



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΒΙΟΙΑΤΡΙΚΗ

**Ηλεκτρονικές Διατάξεις Επίδειξης Διασύνδεσης I/O
Ενσωματωμένων Συστημάτων**

Ζαχαρίας Αγγελόπουλος

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
Επιβλέπων
Αθανάσιος Κακαρούντας
Επίκουρος Καθηγητής

Λαμία, Σεπτέμβριος 2019



UNIVERSITY OF THESSALY

SCHOOL OF SCIENCE

INFORMATICS AND COMPUTATIONAL BIOMEDICINE

**Demonstration Electronic Devices for Embedded Systems' I/O
Interface**

Zacharias Angelopoulos

Master thesis

**Athanasios Kakarountas
Assistant Professor**

Lamia , September 2019



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΘΕΣΣΑΛΙΑΣ
ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΒΙΟΙΑΤΡΙΚΗ
ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗ**

**«ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗ ΜΕ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΗΝ ΑΣΦΑΛΕΙΑ, ΔΙΑΧΕΙΡΙΣΗ
ΜΕΓΑΛΟΥ ΟΓΚΟΥ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ»**

**Ηλεκτρονικές Διατάξεις Επίδειξης Διασύνδεσης I/O
Ενσωματωμένων Συστημάτων**

Ζαχαρίας Αγγελόπουλος

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Επιβλέπων
Αθανάσιος Κακαρούντας
Επίκουρος Καθηγητής**

Λαμία, Σεπτέμβριος 2019

«Υπεύθυνη Δήλωση μη λογοκλοπής και ανάληψης προσωπικής ευθύνης»

Με πλήρη επίγνωση των συνεπειών του νόμου περί πνευματικών δικαιωμάτων, και γνωρίζοντας τις συνέπειες της λογοκλοπής, δηλώνω υπεύθυνα και ενυπογράφως ότι η παρούσα εργασία με τίτλο [«τίτλος εργασίας»] αποτελεί προϊόν αυστηρά προσωπικής εργασίας και όλες οι πηγές από τις οποίες χρησιμοποίησα δεδομένα, ιδέες, φράσεις, προτάσεις ή λέξεις, είτε επακριβώς (όπως υπάρχουν στο πρωτότυπο ή μεταφρασμένες) είτε με παράφραση, έχουν δηλωθεί κατάλληλα και ευδιάκριτα στο κείμενο με την κατάλληλη παραπομπή και η σχετική αναφορά περιλαμβάνεται στο τμήμα των βιβλιογραφικών αναφορών με πλήρη περιγραφή. Αναλαμβάνω πλήρως, ατομικά και προσωπικά, όλες τις νομικές και διοικητικές συνέπειες που δύναται να προκύψουν στην περίπτωση κατά την οποία αποδειχθεί, διαχρονικά, ότι η εργασία αυτή ή τμήμα της δεν μου ανήκει διότι είναι προϊόν λογοκλοπής.

Ο ΔΗΛΩΝ

Ημερομηνία

Υπογραφή

**Ηλεκτρονικές Διατάξεις Επίδειξης Διασύνδεσης I/O
Ενσωματωμένων Συστημάτων**

Ζαχαρίας Αγγελόπουλος

Τριμελής Επιτροπή:

Αθανάσιος Κακαρούνας, Επίκ. Καθηγητής (επιβλέπων/σα)

Αθανάσιος Λουκόπουλος, Επίκ. Καθηγητής

Μαρία Κοζύρη, Επίκ. Καθηγήτρια

Ευχαριστίες

Η εκπόνηση της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας δε θα ήταν δυνατή χωρίς την καθοδήγηση του επιβλέποντα καθηγητή κ. Αθανάσιου Κακαρούνα. Η βοήθεια που μου προσέφερε καθ' όλη την διάρκεια της εκπόνησης της διπλωματικής μου ήταν πολύ σημαντική για την ολοκλήρωση της.

Σε ευχαριστώ πολύ, δάσκαλε, γιατί στάθηκες δίπλα μου ως καθηγητής, επιστήμονας και προπάντων ως φίλος!

Τέλος, θα ήθελα να εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου στην οικογένεια μου η οποία με στήριξε κατά την διάρκεια των σπουδών μου και κατά την εκπόνηση της διπλωματικής μου, κάνοντας ιδιαίτερη αναφορά στη σύζυγό μου Σοφία Ιγγλέση η οποία με βοήθησε στην επεξεργασία των εικόνων της εργασίας, συμβάλλοντας έτσι κατά το μέγιστο στην ολοκλήρωση των σπουδών μου.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία ως στόχο έχει την ανάπτυξη υλικού για την εκπαίδευση μαθητών και φοιτητών, οι οποίοι ασχολούνται στο αντικείμενο των ενσωματωμένων συστημάτων, και επιθυμούν να εκπαιδευτούν στη διασύνδεση ηλεκτρονικών μονάδων, την ενίσχυση σήματος, την επεξεργασία σημάτων εισόδου και εξόδου καθώς και την βελτίωση της ποιότητας ενός σήματος.

Η διπλωματική εργασία χωρίζεται σε 8 κύρια κεφάλαια. Συγκεκριμένα, στο κεφάλαιο 2 μελετάται το φαινόμενο του bouncing στην είσοδο μιας ηλεκτρονικής διάταξης και η αξιοποίηση των pull-up και pull-down transistors, στο κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται η ενίσχυση σήματος, στο κεφάλαιο 4 γίνεται αναφορά στο θόρυβο και στις τεχνικές καθαρισμού του, στο κεφάλαιο 5 μελετάται η δίοδος και οι εφαρμογές της, στο κεφάλαιο 6 παρουσιάζονται τα τυπικά φίλτρα για την επεξεργασία σημάτων, στο κεφάλαιο 7 παρουσιάζονται οι μετατροπείς ADC και DAC, στο κεφάλαιο 8 μελετάται ο χρονισμός και τα κυκλώματα για την ενσωμάτωση σε ένα κύκλωμα, ενώ στο κεφάλαιο 9 παρουσιάζεται κύκλωμα πραγματικού χρόνου.

Abstract

The scope of this thesis is to develop educational material for the education of pupils and students who are involved in the subject of embedded systems, and wish to be trained in the interconnection of electronic modules, signal amplification, input and output signal processing and improvement of quality of a signal. The thesis is divided into 8 main chapters.

In particular, chapter 2 deals with the phenomenon of bouncing of an electronic device's input and the utilization of pull-up and pull-down transistors, chapter 3 shows signal amplification, chapter 4 discusses noise and its elimination techniques, chapter 5 discusses the diode module and its applications, chapter 6 presents typical signal processing filters, chapter 7 introduces ADC and DAC converters, chapter 8 discusses timing and circuits for integration into a circuit, while chapter 9 is a real-time circuit.

Περιεχόμενα

1. Εισαγωγή.....	1
2. PULL-UP, PULL-DOWN.....	2
2.1 Γενικά	2
2.2 Arduino και debounce	4
2.3 Υλικά κατασκευής – τρόπος διασύνδεσης.....	5
2.3.1 Arduino Uno	5
2.4 Ολοκλήρωση κατασκευής	7
Σχήμα 2.5 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης3. ΕΝΙΣΧΥΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ 7	
3. ΕΝΙΣΧΥΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ.....	8
3.1 Γενικά	8
3.2 Ο τελεστικός ενισχυτής	8
3.3 Περιγραφή τελεστικού ενισχυτή.....	9
3.4 Τυπικό κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή	10
3.5 Ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής.....	11
3.6 Τελεστικός ενισχυτής αναστροφής	15
3.7 Ακόλουθος τάσης	16
3.8 Τελεστικός ενισχυτής χωρίς αναστροφή.....	17
3.9 Συγκριτής	18
3.10 Ολοκληρωτής	18
3.11 Μετατροπέας τάσης –ρεύματος	19
3.12 Σφάλματα στους τελεστικούς ενισχυτές	20
3.13 Αντιστάθμιση σφαλμάτων	21
3.14 Ολίσθηση.....	23
3.15 Απόκριση συχνότητας.....	24
3.16 Ρυθμός ανταπόκρισης.....	25
3.17 Σχεδίαση και οδηγίες κατασκευής	26
3.18 Διεξαγωγή άσκησης	27
3.19 Απαιτούμενες συσκευές και κατάλογος υλικών.....	28
Σχήμα 3.19 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης4. ΚΑΘΑΡΙΣΜΟΣ ΘΟΡΥΒΟΥ	28
4. ΚΑΘΑΡΙΣΜΟΣ ΘΟΡΥΒΟΥ	29
4.1 Γενικά	29

4.2 Η διαθέσιμη ισχύς του θορύβου	30
4.3 Ο θερμικός θόρυβος	35
4.4 Ο θόρυβος βολής	39
4.5 Ο θόρυβος 1/F	40
4.6 Ο ολικός θόρυβος.....	43
4.7 Η φασματική πυκνότητα ισχύος	45
4.8 Ο λόγος σήμα προς θόρυβο	47
4.9 Ο παράγων και η εικόνα θορύβου	48
4.10 Το μέτρο θορύβου	52
4.11 Η θερμοκρασία θορύβου	53
4.12 Οι μετρήσεις του θορύβου	53
4.13 Σχεδίαση και οδηγίες κατασκευής	54
4.14 Διεξαγωγή άσκησης	55
4.15 Υλικά κατασκευής.....	55
Σχήμα 4.12 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης5. ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΔΙΟΔΩΝ	56
5. ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΔΙΟΔΩΝ	57
5.1 Εισαγωγή.....	57
5.2 Θετικός περιοριστής ή ψαλιδιστής	57
5.3 Αρνητικός περιοριστής.....	58
5.4 Πολωμένοι περιοριστές	59
5.5 Σύνθετος ψαλιδιστής.....	60
5.6 Ψαλίδιση με ενίσχυση	61
5.7 Σκοπός	62
5.8 Σχεδίαση και οδηγίες κατασκευής.....	64
5.9 Διεξαγωγή άσκησης	64
5.10 Απαιτούμενες συσκευές και κατάλογος υλικών.....	66
Σχήμα 5.11 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης6. ΦΙΛΤΡΑ	66
6. ΦΙΛΤΡΑ	67
6.1 Εισαγωγή.....	67
6.2 Τύποι φίλτρων.....	68
6.3 Πλεονεκτήματα ενεργών φίλτρων	69
6.4 Μειονεκτήματα ενεργών φίλτρων	70

6.5 Περιοχή συχνοτήτων.....	70
6.6 Αρχή ενεργών φίλτρων	70
6.7 Απόκριση φίλτρων	72
6.8 Κυκλώματα χαμηλοπερατά (Low Pass) και υψηλοπερατά (High Pass)	73
6.9 Σχεδίαση και οδηγίες κατασκευής.....	79
6.10 Επιλογή τελεστικών ενισχυτών και κατάλογος υλικών	80
Σχήμα 6.14 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης7. ΚΥΚΛΩΜΑ ADC-DAC	81
7. ΚΥΚΛΩΜΑ ADC-DAC	82
7.1 Πληροφορίες για τους μετατροπείς ADC	82
7.2 Λειτουργία ADC	84
7.3 Βασικά Χαρακτηριστικά ADC	86
7.3.1 Διακριτική Ικανότητα (Resolution)	86
7.3.2 Ακρίβεια (Accuracy)	87
7.3.3 Συχνότητα Δειγματοληψίας / Συχνότητα σήματος εισόδου... ..	87
7.3.4 Σφάλμα Δειγματοληψίας (Quantization Error).....	88
7.4 Μετατροπή σημάτων – ψηφιακό σε αναλογικό (DAC, Digital to Analog Converter).....	88
7.5 Χαρακτηριστικά DAC	90
7.6 Σχεδίαση και υλικά κατασκευής	91
7.7 Διεξαγωγή άσκησης	92
Σχήμα 7.8 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης8. ΚΥΚΛΩΜΑ ΧΡΟΝΙΣΜΟΥ.....	93
8. ΚΥΚΛΩΜΑ ΧΡΟΝΙΣΜΟΥ.....	94
8.1 Ορισμός.....	94
8.2 Το ολοκληρωμένο κύκλωμα IC (Integrated Circuit) χρονισμού 555	94
8.3 Τρόποι λειτουργίας του IC 555.....	96
8.4 Ακροδέκτες του IC 555	98
8.5 Το IC 555 ως ασταθής πολυδονητής	102
8.5.1 Συχνότητα ταλάντωσης	104
8.6 Το IC 555 ως μονοσταθής πολυδονητής	106

8.7 Σχεδίαση και οδηγίες κατασκευής.....	109
8.9 Διεξαγωγή ασκήσεων.....	110
Σχήμα 8.18 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης9. ΚΥΚΛΩΜΑ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΧΡΟΝΟΥ	111
9. ΚΥΚΛΩΜΑ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΧΡΟΝΟΥ.....	112
9.1 Ορισμός.....	112
9.2 Τρόπος λειτουργίας – Πλεονεκτήματα RTC	112
9.3 Arduino και RTC	113
9.4 Υλικά κατασκευής.....	114
9.4.1 Arduino Mega 2560	114
9.4.2 RTC DS3231	116
9.4.3 Οθόνη υγρών κρυστάλλων I2C (LiquidCrystal_I2C)	117
9.5 Ολοκλήρωση κατασκευής	119
10. Συμπεράσματα.....	120
Βιβλιογραφία	121
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α.....	123
ΚΩΔΙΚΑΣ DEBOUNCE (ARDUINO UNO CLONE).....	123
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β.....	125
ΚΩΔΙΚΑΣ RTC	125

1. Εισαγωγή

Η παρούσα διπλωματική εργασία ως στόχο έχει την ανάπτυξη υλικού για την εκπαίδευση μαθητών και φοιτητών, οι οποίοι ασχολούνται στο αντικείμενο των ενσωματωμένων συστημάτων, και επιθυμούν να εκπαιδευτούν στη διασύνδεση ηλεκτρονικών μονάδων, την ενίσχυση σήματος, την επεξεργασία σημάτων εισόδου και εξόδου καθώς και την βελτίωση της ποιότητας ενός σήματος. Στη διπλωματική εργασία λαμβάνονται υπόψη τόσο τα αναλογικά όσο και τα ψηφιακά σήματα, ενώ δίνεται ιδιαίτερη προσοχή στην εκμάθηση συνολικά των επιμέρους αντικειμένων, παραθέτοντας όλο το απαραίτητο μαθηματικό, φυσικό και ηλεκτρολογικό υπόβαθρο που απαιτείται. Επιπλέον, όπου αυτό είναι εφικτό, παρατίθεται και λογισμικό για τη διευκόλυνση της δοκιμής αξιοποιώντας την πλατφόρμα Arduino.

Για κάθε αντικείμενο μελέτης, έχει δημιουργηθεί ηλεκτρονική διάταξη επίδειξης, η οποία μπορεί να αξιοποιηθεί εκτός από τη θεωρία του μαθήματος και σε εργαστήρια ηλεκτρονικής και ενσωματωμένων συστημάτων. Κάθε διάταξη θα είναι διαθέσιμη στο εργαστήριο «Ενσωματωμένα Συστήματα Υπολογιστών στη Βιοϊατρική», του Τμήματος Πληροφορικής με Εφαρμογές στη Βιοϊατρική, για χρήση από φοιτητές.

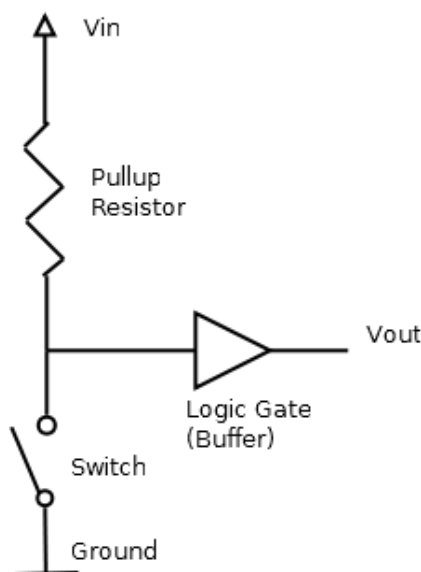
Η διπλωματική εργασία χωρίζεται σε 8 κύρια κεφάλαια. Συγκεκριμένα, στο κεφάλαιο 2 μελετάται το φαινόμενο του bouncing στην είσοδο μιας ηλεκτρονικής διάταξης και η αξιοποίηση των pull-up και pull-down transistors, στο κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται η ενίσχυση σήματος, στο κεφάλαιο 4 γίνεται αναφορά στο θόρυβο και στις τεχνικές καθαρισμού του, στο κεφάλαιο 5 μελετάται η δίοδος και οι εφαρμογές της, στο κεφάλαιο 6 παρουσιάζονται τα τυπικά φίλτρα για την επεξεργασία σημάτων, στο κεφάλαιο 7 παρουσιάζονται οι μετατροπείς ADC και DAC, στο κεφάλαιο 8 μελετάται ο χρονισμός και τα κυκλώματα για την ενσωμάτωση σε ένα κύκλωμα, ενώ στο κεφάλαιο 9 παρουσιάζεται κύκλωμα πραγματικού χρόνου.

2. PULL-UP, PULL-DOWN

2.1 Γενικά

Στα ηλεκτρονικά λογικά κυκλώματα, μία αντίσταση έλξης ή μία αντίσταση συρρίκνωσης (τραβήγματος προς τα κάτω) είναι μια αντίσταση που χρησιμοποιείται για να εξασφαλίσει μια γνωστή κατάσταση για ένα σήμα. Συνήθως χρησιμοποιείται σε συνδυασμό με εξαρτήματα όπως διακόπτες και τρανζίστορ, τα οποία φυσικά διακόπτουν τη σύνδεση των μετέπειτα εξαρτημάτων στη γείωση ή στο V_{CC} . Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, δημιουργεί μια άμεση σύνδεση με το έδαφος ή το V_{CC} , αλλά όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός, το υπόλοιπο κύκλωμα θα παραμείνει μετέωρο (δηλαδή θα έχει απροσδιόριστη τάση). Για έναν διακόπτη που συνδέεται με τη γείωση, μια αντίσταση pull-up εξασφαλίζει μια καλά καθορισμένη τάση (π.χ. V_{CC} ή λογική υψηλή) κατά μήκος του υπόλοιπου κυκλώματος όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός. Αντιστρόφως, για έναν διακόπτη που συνδέεται με το V_{CC} , μια pull-down εξασφαλίζει μια καλά καθορισμένη τάση γείωσης (δηλαδή λογική χαμηλή) όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός.

Ένας ανοικτός διακόπτης δεν είναι ισοδύναμος με ένα στοιχείο με άπειρη σύνθετη αντίσταση, αφού στην πρώτη περίπτωση η σταθερή τάση σε οποιονδήποτε βρόχο στην οποία εμπλέκεται δεν μπορεί πλέον να προσδιοριστεί από τους νόμους του Kirchhoff. Συνεπώς, οι τάσεις σε αυτά τα κρίσιμα εξαρτήματα (όπως η λογική πύλη στο παράδειγμα παρακάτω) που είναι μόνο σε βρόχους που περιλαμβάνουν τον ανοικτό διακόπτη είναι επίσης απροσδιόριστα.



Σχήμα 2.1 Όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός, η τάση εισόδου της πύλης τραβιέται μέχρι το επίπεδο του V_{in} . Όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, η τάση εισόδου στην πύλη πηγαίνει στη γείωση.

Μια αντίσταση έλξης δημιουργεί έναν επιπλέον βρόχο πάνω από τα κρίσιμα εξαρτήματα, εξασφαλίζοντας ότι η τάση είναι καλά καθορισμένη ακόμη και όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός.

Για μια αντίσταση έλξης που εξυπηρετεί μόνο αυτόν τον σκοπό και δεν παρεμβαίνει αλλιώς στο κύκλωμα, πρέπει να χρησιμοποιηθεί αντίσταση με κατάλληλη τιμή. Για αυτό, θεωρείται ότι τα κρίσιμα στοιχεία έχουν άπειρη ή επαρκώς υψηλή αντίσταση, η οποία εγγυάται για παράδειγμα για τις λογικές πύλες που κατασκευάζονται στα τρανζίστορ. Σε αυτή την περίπτωση, όταν ο διακόπτης είναι ανοικτός, η τάση σε μια αντίσταση έλξης με *επαρκώς χαμηλή* σύνθετη αντίσταση εξαφανίζεται με το αποτέλεσμα να μοιάζει με ένα καλώδιο στο V_{CC} . Από την άλλη πλευρά, όταν ο διακόπτης είναι κλειστός, η αντίσταση έλξης πρέπει να έχει *επαρκώς υψηλή* αντίσταση σε σύγκριση με τον κλειστό διακόπτη για να μην επηρεάζει τη σύνδεση με τη γείωση. Μαζί, αυτές οι δύο συνθήκες μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να ληφθεί μια κατάλληλη τιμή για την αντίσταση της αντίστασης έλξης, αλλά συνήθως, παράγεται μόνο ένα κατώτερο όριο υποθέτοντας ότι τα κρίσιμα συστατικά έχουν πράγματι άπειρη σύνθετη αντίσταση. Μια αντίσταση με χαμηλή αντίσταση καλείται συχνά "ισχυρή" pull-up ή pull-down, όταν το κύκλωμα είναι ανοικτό, θα τραβήξει την έξοδο υψηλή ή χαμηλή πολύ γρήγορα (ακριβώς όπως η τάση αλλάζει σε ένα κύκλωμα RC), αλλά θα επιτρέψει να άγει υψηλότερη ένταση ρεύματος. Μια

αντίσταση με σχετικά υψηλή αντίσταση ονομάζεται "αδύναμη" pull-up ή pull-down. Όταν το κύκλωμα είναι ανοικτό, θα τραβήξει την έξοδο υψηλή ή χαμηλότερη με πιο αργό ρυθμό, αλλά θα επιτρέψει να άγει λιγότερο ρεύμα.

➤ Τι είναι η αντίσταση;

Η αντίσταση είναι κατασκευή που χρησιμοποιείται σε πολλά ηλεκτρονικά κυκλώματα και συσκευές. Είναι ένα παθητικό στοιχείο που παρέχει αντίσταση περιορίζοντας τη ροή του ρεύματος σε άλλα εξαρτήματα. Υπάρχουν πολλοί διαφορετικοί τύποι αντιστάσεων που διατίθενται στην αγορά με διαφορετικά μεγέθη. Η αντίσταση μετράται σε Ohm και συμβολίζεται με Ω .



Σχήμα 2.2 Αντιστάσεις

Υπόψιν ότι όταν δύο αντιστάσεις είναι σε σειρά σύνδεσης, τότε τις διαρρέει το ίδιο ρεύμα I και η κατεύθυνση του ρεύματος υποδεικνύεται από ένα βέλος. Όταν δύο αντιστάσεις είναι συνδεδεμένες παράλληλα, τότε η πτώση τάσης V μεταξύ των δύο αντιστάσεων είναι η ίδια.

2.2 Arduino και debounce

Στην παράγραφο αυτή θα αναλύσουμε τι είναι η αναπήδηση (debounce) ενός κουμπιού. Η αναπήδηση των κουμπιών αναφέρεται σε πολλαπλές μεταβάσεις υψηλής-χαμηλής στάθμης στο σήμα εξόδου ενός διακόπτη καθώς αυτός πιέζεται η απελευθερώνεται, πλην της αναμενόμενης ενιαίας μετάβασης. Το σήμα «αναπηδά», δηλαδή μπορεί να έρθει σε επαφή από τη μια πλευρά - στη συνέχεια και στις δύο - και στη συνέχεια στην άλλη πλευρά πριν τελικά εγκατασταθεί σε αυτό το νέο επίπεδο. Αυτή η δημιουργία και διακοπή της επαφής ονομάζεται αναπήδηση. Συνήθως προκαλείται από μηχανική αναπήδηση στο διακόπτη. Δεν είναι κατασκευαστικό ελάττωμα του κουμπιού - η αναπήδηση είναι σιωπηρή στους περισσότερους φυσικούς διακόπτες.

Η αναπήδηση συμβαίνει σε πολύ μικρό χρόνο της τάξης των millisecond αλλά όταν το κουμπί είναι συνδεδεμένο σε έναν μικροελεγκτή όπως για παράδειγμα

το Arduino Uno αυτό να μπορεί να ανιχνεύσει τη μετάβαση μεταξύ δύο καταστάσεων κάθε φορά που το κουμπί αναπηδά.

2.3 Υλικά κατασκευής – τρόπος διασύνδεσης

Τα υλικά που χρησιμοποιήσαμε στην κατασκευή είναι ένας μικροελεγκτής ολοκληρωμένης πλακέτας Arduino Uno (κλώνος – Funduino Uno – λειτουργεί ακριβώς όπως το Arduino Uno αλλά έχει μικρότερο κόστος προμήθειας), 2 αντιστάσεις 10KΩ, με ανοχή $\pm 5\%$, μία αντίσταση 1,1KΩ με ανοχή $\pm 5\%$ και ένα μπουτόν. Τα παραπάνω υλικά έχουν χαμηλό κόστος προμήθειας. Η κόκκινη μπόρνα στην κατασκευή μας είναι η τροφοδοσία του Arduino με τάση 5V και η μαύρη μπόρνα η γείωση, και οι οποίες συνδέονται με την πλακέτα Arduino στα pins V_{in} και GRD. Οι δύο αντιστάσεις των 10KΩ συνδέονται παράλληλα μεταξύ του και η μία πλευρά τους οδηγείται στην γείωση ενώ η άλλη συνδέεται στο pin 2 του Arduino. Η αντίσταση του 1,1KΩ συνδέεται από το ένα άκρο στο pin 13 της πλακέτας του Arduino και από την άλλη στο λαμπάκι led. Μεταξύ των 2 αντιστάσεων των 10KΩ συνδέεται η μία επαφή του μπουτόν και η άλλη συνδέεται στην τροφοδοσία.

2.3.1 Arduino Uno

Στη συγκεκριμένη κατασκευή το Arduino Uno θα αποτελέσει την κύρια πλακέτα πάνω στην οποία θα κάνουμε την κατασκευή.

Το Arduino Uno είναι βασική πλακέτα της τεχνολογίας Arduino και προτείνεται για κάποιον αρχάριο στα ηλεκτρονικά και στη χρήση κώδικα. Είναι το πιο γνωστό και το πιο πολύ διαδεδομένο από όλες τις πλακέτες Arduino και είναι συμβατό με πλήθος αισθητήρων και επεκτάσεων.

Η έκδοση 3 (Rev3) είναι η τελευταία που κυκλοφορεί και είναι πλήρως συμβατή με καινούργιες και παλιές πλακέτες επέκτασης.

Ουσιαστικά είναι ένας μικροελεγκτή ολοκληρωμένης πλακέτας που βασίζεται στον μικροελεγκτή ATmega328P.

Περιέχει ότι χρειάζεται για να μπορεί να προγραμματιστεί και να λειτουργήσει όταν τη συνδέουμε με ένα απλό καλώδιο USB στον υπολογιστή ή με ένα τροφοδοτικό στην πρίζα. Επίσης μπορεί να λειτουργήσει με απλή μπαταρία.

Διαθέτει 14 ψηφιακές ακίδες (pin) εισόδου-εξόδου από τις οποίες οι 6 μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως PWM (Pulse Width Modulation) pins, 6 αναλογικές εισόδους, έναν κρυσταλλικό ταλαντωτή συγχρονισμένο στα 16MHz, μία θύρα σύνδεσης USB (τύπου B) για τον προγραμματισμό και την τροφοδοσία της

πλακέτας, μια είσοδο τροφοδοσίας που μπορεί να χρησιμοποιηθεί εναλλακτικά για τροφοδοσία από τροφοδοτικό πριζας ή από απλή μπαταρία.

Η λέξη Uno στα Ιταλικά σημαίνει «ένα» και επιλέχθηκε για να σηματοδοτήσει την κυκλοφορία του λογισμικού Arduino IDE 1.0.

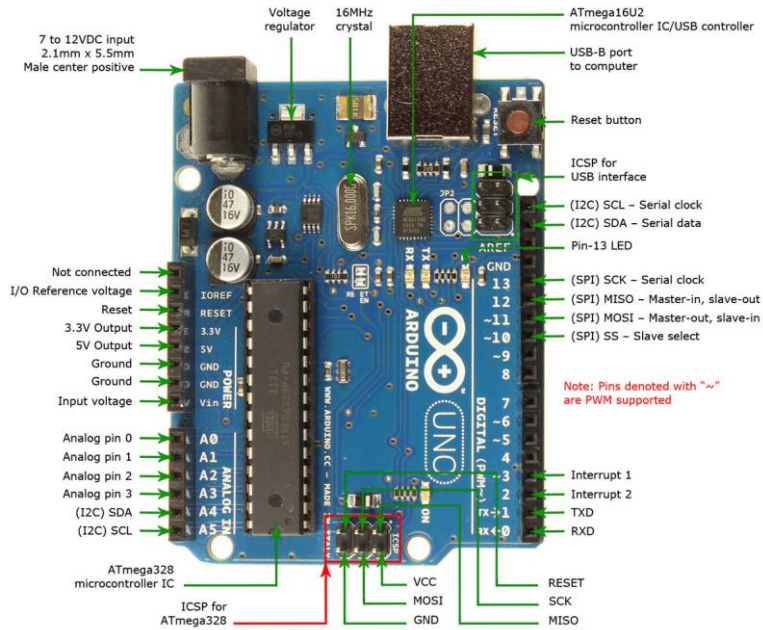
Η πλακέτα Arduino Uno και η έκδοση 1.0 του λογισμικού Arduino IDE ήταν οι εκδόσεις αναφοράς, οι οποίες τώρα εξελίχθηκαν σε νεότερες εκδόσεις.



Σχήμα 2.3 Εικόνα Arduino Uno

Συνοψίζοντας τα χαρακτηριστικά του είναι:

- Μικροελεγκτής: ATmega328P
- Τάση λειτουργίας: 5V
- Τάση εισόδου: 7-12V
- Τάση εισόδου (limits): 6-20V
- Ψηφιακά I/O Pins: 14
- Αναλογικές εισόδους: 6
- PWM εισόδους: 6
- DC Ρεύμα ανά I/O Pin: 20mA
- DC Ρεύμα για 3.3V Pin: 50mA
- Μνήμη Flash: 32 KB
- Μνήμη SRAM: 2 KB (ATmega328)
- Μνήμη EEPROM: 1 KB (ATmega328)
- Ταχύτητα (Clock Speed): 16 MHz
- Αρχιτεκτονική ελεγκτή: AVR
- Διαστάσεις πλακέτας: 68.6mm x 53.4mm
- Βάρος πλακέτας: 25g



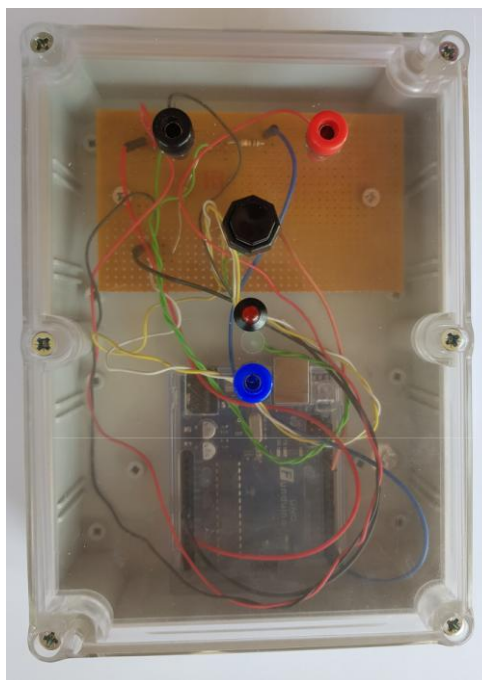
Σχήμα 2.4 Διάγραμμα Arduino Uno

2.4 Ολοκλήρωση κατασκευής

Αφού χρησιμοποιήσουμε τα υλικά που αναφέραμε πιο πάνω και κάνουμε τις κατάλληλες συνδέσεις μεταξύ τους τότε το κύκλωμά μας θα λειτουργεί κανονικά.

Για τον προγραμματισμό χρησιμοποιήσαμε το λογισμικό Arduino IDE.

Ο τελικός κώδικας που φορτώθηκε στο Arduino έχει τη μορφή όπως ακριβώς φαίνεται στο παράρτημα Α.



Σχήμα 2.5 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης

3. ΕΝΙΣΧΥΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ

3.1 Γενικά

Πολλές φορές ένας ενισχυτής σχεδιάζεται ώστε να αποκρίνεται στη διαφορά μεταξύ δύο σημάτων εισόδου. Ένας τέτοιος ενισχυτής ονομάζεται ενισχυτής διαφοράς ή διαφορικός ενισχυτής και αποτελεί τυπική βαθμίδα σε όλα σχεδόν τα συστήματα μετρήσεων. Έχει δύο εισόδους και συνήθως χρειάζεται δύο τάσεις τροφοδοσίας, αντίθετης πολικότητας (V_{CC} και $-V_{EE}$).

Ο διαφορικός ενισχυτής αποτελεί την πρώτη βαθμίδα στους τελεστικούς ενισχυτές και σε όλους τους ενισχυτές μετρήσεων (οργανολογικούς ενισχυτές). Έχει τη δυνατότητα να ενισχύει μικρά dc σήματα, όπως αυτά που βγάζουν πολλά αισθητήρια, π.χ. τα θερμοζεύγη. Επιπλέον, δίνει υψηλό διαφορικό κέρδος, έχει μεγάλο λόγο απόρριψης κοινού σήματος και παρουσιάζει μεγάλη αντίσταση εισόδου. Έτσι, είναι ιδανικός για προσαρμογή ανάμεσα σε βαθμίδες. Είναι βαθμίδα dc σύζευξης και έτσι είναι κατάλληλος για ολοκληρωμένα κυκλώματα. Τα διάφορα συστήματα μετρήσεων και τα συστήματα συλλογής δεδομένων (Data Acquisition Systems) υλοποιούν βαθμίδες εισόδου με τη βοήθεια διαφορικών ενισχυτών.

3.2 Ο τελεστικός ενισχυτής

Ο όρος «τελεστικός ενισχυτής» αρχικά χρησιμοποιήθηκε στο πεδίο των αναλογικών υπολογιστών, για να δηλώσει ένα κύκλωμα ενίσχυσης ικανό να εκτελέσει διάφορες μαθηματικές πράξεις όπως ολοκλήρωση, διαφόριση, άθροιση και αφαίρεση. Οι τελεστικοί ενισχυτές (OP-AMP) είναι ενισχυτές με πολύ μεγάλη ενίσχυση.

Σε τέτοια κυκλώματα, η απαιτούμενη απόκριση λαμβάνεται με την εφαρμογή αρνητικής ανατροφοδότησης (feedback) σε ένα μεγάλης απολαβής ενισχυτή dc που επιτυγχάνεται με τη χρήση στοιχείων συνδεσμολογημένων μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου και εξόδου του ενισχυτή, με έναν ιδιαίτερο τρόπο που φέρεται σαν «τελεστική ανατροφοδότηση» (operational feedback).

Σήμερα ο όρος χρησιμοποιείται για να δηλώσει οποιονδήποτε υψηλών επιδόσεων dc ενισχυτή για χρήση με τον τρόπο αυτό ανάδρασης.

Οι τελεστικοί ενισχυτές χρησιμοποιούνται ακόμα ευρέως για υπολογισμούς με αναλογική τεχνική και αν η τεχνική επισκιάζεται από τις ψηφιακές μεθόδους στη μηχανική των υπολογιστών, η περιοχή των εφαρμογών των τελεστικών

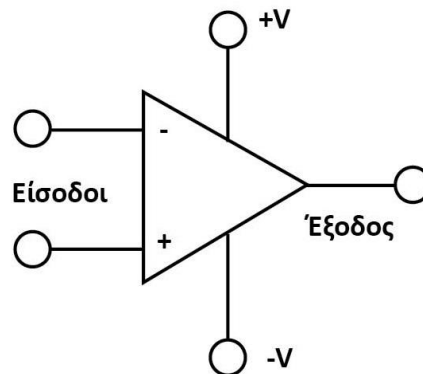
ενισχυτών στη σχεδίαση οργάνων και τη μηχανική συστημάτων ελέγχου εξακολουθεί να αναπτύσσεται.

Η ανάπτυξη αυτή στη χρήση τελεστικών ενισχυτών οδήγησε στην ανάγκη δημιουργίας ενισχυτών υψηλών επιδόσεων διαθέσιμων σε απλοποιημένη μορφή με διακριτά στοιχεία (modular form) καθώς και σε μορφή φθηνών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Έτσι μπορεί κανείς σήμερα για μια συγκεκριμένη εφαρμογή να επιλέξει τον κατάλληλο ενισχυτή και να προσθέσει εξωτερικά λίγα διακριτά στοιχεία έχοντας έτσι ένα πλήρες υπο-σύστημα. Σε πολλές περιπτώσεις αυτό είναι πιο οικονομικό και απαλλάσσει αυτόν που το σχεδιάζει και το κατασκευάζει από την κουραστική και χρονοβόρα σχεδίαση και κατασκευή με διακριτά εξ' αρχής στοιχεία του ενισχυτή.

Το πεδίο των εφαρμογών των τελεστικών ενισχυτών είναι τεράστιο και τα όριά του καθορίζονται μόνο από την ευφυΐα του χρήστη.

3.3 Περιγραφή τελεστικού ενισχυτή

Οι εισοδοί του τελεστικού ενισχυτή συμβολίζονται με τα σύμβολα (-) και (+) και ονομάζονται αντίστοιχα είσοδος με αναστροφή (inverting input) και είσοδος χωρίς αναστροφή (non inverting input). Και οι δύο μαζί καλούνται διαφορικό ζεύγος επειδή το δυναμικό στην έξοδο V_o εξαρτάται από τη διαφορά των δυναμικών στις δύο εισόδους.



Σχήμα 3.1 Σύμβολο Τελεστικού Ενισχυτή

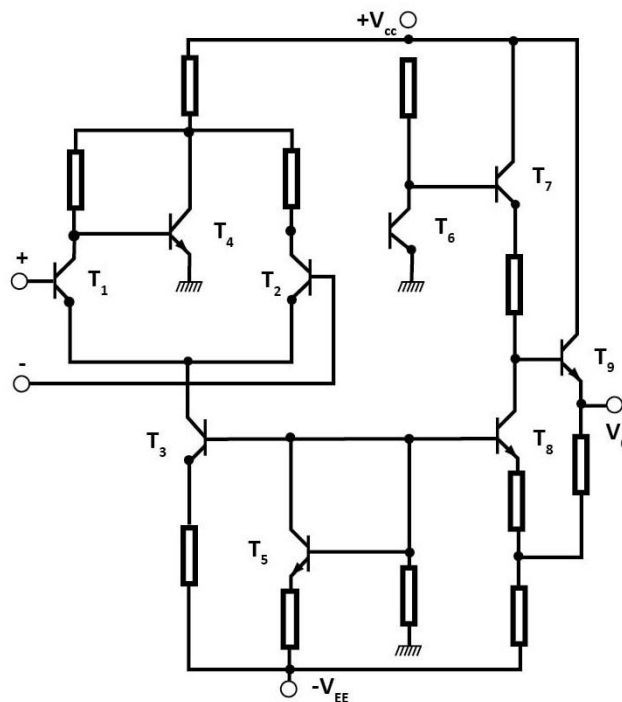
Η έξοδος V_o είναι θετική ως προς τη γη (σημείο αναφοράς) όταν η είσοδος (+) είναι θετική ως προς την είσοδο (-). Επομένως η πολικότητα της εξόδου εξαρτάται από τη διαφορά δυναμικού μεταξύ των εισόδων (-) και (+). Το δυναμικό εξόδου μετριέται και αυτό ως προς τη γη και κυμαίνεται μεταξύ δύο ορίων που εξαρτώνται από τα δυναμικά τροφοδοσίας $+V$ και $-V$. Το άνω όριο

που καλείται $+V_{sat}$ είναι συνήθως μικρότερο κατά 1-2 Volt από την τάση $+V$, ενώ το κάτω όριο $-V_{sat}$ είναι μεγαλύτερο κατά 1-2 Volt από την τάση $-V$.

Εκτός από τα όρια που υπάρχουν για την τάση εξόδου, υπάρχει και ένα μέγιστο όριο για το ρεύμα εξόδου, που είναι συνήθως της τάξης των 5-10mA. Έτσι σύμφωνα με τα όρια που αναφέρθηκαν παραπάνω η αντίσταση φόρτου R_L που συνδέεται στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή δεν μπορεί να είναι μικρότερη από μια ελάχιστη τιμή (περίπου 2KΩ).

3.4 Τυπικό κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή

Το παρακάτω σχήμα 3.2 δείχνει ένα τυπικό κύκλωμα ενός τελεστικού ενισχυτή. Η διαφορική είσοδος εξασφαλίζεται με το ζεύγος των τρανζίστορ T_1, T_2 ενώ ο ρόλος του T_3 είναι εκείνος μιας πηγής σταθερού ρεύματος. Το T_4 εφ' ενός μεν αυξάνει την ενίσχυση του διαφορικού ζεύγους, εφ' ετέρου αντισταθμίζει τις διαφορές μεταξύ των T_1 και T_2 . Η έξοδος του διαφορικού ενισχυτή ενισχύεται από το τρανζίστορ T_6 και στη συνέχεια αφού μετατοπισθεί από τη διάταξη των T_7, T_8 οδηγείται στην είσοδο του ακόλουθου εκπομπού T_9 που δίνει την έξοδο του κυκλώματος. Με τη διάταξη T_7, T_8 το σήμα από το δυναμικό του συλλέκτη του T_6 μετατοπίζεται στο δυναμικό της γης χωρίς να συμβεί σημαντική μείωση της ενίσχυσης. Το τρανζίστορ T_5 παρέχει το αναγκαίο ρεύμα για την πόλωση των T_3, T_8 με τη συνδεσμολογία του σαν διόδος.

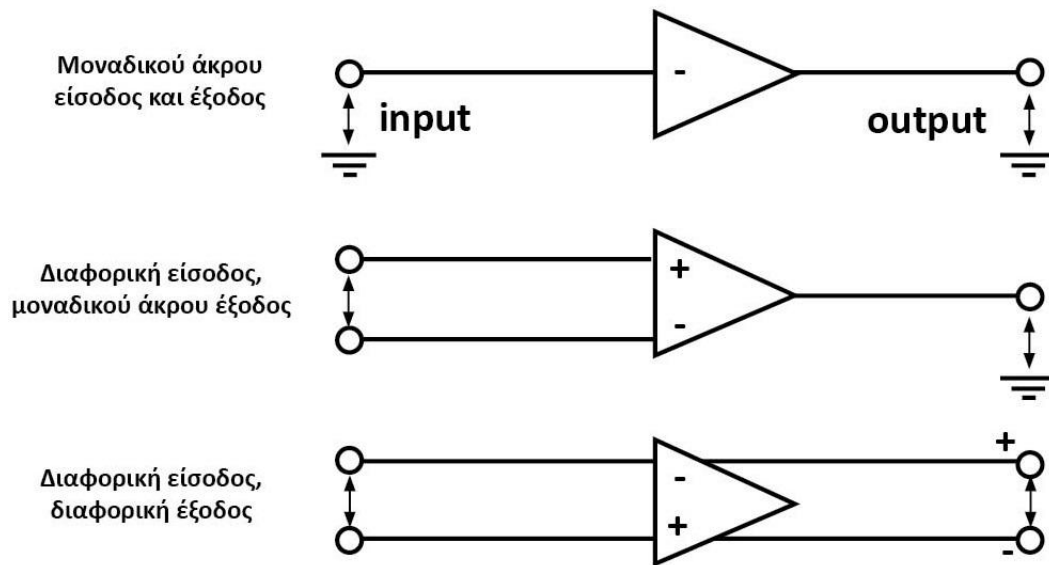


Σχήμα 3.2 Τυπικό κύκλωμα τελεστικού ενισχυτή

Η αντίσταση στον εκπομπό του T9 εξασφαλίζει μια θετική ανάδραση με τη σύνδεση της με τον εκπομπό του T8. Πράγματι αν η V_o αυξηθεί τότε αυξάνει η τάση στον εκπομπό του T8. Επειδή όμως το δυναμικό στη βάση του T8 είναι σταθερό η προηγούμενη αύξηση στο δυναμικό του εκπομπού έχει σαν συνέπεια τη μείωση του ρεύματος στο συλλέκτη του T8. Τότε όμως αυξάνει το δυναμικό στη βάση και τον εκπομπό του T9.

3.5 Ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής

Οι τελεστικοί ενισχυτές όσον αφορά τους ακροδέκτες εισόδου-εξόδου, ορίζονται σε τρεις κατηγορίες, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 3.3.



Σχήμα 3.3 Κατηγορίες τελεστικών ενισχυτών με βάση τους ακροδέκτες εισόδου – εξόδου

Συγκεκριμένα οι ακροδέκτες εισόδου του ενισχυτή λέγονται «μοναδικού άκρου» (single ended) όταν ένας από τους δύο ακροδέκτες εισόδου είναι γειωμένος (ή κοινός), αλλιώς θα λεγόταν «διαφορικής σύνδεση» (differential connection), «ελεύθεροι γης» (earth free), ή «επιπλέοντες» (floating). Στην περίπτωση ενισχυτή με τους ακροδέκτες εισόδου ή εξόδου «ελεύθερους γη» σημασία έχει το σήμα εκείνο που είναι η διαφορά των δυναμικών μεταξύ των δύο ακροδεκτών, άσχετα με το τυχόν κοινό δυναμικό που μπορεί αυτοί να έχουν ως προς τη γη.

Όταν ο ακροδέκτης (+) γειωθεί και ένα σήμα εφαρμοσθεί στην είσοδο (-) το σήμα αυτό θα εμφανιστεί ανεστραμμένο (με διαφορά φάσης π rad) στην έξοδο του ενισχυτή. Το αντίστοιχο ισχύει όταν γειωθεί ο ακροδέκτης (-).

Σε μια πρώτη θεώρηση της τελεστικής ανάδρασης είναι κατάλληλο να υποθέσουμε ότι ο ενισχυτής έχει μερικά ιδανικά χαρακτηριστικά.

Οι ενισχυτές διαφορικής εισόδου, μοναδικού άκρου εξόδου είναι οι περισσότερο χρησιμοποιούμενοι και θα αναφερθούμε σ' αυτόν τον τύπο παρακάτω. Ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής έχει χαρακτηριστικά που διαφέρουν από αυτά του πραγματικού, και τα χαρακτηριστικά αυτά είναι:

- Άπειρη απολαβή

Όπως θα δούμε συντελεί στην εξάρτηση της λειτουργίας ολοκληρωτικά από τα δικτυώματα εισόδου και ανάδρασης.

- Άπειρη εμπέδηση εισόδου

Εξασφαλίζει το γεγονός ότι δε ρέει ρεύμα στους ακροδέκτες εισόδου του ενισχυτή.

- Άπειρο εύρος ζώνης

Εξασφαλίζει απόκριση σε συνεχούς ρεύματος σήματα, μηδενικό χρόνο απόκρισης και όχι αλλαγή φάσης με τη συχνότητα.

- Μηδενική εμπέδηση εξόδου

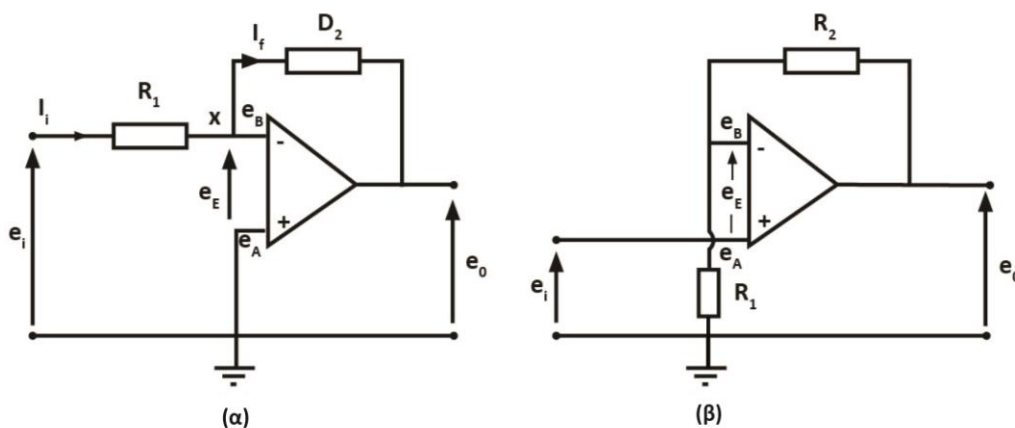
Εξασφαλίζει ότι ο ενισχυτής δεν επηρεάζεται από το φορτίο

- Μηδενικό δυναμικό και ρεύμα μη λειτουργίας (OFFSET)
- Η έξοδος V_o δεν εξαρτάται από τη θερμοκρασία

Εξασφαλίζει όταν η τάση-σήμα στην είσοδο είναι μηδέν, το σήμα εξόδου θα είναι επίσης μηδέν, ανεξάρτητα από την εσωτερική αντίσταση της πηγής σήματος.

Υπάρχουν δύο βασικοί τρόποι εφαρμογής ανάδρασης σε ένα διαφορικό ενισχυτή.

Όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 3.4 στην πρώτη περίπτωση έχουμε την αναστρέφουσα συνδεσμολογία και στη δεύτερη τη μη αναστρέφουσα.



Σχήμα 3.4 (α) Αναστρέφουσα συνδεσμολογία, (β) Μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία
Και στις δύο περιπτώσεις το σήμα ανατροφοδότησης είναι ανάλογο προς το δυναμικό εξόδου, η δε αντίδραση γίνεται δια μέσου της αντίστασης R_2 συνδεσμολογημένης μεταξύ της εξόδου και της αναστρέφουσας εισόδου του ενισχυτή. Η αντίστροφη φάση δια μέσου του ενισχυτή σημαίνει φυσικά ότι η ανάδραση είναι αρνητική. Στην αναστρέφουσα συνδεσμολογία το σήμα ανάδρασης εφαρμόζεται πρακτικά σε διακλάδωση με το εξωτερικό σήμα εισόδου, στη μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία σε σειρά.

Η δράση και των δύο κυκλωμάτων μπορεί να κατανοηθεί αν θεωρήσουμε μια μικρή τάση e_e μεταξύ των ακροδεκτών της διαφορικής εισόδου του ενισχυτή.

Το σήμα ανατροφοδότησης θα είναι αντίθετο του e_e και με την απολαβή του ενισχυτή να τείνει στο άπειρο, η τάση e_e θα τείνει στο μηδέν. Αυτό είναι ένα ιδιαίτερο σημείο και είναι χρήσιμο να το δούμε από μια άλλη σκοπιά. Όταν η έξοδος του ενισχυτή ανατροφοδοτεί την αναστρέφουσα είσοδο, η τάση εξόδου θα παίρνει πάντα εκείνη την τιμή που απαιτείται για να μηδενίσει το σήμα μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου του ενισχυτή. Όταν η απολαβή είναι μεγάλη αλλά πεπερασμένη, η τάση e_e είναι μικρή αλλά όχι μηδέν.

Έχοντας υποθέσει άπειρη εμπέδηση εισόδου στον ιδανικό ενισχυτή, δεν μπορεί να ρέει ρεύμα μέσα στον ενισχυτή και έτσι όποιο ρεύμα φθάνει στο σημείο x σαν αποτέλεσμα της εφαρμογής ενός σήματος εισόδου, θα περάσει αναγκαστικά μέσα από το δρόμο ανάδρασης R_2 . Αν αντί μιας απλής αντίστασης R_1 στην αναστρέφουσα είσοδο υπάρχουν δύο ή περισσότεροι εναλλασσόμενοι δρόμοι για το σήμα εισόδου, όλα τα ρεύματα που θα φθάνουν στο σημείο x πρέπει να ρέουν μέσα από την R_2 . Γι' αυτό το σημείο x λέγεται και αθροιστικό σημείο (summing point).

Συνοψίζοντας τα παραπάνω:

1. Όταν εφαρμόζεται αρνητική ανάδραση στον ιδανικό ενισχυτή η τάση μεταξύ των δύο ακροδεκτών της διαφορικής εισόδου τείνει στο μηδέν.
2. Δε ρέει ρεύμα μέσα σε κανένα από τους δύο ακροδέκτες της διαφορικής εισόδου του ιδανικού ενισχυτή.

Αυτές οι δύο προτάσεις αποτελούν τη βάση για κάθε απλοποιημένη ανάλυση κυκλωμάτων τελεστικής ανάδρασης. Τις χρησιμοποιούμε τώρα για να παράγουμε τις εκφράσεις απολαβής κλειστού βρόγχου (Closed loop gain) για τα κυκλώματα του σχήματος 3.4.

- Απολαβή κλειστού βρόγχου στην αναστρέφουσα συνδεσμολογία

Από την πρόταση 1, $e_e=0$ παίρνουμε:

$$I_i = \frac{e_i}{R_1} \quad (3.1)$$

και

$$I_i = \frac{e_i}{R_1} \quad (3.2)$$

Η πρόταση 2 δίνει $I_i = I_f$ και άρα:

$$\frac{e_o}{R_2} = \frac{e_i}{R_1} \quad (3.3)$$

και

$$A_{VCL} = \frac{e_o}{e_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (3.4)$$

➤ Απολαβή κλειστού βρόγχου στη μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία
Από την πρόταση 2:

$$e_B = \frac{e_o}{R_1+R_2} R_1 \quad (3.5)$$

αλλά $e_e=0$ και άρα $e_i=e_B$ ή

$$e_i = \frac{e_o}{R_1+R_2} R_1 \quad (3.6)$$

και

$$A_{VCL} = \frac{e_o}{e_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (3.7)$$

Έκτος από τη διαφορά στο πρόσημο στις σχέσεις (3.4) και (3.7) η κύρια διαφορά μεταξύ των δύο κυκλωμάτων στην αντίσταση εισόδου που βλέπει σε κάθε περίπτωση η πηγή σήματος e_i . Η αντίσταση εισόδου του ιδανικού αντιστροφέα μετρημένη στο αθροιστικό σημείο του ενισχυτή είναι μηδέν. Η ανάδραση εμποδίζει την αλλαγή του δυναμικού στο σημείο αυτό. Δηλαδή το αθροιστικό σημείο δρα σαν εικονική γη (Virtual earth). Αν σημειωθεί ότι, όποιο ρεύμα οδηγηθεί στο σημείο αυτό δε ρέει πραγματικά στη γη, αλλά μέσα από το δρόμο ανάδρασης R_2 . Έτσι το ρεύμα I_i στο πρώτο σχήμα του 3.4α, καθορίζεται από την αντίσταση R_1 και η φαινομένη αντίσταση εισόδου του ενισχυτή προς την πηγή είναι R_1 . Στο ιδανικό μη αναστρέφων κύκλωμα του σχήματος 3.4β ο ενισχυτής δεν τραβά ρεύμα από την πηγή τάσης και επομένως παρουσιάζει σ' αυτήν άπειρη φαινομένη εμπέδηση εισόδου. Αξίζει να σημειωθεί ότι ακόμα και αν η εμπέδηση εισόδου του ενισχυτή δεν είναι άπειρη όπως υποθέσαμε στην αρχή, το γεγονός άπειρης απολαβής του ενισχυτή είναι ικανή συνθήκη να εξασφαλίσει ότι η φαινομένη εμπέδηση εισόδου στο μη αναστρέφων κύκλωμα είναι άπειρη. Το γεγονός αυτό υποχρεώνει την ανατροφοδοτημένη τάση της αναστρέφουσας εισόδου να είναι ακριβώς ίση κατά μέτρο προς την

εφαρμοζόμενη τάση εισόδου. Η τάση ανατροφοδότησης είναι πρακτικά σε σειρά, με την τάση εισόδου αλλά με αντίθετη πολικότητα και έτσι αποτρέπει οποιοδήποτε ρεύμα από το να οδηγηθεί μέσα στον ενισχυτή.

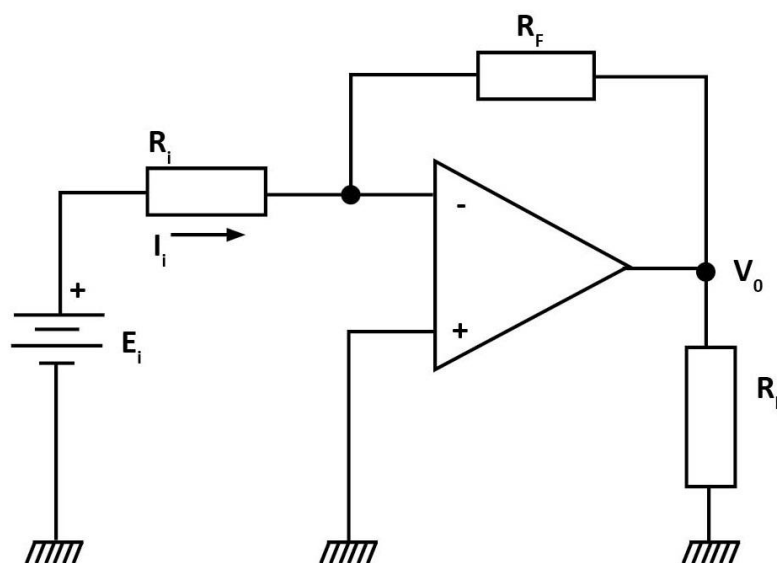
Τα δύο κυκλώματα, αναστρέφων και μη αναστρέφων, δείχνουν τη διαφορά μεταξύ αρνητικής ανάδρασης εφαρμοσμένης σε διακλάδωση και σε σειρά με το εξωτερικό σήμα. Γενικά η αρνητική ανάδραση σε διακλάδωση ελαττώνει, η δε αρνητική ανάδραση σε σειρά αυξάνει την εμπέδηση εισόδου του ενισχυτή.

Η σχετική απλότητα των εκφράσεων (1) και (2) για την απολαβή κλειστού βρόγχου δε θα έπρεπε να μας κάνει να ξεχνάμε τη σπουδαιότητά τους. Η απολαβή κλειστού βρόγχου στην ιδανική περίπτωση εξαρτάται μόνο από τις τιμές των σε σειρά αλλά και ανάδρασης στοιχείων και όχι από τον ίδιο τον ενισχυτή.

Οι πραγματικοί ενισχυτές παρουσιάζουν διαφορές ως προς τον ιδανικό, εισάγοντας αποκλίσεις που τις χειριζόμαστε κατάλληλα σαν σφάλματα.

3.6 Τελεστικός ενισχυτής αναστροφής

Όταν μια εξωτερική αντίσταση που εισάγει αρνητική ανάδραση συνδεθεί μεταξύ της εισόδου (-) και της εξόδου ενός τελεστικού ενισχυτή τότε η επίδοση του κυκλώματος παύει να εξαρτάται από την ενίσχυση ανοικτού βρόγχου A_{OL} . Το κύκλωμα που προκύπτει περιέχει ένα κλειστό βρόγχο μεταξύ εισόδου – εξόδου και χαρακτηρίζεται από μία νέα τιμή ενίσχυσης που καλείται ενίσχυση κλειστού βρόγχου (closed loop gain) A_{CL} . Η ενίσχυση κλειστού βρόγχου εξαρτάται από τις αντιστάσεις R_i και R_f όπως φαίνεται στο σχήμα 3.5.



Σχήμα 3.5 Τελεστικός ενισχυτής αναστροφής

Για να βρεθεί η επίδραση της ανάδρασης δεχόμαστε για απλοποίηση τις εξής υποθέσεις:

- α. A_{OL} είναι άπειρη
- β. R_{in} είναι άπειρη
- γ. R_{out} είναι μηδέν

Η τάση στην είσοδο (+) είναι μηδενική επειδή η είσοδος αυτή είναι γειωμένη. Καθώς εφαρμόζεται στο σήμα E_i η είσοδος (-) αποκτά στιγμιαία κάποιο θετικό δυναμικό που αμέσως κάνει την τάση εξόδου V_o αρνητική. Λόγω της ανάδρασης αυτή η μείωση της τάσης εξόδου επαναφέρει το δυναμικό της της εισόδου (-) στη μηδενική του τιμή. Έτσι στην ισορροπία η είσοδος (-) είναι τόσο θετική που να κάνει την τάση V_o τόσο αρνητική ώστε να μην αυξάνει άλλο το δυναμικό της εισόδου (-).

Επειδή A_{OL} είναι άπειρο πρέπει η διαφορά των δύο εισόδων E_d να είναι μηδέν και συνεπώς το σημείο που συνδέονται οι αντιστάσεις R_i και R_f , δηλαδή η είσοδος (-) είναι ουσιαστικά γειωμένη (virtual earth). Αυτό σημαίνει ότι η τάση E_i πέφτει πάνω στην R_i και το ρεύμα $I_1 = E_i / R_i$ διέρχεται ολόκληρο διαμέσου της R_f . Επειδή στα άκρα της R_f μετριέται το δυναμικό εξόδου V_o θα ισχύει:

$$-V_o = V_{Rf} = \frac{E_i}{R_i} R_f \quad (3.8)$$

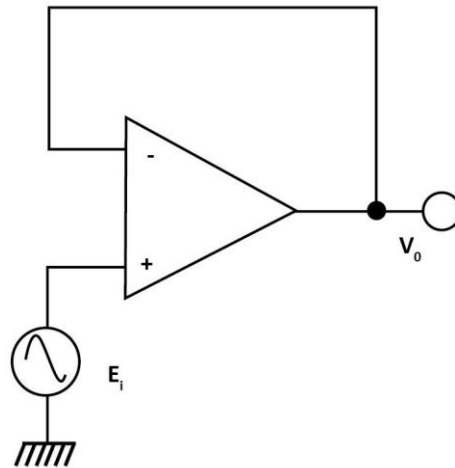
οπότε

$$A_{CL} = \frac{V_o}{E_i} = - \frac{R_f}{R_i} \quad (3.9)$$

Δηλαδή το συμπέρασμα είναι ότι ο ενισχυτής του σχήματος 3.5 έχει ενίσχυση που εξαρτάται μόνο από τις αντιστάσεις R_i και R_f και προκαλεί αναστροφή φάσης 180 μοίρες.

3.7 Ακόλουθος τάσης

Το κύκλωμα του σχήματος 3.6 δίνει τάση εξόδου ίση με την τάση εισόδου ($V_o = E_i$) και πήρε την ονομασία «ακόλουθος τάσης» (Voltage Follower). Η αντίσταση της εισόδου (+) είναι πολύ μεγάλη και επομένως το κύκλωμα απομονώνει την έξοδο από την είσοδο.

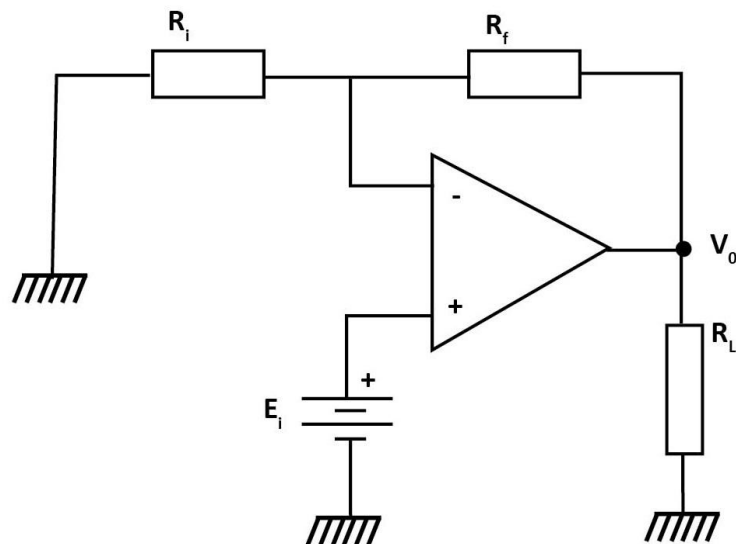


Σχήμα 3.6 Ακόλουθος τάσης

Γι' αυτό το λόγο πολλές φορές το κύκλωμα αυτό καλείται και «ενισχυτής απομόνωσης» (isolation amplifier). Όπως φαίνεται στο κύκλωμα το δυναμικό E_i εφαρμόζεται απευθείας στην είσοδο (+) με συνέπεια η έξοδος και η είσοδος (-) να βρίσκονται στο ίδιο δυναμικό που είναι ίσο με E_i .

3.8 Τελεστικός ενισχυτής χωρίς αναστροφή

Στο σχήμα 3.7 φαίνεται ένας ενισχυτής χωρίς αναστροφή με τη χρησιμοποίηση ενός τελεστικού ενισχυτή.



Σχήμα 3.7 Τελεστικός ενισχυτής χωρίς αναστροφή

Στην ισορροπία το δυναμικό της εισόδου (-) είναι ίσο με E_i . Επομένως το δυναμικό στα άκρα της R_f είναι: $V_{Rf} = R_f E_i / R_i$.

Η τάση εξόδου ισούται με το άθροισμα της πρώτης τάσης πάνω στην αντίσταση R_i που είναι E_i και της πτώσης τάσης πάνω στην R_f δηλαδή:

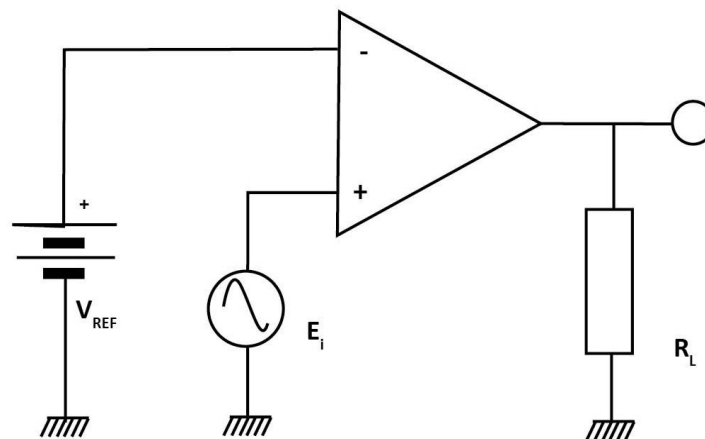
$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) * E_i \quad (3.10)$$

οπότε

$$A_{CL} = \frac{V_o}{E_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad (3.11)$$

3.9 Συγκριτής

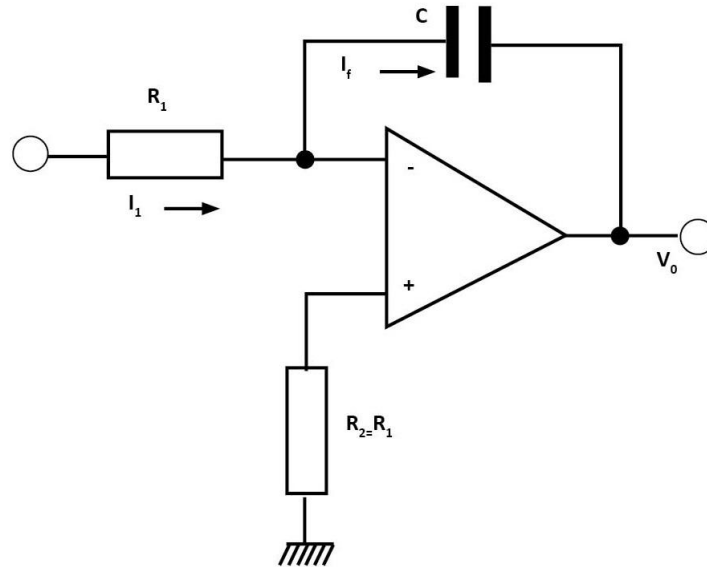
Ο συγκριτής είναι ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα που αλλάζει κατάσταση, όταν στην είσοδό του μεταβαλλόμενο σήμα φτάσει μία οριακή τιμή V_{REF} . Οι συγκριτές βρίσκουν εφαρμογές σε πολλά ηλεκτρονικά συστήματα για να δείξουν για παράδειγμα, αν κάποιος παλμός έχει φθάσει σε ορισμένο πλάτος. Επίσης η έξοδός του μπορεί να διεγείρει διάφορα ψηφιακά κυκλώματα. Οι συγκριτές είναι ειδικά σχεδιασμένοι τελεστικοί ενισχυτές με πολύ μικρό χρόνο διέγερσης. Ένα τυπικό κύκλωμα συγκριτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 3.8.



Σχήμα 3.8 Συγκριτής με τάση V_{REF}

3.10 Ολοκληρωτής

Ένα από τα βασικά κυκλώματα είναι ολοκληρωτής. Ο ολοκληρωτής είναι το κύκλωμα στο οποίο η έξοδος, είναι ανάλογη με το ολοκλήρωμα της τάσης που εφαρμόζεται στην είσοδο. Μια από τις αρχικές εφαρμογές των τελεστικών ενισχυτών ήταν η ολοκλήρωση στους αναλογικούς υπολογιστές.



Σχήμα 3.9 Ολοκληρωτής

Έχουμε $I_i = I_f$ με την παραδοχή ότι ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός και άρα:

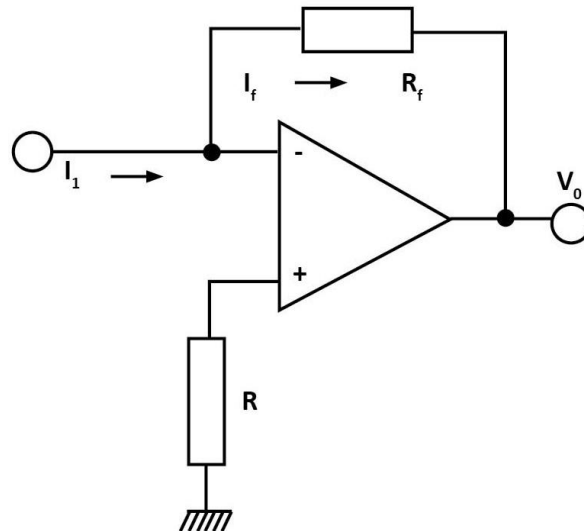
$$I_f = I_i = -\frac{dQ}{dt} = C * \frac{dV_o}{dt} \quad (3.12)$$

και επομένως
$$V_o = -\frac{1}{R_1 * C} * \int V_i dt \quad (3.13)$$

Το κέρδος ισούται με $\frac{1}{R_1 * C}$. Στην πράξη οι τιμές $R_1=10K\Omega$ και $C=1\mu F$ με κέρδος 100 είναι αρκετά συνηθισμένες. Στην θέση του C δεν είναι κατάλληλη η χρήση ηλεκτρολυτικού πυκνωτή.

3.11 Μετατροπές τάσης –ρεύματος

Στα περισσότερα κυκλώματα γίνεται επεξεργασία σημάτων. Σε μερικές όμως περιπτώσεις υπάρχουν σήματα ρεύματος όπως για παράδειγμα από την έξοδο μιας φωτοδίοδου ή ενός φωτοπολλαπλασιαστή. Όταν ζητείται μετατροπή ενός σήματος ρεύματος σε ένα σήμα τάσης ο πιο απλός μετατροπέας είναι μια αντίσταση. Το μειονέκτημα όμως είναι ότι οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου είναι αρκετά μεγάλες. Ένας μετατροπέας ρεύματος – τάσης με τη χρησιμοποίηση ενός τελεστικού ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 3.10. Όπως φαίνεται $I_i = I_f$ και επομένως $V_o = -R_f I_f = -R_f I_i$.



Σχήμα 3.10 Μετατροπέας ρεύματος σε τάση

3.12 Σφάλματα στους τελεστικούς ενισχυτές

Οι τελεστικοί ενισχυτές χρησιμοποιούνται σε πολλά κυκλώματα για να ενισχύσουν σήματα DC ή AC ή και σε συνδυασμό αυτών. Μέχρι τώρα θεωρήθηκε ότι οι ενισχυτές παρουσιάζουν τα ιδανικά χαρακτηριστικά. Στην πραγματικότητα οι τελεστικοί ενισχυτές που χρησιμοποιούνται αποκλίνουν κατά πολλούς τρόπους από τη συμπεριφορά του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή. Πολλοί τύποι τελεστικών ενισχυτών έχουν πρόσθετα άκρα στα οποία συνδέονται εξωτερικά εξαρτήματα για τη μερική διόρθωση αυτών των αποκλίσεων. Όταν ο τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιείται σε εφαρμογές DC εκείνα τα χαρακτηριστικά που οδηγούν σε σφάλματα στην έξοδο είναι:

- α. ρεύμα πόλωσης εισόδου (input bias current)
- β. ρεύμα απόκλισης εισόδου (input offset current)
- γ. τάση απόκλισης εισόδου (input offset voltage)
- δ. ολίσθηση (drift)

Σε εφαρμογές AC χρησιμοποιούνται πυκνωτές σύζευξης και κατά συνέπεια δεν υπάρχουν σφάλματα DC στην τάση εξόδου.

Στην περίπτωση όμως αυτή τα νέα προβλήματα είναι:

- α. η απόκριση συχνότητας

Η απόκριση συχνότητας δείχνει πως μεταβάλλεται η ενίσχυση ανοικτού βρόγχου με τη συχνότητα.

- β. ο ρυθμός ανταπόκρισης (slew rate)

Ο ρυθμός ανταπόκρισης προσδιορίζει το πόσο γρήγορα η έξοδος του ενισχυτή μπορεί να μεταβληθεί για να «παρακολουθήσει» το σήμα εισόδου.

3.13 Αντιστάθμιση σφαλμάτων

Στους τελεστικούς ενισχυτές εμφανίζονται διάφορα σφάλματα ή εκτροπές από την επιθυμητή συμπεριφορά που οφείλονται σε κατασκευαστικά δεδομένα και σε περιορισμούς.

Κατ' αρχήν θεωρήθηκε ότι στην είσοδο του τελεστικού ενισχυτή το ρεύμα είναι μηδέν. Αυτό φυσικά είναι μια ιδανική συνθήκη που δεν μπορεί να ικανοποιηθεί.

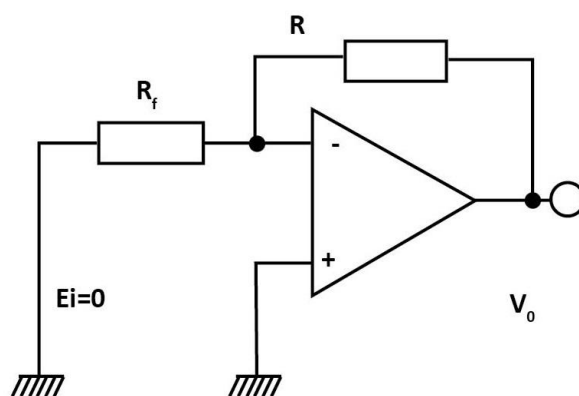
Στην πράξη υπάρχει ένα πολύ μικρό ρεύμα εισόδου για την πόλωση των τρανζίστορ για την πόλωση του τελεστικού ενισχυτή. Οι κατασκευαστές προσδιορίζουν το μέσο όρο των ρευμάτων I_{B+} και I_{B-} στις δύο εισόδους του τελεστικού ενισχυτή όπως φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$I_B = \frac{|I_{B+} + I_{B-}|}{2} \quad (3.14)$$

Το ρεύμα I_B κυμαίνεται από pA ή και λιγότερο για έναν τελεστικό ενισχυτή με FET στο κύκλωμα εισόδου του, έως 1μΑ ή και περισσότερο για τους συνηθισμένους τελεστικούς ενισχυτές.

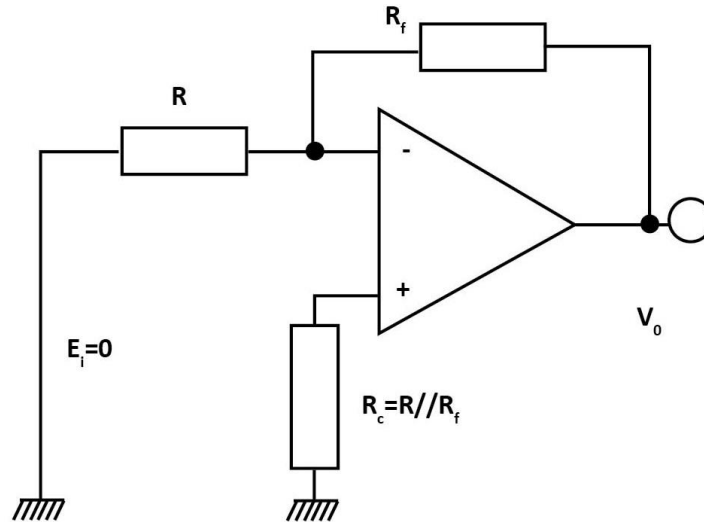
Η διαφορά μεταξύ των απολύτων τιμών I_{B+} και I_{B-} καλείται ρεύμα απόκλισης εισόδου (offset current).

- Αντιστάθμιση του ρεύματος πόλωσης



Σχήμα 3.11 Επίδραση ρεύματος απόκλισης εισόδου στην έξοδο

Για την αντιστάθμιση των ρευμάτων πόλωσης προστίθεται μια αντίσταση R_c στο κύκλωμα της εισόδου (+) όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 3.12.



Σχήμα 3.12 Αντιστάθμιση ρευμάτων πόλωσης με χρήση αντίστασης R_c

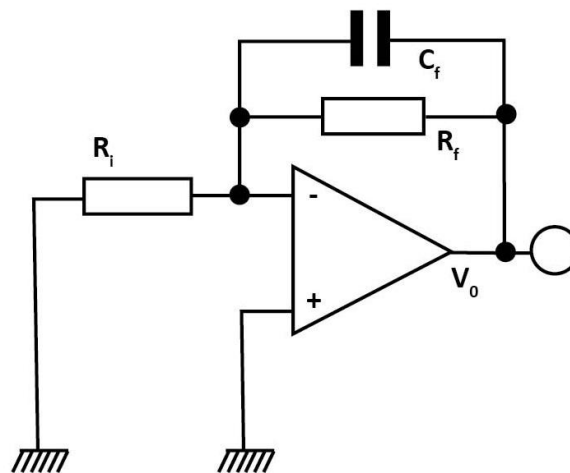
Η τιμή της αντίστασης εκλέγεται ίση με τον παράλληλο συνδυασμό των αντιστάσεων R_i και R_f , δηλαδή: $R_c = R_i \parallel R_f = R_i * R_f / (R_i + R_f)$.

Η προσθήκη της R_c δεν είναι αναγκαία σε τελεστικούς ενισχυτές με FET στο κύκλωμα εισόδου τους.

➤ Αντιστάθμιση της τάσης απόκλισης εισόδου

Για $V_+ = V_-$ εξαιτίας μερικών διαφορών μεταξύ ορισμένων στοιχείων του τελεστικού ενισχυτή η έξοδος V_o δεν είναι ίση με μηδέν αλλά σε κάποιο δυναμικό που κυμαίνεται μεταξύ μερικών μV και μερικών mV .

Για την παράσταση αυτής της εκτροπής της εξόδου είναι δυνατόν να θεωρηθεί ότι σε μια από τις εισόδους του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή υπάρχει σε σειρά μια πηγή τάσης όπως φαίνεται στο σχήμα 3.13.



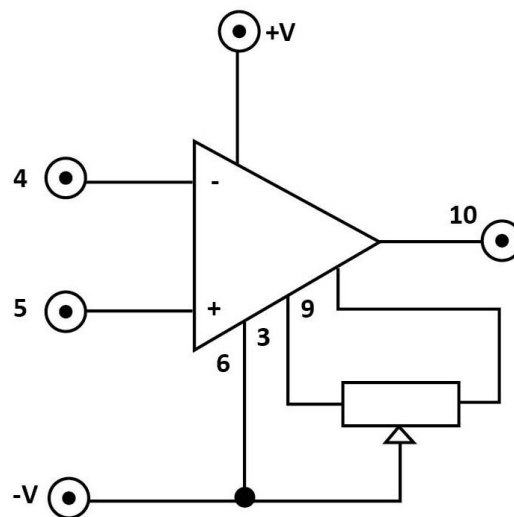
Σχήμα 3.13 Μέτρηση της τάσης απόκλισης εισόδου

Η τιμή και η πολικότητα της πηγής αυτής μεταβάλλεται σε κάθε διαφορικό ενισχυτή. Η τάση V_{io} καλείται τάση απόκλισης εισόδου (input offset voltage).

Το κύκλωμα του παραπάνω σχήματος μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μέτρηση της τάσης απόκλισης εισόδου, με τη μέτρηση της εξόδου V_o και επίλυση της σχέσης 3.15 ως προς V_{io} .

$$V_o = V_{io} * \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \quad (3.15)$$

Ο πυκνωτής χρησιμεύει για τη μείωση του θορύβου στην έξοδο. Για την αντιστάθμιση της τάσης απόκλισης εισόδου οι τελεστικοί έχουν πρόβλεψη για τη σύνδεση ενός κυκλώματος μηδενισμού (offset null circuit) της τάσης εξόδου, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.14.



Σχήμα 3.14 Μηδενισμός της τάσης εξόδου στον τελεστικό ενισχυτή 741

3.14 Ολίσθηση

Ο μηδενισμός της εξόδου του τελεστικού ενισχυτή ισχύει για μια μόνο θερμοκρασία. Όμως το ρεύμα και η τάση απόκλισης μεταβάλλονται από τη θερμοκρασία και επομένως για την καλή λειτουργία χρειάζεται η θερμοκρασία στο άμεσο περιβάλλον του ενισχυτή να είναι σταθερή.

Η μεταβολή της εξόδου V_o λόγω της μεταβολής της θερμοκρασίας καλείται «ολίσθηση» (drift). Σημειώνεται ότι εκτός της μεταβολής της θερμοκρασίας η ολίσθηση οφείλεται και σε φαινόμενα γήρανσης των εξαρτημάτων του ενισχυτή που στην περίπτωση αυτή εμφανίζονται μετά από μακροχρόνια λειτουργία.

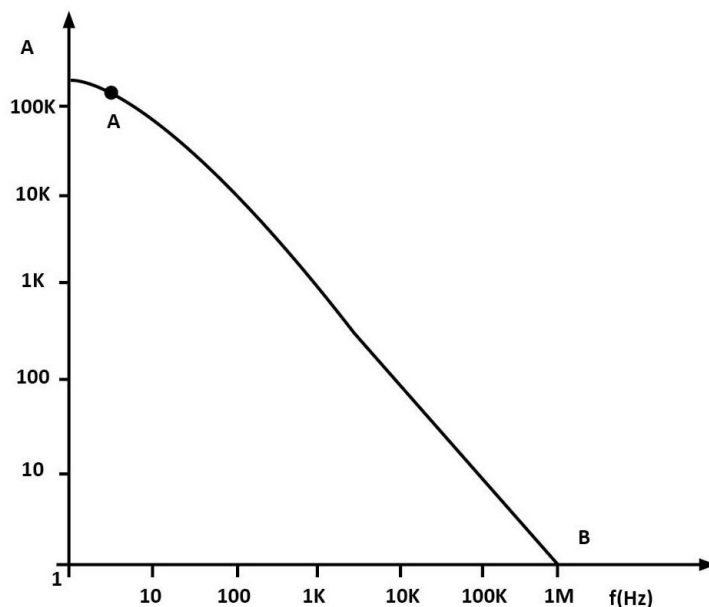
3.15 Απόκριση συχνότητας

Όταν ο τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιείται για την ενίσχυση σημάτων AC τότε μεγάλη σημασία έχει αν η έξοδος θα είναι σε χαμηλά επίπεδα (περίπου 1Volt peak). Στην περίπτωση που το σήμα εξόδου είναι χαμηλό η συμπεριφορά του ενισχυτή περιορίζεται από το θόρυβο και την απόκριση συχνότητας. Αν όμως η έξοδος του ενισχυτή είναι μεγαλύτερη από 1Volt peak τότε ο ρυθμός ανταπόκρισης (slew rate) καθορίζει κατά πόσο θα εισαχθεί παραμόρφωση στην έξοδο από τον τελεστικό ενισχυτή.

Σε πολλούς τύπους τελεστικών υπάρχει εσωτερικά ένας μικρός πυκνωτής αντιστάθμισης συνήθως 30pF για να αποφεύγονται οι ταλαντώσεις στις υψηλές συχνότητες. Η αντιστάθμιση αυτή ονομάζεται εσωτερική αντιστάθμιση συχνότητας και ελαττώνει το κέρδος του ενισχυτή με την αύξηση της συχνότητας. Χωρίς αντιστάθμιση σε κάποια υψηλή συχνότητα θα υπάρχει ικανό κέρδος και μετατόπιση φάσης ώστε αρκετό μέρος του σήματος εξόδου μπορεί να ανατροφοδοτηθεί στην είσοδο και να οδηγήσει σε ταλαντώσεις.

Οι κατασκευαστές παρέχουν συνήθως την καμπύλη μεταβολής του κέρδους ανοικτού βρόγχου του τελεστικού με τη συχνότητα του διαφορικού σήματος εισόδου.

Η απόκριση συχνότητας ενός τυπικού τελεστικού όπως φαίνεται στο σχήμα 3.15.



Σχήμα 3.15 Ενίσχυση ανοικτού βρόγχου σε συνάρτηση της συχνότητας ενός τελεστικού ενισχυτή

Στις χαμηλές συχνότητες (κάτω από 0,1 Hz) η ενίσχυση ανοικτού βρόγχου είναι πολύ μεγάλη (200).

Το σημείο A στο σχήμα αντιστοιχεί στο 0,707 του κέρδους του ενισχυτή για τις πολύ χαμηλές συχνότητες, δηλαδή αντιμετωπίζει τη συχνότητα αποκοπής.

Το σημείο B πάνω στον άξονα της συχνότητας δείχνει τη συχνότητα όπου το κέρδος γίνεται 1. Το κέρδος μικραίνει κατά 20db για αύξηση της συχνότητας κατά 10 φορές ή κατά 6db για διπλασιασμό της συχνότητας.

Αν η συχνότητα f_B που αντιστοιχεί στο σημείο B του σχήματος δεν παρέχεται από τον κατασκευαστή μπορεί να βρεθεί από το χρόνο ανύψωσης (rise time) που είναι συνήθως 0,25 και 0,8μs.

Όταν ο τελεστικός χρησιμοποιείται σαν ενισχυτής τότε το εύρος ζώνης του μπορεί να υπολογισθεί από τη σχέση:

$$B_w = f_B / A_{CL} \quad (3.16)$$

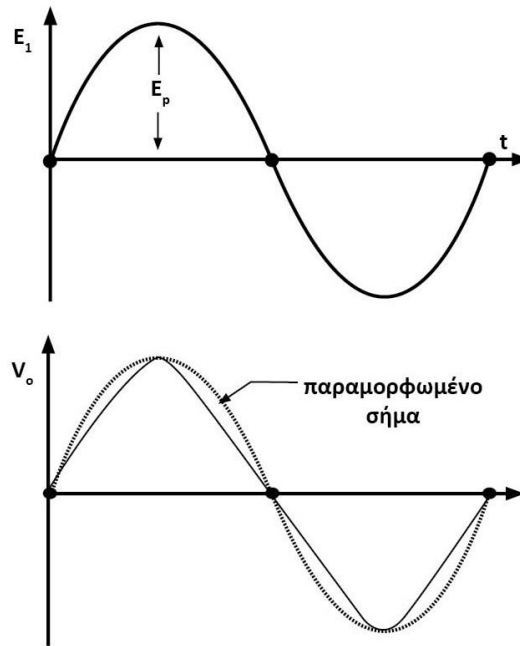
όπου A_{CL} είναι το κέρδος κλειστού βρόγχου του ενισχυτή.

3.16 Ρυθμός ανταπόκρισης

Ο ρυθμός ανταπόκρισης ή περιστροφής (slew rate) ενός τελεστικού ενισχυτή προσδιορίζει πόσο γρήγορα μπορεί να μεταβληθεί. Ο ρυθμός ανταπόκρισης εξαρτάται από πολλούς παράγοντες όπως την ενίσχυση, τους πυκνωτές αντιστάθμισης και ακόμα αν η έξοδος τείνει σε θετικές ή αρνητικές τιμές τάσης.

Ο χαμηλότερος ρυθμός ανταπόκρισης συμβαίνει όταν το κέρδος τάσης είναι 1. Αν ο ρυθμός μεταβολής του σήματος είναι μεγαλύτερος από το ρυθμό ανταπόκρισης του ενισχυτή, τότε η έξοδος V_o θα είναι παραμορφωμένη. Δηλαδή η έξοδος προσπαθεί να ακολουθήσει το σήμα εισόδου αλλά δεν μπορεί λόγω του περιορισμού που θέτει ο ρυθμός ανταπόκρισης.

Η παραμόρφωση αυτή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 3.16 Παραμόρφωση της εξόδου εξ' αιτίας του ρυθμού ανταπόκρισης

Η μεγαλύτερη συχνότητα f_{max} για την οποία μπορεί να ληφθεί έξοδος χωρίς παραμόρφωση για μια τάση εξόδου V_o βρίσκεται από τη σχέση:

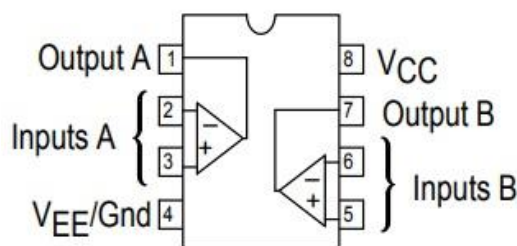
$$f_{max} = \frac{\text{ρυθμός ανταπόκρισης}}{2\pi \cdot E_p} \quad (3.17)$$

Για παράδειγμα ένας ενισχυτής με ρυθμό ανταπόκρισης $10V/\mu s$ μπορεί να δώσει έξοδο $10V$ (peak) χωρίς παραμόρφωση όταν η συχνότητα είναι:

$$f_{max} = \frac{6V/\mu s}{6,28 \cdot 10V} = 96KHz \quad (3.18)$$

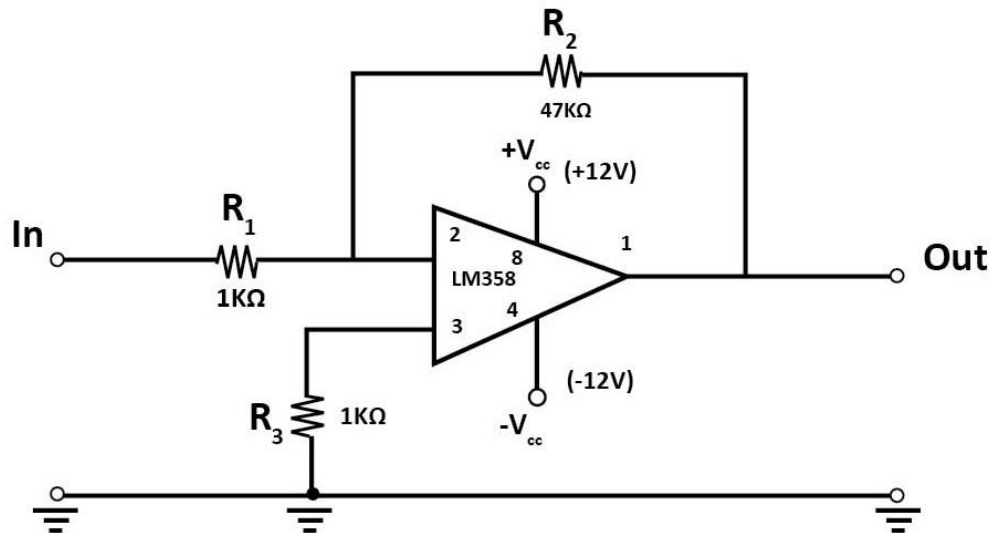
3.17 Σχεδίαση και οδηγίες κατασκευής

Για την κατασκευή μας χρησιμοποιήσαμε τον τελεστικό ενισχυτή LM358 σε ολοκληρωμένο κύκλωμα (αναστρέφων ενισχυτή). Στο εσωτερικό του το συγκεκριμένο ολοκληρωμένο περιέχει 2 τελεστικούς ενισχυτές όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα από τους οποίους εμείς χρησιμοποιούμε τον έναν.



Σχήμα 3.17 Σχεδιάγραμμα LM358

Στην κατασκευή, στο πάνω μέρος δεξιά με κόκκινη μπόρνα είναι η τροφοδοσία με +12V, αριστερά με κίτρινη μπόρνα η συμμετρική τροφοδοσία -12V και στη μέση με μαύρη μπόρνα η γείωση. Ακριβώς από κάτω και αριστερά με μπλε μπόρνα είναι η είσοδος του σήματος και δεξιά με πράσινη μπόρνα η έξοδος του σήματος. Κοινό σημείο με μαύρες μπόρνες τόσο στην έσοδο όσο και στην έξοδο είναι η γείωση. Το σχεδιάγραμμα της κατασκευής φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 3.18 Σχεδιάγραμμα κατασκευής

3.18 Διεξαγωγή άσκησης

1. Αναγνωρίστε το κύκλωμα του ενισχυτή και τροφοδοτείστε τον με τάση 12V.
2. Με τη βοήθεια παλμογράφου θέστε στην είσοδο του σήματος, σήμα με πλάτος της τάξεως μέχρι 200mV.
3. Παρατηρείστε τι συμβαίνει σε περίπτωση μεγαλύτερου σήματος.
4. Υπολογίστε την ενίσχυση που δίνεται από τον τύπο $A_v = -\frac{R_2}{R_1}$ και εξηγήστε το αρνητικό πρόσημο.
5. Ποια σχέση έχουν από πλευράς φάσης τα σήματα εισόδου και εξόδου;
5. Προκειμένου να χρησιμοποιήσουμε την κατασκευή για μεγαλύτερο σήμα εισόδου, απαντήστε στην ερώτηση: τι θα πρέπει να τοποθετηθεί στην κατασκευή και τι συμβαίνει στο σήμα;

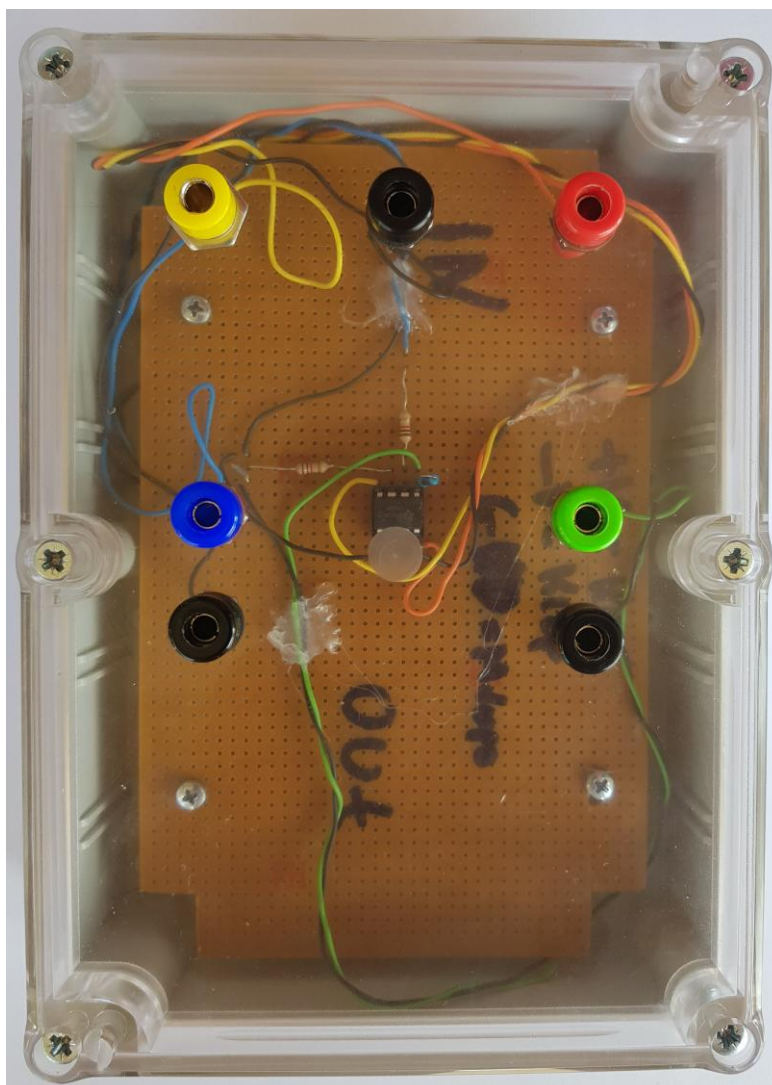
3.19 Απαιτούμενες συσκευές και κατάλογος υλικών

Για την εκτέλεση της άσκησης θα χρειαστούμε ένα τροφοδοτικό με συνεχή τάση +12V και το οποίο θα έχει επίσης συμμετρική τάση -12V, μια γεννήτρια χαμηλών συχνοτήτων, έναν παλμογράφο και ένα βολτόμετρο με ακροδέκτες.

Για την κατασκευή χρησιμοποιήσαμε τα παρακάτω υλικά:

ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ	ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ	ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΟ ΚΥΚΛΩΜΑ (IC)
<u>ΑΝΟΧΗ (5%)</u>	<u>ΑΝΟΧΗ (1%)</u>	
2 των 1ΚΩ	1 των 47ΚΩ	LM358

Πίνακας 3.1 Πίνακας υλικών κατασκευής



Σχήμα 3.19 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης

4. ΚΑΘΑΡΙΣΜΟΣ ΘΟΡΥΒΟΥ

4.1 Γενικά

Ο ηλεκτρικός ή ηλεκτρονικός θόρυβος (Electrical noise, Electronic noise) είναι ένα φυσικό φαινόμενο που έχει διάφορες αιτιολογίες και εκδηλώνει την ύπαρξή του σαν ένα τυχαίο παρείσιακτο σήμα (spurious signal). Ο θόρυβος εμφανίζεται σε κάθε ηλεκτρονική διάταξη και συνοδεύει αθροιστικά ή πολλαπλασιαστικά το οποιοδήποτε ηλεκτρονικό - ηλεκτρικό σήμα.

Στην τεχνική ορολογία συνήθως παραλείπεται από την ονομασία του η λέξη ηλεκτρικός ή ηλεκτρονικός. Έχει δηλαδή επικρατήσει ο γενικότερος όρος θόρυβος (Noise).

Με βάση λοιπόν τον ορισμό που δόθηκε παραπάνω το οποιοδήποτε σήμα που θα διαχειριστεί από ένα ηλεκτρονικό σύστημα θα συνοδεύεται πάντα από θόρυβο. Δηλαδή από ένα ανεπιθύμητο σήμα το οποίο συνήθως θεωρείται ότι αθροίζεται σε αυτό.

Ο πολλαπλασιασμός του σήματος με το θόρυβο είναι αρκετά συχνή περίπτωση, το αποτέλεσμα όμως είναι ασήμαντο για την πλειοψηφία των εφαρμογών και μάλλον σπάνια παρατηρείται σαν γεγονός με κάποια επίπτωση. Κατά συνέπεια μόνο σε τελειώς εξειδικευμένες περιπτώσεις μπορεί να γίνει χρήση του πολλαπλασιασμού μεταξύ του σήματος και του θορύβου και των αποτελεσμάτων που θα έχει αυτός.

Εδώ πρέπει να διευκρινιστεί ότι δεν πρέπει να θεωρείται ότι το κάθε ανεπιθύμητο σήμα που συνοδεύει το κανονικό είναι πάντοτε μόνο ο θόρυβος. Μπορεί εξ ίσου καλά να είναι και ένα σήμα από κυμάτωση (ripple) ή από παρεμβολή (interference). Στην πράξη συνήθως συνυπάρχουν το κανονικό σήμα, ο θόρυβος, η κυμάτωση και η παρεμβολή.

Η ουσιαστική διαφορά μεταξύ του θορύβου και της κυμάτωσης ή της παρεμβολής έγκειται, στην ύπαρξη νομοτελειακής συγκρότησης του σήματος που ανήκει στην κυμάτωση ή την παρεμβολή και στην ανυπαρξία τέτοιας νομοτέλειας στο θόρυβο, αφού είναι δεδομένη οπωσδήποτε η τυχαία ύπαρξή του.

Στην πράξη ο θόρυβος στις ηλεκτρονικές διατάξεις παρουσιάζεται με τη μορφή παλμών τάσης ή ρεύματος, που έχουν μια στοχαστική χρονική πορεία (stochastic process). Είναι δηλαδή τυχαίοι ως προς το πλάτος, τη θέση και τη διάρκεια. Η τυχαία αυτή ύπαρξη είναι η αιτία που οδηγεί σε αδυναμία έκφρασης των χαρακτηριστικών του θορύβου με στιγμιαίες τιμές.

Αναγκαστικά λοιπόν χρησιμοποιούνται στατιστικά μεγέθη για την έκφραση των χαρακτηριστικών παραμέτρων του θορύβου. Τα μεγέθη αυτά δεν είναι πολλά, η λεπτομερής όμως περιγραφή τους γίνεται με σύνθετες μαθηματικές εκφράσεις. Η ενεργός τιμή της ισχύος του θορύβου είναι το κυριότερο χαρακτηριστικό του μέγεθος και σχετίζεται με τα αποτελέσματα που μπορεί να συνεπάγεται η ύπαρξή του. Πράγματι η τιμή της ισχύος του θορύβου είναι βασικής σημασίας τόσο σαν ποσότητα όσο και όταν συγκρίνεται με την αντίστοιχη τιμή ισχύος που έχει το τυχόν συνυπάρχον με το θόρυβο κανονικό νομοτελειακό σήμα.

Οι χρονικά τυχαίοι παλμοί του θορύβου έχουν διάφορη προέλευση. Μπορεί δηλαδή να προέρχονται από πηγές που εντοπίζονται είτε εσωτερικά στο ηλεκτρονικό σύστημα στο οποίο γίνεται η διαχείριση του σήματος είτε εξωτερικά του συστήματος αυτού.

Οι παλμοί αυτοί οφείλονται κυρίως σε εξαναγκασμένες ή τυχαίες κινήσεις των στοιχειωδών φορτίων στα διάφορα σημεία του συστήματος, με συνέπεια να παρουσιάζονται ένα πλήθος από στοιχειώδεις ρευματωθήσεις. Κάτι τέτοιο όμως έχει σαν αποτέλεσμα να παρατηρείται μακροσκοπικά κάποια στιγμιαία τιμή θορύβου, η οποία είναι προφανές ότι αποτελεί τη σύνθεση των στοιχειωδών ρευματωθήσεων.

Η διερευνητική στατιστική εξέταση της ενεργού ισχύος του θορύβου μας δείχνει την εξάρτηση του από τη θερμοκρασία, τα διάφορα ηλεκτρομαγνητικά πεδία, από την ένταση του ρεύματος που διαρρέει ορισμένα εξαρτήματα, από το είδος του ηλεκτρονικού εξαρτήματος ή τη διαφορά δυναμικού που υπάρχει στα άκρα του, κτλ.

Η ύπαρξη θορύβου στα αναλογικά ηλεκτρονικά συστήματα έχει σαν συνέπεια τη δυσκολία διαχείρισης των ασθενών σημάτων, η οποία μπορεί να εξελιχθεί σε αδυναμία αναγνώρισης. Κάτι τέτοιο συμβαίνει όταν το σήμα έχει τόση μικρή ισχύ ώστε αυτή να προσεγγίζει τα επίπεδα της ισχύος του θορύβου.

Στα ψηφιακά ηλεκτρονικά συστήματα η ύπαρξη του θορύβου μπορεί επίσης να προκαλεί κάποια δυσκολία διαχείρισης. Κυρίως όμως διαπιστώνεται ότι ο θόρυβος προκαλεί ένα ποσοστό λαθεμένων ψηφίων. Συνεπώς ένας αριθμός από τα ψηφία του διαχειριζόμενου σήματος δε θα αντιστοιχεί στη νομοτέλεια του, αλλά θα οφείλεται στο θόρυβο.

4.2 Η διαθέσιμη ισχύς του θορύβου

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως ο θόρυβος έχει κάποια δυσκολία μαθηματικής και φυσικής περιγραφής, επειδή δεν έχει νομοτελειακή

συγκρότηση. Έτσι για το οποίο νομοτελειακό σήμα μπορεί να χρησιμοποιούνται ακριβείς και λεπτομερειακές μαθηματικές εκφράσεις, οι οποίες για το θόρυβο που το συνοδεύει δεν έχουν νόημα.

Αναζητήθηκε συνεπώς ένα κοινό μέγεθος το οποίο δεν θα περιλάμβανε στιγμιαίες τιμές. Είναι προφανές ότι άμεσα κοινό μέγεθος μεταξύ του σήματος και του θορύβου είναι η ενεργός ισχύς που έχει το καθένα από αυτά.

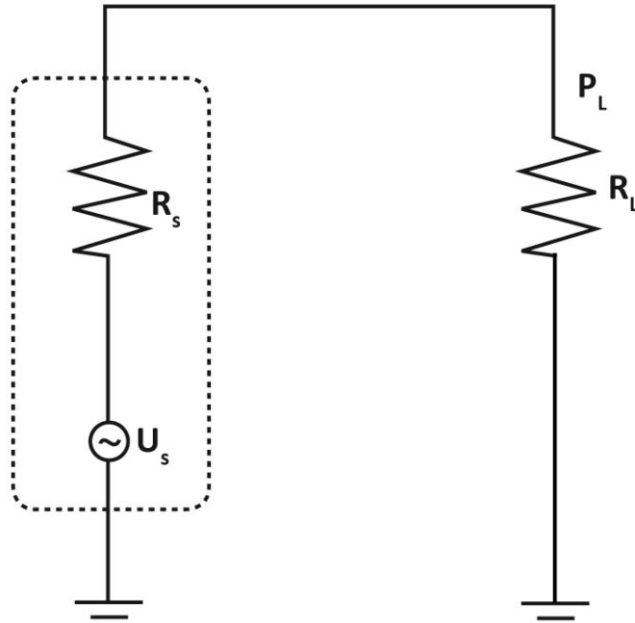
Δικαιολογημένα λοιπόν στα ζητήματα διαχείρισης τόσο του σήματος όσο και του θορύβου σημαντικό ρόλο κατέχει η διαθέσιμη ενεργός ισχύς. Αυτή δηλαδή η ισχύς που διατίθεται στο φορτίο ή γενικότερα στην επόμενη βαθμίδα, από όποια ηλεκτρονική πηγή και αν προέρχεται αυτή.

Η χρήση της διαθέσιμης ενεργού ισχύος είναι αναγκαία, δεδομένου ότι εκτός από την προηγούμενη επιχειρηματολογία προκύπτει και μια γενικότερη ανάγκη περιγραφής της αλληλεξάρτησης μεταξύ ηλεκτρονικών εξαρτημάτων ή βαθμίδων ή συστημάτων.

Έτσι λοιπόν η ενεργός ισχύς είναι ευρύτερα αποδεκτή, δεδομένου ότι πρακτικά αυτό που κυρίως ενδιαφέρει στις περισσότερες ηλεκτρονικές διατάξεις είναι και το τι συμβαίνει στο επίπεδο της ισχύος του όποιου συστήματος διαχειρίζονται.

Πριν όμως γίνει η ανάπτυξη των σχέσεων που περιγράφουν την διαθέσιμη ενεργό ισχύ του θορύβου, απαιτούνται ορισμένες διευκρινίσεις σε βασικά θέματα ηλεκτρικής ισχύος και ιδιαίτερα σε όσα σχετίζονται με τις προσαρμοσμένες βαθμίδες και τη μέγιστη διαθέσιμη ισχύ.

Έστω λοιπόν ότι εξετάζεται ένα πολύ απλό κύκλωμα παροχής ηλεκτρικής ισχύος όπως αυτό του σχήματος 4.1. Στην περίπτωση αυτή η προηγούμενη βαθμίδα είναι μια πηγή τάσης U_s που έχει εσωτερική αντίσταση R_s , και η επόμενη βαθμίδα είναι ένα απλό φορτίο που έχει αντίσταση R_L .



Σχήμα 4.1 Κύκλωμα με πηγή τάσης

$$P_L = U_s^2 * \frac{1}{\left(1 + \frac{R_s}{R_L}\right)^2} * \frac{1}{R_L} \quad (4.1)$$

Πρέπει $R_s = R_L$ ώστε να ισχύει:

$$P_L = \max = \frac{U_s^2}{4R_s} \quad (4.2)$$

Όταν συμβαίνει να υπάρχει προσαρμογή αντιστάσεων, τότε με βάση το θεώρημα μέγιστης μεταφοράς ισχύος θα προκύψει η σχέση:

$$R_s = R_L \quad (4.3)$$

όπου: $R_s = H$ εσωτερική αντίσταση

$R_L = H$ αντίσταση φορτίου

Στην περίπτωση αυτή η ισχύς P_L που διατίθεται στην αντίσταση φορτίου R_L θα είναι το μισό προς παραγόμενης ισχύος P_s αφού θα υπάρχει και η απώλεια ισχύος προς την P_L στην εσωτερική αντίσταση R_s . Επομένως θα ισχύει:

$$P_s = 2P_L \quad (4.4)$$

Παρατηρείται επίσης ότι η εσωτερική αντίσταση θα βρίσκεται σε σειρά προς την αντίσταση του φορτίου επομένως ισχύει:

$$R_{\text{tot}} = R_s + R_L = 2R_L \quad (4.5)$$

Συνεπώς σε ένα προσαρμοσμένο κύκλωμα που διαθέτει πηγή τάσης U_s θα ισχύει η σχέση:

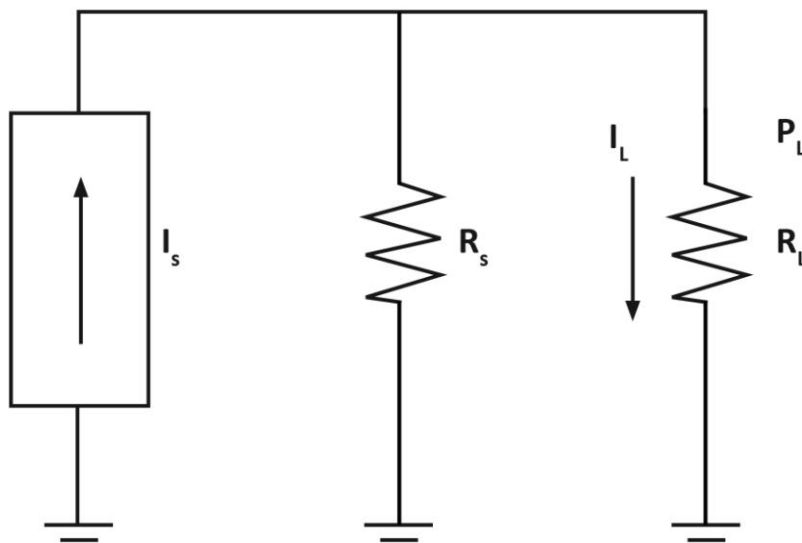
$$P_s = \frac{U_s^2}{R_{tot}}$$

ή

$$2P_L = \frac{U_s^2}{2R_L}$$

ή

$$U_s^2 = 4P_L R_L \quad (4.6)$$



Σχήμα 4.2 Κύκλωμα με πηγή ρεύματος

$$P_L = I_s^2 * \frac{1}{\left(1 + \frac{R_L}{R_s}\right)^2} * R_L \quad (4.7)$$

Πρέπει $R_s = R_L$ ώστε να ισχύει:

$$P_L = \max = \frac{I_s^2 R_s}{4} \quad (4.8)$$

Σε ένα αντίστοιχο προσαρμοσμένο κύκλωμα που διαθέτει πηγή ρεύματος I , όπως αυτό του σχήματος 4.2 στο οποίο η εσωτερική αντίσταση βρίσκεται παράλληλα με την πηγή θα ισχύουν οι σχέσεις:

$$R_s = R_L$$

$$\text{και } P_s = 2P_L$$

Παρατηρείται επίσης ότι η εσωτερική αντίσταση θα βρίσκεται παράλληλα με την αντίσταση του φορτίου. Επομένως θα ισχύει:

$$R_{tot} = R_s // R_L = R/2 \quad (4.9)$$

Συνεπώς σε ένα προσαρμοσμένο κύκλωμα που διαθέτει πηγή ρεύματος I_s θα ισχύουν οι σχέσεις:

$$P_s = I_s^2 * R_{tot} \quad (4.10)$$

ή

$$2P_L = I_s^2 * \frac{R_L}{2} \quad (4.11)$$

$$I_s^2 = \frac{4P_L}{R_L} \quad (4.12)$$

Οι εξισώσεις (4.6) και (4.12) ισχύουν ακόμα και αν τα μεγέθη U , I , P είναι μεταβλητά ως προς το χρόνο. Με την προϋπόθεση ότι χρησιμοποιείται η ενεργός τιμή τους. Συνεπώς οι εξισώσεις αυτές γράφονται:

$$U_{rms}^2 = 4P_{rms}R_L \quad (4.13)$$

και
$$I_{rms}^2 = \frac{4P_{rms}}{R_L} \quad (4.14)$$

όπου: U_{rms} = Η ενεργός τιμή της τάσης.

I_{rms} = Η ενεργός τιμή του ρεύματος.

P_{rms} = Η ενεργός τιμή της διαθέσιμης ισχύος.

Υπενθυμίζεται ότι για τον υπολογισμό της τιμής rms σε νομοτελειακά σήματα πρέπει να εφαρμόζονται οι γενικές εξισώσεις:

$$U_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} * \int_0^T U(t)^2 * dt} \quad (4.15)$$

και
$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} * \int_0^T I(t)^2 * dt} \quad (4.16)$$

Οι εξισώσεις αυτές μόνο στην περίπτωση που το σήμα είναι ημιτονικό απλουστεύονται στις:

$$U_{rms} = 0,707 * U_p$$

και
$$I_{rms} = 0,707 * I_p$$

Είναι προφανές ότι οι εξισώσεις αυτές δεν έχουν εφαρμογή για τον υπολογισμό της rms τιμής του θορύβου, επειδή απαιτούν τη χρήση αναλυτικής έκφρασης της στιγμιαίας τιμής. Το πώς υπολογίζεται αυτή θα εξηγηθεί παρακάτω, σε συνδυασμό με την αναλυτική παρουσίαση των πρωτογενών πηγών του θορύβου. Στην περίπτωση συνύπαρξης του θορύβου και του σήματος στις ηλεκτρονικές διατάξεις, είναι προφανές ότι ο θόρυβος θα ακολουθεί αντίστοιχη διαδικασία με αυτή που ακολουθεί το σήμα. Συνεπώς στα ζητήματα θορύβου, εφόσον υπάρχει

προσαρμογή θα ισχύει η αντίστοιχη προς την (4.6) σχέση για τη διαθέσιμη ισχύ:

$$P_n = \frac{U_n^2}{4R_L} \quad (4.17)$$

όπου: P_n = Η ενεργός τιμή της διαθέσιμης ισχύος θορύβου σε μια αντίσταση φορτίου R_L .

U_n = Η ενεργός τιμή της τάσης θορύβου που παράγει μια ισοδύναμη γεννήτρια τάσης με εσωτερική αντίσταση $R_s = R_L$.

Θα ισχύει επίσης και η αντίστοιχη προς την (4.12) εξίσωση:

$$P_n = I_n^2 * \frac{R_L}{4} \quad (4.18)$$

όπου: I_n = Η ενεργός τιμή του ρεύματος θορύβου που παράγει μια ισοδύναμη γεννήτρια ρεύματος με εσωτερική αντίσταση $R_s = R_L$.

4.3 Ο θερμικός θόρυβος

Η απουσία εξωτερικού ηλεκτρικού πεδίου σε ένα αγωγό δεν επηρεάζει τα ηλεκτρόνια ακολουθώντας τη γνωστή ενεργειακή κατανομή Fermi-Dirac και θα κινούνται ελεύθερα.

Οι κινήσεις αυτές που αποδεικνύεται ότι εξαρτώνται από την θερμοκρασία, έχουν σα συνέπεια την εμφάνιση μιας τυχαίας διαφοράς δυναμικού κατά πλάτος, συχνότητα και φάση στα άκρα του αγωγού. Η τάση αυτή έχει όλα τα γνωρίσματα του θορύβου.

Όταν στον αγωγό ασκηθεί εξωτερικά οποιοδήποτε ηλεκτρικό πεδίο, το οποίο αναγκάζει τα ηλεκτρόνια να κινηθούν συντεταγμένα, τότε ο θόρυβος μπορεί να αυξηθεί ως αποτέλεσμα διαφόρων αιτιών.

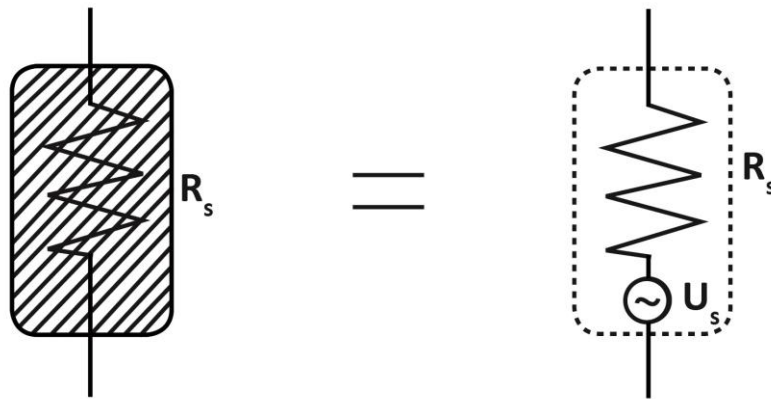
Πλην όμως μετά από σχετική παρατήρηση μπορεί να διαπιστωθεί ότι ένα μέρος από την ολική ισχύ του θορύβου ίσο με αυτό που υπήρχε πριν από την εφαρμογή του εξωτερικού ηλεκτρικού πεδίου θα παραμείνει ανεπηρέαστο, ως εξαρτώμενο μόνο από τη θερμοκρασία.

Η εξάρτηση από τη θερμοκρασία αποδεικνύεται εύκολα με τη μεταβολή της θερμοκρασίας του αγωγού, οπότε παρατηρείται αντίστοιχη μεταβολή στην τάση θορύβου και κατ' επέκταση στη διαθέσιμη ενεργό ισχύ του.

Ο θόρυβος αυτού του τύπου ονομάζεται θερμικός θόρυβος (Thermal Noise) επειδή εξαρτάται από τη θερμοκρασία. Ο θόρυβος αυτός εμφανίζεται σε κάθε αγωγό, δηλαδή συγκεκριμένα στο ωμικό μέρος κάθε σύνθετης αντίστασης.

Είναι προφανές ότι δεν είναι αναγκαίο να υπάρχουν συγκεντρωμένες κάπου μέσα στον αγωγό οι στοιχειώδεις πηγές του θορύβου, για να μπορεί να γίνει η σύνθεση των στιγμιαίων ρευματοθήσεων τους για να προκύψει η παρατηρούμενη στιγμιαία τιμή του θορύβου.

Για λόγους ευκολίας όμως στην ανάλυση των ενθόρυβων κυκλωμάτων, μπορεί να υποστηριχθεί ότι ένας ενθόρυβος αγωγός που έχει αντίσταση R_s , αντιστοιχεί με έναν αθόρυβο αγωγό που έχει την ίδια αντίσταση, ο οποίος συνδέεται σε σειρά με μια ισοδύναμη πηγή τάσης θορύβου, σχήμα 4.3.



Σχήμα 4.3 Υποκατάσταση ενθόρυβου αγωγού με αθόρυβο αγωγό και ισοδύναμη πηγή τάσης θορύβου

Η ενεργός τιμή αυτής της ισοδύναμης τάσης που οφείλεται στο θερμικό θόρυβο δίνεται από την εξίσωση:

$$U_{n.th}^2 = 4 K T B_w R_s \quad (4.19)$$

όπου: K = Η σταθερά Boltzmann ($1,38 \cdot 10^{-23} \text{J}/^\circ\text{K}$)

T = Η τιμή της απόλυτης θερμοκρασίας

B_w = Το εύρος ζώνης συχνοτήτων (bandwidth)

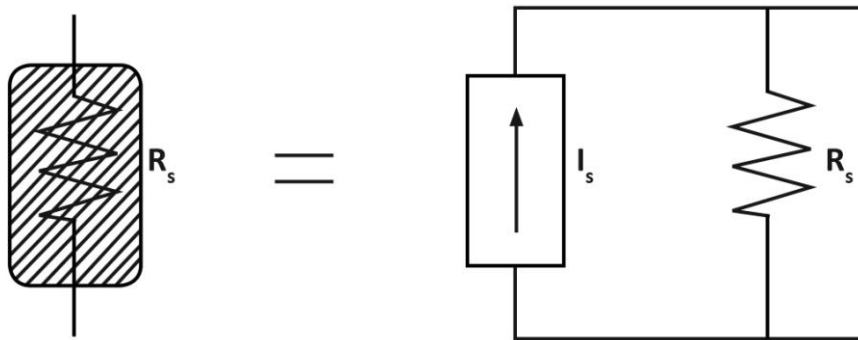
R_s = Η αντίσταση του αγωγού

Στις αναλύσεις και στους υπολογισμούς των κυκλωμάτων είναι χρήσιμη και η θεώρηση της ύπαρξης πηγών ρεύματος αντί των πηγών τάσης. Είναι επομένως ανάγκη να αναζητηθούν σχέσεις που να εκφράζουν το ρεύμα αυτό.

Έτσι λοιπόν με ανάλογες σκέψεις γίνεται η παραδοχή ότι η θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων δημιουργεί τυχαία ρεύματα στο εσωτερικό του αγωγού, οπότε μακροσκοπικά θα προκύψει ένα ρεύμα θορύβου που διαρρέει τον αγωγό.

Όπως και προηγούμενα μπορεί να υποστηριχθεί ότι ένας ενθόρυβος αγωγός που έχει αντίσταση R_s , αντιστοιχεί με έναν αθόρυβο αγωγό με την ίδια

αντίσταση ο οποίος συνδέεται παράλληλα με μια ισοδύναμη πηγή ρεύματος θορύβου, σχήμα 3.3.2.



Σχήμα 4.4 Υποκατάσταση ενθόρυβου αγωγού με αθόρυβο αγωγό και ισοδύναμη πηγή τάσης θορύβου

Η ενεργός τιμή αυτού του ισοδύναμου ρεύματος που οφείλεται στο θερμικό θόρυβο θα δίνεται από την ανάλογη προς την (4.19) εξίσωση:

$$I_{n,th}^2 = 4 \frac{K T B_w}{R_s} \quad (4.20)$$

Ανεξάρτητα τις από την έκφραση με την οποία δίνεται ο παραγόμενος θερμικός θόρυβος, πρέπει με βάση τις (4.17) και (4.18) να αναζητηθεί και η αντίστοιχη εξίσωση για τη διαθέσιμη ισχύ του θορύβου όταν υπάρχει προσαρμογή.

Δηλαδή όταν η αντίσταση φορτίου R_L είναι ίση με την αντίσταση R_s του αγωγού στον οποίο παράγεται ο θόρυβος. Στην περίπτωση αυτή η διαθέσιμη ισχύς του θερμικού θορύβου στην αντίσταση φορτίου θα δίνεται από τη σχέση:

$$P_{n,th} = \frac{U_{n,th}^2}{4R_L} = \frac{I_{n,th}^2 R_L}{4}$$

ή μετά από πράξεις: $P_{n,th} = K \cdot T \cdot B_w$ (4.21)

όπου: $P_{n,th}$ = Η ενεργός τιμή της διαθέσιμης ισχύος θορύβου στην αντίσταση φορτίου R_L .

Είναι γνωστό ότι με βάση τον ορισμό του το εύρος ζώνης είναι η διαφορά μεταξύ της μέγιστης και της ελάχιστης συχνότητας. Δηλαδή θα ισχύει η εξίσωση:

$$B_w = F_{max} - F_{min} \quad (4.22)$$

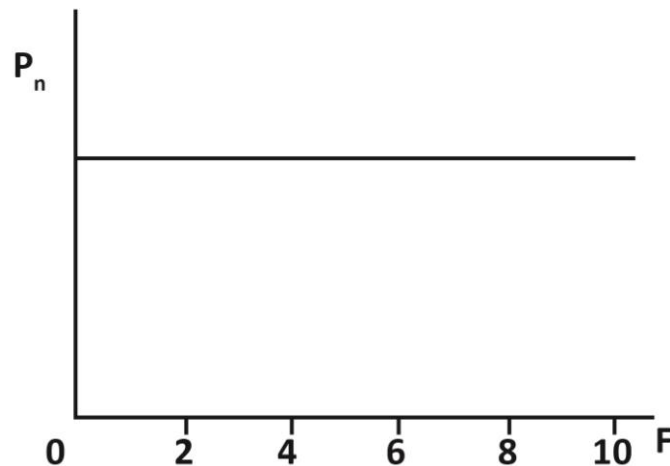
όπου: F_{max} = Η μέγιστη συχνότητα απόκρισης της διάταξης.

F_{min} = Η ελάχιστη συχνότητα απόκρισης της διάταξης.

Αφού λοιπόν στην εξίσωση του θερμικού θορύβου υπεισέρχονται τιμές διαφοράς συχνοτήτων και καθόλου η τιμή της συχνότητας για την οποία αναφέρεται το εύρος ζώνης, θα πρέπει επομένως να προκύπτει το συμπέρασμα,

ότι όταν η θερμοκρασία παραμείνει σταθερή, η ισχύς του θερμικού θορύβου θα εξαρτάται μόνο από το εύρος ζώνης συχνοτήτων και όχι από την τιμή της συχνότητας.

Εάν συνεπώς μεταβάλλεται η συχνότητα, αλλά το εύρος ζώνης παραμένει σταθερό, θα παρατηρηθεί πως ο θερμικός θόρυβος θα έχει σε οποιαδήποτε συχνότητα την ίδια ισχύ, σχήμα 4.5.



Σχήμα 4.5 Ο θερμικός θόρυβος έχει σε οποιαδήποτε συχνότητα την ίδια διαθέσιμη ισχύ.

Ο θόρυβος όταν έχει τέτοια σταθερά χαρακτηριστικά σε τόσο μεγάλη έκταση, χαρακτηρίζεται ιδιαίτερα ανεξάρτητα από την προέλευση του ή το είδος της πηγής του. Έτσι λοιπόν με παρομοίωση των χαρακτηριστικών του προς το λευκό φως ονομάζεται λευκός θόρυβος (White noise).

Ενδιαφέρον έχει η περίπτωση κατά την οποία επιζητείται ο υπολογισμός του θερμικού θορύβου, όταν το εύρος ζώνης είναι μοναδιαίο ($B_w = 1\text{Hz}$), και η αντίσταση βρίσκεται στη θερμοκρασία του περιβάλλοντος.

Εδώ πρέπει να τονιστεί ότι όπου υπεισέρχεται η θερμοκρασία του περιβάλλοντος T_o , έχει γίνει αποδεκτό ότι ειδικά για τα ζητήματα του θορύβου θα πρέπει να λαμβάνεται ως:

$$T_o = 290 \text{ }^\circ\text{K} \quad (4.23)$$

Επομένως η απάντηση στο ερώτημα προκύπτει από την εφαρμογή της εξίσωσης (4.21). Δηλαδή θα ισχύει:

$$P_{n,th} = K \cdot T_o \cdot 1\text{Hz}$$

και με εισαγωγή των δεδομένων προκύπτει:

$$P_{n,th} = 4 \cdot 10^{-21} \text{ W}$$

$$\text{ή } P_{n,th} = -174 \text{ dbm} \quad (4.24)$$

4.4 Ο θόρυβος βολής

Σε όλα τα ενεργά ηλεκτρονικά στοιχεία η θερμική ισορροπία των φορέων διαταράσσεται κατά την εφαρμογή τάσεων και ρευμάτων επειδή αναγκάζονται να κινηθούν συντεταγμένα.

Αυτό έχει σαν συνέπεια την προσθήκη νέων στοιχειωδών πηγών θορύβου, εξ' αιτίας αυτής ακριβώς της εξωτερικής διέγερσης. Οι στοιχειώδεις αυτές πηγές θορύβου εδράζονται σε μεταβολές κινητικών παραμέτρων των φορέων του κάθε ενεργού εξαρτήματος.

Είναι γνωστό ότι στα ενεργά εξαρτήματα η εφαρμογή εξωτερικών ρευμάτων ή τάσεων έχει επιπτώσεις στη μεταβολή της κινητικότητας των φορέων. Το φαινόμενο αυτό είναι ιδιαίτερα έντονο στις επαφές των ημιαγωγών, στις ανόδους των ηλεκτρονικών λυχνιών, κτλ.

Στην πράξη οι μεταβολές στην κινητικότητα των φορέων αντιστοιχούν σε πρόσθετες επιβραδύνσεις ή επιταχύνσεις με κάποιο βαθμό τυχαιότητας. Τέτοιες όμως μεταβολές αντιστοιχούν σε στοιχειώδεις ηλεκτρικές πηγές, οι οποίες όταν συνδυαστούν και εξεταστούν μακροσκοπικά θα αντιπροσωπεύουν ρευματοθήσεις με τυχαίο πλάτος, συχνότητα και φάση. Οι μακροσκοπικές αυτές ρευματοθήσεις στα ενεργά εξαρτήματα αποτέλεσαν ένα σημαντικό φαινόμενο για τα θέματα θορύβου το οποίο ονομάστηκε φαινόμενο βολής (shot effect). Ο θόρυβος που προκύπτει από το φαινόμενο αυτό αποτελεί ένα ιδιαίτερο τύπο θορύβου που ονομάζεται θόρυβος βολής (Shot noise, Schottky noise).

Συνεπώς για το θόρυβο του τύπου αυτού, μπορεί να θεωρηθεί ότι στο ενεργό εξάρτημα υπάρχει και μια πηγή θορύβου η οποία παράγει το ρεύμα του θορύβου βολής.

Όπως προαναφέρθηκε ο θόρυβος αυτός παράγεται κατά τη διόδο συνεχούς ρεύματος σε ενεργά στοιχεία (δίοδοι, τρανζίστορς, λυχνίες, κτλ). Είναι επομένως αναμενόμενο να σχετίζεται με την αιτία που το διεγείρει, δηλαδή με την ένταση του ρεύματος.

Έτσι λοιπόν η ενεργός τιμή του παραγόμενου ρεύματος θορύβου δίνεται από τη σχέση:

$$I_{n,sh}^2 = 2 * e * I_{dc} * B_w \quad (4.25)$$

όπου: $I_{n,sh}$ = Η rms τιμή του ρεύματος θορύβου βολής.

e = Το φορτίο του ηλεκτρονίου ($1,6 \cdot 10^{-19}$ Cb)

I_{dc} = Το μέτρο της μέσης (mean) τιμής του συνεχούς ρεύματος)

Υπενθυμίζεται ότι για τον υπολογισμό της μέσης τιμής του ρεύματος στα ενεργά εξαρτήματα πρέπει να εφαρμόζεται η γενική εξίσωση:

$$I_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T I(t) * dt \quad (4.26)$$

Η εξίσωση αυτή στην περίπτωση αυτή που το ρεύμα είναι συνεχές και θετικό απλουστεύεται στην:

$$I_{av} = I_{dc} \quad (4.27)$$

Από την εξίσωση (4.25) προκύπτει εξάρτηση του θορύβου βολής από το εύρος ζώνης και όχι από τη συχνότητα. Συνεπώς ισχύουν και στην περίπτωση αυτή όσα αναφέρθηκαν στο θερμικό θόρυβο, δηλαδή και ο θόρυβος αυτού του τύπου είναι λευκός.

Αξίζει να σημειωθεί ότι και για το θόρυβο βολής, θα ισχύει η γενική εξίσωση (4.18) που αναφέρεται στη διαθέσιμη ισχύ. Επομένως η διαθέσιμη ισχύς του θορύβου βολής $P_{n,sh}$ θα είναι ίση με:

$$P_{n,sh} = \frac{I_{n,sh}^2 * R_L}{4} \quad (4.28)$$

και με την αντικατάσταση θα είναι ίση με:

$$P_{n,sh} = \frac{e * I_{dc} * B_w * R_L}{2} \quad (4.29)$$

4.5 Ο θόρυβος 1/F

Ο θόρυβος 1/F εξαρτάται από τη συχνότητα και συναντάται σε όλα τα φυσικά φαινόμενα. Η παρουσία του είναι ιδιαίτερα έντονη στις χαμηλές συχνότητες (low frequency noise). Τυπικό παράδειγμα θορύβου 1/F είναι η παραγωγή του σε ατομικό επίπεδο στις καθόδους των ηλεκτρικών λυχνιών (Flicker noise).

Για την ενεργό τιμή της διαθέσιμης ισχύος $P_{n,1/F}$ του θορύβου αυτού ισχύει η σχέση:

$$\frac{P_{n,1/F}}{1Hz} = \frac{A}{F^a} \quad (4.30)$$

όπου: A = Σταθερά ισχύος θορύβου ανεξάρτητη από τη συχνότητα F

a = Σταθερά για την οποία ισχύει:

$$0,8 < a < 1,8 \quad (4.31)$$

Στις περισσότερες περιπτώσεις λαμβάνεται $a = 1$.

Συνεπώς η εξίσωση (4.30) γράφεται:

$$\frac{P_{n, \frac{1}{F}}}{1\text{Hz}} = \frac{A}{F} \quad (4.32)$$

Ο θόρυβος αυτού του τύπου ενώ υπάρχει σε όλο το φάσμα εμφανίζεται ιδιαίτερα σημαντικός στις χαμηλές συχνότητες, ως αντιστρόφως ανάλογος προς τη συχνότητα. Στις υψηλότερες συχνότητες ο θόρυβος 1/F συνήθως υπερκαλύπτεται από τους άλλους θορύβους με προεξάρχοντα το θερμικό θόρυβο.

Στην ιδιαίτερη αυτή περίπτωση κατά την οποία στη θερμοκρασία του περιβάλλοντος, με μοναδιαίο εύρος ζώνης, για κάποια συχνότητα, παρατηρηθεί ότι υπάρχει ισότητα μεταξύ του θερμικού θορύβου και του θορύβου 1/F, θα ισχύει η σχέση:

$$\frac{P_{n, 1\text{Hz}}}{1\text{Hz}} = \frac{P_{n, \frac{1}{F}}}{1\text{Hz}} \quad (4.33)$$

ή

$$K * T_o = \frac{A}{F_{cr}}$$

ή

$$A = K * T_o * F_{cr} \quad (4.34)$$

όπου: F_{cr} = Η συχνότητα στην οποία η ισχύς του θορύβου 1/F γίνεται ίση με την ισχύ του θερμικού θορύβου (Crossing / Corner frequency), για μοναδιαίο εύρος ζώνης ($Bw = 1\text{Hz}$).

T_o = Η θερμοκρασία του περιβάλλοντος.

Ο συνδυασμός των (4.32) και (4.34) οδηγεί στην εξίσωση:

$$\frac{P_{n, \frac{1}{F}}}{1\text{Hz}} = K * T_o * \frac{F_{cr}}{F} \quad (4.35)$$

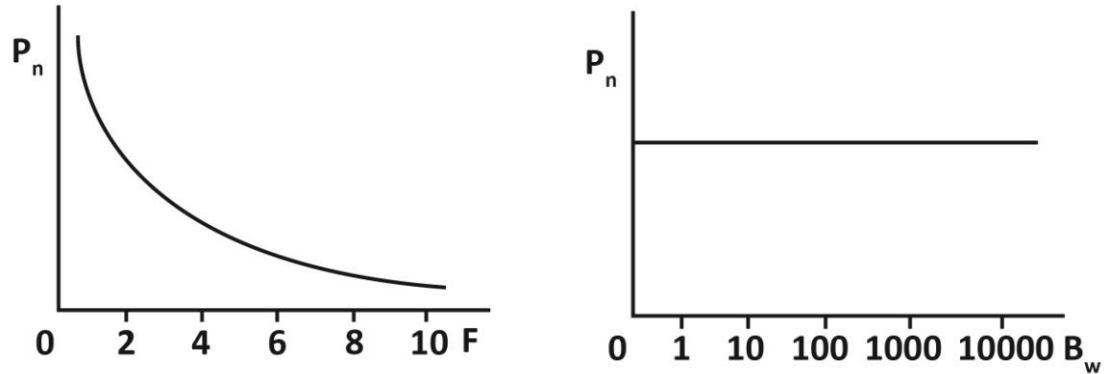
Η εξίσωση όμως αυτή δεν είναι πολύ χρήσιμη, επειδή δίνει τη διαθέσιμη ισχύ του θορύβου 1/F στη συχνότητα F με μοναδιαίο εύρος ζώνης και όχι σε μια ολόκληρη περιοχή συχνοτήτων, στην οποία λειτουργεί αναγκαστικά κάθε ηλεκτρονική διάταξη. Για την περίπτωση αυτή έχει εφαρμογή η εξίσωση:

$$P_{n, \frac{1}{F}} = \int_{F_{min}}^{F_{max}} \frac{A}{F} * dF = A * I_n \frac{F_{max}}{F_{min}} \quad (4.36)$$

Από την εξίσωση αυτή προκύπτει το συμπέρασμα ότι ο θόρυβος του τύπου αυτού έχει την ίδια διαθέσιμη ισχύ σε κάθε φασματική ζώνη στην οποία ο λόγος των οριακών συχνοτήτων είναι ο ίδιος.

Σαν παράδειγμα αναφέρεται ότι η ενεργός ισχύς του θορύβου $1/F$ είναι ίδια στις ζώνες συχνοτήτων 1-10Hz, 10-100Hz, 100-1000Hz, κλπ.

Όπως δείχνει παραστατικά και το σχήμα 4.6.



Σχήμα 4.6 Διάγραμμα θορύβου $1/F$

Αυτό το τόσο χαρακτηριστικό παράδειγμα οδήγησε στην πρόσθετη ονομασία του θορύβου $1/F$ από την αντίστοιχη ιδιότητα του ως αμετάβλητου σε κλίμακα (scale invariance).

Εάν είναι γνωστή η F_{cr} , τότε μπορεί να αντικατασταθεί η σταθερά A με την τιμή της από την (4.34) και η εξίσωση (4.36) γράφεται:

$$P_{n, \frac{1}{F}} = K * T_o * F_{cr} * I_n \frac{F_{max}}{F_{min}} \quad (4.37)$$

Είναι επίσης χρήσιμος και ο υπολογισμός της τάσης ή του ρεύματος των ισοδύναμων πηγών του θορύβου $1/F$ σε μια ολόκληρη περιοχική συχνοτήτων. Στην περίπτωση αυτή έχουν εφαρμογή οι γενικές εξισώσεις (4.17) και (4.18). Επομένως θα ισχύουν οι σχέσεις:

$$\frac{U_{n, \frac{1}{F}}^2}{4R_L} = P_{n, \frac{1}{F}}$$

$$\dot{\eta} \quad U_{n, \frac{1}{F}}^2 = 4R_L * K * T_o * F_{cr} * I_n \frac{F_{max}}{F_{min}} \quad (4.38)$$

αλλά ισχύει επίσης και η:

$$\frac{I_{n, \frac{1}{F}}^2 * R_L}{4} = P_{n, \frac{1}{F}}$$

$$\dot{\eta} \quad I_{n, \frac{1}{F}}^2 = \frac{4}{R_L} * K * T_o * F_{cr} * I_n \frac{F_{max}}{F_{min}} \quad (4.39)$$

Στην περίπτωση κατά την οποία είναι γνωστή η τιμή της F_{cr} , τότε αντικαθίσταται η σταθερά A με εφαρμογή των αντίστοιχων τιμών όπως και προηγούμενα στις εξισώσεις (4.38) και (4.39). Υπενθυμίζεται ότι όπου υπεισέρχεται η θερμοκρασία του περιβάλλοντος θα πρέπει να λαμβάνεται ως:

$$T_0 = 290 \text{ }^\circ\text{K}$$

4.6 Ο ολικός θόρυβος

Στις προηγούμενες παραγράφους έγινε αναφορά σε ορισμένα είδη του θορύβου και περιγράφηκαν ο θερμικός θόρυβος, ο θόρυβος βολής και ο θόρυβος $1/F$. Εκτός όμως από αυτούς που είναι οι βασικότεροι υπάρχουν και άλλοι τύποι θορύβου.

Πιο χαρακτηριστικοί είναι: ο θόρυβος έκσπασης (burst noise), ο θόρυβος χιονοστιβάδας (avalanche noise), ο θόρυβος γέννησης – επανασύνδεσης (generation – recombination noise, g-r noise), ο θόρυβος έλλειψης ισορροπίας Johnson (non equilibrium Johnson noise), κτλ.

Ήδη από το προηγούμενο κεφάλαιο άρχισε να γίνεται αντιληπτό ότι σημασία δεν έχουν μόνο οι επιμέρους πηγές του θορύβου αλλά ο ολικός θόρυβος. Έτσι λοιπόν ορίζεται ως ολικός θόρυβος η συνισταμένη ενός σήματος το οποίο έχει για συνιστώσες τις διάφορες πηγές θορύβου του συστήματος.

Είναι προφανές ότι το συνιστάμενο αυτό σήμα θα εξαρτάται από το βαθμό ομοιότητας των συνιστωσών πηγών θορύβου. Δηλαδή από το κατά πόσο οι επιμέρους θόρυβοι είναι στατιστικά ανεξάρτητοι ή με άλλα λόγια συσχετισμένοι ή ασυσχέτιστοι μεταξύ τους.

Αλλά το μέτρο της ομοιότητας μεταξύ σημάτων είναι ο συσχετισμός τους (Correlation). Συνεπώς εάν υποτεθεί ότι η ισχύς του ολικού θορύβου συντίθεται από το άθροισμα των στιγμιαίων τιμών που λαμβάνουν οι ισχύς στις επί μέρους πηγές του θορύβου, τότε το αποτέλεσμα θα επηρεάζεται έως ένα βαθμό από την όποια ομοιότητά τους, δηλαδή από το βαθμό συσχέτισης που έχουν.

Ενδεικτικό και ακραίο παράδειγμα είναι η άθροιση δύο θορύβων οι οποίοι έχουν το ίδιο στιγμιαίο πλάτος αλλά διαφορετικές φάσεις, οπότε το αποτέλεσμα της άθροισης εξαρτάται από τη διαφορά φάσης.

Συνεπώς όταν ο κάθε επιμέρους θόρυβος είναι ασυσχέτιστος (Uncorrelated) ως προς τους υπόλοιπους και λευκός, τότε η διαθέσιμη ισχύς του ολικού θορύβου θα προκύπτει από την εξίσωση:

$$P_{\text{ntot}} = P_{n1} + P_{n2} + \dots \tag{4.40}$$

όπου: P_{ntot} = Η ολική διαθέσιμη ισχύ του θορύβου

P_{n1} = Η διαθέσιμη ισχύς του θορύβου που προέρχεται από την πηγή 1

P_{n2} = Η διαθέσιμη ισχύς του θορύβου που προέρχεται από την πηγή 2

Εάν ορισμένοι από τους επί μέρους θορύβους είναι έγχρωμοι (Colored), δηλαδή έχουν εξάρτηση της ισχύος από τη συχνότητα, τότε για περιορισμένο εύρος ζώνης η ισχύς του ολικού θορύβου θα δίνεται από την εξίσωση:

$$P_{ntot} = \int_{F_{min}}^{F_{max}} (dP_{n1} + dP_{n2} + \dots) dF \quad (4.41)$$

Αυτή η τελευταία περίπτωση είναι και η πλέον συνηθισμένη, επειδή οι ηλεκτρονικές διατάξεις δεν έχουν άπειρη απόκριση, με συνέπεια να τροποποιείται το φασματικό περιεχόμενο των θορύβων.

Όλες λοιπόν οι πηγές λευκού θορύβου μπορεί να παράγουν θόρυβο ο οποίος στη γέννηση του έχει ισοκατανομή της ισχύος σε όλες τις συχνότητες. Όταν όμως ο θόρυβος αυτός περάσει από οποιαδήποτε ηλεκτρονική διάταξη τότε «χρωματίζεται». Προκύπτει δηλαδή στην έξοδο της διάταξης ένα σήμα θορύβου, το οποίο έχει ανισοκατανομή της ισχύος στις διάφορες συχνότητες.

Πράγματι εάν η βαθμίδα έχει μια οποιαδήποτε απόκριση, είναι προφανές ότι κάθε εισερχόμενο σήμα, συνεπώς και ο θόρυβος θα υπόκειται στην απόκριση αυτή. Δηλαδή θα ισχύει:

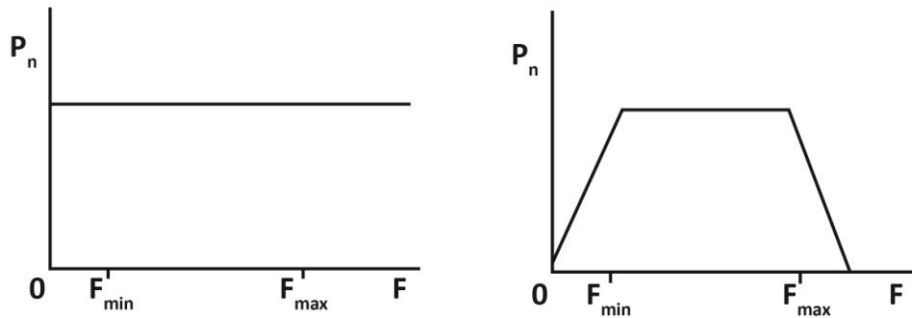
$$P_{no} = \int_{F_{min}}^{F_{max}} \Delta P_{nw} H_{(F)} dF \quad (4.42)$$

όπου: P_{no} = Η διαθέσιμη ισχύς του θορύβου στην έξοδο της διάταξης.

$H_{(F)}$ = Η συνάρτηση μεταφοράς της βαθμίδας.

ΔP_{nw} = Η διαθέσιμη ισχύς του εισερχόμενου λευκού θορύβου για μοναδιαίο εύρος ζώνη, δηλαδή: $B_w = 1\text{Hz}$.

Από την (4.42) προκύπτει ότι η κατανομή της διαθέσιμης ισχύος δε θα είναι ομοιόμορφη σε όλες τις συχνότητες. Δηλαδή στην καλύτερη περίπτωση ο λευκός θόρυβος θα μετατραπεί στην έξοδο της διάταξης σε λευκό μέσα σε περιορισμένη ζώνη (band limited white noise). Αυτό ακριβώς δείχνει και το παρακάτω σχήμα 3.6.1.



Σχήμα 4.7 Ο λευκός θόρυβος μετατρέπεται στη διάταξη σε λευκό μέσα σε περιορισμένη ζώνη.

Βέβαια εξακολουθεί να υπάρχει και η γενική περίπτωση κατά την οποία ο ολικός θόρυβος στην είσοδο της βαθμίδας είναι «χρωματισμένος». Οπότε ο θόρυβος στην έξοδο θα προκύπτει από την:

$$P_{no} = \int_{F_{min}}^{F_{max}} dP_{nw} H(F) dF \quad (4.43)$$

4.7 Η φασματική πυκνότητα ισχύος

Στις προηγούμενες παραγράφους έγινε χρήση του εύρους ζώνης για τον προσδιορισμό της ισχύος του θορύβου. Η γνώση όμως του εύρους ζώνης δεν είναι πάντοτε δυνατή. Αλλά δεν είναι μόνο αυτό, υπάρχει επίσης και η περίπτωση «χρωματισμένου» θορύβου οπότε είναι αναγκαία η περιγραφή του με βάση όχι τόσο το εύρος ζώνης, όσο με την κατανομή της ισχύος στις διάφορες συχνότητες.

Απαιτείται συνεπώς ένας προσδιορισμός του θορύβου ανεξάρτητος από το εύρος ζώνης. Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιείται η φασματική πυκνότητα ισχύος PSD (Power spectral density), η οποία ισοδυναμεί με τη διαθέσιμη ισχύ του θορύβου όταν το εύρος ζώνης είναι μοναδιαίο. Συνεπώς θα ισχύει ότι:

$$\text{PSD} = P_n \quad (4.44)$$

εάν: $B_w = 1\text{Hz} \quad (4.45)$

Η μονάδα μέτρησης της φασματικής πυκνότητας είναι το 1W/Hz, μπορεί όμως να χρησιμοποιηθεί το 1mW/Hz ή ακόμα και να αντιστοιχηθεί σε dbm ανά Hz.

Εάν εφαρμοστούν οι ίδιες προϋποθέσεις της εξίσωσης (3.7.2) και για τον παραγόμενο θόρυβο τότε θα προκύψει η σπανιότερη έκφραση φασματικής πυκνότητας πλάτους οπότε θα ισχύουν οι αντίστοιχες σχέσεις:

$$\text{USD} = U_n \quad (4.46)$$

και $\text{ISD} = I_n \quad (4.47)$

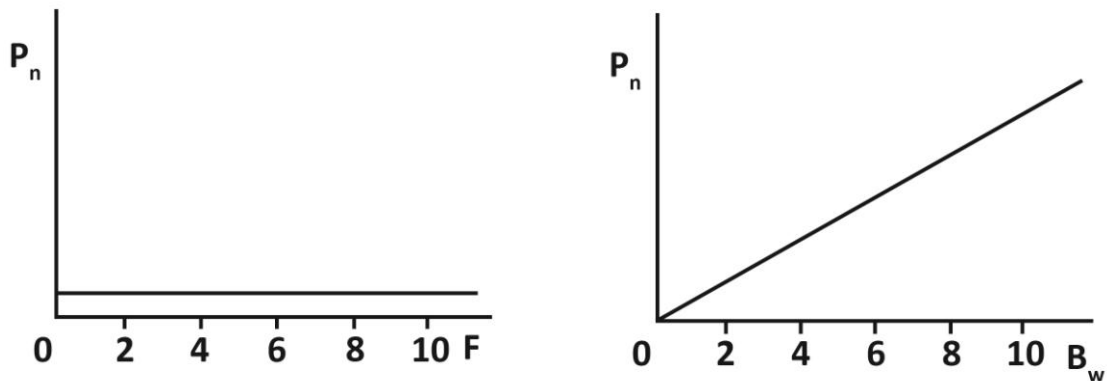
εάν:

$$B_w = 1\text{Hz}$$

όπου οι αντίστοιχες μονάδες θα πρέπει να εκφράζονται σε $\frac{\text{V}}{\sqrt{\text{Hz}}}$ ή σε $\frac{\text{A}}{\sqrt{\text{Hz}}}$.

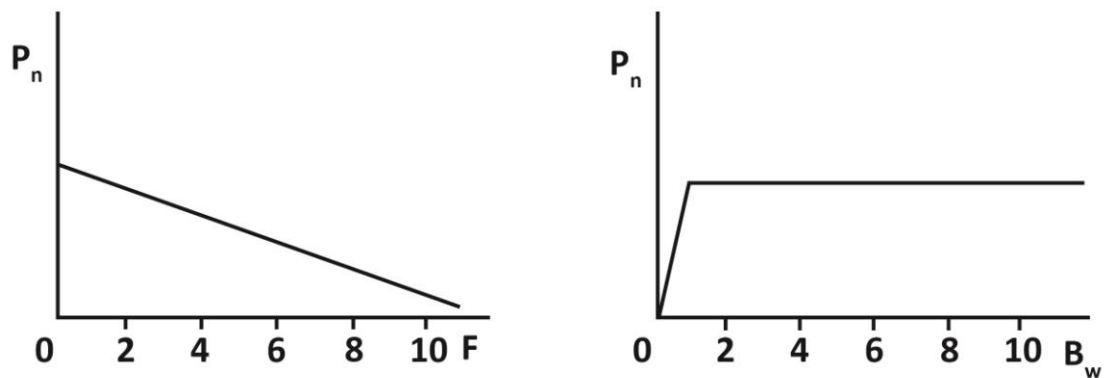
Όπως έχει ήδη αναφερθεί η φασματική πυκνότητα ισχύος του λευκού θορύβου είναι ανεξάρτητη από τη συχνότητα. Η διαπίστωση αυτή ισχύει για οποιαδήποτε συχνότητα μέσα στην τεράστια περιοχή που αρχίζει από τις ELF μέχρι και τη ζώνη των υπεριώδων ακτίνων.

Αυτό σημαίνει ότι η ισχύς του λευκού θορύβου είναι ανάλογη του εύρους ζώνης. Συνεπώς εάν διπλασιαστεί το εύρος ζώνης τότε η ισχύς του θορύβου θα διπλασιαστεί ή με άλλα λόγια θα αυξηθεί κατά 3db και γενικότερα θα αυξάνεται κατά 3db με κάθε διπλασιασμό του εύρους ζώνης, δηλαδή με 3db ανά οκτάβα. Αυτό δίνεται παραστατικά στο σχήμα 4.8.



Σχήμα 4.8 Η ισχύς του λευκού θορύβου είναι ανάλογη του εύρους ζώνης

Εάν ο λευκός θόρυβος περάσει από ένα φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων το οποίο παρουσιάζει απόκριση συχνότητας -3db/οκτάβα τότε θα έχει σταθερή ισχύ σε κάθε οκτάβα, σχήμα 4.9. Οπότε αυτή η τελευταία περίπτωση φιλτραρισμένου θορύβου ονομάζεται ροζ θόρυβος (Pink noise) και χρησιμοποιείται πολύ σε μετρητικά συστήματα στην ακουστική περιοχή συχνοτήτων.



Σχήμα 4.9 Ο ροζ θόρυβος

4.8 Ο λόγος σήμα προς θόρυβο

Στις διάφορες εφαρμογές δεν έχει τόσο σημασία η τιμή της ισχύος του ολικού θορύβου, όσο η σύγκρισή της με την ενεργό ισχύ του σήματος. Πράγματι η σύγκριση αυτή δίνει και την ποιοτική κατάσταση του σήματος, αφού δεν είναι δεδομένο ότι η ύπαρξη θορύβου σε οποιοδήποτε σήμα οδηγεί σε κάποιου βαθμού δυσκολία αναγνώρισης του.

Για την περίπτωση αυτή ορίζεται ο λόγος σήμα προς θόρυβο (Signal tonoise ration, SNR, S/N), ο οποίος περιγράφει άμεσα το μέτρο της αναγνωρισιμότητας του σήματος. Στην περίπτωση αυτή ισχύει η σχέση:

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} \quad (4.48)$$

όπου: P_s = Η ενεργός διαθέσιμη ισχύς του σήματος για ορισμένο εύρος ζώνης B_w .

P_n = Η διαθέσιμη ισχύς του ολικού θορύβου για το ίδιο με το σήμα εύρος ζώνης.

Ο ορισμός αυτός είναι τόσο γενικά αποδεκτός ώστε σχεδόν πάντοτε η ποιότητα ενός αναλογικού σήματος περιγράφεται κυρίως με τον λόγο αυτό. Υπάρχουν όμως και ορισμένες περιπτώσεις στις οποίες γίνεται μια πιο εξειδικευμένη αναφορά.

Μια τέτοια περίπτωση προκύπτει όταν στο σήμα υπάρχει κάποιου βαθμού διαμόρφωση, η οποία μπορεί να δημιουργήσει ασάφεια ως προς τη διαθέσιμη ισχύ του. Έτσι χρησιμοποιείται ο λόγος φέρων προς θόρυβο (Carrier to noise ratio, CNR, C/N), για τον οποίο κατά αντίστοιχο τρόπο ισχύει:

$$CNR = \frac{P_c}{P_n} \quad (4.49)$$

όπου: P_c = Η ενεργός διαθέσιμη ισχύς του φέροντος για μοναδιαίο εύρος ζώνης $B_w = 1\text{Hz}$.

P_n = Η διαθέσιμη ισχύς του ολικού θορύβου για το ίδιο με το σήμα εύρος ζώνης.

Ο λόγος σήμα προς θόρυβο είναι αδιάστατος αριθμός. Επειδή όμως είναι πηλίκο δύο ισχύων μπορεί να εκφραστεί και σε db με βάση την εξίσωση:

$$SNR (db) = 10 \cdot \log \frac{P_s}{P_n} \quad (4.50)$$

Πρέπει επίσης να μπορεί να εκφραστεί ο λόγος σήμα προς θόρυβο ακόμα και στις περιπτώσεις που χρησιμοποιούνται οι εκφράσεις των πηγών θορύβου, δηλαδή της ισοδύναμης τάσης ή του ισοδύναμου ρεύματος θορύβου.

Έτσι λοιπόν και στην περίπτωση αυτή θα χρησιμοποιηθούν οι γενικές εξισώσεις (4.13), (4.14), (4.17) και (4.18). Συνεπώς ο λόγος σήμα προς θόρυβο θα μπορεί να γραφεί και ως:

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} = \frac{\frac{U_s^2}{4R}}{\frac{U_n^2}{4R}} \quad (4.51)$$

ή

$$SNR = \frac{U_s^2}{U_n^2} \quad (4.52)$$

ή

$$SNR = \frac{P_s}{P_n} = \frac{\frac{I_s^2 R}{4}}{\frac{I_n^2 R}{4}} \quad (4.53)$$

ή

$$SNR = \frac{I_s^2}{I_n^2} \quad (4.54)$$

4.9 Ο παράγων και η εικόνα θορύβου

Στην είσοδο κάθε ηλεκτρονικής βαθμίδας εισέρχεται μαζί με το σήμα και ο θόρυβος που το συνοδεύει. Μέσα στη βαθμίδα μπορεί μεν να γίνεται η όποια επεξεργασία του εισερχόμενου σήματος και θορύβου, αλλά επιπλέον όμως θα προστίθεται και ο θόρυβος που τυχόν παράγεται από την ίδια τη βαθμίδα.

Συνεπώς ο λόγος σήμα/θόρυβο στην έξοδο της βαθμίδας θα είναι μικρότερος από αυτόν της εισόδου. Η μείωση αυτή δίνεται από τον παράγοντα θόρυβο F (Noise factor), ο οποίος ορίζεται ως ο λόγος της ποιότητας που έχει το σήμα στην είσοδο μιας διάταξης ως προς την ποιότητα που έχει το σήμα στην έξοδό της. Επομένως θα ισχύει:

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o} \quad (4.55)$$

όπου: SNR_i = Ο λόγος σήμα προς θόρυβο στην είσοδο της διάταξης.

SNR_o = Ο λόγος σήμα προς θόρυβο στην έξοδο της διάταξης.

Η αριθμητική τιμή του παράγοντα θορύβου είναι αδιάστατος αριθμός. Μπορεί όμως ο παράγων θορύβου να δοθεί και σε db οπότε ονομάζεται και εικόνα θορύβου (Noise figure, NF). Στην περίπτωση αυτή ισχύει η σχέση:

$$NF = F \text{ (db)} = 10 \cdot \log F$$

ή
$$NF = 10 \cdot \log \frac{SNR_i}{SNR_o} \quad (4.56)$$

Στην περίπτωση κατά την οποία, τόσο για την είσοδο όσο και για την έξοδο, οι λόγοι σήμα προς θόρυβο δίνονται σε db, τότε αντί της εξίσωσης (4.56) θα ισχύει η σχέση:

$$NF = SNR_{i,db} - SNR_{o,db} \quad (4.57)$$

Με βάση τους ορισμούς αυτούς εάν μια βαθμίδα είναι αθόρυβη θα αφήνει ανεπηρέαστο στον όποιο λόγο σήμα προς θόρυβο υπάρχει στην είσοδο της. Συνεπώς θα ισχύει:

$$F = 1$$

ή
$$NF = 0 \text{ db}$$

Κάτι τέτοιο βέβαια δεν είναι πολύ πιθανό. Αντίθετα στην πράξη για κάθε ηλεκτρονική διάταξη θα ισχύει σαν γενική περίπτωση ότι:

$$NF > 0 \text{ db}$$

ή
$$F > 1$$

Οι τυπικές τιμές που λαμβάνει η εικόνα θορύβου στις αρίστης ποιότητας βαθμίδες οργάνων, μετρητικών διατάξεων, επικοινωνιακών συσκευών και συστημάτων radar είναι:

$$0,9 \text{ db} \leq NF \leq 10 \text{ db}$$

Ο θόρυβος στην έξοδο μιας ηλεκτρονικής βαθμίδας μπορεί να αντιστοιχηθεί σε ισοδύναμο θόρυβο στην είσοδο της με βάση τη σχέση:

$$F = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{\frac{P_{si}}{P_{ni}}}{\frac{P_{so}}{P_{no}}} \quad (4.58)$$

όπου: P_{si} = Η ενεργός ισχύς του σήματος στην είσοδο.

P_{ni} = Η ισχύς του ολικού θορύβου στην είσοδο.

P_{so} = Η ενεργός ισχύς του σήματος στην έξοδο.

P_{no} = Η ισχύς του ολικού θορύβου στην έξοδο.

Εάν γίνει αποδεκτό ότι η συμπεριφορά της βαθμίδας είναι ανεξάρτητη από τη συχνότητα. Δηλαδή περιγράφεται από μια συνάρτηση μεταφοράς η οποία είναι σταθερή μέσα σε περιορισμένο μεν αλλά αρκετά μεγάλο εύρος ζώνης, οπότε θα ισχύουν οι σχέσεις:

$$P_{so} = G \cdot P_{si} \quad (4.59)$$

και
$$P_{no} = G \cdot P_{ni} + P_{nL} \quad (4.60)$$

όπου: G = Η σταθερή απολαβή της βαθμίδας.

P_{nL} = Ο αθροιστικός θόρυβος που παράγεται στη βαθμίδα.

Εάν η εξίσωση (4.60) εισαχθεί στην (4.59) τότε μπορεί με την απλοποίηση να προκύψει ότι:

$$F = \frac{P_{no}}{G \cdot P_{ni}} \quad (4.61)$$

Η εξίσωση αυτή οδηγεί σε ένα νέο ορισμό του παράγοντα ή της εικόνας θορύβου, ο οποίος χρησιμοποιείται ευρύτερα. Ορίζεται λοιπόν ότι παράγων θορύβου είναι ο λόγος της ενεργού ισχύος που παρέχεται στην έξοδο του συστήματος ως προς την ενεργό ισχύ που θα παεχόταν εάν το σύστημα ήταν αθόρυβο. Η περαιτέρω εφαρμογή και της εξίσωσης (4.61) στην (4.62) δίνει μια τελειωτική μορφή στην έκφραση του παράγοντα θορύβου, η οποία είναι:

$$F = 1 + \frac{P_{nL}}{G \cdot P_{ni}} \quad (4.62)$$

ή $F = 1 + F_L \quad (4.63)$

όπου: F_L = Ο συντελεστής του τοπικά στην κάθε βαθμίδα παραγόμενου θορύβου, ο οποίος προστίθεται στην έξοδο της (συντελεστής προσθετικού θορύβου, additional noise, inherent noise).

Από την εξίσωση (4.62) προκύπτει ότι ο παράγων θορύβου έχει παραμετρική εξάρτηση από την απολαβή της βαθμίδας, από την διαθέσιμη ισχύ του θορύβου που συνοδεύει το σήμα στην είσοδο της και τέλος από τη διαθέσιμη ισχύ του τοπικά μέσα σ' αυτήν παραγόμενου προσθετικού θορύβου.

Συνεπώς πρέπει να τονιστεί πως με βάση τους ορισμούς ο παράγων θορύβου φαίνεται να εξαρτάται και από μια παράμετρο άσχετη με τη λειτουργία της βαθμίδας, δεδομένου ότι η διαθέσιμη ισχύς του εισερχόμενου θορύβου δεν έχει σχέση με τη βαθμίδα.

Πρέπει επομένως η τιμή του παράγοντα θορύβου να συνοδεύεται και με στοιχεία για το θόρυβο εισόδου ή για τον τοπικά παραγόμενο προσθετικό θόρυβο. Από την εξίσωση (4.62) με επίλυση ως προς τον αθροιστικό θόρυβο μπορεί να γίνει η αντιστοίχιση του θορύβου που προσθέτει η βαθμίδα με ισοδύναμο θόρυβο στην είσοδό της:

$$P_{nL} = (F-1) \cdot G \cdot P_{ni} \quad (4.64)$$

Στους ενισχυτές συνήθως υπάρχουν περισσότερες από μία βαθμίδες συνδεδεμένες σε σειρά. Απαιτείται συνεπώς μία πιο εξειδικευμένη παρουσίαση του παράγοντα θορύβου, με αναφορά στα χαρακτηριστικά των επί μέρους βαθμίδων. Έτσι εάν ο ενισχυτής έχει δύο βαθμίδες τότε με βάση τις εξισώσεις (4.62) και (4.64) θα ισχύουν οι σχέσεις:

$$F_1 = 1 + \frac{P_{nL1}}{G_1 \cdot P_{ni}} \quad (4.65)$$

ή $P_{nL1} = (F_1 - 1) \cdot G_1 \cdot P_{ni}$ (4.66)

και αντίστοιχα:

$$F_2 = 1 + \frac{P_{nL2}}{G_2 \cdot P_{ni}} \quad (4.67)$$

ή $P_{nL2} = (F_2 - 1) \cdot G_2 \cdot P_{ni}$ (4.68)

όπου: F_1 = Ο παράγων θορύβου της πρώτης βαθμίδας.

F_2 = Ο παράγων θορύβου της δεύτερης βαθμίδας.

G_1 = Η απολαβή της πρώτης βαθμίδας.

G_2 = Η απολαβή της δεύτερης βαθμίδας.

Εάν επομένως οι βαθμίδες αυτές συνδεθούν σε σειρά θα προκύψει ότι:

$$F_{tot} = \frac{SNR_i}{SNR_o} = \frac{\frac{P_{si}}{P_{ni}}}{\frac{P_{so}}{P_{no}}} = \frac{G_1 G_2 P_{ni} + G_2 P_{nL1} + P_{nL2}}{G_1 G_2 P_{ni}} \quad (4.69)$$

ή τελικά:

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} \quad (4.70)$$

όπου: F_{tot} = Ο ολικός παράγων θορύβου του ενισχυτή.

Από την εξίσωση (4.70) προκύπτει ότι ο παράγων θορύβου της πρώτης βαθμίδας έχει τη μεγαλύτερη συμμετοχή στον ολικό παράγοντα θορύβου ή απλούστερα ότι ο προσθετικός θόρυβος της πρώτης βαθμίδας κυριαρχεί. Συνεπώς πρέπει η ποιότητα της να είναι προσεγγιμένη.

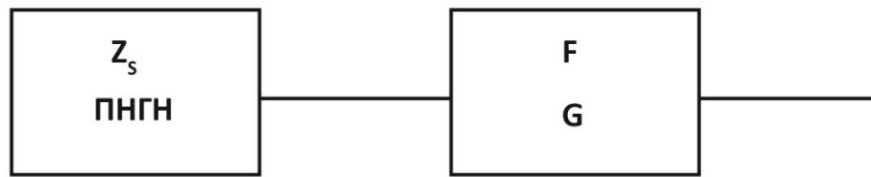
Όταν πρόκειται για σύστημα το οποίο διαθέτει περισσότερες από δύο βαθμίδες, τότε η σύνθεση του ολικού παράγοντα θορύβου θα γίνεται με ανάλογη μεθοδολογία. Έτσι λοιπόν μπορεί εύκολα να αποδειχθεί ότι ισχύει η γενική εξίσωση:

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots \quad (4.71)$$

Από αυτή την εξίσωση επιβεβαιώνεται επίσης ότι ο παράγων θορύβου της πρώτης βαθμίδας κυριαρχεί. Ως προς τις επόμενες βαθμίδες προκύπτει ότι οι παράγοντες θορύβου τους έχουν μια φθίνουσα συμμετοχή στον ολικό παράγοντα θορύβου, με την προϋπόθεση ότι η απολαβή της κάθε βαθμίδας θα είναι μεγαλύτερη της μονάδας.

Ένα άλλο ζήτημα για την έκφραση του παράγοντα θορύβου προκύπτει και από το ότι στους ορισμούς δεν αναφέρεται πως θα πρέπει οι τιμές των θορύβων

εισόδου και εξόδου να είναι διαθέσιμες ούτε ότι οι τιμές των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου να είναι ίδιες.



Σχήμα 4.10 Σύνδεση της πηγής με τη βαθμίδα

Αυτό όμως σημαίνει ότι στην απλούστερη περίπτωση ο παράγων θορύβου θα έχει μια παραμετρική εξάρτηση από την αντίσταση της πηγής. Επομένως θα πρέπει να γίνει μια νέα θεώρηση του ορισμού του παράγοντα θορύβου η οποία στη γενικότητά της θα περιλαμβάνει θέματα σύνθετων αντιστάσεων και προσαρμογής.

Ο νέος ορισμός αναφέρει ότι ο παράγων θορύβου είναι ο λόγος του ολικού θορύβου στην έξοδο ως προς τον θόρυβο που εμφανίζεται στην έξοδο και οφείλεται αποκλειστικά στην αντίσταση της πηγής η οποία παρέχει το σήμα εισόδου. Όταν λαμβάνεται το ίδιο εύρος ζώνης και η θερμοκρασία είναι ίδια.

Η παραμετρική εξάρτηση του παράγοντα θορύβου από την αντίσταση της πηγής δίνεται από τη σχέση:

$$F(Z_s) = F_{min} + \frac{G_n}{R_s} |Z_s - Z_{opt}|^2 \quad (4.72)$$

όπου: F_{min} = Η ελάχιστη τιμή του παράγοντα θορύβου.

G_n = Η ισοδύναμη διαγωγιμότητα για τον θόρυβο.

R_s = Η ωμική αντίσταση της πηγής.

Z_s = Η σύνθετη αντίσταση της πηγής.

Z_{opt} = Η άριστη σύνθετη αντίσταση της πηγής για την οποία ελαχιστοποιείται ο παράγοντας θορύβου.

Προφανώς ισχύουν:

$$Z_s = R_s + jX_s$$

και

$$Z_{opt} = R_{opt} + jX_{opt}$$

4.10 Το μέτρο θορύβου

Στις περιπτώσεις βαθμίδων ενισχυτών με σταθερή απολαβή μέσα σε μια φασματική περιοχή χρησιμοποιείται συμπληρωματικά προς τον παράγοντα θορύβου και το μέτρο θορύβου M (Noise Measure) το οποίο προκύπτει από τη σχέση:

$$M = \frac{F-1}{1-\frac{1}{G}} \quad (4.72)$$

Η βασικότερη χρησιμότητα του μέτρου θορύβου είναι στον τρόπο της συγκρότησης μιας διάταξης, όταν αυτή περιλαμβάνει δύο ή περισσότερες ενισχυτικές βαθμίδες. Στην περίπτωση αυτή ο παράγων θορύβου ολόκληρης της διάταξης θα ελαχιστοποιείται εάν χρησιμοποιείται πρώτη η βαθμίδα με το μικρότερο μέτρο θορύβου και στις επόμενες βαθμίδες αυτές με το διαδοχικά αμέσως επόμενο μέτρο θορύβου.

4.11 Η θερμοκρασία θορύβου

Μία ακόμα χρήσιμη παράμετρος στα θέματα θορύβου προκύπτει, όταν υποτεθεί ότι ο τοπικά παραγόμενος ολικός θόρυβος που εμφανίζεται στην έξοδο μιας ηλεκτρονικής διάταξης, προέρχεται από μια φανταστική πηγή θερμικού θορύβου, η οποία βρίσκεται σε θερμοκρασία T_n . Παρά το ότι κάτι τέτοιο δεν είναι πραγματικό, η θεώρηση αυτή διευκολύνει πολύ την εξέταση και την περιγραφή κατά ενιαίο τρόπο των χαρακτηριστικών παραμέτρων του θορύβου. Έτσι λοιπόν σε μια ενθόρυβη ηλεκτρονική διάταξη ορίζεται ως ενεργός θερμοκρασία θορύβου (Effective Input Noise Temperature) ή απλά θερμοκρασία θορύβου, η θερμοκρασία που θα είχε μια φανταστική πηγή θερμικού θορύβου, η οποία όταν συνδεόταν στην είσοδο της (θεωρητικά αθόρυβης) διάταξης, θα έδινε στην έξοδο την ίδια ισχύ θορύβου με αυτή που έχει ήδη βαθμίδα. Υποτίθεται δηλαδή ότι η διάταξη είναι αθόρυβη και ότι ο ολικός θόρυβος που εμφανίζεται στην έξοδο της θεωρείται ότι οφείλεται μόνο στη φανταστική αυτή πηγή. Επομένως θα ισχύει:

$$T_n = F_L * T_0$$

όπου:

T_n = Η θερμοκρασία θορύβου

$F_L = F-1$ = Ο συντελεστής του προσθετικού θορύβου

$T_0 = 290^\circ \text{K}$ η θερμοκρασία περιβάλλοντος για θέματα θορύβου

4.12 Οι μετρήσεις του θορύβου

Οι μετρήσεις των τάσεων και των ρευμάτων θορύβου δεν συνηθίζεται να γίνονται απ' ευθείας, αλλά με τη χρήση ενισχυτικών ή προενισχυτικών διατάξεων ευρείας ζώνης και μεγάλης απολαβής. Αυτό είναι αναγκαίο διότι μπορεί να απαιτηθεί η μέτρηση τάσεων της τάξης του 1nV σε πολλές συχνότητες με διαφορετικό εύρος ζώνης.

Οι ενισχυτικές αυτές διατάξεις θα πρέπει να έχουν άριστες επιδόσεις. Ειδικότερα όμως πρέπει να έχουν πολύ μικρό προσθετικό θόρυβο και να διαθέτουν μεγάλη απολαβή τάσης, η οποία συνήθως βρίσκεται στην τάξη του 10^4 μέσα σε μια αρκετά μεγάλη κλίμακα συχνοτήτων.

Εκτός από την ενισχυτική διάταξη για τη μέτρηση του θορύβου σε μια ευρεία φασματική περιοχή, απαιτείται επίσης και ένας άριστος αναλυτής φάσματος. Όταν δεν διατίθεται τέτοιος αναλυτής, τότε αυτός μπορεί να αντικατασταθεί από έναν παλμογράφο σε συνδυασμό με μια σειρά από ρυθμιζόμενα φίλτρα τα οποία καλύπτουν τις διάφορες φασματικές περιοχές λειτουργίας του συστήματος.

Συνήθως όμως δεν ενδιαφέρει πολύ η μέτρηση του θορύβου μέσα σε μια ευρεία ζώνη συχνοτήτων. Αντίθετα το ενδιαφέρον εστιάζεται συχνά στη μέτρηση του θορύβου σε ένα συγκεκριμένο και αρκετά περιορισμένο εύρος ζώνης.

Έτσι λοιπόν η μέτρηση απλουστεύεται και ο θόρυβος σε μια δεδομένη φασματική περιοχή μπορεί να μετρηθεί με μια απλή διάταξη η οποία περιλαμβάνει ένα φίλτρο ζώνης και ένα βολτόμετρο ενεργού τιμής (rms). Επειδή όμως δεν είναι διαθέσιμο το βολτόμετρο ενεργού τιμής, τότε αυτό μπορεί να αντικατασταθεί με ένα βολτόμετρο μέσης τιμής (average).

Όταν χρησιμοποιείται το βολτόμετρο μέσης τιμής θα πρέπει να πολλαπλασιάζονται επί 1,13 οι ενδείξεις του μετρούμενου θορύβου, δεδομένου ότι το όργανο αυτό έχει βαθμολογηθεί για να μετράει την ενεργό τιμή σε ημιτονικά σήματα.

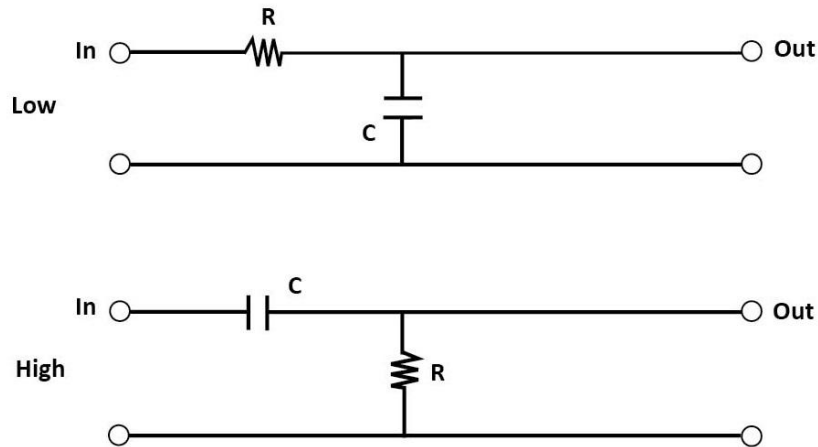
Ανεξάρτητα όμως από τον τύπο του, το όργανο που θα χρησιμοποιηθεί για τη μέτρηση του θορύβου, πρέπει να έχει έναν παράγοντα κορυφής από 3 έως 5, επειδή τόσο είναι η τάξη μεγέθους αυτού στο θόρυβο.

Ως παράδειγμα μπορεί να αναφερθεί ότι όταν ένα όργανο μέσης τιμής δείχνει 1mV θορύβου, τότε η πραγματική ενεργός τιμή του θορύβου θα είναι 1,13mV rms. Όταν αντίστοιχα η ίδια πραγματική τιμή του θορύβου μετρηθεί σε ένα παλμογράφο, τότε η ένδειξη θα είναι περίπου 11,3mV pp, επειδή η πραγματική τιμή πολλαπλασιάζεται με το 2 (κορυφή σε κορυφή - pp) και με το 5 (παράγων κορυφής).

4.13 Σχεδίαση και οδηγίες κατασκευής

Για να κατανοήσουμε το θόρυβο κατασκευάσαμε 2 παθητικά φίλτρα τα οποία ουσιαστικά κάνουν αποκοπή στις συχνότητες που δεν επιθυμούμε να έχει ένα κύκλωμά μας. Στο ένα παθητικό φίλτρο γίνεται αποκοπή χαμηλών συχνοτήτων

και στο άλλο αποκοπή υψηλών συχνοτήτων. Η κατασκευή είναι πολύ απλή όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 4.11 Σχεδιάγραμμα κατασκευής

Πάνω στην κατασκευή όπως θα δούμε για το φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων αριστερά στο πάνω μέρος με μπλε μπόρνα είναι η είσοδος του σήματος και αντίστοιχα δεξιά με μπλε η έξοδος. Κοινό σημείο τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο πράσινη μπόρνα είναι η γείωση.

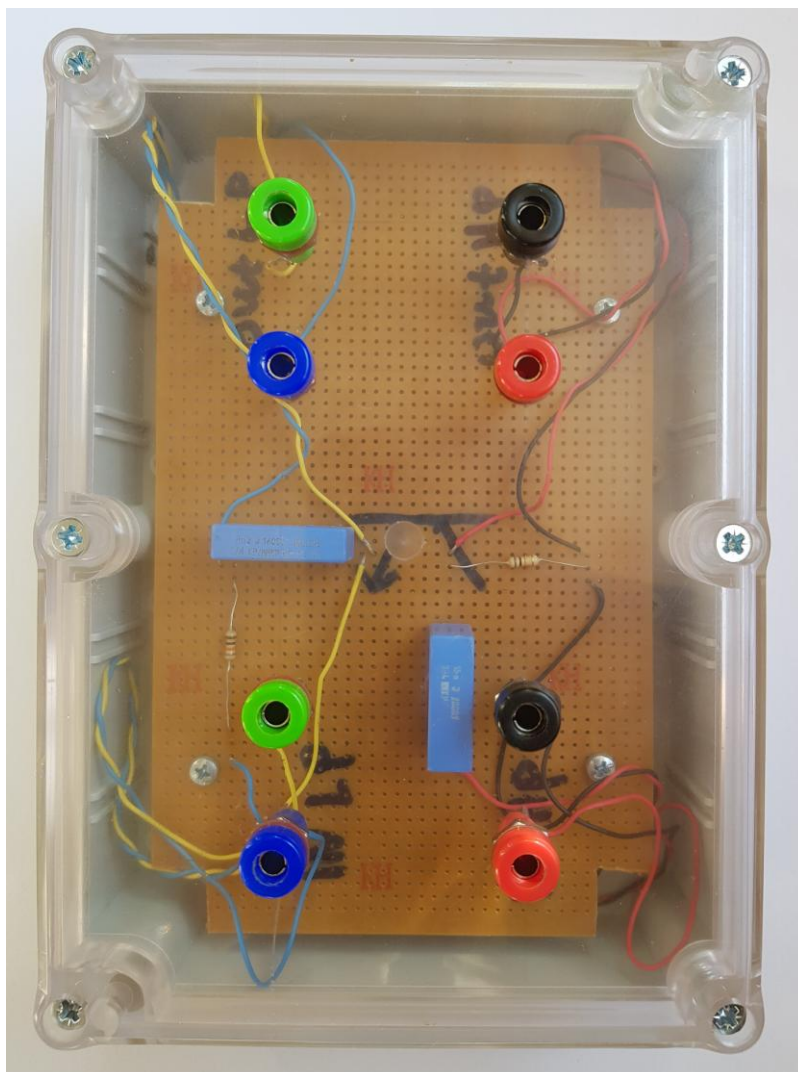
Αντίστοιχα για το φίλτρο διέλευσης υψηλών συχνοτήτων στο κάτω μέρος αριστερά με κόκκινη μπόρνα είναι η είσοδος του σήματος και αντίστοιχα δεξιά με κόκκινη η έξοδος. Κοινό σημείο τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο μαύρη μπόρνα είναι η γείωση.

4.14 Διεξαγωγή άσκησης

1. Αναγνωρίστε τα δύο κυκλώματα των παθητικών φίλτρων στην κατασκευή.
2. Εισάγετε ένα σήμα στην είσοδο του φίλτρου χαμηλών συχνοτήτων και βρείτε τη συχνότητα αποκοπής.
3. Εισάγετε ένα σήμα στην είσοδο του φίλτρου υψηλών συχνοτήτων και βρείτε τη συχνότητα αποκοπής.
4. Αποδείξτε ότι η συχνότητα εξαρτάται από το δικτύωμα RC.
5. Αναφέρατε με ποιον τρόπο θα μπορούσαν τα 2 αυτά παθητικά φίλτρα να γίνουν ενεργά.

4.15 Υλικά κατασκευής

Για την κατασκευή μας χρησιμοποιήσαμε 2 αντιστάσεις των 5 KΩ η κάθε μία και με ανοχή $\pm 5\%$, 1 πυκνωτή 15nF/2000V και έναν 8nF/1600V.



Σχήμα 4.12 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης

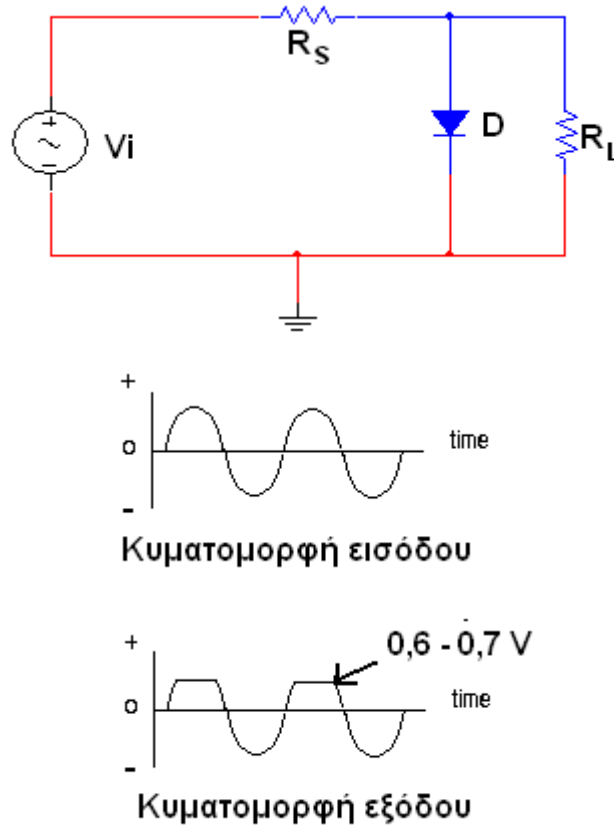
5. ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΔΙΟΔΩΝ

5.1 Εισαγωγή

Είναι γνωστό πως στους κοινούς ενισχυτές επιδιώκεται η αναπαραγωγή μιας κυματομορφής με την ελάχιστη δυνατή παραμόρφωση. Υπάρχουν όμως και κυκλώματα με τα οποία ζητείται η τροποποίηση μιας κυματομορφής εισόδου σύμφωνα με κάποιο προκαθορισμένο τρόπο. Την επιθυμητή αυτή παραμόρφωση προκαλούν τα κυκλώματα ψαλίδισης. Περιοριστής ή ψαλιδιστής (clipper) είναι ένα κύκλωμα που απομακρύνει είτε τα θετικά είτε τα αρνητικά τμήματα μιας κυματομορφής. Αυτού του είδους η επεξεργασία χρησιμεύει στη διαμόρφωση σήματος. Τα κυκλώματα ψαλίδισης αποτελούνται από α) μια δίοδο και μια αντίσταση σε συνδεσμολογία είτε σε σειρά με το σήμα εισόδου είτε παράλληλα, β) με πολωμένους διόδους ή γ) με τρανζίστορ. Αν στα ανωτέρω κυκλώματα προσθέσουμε μία τάση αναφοράς (πόλωση) καθορίζουμε τη στάθμη ψαλίδισης. Η πολικότητα της διόδου θα καθορίζει αν η ψαλίδιση θα είναι πάνω ή κάτω από τη στάθμη αναφοράς.

5.2 Θετικός περιοριστής ή ψαλιδιστής

Το κύκλωμα του σχήματος 5.1 είναι ένας θετικός περιοριστής (ψαλιδιστής). Το κύκλωμα απομακρύνει τα θετικά τμήματα του σήματος εισόδου. Γι' αυτό το σήμα εξόδου έχει μόνο αρνητικές ημιπεριόδους.



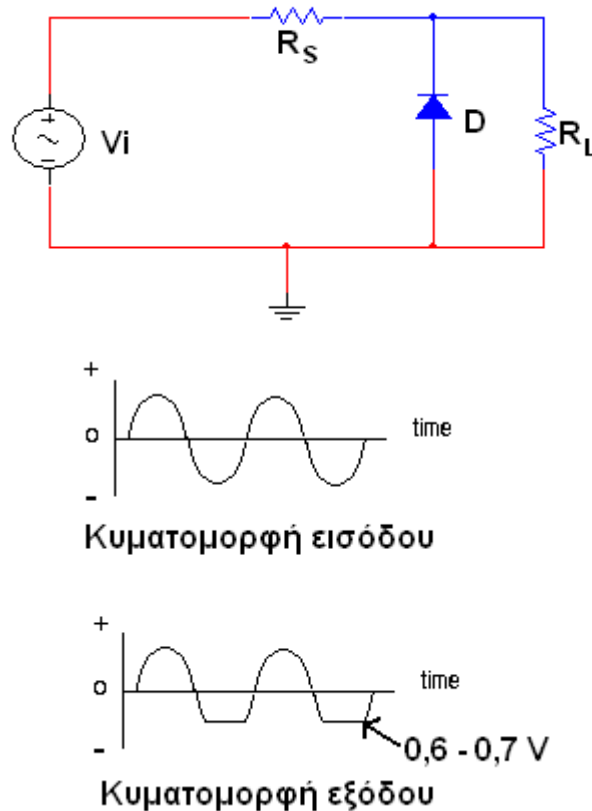
Σχήμα 5.1 Κύκλωμα θετικού ψαλιδιστή

Το κύκλωμα δουλεύει ως εξής: Κατά τη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου, η διάδος άγει, όπως ένα βραχυκύκλωμα στα άκρα της εξόδου. Στην ιδανική περίπτωση η τάση εξόδου είναι μηδέν. Κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου, η διάδος είναι ανοιχτή. Στην περίπτωση αυτή εμφανίζεται στην έξοδο αρνητική ημιπερίοδος. Η αντίσταση σειράς (R_s) είναι πολύ μικρότερη από την αντίσταση φορτίου (R_L), βάσει σχεδιασμού.

Στην πραγματικότητα, το επίπεδο ψαλιδισμού δεν είναι ίσο με το μηδέν, αλλά περίπου 0,7 V (μιας και όταν άγει μια διάδος πέφτει στα άκρα της μια τάση της τάξης των 0,7 V περίπου), όπως φαίνεται και στην κυματομορφή εξόδου του σχήματος 5.1.

5.3 Αρνητικός περιοριστής

Εάν αντιστρέψουμε την πολικότητα της διάδου, όπως δείχνει το σχήμα 5.2, έχουμε έναν αρνητικό περιοριστή.



Σχήμα 5.2 Κύκλωμα αρνητικού ψαλιδιστή

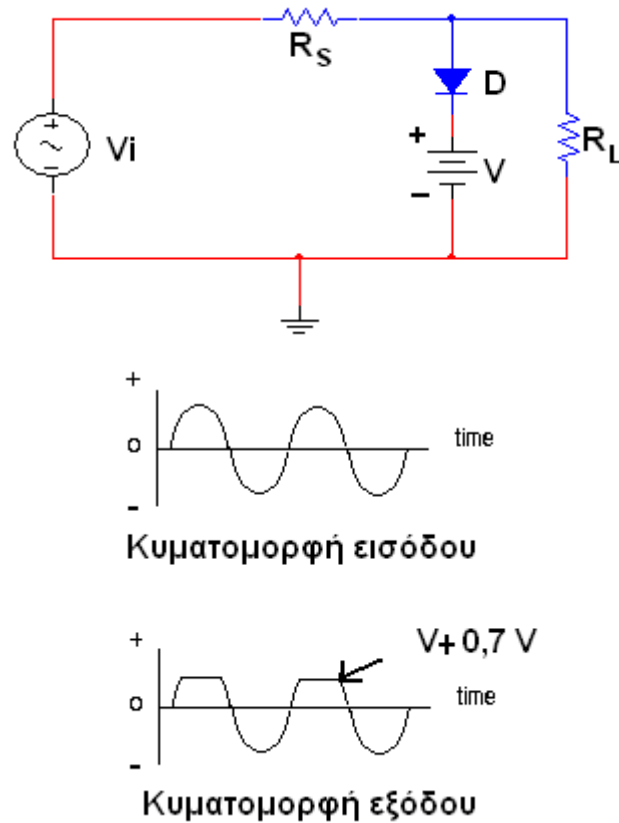
Όπως είναι αναμενόμενο, αυτός απομακρύνει τα αρνητικά τμήματα του σήματος. Στην ιδανική περίπτωση, η κυματομορφή εξόδου έχει μόνο θετικές ημιπεριόδους.

Ο ψαλιδισμός δεν είναι τέλειος. Λόγω της πώσης τάσης (offset voltage) η στάθμη ψαλιδισμού βρίσκεται περίπου στα $-0,7V$.

5.4 Πολωμένοι περιοριστές

Η στάθμη αναφοράς (ίδια με τη στάθμη ψαλίδισης) ενός θετικού περιοριστή είναι, στην ιδανική περίπτωση, ίση με μηδέν, ή με $0,7V$ με μια δεύτερη προσέγγιση. Πως μπορούμε όμως να αλλάξουμε αυτή την στάθμη αναφοράς;

Στην ηλεκτρονική, πόλωση (bias) σημαίνει εφαρμογή μιας εξωτερικής τάσης για τη μεταβολή της στάθμης αναφοράς ενός κυκλώματος. Στο σχήμα 5.3 μπορούμε να δούμε ένα παράδειγμα χρήσης της πόλωσης για τη μεταβολή της στάθμης αναφοράς ενός θετικού περιοριστή.



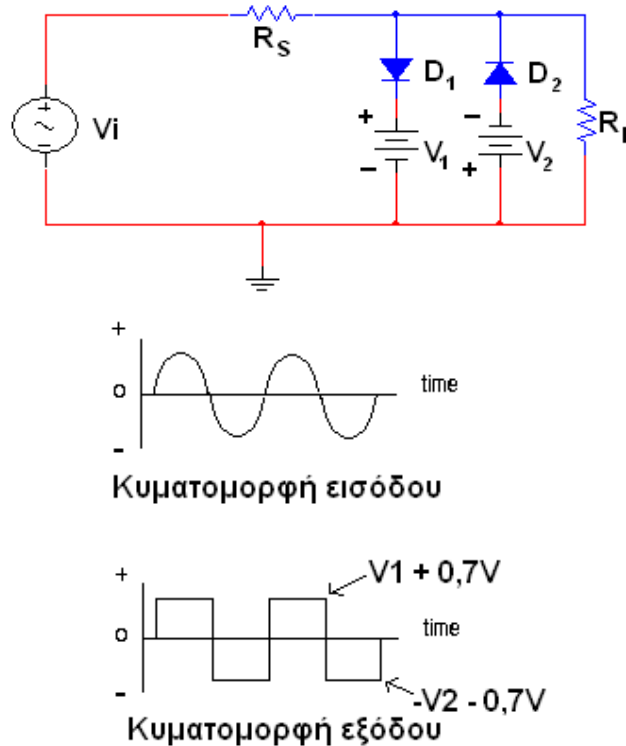
Σχήμα 5.3 Κύκλωμα πόλωσης θετικού ψαλιδιστή

Αν συνδέσουμε μια dc πηγή τάσης σε σειρά με μια δίοδο, μπορούμε να μεταβάλουμε τη στάθμη του περιορισμού. Η νέα V θα πρέπει να είναι μικρότερη από την V_p για κανονική λειτουργία. Μια ιδανική δίοδος αρχίζει να άγει μόλις η τάση εισόδου γίνει μεγαλύτερη από τη V . Με μια δεύτερη προσέγγιση, αρχίζει να άγει όταν η τάση εισόδου είναι μεγαλύτερη από $V + 0,7V$ για διόδους Si και $V + 0,2V$ για διόδους Ge.

Εδώ να αναφερθεί ότι σε περιπτώσεις που επιθυμείται ψαλίδιση τάσεων πλάτους μικρότερου των $0,7V$ ή $0,2V$ χρησιμοποιούνται ειδικές διόδοι ακίδες, που η αγωγιμότητά τους αρχίζει από τη στάθμη του μηδενός.

5.5 Σύνθετος ψαλιδιστής

Μπορούμε να συνδυάσουμε έναν πολωμένο θετικό περιοριστή με έναν πολωμένο αρνητικό και να έχουμε το κύκλωμα που μας δείχνει το σχήμα 5.4.



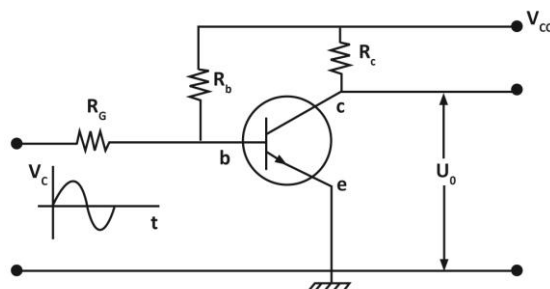
Σχήμα 5.4 Κύκλωμα σύνθετου ψαλιδιστή

Η δίοδος D_1 ψαλιδίζει τα θετικά τμήματα πάνω από τη στάθμη θετικής πόλωσης, και η δίοδος D_2 ψαλιδίζει τα τμήματα κάτω από τη στάθμη αρνητικής πόλωσης.

Όταν η τάση εισόδου είναι πολύ μεγάλη σε σχέση με τις στάθμες πόλωσης, το σήμα εξόδου αποτελεί μια τετραγωνική κυματομορφή, όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.4. Αυτό είναι ένα ακόμη παράδειγμα μορφοποίησης σήματος που μπορεί να επιτευχθεί με τους ψαλιδιστές.

5.6 Ψαλίδιση με ενίσχυση

Η αρχή ενός τέτοιου κυκλώματος φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 5.5.



Σχήμα 5.5 Κύκλωμα ψαλιδιστή με ενίσχυση

Μ' αυτό μπορούμε να πετύχουμε συγχρόνως με την ψαλίδιση μιας κυματομορφής και ενίσχυση. Για να έχουμε ψαλίδιση θα πρέπει το τρανζίστορ να βρεθεί σε κατάσταση αποκοπής ή σε κατάσταση κόρου, ενώ γίνεται ενίσχυση κατά την μετάβασή του από τη μία κατάσταση στην άλλη, δηλαδή στην ενεργό περιοχή του. Αν το πλάτος της τάσης διέγερσης του τρανζίστορ δεν είναι μεγάλο, τότε το τρανζίστορ λειτουργεί στην ενεργό περιοχή, δηλαδή λειτουργεί σαν μια γραμμική ενισχύτρια βαθμίδα και δεν λαμβάνει χώρα το φαινόμενο της ψαλίδισης. Αντίθετα αν το πλάτος της τάσης διέγερσης είναι αρκετά μεγάλο, τότε το σήμα εξόδου δεν ακολουθεί πιστά το αντίστοιχο της εισόδου, αλλά εμφανίζεται ψαλιδισμένο. Να σημειωθεί ότι για όλο εκείνο το τμήμα του σήματος διέγερσης, που το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ κινείται μέσα στην ενεργό περιοχή, πραγματοποιείται ενίσχυση.

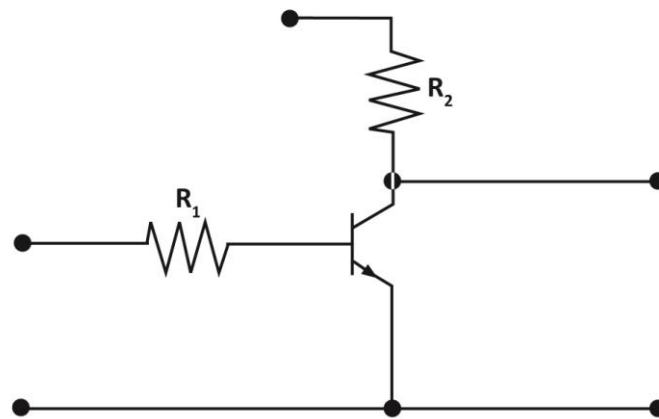
5.7 Σκοπός

Οι βασικές γνώσεις που θα πρέπει να έχει κάποιος είναι:

1. Ψαλίδιση είναι η λειτουργία με την οποία επιτυγχάνεται η αποκοπή μιας κυματομορφής στην κάθε επιθυμητή στάθμη.
2. Η λειτουργία αυτή πραγματοποιείται με διόδους, με ανάστροφα πολωμένες διόδους ή με τρανζίστορ.

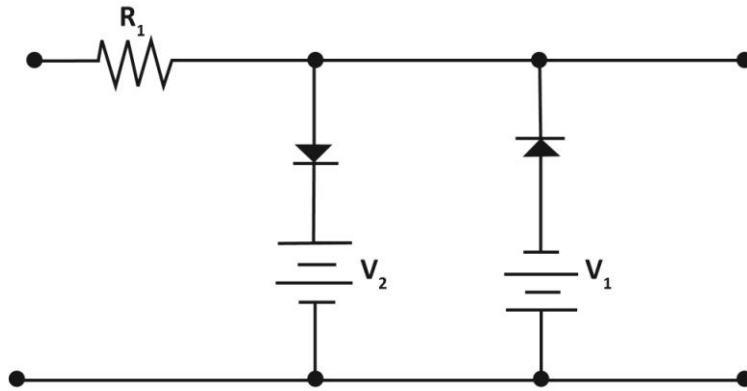
Τα κυκλώματα ψαλιδιστών που είναι στην κατασκευή και θα μελετήσουμε είναι:

- α) Ψαλιδιστής με τρανζίστορ.



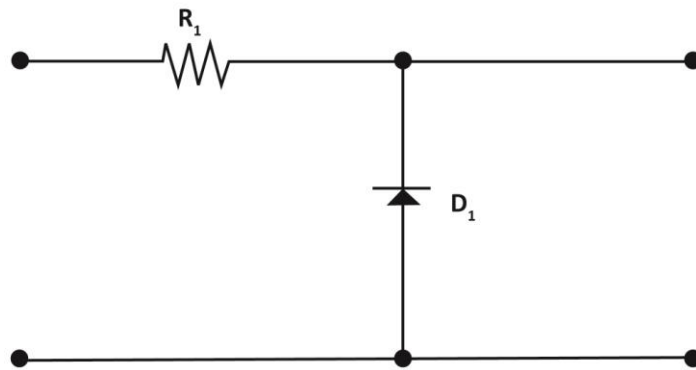
Σχήμα 5.6 Ψαλιδιστής με τρανζίστορ

- β) Ψαλιδιστής θετικής και αρνητικής κορυφής με πολωμένους διόδους.



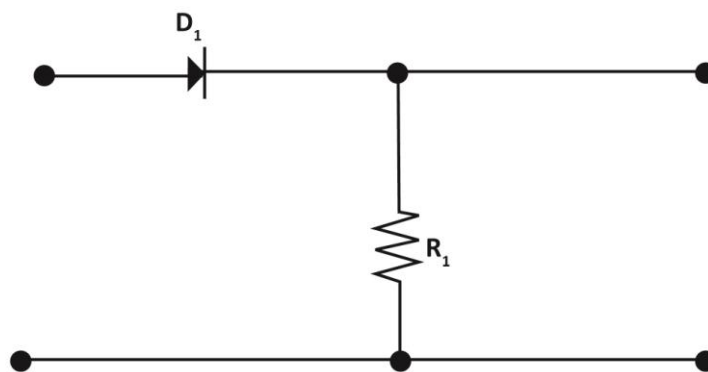
Σχήμα 5.7 Ψαλιδιστής θετικής και αρνητικής κορυφής με πολωμένους διόδους

γ) Ψαλιδιστής παράλληλος με διόδο.



Σχήμα 5.8 Ψαλιδιστής παράλληλος με διόδο

δ) Ψαλιδιστής σειράς με διόδο.

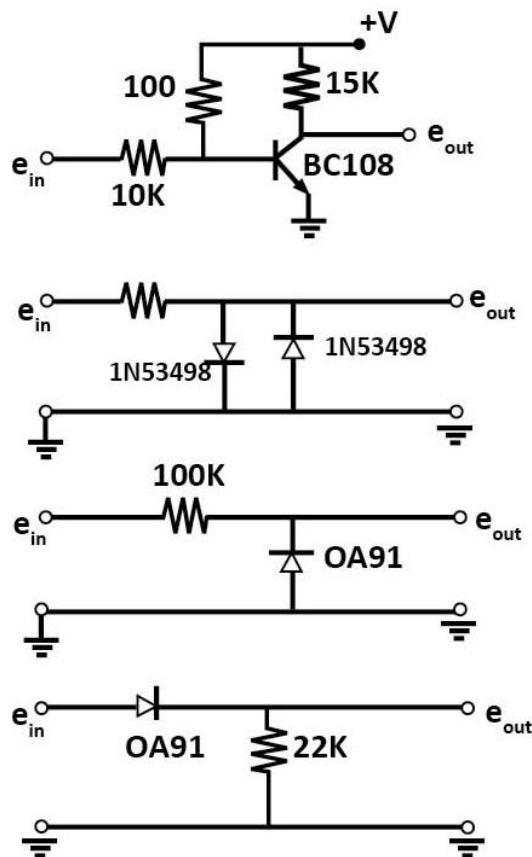


Σχήμα 5.9 Ψαλιδιστής σειράς με διόδο

Ο σκοπός της κατασκευής είναι η μελέτη των ανωτέρω διάφορων τύπων ψαλιδιστών ή περιοριστών.

5.8 Σχεδίαση και οδηγίες κατασκευής

Η πλακέτα είναι χωρισμένη σε τέσσερα μέρη. Στο πάνω μέρος με κόκκινες μπόρνες είναι η είσοδος της τροφοδοσίας. Στο επόμενο μέρος είναι το κύκλωμα ψαλίδισης με ενίσχυση. Με κόκκινη μπόρνα αριστερά είναι η είσοδος του σήματος και με κόκκινη δεξιά η έξοδος. Στο δεύτερο μέρος είναι το κύκλωμα ψαλιδιστή θετικής και αρνητικής κορυφής με πολωμένους διόδους. Στο τρίτο μέρος είναι το κύκλωμα ψαλίδισης θετικής εναλλαγής και στο τελευταίο τμήμα είναι το κύκλωμα ψαλίδισης αρνητικής εναλλαγής. Αντίστοιχα και στα τρία αυτά κυκλώματα με κόκκινη μπόρνα αριστερά είναι η είσοδος του σήματος και με κόκκινη δεξιά η έξοδος. Το κοινό σημείο όλων είναι η γείωση με μαύρες μπόρνες.



Σχήμα 5.10 Σχεδιάγραμμα κατασκευής

5.9 Διεξαγωγή άσκησης

A) Ψαλιδιστής με τρανζίστορ

1. Αναγνωρίστε το κύκλωμα ψαλιδισμού με τρανζίστορ και τροφοδοτήστε το Vcc με 12V DC.

2. Θέσατε στην είσοδο του κυκλώματος ημιτονικό σήμα 1KHz, 4V_{p-p}. Προσοχή η τάση του σήματος αυτού να μην υπερβαίνει τα 4V_{p-p}.

3. Παρατηρήστε και σχεδιάστε κατά απόλυτη χρονική αντιστοιχία και επί βαθμονομημένων αξόνων τις παρακάτω κυματομορφές:

i. Κυματομορφή εισόδου

ii. Κυματομορφή εξόδου

4. Εξηγήστε τη λειτουργία του κυκλώματος και διατυπώστε συμπεράσματα.

Β) Ψαλιδιστής θετικών και αρνητικών κορυφών

1. Αναγνωρίστε το κύκλωμα και τροφοδοτήστε το με 12V DC.

2. Θέσατε στην είσοδο του κυκλώματος ημιτονικό σήμα 1KHz, 10V_{p-p}.

3. Παρατηρήστε και σχεδιάστε τις κυματομορφές εισόδου – εξόδου κατά απόλυτη χρονική αντιστοιχία και επί βαθμονομημένων αξόνων.

4. Εξηγήστε τη λειτουργία του κυκλώματος και διατυπώστε τα απαραίτητα συμπεράσματα.

Γ) Ψαλιδιστής θετικής εναλλαγής

1. Αναγνωρίστε το κύκλωμα και τροφοδοτήστε το με 12V DC.

2. Συνδέστε στην είσοδο του κυκλώματος γεννήτρια ημιτονικού σήματος 1KHz, 12V_{p-p}.

3. Παρατηρήστε και σχεδιάστε τις κυματομορφές εισόδου – εξόδου κατά απόλυτη χρονική αντιστοιχία και επί βαθμονομημένων αξόνων.

4. Εξηγήστε τη λειτουργία του κυκλώματος και διατυπώστε τα απαραίτητα συμπεράσματα.

Δ) Ψαλιδιστής αρνητικής εναλλαγής

1. Αναγνωρίστε το κύκλωμα και τροφοδοτήστε το με 12V DC.

2. Συνδέστε στην είσοδο του κυκλώματος γεννήτρια ημιτονικού σήματος 1KHz, 12V_{p-p}.

3. Παρατηρήστε και σχεδιάστε τις κυματομορφές εισόδου – εξόδου κατά απόλυτη χρονική αντιστοιχία και επί βαθμονομημένων αξόνων.

4. Εξηγήστε τη λειτουργία του κυκλώματος και διατυπώστε τα απαραίτητα συμπεράσματα.

Ερωτήσεις:

1. Με ποιους τρόπους μπορούμε να επιτύχουμε ψαλιδισμό μιας κυματομορφής;

2. Πώς μπορούμε να καθορίσουμε τη στάθμη ψαλιδισμού μιας κυματομορφής σε ένα ψαλιδιστή με δίοδο;

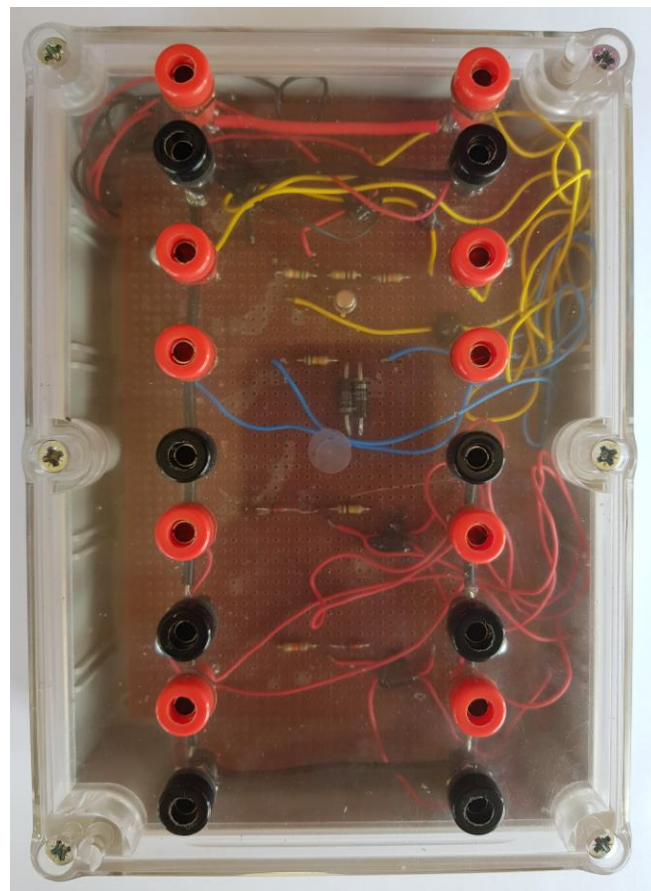
3. Αναφέρετε παραδείγματα χρησιμοποίησής των ψαλιδιστών ή περιοριστών.

5.10 Απαιτούμενες συσκευές και κατάλογος υλικών

Για την εκτέλεση της άσκησης θα χρειαστούμε μια πηγή συνεχής τάσης 12V DC, μία γεννήτρια χαμηλών συχνοτήτων ένα ηλεκτρονικό βολτόμετρο και ακροδέκτες. Στην κατασκευή των τεσσάρων κυκλωμάτων ψαλιδισμού, τα υλικά που χρησιμοποιήσαμε είναι:

ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ	ΔΙΟΔΟΙ	ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ
<u>ΑΝΟΧΗ (1%)</u>		
1 των 22ΚΩ	2 γερμανίου ΟΑ91	BC108
1 των 10ΚΩ	2 zener 1N53498	
2 των 15ΚΩ		
2 των 100ΚΩ		

Πίνακας 5.1 Υλικά κατασκευής



Σχήμα 5.11 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης

6. ΦΙΛΤΡΑ

6.1 Εισαγωγή

Τα φίλτρα είναι δικτυώματα ενεργών ή παθητικών στοιχείων που ενεργούν επιλεκτικά και επιτρέπουν ή εμποδίζουν τη διέλευση ενός σήματος σε μια ορισμένη συχνότητα ή σε ορισμένη περιοχή συχνοτήτων επιλογής συχνοτήτων.

Οι πιο κοινές κατηγορίες φίλτρων είναι οι εξής:

A) Χαμηλοπερατό (low-pass) φίλτρο

Ένα χαμηλοπερατό φίλτρο (ΦΧΣ), επιτρέπει τη διέλευση συχνοτήτων μέχρι μιας μέγιστης συχνότητας και απορρίπτει τις συχνότητες μεγαλύτερου βαθμού.

B) Υψηλοπερατό (high-pass) φίλτρο

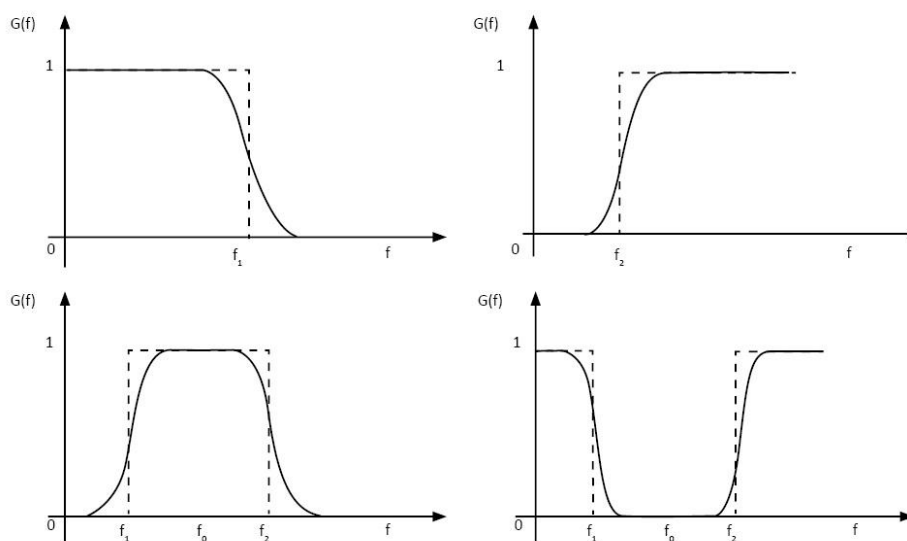
Ένα υψηλοπερατό φίλτρο (ΦΥΣ), εμποδίζει να περάσουν οι συχνότητες μέχρι τη συχνότητα αποκοπής και επιτρέπει να περάσουν συχνότητες μεγαλύτερες της συχνότητας αποκοπής.

Γ) Φίλτρα ζώνης διέλευσης ή ζωνοδιαβατά φίλτρα (band-pass)

Ένα φίλτρο ζώνης διέλευσης (ΦΖΔ) επιτρέπει τη διέλευση όλων των συχνοτήτων στο εύρος της ζώνης και απορρίπτει τις συχνότητες κάτω από τη συχνότητα αποκοπής και από τη μέγιστη συχνότητα και πάνω. Τα φίλτρα ζώνης διέλευσης χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, που είναι τα φίλτρα ευρείας και στενής ζώνης διέλευσης.

Δ) Φίλτρα ζώνης αποκοπής (bandreject, band elimination ή Notch)

Ένα φίλτρο ζώνης αποκοπής (ΦΖΑ) εμποδίζει τη διέλευση όλων των συχνοτήτων στο εύρος της ζώνης και επιτρέπει τη διέλευση στις συχνότητες κάτω από τη συχνότητα αποκοπής και πάνω από τη μέγιστη συχνότητα.



Σχήμα 6.1 Κατηγορία φίλτρων ΦΧΣ (α), ΦΥΣ (β), ΦΖΔ (γ), ΦΖΑ (δ)

Ο ρόλος των φίλτρων είναι πολύ σημαντικός στην ηλεκτρονική σχεδίαση. Τα φίλτρα είναι απαραίτητα για το ραδιόφωνο, την τηλεόραση και την τηλεφωνία. Τα ακουστικά Hi-Fi και μουσικά συστήματα, βασίζονται στη χρήση φίλτρων. Η έρευνα και η κατασκευή συσκευών σε κλάδους όπως η σεισμολογία, γεωφυσική, βιοϊατρικά ηλεκτρονικά, κ.α. βασίζεται πάνω σε αυτά.

Τα περισσότερα φίλτρα έχουν σχεδιαστεί με συνδυασμούς πυκνωτών και πηνίων, επειδή είναι εξαρτήματα που η λειτουργία τους εξαρτάται από τη συχνότητα. Τα φίλτρα αυτά ονομάζονται παθητικά (passive). Σήμερα, με τη χρήση τρανζίστορ, τελεστικών ενισχυτών, σε συνδυασμό με αντιστάσεις και πυκνωτές, μπορούμε να σχεδιάσουμε πολύ πιο εύκολα και απλά φίλτρα. Τα φίλτρα αυτά ονομάζονται ενεργά (active), επειδή χρειάζονται εξωτερική τροφοδοσία ενέργειας για να λειτουργήσουν και έχουν πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα παθητικά.

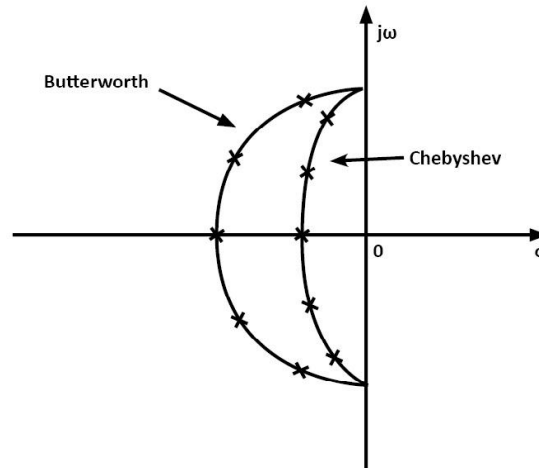
6.2 Τύποι φίλτρων

Η συνάρτηση μεταφοράς ενός δικτυώματος μπορεί να πάρει τη μορφή ενός πολυώνυμου. Ανάλογα με τη μορφή ενός πολυώνυμου έχουμε τους εξής τύπους φίλτρων:

1. Αν η συνάρτηση μεταφοράς αναπτυχθεί σε πολυώνυμο Butterworth δίνει φίλτρο του οποίου το πλάτος στη ζώνη διέλευσης είναι μεγιστοεπίπεδο και ονομάζεται φίλτρο Butterworth.

2. Αν η συνάρτηση μεταφοράς αναπτυχθεί σε πολυώνυμο Chebyshev προκύπτει το φίλτρο Chebyshev με μέγιστο ρυθμό αποκοπής. Η ζώνη διέλευσης του φίλτρου αυτού δεν είναι επίπεδη αλλά παρουσιάζει κυμάτωση.

Γενικά τα φίλτρα αυτά έχουν περισσότερους από δύο πόλους. Ο γεωμετρικός τόπος του φίλτρου Butterworth είναι κύκλος, ενώ ο γεωμετρικός τόπος του φίλτρου Chebyshev είναι έλλειψη. Και οι δύο τύποι των φίλτρων αυτών είναι έχουν συναρτήσεις μεταφοράς που έχουν μόνο πόλους και γι' αυτό οι αυτές μορφές φίλτρων ονομάζονται φίλτρα μόνο πόλων.



Σχήμα 6.2 Θέση των πόλων των δύο φίλτρων

6.3 Πλεονεκτήματα ενεργών φίλτρων

1. Τα ενεργά συστήματα παρουσιάζουν πολύ μικρότερες παραμορφώσεις σε σχέση με τα αντίστοιχα παθητικά. Αυτό κυρίως οφείλεται στο ότι λειτουργούν με σήματα πολύ χαμηλότερου επιπέδου από τα παθητικά. Έτσι τα φαινόμενα μη γραμμικότητας είναι σαφώς πιο περιορισμένα.

Εκτός αυτού, οι τιμές των πυκνωτών που απαιτούνται στα ενεργά φίλτρα είναι από 1nF μέχρι 1μF, δηλαδή πολύ μικρότερες από τα παθητικά τα οποία απαιτούν τιμές από 1μF έως 200μF.

2. Η καμπύλη απόκρισης ενός ενεργού συστήματος, είναι πολύ εύκολο να υλοποιηθεί και μάλιστα με εξαιρετική ακρίβεια. Αυτό οφείλεται κυρίως στα υλικά χαμηλών ανοχών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν και στην ευελιξία που προσφέρουν λόγω της αρνητικής ανάδρασης που μπορεί να χρησιμοποιηθεί στα ενεργά συστήματα.

3. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν ενεργά κυκλώματα για την επίτευξη χρονοκαθυστέρησης, διόρθωσης της φάσης, κτλ.

4. Ένας ενισχυτής που χρησιμοποιείται σε ένα ενεργό σύστημα ενισχύει ένα περιορισμένο εύρος συχνοτήτων. Έτσι μειώνεται αισθητά η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης.

5. Είναι πολύ εύκολο να χρησιμοποιηθεί ενεργή ισοστάθμιση στην περιοχή των χαμηλών συχνοτήτων και έτσι μπορούμε να διορθώσουμε κάποια πτώση στην αναπαραγωγή των χαμηλών που μπορεί να έχει π.χ. ένα μεγάφωνο.

6.4 Μειονεκτήματα ενεργών φίλτρων

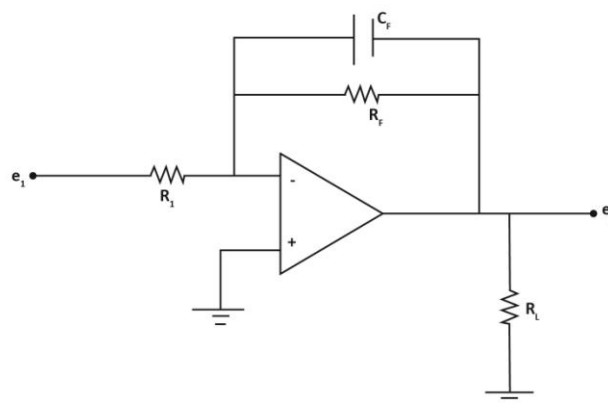
1. Τροφοδοσία: Τα ενεργά φίλτρα χρειάζονται τροφοδοσία για να δουλέψουν
2. Περιορισμός σήματος: Ο τελεστικός ενισχυτής θέτει μερικούς περιορισμούς στο σήμα, όπως θόρυβος ή δυναμική περιοχή.
3. Ευαισθησία: Μεταβολές στην καμπύλη απόκρισης, καθώς τα εξαρτήματα αλλάζουν τιμές με τη μεταβολή της θερμοκρασίας.

6.5 Περιοχή συχνοτήτων

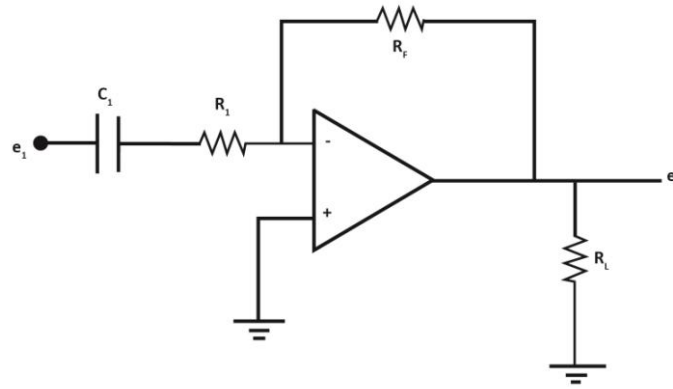
Η περιοχή συχνοτήτων που μπορούμε να επεξεργαστούμε με τα ενεργά φίλτρα, είναι πολύ ευρύτερη από οποιαδήποτε άλλη τεχνική. Το ωφέλιμο κατώτερο όριο της συχνότητας είναι 0,01Hz. Εδώ το μέγεθος των πυκνωτών αρχίζει να αυξάνει αρκετά γρήγορα, οπότε για μικρότερες συχνότητες χρησιμοποιούνται ψηφιακά φίλτρα. Το ανώτερο όριο καθορίζεται από την ποιότητα του τελεστικού ενισχυτή και βρίσκεται στην περιοχή των 100 kHz έως 1 MHz. Για μεγαλύτερες συχνότητες, τα παθητικά φίλτρα έχουν μικρό μέγεθος και είναι πολύ πιο πρακτικά. Αν θεωρήσουμε ότι θα χρησιμοποιήσουμε απλά κυκλώματα φίλτρων με φθηνούς τελεστικούς ενισχυτές, τα ενεργά φίλτρα περιορίζονται στις υποακουστικές-ακουστικές-υπέρηχες περιοχές συχνοτήτων. Ένας άλλος περιορισμός που εμφανίζεται στα ζωνοδιαβατά φίλτρα, είναι ότι δεν μπορούμε να έχουμε συντελεστή ποιότητας μεγαλύτερο από $Q=500$. Για να πετύχουμε συντελεστές με Q μέχρι 500, χρησιμοποιούμε πολλές φορές κυκλώματα που περιέχουν και τέσσερις τελεστικούς ενισχυτές.

6.6 Αρχή ενεργών φίλτρων

Για να εξηγήσουμε την αρχή στην οποία βασίζονται τα ενεργά φίλτρα, θα χρησιμοποιήσουμε τα παρακάτω δύο απλά μοντέλα φίλτρων.



Σχήμα 6.3 Ενεργό φίλτρο χαμηλών συχνοτήτων



Σχήμα 6.4 Ενεργό φίλτρο υψηλών συχνοτήτων

Στο κύκλωμα του σχήματος 6.3 ο πυκνωτής C_F είναι παράλληλα με την αντίσταση ανάδρασης R_F και παρουσιάζει υψηλή αντίδραση (reactance – χωρητική αντίσταση) σε χαμηλές συχνότητες. Η παράλληλη σύνθετη αντίσταση των C_F και R_F είναι υψηλή, συγκρινόμενη με την τιμή της αντίστασης εισόδου R_1 . Εξ' αιτίας αυτού η ενίσχυση του ενισχυτή είναι μέγιστη και τα σήματα εισόδου υφίστανται μέγιστη ενίσχυση. Αν η συχνότητα του σήματος εισόδου αυξάνεται επαρκώς έρχεται μια συχνότητα όπου η χωρητική αντίσταση του C_F πυκνωτή ελαττώνεται και γίνεται ίση προς την τιμή της R_F . Αυτό προκαλεί μια αντίστοιχη ελάττωση στην ενίσχυση (κέρδος) του ενισχυτή, τέτοια που η τάση εξόδου ελαττώνεται 0,707 φορές της μέγιστης τιμής. Αυτό είναι το σημείο τάσης 3 db και είναι η θεωρητική συχνότητα αποκοπής του ενεργού φίλτρου.

Στο κύκλωμα του σχήματος 6.4 ο πυκνωτής C_1 είναι σε σειρά προς την αντίσταση εισόδου R_1 και παρουσιάζει υψηλή χωρητική αντίσταση σε χαμηλές συχνότητες. Η εν σειρά σύνθετη αντίσταση του R_1 και C_1 είναι υψηλή, συγκρινόμενη προς την τιμή της R_F . Σ' αυτήν την περίπτωση η ενίσχυση του ενισχυτή είναι ελάχιστη και τα σήματα εισόδου λαμβάνουν ελάχιστη ενίσχυση. Όταν η συχνότητα του σήματος εισόδου αυξάνεται συνεχώς, έρχεται σημείο όπου η χωρητική αντίσταση του C_1 ελαττώνεται και γίνεται ίση προς την τιμή της R_1 . Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα μια αντίστοιχη αύξηση στην ενίσχυση του ενισχυτή, τέτοια που η τάση εξόδου αυξάνεται 0,707 φορές της μέγιστης τιμής. Περαιτέρω αύξηση της συχνότητας ελαττώνει τη χωρητική αντίσταση του C_1 μέχρι να γίνει αμελητέα και στην περίπτωση αυτή το κέρδος του ενισχυτή γίνεται μέγιστο. Η τιμή 0,707 είναι το σημείο τάσεως 3db και είναι η θεωρητική συχνότητα αποκοπής του φίλτρου διέλευσης υψηλών συχνοτήτων.

6.7 Απόκριση φίλτρων

Τα απλά φίλτρα αποτελούνται από πρώτου βαθμού μονάδες χαμηλοπερατών και υψηπερατών, καθώς και από δευτέρου βαθμού μονάδες ζωνοδιαβατών, χαμηλοπερατών, υψηπερατών. Αν και αυτά τα απλά φίλτρα είναι χρήσιμα, μπορούμε να πάρουμε καλύτερες επιδόσεις, αν τα συνδυάσουμε μεταξύ τους, έτσι ώστε να έχουμε μεγαλύτερου βαθμού φίλτρα.

Όσο αυξάνει ο βαθμός του φίλτρου, τόσο αυξάνει και η εξασθένηση σε κάθε διπλασιασμό της συχνότητας. Στον παρακάτω πίνακα δίνονται οι κλίσεις των καμπυλών απόκρισης των φίλτρων, καθώς μεγαλώνει ο βαθμός του φίλτρου.

ΒΑΘΜΟΣ ΦΙΛΤΡΟΥ	ΚΛΙΣΗ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ ΧΑΜΗΛΟΠΕΡΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ	ΚΛΙΣΗ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ ΖΩΝΟΔΙΑΒΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ	ΚΛΙΣΗ ΑΠΟΚΡΙΣΗΣ ΥΨΗΠΕΡΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ
1	-6db/οκτάβα	-----	+6db/οκτάβα
2	-12db/οκτάβα	±6db/οκτάβα	+12db/οκτάβα
3	-18db/οκτάβα	-----	+18db/οκτάβα
4	-24db/οκτάβα	±12db/οκτάβα	+24db/οκτάβα
5	-30db/οκτάβα	-----	+30db/οκτάβα
6	-36db/οκτάβα	±18db/οκτάβα	+36db/οκτάβα

Πίνακας 6.1 Κλίσεις καμπυλών απόκρισης φίλτρων

Για να βελτιώσουμε την απόκριση του φίλτρου, μεγαλώνουμε το βαθμό και έτσι έχουμε γρηγορότερη εξασθένηση συχνοτήτων μετά τη συχνότητα αποκοπής. Μπορούμε επίσης με φίλτρα μεγαλύτερου βαθμού, να ρυθμίσουμε το σχήμα απόκρισης, κοντά στη συχνότητα αποκοπής. Με φίλτρα τρίτου βαθμού, μπορούμε να ρυθμίσουμε το σχήμα απόκρισης, καθώς και το λόγο των συχνοτήτων αποκοπής. Οι αποκρίσεις που υπάρχουν, είναι οι εξής:

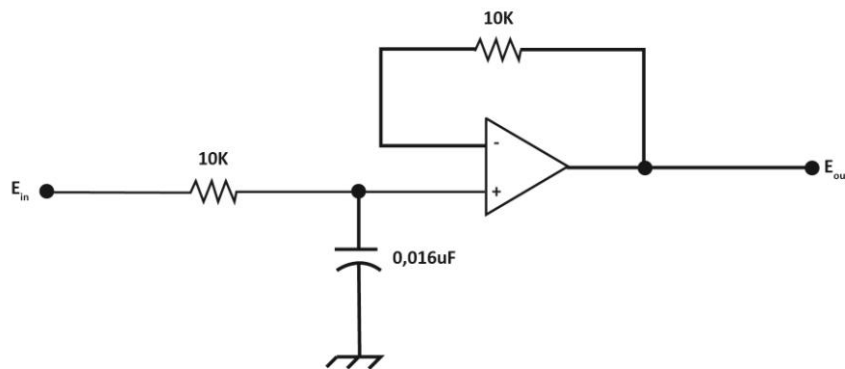
1. Best-time Delay (Bessel) φίλτρο. Η απόκριση αυτού του φίλτρου, μας δίνει την καλύτερη χρονική καθυστέρηση.
2. Compromise (Thompson-Butterworth) φίλτρο. Η απόκρισή του είναι πιο επίπεδη στην περιοχή διέλευσης (pass band).
3. Flattest-Butterworth φίλτρο. Η απόκρισή του είναι επίπεδη στην περιοχή διέλευσης και πέφτει σχετικά γρήγορα από τη συχνότητα αποκοπής.

4. Slight Dips (Chebyshev) φίλτρο. Η απόκρισή του παρουσιάζει κάποια διακύμανση στην περιοχή διέλευσης και πέφτει αρκετά γρήγορα. Υπάρχουν φίλτρα με βύθιση (Dip) 1-db, 2-db, 3-db.

6.8 Κυκλώματα χαμηλοπερατά (Low Pass) και υψηλοπερατά (High Pass)

Στη συνέχεια αναγράφονται κυκλώματα απλών ενεργών φίλτρων, καθώς και πίνακες με τους οποίους μπορούμε να αλλάξουμε τα χαρακτηριστικά του φίλτρου, ανάλογα φυσικά με τον τύπο και την τάξη που χρειαζόμαστε.

1. Χαμηλοπερατό φίλτρο 1^{ου} βαθμού

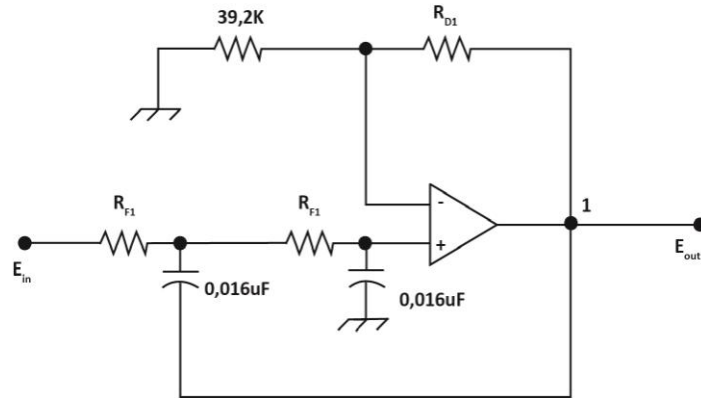


Σχήμα 6.5 Χαμηλοπερατό φίλτρο 1^{ου} βαθμού

ΑΠΟΚΡΙΣΗ	R_{F1} (KΩ)	ΑΠΟΛΑΒΗ E_{out}/E_{in}	ΑΠΟΛΑΒΗ db	ΑΝΟΧΗ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ
Bessel	10	1	0	10%
Thompson- Butterworth	10	1	0	10%
Butterworth	10	1	0	10%
Chebyshev	10	1	0	10%
Chebyshev -1db	10	1	0	10%
Chebyshev -2db	10	1	0	10%
Chebyshev -3db	10	1	0	10%

Πίνακας 6.2 Πίνακας χαρακτηριστικών χαμηλοπερατών φίλτρων ανάλογα με τον τύπο, 1^{ου} βαθμού

2. Χαμηλοπερατό φίλτρο 2^{ου} βαθμού

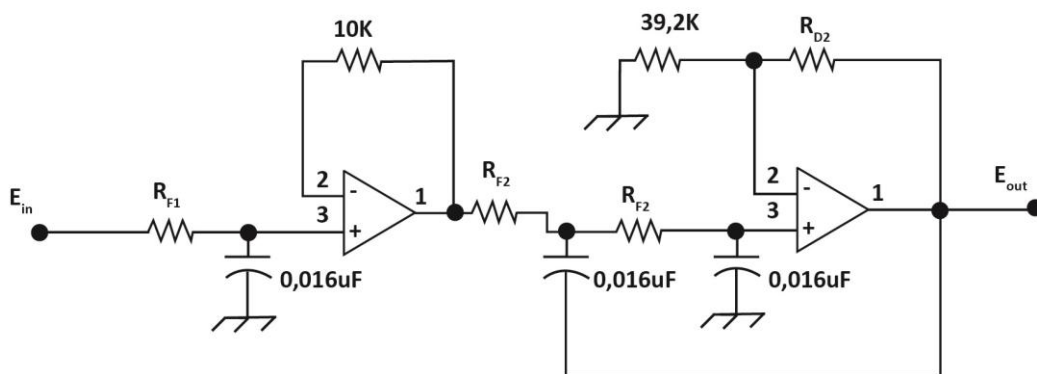


Σχήμα 6.6 Χαμηλοπερατό φίλτρο 2^{ου} βαθμού

ΑΠΟΚΡΙΣΗ	R_{F1} (KΩ)	R_{D1} (KΩ)	ΑΠΟΛΑΒΗ E_{out}/E_{in}	ΑΠΟΛΑΒΗ db	ΑΝΟΧΗ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ
Bessel	12.7	10.5	1.3	2.3	10%
Thompson- Butterworth	11.3	16.9	1.4	3.0	10%
Butterworth	10.0	22.6	1.6	4.1	10%
Chebyshev	9.31	30.9	1.8	5.2	10%
Chebyshev -1db	8.66	37.4	2.0	6.0	10%
Chebyshev -2db	8.45	43.2	2.1	6.4	10%
Chebyshev -3db	8.45	48.7	2.2	6.8	5%

Πίνακας 6.3 Πίνακας χαρακτηριστικών χαμηλοπερατών φίλτρων ανάλογα με τον τύπο, 2^{ου} βαθμού

1. Χαμηλοπερατό φίλτρο 3^{ου} βαθμού

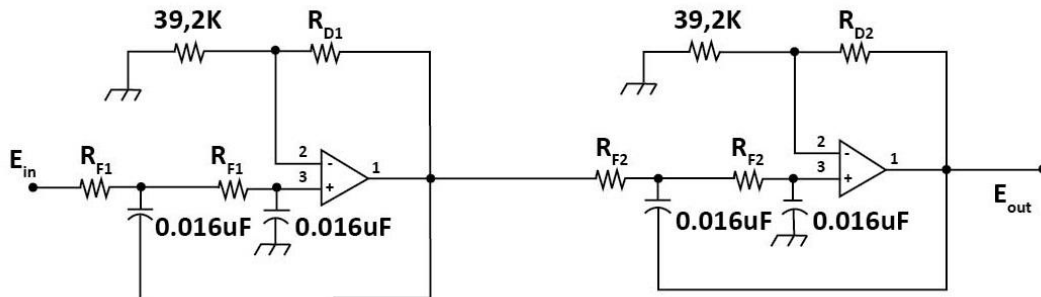


Σχήμα 6.7 Χαμηλοπερατό φίλτρο 3^{ου} βαθμού

ΑΠΟΚΡΙΣΗ	R_{F1} (ΚΩ)	R_{F2} (ΚΩ)	R_{D2} (ΚΩ)	ΑΠΟΛΑΒΗ E_{out}/E_{in}	ΑΠΟΛΑΒΗ db	ΑΝΟΧΗ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ
Bessel	13.3	14.7	21.5	1.6	4.1	10%
Thompson- Butterworth	11.5	12.1	31.6	1.8	5.1	10%
Butterworth	10.0	10.0	30.2	2.0	6.0	10%
Chebyshev	6.65	9.53	51.1	2.3	7.3	10%
Chebyshev -1db	4.53	9.09	59.0	2.5	8.0	5%
Chebyshev -2db	3.24	9.09	63.4	2.6	8.3	5%
Chebyshev -3db	3.01	9.09	65.5	2.7	8.6	2%

Πίνακας 6.4 Πίνακας χαρακτηριστικών χαμηλοπερατών φίλτρων ανάλογα με τον τύπο, 3^{ου} βαθμού

4. Χαμηλοπερατό φίλτρο 4^{ου} βαθμού

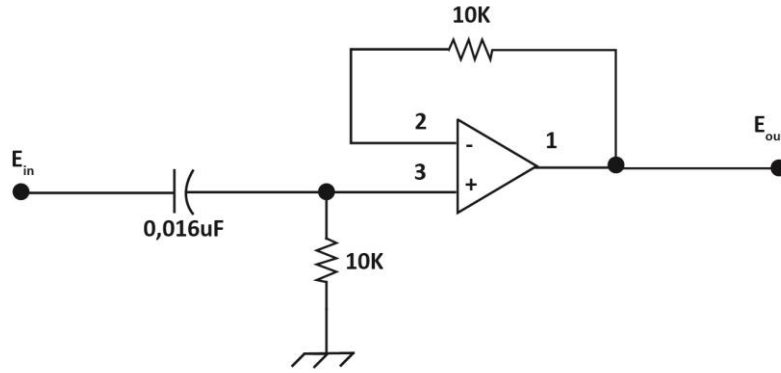


Σχήμα 6.8 Χαμηλοπερατό φίλτρο 4^{ου} βαθμού

ΑΠΟΚΡΙΣΗ	R_{F1} (ΚΩ)	R_{D1} (ΚΩ)	R_{F2} (ΚΩ)	R_{D2} (ΚΩ)	ΑΠΟΛΑΒΗ E_{out}/E_{in}	ΑΠΟΛΑΒΗ db	ΑΝΟΧΗ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ
Bessel	6.98	3.24	6.19	29.4	1.90	5.6	10%
Thompson- Butterworth	8.25	4.64	7.87	41.2	2.30	7.2	10%
Butterworth	10.0	5.90	10.0	48.7	2.60	8.3	5%
Chebyshev	14.0	18.2	10.2	60.4	3.72	11.4	5%
Chebyshev -1db	19.1	28.7	10.5	66.5	4.70	13.4	5%
Chebyshev -2db	21.5	35.7	10.5	69.8	5.31	14.5	2%
Chebyshev -3db	22.6	42.2	10.5	71.5	5.84	15.3	1%

Πίνακας 6.5 Πίνακας χαρακτηριστικών χαμηλοπερατών φίλτρων ανάλογα με τον τύπο, 4^{ου} βαθμού

5. Υψηλοπερατό φίλτρο 1^{ου} βαθμού

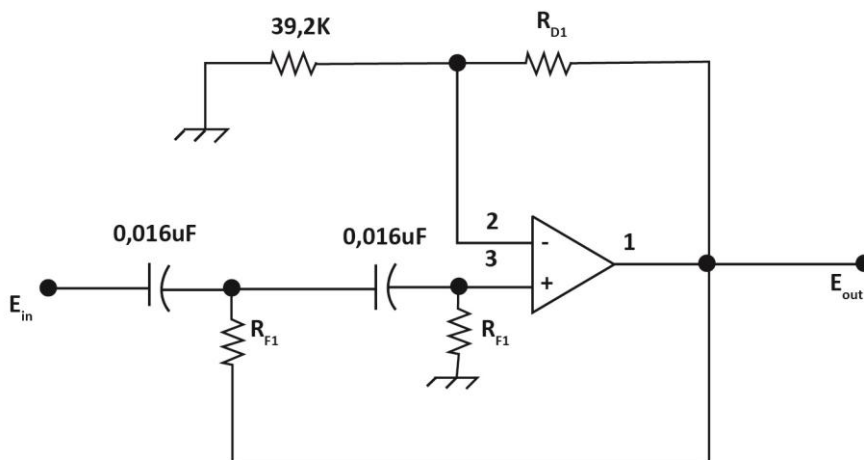


Σχήμα 6.9 Υψηπερατό φίλτρο 1^{ου} βαθμού

ΑΠΟΚΡΙΣΗ	R_{F1} (KΩ)	ΑΠΟΛΑΒΗ E_{out}/E_{in}	ΑΠΟΛΑΒΗ db	ΑΝΟΧΗ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ
Bessel	10	1	0	10%
Thompson- Butterworth	10	1	0	10%
Butterworth	10	1	0	10%
Chebyshev	10	1	0	10%
Chebyshev -1db	10	1	0	10%
Chebyshev -2db	10	1	0	10%
Chebyshev -3db	10	1	0	10%

Πίνακας 6.6 Πίνακας χαρακτηριστικών υψηπερατών φίλτρων ανάλογα με τον τύπο, 1^{ου} βαθμού

6. Υψηπερατό φίλτρο 2^{ου} βαθμού

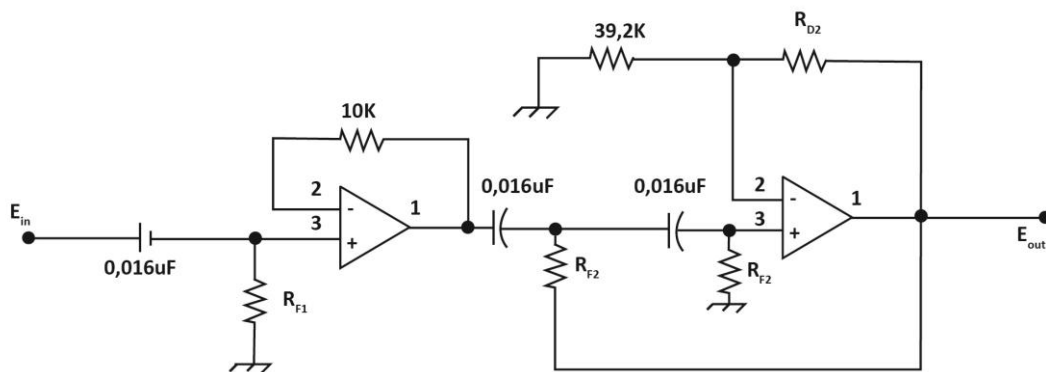


Σχήμα 6.10 Υψηπερατό φίλτρο 2^{ου} βαθμού

ΑΠΟΚΡΙΣΗ	R_{F1} (ΚΩ)	R_{D1} (ΚΩ)	ΑΠΟΛΑΒΗ E_{out}/E_{in}	ΑΠΟΛΑΒΗ db	ΑΝΟΧΗ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ
Bessel	7.87	10.5	1.3	2.3	10%
Thompson- Butterworth	8.87	16.9	1.4	3.0	10%
Butterworth	10.0	22.6	1.6	4.1	10%
Chebyshev	10.7	30.9	1.8	5.2	10%
Chebyshev -1db	11.5	37.4	2.0	6.0	10%
Chebyshev -2db	11.8	43.2	2.1	6.4	10%
Chebyshev -3db	11.8	48.7	2.2	6.8	5%

Πίνακας 6.7 Πίνακας χαρακτηριστικών υψηλερατών φίλτρων ανάλογα με τον τύπο, 2^{ου} βαθμού

7. Υψηλερατό φίλτρο 3^{ου} βαθμού

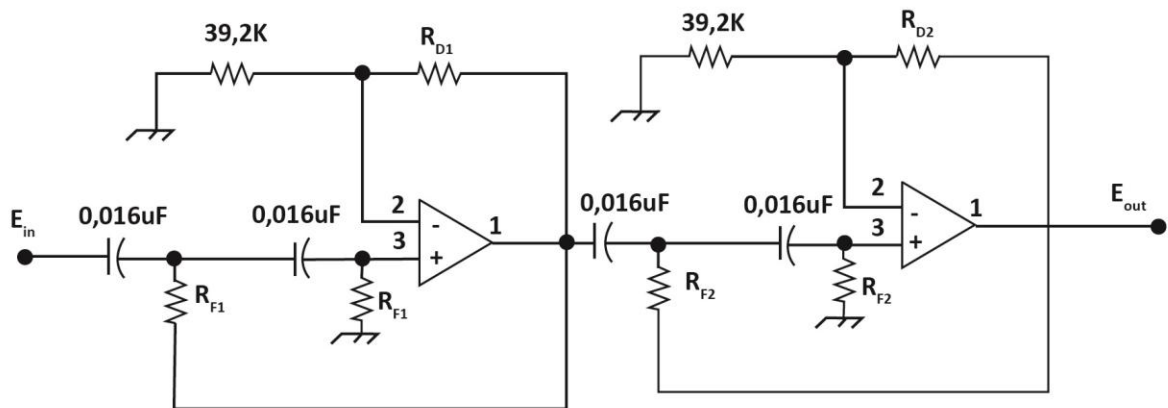


Σχήμα 6.11 Υψηλερατό φίλτρο 3^{ου} βαθμού

ΑΠΟΚΡΙΣΗ	R_{F1} (ΚΩ)	R_{F2} (ΚΩ)	R_{D2} (ΚΩ)	ΑΠΟΛΑΒΗ E_{out}/E_{in}	ΑΠΟΛΑΒΗ db	ΑΝΟΧΗ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ
Bessel	7.50	6.81	21.5	1.6	4.1	10%
Thompson- Butterworth	8.68	8.25	31.6	1.8	5.1	10%
Butterworth	10.0	10	39.2	2.0	6.0	10%
Chebyshev	15.0	10.5	51.1	2.3	7.3	10%
Chebyshev -1db	22.1	11.0	59.0	2.5	8.0	5%
Chebyshev -2db	30.9	11.0	63.4	2.6	8.3	5%
Chebyshev -3db	33.2	11.0	65.5	2.7	8.6	5%

Πίνακας 6.8 Πίνακας χαρακτηριστικών υψηλερατών φίλτρων ανάλογα με τον τύπο, 3^{ου} βαθμού

8. Υψηπερατό φίλτρο 4^{ου} βαθμού

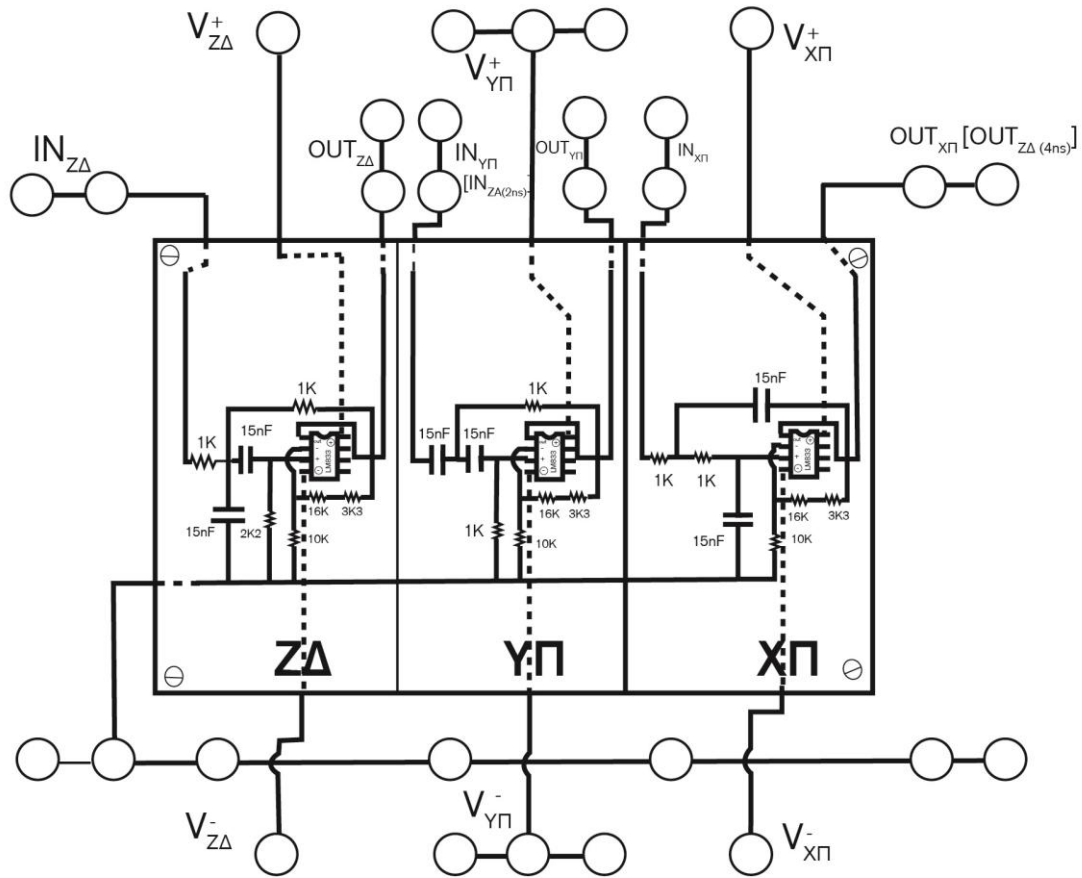


Σχήμα 6.12 Υψηπερατό φίλτρο 4^{ου} βαθμού

ΑΠΟΚΡΙΣΗ	R_{F1} (ΚΩ)	R_{D1} (ΚΩ)	R_{F2} (ΚΩ)	R_{D2} (ΚΩ)	ΑΠΟΛΑΒΗ E_{out}/E_{in}	ΑΠΟΛΑΒΗ db	ΑΝΟΧΗ ΕΞΑΡΤΗΜΑΤΩΝ
Bessel	14.3	3.24	16.2	29.4	1.90	5.6	10%
Thompson- Butterworth	12.1	4.64	12.7	41.2	2.30	7.2	10%
Butterworth	10.0	5.90	10.0	48.7	2.60	8.3	5%
Chebyshev	7.15	18.2	9.76	60.4	3.72	11.4	5%
Chebyshev -1db	5.23	28.7	9.53	66.5	4.70	13.4	5%
Chebyshev -2db	4.64	35.7	9.53	69.8	5.31	14.5	2%
Chebyshev -3db	4.42	42.2	9.53	71.5	5.84	15.3	1%

Πίνακας 6.9 Πίνακας χαρακτηριστικών υψηπερατών φίλτρων ανάλογα με τον τύπο, 4^{ου} βαθμού

6.9 Σχεδίαση και οδηγίες κατασκευής



Σχήμα 6.13 Σχεδιάγραμμα κατασκευής

Η πλακέτα είναι χωρισμένη σε τρία μέρη. Στο αριστερό μέρος είναι το ζωνοδιαβατό φίλτρο 2ης τάξης (ΖΔ). Η εισόδός του είναι στις μπόρνες $IN_{Z\Delta}$ και η έξοδός του στις μπόρνες $OUT_{Z\Delta}$. Η τροφοδοσία του τελεστικού ενισχυτή είναι στις μπόρνες $V^+_{Z\Delta}$ και $V^-_{Z\Delta}$. Η γείωση είναι στις μαύρες μπόρνες και είναι κοινή για όλα τα φίλτρα.

Στο μεσαίο κομμάτι της πλακέτας έχει τοποθετηθεί το υπερπαρατό φίλτρο. Η είσοδος είναι στο $IN_{\Upsilon\Pi}$ και η έξοδος στο $OUT_{\Upsilon\Pi}$. Επίσης η τροφοδοσία του τελεστικού ενισχυτή είναι στα $V^+_{\Upsilon\Pi}$ και $V^-_{\Upsilon\Pi}$.

Στο δεξιό μέρος είναι το χαμηλοπερατό φίλτρο. Η είσοδος είναι στο $IN_{\chi\Pi}$ και η έξοδος στο $OUT_{\chi\Pi}$. Τέλος η τροφοδοσία του τελεστικού ενισχυτή είναι στα $V^+_{\chi\Pi}$ και $V^-_{\chi\Pi}$.

Μπορούμε ταυτόχρονα να χρησιμοποιήσουμε και τα 3 φίλτρα με διαφορετικές εισόδους φυσικά. Τα κοινά σημεία θα είναι η γείωση και η τροφοδοσία των τελεστικών ενισχυτών.

Μια άλλη δυνατότητα που προσφέρει η κατασκευή είναι το ζωνοδιαβατό φίλτρο 4^{ου} βαθμού. Η είσοδος είναι στο $IN_{Z\Delta(4\eta S)}$ και η έξοδος στο $OUT_{Z\Delta(4\eta S)}$. Πρέπει να βραχυκυκλώσουμε τα $OUT_{Y\Pi}$ και $IN_{X\Pi}$. Και επίσης το $V^+_{X\Pi}$ με το $V^+_{Y\Pi}$ και το $V^-_{X\Pi}$ με το $V^-_{Y\Pi}$.

Για να μην υπάρξουν λάθη στις συνδέσεις χρησιμοποιούμε μπόρνες διαφορετικού χρώματος.

Έτσι το κοινό σημείο είναι η γείωση με μαύρες μπόρνες. Οι εισοδοί με μπλε μπόρνες, οι έξοδοι με πράσινες μπόρνες, το (+) της τροφοδοσίας των τελεστικών ενισχυτών με κόκκινη μπόρνα και τέλος το (-) της τροφοδοσίας με κίτρινη (συμμετρική τροφοδοσία).

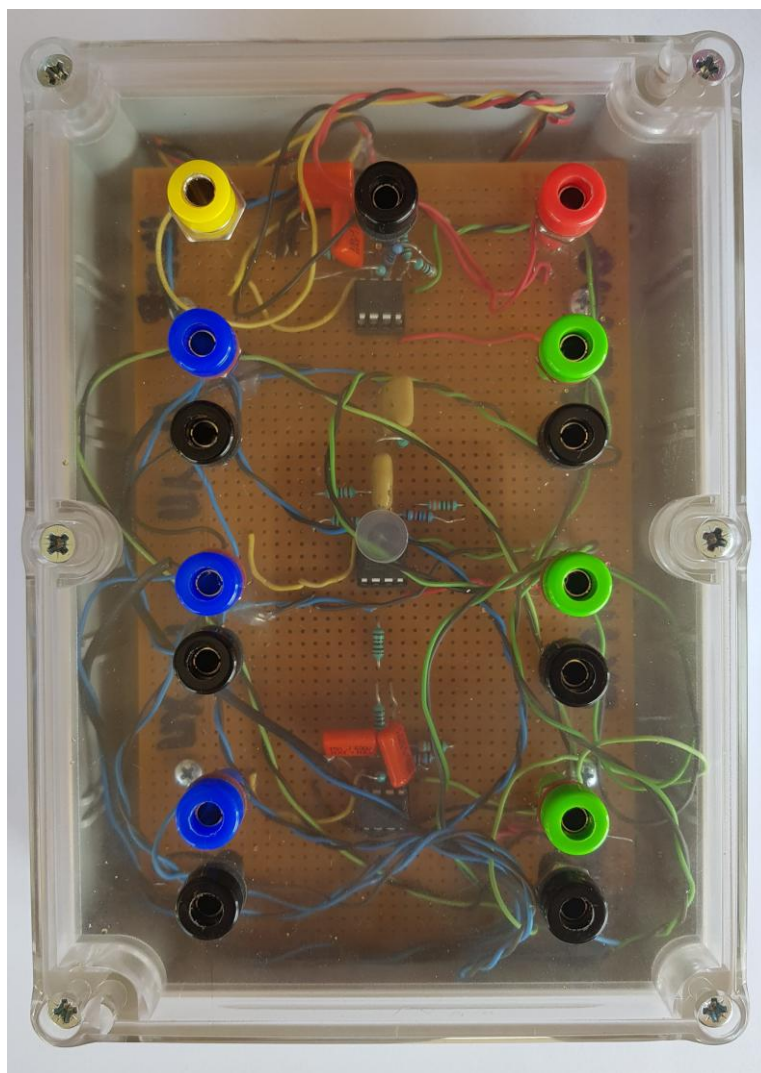
6.10 Επιλογή τελεστικών ενισχυτών και κατάλογος υλικών

Στην κατασκευή των τριών ενεργών φίλτρων χρησιμοποιούμε ένα είδος τελεστικού ενισχυτή. Αυτός λοιπόν είναι ο LM833 της National Semiconductor διότι εισάγει θόρυβο της τάξης των $4,5nV/\sqrt{Hz}$, το οποίο είναι πολύ σημαντικό στην κατασκευή ενεργών φίλτρων. Ο LM833 περιέχει 2 τελεστικούς ενισχυτές. Όμως χρησιμοποιούμε μόνο τον έναν σε κάθε ολοκληρωμένο, για να υπάρχει μια ταύτιση μεταξύ σχεδιαγράμματος και πλακέτας.

Τα υλικά που χρησιμοποιήσαμε είναι:

ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ	ΠΥΚΝΩΤΕΣ	ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ (IC)
<u>ΑΝΟΧΗ (1%)</u>	<u>ΑΝΟΧΗ (5%)</u>	
6 των 1KΩ	4 των 15nF	3 LM833
3 των 10KΩ		
3 των 16KΩ		
3 των 3.3KΩ		
1 των 2.2KΩ		

Πίνακας 6.10 Υλικά κατασκευής



Σχήμα 6.14 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης

7. ΚΥΚΛΩΜΑ ADC-DAC

7.1 Πληροφορίες για τους μετατροπείς ADC

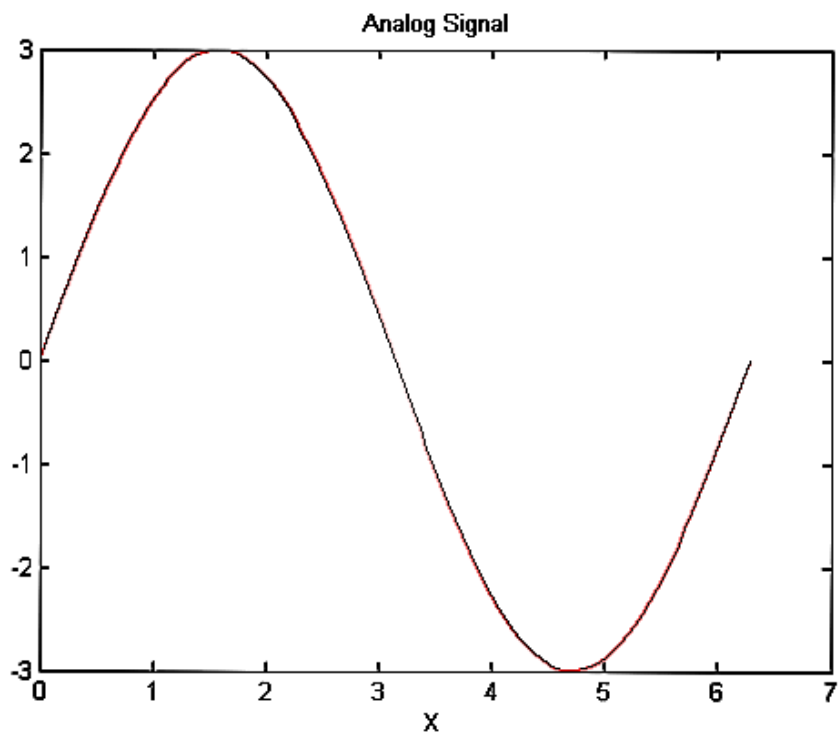
Καθώς η τεχνολογία εξελίσσεται παρατηρούμε ότι υπάρχει μια στροφή προς το ψηφιακό σήμα. Οι περισσότερες πλέον εφαρμογές, με πιο πρόσφατη την τηλεόραση, χρησιμοποιούν ψηφιακό σήμα, δηλαδή δεδομένα που αναπαρίστανται με ακολουθίες ψηφίων 0 και 1. Ωστόσο τα περισσότερα σήματα βρίσκονται σε αναλογική μορφή. Για αυτόν τον λόγο απαιτούνται μετατροπείς αναλογικού σε ψηφιακό σήμα οι οποίοι θα δέχονται σαν είσοδο ένα αναλογικό σήμα και θα μας δίνουν σαν έξοδο την ψηφιακή του μορφή. Στην συνέχεια για να παρουσιαστούν στην οθόνη της συσκευής (π.χ. στην τηλεόραση ή στον υπολογιστή) απαιτείται η αντίστροφη διαδικασία, δηλαδή η μετατροπή από ψηφιακό σε αναλογικό σήμα (digital to analog(D/A) conversion).

Τα σήματα που συναντάμε έξω στον κόσμο είναι τριών ειδών:

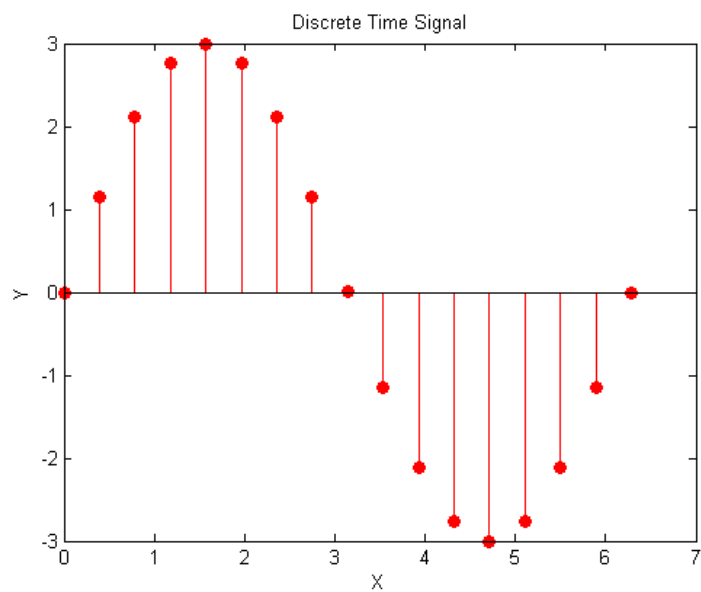
1. Αναλογικό σήμα(Analog signal): Πρόκειται για μια συνεχή συνάρτηση στην οποία τόσο η εξαρτημένη όσο και η ανεξάρτητη μεταβλητή παίρνουν συνεχείς τιμές.
2. Σήμα διακριτού χρόνου(Discrete time signal): Συνάρτηση στην οποία η ανεξάρτητη μεταβλητή παίρνει διακριτές τιμές ενώ η εξαρτημένη διακριτή συνεχείς τιμές. Στην πιο συνηθισμένη περίπτωση η ανεξάρτητη μεταβλητή είναι ο χρόνος ενώ η εξαρτημένη είναι η τιμή (το πλάτος) ενός μεγέθους όπως για παράδειγμα της τάσης. Προκύπτουν από την δειγματοληψία ενός αναλογικού σήματος.
3. Ψηφιακό σήμα (Digital signal): Συνάρτηση στην οποία τόσο η εξαρτημένη όσο και η ανεξάρτητη μεταβλητή παίρνουν διακριτές τιμές. Δημιουργούνται από την δειγματοληψία και κβάντιση ενός αναλογικού σήματος.

Παρακάτω παρουσιάζεται ένα ημίτονο το οποίο προσομοιώθηκε στο *Matlab* με τους τρεις παραπάνω τρόπους. Η εξαρτημένη μεταβλητή, x , παρουσιάζει τον χρόνο και η ανεξάρτητη, y , το πλάτος του μεγέθους που προσομοιώνουμε.

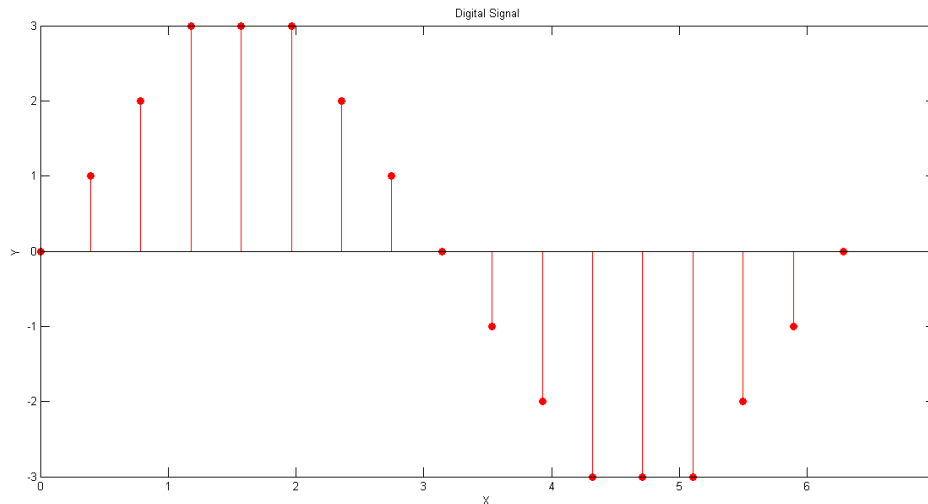
Αρχικά παρατηρούμε την αναλογική έκφραση του ημιτόνου που παριστάνεται με συνεχείς τιμές και στους δύο άξονες, έπειτα την διακριτή έκφραση όπου για διακριτές τιμές του χρόνου παίρνουμε τις τιμές της τάσης και τέλος την ψηφιακή έκφραση όπου για διακριτές τιμές του χρόνου παίρνουμε διακριτές τιμές τάσης.



(α) Αναλογικό Σήμα



(β) Σήμα Διακριτού Χρόνου



(γ) Ψηφιακό Σήμα

Σχήμα 7.1 Είδη Σημάτων

Στην περίπτωση ενός μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό σήμα η είσοδος είναι το αναλογικό σήμα, το ενδιάμεσο σήμα που προκύπτει κατά την διαδικασία της επεξεργασίας είναι το διακριτό σήμα και η έξοδος είναι το ψηφιακό σήμα. Για ποιόν λόγο όμως προτιμάμε το ψηφιακό από το αναλογικό σήμα;

Τα βασικά πλεονεκτήματα των ψηφιακών σημάτων έναντι των αναλογικών είναι:

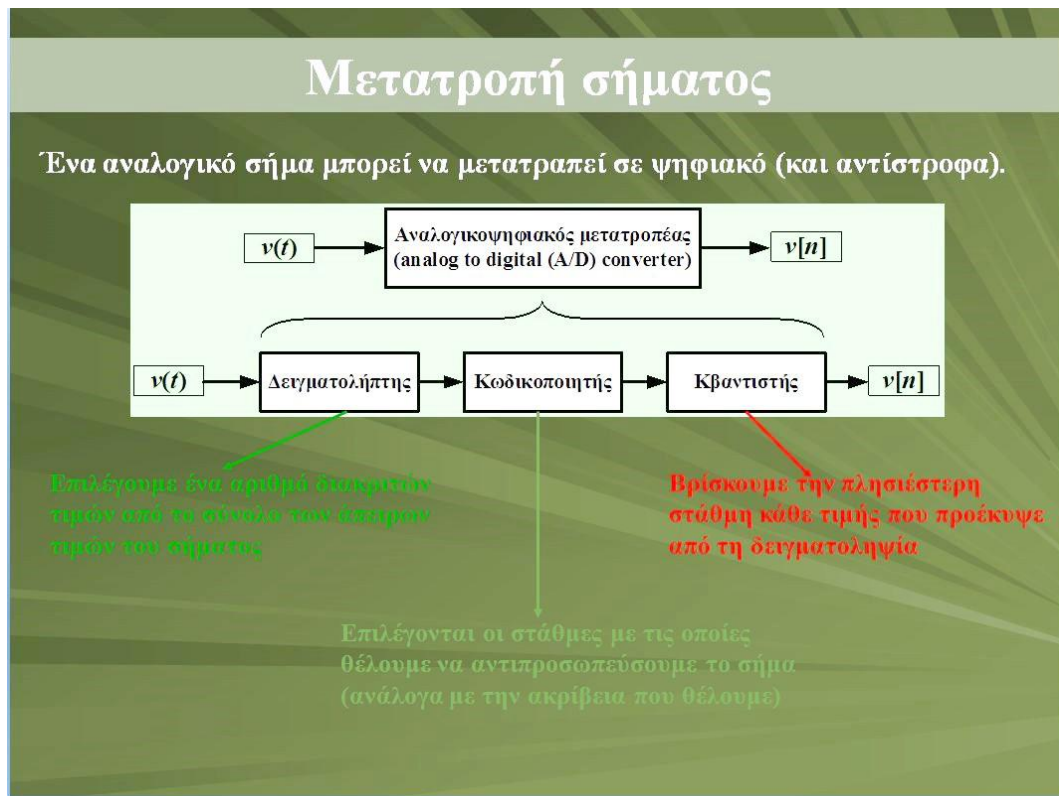
- Ομοιομορφία: Η μετατροπή και η επεξεργασία γίνεται με τον ίδιο τρόπο και από το ίδιο υλικό.
- Μικρότερη ευαισθησία στον θόρυβο και χαμηλότερο κόστος.
- Ευκολότερη ανίχνευση και διόρθωση λαθών.
- Πιο εύκολη κρυπτογράφηση της πληροφορίας.
- Κοινή μετάδοση πολυμεσικών πηγών από ένα κοινό ψηφιακό σύστημα.

Αντίστοιχα όμως τα ψηφιακά σήματα παρουσιάζουν ορισμένα μειονεκτήματα έναντι των αναλογικών:

- Το ψηφιακό σήμα υφίσταται υψηλή παραμόρφωση λόγω της διαδικασίας δειγματοληψίας και της κβαντοποίησης.
- Απαιτούν για σωστή λειτουργία μεγαλύτερο εύρος ζώνης.

7.2 Λειτουργία ADC

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται η βασική λειτουργία ενός ADC.



Σχήμα 7.2 Λειτουργία ADC

Ο μετατροπέας ADC αποτελείται από τα 3 μέρη που φαίνονται στην παραπάνω εικόνα. Αυτά είναι:

- **Δειγματοληψία:** Η δειγματοληψία είναι το πρώτο στάδιο της μετατροπής ενός σήματος σε ψηφιακό. Σε αυτό το στάδιο περνάμε από τον συνεχή χρόνο στις διακριτές τιμές του χρόνου. Η εξαρτημένη μεταβλητή διατηρείται σαν συνεχές σήμα. Ουσιαστικά λαμβάνουμε δείγματα ανά συγκεκριμένα χρονικά διαστήματα T . Το αντίστροφο αυτού του χρόνου ονομάζεται συχνότητα δειγματοληψίας. Κατά την διαδικασία της δειγματοληψίας χάνεται χρήσιμη πληροφορία. Όσο μεγαλύτερη είναι η συχνότητα δειγματοληψίας, δηλαδή όσο μικρότερα τα χρονικά διαστήματα κατά τα οποία λαμβάνουμε τιμές τόσο λιγότερη πληροφορία χάνεται. Ένας άλλος παράγοντας που πρέπει να δοθεί σημασία είναι η επικάλυψη πληροφορίας που μπορεί να υπάρξει και να χαθεί πληροφορία. Για να αποφευχθεί αυτό το φαινόμενο χρησιμοποιούμε το κριτήριο του Nyquist σύμφωνα με το οποίο η συχνότητα δειγματοληψίας πρέπει να ικανοποιεί την σχέση:

$$f_s \geq 2f_0 \quad (7.1)$$

Το στάδιο της δειγματοληψίας πραγματοποιείται από κυκλώματα track and hold τα οποία θα αναλυθούν στην συνέχεια.

- **Κωδικοποίηση:** Σε αυτό το στάδιο επιλέγουμε τις στάθμες στις οποίες θέλουμε να αντιστοιχίσουμε το σήμα μας. Η επιλογή αυτή γίνεται εμπειρικά, είτε λαμβάνοντας υπόψη την εφαρμογή για την οποία θέλουμε να σχεδιάσουμε τον ADC. Αφού επιλεγθούν οι στάθμες, αντιστοιχίζουμε σε αυτές μια λέξη. Μια λέξη μήκους n bits μπορεί να περιγράψει 2^n στάθμες. Η επιλογή του αριθμού n γίνεται ανάλογα με το βάθος των bit την οποία επιθυμούμε και ονομάζεται resolution του ADC.

Η κωδικοποίηση αυτή αποτελεί τμήμα του encoder.

- **Κβαντισμός:** Το τελευταίο στάδιο της μετατροπής είναι το στάδιο του κβαντισμού. Σε αυτό το στάδιο γίνεται αντιστοιχία της στάθμης που προέκυψε από την δειγματοληψία στην πλησιέστερη στάθμη. Η έξοδος αυτή είναι ένας ψηφιακός αριθμός που αναπαρίσται με μια σειρά δυαδικών αριθμών 0 και 1.

7.3 Βασικά Χαρακτηριστικά ADC

Παραπάνω περιγράφηκε η λειτουργία του ADC σαν ένα σύνολο από 3 επιμέρους εργασίες.

Στην πραγματικότητα ο ADC είναι μια συσκευή η οποία δέχεται σαν είσοδο ένα αναλογικό σήμα και το μετατρέπει σε ψηφιακό. Είναι δηλαδή μια συσκευή μεικτού σήματος. Σε κάθε ADC υπάρχει μία τάση αναφοράς με την οποία η είσοδος μας συγκρίνεται. Αυτή η τάση πρέπει να είναι μικρότερη ή ίση από την μέγιστη τιμή της εισόδου(FSR), αλλιώς αυτή δεν μπορεί να γίνει αντιληπτή. Ουσιαστικά η ψηφιακή έξοδος δείχνει τι ποσοστό της τάσης αναφοράς είναι η είσοδος μας. Για αυτό τον λόγο τάσεις εισόδου μεγαλύτερες από την τάση αναφοράς δεν δίνουν σωστή είσοδο.

Κάθε ADC έχει ορισμένα βασικά χαρακτηριστικά τα οποία προσπαθεί να βελτιστοποιήσει αναλόγως τις προδιαγραφές που θέλει να εκπληρώσει. Τα πιο βασικά από αυτά είναι η διακριτική ικανότητα (resolution), η ακρίβεια (accuracy), η κατανάλωση ισχύος, η συχνότητα δειγματοληψίας (f_s) και η συχνότητα του σήματος εισόδου.

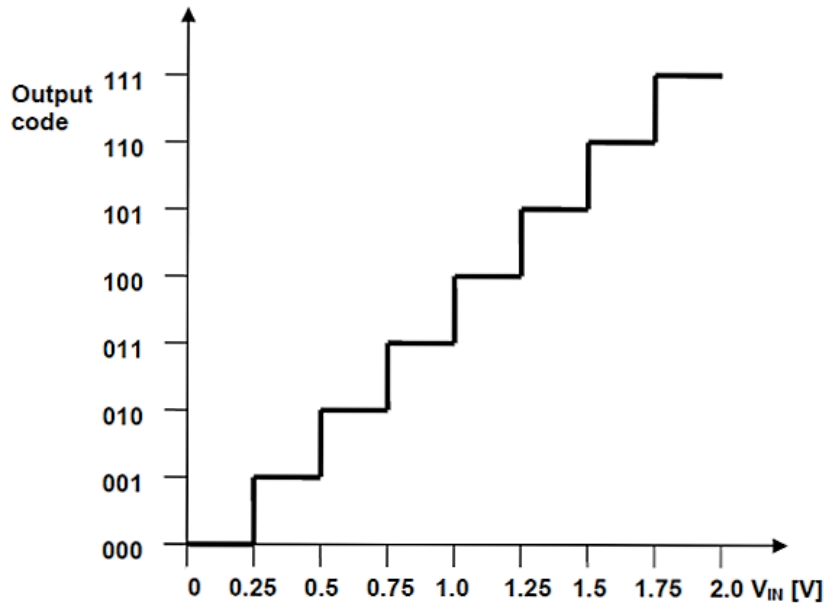
7.3.1 Διακριτική Ικανότητα (Resolution)

Το resolution ενός ADC ορίζεται ως ο αριθμός των bit εξόδου που αναπαριστούν την ψηφιακή λέξη. Ένας ADC με n bit εξόδου έχει 2^n αναλογικές στάθμες οι οποίες εξαρτώνται από την τάση αναφοράς. Η ελάχιστη τάση που μπορεί ένας ιδανικός ADC να μετατρέψει είναι

$$V_{LSB} = \frac{FSR}{2^n} \quad (7.2)$$

Αντίστοιχα το βήμα ορίζεται ως:

$$step = \frac{1}{2^n} \quad (7.3)$$



Σχήμα 7.3 Ιδανική Συνάρτηση Μεταφοράς ADC

7.3.2 Ακρίβεια (Accuracy)

Η ακρίβεια δείχνει πόσο κοντά είναι η πραγματική ψηφιακή έξοδος στην θεωρητική ψηφιακή έξοδο για μια δεδομένη αναλογική είσοδο. Με άλλα λόγια η ακρίβεια ενός ADC δηλώνει πόσα bit της ψηφιακής εξόδου αναπαριστούν χρήσιμη πληροφορία σχετικά με το σήμα εισόδου.

7.3.3 Συχνότητα Δειγματοληψίας / Συχνότητα σήματος εισόδου

Σαν συχνότητα δειγματοληψίας εννοούμε το ανά πόσο τακτά διαστήματα λαμβάνουμε δείγματα της εισόδου (fs).

Συχνότητα σήματος εισόδου είναι η συχνότητα του σήματος που εισάγουμε στον ADC (f_0).

Οι δύο αυτές συχνότητες συνδέονται μεταξύ τους με την σχέση 7.1.

7.3.4 Σφάλμα Δειγματοληψίας (Quantization Error)

Το σφάλμα δειγματοληψίας εισάγεται εξαιτίας της δειγματοληψίας του αναλογικού σήματος. Σε έναν ιδανικό ADC αυτό ισούται με

$\frac{V_{LSB}}{2}$. Μοντελοποιείται σαν λευκός θόρυβος, συνεπώς έχει ίσες πιθανότητες να

βρίσκεται στο διάστημα $[-V_{LSB}, V_{LSB}]$.

Η μέση ισχύς θορύβου λόγω δειγματοληψίας δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

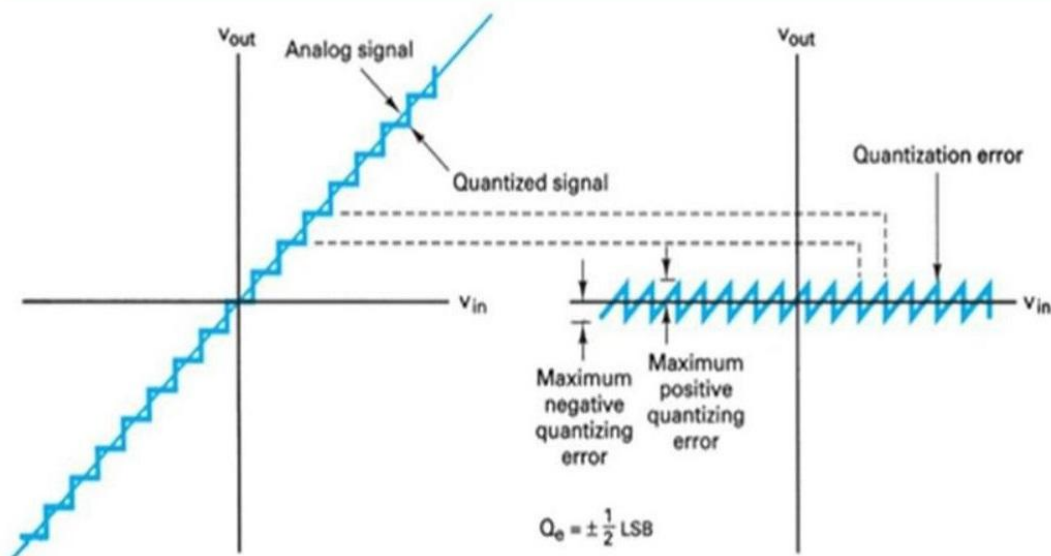
$$\sigma = \frac{V_{LSB}^2}{12} \quad (7.4)$$

Το μέγιστο της ισχύς του σήματος:

$$V_p^2 = \frac{L^2 V_{LSB}^2}{4} \quad (7.5)$$

Και ο λόγος της ισχύς του σήματος προς την μέση ισχύ θορύβου λόγω δειγματοληψίας:

$$\left(\frac{S}{N}\right)_q = \frac{V_p^2}{\sigma^2} = 3L^2 \quad (7.6)$$

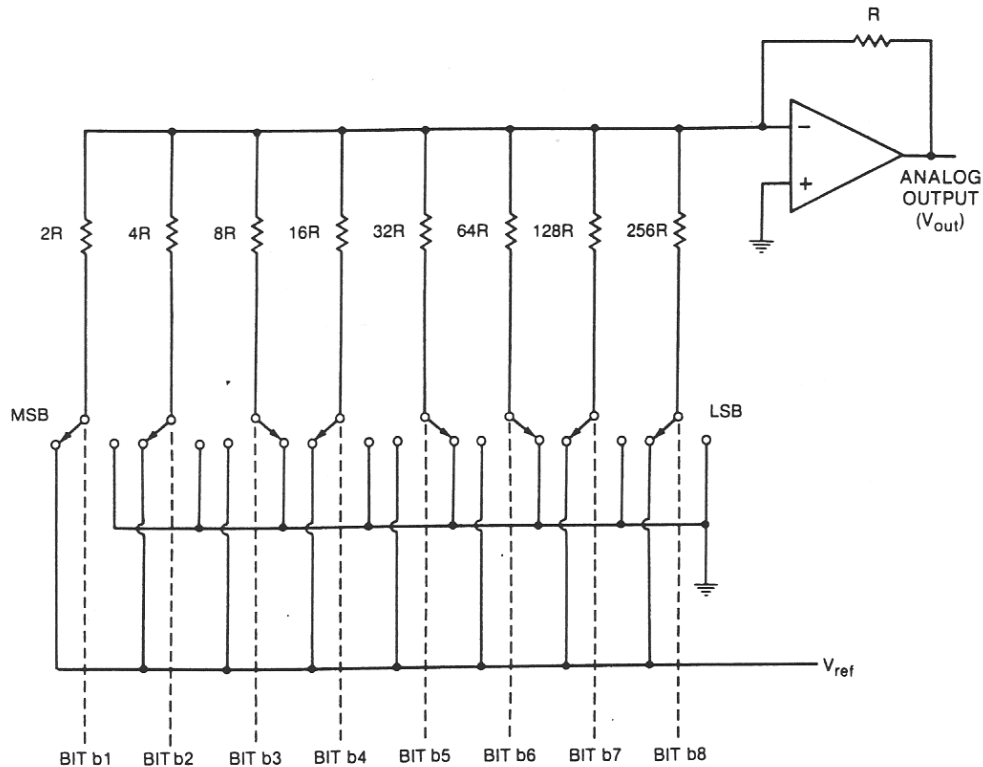


Σχήμα 7.4 Σφάλμα Κβαντοποίησης

7.4 Μετατροπή σημάτων – ψηφιακό σε αναλογικό (DAC, Digital to Analog Converter)

Η μετατροπή ψηφιακών σημάτων σε αναλογικά είναι μια διαδικασία, κατά την οποία σήματα τα οποία είχαν καθορισμένα όρια, επίπεδα ή καταστάσεις

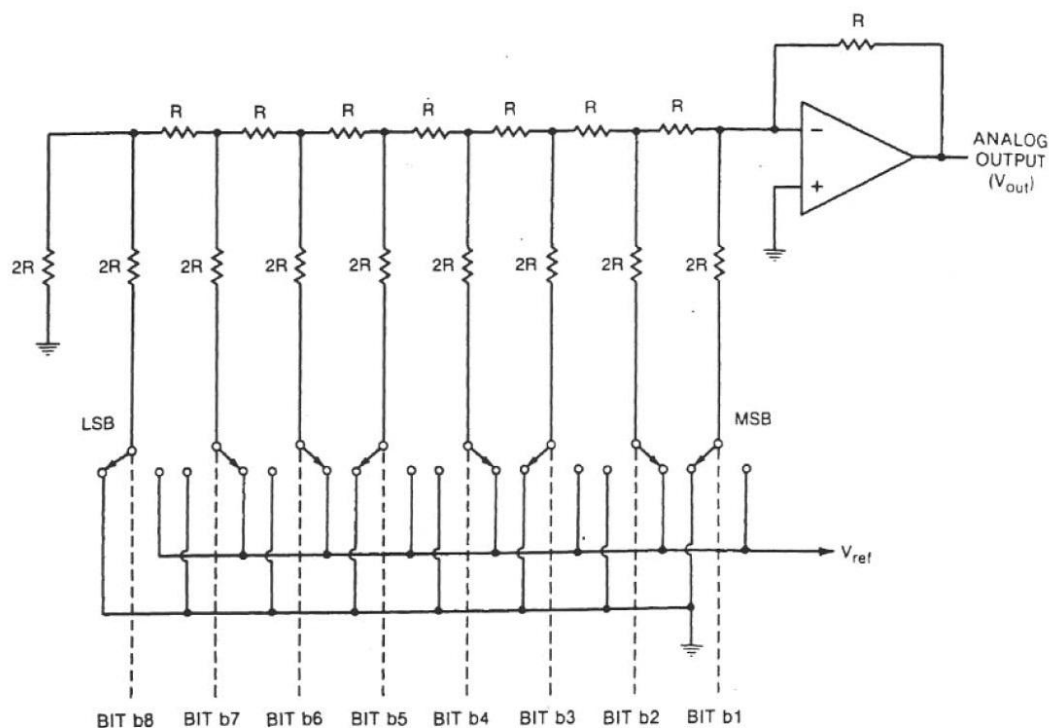
(δηλαδή 0 ή 1), μετατρέπονται σε σήματα τα οποία διαθέτουν απεριόριστο αριθμό καταστάσεων. Προκειμένου να γίνει αντιληπτή η αρχή λειτουργίας περιπλοκότερων συστημάτων, είναι σκόπιμο να εξεταστεί η λειτουργία του απλού κυκλώματος μετατροπής, του ακόλουθου σχήματος.



Σχήμα 7.5 Μετατροπής DAC 8bit

Τα bit 1 έως 8 είναι προς μετατροπή δεδομένα. Το bit 1 είναι το πλέον σημαντικό (MSB) και το 8 το λιγότερο σημαντικό (LSB). Στην πράξη οι διακόπτες είναι flip-flops που ενεργοποιούνται από τα δεδομένα εισόδου. Όταν εμφανιστεί ο δυαδικός αριθμός 1 σε κάποιο flip-flop ένα ρεύμα διαρρέει την αντίστοιχη αντίσταση.

Ο τελεστικός ενισχυτής αθροίζει τα επιμέρους ρεύματα, με αποτέλεσμα την ανάδειξη ενός αναλογικού σήματος στην έξοδό του. Αν και το κύκλωμα του μετατροπής σταθμισμένης αντίστασης είναι σχετικά απλό, στην πράξη υπάρχει μεγάλη δυσκολία στην ενσωμάτωσή του μέσα σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα. Αν σε έναν μετατροπής 16bit επιλεγεί σαν χαμηλότερη τιμή αντίστασης το $1\text{K}\Omega$ η μεγαλύτερη τιμή (που αποδίδει LSB) πρέπει να είναι μεγαλύτερη από $65\text{M}\Omega$. Μια πιο κατανοητή προσέγγιση φαίνεται στο πιο κάτω σχήμα 7.6.



Σχήμα 7.6 Μετατροπέας DAC

Όλες οι αντιστάσεις που χρησιμοποιούνται στο μετατροπέα έχουν τιμή R ή το διπλάσιο της $2R$, για το λόγο αυτό ο μετατροπέας ονομάζεται $R/2R$ LADDER. Στην πράξη χρησιμοποιούνται πιο περίπλοκοι σχεδιασμοί, όπου οι αντιστάσεις αντικαθίσταται από πηγές σταθερού ρεύματος.

7.5 Χαρακτηριστικά DAC

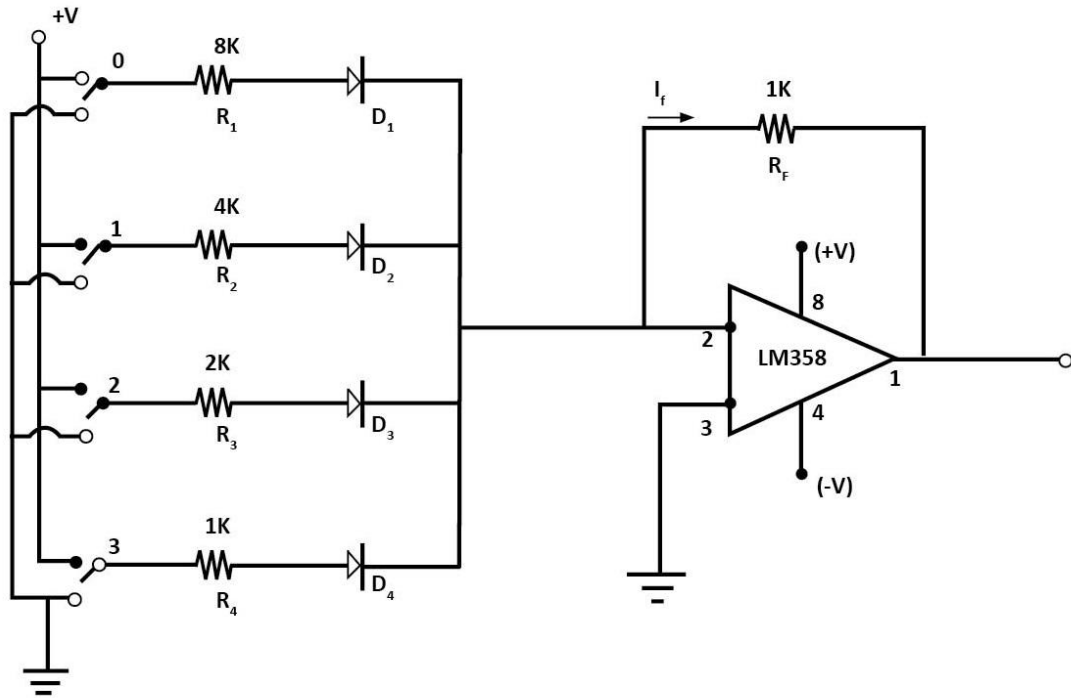
Τα βασικά λειτουργικά χαρακτηριστικά του μετατροπέα ψηφιακού σήματος σε αναλογικό (DAC) είναι:

- η διακριτική ικανότητα (το πλήθος των bits που αναπαράγουν το αναλογικό σήμα).
- η ακρίβεια (η διαφορά μεταξύ πραγματικής και ιδανικής τάσης).
- η διάρκεια μετατροπής (ο χρόνος αποκατάστασης είναι ο χρόνος που χρειάζεται ο μετατροπέας να εμφανίσει το αναλογικό σήμα στην έξοδό του από τη στιγμή που εμφανίστηκε ψηφιακό σήμα στην είσοδό του).

που ορίζονται κατ' αναλογία με όσα ισχύουν και στον μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό σήμα (ADC). Σημειώνεται ότι τα κυκλώματα μετατροπής ψηφιακού σε αναλογικό σήμα είναι απλούστερα από εκείνα της μετατροπής αναλογικού σε ψηφιακού.

7.6 Σχεδίαση και υλικά κατασκευής

Στην κατασκευή μας (DAC) χρησιμοποιήσαμε τον τελεστικό ενισχυτή LM358 σε μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος στο οποίο υπάρχουν ουσιαστικά 2 αναστρέφοντες τελεστικοί ενισχυτές. Εμείς κάναμε χρήση του ενός (ακροδέκτες 2 και 3, οι 5 και 6 δεν χρησιμοποιήθηκαν). Η συνδεσμολογία του κυκλώματος εμφανίζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 7.7 Σχεδιάγραμμα κατασκευής

Τα υλικά που χρησιμοποιήσαμε είναι:

ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ	ΔΙΟΔΟΙ	ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ (IC)
<u>ΑΝΟΧΗ (5%)</u>		
7 των 1ΚΩ	4 zener 1N4148	LM358
3 των 2ΚΩ		

Πίνακας 7.1 Πίνακας υλικών κατασκευής

Στην κατασκευή μας έχουμε επίσης 4 διακόπτες (switch) τα οποία ουσιαστικά μας δίνουν την είσοδο του κάθε bit (κλειστό είναι σε κατάσταση 0 και ανοικτό σε κατάσταση 1). Προκειμένου να είναι δυνατή η κατανόηση των εισόδων, το πότε αυτές είναι σε κατάσταση 0 ή 1 έχουν τοποθετηθεί 4 κόκκινο led λαμπάκια. Επίσης έχει γίνει χρήση 4 διόδων μετά από κάθε αντίσταση

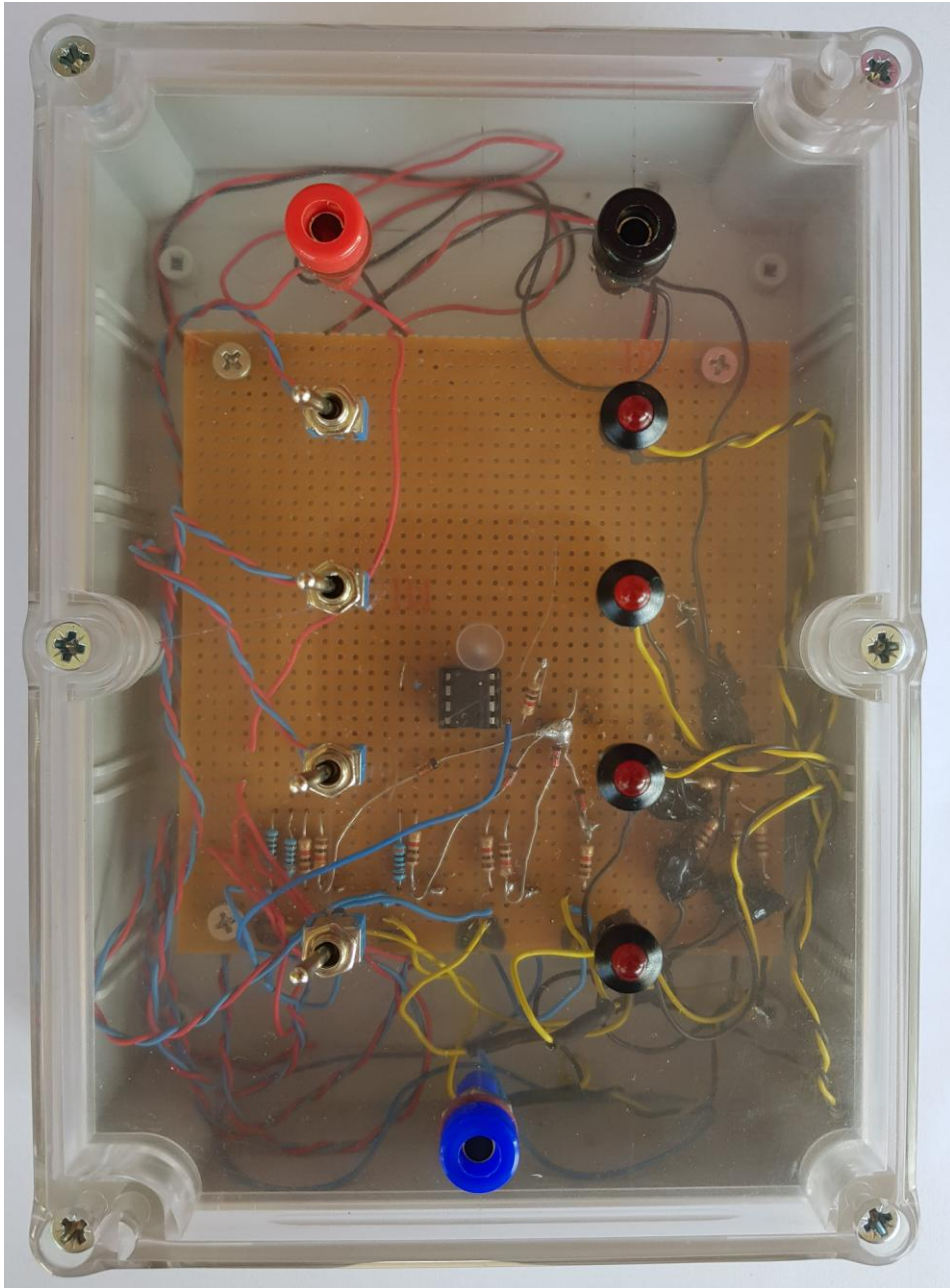
προκειμένου να μην γυρνάει η τάση και δείχνει ανάβουν ψευδώς τα λαμπάκια. Στο εμπόριο υπάρχει και έτοιμο ολοκληρωμένο κύκλωμα το οποίο εμπεριέχει εσωτερικά τις αντιστάσεις. Στην πλακέτα επίσης θα δείτε και τις 4 αντιστάσεις του 1ΚΩ που χρησιμοποιούνται για την προστασία των 4 led για τάση 12V.

7.7 Διεξαγωγή άσκησης

1. Αναγνωρίστε τα υλικά της κατασκευής.
2. Τροφοδοτείτε την κατασκευή με τάση 12V.
3. Για κάθε πιθανό συνδυασμό των bits του παρακάτω πίνακα μετρήστε την τάση στην έξοδο με ένα πολύμετρο και συμπληρώστε τη στήλη της τάσης εξόδου.

Ψηφιακός κώδικας εισόδου				Αναλογική τάση εξόδου
Bit 0	Bit 1	Bit 2	Bit 3	(V)
0	0	0	0	
0	0	0	1	
0	0	1	0	
0	0	1	1	
0	1	0	0	
0	1	0	1	
0	1	1	0	
0	1	1	1	
1	0	0	0	
1	0	0	1	
1	0	1	0	
1	0	1	1	
1	1	0	0	
1	1	0	1	
1	1	1	0	
1	1	1	1	

4. Σχεδιάστε τη γραφική παράσταση της τάσης εξόδου.



Σχήμα 7.8 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης

8. ΚΥΚΛΩΜΑ ΧΡΟΝΙΣΜΟΥ

8.1 Ορισμός

Για την παραγωγή παλμών ρολογιού χρησιμοποιούνται ειδικά ολοκληρωμένα κυκλώματα (Ο.Κ) τα οποία συνδέονται με εξωτερικά παθητικά στοιχεία (R, C). Οι πολυδονητές δημιουργούν παλμούς ρολογιού. Οι κατηγορίες πολυδονητών είναι:

- Μονοσταθής πολυδονητής (one shot multivibrator).

Έχει μια σταθερή κατάσταση εξόδου και ξεκινά να παράγει παλμούς μετά από εξωτερική διέγερση.

Τότε η έξοδος του οδηγείται σε μία <<σχεδόν σταθερή>> κατάσταση, στην οποία παραμένει για κάποιο προκαθορισμένο χρονικό διάστημα και στη συνέχεια επανέρχεται σε σταθερή.

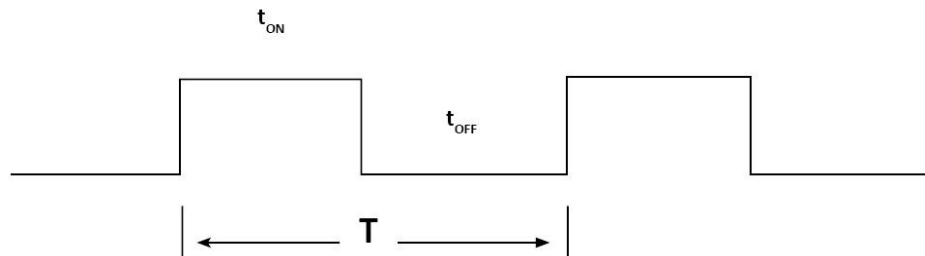
- Ασταθής πολυδονητής (free running multivibrator).

Είναι ένα κύκλωμα το οποίο παράγει τετραγωνικούς παλμούς χωρίς εξωτερική διέγερση.

Χαρακτηρίζεται από δύο καταστάσεις:

Υψηλή στάθμη (1) : t_H ή t_{ON}

Χαμηλή στάθμη (0) : t_L ή t_{OFF}



Σχήμα 8.1 Κύκλωμα τετραγωνικών παλμών

Ένα από τα χαρακτηριστικά μιας τετραγωνικής κυματομορφής είναι ο κύκλος εργασίας (Duty Cycle).

Κύκλος εργασίας (%) = $(t_H / T) * 100\%$, όπου t_H είναι ο χρόνος που η κυματομορφή είναι σε υψηλή στάθμη (1) και T η περίοδος της κυματομορφής.

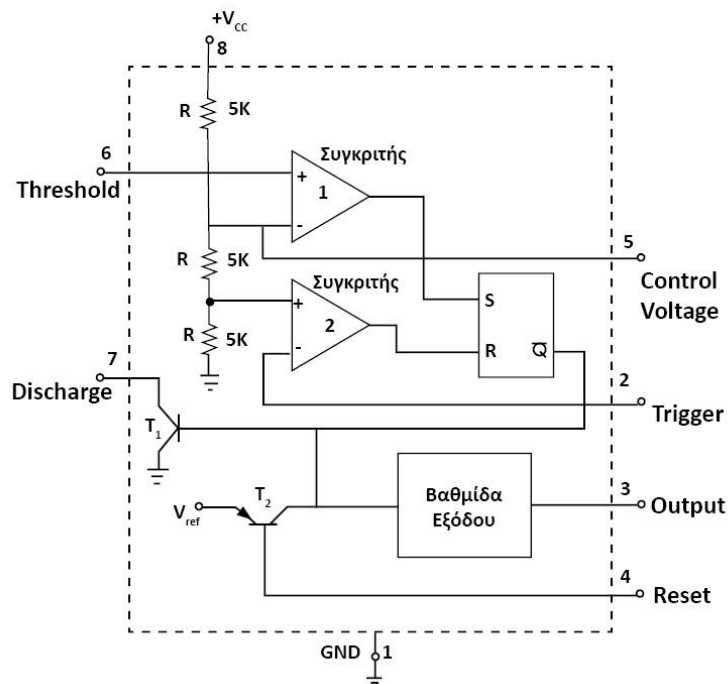
8.2 Το ολοκληρωμένο κύκλωμα IC (Integrated Circuit) χρονισμού 555

Το ολοκληρωμένο κύκλωμα 555 παράγει ακριβούς χρονικής διάρκειας παλμούς εξόδου σαν απόκριση ενός παλμού εισόδου ή γνωστός και σαν παλμός

εντολής. Επίσης ένα τέτοιο ολοκληρωμένο μπορεί να λειτουργήσει και σαν ταλαντωτής εάν η έξοδος του συνδεθεί πίσω με την είσοδό του.

Είναι ο πιο δημοφιλής χρονιστής (timer) που πρώτη τον δημιούργησε η εταιρεία Signetics Co. Μπορεί να λειτουργήσει είτε με τάση παροχής +5V, οπότε μπορούμε να διεγείρουμε κυκλώματα TTL, είτε με τάση +15V, οπότε δίνει ρεύμα εξόδου 200mA (sink or source) και μπορούμε να διεγείρουμε ρελέ ή ενδεικτικό λαμπάκι. Η περιοχή λειτουργίας είναι με τάση παροχής από +5 έως +18 Volt.

Ο χρονιστής 555 αποτελείται από δύο συγκριτές (έναν αναστρέφων και έναν μη αναστρέφων), τρανζίστορ, τρεις ίσες αντιστάσεις 5KΩ, απ' όπου και πήρε το όνομά του και λειτουργούν ως διαιρέτης τάσης της V_{CC} , ένα S-R flip-flop και μια βαθμίδα εξόδου. Το δομικό του διάγραμμα φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 8.2.



Σχήμα 8.2 Διάγραμμα IC 555

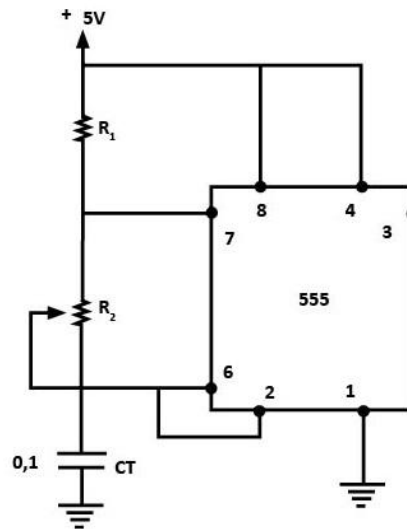
Εκτός από τον 555, υπάρχει και ο XR-2240 που είναι απαριθμητής – χρονιστής. Ο XR-2240 περιέχει έναν χρονιστή 555 μαζί με ένα προγραμματιζόμενο δυαδικό απαριθμητή σ' ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα 16 ακροδεκτών.

Ο 555 έχει μέγιστη περιοχή χρόνου περίπου 15 λεπτά (min). Ο απαριθμητής-χρονιστής έχει περιοχή χρόνου ημερών. Η περιοχή χρόνου και των δύο, μπορεί να επεκταθεί σε μήνες ακόμα δε και σε χρόνια αν τα συνδέσουμε σε σειρά.

8.3 Τρόποι λειτουργίας του IC 555

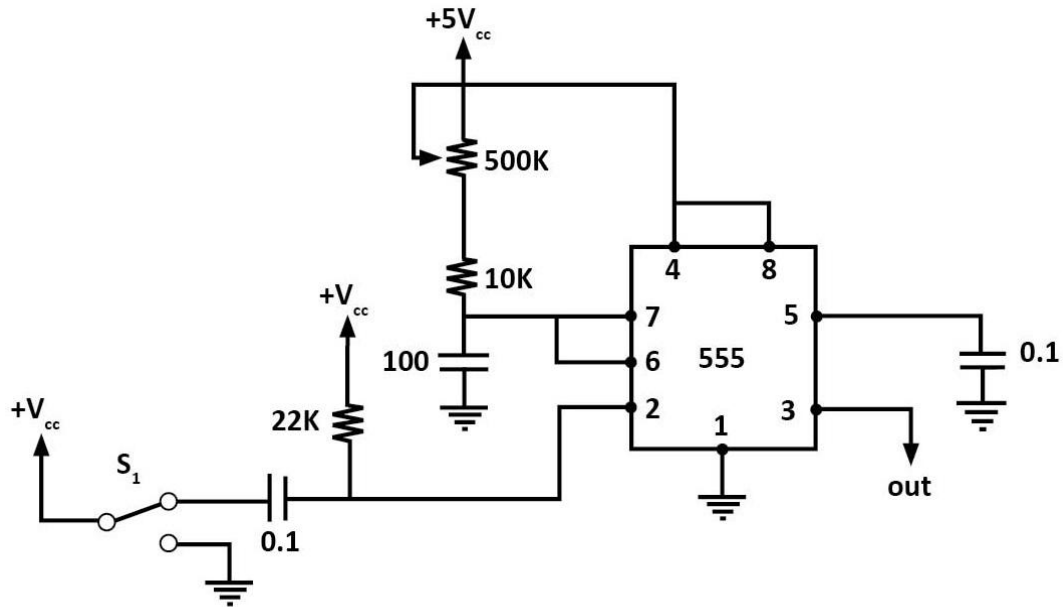
Το ολοκληρωμένο κύκλωμα χρονισμού 555 παράγει στην έξοδο παλμούς με ορισμένη χρονική διάρκεια, μεγάλης ακρίβειας και σταθερότητας. Μπορεί να λειτουργήσει ως:

- Μονοσταθής πολυδονητής



Σχήμα 8.3 Μονοσταθής πολυδονητής

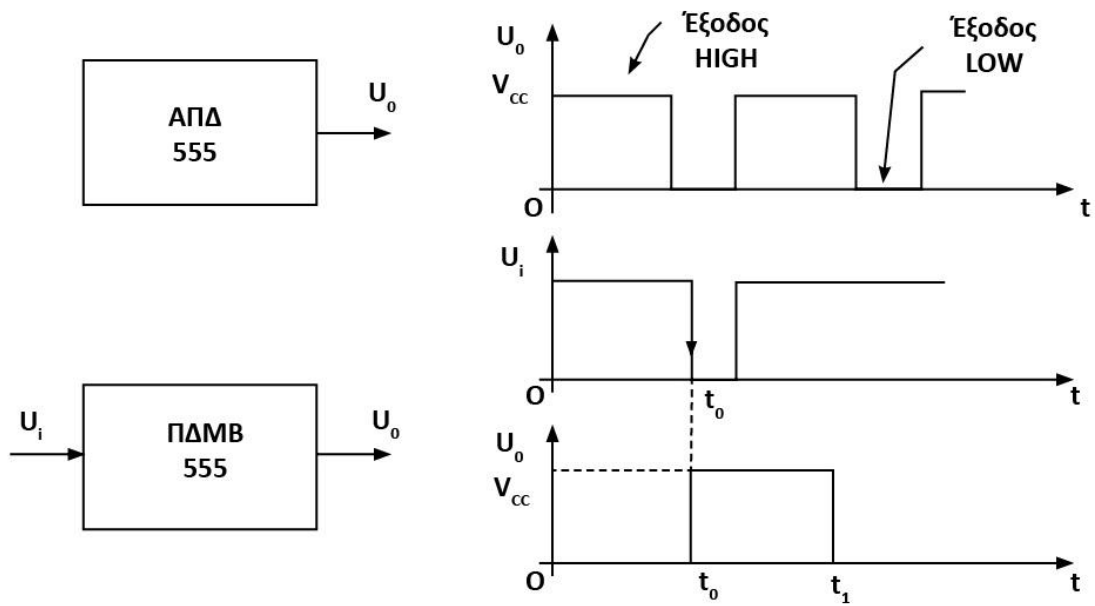
- Ασταθής πολυδονητής



Σχήμα 8.4 Ασταθής πολυδονητής

Ως μονοσταθής πολυδονητής, η τάση εξόδου του χρονιστή είναι LOW μέχρις ότου ένα αρνητικό μέτωπο παλμού διεγείρει το σύστημα, οπότε η έξοδος οδηγείται στην κατάσταση HIGH. Ο χρόνος που η έξοδος είναι HIGH, καθορίζεται από το δικτύωμα RC που συνδέουμε εξωτερικά στο χρονιστή. Στο τέλος του χρονικού διαστήματος, η έξοδος επιστρέφει στην κατάσταση LOW.

Ως ασταθής πολυδονητής, η τάση εξόδου του χρονιστή οδηγείται από την κατάσταση HIGH και επιστρέφει στην προηγούμενη κατάσταση. Ο χρόνος στον οποίο η έξοδος είναι στην κατάσταση HIGH ή LOW καθορίζεται από το δικτύωμα RC που συνδέουμε εξωτερικά στο ολοκληρωμένο κύκλωμα 555. Η τιμή HIGH, της εξόδου, είναι λίγο πιο μικρή από την τάση V_{cc}. Η τιμή LOW, της εξόδου, είναι περίπου 0,1V.



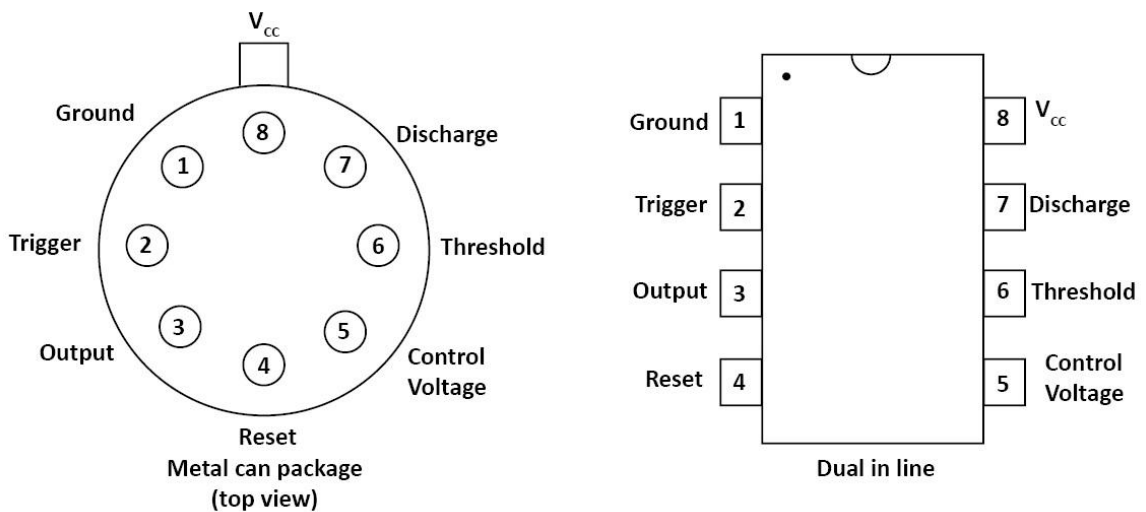
Σχήμα 8.5 Τρόποι λειτουργίας IC 555

(α) Ασταθής πολυδονητής

(β) Μονοσταθής πολυδονητής

8.4 Ακροδέκτες του IC 555

Το I.C. 555 υπάρχει με τη μορφή DIL (Dual In-Line) και με τη μορφή T099. Έχει οκτώ ακροδέκτες (pins) όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 8.6.



Σχήμα 8.6 Ακροδέκτες και συσκευασίες του IC 555

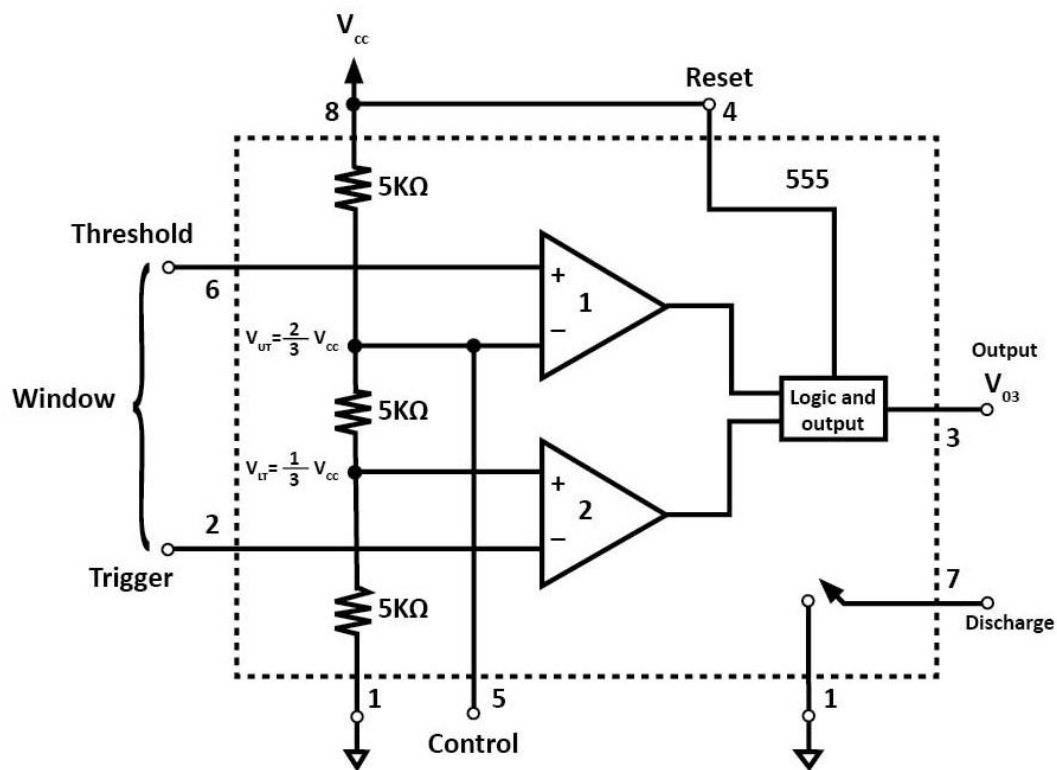
Ο ακροδέκτης 1 είναι η γείωση και ο ακροδέκτης 8 είναι η θετική τάση παροχής V_{CC} . Η V_{CC} τυπικά κυμαίνεται μεταξύ +5 και +15V και έχει ένα μέγιστο όριο τα +18V. Κατά συνέπεια μπορεί να χρησιμοποιηθεί με ψηφιακά ολοκληρωμένα κυκλώματα 5V και γραμμικά ολοκληρωμένα κυκλώματα ΤΕ (15V). Τρεις ίσες αντιστάσεις $5K\Omega$ είναι εσωτερικά συνδεδεμένες σε σειρά μεταξύ V_{CC} και γείωσης (ground). Όπως φαίνεται και στο σχήμα 8.7 αυτός ο διαιρέτης τάσης θέτει την αναστρέφουσα (-) είσοδο του συγκριτή 1 σε μία άνω τάση κατωφλίου V_{UT} ,

$$V_{UT} = 2/3 V_{CC} \quad (8.1)$$

Ο ίδιος διαιρέτης τάσεως θέτει και τη μη αναστρέφουσα είσοδο (+) του συγκριτή στην κάτω τάση κατωφλίου, V_{LT}

$$V_{LT} = 1/3 V_{CC} \quad (8.2)$$

Τα V_{UT} και V_{LT} θα συσχετιστούν παρακάτω στην περιγραφή με τις εισόδους ελέγχου, ακροδέκτες 6 Threshold και 1 Trigger.



Σχήμα 8.7 Ισοδύναμο του IC 555

Ο ακροδέκτης 7 του I.C. 555, είναι ο ακροδέκτης εκφορτίσεως (discharge terminal). Ο ακροδέκτης αυτός επιτρέπει στο λογικό έλεγχο να κλείνει ένα διακόπτη (τρανζίστορ NPN) όταν ο ακροδέκτης εξόδου 3 είναι σε κατάσταση LOW (λογικό μηδέν). Ο ακροδέκτης 7 συνήθως χρησιμοποιείται για να φορτίζει

ή να εκφορτίζει έναν χρονικό (timing) πυκνωτή σε timers ή σε εφαρμογές ταλαντωτών (oscillators).

Ο ακροδέκτης 5 είναι ο ακροδέκτης τάσης ελέγχου (control voltage). Επιτρέπει στο χρήστη να αλλάζει (μέσα σε μικρά όρια) τις τιμές των V_{UT} , V_{LT} με το να συνδέει εξωτερικές αντιστάσεις στη γείωση ή σε άλλες τάσεις ελέγχου. Εντούτοις στις πιο πολλές εφαρμογές ο ακροδέκτης 5 είναι συνδεδεμένος στη γείωση μέσω ενός πυκνωτή της τάξεως των 0.01 – 0.1 μF για φίλτρο. Με τον τρόπο αυτό γειώνονται τυχαίοι θόρυβοι ή κυμάτωση της τροφοδοσίας ελαχιστοποιώντας τις επιδράσεις των επάνω στις V_{UT} , V_{LT} .

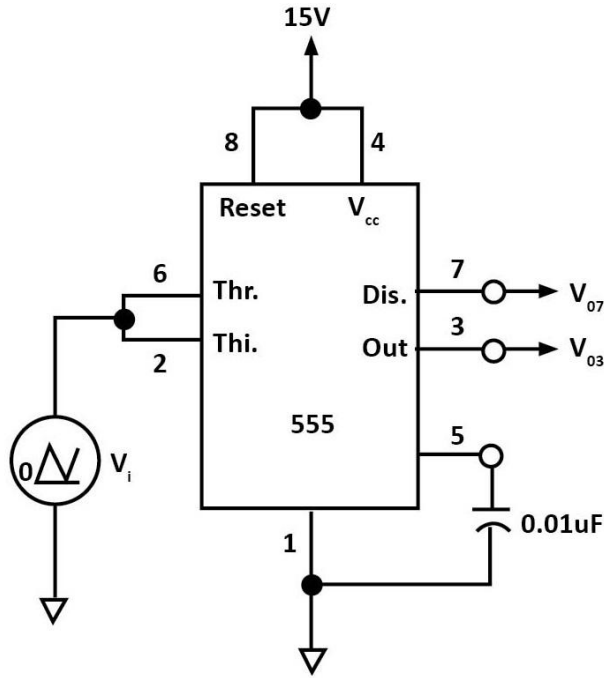
Ο ακροδέκτης 3 είναι ο ακροδέκτης εξόδου (output terminal) και δρα σαν ένας διακόπτης. Όταν ο λογικός έλεγχος δίνει έξοδο HIGH (λογικό 1), μέσω μιας μικρής αντίστασης συνδέεται στον ακροδέκτη 8, V_{CC} . Σε αυτήν την κατάσταση ο ακροδέκτης, μπορεί να δώσει ρεύμα που να υπερβαίνει τα 20 mA (200mA για παλμική λειτουργία). Όταν ο λογικός έλεγχος δίνει στον ακροδέκτη 3 κατάσταση LOW, τότε ο ακροδέκτης 3 μέσω μιας χαμηλής αντιστάσεως σύνδεσης γειώνεται στον ακροδέκτη 1. Τώρα η έξοδος μπορεί να δώσει έως και 200mA.

Συμπερασματικά η τάση εξόδου V_{O3} είναι είτε στο δυναμικό της τροφοδοσίας V_{CC} (HIGH) είτε στο δυναμικό της γείωσης (LOW).

Ο ακροδέκτης 4 είναι ο ακροδέκτης επαναφοράς (reset) και επιτρέπει στο 555 να μηδενίσει τη λειτουργία του, λόγω της διέγερσής του από την είσοδο trigger. Πρόκειται ουσιαστικά για ακροδέκτη εισόδου. Συνήθως είναι συνδεδεμένος με την τροφοδοσία (ακροδέκτης 8), έτσι ώστε να απενεργοποιείται η επιλογή επαναφοράς (reset). Εντούτοις μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε περιπτώσεις στιγμιαίας παράκαμψης εντολών από τις εισόδους trigger και control. Εάν ο ακροδέκτης 4 είναι γειωμένος, είτε απ' ευθείας είτε μέσω του τρανζίστορ, η έξοδος (ακροδέκτης 3) του IC 555 και ο ακροδέκτης εκφορτίσεως (ακροδέκτης 7), πηγαίνουν σε κατάσταση LOW.

Ακροδέκτες εισόδου. Έτσι ονομάζονται: α.) ο ακροδέκτης 2 διέγερσης (Trigger) και ο ακροδέκτης 6 κατωφλίου (Threshold).

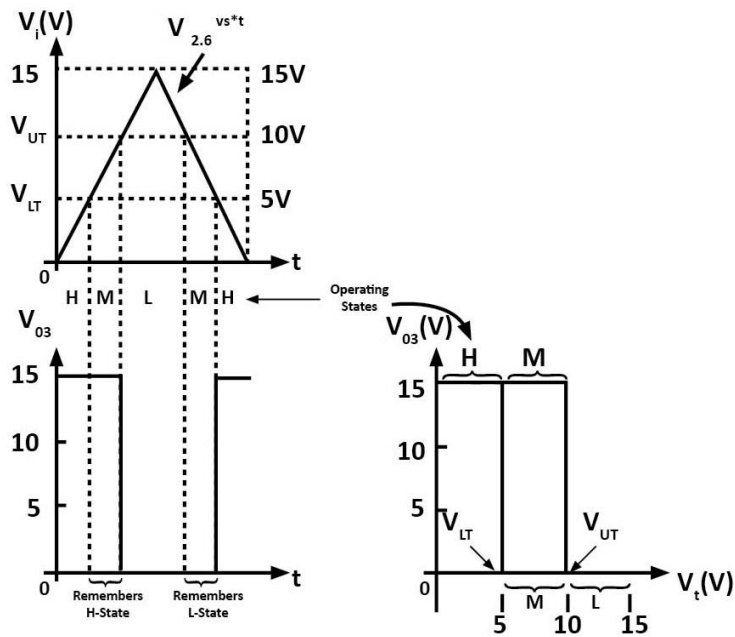
Ο καλύτερος τρόπος για να κατανοήσουμε το πώς ο ακροδέκτης 2 (trigger) και ο ακροδέκτης (Threshold) ασκούν έλεγχο πάνω στο 555 είναι να διενεργήσουμε μια απλή δοκιμή λειτουργίας. Στο παρακάτω σχήμα θέτουμε μια δοκιμαστική τάση V_i και στους δύο ακροδέκτες 2 και 6 την οποία μεταβάλλουμε από 0 έως 15 και πάλι 0. Η V_i είναι σχεδιασμένη ως προς τον χρόνο.



Σχήμα 8.8 Πειραματική συνδεσμολογία του IC 555

Με τη βοήθεια ενός παλμογράφου σχεδιάζουμε την τάση εξόδου V_{03} του ως προς τη διέγερση V_i , όπου παρατηρούμε εδώ τον γνωστό βρόγχο υστέρησης που συναντάμε σε συγκριτές με θετική ανάδραση.

Όλα αυτά φαίνονται καθαρά στο σχήμα 8.9, όπου μπορούμε να παρατηρήσουμε τις κυματομορφές εισόδου – εξόδου του IC 555.



Σχήμα 8.9 Οι τέσσερις καταστάσεις του IC 555 φαίνονται σχεδιασμένες $V_{in} = f(t)$, $V_o = f(t)$, $V_o = f(V_i)$

Το IC 555 μπορεί συνεπώς να βρεθεί σε τέσσερις καταστάσεις:

Όταν και οι δύο ακροδέκτες 2 και 6 είναι κάτω από την V_{LT} , η έξοδος V_{O3} οδηγείται σε κατάσταση HIGH, όπως φαίνεται και στο σχήμα 8.9 με το σημείο Η.

Όταν και οι δύο ακροδέκτες είναι πάνω από την V_{UT} , η έξοδος οδηγείται σε κατάσταση LOW, σημείο L του σχήματος 8.9.

Βλέπουμε δηλαδή ότι το IC 555 λειτουργεί ως αναστρέφων συγκριτής. Εντούτοις, η κατάσταση M είναι η λεγόμενη κατάσταση μνήμης (memory). Εάν και οι δύο ακροδέκτες εισόδου trigger και threshold βρίσκονται ανάμεσα στις τάσεις κατωφλίων το ολοκληρωμένο κύκλωμα «θυμάται» την τελευταία κατάσταση (H), (L) εξόδου.

Υπάρχουν μόνο 4 δυνατοί συνδυασμοί εισόδου επειδή το trigger (ακροδέκτης διέγερσης 2) συγκρίνεται με την V_{LT} και το threshold (ακροδέκτης κατωφλίου 6) με την V_{UT} (σχήμα 8.5). Οι συνδυασμοί αυτοί παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

Κατάσταση λειτουργίας	Ακροδέκτης διέγερσης (pin2)	Ακροδέκτης κατωφλίου (pin 6)	Κατάσταση του τερματικού εξόδου	
			Ακροδέκτης εξόδου (pin 3)	Ακροδέκτης εκφορτίσεως (pin 7)
H	Below V_{LT}	Below V_{UT}	High	Open
H	Below V_{LT}	Above V_{UT}	High	Open
M	Above V_{LT}	Below V_{UT}	Remembers last state	
L	Above V_{LT}	Above V_{UT}	Low	Ground

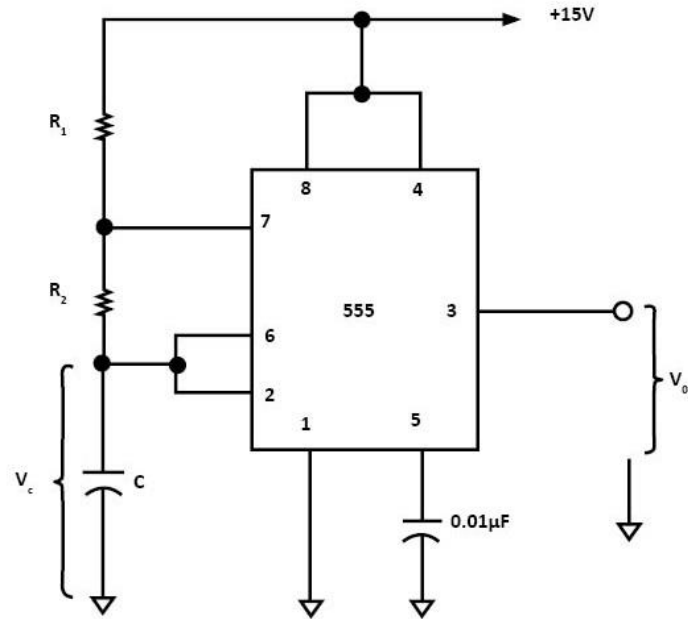
Πίνακας 8.1 Πίνακας πιθανών συνδυασμών εισόδου

Καταστάσεις του χρονιστή 555:

$$V_{UT} = 2/3 V_{CC}, V_{LT} = 1/3 V_{CC}, HIGH = V_{CC} = 1, LOW = ground = 0$$

8.5 Το IC 555 ως ασταθής πολυδονητής

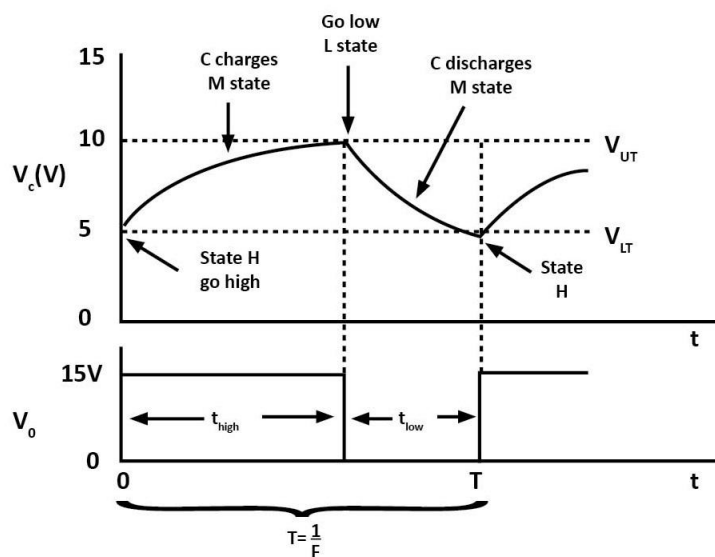
Το IC555 όπως φαίνεται στο επόμενο σχήμα δουλεύει ως αυτοδιεγερόμενος ή ασταθής πολυδονητής.



Σχήμα 8.10 Το IC 555 ως ταλαντωτής

Ο πυκνωτής C φορτίζεται μέσω των R_1 και R_2 από την τάση V_{CC} . Η αντίσταση R_2 και ο ακροδέκτης 7 εκφορτίζει τον πυκνωτή. Όταν φορτίζεται ο πυκνωτής, η έξοδος V_o είναι στην κατάσταση HIGH. Όταν η τάση V_C του πυκνωτή φθάσει τα $2/3$ της V_{CC} , ο συγκριτής 1, σχήμα 8.2 κάνει την τάση εξόδου να οδηγηθεί στην κατάσταση LOW όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 8.11.

Όταν η τάση V_C εκφορτιζόμενη φθάσει στο $1/3$ της V_{CC} , ο συγκριτής 2 κάνει την έξοδο να οδηγηθεί στην κατάσταση HIGH και ο κύκλος επαναλαμβάνεται. Οι κυματομορφές των τάσεων V_C και V_o φαίνονται στο παρακάτω σχήμα 8.11.



Σχήμα 8.11 Κυματομορφές του IC 555 ως ασταθής πολυδονητής

8.5.1 Συχνότητα ταλάντωσης

Η έξοδος παραμένει στην κατάσταση HIGH, όσο χρόνο ο πυκνωτής C φορτίζεται από το $1/3$ της V_{CC} έως τα $2/3$ της V_{CC} , προηγούμενο σχήμα 8.11. Η έξοδος είναι στην κατάσταση HIGH κατά τη διάρκεια του κύκλου φόρτισης, για τη χρονική διάρκεια t_1 , συνεπώς:

$$t_1 = (R_1 + R_2)C \ln \frac{V_{CC} - \frac{2}{3}V_{CC}}{V_{CC} - \frac{1}{3}V_{CC}} \quad (8.3)$$

$$t_1 = (R_1 + R_2)C \ln 2 \quad (8.4)$$

ή
$$t_1 = 0,693 (R_1 + R_2)C \quad (8.5)$$

Η έξοδος είναι στην κατάσταση LOW, κατά τη διάρκεια του κύκλου φόρτισης για τη χρονική περίοδο t_2 , που δίνεται από τη σχέση

$$t_2 = 0,693 R_2 C \quad (8.6)$$

Συνεπώς η περίοδος ταλάντωσης είναι ο χρόνος φόρτισης και εκφόρτισης, δηλαδή:

$$\begin{aligned} T &= t_1 + t_2 \\ T &= 0,693 (R_1 + R_2)C + 0,693 R_2 C \\ T &= 0,693 (R_1 + 2R_2)C \end{aligned} \quad (8.7)$$

Και η συχνότητα ταλάντωσης είναι:

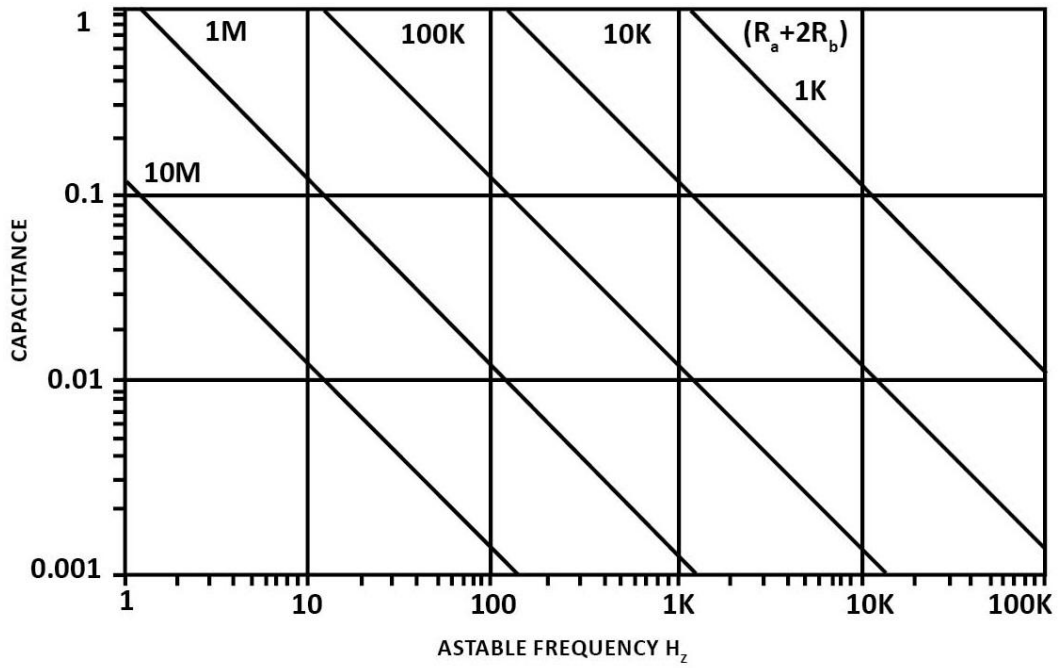
$$F = \frac{1}{T} \quad (8.8)$$

Το σχήμα 8.12 δείχνει το διάγραμμα του απαιτούμενου συνδυασμού των (R_1+2R_2) και C για τη δημιουργία μιας επιθυμητής συχνότητας λειτουργίας του 555 ως ασταθή πολυδονητή.

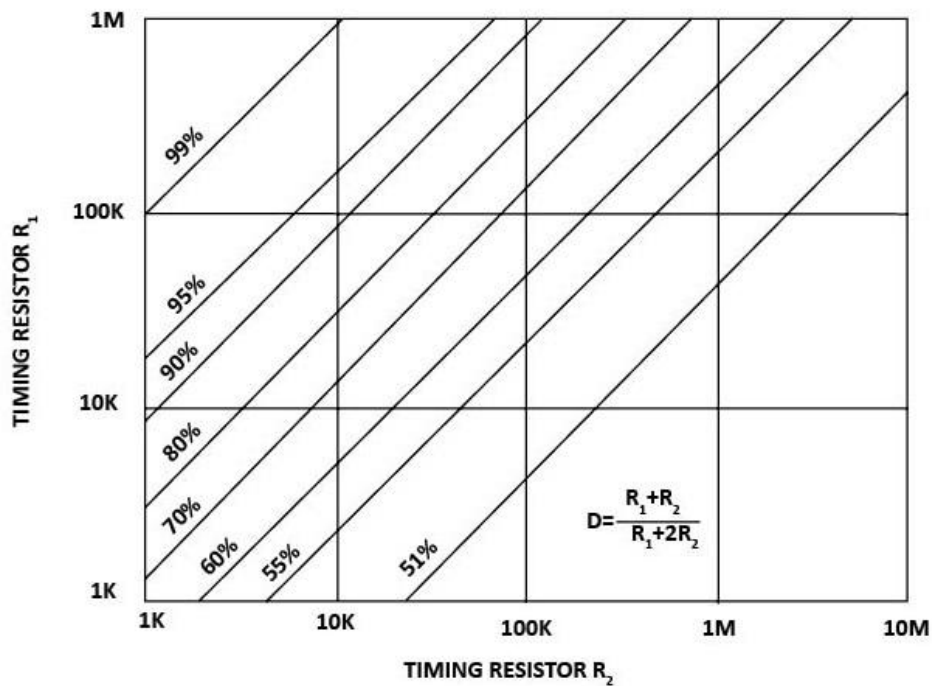
Ο κύκλος εργασίας d, μιας δεδομένης εξόδου είναι:

$$d = \frac{t_1}{T} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 + 2R_2} \quad (8.9)$$

Κάνοντας την R_2 μεγαλύτερη από την R_1 μπορούμε να πετύχουμε συμμετρικό τετραγωνικό παλμό με κύκλο εργασίας σχεδόν 50%, σχήμα 8.13.



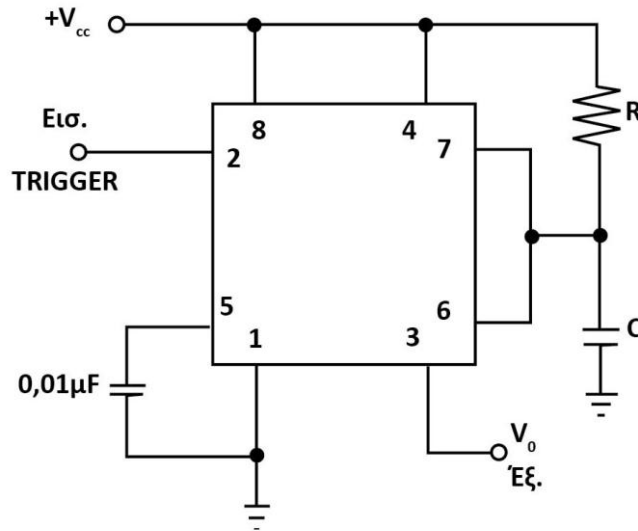
Σχήμα 8.12 Διάγραμμα απαιτούμενου συνδυασμού R, C του IC 555 ως ασταθής πολυδονητής



Σχήμα 8.13 Διάγραμμα εκλογής του λόγου των αντιστάσεων, ως προς τον κύκλο εργασίας

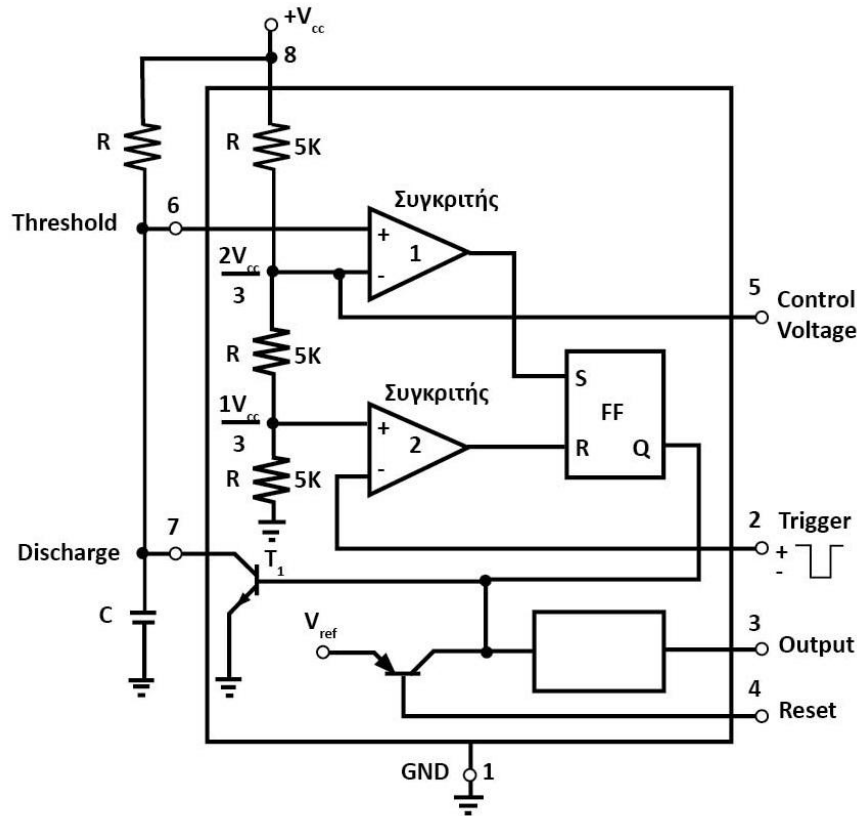
8.6 Το IC 555 ως μονοσταθής πολυδονητής

Το σχήμα 8.14 δείχνει τη συνδεσμολογία του IC 555 σαν πολυδονητή μιας βολής ή μονοσταθής.



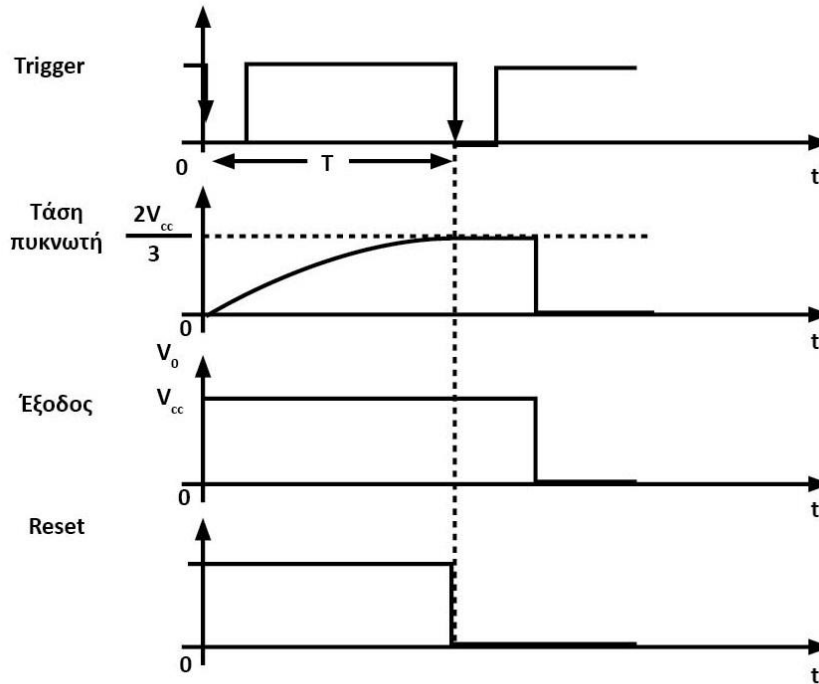
Σχήμα 8.14 Συνδεσμολογία IC555 ως πολυδονητής μιας βολής

Στη μόνιμη κατάσταση, αναφερόμενοι στο σχήμα 8.15, το flip-flop το T_1 ON με αποτέλεσμα να γειώνει τον πυκνωτή C. Η έξοδος (ακροδέκτης 3) κατά τη διάρκεια αυτή είναι στο δυναμικό της γης (κατάσταση LOW). Οι τρεις εσωτερικές αντιστάσεις των $5\text{ K}\Omega$ δημιουργούν διαιρέτη τάσης που δίνει τάσεις πόλωσης $2/3 V_{cc}$ και $1/3 V_{cc}$ αντίστοιχα. Εφόσον αυτές οι δύο τάσεις, καθορίζουν τις απαραίτητες τάσεις κατωφλίου των συγκριτών θα καθορίζουν και τα χρονικά διαστήματα φόρτισης και εκφόρτισης του πυκνωτή.



Σχήμα 8.15 Κύκλωμα χρονιστή 555

Εφόσον ο συγκριτής 2, είναι πολωμένος με $1/3 V_{CC}$ (κατώφλι), παραμένει στην κατάσταση ηρεμίας, όσο χρόνο η είσοδος trigger (ακροδέκτης 2) διατηρείται πάνω από το $1/3$ της τάσης V_{CC} . Όταν η είσοδος trigger διεγερθεί από το αρνητικό μέτωπο ενός παλμού, ο συγκριτής 2 οδηγεί το εσωτερικό flip-flop στην κατάσταση set, που με τη σειρά του αποβραχυκυκλώνει τον πυκνωτή και οδηγεί το T_1 στην κατάσταση OFF και η έξοδος οδηγείται στην κατάσταση HIGH. Επειδή ο πυκνωτής δεν είναι βραχυκυκλωμένος, η τάση στα άκρα του αυξάνει εκθετικά μέσω της αντίστασης R προς την τάση V_{CC} με σταθερά χρόνου RC . Μετά από ορισμένο χρόνο, η τάση του πυκνωτή θα φθάσει στα $2/3$ της V_{CC} και ο συγκριτής 1 θα κάνει reset το flip-flop που με τη σειρά του θα εκφορτίσει τον πυκνωτή κάνοντας ON το T_1 . Η συνθήκη αυτή είναι η αρχική, δηλαδή της σταθερής κατάστασης.



Σχήμα 8.16 Κυματομορφές παλμών του 555

Οι κυματομορφές δείχνονται στο παραπάνω σχήμα 8.16. Το κύκλωμα διεγείρεται μόνο στο αρνητικό μέτωπο του παλμού διέγερσης και όταν η τάση είναι μικρότερη από $\frac{1}{3} V_{CC}$. Μόλις διεγερθεί, η τάση εξόδου παραμένει σε κατάσταση HIGH μέχρις ότου τελειώσει ο χρόνος set, ακόμα και αν κατά το διάστημα αυτό ξανά διεγερθεί το κύκλωμα από εξωτερικό παλμό. Επειδή ο πυκνωτής C αλλάζει τάση από 0 έως $\frac{2}{3} V_{CC}$, έχουμε:

$$V_C = V_{CC} \left(1 - e^{-\frac{t_d}{RC}} \right) \quad (8.10)$$

$$\frac{2}{3} V_{CC} = V_C \left(1 - e^{-\frac{t_d}{RC}} \right) \quad (8.11)$$

$$t_d \approx RC \ln 3 = 1,1 RC \quad (8.12)$$

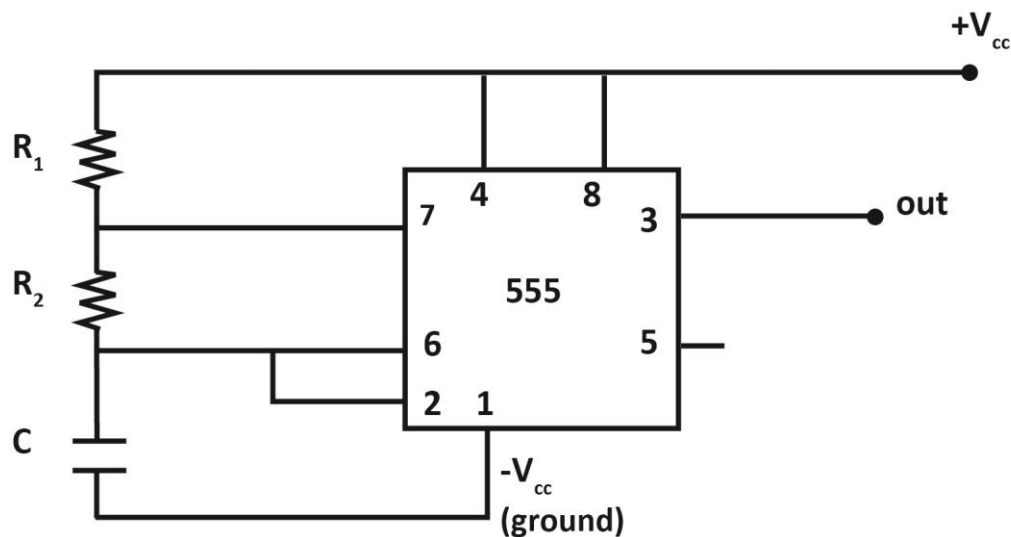
Το σχήμα 8.16 δείχνει το διάγραμμα των διαφόρων συνδυασμών των R και C που χρειάζονται για να δημιουργήσουμε ορισμένο χρόνο καθυστέρησης. Επειδή ο ρυθμός φόρτισης του C και τα κατώφλια των συγκριτών είναι ανάλογα της τάσης παροχής η διάρκεια του παλμού είναι ανεξάρτητη από την τάση παροχής V_{CC} . Η μεταβολή της τάσης παροχής επηρεάζει, αφενός το ρυθμό φόρτισης και αφετέρου τα κατώφλια των συγκριτών σε τρόπο ώστε να εξουδετερώνει οποιαδήποτε μεταβολή της διάρκειας του παλμού t_d .

Αν εφαρμόζεται ταυτόχρονα αρνητικό μέτωπο παλμού στον ακροδέκτη reset (ακροδέκτης 4) και στην είσοδο trigger (ακροδέκτης 2) κατά τη διάρκεια του παλμού εξόδου, ο πυκνωτής C εκφορτίζεται αμέσως και ο κύκλος ξαναρχίζει. Ο ακροδέκτης reset δρα ως αναχαιτιστής. Όταν ο ακροδέκτης reset είναι πάνω από 1 V, ο χρονοστής 555 είναι ελεύθερος να λειτουργεί, αν είναι κάτω από 0,4 V η έξοδος οδηγείται στην κατάσταση LOW. Όταν ελευθερωθεί ο ακροδέκτης reset, η έξοδος παραμένει στην κατάσταση LOW μέχρις ότου εφαρμοστεί το αρνητικό μέτωπο του παλμού διέγερσης. Όταν δε χρησιμοποιείται ο ακροδέκτης reset πρέπει υποχρεωτικά να συνδέεται στην τάση V_{cc} για να αποφύγουμε ανεπιθύμητη διέγερση.

Ο ακροδέκτης 5 (control voltage), χρησιμοποιείται κυρίως για φιλτράρισμα, όταν ο χρονοστής χρησιμοποιείται σε περιβάλλον που έχει θόρυβο. Αν όμως εφαρμόσουμε τάση στον ακροδέκτη αυτό, είναι δυνατό να μεταβάλουμε τη διάρκεια του παλμού με διαφορετικό τρόπο από αυτό που δίνει η εξίσωση 8.12. Αν ο ακροδέκτης 5 δεν χρησιμοποιείται, πρέπει να γειώνεται μέσω ενός πυκνωτή 0,01 μ F για να μη μεταβληθεί η διάρκεια του παλμού από οποιοδήποτε θόρυβο.

8.7 Σχεδίαση και οδηγίες κατασκευής

Στην κατασκευή μας χρησιμοποιούμε το χρονοστή 555 ως ταλαντωτή. Το κύκλωμα όπως είναι συνδεδεμένο εμφανίζεται στο παρακάτω σχήμα 8.17.



Σχήμα 8.17 Κύκλωμα κατασκευής

Τα υλικά που χρησιμοποιήσαμε είναι τα παρακάτω:

ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ	ΠΥΚΝΩΤΕΣ	ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ (IC)
<u>ΑΝΟΧΗ (5%)</u>	<u>ΑΝΟΧΗ (20%)</u>	
2 των 10ΚΩ	1 των 47μF/50V 105° C	Timer 555

Πίνακας 8.2 Πίνακας υλικών κατασκευής

Έχει επίσης τοποθετηθεί ένα ενδεικτικό led κόκκινου χρώματος το οποίο όταν ανάβει μας δείχνει ότι ο παλμός είναι σε κατάσταση HIGH και όταν σβήνει είναι σε κατάσταση LOW.

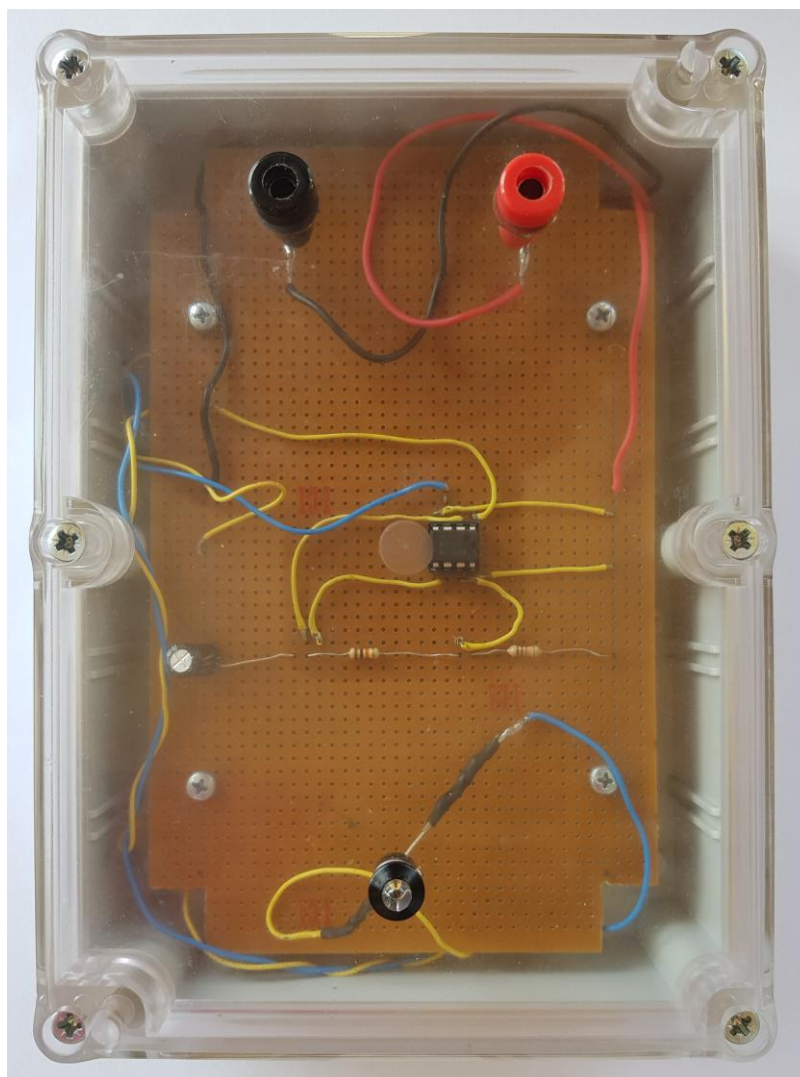
Το παραπάνω με χρήση ρελέ θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σε κυκλώματα ισχύος (π.χ. φώτα).

8.9 Διεξαγωγή ασκήσεων

1. Αναφέρατε τους τρόπους λειτουργίας του χρονοστή 555.
2. Στο σχήμα 7.17, είναι $R_1=R_2=10\text{K}\Omega$, και $C=0,47\mu\text{F}$. Να βρεθούν τα t_1 και t_2 καθώς και η συχνότητα ταλάντωσης.
3. Βρείτε τον κύκλο εργασίας του παραπάνω ερωτήματος.
4. Αποδείξτε ότι η συχνότητα ταλάντωσης του χρονοστή 555 δίνεται από τη σχέση:

$$f = \frac{1,44}{(R_1 + R_2)C}$$

5. Αποδείξτε ότι η διάρκεια παλμού εξόδου δίνεται από τη σχέση $t_d \approx 1,1*RC$.
6. Υπολογίστε αυτοδιεγειρόμενο πολυδονητή με 555 και τα εξής στοιχεία:
 $t_1= 2\text{ms}$ και $t_2=2\text{ms}$
7. Υπολογίστε πολυδονητή μιας βολής με 555 με διάρκεια παλμού $t_d=1\text{ms}$. Να υπολογιστεί και το δικτύωμα διέγερσης.
8. Σχεδιάστε κύκλωμα διέγερσης ρελέ με το 555 και εξηγήστε τη λειτουργία του.
9. Σχεδιάστε κύκλωμα τρανζίστορ που να λειτουργεί σαν αναστροφέας (στην έξοδο να δίνει λογικό 0). Εξηγήστε περιληπτικά τη λειτουργία.



Σχήμα 8.18 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης

9. ΚΥΚΛΩΜΑ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΧΡΟΝΟΥ

9.1 Ορισμός

Ένα ρολόι πραγματικού χρόνου (Real Time Cycle – RTC) μοιάζει με ένα ρολόι, και συνήθως έχει τη μορφή ολοκληρωμένου κυκλώματος που είναι αποκλειστικά κατασκευασμένο για να διατηρεί το χρόνο ακόμα και όταν υπάρχει διακοπή ρεύματος. Μετρά ώρες, λεπτά, δευτερόλεπτα, μήνες, μέρες, ή ακόμα και χρόνια.

Τα RTC μπορούν να βρεθούν σε προσωπικούς υπολογιστές, ενσωματωμένα συστήματα και διακομιστές και υπάρχουν σε οποιαδήποτε ηλεκτρονική συσκευή που μπορεί να απαιτεί ακριβή χρονική διατήρηση. Χρησιμοποιώντας ένα RTC, μπορούμε να παρακολουθούμε μακροπρόθεσμα χρονοδιαγράμματα, ακόμα και αν επαναπρογραμματίσουμε τον μικροελεγκτή ή τον αποσυνδέσουμε από το βύσμα τροφοδοσίας.

Τα RTCs πρέπει να διατηρούν με ακρίβεια το χρόνο, ακόμη και όταν η συσκευή είναι απενεργοποιημένη, επειδή συχνά χρησιμοποιείται ως σκανδάλη για την ενεργοποίηση της συσκευής ή την ενεργοποίηση συμβάντων όπως ξυπνητήρια. Τα RTC IC λειτουργούν σε μια εναλλακτική πηγή τροφοδοσίας, η οποία τους επιτρέπει να λειτουργούν συνεχώς κάτω από χαμηλή ισχύ ή ακόμα και όταν η συσκευή ή ο υπολογιστής που είναι εγκατεστημένα είναι απενεργοποιημένος. Τα ενσωματωμένα συστήματα σε παλαιότερα συστήματα χρησιμοποιούν μπαταρίες λιθίου, τη στιγμή που τα νεότερα συστήματα χρησιμοποιούν βοηθητικές μπαταρίες ή πυκνωτές μεγάλης χωρητικότητας. Οι πυκνωτές αυτοί έχουν τιμή χωρητικότητας πολύ υψηλότερη από τους άλλους πυκνωτές αλλά χαμηλότερα όρια τάσης έτσι ώστε να γεφυρώνουν το κενό ανάμεσα στους ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές και τις επαναφορτιζόμενες μπαταρίες. Τα RTC IC που χρησιμοποιούν πυκνωτές μεγάλης χωρητικότητας είναι επαναφορτιζόμενα και μπορούν να συγκολληθούν. Ωστόσο, στις περισσότερες μητρικές πλακέτες, το RTC τροφοδοτείται από μία μόνο μπαταρία η οποία, όταν αφαιρεθεί, επαναφέρει το RTC στο σημείο εκκίνησης.

9.2 Τρόπος λειτουργίας – Πλεονεκτήματα RTC

Τα RTC IC ρυθμίζουν το χρόνο με τη χρήση ενός κρυσταλλικού ταλαντωτή και δεν βασίζονται σε σήματα ρολογιού όπως τα περισσότερα ρολόγια. Εκτός από το να είναι υπεύθυνα για τη λειτουργία χρονισμού του συστήματος και του ρολογιού του, τα RTC IC εξασφαλίζουν ότι όλες οι διαδικασίες που συμβαίνουν

στο σύστημα είναι κατάλληλα συγχρονισμένες. Αν και κάποιος μπορεί να υποστηρίξει ότι αυτό πρόκειται για δουλειά του ρολογιού του συστήματος, το ρολόι του συστήματος εξαρτάται στην πραγματικότητα από το RTC, καθιστώντας το RTC έμμεσα υπεύθυνο για συγχρονισμό.

Μια μπαταρία ενός RTC συνήθως διαρκεί από τρία έως πέντε χρόνια ή και περισσότερο. Αν ο κύκλος ζωής μιας μπαταρίας τελειώσει, πρέπει να αντικατασταθεί για να εξασφαλιστεί η συνεχής λειτουργία. Μια μπαταρία που έχει τελειώσει μπορεί να διαγνωσθεί με ένα μήνυμα σφάλματος κατά την εκκίνηση ή αν ο χρήστης διαπιστώσει ότι το ρολόι ή η διαμόρφωση ρύθμισης έχει καταστραφεί.

Ας δούμε όμως κάποια πλεονεκτήματα των RTC:

- Τα RTC IC αποδείχθηκαν πιο ακριβή από άλλες μεθόδους - όπως ο προγραμματισμός του χρονοδιακόπτη του ελεγκτή.
- Απελευθερώνει το κύριο σύστημα από κρίσιμα για το χρόνο καθήκοντα.
- Έχει χαμηλή κατανάλωση ενέργειας και βελτιωμένη σταθερότητα συχνότητας.

9.3 Arduino και RTC

Οι περισσότεροι μικροελεγκτές, συμπεριλαμβανομένου του Arduino, έχουν ενσωματωμένο έναν χρονοιστή που ονομάζεται **millis ()** και επίσης έχουν ενσωματωμένους χρονομετρητές στο τσιπ που μπορούν να παρακολουθούν μεγαλύτερες χρονικές περιόδους όπως λεπτά ή ημέρες. Γιατί λοιπόν θα θέλαμε να έχουμε ξεχωριστό τσιπ RTC; Λοιπόν, ο μεγαλύτερος λόγος είναι ότι το **millis ()** παρακολουθεί μόνο το χρόνο από την τελευταία φορά που το Arduino τροφοδοτήθηκε με τάση. Αυτό σημαίνει ότι όταν η ισχύς είναι ενεργοποιημένη, ο χρονομετρητής των χιλιοστών του δευτερολέπτου επαναφέρεται στο 0. Για παράδειγμα το Arduino δεν ξέρει ότι είναι «Τρίτη» ή «8 Μαρτίου», το μόνο που μπορεί να πει είναι «Έχουν περάσει 14.000 χιλιοστά του δευτερολέπτου από την τελευταία φορά που τροφοδοτήθηκα.

Και σε περίπτωση που θα θέλαμε να ρυθμίσουμε την ώρα στο Arduino; Θα έπρεπε να προγραμματίσουμε την ημερομηνία και την ώρα, υπλογίζοντας το από τη στιγμή που ενεργοποιήθηκε. Αλλά αν χάσει την τροφοδοσία, θα πρέπει να επαναφέρουμε ξανά την ώρα. Μοιάζει πολύ με τα πολύ φθηνά ζυπνητήρια που κάθε φορά που κόβεται το ρεύμα, και επανέρχεται αρχίζει να αναβοσβήνει το 12:00.

Ενώ αυτό το είδος βασικής χρονομέτρησης είναι εντάξει για ορισμένες συσκευές, ορισμένες άλλες όπως καταγραφείς δεδομένων, ρολόγια κ.λπ. θα χρειαστεί να έχουν σταθερή χρονομέτρηση που δεν επαναφέρετε στην αρχική ρύθμιση όταν η μπαταρία του Arduino τελειώσει ή όταν το επαναπρογραμματίσουμε. Έτσι, συμπεριλαμβάνει ξεχωριστό RTC! Το τσιπ RTC είναι ένα εξειδικευμένο τσιπ που παρακολουθεί μόνο το χρόνο. Μπορεί να μετρήσει για έτη και ξέρει πόσες μέρες έχει ένας μήνας, αλλά δεν μπορεί να υπολογίσει την αλλαγή ώρας μεταξύ θερινής και χειμερινής (επειδή αλλάζει από τόπο σε τόπο).

9.4 Υλικά κατασκευής

Προτού περιγράψουμε τα υλικά της κατασκευής, θα πρέπει να αναφέρουμε ότι ο βασικός παράγοντας επιλογής των παρακάτω υλικών αποτελεί το χαμηλό κόστος τόσο της κύριας συσκευής Arduino Mega 2560, όσο και των υπολοίπων συσκευών, RTC DS3231 και οθόνη κρυστάλλων IC.

9.4.1 Arduino Mega 2560

Στη συγκεκριμένη κατασκευή το Arduino Mega 2560 αποτελεί την κύρια συσκευή προγραμματισμού του RTC DS3231. Είναι η κύρια συσκευή πάνω στην οποία θα συνδεθούν οι περιφερειακές.

Πρόκειται για την πιο εξελιγμένη πλακέτα της τεχνολογίας Arduino και έχει σχεδιαστεί για πιο περίπλοκες κατασκευές που απαιτούν μεγαλύτερη μνήμη και περισσότερες εισόδους/εξόδους. Η έκδοση 3 (Rev3) είναι η τελευταία που κυκλοφορεί και είναι πλήρως συμβατή με καινούργιες και παλιές πλακέτες επέκτασης.

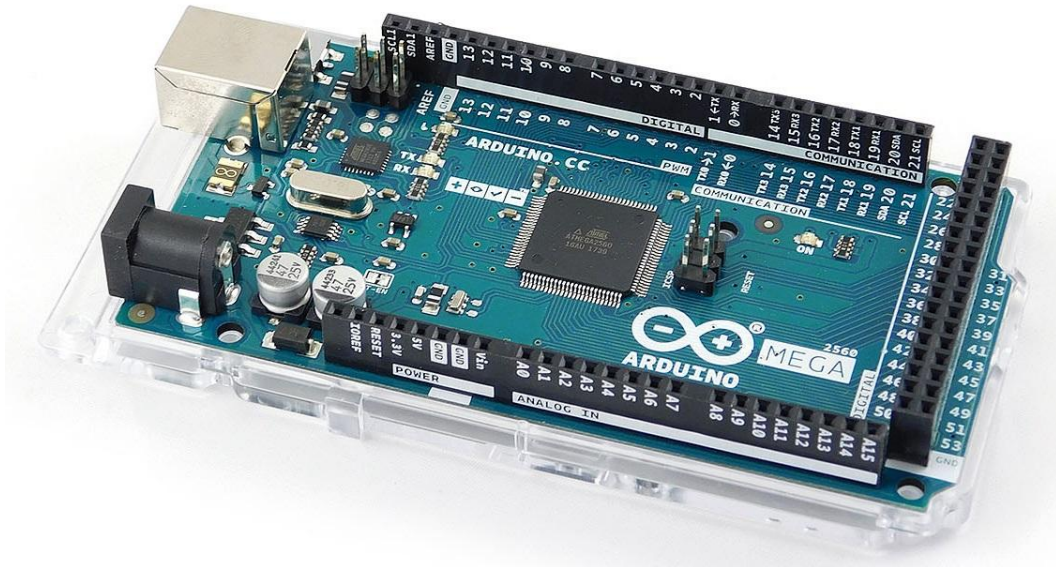
Ουσιαστικά είναι ένας μικροελεγκτή ολοκληρωμένης πλακέτας που βασίζεται στον μικροελεγκτή ATmega2560 της Atmel.

Περιέχει ότι χρειάζεται για να μπορεί να προγραμματιστεί και να λειτουργήσει όταν τη συνδέουμε με ένα απλό καλώδιο USB στον υπολογιστή ή με ένα τροφοδοτικό στην πρίζα, επίσης μπορεί να λειτουργήσει και με απλή μπαταρία.

Διαθέτει 54 ψηφιακούς ακροδέκτες (pins) εισόδου/εξόδου (από τους οποίους οι 15 μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως έξοδοι PWM), 16 αναλογικές εισόδους, 4 σειριακές θύρες επικοινωνίας (hardware serial ports – UARTs), έναν κρυσταλλικό ταλαντωτή συγχρονισμένο στα 16MHz, μία θύρα σύνδεσης USB (τύπου B) για τον προγραμματισμό και την τροφοδοσία της πλακέτας, μια είσοδο τροφοδοσίας που μπορεί να χρησιμοποιηθεί εναλλακτικά για

τροφοδοσία από τροφοδοτικό πρίζας ή από απλή μπαταρία, 1 υποδοχή ICSP (in-circuit serial programming) και ένα κουμπι επαναφοράς (reset).

Το Arduino Mega 2560 λειτουργεί με τροφοδοσία 5V DC από την είσοδο του USB ή με 9V/12V DC από την είσοδο της τροφοδοσίας.

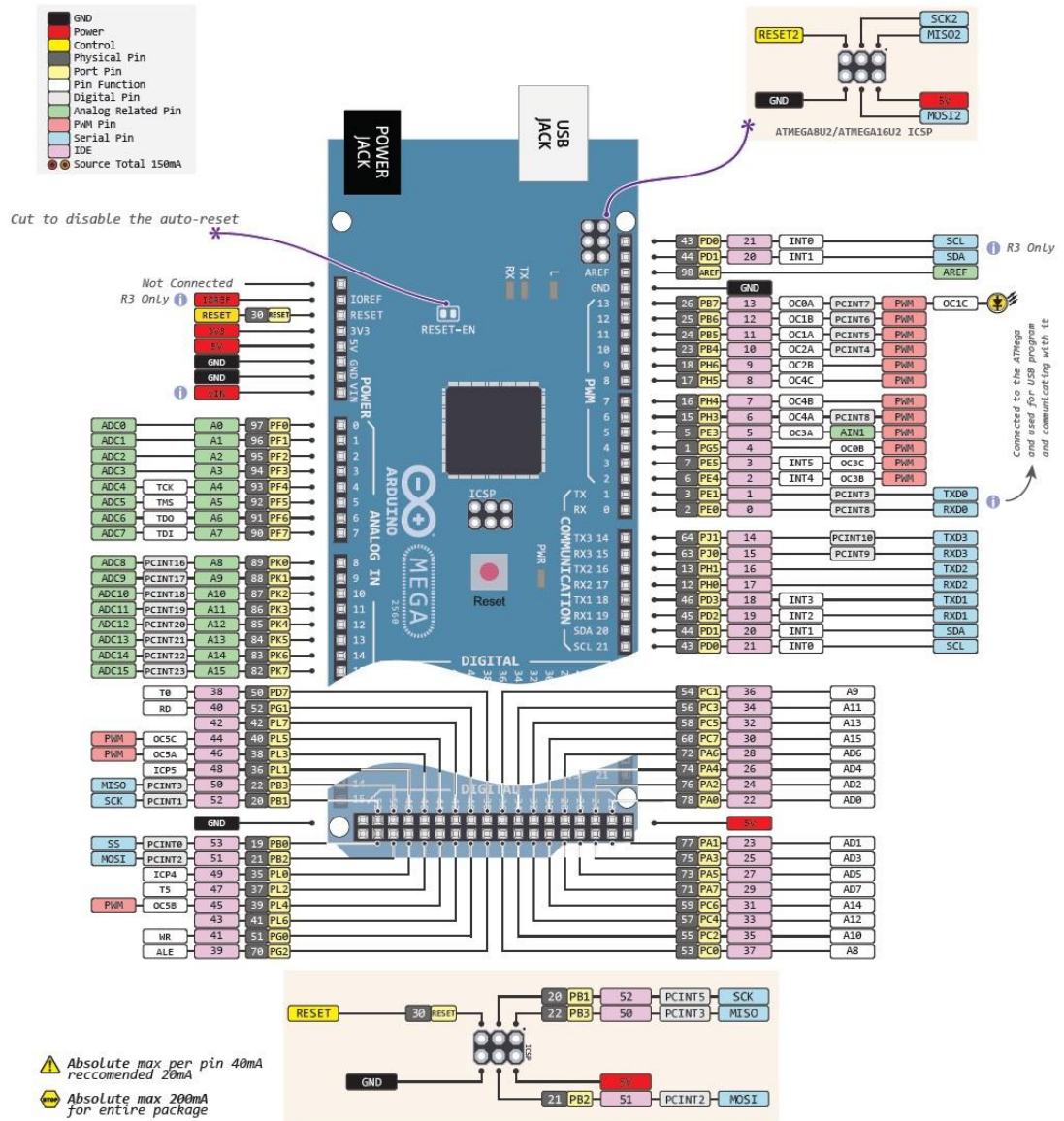


Σχήμα 9.1 Εικόνα Arduino Mega 2560

Συνοψίζοντας τα χαρακτηριστικά του είναι:

- Μικροελεγκτής: ATmega2560
- Τάση λειτουργίας: 5V
- Τάση εισόδου: 7-12V
- Τάση εισόδου (limits): 6-20V
- Ψηφιακά I/O Pins: 54
- Αναλογικές εισόδους: 16
- PWM εισόδους: 15
- DC Ρεύμα ανά I/O Pin: 40mA
- DC Ρεύμα για 3.3V Pin: 50mA
- Μνήμη Flash: 256 KB
- Μνήμη SRAM: 8 KB
- Μνήμη EEPROM: 4 KB
- Ταχύτητα (Clock Speed): 16 MHz
- Αρχιτεκτονική ελεγκτή: AVR
- Διαστάσεις πλακέτας: 101.5mm x 53.3mm
- Βάρος πλακέτας: 37g

Στο παρακάτω σχήμα 9.2 βλέπουμε τη χαρτογράφηση των ακίδων του Arduino Mega 2560.



Σχήμα 9.2 Διάγραμμα Arduino Mega 2560

Το Arduino Mega προγραμματίζεται με το λογισμικό Arduino.

9.4.2 RTC DS3231

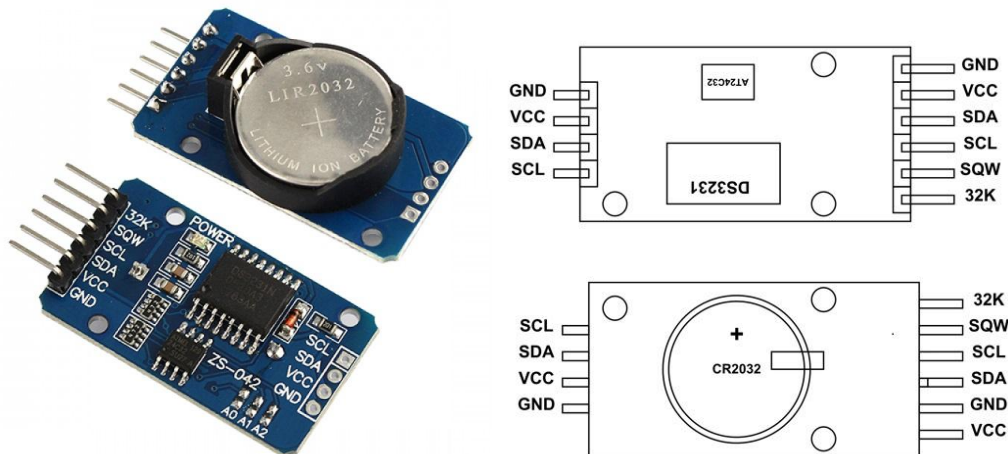
Το DS3231 είναι ρολόι πραγματικού χρόνου (RTC) με ενσωματωμένο ταλαντωτή κρυστάλλων με αντιστάθμιση θερμοκρασίας. Αποτελείται από μια μπαταρία που παρέχει τροφοδοσία στο DS3231 όταν η κεντρική τροφοδοσία διακοπεί. Με αυτό τον τρόπο, συνεχίζει να λειτουργεί χωρίς κανένα πρόβλημα. Διατίθεται σε εμπορικά και βιομηχανικά εύρη θερμοκρασιών. Για βιομηχανική

χρήση το εύρος της θερμοκρασίας είναι από -40°C έως $+85^{\circ}\text{C}$. Για εμπορική χρήση το εύρος κυμαίνεται από 0°C έως $+70^{\circ}\text{C}$.

Το DS3231 χρησιμοποιείται σε βιομηχανικές συσκευές και σε διάφορες ηλεκτρονικές συσκευές όπως φορητούς υπολογιστές, υπολογιστές και διακομιστές (servers) και συσκευές GPS για υψηλή ακρίβεια χρόνου.

Είναι χαμηλού κόστους και μπορεί να λειτουργήσει μέχρι τη συχνότητα των 400kHz. Η ημερομηνία στο τέλος του μήνα προσαρμόζεται αυτόματα για μήνες με λιγότερες από 31 ημέρες. Λειτουργεί είτε σε 24ωρη είτε σε 12ωρη μορφή με δείκτη AM / PM

Έχει μια απλή σειριακή διασύνδεση που μπορεί να συνδεθεί με τους περισσότερους μικροελεγκτές. Τα δεδομένα μεταφέρονται σειριακά μέσω ενός αμφίδρομου διαύλου I2C. Ένα κύκλωμα αναφοράς αντιστάθμισης θερμοκρασίας ακριβείας και συγκριτικό κύκλωμα παρακολουθεί την κατάσταση του VCC για την ανίχνευση διακοπών ρεύματος, την παροχή εξόδου επαναφοράς και την αυτόματη μετάβαση στην εφεδρική παροχή όταν είναι απαραίτητο.

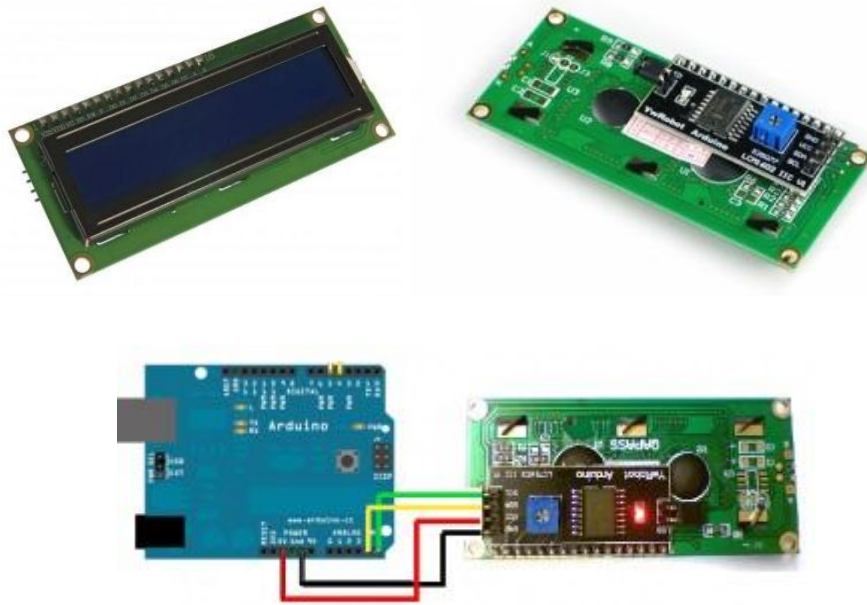


Σχήμα 9.3 RTC DS3231

9.4.3 Οθόνη υγρών κρυστάλλων I2C (LiquidCrystal_I2C)

Για την απεικόνιση του χρόνου που προγραμματίσαμε στο RTC DS3231 χρησιμοποιούμε μία οθόνη LCD, σχήμα 9.4. Πρόκειται για μια οθόνη υγρών κρυστάλλων 2 γραμμών με μπλε φόντο και λευκούς χαρακτήρες. Διαθέτει δύο σειρές συμβολοσειρών, όπου η καθεμία χωράει 16 χαρακτήρες. Κάθε χαρακτήρας εμφανίζεται σε ένα πλαίσιο 5x7 pixel. Η βιβλιοθήκη με τον κώδικα που θα χρειαστούμε για τη σύνδεση διατίθεται στο διαδίκτυο δωρεάν. Το μόνο που θα χρειαστούμε είναι 2 ακροδέκτες εισόδου/εξόδου.

Περιλαμβάνει φωτισμό λευκού Led.



Σχήμα 9.4 Lcd I2C

Χαρακτηριστικά:

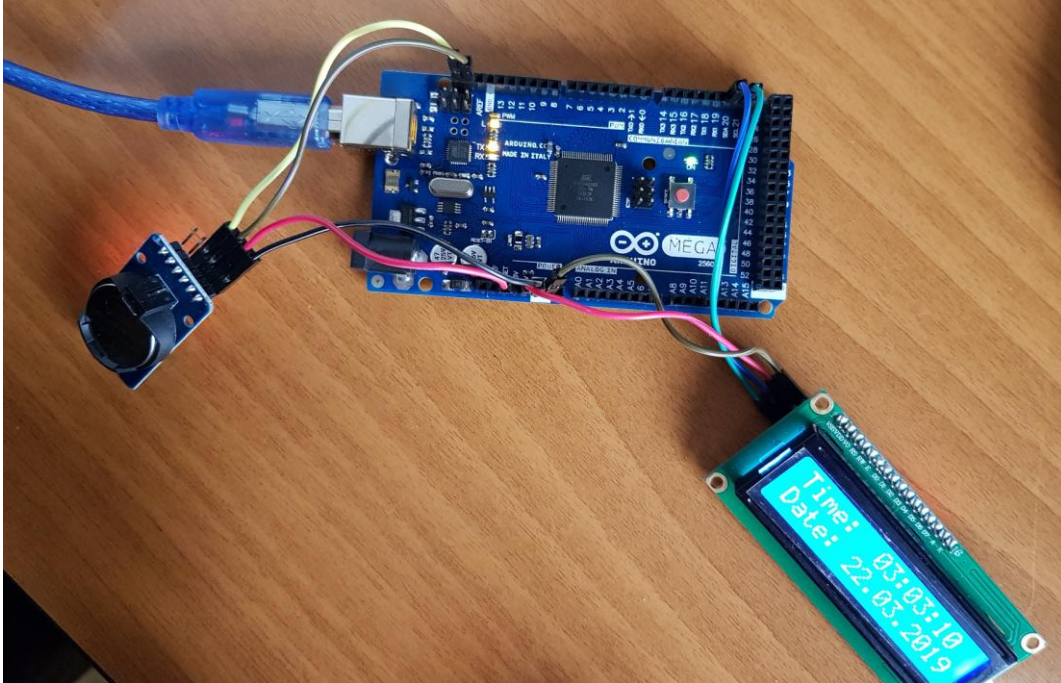
- Τύπος: Character LCD
- Αριθμός Χαρακτήρων: 16x2
- Χρώματα Οθόνης: Μπλέ
- Διασύνδεση: I2C
- Interface: I2C
- I2C Address: 0x27
- Pin Definition : VCC, GND, SDA, SCL
- Backlight (Blue with white char color)
- Supply voltage: 5V
- Contrast Adjust : Through Potentiometer
- Only employ two I/O interface

Διαστάσεις:

- Body: 80 x 36 x 18mm
- Panel: 71 x 25mm

9.5 Ολοκλήρωση κατασκευής

Αφού χρησιμοποιήσουμε τα υλικά που περιγράψουμε πιο πάνω και τα διασυνδέσουμε κατάλληλα τότε η κατασκευή μας θα έχει την εξής τελική μορφή:



Σχήμα 9.5 Συνδεσμολογία κατασκευής

Για τον προγραμματισμό χρησιμοποιήσαμε το λογισμικό Arduino IDE. Αφού πρώτα φορτώσαμε τις κατάλληλες βιβλιοθήκες που βρήκαμε δωρεάν στο διαδίκτυο και κάναμε τις κατάλληλες διορθώσεις ο τελικός κώδικας έχει την τελική μορφή όπως φαίνεται στο Παράρτημα Β.



Σχήμα 9.6 Κατασκευή Πειραματικής Διάταξης

10. Συμπεράσματα

Η παρούσα διπλωματική εργασία ως στόχο έχει την ανάπτυξη υλικού για την εκπαίδευση μαθητών και φοιτητών, οι οποίοι ασχολούνται στο αντικείμενο των ενσωματωμένων συστημάτων, και επιθυμούν να εκπαιδευτούν στη διασύνδεση ηλεκτρονικών μονάδων, την ενίσχυση σήματος, την επεξεργασία σημάτων εισόδου και εξόδου καθώς και την βελτίωση της ποιότητας ενός σήματος. Στη διπλωματική εργασία λαμβάνονται υπόψη τόσο τα αναλογικά όσο και τα ψηφιακά σήματα, ενώ δίνεται ιδιαίτερη προσοχή στην εκμάθηση συνολικά των επιμέρους αντικειμένων, παραθέτοντας όλο το απαραίτητο μαθηματικό, φυσικό και ηλεκτρολογικό υπόβαθρο που απαιτείται. Επιπλέον, όπου αυτό είναι εφικτό, παρατίθεται και λογισμικό για τη διευκόλυνση της δοκιμής αξιοποιώντας την πλατφόρμα Arduino.

Για κάθε αντικείμενο μελέτης, έχει δημιουργηθεί ηλεκτρονική διάταξη επίδειξης, η οποία μπορεί να αξιοποιηθεί εκτός από τη θεωρία του μαθήματος και σε εργαστήρια ηλεκτρονικής και ενσωματωμένων συστημάτων. Κάθε διάταξη θα είναι διαθέσιμη στο εργαστήριο «Ενσωματωμένα Συστήματα Υπολογιστών στη Βιοϊατρική», του Τμήματος Πληροφορικής με Εφαρμογές στη Βιοϊατρική, για χρήση από φοιτητές.

Η διπλωματική εργασία χωρίζεται σε 8 κύρια κεφάλαια. Συγκεκριμένα, στο κεφάλαιο 2 μελετάται το φαινόμενο του bouncing στην είσοδο μιας ηλεκτρονικής διάταξης και η αξιοποίηση των pull-up και pull-down transistors, στο κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται η ενίσχυση σήματος, στο κεφάλαιο 4 γίνεται αναφορά στο θόρυβο και στις τεχνικές καθαρισμού του, στο κεφάλαιο 5 μελετάται η δίοδος και οι εφαρμογές της, στο κεφάλαιο 6 παρουσιάζονται τα τυπικά φίλτρα για την επεξεργασία σημάτων, στο κεφάλαιο 7 παρουσιάζονται οι μετατροπείς ADC και DAC, στο κεφάλαιο 8 μελετάται ο χρονισμός και τα κυκλώματα για την ενσωμάτωση σε ένα κύκλωμα, ενώ στο κύκλωμα 9 παρουσιάζεται κύκλωμα πραγματικού χρόνου.

Βιβλιογραφία

- [1] <https://www.brainy-bits.com/arduino-switch-debounce/> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [2] <https://www.arduino.cc/en/tutorial/debounce> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [3] <https://www.megunolink.com/articles/how-do-i/simple-button-debounce/> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [4] <https://programmingelectronics.com/tutorial-19-debouncing-a-button-with-arduino-old-version/> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [5] <https://learn.adafruit.com/make-it-switch/debouncing> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [6] <http://www.electronics-lab.com/project/arduino-button-debounce-tutorial/> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [7] <https://core-electronics.com.au/tutorials/switch-debouncing-with-arduino.html> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [8] Εργαστηριακές Ασκήσεις Ηλεκτρονικής (Πανεπ. Αθηνών Εργαστήριο Ηλεκτρ. Φυσικής, Κων. Καρούμπαλος 1983)
- [9] Κυκλώματα Παλμών και Διακοπών (Σ.Α. Πακτίτη, Εκδόσεις Ιών 1989)
- [10] Φίλτρα LC, Ενεργά, Ψηφιακά, Διακοπτόμενων Πυκνωτών (Σ.Α. Πακτίτη, Εκδόσεις Ιών 1989)
- [11] Ηλεκτρονικό Εργαστήριο (Αρ. Τσιάμπουλα – Εμμαν. Νικολαΐδη 1991)
- [12] Σημειώσεις Ηλεκτρονικών Β' Έτους Α Εξαμήνου (Σιβιτανίδειον Ίδρυμα, Σύλλογος Σπουδαστών 1973)
- [13] Μαθήματα Ηλεκτρονικής (Κ. Καρούμπαλου – Γ. Φιλοκύπρου)
- [14] Βασικά Ηλεκτρονικά – Μικροηλεκτρονική / Κυκλώματα Διόδων (Γ. Τσιατούχας)
- [15] Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά (Σημειώσεις Εργαστηρίου Τμήματος Ηλεκτρονικής ΤΕΙ Αθήνας)
- [16] Εργαστηριακή Άσκηση II (Πανεπιστήμιο Ιωαννίνων – Σημειώσεις Εργαστηρίου Ηλεκτρονικής)
- [17] Ολοκληρωμένη Ηλεκτρονική (Jacob Millman – Χρήστου Χαλκιά)
- [18] Microelectronics (Millman and Crabel Mc Craw – Hill 1989)
- [19] Περιοδικό Τεχνική Εκλογή (Τεύχος Φεβρουαρίου 1992)
- [20] Μετρήσεις Τεχνικών Μεγεθών (Σ.Ε. Σιμοπούλου, ΕΜΠ 1989)
- [21] Αρχές Ψηφιοποίησης ADC-DAC Conversion (Σημειώσεις Εργαστηρίου Τεχνολογία Μετρήσεων, ΤΕΙ Χαλκίδας)
- [22] Εγχειρίδιο Αναλογικών και Ψηφιακών Κυκλωμάτων, Περιβάλλον Προσομοίωσης και Μετρήσεων με Διασύνδεση Labview (Εκδόσεις Τζιόλα)

- [23] Αναλογικά Ηλεκτρονικά (Παιδαγωγικό Ινστιτούτο)
- [24] <http://www.ni.com> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [25] <https://lastminuteengineers.com/ds3231-rtc-arduino-tutorial/> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [26] <https://howtomechatronics.com/tutorials/arduino/arduino-ds3231-real-time-clock-tutorial/> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [27] <https://www.instructables.com/id/Arduino-DS3231-Real-Time-Clock/> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [28] <https://electronics hobbyists.com/arduino-real-time-clock-rtc-and-temperature-monitor-using-ds3231-module/> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [29] <https://www.electronicshub.org/arduino-ds3231-rtc-module-tutorial/> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [30] <https://www.robotshop.com/media/files/pdf/arduinomega2560datasheet.pdf> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)
- [31] <https://grobotronics.com/arduino-mega-2560-rev3.html> (τελευταία επίσκεψη: 2 Σεπ. 2019)

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

ΚΩΔΙΚΑΣ DEBOUNCE (ARDUINO UNO CLONE)

```
int buttonState = LOW; //this variable tracks the state of the button, low if not pressed, high if pressed
int ledState = -1; //this variable tracks the state of the LED, negative if off, positive if on
const int ledPin = 13; //led attached to this pin

const int buttonPin = 2; //pushbutton attached to this pin
long lastDebounceTime = 0; // the last time the output pin was toggled
long debounceDelay = 50; // the debounce time; increase if the output flickers

void setup() {

  //set the mode of the pins...
  pinMode(ledPin, OUTPUT);
  pinMode(buttonPin, INPUT);

} //close void setup

void loop() {

  //sample the state of the button - is it pressed or not?
  buttonState = digitalRead(buttonPin);

  //filter out any noise by setting a time buffer
  if ( ( millis() - lastDebounceTime ) > debounceDelay ) {

    //if the button has been pressed, lets toggle the LED from "off to on" or "on to off"
    if ( ( buttonState == HIGH ) && ( ledState < 0 ) ) {

      digitalWrite(ledPin, HIGH); //turn LED on
      ledState = -ledState; //now the LED is on, we need to change the state
      lastDebounceTime = millis(); //set the current time
    }

    else if ( ( buttonState == HIGH ) && ( ledState > 0 ) ) {
```

```
digitalWrite(ledPin, LOW); //turn LED off
ledState = -ledState; //now the LED is off, we need to change the state
lastDebounceTime = millis(); //set the current time
} //close if/else

} //close if(time buffer)

} //close void loop
```

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

ΚΩΔΙΚΑΣ RTC

```
#include <DS3231.h>
#include <LiquidCrystal_I2C.h>
#include <Wire.h>

DS3231 rtc(SDA, SCL);
LiquidCrystal_I2C lcd(0x27,20,4);

void setup()
{
  lcd.init();
  lcd.init();
  lcd.backlight();
  Serial.begin(115200);
  rtc.begin();
  // The following lines can be uncommented to set the date and time
  //rtc.setDOW(WEDNESDAY); // Set Day-of-Week to SUNDAY
  //rtc.setTime(12, 0, 0); // Set the time to 12:00:00 (24hr format)
  //rtc.setDate(1, 1, 2014); // Set the date to January 1st, 2014
  lcd.begin(16,2); // Initializes the interface to the LCD screen, and specifies the dimensions (width and height) of
the display }
}

void loop()
{
  {
  // Send Day-of-Week
  Serial.print(rtc.getDOWStr());
  Serial.print(" ");

  // Send date
  Serial.print(rtc.getDateStr());
  Serial.print(" -- ");

  // Send time
  Serial.println(rtc.getTimeStr());
  lcd.setCursor(0,0);
```

```
lcd.print("Time: ");  
lcd.print(rtc.getTimeStr());  
  
lcd.setCursor(0,1);  
lcd.print("Date: ");  
lcd.print(rtc.getDateStr());  
  
// Wait one second before repeating  
delay (1000);  
}  
}
```