



ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Διπλωματική Εργασία

Θέμα:

Σχεδιασμός και Ανάπτυξη Διάταξης Ενίσχυσης
Ακουστικών Σημάτων Υψηλής Απόδοσης και Πιστότητας.

Τνεγλης Φίλιππος

ΑΜ 2008030118

Επιβλέπων Καθηγητής:

Καλαϊτζάκης Κωνσταντίνος

Σεπτέμβριος 2013

Χανιά

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω όσους συνέβαλαν στην περάτωση της εργασίας αυτής. Ιδιαίτερα θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Καθηγητή κ. Καλαϊτζάκη Κωνσταντίνου ο οποίος με βοήθησε με τις γνώσεις του στις δυσκολίες που κλήθηκα να αντιμετωπίσω. Θα ήθελα να τον ευχαριστήσω για υποστήριξη που μου παρείχε και την εμπιστοσύνη που μου έδειξε καθώς και την υπομονή του καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της εργασίας μου. Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τους φίλους μου για την κατανόηση που έδειξαν ιδιαίτερα τους τελευταίους μήνες καθώς και την οικογένειά μου που με στήριξε και με στηρίζει όλα αυτά τα χρόνια.

Φίλιππος Ίνεγλης

Περίληψη

Στην σημερινή εποχή οι ακουστικοί ενισχυτές έχουν προσελκύσει το ενδιαφέρον πολλών κατασκευαστών αφού συναντώνται σχεδόν σε κάθε ηλεκτρονική συσκευή. Πολλές συσκευές καθημερινής χρήσης ενσωματώνουν ενισχυτή ήχου όπως κινητά τηλέφωνα, tablets, laptops, hi-fi κ.α. Για να καλυφθούν αυτές οι ανάγκες έχουν γίνει πολλές έρευνες και δοκιμές για την εύρεση συμβατών λύσεων. Κάθε εφαρμογή έχει διαφορετικές απαιτήσεις από έναν ενισχυτή και διαφορετικές συνθήκες λειτουργίας. Με τη πάροδο των χρόνων έχουν εφευρεθεί συνδεσμολογίες που μπορούν να καλύψουν το κύριο κομμάτι του ήχου που είναι η ποιότητα. Ωστόσο, τη τελευταία δεκαετία έχει δοθεί μεγάλη βαρύτητα στο θέμα της εξοικονόμησης ενέργειας σε όλες τις ηλεκτρικές συσκευές και κατ' επέκταση στους ακουστικούς ενισχυτές. Έτσι, η έρευνα προσανατολίστηκε στην καλύτερη αξιοποίηση της ενέργειας θυσιάζοντας ένα κομμάτι της ποιότητας.

Σκοπός της παρούσας πτυχιακής είναι να δημιουργήσει μια τοπολογία ενός υβριδικού ακουστικού ενισχυτή χαμηλής κατανάλωσης και υψηλής πιστότητας. Πιο συγκεκριμένα, χρησιμοποιεί έναν ενισχυτή τάξης D για την κύρια ενίσχυση και έναν ενισχυτή τάξης AB για την δευτερεύουσα ενίσχυση και την διόρθωση του σήματος. Ο πρώτος φροντίζει να δώσει ικανοποιητική ισχύ στην έξοδο λόγω της καλής του απόδοσης ενώ ο δεύτερος ενισχύει ελάχιστα και διορθώνει σημαντικά την έξοδο λόγω της γραμμικότητάς του. Η δημιουργία του κυκλώματος έγινε με τη βοήθεια του προγράμματος Orcad της Cadence και η μηχανή προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκε ήταν το Spice.

Χρονικά, η δημιουργία του κυκλώματος πέρασε από πολλά στάδια. Αρχικά, έγινε προσπάθεια για την δημιουργία ενός ενισχυτή τάξης D. Συνδυάστηκε με πολλές συνδεσμολογίες ανάδρασης χωρίς αποτέλεσμα. Στην συνέχεια δοκιμάστηκαν τρόποι διόρθωσης της εξόδου με ενισχυτές τάξεων A και AB όπου και καταλήξαμε στην προτεινόμενη συνδεσμολογία.

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1	σελ.9
1.1 Ενισχυτής Ήχου.....	σελ.9
1.2 Τάξη AB.....	σελ.9
1.3 Τάξη D.....	σελ.13
1.3.1 Στάδιο Συγκριτή.....	σελ.13
1.3.2 Στάδιο Ενίσχυσης.....	σελ.15
1.3.3 Φίλτρο Εξόδου.....	σελ.20
1.4 Τάξη AB-D.....	σελ.24
Κεφάλαιο 2.....	σελ.27
2.1 Open Loop Class D.....	σελ.29
2.1.1 Περιγραφή Κυκλώματος.....	σελ.29
2.1.2 Αποτελέσματα – Συμπεράσματα.....	σελ.31
Κύκλωμα.....	σελ.34
2.2 Open Loop Class D(limited cross-current).....	σελ.35
2.2.1 Περιγραφή Κυκλώματος.....	σελ.35
2.2.2 Αποτελέσματα – Συμπεράσματα.....	σελ.39
Κύκλωμα.....	σελ.40
2.3 Class D with feedback.....	σελ.41
2.3.1 1 ^η Συνδεσμολογία Ανάδρασης.....	σελ.41
Κύκλωμα.....	σελ.46
2.3.2 2 ^η Συνδεσμολογία Ανάδρασης.....	σελ.47
Κύκλωμα.....	σελ.50
2.4 Class D – dual Class A supported.....	σελ.51
2.4.1 Παρουσίαση Κυκλώματος.....	σελ.51
2.4.2 Αποτελέσματα – Συμπεράσματα.....	σελ.56
Κύκλωμα.....	σελ.58
Κεφάλαιο 3.....	σελ.60
3.1 Class D- Class AB supported with feedback.....	σελ.62
3.1.1 Παρουσίαση Κυκλώματος.....	σελ.62
3.1.2 Αποτελέσματα – Συμπεράσματα.....	σελ.67
Κώδικας Matlab(Μέτρηση Απόδοσης).....	σελ.71
Κώδικας Matlab(Αποτελέσματα Μετρήσεων).....	σελ.72
Κύκλωμα.....	σελ.74
Βιβλιογραφία.....	σελ.75

Κεφάλαιο 1

1.1 Ενισχυτής Ήχου

Ο ενισχυτής ήχου είναι ένα κύκλωμα το οποίο αποτελείται από διακριτά ηλεκτρικά κομμάτια και σκοπός του είναι να ενισχύσει ένα σήμα χαμηλής ισχύος. Η είσοδός του μεταβάλλεται με το χρόνο σε εύρος φάσματος περίπου 20Hz με 20KHz, δηλαδή το εύρος που αντιλαμβάνεται το ανθρώπινο αυτί. Το σήμα της εισόδου είναι συνήθως της τάξης του 1Volt και κάποιων mA ενώ η έξοδός του ποικίλει ανάλογα με την ισχύ που θέλουμε να παράγουμε. Το φορτίο που οδηγεί ένας ενισχυτής είναι το ηχείο το οποίο χαρακτηρίζεται από την ωμική του αντίσταση, ωστόσο η συμπεριφορά του διαφέρει από ένα απλό ωμικό φορτίο.

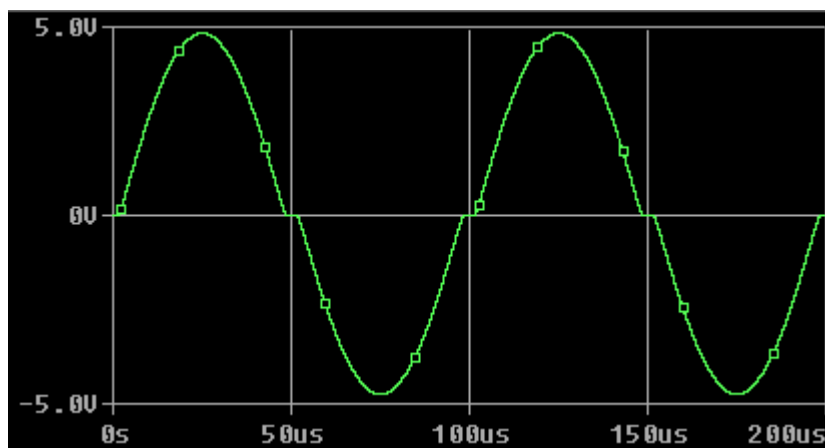
Οι διάφορες συνδεσμολογίες ενίσχυσης που συναντάμε από προηγούμενες δεκαετίες μέχρι σήμερα ποικίλουν σε απόδοση και ποιότητα. Ξεκινώντας από τους ενισχυτές λάμπας, οι ενισχυτές έκαναν την εμφάνισή τους έχοντας πολύ γραμμική συμπεριφορά, δηλαδή καλή πιστότητα με μικρή σχετικά ισχύ της τάξης μερικών Watt. Το σημαντικό τους μειονέκτημα ήταν η μεγάλη κατανάλωση και η θερμοκρασία που εξέπεμπαν οι λάμπες. Για τους λόγους αυτούς αντικαταστάθηκαν από τους ενισχυτές με τρανζίστορ ή ενισχυτές στερεάς κατάστασης(solid state amplifier). Οι δεύτεροι είχαν σημαντικά μικρότερες απώλειες από τους πρώτους, ήταν οικονομικότεροι στη κατασκευή και είχαν μικρότερο όγκο. Το μέσο ενίσχυσης στους πρώτους είναι η λάμπα ενώ στους δεύτερους η ενισχυτή γίνεται με κάποιο ολοκληρωμένο, με χρήση διπολικών τρανζίστορ ή mosfet τρανζίστορ. Αρκετές από τις τοπολογίες των ενισχυτών λάμπας υιοθετήθηκαν και από τους ενισχυτές στερεάς κατάστασης όπως είναι οι ενισχυτές τάξης A και AB.

Οι ενισχυτές κατηγοριοποιούνται σε τάξεις ανάλογα με την τοπολογία που ακολουθούν. Μερικές από τις πιο γνωστές τοπολογίες είναι οι τάξεις A, B, AB και D ενώ υπάρχουν και άλλες οι οποίες αποτελούν κατά βάση ένα συνδυασμό των παραπάνω. Κάθε τοπολογία έχει τα δικά της χαρακτηριστικά τα οποία αφορούν την ποιότητα του ήχου, την απόδοση, τις θερμικές απώλειες κ.α. Στη διπλωματική θα προσπαθήσουμε να προσεγγίσουμε μια τοπολογία που θα συνδυάζει τις τοπολογίες AB και D αξιοποιώντας τα πλεονεκτήματα της καθεμιάς. Πριν όμως προχωρήσουμε στο κύκλωμα πρέπει να παρουσιάσουμε τις δυο τάξεις.

1.2 Τάξη AB

Οι ενισχυτές τάξης AB είναι ευρέως γνωστοί για την πολύ καλή πιστότητα και για την μέτρια απόδοσή τους. Αποτελούν μια ειδική συνδεσμολογία της τάξης B (push-pull συνδεσμολογία) με τη διαφορά ότι ελαττώνεται σημαντικά το crossover distortion. Η βασική συνδεσμολογία της

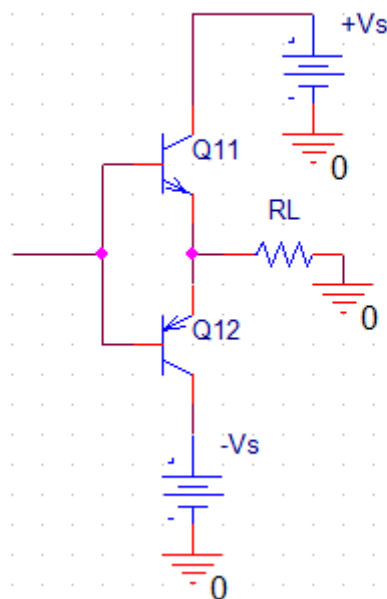
τάξης B αποτελείται από δυο διπολικά τρανζίστορ, ένα NPN(Q11) και ένα PNP(Q12) όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.2.α. Ονομάζεται αλλιώς και push-pull συνδεσμολογία επειδή 'σπρώχνει' το ρεύμα στο πρώτο μισό ενός ημιτονοειδούς σήματος και να 'τραβάει' το ρεύμα στο υπόλοιπο μισό. Πιο συγκεκριμένα, αν έχουμε στην είσοδο μια περίοδο ενός ημιτόνου τότε στο πρώτο μισό της περιόδου, το NPN θα βρίσκεται στη γραμμική περιοχή και θα άγει, στο υπόλοιπο μισό το NPN θα βρίσκεται σε αποκοπή ενώ το PNP θα βρίσκεται στη γραμμική περιοχή και θα άγει. Για να άγει το καθένα από τα τρανζίστορ πρέπει η διαφορά τάσης V_{BE} να είναι κατά μέτρο μεγαλύτερη από $\sim 0.7V$. Γι' αυτό το λόγο παρατηρούμε μια παραμόρφωση καθώς η κυματομορφή τέμνει τον οριζόντιο άξονα όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.2.β. Το αποτέλεσμα αυτής της παραμόρφωσης είναι να εμφανίζονται επιπλέον αρμονικές συχνότητες πέρα της θεμελιώδους συχνότητας. Για παράδειγμα αν έχουμε ημιτονοειδές σήμα 1KHz στην είσοδο τότε στο πεδίο της συχνότητας αυτό που θα παρατηρήσουμε είναι μια σημαντική τιμή στο 1KHz και μικρότερες τιμές στις υπόλοιπες αρμονικές(2KHz, 3KHz, 4KHz κ.ο.κ.)



Σχήμα 1.2.β

έναν τάξης B ενισχυτή με μια μικρή συνδεσμολογία επιπλέον για να κρατά και τα δυο τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή. Ο σκοπός αυτού είναι να εξαλείψει το crossover distortion ενώ συνεχίζει να επωφελείται από τη γραμμικότητα των διπολικών τρανζίστορ. Ο τρόπος λειτουργίας είναι ο ίδιος με τον παραπάνω(push pull διάταξη), δηλαδή στη μισή περίοδο ενός ημιτονοειδούς σήματος άγει το ένα τρανζίστορ και στην υπόλοιπη μισή το δεύτερο τρανζίστορ.

Για τους ενισχυτές τάξης AB σημαντικό ρόλο παίζει το ρεύμα ηρεμίας(quiescent bias current). Ρεύμα ηρεμίας είναι το ρεύμα που διαρρέει τα τρανζίστορ όταν δεν υπάρχει σήμα στην είσοδο. Είναι το ρεύμα που ξεκινάει από την θετική πηγή και καταλήγει στην αρνητική πηγή με αποτέλεσμα να έχουμε απώλεια ενέργειας. Όσο μεγαλύτερη είναι τάση που εφαρμόζουμε στη βάση

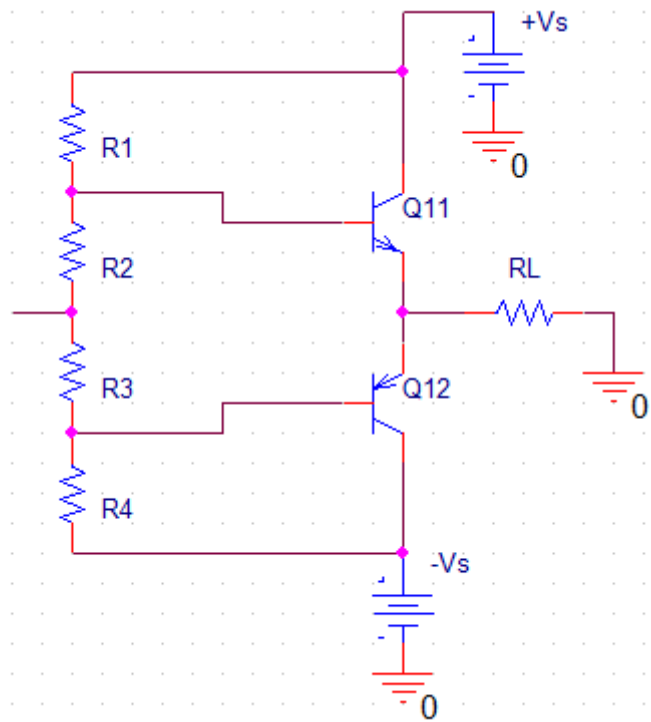


Σχήμα 1.2.α

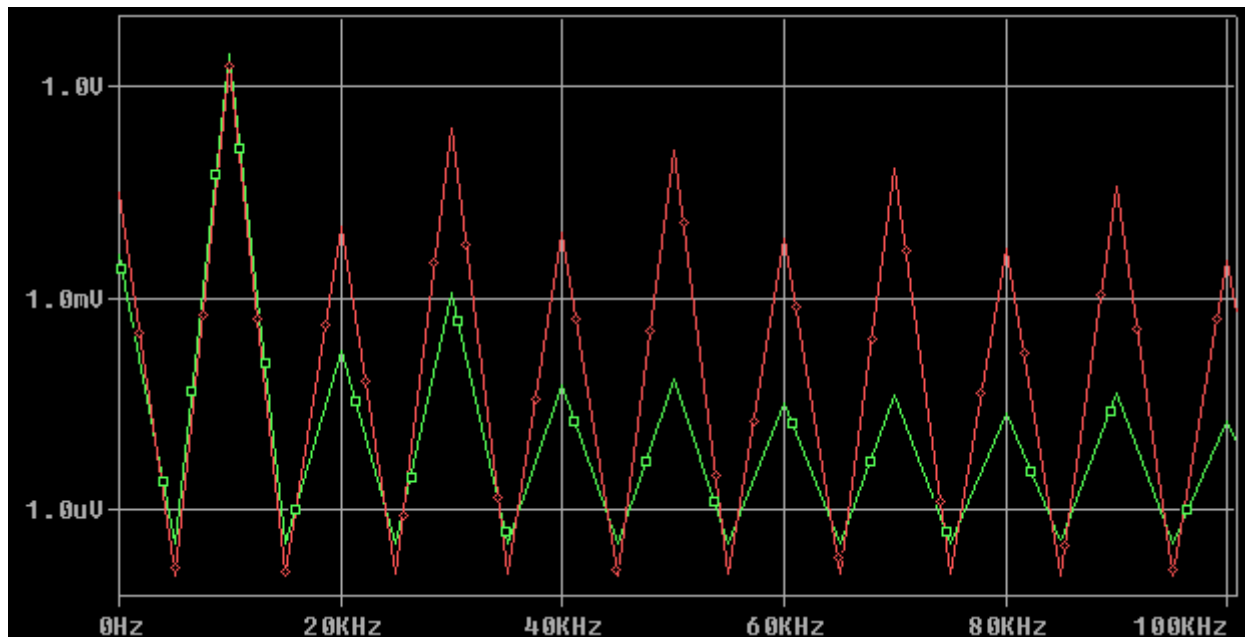
Το πρόβλημα αυτό λύνεται έχοντας και τα δυο τρανζίστορ συνεχώς στην ενεργό περιοχή, οπότε ένα πολύ μικρό ρεύμα θα διαρρέει και τα δυο διπολικά τρανζίστορ όταν δεν υπάρχει σήμα εισόδου. Η καινούρια αυτή τοπολογία λύνει πλέον το πρόβλημα του crossover distortion.

Οι ενισχυτές τάξης AB απαρτίζονται από τα ίδια στοιχεία που απαρτίζεται και

των τρανζίστορ τόσο μεγαλύτερο είναι το ρεύμα ηρεμίας και τόσο περισσότερο ελαττώνεται το crossover distortion. Στο Σχήμα 1.2.γ φαίνεται η τοπολογία τάξης AB με τις αντιστάσεις που χρειάζονται για να κρατούν τα τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή. Οι αντιστάσεις λειτουργούν ως διαιρέτες τάσης για να έχουμε την επιθυμητή τάση στη βάση των τρανζίστορ. Στο Σχήμα 1.2.δ βλέπουμε την ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας την εξόδο της τοπολογίας B και AB με κόκκινο και πράσινο αντίστοιχα για ημίτονο συχνότητας 10KHz. Δεδομένου ότι ο κάθετος άξονας είναι σε λογαριθμική κλίμακα καταλαβαίνουμε ότι οι τιμές των αρμονικών συχνοτήτων στην τοπολογία AB είναι τάξεις μικρότερες από τις αρμονικές συχνοτήτες στην τοπολογία B.



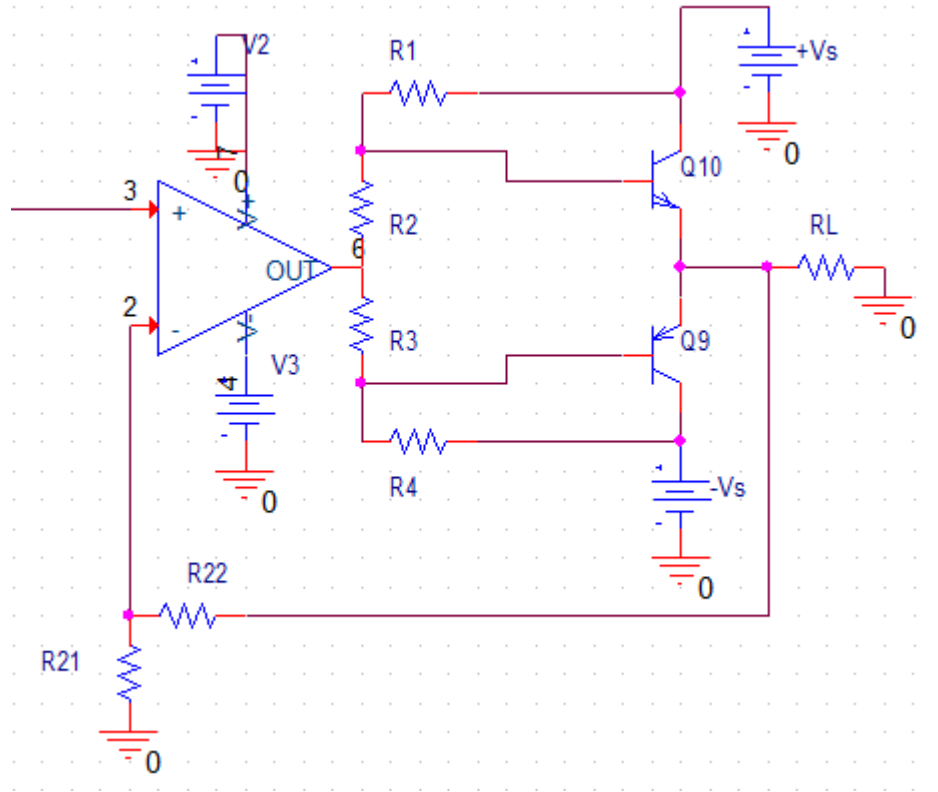
Σχήμα 1.2.γ



Σχήμα 1.2.δ

Το κύκλωμα τοπολογίας AB που θα χρησιμοποιήσουμε σε αυτή τη διπλωματική είναι αυτό που φαίνεται στο Σχήμα 1.2.ε και διαφέρει ελάχιστα από την κλασσική τοπολογία AB. Στην είσοδο του ενισχυτή υπάρχει ένας τελεστικός ο οποίος είναι σε μη-αναστρέφουσα συνδεσμολογία και παίρνει σήμα ανάδρασης από την έξοδο του ενισχυτή. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να διορθώνει το σήμα στην έξοδο αλλάζοντας κατάλληλα το σήμα στην είσοδο της τοπολογίας AB. Συγκεκριμένα, όταν παρουσιάζεται crossover distortion στην έξοδο, ακόμα και μικρό, τότε η έξοδος του τελεστικού

μεταβάλλεται πολύ γρήγορα για να το διορθώσει. Σχετικές γραφικές θα δούμε στην ανάλυση του τελικού κυκλώματος. Η έξοδος ολόκληρου του κυκλώματος καθορίζεται από τις αντιστάσεις R_{21} και R_{22} όπου σύμφωνα με την σχέση για τελεστικούς σε μη-ανάστροφη συνδεσμολογία θα είναι $a=1+R_{22}/R_{21}$. Οπότε θα έχουμε $V_{OUT} = a \cdot V_{IN}$.



Σχήμα 1.2.ε

Η απόδοση των ενισχυτών τάξης AB(βλέπε Σχήμα 1.2.γ) είναι αρκετά χαμηλή και αποτελεί το κυριότερο μειονέκτημά της. Ο υπολογισμός της απόδοσης μαθηματικά ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος εξόδου προς την ισχύ εισόδου από τις πηγές. Για να υπολογίσουμε την απόδοση ακολουθούμε την παρακάτω διαδικασία. Αρχικά θεωρούμε ότι έχουμε ημιτονοειδές σήμα στην έξοδο:

$$V(t) = V_p \cdot \sin(\omega t)$$

$$I(t) = I_p \cdot \sin(\omega t)$$

Η μέση ισχύς στην έξοδο για $1/4$ της περιόδου του σήματος θα είναι:

$$P_{(OUT)} = \frac{1}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} V(t) \cdot I(t) dt = \frac{1}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} V_p \cdot I_p \cdot \sin^2(\omega t) dt = \frac{(V_p \cdot I_p)}{2}$$

Και η μέση ισχύς που θα μας παρέχουν οι πηγές για τον αντίστοιχο χρόνο θα είναι:

$$P_{(IN)} = \frac{1}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} V(t) \cdot I(t) dt = \frac{1}{\left(\frac{\pi}{2}\right)} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{2}} V_S \cdot I_p \cdot \sin(\omega t) dt = \frac{(2 \cdot V_S \cdot I_p)}{\pi}$$

Άρα η απόδοση θα είναι:

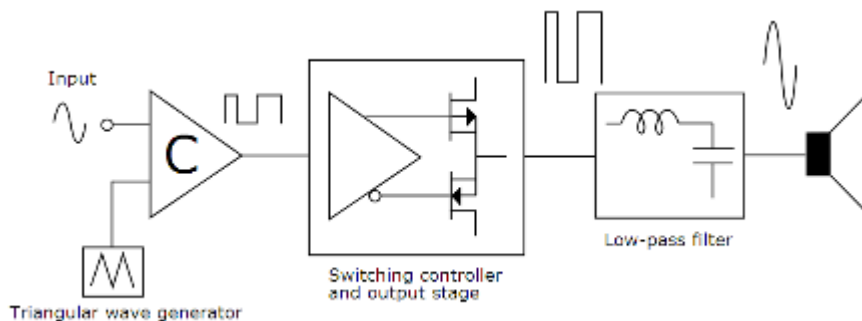
$$a_{(efficiency)} = \frac{P_{(OUT)}}{P_{(IN)}} \cdot 100 \% = \frac{\pi \cdot V_P}{4 \cdot V_S} \cdot 100 \%$$

Παρατηρούμε ότι όταν η έξοδος έχει ίδια τιμή με τη πηγή, δηλαδή ο ενισχυτής λειτουργεί στο μέγιστο, τότε η απόδοση παίρνει τη μέγιστη τιμή που είναι 78%. Σε ενδιάμεσες καταστάσεις η απόδοση αυξάνεται γραμμικά με την τάση στην έξοδο.

1.3 Τάξη D

Οι ενισχυτές τάξης D είναι πλέον ευρέως γνωστοί και χρησιμοποιούνται σχεδόν σε όλες τις νέες κατασκευές ως κύριο μέσο ενίσχυσης. Είναι γνωστοί για τη δυνατότητά τους να παράγουν μεγάλη ισχύ (κάποιων KW) με πολύ καλή απόδοση. Το μειονέκτημά τους είναι ότι η διαδικασία ενίσχυσης εισάγει σημαντική παραμόρφωση, αρκετή για να ξεπεράσει τα ανεκτά όρια, για το λόγο αυτό έχουν επινοηθεί πολλές συνδεσμολογίες ανάδρασης ενώ συνδυάζονται με ενισχυτές άλλων τάξεων.

Η κύρια ιδέα της τάξης D βασίζεται στο γρήγορο άνοιγμα και κλείσιμο των mosfet όπου σε συνδυασμό με την χαμηλή αντίσταση των mosfet όταν άγουν ($R_{DS(ON)}$) οδηγούν σε πολύ μικρή απώλεια. Στο Σχήμα 1.3.α φαίνεται διαγραμματικά η διαδικασία ενίσχυσης της οποίας κάθε στάδιο θα αναλυθεί παρακάτω.

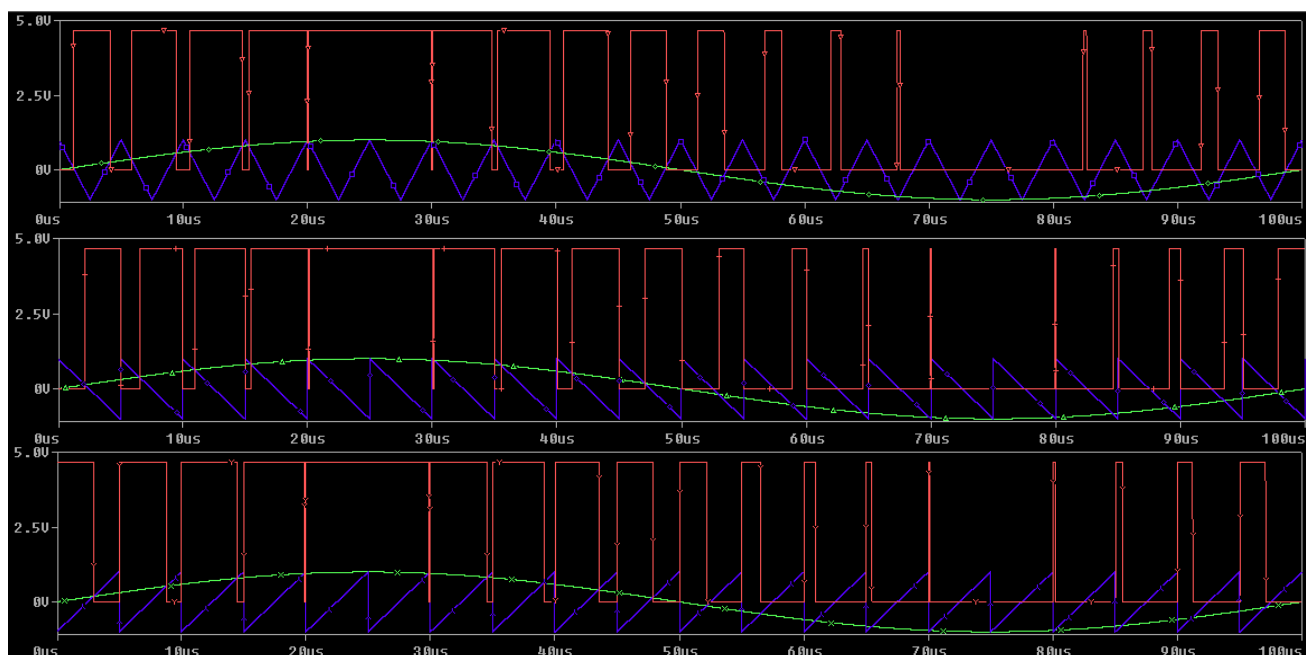


Σχήμα 1.3.α

1.3.1 Στάδιο Συγκριτή

Στο πρώτο στάδιο το σήμα που θα ενισχυθεί μπαίνει ως είσοδος σε ένα συγκριτή μαζί με ένα τριγωνικό παλμό. Η έξοδος του συγκριτή μας δείχνει πότε το σήμα είναι πάνω από το τριγωνικό παλμό βγάζοντας στην έξοδό του τετραγωνικούς παλμούς τάσεις επιπέδου TTL και ανάλογου πλάτους. Δηλαδή εφαρμόζουμε στο σήμα εισόδου διαμόρφωση εύρους παλμών (Pulse Width Modulation) δειγματοληπώντας το σήμα με συχνότητα όση αυτή του τριγωνικού παλμού. Ωστόσο, ο τριγωνικός παλμός μπορεί να διαφέρει σε πλάτος, συχνότητα και μορφή ανάλογα με τη χρήση. Στο Σχήμα 1.3.1.α βλέπουμε παραδείγματα δειγματοληψίας για συχνότητα 200KHz στο 1Volt

τριών διαφορετικών μορφών. Με πράσινο έχουμε το σήμα εισόδου, με μπλε τον τριγωνικό παλμό και με κόκκινο την έξοδο του συγκριτή.

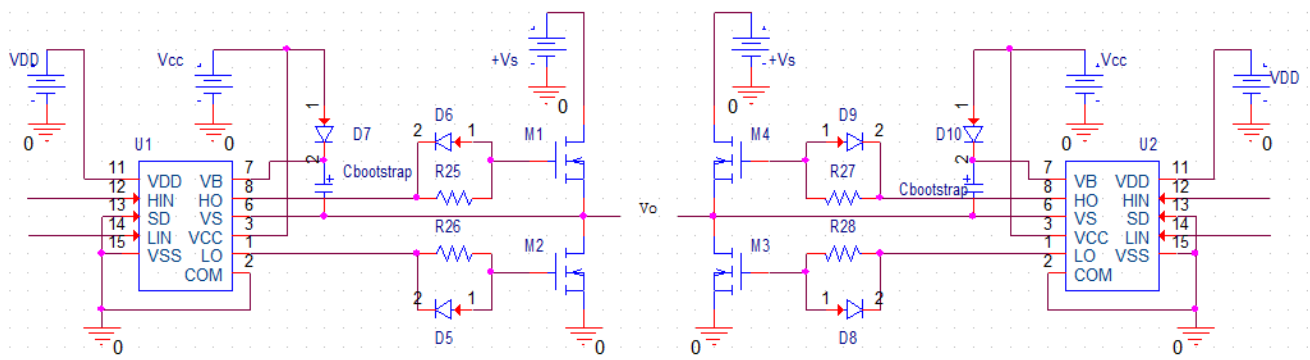


Σχήμα 1.3.1.α

Το στάδιο του συγκριτή παίζει σημαντικό ρόλο στην εισαγωγή παραμόρφωσης καθώς σε πραγματικές συνθήκες το propagation time, rise time και fall time δεν είναι αμελητέα. Όταν το σήμα εισόδου φτάνει σε τιμές κοντά στο 1Volt ή -1Volt τότε το πλάτος του παλμού στην έξοδο του συγκριτή είναι πολύ μικρό. Ειδικότερα, τα προβλήματα που αντιμετωπίζουμε είναι 3. Πρώτον, οι χρόνοι rise time και fall time δεν είναι ίσοι. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ο παλμός στην έξοδο να έχει διαφορετικό slew rate κατά την μετάβαση 0V → 5V και διαφορετικό slew rate κατά τη μετάβαση 5V → 0V. Δεύτερο πρόβλημα που αντιμετωπίζουμε, το οποίο πηγάζει από το πρώτο, είναι ότι το πλάτος των παλμών που μπορεί να δώσει στην έξοδο ο συγκριτής. Όταν το σήμα μας βρίσκεται κοντά στο 1V τότε οι παλμοί των 0V στην έξοδο θα έχουν μικρό πλάτος. Για να καταφέρει ο συγκριτής να δώσει στην έξοδο αυτόν τον παλμό πρέπει να έχει καλό fall time. Αντίστροφα, όταν το σήμα εισόδου είναι κοντά στο -1V τότε ο συγκριτής για να δώσει στην έξοδο του λεπτούς παλμούς των 5V πρέπει να έχει καλό rise time. Όπως είπαμε και παραπάνω αυτοί οι χρόνοι δεν είναι ίσοι υπό πραγματικές συνθήκες οπότε καταλαβαίνουμε ότι κάποιος παλμοί δεν φτάνουν στην έξοδο του συγκριτή. Τέλος, ο κυριότερος παράγοντας που επηρεάζει αρνητικά όλους χρόνους και την συνολική λειτουργία του συγκριτή είναι η θερμοκρασία. Δεδομένα ότι σε κοντινή απόσταση βρίσκεται ο οδηγός των mosfet αλλά και τα ίδια τα mosfet, η θερμοκρασία μπορεί να ανέβει αισθητά με αποτέλεσμα να αλλάξουν πολλές παράμετροι. Οι αλλαγές αυτές δεν είναι ανάλογες τις θερμοκρασίας οπότε η συμπεριφορά του συγκριτή δεν μπορεί να προβλεφθεί επαρκώς σε θερμοκρασίες μεγαλύτερες των 30-40 C°.

1.3.2 Στάδιο Ενίσχυσης

Στο δεύτερο κομμάτι του κυκλώματος είναι το στάδιο ενίσχυσης το οποίο αποτελείται από τον οδηγό των mosfet (gate driver) και τα ίδια τα mosfet. Το στάδιο αυτό είναι το πιο κρίσιμο και το πιο περίπλοκο σε αυτή τη τοπολογία. Ο οδηγός των mosfet χωρίζεται σε δυο τμήματα, το high side και το low side όπου καταλαβαίνουμε ότι το πρώτο είναι υπεύθυνο για το πάνω mosfet (δηλαδή αυτό που έχει το drain συνδεδεμένο στο $+V_S$) ενώ το δεύτερο είναι υπεύθυνο για το κάτω mosfet (δηλαδή αυτό που το source του είναι συνδεδεμένο στα 0V ή στο $-V_S$). Οι δυο τοπολογίες που χρησιμοποιούνται σε αυτό το στάδιο είναι η Full Bridge (Σχήμα 1.3.2.α) και Half Bridge (Σχήμα 1.3.2.γ) οι οποίες θα αναλυθούν αργότερα.



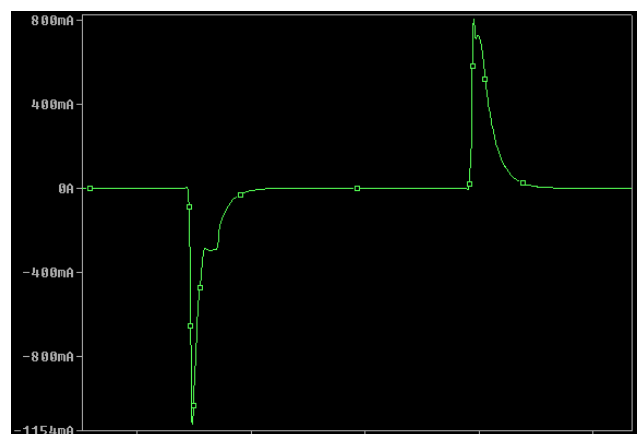
Σχήμα 1.3.2.α

Δεδομένου ότι τα σήματα που έρχονται από τον συγκριτή είναι παλμοί, τα mosfet πρέπει να ανοίγουν και να κλείνουν πολύ γρήγορα. Επειδή οι χρόνοι rise time και το fall time είναι πολύ μικροί χρειαζόμαστε ρεύμα μεγάλης έντασης για να ανοίξουμε και να κλείσουμε τα mosfet ακαριαία. Την ανάγκη αυτή ικανοποιεί ο οδηγός των mosfet ο οποίος λαμβάνει στις εισόδους του HIN και LIN σήματα 0 ή 1, είτε σε επίπεδο 5V είτε σε επίπεδο 3.3V, και ανοίγει το αντίστοιχο mosfet ενώ ταυτόχρονα κλείνει το άλλο. Για να γίνει γρήγορα αυτή η εναλλαγή ο οδηγός πρέπει να είναι ικανός να δώσει και να τραβήξει ρεύμα μεγάλης έντασης αφού οι πύλες των mosfet για τέτοιες εφαρμογές έχουν χωρητικότητες της τάξης των 1-3nF. Στο Σχήμα 1.3.2.β βλέπουμε ένα παράδειγμα όπου ο οδηγός δίνει και τραβάει ρεύμα έντασης 0.8A για πολύ μικρό χρονικό διάστημα. Η ένταση του ρεύματος που να μπορεί να δώσει και να τραβήξει ο οδηγός μπορεί να υπολογιστεί από την παρακάτω σχέση:

$$I = \frac{C_{iss} \cdot V}{T}$$

Όπου C_{iss} και V είναι η χωρητικότητα του gate και η τάση που θα εφαρμόσουμε σε αυτή αντίστοιχα ενώ T είναι ο χρόνος που θέλουμε να πραγματοποιηθεί η φόρτιση του C_{iss} .

Η τάση που πρέπει να εφαρμόσουμε στα mosfet ώστε να άγουν πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την τάση κατωφλίου V_T . Η τάση



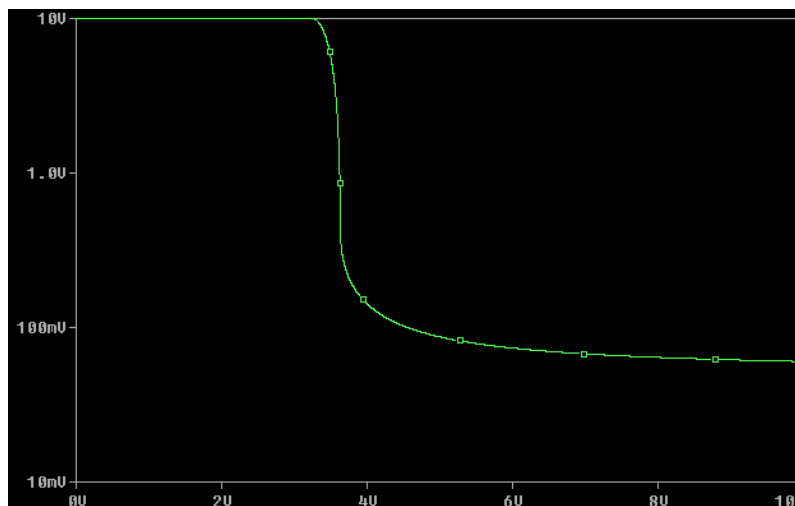
Σχήμα 1.3.2.β

κατωφλίου για κάθε mosfet είναι διαφορετική και δίνεται από τον κατασκευαστή (πρακτικά είναι μικρή τάση, περίπου 1V). Επίσης κάθε mosfet έχει την δική του μέγιστη τάση V_{GS} που μπορούμε να εφαρμόσουμε σε αυτό και η πιο συνηθισμένη τιμή είναι τα 20V. Επιλέγουμε, λοιπόν, μια τιμή αρκετά μεγάλη χωρίς όμως να το καταστρέψουμε.

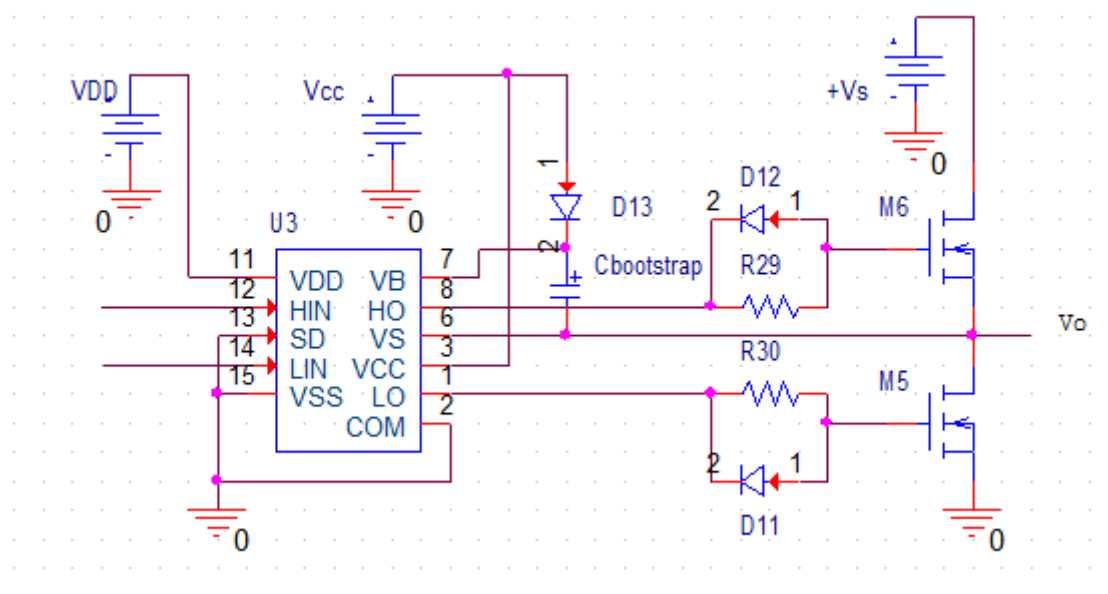
Καθώς το mosfet άγει παρουσιάζεται μια μικρή πτώση τάσης στα άκρα drain και source.

Δηλαδή συμπεριφέρεται σαν μικρή αντίσταση. Η αντίσταση αυτή ονομάζεται $R_{DS(ON)}$ και δίνεται από τον κατασκευαστή. Όσο μεγαλύτερη είναι η τάση V_{GS} που εφαρμόζουμε τόσο μικρότερη είναι η $R_{DS(ON)}$. Για να μην έχουμε μεγάλη $R_{DS(ON)}$ επιλέγουμε τάση V_{GS} περίπου $5V < V_{GS} < 20V$. Για τάσεις μικρότερες των 5V η $R_{DS(ON)}$ είναι σημαντική οπότε έχουμε πτώση τάσης δηλαδή απώλεια ενέργειας με τη μορφή θερμότητας. Για τάσεις μεγαλύτερες των 20V υπάρχει κίνδυνος να καεί το mosfet, οπότε διαλέγουμε μια τάση περίπου 10-12V. Στο Σχήμα 1.3.2.γ βλέπουμε στον οριζόντιο άξονα την τάση V_{GS} που ασκούμε και στον κάθετο άξονα, ο οποίος είναι λογαριθμικά αριθμημένος, την πτώση τάσης που έχουμε στα άκρα drain και source.

Η τροφοδοσία του οδηγού (V_{CC} και COM) μπορεί να είναι διαφορετική ανάλογα με τη χρήση. Θα κάνουμε προσωρινά μια σύμβαση. Θεωρούμε ότι η έξοδος του τελικού σταδίου των mosfet κυμαίνεται μεταξύ $+V_s$ και 0V και ότι έχουμε Half Bridge (Σχήμα 1.3.2.δ) συνδεσμολογία. Αυτό σημαίνει ότι επιλέγουμε το COM του οδηγού να είναι στη γείωση (0V). Το V_{CC} παίρνει την τιμή που θέλουμε να έχει το V_{GS} όταν ανοίγει ένα mosfet, δηλαδή μια τιμή μεταξύ 10-12V.



Σχήμα 1.3.2.γ



Σχήμα 1.3.2.δ

Στο παρακάτω διάγραμμα βλέπουμε τον οδηγό U3, την τροφοδοσία του οδηγού V_{CC} , τα high και low side N-mosfet τα οποία είναι τα M6 και M5 αντίστοιχα και κάποιες αντιστάσεις, πυκνωτές και διόδους. Η έξοδος LO είναι παλμοί με αρκετά μικρούς χρόνους rise και fall time οι οποίοι παίρνουν τιμές COM ή V_{CC} οπότε η τάση V_{GS} (με σταθερή τάση source στα 0V) θα είναι:

$$V_{GS} = V_{CC} - 0V = V_{CC} \quad (\text{mosfet ON})$$

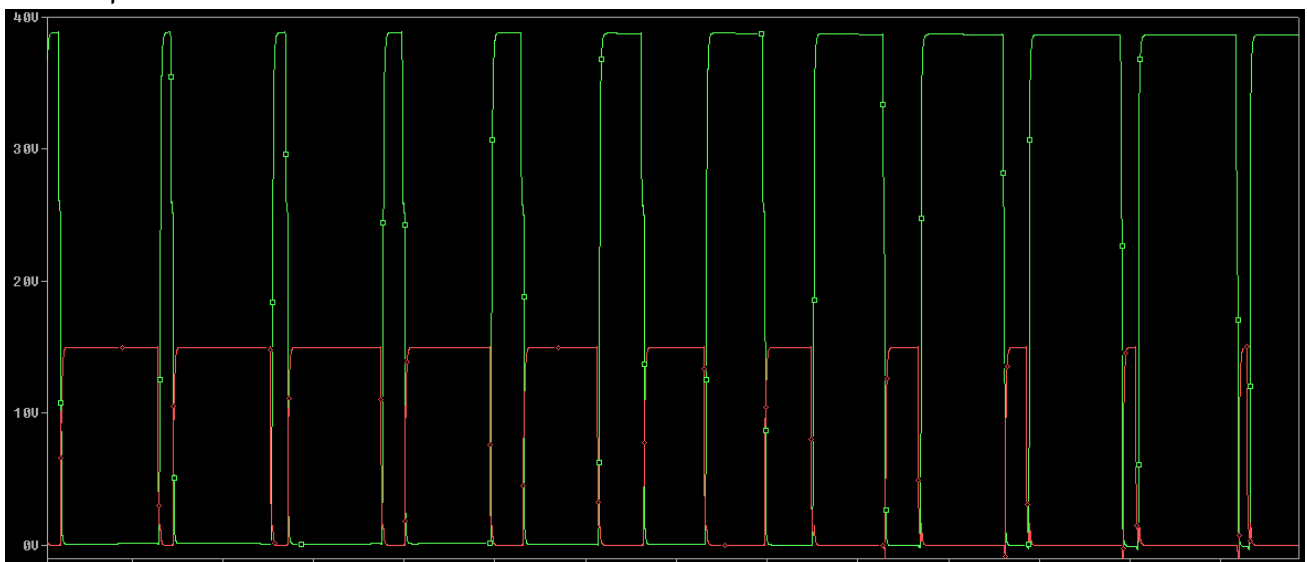
$$V_{GS} = \text{COM} - 0V = 0V \quad (\text{mosfet OFF})$$

Η αντίστοιχη διαδικασία για το high side mosfet είναι πιο περίπλοκη αφού η τάση στο source του mosfet δεν είναι σταθερή. Γι' αυτό γίνεται ανίχνευση της τάσης από την είσοδο του οδηγού VS. Παράλληλα, φορτίζεται ο πυκνωτής $C_{bootstrap}$ και η διάδος D13 δεν τον αφήνει να αποφορτιστεί. Η τάση του φορτισμένου πυκνωτή είναι αυτή που θα μας δώσει την V_{GS} για να ανοίξει το mosfet M6. Επιλέξουμε μια ικανοποιητική τιμή για τον πυκνωτή $C_{bootstrap}$ ώστε να μην υπάρχει σημαντικό ripple στην τάση στα άκρα του όταν θα ανοίξει το mosfet M6. Όταν στην είσοδο HIN έχουμε +5V ή +3.3V(true) τότε η τάση του πυκνωτή προστίθεται στο σήμα της εισόδου VS ενώ όταν έχουμε 0V στην είσοδο τότε η έξοδος HO παίρνει την τιμή VS. Συνοπτικά, η έξοδος HO θα παίρνει τις εξής τιμές:

$$HO = V_{Cbootstrap} + VS \Rightarrow V_{GS} = V_{GATE} - V_{SOURCE} = HO - VS = V_{Cbootstrap} \quad (\text{mosfet ON})$$

$$HO = VS \Rightarrow V_{GS} = V_{GATE} - V_{SOURCE} = HO - VS = 0V \quad (\text{mosfet OFF})$$

Στο Σχήμα 1.3.2.ε έχουμε ένα παράδειγμα όπου παρουσιάζονται οι τάσεις των εξόδων HO και LO για $V_{CC}=15V$ και $+V_S=24V$.



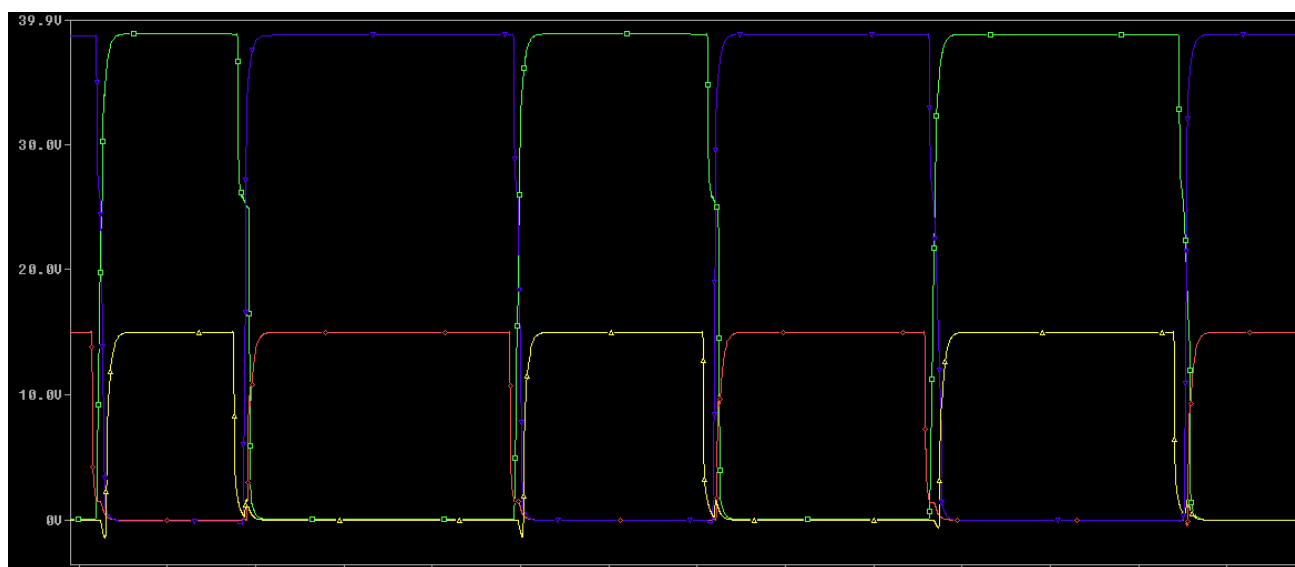
Σχήμα 1.3.2.ε

Οπότε στην έξοδο των mosfet παρατηρούμε τετραγωνικούς παλμούς πλάτους ανάλογου με αυτών που προέκυψαν από την διαμόρφωση πλάτους του σήματος εισόδου και ύψους από 0V μέχρι $+V_S$. Η σύμβαση που ακολουθήσαμε στο παραπάνω παράδειγμα ήταν ότι έχουμε Half Bridge τοπολογία και 0V στο source του low side mosfet(M5). Με βάση αυτό το μοντέλο μπορούμε να εξηγήσουμε και να καταλάβουμε την λειτουργία της Half Bridge τοπολογίας με αρνητική τάση $-V_S$

στο source του low side mosfet. Συγκεκριμένα, αυτό που αλλάζει είναι ότι το COM του οδηγού δεν οδηγείται στη γείωση αλλά στην αρνητική πηγή $-V_s$. Έτσι όταν θέλουμε να μην άγει το κάτω mosfet εφαρμόζουμε αρνητική τάση στη πύλη του με αποτέλεσμα να έχουμε μηδενική τάση V_{GS} . Η υπόλοιπη λειτουργία του κυκλώματος παραμένει ίδια. Στη πραγματικότητα οι περισσότερες κατασκευές χρησιμοποιούν αυτή τη διάταξη αλλά για την προσομοίωση ήταν πολύ δύσκολο να πραγματοποιηθεί αφού οι διαθέσιμες βιβλιοθήκες για τους οδηγούς δεν το υποστήριζαν.

Τέλος, η πιο σύνθετη μορφή του σταδίου αυτού είναι η τοπολογία Full Bridge όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.3.2.α. Σε αυτή δεν είναι απαραίτητη η ύπαρξη αρνητικής πηγής αφού η διαφορά δυναμικού V_O παίρνει θετικές και αρνητικές τιμές. Αυτό συμβαίνει γιατί το ρεύμα διαρρέει το φορτίο και προς τις δυο κατευθύνσεις. Αποτελείται από δυο οδηγούς και τέσσερα mosfet δηλαδή τα διπλά υλικά από την τοπολογία Half Bridge ενώ μόνο με την πηγή $+V_s$ μπορεί να παράγει την ίδια ισχύ που παράγει η τοπολογία Half Bridge με πηγή $\pm V_s$.

Κύρια ιδέα της λειτουργίας του κυκλώματος είναι το άνοιγμα(ή κλείσιμο) αντιδιαμετρικών mosfet. Πιο συγκεκριμένα, επιδιώκουμε να άγουν τα mosfet M1 και M3 ταυτόχρονα και να μην άγουν τα M2 και M4. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το ρεύμα να διαρρέει το M1, το φορτίο και το M3 δημιουργώντας μια τάση $V_O > 0V$. Αντίστοιχα, για τη δημιουργία της αρνητικής V_O επιδιώκουμε να



Σχήμα 1.3.2.στ

άγουν τα M4 και M2 ενώ τα M1 και M3 είναι κλειστά. Συνεπώς έχουμε στην έξοδο V_O παλμούς ύψους $\pm V_s$. Στο παρακάτω Σχήμα 1.3.2.στ έχουμε τις τάσεις που εφαρμόζουμε στις πύλες των mosfet όπου $V_{G(M1)}$ =μπλε, $V_{G(M3)}$ =κόκκινο, $V_{G(M4)}$ =πράσινο και $V_{G(M2)}$ =κίτρινο.

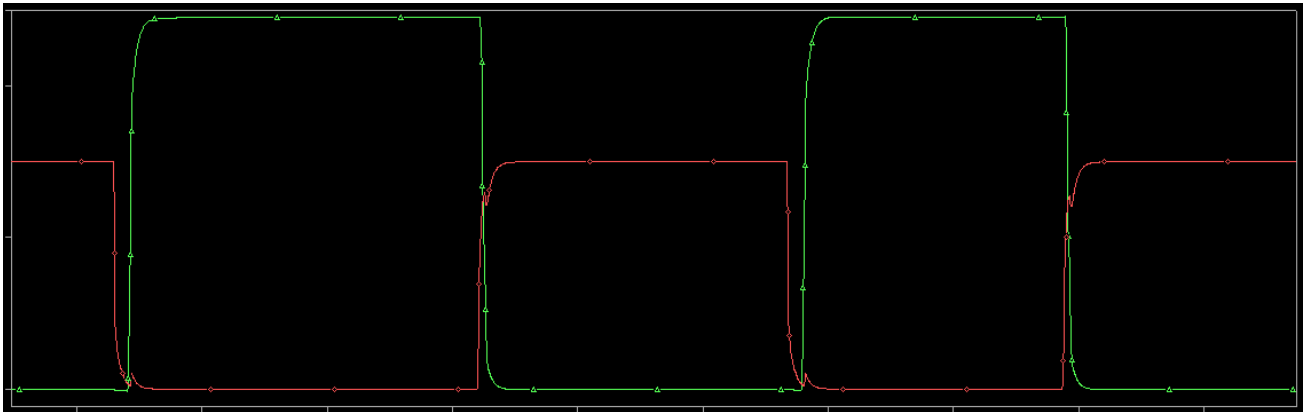
Αντικαθιστώντας τη γείωση στο source των low side mosfet με $-V_s$ και την γείωση του οδηγού των mosfet με $-V_s$ μπορούμε να επιτύχουμε διπλάσια ισχύ στην έξοδο. Η τάση V_O πλέον δεν παίρνει τιμές $\pm V_s$ αλλά $\pm 2V_s$. Αυτός είναι και ο πιο αποδοτικός τρόπος για να εκμεταλλευτούμε μια χαμηλή τάση $\pm V_s$.

Το στάδιο της τελικής ενίσχυσης είναι το στάδιο που εισάγει την μεγαλύτερη παραμόρφωση στο σήμα και αυτό πραγματοποιείται με ποικίλους τρόπους. Αρχικά, ο οδηγός των mosfet σε πραγματικές συνθήκες έχει κάποιες ιδιαιτερότητες οι οποίες ποικίλουν από οδηγό σε οδηγό. Μια παράμετρος που μας επηρεάζει είναι το ελάχιστο πλάτος του παλμού που αναγνωρίζει ως 0 ή ως 1 ο

οδηγός στην είσοδό του. Δηλαδή, κάποιοι παλμοί με μικρό πλάτος δεν αναγνωρίζονται, με αυτό τον τρόπο χάνουμε πληροφορία. Ωστόσο, οι παλμοί με μικρό πλάτος αναγνωρίζονται διαφορετικά από τον οδηγό όταν είναι παλμοί 0 ή 1, δηλαδή όταν ένας παλμός 0 μικρού πλάτους αναγνωρίζεται τότε ο παλμός 1 με το ίδιο πλάτος μπορεί να μην αναγνωριστεί ή αντίστροφα. Αυτό εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του οδηγού. Στη πιο συνηθισμένη περίπτωση ο οδηγός έχει την ικανότητα να αναγνωρίζει παλμούς 1 με μικρότερο πλάτος παρά παλμούς 0.

Ένας δεύτερος παράγοντας του οδηγού που μας επηρεάζει είναι το rise και fall time των εξόδων. Στο low side η τάση στην έξοδο παίρνει τιμές από 0V μέχρι V_{CC} και η τάση αυτή αποκτιέται από την τροφοδοσία του οδηγού συνεπώς το slew rate είναι μεγάλο. Στο high side η τάση στην έξοδο παίρνει τιμές από 0V μέχρι $V_S + V_{CC}$ όπου η επιπλέον τάση V_{CC} αποκτιέται από την αποφόρτιση του πυκνωτή $C_{bootstrap}$ οπότε το slew rate επηρεάζεται αρνητικά.

Ο τελευταίος παράγοντας του οδηγού που πρέπει να λάβουμε υπόψη είναι το propagation time της εξόδου του high και low side. Οι τιμές αυτών είναι διαφορετικές με αποτέλεσμα να έχουμε



Σχήμα 1.3.2.ζ

διαφορετική μετατόπιση των παλμών στην έξοδο του οδηγού. Η διαφορετική μετατόπιση οδηγεί στην δημιουργία κενών ανάμεσα στους παλμούς ή επικάλυψη του ενός με τον επόμενο. Στο Σχήμα 1.3.2.ζ φαίνεται ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα όπου ο οδηγός παρουσιάζει κατά πολύ μεγαλύτερο propagation time για τη high side έξοδο παρά για την low side έξοδο. Στο κενό μεταξύ των παλμών και τα δυο mosfet δεν άγουν ενώ κατά τη διάρκεια της επικάλυψης άγουν ταυτόχρονα και τα δυο mosfet για μικρό χρονικό διάστημα. Το ρεύμα αυτό λέγεται Cross Current και μπορεί να υπολογιστεί από την σχέση:

$$I_{CrossCurrent} = \frac{V_S}{2 \cdot R_{DS(ON)}}$$

Αν σκεφτούμε ότι η τάση V_S είναι μερικές δεκάδες Volt και η $R_{DS(ON)}$ είναι της τάξης των mΩ τότε το Cross Current θα έχει τιμή της τάξης μερικών εκατοντάδων Αμπέρ κάτι που είναι καταστροφικό για τα mosfet αλλά και την απόδοση. Πρακτικά, όσο μεγαλύτερο είναι το Cross Current τόσο μεγαλύτερη είναι η παραμόρφωση στην έξοδο. Για να το αποφύγουμε αυτό υπάρχουν δυο τρόποι. Μερικά ολοκληρωμένα έχουν μια είσοδο στην οποία συνδέεται αντίσταση της οποίας η τιμή είναι ανάλογη της καθυστέρησης που εφαρμόζεται στο παλμό του high side ή του low side. Ο δεύτερος τρόπος για να αποφύγουμε το Cross Current είναι να κάνουμε μετατόπιση του κατάλληλου παλμού πριν τον οδηγό. Έτσι, οι παλμοί από την έξοδο του συγκριτή θα μπαίνουν ως

είσοδοι στον οδηγό ελαφρώς επικαλυπτόμενοι και στην έξοδο θα έχουμε τους παλμούς στην σωστή χρονική στιγμή.

Πέρα από την σημαντική συνεισφορά του τμήματος της ενίσχυσης στη διαμόρφωση της ποιότητας της εξόδου, σημαντική είναι και η συνεισφορά στον καθορισμό της απόδοσης όλου του ενισχυτή. Στο στάδιο της ενίσχυσης και ειδικότερα στα mosfet παρουσιάζεται η μεγαλύτερη απώλεια ενέργειας. Η απώλεια αυτή συναντάται σε δυο μορφές: απώλειες λόγω αγωγής(conduction losses) και απώλειες λόγω εναλλαγής(switching losses).

$$P_{loss} = P_{ConductionLoss} + P_{SwitchingLoss}$$

Οι απώλειες λόγω αγωγής είναι πολύ εύκολες να υπολογιστούν. Θεωρούμε ότι ο κύκλος λειτουργίας(duty cycle) κάθε mosfet είναι 50% και κάθε χρονική στιγμή άγει ακριβώς ένα από τα δυο mosfet, τότε μπορούμε να πούμε ότι η συνολική απώλεια και των δυο mosfet είναι όση η απώλεια που έχει ένα mosfet για κύκλο λειτουργίας 100%. Συνεπώς, αν το ρεύμα του φορτίου είναι I_{RMS} τότε οι απώλειες των mosfet λόγω αγωγής θα είναι:

$$P_{ConductionLoss} = I_{RMS}^2 \cdot R_{DS(ON)}$$

Για τον υπολογισμό των απωλειών λόγω εναλλαγής πρέπει να ασχοληθούμε με το κάθε mosfet ξεχωριστά. Μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τον παρακάτω τύπο όπου Q_g είναι το φορτίο της πύλης του mosfet και δίνεται από τον κατασκευαστή, V_g η τάση που εφαρμόζουμε στην πύλη του mosfet και F_s η συχνότητα δειγματοληψίας που χρησιμοποιήσαμε για το Pulse Width Modulation.

$$P_{SwitchingLoss} = Q_g \cdot V_g^2 \cdot F_s$$

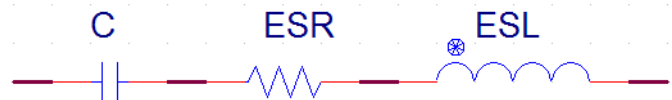
Όλες οι παραπάνω απώλειες ελευθερώνονται στο περιβάλλον με τη μορφή θερμότητας. Η θερμότητα που εκλύεται μπορεί να είναι επικίνδυνη αν τα mosfet δεν είναι προσκολλημένα σε μια ψήκτρα. Αυτό συμβαίνει γιατί η ισχύς που απελευθερώνεται με τη μορφή θερμότητας μπορεί να προκαλέσει μεγάλη αύξηση της θερμοκρασίας του ίδιου του mosfet. Για παράδειγμα, αν έχουμε ένα mosfet με $R_{DS(ON)}=100m\Omega$, ρεύμα φορτίου $I_{RMS}=5A$ και θερμική αντίσταση(thermal resistance) από το mosfet προς το περιβάλλον $60C^\circ/W$, τότε η εκλυόμενη θερμότητα θα έχει ισχύ $2.5W$ η οποία θα οδηγήσει σε αύξηση της θερμοκρασίας του mosfet στους $25C^\circ+150C^\circ = 175C^\circ$. Οπότε καταλαβαίνουμε ότι αν προσθέσουμε τις απώλειες αγωγής και τις απώλειες εναλλαγής η ανάγκη για διαφυγή της θερμότητας είναι αναγκαία.

1.3.3 Φίλτρο Εξόδου

Το τελευταίο στάδιο του ενισχυτή είναι ένα βαθυπερατό φίλτρο LC. Αυτό είναι υπεύθυνο για την μετατροπή των παλμών της εξόδου του σταδίου ενίσχυσης σε κυματομορφή. Συγκεκριμένα, έχει ως στόχο να αφαιρέσει τον τριγωνικούς παλμούς από το σήμα δηλαδή να μετατρέψει το σήμα από PWM σε αναλογικό σήμα ενώ ταυτόχρονα να είναι ικανό να διαχειριστεί μεγάλες τιμές ρεύματος και να μην εισάγει παραμόρφωση. Στις περισσότερες υλοποιήσεις γίνεται χρήση φίλτρου δεύτερης τάξης ενώ μπορούν να χρησιμοποιηθούν και φίλτρα μεγαλύτερης τάξης για καλύτερη απόσβεση των υψηλών συχνοτήτων με πιο περίπλοκες συνδεσμολογίες.

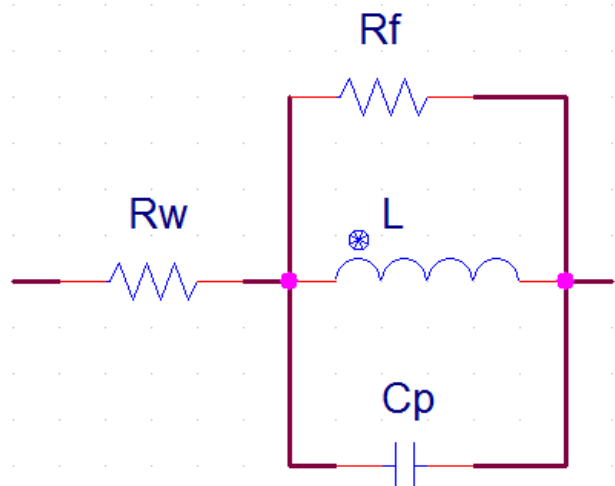
Η επιλογή του πυκνωτή και του πηνίου για το φίλτρο πρέπει να γίνει έτσι ώστε να έχουμε το καλύτερο αποτέλεσμα στην έξοδο. Εκτός της τιμής του κάθε στοιχείου που θα επιλέξουμε, πρέπει να λάβουμε υπόψη και τα φυσικά χαρακτηριστικά τους. Αρχικά πρέπει να ορίσουμε κάποιες έννοιες στις οποίες θα βασιστούμε για την επιλογή μας.

Κάθε στοιχείο(πυκνωτής, πηνίο, αντίσταση) σε πραγματικές συνθήκες δεν συμπεριφέρεται ιδανικά. Για παράδειγμα, ένας πυκνωτής χαρακτηρίζεται από την χωρητικότητά του, ωστόσο παρουσιάζει και μικρές τιμές αντίστασης και αυτεπαγωγής, οι τιμές αυτές λέγονται ESR και ESL αντίστοιχα. Το ισοδύναμο μοντέλο του πυκνωτή φαίνεται στο Σχήμα 1.3.3.α. Στόχος μας είναι να επιλέξουμε έναν πυκνωτή ο οποίος έχει χαμηλό ESR και ESL. Τα δυο είδη πυκνωτών που χαρακτηρίζονται από χαμηλό ESR και ESL είναι οι πυκνωτές μεμβράνης(film capacitor) και οι κεραμικοί πυκνωτές(ceramic capacitor). Οι πρώτοι αν και έχουν πολύ χαμηλό ESR, είναι ευαίσθητοι στο ripple current και χάνουν την αποδοτικότητά τους εύκολα. Οι κεραμικοί πυκνωτές είναι οι ιδανικοί για αυτή τη λειτουργία αφού δεν παρουσιάζουν καμία ευαισθησία στο ripple current και δεν αλλοιώνονται με τον καιρό.



Σχήμα 1.3.3.α

Αντίστοιχα με τον πυκνωτή, το πηνίο βασίζεται και αυτό σε ένα μοντέλο αντίστασης-πυκνωτή-πηνίου όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.3.3.β. Σε αυτό το μοντέλο η αντίσταση R_w αντιπροσωπεύει τις απώλειες στους ακροδέκτες του πηνίου καθώς και το σύρμα το οποίο είναι τυλιγμένο γύρω από τον πυρήνα, η R_f αντιπροσωπεύει τις απώλειες λόγω του πυρήνα του πηνίου και μεταβάλλεται ανάλογα με την συχνότητα, τη θερμοκρασία και το ρεύμα που διαρρέει το σύρμα. Τέλος, ο πυκνωτής C_p μας δείχνει την χωρητικότητα που παρουσιάζουν τα τυλίγματα και το μέτρο του εξαρτάται από την μέθοδο κατασκευής του πηνίου. Στην υλοποίησή μας θέλουμε να επιλέξουμε πηνίο το οποίο θα παρουσιάζει μεγάλη συχνότητα συντονισμού(resonant frequency) επειδή για χαμηλή συχνότητα συντονισμού(χαμηλότερη του carrier frequency) το πηνίο λειτουργεί σαν πυκνωτής και προκαλεί EMI στο υπόλοιπο κύκλωμα. EMI(electromagnetic interference) είναι το φαινόμενο που παρατηρείται όταν ένα αναλογικό κύκλωμα επηρεάζεται αρνητικά από κάποια ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία που εκπέμπεται σε κοντινή απόσταση. Συχνότητα συντονισμού είναι η συχνότητα στην οποία το μέτρο της σύνθετης αντίστασης του πηνίου είναι ίσο με το μέτρο της σύνθετης αντίστασης του πυκνωτή. Όταν πραγματοποιείται αυτό οι σύνθετες αντιστάσεις του πηνίου και του πυκνωτή αλληλοεξουδετερώνονται με αποτέλεσμα να έχουμε την ελάχιστη σύνθετη

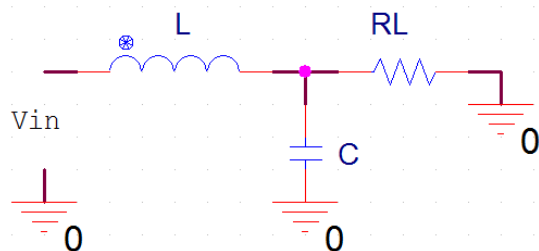


Σχήμα 1.3.3.β

αντίσταση και να παρατηρείται μεγιστοποίηση του ρεύματος. Η τιμή της συχνότητας αυτής μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση:

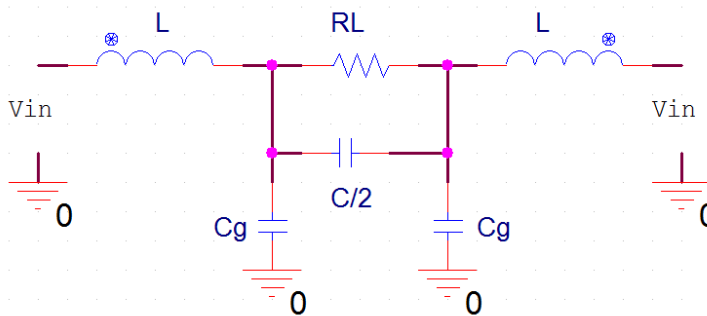
$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C_P}}$$

Μετά την επιλογή των φυσικών χαρακτηριστικών των στοιχείων πρέπει να επιλέξουμε την τιμή τους. Τα τρία κριτήρια στα οποία θα βασιστούμε για να επιλέξουμε τις τιμές των στοιχείων είναι η αντίσταση του φορτίου, το Q factor και η συχνότητα αποκοπής που θέλουμε. Η επιλογή του φορτίου θα είναι και αυτή που θα καθορίσει έμμεσα το Q factor και τη συχνότητα αποκοπής. Επιλέγουμε το φορτίο μας να είναι $R_L=8\Omega$. Η επιλογή αυτή που κάνουμε των 8Ω θα δούμε στην πορεία ότι είναι ο εύκολος τρόπος για να έχουμε ένα καλό φίλτρο ακόμα και για φορτία 4Ω και 6Ω .



Σχήμα 1.3.3.γ

Πριν προχωρήσουμε στον προσδιορισμό των τιμών των στοιχείων θα παραθέσουμε τη συνδεσμολογία του φίλτρου εξόδου για Half Bridge και Full Bridge. Στο Σχήμα 1.3.3.γ και Σχήμα 1.3.3.δ έχουμε τα βαθυπερατά φίλτρα LC 2ης τάξης για Half Bridge και Full Bridge αντίστοιχα. Οι τιμές των πηνίων και των πυκνωτών υπολογίζονται με τον ίδιο τρόπο, χρησιμοποιώντας και στις δυο περιπτώσεις τις εξισώσεις που αποδειξουμε παρακάτω.



Σχήμα 1.3.3.δ

Για το βαθυπερατό φίλτρο 2ης τάξης στο Σχήμα 1.3.3.γ θέλουμε να βρούμε την συνάρτηση μεταφοράς $H(s)$. Για να το πετύχουμε εφαρμόζουμε τον κανόνα διαιρέτη τάσης και στην συνέχεια, συγκρίνουμε αυτό που βρήκαμε με την θεωρητική συνάρτηση μεταφοράς για φίλτρο 2ης τάξης.

Παρακάτω φαίνεται το αποτέλεσμα του κανόνα διαιρέτη τάσης και για συντομία παραλείπονται οι πράξεις.

$$\frac{V_{OUT}}{V_{IN}} = \frac{R_L \parallel C}{L + (R_L \parallel C)} = \frac{\frac{\frac{1}{s \cdot C} \cdot R_L}{\frac{1}{s \cdot C} + R_L}}{s \cdot L + \frac{\frac{1}{s \cdot C} \cdot R_L}{\frac{1}{s \cdot C} + R_L}} = \frac{1}{s^2 \cdot C \cdot L + s \cdot \frac{L}{R_L} + 1} = \frac{\frac{1}{C \cdot L}}{s^2 + s \cdot \frac{1}{R_L \cdot C} + \frac{1}{C \cdot L}}$$

Η συνάρτηση μεταφοράς που προέκυψε πρέπει να ταυτίζεται με την θεωρητική συνάρτηση μεταφοράς για βαθυπερατό φίλτρο 2ης τάξης η οποία είναι:

$$H(s) = \frac{A}{s^2 + s \cdot \frac{\omega_o}{Q} + \omega_o^2}$$

Από τη παραπάνω σύγκριση οι εξισώσεις που προκύπτουν είναι:

$$A = \frac{1}{C \cdot L} \quad \omega_o = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad Q = R_L \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$

Από το ω_o μπορούμε να βρούμε την συχνότητα αποκοπής όπου ξεκινάει η εξασθένιση των και για μεγαλύτερες συχνότητες πέρα της συχνότητας αποκοπής θα έχουμε εξασθένιση 40dB ανά δεκάδα αφού το φίλτρο μας είναι 2ης τάξης δηλαδή έχει ένα ζεύγος συζυγών πόλων στο ω_c . Το Q είναι το Quality Factor μέσω του οποίου μαθαίνουμε τη μορφή την απόκρισης του φίλτρου για συχνότητες κοντά στην συχνότητα αποκοπής.

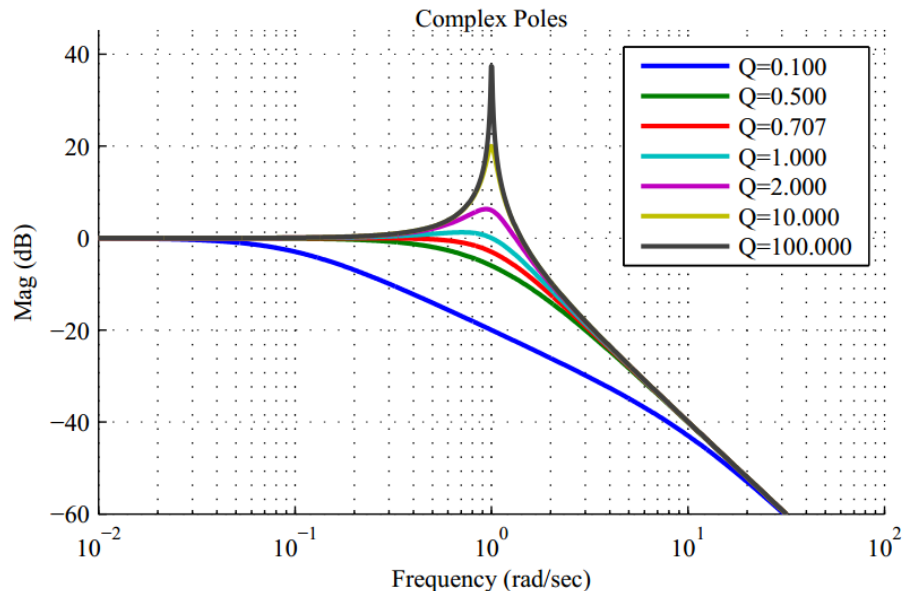
Πιο συγκεκριμένα, αν μετατρέψουμε την μορφή της $H(s)$ σε $H(j\omega)$ τότε αν πάρουμε το μέτρο του $H(j\omega)$ για συχνότητα $\omega=\omega_c$ το αποτέλεσμα θα είναι Q, έτσι παρουσιάζεται μια κορυφή στην συχνότητα αποκοπής.

Στο Σχήμα 1.3.3.ε έχουμε ένα παράδειγμα όπου

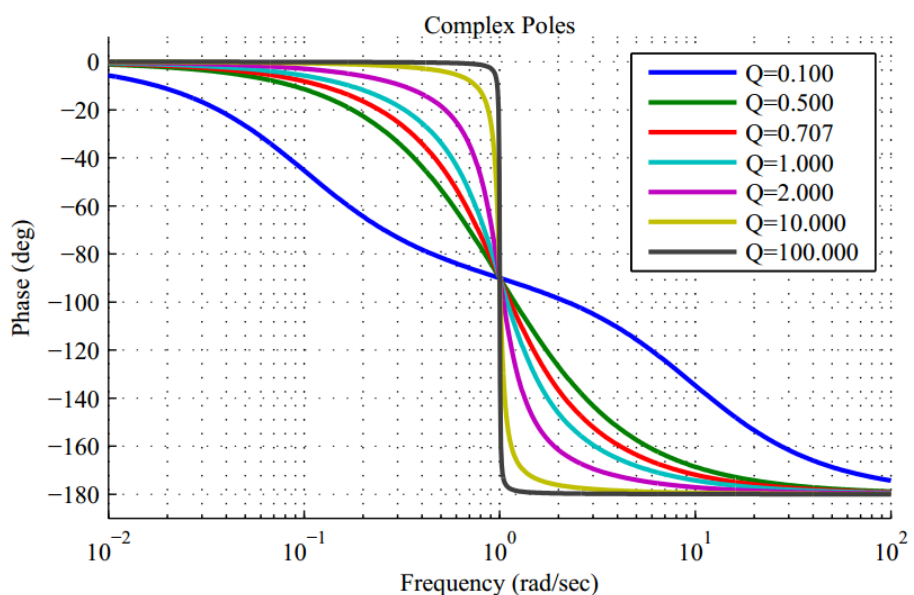
φαίνεται η συμπεριφορά του φίλτρου για διαφορετικές τιμές του Q ενώ έχουμε 0dB gain. Επιλέγουμε τα στοιχεία C και L με τέτοιο τρόπο ώστε η εξασθένιση σε υψηλές συχνότητες να γίνεται ομαλά και να μην επηρεάζεται το ακουστικό φάσμα. Μια τέτοια τιμή θα ήταν το $Q=0.7$. Όπως είπαμε στην αρχή η επιλογή του φορτίου να είναι 8Ω μας βοηθάει στο συντελεστή Q για μικρότερα φορτία.

Πράγματι, διατηρώντας τα ίδια στοιχεία C και L και αλλάζοντας το φορτίο σε 4Ω, ο συντελεστής Q θα πάρει την τιμή $Q=0.7/2$. Αυτό δεν θα μας επηρεάσει πολύ αρνητικά αφού το μόνο που προκαλεί είναι ελάττωση του φάσματος και η πληροφορία σε τόσο υψηλές συχνότητες είναι συνήθως αμελητέα.

Εκτός από το μέτρο, πρέπει να μελετήσουμε και την φάση του φίλτρου. Το



Σχήμα 1.3.3.ε



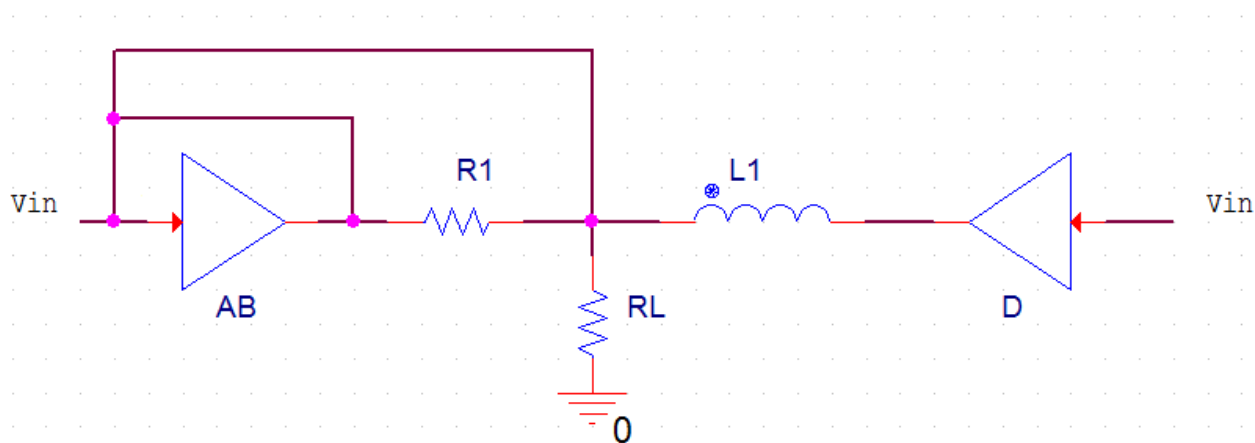
Σχήμα 1.3.3.στ

φίλτρο έχει δυο πόλους στην συχνότητα ω_c , αυτό σημαίνει ότι κάθε πόλος θα συνεισφέρει -45° σε αυτή τη συχνότητα οπότε θα έχουμε συνολική φάση -90° για $\omega=\omega_c$. Για συχνότητες πολύ μικρότερες της συχνότητας αποκοπής κανένας από τους πόλους δεν επηρεάζει την συνολική φάση οπότε στην έξοδο έχουμε φάση 0° ενώ για συχνότητες πολύ μεγαλύτερες της συχνότητας αποκοπής και οι δυο πόλοι συμβάλλουν με αποτέλεσμα να έχουμε συνολική φάση -180° . Στο Σχήμα 1.3.3.στ παρουσιάζεται η φάση της συνάρτησης μεταφοράς $H(j\omega)$ για διάφορες τιμές του Q factor.

Οι σχέσεις που αποδείξαμε παραπάνω ισχύουν και την συνδεσμολογία Full Bridge. Σε αυτή τη συνδεσμολογία, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.3.3.δ έχουμε εκτός από τα C και L και δυο επιπλέον πυκνωτές Cg. Οι πυκνωτές αυτοί χρησιμοποιούνται για να αφαιρέσουν το ripple που εμφανίζεται στην έξοδο λόγω του carrier frequency και εμπειρικά η τιμή τους κυμαίνεται περίπου στο 20% του πυκνωτή C.

1.4 Τάξη AB-D

Στη παρούσα πτυχιακή θα δοκιμάσουμε μια καινούρια συνδεσμολογία η οποία θα συνδυάζει τις δυο παραπάνω τάξεις. Ένα κομμάτι θα αποτελείται από έναν ενισχυτή τάξης D το οποίο θα είναι υπεύθυνο για την ενίσχυση και έναν ενισχυτή τάξης AB ο οποίος θα είναι υπεύθυνος για την διόρθωση. Με τον τρόπο αυτό επωφελούμαστε από την καλή απόδοση της τάξης D η οποία μπορεί να φτάσει και το 95% και την γραμμικότητα της τάξης AB ο οποίος μπορεί να έχει πιστότητα καλύτερη του THD=0.01%. Στο Σχήμα 1.4.α βλέπουμε ένα διάγραμμα για την λειτουργία του



Σχήμα 1.4.α

συνολικού ενισχυτή. Η είσοδος του σήματος θα δίνεται και στους δυο ενισχυτές με τη διαφορά ότι στην είσοδο του AB θα εφαρμόζεται ένα βαθυπερατό φίλτρο RC τέτοιας απόκρισης ώστε η έξοδος και των δυο ενισχυτών να είναι σε φάση. Αυτό γίνεται γιατί το δεύτερης τάξης βαθυπερατό φίλτρο στην έξοδο του ενισχυτή D εισάγει μια σημαντική φάση σε μεγάλες συχνότητες με αποτέλεσμα ο AB να προσπαθεί να διορθώσει το σήμα στην έξοδο πριν ακόμα ενισχυθεί από τον D. Για παράδειγμα,

αν έχουμε ένα ημίτονο στην είσοδο και των δυο ενισχυτών τότε στην έξοδο του καθενός θα πάρουμε δυο ημιτονοειδείς κυματομορφές με διαφορετικές με διαφορετικές φάσεις. Οπότε το ημίτονο που θα δεχτεί το φορτίο θα έχει φάση διαφορετική και των δυο. Επίσης, η ανάδραση του AB μπορεί να οδηγήσει σε ενισχυτική συμβολή ή καταστρεπτική δηλαδή η έξοδος του AB και D να έχουν τέτοια φάση ώστε κατά την ανάδραση η διαφορά της εξόδου από την είσοδο να ωθήσει τον AB σε υπεροδήγηση ή μηδενική έξοδο. Τέλος, το φίλτρο στην έξοδο του D συμπεριφέρεται διαφορετικά για κάθε φορτίο, άρα και το φίλτρο μας στην είσοδο του AB πρέπει να έχει και αυτό διαφορετική απόκριση. Αυτό όμως δεν είναι εφικτό, γι' αυτό επιλέξουμε σταθερό φορτίο και ανάλογα προσαρμόζουμε το φίλτρο στην είσοδο του AB.

Η απόδοση του συνολικού κυκλώματος οφείλεται κυρίως στον D από τον οποίο και τροφοδοτείται το μεγαλύτερο μέρος του ρεύματος του φορτίου, δηλαδή ο ενισχυτής D λειτουργεί σαν πηγή ρεύματος. Ο ενισχυτής AB δίνει στην έξοδό του την τάση που δίνει και ο ενισχυτής D με επιπλέον την τάση του σφάλματος που αποκτά μέσω της ανάδρασης. Κατά την προσπάθειά του να διορθώσει το σφάλμα δίνει στην έξοδο του ένα μικρό ρεύμα μερικών mA μόνο για τη διόρθωση και όχι για την ενίσχυση. Αρνητικός παράγοντας είναι και η αντίσταση R1 στην έξοδο του AB η οποία είναι μεγάλη σε σχέση με το φορτίο αλλά όπως είπαμε παραπάνω το ρεύμα είναι τόσο που η πτώση τάση στην R1 είναι ασήμαντη. Η απόδοση του D θα είναι αρκετά ψηλά όπως εξηγήσαμε παραπάνω. Το πηνίο L1 που προσθέσαμε είναι τέτοιας τιμής ώστε να μην επιδρά στον ακουστικό φάσμα. Ο λόγος που προσθέσαμε αυτό το πηνίο είναι για να μειώσουμε το ripple current. Όπως ξέρουμε στην έξοδο του D θα υπάρχει ένα ripple λόγω της συχνότητας διαμόρφωσης το οποίο δεν εξαλείφεται τελείως με το βαθυπερατό φίλτρο. Ο AB θα προσπαθήσει να διορθώσει αυτό το ripple το οποίο όμως αφού είναι πέρα του ακουστικού φάσματος δεν παίζει κανένα ρόλο. Συνεπώς η προσπάθεια του AB θα δημιουργήσει μόνο απώλειες χωρίς πρακτικό αποτέλεσμα. Επίσης, μια άλλη χρησιμότητα του L1 είναι τα ρεύμα που δίνει ο AB να πηγαίνει στο φορτίο και όχι για να φορτίσει και να αποφορτίσει τον πυκνωτή του φίλτρου εξόδου του D.

Για το κύκλωμα του ενισχυτή χρησιμοποιήθηκε το προγράμματος Orcad Cadence και μηχανή προσομοίωσης το Spice. Τα στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν είναι πραγματικά στοιχεία που πωλούνται στο εμπόριο και η προσομοίωσή τους έγινε με βάση τα πραγματικά τους χαρακτηριστικά τα οποία δεν είναι ιδανικά.

Κεφάλαιο 2

Στο κεφάλαιο 2 θα δούμε χρονικά την εξέλιξη του κυκλώματος πριν καταλήξουμε στην τελική συνδεσμολογία. Θα δούμε το κύκλωμα του ενισχυτή D, τον τρόπο λειτουργίας του και αποτελέσματα ποιότητας και απόδοσης. Στην συνέχεια, θα δούμε μερικές προσπάθειες για χρήση ανάδρασης στον ενισχυτή D, θα αναλύσουμε την λειτουργία τους και θα παραθέσουμε τους λόγους που απορρίφθηκαν. Έπειτα, θα γίνει η προσθήκη ενισχυτή άλλης τάξης για την διόρθωση της εξόδου. Σε κάθε δοκιμαστικό κύκλωμα θα γίνεται αναλυτική παρουσίαση της λειτουργίας του, των πλεονεκτημάτων και μειονεκτημάτων που έχει έναντι των άλλων συνδεσμολογιών καθώς και τρόποι πιθανής βελτίωσης.

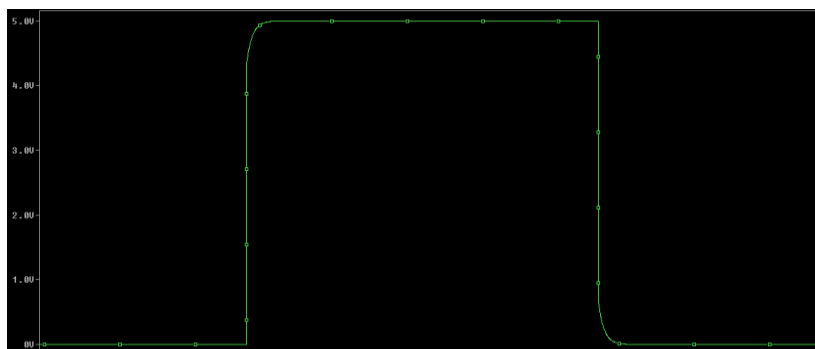
Για κάθε επιμέρους συστατικό κάθε κυκλώματος έγιναν πολλές δοκιμές για την καλύτερη κατανόηση και αντίληψη της λειτουργίας του. Έγινε μελέτη της συμπεριφοράς των διακριτών στοιχείων για να βρεθούν τα καταλληλότερα και να ενσωματωθούν στην αντίστοιχη συνδεσμολογία. Οι δοκιμές αυτές δεν περιλαμβάνονται στην πτυχιακή.

2.1 Open-Loop Class D

2.1.1 Περιγραφή Κυκλώματος

Η αρχική προσέγγιση στο θέμα έγινε με τη δημιουργία ενός ενισχυτή τάξης D ανοιχτού βρόγχου(open loop). Δεν χρησιμοποιήθηκε κανένα είδος ανάδρασης για την διόρθωση της εξόδου, γι' αυτό και λέγεται ανοιχτού βρόγχου. Η τοπολογία του σταδίου εξόδου είναι Full Bridge χωρίς τη χρήση αρνητικής πηγής. Αρνητική πηγή τάσης δεν χρησιμοποιήθηκε σε κανένα στάδιο του ενισχυτή. Θα δούμε παρακάτω αναλυτικά τα επιμέρους τμήματα και τη λειτουργία τους.

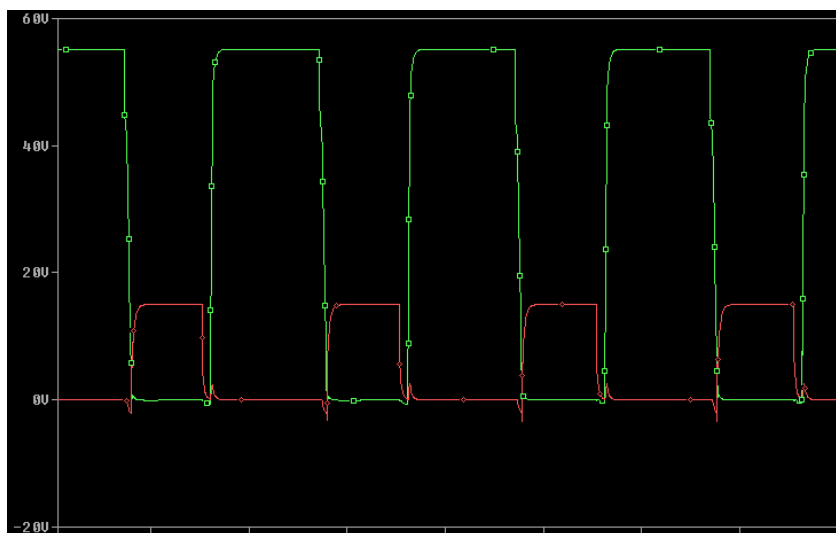
Αρχικά, το σήμα εισόδου απαιτούμε να είναι στον εύρος (-1V , 1V). Για τη προσομοίωσή μας η είσοδός μας είναι η πηγή ημιτονοειδούς σήματος V6. Το σήμα αυτό οδηγείται σε έναν συγκριτή μαζί με τον τριγωνικό παλμό V5 για τη διαμόρφωση. Επιλέξαμε πλήρη τριγωνικό παλμό για τη διαμόρφωση με πλάτος 1V και συχνότητα 250KHz. Η επιλογή της συχνότητας έπρεπε να είναι τέτοια ώστε να μην χάνουμε πληροφορία όταν η είσοδός μας ήταν μεγάλης συχνότητας και αρκετά μικρή ώστε να μην έχουμε μεγάλες απώλειες λόγω εναλλαγής των mosfet. Τη σύγκριση πραγματοποιεί ο συγκριτής MAX912. Η επιλογή του έγινε με βάση το γεγονός ότι δεν



Σχήμα 2.1.1.α

απαιτεί αρνητική τάση στην τροφοδοσία του, κάτι που αποφύγαμε σε όλο το κύκλωμα. Η τροφοδοσία του είναι τάσης 5V και στην έξοδό του δίνει παλμούς πλάτους αρκετά κοντά στα 5V(περίπου 4.7V). Για την επιλογή του συγκριτή δεν βασιστήκαμε μόνο σε αυτό. Οι χρόνοι απόκρισης (propagation delay) ήταν εξαιρετικά χαμηλοί της τάξης των 10ns κάνοντας τον ιδανικό για μια τέτοια λειτουργία όπου το πλάτος των παλμών παίζει σημαντικό ρόλο στην συνολική ποιότητα του ενισχυτή. Επίσης, έχει δυο εξόδους, η μια δίνει τους κανονικούς παλμούς και η δεύτερη τους αντίστροφους παλμούς πάλι σε επίπεδα τάσεων TTL κάτι που μας είναι πολύ χρήσιμο για το στάδιο ενίσχυσης. Στο Σχήμα 2.1.1.α βλέπουμε έναν παλμό από την απόκριση του. Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε ο παλμός έχει σχεδόν μηδενικούς χρόνους rise και fall time. Η μικρή καθυστέρηση που έχει κοντά στις ακραίες τιμές 0V και 5V οφείλεται στο κύκλωμα RC που έχουμε τοποθετήσει στην έξοδό του. Η αντίσταση R έχει σκοπό να μετριάσει το ρεύμα εξόδους του συγκριτή σε κάποια τιμή μικρότερη της μέγιστης που μπορεί να δώσει ο συγκριτής. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα, ο συγκριτής είναι ικανός να δώσει ρεύμα 20mA και με την αντίσταση το ρεύμα εξόδου του συγκριτή πέφτει στα 6-8mA. Ο πυκνωτής επιλέχτηκε να έχει μικρή τιμή ώστε να φορτίζεται και να αποφορτίζεται γρήγορα. Η χρησιμότητά τους ήταν να μας δώσει παλμούς με καλύτερο πλάτος, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα η τιμή του παλμού με τη χρήση του πυκνωτή έφτασε τα 4.95V.

Στο επόμενο κομμάτι του ενισχυτή, που είναι και το πιο περίπλοκο είναι το στάδιο της ενίσχυσης. Το στάδιο αυτό αποτελείται από έναν οδηγό, ο οποίος είναι κατασκευασμένος για να οδηγεί Full Bridge τοπολογία, και τα τέσσερα mosfet. Ο οδηγός είναι ο EL7661 και τα mosfet είναι τα IREZ34. Ο EL7661 δέχεται στις εισόδους του, INA και INB, τάσεις επιπέδου TTL δηλαδή τις τάσεις που δίνει ο συγκριτής του προηγούμενου σταδίου. Το threshold στο οποίο αναγνωρίζει ο οδηγός το 0 ή 1 είναι τα 0.8V και 3V αντίστοιχα. Οι τιμές αυτές δεν είναι συμμετρικές ως προς τα 2.5V, γι' αυτό ο συγκριτής πρέπει να είναι ακριβής στην έξοδό του. Δεδομένου ότι ο συγκριτής που χρησιμοποιήσαμε είναι αρκετά ακριβής το πρόβλημα του οδηγού δεν μπορεί να μας επηρεάσει σημαντικά. Για την τροφοδοσία του οδηγού χρησιμοποιήθηκε πηγή 15V, η οποία θα είναι και η V_{GS} του κάθε mosfet όταν αυτό άγει, και για τη τοπολογία bootstrap χρησιμοποιήθηκε πυκνωτής 22μF. Όπως θα δούμε στην συνέχεια η χωρητικότητα των gate των mosfet είναι αρκετά χαμηλή οπότε ο πυκνωτής μια τέτοιας μικρής χωρητικότητας είναι ικανοποιητικός, το ripple

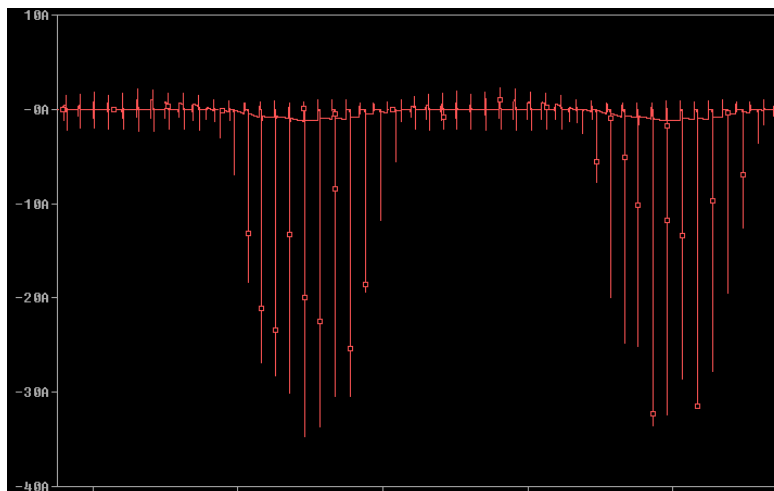


Σχήμα 2.1.1.β

της τάσης στα άκρα του πυκνωτή είναι της τάξης μερικών mV. Ένα σημαντικό προτέρημα του συγκεκριμένου οδηγού είναι η δυνατότητά του να αλλάζει του χρόνους propagation delay για το high side και low side κάθε τοπολογίας Half Bridge. Αυτό επιτυγχάνεται βάζοντας μια αντίσταση συνδεδεμένη στη γείωση στις εισόδους $DSET_{LO}$ και $DSET_{HI}$, η τιμή της αντίστασης είναι ανάλογη της καθυστέρησης που επιθυμούμε. Ωστόσο, η λειτουργία αυτή είναι άχρηστη αφού οι χρόνοι propagation delay για όλες τις εξόδους είναι ίδιες με πολύ μεγάλη ακρίβεια. Στο Σχήμα 2.1.1.β βλέπουμε την έξοδο του οδηγού και μπορούμε εύκολα να παρατηρήσουμε ότι δεν υπάρχουν επικαλύψεις και κενά στους παλμούς. Το χαρακτηριστικό αυτό μαζί με την δυνατότητα να δίνει στην έξοδο μεγάλη τάση, περίπου 100V, και ικανοποιητικό ρεύμα κάνει τον οδηγό ιδανικό για μια τέτοια χρήση.

Το δεύτερο τμήμα του ενισχυτικού σταδίου αποτελείται από τα τέσσερα mosfet που σε Full Bridge τοπολογία τα οποία συνδυάζονται με ένα μικρό κύκλωμα διόδου-αντίστασης. Το κύκλωμα διόδου-αντίστασης είναι υπεύθυνο για τον περιορισμό του ρεύματος από τον οδηγό προς τα mosfet και την μείωση του cross-current. Ειδικότερα, η αντίσταση περιορίζει το ρεύμα που δίνει ο οδηγός περίπου στο 1A για να μην έχουμε υπερθέρμανση του οδηγού αφού και αυτός διαχειρίζεται ρεύμα ικανό για να αυξήσει σημαντικά τη θερμοκρασία του ολοκληρωμένου. Η αντίσταση αυτή μας δίνει μια μικρή καθυστέρηση στο άνοιγμα του mosfet ενώ η διόδος βοηθά στο gate του mosfet να αποφορτιστεί πιο γρήγορα. Η διαφορά αυτή στους χρόνους φόρτισης και αποφόρτισης του gate του mosfet οδηγεί στην ελάττωση του πλάτους κάθε παλμού, δηλαδή το ένα mosfet κλείνει πολύ γρήγορα και το δεύτερο mosfet αργεί να ανοίξει. Έτσι, δεν έχουμε επικάλυψη των παλμών στο high και low side και το cross-current μειώνεται σημαντικά. Στο Σχήμα 2.1.1.γ βλέπουμε cross-current το

οποίο σε ορισμένα σημεία αποκτά σημαντικά μεγάλες τιμές. Αυτό γίνεται όταν οι παλμοί του high side είναι πολύ μικροί σε πλάτος και ο οδηγός είναι αναγκασμένος να παράγει στην έξοδο του μεγάλη τάση για πολύ μικρό χρονικό διάστημα την οποία αντλεί από τον πυκνωτή bootstrap. Έτσι ο οδηγός παύει να είναι τόσο ακριβής σε εκείνα τα διαστήματα. Αν το σήμα εισόδου ήταν μικρότερο του 0.8V περίπου τότε οι παλμοί δεν θα είχαν τόσο μικρό πλάτος και δεν θα παρουσιαζόταν



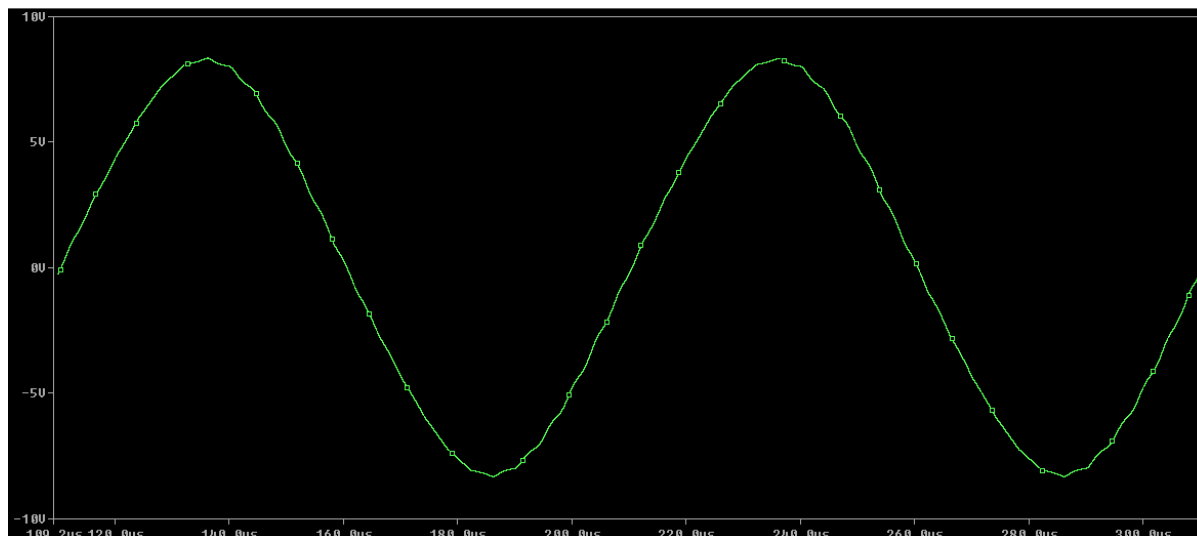
Σχήμα 2.1.1.γ

αυτό το πρόβλημα. Στη συνέχεια έχουμε τα τέσσερα mosfet τα οποία επιλέχθηκαν να είναι τα IRFZ34N. Η επιλογή τους ήταν εύκολη αφού υπερτερούν έναντι πολλών άλλων mosfet. Το κύριο πλεονέκτημά τους είναι η χαμηλή χωρητικότητα στο gate. Στην πλειοψηφία των mosfet όσο μεγαλώνει το ρεύμα I_D μεγαλώνει και η χωρητικότητα του gate. Τα IRFZ34N μπορούν να διαχειριστούν συνεχές ρεύμα έντασης 30A ενώ η χωρητικότητα στο gate είναι μόλις 700pF. Τα περισσότερα διαθέσιμα mosfet με τις ίδιες δυνατότητες ρεύματος είχαν τουλάχιστον δυο φορές μεγαλύτερη χωρητικότητα στο gate και μεγαλύτερη $R_{DS(ON)}$. Η $R_{DS(ON)}$ των IRFZ34N είναι μόλις 50mΩ. Επίσης οι χρόνοι rise και fall time ήταν σχεδόν ίδιοι και μικροί σε μέγεθος. Όλα τα παραπάνω έκαναν τα συγκεκριμένα mosfet τα καταλληλότερα για την εφαρμογή χωρίς κανένα μειονέκτημα.

Το τρίτο και τελευταίο στάδιο του ενισχυτή ήταν το φίλτρο εξόδου. Το φορτίο που χρησιμοποιήσαμε ήταν 8Ω οπότε το φίλτρο σχεδιάστηκε κατάλληλα. Συχνότητα αποκοπής επιλέχτηκε να είναι τα 21.8KHz και συντελεστής $Q=0.74$. Πυκνωτές των 100nF χρησιμοποιήθηκαν για τη μείωση του ripple στην έξοδο.

2.1.2 Αποτελέσματα-Συμπεράσματα

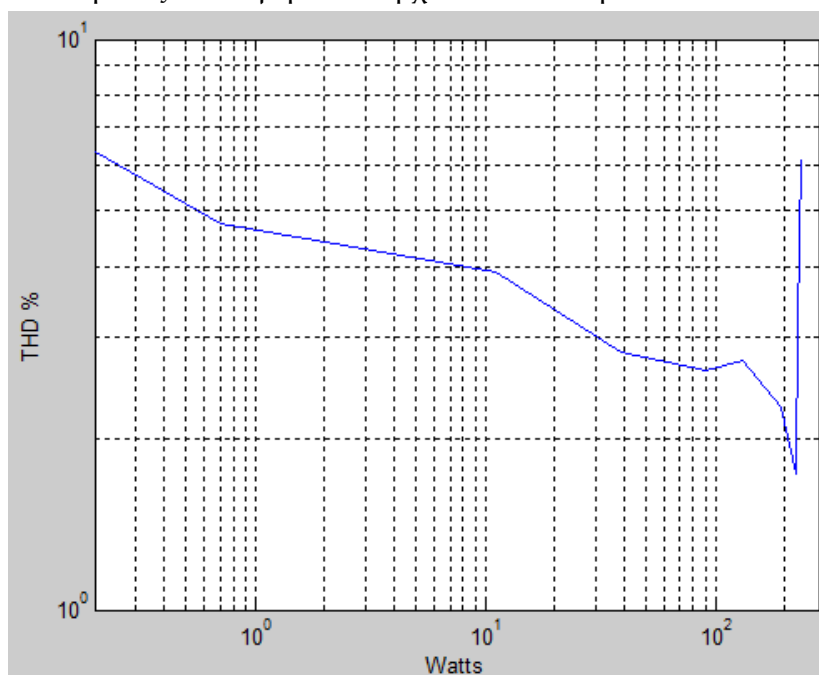
Τα αποτελέσματα της συγκεκριμένης συνδεσμολογίας δεν ήταν πολύ θετικά. Στο Σχήμα 2.1.2.α βλέπουμε την τάση στην έξοδο για είσοδο ημιτονοειδές σήμα έντασης 0.2V και συχνότητας 10KHz. Αν και φαίνεται η έξοδος να είναι αρκετά ακριβής, οι μετρήσεις δείχνουν το αντίθετο. Πράγματι, το THD (Total Harmonic Distortion) μετρήθηκε να είναι μεγαλύτερο του 1% το οποίο είναι μεγάλη τιμή για ακουστικό ενισχυτή αν σκεφτούμε ότι η τιμή 10% είναι στα όρια της ενόχλησης. Επίσης οι απώλειες λόγω του cross-current είναι πολύ σημαντικές αφού το ρεύμα σημειώνει μεγάλες τιμές. Για την απόδοση του ενισχυτή θα μιλήσουμε αργότερα.



Σχήμα 2.1.2.α

Στο Σχήμα 2.1.2.β βλ το THD για διάφορες τιμές ισχύος στην έξοδο με σήμα εισόδου στο 1KHz. Όπως μπορούμε να δούμε, η παραμόρφωση ελαττώνεται με την αύξηση της ισχύος αλλά όχι σημαντικά. Οι μετρήσεις για την παραμόρφωση μετρήθηκαν από το Spice το οποίο μπορεί να μετρήσει THD για την συγκεκριμένη συχνότητα που θα του ορίσουμε εμείς και το πλήθος των αρμονικών που θα συνοπολογίσει, ορίσαμε να έχει τη μέγιστη τιμή που ήταν οι εννιά επιπλέον αρμονικές. Δηλαδή μετρώντας το THD για συχνότητα 1KHz θα μετρηθεί και η τάση των 2KHz, 3KHz...10KHz.

Για την απόδοση χρησιμοποιήσαμε την Matlab για να επεξεργαστούμε τα στοιχεία πετυχαίνοντας πιο ακριβή αποτελέσματα. Συγκεκριμένα, κάθε προσομοίωση του Spice αποθηκεύει τα δεδομένα(τάση, ρεύμα, ισχύς) σε ένα αρχείο .dat για όλους τους κόμβους και όλα τα στοιχεία του κυκλώματος. Εισάγαμε το αρχείο αυτό στην Matlab όπου και επεξεργαστήκαμε τα δεδομένα.



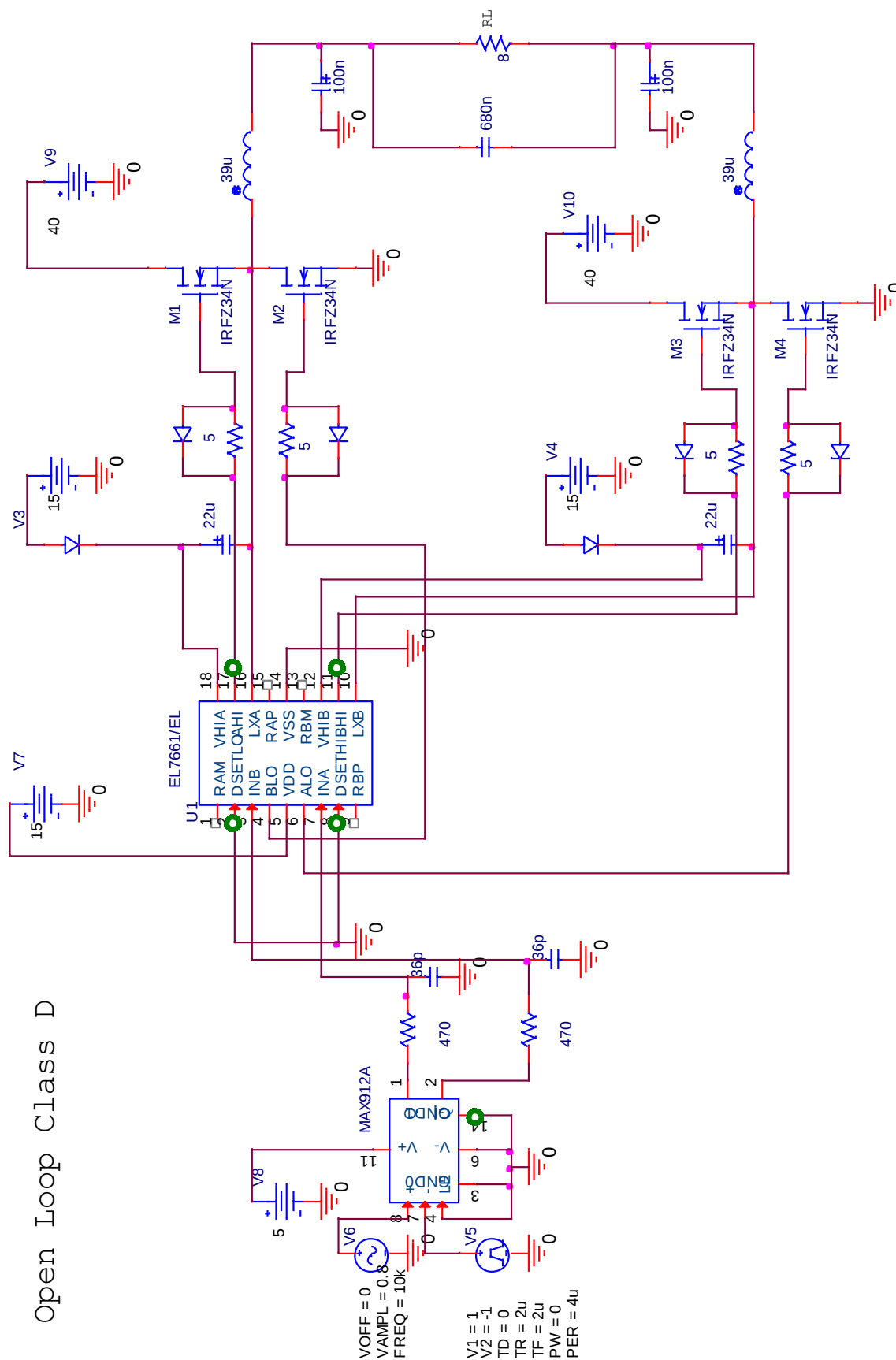
Σχήμα 2.1.2.β

Συγκεκριμένα, υπολογίστηκε η ισχύς για κάθε τροφοδοσία του κυκλώματος καθώς και ισχύς που καταναλώθηκε στα διάφορα εξαρτήματα όπως ο συγκριτής, ο οδηγός των mosfet και το φορτίο. Στον παρακάτω πίνακα βλέπουμε την ποσοστιαία κατανάλωση του κάθε εξαρτήματος. Οι μετρήσεις που πήραμε ήταν για μέγιστη ισχύ δηλαδή σήμα εισόδου περίπου 1V αφού εκεί παρουσιάζει την καλύτερη απόδοση ο ενισχυτής. Οι απώλειες στον συγκριτή είναι πολύ χαμηλές αφού το ρεύμα που χρειάζεται για να λειτουργήσει είναι μερικά mA. Οι απώλειες του οδηγού αντιπροσωπεύουν τις

απώλειες λόγω λειτουργίας του και λόγω του ρεύματος που χρειάζεται για να οδηγήσει τα mosfet. Δηλαδή μέσα στις απώλειες του οδηγού είναι και οι απώλειες λόγω φόρτισης και εκφόρτισης του gate κάθε mosfet (switching losses). Οι απώλειες των mosfet που βλέπουμε στον πίνακα αντιπροσωπεύουν μόνο τις θερμικές απώλειες λόγω του ρεύματος που τα διαρρέει. Η τιμή τους είναι μεγάλη κυρίως επειδή το cross-current παίρνει μεγάλες τιμές αφού αν δεν λάβουμε υπόψη το cross-current τότε οι απώλειες λόγω αγωγής θεωρητικά θα πρέπει να είναι μικρότερες του 1%. Είναι φανερό ότι το cross-current οδηγεί σε πολύ μεγάλες απώλειες, πέρα του κινδύνου που έχουμε να καταστρέψουμε την τροφοδοσία και τα ίδια τα mosfet. Η κατανάλωση την ισχύος στο φορτίο είναι και η τελική απόδοση του συστήματος, δηλαδή η ποσοστιαία ισχύς που καταναλώνεται από όλο το κύκλωμα και οδηγείται στο φορτίο.

<u>Στοιχείο</u>	<u>Ποσοστιαία Κατανάλωση</u>
Συγκριτής	0.02%
Οδηγός	1.08%
Mosfet	4.98%
Φορτίο	93.88%

Open Loop Class D



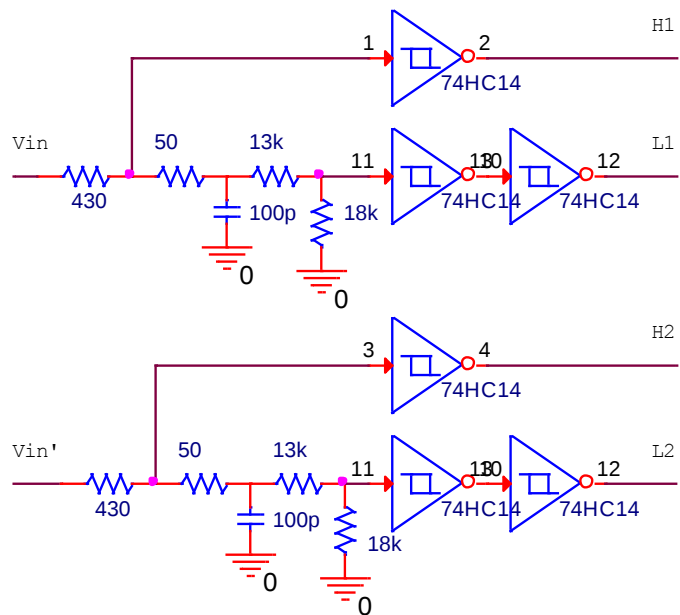
2.2 Open Loop Class D(limited cross-current)

Μετά τη δοκιμή του παραπάνω ενισχυτή ήταν αναγκαία η ελάττωση του cross-current αφού όπως είδαμε οι απώλειες λόγω αυτού ήταν μεγάλες. Σε αυτή τη προσπάθεια θα φτιάξουμε έναν ενισχυτή τάξης D με διαφορετικά από τον προηγούμενο διακριτά στοιχεία ενώ θα προσθέσουμε ένα μικρό κύκλωμα για να ελέγξουμε την είσοδο του οδηγού και να ελαττώσουμε τις απώλειες. Στο προηγούμενο κύκλωμα χρησιμοποιήθηκε ένας οδηγός με 2 εισόδους ο οποίος λειτουργούσε τα 4 mosfet. Τώρα, θα χρησιμοποιήσουμε δυο οδηγούς με δυο εισόδους ο καθένας και το κύκλωμα το οποίο θα διαχειρίζεται τους παλμούς του συγκριτή πριν οδηγηθούν στους οδηγούς. Όπως θα δούμε στην συνέχεια αυτό θα ελαττώσει σημαντικά το cross-current και θα βελτιώσει την ποιότητα της εξόδου.

2.2.1 Περιγραφή Κυκλώματος

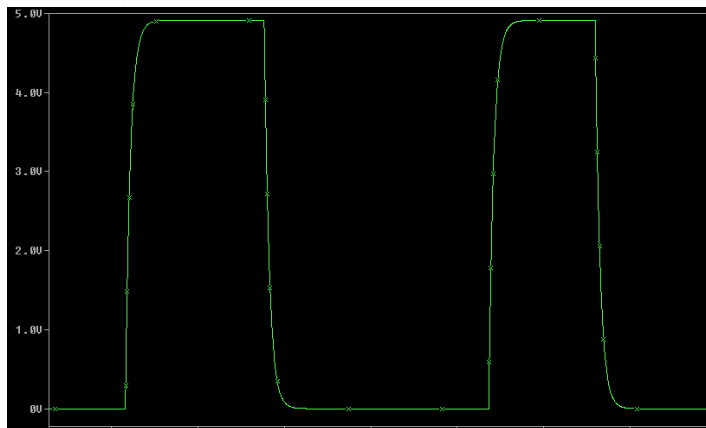
Το κύκλωμα ακολουθεί την βασική ιδέα του προηγούμενου κυκλώματος, δηλαδή ενός ενισχυτή τάξης D ανοιχτού βρόγχου. Τα στάδια του συγκριτή και του φίλτρου εξόδου έχουν παραμείνει ίδια. Συγκριτής είναι ο MAX912 αφού τα πλεονεκτήματά του έναντι άλλων συγκριτών ήταν σημαντικά και τα περιγράψαμε παραπάνω. Το φίλτρο εξόδου είναι το ίδιο βαθυπερατό φίλτρο 2^{ης} τάξης για συνδεσμολογία Full Bridge με την ίδια συχνότητα αποκοπής και ίδιο συντελεστή Q. Η διαφορά με το προηγούμενο κύκλωμα είναι ένα καινούριο κύκλωμα που προσθέσαμε το οποίο θα αναλύσουμε παρακάτω και έναν δεύτερο οδηγό για τα mosfet.

Το καινούριο κύκλωμα που προσθέσαμε για τον περιορισμό του cross-current είναι αυτό που φαίνεται στο Σχήμα 2.2.1.α. Το πάνω τμήμα είναι υπεύθυνο για το σήμα εισόδου του ενός οδηγού και το κάτω κύκλωμα είναι υπεύθυνο για το σήμα εισόδου του δεύτερου οδηγού. Θα αναλύσουμε αρχικά την λειτουργία του πάνω κυκλώματος. Όπως βλέπουμε υπάρχει μια αντίσταση μετά τον συγκριτή των 430Ω. Η επιλογή της να έχει αυτή τη τιμή έγινε για να περιορίσει το ρεύμα σε μια χαμηλή τιμή, περίπου 8mA, ενώ ταυτόχρονα να μην δημιουργεί χαμηλό slew rate στον παλμό. Για παράδειγμα, αν αντικαταστήσουμε την αντίσταση των 430Ω με αντίσταση των 430KΩ τότε το ρεύμα εξόδου του συγκριτή θα ελαττωθεί περίπου στα 10μΑ αλλά το slew rate που θα εμφανιστεί στον παλμό θα είναι τόσο μεγάλο που ο παλμός θα χάσει



Σχήμα 2.2.1.α

την τετραγωνική μορφή του και όπως δείξαμε στη προηγούμενη συνδεσμολογία οι απώλειες στο συγκριτή είναι αμελητέες. Στη συνέχεια το σήμα οδηγείται σε έναν Schmitt trigger ο οποίος αντιστρέφει το σήμα και ταυτόχρονα του δίνει καλύτερη μορφή. Δηλαδή βελτιώνει το slew rate και δημιουργεί έναν παλμό στα 5V χωρίς καμία δυσκολία. Το σήμα αυτό στην είσοδο του οδηγού για το high side mosfet.

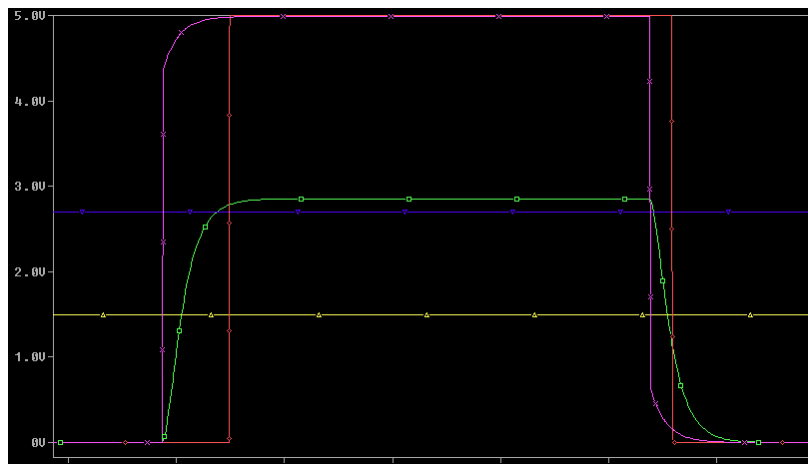


Σχήμα 2.2.1.β

Συνεχίζοντας την ανάλυση του κυκλώματος θα δούμε ότι το σήμα οδηγείται και σε ένα βαθυπερατό φίλτρο. Σκοπός αυτού είναι να κάνει πιο αργές τις μεταβάσεις του παλμού χειροτερεύοντας αισθητά το slew rate όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2.1.β. Πρέπει να δώσουμε όμως ιδιαίτερη προσοχή στο ότι το slew rate ελαττώνεται καθώς ο παλμός πηγαίνει από τα 0V στα 5V αλλά και αντίστροφα. Αυτό είναι κάτι που θα το χρησιμοποιήσουμε

στην συνέχεια. Μετά το βαθυπερατό φίλτρο ακολουθεί ένας διαιρέτης τάσης. Πριν αναλύσουμε την ύπαρξη του διαιρέτη τάσης πρέπει να πούμε μερικά πράγματα για τον Schmitt trigger.

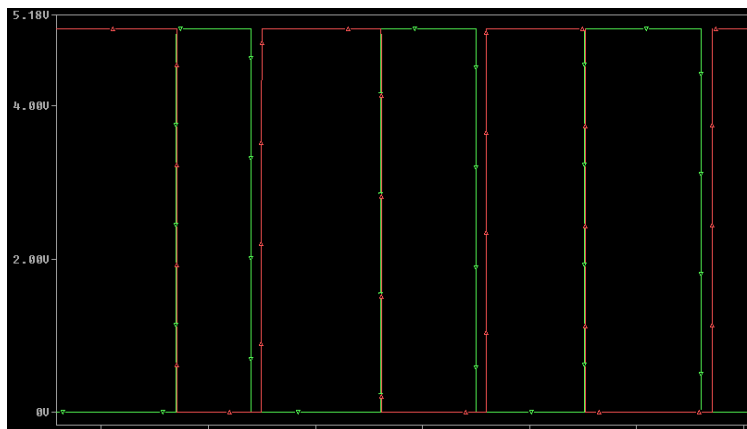
Η τάση κατωφλίου πάνω από την οποία αναγνωρίζει ο Schmitt trigger έναν θετικό παλμό(δυναμικό 1) είναι τα 2.5V ενώ η τάση κάτω από την οποία αναγνωρίζει την πτώση του παλμού(δυναμικό 0) είναι τα 1.5V. Επανερχόμαστε στο κύκλωμα και έχουμε στη συνέχεια έναν συγκριτή τάσης ο οποίος μειώνει το ύψος του παλμού από τα 4.91V στα 2.85V. Έτσι ο Schmitt trigger θα αναγνωρίσει τα 2.7V με μια σημαντική καθυστέρηση λόγω του κακού slew rate του παλμού που παρουσιάζεται κυρίως στις τιμές κοντά στα 2.85V. Όσο μικρότερο είναι το ύψος του παλμού τόσο μεγαλύτερη είναι η καθυστέρηση που θα έχει έχουμε στην αναγνώριση του δυναμικού 1. Ωστόσο αυτό δεν ισχύει και για την περίπτωση που ο Schmitt trigger αναγνωρίσει το δυναμικό 0 αφού η τάση 1.5V είναι πολύ ψηλότερα



Σχήμα 2.2.1.γ

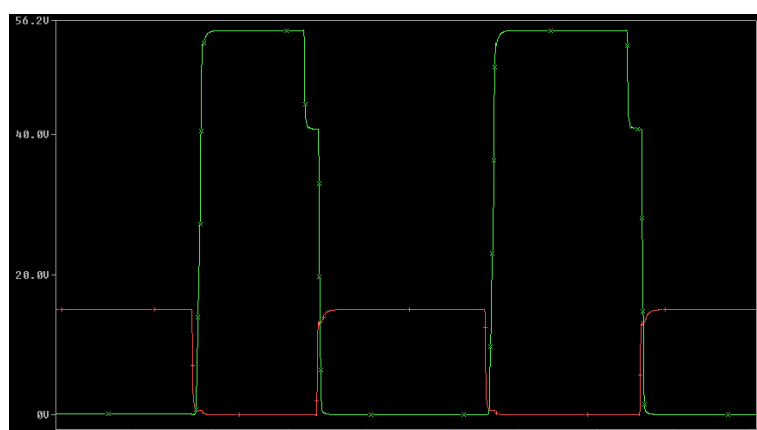
από καμπύλη που δημιουργείται στον παλμό. Δηλαδή, καθώς ο παλμός μεταβαίνει από τα 2.85V στα 0V η καμπύλη που δημιουργείται λόγω του βαθυπερατού φίλτρου βρίσκεται σε τάσεις μικρότερες των 0.7V περίπου. Στο Σχήμα 2.2.1.γ φαίνεται ξεκάθαρα η τάση που αναγνωρίζει ο Schmitt trigger και η καθυστέρηση που εισάγεται με την βοήθεια του βαθυπερατού φίλτρου και του διαιρέτη τάσης όπου με πράσινο και κόκκινο είναι η είσοδος και η έξοδος του Schmitt trigger αντίστοιχα, με μπλε και κίτρινα το κάθε κατώφλι και με ροζ η έξοδος του συγκριτή. Ωστόσο, πρέπει να πούμε ότι η μικρή καθυστέρηση που παρατηρείται στην έξοδο του Schmitt trigger οφείλεται στο propagation time αυτού και όχι στο ότι ο Schmitt trigger έχει διαφορετικές τάσεις κατωφλίου. Πριν

την χρήση του έγιναν δοκιμές προσομοίωσης με DC Sweep για την επαλήθευση των τιμών. Αυτό που καταφέραμε με το παραπάνω κύκλωμα είναι να δώσουμε μια καθυστέρηση περίπου 250nsec καθώς ο παλμός πηγαίνει από τα 0V στα 5V και μια καθυστέρηση περίπου 80 nsec όταν ο παλμός πηγαίνει από 5V στα 0V. Οι αντίστοιχες καθυστερήσεις για την έξοδο H1 είναι 10nsec δηλαδή ο χρόνος propagation time του Schmitt trigger. Είναι προφανές ότι οι παλμοί στις εξόδους H1 και L1 θα επικαλύπτονται ή έχουμε χρονικά μεταξύ τους όπως φαίνεται και από το Σχήμα 2.2.1.δ όπου με πράσινο είναι η έξοδος H1 και κόκκινο η έξοδος L1. Αυτό έγινε γιατί ο οδηγός των mosfet έχει σημαντικά διαφορετικούς χρόνους propagation time για την high και low side. Οι χρόνοι rise και fall time των Schmitt trigger δεν μας επηρεάζουν επειδή είναι της τάξης των μερικών nsec όπως επίσης και το propagation time. Για το κάτω κομμάτι του κυκλώματος στο Σχήμα 2.2.1.α δεν υπάρχει κάτι διαφορετικό, η λειτουργία του είναι ίδια με το πάνω κύκλωμα. Αυτό όμως που πρέπει να επισημάνουμε είναι ότι οι καθυστερήσεις που έχουμε εισάγει στις εξόδους L1 και L2 δεν επηρεάζουν την ποιότητα της εξόδου αφού η ίδια καθυστέρηση έχει προστεθεί και στις δυο low side. Το μόνο που θα προκαλέσει η καθυστέρηση είναι να ελαττώσει το πλάτος του παλμού κάθε low side κατά ίσο χρόνο και συνεπώς να ελαττώσει το χρόνο που το ρεύμα ρέει από το mosfet M1 προς το M4 και από το M2 προς το M3.



Σχήμα 2.2.1.δ

Το επόμενο στάδιο που είναι το στάδιο της ενίσχυσης έχουμε δυο οδηγούς και τέσσερα mosfet σε τοπολογία Full Bridge. Οι οδηγοί είναι οι HIP2500 και τα mosfet παρέμειναν τα IRFZ34N



Σχήμα 2.2.1.ε

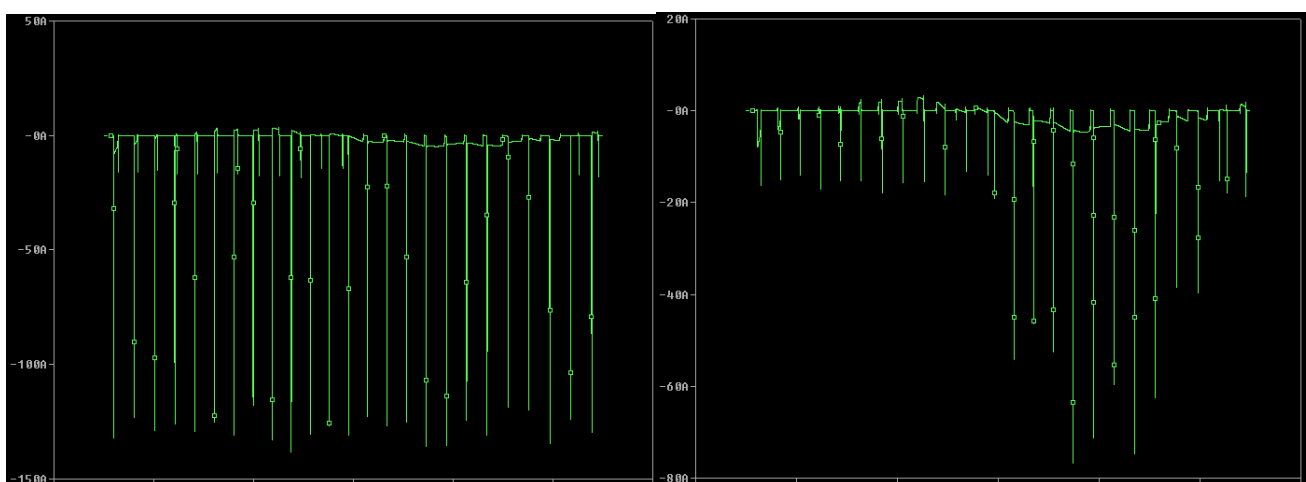
αφού ήταν μια πάρα πολύ καλή επιλογή. Ο οδηγός HIP2500 δεν μπορούμε να πούμε ότι ήταν η καλύτερη επιλογή αφού τα χαρακτηριστικά του δεν είναι τόσο καλά, ωστόσο μας δίνει τη δυνατότητα να μεταβάλλουμε χρονικά τους παλμούς στην είσοδό του με το κύκλωμα από το Σχήμα 2.2.1.α. Μπορεί να δώσει στην έξοδό του τάσεις μέχρι

500V και ρεύμα μέχρι 2A. Οι τιμές αυτές είναι σίγουρα υψηλές και δίνουν

μεγάλες δυνατότητες στον οδηγό. Όμως, όπως θα δούμε παρακάτω οι κακοί και ασύμμετροι χρόνοι που έχει τον κάνουν δυσλειτουργικό. Πριν αναλύσουμε τους χρόνους να πούμε ότι η τροφοδοσία VDD κάθε οδηγού συνδέθηκε με πηγή 5V, αυτός είναι και ο τρόπος που δηλώνουμε στον οδηγό ότι οι εισοδοί τους θα λειτουργούν σε TTL τιμές. Η τροφοδοσία του οδηγού VCC η οποία και είναι υπεύθυνη για την λειτουργία του και το άνοιγμα των mosfet ορίστηκε στα 40V ενώ ο bootstrap πυκνωτής έχει τιμή 22μF. Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναλύσαμε την επιλογή του πυκνωτή να

είναι στα 22μF. Οι χρόνοι του συγκεκριμένου οδηγού, όπως είπαμε παραπάνω, δεν είναι πολύ καλοί εκτός από τους χρόνους rise και fall time που είναι ακριβώς ίδιοι. Ειδικότερα, οι χρόνοι propagation time διαφέρουν από high σε low side καθώς και όταν ο παλμός στην έξοδο παίρνει την μέγιστη τιμή του ή πέφτει στην χαμηλότερη τιμή. Οι χρόνοι propagation time για το high side όταν ανεβαίνει ο παλμός και όταν πέφτει είναι αντίστοιχα 420nsec και 385nsec ενώ οι αντίστοιχοι χρόνοι για το low side είναι 365nsec και 295nsec. Συμπεραίνουμε ότι πέφτει ο παλμός στο low side και ανεβαίνει ο παλμός στο high side θα δημιουργηθεί ένα χρονικό κενό περίπου $420\text{nsec} - 295\text{nsec} = 125\text{nsec}$ το οποίο δεν είναι πολύ σημαντικό για την απόδοση. Όμως από το κύκλωμα που αναλύσαμε παραπάνω για την διόρθωση του cross-current είδαμε ότι στο κατέβασμα του παλμού του low side θα έχουμε 80nsec καθυστέρηση οπότε το κενό από 125nsec θα γίνει 45nsec. Στην αντίθετη περίπτωση όπου πέφτει ο παλμός στο high side και ανεβαίνει ο παλμός στο low side θα υπάρχει επικάλυψη περίπου $385\text{nsec} - 365\text{nsec} = 20\text{nsec}$. Με το κύκλωμα όμως της διόρθωσης του cross-current καθυστερούμε τον παλμό του low side κατά 250nsec όπως είπαμε παραπάνω. Οπότε θα δημιουργηθεί χρονικό κενό 230nsec, στη πραγματικότητα όμως επειδή ο οδηγός δεν συμπεριφέρεται ακριβώς έτσι, το κενό αυτό δεν δημιουργείται. Συγκεκριμένα, όταν η είσοδος για το high side είναι μηδέν τότε στο mosfet θέλω να έχω $V_{GS}=0V$ όπου $V_{GS}=V_G-V_S=V_G-40V$, μετά το κλείσιμο του mosfet ($V_G=40V$) η τάση V_S παραμένει για λίγο στην τιμή των 40V και στην συνέχεια ανοίγει το low side mosfet. Ο χρόνος που χρειάζεται η οδηγός για να διαβάσει την είσοδο V_S και να ρίξει την V_G από τα 40V στα 0V για να συνεχίσει να ισχύει $V_{GS}=0V$ είναι περίπου 20nsec, γι' αυτό τον χρόνο το ρεύμα ρέει από την πηγή προς τη γείωση και έχουμε cross-current. Στο Σχήμα 2.2.1.ε έχουμε ένα παράδειγμα. Όπως μπορούμε να δούμε η πτώση του παλμού στο high side δεν γίνεται μέχρι τα 0V αλλά μέχρι τα 40V όπου και παραμένει για λίγο διάστημα μέχρι να ανοίξει το low side mosfet. Τέλος, πρέπει να πούμε ότι το cross-current, χωρίς το κύκλωμα που προσθέσαμε, είναι σημαντικά μεγαλύτερο. Στο Σχήμα 2.2.1.στ μπορούμε να δούμε το cross-current πριν και μετά την προσθήκη του κυκλώματος ρύθμισής του.

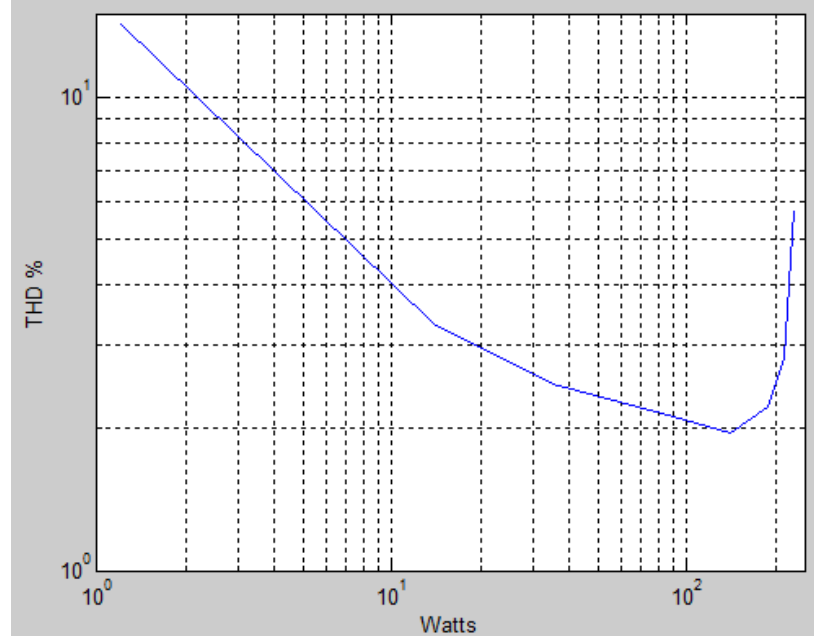
Για το δεύτερο τμήμα του σταδίου ενίσχυσης που είναι τα mosfet δεν έχουμε να προσθέσουμε κάτι παραπάνω. Οι λόγοι που τα επιλέξαμε παρουσιάστηκαν και αναλύθηκαν στον προηγούμενο ενισχυτή τάξης D. Το ίδιο ισχύει και με το φίλτρο εξόδου το οποίο διατηρήθηκε όπως ήταν με συχνότητα αποκοπής τα 21.8KHz και συντελεστή $Q=0.74$.



Σχήμα 2.2.1.στ

2.2.2 Αποτελέσματα - Συμπεράσματα

Τα αποτελέσματα στην ποιότητα δεν ήταν τα αναμενόμενα. Η συνδεσμολογία δεν βοήθησε ιδιαίτερα στην βελτίωση της απόδοσης. Το cross-current δεν μειώθηκε αρκετά οπότε και οι απώλειες δεν άλλαξαν. Ωστόσο, έχουμε διαφορετική κατανομή του THD στις διάφορες τιμές ισχύος. Στο Σχήμα 2.2.2.α έχουμε το THD σε συνάρτηση με την ισχύ στην έξοδο για σήμα εισόδου 10KHz. Στις χαμηλές τιμές ισχύος παρατηρούμε ότι αυξάνεται δραματικά ενώ για μεγάλες τιμές ισχύος παίρνει τιμές κάτω από το 3%. Η συμπεριφορά του είναι λίγο καλύτερη από τη προηγούμενη υλοποίηση και η παραμόρφωση είναι μικρότερη για τιμές ισχύος από 10W μέχρι 200W. Στο παρόν κύκλωμα, ο πιο πιθανός τρόπος για να βελτιωθεί η απόδοση θα ήταν να αλλάξουμε τον οδηγό με κάποιον που έχει καλύτερους χρόνους propagation time. Παρά τις προσπάθειες να ελαττώσουμε το cross-current με το κύκλωμα που παραθέσαμε, η συμπεριφορά του οδηγού δεν μας βοηθάει και πολύ.

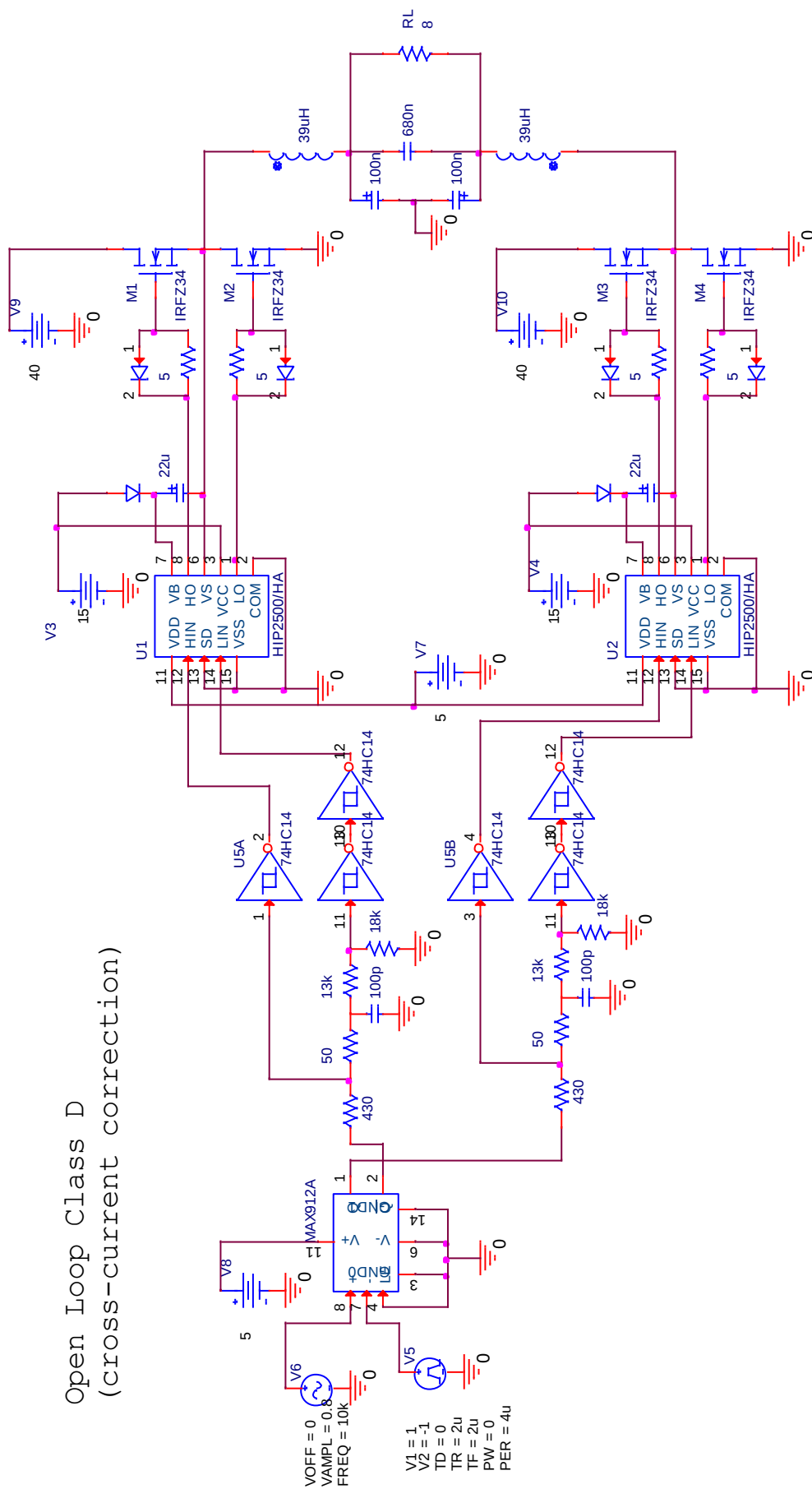


Σχήμα 2.2.2.α

Στον παρακάτω πίνακα μπορούμε να δούμε την ποσοστιαία κατανάλωση κάθε στοιχείου. Όπως βλέπουμε τα αποτελέσματα είναι σχεδόν ίδια με την προηγούμενη υλοποίηση. Η ισχύς που καταναλώνεται στον συγκριτή παραμένει σε εξαιρετικά χαμηλά επίπεδα ενώ η ισχύς που καταναλώνεται αθροιστικά και στους δυο οδηγούς έχει αυξηθεί λίγο, όχι όμως σημαντικά. Οι απώλειες αυτές οφείλονται στην λειτουργία των οδηγών αλλά και στο ρεύμα που χρειάζεται κάθε mosfet στο gate για να ανοίξει (switching losses). Αυτό που έχει αυξηθεί σημαντικά είναι οι απώλειες στα mosfet, από 4.98 % σε 9.26%. Οι απώλειες αυτές αντιπροσωπεύουν τις απώλειες λόγω αγωγής των mosfet (conduction losses) και η τιμή τους είναι πολύ μεγάλη λόγω του cross-current. Αν δεν είχαμε cross-current τότε θεωρητικά οι απώλειες λόγω αγωγής θα ήταν μικρότερες του 1%. Η απώλεια στο φορτίο, η οποία αντιπροσωπεύει την συνολικά απόδοση του ενισχυτή, είναι 87.8%, δηλαδή χειρότερη από τον προηγούμενο ενισχυτή και δεν βρίσκεται σε ανάλογα επίπεδα άλλων ενισχυτών τάξης D.

Στοιχείο	Ποσοστιαία Κατανάλωση
Συγκριτής	0.05%
Οδηγοί	2.55%
Mosfet	9.26%
Φορτίο	87.8%

Open Loop Class D (cross-current correction)

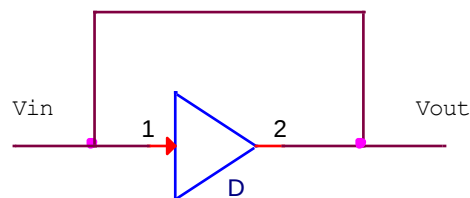


2.3 Class D with feedback

Μετά τις δοκιμές που κάναμε για την κατασκευή ενισχυτή τάξης D ανοιχτού βρόγχου, είδαμε ότι η απόδοση βελτιώθηκε ελάχιστα. Η ποιότητα όμως δεν παρουσίασε καμία βελτίωση (THD μεγαλύτερο του 0.5%). Γι' αυτό το λόγο σε αυτό το κεφάλαιο θα προσεγγίσουμε την έννοια της ανάδρασης σε έναν τάξης D ενισχυτή. Θα προσπαθήσουμε να αλλάξουμε το σήμα της εισόδου δοκιμάζοντας μερικά κυκλώματα ανάδρασης. Δυστυχώς όμως κανένας από τους τρόπους δεν θα μας βοηθήσει να επιτύχουμε το στόχο μας όπως θα δούμε παρακάτω.

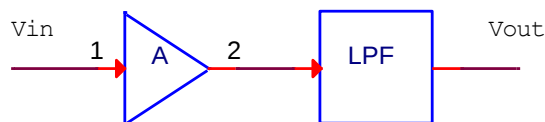
2.3.1 1^η Συνδεσμολογία Ανάδρασης

Στην πρώτη δοκιμή που κάναμε δοκιμάσαμε το ποιο απλό κύκλωμα ανάδρασης. Δηλαδή πήραμε την έξοδο, την συγκρίναμε με την είσοδο και το σφάλμα προστέθηκε ξανά στο σήμα εισόδου ανεστραμμένο. Μπορούμε να δούμε διαγραμματικά την λειτουργία της ανάδρασης στο Σχήμα 2.3.1.α. Ο κύριος κορμός αποτελείται από τον ενισχυτή τάξης D με limited cross-current ο οποίος αναλύθηκε στο προηγούμενο υποκεφάλαιο. Δηλαδή, συγκριτής παρέμεινε ο MAX912, οδηγοί είναι οι HIP2500, mosfet τα IRFZ34N καθώς και το κύκλωμα για τον περιορισμό του cross-current. Οι τελεστικοί ενισχυτές που χρησιμοποιήθηκαν για την ανάδραση ήταν οι AD826. Είναι τελεστικοί υψηλής ακρίβειας και χαμηλής κατανάλωσης. Τα χαρακτηριστικά τους είναι ιδανικά για το σκοπό που τα χρησιμοποιούμε ενώ λειτουργούν στον εύρος τάσης που επιθυμούμε. Οι λόγοι επιλογής των στοιχείων όπως και η λειτουργία τους αναλύθηκε λεπτομερώς στα προηγούμενα κεφάλαια. Το καινούριο κομμάτι κυκλώματος που προστέθηκε είναι η ανάδραση και θα μελετήσουμε την συμπεριφορά του σε αυτό το κεφάλαιο.



Σχήμα 2.3.1.α

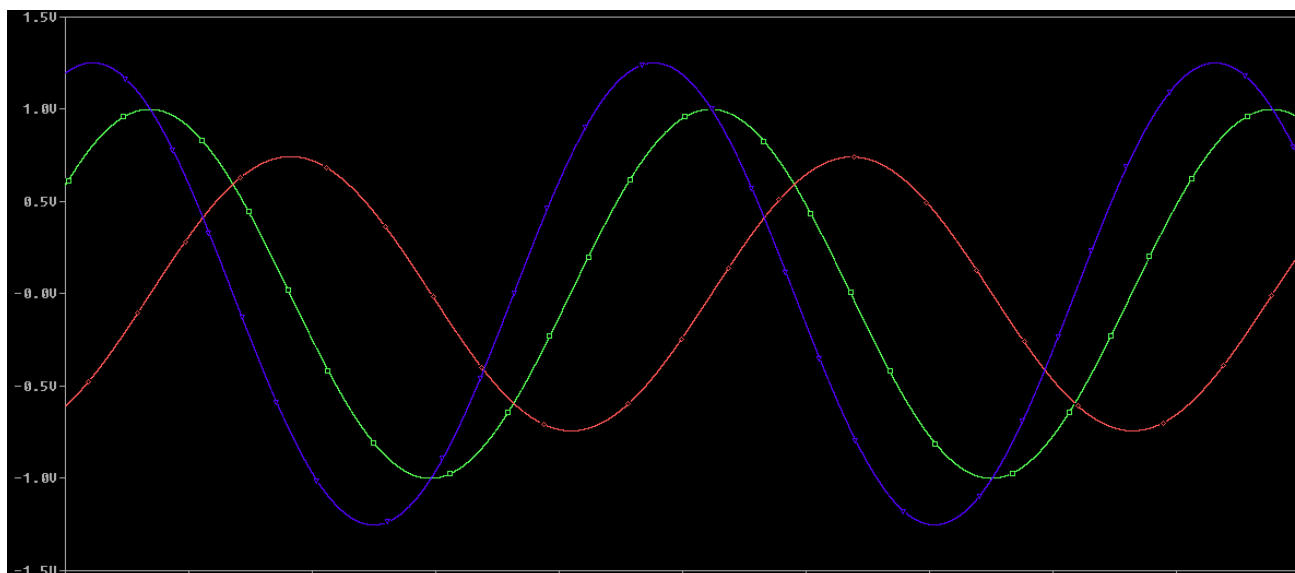
Ένας ενισχυτής τάξης D ανοιχτού βρόγχου (open loop) διαγραμματικά αποτελείται από το πρώτο μέρος που είναι η ενίσχυση και το δεύτερο μέρος που είναι το φίλτρο όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.3.1.β. Το πρώτος μέρος χαρακτηρίζεται από έναν συντελεστή A ο οποίος μας δείχνει πόσες φορές πολλαπλασιάζεται η τάση της εισόδου πριν βγει στην έξοδο. Το κομμάτι αυτό δεν εισάγει καμία φάση στο σήμα, αποτελείται από τον συγκριτή, τον οδηγό και τα mosfet. Στην συνέχεια για να γίνει αποδιαμόρφωση του σήματος χρησιμοποιούμε το βαθυπερατό φίλτρο. Αυτό το φίλτρο είναι δεύτερης τάξης LC δηλαδή έχει ένα ζεύγος συζυγών πόλων στην συχνότητα αποκοπής. Η συχνότητα αυτή είναι πολύ κοντά στο ακουστικό φάσμα οπότε το φίλτρο εισάγει μια σημαντική φάση στην έξοδο. Όπως δείξαμε στην θεωρία η φάση που εισάγει το φίλτρο εξόδου καθορίζεται από το φορτίο, τον συντελεστή Q και κυρίως τη συχνότητα αποκοπής.



Σχήμα 2.3.1.β

Στη διαδικασία της ανάδρασης, για την διόρθωση του σήματος συγκρίνουμε το σήμα εισόδου και το σήμα εξόδου τα οποία είναι σήματα με διαφορετική φάση και διαφορετικό πλάτος.

Αν έχουμε στην είσοδο ένα ημιτονοειδές σήμα $x_1=A_1\sin(\omega t)$ και στην έξοδο ένα σήμα $x_2=A_2\sin(\omega t+\varphi)$ τότε από τη διαφορά τους θα πάρουμε ένα καινούριο ημιτονοειδές σήμα $x_3=A_3\sin(\omega t+\varphi')$. Το πλάτος και η φάση του καινούριου σήματος θα είναι άγνωστα δεδομένου ότι η διαφορά φάσης εισόδου και εξόδου, καθώς και το πλάτος A_3 , μεταβάλλονται με τη συχνότητα. Για παράδειγμα, αν έχουμε ένα ημιτονοειδές σήμα στην είσοδο συχνότητας 100Hz, συχνότητα αποκοπής φίλτρου 20KHz, συντελεστή $Q=0.7$ και φορτίο 8Ω τότε η διαφορά φάσης των δυο σημάτων θα είναι σχεδόν μηδενική. Οπότε το σήμα x_3 θα έχει τιμές κοντά στο μηδέν και θα περιέχει



Σχήμα 2.3.1.γ

μόνο το σφάλμα της εξόδου. Στην περίπτωση που το σήμα εισόδου είναι συχνότητας 20KHz τότε η διαφορά φάσης μεταξύ εισόδου και εξόδου θα είναι -90° (-45° για κάθε πόλο) όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.3.1.γ όπου με πράσινο έχουμε την είσοδο, με κόκκινο την έξοδο και μπλε την διαφορά των δυο(σφάλμα). Συνεπώς είναι εύκολο να καταλάβουμε ότι με την παραπάνω ανάδραση αυτό που κάνουμε είναι να συγκρίνουμε το σήμα εισόδου με μια λάθος χρονική στιγμή του σήματος εξόδου. Στο παράδειγμα του σήματος των 20KHz, η περίοδος είναι 50μsec οπότε η διαφορά φάσης των 90° αντιστοιχεί σε $(90^\circ/360^\circ)*50\mu\text{sec}=12.5\mu\text{sec}$, δηλαδή το σήμα εξόδου είναι καθυστερημένο κατά 12.5μsec. Άρα η σύγκριση γίνεται μεταξύ της εξόδου την χρονική στιγμή t και της εισόδου τη χρονική στιγμή $t+12.5\mu\text{sec}$.

Η διαδικασία της ανάδρασης, όπως δείξαμε παραπάνω, δεν μας βοηθάει στη διόρθωση των στιγμιαίων λαθών που μπορεί να εισάγει ο ενισχυτής τάξης D. Ωστόσο, δεν αλλάζει την συχνότητα του σήματος εισόδου όπως θα δείξουμε παρακάτω. Επίσης, εφαρμόζοντας ένα ημιτονοειδές σήμα στην είσοδο, στις πρώτες χρονικές στιγμές η ανάδραση λειτουργεί αρνητικά δημιουργώντας ένα σήμα στην έξοδο άγνωστου σχήματος μέχρι το σύστημα να ισορροπήσει. Αυτό διαρκεί περίπου μερικές περιόδους δεδομένου ότι το σήμα μας είναι ημιτονοειδές. Αφού το σύστημα ισορροπήσει τότε η ανάδραση βοηθάει κατά ένα μικρό μέρος την ποιότητα της εξόδου. Αυτό ισχύει μόνο όταν το σήμα εισόδου είναι περιοδικό.

Για να αποδείξουμε ότι η ανάδραση δεν αλλάζει τη συχνότητα του σήματος που τροφοδοτούμε στον ενισχυτή θα χρειαστούμε μερικές εξισώσεις. Θεωρούμε ότι εφαρμόζουμε στην είσοδο ημιτονοειδές σήμα $x_1=A_1\sin(\omega t)$ τότε στην έξοδο θα πάρουμε $x_2=A_2\sin(\omega t+\varphi)$. Στην έξοδο του

τελεστικού U2A θα πάρουμε την διαφορά του σήματος εισόδου από το σήμα εξόδου το οποίο θα είναι το σφάλμα, οπότε θα προκύψει το παρακάτω:

$$x_2(t) - x_1(t) = A_2 \sin(\omega t + \varphi) - A_1 \sin(\omega t) = A_3 \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \cos\left(\omega t + \frac{\varphi}{2}\right) = A_3 \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \sin\left(\omega t + \frac{\varphi - \pi}{2}\right)$$

$$\text{όπου } A_3 = \sqrt{A_1^2 + A_2^2 + 2A_1 A_2 \cos \varphi}$$

Στη συνέχεια το σφάλμα που βρήκαμε αφαιρείται από το σήμα εισόδου, δηλαδή προστίθεται ανεστραμμένο για να αναιρέσει το σφάλμα στην έξοδο. Την λειτουργία αυτή αναλαμβάνει ο τελεστικός U3A του οποίου η έξοδος θα είναι:

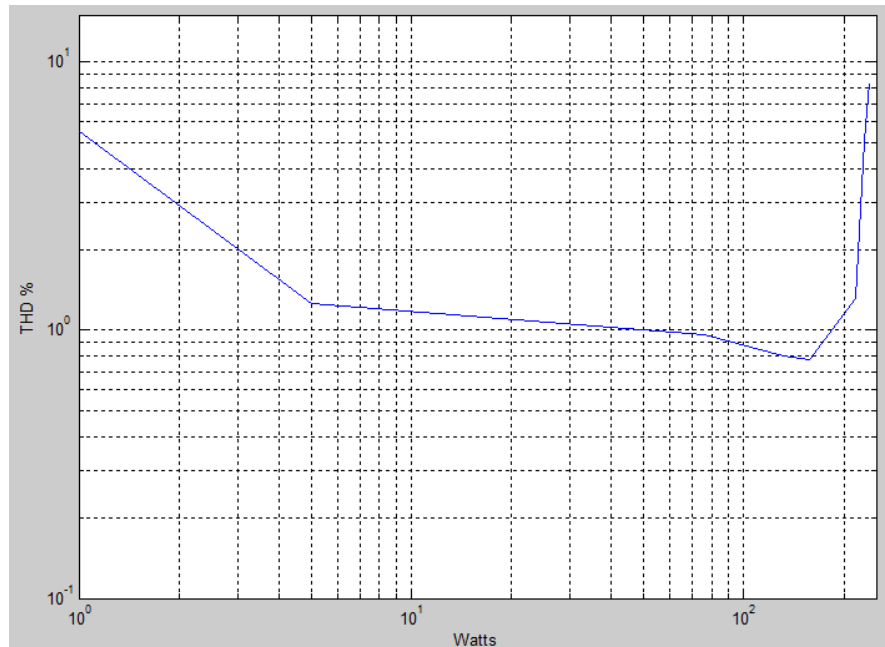
$$x_1(t) - A_3 \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \sin\left(\omega t + \frac{\varphi - \pi}{2}\right) = A_1 \sin(\omega t) - A_3 \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \sin\left(\omega t + \frac{\varphi - \pi}{2}\right) = A_4 \sin\left(-\frac{\pi - \varphi}{4}\right) \sin\left(\omega t + \frac{\varphi - 3\pi}{4}\right)$$

$$\text{όπου } A_4 = \sqrt{A_1^2 + \left(A_3 \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right)\right)^2 + 2A_1 A_3 \sin\left(\frac{\varphi}{2}\right) \cos\left(\frac{\varphi - \pi}{2}\right)}$$

Όπως μπορούμε να δούμε από τη παραπάνω σχέση της εξόδου του τελεστικού U3A, το σήμα που τροφοδοτείται στον ενισχυτή παραμένει να είναι ημιτονοειδές χωρίς να αλλάζει η συχνότητά.

Το πρώτο κύκλωμα ανάδρασης που χρησιμοποιήσαμε παρουσιάζει το παραπάνω πρόβλημα οπότε τα αποτελέσματα δεν ήταν τόσο θετικά όσο περιμέναμε. Οι μετρήσεις που πήραμε φαίνονται παρακάτω. Στο Σχήμα 2.3.1.δ έχουμε το THD σε συνάρτηση με την ισχύ στην έξοδο για ημιτονοειδές σήμα 10KHz και φορτίο 8Ω. Όπως μπορούμε να

δούμε η ποιότητα δεν βελτιώθηκε σημαντικά, ωστόσο έχουμε μια μικρή βελτίωση. Το THD στους ενισχυτές D ανοιχτού βρόγχου ήταν πάνω από 2.2% σχεδόν σε όλο το εύρος ισχύος ενώ με την ανάδραση καταφέραμε να έχουμε παραμόρφωση μικρότερη του 1.2% σχεδόν σε όλο το εύρος ισχύος στην έξοδο ενώ για μεγάλες τιμές ισχύος το THD έπεφτε στο 0.8%. Οι τιμές αυτές παραμένουν σε υψηλά επίπεδα, όχι ικανοποιητικά για το σκοπό μας.



Σχήμα 2.3.1.δ

Για την απόδοση του ενισχυτή δεν έχουμε κάτι καινούριο. Η συνδεσμολογία του προηγούμενου ενισχυτή χρησιμοποιήθηκε χωρίς καμία αλλαγή οπότε και η απόδοση παρέμεινε

ίδια όπως βλέπουμε και από τον παρακάτω πίνακα. Οι τελεστικοί που χρησιμοποιήθηκαν δεν είχαν σημαντική επίπτωση την απόδοση αφού η ισχύς που χρησιμοποίησαν ήταν αμελητέα.

Τελικά, και αυτό το κύκλωμα απορρίφθηκε αφού οι τιμές της παραμόρφωσης δεν ήταν μέσα στα ανεκτά όρια ενώ δεν υπήρχαν άλλοι τρόποι για να βελτιωθεί το συγκεκριμένο κύκλωμα. Η φάση που εισάγει το φίλτρο στην έξοδο δεν μπορεί να αλλάξει ούτε να παρακαμφθεί οπότε η ανάδραση δεν ήταν αποδοτική.

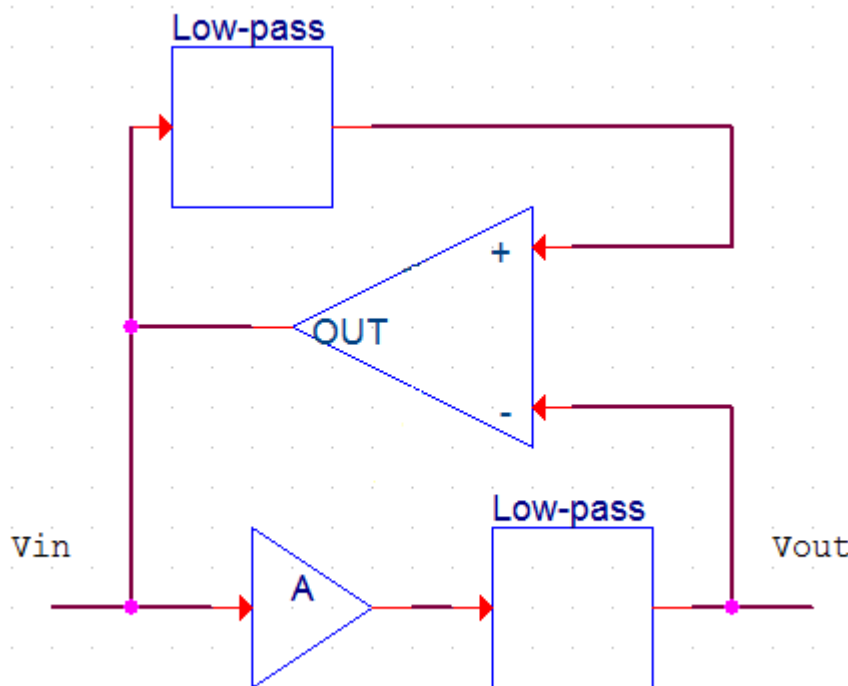
<u>Στοιχείο</u>	<u>Ποσοστιαία Κατανάλωση</u>
Συγκριτής	0.06%
Οδηγοί	3.07%
Mosfet	8.1%
Φορτίο	87.7%



2.3.2 2^η Συνδεσμολογία Ανάδρασης

Η δεύτερη προσπάθεια ανάδρασης που επιχειρήσαμε είχε ως σκοπό να διορθώσει το λάθος της προηγούμενης ανάδρασης, δηλαδή να μην υπάρχει διαφορά φάσης μεταξύ του σήματος εισόδου και του σήματος εξόδου. Όπως θα δείξουμε παρακάτω το πρόβλημα της διαφορά φάσης δεν λύθηκε και η ποιότητα της εξόδου παρέμεινε στα ίδια επίπεδα.

Η κύρια ιδέα της συνδεσμολογίας αυτής είναι να χρησιμοποιήσουμε την ανάδραση για τη διόρθωση του σήματος, όπως έγινε και στο προηγούμενο κύκλωμα, με τη διαφορά ότι σε αυτή τη συνδεσμολογία θα αντιμετωπίσουμε το πρόβλημα της διαφοράς φάση. Στο Σχήμα 2.3.2.α βλέπουμε το διάγραμμα της λειτουργίας της συνδεσμολογίας αυτής. Η είσοδος V_{in} είναι το σήμα εισόδου το



Σχήμα 2.3.2.α

οποίο και τροφοδοτείται στον ενισχυτή ενώ ταυτόχρονα περνάει και από βαθυπερατό φίλτρο (low pass filter). Το βαθυπερατό φίλτρο βρίσκεται εκεί για να προσθέσει στο σήμα εισόδου την κατάλληλη φάση ώστε όταν θα συγκριθεί με την έξοδο του ενισχυτή να μας δώσει μόνο το σφάλμα. Έτσι, το σήμα που συγκρίνεται με το σήμα εξόδου θα έχει ίδια φάση με την έξοδο και στην έξοδο του τελεστικού, όπου γίνεται η σύγκριση, δεν θα έχουμε καινούρια κυματομορφή.

Το low pass φίλτρο είναι ένα παθητικό φίλτρο 2^{ης} τάξης το οποίο υλοποιείται από δυο αντιστάσεις και δυο πυκνωτές. Οι τιμές των αντιστάσεων και πυκνωτών πρέπει να είναι τέτοιες ώστε το φίλτρο να συμπεριφέρεται όπως το φίλτρο εξόδου του ενισχυτή. Για να βρούμε τη συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου παίρνουμε τον κανόνα διαιρέτη τάσης και έχουμε:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{s^2 + s \left(\frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

Συγκρίνοντας την παραπάνω σχέση με την γενική εξίσωση της συνάρτησης μεταφοράς βαθυπερατού φίλτρου 2^{ης} τάξης έχουμε:

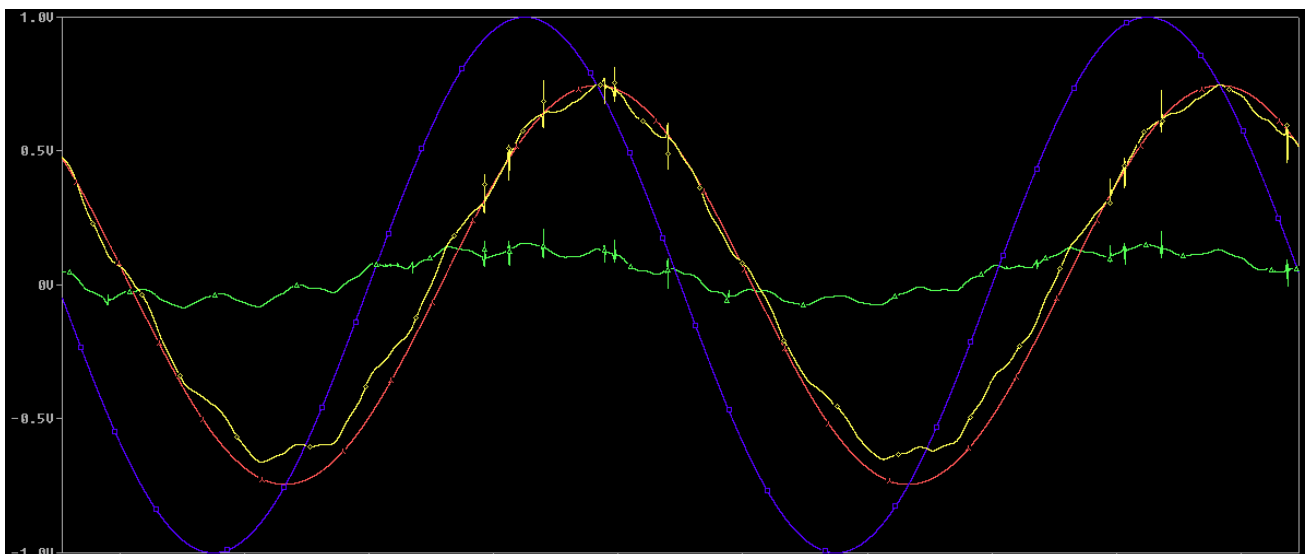
$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad Q = \frac{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}}{R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2}$$

Για αντιστάσεις $R_1=R_2=1\text{k}\Omega$ και $C_1=C_2=4.7\text{nF}$ έχουμε $f_o=33\text{KHz}$ και $Q=0.33$. Στην πραγματικότητα καθώς η τάξη του φίλτρου μεγαλώνει, φιλτράρεται και η συχνότητα αποκοπής(-3dB) οπότε η πραγματική τιμή της συχνότητας αποκοπής βρίσκεται από τον παρακάτω τύπο:

$$f_{(-3\text{dB})} = f_c \sqrt{2^{\frac{1}{n}} - 1}$$

όπου f_c η συχνότητα που βρήκαμε παραπάνω και n η τάξη του φίλτρου. Αντικαθιστώντας θα έχουμε $f_{(-3\text{dB})}=21.8\text{KHz}$ δηλαδή ίση με τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου εξόδου του ενισχυτή. Έτσι καταφέρνουμε να έχουμε ίδια φάση και ίδιο πλάτος στο σήμα που παίρνουμε από την έξοδο του ενισχυτή και στο σήμα της πηγής αφού περάσει από το φίλτρο RC. Στο Σχήμα 2.3.2.β έχουμε με μπλε το ημιτονοειδές σήμα της εισόδου πλάτους 1V και συχνότητας 10KHz, με κόκκινο το σήμα εισόδου αφού περάσει από το RC φίλτρο και του προστεθεί η κατάλληλη φάση, με κίτρινο το σήμα που βγαίνει από τον τελεστικό U1A το οποίο είναι το σήμα εξόδου στην κλίμακα από 1V μέχρι -1V και τέλος με πράσινο το σφάλμα. Όπως μπορούμε να δούμε το RC φίλτρο έδωσε την σωστή φάση και το σωστό πλάτος για να μετρήσουμε το σφάλμα, ωστόσο το σφάλμα που προέκυψε από τη διαφορά των δυο σημάτων τα οποία έχουμε ίδια φάση θα έχει και αυτό την ίδια φάση.

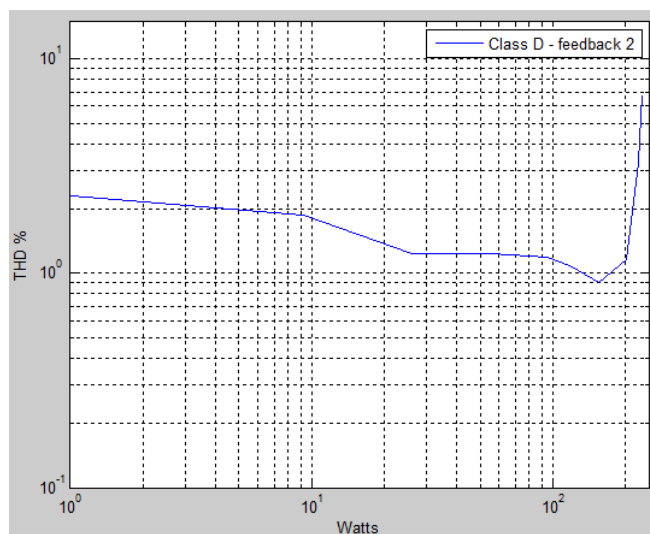
Καταφέραμε με αυτό τον τρόπο να συγκρίνουμε σωστές χρονικές στιγμές μεταξύ εισόδου και εξόδου του ενισχυτή. Αυτό όμως δεν ήταν αρκετό. Αυτό δεν μας εξασφάλισε ότι θα διορθωθούν τα σφάλματα που μπορεί να δημιουργηθούν στην έξοδο και θα εξηγήσουμε παρακάτω το λόγο. Έστω ότι το σήμα της εισόδου είναι το ημιτονοειδές σήμα $x_1(t)=A_1\sin(\omega t)$ τότε το σήμα στην έξοδο του τελεστικού U1A θα είναι το $x_2(t)=A_2\sin(\omega t+\phi)$. Το σήμα της εισόδου αφού περάσει από το φίλτρο RC (υποθέτουμε ότι) θα έχει ίδια φάση με το σήμα x_2 αφού και τα δυο σήματα φιλτράρονται από βαθυπερατά φίλτρα ίδιων χαρακτηριστικών, οπότε το σήμα x_3 που βγαίνει από το φίλτρο RC θα είναι το $x_3=A_3\sin(\omega t+\phi)$. Αφαιρώντας σήμα x_3 από το σήμα x_2 θα πάρουμε το σφάλμα ανεστραμμένο και θα έχει τη μορφή $x_2-x_3=(A_2-A_3)\sin(\omega t+\phi)$. Το ανεστραμμένο σφάλμα που



Σχήμα 2.3.2.β

προέκυψε από τον τελεστικό U2A οδηγείται στον τελεστικό U3A για να αφαιρεθεί από το σήμα εισόδου, το οποίο σήμα εισόδου δεν δέχεται την επίδραση του φίλτρου RC. Το αποτέλεσμα ήταν να προσθέσουμε το ανεστραμμένο σφάλμα στην είσοδο, $x_1(t)=A_1\sin(\omega t)$ για να γίνει η διόρθωση, όμως όπως δείξαμε παραπάνω το σήμα του σφάλματος έχει ήδη αποκτήσει τη φάση λόγω του φίλτρου εξόδου του ενισχυτή. Άρα καταλαβαίνουμε ότι αν και καταφέραμε να συγκρίνουμε το σήμα εισόδου και το σήμα εξόδου στις σωστές χρονικές στιγμές, το σφάλμα δεν ενσωματώθηκε στο σήμα εισόδου τη στιγμή που έπρεπε.

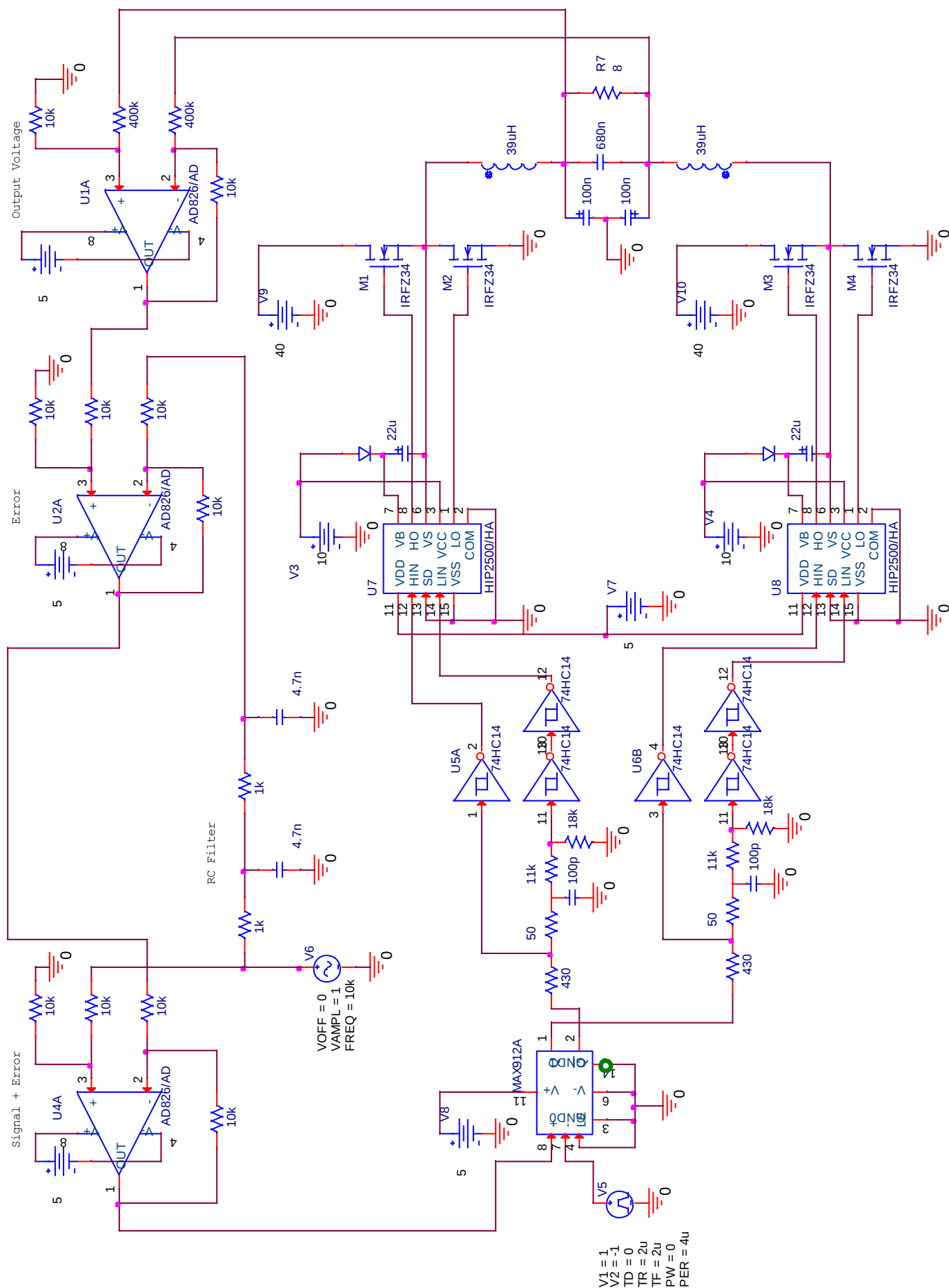
Η απόδοση καθώς και η ποιότητα της εξόδου δεν βελτιώθηκαν με το παρόν κύκλωμα. Όπως αναλύσαμε παραπάνω το φίλτρο RC που προσθέσαμε δεν βελτίωσε την ποιότητα της εξόδου. Σε όλο το εύρος φάσματος ισχύος που μπορεί να δώσει ο ενισχυτής στην έξοδο για σήμα 10KHz, το THD παρέμεινε σε τιμές μεγαλύτερες του 1% οι οποίες είναι αρκετά υψηλές. Οι μετρήσεις του THD που πήραμε ήταν ελαφρώς χειρότερες από τη προηγούμενη συνδεσμολογία ανάδρασης που δοκιμάσαμε αλλά καλύτερες από αυτές των δυο ενισχυτών τάξης D ανοιχτού βρόχου που παρουσιάσαμε στο κεφάλαιο 2.1 και 2.2. Όπως μπορούμε να δούμε στο Σχήμα 2.3.2.γ η παραμόρφωση της εξόδου ελαττώνεται καθώς αυξάνεται η ισχύς στην έξοδο όπως συνηθίζεται σε όλους τους ενισχυτές αυτής της τάξης.



Σχήμα 2.3.2.γ

Τα αποτελέσματα της ποιότητας της εξόδου δεν ήταν ικανοποιητικά γι' αυτό και η συνδεσμολογία απορρίφθηκε. Τα αποτελέσματα της απόδοσης παρέμειναν στα ίδια επίπεδα με τις προηγούμενες συνδεσμολογίες δηλαδή η απόδοση ήταν σε τιμές κοντά στο 90%.

<u>Στοιχείο</u>	<u>Ποσοστιαία Κατανάλωση</u>
Συγκριτής	0.04%
Οδηγοί	2.07%
Mosfet	7.11%
Φορτίο	90.63%

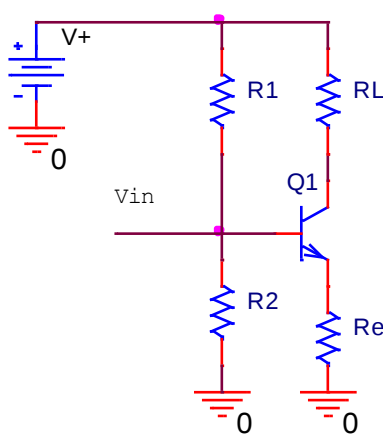


2.4 Class D – dual Class A supported

Επόμενη προσπάθεια να διορθώσουμε το σφάλμα στην έξοδο ήταν να χρησιμοποιήσουμε δυο ενισχυτές τάξης A, έναν για κάθε ακροδέκτη του φορτίου. Η κεντρική ιδέα της συνδεσμολογίας αυτής ήταν να βρούμε το σφάλμα με κύκλωμα ανάδρασης και στη συνέχεια να χρησιμοποιήσουμε το σφάλμα που βρήκαμε και να το τροφοδοτήσουμε στους ενισχυτές τάξης A. Όπως θα δείξουμε παρακάτω ούτε και αυτή η συνδεσμολογία είχε τα επιθυμητά αποτελέσματα ενώ η απόδοση έπεσε δραματικά.

2.4.1 Παρουσίαση Κυκλώματος

Ο βασικός κορμός του ενισχυτή παρέμεινε ίδιος. Δηλαδή ο ενισχυτής τάξης D απαρτίζεται από τα ίδια στοιχεία με τις προηγούμενες προσπάθειες. Συγκριτής παρέμεινε ο MAX912, το

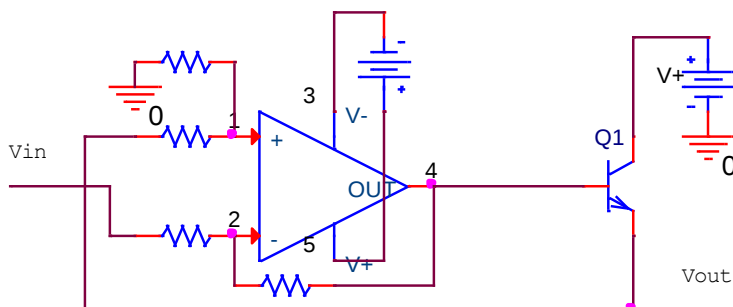


Σχήμα 2.4.1.α

κύκλωμα για τον περιορισμό του cross-current παρέμεινε το ίδιο, οδηγοί είναι πάλι οι HIP2500 και mosfet τα IRFZ34N. Δεδομένου ότι όλα τα στοιχεία ήταν τα καλύτερα δυνατά για τη χρήση που τα θέλουμε, πλην των οδηγών, παρέμειναν όπως ήταν. Το καινούριο κομμάτι που προστέθηκε ήταν μερικοί τελεστικοί για την ανάδραση, το βαθυπερατό φίλτρο RC 2ης τάξης της προηγούμενης συνδεσμολογίας και δυο διπολικά τρανζίστορ(BJT) για την υλοποίηση των ενισχυτών τάξης A.

Η συνηθισμένη χρήση των τρανζίστορ σε ενισχυτές τάξης A είναι αυτή που φαίνεται στο Σχήμα 2.4.1.α. Το σήμα εισόδου εισέρχεται στο Vin και στην έξοδο (διαφορά τάσης στα άκρα της RL) έχουμε την τάση ενισχυμένη ανάλογα με την πηγή που διαθέτουμε. Όταν το σήμα στην είσοδο είναι μηδενικό τότε

εφαρμόζοντας διαρέτη τάσης στις αντιστάσεις R1 και R2 μπορούμε να βρούμε την τάση που εφαρμόζεται στη βάση του τρανζίστορ και από τα χαρακτηριστικά του τρανζίστορ να βρούμε το ρεύμα ηρεμίας(quietescent current) που διαρρέει το φορτίο. Ο τρόπος που χρησιμοποιήσαμε το



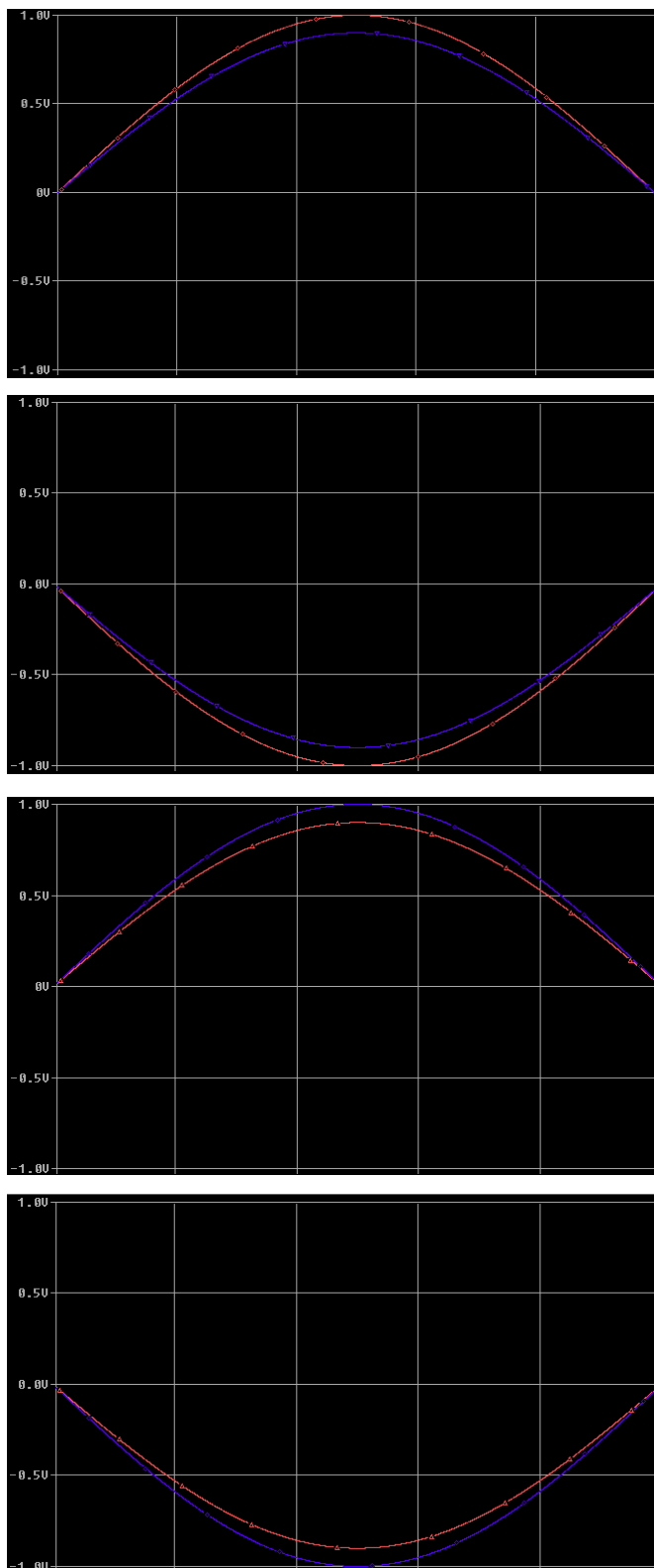
Σχήμα 2.4.1.β

τρανζίστορ στο κύκλωμά μας ήταν ελαφρώς διαφορετικός από την παραπάνω συνδεσμολογία. Στο Σχήμα 2.4.1.β βλέπουμε την χρήση του. Το σήμα που εισέρχεται στο Vin είναι το σφάλμα ανεστραμμένο με κάποιες ακόμα τροποποιήσεις. Το σήμα αυτό προστίθεται με τον τελεστικό που βλέπουμε στο σήμα του emitter του τρανζίστορ. Με αυτό τον τρόπο δημιουργούμε μια

διαφορά τάσης μεταξύ base και emitter του τρανζίστορ τόσοση όση είναι και το σφάλμα οπότε το τρανζίστορ ξεκινάει να άγει και το ρεύμα αυτό πηγαίνει προς το φίλτρο εξόδου του ενισχυτή και του φορτίου. Αναλυτικότερη περιγραφή θα γίνει παρακάτω.

Αυτό που επιδιώκει ο κάθε ενισχυτής τάξης Α είναι να δώσει το κατάλληλο ρεύμα στην σωστή πλευρά του φορτίου (V+ ή V-) και να αλλάξει την διαφορά τάσης στα άκρα του. Πιο συγκεκριμένα, υπάρχουν τέσσερις περιπτώσεις οι οποίες φαίνονται στα σχήματα που παρουσιάζονται δίπλα. Σε όλες τις περιπτώσεις με κόκκινο είναι το σήμα εισόδου, δηλαδή αυτό που βγαίνει από το RC φίλτρο, και με μπλε η έξοδος του τελεστικού U1CA.

Στην πρώτη περίπτωση το σήμα μας βρίσκεται πάνω από τα 0V. Το σήμα στην έξοδο είναι ελαφρώς πιο ασθενές από την είσοδο(περίπου 0.1V), οπότε ο ενισχυτής τάξης Α που απαρτίζεται από το τρανζίστορ Q1 πρέπει να άγει και να δώσει ρεύμα. Το ρεύμα αυτό θα περάσει ένα μέρος του από το πηνίο L3 και θα αποθηκευτεί στον πυκνωτή των 680nF και ένα μέρος του από το φορτίο. Το ρεύμα που θα περάσει από το φορτίο θα είναι ίδιας φοράς με αυτό που δίνει ο ενισχυτής τάξης D τα δυο ρεύματα θα αθροιστούν και το συνολικό ρεύμα που θα περάσει από το φορτίο θα είναι μεγαλύτερο, κάτι το οποίο θα οδηγήσει σε μεγαλύτερη πτώση τάσης στο φορτίο. Συνεπώς, η πτώση τάσης στο φορτίο θα μεγαλώσει και από τα 0.9V θα προσεγγίσει το 1V. Ο λόγος που το ρεύμα δεν πηγαίνει ολόκληρο στον πυκνωτή είναι το πηνίο L3 που προσθέσαμε. Αυτό δεν αφήνει το ρεύμα που δίνει το Q1 να πάει στον πυκνωτή αλλά το αναγκάζει να περάσει από το φορτίο. Η τιμή των 10μH που έχει είναι η οριακή τιμή που μπορεί να πάρει το πηνίο πριν αρχίσει να επιδρά στο ακουστικό φάσμα. Με την τιμή που έχει μπορούμε να δεχθούμε ότι δεν έχει καμία επίδραση σε σήματα μέχρι 40KHz. Επειδή το σήμα όμως που βγαίνει από τον ενισχυτή τάξης D έχει



Σχήμα 2.4.1.γ

ένα μικρό ripple λόγω της συχνότητας διαμόρφωσης, το πηνίο ελαττώνει ακόμα περισσότερο το ripple αυτό ενώ ταυτόχρονα βοηθάει στην λειτουργία της διόρθωσης.

Στο επόμενο σχήμα, όπως μπορούμε να δούμε, το σήμα μας βρίσκεται κάτω από το μηδέν. Η τάση στον φορτίο μας βρίσκεται σε μικρότερη, κατά απόλυτη τιμή, τάση από το σήμα εισόδου. Αυτό που θέλουμε να κάνουμε είναι να ενισχύσουμε την τάση στα άκρα του φορτίου κάνοντας την ακόμα πιο αρνητική. Γι' αυτό θέλουμε το τρανζίστορ Q2 να δώσει ρεύμα το οποίο ένα μέρος του θα περάσει από το πηνίο L4 και ένα μέρος του θα περάσει από το φορτίο. Όπως εξηγήσαμε παραπάνω το ρεύμα που θα περάσει από το πηνίο είναι μικρό. Το ρεύμα όμως που θα περάσει από το φορτίο θα είναι ίδιας κατεύθυνσης με το ρεύμα που θα δίνει ο ενισχυτής τάξης D, δηλαδή από το V- προς το V+. Οπότε τα δυο ρεύματα θα αθροιστούν και η διαφορά τάσης των δυο άκρων του φορτίου θα γίνει ακόμα πιο αρνητική πηγαίνοντας από τα -0.9V στο -1V.

Στην επόμενη περίπτωση έχουμε το σήμα εξόδου να είναι ελαφρώς μεγαλύτερης τάσης από το σήμα εισόδου. Για να το διορθώσουμε αυτό θέλουμε το τρανζίστορ Q2 να άγει και να δώσει ρεύμα στο φορτίο. Το ρεύμα που διαρρέει το φορτίο λόγω του ενισχυτή τάξης D είναι αντίθετης κατεύθυνσης από αυτό που θα δώσει το τρανζίστορ Q2 οπότε και τα δυο ρεύματα θα αθροιστούν και θα περάσουν από το πηνίο L4. Η δυσκολία που θα αντιμετωπίσουν τα δυο ρεύματα στο πηνίο λόγω αυτεπαγωγής θα οδηγήσει στην ελάττωση του ρεύματος που περνά από το φορτίο οπότε θα ελαττωθεί και η πτώση τάσης σε αυτό. Συνεπώς η τάση στα άκρα του πηνίου θα μειωθεί μέχρι να φτάσει την τάση της εισόδου.

Στην τέταρτη και τελευταία περίπτωση, όπως φαίνεται στο τελευταίο σχήμα η έξοδος έχει κ η είσοδος έχουν αρνητικό πρόσημο και η έξοδος είναι μεγαλύτερη κατά απόλυτη τιμή από την είσοδο. Αντίστοιχα με την προηγούμενη περίπτωση θέλουμε να άγει το τρανζίστορ Q1. Το ρεύμα που δίνει ο ενισχυτής D κατευθύνεται από το V- προς το V+ και το τρανζίστορ Q1 δίνει ρεύμα στο σημείο V+. Τα δυο ρεύματα θα προστεθούν και θα περάσουν από το πηνίο L3 στο οποίο και θα αντιμετωπίσουν τη δυσκολία να περάσουν λόγω της αυτεπαγωγής του πηνίου. Αυτό θα αναγκάσει το ρεύμα στο φορτίο να ελαττώσει το μέγεθός του με αποτέλεσμα να ελαττωθεί και η τάση στα άκρα του φορτίου.

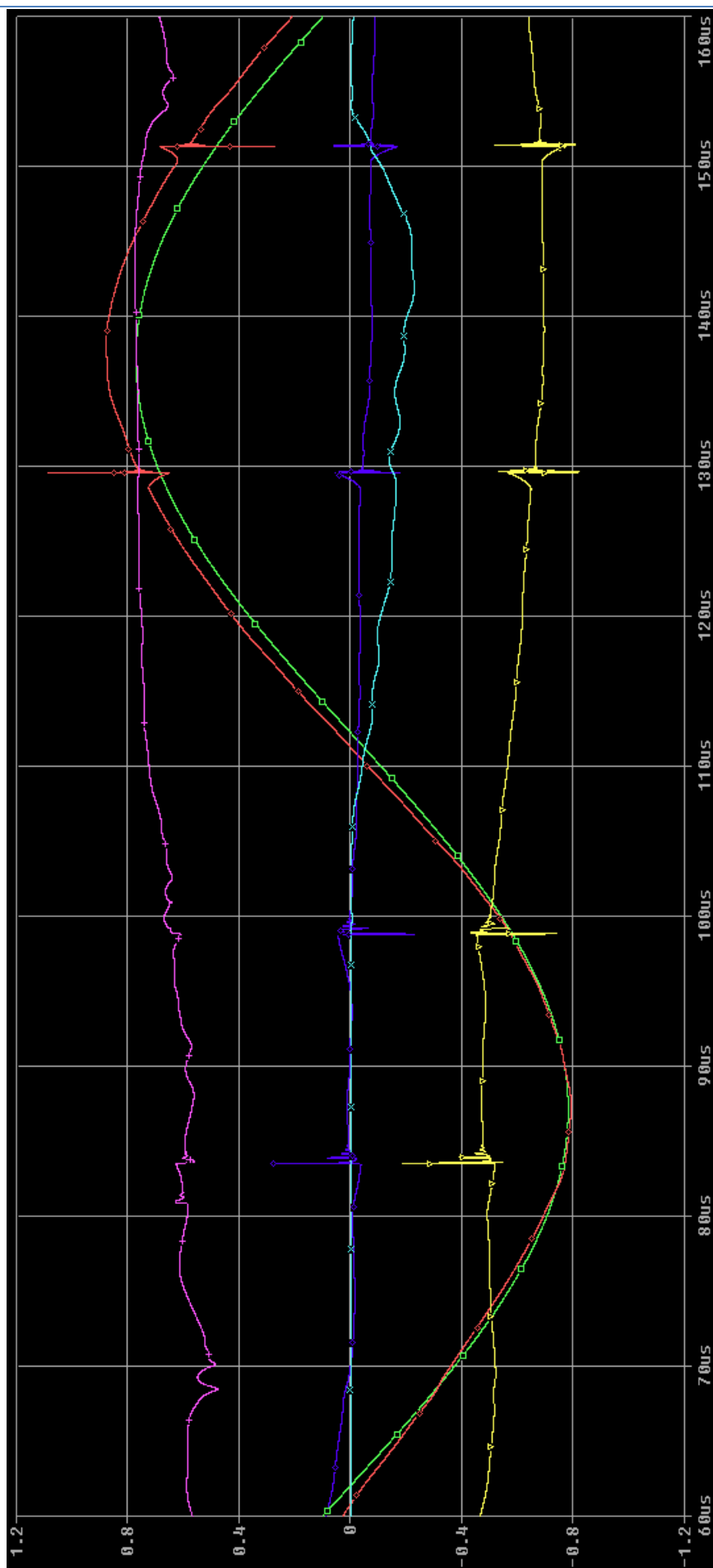
Αφού περιγράψαμε τις τέσσερις πιθανές περιπτώσεις, μπορούμε να δούμε ότι στην πρώτη και την τέταρτη περίπτωση θέλουμε να άγει μόνο το Q1 και στην δεύτερη και τρίτη περίπτωση μόνο το Q2. Για τη λειτουργία του Q1 υπεύθυνοι είναι οι τελεστικοί U1A, U2A και U3A ενώ για τη λειτουργία του Q2 είναι οι U1B, U2B και U3B. Θα αναλύσουμε την λειτουργία του Q1 καθώς και των τελεστικών που σχετίζονται με αυτή ενώ για το Q2 η διαδικασία είναι ακριβώς η ίδια.

Αρχικά, το σήμα μας ενισχύεται από τον ενισχυτή τάξης D με τον τρόπο που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 2.2. Όπως είπαμε η έξοδος αυτού του ενισχυτή προσθέτει μια φάση στο σήμα λόγω του βαθυπερατού φίλτρου στην έξοδο. Για να χρησιμοποιήσουμε λοιπόν σωστά την ανάδραση χρειαζόμαστε ένα βαθυπερατό φίλτρο RC 2ης τάξης το οποίο θα συμπεριφέρεται όπως το φίλτρο εξόδου του ενισχυτή. Όπως αναλύσαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, ένα τέτοιο φίλτρο RC θα είχε την ίδια συμπεριφορά εάν οι αντιστάσεις είχαν τιμή 1KΩ και οι πυκνωτές 4.7nF, έτσι και επιλέχθηκαν οι τιμές αυτές. Το σήμα της εισόδου, αφού περάσει από το RC φίλτρο, οδηγείται στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού U1A ενώ στην μη αναστρέφουσα είσοδο έχουμε την έξοδο του τελεστικού U1CA. Με αυτό τον τρόπο αφαιρούμε το σήμα εισόδου από το σήμα εξόδου για να πάρουμε το σφάλμα το οποίο θα έχει αρνητικές και θετικές τιμές αφού όπως δείξαμε παραπάνω υπάρχουν τέσσερις πιθανές περιπτώσεις. Αυτό όμως που ενδιαφέρει εμάς είναι μόνο οι αρνητικές

τιμές και θα εξηγήσουμε στην συνέχεια γιατί. Στη συνέχεια το σήμα που βγαίνει από τον τελεστικό U1A εισέρχεται στην μη αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού U2A ενώ στην αναστρέφουσα είσοδο έχουμε μια πηγή τάσης 0.7V. Σε αυτό το στάδιο αυτό που πετυχαίνουμε είναι να ελαττώνουμε το σήμα κατά 0.7V (level shifting). Η τιμή των 0.7V επιλέγεται να είναι τέτοια ώστε ασκώντας αυτή τη τάση στα άκρα base-emitter του τρανζίστορ να αρχίσει να άγει. Αφού κάνουμε το level shifting στο σήμα μας, το τροφοδοτούμε στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού U3A. Ο ρόλος του αυτού του τελεστικού είναι να διαβάξει την τάση του emitter του τρανζίστορ και να προσθέτει το σφάλμα σε αυτήν. Έτσι, το σφάλμα που έχουμε επεξεργαστεί μέχρι τώρα αναστρέφεται και προστίθεται στην τάση του emitter. Από αυτό προκύπτει ότι η διαφορά τάσης μεταξύ των ακροδεκτών base και emitter του τρανζίστορ θα είναι όση είναι το σφάλμα μαζί με τη μετατόπιση των 0.7V (προς τα θετικά πλέον). Όπως γνωρίζουμε το τρανζίστορ για να αρχίσει να άγει πρέπει να εφαρμόσουμε τάση στο base τέτοια ώστε να είναι τουλάχιστον 0.7V μεγαλύτερη από την τάση στο emitter. Το level shifting που κάναμε χρειάστηκε γι' αυτόν το λόγο. Σε αντίθετη περίπτωση, αν δεν κάνουμε το level shifting τότε ένα μικρό σφάλμα στην έξοδο μερικών Volt θα εκφραστεί στην έξοδο του U1A ως μερικές εκατοντάδες mV στην κλίμακα -1V μέχρι 1V. Η τάση αυτή δεν θα είναι αρκετή για να άγει το τρανζίστορ. Τέλος, αν η διαφορά της τάσης μεταξύ base και emitter είναι αρνητική τότε το τρανζίστορ δεν άγει, γι' αυτό όπως είπαμε στην έξοδο του τελεστικού U1A αυτό που μας ενδιαφέρει είναι οι αρνητικές τιμές.

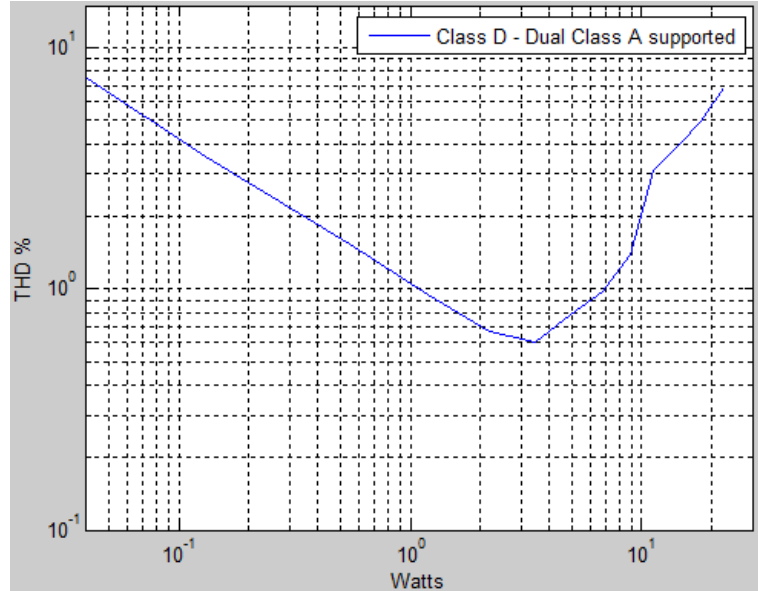
Για την λειτουργία του τρανζίστορ Q2 η διαδικασία είναι ακριβώς η ίδια με τη διαφορά ότι στον τελεστικό U1B το σήμα της εισόδου οδηγείται στη μη αναστρέφουσα είσοδο και το σήμα της εξόδου του U1CA στην αναστρέφουσα είσοδο. Με αυτό τον τρόπο θα πάρουμε την έξοδο του U1A με αντίθετο πρόσημο και το σφάλμα που μας ενδιαφέρει είναι πάλι οι αρνητικές τιμές.

Στην επόμενη σελίδα έχουμε ένα παράδειγμα ενός σήματος 10KHz πλάτους 1V στην είσοδο του ενισχυτή. Το σήμα μετά το RC φίλτρο φαίνεται με πράσινο χρώμα ενώ το σήμα στην έξοδο του τελεστικού U1CA φαίνεται με κόκκινο. Στο δεύτερο μισό της περιόδου της κυματομορφής, το σήμα της εξόδου είναι μεγαλύτερης τάσης από το σήμα εισόδου οπότε περιμένουμε να άγει το τρανζίστορ Q2. Με μπλε έχουμε το σφάλμα που βγαίνει στην έξοδο του U1B και με κίτρινο το σήμα στην έξοδο του U2B μετά το level shifting. Στη συνέχεια έχουμε με ροζ την διαφορά τάσης μεταξύ των ακροδεκτών base και emitter του τρανζίστορ, η οποία περιμένουμε να ταυτίζεται με την κίτρινη κυματομορφή αλλά να έχει αντίθετο πρόσημο. Ωστόσο, οι διαφορές που παρατηρούνται οφείλονται στον τελεστικό U3B ο οποίος δεν είναι ίδιος με τους υπόλοιπους και δεν έχει τόσο καλά χαρακτηριστικά. Τέλος με γαλάζιο βλέπουμε το ρεύμα που διαρρέει το Q2 όταν η τάση ξεπερνά περίπου τα 0.7V.



2.4.2 Αποτελέσματα - Συμπεράσματα

Τα αποτελέσματα αυτής της συνδεσμολογίας δεν ήταν τα αναμενόμενα τόσο στην ποιότητα όσο και την απόδοση. Αν και με αυτή την συνδεσμολογία προσπαθήσαμε να βελτιώσουμε την έξοδο θυσιάζοντας ένα μικρό κομμάτι της απόδοσης, βλέπουμε ότι η ποιότητα ήταν πολύ κακή, χειρότερη ακόμα και από αυτή των ενισχυτών τάξης D ανοικτού βρόγχου. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.4.2.α το THD, για σήμα εισόδου 10KHz πλάτους 1V, βρίσκεται στο μεγαλύτερο κομμάτι του εύρους ισχύος σε τιμές μεγαλύτερες του 1%. Επίσης παρατηρούμε ότι για χαμηλές τιμές ισχύος η παραμόρφωση αυξάνεται σημαντικά φτάνοντας και ξεπερνώντας το 10%. Αυτό γίνεται γιατί σε χαμηλή ισχύ η έξοδος καθορίζεται κυρίως από τους ενισχυτές τάξης A οι οποίοι με τον τρόπο που εναλλάσσονται εισάγουν



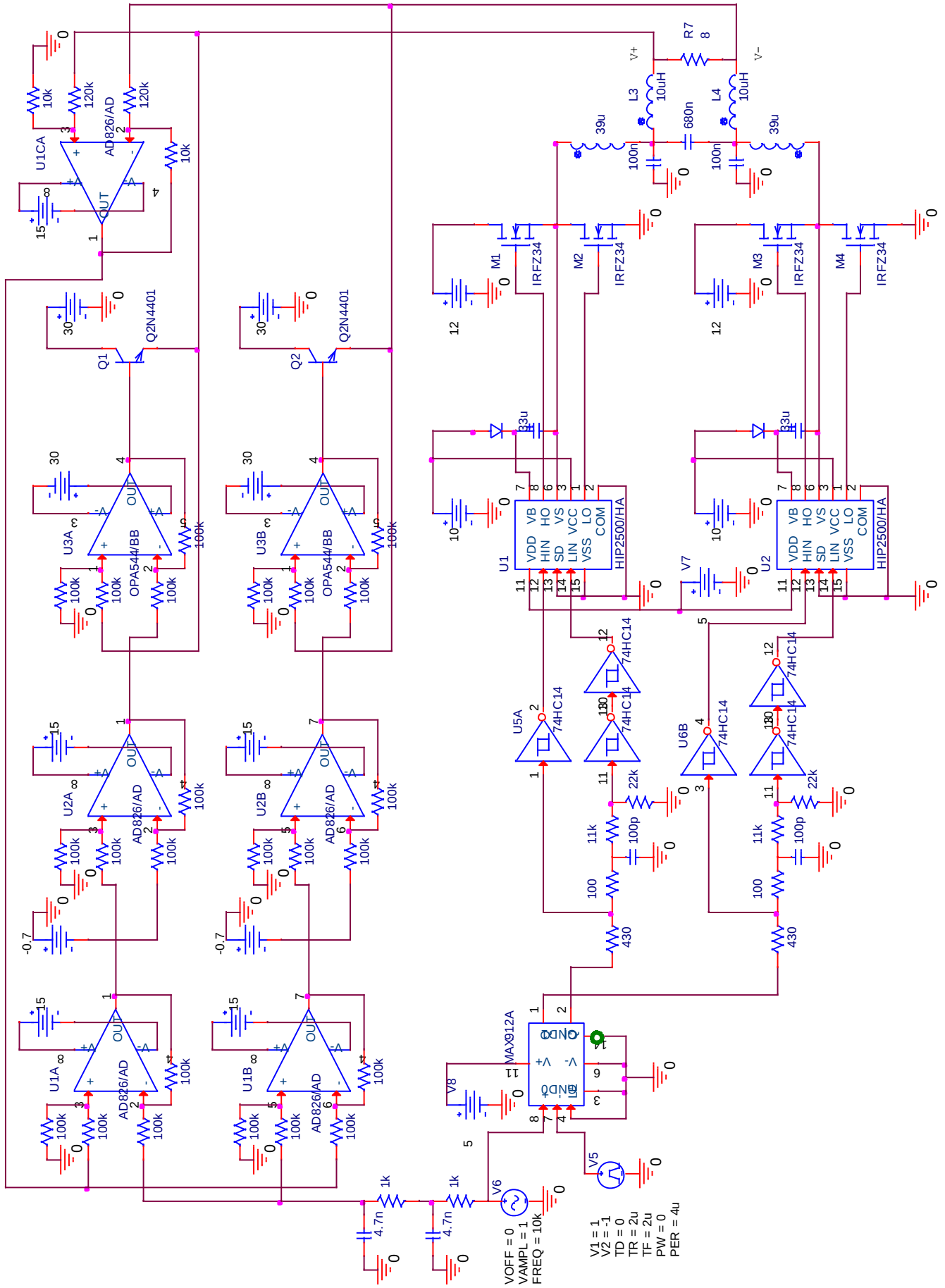
Σχήμα 2.4.2.α

cross-over distortion. Για να το αποφύγουμε αυτό μπορούμε να αυξήσουμε το quiescent current αυξάνοντας την τάση των 0.7V. Στην συγκεκριμένη υλοποίηση το quiescent current μετρήθηκε να είναι 8mA, αρκετά χαμηλή τιμή για να μην έχουμε πολλές απώλειες. Ανεβάζοντας την τάση των 0.7V η διαφορά τάσης μεταξύ base και emitter μεγαλώνει το quiescent current και το τρανζίστορ βρίσκεται στην γραμμική περιοχή μειώνοντας το crossover distortion. Ένας άλλος λόγος που δημιουργείται τόσο μεγάλη παραμόρφωση είναι οι τελεστικοί U3A και U3B. Οι τελεστικοί αυτοί δεν είναι πολύ ακριβείς με αποτέλεσμα η διαφορά τάσης μεταξύ base και emitter των τρανζίστορ να είναι ελαφρώς διαφορετική από την έξοδο των τελεστικών U2A και U2B αντίστοιχα.

Για την απόδοση βλέπουμε πως τα αποτελέσματα αλλάζουν σημαντικά σε σχέση με τις προηγούμενες συνδεσμολογίες. Στο συγκεκριμένο κύκλωμα ελαττώσαμε την τάση των πηγών Vs από 40V σε 12V. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα να ελαττωθεί η ισχύς στην έξοδο καθώς και το cross-current. Όμως, τα mosfet παρέμειναν τα ίδια, με τις ίδιες τιμές C_{iss} , δηλαδή η χωρητικότητες στους ακροδέκτες των gate παρέμειναν στα 700pF. Οπότε, η κατανάλωση των οδηγών για να λειτουργήσουν τα mosfet παρέμεινε σχεδόν ίδια σε τιμή. Στις προηγούμενες συνδεσμολογίες η ισχύς στην έξοδο ήταν μερικές εκατοντάδες Watt και οι απώλειες στους οδηγούς μερικά Watt, οπότε η ποσοστιαία κατανάλωση των οδηγών ήταν αρκετά μικρή, περίπου 2%. Τώρα η ισχύς στην έξοδο έχει μειωθεί σημαντικά με αποτέλεσμα οι απώλειες στους οδηγούς να είναι σημαντικές και συγκρίσιμες με την ισχύ στην έξοδο. Γι' αυτό βλέπουμε το 14.4% να είναι τόσο ψηλά σε σχέση με τις προηγούμενες συνδεσμολογίες. Το ίδιο ισχύει και με τον συγκριτή στον οποίο οι απώλειες κυμαίνονταν περίπου στο 0.03% και τώρα η ποσοστιαία κατανάλωση σε αυτούς δεκαπλασιάστηκε παραμένοντας όμως σε χαμηλές τιμές. Για να διορθώσουμε το πρόβλημα των μεγάλων απωλειών στο gate των mosfet θα μπορούσαμε να επιλέξουμε άλλα mosfet τα οποία έχουν χαμηλότερη τιμή I_{Dmax} (δηλαδή μέγιστου ρεύματος που μπορούν να διαχειριστούν πριν καταστραφούν). Τα

IRFZ34N έχουν $I_{D\text{MAX}}=30\text{A}$ ενώ στην υλοποίησή μας χρειαζόμαστε μόλις 2-3A. Εμπειρικά, τα mosfet με μικρότερο $I_{D\text{MAX}}$ έχουν και μικρότερη C_{ISS} . Τέλος, πρέπει να σημειώσουμε ότι ο κύριος λόγος μείωσης της απόδοσης περιμέναμε να είναι τα τρανζίστορ των ενισχυτές τάξης A. Ωστόσο, η ποσοστιαία κατανάλωση ήταν περίπου 2.5%. Σε αυτό συντέλεσαν δυο λόγοι. Πρώτον, το quiescent current είχε πολύ χαμηλή τιμή και δεύτερον η ισχύς που έπρεπε να προσφέρουν οι ενισχυτές τάξης A ήταν πολύ μικρή. Την κύρια ενίσχυση ανέλαβε ο ενισχυτής τάξης D ενώ οι ενισχυτές τάξης A χρειάστηκαν μόνο για την διόρθωση του σήματος(όχι την ενίσχυση) και παρείχαν στην έξοδό τους μερικές δεκάδες ή εκατοντάδες mA.

<u>Στοιχείο</u>	<u>Ποσοστιαία Κατανάλωση</u>
Συγκριτής	0.35%
Οδηγοί	14.4%
Mosfet	5.26%
Τρανζίστορ	2.45%
Φορτίο	77.44%



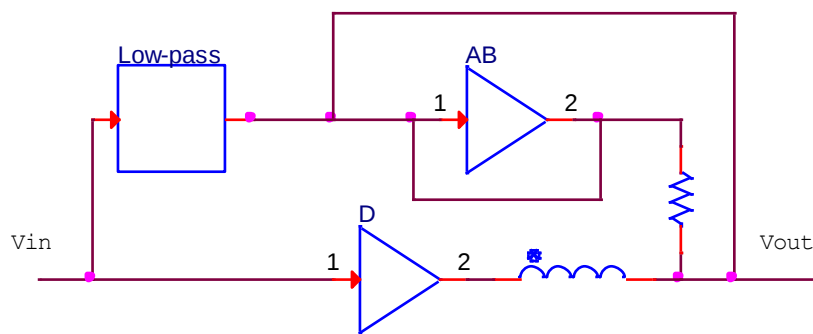
Κεφάλαιο 3

Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε το προτεινόμενο κύκλωμα και τα αποτελέσματά του. Θα αναλύσουμε τον τρόπο λειτουργίας κάθε τμήματος του κυκλώματος και θα σχολιάσουμε τις μετρήσεις που πήραμε. Όπως θα δούμε παρακάτω το κύκλωμα αποτελείται από έναν ενισχυτή τάξης D οποίος είναι υπεύθυνος για την ενίσχυση του σήματος στην έξοδο και από έναν ενισχυτή τάξης AB ο οποίος είναι υπεύθυνος για την διόρθωση. Παράλληλα γίνεται χρήση της ανάδρασης για ακόμα καλύτερα αποτελέσματα. Οι πιθανές συνδεσμολογίες που μπορούσαμε να ακολουθήσουμε ήταν αρκετές, ωστόσο επιλέξαμε την συγκεκριμένη για να εκμεταλλευτούμε τόσο την καλή απόδοση της τάξης D όσο και την αρκετά καλή ποιότητα εξόδου της τάξης AB.

Ο ενισχυτής τάξης D διαφέρει από τις προηγούμενες συνδεσμολογίες που παραθέσαμε. Τόσο ο συγκριτής όσο και οι οδηγοί αντικαταστάθηκαν από διαφορετικά στοιχεία. Όπως θα δούμε παρακάτω οι οδηγοί υλοποιήθηκαν από διακριτά στοιχεία και όχι από κάποιο ολοκληρωμένο που είναι υπεύθυνο για τη λειτουργία αυτή. Ο ενισχυτής τάξης AB πραγματοποιήθηκε από την απλούστερη συνδεσμολογία που συναντάται για μικρότερες απώλειες. Τα αποτελέσματα ποιότητας του συνδυασμού των δυο τοπολογιών ήταν ικανοποιητικά, όμως η απόδοση μειώθηκε αισθητά.

3.1 Class D – Class AB supported with feedback

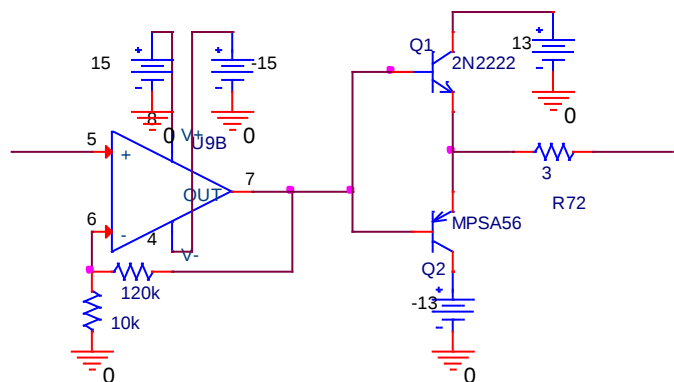
Το παρόν κύκλωμα είναι η προτεινόμενη συνδεσμολογία ενισχυτή για τη συγκεκριμένη πτυχιακή οπότε θα γίνει και εκτενέστερη περιγραφή. Είναι ένας συνδυασμός ενισχυτών διαφορετικών τάξεων με σκοπό να επωφεληθεί τα πλεονεκτήματα κάθε τάξης. Αποτελείται από έναν ενισχυτή τάξης D και έναν ενισχυτή τάξης AB. Η λειτουργία του ενισχυτή τάξης D παρέμεινε η ίδια όπως την περιγράψαμε και στις προηγούμενες συνδεσμολογίες με τη διαφορά ότι άλλαξαν μερικά στοιχεία καθώς και το στάδιο ενίσχυσης. Ο συγκριτής αντικαταστάθηκε από έναν άλλο και οι οδηγοί υλοποιήθηκαν από τελεστικούς και διπολικά τρανζίστορ σε διάταξη B. Τα mosfet παρέμειναν τα ίδια και η τοπολογία της εξόδου άλλαξε από Full Bridge σε Half Bridge. Στο παρακάτω διάγραμμα βλέπουμε την λειτουργία του ενισχυτή.



3.1.1 Παρουσίαση Κυκλώματος

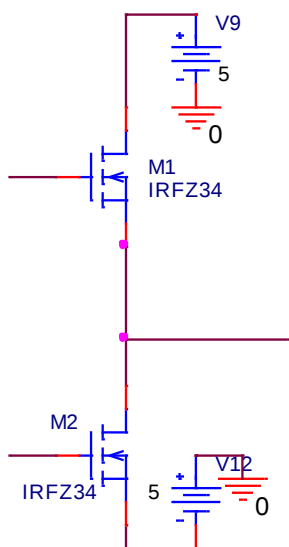
Αρχικά θα ασχοληθούμε με τη δομή του ενισχυτή τάξης D και θα περιγράψουμε όλοι τα συστατικά του. Στο πρώτο στάδιο έχουμε τον συγκριτή MAX942 με τροφοδοσία 1V και -1V. Ο συγκριτής αυτός επιλέχτηκε γιατί έχει πολύ καλούς χρόνους rise time και fall time καθώς και propagation time. Στα προηγούμενα κυκλώματα είδαμε ότι η κατανάλωση του συγκριτή άρχισε να γίνεται συγκρίσιμη με τις υπόλοιπες απώλειες οπότε επιλέξαμε έναν καινούριο συγκριτή με μικρότερες απώλειες. Επίσης οι χρόνοι rise time και fall time ήταν σχεδόν ίδιοι κάνοντας τον ιδανικό για την χρήση που τον χρειαζόμαστε αρκετά μικροί με τιμές της τάξης μερικών nsec. Σημαντικό ήταν επίσης και το ότι στην έξοδο του έβγαζε τάσης ανάλογες με την τροφοδοσία του, δηλαδή στο εύρος από -1V μέχρι 1V. Η τάσεις αυτές ήταν αναγκαίες σε αυτή τη συνδεσμολογία αφού οι οδηγοί πραγματοποιήθηκαν με διακριτά στοιχεία.

Στο επόμενο στάδιο έχουμε τους οδηγούς των mosfet. Κάθε οδηγός υλοποιήθηκε από έναν τελεστικό ενισχυτή



Σχήμα 3.1.1.α

και ένα ζεύγος συμπληρωματικών διπολικών τρανζίστορ σε διάταξη B όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1.1.α. Ο τελεστικός που χρησιμοποιήθηκε ήταν ο AD826, είναι ο ίδιος που χρησιμοποιήσαμε σε όλα τα κυκλώματα μέχρι τώρα. Χαρακτηρίζεται από μεγάλη ακρίβεια και χαμηλή κατανάλωση γι' αυτό και επιλέχθηκε. Σκοπός του είναι με μετατρέψει την τάση που βγαίνει από τον συγκριτή σε τάση ικανή για να λειτουργήσει τα διπολικά. Δηλαδή το 1V και -1V θέλουμε να το μετατρέψει σε 13V και -13V αντίστοιχα. Ο ένας τελεστικός είναι σε ανάστροφη συνδεσμολογία και ο άλλος σε μη ανάστροφη συνδεσμολογία. Αυτό γίνεται γιατί θέλουμε το ένας τελεστικός να ενισχύσει τον κανονικό παλμό για τη λειτουργία του ενός mosfet και ο άλλος τελεστικός να ενισχύσει το συμπληρωματικό παλμό για την λειτουργία του άλλου mosfet. Ο τελεστικός σε μη ανάστροφη συνδεσμολογία βλέπουμε ότι έχει αντιστάσεις $R1=10k\Omega$ και $R2=120K\Omega$ οπότε το κέρδος θα είναι $\alpha=1+R2/R1=13$. Αντίστοιχα για τον τελεστικό σε ανάστροφη συνδεσμολογία, όπου $R1=10k\Omega$ και $R2=130k\Omega$, το κέρδος θα είναι $\alpha=R2/R1=13$. Τα τρανζίστορ που χρησιμοποιήσαμε αποτελούν



Σχήμα 3.1.1.β

ζεύγος συμπληρωματικών τρανζίστορ και έχουν πολύ καλούς χρόνους rise και fall time, οι χρόνοι αυτοί είναι σχεδόν ίδιοι και έχουν τιμές περίπου 10nsec. Το συνεχές ρεύμα που μπορούν να διαχειριστούν είναι στα 800mA και 500mA το οποίο είναι αρκετό για το κύκλωμά μας. Ο τελεστικός συνδέεται στη βάση κάθε τρανζίστορ ανοίγοντας και κλείνοντας κάθε φορά ένα από τα δυο τρανζίστορ. Με αυτό τον τρόπο όταν έχουμε ένα θετικό παλμό τότε το 2N2222 δίνει ρεύμα προς το gate του mosfet ενώ όταν έχουμε αρνητικό παλμό το MPSA56 τραβάει ρεύμα αποφορτίζοντας το gate του mosfet. Η αντίσταση των 3Ω που προσθέσαμε παίζει το ρόλο του περιοριστή του ρεύματος ώστε να μην ξεπεράσουμε τα όρια κάθε τρανζίστορ και τα καταστρέψουμε. Στο στάδιο του οδηγού παρατηρούμε ότι υπάρχουν μόνο 2 οδηγοί. Η αλλαγή αυτή έγινε γιατί στο στάδιο εξόδου θα χρησιμοποιήσουμε τοπολογία Half Bridge και όχι Full Bridge όπως στους προηγούμενους ενισχυτές. Παρακάτω θα αναλύσουμε πως λειτουργεί η διάταξη αυτή.

Στο στάδιο των mosfet όπως θα δούμε, τα mosfet παρέμειναν τα ίδια με την διαφορά ότι τώρα χρησιμοποιήθηκαν σε διάταξη Half Bridge. Η διάταξη Half Bridge όπως φαίνεται στο

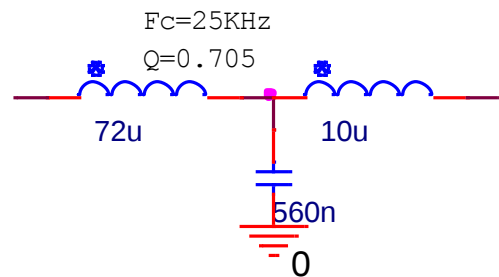
Σχήμα 3.1.1.β αποτελείται από δυο μόνο mosfet και για την υλοποίησή της χρειάζεται θετική και αρνητική πηγή. Δεδομένου ότι ο τελεστικός AD826 μπορεί να δώσει τάσεις μέχρι 15V, η πηγή των mosfet που χρησιμοποιήσαμε ήταν των 5V. Με αυτή την διάταξη σκοπός μας είναι οι παλμοί που βγαίνουν από τον συγκριτή, να ενισχύονται από το στάδιο των οδηγών και να τροφοδοτούνται στα mosfet. Έτσι κάθε mosfet θα ανοίγει όταν το άλλο θα κλείνει αφού οι παλμοί στην έξοδο των οδηγών είναι αντιστροφικοί. Οπότε στην έξοδο του σταδίου αυτού περιμένουμε να δούμε τους παλμούς που προέκυψαν από την διαμόρφωση του σήματος οι οποίοι θα έχουν πλάτος +5V και -5V. Το high side mosfet(M1) άγει όταν η διαφορά τάσης μεταξύ του ακροδέκτη gate και source είναι μεγαλύτερη από 10-12V όπως είπαμε στην εισαγωγή. Ωστόσο, ασκώντας τάση $V_{GS}=8V$ είναι αρκετή για να άγει το mosfet χωρίς να έχουμε μεγάλη πτώση τάσης σε αυτό. Έτσι όταν η έξοδος του τελεστικού U9B είναι +13V και το mosfet έχει αρχίσει να άγει, η V_{GS} θα είναι $V_G-V_S=13V-5V=8V$. Αντίστοιχα, όταν θέλουμε να κλείσουμε το mosfet M1 και ο τελεστικός δίνει -13V τότε η V_{GS} θα γίνει

$V_G - V_S = -13V - (-5V) = -8V$. Σε αυτή την τάση το mosfet δεν άγει ενώ αν και αρνητική είναι μέσα στα ανεκτά όρια λειτουργίας του mosfet. Αντίστοιχα για το mosfet M2 η V_{GS} θα παίρνει τιμές $V_G - V_S = 13V - (-5V) = 18V$ και $V_G - V_S = -13V - (-5V) = -8V$. Οι τάσεις που εφαρμόζουμε στο gate κάθε mosfet περιμέναμε να είναι στο διάστημα τιμών μεταξύ 0V και 10V, όμως για καλύτερη απόδοση του ενισχυτή ήταν απαραίτητο να εφαρμόσουμε και αρνητικές τάσεις χωρίς να υπάρχει κίνδυνος να καταστραφούν αφού ήταν μέσα στα ανεκτά όρια του κατασκευαστή. Πρέπει να σημειωθεί ότι τα mosfet που χρησιμοποιήθηκαν για την προσομοίωση ήταν τα IRFZ34 και όχι τα IRFZ34N επειδή δεν υπήρχαν οι βιβλιοθήκες για τα συγκριμένα στοιχεία. Τα πλεονεκτήματα των IRFZ34N έναντι των IRFZ34 ήταν κυρίως η μικρότερη χωρητικότητα (700pF έναντι 1400pF) καθώς και η μικρότερη φόρτιση (34nC έναντι 46nC) στον ακροδέκτη του gate. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ο χρόνος που χρειάζεται να φορτιστεί και να αποφορτιστεί το gate κάθε mosfet να είναι μεγαλύτερος από την πραγματικότητα ενώ ακόμα η απώλειες λόγω εναλλαγής των mosfet να αυξάνονται και αυτές.

Το επόμενο και τελευταίο στάδιο του ενισχυτή τάξης D είναι το φίλτρο εξόδου. Το φίλτρο αυτό είναι ένα βαθυπερατό φίλτρο 2^{ης} τάξης το οποίο αποτελείται από ένα πηνίο και έναν πυκνωτή όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1.1.γ. Η συχνότητα αποκοπής και ο συντελεστής Q όπως δείξαμε στην εισαγωγή θα είναι:

$$f_c = \frac{1}{2 \cdot \pi \sqrt{L \cdot C}}$$

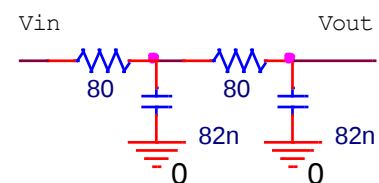
$$Q = R_L \cdot \sqrt{\frac{C}{L}}$$



Σχήμα 3.1.1.γ

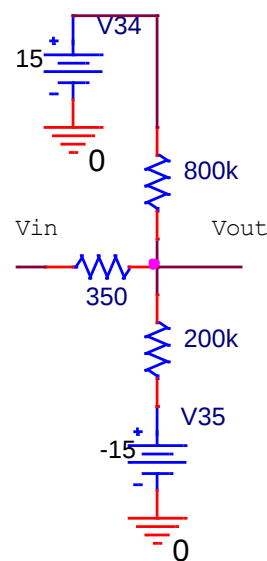
Για $C=560nF$ και $L=72\mu H$ προκύπτει συχνότητα αποκοπής $f_c=25KHz$ και $Q=0.705$ για φορτίο 8Ω . Για να εκμεταλλευτούμε όσο περισσότερο γίνεται την απόδοση του ενισχυτή D θα χρησιμοποιήσουμε φορτίο 4Ω οπότε ο συντελεστής Q θα γίνει $Q=0.352$. Αυτά τα νούμερα θα μας χρειαστούν αργότερα όταν θα γίνει η εισαγωγή του ενισχυτή τάξης AB. Τέλος, το πηνίο των $10\mu H$ που προσθέσαμε δεν έχει τόσο μεγάλη επίδραση στην λειτουργία του φίλτρου αλλά προστέθηκε για να μας βοηθήσει στη διόρθωση του σήματος από τον AB όπως θα εξηγήσουμε στη συνέχεια. Η τιμή του ωστόσο πρέπει να είναι μικρότερη από $10\mu H$ για να μην υπάρχει ουσιαστική επίδραση στο πεδίο του ακουστικού φάσματος και συγκεκριμένα σε συχνότητες μικρότερες των $40KHz$.

Το επόμενο τμήμα που πρέπει να αναλύσουμε, στο οποίο και οφείλεται η καλή ποιότητα του ενισχυτή, είναι η ανάδραση και ο ενισχυτής διόρθωσης. Τόσο ο ενισχυτής διόρθωσης όσο και το κύκλωμα της ανάδρασης χρειάζονται ένα σήμα εισόδου. Όπως έχουμε αναλύσει ο ενισχυτής τάξης D στο φίλτρο εξόδου εισάγει μια φάση στο σήμα και για να λειτουργήσει σωστά η ανάδραση και ο ενισχυτής AB πρέπει να το σήμα εισόδου τους να έχει την ίδια φάση. Γι' αυτό το σήμα που συγκρίνει με την έξοδο (ανάδραση) περνάει από ένα βαθυπερατό φίλτρο RC 2^{ης} τάξης το οποίο αποτελείται από δυο αντιστάσεις των 80Ω και δυο πυκνωτές των $82nF$ όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1.1.δ. Επιλέγουμε $R1=R2$ και $C1=C2$. Με αυτό τον τρόπο ο συντελεστής Q θα είναι $Q=0.33$ και για τις τιμές που βάλαμε η συχνότητα αποκοπής θα είναι $f_c=24300Hz$. Οπότε καταφέραμε το φίλτρο αυτό να συμπεριφέρεται σαν το φίλτρο εξόδου του ενισχυτή D έχοντας



Σχήμα 3.1.1.δ

σχεδόν ίδια συχνότητα αποκοπής και ίδιο συντελεστή Q . Στη συνέχεια του κυκλώματος βλέπουμε ότι υπάρχουν τρεις αντιστάσεις όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1.1.ε. Οι αντιστάσεις αυτές υπάρχουν για να δώσουν στο σήμα μας μια μικρή συνιστώσα DC. Ο ενισχυτής D λόγω ασυμμετριών των στοιχείων από τα οποία αποτελείται, εισάγει μια DC συνιστώσα στην έξοδό του, περίπου 80mV. Αν ο AB ενισχυτής προσπαθήσει να διορθώσει αυτό το λάθος τότε θα τραβάει συνεχώς ρεύμα για να εξαλείψει την συνιστώσα αυτή, δηλαδή θα έχουμε μόνιμη απώλεια ενέργειας. Γι' αυτό εισάγουμε τη DC συνιστώσα στο σήμα που εισέρχεται στον AB και στην ανάδραση. Τα 80mV στην έξοδο ισοδυναμούν με 16mV στο σήμα εισόδου οπότε στόχος μας με αυτόν τον διαιρέτη τάσης ήταν προσθέσουμε 16mV στο σήμα εισόδου. Πράγματι, αν πάρουμε τους τύπους για διαιρέτη τάσης για τις δυο πηγές θα μας δώσει την επιθυμητή συνιστώσα χωρίς να βλάψει το σήμα μας. Ωστόσο πρέπει να πούμε ότι αν και ο διαιρέτης τάσης δεν επηρεάζει το σήμα μας, το φίλτρο που περιγράψαμε προηγουμένως το επηρεάζει. Το spice έχοντας ένα όριο στην ανάλυση με την οποία μπορεί να μετρήσει το THD μας έδειξε ότι η πηγή μας έχει $THD=10^{-5}\%$ ενώ μετά το RC φίλτρο το THD αυξήθηκε σημαντικά στο $THD=10^{-3}\%$ η οποία τιμή είναι συγκρίσιμη με την ποιότητα της εξόδου. Αυτό σημαίνει ότι πριν ακόμα το σήμα ενισχυθεί, του έχει εισαχθεί σημαντική παραμόρφωση. Το παραβλέπουμε όμως γιατί το RC φίλτρο ήταν αναγκαίο για την σωστή λειτουργία του ενισχυτή.



Σχήμα 3.1.1.ε

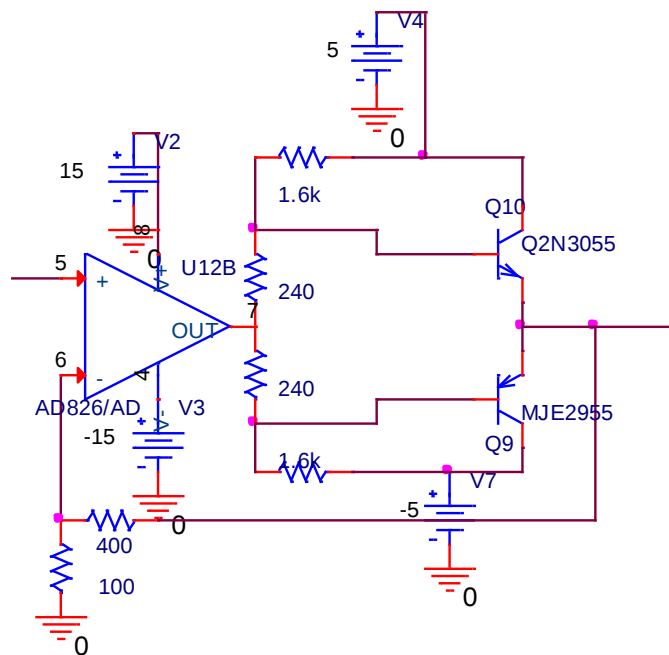
Το επόμενο κομμάτι του κυκλώματος που θέλουμε να σχολιάσουμε είναι η ανάδραση. Όπως αναλύθηκε και στο κεφάλαιο 2.3.1 η ανάδραση συγκρίνει το σήμα στην έξοδο με το σήμα στην είσοδο και προσθέτει το σφάλμα ανεστραμμένο στην είσοδο. Στο συγκεκριμένο κύκλωμα το σφάλμα δεν προσθ  εται στο σήμα εισόδου του ενισχυτή D αλλά στο σήμα εισόδου του ενισχυτή AB και αυτό γιατί ο δεύτερος είναι ποιοτικ  τερος και μπορεί να διορθ  σει το σφάλμα σχεδ  ν στιγμιαία. Ο τελεστικός U8A φροντίζει να μεταφέρει το σήμα εξόδου από τα +5V,-5V στο διάστημα +1V,-1V ενώ ο τελεστικός U11B υπολογίζει το σφάλμα. Η διαφορά σε αυτό το κύκλωμα είναι ότι το σφάλμα διορθ  νεται με "αργ   ρυθμ  ", δηλαδή   πως μπορούμε να δ  με στον τελεστικό U11B το σφάλμα υποδιπλασιάζεται πριν προστεθεί στο σήμα εισόδου.   αν δεν γίνει αυτό τότε ο ενισχυτής AB θα δίνει   ποτομα τ  σο πολ   ρ  μα που αντ   να πηγαίνει στο φορτίο R3, θα πηγαίνει στο πηνίο των 10μH στην   ξοδο του ενισχυτή D δημιουργ  ντας τ  σο μεγ  λο ripple που οι απ  λειες λόγω ενίσχυσης του AB θα είναι κατ   πολ   μεγαλύτερες    τις απ  λειες   λου του συστήματος. Αφ   βρούμε το σφάλμα τότε στον τελεστικό U7A προστίθεται ανεστραμμένο στο σήμα εισόδου και στη συνέχεια οδηγείται στον ενισχυτή AB.

Ο ενισχυτής AB γνωστός για τη καλή ποιότητα εξόδου του, χρησιμοποιήθηκε σε μια διαφορετική    τη συνηθισμένη του εκδοχή για να διορθ  σει το σήμα εξόδου.   πως εξηγήσαμε στην εισαγωγή ο ενισχυτής AB αποτελείται   πο δυο διπολικ   τρανζίστορ και δυο διαιρέτες τάσης   πως φαίνεται και στο Σχήμα 3.1.1.στ. Τα τρανζίστορ είναι συμπληρωματικά για να   χουμε μια ομοι  μορφη   ξοδο τ  σο σε θετικές   σο και αρνητικές τάσεις. Είναι ικαν   να διαχειριστ  ν ρ  μα π  νω   πο 500mA και στη δική μας χρήση το ρ  μα δεν ξεπερν  ει τα 50mA και η χωρητικ  τ   τους σε   λους τους ακροδέκτες είναι αρκετ   μικρή για να είναι ασήμαντη.   χοντας πηγή 5V και -5V χρησιμοποι  με αντιστάσεις 1.6K   και 240   για να κρατήσουμε και τα δυο τρανζίστορ ελαφρώς

ανοιχτά με αποτέλεσμα να ελαττώσουμε το crossover distortion όπως αναλύσαμε στην εισαγωγή. Εφαρμόζοντας τον κανόνα διαιρέτη τάσης παίρνουμε ότι για μηδενικό σήμα στην είσοδο η τάση που εφαρμόζεται στη βάση των δυο τρανζίστορ είναι 0.65V και -0.65V. Εφαρμόζοντας αυτή την τάση, τα δυο τρανζίστορ άγουν ελαφρώς με αποτέλεσμα να έχουμε απώλειες. Το ρεύμα αυτό λέγεται quiescent current και έχει τιμή 6mA στο παρόν κύκλωμα. Στις περισσότερες συνδεσμολογίες το ρεύμα αυτό έχει κατώτερη τιμή 10mA ενώ συναντάται και στα 100mA, ωστόσο στο δικό μας κύκλωμα έχουμε προσθέσει τον τελεστικό ο οποίος μας επιτρέπει να έχουμε χαμηλό

quiescent current άρα και χαμηλότερες απώλειες. Η λειτουργία του τελεστικού αυτού είναι να διορθώσει τυχόν σφάλμα στην έξοδο του ενισχυτή AB, δηλαδή λειτουργεί σαν ανάδραση. Όταν η τάση στη βάση των τρανζίστορ είναι αρκετά μικρότερη από τα 0.7V τότε, όταν έχουμε στην είσοδο ένα σήμα που πηγαίνει από μια θετική τάση σε μια αρνητική ή αντίστροφα, κλείνει το ένα τρανζίστορ και ανοίγει το άλλο. Για ένα μικρό χρονικό διάστημα η τάση στην βάση και των δυο τρανζίστορ είναι κατά μέτρο μικρότερη των 0.7V με αποτέλεσμα να μην άγει κανένα από τα δυο(crossover distortion). Ο τελεστικός για να εξαλείψει το φαινόμενο αυτό αλλάζει την έξοδο του γρήγορα από τα 0.7V στα -0.7V ή αντίστροφα. Η ταχύτητα με την οποία κάνει αυτή την μετάβαση εξαρτάται από τις αντιστάσεις των 400Ω και 100Ω που φαίνονται στο Σχήμα 3.1.1.στ. Χρησιμοποιώντας για παράδειγμα αντιστάσεις 10 φορές μικρότερες μπορεί να οδηγήσει σε τόσο γρήγορη εναλλαγή της τάσης που θα δημιουργηθεί ripple στην έξοδο του τελεστικού ενώ χρησιμοποιώντας αντιστάσεις 10 φορές μεγαλύτερες μπορεί να οδηγήσει σε πολύ αργή εναλλαγή της εξόδου. Τέλος, οι δυο αυτές αντιστάσεις χρησιμεύουν για να καθορίσουν το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή ο οποίος είναι σε μη ανάστροφη συνδεσμολογία όπου θα έχουμε $a=1+R2/R1 = 1+400/100 = 5$.

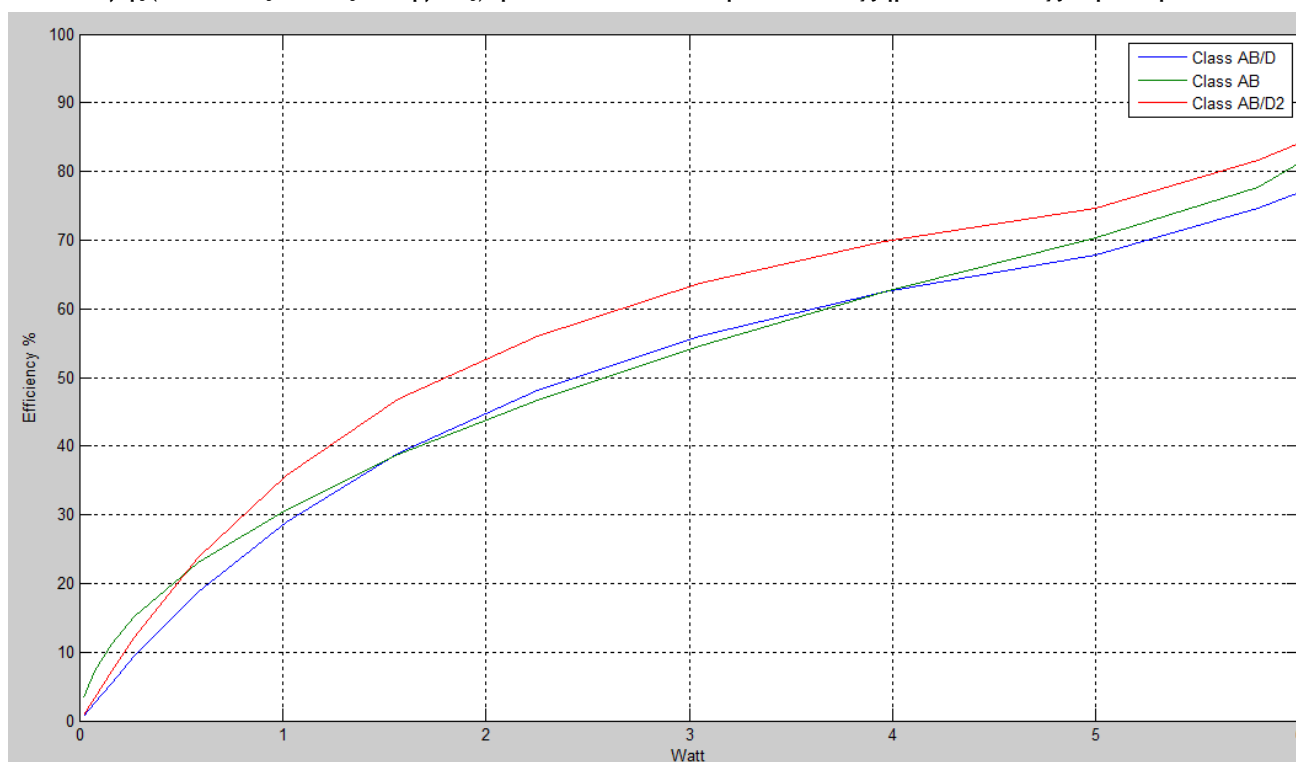
Ένα τελευταίο σημείο του κυκλώματος που πρέπει να σχολιάσουμε και στο οποίο βασίζεται η καλή λειτουργικότητα του κυκλώματος είναι το πηνίο στην έξοδο του ενισχυτή D και η αντίσταση στην έξοδο του ενισχυτή AB. Το πηνίο όπως είπαμε χρησιμοποιείται για να εμποδίσει το ρεύμα διόρθωσης που παράγεται από τον AB να μετακινηθεί προς τα mosfet και όχι προς το φορτίο. Η αντίσταση στην έξοδο του AB μας βοηθάει να λειτουργήσουμε τον AB ως ένα κύκλωμα που διορθώνει μόνο και δεν ενισχύει. Η μεγάλη τιμή της αντίστασης(8Ω) θεωρητικά καταναλώνει τα 2/3 της ισχύος που παράγει ο AB, ωστόσο η συμβολή του AB στην ποιότητα είναι πολύ σημαντική και με το ρεύμα που παράγει είναι τόσο μικρό που οι απώλειες στην αντίσταση είναι μηδαμινές όπως θα δούμε στην ανάλυση της απόδοσης παρακάτω.



Σχήμα 3.1.1.στ

3.1.2 Αποτελέσματα - Συμπεράσματα

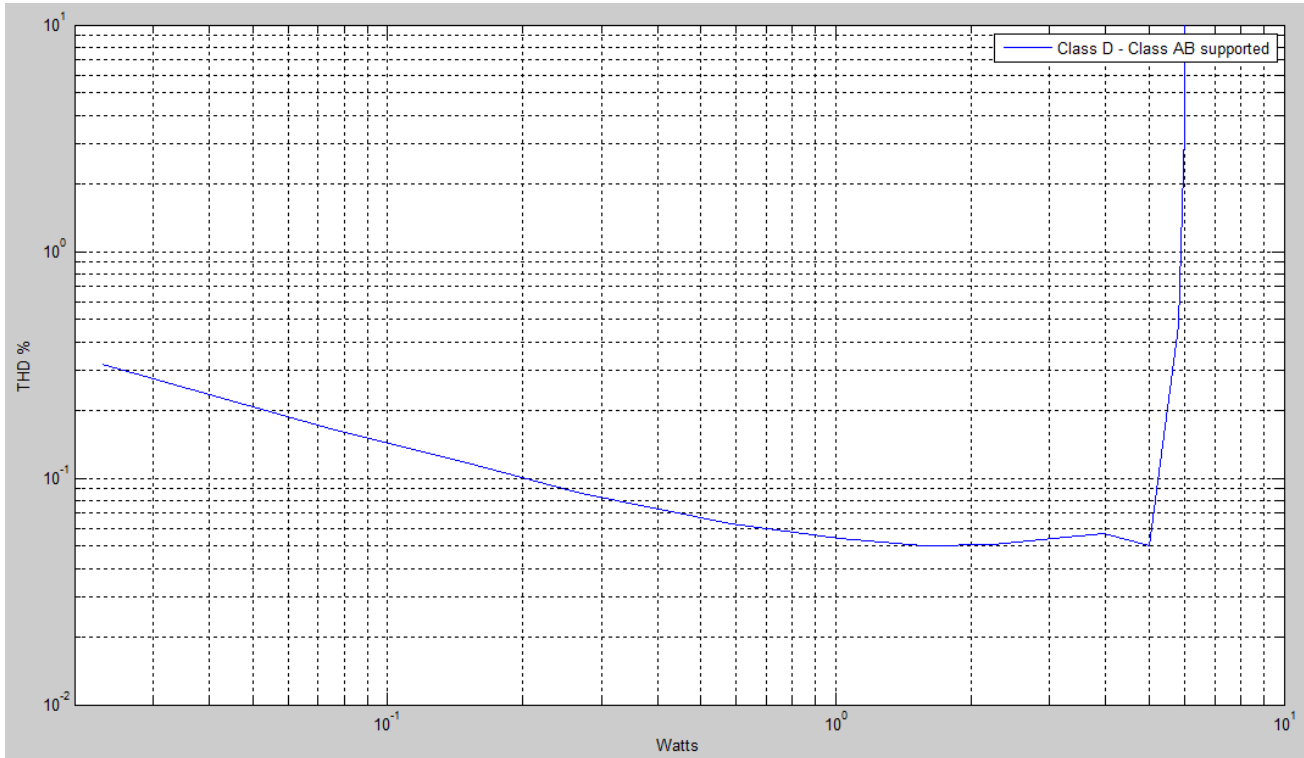
Τα αποτελέσματα της απόδοσης δεν ήταν τόσο θετικά όμως η ποιότητα της εξόδου παρουσίασε σημαντική βελτίωση σε σχέση με τις προηγούμενες συνδεσμολογίες. Στο Σχήμα 3.1.2.α βλέπουμε την απόδοση του ενισχυτή μας καθώς και την απόδοση ενός AB ενισχυτή για σήμα εισόδου 1KHz. Η απόδοση του ενισχυτή μας αυξάνεται καθώς αυξάνεται και η ισχύς στην έξοδο μέχρι το 85% όπου και φτάνει στα όριά του. Στις τιμές πάνω από 77% η υψηλή απόδοση οφείλεται στο ότι το σήμα στην έξοδο αρχίζει να χάνει την ημιτοννοειδή του μορφή και να ψαλιδίζεται. Ο ψαλιδισμός στην έξοδο δημιουργείται γιατί για μεγάλο χρονικό διάστημα δεν υπάρχει εναλλαγή των mosfet αλλά ένα από τα δυο παραμένει για αρκετή ώρα ανοιχτό. Έτσι, οι απώλειες λόγω εναλλαγής(απώλειες στους οδηγούς) μειώνονται αισθητά. Στο Σχήμα 3.1.2.α έχουμε την απόδοση



Σχήμα 3.1.2.α

του ενισχυτή μας με μπλε, την απόδοση ενός ενισχυτή AB με πράσινο και με κόκκινο την θεωρητική απόδοση του ενισχυτή μας αν προσομοιώναμε το κύκλωμα με mosfet τα IRFZ34N. Τα mosfet που χρησιμοποιούμε έχουμε φόρτιση στο gate 46nC ενώ τα IRFZ34N έχουν 34nC. Από την σχέση που παραθέσαμε στην εισαγωγή οι απώλειες με τα IRFZ34N θα είναι $34nC/46nC = 0.7$ φορές μικρότερες. Τις απώλειες αυτές τις αφαιρέσαμε από την συνολική ισχύ που καταναλώνεται και υπολογίσαμε ξανά την απόδοση. Τα δυο αυτά mosfet δεν έχουν καμία αλλαγή στους χρόνους και στις δυνατότητες με τη μόνη διαφορά στη φόρτιση του gate και αυτό οφείλεται στα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά τους. Οπότε βλέπουμε ότι αν και η απόδοση έχει μειωθεί αισθητά σε σχέση με τις προηγούμενες συνδεσμολογίες, παραμένει καλύτερη από τον ενισχυτή AB.

Για την ποιότητα της εξόδου έχουμε πολύ θετικά αποτελέσματα. Η παραμόρφωση μειώθηκε αισθητά σε όλο το πεδίο της συχνότητας και σε όλο το φάσμα ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, στο Σχήμα 3.1.2.β βλέπουμε την παραμόρφωση (THD) της εξόδου για σήμα εισόδου 1KHz σε όλο το εύρος ισχύος που μπορεί να δώσει ο ενισχυτής. Στο μεγαλύτερο εύρος ισχύος ο ενισχυτής έχει THD

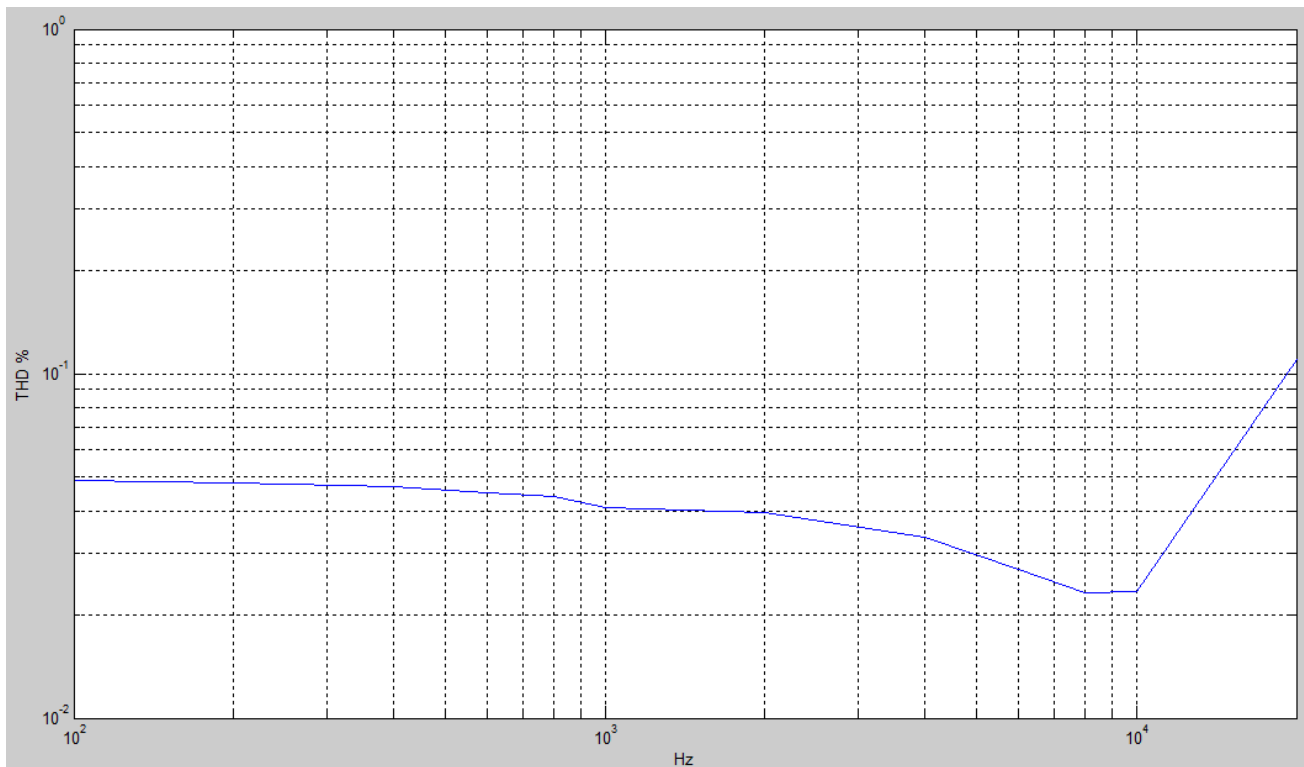


Σχήμα 3.1.2.β

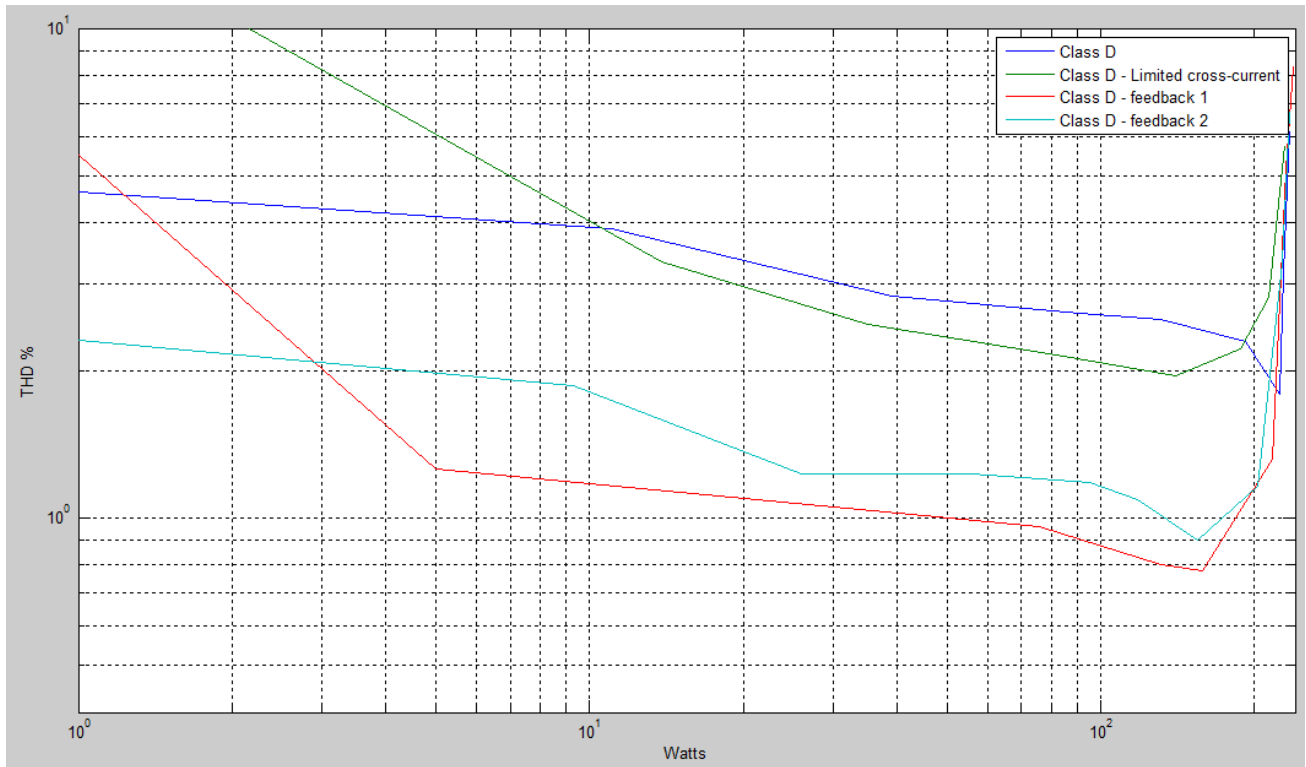
μικρότερο του 0.1% ενώ φτάνει ακόμα και το 0.04%. Οι περισσότεροι ενισχυτές οποιασδήποτε τάξης παρουσιάζουν καλύτερα αποτελέσματα THD στο 1KHz και πάσχουν στις υψηλές συχνότητες. Ένας απλός ενισχυτής D μπορεί να φτάσει παραμόρφωση 0.1% στο 1KHz ενώ στις συχνότητες μεγαλύτερες των 8KHz η παραμόρφωση να παίρνει τιμές μεγαλύτερες από 1%. Στο συγκριμένο ενισχυτή όπως θα δούμε δεν αντιμετωπίζουμε αυτό το πρόβλημα. Η παραμόρφωση μένει σε χαμηλά επίπεδα σε όλο το ακουστικό φάσμα εκτός από τα 20KHz. Στο Σχήμα 3.1.2.γ βλέπουμε την παραμόρφωση στην έξοδο σε όλο το φάσμα για σήμα εισόδου πλάτους 0.9V δηλαδή κοντά στα μέγιστα του ενισχυτή. Όπως μπορούμε να δούμε η τιμή του THD δεν ξεπερνά το 0.05% εκτός της συχνότητας των 20KHz όπου έχουμε THD=0.11%. Στο Σχήμα 3.1.2.δ θα δείξουμε τα αποτελέσματα παραμόρφωσης όλων συνδεσμολογιών μαζί για να τα συγκρίνουμε με τα αποτελέσματα αυτού του κυκλώματος. Όπως μπορούμε να δούμε καμία από τις προηγούμενες συνδεσμολογίες δεν κατάφερε να φτάσει ακόμα και το μέγιστο THD της παρούσας συνδεσμολογίας. Όλοι οι προηγούμενοι ενισχυτές έχουν THD μεγαλύτερο ακόμα και της μονάδας. **Αυτό λοιπόν που έχουμε καταφέρει στην προτεινόμενη διάταξη είναι να λειτουργεί ο ενισχυτής παράγοντας σχεδόν όλο το εύρος της ισχύος του (200mW μέχρι 5.8W) έχοντας στην έξοδο THD μικρότερο από 0.08% με κατανάλωση μικρότερη από έναν αντίστοιχο τάξης AB.**

Η συγκεκριμένη διάταξη θα μπορούσε να βελτιωθεί με πολλούς τρόπους είτε στην απόδοση είτε στην ποιότητα. Καταρχήν, θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν mosfet με μικρότερη φόρτιση στο gate για μικρότερες απώλειες αφού όπως είδαμε έπαιξαν σημαντικό ρόλο. Δεύτερον, τα mosfet

θα μπορούσαν να αντικατασταθούν από άλλα με καλύτερους χρόνους rise και fall time για να μην δημιουργείται η DC συνιστώσα στην έξοδο. Τρίτο και κυριότερο, το στάδιο των οδηγών θα μπορούσε να αντικατασταθεί από ένα ολοκληρωμένο που είναι υπεύθυνο για την δουλειά αυτή. Στην πραγματικότητα όλοι οι οδηγοί μπορούν να λειτουργήσουν με αρνητική πηγή βάζοντας αρνητική τάση στο Ground του οδηγού. Ωστόσο, οι βιβλιοθήκες των διαθέσιμων οδηγών δεν υποστήριζαν αρνητική τάση στο Ground και δεν δούλευαν σωστά. Αν μπορούσαμε να το πετύχουμε αυτό τότε θα είχαμε στην έξοδο ξανά 240W και οι απώλειες των mosfet(απώλειες αγωγής και εναλλαγής) θα αντιπροσώπευαν μόλις το 5-7%. Το ποσοστό των απωλειών στον ενισχυτή AB θα έμενε ίδιο, δηλαδή σε τιμές περίπου 4-6%(είναι το ποσοστό των απωλειών στα διπολικά τρανζίστορ του AB σε όλο το εύρος φάσματος ισχύος και όλο το φάσμα συχνοτήτων, δεν παρουσιάστηκαν διακυμάνσεις). Τέλος, ένα βαθυπερατό φίλτρο, αντί του RC, στην είσοδο του AB είναι αναγκαίο με καλύτερη ανταπόκριση αφού όπως είπαμε αυτό εισάγει σημαντική παραμόρφωση(αύξηση μερικών τάξεων του THD).



Σχήμα 3.1.2.γ



Σχήμα 3.1.2.6

Κώδικας Matlab(Μέτρηση Απόδοσης)

```
clc;
close all;
clear all;

data = readmat('D:\Studio\OrCad Studio\test\test-
PspiceFiles\SCHEMATIC1\sim\sim.dat');

a = data.Data;

sumV9 = sum(a(:,1));
sumV10 = sum(a(:,2));
sumR = sum(a(:,3));
sumMos1 = sum(a(:,4));
sumMos2 = sum(a(:,5));
sumDriver1 = sum(a(:,6));
sumDriver2 = sum(a(:,7));
sumDriver3 = sum(a(:,8));
sumDriver4 = sum(a(:,9));
sumComp1 = sum(a(:,10));
sumComp2 = sum(a(:,11));
sumVAB1 = sum(a(:,12));
sumVAB2 = sum(a(:,13));
sumVBJT1 = sum(a(:,14));
sumVBJT2 = sum(a(:,15));

totalSum = sumV9 + sumV10 + sumDriver1 + sumDriver2 + sumDriver3 + sumDriver4 +
sumComp1 + sumComp2 + sumVAB1 + sumVAB2;

disp('Comparator losses:')
-100*(sumComp1 + sumComp2)/totalSum

disp('Driver losses:')
100*(sumDriver1 + sumDriver2 + sumDriver3 + sumDriver4)/totalSum

disp('Mosfet losses:')
-100*(sumMos1 + sumMos2)/totalSum

disp('AB losses:')
-100*(sumVBJT1 + sumVBJT2)/totalSum

a=100*sumR/totalSum
```

Κώδικας Matlab(Αποτελέσματα Μετρήσεων)

```

clc;
clear all;
close all;

% class D
a1 = [0.2 0.7 11 39 91 131 192 224 228 234];
b1 = [6.35 4.75 3.9 2.83 2.62 2.54 2.29 1.79 3.17 6.18];

% class D - limited cross-current
a2 = [1.2 13.8 35 82 140 188 213 229];
b2 = [14.2 3.33 2.48 2.15 1.95 2.21 2.82 5.77];

% class D feedback
a3 = [0.3 1 5 76 131 158 217 230 238];
b3 = [5.87 5.49 1.26 0.96 0.8 0.78 1.32 5.14 8.39];

% class D feedback 2
a4 = [0.3 1 9.3 26 56 95 118 155 203 227 234];
b4 = [4.68 2.3 1.86 1.23 1.23 1.18 1.09 0.9 1.16 3.31 6.78];

% class D dual class A supported
a5 = [0.04 0.13 0.55 1.2 2.2 3.45 4.9 6.8 8.9 11.3 14.6 18 22.5];
b5 = [7.46 3.56 1.54 0.95 0.67 0.6 0.78 0.98 1.39 3.09 3.99 4.99 6.86];

% class D class AB supported
a6 = [6.11 6.01 6 5.8 5 3.96 3.05 2.25 1.57 1.02 0.585 0.27 0.158 0.076 0.023];
b6 = [14.5 9.85 3.46 0.47 0.05 0.057 0.054 0.051 0.05 0.054 0.063 0.086 0.114
0.163 0.32];

% class D class AB supported EFFICIENCY
a7 = [6 5.8 5 3.96 3.05 2.25 1.57 1.02 0.585 0.27 0.158 0.076 0.023];
b7 = [77 74.6 67.82 62.48 55.92 48.09 39.05 29.01 18.71 9.32 5.52 2.57 0.71];

% class AB EFFICIENCY
b9 = [81.27 77.7 70.27 62.38 54.49 46.61 38.74 30.8 23 15.13 11.19 7.25 3.28];

sumPower = a7./(b7/100);
b8 = 100*(a7)./(sumPower-0.667);

% Frequency vs THD
a10 = [20000 10000 8000 6000 4000 2000 1000 800 600 400 200 100];
b10 = [0.11 0.0233 0.0232 0.0271 0.0334 0.0394 0.041 0.044 0.045 0.047 0.048
0.049];

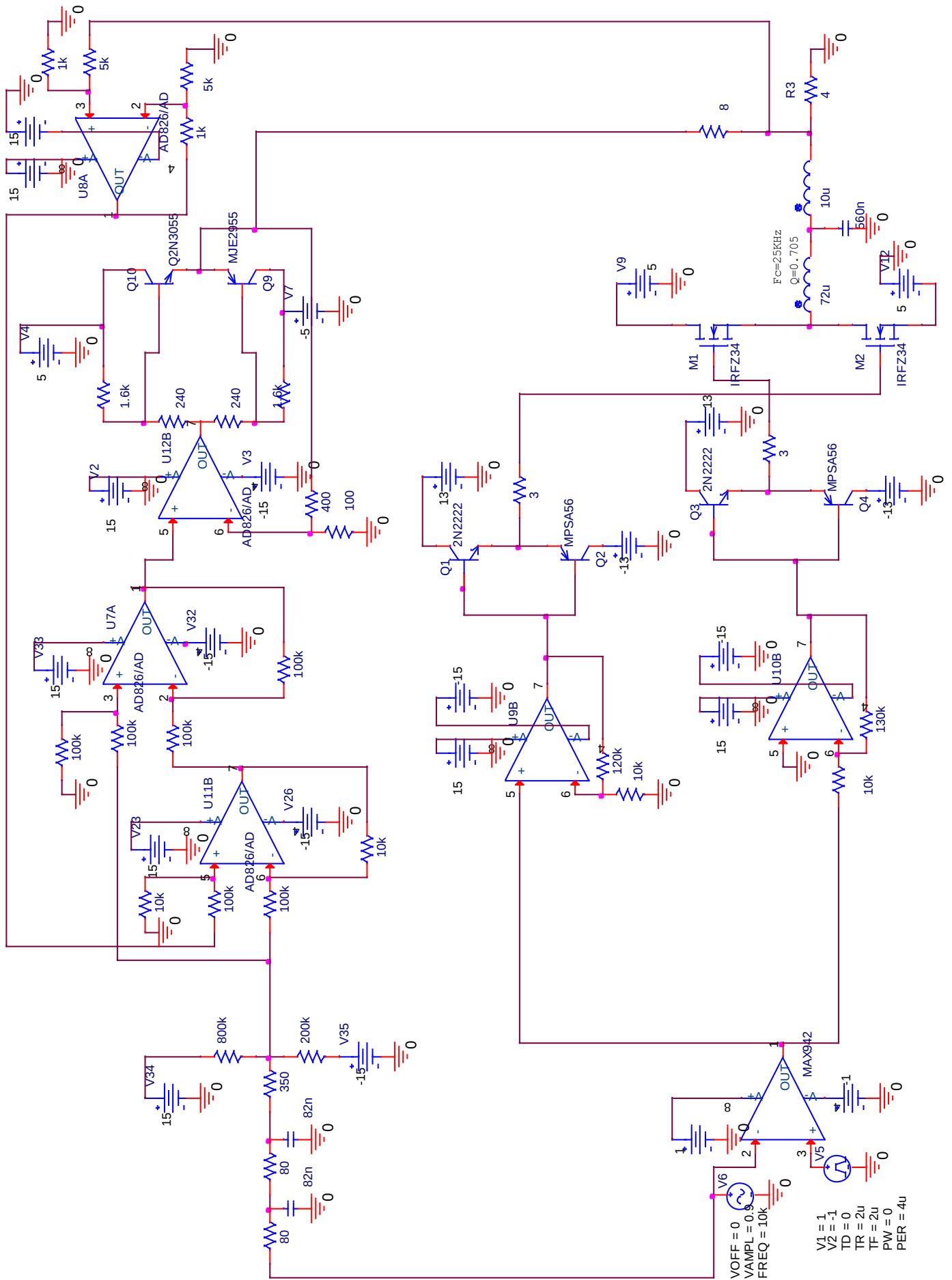
figure;
loglog(a10,b10);
grid on;
ylabel('THD %');
xlabel('Hz');
axis([100 20000 0.01 1]);

%%
figure;
loglog(a1,b1,a2,b2,a3,b3,a4,b4);

```

```
axis([1 240 0.4 10])
ylabel('THD %');
xlabel('Watts');
grid on;
legend('Class D', 'Class D - Limited cross-current', 'Class D - feedback 1', 'Class D - feedback 2');

figure;
plot(a7,b7,a7,b9,a7,b8)
axis([0 6 0 100]);
ylabel('Efficiency %');
xlabel('Watt');
grid on;
legend('Class AB/D', 'Class AB', 'Class AB/D2')
```



Βιβλιογραφία

1. Bob Cordell. 2011. Designing Audio Power Amplifiers. McGraw-Hill
2. Charles E.Rohrs, James L. Melsa, Donald G. Schultz. 1996. Γραμμικά Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου. Α.Τζιόλα Ε.
3. Class DAmplifier Design Basics II, International Application Note
4. Eric Gaalaas, 2006, Class Audio Amplifiers, Analog Dialogue 40-06
5. HV Floating MOS-Gate Driver ICs, International Rectifier Application Note, AN-978
6. Jim Williams. 1985. High Speed Comparator Techniques. Linear Technology Applcation Note 13
7. K.H.Torvmark. 2003. LC filter with improved high-frequency attenuation. Chipcon Products Application Note AN028
8. Marshall Leach .Jr. 2001. Introduction to electroacoustics and Audio Amplifier Design. Kentall/Hunt
9. Richard C.Dorf, Robert H.Bishop. 2012. Σύγχρονα Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου. Α.Τζιόλα Ε.
10. Sedra/Smith.2010. Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα. Παπασωτηρίου
11. Texas Instruments. Design Considerations for Class-D Audio Power Amplifiers, Texas Instruments Application Report