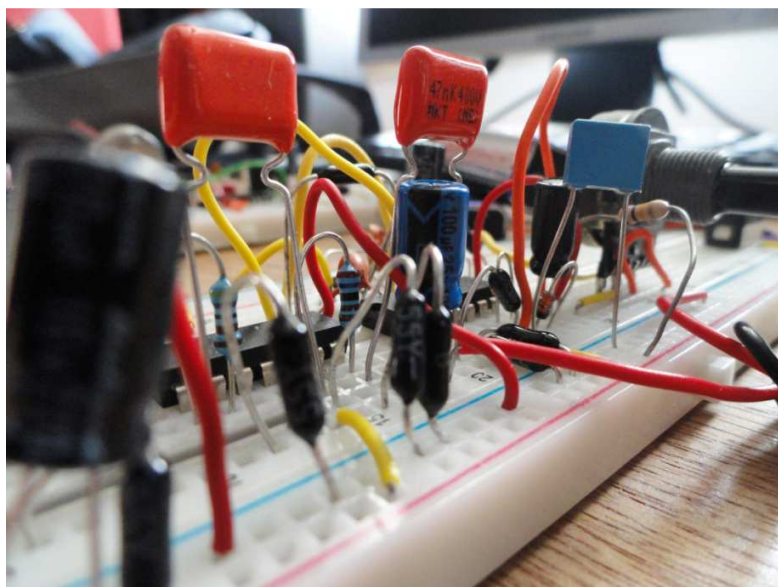




**ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΜΟΥΣΙΚΗΣ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ &
ΑΚΟΥΣΤΙΚΗΣ – ΤΕΙ ΚΡΗΤΗΣ – ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΡΕΘΥΜΝΟΥ**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ ΜΕ ΘΕΜΑ:

«Ασύρματα ακουστικά με υπέρυθρες»



Επιβλέπον Καθηγητής: Κ. Χρίστου Χρίστος

Σπουδαστής: Μιχάλης Κουμνάς

A.M. 738

ΡΕΘΥΜΝΟ 2015

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Στο παρόν σημείο θα ήθελα να επισημάνω τους παράγοντες που συνέβαλαν στην εκπόνηση της πτυχιακής μου εργασίας έχοντας ως αφετηρία τον επιβλέποντα μου καθηγητή **κ. Χρίστου Χρίστο**,

Επιπρόσθετα, τον κ. **Βενιέρη Εμμανουήλ** που με βοήθησε στο πρακτικό μέρος της πτυχιακής μου εργασίας όσον αφορά την υλοποίηση του κυκλώματος.

Τον κ. **Πιοτογιαννάκη Στέλιο** για την ανοχή που μου υπέδειξε σε όλη την διάρκεια της πτυχιακής μου εργασίας, για τις πολύτιμες συμβουλές του καθώς και για την καθοδήγηση του.

Τον συμφοιτητή μου Στέφανο Αλέξανδρο Συμεού για την παροχή της φωτογραφικής του μηχανής χωρίς την βοήθεια του οποίου θα ήταν αδύνατον να φωτογραφίσουμε το παρόν κύκλωμα με υψηλή ανάλυση, τον συμφοιτητή μου Αντώνιο.....για την βοήθεια του στις εργαστηριακές μετρήσεις αυτού του κυκλώματος.

Την μητέρα μου Ανδρονίκη Παπαδοπούλλου η οποία μου πρόσφερε ηθική και υλική καθ' όλη την περίοδο της πτυχιακής μου εργασίας.

Τους αδελφούς μου Εύρο, Αντώνιο, Έλενα & Ρήτου, Μαρίνο & Χρυσή τόσο για την ηθική όσο και για την υλική στήριξη τους.

Την παρούσα πτυχιακή εργασία θα ήθελα να την αφιερώσω στους συσπουδαστές μου του **ΤΕΙ Κρήτης**.

Η παρούσα πτυχιακή εργασία εκπονήθηκε στο Τμήμα:

**«Μηχανικών Μουσικής Τεχνολογίας και Ακουστικής»
Σχολή εφαρμοσμένων επιστημών (Ρέθυμνο).**

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

| | |
|--|----|
| ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ..... | 2 |
| ΠΕΡΙΛΗΨΗ/ ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ..... | 5 |
| ABSTRACT/ KEY WORDS..... | 6 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο | 7 |
| 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ | 7 |
| 1.1. Τι είναι Ακουστικός Ενισχυτής..... | 7 |
| 1.2. Τι είναι Υπέρυθρος (IR) Πομπός..... | 8 |
| 1.2.1. Φωτοεκπομπός Δίοδος (LED)..... | 9 |
| 1.3. Τι είναι Υπέρυθρος (IR) Δέκτης..... | 9 |
| 1.3.1. Τι είναι Φωτοδίοδος..... | 10 |
| 1.4. Τι είναι Διαμόρφωση..... | 11 |
| 1.4.1. Διαμόρφωση Πλάτους Παλμού (PWM)..... | 11 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο | 13 |
| 2. ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ | 13 |
| 2.1. Σχηματικό Διάγραμμα..... | 13 |
| 2.2. Διάγραμμα Ροής..... | 14 |
| 2.3. 1 ^η Βαθμίδα – Γεννήτρια Κυματομορφής Ράμπας (Γ.Κ.Ρ.)..... | 15 |
| 2.3.1. Χρονοδιακόπτης (LM555CN)..... | 15 |
| 2.3.2. Αντιστάτης και Ωμική Ηλεκτρική Αντίσταση..... | 15 |
| 2.3.3. Πυκνωτής..... | 16 |
| 2.3.4. Διπολικά Τρανζίστορ..... | 16 |
| 2.3.5. Αρχή Λειτουργίας 1 ^{ης} βαθμίδας Γ.Κ.Ρ..... | 17 |
| 2.3.5.1. Αρχή Λειτουργίας Χρονοδιακόπτη (LM555CN)..... | 19 |
| 2.3.6. Θεωρητικός Υπολογισμός Συχνότητας (f) Κυματομορφής Ράμπας..... | 20 |
| 2.4. 2 ^η Βαθμίδα – Συγκριτής..... | 20 |
| 2.4.1. Αρχή Λειτουργίας Κυκλώματος Συγκριτή (LM393N)..... | 21 |
| 2.4.2. Είσοδος Κυκλώματος Πομπού και Αναλογική Διαμόρφωση PWM..... | 21 |
| 2.5. 3 ^η Βαθμίδα – Οδηγός Φωτοεκπομπού Διόδου (LED)..... | 22 |
| 2.6. 4 ^η Βαθμίδα – Ανιχνευτής Υπερύθρων (IR) & Ενίσχυσης..... | 24 |
| 2.6.1. Φωτοδίοδος BPV23F..... | 24 |

| | | |
|----------|--|----|
| 2.6.2. | Τι είναι Τελεστικός Ενισχυτής (Τ.Ε.)..... | 24 |
| 2.6.2.1. | Τ.Ε. LF347N..... | 25 |
| 2.6.3. | Αρχή Λειτουργίας 4 ^{ης} Βαθμίδας Ανίχνευσης Υπερύθρων (IR)..... | 26 |
| 2.6.3.1. | Αρχή Λειτουργίας Βαθμίδας Ενίσχυσης..... | 27 |
| 2.7. | 5 ^η Βαθμίδα – 2 ^{ης} Τάξης Υψηλοπερατού Φίλτρου & Ενίσχυσης..... | 28 |
| 2.8. | 6 ^η Βαθμίδα – Ανίχνευσης Κατωφλίου/ Περιοριστή..... | 29 |
| 2.9. | 7 ^η Βαθμίδα – 3 ^{ης} Τάξης Χαμηλοπερατού Φίλτρου..... | 30 |
| 2.9.1. | Βαθμίδα Ακόλουθου Τάσης..... | 32 |
| | ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο | 34 |
| 3. | ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ..... | 34 |
| | ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο | 43 |
| 4. | ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ..... | 43 |
| 4.1. | Τι είναι η Πειραματική πλακέτα bread board..... | 43 |
| 4.2. | Συναρμολόγηση του Κυκλώματος..... | 44 |
| 4.3. | Αναπληρωματικά Ηλεκτρονικά Στοιχεία..... | 45 |
| | ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο | 46 |
| 5. | ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΗΣ ΟΡΘΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ..... | 46 |
| 5.1. | Πειραματική Διαδικασία..... | 46 |
| 5.1.1. | Έλεγχος 1 ^{ης} Βαθμίδας – Γεννήτριας Κυματομορφής Ράμπας..... | 46 |
| 5.1.2. | Έλεγχος 2 ^{ης} Βαθμίδας – Συγκριτή..... | 48 |
| 5.1.3. | Έλεγχος 3 ^{ης} Βαθμίδας – Οδηγός Φωτοεκπομπού διόδου (LED)..... | 50 |
| 5.1.4. | Έλεγχος 4 ^{ης} Βαθμίδας – Ανιχνευτή Υπερύθρων & Ενίσχυσης..... | 50 |
| 5.1.5. | Έλεγχος 5 ^{ης} Βαθμίδας – 2 ^{ης} Τάξης Υψηλοπερατό Φίλτρο & Ενίσχυσης..... | 52 |
| 5.1.6. | Έλεγχος 6 ^{ης} Βαθμίδας – Ανίχνευσης Κατωφλίου/ Περιοριστή..... | 53 |
| 5.1.7. | Έλεγχος 7 ^{ης} Βαθμίδας – 3 ^{ης} τάξης Χαμηλοπερατού Φίλτρου..... | 54 |
| 5.1.7.1. | Έλεγχος Βαθμίδας – Ακόλουθου Τάσης..... | 55 |
| 5.1.8. | Έλεγχος Εισόδου /Εξόδου του Κυκλώματος..... | 56 |
| | ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο | 58 |
| 6. | ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΟΙΟΤΙΚΟ ΕΛΕΓΧΟ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ..... | 58 |

| | |
|---|----|
| 6.1. Τι είναι Συχνοτική Απόκριση..... | 58 |
| 6.1.1. Πειραματική Διαδικασία..... | 59 |
| 6.1.2. Γράφημα Συχνοτικής Απόκρισης..... | 60 |
| 6.2. Απόσταση Εκπομπής του Κυκλώματος..... | 62 |
| 6.2.1. Πειραματική Διαδικασία..... | 62 |
| 6.2.2. Διάγραμμα Πλάτους Εξόδου σε Σχέση με την Απόσταση Εκπομπής του Κυκλώματος..... | 63 |
| ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ..... | 65 |
| ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ..... | 67 |
| ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ..... | 76 |

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σε αυτή την εργασία θα κατασκευάσω ένα κύκλωμα πομπού το οποίο θα λαμβάνει στην είσοδο του ένα ακουστικό σήμα από συσκευές ήχου όπως είναι: η τηλεόραση, η συσκευή αναπαραγωγής DVD, το στερεοφωνικό σύστημα και στην συνέχεια θα εκπέμπεται με υπέρυθρες. Επίσης κατασκευάζεται ένας δέκτης ο οποίος θα λαμβάνει το ακουστικό σήμα που εκπέμπεται από τον πομπό και στην έξοδο του θα συνδέεται με ακουστικά από όπου θα γίνεται η αναπαραγωγή του ήχου. Ο στόχος είναι να γίνει η εκπομπή του ακουστικού σήματος σε ελάχιστη απόσταση μέχρι 10 μ.

Στο 1^ο κεφάλαιο εξηγούμε τι είναι ο ακουστικός ενισχυτής, η συσκευή η οποία παράγει στην είσοδο του πομπού ένα ακουστικό σήμα. Ο υπέρυθρος (IR) πομπός είναι μία συσκευή η οποία εκπέμπει το σήμα πληροφορίας με υπέρυθρες. Ο υπέρυθρος (IR) δέκτης είναι η συσκευή η οποία λαμβάνει το σήμα πληροφορίας με υπέρυθρες. Η διαμόρφωση πλάτους παλμού (PWM) είναι μία τεχνική η οποία χρησιμοποιείται στο κύκλωμα πομπού – δέκτη για την εκπομπή του ακουστικού σήματος. Στο κεφάλαιο 2^ο εξηγείται η λειτουργία του κυκλώματος. Ο πομπός αποτελείται από της βαθμίδες γεννήτριας κυματομορφής ράμπας (Γ.Κ.Ρ.), του συγκριτή και οδηγού φωτοεκπομπού διόδου LED. Ο δέκτης αποτελείται από τις βαθμίδες ανιχνευτή υπέρυθρων (IR) & ενίσχυσης, 2^{ης} τάξης υψηλοπερατού φίλτρου, ανιχνευτή κατωφλίου/ περιοριστή και 3^{ης} τάξης χαμηλοπερατού φίλτρου & ακόλουθου τάσης. Στο κεφάλαιο 3^ο εξομοιώνεται το κύκλωμα σε υπολογιστικό πρόγραμμα multisim 1.0. για τον έλεγχο της ορθής λειτουργίας πριν να γίνει η κατασκευή του κυκλώματος. Στο κεφάλαιο 4^ο εξηγείται η κατασκευή του κυκλώματος. Στο κεφάλαιο 5^ο εξηγείται ο εργαστηριακός έλεγχος της ορθής λειτουργίας κυκλώματος. Στο κεφάλαιο 6^ο ακολουθούν οι εργαστηριακές μετρήσεις για τον ποιοτικό έλεγχο του κυκλώματος, της συχνοτικής απόκρισης και της μέγιστης απόστασης εκπομπής.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

υπέρυθρος πομπός, υπέρυθρος δέκτης, ακουστικός ενισχυτής, διαμόρφωση πλάτους παλμού, συσκευές ήχου

ABSTRACT

In this thesis I will construct a transmitter circuit that will obtain a line level signal from different audio devices like TV, DVD player, audio system and therefore will be transmitted by the use of infrared light. Also, in this thesis a receiver will be constructed that will obtain the audio transmitted signal from the transmitter and afterwards will be connected with audio headphones for the reproduction of the received sound. The intent of this thesis is to transmit an audio signal in a suggested distance of 10 meters.

In chapter 1 I explain what an audio amplifier device is, the responsible device for reproducing audio signal to the transmitter input. An IR transmitter is a device that transmits an information signal by infrared. An IR receiver is a device that receives an information signal by infrared. Pulse width modulation (PWM) is the technique used in the transmitter – receiver circuit to transmit the audio signal. In chapter 2 I demonstrate how the circuit functions. The transmitter consists of the stages: ramp waveform generator, comparator and light emitting Diode (LED) driver. The receiver consists of the stages: infrared (IR) detector & Amplifying stage, 2nd class high pass filter, threshold detector/ limiter, 3rd class low pass filter and buffer stage. In Chapter 3 the circuit is simulated in Multisim 1.0. software in order to check for proper functioning, before the construction of the circuit. In chapter 4 the construction of the circuit is demonstrated. In chapter 5, the laboratory tests for the proper function of the circuit are explained. In chapter 6, I discuss the laboratory tests for quality control, that is, the frequency response measurements and maximum transmission distance measurements.

KEY WORDS

IR transmitter, IR receiver, Pulse width modulation, audio amplifier, audio devices

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1. Τι είναι Ακουστικός Ενισχυτής

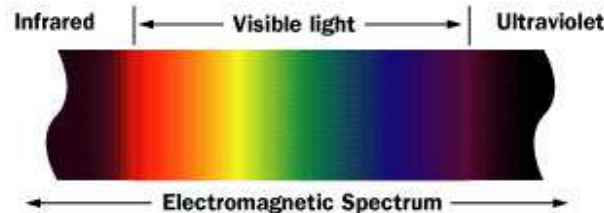
Ακουστικός ενισχυτής ισχύος είναι ένας ηλεκτρονικός ενισχυτής ο οποίος ενισχύει χαμηλής ισχύος σήματα ήχου (σήματα που αποτελούνται το ανθρώπινο φάσμα της ακοής, 20 – 20 000 Hz) σε ένα επίπεδο το οποίο οδηγεί κατάλληλα ηχεία ή ακουστικά και αποτελεί το τελευταίο στάδιο σε μια τυπική αλυσίδα αναπαραγωγής ήχου. Τα προηγούμενα στάδια σε μια τέτοια αλυσίδα είναι χαμηλής ισχύος ενισχυτές ήχου οι οποίοι εκτελούν καθήκοντα όπως προενίσχυση, ρύθμιση του τόνου, ανάμειξη/εφέ, ή πηγές ήχου όπως π.χ. οι συσκευές αναπαραγωγής δίσκων CD και κασετόφωνα. Στο σχήμα 1-1 παρουσιάζεται συσκευή ήχου η οποία περιλαμβάνει ένα ακουστικό ενισχυτή. Στο μπροστινό μέρος της συσκευής φαίνεται η έξοδος / Line Out η οποία παρέχει ισχύ σε χαμηλής έντασης μετατροπείς όπως τα ακουστικά. Επομένως αυτή η έξοδος θα χρησιμοποιείται για να παρέχει ισχύ στην είσοδο της κατασκευής πομπού.



Σχήμα 1-1: Συσκευή ήχου και έξοδος για ακουστικά Line Out.

1.2. Τι είναι Υπέρυθρος (IR) Πομπός

Οι υπέρυθρες (infrared) είναι μία περιοχή του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος μόλις έξω από το ορατό φάσμα του φωτός όπως φαίνεται στο σχήμα 1-2.



Σχήμα 1-2: Υπέρυθρη περιοχή του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος.

Ο υπέρυθρος (IR) πομπός είναι μία πηγή φωτεινής ενέργειας στο υπέρυθρο φάσμα. Είναι μία φωτοεκπομπός δίοδος (LED) η οποία χρησιμοποιείται για να μεταδώσει υπέρυθρα σήματα από ένα τηλεχειριστήριο. Στο σχήμα 1-3 φαίνεται φωτοεκπομπός δίοδος LED να μεταδίδει υπέρυθρα σήματα από το τηλεχειριστήριο.



Σχήμα 1-3: Φωτοεκπομπός δίοδος LED να μεταδίδει υπέρυθρα σήματα από το τηλεχειριστήριο.

Γενικά, όσο περισσότερες είναι σε ποσότητα τόσο το καλύτεροι είναι οι πομποί, τόσο ισχυρότερο και ευρύτερο είναι το σήμα που προκύπτει. Ένα τηλεχειριστήριο με ισχυρούς πομπούς μπορεί συχνά να χρησιμοποιείται χωρίς να σημαδεύεται απευθείας στην επιθυμητή συσκευή. Οι υπέρυθροι πομποί είναι εν μέρη υπεύθυνοι για το εύρος των συχνοτήτων που ελέγχουν. Ένας υπέρυθρος (IR) πομπός παράγει υπέρυθρο φως το οποίο μεταδίδει πληροφορίες και εντολές από μία συσκευή σε μία άλλη. Τυπικά μία συσκευή λαμβάνει το σήμα που εκπέμπεται και έπειτα περνά το υπέρυθρο (IR) σήμα μέσω του πομπού σε μία άλλη συσκευή.

1.2.1. Φωτοεκπομπός Δίοδος (LED)

Η φωτοεκπομπός δίοδος LED είναι συσκευή με δύο ακροδέκτες όπως οι δίοδοι επαφής p-n, εκτός από ότι είναι σχεδιασμένη να εκπέμπει στο ορατό ή στο υπέρυθρο φως. Όταν ο ακροδέκτης της ανόδου σε ένα LED γίνει πιο θετικός από την κάθοδο (τουλάχιστον κατά 0,6 - 2,2 V), το ρεύμα ρέει μέσα από τη συσκευή και εκπέμπεται φως. Ωστόσο, αν η πολικότητα αντιστραφεί (η άνοδος να είναι πιο αρνητική από την κάθοδο), η δίοδος LED δεν εκπέμπει φως. Το τμήμα της επαφής p-n είναι συσκευασμένο σε ένα πλαστικό κέλυφος όπως φαίνεται στο σχήμα 1-4 το οποίο διαχέει το φως και κάνει την δίοδο να φαίνεται πιο φωτεινή.



Σχήμα 1-4: Συσκευή φωτοεκπομπός δίοδος LED.

1.3. Τι είναι Υπέρυθρος (IR) Δέκτης

Ο Υπέρυθρος δέκτης είναι μία συσκευή η οποία στέλνει πληροφορίες από ένα υπέρυθρο τηλεχειριστήριο σε μία άλλη συσκευή λαμβάνοντας και αποκωδικοποιώντας σήματα. Γενικά, ο δέκτης εξάγει έναν κωδικό ο οποίος μπορεί να προσδιορίσει με μοναδικό τρόπο το υπέρυθρο σήμα που λαμβάνει. Αυτός ο κωδικός στην συνέχεια χρησιμοποιείται για να μετατρέψει τα σήματα από το τηλεχειριστήριο σε μία μορφή η οποία μπορεί να γίνει κατανοητή από την άλλη συσκευή. Είναι το μέρος της συσκευής που λαμβάνει τις υπέρυθρες εντολές από το τηλεχειριστήριο. Επειδή οι υπέρυθρες είναι φως απαιτείται απευθείας ορατότητα για τον καλύτερο δυνατό χειρισμό, αλλά παρόλα αυτά μπορεί να αντανακλάται από αντικείμενα όπως γυαλί και τοίχο. Λανθασμένα τοποθετημένοι υπέρυθροι (IR) δέκτες μπορούν να έχουν σαν αποτέλεσμα αυτό που ονομάζεται «οπτική σήραγγας» δηλαδή η απόσταση χειρισμού του τηλεχειριστηρίου μειώνεται επειδή τοποθετείται πολύ πιο πίσω από το σασί της συσκευής. Στο σχήμα 1-5 βλέπουμε τυπική συσκευή τηλεόρασης η οποία ενσωματώνει στο εσωτερικό της μέρος για τον απομακρυσμένο έλεγχο της λειτουργίας της ένα υπέρυθρο (IR) δέκτη.



Σχήμα 1-5: Τυπική συσκευή με ενσωματωμένο υπέρυθρο (IR) δέκτη για τον απομακρυσμένο έλεγχο της λειτουργίας της.

Μια συσκευή υπέρυθρου (IR) δέκτη χρησιμοποιεί στο εσωτερικό της μία φωτοδίοδο με σκοπό να λαμβάνει τις υπέρυθρες εντολές και μηνύματα.

1.3.1. Τι είναι Φωτοδίοδος

Η φωτοδίοδος είναι συσκευή η οποία μετατρέπει το φως σε ηλεκτρικό ρεύμα. Μία υπέρυθη (IR) φωτοδίοδος είναι σχεδιασμένη ειδικά για να ανταποκρίνεται στο υπέρυθρο (IR) φάσμα. Οι κανονικές φωτοδιόδους παράγουν ηλεκτρικό ρεύμα ως απάντηση στο ορατό φως. Μια υπέρυθη IR φωτοδίοδος ενσωματώνει ένα υπέρυθρο (IR) φίλτρο για να εμποδίσει το ορατό φως και να επιτρέψει μόνο σε υπέρυθρα (IR) μήκη κύματος φωτός να περάσουν. Αυτό μειώνει το επίπεδο των παρεμβολών από το φως στο υπόβαθρο και εξασφαλίζει ότι το ρεύμα θα παράγεται μόνο όταν υπέρυθρο φως είναι παρόν. Οι φωτοδιόδους χαρακτηρίζονται από γρήγορη απόκριση έτσι χρησιμοποιούνται συχνά για τον εντοπισμό γρήγορων παλμών στο υπέρυθρο φως. Ατομικές φωτοδιόδους δεν παράγουν αρκετό ρεύμα στην έξοδο και γι αυτό συνδέονται συνήθως σε ανάστροφη πόλωση με μία μπαταρία για αυξημένο ρεύμα εξόδου. Για να είναι αξιοποιήσιμο το ρεύμα εξόδου μίας φωτοδίοδου συνήθως ενσωματώνεται σε διάφορα κυκλώματα ενίσχυσης. Στο σχήμα 1-6 βλέπουμε την ηλεκτρονική συσκευή φωτοδίοδος.



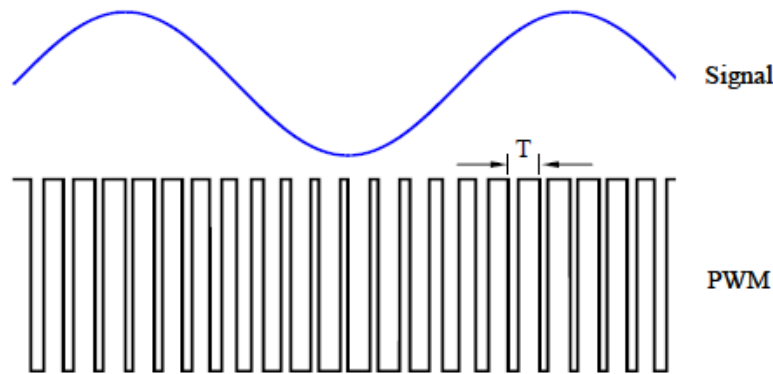
Σχήμα 1-6: Ηλεκτρονική Συσκευή φωτοδίοδος.

1.4. Τι είναι Διαμόρφωση

Διαμόρφωση είναι η διαδικασία κατά την οποία ένα σήμα πληροφορίας το οποίο πρόκειται να μεταδοθεί ενσωματώνεται σε ένα άλλο υψηλής συχνότητας σήμα ή αλλιώς όπως ονομάζεται μεταφορέα σήματος ο οποίος μπορεί να "μεταφέρει" το σήμα της πληροφορίας σε μεγάλες αποστάσεις με ηλεκτρομαγνητικά κύματα. Η αντίστροφη διαδικασία η οποία εξάγει το σήμα πληροφορίας ονομάζεται αποδιαμόρφωση.

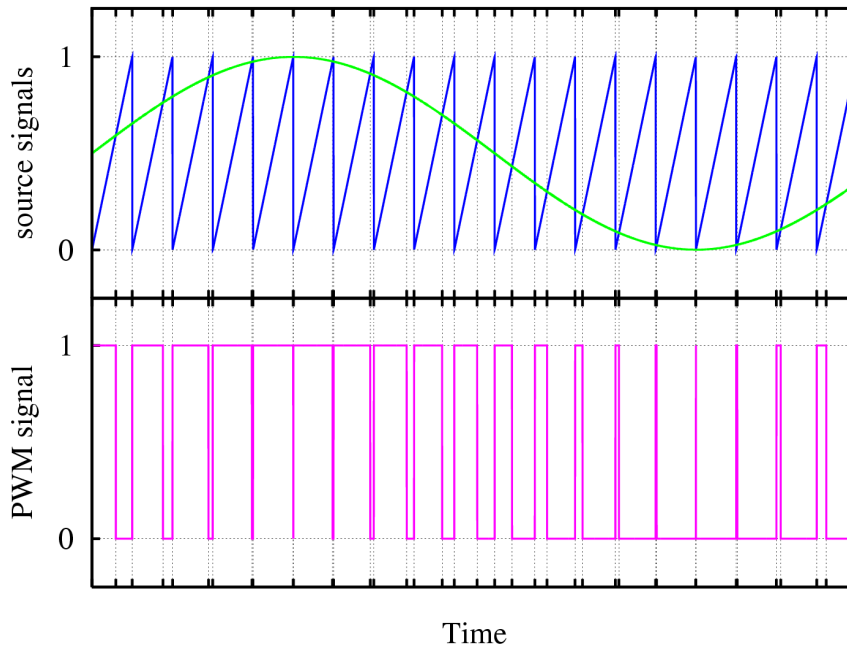
1.4.1. Διαμόρφωση Πλάτους Παλμού (PWM)

Η διαμόρφωση πλάτους παλμού PWM χρησιμοποιείται στις οπτικές επικοινωνίες και είναι σχετικά εύκολη στην υλοποίησή της. Στο σχήμα 1-7 βλέπουμε την βασική ιδέα της διαμόρφωσης πλάτους παλμού PWM.



Σχήμα 1-7: Διαμόρφωση πλάτους παλμού PWM.

Η διαμόρφωση πλάτους παλμού PWM απαιτεί μια σειρά παλμών σε μία συχνότητα ($1/T$) με μεταβλητό πλάτος παλμού ή περιοδικό κύκλο σε ποσοστό επί τις 100%. Το σήμα της πληροφορίας (signal σήμα – με μπλε χρώμα όπως φαίνεται στο σχήμα 1-7) χρησιμοποιείται για να ελέγξει το πλάτος παλμού (το PWM σήμα – με μαύρο χρώμα όπως φαίνεται στο σχήμα 1-7). Το πλάτος παλμού σε κάθε χρονική στιγμή είναι ανάλογο με το σήμα της πληροφορίας. Όταν το σήμα πληροφορίας αυξάνεται, το πλάτος παλμού αυξάνεται, αντίθετα όταν το σήμα πληροφορίας μειώνεται, το πλάτος παλμού μειώνεται. Η διαμόρφωση πλάτους παλμού PWM απαιτεί μία κυματομορφή ράμπας στην είσοδο ενός συγκριτή και στην άλλη είσοδο το σήμα της πληροφορίας όπως φαίνεται στο σχήμα 1-8.



Σχήμα 1-8: Διαμόρφωση πλάτους παλμού PWM είσοδοι/ έξοδος.

Όταν το σήμα της πληροφορίας (με πράσινο χρώμα – source signals όπως φαίνεται στο σχήμα 1-8) έχει μεγαλύτερη τιμή από την κυματομορφή ράμπας (με μπλε χρώμα – source signals όπως φαίνεται στο σχήμα 1-8), η έξοδος (με μοβ χρώμα – PWM signal όπως φαίνεται στο σχήμα 1-8) γίνεται υψηλή κατάσταση διαφορετικά γίνεται χαμηλή κατάσταση.

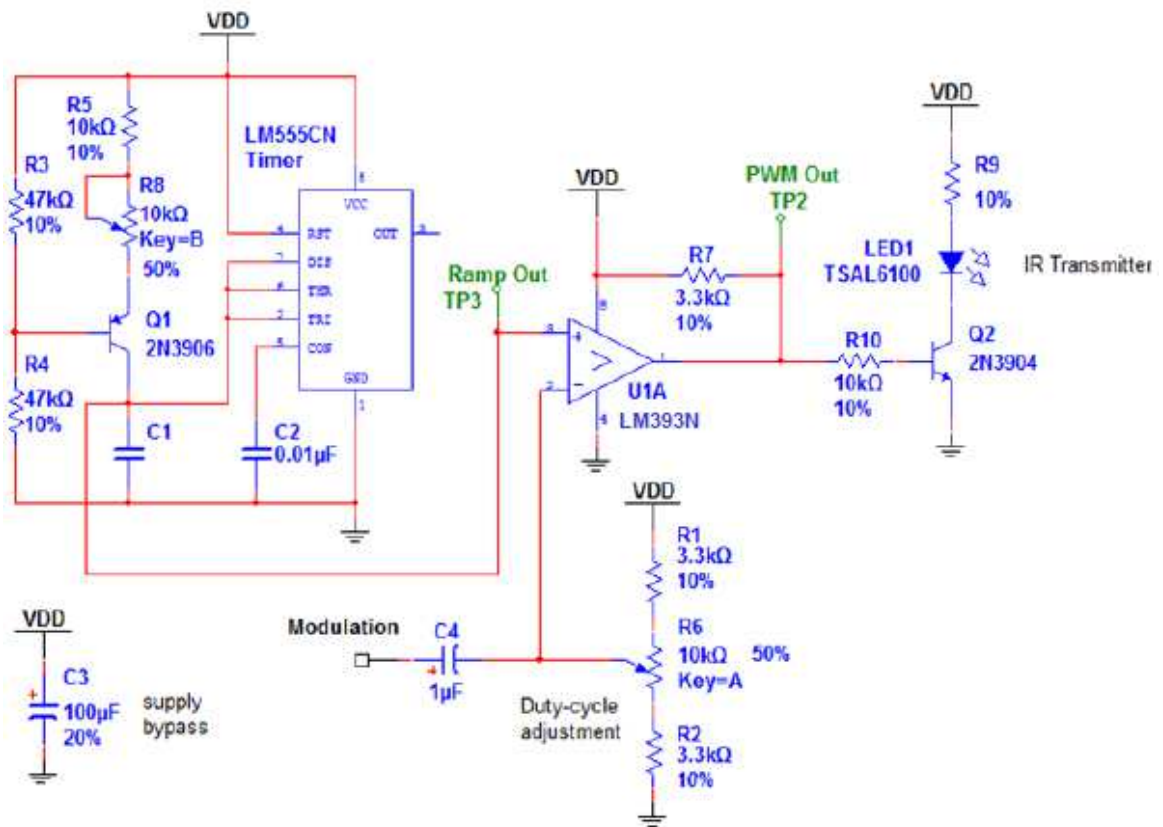
Στις οπτικές επικοινωνίες συνήθως ως πηγή φωτεινότητας χρησιμοποιείται μία φωτοεκπομπός δίοδος LED. Είναι σχετικά εύκολο να υλοποιηθεί ένα κύκλωμα το οποίο θα ενεργοποιεί και θα απενεργοποιεί γρήγορα την φωτοεκπομπό δίοδο LED έτσι η διαμόρφωση πλάτους παλμού PWM θεωρείται κατάλληλη για δίοδο LED. Αυτό που απαιτείται τώρα είναι ένα κύκλωμα με μεταβλητό περιοδικό κύκλο το οποίο θα ελέγχει τον χρόνο που θα ενεργοποιείται η θα απενεργοποιείται ο πομπός. Η αποδιαμόρφωση του σήματος γίνεται επίσης σχετικά εύκολα, η μέση τιμή του σήματος PWM σε κάθε περίοδο (T) του μεταφορέα όπως βλέπουμε στο σχήμα 1-8 είναι ανάλογη του πλάτους παλμού το οποίο με την σειρά του είναι ανάλογο του σήματος πληροφορίας. Αυτό που απαιτείται τώρα να γίνει είναι στο τέλος του δέκτη να περάσει το σήμα μας μέσα από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο για την εξάλειψη τον μεταφορέα σήματος και να ανακτηθεί το σήμα πληροφορίας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

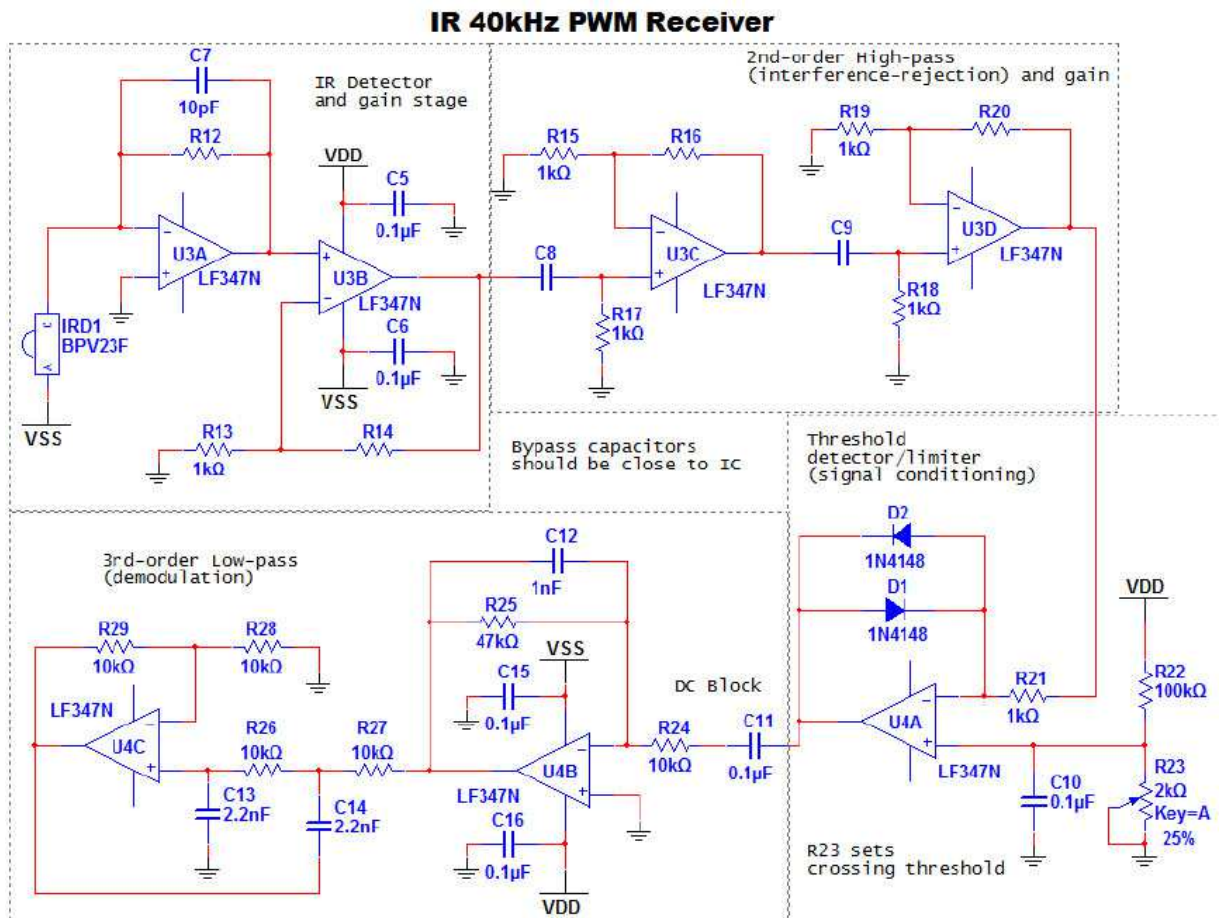
2. ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

2.1. Σχηματικό Διάγραμμα

Το σχηματικό διάγραμμα του πομπού – δέκτη φαίνεται στο σχήμα 2-1 και 2-2.



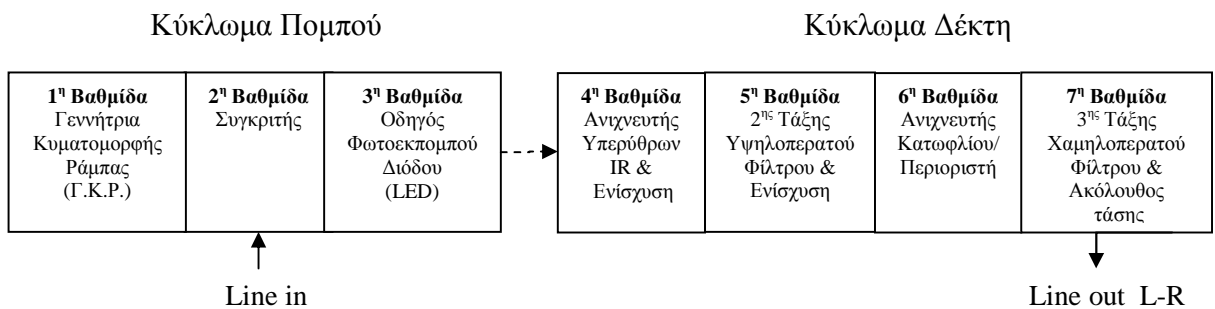
Σχήμα 2-1: Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος πομπού.



Σχήμα 2-2: Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος δέκτη.

2.2. Διάγραμμα Ροής

Το ακουστικό σήμα εισέρχεται αρχικά στην είσοδο του πομπού σε επίπεδο Line και στην συνέχεια ακολουθά το διάγραμμα ροής όπως φαίνεται στο σχήμα 2-3.



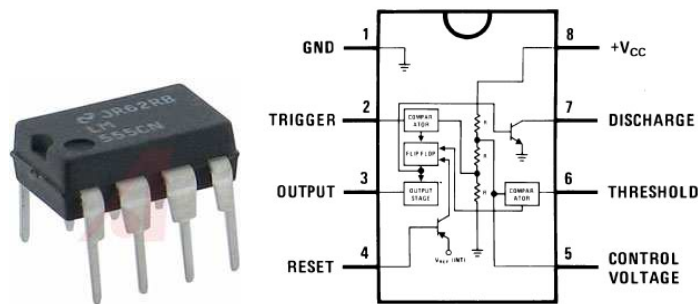
Σχήμα 2-3: Διάγραμμα ροής κυκλώματος πομπού - δέκτη.

2.3. 1^η Βαθμίδα – Γεννήτρια Κυματομορφής Ράμπας (Γ.Κ.Ρ.)

Η 1^η βαθμίδα παράγει στην έξοδο της μία κυματομορφή ράμπας. Αρχικά εξηγούνται τα στοιχεία που θα χρησιμοποιήσει το 1^ο κύκλωμα της γεννήτριας ράμπας και ακολούθως εξηγούμε τον τρόπο λειτουργίας του κυκλώματος.

2.3.1. Χρονοδιακόπτης (LM555CN)

Ο Χρονοδιακόπτης LM555CN είναι μία πολύ σταθερή συσκευή η οποία παράγει χρονικές καθυστερήσεις. Προσφέρεται σε ένα πλαστικό πακέτο (DIP) ή ολοκληρωμένο κύκλωμα (IC) με 8 ακροδέκτες. Ο κάθε ακροδέκτης μπορεί να εκτελεί μία διακριμένη λειτουργία όπως φαίνεται στο σχήμα 2-4.



Σχήμα 2-4: Ολοκληρωμένο (IC) χρονοδιακόπτης LM555CN και το αντίστοιχο διάγραμμα σύνδεσης.

2.3.2. Αντιστάτης και Ωμική Ηλεκτρική Αντίσταση

Ο αντιστάτης είναι ένα ηλεκτρονικό στοιχείο που χρησιμοποιείται σε διάφορα κυκλώματα για τον έλεγχο της ροής του ρεύματος. Η ωμική ηλεκτρική αντίσταση είναι το μέγεθος με το οποίο προσμετρείται η δυσχέρεια στην έλευση ηλεκτρικού ρεύματος μέσα από ένα υλικό. Στο σχήμα 2-5 φαίνεται το κυκλωματικό σύμβολο και το ηλεκτρονικό στοιχείο αντιστάτης.



Σχήμα 2-5: Κυκλωματικό σύμβολο και ηλεκτρονικό στοιχείο αντιστάτης.

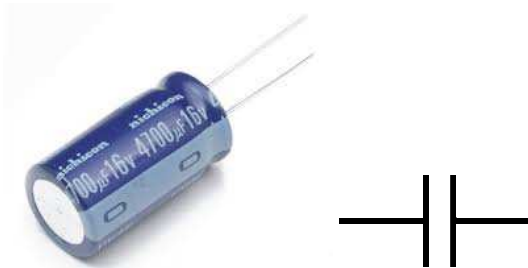
Η ωμική αντίσταση, ορίζεται ως το πηλίκο της διαφοράς δυναμικού προς την ένταση του ηλεκτρικού ρεύματος όπως περιγράφεται με την σχέση:

$$R = \frac{V}{I} \quad (\text{Σχέση 2.1})$$

Όπου, R: Η Αντίσταση σε Ohms, V: Τάση σε Volts, I: Ρεύμα σε Amperes.

2.3.3. Πυκνωτής

Ο πυκνωτής είναι ένα παθητικό στοιχείο με δύο άκρα το οποίο χρησιμοποιείται για την αποθήκευση ενέργειας σε ένα ηλεκτρικό πεδίο ηλεκτροστατικά. Στο σχήμα 2-6 βλέπουμε το ηλεκτρονικό στοιχείο του πυκνωτή και το αντίστοιχο κυκλωματικό σύμβολο του.



Σχήμα 2-6: Ηλεκτρονικό στοιχείο πυκνωτής και κυκλωματικό σύμβολο.

Ο πυκνωτής χρησιμοποιείται σε ηλεκτρονικά κυκλώματα για την παρεμπόδιση της διέλευσης του συνεχές dc ρεύματος ενώ ταυτόχρονα επιτρέπει την διέλευση του εναλλασσόμενου ac ρεύματος. Η αντίδραση του πυκνωτή περιγράφεται με την σχέση:

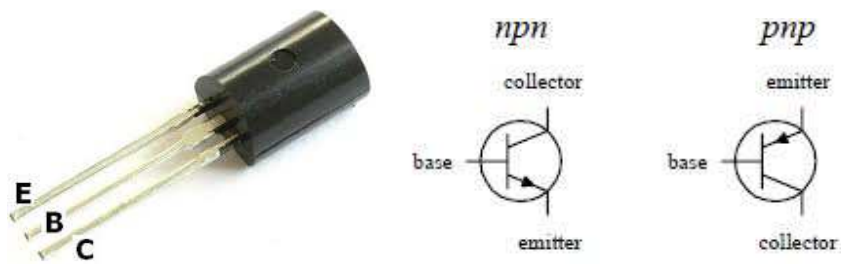
$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} \quad (\text{Σχέση 2.2})$$

Όπου: C: Χωρητικότητα πυκνωτή, f: Συχνότητα του εναλλασσόμενου ac ρεύματος.

Ο πυκνωτής χρησιμοποιείται ευρέως σε ηλεκτρονικά κυκλώματα όπως τα αναλογικά φίλτρα, για την εξομάλυνση της τάσης εξόδου των τροφοδοτικών κ.τ.λ.

2.3.4. Διπολικά Τρανζίστορ

Τα Διπολικά τρανζίστορ είναι ημιαγωγές συσκευές τριών ακροδεκτών οι οποίες λειτουργούν ως ελεγχόμενοι διακόπτες ή ενισχυτές. Οι συσκευές αυτές έρχονται ως npn ή pnp. Στο σχήμα 2-7 βλέπουμε το ηλεκτρονικό στοιχείο τρανζίστορ και το κυκλωματικό σύμβολο σε διάταξη npn και pnp.

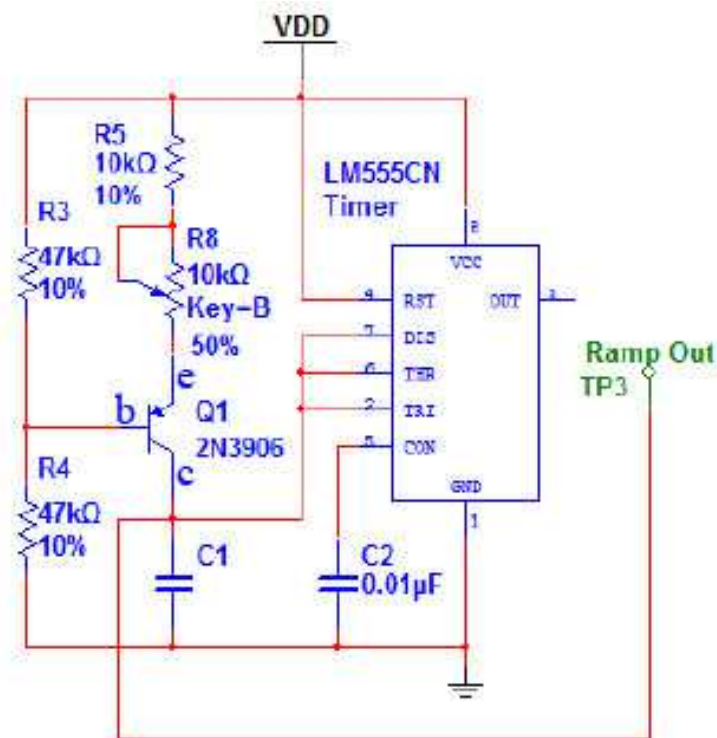


Σχήμα 2-7: Ηλεκτρονικό στοιχείο τρανζίστορ και κυκλωματικό σύμβολο.

Ένα npn διπολικό τρανζίστορ χρησιμοποιεί ένα μικρό ρεύμα στην είσοδο και θετική τάση στην βάση (base) σε σχέση με τον εκπομπό (emitter) για να ελέγξει ένα μεγαλύτερο ρεύμα από τον συλλέκτη (collector) προς τον εκπομπό αντίθετως, ένα τρανζίστορ pnp χρησιμοποιεί ένα μικρό ρεύμα ως έξοδο στην βάση και αρνητική τάση βάσης σε σχέση με τον εκπομπό για να ελέγξει ένα μεγαλύτερο ρεύμα από τον εκπομπό προς τον συλλέκτη.

2.3.5. Αρχή Λειτουργίας 1^{ης} βαθμίδας Γ.Κ.Ρ.

Το κύκλωμα της 1^{ης} βαθμίδας Γ.Κ.Ρ. φαίνεται στο σχήμα 2-8.



Σχήμα 2-8: Κύκλωμα 1^{ης} βαθμίδας γεννήτριας κυματομορφής ράμπας.

Αρχικά οι αντιστάσεις R3 και R4 όπως φαίνεται στο σχήμα 2-8 δημιουργούν ένα διαιρέτη τάσης ο οποίος πολώνει την βάση (b) του τρανζίστορ σε δυναμικό το οποίο υπολογίζεται με την σχέση του διαιρέτη τάσης όπως φαίνεται με την σχέση:

$$VR4 = \frac{R4}{R3+R4} \cdot VDD \quad (\text{Σχέση 2.3})$$

Αντικαθιστώντας τα δεδομένα πιο πάνω στην σχέση 2.3 υπολογίζουμε το δυναμικό πόλωσης της βάσης (b) να έχει τιμή μέσα από την σχέση:

$$VR4 = \frac{47K}{94K} \cdot 9V = 4.5V \quad (\text{Σχέση 2.4})$$

Η τάση 4.5 V στην είσοδο της βάσης πολώνει ορθά την επαφή εκπομπού (e) – βάσης (b) και προκαλεί ένα μεγαλύτερο ρεύμα στον εκπομπού (e) προς τον συλλέκτη (c). Ο συλλέκτης (c) λειτουργεί ως πηγή ρεύματος για την γραμμική φόρτιση του πυκνωτή χρονισμού C1. Ο πυκνωτής χρονισμού C1 χρησιμοποιείται για να παράγει μία γραμμική αυξανόμενη τάση. Το ποτενσιόμετρο R8 ελέγχει το ρεύμα στον συλλέκτη (c) το οποίο χρησιμοποιείται για την τελική ρύθμιση της συχνότητας εξόδου. Για τον καθορισμό της τιμής του πυκνωτή χρονισμού C1 χρησιμοποιείται η τοπολογία στο σχήμα 12 (Fig. 12), στο Παράρτημα A η οποία είναι πανομοιότυπη προς το παρόν κύκλωμα στο σχήμα 2-8 και μας περιγράφει την περίοδο (T) της ράμπας όπως φαίνεται με την σχέση:

$$T = \frac{2/3 \cdot VCC \cdot RE \cdot (R1+R2) \cdot C}{R1 \cdot VCC - VBE \cdot (R1+R2)} \quad (\text{Σχέση 2.5})$$

Αναπροσαρμόζουμε στην συνέχεια την σχέση 2-3 με τα δεδομένα του παρόν κυκλώματος στο σχήμα 2-8 με την πιο κάτω σχέση:

$$T = \frac{\frac{2}{3} \cdot VDD \cdot (R5+R8) \cdot (R3+R4) \cdot C1}{R3 \cdot VDD - VBE \cdot (R3+R4)} \quad (\text{Σχέση 2.6})$$

Σε αυτό το σημείο θέλουμε να δημιουργήσουμε μία σχέση η οποία θα μας υπολογίζει την συχνότητα (f) ράμπας γι αυτό χρησιμοποιούμε την γνωστή σχέση από την φυσική η οποία συνδέει την περίοδο (T) με την συχνότητα (f) με την σχέση:

$$f=1/T \quad (\text{Σχέση 2.7})$$

Αντικαθιστώντας την σχέση 2.7 στην σχέση 2.6 δημιουργούμε την νέα σχέση η οποία μας δίνει την συχνότητα (f) ράμπας όπως φαίνεται με την σχέση:

$$f = \frac{R3 \cdot VDD - VBE \cdot (R3+R4)}{\frac{2}{3} \cdot VDD \cdot (R5+R8) \cdot (R3+R4) \cdot C1} \quad (\text{Σχέση 2.8})$$

Για να υπολογίσουμε την αντίστοιχη τιμή πυκνωτή χρονισμού C1 η οποία απαιτείται αναπροσαρμόζουμε την σχέση 2.8 ως προς C1 όπως φαίνεται με την σχέση:

$$C1 = \frac{R3*VDD - VBE*(R3+R4)}{\frac{2}{3}*VDD*(R5+R8)(R3+R4)*F} \quad (\text{Σχέση 2.9})$$

Ακολούθως χρησιμοποιώντας την σχέση 2.9 υπολογίζουμε τιμή πυκνωτή χρονισμού C1 για συχνότητα εξόδου f=40 KHz όπως φαίνεται με την σχέση:

$$C1 = \frac{47000 \Omega * 9V - 0.6V * (47000 \Omega + 47000 \Omega)}{\frac{2}{3} * 9V * (15000 \Omega) * (47000 \Omega + 47000 \Omega) * 40000 \text{ Hz}} = 1.08^{-9} = 1 \mu F \quad (\text{Σχέση 2.10})$$

2.3.5.1. Αρχή Λειτουργίας Χρονοδιακόπτη (LM555CN)

Ο χρονοδιακόπτης LM555CN απαιτεί για την λειτουργία του τάση τροφοδοσίας για αυτό συνδέεται στον ακροδέκτη 8 (VCC) στον θετικό πόλο (+) τετράγωνης μπαταρίας 9V (VDD). Για την γείωση του το κύκλωμα συνδέεται αντίστοιχα στον αρνητικό πόλο (-) με τον ακροδέκτη 1 (GND). Ο ακροδέκτης 1 (GND) θεωρούμε πως είναι μία εικονική γείωση εφόσον ο πομπός έχει σχεδιαστεί να είναι πλωτός. Ο ακροδέκτης 4 (RST) δεν χρησιμοποιείται σε αυτή την περίπτωση για αυτό συνδέεται στην τάση τροφοδοσίας (VDD) όπως φαίνεται στο σχήμα 2-8. Ο ακροδέκτης 5 (CON) επίσης δεν χρησιμοποιείται για αυτό γειώνεται διαμέσου του πυκνωτή (C2) για την εξάλειψη τυχόν ηλεκτρικού θορύβου. Ο ακροδέκτης 3 (OUT) η έξοδος του χρονοδιακόπτη δεν χρησιμοποιείται και για αυτό παραμένει ανοικτή.

Ο χρονοδιακόπτης LM555CN στο παρόν κύκλωμα όπως φαίνεται στο σχήμα 2-8 λειτουργεί ως εξής: Με την ενεργοποίηση του κυκλώματος μόλις η φόρτιση του πυκνωτή χρονισμού C1 ξεπεράσει τα 2/3 της τάσης τροφοδοσίας (VDD) ο ακροδέκτης 6 (THR) οδηγεί τον ακροδέκτη 7 (DIS) στην γείωση (GND) και έτσι αρχίζει η αποφόρτιση του πυκνωτή C1. Μόλις η φόρτιση του πυκνωτή χρονισμού C1 πάρει τιμή μικρότερη από το 1/3 της τιμής της τάσης τροφοδοσίας (VDD) ο ακροδέκτης 2 (TRI) αποσυνδέει τον ακροδέκτη 7 (DIS) με την γείωση (GND) και έτσι αρχίζει η φόρτιση του πυκνωτή χρονισμού C1. Αυτή η διαδικασία επαναλαμβάνεται διαδοχικά με αποτέλεσμα ο πυκνωτής χρονισμού C1 να παράγει στην έξοδο του μία γραμμική κυματομορφή ράμπας.

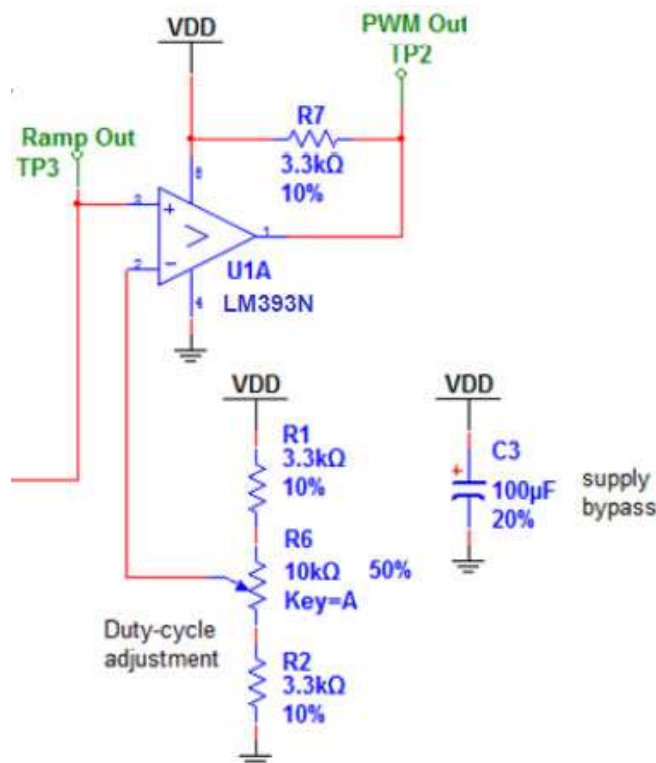
2.3.6. Θεωρητικός Υπολογισμός Συχνότητας (f) Κυματομορφής Ράμπας

Για τον θεωρητικό υπολογισμό της συχνότητας εξόδου κυματομορφής ράμπας στην έξοδο της 1^{ης} βαθμίδας χρησιμοποιούμε πυκνωτή χρονισμού C1=1μF η οποία υπολογίστηκε όπως φαίνεται στην σχέση 2.10. Για αυτό τον υπολογισμό θεωρούμε πώς το ποτενσιόμετρο R8 θα έχει ποσοστό R8=5KΩ 50% όπως φαίνεται στο σχήμα 2-8. Λαμβάνοντας υπόψη τα πιο πάνω δεδομένα στην συνέχεια χρησιμοποιούμε την σχέση 2.8 για να υπολογίζουμε την συχνότητα (f) κυματομορφής ράμπας με την σχέση:

$$f = \frac{47000 \Omega * 9 V - 0.6 V * (47000 \Omega + 47000 \Omega)}{\frac{2}{3} * 9 V * (15000 \Omega) (47000 \Omega + 47000 \Omega) * 1 \mu F} = 43 \text{ KHz} \quad (\text{Σχέση 2.11})$$

2.4. 2^η Βαθμίδα – Συγκριτής

Η 2^η βαθμίδα του συγκριτή συγκρίνει το ακουστικό σήμα στην είσοδο του πομπού σε σχέση με την κυματομορφή ράμπας στην έξοδο της 1^{ης} βαθμίδας προκειμένου να δημιουργήσει την διαμόρφωση πλάτους παλμού PWM. Το κύκλωμα της 2^{ης} βαθμίδας – συγκριτή φαίνεται στο σχήμα 2-9.



Σχήμα 2-9: Κύκλωμα 2^{ης} βαθμίδας του συγκριτή.

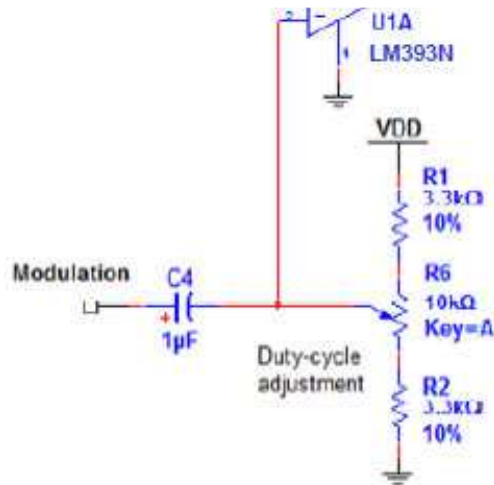
2.4.1. Αρχή Λειτουργίας Συγκριτή (LM393N)

Ο συγκριτής LM393N για την λειτουργία του απαιτεί τάση τροφοδοσίας έτσι συνδέεται με τον ακροδέκτη 8 στον θετικό πόλο μίας τετράγωνης μπαταρίας 9V (VDD). Για την γείωση του αντίστοιχα συνδέεται στον αρνητικό πόλο αυτής της μπαταρίας στον ακροδέκτη 4. Η κυματομορφή ράμπας στην έξοδο της 1^{ης} βαθμίδας οδηγεί την μη αναστρέφουσα είσοδο (V+) του συγκριτή (U1A) όπως φαίνεται στο σχήμα 2-9. Οι αντιστάσεις του κυκλώματος R1-R6-R2 λειτουργούν ως ένας διαιρέτης τάσης ο οποίος δημιουργεί μία dc τάση αναφοράς (V_{REF}) στην αναστρέφουσα είσοδο (V-) του συγκριτή (U1A) η οποία μεταβάλλεται ανάλογα με την ρύθμιση του ποτενσιόμετρου R6. Ο συγκριτής (U1A) στην έξοδο του επειδή είναι ένα τρανζίστορ με ανοικτό συλλέκτη και γειωμένο στον εκπομπό χρησιμοποιείται η αντίσταση R7. Η αντίσταση R7 ονομάζεται pull-up αντίσταση και ο σκοπός της είναι να κατευθύνει την έξοδο του συγκριτή σε κατάσταση υψηλή ή ίση με το δυναμικό της τάσης VDD διαφορετικά να είναι σε κατάσταση χαμηλή ή ίση με την τάση της γείωσης (GND) 0V. Ο πυκνωτής C3 χρησιμοποιείται επειδή τα δύο κυκλώματα μαζί του συγκριτή LM393 και του χρονοδιακόπτη LM555CN παράγουν απότομους παλμούς οι οποίοι οδηγούν σε ανεπιθύμητες διακυμάνσεις τις τάσεις τροφοδοσίας GND - VDD.

Το κύκλωμα συγκριτή (U1A) όπως φαίνεται στο σχήμα 2-9 εκτελεί την ακόλουθη λειτουργία: Η κυματομορφή ράμπας στην μη αναστρέφουσα είσοδο (V+) του συγκριτή (U1A) συγκρίνεται με την dc τάση αναφοράς (V_{REF}) στην αναστρέφουσα είσοδο (V-) του συγκριτή. Όταν η κυματομορφή ράμπας έχει μεγαλύτερη τιμή η έξοδος του συγκριτή γίνεται υψηλή κατάσταση ή ίση με την τάση VDD διαφορετικά γίνεται χαμηλή κατάσταση ή ίση με την τάση της γείωσης 0V.

2.4.2. Είσοδος Κυκλώματος Πομπού και Αναλογική Διαμόρφωση PWM

Αυτό που απαιτείται αυτή την στιγμή να γίνει είναι ένας τρόπος για να μεταβάλουμε το πλάτος παλμού στην έξοδο του συγκριτή (U1A) σε αναλογία με το πλάτος εισόδου. Αυτό επιτυγχάνεται με χωρητική σύζευξη του σήματος εισόδου στην αναστρέφουσα είσοδο (V-) του συγκριτή (U1A) όπως φαίνεται στο σχήμα 2-10.



Σχήμα 2-10: Χωρητική σύζευξη του σήματος εισόδου στην αναστρέφουσα είσοδο της 2^{ης} βαθμίδας συγκριτή.

Η τάση στην αναστρέφουσα είσοδο (V-) υπολογίζεται από το άθροισμα της dc τάσης που παρέχει η έξοδος του διαιρέτη τάσης R1-R6-R2, συν την χρονική μεταβολή του σήματος εισόδου. Ο πυκνωτής C4 οι αντιστάσεις R6-R2 δημιουργούν ένα υψηλοπερατό φίλτρο στην είσοδο το οποίο υπολογίζεται να έχει συχνότητα αποκοπής f_{cut} ανάλογα με την μεταβολή της θέσης του ποτενσιόμετρου R6. Επιλέγοντας ένα αρκετά μεγάλο πυκνωτή διασφαλίζεται πώς η χαμηλότερη συχνότητα αποκοπής f_{cut} του φίλτρου C4-R6-R2 θα είναι χαμηλότερη από την επιθυμητή συχνότητα εισόδου για όλες τις επιλεγόμενες θέσεις της τιμής του ποτενσιόμετρου R6. Η υψηλή συχνότητα αποκοπής $f_{cut\ max}$ αυτού του φίλτρου υπολογίζεται σύμφωνα με την σχέση:

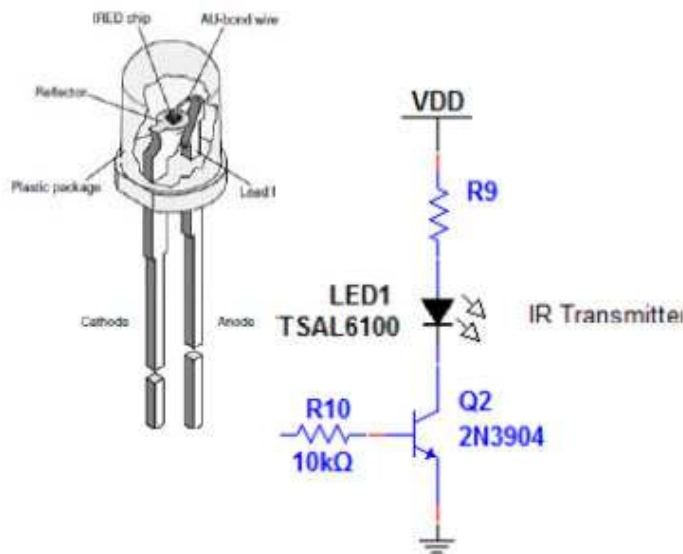
$$f_{cut\ max} = \frac{1}{2\pi R6_{min} C4} = \frac{1}{2\pi \times (3.3K\Omega) \times (1 \times 10^{-6})} = 48Hz \quad (\text{Σχέση 2.12})$$

Αντίστοιχα, η χαμηλή συχνότητα αποκοπής $f_{cut\ min}$ αυτού του φίλτρου υπολογίζεται σύμφωνα με την σχέση:

$$f_{cut\ min} = \frac{1}{2\pi R6_{max} C4} = \frac{1}{2\pi \times (10K\Omega + 3.3K\Omega) \times (1 \times 10^{-6})} = 12Hz \quad (\text{Σχέση 2.13})$$

2.5. 3^η Βαθμίδα – Οδηγός Φωτοεκπομπού Διόδου (LED)

Τα τελευταία στοιχεία κύκλωμα πομπού είναι οι υπέρυθροι μετατροπείς, οι συσκευές οι οποίες θα εκπέμπουν ή θα λαμβάνουν το υπέρυθρο σήμα μας. Το κύκλωμα της 3^{ης} βαθμίδας της οδηγού φωτοεκπομπού διόδου LED φαίνεται στο σχήμα 2-11.



Σχήμα 2-11: Κύκλωμα 3^{ης} Βαθμίδας – Οδηγός φωτοεκπομπού διόδου LED.

Το μέρος της υπέρυθρης σύνδεσης του πομπού είναι απλό, χρησιμοποιεί το σήμα PWM στην έξοδο της 2^{ης} βαθμίδας συγκριτή για να οδηγήσει ένα τρανζίστορ το οποίο θα βρίσκεται σε διακοπτική λειτουργία (transistor switch) όπως φαίνεται στο σχήμα 2-11. Αυτό το κύκλωμα χρησιμοποιεί μια υψηλής απόδοσης φωτοεκπομπό δίοδο (LED1 - TSAL6100) η οποία έχει σχεδιαστεί να λειτουργεί κάπως σε υψηλότερα επίπεδα ρεύματος από ότι τα συνηθισμένα LED με σκοπό να παράγει υψηλότερη φωτεινότητα. Η φωτεινότητα της φωτοεκπομπού διόδου LED1 εξαρτάται από το ρεύμα σύμφωνα με το οποίο διαρρέεται της αντίσταση R9. Επειδή η δίοδος LED1 θα πρέπει να διαρρέεται από ένταση ρεύματος $I_{LED1} \cong 50\text{mA}$ για την εύρεση της απαιτούμενης τιμής της αντίστασης R9 χρησιμοποιείται η σχέση ενός διακοπτικού τρανζίστορ για την περίπτωση όπου το σημείο λειτουργίας του μεταβαίνει απότομα από την αποκοπή στον κόρο και μας δίνει το αντίστοιχο μέγιστο ρεύμα συλλέκτη $I_{C(sat)} = I_{LED1}$ όπως περιγράφεται με την σχέση:

$$I_{C(sat)} = I_{LED1} = \frac{V_{CC} - V_{LED1}}{R} \quad (\text{Σχέση 2.14})$$

Η τιμή τάσης V_{LED1} η οποία απαιτείται στην σχέση 2-11 για τον υπολογισμό της χρησιμοποιούμε το γράφημα όπως φαίνεται στο σχήμα 2-12 / στο Παράρτημα Γ το οποίο μας περιγράφει την σχετική ένταση ρεύματος – φωτεινότητας της φωτοεκπομπού διόδου LED - TSAL6100 όπου εξάγεται τιμή τάσης $V_{LED1}=1.4\text{V}$. Στην συνέχεια

αντικαθιστώντας τα πιο πάνω δεδομένα στην σχέση 2.14 υπολογίζουμε την τιμή της αντίστασης R9 η οποία απαιτείται όπως φαίνεται με την σχέση:

$$R9 = \frac{V_{DD} - V_{LED1}}{I_{LED1}} = \frac{9V - 1.4V}{50mA} = 152\Omega \quad (\text{Σχέση 2.15})$$

2.6. 4^η Βαθμίδα – Ανιχνευτής Υπερύθρων (IR) & Ενίσχυσης

Η βαθμίδα IR ανίχνευσης έχει ως σκοπό να λαμβάνει το υπέρυθρο σήμα που εκπέμπει ο πομπός. Μία βαθμίδα ενίσχυσης παρέχει επιπλέον κέρδος τάσης στο κύκλωμα δέκτη. Πιο κάτω εξηγούμε τα ηλεκτρονικά στοιχεία που χρησιμοποιεί η 4^η βαθμίδα του κυκλώματος και στην συνέχεια εξηγείται η λειτουργία της.

2.6.1. Φωτοдиодος BPV23F

Η BPV23NF είναι μία PIN φωτοδιόδος η οποία χρησιμοποιεί μεγάλη ανάστροφη πόλωση. Το ρεύμα εξόδου της είναι ευθέως ανάλογο σε σχέση με το προσπίπτον φως. Αυτές οι συσκευές είναι αρκετά γρήγορες με μεγάλη ευαισθησία σε χαμηλού επιπέδου σήματα. Αυτή η συσκευή ενσωματώνει ένα υπέρυθρο IR φίλτρο το οποίο βοηθά στις παρεμβολές από το ορατό φως στο περιβάλλον. Είναι σχεδιασμένη ειδικά για να λειτουργεί σε συνδυασμό με την διόδο LED – TSAL6100 του κυκλώματος πομπού. Έχει συχνότητα αποκοπής $f_{cut} = 4 \text{ MHz}$. Η BPV23F έχει γωνία ευαισθησίας $\pm 60^\circ$ που σημαίνει η μέγιστη γωνία ευαισθησία στις 0° μοίρες πέφτει στο μισό της αρχικής τιμής σε γωνίες πάνω από $\pm 60^\circ$ μοίρες. Στο σχήμα 2-12 βλέπουμε το ηλεκτρονικό στοιχείο φωτοδιόδος BPV23F.

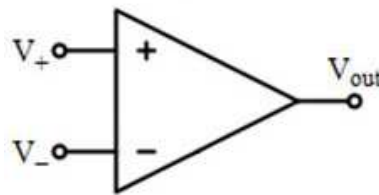


Σχήμα 2-12: Ηλεκτρονικό Στοιχείο Φωτοδιόδος BPV23F.

2.6.2. Τι είναι Τελεστικός Ενισχυτής (Τ.Ε.)

Τελεστικός ενισχυτής λέγεται ένας dc ενισχυτής με πολύ μεγάλο κέρδος. Η ζώνη διέλευσης συχνοτήτων επεκτείνεται συνήθως από 0Hz έως κάποια MHz. Το κέρδος και η

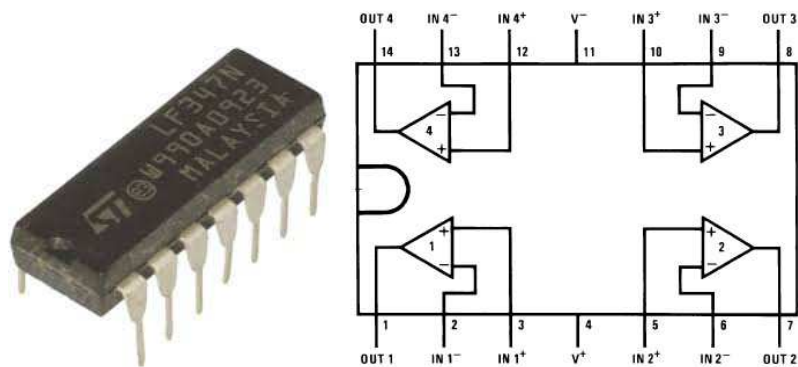
ζώνη διέλευσης συχνοτήτων του Τ.Ε. μπορεί να επεκτείνεται, ανάλογα με τις απαιτήσεις με την σύνδεση εξωτερικών αντιστάσεων. Ο Τ.Ε. είναι ένα γραμμικό ολοκληρωμένο κύκλωμα το οποίο έχει κατανάλωση ισχύος περίπου 1W. Έχει δύο τάσεις εισόδου, η V_+ και η V_- . Η είσοδος V_+ λέγεται μη αναστρέφουσα επειδή βρίσκεται σε φάση σε σχέση με την έξοδο V_{out} και η είσοδος V_- λέγεται αναστρέφουσα επειδή έχει 180° διαφορά φάσης σε σχέση με την έξοδο V_{out} . Στο σχήμα 2-13 βλέπουμε το κυκλωματικό σύμβολο του τελεστικού ενισχυτή.



Σχήμα 2-13: Κυκλωματικό σύμβολο τελεστικός ενισχυτής.

2.6.2.1. Τ.Ε. LF347N

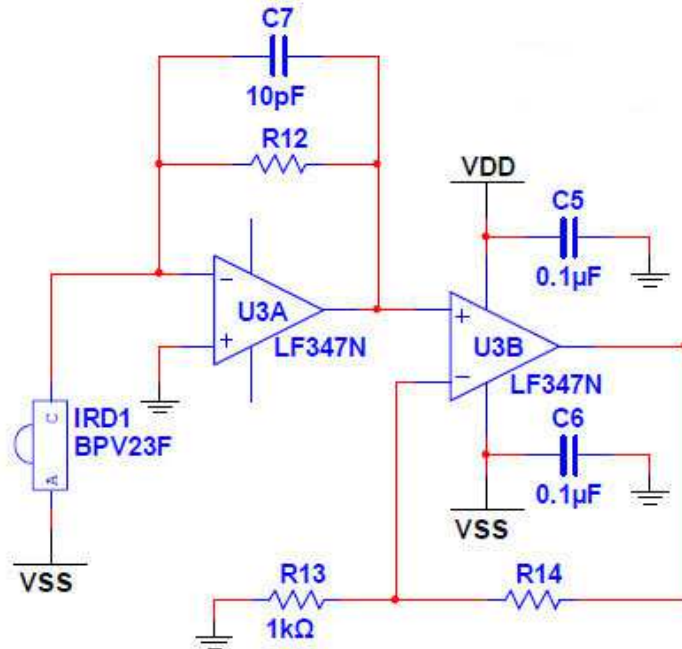
Ο Τ.Ε. LF347N είναι ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα (IC) με πολύ χαμηλό αρχικό κόστος. Παρέχεται σε ένα πλαστικό πακέτο με 4 ίδιου τύπου ενισχυτές. Αυτό το κύκλωμα έχει συχνότητα λειτουργίας μέχρι 4MHz, χαμηλό θόρυβο εισόδου, μεγάλη αντίσταση εισόδου μέχρι $10^{12} \Omega$, χαμηλό ρεύμα τροφοδοσίας μέχρι 7.2mA και χαμηλό παραμένον ρεύμα εισόδου $I_{Bias}=50pA$. Στο σχήμα 2-14 βλέπουμε το ολοκληρωμένο LF347N και αντίστοιχα το διάγραμμα σύνδεσης του.



Σχήμα 2-14: Τελεστικός ενισχυτής LF347N και διάγραμμα σύνδεσης.

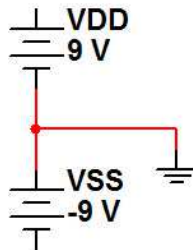
2.6.3. Αρχή Λειτουργίας 4^{ης} Βαθμίδας Ανίχνευσης Υπερύθρων (IR)

Στο σχήμα 2-15 βλέπουμε το κύκλωμα της 4^{ης} βαθμίδας ανίχνευσης υπερύθρων IR & ενίσχυσης.



Σχήμα 2-15: Κύκλωμα 4^{ης} βαθμίδας - ανιχνευτή υπερύθρων IR & ενίσχυσης.

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα LF347N για την λειτουργία του χρησιμοποιεί διπλή τροφοδοσίας δηλαδή μία θετική και μία αρνητική έτσι χρησιμοποιούνται δύο μπαταρίες 9V σε σειρά και στο μέσο τους συνδέεται η γείωση του κυκλώματος όπως φαίνεται στο σχήμα 2-16.



Σχήμα 2-16: Διπλή τάση τροφοδοσίας και γείωση.

Οι Πυκνωτές (C5,C6) είναι αποζευκτικοί και απαιτούνται στο κύκλωμα για την ομαλοποίηση των γραμμών τροφοδοσίας VDD-VSS. Ο ακροδέκτης της ανόδου (A) της φωτοδιόδου (IRD1) συνδέεται στον αρνητικό πόλο μίας μπαταρίας 9V (VSS) για

αυξημένο ρεύμα εξόδου και αντίστοιχα επειδή προσφέρει χαμηλή χωρητικότητα η οποία συμβάλλει στην αύξηση της ταχύτητας απόκρισης της φωτοδιόδου. Ο ακροδέκτης της κάθοδο (C) εισέρχεται στην αναστρέφουσα είσοδο (V-) της διάταξης ανίχνευσης υπερύθρων IR (U3A). Η μη αναστρέφουσα είσοδος V+ της διάταξης (U3A) συνδέεται στην γείωση του κυκλώματος. Η διάταξη (U3A) χρησιμοποιείται ως ένας μετατροπέας για να μετατρέψει το ρεύμα στην έξοδο της φωτοδιόδου (IRD1) προς τάση. Η αναστρέφουσα είσοδος (V-) της διάταξης (U3A) είναι φαινομενική γείωση το ρεύμα εξόδου της φωτοδιόδου (IRD1) για αυτό αναγκάζεται να διαρρέεται μέσω της αντίστασης R12. Η έξοδος της διάταξης ανίχνευσης υπερύθρων IR (U3A) επομένως είναι ίση με την τάση η οποία εμφανίζεται στα άκρα της αντίστασης R12 όπως φαίνεται με την σχέση:

$$V_{out} = -I_{ph}R_{12} \quad (\text{Σχέση 2.16})$$

Το πρόσημο στην σχέση 2.16 δείχνει πώς η έξοδος θα είναι ανεστραμμένη σε σχέση με την είσοδο. Ο πυκνωτής C7 ονομάζεται αντιστάθμισης και χρησιμοποιείται για να παρέχει σταθεροποίηση στο ολοκληρωμένο LF347N της διάταξης U3A επειδή μαζί με την φωτοδιόδο παρουσιάζει μεγάλη χωρητικότητα (U3A) η οποία αποτρέπει την σταθερότητα λειτουργίας της διάταξης U3A. Ο πυκνωτής (C7) και η αντίσταση R12 σχηματίζουν από κοινού ένα χαμηλοπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής f_{cut} η οποία υπολογίζεται με την σχέση:

$$f_{cut} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi R_{12}C_7} = \frac{1}{2 \times \pi \times 47K \times 10 \times 10^{-12}} = 339KHz \quad (\text{Σχέση 2.17})$$

2.6.3.1. Αρχή Λειτουργίας Βαθμίδας Ενίσχυσης

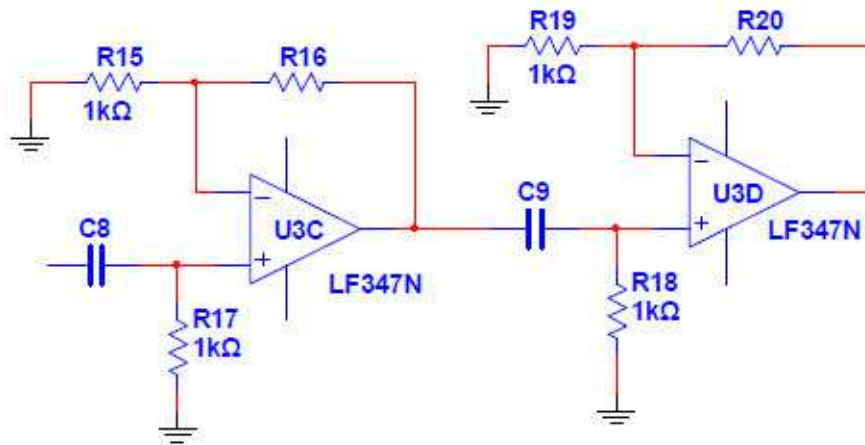
Επειδή το κέρδος – εύρος ζώνης του T.E. LF347N είναι περιορισμένο χρησιμοποιούμε πολλές βαθμίδες οι οποίες θα παρέχουν μικρότερο κέρδος τάσης αντί μίας μονής βαθμίδας η οποία θα συνεισφέρει ένα μεγάλο κέρδος τάσης. Η βαθμίδα ενίσχυσης (U3B) είναι μη αναστρέφουσας ανάδρασης η οποία υπολογίζεται να παρέχει κέρδος τάσης (A_{CL}) το οποίο υπολογίζεται με την σχέση:

$$A_{CL(U3B)} = \left(1 + \frac{R_{14}}{R_{13}}\right) = \left(1 + \frac{4.7K}{1K}\right) = 5.7 \quad (\text{Σχέση 2.18})$$

Το θετικό πρόσημο στην σχέση 2.18 φανερώνει ότι η έξοδος θα ακολουθά ίδια φάση σε σχέση με την είσοδο.

2.7. 5^η Βαθμίδα – 2^ης Τάξης Υψηλοπερατού Φίλτρου & Ενίσχυσης

Για τον χειρισμό ενδεχόμενου θορύβου ο οποίος θα σκιάζει το σήμα μας στην είσοδο του δέκτη σημειώνουμε πως το επιθυμητό σήμα στην είσοδο του δέκτη είναι μία σειρά παλμών 40KHz και ότι η πληροφορία αυτού του σήματος κωδικοποιείται στις εναλλαγές της σειράς παλμών. Για τον λόγο αυτό παρεμβάλλεται ένα 2^ης τάξης υψηλοπερατό φίλτρο το οποίο θα επιτρέπει την διέλευση του μεταφορέα στα 40 KHz και θα αποκόπτει τον θόρυβο χαμηλής συχνότητας 120Hz ο οποίος προέρχεται από φωτιστικά του χώρου. Αυτό τον σκοπό εξυπηρετούν οι δύο επόμενες βαθμίδες U3C και U3D όπως φαίνεται στο σχήμα 2-18. Οι βαθμίδες U3C και U3D παρέχουν επίσης κέρδος τάσης στο κύκλωμα μας.



Σχήμα 2-18: Κύκλωμα 5^{ης} Βαθμίδας – 2^ης τάξη υψηλοπερατού φίλτρου.

Τα στοιχεία C8 – R17 του κυκλώματος σχηματίζουν ένα 1^{ης} τάξης υψηλοπερατό φίλτρο. Η συχνότητα αποκοπής f_{cut} αυτού του φίλτρου υπολογίζεται με την σχέση:

$$f_{HPFcut(C8-R17)} = \frac{1}{2\pi R_{17} C_8} = \frac{1}{2 \times \pi \times 1K \times 10 \times 0.047^{-6}} = 3.4KHz \quad (\text{Σχέση 2.19})$$

Τα στοιχεία R15-R16 της διάταξης U3C είναι μη αναστρέφουσας ανάδρασης η οποία υπολογίζεται να παρέχει κέρδος τάσης (A_{CL}) με την σχέση:

$$A_{CL(U3C)} = \left(1 + \frac{R_{16}}{R_{15}}\right) = \left(1 + \frac{4.7K}{1K}\right) = 5.7 \quad (\text{Σχέση 2.20})$$

Τα στοιχεία C9 – R18 στην επόμενη βαθμίδα U3D είναι ένα 1^{ης} τάξης υψηλοπερατό φίλτρο το οποίο υπολογίζεται να έχει συχνότητα αποκοπής f_{cut} με την σχέση:

$$f_{HPFcut(C9-R18)} = \frac{1}{2\pi R_{18} C_9} = \frac{1}{2 \times \pi \times 1K \times 10 \times 0.047^{-6}} = 3.4KHz \quad (\text{Σχέση 2.21})$$

Τα στοιχεία R15-R16 στην πρώτη βαθμίδα (U3C) είναι μία διάταξη μη αναστρέφουσας ανάδρασης τάσης η οποία υπολογίζεται να παρέχει κέρδος τάσης (A_{CL}) με την σχέση:

$$A_{CL(U3C)} = \left(1 + \frac{R16}{R15}\right) = \left(1 + \frac{4.7K}{1K}\right) = 5.7 \quad (\text{Σχέση 2.22})$$

Τα στοιχεία C8-R17 και R18-C9 επειδή βρίσκονται σε σειρά γι αυτό δημιουργούν ένα υψηλοπερατό φίλτρο 2^{ης} τάξης το οποίο υπολογίζεται να έχει συχνότητα αποκοπής f_{cut} με την σχέση:

$$f_{HPFcut(C9-R18-C8-R17)} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \times \pi \times 1K \times 10 \times 0.047^{-6}} = 3.4KHz \quad (\text{Σχέση 2.23})$$

Όπου: C=C9=C8 και R=R17=R18

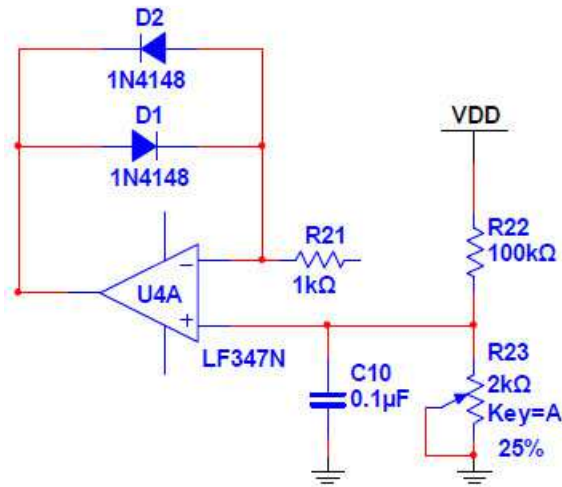
Το ολικό κέρδος τάσης A_{CL} που θα παρέχει η 5^η βαθμίδα υπολογίζεται με την σχέση:

$$A = A_{(U3C)} \times A_{(U3D)} = \left(1 + \frac{R16}{R15}\right) \times \left(1 + \frac{R20}{R19}\right) = 5.7 \times 5.7 = 32 \quad (\text{Σχέση 2.24})$$

Το πρόσημο της σχέσης 2.24 φανερώνει ότι η θα ακολουθή ίδια φάση σε σχέση με την είσοδο.

2.8. 6^η Βαθμίδα – Ανίχνευσης Κατωφλίου/ Περιοριστή

Στην έξοδο αυτής της βαθμίδας θα πρέπει να παρατηρήσουμε ένα ενισχυμένο σήμα το οποίο θα είναι καλή αναπαράσταση του σήματος στην έξοδο του πομπού και ότι θα είναι ελεύθερο από θόρυβο και άλλα παράσιτα. Το πρόβλημα τώρα είναι ότι το πλάτος του σήματος μεταβάλλεται καθώς ο πομπός απομακρύνεται. Η λύση η οποία δίνεται είναι ένα κύκλωμα ανιχνευτή κατωφλίου/ περιοριστή το οποίο θα έχει απαγορευμένο πλάτος εξόδου όπως φαίνεται στο σχήμα 2-19.



Σχήμα 2-19: Κύκλωμα 6^{ης} Βαθμίδας - ανιχνευτής κατωφλίου / περιοριστή.

Η βαθμίδα U4A όπως φαίνεται στο σχήμα 2-19 παράγει στην έξοδο της ένα επίπεδο ± 0.6 V πάνω η κάτω από την τάση αναφοράς στην μη αναστρέφουσα είσοδο (V+) ανάλογα με πιο τρόπο το σήμα περνά αυτό το επίπεδο. Το πλάτος εξόδου υπολογίζεται από την ορθή πτώση τάσης της διόδου D1 και D2 όπως φαίνεται με την σχέση:

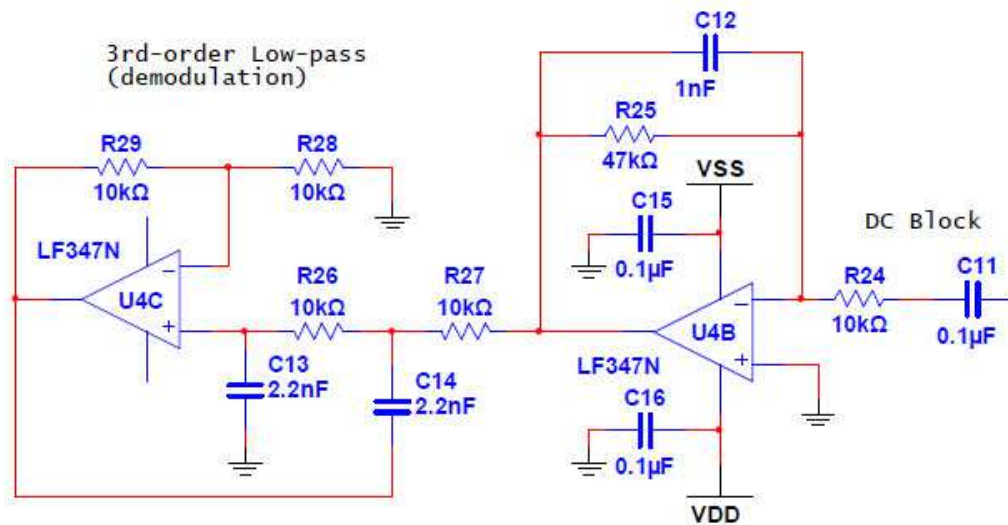
$$V_{OUT(U4A)} = VD1 + VD2 = 0.6 + 0.6 = 1.2 \text{ V} \quad (\text{Σχέση 2.25})$$

Ο πυκνωτής C10 είναι αποζευκτικός και ο ρόλος του είναι η εξομάλυνση της μη αναστρέφουσας εισόδου (V+) όπως φαίνεται στο σχήμα 2-19. Η μέγιστη πτώση τάσης στην έξοδο του διαιρέτη τάσης R22-R23 υπολογίζεται με την σχέση:

$$V_{REFmax} = V_{R23} = \frac{R_{23}}{R_{22} + R_{23}} \cdot V_{DD} = \frac{2K}{102K} \cdot 9V = 176mV \quad (\text{Σχέση 2.26})$$

2.9. 7^η Βαθμίδα – 3^{ης} Τάξης Χαμηλοπερατού Φίλτρου

Σε αυτή η βαθμίδα έχουμε ως σκοπό να γίνει η αποδιαμόρφωση του σήματος για αυτό τον λόγο εισάγεται ένα χαμηλοπερατό φίλτρο το οποίο θα αφαιρέσει την σειρά παλμών στα 40 KHz και θα βοηθήσει να επανακτηθεί το αρχικό μας σήμα. Στο σχήμα 2-20 φαίνεται η 7^η βαθμίδα 3^{ης} τάξης χαμηλοπερατού φίλτρου.



Σχήμα 2-20: Κύκλωμα 7^{ης} βαθμίδας - 3^η τάξη χαμηλοπερατού φίλτρου.

Ο ρόλος του πυκνωτή C11 στην είσοδο του κυκλώματος είναι να εμποδίζει την dc στάθμη στην είσοδο της βαθμίδας η οποία προέρχεται από την έξοδο της 6^{ης} βαθμίδας ανιχνευτή κατωφλίου/ περιοριστή. Τα στοιχεία σε σειρά C11 – R24 είναι ένα 1^{ης} τάξης υψηλοπερατό φίλτρο το οποίο υπολογίζεται να έχει συχνότητα αποκοπής f_{cut} με την σχέση:

$$f_{HPFcut}(C11-R24) = \frac{1}{2\pi R_{24} C_{11}} = \frac{1}{2 \times \pi \times 10K \times 0.1 \times 10^{-6}} = 159 \text{ Hz} \quad (\text{Σχέση 2-24})$$

Τα στοιχεία C12-R25 (U4B) είναι ένα 1^{ης} τάξης χαμηλοπερατό φίλτρο το οποίο υπολογίζεται να έχει συχνότητα αποκοπής f_{cut} με την σχέση:

$$f_{LPFcut}(C12-R25) = \frac{1}{2\pi R_{25} C_{12}} = \frac{1}{2 \times \pi \times 47K \times 1 \times 10^{-9}} = 3.4 \text{ KHz} \quad (\text{Σχέση 2-25})$$

Τα στοιχεία R24-R25 (U4B) είναι μία διάταξη αναστρέφουσας ανάδρασης τάσης η οποία υπολογίζεται να έχει κέρδος τάσης A_{CL} με την σχέση:

$$A_{CL}(U4B) = -\frac{R_{25}}{R_{24}} = -\frac{47K\Omega}{10K\Omega} = -4.7 \quad (\text{Σχέση 2-26})$$

Το πρόσημο στην σχέση 2-26 φανερώνει ότι η έξοδος θα ακολουθά ανάστροφη φάση σε σχέση με την είσοδο της βαθμίδας. Οι Πυκνωτές C15 και C16 είναι αποζευκτικοί και απαιτούνται για την ομαλοποίηση της λειτουργίας του κυκλώματος. Τα στοιχεία R27 – C14 - R26 – C13 (U4C) ονομάζονται Sallen – Key 2^{ης} τάξης χαμηλοπερατό φίλτρο. Η ιδιαιτερότητα αυτού του φίλτρου σε σχέση με τα συνηθισμένα είναι η ξεχωριστή

ρύθμιση του κέρδους τάσης η οποία παρέχει και αντίστοιχα της συχνότητας αποκοπής f_{cut} . Η συχνότητα αποκοπής f_{cut} αυτού του φίλτρου υπολογίζεται με την σχέση:

$$f_{LPFCut(R27-C14,R26-C13)} = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2 \times \pi \times 10K \times 2.2 \times 10^{-9}} = 7.2KHz \quad (\text{Σχέση 2-27})$$

Όπου: $C=C13=C4$ και $R=R26=R27$.

Τα στοιχεία C12 - R25 της διάταξης (U4B) και τα στοιχεία R27 - C14 - R26 - C13 της (U4C) επειδή είναι σε σειρά θα προστίθεται ακόμη δύο πόλοι στο 1^{ης} τάξης χαμηλοπερατό φίλτρο μας που σημαίνει σχηματίζεται ένα 3^{ης} τάξης χαμηλοπερατό φίλτρο. Τα στοιχεία R28-R29 (U4C) είναι μια διάταξη μη αναστρέφουσας ανάδρασης τάσης η οποία υπολογίζεται να έχει κέρδος τάσης A_{CL} με την σχέση:

$$A_{CL(U4C)} = 1 + \frac{R29}{R28} = 1 + \frac{10K}{10K} = 2 \quad (\text{Σχέση 2-28})$$

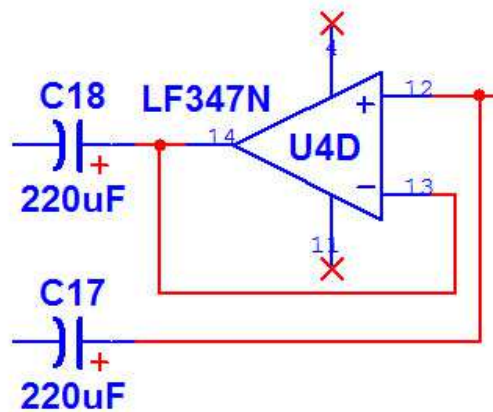
Το συνολικό κέρδος τάσης A_{CL} που θα παρέχει η 7^η βαθμίδα (U4B και U4C) στην έξοδο της υπολογίζεται με την σχέση:

$$A_{ολικο} = A_{CL(U4B)} \times A_{CL(U4C)} = -\frac{R25}{R24} \times \left(1 + \frac{R29}{R28}\right) = -4.7 \times 2 = -9.4 \quad (\text{Σχέση 2-29})$$

Το πρόσημο στην σχέση 2-16 δηλώνει πώς η έξοδος θα ακολουθή αντίστροφη φάση σε σχέση με την είσοδο. Η έξοδος της 7^{ης} βαθμίδας χρησιμοποιείται για να οδηγεί και να παρέχει ισχύ στην 1^η έξοδο ακουστικών (L- Left).

2.9.1. Βαθμίδα Ακόλουθου Τάσης

Η τελευταία βαθμίδα (U4D) του κυκλώματος η οποία παρέμενε μέχρι αυτό το σημείο καινή, χρησιμοποιείται αυτή την στιγμή ως βαθμίδα οδηγός για να οδηγεί το δεύτερο κανάλι ακουστικών (R-Right). Ένας ακόλουθος τάσης χρησιμοποιείται στην παρούσα βαθμίδα για να απομονώνει την προηγούμενη έξοδο (U4C) και να οδηγεί το 2^ο κανάλι ακουστικών. Στο σχήμα 2-21 φαίνεται η τελική βαθμίδα του ακόλουθου τάσης.



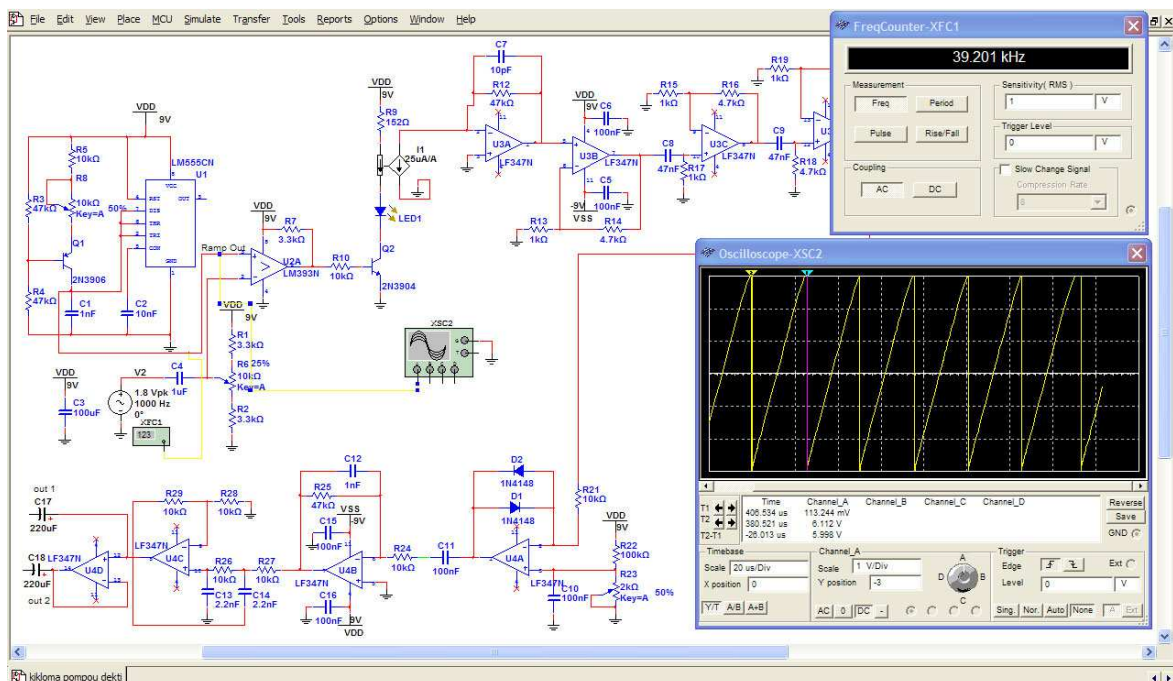
Σχήμα 2-21: Κύκλωμα Ακόλουθου τάσης – Βαθμίδα οδηγός 2^{ης} εξόδου ακουστικών.

Ο ακόλουθος τάσης είναι μία υποπερίπτωση διάταξης ενός μη αναστρέφοντος ενισχυτή. Έχει κέρδος μονάδα, μεγάλη αντίσταση εισόδου, μικρή αντίσταση εξόδου και χαμηλή παραμόρφωση. Ο ακόλουθος τάσης χρησιμοποιείται για περιπτώσεις απομόνωσης της πηγής από το φορτίο της και παρέχει μεγάλο κέρδος ισχύος όπως φαίνεται στην προκειμένη περίπτωση στο σχήμα 2-21. Οι πυκνωτές C17 και C18 απαιτούνται για την απομόνωση του dc φορτίου η οποία πιθανόν να συνεισφέρει θόρυβο στα ακουστικά.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

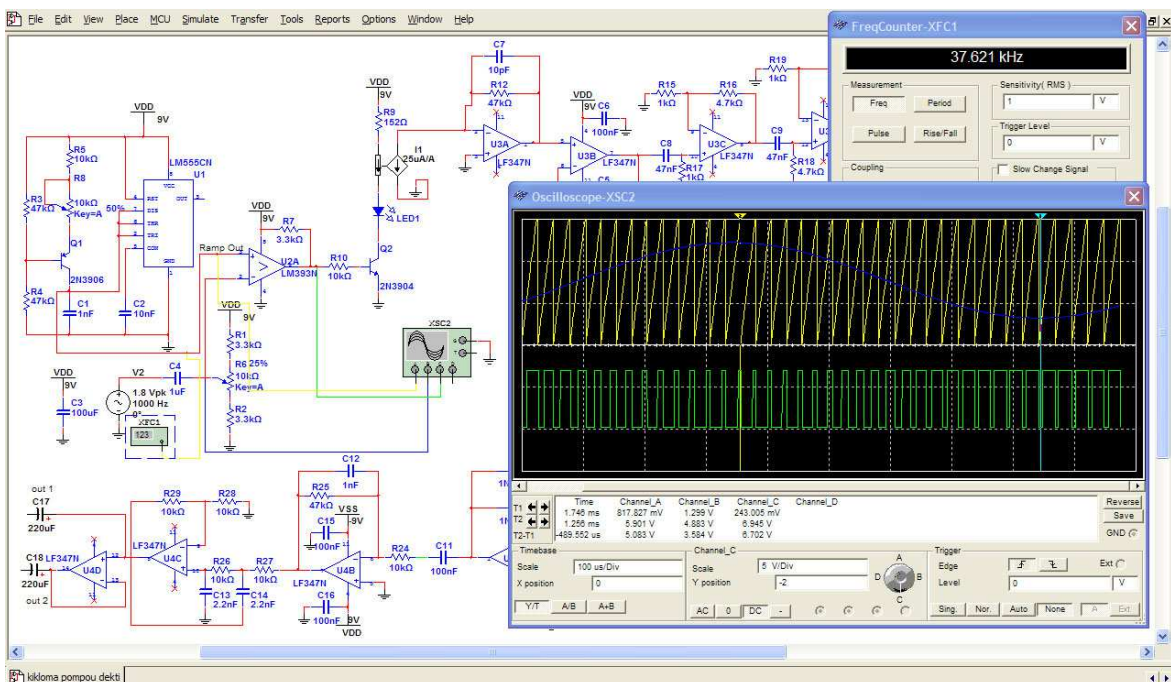
3. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Το υπολογιστικό πρόγραμμα multisim είναι μία εφαρμογή προσομοίωσης της σχεδιαστικής σουίτας κυκλωμάτων National Instruments η οποία βοηθά στην εκτέλεση των σημαντικότερων βημάτων στην ροή σχεδιασμού κυκλωμάτων. Η σχηματική αναπαράσταση είναι το πρώτο στάδιο ανάπτυξης ενός κυκλώματος. Σε αυτό το στάδιο επιλέγονται τα στοιχεία που θα χρησιμοποιηθούν, τοποθετούνται στην επιθυμητή θέση και συνδέονται μεταξύ τους. Με την προσομοίωση μπορεί να καθοριστεί ένα μεγάλο μέρος της απόδοσης του κυκλώματος χωρίς να κατασκευαστεί το κύκλωμα ή να χρησιμοποιηθούν πραγματικά μέσα ελέγχου. Το multisim χρησιμοποιεί μία σειρά από εικονικά όργανα (Virtual Instruments) τα οποία μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την μέτρηση της συμπεριφοράς του κυκλώματος. Τα όργανα αυτά χρησιμοποιούνται και διαβάζονται όπως ακριβώς στον πραγματικό κόσμο τα αντίστοιχα ισοδύναμά τους. Η χρήση εικονικών οργάνων είναι ο ευκολότερος τρόπος για να εξεταστεί η συμπεριφορά ενός κυκλώματος και να δούμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης. Στο σχήμα 3-1 φαίνεται η προσομοίωση της 1^{ης} βαθμίδας του κυκλώματος πομπού – δέκτη.



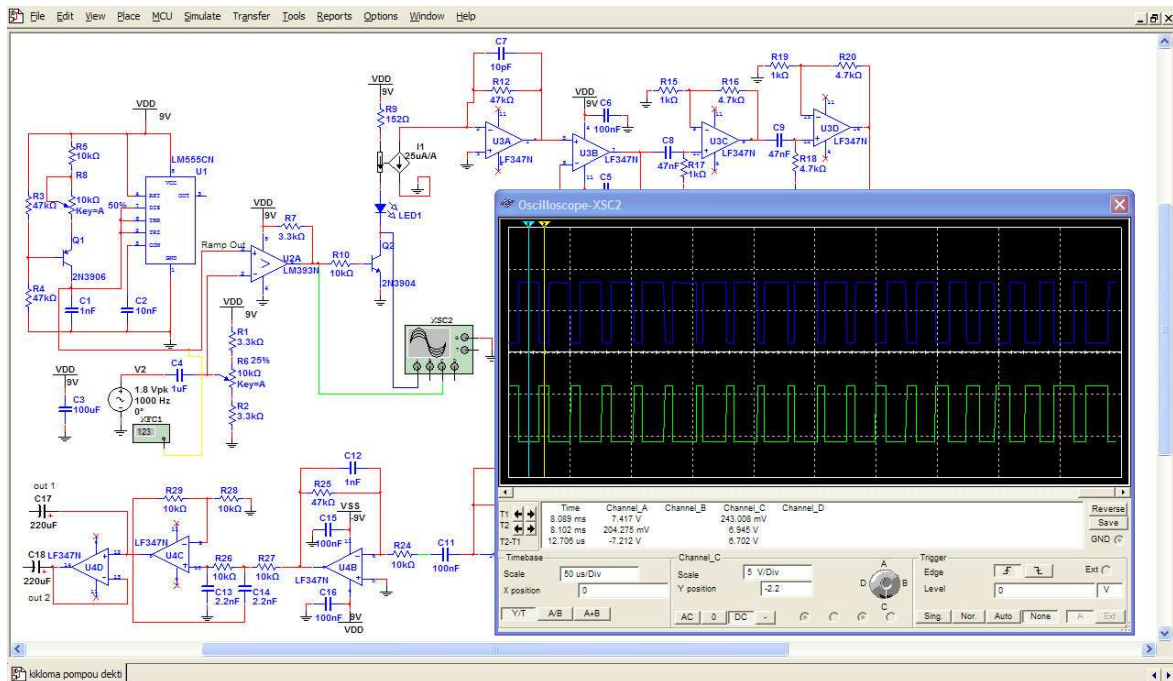
Σχήμα 3-1: Έλεγχος 1^{ης} βαθμίδας του κυκλώματος γεννήτριας κυματομορφής ράμπας (Γ.Κ.Ρ).

Για την αποτύπωση της εξόδου της εκάστοτε βαθμίδα χρησιμοποιούμε το εικονικό όργανο παλμογράφος XSC2. Η έξοδος της 1^η βαθμίδα του κυκλώματος όπως φαίνεται στο σχήμα 3-1 βλέπουμε να είναι μία κυματομορφή ράμπας (με κίτρινο χρώμα) η οποία με την χρήση του εικονικού οργάνου μετρητή συχνότητας XFC1 μετρούμε να έχει συχνότητα $f \cong 39$ KHz. Στην συνέχεια όπως φαίνεται στο σχήμα 3-2 χρησιμοποιείται στην είσοδο του πομπού η εικονική γεννήτρια συχνότητας (V2) για να παράγει τόνο 1 KHz ο οποίος χρησιμοποιείται στην συνέχεια για τον έλεγχο της ορθής λειτουργίας του κυκλώματος. Αυτός ο τόνος στην συνέχεια τον βλέπουμε στην αναστρέφουσα είσοδο (V+) της 2^{ης} βαθμίδας συγκριτή (με μπλε χρώμα). Αυτός ο τόνος στην συνέχεια συγκρίνεται σε σχέση με την κυματομορφή ράμπας (με κίτρινο χρώμα) στην μη αναστρέφουσα είσοδο (V-) της 2^{ης} βαθμίδας συγκριτή. Η έξοδος της 2^η βαθμίδα συγκριτή (U2A) βλέπουμε να παράγει μία σειρά παλμών (με πράσινο χρώμα) η οποία αναγνωρίζεται ως διαμόρφωση πλάτους παλμού PWM λόγω του ανάλογο πλάτος του οποίου φαίνεται να παρουσιάζει σε σχέση με αυτό της ημιτονοειδής κυματομορφής εισόδου (με μπλε χρώμα).



Σχήμα 3-2: Έλεγχος 2^{ης} βαθμίδας του κυκλώματος του συγκριτή.

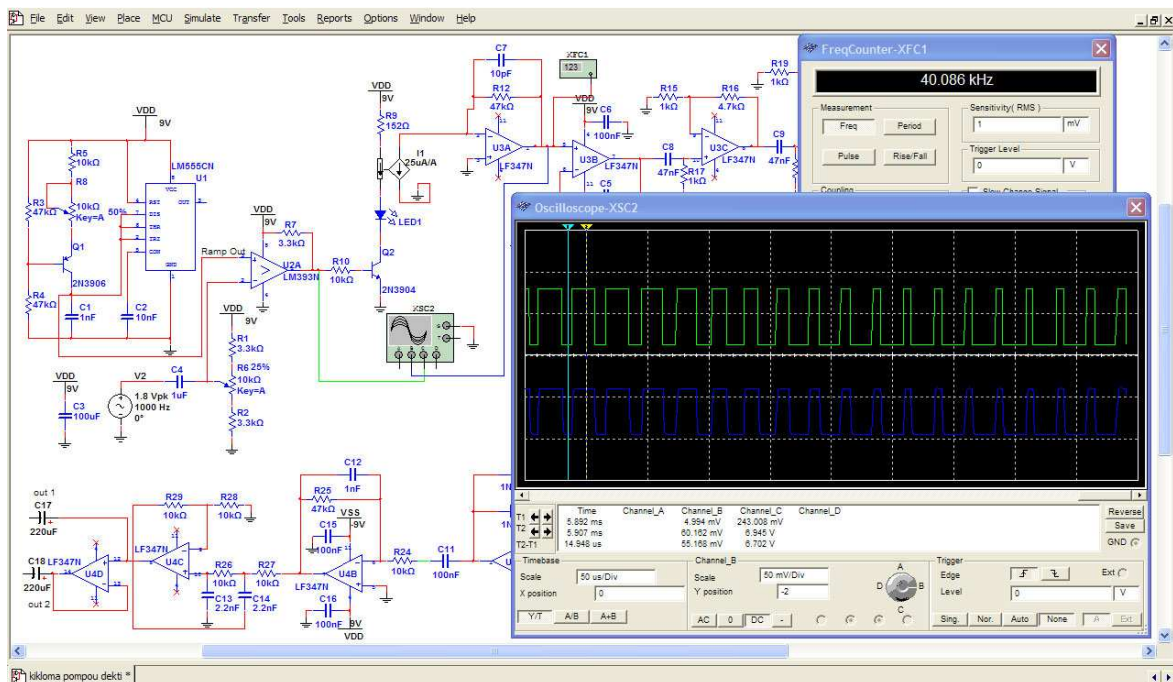
Στο σχήμα 3-3 βλέπουμε την έξοδο της 3^{ης} βαθμίδας στην έξοδο του συλλέκτη (c) (με μπλε χρώμα) όπου βλέπουμε να είναι μία κυματομορφή PWM η οποία φαίνεται να ακολουθά αντίθετη φάση σε σχέση με την είσοδο της βαθμίδας (με πράσινο χρώμα). Αυτό υπάρχει λόγω της αντίθετης φάσης που φαίνεται να ακολουθά η έξοδος του τρανζίστορ (Q2) στην έξοδο του συλλέκτη σε σχέση με την είσοδο του τρανζίστορ (Q2) στην βάση (b).



Σχήμα 3-3: Έλεγχος 3^{ης} βαθμίδας του κυκλώματος της οδηγού φωτοεκπομπού διόδου LED είσοδος (με πράσινο χρώμα) και έξοδος (με μπλε χρώμα).

Η φωτοδίοδος BPV23F όπως φαίνεται στο σχήμα 3-4 είναι το πρώτο στοιχείο το οποίο συναντάμε στην είσοδο της 4^{ης} βαθμίδας. Επειδή αυτή η φωτοδίοδος είναι ελλιπές στο παρόν κύκλωμα για αυτό τον λόγο αναπληρώνεται με ένα μετατροπέα ρεύματος προς ρεύμα (το στοιχείο I1) του οποίου η λειτουργία είναι: να χρησιμοποιεί το ρεύμα εξόδου της φωτοεκπομπού διόδου LED στην έξοδο της 3^{ης} βαθμίδας για να το μετατρέψει σε ένα ανάλογο και όμοιο ρεύμα (της τάξης των μA) με αυτό που παράγει η φωτοδίοδος του κυκλώματος. Θεωρούμε ότι η πιο πάνω μετατροπή γίνεται εφικτή καθώς όπως φαίνεται στο σχήμα 2-12/ στο παράρτημα Γ η φωτεινότητα της φωτοεκπομπού διόδου LED - TSAL6100 σε σχέση με το ρεύμα εξόδου της παρατηρείται να είναι γραμμική. Η έξοδος

της 4^{ης} βαθμίδας (U3A) της ανίχνευσης υπερύθρων βλέπουμε να είναι μία σειρά PWM (με μπλε χρώμα) η οποία με την χρήση του μετρητή συχνότητας (XFC1) μετρούμε να έχει συχνότητα $f=40\text{ kHz}$ η οποία φαίνεται να ακολουθά την ίδια συχνότητα με την αντίστοιχη η οποία μετρήθηκε στην έξοδο της 1^{ης} βαθμίδα του κυκλώματος της κυματομορφής ράμπας (με κίτρινο χρώμα όπως φαίνεται στο σχήμα 3-1) και επίσης παρακολουθούμε να ακολουθά ίδια φάση σε σχέση με την έξοδο της 2^{ης} βαθμίδας συγκριτή (με πράσινο χρώμα όπως φαίνεται στο σχήμα 3-2) η οποία μας παρουσιάζει τελικά την πραγματική φάση που θα ακολουθά η έξοδος του πομπού.

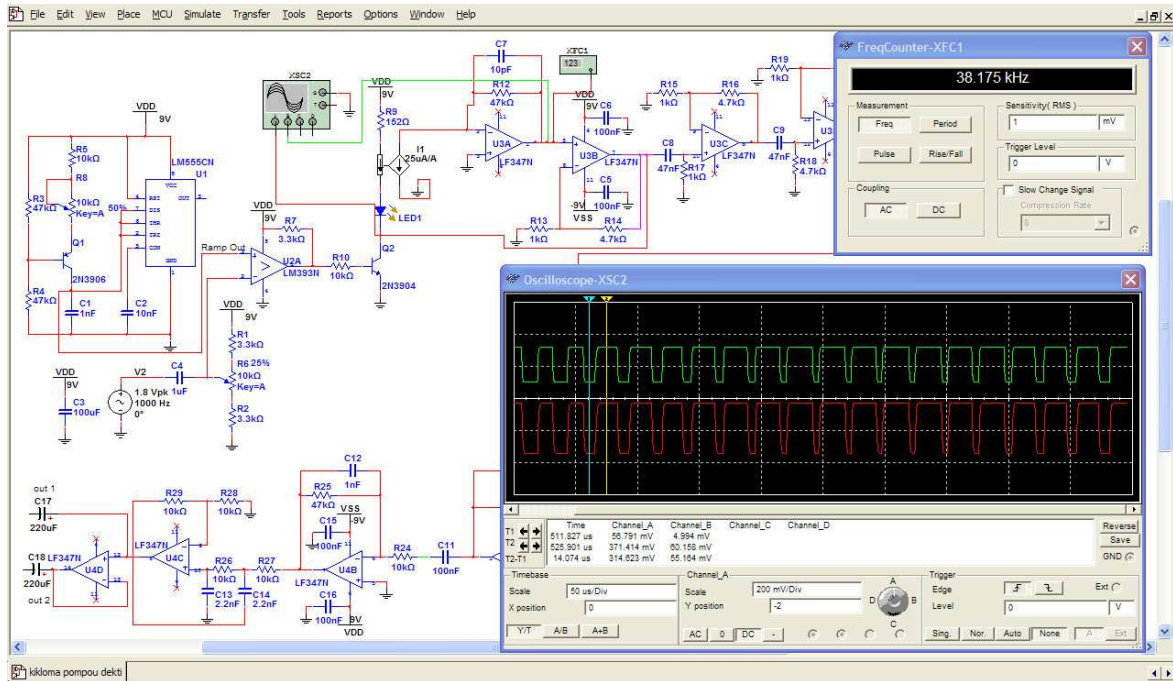


Σχήμα 3-4: Έλεγχος 4^{ης} βαθμίδας του κυκλώματος της ανίχνευσης υπερύθρων IR είσοδος (με πράσινο χρώμα) και έξοδος (με μπλε χρώμα).

Στην συνέχεια όπως φαίνεται στο σχήμα 3-5 χρησιμοποιούμε τους κέρσορες του παλμογράφου XSC2 για να μετρήσουμε την έξοδο της 4^{ης} βαθμίδας ανίχνευσης υπερύθρων (IR) η οποία μετρείται να έχει πλάτος $V_{out}=55\text{mV}$ (με πράσινο χρώμα). Στην συνέχεια η έξοδος της βαθμίδα ενίσχυσης (U3B) φαίνεται να είναι μία σειρά παλμών PWM (με κόκκινο χρώμα) η οποία βλέπουμε να ακολουθά την ίδια φάση σε σχέση με την είσοδο αυτής της βαθμίδας. Στην συνέχεια χρησιμοποιούμε τους κέρσορες (T1-T2)

για να μετρήσουμε το πλάτος στην έξοδο το οποίο φαίνεται να έχει τιμή $V_{out}=314\text{ mV}$. Το κέρδος τάσης A_{CL} αυτής της βαθμίδας (U3B) μετρείται στην συνέχεια με την σχέση:

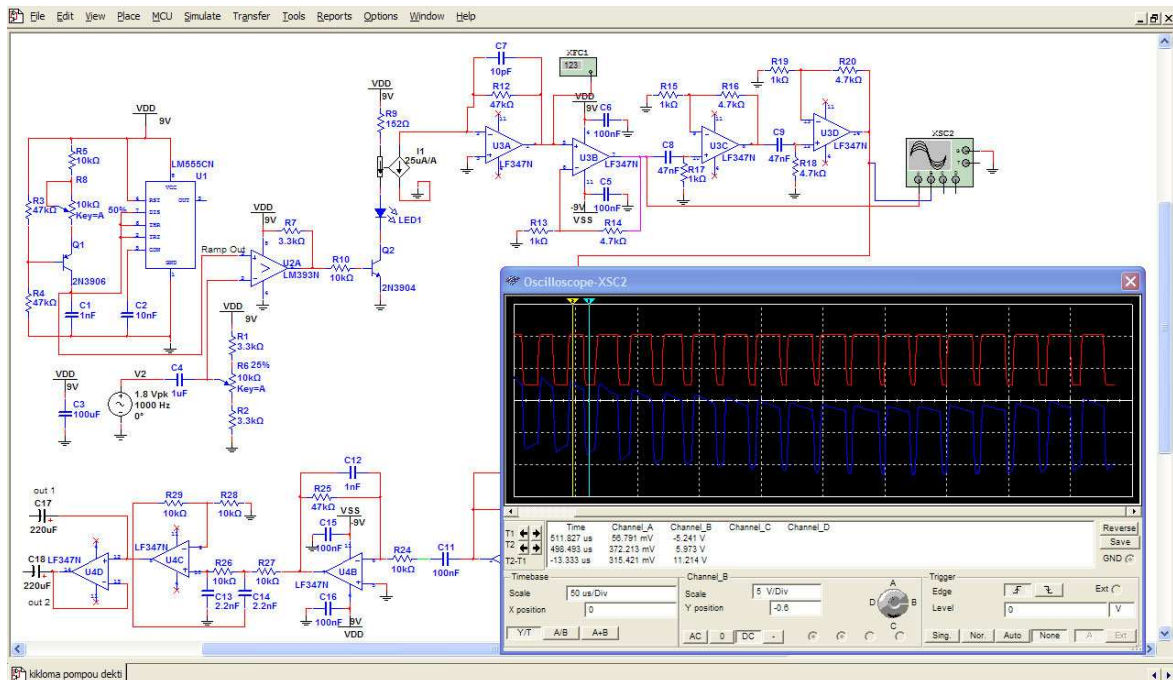
$$A_{CL(U3B)} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{314\text{mV}}{55\text{mV}} = 5.7 \quad (\text{Σχέση 3.1})$$



Σχήμα 3-5: Έλεγχος 4^{ης} βαθμίδας του κυκλώματος – ενίσχυσης είσοδος (με πράσινο χρώμα) και έξοδος (με κόκκινο χρώμα) .

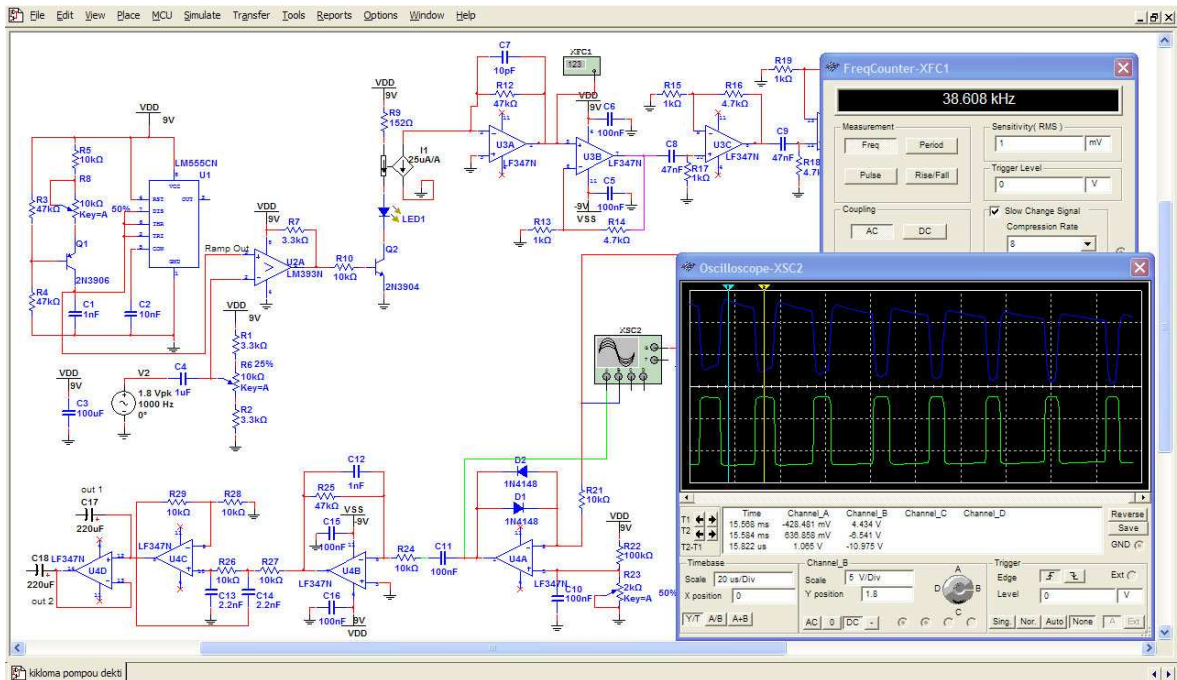
Η έξοδος της 5^{ης} βαθμίδα 2^{ης} τάξης υψηλοπερατού φίλτρου (U3C, U3D) όπως φαίνεται στο σχήμα 3-6 παρακολουθούμε να είναι μία σειρά PWM (με μπλε χρώμα) η οποία θα ακολουθούσε την ίδια φάση σε σχέση με την είσοδο αυτής της βαθμίδας (με κόκκινο χρώμα). Αυτό το αναμέναμε καθώς γνωρίζουμε από την θεωρία ότι μία διάταξη μη αναστρέφουσας ανάδρασης τάσης όπως αυτή που φαίνεται στην 5^η βαθμίδα του κυκλώματος (U3C, U3D) δεν θα προκαλεί αναστροφή φάσης της εξόδου σε σχέση με την είσοδο. Η 5^η βαθμίδα με την χρήση των κερατόρων T1,T2 υπολογίζεται να έχει πλάτους εξόδου $V_{out}=12\text{ V}$. Το ολικό κέρδος τάσης που θα μας παρέχει η 5^η βαθμίδα στην έξοδο της το υπολογίζεται στην συνέχεια με την σχέση:

$$A_{CL(U3C+U3D)} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{11\text{V}}{0.315\text{V}} = 35 \quad (\text{Σχέση 3.2})$$



Σχήμα 3-6: Έλεγχος 5^{ης} βαθμίδας του κυκλώματος της 2^{ης} τάξης χαμηλοπερατού φίλτρου είσοδος (με κόκκινο χρώμα) και έξοδος (με μπλε χρώμα):

Η 6^η βαθμίδα του κυκλώματος του ανιχνευτή κατωφλίου/ περιοριστή (U4A) στην έξοδο της όπως φαίνεται στο σχήμα 3-7 φαίνεται να παράγει μία σειρά PWM (με πράσινο χρώμα) η οποία όπως φαίνεται θα ακολουθούσε αντίστροφη φάση σε σχέση με την είσοδο αυτής της βαθμίδας (με μπλε χρώμα). Αυτό το αιτιολογούμε λόγω της ανάστροφης φάσης που θα ακολουθούσε σύμφωνα με την θεωρία η έξοδος της 6^{ης} βαθμίδας σε σχέση με την είσοδο αυτής της βαθμίδας. Στην συνέχεια χρησιμοποιούμε τους κέρσορες T1-T2 για να υπολογίσουμε την έξοδο της 6^{ης} βαθμίδας όπως φαίνεται να έχει πλάτος $V_{out}=1\text{ V}$ το οποίο βλέπουμε να συμπίπτει σε σχέση με το αντίστοιχο το οποίο υπολογίσαμε στην θεωρία με την σχέση 2.25 το οποίο φαίνεται να έχει τιμή $V_{OUT(U4A)}=1.2\text{ V}$.



Σχήμα 3-7: Έλεγχος 6^{ης} βαθμίδας του κυκλώματος του ανιχνευτή κατωφλίου/ περιοριστή είσοδος (με μπλε χρώμα) και έξοδος (με πράσινο χρώμα).

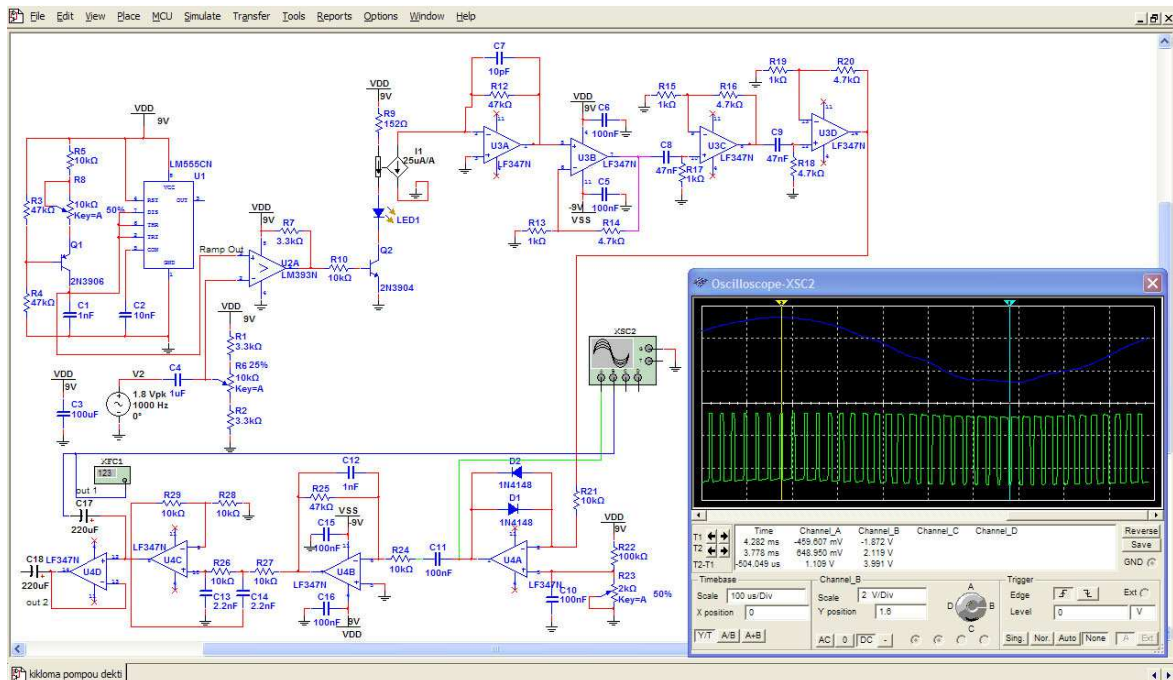
Η 7^η βαθμίδα του κυκλώματος 3^{ης} τάξης χαμηλοπερατού φίλτρου (U4B, U4C) στην συνέχεια όπως φαίνεται στο σχήμα 3-8 στην έξοδο της βλέπουμε να παράγει έναν τόνο (με μπλε χρώμα) όπου με την χρήση των κερσόρων T1,T2 υπολογίζουμε την περίοδο (T) αυτού του τόνου όπως φαίνεται στην έξοδο του παλμογράφου XSC2 με την σχέση:

$$T = 10 \times 100\mu s = 1000\mu s. \quad (\text{Σχέση 3.3})$$

Για τον υπολογισμό της συχνότητας εξόδου χρησιμοποιούμε την γενική σχέση από την φυσική:

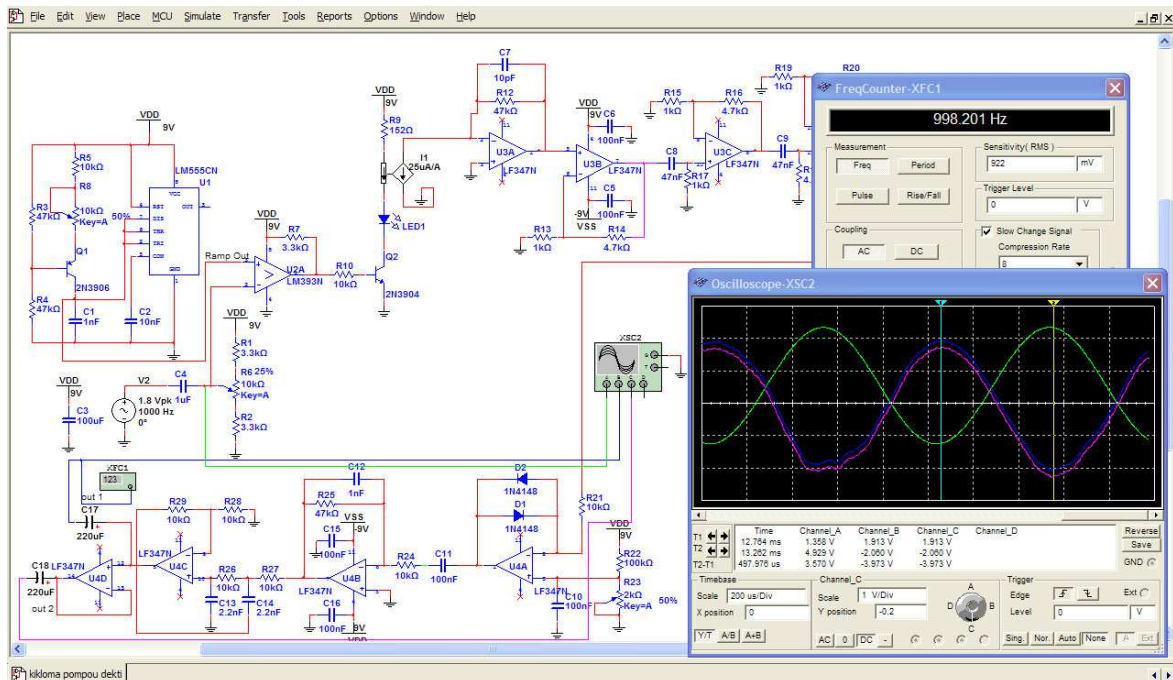
$$f = 1/T = 1/1000\mu s = 1/(1000 \times 10^{-6}) = 1000 \text{ Hz} = 1\text{KHz} \quad (\text{Σχέση 3.4})$$

Με την σχέση 3.4 παρατηρούμε πώς η συχνότητα αυτού του τόνου ότι θα σχετίζεται άμεσα σε σχέση με την συχνότητα στην είσοδο του πομπό (με μπλε χρώμα όπως φαίνεται στο σχήμα 3-2).



Σχήμα 3-8: Έλεγχος 7^{ης} βαθμίδας του κυκλώματος της 3^{ης} τάξης χαμηλοπερατού φίλτρου είσοδος (με πράσινο χρώμα) και έξοδος με μπλε χρώμα).

Στην συνέχεια όπως φαίνεται στο σχήμα 3-9 η είσοδος του πομπού (με πράσινο χρώμα) φαίνεται σε σχέση με την 1^η έξοδο (με μπλε χρώμα) και την 2^η έξοδο του δέκτη (με μοβ χρώμα) η οποία φαίνεται να είναι όμοιες αλλά σε αντιστροφή φάσης. Η έξοδος στον ακόλουθο τάσης (U4D) δηλαδή η 2^η έξοδος του κυκλώματος παρατηρούμε να ακολουθά με απόλυτη ακρίβεια την 1^η έξοδο του κυκλώματος (με μπλε χρώμα) δηλαδή της εξόδου της 7^{ης} βαθμίδας 3^{ης} τάξης χαμηλοπερατού φίλτρου (με μοβ χρώμα όπως φαίνεται στο σχήμα 3-9).



Σχήμα 3-9: Έλεγχος εισόδου πομπού (με πράσινο χρώμα) σε σχέση με την 1^η έξοδο του δέκτη (με μπλε χρώμα) και 2^η έξοδο δέκτη (με μοβ χρώμα).

Με την προσομοίωση του κυκλώματος επιβεβαιώνουμε την ορθή λειτουργία του κυκλώματος πομπού - δέκτη για σήμα εισόδου στον πομπό 1 KHz.

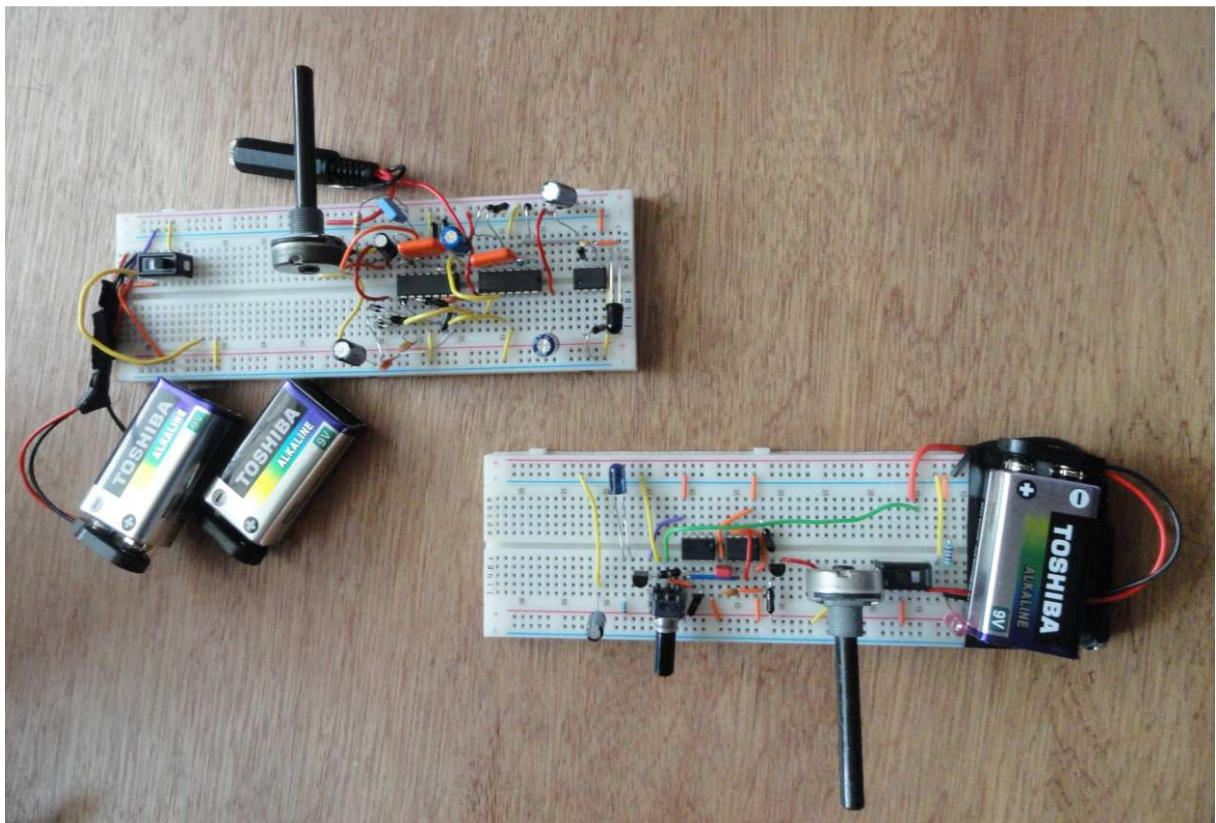
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

4. ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Μετά αφού ολοκληρώσαμε τον έλεγχο της ορθής λειτουργίας του κυκλώματος με την χρήση υπολογιστικού προγράμματος multisim 1.0 στην συνέχεια κατασκευάσαμε το κύκλωμα σε πειραματική πλακέτα – bread board.

4.1. Τι είναι η πειραματική πλακέτα bread board

Η πειραματική πλακέτα (bread-board) χρησιμοποιείται για τον έλεγχο σε προσωρινά κυκλώματα. Δεν απαιτεί συγκόλληση έτσι ώστε να είναι εύκολο να γίνονται αλλαγές στις συνδέσεις και στην αντικατάσταση των ηλεκτρονικών στοιχείων. Η σύνδεση των ηλεκτρονικών στοιχείων πραγματοποιείται με λεπτής διαμέτρου χάλκινα καλώδια. Στο σχήμα 4-1 φαίνεται το κύκλωμα πομπού – δέκτη να είναι κατασκευασμένο σε πειραματική πλακέτα – bread board.



Σχήμα 4-1: Το κύκλωμα πομπού – δέκτη κατασκευασμένο σε πειραματική πλακέτα - bread board.

4.2. Συναρμολόγηση του Κυκλώματος

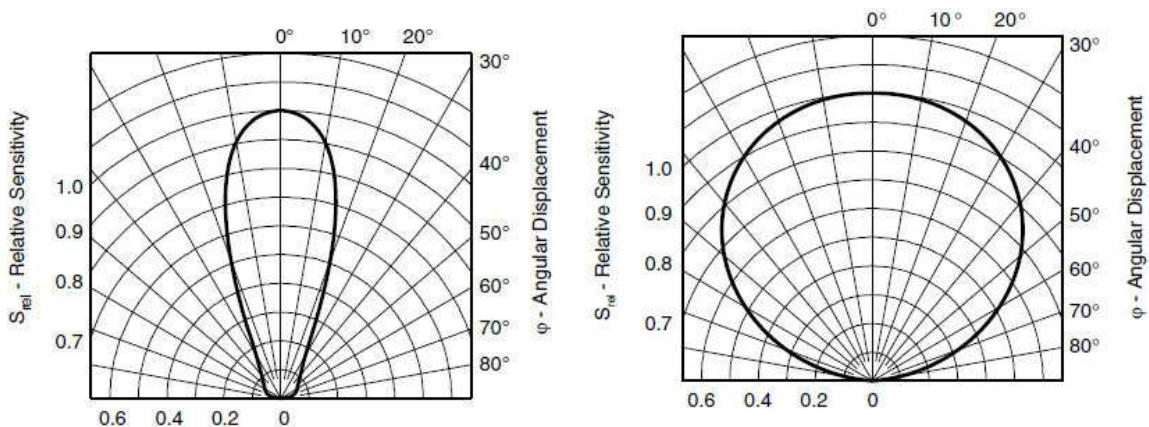
Στον Πίνακα 4-1 βλέπουμε τα ηλεκτρονικά στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του κυκλώματος.

Πίνακας 4-1: Ηλεκτρονικά στοιχεία που χρησιμοποιήσαμε για την κατασκευή του κυκλώματος.

| Ηλεκτρονικά στοιχεία κυκλώματος πομπού | | |
|--|--|---|
| 1. | Αντιστάσεις 47KΩ 10% 1/4W - R3, R4 | 2 |
| 2. | Αντιστάσεις 10KΩ 10% 1/4W - R5, R10 | 2 |
| 3. | Ποτενσιόμετρο 10KΩ - R8, R6 | 2 |
| 4. | Τρανζίστορ 2N3906 - Q1 | 1 |
| 5. | Πυκνωτής 0.001μF - C1 | 1 |
| 6. | Χρονοδιακόπτης LM555CN | 1 |
| 7. | Πυκνωτής 0.01μF - C2 | 1 |
| 8. | Πυκνωτής 1μF - C4 | 1 |
| 9. | Αντιστάσεις 3.3KΩ 10% 1/4W - R1, R2, R7 | 3 |
| 10. | Συγκριτής LM393N - U1A | 1 |
| 11. | Αντιστάσεις 150Ω 10% 1W - R9 | 1 |
| 12. | Υπέρυθρη δίοδος LED TSAL6100 – LED1 | 1 |
| 13. | Τρανζίστορ 2N3904 - Q2 | 1 |
| 14. | Πυκνωτής 100μF 20% - C3 | 1 |
| Ηλεκτρονικά στοιχεία κυκλώματος δέκτη | | |
| 1. | Φωτοδίοδος BP10nf-3 (BPV23F) | 1 |
| 2. | Τελεστικός ενισχυτής LMC6082 (LF347N) | 1 |
| 3. | Τελεστικός ενισχυτής TL074CN (LF347N) | 2 |
| 4. | Πυκνωτής 10 pF 20% - C7 | 1 |
| 5. | Αντιστάσεις 47KΩ, 10% 1/4W - R12, R25 | 2 |
| 6. | Αντιστάσεις 1KΩ, 10% 1/4W - R13, R15, R17, R18, R19, R21 | 6 |
| 7. | Αντιστάσεις 4.7KΩ, 10% 1/4W - R14, R16, R20 | 3 |
| 8. | Πυκνωτής 200μF - C5, C6, C17, C18 | 4 |
| 9. | Πυκνωτής 0.047μF - C8, C9 | 2 |
| 10. | Αντιστάσεις 100KΩ, 10% 1/4W - R22 | 1 |
| 11. | Ποτενσιόμετρο 2KΩ - R23 | 1 |
| 12. | Πυκνωτής 0.1μF - C10, C11 | 2 |
| 13. | Δίοδος 1N4148 | 2 |
| 14. | Αντιστάσεις 10KΩ, 10% 1/4W - R24, R26- R29 | 5 |
| 15. | Πυκνωτής 1nF - C12 | 1 |
| 16. | Πυκνωτής 2.2nF - C13, C14 | 2 |

4.3. Αναπληρωματικά Ηλεκτρονικά Στοιχεία

Επειδή μερικά ηλεκτρονικά στοιχεία του κυκλώματος πομπού – δέκτη δεν υπήρχαν άμεσα διαθέσιμα προς την αγορά για αυτό τον λόγο υπήρξε ιδιαίτερη ανάγκη αντικατάστασης τους η οποία περιγράφεται ακολούθως. Το ολοκληρωμένο κύκλωμα LF347N το αντικαταστήσαμε με το αντίστοιχο του TL074CN το οποίο όπως φαίνεται στο παράρτημα Δ μοιάζει στα χαρακτηριστικά με αυτά του T.E. LF347N. Η βαθμίδα ανίχνευσης υπερύθρων (IR) λόγω της ιδιαιτερότητας της η οποία είναι πολύ σημαντική επειδή ο ρόλος της είναι η λήψη του εκπεμπόμενου σήματος, λόγω της αντικατάστασης του ολοκληρωμένου TL074CN για την βεβαιότητα της ορθής λειτουργίας της θεωρήθηκε καλό να την αναπληρώσουμε με τον ενισχυτή LMC6082 ο οποίος έχει χαμηλό κόστος και απευθύνεται σε εφαρμογές φωτοδιόδου και προενισχυτές ανίχνευσης υπερύθρων όπως βλέπουμε στο παράρτημα Δ. Η φωτοδίοδος BPV23F λόγω μη εύρεσης της στο εμπόριο κρίθηκε αναγκαίο να αντικατασταθεί με μία ίδιας σχεδόν κατηγορίας φωτοδίοδο την BP10NF η οποία παρουσιάζεται στο παράρτημα Δ. Σε σχέση με την πρωτότυπη φωτοδίοδο φαίνεται να ξεχωρίζει όσον αφορά το διάγραμμα ευαισθησίας ακτινοβολίας. Στο σχήμα 4-2 βλέπουμε το διάγραμμα ευαισθησίας ακτινοβολίας της φωτοδιόδου BPV23F το οποίο δηλώνει ότι σε γωνίες με κλίση μεγαλύτερη από $\pm 60^\circ$ μοίρες η ευαισθησία ακτινοβολίας αυτής της φωτοδιόδου πέφτει στο μισό σε σχέση με την μέγιστη ευαισθησία ακτινοβολίας της η οποία εντοπίζεται στις 0° μοίρες, αντίστοιχα βλέπουμε και για την BP10NF η οποία χρησιμοποιείται στο παρόν κύκλωμα να χαρακτηρίζεται όπως φαίνεται για γωνίες $\pm 20^\circ$ μοίρες.



Σχήμα 4-2: Διάγραμμα ευαισθησίας ακτινοβολίας της φωτοδιόδου BP10NF για $\pm 20^\circ$ μοίρες στα αριστερά και της φωτοδιόδου BPV23F $\pm 60^\circ$ μοίρες στα δεξιά.

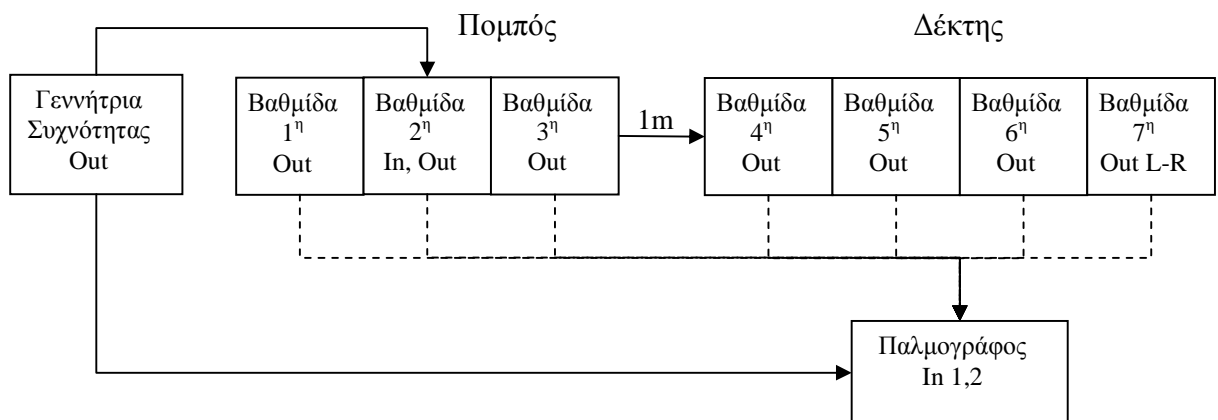
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο

5. ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΗΣ ΟΡΘΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Εφόσον ολοκληρώσαμε την κατασκευή στην συνέχεια προχωρήσαμε στο εργαστήριο όπου έγινε ο έλεγχος της ορθής λειτουργίας του κυκλώματος.

5.1. Πειραματική Διαδικασία

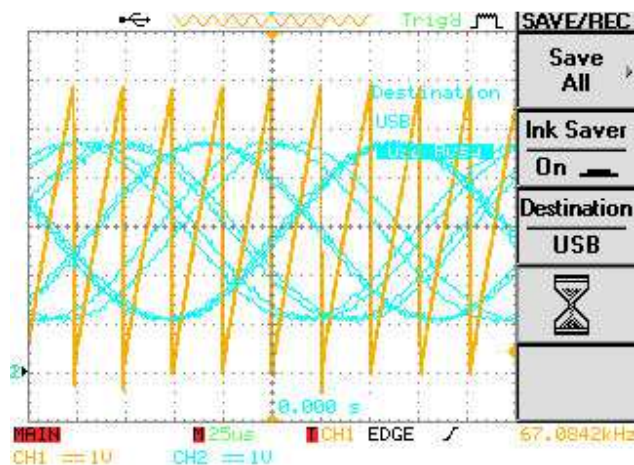
Για τον έλεγχο της ορθής λειτουργίας του κυκλώματος εφαρμόσαμε τα ακόλουθα προαπαιτούμενα βήματα αρχίζοντας κατά σειρά από την 1^η βαθμίδα του κυκλώματος της γεννήτριας κυματομορφής ράμπας. Στο σχήμα 5-1 βλέπουμε την πειραματική διάταξη που υλοποιήσαμε για τον έλεγχο της ορθής λειτουργίας του κυκλώματος πομπού - δέκτη.



Σχήμα 5-1: Πειραματική διάταξη που υλοποιήσαμε για τον έλεγχο της ορθής λειτουργίας του κυκλώματος.

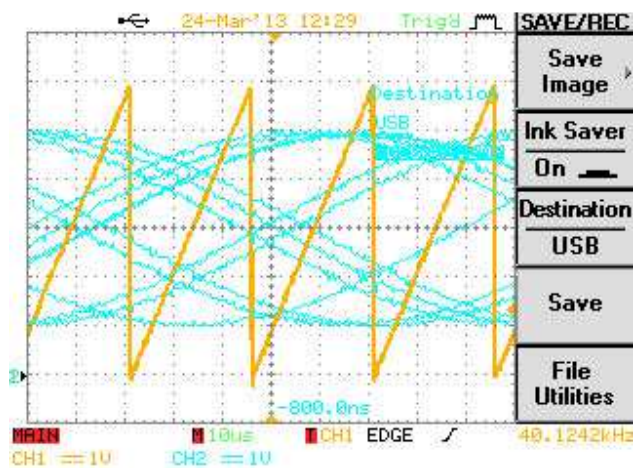
5.1.1. Έλεγχος 1^{ης} Βαθμίδας – Γεννήτριας Κυματομορφής Ράμπας

Αρχικά στο πρώτο βήμα εφαρμόσαμε τάση τροφοδοσίας $V_{DD}=9V$ στο κύκλωμα πομπού. Ακολούθως παρακολουθήσαμε την έξοδο της 1^{ης} βαθμίδας μέσω του παλμογράφου όπως φαίνεται στο σχήμα 5-2.



Σχήμα 5-2: Έξοδος 1^{ης} βαθμίδας γεννήτριας κυματομορφής ράμπας (με κίτρινο χρώμα) και είσοδος πομπού (με μπλε γαλάζιο χρώμα).

Στην συνέχεια πραγματοποιήσαμε την διόρθωση – ρύθμιση μέσω του ποτενσιόμετρου R8 ούτος ώστε η γεννήτρια ράμπας να παράγει στην έξοδο συχνότητα 40 KHz καθώς προβλέπεται όπως φαίνεται στο σχήμα 5-3.

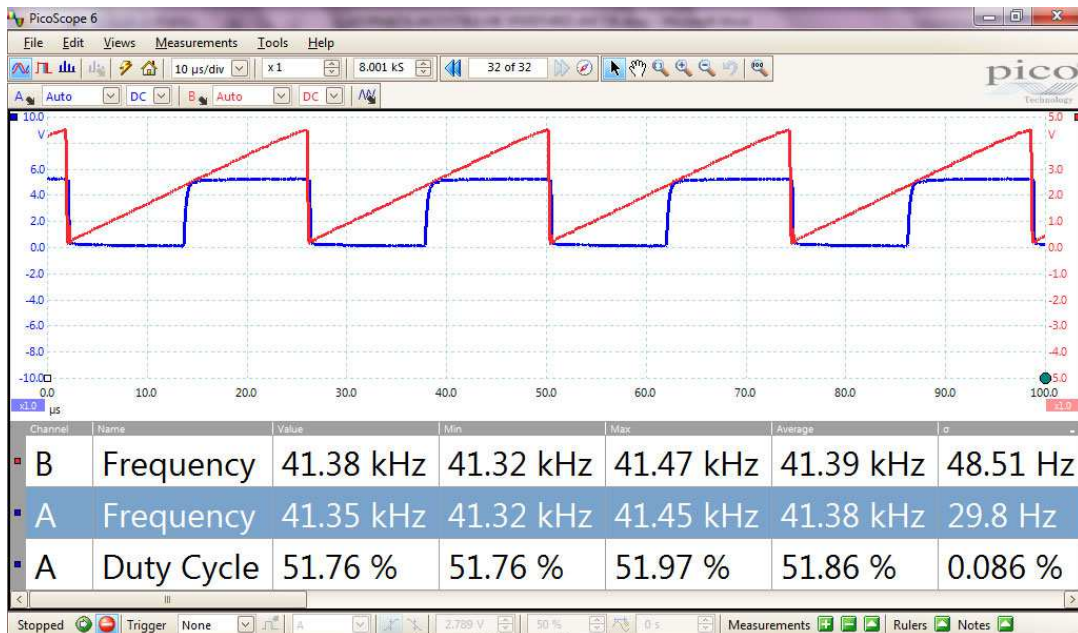


Σχήμα 5-3: Ρυθμίσαμε την έξοδο της 1^{ης} βαθμίδας να παράγει κυματομορφή ράμπας συχνότητας 40KHz (με κίτρινο χρώμα).

Στην συνέχεια καταγράψαμε την ελάχιστη και την μέγιστη τάση της κυματομορφής ράμπας στην έξοδο του παλμογράφου η οποία όπως φαίνεται στο σχήμα 5-3 βλέπουμε να έχει τιμή 6V.

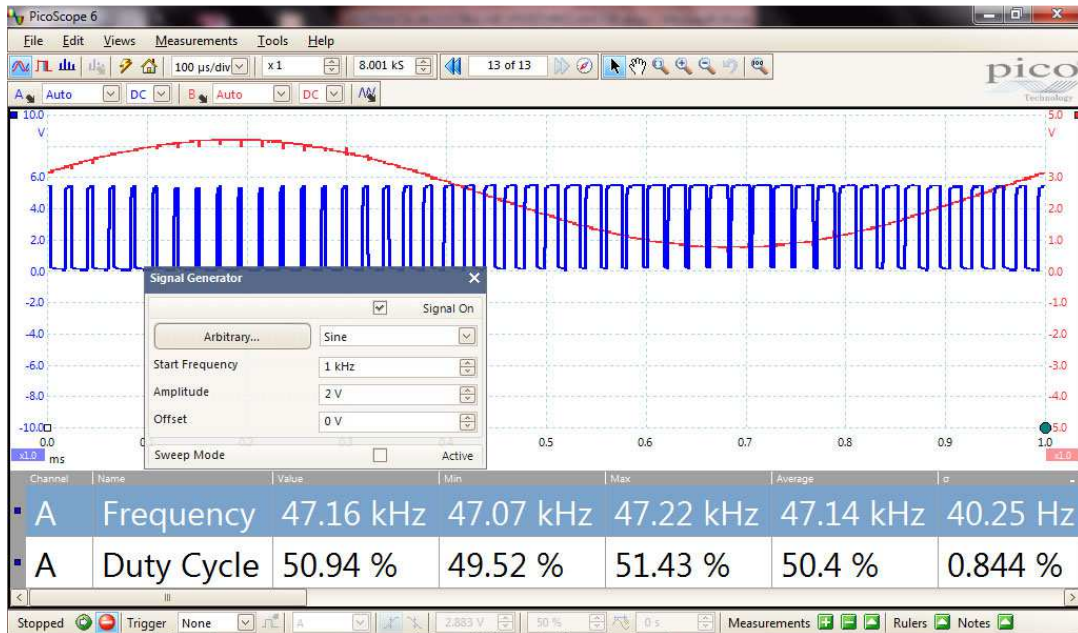
5.1.2. Έλεγχος 2^{ης} Βαθμίδας – Συγκριτή

Για τον έλεγχο της 2^{ης} βαθμίδας συγκριτή περιστρέψαμε το ποτενσιόμετρο R6 μέχρι να αποκτηθεί στην έξοδο περιοδικός κύκλος 50% χωρίς σήμα καθώς προβλέπεται. Για αυτή την ρύθμιση η τιμή της τάσης στην αναστρέφουσα είσοδο (V-) του συγκριτή, σύμφωνα με τις απαιτήσεις ρύθμισης του κυκλώματος θα πρέπει να έχει τιμή η οποία θα βρίσκεται ανάμεσα στο μέσο της μέγιστης και της ελάχιστης τάσης της κυματομορφής ράμπας που σημαίνει $6V/2V = 3V$. Όπως βλέπουμε στο σχήμα 5-4 η έξοδος της 2^{ης} βαθμίδας φαίνεται να παράγει περιοδικό κύκλο 50% χωρίς σήμα εισόδου και αντίστοιχη συχνότητα εξόδου όπως φαίνεται προσεγγιστικά $f = 40$ KHz.



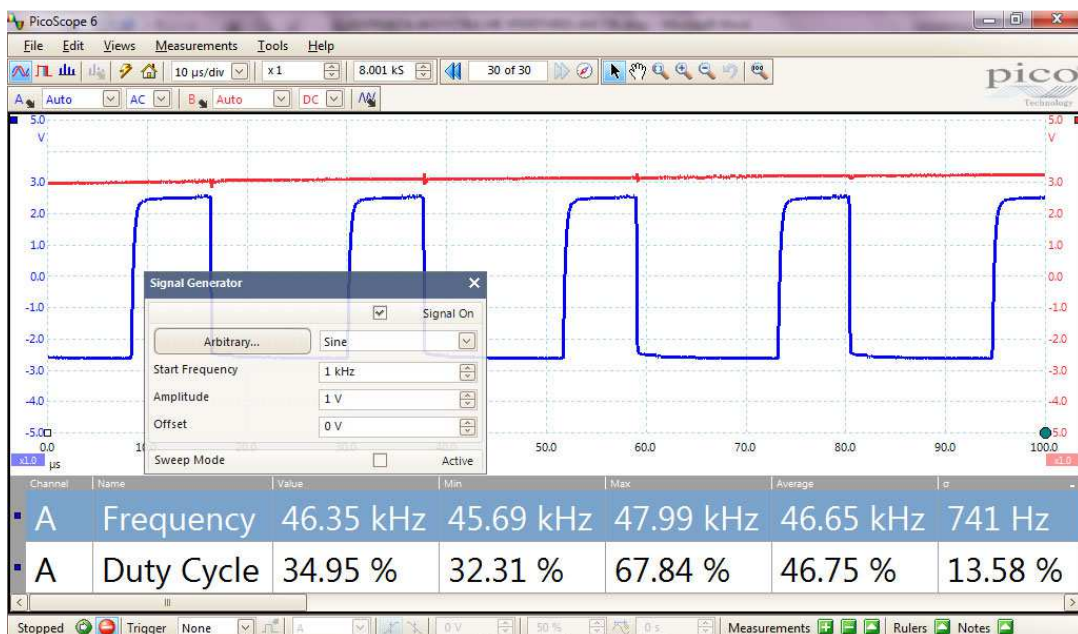
Σχήμα 5-4: Ρυθμίσαμε την έξοδο της 2^{ης} βαθμίδας συγκριτή να παράγει περιοδικό κύκλο – duty cycle 50%.

Στην συνέχεια για να δημιουργήσουμε την διαμόρφωση πλάτους παλμού PWM μεταβάλαμε το πλάτος στην είσοδο του πομπού μέχρι να παράγει η έξοδος της 2^{ης} βαθμίδας συγκριτή περιοδικό κύκλο από 30% σε 70%. Αυτό είναι το απαιτούμενο πλάτος εξόδου που απαιτείται στην είσοδο της 3^{ης} βαθμίδα της οδηγού φωτοεκπομπού διόδου LED. Στο σχήμα 5-5 βλέπουμε την σχετική διαδικασία που πραγματοποιήσαμε για να δημιουργήσουμε την διαμόρφωσης πλάτους παλμού PWM.



Σχήμα 5-5: Έξοδος της 2^{ης} βαθμίδας συγκριτή (με μπλε χρώμα) με διαμόρφωση πλάτους παλμού PWM για σήμα εισόδου $V_{in}=1V$ (με κόκκινο χρώμα).

Στο σχήμα 5-6 φαίνεται η ίδια κυματομορφή με το σχήμα 5-5 σε μεγαλύτερη ανάλυση να παράγει περιοδικό καθήκον $\min=32\%$ και $\max=68\%$ για σήμα εισόδου 1V.



Σχήμα 5-6: Ρυθμίσαμε την έξοδο της 2^{ης} βαθμίδας συγκριτή (με μπλε χρώμα) να παράγει περιοδικό καθήκον από 32% σε 68% όπως φαίνεται με την ένδειξη - Duty Cycle.

5.1.3. Έλεγχος 3^{ης} Βαθμίδας – Οδηγός Φωτοεκπομπού διόδου (LED)

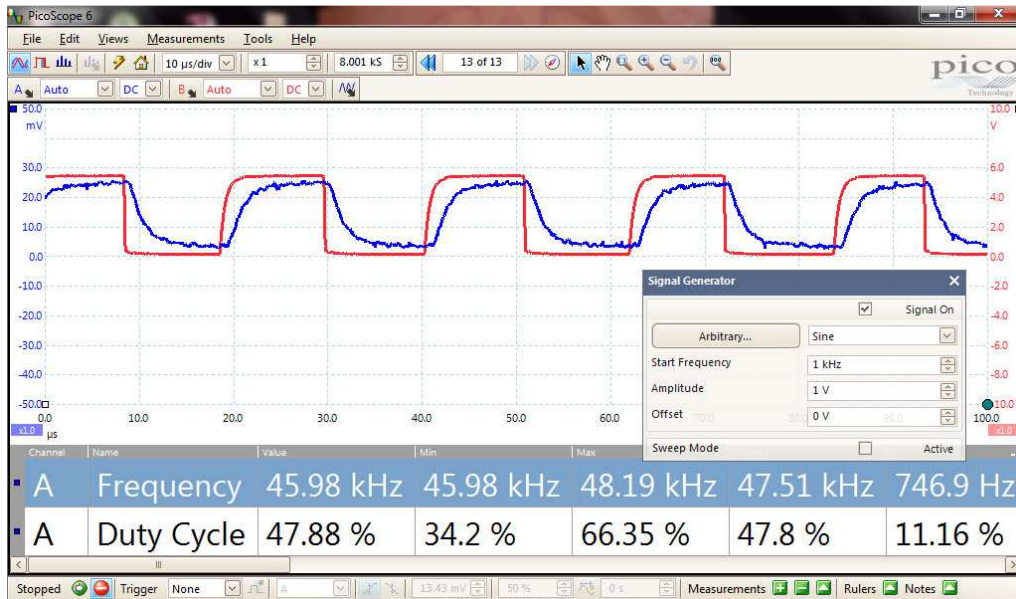
Για τον έλεγχο της 3ης βαθμίδας οδηγού φωτοεκπομπού διόδου LED θα πρέπει η τάση στην έξοδο του LED ή της αντίστασης R9 να επιβεβαιώσουμε ότι θα οδηγείται από μία σειρά παλμών. Στο σχήμα 5-7 βλέπουμε την είσοδο της 3^{ης} βαθμίδας (με μπλε χρώμα) και αντίστοιχα την έξοδο της 3^{ης} βαθμίδας στον συλλέκτη (με κόκκινο χρώμα) όπου βλέπουμε να ακολουθά ανάστροφη φάση σε σχέση με την είσοδο καθώς το αναμέναμε καθώς το μελετήσαμε στην θεωρία.



Σχήμα 5-7: Αναστροφή φάσης στην είσοδο της 3^{ης} βαθμίδας οδηγού φωτοεκπομπού διόδου LED (με κόκκινο χρώμα) σε σχέση με την έξοδο της στον συλλέκτη (με μπλε χρώμα).

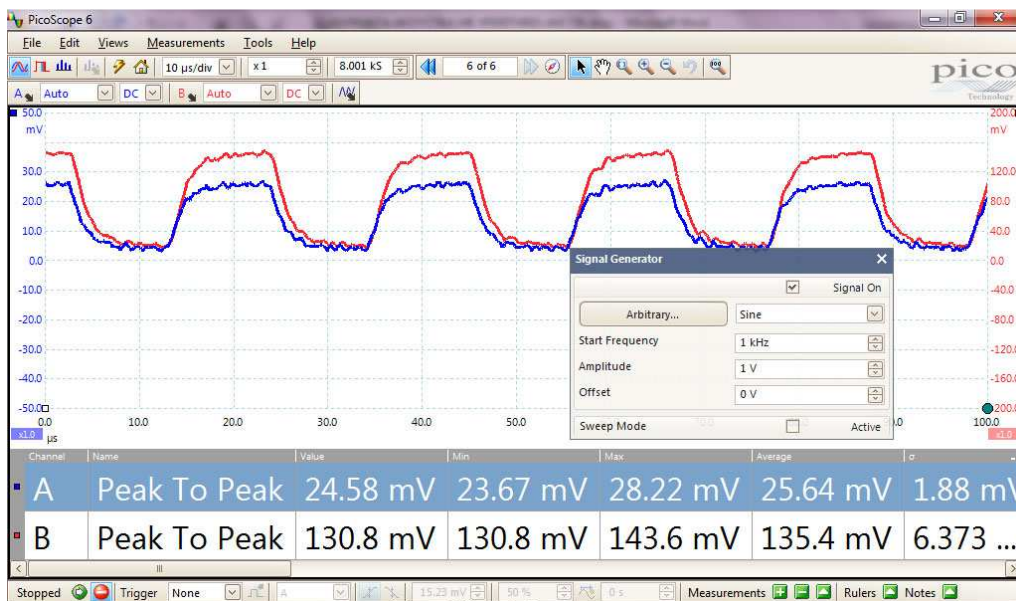
5.1.4. Έλεγχος 4^{ης} Βαθμίδας – Ανιχνευτή Υπερύθρων & Ενίσχυσης

Στην συνέχεια όπως φαίνεται στο σχήμα 5-8 έγινε ο έλεγχος της 4^{ης} βαθμίδας ανίχνευσης υπερύθρων. Η έξοδος της 4^{ης} βαθμίδας (με μπλε χρώμα) φαίνεται να είναι μία τετραγωνική κυματομορφή η οποία ακολουθά ίδια φάση σε σχέση με την έξοδο της 2^{ης} βαθμίδας συγκριτική η οποία θα μας καθορίζει την πραγματική φάση στην έξοδο του πομπού.



Σχήμα 5-8: Σύγκριση εξόδου 2^{ης} βαθμίδας συγκριτή (με κόκκινο χρώμα) και εξόδου 4^{ης} βαθμίδας ανίχνευσης υπερύθρων (με μπλε χρώμα).

Στην συνέχεια στο σχήμα 5-9 μετρούμε την έξοδο της βαθμίδας ενίσχυσης να έχει πλάτος $V_{out}=135mV$ (με κόκκινο χρώμα) και αντίστοιχα την είσοδο αυτής της βαθμίδας (με μπλε χρώμα) όπως φαίνεται να έχει πλάτος $V_{in}= 25mV$.

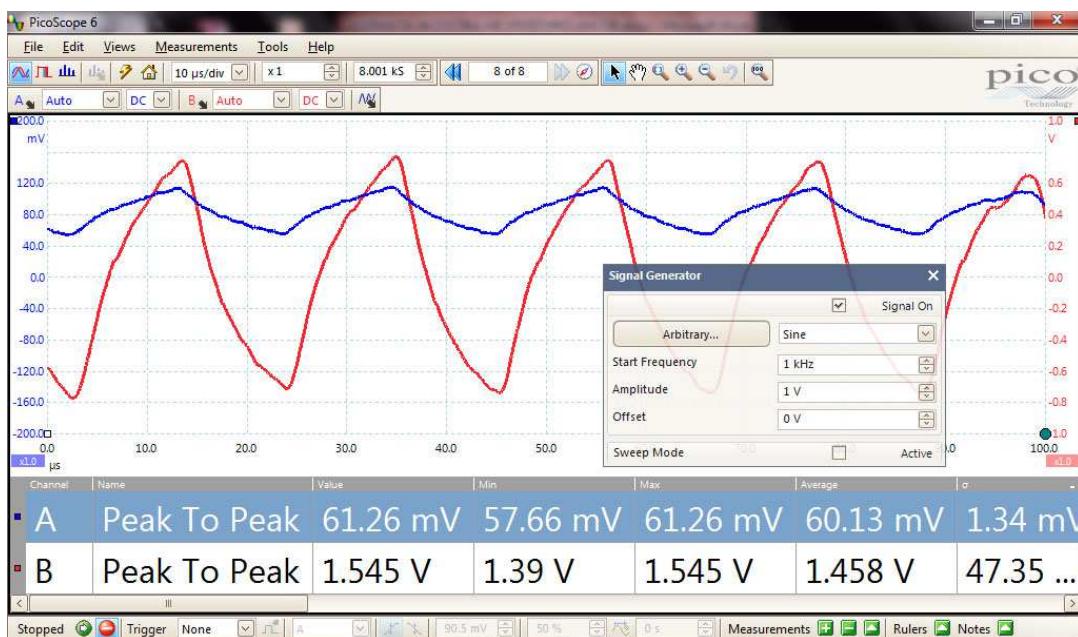


Σχήμα 5-9: Πλάτος εισόδου (με μπλε χρώμα) και εξόδου (με κόκκινο χρώμα) βαθμίδας ενίσχυσης.

Χρησιμοποιώντας στην συνέχεια την σχέση 3.1 υπολογίζουμε το κέρδος τάσης A_{CL} της βαθμίδας ενίσχυσης με την σχέση:

$$A_{CL(U3B)} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{135mV}{25mV} = 5.4 \quad (\text{Σχέση 5.1})$$

5.1.5. Έλεγχος 5^{ης} Βαθμίδας – 2^{ης} Τάξης Υψηλοπερατό Φίλτρο & Ενίσχυσης
 Η έξοδος της επόμενης βαθμίδας όπως φαίνεται στο σχήμα 5-10 βλέπουμε να είναι μία κυματομορφή η οποία μετρούμε να έχει σταθερό πλάτος $V_{out}=1.5V$ και αντίστοιχα η είσοδος μετρείται να έχει πλάτος $V_{in}= 60mV$.



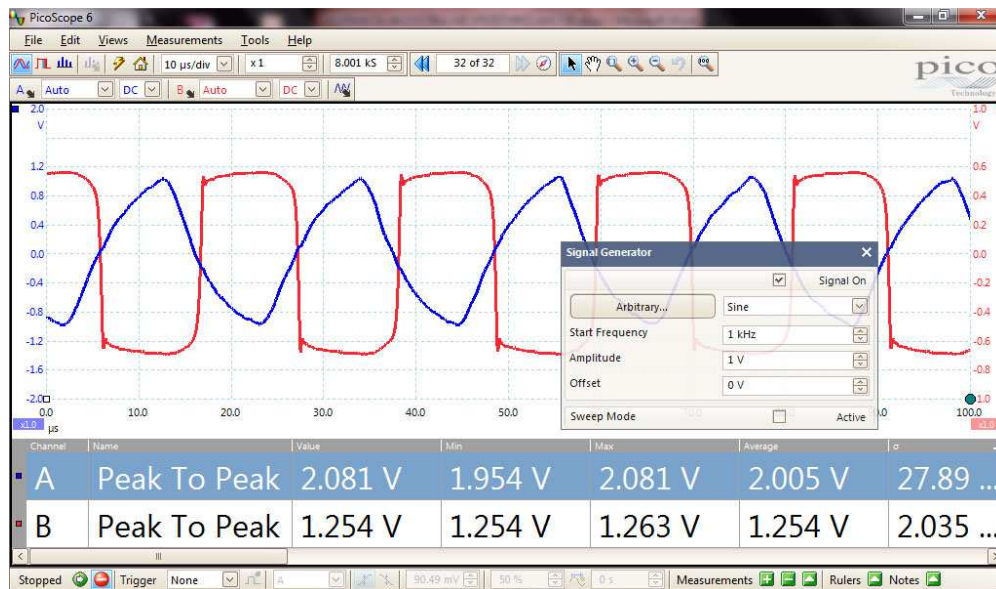
Σχήμα 5-10: Είσοδος 5^{ης} βαθμίδας 2^{ης} τάξης χαμηλοπερατό φίλτρο (με μπλε χρώμα) και έξοδος (με κόκκινο χρώμα)

Χρησιμοποιώντας στην συνέχεια την σχέση 3.1 υπολογίζουμε το κέρδος τάσης της 5^{ης} βαθμίδας της 2^{ης} τάξης χαμηλοπερατού φίλτρου να έχει τιμή όπως φαίνεται με την σχέση:

$$A_{CL(U3B)} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1500mV}{60mV} = 25 \quad (\text{Σχέση 5.2})$$

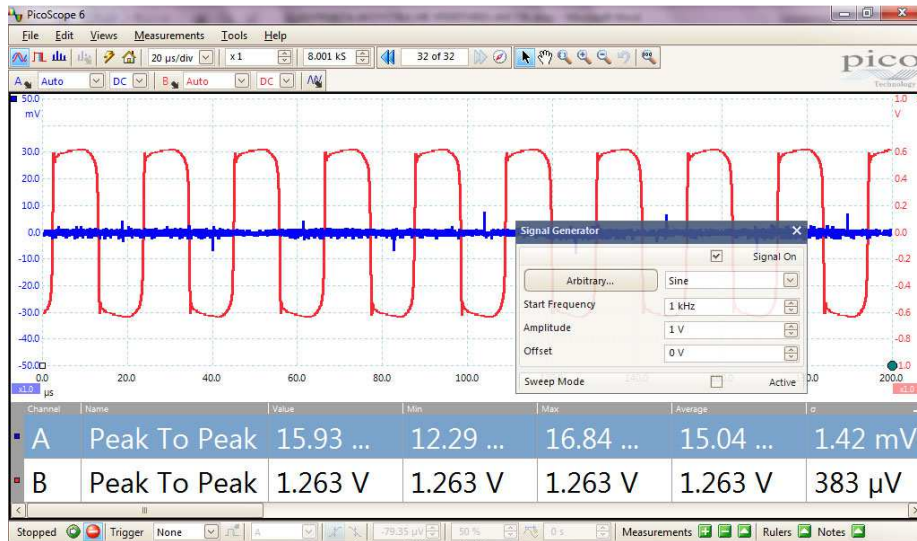
5.1.6. Έλεγχος 6^{ης} Βαθμίδας – Ανίχνευσης Κατωφλίου / Περιοριστή

Στην συνέχεια για τον έλεγχο λειτουργίας της 6^{ης} βαθμίδας ακολουθούμε τα εξής βήματα: Περιστρέψαμε το ποτενσιόμετρο R23 μέχρι να παράγει στην αναστρέφουσα είσοδο του κυκλώματος (V-) τάση 0 V. Ενεργοποιήσαμε το κύκλωμα πομπού και παρακολουθήσαμε την κυματομορφή εξόδου. η έξοδος θα πρέπει να είναι μία καλή τετραγωνική κυματομορφή με πλάτος το οποίο δεν θα μεταβάλλεται καθώς ο πομπός απομακρύνεται. Η είσοδος της 6^{ης} βαθμίδας βλέπουμε να είναι μία κάπως αλλοιωμένη τετραγωνική κυματομορφή και η έξοδος της 6^{ης} βαθμίδας βλέπουμε να είναι μία πολύ καλή τετραγωνική κυματομορφή η οποία όπως φαίνεται στο σχήμα 5-11 υπολογίζουμε να έχει πλάτος εξόδου $V_{out}=1.3V$.



Σχήμα 5-11: Είσοδος (με μπλε χρώμα) 6^{ης} βαθμίδας ανίχνευσης κατωφλίου/ περιοριστή και έξοδος (με κόκκινο χρώμα).

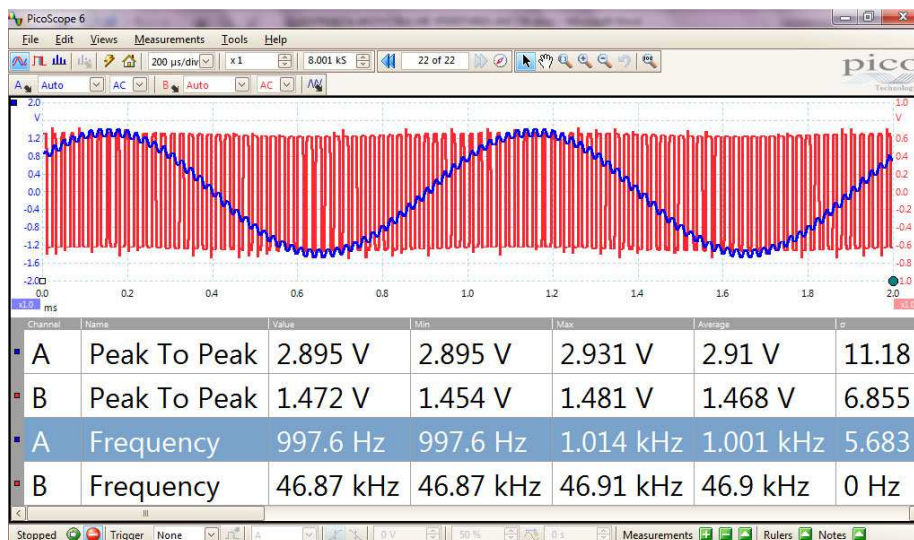
Στην συνέχεια αυτής της διαδικασίας απενεργοποιήσαμε το κύκλωμα πομπού και παρακολουθήσαμε την έξοδο. θα πρέπει να παρατηρήσουμε αν κάποιος ενδεχόμενος θόρυβος σκανδαλίζει το κύκλωμα ανίχνευσης κατωφλίου/ περιοριστή. Σε αυτή την περίπτωση ρυθμίζουμε την τάση αναφοράς R23 πάνω από το επίπεδο θορύβου για την επίλυση του προβλήματος. Στο σχήμα 5-12 βλέπουμε την σχετική διαδικασία που πραγματοποιήσαμε για ρύθμιση της τάσης αναφοράς R23 σε επίπεδο 15mV.



Σχήμα 5-12: Έξοδος 6^{ης} βαθμίδας ανίχνευσης κατωφλίου/ περιοριστή (με κόκκινο χρώμα) και ρύθμιση τάσης αναφοράς R23 σε επίπεδο Vref=15mV (με μπλε χρώμα).

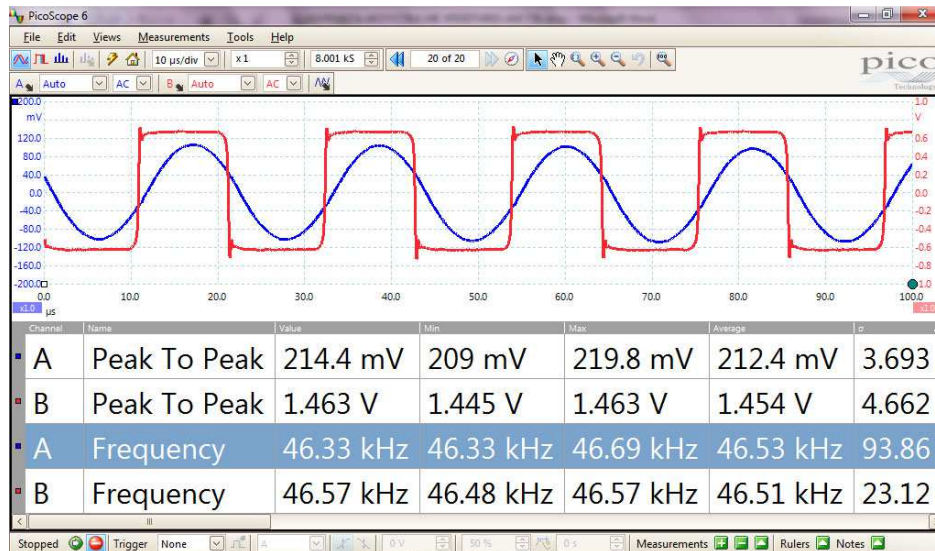
5.1.7. Έλεγχος 7^{ης} Βαθμίδας – 3^{ης} τάξης Χαμηλοπερατού Φίλτρου

Ενεργοποιήσαμε τον πομπό και εισάγαμε μέσω της γεννήτριας συχνοτήτων τόνο 1KHz αρχίζοντας με χαμηλό επίπεδο σήμα εισόδου. Στο σχήμα 5-13 βλέπουμε την έξοδο της 7^{ης} βαθμίδας να είναι μία ημιτονοειδής κυματομορφή η οποία στην ένδειξη του μετρητή συχνότητας μετρείται να έχει τιμή 1KHz (με μπλε χρώμα) δηλαδή όσο ρυθμίστηκε αντίστοιχα η συχνότητα στην είσοδο του κυκλώματος πομπού.



Σχήμα 5-13: Έξοδος 6^{ης} βαθμίδας ανίχνευσης κατωφλίου / περιοριστή (με κόκκινο χρώμα) και έξοδος 7^{ης} βαθμίδας 3^{ης} τάξης χαμηλοπερατού φίλτρου (με μπλε χρώμα).

Αυτή η κυματομορφή όπως φαίνεται στο σχήμα 5-13 (με μπλε χρώμα) επειδή παρατηρήσαμε μία μικρή διαμόρφωση στην έξοδο με μικρές κυματώσεις οι οποίες παρουσιάζουν ίδια συχνότητα με τον μεταφορέα στα 40KHz με σκοπό να παρατηρήσουμε αυτό το φαινόμενο ενεργοποιήσαμε τον πομπό χωρίς σήμα εισόδου για τον έλεγχο του όπως φαίνεται στο σχήμα 5-14.

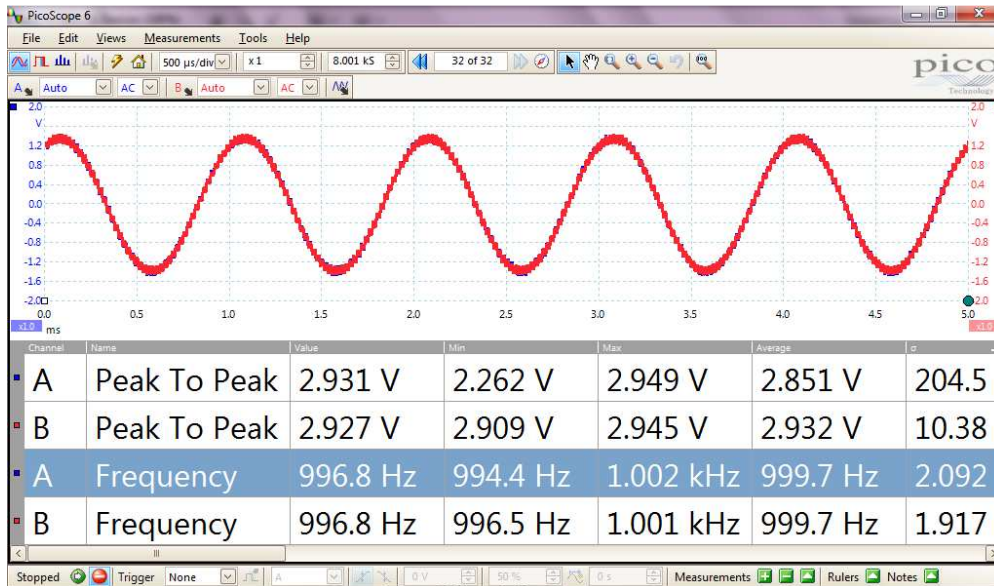


Σχήμα 5-14: Είσοδος (με κόκκινο χρώμα) 7^{ης} βαθμίδας και έξοδος (με μπλε χρώμα) με ενεργοποιημένο τον πομπό χωρίς σήμα εισόδου.

Στο σχήμα 5-14 όπως φαίνεται παρατηρούμε την παρουσία στην έξοδο του κυκλώματος του μεταφορέα στα 40KHz (με μπλε χρώμα) να υπολογίζεται με πλάτος περίπου 200mV το οποίο επιβεβαιώνεται λόγω της συχνότητας η οποία συμπίπτει σε σχέση με τον μεταφορέα στην έξοδο της 6^{ης} βαθμίδας ανιχνευτή κατωφλίου / περιοριστή όπως φαίνεται (με κόκκινο χρώμα).

5.1.7.1. Έλεγχος Βαθμίδας – Ακόλουθου Τάσης

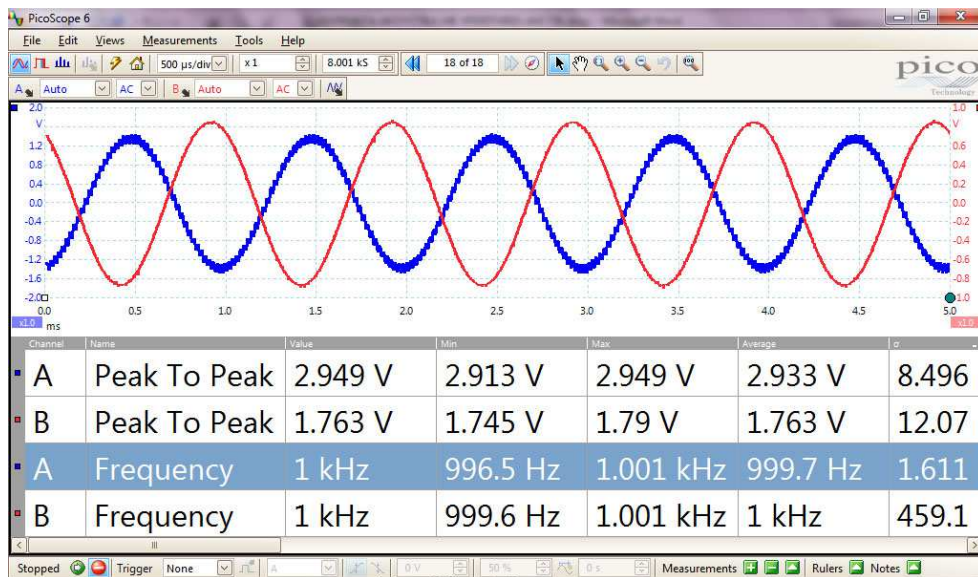
Στην συνέχεια στο σχήμα 5-15 γίνεται ο έλεγχος της βαθμίδας του ακόλουθου τάσης (με κόκκινο χρώμα) δηλαδή της 2^{ης} εξόδου του κυκλώματος όπου βλέπουμε να ακολουθά με απόλυτη ακρίβεια την έξοδο της 7^{ης} βαθμίδας 3^{ης} τάξης χαμηλοπερατού φίλτρου (με μπλε χρώμα) δηλαδή της 1^{ης} εξόδου του κυκλώματος.



Σχήμα 5-15: Έξοδος 7^{ης} βαθμίδας 3^{ης} τάξης χαμηλοπερατού φίλτρου (με μπλε χρώμα) και έξοδος ακόλουθου τάσης (με κόκκινο χρώμα) όπου παρατηρούμε οι δύο κυματομορφές να συμπίπτουν.

5.1.8. Έλεγχος Εισόδου /Εξόδου του Κυκλώματος

Στο σχήμα 5-16 βλέπουμε την είσοδο του κυκλώματος σε σχέση με την 1^η έξοδο.



Σχήμα 5-16: Είσοδος κυκλώματος (με κόκκινο χρώμα) και 1^η έξοδος (με μπλε χρώμα).

Από το σχήμα 5-16 βλέπουμε η έξοδος του δέκτη να παρουσιάζει όμοια συχνότητα σε σχέση με την είσοδο του πομπού για συχνότητα εισόδου 1KHz όπως αναγράφεται στην ένδειξη όπως φαίνεται. Με αυτό τον εργαστηριακό έλεγχο επιβεβαιώνουμε την ορθή λειτουργία του κυκλώματος με παρουσία αναστροφή φάσης στην έξοδο του κυκλώματος σε σχέση με την είσοδο για συχνότητα 1 KHz.

Για τον ποιοτικό έλεγχο του κυκλώματος ακολουθήσαμε τα εξής διαδοχικά βήματα: μεταβάλαμε την συχνότητα της γεννήτριας συχνοτήτων και υπολογίσαμε τα χαμηλά και υψηλά σημεία αποκοπής cutoffs. Αυτά τα σημεία μας καθορίζουν το εύρος λειτουργίας του κυκλώματος πομπού - δέκτη. Για την πραγματοποίηση αυτής της διαδικασίας ακολούθησε μέτρηση της συχνοτική απόκριση του κυκλώματος όπως φαίνεται στο 6^ο Κεφάλαιο.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο

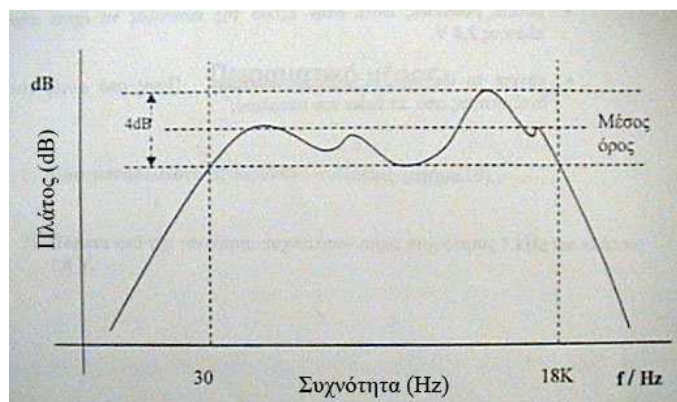
6. ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΓΙΑ ΠΟΙΟΤΙΚΟ ΕΛΕΓΧΟ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ

Στο παρόν κεφάλαιο εξηγείται τι είναι η συχνοτική απόκριση και η πειραματική διαδικασία που ακολουθήσαμε. Στην συνέχεια ακολουθά η πειραματική διαδικασία που πραγματοποιήσαμε για την μέτρηση της μέγιστης απόστασης εκπομπής του κυκλώματος.

6.1. Τι είναι η Συχνοτική Απόκριση

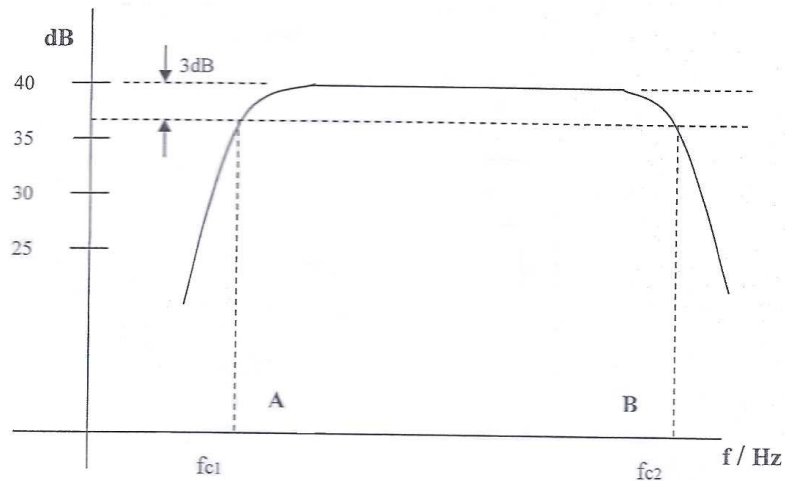
Σε όλες τις συσκευές στις οποίες παρατηρείται ενίσχυση (ή εξασθένηση) κατά την διέλευση ενός σήματος διαμέσου αυτών, συναντάμε τον όρο απόκριση συχνότητας (frequency response), που μας πληροφορεί πως μεταβάλλεται η ενίσχυση (ή εξασθένηση) αυτή σε σχέση με την μεταβολή της συχνότητας. Περιγράφει δηλ. την σχέση μεταξύ της εισόδου και της εξόδου της συσκευής αναφορικά με την συχνότητα και το πλάτος του σήματος. Ας δούμε πως περιγράφεται η συχνοτική απόκριση.

- Στην πιο απλή της μορφή μπορεί να γραφεί ως π.χ. 30Hz to 18KHz, ± 2 dB. Το ± 2 dB μας πληροφορεί για την μέγιστη διακύμανση της στάθμης εξόδου στο αναφερόμενο εύρος συχνοτήτων (δηλαδή 30Hz to 18KHz) όταν η στάθμη εισόδου της συσκευής παραμένει η ίδια για όλες τις συχνότητες.
- Πιο αναλυτικά βέβαια καθορίζεται η συχνοτική απόκριση από την γραφική της παράσταση. Είναι αντιληπτό με πιο τρόπο η παραπάνω προδιαγραφή (δηλ. 30Hz to 18KHz, ± 2 dB) εξάγεται από την γραφική παράσταση της παρακάτω συχνοτικής απόκρισης.



Σχήμα 6-1: Καμπύλη συχνοτικής απόκρισης.

Ας δούμε ορισμένα χαρακτηριστικά μεγέθη που αφορούν την συχνοτική απόκριση. Παρατηρείστε την παρακάτω καμπύλη απόκρισης που δίνει ένας ενισχυτής.



Σχήμα 6-2: Παράδειγμα καμπύλης συχνοτικής απόκρισης ενισχυτή.

Το σημείο A, λέγεται χαμηλή συχνότητα αποκοπής, συμβολίζεται με f_{c1} και βρίσκεται στην κάτω συχνότητα όπου η απολαβή του ενισχυτή έχει μειωθεί 3 dB είναι δηλ. 37 dB) Το σημείο B, λέγεται υψηλή συχνότητα αποκοπής, συμβολίζεται με f_{c2} και βρίσκεται στην πάνω συχνότητα όπου η απολαβή του ενισχυτή έχει μειωθεί 3 dB επίσης.

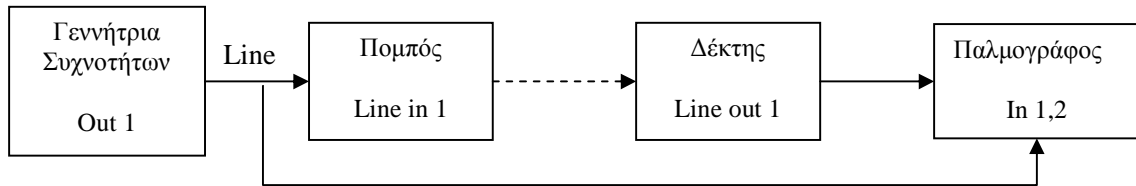
Πέρα των σημείων αυτών η μελέτη της συχνοτικής απόκρισης, θεωρείται ανάξια λόγου. Η περιοχή συχνοτήτων (f_{c1}, f_{c2}) ορίζεται ως το εύρος ζώνης του ενισχυτή ή bandwidth ή BW. Η απολαβή στην περιοχή αυτή (στο συγκεκριμένο παράδειγμα) είναι σταθερή δηλ. έχουμε επίπεδη απόκριση (flat response). Γράφεται και σαν f_{c1} to $f_{c2} \pm 0, -3$ dB.

Η περιοχή διέλευσης πρέπει να έχει σταθερή απολαβή. Οι ανεκτές διακυμάνσεις είναι της τάξης του ± 1 dB. Αν η απολαβή μεταβάλλεται περισσότερο τότε λέμε ότι η συσκευή παραμορφώνει ή ότι «χρωματίζει».

6.1.1. Πειραματική Διαδικασία

Αρχικά τοποθετήσαμε το κύκλωμα πομπού – δέκτη να εκπέμπει σε απόσταση 0.5μ, στην συνέχεια εισάγαμε μέσω της γεννήτριας συχνότητας σήμα εισόδου πλάτους 2 V_{p-p} (Line in) και για συγκεκριμένες συχνότητες εισόδου (Κεχράκος, 2011) μετρήσαμε το πλάτος εξόδου (Line out). Στην συνέχεια επανελήφθησαν οι μετρήσεις για τις αποστάσεις εκπομπής του κυκλώματος πομπού – δέκτη 1μ, 1.5μ και 2μ. Στο σχήμα 6-3 φαίνεται η

πειραματική διάταξη που υλοποιήσαμε για την μέτρηση της συχνοτικής απόκρισης του κυκλώματος.



Σχήμα 6-3: Πειραματική διάταξη που πραγματοποιήσαμε για τον έλεγχο της συχνοτικής απόκρισης του κυκλώματος.

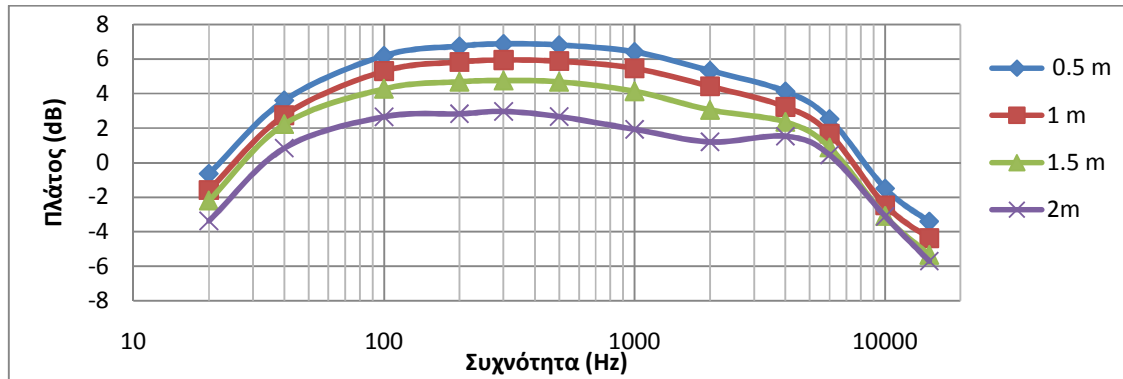
Στον πίνακα 6-1 φαίνονται τα αποτελέσματα μετρήσεων της συχνοτικής απόκρισης του κυκλώματος πομπού – δέκτη.

Πίνακας 6-1: Μετρήσεις της συχνοτικής απόκρισης του κυκλώματος πομπού - δέκτη.

| Απόσταση Κυκλώματος Πομπού - Δέκτη (μ) | | 0.5 | | 1 | | 1.5 | | 2 | |
|--|------------------------|----------------------|--------|----------------------|--------|----------------------|--------|----------------------|--------|
| Συχνότητα (Hz) | V _{inp-p} (V) | V _{out} (V) | dB Out | V _{out} (V) | dB Out | V _{out} (V) | dB Out | V _{out} (V) | dB Out |
| 20 | 1.88 | 1.74 | -0.64 | 1.56 | -1.59 | 1.46 | -2.20 | 1.27 | -3.37 |
| 40 | 1.88 | 2.85 | 3.62 | 2.58 | 2.75 | 2.43 | 2.23 | 2.08 | 0.85 |
| 100 | 1.80 | 3.67 | 6.20 | 3.32 | 5.31 | 2.95 | 4.28 | 2.45 | 2.66 |
| 200 | 1.78 | 3.86 | 6.75 | 3.48 | 5.84 | 3.05 | 4.69 | 2.46 | 2.83 |
| 300 | 1.77 | 3.91 | 6.88 | 3.51 | 5.95 | 3.06 | 4.76 | 2.49 | 2.97 |
| 500 | 1.76 | 3.87 | 6.82 | 3.47 | 5.88 | 3.02 | 4.68 | 2.40 | 2.67 |
| 1000 | 1.75 | 3.67 | 6.42 | 3.29 | 5.47 | 2.82 | 4.14 | 2.19 | 1.93 |
| 2000 | 1.76 | 3.24 | 5.33 | 2.92 | 4.42 | 2.50 | 3.05 | 2.02 | 1.20 |
| 4000 | 1.75 | 2.81 | 4.13 | 2.54 | 3.23 | 2.29 | 2.36 | 2.08 | 1.53 |
| 6000 | 1.75 | 2.34 | 2.53 | 2.12 | 1.68 | 1.94 | 0.88 | 1.84 | 0.45 |
| 10000 | 1.73 | 1.46 | -1.49 | 1.30 | -2.47 | 1.21 | -3.10 | 1.21 | -3.11 |
| 15000 | 1.74 | 1.17 | -3.41 | 1.05 | -4.38 | 0.94 | -5.35 | 0.90 | -5.71 |
| 20000 | 1.88 | | | | | | | | |

6.1.2. Γράφημα Συχνοτικής Απόκρισης

Εφόσον ολοκληρώσαμε την μέτρηση της συχνοτικής απόκρισης του κυκλώματος στην συνέχεια χρησιμοποιήσαμε τις μετρήσεις του πίνακα 6-1 για να δημιουργήσουμε την καμπύλη συχνοτικής απόκρισης της εκάστοτε απόστασης εκπομπής πομπού - δέκτη όπως φαίνεται στο σχήμα 6-4.



Σχήμα 6-4: Καμπύλες συχνотικής απόκρισης του κυκλώματος πομπού – δέκτη.

Από τις καμπύλες όπως φαίνονται στο σχήμα 6-4 εξάγαμε την χαμηλή συχνότητα αποκοπής f_{c1} άκρο και την υψηλή συχνότητα αποκοπής f_{c2} τα οποία μας καθορίζουν το εύρος διέλευσης συχνοτήτων που θα περνά το κύκλωμα από την είσοδο προς την έξοδο. όπως φαίνεται στον πίνακα 6-2.

Πίνακας 6-2: Εύρος διέλευσης συχνοτήτων ή Bandwidth του κυκλώματος πομπού - δέκτη.

| Σχετική απόσταση πομπού - δέκτη | Εύρος ζώνης συχνοτήτων της εκάστοτε καμπύλης |
|---------------------------------|--|
| 0.5μ | 45 Hz to 4KHz, 0, -3dB |
| 1μ | 40 Hz to 5KHz, 0, -3dB |
| 1.5μ | 35 Hz to 5KHz, 0, -3dB |
| 2μ | 35 Hz to 6.5KHz, 0, -3dB |

Από το σχήμα 6-4 και τον πίνακα 6-2, παρατηρούμε πώς η χαμηλή συχνότητα αποκοπής f_{c1} φαίνεται να προσεγγίζει τα 40 Hz για όλες τις αποστάσεις εκπομπής του κυκλώματος και αντίστοιχα η υψηλή συχνότητα αποκοπής f_{c2} τα 5KHz. Η χαμηλή συχνότητα αποκοπής f_{c1} βλέπουμε να σχετίζεται με την συχνότητα αποκοπής $f_{cut}=159$ Hz του υψηλοπερατού φίλτρου C11- R24 στην είσοδο της 7^{ης} βαθμίδας (U4B) και αντίστοιχα η υψηλή συχνότητα αποκοπής f_{c2} φαίνεται να σχετίζεται με την συχνότητα αποκοπής $f_{cut}= 3.4$ KHz του χαμηλοπερατού φίλτρου C12 - R25 της 7^{ης} βαθμίδας (U4B) επομένως με αυτό τον συσχετισμό παρατηρούμε πως τα φίλτρα μας σχετίζονται άμεσα με το εύρος διέλευσης συχνοτήτων δηλαδή την συχνотική απόκριση του κυκλώματος. Πέραν από αυτά τα όρια συγκεκριμένα στο υψηλό συχνοτικό άκρο περίπου στα 6 KHz

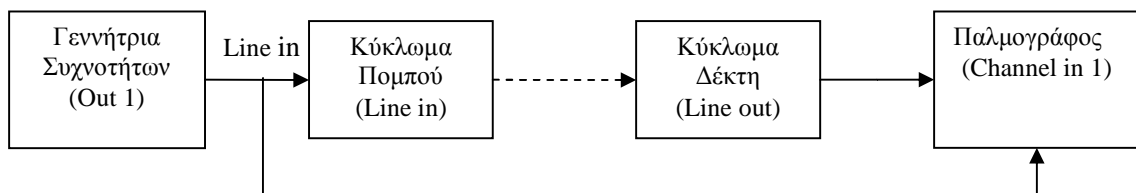
όπως φαίνεται στο σχήμα 6-4 παρατηρούμε να εξελίσσεται μία ραγδαία πτώση η οποία φαίνεται να σχετίζεται άμεσα με την συχνότητα αποκοπής $f_{cut}=7.2\text{KHz}$ του χαμηλοπερατού φίλτρου 2^{ης} τάξης Sallen Key με τα στοιχεία R27 – C14 – R26 – C13 όπου παρατηρούμε τον ρυθμό πτώσης αυτού του φίλτρου να αυξάνει από 1^η σε 3^{ης} τάξη. Συνεπώς παρατηρούμε μία άμεση συσχέτιση της συχνοτικής απόκρισης του κυκλώματος σε σχέση με τα χαμηλοπερατά φίλτρα εξόδου. Το εύρος ζώνης συχνοτήτων του κυκλώματος το οποίο κυμαίνεται προσεγγιστικά για όλες τις αποστάσεις εκπομπής στα όρια 40 Hz – 6 KHz επειδή στο πλάτος εξόδου θα παρατηρούμε διακυμάνσεις οι οποίες σε κάποιες περιπτώσεις υπερβαίνουν τα ± 1 dB για αυτό τον λόγο πιθανόν να αιτιολογούμε μικρή παραμόρφωση στην έξοδο του κυκλώματος.

6.2. Απόσταση Εκπομπής του Κυκλώματος

Σε αυτή την μέτρηση ελέγχουμε το πλάτος εξόδου σε σχέση με την απόσταση το οποίο θα μας εντοπίσει την μέγιστη απόσταση εκπομπής.

6.2.1. Πειραματική Διαδικασία

Αρχικά τοποθετήσαμε το κύκλωμα πομπού – δέκτη σε απόσταση εκπομπής 0.5μ. Εισάγαμε μέσω της γεννήτριας συχνότητας σήμα εισόδου (Line in) πλάτους 2 V_{p-p} και συχνότητα 1 KHz και μετρήσαμε την έξοδο του δέκτη (Line out). Ακολουθώντας έχοντας ως συντελεστή προσαύξησης της απόστασης εκπομπής τα 0.5μ επαναλάβαμε τις μετρήσεις μέχρι να παρατηρήσουμε στην έξοδο του δέκτη μία κατακόρυφη μείωση της έντασης (της τάξης των mV). Στο σχήμα 6-5 βλέπουμε την πειραματική διάταξη που υλοποιήσαμε για την μέτρηση της μέγιστης απόστασης εκπομπής του κυκλώματος.



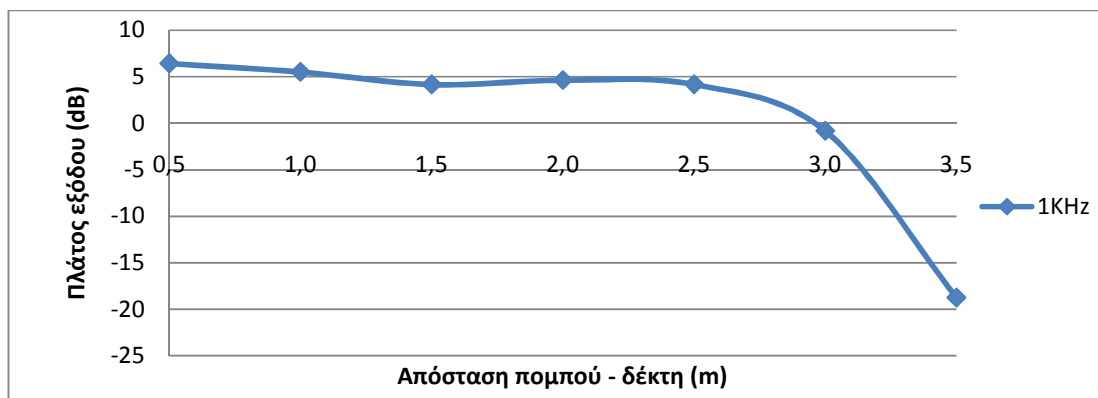
Σχήμα 6-5: Πειραματική διάταξη που υλοποιήσαμε για την μέτρηση της μέγιστης απόστασης εκπομπής του κυκλώματος.

Οι μετρήσεις του πλάτους εξόδου σε σχέση με την απόσταση εκπομπής του κυκλώματος φαίνονται στον πίνακα 6-3.

Πίνακας 6-3: Μετρήσεις πλάτους εξόδου σε σχέση με την απόσταση εκπομπής του κυκλώματος πομπού - δέκτη.

| Απόσταση Εκπομπής μεταξύ Πομπού - δέκτη | Πλάτος εισόδου V_{in} p-p , Freq = 1KHz | Πλάτος εξόδου V_{out} p-p | Στάθμη έντασης εξόδου $dB=20*\log(V_{out}/V_{in})$ |
|---|--|-----------------------------|---|
| 0.5 μ | 1.76 V | 3.69 V | 6.43 V |
| 1 μ | 1.76 V | 3.32 V | 5.52 V |
| 1.5 μ | 1.76 V | 2.85 V | 4.17 V |
| 2 μ | 1.76 V | 3.00 V | 4.63 V |
| 2.5 μ | 1.75 V | 2.83 V | 4.17 V |
| 3 μ | 1.75 V | 1.59 V | -0.82 V |
| 3.5 μ | 1.75 V | 0.20 V | -18.75 V |

6.2.2. Διάγραμμα Πλάτους Εξόδου σε Σχέση με Απόσταση Εκπομπής του Κυκλώματος



Σχήμα 6-6: Διάγραμμα πλάτους εξόδου σε σχέση με την απόσταση εκπομπής του κυκλώματος πομπού - δέκτη.

Όπως φαίνεται από το σχήμα 6-6 για μικρές αποστάσεις έως και 2.5μ παρατηρούμε το πλάτος εξόδου να παραμένει σταθερό με μικρή κλίμακας διακύμανσης της τάξης ± 1 dB. Σε μεγαλύτερες αποστάσεις από 2.5μ μέχρι 3μ το πλάτος εξόδου βλέπουμε να μειώνεται σημαντικά έως και 6 dB. Αυτό δηλώνει ότι θα αναμένουμε υποδιπλασιασμό της έντασης για τις συγκεκριμένες αποστάσεις σε σχέση με τις πιο κοντινές αποστάσεις 0.5μ και 2.5μ. Το πλάτος εξόδου σε αποστάσεις 3μ και 3.5μ παρατηρούμε να εισάγεται ένας απότομος ρυθμός πτώσης της έντασης ο οποίος χαρακτηρίζεται ως -19 dB/0.5μ. Από το σχήμα 5-7 επιβεβαιώνουμε πως το πλάτος εξόδου θα είναι σταθερό για τις αποστάσεις εκπομπής 0.5μ και 2.5 μ με πολύ μικρή ή αμελητέα διακύμανση της τάξης ± 1 dB. Σε αποστάσεις

εκπομπής εντός των ορίων 2.5 μ έως 3μ θα παρατηρούμε στην έξοδο του κυκλώματος μία πτώση της έντασης η οποία θα γίνεται αντιληπτή με αισθητό υποδιπλασιασμό της έντασης η οποία για μεγαλύτερες αποστάσεις εκπομπής στα όρια 2.5μ και 3μ θα παρατηρούμε να γίνεται ιδιαίτερα αντιληπτή. Επομένως κάνοντας μία περισυλλογή των πιο πάνω δεδομένων με βάση και τα στοιχεία του σχήματος 6-6 αναμένουμε ότι το κύκλωμα πομπού – δέκτη θα χαρακτηρίζεται ιδανικό για εκπομπή σε αποστάσεις μεταξύ 0.5μ και 2.5μ.

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Στην παρούσα εργασία υλοποιήσαμε μία κατασκευή πομπού και δέκτη που εκπέμπει και αντίστοιχα λαμβάνει ένα ακουστικό σήμα με υπέρυθρες από διάφορες ηλεκτρονικές συσκευές. Σε αυτή την εργασία μελετήσαμε την αρχή λειτουργίας σε διάφορα ηλεκτρονικά στοιχεία όπως η φωτοεκπομπός δίοδος (LED) η φωτοδίοδος, ο τελεστικός ενισχυτής, ο συγκριτής, ο χρονοδιακόπτης, το τρανζίστορ, η ηλεκτρική αντίσταση, ο πυκνωτής και η δίοδος. Στην συνέχεια συγκρίνοντας τα αποτελέσματα προσομοίωσης που προέκυψαν με το λογισμικό multisim10.0. σε σχέση με τα αντίστοιχα από τον εργαστηριακό έλεγχο ορθής λειτουργίας του κυκλώματος παρατηρούμε την αξιοπιστία που μας παρέχει ένας προσομοιωτής εξαιρώντας μικρής κλίμακας σήματα τα οποία βρίσκονται σε επίπεδο θορύβου (mV). Στην συνέχεια σχολιάζοντας την συχνοτική απόκριση της συσκευής η οποία καθορίζεται στα όρια 40Hz – 5KHz, -3dB θα λέγαμε ότι θα χαρακτηρίζεται επαρκής για μουσικούς τόνους και ήχους οι οποίοι τοποθετούνται στο μεσαίο ακουστικό φάσμα το οποίο περιλαμβάνει τις περισσότερες θεμελιώδης ακουστικές συχνότητες. Συνεπώς το κύκλωμα θα λέγαμε χαρακτηρίζεται ιδανικό για οικιακές ηλεκτρονικές συσκευές απλής χρήσης αντίθετα για συσκευές οι οποίες ασχολούνται με επεξεργασία ήχου όπου ο παράγοντας ποιότητα ή ανάλυση θα έχει μέγιστη σημασία. Η συσκευή μετρήθηκε να έχει μέγιστη απόσταση εκπομπή η οποία θα συμπεριλαμβάνει σταθερό πλάτος εξόδου εντός των ορίων 0.5μ και 2.5μ. Η απόσταση εκπομπής σε μία συσκευή όπως την παρούσα θα λέγαμε πως ορίζεται ως λέξη κλειδί καθώς μας επιτρέπει την εκτενέστερη αξιοποίηση της. Στην παρούσα συσκευή παράγοντες όπως ο θόρυβος, απόσταση εκπομπής και έντασης βλέπουμε να συσχετίζονται άμεσα μεταξύ τους καθώς είδαμε κατά το στάδιο ελέγχου – ρύθμισης της 6^{ης} βαθμίδας ανίχνευσης κατωφλίου/ περιοριστή. Θα λέγαμε ότι σε όλα τα στάδια κυρίως αυτά που αφορούν την αποδιαμόρφωση του σήματος λήψης συμπεριλαμβανομένου και των υψηλοπερατών φίλτρων της 5^{ης} βαθμίδας τα οποία έχουν ως σκοπό την μείωση θορύβων οι οποίοι λαμβάνονται από άλλες πηγές, θα πρέπει να δημιουργούν στην έξοδο τους μία κυματομορφή η οποία θα πρέπει να είναι μία καλή αναπαράσταση της εκπεμπόμενης στην έξοδο του πομπού. Κλείνοντας θα λέγαμε μία προσεκτική σχεδίαση ενός συστήματος εκπομπής διαμόρφωσης και λήψης – αποδιαμόρφωσης θα είχε ως συνέπεια και το επιθυμητό αποτέλεσμα. Η συσκευή μας

μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε κοντινές αποστάσεις εκπομπής όπως π.χ. δέκτη και τηλεόρασης η ραδιόφωνο και άλλες οικιακές συσκευές οι οποίες απευθύνονται σε εκπομπή χαμηλής ποιότητας ακουστικού σήματος.

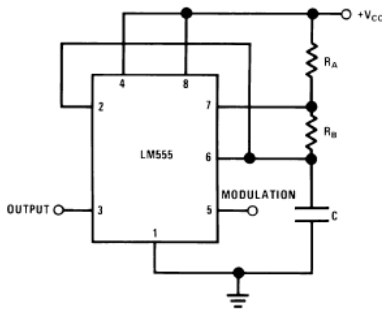
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

LM555

Applications Information (Continued)

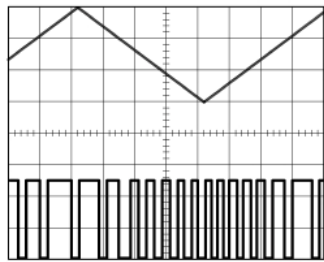
PULSE POSITION MODULATOR

This application uses the timer connected for astable operation, as in Figure 10, with a modulating signal again applied to the control voltage terminal. The pulse position varies with the modulating signal, since the threshold voltage and hence the time delay is varied. Figure 11 shows the waveforms generated for a triangle wave modulation signal.



D0007851-14

FIGURE 10. Pulse Position Modulator



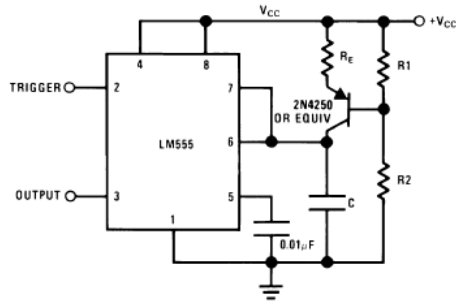
D0007851-15

$V_{CC} = 5V$
 TIME = 0.1 ms/DIV.
 $R_A = 3.9k\Omega$
 $R_B = 3k\Omega$
 $C = 0.01\mu F$

FIGURE 11. Pulse Position Modulator

LINEAR RAMP

When the pullup resistor, R_A , in the monostable circuit is replaced by a constant current source, a linear ramp is generated. Figure 12 shows a circuit configuration that will perform this function.



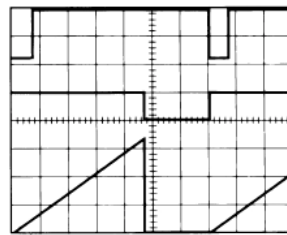
D0007851-16

FIGURE 12.

Figure 13 shows waveforms generated by the linear ramp. The time interval is given by:

$$T = \frac{2/3 V_{CC} R_E (R_1 + R_2) C}{R_1 V_{CC} - V_{BE} (R_1 + R_2)}$$

$V_{BE} \approx 0.6V$
 $V_{BE} = 0.6V$



D0007851-17

$V_{CC} = 5V$
 TIME = 20μs/DIV.
 $R_1 = 47k\Omega$
 $R_2 = 100k\Omega$
 $R_E = 2.7 k\Omega$
 $C = 0.01 \mu F$

FIGURE 13. Linear Ramp

Σχήμα 2-22: Χρονοδιακόπτης LM555CN σε διάταξη για παραγωγή κυματομορφής ράμπας (figure 12).

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

Πίνακας 2-1: Ηλεκτρονικά στοιχεία κυκλώματος πομπού.

| Qty | Description | Circuit |
|-----------------------|--|--------------|
| Semiconductors | | |
| 1 | TIMER, LMC555CN (DIP-8) | U2 |
| 1 | COMPARATOR, LM393N (DIP-8) | U1 |
| 1 | Op-Amp, LF353N (DIP-8) | U3 |
| 1 | BJT NPN, 2N3904 (TO-92) | Q2 |
| 1 | BJT PNP, 2N3906 (TO-92) | Q1 |
| 1 | IR High Eff. Emitter TSAL6100 (5mm) | LED1 |
| 1 | IR Photodiode, BPV23F (side view) | D1 |
| 1 | IR phototransistor (T1 3/4) | Q3 |
| Passives | | |
| 1 | RESISTOR, 1kΩ 10% 1/4W | R11 |
| 4 | RESISTOR, 3.3kΩ 10% 1/4W | R1,R2,R7,R11 |
| 3 | RESISTOR, 47kΩ 10% | R3, R4, R12 |
| 2 | RESISTOR, 10kΩ 10% 1/4W | R5, R10 |
| 2 | POTENTIOMETER, 10kΩ | R6, R8 |
| 1 | CAPACITOR, 0.001μF 10% (low-volt ceramic) | C1 |
| 1 | CAPACITOR, 0.0022μF 10% (low-volt ceramic) | C1 |
| 1 | CAPACITOR, 0.0047μF 10% (low-volt ceramic) | C1 |
| 2 | CAPACITOR, 0.01μF 20% (low-volt ceramic) | C1,C2 |
| 1 | CAP ELECTROLIT, 1μF | C4 |
| 1 | CAP ELECTROLIT, 100μF 20% | C3 |
| Hardware | | |
| 2 | 8-pin low-profile IC socket | |
| 1 | 2.5" x 3.25" Vectorboard (w/solder pads) | |

Πίνακας 2-2: Ηλεκτρονικά στοιχεία κυκλώματος δέκτη.

| Qty | Description | Circuit |
|-----------------------|--|------------------------------|
| Semiconductors | | |
| 2 | Op-Amp, LF347N (DIP-14) | U3, U4 |
| 4 | DIODE, 1N4148 | D1-D4 |
| 2 | n-ch JFET, 2N5485 | Q3,Q4 |
| Passives | | |
| 8 | RESISTOR, 1kΩ 10% 1/4W | R13, R15, R17, R18, R19, R21 |
| 2 | RESISTOR, 2.2kΩ 10% 1/4W | |
| 3 | RESISTOR, 4.7kΩ 10% 1/4W | R14, R16, R20 |
| 4 | RESISTOR, 47kΩ 10% | R12, R25 |
| 6 | RESISTOR, 10kΩ 10% 1/4W | R24, R26-29 |
| 2 | RESISTOR, 100kΩ 10% | R22 |
| 1 | POTENTIOMETER, 2kΩ | R23 |
| 1 | CAPACITOR, 10pF 20% | C7 |
| 1 | CAPACITOR, 0.001μF 10% (low-volt ceramic) | C12 |
| 2 | CAPACITOR, 0.0022μF 10% (low-volt ceramic) | C13, C14 |
| 2 | CAPACITOR, 0.047μF 10% (low-volt ceramic) | C8, C9 |
| 1 | CAPACITOR, 0.01μF 20% | |
| 8 | CAPACITOR, 0.1μF 20% | C5, C6, C10, C11, C15, C16 |
| 2 | CAP ELECTROLIT, 100μF 20% | |

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ

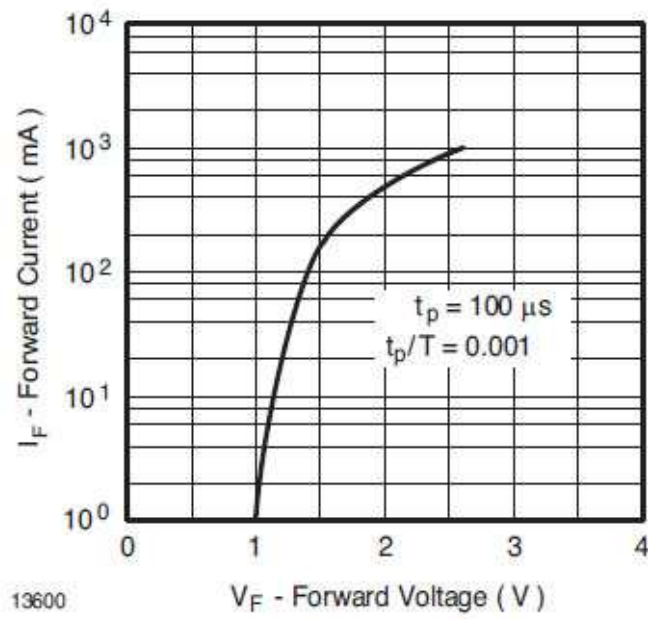


Figure 4. Forward Current vs. Forward Voltage

Σχήμα 2-12: Ορθό ρεύμα I_F σε σχέση με την ορθή τάση V_F της φωτοεκπομπού διόδου TSAL6100.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Δ



August 2000

LF147/LF347

Wide Bandwidth Quad JFET Input Operational Amplifiers

General Description

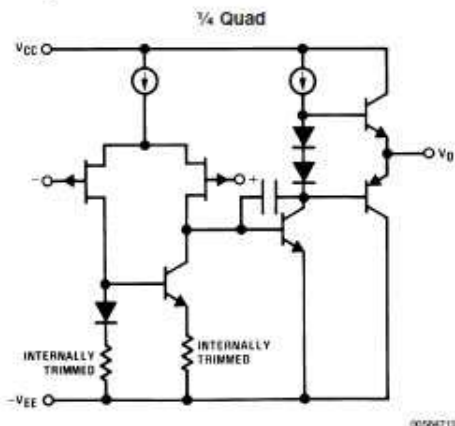
The LF147 is a low cost, high speed quad JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF147 is pin compatible with the standard LM148. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LF148 and LM124 designs.

The LF147 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift.

Features

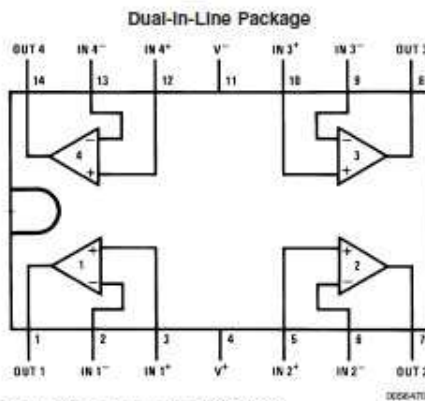
- Internally trimmed offset voltage: 5 mV max
- Low input bias current: 50 pA
- Low input noise current: 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth: 4 MHz
- High slew rate: 13 V/μs
- Low supply current: 7.2 mA
- High input impedance: $10^{12}\Omega$
- Low total harmonic distortion: $\leq 0.02\%$
- Low 1/f noise corner: 50 Hz
- Fast settling time to 0.01%: 2 μs

Simplified Schematic



00564713

Connection Diagram



00664701

Note 1: LF147 available as per JM385-10/11906.

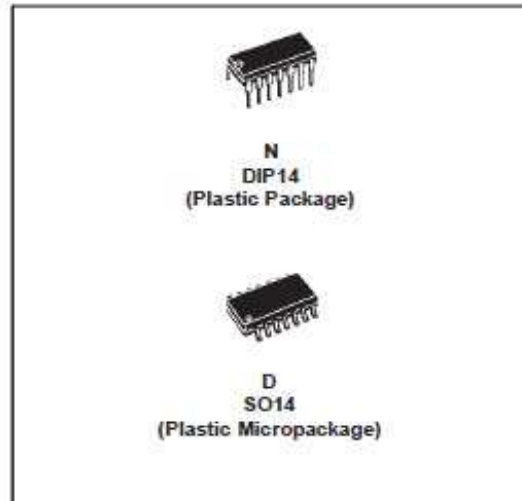
Top View
 Order Number LF147J, LF147J-SMD, LF347M,
 LF347BN, LF347N, LF147J/883,
 or JL147 BCA (Note 1)
 See NS Package Number J14A, M14A or N14A

BI-FET II™ is a trademark of National Semiconductor Corporation.



LOW NOISE J-FET QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- LOW NOISE $e_n = 15nV/\sqrt{Hz}$ (typ)
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- LOW HARMONIC DISTORTION : 0.01% (typ)
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : $13V/\mu s$ (typ)



DESCRIPTION

The TL074, TL074A and TL074B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

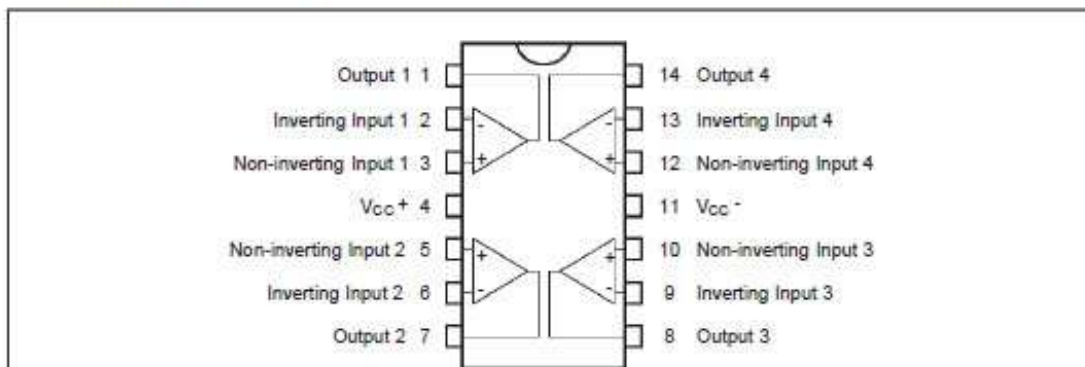
ORDER CODE

| Part Number | Temperature Range | Package | |
|--------------|-------------------|---------|---|
| | | N | D |
| TL074M/AM/BM | -55°C, +125°C | • | • |
| TL074I/AI/BI | -40°C, +105°C | • | • |
| TL074C/AC/BC | 0°C, +70°C | • | • |

Example : TL074IN

N = Dual In Line Package (DIP)
D = Small Outline Package (SO) - also available In Tape & Reel (DT)

PIN CONNECTIONS (top view)



LMC6082 Precision CMOS Dual Operational Amplifier

General Description

The LMC6082 is a precision dual low offset voltage operational amplifier, capable of single supply operation. Performance characteristics include ultra low input bias current, high voltage gain, rail-to-rail output swing, and an input common mode voltage range that includes ground. These features, plus its low offset voltage, make the LMC6082 ideally suited for precision circuit applications.

Other applications using the LMC6082 include precision full-wave rectifiers, integrators, references, and sample-and-hold circuits.

This device is built with National's advanced Double-Poly Silicon-Gate CMOS process.

For designs with more critical power demands, see the LMC6062 precision dual micropower operational amplifier.

PATENT PENDING

Features

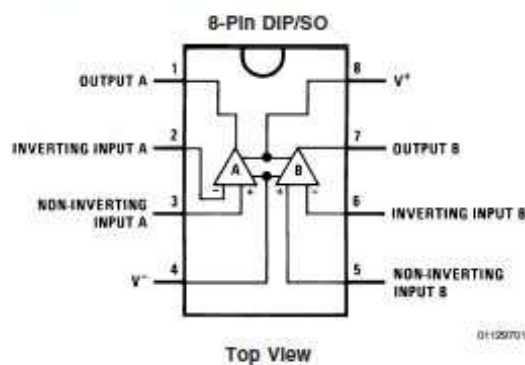
(Typical unless otherwise stated)

- Low offset voltage: 150 μ V
- Operates from 4.5V to 15V single supply
- Ultra low input bias current: 10 fA
- Output swing to within 20 mV of supply rail, 100k load
- Input common-mode range includes V^-
- High voltage gain: 130 dB
- Improved latchup immunity

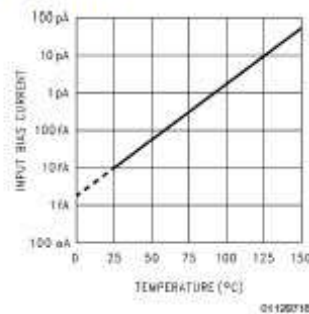
Applications

- Instrumentation amplifier
- Photodiode and infrared detector preamplifier
- Transducer amplifiers
- Medical instrumentation
- D/A converter
- Charge amplifier for piezoelectric transducers

Connection Diagram



Input Bias Current vs Temperature



Silicon PIN Photodiode



FEATURES

- Package type: leaded
- Package form: side view
- Dimensions (in mm): 4.5 x 5 x 6
- Radiant sensitive area (in mm²): 4.4
- High radiant sensitivity
- Daylight blocking filter matched with 870 nm to 950 nm emitters
- Fast response times
- Angle of half sensitivity: $\varphi = \pm 60^\circ$
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC and in accordance to WEEE 2002/96/EC



DESCRIPTION

BPV23NF is a PIN photodiode with high speed and high radiant sensitivity in a black, plastic package with side view lens and daylight blocking filter. Filter bandwidth is matched with 870 nm to 950 nm IR emitters. The lens achieves 80 % of sensitivity improvement in comparison with flat package. BPV23NFL has long leads, other specifications like BPV23NF.

Note
 ** Please see document "Vishay Material Category Policy": www.vishay.com/doc/390000

APPLICATIONS

- High speed detector for infrared radiation
- Infrared remote control and free air data transmission systems, e.g. in combination with TSFFxxxx series IR emitters

| PRODUCT SUMMARY | | | |
|-----------------|---------------|-----------------|----------------------|
| COMPONENT | I_{sa} (μA) | φ (deg) | $\lambda_{0.5}$ (nm) |
| BPV23NF | 65 | ± 60 | 790 to 1050 |
| BPV23NFL | 65 | ± 60 | 790 to 1050 |

Note
 • Test condition see table "Basic Characteristics"

| ORDERING INFORMATION | | | |
|----------------------|-----------|------------------------------|-----------------------|
| ORDERING CODE | PACKAGING | REMARKS | PACKAGE FORM |
| BPV23NF | Bulk | MOQ: 4000 pcs, 4000 pcs/bulk | Side view |
| BPV23NFL | Bulk | MOQ: 4000 pcs, 4000 pcs/bulk | Side view, long leads |

Note
 • MOQ: minimum order quantity

| ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified) | | | | |
|---|--|--------------|-------------|------------------|
| PARAMETER | TEST CONDITION | SYMBOL | VALUE | UNIT |
| Reverse voltage | | V_{R} | 60 | V |
| Power dissipation | $T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$ | P_V | 215 | mW |
| Junction temperature | | T_j | 100 | $^\circ\text{C}$ |
| Operating temperature range | | T_{amb} | -40 to +100 | $^\circ\text{C}$ |
| Storage temperature range | | T_{stg} | -40 to +100 | $^\circ\text{C}$ |
| Soldering temperature | 1 s | T_{sd} | 260 | $^\circ\text{C}$ |
| Thermal resistance junction/ambient | Connected with Cu wire, 0.14 mm ² | $R_{th,j-a}$ | 350 | K/W |

Silicon PIN Photodiode



DESCRIPTION

BPV10NF is a PIN photodiode with high speed and high radiant sensitivity in black, T-1 $\frac{1}{2}$ plastic package with daylight blocking filter. Filter bandwidth is matched with 870 nm to 950 nm IR emitters.

FEATURES

- Package type: leaded
- Package form: T-1 $\frac{1}{2}$
- Dimensions (in mm): \varnothing 5
- Radiant sensitive area (in mm²): 0.78
- Leads with stand-off
- High radiant sensitivity
- Daylight blocking filter matched with 870 nm to 950 nm emitters
- High bandwidth: > 100 MHz at $V_R = 12$ V
- Fast response times
- Angle of half sensitivity: $\varphi = \pm 20^\circ$
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC and in accordance with WEEE 2002/96/EC


**RoHS
COMPLIANT**

APPLICATIONS

- High speed detector for infrared radiation
- Infrared remote control and free air data transmission systems, e.g. in combination with TSFFxxxx series IR emitters

PRODUCT SUMMARY

| COMPONENT | $I_{\text{D}} (\mu\text{A})$ | φ (deg) | $\lambda_{0.5}$ (nm) |
|-----------|------------------------------|-----------------|----------------------|
| BPV10NF | 60 | ± 20 | 790 to 1050 |

Note

- Test condition see table "Basic Characteristics"

ORDERING INFORMATION

| ORDERING CODE | PACKAGING | REMARKS | PACKAGE FORM |
|---------------|-----------|------------------------------|-------------------|
| BPV10NF | Bulk | MOQ: 4000 pcs, 4000 pcs/bulk | T-1 $\frac{1}{2}$ |

Note

- MOQ: minimum order quantity

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_{\text{amb}} = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

| PARAMETER | TEST CONDITION | SYMBOL | VALUE | UNIT |
|-------------------------------------|--|-------------------|-------------|------------------|
| Reverse voltage | | V_R | 60 | V |
| Power dissipation | $T_{\text{amb}} \leq 25^\circ\text{C}$ | P_V | 215 | mW |
| Junction temperature | | T_J | 100 | $^\circ\text{C}$ |
| Operating temperature range | | T_{amb} | -40 to +100 | $^\circ\text{C}$ |
| Storage temperature range | | T_{stg} | -40 to +100 | $^\circ\text{C}$ |
| Soldering temperature | $t \leq 5$ s, 2 mm from body | T_{sd} | 260 | $^\circ\text{C}$ |
| Thermal resistance junction/ambient | Connected with Cu wire, 0.14 mm ² | R_{thJA} | 350 | K/W |



High Power Infrared Emitting Diode, 950 nm, GaAlAs/GaAs

Description

TSAL6100 is a high efficiency infrared emitting diode in GaAlAs on GaAs technology, molded in clear, blue-grey tinted plastic packages.

In comparison with the standard GaAs on GaAs technology these emitters achieve more than 100 % radiant power improvement at a similar wavelength.

The forward voltages at low current and at high pulse current roughly correspond to the low values of the standard technology. Therefore these emitters are ideally suitable as high performance replacements of standard emitters.



94 8382

Features

- Extra high radiant power and radiant intensity
- High reliability
- Low forward voltage
- Suitable for high pulse current operation
- Standard T-1 $\frac{3}{4}$ (\varnothing 5 mm) package
- Angle of half intensity $\varphi = \pm 10^\circ$
- Peak wavelength $\lambda_p = 940$ nm
- Good spectral matching to Si photodetectors
- Lead-free component
- Component in accordance to RoHS 2002/95/EC and WEEE 2002/96/EC

Applications

- Infrared remote control units with high power requirements
- Free air transmission systems
- Infrared source for optical counters and card readers
- IR source for smoke detectors

Absolute Maximum Ratings

$T_{amb} = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified

| Parameter | Test condition | Symbol | Value | Unit |
|---|---|------------|-------------|------------------|
| Reverse Voltage | | V_R | 5 | V |
| Forward current | | I_F | 100 | mA |
| Peak Forward Current | $t_p/T = 0.5$, $t_p = 100 \mu\text{s}$ | I_{FM} | 200 | mA |
| Surge Forward Current | $t_p = 100 \mu\text{s}$ | I_{FSM} | 1.5 | A |
| Power Dissipation | | P_V | 210 | mW |
| Junction Temperature | | T_j | 100 | $^\circ\text{C}$ |
| Operating Temperature Range | | T_{amb} | -55 to +100 | $^\circ\text{C}$ |
| Storage Temperature Range | | T_{stg} | -55 to +100 | $^\circ\text{C}$ |
| Soldering Temperature | $t \leq 5$ sec, 2 mm from case | T_{sd} | 260 | $^\circ\text{C}$ |
| Thermal Resistance Junction/ Ambient | | R_{thJA} | 350 | K/W |

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. Βικιπαίδεια. Αντιστάτης. [online] [cited 12/10/2013]
<<http://el.wikipedia.org/wiki/Αντιστάτης>>
2. Δημητρακόπουλος, Γιώργος. Ο Ακόλουθος Τάσης. Εισαγωγή στους Τελεστικούς Ενισχυτές. ΗΥ121-Ηλεκτρονικά Κυκλώματα [online] [cited 29/05/2013]
3. Κώστας, Κεχράκος, 2011. Συχνотική Απόκριση Συσκευής. Ηχητικά Συστήματα II. Τ.Ε.Ι. Κρήτης, Παράρτημα Ρεθύμνου, Τμήμα Μουσικής Τεχνολογίας & Ακουστικής. Σελ. 26-29.
<<http://users.ics.forth.gr/~kateveni/121/09a/HY121-set14.pdf>>
4. Davis Gary, 1989. Sound Reinforcement Handbook. 2nd Edition. Yamaha Corporation of America.
5. Hewes, John, 2013. 555 and 556 Timer Circuits, Electronics Club. [online] [cited 02/05/2013] <<http://electronicsclub.info/555timer.htm>>
6. Wikipedia, 2013. Audio Amplifier. [online] [cited 9/4/2013]
<http://en.wikipedia.org/wiki/Audio_power_amplifier>
7. Malvino, Albert Paul, 1999. Βασική Ηλεκτρονική. 4^η Έκδοση. Θεσσαλονίκη: Εκδόσεις Α. Τζιόλα Ε. Σελ 168-169, 140-142, 389, 403, 427, 452.
8. Scherz, Paul, 2000. Practical Electronics for Inventors. Publisher: McGraw-Hill. Pages 140-141, 146-147, 196, 203-204. Full-text [online] ee.iitb.ac.in [cited 26/4/2013]<<http://www.ee.iitb.ac.in/student/~bhagwan/Basic%20Electrical%20Engineering/Practical%20Electronics%20for%20Inventors.pdf>>
9. Semiconductor, National, 2000. LM555 Timer. Manual. [online] [cited 05/09/2013]
<<http://www.farnell.com/datasheets/55410.pdf>>
10. Vanderbilt University. The Breadboard. Electrical Engineering and Computer Science <<http://eecs.vanderbilt.edu/courses/ee213/Breadboard.htm>>
11. What is an Infrared Emitter. Future Electronics. [online] [cited 29/04/2013]
<<http://www.futureelectronics.com/en/optoelectronics/infrared-emitters.aspx>>
12. What is an Infrared Receiver. Future Electronics. [online] [cited 11/07/2013]
<<http://www.futureelectronics.com/en/optoelectronics/infrared-receivers.aspx>>
13. Wikipedia, 2013. Capacitor. [online] [cited 20/8/2013]
<<http://en.wikipedia.org/wiki/Capacitor>>

14. Wikipedia, 2013. Infrared. [online] [cited 02/08/2013]
< <http://en.wikipedia.org/wiki/Infrared> >
15. Wikipedia. Pulse-width modulation. [online] [cited 13/08/2013]
< http://en.wikipedia.org/wiki/Pulse-width_modulation >
16. Wikipedia, 2013. Pull-up resistor. [online] [cited 17/9/2013]
< http://en.wikipedia.org/wiki/Pull-up_resistor >
17. York, Bob, 2009. 5 Infrared PWM Receiver. Laboratory Manual. ECE 2C. University of California: Santa Barbara - Electrical and Computer Engineering [online] [cited 03/04/2013]
< http://www.ece.ucsb.edu/Faculty/rodwell/Classes/ece2c/labs/Lab_5_2C_2009.pdf >
18. York, Bob, 2009. 4 Infrared PWM Transmitter. Laboratory Manual. ECE 2C. University of California: Santa Barbara - Electrical and Computer Engineering [online] [cited 03/04/2013]
<http://www.ece.ucsb.edu/Faculty/rodwell/Classes/ece2c/labs/Lab4_2C_2009.pdf>