



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Μέτρηση απόστασης με υπέρηχους

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γεώργιος Α. Κοντογεώργος

Επιβλέπων: Γεώργιος Ε. Καμπουράκης
Επίκουρος Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2012



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Μέτρηση απόστασης με υπέρηχους

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γεώργιος Α. Κοντογεώργος

Επιβλέπων: Γεώργιος Ε. Καμπουράκης
Επίκουρος Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 19 Ιουλίου 2012

.....

Γ. Καμπουράκης

Επίκουρος Καθηγητής ΕΜΠ

.....

Ε. Καγιάφας

Καθηγητής ΕΜΠ

.....

Β. Λούμος

Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2012

Γεώργιος Α. Κοντογεώργος
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Γεώργιος Α. Κοντογεώργος, 2012.
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 τον συγγραφέα.

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

Περίληψη

Σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη, σχεδίαση, προσομοίωση και κατασκευή μετρητικής διάταξης της απόστασης των αντικειμένων από αυτή χρησιμοποιώντας την τεχνολογία υπερήχων. Για τον προσδιορισμό της απόστασης μετράται ο χρόνος πτήσης ενός κυματοπακέτου υπερήχων από τη χρονική στιγμή εκπομπής του μέχρι και την επιστροφή του λόγω της ανάκλασής του στην επιφάνεια του εν λόγω αντικείμενου. Η όλη διάταξη ελέγχεται από τον μικροελεγκτή ATmega328 που βρίσκεται ενσωματωμένος στην πλατφόρμα ανοιχτού κώδικα Arduino. Για τον περιορισμό του σφάλματος λόγω της εξάρτησης της ταχύτητας διάδοσης των υπερήχων από τη θερμοκρασία του αέρα υλοποιείται μονάδα μέτρησης της θερμοκρασίας και ακολουθεί υπολογισμός της ακριβούς ταχύτητας διάδοσης. Ο μικροελεγκτής παράγει κυματοπακέτα τετραγωνικών παλμών υπερηχητικής συχνότητας 40 kHz, σε συγκεκριμένες χρονικές στιγμές, τα οποία ενισχύονται στη μονάδα εκπομπού τοπολογίας γέφυρας H. Για τη λήψη του ανακλώμενου σήματος κατασκευάστηκε μονάδα δέκτη αποτελούμενη από βαθμίδα ενίσχυσης, φώρασης και συγκριτή. Η βαθμίδα ενίσχυσης περιλαμβάνει ενισχυτές σταθερής απολαβής, ζωνοπερατά φίλτρα καθώς και τελικό στάδιο ενισχυτή χρονικά μεταβαλλόμενης απολαβής ελεγχόμενο από τον μικροελεγκτή. Στην συνέχεια το σήμα υπόκειται σε πλήρη ανόρθωση και εφόσον η στάθμη του ξεπεράσει ένα κάτω κατώφλι ο συγκριτής εξάγει σήμα κατάλληλης στάθμης το οποίο αναγνωρίζεται από τον μικροελεγκτή. Ακολουθεί η μέτρηση του χρόνου πτήσης, ο υπολογισμός της απόστασης και τέλος η απεικόνιση της σε συσκευή απεικόνισης (οθόνη LCD Dot matrix). Η μετρητική διάταξη παρουσιάζει σχετικά σφάλματα μικρότερα του 2% για μετρούμενες αποστάσεις που κυμαίνονται μεταξύ ενός και πέντε μέτρων. Υπάρχει δυνατότητα μέτρησης είτε του πλησιέστερου αντικειμένου με μεγάλη ακρίβεια είτε πολλών αντικειμένων στο παραπάνω εύρος των αποστάσεων.

Λέξεις Κλειδιά:

Υπέρηχοι, εφαρμογές υπερήχων, μετατροπείς υπερήχων, διάδοση υπερήχων, πλατφόρμα Arduino, χρονικά ελεγχόμενοι ενισχυτές, πρωτόκολλο SPI, μικροελεγκτής ATmega328, αισθητήρας θερμοκρασίας LM35, ενισχυτής μεταβλητού κέρδους AD603, μετατροπέας DAC MCP4921, τελεστικός ενισχυτής NJM4580, ζωνοπερατό φίλτρο, γέφυρα H, οθόνη LCD dot matrix HD44780

Abstract

The scope of this diploma thesis is the design, simulation and construction of a distance measurement system implementing the ultrasonic technology. In order to measure the distance of an object, the time of flight of a square wave pulse is measured from the time of its emission until the time of its reception after being reflected on the object's surface. The whole system is controlled by the microcontroller ATmega328 which is incorporated in the Arduino open source prototyping electronic platform. For the elimination of the measurement error due to the dependence of the sound speed to temperature, a temperature measurement subsystem is constructed which enables the exact sound speed computation at the ambient temperature which takes place in the microcontroller. The microcontroller generates square wave pulses at the ultrasonic frequency of 40 kHz at specific times which afterwards are driven to an amplifier with an H bridge topology. For the reception of the reflected ultrasound wave pulse there was constructed a receiver containing fixed gain amplifiers, inverting band pass filters as well as a time gain controlled amplifier at the final stage of amplification, controlled by the microcontroller. Then the amplified signal is fully rectified and if its voltage level overcomes a low threshold a comparator that follows generates sufficient voltage level which can be identified by the microcontroller. At the moment that the reflected pulse is identified by the microcontroller the time of flight is measured followed by the distance calculation. Finally, the result is shown on a dot matrix LCD screen. The distance measurement system works in the range of 1 up to 5 meters with an error below 2%. The measurement system can measure either the distance of the nearest object with high accuracy or the distance of many objects in the above distance range.

Key Words:

Ultrasonic measurements, ultrasound transducers, ultrasound propagation, Arduino platform, TGC (Time Gain Controlled) amplifier, ultrasound receiver, SPI protocol, microcontroller ATmega328, temperature sensor LM35, VGA (Variable Gain Amplifier) AD603, DAC (Digital to Analog Converter) MCP4921, operational amplifier NJM4580, inverting band pass filter, H bridge, Dot matrix LCD screen HD44780

Περιεχόμενα

Περίληψη.....	5
Abstract	7
Περιεχόμενα.....	9
Πίνακας Περιεχομένων Σχημάτων	11
Πίνακας Περιεχομένων Πινάκων	17
Πρόλογος.....	19
1. Θεωρητικό Μέρος.....	21
1.1 Τι είναι ήχος	21
1.1.1 Ηχητικά κύματα σε αέρια.....	21
1.1.2 Κατανομή ενέργειας στα ηχητικά κύματα	26
1.1.3 Ένταση ηχητικών κυμάτων.....	28
1.1.4 Εξασθένιση ελευθέρου χώρου.....	29
1.2 Υπέρηχοι.....	30
1.3 Παραγωγή-Ανίχνευση υπέρηχων.....	31
1.3.1 Πιεζοηλεκτρικοί μετατροπείς.....	31
1.3.2 Ηλεκτροπεριοριστικοί μετατροπείς	40
1.3.3 Πυκνωτικοί ή χωρητικοί μετατροπείς.....	43
1.3.4 Μαγνητοπεριοριστικοί μετατροπείς.....	50
1.3.5 Μετατροπείς ηλεκτρικής εκκένωσης	51
1.3.6 Χαρακτηριστικά μεγέθη των μετατροπέων	52
1.4 Διάδοση υπερήχων	55
1.4.1 Ταχύτητα υπέρηχων στο μέσο διάδοσης.....	55
1.4.2 Απορρόφηση υπερήχων.....	58
1.4.3 Ανάκλαση και μετάδοση ηχητικών κυμάτων σε διαχωριστικές επιφάνειες	60
1.5 Βασικές μέθοδοι μέτρησης με υπέρηχους	62
1.5.1 Μέθοδοι μέτρησης με εκτίμηση της φάσης	62
1.5.2 Μέθοδοι μέτρησης κάνοντας χρήση παλμών.....	65
2. Σχεδίαση της μετρητικής διάταξης	71
2.1 Ανάλυση μεθόδου μέτρησης	71
2.2 Συνοπτικό διάγραμμα (Block διάγραμμα)	80
2.2.1 Κύκλωμα εκπομπού	81
2.2.2 Κύκλωμα δέκτη.....	88

2.2.3 Κύκλωμα μέτρησης θερμοκρασίας.....	95
2.2.4 Πλατφόρμα Arduino	99
2.2.5 Μικροελεγκτής ATmega 328.....	100
2.2.6 Μονάδα απεικόνισης.....	102
2.3 Προσομοιώσεις.....	103
2.3.1 Κύκλωμα εκπομπού	103
2.3.2 Κύκλωμα δέκτη	109
2.3.3 Κύκλωμα μέτρησης θερμοκρασίας.....	118
3. Κατασκευαστικό μέρος.....	121
3.1 Κύκλωμα εκπομπού	121
3.2 Κύκλωμα δέκτη	122
3.3 Κύκλωμα μέτρησης θερμοκρασίας	123
3.4 Γενική άποψη της μετρητικής διάταξης	125
Παρατηρήσεις.....	125
4. Μετρήσεις.....	127
4.1 Μετρήσεις Εκπομπού	127
4.2 Μετρήσεις Δέκτη	132
4.3 Μετρήσεις Θερμομέτρου	137
4.4 Μετρήσεις απόστασης.....	140
5. Προγραμματισμός	145
5.1 Διάγραμμα ροής	146
5.2 Κώδικας.....	152
6. Βελτιώσεις-Παρατηρήσεις.....	173
Βιβλιογραφία	175

Πίνακας Περιεχομένων Σχημάτων

<p>Σχήμα 1. Λεπτό στοιχείο αερίου με μοναδιαία εγκάρσια διατομή και πάχος dx μετατοπισμένο κατά η και διογκωμένο κατά $(\partial\eta/\partial x)dx$ υπό την επίδραση της διαφοράς πίεσης $-(\partial P_x/\partial x)dx$.</p>	23
<p>Σχήμα 2. Σχέσεις φάσης μεταξύ της σωματιδιακής μετατόπισης η, της σωματιδιακής ταχύτητας $\dot{\eta}$, της υπερπίεσης p και της συμπίκνωσης $s = -\delta$ (διαστολής) για κύματα που οδεύουν στη θετική και στην αρνητική διεύθυνση x. Η απομάκρυνση η θεωρείται κατά τη θετική διεύθυνση x και για τα δύο κύματα.</p>	25
<p>Σχήμα 3. Τα γεμάτα τρίγωνα δείχνουν ότι η δυναμική ενέργεια $p\nu/2$ που κερδίζει ένα αέριο σε μία συμπίεση ισούται με εκείνη που κερδίζει σε μία αραιώση όπου και το p και το ν αλλάζουν πρόσημο.</p>	27
<p>Σχήμα 4. Ενεργειακή κατανομή στο χώρο για ένα ηχητικό κύμα σε αέριο. Η δυναμική και κινητική ενέργεια είναι μέγιστες όταν η σωματιδιακή ταχύτητα $\dot{\eta}$ είναι μέγιστη και μηδέν για την τιμή $\dot{\eta} = 0$.</p>	28
<p>Σχήμα 5. Το ηχητικό φάσμα και οι υποδιαίρεσεις του.</p>	30
<p>Σχήμα 6. Κρυσταλλικά πλέγματα, (α) με κέντρο συμμετρίας και (β) χωρίς κέντρο.</p>	32
<p>Σχήμα 7. Διάταξη για το διάμηκες πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο.</p>	34
<p>Σχήμα 8. Ισοδύναμο κυκλώματα για τον μετατροπέα ηλεκτρικού πεδίου.</p>	35
<p>Σχήμα 9. Ισοδύναμο κύκλωμα ενός κρυστάλλου σε ταλαντωτή.</p>	35
<p>Σχήμα 10. Το φανταστικό μέρος και το μέτρο της μιγαδικής αντίστασης ενός κρυστάλλου</p>	36
<p>Σχήμα 11. Διάφορες μορφές ταλαντώσεων που δημιουργούνται σε πιεζοηλεκτρικούς κρυστάλλους.</p>	37
<p>Σχήμα 12. Τα δύο πιεζοηλεκτρικά φύλλα στον ταλαντωτή κάμψης.</p>	38
<p>Σχήμα 13. (α) Διαμήκης δονητής δύο μαζών, (β) Κρυσταλλικό μικρόφωνο</p>	38
<p>Σχήμα 14. Πιεζοηλεκτρικό υδρόφωνο</p>	39
<p>Σχήμα 15. Αισθητήρες ταχύτητας/επιτάχυνσης</p>	39
<p>Σχήμα 16. (α) Πιεζοκεραμικός τηλεφωνικός δέκτης, (β) ακουστικά με λεπτό φύλλο από πιεζοπολυμερές υλικό, (γ) κάτοπτρο δέσμης υπερήχων με λεπτό φύλλο από πιεζοπολυμερές υλικό, (δ) πιεζοκεραμικό υδρόφωνο για υπέρηχους (διάμετρος $\leq 0.5\text{mm}$)</p>	42
<p>Σχήμα 17. (α) Κόρνα tweeter από πιεζοκεραμικό υλικό, (β) πιεζοκεραμικό calotte tweeter. Σημείωση: Εξαιτίας της υψηλής τους σύνθετης αντίστασης τα tweeter από πιεζοηλεκτρικό υλικό μπορούν να λειτουργήσουν παράλληλα με δυναμικά μεγάφωνα χωρίς κυκλώματα cross-over.</p>	42
<p>Σχήμα 18. Σχηματικό διάγραμμα που απεικονίζει την αρχή του πυκνωτικού μετατροπέα</p>	43
<p>Σχήμα 19. Οργάνωση των ενεργών μερών (ηλεκτροδίων) των χωρητικών μετατροπέων.</p>	47
<p>Σχήμα 20. (α) Απεικόνιση της προέλευσης ενός γωνιακού σφάλματος, (β) κατευθυντικά χαρακτηριστικά ενός σχεδόν σημειακού χωρητικού μικροφώνου</p>	49
<p>Σχήμα 21. Απλοποιημένο διάγραμμα ενός σχεδόν σημειακού χωρητικού μετατροπέα</p>	49
<p>Σχήμα 22. Μαγνητοπεριοριστικός μετατροπέας 1-μαγνητοπεριοριστικό υλικό, 2-πηνίο διέγερσης, 3-μόνιμος μαγνήτης</p>	50
<p>Σχήμα 23. Τυπικό κύκλωμα τροφοδοσίας μετατροπέα ηλεκτρικής εκκένωσης μέσω μετασχηματιστή παλμών</p>	51

Σχήμα 24. Κύκλωμα τροφοδοσίας και ανίχνευσης ενός μετατροπέα εκκένωσης για τη λήψη υπερήχων.....	52
Σχήμα 25. Διαδικασία για τη μέτρηση του εκπεμπομένου επιπέδου πίεσης ήχου μετατροπέα εκπομπής.....	53
Σχήμα 26. Η τάση εξόδου δέκτη για διάφορα επίπεδα πίεσης ήχου και διάφορες τιμές ευαισθησίας.....	54
Σχήμα 27. Διαδικασία για τη μέτρηση της ευαισθησίας μετατροπέα λήψης.....	54
Σχήμα 28. Η ταχύτητα του ήχου σε συνάρτηση με τη θερμοκρασία.....	57
Σχήμα 29. Η % μεταβολή της ταχύτητας του ήχου σε συνάρτηση με τη θερμοκρασία για θερμοκρασία αναφοράς 20 °C.	57
Σχήμα 30. Ο συντελεστής απορρόφησης α του αέρα σε συνάρτηση με τη συχνότητα και τη σχετική υγρασία.....	59
Σχήμα 31. Ο συντελεστής απορρόφησης των υπερήχων στον αέρα σε συνάρτηση με την συχνότητα/πίεση και σε θερμοκρασία 20° C.	59
Σχήμα 32. Η συνολική εξασθένηση των υπερήχων σε συνάρτηση με την απόσταση και τη συχνότητα στον αέρα και για θερμοκρασία 20 °C.	60
Σχήμα 33. Προσπίπτοντα, ανακλώμενα και μεταδιδόμενα κύματα σε ένα επίπεδο σύνορο μεταξύ δύο μέσων με ειδική ακουστική σύνθετη αντίσταση, $\rho_1 c_1$ και $\rho_2 c_2$	61
Σχήμα 34. Μέτρηση απόστασης μέσω διαφοράς φάσης.....	63
Σχήμα 35. Μέτρηση απόστασης μέσω διαφοράς φάσης με βελτιωμένη διακριτική ικανότητα και προσδιορισμό της κατεύθυνσης κίνησης.....	65
Σχήμα 36. Μέτρηση απόστασης με τη βοήθεια παλμού υπερήχων.....	66
Σχήμα 37. Μέτρηση απόστασης με τη βοήθεια διαμορφωμένου κατά συχνότητα σήματος υπερήχων.....	69
Σχήμα 38. Εστίαση υπερήχων.....	70
Σχήμα 39. Η υπολογιζόμενη απόσταση σε συνάρτηση με το μετρούμενο χρονικό διάστημα και παράμετρο τη θερμοκρασία.....	72
Σχήμα 40. Το απόλυτο σφάλμα στον υπολογισμό της απόστασης υποθέτοντας σταθερή θερμοκρασία 20°C σε συνάρτηση με το μετρούμενο χρονικό διάστημα t και παράμετρο την πραγματική θερμοκρασία.	72
Σχήμα 41. Το σχετικό σφάλμα στον υπολογισμό της απόστασης υποθέτοντας σταθερή θερμοκρασία 20°C καθώς και ταχύτητα ήχου σε συνάρτηση με την πραγματική θερμοκρασία.	73
Σχήμα 42. Η συνολική εξασθένηση σε συνάρτηση με το χρόνο και η πολυωνυμική προσέγγιση τρίτου βαθμού.	77
Σχήμα 43. Το επίπεδο πίεσης του ήχου (S.P.L.) στο δέκτη σε συνάρτηση με το χρονικό διάστημα από την εκπομπή του κυματοπακέτου.....	79
Σχήμα 44. Η τάση στην είσοδο του δέκτη σε συνάρτηση με το χρονικό διάστημα από την εκπομπή του κυματοπακέτου.....	79
Σχήμα 45. Το συνοπτικό διάγραμμα της διάταξης μέτρησης.....	80
Σχήμα 46. Η μορφή της παλμοσειράς που παράγει ο μικροελεγκτής.....	81
Σχήμα 47. Το συνοπτικό διάγραμμα του πομπού.....	83
Σχήμα 48. Το αναλυτικό διάγραμμα των βαθμίδων οδήγησης και του τελικού ενισχυτή συμπληρωματικής συμμετρίας για την οδήγηση του εκπομπού 400ST100.....	84
Σχήμα 49. Η βαθμίδα οδήγησης σε κατάσταση αγωγής (ON).....	85

Σχήμα 50. Η λειτουργία της γέφυρας Η συμπληρωματικής συμμετρίας	86
Σχήμα 51. Το αναλυτικό σχέδιο του ηλεκτρονικού διακόπτη	87
Σχήμα 52. Το κύκλωμα του αναστρέφοντα ενισχυτή σταθερής απολαβής	88
Σχήμα 53. Το συνοπτικό διάγραμμα του δέκτη	89
Σχήμα 54. Απλό ζωνοδιαβατό ενεργό φίλτρο RC.....	90
Σχήμα 55. Το κύκλωμα του αναστρέφοντα ενισχυτή μεταβλητής απολαβής.....	91
Σχήμα 56. Το συνοπτικό διάγραμμα για τον έλεγχο της απολαβής του TGC ενισχυτή από τον μικροελεγκτή.....	93
Σχήμα 57. Διασύνδεση μονάδων για επικοινωνία μέσω του πρωτοκόλλου SPI.....	94
Σχήμα 58. Συνοπτικό λειτουργικό διάγραμμα AD603	95
Σχήμα 59. Η βασική συνδεσμολογία του LM 35 για τη μέτρηση της θερμοκρασίας του περιβάλλοντος.....	96
Σχήμα 60. Κύκλωμα αναστρέφοντα προσθέτη.....	96
Σχήμα 61. Το κύκλωμα του αναστρέφοντα ενισχυτή	97
Σχήμα 62. Επεξεργασία του σήματος του αισθητήρα θερμοκρασίας προκειμένου να μετρηθεί από τον μικροελεγκτή και να απεικονιστεί στην οθόνη.....	98
Σχήμα 63. Η αρχή λειτουργίας του αισθητήρα θερμοκρασίας.....	99
Σχήμα 64. Το κύκλωμα της πλακέτας του Arduino UNO	101
Σχήμα 65. Το Συνοπτικό διάγραμμα της μονάδας απεικόνισης	102
Σχήμα 66. Κύκλωμα προσομοίωσης εκπομπού.....	103
Σχήμα 67. Το ισοδύναμο των μετατροπέων υπερήχων που χρησιμοποιήθηκαν.	104
Σχήμα 68. Η κυματομορφή της τάσης στην έξοδο του μικροελεγκτή και στην είσοδο του εκπομπού. Επάνω σε υψηλή χρονική ανάλυση και κάτω σε χαμηλή.	105
Σχήμα 69. Κυματομορφές τάσης του χρονιστή 555 σε λειτουργία μονοσταθούς πολυδονητή .	105
Σχήμα 70. Κυματομορφές τάσης της πύλης (G)και της εκροής(D) του FET IRF640.....	106
Σχήμα 71. Κυματομορφές τάσης στον εναλλάκτη επιπέδου τάσης BC548 (δεξιά).....	107
Σχήμα 72. Κυματομορφές τάσης στον εναλλάκτη επιπέδου τάσης BC548 (αριστερά)	107
Σχήμα 73. Κυματομορφές τάσης στα άκρα του μετατροπέα υπερήχων.....	108
Σχήμα 74. Κυματομορφές ρεύματος στον μετατροπέα εκπομπής υπερήχων	108
Σχήμα 75. Το κύκλωμα για την προσομοίωση της τάσης στην είσοδο του δέκτη	109
Σχήμα 76. Τα κυματοπακέτα των υπερήχων που εκπέμπονται (V_a) και τα καθυστερημένα κατά 11 ms (V_o).	110
Σχήμα 77. Η τάση στην είσοδο του δέκτη μετά από χρονικό διάστημα 11ms από την εκπομπή του κυματοπακέτου	110
Σχήμα 78. Το κύκλωμα της 1 ^{ης} , 2 ^{ης} , 3 ^{ης} και 4 ^{ης} βαθμίδας (ενισχυτής, φίλτρο, ενισχυτής, φίλτρο).	111
Σχήμα 79. Κύκλωμα προσομοίωσης ζωνοπερατού φίλτρου με ενισχυτή.....	112
Σχήμα 80. Καμπύλη απόκρισης του ζωνοπερατού φίλτρου.....	112
Σχήμα 81. Η τάση μετά την 4 ^η βαθμίδα και στην είσοδο του ενισχυτή ελεγχόμενης απολαβής	113
Σχήμα 82. Το κύκλωμα για την προσομοίωση της τάσης του DAC.....	114
Σχήμα 83. Ο ενισχυτής χρονικά ελεγχόμενης απολαβής με τη βαθμίδα φώρασης και τον συγκριτή.	114
Σχήμα 84. Η τάση εξόδου του DAC και η τάση ελέγχου V_{g+} στην είσοδο ελέγχου του ενισχυτή ελεγχόμενης απολαβής.....	115
Σχήμα 85 Η τάση στην έξοδο του ενισχυτή χρονικά ελεγχόμενης απολαβής.....	115

Σχήμα 86. Επάνω η τάση στην έξοδο του φωρατή και η τάση αναφοράς του συγκριτή	116
Σχήμα 87. Επάνω χρονικά σταθερή είσοδος στον ενισχυτή ελεγχόμενης χρονικά απολαβής. Κάτω η έξοδος του ενισχυτή χρονικά ελεγχόμενης απολαβής.....	117
Σχήμα 88. Κύκλωμα προσομοίωσης μέτρησης θερμοκρασίας.....	118
Σχήμα 89. Έξοδος αισθητήρα μέτρησης θερμοκρασίας LM35.....	118
Σχήμα 90. Έξοδος προσθέτη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας.....	119
Σχήμα 91. Έξοδος ενισχυτή κέρδους $A=5$	119
Σχήμα 92. Κύκλωμα εκπομπού	121
Σχήμα 93. Κύκλωμα δέκτη	122
Σχήμα 94. Κύκλωμα μέτρησης θερμοκρασίας	123
Σχήμα 95. Γενική άποψη της κατασκευής.....	125
Σχήμα 96. Η τάση στην έξοδο του μικροελεγκτή και στην είσοδο του πομπού σε υψηλή χρονική ανάλυση.....	127
Σχήμα 97. Η τάση στην έξοδο του μικροελεγκτή και στην είσοδο του πομπού σε μέτρια χρονική ανάλυση.....	128
Σχήμα 98. Η τάση στην έξοδο του μικροελεγκτή και στην είσοδο του πομπού σε χαμηλή χρονική ανάλυση.....	128
Σχήμα 99. Η τάση εισόδου (κόκκινο) και η τάση εξόδου (μπλέ) στο BC548 σε υψηλή χρονική ανάλυση.....	129
Σχήμα 100. Η τάση εισόδου στο δεξιό σκέλος (μπλέ) και στο αριστερό σκέλος (κόκκινο) της γέφυρας Η σε υψηλή χρονική ανάλυση.....	129
Σχήμα 101. Η είσοδος (μπλέ) και η έξοδος (κόκκινο) του 555 σε λειτουργία μονοσταθή πολυδονητή σε μέτρια χρονική ανάλυση.....	130
Σχήμα 102. Η τάση της πύλης (μπλέ) και η τάση της εκροής (κόκκινο) του FET σε μέτρια χρονική ανάλυση.....	130
Σχήμα 103. Η τάση στις δύο εισόδους του μετατροπέα εκπομπής υπερήχων σε σχέση με τη γή σε υψηλή χρονική ανάλυση	131
Σχήμα 104. Η διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο εισόδων του μετατροπέα εκπομπής υπερήχων σε υψηλή χρονική ανάλυση	131
Σχήμα 105. Με μπλε η τάση μετά την 1 ^η και 2 ^η βαθμίδα (ενισχυτής και φίλτρο) και με κόκκινο τα κυματοπακέτα.....	132
Σχήμα 106. Με μπλέ η τάση μετά την 3 ^η και 4 ^η βαθμίδα (ενισχυτής και φίλτρο).....	133
Σχήμα 107. Η τάση στην έξοδο του μετατροπέα DAC.....	133
Σχήμα 108. Η χρονικά μεταβλητή τάση V_+ στην μία είσοδο ελέγχου (+) του ενισχυτή ελεγχόμενης χρονικά απολαβής.....	134
Σχήμα 109. Η σταθερή τάση V_- στην άλλη είσοδο ελέγχου (-) του ενισχυτή ελεγχόμενης χρονικά απολαβής.....	134
Σχήμα 110. Η τάση στην έξοδο του ενισχυτή ελεγχόμενης χρονικά απολαβής	135
Σχήμα 111. Η μπλε κυματομορφή είναι η τάση στην έξοδο του φωρατή και στην είσοδο (+) του συγκριτή.....	135
Σχήμα 112. Η τάση κατωφλίου στην είσοδο (-) του συγκριτή	136
Σχήμα 113. Η μπλε κυματομορφή είναι η τάση στην έξοδο του φωρατή (είσοδος – του συγκριτή) και η κόκκινη η τάση στην έξοδο του συγκριτή.....	136
Σχήμα 114. Η μέτρηση της τάσης στην έξοδο του αισθητήρα θερμοκρασίας όταν η θερμοκρασία του αισθητήρα είναι 32.90 C	137

Σχήμα 115. Η σταθερή τάση στην είσοδο του προσθέτη	137
Σχήμα 116. Η τάση στην έξοδο του προσθέτη	138
Σχήμα 117. Η τάση στην έξοδο του ενισχυτή και στην είσοδο του ADC του μικροελεγκτή.....	138
Σχήμα 118. Η ένδειξη της οθόνης	139
Σχήμα 119. Η σχέση μεταξύ της μετρημένης με τη διάταξη απόστασης και της πραγματικής απόστασης.....	141
Σχήμα 120. Η σχέση του σχετικού σφάλματος % με την πραγματική απόσταση	142
Σχήμα 121. Η σχέση μεταξύ του σφάλματος μέτρησης και της πραγματικής απόστασης	142
Σχήμα 122. Το συνοπτικό διάγραμμα ροής του τρόπου Α (προσδιορισμός της απόστασης του εγγύτερου αντικειμένου)	148
Σχήμα 123. Το συνοπτικό διάγραμμα ροής του τρόπου Β (προσδιορισμός της απόστασης πολλών αντικειμένων)	151

Πίνακας Περιεχομένων Πινάκων

Πίνακας 1. Τυπικά χαρακτηριστικά εγγενώς πιεζοηλεκτρικών υλικών. $\epsilon_0 = 8.854188 \text{ pF/m}$. . .	33
Πίνακας 2. Χαρακτηριστικά των υλικών με επηρεαζόμενο πιεζοηλεκτρισμό (γραμμές 1 και 3). Το υλικό στη γραμμή 3 υπάρχει για σύγκριση και είναι πιεζοηλεκτρήτης. $\epsilon_0 = 8.8541 \text{ pF/m}$	41
Πίνακας 3. Πίνακας με ηχητικές σταθερές διαφόρων αερίων σε $0 \text{ }^\circ\text{C}$	56
Πίνακας 4. Πίνακας εξαρτημάτων εκπομπού	122
Πίνακας 5. Πίνακας εξαρτημάτων δέκτη	123
Πίνακας 6. Πίνακας εξαρτημάτων κυκλώματος θερμομέτρου	124
Πίνακας 7. Μετρήσεις απόστασης έως τα 5m ανά 0.25m	140
Πίνακας 8. Μετατροπείς υπερήχων για μέσον διάδοσης τον αέρα	174
Πίνακας 9. Μετατροπείς υπέρηχων για μέσον διάδοσης το νερό	174

Πρόλογος

Οι υπέρηχοι αν και χρησιμοποιούνται φυσιολογικά από πολλά ζώα δεν είναι δυνατόν να εκμεταλλευθούν άμεσα από τον άνθρωπο επειδή δεν γίνονται αντιληπτοί με τις αισθήσεις του. Για το λόγο αυτό εμφανίσθηκε η τεχνολογία των υπερήχων πριν από πολλές δεκαετίες και σήμερα χρησιμοποιείται ευρέως σε πολλούς τομείς με κυριάρχους αυτούς της ιατρικής και της βιομηχανίας ενώ εφαρμογές της μπορούμε να συναντήσουμε και σε πληθώρα συσκευών και συστημάτων που χρησιμοποιούνται καθημερινά. Στα μεγάλα πλεονεκτήματα των υπερήχων συγκαταλέγεται το γεγονός ότι είναι σχετικά ακίνδυνοι για την ανθρώπινη υγεία συγκρινόμενοι με τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα.

Στη διπλωματική αυτή εργασία έγινε μελέτη, σχεδίαση, προσομοίωση και κατασκευή μιας διάταξης για τη μέτρηση της απόστασης αντικειμένων από αυτή, βασισμένη στην τεχνολογία υπερήχων και ελεγχόμενη από μικροελεγκτή, υπό την επίβλεψη και καθοδήγηση του κ. Γ. Καμπουράκη Επίκουρου Καθηγητή της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών του ΕΜΠ. Για την ολοκλήρωση της διπλωματικής εργασίας χρησιμοποιήθηκαν γνώσεις από πολλά μαθήματα τόσο θεωρητικά όσο και εργαστηριακά της Σχολής των Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών του ΕΜΠ. Στο κείμενο που ακολουθεί περιγράφεται και αναλύεται με κάθε λεπτομέρεια ολόκληρη η πορεία πάνω στην οποία βασίσθηκε η περάτωση της διπλωματικής εργασίας. Συνοπτικά η δομή του κειμένου έχει ως εξής:

Στο πρώτο κεφάλαιο παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο πάνω στο οποίο βασίζεται η σχεδίαση της μετρητικής διάταξης. Πιο συγκεκριμένα, στην αρχή παρουσιάζονται οι θεωρητικές εξισώσεις που περιγράφουν τα ηχητικά κύματα. Στη συνέχεια ακολουθεί αναλυτική περιγραφή των μετατροπέων-αισθητήρων που επιτρέπουν την παραγωγή και ανίχνευση των υπερήχων καθώς και η περιγραφή αναλυτικά των παραγόντων που έχουν να κάνουν με τη διάδοση των υπερήχων στον αέρα, δηλαδή την ταχύτητα διάδοσης, την εξασθένηση, την απορρόφηση και την ανάκλαση που υφίστανται κατά τη διάδοσή τους. Στο τέλος του πρώτου κεφαλαίου αναλύονται οι βασικές μέθοδοι που χρησιμοποιούνται για τη μέτρηση απόστασης και ταχύτητας με τη χρήση της τεχνολογίας υπερήχων.

Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζεται αναλυτικά και βήμα προς βήμα η σχεδίαση μίας μετρητικής διάταξης ικανής να μετρά μέγιστη απόσταση πέντε μέτρων σε θερμοκρασιακό περιβάλλον που κυμαίνεται από τους μείον είκοσι έως τους συν εξήντα βαθμούς Κελσίου. Αναλυτικότερα, περιγράφονται ο τρόπος λειτουργίας των κυκλωμάτων του εκπομπού, του δέκτη καθώς και του κυκλώματος μέτρησης θερμοκρασίας.

Στο τελευταίο μέρος του δευτέρου κεφαλαίου παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων των κυκλωμάτων που σχεδιάστηκαν στο προηγούμενο στάδιο. Οι προσομοιώσεις έγιναν χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα PSpice.

Στο τρίτο κεφάλαιο φαίνεται αναλυτικά η διαδικασία της κατασκευής των παραπάνω κυκλωμάτων από το στάδιο σχεδίασης των τυπωμένων κυκλωμάτων μέχρι την τελική συναρμολόγηση και τη μεταξύ τους διασύνδεση.

Στο τέταρτο κεφάλαιο φαίνονται οι μετρήσεις που έγιναν στα διάφορα στάδια των κυκλωμάτων και στο τέλος η σχετική πιστοποίηση, προσδιορίζοντας πειραματικά την ακρίβεια των μετρήσεων που λαμβάνονται με την διάταξη που κατασκευάστηκε.

Στο πέμπτο κεφάλαιο βρίσκεται ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε για τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή, ο οποίος ελέγχει τη διάταξη. Στην αρχή φαίνεται το συνοπτικό λειτουργικό διάγραμμα του προγράμματος και στη συνέχεια παρουσιάζεται αναλυτικά ο κώδικας του προγράμματος και σε μορφή σχολίων σύντομη επεξήγηση της κάθε εντολής.

Στο έκτο και τελευταίο κεφάλαιο γίνονται παρατηρήσεις και σχόλια για πιθανές βελτιώσεις της μετρητικής διάταξης.

Ακολουθεί η παρουσίαση της βιβλιογραφίας που χρησιμοποιήθηκε ώστε κάθε ενδιαφερόμενος να τη γνωρίζει και να αντλήσει από αυτή περισσότερες πληροφορίες και λεπτομέρειες.

Ευελπιστώ πως στο μέλλον συνάδελφοί μου θα βελτιώσουν τα χαρακτηριστικά της διάταξης και θα ενσωματώσουν την τεχνογνωσία που αποκτήθηκε και τα συμπεράσματα αυτής της μελέτης σε άλλες πλέον σύνθετες εφαρμογές.

1. Θεωρητικό Μέρος

Στο πρώτο κεφάλαιο θα γίνει παρουσίαση μερικών βασικών θεωρητικών γνώσεων οι οποίες κρίθηκαν απαραίτητες για την κατανόηση της λειτουργίας της διάταξης που κατασκευάστηκε. Παρουσιάζονται οι υπέρηχοι, οι ιδιότητές τους, οι μετατροπείς υπερήχων και οι βασικές μέθοδοι μετρήσεων με υπέρηχους.

1.1 Τι είναι ήχος

1.1.1 Ηχητικά κύματα σε αέρια.

Τα αέρια είναι μία από τις τρεις καταστάσεις της ύλης (στερεά, υγρά, αέρια) τα οποία σε αντίθεση με τις άλλες καταστάσεις δεν έχουν ούτε σταθερό όγκο ούτε σταθερό σχήμα. Παρόλα αυτά όμως μεταξύ των μορίων τους ασκούνται ελαστικές δυνάμεις και ως εκ τούτου καθίσταται δυνατή η δημιουργία και διάδοση μηχανικών κυμάτων μέσα στα αέρια. Όταν οι ταλαντώσεις των μορίων γίνονται παράλληλα με την κατεύθυνση μετάδοσης του κύματος το κύμα ονομάζεται διάμηκες ή συνήθως ηχητικό όταν η συχνότητα της ταλάντωσης είναι τέτοια που να γίνεται αισθητή από το ανθρώπινο αυτί.

Ας θεωρήσουμε μία σταθερή μάζα αερίου που κατέχει όγκο V_0 σε πίεση P_0 και έχει πυκνότητα ρ_0 . Αυτές οι τιμές ορίζουν την κατάσταση ισορροπίας του αερίου που διαταράσσεται ή παραμορφώνεται από τις συμπιέσεις και αραιώσεις που δημιουργούν τα ηχητικά κύματα. Κάτω από την επίδραση των ηχητικών κυμάτων μεταβάλλονται και τα τρία αυτά μεγέθη,

$$\text{η πίεση } P_0 \text{ γίνεται } P = P_0 + p$$

$$\text{ο όγκος } V_0 \text{ γίνεται } V = V_0 + v$$

και

$$\text{η πυκνότητα } \rho_0 \text{ γίνεται } \rho = \rho_0 + \rho_d$$

Η επιπρόσθετη πίεση p είναι το πλάτος της πίεσης του ηχητικού κύματος και είναι μία εναλλασσόμενη συνιστώσα που έχει επιπροστεθεί στην πίεση του αερίου σε ισορροπία P_0 . Αντίστοιχα ισχύουν και για τα άλλα μεγέθη.

Η κλασματική μεταβολή του όγκου ονομάζεται διαστολή και γράφεται $v/V_0 = \delta$, ενώ η κλασματική μεταβολή της πυκνότητας ονομάζεται συμπύκνωση και γράφεται $\rho_d/\rho_0 = s$. Οι τιμές του δ και του s είναι περίπου 10^{-3} για τα συνηθισμένα κύματα και μία τιμή $p = 2 \cdot 10^{-5} \text{ N/m}^2$ (περίπου το 10^{-10} μιας ατμόσφαιρας) δίνει το ηχητικό κύμα που είναι μόλις ακουστό στους 1000 Hz. Επομένως, οι αλλαγές του μέσου που οφείλονται σε ηχητικά κύματα είναι εξαιρετικά μικρής τάξης μεγέθους.

Η σταθερή μάζα του αερίου είναι ίση με

$$\rho_0 V_0 = \rho V = \rho_0 V_0 (1 + \delta)(1 + s) \quad (1.1)$$

Επομένως $(1 + \delta)(1 + s) = 1$ που δίνει $s = -\delta$ με πολύ καλή προσέγγιση επομένως η διαστολή του όγκου συνοδεύεται από αρνητική συμπύκνωση δηλαδή αραιώση. Η ελαστική ιδιότητα του αερίου, που είναι ένα μέτρο της συμπιεστότητας του, ορίζεται με τη βοήθεια του μέτρου ελαστικότητας όγκου B , που είναι η μεταβολή της πίεσης για μία κλασματική μεταβολή του όγκου δηλαδή:

$$B = -\frac{dP}{dV/V} = -V \frac{dP}{dV} \quad (1.2)$$

Το αρνητικό πρόσημο οφείλεται στο γεγονός ότι μία αύξηση στον όγκο προκαλεί μία πτώση στην πίεση. Οι διαστάσεις του B είναι διαστάσεις πίεσης δηλαδή δύναμη/επιφάνεια. Η τιμή του B εξαρτάται από το αν οι μεταβολές που προκαλούνται στο αέριο από την κυματική κίνηση είναι αδιαβατικές ή ισόθερμες. Για να αποφευχθούν οι μηχανισμοί απώλειας ενέργειας από τη διάχυση, το ιξώδες και τη θερμική αγωγιμότητα οι μεταβολές που προκαλούνται πρέπει να είναι θερμοδυναμικά αντιστρεπτές. Η παντελής απουσία αυτών των τυχαίων διαδικασιών που αυξάνουν την εντροπία ορίζει μία αδιαβατική διαδικασία, ένα θερμοδυναμικό κύκλο με απόδοση 100% , με την έννοια ότι δεν χάνεται καμία ενέργεια στο κύμα, ούτε δυναμική ούτε κινητική. Σε ένα ηχητικό κύμα, οι θερμοδυναμικές αυτές έννοιες περιορίζουν το πλάτος της υπερπίεσης, υπερβολικά μεγάλο πλάτος ανεβάζει την τοπική θερμοκρασία του αερίου στις κορυφές πλάτους και η θερμική αγωγιμότητα απάγει ενέργεια από το κυματικό σύστημα. Αναπτύσσονται επίσης τοπικές βαθμίδες της ταχύτητας των σωματιδίων που οδηγούν σε διάχυση και εσωτερική τριβή.

Αν χρησιμοποιήσουμε σταθερή τιμή για το αδιαβατικό μέτρο ελαστικότητας όγκου, τα ηχητικά κύματα περιορίζονται σε μικρές ταλαντώσεις μικρού πλάτους αφού η ολική πίεση $P = P_0 + p$ θεωρείται σταθερή. Τα μεγαλύτερα πλάτη οδηγούν σε μη γραμμικά φαινόμενα και κρουστικά κύματα.

Όλες οι αδιαβατικές μεταβολές στο αέριο υπακούουν στη σχέση $PV^\gamma = \text{σταθερό}$, όπου γ είναι ο λόγος των ειδικών θερμοτήτων c_p και c_v υπό σταθερή πίεση και όγκο, αντίστοιχα.

Διαφορίζοντας παίρνουμε:

$$V^\gamma dP + \gamma PV^{\gamma-1} dV = 0 \quad (1.3)$$

ή

$$-V \frac{dP}{dV} = \gamma P = B_\alpha \quad (\text{όπου δείκτης } \alpha \text{ δηλώνει την αδιαβατικότητα)} \quad (1.4)$$

Οπότε η ελαστική ιδιότητα του αερίου είναι γP , θεωρούμενη σταθερή. Αφού $P = P_0 + p$ τότε $dP = p$, η υπερπίεση, που δίνει

$$B_\alpha = -\frac{P}{v/V_0} \Rightarrow p = -B_\alpha \delta = B_\alpha s \quad (1.5)$$

Σε ένα ηχητικό κύμα που μεταδίδεται στον άξονα x οι μετατοπίσεις και οι ταχύτητες του σωματιδίου γίνονται κατά μήκος του άξονα x και διαλέγουμε τη μεταβλητή η για να ορίσουμε την απομάκρυνση.

Για να εξάγουμε την κυματική εξίσωση, θεωρούμε την κίνηση ενός στοιχείου του αερίου σε απειροστό πάχος dx και μοναδιαία εγκάρσια διατομή. Η συμπεριφορά αυτού του στοιχείου κάτω από την επίδραση του ηχητικού κύματος φαίνεται στο σχήμα 1.

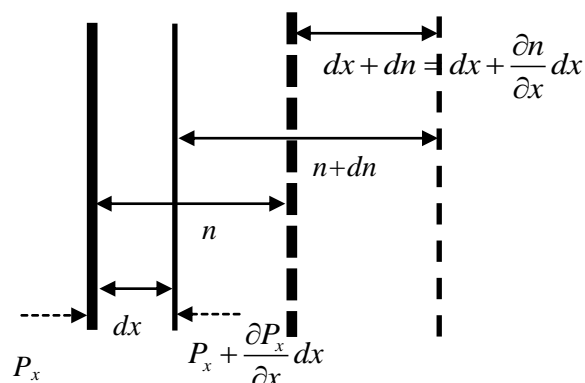
Τα σωματίδια που ευρίσκονται στην αρχική θέση x μετατοπίζονται κατά μία απόσταση η και εκείνα στο $x + dx$ μετατοπίζονται κατά μία απόσταση $\eta + d\eta$, όποτε η αύξηση του πάχους dx του στοιχείου με μοναδιαία εγκάρσια διατομή (που μετράει επομένως την αύξηση του όγκου) είναι

$$d\eta = \frac{\partial \eta}{\partial x} dx \quad (1.6)$$

Και

$$\delta = \frac{v}{V_0} = \left(\frac{\partial \eta}{\partial x} \right) dx / dx = \frac{\partial \eta}{\partial x} = -s \quad (1.7)$$

Όπου το $\partial \eta / \partial x$ ονομάζεται παραμόρφωση.



Σχήμα 1. Λεπτό στοιχείο αερίου με μοναδιαία εγκάρσια διατομή και πάχος dx μετατοπισμένο κατά η και διογκωμένο κατά $(\partial \eta / \partial x) dx$ υπό την επίδραση της διαφοράς πίεσης $-(\partial P_x / \partial x) dx$.

Το μέσο παραμορφώνεται γιατί η πίεση κατά μήκος του άξονα x στις δύο πλευρές του λεπτού στοιχείου δεν είναι η ίδια (βλ. σχήμα 1). Η συνισταμένη δύναμη που δρα πάνω στο στοιχείο μοναδιαίας διατομής δίνεται από

$$P_x - P_{x+dx} = \left[P_x - \left(P_x + \frac{\partial P_x}{\partial x} dx \right) \right] = -\frac{\partial P_x}{\partial x} dx = -\frac{\partial}{\partial x} (P_0 + p) dx = -\frac{\partial p}{\partial x} dx \quad (1.8)$$

Η μάζα του στοιχείου είναι $\rho_0 dx$ και η επιτάχυνση του δίνεται, με καλή προσέγγιση, από την $\partial^2 \eta / \partial t^2$.

Από το νόμο του Νεύτωνα ($F = ma$) έχουμε:

$$-\frac{\partial p}{\partial x} dx = \rho_0 dx \frac{\partial^2 \eta}{\partial t^2} \quad (1.9)$$

όπου

$$p = -B_\alpha \delta = -B_\alpha \frac{\partial \eta}{\partial x} \quad (1.10)$$

Διαφορίζοντας τη σχέση αυτή ως προς x έχουμε:

$$-\frac{\partial p}{\partial x} = B_\alpha \frac{\partial^2 \eta}{\partial x^2},$$

Και τελικά

$$B_\alpha \frac{\partial^2 \eta}{\partial x^2} = \rho_0 \frac{\partial^2 \eta}{\partial t^2} \quad (1.11)$$

Αλλά το $B_\alpha / \rho_0 = \gamma P / \rho_0$ είναι το πηλίκο της ελαστικότητας προς την αδράνεια ή την πυκνότητα του αερίου και έχει διαστάσεις

$$\frac{\text{δύναμη}}{\text{επιφάνεια}} \frac{\text{όγκος}}{\text{μάζα}} = (\text{ταχύτητα})^2, \text{ οπότε } \frac{\gamma P}{\rho_0} = c^2$$

όπου c η ταχύτητα του ηχητικού κύματος στον αέρα.

Έτσι,

$$\frac{\partial^2 \eta}{\partial x^2} = \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 \eta}{\partial t^2} \quad (1.12)$$

Που είναι η διαφορική εξίσωση κύματος που μεταδίδεται στην κατεύθυνση x και προκαλεί ταλαντώσεις των σωματιδίων από τη θέση ισορροπίας κατά n . Γράφοντας η_m για το πλάτος της απομάκρυνσης έχουμε τις ακόλουθες εκφράσεις για ένα κύμα που μεταδίδεται στη θετική διεύθυνση x :

$$\eta = \eta_m e^{i(\omega t - kx)} \quad \dot{\eta} = \frac{\partial \eta}{\partial t} = i\omega \eta \quad (1.13)$$

$$\delta = \frac{\partial \eta}{\partial x} = -ik\eta = -s \quad (\text{έτσι } s = ik\eta) \quad (1.14)$$

$$p = B_\alpha s = iB_\alpha k\eta \quad (1.15)$$

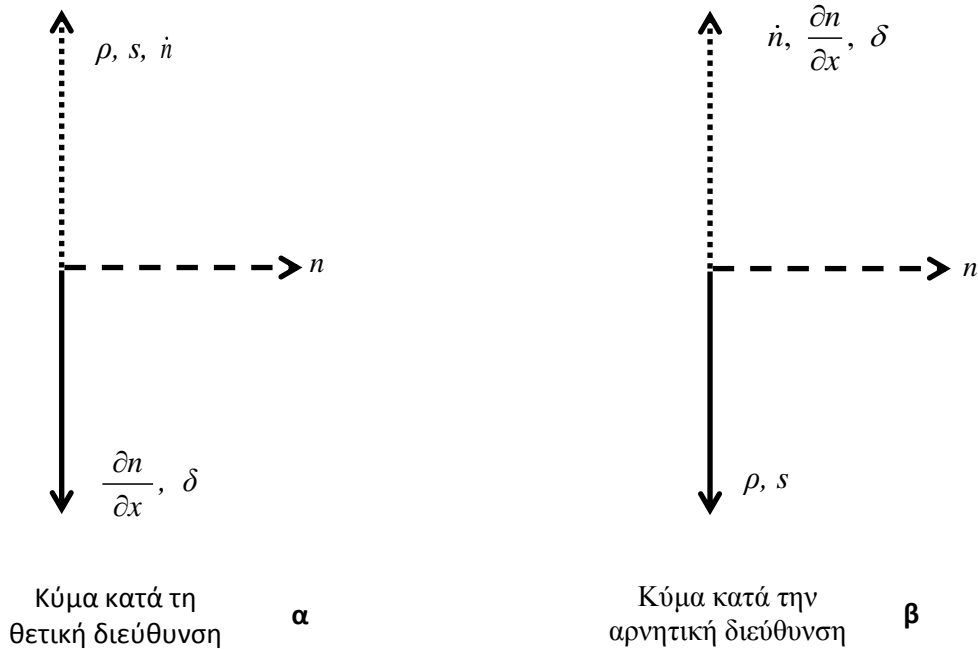
Οι σχέσεις φάσης μεταξύ των παραμέτρων αυτών (σχήμα 2.α) δείχνουν ότι, όταν το κύμα κινείται κατά τη θετική διεύθυνση, η υπερπίεση p , η κλασματική αύξηση πυκνότητας s και η σωματιδιακή ταχύτητα $\dot{\eta}$ προηγούνται όλες κατά $\pi/2$ ακτίνια ως προς τη φάση από την απομάκρυνση η , ενώ η μεταβολή του όγκου (που έχει διαφορά φάσης π σε σχέση με τη μεταβολή πυκνότητας) υστερεί ως προς τη φάση από την μετατόπιση κατά $\pi/2$. Οι σχέσεις αυτές δεν ισχύουν όταν η διεύθυνση του κύματος αντιστραφεί (σχήμα 2.β). Για ένα κύμα κατά την αρνητική διεύθυνση x ισχύουν οι σχέσεις

$$\eta = \eta_m e^{i(\omega t + kx)} \quad \dot{\eta} = \frac{\partial \eta}{\partial t} = i\omega \eta \quad (1.16)$$

$$\delta = \frac{\partial \eta}{\partial x} = ik\eta = -s \quad (\text{έτσι } s = -ik\eta) \quad (1.17)$$

$$p = B_\alpha s = -iB_\alpha k\eta \quad (1.18)$$

Και στα δύο κύματα η σωματιδιακή μετατόπιση η μετριέται κατά τη θετική διεύθυνση x και το λεπτό στοιχείο dx του αερίου ταλαντώνεται γύρω από τη τιμή $\eta = 0$, που ορίζει τη κεντρική του θέση. Για ένα κύμα κατά τη θετική διεύθυνση x , η τιμή $\eta = 0$, με την η μέγιστη κατά τη θετική διεύθυνση, δίνει μέγιστη υπερπίεση (συμπύκνωση) με μέγιστη συμπίκνωση s (μέγιστη πυκνότητα) και ελάχιστο όγκο. Για ένα κύμα κατά την αρνητική διεύθυνση x η ίδια τιμή $\eta = 0$, με την η μέγιστη κατά τη θετική διεύθυνση, δίνει τη μέγιστη υποπίεση (αραίωση), μέγιστο όγκο και ελάχιστη πυκνότητα. Για να προκαλέσουμε μία συμπύκνωση σε ένα κύμα που κινείται κατά την αρνητική διεύθυνση x , η σωματιδιακή ταχύτητα $\dot{\eta}$ πρέπει να είναι μέγιστη κατά την αρνητική διεύθυνση x στο $\eta = 0$. Η διάκριση αυτή είναι σημαντική όταν ορίζουμε τη σύνθετη αντίσταση του μέσου στα κύματα. Αλλαγή διεύθυνσης συνεπάγεται αλλαγή προσήμου.



Σχήμα 2. Σχέσεις φάσης μεταξύ της σωματιδιακής μετατόπισης η , της σωματιδιακής ταχύτητας $\dot{\eta}$, της υπερπίεσης p και της συμπύκνωσης $s = -\delta$ (διαστολής) για κύματα που οδεύουν στη θετική και στην αρνητική διεύθυνση x . Η απομάκρυνση η θεωρείται κατά τη θετική διεύθυνση x και για τα δύο κύματα.

Ένα μέγεθος που χαρακτηρίζει τη συμπεριφορά ενός μέσου στη διάδοση των ηχητικών κυμάτων είναι η ειδική ακουστική σύνθετη αντίσταση του μέσου Z η οποία ορίζεται με τη σχέση:

$$\text{ειδική ακουστική σύνθετη αντίσταση} = Z = \frac{\text{υπερπίεση}}{\text{σωματιδιακή ταχύτητα}} = \frac{p}{\dot{\eta}} \quad (1.19)$$

(ο λόγος μίας δύναμης ανά μονάδα επιφάνειας προς μία ταχύτητα).

Τώρα για ένα κύμα κατά τη θετική διεύθυνση x ,

$$p = B_a s = iB_a k \eta \quad \text{και} \quad \dot{\eta} = i\omega \eta \quad \text{οπότε} \quad (1.20)$$

$$Z = \frac{p}{\dot{\eta}} = \frac{B_a k}{\omega} = \frac{B_a}{c} = \rho_0 c \quad (1.21)$$

Έτσι η ακουστική σύνθετη αντίσταση που παρουσιάζει το μέσο σε αυτά τα κύματα, όπως στην περίπτωση των εγκάρσιων κυμάτων σε μία χορδή, δίνεται από το γινόμενο της πυκνότητας και της κυματικής ταχύτητας και ελέγχεται από την ελαστικότητα και την αδράνεια του μέσου. Για ένα κύμα κατά την αρνητική διεύθυνση x η ειδική ακουστική σύνθετη αντίσταση είναι

$$Z = \frac{p}{\dot{\eta}} = -\frac{iB_\alpha k\eta}{i\omega\eta} = -\rho_0 c \quad (1.22)$$

Με μία αλλαγή στο πρόσημο που προέρχεται από την αλλαγή της σχέσης των φάσεων.

Η $\rho_0 c$ εκφράζεται κανονικά σε μονάδες $\text{kg} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{s}^{-1}$ σε βιβλία πρακτικής ακουστικής σε αυτές τις μονάδες η τιμή της ειδικής ακουστικής αντίστασης για τον αέρα είναι περίπου 400, για το νερό $1.45 \cdot 10^6$ και για το χάλυβα $3.9 \cdot 10^7$.

Μολονότι για επίπεδα ηχητικά κύματα, η ειδική ακουστική σύνθετη αντίσταση $\rho_0 c$ είναι μέγεθος πραγματικό, για σφαιρικά κύματα, έχει μία πρόσθετη άεργη συνιστώσα ik/r όπου r είναι η απόσταση που έχει διανύσει το μέτωπο κύματος. Η συνιστώσα αυτή τείνει στο μηδέν καθώς το r αυξάνει και το σφαιρικό κύμα γίνεται ουσιαστικά επίπεδο.

1.1.2 Κατανομή ενέργειας στα ηχητικά κύματα

Μπορούμε να υπολογίσουμε την κινητική ενέργεια σε ένα ηχητικό κύμα θεωρώντας την κίνηση των επί μέρους στοιχείων του αερίου μοναδιαίας διατομής με πάχος dx .

Κάθε στοιχείο θα έχει κινητική ενέργεια:

$$\Delta E_{kin} = \frac{1}{2} \rho_0 dx \dot{\eta}^2 \quad (1.23)$$

Όπου η $\dot{\eta}$ θα εξαρτάται από τη θέση x του στοιχείου. Η μέση τιμή της πυκνότητας της κινητικής ενέργειας βρίσκεται με τον υπολογισμό της μέσης τιμής της $\dot{\eta}^2$ σε μία περιοχή n μηκών κύματος.

Τώρα

$$\dot{\eta} = \dot{\eta}_m \sin \frac{2\pi}{\lambda} (ct - x) \quad (1.24)$$

επομένως

$$\overline{\dot{\eta}^2} = \frac{\dot{\eta}_m^2 \int_0^{\eta\lambda} \sin^2 \frac{2\pi(ct-x)}{\lambda} dx}{\eta\lambda} = \frac{1}{2} \dot{\eta}_m^2 \quad (1.25)$$

και έτσι η μέση πυκνότητα κινητικής ενέργειας είναι

$$\overline{\Delta E_{kin}} = \frac{1}{4} \rho_0 \dot{\eta}_m^2 = \frac{1}{4} \rho_0 \omega^2 \dot{\eta}^2 \quad (1.26)$$

(ένας απλός αρμονικός ταλαντωτής με μέγιστο πλάτος a έχει μέση κινητική ενέργεια, σε μια περίοδο, $(1/4)m\omega^2 a^2$).

Την πυκνότητα της δυναμικής ενέργειας μπορούμε να τη βρούμε θεωρώντας το έργο $p dV$ που προσφέρεται σε μία σταθερή μάζα αερίου με όγκο V_0 κατά τη διάρκεια των αδιαβατικών μεταβολών μέσα στο ηχητικό κύμα. Το έργο αυτό εκφράζεται με τη σχέση

$$\Delta E_{pot} = -\int p dV \quad (1.27)$$

Όπου το αρνητικό πρόσημο δείχνει ότι η μεταβολή της δυναμικής ενέργειας είναι θετική και στις δύο περιπτώσεις, στη συμπίεση (p θετικό, dV αρνητικό) και στην αραιώση (p αρνητικό, dV θετικό) όπως φαίνεται στο σχήμα 3.

Η συμπίκνωση είναι

$$s = -\frac{\int dV}{V_0} \quad (1.28)$$

Όπου $\int dV = \nu$ η αύξηση του αρχικού όγκου V_0 , οπότε

$$dV = -V_0 ds \quad (1.29)$$

που μαζί με την

$$p = B_a s \quad (1.30)$$

δίνει

$$\Delta E_{pot} = -\int p dV = \int_0^s B_a s V_0 ds = \frac{1}{2} B_a s^2 dx = \frac{1}{2} B_a \delta^2 dx \quad (1.31)$$

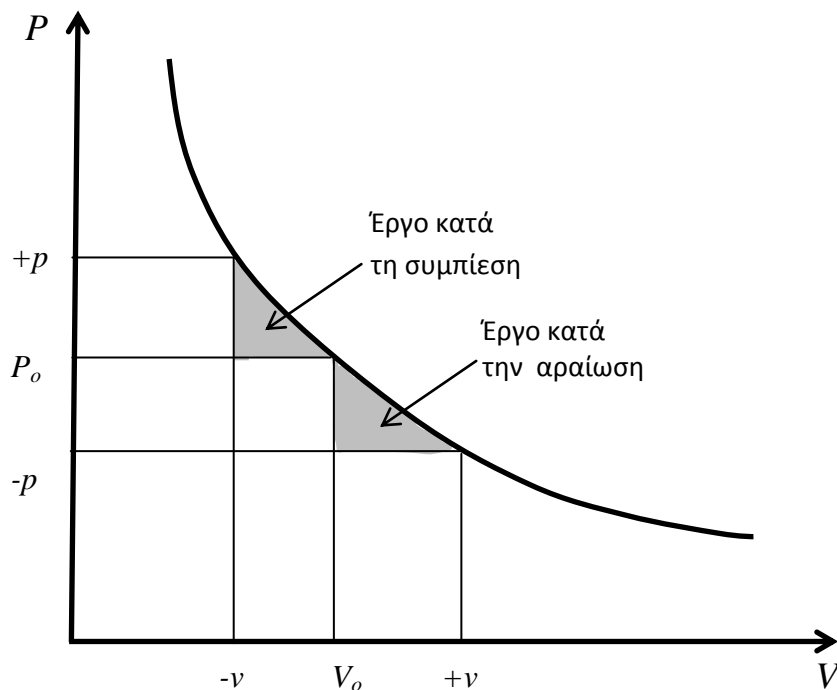
όπου $\sigma = -\delta$ και το πάχος dx του στοιχείου με μοναδιαία εγκάρσια διατομή παριστάνει τον όγκο V_0 .

Τώρα

$$\eta = \eta_m e^{i(\omega t \pm kx)} \quad (1.32)$$

επομένως

$$\delta = \frac{\partial \eta}{\partial x} = \pm \frac{1}{c} \frac{\partial \eta}{\partial t}, \text{ όπου } c = \frac{\omega}{k} \quad (1.33)$$



Σχήμα 3. Τα γεμάτα τρίγωνα δείχνουν ότι η δυναμική ενέργεια $p\nu/2$ που κερδίζει ένα αέριο σε μία συμπίεση ισούται με εκείνην που κερδίζει σε μία αραιώση όπου και το p και το ν αλλάζουν πρόσημο.

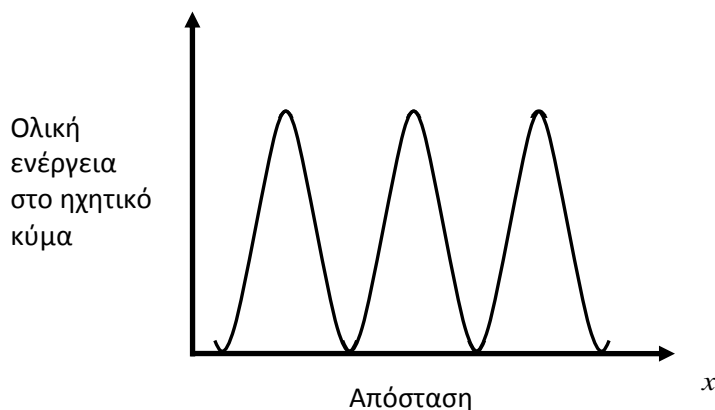
Έτσι

$$\Delta E_{pot} = \frac{1}{2} \frac{B_a}{c^2} \dot{\eta}^2 dx = \frac{1}{2} \rho_0 \dot{\eta}^2 dx \quad (1.34)$$

και η μέση τιμή στο διάστημα $n \cdot \lambda$ δίνει την πυκνότητα της δυναμικής ενέργειας

$$\overline{\Delta E_{pot}} = \frac{1}{4} \rho_0 \dot{\eta}_m^2 \quad (1.35)$$

Βλέπουμε ότι η μέση τιμή της κινητικής και της δυναμικής ενέργειας είναι η ίδια στο ηχητικό κύμα και, πιο σημαντικό, αφού η τιμή για τη κάθε μία μέσα στο στοιχείο dx είναι $(1/2)\rho_0\dot{\eta}^2 dx$, παρατηρούμε ότι το στοιχείο έχει μέγιστη (ή ελάχιστη) κινητική και δυναμική ενέργεια την ίδια χρονική στιγμή. Μία συμπύκνωση ή αραιώση προκαλεί ένα μέγιστο στην ενέργεια του στοιχείου, αφού το ενεργειακό περιεχόμενο εξαρτάται από την τιμή $\dot{\eta}$. Έτσι η ενέργεια μέσα στο κύμα κατανέμεται στο κυματικό σύστημα με την απόσταση όπως δείχνει το σχήμα 4.



Σχήμα 4. Ενεργειακή κατανομή στο χώρο για ένα ηχητικό κύμα σε αέριο. Η δυναμική και κινητική ενέργεια είναι μέγιστες όταν η σωματιδιακή ταχύτητα $\dot{\eta}$ είναι μέγιστη και μηδέν για την τιμή $\dot{\eta} = 0$.

1.1.3 Ένταση ηχητικών κυμάτων

Για να εκφράσουμε πόσο δυνατός είναι ένας ήχος χρησιμοποιούμε την ένταση του ηχητικού κύματος ή την πίεση του ηχητικού κύματος.

Η ένταση του ηχητικού κύματος που αποτελεί ένα μέτρο της ενεργειακής ροής, του ρυθμού με τον οποίο η ενέργεια διασχίζει μία μοναδιαία επιφάνεια, είναι επομένως το γινόμενο της πυκνότητας της ενέργειας (κινητικής συν δυναμικής) και της κυματικής ταχύτητας c . Ισχύει δηλαδή η σχέση

$$I = \frac{1}{2} \rho_0 c \dot{\eta}_m^2 = \frac{1}{2} \rho_0 c \omega^2 \eta_m^2 = \rho_0 c \dot{\eta}_{rms}^2 = p_{rms}^2 / \rho_0 c = p_{rms} \dot{\eta}_{rms} \quad (1.36)$$

Η ένταση I μετράται στο S.I. σε W/m^2 . Η ελάχιστη ένταση που γίνεται αντιληπτή στο ανθρώπινο αυτί αντιστοιχεί σε $10^{-12} W/m^2$. Η ένταση αυτή αντιστοιχεί σε ηχητική πίεση $20 \mu Pa = 0.0002 \mu bar$ (η οποία αναφέρεται στην βιβλιογραφία και ως κατώφλι ακουστότητας). Η τιμή αυτή είναι εξαιρετικά χαμηλή και μαρτυρεί την μεγάλη ευαισθησία του αυτιού.

Η στάθμη της μέσης έντασης συνομιλίας μεταξύ δύο ανθρώπων που στέκονται ο ένας δίπλα στον άλλο είναι περίπου $10^{-12} W/m^2$. Όταν φωνάζουμε σε αυτήν την απόσταση, η ένταση ανεβαίνει κατά ένα παράγοντα 100 γίνεται δηλαδή $1 W/m^2$. Αν αυξηθεί και άλλες 10 φορές δηλαδή κατά ένα παράγοντα 1000 σε σχέση με τη μέση ένταση συνομιλίας φτάνει δηλαδή τα $10 W/m^2$ ο ήχος γίνεται οδυνηρός.

Οι κραυγές ενός μεγάλου πλήθους που πανηγυρίζει για ένα γκολ σε ποδοσφαιρικό αγώνα μόλις φτάνουν να ζεστάνουν ένα κύπελλο καφέ.

Ένας ήχος έντασης I (W/m^2) έχει στάθμη έντασης L (*Sound Intensity Level*) εκφρασμένη σε dB που παρέχεται από τη σχέση

$$L = 10 \log \frac{I}{I_0} \text{ (dB)} \quad (1.37)$$

Όπου $I_0 = 10^{-12} W/m^2$.

Αν για παράδειγμα έχουμε ήχο έντασης $I = 1 mW/m^2$ τότε αυτός αντιστοιχεί σε στάθμη έντασης

$$L = 10 \log \frac{I}{I_0} = 10 \log \frac{0,001 W / m^2}{10^{-12} W / m^2} = 90 \text{ dB}$$

Όταν η ένταση του ήχου αυξάνει κατά έναν παράγοντα 10, λέμε ότι αυξήθηκε κατά 10dB=1Bell και επομένως το δυναμικό εύρος του αυτιού είναι 12Bell=120dB (από $10^{-12} W/m^2$ μέχρι $1 W/m^2$) Αύξηση κατά ένα παράγοντα $10^{0.1} = 1.26$ αυξάνει την ένταση κατά 1dB, μία μεταβολή στην ένταση που ένα άτομο με καλή ακοή μόλις μπορεί να ανιχνεύσει.

Το επίπεδο πίεσης ήχου ή στάθμη πίεσης του ήχου (*S.P.L.*) **Sound Pressure Level** είναι ένα μέγεθος που υποδηλώνει την πίεση που δημιουργεί ο ήχος σε κάποια θέση, έχει μονάδα μέτρησης dB και δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$S.P.L. = 20 \log \frac{P}{P_0} \text{ (dB)} \quad (1.38)$$

Όπου P είναι η πίεση του ήχου και P_0 είναι η πίεση αναφοράς του ήχου που λαμβάνεται ίση με $20 \mu Pa = 0.0002 \text{ mbar}$. ($1 Pa = 1 N/m^2 = 10 \text{ mbar}$)

Αν για παράδειγμα σε κάποια θέση έχουμε $P = 20000 \mu Pa$ τότε το επίπεδο πίεσης του ήχου είναι

$$S.P.L. = 20 \log \frac{P}{P_0} = 20 \log \frac{20000 \mu Pa}{20 \mu Pa} = 20 \cdot 3 = 60 \text{ dB}$$

Αν είναι γνωστό το επίπεδο πίεσης του ήχου *S.P.L.* και θέλουμε να υπολογίσουμε την πίεση P στην οποία αντιστοιχεί επιλύουμε τη σχέση (1.38) ως προς P και έχουμε

$$P = P_0 \cdot 10^{\frac{S.P.L.}{20}} \quad (1.39)$$

Αν για παράδειγμα σε κάποια θέση έχουμε $S.P.L. = 40 \text{ dB}$ τότε η πίεση P είναι:

$$P = P_0 \cdot 10^{\frac{S.P.L.}{20}} = 0.0002 \text{ mbar} \cdot 10^{\frac{40}{20}} = 0.0002 \text{ mbar} \cdot 10^2 = 0.002 \text{ mbar}$$

1.1.4 Εξασθένηση ελευθέρου χώρου

Όπως όλα τα κύματα που διαδίδονται στον ελεύθερο χώρο εξασθενούν με την απόσταση λόγω κατανομής της ενέργειας σε όλο και μεγαλύτερη επιφάνεια έτσι και η ένταση των ήχων μειώνεται καθώς απομακρυνόμαστε από την πηγή εκπομπής. Μείωση αυτή είναι αντιστρόφως ανάλογη με το τετράγωνο της απόστασης. Αν αντί για την ένταση μας ενδιαφέρει η πίεση τότε η μείωση αυτή είναι αντιστρόφως ανάλογη της απόστασης. Η εξασθένηση αυτή ονομάζεται εξασθένηση ή απόσβεση ελευθέρου χώρου και είναι ανεξάρτητη της συχνότητας.

Αν μία ηχητική πηγή εκπέμπει σφαιρικά κύματα ομοιόμορφα στο χώρο συνολικής ισχύος $P(W)$ τότε σε απόσταση x η ένταση των του ήχου $I(W/m^2)$ είναι:

$$I_x = \frac{P}{4\pi x^2} = \frac{p_x^2}{\rho c} = \frac{p_x^2}{Z} \quad (1.40)$$

Όπου:

p_x η ακουστική πίεση στη θέση x

ρ η πυκνότητα του αέρα

c η ταχύτητα μετάδοσης

Z η ακουστική αντίσταση του μέσου (για τον αέρα η Z είναι περίπου ίση με 410 μονάδες στο SI)

Αν στο σημείο εκπομπής έχουμε ένταση $I_o(W/m^2)$ τότε σε απόσταση $x(m)$ η ένταση γίνεται $I_x(W/m^2)$ και δίνεται από τη σχέση:

$$I_x = I_o \frac{1}{x^2} \quad (1.41)$$

Αν αντί για την ένταση έχουμε το επίπεδο πίεσης $S.P.L.(dB)$ το οποίο στο σημείο εκπομπής είναι $S.P.L._o(dB)$ τότε σε απόσταση $x(m)$ το επίπεδο πίεσης γίνεται $S.P.L._x(dB)$ και δίνεται από τη σχέση

$$S.P.L._x = S.P.L._o - 20 \log x \quad (1.42)$$

Κάθε φορά που η απόσταση διπλασιάζεται το επίπεδο πίεσης μειώνεται κατά $10 \log 2 = 6dB$.

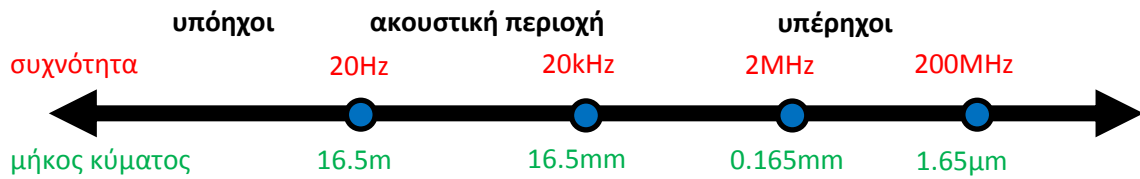
Αν στις θέσεις 1 και 2 που απέχουν απόσταση x_1 και x_2 από την πηγή έχουμε επίπεδο πίεσης $S.P.L._1$ και $S.P.L._2$ αντίστοιχα τότε ισχύει

$$S.P.L._1 - S.P.L._2 = 20 \log \frac{x_2}{x_1} \quad (1.43)$$

1.2 Υπέρηχοι

Το μέσο υγείας αυτί των νέων ανθρώπων αντιλαμβάνεται ήχους με συχνότητα από 20Hz μέχρι 20kHz. Η περιοχή αυτή των συχνοτήτων χαρακτηρίζεται σαν ακουστική περιοχή. Ήχοι με συχνότητα μικρότερη από 20Hz χαρακτηρίζονται ως υπόηχοι ενώ ήχοι με συχνότητα μεγαλύτερη από 20kHz χαρακτηρίζονται ως υπέρηχοι. Από τη θεμελιώδη εξίσωση της κυματικής ($\lambda = c/f$) και με δεδομένο ότι στον αέρα η ταχύτητα διάδοσης των ηχητικών κυμάτων είναι περίπου 330 m/s προκύπτει ότι η ακουστική περιοχή περιλαμβάνει μήκη κύματος από 16.5m μέχρι 16.5mm. Στο σχήμα 5 φαίνονται παραστατικά οι παραπάνω

υποδιαιρέσεις.



Σχήμα 5. Το ηχητικό φάσμα και οι υποδιαιρέσεις του.

Οι υπέρηχοι χρησιμοποιούνται στην ιατρική και κτηνιατρική για διαγνωστικούς και θεραπευτικούς σκοπούς, στη βιομηχανία για συγκόλληση πλαστικών, καθαρισμό αντικειμένων και μη καταστροφικό έλεγχο υλικών και αντικειμένων.

1.3 Παραγωγή-Ανίχνευση υπέρηχων

Η παραγωγή και η ανίχνευση των υπερήχων βασίζεται στη μετατροπή της ενέργειας του ηλεκτρικού ή μαγνητικού πεδίου σε μηχανική ενέργεια (ηχητικά κύματα) και αντίστροφα. Σε αντίθεση με τους μετατροπείς μαγνητικού πεδίου, οι μετατροπείς ηλεκτρικού πεδίου υπάρχουν σε μία πληθώρα σχημάτων και μορφών. Το μεγαλύτερο ενδιαφέρον στην πράξη το παρουσιάζουν οι μετατροπείς ηλεκτρικού πεδίου και για το λόγο αυτό θα ασχοληθούμε με αυτούς αναλυτικά.

Στους μετατροπείς ηλεκτρικού πεδίου μηχανικές δυνάμεις δημιουργούνται εξαιτίας της εφαρμογής ηλεκτρικών πεδίων ή και αντιστρόφως ηλεκτρικό πεδίο προκαλείται λόγω μηχανικών δυνάμεων. Υπάρχουν μετατροπείς που είναι εγγενώς γραμμικοί δηλαδή η σχέση μεταξύ ηλεκτρικής και μηχανικής ενέργειας είναι γραμμική και άλλοι που από τη φύση τους υπακούει σε νόμο τετραγώνου και πρέπει να γραμμικοποιηθούν.

Οι μετατροπείς ηλεκτρικού πεδίου ανάλογα με την διαδικασία μετατροπής της ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική διακρίνονται σε πιεζοηλεκτρικούς μετατροπείς, ηλεκτροπεριοριστικούς μετατροπείς, και σε πυκνωτικούς ή χωρητικούς μετατροπείς.

1.3.1 Πιεζοηλεκτρικοί μετατροπείς

Οι πιεζοηλεκτρικοί μετατροπείς έχουν σημαντική θέση στις τεχνικές μετρήσεων με υπέρηχους. Το 1880 αδελφοί Pierre και Jacques Curie ανακάλυψαν ότι σε μερικά υλικά μπορούν να αναπτυχθούν επιφανειακά φορτία όταν ασκηθεί επάνω τους μηχανική τάση (πίεση) και το αντίστροφο. Στο φαινόμενο έδωσαν το όνομα πιεζοηλεκτρικό από τις ελληνικές λέξεις πίεση και ηλεκτρισμός.

1.3.1.1 Κρυσταλλικοί πιεζοηλεκτρικοί μετατροπείς

Οι κρυσταλλικοί πιεζοηλεκτρικοί μετατροπείς βασίζονται σε κρυσταλλικά υλικά και ιστορικά είναι τα πρώτα που χρησιμοποιήθηκαν για το σκοπό αυτό.

Η αρχή του πιεζοηλεκτρικού φαινομένου.

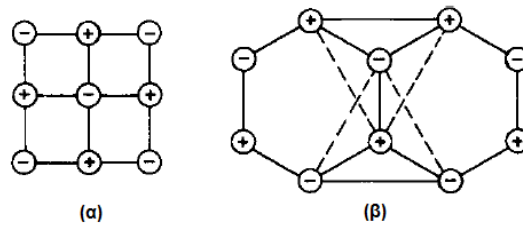
Συγκεκριμένοι κρύσταλλοι μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως μετατροπείς ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική και αντίστροφα επειδή έχουν τις κάτωθι ιδιότητες:

α) οι φυσικές διαστάσεις του κρυστάλλου αλλάζουν όταν ένα ηλεκτρικό πεδίο επιβληθεί σε αυτόν

β) όταν αντιστραφεί το πεδίο αντιστρέφεται και η μεταβολή των διαστάσεων

γ) παραμορφώσεις που προκαλούνται από μηχανικές δυνάμεις προκαλούν ηλεκτρική πόλωση στις επιφάνειες του κρυστάλλου

δ) όταν αντιστραφεί η φορά των παραμορφώσεων αντιστρέφεται και η φορά της ηλεκτρικής πόλωσης



Σχήμα 6. Κρυσταλλικά πλέγματα, (α) με κέντρο συμμετρίας και (β) χωρίς κέντρο.

ε) η σχέση των μηχανικών και ηλεκτρικών μεγεθών είναι γραμμική δηλαδή η παραμόρφωση είναι ανάλογη με την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου που την προκαλεί.

Για να εμφανισθούν οι ιδιότητες αυτές είναι απαραίτητο οι κρύσταλλοι να μην έχουν κάποιο κέντρο ηλεκτρικής συμμετρίας (σχήμα 6.β) ενώ αντίθετα κρύσταλλοι με κέντρο συμμετρίας όπως στο σχήμα 6.α δεν μπορούν να εμφανίσουν το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο. Οι ασύμμετροι κρύσταλλοι όταν δεν είναι παραμορφωμένοι το «κέντρο βάρους» των θετικών και των αρνητικών φορτίων συμπίπτει και δεν εμφανίζουν φαινόμενα πόλωσης. Όταν όμως παραμορφωθούν τα δύο «κέντρα βάρους» μετατοπίζονται το ένα σε σχέση με το άλλο και ως εκ τούτου εμφανίζονται φαινόμενα πόλωσης

Δύο χαρακτηριστικές παράμετροι του υλικού χρησιμοποιούνται για να χαρακτηρίσουν τον πιεζοηλεκτρισμό, η πιεζοηλεκτρική σταθερά e και το πιεζοηλεκτρικό μέτρο d . Η πιεζοηλεκτρική σταθερά συνδέει την παραγόμενη ηλεκτρική πόλωση με την μετατόπιση των μορίων ενώ το πιεζοηλεκτρικό μέτρο συνδέει την ηλεκτρική πόλωση με την εφαρμοζόμενη μηχανική πίεση. Αυτές οι παράμετροι ορίζονται από τις επόμενες εξισώσεις:

$$\sigma = es \text{ και } \sigma = d\theta, \quad (1.44)$$

Όπου:

σ είναι η ηλεκτρική πόλωση,

$s = \xi/x$ είναι η σχετική παραμόρφωση (μετατόπιση των μορίων ξ ως προς την μεταξύ τους απόσταση x) είναι καθαρός αριθμός δεν έχει διαστάσεις

θ είναι ο εφελκυσμός, πίεση, μηχανική ένταση, (δύναμη ανά μονάδα επιφάνειας).

Σύμφωνα με άλλους συγγραφείς το πιεζοηλεκτρικό μέτρο d συνδέει την σχετική παραμόρφωση s και την ένταση του ηλεκτρικού πεδίου E με τη σχέση:

$$s = d \cdot E \quad (1.45)$$

Η πιεζοηλεκτρική σταθερά e έχει μονάδες ηλεκτρικού φορτίου ανά μονάδα επιφάνειας (C/m^2) ενώ το πιεζοηλεκτρικό μέτρο d έχει μονάδες ηλεκτρικού φορτίου ανά μονάδα δύναμης (C/N) ή μονάδες αντίστροφες του ηλεκτρικού πεδίου (m/V).

Το πιεζοηλεκτρικό μέτρο d το χρησιμοποιούν συχνά οι ειδικοί εφαρμογών αλλά εμείς για συστηματικούς λόγους θα χρησιμοποιήσουμε την πιεζοηλεκτρική σταθερά e .

Υπάρχουν γενικά έξι διαφορετικές δυνάμεις οι οποίες μπορεί να υπάρξουν σε στερεά σώματα. Τρεις από αυτές υπάρχουν σαν φυσικές εντάσεις στις διευθύνσεις των χωρικών συντεταγμένων x, y, z και οι υπόλοιπες τρεις είναι εντάσεις κατά μήκος των επιπέδων xy, yz και xz . Για παράδειγμα η διηλεκτρική ροή πυκνότητας D μόνο για τη διεύθυνση x εκφράζεται ως

$$D_x = \sum_i e_{x,i} s_i + \sum_j \varepsilon_{x,j} E_j \quad \text{όπου } \varepsilon \text{ η διηλεκτρική επιτρεπτότητα} \quad (1.46)$$

με $i \dots, x, y, z, xy, yz, xz$ και $j \dots x, y, z$ και E η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου. Σε πολλά υλικά μερικοί πιεζοηλεκτρικοί συντελεστές είναι μηδέν. Στα παραδείγματα που ακολουθούν θα ασχολούμαστε μόνο με ένα συντελεστή κάθε φορά. Λόγω της αρχής της επαλληλίας που ισχύει το συνολικό αποτέλεσμα μπορεί να βρεθεί με την πρόσθεση όλων των επιμέρους αποτελεσμάτων.

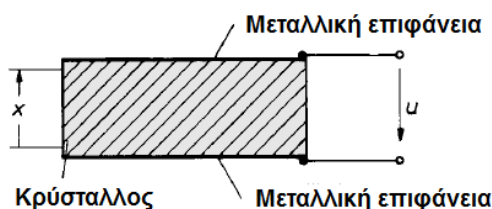
Σημαντικά υλικά με έμφυτο τον πιεζοηλεκτρισμό είναι οι φυσικοί κρύσταλλοι quartz και tourmaline και οι τεχνητοί κρύσταλλοι potassium sodium tartrate (γνωστό και ως Rochelle ή Seignette άλας), lithium niobate, lithium sulfate hydrate και cadmium sulfide. Στον Πίνακα 1 φαίνονται οι χαρακτηριστικές ιδιότητες των υλικών αυτών όπου ε_0 είναι η επιτρεπτότητα του κενού. Ο κρύσταλλος Quartz είναι ιδιαίτερα σταθερός σε σχέση με τη θερμοκρασία και έχει πολύ χαμηλές εσωτερικές απώλειες. Το άλας Rochelle παρουσιάζει πολύ μεγάλο πιεζοηλεκτρικό αποτέλεσμα αλλά είναι πολύ ευαίσθητο στις αλλαγές της θερμοκρασίας και της υγρασίας.

Όνομα	Υλικό	Πιεζοηλεκτρική σταθερά e	Πιεζοηλεκτρικό μέτρο d	Διηλεκτρική επιτρεπτότητα ε	Παρατηρήσεις
Quartz, SiO ₂	Φυσικός κρύσταλλος	$\approx 170 \text{ mC/m}^2$ (normal strain)	2.3 pC/N	$4.6 \varepsilon_0$	Curie temp. $\approx 570^\circ\text{C}$
Rochelle salt	Συνθετικός κρύσταλλος	$\approx 4.7 \text{ C/m}^2$ (shear strain)	2300 pC/N	$200 \sim 1300 \varepsilon_0$	Curie temp. $24\text{-}35^\circ\text{C}$

Πίνακας 1. Τυπικά χαρακτηριστικά εγγενώς πιεζοηλεκτρικών υλικών. $\varepsilon_0 = 8.854188 \text{ pF/m}$.

Εξισώσεις του πιεζοηλεκτρικού μετατροπέα

Τώρα θα εξάγουμε την εξίσωση του πιεζοηλεκτρικού μετατροπέα για το διάμηκες πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο το οποίο εμφανίζεται στο πάχος του κρυστάλλου quartz που φαίνεται στο σχήμα 7. Για τις άλλες πέντε διαστάσεις εργαζόμαστε παρομοίως.



Σχήμα 7. Διάταξη για το διάμηκες πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο.

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως έχουμε $\sigma = \epsilon s$ και $s = \xi/x$ από τα οποία παίρνουμε $\sigma = e\xi/x$. Αν A είναι το εμβαδό των μεταλλικών επιφανειών που διεγείρουν τον κρύσταλλο τότε έχουμε ότι τα ηλεκτρικά φορτία Q_{el} που αναπτύσσονται σε αυτές είναι

$$Q_{el} = A\sigma = A \frac{e}{x} \xi \quad (1.47)$$

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση του ρεύματος $i(t) = dQ_{el}/dt$ και την εξίσωση της ταχύτητας $v(t) = d\xi/dt$ και θεωρώντας ότι η μηχανική ισχύς είναι ίση με την ηλεκτρική (δεν υπάρχουν απώλειες), δηλαδή $\underline{Fv}^* = \underline{ui}^*$ (τα υπογραμμισμένα μεγέθη έχουν μιγαδική μορφή, το * δηλώνει το συζυγή μιγαδικό) φτάνουμε στις δύο εξισώσεις του μετατροπέα:

$$\underline{F} = \left(\frac{eA}{x} \right) \underline{u} \quad \text{και} \quad \underline{i} = \left(\frac{eA}{x} \right) \underline{v} \quad \text{ή} \quad (1.48)$$

$$\underline{F} = N\underline{u} \quad \text{και} \quad \underline{i} = N\underline{v}$$

όπου

$$N = \frac{eA}{x} \quad (1.49)$$

είναι ο συντελεστής του πιεζοηλεκτρικού μετατροπέα ο οποίος συνδέει ένα μηχανικό με ένα ηλεκτρικό μέγεθος. Στην πρώτη σχέση συνδέει τη δύναμη με την ηλεκτρική τάση ενώ στη δεύτερη συνδέει το ηλεκτρικό ρεύμα με την ταχύτητα κίνησης των μορίων.

Οι πιεζοηλεκτρικοί μετατροπείς όπως και όλοι οι μετατροπείς ηλεκτρικού πεδίου είναι διαμήκεις μετατροπείς μετατόπισης. Με την χωρητικότητα που είναι $C = \frac{A\epsilon}{x}$ και $C = \frac{Q}{u}$ λαμβάνουμε

$$\underline{Q}_{el} = A \frac{e}{x} \xi = C\underline{u}, \quad (1.50)$$

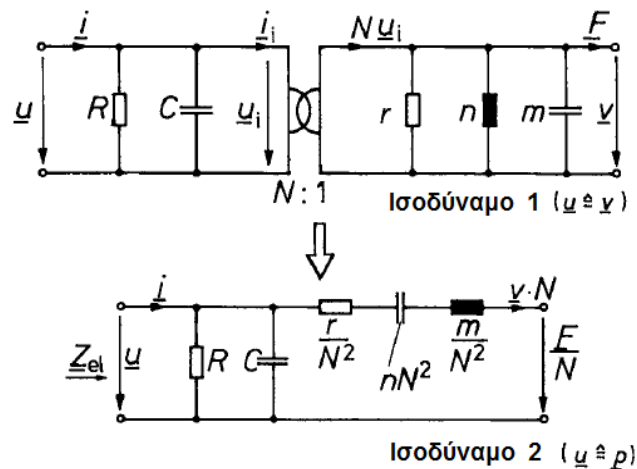
Το οποίο οδηγεί στο

$$\underline{u} = \frac{e}{\epsilon} \underline{\xi}. \quad (1.51)$$

Εδώ φαίνεται ότι είναι $\underline{u} \sim \underline{\xi}$ δηλαδή η ηλεκτρική τάση και η μετατόπιση των μορίων είναι μεγέθη ανάλογα. Να σημειωθεί ότι η σταθερά αναλογίας $\frac{e}{\epsilon}$ είναι αυτή που χαρακτηρίζει το αποτέλεσμα του πιεζοηλεκτρικού φαινομένου.

Στο ισοδύναμο ενός μετατροπέα ηλεκτρικού πεδίου χρησιμοποιούμε ένα γυράτορα οποίος συνδέει τα καθαρά ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του μετατροπέα (R και C) με τα ηλεκτρικά δυνάμεις (r, n, m) των μηχανικών χαρακτηριστικών (τριβή, αδράνεια-μάζα, ελαστικότητα) όπως

φαίνεται στο ισοδύναμο 1 (σχήμα 8). Συνήθως ανάγουμε τα ηλεκτρικά δικά των μηχανικών χαρακτηριστικών στην είσοδο και καταλήγουμε στο ισοδύναμο 2 το οποίο χρησιμοποιείται συχνά στην πράξη.



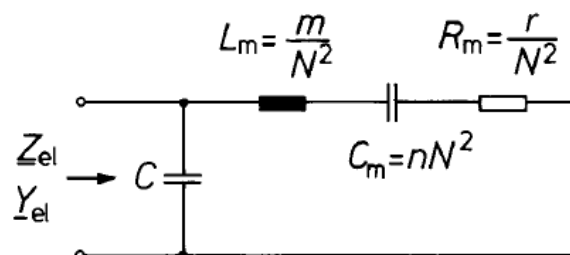
Σχήμα 8. Ισοδύναμα κυκλώματα για τον μετατροπέα ηλεκτρικού πεδίου.

Η ηλεκτρική σύνθετη αντίσταση εισόδου στη κυκλική συχνότητα ω εξάγεται ευκολότερα από το ισοδύναμο 1 και είναι ίση με:

$$\underline{Z}_{el}|_{F=0} = \frac{1}{G + j\omega C + \left[\frac{N^2}{r + j\omega m + \frac{1}{j\omega n}} \right]} \quad (1.52)$$

Όπου $G = 1/R$

Η R είναι η ηλεκτρική ωμική αντίσταση του κρυστάλλου η όποια συνήθως είναι πολύ μεγάλη (οπότε και η G είναι πολύ μικρή) και στην πράξη μπορεί να παραληφθεί οπότε καταλήγουμε στο ισοδύναμο που εμφανίζεται στο σχήμα 9.



Σχήμα 9. Ισοδύναμο κύκλωμα ενός κρυστάλλου σε ταλαντωτή.

Από την (1.52) με $G = 0$ προκύπτει ότι ο κρύσταλλος έχει δύο συχνότητες συντονισμού μία παράλληλου συντονισμού ω_p και μία συντονισμού σειράς ω_s οι οποίες είναι πολύ κοντά η μία στην άλλη ($\omega_p = 1.01\omega_s$) και δίδονται από τις σχέσεις:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_m C_m}} \text{ και } \omega_p = \frac{1}{\sqrt{L_m \frac{C_m C}{C_m + C}}} \quad (1.53)$$

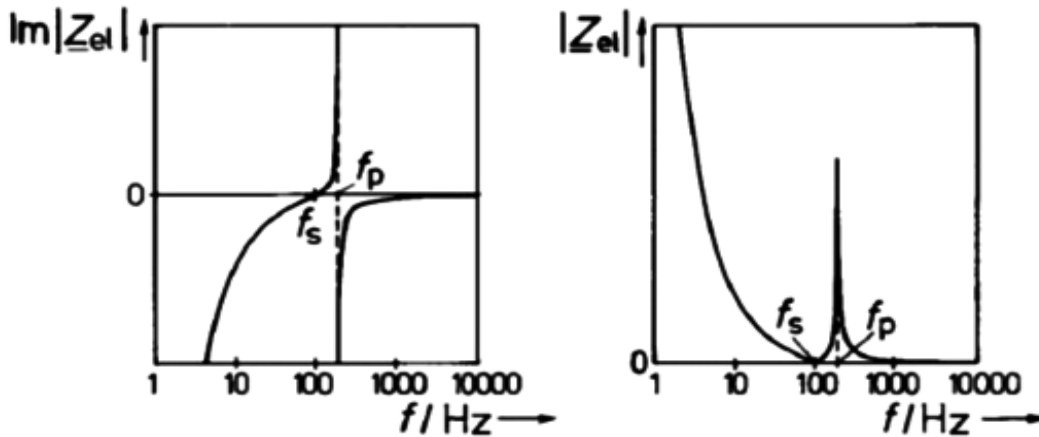
Η χωρητικότητα C είναι η ηλεκτρική χωρητικότητα του κρυστάλλου και εξαρτάται από το πάχος του, το εμβαδό της επιφάνειάς του και την διηλεκτρική σταθερά του υλικού. Τα άλλα μεγέθη που εμφανίζονται στο ισοδύναμο κύκλωμα εξαρτώνται από τις μηχανικές ιδιότητες του κινούμενου μέρους.

Στο σχήμα 10 φαίνεται το φανταστικό μέρος και το μέτρο της μιγαδικής αντίστασης ενός κρυστάλλου σε συνάρτηση με τη συχνότητα.

Στη συχνότητα συντονισμού σειράς το μέτρο της μιγαδικής αντίστασης του κρυστάλλου εμφανίζει ελάχιστη τιμή η οποία είναι ίση με R_m ενώ το φανταστικό μέρος μηδενίζεται.

Στη συχνότητα παράλληλου συντονισμού το μέτρο της μιγαδικής αντίστασης του κρυστάλλου εμφανίζει μέγιστη τιμή όπως και το φανταστικό μέρος.

Σε πολλές εφαρμογές μετρήσεων με υπέρηχους οι μετατροπείς οδηγούνται από παλμούς οι οποίοι έχουν μεγάλο εύρος συχνοτήτων οπότε για να συμπεριφέρονται σωστά πρέπει και οι



Σχήμα 10. Το φανταστικό μέρος και το μέτρο της μιγαδικής αντίστασης ενός κρυστάλλου

μετατροπείς να έχουν αρκετά μεγάλο εύρος ζώνης. Ένα μέγεθος που χαρακτηρίζει το εύρος ζώνης είναι ο συντελεστής ποιότητας Q του μετατροπέα ο οποίος ορίζεται με τη σχέση:

$$Q \cong \frac{f_r}{f_1 - f_2} = \frac{f_r}{B} \quad (1.54)$$

Όπου:

f_r η συχνότητα συντονισμού του κρυστάλλου (δεν έχει σημασία ποια από τις δύο συχνότητες συντονισμού θα χρησιμοποιήσουμε αφού είναι σχεδόν ίσες)

f_1, f_2 συχνότητες εκατέρωθεν της f_r στις οποίες το πλάτος της ταλάντωσης μειώνεται κατά 3dB (γίνεται το $1/\sqrt{2} = 0.707$) του πλάτους της ταλάντωσης στο συντονισμό.

B το εύρος ζώνης

Όσο μεγαλύτερος ο συντελεστής ποιότητας τόσο μικρότερο το εύρος ζώνης του κρυστάλλου με αποτέλεσμα να μην ανταποκρίνεται σωστά σε μεγάλες μεταβολές της συχνότητας.

Από την ανάλυση του κυκλώματος προκύπτει ότι ο συντελεστής ποιότητας στη συχνότητα συντονισμού δίνεται από τη σχέση

$$Q = \frac{\omega_r \cdot L_m}{R_m} = \frac{\pi}{2} \frac{\rho c}{\rho_1 c_1 + \rho_2 c_2} \quad (1.55)$$

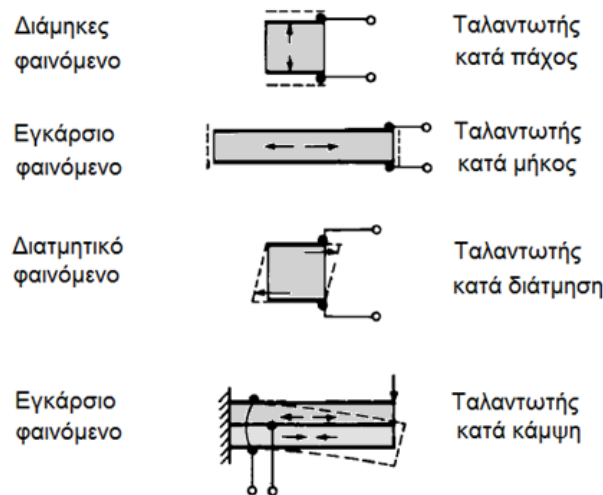
Όπου ρc , $\rho_1 c_1$, $\rho_2 c_2$ είναι η ακουστική κυματική αντίσταση του μετατροπέα, του περιβάλλοντος μέσου και του μηχανικού φορτίου αντίστοιχα.

Αυξάνοντας το μηχανικό φορτίο μειώνεται ο συντελεστής ποιότητας και αυξάνεται το εύρος ζώνης.

Τα ισοδύναμα κυκλώματα που απεικονίζονται παραπάνω μπορούν να χρησιμοποιηθούν και στα άλλα είδη μετατροπέων ηλεκτρικού πεδίου.

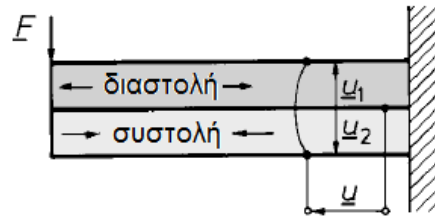
Πρακτικές μορφές πιεζοηλεκτρικών μετατροπέων

Οι πιεζοηλεκτρικοί εκπομποί και δέκτες ήχου έχουν ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών και είναι δυνατόν να λειτουργούν είτε στον αέρα είτε στο νερό είτε σε στερεά. Η μορφή που θα έχουν εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από την συγκεκριμένη εφαρμογή. Στο σχήμα 11 υπάρχει μία επισκόπηση των σημαντικότερων μορφών δονήσεων.



Σχήμα 11. Διάφορες μορφές ταλαντώσεων που δημιουργούνται σε πιεζοηλεκτρικούς κρυστάλλους.

Ο ταλαντωτής κάμψης παρουσιάζει ιδιαίτερο ενδιαφέρον. Δύο πιεζοηλεκτρικά στρώματα συγκολλούνται πλάτη με πλάτη με ένα λεπτό αγώγιμο φύλλο μετάλλου στο ενδιάμεσο όπως φαίνεται στο σχήμα 12.



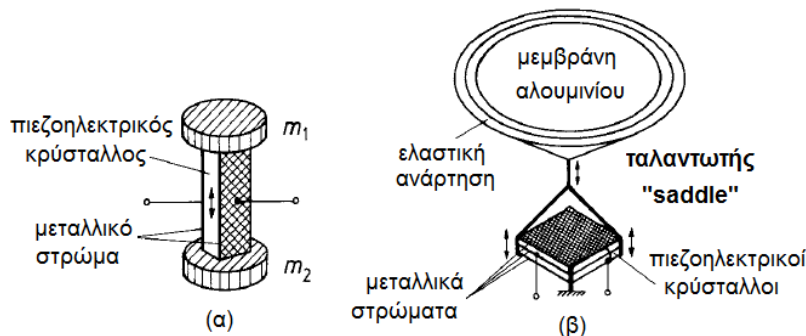
Σχήμα 12. Τα δύο πιεζοηλεκτρικά φύλλα στον ταλαντωτή κάμψης.

Η συνολική ηλεκτρική χωρητικότητα του μετατροπέα είναι αρκετά μεγάλη επειδή προκύπτει από την παράλληλη συνδεσμολογία των δύο πυκνωτών που σχηματίζονται. Η υψηλή αυτή χωρητικότητα C οδηγεί σε μία χαμηλότερη εσωτερική σύνθετη ηλεκτρική αντίσταση με αποτέλεσμα να είναι δυνατή η τροφοδοσία του μετατροπέα ακόμα και με μεγάλου μήκους γραμμή μετάδοσης. Η μηχανική αντίσταση είναι επίσης σχετικά χαμηλή πράγμα το οποίο επιτρέπει ικανοποιητική προσαρμογή αντιστάσεων μεταξύ του μετατροπέα και του αέρα. Επειδή τα δύο στρώματα ηλεκτρικά είναι παράλληλα συνδεδεμένα με γειωμένα τα εξωτερικά μεταλλικά φύλλα επιτυγχάνεται ταυτόχρονα και καλή ηλεκτρική θωράκιση.

Ένας παραδοσιακός τομέας για τους πιεζοηλεκτρικούς εκπομπούς ήχου είναι οι υποβρύχιες υπερηχητικές εφαρμογές, Το σχήμα 13.α δείχνει έναν επιμήκη δονητή δύο μαζών ο οποίος συναντάται σε εφαρμογές βαθυμέτρων. Ο μετατροπέας λειτουργεί και αντίστροφα επιτρέποντας να χρησιμοποιηθεί και σαν υποβρύχιος δέκτης ήχου, ο οποίος ονομάζεται και υδρόφωνο.

Πιεζοηλεκτρικοί δέκτες ήχου υπάρχουν σε διάφορες μορφές. Μία σχετικά υψηλή χωρητικότητα της τάξης των $1 \sim 3 \mu\text{F}$ είναι πολύτιμη από πρακτικής σκοπιάς καθώς επιτρέπει τη σύνδεση καλωδίου μερικών μέτρων πριν η ενίσχυση γίνει απαραίτητη.

Το σχήμα 13.β δείχνει την κατασκευή ενός παραδοσιακού μικροφώνου γνωστού ως

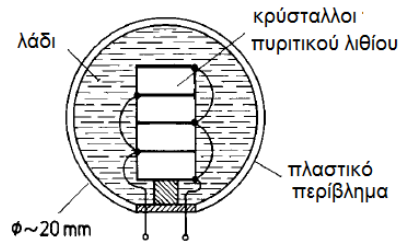


Σχήμα 13. (α) Διαμήκης δονητής δύο μαζών, **(β)** Κρυσταλλικό μικρόφωνο

κρυσταλλικό μικρόφωνο. Η σύνδεση της μεμβράνης αλουμινίου, η οποία τίθεται σε ταλάντωση από τα ηχητικά κύματα, με τον πιεζοηλεκτρικό κρύσταλλο για να παραχθεί η ηλεκτρική τάση γίνεται μέσω μιας έξυπνης κατασκευής με το όνομα ταλαντωτής σέλλας

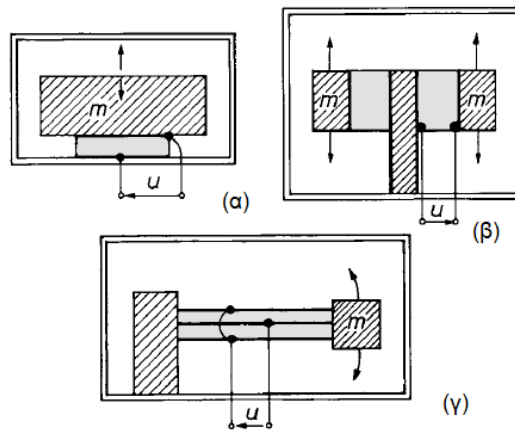
Αυτό το μικρόφωνο έχει υψηλή συχνότητα συντονισμού όταν χρησιμοποιείται σαν δέκτης πίεσης και μεσαία συχνότητα συντονισμού με υψηλή απόσβεση όταν χρησιμοποιείται σαν δέκτης βαθμίδας πίεσης. Για να κατανοήσουμε αυτούς τους κανόνες πρέπει να θυμηθούμε ότι είναι δέκτες επιμήκυνσης και $\underline{\xi} = \underline{v} / j\omega$

Στο σχήμα 14 φαίνεται ένα πιεζοηλεκτρικό υδρόφωνο όπου αρκετά πιεζοηλεκτρικά στοιχεία συνδέονται μηχανικά στη σειρά και ηλεκτρικά παράλληλα ώστε να αυξηθεί η ευαισθησία.



Σχήμα 14. Πιεζοηλεκτρικό υδρόφωνο

Πιεζοηλεκτρικοί μετατροπείς χρησιμοποιούνται και ως αισθητήρες επιτάχυνσης ή ταχύτητας όπως φαίνεται στο σχήμα 15.



Σχήμα 15. Αισθητήρες ταχύτητας/επιτάχυνσης

Οι πιεζοηλεκτρικοί συντονιστές χρησιμοποιούνται σε μεγάλες ποσότητες σαν στοιχεία καθορισμού της συχνότητας σε ηλεκτρικά κυκλώματα, όπως για παράδειγμα σε φίλτρα quartz σε ηλεκτρονικά ρολόγια. Ο κρύσταλλος Quartz είναι ένα υλικό που προτιμάται εδώ εξαιτίας της χαμηλής εσωτερικής απόσβεσης και της υψηλής θερμικής σταθερότητας. Ο κρύσταλλος Quartz χρησιμοποιείται στο κενό με σκοπό να επιτευχθούν καλοί συντελεστές ποιότητας της τάξης του $Q = 5 \cdot 10^5$.

1.3.2 Ηλεκτροπεριοριστικοί μετατροπείς

Η αρχή του ηλεκτροπεριοριστικού φαινομένου μετατροπής

Τα διηλεκτρικά υλικά εμφανίζουν το ηλεκτροπεριοριστικό φαινόμενο σύμφωνα με το οποίο παρουσιάζουν μηχανικές παραμορφώσεις όταν εκτίθενται σε κάποιο ηλεκτρικό πεδίο και αντίστροφα. Στο φαινόμενο αυτό, σε αντίθεση με το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο, δεν αντιστρέφεται η φορά της παραμόρφωσης όταν αντιστραφεί η φορά του ηλεκτρικού πεδίου και η σχέση μηχανικών και ηλεκτρικών μεγεθών δεν είναι γραμμική αλλά τετραγωνική. Αυτό σημαίνει ότι η παραμόρφωση s είναι ανάλογη με το τετράγωνο της έντασης του ηλεκτρικού πεδίου E που την προκαλεί και υπακούει στη σχέση

$$s = d_e \cdot E^2 \quad (1.56)$$

Όπου s

$s = \xi/x$ είναι η σχετική παραμόρφωση (μετατόπιση των μορίων ξ ως προς την μεταξύ τους απόσταση x) είναι καθαρός αριθμός δεν έχει διαστάσεις

d_e το ηλεκτροπεριοριστικό μέτρο

Εφαρμόζοντας ένα εξωτερικό μόνιμο ηλεκτρικό πεδίο, πάνω στο οποίο δημιουργούμε μικρές μεταβολές, το ηλεκτροπεριοριστικό φαινόμενο γίνεται γραμμικό και μπορεί να αλλάζει φορά. Στην περίπτωση αυτή εμφανίζεται ίδιο με το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο και υπακούει στη σχέση:

$$s' = d \cdot E' \quad (1.57)$$

Όπου s' είναι η μεταβολή της σχετικής παραμόρφωσης (καθαρός αριθμός)

E' είναι η μεταβολή του ηλεκτρικού πεδίου (V/m)

d είναι το πιεζοηλεκτρικό μέτρο του υλικού (m/V)

Σημαντικά τέτοια υλικά για τεχνολογικές εφαρμογές είναι:

α) Κεραμικά (πολυκρυσταλλικά) υλικά όπως το τιτανικό βάριο (barium titanate) και το lead zircon titanate.

β) Άμορφα πιεζοπολυμερή. (πολυκρυσταλλικά ή υψηλού πολυμερισμού μονοκρυσταλλικά τεχνητά υλικά), όπως το φθοριούχο πολυβινύλιο (polyvinyliden fluoride) και το χλωριούχο πολυβινύλιο (polyvinyl chloride).

Μεταξύ των πιεζοκεραμικών υπάρχουν υλικά με διαφορετικά χαρακτηριστικά μερικά από τα οποία έχουν πολύ υψηλές πιεζοηλεκτρικές σταθερές.

Για να μην υπάρχει ανάγκη για μόνιμη πόλωση με σταθερό εξωτερικό ηλεκτρικό πεδίο μετατρέπουμε τα υλικά αυτά σε ηλεκτρήτες ή φεροηλεκτρικά. Τα κάνουμε δηλαδή να έχουν από μόνα τους μόνιμη ηλεκτρική πόλωση. Είναι δηλαδή αντίστοιχα με τα φερομαγνητικά υλικά ή μόνιμους μαγνήτες.

Η παραγωγή των ηλεκτρητών γίνεται από κατάλληλα υλικά θερμαίνοντας τα πάνω από τη χαρακτηριστική θερμοκρασία Curie (συνήθως πάνω από 300°C) ενώ εκτίθενται σε ένα ισχυρό ηλεκτρικό πεδίο (συνήθως $3 \cdot 10^6$ V/m) και αφήνοντας τα να ψυχθούν αργά με την παρουσία του ηλεκτρικού πεδίου. Οι φεροηλεκτρικές περιοχές Weiss προσανατολίζονται στη διεύθυνση του ηλεκτρικού πεδίου και αυτός ο προσανατολισμός παραμένει και μετά την ψύξη του υλικού. Μετά από αυτή την διεργασία τα παραπάνω υλικά συμπεριφέρονται πλέον όπως οι πιεζοηλεκτρικοί κρύσταλλοι η λειτουργία τους διέπεται από τις ίδιες εξισώσεις και έχουν τα ίδια ισοδύναμα κυκλώματα.

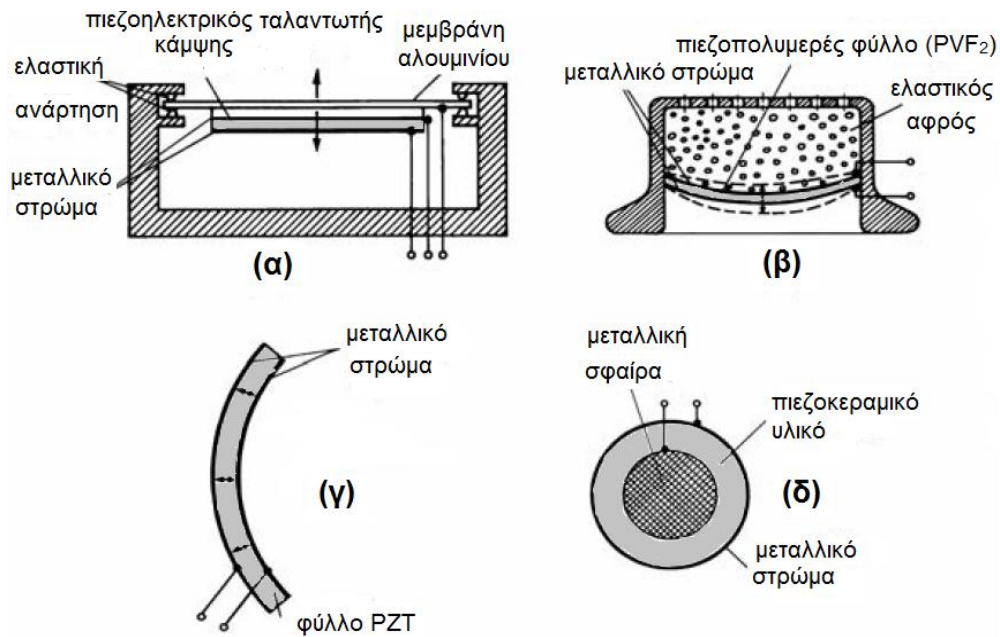
Μερικά παραδείγματα χαρακτηριστικών υλικών συνοψίζονται στον πίνακα 2. Να σημειωθεί ότι το υλικό στην τρίτη γραμμή δεν είναι πιεζοηλεκτρικό αλλά ηλεκτρήτης.

Όνομα	Υλικό	Πιεζοηλεκτρική σταθερά e	Πιεζοηλεκτρικό μέτρο d	Διηλεκτρική επιτρεπτότητα ϵ	Παρατηρήσεις
Lead-zirconate titanate, PZT	Κεραμικό	$\approx 20 C/m^2$ (shear strain)	$300 pC/N$	$1400 \sim 1700 \epsilon_0$	Curie temp $\approx 350^\circ C$
Polyvinylidene fluoride, PVDF	Πολυμερές	$\approx 50 mC/m^2$ (transversal strain)	$25 pC/N$	$13 \epsilon_0$	Curie temp $> 350^\circ C$
Polypropylene cellular Film, PP	Πολυμερές	$\approx 0.50 mC/m^2$ (normal strain)	$500 pC/N$	$1.5 \epsilon_0$	Temp. limit $\approx 50^\circ C$

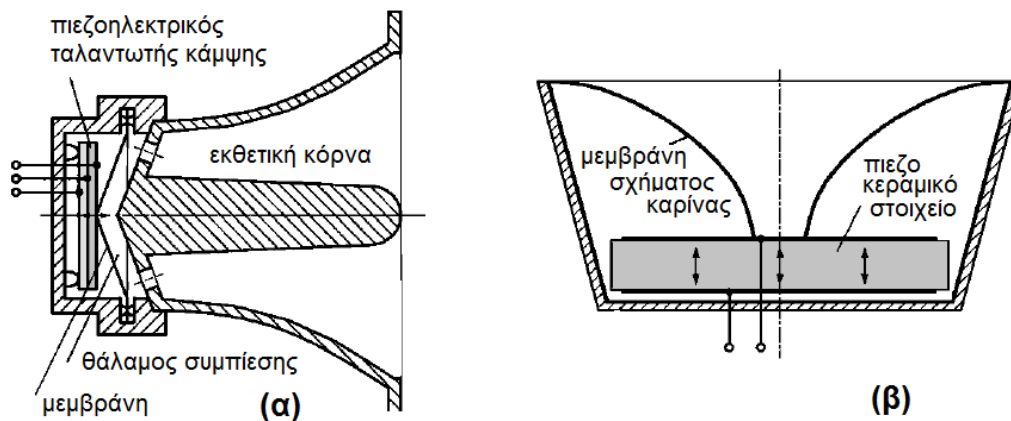
Πίνακας 2. Χαρακτηριστικά των υλικών με επηρεαζόμενο πιεζοηλεκτρισμό (γραμμές 1 και 3). Το υλικό στη γραμμή 3 υπάρχει για σύγκριση και είναι πιεζοηλεκτρήτης.
 $\epsilon_0 = 8.8541 \text{ pF/m}$.

Πρακτικές μορφές ηλεκτροπεριοριστικών μετατροπών

Μεταξύ των ηλεκτροπεριοριστικών εκπομπών και δεκτών ήχου υπάρχουν πολλές μορφές εκτός αυτών που χρησιμοποιούνται στους πιεζοηλεκτρικούς μετατροπείς. Είναι πράγματι ένα μεγάλο πλεονέκτημα του επηρεασμένου πιεζοηλεκτρισμού ότι πολλά σχετικά υλικά είναι ελεύθερα διαμορφωμένα. Τα πιεζοπολυμερή μπορούν να κατασκευαστούν σε φύλλα τόσο λεπτά όσο μόλις μερικά μm τα οποία είναι ελαστικά και μπορούν να τεντωθούν κατά μήκος καμπύλων επιφανειών. Στο σχήμα 16 και σχήμα 17 παρουσιάζονται μερικές πραγματικές μορφές.



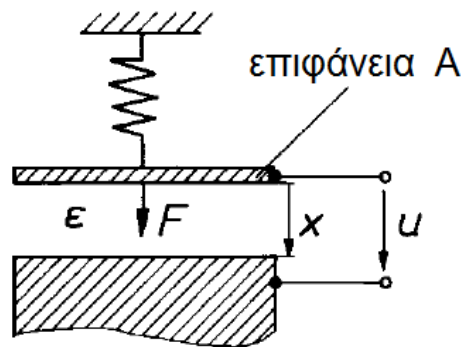
Σχήμα 16. (α) Πιεζοκεραμικός τηλεφωνικός δέκτης, (β) ακουστικά με λεπτό φύλλο από πιεζοπολυμερές υλικό, (γ) κάτοπτρο δέσμης υπερήχων με λεπτό φύλλο από πιεζοπολυμερές υλικό, (δ) πιεζοκεραμικό υδρόφωνο για υπέρηχους (διάμετρος $\leq 0.5\text{mm}$)



Σχήμα 17. (α) Κόρνα tweeter από πιεζοκεραμικό υλικό, (β) πιεζοκεραμικό calotte tweeter. Σημείωση: Εξαιτίας της υψηλής τους σύνθετης αντίστασης τα tweeter από πιεζοηλεκτρικό υλικό μπορούν να λειτουργήσουν παράλληλα με δυναμικά μεγάφωνα χωρίς κυκλώματα cross-over.

1.3.3 Πυκνωτικοί ή χωρητικοί μετατροπείς

Η λειτουργία τους στηρίζεται στην παρακάτω αρχή η οποία ιστορικά έχει το όνομα ηλεκτροστατική αρχή. Σύμφωνα με αυτή όπως φαίνεται στο σχήμα 18 δύο αγώγιμες πλάκες, μία σταθερά πακτωμένη και μία που δύναται να μετακινείται εκτίθενται σε ένα ηλεκτρικό δυναμικό V . Οι πλάκες φορτίζονται ηλεκτρικά με αποτέλεσμα να εμφανίζεται μία ηλεκτροστατική ελκτική δύναμη. Όταν το δυναμικό V είναι εναλλασσόμενο η κινητή πλάκα τίθεται σε ταλάντωση. Μεταξύ των πλακών μπορεί να υπάρχει οποιοδήποτε διηλεκτρικό σταθεράς ϵ αλλά συνήθως είναι αέρας οπότε ο μετατροπέας παίρνει το όνομα πυκνωτικός ή χωρητικός μετατροπέας.



Σχήμα 18. Σχηματικό διάγραμμα που απεικονίζει την αρχή του πυκνωτικού μετατροπέα

Εξισώσεις του πυκνωτικού μετατροπέα

Οι εξισώσεις του μετατροπέα εξαγονται πάλι θεωρώντας μία εικονική μετατόπιση dx της κινητής πλάκας μετά την αποσύνδεση της ηλεκτρικής πηγής και αφού οι πλάκες έχουν αποκτήσει ένα σταθερό φορτίο Q_{el} . Για την ενέργεια W_c μεταξύ των δύο πλακών θα ισχύει:

$$W_c = \frac{1}{2} C u^2 = \frac{1}{2} \frac{\epsilon A}{x} u^2 = \frac{1}{2} \frac{Q_{el}^2}{C}, \quad (1.58)$$

όπου $Q_{el} = C u$, και $C = \frac{\epsilon A}{x}$.

Εάν d είναι η απόσταση ηρεμίας μεταξύ των πλακών τότε η απόσταση $x = d - dx$

Με το ηλεκτρικό φορτίο να διατηρείται σταθερό η δύναμη $F(x)$ μεταξύ των πλακών είναι.

$$F(x) = -\frac{dW_c}{dx} = -\frac{d}{dx} \left(\frac{1}{2} C(x) u^2 \right) = \frac{Q_{el}^2}{2\epsilon A} = \frac{C^2}{2\epsilon A} u^2 = \frac{A\epsilon}{2x^2} u^2 = \frac{1}{2} \frac{C}{x} u^2 \quad (1.59)$$

Παρατηρούμε ότι η δύναμη είναι ανάλογη του τετραγώνου της τάσης που σημαίνει ότι είναι πάντοτε ελκτική ανεξάρτητη της πολικότητας της τάσης.

Για να κάνουμε γραμμικοποίηση εφαρμόζουμε μία συνεχή τάση V_p στην οποία υπερθέτουμε μία εναλλασσόμενη συνιστώσα πλάτους V το οποίο είναι μικρό σε σχέση με τη V_p οπότε

$$u = V_p + v$$

Μετά τη γραμμικοποίηση και λαμβάνοντας υπόψη την ισότητα της μηχανικής και ηλεκτρικής ισχύος, εφαρμόζοντας δηλαδή τη σχέση $F \cdot v^* = u \cdot i^*$ όπου v^* και i^* είναι ο μιγαδικός συζυγής της ταχύτητας και του ρεύματος αντίστοιχα καταλήγουμε στις σχέσεις (1.60).

$$F \approx \left(\frac{Cu_-}{x} \right) u \text{ και } i \approx \left(\frac{Cu_-}{x} \right) v \quad (1.60)$$

Έτσι η διηλεκτρική σταθερά του μετατροπέα γίνεται

$$N = \left(\frac{Cu_-}{x} \right). \quad (1.61)$$

Ο διηλεκτρικός μετατροπέας είναι ένας μετατροπέας επιμήκυνσης (μετατόπισης θέσης) καθώς με το $u = Q_{el}/C$ συνεπάγεται ότι $du \sim dx$ και $\underline{u} \sim \underline{\xi}$.

Ο πραγματικός μετατροπέας

Το πραγματικό κύκλωμα για το πραγματικό διηλεκτρικό, γραμμικοποιημένο είναι ίδιο με αυτό που φαίνεται στο σχήμα 8 για τους πιεζοηλεκτρικούς μετατροπείς. Οι ηλεκτρικές απώλειες παρόλο αυτά μπορούν να αμεληθούν στην πράξη. Η μάζα της μεμβράνης και τουλάχιστον για τους δέκτες πίεσης, η μηχανική απόσβεση είναι πολύ μικρά συγκρινόμενα με την υποχωρητικότητα του στρώματος αέρα. Με άλλα λόγια η ηλεκτρική σύνθετη αντίσταση οφείλεται πρακτικά μόνο σε όλη τη χωρητικότητα οπότε δίνεται από τη σχέση:

$$\underline{Z}_{el}|_{F=0} \approx \frac{1}{j\omega(C + nN^2)} \quad (1.62)$$

Όπως και με τους ηλεκτρομαγνητικούς μετατροπείς, μία ανάλυση με λεπτομέρειες δείχνει ότι η αρνητικού πεδίου υποχώρηση εμφανίζεται παράλληλα με την υποχώρηση του όγκου του αέρα. Αυτό έχει σαν συνέπεια να εμφανίζεται ξανά ο κίνδυνος η μεμβράνη να προσκολληθεί στη μία πλάκα ειδικά όταν η πόλωση της εφαρμοζόμενης τάσης είναι πολύ ισχυρή.

Η στοιχειώδης δύναμη dF , που εμφανίζεται σε στοιχειώδη επιφάνεια dS μετά τη διαδικασία της γραμμικοποίησης βρίσκεται από την (1.59) και είναι

$$dF = \frac{\epsilon_0 dS (V_p + v)^2}{2(d - \eta)} \quad (1.63)$$

Όπου: d - η απόσταση ηρεμίας μεταξύ των ηλεκτροδίων
 η - η απόκλιση της μεμβράνης όταν εφαρμόζεται η επιπλέον τάση v
 V - η εφαρμοζόμενη τάση
 Αυτό παράγει ακουστική πίεση, p :

$$p = \frac{dF}{dS} = \frac{\epsilon_0 (V_p + v)^2}{2(d - \eta)^2} \quad (1.64)$$

Το ολικό διαφορικό του p ως προς τις μεταβλητές v και η είναι

$$dp = \frac{\partial p}{\partial v} dv + \frac{\partial p}{\partial \eta} d\eta$$

Και χρησιμοποιώντας την παίρνουμε

$$dp = \frac{\epsilon_0 (V_p + v)}{(\delta - \eta)^2} dv + \frac{\epsilon_0 (V_p + v)^2}{(\delta - \eta)^3} d\eta.$$

Υποθέτοντας $v \ll V_p$ και $\eta \ll d$, το οποίο στην πράξη ικανοποιείται και αμελώντας τον όρο της πίεσης εξαιτίας την τάσης πόλωσης μόνο, μπορεί να γραφτεί για την πίεση, p

$$p = \frac{\varepsilon_0 V_p}{d^2} v + \frac{\varepsilon_0 V_p^2}{d^3} \eta \quad (1.65)$$

Εισάγοντας τη σταθερά k_β

$$k_\beta = \frac{Q_0}{Y_0} = \frac{C_0 V_p}{Y_0} = \frac{\varepsilon_0 S V_p}{d Y_0} = \frac{\varepsilon_0 V_p}{d^2} (C \cdot m^{-3})$$

όπου:

Q_0 -φορτίο στην χωρητικότητα του πυκνωτή ($Q_0 = C_0 V_p$)

C_0 -στατική χωρητικότητα

Y_0 -όγκος μεταξύ των ηλεκτροδίων ($Y_0 = Sd$)

S -συνολική επιφάνεια της μεμβράνης

Σύμφωνα με την οποία
$$\frac{\varepsilon_0 V_p^2}{d^3} = \frac{\varepsilon_0^2 V_p^2 d}{d^4 \varepsilon_0} = k_\beta^2 \frac{d}{\varepsilon_0}$$

Δίνει

$$p = k_\beta v + k_\beta^2 \frac{d}{\varepsilon_0} \eta \quad (1.66)$$

Τώρα η εξίσωση (1.66) μπορεί να πολλαπλασιαστεί με τη στοιχειώδη επιφάνεια dS και να ολοκληρωθεί σε όλη την επιφάνεια της μεμβράνης S

$$pS = k_\beta S v + k_\beta^2 \frac{d}{\varepsilon_0} \iint_S \eta dS .$$

Θεωρώντας την αρμονική κίνηση, $w_0 = j\omega Y$,

Όπου w_0 -ακουστική ταχύτητα όγκου ($m^3 \cdot s^{-1}$) είναι ισοδύναμο

$$|w_0| = w_0 = \omega Y = \omega S \eta ,$$

Έτσι το ολοκλήρωμα $\iint_S \eta dS = Y = \frac{w_0}{j\omega}$,

Γίνεται

$$p = k_\beta v + \frac{k_\beta^2}{j\omega C_0} w_0 , \text{ όπου } C_0 = \frac{\varepsilon_0 S}{d}$$

Και στη συνέχεια εισάγοντας: $\frac{C_0}{k_\beta^2} = c_{n\beta} \quad (m^5 \cdot N^{-1})$

Όπου C_0 -στατική χωρητικότητα

$c_{n\beta}$ -αρνητική ακουστική υποχώρηση

προκύπτει

$$p = k_\beta v + \frac{1}{j\omega c_{n\beta}} w_0 \quad (1.67)$$

Οι ηλεκτρικές παράμετροι εξάγονται από τη σχέση μεταξύ του φορτίου και της τάσης. Ένα στοιχειώδες φορτίο, dq , σε μία στοιχειώδη επιφάνεια dS δύναται να εκφρασθεί ως

$$dq = (V_p + v) dC ,$$

Όπου
$$dC = \frac{\varepsilon_0 dS}{d - \eta}$$

Ύστερα
$$q = \varepsilon_0 (V_p + v) \iint_S \frac{dS}{d - \eta}.$$

Είναι λογικό να θεωρήσουμε $\eta \ll d$. Εάν ο όρος d εξαχθεί μπροστά από το ολοκλήρωμα το υπόλοιπο,

$$\frac{1}{1 - \eta/d} dS$$

Μπορεί να αντικατασταθεί με ακρίβεια με την σχέση $(1 + \eta/d) dS$. Ύστερα,

$$q = \frac{\varepsilon_0 (V_p + v)}{d} \iint_S \left(1 + \frac{\eta}{d}\right) dS \quad (1.68)$$

Μετά τον σχηματισμό της παραγώγου $\frac{dq}{dt} = i$,

$$\frac{\partial q}{\partial t} = \frac{\partial v}{\partial t} \frac{\varepsilon_0}{d} \iint_S (1 + \eta/d) dS + \frac{\varepsilon_0 (V_p + v)}{d^2} \iint_S \frac{\partial \eta}{\partial t} dS,$$

Όπου για τα αρμονικά σήματα ισχύει, $\frac{\partial v}{\partial t} = j\omega v$.

Το πρώτο ολοκλήρωμα για τιμές $\eta/d \ll 1$ είναι σχεδόν ίσον με S και το δεύτερο ολοκλήρωμα

$$\iint_S \frac{\partial \eta}{\partial t} dS = \iint_S \bar{v} dS = w_0$$

Όπου \bar{v} είναι η ακουστική ταχύτητα. Έτσι η τελική μορφή της εξίσωσης για i είναι

$$i = j\omega C_0 v + k_\beta w_0 \quad (1.69)$$

Οι σχέσεις (1.67) και (1.69) μας δίνουν ένα αρχικό σημείο εκκίνησης όταν σχεδιάζεται ένα ισοδύναμο κυκλωματικό διάγραμμα και υπολογίζονται μερικές παράμετροι του μετατροπέα π.χ. η συχνότητα συντονισμού, ασυνέχειες κλίσης στα χαρακτηριστικά της συχνότητας ή η ευαισθησία του μικροφώνου. Αυτή η θεωρία και οι εκφράσεις που εξαγονται έχουν ισχύ για ένα μετατροπέα απλής δράσης, όπου μία μεμβράνη με γνωστές και σταθερές ποιότητες (ιδιαίτερα για τις μεταλλικές) είναι στερεωμένη στην περίμετρο. Πραγματικά σχέδια μετατροπέων απέχουν από αυτό το ιδανικό, και οι προηγούμενες εξισώσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν προσεγγιστικά.

Ο σχεδιασμός και τα χαρακτηριστικά ενός υπερηχητικού μετατροπέα

Για υψηλότερες συχνότητες η μάζα των κινούμενων μερών πρέπει να ελαττωθεί αρκετά έτσι ώστε να εξασφαλιστεί μία υψηλότερη συχνότητα συντονισμού και υψηλότερες συχνότητες των ασυνεχειών κλίσης, στα χαρακτηριστικά της συχνότητας. Πρέπει να χρησιμοποιηθούν διαφορετικά υλικά και πρέπει να ελαττωθούν οι συνολικές διαστάσεις των κινούμενων μερών που βρίσκονται σε ταλάντωση.

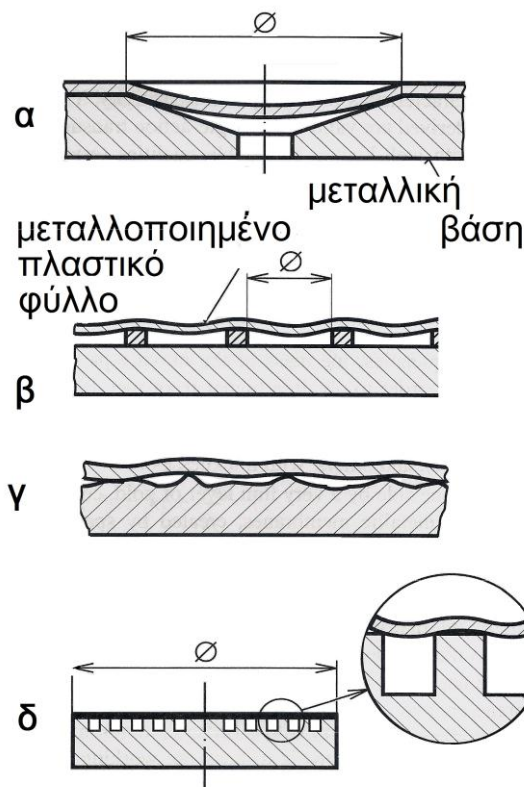
Σαν μεμβράνες χρησιμοποιούνται λεπτά φύλλα πλαστικού, π.χ. styroflex, mylar, (polyethyleneterephthalate) και άλλα με πάχος $3 \sim 40 \mu\text{m}$. Τα λεπτά φύλλα στη συνέχεια επιμεταλλώνονται στη μία τους πλευρά με ένα λεπτό στρώμα χρυσού, χαλκού ή αλουμινίου. Σε εξαιρετικές περιπτώσεις χρησιμοποιούνται επίσης μεταλλικές μεμβράνες που κατασκευάζονται εφαρμόζοντας εξειδικευμένες τεχνικές. Για αυτόν τον σκοπό χρησιμοποιούνται συχνά καθαρά μέταλλα όπως για παράδειγμα νικέλιο και τιτάνιο σε πάχος μερικών μικρομέτρων.

Επιπλέον μπορούν να χρησιμοποιηθούν ειδικά φύλλα πλαστικού τύπου ηλεκρήτη, τα οποία έχουν εσωτερική πόλωση. Αυτοί οι μετατροπείς δεν χρειάζονται τάση πόλωσης.

Η μεμβράνη και ολόκληρος ο μετατροπέας μπορούν επίσης να κατασκευαστούν με τη χρήση τεχνικών ολοκληρωμένης τεχνολογίας σε πυρίτιο. Για παράδειγμα μία μεμβράνη κατασκευασμένη από νιτρίδιο του πυριτίου μπορεί να έχει διαστάσεις $0.8 \times 0.8 \mu\text{m}$ και ένα πάχος της τάξης των 150 nm με ένα φύλλο αλουμινίου πάχους 100 nm .

Η προσπάθεια που γίνεται σε όλα τα σχέδια είναι να διατηρηθεί το κενό λειτουργίας όσο το δυνατόν μικρότερο πάνω από τη μεμβράνη του μετατροπέα. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί ασκώντας ένταση στην μεμβράνη ή με παρόμοιες μεθόδους. Ένας καλύτερος τρόπος είναι να μοιράσουμε την ευαίσθητη επιφάνεια σε επιμέρους μικρότερους στοιχειώδεις μετατροπείς. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί με ένα σύστημα τακτικά οργανωμένων ραβδώσεων, ανυψώσεων και βυθισμάτων στο ενεργό ηλεκτρόδιο.

Μερικές από τις πιθανές διαμορφώσεις απεικονίζονται στο σχήμα 19. Εκτός από αυτό η επιφάνεια μπορεί να τραχυνθεί ακανόνιστα χρησιμοποιώντας την τεχνική της αμμοβολής.



Σχήμα 19. Οργάνωση των ενεργών μερών (ηλεκτροδίων) των χωρητικών μετατροπέων.

Σχήμα της ευαίσθητης επιφάνειας και η αξιοποίηση του πεδίου.

Το σχήμα της ευαίσθητης επιφάνειας μπορεί να είναι:

- α) Επίπεδο- μεγάλη επιφάνεια
- β) Κύλινδρος ή μέρος κυλινδρικής επιφάνειας
- γ) Σφαιρικό
- δ) Ένα σημείο ή σχεδόν σημειακό

Τα συστήματα α χρησιμοποιούνται στη μέτρηση αποστάσεων ή σε συστήματα μέτρησης καρτεσιανών συντεταγμένων, σε τηλεχειρισμό και στη μεταφορά περιορισμένης ποσότητας πληροφορίας. Μπορούν να σχηματισθούν με επανάληψη από κάθε στοιχείο του. Το πλεονέκτημά τους είναι η ικανότητά σε κατευθυντικά κύματα και συνεπώς έχουν ένα μεγάλο εύρος λειτουργίας μέχρι δεκάδες μέτρα.

Τα συστήματα β χρησιμοποιούνται στη μέτρηση αποστάσεων ή σε συστήματα μέτρησης τόσο σε ευθεία γραμμή όσο και σε επίπεδο. Μπορούν να κατασκευαστούν με επανάληψη του κάθε στοιχείο του πάνω σε κυλινδρική επιφάνεια. Το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι πανκατευθυντικό (σε ένα επίπεδο) με αποτέλεσμα στην εκπομπή να έχουμε σπατάλη της ενέργειας του εκπομπού και στην λήψη μείωση της ευαισθησίας του δέκτη. Αυτό έχει σαν συνέπεια την ελάττωση της απόστασης ικανοποιητικής λειτουργίας.

Τα συστήματα γ και δ μπορούν να χρησιμοποιηθούν για μετρήσεις σε ευθεία γραμμή, σε ένα επίπεδο και στον χώρο. Το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι πανκατευθυντικό στον χώρο με αποτέλεσμα η απόσταση ικανοποιητικής λειτουργίας τους να είναι ακόμη μικρότερο.

Η δημιουργία ενός σημειακού μετατροπέα βασισμένη σε ένα χωρητικό σύστημα είναι μη ρεαλιστική. Θεωρητικά, είναι δυνατόν να κατασκευαστεί μία σφαιρική πηγή με πεπερασμένες διαστάσεις η οποία μπορεί να διορθωθεί με τους κατάλληλους υπολογισμούς. Στην πράξη, η δημιουργία μίας σφαιρικής επιφάνειας αντιπροσωπεύει ένα πρόβλημα το οποίο δύσκολα μπορεί να επιλυθεί με τη χρήση της υπάρχουσας τεχνολογίας.

Η αρχή λειτουργίας του σχεδόν σημειακού μετατροπέα-μικρόφωνο

Για μερικούς σκοπούς μία ευαισθησία με χωρική γωνία μικρότερη από 2π είναι επαρκής, όπως για παράδειγμα για την ανίχνευση ενός υπερηχητικού κύματος σε χωρικές συντεταγμένες.

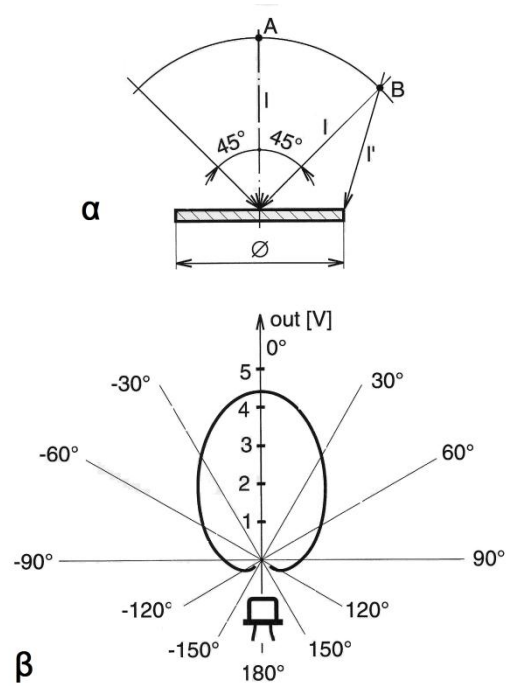
Οι εκτιμήσεις ξεκινούν με τη σχέση του μεγέθους (διάμετρος φ) της ευαίσθητης περιοχής με την μετρούμενη απόσταση, l , και από το σφάλμα που δημιουργείται κατά αυτόν τον τρόπο. Αυτή η αρχή εικονογραφείται στο σχήμα 20.

Θεωρώντας ότι όλη η περιοχή φ είναι ευαίσθητη, στην απόκλιση του λόγου, στο σημείο Β, η συντομότερη διαδρομή για τον ήχο είναι η l' .

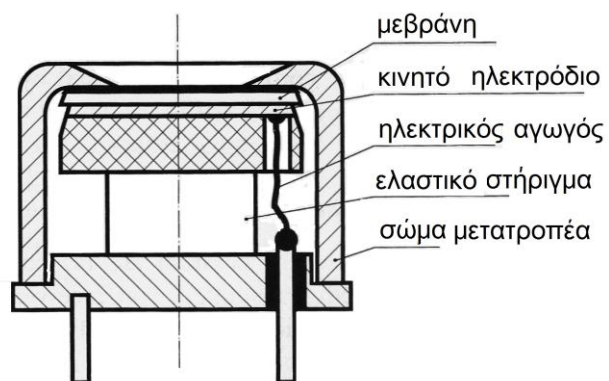
Επειδή $l' < l$, η άφιξη του ηχητικού κύματος θα ανιχνευθεί από το μικρόφωνο νωρίτερα από το μικρόφωνο από το σημείο Α. Για ένα μικρόφωνο διαμέτρου $\varphi = 2 \text{ mm}$, με γωνιακή απόκλιση 45° και μία απόσταση 50 mm το απόλυτο σφάλμα είναι περίπου 0.7 mm (1.4%). Για μεγαλύτερες αποστάσεις η τιμή του σχετικού σφάλματος ελαττώνεται ενώ το απόλυτο σφάλμα παραμένει σχεδόν αμετάβλητο.

Αυτοί οι δέκτες θεωρούνται ως μικρόφωνα μηδενικής τάξης; είναι ευαίσθητα στην ακουστική πίεση p . Ωστόσο το κατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας δεν είναι ακριβώς σφαιρικό (ή κυκλικό σε επίπεδο), επειδή παραμορφώνουν το ακουστικό πεδίο. Τα χαρακτηριστικά ένα καρδιοειδές σχήμα με αυξημένη ευαισθησία στην μπροστινή κατεύθυνση.

Ένα παράδειγμα ενός συγκεκριμένο σχεδίου ενός σχεδόν σημειακού μικροφώνου με δεδομένα χαρακτηριστικά φαίνεται στο σχήμα 21.



Σχήμα 20. (α) Απεικόνιση της προέλευσης ενός γωνιακού σφάλματος, (β) κατευθυντικά χαρακτηριστικά ενός σχεδόν σημειακού χωρητικού μικροφώνου



Σχήμα 21. Απλοποιημένο διάγραμμα ενός σχεδόν σημειακού χωρητικού μετατροπέα

Το σχέδιο και η σχετική αναλυτική επίλυση των μετατροπέων

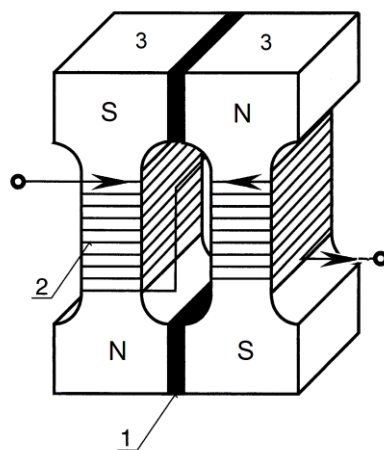
Το σχέδιο και η σχετική αναλυτική επίλυση των μετατροπέων για υπερηχητικές συχνότητες δεν είναι εύκολη. Η μεμβράνη είναι ένα κρίσιμο σημείο. Οι πλαστικές μεμβράνες είναι ευαίσθητες σε αλλαγές της θερμοκρασίας και της υγρασίας έτσι ώστε οι διαστάσεις τους και οι μηχανικές τους ιδιότητες να έχουν ένα μεγάλο εύρος αλλαγών. Συνεπώς, οι παράμετροι και οι σταθερές που είναι απαραίτητες για τους υπολογισμούς αλλάζουν επίσης. Έτσι προκύπτει το πρόβλημα της σωστής τάνυσης της μεμβράνης. Προτείνεται να γίνεται χρήση μίας μεμβράνης που δεν είναι μηχανικά τανυσμένη και η οποία συγκρατείται μόνο από τις ηλεκτροστατικές δυνάμεις της τάσης πόλωσης. Η τιμή της τάσης πόλωσης εξαρτάται από την απαιτούμενη εκτροπή της μεμβράνης. Για τη μέγιστη τιμή, ο περιοριστικός παράγοντας είναι η τιμή κατάρρευσης της μεμβράνης και του πάχους της, και αυτό συμβαίνει περίπου στην τιμή των 300 V. Με την αύξηση της τάσης πόλωσης, η ευαισθησία του μικροφώνου αυξάνεται. Όταν χρησιμοποιούνται ηλεκτρήτες δεν υπάρχει ανάγκη για χρησιμοποίηση τάσης πόλωσης.

Το ενεργό ηλεκτρόδιο είναι ένα ακόμη κρίσιμο σημείο. Εδώ το πρόβλημα έγκειται στις εναπομένουσες ανοχές και στην αναπαραγωγικότητα της τεχνολογικής διαδικασίας για την κατεργασία της επιφάνειάς του.

Το άνω όριο συχνότητας εξαρτάται ειδικά από τη μεμβράνη. Το εύρος των συχνοτήτων και η ευαισθησία εξαρτάται κυρίως από το ενεργό ηλεκτρόδιο. ο σκοπός και η έκταση της κάθε εφαρμογής καθορίζουν το σχέδιο καθώς και την διέγερση, δηλαδή εάν ο μετατροπέας βρίσκεται σε συνεχή ή παλμική λειτουργία. Είναι εν μέρει δυνατόν να χρησιμοποιηθεί κάποιος τύπος που ισχύει για την ακουστική περιοχή συχνοτήτων. Ωστόσο αυτές οι προσεγγιστικές επιλύσεις πρέπει να διορθώνονται και να ελέγχονται με βάση πρακτικά παραδείγματα.

1.3.4 Μαγνητοπεριοριστικοί μετατροπέες

Μερικά φερομαγνητικά υλικά (δηλαδή υλικά που έχουν μόνιμη μαγνήτιση) εμφανίζουν το μαγνητοπεριοριστικό φαινόμενο σύμφωνα με το οποίο μεταβάλλουν τις διαστάσεις τους όταν εκτεθούν σε μαγνητικό πεδίο και αντίστροφα, μεταβάλουν τις μαγνητικές τους ιδιότητες όταν υποβληθούν σε μηχανική πίεση. Η αρχή αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την κατασκευή των μαγνητοπεριοριστικών μετατροπέων όπως φαίνεται στο σχήμα 22.

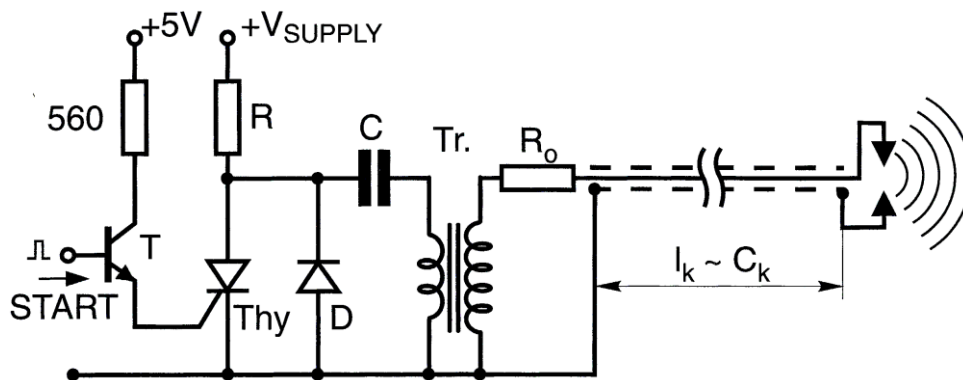


Σχήμα 22. Μαγνητοπεριοριστικός μετατροπέας 1-μαγνητοπεριοριστικό υλικό, 2-πηνίο διέγερσης, 3-μόνιμος μαγνήτης

Κατά την εκπομπή, τα πηνία οδηγούμενα με ρεύμα υπερηχητικής συχνότητας δημιουργούν μεταβαλλόμενο μαγνητικό πεδίο το οποίο μεταβάλλει τις διαστάσεις του μαγνητοπεριοριστικού υλικού και παράγονται υπέρηχοι. Κατά την λήψη, οι υπέρηχοι μεταβάλλουν τις διαστάσεις του μαγνητοπεριοριστικού υλικού με αποτέλεσμα ο μόνιμος μαγνήτης να ταλαντώνεται και στα πηνία να αναπτύσσεται τάση επαγωγής.

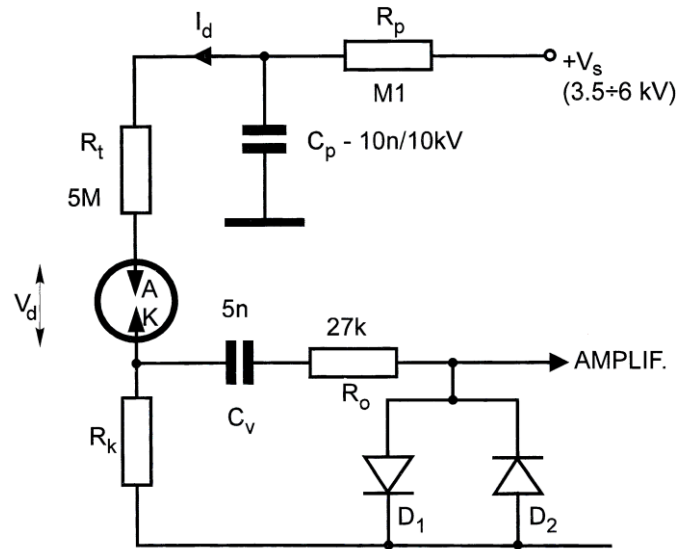
1.3.5 Μετατροπείς ηλεκτρικής εκκένωσης

Η παραγωγή ηλεκτρικών εκκενώσεων μέσα σε ένα αέριο συνοδεύεται και από την παραγωγή ηχητικών κυμάτων που μπορεί να έχουν υπερηχητικές συχνότητες. Στην πράξη δύο σημειακοί σπινθηριστές σε μικρή απόσταση (μερικά mm) οδηγούνται με παλμούς υψηλής τάσης (μερικά kV) και παράγονται ηλεκτρικές εκκενώσεις από τις οποίες προκύπτουν ηχητικά κύματα ως αποτέλεσμα της απότομης διαστολής του αέρα στον σχηματιζόμενο ηλεκτρικό οχετό μεταξύ των δύο σπινθηριστών. Στο σχήμα 23 φαίνεται ένα τυπικό κύκλωμα για την τροφοδοσία ενός μετατροπέα ηλεκτρικής εκκένωσης.



Σχήμα 23. Τυπικό κύκλωμα τροφοδοσίας μετατροπέα ηλεκτρικής εκκένωσης μέσω μετασχηματιστή παλμών

Για την λήψη ένας σπινθηριστής πολώνεται με συνεχή τάση σε σημείο ώστε μόλις να μην δημιουργείται σπινθήρες σε κανονική πίεση. Όταν εμφανισθούν ηχητικά κύματα (δηλαδή μεταβολές της πίεσης του αέρα) παράγονται εκκενώσεις από τις οποίες προκύπτει ηλεκτρικό ρεύμα σε μία αντίσταση, επομένως και τάση στα άκρα της. Στο σχήμα 24 φαίνεται ένας σπινθηριστής με το κύκλωμα τροφοδοσίας υψηλής τάσης και την αντίσταση R_k στα άκρα της οποίας παίρνουμε το ηλεκτρικό σήμα που παράγουν οι υπέρηχοι.



Σχήμα 24. Κύκλωμα τροφοδοσίας και ανίχνευσης ενός μετατροπέα εκκένωσης για τη λήψη υπερήχων.

1.3.6 Χαρακτηριστικά μεγέθη των μετατροπέων

Το εκπεμπόμενο επίπεδο πίεσης ήχου από μετατροπέα εκπομπής

Το εκπεμπόμενο επίπεδο πίεσης του ήχου (Transmitting Sound Pressure Level) ενός εκπομπού υπερήχων στα 40kHz ορίζεται να είναι το επίπεδο της πίεσης του ήχου (*S.P.L.*) που δημιουργεί ο εκπομπός σε απόσταση 30cm όταν διεγείρεται από τάση $10V_{rms}$.

Αν τον ίδιο εκπομπό τον διεγείρουμε με τάση U (V) τότε στα 30cm το επίπεδο πίεσης του ήχου θα μεταβληθεί κατά

$$G_U = 20 \log \frac{U}{10} \text{ (dB)} \quad (1.70)$$

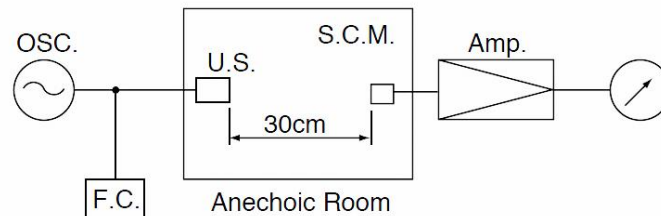
Ο ίδιος εκπομπός που διεγείρεται από τάση 10V σε απόσταση d (cm) δημιουργεί επίπεδο πίεσης του ήχου το οποίο σύμφωνα με τη σχέση (1.43) μεταβάλλεται κατά:

$$TL = 20 \log \frac{30cm}{d} \text{ (dB)} \quad (1.71)$$

Για παράδειγμα: Έστω ότι ένας εκπομπός έχει εκπεμπόμενο επίπεδο πίεσης του ήχου 80dB, αν τον διεγείρουμε με τάση $U = 100V$ τότε το επίπεδο πίεσης του ήχου στα 30cm θα αυξηθεί κατά $20 \log \frac{U}{10} = 20 \log \frac{100}{10} = 40 \text{ dB}$ και θα γίνει τελικά $80 \text{ dB} + 40 \text{ dB} = 120 \text{ dB}$.

Για παράδειγμα: Έστω ότι ένας εκπομπός έχει εκπεμπόμενο επίπεδο πίεσης του ήχου 120dB, τότε σε απόσταση 3m δημιουργεί επίπεδο πίεσης ήχου μειωμένο κατά $20 \log \frac{30cm}{d} = 20 \log \frac{30cm}{300cm} = -20 \text{ dB}$ και θα γίνει τελικά $120 \text{ dB} - 20 \text{ dB} = 100 \text{ dB}$.

Στο σχήμα 25 φαίνεται η διάταξη για την μέτρηση του εκπεμπομένου επιπέδου πίεσης ήχου ενός μετατροπέα εκπομπής υπερήχων.



U.S.	: Ultrasonic Sensor	
S.C.M.	: Standard Capacitor Microphone	(Brüel & Kjør 4135)
Amp.	: Amplifier	(Brüel & Kjør 2610)
Input Voltage	: 10Vrms, Sine wave	
F.C.	: Frequency Counter	0dB=20μPa

Σχήμα 25. Διαδικασία για τη μέτρηση του εκπεμπομένου επιπέδου πίεσης ήχου μετατροπέα εκπομπής

Ευαισθησία μετατροπέα λήψης

Η ευαισθησία λήψης \mathcal{E} είναι ένα μέγεθος που χαρακτηρίζει κάθε δέκτη υπερήχων και δηλώνει κατά πόσο είναι ικανός να μετατρέψει την πίεση του ήχου σε τάση, και έχει μονάδες V/bar ή V/μbar. Στην πράξη όμως χρησιμοποιούμε τα dB που ορίζονται με τη σχέση:

$$\mathcal{E}(\text{dB}) = 20 \log \frac{S}{S_0} \quad (1.72)$$

Όπου S είναι η τάση (μετρημένη σε V) που αναπτύσσεται στον δέκτη για πίεση 1μbar και $S_0 = 1 \text{ V}/\mu\text{bar}$

Για παράδειγμα έστω ότι σε ένα δέκτη αναπτύσσεται τάση 20mV με πίεση 2μbar τότε

$$S = \frac{20 \text{ mV}}{2 \mu\text{bar}} = 10 \text{ mV}/\mu\text{bar} \text{ και η ευαισθησία του σε dB είναι}$$

$$\mathcal{E} = 20 \log \frac{S}{S_0} = 20 \log \frac{10 \text{ mV} / \mu\text{bar}}{1 \text{ V} / \mu\text{bar}} = -40 \text{ dB}$$

Αν είναι γνωστή η ευαισθησία $\mathcal{E}(\text{dB})$ ενός δέκτη τότε μπορούμε να την υπολογίσουμε σε V/μbar με τη βοήθεια της σχέσης (1.72) από όπου έχουμε:

$$\mathcal{E}(\text{V}/\mu\text{bar}) = 10^{\frac{\mathcal{E}(\text{dB})}{20}} \quad (1.73)$$

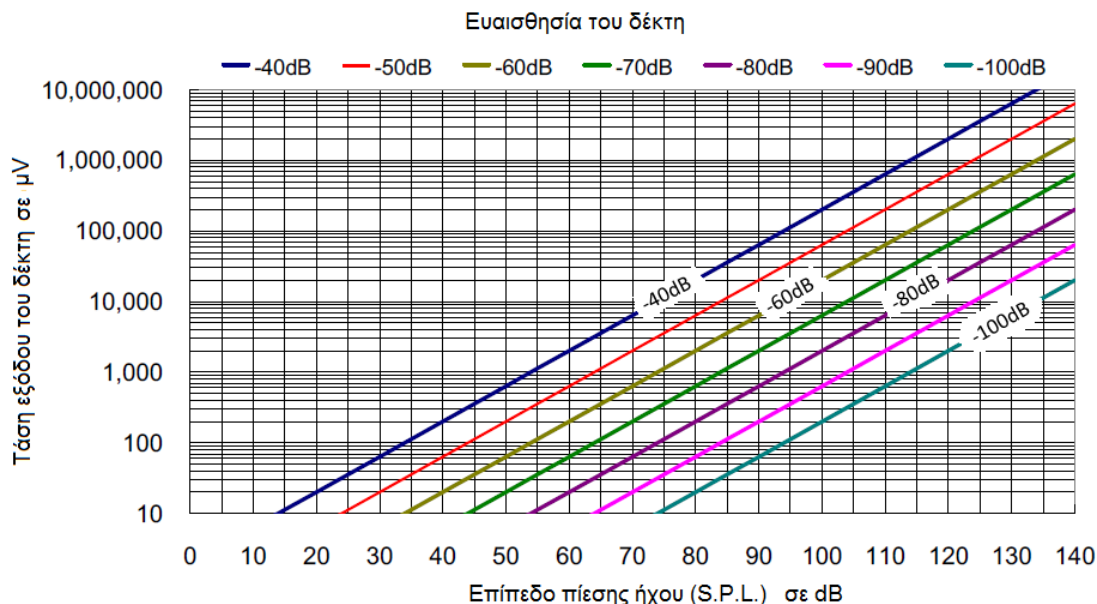
Αν είναι γνωστή η ευαισθησία $\mathcal{E}(\text{V}/\mu\text{bar})$ ενός δέκτη τότε μπορούμε να υπολογίσουμε την τάση $U(\text{V})$ που αναπτύσσεται στην έξοδό του για διάφορες τιμές πίεσης $P(\mu\text{bar})$ πολλαπλασιάζοντας τη σχέση (1.73) με την πίεση $P(\mu\text{bar})$ οπότε βρίσκουμε:

$$U(\text{V}) = 10^{\frac{\mathcal{E}(\text{dB})}{20}} \cdot P \quad (1.74)$$

Αν εκφράσουμε την πίεση P σε $S.P.L.$, σχέση (1.39), τότε η έχουμε:

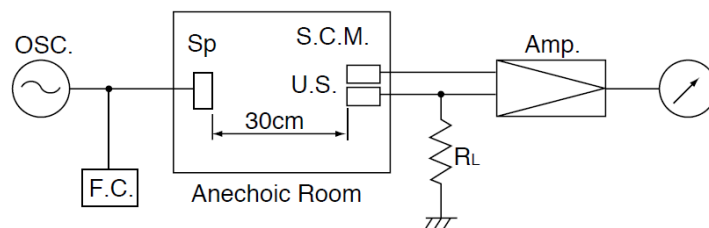
$$U(V) = 10^{\frac{\varepsilon(\text{dB})}{20}} \cdot 0.0002 \cdot 10^{\frac{S.P.L.}{20}} \quad \text{ή} \quad U(\mu\text{V}) = 200 \cdot 10^{\frac{\varepsilon(\text{dB}) + S.P.L.}{20}}$$

Από τη σχέση αυτή παίρνουμε το νομόγραμμα που εμφανίζεται στο σχήμα 26.



Σχήμα 26. Η τάση εξόδου δέκτη για διάφορα επίπεδα πίεσης ήχου και διάφορες τιμές ευαισθησίας

Στο σχήμα 27 φαίνεται η διάταξη για τη μέτρηση της ευαισθησίας ενός μετατροπέα λήψης υπερήχων. Η αντίσταση $3.9\text{k}\Omega$ συνδέεται στο ηλεκτρόδιο τερματισμού του αισθητήρα και χρησιμοποιείται για να αποφεύγεται η επίδραση του εξωτερικού θορύβου.



- RL : $3.9\text{k}\Omega$
- U.S. : Ultrasonic Sensor
- S.C.M. : Standard Capacitor Microphone (Brüel & Kjaer 4135)
- Amp. : Amplifier (Brüel & Kjaer 2610)
- OSC. : Oscillator
- Sp. : Tweeter
- F.C. : Frequency Counter 0dB=10V/Pa

Σχήμα 27. Διαδικασία για τη μέτρηση της ευαισθησίας μετατροπέα λήψης

1.4 Διάδοση υπερήχων

1.4.1 Ταχύτητα υπέρηχων στο μέσο διάδοσης

Στα συνηθισμένα αέρια οι διακυμάνσεις της πίεσης συμβαίνουν απαραίτητα κάτω από αδιαβατικές συνθήκες (δεν υπάρχει μεταφορά θερμότητας σε γειτονικά μόρια του αερίου). Επομένως, η ταχύτητα του ήχου δίνεται από τον τύπο:

$$c = \sqrt{\frac{\gamma P}{\rho}} \quad (1.75)$$

Όπου :

γ ο αδιαβατικός συντελεστής του αερίου μέσου.

P η πίεση

ρ η πυκνότητα

Χρησιμοποιώντας των νόμο των ιδανικών αερίων $PV = nRT$ έχουμε $P = \frac{nRT}{V}$. Ακόμη,

$$\rho = \frac{m}{V} = \frac{nM}{V} \text{ Έτσι προκύπτει:}$$

$$c_{ideal} = \sqrt{\gamma \frac{nRT}{V} \frac{V}{nM}} = \sqrt{\gamma \frac{RT}{M}} = \sqrt{\gamma \frac{kT}{m}} \quad (1.76)$$

Όπου:

c_{ideal} η ταχύτητα του ήχου σε ένα ιδανικό αέριο

R η μοριακή σταθερά των αερίων

k η σταθερά Boltzman

γ ο αδιαβατικός συντελεστής (σταθερά Poisson)

T η απόλυτη θερμοκρασία (K)

M η μοριακή μάζα (kg/mol)

m η μάζα ενός μορίου του αερίου (kg)

n το πλήθος των γραμμομορίων (mol)

Για μικρές διακυμάνσεις θερμοκρασίας στα αέρια η ταχύτητα διάδοσης εξαρτάται από τη θερμοκρασία με βάση τη σχέση:

$$c = c_o (1 + k_r T) = c_o + kT \quad (1.77)$$

Όπου:

$$c_o = \sqrt{\frac{\gamma P_a}{\rho_0}} \text{ ταχύτητα διάδοσης των υπέρηχων στο αέριο στους } 0^\circ\text{C}.$$

k_r η σχετική θερμοκρασιακή σταθερά

k η απόλυτη θερμοκρασιακή σταθερά

Στον πίνακα 3 παρουσιάζονται οι ηχητικές σταθερές μερικών αερίων στους 0°C .

Για τον αέρα συγκεκριμένα χρησιμοποιούμε το σύμβολο $R_* = \frac{R}{M_{air}}$.

$$c_{ideal} = \sqrt{\gamma R_* T} = \sqrt{\gamma R_* (\theta + 273.15^\circ\text{C})} \quad (1.78)$$

Κάνοντας αντικατάσταση $\gamma = C_p / C_v \approx 1.4$ για διατομικά αέρια, $R = 8.314510 \text{ J}/(\text{mol} \cdot \text{K})$

και $M_{air} = 0.0289645 \text{ kg/mol}$ που είναι η μέση μοριακή μάζα για τον αέρα προκύπτει:

Πίνακας 3. Πίνακας με ηχητικές σταθερές διαφόρων αερίων σε 0 °C

Αέριο	Ταχύτητα διάδοσης ήχου c (m·s ⁻¹)	Θερμοκρασιακή σταθερά k (m·s ⁻¹ ·K ⁻¹)	Αδιαβατικός συντελεστής γ
Ar	319	0.56	1.668
He	965	0.8	1.66
CO ₂	259	0.4	1.229
CO	338	0.6	1.4
Αέρας	331	0.61	1.402
Ne	435	0.8	-
O ₂	316	0.56	1.396
SO ₂	213	0.47	1.29
N ₂	334	0.6	1.4
H ₂	1284	2.2	1.408

$$c_{air} = c_o \sqrt{1 + \frac{\theta}{273.15^\circ\text{C}}} \quad \text{όπου} \quad c_o = \sqrt{\frac{\gamma P_o}{\rho_o}} \quad (1.79)$$

P_o η ατμοσφαιρική πίεση στους 0 °C

ρ_o η πυκνότητα αέρα στους 0 °C

$$c_{air} = 331.56 \frac{\text{m}}{\text{s}} \sqrt{1 + \frac{\theta}{273.15^\circ\text{C}}} = 331.56 \frac{\text{m}}{\text{s}} \sqrt{1 + 3.661 \cdot 10^{-3} \theta} \quad (1.80)$$

Χρησιμοποιώντας του δύο πρώτους όρους του αναπτύγματος Taylor η ταχύτητα του ήχου δίνεται σε γραμμική μορφή από τον τύπο:

$$c_{air} \cong c_o \left(1 + \frac{\theta}{2 \cdot 273.15^\circ\text{C}} \right) = 331.56 \frac{\text{m}}{\text{s}} (1 + 1.831 \cdot 10^{-3} \theta)$$

Μία επιπλέον προσέγγιση που περιλαμβάνει και τετραγωνικό όρο:

$$c_{air} = 331.56 + 0.6085\theta - 0.00049\theta^2$$

Η επίδραση της θερμοκρασίας αποτελεί ένα σφάλμα στη μέτρηση της ταχύτητας της τάξης του 0.1381%/°C και επειδή είναι αρκετά σημαντική πρέπει να λαμβάνεται υπόψη όταν απαιτούνται ιδιαίτερα ακριβείς υπολογισμοί.

Στα επόμενα, σχήμα 28 και σχήμα 29, εμφανίζεται η ταχύτητα του ήχου και η εκατοστιαία μεταβολή της ταχύτητας του ήχου λαμβάνοντας ως αναφορά την ταχύτητα στους 20° C, σε συνάρτηση με τη θερμοκρασία, όπως προκύπτει από τη σχέση (1.80)

Η επίδραση της υγρασίας του αέρα είναι ακόμη μικρότερη συγκρινόμενη με αυτή της θερμοκρασίας. Στην πραγματικότητα η εξάρτηση είναι μη γραμμική ιδιαίτερα μέχρι το 20% σχετικής υγρασίας (Relative Humidity-R.H.). Με την αύξηση του επιπέδου της υγρασίας η ταχύτητα διάδοσης αυξάνει. Για παράδειγμα σε σχετική υγρασία 50% η ταχύτητα αυξάνει κατά 1% ενώ στο 100% κατά 2%. Η ταχύτητα του ήχου για αέρα με υγρασία εξάγεται από τον τύπο:

$$c_d = c_h \sqrt{1 - \frac{e}{P_a} \left(\frac{\gamma_w}{\gamma_a} - \frac{5}{8} \right)}$$

Όπου:

c_d -η ταχύτητα του ήχου σε ξηρό αέρα

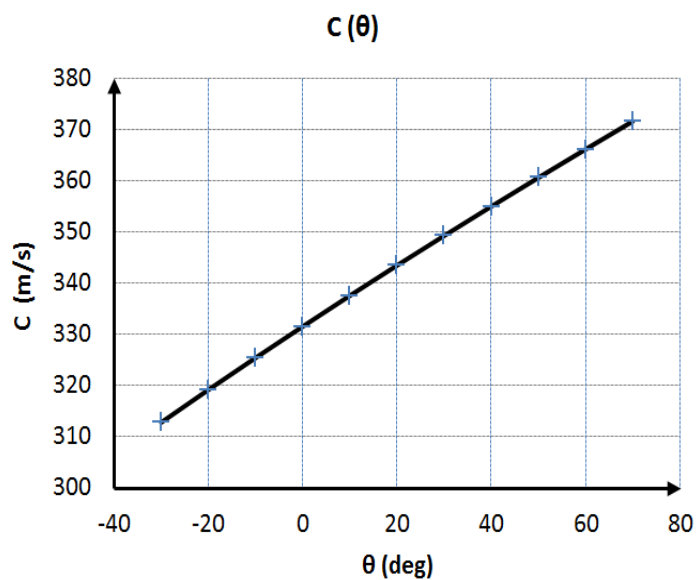
c_h -η ταχύτητα του ήχου σε αέρα με υγρασία

e -μερική πίεση των υδρατμών

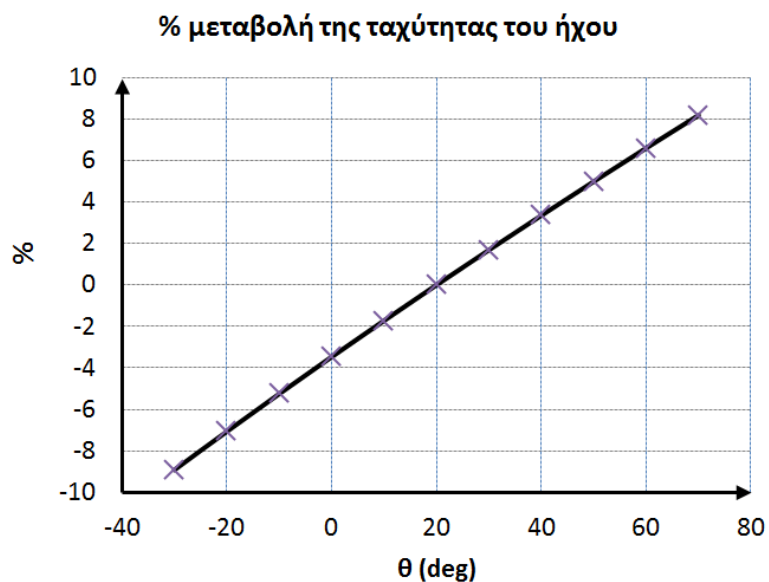
P_a -ατμοσφαιρική πίεση

γ_w -ο αδιαβατικός συντελεστής για το νερό

γ_a -ο αδιαβατικός συντελεστής για τον αέρα



Σχήμα 28. Η ταχύτητα του ήχου σε συνάρτηση με τη θερμοκρασία



Σχήμα 29. Η % μεταβολή της ταχύτητας του ήχου σε συνάρτηση με τη θερμοκρασία για θερμοκρασία αναφοράς 20 °C.

Στα πραγματικά αέρια (ιδιαίτερα στο πολυατομικά) η ταχύτητα διάδοσης εξαρτάται και από την συχνότητα του ήχου. Αυτή η παράμετρος δεν είχε ληφθεί υπόψη στους μέχρι τώρα υπολογισμούς για τα ιδανικά αέρια. Αυτή η εξάρτηση λόγω της συχνότητας εξηγείται με βάση το φαινόμενο της ακουστικής διασποράς το οποίο εξαρτάται από πολλές φυσικές παραμέτρους του μέσου όπως για παράδειγμα την εσωτερική τριβή του αερίου, φαινόμενα χαλάρωσης και απορρόφησης που δημιουργούνται λόγω του φαινομένου του συντονισμού. Η εξάρτηση της ταχύτητας διάδοσης του ήχου στα αέρια από την συχνότητα επηρεάζεται σε μεγαλύτερο βαθμό από τη θερμική χαλάρωση η οποία χαρακτηρίζεται από μία καθυστέρηση, δηλαδή το χρόνο χαλάρωσης που είναι απαραίτητος για μία ανταλλαγή ενέργειας μεταξύ των εσωτερικών και εξωτερικών βαθμών ελευθερίας.

1.4.2 Απορρόφηση υπερήχων

Κατά την διάδοση τους στον ελεύθερο χώρο οι υπέρηχοι εξασθενούν όπως όλα τα κύματα (εξασθένηση ελευθέρου χώρου με την οποία ασχοληθήκαμε στη παράγραφο 1.1.4 (σελ.29) επί πλέον όμως υφίστανται και απορρόφηση από τα υλικά μέσα στο οποία διαδίδονται (εξασθένηση λόγω απορρόφησης).

Κατά τη διάρκεια της διάδοσης, ένα υπερηχητικό κύμα απορροφάται από το αέριο μέσο και η ακουστική του ενέργεια μετατρέπεται σε θερμότητα. Η απορρόφηση αυτή εξαρτάται από τη θερμοκρασία, τη σύσταση του αέρα, την υγρασία, την ποσότητα και το μέγεθος των αιωρούμενων σωματιδίων (σκόνη) και κυρίως από την συχνότητα.

Η ένταση I_x σε μία απόσταση x από την πηγή (με ένταση I_o για απόσταση $x = 0$) είναι:

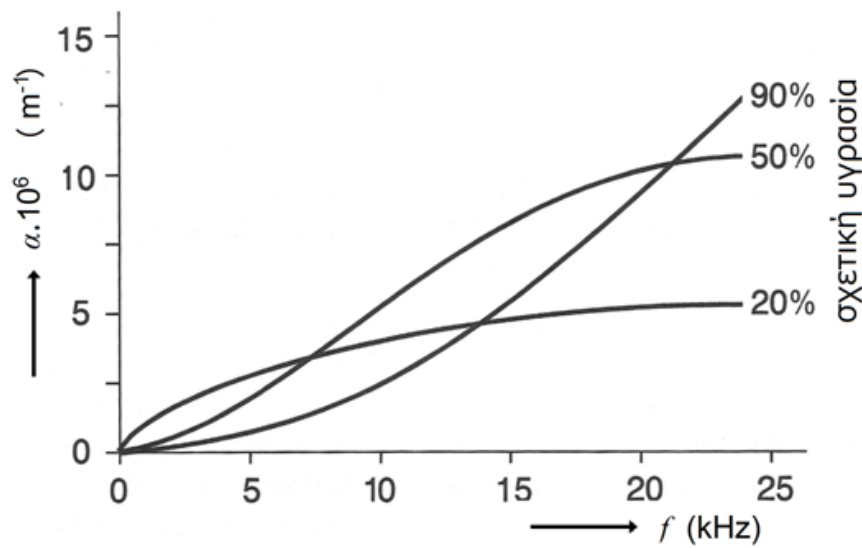
$$I_x = I_o e^{-2f^2 a' x} = I_o e^{-2ax}$$

Όπου: f -η συχνότητα

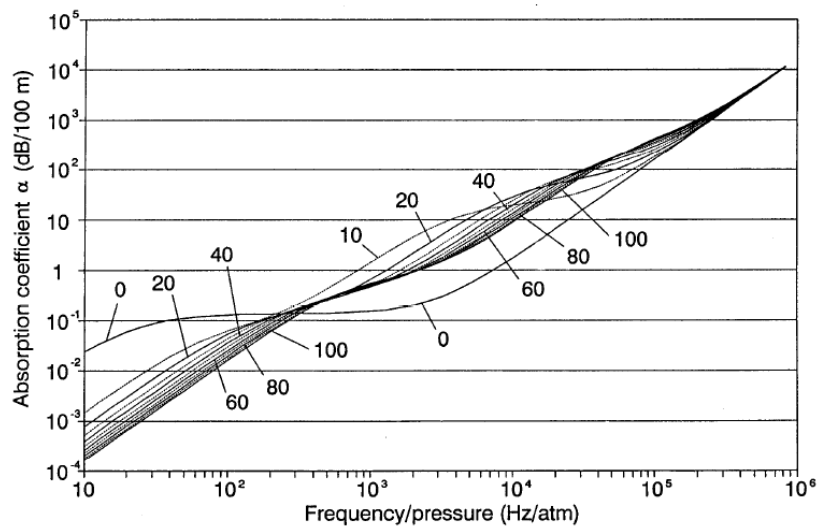
$$a = f^2 a' \text{ -ο συντελεστής απορρόφησης}$$

Η σταθερά απορρόφησης εξαρτάται από τη θερμοκρασία του αέρα και την υγρασία. Στο σχήμα 30 φαίνεται η εξάρτηση του συντελεστή απορρόφησης από τη συχνότητα για διαφορετικές τιμές σχετικής υγρασίας και στη θερμοκρασία των 20°C . Για παράδειγμα, στη συχνότητα των 25kHz μια αλλαγή στην σχετική υγρασία από 20% στο 90% θα προκαλέσει μία αλλαγή στον σταθερά απορρόφησης κατά ένα συντελεστή ίσο με τρία.

Στο σχήμα 30 και σχήμα 31 φαίνεται η εξάρτηση του συντελεστή απορρόφησης α (dB/m) από τη συχνότητα. Παρατηρούμε ότι για αύξηση της συχνότητας κατά μία τάξη μεγέθους αντιστοιχεί αύξηση του συντελεστή απορρόφησης εκφρασμένου σε dB/m κατά δύο τάξεις μεγέθους. Επί πλέον στις υπερηχητικές συχνότητες με την αύξηση της σχετικής υγρασίας έχουμε και αύξηση του συντελεστή απορρόφησης.



Σχήμα 30. Ο συντελεστής απορρόφησης α του αέρα σε συνάρτηση με τη συχνότητα και τη σχετική υγρασία



Σχήμα 31. Ο συντελεστής απορρόφησης των υπερήχων στον αέρα σε συνάρτηση με την συχνότητα/πίεση και σε θερμοκρασία 20°C .

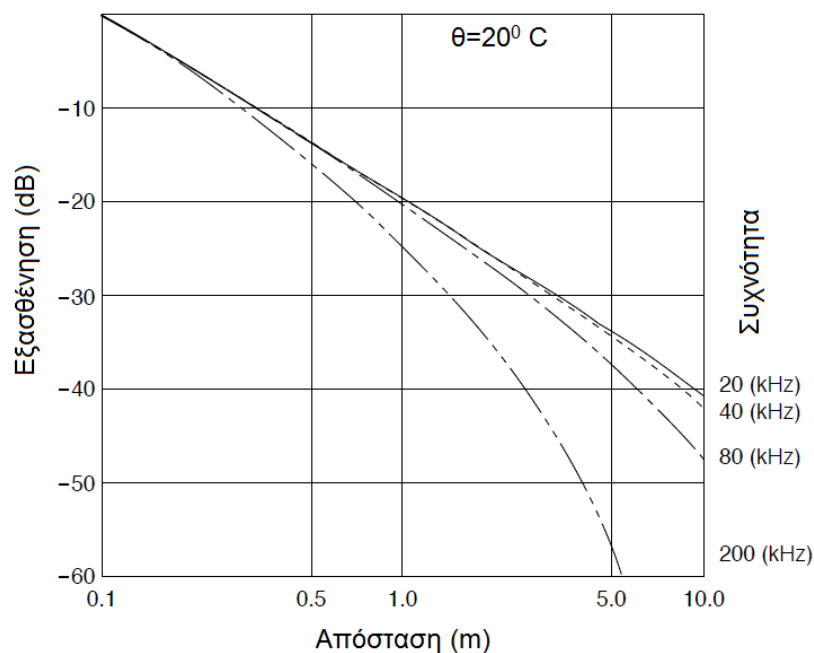
Αν οι υπέρηχοι έχουν συχνότητα f (Hz) στην οποία ο συντελεστής απορρόφησης είναι a (dB/m) που δίνεται στο σχήμα 31 και αντί για την ένταση έχουμε το επίπεδο πίεσης

$S.P.L.$ (dB) το οποίο στο σημείο εκπομπής είναι $S.P.L_o$ (dB) τότε σε απόσταση x (m) το επίπεδο πίεσης γίνεται $S.P.L_x$ (dB) και δίνεται από τη σχέση:

$$S.P.L_x = S.P.L_o - a \cdot x \quad (1.81)$$

Δηλαδή η μείωση του επιπέδου πίεσης λόγω απορρόφησης είναι γραμμική συνάρτηση της απόστασης όταν ο συντελεστής απορρόφησης εκφράζεται σε dB.

Στο σχήμα 32 φαίνεται η συνολική εξασθένιση του επιπέδου πίεσης $S.P.L.$ των υπερήχων (λόγω απόσβεσης ελευθέρου χώρου και λόγω απορρόφησης) εκφρασμένη σε dB σε συνάρτηση και με την απόσταση και με τη συχνότητα σε θερμοκρασία 20°C .



Σχήμα 32. Η συνολική εξασθένιση των υπερήχων σε συνάρτηση με την απόσταση και τη συχνότητα στον αέρα και για θερμοκρασία 20°C .

1.4.3 Ανάκλαση και μετάδοση ηχητικών κυμάτων σε διαχωριστικές επιφάνειες

Όταν ένα ηχητικό κύμα συναντά ένα σύνορο που διαχωρίζει δύο μέσα με διαφορετικές ηχητικές σύνθετες αντιστάσεις, θα πρέπει να ικανοποιούνται δύο συνοριακές συνθήκες κατά τη θεώρηση της ανάκλασης και της μετάδοσης του κύματος. Αυτές είναι ότι

i) η σωματιδιακή ταχύτητα $\dot{\eta}$

και

ii) η ακουστική υπερπίεση p

είναι συνεχείς στο σύνορο. Από φυσικής πλευράς, αυτό εξασφαλίζει ότι τα δύο μέσα εφάπτονται εντελώς σε όλο το σύνορο.

Το σχήμα 33 δείχνει ότι θεωρούμε ένα επίπεδο ηχητικό κύμα που οδεύει σε ένα μέσο με ειδική ακουστική σύνθετη αντίσταση $Z_1 = \rho_1 c_1$ και συναντά, προσπίπτοντας κάθετα, ένα άπειρο επίπεδο σύνορο που χωρίζει το πρώτο μέσο από ένα δεύτερο, με ειδική ακουστική σύνθετη

αντίσταση $Z_2 = \rho_2 c_2$. Αν οι δείκτες l , r και t υποδηλώνουν προσπίπτον, ανακλώμενο και μεταδιδόμενο, αντίστοιχα, τότε οι συνοριακές συνθήκες δίνουν

$$\dot{\eta}_i + \dot{\eta}_r = \dot{\eta}_t \quad (1.82)$$

και

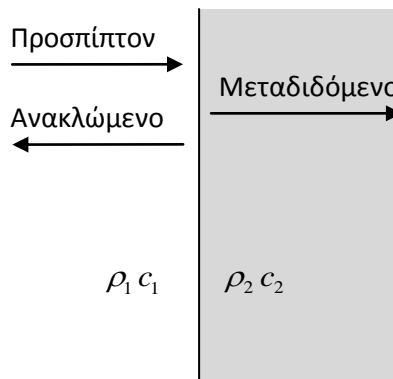
$$p_i + p_r = p_t \quad (1.83)$$

Για το προσπίπτον κύμα $p_i = \rho_1 c_1 \dot{\eta}_i$ και για το ανακλώμενο κύμα $p_r = -\rho_1 c_1 \dot{\eta}_r$, οπότε η εξίσωση (1.82) γίνεται

$$\rho_1 c_1 \dot{\eta}_i - \rho_1 c_1 \dot{\eta}_r = \rho_2 c_2 \dot{\eta}_t$$

ή

$$Z_1 \dot{\eta}_i - Z_2 \dot{\eta}_r = Z_2 \dot{\eta}_t \quad (1.84)$$



Σχήμα 33. Προσπίπτοντα, ανακλώμενα και μεταδιδόμενα κύματα σε ένα επίπεδο σύνορο μεταξύ δύο μέσων με ειδική ακουστική σύνθετη αντίσταση, $\rho_1 c_1$ και $\rho_2 c_2$.

Απαλοιφή της $\dot{\eta}_t$ από τις (1.82) και (1.84) δίνει

$$\frac{\dot{\eta}_r}{\dot{\eta}_i} = \frac{\omega \eta_r}{\omega \eta_i} = \frac{\eta_r}{\eta_i} = \frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (1.85)$$

Απαλοιφή της $\dot{\eta}_r$ από τις (1.82) και (1.84) δίνει

$$\frac{\dot{\eta}_t}{\dot{\eta}_i} = \frac{\eta_t}{\eta_i} = \frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} \quad (1.86)$$

Τώρα

$$\frac{p_r}{p_i} = -\frac{Z_1 \dot{\eta}_r}{Z_2 \dot{\eta}_i} = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_1 + Z_2} = -\frac{\dot{\eta}_r}{\dot{\eta}_i} \quad (1.87)$$

και

$$\frac{p_t}{p_i} = -\frac{Z_2 \dot{\eta}_t}{Z_1 \dot{\eta}_i} = \frac{2Z_2}{Z_1 + Z_2} \quad (1.88)$$

Βλέπουμε ότι, αν $Z_1 > Z_2$, οι σωματιδιακές ταχύτητες στο προσπίπτον και το ανακλώμενο κύμα είναι σε φάση ενώ οι αντίστοιχες ακουστικές πιέσεις έχουν διαφορά φάσης π . Η επαλληλία των ταχυτήτων που βρίσκονται σε φάση στο προσπίπτον και στο ανακλώμενο κύμα οδηγεί σε μηδενισμό της πίεσης (δεσμό πίεσης σε ένα σύστημα στάσιμου κύματος). Αν $Z_1 < Z_2$, οι πιέσεις είναι σε φάση και οι ταχύτητες έχουν διαφορά φάσης π .

Η σωματιδιακή ταχύτητα και η ακουστική πίεση στο μεταδιδόμενο κύμα βρίσκονται πάντα σε φάση με τα αντίστοιχα μεγέθη του προσπίπτοντος.

Σε έναν ακλόνητο τοίχο, όπου η Z_2 είναι άπειρη, η ταχύτητα είναι $\dot{\eta} = 0 = \dot{\eta}_i + \dot{\eta}_r$ και οδηγεί σε διπλασιασμό της πίεσης στο σύνορο.

Ανάκλαση και μετάδοση ηχητικής έντασης

Οι συντελεστές ανάκλασης k_r και μετάδοσης k_t για την ένταση δίνονται από

$$k_r = \frac{I_r}{I_i} = \frac{Z_1 (\dot{\eta}_r^2)_{rms}}{Z_1 (\dot{\eta}_i^2)_{rms}} = \left(\frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \right)^2 \quad (1.89)$$

και

$$k_t = \frac{I_t}{I_i} = \frac{Z_2 (\dot{\eta}_t^2)_{rms}}{Z_1 (\dot{\eta}_i^2)_{rms}} = \frac{Z_2}{Z_1} \left(\frac{2Z_1}{Z_1 + Z_2} \right)^2 = \frac{4Z_1 Z_2}{(Z_1 + Z_2)^2} \quad (1.90)$$

Η διατήρηση της ενέργειας δίνει

$$\frac{I_r}{I_i} + \frac{I_t}{I_i} = 1 \quad \text{ή} \quad I_i = I_t + I_r \quad (1.91)$$

Η μεγάλη ανομοιότητα μεταξύ της ειδικής ακουστικής σύνθετης αντίστασης του αέρα από τη μία πλευρά και του νερού ή του χάλυβα από την άλλη, οδηγεί σε εξαιρετικά απροσάρμοστες σύνθετες αντιστάσεις, όταν προσπαθούμε να μεταδώσουμε ενέργεια μεταξύ των δύο αυτών μέσων.

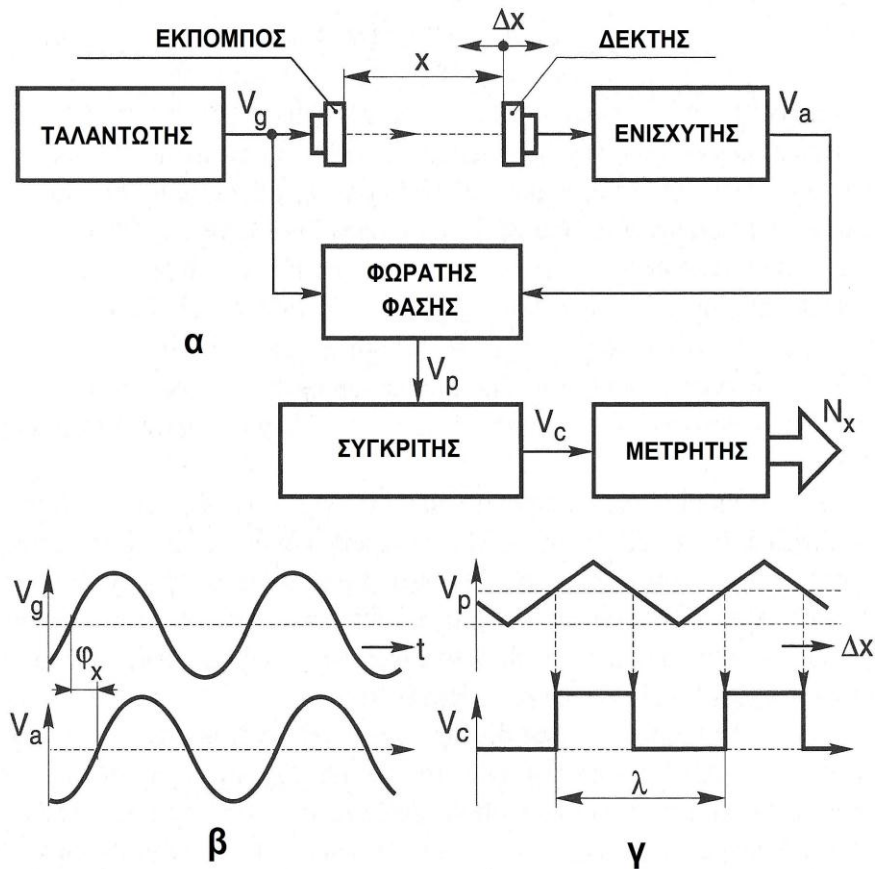
Σε μία διεπιφάνεια αέρα-νερού η ηχητική κυματική ενέργεια υφίσταται ολική σχεδόν ανάκλαση ανεξάρτητα από την πλευρά από την οποία το κύμα προσεγγίζει τη διαχωριστική επιφάνεια. Σε μια διεπιφάνεια χάλυβα-νερού μόνο το 14% της ακουστικής ενέργειας μπορεί να μεταδοθεί, ένας περιορισμός που έχει σοβαρές επιπτώσεις για τις υποβρύχιες διατάξεις εκπομπής και ανίχνευσης που βασίζονται στην ακουστική.

1.5 Βασικές μέθοδοι μέτρησης με υπέρηχους

1.5.1 Μέθοδοι μέτρησης με εκτίμηση της φάσης

Για την εξήγηση της αρχής και των χαρακτηριστικών αυτής της μεθόδου χρησιμοποιούμε την απλή περίπτωση της μέτρησης της απόστασης μεταξύ ενός πομπού και ενός δέκτη. Αυτή είναι μία περίπτωση μέτρησης της θέσης ή της κίνησης πάνω σε μία ευθεία γραμμή (σχήμα 34.α). Ο μετατροπέας που εκπέμπει διεγείρεται από μία γεννήτρια αρμονικής τάσης με σταθερή συχνότητα f . Ο εκπομπός εκπέμπει αρμονικά υπερηχητικά κύματα τα οποία προσπίπτουν στην ενεργή επιφάνεια του δέκτη ο οποίος βρίσκεται σε απόσταση x από την ενεργή επιφάνεια του εκπομπού. Η φάση της ενισχυμένης τάσης εξόδου V_a , συγκρίνεται στον ανιχνευτή φάσης με τη φάση της τάσης της γεννήτριας V_g . (Ο ανιχνευτής φάσης έχει τάση εξόδου η οποία είναι ανάλογη της διαφοράς φάσης, μεταξύ $+180^\circ$ και -180° , των δύο τάσεων στις εισόδους του. Όταν η διαφορά φάσης υπερβεί τις $+180^\circ$ ή τις -180° τότε επαναλαμβάνεται πάλι η ίδια τάση εξόδου). (Η διαφορά φάσης των δύο τάσεων εξαρτάται από την απόσταση x μεταξύ του πομπού και του δέκτη). Η τάση εξόδου V_p , του ανιχνευτή φάσης οδηγείται σε έναν συγκριτή όπου και μετασχηματίζεται σε ένα τετραγωνικό (ψηφιακό) παλμό. V_c . Στο σχήμα 34.γ φαίνεται η τάση V_p και V_c σε συνάρτηση με την μετακίνηση κατά Δx όταν το Δx μεταβάλλεται κατά 2 μήκη κύματος λ . Το πλήθος N_x των παλμών V_c , μετράται με έναν ψηφιακό μετρητή.

Στην έξοδό του, ένας παράλληλος συνδυασμός από σήματα εμφανίζεται των οποίων το λογικό



Σχήμα 34. Μέτρηση απόστασης μέσω διαφοράς φάσης

επίπεδο ανταποκρίνεται σε έναν αριθμό N_x , σε έναν κατάλληλο προσχεδιασμένο κώδικα.

Ας ξεκινήσουμε κάνοντας την υπόθεση ότι ο δέκτης βρίσκεται σε μία σταθερή κατάσταση ηρεμίας που δεν μετακινείται, σε απόσταση x από τον εκπομπό. Επιπλέον ας υποθέσουμε μία συγκεκριμένη διαφορά φάσης φ_x , μεταξύ των τάσεων V_g και V_a μία μηδενική κατάσταση του μετρητή (σχήμα 34.β). Η κατάσταση του μετρητή δίνει την αρχική θέση (εκκίνησης) του δέκτη ο οποίος συνδέεται μηχανικά στο αντικείμενο που βρίσκεται. Από αυτή τη θέση μετράμε τη μετακίνηση του δέκτη κατά Δx (σχήμα 34.γ). Είναι μία περίπτωση οριακής μέτρησης στην οποία το μήκος κύματος αντιστοιχεί σε μία μέτρηση. Ταυτόχρονα, αυτή η αύξηση αντιπροσωπεύει την διακριτική ικανότητα της μεθόδου.

Εκτός της πρώτης αλλαγής των περιεχομένων του μετρητή, η κατάστασή του θα αλλάξει μετά από κάθε μετακίνηση της θέσης του δέκτη κατά απόσταση ίση με το μήκος κύματος $\lambda = \frac{c}{f}$. Η διαδρομή Δx που έχει διανυθεί εκφράζεται σαν πολλαπλάσιο του μήκους κύματος.

$$\Delta x = (N_x \pm 1)\lambda \quad (1.92)$$

Επειδή, η αρχική θέση του δέκτη μπορεί γενικά να είναι ακαθόριστη μέσα σε ένα μήκος κύματος, ένα σφάλμα μπορεί να προκύψει στην εκτίμηση της απόστασης Δx το οποίο μπορεί να φτάσει μία τιμή κοντά στο μήκος κύματος. Είναι σφάλμα διακριτοποίησης. Για να το ελαττώσουμε, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα κύκλωμα το οποίο μετατρέπει τη συνεχή αλλαγή της εξόδου του ανιχνευτή φάσης μέσα σε ένα μήκος κύματος σε αριθμό (αμφότερα και στην αρχή και στο περὶ του μετρούμενου μήκους κύματος). Ο υπολογισμός αυτού του συμπληρωματικού αριθμού μπορεί να γίνει με μία απλή λογική θεώρηση αντλούμενη από το σχήμα 34.γ.

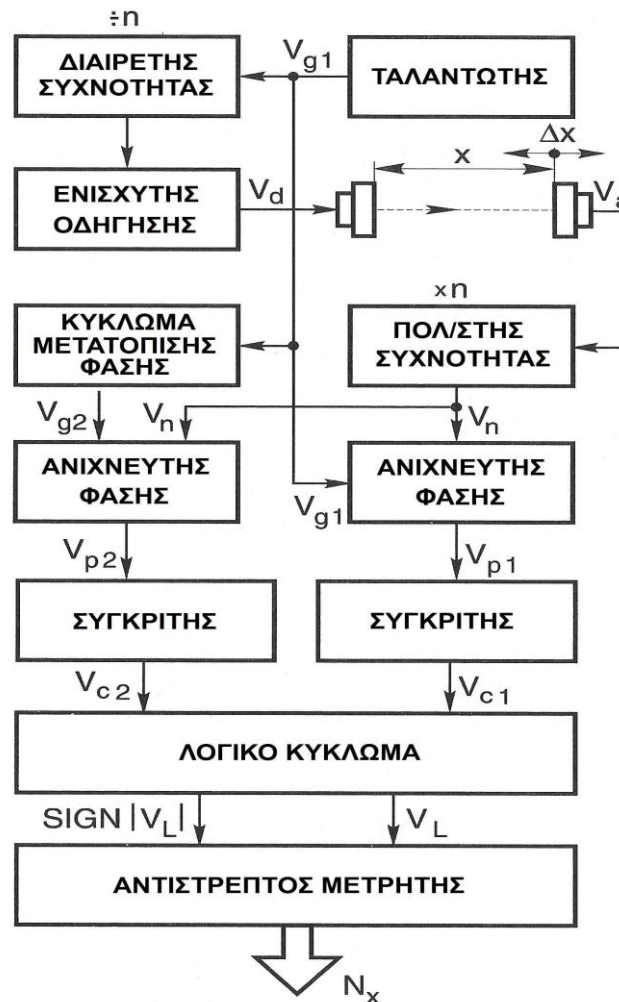
Στο block διάγραμμα του κυκλώματος που φαίνεται στο σχήμα 34 ο μετρητής δεν μπορεί να ξεχωρίσει την κατεύθυνση στην οποία ο δέκτης κινείται και επομένως ούτε και την κατεύθυνση στην οποία μετακινείται το εντοπισμένο αντικείμενο. Στην πραγματικότητα μόνο η συνολική μεταβολή της διαδρομής του δέκτη μετράται, εκ της οποίας ούτε η απόλυτη σχετική θέση ως προς την αρχική μετακίνηση μπορεί να προσδιοριστεί. Για να αντιληφθούμε την θέση κατά τη διάρκεια μιας αμφίδρομης διαδρομής του δέκτη η διεύθυνση της κίνησης πρέπει να διακριθεί και ένας αντιστρεπτός μετρητής πρέπει να χρησιμοποιηθεί. Ένα κύκλωμα το οποίο απομονώνει τη διεύθυνση της κίνησης μπορεί να δημιουργηθεί προσθέτοντας έναν επιπλέον ανιχνευτή φάσης στον ηλεκτρονικό κύκλωμα με μία τάση V_g μετατοπισμένη κατά 90° σε φάση και να συνδεθεί στην είσοδό του. Αυτό παρέχει ένα ακόμη μετατοπισμένο σήμα τάσης μέσω του οποίου το λογικό κύκλωμα εκτίμησης μπορεί να διακρίνει την διεύθυνση της κίνησης.

Για να μειώσουμε το σφάλμα διακριτοποίησης δηλαδή να βελτιώσουμε τη διακριτική ικανότητα θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε όσο το δυνατόν μικρότερο μήκος κύματος ή μεγαλύτερη συχνότητα εκπομπής. Παρόλα αυτά με την αύξηση της συχνότητας των ηχητικών κυμάτων η εξασθένηση αυξάνει επίσης (ιδιαίτερα στον αέρα). Για παράδειγμα, σε μία συχνότητα της τάξης των 10 kHz η πτώση του ακουστικού σήματος είναι 1 dB στην αύξηση της απόστασης p_o για κάθε 500 mm, ενώ στην συχνότητα του 1 MHz η ίδια εξασθένηση του 1 dB εμφανίζεται για κάθε 5 mm αύξησης της απόστασης. Η αντίθεση μεταξύ της απαίτησης για υψηλής ακρίβειας μετρήσεων και ενός μεγάλου εύρους μέτρησης μπορεί να επιλυθεί επιτυχώς με έναν ηλεκτρονικό τρόπο-εισάγοντας έναν διαιρέτη συχνότητας και έναν πολλαπλασιαστή συχνότητας στον κύκλωμα μέτρησης (σχήμα 35).

Μετά την γεννήτρια αρμονικής τάσης ένας διαιρέτης συχνότητας εισάγεται στο κύκλωμα μέσω του οποίου η συχνότητα της τάσης V_d ελαττώνεται κατά n φορές. Κατά αυτόν τον τρόπο η συχνότητα του υπερηχητικού κύματος ελαττώνεται επίσης ενώ το υπόλοιπο ηλεκτρονικό κύκλωμα λειτουργεί με την αρχική υψηλότερη συχνότητα. Αν μία αποδεκτή χαμηλή συχνότητα του υπερηχητικού κύματος διατηρηθεί η ανάλυση αυξάνει κατά n -φορές. Για τη σωστή λειτουργία του ηλεκτρονικού κυκλώματος ένας πολλαπλασιαστής συχνότητας πρέπει να εισαχθεί στη κυκλωματική αλυσίδα έτσι ώστε η συχνότητα της τάσης V_g να είναι ίση με τη συχνότητα της τάσης V_d .

Με την επέκταση του κυκλώματος μία αποδεκτή εξασθένηση του υπερηχητικού σήματος επιτυγχάνεται ενώ ταυτόχρονα αυξάνεται η ανάλυση. Αν για παράδειγμα επιλεγθεί συχνότητα $f = 34 \text{ kHz}$ για τάση διέγερσης V_d αντιστοιχεί σε ένα μήκος κύματος $\lambda = 1 \text{ cm}$. Χρησιμοποιώντας ένα διαιρέτη συχνότητας με $n = 100$ η συχνότητα της γεννήτριας γίνεται $f_g = 3.4 \text{ MHz}$. Η τάση V_n έχει την ίδια συχνότητα. Η τάση V_p , στην έξοδο του διαχωριστή τάσης ανταποκρίνεται σε ένα εικονικό μήκος κύματος 100 φορές μικρότερο, δηλαδή 0.1 mm.

Εισάγοντας ένα δεύτερο κανάλι με μία είσοδο τάσης V_{g2} , μετατοπισμένη κατά 90° ως προς τη V_{g1} , η διάκριση της κατεύθυνσης της κίνησης μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας ένα λογικό κύκλωμα εκτίμησης και επιπλέον μία αύξηση τέσσερις φορές στον παλμό μετράει (4 παλμοί ανά ένα εικονικό μήκος κύματος). Με αυτόν τον τρόπο μία αλλαγή κατά $\lambda/4$ (δηλαδή $25 \mu\text{m}$) ανταποκρίνεται σε έναν μονό παλμό, V_L , ο οποίος προσεγγίζει μία αποδεκτή τιμή.

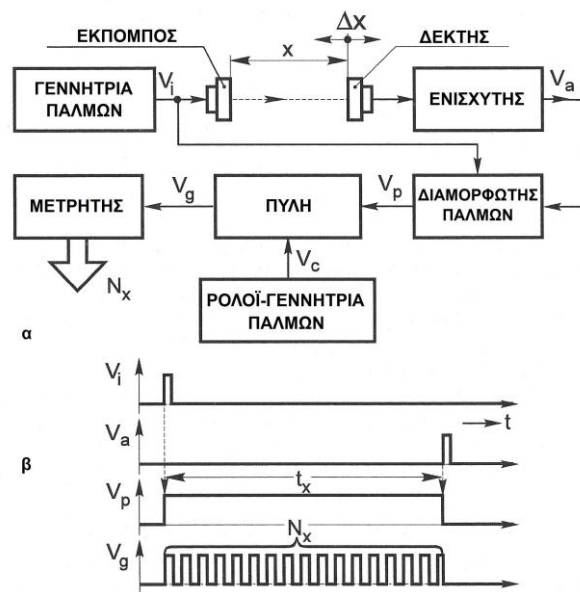


Σχήμα 35. Μέτρηση απόστασης μέσω διαφοράς φάσης με βελτιωμένη διακριτική ικανότητα και προσδιορισμό της κατεύθυνσης κίνησης.

1.5.2 Μέθοδοι μέτρησης κάνοντας χρήση παλμών

Οι μέθοδοι που χρησιμοποιούν παλμούς κάνουν εκτίμηση του χρόνου διάδοσης ενός υπερηχητικού παλμικού κύματος από τον εκπομπό στον δέκτη. Για την περίπτωση της μέτρησης απόστασης, ένα τυπικό παράδειγμα ψηφιακής εκτίμησης του χρόνου διάδοσης απεικονίζεται στο σχήμα 36.

Στην αρχή της μέτρησης μία γεννήτρια παλμών δημιουργεί μία παλμική τάση V_i . Αυτή μετατρέπεται στον εκπομπό σε έναν υπερηχητικό παλμό ο οποίος διαδίδεται προς τον δέκτη με μία ταχύτητα c . Με την πρόσπτωση του μπροστινού τμήματος του υπερηχητικού παλμού στην ενεργή επιφάνεια του δέκτη μία τάση V_a , εμφανίζεται στην έξοδο του ενισχυτή η οποία και τερματίζει την τάση του παλμού μέτρησης, V_p .



Σχήμα 36. Μέτρηση απόστασης με τη βοήθεια παλμού υπερήχων

Η μετατροπή του χρόνου διάδοσης του παλμού σε έναν αριθμό N_x διεξάγεται στη συνέχεια με το κύκλωμα που απεικονίζεται στο κάτω μέρος του σχήμα 36.α. Στην είσοδό του είναι ένα διασταθές κύκλωμα του οποίου η έξοδος τίθεται σε μία ενεργή κατάσταση (λογικό ένα). Το αποτέλεσμα είναι το άνοιγμα μίας πύλης μέσω της οποίας ο παλμός V_c να περνά από τη γεννήτρια ρολογιού σε έναν αντιστρεπτό μετρητή. Μετά την άφιξη του παλμού V_a το διασταθές κύκλωμα επιστρέφει στην αρχική κατάσταση (μηδενική) και η μέτρηση τερματίζεται. Στην οθόνη του μετρητή εμφανίζεται ένα αριθμός N_x , ο οποίος ανταποκρίνεται στην μετρούμενη απόσταση. Η διαδικασία που περιγράφηκε απεικονίζεται στα διαγράμματα χρόνου στο σχήμα 36.β.

Η μετρούμενη απόσταση x , μπορεί να εκφρασθεί συναρτήσει του χρόνου διάδοσης t_x , του υπερηχητικού κύματος

$$x = ct_x.$$

Επίσης ισχύει η σχέση

$$N_x = ft_x.$$

Όπου f η συχνότητα των παλμών του ρολογιού.

Έτσι μπορούμε να γράψουμε το σφάλμα της μετατροπής χρόνου σε αριθμό (σφάλμα διακριτοποίησης)

$$x = \frac{c}{f}(N_x \pm 1) = k_t(N_x \pm 1) \quad (1.93)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι η σταθερά της μετατροπής $k_t = \frac{c}{f}$ (m), η οποία βρίσκεται σε αντιστοιχία με την διάσταση της μετρούμενης απόστασης. Για να αναγνώσουμε την απόσταση σε μονάδες μήκους, η τιμή της πρέπει να εκφραστεί στο δεκαδικό σύστημα. Η ένδειξη στις προεπιλεγμένες μονάδες επιτυγχάνεται με κατάλληλη τοποθέτηση του δεκαδικού κόμματος. Έτσι η τιμή της συχνότητας δεν στρογγυλοποιείται. Εάν χρησιμοποιείται κρυσταλλικός ταλαντωτής σαν γεννήτρια ρολογιού, η συχνότητά του πρέπει να ρυθμιστεί τελικά σύμφωνα με την ταχύτητα διάδοσης του υπερηχητικού κύματος στις επιλεγμένες συνθήκες της μέτρησης.

Για να ελαχιστοποιήσουμε το σφάλμα διακριτοποίησης, η χρησιμοποιούμενη συχνότητα συνήθως επιλέγεται ικανοποιητικά υψηλή. Σαν κανόνας, δεκάδες MHz χρησιμοποιούνται. Για παράδειγμα αν η θερμοκρασία περιβάλλοντος στο χώρο εργασίας βρίσκεται στους 20°C η συχνότητα μπορεί να είναι 34.37 MHz . Σε μία μετρούμενη απόσταση $x = 1\text{ m}$ στην οθόνη του μετρητή εμφανίζεται $N_x = 100000 \pm 1$. Η ανάλυση είναι τότε $10\ \mu\text{m}$.

Για να αυξήσουμε την ακρίβεια της μέτρησης πολλές μέθοδοι μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Στην απλούστερη περίπτωση, διόρθωση της μετρούμενης τιμής για την πραγματική θερμοκρασία (καθώς επίσης και της υγρασίας) με έναν απλό υπολογισμό μπορεί να διενεργηθεί. Ένας άλλος πιθανός τρόπος είναι μέσω λεπτής ρύθμισης της συχνότητας της γεννήτριας του ρολογιού. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί για παράδειγμα έτσι ώστε ο δέκτης να είναι τοποθετημένος σε μία κατάλληλη (γνωστή) απόσταση και η γεννήτρια ρολογιού είναι ρυθμισμένη σε μία τιμή στην οποία η ένδειξη στην οθόνη είναι ίση με την προκαθορισμένη απόσταση. Παρόλα αυτά η μέθοδος είναι μάλλον μεταβλητή γιατί οι ρυθμιζόμενες γεννήτριες έχουν σαν συνέπεια μια χαμηλότερη συχνότητα σταθερότητας. Επί πλέον οι παράμετροι της περιβάλλουσας ατμόσφαιρας μπορεί συχνά να μεταβληθούν σε μεγάλο εύρος και σύντομο χρονικό διάστημα. Μία ικανοποιητική λύση από την σκοπιά της σταθερότητας της συχνότητας φαίνεται να είναι μία σειρά διαιρετών βασισμένοι σε συστήματα κλειδωμένης φάσης (PLL).

Μία αποτελεσματικότερη μέθοδος για την αύξηση της ακρίβειας μίας μέτρησης μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας μία αναλογία μετρήσεων αποκτημένη μέσω υπολογιστή. Αυτή η μέθοδος παρέχει απεριόριστο αντιστάθμισμα για ατμοσφαιρικές επιρροές (εκτός της κυκλοφορίας του αέρα) χωρίς την ανάγκη μέτρησης των ατμοσφαιρικών παραμέτρων. Σε σύγκριση με τη βασική μέθοδο, αυτή η μέθοδος απαιτεί τουλάχιστον έναν επιπλέον μετατροπέα τοποθετημένο σε μία γνωστή θέση. Με αυτόν τον τρόπο έναν επιπλέον κανάλι προστίθεται στον εξοπλισμό. Αυτό το κανάλι μέτρησης (αναφοράς) μπορεί ανάλογα με τη διαμόρφωση της επιλογής των μετατροπέων, να διεξάγει τη μέτρηση είτε ταυτόχρονα είτε διαδοχικά με το κύριο κανάλι μέτρησης.

Η μέτρηση που φαίνεται στο σχήμα 36 περιγράφεται σαν single-shot μέτρηση. Κατά τη διάρκεια της μέτρησης η οποία διαρκεί για χρόνο της τάξης των ms, (για παράδειγμα $x = 1\text{ m}$, $t_x = 2.9\text{ ms}$) η θέση του δέκτη θεωρείται σταθερή (καθορισμένη). Σε αυτή τη περίπτωση η ανάλυση μπορεί να αυξηθεί με επανάληψη της μέτρησης και υπολογισμό του μέσου όρου.

Υποθέτοντας ότι ο δέκτης μετακινείται κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος μέτρησης, η μετρούμενη τιμή αντιστοιχεί στην μετακίνηση κατά τη στιγμή της πρόσπτωσης του υπερηχητικού κύματος στην ενεργή επιφάνεια του δέκτη.

Όταν ελέγχεται η τροχιά ενός κινούμενου αντικείμενου προτείνεται να επαναλαμβάνεται η μέτρηση όσο το δυνατόν διαδοχικά έτσι ώστε η τροχιά της κίνησης να μπορεί να ακολουθηθεί και να ανασκευαστεί με ικανοποιητική ακρίβεια. Αυτό έχει ισχύ ιδιαίτερα στην περίπτωση απότομης κίνησης και απαίτησης για μεγάλη ακρίβεια της μέτρησης. Η μέτρηση μοιάζει με δειγματοληψία με τη μόνη διαφορά ότι η δειγματοληπτούμενη τιμή είναι εξαρτώμενη της θέσης ακόμη και όταν η στιγμή των αρχικών παλμών είναι σε χρονικά διαστήματα.

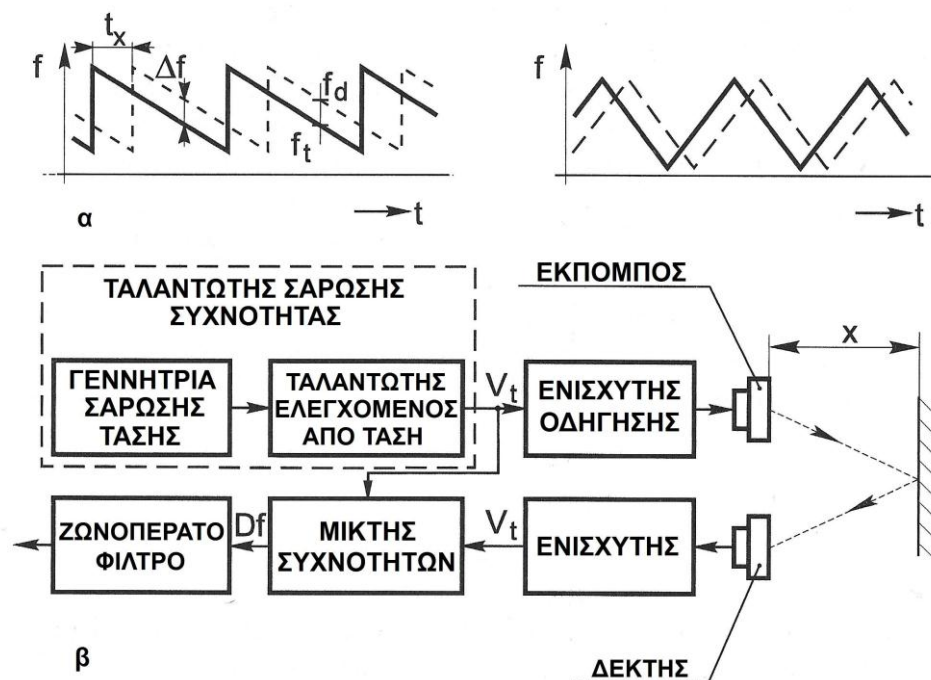
Η ανίχνευση του παλμού μπορεί να τροποποιηθεί για να δώσει τη διανυσματική ταχύτητα της κίνησης (V) κάνοντας χρήση του φαινομένου Doppler, εάν η γεννήτρια των παλμών παράξει τον αποκαλούμενο ηχοπαλμό, δηλαδή μία σύντομη σειρά από αρμονικά σήματα με μία δεδομένη συχνότητα f (burst). Η αλλαγή της συχνότητας Δf , του σήματος εξόδου V_a , εκτιμάται από ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα. Η σχέση μεταξύ της διανυσματικής ταχύτητας και της αλλαγής της συχνότητας εκφράζεται με την εξίσωση Doppler.

$$V = \frac{c}{2f} \Delta f \quad (1.94)$$

Συχνά η ανίχνευση με τη χρήση του φαινομένου Doppler χρησιμοποιείται για την ανίχνευση του ανακλώμενου κύματος από το κινούμενο αντικείμενο. Ο δέκτης είναι τοποθετημένος κοντά στον πομπό ή είναι και το ίδιο στοιχείο.

Μία ακόμη σημαντική βελτίωση στην μέτρηση λαμβάνεται χρησιμοποιώντας παλμό με διαμόρφωση συχνότητας. Για αυτή την μέθοδο χρησιμοποιείται η συντομογραφία CWFM (continuous wave frequency modulated), δηλαδή συνεχές σήμα διαμορφωμένο κατά συχνότητα. Ένας υπερηχητικός παλμός διαμορφωμένος γραμμικά κατά συχνότητα στην συνέχεια συγκρίνεται με τον αρχικό παλμό και η χρονική υστέρηση σχετιζόμενη με τον αρχικό παλμό εκτιμάται. Η εκτίμηση αυτή μπορεί να διεξαχθεί είτε με απλή αφαίρεση των δύο συχνοτήτων η με ένα ελαφρώς πιο περίπλοκο τρόπο που περιλαμβάνει τον πολλαπλασιασμό των δύο σημάτων, το επακόλουθο κατάλληλο φιλτράρισμα και τέλος την εκτίμηση του φιλτραρισμένου σήματος σχήμα 37.

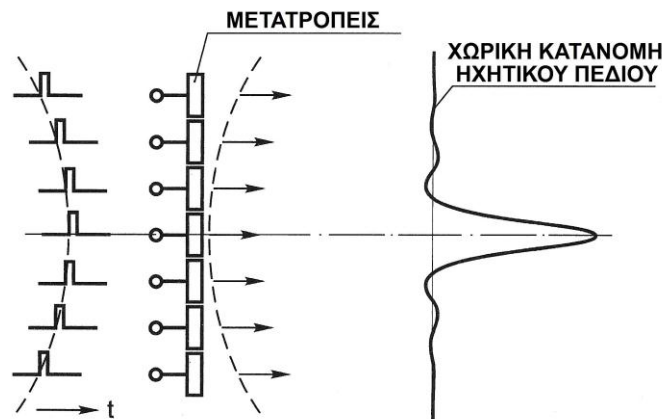
Η χρονική εξέλιξη του διαμορφωμένου κατά συχνότητα παλμού μπορεί να είναι είτε τριγωνικής είτε πριονωτής μορφής (σχήμα 37.α). Απαραίτητη προϋπόθεση είναι τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης να έχουν μεγάλο εύρος συχνοτήτων έτσι ώστε να μπορούν μεταφέρουν όλη την απαραίτητη ζώνη συχνοτήτων. Για παράδειγμα ένας πυκνωτικός μετατροπέας με ένα λεπτό στρώμα πάνω σε ένα άκαμπτο μεταλλικό ηλεκτρόδιο ταιριάζει καλά σε αυτό. Με αυτόν τον τρόπο μία σημαντικά υψηλότερη ενέργεια μπορεί να εκπεμφθεί και έτσι παρεμβολές από το περιβάλλον απορρίπτονται σε ένα σημαντικό βαθμό επίσης. Οι παρεμβολές μπορούν να απορριφθούν περισσότερο κάνοντας χρήση φίλτρων ή ακόμη και φασματικής ανάλυσης. Αυτός είναι και ο σημαντικός λόγος για την χρησιμοποίηση της διαμόρφωσης κατά συχνότητα.



Σχήμα 37. Μέτρηση απόστασης με τη βοήθεια διαμορφωμένου κατά συχνότητα σήματος υπερήχων

Η μέθοδος που κάνει χρήση παλμών βρίσκει ευρεία εφαρμογή σε συστήματα για τον εστίαση και την εκτροπή υπερηχητικών δεσμών (σάρωση). Στην ιατρική για παράδειγμα συστήματα απεικόνισης (σάρωσης) εσωτερικών οργάνων του σώματος που έχουν έναν ολοκληρωμένο πίνακα από μετατροπείς χρησιμοποιούνται ευρέως (υπερηχογράφημα, ηχοκαρδιογράφημα, κτλ)

Με κατάλληλο χρονικό-κατανεμημένο έλεγχο της διέγερσης κάθε ξεχωριστού μετατροπέα, μία υπερηχητική δέσμη μπορεί να εστιαστεί, η εστιακή της απόσταση μπορεί να ποικίλει και η απόκλισή της είναι καθαρά ηλεκτρονικού χαρακτήρα. Αυτό απεικονίζεται στο απλοποιημένο διάγραμμα στο σχήμα 38. Στα αριστερά του πίνακα των μετατροπέων μία χρονική μετατοπισμένη σειρά από παλμούς διεγείρει κάθε ξεχωριστό, αυτόνομο μετατροπέα, στη μέση υποδεικνύονται με βέλη τα χρονικά κατανεμημένα διανύσματα των υπερηχητικών παλμών από τον κάθε ξεχωριστό μετατροπέα και στην ακροδεξιά του σχήματος φαίνεται η κατανομή της έντασης του ακουστικού πεδίου στην εστιακή απόσταση που απεικονίζεται. Αυτό μοιάζει με αντίστοιχες οπτικές εφαρμογές στην ορατή περιοχή.



Σχήμα 38. Εστίαση υπερήχων

Αυτός ο κλάδος των εφαρμογών είναι ειδικευμένος και ιδιαίτερα απαιτητικός.. Παρόλα αυτά έχει αναφερθεί εδώ περιληπτικά. Συμπεριφέρονται σαν ένα είδος κάμερας. Σε αντίθεση με τις οπτικές κάμερες η υπερηχητική απεικόνιση παρέχει μία επιπλέον πληροφορία, δηλαδή πληροφορία για την απόσταση του αντικειμένου που παρακολουθείται. Χρησιμοποιείται για την αναγνώριση αντικειμένων, καθορίζοντας την κατεύθυνση και τον προσανατολισμό θέσης τους. Αυτές οι κάμερες χρησιμοποιούνται επίσης σαν ένα είδος βοήθειας για τους τυφλούς, παρέχοντάς τους υπερηχητική όραση.

Όταν χρησιμοποιούνται πίνακες μετατροπέων σε περιοχές με υψηλό επίπεδο παρεμβολών (πχ σε τοίχους εργοστασίων) είναι συνήθως αδύνατο να γίνει χρήση πυκνής διάταξης μετατροπέων όπως στις ιατρικές εφαρμογές για παράδειγμα. Ένα υψηλότερο επίπεδο εκπεμπόμενης ενέργειας πρέπει χρησιμοποιείται σε αυτή την περίπτωση που έχει ως συνέπεια μεγαλύτερων διαστάσεων μετατροπείς με αποτέλεσμα ένα μικρότερο αριθμό αυτών Τα ηλεκτρονικά κυκλώματα οδήγησης και εκτίμησης αυξάνουν σε βαθμό πολυπλοκότητας επίσης.

2. Σχεδίαση της μετρητικής διάταξης

Στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζεται η αρχή λειτουργίας της μετρητικής διάταξης και η σχεδίαση των επιμέρους κυκλωμάτων του εκπομπού, του δέκτη και μέτρησης της θερμοκρασίας. Προκειμένου να επιβεβαιωθεί η σχεδίαση έγινε και προσομοίωση των διαφόρων κυκλωμάτων και παρουσιάζονται εδώ τα αποτελέσματα.

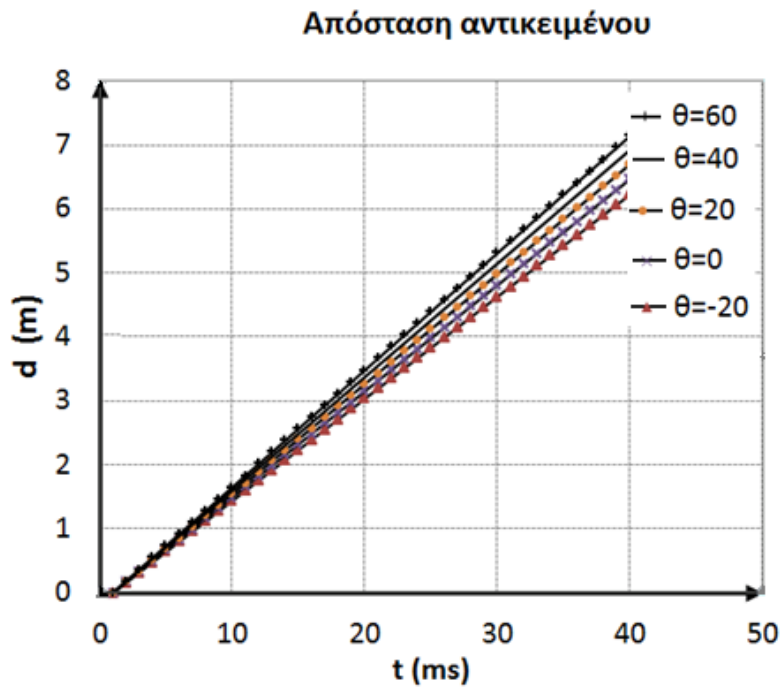
2.1 Ανάλυση μεθόδου μέτρησης

Η διάταξη που σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε τελικά, βασίζεται στον προσδιορισμό της απόστασης ενός αντικειμένου από τη διάταξη μετρώντας το χρονικό διάστημα που απαιτείται από τη στιγμή που ένας υπερηχητικός παλμός θα εκπεμφθεί μέχρι τη στιγμή που ο παλμός αυτός θα επιστρέψει πίσω στον δέκτη μετά από ανάκλαση στο αντικείμενο. Η απόσταση υπολογίζεται στη συνέχεια έχοντας γνωστή την ταχύτητα c με την οποία διαδίδεται ο υπερηχητικός παλμός. Έτσι εάν από την εκπομπή του παλμού μέχρι τη λήψη του εξ ανακλάσεως σήματος παρέλθει χρονικό διάστημα t τότε ο παλμός διάνυσε απόσταση $d = c \cdot t$ και το αντικείμενο στο οποίο έγινε η ανάκλαση βρίσκεται σε απόσταση:

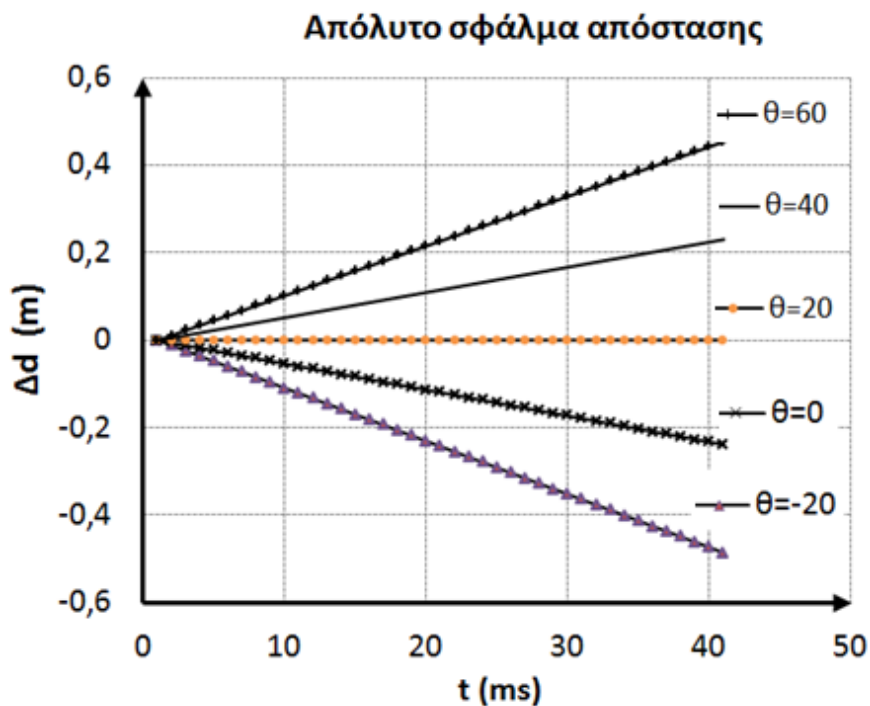
$$d = \frac{1}{2} c \cdot t \quad (2.1)$$

Επειδή η ταχύτητα c εξαρτάται από τη θερμοκρασία όπως περιγράφεται από τη σχέση (1.80) έχει προβλεφθεί κύκλωμα για τη μέτρησή της. Ο έλεγχος όλης της διάταξης και οι απαιτούμενοι υπολογισμοί γίνεται από τον μικροελεγκτή ο οποίος τελικά εξάγει την απόσταση του αντικειμένου σε ειδική οθόνη. Στο επόμενο σχήμα 39 φαίνεται η υπολογιζόμενη απόσταση με βάση τη σχέση (2.1) σε συνάρτηση με το μετρούμενο χρονικό διάστημα t που παρήλθε από τη στιγμή της εκπομπής του υπερηχητικού παλμού μέχρι τη χρονική στιγμή της λήψης του μετά από ανάκλαση με παράμετρο τη θερμοκρασία του αέρα (όπως προκύπτει από τη σχέση (1.80)) εντός του οποίου γίνεται η μετάδοση του υπερηχητικού παλμού.

Όπως φαίνεται, στην υπολογιζόμενη απόσταση θα υπεισέρχονταν σφάλμα εάν δεν λαμβάνονταν υπόψη η θερμοκρασία και κάνοντας την υπόθεση ότι η ταχύτητα του ήχου διατηρούνταν σταθερή. Το σφάλμα αυτό εξαρτάται από τη θερμοκρασία και το μετρούμενο χρονικό διάστημα t . Υποθέτοντας σταθερή θερμοκρασία 20°C όπου η ταχύτητα του ήχου είναι 343.484 m/s τότε το απόλυτο σφάλμα Δd που γίνεται στον υπολογισμό της απόστασης εξαρτάται πάλι από το χρονικό διάστημα t και κατά πόσο διαφέρει η πραγματική θερμοκρασία του αέρα από την υποτιθέμενη των 20°C . Στο επόμενο σχήμα αποδίδεται γραφικά η εξάρτηση αυτή από όπου φαίνεται ότι το σφάλμα αυτό είναι τόσο μεγαλύτερο όσο μεγαλύτερο είναι το χρονικό διάστημα t , επομένως και η απόσταση d του αντικειμένου από τον μετρητή, καθώς και τόσο μεγαλύτερο όσο μεγαλύτερη είναι η διαφορά της πραγματικής θερμοκρασίας από την υποτιθέμενη των 20°C .



Σχήμα 39. Η υπολογιζόμενη απόσταση σε συνάρτηση με το μετρούμενο χρονικό διάστημα και παράμετρο τη θερμοκρασία



Σχήμα 40. Το απόλυτο σφάλμα στον υπολογισμό της απόστασης υποθέτοντας σταθερή θερμοκρασία 20°C σε συνάρτηση με το μετρούμενο χρονικό διάστημα t και παράμετρο την πραγματική θερμοκρασία.

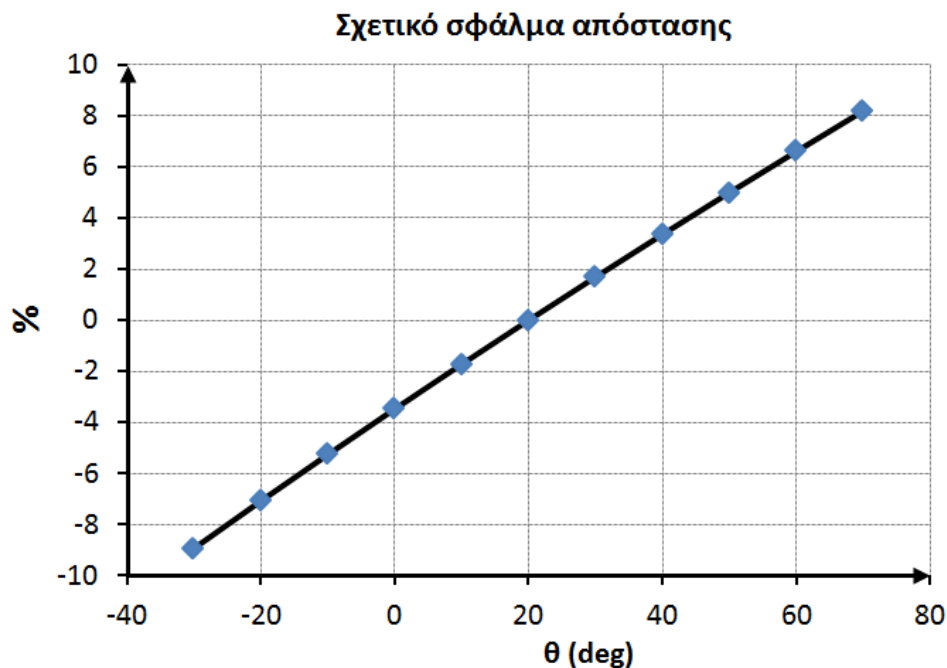
Τα παραπάνω προκύπτουν και θεωρητικά λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση (2.1) που δίνει την απόσταση d σε συνάρτηση με την ταχύτητα c και το χρόνο t από την οποία εύκολα παίρνουμε: $\Delta d = \frac{1}{2} \Delta c \cdot t$

Για το σχετικό σφάλμα έχουμε:

$$\frac{\Delta d}{d} = \frac{\frac{1}{2} \Delta c \cdot t}{\frac{1}{2} c \cdot t} = \frac{\Delta c}{c}$$

Δηλαδή το σχετικό σφάλμα δεν εξαρτάται από το μετρούμενο χρονικό διάστημα t , σε αντίθεση με το απόλυτο σφάλμα το οποίο όπως είδαμε εξαρτάται από μετρούμενο χρονικό διάστημα.

Στο επόμενο σχήμα 41 φαίνεται το σχετικό σφάλμα της απόστασης που θα υπήρχε αν στη μέτρηση της απόστασης δεν λαμβάνονταν υπόψιν η μέτρηση της θερμοκρασίας του περιβάλλοντος χώρου και ο υπολογισμός της ταχύτητας του ήχου στη θερμοκρασία αυτή.



Σχήμα 41. Το σχετικό σφάλμα στον υπολογισμό της απόστασης υποθέτοντας σταθερή θερμοκρασία 20°C καθώς και ταχύτητα ήχου σε συνάρτηση με την πραγματική θερμοκρασία.

Η παρούσα μετρητική διάταξη σχεδιάζεται με σκοπό να ανιχνεύει αντικείμενα σε μέγιστη απόσταση από τον εκπομπό για $d = 5\text{ m}$ δηλαδή η συνολική μέγιστη απόσταση που θα διανύουν οι υπερηχητικοί παλμοί θα είναι $2d = 10\text{ m}$.

Επιλέγουμε η συχνότητα λειτουργίας των μετατροπέων να είναι $f = 40\text{ kHz}$ που στον αέρα θερμοκρασίας 0°C αντιστοιχεί σε μήκος κύματος $\lambda = c/f = 331\text{ m}/40\text{ kHz} = 8.3\text{ mm}$.

Επιλέχθηκε η συχνότητα αυτή επειδή:

- δεν είναι αντιληπτή από το ανθρώπινο αυτί με αποτέλεσμα να μην ενοχλείται ο χειριστής
- είναι πολύ υψηλότερη από τους συνηθισμένους ήχους του περιβάλλοντος με αποτέλεσμα να μην υπάρχουν παρεμβολές τέτοιου είδους
- η συνολική εξασθένηση (ελευθέρου χώρου και απορρόφησης) στον αέρα είναι σχετικά μικρή (σχήμα 32)
- κυκλοφορούν στην αγορά πολλά και σε χαμηλές τιμές ζευγάρια πομποδεκτών
- κυκλοφορούν στην αγορά πολλά και σε χαμηλές τιμές ολοκληρωμένα κυκλώματα ενισχυτών που απαιτούνται
- το μήκος κύματος είναι αρκετά μικρό με αποτέλεσμα το διάγραμμα ακτινοβολίας και λήψης του εκπομπού και του δέκτη αντίστοιχα αναλόγως τους μετατροπείς να είναι αρκετά κατευθυντικό ώστε να ανιχνεύονται αντικείμενα τα οποία ευρίσκονται προς μία συγκεκριμένη κατεύθυνση και όχι οπουδήποτε γύρω από τη διάταξη.

Σαν μετατροπέας εκπομπού υπερήχων χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο 400ST100 και σαν δέκτης το αντίστοιχο μοντέλο 400SR100 της εταιρείας PROWAVE τα οποία ήταν εμπορικά διαθέσιμα και ανήκουν στην κατηγορία των κεραμικών μετατροπέων. Σε αυτό το σημείο πρέπει να σημειωθεί ότι οι συγκεκριμένοι μετατροπείς δεν είναι ιδιαίτερα κατευθυντικοί συγκρινόμενοι πάντα με άλλους μετατροπείς καθώς επίσης ότι και στα τεχνικά τους φυλλάδια η εταιρία δεν παρέχει κάποιο ενδεδειγμένο εύρος απόστασης για τη λειτουργία τους ούτε και κάποιο ενδεδειγμένο πλάτος παλμού διέγερσης χαρακτηριστικά τα οποία για άλλους μετατροπείς ορίζονται αναλυτικά και με σαφήνεια. Αυτό είχε σαν συνέπεια το πλάτος του παλμού διέγερσης του μετατροπέα εκπομπής να προσδιοριστεί εμπειρικά κατόπιν σχετικών πειραμάτων στα 1000 μs καθαρά πειραματικά με σκοπό να επιτευχθεί η μέτρηση μέγιστης δυνατής απόστασης 5 m. Συνέπεια αυτού το γεγονός ήταν να μειωθεί η ελάχιστη μετρούμενη απόσταση στα 0.7 m ενώ μέχρι την απόσταση του 1 m να υπάρχει μεγάλο σχετικό σφάλμα της τάξης τους 7% (όπως φαίνεται και στο κεφάλαιο των μετρήσεων) λόγω του μεγάλου πλάτους του εκπεμπόμενου παλμού συγκριτικά με την μετρούμενη απόσταση.

Στα φυλλάδια των χαρακτηριστικών των μετατροπέων υπάρχουν διαθέσιμα τα ακόλουθα στοιχεία.

Χαρακτηριστικά του εκπομπού 400ST100:

- το εκπεμπόμενο επίπεδο πίεσης ήχου (*S.P.L.*) στα 40 kHz είναι $S.P.L._{30cm} = 112\text{ dB min}$ για τάση οδήγησης $V_{rms} = 10\text{ V}$
- το άνοιγμα δέσμης στα -6 dB είναι 72°

- το εύρος ζώνης στα -6 dB είναι 2.5 kHz
- η αντίσταση στα 40 kHz είναι $Z = 550 \angle -50^\circ \Omega$
Αναλυτικότερα το ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα εκπομπού παρουσιάζεται στο κεφάλαιο της προσομοίωσης που αφορά το κύκλωμα εκπομπού

Χαρακτηριστικά του δέκτη 400SR100:

- η ευαισθησία του δέκτη στα 40 kHz είναι $\varepsilon = -70$ dB min
- το άνοιγμα δέσμης στα -6 dB είναι 72°
- το εύρος ζώνης στα -6 dB είναι 3 kHz
- Η αντίσταση στα 40 kHz είναι $Z = 2 \angle -27^\circ$ k Ω

Μετατρέποντας την ευαισθησία του δέκτη σε V/μbar από τη σχέση (1.73) προκύπτει:

$$\varepsilon \text{ (V/}\mu\text{bar)} = 10^{\frac{\varepsilon(\text{dB})}{20}} = 10^{\frac{-70}{20}} = 10^{-3.5} = 0.316 \text{ mV/}\mu\text{bar} \quad (2.2)$$

Στη συνέχεια ακολουθούν οι υπολογισμοί για την εύρεση της ελάχιστης παραγόμενης τάσης στο δέκτη όταν το αντικείμενο στο οποίο γίνεται η ανάκλαση βρίσκεται σε μέγιστη απόσταση 5 m για την οποία και θα υπάρχει και η μέγιστη εξασθένηση.

Η τάση οδήγησης του εκπομπού θα είναι $U_T = 18$ V. Επομένως το επίπεδο πίεσης $S.P.L.$ που θα δημιουργεί ο εκπομπός στην απόσταση των 30 cm θα είναι αυξημένο, η αύξηση αυτή δίδεται από τη σχέση (1.70) και θα είναι:

$$G_U \text{ (dB)} = 20 \log \frac{U_T}{10} \text{ (dB)} = 20 \log \frac{18}{10} \text{ (dB)} = 5.11 \text{ dB}$$

Επομένως στην απόσταση των 30 cm το επίπεδο πίεσης θα είναι:

$$S.P.L._{30cm} = 112 \text{ dB} + 5.11 \text{ dB} = 117.11 \text{ dB}$$

Καθώς οι παλμοί των υπερήχων θα απομακρύνονται το επίπεδο της πίεσης θα μειώνεται, η μείωση αυτή δίδεται από τη σχέση (1.71) και σε απόσταση $d = 5$ m πάνω στον άξονα εκπομπής θα είναι:

$$TL_1 \text{ (dB)} = 20 \log \frac{30 \text{ cm}}{d \text{ (m)}} \text{ (dB)} = 20 \log \frac{30 \text{ cm}}{5 \text{ m}} \text{ (dB)} = -24.44 \text{ dB}$$

Οπότε στην απόσταση των $d = 5$ m το επίπεδο πίεσης θα είναι:

$$S.P.L._{5m} = S.P.L._{30cm} + TL_1 = 117.11 \text{ dB} - 24.44 \text{ dB} = 92.67 \text{ dB}$$

Υποθέτοντας ότι στην απόσταση των 5 m και πάνω στον άξονα του εκπομπού, υπάρχει ένα στερεό αντικείμενο με ανακλώσα επιφάνεια κάθετη σε αυτόν, που χαρακτηρίζεται από

κυματική αντίσταση Z_2 πολύ μεγάλη σε σχέση με την κυματική αντίσταση του αέρα Z_1 ($Z_2 \gg Z_1 \Rightarrow Z_2/Z_1 \rightarrow 0$) τότε οι παλμοί των υπερήχων θα ανακλασθούν με συντελεστή ανάκλασης k_r που δίδεται από τη σχέση (1.89) και θα είναι:

$$k_r = \left(\frac{Z_1 - Z_2}{Z_1 + Z_2} \right)^2 = \left(\frac{1 - \frac{Z_2}{Z_1}}{1 + \frac{Z_2}{Z_1}} \right)^2 \rightarrow \left(\frac{1 - 0}{1 + 0} \right)^2 = 1$$

Δηλαδή η ένταση του προσπίπτοντος παλμού είναι ίση με ένταση του ανακλώμενου άρα θα είναι ίσα και τα επίπεδα πίεσης του προσπίπτοντος και ανακλώμενου παλμού.

Επομένως στην απόσταση των $d = 5\text{m}$ θα έχουμε τώρα ένα επίπεδο πίεσης $S.P.L_{5\text{m}} = 92.67\text{dB}$. Αν ο συντελεστής ανάκλασης δεν είναι 1 αλλά μικρότερος τότε το ανακλώμενο επίπεδο πίεσης θα είναι ελαττωμένο κατά k (dB) (το $k < 0$) και θα έχουμε $S.P.L_{5\text{m}} = 92.67\text{dB} + k(\text{dB})$. Για συντελεστή ανάκλασης 1 έχουμε $k(\text{dB}) = 0\text{dB}$.

Καθώς οι ανακλώμενοι παλμοί θα μεταδίδονται από το αντικείμενο προς τον δέκτη θα εξασθενούν συνεχώς. Εφόσον ο δέκτης βρίσκεται πρακτικά στην ίδια θέση με τον εκπομπό και ο άξονας του εκπομπού συμπίπτει με τον άξονα του δέκτη οι παλμοί θα διανύσουν από το αντικείμενο μέχρι τον δέκτη πάλι την ίδια απόσταση $d = 5\text{m}$ και όταν φτάσουν στον δέκτη θα έχουν διανύσει από το σημείο εκπομπής απόσταση $2d = 10\text{m}$ και θα έχουν υποστεί εξασθένηση κατά TL_2 η οποία δίδεται από τη σχέση (1.43)

$$TL_2(\text{dB}) = 20 \log \frac{5\text{m}}{10\text{m}} (\text{dB}) = -6.02\text{dB}$$

Οι υπέρηχοι εκτός από την εξασθένηση ελευθέρου χώρου που υφίστανται, την οποία λάβαμε υπόψη μέχρι τώρα για τον υπολογισμό της εξασθένησης, υφίστανται και εξασθένηση λόγω απορρόφησης η οποία βρίσκεται χρησιμοποιώντας το σχήμα 31. Για συχνότητα $f = 40\text{kHz}$, πίεση $p = 1\text{atm}$, θερμοκρασία 20°C και σχετική υγρασία $R.H. \geq 30\%$ προκύπτει $a = 10^2\text{dB}/100\text{m} = 1\text{dB}/\text{m}$. Επομένως για τη συνολική διανυόμενη απόσταση των $2d = 10\text{m}$ η απορρόφηση AL (dB) όπως προκύπτει από τη σχέση (1.81) θα είναι:

$$AL(\text{dB}) = -a \cdot 2d = -(1\text{dB}/\text{m}) \cdot 10\text{m} = -10\text{dB}$$

Επομένως η συνολική εξασθένηση που υφίστανται οι παλμοί από την αναχώρηση τους μέχρι την επιστροφή τους είναι:

$$Total\ loss = TL_1 + TL_2 + AL = -24.44\text{dB} - 6.02\text{dB} - 10\text{dB} = -40.46\text{dB}$$

Εάν στη σχέση αυτή εισάγουμε τα TL_1, TL_2, AL που έχουν ευρεθεί προηγουμένως σε συνάρτηση με την απόσταση d έχουμε:

$$Total\ loss(d) = 20 \log \left(\frac{0.3\text{m}}{d} \right) + 20 \log \left(\frac{d}{2d} \right) - 1 \frac{\text{dB}}{\text{m}} \cdot 2d \Rightarrow$$

$$Total\ loss(d) = 20\log\left(\frac{0.3\text{ m}}{2d}\right) - 1\frac{\text{dB}}{\text{m}} \cdot 2d \quad (2.3)$$

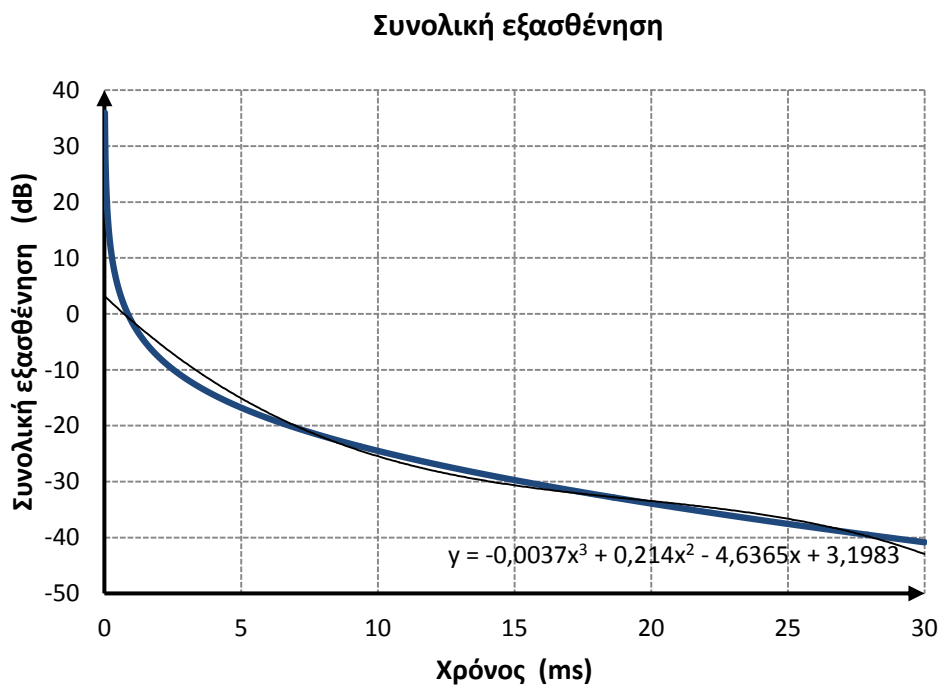
Όπου η απόσταση d μετρείται σε m και οι ολικές απώλειες $Total\ loss$ σε dB

Εάν εκφρασθεί η απόσταση d σε συνάρτηση με το χρόνο $d = c \cdot t / 2$ και σε θερμοκρασία 20°C έχουμε:

$$Total\ loss(t) = 20\log\left(\frac{0.3\text{ m}}{340.29\frac{\text{m}}{\text{s}} \cdot t}\right) - 1\frac{\text{dB}}{\text{m}} \cdot 340.29\frac{\text{m}}{\text{s}} \cdot t \quad (2.4)$$

Όπου ο χρόνος t είναι το χρονικό διάστημα που παρήλθε από την εκπομπή του κυματοπακέτου μέχρι τη λήψη του ανακλώμενου, μετρημένος σε sec και οι ολικές απώλειες $Total\ loss$ μετρημένες σε dB .

Όπως παρατηρείται στη σχέση αυτή οι συνολικές απώλειες όταν εκφράζονται σε συνάρτηση με το χρόνο t εξαρτώνται και από την ταχύτητα του ήχου στον αέρα επομένως και από τη θερμοκρασία.



Σχήμα 42. Η συνολική εξασθένηση σε συνάρτηση με το χρόνο και η πολυωνυμική προσέγγιση τρίτου βαθμού.

Στο επόμενο σχήμα 42 αποδίδεται γραφικά η σχέση (2.4).

Άρα τελικά στο δέκτη θα έχουμε ένα επίπεδο πίεσης το οποίο βρίσκεται αν από το επίπεδο πίεσης στα 30cm αφαιρέσουμε (ή προσθέσουμε αλγεβρικά) τις διάφορες απώλειες, δηλ:

$$S.P.L._R = S.P.L._{30\text{cm}} + TL_1 + TL_2 + AL = 117.11\text{dB} - 24.4\text{dB} - 6.02\text{dB} - 10\text{dB} = 76.65\text{ dB}$$

Αν συνδυασθούν οι προηγούμενες σχέσεις εύκολα βρίσκεται μία γενική σχέση η οποία δίνει το επίπεδο της πίεσης στο δέκτη $S.P.L._R$ (dB) σε συνάρτηση με τις διαφόρους παραμέτρους που χρησιμοποιήσαμε:

$$\begin{aligned} S.P.L._R \text{ (dB)} &= S.P.L._{30\text{cm}} + G_U + TL_1 + k + TL_2 + AL = \\ &= S.P.L._{30\text{cm}} - Total\ loss(d) = \\ &= S.P.L._{30\text{cm}} - Total\ loss(t) \end{aligned} \quad (2.5)$$

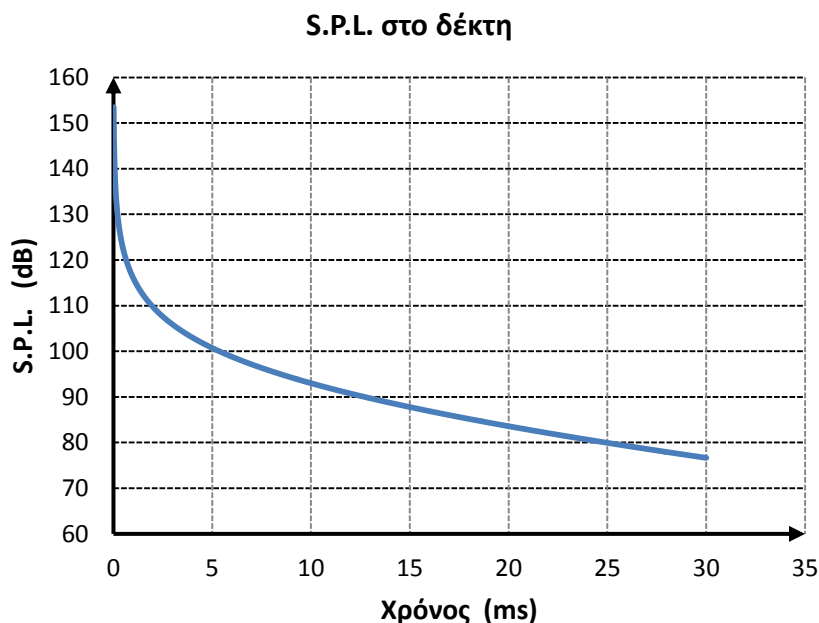
Η σχέση (2.5) αποδίδεται σε συνάρτηση με το χρόνο στο σχήμα 43.

Στη συνέχεια υπολογίζεται η πίεση (μbar) στην οποία αντιστοιχεί το επίπεδο της πίεσης (dB) υπάρχει στο δέκτη με τη χρήση της σχέσης (1.39) από την οποία προκύπτει:

$$P_R = 0.0002\ \mu\text{bar} \cdot 10^{\frac{S.P.L._R}{20}} = 0.0002\ \mu\text{bar} \cdot 10^{\frac{76.65}{20}} = 1.36\ \mu\text{bar} \quad (2.6)$$

Χρησιμοποιώντας την ευαισθησία του δέκτη ε (V/μbar) από τη σχέση (2.2) υπολογίζεται η τάση που δίνει ο δέκτης στην έξοδό του όταν φτάσει το ανακλώμενο σήμα:

$$U_R = \varepsilon \cdot P_R = (0.316\ \text{mV}/\mu\text{bar}) \cdot 1.36\ \mu\text{bar} = 0.43\ \text{mV} \quad (2.7)$$



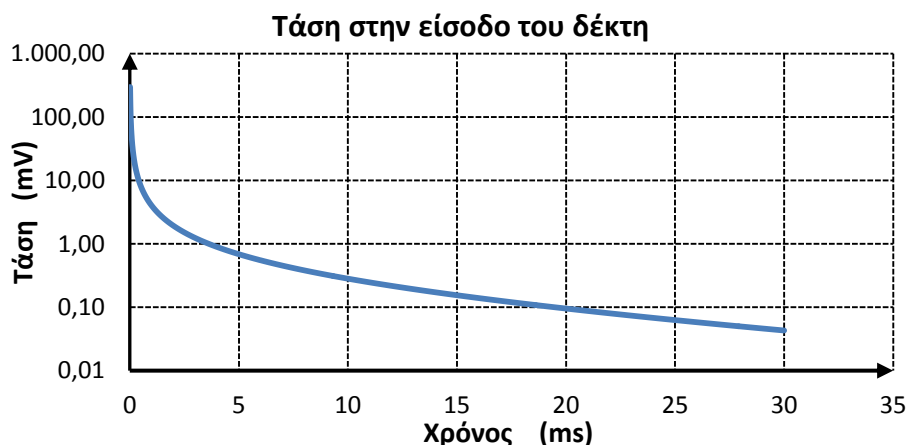
Σχήμα 43. Το επίπεδο πίεσης του ήχου (S.P.L.) στο δέκτη σε συνάρτηση με το χρονικό διάστημα από την εκπομπή του κυματοπακέτου

Για να είναι ανιχνεύσιμη αυτή η τάση του σήματος θα πρέπει η τάση του ηλεκτρικού θορύβου που προέρχεται κυρίως από τον θερμικό θόρυβο και η τάση που εμφανίζεται στον δέκτη λόγω του ηχητικού θορύβου από το περιβάλλον να είναι πολύ μικρότερες από τα 0.43mV .

Εφαρμόζοντας τις σχέσεις (2.6) και (2.7) στη γενική τους μορφή βρίσκεται:

$$U_R = 0.316 \cdot 0.0002 \cdot 10^{\frac{S.P.L._R}{20}} = 0.316 \cdot 0.0002 \cdot 10^{\frac{S.P.L._{30cm} - Total\ loss(t)}{20}} \quad (2.8)$$

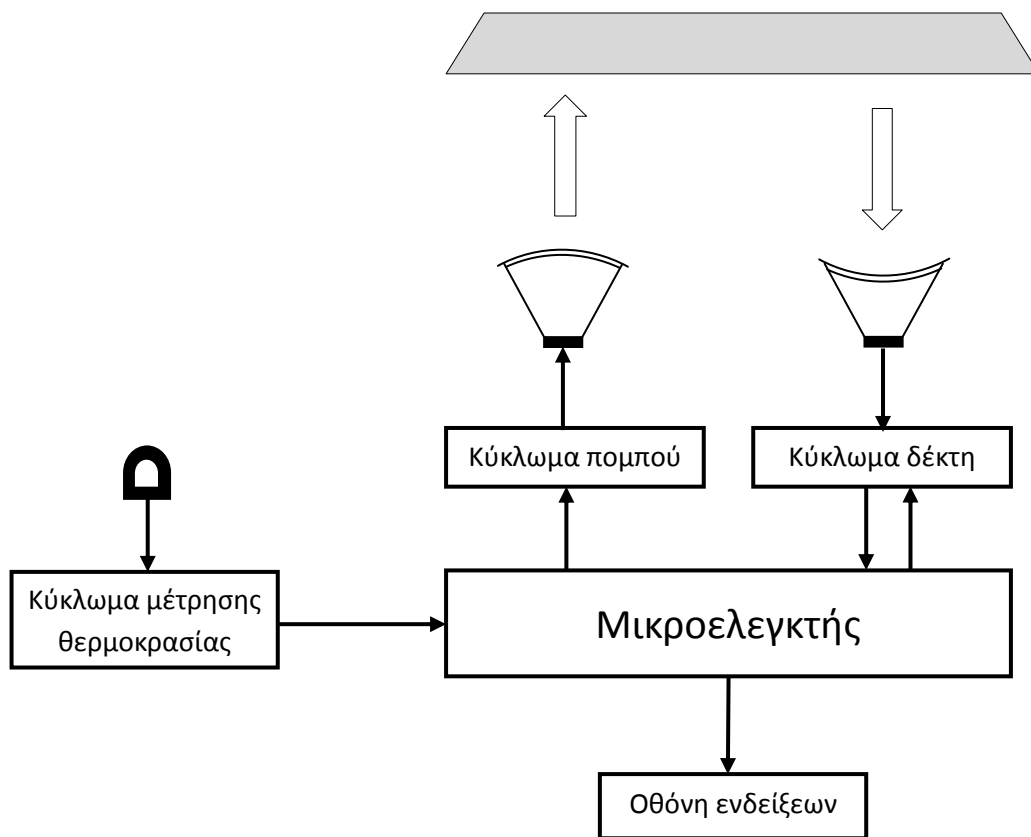
Στο επόμενο σχήμα 44 αποδίδεται η σχέση (2.8) σε συνάρτηση με το χρόνο



Σχήμα 44. Η τάση στην είσοδο του δέκτη σε συνάρτηση με το χρονικό διάστημα από την εκπομπή του κυματοπακέτου

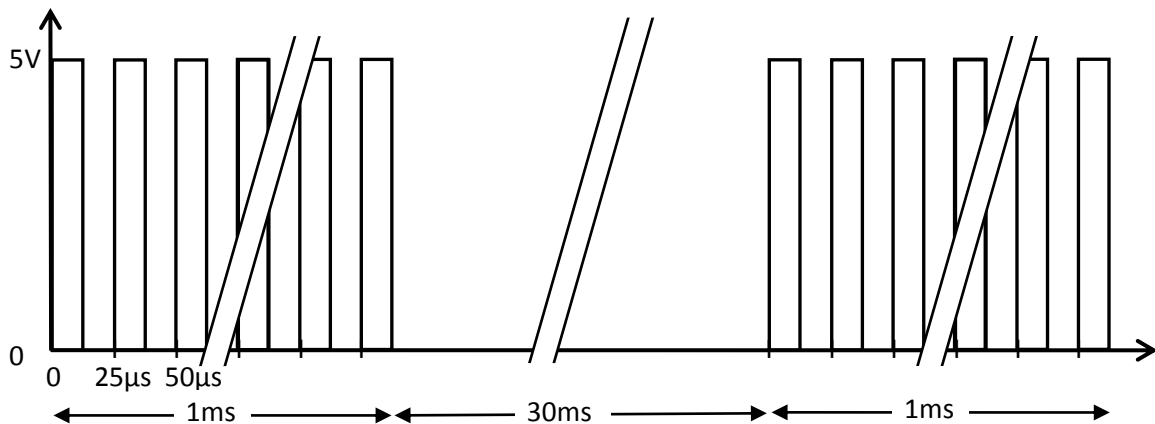
2.2 Συνοπτικό διάγραμμα (Block διάγραμμα)

Στο παρακάτω σχήμα 45 φαίνεται το συνοπτικό διάγραμμα της όλης διάταξης. Να σημειωθεί ότι έγινε προσπάθεια το σύνολο της διάταξης να βασίζεται σε επιμέρους ηλεκτρονικά στοιχεία και εξαρτήματα γενικού σκοπού τα οποία είναι ευρέως διαθέσιμα και με σχετικά μικρό κόστος. Ο μικροελεγκτής παράγει τους ηλεκτρικούς κυματοσυσμούς στη συχνότητα των 40kHz οι οποίοι ενισχύονται στο κύκλωμα του πομπού προκειμένου να οδηγηθούν στον εκπομπό για να μετατραπούν σε υπερηχητικά κύματα και να εκπεμφθούν. Οι ανακλώμενοι υπερηχητικοί παλμοί λαμβάνονται από τον δέκτη μετατρέπονται σε ηλεκτρική τάση η οποία ενισχύεται στο κύκλωμα του δέκτη.



Σχήμα 45. Το συνοπτικό διάγραμμα της διάταξης μέτρησης

Στο σχήμα 46 φαίνεται η μορφή της παλμοσειράς που βγάζει ο μικροελεγκτής και οι οποίοι μετατρέπονται τελικά σε υπερηχητικούς κυματοσυσμούς. Κάθε παλμοσειρά έχει διάρκεια 1ms και αποτελείται από τετραγωνικούς παλμούς 0, +5V, με συχνότητα 40kHz ή περίοδο 25μs και κύκλου εργασίας (duty cycle) 0.5 δηλαδή για 12.5μs έχουμε 0V και για 12.5μs έχουμε 5V. Μέσα στο 1ms που διαρκεί η παλμοσειρά έχουμε $1\text{ms}/25\mu\text{s}=40$ τετραγωνικούς παλμούς.



Σχήμα 46. Η μορφή της παλμοσειράς που παράγει ο μικροελεγκτής

Μετά το 1ms τελειώνει ο κυματοσυρμός, δεν γίνεται καμία εκπομπή για 30ms και ο δέκτης περιμένει να λάβει σήμα από ανάκλαση σε κάποιο αντικείμενο. Κατά τη διάρκεια του 1ms ο μικροελεγκτής δεν διαβάζει την έξοδο του δέκτη επειδή τότε δέχεται ισχυρό σήμα από τον εκπομπό που βρίσκεται δίπλα του και επομένως δεν είναι σε θέση να εντοπίσει σήμα προερχόμενο από ανάκλαση. Εφόσον για 1ms στην ουσία δεν λειτουργεί ο δέκτης αυτό σημαίνει ότι η ελάχιστη απόσταση η οποία μπορεί να προσδιοριστεί, σε θερμοκρασία 20°C, είναι (σχέση (2.1)):

$$d_{\min} = \frac{1}{2} c \cdot t = \frac{1}{2} 340 \text{ m/s} \cdot 1 \text{ ms} = 17 \text{ cm}$$

Μέσα στα επόμενα 30ms ο δέκτης περιμένει να λάβει σήμα από ανάκλαση σε κάποιο αντικείμενο το οποίο μπορεί να βρίσκεται σε μέγιστη απόσταση

$$d_{\max} = \frac{1}{2} c \cdot t = \frac{1}{2} 340 \text{ m/s} \cdot 30 \text{ ms} = 5.1 \text{ m}$$

2.2.1 Κύκλωμα εκπομπού

Το κύκλωμα του πομπού έχει σκοπό να ενισχύσει τις παλμοσειρές που παράγει ο μικροελεγκτής ώστε τελικά να μπορέσουν να εκπεμφθούν με αρκετή ισχύ ώστε να γίνει ανίχνευση αντικειμένων σε μεγάλες αποστάσεις.

Στην αρχή χρησιμοποιήθηκαν απλές πύλες, τροφοδοτούμενες με συμπληρωματικούς παλμούς, για να οδηγήσουν τον εκπομπό οι οποίες ήταν συνδεδεμένες παράλληλα ώστε να μπορούν να δώσουν αρκετό ρεύμα, αλλά η εκπεμπόμενη ισχύς ήταν μικρή και δεν επιτυγχάνονταν μεγάλη εμβέλεια.

Ακολούθως έγινε η χρήση διπολικών τρανζίστορ μέσης ισχύος με τα οποία υλοποιήθηκε γέφυρα Η συμπληρωματικής συμμετρίας και το τελικό κύκλωμα που κατασκευάστηκε φαίνεται σε συνοπτική μορφή στο σχήμα 47.

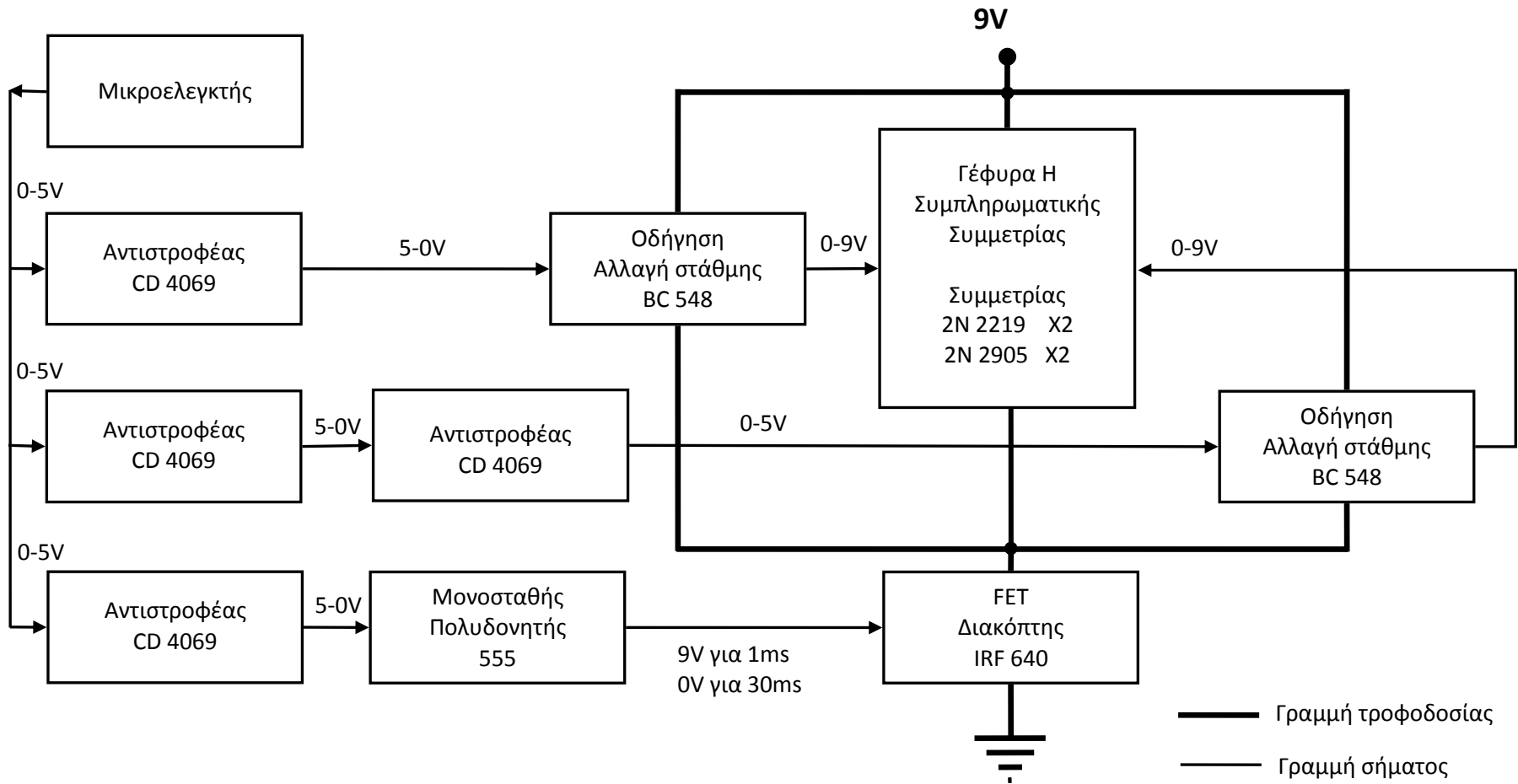
Το κύκλωμα το πομπού στην είσοδό του δέχεται την παλμοσειρά που παράγει ο μικροελεγκτής. Η παλμοσειρά αυτή κυμαίνεται μεταξύ 0-5 V και εισάγεται σε τρεις αναστροφείς (πύλες NOT CD 4069) και μετατρέπεται σε παλμοσειρά 5-0 V. Η έξοδος του

πρώτου αναστροφέα συνδέεται στην βαθμίδα οδήγησης της γέφυρα Η συμπληρωματικής συμμετρίας. Η βαθμίδα αυτή έχει υλοποιηθεί με το χαμηλής ισχύος διπολικό τρανζίστορ BC 548A το οποίο λειτουργεί σε κατάσταση κόρου-αποκοπής ενώ ταυτόχρονα κάνει αναστροφή των παλμών και αλλαγή της στάθμης δίνοντας στην έξοδο παλμοσειρά 9-0 V.

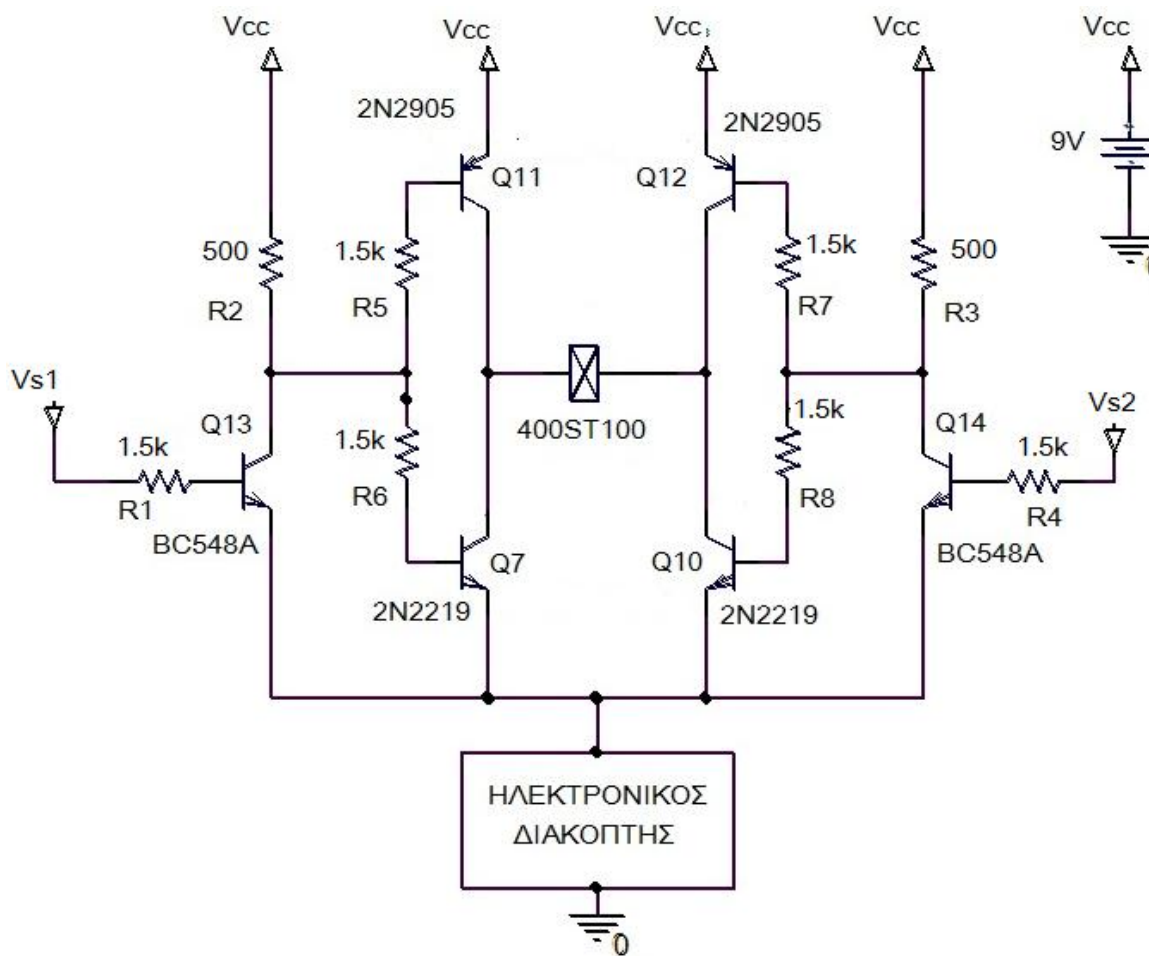
Ο δεύτερος αντιστροφέας οδηγεί έναν άλλο αντιστροφέα ο οποίος δίνει στην έξοδό του την παλμοσειρά 0-5V η οποία τροφοδοτεί την άλλη βαθμίδα οδήγησης της γέφυρας Η συμπληρωματικής συμμετρίας η οποία είναι ίδια με την προηγούμενη βαθμίδα οδήγησης αλλά δίνει στην έξοδό της παλμοσειρά 0-9V.

Με τον τρόπο αυτό όταν η αριστερή βαθμίδα οδήγησης δίνει 0 V η δεξιά δίνει 9 V και αντίστροφα.

Στο σχήμα 48 φαίνεται το αναλυτικό κύκλωμα της γέφυρας Η συμπληρωματικής συμμετρίας που αποτελείται από τα συμπληρωματικά ζευγάρια των τρανζίστορ 2N2219 και 2N2905 τα οποία οδηγούνται από δύο βαθμίδες αποτελούμενες από το BC548A.



Σχήμα 47. Το συνοπτικό διάγραμμα του πομπού



Σχήμα 48. Το αναλυτικό διάγραμμα των βαθμίδων οδήγησης και του τελικού ενισχυτή συμπληρωματικής συμμετρίας για την οδήγηση του εκπομπού 400ST100

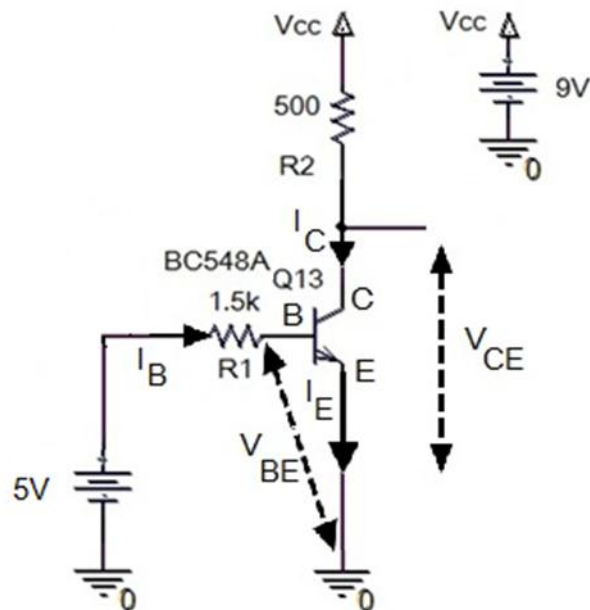
Στη συνέχεια αναλύεται η λειτουργία της βαθμίδας οδήγησης (βλέπε σχήμα 49) στην περίπτωση που δέχεται στην είσοδό της σήμα 5V από την έξοδο του αντιστροφέα του ολοκληρωμένου CD4069 ο οποίος έχει αντίσταση εξόδου $R_{out} = 100\Omega$. Από το κύκλωμα εισόδου προκύπτει:

$$5V = I_B \cdot (R_1 + R_{out}) + V_{BE}$$

Υποθέτοντας $V_{BE} \approx 0.7V$ και με $R_1 = 1.5k\Omega$ ευρίσκουμε $I_B \approx 2.7mA$. Με αυτό το ρεύμα βάσης, το ρεύμα συλλέκτη πρέπει να γίνει $I_C = h_{FE} \cdot I_B \approx 100 \cdot 2.7mA = 270mA$ και η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση $R_2 = 500\Omega$ θα πρέπει να είναι $R_2 \cdot I_C = 500\Omega \cdot 270mA = 135V$ αυτό όμως δεν μπορεί να συμβεί αφού η πηγή που τροφοδοτεί το BC548 είναι 9V και επομένως η πτώση τάσης στην R_2 θα είναι 9V και τελικά η τάση $V_{CE} = 0V$ δηλαδή το τρανζίστορ οδηγείται στον κόρο (κατάσταση αγωγής -ON) και η τάση αυτή οδηγεί την επόμενη βαθμίδα (βάσεις των 2N 2219 και 2N2905). Στην πράξη η τάση αυτή δεν είναι 0V αλλά γύρω στα 2V.

Όταν ο αντιστροφέας δίνει στην έξοδό του 0 V τότε το ρεύμα στη βάση του BC548 μηδενίζεται με αποτέλεσμα να μηδενίζεται και το ρεύμα συλλέκτη, άρα και η πτώση τάσης πάνω στην αντίσταση των 500Ω. Έτσι $V_{CE} = 9\text{ V}$ και το τρανζίστορ οδηγείται στην αποκοπή (κατάσταση OFF) και η τάση αυτή οδηγεί την επόμενη βαθμίδα (βάσεις των 2N2219 και 2N2905). Στην πράξη η τάση αυτή θα είναι γύρω στα 7 V.

Όταν συμβαίνουν αυτά στην αριστερή βαθμίδα οδήγησης στην δεξιά βαθμίδα οδήγησης συμβαίνουν ακριβώς τα αντίστροφα.



Σχήμα 49. Η βαθμίδα οδήγησης σε κατάσταση αγωγής (ON)

Στο επόμενο σχήμα 50 εξηγείται η λειτουργία του γέφυρας H συμπληρωματικής συμμετρίας στην περίπτωση που η αριστερή βαθμίδα οδήγησης είναι σε κατάσταση αγωγής και δίνει 2V ενώ η δεξιά είναι σε κατάσταση αποκοπής και δίνει 7V.

Το 2N2905 του αριστερού σκέλους του ενισχυτή έχει στην βάση του 2 V και στον εκπομπό 9 V οπότε έχει ένα μεγάλο ρεύμα βάσης και τίθεται σε κατάσταση αγωγής (ON) και επομένως μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού είναι σαν υπάρχει μία μικρή αντίσταση (κλειστός διακόπτης) και η τάση στο συλλέκτη γίνεται 9 V.

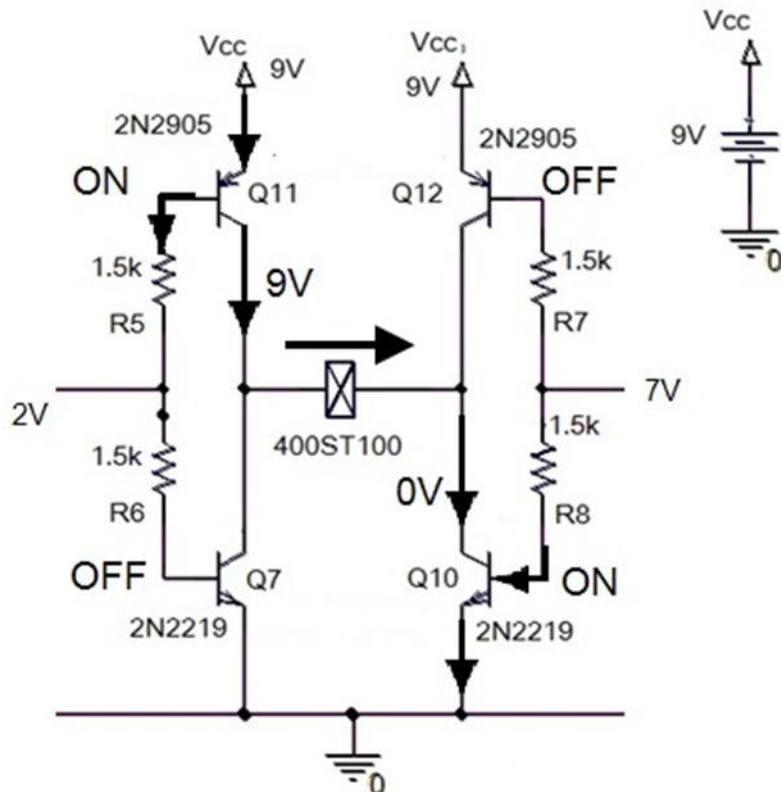
Το 2N2219 κάτω από το 2N2905 έχει στην βάση του 2 V και στον εκπομπό 0V οπότε έχει ένα μικρό ρεύμα βάσης και τίθεται σε κατάσταση αποκοπής (OFF) και επομένως μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού είναι σαν υπάρχει μία πολύ μεγάλη αντίσταση (ανοιχτός διακόπτης).

Το 2N2905 του δεξιού σκέλους του ενισχυτή έχει στην βάση του 7 V και στον εκπομπό 9 V οπότε έχει ένα μικρό ρεύμα βάσης και τίθεται σε κατάσταση αποκοπής (OFF) και επομένως μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού είναι σαν υπάρχει μία πολύ μεγάλη αντίσταση (ανοιχτός διακόπτης)

Το 2N2219 κάτω από το 2N2905 έχει στην βάση του 7 V και στον εκπομπό 0V οπότε έχει ένα μεγάλο ρεύμα βάσης και τίθεται σε κατάσταση αγωγής (ON) και επομένως μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού είναι σαν υπάρχει μία πολύ μικρή αντίσταση (κλειστός διακόπτης) και η τάση στο συλλέκτη γίνεται 0 V.

Με τον τρόπο αυτό η αριστερή άκρη του μετατροπέα 400ST100 έχει 9V, η δεξιά έχει 0V και η διαφορά τάσης είναι $V_A - V_\Delta = 9\text{ V} - 0\text{ V} = 9\text{ V}$ και διαρρέεται από ρεύμα με φορά προς τα δεξιά.

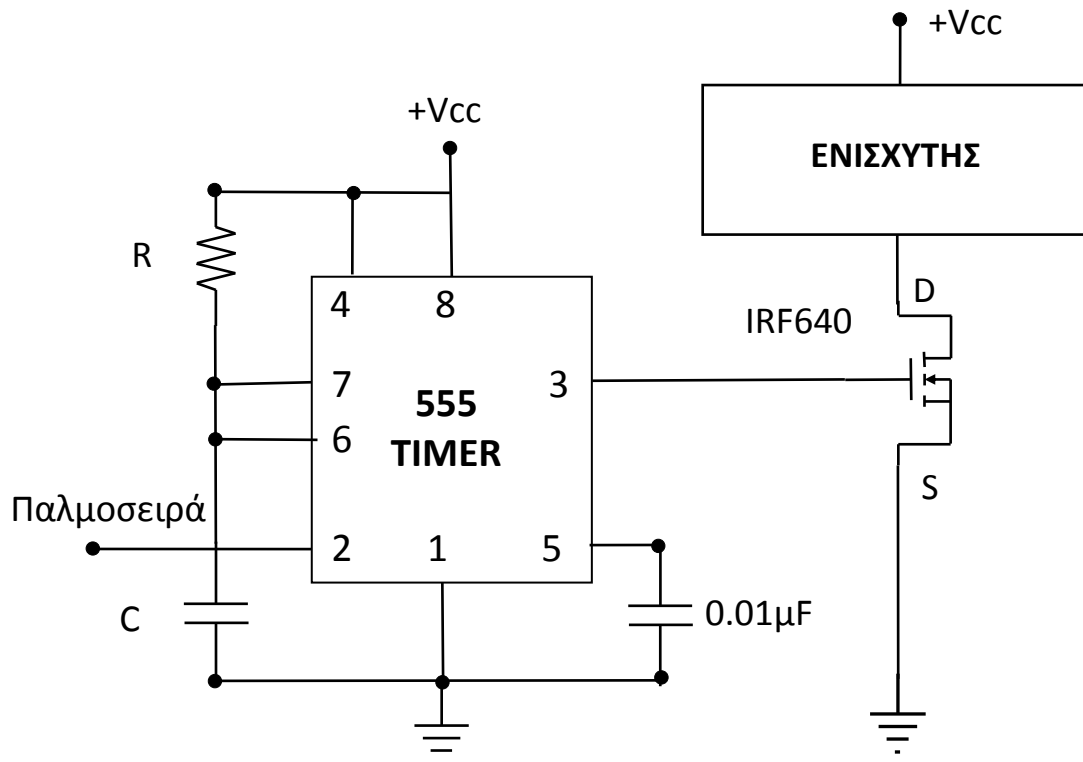
Αντίστροφα πράγματα θα συμβαίνουν όταν η αριστερή βαθμίδα οδήγησης δίνει 7 V και η δεξιά δίνει 2V οπότε η αριστερή άκρη του μετατροπέα 400ST100 θα έχει 0V, η δεξιά 9 V, και η διαφορά τάσης $V_A - V_\Delta = 0\text{ V} - 9\text{ V} = -9\text{ V}$ και διαρρέεται από ρεύμα με φορά προς τα αριστερά.



Σχήμα 50. Η λειτουργία της γέφυρας Η συμπληρωματικής συμμετρίας

Μετά την υλοποίηση του κυκλώματος αυτού παρατηρήθηκε ότι τα τρανζίστορ 2N2219 υπερθερμαίνονταν, επειδή κατά τη διάρκεια των 30 ms που ο μικροελεγκτής δεν έδιδε παλμοσειρά αλλά έδινε συνεχώς 0 V παρέμειναν σε λειτουργία, πράγμα το οποίο γρήγορα θα τα κατέστρεφε και επί πλέον υπήρχε άσκοπη κατανάλωση ενέργειας. Για το λόγο αυτό σχεδιάστηκε ένα κύκλωμα ηλεκτρονικού διακόπτη που φαίνεται αναλυτικά στο σχήμα 51 ο οποίος διακόπτει την παροχή του τροφοδοτικού των 9V στον ενισχυτή και τις βαθμίδες οδήγησης όταν δεν έχουμε εκπομπή κυματοπακέτων.

Η λειτουργία του ηλεκτρονικού αυτού διακόπτη έχει ως εξής: Η παλμοσειρά από τον μικροελεγκτή οδηγείται πάλι σε έναν αναστροφέα (βλέπε σχήμα 47) ο οποίος συνδέεται στην είσοδο σκανδαλισμού του χρονιστή 555 (βλέπε σχήμα 51) ο οποίος έχει συναρμολογηθεί σε λειτουργία μονοσταθής πολυδομητή. Όταν εμφανισθεί ο πρώτος παλμός 5-0 V το 555 σκανδαλίζεται και δίνει στην έξοδό του 9V τα οποία διαρκούν για 1ms όση δηλαδή είναι και η διάρκεια του κυματοπακέτου των 40 kHz.



Σχήμα 51. Το αναλυτικό σχέδιο του ηλεκτρονικού διακόπτη

Το χρονικό διάστημα του 1ms επιτυγχάνεται επιλέγοντας κατάλληλα τα εξαρτήματα R και C ώστε $1.1RC=1\text{ ms}$. Για το χρονικό αυτό διάστημα η πύλη του FET IRF 640 έχει τάση 9 V το FET τίθεται σε κατάσταση αγωγής (βραχυκυκλώνεται η εκροή με την πηγή), ο ενισχυτής συνδέεται με τη γη του τροφοδοτικού, τροφοδοτείται κανονικά με τα 9 V του τροφοδοτικού και λειτουργεί ενισχύοντας το κυματοπακέτο. Μετά το 1 ms το 555 δίνει πλέον 0 V οπότε το FET τίθεται σε κατάσταση διακοπής, αποσυνδέει τον ενισχυτή από τη γη του τροφοδοτικού, δεν τροφοδοτείται κανονικά, διακόπτεται η λειτουργία του δεν διαρρέεται από ρεύμα, δεν υπερθερμαίνεται και δεν καταναλώνει ενέργεια. Το FET IFR 640 που χρησιμοποιήθηκε αντέχει σε ρεύμα μέχρι 10 A και τάση μέχρι 200 V τα οποία είναι πολύ μεγαλύτερα από αυτά που υπάρχουν στο κύκλωμα (ρεύμα περίπου 1 A και τάση 9 V) αλλά επιλέχθηκε επειδή βρίσκεται εύκολα στην αγορά και το κόστος του είναι ελάχιστο.

Στο συνοπτικό διάγραμμα του πομπού (βλέπε σχήμα 47) χρησιμοποιήθηκαν πολλοί αναστροφείς ώστε ο καθένας με το ρεύμα εξόδου που διαθέτει να μπορεί να τροφοδοτεί άνετα την αντίστοιχη βαθμίδα με ικανοποιητικό ρεύμα και επί πλέον να απομονώνονται οι βαθμίδες αυτές ώστε να μη δημιουργούνται αλληλεπιδράσεις.

2.2.2 Κύκλωμα δέκτη

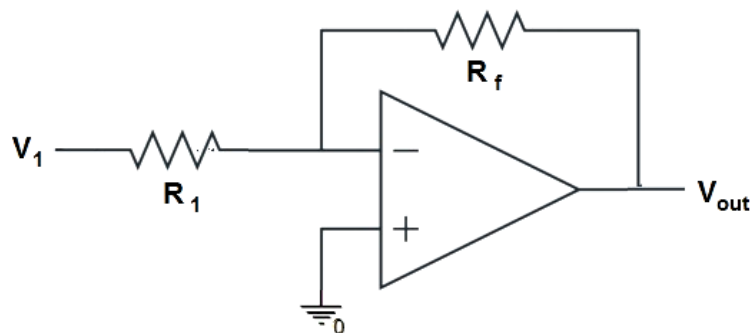
Το κύκλωμα το δέκτη έχει σκοπό να αναδείξει το ασθενές ανακλώμενο σήμα που λαμβάνει ο μετατροπέας στη λήψη και να το οδηγήσει με κατάλληλη μορφή στον μικροελεγκτή ώστε να είναι δυνατός ο υπολογισμός του χρονικού διαστήματος που παρήλθε από τη στιγμή της εκπομπής του κυματοπακέτου μέχρι τη στιγμή της λήψης του. Το συνοπτικό διάγραμμα του δέκτη αποτελείται συνολικά από επτά βαθμίδες, βλέπε σχήμα 53 (στην επόμενη σελίδα).

Στις πρώτες βαθμίδες το σήμα ενισχύεται αρκετές φορές κατά ελεγχόμενο τρόπο ώστε το πλάτος του να φτάσει τελικά σε τάση περίπου 1Volt για να είναι δυνατή η φώρασή του (ανόρθωση). Μετά τη φώραση ακολουθεί η βαθμίδα του συγκριτή, η οποία συγκρίνει τη στάθμη του σήματος που προέκυψε από τη φώραση, με μία σταθερή τιμή τάσης. Εάν η στάθμη του σήματος είναι μεγαλύτερη από την προκαθορισμένη αυτή τιμή, η έξοδος του συγκριτή γίνεται 5 V (λογικό 1), το οποίο ανιχνεύεται από τον μικροελεγκτή, και ένας μετρητής προσδιορίζει το χρονικό διάστημα που παρήλθε από τη στιγμή της εκπομπής του κυματοπακέτου μέχρι τη στιγμή της λήψης.

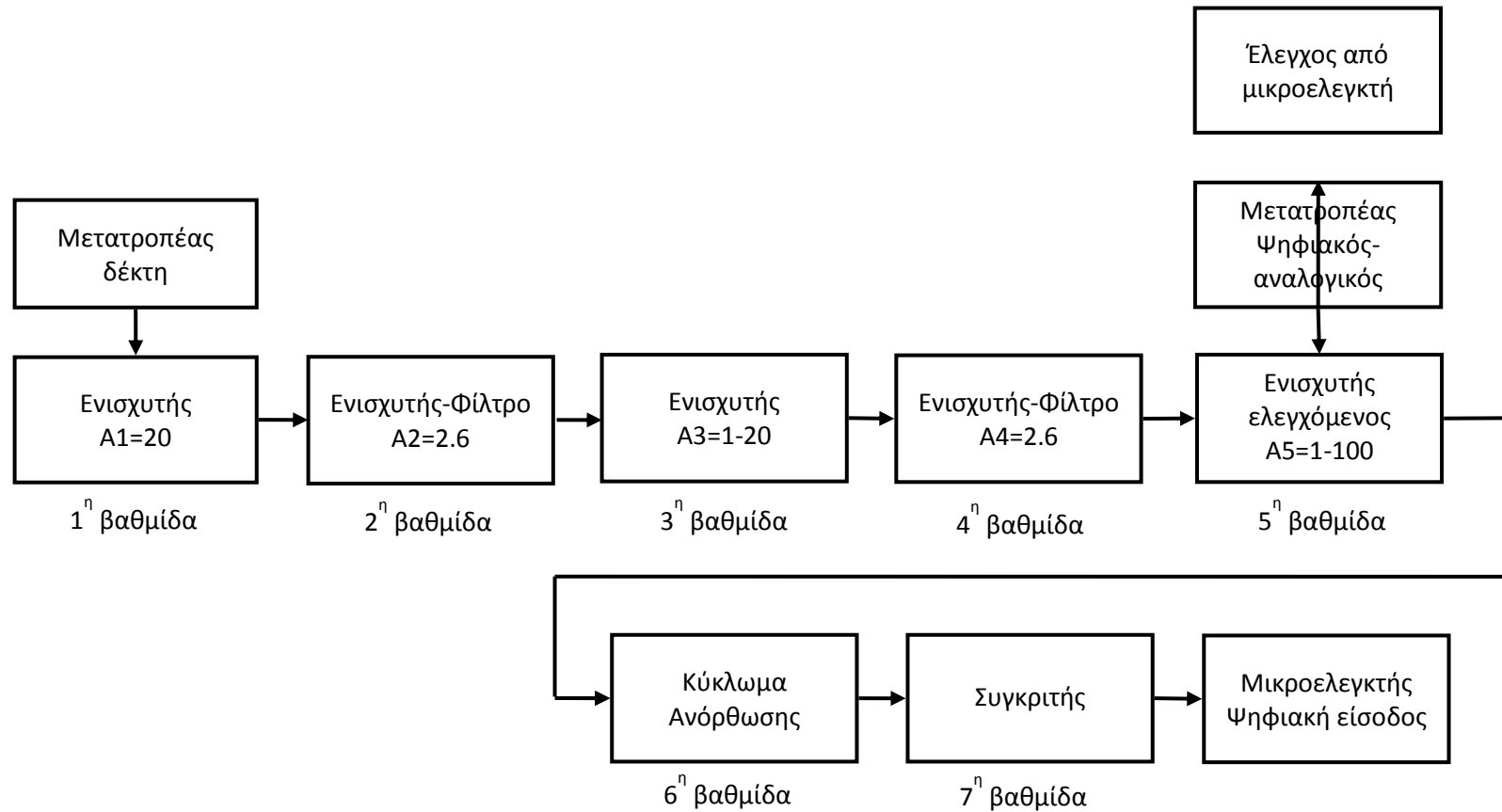
Η πρώτη βαθμίδα αποτελείται από έναν αναστρέφοντα ενισχυτή (σχήμα 52) με σταθερό κέρδος $A=20=26$ dB.

$$A = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{R_f}{R_1}$$

Επιλέγεται $R_1 = 1\text{k}\Omega$ και $R_f = 20\text{k}\Omega$.



Σχήμα 52. Το κύκλωμα του αναστρέφοντα ενισχυτή σταθερής απολαβής



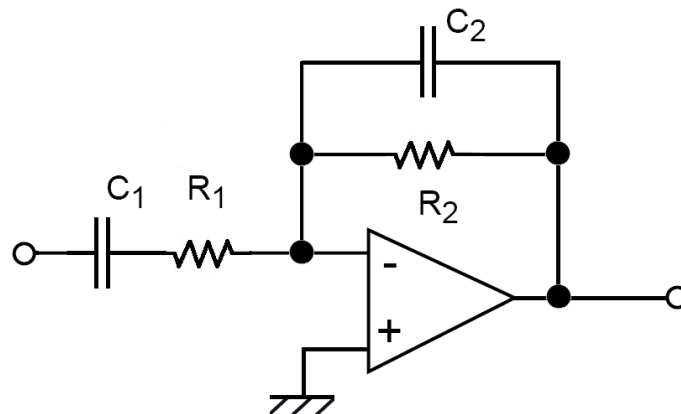
Σχήμα 53. Το συνοπτικό διάγραμμα του δέκτη

Η δεύτερη βαθμίδα αποτελείται από ένα απλό ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο RC δύο πόλων αναστρέφουσας συνδεσμολογίας (σχήμα 54) ενισχυτή με κάτω και άνω συχνότητες αποκοπής $f_1 = 35 \text{ KHz}$ και $f_2 = 45 \text{ KHz}$ αντίστοιχα και σταθερό κέρδος $A=2.6=8.3 \text{ dB}$ τους $f = 40 \text{ kHz}$

Ισχύει: $f_1 = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$ $f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$ και

$$A = \frac{z_2}{z_1} = \frac{\frac{R_2 \cdot \frac{1}{j\omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_2}}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{j \frac{R_2}{R_1} \frac{f}{f_1}}{\left(1 + j \frac{f}{f_1}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_2}\right)}$$

Επιλέγεται $R_1 = 4.2 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 1 \text{ nF}$, $R_2 = 20 \text{ k}\Omega$ και $C_2 = 180 \text{ pF}$ οπότε στη συχνότητα των 40 kHz η απολαβή θα είναι $A=2.6$.



Σχήμα 54. Απλό ζωνοδιαβατό ενεργό φίλτρο RC

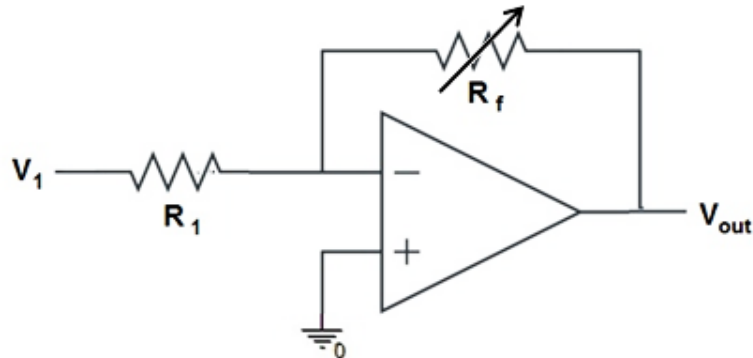
Οι προηγούμενες βαθμίδες 1 και 2 έχουν οργανωθεί γύρω από το ολοκληρωμένο NJM4580 το οποίο περιλαμβάνει δύο τελεστικούς ενισχυτές χαμηλού θορύβου με εύρος ζώνης μοναδιαίου κέρδους (Unity Gain Bandwidth) 15 MHz .

Η τρίτη βαθμίδα αποτελείται από έναν αναστρέφοντα ενισχυτή με μεταβλητό κέρδος (σχήμα 55) $A_3=1-20=0-26 \text{ dB}$ με σταθερή την αντίσταση εισόδου R_1 και μεταβλητή την αντίσταση ανάδρασης R_f . Επιλέγεται $R_1=1 \text{ k}\Omega$ και $R_f=1-20 \text{ k}\Omega$ οπότε η απολαβή μπορεί να ρυθμίζεται από 1 μέχρι 20.

Η τέταρτη βαθμίδα αποτελείται από ένα ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο αναστρέφουσας συνδεσμολογίας ενισχυτή με κάτω και άνω συχνότητες αποκοπής και $f_2 = 45 \text{ kHz}$

αντίστοιχα και σταθερό κέρδος $A=2.6=8.3$ dB το οποίο είναι ίδιο με το φίλτρο της 2^{ης} βαθμίδας.

Και οι δύο αυτές βαθμίδες 3 και 4 έχουν οργανωθεί γύρω από το NJM4580 όπως η 1 και η 2.



Σχήμα 55. Το κύκλωμα του αναστρέφοντα ενισχυτή μεταβλητής απολαβής

Από τα αναγραφόμενα στην παράγραφο 2.1 (ανάλυση της μεθόδου μέτρησης) φαίνεται ότι η τάση που αναπτύσσεται στον μετατροπέα του δέκτη μειώνεται με την αύξηση της απόστασης του αντικειμένου στο οποίο θα γίνει η ανάκλαση, επομένως και με τη χρονική στιγμή που το ανακλώμενο σήμα θα φτάσει στον δέκτη. Άρα για να ανιχνευθεί ένα αντικείμενο σε μεγάλη απόσταση θα πρέπει το σήμα να ενισχυθεί αρκετά προκειμένου στη συνέχεια να γίνει η φώραση. Αντίθετα η μεγάλη αυτή ενίσχυση δεν είναι απαραίτητη όταν το αντικείμενο βρίσκεται σε μικρή απόσταση.

Αν οι ενισχυτικές βαθμίδες είχαν μία μεγάλη και σταθερή με το χρόνο ενίσχυση τότε θα ήταν δυνατή η ανίχνευση μακρινών αντικειμένων αλλά αν ένα αντικείμενο ευρίσκονταν κοντά τότε το μεγάλο ανακλώμενο σήμα σε συνδυασμό με την μεγάλη ενίσχυση θα οδηγούσε στον κόρο τις βαθμίδες ενίσχυσης, θα εμφανίζονταν μη γραμμικά φαινόμενα και πιθανές ταλαντώσεις, θα υπήρχε υπερβολική ενίσχυση του θορύβου και όλα αυτά πιθανόν να οδηγούσαν σε εσφαλμένη ανίχνευση. Αν οι ενισχυτικές βαθμίδες είχαν μία μικρή και σταθερή με το χρόνο ενίσχυση τότε θα ήταν δυνατή η ανίχνευση μόνο αντικειμένων ευρισκόμενων σε μικρή απόσταση και θα ήταν αδύνατη η ανίχνευση μακρινών αντικειμένων.

Για να αντιμετωπιστεί αυτό πρόβλημα, θεωρήθηκε σκόπιμο να γίνει χρήση ενός ενισχυτή η απολαβή του οποίου να εξαρτάται από το χρόνο. Έτσι, αμέσως μετά την εκπομπή του κυματοπακέτου ο ενισχυτής αυτός έχει μικρή απολαβή επειδή το αναμενόμενο ανακλώμενο σήμα θα έχει ικανοποιητικό πλάτος. Με την παρέλευση του χρόνου επειδή το αναμενόμενο ανακλώμενο θα έχει όλο και μικρότερο πλάτος αυξάνεται και η απολαβή του ενισχυτή ώστε να είναι δυνατή η ανίχνευση όλο και ασθενέστερου αναμενόμενου ανακλώμενου σήματος. Η αύξηση της απολαβής με το χρόνο πρέπει να αντισταθμίζει την μείωση του σήματος (αύξηση της εξασθένησης) που έχουμε λόγω της ανάκλασης σε όλο και μακρύτερα ευρισκόμενο αντικείμενο.

Η πέμπτη βαθμίδα αποτελείται από έναν ενισχυτή μεταβλητού κέρδους (VGA: Variable Gain Amplifier) με μεταβλητό κέρδος $A_5 = 1-100 = 0-40$ dB ελεγχόμενο από τάση ο οποίος θα χρησιμοποιηθεί ως χρονικά ελεγχόμενος ενισχυτής μεταβλητού κέρδους (TGC: Time Gain Controlled Amplifier). Ως ενισχυτής μεταβλητού κέρδους θα χρησιμοποιηθεί το ολοκληρωμένο κύκλωμα AD603 της εταιρείας Analog Devices. Η απολαβή του μεταβάλλεται 0-40dB και ελέγχεται από ένα διαφορικό αναλογικό σήμα $V_g = V_{g+} - V_{g-}$. Για να καλύπτεται όλο το δυνατό εύρος μεταβολής της απολαβής πρέπει το V_g να κυμαίνεται μεταξύ ± 500 mV ενώ για τις τάσεις V_{g+} και V_{g-} πρέπει να ισχύει $-1.2V < V_{g+}, V_{g-} < 2V$. Ο συγκεκριμένος ενισχυτής λειτουργεί με συμμετρική τροφοδοσία $\pm 5V$. Η ενίσχυση που προκαλεί ο ενισχυτής στο σήμα με βάση τα φυλλάδιο των τεχνικών χαρακτηριστικών του δίνεται από τον τύπο $A(\text{dB}) = 40V_g + 20$, όπου V_g (V).

Για να λειτουργεί σωστά το όλο σύστημα θα πρέπει η απολαβή του ενισχυτή να αυξάνεται με το χρόνο κατά το ποσό εκείνο που αυξάνεται με το χρόνο η εξασθένηση του σήματος ώστε να εμφανίζεται σήμα πριν τη φώραση πάντοτε με όσο το δυνατό σταθερό πλάτος. Επομένως η απολαβή A θα πρέπει να μεταβάλλεται χρονικά αντίθετα με τη μεταβολή της εξασθένησης που φαίνεται στο σχήμα 42 και περιγράφεται από τη σχέση (2.4). Για να έχει η απολαβή τη μορφή αυτή θα πρέπει και η τάση V_g να έχει την ίδια μορφή. Για να συμβαίνει αυτό θα πρέπει η τάση V_{g+} να έχει και αυτή την ίδια μορφή ενώ η V_{g-} να διατηρείται σταθερή.

Απαιτείται επομένως η παραγωγή μιας τάσης (της V_{g+}) η οποία να μεταβάλλεται χρονικά αντίθετα με τη σχέση (2.4). Την εργασία αυτή την αναλαμβάνει ο μικροελεγκτής ο οποίος υπολογίζει την τιμή της τάσης για κάθε χρονική στιγμή την μετατρέπει σε ψηφιακή μορφή και την αποστέλλει σε έναν μετατροπέα ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (DAC). Για αυτό το σκοπό θα χρησιμοποιηθεί ο DAC MCP4921 της εταιρείας Microchip ο οποίος έχει ανάλυση 12 bit δηλαδή $2^{12} = 4096$ στάθμες. Η έξοδος του DAC με βάση το φυλλάδιο των τεχνικών χαρακτηριστικών του δίνει τάση:

$$V_{OUT} = \frac{V_{REF} G D_N}{2^n}$$

Όπου:

V_{REF} η τάση αναφοράς,

G το επιθυμητό κέρδος τάσης (1x ή 2x),

D_N η ψηφιακή στάθμη εισόδου του μετατροπέα και

n ο αριθμός των bit της ανάλυσης του μετατροπέα (12).

Εδώ επιλέγεται $G = 1x$, $V_{REF} = 5V$ οπότε ο DAC θα βγάζει μέγιστη τάση 5V.

Για τον DAC και την επικοινωνία του με τον μικροελεγκτή βλέπε στο τέλος της ενότητας αυτής

Για είναι δυνατόν να γίνουν ρυθμίσεις, οι τάσεις V_{g+} και V_{g-} που πρέπει να έχει ο ενισχυτής μεταβλητού κέρδους στις εισόδους ελέγχου, δεν είναι απευθείας η τάση εξόδου του DAC και μία αμετάβλητη τάση αντίστοιχα αλλά, προέρχονται από ποτενσιόμετρα οι έξοδοι των οποίων συνδέονται με τον ενισχυτή μεταβλητού κέρδους.

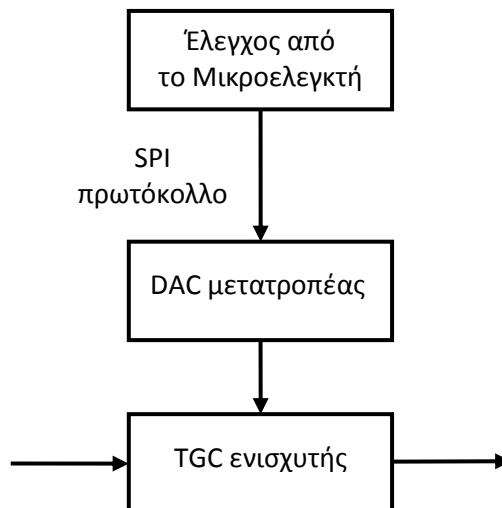
Η έκτη βαθμίδα αποτελείται από το κύκλωμα ανόρθωσης (φώρασης) του σήματος με διπλασιασμό της τάσης. Οι δίοδοι που θα χρησιμοποιηθούν είναι τύπου Schottky καθώς υπάρχει η απαίτηση η τάση ορθής πόλωσης να είναι ιδιαίτερα χαμηλή και να έχουν μικρή

χωρητικότητα επαφής ώστε να λειτουργούν και σε υψηλές συχνότητες . Συγκεκριμένα θα χρησιμοποιηθούν οι δίοδοι BAT85 της εταιρείας NXP Semiconductors με τάση ορθής πόλωσης $V_F = 230 \text{ mV}$ για ρεύμα $I_F = 1 \text{ mA}$ και χωρητικότητα επαφής 10 pF σε συχνότητα 1 MHz .

Η έβδομη και τελευταία βαθμίδα αποτελείται έναν συγκριτή ο οποίος στη έξοδο του δίνει 5 V όταν ανιχνεύεται ανακλώμενο σήμα ικανής στάθμης. Σαν συγκριτής θα χρησιμοποιηθεί το ολοκληρωμένο κύκλωμα LM393 το οποίο περιέχει εσωτερικά δύο συγκριτές και χρειάζεται τροφοδοσία 0 και 5 V . Στο κύκλωμα θα χρησιμοποιηθεί ο ένας από τους δύο συγκριτές. Στην μη αναστρέφουσα είσοδο θα συνδεθεί το σήμα εξόδου από τη προηγούμενη βαθμίδα που πραγματοποιείται η ανόρθωση ενώ στην αναστρέφουσα είσοδο θα συνδεθεί μία τάση αναφοράς (κάτω κατώφλι) πάνω από την οποία θα θεωρείται ότι η στάθμη σήματος έχει προέρθει από ανάκλαση του ηχητικού κύματος σε κάποιο αντικείμενο. Η τάση αναφοράς που θα συνδεθεί στην αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή θα προέρχεται από έναν διαιρέτη τάσης ο οποίος θα παίρνει 5 V .

Η έξοδος του συγκριτή θα είναι 0 V όταν η τάση της ανόρθωσης είναι μικρότερη από την τάση αναφοράς και 5 V όταν η τάση ανόρθωσης ξεπερνά την τάση κατωφλίου. Στην έξοδο του συγκριτή συνδέεται μία αντίσταση $R = 10 \text{ k}\Omega$ ως προς την θετική τάση τροφοδοσίας (5 V) όπως απαιτείται για τη σωστή λειτουργία του καθώς πρόκειται για κύκλωμα ανοιχτού συλλέκτη.

Στο σχήμα 56 φαίνεται το συνοπτικό διάγραμμα για τον έλεγχο του ενισχυτή μεταβλητού κέρδους μέσω του μικροελεγκτή ώστε να λειτουργεί ως TGC (Time Gain Controlled) ενισχυτής.



Σχήμα 56. Το συνοπτικό διάγραμμα για τον έλεγχο της απολαβής του TGC ενισχυτή από τον μικροελεγκτή.

Ο DAC μετατροπέας συνδέεται και επικοινωνεί με τον μικροελεγκτή με βάση το πρωτόκολλο SPI (Serial Peripheral Interface).

Πρωτόκολλο SPI

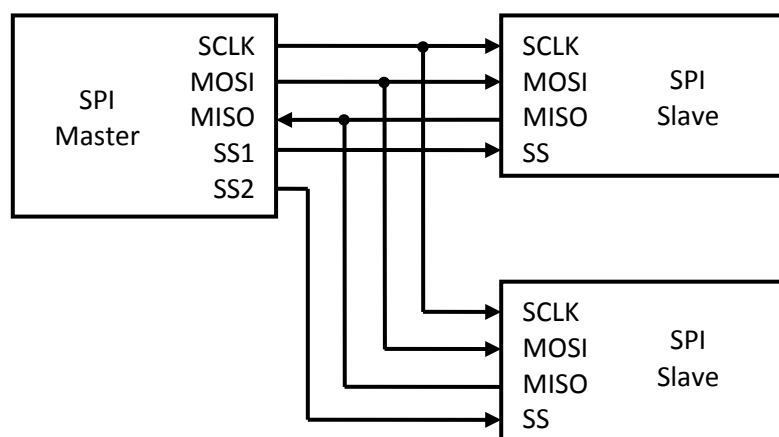
Το SPI (Serial Peripheral Interface) είναι ένα σύγχρονος διάυλος δεδομένων που επιτρέπει τη μετάδοση προς και τις δύο κατευθύνσεις την ίδια χρονική στιγμή. Οι συσκευές επικοινωνούν

σε λειτουργία master/slave όπου η συσκευή master ξεκινά τη μετάδοση του πακέτου δεδομένων. Το πρωτόκολλο επιτρέπει τη χρήση πολλαπλών συσκευών slave με την προϋπόθεση ότι αυτές έχουν ανεξάρτητες γραμμές επιλογής (SS).

Για να επιτευχθεί η μετάδοση των δεδομένων στο δίαυλο SPI χρησιμοποιούνται τέσσερις γραμμές μετάδοσης δεδομένων όπως φαίνεται στο σχήμα 57.

Αυτές ονομάζονται:

- SCLK: Serial Clock. Σειριακό ρολόι (έξοδος της συσκευής master)
- MOSI-SIMO: Master out, Slave in - Slave in, Master out. Αυτή η γραμμή μεταφέρει τα δεδομένα από τον μικροελεγκτή προς τις ελεγχόμενες συσκευές με το πρωτόκολλο SPI. (έξοδος της συσκευής master)
- MISO-SOMI: Master in, Slave out - Slave out, Master in. Αυτή η γραμμή μεταφέρει τα δεδομένα από τις ελεγχόμενες συσκευές με το πρωτόκολλο SPI προς τον μικροελεγκτή. (έξοδος της συσκευής slave)
- SS: Slave-Select. (έξοδος της συσκευής master)

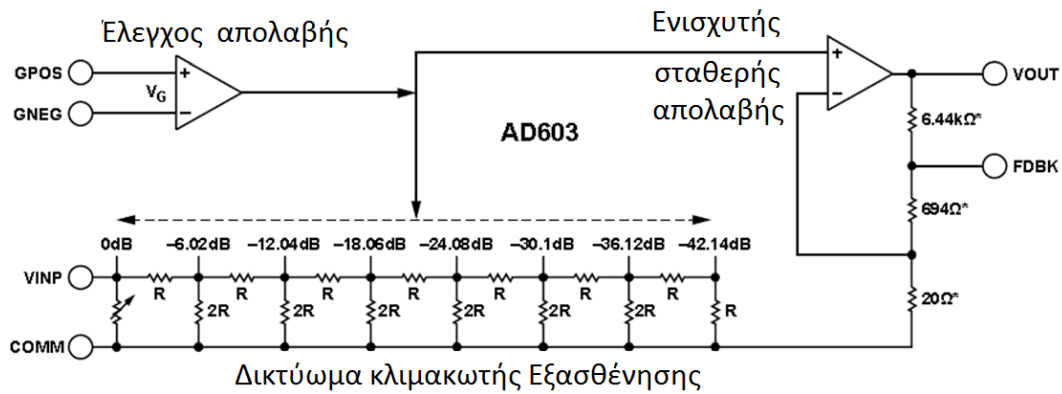


Σχήμα 57. Διασύνδεση μονάδων για επικοινωνία μέσω του πρωτοκόλλου SPI.

Αρχή λειτουργίας AD603

Ο ενισχυτής μεταβλητού κέρδους AD603 περιλαμβάνει ένα παθητικό εξασθενητή ευρείας ζώνης από 0dB έως 42.14dB και ακολουθεί ένας ενισχυτής σταθερού κέρδους. Ο εξασθενητής έχει αντίσταση εισόδου 100 Ω και αποτελείται από ένα δικτύωμα κλιμακωτής εξασθένησης των 7 σταδίων. Η εξασθένηση μεταξύ δύο διαδοχικών σταδίων του δικτύωματος είναι 6.021 dB ενώ με τη χρήση κατάλληλης τεχνικής παρεμβολής επιτυγχάνεται μία συνεχής συνάρτηση ελέγχου της απολαβής η οποία είναι γραμμική σε dB. Ο ενισχυτής σταθερού κέρδους μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε δύο σταθερές απολαβές των 31.07dB (x35.8) και 50 dB (x358) αντίστοιχα είτε σε οποιοδήποτε ενδιάμεσο εύρος των δύο προαναφερθέντων χρησιμοποιώντας κατάλληλη τιμή εξωτερικής αντίστασης μεταξύ του ακροδέκτη εξόδου και του ακροδέκτη ανάδρασης (FDBK).

Ο έλεγχος της απολαβής γίνεται κάνοντας χρήση ενός διαφορικού ενισχυτή η έξοδος του οποίου ελέγχει την εξασθένηση όπως φαίνεται στο σχήμα 58.



Σχήμα 58. Συνοπτικό λειτουργικό διάγραμμα AD603

2.2.3 Κύκλωμα μέτρησης θερμοκρασίας

Για την μέτρηση της θερμοκρασίας του περιβάλλοντος θα χρησιμοποιηθεί κατάλληλος αισθητήρας ο οποίος δίνει τάση εξόδου που εξαρτάται από τη θερμοκρασία στην οποία βρίσκεται. Η τάση αυτή τροποποιείται κατάλληλα ώστε να μπορεί να μετρηθεί από τον μετατροπέα αναλογικού σήματος σε ψηφιακό που διαθέτει ο μικροελεγκτής, ο οποίος στη συνέχεια υπολογίζει τη θερμοκρασία και δίνει το αποτέλεσμα στην οθόνη. Η λειτουργία αυτή επαναλαμβάνεται στην αρχή της κάθε διαδικασίας μέτρησης.

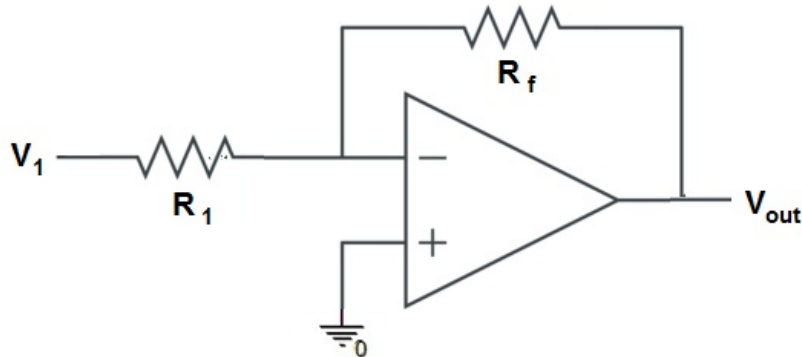
Ο αισθητήρας θερμοκρασίας που θα χρησιμοποιηθεί είναι ο LM35 ο οποίος, σύμφωνα με τον κατασκευαστή έχει ευαισθησία $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$.

Η τροφοδοσία του είναι 5V ενώ για να λειτουργεί σε ένα πλήρες θερμοκρασιακό εύρος από -55°C μέχρι 250°C πρέπει στην έξοδο του να συνδεθεί μία αντίσταση $R = 100\text{k}\Omega$ ως προς τα -5V ($R = -V_s / 50\mu\text{A}$) όπως φαίνεται στο επόμενο σχήμα 59.

Από όλο αυτό το θερμοκρασιακό εύρος επιλέχτηκε για τη διάταξη που κατασκευάστηκε να λειτουργεί σε θερμοκρασίες από -20°C μέχρι $+60^{\circ}\text{C}$.

Όπως φαίνεται για αρνητικές θερμοκρασίες σε βαθμούς Κελσίου ο αισθητήρας δίνει αρνητικές τιμές τάσης ενώ ο μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό που διαθέτει ο μικροελεγκτής μπορεί να δέχεται τάση μόνο θετική από 0V μέχρι 5V την οποία αναλύει $2^{10} = 1024$ βήματα και κάθε βήμα αντιστοιχεί σε ύψος βήματος $(5/1024)\text{V}$. Επομένως για να είναι πλήρως αξιοποιήσιμος ο αισθητήρας και για αρνητικές θερμοκρασίες πρέπει στην έξοδο του να προστεθεί μία σταθερή τιμή τάσης ώστε πάντοτε να υπάρχει θετική τάση.

$$A = \frac{V_{out}}{V_1} = -\frac{R_f}{R_1}$$



Σχήμα 61. Το κύκλωμα του αναστρέφοντα ενισχυτή

Για να επιτευχθεί ενίσχυση του σήματος 5 φορές ($A=5$) επιλέγεται $R_1=10\text{k}\Omega$ και $R_f=50\text{k}\Omega$ αντίστοιχα. Τότε στην έξοδο αυτής της βαθμίδας αυτής θα έχουμε ελάχιστη τάση $0\text{mV} \cdot (-5) = 0\text{mV}$ ενώ η μέγιστη θα είναι $-800\text{mV} \cdot (-5) = 4000\text{mV} = 4\text{V}$.

Ο μικροελεγκτής την τάση αυτή θα τη μετατρέψει σε μία στάθμη. Τα 0V αντιστοιχούν στην ελάχιστη στάθμη που είναι 0 ενώ τα 4V αντιστοιχούν σε στάθμη

$$\frac{4\text{V}}{\text{ύψος βήματος}} = \frac{4\text{V}}{5\text{V}/1024} = 820.$$

Το κύκλωμα του αναστρέφοντος προσθέτη και του αναστρέφοντος ενισχυτή έχει υλοποιηθεί με το ολοκληρωμένο κύκλωμα NJM 4580 το οποίο περιλαμβάνει εσωτερικά δύο τελεστικούς ενισχυτές και τροφοδοτείται συμμετρικά με $\pm 5\text{V}$.

Στο παρακάτω σχήμα 62 φαίνεται σχηματικά όλη αυτή η επεξεργασία.

Ο μικροελεγκτής διαβάσει αυτή την στάθμη και θα πρέπει τον αριθμό αυτό κάνοντας πράξεις να τον μετατρέψει σε θερμοκρασία την οποία θα χρησιμοποιήσει για να υπολογίσει την ταχύτητα του ήχου στη θερμοκρασία αυτή αλλά και για να την απεικονίσει στην οθόνη του. Με τον τρόπο αυτό θα διαθέτουμε και ένα θερμόμετρο για τη θερμοκρασία του περιβάλλοντος.

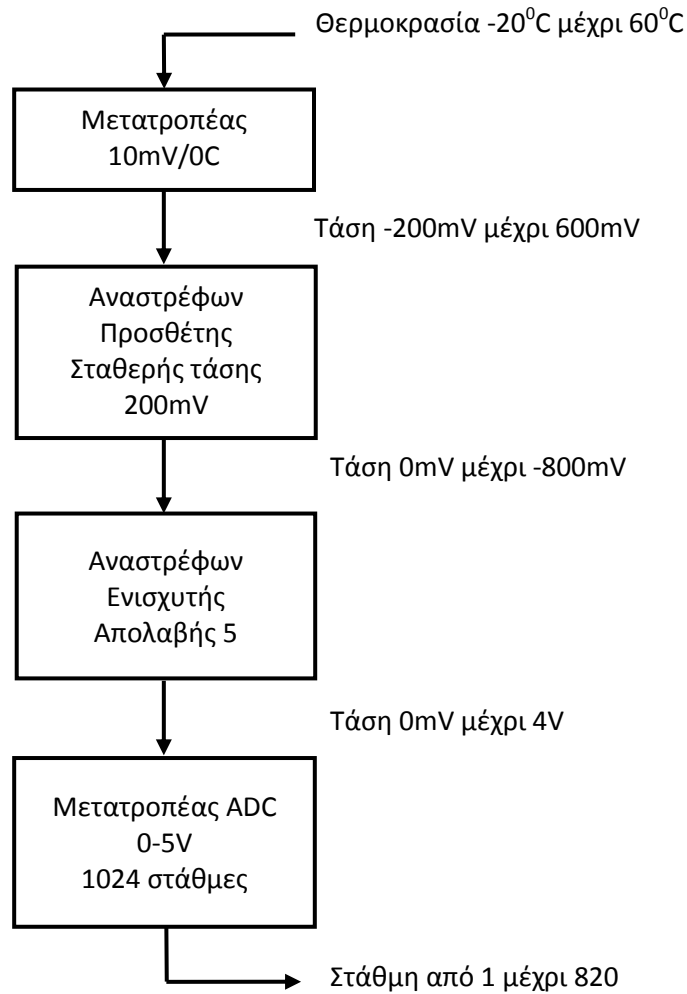
Η διαδικασία που ακολουθεί ο μικροελεγκτής είναι η αντίστροφη δηλ:

- Θα μετατρέψει τη στάθμη που διάβασε (από 1 μέχρι 820) σε Volt πολλαπλασιάζοντας με το ύψος του βήματος του μετατροπέα $(5/1024)\text{V}$ και βρίσκει έναν αριθμό από 0.005 ή περίπου 0 μέχρι 4.004 ή περίπου 4.
- Τον αριθμό αυτό τον διαιρεί με 5 ή καλύτερα τον πολλαπλασιάζει με το 0.2 (είχε ενισχυθεί το σήμα 5 φορές) οπότε βρίσκει ένα αριθμό από 0 μέχρι 0.8.
- Από τον αριθμό αυτόν αφαιρεί το 0.2 (τα 200mV που προστέθηκαν) και βρίσκει ένα αριθμό από -0.2 μέχρι 0.6.
- Τον αριθμό αυτό τον διαιρεί με την ευαισθησία του αισθητήρα $10\text{mV}/^\circ\text{C} = 0.010\text{V}/^\circ\text{C}$ ή καλύτερα πολλαπλασιάζει επί 100 και βρίσκει ένα αριθμό από -20 μέχρι 60 που είναι η θερμοκρασία σε βαθμούς $^\circ\text{C}$.

- Τον αριθμό αυτό τον απεικονίζει τελικά στην οθόνη και τον χρησιμοποιεί για τον υπολογισμό της ταχύτητας.

Όλη αυτή η διαδικασία περιγράφεται από τη μαθηματική σχέση:

$$\theta = \left[(\text{στάθμη } AD) \cdot \frac{5}{1024} \cdot 0.2 - 0.2 \right] \cdot 100$$



Σχήμα 62. Επεξεργασία του σήματος του αισθητήρα θερμοκρασίας προκειμένου να μετρηθεί από τον μικροελεγκτή και να απεικονιστεί στην οθόνη

Το IDE (Integrated Development Environment), ολοκληρωμένο περιβάλλον ανάπτυξης προγραμμάτων για το Arduino είναι γραμμένο σε Java και μπορεί να τρέξει σε διάφορα λειτουργικά συστήματα. Περιλαμβάνει επεξεργαστή κώδικα (επεξεργαστή κειμένου με διάφορα εύχρηστα εργαλεία) και μεταγλωττιστή και έχει την ικανότητα να φορτώνει εύκολα το πρόγραμμα μέσω σειριακής ή USB θύρας από τον υπολογιστή στην μητρική πλακέτα.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία χρησιμοποιείται η έκδοση Arduino UNO με ενσωματωμένο τον μικροελεγκτή ATmega 328. Σε αυτή την έκδοση για την επικοινωνία του μικροελεγκτή με τον υπολογιστή μέσω του πρωτόκολλου USB χρησιμοποιείται ένας μικροελεγκτής Atmega16U2 προγραμματισμένος να λειτουργεί ως USB-Serial μετατροπέας. Η μητρική πλακέτα διαθέτει εξωτερική είσοδο τροφοδοσίας 7-12 V.

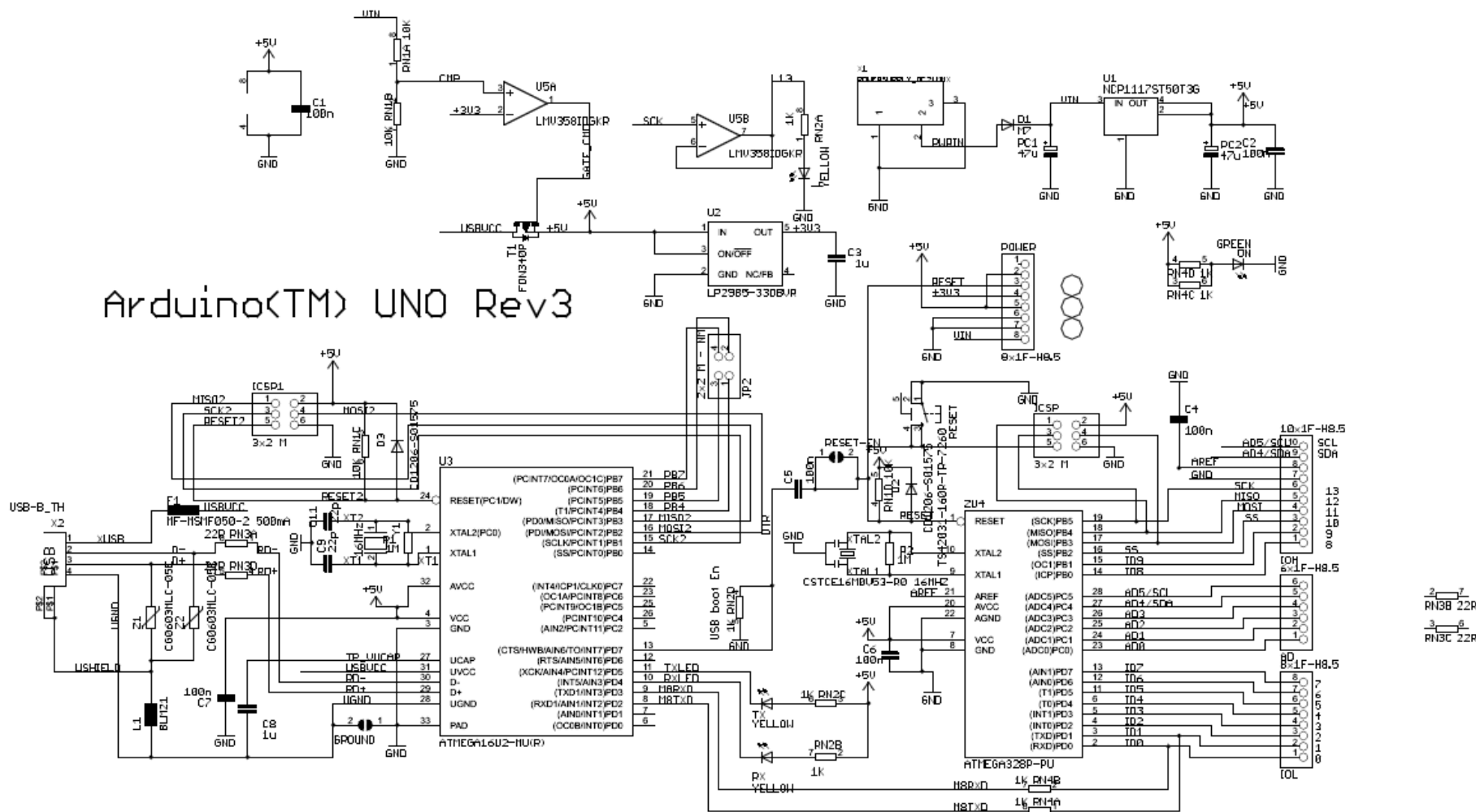
Στο σχήμα 64 φαίνεται το κύκλωμα της πλακέτας του Arduino UNO.

2.2.5 Μικροελεγκτής ATmega 328

Ο συγκεκριμένος μικροελεγκτής που χρησιμοποιείται στη παρούσα διπλωματική είναι της εταιρείας ATMEL και είναι βασισμένος στην αρχιτεκτονική AVR. Η αρχιτεκτονική AVR βασίζεται σε μία τροποποίηση της αρχιτεκτονικής Harvard των 8 bit, RISC (Reduced Instruction Set Computing). Με βάση την αρχιτεκτονική Harvard το πρόγραμμα και τα δεδομένα είναι αποθηκευμένα σε διακριτά φυσικά συστήματα μνήμης τα οποία παρουσιάζονται σε διαφορετικές φυσικές διευθύνσεις μνήμης. Συνολικά διαθέτει 131 εντολές μήκους 16 ή 32 bit και 32 καταχωρητές των 8 bit.

Το συγκεκριμένο μοντέλο μικροελεγκτή διαθέτει 32Kbytes μνήμης Flash (10000 κύκλων εγγραφής/διαγραφής), 2Kbytes εσωτερικής μνήμης SRAM και 1Kbyte μνήμης EEPROM (100000 κύκλων εγγραφής/διαγραφής). Στη μνήμη Flash αποθηκεύεται το πρόγραμμα, στην SRAM δημιουργούνται και αποθηκεύονται οι τιμές των μεταβλητών κατά τη διάρκεια λειτουργίας του μικροελεγκτή ενώ η μνήμη EEPROM χρησιμοποιείται για την μόνιμη αποθήκευση δεδομένων καθώς είναι μη πτητική. Μπορεί να χρονιστεί σε συχνότητα ρολογιού μέχρι τα 20 MHz ενώ λειτουργεί σε τάση τροφοδοσίας 4.5-5.5 V. Να σημειωθεί ότι όπως βρίσκεται ενσωματωμένος στην πλατφόρμα Arduino είναι χρονισμένος στη συχνότητα των 16 MHz μέσω εξωτερικού κρυσταλλικού ταλαντωτή. Διατίθεται σε συσκευασία Plastic Dual Inline Package (PDIP) των 28 ακροδεκτών και λειτουργεί σε θερμοκρασιακό εύρος (-40°C έως 85°C).

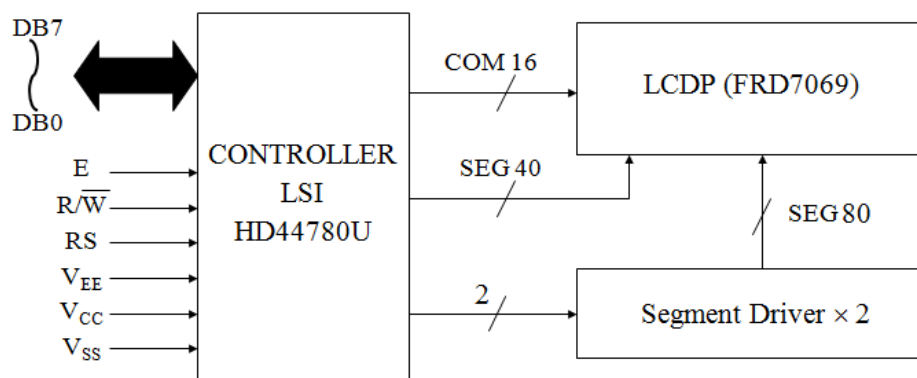
Διαθέτει 14 ψηφιακές εισόδους/εξόδους (0-5 V). Ακόμη διαθέτει 6 αναλογικές εισόδους οι οποίες επιλέγονται με πολυπλέκτη ο οποίος τις οδηγεί σε ένα μετατροπέα ADC διαδοχικής προσέγγισης με μέγιστη ανάλυση 10 bit, μέγιστο ρυθμό δειγματοληψίας 15kSPS και μέσο χρόνο μετατροπής 180 μs. Οι αναλογικές εισοδοί δέχονται τάσεις 0-5 V ενώ δίνεται η δυνατότητα να ορισθεί εξωτερικά το επίπεδο τάσης αναφοράς σε οποιαδήποτε τιμή μεταξύ 0 και 5 V με αποτέλεσμα να αυξάνεται η διακριτική ικανότητα.



Σχήμα 64. Το κύκλωμα της πλακέτας του Arduino UNO

2.2.6 Μονάδα απεικόνισης

Η μονάδα απεικόνισης που χρησιμοποιείται αποτελείται από μια οθόνη LCD Dot Matrix(5x8) 2 γραμμών με 16 χαρακτήρες ανά γραμμή και το ολοκληρωμένο κύκλωμα που απαιτείται για τον έλεγχό της. Ο ελεγκτής/οδηγητής είναι το ολοκληρωμένο HD44780 της εταιρείας Hitachi. Τα δεδομένα για απεικόνιση στην οθόνη μεταφέρονται από τον μικροελεγκτή με παράλληλο δίαυλο μήκους 4 bit. Η τροφοδοσία της μονάδας απεικόνισης γίνεται με 5 V. Στο σχήμα 65 φαίνεται το συνοπτικό διάγραμμα της μονάδας απεικόνισης.



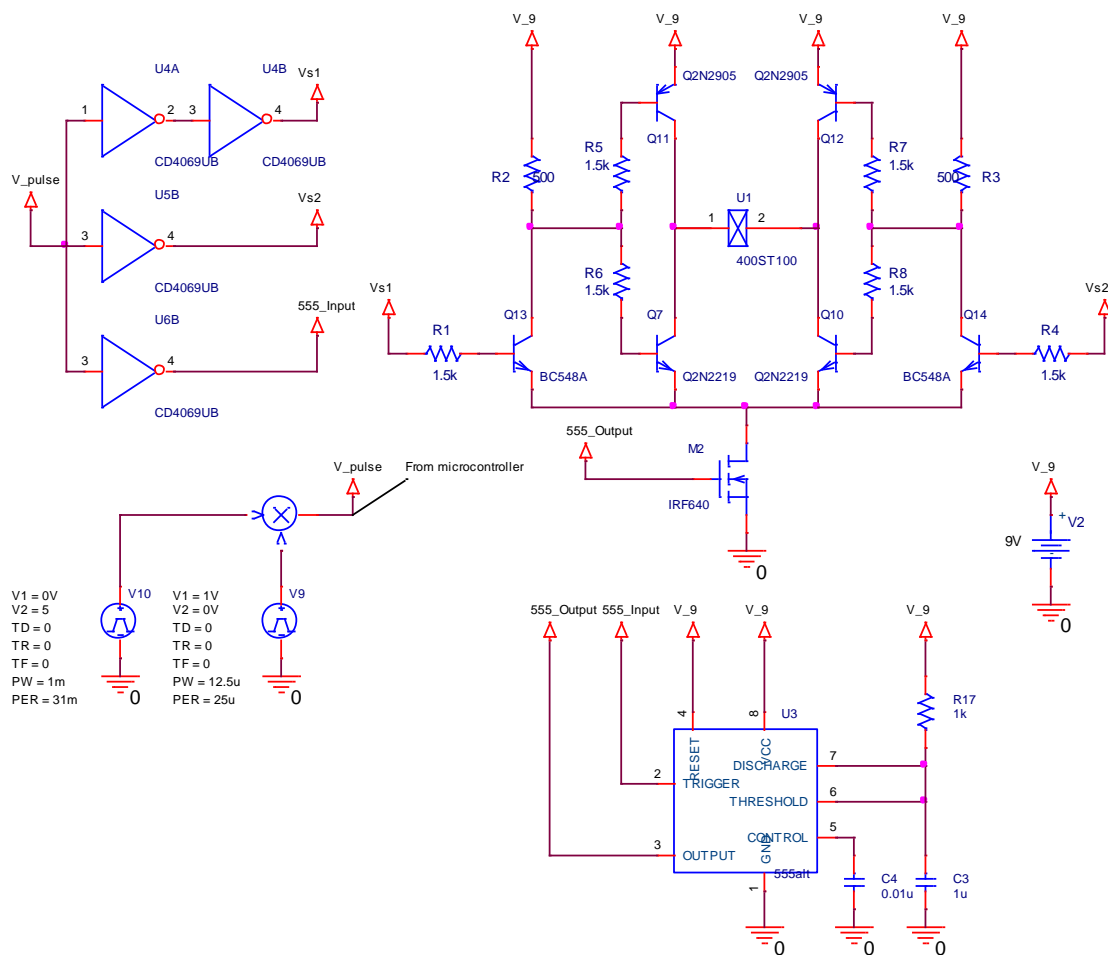
Σχήμα 65. Το Συνοπτικό διάγραμμα της μονάδας απεικόνισης

2.3 Προσομοιώσεις

Στη συνέχεια παρουσιάζονται αναλυτικά τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που έγιναν πριν το στάδιο της κατασκευής για την επαλήθευση των θεωρητικά υπολογισμένων τιμών των διάφορων παθητικών στοιχείων καθώς και για την επαλήθευση της συνολικής συμπεριφοράς κυκλωμάτων όπως σχεδιάστηκαν με βάση τα συγκεκριμένα ολοκληρωμένα κυκλώματα που επιλέχθηκαν. Η σχεδίαση των κυκλωμάτων έγινε στον πρόγραμμα Orcad Capture και συγκριμένα την έκδοση 16.2 αυτού και οι προσομοιώσεις τους με το πρόγραμμα PSpice έκδοσης 16.2 της εταιρείας Cadence.

2.3.1 Κύκλωμα εκπομπού

Στο επόμενο σχήμα 66 φαίνεται το κύκλωμα του εκπομπού που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση. Δαικρίνονται η γέφυρα Η συμπληρωματικής συμμετρίας, ο χρονιστής 555 σε λειτουργία μνοσταθής πολυδονητή, οι αναστροφείς για την οδήγησή τους και οι γεννήτριες δημιουργίας των κυματοπακέτων.



Σχήμα 66. Κύκλωμα προσομοίωσης εκπομπού

Ο μετατροπέας εκπομπής υπερήχων με βάση τα στοιχεία που υπάρχουν στο φυλλάδιο τεχνικών χαρακτηριστικών και σε σημειώσεις για εφαρμογές της κατασκευάστριας εταιρείας προσομοιώθηκε στο PSpice σύμφωνα με το ισοδύναμο που φαίνεται στο σχήμα 67.

Οι τιμές των διαφόρων στοιχείων δίδονται από τους τύπους:

$$R_s = Z \cdot \cos(\theta)$$

$$C_s = C_d \cdot \left(\left(\frac{f_p}{f_s} \right)^2 - 1 \right)$$

$$L_s = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_s^2 \cdot C_s}$$

Όπου:

Z , θ το μέτρο και η γωνία της εμπέδησης αντίστοιχα στη συχνότητα συντονισμού f_0

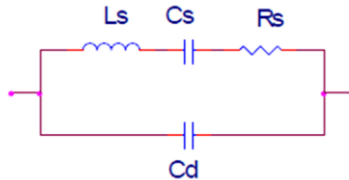
f_s η συχνότητα συντονισμού σειράς

f_p η συχνότητα παράλληλου συντονισμού

C_d η χωρητικότητα σύσφιξης (clamping capacity), σε συχνότητα πολύ μακριά από τη συχνότητα συντονισμού, και η οποία είναι περίπου ίση με τη στατική χωρητικότητα.

Στην περίπτωσή μας

$f_0=40.2$ kHz, $Z=230$ Ω, $\theta=-67.5^\circ$, $f_s=39.5$ kHz, $f_p=41$ kHz, $C_d=1900$ pF



Σχήμα 67. Το ισοδύναμο των μετατροπέων υπερήχων που χρησιμοποιήθηκαν.

Από τις τιμές αυτές εύκολα υπολογίζεται:

$R_s=88$ Ω

$C_s=147$ pF

$L_s=110$ mH

Στη συνέχεια αναγράφεται ο κώδικας με βάση τον οποίο κατασκευάστηκε και προσομοιώθηκε ο μετατροπέας εκπομπής υπερήχων 400ST100 σαν ένα ενιαίο εξάρτημα με βάση τις προηγουμένως αναλυτικά υπολογισμένες τιμές του ισοδυναμού κυκλώματός του.

* transducer transmitter 400ST100 (40KHz)

.SUBCKT 400ST100 1 4

C1 1 4 1900p

L1 1 2 110m

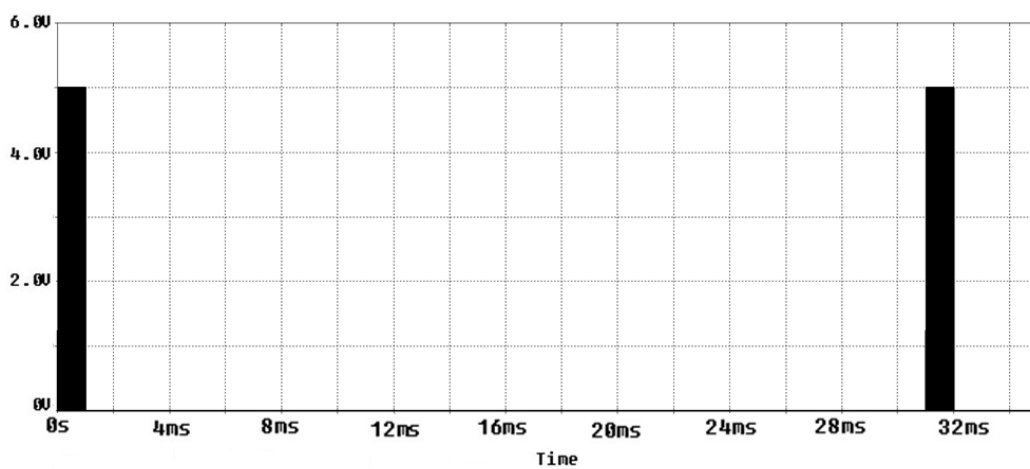
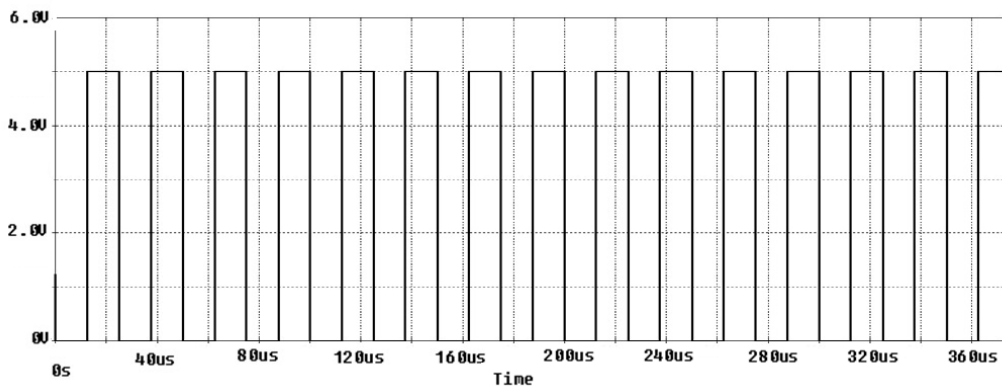
C2 2 3 147p

R1 3 4 88

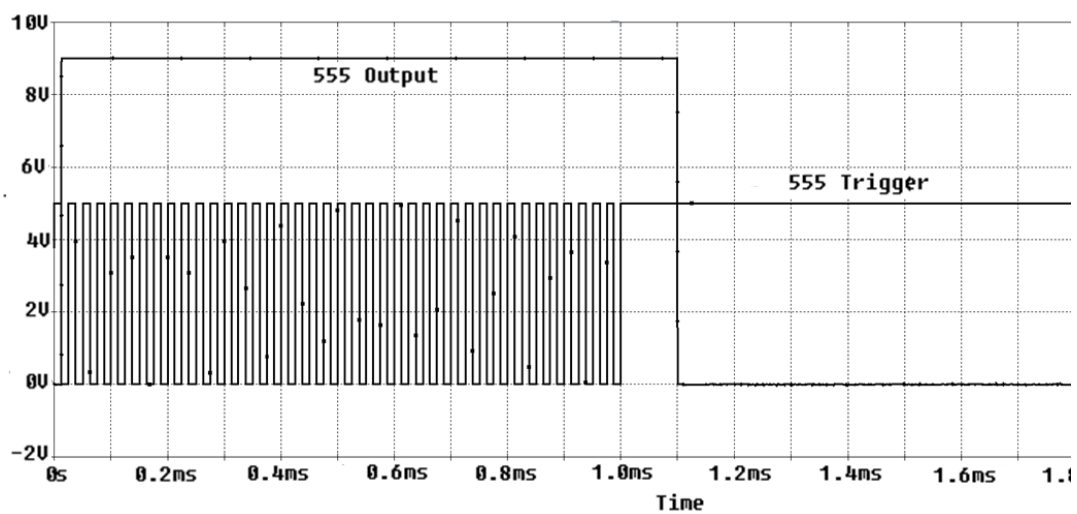
.ENDS

Στο σχήμα 68 φαίνεται η τάση εξόδου του μικροελεγκτή που είναι ταυτόχρονα και η τάση στην είσοδο του πομπού επάνω σε υψηλή χρονική ανάλυση και κάτω σε χαμηλή. Διακρίνεται η περίοδος των υπερήχων που είναι 25 μs ή συχνότητα 40 kHz καθώς και το χρονικό διάστημα μεταξύ των κυματοπακέτων που είναι 30 ms.

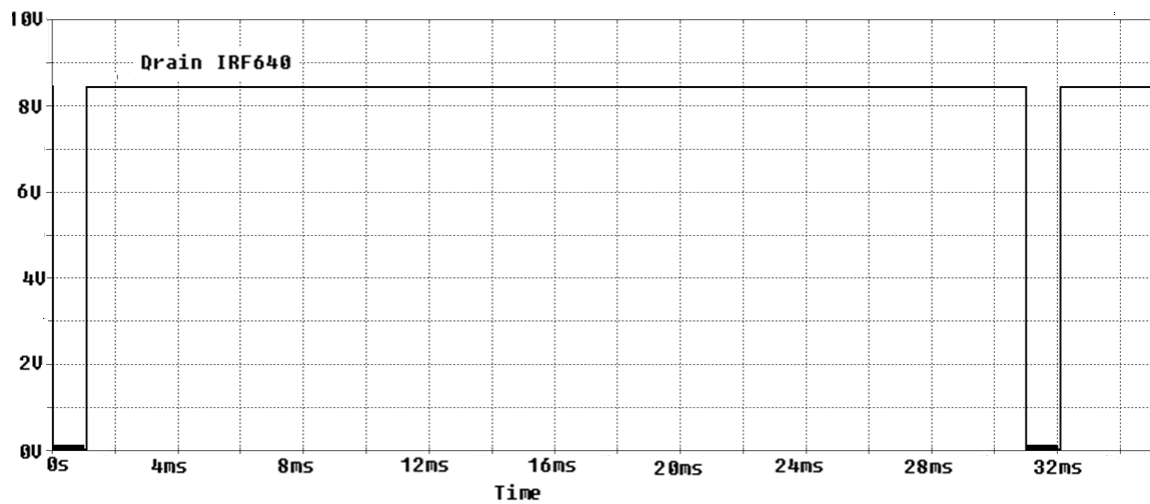
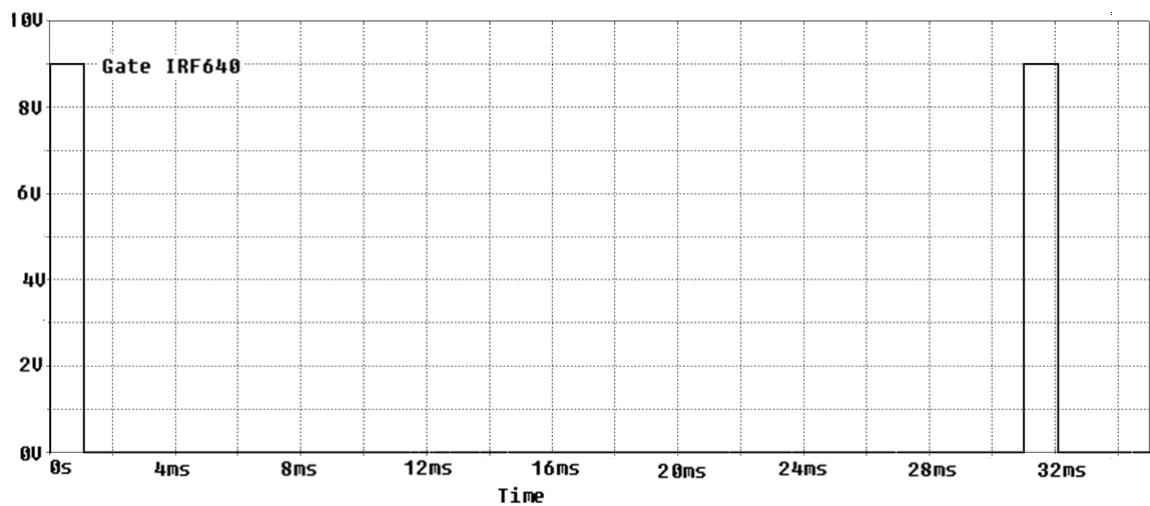
Στο σχήμα 69 φαίνεται η τάση σκανδαλισμού του 555 και η τάση εξόδου του όταν λειτουργεί σαν μονοσταθής πολυδονητής. Εύκολα διακρίνεται ότι για το χρονικό διάστημα που υπάρχουν οι παλμοί υπερήχων το 555 δίνει τάση η οποία στη συνέχεια οδηγείται στην πύλη του FET.



Σχήμα 68. Η κυματομορφή της τάσης στην έξοδο του μικροελεγκτή και στην είσοδο του εκπομπού. Επάνω σε υψηλή χρονική ανάλυση και κάτω σε χαμηλή.



Σχήμα 69. Κυματομορφές τάσης του χρονιστή 555 σε λειτουργία μονοσταθούς πολυδονητή

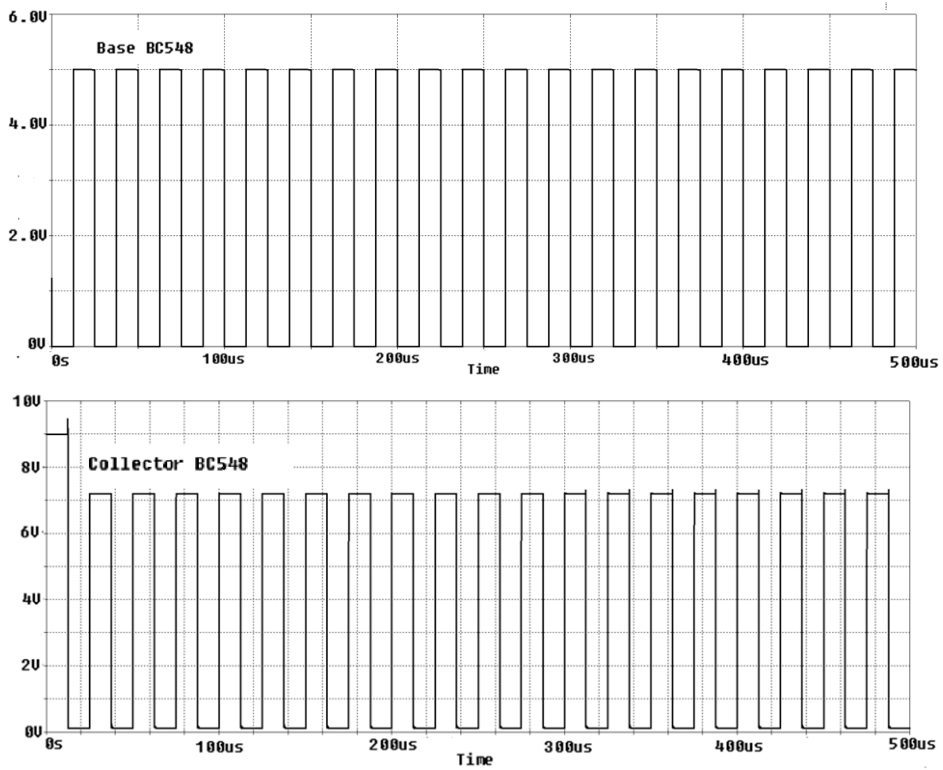


Σχήμα 70. Κυματομορφές τάσης της πύλης (G)και της εκροής(D) του FET IRF640

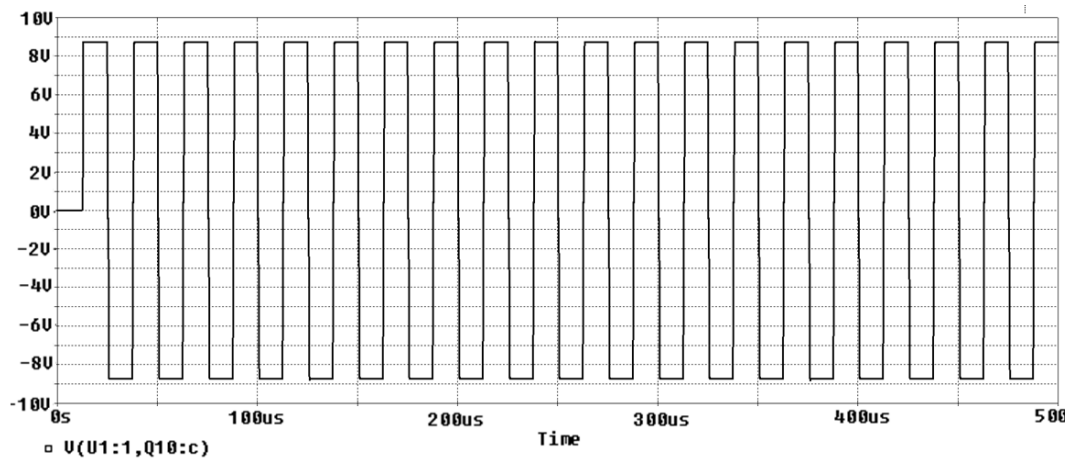
Στο σχήμα 70 φαίνεται η τάση στην πύλη του FET και η διαφορά δυναμικού μεταξύ εκροής και πηγής. Όταν η τάση της πύλης είναι 5 V η διαφορά δυναμικού μεταξύ της εκροής και της πηγής είναι σχεδόν μηδέν το FET άγει και επιτρέπει την τροφοδοσία του κυκλώματος ενίσχυσης (γέφυρα H) ώστε να εκπεμφθούν τα κυματοπακέτα των υπερήχων.



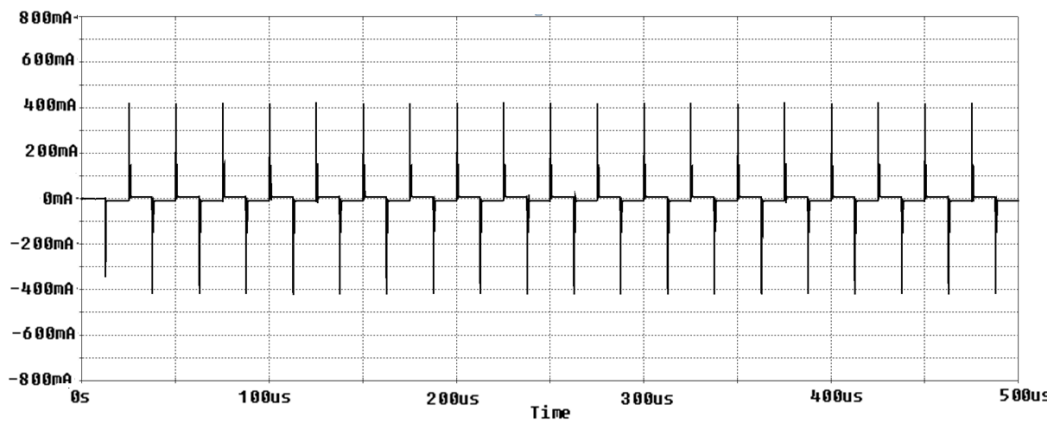
Σχήμα 71. Κυματομορφές τάσης στον εναλλάκτη επιπέδου τάσης BC548 (δεξιά)



Σχήμα 72. Κυματομορφές τάσης στον εναλλάκτη επιπέδου τάσης BC548 (αριστερά)



Σχήμα 73. Κυματομορφές τάσης στα άκρα του μετατροπέα υπερήχων



Σχήμα 74. Κυματομορφές ρεύματος στον μετατροπέα εκπομπής υπερήχων

Στο σχήμα 71 και σχήμα 72 φαίνεται η αντιστροφή και η αλλαγή της στάθμης των παλμών που κάνει κάθε BC548. Συγκρίνοντας τις κυματομορφές της τάσης στους συλλέκτες των BC548 φαίνεται ότι είναι αντίθετες.

Στο σχήμα 73 φαίνεται ότι η τάση που οδηγεί τελικά τον μετατροπέα εκπομπής είναι περίπου $18 V_{p-p}$.

2.3.2 Κύκλωμα δέκτη

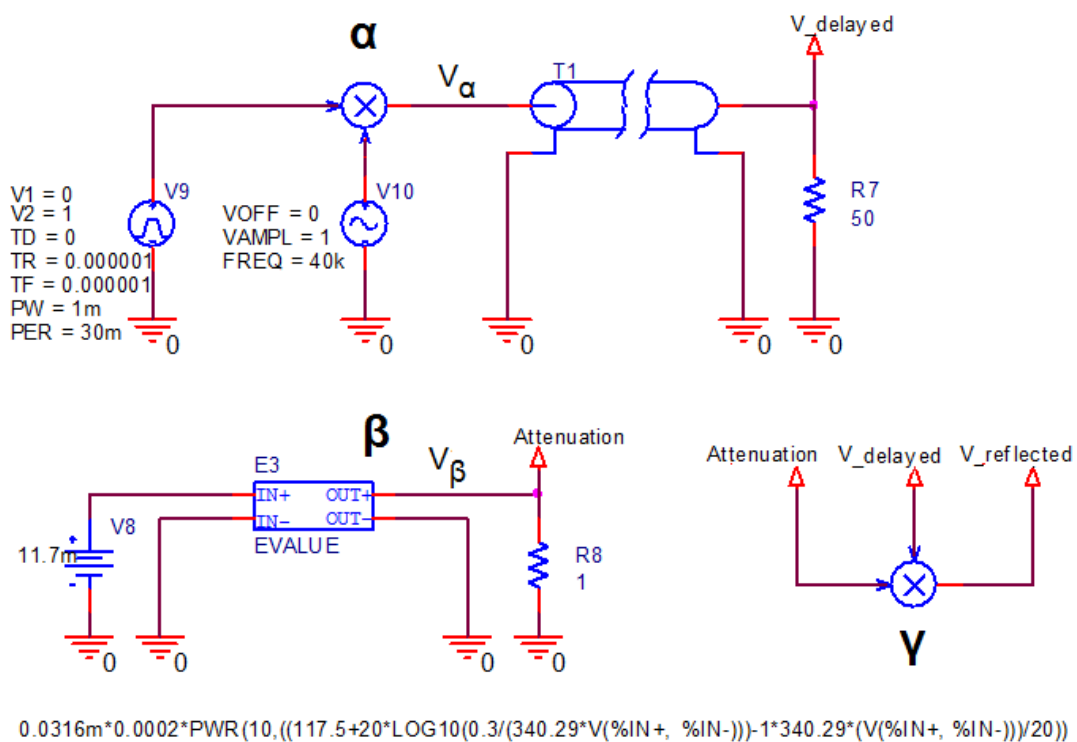
Το συνολικό κύκλωμα του δέκτη σχεδιάστηκε στο PSpice και προσομοιώθηκε σε αυτό.

Στο σχήμα 75 φαίνεται το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για να προσομοιωθεί η τάση που εμφανίζεται στην είσοδο του δέκτη μετά την ανάκλαση των υπερήχων σε κάποιο αντικείμενο.

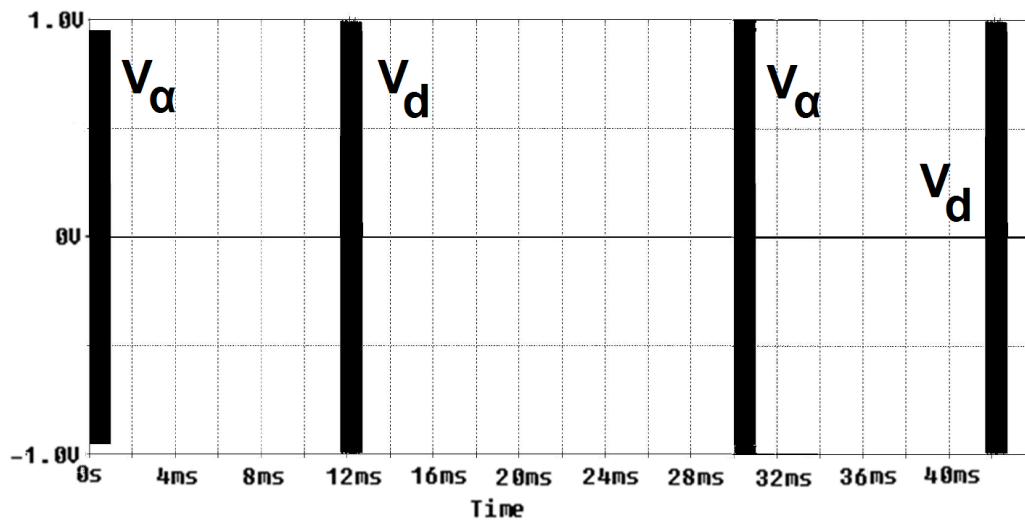
Στο κύκλωμα α η τάση V_α είναι η τάση που βγάζει ο μικροελεγκτής (τα πακέτα των υπερήχων). Η γραμμή μεταφοράς εισάγει μία χρονική καθυστέρηση 11ms (που αντιστοιχούν σε απόσταση αντικειμένου 2 m). Στο σχήμα 76 φαίνονται οι δύο αυτές τάσεις.

Στο σχήμα 75 (κύκλωμα β) παράγεται μία τάση V_β η οποία είναι ίση με την τάση που εμφανίζεται στην είσοδο του δέκτη μετά την συνολική διαδρομή των 4m όταν η αρχική τάση στην εκπομπή είναι 1V. Ο υπολογισμός έγινε με βάση τα όσα αναφέρονται στην παράγραφο 2.1 (ανάλυση της μεθόδου μέτρησης) σχέση (2.8).

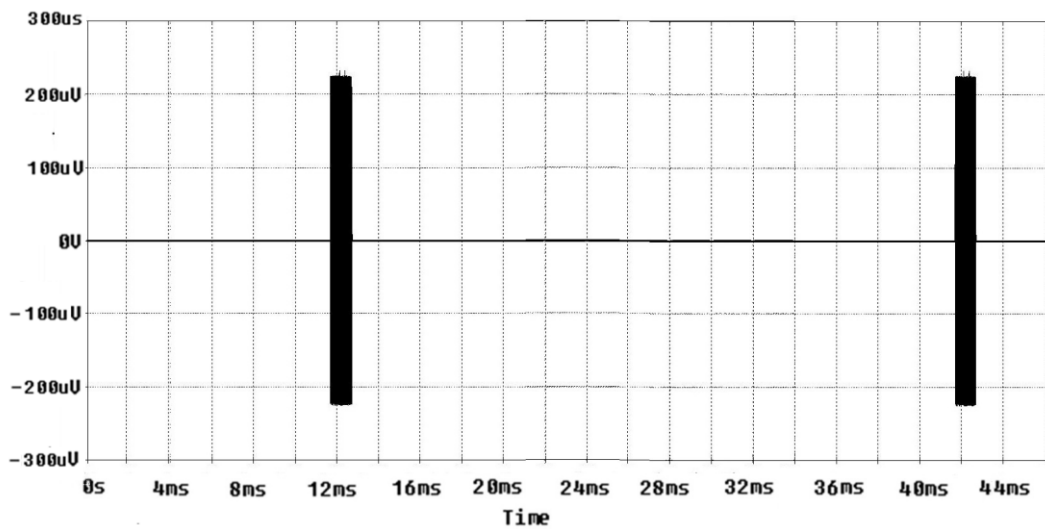
Στο σχήμα 75 (κύκλωμα γ) παράγεται τελικά η τάση που εμφανίζεται στην είσοδο του δέκτη σαν αποτέλεσμα πολλαπλασιασμού της εξασθένησης τάσης 1 V με την τάση που πραγματικά εκπέμπεται. Στο σχήμα 77 φαίνεται η τάση αυτή που έχει πλάτος 220 μV .



Σχήμα 75. Το κύκλωμα για την προσομοίωση της τάσης στην είσοδο του δέκτη

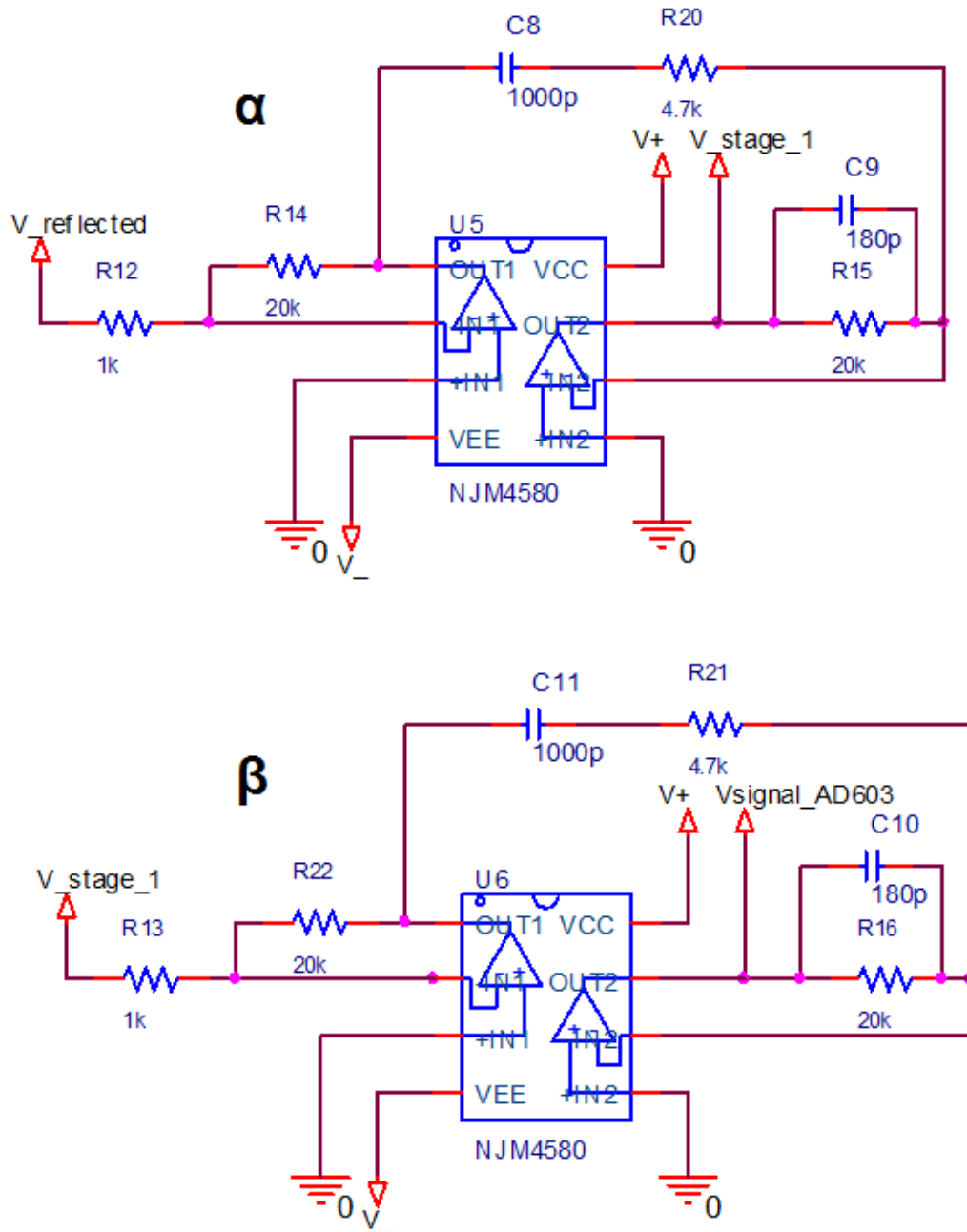


Σχήμα 76. Τα κυματοπακέτα των υπερήχων που εκπέμπονται (V_α) και τα καθυστερημένα κατά 11 ms (V_d).



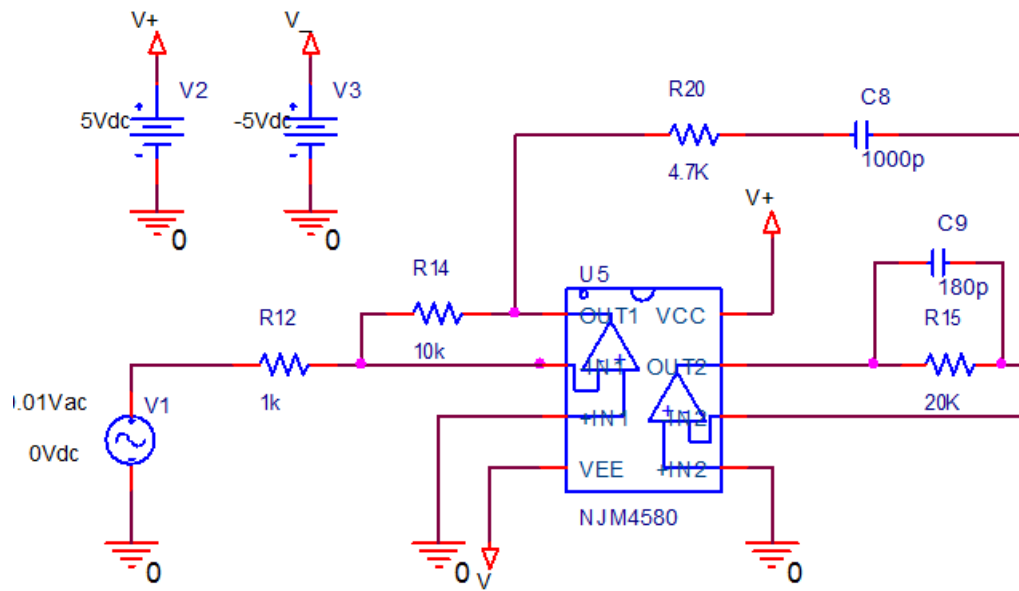
Σχήμα 77. Η τάση στην είσοδο του δέκτη μετά από χρονικό διάστημα 11ms από την εκπομπή του κυματοπακέτου

Στο σχήμα 78 φαίνονται οι 4 πρώτες βαθμίδες του δέκτη. Στο α φαίνεται ο πρώτος ενισχυτής σταθερής απολαβής και το ζωνοδιαβατό φίλτρο. Στο β φαίνεται ο δεύτερος ενισχυτής και το δεύτερο φίλτρο. Στην τελική κατασκευή ο δεύτερος ενισχυτής έχει μεταβλητή την αντίσταση R22 ώστε να είναι δυνατή η ρύθμιση της απολαβής του για να μην οδηγείται γρήγορα στον κόρο η επόμενη βαθμίδα ενίσχυσης με την ελεγχόμενη απολαβή.

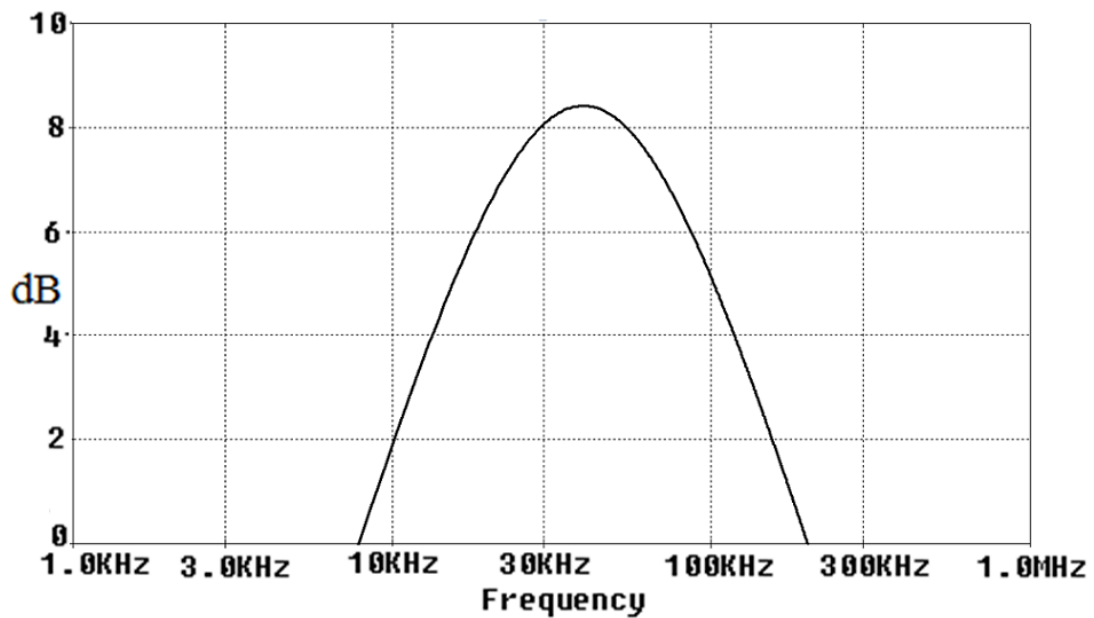


Σχήμα 78. Το κύκλωμα της 1^{ης}, 2^{ης}, 3^{ης} και 4^{ης} βαθμίδας (ενισχυτής, φίλτρο, ενισχυτής, φίλτρο).

Στο σχήμα 79 φαίνεται το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του ζωνοπερατού φίλτρου ενώ στο σχήμα 80 φαίνεται η καμπύλη απόκρισης η οποία έχει μέγιστο στα 40 kHz και πρακτικά κόβει όλες τις συχνότητες που είναι μικρότερες από 10 kHz και μεγαλύτερες από 100 kHz.

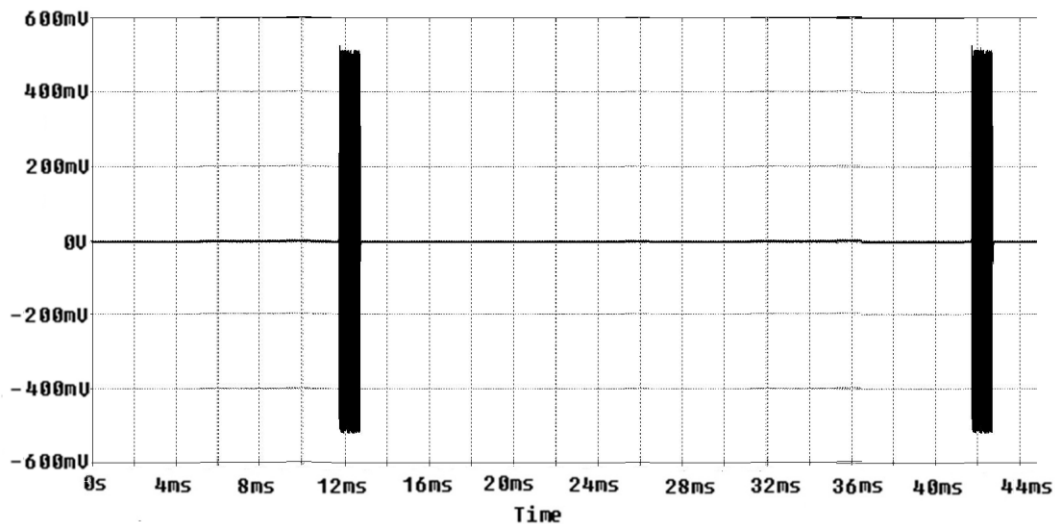


Σχήμα 79. Κύκλωμα προσομοίωσης ζωνοπερατού φίλτρου με ενισχυτή



Σχήμα 80. Καμπύλη απόκρισης του ζωνοπερατού φίλτρου

Στο σχήμα 81 φαίνεται η τάση που υπάρχει μετά τις δύο βαθμίδες ενίσχυσης με το φίλτρο που είναι ταυτόχρονα και η τάση στην είσοδο του ενισχυτή με την χρονικά ελεγχόμενη απολαβή. Συγκρίνοντας την τάση αυτή που έχει πλάτος 500mV με την τάση που έχουμε στην είσοδο του δέκτη (σχήμα 77) που είναι 220mV ευρίσκουμε ότι οι τέσσερις πρώτες βαθμίδες μας εξασφαλίζουν μία συνολική απολαβή που είναι 2270 ή 67dB.

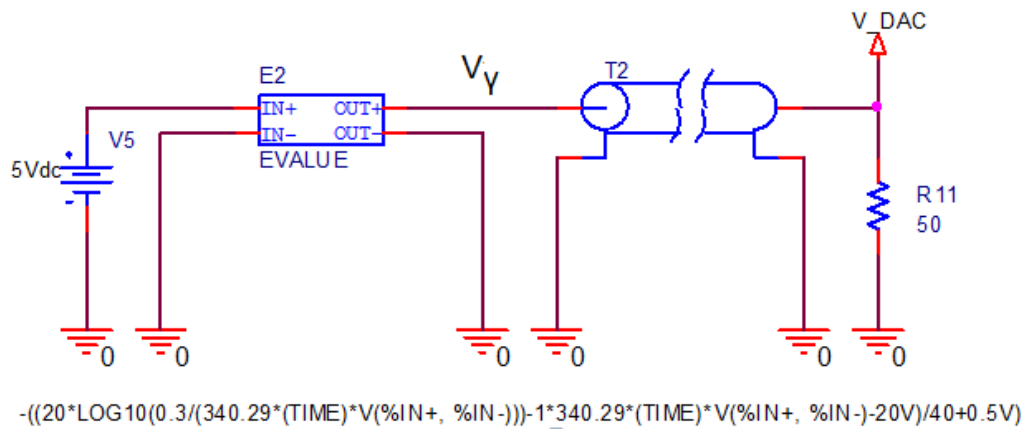


Σχήμα 81. Η τάση μετά την 4^η βαθμίδα και στην είσοδο του ενισχυτή ελεγχόμενης απολαβής

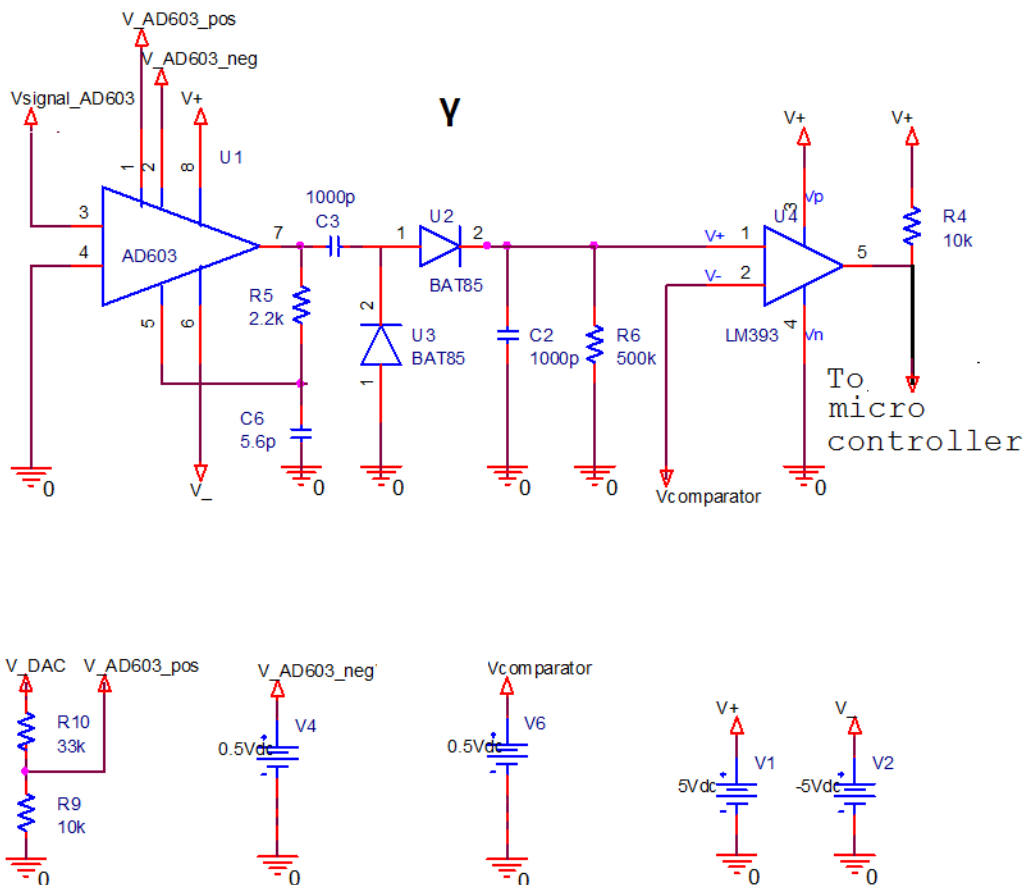
Στο σχήμα 82 φαίνεται το κύκλωμα που χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή της τάσης που βγάζει ο DAC ο οποίος οδηγείται στο πραγματικό κύκλωμα από τον μικροελεγκτή. Η τάση αυτή στη συνέχεια θα ελέγξει την απολαβή του ενισχυτή μεταβλητού κέρδους.

Όπως αναλύεται στη σχεδίαση του κυκλώματος του δέκτη στην παράγραφο 2.2.2 η τάση στην έξοδο του DAC έχει τη μορφή της σχέσης (2.4). Η γραμμή μεταφοράς εισάγει καθυστέρηση 1ms επειδή για το χρονικό διάστημα που γίνεται η εκπομπή ο δέκτης είναι απενεργοποιημένος.

Στο σχήμα 83 φαίνεται το κύκλωμα του ενισχυτή ελεγχόμενης χρονικά απολαβής με τη βαθμίδα φώρασης και τον συγκριτή.

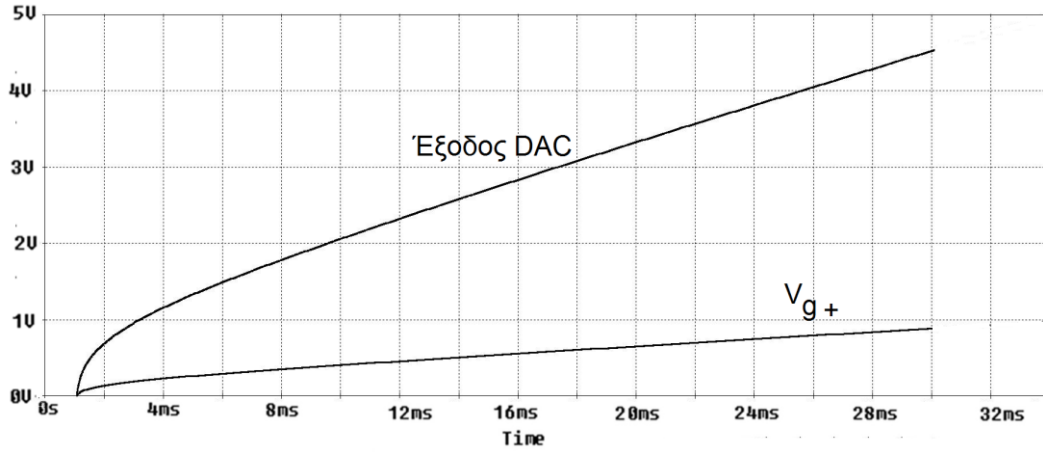


Σχήμα 82. Το κύκλωμα για την προσομοίωση της τάσης του DAC



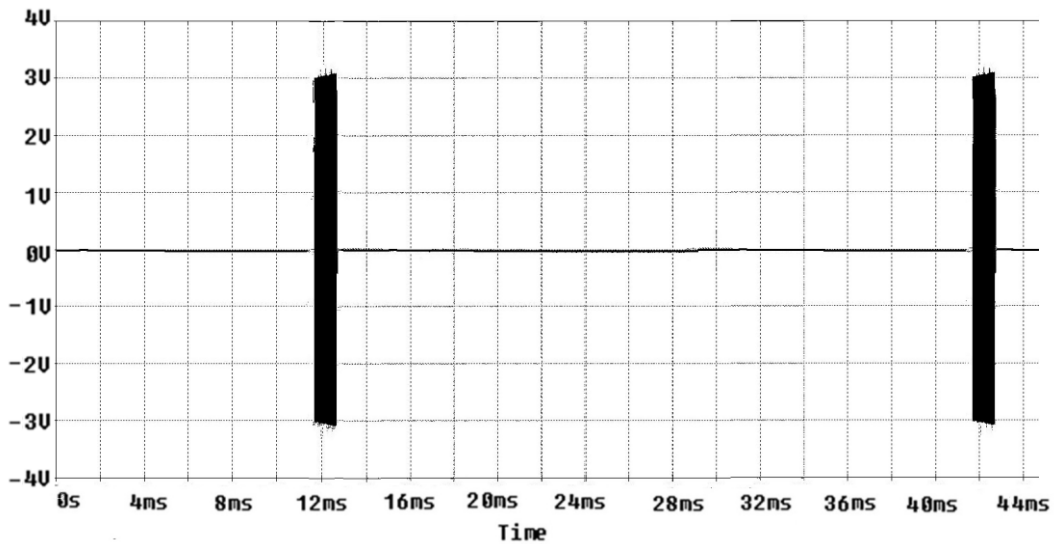
Σχήμα 83. Ο ενισχυτής χρονικά ελεγχόμενης απολαβής με τη βαθμίδα φώρασης και τον συγκριτή.

Στο σχήμα 84 φαίνεται η τάση στην έξοδο του DAC και η τάση V_{g+} στην μία είσοδο ελέγχου του ενισχυτή χρονικά ελεγχόμενης απολαβής. Η τάση αυτή λαμβάνεται μετά από ένα ποτενσιόμετρο που οδηγείται από την τάση του DAC.



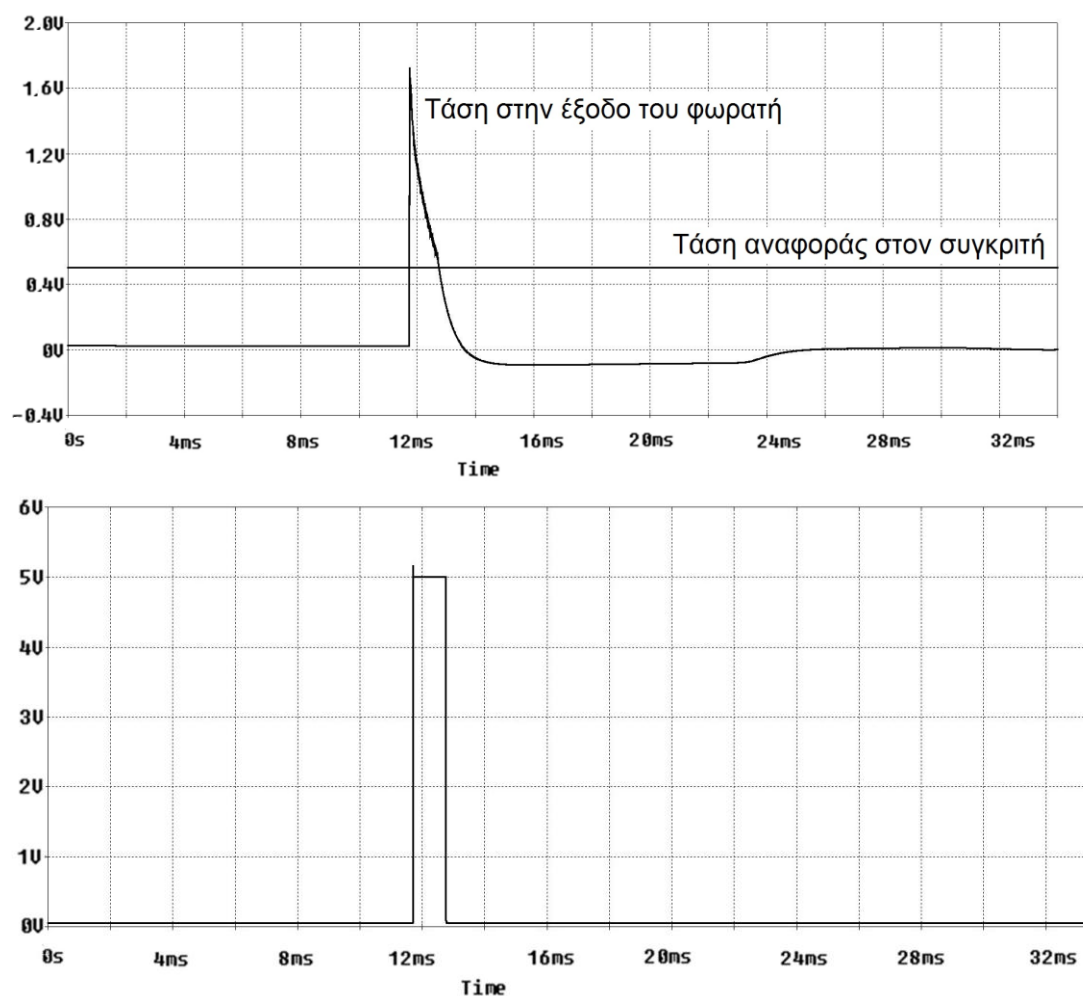
Σχήμα 84. Η τάση εξόδου του DAC και η τάση ελέγχου V_{g+} στην είσοδο ελέγχου του ενισχυτή ελεγχόμενης απολαβής

Στο σχήμα 85 φαίνεται η τάση στην έξοδο του ενισχυτή χρονικά ελεγχόμενης απολαβής. Είναι εμφανής η μεταβολή της στάθμης του σήματος κατά τη διάρκεια του 1 ms που εμφανίζεται, λόγω της αύξησης της απολαβής με το χρόνο



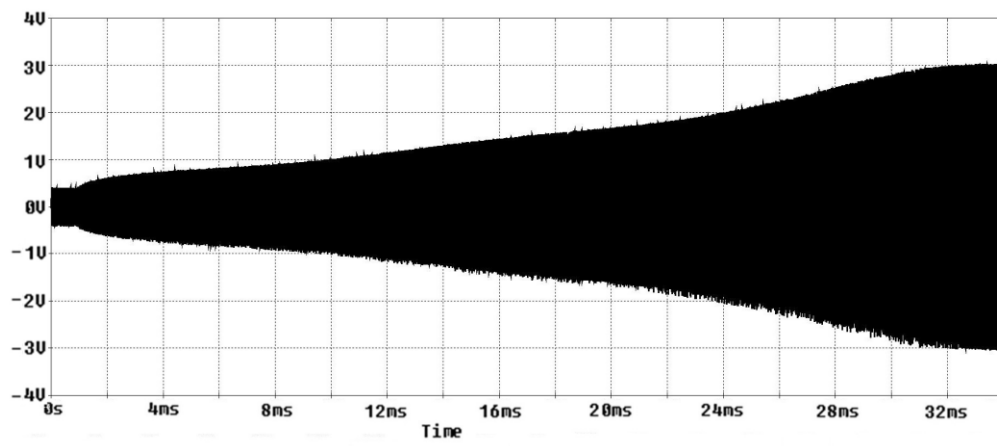
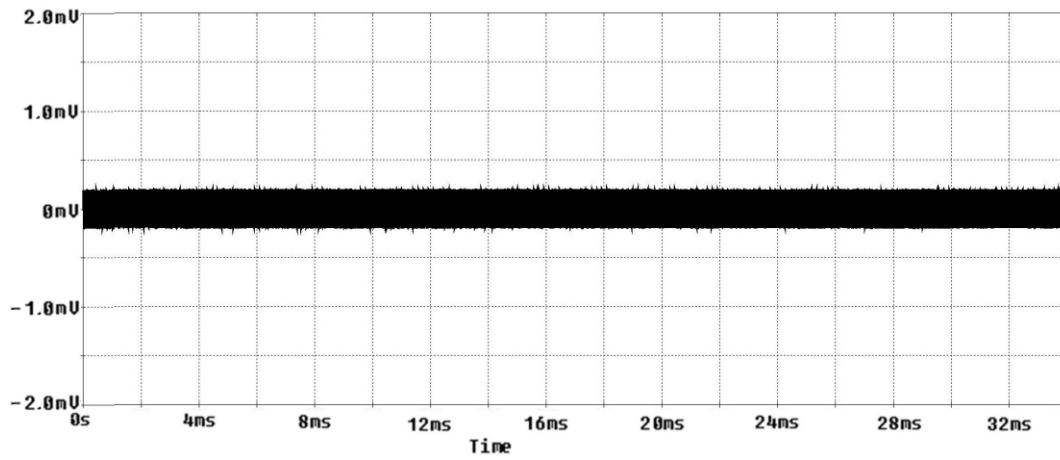
Σχήμα 85 Η τάση στην έξοδο του ενισχυτή χρονικά ελεγχόμενης απολαβής

Όπως φαίνεται στο επόμενο σχήμα 86 ο συγκριτής δίνει 5V (λογικό 1) για όσο χρόνο η τάση του φωρατή (ανάλογη του ανακλώμενου σήματος) είναι μεγαλύτερη από την τάση αναφοράς

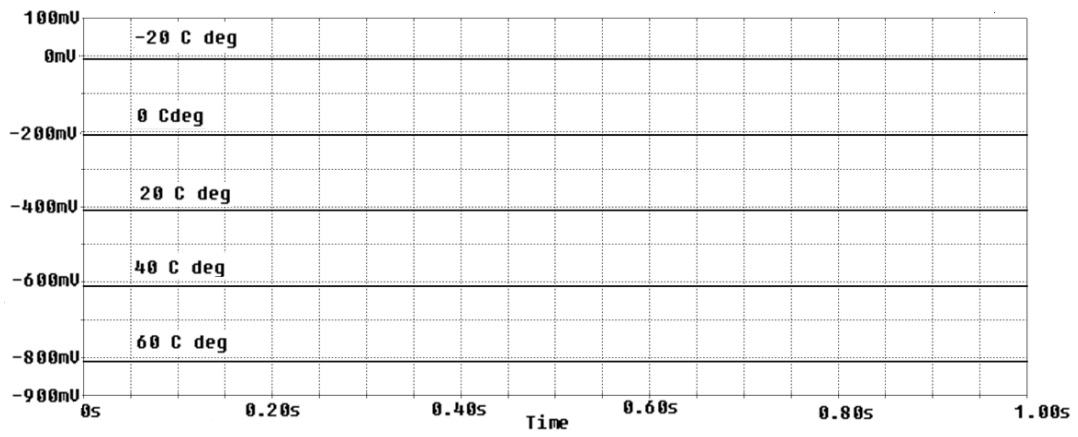


Σχήμα 86. Επάνω η τάση στην έξοδο του φωρατή και η τάση αναφοράς του συγκριτή. Κάτω η έξοδος του συγκριτή τάσης.

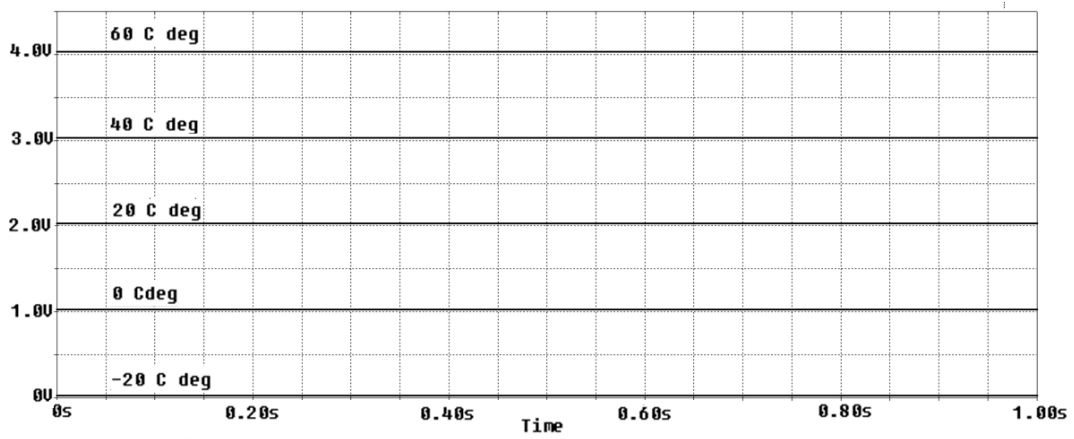
Με σκοπό να φανεί καθαρά ο χρονικός έλεγχος της απολαβής του ενισχυτή έγινε μία προσομοίωση στην οποία τέθηκε στην είσοδο του ενισχυτή ένα ημιτονικό σήμα συχνότητας 40kHz και σταθερού πλάτους 200mV όπως φαίνεται στο επάνω μέρος στο σχήμα 87. Στο κάτω μέρος του ιδίου σχήματος φαίνεται η έξοδος του ενισχυτή όπου παρατηρούμε τη σταδιακή αύξηση του πλάτους του σήματος εξόδου με την πάροδο του χρόνου.



Σχήμα 87. Επάνω χρονικά σταθερή είσοδος στον ενισχυτή ελεγχόμενης χρονικά απολαβής. Κάτω η έξοδος του ενισχυτή χρονικά ελεγχόμενης απολαβής.



Σχήμα 90. Έξοδος προσθέτη αναστρέφουσας συνδεσμολογίας



Σχήμα 91. Έξοδος ενισχυτή κέρδους A=5

3. Κατασκευαστικό μέρος

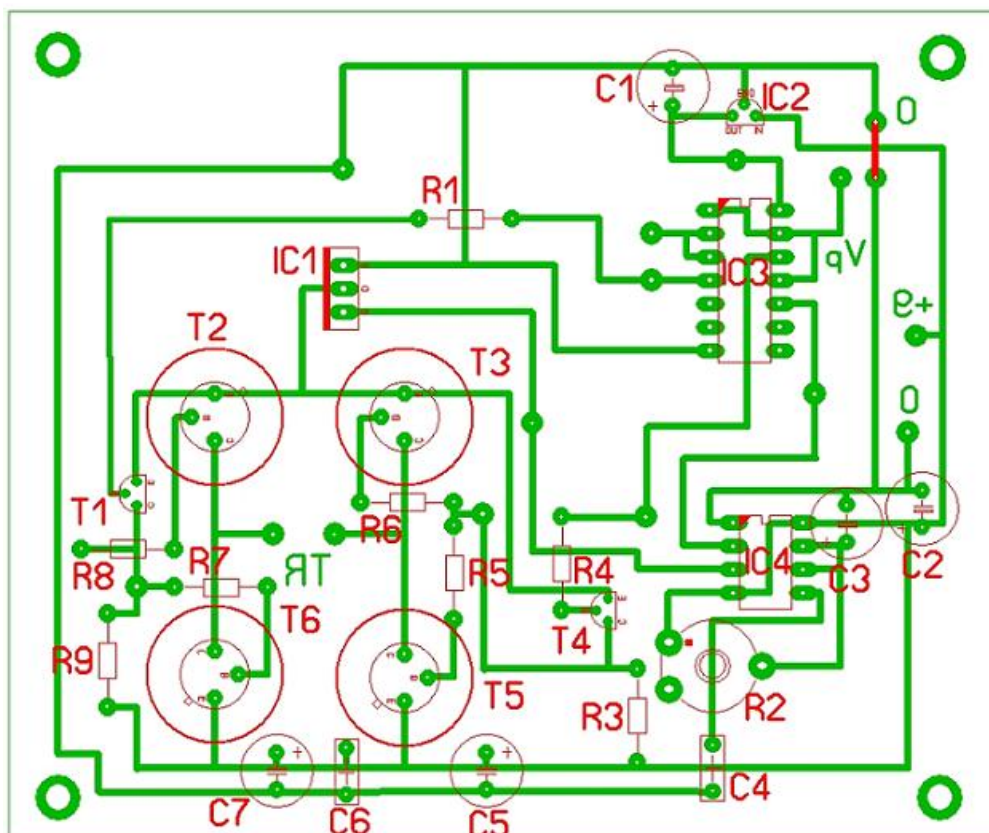
Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζεται η διαδικασία που ακολουθήθηκε κατά το στάδιο της κατασκευής καθώς και διάφορες τεχνικές λεπτομέρειες σημαντικές για την σωστή υλοποίηση της μετρητικής διάταξης.

Ο σχεδιασμός των τυπωμένων κυκλωμάτων για τον πομπό, τον δέκτη, και τον αισθητήρα θερμοκρασίας έγινε με τα το πρόγραμμα Sprint Layout και συγκεκριμένα την έκδοση 5.0, της εταιρείας Abacom.

Τα τυπωμένα κυκλώματα που σχεδιάστηκαν είναι μονής όψης σε υλικό τύπου Epoxy glass FR4 πάχους 1.6 mm. Το πάχος του χαλκού είναι 35μm και η επικασιτέρωση των πιστών είναι πάχους 10μm.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα σχέδια των τυπωμένων κυκλωμάτων με βάση τα οποία έγινε η κατασκευή ο κατάλογος των εξαρτημάτων κάθε πλακέτας καθώς και φωτογραφίες μετά την κόλληση των εξαρτημάτων στα τυπωμένα κυκλώματα.

3.1 Κύκλωμα εκπομπού

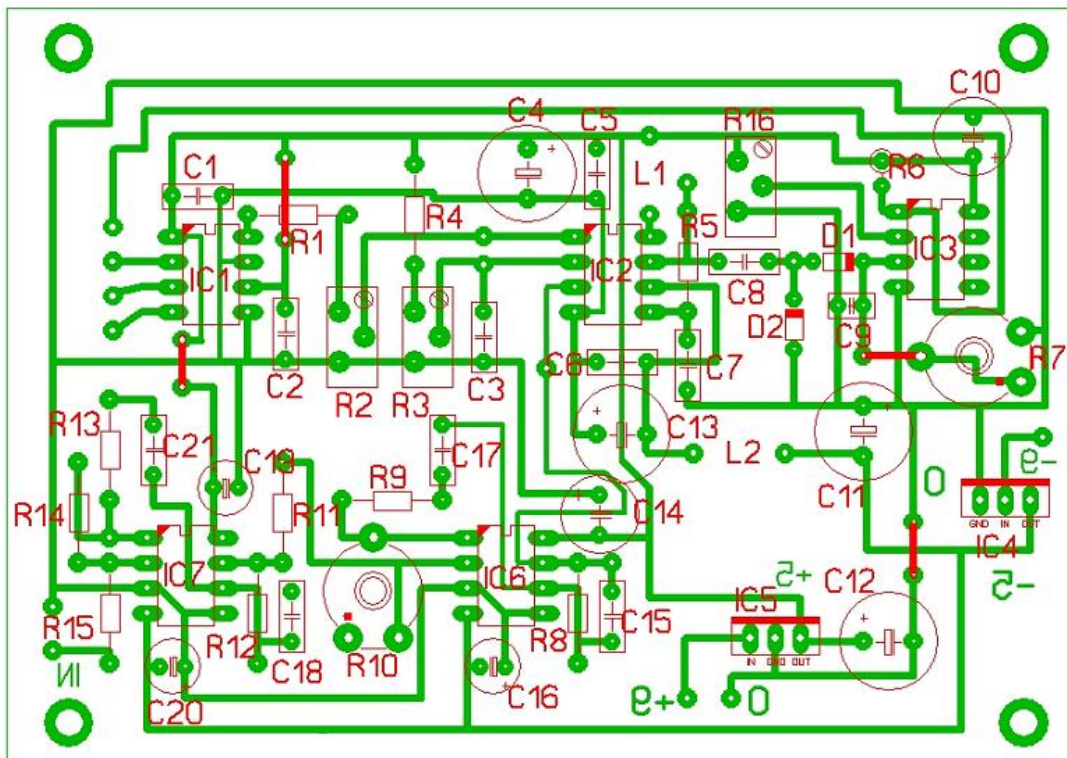


Σχήμα 92. Κύκλωμα εκπομπού

IC1: IRF640	T1: BC548
IC2: 78L05	T2: 2N2219
IC3: CD4069	T3: 2N2219
IC4: 555	T4: BC548
R1: 1.5k Ω	T5: 2N2905
R2: 1k Ω τρίμερ	T6: 2N2905
R3: 500 Ω	C1: 100nF κεραμικός
R4: 1.5k Ω	C2: 100 μ F ηλεκτρολυτικός
R5: 1.5k Ω	C3: 1 μ F ηλεκτρολυτικός
R6: 1.5k Ω	C4: 10nF κεραμικός
R7: 1.5k Ω	C5: 1000 μ F ηλεκτρολυτικός
R8: 1.5k Ω	C6: 100nF κεραμικός
R9: 500 Ω	C7: 470 μ F ηλεκτρολυτικός

Πίνακας 4. Πίνακας εξαρτημάτων εκπομπού

3.2 Κύκλωμα δέκτη

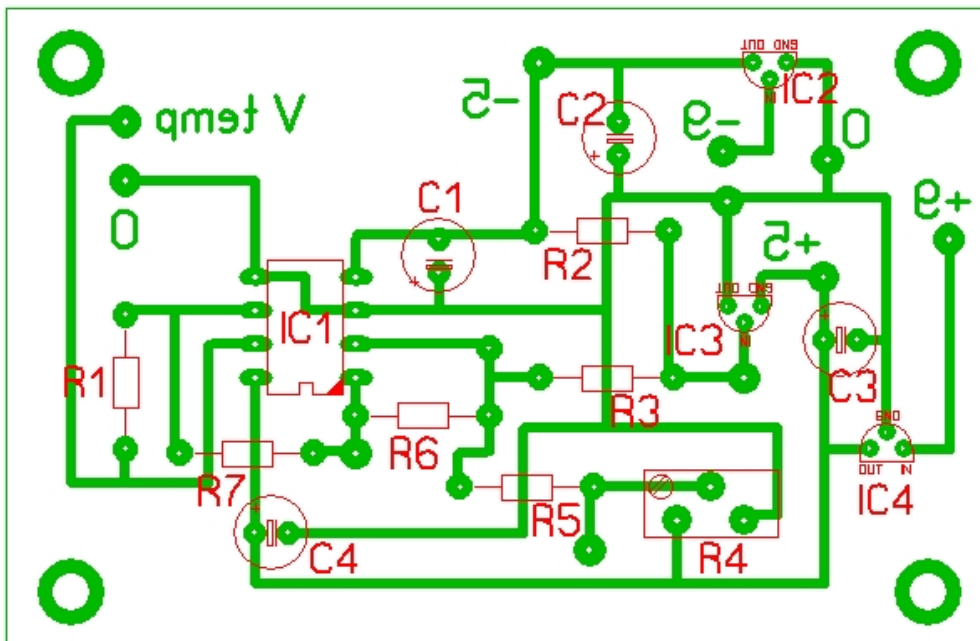


Σχήμα 93. Κύκλωμα δέκτη

<p>IC1: MCP4921 IC2: AD603 IC3: LM393 IC4: LM7905 IC5: LM7805 IC6: NJM4580 IC7: NJM4580</p> <p>R1: 33kΩ R2: 10kΩ πολύστροφο τρίμερ R3: 5kΩ πολύστροφο τρίμερ R4: 33kΩ R5: 2.2kΩ R6: 10kΩ R7: 1MΩ R8: 20kΩ R9: 4.7kΩ R10: 22kΩ τρίμερ R11: 1kΩ R12: 20kΩ R13: 4.7kΩ R14: 20kΩ R15: 1kΩ R16: 50kΩ πολύστροφο τρίμερ</p>	<p>C1: 100nF κεραμικός C2: 100nF κεραμικός C3: 100nF κεραμικός C4: 100μF, τανταλίου C5: 100nF κεραμικός C6: 100nF κεραμικός C7: 5.6pF κεραμικός C8: 1nF κεραμικός C9: 1nF κεραμικός C10: 100μF ηλεκτρολυτικός C11: 470μF ηλεκτρολυτικός C12: 470μF ηλεκτρολυτικός C13: 100μF, τανταλίου C14: 100μF ηλεκτρολυτικός C15: 180pF κεραμικός C16: 100μF ηλεκτρολυτικός C17: 1nF κεραμικός C18: 180pF κεραμικός C19: 100μF ηλεκτρολυτικός C20: 100μF ηλεκτρολυτικός C21: 1nF κεραμικός</p> <p>L1: πηνία τροφοδοσίας L2 : πηνία τροφοδοσίας</p>
--	---

Πίνακας 5. Πίνακας εξαρτημάτων δέκτη

3.3 Κύκλωμα μέτρησης θερμοκρασίας



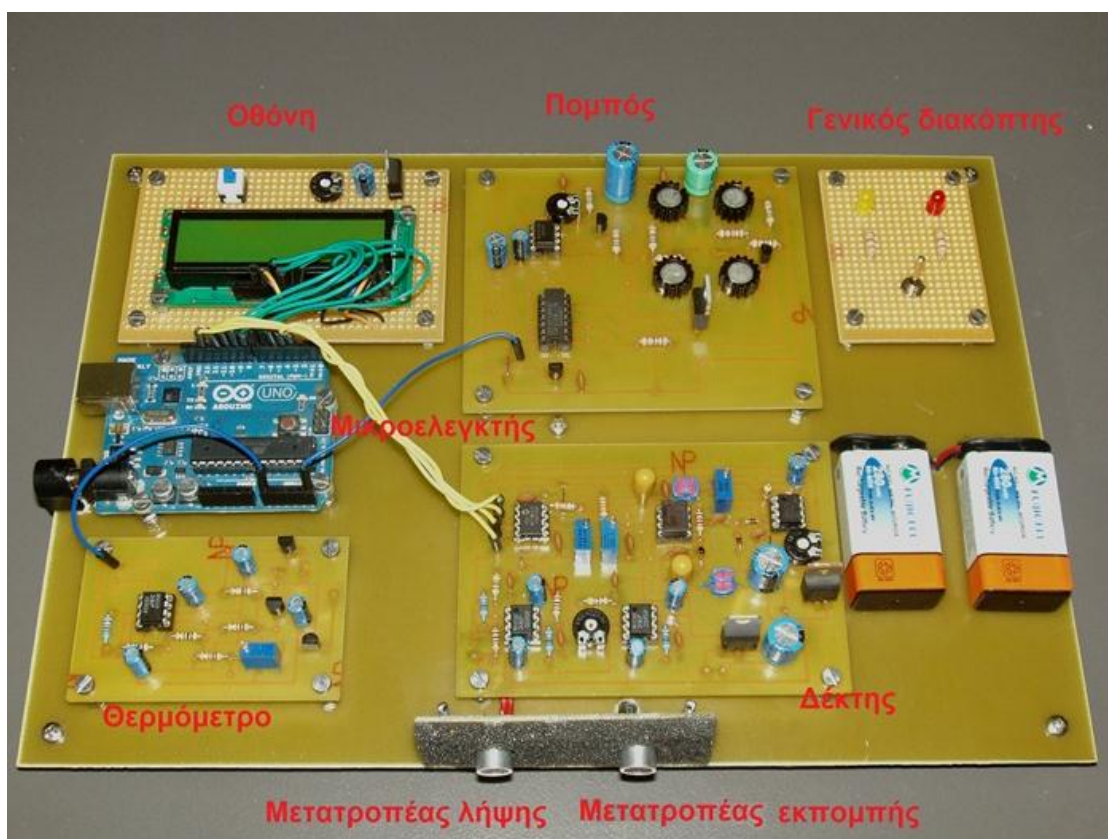
Σχήμα 94. Κύκλωμα μέτρησης θερμοκρασίας

IC1: NJM4580 IC2: 79L05 IC3: LM35 IC4: 78L05 C1: 100μF, electrolytic, 16V C2: 1μF, electrolytic, 16V C3: 1μF, electrolytic, 16V C4: 100μF, electrolytic, 16V	R1: 50kΩ R2: 100kΩ R3: 10kΩ R4: 20kΩ πολύστροφο τρίμερ R5: 10kΩ R6: 10kΩ R7: 10kΩ
---	---

Πίνακας 6. Πίνακας εξαρτημάτων κυκλώματος θερμομέτρου

3.4 Γενική άποψη της μετρητικής διάταξης

Παρακάτω στη φωτογραφία φαίνεται συνολικά η κάτοψη της μετρητικής διάταξης μετά την πλήρη κατασκευή και συναρμολόγησή της.



Σχήμα 95. Γενική άποψη της κατασκευής

Παρατηρήσεις

Στην σχεδίαση και την τελική κατασκευή των τυπωμένων κυκλωμάτων εξαιτίας της εμφάνισης θορύβου, και βυθίσεων τάσης στις γραμμές τροφοδοσίας λήφθηκε υπόψη με ιδιαίτερη σχολαστικότητα και προσοχή η χρησιμοποίηση πυκνωτών απόζευξης (decoupling capacitors) σε όλα τα ολοκληρωμένα κυκλώματα καθώς και σε σταθερές τάσεις αναφοράς. Οι τιμές χωρητικότητας και το είδος των πυκνωτών που χρησιμοποιήθηκαν έγιναν με βάση τα φυλλάδια των τεχνικών χαρακτηριστικών των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Επίσης στα σημεία, που χρησιμοποιούνται σταθερές χρονικά τάσεις αναφοράς χρησιμοποιήθηκαν πυκνωτές απόζευξης εμπειρικά με απώτερο σκοπό την εξάλειψη φαινομένων εμφάνισης θορύβου.

Η τροφοδοσία όλων των πλακετών γίνεται με τάσεις -9 V , 0 V , $+9\text{ V}$ και σε όποιες χρειάζεται τοποθετούνται σταθεροποιητές στα -5 V και $+5\text{ V}$.

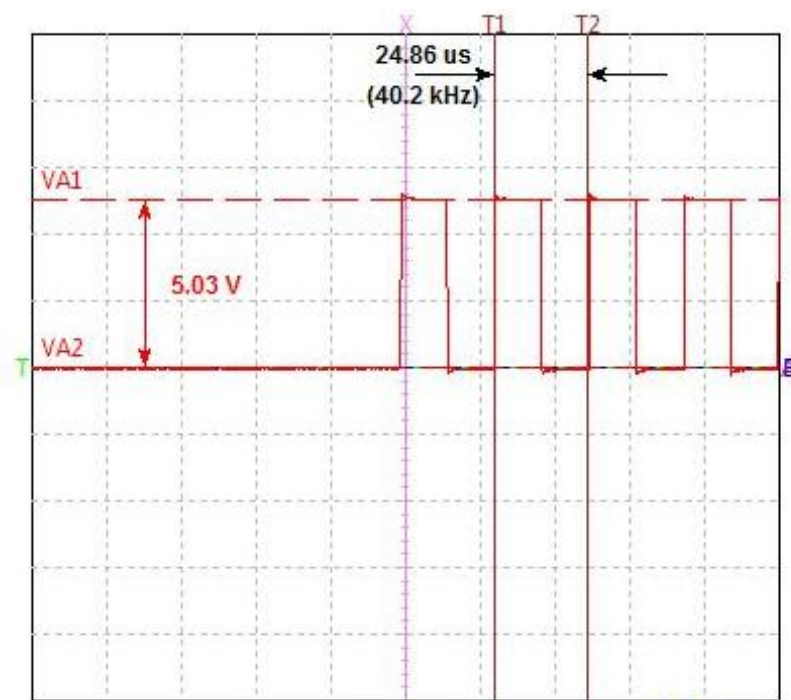
4. Μετρήσεις

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει παρουσίαση των διαφόρων μετρήσεων που ελήφθησαν στην πραγματική διάταξη που κατασκευάστηκε και λειτούργησε. Τα όργανα που χρησιμοποιήθηκαν ήταν:

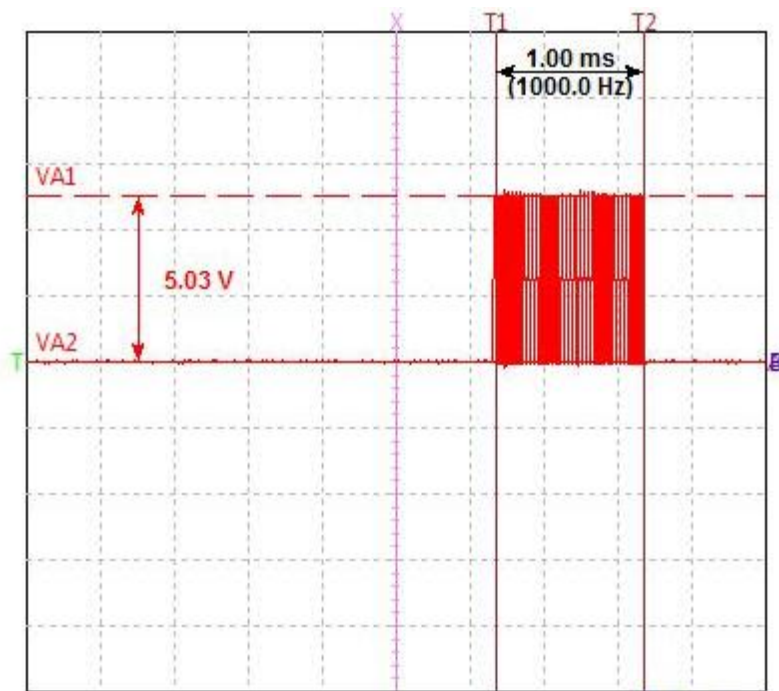
1. Ψηφιακό πολύμετρο: MASTECH, MY-64
2. Ψηφιακός παλμογράφος : Syscomop Circuit Gear CGR-101
3. Έκδοση λογισμικού παλμογράφου: Syscomp Circuit Gear 1.19
4. Ψηφιακό θερμόμετρο αέρα
5. Μετροταινία

4.1 Μετρήσεις Εκπομπού

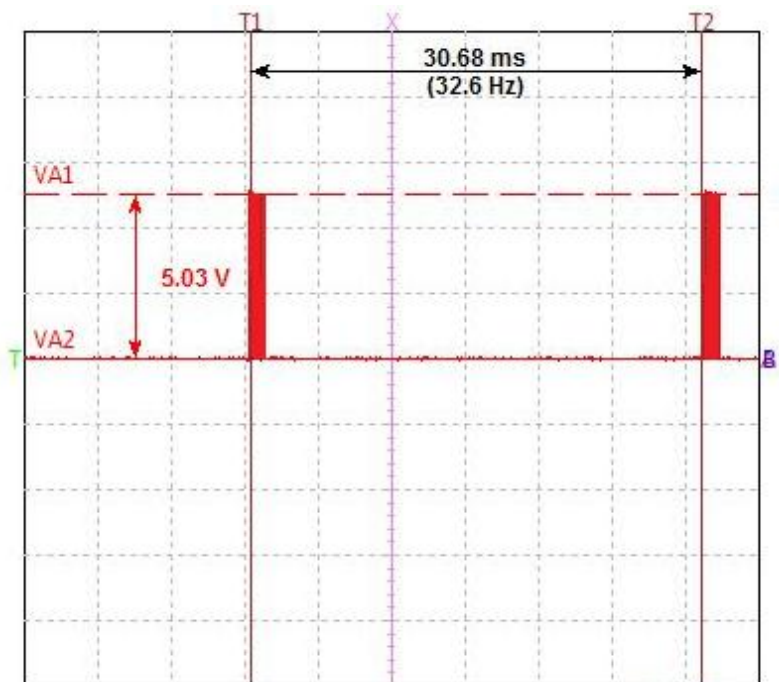
Στο σχήμα 96 φαίνεται η τάση στην έξοδο του μικροελεγκτή σε υψηλή χρονική ανάλυση που είναι τετραγωνικοί παλμοί πλάτους 5V με κύκλο εργασίας 50% και περίοδο 25 μ s που αντιστοιχεί σε συχνότητα 40kHz. Στο σχήμα 97 και σχήμα 98 φαίνεται η ίδια τάση σε διαφορετική χρονική ανάλυση όπου διακρίνεται ότι η διάρκεια κάθε κυματοπακέτου είναι 1ms και η περίοδος επανάληψης 30ms.



Σχήμα 96. Η τάση στην έξοδο του μικροελεγκτή και στην είσοδο του πομπού σε υψηλή χρονική ανάλυση

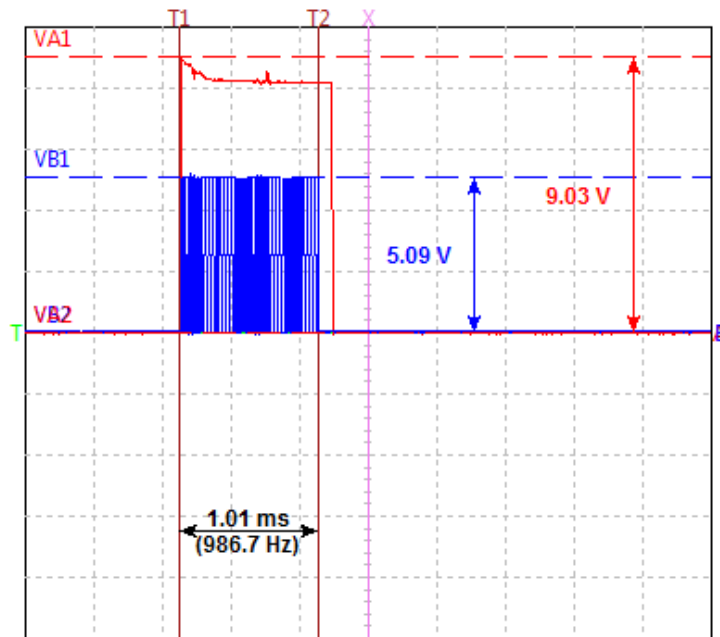


Σχήμα 97. Η τάση στην έξοδο του μικροελεγκτή και στην είσοδο του πομπού σε μέτρια χρονική ανάλυση



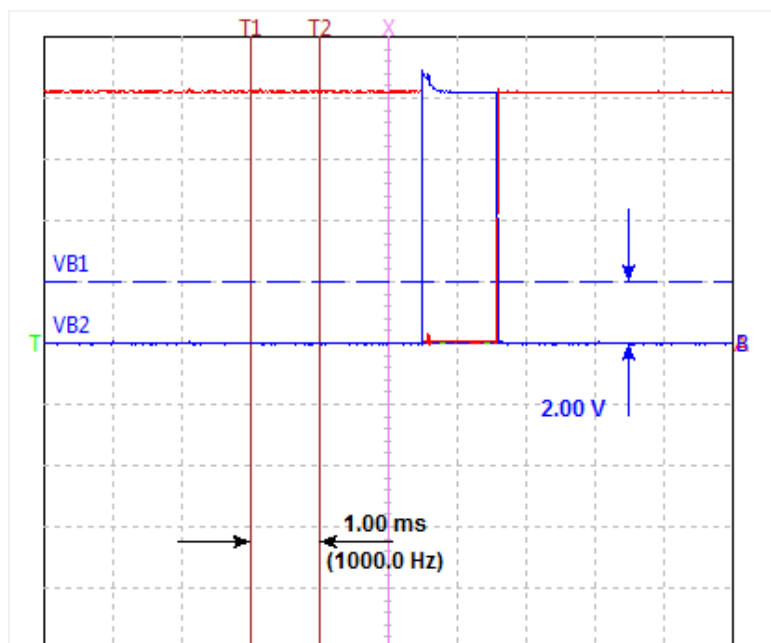
Σχήμα 98. Η τάση στην έξοδο του μικροελεγκτή και στην είσοδο του πομπού σε χαμηλή χρονική ανάλυση

Στο σχήμα 101 φαίνεται η τάση στην είσοδο και την έξοδο του 555 σε λειτουργία μονοσταθής πολυδονητή. Στην έξοδο υπάρχει παλμός 5V για όσο χρόνο διαρκεί το κάθε κυματοπακέτο. Η διάρκεια του παλμού αυτού μπορεί να μεταβάλλεται μέσω μεταβλητής αντίστασης.



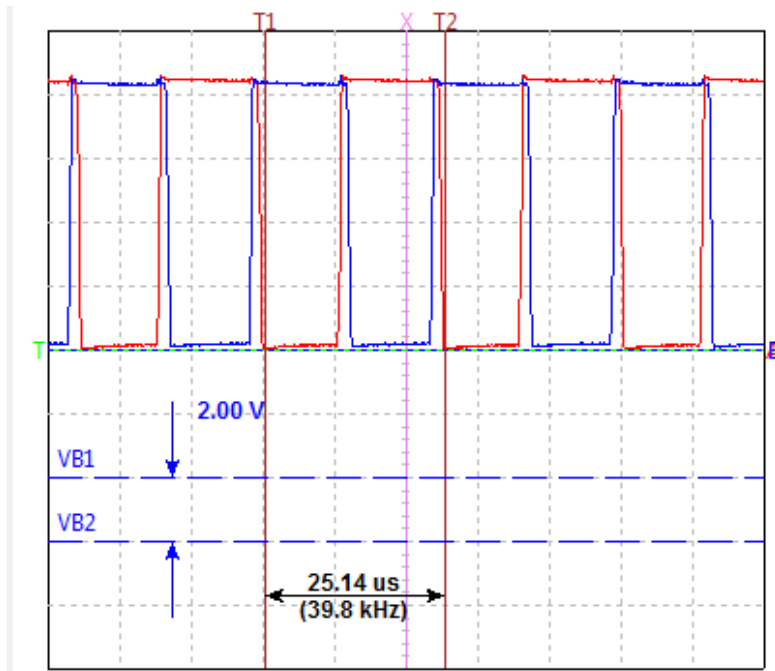
Σχήμα 101. Με μπλέ φαίνεται η είσοδος και με κόκκινο η έξοδος του 555 σε λειτουργία μονοσταθής πολυδονητή σε μέτρια χρονική ανάλυση

Στο σχήμα 102 φαίνεται η τάση στην πύλη και την εκροή του FET IRF640. Η τροφοδοσία της γέφυρας Η γίνεται μόνο για όσο χρόνο άγει (1ms) δηλαδή όταν η τάση της εκροής είναι 0V.

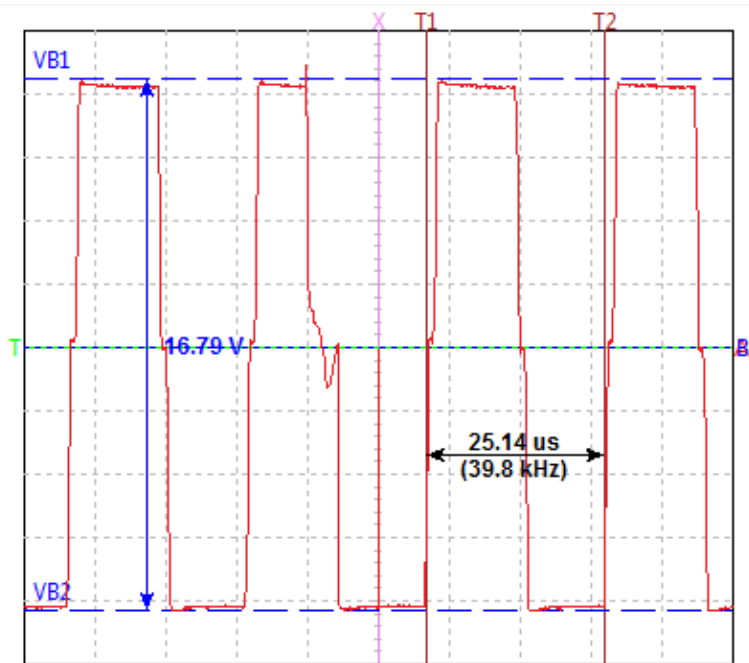


Σχήμα 102. Με μπλέ φαίνεται η τάση της πύλης και με κόκκινο η τάση της εκροής του FET σε μέτρια χρονική ανάλυση

Στο σχήμα 103 και σχήμα 104 φαίνεται η τάση στα άκρα του μετατροπέα υπερήχων στον εκπομπό ως προς γη και η διαφορική αντίστοιχα. Τελικά ο μετατροπέας οδηγείται με τάση $16.8V_{p-p}$.



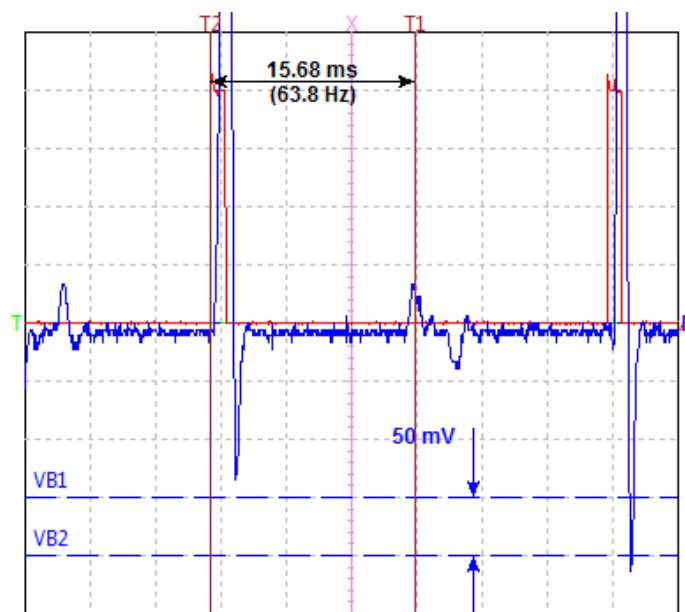
Σχήμα 103. Φαίνεται η τάση στις δύο εισόδους του μετατροπέα εκπομπής υπερήχων σε σχέση με τη γη σε υψηλή χρονική ανάλυση



Σχήμα 104. Η διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο εισόδων του μετατροπέα εκπομπής υπερήχων σε υψηλή χρονική ανάλυση

4.2 Μετρήσεις Δέκτη

Για να ληφθούν οι παρακάτω μετρήσεις του κυκλώματος του δέκτη η διάταξη τοποθετήθηκε σε ύψος 1m από το έδαφος, μπροστά από κατακόρυφο τοίχο ύψους 2.5 m και πλάτους 4 m και να σκοπεύει τον τοίχο στο μέσον του πλάτους του.



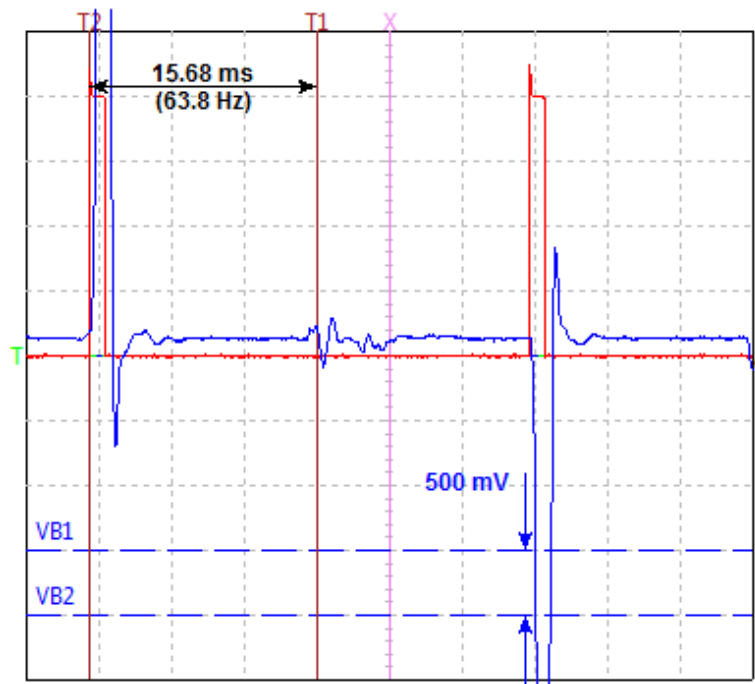
Σχήμα 105. Με μπλε φαίνεται η τάση μετά την 1^η και 2^η βαθμίδα (ενισχυτής και φίλτρο) και με κόκκινο τα κυματοπακέτα.

Διακρίνεται με σαφήνεια το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης απευθείας μόλις εκπέμπονται τα κυματοπακέτα και το σήμα που προέρχεται από ανάκλαση μετά από συνολική διαδρομή 15.68 ms.

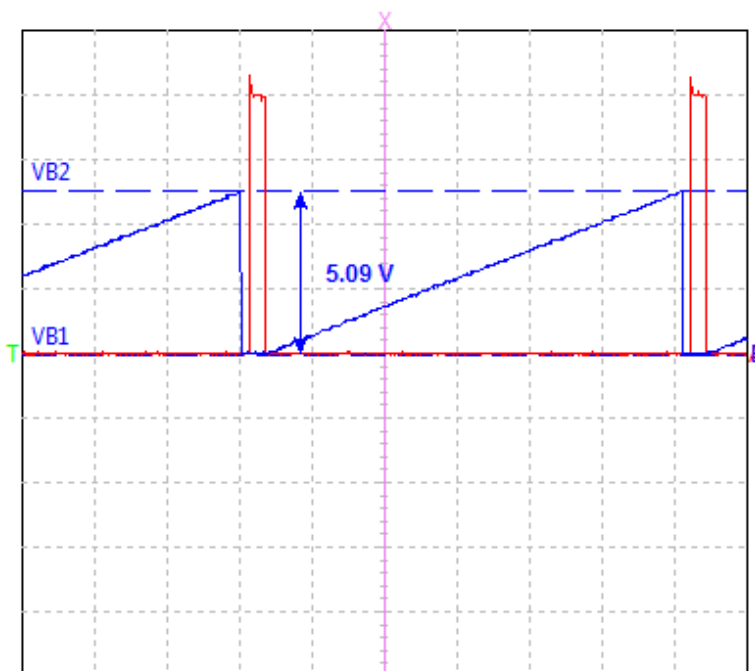
Μέσα στο σήμα αυτό, όπως θα αναδειχθεί τελικά μετά τον φωρατή (Σχήμα 111), εκτός από το σήμα της κύριας ανάκλασης στον κατακόρυφο τοίχο εμφανίζονται και άλλα δύο σήματα τα οποία έρχονται πιο καθυστερημένα και προέρχονται από διαδοχικές ανακλάσεις στο έδαφος και στον κατακόρυφο τοίχο.

Στο σχήμα 106 φαίνεται η τάση μετά τον ενισχυτή και το φίλτρο της 3^{ης} και 4^{ης} βαθμίδας. Συγκρίνοντας με το σχήμα 105 εμφανίζεται μία συνολική ενίσχυση περίπου 5 φορές ενώ είναι εμφανής η δράση του φίλτρου κόβοντας τις υψηλές συχνότητες (γρήγορες διακυμάνσεις).

Στο σχήμα 107 φαίνεται η τάση στην έξοδο του DAC. Προτιμήθηκε η γραμμική αύξηση με το χρόνο και όχι η προβλεπόμενη από τη σχέση 2.4 για να μη καθυστερεί ο μικροελεγκτής και περιορίζεται η ακρίβεια των μετρήσεων.

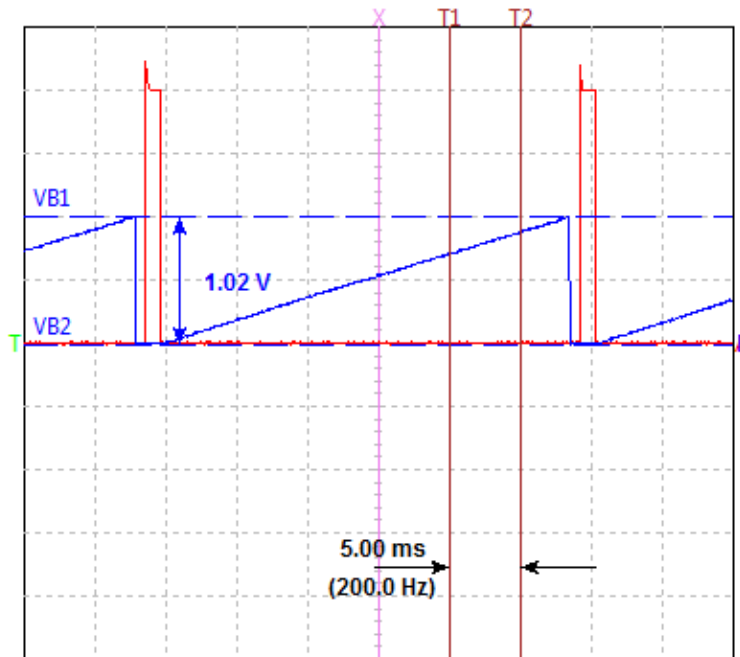


Σχήμα 106. Με μπλέ φαίνεται η τάση μετά την 3^η και 4^η βαθμίδα (ενισχυτής και φίλτρο) και με κόκκινο τα κυματοπακέτα.

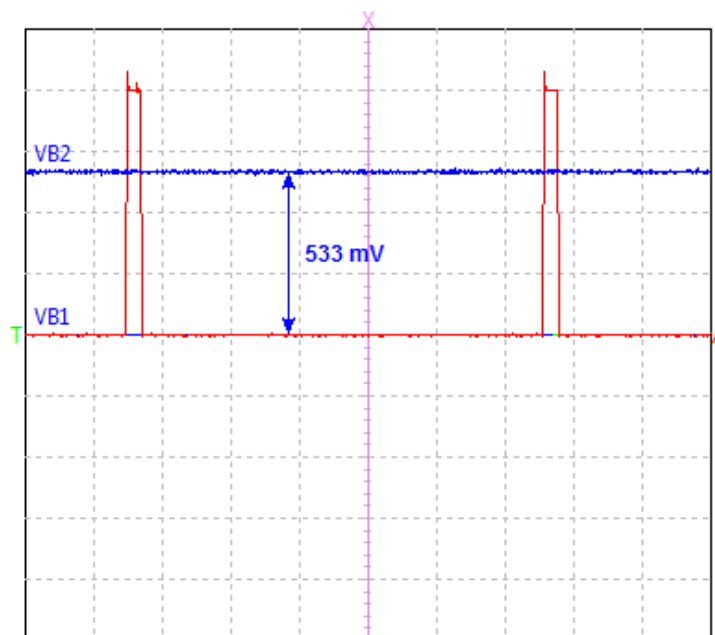


Σχήμα 107. Με μπλέ φαίνεται η τάση στην έξοδο του μετατροπέα DAC και με κόκκινο τα κυματοπακέτα.

Στο σχήμα 108 και σχήμα 109 φαίνονται οι δύο τάσεις στις εισόδους ελέγχου του ενισχυτή ελεγχόμενης χρονικά απολαβής η οποία είναι $A(\text{dB}) = 40V_g + 20 = 40(V_+ - V_-) + 20$. Το $V_- = 0.5\text{V}$ είναι σταθερό. Στην αρχή ($V_+ = 0\text{V}$) η απολαβή είναι 0 ενώ στο τέλος ($V_+ = 1\text{V}$) γίνεται 40

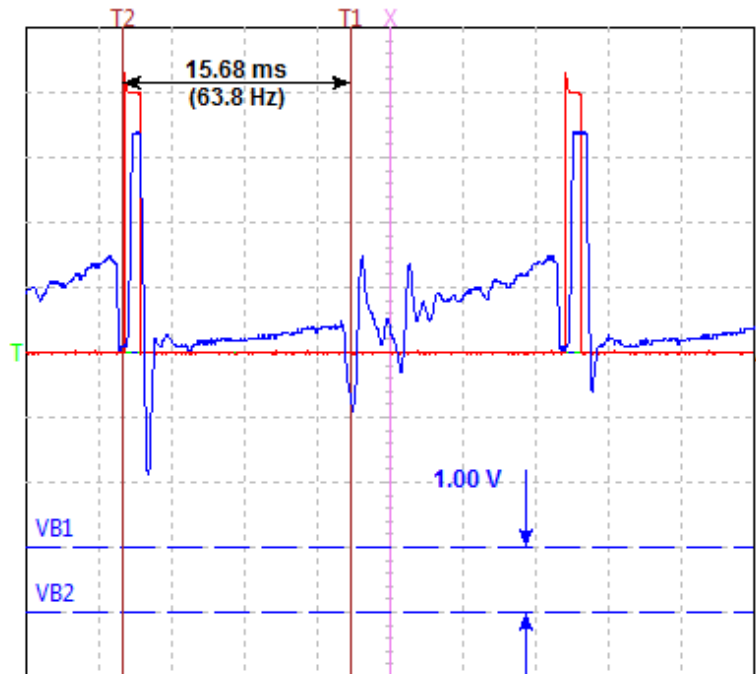


Σχήμα 108. Με μπλέ φαίνεται η χρονικά μεταβλητή τάση V_+ στην μία είσοδο ελέγχου (+) του ενισχυτή ελεγχόμενης χρονικά απολαβής και με κόκκινο τα κυματοπακέτα.

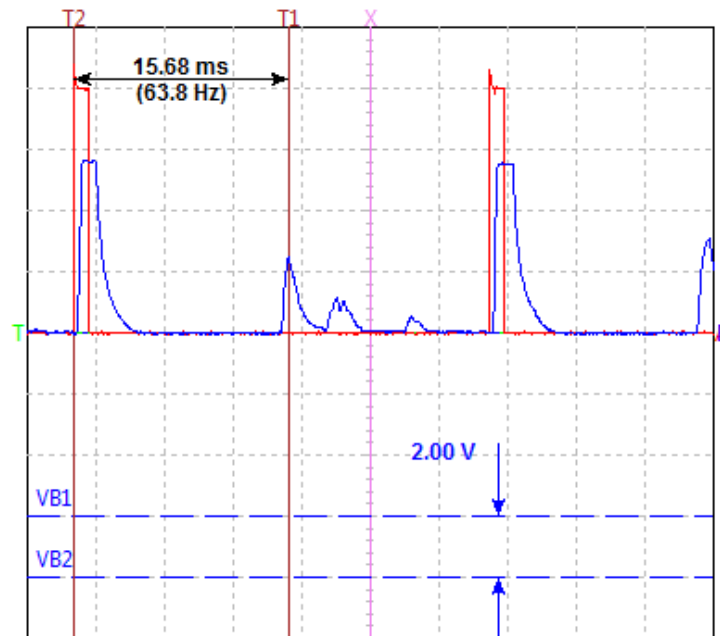


Σχήμα 109. Με μπλέ φαίνεται η σταθερή τάση V_- στην άλλη είσοδο ελέγχου (-) του ενισχυτή ελεγχόμενης χρονικά απολαβής και με κόκκινο τα κυματοπακέτα.

Στο σχήμα 110 και σχήμα 111 φαίνεται η τάση στην έξοδο του ενισχυτή χρονικά ελεγχόμενης απολαβής και στην έξοδο του φωρατή. Διακρίνεται σαφέστατα η αύξηση του σήματος με το χρόνο και η ανάδειξη των ανακλώμενων παλμών μετά τη φώραση.

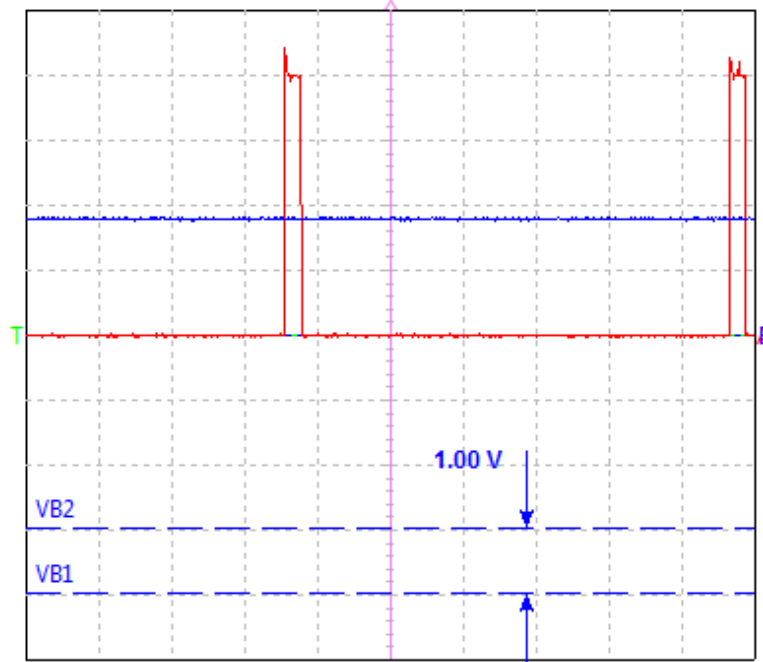


Σχήμα 110. Με μπλέ φαίνεται η τάση στην έξοδο του ενισχυτή ελεγχόμενης χρονικά απολαβής και με κόκκινο τα κυματοπακέτα.

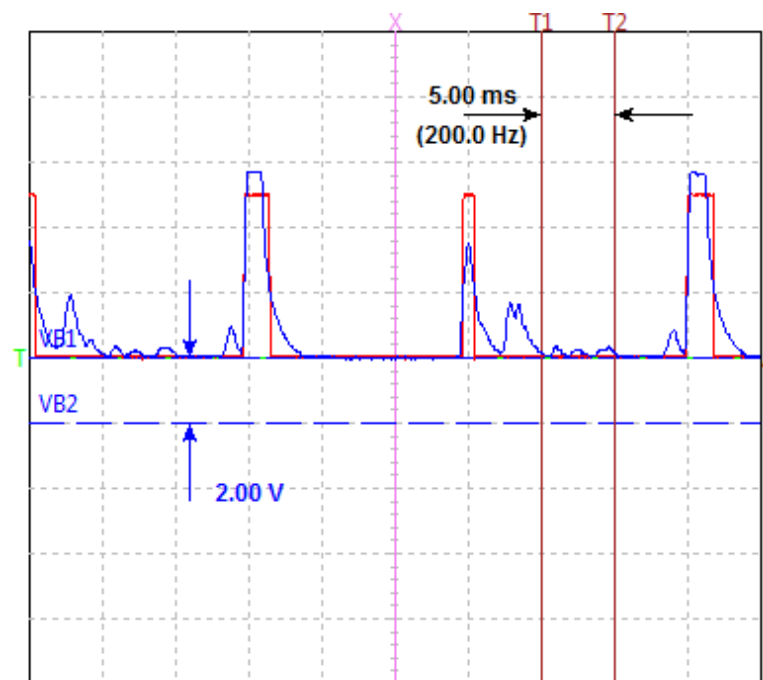


Σχήμα 111. Με μπλέ φαίνεται η τάση στην έξοδο του φωρατή και στην είσοδο (+) του συγκριτή και με κόκκινο τα κυματοπακέτα.

Στο σχήμα 112 και σχήμα 113 φαίνεται η τάση κατωφλίου του συγκριτή, η τάση στην έξοδο του φωρατή και η έξοδος του συγκριτή. Όταν η τάση του φωρατή είναι μικρότερη από την τάση κατωφλίου ο συγκριτής δίνει 0V (λογικό 0) ενώ όταν είναι μεγαλύτερη δίνει 5V (λογικό 1) τα οποία ανιχνεύονται από τον μικροελεγκτή.



Σχήμα 112. Με μπλέ φαίνεται η τάση κατωφλίου στην είσοδο (-) του συγκριτή και με κόκκινο τα κυματοπακέτα.



Σχήμα 113. Με μπλέ φαίνεται η τάση στην έξοδο του φωρατή (είσοδος – του συγκριτή) και με κόκκινο η τάση στην έξοδο του συγκριτή

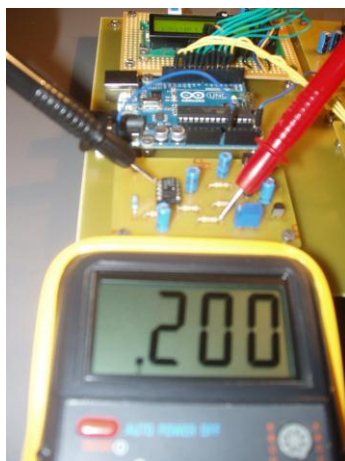
4.3 Μετρήσεις Θερμομέτρου

Οι μετρήσεις στο κύκλωμα μέτρησης της θερμοκρασίας έγιναν με ψηφιακό πολύμετρο (βολτόμετρο) εφόσον πρόκειται για τάσεις οι οποίες δεν μεταβάλλονται μέσα σε σύντομα χρονικά διαστήματα.



Σχήμα 114. Η μέτρηση της τάσης στην έξοδο του αισθητήρα θερμοκρασίας όταν η θερμοκρασία του αισθητήρα είναι 32.90 C

Η θερμοκρασία του αέρα μέσα στον οποίο μεταδίδονται οι υπέρηχοι είναι προφανώς μικρότερη από τη θερμοκρασία του αισθητήρα. Μετά από σύγκριση με άλλο ψηφιακό θερμόμετρο αέρα βρέθηκε μια διαφορά περίπου 1⁰C η οποία ελήφθη υπόψη στους υπολογισμούς.

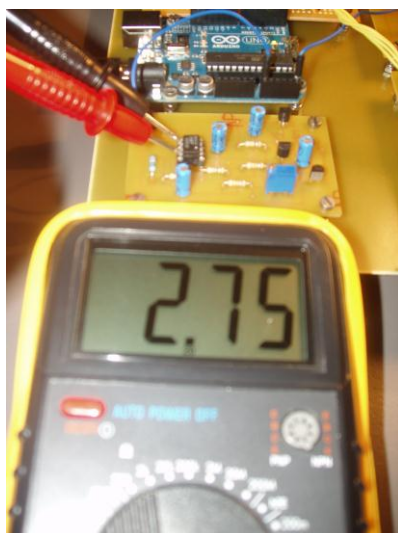


Σχήμα 115. Φαίνεται η σταθερή τάση στην είσοδο του προσθέτη



Σχήμα 116. Φαίνεται η τάση στην έξοδο του προσθέτη

Η τάση στην έξοδο του προσθέτη έπρεπε να ήταν $329 \text{ mV} + 200 \text{ mV} = 529 \text{ mV}$ υπολείπεται δηλαδή μόλις κατά 2 mV πράγμα οφειλόμενο κυρίως στις ανοχές των παθητικών ηλεκτρονικών εξαρτημάτων (αντιστάσεων).



Σχήμα 117. Φαίνεται η τάση στην έξοδο του ενισχυτή και στην είσοδο του ADC του μικροελεγκτή

Επίσης λόγω των ανοχών των εξαρτημάτων η απολαβή του ενισχυτή δεν είναι 5 αλλά $2.75\text{V}/529\text{mV}=5.198$. Οι τιμές αυτές έχουν ληφθεί υπόψη στις εξισώσεις υπολογισμού της θερμοκρασίας από την τάση που μετρά ο ADC του μικροελεγκτή.



Σχήμα 118. Φαίνεται η ένδειξη της οθόνης της διάταξης που κατασκευάστηκε.

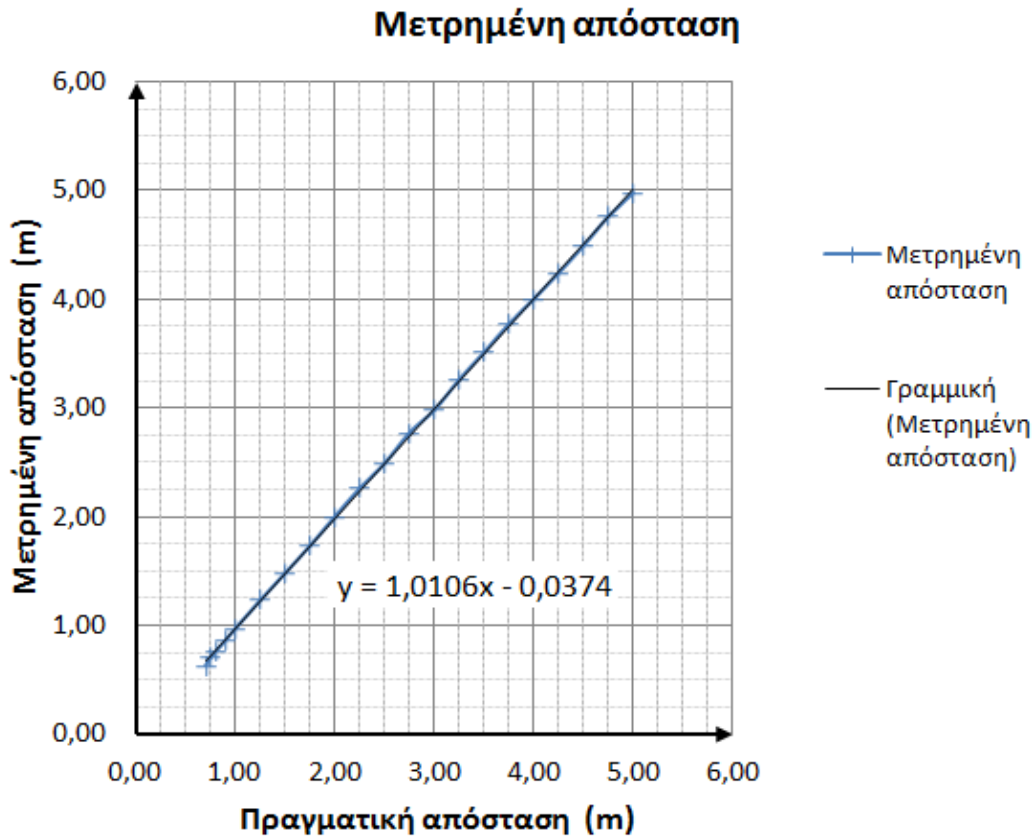
4.4 Μετρήσεις απόστασης

Στη συνέχεια για να εκτιμηθεί η συμπεριφορά όλης της διάταξης έγιναν μετρήσεις γνωστών πραγματικών αποστάσεων (μετρημένων με μέτρο). Οι μετρήσεις έγιναν σε εξωτερικό περιβάλλον μπροστά από κατακόρυφο τοίχο ύψους 2.5 m και πλάτους 4 m έχοντας τη μετρητική διάταξη σε ύψος 1 m από το έδαφος και να σκοπεύει τον τοίχο στο μέσον του πλάτους του. Η διάταξη κατά τη διάρκεια των μετρήσεων βρίσκονταν σε θερμοκρασιακό περιβάλλον που κυμαίνονταν μεταξύ 30-33 °C. Το αποτέλεσμα κάθε μέτρησης με τη διάταξη που κατασκευάστηκε προέκυψε ως μέσος όρος 100 επαναλαμβανόμενων και διαδοχικών μετρήσεων. Η λήψη των 100 μετρήσεων καθώς και ο υπολογισμός του μέσου όρου αυτών διεξάγονταν στον μικροελεγκτή και τα αποτελέσματα εμφανίζονταν στην οθόνη LCD. Ο πίνακας 7 περιλαμβάνει τις μετρήσεις αυτές καθώς και το απόλυτο και το σχετικό σφάλμα της μετρημένης απόστασης ως προς την πραγματική τιμή.

Πραγματική απόσταση (m)	Μετρημένη απόσταση (m)	Απόλυτο σφάλμα (m)	Σχετικό σφάλμα (%)
0,70	0,63	-0,07	-10,45
0,75	0,70	-0,05	-7,14
0,80	0,76	-0,04	-5,26
0,90	0,86	-0,04	-4,65
1,00	0,97	-0,03	-3,09
1,25	1,23	-0,02	-1,63
1,50	1,48	-0,02	-1,36
1,75	1,73	-0,02	-1,16
2,00	2,00	0,00	0,00
2,25	2,26	0,01	0,44
2,50	2,49	-0,01	-0,40
2,75	2,77	0,02	0,72
3,00	2,98	-0,02	-0,67
3,25	3,26	0,01	0,31
3,50	3,51	0,01	0,28
3,75	3,77	0,02	0,53
4,00	4,00	0,00	0,00
4,25	4,24	-0,01	-0,24
4,50	4,49	-0,01	-0,22
4,75	4,76	0,01	0,21
5,00	4,98	-0,02	-0,40

Πίνακας 7. Μετρήσεις απόστασης έως τα 5m ανά 0.25m

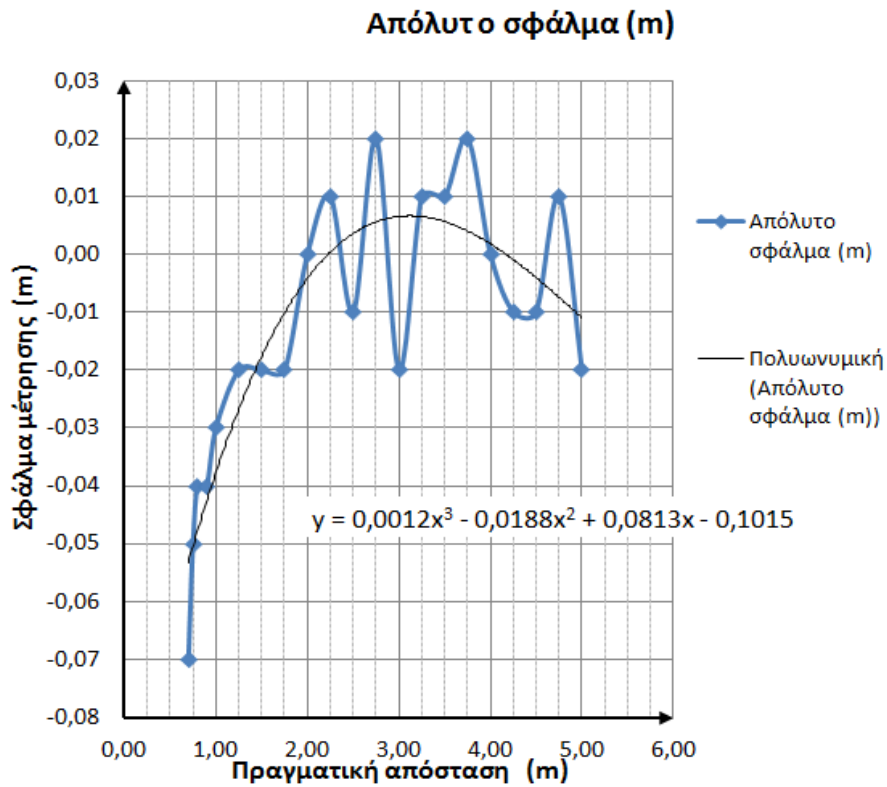
Στο σχήμα 119 φαίνεται η σχέση μεταξύ της μετρημένης απόστασης με τη διάταξη που κατασκευάστηκε και της πραγματικής απόστασης. Η σχέση είναι γραμμική της μορφής $y=1,0106x-0,0374$ ενώ θα έπρεπε να ισχύει $y=1x+0$ όπου y η μετρημένη απόσταση και x η πραγματική απόσταση.



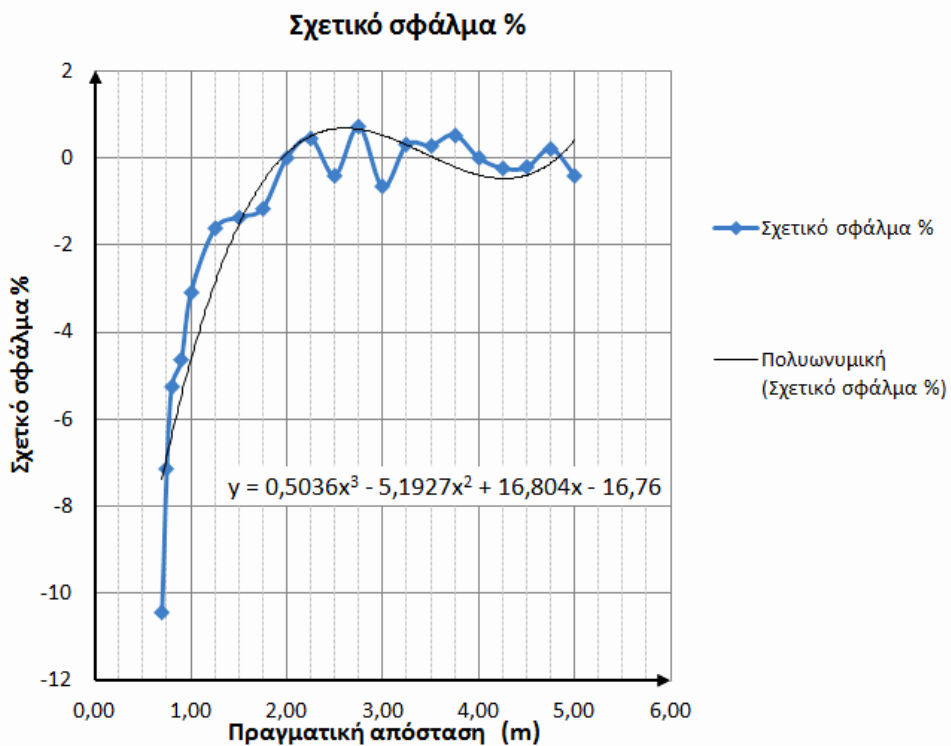
Σχήμα 119. Η σχέση μεταξύ της μετρημένης με τη διάταξη απόστασης και της πραγματικής απόστασης.

Στο σχήμα 120 φαίνεται η σχέση του απολύτου σφάλματος της μέτρησης ως προς την πραγματική απόσταση το οποίο για αποστάσεις μεγαλύτερες από 80cm είναι μικρότερο από 4cm.

Στο σχήμα 121 φαίνεται η σχέση του σχετικού σφάλματος % με την πραγματική απόσταση. Από το διάγραμμα προκύπτει ότι το σφάλμα είναι μικρότερο από 2% για αποστάσεις μεγαλύτερες από 1.5m μέχρι 5m και μικρότερο από 1% για αποστάσεις από 2m μέχρι 5m.



Σχήμα 121. Η σχέση μεταξύ του σφάλματος μέτρησης και της πραγματικής απόστασης



Σχήμα 120. Η σχέση του σχετικού σφάλματος % με την πραγματική απόσταση

Ακρίβεια Μετρήσεων

Σε αυτό το σημείο πρέπει να γίνει αναφορά στην χρονική ακρίβεια των μετρήσεων που λαμβάνουν χώρα στον μικροελεγκτή από την οποία θα προκύψει και το συστηματικό σφάλμα της μέτρησης.

Κατά τον προσδιορισμό της χρονικής στιγμής t_1 (έναρξη εκπομπής κυματοπακέτου διάρκειας $1000\mu s$) και της χρονικής στιγμής t_2 (επιστροφή ανακλώμενου παλμού), με την εντολή `micros()` υπάρχει ένα σφάλμα $\pm 4 \mu s$ καθώς με βάση το Arduino reference η τιμή που αποδίδεται στην εντολή `micros()` είναι πολλαπλάσιο του 4 για μικροελεγκτές χρονισμένους σε συχνότητα λειτουργίας 16MHz.

Μεταξύ δύο διαδοχικών ελέγχων για τον εντοπισμό ανακλώμενου παλμού ο μικροελεγκτής πρέπει να κάνει τις ακόλουθες κατά σειρά εργασίες:

1. Να υπολογίσει τη στάθμη του DAC για τον έλεγχο του ενισχυτή χρονικά ελεγχόμενης απολαβής
2. Να σταλεί η τιμή αυτή στον DAC με το πρωτόκολλο SPI
3. Να γίνει έλεγχος της ψηφιακής εισόδου για την εμφάνιση ανακλώμενου παλμού

Οι εργασίες αυτές διαρκούν περίπου 43 μs . Επομένως εξ αιτίας αυτής της καθυστέρησης η ακρίβεια προσδιορισμού του χρόνου περιορίζεται στα 43 μs .

Θεωρώντας τώρα το μέγιστο δυνατό σφάλμα προσθετικά και λόγω της ασάφειας προσδιορισμού της χρονικής στιγμής t_1 και t_2 αυτό ανέρχεται στα 50 μs .

Σε μία τυπική θερμοκρασία μετρήσεων που συμβαίνει στους 20 °C για την οποία η ταχύτητα διάδοσης του ήχου στον αέρα είναι 343.2 m/s το συστηματικό σφάλμα υπολογίζεται σε απόσταση διάδοσης του κυματοπακέτου υπερήχων ίσο με:

$$\frac{1}{2} \cdot 50 \mu s \cdot 343.5 \frac{m}{s} = 8.5 mm ,$$

ανεξάρτητα της μετρούμενης απόστασης. Επομένως για αποστάσεις της τάξης του 1 μέτρου το σχετικό συστηματικό σφάλμα είναι περίπου 1% ενώ καθώς αυξάνεται η μετρούμενη απόσταση το σχετικό συστηματικό σφάλμα μειώνεται.

Με βάση της μετρήσεις που έγιναν παραπάνω μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι το σχετικό σφάλμα για κάθε μετρούμενη απόσταση άνω του ενός μέτρου ξεκινά με μέγιστη τιμή το 2% και καθώς πλησιάζουμε τα πέντε μέτρα μειώνεται μέχρι την τιμή του 0.25%.

5. Προγραμματισμός

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται ο προγραμματισμός της διάταξης προκειμένου να λαμβάνει μετρήσεις και να τις εμφανίζει στην οθόνη αυτόματα.

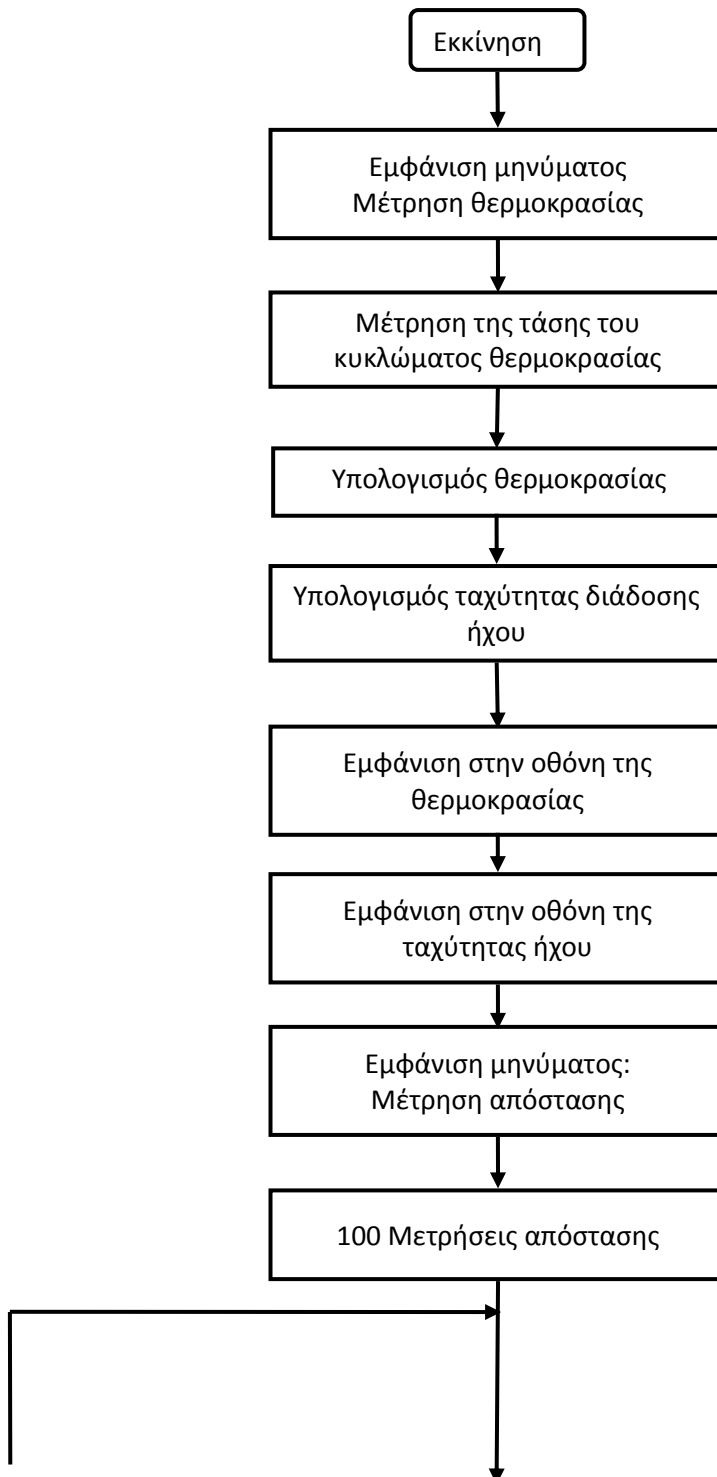
Στον προγραμματισμό περιλαμβάνονται δύο τρόποι λειτουργίας ο Α και ο Β οι οποίοι επιλέγονται μέσω μιας ψηφιακής εισόδου του μικροελεγκτή.

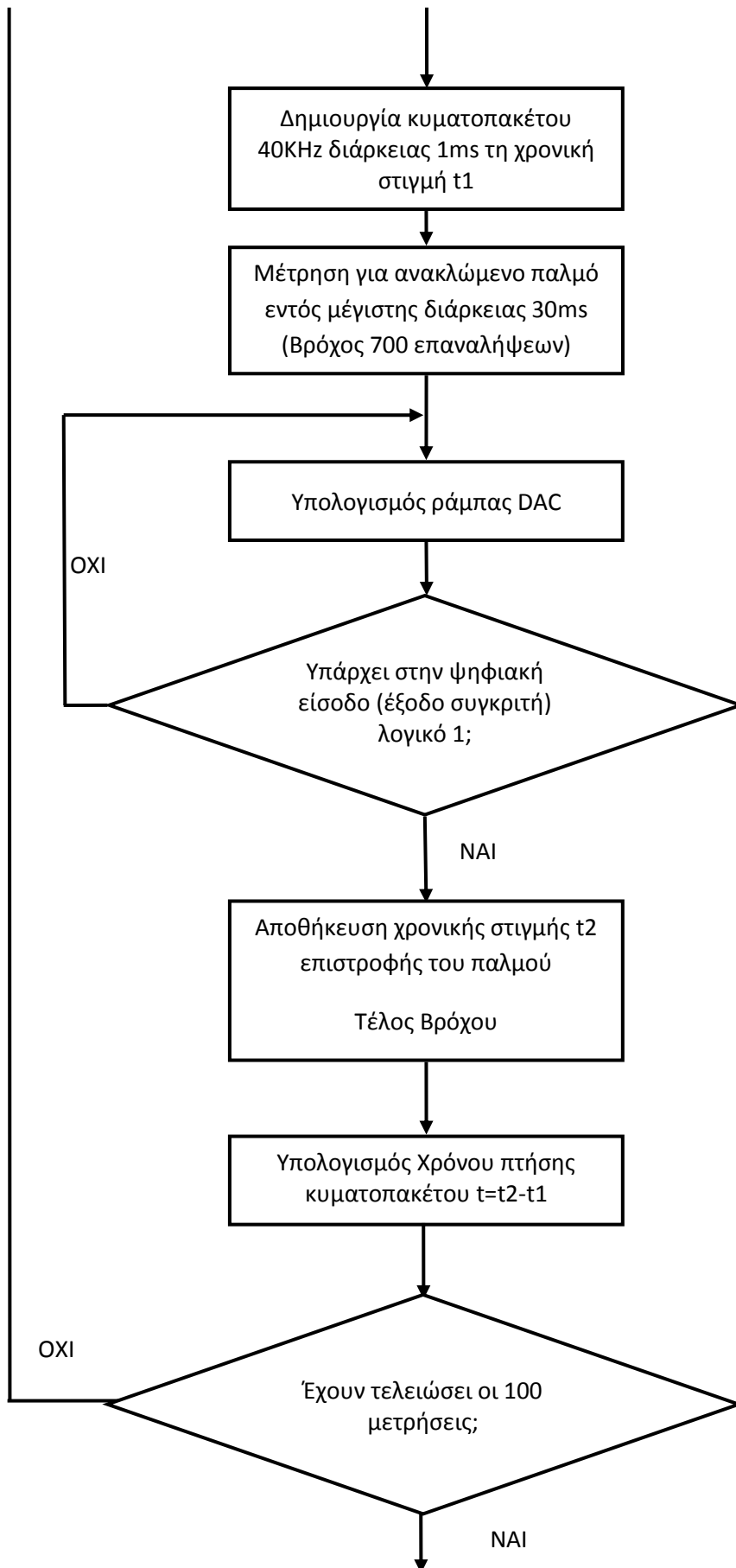
Στον τρόπο Α η διάταξη μόλις εντοπίσει ανακλώμενο παλμό (προφανώς από το πλέον κοντινό αντικείμενο) σταματά να κάνει περαιτέρω έλεγχο, αποθηκεύει το χρόνο πτήσης και δίνει εντολή για νέο κυματοπακέτο. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται 100 φορές και βρίσκεται η μέση τιμή του χρόνου πτήσης και η διασπορά του και ακολουθεί ο υπολογισμός της απόστασης με το σφάλμα της και η απεικόνιση στην οθόνη αριθμητικά αλλά και με κατάλληλο γραφικό που αναπτύχθηκε.

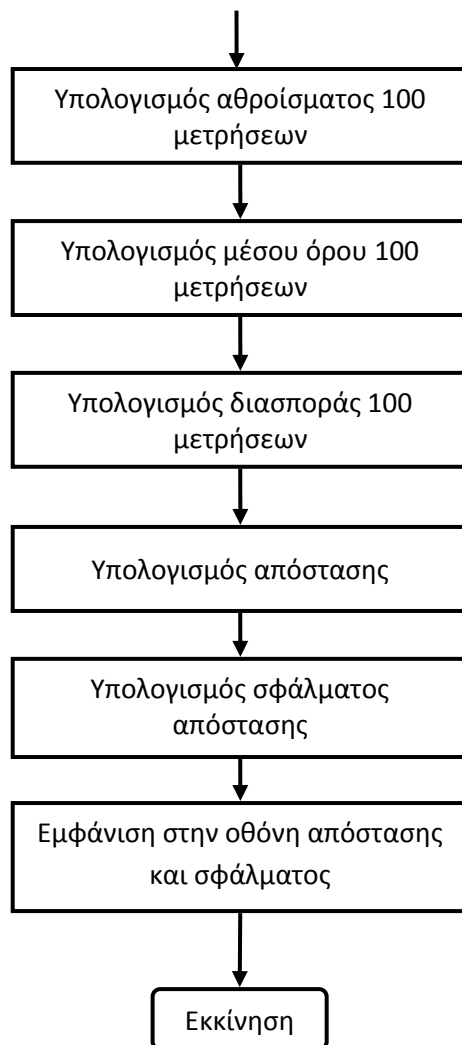
Στον τρόπο Β η διάταξη κάνει συνεχώς έλεγχο για ανακλώμενο παλμό από τη στιγμή που εκπέμφθηκε ένα κυματοπακέτο μέχρι να εκπεμφθεί το επόμενο (μετά 30ms) και κάθε φορά που εντοπίζει ανακλώμενο παλμό αποθηκεύει τη στιγμή του εντοπισμού. Με τον τρόπο αυτό είναι δυνατός ο εντοπισμός περισσότερων του ενός αντικειμένων (έχει τεθεί πάνω όριο το 10). Βέβαια στον τρόπο αυτό δεν υπάρχει η ακρίβεια του Α τρόπου.

5.1 Διάγραμμα ροής

Στη συνέχεια παρουσιάζεται το συνοπτικό διάγραμμα ροής του τρόπου Α (προσδιορισμός της απόστασης του πλησιέστερου αντικειμένου) με βάση το οποίο έγινε ο προγραμματισμός του μικροελεγκτή.

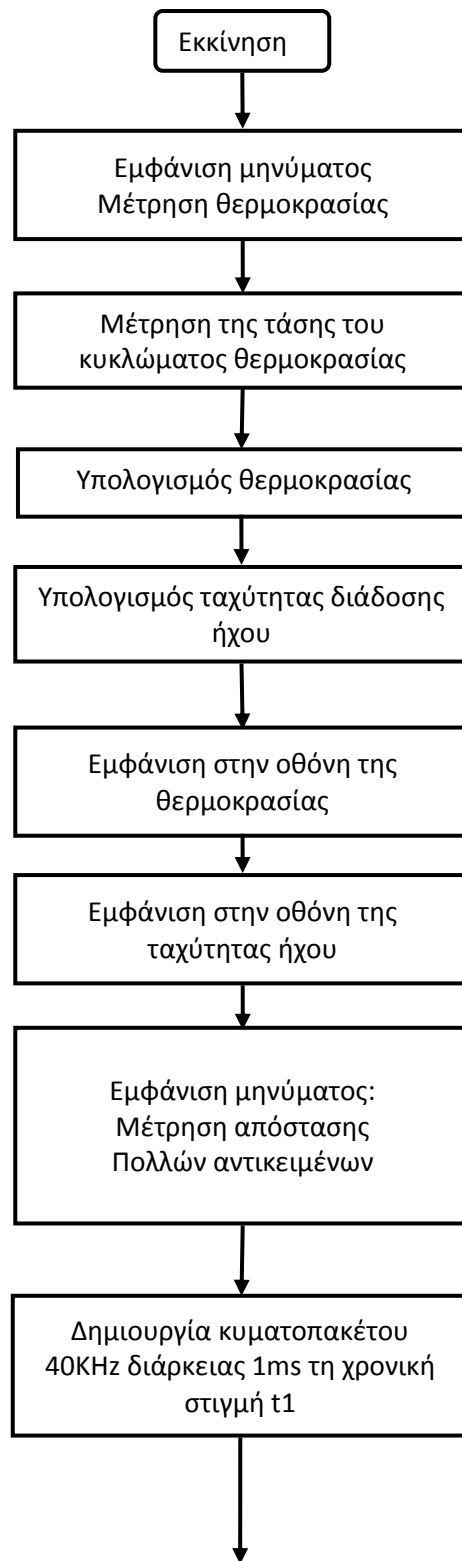


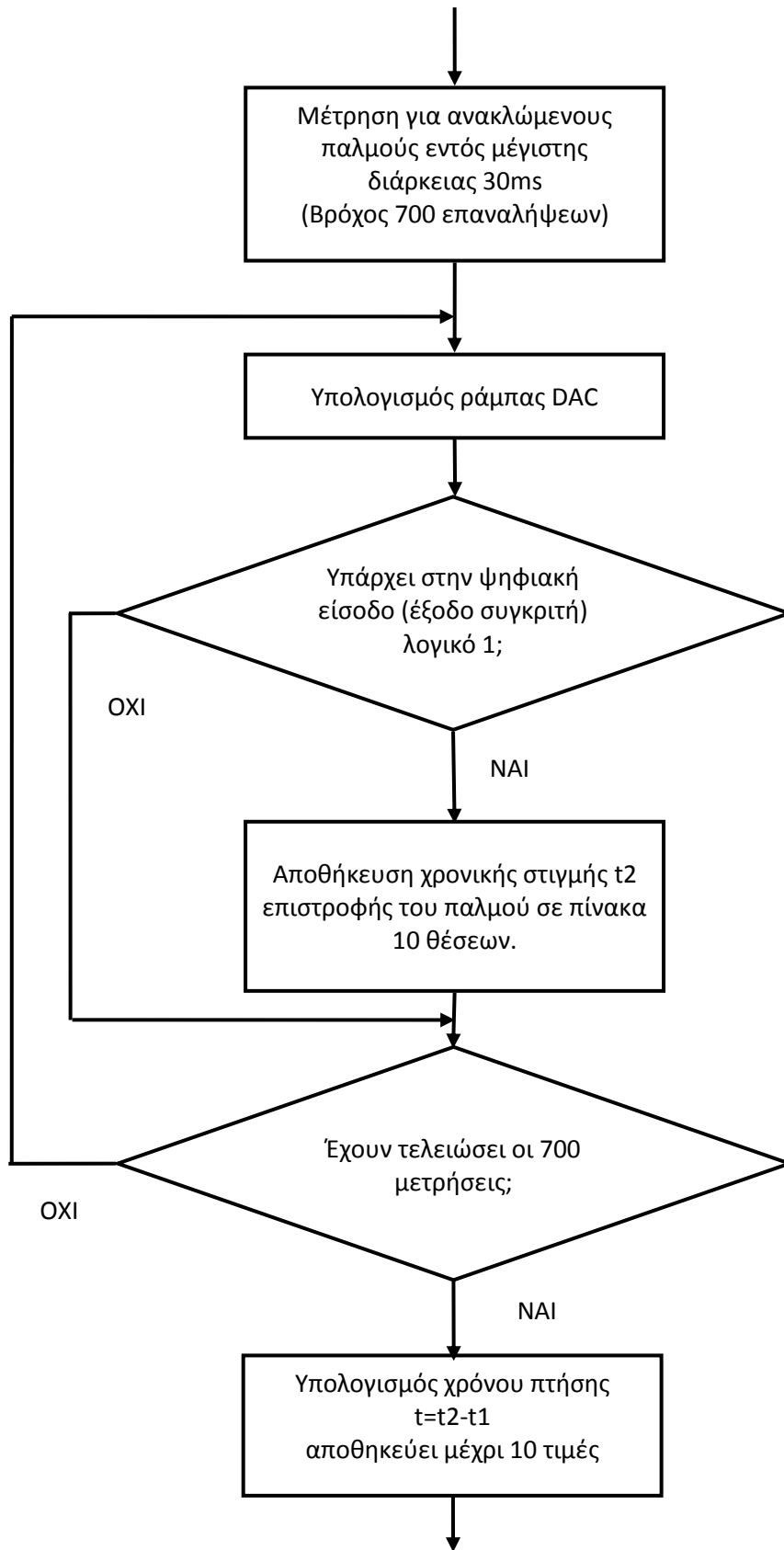


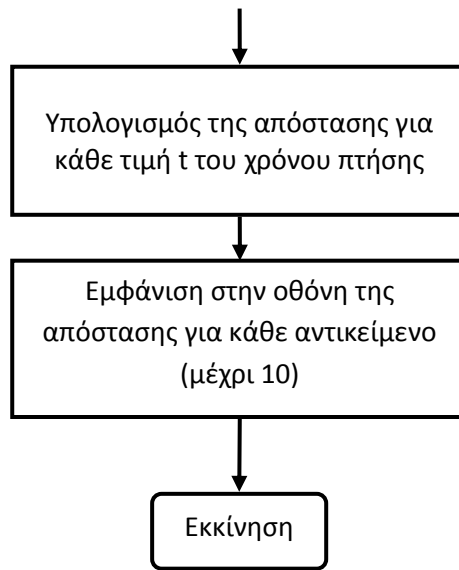


Σχήμα 122. Το συνοπτικό διάγραμμα ροής του τρόπου Α (προσδιορισμός της απόστασης του εγγύτερου αντικειμένου)

Στη συνέχεια παρουσιάζεται το συνοπτικό διάγραμμα ροής του τρόπου Β (προσδιορισμός της απόστασης πολλών αντικειμένων) με βάση το οποίο έγινε ο προγραμματισμός του μικροελεγκτή.







Σχήμα 123. Το συνοπτικό διάγραμμα ροής του τρόπου Β (προσδιορισμός της απόστασης πολλών αντικειμένων)

5.2 Κώδικας

Στη συνέχεια παρουσιάζεται ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε για τον προγραμματισμό του μικροελεγκτή ATmega328. Ο προγραμματισμός πραγματοποιήθηκε χρησιμοποιώντας την πλατφόρμα ανοιχτού κώδικα Arduino και συγκεκριμένα την έκδοση 0023 αυτής. Δίπλα στις εντολές υπάρχουν σχόλια (της μορφής //xxx) που επεξηγούν τη λειτουργία τους και την χρησιμότητάς τους στο πρόγραμμα.

```
#include <LiquidCrystal.h>           // Εισαγωγή βιβλιοθήκης για την οθόνη LCD

#include <digitalWriteFast.h>        // Εισαγωγή βιβλιοθήκης για την ψηφιακή είσοδο γρήγορης λειτουργίας

#include <SPI.h>                     // Εισαγωγή βιβλιοθήκης για το δίαυλο SPI

LiquidCrystal lcd(4, 5, 6, 7, 8, 9); // Ορισμός των ακροδεκτών που συνδέεται η οθόνη LCD

float temp_ADC, temperature, sound_speed, pulse_begin,           // Δήλωση μεταβλητών του προγράμματος
    pulse_reflected_, pulse_reflected[10], distance_, distance[10], distance_error,
    time_step, time, time_of_flight_[100],time_of_flight[10],
    sum, time_of_flight_avg, sum_error, s;

int deiktis, reflection_i, character, character_point ;

word outputValue = 0;           // a word is a 16-bit number

byte data = 0,                 // and a byte is a 8-bit number
```



```
degrees_[8] = // Πίνακας για το σύμβολο βαθμού °
{ B00110,
  B01001,
  B01001,
  B00110,
  B00000,
  B00000,
  B00000,
  B00000 },
add_minus[8] = // Πίνακας για το σύμβολο ±
{ B00100,
  B00100,
  B11111,
  B00100,
  B00100,
  B00000,
```

```
B11111,  
B00000 },  
one[8] =      // Πίνακας για το σύμβολο |  
{ B10000,  
  B10000,  
  B10000,  
  B10000,  
  B10000,  
  B10000,  
  B10000,  
  B10000,  
  B10000 },  
two[8] =      // Πίνακας για το σύμβολο ||  
{ B11000,  
  B11000,  
  B11000,  
  B11000,
```

```
B11000,  
B11000,  
B11000,  
B11000 },  
three[8] =           // Πίνακας για το σύμβολο |||  
{ B11100,  
  B11100,  
  B11100,  
  B11100,  
  B11100,  
  B11100,  
  B11100,  
  B11100,  
  B11100 },  
four[8] =           // Πίνακας για το σύμβολο ||||  
{ B11110,  
  B11110,
```

```
B11110,  
B11110,  
B11110,  
B11110,  
B11110,  
B11110 },  
five[8] = // Πίνακας για το σύμβολο ||||  
{ B11111,  
  B11111,  
  B11111,  
  B11111,  
  B11111,  
  B11111,  
  B11111,  
  B11111,  
  B11111 };
```

```

void setup()
{
  pinMode (A1,INPUT);           // Ορισμός ακροδέκτη εισόδου για λειτουργία A ή B (ανίχνευση ενός αντικειμένου ή πολλών)
  pinMode (A5,OUTPUT);         // Ορισμός ακροδέκτη εξόδου για το κύκλωμα του εκπομπού (έξοδος κυματοπακέτων)
  pinMode (10,OUTPUT);         // Ορισμός ακροδέκτη εισόδου για το κύκλωμα μέτρησης θερμοκρασίας
  pinModeFast (3,INPUT);       // Ορισμός ακροδέκτη εισόδου για το κύκλωμα δέκτη

  SPI.begin();                 // Ενεργοποίηση διαύλου SPI
  SPI.setClockDivider(SPI_CLOCK_DIV2); // Ορισμός ταχύτητας διαύλου SPI στα 16MHz/2
  SPI.setBitOrder(MSBFIRST);

  lcd.createChar(0, degrees_); // Δημιουργία συμβόλου βαθμού °
  lcd.createChar(1, add_minus); // Δημιουργία συμβόλου ±
  lcd.createChar(2, one ); // Δημιουργία συμβόλου |
  lcd.createChar(3, two ); // Δημιουργία συμβόλου ||
  lcd.createChar(4, three ); // Δημιουργία συμβόλου |||

```

```

lcd.createChar(5, four  );    // Δημιουργία συμβόλου ||||
lcd.createChar(6, five  );    // Δημιουργία συμβόλου ||||

lcd.begin(16, 2);            // Ενεργοποίηση οθόνης LCD

for (int j=0; j <=1 ; j++)    // Εμφάνιση αρχικού μηνύματος στην οθόνη
{
  lcd.setCursor(0, 0); lcd.print(" INITIALIZING ");
  for (int i=0; i <=15 ; i++)
  {
    lcd.setCursor(i, 1); lcd.print("."); delay(300);
  }
  lcd.clear();
}

lcd.setCursor(0, 0); lcd.print("A:One object");

```

```
lcd.setCursor(0, 1); lcd.print("B:Many objects");  
delay(5000); lcd.clear();  
  
}  
  
void loop()  
{  
  if (digitalRead(A1)==HIGH)      // Επιλογή τρόπου λειτουργίας  
  {  
    lcd.clear();  
    lcd.setCursor(0, 0); lcd.print("Mode A selected");    // Επιλογή τρόπου A, εντοπισμός του πλησιέστερου αντικειμένου  
    delay(3000); lcd.clear()  
  }  
  else  
  {  
    lcd.clear();
```

```
lcd.setCursor(0, 0); lcd.print("Mode B selected"); // Επιλογή τρόπου B, εντοπισμός πολλών αντικειμένων
delay(3000); lcd.clear();
}
```

```
lcd.setCursor(0, 0); lcd.print("Temperature"); // Εμφάνιση μηνύματος υπολογισμός θερμοκρασίας
lcd.setCursor(0, 1); lcd.print("Measurement");
for (int i=11; i <=15 ; i++)
{
  lcd.setCursor(i, 1); lcd.print("."); delay(500);
}
lcd.clear();
```

```
temp_ADC=analogRead(A0); // Μέτρηση στάθμης της τάσης του κυκλώματος θερμοκρασίας
temperature=((temp_ADC*(5.0/1024.0)/5.1619-0.2)*100)-1; // Υπολογισμός θερμοκρασίας
sound_speed=331.3*sqrt(1+(temperature/273.15)); // Υπολογισμός ταχύτητας διάδοσης ήχου
```



```
lcd.setCursor(0, 0); lcd.print("Temperature:");           // Εμφάνιση θερμοκρασίας στην οθόνη  
lcd.setCursor(0, 1); lcd.print(temperature,1); lcd.write(0); lcd.print("C");  
delay(1500);    lcd.clear();
```

```
lcd.setCursor(0, 0); lcd.print("Speed of Sound:");       // Εμφάνιση ταχύτητας ήχου στην οθόνη  
lcd.setCursor(0, 1); lcd.print(sound_speed,2); lcd.print(" m/s");  
delay(1500);    lcd.clear();
```

```
lcd.setCursor(0, 0); lcd.print("Distance  ");           // Εμφάνιση μηνύματος υπολογισμός απόστασης  
lcd.setCursor(0, 1); lcd.print("Measurement..");  
for (int i=11; i <=15 ; i++)  
{  
    lcd.setCursor(i, 1); lcd.print("."); delay(500);  
}
```

```

if (digitalRead(A1)==HIGH)          // Λειτουργία μέτρησης απόστασης ενός αντικειμένου (το πιο κοντινό)
{
for (int j=0; j<=99; j++)           // Βρόχος 100 διαδοχικών μετρήσεων
{
pulse_begin = pulse_reflected_ = micros();      // Αρχικοποίηση δεικτών

for (int i=1; i <=40 ; i++)           // Παλμοσειρά συχνότητας 40kHz διάρκειας 1ms
{
digitalWrite(A5, HIGH);
delayMicroseconds(9);
digitalWrite(A5, LOW);
delayMicroseconds(9);
}

delay(3);
}
}

```

```

for (int i=70; i<=700; i++)           // Βρόχος 700 μετρήσεων χρονικής διάρκειας 29ms
{
    time_step=0.000043;               // για τον εντοπισμό ανακλώμενου παλμού
    time=i*time_step;                 // Χρονικό βήμα διαδοχικών μετρήσεων: 43μs
    outputValue=(4096/0.030)*(time);  // Υπολογισμός χρόνου μέσα στο βρόχο
                                       // Υπολογισμός στάθμης της ράμπας

    digitalWrite(10, LOW);            // Μεταφορά της στάθμης ράμπας στο DAC
    data = highByte(outputValue);     // με το δίαυλο SPI
    data = B00001111 & data;
    data = B00110000 | data;
    SPI.transfer(data);
    data = lowByte(outputValue);
    SPI.transfer(data);
    digitalWrite(10, HIGH);

```

```

if ( digitalReadFast(3)==HIGH )           //Έλεγχος για ανίχνευση ανακλώμενου παλμού
{
    pulse_reflected_ = micros();
    i=700;                                 //Εάν εντοπιστεί ανακλώμενος παλμός τερματισμός βρόχου
}
}                                           // Τέλος βρόχου 700 μετρήσεων για εντοπισμό
                                           // ανακλώμενου παλμού που διανύει μέγιστη απόσταση 5 m

digitalWrite(10, LOW);                     // Μεταφορά της στάθμης ράμπας στο DAC
data = highByte(0);                         // με το δίαυλο SPI
data = B00001111 & data;
data = B00110000 | data;
SPI.transfer(data);
data = lowByte(0);
SPI.transfer(data);
digitalWrite(10, HIGH);

```

```
delay(5);

time_of_flight_[j]=(pulse_reflected_)-pulse_begin;           // Υπολογισμός χρονικής διάρκειάς πτήσης ανακλώμενου παλμού

}                                                             // Τέλος βρόχου 100 μετρήσεων

sum=0;

for (int i=0; i<=99; i++)                                     // Υπολογισμός αθροίσματος των 100 μετρήσεων
{
    sum+=time_of_flight_[i];
}

time_of_flight_avg=sum/100;                                   // Υπολογισμός μέσου όρου των 100 μετρήσεων

sum_error=0;
```

```

for (int i=0; i<=99; i++)
{
    sum_error+=pow((time_of_flight_avg-time_of_flight_[i]),2);
}

s=sqrt(sum_error/100);                // Υπολογισμός διασποράς 100 μετρήσεων

distance_ = sound_speed*(0.5*time_of_flight_avg*pow(10, -6));    // Υπολογισμός απόστασης με βάση των μέσο όρο των 100 μετρήσεων
distance_error=sound_speed*(0.5*s*pow(10, -6));                // Υπολογισμός σφάλματος

lcd.clear();                // Εμφάνιση απόστασης στην οθόνη

if (distance_==0)
{
    lcd.setCursor(0, 0); lcd.print("D: ");
    lcd.setCursor(0, 1);lcd.print("Out of Range");
    delay(5000);
}

```

```
lcd.clear();  
  
}  
  
else  
  
{  
  
  lcd.setCursor(0, 0); lcd.print("D: ");  
  
  lcd.print(distance_/2); lcd.print(" "); lcd.write(1); lcd.print(" "); lcd.print(distance_error,2); lcd.print(" m");  
  
  character= (distance_/0.281);  
  
  character_point=(distance_-character*0.281)/0.05;  
  
  lcd.setCursor(0, 1);  
  
  for (int i=0; i <=(character-1) ; i++)  
  
  {  
  
    lcd.write(6); delay(250);  
  
  }  
  
  if (character_point==0) {lcd.write(2); delay(250);}  
  
  if (character_point==1) {lcd.write(3); delay(250);}  
  
  if (character_point==2) {lcd.write(4); delay(250);}
```

```

if (character_point==3) {lcd.write(5); delay(250);}
if (character_point==4) {lcd.write(6); delay(250);}
delay(5000);    lcd.clear();
}

}

else          // Λειτουργία μέτρησης απόστασης πολλών αντικειμένων (τρόπος Β)
{
  reflection_i=0; deiktis=-1;      // Αρχικοποίηση δεικτών
  pulse_begin=micros();          // Αρχικοποίηση δεικτών
  for (int i=0; i <=9 ; i++)      // Αρχικοποίηση δεικτών
  {
    pulse_reflected[i]=pulse_begin;
  }
}

```



```

for (int i=1; i <=40 ; i++)          // Παλμοσειρά συχνότητας 40kHz διάρκειας 1ms
{
    digitalWrite(A5, HIGH);
    delayMicroseconds(9);
    digitalWrite(A5, LOW);
    delayMicroseconds(9);
}

delay(3);

for (int i=70; i<=700; i++)          // Βρόχος 700 μετρήσεων χρονικής διάρκειας 29ms
{
    // για τον εντοπισμό ανακλώμενου παλμού
    time_step=0.000043;              // Χρονικό βήμα διαδοχικών μετρήσεων: 43μs
    time=i*time_step;                // Υπολογισμός χρόνου μέσα στο βρόχο
    outputValue=(4096/0.030)*time;   // Υπολογισμός στάθμης της ράμπας
}

```

```

digitalWrite(10, LOW);          // Μεταφορά της σταθμης ράμπας στο DAC

data = highByte(outputValue);   // με το διάυλο SPI

data = B00001111 & data;

data = B00110000 | data;

SPI.transfer(data);

data = lowByte(outputValue);

SPI.transfer(data);

digitalWrite(10, HIGH);

if ( (digitalReadFast(3)==HIGH) && (i>(reflection_i+40)) )           // Έλεγχος για ανίχνευση ανακλώμενου παλμού
{
    reflection_i=i;
    deiktis+=1;
    if (deiktis<=9)

```

```
{  
    pulse_reflected[deiktis] = micros();  
}  
}  
} // Τέλος βρόχου 700 μετρήσεων για εντοπισμό ανακλώμενου παλμού
```

```
for (int i=0; i<=deiktis; i++)
```

```
{  
    time_of_flight[i]=(pulse_reflected[i]-500)-pulse_begin;  
}
```

```
for (int i=0; i<=deiktis; i++)
```

```
{  
    distance[i]= sound_speed*(0.5*time_of_flight[i]*pow(10, -6));  
}
```

```
for (int i=0; i<=deiktis; i++)  
{  
  lcd.clear();  
  lcd.setCursor(1, 0); lcd.print("Distance "); lcd.print(i+1); lcd.print(":");  
  lcd.setCursor(1, 1); lcd.print(distance[i],2); lcd.print(" m");  
  delay(3000);  
}  
lcd.clear();  
}  
  
}
```

// Εμφάνιση απόστασης στην οθόνη

6. Βελτιώσεις-Παρατηρήσεις

Στην παρούσα διπλωματική εργασία πολλές βελτιώσεις μπορούν να γίνουν αναλόγως με το ζητούμενο αποτέλεσμα και τις προδιαγραφές με τις οποίες υπάρχει η απαίτηση να λειτουργεί η μετρητική διάταξη.

Εάν κρίνεται απαραίτητη η μείωση της ελάχιστης μετρούμενης απόστασης κάτω του ενός μέτρου μέχρι και τα 20 cm τότε αυτό μπορεί να επιτευχθεί με τη μείωση της χρονικής διάρκειας του κυματοπακέτου από το 1ms σε τιμές της τάξης των 500-600us ή και μικρότερες (τιμές οι οποίες αναγράφονται σε τεχνικά φυλλάδια κατασκευαστών μετατροπέων υπερήχων όσο και σε αντίστοιχες υλοποιήσεις μετρητικών διατάξεων). Αυτό θα έχει ως συνέπεια όμως την ελάττωση της μέγιστης μετρούμενης απόστασης σε τιμές που κυμαίνονται μεταξύ 2-3 μέτρων.

Όσον αφορά την ελάττωση του συστηματικού σφάλματος διατηρώντας τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά ίδια μπορεί να γίνει με κατάλληλη επιλογή ταχύτερου μικροελεγκτή, κάτι το οποίο θα επιτρέψει την λειτουργία του πρωτοκόλλου SPI, για τον έλεγχο της απολαβής του χρονικά μεταβλητού ενισχυτή, σε υψηλότερες συχνότητες. Κατά αυτόν τον τρόπο θα μικρύνει σημαντικά ο χρόνος που παρεμβάλλεται μεταξύ δύο διαδοχικών ελέγχων για ανίχνευση ανακλώμενου παλμού και θα επιτευχθεί πολύ μικρότερο σχετικό % σφάλμα σε σχέση με την απόσταση μέτρησης.

Εάν το ζητούμενο είναι η μέτρηση διαφορετικών εύρων αποστάσεων τότε πρέπει να γίνει χρήση διαφορετικών μετατροπέων υπερήχων τόσο του πομπού όσο και του δέκτη ενώ εάν απαιτείται η χρήση των μετατροπέων να γίνεται για μέτρηση αποστάσεων μέσα στο νερό τότε πρέπει να χρησιμοποιηθούν κατάλληλοι μετατροπείς κλειστού τύπου. Κάτι εξίσου σημαντικό είναι και η κατευθυντικότητα των μετατροπέων που χρησιμοποιούνται και ιδιαίτερα αυτή του δέκτη καθώς μπορεί να επιτρέψει τη χρήση της μετρητικής διάταξης σε περιβάλλοντα με πολλά και πυκνά αντικείμενα σε διαφορετικές αποστάσεις (εφαρμογή για ρομπότ). Σε αυτή την περίπτωση είναι πολύ πιθανόν οι μετατροπείς να δουλεύουν σε διαφορετική συχνότητα όσο και να χρειάζονται διαφορετική τάση οδήγησης και για αυτό να είναι απαραίτητη η χρήση κάποιου μετασχηματιστή προσαρμογής μεταξύ του υπάρχοντος κυκλώματος εκπομπού και του μετατροπέα εκπομπής για την ανύψωση της τάσης. Στους πίνακες 8 και 9 αναφέρονται ενδεικτικά κάποιοι μετατροπείς που μπορούν να χρησιμοποιηθούν αναλόγως του εύρους των αποστάσεων ή το μέσον διάδοσης μαζί με κάποια βασικά χαρακτηριστικά τους.

Μία ακόμη βελτίωση που μπορεί να γίνει στην μετρητική διάταξη είναι η μετατροπή του αναλογικού σήματος σε ψηφιακό, είτε στο τελευταίο στάδιο της ενίσχυσης είτε και μετά το στάδιο της φώρασης, με γρήγορο μετατροπέα DAC και η μετέπειτα ψηφιακή του επεξεργασία με κατάλληλο DSP επεξεργαστή.

Μέσον διάδοσης: Αέρας					
Εύρος απόστασης (m)	Συχνότητα λειτουργίας (kHz)	Τάση λειτουργίας (Vp-p)	Πλάτος παλμού (μs)	Άνοιγμα δέσμης (-6db)	Μοντέλο/Εταιρεία
0.5-45	14.6	150	1000	18°	1418 /Parsonics
0.6-40	20.5	350	1200	10°	2010 /Parsonics
1.5-30.5	23	450	2000	8°	2308 /Parsonics
0.5-5	75	120	600	7°	MA80A1/Murata
0.2-1	200	120	250	7°	MA200A1/Murata
0.06-0.3	400	120	125	7°	MA400A1/Murata

Πίνακας 8. Μετατροπείς υπερήχων για μέσον διάδοσης τον αέρα

Μέσον διάδοσης: Νερό					
Εύρος απόστασης (m)	Συχνότητα λειτουργίας (kHz)	Τάση λειτουργίας (Vp-p)	Πλάτος παλμού (μs)	Άνοιγμα δέσμης (-6db)	Μοντέλο/Εταιρεία
0.2-3	40	100	400	100°	MA40E7R/S/Murata
0.2-1.5	40	160	800	75°	MA40E8-2/Murata

Πίνακας 9. Μετατροπείς υπερήχων για μέσον διάδοσης το νερό

Βιβλιογραφία

1. Φυσική των ταλαντώσεων και των κυμάτων, H.J. Pain, 1997, ISBN:960-266-001-5
2. Acoustics for Engineers, Blauert / Ning Xiang, 2009, Εκδόσεις Springer, ISBN 978-3-642-03392-6
3. Ultrasonic Measurements and Technologies, Stefan Kocis / Sdenko Figura, 1996, ISBN:0-412-63850-9
4. Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα Τόμος Α, Sedra / Smith, 1994, ISBN: 960-7510-10-0
5. Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα Τόμος Β, Sedra / Smith, 1994, ISBN: 960-85334-5-7
6. Ολοκληρωμένη Ηλεκτρονική Τόμος Α, Jacob Millman / Χρήστος Χαλκιάς, 2000, ISBN: 978-960-266-099-7
7. Ολοκληρωμένη Ηλεκτρονική Τόμος Β, Jacob Millman / Χρήστος Χαλκιάς, 2000, ISBN: 978-960-266-100-0
8. Ενεργά και Παθητικά Ηλεκτρονικά Φίλτρα, Ηρακλής Γ. Δημόπουλος, 2009, ISBN: 960-92405-1-2
9. Datasheets κυκλώματος θερμοκρασίας (NJM4580, LM35, LM78L05, LM79L05)
10. Datasheets κυκλώματος εκπομπού (CD4069, 555, IRF640, 400STR100, BC548, 2N2219, 2N2005, LM78L05)
11. Datasheets κυκλώματος δέκτη (NJM4580, AD603, MCP4921, LM393, 400STR100, LM7805, LM7905)
12. Datasheet του μικροελεγκτή ATmega328
13. Datasheet ελεγκτή / οδηγητή της οθόνης LCD HD44780
14. Datasheets των μετατροπέων MA80A1, MA200A1, MA400A1, MA40E7R/S, MA40E8-2, της εταιρείας Murata
15. Datasheets των μετατροπέων 1418, 2010, 2308 της εταιρείας Parsonics
16. Application Note: AP050913 της εταιρείας Prowave
17. Ιστοσελίδα: http://en.wikipedia.org/wiki/Serial_Peripheral_Interface_Bus
18. Ιστοσελίδα: <http://www.arduino.cc>
19. PSpice manual
20. Arduino Reference