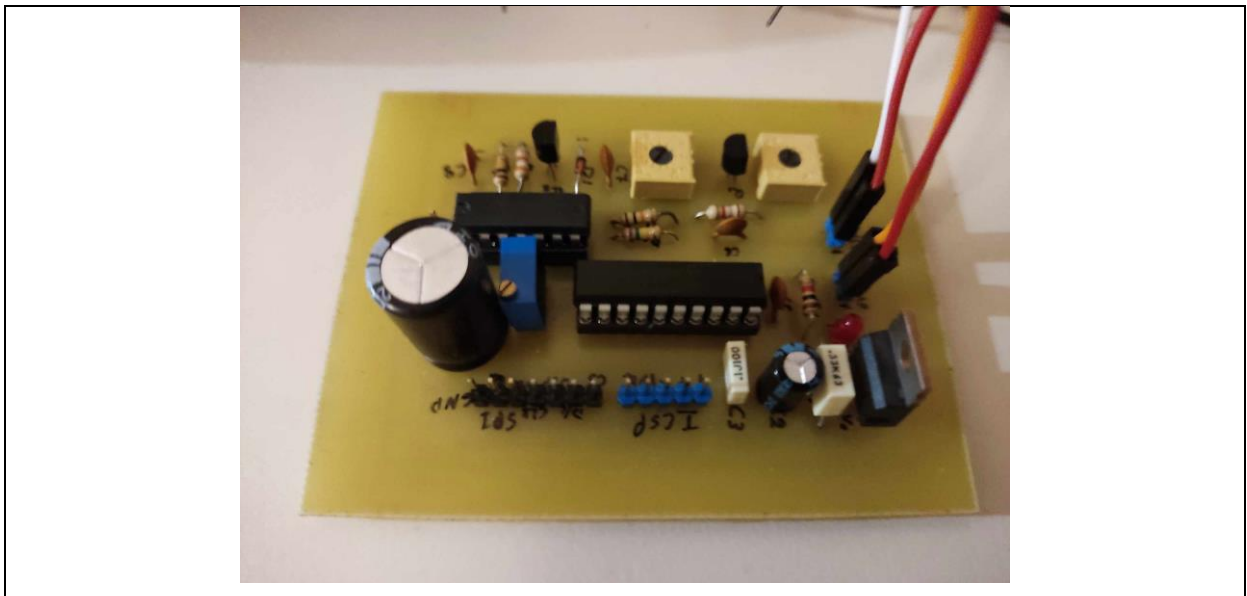


ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

«Μελέτη και υλοποίηση περιστρεφόμενου αισθητήρα
ΣΟΝΑΡ για μέτρηση απόστασης και χαρτογράφηση.»



Του φοιτητή
Λεϊλετζόγλου Φωκίων
Αρ. Μητρώου: 518072

Επιβλέπων
Ονοματεπώνυμο Γιακουμής Άγγελος
Βαθμίδα Λέκτορας

Ημερομηνία 21/4/2023

Τίτλος Δ.Ε. Μελέτη και υλοποίηση περιστρεφόμενου αισθητήρα ΣΟΝΑΡ για μέτρηση απόστασης και χαρτογράφησης.

Κωδικός Δ.Ε. 23201

Όνοματεπώνυμο φοιτητή Λεϊλετζόγλου Φωκίων

Όνοματεπώνυμο εισηγητή Γιακουμής Άγγελος

Ημερομηνία ανάληψης Δ.Ε. 30/3/2023

Ημερομηνία περάτωσης Δ.Ε. ...

Βεβαιώνω ότι είμαι ο συγγραφέας αυτής της εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, έχω καταγράψει τις όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών, εικόνων και κειμένου, είτε αυτές αναφέρονται ακριβώς είτε παραφρασμένες. Επιπλέον, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία προετοιμάστηκε από εμένα προσωπικά, ειδικά ως διπλωματική εργασία, στο Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του ΔΙ.ΠΑ.Ε.

Η παρούσα εργασία αποτελεί πνευματική ιδιοκτησία του φοιτητή Λεϊλετζόγλου Φωκίων που την εκπόνησε/αν. Στο πλαίσιο της πολιτικής ανοικτής πρόσβασης, ο συγγραφέας/δημιουργός εκχωρεί στο Διεθνές Πανεπιστήμιο της Ελλάδος άδεια χρήσης του δικαιώματος αναπαραγωγής, δανεισμού, παρουσίασης στο κοινό και ψηφιακής διάχυσης της εργασίας διεθνώς, σε ηλεκτρονική μορφή και σε οποιοδήποτε μέσο, για διδακτικούς και ερευνητικούς σκοπούς, άνευ ανταλλάγματος. Η ανοικτή πρόσβαση στο πλήρες κείμενο της εργασίας, δεν σημαίνει καθ' οιονδήποτε τρόπο παραχώρηση δικαιωμάτων διανοητικής ιδιοκτησίας του συγγραφέα/δημιουργού, ούτε επιτρέπει την αναπαραγωγή, αναδημοσίευση, αντιγραφή, πώληση, εμπορική χρήση, διανομή, έκδοση, μεταφόρτωση (downloading), ανάρτηση (uploading), μετάφραση, τροποποίηση με οποιονδήποτε τρόπο, τμηματικά ή περιληπτικά της εργασίας, χωρίς τη ρητή προηγούμενη έγγραφη συναίνεση του συγγραφέα/δημιουργού.

Η έγκριση της διπλωματικής εργασίας από το Τμήμα Μηχανικών Πληροφορικής και Ηλεκτρονικών Συστημάτων του Διεθνούς Πανεπιστημίου της Ελλάδος, δεν υποδηλώνει απαραίτητως και αποδοχή των απόψεων του συγγραφέα, εκ μέρους του Τμήματος.

«Στον πατέρα μου»

Πρόλογος

Αυτή η εργασία επιλέχθηκε με σκοπό την εφαρμογή και την βελτίωση των ικανοτήτων σχεδίασης και υλοποίησης αναλογικών και ψηφιακών κυκλωμάτων, εύρεσης λαθών και διόρθωσης τους. Επίσης θεμιτή είναι η τριβή με το αντικείμενο του προγραμματισμού μικροελεγκτών και η διασύνδεση περιφερειακών συστημάτων (LCD οθόνες, θερμικές αντιστάσεις, αισθητήρες υγρασίας, ηλεκτρολογία), καθώς και ο έλεγχος DC παλμοελεγχόμενων κινητήρων. Ένας επιπρόσθετος λόγος είναι η διερεύνηση του θέματος της μέτρησης αποστάσεως μέσω ηχητικών κυμάτων στον αέρα, καθώς η υποβρύχια χρήση τους είναι ήδη αρκετά διαδεδομένη. Ένας δεύτερης σημασίας σκοπός είναι η διερεύνηση του οικονομικού μέρους σχεδίασης ενός αντίστοιχου αισθητήρα και η σύγκριση του με έναν του εμπορίου.

Περίληψη

Σε αυτήν την ενότητα ο φοιτητής/ φοιτήτρια θα πρέπει να περιγράψει συνοπτικά το θέμα και τα αποτελέσματα της διπλωματικής του εργασίας – δεν περιλαμβάνει βιβλιογραφικές αναφορές. Δεν θα πρέπει να ξεπεράσει τις 300 λέξεις.

Ως SONAR (Sonic Navigation And Ranging) ονομάζεται η τεχνική που χρησιμοποιεί την διάδοση του ήχου μέσω ενός μέσου (αέρας, νερό, στερεό) για την πλοήγηση και την μέτρηση αποστάσεως. Στην εργασία θα υλοποιηθεί το μέρος της μέτρησης απόστασης. Εν συνεχεία μέσω αυτής της διαδικασίας τα δεδομένα θα αποθηκευτούν για την δημιουργία ενός χάρτη του άμεσου χώρου που παρακολουθεί ο αισθητήρας. Για να επιτευχθεί αυτή η τεχνική θα χρησιμοποιηθούν ψηφιακά και αναλογικά κυκλώματα. Κατά πρώτο, ένα πιεζοηλεκτρικό αισθητήριο μόνο θα χρησιμοποιηθεί για την εκπομπή και την λήψη του ηχητικού κύματος. Αυτό το αισθητήριο θα δέχεται το σήμα ειδικά διαμορφωμένο από έναν μικροελεγκτή για την εκπομπή και έπειτα στην λήψη το σήμα θα τροφοδοτείται στο ίδιο ποδαράκι (pin) του μικροελεγκτή, αφότου περάσει από κύκλωμα αναγέννησης και ενίσχυσης ώστε να είναι μετρήσιμο από τον μικροελεγκτή. Την εναλλαγή εκπομπής/λήψης θα την ελέγχει επίσης ο μικροελεγκτής από ένα δεύτερο pin, μέσω του κυκλώματος που σχεδιάστηκε. Στη συνέχεια το πρόγραμμα του μικροελεγκτή αναλαμβάνει την επεξεργασία και εμφάνιση των δεδομένων που προσφέρει το σήμα, καθώς και τον σχηματισμό του χάρτη της περιοχής, σε οθόνη LCD. Ο έλεγχος του DC κινητήρα αναλαμβάνεται επίσης από τον μικροελεγκτή.

«Research and implementation of a rotating SONAR sensor for distance measurement and mapping»

«Fokion Leiletzoglou»

Abstract

SONAR (Sonic Navigation And Ranging) refers to the technique in which the propagation of a sound wave through a material (water, air) is used for navigation and distance measurement. This thesis will focus on the distance measurement part of this technique, through which these data will be used for the mapping of the direct area of the sensor. For the implementation of this technique digital and analog circuitry will be used. First, a single piezoelectric transceiver will transmit and receive the sound wave. The transceiver will be supplied a specifically configured signal from a certain pin of a micro-controller and the same pin will receive the regenerated and amplified signal from the transceiver. The micro-controller is responsible for the mode switching of the circuit (Transmit/Receive) through a second pin. Afterwards, the micro-controller's program will process the distance data and display them accordingly in a 2D manner on an LCD screen. The micro-controller will also be responsible for the rotation of the DC motor.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κοινωνικό μου περίγυρο που με υποστήριξε σε αυτή την προσπάθεια και τον πατέρα μου που με βοήθησε σε πολλά μέρη της πτυχιακής αυτής.

Περιεχόμενα

Πρόλογος.....	5
Περίληψη.....	6
Abstract	7
Ευχαριστίες	8
Περιεχόμενα	9
Κατάλογος Σχημάτων	11
Κατάλογος Πινάκων.....	13
Συντομογραφίες.....	14
Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή	15
1.1 Ιστορία του SONAR.....	15
1.2 Είδη SONAR.....	15
1.3 Υλοποιήσεις της τεχνικής SONAR.	16
Κεφάλαιο 2ο: Κύκλωμα.....	17
2.1 Εισαγωγή.....	17
2.2 Αρχική έρευνα.....	18
2.2.1 Αισθητήρας HC-SR04	18
2.2.2 Παράδειγμα εφαρμογής SONAR της Microchip.....	30
2.3 Σχεδίαση και δημιουργία κυκλώματος λήψης και εκπομπής.....	45
2.3.1 Block διάγραμμα.....	46
2.3.2 Πηγή τάσης	47
2.3.3 Κύκλωμα ενίσχυσης.....	51
2.3.4 Λοιπά στοιχεία κυκλώματος	56
2.3.5 Σχηματικό κυκλώματος, σχεδίαση πλακέτας.....	57
2.3.6 Υλοποίηση πλακέτας	58
2.4 Πίνακας υλικών	67
2.5 Επίλογος.....	68
Κεφάλαιο 3ο: Προγραμματισμός μικροελεγκτή.....	68
3.1 Μικροελεγκτής.....	68
3.2 Διάγραμμα ροής του προγράμματος του μικροελεγκτή.....	68
3.3 Το περιβάλλον ανάπτυξης κώδικα	69
3.3.1 MPLAB Code Configurator(MCC)	70
3.3.2 Debugging, flashing του μικροελεγκτή	72

3.4	Πρόγραμμα.....	72
3.4.1	Αρχικοποιήσεις.....	72
3.4.2	Δήλωση συναρτήσεων.....	79
3.4.3	Η main().....	82
3.4.4	Αποτέλεσμα προγράμματος.....	84
Κεφάλαιο 4ο:	Συμπεράσματα και προτάσεις βελτίωσης.....	85
4.1	Συμπεράσματα.....	85
4.2	Βελτιώσεις.....	85
	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	86
	ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α : ΤΙΤΛΟΣ ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΟΣ	Σφάλμα! Δεν έχει οριστεί σελιδοδείκτης.

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1: Θόλος SONAR στην πλώρη του αεροπλανοφόρου USS Intrepid (CVS-11)	17
Σχήμα 2.1 Κύκλωμα αισθητήρα HC-SR04	18
Σχήμα 2.2 Ζωνοπερατό φίλτρο	19
Σχήμα 2.3 Κύκλωμα ζωνοπερατού φίλτρου.....	20
Σχήμα 2.4 Κύκλωμα με τάση αναφοράς και χωρίς	20
Σχήμα 2.5 Παράθυρο επιλογών τύπου προσομοίωσης	21
Σχήμα 2.6 Καρτέλα "Output"	22
Σχήμα 2.7	22
Σχήμα 2.8 Αποτέλεσμα προσομοίωσης τύπου "AC sweep"	23
Σχήμα 2.9 Αποτέλεσμα AC Sweep στο Multisim του κυκλώματος στο σχήμα 2.3	24
Σχήμα 2.10: LM324 Datasheet, χαρακτηριστικά επίδοσης.....	25
Σχήμα 2.11 Κύκλωμα εύρεσης συχνοτικής απόκρισης LM324 με $R1 = 1k\Omega$ αντίσταση εξόδου.	26
Σχήμα 2.12: Αποτέλεσμα Bode Plotter του σχήματος 2.6	26
Σχήμα 2.13 3ο στάδιο επεξεργασίας λαμβανόμενου σήματος (φίλτρο/ενισχυτής).....	27
Σχήμα 2.14 Στάδιο συγκριτή	28
Σχήμα 2.15 Απλοποιημένο δίκτυο αντιστάσεων $R8, R2, R3$	29
Σχήμα 2.16 Κύκλωμα εκπομπής	31
Σχήμα 2.17 Αποτέλεσμα της προσομοίωσης του κυκλώματος του σχήματος 2.18	32
Σχήμα 2.18 Κύκλωμα προσομοίωσης σταδίου εκπομπής.....	32
Σχήμα 2.19 Χαρακτηριστικά MCUSD16A40S12RO	33
Σχήμα 2.20 Το μοντέλο Van Dyke.....	34
Σχήμα 2.21 Μοντέλο πιεζοηλεκτρικού στοιχείου (U1) MultiSim	34
Σχήμα 2.22 Τάση που εμφανίζεται στο αισθητήριο.....	35
Σχήμα 2.23 Διάγραμμα Bode κυκλώματος εκπομπής.....	35
Σχήμα 2.24 Στάδιο προενίσχυσης	36
Σχήμα 2.25 Κύκλωμα προενίσχυσης στο Multisim	37
Σχήμα 2.26 Γράφημα πλάτους Bode στην λειτουργία προσομοίωσης AC Sweep	37
Σχήμα 2.27 Συνδεσμολογία και ρύθμιση αναλυτή παραμόρφωσης και αποτέλεσμα του αναλυτή.	38
Σχήμα 2.28 Συνολική αρμονική παραμόρφωση κυκλώματος ενίσχυσης λαμβανόμενου σήματος HC-SR04	38
Σχήμα 2.29 Στάδιο ενίσχυσης και ζωνοπερατού φίλτρου.....	40
Σχήμα 2.30 Αποτέλεσμα προσομοίωσης του κυκλώματος στο σχήμα 2.29	40
Σχήμα 2.31 Τα 2 στάδια ενίσχυσης ενωμένα	41
Σχήμα 2.32 Αποτέλεσμα προσομοίωσης του κυκλώματος στο σχήμα 2.31	41
Σχήμα 2.33 Ολοκληρωμένο κύκλωμα.....	42
Σχήμα 2.34 Ρύθμιση γεννήτριας παλμών XFG1	42
Σχήμα 2.35 Αποτέλεσμα αναλυτή Bode XBP1.....	43
Σχήμα 2.36 Σύνδεση XBP1 για την εύρεση του επιπέδου ενίσχυσης του προενισχυτή	43
Σχήμα 2.37 Τελική ενίσχυση στα 40kHz του προενισχυτή	44
Σχήμα 2.38 Μπλοκ διάγραμμα κυκλώματος λήψης σήματος.....	46
Σχήμα 2.39 Τελικό μπλοκ διάγραμμα κυκλώματος λήψης.....	47
Σχήμα 2.40 Παράδειγμα υλοποίησης ρυθμιστή τάσης 5V, Texas Instruments	47
Σχήμα 2.41 Δίκτυο ρυθμιστή 7805CT	48
Σχήμα 2.42 Κύκλωμα ρυθμιστή τάσης LM7805 χωρίς φορτίο	48

Σχήμα 2.43 Κύκλωμα ρυθμιστή τάσης LM7805 με φορτίο 1kΩ.....	49
Σχήμα 2.44 LM7805 με φορτίο 5Ω.....	49
Σχήμα 2.45 Το κύκλωμα στο breadboard.....	50
Σχήμα 2.46 Ενδείξεις παλμογράφου για την τάση εξόδου.....	50
Σχήμα 2.47 Θόρυβος που εμφανίζεται στην έξοδο του LM7805.	51
Σχήμα 2.48 Παράδειγμα τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.....	52
Σχήμα 2.49 Παράδειγμα κυκλώματος ενίσχυσης.....	52
Σχήμα 2.50 Τελικό κύκλωμα ενίσχυσης	53
Σχήμα 2.51 Έξοδος προενισχυτή (μπλε), τάση που εμφανίζεται στο αισθητήριο (κίτρινο). Χωρίς εμπόδιο.	53
Σχήμα 2.52 Τάση αισθητήρα (κίτρινο), τάση εξόδου ενισχυτή(μπλε), χωρίς εμπόδιο	54
Σχήμα 2.53 Έξοδος δικτύου αποδιαμόρφωσης σήματος χωρίς εμπόδιο.....	55
Σχήμα 2.54 Έξοδος ενισχυτή(μπλε), τάση αισθητηρίου(κίτρινο), με επιστροφή	55
Σχήμα 2.55 Σχηματικό κυκλώματος	57
Σχήμα 2.56 Σχεδιασμός PCB (Printed Circuit Board)	58
Σχήμα 2.57 Φιλμ, πλακέτα	59
Σχήμα 2.58 Πηγή φωτός για την εμφάνιση του φιλμ στην πλακέτα	59
Σχήμα 2.59 Εμφάνιση πλακέτας	60
Σχήμα 2.60 Καυστικό νάτριο και γυάλινο δοχείο	60
Σχήμα 2.61 Βύθιση πλακέτας στο καυστικό νάτριο	61
Σχήμα 2.62 Το φιλμ εμφανισμένο.....	62
Σχήμα 2.63 Διάβρωση του χαλκού για την εμφάνιση πλακέτας.....	62
Σχήμα 2.64 Τελική πλακέτα.....	63
Σχήμα 2.65 Ψευδαργύρωση πλακέτας	64
Σχήμα 2.66 Αποτέλεσμα ψευδαργύρωσης.....	65
Σχήμα 2.67 Τρυπημένη πλακέτα.....	65
Σχήμα 2.68 Κολλήσεις	66
Σχήμα 2.69 Τελικό σχήμα πλακέτας.....	66
Σχήμα 3.1 Βασικό σχεδιάγραμμα ροής προγράμματος μικροελεγκτή.....	69
Σχήμα 3.2 Το γραφικό περιβάλλον του MCC.....	70
Σχήμα 3.3 Παράθυρο ρύθμισης PWM3	71
Σχήμα 3.4 Παράθυρο επιλογής Configuration Bits.....	72
Σχήμα 3.5 Ορισμός συνάρτησης System_Initialize().....	73
Σχήμα 3.6 Ορισμός συνάρτησης αρχικοποίησης Clock_Initialize()	73
Σχήμα 3.7 Η συνάρτηση PIN_MANAGER_Initialize()	74
Σχήμα 3.8 Ρυθμίσεις PWM3 μονάδας.....	75
Σχήμα 3.9 PWM3_Initialize(), PWM3_LoadDutyValue(uint16_t dutyvalue)	75
Σχήμα 3.10 Ρύθμιση PWM4	76
Σχήμα 3.11 PWM4_Initialize(), PWM4_LoadDutyValue(uint16_t dutyvalue)	76
Σχήμα 3.12 Ρύθμιση TMR2	77
Σχήμα 3.13 TMR2_Initialize(void).....	78
Σχήμα 3.14 TMR4_Initialize(void).....	78
Σχήμα 3.15 INTERRUPT_Initialize(void).....	79
Σχήμα 3.16 TMR2_DefaultOverflowCallback(void).....	79
Σχήμα 3.17 INTERRUPT_InterruptManager(void).....	79
Σχήμα 3.18 Διάγραμμα ροής του ISR του TMR2.....	80

Σχήμα 3.19 ISR του TMR4	81
Σχήμα 3.20 Μπλοκ διάγραμμα ISR του TMR4	82
Σχήμα 3.21 Μέρος αρχικοποίησης τιμών της main().....	83
Σχήμα 3.22 while() loop της main().....	83
Σχήμα 3.23 Διάγραμμα ροής της main.....	84

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 2.1 BoM (Bill of Materials).....	67
--	----

Συντομογραφίες

SONAR	Sound/Sonic Navigation and Ranging
Hz	Hz
kHz	Kilohertz
ASDIC	Allied Submarine Detection Investigation Committee
ADP	Ammonium Dihydrogen Phosphate
PZT	τιτανικό ζirkονικό μόλυβδο
T.E	Τελεστικός Ενισχυτής
BW	Bandwidth
THD	Total Harmonic Distortion (Συνολική αρμονική παραμόρφωση)
MFA	Multiple Feedback Amplifier
TTL	Transistor-Transistor Logic
TFTLCD	Thin-Film-Transistor Liquid-Crystal display
SPI	Serial Peripheral Interface
ISR	Interrupt Service Routine

Κεφάλαιο 1ο: Εισαγωγή

1.1 Ιστορία του SONAR

Η τεχνική της χρήσης ηχητικών κυμάτων για κατεύθυνση και εντοπισμό εμποδίων χρησιμοποιείται από πολλά ζώα όπως νυχτερίδες, τυφλοπόντικες, δελφίνια, όπως και ο άνθρωπος. Μία αρχαία υλοποίηση αυτής της τεχνικής είναι η ρίψη υλικών από μεγάλα ύψη για την εκτίμηση του υψομέτρου, ειδικά σε συνθήκες χαμηλής φωτεινότητας.

Η πρώτη έντυπη αναφορά σε υλοποίηση αυτής της τεχνικής προέρχεται από τον Leonardo da Vinci, όπου περιέγραφε τον εντοπισμό πλοίων πέρα του ορίζοντα με την χρήση ενός μακριού σωλήνα, όπου τοποθετώντας το ένα μέρος του στο νερό, ήταν δυνατό να ακουστούν πλοία σε μεγάλη απόσταση από αυτό[14]. Σε αυτή την αναφορά καταγράφονται και άλλες χρήσιμες -μέχρι και σήμερα- έννοιες, όπως ο περιβαλλοντικός θόρυβος και ο αισθητήρας λήψης.

Η πρώτη μέτρηση της ταχύτητας του ήχου υποθαλάσσια έγινε το 1827 στην λίμνη Γενεύη από τους Daniel Coladon, Ελβετός φυσικός και Charles Francois Sturm, Γάλλος μαθηματικός. Ενεργοποιώντας μία πηγή φωτός και μια πηγή ήχου (καμπάνα) ταυτόχρονα, και υπολογίζοντας την διαφορά χρόνου μεταξύ παρατήρησης του φωτός και ακούσματος του ήχου, μπόρεσαν να μετρήσουν την ταχύτητα του ήχου υπό θερμοκρασία 8 βαθμών Κελσίου στα 1435m/s. Με γνώμονα αυτό το χαρακτηριστικό του ήχου άρχισε η τεχνική να εξελίσσεται, και να προσφέρει περισσότερες δυνατότητες από τον απλό εντοπισμό πηγών ήχου. [15]

1.2 Είδη SONAR

Το SONAR διαιρείται σε δύο είδη:

- Ενεργό SONAR: Το σύστημα SONAR εκπέμπει και λαμβάνει ηχητικά σήματα. Υπάρχουν επίσης τρία είδη ενεργού SONAR:
 - SONAR μονοστατικής λειτουργίας: Ο πομπός και ο δέκτης είναι στο ίδιο σημείο ή είναι το ίδιο αισθητήριο
 - SONAR διστατικής λειτουργίας: Ο πομπός και ο δέκτης είναι σε διαφορετικά σημεία.
 - SONAR πολυστατικής λειτουργίας: Υπάρχουν πολλαπλά αισθητήρια σε διαφορετικά σημεία.

Το ενεργό SONAR χρησιμοποιείται σε πολλούς κλάδους, όπως στον ιατρικό τομέα (απεικόνιση υπερήχων), στον στρατιωτικό τομέα (εύρεση υποβρυχίων ή πλοίων), στο ψάρεμα (εύρεση μεγάλων σωμάτων ψαριών, υποβρύχιος φακός), στην πλοήγηση πλοίων (χαρτογράφηση του πυθμένα για σχεδιασμό διέλευσης)

- Παθητικό SONAR: Το σύστημα SONAR μόνο λαμβάνει ηχητικά σήματα.

Το παθητικό SONAR έχει κυρίως στρατιωτικές χρήσεις και είναι πολύ χρήσιμο στις προσπάθειες διατήρησης απειλούμενων με εξαφάνιση ζώων, καθώς δεν απαιτείται η εκπομπή ηχητικού σήματος. [16]

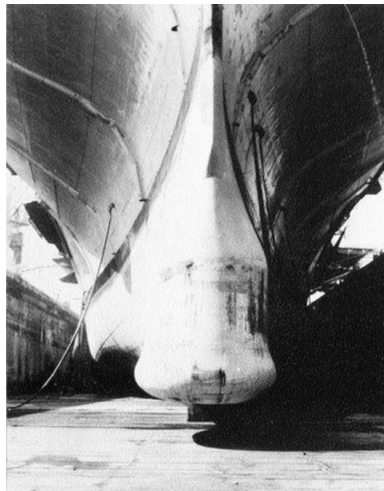
1.3 Υλοποιήσεις της τεχνικής SONAR.

Όπως αναφέρθηκε στην πρώτη ενότητα αυτού του κεφαλαίου, μία πρώτη υλοποίηση αυτής της τεχνικής ήταν η χρήση ενός μακριού σωλήνα υποθαλάσσια για τον εντοπισμό και αναγνώριση πηγών ήχου κυρίως. Μετά το 1827 έγινε δυνατός ο υπολογισμός της απόστασης της πηγής ήχου, πάλι ωστόσο με την χρήση μεταλλικού σωλήνα. Αυτή η τεχνική χρησιμοποιήθηκε μέχρι και τον 1ο Παγκόσμιο Πόλεμο, με σημαντική εξέλιξη την επίτευξη της κατευθυντικότητας, χρησιμοποιώντας έναν δεύτερο σωλήνα.

Το 1880, με την ανακάλυψη του πιεζοηλεκτρικού φαινομένου από τους Pierre και Jacques Curie, εισήλθε στον τομέα της χρήσης ηχητικών κυμάτων και ο ηλεκτρισμός, καθώς η ταλάντωση των κρυστάλλων μπορούσε να παράγει ηχητικά κύματα. Από τότε, η πρώτη πατέντα για ένα σχέδιο υποβρύχιο σχέδιο μέτρησης απόστασης με ήχο δημοσιεύτηκε το 1912, ένα μήνα μετά το δυστύχημα του Τιτανικού, από τον μετεωρολόγο Lewis Fry Richardson, για τον εντοπισμό παγόβουνων με αισθητήρες εντός και εκτός της θάλασσας. [17] Παράλληλα με αυτό ο R.A. Fessenden δούλευε στο δικό του σύστημα SONAR, το οποίο, παρόμοιο με ένα δυναμικό μικρόφωνο, χρησιμοποιούσε μία μεταλλική πλάκα ως διάφραγμα, AC τυλίγματα, DC εκτονωτή και ένα χάλκινο σωλήνα ο οποίος ήταν συνδεδεμένος με το διάφραγμα, ο οποίος μπορούσε να κινηθεί ελεύθερα μέσα στο κενό που είχε η συσκευή. Ο DC εκτονωτής αποτελούνταν από ένα σύστημα μαγνητών το οποίο παρήγαγε ένα σταθερά πολωμένο μαγνητικό πεδίο. Τα AC τυλίγματα βρισκότουσαν γύρω από τον σωλήνα, και, περνώντας μέσα από το πολωμένο μαγνητικό πεδίο, κινούσαν τον σωλήνα, οποίος με την σειρά του δονούσε το διάφραγμα. Η τελική συχνότητα λειτουργίας του ήταν 540Hz, που σήμαινε ότι το ακουστικό κύμα είχε στο νερό μήκος 2.66m, ενώ στον αέρα 0.61m. Στην διαδικασία λήψης, τα AC και DC τυλίγματα δεν λάμβαναν ρεύμα. Αντιθέτως, συμπυκνωτές στα άκρα του AC τυλίγματος λάμβαναν το σήμα και φίλτραραν το δεχόμενο σήμα. Αυτή η συσκευή ήταν από τις πρώτες διαδεδομένες συσκευές SONAR, η οποία ωστόσο ακόμη δούλευε επί το πλείστον μηχανικά. [18]

Η πρώτη εισαγωγή του SONAR στον στρατιωτικό τομέα ήταν με το πρόγραμμα ASDIC (Allied Submarine Detection Investigation Committee) το 1916. Ο Καναδός φυσικός Robert William Boyle με τον A.B. Wood σχεδίαζαν ένα ενεργό SONAR για την Βρετανική Ανθυποβρυχιακή Μεραρχία. Σε αυτό το πρόγραμμα, υπήρξε χρήση quartz κρυστάλλων, και ήταν το πρώτο πρακτικό υποβρύχιο SONAR. Το 1920 το σύστημα δοκιμάστηκε στο καταδρομικό HMS Antrim και δύο χρόνια αργότερα βγήκε στην παραγωγή. Κατά κύριο λόγο, το ακουστικό αισθητήριο του SONAR χρησιμοποιούσε μαγνητικά υλικά, εκμεταλλευόμενο την ιδιότητα τους να μετασχηματίζονται υπό μαγνητικές δυνάμεις, και αλάτι Rochelle, ο πρώτος κρύσταλλος που παρατηρήθηκε να κατέχει πιεζοηλεκτρικά χαρακτηριστικά. Λόγω του πολέμου, όπου χρειάστηκε να βρεθεί ένα λιγότερο σπάνιο υλικό για την κατασκευή SONAR, ο επόμενος κρύσταλλος που χρησιμοποιήθηκε σε συστήματα SONAR ήταν το ADP (Ammonium Dihydrogen Phosphate), το οποίο είχε πλεονεκτήματα σε σχέση με το αλάτι Rochelle, όπως ανθεκτικότητα, ευκολία στην επεξεργασία του, δεν απορροφούσε υγρασία όπως το αλάτι και η διατήρηση αυτών των ιδιοτήτων και των παραμέτρων του για μεγαλύτερο χρονικό διάστημα. Μία από τις πρώτες εφαρμογές του ADP ήταν στις ακουστικές νάρκες, οι οποίες είχαν υδρόφωνα με κρυστάλλους με αποκοπή χαμηλών συχνοτήτων στα 5Hz. Παρόλα αυτά τα πλεονεκτήματα, επειδή το ναυτικό απαιτούσε μεγαλύτερη εμβέλεια από τα SONAR του, και τα ήδη υπάρχοντα SONAR τα οποία ήταν σχεδιασμένα για 18kHz, δεν είχαν αυτή την δυνατότητα, δίχως να αυξηθεί το μέγεθος τους. Έτσι στράφηκαν στην εύρεση άλλων υλικών για την δημιουργία των αισθητήρων, όπως τιτανικό βάριο, το οποίο ωστόσο παρουσίαζε προβλήματα στην κατασκευή, όπου εμφάνιζε άμεσα χαρακτηριστικά αντίστασης, λόγω του μεγέθους της δομής του κρυστάλλου. Αποτέλεσμα αυτού ήταν η απόσβεση της ισχύος του εκπεμπόμενου σήματος, και αντίστοιχα για την ισχύ λήψης καθώς δεν υπήρχε αντιστοίχιση αντίστασης σε όλη την δομή. Τελικά το PZT (τιτανικό ζirkονικό μόλυβδο) χρησιμοποιήθηκε,

πετυχαίνοντας συχνότητα ταλάντωσης 5kHz. Το AN/SQS-23 χρησιμοποιούσε αυτή την δομή, αφού πρώτα σχεδιάστηκε με βασικό υλικό το νικέλιο το οποίο τελικά κρίθηκε ως πολύ πολύτιμο για να χρησιμοποιηθεί σε SONAR, καθώς χρειαζόντουσαν τόνοι για κάθε μονάδα.



Σχήμα 1.1: Θόλος SONAR στην πλώρη του αεροπλανοφόρου USS Intrepid (CVS-11)

Εν συνεχεία, λόγω της ανάγκης γρήγορης και φτηνής επιδιόρθωσης των SONAR, άρχισε η χρήση συστοιχιών αισθητήρων, ώστε να μην χρειάζεται να αλλάζει ολόκληρο το σύστημα όταν αποτυγχάνει ένα μέρος του αισθητήρα και η επιδιόρθωση να είναι γρηγορότερη και πιο απλή. Ωστόσο αρχικά, λόγω του ότι το σύστημα αποτελούνταν από μονάδες από διαφορετικούς κατασκευαστές, η απόδοση του ήταν απογοητευτική, και η μέθοδος επισκευής ήταν ακόμη πολύπλοκη. Αυτό λύθηκε όταν τελικά η εταιρεία Massa Products Co. διορίστηκε υπεύθυνη για την παροχή των μονάδων αυτών. Αποτέλεσμα αυτού ήταν η ομοιομορφία ανά μεταξύ των μονάδων στα χαρακτηριστικά τους. Με αφορμή αυτό το γεγονός αυτή η εταιρεία επίσης ανέπτυξε έναν αντικαταστάτη για το SQS-23, του οποίου η κατασκευή ήταν ακόμη πιο απλή, χαμηλώνοντας έτσι το κόστος παραγωγής, τον χρόνο και την πολυπλοκότητα επισκευής.[10]

Πέρα της χρήσης ADP, αλατιού Rochelle, τιτανικού βάριου και PZT, υπήρξε προσπάθεια εύρεσης νέων υλικών για πιεζοηλεκτρικούς αισθητήρες. Επίσης υπήρξαν και σχέδια υβριδικών magnetostriptive – πιεζοηλεκτρικών μετατροπέων, με την χρήση του κράματος Terfenol-D, με το πιο πρόσφατο κράμα για μια τέτοια χρήση να είναι το Galfenol.[19]

Κεφάλαιο 2ο: Κύκλωμα

2.1 Εισαγωγή

Για να ολοκληρωθεί ομαλά αυτή η εργασία, κρίθηκε καίριο να ολοκληρωθεί πρώτα το μέρος του κυκλώματος, ώστε έπειτα από την μεριά του προγραμματισμού να υπάρχει μία καθαρή εικόνα από τις διάφορες μεταβλητές και παράγοντες που θα μπορούσαν να επηρεάσουν την ακριβή μέτρηση της απόστασης από τον μικροελεγκτή. Επίσης κάποιες αποφάσεις για το κύκλωμα πάρθηκαν με γνώμονα την περιπλοκότητα.

Από αυτές τις μεταβλητές οι δύο πιο σημαντικές για την μέτρηση είναι τα επίπεδα τάσης που παράξει το κύκλωμα προενίσχυσης και ενίσχυσης, όπως και ο χρόνος απόσβεσης της ταλάντωσης του πιεζοηλεκτρικού αισθητήρα. Γνωρίζοντας αυτό τον χρόνο μπορεί να κριθεί η ελάχιστη δυνατή απόσταση μέτρησης του κυκλώματος.

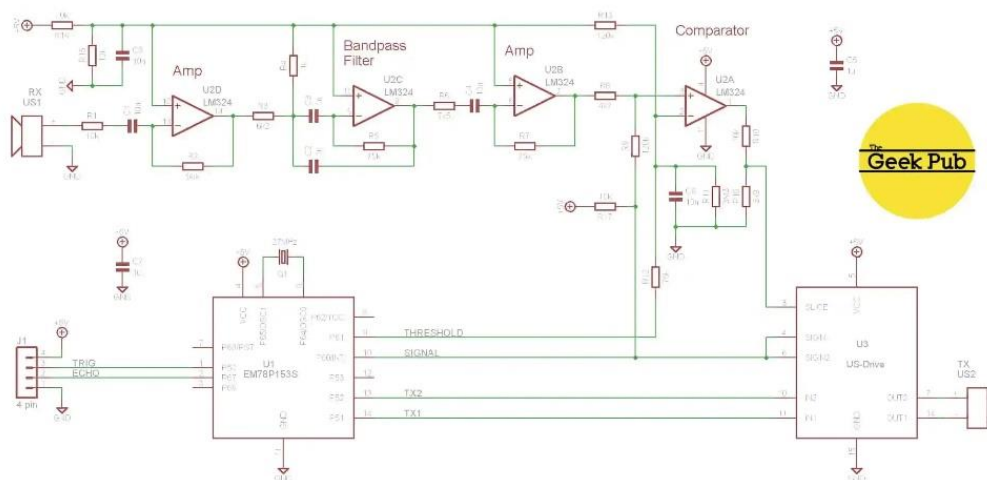
2.2 Αρχική έρευνα

Προτού ξεκινήσει η δημιουργία του κυκλώματος, έγινε μία μικρή έρευνα στο διαδίκτυο πάνω σε ήδη υπάρχοντα κυκλώματα SONAR στον αέρα με αισθητήρα πιεζοηλεκτρικό.

Το πρώτο κύκλωμα το οποίο εξετάστηκε ήταν το κύκλωμα του αισθητήρα HC-04SR, ένας αισθητήρας ο οποίος χρησιμοποιείται ευρέως στην αγορά ως μία φτηνή και εύκολη στην χρήση λύση για ερασιτεχνικά αυτόνομα οχήματα ή ανδροϊδή ή και σε μία αρχική υλοποίηση διαφόρων επαγγελματικών συστημάτων που απαιτούν την ανίχνευση εμποδίων, προτού το μέρος αυτό επανασχεδιαστεί και υλοποιηθεί ξανά, σύμφωνα με τις απαιτήσεις του κάθε project. [20]

2.2.1 Αισθητήρας HC-SR04

Το κύκλωμα του HC-SR04 όπως φαίνεται στο σχήμα 2.1, εστιάζοντας στο μέρος κυρίως με τα διακριτά μέρη που είναι ενίσχυση του σήματος λήψης.



Σχήμα 2.1 Κύκλωμα αισθητήρα HC-SR04

Στο σχήμα 2.1 , παρατηρούνται τα 4 στάδια ενίσχυσης του ληφθέντος σήματος από τον αισθητήρα. Αυτά είναι:

- Πρώτο στάδιο ενίσχυσης
- Ζωνοπερατό φίλτρο
- Δεύτερο στάδιο ενίσχυσης
- Συγκριτής τάσης

2.2.1.1 Πρώτο στάδιο ενίσχυσης

Το πρώτο στάδιο ενίσχυσης, βασιζόμενο στον Τ.Ε (Τελεστικός Ενισχυτής) U2D, είναι ένας απλός μη αναστρέφων ενισχυτής. Η κύρια εξίσωση που περιγράφει έναν αναστρέφων ενισχυτή είναι η εξής:

$$V_{out} = V_{in} \cdot - \left(\frac{R_f}{R_c} \right) \quad (2.1)$$

Από το σχήμα 2.1 οι τιμές της σχέσης (2.1) ορίζονται ως εξής:

$$V_{out} = V_{in} \cdot - \left(\frac{56k\Omega}{10k\Omega} \right) \quad (2.2)$$

Γνωρίζοντας ότι η ενίσχυση ορίζεται ως εξής:

$$A_v = \frac{V_{out}}{V_{in}} \quad (2.3)$$

Η (2.3) σε συνδυασμό με την (2.2) έχουν ως αποτέλεσμα:

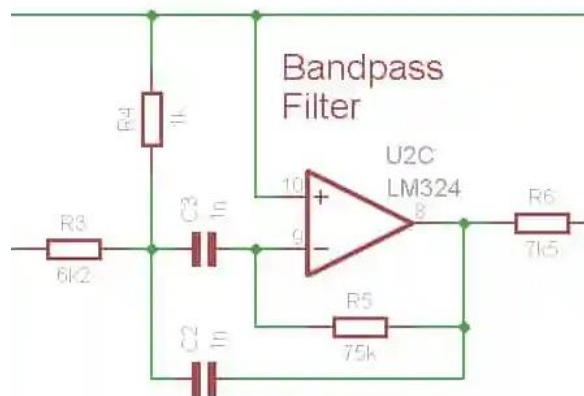
$$A_{V(stg1)} = - \frac{56k\Omega}{10k\Omega} = 5.6 \quad (2.4)$$

Οπότε από την (2.4), η ενίσχυση του πρώτου σταδίου του ενισχυτή λήψης είναι $A_v = 5.6$.

Ο πυκνωτής C1 είναι τοποθετημένος στην σειρά με την αντίσταση R1 ώστε οποιαδήποτε DC συνιστώσα εισέρχεται στο λαμβανόμενο σήμα να απορρίπτεται, αποτρέποντας την ενίσχυση της, κρατώντας έτσι το σήμα ευκολότερο στην επεξεργασία. Έτσι αποφεύγεται ο κορεσμός ολόκληρου του συστήματος, καθώς τα επόμενα στάδια θα περιέχουν μεγαλύτερους βαθμούς ενίσχυσης.

2.2.1.2 Ζωνοπερατό φίλτρο

Το επόμενο στάδιο ενίσχυσης αποτελείται από ένα ενεργό ζωνοπερατό φίλτρο με βάση τον Τ.Ε U2C.



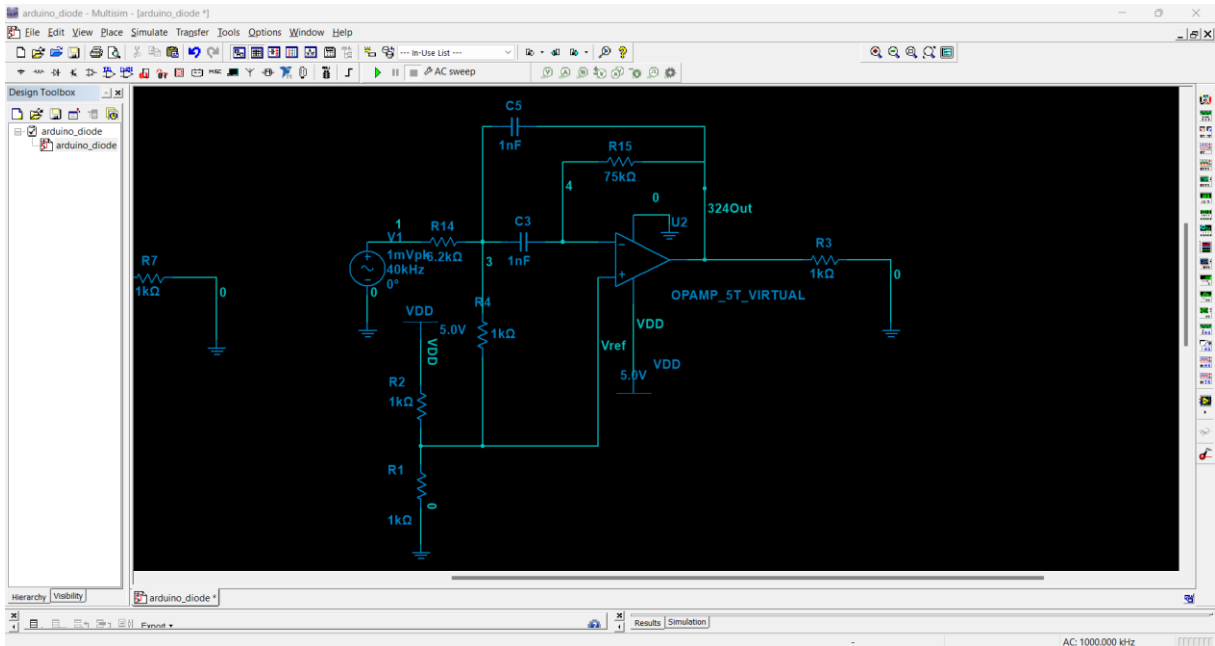
Σχήμα 2.2 Ζωνοπερατό φίλτρο

Αυτή η συνδεσμολογία φίλτρου είναι η συνδεσμολογία Multiple-Feedback, 2^{ης} τάξης φίλτρο, καθώς αποτελείται από ένα χαμηλοπερατό (στο Σχήμα 2.2 είναι τα στοιχεία R_3, R_4, C_2) και ένα ύψιπερατο φίλτρο ($R_5 C_3$). Αυτή η συνδεσμολογία χρησιμοποιεί τα στοιχεία R_3, R_4 για την εξασθένιση του σήματος σε αποδεκτά επίπεδα, λόγω του ότι η ενίσχυση του σήματος εξαρτάται από τον παράγοντα Q, με την σχέση: [1]

$$A_v = -2Q^2 \quad (2.5)$$

Έτσι η ενίσχυση αυξάνεται εκθετικά, όπου με έναν σχετικά μικρό παράγοντα $Q = 10$, η ενίσχυση τελικά φτάνει στα 200, με αποτέλεσμα να απαιτείται Τ.Ε με αρκετά μεγάλη συχνότητα μοναδιαίας ενίσχυσης.

Άρα το αρχικό κύκλωμα προς ανάλυση είναι ως εξής στο Multisim:

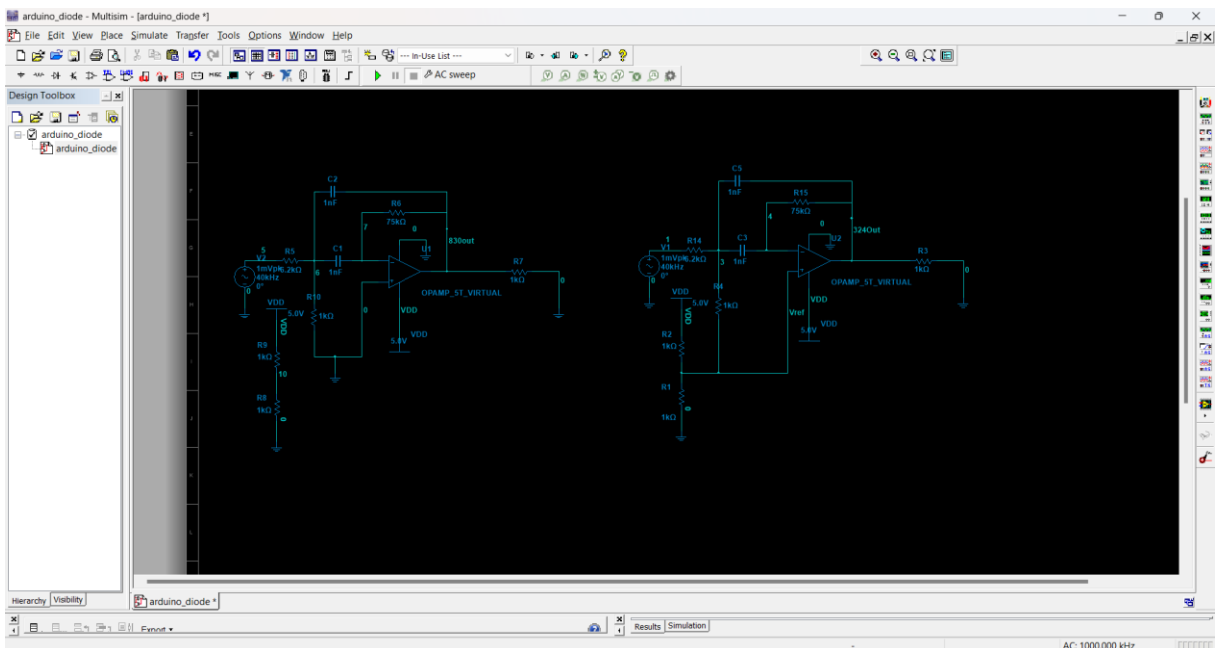


Σχήμα 2.3 Κύκλωμα ζωνοπερατού φίλτρου

Από το σχήμα 2.2 διακρίνουμε τα δύο φίλτρα που απαιτούνται για να δημιουργηθεί το ζωνοπερατό:

- $(R_3, R_4)C_2$
- R_5C_3

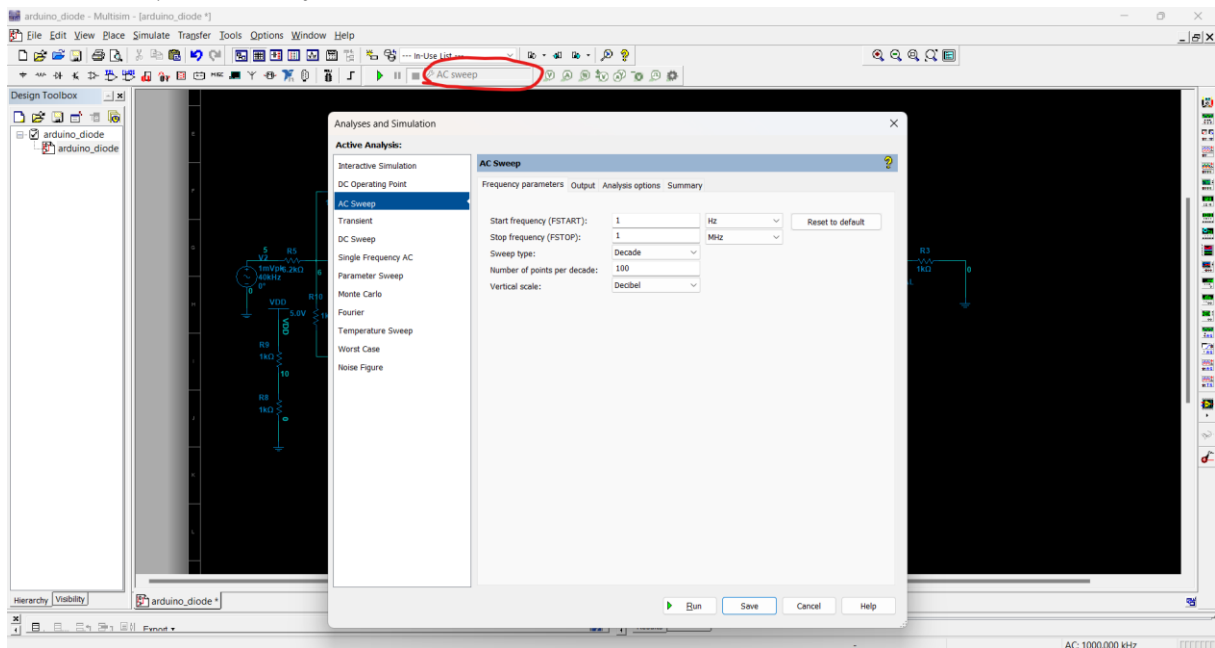
Πρώτα πρέπει να βρεθεί η αντίσταση R_{th} . Για να απλοποιηθεί η ανάλυση του κυκλώματος, είναι ωφέλιμο να αγνοηθεί η τάση που εισέρχεται στην μη αναστρέφουσα είσοδο. Όντως, σχεδιάζοντας δύο όμοια κυκλώματα στο Multisim, το ένα με την τάση αναφοράς V_{ref} συνδεδεμένη και το άλλο με την τάση αναφοράς αποσυνδεδεμένη από την μη αναστρέφουσα είσοδο, όπως στο σχήμα 2.4, με τα ίδια στοιχεία και ιδανικούς τελεστικούς:



Σχήμα 2.4 Κύκλωμα με τάση αναφοράς και χωρίς.

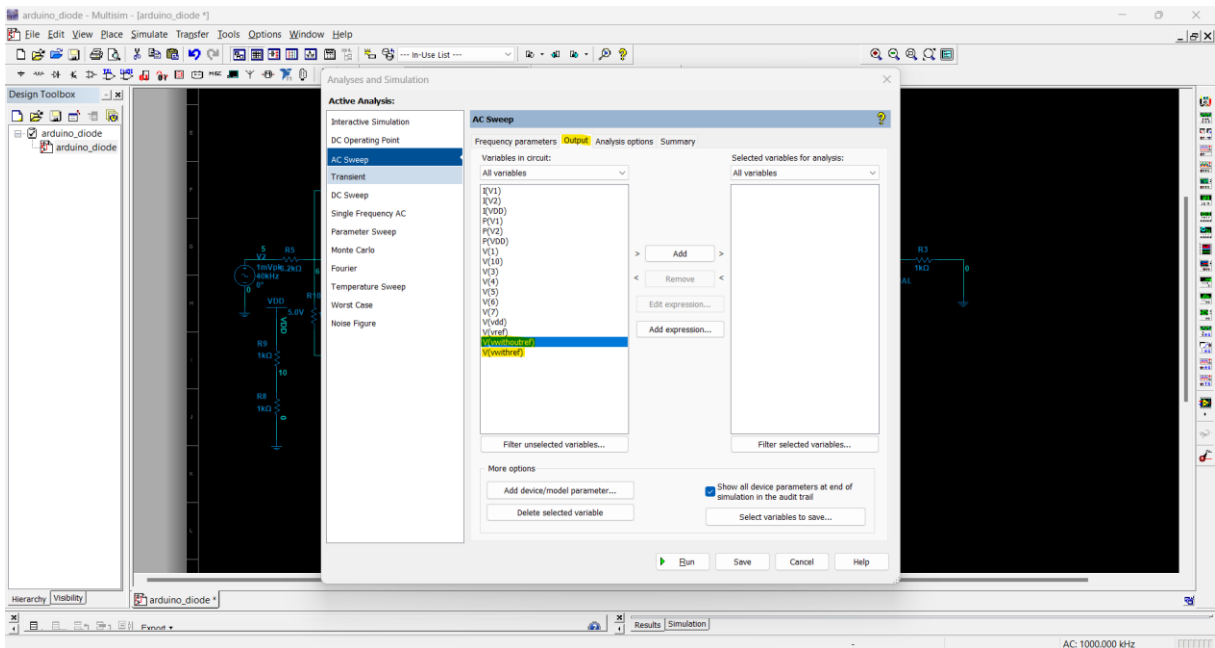
Για να αναλυθεί η συμπεριφορά των δύο κυκλωμάτων και να κριθεί αν είναι αναγκαίο να συμπεριληφθεί η τάση αναφοράς στις πράξεις για την ισοδύναμη αντίσταση Thevenin, θα χρησιμοποιηθεί ο τύπος προσομοίωσης AC sweep του MultiSim.

Πατώντας το εικονίδιο που επισημαίνεται στο σχήμα 2.5, ανοίγει το παράθυρο Analyses and Simulation, όπου εμφανίζονται οι διάφοροι τύποι προσομοίωσης του Multisim, και οι διάφορες ρυθμίσεις της κάθε προσομοίωσης. Επιλέγεται ο τύπος “AC sweep”, και στις ρυθμίσεις, στην καρτέλα “Frequency Parameters”, ρυθμίζεται το πεδίο “Frequency Start (FSTART)” = 1Hz και το “Frequency Stop (FSTOP)” = 1MHz, ώστε να υπολογίσει και οι συχνότητες μετά τα 40kHz, και για να είναι πιο εμφανίσιμη η καμπύλη της συχνотικής συμπεριφοράς των κυκλωμάτων. Στην ρύθμιση «Vertical Scale» επιλέγεται ο τύπος “Decibel”.

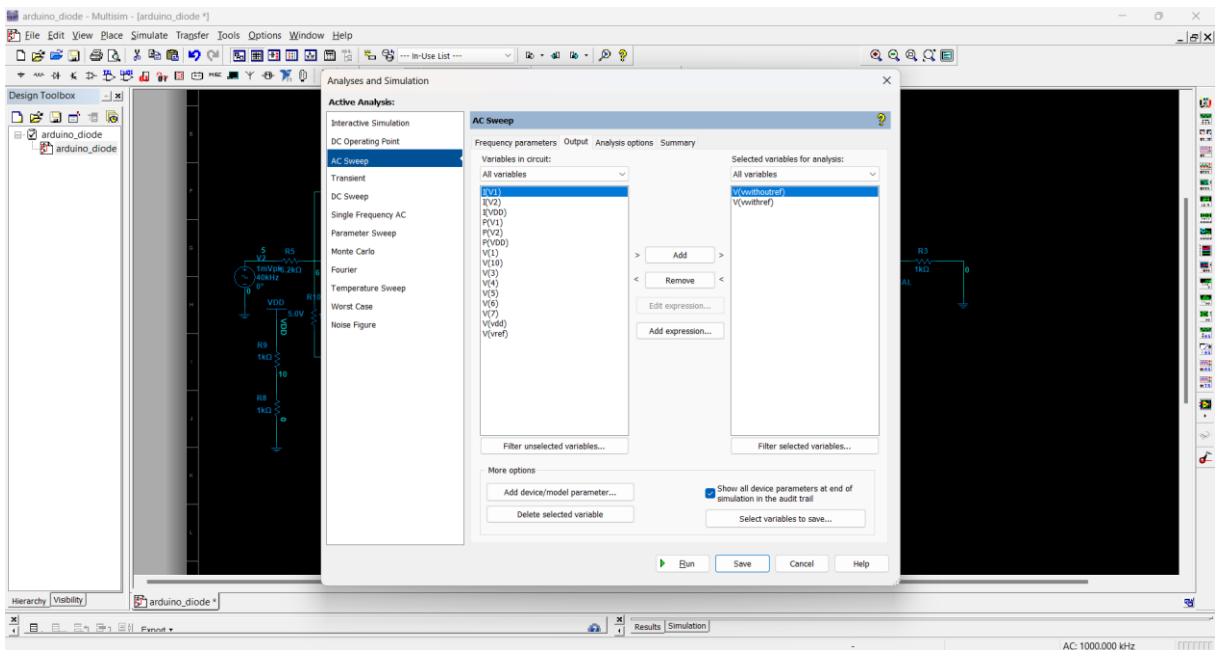


Σχήμα 2.5 Παράθυρο επιλογών τύπου προσομοίωσης

Έπειτα στην καρτέλα Output (σχήμα 2.6) επιλέγονται με διπλό κλικ οι μεταβλητές του κυκλώματος που απαιτούνται για την ανάλυση. Στην περίπτωση αυτού του κυκλώματος είναι η $V(\text{withoutref})$, για την έξοδο του ιδανικού T.E χωρίς τάση αναφοράς, και η $V(\text{withref})$ για το κύκλωμα με τάση αναφοράς. Αφότου επιλεγθούν, μεταφέρονται από τον πίνακα “Variables in circuit” στον πίνακα “Selected variables for analysis” (σχήμα 2.7)

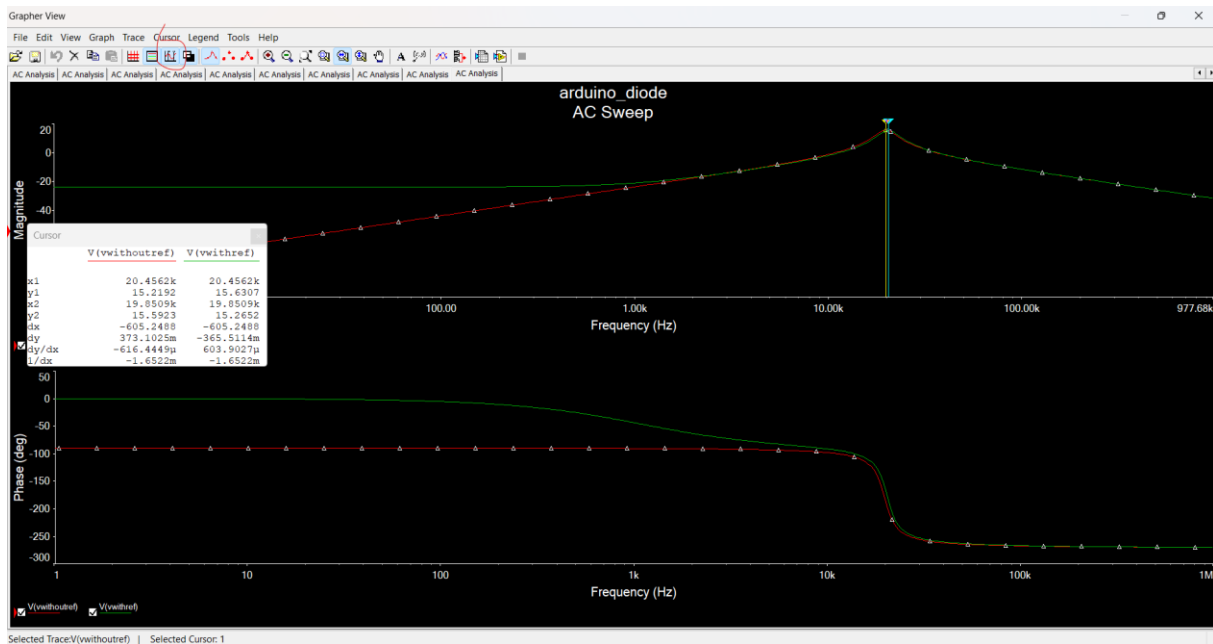


Σχήμα 2.6 Καρτέλα "Output"



Σχήμα 2.7

Τέλος, κάνοντας κλικ στην επιλογή "Run", δίνεται εντολή στο Multisim να εκκινήσει την προσομοίωση που επιλέχθηκε. Το αποτέλεσμα αυτής εμφανίζεται στο σχήμα 2.8:



Σχήμα 2.8 Αποτέλεσμα προσομοίωσης τύπου "AC sweep"

Στο σχήμα 2.8 βλέπουμε ένα σχεδιάγραμμα Bode, το οποίο είναι ο συνδυασμός των γραφημάτων πλάτους και φάσης. Πατώντας το επισημασμένο κουμπί εμφανίζονται δύο δείκτες πάνω στο γράφημα πλάτους. Μαζί με αυτούς του δείκτες εμφανίζεται και το παράθυρο "cursors", το οποίο αναγράφει διάφορα στοιχεία, όπως που τέμνεται στον άξονα Y ο δείκτης με το γράφημα, και σε ποια x θέση βρίσκεται. Επίσης δείχνει την διαφορά των x και y τιμών μεταξύ των δύο δεικτών και κάνει σημαντικές πράξεις για διάφορες μετρήσεις. Στην προκειμένη περίπτωση δεν εμφανίζουν κάποια χρήσιμη πληροφορία. Το γράφημα πλάτους επιβεβαιώνει την αρχική υπόθεση, ότι για έναν ιδανικό T.E, η παράλειψη της τάσης αναφοράς δεν θα επηρεάσει σημαντικά την ανάλυση του κυκλώματος του σχήματος 2.2, καθώς το σημείο όπου τα γραφήματα πλάτους δείχνουν την μεγαλύτερη τιμή Y (πλάτος σήματος) απέχουν μόνο 0.6kHz, που είναι πολύ μικρή διαφορά στις κεντρικές συχνότητες.

Άρα, αναλύοντας το κύκλωμα χωρίς τάση αναφοράς, και εφόσον οι αντιστάσεις R_3R_4 αποτελούν διαιρέτη τάσης, τις απλοποιούμε σε μία αντίσταση R_a :

$$R_a = \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{1k\Omega}{1k\Omega + 6.2k\Omega} = 138\Omega \quad (2.6)$$

Το BW (Bandwidth) του φίλτρου αυτού ορίζεται από τις συχνότητες αποκοπής των δύο φίλτρων ή βρίσκοντας την κεντρική συχνότητα f_r του φίλτρου αυτού και τον παράγοντα Q:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_a C_3 R_5 C_2}} \quad (2.7)$$

Αντικαθιστώντας τις μεταβλητές με τις τιμές των αντιστάσεων και των πυκνωτών έχουμε:

$$f_r = \frac{1}{2\pi * 10^{-9} F \sqrt{0.138k * 75k\Omega}} = 19.8kHz \quad (2.8)$$

Από τις τιμές των αντιστάσεων R_3, R_4, R_5 μπορούμε να βρούμε τον παράγοντα ποιότητας Q:

$$Q = \sqrt{\frac{R_5}{\frac{R_3}{R_3 + R_4}}} * 0.5 = \sqrt{\frac{75k\Omega}{\frac{6.2k\Omega}{7.2k\Omega}}} * 0.5 = 4.66 \quad (2.9)$$

Επίσης επειδή :

$$Q = \frac{f_r}{BW} \Leftrightarrow BW = \frac{f_r}{Q} \quad (2.10)$$

Αντικαθιστώντας τις μεταβλητές της (2.10) με τα αποτελέσματα των (2.8)(2.9) έχουμε:

$$BW = \frac{19.8kHz}{4.66} = 4,24kHz \quad (2.12)$$

Άρα μπορούμε να βρούμε και την χαμηλή και την υψηλή συχνότητα αποκοπής :

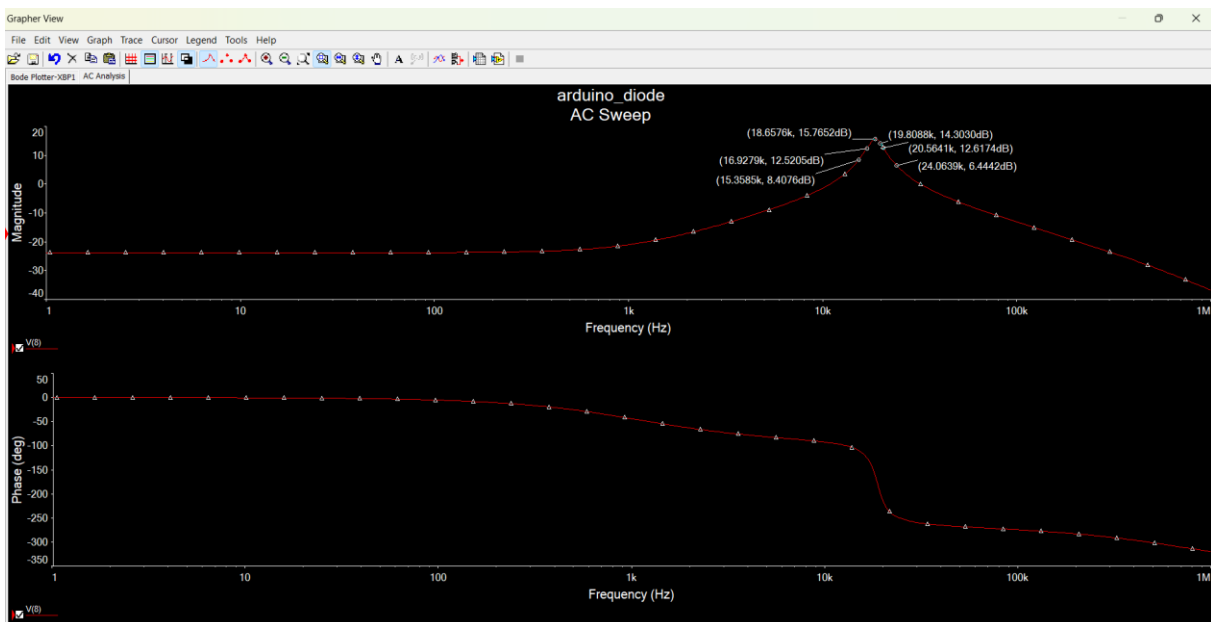
$$f_L = f_r - BW = 19.8kHz - 4.24kHz = 15.56kHz \quad (2.13)$$

$$f_H = f_r + BW = 19.8kHz + 4.24kHz = 24.04kHz \quad (2.14)$$

Επίσης, η ενίσχυση κλειστού βρόχου του φίλτρου είναι:

$$A_{V(stg2)} = - \left(\frac{R_5}{R_3} \right) = - \left(\frac{75k\Omega}{\frac{6.2k\Omega}{7.2k\Omega}} \right) = 12 \approx 21.5dB \quad (2.15)$$

Η εξομοίωση του κυκλώματος στο Multisim 12.0, επιλέγοντας την AC Sweep λειτουργία, παράγει αυτό το αποτέλεσμα:



Σχήμα 2.9 Αποτέλεσμα AC Sweep στο Multisim του κυκλώματος στο σχήμα 2.3

Σύμφωνα με την προσομοίωση στο Multisim, η χαμηλή συχνότητα αποκοπής ορίζεται στα 16.9 kHz, ενώ η υψηλή συχνότητα αποκοπής ορίζεται στα 20.56kHz. Αντίστοιχα, η κεντρική συχνότητα του κυκλώματος ορίζεται στα 18.657kHz. Αυτή η διαφορά με τις θεωρητικές τιμές οφείλεται στο ότι στους υπολογισμούς του ενεργού ζωνοπερατού φίλτρου χρησιμοποιείται ιδανικός T.E, όπου η διαφορά τάσης μεταξύ αναστρέφουσας και μη αναστρέφουσας εισόδου είναι μηδενική, ο T.E δεν έχει όριο μοναδιαίας ενίσχυσης, η αντίσταση εισόδου είναι άπειρη, με αποτέλεσμα όλο το διαθέσιμο σήμα να εισέρχεται στον ενισχυτή, δίχως απώλειες από τις αντιστάσεις και άπειρη ενίσχυση ανοικτού βρόχου.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

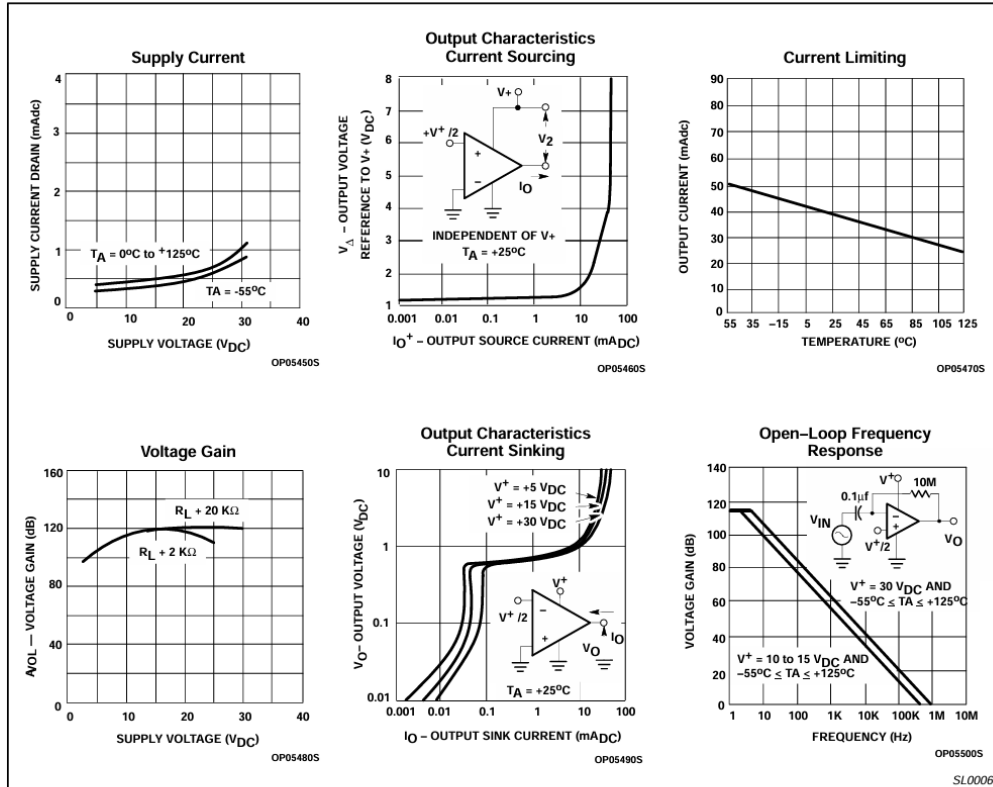
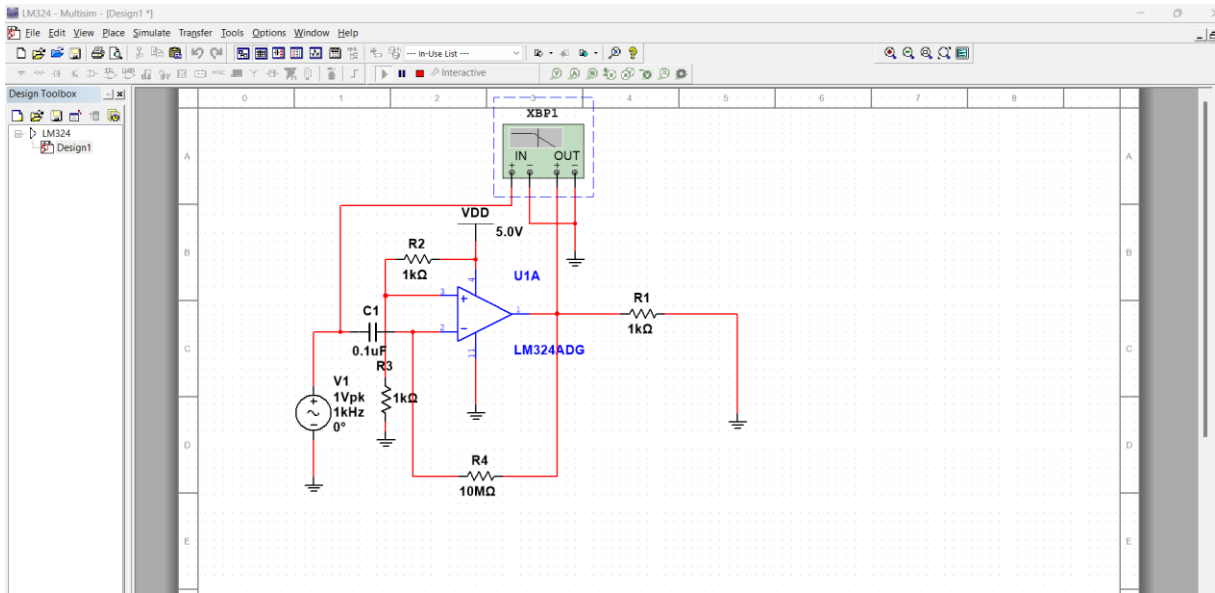


Figure 3. Typical Performance Characteristics

Σχήμα 2.10: LM324 Datasheet, χαρακτηριστικά επίδοσης.[3]

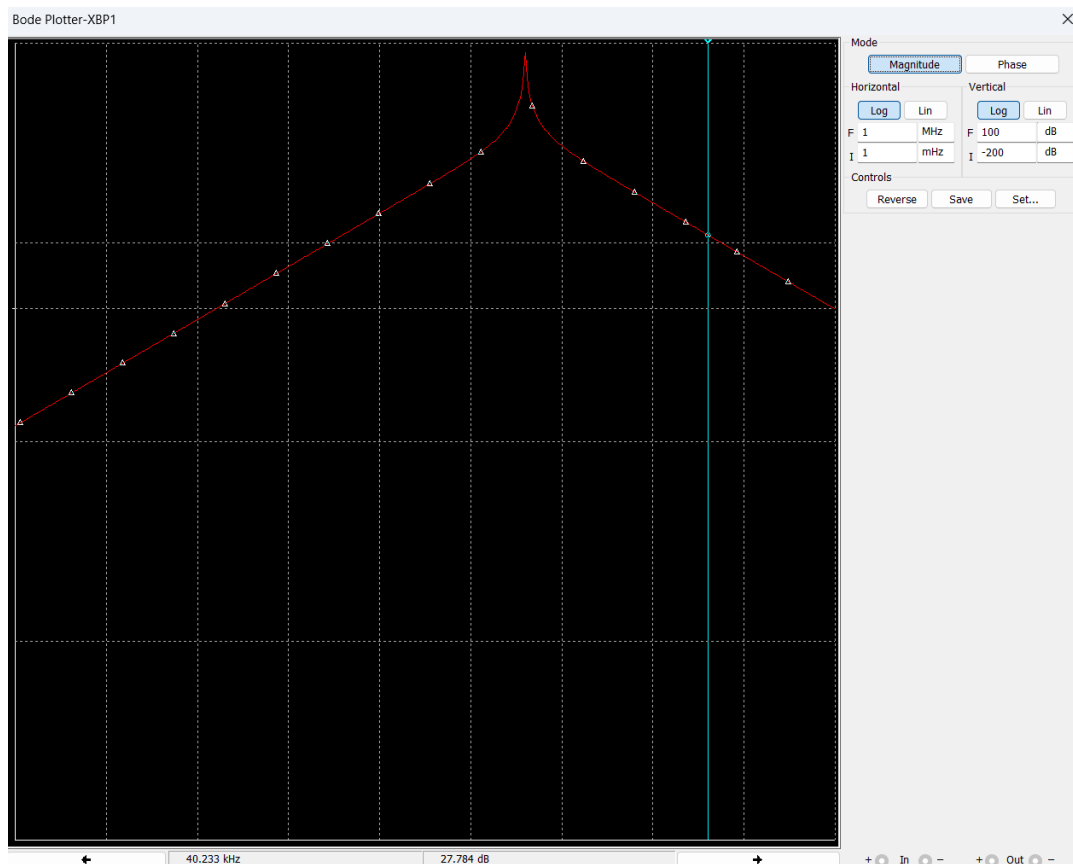
Από το datasheet του LM324 (Σχήμα 2.5), στο κεφάλαιο Typical Performance Characteristics, ο κατασκευαστής αναφέρει ότι η συχνότητα μοναδιαίας ενίσχυσης (Unity gain frequency) στα 10 – 15V είναι $f_t \approx 500kHz$. Στην τάση λειτουργίας του σχεδίου που είναι τα 5V, θεωρητικά θα είναι ακόμη χαμηλότερα, αν ακολουθηθεί η λογική του σχεδιαγράμματος. Άρα στα 40kHz η ενίσχυση ανοιχτού βρόχου A_{Vol} σίγουρα θα είναι κάτω από την αναφερόμενη ενίσχυση του datasheet $A_{Vol} \approx 30dB$. Η υπολογισμένη τιμή ενίσχυσης από την σχέση 2.11 είναι κοντά στην αναμενόμενη ενίσχυση ανοιχτού βρόχου στα 40kHz με τάση τροφοδοσίας $V_+ = 5V$.

Χρησιμοποιώντας το εργαλείο του Multisim για την παραγωγή Bode σχεδιαγραμμάτων, σύμφωνα με το κύκλωμα που παραθέτει ο κατασκευαστής στο σχήμα 2.5 για τον έλεγχο της ενίσχυσης ανοιχτού βρόχου, με μία τυπική αντίσταση εξόδου 1kΩ, υλοποιείται το εξής κύκλωμα περιλαμβάνοντας το Bode Plotter εργαλείο:



Σχήμα 2.11 Κύκλωμα εύρεσης συχνοτικής απόκρισης LM324 με $R1 = 1k\Omega$ αντίσταση εξόδου.

Για να τηρηθεί ακριβώς το σχέδιο του κατασκευαστή δημιουργήθηκε ένας διαιρέτης τάσης στην $V+$ είσοδο του LM324, ώστε να παρουσιάζεται μία DC συνιστώσα $V_+ = \frac{V_{DD}}{2} = 2,5V$. Η αντίσταση $R1$ προστέθηκε ώστε να εμφανίζεται διαφορά τάσης στην έξοδο και το εργαλείο Bode Plotter να μπορεί να υπολογίσει σωστά την πράξη $\frac{V_{OUT}}{V_{IN}}$, καθώς χωρίς την $R1$ έχουμε $V_{OUT} = 0V$, δηλαδή μηδενική πτώση τάσης. Εκκινώντας την προσομοίωση και ανοίγοντας το παράθυρο του Bode Plotter εργαλείου:



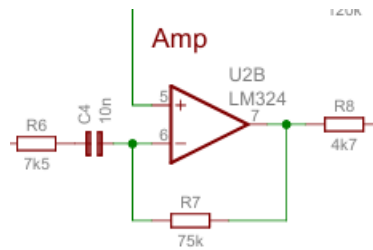
Σχήμα 2.12: Αποτέλεσμα Bode Plotter του σχήματος 2.6

Το σχεδιάγραμμα, στο κάτω μέρος του παραθύρου, δείχνει ότι στα 40kHz περίπου η μέγιστη ενίσχυση τάσης που μπορεί να επιτύχει ο LM324 είναι 27,7dB. Επίσης το σχεδιάγραμμα αυτό δεν εμφανίζεται παρόμοια συχνοτική συμπεριφορά με την αναφορά του κατασκευαστή στο 2.5, καθώς ο πυκνωτής C1 λειτουργεί ως υπερβατό φίλτρο, αποβάλλοντας όλες τις συχνότητες κάτω από τα 400Hz, και κατ' επέκταση το DC σήμα. [3]

Άρα η διαφορά των υπολογισμένων τιμών και των τιμών της προσομοίωσης οφείλονται στα πραγματικά χαρακτηριστικά του T.E, και κυριότερα στην συχνοτική συμπεριφορά του. Χρησιμοποιώντας έναν T.E ο οποίος παρουσιάζει καλύτερη συχνοτική απόκριση ανοιχτού βρόχου θα έφερνε τα αποτελέσματα προσομοίωσης πιο κοντά στα θεωρητικά, και κατ' επέκταση αυτό θα ισχύει και στο πραγματικό κύκλωμα.

2.2.1.3 Δεύτερο στάδιο ενίσχυσης

Το επόμενο στάδιο σύμφωνα με το σχηματικό είναι ένας ακόμη απλός ενισχυτής που έχει στην αναστρέφουσα είσοδο του ένα υπερβατό φίλτρο πρώτης τάξεως με AC Coupling σκοπό, ώστε να αφαιρεθεί η DC συνιστώσα που παρουσιάζει το προηγούμενο στάδιο.



Σχήμα 2.13 3ο στάδιο επεξεργασίας λαμβανόμενου σήματος (φίλτρο/ενισχυτής)

Η κεντρική συχνότητα του φίλτρου είναι:

$$f_c = \frac{1}{2 * \pi * R_6 * C_4} = \frac{1}{2 * \pi * 7.5k\Omega * 10nF} = 2.122kHz \quad (2.17)$$

Άρα εφόσον είναι $f_c \ll 40kHz$ για ιδανικό υπερβατό φίλτρο, το λαμβανόμενο σήμα δεν θα επηρεαστεί.

Αντίστοιχα, η ενίσχυση σε αυτό το στάδιο είναι:

$$A_{V(stg3)} = -\frac{R_7}{R_6} = \frac{75k\Omega}{7.5k\Omega} = 10 \quad (2.18)$$

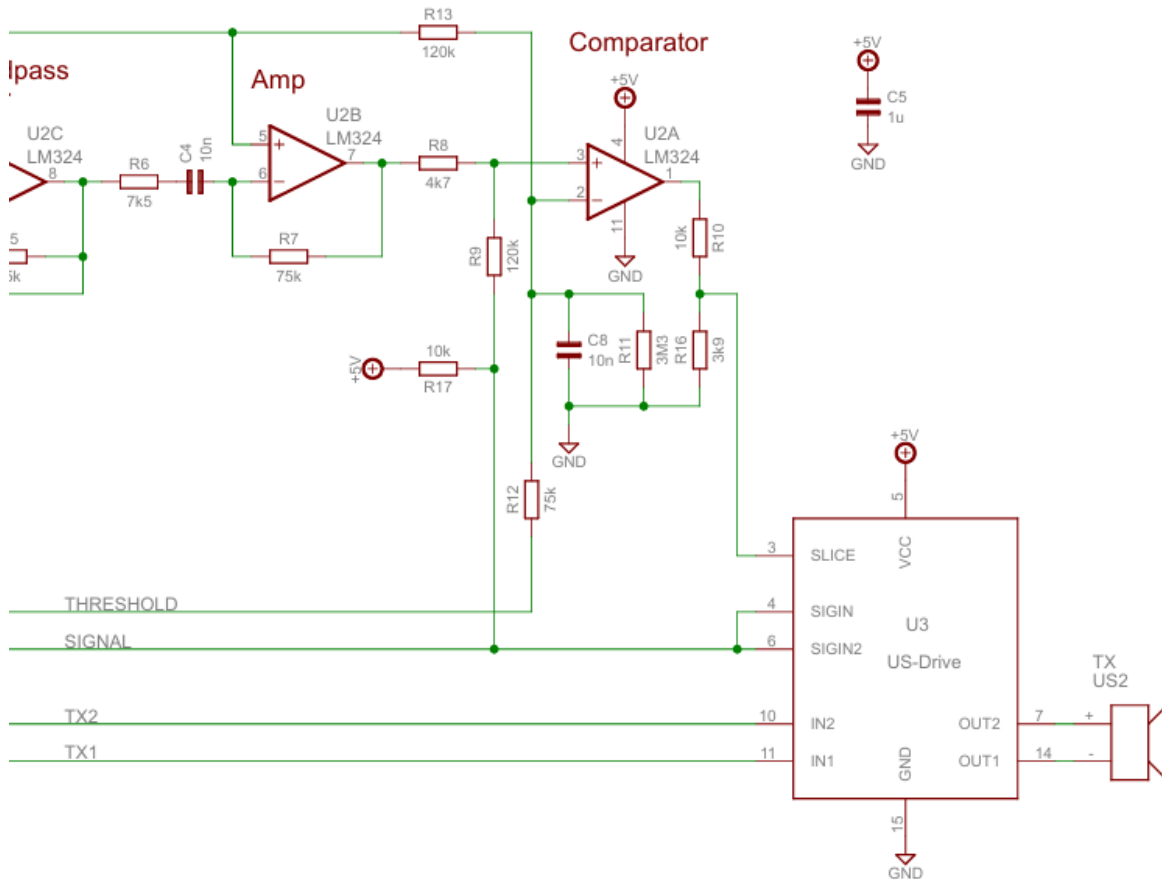
Η τελική ενίσχυση από αυτά τα 3 στάδια θα είναι τελικά:

$$A_{V(tot)} = A_{V(stg1)} * A_{V(stg2)} * A_{V(stg3)} = 5.68 * 12 * 10 = 681.6 = 56.67dB \quad (2.19)$$

Εφόσον το τελικό στάδιο είναι ένας συγκριτής τάσης με υστέρηση, η ενίσχυση που θα παρουσιάσει, σύμφωνα με το σχήμα 2.10 είναι $A_{VOL(40kHz)} \approx 30dB$, με αποτέλεσμα η έξοδος να φτάνει τον κορεσμό με την παραμικρή διαφορά τάσης μεταξύ των δύο εισόδων του συγκριτή. Αποτέλεσμα αυτού θα είναι σε περιπτώσεις όπου η τάση εισόδου είναι πολύ κοντά στην τάση αναφοράς, ο θόρυβος που παρουσιάζεται να επιφέρει πολλαπλές και γρήγορες αλλαγές στην έξοδο του συγκριτή. Έτσι οι αντιστάσεις R_{12} και R_{13} προσφέρουν μία αρχική τάση αναφοράς και η R_9 προσφέρει την αναγκαία υστέρηση, καθώς όταν το V_{in} είναι χαμηλό το open drain του συγκριτή θα είναι σε κατάσταση υψηλής αντίστασης, με αποτέλεσμα να μην ρέει ρεύμα μέσα από την αντίσταση Π.χ, αν το πιεζοηλεκτρικό

στοιχείο του σχήματος 2.1 US1 εμφανίσει στην έξοδο του τάση $5mV_{p-p}$, η έξοδος του U2B T.E θα είναι τελικά :

$$V_{U2b(OUT)} = A_{V(tot)} * V_{US1(in)} = 681.6 * 5 * 10^{-3} = 3.408V_{p-p} \quad (2.20)$$

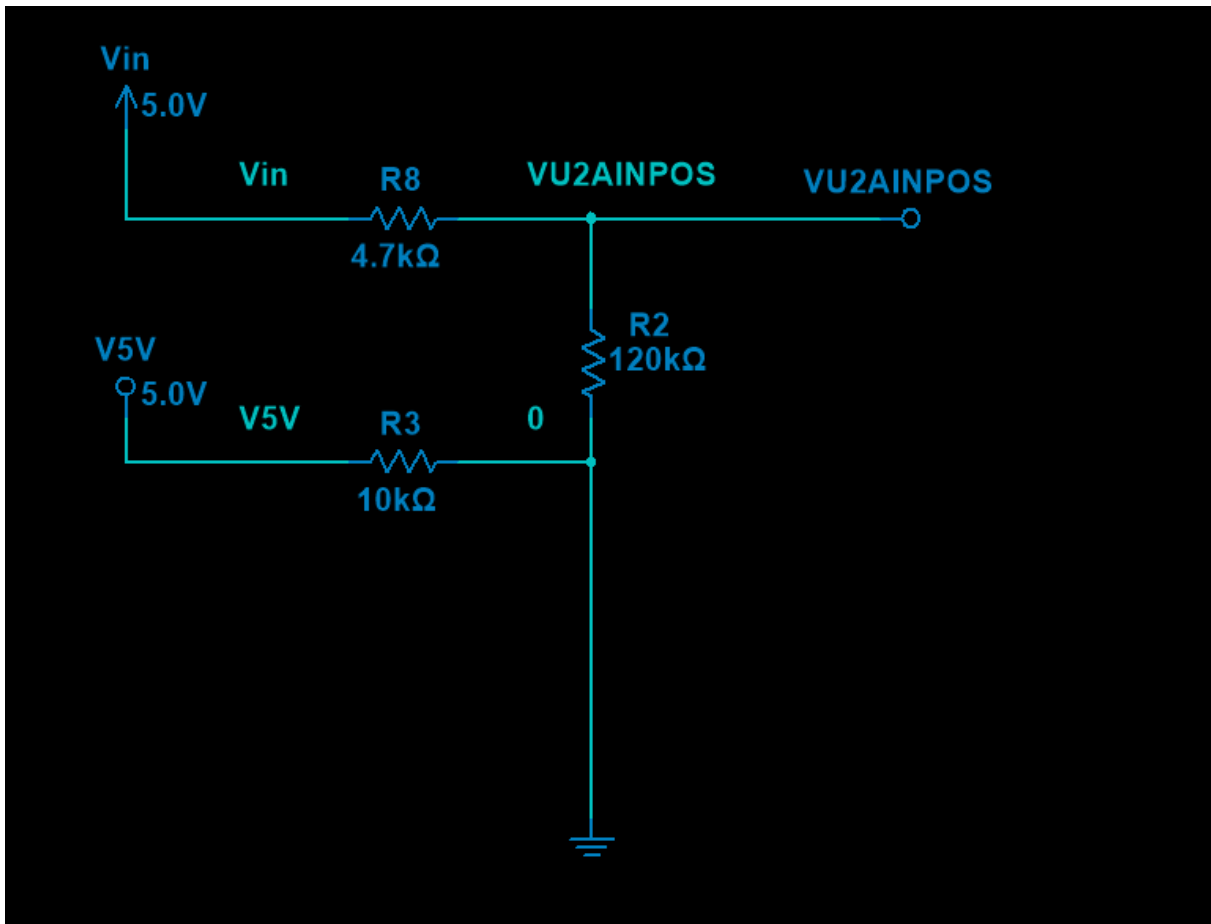


Σχήμα 2.14 Στάδιο συγκριτή

Για να υπολογίσουμε το επίπεδο τάσης που θα εμφανιστεί στην μη αναστρέφουσα είσοδο του U2A, θα απλοποιήσουμε το κύκλωμα του σχήματος 2.14, χρησιμοποιώντας το ιδανικό μοντέλο των T.E, όπου θεωρείται ότι η έξοδος τους έχει μηδενική αντίσταση, ενώ η κάθε είσοδος παρουσιάζει άπειρη αντίσταση, με αποτέλεσμα η έξοδος του U2B να μπορεί να παρασταθεί ως μία απλή πηγή τάσης $3.408V_{p-p}$, και η μη-αναστρέφουσα είσοδος του U2A παραλειφθεί καθώς θα υπολογιστεί η τάση αυτού του κόμβου. Αντίστοιχα, λόγω του ότι στο σχήμα 2.1, η R17 συνδέεται με πηγή τάσης 5V και την είσοδο

του uC U1(pin 10 (P60/Int), καθώς δουλεύει ως είσοδος για INTERRUPT, θα θεωρηθεί και αυτό ως εικονική γη.

Άρα το τελικό σχέδιο για τον υπολογισμό των τάσεων θα λάβει αυτή την μορφή:



Σχήμα 2.15 Απλοποιημένο δίκτυο αντιστάσεων R8, R2, R3

Η τάση του VU2AINPOS είναι η τάση που θα εμφανιστεί στην μη αναστρέφουσα είσοδο του U2A.

Για να λυθεί αυτό το κύκλωμα θα χρησιμοποιηθεί η μέθοδος της υπέρθεσης.

Σύμφωνα με το θεώρημα της υπέρθεσης, ένα κύκλωμα με πολλαπλές πηγές μπορεί να απλοποιηθεί μετατρέποντας όλες, εκτός από μία την φορά, πηγές σε βραχυκυκλώματα (αν είναι πηγή τάσης) ή σε ανοιχτά κυκλώματα (αν είναι πηγές ρεύματος). Στην περίπτωση του σχήματος 2.15, υπάρχουν δύο πηγές τάσης (Vin και V5V), οπότε θα έχουμε:

1. Μετατροπή V5V σε βραχυκύκλωμα, υπολογισμός επίδρασης της Vin στο κύκλωμα. Η τελική τάση που θα παρουσιαστεί στην VU2AINPOS θα υπολογιστεί από έναν απλό διαιρέτη τάσης:

$$V_{U2AINPOS(1)} = V_1 \frac{120k}{124.7k} = V_1 * 0.967 \quad (2.21)$$

Τώρα, βραχυκυκλώνοντας την V_{in} :

Οι R_2 και η R_3 είναι συνδεδεμένες παράλληλα, οπότε μπορούν να απλοποιηθούν σε μία:

$$R_8 // R_2 = \frac{(R_8 * R_2)}{(R_8 + R_2)} = \frac{120k * 4.7k}{120k + 4.7k} = 4.522k \quad (2.22)$$

Άρα ο υπολογισμός της $V_{U2AINPOS_2}$ τελικά θα υπολογιστεί πάλι από διαιρέτη τάσης και μέσω του αποτελέσματος της 2.21 :

$$V_{U2AINPOS(2)} = 5V * \frac{(R_8 // R_2)}{(R_8 // R_2) + R_3} = 5V * \frac{4.522}{14.522} = 5V * 0.311 = 1.55V \quad (2.23)$$

Άρα τελικά, σύμφωνα με το θεώρημα της υπέρθεσης, οι δύο τάσεις που βρέθηκαν απλά προσθέτονται. Οπότε, μέσω της 2.21 και της 2.22 τελικά:

$$V_{U2AINPOS} = V_{U2AINPOS(1)} + V_{U2AINPOS(2)} = V_1 * 0.967 + 1.55V \quad (2.24)$$

Άρα, η τελική τάση που θα εμφανιστεί στην μη αναστρέφουσα είσοδο του U2A θα είναι, σύμφωνα με τις (2.20) και (2.23) για $V_{in} = V_p = \frac{3.408V}{2} = 1.704V$:

$$V_{U2AINPOS} = 1.704V * 0.967 + 1.55V = 3.19V \quad (2.25)$$

Η τελική τάση στην έξοδο των τριών πρώτων σταδίων για είσοδο 5mV είναι σύμφωνα με το datasheet της Texas Instruments (σχήμα 2.19) χαμηλότερη από τη μέγιστη τάση εξόδου που μπορεί να δώσει ο LM324, με αποτέλεσμα η κυματομορφή να μην υποστεί τυχόν παραμόρφωση. Αυτό ωστόσο μπορεί να αλλάξει αν η τάση περάσει το εξής επίπεδο:

$$3.5V = V_{U2AINPOS(max)} * 0.967 + 1.55V \quad (2.25) \Leftrightarrow V_{U2AINPOS(max)} = \frac{3.5V}{0.967} - 1.55 = 2.069V \quad (2.26)$$

Άρα αντικαθιστώντας το αποτέλεσμα της 2.20 με το αποτέλεσμα της 2.26 ώστε να βρούμε την μέγιστη τάση που μπορεί να εμφανιστεί στα άκρα του αισθητήρα έχουμε:

$$2.069V = A_{V(tot)} * V_{US1(in)} = 681.6 * V_{US1(in)} \Leftrightarrow V_{US1(in)} = \frac{2.069V}{681.6} = 3.03mV_p = 6.06mV_{p-p} \quad (2.27)$$

Αυτό το κύκλωμα δείχνει ότι με την χρήση πολλαπλών σταδίων ενίσχυσης, μπορεί να ξεπεραστεί το πρόβλημα του χαμηλού επιπέδου ενίσχυσης ενός φτηνού και συχνά χρησιμοποιούμενου Τ.Ε, αλλά έχει το αρνητικό ότι αυξάνεται η περιπλοκότητα του κυκλώματος, και στην περίπτωση όπου το αισθητήριο ξεπεράσει ένα συγκεκριμένο κατώφλι τάσης, το σήμα θα παραμορφωθεί πολύ πριν το επίπεδο της τάσης εξόδου φτάσει το επίπεδο που μπορεί να παρέχει η πηγή.

2.2.2 Παράδειγμα εφαρμογής SONAR της Microchip

Ένα άλλο πιο λεπτομερές σχέδιο που κρίθηκε ως άξιο ανάλυσης είναι το κύκλωμα του «Ultrasonic Range Finder Field Engagement Board based on the ATtiny817». Αυτό το κύκλωμα είναι πιο εξειδικευμένο, και παρόλο που δεν είναι τόσο διαδεδομένο, διαθέτει δύο χαρακτηριστικά που το καθιστούν άξιο ανάλυσης.

Πρώτον, διαθέτει ένα μόνο αισθητήριο, το οποίο αναλαμβάνει τον ρόλο του εκπομπού και του συλλέκτη και δεύτερον υιοθετεί διαφορετικές τεχνικές παραγωγής του εκπεμπόμενου σήματος και επεξεργασίας του λαμβανόμενου σήματος, πράγμα αρκετά χρήσιμο για την τελική σχεδίαση του κύκλωματος της εργασίας αυτής. [20]

Το έγγραφο αυτό χωρίζει το κύκλωμα σε 5 μέρη:

Κύκλωμα μικροελεγκτή.

Στάδιο εκπομπής.

Στάδιο προενίσχυσης.

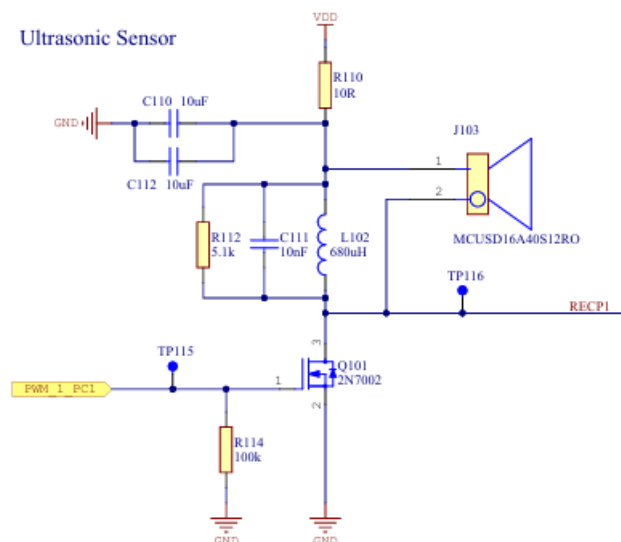
Στάδιο ενίσχυσης.

Πηγή ισχύος.

Για τους λόγους της εργασίας αυτής θα αναλυθούν μόνο τα στάδια της εκπομπής, της προενίσχυσης και της ενίσχυσης.

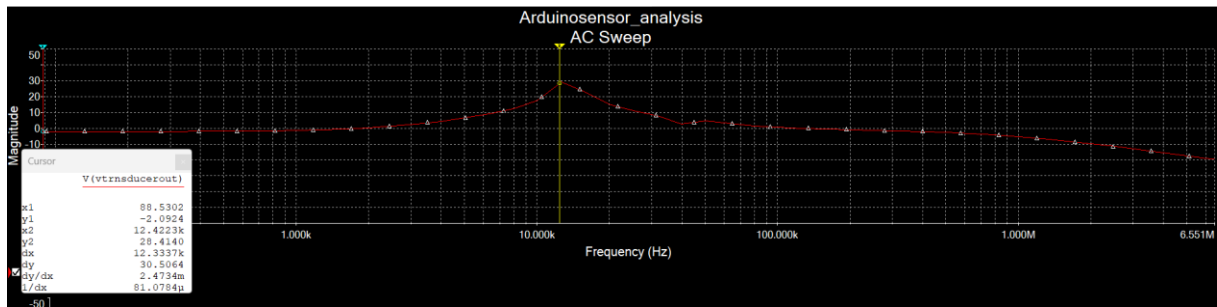
2.2.2.1 Στάδιο εκπομπής

Το στάδιο εκπομπής απαρτίζεται από ένα απλό κύκλωμα RLC, ένα MOSFET τύπου N και το ίδιο το στοιχείο λήψης και εκπομπής, το MCUSD16A40S12RO, το οποίο θα χρησιμοποιηθεί και στο τελικό κύκλωμα, καθώς η συχνότητα εκπομπής και λήψης του είναι ένα η τυπική συχνότητα των 40kHz, και ήταν διαθέσιμο την παρούσα στιγμή της καταπόνησης της εργασίας. Το σχηματικό είναι ως εξής:

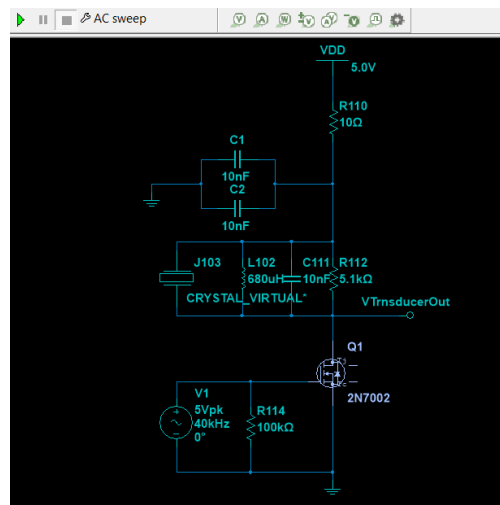


Σχήμα 2.16 Κύκλωμα εκπομπής

Σύμφωνα με τον οδηγό το δίκτυο RLC είναι σχεδιασμένο με τέτοιο τρόπο ώστε να παρέχει τάση κοντά στα $20V_{p-p}$, άρα περίπου $10V_p$.



Σχήμα 2.17 Αποτέλεσμα της προσομοίωσης του κυκλώματος του σχήματος 2.18



Σχήμα 2.18 Κύκλωμα προσομοίωσης σταδίου εκπομπής

Σύμφωνα με το datasheet του MCUSD16A40S12RO (σχήμα 2.21)[12], η χωρητικότητα που παρουσιάζει ο αισθητήρας στο 1kHz είναι περίπου 2.5nF. Αν λάβουμε αυτή την πληροφορία ως έχει, η νέα κεντρική συχνότητα θα υπολογιστεί ως εξής:

Ultrasonic Sensor multicomp PRO



Applications

Applications include Burglar Alarms, Distance Measurement, Range Finders, Remote Controllers & Robotics, etc.

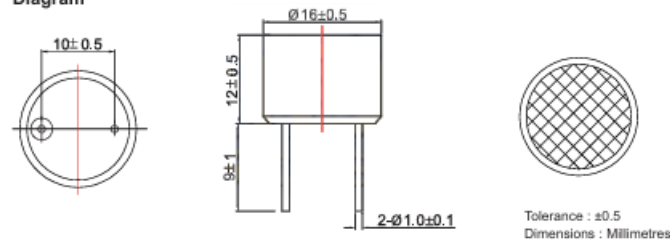
Features

- High reliability
- Compact and light weight
- Open structure and dual use (Transmitter & Receiver)
- High sensitivity and sound pressure
- Less power consumption

Technical Terms

Construction	: Open Structure
Using Method	: Dual Use (Transmitter & Receiver)
Frequency	: 40 ±1kHz
Sound Pressure Level	: min. 110dB (10V/30cm)
Sensitivity	: min. -65dB/V/μbar
Capacitance	: 2500pF ±25% @ 1kHz
Directivity	: 50°
Operating Temperature Range	: -40°C to +85°C
Storage Temperature Range	: -40°C to +85°C
Detectable Range	: 0.7 to 18m
Maximum Input Voltage	: 60Vp-p
Housing Material	: Aluminium

Diagram



Newark.com/multicomp-pro
Farnell.com/multicomp-pro
sg.element14.com/b/multicomp-pro

multicomp PRO

Page <1>

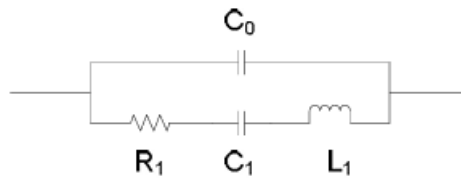
23/09/22 V1.0

Σχήμα 2.19 Χαρακτηριστικά MCUSD16A40S12RO

$$f_{c(RLC)} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{L * (C_{111} + C_{J103})}} = \frac{1}{2 * \pi * \sqrt{(10^{-8} + 2.5 * 10^{-9}) * 680 * 10^{-6}}} = 54.56kHz \quad (2.29)$$

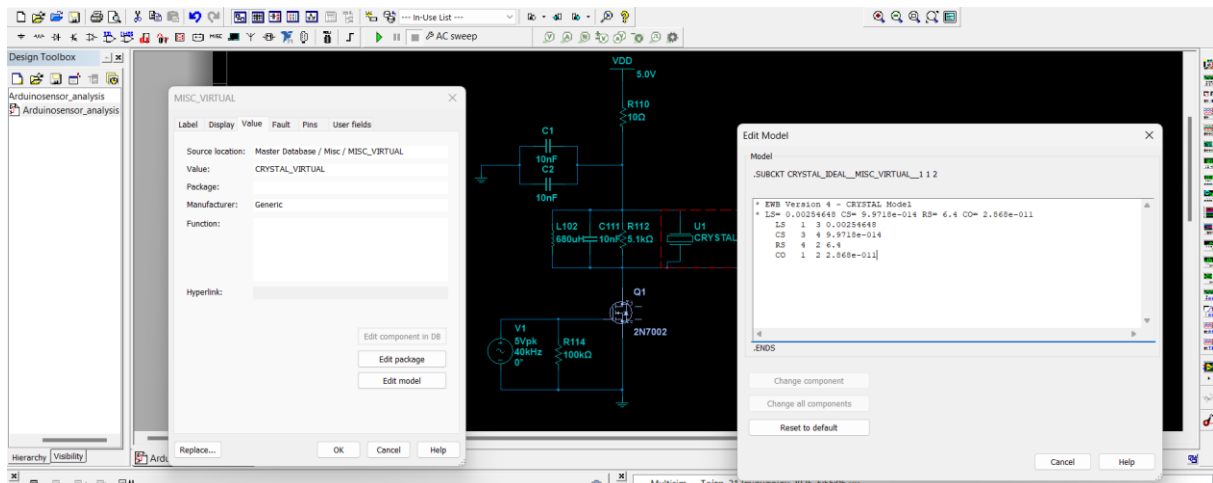
Από αυτό το αποτέλεσμα κατανοούμε ότι η μοντελοποίηση του αισθητηρίου ως ένας απλός πυκνωτής δεν είναι αρκετά λεπτομερής για να εξηγηθεί η απόκλιση των δύο σχεδιαγραμμάτων Bode. Άρα θα

πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένα πιο αναλυτικό μοντέλο για να αναλυθεί το αποτέλεσμα των χαρακτηριστικών του αισθητήρα στο κύκλωμα αυτό.



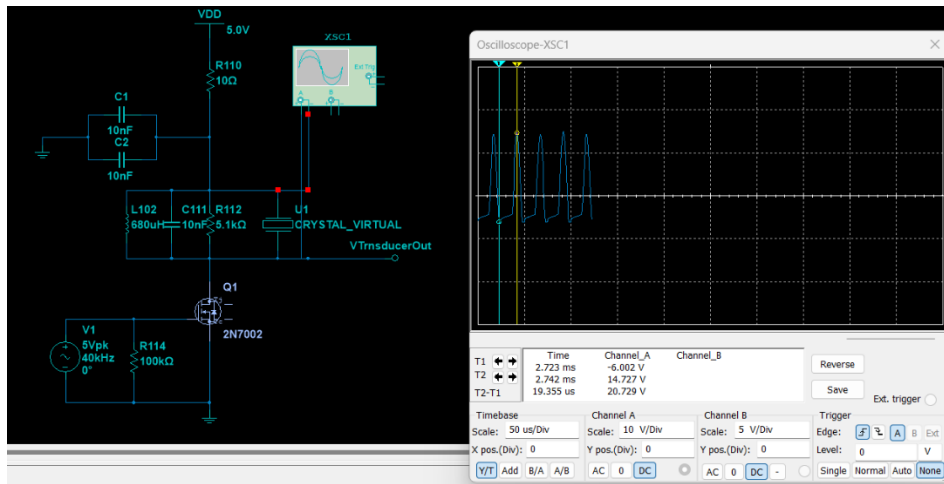
Σχήμα 2.20 Το μοντέλο Van Dyke

Το πιο διαδεδομένο και βασικό μοντέλο ενός πιεζοηλεκτρικού αισθητήρα είναι το μοντέλο Van Dyke, το οποίο ωστόσο δεν μοντελοποιεί τις αστοχίες υλικού του αισθητήρα[21][11]. Θα χρησιμοποιηθεί το μοντέλο Van Dyke για λόγους απλότητας και επειδή, στο Multisim, ο αισθητήρας προσομοιώνεται με τον ίδιο τρόπο. Στο μοντέλο αυτό, τα στοιχεία R_1, C_1, L_1 που είναι συνδεδεμένα στη σειρά αντιπροσωπεύουν τα ηλεκτρομηχανικά χαρακτηριστικά στοιχεία του αισθητηρίου, ενώ ο πυκνωτής C_0 που είναι συνδεδεμένος παράλληλα αντιστοιχεί στην ηλεκτροστατική χωρητικότητα που παρουσιάζει το αισθητήριο. Επειδή είναι χρονοβόρο να υπολογιστούν αυτά τα χαρακτηριστικά, τοποθετήθηκαν εμπειρικά οι τιμές των στοιχείων έως ότου η κεντρική συχνότητα του μοντέλου να εμφανιστεί στα 40kHz. Στο σχήμα 2.25 παρατηρούμε ότι στο σχεδιάγραμμα Bode, στο διάγραμμα του πλάτους, το σήμα φτάνει όντως τα 20V_{p-p} (27.182dBV), όπως αναφέρεται το σχηματικό.

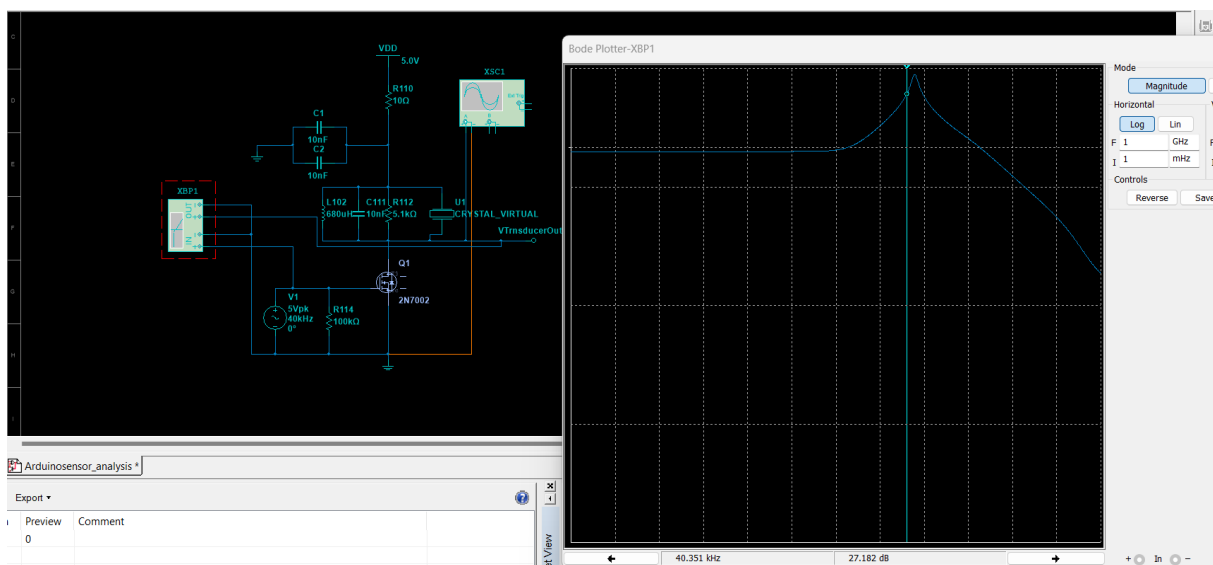


Σχήμα 2.21 Μοντέλο πιεζοηλεκτρικού στοιχείου (U1) MultiSim

Και όντως, μέσω του παλμογράφου του MultiSim, εμφανίζεται τάση εξόδου πλάτους 20V_{p-p} περίπου.



Σχήμα 2.22 Τάση που εμφανίζεται στο αισθητήριο

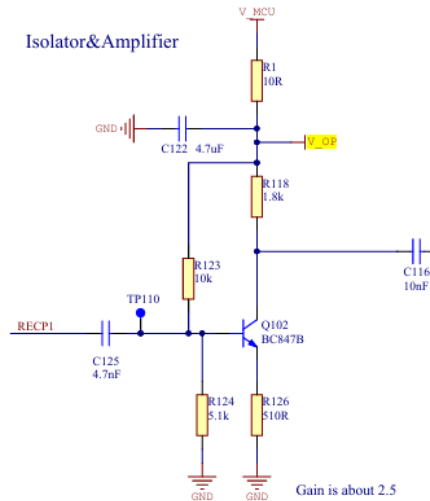


Σχήμα 2.23 Διάγραμμα Bode κυκλώματος εκπομπής.

Το MOSFET λειτουργεί ως διακόπτης, γειώνοντας το υπόλοιπο κύκλωμα εκπομπής όταν η τάση που δέχεται από τον uC είναι μεγαλύτερη από το κατώφλι ενεργοποίησης του MOSFET ($V_{GS(th)} = 2.1V(\text{typ})$) [πηγή] MOSFET επιλέγεται συνήθως ως διακόπτης σε εφαρμογές όπου υπάρχει η πιθανότητα ακραίων μεταβολών τάσης λόγω ύπαρξης χωρητικών και επαγωγικών φαινομένων λόγω της μεταβατικής του κατάστασης από ON σε OFF, με τέτοιες μεταβολές να μπορούν να φτάσουν και τις εκατοντάδες V. Σε αυτή την περίπτωση, από το datasheet του 2N7002: $V_{DS(\text{Max})} = 60V$ [6]. Επίσης, λόγω της χαμηλής $R_{DS(on)} = 7.2\Omega$, σε σχέση με το επόμενο στάδιο, όταν άγει το MOSFET δεν εμφανίζεται υψηλή τάση στο επόμενο στάδιο, αποτρέποντας την εμφάνιση υψηλών τάσεων στο κύκλωμα προενίσχυσης και την πιθανότητα να πάθει ζημιά.

2.2.2.2 Στάδιο Προενίσχυσης

Το στάδιο προενίσχυσης του συστήματος αυτού αποτελείται από ένα NPN τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού, το οποίο σύμφωνα με το User Guide παρέχει ένα επίπεδο ενίσχυσης 2.5 και προστατεύει το υπόλοιπο κύκλωμα από τυχόν υπερτάσεις που μπορεί να εμφανιστούν λόγω της εκπεμπόμενης παλμοσειράς.



Σχήμα 2.24 Στάδιο προενίσχυσης

Για να βρεθεί το επίπεδο ενίσχυσης του σταδίου αυτού πρέπει να αναλύσουμε το κύκλωμα από την αρχή. Η AC ενίσχυση ενός τρανζίστορ υπολογίζεται από τον εξής τύπο:

$$A_{V(ac)} = \frac{R_C}{r_{e'} + R_E} \quad (2.30)$$

Για να βρεθεί την εσωτερική αντίσταση εκπομπού $r_{e'}$ πρέπει να βρούμε το ρεύμα που διέρχεται από τον εκπομπό.

Αρχικά η DC τάση εκπομπού είναι:

$$V_E = V_B - V_{BE} = V_{MCU} \frac{R_{124}}{R_{124} + R_{123}} - V_{BE} \quad (2.31)$$

Αντικαθιστώντας την 2.31 με τις τιμές των στοιχείων του σχήματος 2.28 και για τυπική $V_{BE} = 0.7V$:

$$V_E = 3.3 \frac{5.1k}{10k + 5.1k} - 0.7V = 1.11V - 0.7V = 0.41V \quad (2.32)$$

Άρα το ρεύμα εκπομπού είναι:

$$I_E = \frac{V_E}{R_E} = \frac{0.41V}{510\Omega} = 0.803mA \quad (2.33)$$

Οπότε από το ρεύμα αυτό μπορεί να υπολογιστεί η εσωτερική αντίσταση εκπομπού $r_{e'}$, με τυπική τάση :

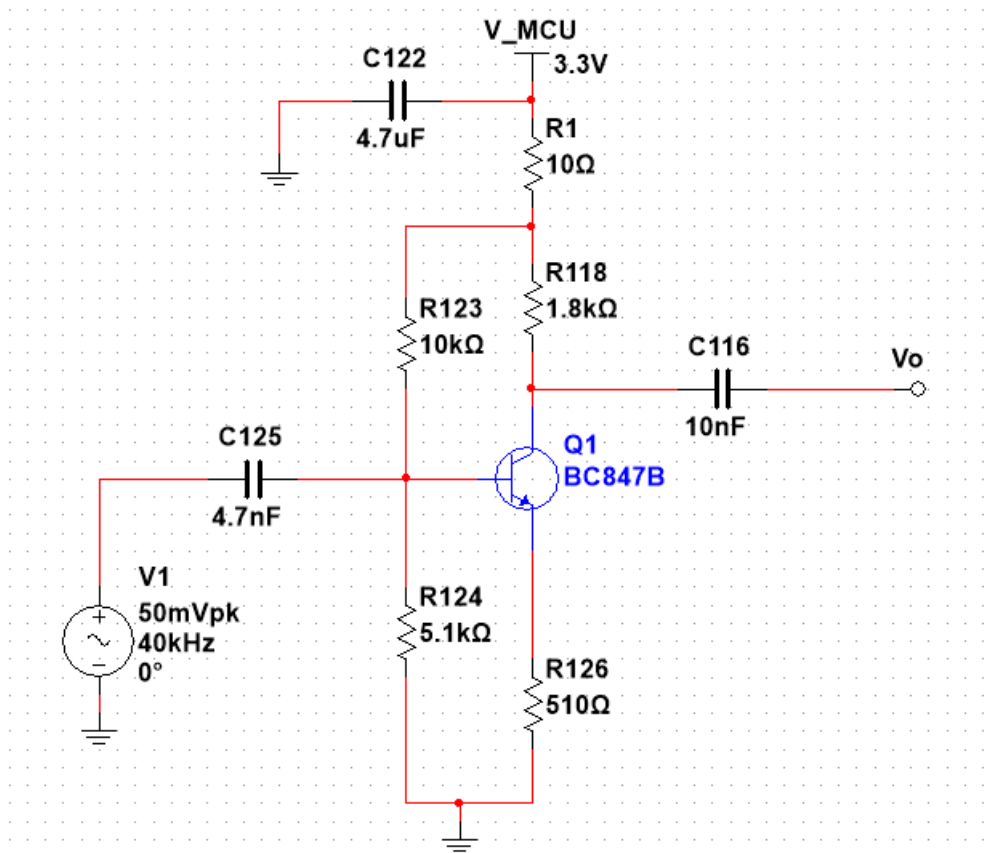
$$r_{e'} = \frac{V_T}{I_E} = \frac{26mV}{0.803mA} = 32.37\Omega \quad (2.34)$$

Άρα από την (2.34) η (2.30) τελικά:

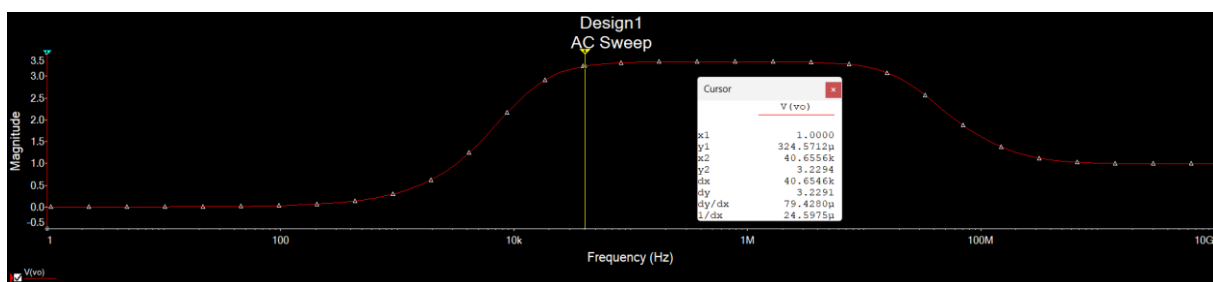
$$A_{V(ac)} = \frac{R_C}{r_{e'} + R_E} = \frac{R_1 + R_{118}}{32.37\Omega + R_{126}} = \frac{1810\Omega}{510\Omega + 32.37\Omega} = 3.33$$

(2.35)

Για να επαληθευτούν τα αποτελέσματα, προσομοιώθηκε το κύκλωμα στο MultiSim (σχήμα 2.28). Και όντως, στην λειτουργία AC Sweep, τα αποτελέσματα του γραφήματος πλάτους Bode δείχνουν παρόμοια υπολογισμένη ενίσχυση $A_{V(ac)} = 3.22$ στα 40kHz, με την τιμή να αυξάνεται όσο αυξάνεται η συχνότητα. Στα 600kHz η ενίσχυση είναι ακριβώς ίδια με την υπολογισμένη (σχήμα 2.29). Αυτό οφείλεται στο ότι σε αυτή την συχνότητα οι πυκνωτές του κυκλώματος παρουσιάζουν μηδενική σύνθετη αντίσταση, με αποτέλεσμα να οι πυκνωτές να γίνονται βραχυκυκλώματα στο AC. Να σημειωθεί ότι ο άξονας y του γραφήματος στην προκειμένη περίπτωση είναι σε γραμμική κλίμακα.

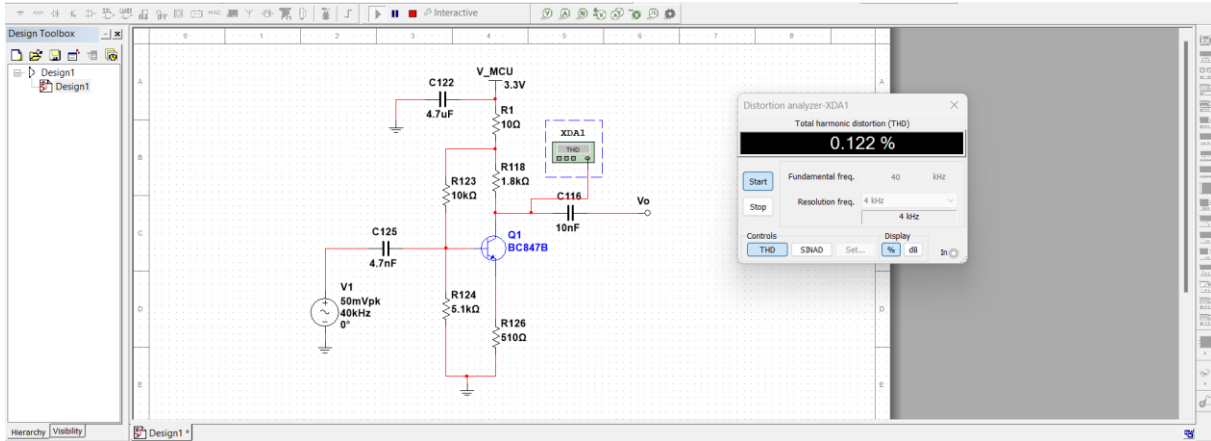


Σχήμα 2.25 Κύκλωμα προενίσχυσης στο Multisim



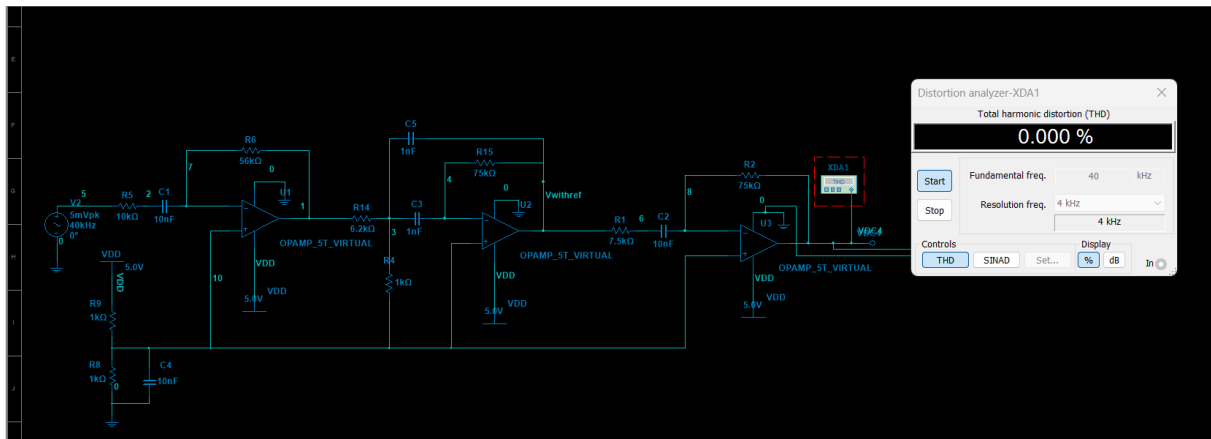
Σχήμα 2.26 Γράφημα πλάτους Bode στην λειτουργία προσομοίωσης AC Sweep

Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό ενός κυκλώματος είναι η συνολική αρμονική παραμόρφωση που παρουσιάζει ένα κύκλωμα, ειδικά όταν έχει να κάνει με την επεξεργασία σήματος. Το MultiSim διαθέτει αναλυτή παραμόρφωσης. Για να χρησιμοποιηθεί, πρέπει ρυθμιστεί η προσομοίωση σε λειτουργία “Interactive Mode”, και να συνδεθεί ο αναλυτής με την έξοδο του κυκλώματος, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.30. Με διπλό κλικ πάνω στον αναλυτή, εμφανίζεται το παράθυρο του, και ρυθμίζοντας την βασική συχνότητα στα 40kHz, εμφανίζει THD = 0.122% για το κύκλωμα προενισχυτή.



Σχήμα 2.27 Συνδεσμολογία και ρύθμιση αναλυτή παραμόρφωσης και αποτέλεσμα του αναλυτή.

Αν περάσει και το κύκλωμα του HC-SR04 (σχήμα 2.1) από τον αναλυτή, ο αναλυτής εντοπίζει μηδενική συνολική αρμονική παραμόρφωση, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.28.



Σχήμα 2.28 Συνολική αρμονική παραμόρφωση κυκλώματος ενίσχυσης λαμβανόμενου σήματος HC-SR04

2.2.2.3 Στάδιο ενίσχυσης

Το στάδιο ενίσχυσης αποτελείται από δύο δευτέρου βαθμού φίλτρα, με αποτέλεσμα όλο το φίλτρο να είναι τεταρτοβάθμιο. Αυτό σημαίνει ότι πέραν του χαμηλού και υψηλού κατωφλίου συχνότητας, η ενίσχυση του φίλτρου θα μειώνεται με ρυθμό $4 * 20\text{dB} = 80\text{dB}$. Άρα στο τελικό διάγραμμα Bode, αναμένεται κλίση -80 dB στο πλάτος πέρα των επιτρεπόμενων συχνοτήτων. Όπως βλέπουμε στο σχήμα 2.33, τα δύο αυτά φίλτρα είναι σε συνδεσμολογία πολλαπλής ανάδρασης, όπως το δεύτερο στάδιο ενίσχυσης του κυκλώματος του HC-SR04 (σχήμα 2.1). Η μόνη διαφορά είναι ότι η αναστρέφουσα είσοδος τους δεν έχει τάση αναφοράς. Σύμφωνα με το User Guide, το φίλτρο είναι σχεδιασμένο για $f_c = 40\text{kHz}$, $f_L = 35\text{kHz}$, $f_H = 45\text{kHz}$, και ισχυρίζεται πως η συνολική του ενίσχυση είναι

$$A_{V(\text{tot})} > 600V/V . \text{ Επίσης, } V_{\text{ref}} = \frac{V_{\text{MCU}}}{2} = 1.65V .$$

Η ανάλυση του κυκλώματος έχει ως εξής[1]:

(2.37)

Αν πάρουμε την ισοδύναμη Thevenin αντίσταση, όπως φαίνεται στην είσοδο του Τ.Ε για τον υπολογισμό της ενίσχυσης έχουμε:

$$R_{th} = \frac{R_{119} * R_{121}}{R_{119} + R_{121}} = \frac{16k * 220k}{16k + 220k} = 15k$$

(2.38)

Για την μέγιστη ενίσχυση, πρέπει πρώτα να βρούμε τον παράγοντα ποιότητας Q του φίλτρου:

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{115}}{R_{th}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{1M}{15k}} = 4.08$$

(2.39)

Άρα, από την 2.39 τελικά η μέγιστη ενίσχυση του πρώτου σταδίου υπολογίζεται ως εξής:

$$A_{V(stg1)} = -2Q^2 = -2 * 4.08^2 = -33.29V/V$$

(2.40)

Η κεντρική συχνότητα του πρώτου σταδίου, σύμφωνα με το σχηματικό θα είναι:

$$f_c = \frac{1}{2\pi * \sqrt{C_{117} * C_{114} * R_{115} * R_{th}}} = \frac{1}{2\pi * \sqrt{33 * 10^{-12} * 33 * 10^{-12} * 1M * 15k}} = 39.378kHz$$

(2.41)

Η υπολογισμένη συχνότητα αυτή είναι ικανοποιητικά κοντά στην κεντρική συχνότητα που απαιτείται από το κύκλωμα.

Κάνοντας τις ίδιες πράξεις για το δεύτερο στάδιο και διαμορφώνοντας τις σχέσεις 2.38, 2.39, 2.40 και 2.41:

$$R_{th} = \frac{R_{120} * R_{122}}{R_{120} + R_{122}} = \frac{1.5k * 20k}{1.5k + 20k} = 1.395k$$

(2.41)

$$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{116}}{R_{th}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{91k}{1.395k}} = 4.03$$

$$A_{V(stg2)} = -2Q^2 = -2 * 4.03^2 = -32.5V/V$$

(2.42)

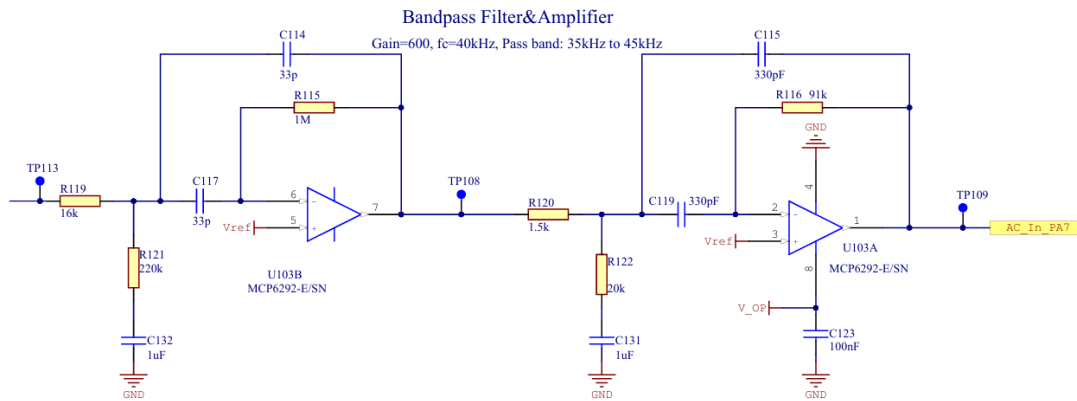
$$f_c = \frac{1}{2\pi * \sqrt{C_{119} * C_{115} * R_{116} * R_{th}}} = \frac{1}{2\pi * \sqrt{330 * 10^{-12} * 330 * 10^{-12} * 91k * 1.4k}} = 42.728kHz$$

(2.43)

Άρα η ολική ενίσχυση του ενισχυτή αυτού θα είναι ο πολλαπλασιασμός των δύο ενισχύσεων:

$$A_{V(tot)} = 32.5 * 33.29 = 1081.925V/V \quad (2.44)$$

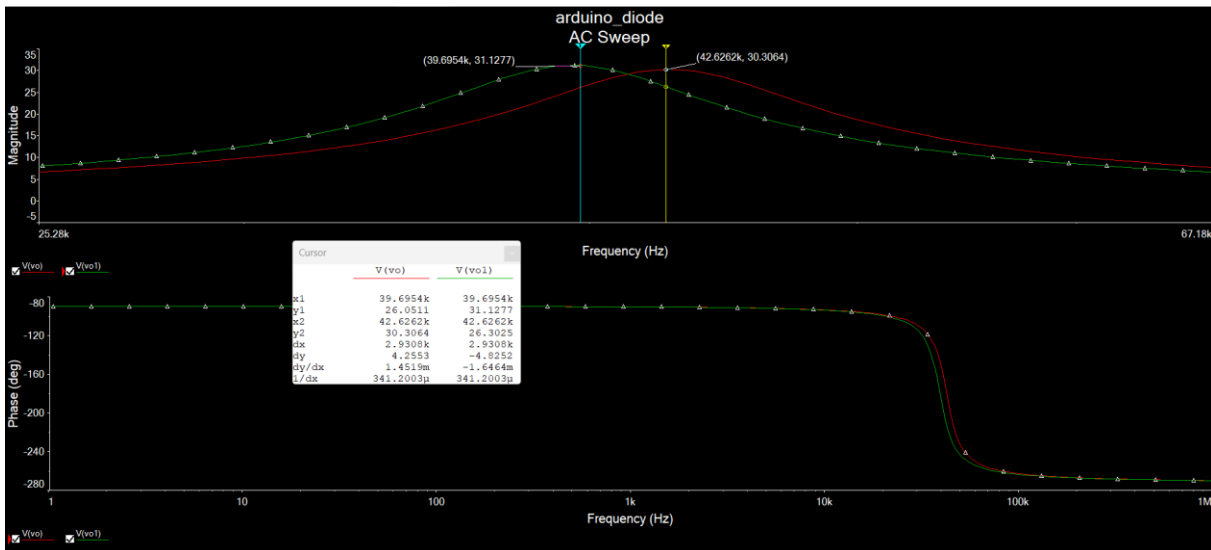
Επειδή υπάρχει μία μικρή παρέκκλιση μεταξύ των δύο κεντρικών συχνοτήτων, και επειδή η συνολική ενίσχυση του κυκλώματος θα είναι η πρόσθεση των δύο ενισχύσεων, το εύρος συχνοτήτων της συνάρτησης θα αυξηθεί.



Σχήμα 2.29 Στάδιο ενίσχυσης και ζωνοπερατού φίλτρου

Για να εξακριβώσουμε τα αποτελέσματα αυτά με το MultiSim, πρώτα πρέπει να προσομοιωθούν οι δύο ενισχυτές ξεχωριστά πρώτα, ώστε να υπολογιστεί του καθενός η συμπεριφορά ξεχωριστά

Στο σχήμα 2.30, το αποτέλεσμα της προσομοίωσης δείχνει ότι οι τιμές κεντρικής συχνότητας που υπολογίστηκαν πέφτουν πολύ κοντά στις υπολογισμένες, ενώ οι τιμές ενίσχυσης απέχουν λίγο από το θεωρητικό αποτέλεσμα.



Σχήμα 2.30 Αποτέλεσμα προσομοίωσης του κυκλώματος στο σχήμα 2.29

Και για να επιβεβαιωθεί η υπόθεση ότι λόγω των διαφορετικών κεντρικών συχνοτήτων, το BW του φίλτρου θα αυξηθεί, πρέπει να συνδεθούν μεταξύ τους (σχήμα 2.35). Θα παρατηρηθεί επίσης, ότι αυτή η απόκλιση των δύο κεντρικών συχνοτήτων θα μειώσει την συνολική ενίσχυση του φίλτρου. Ήδη από το σχήμα 2.30 μπορεί να υπολογιστεί αυτό, καθώς στα 42.62kHz, που είναι η κεντρική συχνότητα του ενός έχουμε:

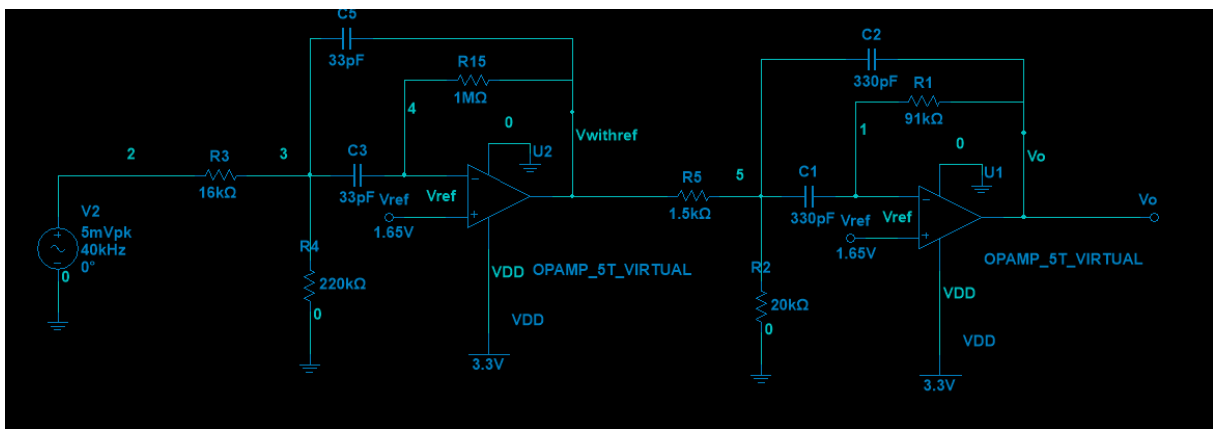
$$A_{V(42kHz)} = A_{Vo1(42kHz)} * A_{Vo(42kHz)} = 26.3V/V * 30.3V/V = 796.8V/V \quad (2.44)$$

Αντίστοιχα, για την κεντρική συχνότητα του άλλου φίλτρου στα 39.695kHz:

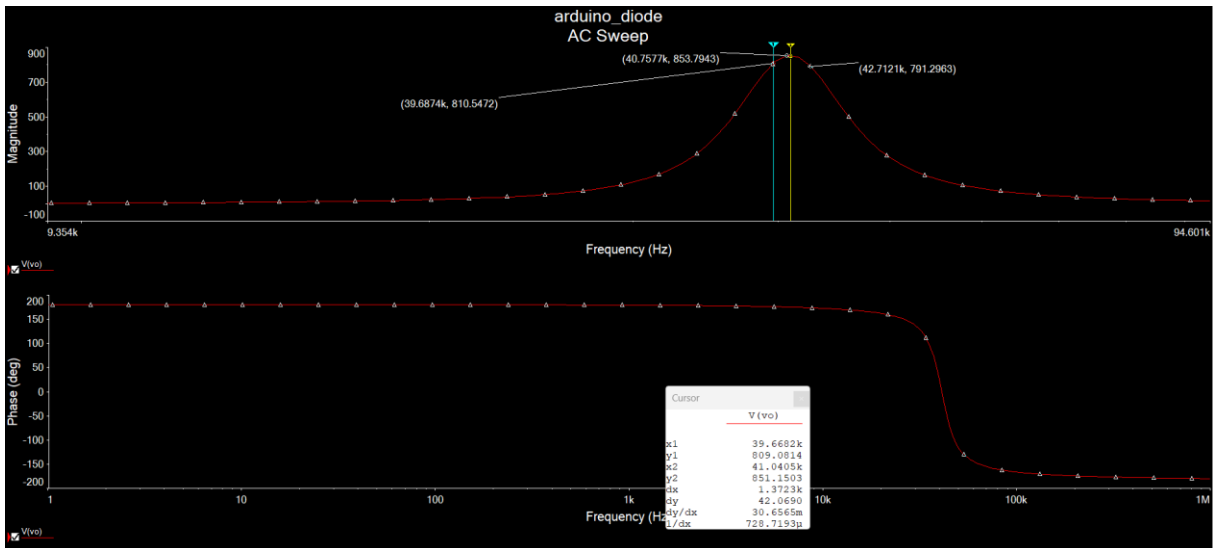
$$A_{V(39.695kHz)} = A_{Vo1(39.695kHz)} * A_{Vo(39.695kHz)} = 31.12V/V * 26.05V/V = 810.6V/V \quad (2.45)$$

Οπότε από τις 2.44 και 2.45 βλέπουμε ότι το σύστημα δεν θα έχει ποτέ την θεωρητική μέγιστη ενίσχυση. Άρα η καινούργια μέγιστη ενίσχυση είναι στα 39.695kHz.

Τελικά όντως στο σχήμα 2.37 παρατηρούμε τις υπολογισμένες ενισχύσεις στις δύο συχνότητες, αλλά η μέγιστη ενίσχυση τελικά βρίσκεται στα 40kHz.



Σχήμα 2.31 Τα 2 στάδια ενίσχυσης ενωμένα



Σχήμα 2.32 Αποτέλεσμα προσομοίωσης του κυκλώματος στο σχήμα 2.31

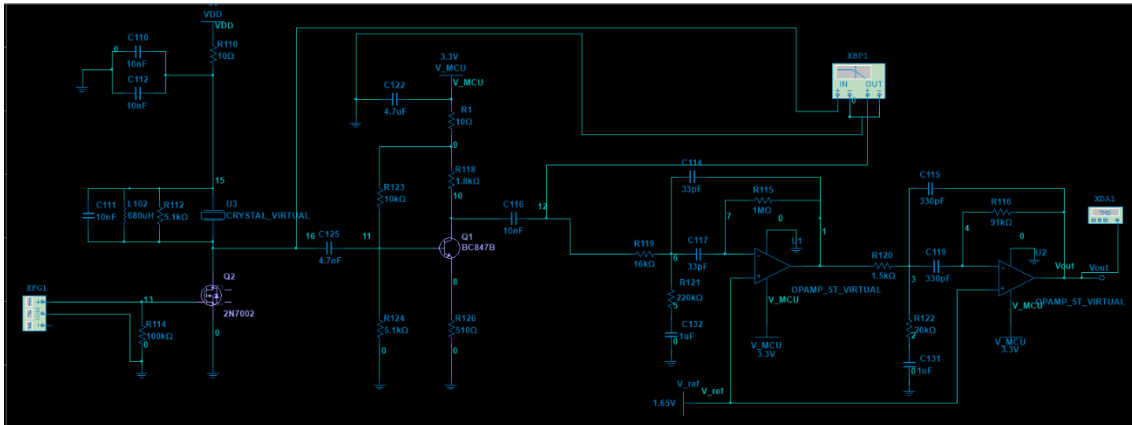
Όντως, αν υπολογίσουμε την συνολική ενίσχυση στα 41.07kHz έχουμε:

$$A_{V(41.07kHz)} = A_{Vo1(41.07kHz)} * A_{Vo(41.07kHz)} = 29.5V/V * 28.81V/V = 849.6V/V \quad (2.46)$$

Άρα, αν συνδυάσουμε τις υπολογισμένες ενισχύσεις του κάθε σταδίου θα έχουμε τελικά, από τις σχέσεις 2.46 και 2.35:

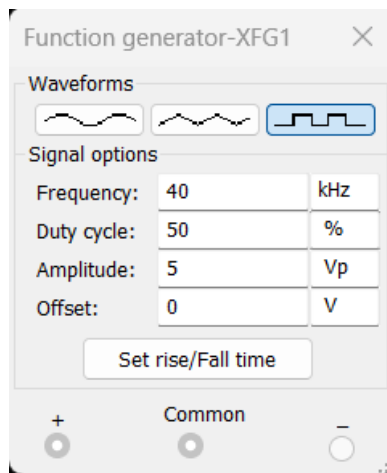
$$A_{V(tot)} = A_{V(41.07kHz)} * A_{V(ac)} = 849.6V/V * 3.3V/V = 2,803.68V/V \quad (2.47)$$

Αν συνδεθούν και τα τρία στάδια που περιγράφονται στο εγχειρίδιο, το συνολικό κύκλωμα είναι το εξής:



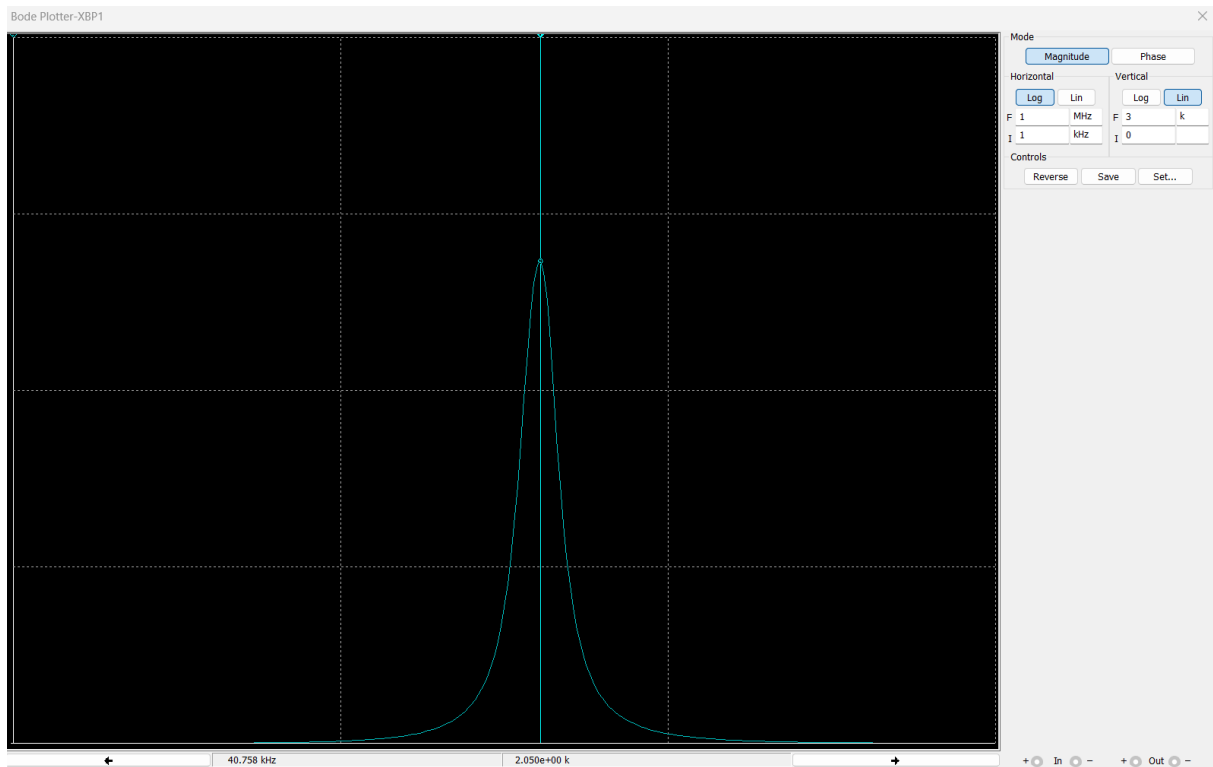
Σχήμα 2.33 Ολοκληρωμένο κύκλωμα

Για την προσομοίωση των παλμών που προσφέρει στο κύκλωμα χρησιμοποιήθηκε η γεννήτρια παλμών που διαθέτει το MultiSim (XFG1 στο σχηματικό), ρυθμισμένο στην λειτουργία παραγωγής τετραγωνικού παλμού με συχνότητα 40kHz, DC (Duty Cycle) = 50% και τάση εξόδου $V_p = 5V$.



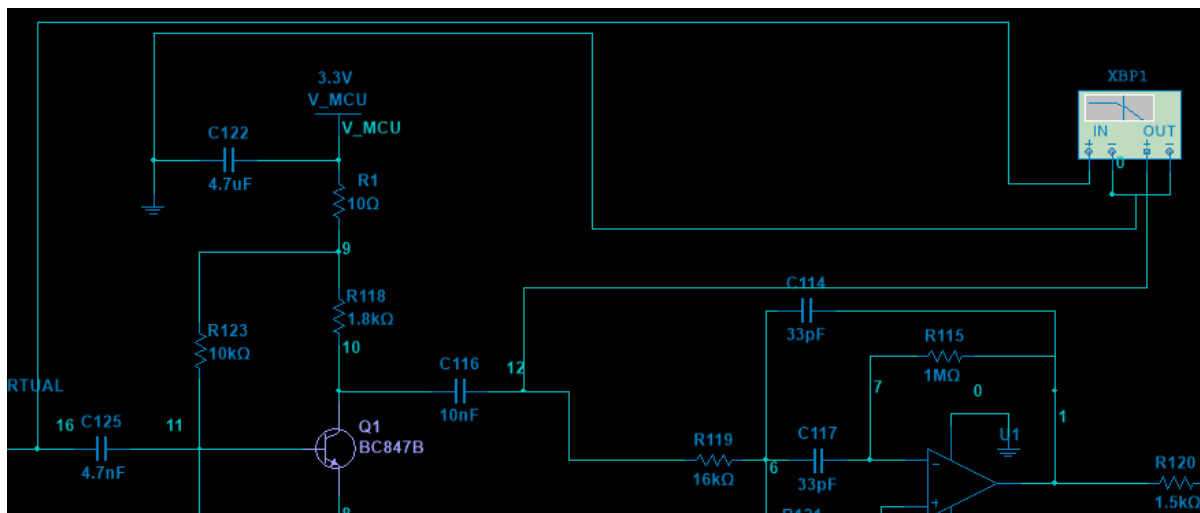
Σχήμα 2.34 Ρύθμιση γεννήτριας παλμών XFG1

Ο αναλυτής Bode XBP1 έχει συνδεθεί με τέτοιο τρόπο, ώστε να αναλυθεί μόνο το στάδιο λήψης του κυκλώματος. Το αποτέλεσμα του φαίνεται στο σχήμα 2.40:

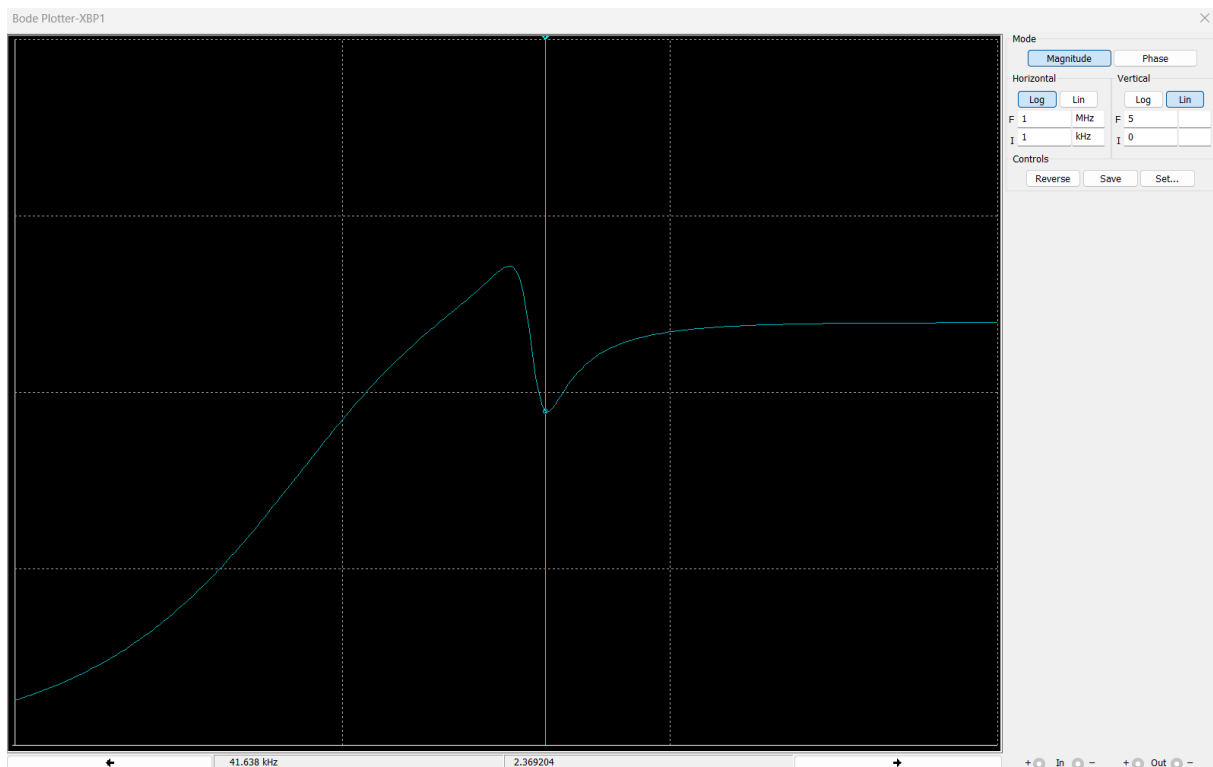


Σχήμα 2.35 Αποτέλεσμα αναλυτή Bode XBP1

Από το σχήμα 2.40 κρίνουμε ότι στο τελικό κύκλωμα, η συνολική ενίσχυση του κυκλώματος λήψης είναι τελικά 2050V/V. Όντως, αν συνδεθεί ο XBP1 στην έξοδο του Q1, έχουμε το παρακάτω αποτέλεσμα:



Σχήμα 2.36 Σύνδεση XBP1 για την εύρεση του επιπέδου ενίσχυσης του προενισχυτή



Σχήμα 2.37 Τελική ενίσχυση στα 40kHz του προενισχυτή

Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.37, το επίπεδο ενίσχυσης μειώνεται στα 40kHz περίπου και φτάνει τα 2.5V/V που αναφέρονται στο εγχειρίδιο χρήστη του κυκλώματος.

Λόγω του ότι η γεννήτρια παλμών παράγει συνεχόμενους παλμούς και όχι μία ριπή ανά κάποια συχνότητα, το κύκλωμα δεν θα λειτουργεί σωστά, καθώς το τρανζίστορ προενίσχυσης δεν θα λαμβάνει ποτέ την αναμενόμενη τάση λήψης του αισθητήρα, η οποία είναι στην κλίμακα των mV. Όταν σταματήσει η ριπή παλμών από τον μικροελεγκτή, λόγω του παράγοντα απόσβεσης ζ, θα συνεχίσει να εμφανίζεται εναλλασσόμενη τάση στο αισθητήριο. Στο παράλληλο RLC κύκλωμα ο παράγοντας ζ θα έχει την εξής τιμή:

Πρώτα πρέπει να βρεθεί η εξασθένηση α (πηγή).

$$\alpha = \frac{1}{2R_{112} * C_{111}} = \frac{1}{2 * 5.1 * 10^3 * 10 * 10^{-9}} = 9805 \text{ n/s} \quad (2.48)$$

Ο παράγοντας απόσβεσης ζ είναι ουσιαστικά η αναλογία της εξασθένησης με την συχνότητα του συστήματος:

$$\zeta = \frac{\alpha}{\omega} = \frac{9805}{2 * \pi * 40000} = 3.9\% \quad (2.49)$$

Άρα, εφόσον $\zeta < 1$, η απόκριση του συστήματος εμφανίζει υποτονική απόσβεση, με αποτέλεσμα το σύστημα να εμφανίζει μία φθίνουσα ταλάντωση, πράγμα που αποδεικνύει την αρχική μας υπόθεση. Το αποτέλεσμα αυτού είναι ότι όταν θα έρθει η στιγμή ο μικροελεγκτής να επεξεργαστεί το σήμα, να είναι αναγκαίο το πρόγραμμα του να εισάγει μία καθυστέρηση πριν αλλάξει από λειτουργία εκπομπής σε λειτουργία λήψης, καθώς την στιγμή που θα πάρει την πρώτη μέτρηση, υπάρχει η πιθανότητα να

διαβάσει λανθασμένα το σήμα της εκπομπής που μεταδίδεται στο κύκλωμα της λήψης. Ένας άλλος τρόπος αποφυγής αυτού του φθίνοντος σήματος θα μπορούσε να είναι η τροφοδοσία του μέσω ενός αναστρέφοντος buffer στην είσοδο του σταδίου προενίσχυσης, δηλαδή με χρήση αρνητικής ανάδρασης για την ακύρωση του σήματος αυτού.

2.2.2.4 Παρατηρήσεις από τα κυκλώματα.

Από τα δύο αυτά κυκλώματα μπορούμε να εκλάβουμε κάποιες σημαντικές πληροφορίες και ιδέες για το τελικό κύκλωμα της εργασίας.

Το κύκλωμα του HC-SR04 παράγει τετραγωνικούς παλμούς $V=10V_{p-p}$ (πηγή), και πετυχαίνει με αυτή την τάση εκπομπής να εντοπίζει εμπόδια έως και 4m. Για τον σκοπό αυτής της εργασίας η απόσταση αυτή είναι αποδεκτή. Επίσης, το στάδιο ενίσχυσης αποτελείται από ένα LM324 συνολικά, εξαιρώντας τα διακριτά στοιχεία, πράγμα που δείχνει πώς ακόμη και το απλό και φτηνό LM324 είναι αρκετό για ακριβείς μετρήσεις έως και 4 μέτρα. Ωστόσο, λόγω του ότι το σύστημα αποτελείται από δύο ξεχωριστά αισθητήρια, ενώ το σύστημα της εργασίας αποτελείται από ένα, στράφηκε η προσοχή και στο δεύτερο κύκλωμα, που περιέχει ένα αισθητήρια.

Από το δεύτερο κύκλωμα παρατηρήθηκε, από τα λεγόμενα και του εγγράφου, ότι μπορεί να απαιτηθεί και κάποιου είδους προστασία από ακραίες αλλαγές στην τάση που δέχεται το δίκτυο επεξεργασίας του λαμβανόμενου σήματος λόγω του ότι οι τάσεις των σημάτων εκπομπής και λήψης θα εμφανιστούν και οι δύο στον αγωγό που οδηγεί στο δίκτυο επεξεργασίας. Επίσης ενδιαφέρον μέρος αυτού του κυκλώματος ήταν και η χρήση του RLC δικτύου ώστε να αυξηθεί η τάση του σήματος εκπομπής. Αυτός είναι ένας απλός και φτηνός τρόπος ενίσχυσης, επιτρέποντας κυκλώματα με μονή πηγή τάσης των 5V π.χ να παράγει ισχυρότερους παλμούς. Ωστόσο αυτό προκάλεσε και την ανάγκη της προστασίας των υπόλοιπων κυκλωμάτων (ενισχυτής, μικροελεγκτής). Έτσι, το τελικό κύκλωμα είναι κάπως πιο πολύπλοκο από το προηγούμενο, καθώς περιλαμβάνει ένα MOSFET(2N7002) σε διακοπτική λειτουργία για να προστατεύει τον μικροελεγκτή, ενώ το BC847B προστατεύει το κύκλωμα ενίσχυσης.

Ένα ακόμη προτέρημα του δεύτερου κυκλώματος από το πρώτο είναι ότι, το τρανζίστορ είναι πιο ευαίσθητο από τον T.E σε αλλαγές τάσης, καθώς ο T.E από μία τάση και κάτω δεν μπορεί να ενισχύσει το λαμβανόμενο σήμα, ενώ ο ενισχυτής κοινού εκπομπού μπορεί. Αυτό οφείλεται στο CMRR του κάθε T.E, το οποίο κρίνει την ευαισθησία του.

2.3 Σχεδίαση και δημιουργία κυκλώματος λήψης και εκπομπής

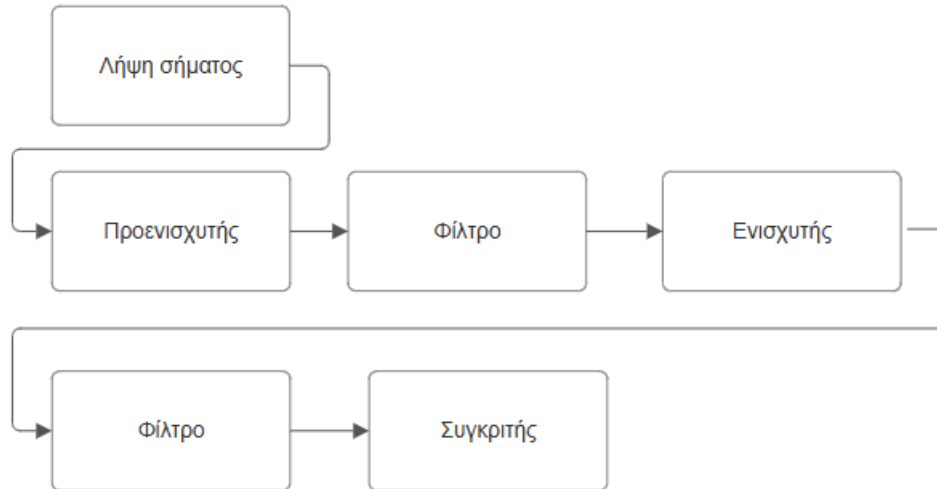
Για την εργασία αυτή, λήφθηκαν κάποιες αποφάσεις ως προς τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος που θα σχεδιαστεί.

Πρώτο και σημαντικότερο είναι να μπορεί να εμφανίζει εμπόδια καθαρά και να κρατάει τα επίπεδα θορύβου όσο πιο χαμηλά γίνεται. Άρα η χρήση φίλτρων είναι σίγουρα καίρια, όπως και ενισχυτή.

Για αυτό τον λόγο, η χρήση σταδίων προενισχυτή και ενισχυτή όπως το δεύτερο κύκλωμα που αναλύθηκε κρίνεται το πιο σωστό. Επειδή δεν μας ενδιαφέρει σε μεγάλο βαθμό η μέγιστη απόσταση που μπορεί να εντοπίσει αντικείμενα το κύκλωμα, θα παραλειφθεί οποιαδήποτε ενίσχυση της τάσης του σήματος εκπομπής. Έτσι δεν θα είναι απαραίτητη η προστασία του μικροελεγκτή όπως στο παράδειγμα της Microchip, καθώς η τάση του κυκλώματος δεν θα ξεπερνάει την τάση που παρέχει η πηγή τάσης.

2.3.1 Block διάγραμμα

Το block διάγραμμα του κυκλώματος λήψης είναι βασικό, καθώς το σήμα δεν υπολογίζεται ότι θα υπόκειται σε κάποιου είδους διαμόρφωση, ούτε κωδικοποίηση, θα είναι μια απλή ριπή τετραγωνικών παλμών. Έτσι, το block διάγραμμα του θα είναι ως εξής:



Σχήμα 2.38 Μπλοκ διάγραμμα κυκλώματος λήψης σήματος

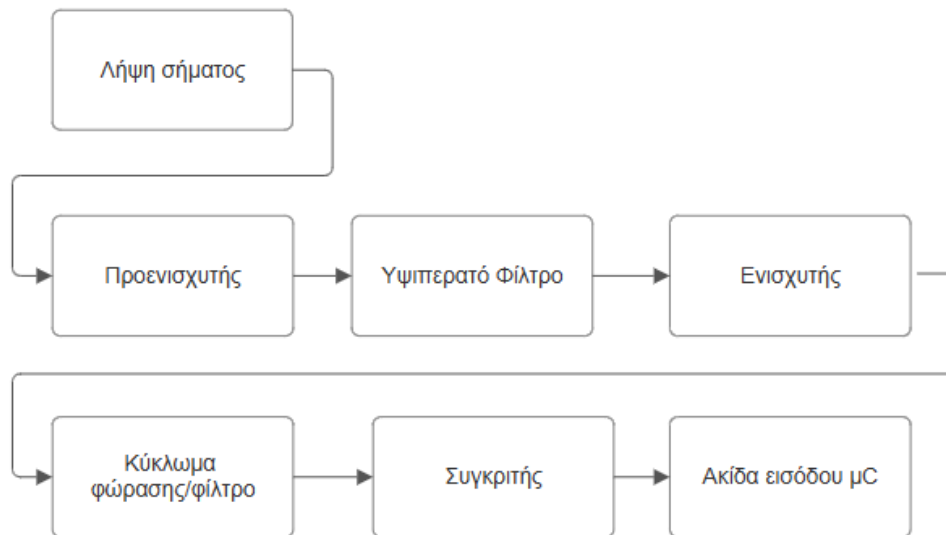
Ο προενισχυτής θα πρέπει να είναι πολύ ευαίσθητος στην αλλαγή της τάσης, δεν απαιτεί μεγάλη ενίσχυση ($2 - 10 \text{ V/V}$ είναι αρκετή ενίσχυση) , και πρέπει να μην παραμορφώνει την κυματομορφή εξόδου.

Τα φίλτρα τοποθετούνται για την αποκοπή οποιωνδήποτε ανεπιθύμητων παλμών που εισέρχονται στο σύστημα μέσω του αισθητηρίου. Σε αυτό το θέμα, ο ίδιος ο αισθητήρας είναι ένα φίλτρο, καθώς είναι σχεδιασμένος να πάλλεται με κεντρική συχνότητα τα 40kHz . (πηγή). Τα δύο φίλτρα πρέπει να έχουν κεντρική συχνότητα στα 40kHz και, λόγω του ότι θα χρησιμοποιηθούν τετραγωνικοί παλμοί, πρέπει να έχουν ένα BW περίπου 10kHz , δηλαδή $f_L = 35\text{kHz}$, $f_H = 45\text{kHz}$, ώστε να μην παραμορφωθεί ο τετραγωνικός παλμός, καθώς ο τετραγωνικός παλμός αποτελείται από το άθροισμα άπειρων ημιτονοειδών κυμάτων. Η χρήση ενός φίλτρου με πολύ μικρό BW μετατρέπει τον παλμό σε ημιτονοειδή. Άρα θα μπορούσε π.χ το πρώτο φίλτρο να είναι υπερπαρατό με συχνότητα αποκοπής στα 35kHz , και το δεύτερο ένα χαμηλοπερατό στα 45kHz .

Ο ενισχυτής τοποθετείται στο σημείο μετά το ένα φίλτρο ώστε να αναστρέφει οποιαδήποτε εξασθένηση θα προσφέρει το φίλτρο και πριν το άλλο ώστε το φίλτρο να αποκόψει οποιαδήποτε DC συνιστώσα εισέλθει στο σύστημα. Ο σκοπός του είναι να φέρει το προενισχυμένο σήμα σε ένα επίπεδο τάσης όπου η τάση εξόδου είναι αρκετά διακριτή από τον θόρυβο του κυκλώματος.

Ο συγκριτής τοποθετείται στο τέλος όλου του συστήματος, αφότου το σήμα έχει υποστεί την απαραίτητη επεξεργασία, λόγω του ότι χρησιμοποιεί την ενίσχυση ανοιχτού βρόγχου ενός T.E, ώστε το τελικό σήμα να είναι ευδιάκριτο. Με τροφοδοσία 5V , η έξοδος του θα έχει το ίδιο εύρος με τα επίπεδα τάσης V_H και V_L των TTL(Transistor-Transistor Logic) συστημάτων.

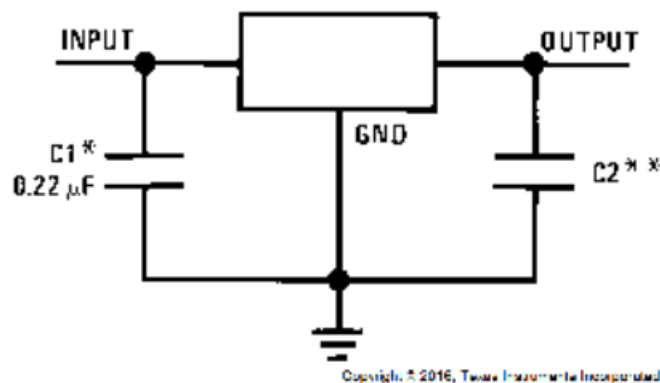
Άρα τελικά το τελικό μπλοκ διάγραμμα πάνω στο οποίο θα βασιστεί το πραγματικό κύκλωμα είναι:



Σχήμα 2.39 Τελικό μπλοκ διάγραμμα κυκλώματος λήψης

2.3.2 Πηγή τάσης

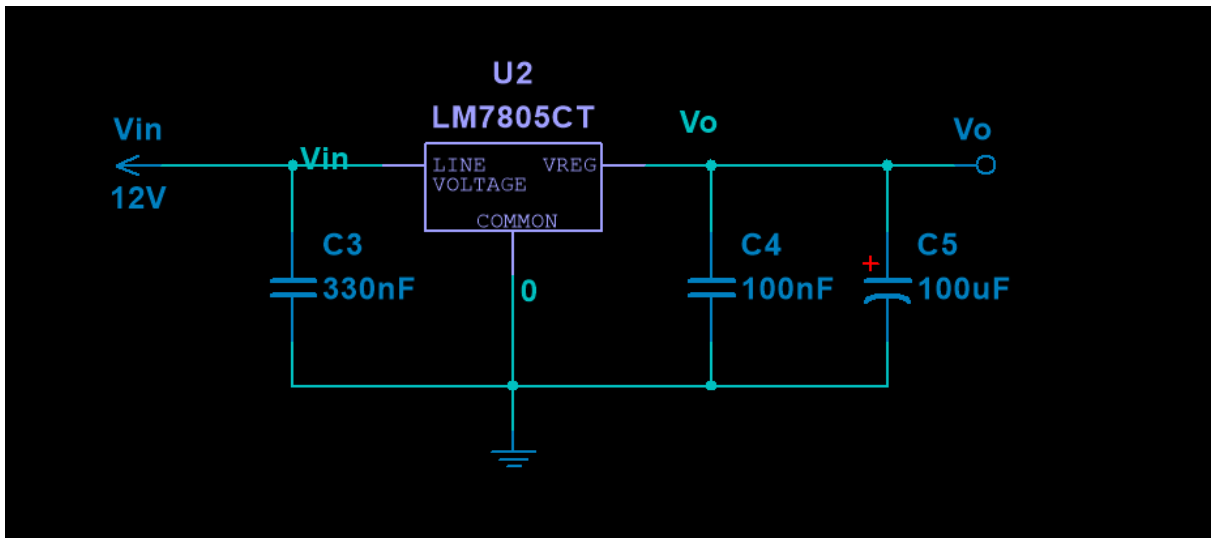
Για την πηγή τάσης, για λόγους πολυπλοκότητας, θα χρησιμοποιηθεί ο ρυθμιστής LM7805, ο οποίος παρέχει ικανοποιητικά σταθερή DC τάση στα 5V. Δεν απαιτεί πολλά διακριτά στοιχεία, και είναι πολύ διαδεδομένο, εύκολο στην χρήση ολοκληρωμένο κύκλωμα το οποίο μπορεί να δεχθεί και AC και DC τάσεις. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί μία διαμορφωμένη υλοποίηση που προτείνει ο κατασκευαστής [4](σχήμα 2.43):



Σχήμα 2.40 Παράδειγμα υλοποίησης ρυθμιστή τάσης 5V, Texas Instruments

Έτσι, ακολουθώντας τις οδηγίες, σίγουρα θα υπάρχουν πυκνωτές εισόδου και εξόδου. Σύμφωνα με αυτές, επειδή δεν είναι γνωστό πόση θα είναι η απόσταση του ρυθμιστή, ο πυκνωτής C1 κρίνεται απαραίτητος. Ο πυκνωτής εξόδου κρίνεται επίσης απαραίτητος, καθώς οποιοσδήποτε κυματισμός τάσης εμφανιστεί στην έξοδο μπορεί να επηρεάσει την λειτουργία όλου του υπόλοιπου κυκλώματος, ειδικότερα μπορεί να κολλήσει τον μικροελεγκτή, οπότε είναι συνετό να μειωθεί όσο περισσότερο γίνεται.

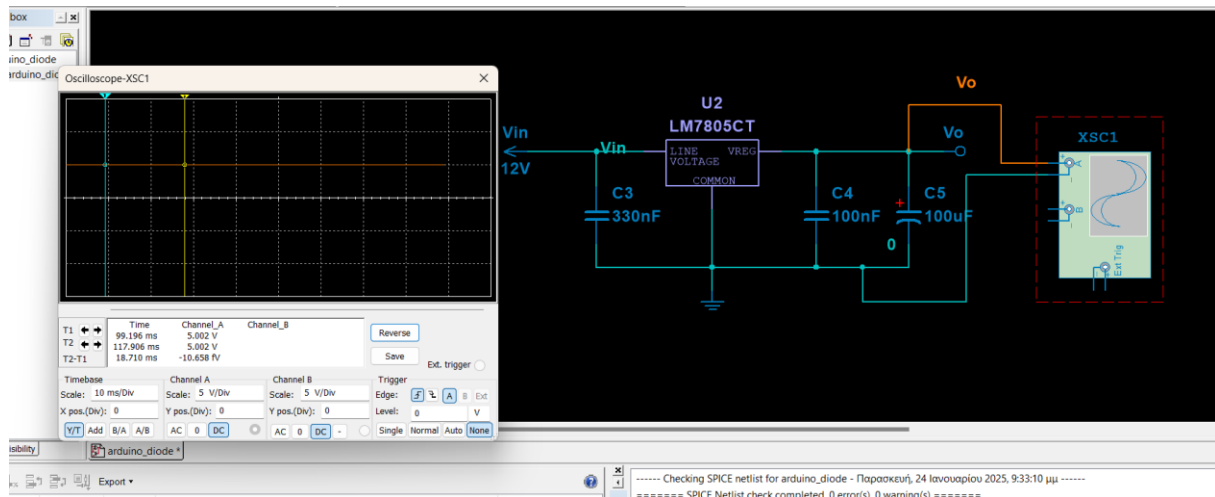
Έτσι, το τελικό δίκτυο που αποφασίστηκε να χρησιμοποιηθεί είναι αυτό:



Σχήμα 2.41 Δίκτυο ρυθμιστή 7805CT

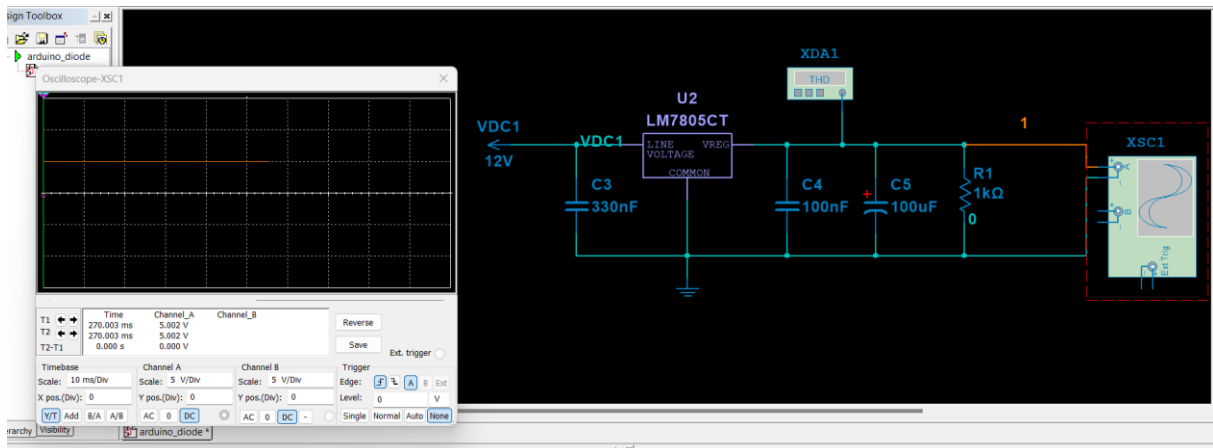
Ο λόγος που χρησιμοποιούμε έναν τόσο μεγάλο πυκνωτή στην έξοδο είναι για την μείωση των κυματισμών. Ο C5 είναι πολωμένος ηλεκτρολυτικός πυκνωτής γιατί οι μη πολωμένοι πυκνωτές είναι συνήθως κεραμικοί, και οι κεραμικοί αυτής της τάξης microFarad είναι πολύ μεγαλύτεροι και πιο ακριβοί. Επίσης τέτοιοι πυκνωτές κεραμικοί είναι πιο σπάνιο να βρεθούν στην αγορά. Ψάχνοντας για έναν πυκνωτή 100uF στην ιστοσελίδα της Mouser Electronics [8], ο μόνος πυκνωτής που μπορεί να χρησιμοποιηθεί με Through Hole τύπο στήριξης στην πλακέτα είναι ο [KTD250B107M80A0B00](#), ο οποίος είναι δυσανάλογα ακριβός για την χρήση αυτή.

Ελέγχοντας το κύκλωμα αυτό στο MultiSim με την χρήση του παλμογράφου έχουμε τα παρακάτω αποτελέσματα:



Σχήμα 2.42 Κύκλωμα ρυθμιστή τάσης LM7805 χωρίς φορτίο

Ο συνολικός κυματισμός που εμφανίζεται στην έξοδο είναι μηδαμινός. Αν τώρα προστεθεί και φορτίο στην έξοδο, έχουμε:



Σχήμα 2.43 Κύκλωμα ρυθμιστή τάσης LM7805 με φορτίο 1kΩ

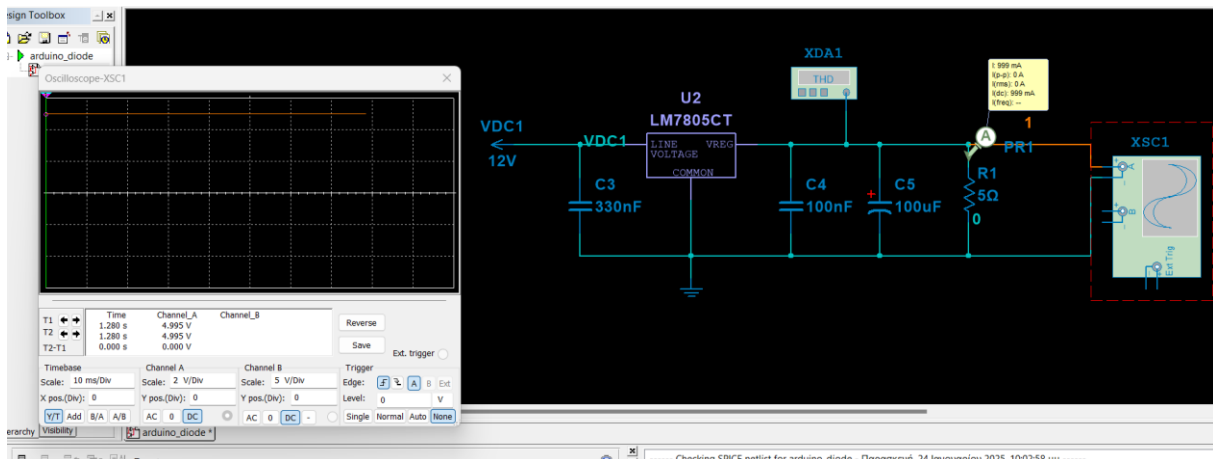
Αυτό το φορτίο θεωρείται πολύ εύκολο στην ρύθμιση και δεν παρουσιάζει μεγάλη κυμάτωση στην έξοδο, καθώς δεν καταναλώνει αρκετό ρεύμα.

Αν υπολογίσουμε την αντίσταση φορτίου, ώστε να το διαρρέει ρεύμα της τάξης 1A(πηγή datasheet), το οποίο είναι το το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να τροφοδοτήσει ο ρυθμιστής, έχουμε:

$$R_L = R_1 = \frac{V_{reg}}{I_L} = \frac{5V}{1A} = 5\Omega$$

(2.50)

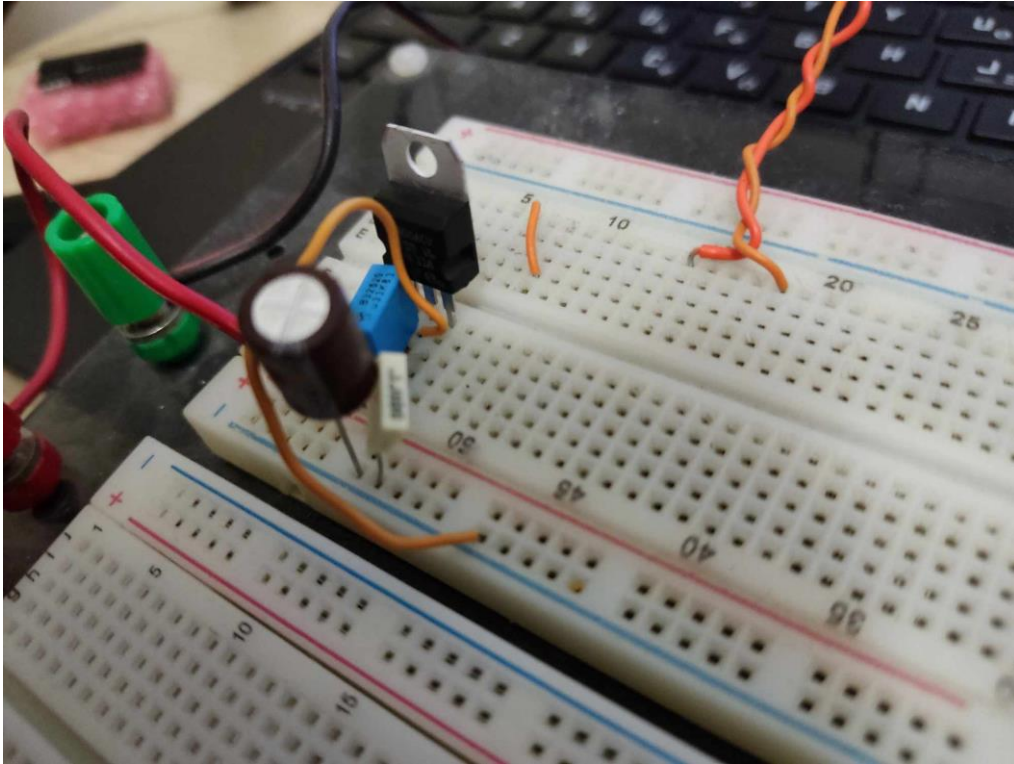
Άρα, η προσομοίωση στο MultiSim για $R_1 = 5\Omega$ είναι:



Σχήμα 2.44 LM7805 με φορτίο 5Ω

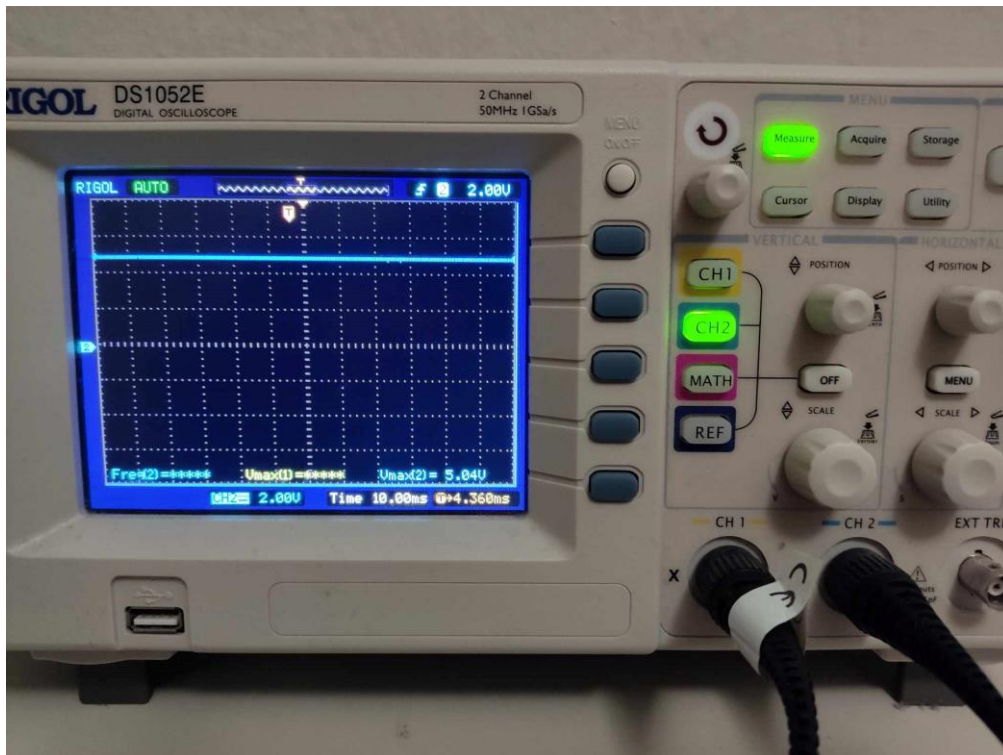
Όπως παρατηρείται, η μόνη διαφορά είναι μία μικρή πτώση της τάσης που εμφανίζεται στην έξοδο, λόγω του ότι ο ρυθμιστής διαρρέεται από 1A ρεύμα, που είναι το όριο του.

Πράγματι, αν το κύκλωμα αυτό εξεταστεί πάνω σε δοκιμαστική πλακέτα τα αποτελέσματα είναι τα ίδια:



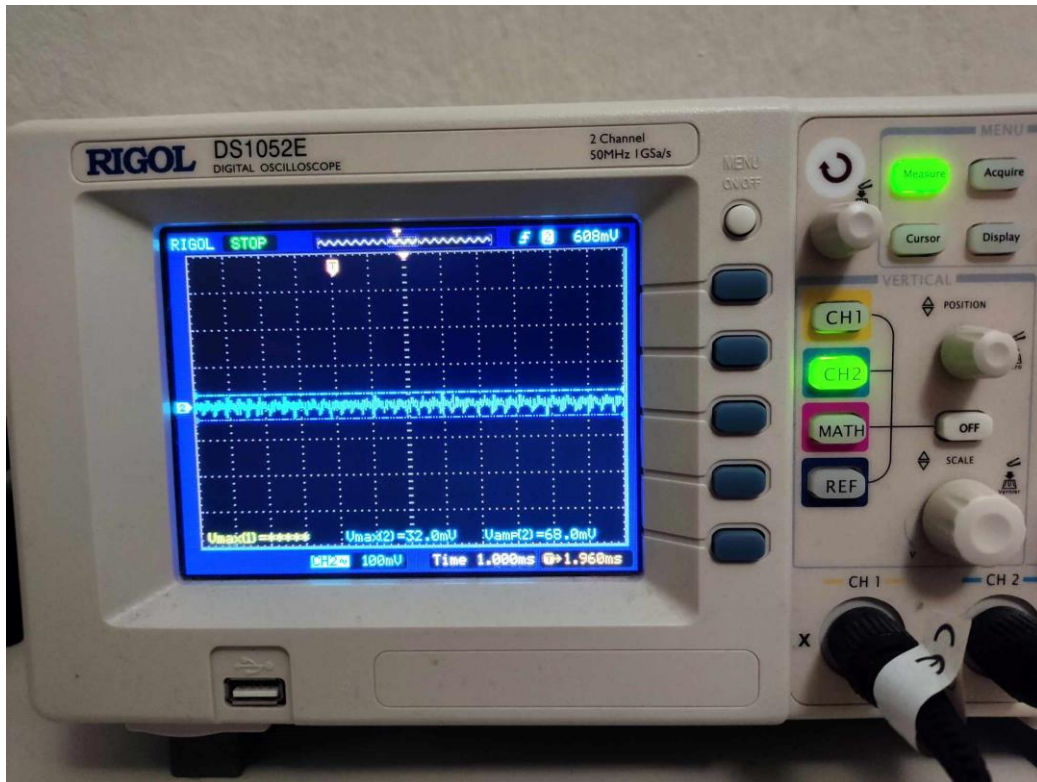
Σχήμα 2.45 Το κύκλωμα στο breadboard.

Στο σχήμα 2.45 φαίνεται ο ρυθμιστής τάσης LM7805 σε πακέτο TO-220, ο ηλεκτρολυτικός πυκνωτής εξόδου των 100µF (μαύρος), ο πυκνωτής εξόδου 100nF (άσπρος), όπως και ο πυκνωτής εισόδου 330nF(μπλε).



Σχήμα 2.46 Ενδείξεις παλμογράφου για την τάση εξόδου

Όπως βλέπουμε στο σχήμα 2.49, στην δοκιμαστική πλακέτα, τροφοδοτώντας το LM7805 με $V_{IN} = 12V$, το αποτέλεσμα του είναι μια σταθερή τάση εξόδου στα 5V περίπου. Αν τώρα χρησιμοποιηθεί η λειτουργία AC Coupling στον παλμογράφο, και μειωθεί η κάθετη κλίμακα στα 100mV, θα παρατηρηθεί ότι στην έξοδο εμφανίζεται μόνο ο θόρυβος, πέρα της DC συνιστώσας, χωρίς καμία εμφανής κυμάτωση.

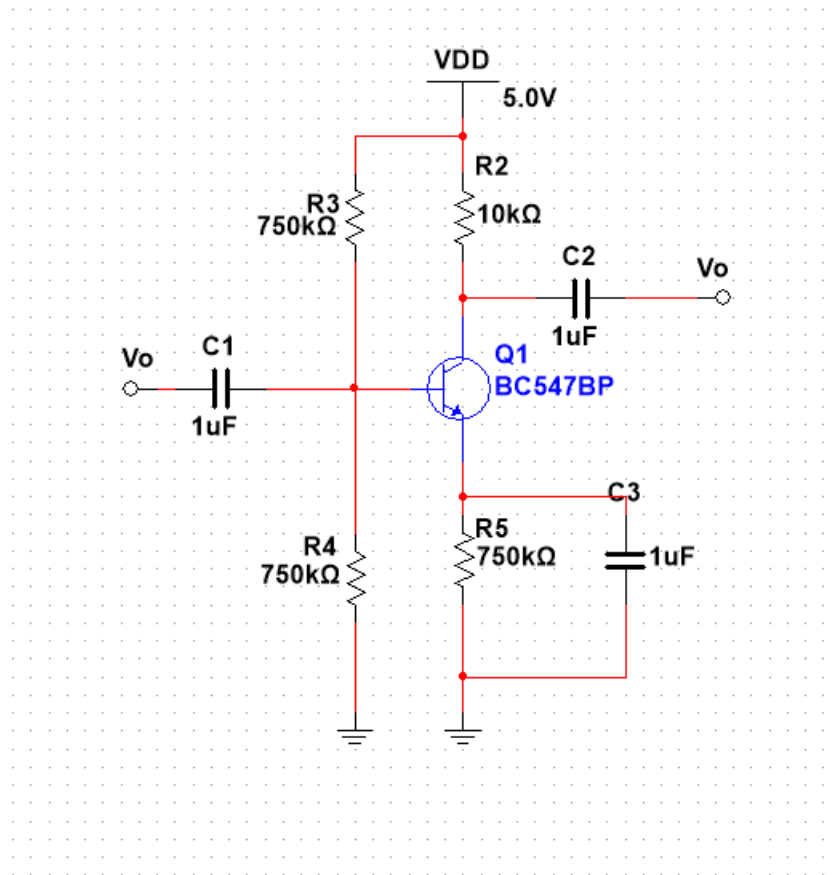


Σχήμα 2.47 Θόρυβος που εμφανίζεται στην έξοδο του LM7805.

Όπως φαίνεται στο σχήμα, η τάση που εμφανίζεται λόγω θορύβου είναι γύρω στα 60mV_{p-p}. Αυτό το σημαντικό μέγεθος θορύβου μπορεί να οφείλεται στην δοκιμαστική πλακέτα. Γενικά οι δοκιμαστικές πλακέτες συχνά εμφανίζουν υψηλές παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ των τρυπών τους, συχνά οι επαφές αποδυναμώνονται ή είναι χαμηλής ποιότητας, με αποτέλεσμα να προσθέτουν αντίσταση στο κύκλωμα. Το breadboard που χρησιμοποιείται είναι σχετικά παλιό, οπότε είναι πιθανό και αυτό να συμβάλλει στην αύξηση του θορύβου.

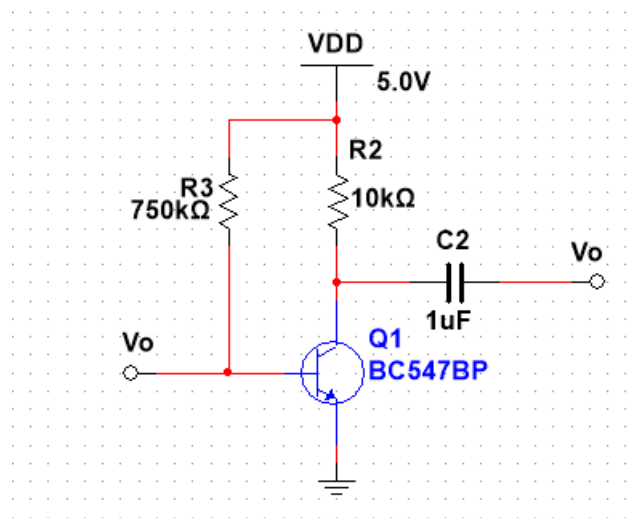
2.3.3 Κύκλωμα ενίσχυσης

Για το κύκλωμα της προενίσχυσης, θα χρησιμοποιηθεί ένα στάδιο προενίσχυσης με τρανζίστορ. Συγκεκριμένα, το BC547, καθώς ήταν εύκολα διαθέσιμο και το DC current gain (H_{fe}) είναι αρκετά μεγάλο. Τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά όπως οι μέγιστες τάσεις που μπορεί να αντέξει το τρανζίστορ στις εισόδους του δεν είναι καίριες, καθώς η μέγιστη τάση που θα εμφανίζει το κύκλωμα είναι 5V. Το σημαντικό πράγμα που πρέπει να υπολογιστεί είναι το ρεύμα ηρεμίας I_Q να είναι σε σημείο που να αποτρέπει την τάση εξόδου από το να ψαλιδίζει. Αρχικά το κύκλωμα διέθετε ένα τρανζίστορ σε συνδεσμολογία ενισχυτή κοινού εκπομπού κλάσης A (σχήμα 2.51)



Σχήμα 2.48 Παράδειγμα τρανζίστορ σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού

Ωστόσο, κατά την διάρκεια των πειραματισμών, ένα κύκλωμα όπως το παρακάτω δημιουργήθηκε:

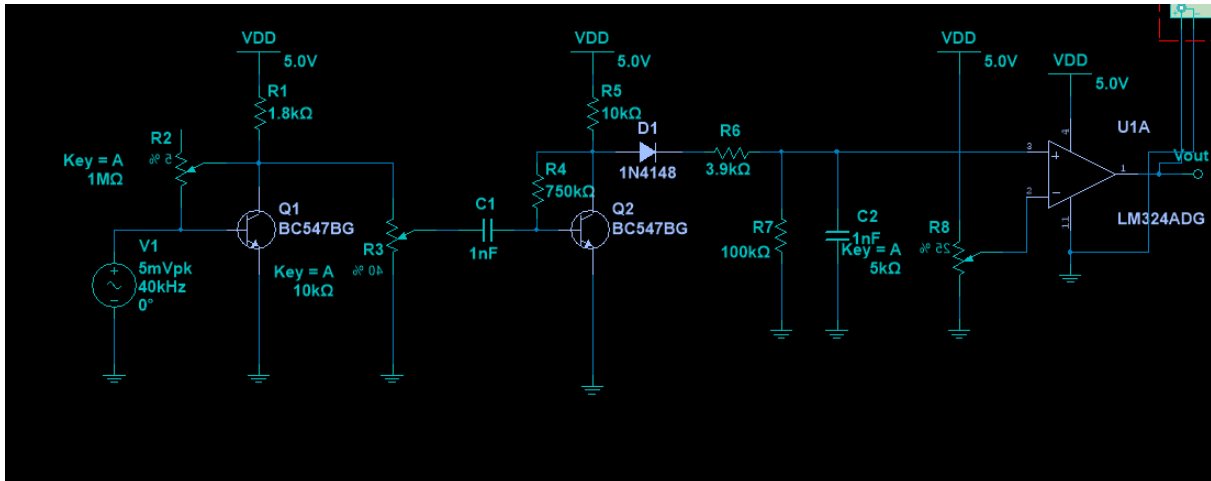


Σχήμα 2.49 Παράδειγμα κυκλώματος ενίσχυσης

Το ενδιαφέρον ήταν ότι με την χρήση των καταλλήλων τιμών, το αποτέλεσμα του κυκλώματος αυτού ήταν παρόμοιο με το σύνηθες κύκλωμα. Ωστόσο το θέμα ήταν ότι παρουσίαζε περισσότερη παραμόρφωση από το γνωστό κύκλωμα. Αυτό αποφεύχθηκε προσθέτοντας μία ακόμη βαθμίδα

ενίσχυσης και χρησιμοποιώντας μικρότερες αντιστάσεις. Παρότι για την μείωση του θορύβου είναι πάντα καλύτερο να χρησιμοποιούνται μικρότερες αντιστάσεις [2], στο κύκλωμα φάνηκε αναγκαίο η χρήση ποτενσιόμετρων με μεγάλο εύρος τιμών, καθώς κάθε τρανζίστορ έχει δικό του hFE, λόγω της κατασκευής του. Έτσι, στο πραγματικό κύκλωμα, η ρύθμιση της ενίσχυσης είναι εμπειρική, καθώς χρειάζεται μόνο να συνδεθεί ο παλμογράφος στην έξοδο του κυκλώματος, και να μεταβληθεί ο δείκτης του trimmer που θα χρησιμοποιηθεί, έως ότου να βγει στην έξοδο το σήμα που μας ενδιαφέρει.

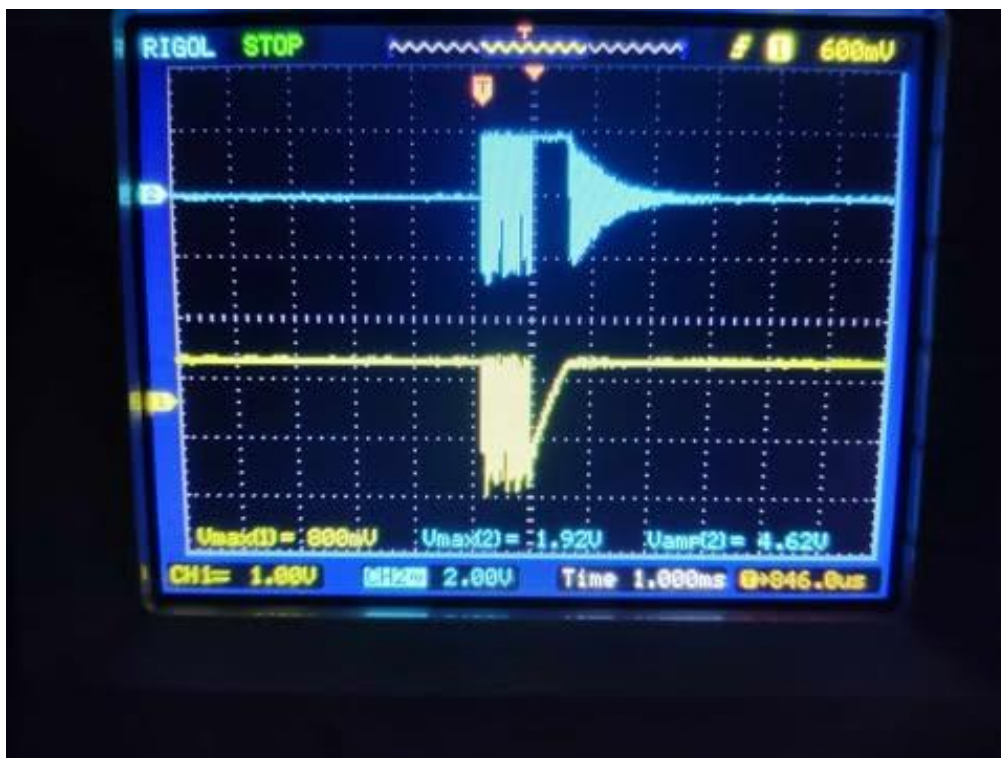
Το τελικό κύκλωμα που δημιουργήθηκε τελικά είναι το εξής:



Σχήμα 2.50 Τελικό κύκλωμα ενίσχυσης

Στο τέλος του κυκλώματος συνδέεται και ένας Τ.Ε σε συνδεσμολογία συγκριτή, με τάση αναφοράς που παρέχεται από τον διαιρέτη τάσης του ποτενσιόμετρου (R8).

Τα επόμενα σχήματα δείχνουν τα αποτελέσματα της εξόδου του κάθε σταδίου.



Σχήμα 2.51 Έξοδος προενισχυτή (μπλε), τάση που εμφανίζεται στο αισθητήριο (κίτρινο). Χωρίς εμπόδιο.

Στο σχήμα 2.53 φαίνεται η κυματομορφή της εξόδου του προενισχυτή. Η κυματομορφή αυτή παρουσιάζεται σε δύο μέρη, το μέρος στο οποίο η τάση που εμφανίζεται είναι η ριπή παλμών από το εκπεμπόμενο σήμα, και έπειτα η φθίνουσα ταλάντωση του αισθητηρίου και του πυκνωτή εισόδου του κυκλώματος. Η κυματομορφή αυτή συνεχίζει να εμφανίζεται ακόμη και μετά την εκπομπή του σήματος, με αποτέλεσμα το κύκλωμα αυτό να μην μπορεί να διαφοροποιήσει το σήμα εκπομπής με το σήμα λήψης, αν αυτό επιστρέψει σε σύντομο χρονικό διάστημα. Αυτό σημαίνει ότι η ενίσχυση πρέπει να ρυθμιστεί καταλλήλως μέσω του ποτενσιομέτρου με τέτοιο τρόπο ώστε να υπάρχει μεν αρκετή ενίσχυση του σήματος για τα επόμενα στάδια, αλλά το εκπεμπόμενο σήμα να μην συνεχίσει να εμφανίζεται για μεγάλο χρονικό περιθώριο.

Αποτέλεσμα αυτής της αδυναμίας του κυκλώματος είναι ότι ο μικροελεγκτής θα πρέπει να μην διαβάσει τίποτα από την έξοδο του συγκριτή για 2ms περίπου στο συγκεκριμένο κύκλωμα, ώστε να μην εμφανίζει ως αποτέλεσμα το ενισχυμένο σήμα της ριπής.



Σχήμα 2.52 Τάση αισθητήρα (κίτρινο), τάση εξόδου ενισχυτή(μπλε), χωρίς εμπόδιο

Η τάση εξόδου του ενισχυτή χωρίς εμπόδιο δεν προσφέρει κάποιο δεδομένο ιδιαίτερης σημασίας, το μόνο που αλλάζει είναι ότι ακυρώνει ένα μέρος του σήματος εκπομπής που θα εμφανιστεί από τον προενισχυτή.

Το επόμενο μέρος του κυκλώματος, το δίκτυο D_1, R_6, R_7, C_1 , σύμφωνα με το σχήμα 2.52, είναι ένα απλό κύκλωμα φώρασης ή αποδιαμόρφωσης. Η δουλειά αυτού του κυκλώματος, είναι να αφαιρέσει το υψίσυγχο σήμα και να διατηρήσει την βασική πληροφορία από το επιστρεφόμενο σήμα. Το αποτέλεσμα αυτού στο κύκλωμα στο παραπάνω σήμα φαίνεται στο σχήμα 2.55:



Σχήμα 2.53 Έξοδος δικτύου αποδιαμόρφωσης σήματος χωρίς εμπόδιο

Το ποσοστό διαμόρφωσης(m) που παρουσιάζει το κύκλωμα αυτό είναι:

$$m = \frac{1}{\sqrt{1 + (2 * \pi * (R_6 // R_7 * C_2))^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (2 * \pi * 3.75k * 1nF)^2}} = 99.5\%$$

Άρα το κύκλωμα αυτό δεν παραμορφώνει σχεδόν καθόλου την κυματομορφή εξόδου, όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.55.



Σχήμα 2.54 Έξοδος ενισχυτή(μπλε), τάση αισθητηρίου(κίτρινο), με επιστροφή

Στο σχήμα 2.56 παρατηρούμε την κυματομορφή εξόδου του LM324 συγκριτή, και πώς αντιδράει με την κυματομορφή που λαμβάνει στην μη αναστρέφουσα είσοδο του.

Για να λειτουργήσει ο συγκριτής σωστά, η τάση αναφοράς που δέχεται στην είσοδο του πρέπει να ελέγχεται με την μεγαλύτερη διαθέσιμη ακρίβεια. Για αυτό επιλέχθηκε ένα πολύστροφο ποτενσιόμετρο των 10k, το οποίο παρέχει πιο λεπτομερές ρύθμιση της τάσης αναφοράς. Στο συγκεκριμένο κύκλωμα η τάση αναφοράς επιλέχθηκε λαμβάνοντας υπόψιν το εύρος τάσης της εξόδου του κυκλώματος φώρασης, την DC συνιστώσα που εμφανίζεται στην είσοδο του T.E (0.72V)(σχήμα 2.57), και την ανάγκη για την απόρριψη τυχόν ανακλώμενων κυμάτων. Εφόσον η DC συνιστώσα βρίσκεται στα 0.72V, σίγουρα η τάση αναφοράς πρέπει να είναι πάνω από 0.72V. Προσθέτοντας και κάποιες παρασιτικές τάσεις που μετρήθηκαν ενδεικτικά, των οποίων το πλάτος μετρήθηκε ως : $V_{noise(p-p)} = 0.15V$ όπως φαίνεται στο σχήμα, το όριο μεταφέρεται στα 0.87V. Για την αποφυγή μέτρησης τυχόν ανακλώμενων παλμών προστίθεται στο κατώφλι 0.2V περίπου. Τελικά η τάση αναφοράς που κρίθηκε ικανοποιητική είναι 1.053V, η οποία επιτρέπει τον εντοπισμό εμποδίων μέχρι τα 3 μέτρα έπειτα από πειραματισμούς. Λόγω του τρόπου με τον οποίο εξετάστηκε αυτό το εύρος, θα μπορούσε να είναι και πιο αποτελεσματικό το κύκλωμα. Το τελικό εύρος απόστασης που μπορεί με σιγουριά να μετρήσει το κύκλωμα πειραματικά υπολογίζεται στα 0.5m – 1.5m. Ωστόσο για πιο ακριβείς μετρήσεις πρέπει να υπολογιστεί με καλύτερο τρόπο.

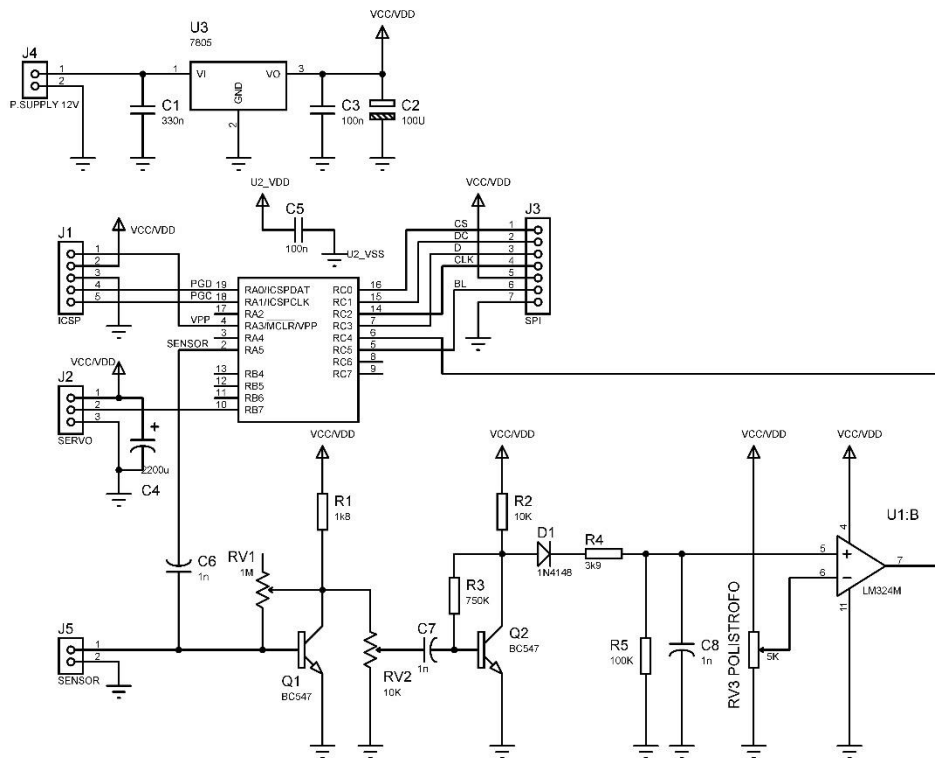
2.3.4 Λοιπά στοιχεία κυκλώματος

Το κύκλωμα αυτό επίσης συμπεριλαμβάνει έναν πυκνωτή 2.2mF συνδεδεμένο παράλληλα με το servo, στις γραμμές τροφοδοσίας και γείωσης, όσο πιο κοντά γίνεται στα άκρα του. Τα ρεύματα που παράγονται από την λειτουργία του, κυρίως κατά την κίνηση του λόγω των πηνίων του που αντιδρούν στην αλλαγή του ρεύματος που τα διαπερνάει, θα επηρεάσουν σίγουρα τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος, και επειδή φτάνουν μέχρι και 0.5A μπορεί να προκαλέσουν ζημιές στο υπόλοιπο κύκλωμα. Με τον πυκνωτή αυτό, τα ρεύματα εξασθενούν τελείως και δεν επηρεάζουν το υπόλοιπο κύκλωμα.

Αντίστοιχα για την προστασία του μικροελεγκτή από τυχόν spikes τάσης ή θόρυβο στα rails προστίθεται ένας πυκνωτής πάλι όσο πιο κοντά γίνεται στα pins 1, 20, για να διατηρεί σταθερή την τάση τροφοδοσίας. Χωρίς αυτόν υπάρχει πιθανότητα ο uC να κάνει reset από υπέρταση.

2.3.5 Σχηματικό κυκλώματος, σχεδίαση πλακέτας

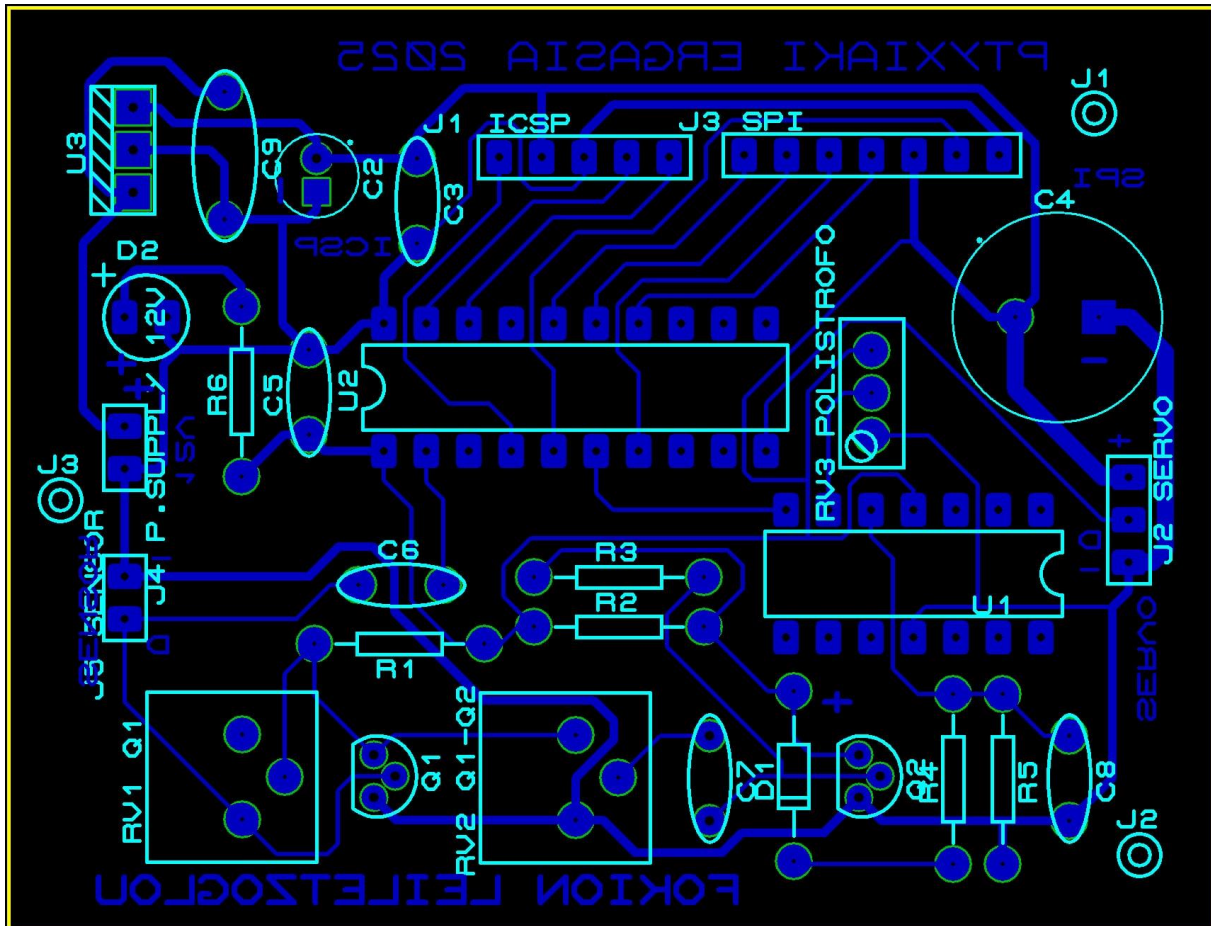
Το τελικό σχηματικό του κυκλώματος που παράχθηκε είναι το εξής:



Σχήμα 2.55 Σχηματικό κυκλώματος

Σύμφωνα με τα προηγούμενα, ο U3 με τους πυκνωτές C1, C3, C2 είναι ο ρυθμιστής τάσης, το J4 είναι η ακειδοσειρά που θα συνδέει την πλακέτα με την πηγή τάσης +12V. Το J1 είναι η ακειδοσειρά που θα συνδέει τον μικροελεγκτή με ICSP (In-Circuit Serial Programming) Debugger, τον PICKIT3 για τον προγραμματισμό του. Το στοιχείο J3 είναι η ακειδοσειρά που θα συνδέει τον uC με μια οθόνη TFTLCD (Thin-Film-Transistor Liquid-Crystal display), που επικοινωνεί με SPI (Serial Peripheral Interface). Η οθόνη που θα χρησιμοποιηθεί είναι η ST7735. Έπειτα το J2 είναι και αυτό ακειδοσειρά που συνδέει την πλακέτα και τον uC με το servo κινητήρα.

Στο υπόλοιπο κύκλωμα οι Q1, Q2 είναι BC547 NPN Transistor, οι RV1 και RV2 είναι απλά trimmer με την αναγραφόμενη τιμή, ενώ το RV3 είναι πολύστροφο trimmer των 5k. Οι C6, C7 και C8 είναι λανθασμένα πολωμένοι πυκνωτές, είναι απλοί διηλεκτρικοί πυκνωτές των 1nF. Ο U1:B είναι ένας από τους 4 T.E του LM324. Το σχέδιο της πλακέτας είναι το εξής:

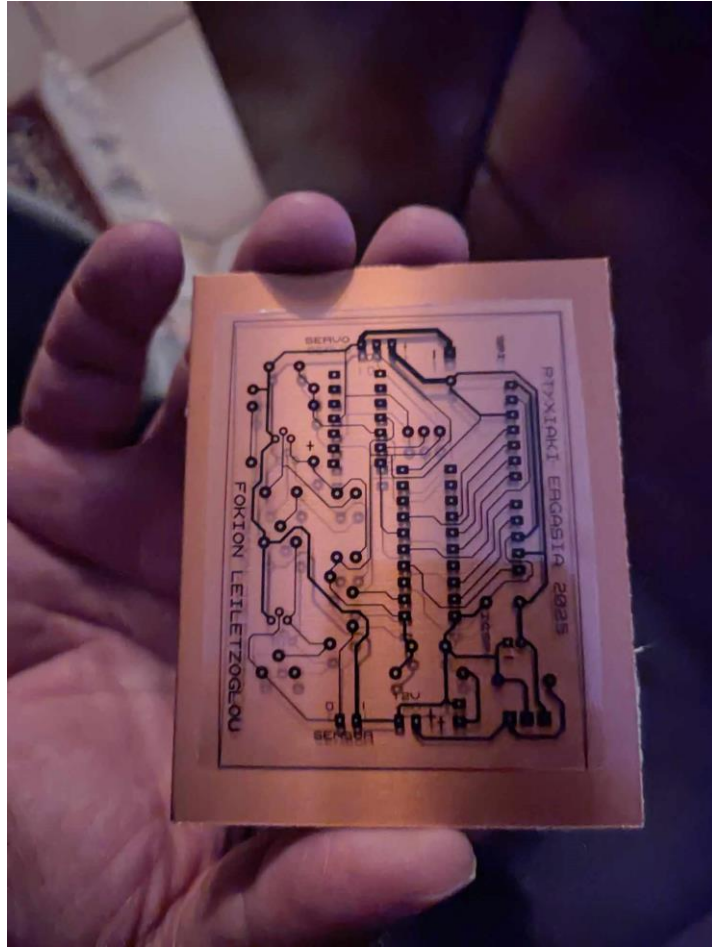


Σχήμα 2.56 Σχεδιασμός PCB (Printed Circuit Board)

Η πλακέτα έχει μόνο ένα επίπεδο, και έχει σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο, ώστε τα ευαίσθητα μέρη του κυκλώματος (PIC16F1619, LM324) να απέχουν όσο γίνεται από πηγές θορύβου και παρασίτων. Επίσης ο C4 συνδέθηκε με τέτοιο τρόπο ώστε το αντίθετο ρεύμα που παράγει το servo να πρέπει να εξασθενίσει, περνώντας μέσα από τον πυκνωτή. Αντίστοιχα, η απόσταση του C5 είναι όσο μικρότερη γίνεται από τα pin 1, 20 του μικροελεγκτή, ώστε να παρουσιαστεί όσο λιγότερος θόρυβος γίνεται στον μικροελεγκτή.

2.3.6 Υλοποίηση πλακέτας

Για την υλοποίηση της πλακέτας, χρησιμοποιήθηκε η τεχνική της εμφάνισης. Πρώτα εκτυπώθηκε το σχέδιο του PCB σε φιλμ με την τεχνική της μεταξοτυπίας, ώστε να σιγουρευτεί η αδιαφάνεια του σχεδίου του φιλμ, καθώς είναι σημαντικό το φιλμ να απορροφάει όλο το φως για να εμφανιστεί στην φωτοευαίσθητη πλακέτα.

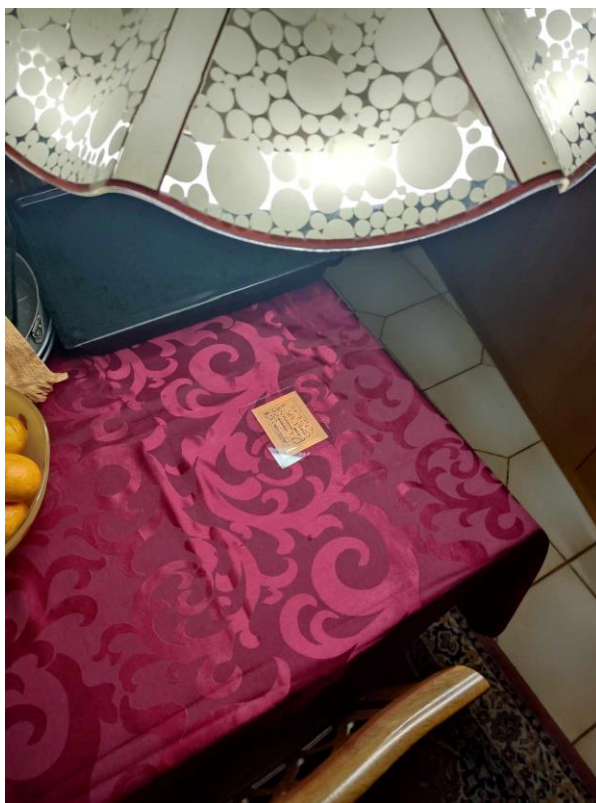


Σχήμα 2.57 Φιλμ, πλακέτα.

Έπειτα, πρίζοντας το φιλμ πάνω στην πλακέτα με ένα καθαρό κομμάτι γυαλί, για να μην εμφανιστεί κανένα σκουπίδι και για να εμφανιστεί σωστά το κύκλωμα, τοποθετείται η πλακέτα κάτω από οποιοδήποτε φως, όπως στο σχήμα 2.61. Σε αυτή την περίπτωση είναι μία απλή λάμπα Philips που εκπέμπει λευκό φως με ισχύ 40W (σχήμα 2.60)



Σχήμα 2.58 Πηγή φωτός για την εμφάνιση του φιλμ στην πλακέτα.



Σχήμα 2.59 Εμφάνιση πλακέτας.

Αφότου αφέθηκε για περίπου μισή ώρα υπό το φως, το γυαλί και το φιλμ αφαιρέθηκε. Ωστόσο η πλακέτα χρειάζεται να βουτηχτεί σε καυστικό νάτριο για να εμφανιστεί το προστατευτικό φιλμ. Ο σκοπός του φιλμ αυτού είναι η προστασία του χαλκού της πλακέτας που απαιτείται για το κύκλωμα από την διαδικασία της διάβρωσης του. Για την αντίδραση του φιλμ με τον χαλκό της πλακέτας διαλύθηκαν 10gr καυστικό νάτριο σε 1L νερού μέσα σε γυάλινο δοχείο (σχήμα 2.62) και η πλακέτα αναδεύτηκε μέσα στο δοχείο.

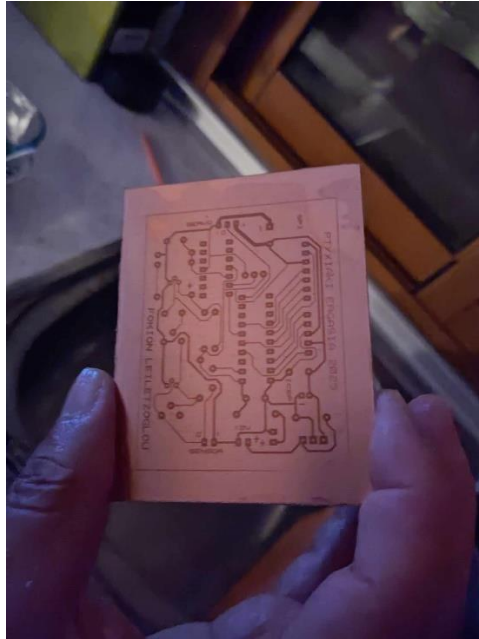


Σχήμα 2.60 Καυστικό νάτριο και γυάλινο δοχείο.



Σχήμα 2.61 Βύθιση πλακέτας στο καυστικό νάτριο

Έπειτα από την ανάδευση της πλακέτας για 15 λεπτά περίπου, εμφανίστηκε το κύκλωμα όπως στο σχήμα 2.64:



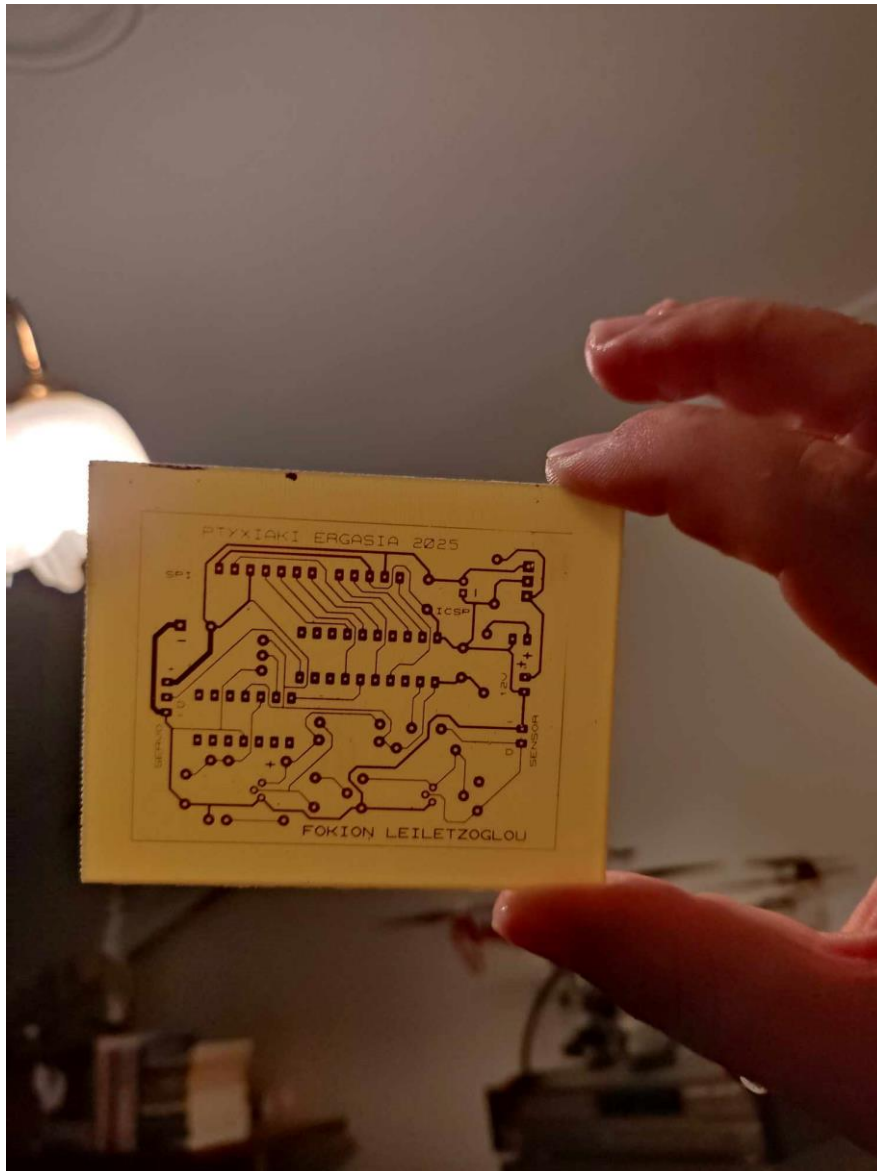
Σχήμα 2.62 Το φιλμ εμφανισμένο

Έπειτα, για την διάβρωση του χαλκού και για να πάρει το τελικό σχήμα το PCB, χρησιμοποιήθηκε υδροχλωρικό οξύ σε αναλογία 30% w/w με νερό. Το διάλυμα αυτό τοποθετήθηκε πάλι σε γυάλινο δοχείο μαζί με την πλακέτα. Να σημειωθεί εδώ ότι ο χειρισμός υδροχλωρικού οξέος απαιτεί την ύστατη προσοχή καθώς δημιουργεί πολύ εύκολα εγκαύματα και καταστρέφει πολλά υλικά που μπορεί να υπάρχουν στο σπίτι, εξ 'ου και η χρήση του γυάλινου δοχείου. Αφότου τοποθετήθηκε στο δοχείο, η πλακέτα απαιτεί να αναδύεται συνεχώς, ώστε να φεύγει ο διαβρωμένος χαλκός από πάνω, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.65. Από αυτή την διαδικασία το διάλυμα θα λαμβάνει σταδιακά μια μπλε απόχρωση λόγω της αντίδρασης. Η διαδικασία συνεχίζεται με πολλή προσοχή μέχρι να μείνει μόνο ο προστατευμένος χαλκός.



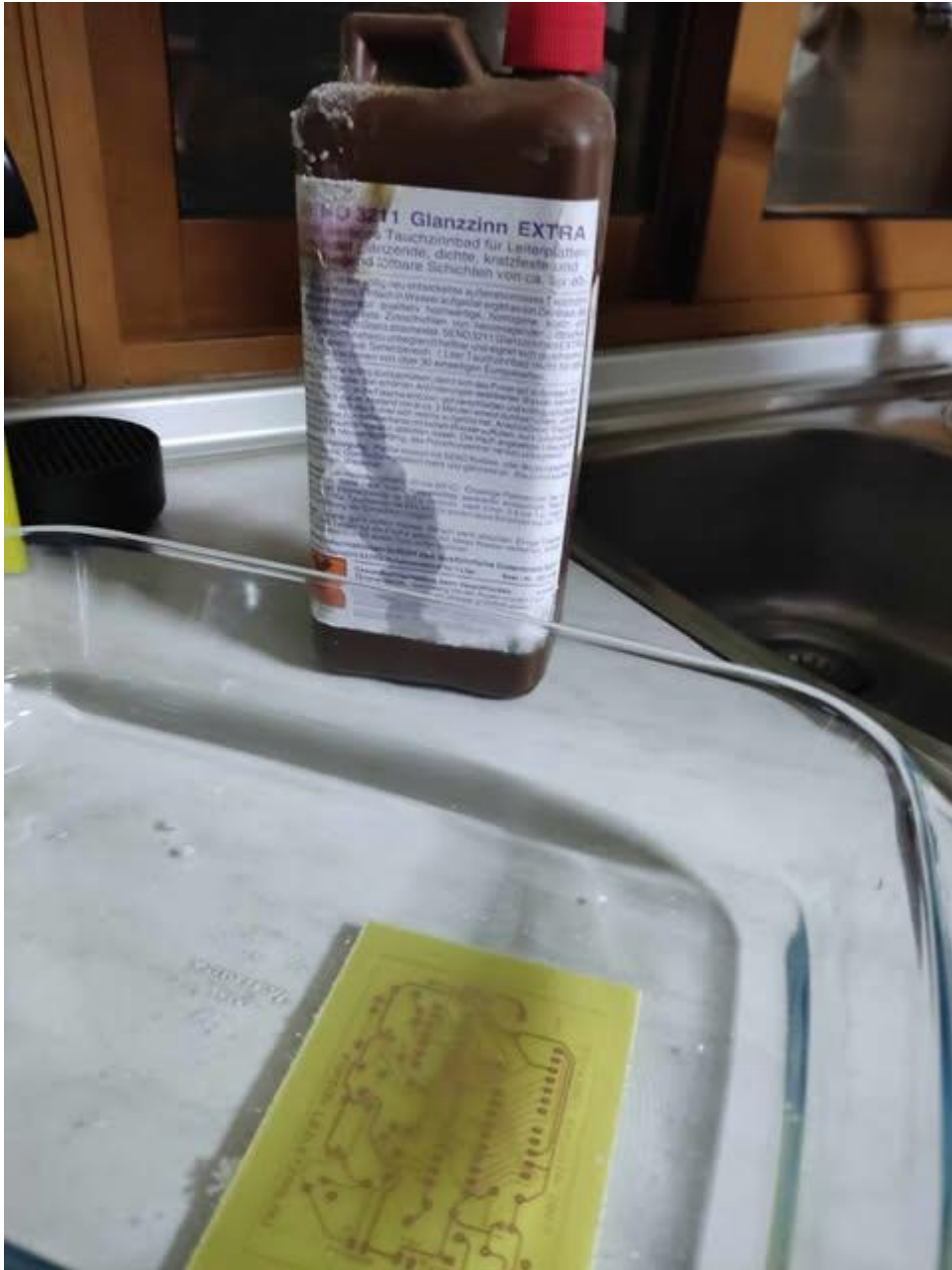
Σχήμα 2.63 Διάβρωση του χαλκού για την εμφάνιση πλακέτας.

Έπειτα από όλη αυτή την διαδικασία, η πλακέτα καθαρίζεται με νερό. Το τελικό αποτέλεσμα θα είναι αυτό:



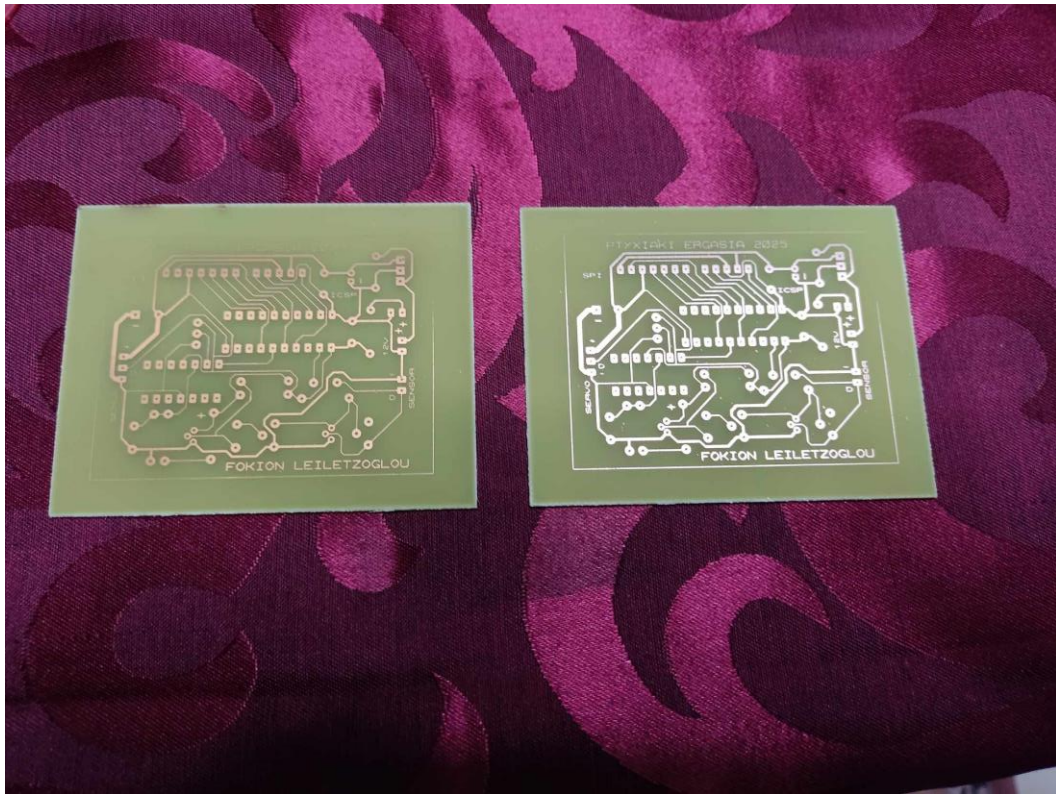
Σχήμα 2.64 Τελική πλακέτα.

Ένα έξτρα αλλά προαιρετικό βήμα είναι η επίστρωση της πλακέτας με ψευδάργυρο. Αυτό γίνεται για την προστασία του χαλκού, αλλά και την διευκόλυνση της κόλλησης των στοιχείων πάνω της.



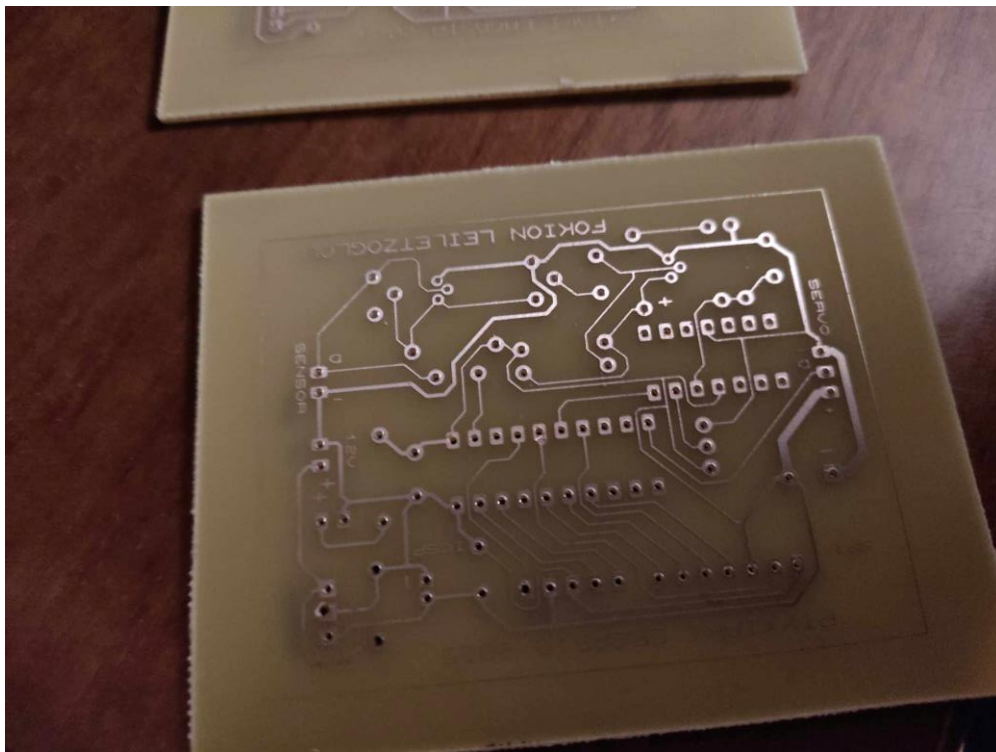
Σχήμα 2.65 Ψευδαργύρωση πλακέτας

Το διάλυμα βρέθηκε έτοιμο και χρησιμοποιήθηκε. Για την επιτάχυνση της αντίδρασης το διάλυμα πρέπει να ζεσταθεί. Το σχήμα 2.68 δείχνει το τελικό αποτέλεσμα.



Σχήμα 2.66 Αποτέλεσμα ψευδαργύρωσης

Έπειτα, με δρέπανο βάσης δημιουργήθηκαν οι τρύπες για το κάθε στοιχείο. Όλες οι τρύπες είχαν διάμετρο 0.9mm πέραν τις τρύπες των τρανζίστορ, που απαιτούν τρύπες με διάμετρο 0.6mm.

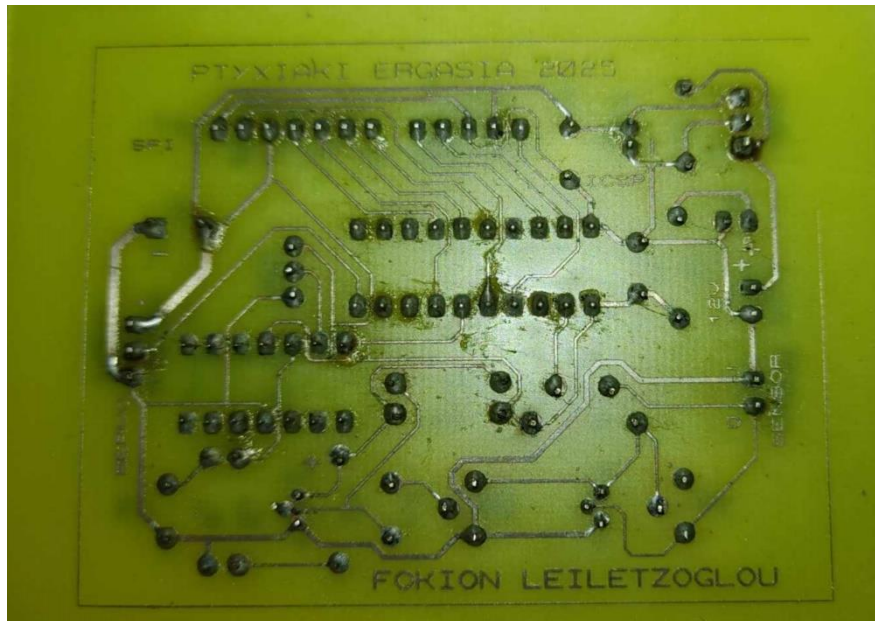


Σχήμα 2.67 Τρυπημένη πλακέτα

Κάποιες τρύπες βγήκαν λίγο ελαττωματικές, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.69, ωστόσο η ζημιά δεν ήταν αρκετά μεγάλη ώστε να μην μπορεί να κολληθεί το στοιχείο.

Στην θέση των δύο ολοκληρωμένων στοιχείων κολλήθηκαν βάσεις, ώστε να αποτραπεί η ζημιά τους από την κόλληση, και να είναι δυνατό να αντικατασταθούν τα ολοκληρωμένα σε περίπτωση βλάβης, καθώς είναι δύσκολο να ξεκολλήσουν, λόγω του μεγάλου αριθμού ακίδων.

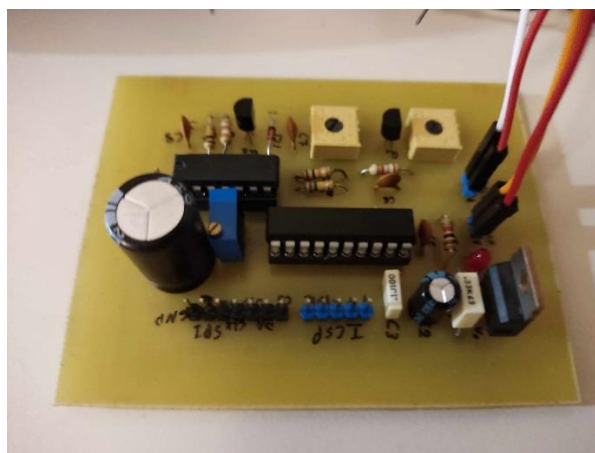
Για την κασσιτεροκόλληση χρησιμοποιήθηκε καλάνι 60/40, που σημαίνει 60% κασσίτερος 40% μόλυβδος, καθώς αυτό ήταν διαθέσιμο και η κόλληση με αυτό το καλάνι είναι εύκολη. Στο σχήμα 2.70 φαίνονται οι κολλήσεις:



Σχήμα 2.68 Κολλήσεις

Μετά τις κολλήσεις καθαρίστηκε η επιφάνεια με καθαρό οινόπνευμα, καθώς τυχόν σκουπίδια μπορεί να προκαλέσουν ανεπιθύμητες συνδέσεις ή βραχυκυκλώματα.

Προτού συνδεθεί η πλακέτα στην τάση και με τα υπόλοιπα περιφερειακά, έγινε ένας έλεγχος συνέχειας με ένα πολύμετρο, για να σιγουρευτεί η ορθή λειτουργία του κυκλώματος και ότι δεν υπάρχουν ζημιές στον χαλκό.



Σχήμα 2.69 Τελικό σχήμα πλακέτας

Τέλος, το κύκλωμα συνδέθηκε με την τάση τροφοδοσίας, το servo, τον αισθητήρα, τον debugger και την οθόνη για να σιγουρευτεί η ορθότητα της λειτουργίας.

2.4 Πίνακας υλικών

Υλικό	Ποσότητα	Κόστος
PIC16F1619	1	3.51€
TFT 1.8 Inch LCD Module 128x160 DOT-Matrix ST7735S Driver SPI	1	9.95€
Servo motor	1	7.77€
Ακιδοσειρά 10 ακιδών	2	1€
Spectrol horizontal 1M trimmer single turn	1	0.5€
Spectrol horizontal 10k trimmer single turn	1	0.5€
Multiturn 10k trimmer	1	1.9€
LM7805 STMicroelectronics	1	1.5€
Texas Instruments LM324	1	0.5€
Dielectric Capacitor 1n	4	0.12€
Electrolytic Capacitor 2.2mF	1	0.5€
Electrolytic Capacitor 0.1mF	1	0.3€
Polyester Capacitor 330nF	1	0.16€
Ceramic Capacitor 100nF	1	0.09€
BC547	2	0.1€
Resistors	6	0.3€
1n4148	1	0.02€
Red LED	1	0.13€
PCB φωτοευαίσθητο	1	6€
Σετ βραχυκυκλωτήρων θηλυκό - θηλυκό	1	5€
MCUSD16A40S12RO	1	2.99€
	ΣΥΝΟΛΟ	42.34€

Πίνακας 2.1 BoM (Bill of Materials)

2.5 Επίλογος

Από όλη αυτή την διαδικασία υπάρχουν κάποια σημεία τα οποία θα μπορούσαν να υπολογιστούν καλύτερα, να αλλαχθούν στοιχεία, ή να γίνουν περισσότερα πειράματα, ωστόσο το αποτέλεσμα είναι αρκετά ικανοποιητικό.

Κεφάλαιο 3ο: Προγραμματισμός μικροελεγκτή

3.1 Μικροελεγκτής

Ο μικροελεγκτής που επιλέχθηκε για αυτή την εργασία είναι ο PIC16F1619. Ο λόγος που επιλέχθηκε αυτός ο μικροελεγκτής είναι γιατί οι PIC μικροελεγκτές είναι εύλικοι, εύκολοι στην χρήση, και λόγω της εμπειρίας μου με αυτή τη σειρά μικροελεγκτών, όπως και το ότι υπάρχει εύκολη πρόσβαση σε debugger για τους μικροελεγκτές της Microchip.

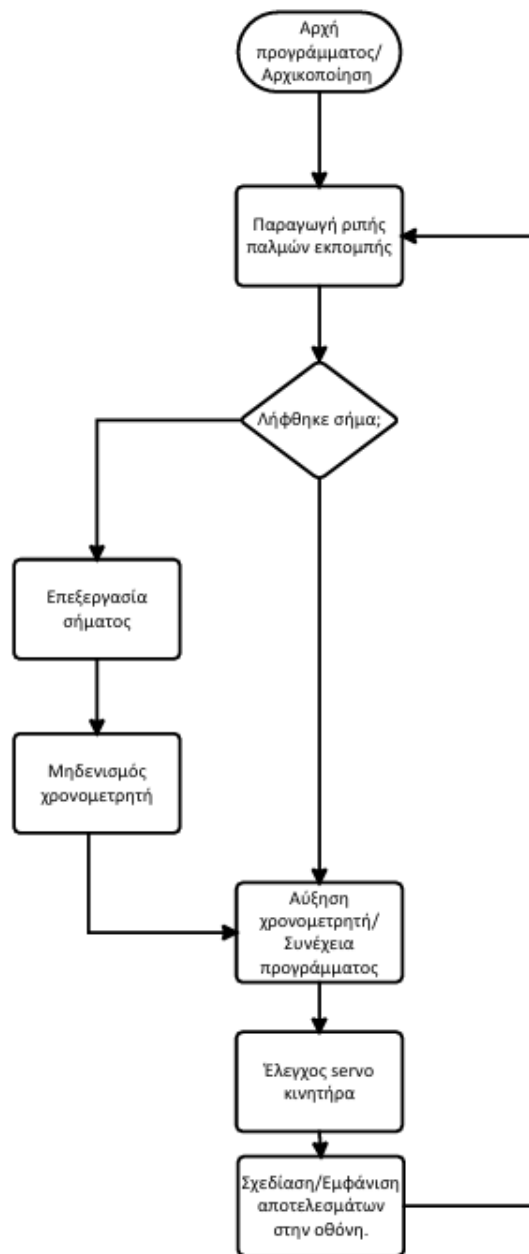
Η σειρά PIC16F αποτελείται από μικροελεγκτές που τροφοδοτούνται με 5V τάση. Αυτό είναι πολύ σημαντικό για να παραμείνει το κύκλωμα απλό, καθώς δεν απαιτείται δεύτερη πηγή τάσης. Έτσι κρίθηκε κατάλληλη για το SONAR. Ειδικότερα επιλέχθηκε το μοντέλο 1619, διότι διαθέτει 20 pin, , έχει εσωτερικό ταλαντωτή 16MHz και πολλά καίρια περιφερειακά, όπως 10 κανάλια ADC, 6 timers με τους TMR1, TMR3 και TMR5 να παρέχουν και την ικανότητα interrupt, πολύ σημαντικό για την μέτρηση απόστασης, και διαθέτει δύο PWM μονάδες (PWM3, PWM4), με αποτέλεσμα να είναι ικανό να ελέγχει και ένα servo, και να παράγει ριπές παλμών, χωρίς να χρησιμοποιηθεί interrupt για την σταθερότητα των παλμών. Κατά αυτόν τον τρόπο, τα 3 interrupt μπορούν να χρησιμοποιηθούν για άλλες χρονικά καίριες λειτουργίες, όπως η χρονική καταγραφή του επιστρέφοντος παλμού ή ο υπολογισμός της απόστασης. [13]

3.2 Διάγραμμα ροής του προγράμματος του μικροελεγκτή

Ο μικροελεγκτής είναι υπεύθυνος για (με σειρά σημαντικότητας):

- Την παραγωγή του σήματος εκπομπής σε μορφή ριπών.
- Την επεξεργασία του επιστρεφόμενου σήματος όταν δεχτεί ένα σήμα στην είσοδο του
- Τον έλεγχο του servo για την περιστροφή του αισθητήρα
- Την εμφάνιση των αποτελεσμάτων της επεξεργασίας του σήματος στην οθόνη

Άρα ένα αρχικό διάγραμμα ροής θα μπορούσε να είναι το εξής:



Σχήμα 3.1 Βασικό σχεδιάγραμμα ροής προγράμματος μικροελεγκτή

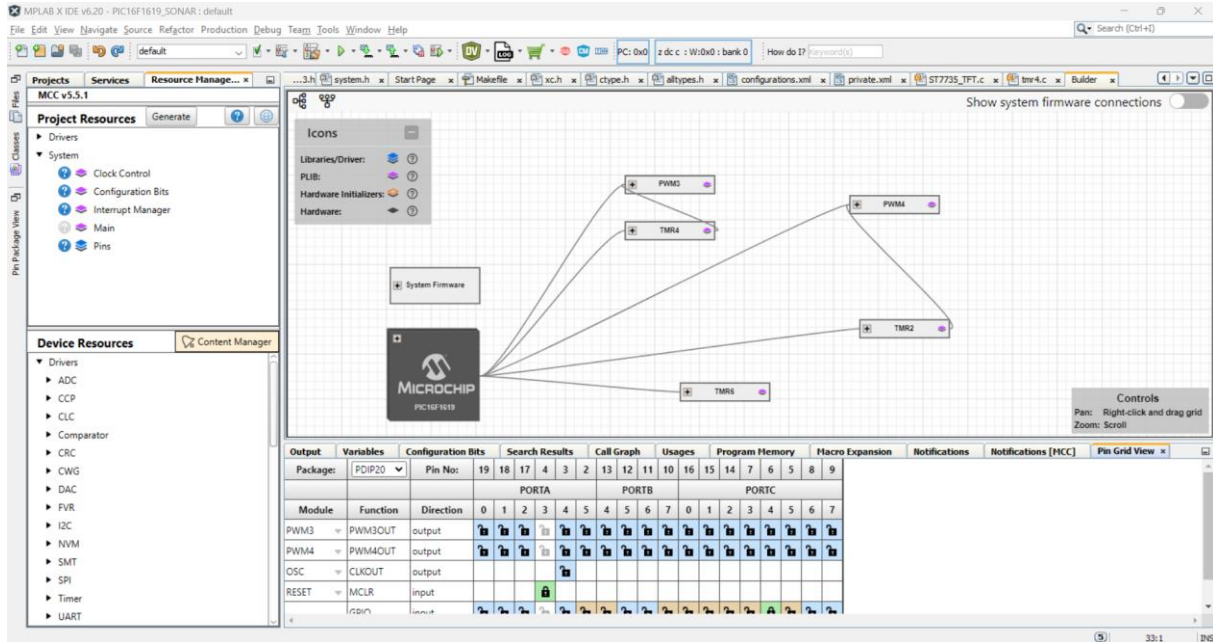
3.3 Το περιβάλλον ανάπτυξης κώδικα

Για την δημιουργία του προγράμματος χρησιμοποιήθηκε το IDE (Integrated Development Environment) MPLAB X της Microchip, έκδοση 6.20.

Στο περιβάλλον αυτό, ο κώδικας τακτοποιείται σε projects, καθώς το περιβάλλον αυτό διαθέτει και δικούς του compilers. Υπάρχουν διαφορετικοί μεταγλωττιστές για κάθε σειρά μικροελεγκτών. Για την περίπτωση του PIC16F1619, επιλέχθηκε ο προτεινόμενος από το περιβάλλον, ο XC8.

3.3.1 MPLAB Code Configurator(MCC)

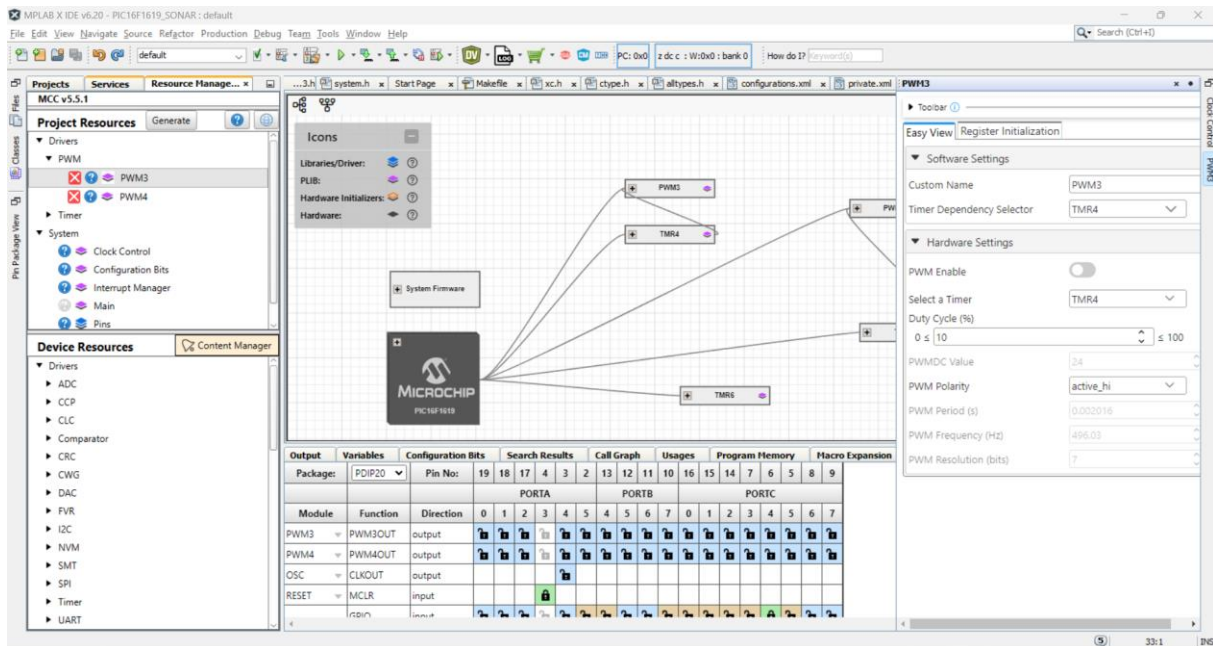
Ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο που επίσης χρησιμοποιήθηκε είναι το MPLAB Code Configurator (MCC), το οποίο προσφέρει ένα Graphical User Interface(GUI) (σχήμα 3.2) για την διευκόλυνση της ρύθμισης των διαφόρων περιφερειακών του μικροελεγκτή, τα pins, τον ταλαντωτή, τα interrupts κτλ.



Σχήμα 3.2 Το γραφικό περιβάλλον του MCC

Στα δεξιά υπάρχουν δύο λίστες από επιλογές. Η πρώτη λίστα (Project Resources) περιέχει οτιδήποτε έχει να κάνει με το πρόγραμμα (Driver interfaces, έλεγχος ταλαντωτή (Clock Control), Bits παραμέτρων και ρύθμιση pins).

Η δεύτερη λίστα περιέχει όλα τα περιφερειακά που διαθέτει ο μικροελεγκτής, από πιο γενικά (PWM, ADC) σε πιο ειδικά (Complementary Wave Generator (CWG), Digital-to-Analog Converter (DAC) κτλ.). Αν επιλεγεί ένα οποιοδήποτε στοιχείο, θα ανοίξει ένα δεύτερο παράθυρο στα δεξιά της οθόνης, το οποίο διαθέτει όλους τους Registers που έχουν σχέση με το επιλεγμένο στοιχείο. Π.χ αν επιλεγεί το περιφερειακό PWM3, στο σχήμα 3.3 θα ανοίξουν τα πεδία ρύθμισης των registers του PWM3:



Σχήμα 3.3 Παράθυρο ρύθμισης PWM3

Στην κάτω μεριά υπάρχει ένα γραφικό το οποίο δείχνει την κατάσταση των pins, ως τι θα χρησιμοποιηθούν (είσοδος, έξοδος, έξοδος PWM, είσοδος ADC), προσφέρει την δυνατότητα αλλαγής τους, και αν είναι κλειδωμένα.

Αφότου ρυθμιστούν όλα τα χαρακτηριστικά και επιλεγθούν τα περιφερειακά που είναι να ενεργοποιηθούν, πατώντας το κουμπί Generate στο παράθυρο του Project Resources, το MCC δημιουργεί από μόνο του έναν φάκελο που περιέχει ένα αρχείο πηγαίου κώδικα και ένα αρχείο header. Το αρχείο πηγαίου κώδικα περιέχει κώδικα αρχικοποίησης, όπως και τις βασικές μεθόδους για την λειτουργία του κάθε περιφερειακού.

Π.χ για τον TMR2 ο πηγαίος κώδικας περιέχει τις παρακάτω συναρτήσεις:

- TMR2_Initialize()
- TMR2_ModeSet()
- TMR2_ExtResetSourceSet()
- TMR2_Start()
- TMR2_Stop()
- TMR2_Read()
- TMR2_Write()
- TMR2_PeriodCountSet()
- TMR2_ISR()
- TMR2_OverflowCallbackRegister()
- TMR2_DefaultOverflowCallback()

Στον κώδικα της εργασίας αυτής σημασία έχουν μόνο οι TMR2_DefaultOverflowCallback(), TMR2_Initialize() και TMR2_ISR().

Την ίδια λογική ακολουθούν και τα υπόλοιπα αρχεία πηγαίου κώδικα για κάθε περιφερειακό, τα οποία διαθέτουν τις δικές τους βασικές μεθόδους.

3.3.2 Debugging, flashing του μικροελεγκτή

Όταν το πρόγραμμα είναι έτοιμο, το IDE αυτό είναι ικανό να αναλάβει το flashing του μικροεπεξεργαστή. Συνδέοντας τον Debugger στον υπολογιστή, το MPLAB αναλαμβάνει την μεταφορά του παραγόμενου από τον compiler .hex αρχείου στον debugger, και από εκεί και πέρα ο debugger αναλαμβάνει το flashing. Διαθέσιμος για την εργασία είναι ο PICKIT3 debugger, ο οποίος επίσης υποστηρίζει τον μικροελεγκτή της εργασίας. Επίσης το MPLAB προσφέρει πολλές ρυθμίσεις σχετικά με το πώς θα γίνει το Flashing, αν ο Debugger θα τροφοδοτεί το κύκλωμα μέσω του V_{DD} pin του, και πόση τάση θα δίνει, όπως και ποιες περιοχές μνήμης να flashάρει.

3.4 Πρόγραμμα

Το πρόγραμμα αποτελείται από 4 μέρη, τα configuration bits, την αρχικοποίηση registers με σκοπό την ρύθμιση των περιφερειακών, τον ορισμό των συναρτήσεων που θα εκτελούνται στα interrupts, και τον ορισμό της main συνάρτησης.

3.4.1 Αρχικοποιήσεις

3.4.1.1 Configuration bits

Για την ορθή λειτουργία του μικροελεγκτή, πρέπει πρώτα να στηθούν οι registers ρύθμισης του μικροελεγκτή. Το MPLABX προσφέρει μια λειτουργία που επιτρέπει την γρήγορη ρύθμιση τους, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.4:

Address	Name	Value	Field	Option	Category	Setting
8007	CONFIG1	39BC	-	-	-	-
	4	FOSC	INTOSC		Oscillator Selection Bits	INTOSC oscillator: I/O function on CLKIN pin
	1	PWRITE	OFF		Power-up Timer Enable	PWRT disabled
	0	MCLRE	OFF		MCLR Pin Function Select	MCLR/VPP pin function is digital input
	1	CP	OFF		Flash Program Memory Code Protection	Program memory code protection is disabled
	0	BOREN	OFF		Brown-out Reset Enable	Brown-out Reset disabled
	1	CLKOUTEN	OFF		Clock Out Enable	CLKOUT function is disabled. I/O or oscillator function on the CLKOUT pin
	1	IESO	ON		Internal/External Switch Over	Internal External Switch Over mode is enabled
	1	FCMEN	ON		Fail-Safe Clock Monitor Enable	Fail-Safe Clock Monitor is enabled
8008	CONFIG2	3EFF	-	-	-	-
	3	WRT	OFF		Flash Memory Self-Write Protection	Write protection off
	1	PPS1WAY	ON		Peripheral Pin Select one-way control	The PPSLOCK bit cannot be cleared once it is set by software
	1	ZCD	OFF		Zero Cross Detect Disable Bit	ZCD disable. ZCD can be enabled by setting the ZCDSEN bit of ZCDCON
	0	PLLEN	OFF		PLL Enable Bit	4x PLL is enabled when software sets the SPLEN bit
	1	STVREN	ON		Stack Overflow/Underflow Reset Enable	Stack Overflow or Underflow will cause a Reset
	1	BORV	LO		Brown-out Reset Voltage Selection	Brown-out Reset Voltage (Vbor), low trip point selected.
	1	LPBOR	OFF		Low-Power Brown Out Reset	Low-Power BOR is disabled
	1	DEBUG	OFF		In-Circuit Debugger Mode	In-Circuit Debugger disabled, ICSPCLK and ICSPDAT are general purpose I/O
	1	LVP	ON		Low-Voltage Programming Enable	Low-voltage programming enabled
8009	CONFIG3	3F9F	-	-	-	-
	1F	WDTCS	WDTCPS1F		WDI Period Select	Software Control (WDIFS)
	0	WDTE	OFF		Watchdog Timer Enable	WDT disabled
	7	WDTCS	WDTWSSW		WDT Window Select	Software WDT window size control (WDTWS bits)
	7	WDTCS	WDTCSSW		WDT Input Clock Selector	Software control, controlled by WDTCSS bits

Σχήμα 3.4 Παράθυρο επιλογής Configuration Bits

Σε αυτό το παράθυρο επιλέγονται οι τιμές των 3 CONFIG registers. Τα μόνα bit που χρειάζεται να ρυθμιστούν είναι το FOSC bit και το MCLRE. Για εφαρμογές που πρόκειται να βγουν στο εμπόριο θα ήταν σημαντικό και το Code Protect bit, το οποίο διαγράφει την μνήμη του μικροελεγκτή σε περίπτωση που συνδεθεί σε debugger και γίνει προσπάθεια ανάγνωσης. Τα υπόλοιπα bit αφορούν περιφερειακά ή λειτουργίες που δεν χρειάζονται.

Όπως φαίνεται και στο σχήμα, το FOSC έχει ρυθμιστεί για την χρήση του εσωτερικού RC ταλαντωτή, με το CLKIN pin να λειτουργεί ως ένα απλό I/O pin.

Το Master Clear pin λειτουργεί ως ψηφιακή είσοδος και το LVP bit είναι ON, ενεργοποιώντας τον προγραμματισμό με χαμηλή τάση, ώστε να μην απαιτείται η χρήση του VPP/MCLR pin για αυτό τον σκοπό.

Όλα τα υπόλοιπα bit αφήνονται ως έχουν, καθώς δεν αναμένεται η λειτουργία τους να χρησιμεύσει κάπου.

Αυτές οι τιμές θα περαστούν στους registers του uC κατά την διάρκεια του flashing του προγράμματος, οπότε δεν είναι ακριβώς μέρος του κώδικα. Παρόλα αυτά, πρέπει να υπάρχουν σε ένα αρχείο πηγαίου κώδικα ως directives για τον debugger.

3.4.1.2 Υπόλοιποι registers

Η συνάρτηση SYSTEM_Initialize(); αναλαμβάνει την αρχικοποίηση των περιφερειακών, των pins και των timers, όπως και των Interrupts:

```
void SYSTEM_Initialize(void)
{
    CLOCK_Initialize();
    PIN_MANAGER_Initialize();
    PWM3_Initialize();
    PWM4_Initialize();
    TMR2_Initialize();
    TMR4_Initialize();
    TMR6_Initialize();
    INTERRUPT_Initialize();
}
```

Σχήμα 3.5 Ορισμός συνάρτησης System_Initialize()

Η συνάρτηση αυτή είναι μέρος του αυτοματοποιημένου κώδικα που παράγει το MCC και ο ορισμός της εξαρτάται από τις ενεργές μονάδες που χρησιμοποιούνται.

Η αρχικοποίηση του clock είναι ως εξής:

```
void CLOCK_Initialize(void)
{
    OSCCON = (15 << _OSCCON_IRCF_POSN) // IRCF 16MHz_HF
            | (2 << _OSCCON_SCS_POSN) // SCS INTOSC
            | (1 << _OSCCON_SPLLEN_POSN); // SPLLEN enabled
    BORCON = (0 << _BORCON_SBOREN_POSN) // SBOREN disabled
            | (0 << _BORCON_BORFS_POSN); // BORFS disabled
    OSCTUNE = (0 << _OSCTUNE_TUN_POSN); // TUN 0x0
}
```

Σχήμα 3.6 Ορισμός συνάρτησης αρχικοποίησης Clock_Initialize()

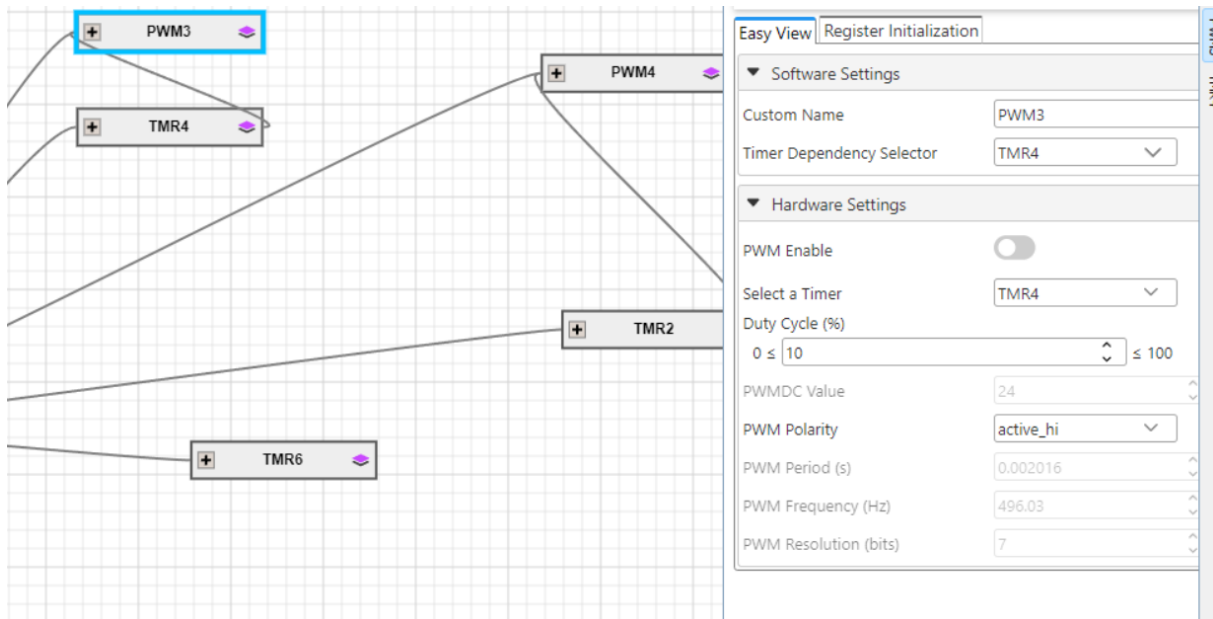
Αυτή αναλαμβάνει την αρχικοποίηση των bit που έχουν να κάνουν με τον χρονισμό του συστήματος. Κυρίως θέτει τον εσωτερικό ταλαντωτή στα 16MHz.

Η `PIN_MANAGER_Initialize()` αναλαμβάνει την αρχικοποίηση των καταστάσεων λειτουργίας του κάθε pin.

```
37
38 void PIN_MANAGER_Initialize(void)
39 {
40     /**
41     LATx registers
42     */
43     LATA = 0x0;
44     LATB = 0x0;
45     LATC = 0x0;
46
47     /**
48     TRISx registers
49     */
50     TRISA = 0x1F;
51     TRISB = 0x60;
52     TRISC = 0xD0;
53
54     /**
55     ANSELx registers
56     */
57     ANSELA = 0x17;
58     ANSELB = 0x20;
59     ANSELC = 0xC0;
60
61     /**
62     WPUx registers
63     */
64     WPUA = 0x3F;
65     WPUB = 0xF0;
```

Σχήμα 3.7 Η συνάρτηση `PIN_MANAGER_Initialize()`

Οι `PWM3_Initialize()` και 4 αντίστοιχα αρχικοποιούν τις αντίστοιχες μονάδες PWM, θέτοντας το Duty Cycle μόνο, καθώς η περίοδος εξαρτάται από τους timers που επιλέγονται. Η PWM3 μονάδα π.χ εξαρτάται από τον TMR4:



Σχήμα 3.8 Ρυθμίσεις PWM3 μονάδας.

Επίσης υλοποιείται μια συνάρτηση για τον υπολογισμό και την αλλαγή του Duty Cycle:

```

void PWM3_Initialize(void)
{
    // Set the PWM3 to the options selected in the User Interface

    // PWMPOL active_hi; PWMEN disabled;
    PWM3CON = 0x0;

    // PWMDC 6;
    PWM3DCH = 0x6;

    // PWMDC 0;
    PWM3DCL = 0x0;

    CCPTMRSbits.P3TSEL = 0x1;
}

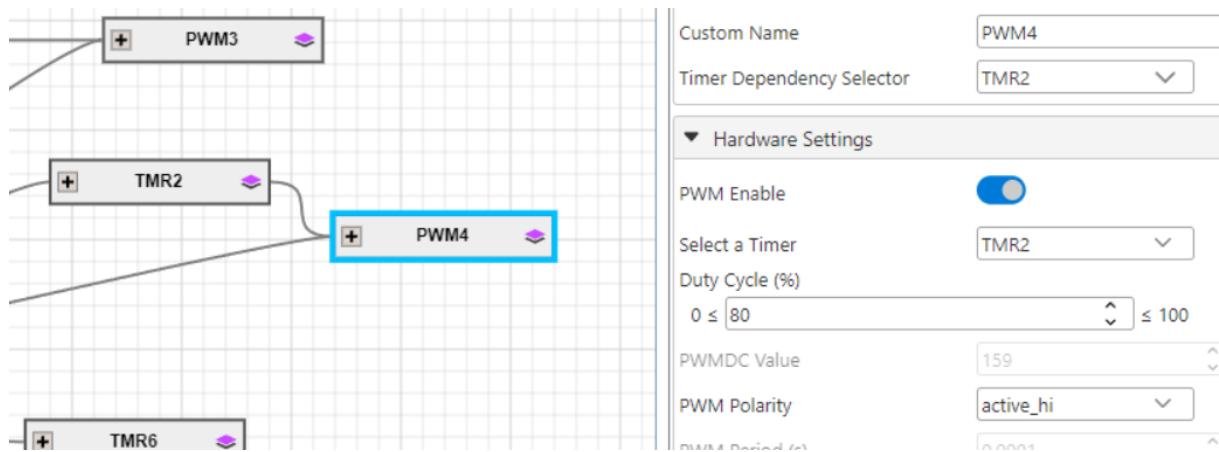
void PWM3_LoadDutyValue(uint16_t dutyValue)
{
    // Writing to 8 MSBs of PWM duty cycle in PWMDC register
    PWM3DCH = (uint8_t) ((dutyValue & 0x03FCu) >> 2);

    // Writing to 2 LSBs of PWM duty cycle in PWMDC register
    PWM3DCL = (uint8_t) ((dutyValue & 0x0003u) << 6);
}

```

Σχήμα 3.9 PWM3_Initialize(), PWM3_LoadDutyValue(uint16_t dutyvalue)

Αντίστοιχα, το PWM4 ελέγχεται από τον TMR2 και υλοποιείται η ίδια συνάρτηση για αυτή την μονάδα:



Σχήμα 3.10 Ρύθμιση PWM4

```

void PWM4_Initialize(void)
{
    // Set the PWM4 to the options selected in the User Interface

    // PWMPOL active_hi; PWMEN enabled;
    PWM4CON = 0x80;

    // PWMDCH 39;
    PWM4DCH = 0x27;

    // PWMDCL 3;
    PWM4DCL = 0xC0;

    CCTMRSbits.P4TSEL = 0x0;
}

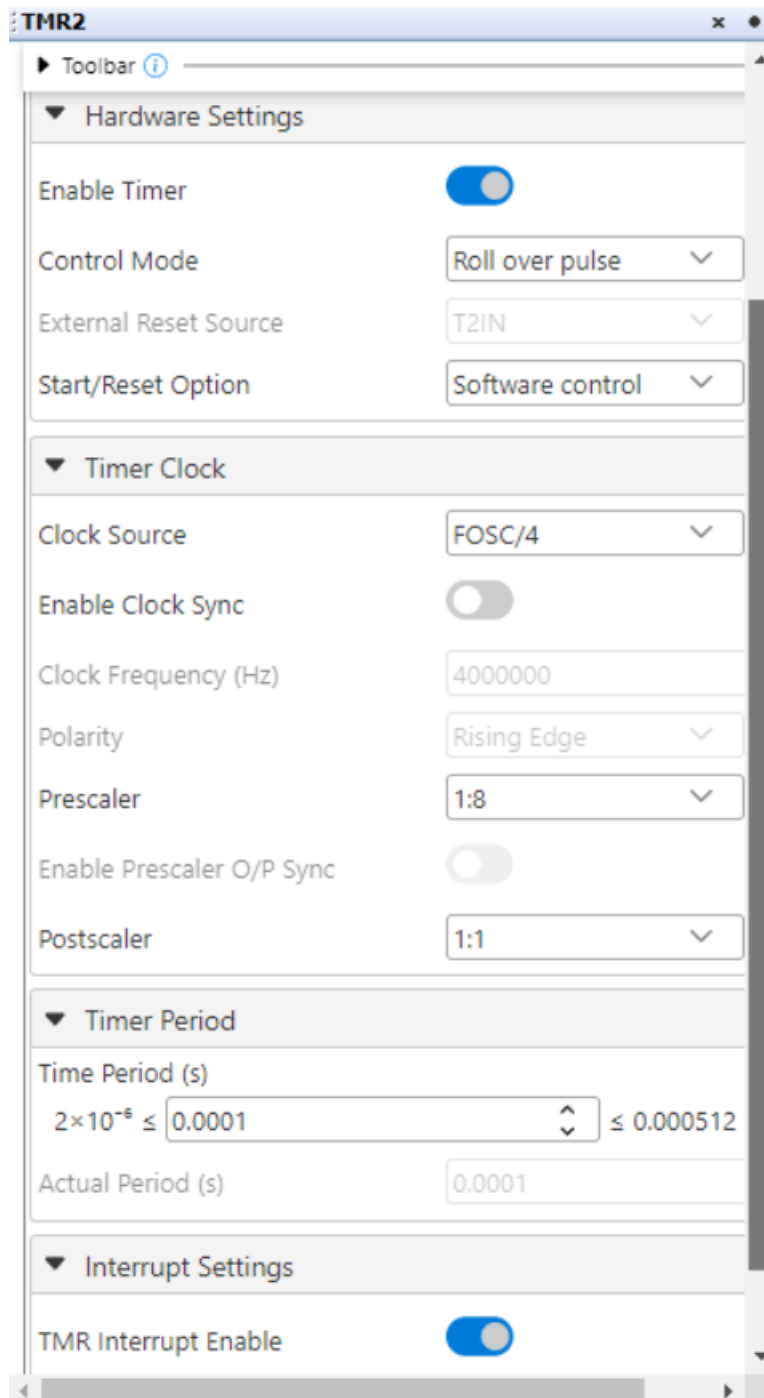
void PWM4_LoadDutyValue(uint16_t dutyValue)
{
    // Writing to 8 MSBs of PWM duty cycle in PWMDCH register
    PWM4DCH = (uint8_t) ((dutyValue & 0x03FCu) >> 2);

    // Writing to 2 LSBs of PWM duty cycle in PWMDCL register
    PWM4DCL = (uint8_t) ((dutyValue & 0x0003u) << 6);
}

```

Σχήμα 3.11 PWM4_Initialize(), PWM4_LoadDutyValue(uint16_t dutyvalue)

Οι συναρτήσεις TIMER2,4,6 από την άλλη προσφέρουν πολλές περισσότερες λειτουργίες. Οι πιο σημαντικές ωστόσο είναι η συναρτήσεις διαχείρισης interrupt:



Σχήμα 3.12 Ρύθμιση TMR2

Ο TMR2 χρησιμοποιείται για χρονομέτρηση ανά πάσα στιγμή ακατάπαυστα. Από την περίοδο 0.1ms, για να προσφέρει ακρίβεια 0.1ms στο αποτέλεσμα της μέτρησης χρόνου. Αυτό θεωρητικά μεταφράζεται σε ακρίβεια $340m/s * 0.0001s = 3.4cm$ στον υπολογισμό της απόστασης αν θεωρήσουμε τυπική ταχύτητα ήχου τα 340m/s.

```

void TMR2_Initialize(void) {
    // Set TMR2 to the options selected in the User Interface
    // TCS FOSC/4;
    T2CLKCON = 0x0;
    // TMODE Software control; TCKSYNC Not Synchronized; TCKPOL Rising Edge; TPSYNC Not Synchronized;
    T2HLT = 0x0;
    // TRSEL T2IN;
    T2RST = 0x0;
    // PR 49;
    T2PR = 0x31;
    // TMR 0x0;
    T2TMR = 0x0;

    // Set default overflow callback
    TMR2_OverflowCallbackRegister(TMR2_DefaultOverflowCallback);

    // Clearing IF flag before enabling the interrupt.
    PIR1bits.TMR2IF = 0;
    // Enabling TMR2 interrupt.
    PIE1bits.TMR2IE = 1;
    // TCKPS 1:8; TMRON on; TOUTPS 1:1;
    T2CON = 0x80;
}

```

Σχήμα 3.13 TMR2_Initialize(void)

Το MCC υπολογίζει αυτόματα τους registers TxPR για να ενεργοποιείται το interrupt με την σωστή περίοδο.

```

void TMR4_Initialize(void) {
    // Set TMR4 to the options selected in the User Interface
    // TCS FOSC/4;
    T4CLKCON = 0x0;
    // TMODE Software control; TCKSYNC Not Synchronized; TCKPOL Rising Edge; TPSYNC Not Synchronized;
    T4HLT = 0x0;
    // TRSEL T4IN;
    T4RST = 0x0;
    // PR 62;
    T4PR = 0x3E;
    // TMR 0x0;
    T4TMR = 0x0;

    // Set default overflow callback
    TMR4_OverflowCallbackRegister(TMR4_DefaultOverflowCallback);

    // Clearing IF flag before enabling the interrupt.
    PIR2bits.TMR4IF = 0;
    // Enabling TMR4 interrupt.
    PIE2bits.TMR4IE = 1;
    // TCKPS 1:128; TMRON on; TOUTPS 1:10;
    T4CON = 0xF9;
}

```

Σχήμα 3.14 TMR4_Initialize(void)

Στο τελικό πρόγραμμα ο TMR6 δεν χρησιμοποιείται, οπότε η αρχικοποίηση του είναι μη αναγκαία.

```

void INTERRUPT_Initialize (void)
{
    // Clear the interrupt flag
    // Set the external interrupt edge detect
    EXT_INT_InterruptFlagClear();
    EXT_INT_risingEdgeSet();
    // Set Default Interrupt Handler
    INT_SetInterruptHandler(INT_DefaultInterruptHandler);
    // EXT_INT_InterruptEnable();
}

```

Σχήμα 3.15 INTERRUPT_Initialize(void)

3.4.2 Δήλωση συναρτήσεων

Οι δύο κύριες συναρτήσεις που θα χρησιμοποιηθούν είναι οι TMR2_DefaultOverflowCallback(void) και TMR6_DefaultOverflowCallback, καθώς αυτές θα κληθούν όταν γίνει interrupt από overflow των δύο timers.

Για την μέτρηση χρόνου χρησιμοποιείται ο TMR2, όπως ειπώθηκε παραπάνω.

```

static void TMR2_DefaultOverflowCallback(void)
{
    currTick++;
    Set_CurrTick(currTick);
    v_WaveReceive_flag = 0;
    if(v_IxDone == true)
    {
        v_TickTx = v_CurrTick;
        v_IxDone = false;
    } else {
        __delay_ms(3);
        v_WaveReceive_flag = RC4 ;
    }
    if(v_WaveReceive_flag == true) v_TickRx = v_CurrTick;
    // add your TMR2 interrupt custom code
    // or set custom function using TMR2_OverflowCallbackRegister()
}

```

Σχήμα 3.16 TMR2_DefaultOverflowCallback(void)

Οι συναρτήσεις TMRx_DefaultOverflowCallback καλούνται όταν τα interrupt flags(TMRxIF) τους είναι set, δηλαδή το interrupt έχει κληθεί [13], και ενεργά.

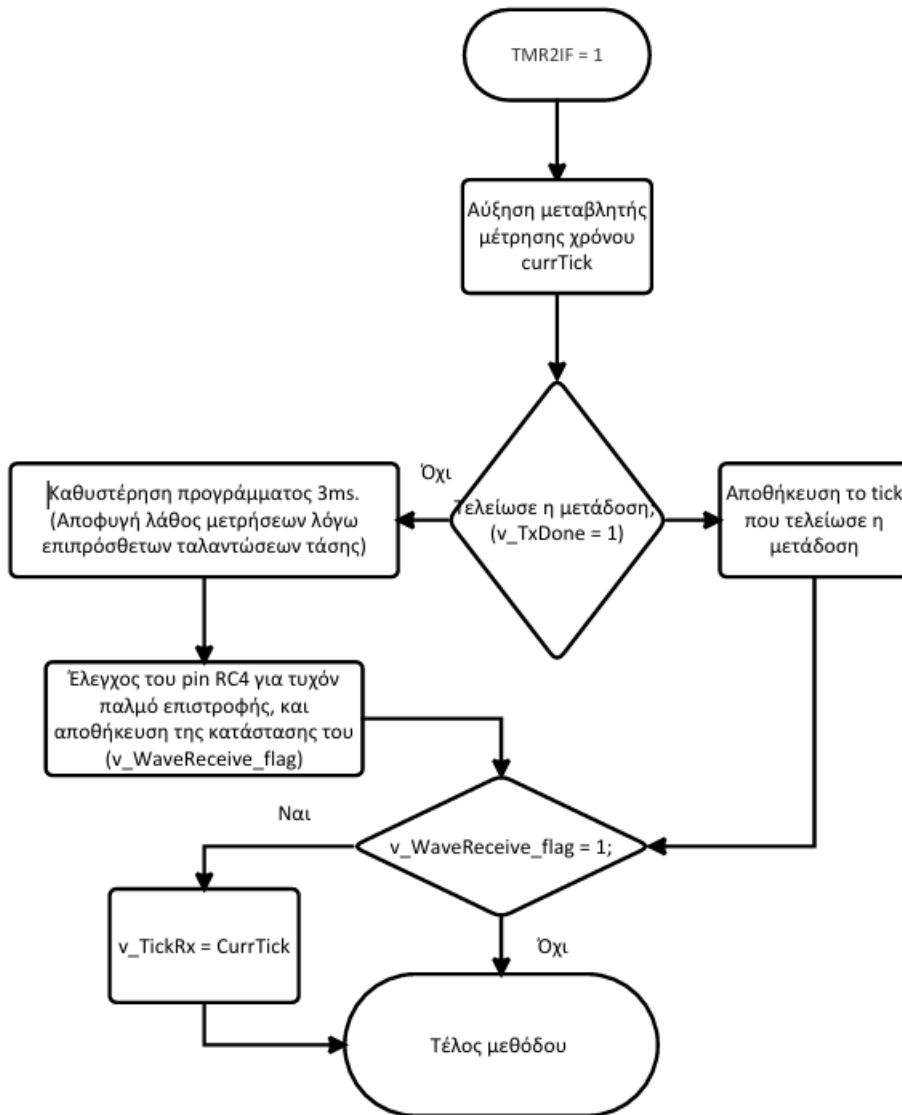
```

void __interrupt() INTERRUPT_InterruptManager (void)
{
    // interrupt handler
    if(INTCONbits.PEIE == 1)
    {
        if(PIE2bits.TMR4IE == 1 && PIR2bits.TMR4IF == 1)
        {
            TMR4_ISR();
        }
        else if(PIE1bits.TMR2IE == 1 && PIR1bits.TMR2IF == 1)
        {
            TMR2_ISR();
        }
        else
        {
            //Unhandled Interrupt
        }
    }
    else
    {
        //Unhandled Interrupt
    }
}

```

Σχήμα 3.17 INTERRUPT_InterruptManager(void)

Το διάγραμμα ροής του ISR(Interrupt Service Routine) του TMR2 είναι το εξής:



Σχήμα 3.18 Διάγραμμα ροής του ISR του TMR2

Για την παραγωγή των ριπών παλμών και PWM που απαιτούν η οθόνη ST7735 και το servo χρησιμοποιήθηκε ο TMR4.

```

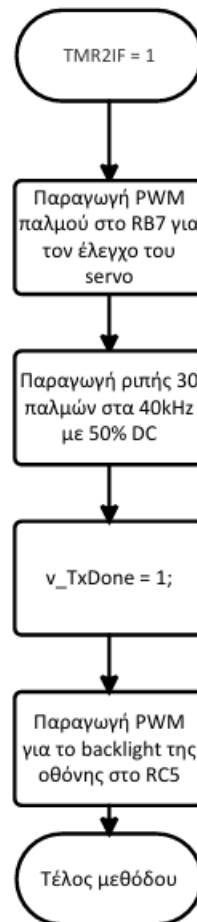
static void TMR4_DefaultOverflowCallback(void)
{
    PORTB = 0b10000000;
    for(int i = 0; i < x; i++) // SERVO PWM
    {
        __delay_us(6);
    }
    PORTB = 0b00000000;
    for (int i = 0; i < 31 ; i++) //PULSE SEQUENCE
    {
        PORTA = 0b00100000;
        __delay_us(20);
        PORTA = 0b00000000;
    }
    v_TickTx = T4TMR;

    x += updown;
    if(x < 100)
    {
        updown = 1;
    }
    if (x > 200)
    {
        updown = -1;
    }
    RC5 = 1; // BL PWM
    for(int i = 0; i < 100; i++)
    {
        __delay_us(6);
    }
    RC5 = 0;
}

```

Σχήμα 3.19 ISR του TMR4

Το μπλοκ διάγραμμα είναι το εξής:



Σχήμα 3.20 Μπλοκ διάγραμμα ISR του TMR4

Η δημιουργία των παλμών PWM για το servo γίνεται πριν την δημιουργία της ριπής, καθώς ο παλμός αυτός σύμφωνα με μετρήσεις που γίνανε στο κύκλωμα εμφανίζεται στον παλμό εξόδου. Έτσι τοποθετείται χρονικά σε ένα σημείο που δεν θα επηρεάσει την μέτρηση.

3.4.3 Η main()

Η main() συνάρτηση αναλαμβάνει να εκκινήσει την διαδικασία της αρχικοποίησης, και έπειτα μέσα σε μια while(1) να επεξεργάζεται το σήμα και να εμφανίζει τα αποτελέσματα στην TFT οθόνη.

```

int main(void)
{
    SYSTEM_Initialize();
    TFT_ST7735B_Initialize();
    fillScreen(ST7735_BLACK);
    NormalDisplay();
    __delay_ms(300);
    for(int i = 0; i < 100; i++)
    {
        RB7 = 1;
        __delay_us(2000);
        RB7 = 0;
        __delay_ms(20);
    }
    __delay_ms(300);
    fillScreen(ST7735_BLACK);
}

```

Σχήμα 3.21 Μέρος αρχικοποίησης τιμών της main()

Η μέθοδος SYSTEM_Initialize() αρχικοποιεί τα περιφερειακά του μικροελεγκτή.

Η TFT_ST7735B_Initialize() αρχικοποιεί την οθόνη TFT, και έπειτα μία διαδικασία loading λαμβάνει μέρος, με το πιο σημαντικό μέρος την επαναφορά του servo, για να σιγουρευτεί πως το servo βρίσκεται στην πιο αριστερή θέση, και έπειτα ενεργοποιούνται τα interrupts.

```

while(1)
{
    if (v_WaveReceive_flag == true)
    {
        v_TxRxTickDifference = v_TickTx - v_TickRx;
        v_TimeElapsed = v_TxRxTickDifference * INT_TIMER_STEP;
        v_DistanceNoCalib = SOUND_SPEED*v_TimeElapsed;
        v_DistanceNoCalib_int = (uint16_t)(v_DistanceNoCalib * 100);
        caDistanceMeter[0] = (uint8_t)(v_DistanceNoCalib_int/100) + '0';
        caDistanceMeter[2] = (uint8_t)((v_DistanceNoCalib_int % 100)/10)+'0';
        caDistanceMeter[3] = (uint8_t)(v_DistanceNoCalib_int % 10)+'0';
        drawtext(10,2, caDistanceMeter, ST7735_WHITE, 0, 1);
    }
}
}

```

Σχήμα 3.22 while() loop της main()

Μέσα στον βρόγχο while() υπολογίζεται η τελική απόσταση και ο μικροελεγκτής μέσω SPI την περνάει στην οθόνη σε μορφή Character Array (caDistanceMeter[3]). Άρα το μπλοκ διάγραμμα της main είναι:



Σχήμα 3.23 Διάγραμμα ροής της main

3.4.4 Αποτέλεσμα προγράμματος

Δυστυχώς, το παρόν πρόγραμμα δεν λειτουργεί σωστά, καθώς χρησιμοποιείται μόνο ένας interrupt handler και για τους δύο timers, με αποτέλεσμα αυτή η ασύγχρονη λογική μέτρησης χρόνου να μην είναι εφικτή ως έχει. Ο έλεγχος του servo λειτουργεί, ενώ η οθόνη επίσης παράγει μερικά σκουπίδια όταν έρχεται η στιγμή εμφάνισης του αποτελέσματος. Αυτά όλα απαιτούν μία αναθεώρηση της στρατηγικής που θα ληφθεί για την μέτρηση του χρόνου, και τον τρόπο με τον οποίο χειρίζεται ο uC την οθόνη.

Κεφάλαιο 4ο: Συμπεράσματα και προτάσεις βελτίωσης

4.1 Συμπεράσματα

Από την περάτωση αυτής της εργασίας, κατανοήθηκε ο τρόπος με τον οποίο λειτουργεί ένα πιεζοηλεκτρικό αισθητήριο και η ανάγκη αποτελεσματικών τρόπων ελέγχου ενός κυκλώματος. Επίσης, αποδείχθηκε πώς ένα κύκλωμα αντιδράει διαφορετικά σε ένα breadboard και διαφορετικά σε μία τυπωμένη πλακέτα. Αυτό επιδεικνύει την σημαντικότητα της ύπαρξης μεταβλητών στοιχείων στο κύκλωμα, έτσι ώστε να είναι δυνατή η ρύθμιση του in real time.

Επίσης αυτή η εργασία επέδειξε τις δυσκολίες και τα προβλήματα που παρουσιάζει ο προγραμματισμός ενός μικροελεγκτή από την αρχή, όπως και τα εμπόδια που συναντάει κανείς όταν ξεκινάει να παράγει ένα δικό του κύκλωμα από την αρχή. Πρέπει να λάβει υπόψιν του τις δυνατότητες του μικροελεγκτή, όπως και πιθανές προσθήκες, πέρα από το σχεδιαζόμενο κύκλωμα, είτε λόγω θορύβου, είτε λόγω παρασιτικών τάσεων.

4.2 Βελτιώσεις

Η εργασία αυτή μπορεί να βελτιωθεί κατά πολύ, αν αρχικά το κύκλωμα επανασχεδιαζόταν με τέτοιο τρόπο, ώστε οι παλμοί PWM και η επικοινωνία SPI να μην επηρεάζουν την κυματομορφή εξόδου του δικτύου λήψης. Επίσης θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ένα IC όπως το TL071, καθώς οι άλλοι 3 ενισχυτές του LM324 δεν χρησιμοποιούνται, αυξάνοντας άσκοπα το μέγεθος της πλακέτας. Θα μπορούσε κιόλας να εφαρμοστεί και κάποιου είδους αρνητική ανάδραση στο κύκλωμα με την χρήση buffer, ώστε η ανεπιθύμητη ταλάντωση που εμφανίζεται στην έξοδο του τελεστικού να απορριφθεί. Έτσι η ελάχιστη απόσταση μέτρησης του κυκλώματος θα μειωθεί.

Επίσης μία βελτίωση είναι η εισαγωγή ενός δεύτερου, μικρότερου uC με οποιαδήποτε συνδεσμολογία, καθώς έτσι θα μπορούσε το uC αυτό π.χ. να αναλάμβανε την παραγωγή όλων των παλμών εξόδου του κυκλώματος, και το κύριο uC να ήταν υπεύθυνο κυρίως για την επεξεργασία του σήματος επιστροφής, και την εμφάνιση των αποτελεσμάτων στην οθόνη. Αυτό θα παρουσίαζε αυξημένη πολυπλοκότητα στο κύκλωμα, ωστόσο θα απλοποιούσε τον προγραμματισμό.

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] J. Fiore, *Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuits: Theory and Application, 3E*. Utica, NY, USA: J. Fiore, 2024.
- [2] V. Vasudevan, "Fundamentals of Noise," Department of Electrical Engineering, Indian Institute of Technology Madras, 2025. [Online]. Available: <https://www.scribd.com/document/136014743/Fundamentals-of-Noise-V-Vasudevan-Department-of-Electrical-Engineering-Indian-Institute-of-Technology-Madras>. [Accessed: Jan. 25, 2025].
- [3] NXP Semiconductors. (2023). *LM324: Low Power Quad Operational Amplifiers* [Datasheet]. Retrieved from <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/17871/PHILIPS/LM324.html>.
- [4] Fairchild Semiconductor. (2001). *LM7805: 3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator* [Datasheet]. Retrieved from <https://www.alldatasheet.com/html-pdf/82833/FAIRCHILD/LM7805/405/1/LM7805.html>.
- [5] ON Semiconductor. (2007). *BC547: Amplifier Transistors (NPN Silicon)* [Datasheet]. Retrieved from <https://www.alldatasheet.com/html-pdf/11551/ONSEMI/BC547/915/5/BC547.html>.
- [6] Microchip Technology Inc. (2018). *2N7002: N-Channel Enhancement-Mode Vertical DMOSFET* [Datasheet]. Retrieved from <https://www.alldatasheet.com/html-pdf/1212116/MICROCHIP/2N7002/1137/2/2N7002.html>.
- [7] PC Services. (2017). *Circuit Ultrasonic Range Sensing*. Retrieved from <https://web.archive.org/web/20180430012533/http://www.pcserviceselectronics.co.uk/arduino/Ultrasonic/electronics.php#circuit>.
- [8] [Search results for: 100uF 16V 100 uF Ceramic Capacitors Metal Frame Speciality Ceramic Capacitors – Mouser Europe](#)
- [9] Makama, Aliyu & Binns, Richard & Basha, Majed. (2018). Application of an Infinite Gain Multiple Feedback Filter in VLC Link Range Extension. 10.1109/CIRSYSSIM.2018.8525874.
- [10] Massa, F. (2015). *Sonar Transducers: A History* [PDF]. Retrieved from https://web.archive.org/web/20150418081805/http://www.massa.com/wp-content/uploads/Frank_Massa-Sonar_Transducers-A_History.pdf
- [11] Analysis of Appropriate Parameters for Piezoelectric Ceramic Utilization by Using BVD Model Chalermchai Jeerapan, Witsarut Sriratana, Prasit Julsereewong, Sart Kumool
- [12] Multicomp Pro. (2022). *MCUSD16A40S12RO: Ultrasonic Sensor, Transceiver, 16mm Dia, 40kHz, -65dB, Aluminium, Silver, -40°C to 85°C* [Datasheet]. Retrieved from [3771810.pdf](#).
- [13] PIC16(L)F1615/9 14/20-Pin, 8-Bit Flash MCU Data Sheet Revision C (5/2016). Retrieved from [PIC16\(L\)F1615/9 Data Sheet](#)
- [14] Fahy, Frank (1998). *Fundamentals of noise and vibration*. John Gerard Walker. Taylor & Francis. p. 375. [ISBN 978-0-419-24180-5](#).

- [15] O'Connor, John J.; Robertson, Edmund F., "[Jacques Charles François Sturm](#)", [MacTutor History of Mathematics Archive](#), [University of St Andrews](#)
- [16] NOAA. What is sonar? National Ocean Service website, <https://oceanservice.noaa.gov/facts/sonar.html>, 06/16/24.
- [17] M. A. Ainslie (2010), *Principles of Sonar Performance Modeling*, Springer, p. 10
- [18] Hill, M. N. (1962). *Physical Oceanography*. Allan R. Robinson. Harvard University Press. p. 498.
- [19] David A. Brown; *Transducers and Arrays for Underwater Sound*. *J. Acoust. Soc. Am.* 1 September 2008; 124 (3): 1385. <https://doi.org/10.1121/1.2956476>
- [20] Microchip Technology Inc., "Ultrasonic Range Finder with ATtiny817 Hardware User Guide," [Online]. Available: [Ultrasonic Range Finder with ATtiny817 Hardware User Guide](#) [Accessed: 31-Jan-2025]
- [21] J. Kim, B. L. Grisso, J. K. Kim, D. S. Ha, and D. J. Inman, "Electrical Modeling of Piezoelectric Ceramics for Analysis and Evaluation of Sensory Systems," in *IEEE Sensors Applications Symposium (SAS)*, Atlanta, GA, USA, Feb. 2008, pp. 1-6.