



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής & Συστημάτων Πληροφορικής

Σχεδίαση και Υλοποίηση ενός Υποβρύχιου Συστήματος Τηλεπικοινωνίας

Διπλωματική Εργασία
Νικόλαος Ι. Μπαζεβανάκης

Επιβλέπων Καθηγητής
Πάυλος-Πέτρος Σωτηριάδης
Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εργαστήριο Ηλεκτρονικής
Αθήνα, Ιούνιος 2017



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής & Συστημάτων Πληροφορικής

Σχεδίαση και Υλοποίηση ενός Υποβρύχιου Συστήματος Τηλεπικοινωνίας

Διπλωματική Εργασία
Νικόλαος Ι. Μπαζεβανάκης

Επιβλέπων Καθηγητής
Πάυλος-Πέτρος Σωτηριάδης
Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 7^η Ιουνίου 2017

.....
Πάυλος-Πέτρος Σωτηριάδης
Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ευάγγελος Χριστοφόρου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Χρήστος Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εργαστήριο Ηλεκτρονικής
Αθήνα, Ιούνιος 2017

.....

Νικόλαος Ι. Μπαξεβανάκης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Νικόλαος Ι. Μπαξεβανάκης, 2017

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς το συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν το συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Η παρούσα εργασία έχει ως αντικείμενο την σχεδίαση και φυσική υλοποίηση ενός υποβρύχιου συστήματος τηλεπικοινωνίας. Ως τεχνική ασύρματης υποβρύχιας διάδοσης επιλέγεται ο υπέρηχος, και ως κωδικοποίηση της πληροφορίας επιλέγεται η αναλογική AM διαμόρφωση. Το σύστημα εκπομπής διαμορφώνει την τροφοδοσία μιας γέφυρας H-Bridge για να παράξει το επιθυμητό AM σήμα, ενώ το σύστημα λήψης βασίζεται σε μια μονάδα υπερτετεροδύνου δέκτη, με χρήση αυτόματου ελέγχου κέρδους (AGC). Τα φέροντα σήματα και ο συντονισμός του δέκτη παράγονται ψηφιακά για μεγαλύτερη αξιοπιστία και ευελιξία. Οι απαραίτητες προσομοιώσεις των κυκλωματικών διατάξεων του συστήματος πραγματοποιήθηκαν στο περιβάλλον του LTSpice XVII[®], ενώ η ολοκληρωμένη διάταξη δοκιμάστηκε όχι μόνο εργαστηριακά, αλλά και σε ειδική δεξαμενή μήκους 80 μέτρων.

Λέξεις-Κλειδιά

υποβρύχιος υπερηχητικός μετατροπέας, AM διαμόρφωση, H-Bridge, υπερτετεροδύνος δέκτης, κύκλωμα AGC, μικροελεγκτής, άμεση ψηφιακή σύνθεση συχνότητας (DDS)

Abstract

This work presents the design and actual implementation of an underwater telecommunication system. We chose ultrasound waves as the wireless transmission technique, and analog AM modulation was picked for information encoding. The transmitter modulates the power supply of an H-Bridge to generate the needed AM signal, while the receiver is based on a superheterodyne block, with the aid of an automatic gain control (AGC) circuit. Carrier signals and the receiver's tuning are digitally implemented, to strengthen the system's reliability and flexibility. Necessary circuit simulations were carried out in LTSpice XVII[®], while the completed system was put to test not only in the lab, but also in a 80-meter water tank.

Keywords

underwater ultrasonic transducer, AM modulation, H-Bridge, superheterodyne receiver, AGC circuit, microcontroller, direct-digital synthesis (DDS)

Ευχαριστίες

Το παρόν πόνημα δεν θα μπορούσε να ολοκληρωθεί, χωρίς την αμέριστη βοήθεια και προσφορά μιας πληθώρας ανθρώπων στον περίγυρό μου.

Για αυτό, θέλω αρχικά να ευχαριστήσω όλους τους καθηγητές που στην συνολική μου εκπαιδευτική πορεία με εφοδίασαν με το σύνολο των γνώσεων που κατέχω. Ευχαριστώ δε θερμά τα παιδιά του Εργαστηρίου Ηλεκτρονικής, για όλη την βοήθεια που μου παρείχαν και το όμορφο κλίμα που δημιούργησαν.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω θερμά για την παραχώρηση της ειδικής δεξαμενής το Εργαστήριο Ναυτικής και Θαλάσσιας Υδροδυναμικής της Σχολής Ναυπηγών Μηχανολόγων Μηχανικών του ΕΜΠ, και ειδικότερα τους κ. Τραχανά Ιωάννη και κ. Κασάπη Φώτιο για την βοήθεια που μου παρείχαν.

Τέλος, ευχαριστώ ιδιαίτερα για όλη την στήριξη κατά την διάρκεια της προσπάθειάς μου την οικογένειά μου, και όλους τους ανθρώπους που αγαπώ και στάθηκαν δίπλα μου.

Στα παιδιά του Εργαστηρίου Ηλεκτρονικής

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή	15
1.1	Γιατί υπέρηχος;	16
1.2	Εφαρμογές του συστήματος	16
2	Ο Υπερηχητικός Μετατροπέας	17
2.1	Διάδοση του ήχου στο νερό	17
2.1.1	Γεωμετρικές απώλειες	18
2.1.2	Απώλειες απορρόφησης	18
2.1.3	Συνολικές απώλειες μετάδοσης	19
2.2	Χαρακτηρισμός του μετατροπέα	21
2.2.1	Ηλεκτρικό ισοδύναμο	21
2.2.2	Απόκριση συχνότητας	24
2.2.3	Σύνοψη χαρακτηρισμού	25
3	Το Σύστημα Εκπομπής	27
3.1	Μέθοδος διαμόρφωσης	27
3.2	Μπλοκ διάγραμμα	31
3.3	Ο προενισχυτής μικροφώνου	32
3.3.1	Το ενεργό φίλτρο 3ης τάξης	34
3.4	Παραγωγή του φέροντος	35
3.4.1	Ψηφιακή σύνθεση με DDS	36
3.4.2	Παραγωγή των μη επικαλυπτόμενων ρολογιών	39
3.5	Η οδήγηση της γέφυρας	41
3.5.1	Ανυψωτής τάσης	42
3.5.2	Οδήγηση των πυλών	43
3.6	Το στάδιο εξόδου	44
3.6.1	Διαμόρφωση στην γέφυρα με Class-D ενισχυτή	44
3.6.2	Μετασχηματιστής εξόδου	45
3.6.3	Πλήρες στάδιο εξόδου	47
3.7	Το πλήρες σχηματικό	48

4 Το Σύστημα Λήψης	51
4.1 Υπερετερόδυνος δέκτης	51
4.1.1 Ελεγχόμενο κέρδος (AGC)	54
4.2 Μπλοκ διάγραμμα	55
4.3 Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA)	56
4.4 Το μπλοκ αποδιαμόρφωσης	58
4.5 Κύκλωμα ελέγχου κέρδους	62
4.6 Ο ενισχυτής των ακουστικών	65
4.7 Το πλήρες σχηματικό	66
5 Πειραματικά Αποτελέσματα	69
5.1 Σύστημα Εκπομπής	69
5.1.1 Η τελική κατασκευή	70
5.1.2 Εργαστηριακές μετρήσεις	70
5.2 Σύστημα Λήψης	73
5.2.1 Η τελική κατασκευή	74
5.2.2 Εργαστηριακές μετρήσεις	74
5.3 Πείραμα σε υδάτινο περιβάλλον	77
5.4 Το ολοκληρωμένο σύστημα	79
6 Επίλογος	81
6.1 Σύνοψη	81
6.2 Μελλοντικές βελτιώσεις	82
Βιβλιογραφία	83

Κατάλογος Σχημάτων

2.1	Συντελεστής απορρόφησης στη θάλασσα	19
2.2	Ισοδύναμο μοντέλο μετατροπέα	21
2.3	Διάταξη μέτρησης εμπέδησης μετατροπέα	22
2.4	Μέτρο σύνθετης αντίστασης μετατροπέα	23
2.5	Φάση σύνθετης αντίστασης μετατροπέα	24
2.6	Συχνοτική απόκριση μετατροπέα	25
2.7	Συνολικός χαρακτηρισμός μετατροπέα	25
3.1	H-Bridge με 4 NMOS τρανζίστορ	28
3.2	Λειτουργία της NMOS H-Bridge	28
3.3	AM διαμόρφωση με H-Bridge	29
3.4	Φιλτράρισμα του AM παλμού	30
3.5	Μπλοκ διάγραμμα του συστήματος εκπομπής	31
3.6	Ο προενισχυτής μικροφώνου	32
3.7	Προσομοίωση του προενισχυτή μικροφώνου	33
3.8	Sallen-Key φίλτρο 3ης τάξης	34
3.9	Μελέτη ευστάθειας του φίλτρου 3ης τάξης	34
3.10	Παραγωγή ημιτόνου με DDS	36
3.11	Παραγωγή ρολογιών με συγκριτές	40
3.12	Προσομοίωση απόκρισης συγκριτών	41
3.13	Boost converter στα 15.1V	43
3.14	Κύκλωμα οδήγησης πυλών	43
3.15	Ο Class-D ενισχυτής	45
3.16	Ισοδύναμο μετασχηματιστή	47
3.17	Πλήρες στάδιο εξόδου	47
3.18	Προσομοίωση AM διαμόρφωσης του σταδίου εξόδου	48
3.19	Πλήρες σχηματικό συστήματος εκπομπής	49
4.1	Μπλοκ διάγραμμα υπερετερόδυνου δέκτη	52
4.2	Μπλοκ διάγραμμα υπερετερόδυνου δέκτη με σύγχρονο αποδιαμορφωτή	54
4.3	Μπλοκ διάγραμμα υπερετερόδυνου δέκτη με AGC	54

4.4	Μπλοκ διάγραμμα του συστήματος λήψης	55
4.5	Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA)	56
4.6	Προσομοίωση χρονικής απόκρισης του LNA	57
4.7	Το μπλοκ αποδιαμόρφωσης	58
4.8	Το κύκλωμα AGC	62
4.9	Ο ενισχυτής των ακουστικών	65
4.10	Προσομοίωση του ενισχυτή των ακουστικών	66
4.11	Πλήρες σχηματικό συστήματος λήψης	67
5.1	Τελική πλακέτα συστήματος εκπομπής	70
5.2	Απόκριση του ενισχυτή μικροφώνου	70
5.3	Τα μη επικαλυπτόμενα ρολόγια	71
5.4	Δευτερεύον μετασχηματιστή	71
5.5	Το φέρον ημίτονο στα 198 kHz	72
5.6	Παράδειγμα AM διαμόρφωσης	72
5.7	Τελική πλακέτα συστήματος λήψης	74
5.8	Απόκριση κεραμικού φίλτρου	74
5.9	Ημίτονο πολλαπλασιασμού 663 kHz	75
5.10	Λειτουργία του ημιανορθωτή	75
5.11	Ακουστική έξοδος για AM είσοδο -70 dBm	76
5.12	Ακουστική έξοδος για AM είσοδο -40 dBm	76
5.13	Η πειραματική διάταξη στην δεξαμενή	78
5.14	Το τελικό σύστημα επικοινωνίας	80

1

Εισαγωγή

Η παρούσα εργασία πρόκειται θεματικά στο πεδίο της ασύρματης υποβρύχιας επικοινωνίας, και ειδικότερα στις εφαρμογές που απαιτούν την μετάδοση ενός αξιοπρόσεχτου όγκου πληροφορίας. Πιο συγκεκριμένα, ο στόχος μας είναι η υλοποίηση ενός συστήματος ενδοεπικοινωνίας πραγματικού χρόνου για δύτες. Αυτό σημαίνει πως η πληροφορία που απαιτείται να μεταφερθεί είναι οι ακουστικές συχνότητες της ανθρώπινης φωνής.

Τα στάδια εκπόνησης της εργασίας περιλαμβάνουν τόσο την σχεδίαση των απαραίτητων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, όσο και την πρακτική τους υλοποίηση. Σε αυτά τα πλαίσια, υλοποιήθηκαν ένα πλήρες ηλεκτρονικό σύστημα μετάδοσης και ένα πλήρες σύστημα λήψης της πληροφορίας. Και τα δύο συστήματα είναι σχεδιασμένα ώστε να απαιτούν μόνο μια μπαταρία για την λειτουργία τους, με σκοπό την μεγαλύτερη αυτονομία.

Το σύστημα επικοινωνίας που κατασκευάστηκε βασίζεται στην ασύρματη μετάδοση με υποβρύχιους υπερηχητικούς μετατροπείς (transducers), οι οποίοι έχουν ονομαστική κεντρική συχνότητα λειτουργίας τα 200 kHz.

Η μετάδοση της πληροφορίας γίνεται με την μέθοδο της AM διαμόρφωσης ημιτόνου, με φέρουσα συχνότητα κοντά στα 200 kHz. Έχει προβλεφθεί η δυνατότητα ύπαρξης 2 διαφορετικών καναλιών μετάδοσης, ώστε να καθίσταται δυνατή η επικοινωνία περισσότερων από δύο δυτών. Έτσι, το ολοκληρωμένο σύστημα επικοινωνίας περιλαμβάνει μια μονάδα εκπομπής της AM διαμορφωμένης πληροφορίας και μια μονάδα λήψης αυτής, με τοπολογία υπερετεροδύνου δέκτη. Και οι δύο μονάδες έχουν την δυνατότητα επιλογής καναλιού, ενώ η παραγωγή του φέροντος (πομπός) και του ενδιάμεσου ημιτόνου συντονισμού (δέκτης) γίνεται ψηφιακά, ώστε να διασφαλιστεί η μεγαλύτερη πιθανή σταθερότητα και ακρίβεια του συστήματος.

Όσον αφορά στην δομή της εργασίας, στο 2^ο Κεφάλαιο παρουσιάζονται κάποια σύντομα στοιχεία της φυσικής που διέπει την μετάδοση του ήχου στο νερό, καθώς και η ηλεκτρική μοντελοποίηση του υπερηχητικού μετατροπέα που χρησιμοποιήσαμε. Στο 3^ο Κεφάλαιο παρουσιάζεται και αναλύεται η πλήρης δομή του ηλεκτρονικού συστήματος του πομπού, ενώ το 4^ο Κεφάλαιο αφορά αντίστοιχα το πλήρες σύστημα του δέκτη. Το 5^ο Κεφάλαιο παρουσιάζει το υλοποιηθέν σύστημα, με ταυτόχρονη καταγραφή των αποτελεσμάτων που προέκυψαν από πειράματα που διεξήχθησαν σε ειδική δεξαμενή, ενώ το 6^ο Κεφάλαιο αποτελεί τον επίλογο της εργασίας.

1.1 Γιατί υπέρηχος;

Η εργασία στηρίχθηκε στην ασύρματη διάδοση πληροφορίας στο νερό με την χρήση υπερήχου. Εκτός όμως από τον υπέρηχο, υπάρχουν άλλες δύο βασικές γνωστές τεχνικές μετάδοσης: η χρήση RF ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, και η χρήση οπτικών κυμάτων.

Το βασικό μειονέκτημα των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων έναντι του υπερήχου, είναι ότι φθίνουν με πολύ γρηγορότερο ρυθμό στο νερό, και μάλιστα όσο μεγαλύτερη η συχνότητα, τόσο μεγαλύτερη και η απώλεια. Έτσι, αυτή η τεχνική δεν μπορεί να φανεί ιδιαίτερα χρήσιμη σε εφαρμογές μεγάλης εμβέλειας. Η ισχύς που θα απαιτείτο σε σχέση με την αντίστοιχη του υπερήχου θα καθιστούσε την τεχνική ασύμφορη [1], ενώ επιπρόσθετος προβληματισμός θα μπορούσε να είναι ο κίνδυνος παρεμβολής άλλων παρακείμενων μέσων επικοινωνίας που βασίζονται στην ηλεκτρομαγνητική διάδοση.

Όσον αφορά δε την χρήση οπτικής σύζευξης, παρόλο που έχει αποδειχθεί δυνατή η μεταφορά μεγάλου όγκου πληροφορίας σε υψηλές ταχύτητες [2], υπάρχει μεγαλύτερος προβληματισμός για τις συνθήκες διάδοσης [3] που θα επικρατούν. Σημεία με θολά ή ταραχώδη νερά θα μπορούσαν να αποβούν ένα σημαντικό εμπόδιο για την ομαλή επικοινωνία των δυτών. Επιπροσθέτως, η σκέδαση των οπτικών κυμάτων αποτελεί βασικό εμπόδιο στην διάδοση, με συνέπεια να απαιτούνται λεπτές και ευθυγραμμισμένες δέσμες (laser).

Στον αντίποδα, η υπερηχητική διάδοση έχει αποδειχθεί ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί ακόμη και σε αποστάσεις χιλιομέτρου (παραπάνω καθίσταται ενδεχομένως προβληματική η διάδοση, δεδομένης της πεπερασμένης ταχύτητας του ήχου στο νερό), με λιγότερες απώλειες από την ηλεκτρομαγνητική διάδοση και λιγότερους προβληματισμούς διάδοσης από τα οπτικά κύματα.

Η συχνότητα δε στην οποία επιλέχθηκε η εκπομπή της πληροφορίας αποτελεί μια συχνότητα με ελάχιστο θόρυβο στον υποθαλάσσιο κόσμο και ανύπαρκτα αρνητικά αποτελέσματα στην υποθαλάσσια πανίδα.

1.2 Εφαρμογές του συστήματος

Είναι φανερό πως ένα σύστημα ασύρματης ενδοεπικοινωνίας με σχετικά μεγάλη αυτονομία (πάνω από 1-2 ώρες) μπορεί να έχει πολλές εφαρμογές ανάλογα την απαιτούμενη εμβέλεια, οι σημαντικότερες εκ των οποίων μπορεί να είναι οι ακόλουθες:

- Εκπαίδευση νέων δυτών
- Ενδοεπικοινωνία δυτών σε επιχειρήσεις αρχαιολογικών αποτυπώσεων ή ανασκαφών
- Ενδοεπικοινωνία μηχανικών σε μελέτες έργων με υποθαλάσσια τμήματα (γέφυρες κλπ)
- Ενδοεπικοινωνία δυτών σε επιχειρήσεις διάσωσης ή απεγκλωβισμού

Αυτές είναι οι κυριότερες εφαρμογές του συστήματος ως έχει, ενώ είναι προφανές ότι η επέκταση της λογικής του θα μπορούσε να οδηγήσει στην υλοποίηση μη επανδρωμένων συστημάτων ικανών να επιχειρήσουν στις παραπάνω περιπτώσεις, σώζοντας ενδεχομένως περισσότερες ζωές.

2

Ο Υπερηχητικός Μετατροπέας

Ο υποβρύχιος υπερηχητικός μετατροπέας (ultrasonic transducer) παίζει κεντρικό ρόλο στην υλοποίηση του συστήματος επικοινωνίας.

Ένας τέτοιος μετατροπέας έχει ως αποστολή την μετατροπή ενός σήματος που περικλείει μια συγκεκριμένη μορφή ενέργειας, σε ένα σήμα που περικλείει μια άλλη μορφή ενέργειας. Λειτουργεί ως ένας μεταγωγέας πληροφορίας, όταν το μέσο διάδοσης που παρεμβάλλεται δεν είναι φιλικό προς την διάδοση του αρχικού σήματος.

Στην δική μας περίπτωση, απαιτείται η χρήση ενός πιεζοηλεκτρικού υπερηχητικού μετατροπέα, που να μπορεί να εκτελέσει την μετατροπή σε υδάτινο περιβάλλον. Το πιεζοηλεκτρικό στοιχείο εν γένει μετατρέπει ένα ηλεκτρικό σήμα σε μηχανική κίνηση, και το ανάποδο. Ακριβώς αυτή είναι και η λειτουργία του δικού μας μετατροπέα: η μετατροπή ενός ηλεκτρικού σήματος τάσης σε ένα μηχανικό υπερηχητικό κύμα, και το αντίστροφο - η μετάφραση μιας ληφθείσας ακουστικής διαταραχής σε ηλεκτρική τάση.

Όπως κάθε φυσικό στοιχείο που εμπλέκει μηχανική κίνηση, ένας μετατροπέας παρουσιάζει μια αυξημένη ευαισθησία σε ένα συγκεκριμένο, σχετικά στενό φάσμα συχνοτήτων. Με άλλα λόγια εμφανίζει συντονισμό σε συγκεκριμένες συχνότητες, επάνω στις οποίες εμείς θέλουμε να δουλέψουμε για την μετάδοση της πληροφορίας.

Σε αυτό το κεφάλαιο, αφού πρώτα σημειώσουμε κάποιες βασικές αρχές για την διάδοση του ήχου στο νερό, θα εστιάσουμε στο πώς μοντελοποιείται ηλεκτρικά ένας τέτοιος μετατροπέας, παρουσιάζοντας και το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του δικού μας μετατροπέα έπειτα από σχετικές μετρήσεις.

2.1 Διάδοση του ήχου στο νερό

Ο ήχος μεταδίδεται στο νερό όπως όλα τα ακουστικά κύματα, δηλαδή ως διάμηκες κύμα, με ταχύτητα περίπου 1500 m/s . Όπως είναι αναμενόμενο, η ακουστική ισχύς υφίσταται απόσβεση όσο ταξιδεύει το κύμα, κυρίως λόγω γεωμετρικών απωλειών της μετάδοσης και λόγω απορρόφησης από τα μόρια του μέσου διάδοσης. Προφανώς, υπάρχουν και άλλες πηγές απώλειες ισχύος στην μετάδοση, όπως οι διάφορες ανακλάσεις και διαθλάσεις που δύναται να συμβούν, οι προαναφερθείσες

όμως είναι σαφώς πιο προβλέψιμες και σταθερές από εφαρμογή σε εφαρμογή.

2.1.1 Γεωμετρικές απώλειες

Η πρώτη βασική αιτία απώλειας στην διάδοση ενός υπερηχητικού κύματος στο νερό είναι οι γεωμετρικές απώλειες. Καθώς το κύμα διαχέεται στον χώρο εκκινώντας από την πηγή παραγωγής του, η ακουστική ενέργεια απλώνεται σε μεγαλύτερη επιφάνεια, εξασθενώντας έτσι την τοπική ακουστική ένταση σε κάθε σημείο της ολοένα μεγαλύτερης επιφάνειας.

Συνεπώς, η ακουστική ένταση ενός κύματος φθίνει με το αντίστροφο του λόγου της επιφάνειας διάδοσής του [4]. Είναι προφανές ότι ανάλογα με την περιοχή και τον μετατροπέα, είναι πιθανό η διάδοση να είναι σφαιρική, κυλινδρική ή άλλου είδους. Συνήθως υποθέτουμε σφαιρική διάδοση (που περιλαμβάνει τις μεγαλύτερες απώλειες), και αναλόγως την εφαρμογή δύναται να εξειδικευτεί περαιτέρω η γεωμετρία της διάδοσης. Για παράδειγμα, στο πείραμα που εκτελέσαμε σε ειδική επιμήκη δεξαμενή, λόγω της στενής και μακριάς γεωμετρίας της, το κύμα από ένα σημείο και έπειτα εκτελούσε κυλινδρική διάδοση.

Στην σφαιρική διάδοση λοιπόν, εάν I_1 , I_2 οι ακουστικές εντάσεις σε απόσταση R_1 και R_2 από την πηγή αντιστοίχως, και S_1 , S_2 οι αντίστοιχες σφαιρικές επιφάνειες, ισχύει η ακόλουθη σχέση:

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{S_1}{S_2} = \frac{4\pi R_1^2}{4\pi R_2^2} = \left(\frac{R_1}{R_2}\right)^2 \quad (2.1)$$

Οπότε, η γενική σχέση που περιγράφει την απώλεια ακουστικής έντασης λόγω σφαιρικής διάδοσης σε dB (έστω GTL), είναι η ακόλουθη:

$$GTL = 20\log\left(\frac{R_1}{R_2}\right) \quad (2.2)$$

Συνήθως, κανονικοποιούμε την γραφή ώστε τα dB της απώλειας να έχουν ως αναφορά την απόσταση του 1 μέτρου, οπότε θέτουμε $R_2 = 1m$ και η προηγούμενη σχέση γίνεται:

$$GTL = 20\log(d) \quad (2.3)$$

όπου d η απόσταση από την πηγή ($d \geq 1m$).

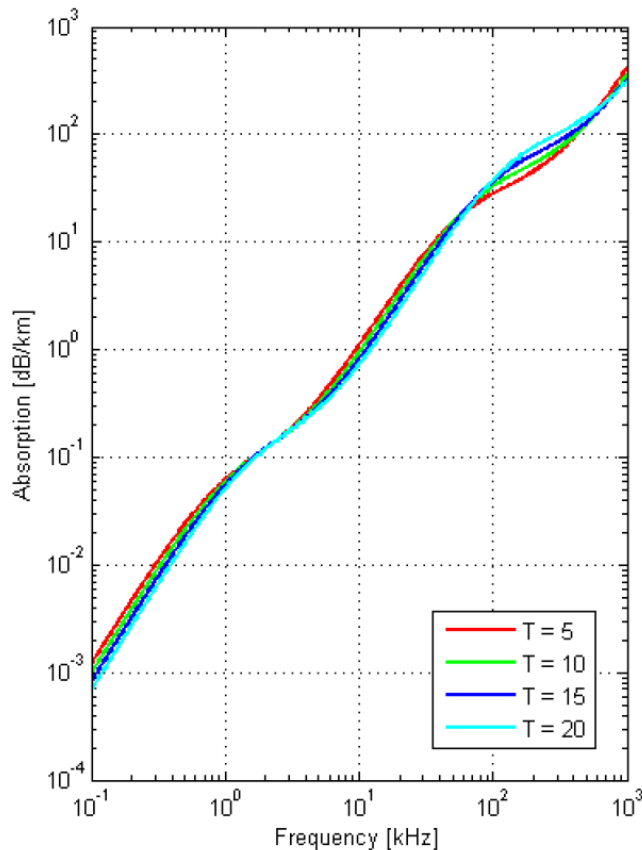
2.1.2 Απώλειες απορρόφησης

Το δεύτερο βασικό είδος απώλειες είναι οι απώλειες απορρόφησης του μέσου διάδοσης. Εδώ, το ιξώδες του νερού έχει ως αποτέλεσμα την φθίνουσα ένταση του οδεύοντος ακουστικού κύματος. Σε χαμηλότερες συχνότητες από τα 100 kHz, η απορρόφηση οφείλεται και σε χημικές αντιδράσεις που συμβαίνουν κατά την διάδοση του κύματος, όμως προφανώς δεν αφορούν το δικό μας συχνοτικό εύρος [4].

Λόγω της εκθετικής μείωσης της ακουστικής πίεσης κατά την όδευση του κύματος, τελικώς προκύπτει ότι η απώλεια λόγω απορρόφησης στο νερό είναι γραμμική σε dB σε σχέση με την απόσταση διάδοσης. Μάλιστα, ορίζουμε τον συντελεστή απορρόφησης, ο οποίος εκφράζεται συνήθως

σε dB/km , και πολλαπλασιαζόμενος με την απόσταση μας δίνει την απώλεια λόγω απορρόφησης σε dB.

Ο συντελεστής αυτός (άρα οι απώλειες απορρόφησης) εξαρτώνται από την θερμοκρασία του νερού, την υδροστατική πίεση (άρα το βάθος) και την αλμυρότητα του νερού. Παρακάτω δίνεται ένα τυπικό γράφημα για την τιμή του συντελεστή απορρόφησης, σε συνάρτηση με την συχνότητα και διάφορες θερμοκρασίες:



Σχήμα 2.1: Ο συντελεστής απορρόφησης στο θαλασσινό νερό, για διαφορετικές θερμοκρασίες $^{\circ}C$ [5]

Άρα, συμβολίζοντας με α τον συντελεστή απορρόφησης, οι απώλειες απορρόφησης σε dB (έστω ATL) δίνονται από την ακόλουθη σχέση:

$$ATL = \alpha \cdot d \quad (2.4)$$

όπου d η απόσταση από την πηγή ($d \geq 1m$).

2.1.3 Συνολικές απώλειες μετάδοσης

Στις περισσότερες εφαρμογές μετάδοσης μιας πληροφορίας, μας απασχολεί να υπολογίσουμε την συνολική εξασθένησή της σε όλη την διαδρομή της. Αυτό σημαίνει ότι εν προκειμένω πρέπει να

λάβουμε υπόψιν τις απώλειες κατά την μετατροπή της σε ακουστικό κύμα, τις απώλειες διάδοσης (που είδαμε στα προηγούμενα), και τις απώλειες μετατροπής κατά την άφιξη της πληροφορίας.

Προφανώς, οι απώλειες που εξετάσαμε ήδη είναι χαρακτηριστικές του συστήματος/μέσου διάδοσης, ενώ οι απώλειες μετατροπής είναι χαρακτηριστικό των μετατροπέων που χρησιμοποιεί κάθε εφαρμογή. Πρακτικά, ο όρος απώλειες δεν είναι δόκιμος, μιας και περισσότερο αναφερόμαστε στην ευαισθησία μετάδοσης και λήψης του μετατροπέα, όμως τον χρησιμοποιούμε μιας και τελικά ο σκοπός είναι να υπολογίσουμε για παράδειγμα την εξασθένιση σε dB μιας τάσης κατά την μετάδοση. Δηλαδή, θέλουμε να έχουμε εικόνα για το πλάτος τάσης που θα λάβουμε στον μετατροπέα του δέκτη, αν εφαρμόσουμε μια τάση διέγερσης στον μετατροπέα του πομπού.

Έτσι, ο κάθε μετατροπέας έχει μια χαρακτηριστική ευαισθησία εκπομπής (transmitting sensitivity), και μια αντίστοιχη ευαισθησία λήψης (receiving sensitivity). Τα μεγέθη αυτά παρέχονται ως τυπικές προδιαγραφές από τον κατασκευαστή. Για παράδειγμα, ο υπερηχητικός μετατροπέας που χρησιμοποιήσαμε εμείς (Prowave[®] 200LM450), έχει τις ακόλουθες προδιαγραφές [6]:

- Transmitting Sensitivity = TS = 160 dB min , με αναφορά 0 dB το 1 μ Pascal σε απόσταση 1 μέτρου, με 1 Vrms διέγερση. Αυτό σημαίνει ότι με διέγερση 1 Vrms, ο μετατροπέας μας αποδίδει κύμα ακουστικής πίεσης $10^{\frac{160}{20}} \cdot 1\mu\text{Pa} = 100 \text{ Pascal}$ στο 1 μέτρο απόσταση. Μεγαλύτερες τιμές δείχνουν μεγαλύτερη ικανότητα στην μετάδοση.
- Receiving Sensitivity = RS = -180 dB min , με αναφορά 0 dB το 1 Vrms / 1 μ Pascal. Αυτό σημαίνει ότι με ακουστική διέγερση 1 μ Pascal, ο μετατροπέας μας αποδίδει ηλεκτρική τάση $10^{\frac{-180}{20}} \cdot 1 \text{ Vrms} = 1 \text{ nVrms}$. Εδώ, λιγότερο αρνητικές τιμές υποδεικνύουν μεγαλύτερη ευαισθησία στην λήψη.

Συνεπώς, η ολική απώλεια μετάδοσης είναι το άθροισμα των απωλειών διάδοσης που εξετάσαμε νωρίτερα, και των απωλειών ευαισθησίας του μετατροπέα. Είναι φανερό ότι οι απώλειες ευαισθησίας του μετατροπέα είναι το άθροισμα (σε dB) των δύο ευαισθησιών που περιγράψαμε νωρίτερα, εφόσον είναι εκφρασμένες ως προς το ίδιο μέγεθος ακουστικής πίεσης.

Ανακεφαλαιώνοντας λοιπόν, αν συμβολίσουμε με TL την ολική απώλεια λόγω διάδοσης στο μέσο (transmission loss) σε dB, και με d την απόσταση από την πηγή ($d \geq 1m$) έχουμε με βάση τα προηγούμενα:

$$TL = 20\log(d) + \alpha \cdot d \text{ (για σφαιρική διάδοση)} \quad (2.5)$$

$$TL = 10\log(d) + \alpha \cdot d \text{ (για κυλινδρική διάδοση)} \quad (2.6)$$

Συμβολίζουμε με Vreceived την τάση που εμφανίζεται στον μετατροπέα λήψης, και Vsent την τάση που εφαρμόζεται στον μετατροπέα εκπομπής. Τότε, συνυπολογίζοντας κατά τα προηγούμενα και τις απώλειες λόγω ευαισθησίας TS, RS, έχουμε την γενική σχέση της συνολικής απώλειας μετάδοσης σε dB [7]:

$$20\log\left(\frac{V_{received}}{V_{sent}}\right) = TS + RS - TL \quad (2.7)$$

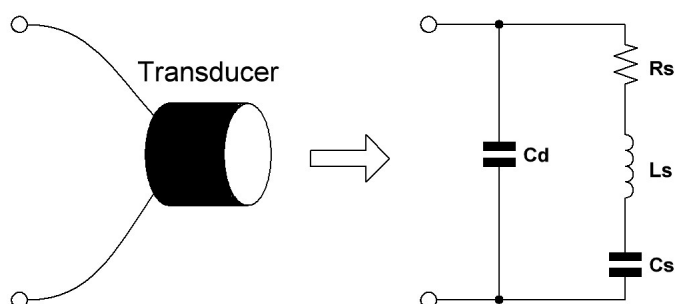
2.2 Χαρακτηρισμός του μετατροπέα

Ο πλήρης χαρακτηρισμός του μετατροπέα προκειμένου να σχεδιαστεί το ηλεκτρονικό σύστημα γύρω από αυτόν, περιλαμβάνει 2 σκέλη: πρώτον, να προσδιοριστεί ένα προσεγγιστικό ηλεκτρικό ισοδύναμο κύκλωμα, ώστε οι ενισχυτικές διατάξεις να σχεδιαστούν με αυτό ως φορτίο. Δεύτερον, να εντοπιστεί το ωφέλιμο εύρος ζώνης στο οποίο υπάρχει ικανοποιητική ευαισθησία στην μετάδοση και λήψη της πληροφορίας.

2.2.1 Ηλεκτρικό ισοδύναμο

Για να διευκολυνθεί ο σχεδιασμός ενός ηλεκτρονικού συστήματος που χρησιμοποιεί έναν μετατροπέα, είναι λογικό να απαιτείται η ισοδύναμη μοντελοποίησή του με ένα ηλεκτρικό μοντέλο παθητικών στοιχείων.

Στην περίπτωση των πιεζοηλεκτρικών μετατροπέων, το απλό ισοδύναμο μοντέλο που χρησιμοποιείται είναι αυτό του κρυστάλλου. Δηλαδή, ένα RLC κύκλωμα εν σειρά, παράλληλο με μια χωρητικότητα:



Σχήμα 2.2: Ισοδύναμο ηλεκτρικό μοντέλο ενός υπερηχητικού μετατροπέα

Όπως είναι φανερό, η εμπέδηση ενός τέτοιου ισοδύναμου κυκλώματος είναι ένας μιγαδικός αριθμός. Ούτως ειπείν, μας ενδιαφέρει να προσδιορίσουμε με ακρίβεια τα 4 στοιχεία που αποτελούν το ισοδύναμο κύκλωμα. Έτσι, εάν έχουμε στα χέρια μας ένα ικανοποιητικό σύνολο μετρήσεων για το μέτρο και την φάση της εμπέδησης που παρουσιάζει ο μετατροπέας, μπορούμε εύκολα να κατασκευάσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα των 4 στοιχείων.

Το παραπάνω ισοδύναμο κύκλωμα, παρουσιάζει πρακτικά δύο χαρακτηριστικές συχνότητες συντονισμού: αρχικά έχουμε τον εν σειρά συντονισμό όπου η εμπέδηση του κυκλώματος παρουσιάζει ελάχιστη τιμή, και έπειτα τον παράλληλο συντονισμό, όπου το κύκλωμα παρουσιάζει μέγιστη εμπέδηση.

Ο εν σειρά συντονισμός έρχεται ως αποτέλεσμα του συντονισμού του εν σειρά RLC κλάδου. Άρα, τα ισοδύναμα στοιχεία L_s , C_s υπόκεινται στην γνωστή σχέση συντονισμού ενός φυσικού LC δικτύου:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} \quad (2.8)$$

όπου f_s η συχνότητα του εν σειρά συντονισμού του μετατροπέα, στην οποία η εμπέδησή του παίρνει την ελάχιστη τιμή της.

Αρχικά, για χαμηλές συχνότητες μακριά από τον συντονισμό, ο μετατροπέας παρουσιάζει πρακτικά χωρητική συμπεριφορά, με τιμή C_d . Άρα, αυτή η χωρητικότητα μετράται εύκολα στις χαμηλές συχνότητες.

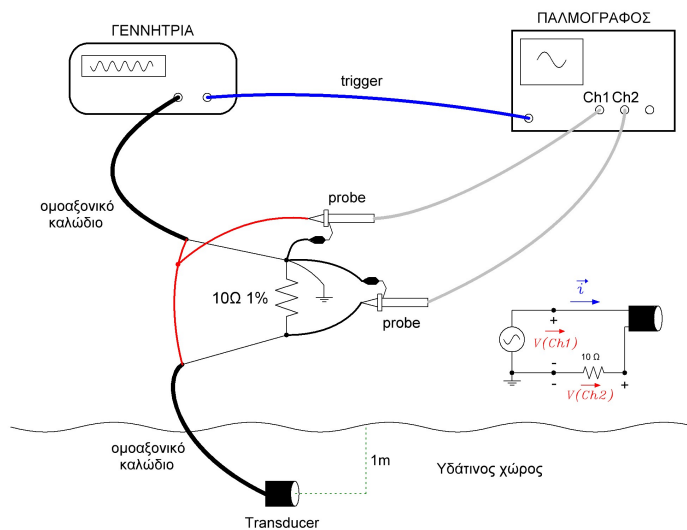
Η αντίσταση R_s δεν είναι τίποτε άλλο παρά το πραγματικό μέρος της μιγαδικής εμπέδησης κατά τον εν σειρά συντονισμό, στον οποίο παρατηρείται το ελάχιστο μέτρο εμπέδησης στον εν σειρά RLC κλάδο, και κατά συνέπεια το ελάχιστο μέτρο εμπέδησης του συνολικού κυκλώματος. Δεδομένου ότι σε αυτή την συχνότητα το RLC δικτύωμα παρουσιάζει κατά τα γνωστά αντίσταση R_s , είναι εύκολο να προσδιορίσουμε την R_s , καθώς το ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα στον εν σειρά συντονισμό εκφυλίζεται στην παραλληλία των R_s , C_d .

Έχοντας τα 2 στοιχεία ως δεδομένα, μένει ο προσδιορισμός ενός εκ των C_s , L_s για τον πλήρη προσδιορισμό του μοντέλου, καθώς το άλλο θα προκύψει από την γνωστή μας εξίσωση 2.8. Εδώ, ισχύει η σχέση [8]:

$$C_s = C_p \cdot \sqrt{\left(\frac{f_p}{f_s}\right)^2 - 1} \quad (2.9)$$

όπου f_p η συχνότητα που η εμπέδηση παρουσιάζει μέγιστο μέτρο, αμέσως μετά τον συντονισμό - έπειτα φθίνει συνεχώς, καθώς η C_d είναι και πάλι η επικρατούσα εμπέδηση μακριά από την περιοχή του συντονισμού. Η συχνότητα αυτή αντιστοιχεί στον παράλληλο συντονισμό του μετατροπέα.

Με βάση τα παραπάνω, πήραμε ένα σύνολο μετρήσεων στην δεξαμενή γλυκού νερού όπου εκτελέσαμε και τα υπόλοιπα πειράματά μας, με την ακόλουθη πειραματική διάταξη:



Σχήμα 2.3: Πειραματική διάταξη για την μέτρηση της εμπέδησης του μετατροπέα

Συνεπώς, με την βοήθεια της αντίστασης 10Ω που χρησιμοποιήσαμε εν σειρά με τον μετατροπέα, είμαστε σε θέση να υπολογίσουμε το ρεύμα που διαρρέει την διάταξη, και με λίγους υπολογισμούς να υπολογίσουμε την εμπέδηση που μας ενδιαφέρει.

Τα μετρούμενα μεγέθη στον ψηφιακό παλμογράφο που χρησιμοποιήθηκε ήταν η τάση στο 1ο κανάλι, έστω V_1 , η τάση στο δεύτερο κανάλι, έστω V_2 , και η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο καναλιών, έστω Θ , όπου $\Theta = \text{Phase}(Ch1 - Ch2)$.

Εμάς μας απασχολεί η εύρεση του πραγματικού και φανταστικού μέρους της μιγαδικής εμπέδησης (Z) του μετατροπέα. Μετά από βασικούς αλγεβρικούς υπολογισμούς στο κύκλωμα της πειραματικής διάταξης, πολύ εύκολα καταλήγουμε στις ακόλουθες σχέσεις:

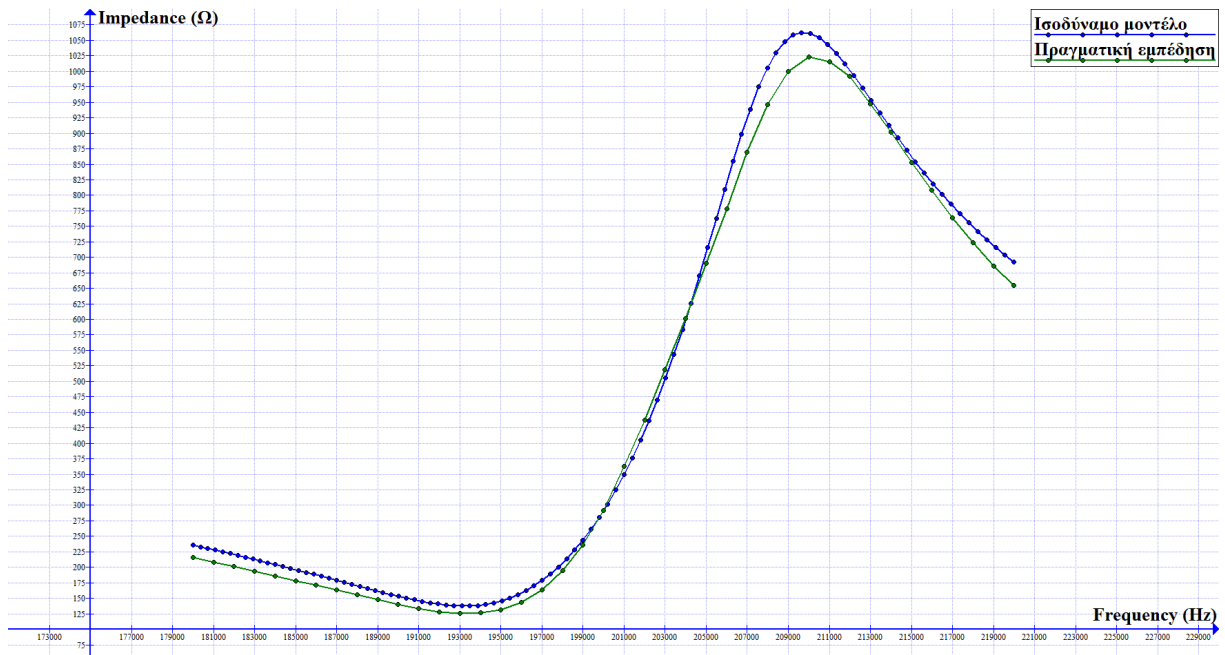
$$\text{Re}(Z) = 10 \cdot \left(\frac{V_1}{V_2} \cdot \cos\Theta - 1 \right) \quad (2.10)$$

$$\text{Im}(Z) = 10 \cdot \left(\frac{V_1}{V_2} \cdot \sin\Theta \right) \quad (2.11)$$

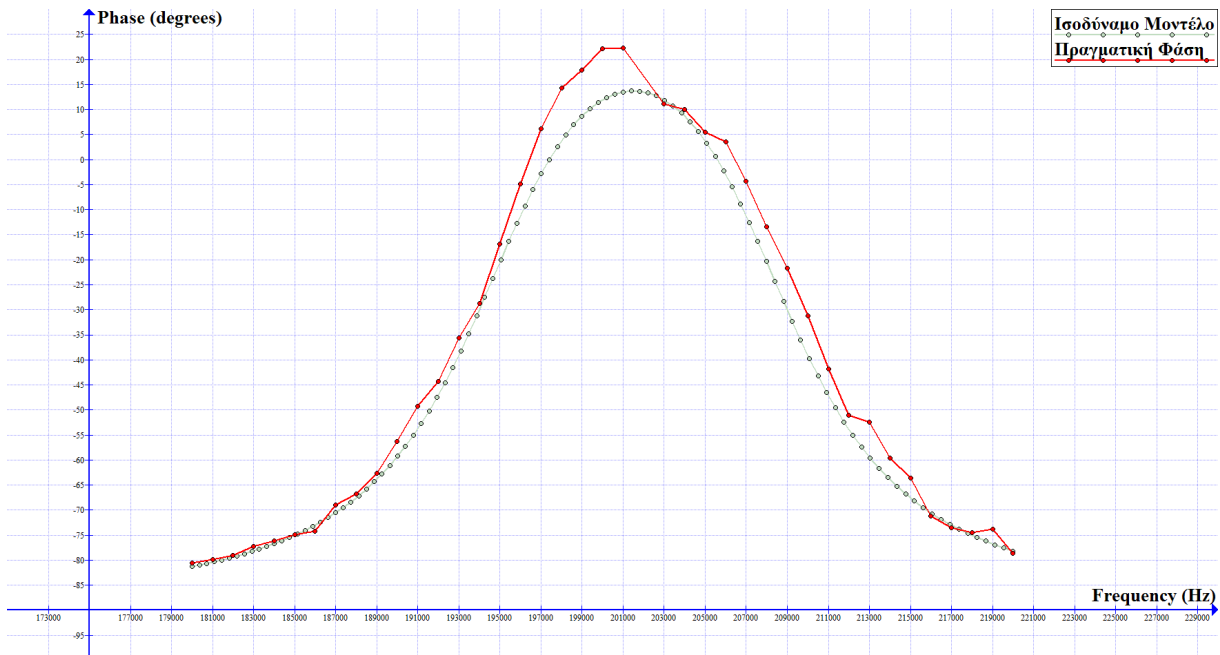
Βάσει των παραπάνω σχέσεων, και των σχετικών μετρήσεων που εκτελέσαμε στην δεξαμενή, καταλήξαμε τελικά στις ακόλουθες τιμές για το ισοδύναμο ηλεκτρικό μοντέλο του υπερηχητικού μετατροπέα μας:

$$C_d = 2nF, R_s = 155\Omega, L_s = 2.38mH, C_s = 280pF$$

Ακολουθούν τα γραφήματα μέτρου και φάσης της σύνθετης αντίστασης του πραγματικού μετατροπέα σε σύγκριση με το μοντέλο που χρησιμοποιήσαμε, όπου φαίνεται η πολύ κοντινή τους συμπεριφορά:



Σχήμα 2.4: Μέτρο σύνθετης αντίστασης του πραγματικού μετατροπέα, σε σύγκριση με το μοντέλο που χρησιμοποιήσαμε. Η ελάχιστη αντίσταση κατά τον εν σειρά συντονισμό είναι περίπου 125Ω



Σχήμα 2.5: Φάση σύνθετης αντίστασης του πραγματικού μετατροπέα, σε σύγκριση με το μοντέλο που χρησιμοποιήσαμε. Η μέτρηση στα 202 kHz απορρίφθηκε ως λανθασμένη

Στο σημείο αυτό να σημειωθεί πως λόγω του διαφορετικού μέσου διάδοσης μέσα στο οποίο είχε εμβαπτιστεί ο μετατροπέας (γλυκό νερό), η σύνθετη αντίσταση που θα παρουσιάζει σε θαλασσινό περιβάλλον θα διαφέρει σε κάποιο βαθμό.

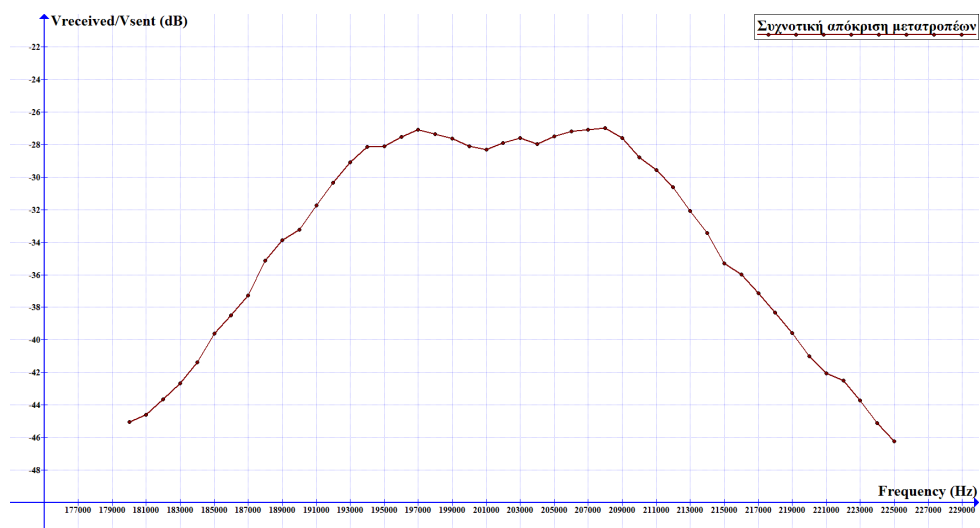
2.2.2 Απόκριση συχνότητας

Το επόμενο βήμα για τον χαρακτηρισμό του μετατροπέα, είναι να προσδιορισθεί το εύρος ζώνης στο οποίο υπάρχει ικανοποιητική ευαισθησία μετάδοσης και λήψης. Πολλές φορές αυτή η προδιαγραφή δίνεται ως το άθροισμα των παραμέτρων TS (transmitting sensitivity) και RS (receiving sensitivity) που είδαμε προηγουμένως.

Στο πείραμά μας για τον συχνοτικό χαρακτηρισμό του μετατροπέα, τοποθετήσαμε 2 μετατροπείς στην δοκιμαστική δεξαμενή σε βάθος περίπου 1 μέτρου, με την απόστασή τους να είναι μεταξύ 1 και 2 μέτρων (δεν μας απασχολεί η ακριβής απόσταση). Ο ένας λειτουργούσε ως πομπός, καθώς του εφαρμόσαμε τάση περίπου 20V_{pp} με μεταβλητή συχνότητα, ώστε να παράγει το ακουστικό κύμα. Ενώ ο δεύτερος λειτουργούσε ως δέκτης, λαμβάνοντας το ακουστικό κύμα και μεταφράζοντάς το σε τάση.

Θεωρώντας ως τιμή αναφοράς την μέγιστη ευαισθησία κοντά στην περιοχή του συντονισμού, λάβαμε μετρήσεις στην συχνότητα έως ότου το σήμα εξασθενούσε περίπου 10 φορές (20 dB) από αυτή την τιμή, όπου ήδη έχουμε φτάσει σε μη αξιοποιήσιμα όρια.

Καταγράφοντας την τάση που λάμβανε ο δέκτης ως $V_{received}$ και συγκρίνοντάς την με την τάση που εφαρμοζόταν στον πομπό, V_{sent} , λάβαμε το ακόλουθο διάγραμμα συχνοτικής απόκρισης σε dB:



Σχήμα 2.6: Συχνωτική απόκριση μετατροπέα: μας υποδεικνύει το χρήσιμο εύρος ζώνης για μετάδοση πληροφορίας

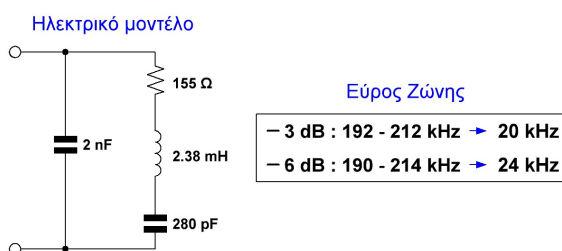
Όπως γίνεται φανερό από το διάγραμμα, το $-3dB$ ωφέλιμο εύρος ζώνης ενός ζεύγους μετατροπέων για ενδοεπικοινωνία, εκτείνεται από τα 192 kHz έως τα 212 kHz, ενώ το $-6dB$ εκτείνεται από τα 190 kHz έως τα 214 kHz. Δηλαδή έχουμε περίπου 20 kHz $-3dB$ Bandwidth και περίπου 24 kHz $-6dB$ Bandwidth.

Εδώ να σημειώσουμε ότι ο μετατροπέας μας εκπέμπει πρακτικά σε γωνία 20° (-6 dB) σύμφωνα με τον κατασκευαστή - άρα εμφανίζει λιγότερες γεωμετρικές απώλειες, και χρειάζεται καλή ευθυγράμμιση για βέλτιστη λήψη - κάτι που επιδιώξαμε στις παραπάνω δοκιμές.

2.2.3 Σύνοψη χαρακτηρισμού

Εν κατακλείδι, ο χαρακτηρισμός του μετατροπέα μας φάνηκε να συμβαδίζει με τις δημοσιευμένες χαρακτηριστικές καμπύλες σύνθετης αντίστασης και απόκρισης του κατασκευαστή. Όλες οι αποκλίσεις ήταν εντός των ορίων που προβλέπει ο κατασκευαστής, ενώ κάποιες μπορεί να δημιουργήθηκαν όπως είπαμε και λόγω του διαφορετικού ύδατος που χρησιμοποιήθηκε.

Ο συνολικός χαρακτηρισμός του μετατροπέα μας φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.7: Ο συνολικός χαρακτηρισμός του transducer 200LM450

3

Το Σύστημα Εκπομπής

Ο σκοπός του συστήματος εκπομπής είναι να δημιουργήσει το ηλεκτρικό σήμα με το οποίο θα οδηγηθεί ο πρώτος μετατροπέας, που θα λειτουργήσει ως πομπός ακουστικού κύματος.

Αυτό το σήμα είναι ένα AM διαμορφωμένο ημίτονο, στο διαμορφωμένο πλάτος του οποίου κρύβεται η προς μετάδοση πληροφορία, ήτοι η ομιλία του δότη.

Ήδη λοιπόν εμφανίζεται η ανάγκη για ένα κύκλωμα ενίσχυσης της ομιλίας του δότη που θα λαμβάνεται από ένα μικρόφωνο, και για ένα κύκλωμα που θα εκτελεί την AM διαμόρφωση. Το συνολικό κύκλωμα της AM διαμόρφωσης θα πρέπει να περιλαμβάνει τόσο μια παραγωγή του απαιτούμενου υψίσυχνου φέροντος ημιτόνου, όσο και την δημιουργία του συνολικού διαμορφωμένου σήματος.

Τέλος, δεδομένης της υψηλής σύνθετης αντίστασης που είδαμε πως παρουσιάζει ο μετατροπέας, θα χρειαστεί ένα κύκλωμα ανύψωσης του AM διαμορφωμένου σήματος ώστε να μπορέσει να οδηγήσει τον μετατροπέα με ικανοποιητική ισχύ.

Η απαίτηση για αυτονομία του συστήματος με μια μπαταρία, καθώς και για υψηλή ενεργειακή απόδοση λειτουργίας προς επέκταση των ωρών αυτονομίας, οδήγησαν στην επιλογή των συγκεκριμένων τοπολογιών που παρουσιάζονται στη συνέχεια.

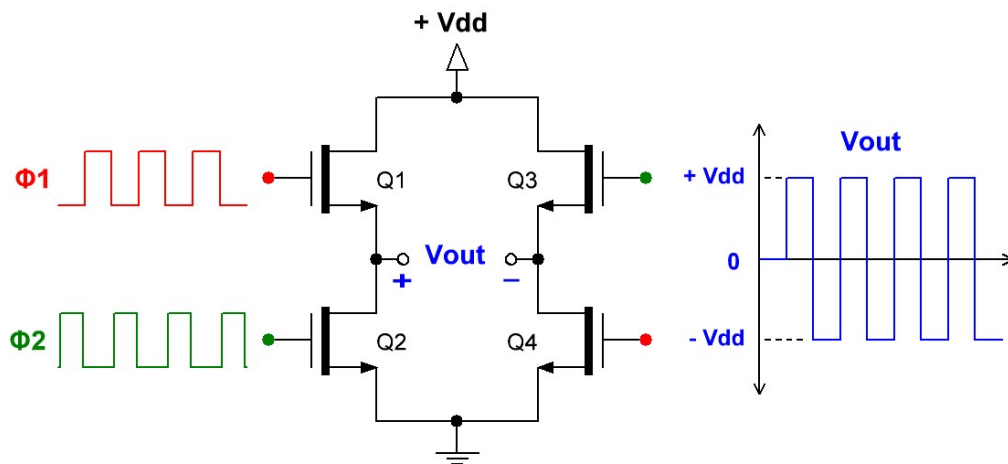
3.1 Μέθοδος διαμόρφωσης

Ξεκινάμε την περιγραφή του συστήματος εκπομπής με την μέθοδο που χρησιμοποιήθηκε για να επιτευχθεί αποδοτικά η AM διαμόρφωση.

Για την υλοποίηση της διαμόρφωσης, χρησιμοποιήθηκε μια γέφυρα αποτελούμενη από 4 NMOS τρανζίστορ, τροφοδοτούμενη από μια πηγή ισχύος και 2 μη επικαλυπτόμενα ρολόγια ίδιας συχνότητας, ίσης με την επιθυμητή συχνότητα του φέροντος.

Η συγκεκριμένη τοπολογία αναφέρεται συχνά στην βιβλιογραφία ως H-Bridge, και αποτελεί πρακτικά μια ελεγχόμενη διάταξη γέφυρας. Αυτή η γέφυρα μας δίνει την δυνατότητα να εφαρμόσουμε μια τάση σε ένα φορτίο με όποια φορά επιθυμούμε, ανοιγοκλείνοντας αντίστοιχα ένα από τα δύο ζεύγη τρανζίστορ που διαθέτουμε.

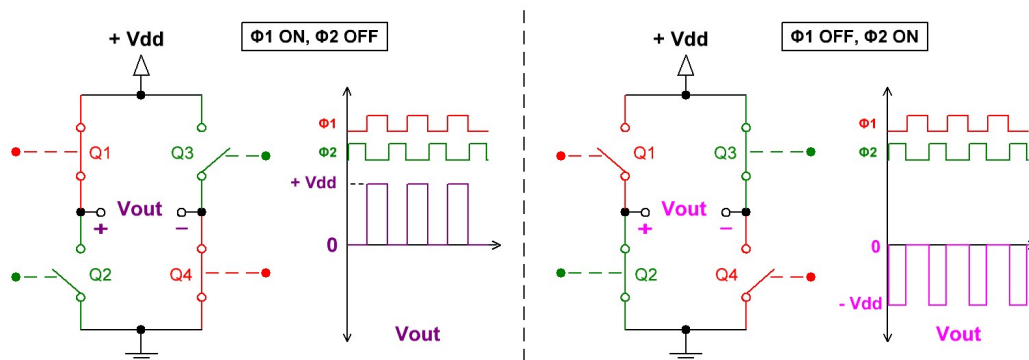
Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το κύκλωμα μιας τέτοιας γέφυρας, και οι κυματομορφές που συνοδεύουν την λειτουργία της έτσι όπως θα την χρησιμοποιήσουμε:



Σχήμα 3.1: H-Bridge με 4 NMOS τρανζίστορ

Με $\Phi 1$, $\Phi 2$ συμβολίζονται οι 2 απαιτούμενες παλμοσειρές ελέγχου (ρολόγια), και με V_{out} η τάση που θα λάβουμε ως έξοδο, αν την πάρουμε διαφορικά από τα σημεία που εικονίζονται στο σχήμα. Η λειτουργία του κυκλώματος μπορεί να αναλυθεί ως εξής:

Τα τέσσερα τρανζίστορ χρησιμοποιούνται ως 4 ελεγχόμενοι διακόπτες. Όταν το ρολόι $\Phi 1$ είναι ψηλά, τα τρανζίστορ $Q1, Q4$ βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής, αποτελώντας κλειστούς διακόπτες. Το ίδιο χρονικό διάστημα, το $\Phi 2$ είναι χαμηλά, απενεργοποιώντας τα τρανζίστορ $Q2, Q3$, που αποτελούν ανοικτούς διακόπτες. Έτσι, για την έξοδο ισχύει ότι $V_{out}(+) = +V_{dd}$, και $V_{out}(-) = 0$. Οπότε, σε χρονικά διαστήματα που το $\Phi 1$ είναι ψηλά και το $\Phi 2$ χαμηλά, η έξοδος ταυτίζεται με την V_{dd} : $V_{out} = +V_{dd}$. Αντίστοιχα, όταν αντιστραφεί η κατάσταση στα ρολόγια, θα έχουμε ότι: $V_{out}(+) = 0$, και $V_{out}(-) = +V_{dd}$. Οπότε, σε χρονικά διαστήματα που το $\Phi 1$ είναι χαμηλά και το $\Phi 2$ ψηλά, η έξοδος είναι το αρνητικό της V_{dd} : $V_{out} = -V_{dd}$. Τα παραπάνω φαίνονται αναλυτικότερα στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 3.2: Λειτουργία της H-Bridge: η έξοδος του κυκλώματος εναλλάσσεται μεταξύ +Vdd και -Vdd, ανάλογα με την κατάσταση των $\Phi 1$, $\Phi 2$

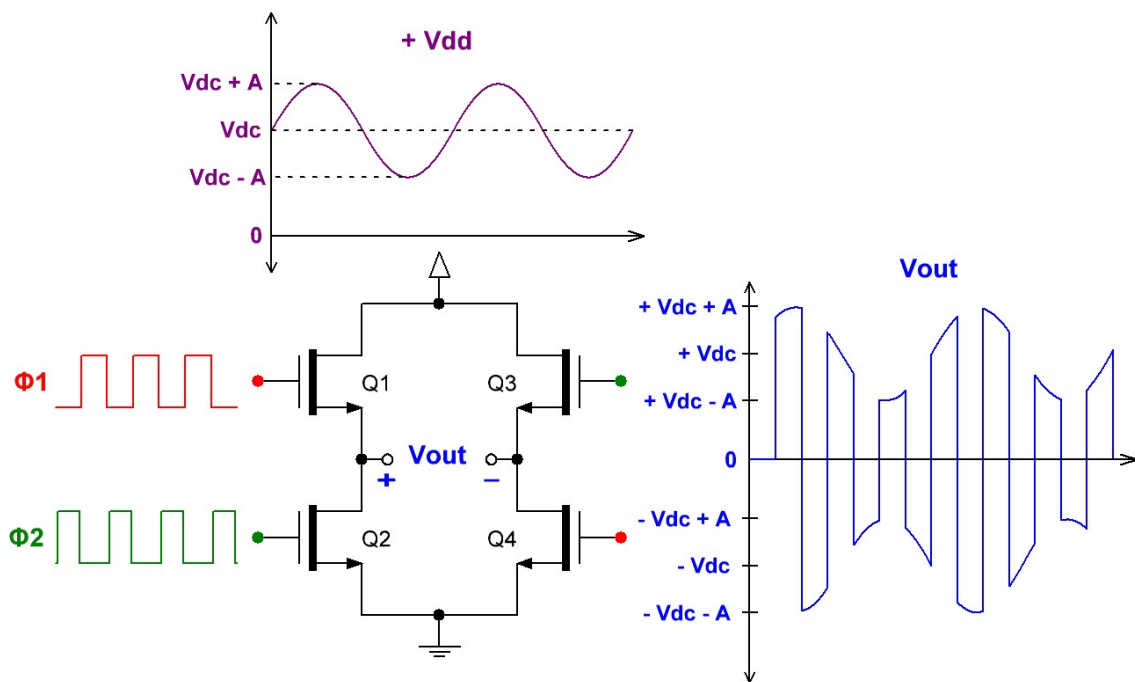
Έτσι, η συνολική έξοδος του κυκλώματος, που είναι το άθροισμα των δύο παραπάνω εξόδων, καταλήγει να είναι ένας παλμός που εναλλάσσεται μεταξύ $+V_{dd}$ και $-V_{dd}$ με συχνότητα την κοινή συχνότητα των $\Phi 1$, $\Phi 2$.

Η παραπάνω διαπίστωση μας οδηγεί στην εκμετάλλευση της τοπολογίας ως AM διαμορφωτή.

Στην AM διαμόρφωση, μας ενδιαφέρει να μεταβάλλουμε τις κορυφές του φέροντος σήματος σε πλήρη αναλογία με την πληροφορία που καλούμαστε να μεταδώσουμε. Δηλαδή, θέλουμε οι θετικές κορυφές του σήματος να ακολουθούν την πληροφορία, και το αντίστοιχο να κάνουν οι αρνητικές κορυφές - να ακολουθούν την αντίθετη πληροφορία.

Το μόνο λοιπόν που μένει να κάνουμε, είναι να φροντίσουμε η τροφοδοσία της γέφυρας, V_{dd} , να περιέχει την πληροφορία χαμηλής συχνότητας που θέλουμε να μεταδώσουμε. Με μόνο περιορισμό, να μην παίρνει ποτέ αρνητικές τιμές, ώστε να μην έχουμε επικάλυψη της άνω και κάτω περιβάλλουσας - δηλαδή, το βάθος διαμόρφωσης να μην ξεπερνά το 100%.

Αν για παράδειγμα θέλαμε να μεταδώσουμε ως πληροφορία ένα ημίτονο, αρκεί να τροφοδοτήσουμε την γέφυρα με μια πηγή V_{dd} , η οποία θα παράγει το επιθυμητό ημίτονο, με DC σημείο πόλωσης μεγαλύτερο ή ίσο του μέγιστου πλάτους του. Τότε, η έξοδος του κυκλώματος θα ακολουθεί στις κορυφές τις αυτή την νέα V_{dd} όπως και πριν, άρα θα είναι μια AM διαμορφωμένη παλμοσειρά:

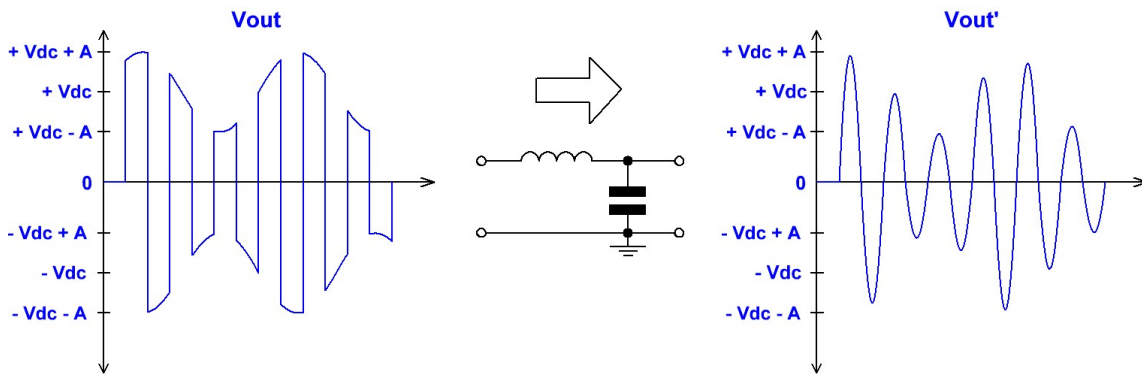


Σχήμα 3.3: AM διαμόρφωση παλμοσειράς με χρήση H-Bridge

Σε αυτό το σημείο, έχουμε καταφέρει να δημιουργήσουμε έναν AM διαμορφωμένο παλμό, όμως δεν έχουμε ακόμη το AM διαμορφωμένο ημίτονο που επιθυμούμε. Η λύση είναι απλά και προφανής: αρκεί να φιλτράρουμε βαθυπερατά την παλμοσειρά, επιθυμώντας να κρατήσουμε μόνο την θεμελιώδη

αρμονική του παλμού - που θα είναι και η συχνότητα του φέροντός μας.

Έτσι, η έξοδος της γέφυρας μετά από ένα φιλτράρισμα που θα αφήνει πρακτικά την θεμελιώδη να περάσει, θα μετατραπεί στο επιθυμητό υψίσυχνο φέρον με την αντίστοιχη AM διαμόρφωση που είχε ο παλμός:



Σχήμα 3.4: Ένα κατάλληλο βαθυπερατό φιλτράρισμα του AM παλμού, θα παράξει το επιθυμητό AM διαμορφωμένο ημίτονο

Από τα παραπάνω, είναι εμφανής ο τρόπος με τον οποίο μπορούμε να εκμεταλλευθούμε μια τέτοια τοπολογία γέφυρας, για να διαμορφώσουμε κατά πλάτος ένα φέρον ημίτονο. Το ερώτημα που προκύπτει είναι γιατί να μπορούμε σε μια τέτοια διαδικασία?

Η απάντηση έχει να κάνει με την απόδοση του συστήματος. Οι τοπολογίες γέφυρας με τρανζίστορ που λειτουργούν ως διακόπτες, έχουν αποδειχθεί εξαιρετικά χρήσιμες σε ένα μεγάλο εύρος εφαρμογών, λόγω της μεγάλης απόδοσης που παρουσιάζουν. Αυτό συμβαίνει διότι πρακτικά δεν παρουσιάζουν ωμικές απώλειες: τα τρανζίστορ λειτουργούν διακριτά ή σε κατάσταση πλήρους αποκοπής, όπου δεν έχουν καμία απώλεια, ή σε κατάσταση τριόδου (ως κλειστοί διακόπτες), όπου οι μόνες απώλειες που παρουσιάζουν είναι οι ωμικές που σχετίζονται με την συγκεκριμένη περιοχή λειτουργίας.

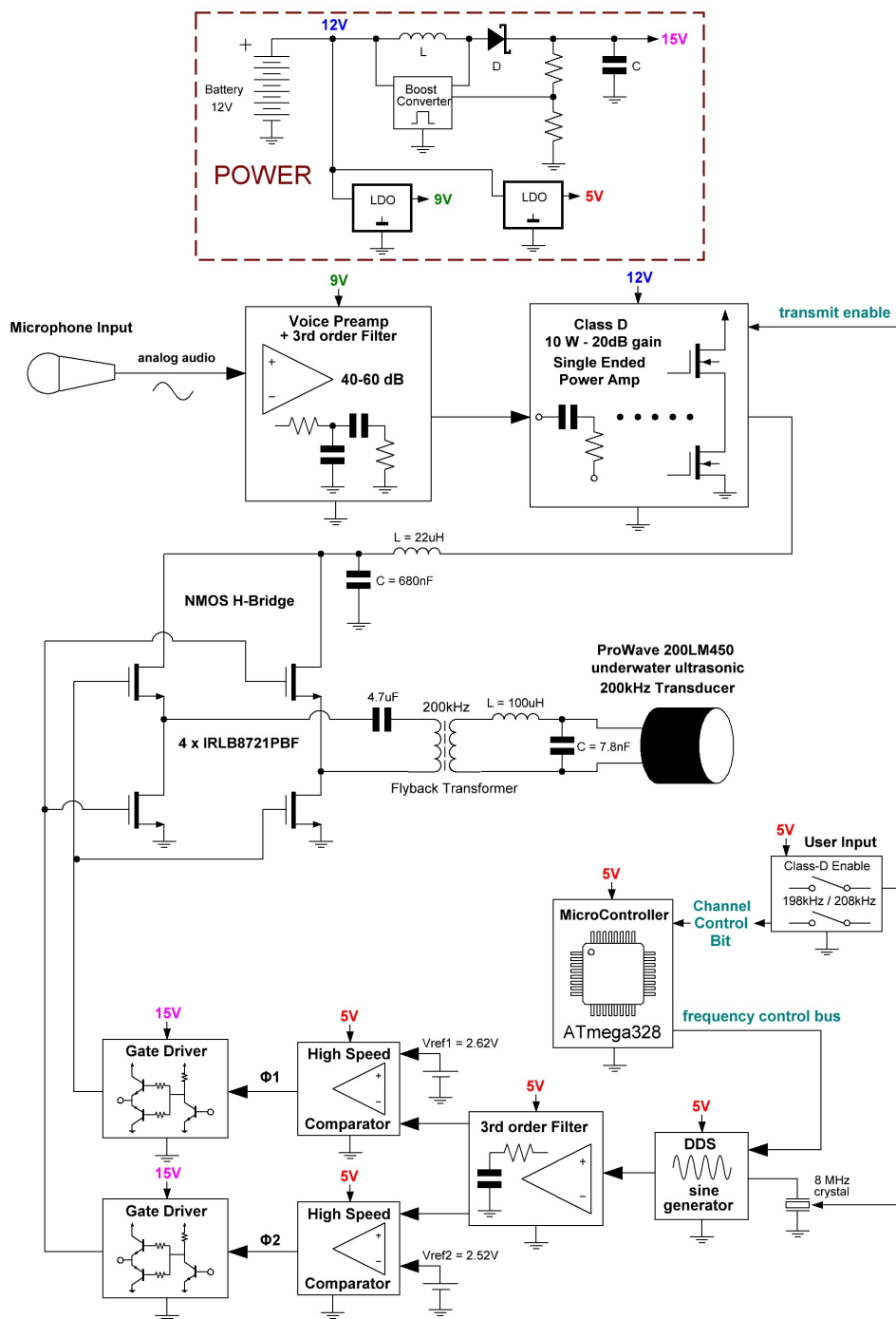
Όμως, είναι πλέον πολύ εύκολο να βρεθούν τρανζίστορ με χαμηλή αντίσταση τριόδου ($R_{ds(on)}$), ακόμη και της τάξης των μερικών mΩ. Αυτό σημαίνει ότι ακόμη και με ρεύματα δεκάδων A, το κύκλωμα θα καταναλώνει ελάχιστη ισχύ σε σχέση με αυτή που θα μεταδίδεται.

Για τον παρατηρητικό αναγνώστη που θα αναρωτηθεί γιατί επιλέξαμε μια γέφυρα με 4 NMOS τρανζίστορ αντί για μια γέφυρα με 2 NMOS και 2 PMOS, η απάντηση κρύβεται στην παραπάνω παράγραφο: εμπορικά, NMOS με ικανοποιητικά χαρακτηριστικά αγωγής (χαμηλή $R_{ds(on)}$, μεγάλο εύρος ζώνης) βρίσκονται φθηνότερα από τα αντίστοιχα PMOS.

Έχοντας δεδομένη την μέθοδο διαμόρφωσης, το μόνο που χρειάζεται πλέον για την πλήρη σχεδιασμό του συστήματος εκπομπής είναι η υλοποίηση των παρελκόμενων της γέφυρας: μια γεννήτρια των μη επικαλυπτόμενων ρολογιών, μία αποδοτική πηγή τροφοδοσίας (V_{dd}) που θα κρύβει την προς μετάδοση πληροφορία, και ένας ανυψωτικός μετασχηματισμός της εξόδου για την ισχυρή οδήγηση του μετατροπέα.

3.2 Μπλοκ διάγραμμα

Με δεδομένη την μέθοδο διαμόρφωσης, παρακάτω παρουσιάζεται το συνολικό μπλοκ διάγραμμα του συστήματος εκπομπής, κάθε μέρος του οποίου θα αναλυθεί στα υπόλοιπα μέρη του κεφαλαίου:

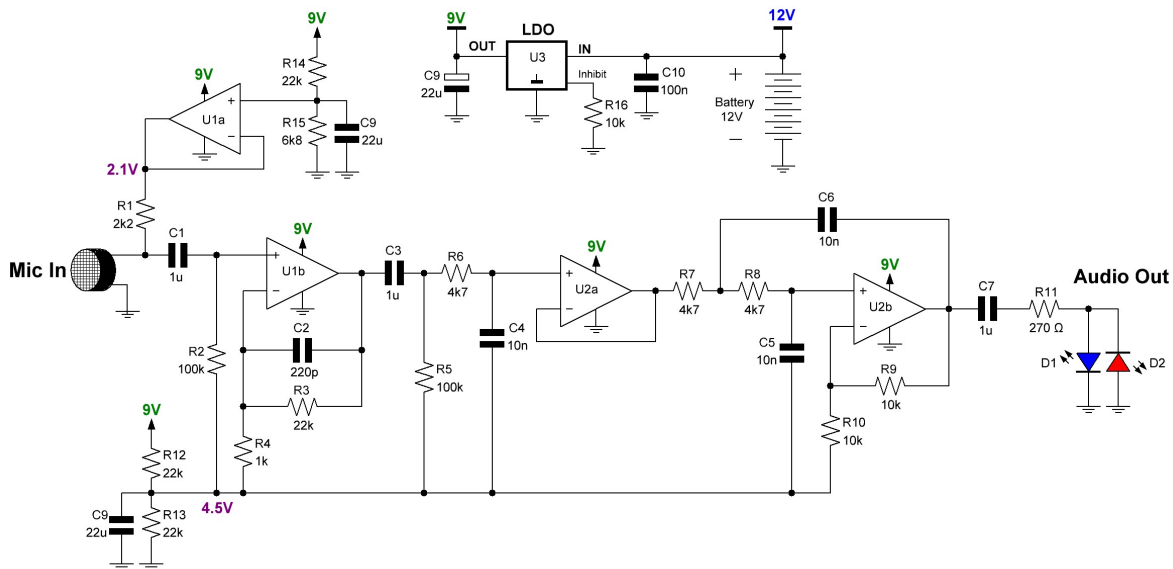


Σχήμα 3.5: Το συνολικό μπλοκ διάγραμμα του συστήματος εκπομπής

3.3 Ο προενισχυτής μικροφώνου

Το πρώτο μέρος του ηλεκτρονικού κυκλώματος που αποτελεί το πλήρες σύστημα εκπομπής, δεν θα μπορούσε να είναι άλλο από τον προενισχυτή του μικροφώνου.

Ο προενισχυτής του μικροφώνου είναι σχεδιασμένος να λειτουργεί με κοινές μικροφωνικές κάψες, τυπικής ευαισθησίας 35-40 dB. Το πλήρες σχηματικό του φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 3.6: Ο προενισχυτής μικροφώνου

Όπως βλέπουμε, ο προενισχυτής χωρίζεται σε 2 μέρη. Το πρώτο κομμάτι, αποτελούμενο από τους τελεστικούς ενισχυτές U1a και U1b, ενισχύει το λαμβανόμενο σήμα από το μικρόφωνο περίπου 23 φορές (27 dB).

Ο τελεστικός ενισχυτής U1a, σε συνδεσμολογία απομονωτή, φροντίζει για την δημιουργία μιας τάσης 2.1V με χαμηλή αντίσταση προς την γη στο ac, για να πολώσει την μικροφωνική κάψα. Οι κάψες περιέχουν εσωτερικά έναν μετασχηματιστή εμπέδησης με FET (FET impedance-converter), για να διασφαλίσουν επίπεδη απόκριση συχνότητας για όλη την ακουστική μπάντα, δεδομένης της χωρητικής κατασκευής του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου. Η αντίσταση R1, συνδεδεμένη σε μια τυπική τάση των συνήθως 2V, πολώνει αυτό το μικρό εσωτερικό κύκλωμα της κάψας.

Οι 2 επόμενοι τελεστικού ενισχυτές (U2a και U2b), υλοποιούν ενεργό βαθυτερατό φίλτράρισμα 3ης τάξης, με χρήση της τοπολογίας Sallen-Key, που θα αναλυθεί σύντομα παρακάτω. Η συχνότητα αποκοπής -3dB επιλέχθηκε περίπου στα 3.4 kHz, καθώς αποτελεί ένα τυπικό άνω όριο της ανθρώπινης ομιλίας. Έτσι, το απότομο φίλτράρισμα των υψηλότερων συχνοτήτων, βοηθά στο να μεταδοθεί συνολικά λιγότερος θόρυβος προς τον δέκτη. Μόνο η ακουστική πληροφορία της ομιλίας προχωρά στα επόμενα στάδια.

Το φίλτρο αυτό ενισχύει παράλληλα το εισερχόμενο σήμα περίπου 2 φορές (6 dB). Συνεπώς, ο συνολικός προενισχυτής ενισχύει το σήμα του μικροφώνου περίπου 46 φορές (33 dB), και έχει

απόκριση συχνότητας -3dB περίπου 20-3400 Hz. Έτσι, απαιτεί περίπου 30 mV_rpp στην είσοδό του για να οδηγήσει τον ενισχυτή εξόδου που ακολουθεί με 1.2 V_rpp, πρακτικά δηλαδή σε πλήρη ισχύ.

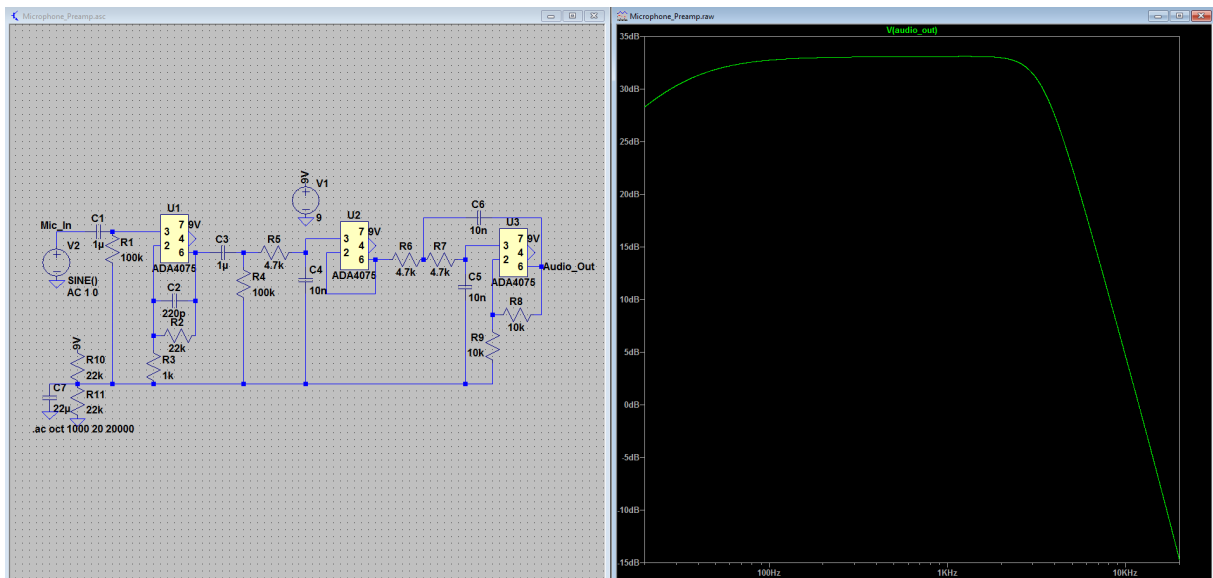
Αυτό το επίπεδο τάσης αναμένουμε να το πάρει από μία τυπική μικροφωνική κάψα. Μια κάψα τυπικής ευαισθησίας 35-40 dBV/Pa υπονοεί ακριβώς αυτό: ότι χρειάζονται περίπου 35-40 dB κέρδους για να φτάσει το σήμα της σε επίπεδο αναφοράς 1V_rms, όταν η ακουστική διέγερση είναι 1Pa.

Όσον αφορά τα υπόλοιπα μέρη του κυκλώματος, οι τελεστικοί ενισχυτές τροφοδοτούνται από έναν σταθεροποιητή τάσης 9V (low-dropout regulator), με σκοπό την απομόνωση θορύβου που μπορεί να υπάρχει στις γραμμές τροφοδοσίας της μπαταρίας, που τροφοδοτεί το συνολικό κύκλωμα εκπομπής. Επειδή υπάρχει μονή τροφοδοσία στο σύστημα, όλοι οι τελεστικοί λειτουργούν με ac σύζευξη, έχοντας ως αναφορά τα 4.5V. Η τάση αναφοράς των 4.5V δημιουργείται με έναν απλό διαιρέτη τάσης από τα 9V, με έναν επιπλέον πυκνωτή 22μF για να υπάρχει χαμηλή αντίσταση προς την γη στο ac.

Το κύκλωμα ολοκληρώνεται με χρήση 2 led στην έξοδο, για προστασία του ενισχυτή ισχύος, σε περίπτωση που η τάση εξόδου του προενισχυτή τείνει να υπερβεί το μέγιστο όριο ανοχής του (7V).

Εδώ να σημειώσουμε πως το κύκλωμα δεν έχει ιδιαίτερες απαιτήσεις ως προς την φυσική του υλοποίηση. Η προφανής απαίτηση είναι η επιλογή τελεστικών ενισχυτών με χαμηλό θόρυβο και χαμηλή κατανάλωση. Επιλέξαμε τον ADA4075 της Analog Devices[®], που με τυπικό θόρυβο 2.8 nV/ \sqrt{Hz} στο 1kHz και 1.8 mA τυπική κατανάλωση, πληροί τις προϋποθέσεις μας.

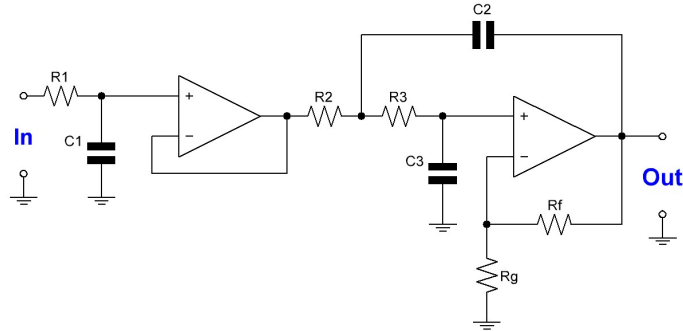
Ακολουθεί η προσομοίωση του μέτρου της απόκρισης συχνότητας του κυκλώματος στο περιβάλλον του LTSpice XVII[®], για το φάσμα των ακουστικών συχνοτήτων (20Hz - 20kHz):



Σχήμα 3.7: AC απόκριση του προενισχυτή: το κέρδος στις μεσαίες συχνότητες ενδιαφέροντος είναι 33.1 dB, ενώ αρχίζει και πέφτει με 60 dB/decade μετά την συχνότητα -3dB των 3.4 kHz

3.3.1 Το ενεργό φίλτρο 3ης τάξης

Στο σημείο αυτό, θα προβούμε σε μια σύντομη ανάλυση του κυκλώματος που υλοποιεί το ενεργό φίλτρο 3ης τάξης. Η τοπολογία όπως προαναφέραμε ονομάζεται Sallen-Key, και είναι η ακόλουθη:

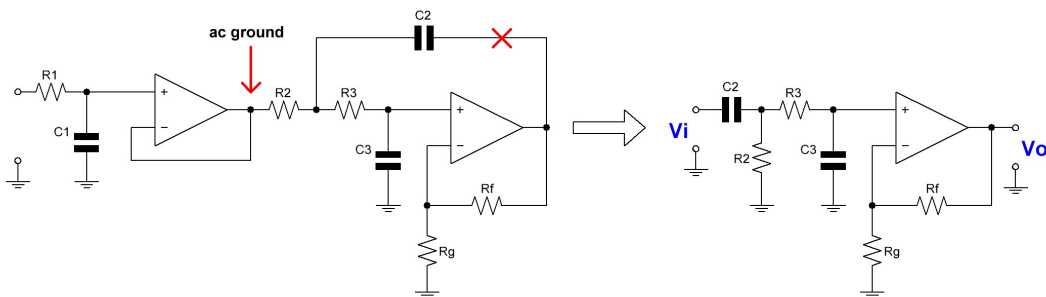


Σχήμα 3.8: Sallen-Key βαθυπερατό φίλτρο 3ης τάξης με 2 τελεστικούς ενισχυτές

Η λειτουργία του είναι απλή: ο πρώτος πόλος εισάγεται με το πρώτο βαθυπερατό φίλτρο $R1$, $C1$, και απομονώνεται από το υπόλοιπο κύκλωμα μέσω του πρώτου τελεστικού, που είναι σε συνδεσμολογία απομονωτή (buffer). Έτσι επιτυγχάνεται ευκολότερη οδήγηση του υπόλοιπου κυκλώματος, και απλοποιείται η σχεδίαση λόγω της μικρότερης τάξης συστήματος που προκύπτει στο υπόλοιπο κύκλωμα.

Το υπόλοιπο κύκλωμα είναι ένα βαθυπερατό φίλτρο 2ης τάξης Sallen-Key, που υλοποιεί έναν διπλό πόλο στην επιθυμητή συχνότητα [9]. Το κύκλωμα αυτό έχει την πρόσθετη ευελιξία να μπορεί να λάβει ένα ρυθμιζόμενο κέρδος μέσω της μη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας του τελεστικού ενισχυτή.

Η χρήση θετικής ανάδρασης μέσω του πυκνωτή $C2$, επιβάλλει την ανάγκη για ανάλυση του κέρδους βρόχου του κυκλώματος, ώστε να αποκλειστούν πιθανότητες ασταθούς συμπεριφοράς. Η ανάλυση γίνεται απλή λόγω της εικονικής γείωσης που προσφέρει η έξοδος του απομονωτή στο ac (πρακτικά, έχει μηδενική αντίσταση εξόδου). Σπάζοντας τον βρόχο ανάδρασης μεταξύ της εξόδου του κυκλώματος και του $C2$, ορίζουμε την συνάρτηση μεταφοράς βρόχου ως το λόγο V_o/V_i :



Σχήμα 3.9: Μελέτη ευστάθειας του φίλτρου 3ης τάξης Sallen-Key: το κέρδος βρόχου V_o/V_i έχει χαρακτηριστικά συστήματος δευτέρας τάξης

Αυτό σημαίνει πως ψάχνουμε να βρούμε μια οριακή τιμή για το κέρδος που θα δώσουμε στον τελεστικό ενισχυτή μέσω του δικτυώματος R_f, R_g , ώστε σε συνθήκη μηδενικής φάσης για το κέρδος βρόχου, το μέτρο του να είναι μικρότερο της μονάδας (συνθήκες Barkhausen).

Το κέρδος βρόχου, λόγω της απομόνωσης του πρώτου RC δικτυώματος από τον πρώτο τελεστικό, έχει χαρακτηριστικά συστήματος δευτέρας τάξης. Φυσικά, σε αυτό συμβάλλει το γεγονός ότι αγνοούμε τους πόλους που εισάγει το μη ιδανικό κέρδος του τελεστικού ενισχυτή. Η απλούστευση αυτή όμως είναι βάσιμη, καθώς χρησιμοποιούμε τελεστικούς ενισχυτές με μεγάλο εύρος ζώνης, τάξεις μεγαλύτερο από την επιθυμητή συχνότητα $-3dB$ του φίλτρου μας.

Με βάση τον παραπάνω ορισμό του κέρδους βρόχου ανάδρασης, προκύπτει η ακόλουθη τελική έκφρασή του:

$$H(s) = \frac{(1 + \frac{R_f}{R_g}) \cdot \frac{s}{R_3 C_3}}{s^2 + s \cdot (\frac{1}{R_3 C_3} + \frac{1}{R_2 C_2} + R_3 C_2) + \frac{1}{R_2 C_2 R_3 C_3}} \quad (3.1)$$

Η παραπάνω σχέση γίνεται πραγματικός αριθμός (δηλαδή έχει μηδενική φάση) όταν $s_0^2 = -\frac{1}{R_2 C_2 R_3 C_3}$, όπου ισχύει ότι:

$$H(s_0) = \frac{1 + \frac{R_f}{R_g}}{1 + \frac{C_3}{C_2} \cdot (\frac{R_3}{R_2} + 1)} \quad (3.2)$$

Θέλουμε το μέτρο της παραπάνω έκφρασης, που αντιστοιχεί στη μηδενική φάση βρόχου ανάδρασης, να είναι μικρότερο της μονάδας. Επιλέγοντας όμως $R_3 = R_2$ και $C_3 = C_2$ για να δημιουργήσουμε τον διπλό πόλο εκεί που επιθυμούμε, ο παρονομαστής αυτού του κέρδους γίνεται σταθερός και ίσος με 3.

Δηλαδή, έχουμε περιθώριο το κέρδος του μη αναστρέφοντος τελεστικού ενισχυτή να γίνει μέχρι και 3 - από εκεί και πέρα, το κύκλωμα είναι ασταθές. Επιλέγουμε ένα κέρδος 2 για τον τελεστικό, με $R_f = R_g = 10k$, που μας εξασφαλίζει ένα περιθώριο κέρδους περίπου 3.5 dB:

$$GainMargin = -20 \cdot \log\left(\frac{1 + \frac{R_f}{R_g}}{1 + \frac{C_3}{C_2} \cdot (\frac{R_3}{R_2} + 1)}\right) = -20 \cdot \log\left(\frac{1 + \frac{10k}{10k}}{1 + 1 \cdot (1 + 1)}\right) = 3.52dB \quad (3.3)$$

Τέλος, για την επίτευξη της επιθυμητής συχνότητας $f_{-3dB} = 3.4kHz$, θέλουμε έναν τριπλό πόλο στο $s = 2 \cdot \pi \cdot f_{-3dB}$. Έτσι, επιλέξαμε $R_1 = R_2 = R_3 = 4.7k$, και $C_1 = C_2 = C_3 = 10nF$, μιας και ο πρώτος πόλος είναι προφανώς στο $\frac{1}{R_1 C_1}$, και ο δεύτερος (διπλός) στο $\frac{1}{\sqrt{R_2 C_2 R_3 C_3}}$.

3.4 Παραγωγή του φέροντος

Το επόμενο βήμα στην σχεδίαση του συστήματος, είναι η παραγωγή του φέροντος σήματος για την AM διαμόρφωση. Όπως είδαμε, αυτό συνίσταται στην παραγωγή δύο τετραγωνικών παλμών που δεν επικαλύπτονται, με την συχνότητα του καθενός να είναι ίση με την επιθυμητή συχνότητα του φέροντος.

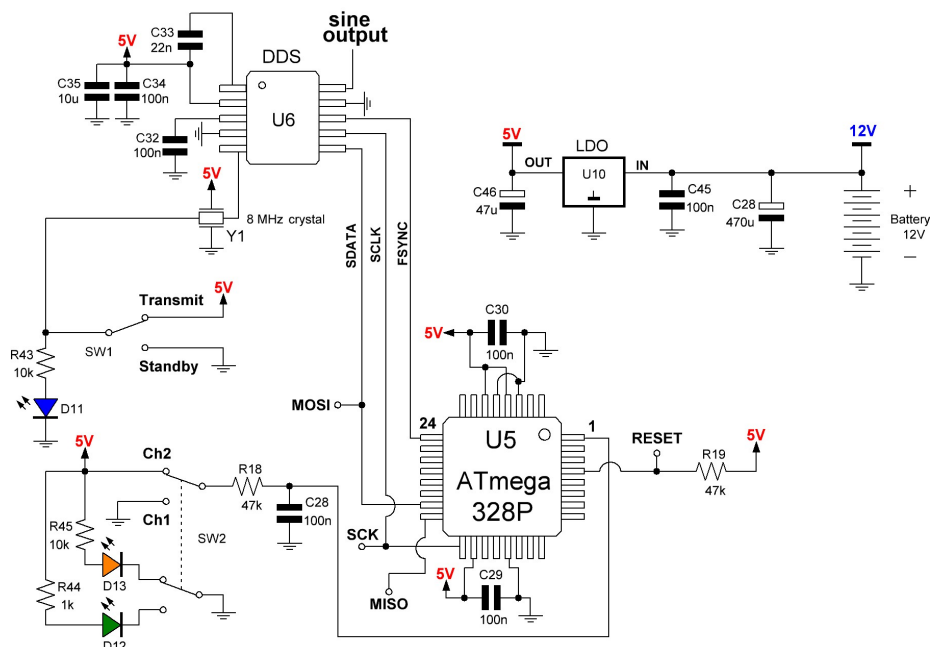
Η τεχνική που θα χρησιμοποιήσουμε είναι απλή: θα δημιουργήσουμε ένα ημίτονο στην επιθυμητή συχνότητα, και θα το περάσουμε μέσα από έναν συγκριτή ώστε να μας δημιουργήσει τον αντίστοιχο παλμό. Αυτό λοιπόν που πρωτίστως επιθυμούμε, είναι η δημιουργία ενός ημιτόνου με την επιθυμητή συχνότητα φέροντος.

3.4.1 Ψηφιακή σύνθεση με DDS

Προς αυτή την κατεύθυνση, και για να διασφαλιστεί η αξιοπιστία και η ευελιξία του συστήματος, θα χρησιμοποιήσουμε ψηφιακό τρόπο παραγωγής του ημιτόνου. Έτσι, θα χρησιμοποιήσουμε ένα ολοκληρωμένο DDS (Direct Digital Synthesis), το οποίο θα προγραμματίζουμε με την βοήθεια ενός μικροελεγκτή. Το DDS δημιουργεί το ημίτονο ψηφιακά, και μας το αποδίδει με την βοήθεια ενός DAC σε αναλογική μορφή.

Το DDS που επιλέξαμε, είναι το AD9837B της Analog Devices[®], που αποτελεί μια καλή για το κόστος του λύση. Για να περατώσει την λειτουργία του, το DDS απαιτεί την δημιουργία ενός δίαυλου επικοινωνίας με τον μικροελεγκτή, και την παροχή μιας συχνότητας αναφοράς, για να μπορέσει να δημιουργήσει την απαιτούμενη κυματομορφή βάσει αυτής. Κοινώς, απαιτεί και ένα εξωτερικό ρολόι αναφοράς, το οποίο μάλιστα απενεργοποιούμε όταν δεν εκπέμπουμε, για μια μικρή πρόσθετη οικονομία ενέργειας.

Έτσι, το σχηματικό για την παραγωγή του ημιτόνου είναι το ακόλουθο:



Σχήμα 3.10: Παραγωγή ημιτόνου με DDS

Όπως βλέπουμε, ο χρήστης έχει την δυνατότητα να επιλέξει την παραγωγή 2 πιθανών ημιτόνων, ανάλογα με το κανάλι στο οποίο επιθυμεί να εκπέμψει. Αυτό υλοποιείται στέλνοντας αντίστοιχα μια

πληροφορία λογικού 1 ή 0 στον μικροελεγκτή (Atmel[®] ATmega328P), ο οποίος στην συνέχεια την διαβάζει, και αναλόγως ενημερώνει το DDS σχετικά με το τι ημίτονο καλείται να παράξει.

Η ψηφιακή επικοινωνία γίνεται μέσω του πρωτοκόλλου SPI. Στο SPI, υπάρχει τουλάχιστον ένα ολοκληρωμένο που καλείται master και ένα που καλείται slave, και αυτά τα δύο ανταλλάσσουν μεταξύ τους πακέτα πληροφορίας. Ο master καλείται να ενημερώσει τον slave σχετικά με το τι πρέπει να κάνει, και ο slave του απαντά σχετικά με το αν είναι έτοιμος να αναλάβει την εργασία που του αποδόθηκε. Έτσι, ο διάυλος επικοινωνίας χωρίζεται σε 4 μέρη [10]:

- στο κοινό ρολόι με το οποίο συγχρονίζεται η επικοινωνία (SCK)
- στην γραμμή επιλογής slave (SS - Slave Select) - ο master μπορεί να κληθεί να επιλέξει μεταξύ πολλών slave
- στην γραμμή που ο master στέλνει δεδομένα ώστε να τα λάβει ο slave (MOSI - Master Out, Slave In)
- στην γραμμή που ο slave στέλνει δεδομένα ώστε να τα λάβει ο master (MISO - Master In, Slave Out)

Για την δική μας εφαρμογή, η μορφή του SPI είναι ελαφρά πιο απλή, μιας και δεν καλούμαστε να διαβάσουμε απάντηση από το DDS, παρά μόνο του στέλνουμε τα πακέτα πληροφορίας που χρειάζεται για να εκτελέσει αυτό που θέλουμε. Ενώ μιας και έχουμε έναν slave μόνο (το DDS), η γραμμή SS αποτελεί απλά έναν διακόπτη ενεργοποίησης της συναλλαγής - όταν η τιμή της είναι 0, το DDS λαμβάνει δεδομένα που αποθηκεύει στους σχετικούς καταχωρητές του, ενώ όταν είναι 1, δεν αλλάζει την κατάσταση του.

Το πακέτο πληροφορίας που καλούμαστε να μεταδώσουμε είναι απλό: αρχικά βάζοντας το DDS σε διαδικασία reset του στέλνουμε πληροφορία σχετικά με το τι θα κληθεί να κάνει (παραγωγή ημιτόνου), έπειτα στέλνουμε πληροφορία σχετικά με την συχνότητα και την φάση που θέλουμε να έχει το ημίτονο, και τέλος τερματίζουμε την διαδικασία του reset.

Δεδομένου του ότι οι εντολές ενεργοποίησης και τερματισμού του reset είναι συγκεκριμένες, καλούμαστε να προσδιορίσουμε μια δυαδική λέξη 28 bit που αντιστοιχεί στην συχνότητα που επιθυμούμε να παράξουμε. Εάν με $MCLK$ συμβολίσουμε την συχνότητα αναφοράς που εισάγουμε (8 MHz), και με f_{out} την επιθυμητή συχνότητα ημιτόνου, η σχέση που ικανοποιεί αυτή η λέξη (έστω $FreqReg$) για το DDS μας είναι η ακόλουθη [11]:

$$FreqReg = \frac{f_{out} \cdot 2^{28}}{MCLK} \quad (3.4)$$

Οι συχνότητες φέροντος που θέλουμε να φτιάξουμε για τα δύο κανάλια μας έχουν επιλεγεί στα 198 kHz και 208 kHz. Οι αντίστοιχες δυαδικές λέξεις τους λοιπόν είναι οι ακόλουθες:

$$198 \text{ kHz} : FreqReg = \frac{f_{out} \cdot 2^{28}}{MCLK} = \frac{198 \cdot 10^3 \cdot 2^{28}}{8 \cdot 10^6} = 0000011001010110000001000001 \quad (3.5)$$

$$208 \text{ kHz} : FreqReg = \frac{f_{out} \cdot 2^{28}}{MCLK} = \frac{208 \cdot 10^3 \cdot 2^{28}}{8 \cdot 10^6} = 0000011010100111111011111001 \quad (3.6)$$

Με βάση τα παραπάνω και τα application notes [12] που συνοδεύουν το DDS, είμαστε σε θέση να καταστρώσουμε τον κώδικα που θα υλοποιεί την απλή λειτουργία μας. Ο κώδικας συντάχθηκε στο περιβάλλον του Arduino IDE[®] και φορτώθηκε στον μικροελεγκτή μας μέσω ενός Pocket AVR Programmer[®], και είναι ο ακόλουθος:

```
#include <SPI.h>

const int fsync = 5;
const int user = 2;

void setup() {

  SPI.begin();

  pinMode(user, INPUT);
  pinMode(fsync, OUTPUT);
  digitalWrite(fsync, HIGH);

  delay(100);
}

void loop()
{
  SPI.beginTransaction(SPISettings(200000, MSBFIRST, SPI_MODE2));
  uint8_t prev = 0;
  uint8_t state = digitalRead(user);

  if (state == HIGH)
    prev = LOW;
  else
    prev = HIGH;

  while (1)
  {
    state = digitalRead(user);

    if (state != prev)
    {
      prev = state;

      if (state == 1)
```

```
{
    digitalWrite(fsyc, LOW);
    uint8_t receivedVal = SPI.transfer(0x21); // reset: DDS must produce a sine
    receivedVal = SPI.transfer(0x00);
    receivedVal = SPI.transfer(0x7E); // 14 LSB bits of the FreqReg word
    receivedVal = SPI.transfer(0xF9);
    receivedVal = SPI.transfer(0x41); // 14 MSB bits of the FreqReg word
    receivedVal = SPI.transfer(0xA9);
    receivedVal = SPI.transfer(0xC0); // sine phase = 0
    receivedVal = SPI.transfer(0x00);
    receivedVal = SPI.transfer(0x20); // exiting reset
    receivedVal = SPI.transfer(0x00);
    digitalWrite(fsyc, HIGH);

    delay(50);
}
else
{
    digitalWrite(fsyc, LOW);
    uint8_t receivedVal = SPI.transfer(0x21);
    receivedVal = SPI.transfer(0x00);
    receivedVal = SPI.transfer(0x60);
    receivedVal = SPI.transfer(0x41);
    receivedVal = SPI.transfer(0x41);
    receivedVal = SPI.transfer(0x95);
    receivedVal = SPI.transfer(0xC0);
    receivedVal = SPI.transfer(0x00);
    receivedVal = SPI.transfer(0x20);
    receivedVal = SPI.transfer(0x00);
    digitalWrite(fsyc, HIGH);

    delay(50);
}
}
}
```

Οι δυαδικές εντολές που στέλνουμε έχουν γραφεί σε δεκαεξαδική μορφή στον κώδικα για μεγαλύτερη ευκρίνεια στην ανάγνωση.

3.4.2 Παραγωγή των μη επικαλυπτόμενων ρολογιών

Έχοντας δημιουργήσει το επιθυμητό ημίτονο, καλούμαστε πλέον να το χρησιμοποιήσουμε για την κατασκευή των 2 μη επικαλυπτόμενων ρολογιών που θα οδηγήσουν την γέφυρα.

Η τεχνική που θα εφαρμόσουμε είναι η ακόλουθη: θα πάρουμε δύο συγκριτές υψηλής ταχύτητας,

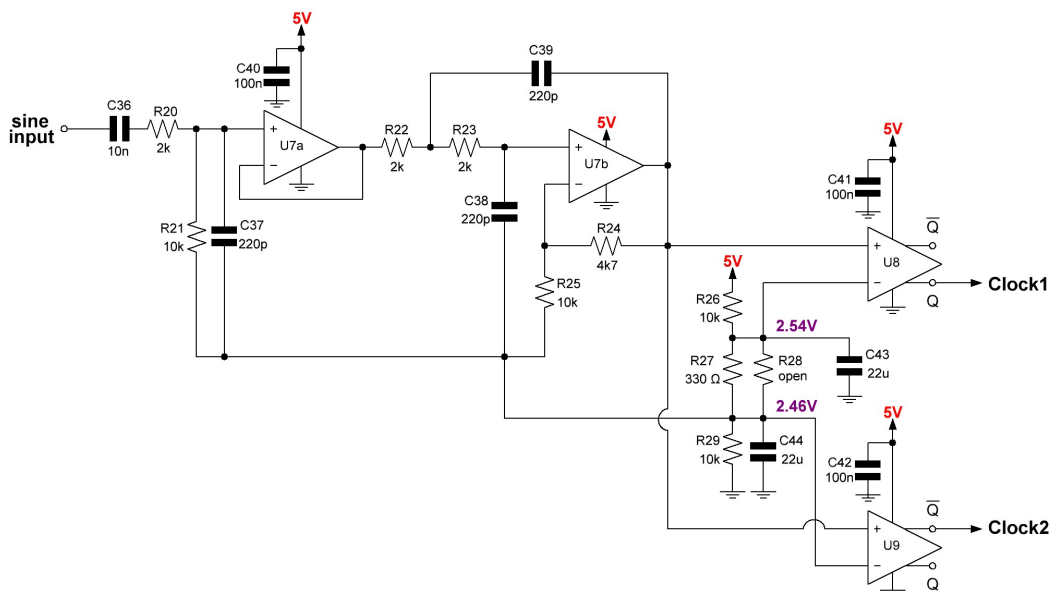
και στην θετική τους είσοδο θα εφαρμόσουμε το ημίτονο που λάβαμε από το DDS. Στην συνέχεια, θα δώσουμε στον κάθε συγκριτή ένα διαφορετικό επίπεδο τάσης αναφοράς στην αρνητική είσοδο.

Έτσι, ο κάθε συγκριτής θα παράξει στην έξοδό του μια παλμοσειρά με συχνότητα αυτή του ημιτόνου, αλλά διαφορετικό duty cycle. Αυτό συμβαίνει για τον εξής απλό λόγο: ο κάθε συγκριτής ανεβάζει την έξοδό του ψηλά όσο διακρίνει ότι η τιμή της θετικής εισόδου είναι ψηλότερη από την dc αναφορά που παρέχουμε στην αρνητική είσοδο. Έτσι, ανεβάζοντας για παράδειγμα την dc τάση αναφοράς στην αρνητική είσοδο, θα διασφαλίσουμε ότι ο συγκριτής θα "περιμένει" λίγο παραπάνω πριν ανεβάσει ψηλά την έξοδό του, σε σχέση με πριν. Αυτό μεταφράζεται σε μεταβολή της χρονικής περιόδου κατά την οποία η έξοδος είναι ψηλά, ήτοι του duty cycle, μέσω μεταβολής της dc αναφοράς στην αρνητική είσοδο.

Συνεπώς, το μόνο που μένει για την δημιουργία των μη επικαλυπτόμενων ρολογιών, είναι να πάρουμε 2 ρολόγια με διαφορετικό duty cycle, και να αναστρέψουμε το ένα. Προς αυτή την κατεύθυνση, και για να αποφύγαμε άλλες καθυστερήσεις διάδοσης, επιλέξαμε τον συγκριτή LT1394 της Linear Technology®. Αυτό το μοντέλο προσφέρει ταυτόχρονα ορθή και ανεστραμμένη έξοδο, οπότε το μόνο που χρειάζεται να κάνουμε είναι να πάρουμε την ορθή έξοδο από έναν συγκριτή, και την ανάστροφη από τον άλλο. Δίνοντας στον καθένα όπως είπαμε, 2 διαφορετικές μεταξύ τους τάσεις αναφοράς, που δημιουργούμε με μια απλή διαίρεση τάσης της σταθεροποιημένης τροφοδοσίας των 5V του κυκλώματος.

Για να διασφαλίσουμε την καθαρότητα του ημιτόνου που λαμβάνουμε από το DDS, χρησιμοποιούμε ένα ενεργό φίλτρο Sallen-Key 3ης τάξης ακριβώς όπως το είδαμε στο κεφάλαιο του προενισχυτή, αλλά με συχνότητα αποκοπής τα 362 kHz περίπου - δηλαδή, με στοιχεία $R_1 = R_2 = R_3 = 2k$ και $C_1 = C_2 = C_3 = 220pF$.

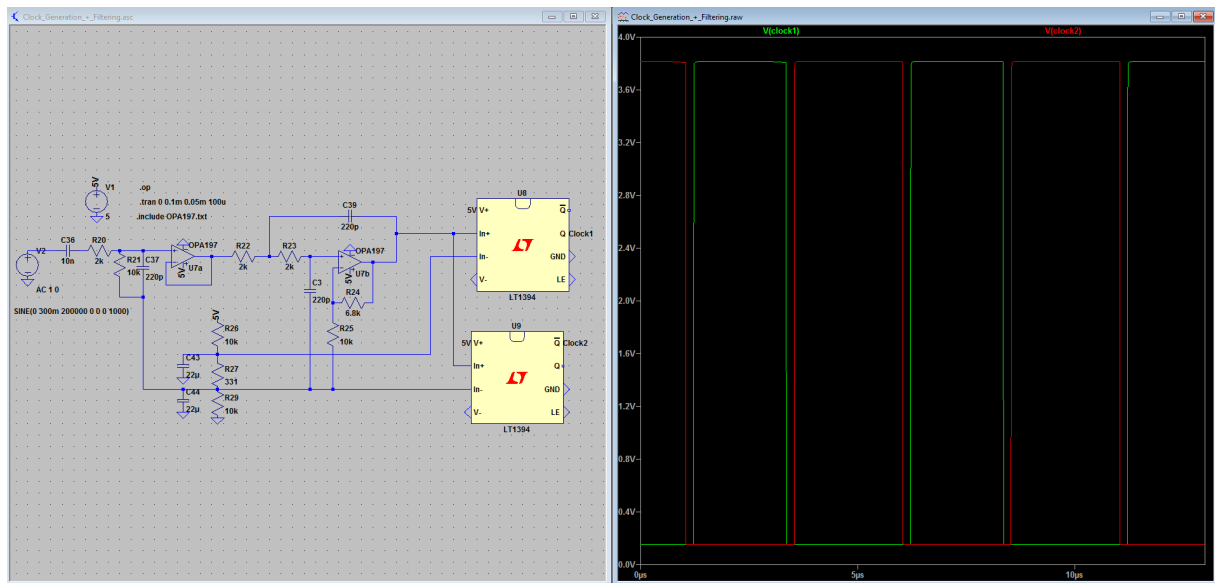
Τα παραπάνω φαίνονται στο ακόλουθο σχηματικό:



Σχήμα 3.11: Παραγωγή των μη επικαλυπτόμενων ρολογιών με δύο συγκριτές

Για οικονομία χώρου, είναι σκόπιμο να τροφοδοτήσουμε τους τελεστικούς ενισχυτές του ενεργού φίλτρου με την τροφοδοσία των 5V που δέχονται οι συγκριτές (καθώς είναι η μέγιστη με την οποία μπορούν να λειτουργήσουν). Για αυτό τον λόγο, επιλέξαμε τον OPA2197 της Texas Instruments[®], που αποτελεί μια rail-to-rail λύση με ικανοποιητικά χαμηλές τάσεις λειτουργίας, επαρκές εύρος ζώνης και ικανοποιητικό slew rate.

Η προσομοίωση της χρονικής απόκρισης του παραπάνω κυκλώματος στο περιβάλλον του LTSpice XVII[®], με είσοδο ημίτονο 600mV_{pp} (τυπική έξοδος DDS) και συχνότητα 200kHz, είναι η ακόλουθη:



Σχήμα 3.12: Η προσομοίωση της χρονικής απόκρισης των συγκριτών: τα παραγόμενα ρολόγια έχουν κοντινό duty cycle, αλλά δεν επικαλύπτονται

3.5 Η οδήγηση της γέφυρας

Έχοντας κατασκευάσει τα δύο μη επικαλυπτόμενα ρολόγια, καλούμαστε να τα εφαρμόσουμε ως σήματα ελέγχου στις πύλες των 4 τρανζίστορ που απαρτίζουν την γέφυρα εξόδου. Υπενθυμίζουμε πως ο σκοπός μας είναι να ανοιγοκλείνουμε κάθε mosfet σαν να ήταν διακόπτης - δηλαδή, να το λειτουργούμε είτε σε κατάσταση αποκοπής, είτε σε κατάσταση τριόδου.

Τα mosfet που χρησιμοποιούμε (IRLB8721) έχουν τάση κατωφλίου V_t η οποία κυμαίνεται μεταξύ των ορίων $1.35V \leq V_t \leq 2.35V$. Συνεπώς, για να τα φέρουμε σε αποκοπή, αρκεί να εφαρμόσουμε τάση στις πύλες τους μικρότερη από 1.35 V.

Για να τα φέρουμε όμως στην τριόδο, πρέπει να ικανοποιείται η ακόλουθη γνωστή εξίσωση:

$$V_{GS} \geq V_{DS} + V_t \tag{3.7}$$

Πρέπει λοιπόν να διασφαλίσουμε ότι η τάση στις πύλες όταν θέλουμε να τα ανοίξουμε, υπερβαίνει

την τάση V_{DS} τουλάχιστον κατά μια τάση κατωφλίου V_t , δηλαδή στην χειρότερη περίπτωση κατά τουλάχιστον 2.35 V.

Η μέγιστη τάση V_{DS} όμως που δύναται να εμφανιστεί στην γέφυρα είναι η μέγιστη τάση που θα μπορέσει να δώσει ο ενισχυτής ισχύος, και δεν είναι άλλη από την μέγιστη τάση τροφοδοσίας του ενισχυτή ισχύος.

Δεδομένου του ότι ο ενισχυτής ισχύος τροφοδοτείται απευθείας από την μπαταρία που παρέχει ισχύ σε όλο το σύστημα, η μέγιστη (θεωρητική φυσικά) V_{DS} που μπορεί να εμφανιστεί είναι περίπου 12 V. Αφήνοντας και ένα μικρό περιθώριο για την μπαταρία εάν είναι πρόσφατα φορτισμένη, θεωρούμε μέγιστη V_{DS} τα 12.5 V.

Έτσι, η υψηλή τάση των ρολογιών οφείλει να είναι $12.5+2.35=14.85$ V για να μεταβούν τα mosfet σίγουρα στην τρίοδο. Για να οδηγήσουμε όμως με μια τέτοια τάση τις πύλες, εφόσον οι συγκριτές μας δίνουν περίπου 4V μέγιστο, χρειάζεται να παρεμβάλλουμε και ένα κύκλωμα οδήγησης των πυλών με τρανζίστορ - τα οποία θα λειτουργούν σε αυτή τη νέα, υψηλή τάση. Κάτι τέτοιο κρίνεται αναγκαίο και από το γεγονός ότι οι χωρητικές συμπεριφοράς πύλες των mosfet θα απαιτούν στιγμιαία μεγάλα ρεύματα για να οδηγηθούν στην υψηλή τάση που θα τους ζητηθεί, ρεύματα τα οποία φυσικά οι συγκριτές αδυνατούν να δώσουν.

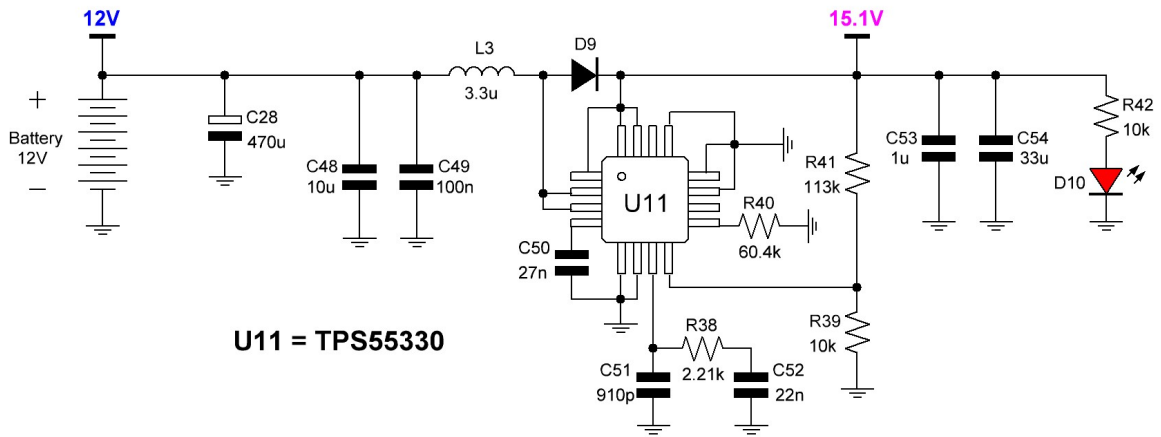
Λαμβάνοντας υπόψη και την παρεμβολή ενός επιπλέον κυκλώματος οδήγησης των πυλών με bjt τρανζίστορ, οφείλουμε να συνυπολογίσουμε κι άλλες πιθανές απώλειες τάσης, και συγκεκριμένα την συνήθη διακοπτική απώλεια των 0.2V ($V_{CEsat} = 0.2V$). Άρα, επιθυμούμε την δημιουργία μιας τάσης τροφοδοσίας με τιμή $14.85+0.2=15.05V$. Επιλέγουμε να δημιουργήσουμε μια πηγή με ονομαστική τάση 15.1V.

3.5.1 Ανυψωτής τάσης

Για την δημιουργία των 15.1V, θα υλοποιήσουμε έναν διακοπτικό ανυψωτή τάσης (boost-converter). Λόγω των χαμηλών ενεργειακών απαιτήσεων, θα χρησιμοποιήσουμε το ολοκληρωμένο TPS55330 της Texas Instruments[®]. Το συγκεκριμένο μοντέλο απαιτεί απλά παθητικά στοιχεία και μία δίοδο για να εκτελέσει την ανύψωση τάσης, αποτελώντας μια οικονομική σε χώρο και κόστος επιλογή.

Ένας boost-converter με σταθεροποιημένη έξοδο και μεγάλη απόδοση ισχύος, απαιτεί μια διακοπτική διάταξη, και ένα δίκτυωμα ανάδρασης για να κρατάει την τάση εξόδου σταθερή ανεξαρτήτως φορτίου. Το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο περιλαμβάνει και τα δύο, απαιτώντας μόνο τα συμπληρωματικά παθητικά στοιχεία για την ορθή λειτουργία του.

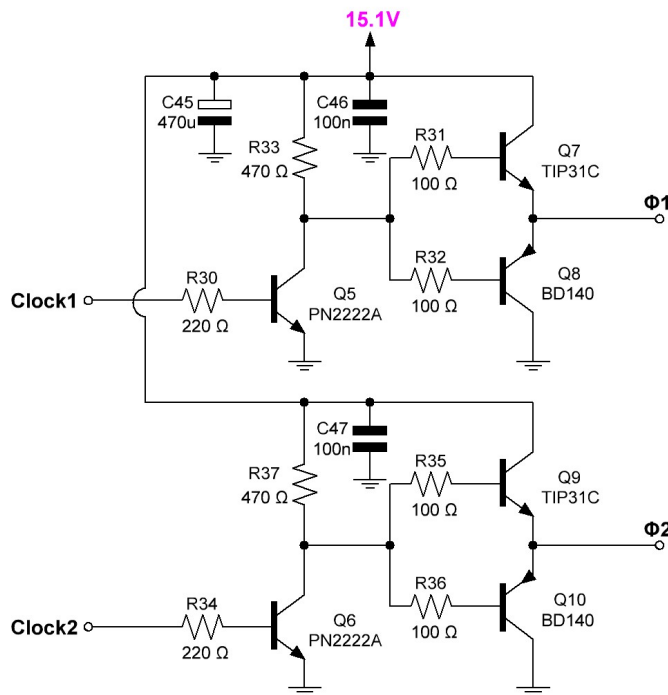
Για την σχεδίαση του converter, χρησιμοποιήσαμε τον online υπολογιστή της Texas Instruments[®] για αυτό το ολοκληρωμένο [13]. Θέτοντας ως μέγιστο φορτίο τα 2.7A (πολύ παραπάνω από όσο χρειαζόμαστε σε μόνιμη κατάσταση, τα στιγμιαία transient του ρεύματος μόνο μπορεί να πλησιάσουν τα 2A) και επιθυμητή τάση εξόδου 15.1 V για είσοδο μεταξύ 10-12.5V, υλοποιήσαμε το ακόλουθο προτεινόμενο κύκλωμα:



Σχήμα 3.13: Boost converter στα 15.1V με χρήση του TPS55330

3.5.2 Οδήγηση των πυλών

Για την οδήγηση των πυλών, σχεδιάσαμε ένα απλό κύκλωμα με bjt τρανζίστορ. Το κύκλωμα δεν είναι τίποτε άλλο από έναν common emitter ενισχυτή (για να μετατραπούν τα 0-4V των συγκριτών σε 0-15V), ακολουθούμενο από έναν ενεργό bjt emitter follower για ικανότητα ρεύματος. Το κύκλωμα είναι το ακόλουθο:



Σχήμα 3.14: Κύκλωμα οδήγησης των πυλών της γέφυρας εξόδου: λαμβάνει ως είσοδο τα 2 ρολόγια των συγκριτών, και τα μετασχηματίζει σε ρολόγια ικανά να οδηγήσουν την γέφυρα

Οι αντιστάσεις των 220Ω περιορίζουν το μέγιστο ρεύμα που θα κληθούν να δώσουν οι συγκριτές σε επίπεδο εντός των προδιαγραφών τους, ενώ οι αντιστάσεις των 100Ω προστατεύουν τα τρανζίστορ εξόδου. Για τα NPN τρανζίστορ εξόδου που θα κληθούν να περάσουν τα $15V$ επιλέξαμε τα TIP31C που ενδείκνυνται για διακοπτική λειτουργία (χαμηλό V_{CEsat}), ενώ για τα PNP συμπληρωματικά τους τα BD140 αποτελούν μια οικονομική και ικανοποιητική επιλογή (οι απαιτήσεις για την απόλυτη τιμή του 0 των ρολογιών είναι ελαστικότερες).

3.6 Το στάδιο εξόδου

Σε αυτό το σημείο, έχουμε δημιουργήσει τα σήματα ελέγχου για την γέφυρα εξόδου, και έχουμε ενισχύσει την ακουστική πληροφορία που λαμβάνουμε από το μικρόφωνο. Το μόνο που απομένει είναι τροφοδοτήσουμε όπως είπαμε την γέφυρα με μια σταθερή DC τάση, πάνω στην οποία θα υπερτίθεται η ακουστική πληροφορία προς μετάδοση. Και να συνδέσουμε κατάλληλα στην διαφορική έξοδο της γέφυρας το φορτίο μας.

3.6.1 Διαμόρφωση στην γέφυρα με Class-D ενισχυτή

Είναι φανερό πως όλη η ισχύς που θα κληθεί να μεταφερθεί στον μετατροπέα, θα προέρχεται από την τροφοδοσία της γέφυρας. Η οποία τροφοδοσία όπως είδαμε απαιτούμε να έχει μια dc σταθερή αναφορά, και γύρω από την αναφορά να βρίσκεται η πληροφορία.

Οι απαιτήσεις για ισχύ και dc θετικό σημείο πόλωσης, οδηγούν στην αναγκαία επιλογή ενός single-ended ενισχυτή ισχύος, με μονή τροφοδοσία. Επειδή δε επιθυμούμε να υπάρχει και υψηλή απόδοση στην μετάδοση της ισχύος προς την γέφυρα, οδηγούμαστε στην επιλογή ενός single-ended Class-D ενισχυτή 10W.

Επιλέγουμε το μοντέλο TPA3125D2 της Texas Instruments[®], που αποτελεί μια οικονομική επιλογή ικανής ισχύος για την εφαρμογή μας, και το σημαντικότερο όλων, λειτουργεί με μονή τροφοδοσία και single-ended έξοδο: το dc σημείο πόλωσης της εξόδου είναι περίπου η μισή τάση τροφοδοσίας.

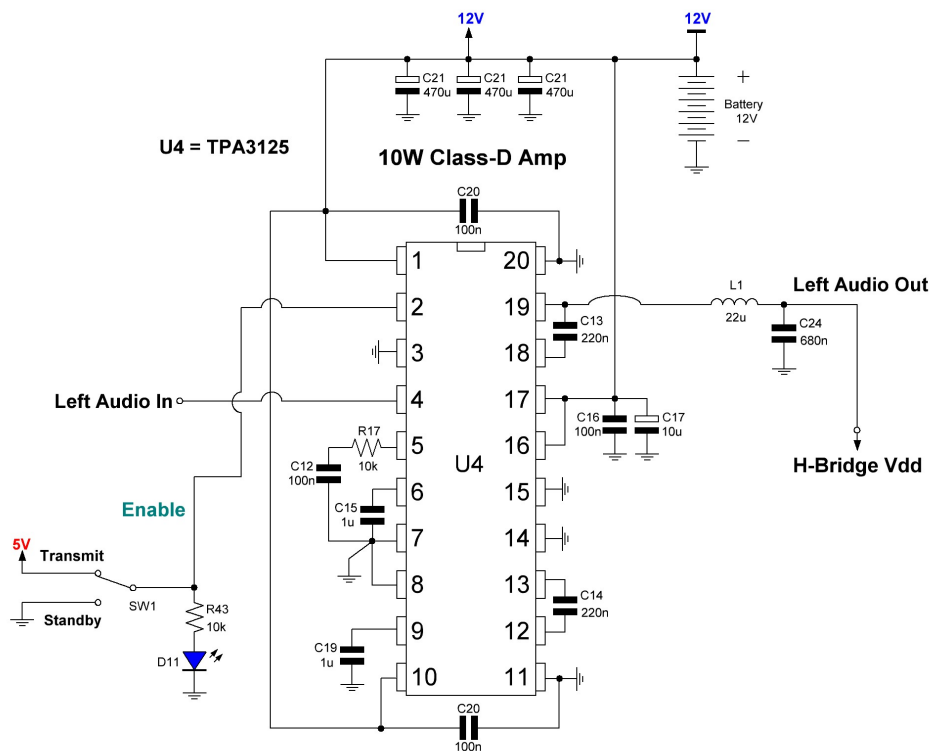
Το συγκεκριμένο μοντέλο έχει δύο κανάλια 10W και εμείς χρησιμοποιούμε το ένα. Στο άλλο κανάλι εκτελούμε τις συνδέσεις κανονικά, αλλά εφαρμόζουμε μηδενικό σήμα εισόδου. Το κέρδος τάσης που παρουσιάζει ο ενισχυτής είναι ρυθμιζόμενο, και εμείς το ρυθμίζουμε στην ελάχιστη τιμή του των 20dB, για μέγιστη γραμμικότητα και αντίσταση εισόδου.

Ένα άλλο πολύ χρήσιμο χαρακτηριστικό του μοντέλου που αξιοποιούμε, είναι η δυνατότητά του να μεταβεί σε ανενεργή κατάσταση, μέσω ενός pin ελέγχου (shutdown control). Έτσι, διασφαλίζουμε ότι όταν δεν επιθυμούμε να μεταδώσουμε πληροφορία, ο Class-D απενεργοποιείται, βγάζοντας μηδενική τάση στην έξοδό του - και άρα η γέφυρα δεν μεταδίδει τίποτα.

Οι Class-D ενισχυτές λειτουργούν με PWM διαμόρφωση, για να πετύχουν την υψηλή τους απόδοση. Δημιουργούν μια υψίσυχη παλμοσειρά στην έξοδό τους, που είναι PWM διαμορφωμένη με βάση την audio πληροφορία της τάσης εισόδου. Άρα, αρκεί μετά να φιλτραριστεί αυτή η παλμοσειρά ώστε να παραμείνει στην έξοδο η audio πληροφορία της εισόδου. Το μοντέλο μας λειτουργεί

σε ονομαστική διακοπτική συχνότητα 300 kHz για την δημιουργία της παλμοσειράς, αρκετά μακριά από τις ακουστικές συχνότητες.

Έτσι, η τελική έξοδος του Class-D που περιέχει την ακουστική πληροφορία, έρχεται μετά από ένα LC βαθυπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής τα περίπου 41 kHz. Σημειωτέον ότι το LC φίλτρο αφήνει το DC να περάσει, παρέχοντάς μας ακριβώς αυτό που θέλουμε - μια πηγή ισχύος με dc πόλωση τα περίπου 6V, και την audio πληροφορία γύρω από αυτά. Το σχετικό σχηματικό είναι το ακόλουθο:



Σχήμα 3.15: Ο Class-D ενισχυτής που θα χρησιμοποιηθεί ως AM διαμορφωτής της τροφοδοσίας της γέφυρας εξόδου

Να σημειώσουμε πως παρόλο που οι ενισχυτές τάξεως D παρουσιάζουν γενικά μεγαλύτερη αρμονική παραμόρφωση κατά την ενίσχυση του σήματος εισόδου, στην εφαρμογή μας αυτό δεν μας απασχολεί. Ο δότης που λαμβάνει την πληροφορία καλείται απλά να αποκωδικοποιήσει την ομιλία με ελάχιστη προσπάθεια, κάτι που μπορεί να επιτευχθεί ακόμη και αν η αρμονική παραμόρφωσή της κατά την διάδοση είναι της τάξεως του 10%.

3.6.2 Μετασχηματιστής εξόδου

Όπως είδαμε στην αρχική ανάλυση του κεφαλαίου, λαμβάνοντας διαφορετικά την έξοδο από την γέφυρα με τα mosfet, μπορούμε να πάρουμε μια παλμοσειρά με μέγιστο πλάτος από κορυφή σε κορυφή 2 φορές αυτό της τάσης τροφοδοσίας της γέφυρας. Στην περίπτωση μας, όπου η μέγιστη

τάση που μπορεί να αποδοθεί στην γέφυρα είναι 12V, καταλαβαίνουμε ότι η γέφυρα ως έχει μπορεί να μας προσφέρει μια παλμοσειρά με πλάτος το πολύ 24V_{pp}.

Δεδομένης της υψηλής αντίστασης του μετατροπέα (125 Ω τουλάχιστον), ένα τέτοιο πλάτος τάσης δεν είναι ικανοποιητικό για να τον οδηγήσει σε επίπεδα ισχύος πάνω από μισό Watt. Έτσι, προκειμένου να εξιτάρουμε τον μετατροπέα με μεγαλύτερη ισχύ, χρειαζόμαστε μια ανύψωση τάσης πριν αυτή αποδοθεί στον μετατροπέα, με ελάχιστη απώλεια ισχύος: εδώ δημιουργείται η ιδέα για χρήση μετασχηματιστή.

Ο μετασχηματιστής, περικλείοντας μια μικρή ενέργεια μαγνήτισης στον μεταλλικό πυρήνα του, φροντίζει να υπάρχει πρακτικά ιδανική μεταβίβαση ισχύος από το πρωτεύον στο δευτερεύον, με πολύ μικρές απώλειες λόγω χαλκού και απωλειών πυρήνα. Η μόνη απαίτησή μας είναι ο μετασχηματιστής που θα επιλέξουμε να μπορεί να δουλέψει σε υψηλή συχνότητα (να έχει πυρήνα φερρίτη), και να αντέχει τα επίπεδα τάσης και ισχύος που θέλουμε να μεταβιβάσουμε, χωρίς να εισέλθει σε κορεσμό ή υπερθέρμανση.

Θέτοντας μια επιθυμητή ανύψωση τάσης περίπου 2.5 φορές (για να φτάσουμε τα 100-150 V_{pp} στον μετατροπέα, δηλαδή 3-4 W εκπομπής), διαπιστώσαμε ότι υπάρχουν αρκετοί μετασχηματιστές υψηλής συχνότητας που προορίζονται για παλμικά τροφοδοτικά, που ικανοποιούν τις προδιαγραφές μας. Επιλέξαμε τελικώς το μοντέλο 75081137 της Würth[®], που έχει ως προδιαγραφές ισχύ 25W, και λειτουργία μέχρι τα 200 kHz. Διαθέτει δε 1 τυλίγμα υψηλής τάσης με μεσαία λήψη, και 2 τυλίγματα χαμηλής τάσης, με τον λόγο των σπειρών του τυλίγματος υψηλής προς ένα τυλίγμα χαμηλής να είναι 10.46:1. Έτσι, χρησιμοποιώντας τα 2 τυλίγματα χαμηλής τάσης εν σειρά και εκμεταλλευόμενοι μόνο το μισό τυλίγμα υψηλής, μπορούμε να δημιουργήσουμε μια ανύψωση τάσης περίπου 2.62:1.

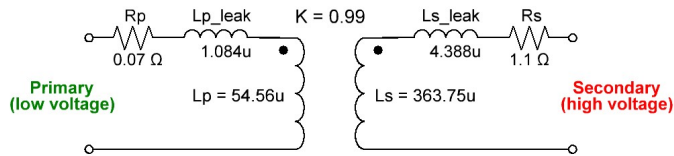
Στα πλαίσια της εργασίας, προχωρήσαμε στον χαρακτηρισμό του μετασχηματιστή, καταστρώνοντας το ισοδύναμο κύκλωμά του. Μετρήσαμε την επαγωγή των τυλιγμάτων που μας ενδιέφεραν, όπως επίσης και την επαγωγή σκέδασης αυτών, μαζί με τις ωμικές τους απώλειες, και βρήκαμε τα ακόλουθα:

- τυλίγμα υψηλής τάσης (10-12) : $L_{10-12} = 1.455mH$, $L_{leakage} = 17.55uH$, $R_{10-12} = 2.2\Omega$
- τυλίγμα χαμηλής τάσης (1-4) : $L_{1-4} = 13.64uH$, $L_{leakage} = 271nH$, $R_{1-4} = 35m\Omega$

Οι παραπάνω μετρήσεις αντιστοιχούν και σε ένα συντελεστή σύζευξης που είναι περίπου $k=0.99$, δηλαδή πρακτικά ίσος με τη μονάδα. Να σημειωθεί πως τα παραπάνω μεγέθη έρχονται σε συμφωνία με τις τιμές που δίνει ο κατασκευαστής.

Εμείς πρόκειται να χρησιμοποιήσουμε 2 τυλίγματα χαμηλής τάσης εν σειρά, και να εκμεταλλευτούμε μόνο το μισό τυλίγμα υψηλής τάσης. Αυτό σημαίνει πως οι ισοδύναμες επαγωγές στην πλευρά της χαμηλής τάσης θα τετραπλασιαστούν σε σχέση με την τιμή που έχει το ένα τυλίγμα (αφού θα πάρουμε διπλάσιες σπείρες, και η επαγωγή είναι ανάλογη του τετραγώνου των σπειρών), και αντίστοιχα στην μεριά της υψηλής τάσης οι επαγωγές θα υποτετραπλασιαστούν. Αντίστοιχα, οι συνολικές ωμικές απώλειες στην μεριά της χαμηλής τάσης θα διπλασιαστούν σε σχέση με τις απώλειες του ενός τυλίγματος, και στην μεριά υψηλής τάσης θα υποδιπλασιαστούν.

Με βάση τα παραπάνω, μπορούμε να καταστρώσουμε ένα προσεγγιστικό ισοδύναμο κύκλωμα του μετασχηματιστή μας, ως 2 πηνία συζευγμένα πηνία με συντελεστή σύζευξης $k=0.99$, και τιμές επαγωγών τυλίγματος και σκέδασης όπως φαίνονται παρακάτω:



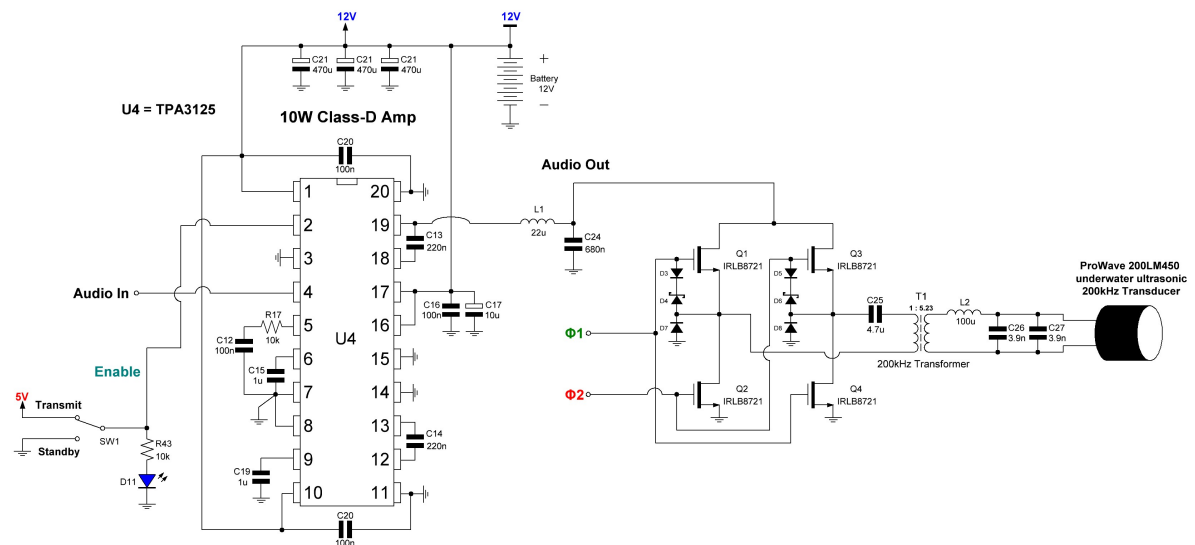
Σχήμα 3.16: Προσεγγιστικό ισοδύναμο του μετασχηματιστή εξόδου - ο λόγος ανύψωσης είναι περίπου 2.58 (ρίζα του λόγου των επαγωγών δευτερεύοντος/πρωτεύοντος)

Συνδέοντας το πρωτεύον του μετασχηματιστή με AC σύζευξη (για να αποφύγουμε DC ρεύματα που θα έφερναν τον πυρήνα στον κόρο) στην έξοδο της γέφυρας, θα μπορούσαμε να πάρουμε στο δευτερεύον την ανυψωμένη παλμοσειρά που επιθυμούμε.

3.6.3 Πλήρες στάδιο εξόδου

Για την ολοκλήρωση του σταδίου εξόδου, μένει μόνο ένα LC φίλτρο για να πετάξει τις ανεπιθύμητες αρμονικές και η παλμοσειρά να μετατραπεί σε ημίτονο. Δεν χρειάζεται κάτι παραπάνω από ένα απλό LC, μιας και το φορτίο του μετατροπέα είναι ήδη συντονισμένο κοντά στην περιοχή της θεμελιώδους συχνότητας της παλμοσειράς, σχηματίζοντας ένα ισχυρότερο συνολικό "φίλτρο".

Έτσι, το συνολικό στάδιο εξόδου, με την συμπερίληψη της γέφυρας με τα 4 NMOS, απεικονίζεται παρακάτω:

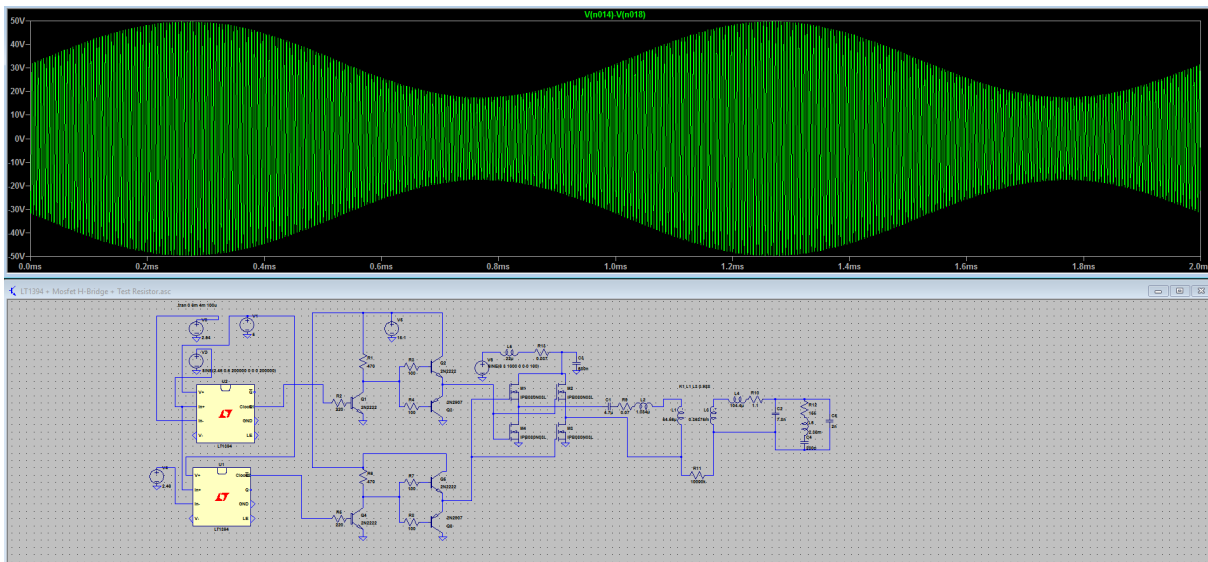


Σχήμα 3.17: Το πλήρες στάδιο εξόδου

Οι διόδοι στην γέφυρα αποτελούν απλά προστασία από υπερτάσεις ή αρνητικές τάσεις [14].

Ακολουθεί μια προσεγγιστική προσομοίωση χρονικής απόκρισης του σταδίου εξόδου, στο περιβάλλον του LTSpice XVII[®]. Η προσομοίωση αποκαλείται προσεγγιστική καθώς έχουμε αντικαταστήσει τον Class-D ενισχυτή με μια ιδανική πηγή τάσης, ελλείπει μοντέλου spice για το ολοκληρωμένο του. Για τον ίδιο λόγο και τα τρανζίστορ που οδηγούν την γέφυρα όπως και τα mosfet της γέφυρας έχουν αντικατασταθεί με μοντέλα πρακτικά ίδιων χαρακτηριστικών, εισάγοντας όμως μηδαμινή διαφορά στην απόκριση.

Η πηγή τάσης έχει DC συνιστώσα 6V, και η AC συνιστώσα της είναι ένα ημίτονο συχνότητας 1 kHz, και πλάτους 6Vpp. Ο μετατροπέας έχει αντικατασταθεί από το ισοδύναμο ηλεκτρικό μοντέλο του. Ο σκοπός της προσομοίωσης είναι να παρουσιάσει την ορθή λειτουργία του σταδίου εξόδου, σύμφωνα με όσα έχουμε πει:

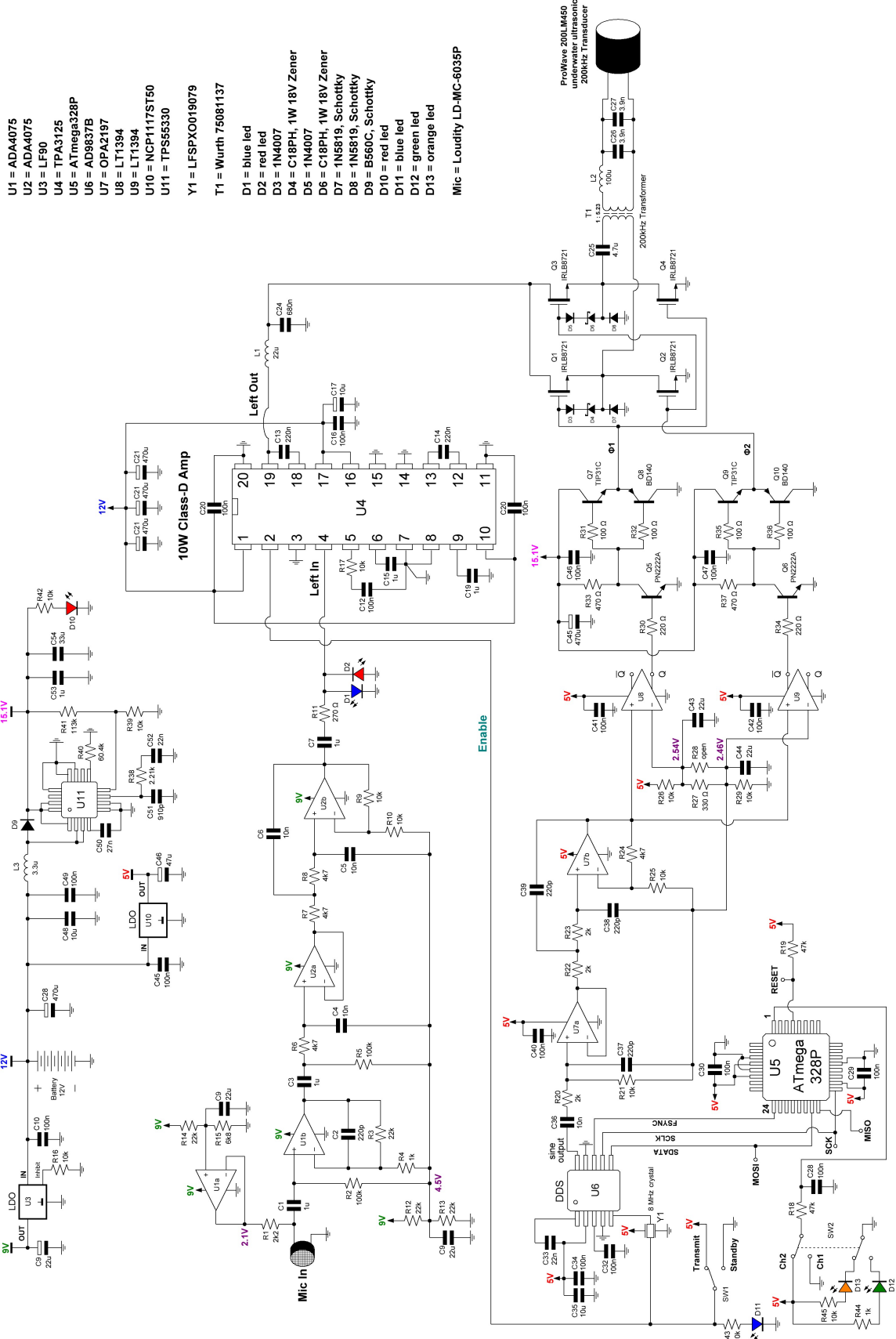


Σχήμα 3.18: Προσομοίωση της χρονικής απόκρισης της AM διαμόρφωσης που υλοποιούμε με το στάδιο εξόδου - η γραφική παράσταση είναι η τάση επάνω στον μετατροπέα

Βλέπουμε ότι το στάδιο εξόδου λειτουργεί ακριβώς όπως περιμέναμε: έχουμε δημιουργήσει ένα AM διαμορφωμένο ημίτονο με φέρουσα συχνότητα την συχνότητα των ρολογιών, και πλάτος περίπου 100 Vpp, με το AM βάθος διαμόρφωσης να είναι 50%. Η μεγέθυνση στην γραφική αποκαλύπτει ότι το φέρον ημίτονο είναι πολύ καθαρό, αν και ακόμη και μια μικρή αρμονική παραμόρφωση είναι απολύτως ανεκτή για την εφαρμογή μας.

3.7 Το πλήρες σχηματικό

Κλείνουμε το κεφάλαιο του συστήματος εκπομπής, παρουσιάζοντας το πλήρες σχηματικό του διάγραμμα στη διπλανή σελίδα.



- U1 = ADA4075
- U2 = ADA4075
- U3 = LF90
- U4 = TPA3125
- U5 = ATmega328P
- U6 = AD9837B
- U7 = OPA2197
- U8 = LT1394
- U9 = LT1394
- U10 = NCP1117ST50
- U11 = TPS55330
- Y1 = LFSPX0019079
- T1 = Würth 75081137
- D1 = blue led
- D2 = red led
- D3 = 1N4007
- D4 = C18PH, 1W 18V Zener
- D5 = 1N4007
- D6 = C18PH, 1W 18V Zener
- D7 = 1N5819, Schottky
- D8 = 1N5819, Schottky
- D9 = B560C, Schottky
- D10 = red led
- D11 = blue led
- D12 = green led
- D13 = orange led
- Mic = Loudity LD-MIC-6035P

Σχήμα 3.19: Το πλήρες σχηματικό του συστήματος εκπομπής

4

Το Σύστημα Λήψης

Το σύστημα λήψης της πληροφορίας που μεταδίδεται, απαιτεί την υλοποίηση ενός βασικού AM αποδιαμορφωτή. Δηλαδή ένα κοινό AM ραδιόφωνο, με γενικώς μικρότερη ευαισθησία, για να μπορεί να διαχειρίζεται τα μεγαλύτερα σήματα που θα λάβει σε σύγκριση με ένα κοινό ραδιόφωνο. Σε αντιστοιχία με το σύστημα εκπομπής, απαιτούμε την διαθεσιμότητα 2 καναλιών συντονισμού.

Η έξοδος του συστήματος οφείλει να μπορεί να οδηγήσει ένα ακουστικό, ώστε ο δύτες να μπορεί να λάβει την ακουστική πληροφορία. Ένας σχετικός audio ενισχυτής θα συμπεριληφθεί στο κύκλωμα.

Τέλος, το σύστημα πρέπει να έχει μια υποτυπώδη υποδομή που θα εξασφαλίζει ότι η ισχύς της ακουστικής πληροφορίας που θα λαμβάνει ο δύτες θα είναι πρακτικά σταθερή, για ένα μεγάλο εύρος αποστάσεων από το σύστημα εκπομπής. Όλα τα παραπάνω θα οδηγήσουν στην κατασκευή ενός AM υπερετερόδυνου δέκτη με διάταξη ελεγχόμενου κέρδους (AGC), όπως θα δούμε στην συνέχεια.

4.1 Υπερετερόδυνος δέκτης

Ο υπερετερόδυνος δέκτης (superheterodyne receiver) αποτελεί την βασικότερη μονάδα AM αποδιαμόρφωσης. Έχει χρησιμοποιηθεί σε πάρα πολλές εφαρμογές, και ακόμη και σήμερα αποτελεί το βασικό μπλοκ αναλογικής αποδιαμόρφωσης σε σχετικά συστήματα.

Η αποστολή ενός κυκλώματος αποδιαμόρφωσης δεν συνίσταται απλά στο να αποκαλύπτει την κρυμμένη πληροφορία στο υψίσυχνο σήμα που λαμβάνεται. Ο βασικός προβληματισμός που χρειάζεται να υπερνικηθεί, είναι το πώς θα κατορθώσει ένα σύστημα αποδιαμόρφωσης να μπορεί να επιλέγει μεταξύ πολύ κοντινών καναλιών - ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί γόνιμα όλο το φάσμα εκπομπής.

Για να επιτευχθεί η αυστηρή επιλογή ενός καναλιού που γειτνιάζει με άλλα σε πολύ κοντινή απόσταση, επιβάλλεται η χρήση ενός πολύ στενού φίλτρου, ώστε να επιλεγεί μόνο το εύρος ζώνης που αντιστοιχεί στο επιθυμητό κανάλι. Η υλοποίηση ενός τέτοιου ζωνοπερατού φίλτρου δεν είναι εύκολη, πόσο μάλλον όταν απαιτείται ευελιξία στην ζώνη συχνοτήτων που θα αφήσει να διέλθουν - για να μπορούμε να επιλέγουμε όποιο κανάλι επιθυμούμε.

Κάπως έτσι δημιουργείται η έννοια του υπερετερόδυνου δέκτη: έστω ότι μπορούμε να έχουμε

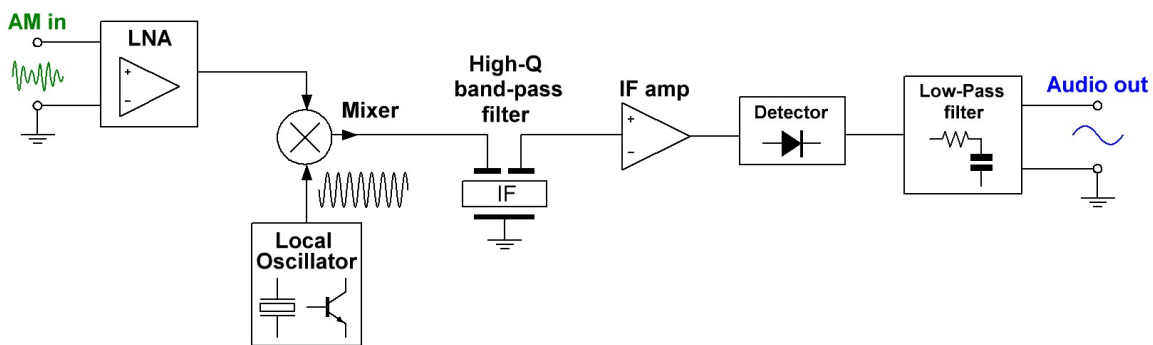
στην διάθεσή μας ένα πολύ στενό κεραμικό φίλτρο που λειτουργεί γύρω από μια συγκεκριμένη συχνότητα. Γιατί λοιπόν να μην μεταφέρουμε την πληροφορία που λαμβάνουμε σε μία νέα φέρουσα συχνότητα, που θα τυχαίνει να είναι η κεντρική συχνότητα του καλού μας φίλτρου; Εάν μπορούσαμε να υλοποιήσουμε μια τέτοια μετάφραση με συνέπεια για κάθε φέρουσα συχνότητα που λαμβάνουμε, θα έχουμε πετύχει το ζητούμενο.

Το κύκλωμα που δίνει την λύση στην παραπάνω απαίτηση είναι ο πολλαπλασιαστής. Έστω δύο ημιτονοειδή σήματα με συχνότητες f_1 και f_2 (και ας πούμε ότι $f_1 \geq f_2$). Σύμφωνα με την ανάλυση Fourier, ο πολλαπλασιασμός τους θα δημιουργήσει δύο νέα σήματα με συχνότητες $f_1 - f_2$ και $f_1 + f_2$, που καλούνται ετερόδυνες. Έτσι, πολλαπλασιάζοντας το εισερχόμενο σήμα με μια κατάλληλη συχνότητα, μπορούμε να το μεταφέρουμε σε μια νέα συχνότητα ενδιαφέροντος.

Αυτή την λογική χρησιμοποιεί ο υπερετερόδυνος δέκτης. Πολλαπλασιάζει το εισερχόμενο σήμα με μια υψηλότερη συχνότητα τέτοια ώστε η διαφορά αυτής της συχνότητας με την συχνότητα φέροντος ($f_1 - f_2$) να συμπίπτει με την κεντρική συχνότητα του φίλτρου. Το άλλο προϊόν του πολλαπλασιασμού ($f_1 + f_2$) είναι αρκετά υψίσυχο, και μπορούμε να το ξεφορτωθούμε με ένα απλό φιλτράρισμα.

Έχοντας πλέον μεταφράσει το σήμα μας ώστε να μπορέσουμε να επιλέξουμε μόνο το δικό του εύρος ζώνης, είμαστε έτοιμοι να προχωρήσουμε στην αποδιαμόρφωσή του, με σκοπό την εξαγωγή της πληροφορίας.

Με βάση τα παραπάνω, το ποιοτικό διάγραμμα ενός υπερετερόδυνου δέκτη εικονίζεται παρακάτω:



Σχήμα 4.1: Το βασικό μπλοκ διάγραμμα ενός υπερετερόδυνου δέκτη

Το εισερχόμενο σήμα ενισχύεται με χρήση ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA), και στην συνέχεια εισέρχεται σε έναν μείκτη, ο οποίος πρακτικά αποτελεί έναν πολλαπλασιαστή. Η συχνότητα με την οποία πολλαπλασιάζεται παράγεται τοπικά, και αλλάζει ανάλογα με το ποιο κανάλι θέλουμε να επιλέξουμε. Έπειτα, το μεταφρασμένο σήμα στην νέα ενδιάμεση συχνότητα (IF), η οποία αποτελεί και κεντρική συχνότητα του κεραμικού φίλτρου που ακολουθεί, απομονώνεται αποκλειστικά και μεγεθύνεται από έναν σχετικό ενισχυτή. Στο τέλος της αλυσίδας, το μεταφρασμένο και ενισχυμένο σήμα υφίσταται αποδιαμόρφωση, ώστε να εξαχθεί η χαμηλόσυχη ακουστική πληροφορία με το σχετικό φιλτράρισμα.

Η διάταξη αποδιαμόρφωσης ποικίλει, ανάλογα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Η απλούστερη

μέθοδος είναι η αποδιαμόρφωση με χρήση μιας διόδου (ανιχνευτής κορυφής), κατά την οποία το AM σήμα υφίσταται ανόρθωση από μια δίοδο, η οποία στην συνέχεια τροφοδοτεί ένα χωρητικό φορτίο που διασφαλίζει ότι μόνο η αργή μεταβολή των κορυφών του σήματος θα αποθηκευτεί, ήτοι εξάγει την περιβάλλουσα του AM σήματος. Αυτή η μέθοδος είναι η πιο εύκολη, έχοντας προφανή μειονεκτήματα (ανάγκη για ιδανικότητα διόδου κλπ).

Η τεχνική αποδιαμόρφωσης που χρησιμοποιείται για καλύτερα αποτελέσματα, και θα συμπεριλάβουμε στα πλαίσια της εργασίας μας, είναι ο σύγχρονος αποδιαμορφωτής [15]. Εδώ, ο απλούστερος σύγχρονος αποδιαμορφωτής είναι πρακτικά ένας καινούριος πολλαπλασιαστής: λαμβάνει ως εισόδους το AM σήμα και το φέρον του AM σήματος, από το οποίο καλούμαστε να αφαιρέσουμε την AM πληροφορία.

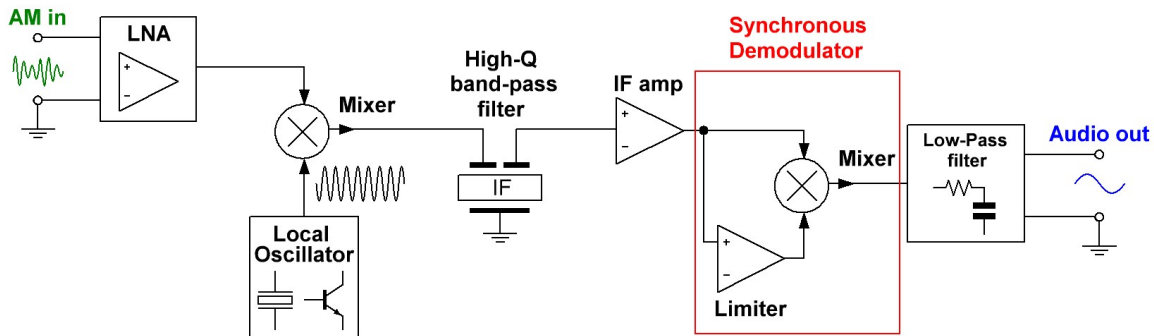
Με βάση την προηγούμενη ανάλυση, αυτός ο πολλαπλασιασμός θα μας δώσει την διαφορά και το άθροισμα των δύο σημάτων, και εμείς θα εκμεταλλευτούμε την διαφορά τους. Γιατί όμως θα πάρουμε με αυτό τον τρόπο την ακουστική πληροφορία; Εάν f η συχνότητα του φέροντος του AM σήματος και BW το εύρος ζώνης της ακουστικής πληροφορίας που αυτό κρύβει με την διαμορφωμένη περιβάλλουσά του, τότε η συνολική συχνοτική πληροφορία του AM σήματος εκτείνεται κατά τα γνωστά στο εύρος ζώνης $[f - BW, f + BW]$. Αν πολλαπλασιάσουμε αυτό το εύρος ζώνης με μια συχνότητα f , θα λάβουμε σύμφωνα με όσα είπαμε τα συχνοτικά περιεχόμενα $[-BW, BW]$ και $[2f - BW, 2f + BW]$. Φιλτράροντας βαθυπερατά, θα καταλήξουμε μόνο με το $[-BW, BW]$ - θα έχουμε δηλαδή κρατήσει μόνο την ακουστική πληροφορία.

Άρα, ο σύγχρονος αποδιαμορφωτής απαιτεί και ένα ημιτονικό σήμα με συχνότητα αυτή του φέροντος. Στην συνήθη χρήση του σύγχρονου αποδιαμορφωτή, κάτι τέτοιο παράγεται με χρήση ενός περιοριστή (limiter). Ο limiter εξασφαλίζει ότι το πλάτος του εισερχόμενου σήματος θα παραμείνει σταθερό, αφαιρώντας έτσι την AM πληροφορία, και δημιουργώντας ένα ημίτονο σταθερού πλάτους και συχνότητας ίδιας με αυτή του φέροντος.

Στην πιο απλή του υλοποίηση, ο limiter δεν είναι παρά ένα κύκλωμα ψαλιδισμού του AM σήματος. Έτσι, μετατρέπει το AM σήμα σε μια παλμοσειρά με θεμελιώδη συχνότητα αυτή του φέροντος. Κάτι τέτοιο θα δουλέψει και πάλι στον πολλαπλασιαστή, καθώς η ύπαρξη υψηλότερων αρμονικών στην παλμοσειρά θα δημιουργήσει επιπρόσθετα συχνοτικά περιεχόμενα στις θέσεις $[3f - BW, 3f + BW]$, $[4f - BW, 4f + BW]$, $[5f - BW, 5f + BW]$ κλπ, τα οποία όμως και πάλι θα εξαφανιστούν από το βαθυπερατό φίλτράρισμα.

Προφανώς, ο σύγχρονος αποδιαμορφωτής αποτελεί έναν ποιοτικότερο αποδιαμορφωτή σε σχέση με τον απλό ανιχνευτή διόδου, υπό την έννοια ότι δοθέντων των απαραίτητων κυκλωμάτων πολλαπλασιασμού και περιορισμού, μπορεί να εκτελέσει την αποδιαμόρφωση με πολύ μεγάλη ακρίβεια. Φυσικά, το βασικό μειονέκτημά του είναι εν πολλοίς η ανάγκη ύπαρξης αυτών των κυκλωμάτων, που ανεβάζουν το κόστος και το μέγεθος σε μια τυπική εφαρμογή. Στην δική μας περίπτωση όπως θα δούμε, τα κυκλώματα υπήρχαν στο ολοκληρωμένο που χρησιμοποιήσαμε, και δεν αύξησαν την πολυπλοκότητα του εγχειρήματος.

Με βάση όλα τα παραπάνω, το γενικό διάγραμμα ενός υπερτεροδύναμου δέκτη με σύγχρονη αποδιαμόρφωση, είναι το παρακάτω:

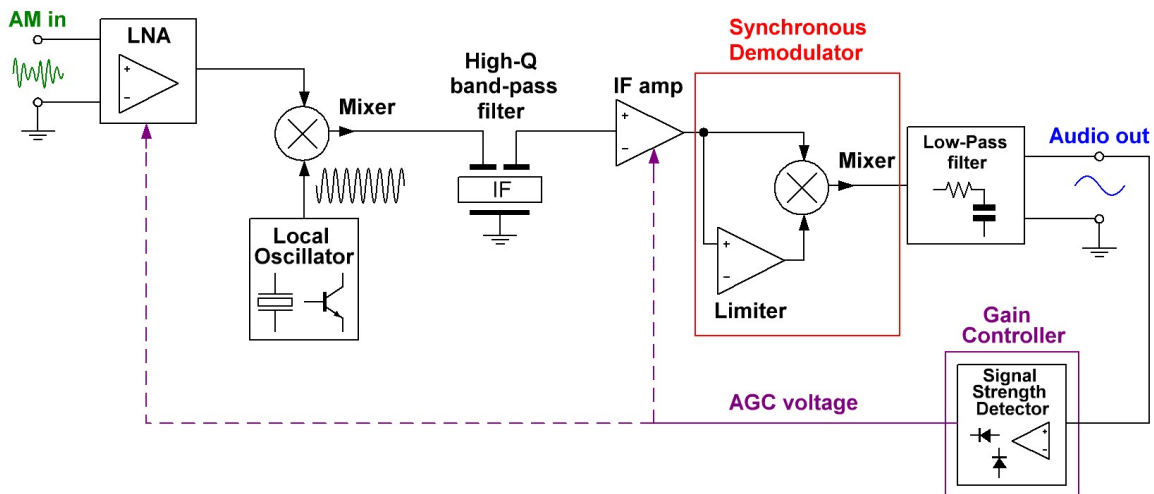


Σχήμα 4.2: Το βασικό μπλοκ διάγραμμα ενός υπερτεροδύνου δέκτη με σύγχρονο αποδιαμορφωτή

4.1.1 Ελεγχόμενο κέρδος (AGC)

Η τελευταία απαίτηση για ένα ολοκληρωμένο σύστημα υπερτεροδύνης λήψης, αποτελεί την διατήρηση μιας σχετικά σταθερής στάθμης ακουστικής ισχύος στην έξοδο, για μεγάλες μεταβολές της ισχύος του λαμβανόμενου AM σήματος.

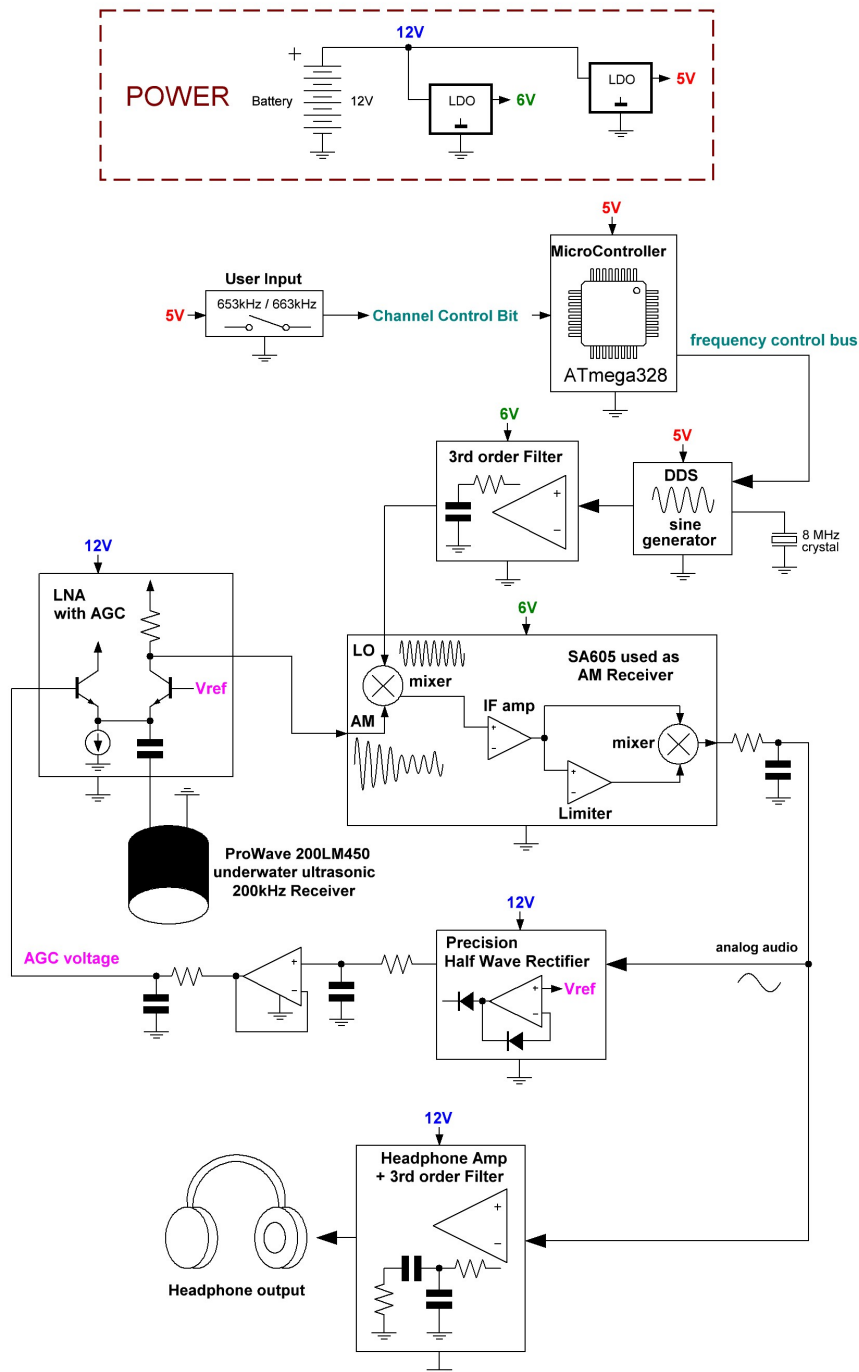
Απαιτείται δηλαδή η σχεδίαση ενός συστήματος ελέγχου του κέρδους (automatic gain control - AGC). Η ιδέα είναι η δημιουργία ενός κλειστού βρόχου μεταξύ της εξόδου και ενός ενισχυτικού σταδίου του υπερτεροδύνου δέκτη. Στον κλειστό αυτό βρόχο, η δειγματοληψία της εξόδου θα παράγει ένα σήμα ελέγχου ανάλογα με την στάθμη ισχύος που εντοπίστηκε, και αυτό το σήμα ελέγχου θα τροποποιεί το κέρδος του σταδίου που καλούμαστε να ελέγξουμε. Έτσι, αν η στάθμη ισχύος ήταν μεγάλη, το κέρδος θα απαιτήσουμε να μειωθεί ώστε η ισχύς στην έξοδο να μειωθεί. Το κλειστό αυτό σύστημα θα οδηγήσει σε σταθερότητα της ισχύος στην έξοδο, και έχει το ακόλουθο τυπικό μπλοκ διάγραμμα:



Σχήμα 4.3: Το βασικό μπλοκ διάγραμμα ενός υπερτεροδύνου δέκτη με AGC

4.2 Μπλοκ διάγραμμα

Με δεδομένη την τοπολογία αποδιαμόρφωσης, παρακάτω παρουσιάζεται το συνολικό μπλοκ διάγραμμα του συστήματος λήψης, κάθε μέρος του οποίου θα αναλυθεί στα υπόλοιπα μέρη του κεφαλαίου:

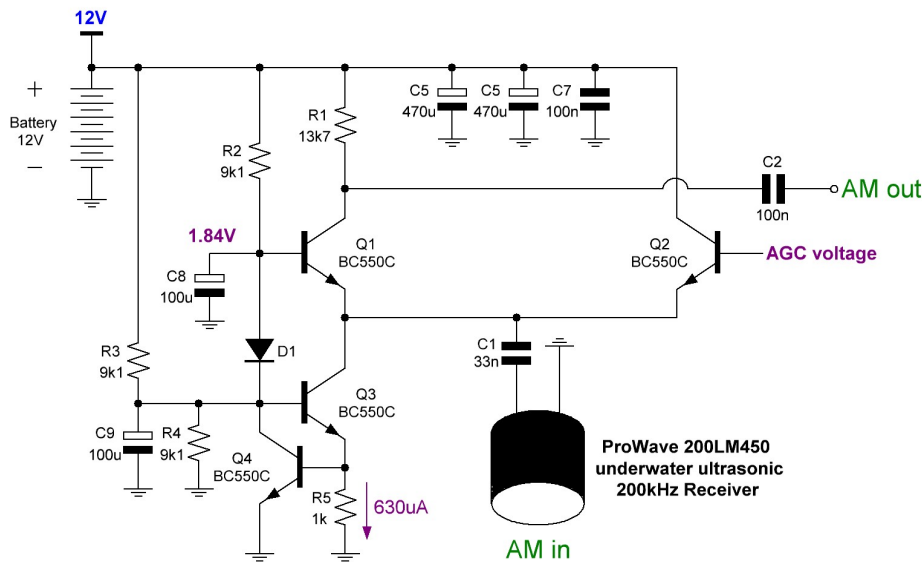


Σχήμα 4.4: Το συνολικό μπλοκ διάγραμμα του συστήματος λήψης

4.3 Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA)

Για την δική μας εφαρμογή, το λαμβανόμενο σήμα στην είσοδο δύναται να μεταβληθεί αρκετά. Αυτό σημαίνει ότι μπορεί να είναι και ιδιαίτερα μεγάλο (σε πολύ κοντινή απόσταση των δυτών), και συνεπώς επιθυμούμε το αρχικό στάδιο του LNA να μπορεί να διαχειριστεί ένα σχετικά μεγάλο σήμα χωρίς να μεταβεί σε κόρο. Έτσι, επιθυμούμε να εφαρμόσουμε κατευθείαν στον LNA το σήμα ελέγχου κέρδους, ώστε να διασφαλίσουμε την γραμμική λειτουργία του συστήματος. Αν ελέγχαμε ένα μεταγενέστερο στάδιο (για παράδειγμα τον IF ενισχυτή), μπορεί να ήταν πολύ αργά, μιας και η είσοδος θα ήταν εκτεθειμένη να μεταβεί σε μη γραμμική συμπεριφορά.

Προς αυτή την κατεύθυνση, ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου επιλέξαμε να είναι ένα απλό ζεύγος τρανζίστορ χαμηλού θορύβου σε συνδεσμολογία κοινής βάσης, πολωμένων από μια πηγή ρεύματος, όπως φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 4.5: Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου στην είσοδο: αποτελεί μια λύση αρκετά χαμηλού θορύβου, με την δυνατότητα ελέγχου του κέρδους μέσω της διαφορετικής πόλωσης των δύο τρανζίστορ

Τα τρανζίστορ Q3, Q4 μαζί με την δίοδο D1 φροντίζουν για την πόλωση του κυκλώματος: δημιουργούν μια πηγή ρεύματος στα περίπου 630 uA, και μια τάση περίπου 1.84 V για την πόλωση του τρανζίστορ που θα λειτουργεί ως ενισχυτικό στάδιο. Πώς πετυχαίνουμε το ελεγχόμενο κέρδος σε αυτή την διάταξη όμως;

Ένας ενισχυτής κοινής βάσης αποτελεί ένα ενισχυτικό στάδιο με είσοδο στον εκπομπό, και έξοδο στον συλλέκτη. Η βάση βρίσκεται σε DC σημείο που να διασφαλίζει την πόλωση του τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή. Αγνοώντας το φαινόμενο Early, ένα τέτοιο στάδιο παρουσιάζει σχεδόν μοναδιαίο κέρδος ρεύματος, και κέρδος τάσης ίσο περίπου με $g_m \cdot R_L$.

Συνδέοντας λοιπόν τα δύο στάδια κοινής βάσης σύμφωνα με το σχηματικό μας, ώστε οι εκπομποί τους να συνδέονται στον κόμβο εισόδου, μπορούμε να ελέγξουμε το ρεύμα που θα τραβήξει το

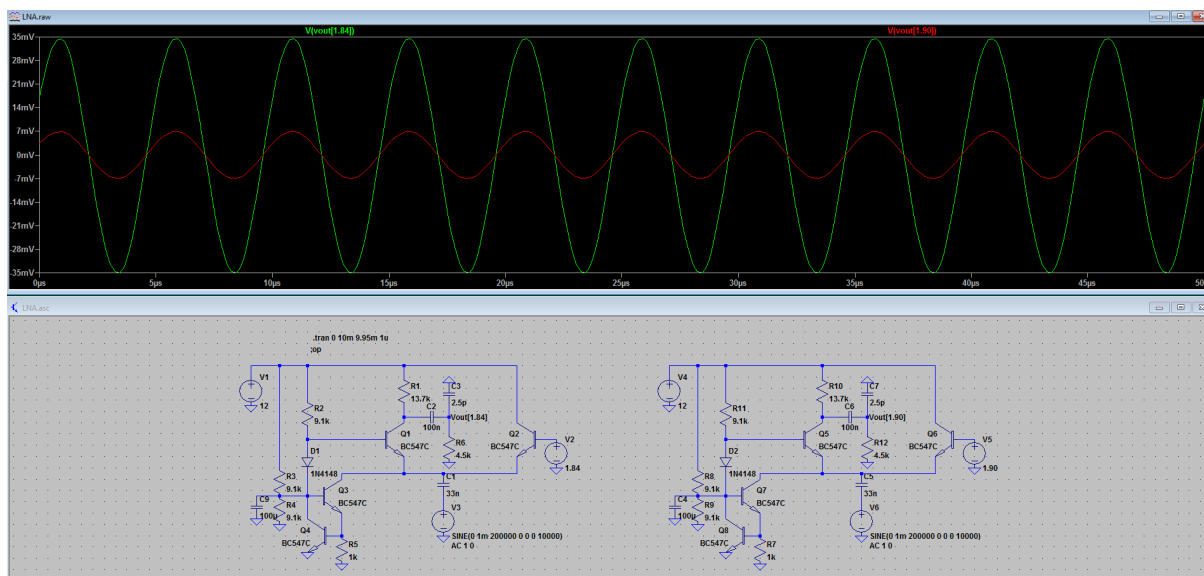
κάθε τρανζίστορ από το συνολικό που παρέχει η πηγή ρεύματος, απλά ελέγχοντας την τάση στην βάση του κάθε τρανζίστορ. Μεταβάλλοντας το ρεύμα σε κάθε τρανζίστορ μεταβάλλουμε και την διαγωγιμότητα $g_m = \frac{V_T}{I_C}$ που παρουσιάζει, όπου V_T η θερμοκή τάση, τιμής περίπου 25 mV σε θερμοκρασία δωματίου.

Έστω λοιπόν ότι αρχικά εφαρμόζουμε την ίδια τάση, 1.84 V, σε κάθε βάση (αγνοούμε το φαινόμενο Early). Εφόσον τα τρανζίστορ είναι ίδια, το ρεύμα της πηγής ρεύματος θα ισομοιραστεί σε κάθε εκπομπό, και άρα τα δύο τρανζίστορ θα παρουσιάζουν την ίδια διαγωγιμότητα.

Έστω ότι τώρα, σηκώνουμε λίγο την τάση στο τρανζίστορ Q2 πάνω από τα 1.84 V (η τάση στην βάση του Q1 φυσικά είναι πάντα σταθερή στα 1.84 V). Τότε, θα αυξηθεί το ρεύμα στον εκπομπό του Q2 σύμφωνα με τον εκθετικό νόμο, μειώνοντας αντίστοιχα το ρεύμα πόλωσης του Q1. Έτσι, η διαγωγιμότητα του Q1 θα αυξηθεί και του Q2 θα μειωθεί. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το Q2 να "κλέψει" κέρδος από το Q1, μειώνοντάς του την διαγωγιμότητα.

Η επιθυμητή λειτουργία έχει πραγματοποιηθεί: ανεβάζοντας την DC τάση πόλωσης του Q2 ψηλότερα από τα 1.84 V, πετυχαίνουμε την μείωση του κέρδους του Q1, και άρα του LNA - μιας και από τον συλλέκτη του Q1 λαμβάνουμε την έξοδό μας. Το τρανζίστορ Q2 δηλαδή λειτουργεί απλά ως μια μεταβλητή αντίσταση, που διαχειρίζεται το ποσοστό του εισερχόμενου σήματος που θα λάβει ο LNA για να ενισχύσει.

Η προσομοίωση μιας τυπικής χρονικής απόκρισης του LNA στο περιβάλλον του LTSpice XVII[®], φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 4.6: Προσομοίωση της χρονικής απόκρισης του LNA για δύο διαφορετικές τάσεις πόλωσης του Q2

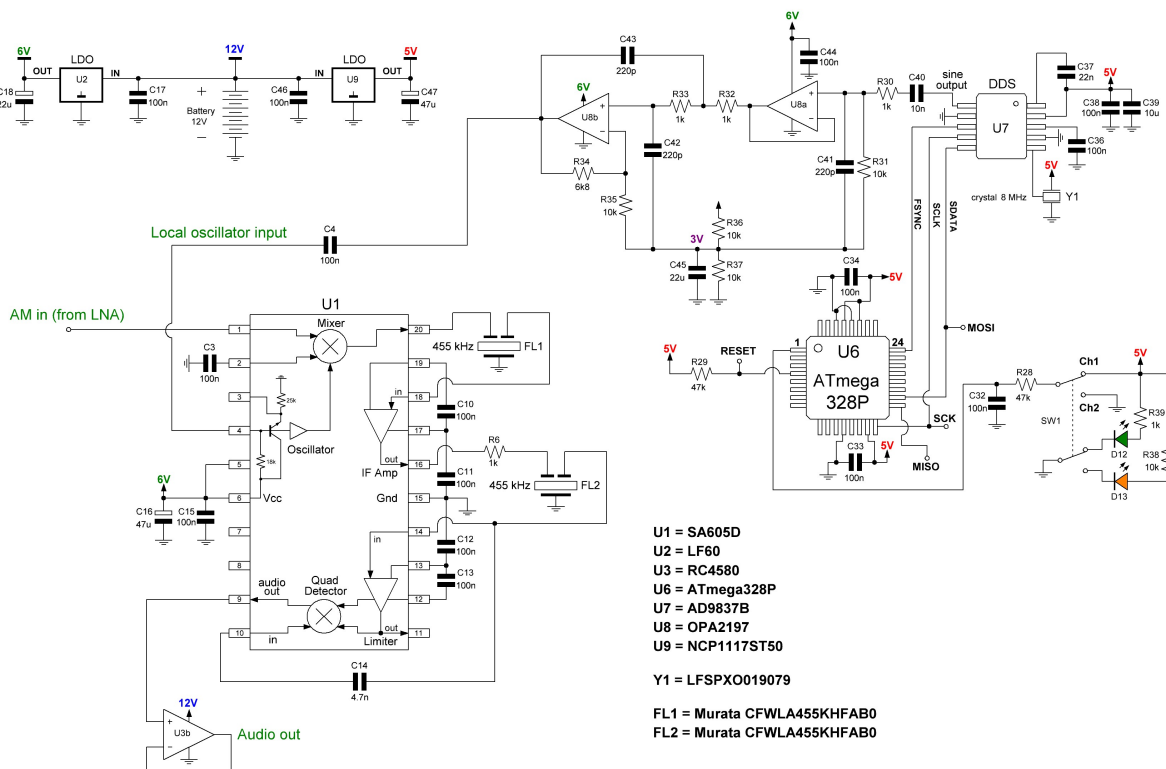
Στην παραπάνω προσομοίωση, η είσοδος είναι σταθερά ημίτονο συχνότητας 200 kHz και πλάτους 2 mV_{pp}. Ως φορτίο εξόδου έχει χρησιμοποιηθεί η ισοδύναμη αντίσταση που παρουσιάζει ο μείκτης του επόμενου σταδίου, σύμφωνα με το φύλλο προδιαγραφών του. Η πράσινη κυματομορφή είναι η έξοδος του κυκλώματος όταν οι βάσεις και των δύο τρανζίστορ είναι πολωμένες στα 1.84 V, και η

κόκκινη όταν αφήσουμε την βάση του Q1 στα 1.84 V και σηκώσουμε την βάση του Q2 στα 1.9 V. Παρατηρούμε την επιθυμητή συμπεριφορά: το κέρδος του LNA πέφτει, όταν η βάση του Q2 ανέβει σε σχέση με την βάση του Q1.

Το κέρδος για κοινή τάση βάσεων 1.84 V είναι περίπου 35 φορές (31 dB), ενώ για τάση 1.9 V στην βάση του Q2 πέφτει στις περίπου 7 φορές (17 dB). Εμείς θα φροντίσουμε η τάση πόλωσης του Q2 να είναι $\geq 1.84V$, συνεπώς ο LNA μας θα προσφέρει μέγιστο κέρδος 31 dB για πολύ μικρά σήματα εισόδου, νούμερο που θα πέφτει όσο θα αυξάνει η πόλωση στο Q2 (θα δούμε πώς θα συμβεί αυτό στο κεφάλαιο του ελέγχου κέρδους).

4.4 Το μπλοκ αποδιαμόρφωσης

Για την ολοκλήρωση του συστήματος του υπερετερόδυνου δέκτη, καλούμαστε πλέον να λάβουμε το ενισχυμένο AM σήμα από τον LNA, και υλοποιώντας τα υπόλοιπα στάδια του μπλοκ διαγράμματος του σχήματος 4.2, να φθάσουμε στην εξαγωγή της audio πληροφορίας που μας ενδιαφέρει. Προς τούτο, χρειαζόμαστε συνολικά 2 πολλαπλασιαστές, 1 IF ενισχυτή και έναν IF limiter. Εξετάζοντας το εσωτερικό block διάγραμμα του SA605 [16], ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος που χρησιμοποιείται κανονικά για FM αποδιαμόρφωση, βλέπουμε ότι αυτές οι υποδομές υπάρχουν. Έτσι, οδηγούμαστε στην ακόλουθη σχεδίαση του μπλοκ αποδιαμόρφωσης:



Σχήμα 4.7: Το μπλοκ αποδιαμόρφωσης: περιλαμβάνεται και η τοπική παραγωγή της συχνότητας για πολλαπλασιασμό της εισόδου

Όπως βλέπουμε, το μπλοκ εκκινεί με τον πρώτο μείκτη. Ο μείκτης αποτελεί έναν Gilbert-Cell πολλαπλασιαστή, που από την μία δέχεται το σήμα εισόδου (διαφορικά, με το ένα άκρο να πάει στο AC ground μέσω ενός 100 nF πυκνωτή), και από την άλλη την έξοδο του τοπικού ταλαντωτή. Ο SA605 παρέχει ένα τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού συλλέκτη, το οποίο μπορεί να εκμεταλλευθεί ο χρήστης για να δημιουργήσει έναν τοπικό ταλαντωτή με την βοήθεια εξωτερικών LC δικτυωμάτων.

Εμείς φυσικά δεν σκοπεύουμε να χρησιμοποιήσουμε με τέτοιο τρόπο αυτό το τρανζίστορ: απλά θα του εισάγουμε στην βάση το επιθυμητό ημίτονο, το οποίο θα έχουμε παράξει ψηφιακά, όπως είδαμε και στο κεφάλαιο του συστήματος εκπομπής. Και πάλι, θα χρησιμοποιήσουμε ένα ενεργό φίλτρο 3ης τάξης κατά τα γνωστά, αυτή την φορά με στοιχεία $R_1 = R_2 = R_3 = 1k$ και $C_1 = C_2 = C_3 = 220pF$, ώστε η συχνότητα αποκοπής να τοποθετηθεί περίπου στα 720 kHz. Έτσι, το "βρώμικο" ημίτονο του DDS θα μετατραπεί σε ένα καθαρό ημίτονο που θα μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως τοπική συχνότητα πολλαπλασιασμού. Ρυθμίζοντας το κέρδος του φίλτρου όπως φαίνεται στο σχηματικό, θα πετύχουμε στην πράξη περίπου 500 mVpp για το πλάτος αυτού του ημιτόνου, που είναι κοντά στα απαιτούμενα όρια που ορίζει ο κατασκευαστής (NXP[®]) για την ορθή λειτουργία του μείκτη.

Τα κεραμικά φίλτρα που θα χρησιμοποιήσουμε έχουν κεντρική συχνότητα τα 455 kHz, συνεπώς εφόσον τα κανάλια εκπομπής έχουν φέρουσες συχνότητες 198 kHz και 208 kHz, θέλουμε να εισάγουμε ένα τοπικό ημίτονο στα 653 kHz και 663 kHz αντίστοιχα - ώστε η ετερόδυνη διαφορά να είναι στα 455 kHz.

Βάσει αυτών των απαιτήσεων και κατ' αναλογία με όσα είπαμε στο κεφάλαιο του συστήματος εκπομπής για τον προγραμματισμό του DDS, χρησιμοποιήσαμε τον ακόλουθο κώδικα για την παραγωγή των επιθυμητών ημιτόνων:

```
#include <SPI.h>

const int fsync = 5;
const int user = 2;

void setup() {

    SPI.begin();

    pinMode(user, INPUT);
    pinMode(fsync, OUTPUT);
    digitalWrite(fsync, HIGH);

    delay(100);
}

void loop()
{
    SPI.beginTransaction(SPISettings(200000, MSBFIRST, SPI_MODE2));
```

```
uint8_t prev = 0;
uint8_t state = digitalRead(user);

if (state == HIGH)
    prev = LOW;
else
    prev = HIGH;

while (1)
{
    state = digitalRead(user);

    if (state != prev)
    {
        prev = state;

        if (state == 0)
        {
            digitalWrite(fsycn, LOW);
            uint8_t receivedVal = SPI.transfer(0x21); // reset: DDS must produce a sine
            receivedVal = SPI.transfer(0x00);
            receivedVal = SPI.transfer(0x74); // 14 LSB bits of the FreqReg word
            receivedVal = SPI.transfer(0xBC);
            receivedVal = SPI.transfer(0x45); // 14 MSB bits of the FreqReg word
            receivedVal = SPI.transfer(0x4D);
            receivedVal = SPI.transfer(0xC0); // sine phase = 0
            receivedVal = SPI.transfer(0x00);
            receivedVal = SPI.transfer(0x20); // exiting reset
            receivedVal = SPI.transfer(0x00);
            digitalWrite(fsycn, HIGH);

            delay(50);
        }
        else
        {
            digitalWrite(fsycn, LOW);
            uint8_t receivedVal = SPI.transfer(0x21);
            receivedVal = SPI.transfer(0x00);
            receivedVal = SPI.transfer(0x56);
            receivedVal = SPI.transfer(0x04);
            receivedVal = SPI.transfer(0x45);
            receivedVal = SPI.transfer(0x39);
            receivedVal = SPI.transfer(0xC0);
            receivedVal = SPI.transfer(0x00);
            receivedVal = SPI.transfer(0x20);
        }
    }
}
```



```
    receivedVal = SPI.transfer(0x00);
    digitalWrite(fsyc, HIGH);

    delay(50);
  }
}
}
```

Ο μείκτης προσδιορίστηκε πειραματικά ότι στην διάταξή μας, εμφανίζει κέρδος περίπου 7.5 φορές (περίπου 17.5 dB).

Μετά τον μείκτη, ακολουθεί φιλτράρισμα με το πρώτο κεραμικό φίλτρο στα 455 kHz. Να τονίσουμε ότι η συγκεκριμένη συχνότητα αποτελεί μια ευρέως διαδεδομένη τυποποιημένη ενδιάμεση συχνότητα για ραδιόφωνα. Η τυπική απώλεια του φίλτρου μας (insertion loss) είναι 6 dB, και η ονομαστική του αντίσταση 2000 Ω.

Στην συνέχεια, το σήμα παραλαμβάνει ο IF ενισχυτής. Σύμφωνα με τον κατασκευαστή, αυτή η ενισχυτική βαθμίδα έχει κέρδος περίπου 100 φορές (40 dB). Στην έξοδό του τοποθετείται άλλο ένα ίδιο κεραμικό φίλτρο για ακόμη καλύτερη αποθρομβοποίηση. Ο ενισχυτής έχει αντίσταση εξόδου 1k (με την βοήθεια μιας εσωτερικής εν σειρά αντίστασης) - οπότε παρεμβάλλουμε μεταξύ της εξόδου του ενισχυτή και του φίλτρου μια αντίσταση 1k σύμφωνα με τις οδηγίες του κατασκευαστή [17], για καλύτερο τερματισμό και βέλτιστο σηματοθρομβικό λόγο.

Έπειτα, είμαστε έτοιμοι να παρέχουμε την έξοδο του ενισχυτή στα 2 σημεία που απαιτείται: στην είσοδο του τελικού μείκτη - πολλαπλασιαστή, και στην είσοδο του περιοριστή (IF limiter). Ο limiter είναι σχεδιασμένος να δέχεται απευθείας το σήμα από την έξοδο του φίλτρου, ενώ το περνάμε μέσω πυκνωτή στην είσοδο του μείκτη, λόγω διαφοράς DC στάθμεων μεταξύ αυτών των σταδίων.

Ο τελικός πολλαπλασιαστής λοιπόν μας παρέχει στην έξοδό του το αποδιαμορφωμένο σήμα, ήτοι την ακουστική πληροφορία που επιθυμούμε. Λόγω της μεγάλης αντίστασης εξόδου του (περίπου 58k σύμφωνα με τον κατασκευαστή), εφαρμόζουμε την έξοδο απευθείας σε έναν απομονωτή υλοποιημένο με τελεστικό ενισχυτή, για να μπορέσουμε να την διαχειριστούμε ευκολότερα στην συνέχεια. Επειδή δε η DC στάθμη του μείκτη στην audio έξοδο είναι περίπου 3.3 V για τροφοδοσία 6 V, φροντίζουμε στην θέση αυτού του τελεστικού να χρησιμοποιήσουμε τον RC4580 της Texas Instruments[®], που μπορεί να λειτουργήσει και με τροφοδοσία μόλις 4 V, και έχει ικανοποιητικότατο εύρος ζώνης και χαμηλό θόρυβο για την audio χρήση που θα προοριστεί.

Έτσι, έχουμε απομονώσει την απαιτούμενη ακουστική πληροφορία και την έχουμε διαθέσιμη με χαμηλή αντίσταση εξόδου από τον απομονωτή. Φυσικά, στα επόμενα στάδια θα χρειαστεί και ένα στοιχειώδες βαθυπερατό φιλτράρισμα εντός της ακουστικής ζώνης, για να ξεφορτωθούμε τα υψίσυχνα παράγωγα του πολλαπλασιασμού.

4.5 Κύκλωμα ελέγχου κέρδους

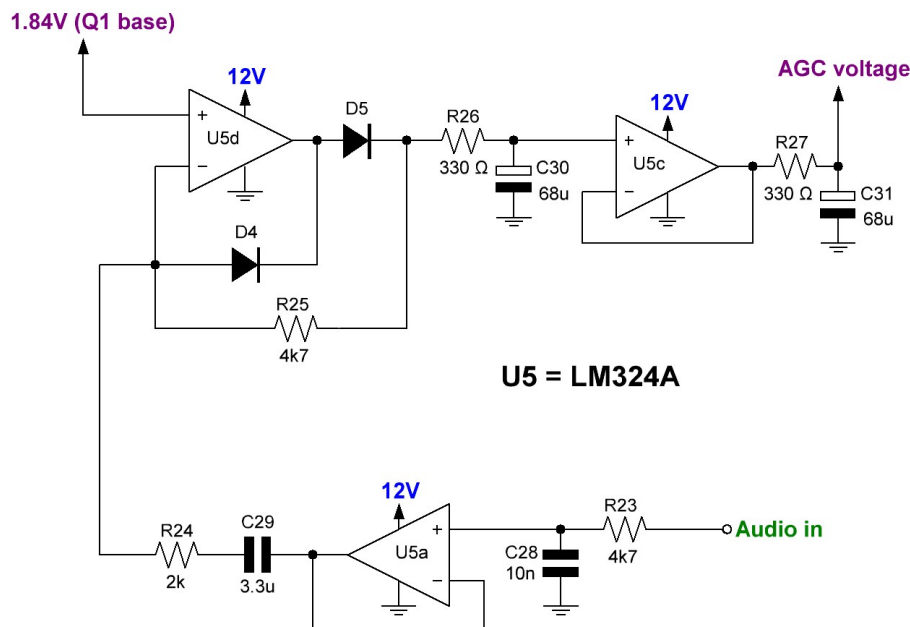
Έχοντας φτάσει από το AM σήμα εισόδου στην πλήρη αποδιαμόρφωσή του, το μόνο που μένει πλέον είναι η σχεδίαση του κυκλώματος που θα κρατάει πρακτικά σταθερή την ηχητική στάθμη ανεξαρτήτως πλάτους εισόδου. Όπως είπαμε, για να επιτευχθεί αυτό, μας ενδιαφέρει να υλοποιήσουμε ένα κύκλωμα που θα παράγει ένα κατάλληλο σήμα ελέγχου, ανάλογα με την ισχύ της ακουστικής πληροφορίας που αποδιαμορφώνεται.

Προφανώς, θέλουμε όταν το λαμβανόμενο σήμα είναι μεγάλο, το κέρδος του LNA στην είσοδο να μικραίνει, ώστε η στάθμη του σήματος που θα μεταβαίνει στα επόμενα στάδια να είναι σταθερή για κάθε είσοδο. Αυτή η απώλεια κέρδους είδαμε ότι είναι εφικτή αυξάνοντας την DC πόλωση του τρανζίστορ Q2.

Άρα, χρειαζόμαστε ένα κύκλωμα που να αυξάνει την πόλωση στην βάση του Q2, όσο μεγαλώνει η στάθμη της ακουστικής εξόδου. Κάτι τέτοιο είναι απολύτως εφικτό με χρήση ενός απλού κυκλώματος ημιανορθωτή ακριβείας.

Το κύκλωμα αρκεί να κάνει τα εξής: αρχικά να φιλτράρει το audio σήμα βαθυπερατά (για να φύγουν πιθανά υψίσυχνα παράσιτα), στην συνέχεια να το ανορθώνει, και το ανορθωμένο πλέον σήμα, να περνάει από ένα βαθυπερατό φίλτρο με πολύ μικρή συχνότητα αποκοπής, ώστε να δημιουργηθεί μια DC τάση το μέτρο της οποίας θα εξαρτάται από το πλάτος του ανορθωμένου σήματος.

Το πλήρες σχηματικό λοιπόν για το κύκλωμα ελεγχόμενου κέρδους είναι το ακόλουθο:



Σχήμα 4.8: Το κύκλωμα που υλοποιεί το AGC - ένας ημιανορθωτής ακριβείας κρατάει τις μισές μεταβολές του ακουστικού σήματος γύρω από την τάση αναφοράς των 1.84 V, και έπειτα τις φιλτράρουμε για να φτιάξουμε την τάση ελέγχου

Πριν περάσουμε στην ανάλυση του κυκλώματος AGC, να παρατηρήσουμε πως όπως είναι ίσως προφανές, η συμπερίληψη ενός τέτοιου κυκλώματος στην διάταξή μας θα χειροτερέψει τον σηματοθορυβικό λόγο [18]. Κάτι τέτοιο θα συμβεί ιδιαίτερα στην περίπτωση μας επειδή "σκοτώνουμε" το κέρδος του πρώτου σταδίου για να εξασφαλίσουμε γραμμικότητα. Ένας καλός σηματοθορυβικός λόγος όμως συνήθως έχει ως βασική απαίτηση το μεγάλο κέρδος στο πρώτο στάδιο μιας ενισχυτικής διάταξης. Είναι ένας συμβιβασμός που καλούμαστε να κάνουμε, με σκοπό την ευρωστία του συστήματος.

Θα μπορούσαμε φυσικά να εφαρμόσουμε τον έλεγχο σε ένα μεταγενέστερο στάδιο για να βελτιώσουμε τον σηματοθορυβικό λόγο, αλλά όπως είδαμε αυτή η πρακτική θα έθετε σε κίνδυνο την γραμμικότητα για υψηλά επίπεδα σημάτων στην είσοδο.

Κλείνοντας την παρένθεση, συνεχίζουμε με την ανάλυση του παραπάνω κυκλώματος: αρχικά, το audio σήμα φιλτράρεται βαθυπερατά από ένα απλό RC δίκτυο με συχνότητα αποκοπής τα 3.4 kHz (άνω όριο της ομιλίας για εμάς), και παραδίδεται στο υπόλοιπο κύκλωμα με χρήση ενός απομονωτή, καθώς το στάδιο που ακολουθεί έχει μικρή αντίσταση εισόδου.

Το επόμενο στάδιο είναι ο ημιανορθωτής ακριβείας [19]. Το κύκλωμα συνιστά μια αναστρέφουσα συνδεσμολογία τελεστικού ενισχυτή, με 2 διόδους. Δεδομένου του ότι στο AC το + του τελεστικού είναι στην γη, η λειτουργία του ημιανορθωτή μπορεί να εξηγηθεί ως εξής:

- Όταν το σήμα που έρχεται είναι θετικό, ο τελεστικός ενισχυτής τείνει να αποδώσει μια πολύ αρνητική τάση στην έξοδό του, πολώνοντας ανάστροφα την diόδο D5 και ορθά την D4. Έτσι, μέσω της D4, διατηρείται σε κατάσταση μοναδιαίας ανάδρασης (με μια μικρή ολίσθηση στο DC), που σημαίνει ότι το + και το - του παραμένουν ισοδυναμικά. Αυτό έχει ως συνέπεια να μην διέρχεται κανένα σήμα μέσω της R25, και άρα η έξοδος στον κόμβο [R25,R26,D5] παρουσιάζει μηδενική μεταβολή.
- Όταν το σήμα εισόδου είναι αρνητικό, ο τελεστικός αποδίδει γρήγορα μια θετική τάση στην έξοδό του πολώνοντας ορθά την diόδο D5, και ανάστροφα την D4. Έτσι, στο AC παραμένει σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία με κέρδος κατά τα γνωστά $-\frac{R25}{R24}$, περνώντας το αρνητικό σήμα ενισχυμένο κατά αυτό τον λόγο στην έξοδο.

Έτσι, ο ημιανορθωτής περνάει τις αρνητικές περιόδους του σήματος ανεστραμμένες (άρα ως θετικές). Επειδή δε η DC πόλωση του ημιανορθωτή, που καθορίζεται από την τάση στο + (1.84 V) είναι ίση με την τάση πόλωσης του Q1, σε συνθήκες μηδενικού σήματος στην είσοδο η AGC τάση θα είναι 1.84 V, ενώ όταν αρχίσει και υπάρχει σήμα, θα αρχίσει να ανεβαίνει, μειώνοντας το κέρδος του LNA. Είναι σκόπιμο η αναφορά να προκύπτει απευθείας από το Q1, ώστε η ανύψωση της AGC τάσης να προκύπτει διαφορεικά από αυτήν - ώστε η συμπεριφορά του συστήματος να είναι συμπαγής.

Δεδομένης της μονής τροφοδοσίας, η χαμηλή στάθμη των 1.84 V κρίνει αναγκαία την χρήση ενός τελεστικού ενισχυτή που να μπορεί να δουλέψει με τόσο χαμηλή πόλωση, ενώ παράλληλα θέλουμε τα ρεύματα και οι τάσεις offset στις εισόδους του να είναι πολύ μικρά, για να είναι ελάχιστες οι αποκλίσεις από τα 1.84 V. Προς αυτή την κατεύθυνση, επιλέξαμε τον LM324A της Texas

Instruments[®], που έχει rail-to-rail προδιαγραφές για λειτουργία κοντά στον αρνητικό πόλο της τροφοδοσίας, και αμελητέα μεγέθη offset (nA και uV).

Για το κέρδος του ημιανορθωτή, είναι προφανές ότι πρέπει να πληρούνται κάποιες προϋποθέσεις: δεν πρέπει να είναι πολύ μικρό, γιατί έτσι η φιλτραρισμένη AGC τάση θα μεταβάλλεται ελάχιστα, πρακτικά μην αλλάζοντας το gain του LNA, ούτε όμως πρέπει να είναι πολύ μεγάλο - καθώς υπάρχει ο κίνδυνος να μειωθεί πάρα πολύ το συνολικό κέρδος, και το σύστημα να καταστεί μη λειτουργικό, και με πολύ κακό σηματοθοροβικό λόγο.

Η εκλογή του συγκεκριμένου κέρδους έγινε έπειτα από πειραματισμό, ώστε να εξασφαλίσει ένα ικανοποιητικό εύρος ορθής λειτουργίας (θα δούμε στο κεφάλαιο των αποτελεσμάτων ποιο είναι αυτό).

Μετά τον ανορθωτή, ακολουθούν δύο RC βαθυπερατά φίλτρα με πολύ χαμηλή συχνότητα αποκοπής, ώστε η ανορθωμένη τάση να μετατραπεί σε μια μεταβολή DC στάθμης χωρίς κυματισμούς. Εδώ να τονίσουμε ότι οι συχνότητες αποκοπής πρέπει να είναι μικρότερες από την χαμηλότερη ακουστική συχνότητα που μπορεί να εμφανιστεί στην ανορθωμένη τάση λόγω της ομιλίας, ώστε να φιλτραριστεί ικανοποιητικά. Έτσι, επιλέξαμε τα δύο βαθυπερατά φίλτρα με κοινή συχνότητα αποκοπής τα 7 Hz ($R_{26} = R_{27} = 330\Omega$, $C_{30} = C_{31} = 68\mu F$) - πολύ μακριά από τα 80 Hz που θα μπορούσαν να θεωρηθούν η χαμηλότερη τυπική συχνότητα μιας ανδρικής φωνής. Χρησιμοποιούμε δε έναν απομονωτή πριν το τελικό φίλτρο, για να είναι φορτώσουμε λιγότερο τον τελεστικό ενισχυτή του ημιανορθωτή.

Η έξοδος του κυκλώματος πλέον μας παραδίδει την επιθυμητή τάση ελέγχου για το AGC, η οποία εφαρμόζεται κατευθείαν στην βάση του Q2.

Εδώ πρέπει να παρατηρήσουμε το εξής: όπως είπαμε, το κύκλωμα του AGC αποτελεί ένα κύκλωμα αρνητικής ανάδρασης, που σταθεροποιεί την στάθμη εξόδου. Είναι αρνητική η ανάδραση, διότι όπως είδαμε μεγάλες μεταβολές στην είσοδο τείνουν να φράζουν την έξοδο εντός διαχειρίσιμων ορίων - το αντίθετο θα συνέβαινε αν είχαμε θετική ανάδραση. Μεγάλη τάση εισόδου σημαίνει παραγωγή μεγάλης τάσης AGC, που "σκοτώνει" το κέρδος στην είσοδο.

Θα μπορούσε κανείς λοιπόν να υποθέσει πως όσο μεγάλη στάθμη και να έρθει στην είσοδο, το δίκτυο αυτό θα φροντίσει ώστε να μειωθεί έγκαιρα το κέρδος και να μπορέσει το σύστημα να δουλέψει όπως πρέπει.

Ο πρώτος μείκτης όμως, έχει κάποια όρια γραμμικής λειτουργίας. Από ένα επίπεδο πλάτους του σήματος εισόδου και πάνω, αρχίζει να μεταβαίνει στον κόρο, ψαλιδίζοντας την πληροφορία, και άρα μεταδίδοντας στον υπόλοιπο αποδιαμορφωτή ένα σήμα με μικρότερο βάθος διαμόρφωσης. Εάν λοιπόν ο βρόχος του AGC έχει πολύ μεγάλες σταθερές χρόνου για να φιλτράρει ικανοποιητικά την τάση ελέγχου, το αποτέλεσμα μπορεί να είναι πως για μεγάλα σήματα, ο αποδιαμορφωτής δύναται να εισέλθει στην μη γραμμική λειτουργία προτού επέμβει το κύκλωμα ελέγχου για να μειώσει το κέρδος στην είσοδο. Έτσι, εμφανίζεται στην έξοδο μια πολύ μικρή (και παραμορφωμένη) ακουστική πληροφορία. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η AGC τάση που θα δημιουργηθεί να είναι πρακτικά κοντά στο 1.84 V, μην μπορώντας να μεταβάλλει το κέρδος του LNA - συντηρώντας αυτή την κατάσταση. Άρα, όταν ξαφνικά έρθει ένα πολύ μεγάλο σήμα εισόδου, το σύστημα κλειδώνει σε μια κατάσταση όπου η ακουστική τάση εξόδου προκύπτει πολύ μικρή και ψαλιδισμένη. Ο μόνος τρόπος να μην

συμβεί αυτό για πολύ μεγάλες σταθερές χρόνου, είναι λίγο πριν την έλευση του μεγάλου σήματος, το σήμα να είχε ήδη ένα αξιοσημείωτο πλάτος, οπότε η AGC τάση να ήταν σε επίπεδα που να φρόντιζε ότι ο LNA θα είχε μικρό κέρδος, και θα μπορούσε να μειωθεί κι άλλο.

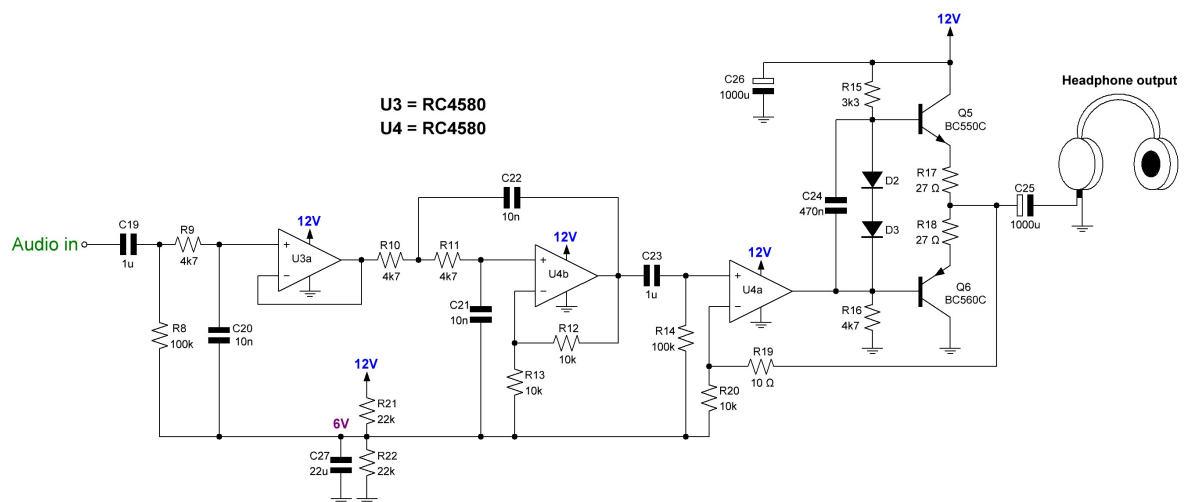
Η παραπάνω συμπεριφορά είναι ένα φυσικό επακόλουθο του ότι ο αποδιαμορφωτής έχει συνολικά κάποια άνω όρια λειτουργίας. Για να αποφύγουμε αυτά τα φαινόμενα προς αύξηση της περιοχής λειτουργίας του συστήματος (ακόμη και με αρκετά μεγάλα σήματα), η λύση είναι να έχουμε ένα ικανοποιητικά γρήγορο σε απόκριση AGC για το εύρος σημάτων που μας ενδιαφέρει, ή να μειώσουμε νωρίτερα το λαμβανόμενο σήμα. Για την δική μας περίπτωση, το σύστημα ανταποκρίθηκε αρκετά γρήγορα για σήματα από -80 dBm έως και -30 dBm με τις υπάρχουσες σταθερές χρόνου.

Φυσικά, ακόμη και να μην υπάρχει κίνδυνος να κλειδώσει το σύστημα σε ανεπιθύμητη κατάσταση, είναι σαφές ότι για πολύ μεγάλα σήματα εισόδου ο ίδιος ο LNA θα αρχίσει να μεταβαίνει σε μη γραμμική περιοχή. Συνεπώς, ούτως ή άλλως πρέπει να αποφεύγονται πολύ μεγάλες διεγέρσεις στην είσοδο.

4.6 Ο ενισχυτής των ακουστικών

Το τελευταίο κομμάτι του συστήματος λήψης αποτελεί ο ενισχυτής των ακουστικών. Εδώ, μας ενδιαφέρει απλά να δημιουργήσουμε μια ενισχυτική διάταξη με μικρό κέρδος (περίπου 2 φορές), που να φιλτράρει ικανοποιητικά τον θόρυβο εκτός του εύρους ζώνης που μας ενδιαφέρει, και να μπορεί να οδηγήσει ένα τυπικό φορτίο 32 Ω - όπως τα περισσότερα ακουστικά.

Προς αυτή την κατεύθυνση, σχεδιάσαμε τον ακόλουθο ενισχυτή:

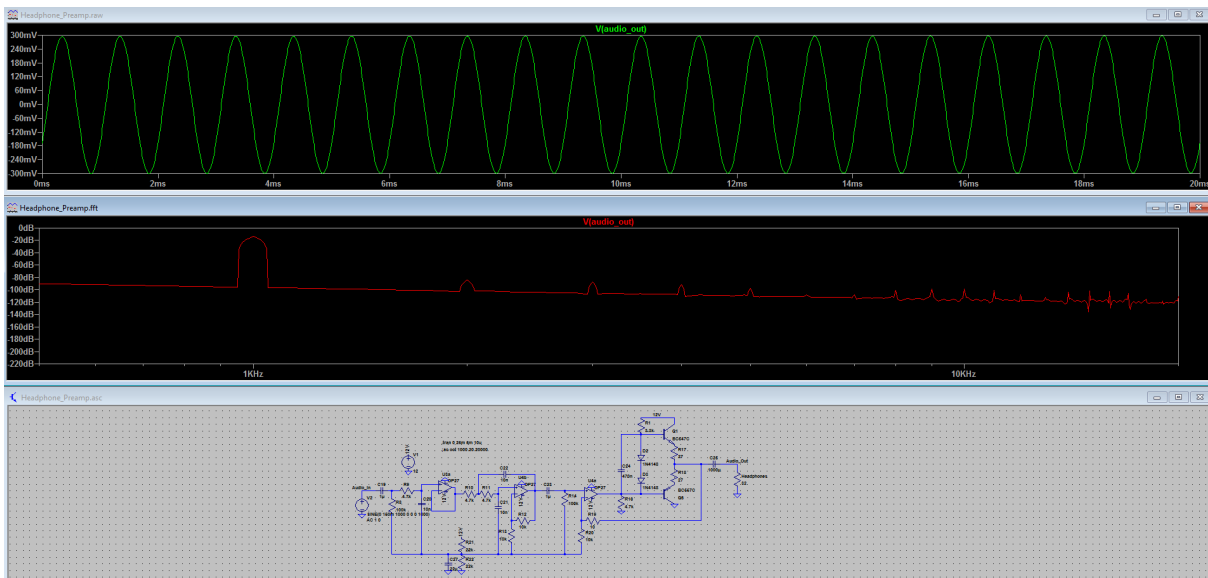


Σχήμα 4.9: Ο ενισχυτής των ακουστικών: αρχικά ένα ενεργό φίλτρο 3ης τάξης, και στην συνέχεια ένα BJT στάδιο εξόδου Push-Pull τάξης AB με τελεστικό ενισχυτή ως διαφορικό στάδιο εφαρμογής της αρνητικής ανάδρασης

Στην αρχή της ενισχυτικής διάταξης, έχει συμπεριληφθεί το ίδιο φίλτρο 3ης τάξης που χρησιμοποιήσαμε στον ενισχυτή του μικροφώνου. Στην έξοδο του κυκλώματος βρίσκεται ένας μικρός

ενισχυτής ισχύος με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά [20]: ένα BJT συμπληρωματικό ζεύγος κοινού συλλέκτη που λειτουργεί σε τάξη AB, στην είσοδο του οποίου ένας τελεστικός ενισχυτής παίζει τον ρόλο του διαφορικού ζεύγους. Οι διόδοι D2-D3 πολώνουν το στάδιο AB και ο πυκνωτής C24 παρέχει το ίδιο σήμα στις βάσεις των τρανζίστορ στο AC. Το δίκτυο ανάδρασης είναι σε συνδεσμολογία σειρά-παράλληλα, και η επιστροφή του εφαρμόζεται κατά τα γνωστά στο - του τελεστικού.

Ακολουθεί μια προσομοίωση χρονικής απόκρισης του ενισχυτή στο περιβάλλον του LTSpice XVII®:



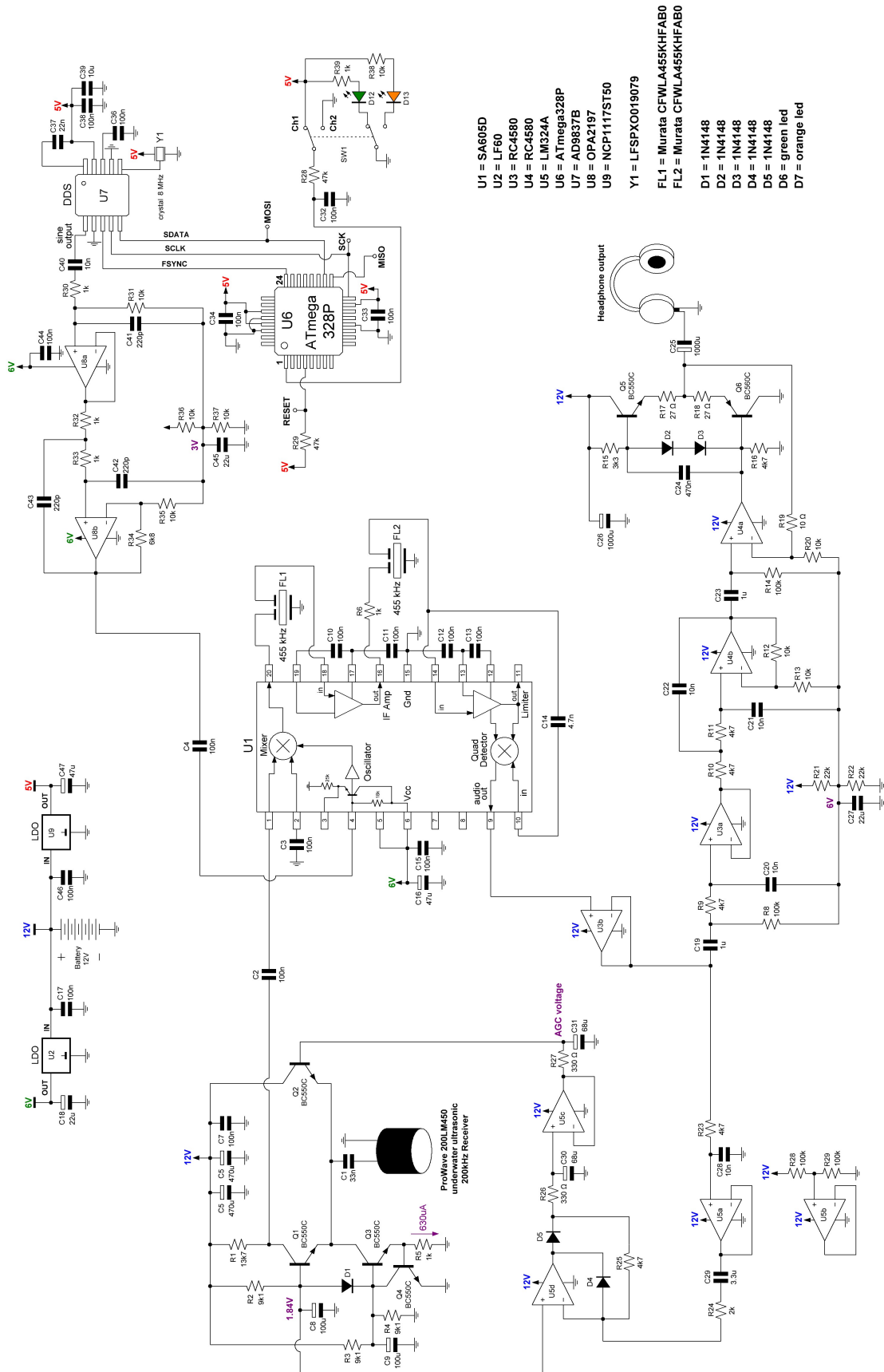
Σχήμα 4.10: Προσομοίωση του ενισχυτή των ακουστικών: το κέρδος είναι κοντά στα 6 dB, και κάθε αρμονική 70 dB κάτω από την θεμελιώδη

Όπως παρατηρούμε, ο ενισχυτής παρουσιάζει ένα συνολικό κέρδος επί 2 (6 dB). Εκτελώντας δε ανάλυση FFT στο σήμα εξόδου, παρατηρούμε ότι η αρμονική παραμόρφωση είναι πολύ χαμηλή: κάθε αρμονική βρίσκεται τουλάχιστον 70 dB κάτω από την θεμελιώδη συχνότητα του 1 kHz, με πλήρες φορτίο (32 Ω).

Συνεπώς, ο ενισχυτής συμβαδίζει απόλυτα με τις απαιτήσεις ενός ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων.

4.7 Το πλήρες σχηματικό

Κλείνουμε το κεφάλαιο του συστήματος λήψης, παρουσιάζοντας το πλήρες σχηματικό του διαγράμμα στη διπλανή σελίδα.



Σχήμα 4.11: Το πλήρες σχηματικό του συστήματος λήψης

5

Πειραματικά Αποτελέσματα

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν από την φυσική υλοποίηση των συστημάτων που σχεδιάσαμε στα προηγούμενα κεφάλαια. Στην πράξη, κατασκευάσαμε ένα πλήρες σύστημα εκπομπής και ένα πλήρες σύστημα λήψης, το καθένα σε ξεχωριστή τυπωμένη πλακέτα 2 επιπέδων. Οι μετρήσεις που θα παρουσιαστούν χωρίζονται σε δύο μέρη: στις εργαστηριακές μετρήσεις κάθε διάταξης, προς απόδειξη της ορθής λειτουργίας τους, και σε ένα πραγματικό εγχείρημα επικοινωνίας στο υδάτινο περιβάλλον μιας δεξαμενής.

5.1 Σύστημα Εκπομπής

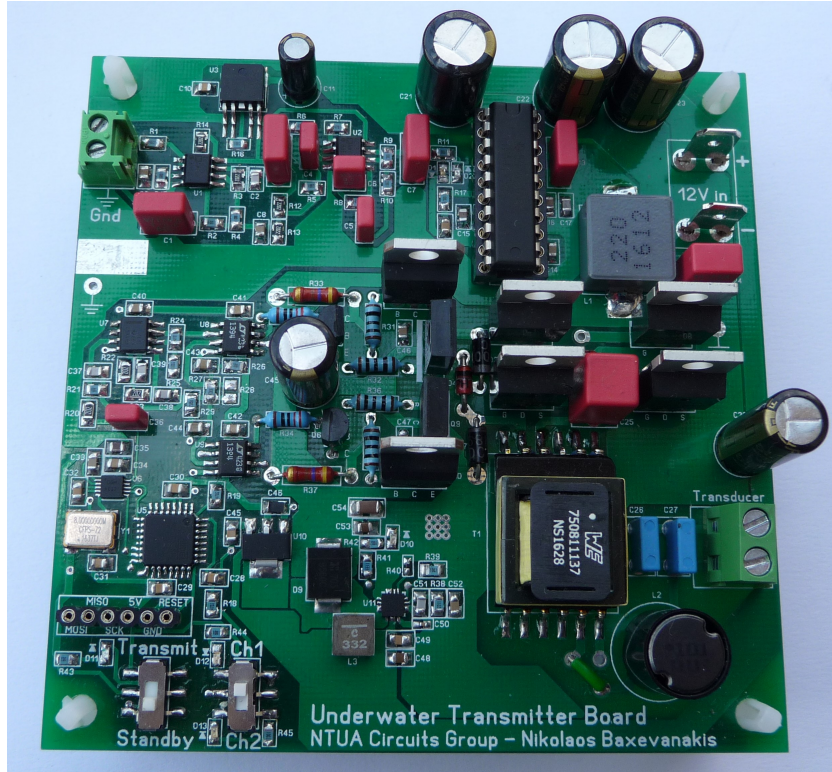
Η πλακέτα του συστήματος εκπομπής, σε συμφωνία με τον σχεδιασμό μας, παρέχει στον χρήστη την δυνατότητα να επιλέξει μεταξύ 2 πιθανών καναλιών εκπομπής, και δέχεται ως τροφοδοσία μία μπαταρία 12V. Ο χρήστης της πειραματικής διάταξης οφείλει να είναι προσεκτικός με τα επίπεδα τάσης που δύναται να αναπτυχθούν στην μεριά της εξόδου, καθώς μπορούν να φτάσουν ακόμη και τα 150 Vpp σε ομαλή λειτουργία.

Για το σύστημα εκπομπής, επιλέξαμε να παρουσιάσουμε στον αναγνώστη τις ακόλουθες εργαστηριακές μετρήσεις που υποδεικνύουν την ορθή λειτουργία του:

- Χαρακτηρισμός του προενισχυτή μικροφώνου στο πεδίο της συχνότητας
- Απεικόνιση των μη επικαλυπτόμενων ρολογιών που οδηγούν την γέφυρα εξόδου
- Απεικόνιση της παλμοσειράς στο δευτερεύον του μετασχηματιστή εξόδου
- Απεικόνιση του φέροντος ημιτόνου στα άκρα του μετατροπέα
- Απεικόνιση ενός AM διαμορφωμένου σήματος στα άκρα του μετατροπέα

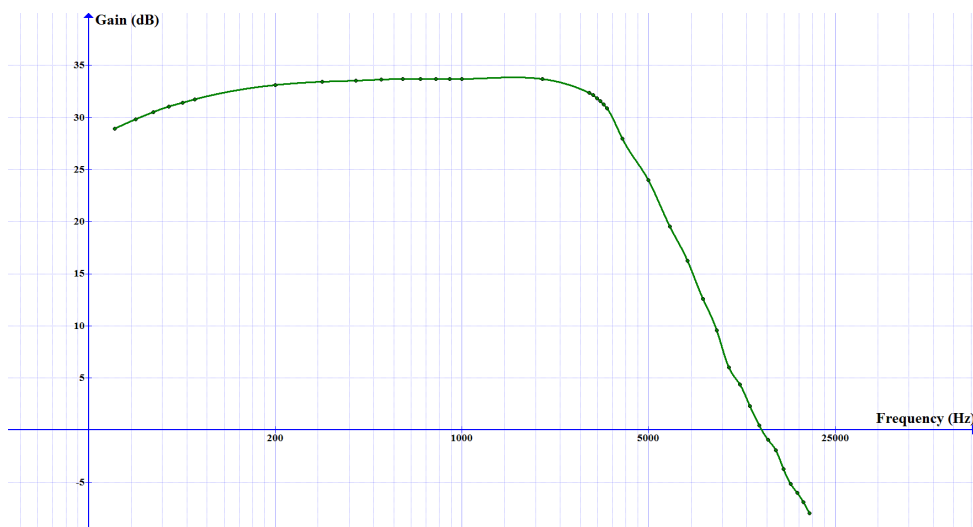
Ακολουθεί η παρουσίαση της τελικής κατασκευής του συστήματος εκπομπής, όπως επίσης και οι άνω εργαστηριακές μετρήσεις. Για την ορθή λειτουργία του συστήματος εκπομπής, κατά τις εργαστηριακές μετρήσεις ο υπερηχητικός μετατροπέας είχε συνδεθεί στην έξοδο του κυκλώματος, όντας εμβαπτισμένος σε μια λεκάνη με νερό ώστε να παρουσιάζει πρακτικά την αναμενόμενη εμπέδηση.

5.1.1 Η τελική κατασκευή



Σχήμα 5.1: Η τελική πλακέτα του συστήματος εκπομπής, 2 επιπέδων, με διαστάσεις 10cm x 10cm

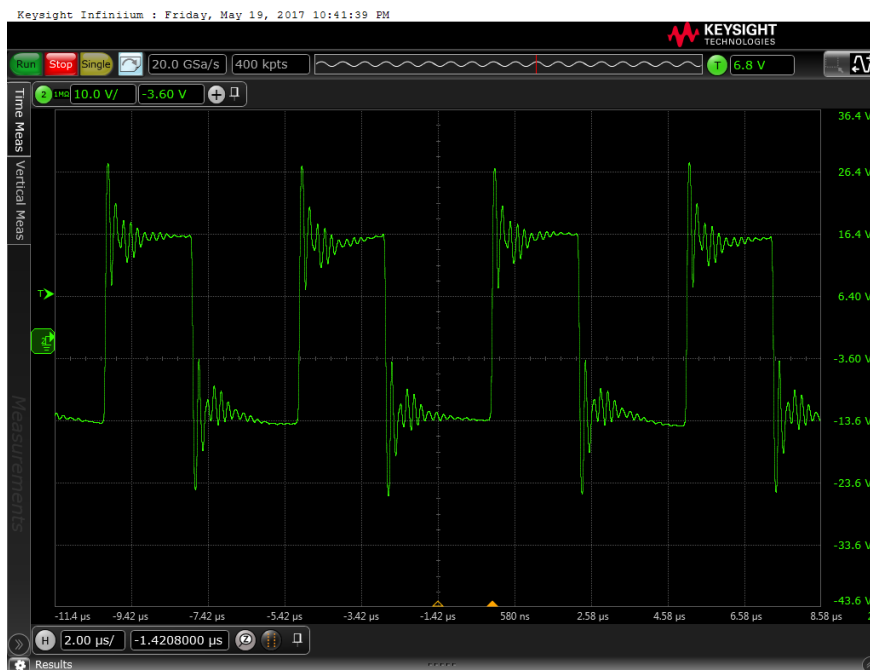
5.1.2 Εργαστηριακές μετρήσεις



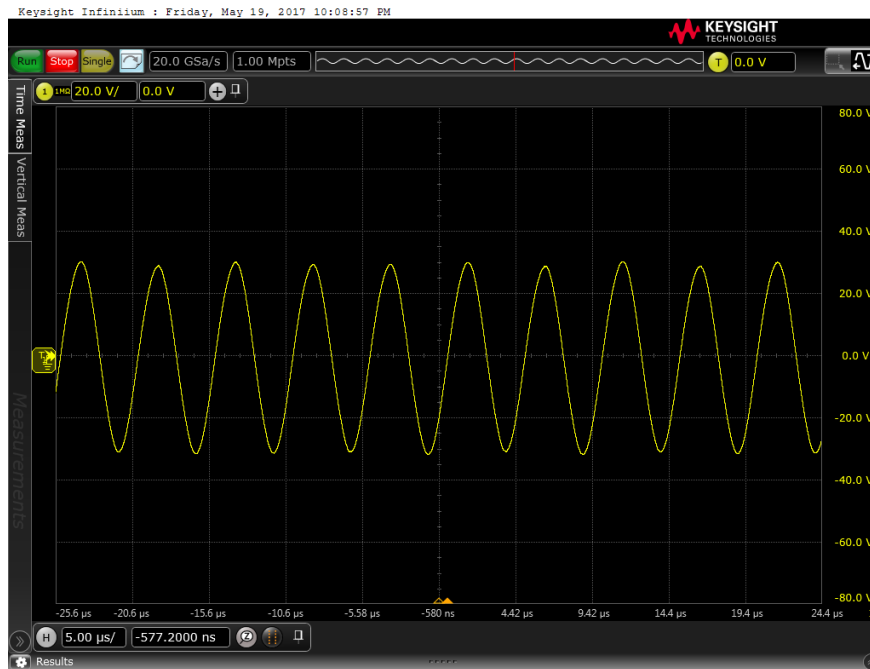
Σχήμα 5.2: Απόκριση του ενισχυτή μικροφώνου - κέρδος 33 dB στις μεσαίες συχνότητες και συχνότητα αποκοπής τα 3.4 kHz, με περίπου 60 dB/decade πτώση έπειτα



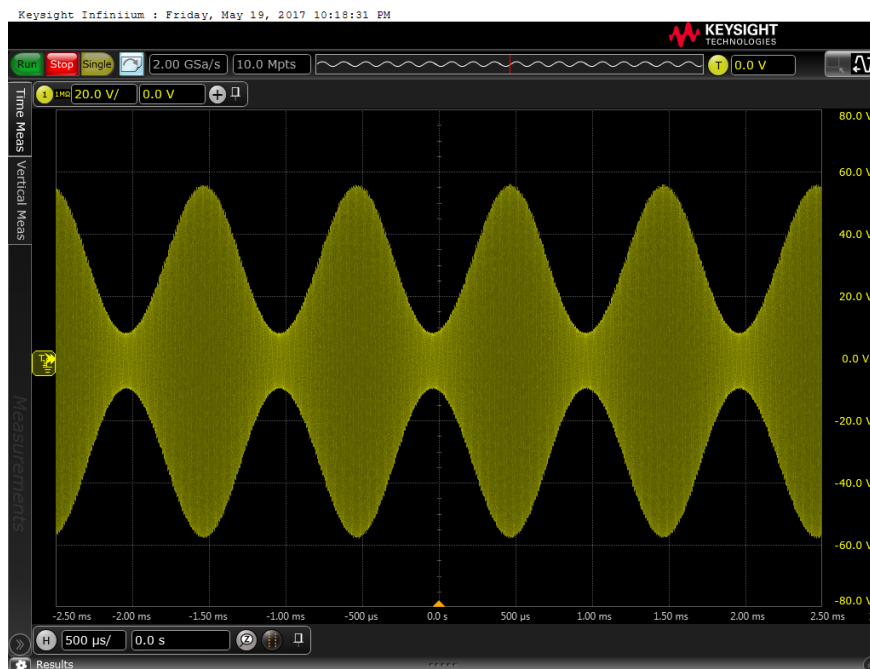
Σχήμα 5.3: Τα μη επικαλυπτόμενα ρολόγια που οδηγούν τη γέφυρα: πλάτος 0-15 V, και συχνότητα 198 kHz (κανάλι 1)



Σχήμα 5.4: Δευτερεύον μετασχηματιστή για μηδενική είσοδο διαμόρφωσης: η έξοδος του Class-D είναι σταθερή στα περίπου 6 Vdc, άρα αναμενόμενη παλμοσειρά πλάτους 12 Vpp στο πρωτεύον και περίπου $12 \cdot 2.6 = 31V_{pp}$ στο δευτερεύον - την οποία και παίρνουμε (πάλι συχνότητα 198 kHz, στο κανάλι 1)



Σχήμα 5.5: Το φέρον ημίτονο στα 198 kHz: η έξοδος αυτή έχει ληφθεί ακριβώς πάνω στον μετατροπέα, και αποτελεί το βαθυπερατό φιλτράρισμα της προηγούμενης παλμοσειράς - όπως αναμέναμε, ένα πολύ καθαρό ημίτονο, με διπλάσιο μάλιστα πλάτος (62 Vpp) λόγω του συντονισμού



Σχήμα 5.6: Παράδειγμα AM διαμόρφωσης: η παραπάνω κυματομορφή αντιστοιχεί στην έξοδο πάνω στον μετατροπέα, με φέρουσα συχνότητα τα 198 kHz, και συχνότητα διαμόρφωσης το 1 kHz (20 mVpp στην είσοδο του προενισχυτή ακουστικών από γεννήτρια) - το πλάτος της κυματομορφής είναι περίπου 114 Vpp

Όπως βλέπουμε, το σύστημα εκπομπής δουλεύει όπως θα έπρεπε, αποδίδοντας AM διαμορφωμένο σήμα στον υπερηχητικό μετατροπέα σε τάσεις άνω των 100 V_{pp}.

Όσον αφορά την ισχύ που καταναλώνει το σύστημα εκπομπής, οι σημαντικότερες μετρήσεις είναι οι ακόλουθες:

- σε ηρεμία (standby), η στατική κατανάλωση είναι 113 mA στα 12V - ήτοι, 1.36 W
- σε διαδικασία εκπομπής (transmit) αλλά χωρίς AM διέγερση (φέρων σταθερού πλάτους πάνω στον μετατροπέα), απαιτούνται 348 mA για εκπομπή στα 198 kHz και 260 mA για εκπομπή στα 208 kHz, δηλαδή 4.18 W και 3.12 W αντιστοίχως - κάτι αναμενόμενο, αφού στα 208 kHz η εμπέδηση του μετατροπέα είναι μεγαλύτερη
- σε διαδικασία εκπομπής πλήρους AM σήματος (που αντιστοιχεί στο Σχήμα 5.6), η κατανάλωση ήταν 405 mA - δηλαδή, 4.86 W

Παρατηρούμε την υψηλή απόδοση του σταδίου εξόδου από την μικρή διαφορά ισχύος μεταξύ της εκπομπής απλού φέροντος και AM διαμορφωμένου σήματος - κάτι τέτοιο δεν θα συνέβαινε σε έναν συμβατικό ενισχυτή ισχύος. Ενώ και η συνολική απόδοση είναι πολύ καλή (της τάξης του 60-65%), και θα ήταν πολύ καλύτερη αν εκπέπαμε σε υψηλότερη ισχύ.

5.2 Σύστημα Λήψης

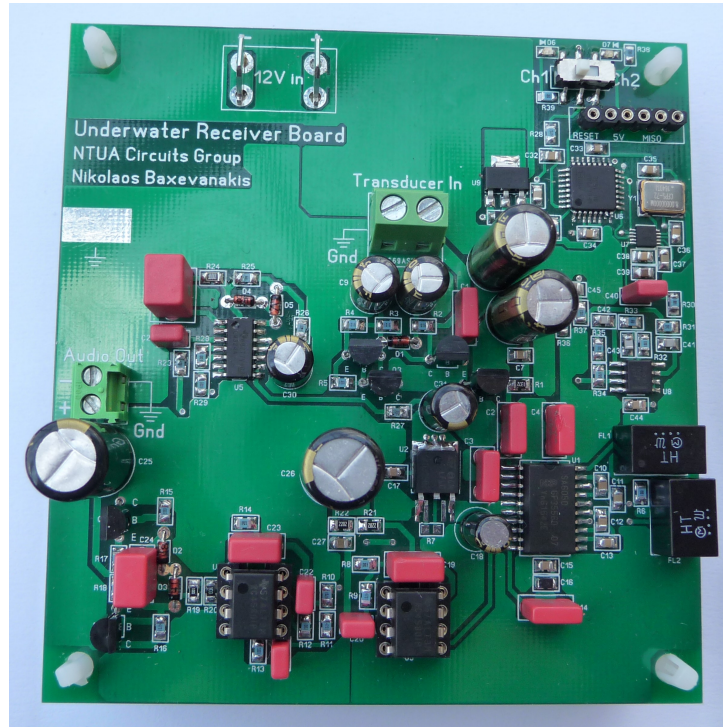
Η πλακέτα του συστήματος λήψης, σε συμφωνία με τον σχεδιασμό μας, παρέχει στον χρήστη την δυνατότητα να επιλέξει μεταξύ 2 πιθανών καναλιών συντονισμού, και δέχεται ως τροφοδοσία μία μπαταρία 12V.

Για το σύστημα λήψης, επιλέξαμε να παρουσιάσουμε στον αναγνώστη τις ακόλουθες εργαστηριακές μετρήσεις που υποδεικνύουν την ορθή λειτουργία του:

- Χαρακτηρισμός του κεραμικού φίλτρου στο πεδίο της συχνότητας
- Απεικόνιση του σήματος που εισάγουμε στον τοπικό ταλαντωτή για πολλαπλασιασμό
- Απεικόνιση της λειτουργίας του ανορθωτή για το κύκλωμα του AGC
- Απεικόνιση της ακουστικής εξόδου για εισερχόμενο σήμα ισχύος -70dBm
- Απεικόνιση της ακουστικής εξόδου για εισερχόμενο σήμα ισχύος -40dBm

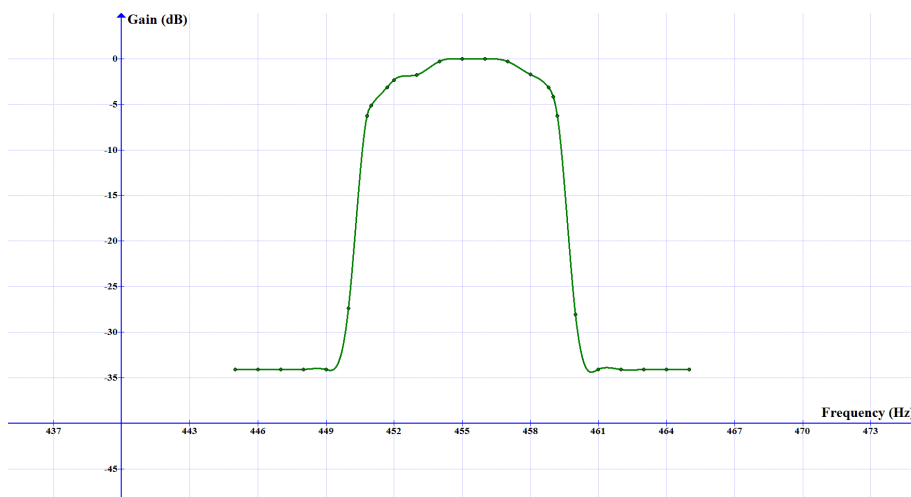
Ακολουθεί η παρουσίαση της τελικής κατασκευής του συστήματος λήψης, όπως επίσης και οι άνω εργαστηριακές μετρήσεις. Για την εκτέλεση των μετρήσεων, η είσοδος του δέκτη μας ήταν συνδεδεμένη σε μια γεννήτρια παραγωγής AM διαμορφωμένων σημάτων.

5.2.1 Η τελική κατασκευή

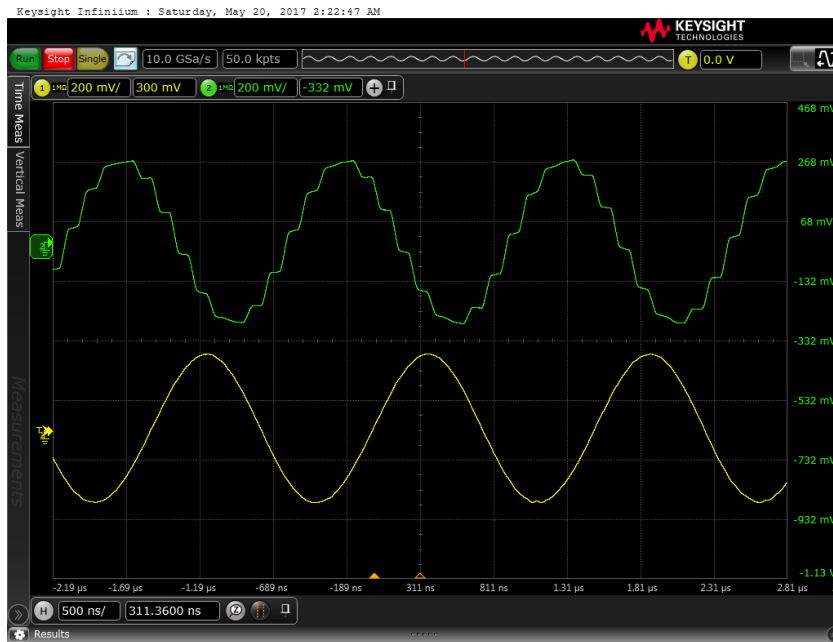


Σχήμα 5.7: Η τελική πλακέτα του συστήματος λήψης, 2 επιπέδων, με διαστάσεις 10cm x 9.4cm

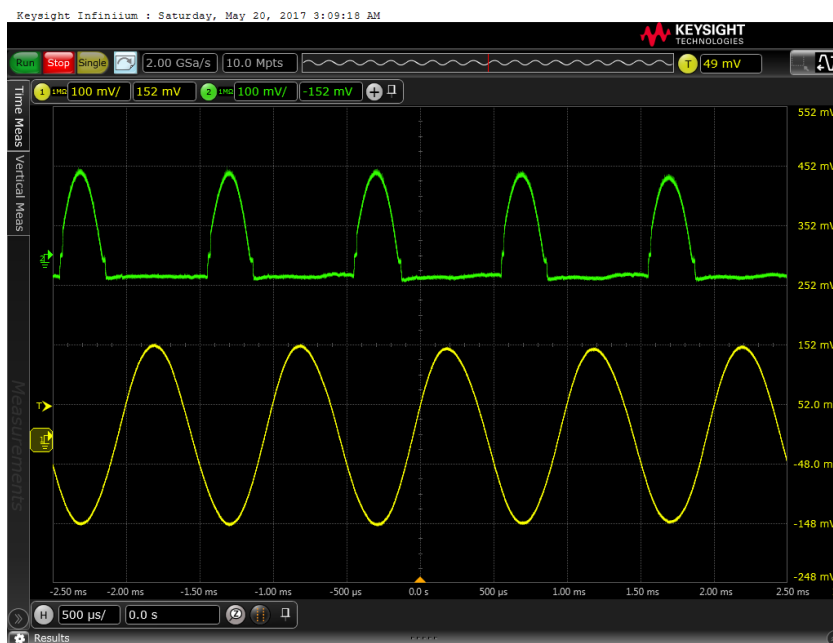
5.2.2 Εργαστηριακές μετρήσεις



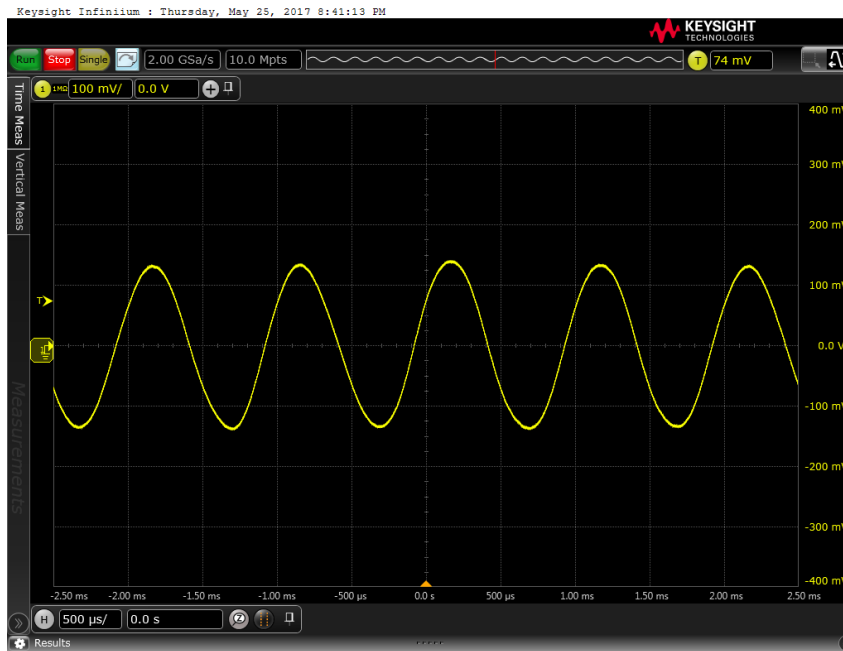
Σχήμα 5.8: Απόκριση κεραμικού φίλτρου στη συχνότητα: το διάγραμμα είναι κανονικοποιημένο ως προς την απόκριση στην κεντρική συχνότητα των 455 kHz - παρατηρούμε πως είναι πολύ στενό (μεγάλος συντελεστής ποιότητας), και άρα ιδανικό για την αυστηρή επιλεκτικότητα των καναλιών: δεδομένου ότι το αμφίπλευρο εύρος ζώνης σε κάθε κανάλι θα είναι περίπου 7 kHz (3.5 kHz μέγιστη πληροφορία), τα κανάλια αναμένεται να παρουσιάσουν διαχωρισμό καλύτερο των 40 dB



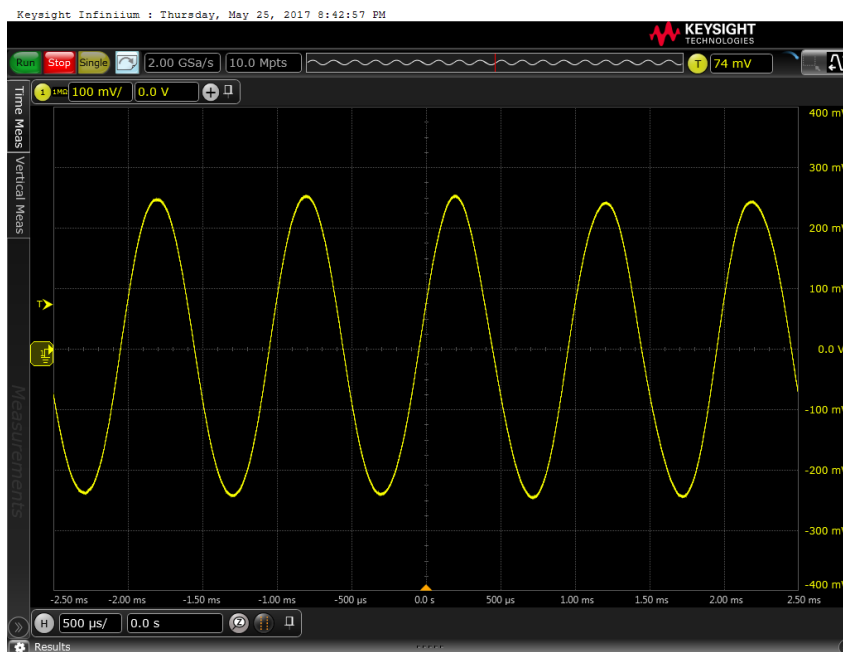
Σχήμα 5.9: Το ημίτονο που παρέχουμε στον μείκτη μέσω του τοπικού ταλαντωτή για να πολλαπλασιάσει το AM σήμα: η πράσινη κυματομορφή είναι η έξοδος του DDS, και η κίτρινη η έξοδος του ενεργού φίλτρου, που όπως βλέπουμε καθαρίζει απόλυτα το αρχικά θορυβώδες σήμα - η συχνότητα του καθαρού ημίτονου είναι 663 kHz (κανάλι 2), και το πλάτος περίπου 500 mVpp



Σχήμα 5.10: Λειτουργία του ημιανορθωτή στο κύκλωμα του AGC: η κίτρινη κυματομορφή αντιστοιχεί στην είσοδο που λαμβάνει ο ημιανορθωτής (1 kHz AM πληροφορία) μετά από το απλό RC φιλτράρισμά της, και η πράσινη στην έξοδό του - όπως βλέπουμε, υλοποιεί αυτό που αναμέναμε: αντιστρέφει το σήμα και επιτρέπει μόνο στις θετικές περιόδους να διέλθουν



Σχήμα 5.11: Ακουστική έξοδος για AM είσοδο -70 dBm: στην είσοδο του κυκλώματος εισάγουμε AM διαμορφωμένο σήμα βάθους 80%, ισχύος -70 dBm, με φέρουσα συχνότητα τα 208 kHz και συχνότητα AM διαμόρφωσης το 1 kHz - η ακουστική έξοδος είναι καθαρό ημίτονο 1 kHz, πλάτους περίπου 292 mVpp



Σχήμα 5.12: Ακουστική έξοδος για AM είσοδο -40 dBm: στην είσοδο του κυκλώματος εισάγουμε AM διαμορφωμένο σήμα βάθους 80%, ισχύος -40 dBm, με φέρουσα συχνότητα τα 208 kHz και συχνότητα AM διαμόρφωσης το 1 kHz - η ακουστική έξοδος είναι καθαρό ημίτονο 1 kHz, πλάτους περίπου 500 mVpp - πολύ μικρή μεταβολή σε σχέση με τα +30 dBm ισχύος στην είσοδο

Όπως βλέπουμε, το σύστημα του δέκτη λειτουργεί ως όφειλε. Η AM πληροφορία απομονώνεται με ακρίβεια στην ακουστική έξοδο, και η υψηλή επιλεκτικότητα των κεραμικών φίλτρων εξασφαλίζει ότι δεν υπάρχει παρεμβολή μεταξύ των 2 καναλιών μετάδοσης.

Η ισχύς που καταναλώνει το σύστημα λήψης σε όλες τις δοκιμές ήταν πρακτικά σταθερή, απαιτώντας περίπου 44 mA από το τροφοδοτικό των 12 V - ήτοι, 0.53 W.

Τέλος, το σύστημα ελέγχου του κέρδους (AGC) ανταποκρίθηκε πολύ ικανοποιητικά. Μεταβάλλαμε σημαντικά την στάθμη της εισόδου, και καταγράψαμε την αντίστοιχη στάθμη της ακουστικής εξόδου. Το κύκλωμα ανταποκρίνεται και σε ακόμη χαμηλότερες στάθμες από αυτές που θα παρουσιάσουμε παρακάτω, αλλά επιλέξαμε το συγκεκριμένο εύρος έτσι ώστε η ακουστική έξοδος να έχει έναν λογικό θόρυβο:

- 80% 1 kHz AM modulation, -80 dBm ισχύς: έξοδος 1 kHz 157 mVpp
- 80% 1 kHz AM modulation, -30 dBm ισχύς: έξοδος 1 kHz 561 mVpp

Δηλαδή, μεταβάλλοντας την είσοδο περίπου 316 φορές ($50 \text{ dBm} = 50 \text{ dBV}$ - η μεταβολή είναι ίδια είτε σε ισχύ, είτε σε τάση), το πλάτος της εξόδου μεταβλήθηκε περίπου 3.5 φορές. Ένα αποτέλεσμα που είναι απόλυτα ικανοποιητικό.

5.3 Πείραμα σε υδάτινο περιβάλλον

Εξ αρχής, δεν σκοπεύαμε να αποφανθούμε για την ευρωστία του συστήματος μόνο στο εργαστηριακό περιβάλλον. Το σύστημα είχε σχεδιασθεί για να δοκιμασθεί και σε υδάτινο περιβάλλον, αποδεικνύοντας την ορθότητα της λειτουργίας του.

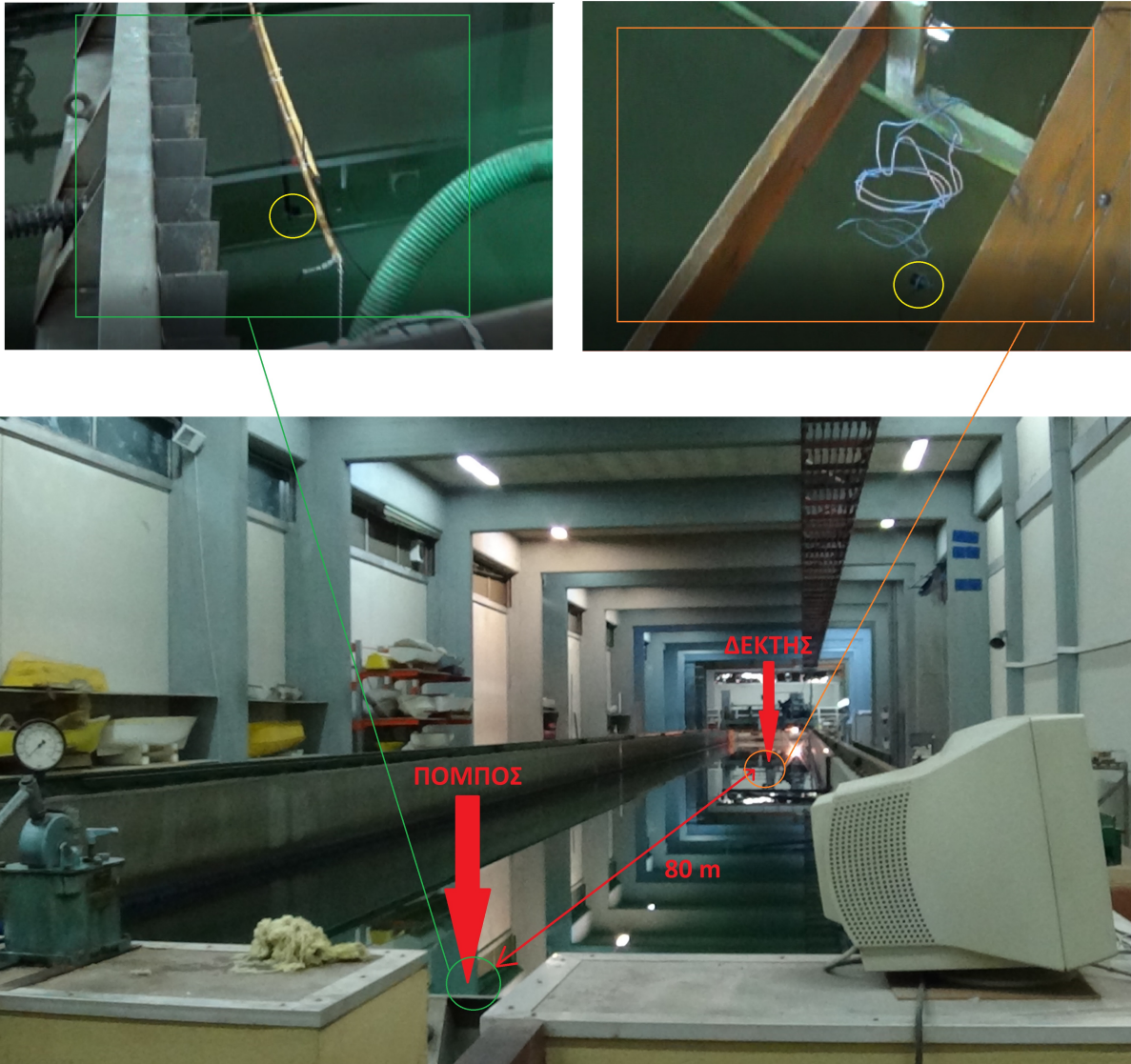
Σε αυτά τα πλαίσια, εκτελέσαμε ένα πείραμα σε υδάτινο χώρο. Ο υδάτινος χώρος στον οποίο είχαμε πρόσβαση είναι μια δεξαμενή γλυκού νερού, με ονομαστικές διαστάσεις 100m μήκος, 4.6m πλάτος και 3m βάθος. Η δεξαμενή αυτή στεγάζεται στους χώρους του Εργαστηρίου Ναυτικής και Θαλάσσιας Υδροδυναμικής, της σχολής των Ναυπηγών Μηχανολόγων Μηχανικών του ΕΜΠ.

Η δεξαμενή αυτή διαθέτει ένα κινούμενο φορείο που μπορεί να κινείται κατά μήκος της . Στα πλαίσια του πειράματός μας, ακροβολίσαμε το φορείο στην μια από τις δύο ακραίες θέσεις που μπορεί να καταλάβει.

Ο σκοπός μας ήταν να βυθίσουμε τους 2 υπερηχητικούς μετατροπείς στο νερό σε βάθος περίπου 1 μέτρου, και να προβούμε σε μία δοκιμή επικοινωνίας, ενώ η απόστασή τους θα ήταν η μέγιστη δυνατή για τον χώρο της δεξαμενής. Οι μετατροπείς ήταν κατάλληλα γυρισμένοι, ώστε να κοιτούν ο ένας τον άλλο.

Έτσι, βυθίσαμε τον ένα μετατροπέα στο ένα άκρο της δεξαμενής με την βοήθεια ενός κατάλληλου συστήματος στήριξης που υλοποιήσαμε, και κρεμάσαμε τον άλλο από το φορείο. Με αυτή την διάταξη, οι μετατροπείς είχαν μια απόσταση περίπου 80 μέτρων, ενώ φροντίσαμε ώστε οι μετατροπείς να είναι βυθισμένοι περίπου στο 1 μέτρο βάθος.

Η τοποθέτηση που περιγράψαμε παραπάνω φαίνεται στην ακόλουθη φωτογραφία από τον χώρο των δοκιμών μας:



Σχήμα 5.13: Η πειραματική διάταξη στον χώρο της δεξαμενής: οι δύο υπερηχητικού μετατροπείς βυθίστηκαν κατά μήκος της κεντρικής ευθείας του υδάτινου χώρου, σε βάθος περίπου 1 μέτρου, και με απόσταση μεταξύ τους περίπου 80 μέτρα. Για την βύθιση του μετατροπέα εκπομπής υλοποιήσαμε ένα σύστημα προσάρτησης με χρήση καλαμιών και 2 μεταλλικών ράβδων, όπως φαίνεται στην πάνω αριστερά λήψη, ενώ ο μετατροπέας στην μεριά του δέκτη απλά κρεμάστηκε από το φορείο με χοντρό μονόκλωνο καλώδιο στο κατάλληλο βάθος, όπως φαίνεται στην πάνω δεξιά λήψη. Η δεξαμενή απεικονίζεται στην κάτω φωτογραφία.

Τέλος, συνδέσαμε το σύστημα εκπομπής στον μετατροπέα που βρισκόταν στο ένα άκρο της δεξαμενής, και το σύστημα λήψης στον μετατροπέα που βρισκόταν στο φορείο. Στο σύστημα εκπομπής προσαρτήσαμε το προβλεπόμενο μικρόφωνο, ενώ στην μεριά του δέκτη (επί του φορείου) τροφοδοτήσαμε έναν ενισχυτή με μεγάφωνο με την ακουστική έξοδο του συστήματος λήψης. Έτσι, μιλώντας στο μικρόφωνο του συστήματος εκπομπής, αναμέναμε να ακούσουμε την σχετική ομιλία στο μεγάφωνο του φορείου.

Το πείραμα στέφθηκε με απόλυτη επιτυχία. Πράγματι, η μεταδιδόμενη πληροφορία από το σύστημα εκπομπής έφτανε με μεγάλη άνεση στο σύστημα λήψης, όπου αποκωδικοποιούνταν και μας έδινε την αρχική ομιλία πάνω στο μεγάφωνο του ενισχυτή.

Συντονίζοντας δε τον δέκτη με άλλο κανάλι από αυτό στο οποίο γινόταν η εκπομπή, καμία ακουστική πληροφορία δεν έφθανε στα αυτιά μας - στοιχείο που αποδείκνυε την μεγάλη απομόνωση των 2 καναλιών μας, με την χρήση των πολύ στενών κεραμικών φίλτρων.

Η έξοδος του συστήματος λήψης ήταν τερματισμένη με ένα ωμικό φορτίο 33Ω , και η είσοδος του ενισχυτή με το μεγάφωνο λαμβανόταν στα άκρα της. Δεν χρησιμοποιήσαμε ακουστικά για καλύτερη εποπτεία του πειράματος, αλλά εξυπακούεται πως καμία διαφορά δεν αναμένεται στην απευθείας χρήση ακουστικών. Ενώ τα δύο συστήματα τροφοδοτήθηκαν για λόγους ασφαλείας με τροφοδοτικά πάγκου (ώστε σε περίπτωση που υπήρχε ελαττωματική συμπεριφορά να την εντοπίζαμε έγκαιρα) - φυσικά, καμία διαφορά δεν αναμένεται στην απόδοση του συστήματος εάν χρησιμοποιηθούν απευθείας 2 ικανές μπαταρίες.

Σε παλαιότερο πείραμα που είχαμε εκτελέσει με την ίδια διάταξη και σταθερή πληροφορία διάδοσης (ημίτονο), είχαμε διαπιστώσει πως το επίπεδο του AM σήματος που έφθανε στην άλλη μεριά (σε απόσταση περίπου 70 μέτρων), ήταν της τάξης των περίπου 20 mVpp, όταν το εκπεμπόμενο σήμα είχε πλάτος περίπου 120 Vpp. Φυσικά, το σύστημά μας είναι σχεδιασμένο να λειτουργεί ακόμη και με πολύ μικρότερα σήματα, συνεπώς δεν αντιμετωπίσαμε κανένα πρόβλημα.

Ακόμη, λαμβάναμε σήμα με σχετικά ικανοποιητικό τρόπο ακόμη και αν καταργούσαμε την αρχική ευθυγράμμιση των μετατροπέων, μετακινώντας τον μετατροπέα του δέκτη. Φυσικά, υπήρχε μια συγκεκριμένη περιοχή λειτουργίας, αλλά ήταν αρκετά καλύτερη από αυτή που αρχικά αναμέναμε.

Εδώ πρέπει να σημειώσουμε πως η εξασθένιση του σήματος δεν είναι τόσο μεγάλη παρά την μεγάλη απόσταση, καθότι η διάδοση στην μακρόστενη δεξαμενή γίνεται πρακτικά με σταθερή επιφάνεια (από την στιγμή που θα απομακρυνθούμε λίγα μέτρα από τον μετατροπέα).

Στην πράξη, είδαμε ότι το κέρδος του προενισχυτή μικροφώνου θα μπορούσε να είναι μικρότερο για την πειραματική μας διάταξη, καθώς η πληροφορία έφτανε με αρκετά μεγάλο πλάτος στον δέκτη. Έτσι, βρήκαμε πως η βέλτιστη απόσταση ομιλίας από το μικρόφωνο ήταν περίπου 25-30 πόντους μακριά, για την συγκεκριμένη πειραματική διάταξη. Φυσικά, αυτό είναι ένα χαρακτηριστικό που επιβάλλεται να ρυθμιστεί ανάλογα με τα όρια λειτουργίας της εφαρμογής, οπότε δεν μας απασχολεί.

Ιδανικά, ο προενισχυτής του μικροφώνου πρέπει να διαθέτει και αυτός ένα κύκλωμα AGC, ώστε η στάθμη του εκπεμπόμενου σήματος να είναι σταθερή, και άρα ελεγχόμενα να εκπέμπουμε συνέχεια σε μεγάλο βάθος διαμόρφωσης (κοντά στο 80-90%), για ελαχιστοποίηση του θορύβου στον δέκτη και βέλτιστη εκμετάλλευση της εκπεμπόμενης ισχύος.

5.4 Το ολοκληρωμένο σύστημα

Το πείραμα στο υδάτινο περιβάλλον της δεξαμενής απέδειξε την ορθή λειτουργία του συνολικού συστήματος επικοινωνίας που σχεδιάσαμε και υλοποιήσαμε.

Κλείνουμε το κεφάλαιο των πειραματικών αποτελεσμάτων, με μια απεικόνιση του συνολικού συστήματος επικοινωνίας που κατασκευάσαμε:



Σχήμα 5.14: Το πλήρες σύστημα επικοινωνίας: κάθε υποσύστημα συνδέεται σε έναν από τους δύο υπερηχητικούς μετατροπείς 200LM450 της Prowave[®], ενώ το σύστημα εκπομπής (αριστερά) διαθέτει ένα μικρόφωνο, και το σύστημα λήψης (δεξιά) ένα ζεύγος ακουστικών (σε mono λειτουργία)

6

Επίλογος

Το εγχείρημα της κατασκευής ενός ασύρματου, υποβρύχιου συστήματος επικοινωνίας με χρήση υπερηχητικών μετατροπέων για την μετάδοση της πληροφορίας, στέφθηκε με επιτυχία.

Στο κεφάλαιο του επιλόγου θα συνοψίσουμε τις επιδόσεις του συστήματος που υλοποιήσαμε, προτείνοντας παράλληλα μελλοντικές βελτιώσεις και επεκτάσεις που θα μπορούσε να έχει.

6.1 Σύνοψη

Το πλήρες σύστημα επικοινωνίας που υλοποιήσαμε περιλαμβάνει 2 κανάλια μετάδοσης/λήψης, με ονομαστικές συχνότητες τα 198 kHz και 208 kHz. Σε αυτές τις συχνότητες μεταδίδουμε την πληροφορία μέσω AM διαμόρφωσης, ώστε να μπορέσουμε να χωρέσουμε τα κανάλια στο περιορισμένο εύρος ζώνης του υπερηχητικού μετατροπέα (η AM διαμόρφωση απαιτεί μόνο διπλάσιο εύρος ζώνης από την πληροφορία).

Οι συχνότητες αυτές επιλέχθηκαν για μέγιστη δυνατή απομόνωση των δύο καναλιών, μιας και το ωφέλιμο -3dB εύρος ζώνης των υπερηχητικών μετατροπέων μας βρέθηκε μεταξύ των συχνοτήτων 192-212 kHz, και το επιθυμητό εύρος ζώνης της πληροφορίας που μεταδίδουμε είναι 3.5 kHz (ανθρώπινη ομιλία). Στην πράξη, η απομόνωση αποδείχθηκε πολύ καλή - η εναλλαγή σε κανάλι λήψης διαφορετικό από αυτό της εκπομπής δεν έφερε καμία ακουστική πληροφορία στα ακουστικά του δέκτη.

Τα συστήματα εκπομπής και λήψης απέδωσαν ικανοποιητικά τόσο σε εργαστηριακές, όσο και σε πραγματικές συνθήκες. Στο εργαστήριο, το σύστημα του δέκτη ανταποκρίθηκε ομαλά σε ένα μεγάλο εύρος στάθμων εισόδου, κάτι που υποδεικνύει ότι η χρήση του σε διαφορετικές αποστάσεις από τον πομπό δεν θα αλλάξει την ποιότητα της επικοινωνίας. Τα περίπου 50 dB εύρους στην είσοδο με μικρή μεταβολή στην ακουστική έξοδο, αποτελούν μια ικανοποιητική επίδοση.

Στην πράξη, πετύχαμε καθαρή επικοινωνία (με μικρόφωνο και ακουστικά) σε υδάτινο περιβάλλον, σε απόσταση τουλάχιστον 80 μέτρων, σε μια επιμήκη δεξαμενή γλυκού νερού με ονομαστικές διαστάσεις 100m μήκος, 4.6m πλάτος και 3m βάθος. Για αυτό το πείραμα η ισχύς που απαιτήθηκε ήταν της τάξεως των 5 W, και σε συνδυασμό με την υψηλή στάθμη του σήματος που λήφθηκε (περίπου -40 dBm στα 70 μέτρα απόσταση), φαίνεται ότι το σύστημα είναι ικανό για επίτευξη πολύ

καλών αποστάσεων επικοινωνίας σε απαιτητικότερα περιβάλλοντα (θάλασσα).

Τέλος, η σχετικά χαμηλή ισχύς που απαιτήθηκε (5 W μέγιστο) κάνει δυνατή την χρήση μιας σχετικά οικονομικής και ελαφριάς μπαταρίας 12V για μεγάλη αυτονομία, καθώς ακόμη και μια μέτριας απόδοσης μπαταρία 12V 7Ah θα μπορούσε να τροφοδοτεί συνέχεια το υπάρχον σύστημα για πάνω από 10 ώρες. Με τέτοια αυτονομία, ακόμη και το υπάρχον σύστημα θα μπορούσε πιθανώς να υποστηρίξει εφαρμογές μικρών αποστάσεων, χωρίς ανάγκη για σημαντικές βελτιώσεις.

6.2 Μελλοντικές βελτιώσεις

Σε αυτό το σημείο, θα παραθέσουμε κάποιες βελτιώσεις και προσθήκες που ιδανικά θα συμπεριλάμβανε το σύστημα, και μπορούν να αποτελέσουν αντικείμενο μελλοντικής μελέτης πάνω στην ήδη υπάρχουσα εργασία.

Οι σημαντικότερες από αυτές είναι οι ακόλουθες:

- Συμπερίληψη κυκλώματος AGC και στον προενισχυτή μικροφώνου, για βέλτιστη εκμετάλλευση της ισχύος μετάδοσης μέσω της εκπομπής σε σταθερό βάθος διαμόρφωσης (και άρα βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου στον δέκτη).
- Δοκιμή του συστήματος σε θαλάσσιο περιβάλλον.
- Υλοποίηση full-duplex συμπαγούς συστήματος, στο οποίο ένας μετατροπέας ανά σύστημα θα χρησιμοποιείται τόσο για εκπομπή, όσο και για λήψη. Κάτι τέτοιο απαιτεί την πρόσθετη υλοποίηση μιας εύρωστης διακοπτικής διάταξης για την εναλλαγή της κατάστασης λειτουργίας του μετατροπέα.
- Ψηφιακή υλοποίηση όσο το δυνατόν περισσότερων τμημάτων του συστήματος, για μεγαλύτερη ευελιξία και ενδεχομένως βελτίωση της συνολικής απόδοσης. Η ψηφιακή κωδικοποίηση της πληροφορίας θα μπορούσε να οδηγήσει στην καλύτερη εκμετάλλευση του διαθέσιμου εύρους ζώνης, και πιθανότατα στην δυνατότητα του συστήματος να μεταδώσει και να λάβει εικόνα σε πραγματικό χρόνο.
- Χρήση ποιοτικότερων υπερηχητικών μετατροπέων, με υψηλότερο διαθέσιμο εύρος ζώνης, και σφαιρική κατευθυντικότητα, για ακόμη μεγαλύτερες δυνατότητες.

Όπως γίνεται φανερό, το υπάρχον σύστημα αποτελεί ήδη μια στέρεα βάση πάνω στην οποία θα μπορούσε να αναπτυχθεί περαιτέρω ένα παρεμφερές σύστημα, με μεγαλύτερες δυνατότητες.

Βιβλιογραφία

- [1] Milica Stojanovic. “Underwater Acoustic Communication”. In: *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*. John Wiley and Sons, Inc, 1999.
- [2] N. Farr, A.D. Chave, L. Freitag, J. Preisig, S.N. White, D. Yoerger, and F. Sonnichsen. “Optical Modem Technology for Seafloor Observatories”. In: *OCEANS 2006*. IEEE, Sept. 2006.
- [3] Jaime Lloret, Sandra Sendra, Miguel Ardid, and Joel J. P. C. Rodrigues. “Underwater Wireless Sensor Communications in the 2.4 GHz ISM Frequency Band”. In: *Sensors 2012* 12.4 (2012), pp. 4237–4264.
- [4] Xavier Lurton. *An Introduction to Underwater Acoustics: Principles and Applications*. 2nd ed. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2010.
- [5] Roy Edgar Hansen. *Introduction to sonar*. Tech. rep. University of Oslo, Oct. 2010.
- [6] *Underwater Ultrasonic Transducers: 200LM450*. Pro-Wave Electronic Corp.
- [7] Tae-Hee Won and Sung-Joon Park. “Design and Implementation of an Omni-Directional Underwater Acoustic Micro-Modem Based on a Low-Power Micro-Controller Unit”. In: *Sensors 2012* 12.2 (2012), pp. 2309–2323.
- [8] *TECHNICAL NOTE 32: The quartz crystal model and its frequencies*. STATEK Corporation.
- [9] Christopher Paul. *Design second and third order Sallen-Key filters with one op amp*. Tech. rep. EDN Network, Jan. 2011.
- [10] Mayank Prasad. *Serial Peripheral Interface – SPI Basics*. Tech. rep. maxEmbedded.com, Nov. 2013.
- [11] *AD9837 Data Sheet*. Analog Devices, Inc.
- [12] Liam Riordan. *AN-1070 APPLICATION NOTE: Programming the AD9833/AD9834*. Analog Devices, Inc.
- [13] *TPS55330 DC-DC Regulator*. Texas Instruments, Inc. 2014.
- [14] Joe D. Reeder. *Controlling The Real World With Computers: Control And Embedded Systems: Experiment 7 - Bi-directional Control Of Motors And The H-Bridge*. <http://www.learn-c.com/experiment7.htm>. 2001.

-
- [15] Ian Poole. *AM Synchronous Demodulation / Detection - overview of synchronous demodulation or detection of amplitude modulation, AM, signals with details of methods, operation and advantages*. Tech. rep. Radio-Electronics.com.
- [16] *SA605 Product data sheet*. NXP Semiconductors N.V. 2014.
- [17] *AN1994 Application note: Reviewing key areas when designing with the SA605*. NXP Semiconductors N.V. 2014.
- [18] Iulian Rosu. *Automatic Gain Control (AGC) in Receivers*. <http://www.qsl.net/va3iul/>. 2001.
- [19] Jerald G. Graeme. *Applications of Operational Amplifiers: Third Generation Techniques*. 1st ed. The BB electronics series. McGraw-Hill, 1973.
- [20] Robert Sontheimer. *Designing Audio Circuits*. 1st ed. Elektor International Media, 1998.