

ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ Σχολή Ηλεκτρολογών Μηχανικών Και Μηχανικών Υπολογιστών Τομέας Ηλεκτρομαγνητικών Εφαρμογών Ηλεκτροοπτικής & Ηλεκτρονικών Υλικών

Σχεδίαση σύνθετου συστήματος μετρήσεων και ελέγχου

a) Οπτικός αισθητήρας CO2, θερμοκρασίας, υγρασίας

b) Μέτρηση μετατόπισης με ακρίβεια νανομέτρων

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ της **ΕΥΣΤΑΘΙΑΣ ΠΕΤΡΟΠΟΥΛΟΥ**

Επιβλέπων : Κωνσταντίνος Χ. Πολιτόπουλος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Δεκέμβριος 2015



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΟΠΤΙΚΗΣ & ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΥΛΙΚΩΝ

Σχεδίαση σύνθετου συστήματος μετρήσεων και ελέγχου

- a) Οπτικός αισθητήρας CO2, θερμοκρασίας, υγρασίας
- **b**) Μέτρηση μετατόπισης με ακρίβεια νανομέτρων

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

της

ΕΥΣΤΑΘΙΑΣ ΠΕΤΡΟΠΟΥΛΟΥ

Επιβλέπων : Κωνσταντίνος Χ. Πολιτόπουλος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή τη
ν $2^{\rm a}$ Δεκεμβρίου 2015.

.....

Κωνσταντίνος Πολιτόπουλος Επίκουρος καθηγητής Ε.Μ.Π. Γεώργιος Καμπουράκης Αναπληρωτής καθηγητής Ε.Μ.Π. Ελένη Αλεξανδράτου

Е.ΔΙ.Π.

Αθήνα, Δεκέμβριος 2015

••••••

ΕΥΣΤΑΘΙΑ ΠΕΤΡΟΠΟΥΛΟΥ

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

Copyright © -- All rights reserved ΕυσταθίαΠετροπούλου, 2015.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος.

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

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

Περίληψη

Ο σκοπός της παρούσας διπλωματικής είναι η σχεδίαση του αναλογικού κυκλώματος που αποτελεί μέρος ενός σύνθετου συστήματος μέτρησης για βιοϊατρικές εφαρμογές. Το σύστημα αυτό αποτελείται από δύο κύρια μέρη. Το πρώτο είναι το κύκλωμα ενός αισθητήρα διοξειδίου του άνθρακα, θερμοκρασίας και υγρασίας, ενώ το δεύτερο ενός αισθητήρα μετατόπισης με ακρίβεια νανομέτρων.

Συγκεκριμένα, γίνεται ανάλυση των φυσικών φαινομένων που χρησιμοποιούνται από τους παραπάνω αισθητήρες για τη λήψη μετρήσεων,όπως το πυροηλεκτρικό φαινόμενο και η λειτουργία γέφυρας, καθώς και η επιλογή των υλικών. Με βάση αυτά, ακολουθεί η σχεδίαση των απαραίτητων συνοδευτικών αναλογικών κυκλωμάτων για την ομαλή λειτουργία τους. Στα πλαίσια αυτά γίνονται προσθήκες φίλτρων, ενισχυτών και λοιπών στοιχείων με σκοπό τη λήψη χρήσιμων σημάτων από τους αισθητήρες. Στη συνέχεια, χρησιμοποιείται κατάλληλο εργαλείο spice για την προσομοίωση και επαλήθευση της ορθότητας της σχεδίασης του κυκλώματος.

Πέρα από το αναλογικό κύκλωμα, σχεδιάζεται και ψηφιακό φίλτρο FIR για εφαρμογή στα σήματα του αισθητήρα του διοξειδίου του άνθρακα. Η λειτουργία του προσομοιώνεται με τη βοήθεια του εργαλείου MATLAB. Έτσι, τίθενται βάσεις για την ψηφιακή επεξεργασία των λαμβανόμενων σημάτων από τους αισθητήρες.

Εν κατακλείδι, πραγματοποιείται η σχεδίαση ενός οργάνου μέτρησης, με δυνατότητες προσαρμογών και επεκτάσεων στο κύκλωμά του, ώστε να εξυπηρετήσουν παρούσες, αλλά και μελλοντικές, ανάγκες του ΕργαστηρίουΒιοϊατρικής Οπτικής και Εφαρμοσμένης Βιοφυσικής.

ΛέξειςΚλειδιά: βιοϊατρικές εφαρμογές, σχεδίαση, αναλογικό κύκλωμα, σύστημα μέτρησης, αισθητήρας, διοξείδιο του άνθρακα, θερμοκρασία, υγρασία, μετατόπιση νανομέτρων, πυροηλεκτρικό φαινόμενο, γέφυρα, προσομοίωση, spice, MATLAB, ψηφιακό φίλτρο FIR

Abstract

The purpose of this thesis is the design of analog circuitry that is part of a complex measuring system used in biomedical applications. The system consists of two main parts. The first circuit is a carbon dioxide, temperature and humidity sensor, while the second one is a displacement sensor at nanometers level.

In particular, we describe phenomena that take place in the above sensors while taking measurements, such as the pyroelectric effect and the bridge mode, and present our reasoning behind the choice of materials used. The design of the accompanying analog circuits for their correct functioning follows. Within this framework, filters, amplifiers and other component additions happen, in order to obtain useful signals from the sensors. Then the appropriate spice tool is used to simulate and verify the correctness of the circuit design.

Besides the analog circuit, a FIR digital filter is designed in order to be applied to the signals of the carbon dioxide sensor. The operation is simulated with the help of the MATLAB tool. In this way, we set the basis for digital processing of the received signals from the sensors.

In conclusion, we design a measuring instrument that allows for potential adjustments and extensions to its circuitry, thus being able to serve present and future needs of the Laboratory of Biomedical Optics and Applied Biophysics.

Keywords: biomedical applications, analog circuit design, measurement system, sensor, carbon dioxide, temperature, humidity, nanometers displacement, pyroelectric effect, bridge, simulation, spice, MATLAB, digital FIR filter

Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όλους όσους συνέβαλαν στην εκπόνησή της.

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα διδάσκοντα κύριο Κώστα Πολιτόπουλο για τη διαρκή υποστήριξη και πολύτιμη καθοδήγηση. Η εμπιστοσύνη και ο σεβασμός αυτού και των υπόλοιπων μελών του εργαστηρίου αποδείχθηκαν πολύτιμοι σύμμαχοι στην προσπάθεια αυτή.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω την κα. Ελένη Αλεξανδράτου και τον κ. Γεώργιο Καμπουράκη για το ενδιαφέρον τους και τη συμμετοχή τους ως μέλη της τριμελούς εξεταστικής επιτροπής.

Τέλος, χρωστάω ένα μεγάλο ευχαριστώ στην οικογένεια και τους φίλους μου που με υποστήριξαν και μου συμπαραστάθηκαν στην πορεία αυτή.

Ευσταθία Πετροπούλου

Αθήνα, Δεκέμβριος 2015

Πίνακας περιεχομένων

1		E	ισαγωγή	1
	1.1	Av	τικείμενο διπλωματικής	2
	1.2	Ορ	γάνωση κειμένου	3
2		N	Ιελέτη και σχεδίαση οπτικού αισθητήρα CO2, θερμοκρασίας, υγρασίας	5
	2.1	Θεσ	ωρητικό υπόβαθρο για τον αισθητήρα CO2	5
	2.1	.1	Γενική ταξινόμηση των αισθητήρων	5
	2.1	.2	Μέθοδος μη- διασπειρόμενης υπέρυθρης ακτινοβολίαςNDIR	7
	2.1	.3	Το πυροηλεκτρικό φαινόμενο	8
	2.1	.4	Πυροηλεκτρικοί αισθητήρες	. 10
	2.1	.5	Εφαρμογές πυροηλεκτρικών αισθητήρων	. 16
	2.1	.6	Ο NDIR αισθητήρας IRC – Α1	. 18
	2.2	Екр	μετάλλευση των αποτελεσμάτων μέτρησης	.19
	2.2	.1	Προσδιορισμός απορρόφησης	.20
	2.2	.2	Προσδιορισμός της συγκέντρωσης του αερίου	.21
	2.2	.3	Θερμοκρασιακή αντιστάθμιση	.21
	2.2	.4	Υπολογισμός της θερμοκρασιακά διορθωμένης συγκέντρωσης αερίου	. 22
	2.3	Σχε	εδίαση κυκλώματος αισθητήρα CO2	.24
	2.4	Πρ	οσομοίωση	.24
	2.5	Θεα	ωρητικό υπόβαθρο για τον αισθητήρα υγρασίας	.26
	2.6	Σχε	εδίαση κυκλώματοςαισθητήρα υγρασίας	.28
	2.6	.1	Ο αισθητήρας υγρασίας ChipCap2	.28
	2.6	.2	Συνδεσμολογία κυκλώματος	. 28
3		Ψ	ηφιακά φίλτρα	30
	3.1	Θεα	ωρητικό υπόβαθρο ψηφιακών φίλτρωνFIR	.30

	3.1	.1	Τύποι και προδιαγραφές ψηφιακών φίλτρων	.31
	3.1	.2	Χαρακτηριστικά των FIR φίλτρων	. 34
	3.1	.3	Μέθοδοι σχεδίασης των FIR φίλτρων	.36
	3.2	Χρ	ήση ψηφιακού φίλτρου για τον αισθητήρα CO2	.40
	3.2	.1	Λόγοι επιλογής χρήσης ψηφιακού φίλτρου	.40
	3.2	.2	Σχεδίαση στο MATLAB	.41
	3.3	Άλ	λες χρήσεις ψηφιακών φίλτρων	.45
4		Σ	χεδίαση κυκλώματος μετατόπισης νανομέτρων	46
	4.1	Λει	ιτουργία γέφυρας	.47
	4.2	То	πιεζοηλεκτρικό στοιχείο	.49
	4.2.1 4.2.2		Καταπόνηση (Strain)	. 52
			Αντιστάσεις Παραμόρφωσης (StrainGauges)	. 52
	4.2	.3	Μέτρηση της καταπόνησης	. 54
	4.3	Επε	εξεργασία σήματος πιεζοαντίστασης	.58
	4.4	Οa	ενισχυτής οργάνων	.60
	4.4	.1	Σύντομη περιγραφή του ενισχυτήΑD8557	.60
	4.4	.2	Η είσοδος του ενισχυτή οργάνων	. 62
	4.4.3		Η έξοδος του ενισχυτή οργάνων	.65
	4.4	.4	Ανάλυση θορύβου	.66
	4.5	Σχε	εδίαση κυκλώματος	.70
5		Y	΄λοποίηση	73
6		E	πίλογος	78
	6.1	Σύν	νοψη και συμπεράσματα	.78
	6.2	Mε	λλοντικές επεκτάσεις	.79
7		B	ιβλιογραφία	81

Πίνακας εικόνων

Εικόνα 2.1: Παθητικός αισθητήρας6
Εικόνα 2.2: Ενεργητικός αισθητήρας6
Εικόνα 2.3: Αισθητήρας NDIR7
Εικόνα 2.4: Πυροηλεκτρικός αισθητήρας και ισοδύναμο κύκλωμα
Εικόνα 2.5: Πυροηλεκτρικός αισθητήρας – Θερμική ακτινοβολία κατά μήκος του άξονα 3
Εικόνα 2.6: Απόκριση πυροηλεκτρικού αισθητήρα σε θερμική βηματική συνάρτηση.
Εικόνα 2.7:Κυκλώματα διεπαφής πυροηλεκτρικών αισθητήρων συνδεσμολογίας τάσης (Α) και ρεύματος (Β)17
Εικόνα 2.8: Αισθητήρας NDIR CO2 διπλού καναλιού
Εικόνα 2.9: Θερμοκρασιακή αντιστάθμιση (σφάλμα στα 5000ppmCO2)23
Εικόνα 2.10: Προσομοίωση αποτελεσμάτων25
Εικόνα 2.11: Κύκλωμα αισθητήρα CO225
Εικόνα 2.12: Βασική δομή χωρητικού αισθητήρα υγρασίας27
Εικόνα 2.13: ChipCap2
Εικόνα 2.14: Κύκλωμα σύνδεσης αισθητήρα υγρασίας
Εικόνα 3.1:Ιδανικά φίλτρα31
Εικόνα 3.2:Ιδανικά φίλτρα32
Εικόνα 3.3: Μη ιδανικό βαθυπερατό φίλτρο
Εικόνα 3.4: Δομή FIR ψηφιακού φίλτρου35
Εικόνα 3.5: Διάγραμμα ροής αλγορίθμου Remez37
Εικόνα 3.6:Οι δύο κυριότερες δομές πραγματοποίησης FIR φίλτρων (α) άμεση
(uansversar), (p) phuhhikule and an and a second and a

Εικόνα 3.7: Φίλτρο FIR συχνότητας δειγματοληψίας 22Hz43
Εικόνα 3.8: Φίλτρο FIR συχνότητας δειγματοληψίας30Hz43
Εικόνα 4.1: Πιεζοηλεκτρικός κρύσταλλος και πιεζοαντιστάσεις
Εικόνα 4.2: Η γέφυρα Wheatstone
Εικόνα 4.3: Τυπικό σύστημα αισθητήρα γέφυρας48
Εικόνα 4.4: Πιεζοηλεκτρικός κρύσταλλος49
Εικόνα4.5: Ταλάντωση πιεζοηλεκτρικού49
Εικόνα 4.6: Υστέρηση πιεζοηλεκτρικού50
Εικόνα 4.7: Πιεζοηλεκτρικές αντιστάσεις51
Εικόνα 4.8: Πιεζοηλεκτρικό στοιχείο και αντιστάσεις σχηματισμού γέφυρας51
Εικόνα 4.9: Καταπόνηση (Strain)52
Εικόνα 4.10: Ο συνδεδεμένος μεταλλικός straingauge53
Εικόνα 4.11: Γέφυρα πιεζοαντιστάσεων54
Εικόνα 4.12: Πιεζοαντίσταση56
Εικόνα 4.13: Πιεζοηλετρικό PZS00157
Εικόνα 4.14: Πιεζοηλεκτρικό στοιχείο, PZS00162
Εικόνα 4.15: Κύκλωμα πιεζοαντίστασης - ενισχυτή66
Εικόνα 4.16: Ανάλυση με επαλληλία67
Εικόνα 4.17: Κύκλωμα πιεζοηλεκτρικού στοιχείου71

1

Εισαγωγή

Το Εργαστήριο Βιοϊατρικής Οπτικής και Εφαρμοσμένης Βιοφυσικής έχει σαν σκοπό του την ανάπτυξη και εφαρμογή οπτικών τεχνολογιών στην Ιατρική και τις Βιοεπιστήμες, καθώς και την διεξαγωγή πρωτοπόρου έρευνας στην τομή της Φωτονικής με τις Βιοεπιστήμες και την επιστήμη του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού.

Όπως είναι φυσικό η σύνθετη φύση ενός τέτοιου εργαστηρίου δημιουργεί ανάγκες πολύ συγκεκριμένων μετρήσεων και καταγραφών για παρακολούθηση και έλεγχο διαφόρων πειραμάτων που πραγματοποιούνται σε αυτό. Συνεπώς, είναι απαραίτητη η δυνατότητα εξέλιξης του εξοπλισμού του, ώστε να λαμβάνονται ακριβείς και έγκυρες μετρήσεις, η εξεύρεση καινούριων τρόπων προσέγγισης για ερωτήματα που προκύπτουν, και η δυνατότητα εξειδικευμένης παραμετροποίησης των οργάνων που χρησιμοποιούνται προκειμένου να καλύψουν τις εκάστοτε ανάγκες, όπως οι ακόλουθες.

 Η δυνατότητα λήψης μετρήσεων προς επαλήθευση των επιπέδων του διοξειδίου του άνθρακα στον κλίβανο του εργαστηρίου, όπου πραγματοποιείται συντήρηση καρκινικών κυττάρων προς μελέτη, καθώς και η καταγραφή τους για περεταίρω ανάλυση και επεξεργασία. Ο σχεδιασμός συστήματος μετατόπισης με ακρίβεια νανομέτρων για το μικροσκόπιο του εργαστηρίου που πραγματοποιεί μελέτη πάνω σε κύτταρα κολλαγόνου και ελαστίνης.

1.1 Αντικείμενο διπλωματικής

Στην παρούσα εργασία πραγματοποιείται η μελέτη και σχεδίαση ενός τέτοιου σύνθετου συστήματος μετρήσεων και ελέγχου που διαιρείται σε δύο κύρια μέρη.

Το πρώτο μέρος αφορά στη σχεδίαση ενός αισθητήρα διοξειδίου του άνθρακα, με παράλληλη και επικουρική χρήση αισθητήρων θερμοκρασίας και υγρασίας. Ο αισθητήρας αυτός μπορεί να τοποθετηθεί εντός του κλιβάνου διατήρησης καρκινικών κυττάρων, με στόχο την παρακολούθηση των περιβαλλοντικών του συνθηκών επί 24ώρου βάσεως. Έτσι, μπορεί αφενός να γίνεται γνωστό αν κάποια στιγμή οι συνθήκες μεταβάλλονται και επηρεάζουν τις τελικές μετρήσεις. Και αφετέρου, να λαμβάνεται μέριμνα ώστε να παραμένουν σε συγκεκριμένα σταθερά επίπεδα, τα οποία είναι 4.5-5% vol περιεκτικότητα σε διοξείδιο του άνθρακα (CO2), 60-70% vol σε υγρασία και θερμοκρασία 37°C. Μάλιστα είναι ιδιαίτερα σημαντική η καταγραφή των επιπέδων υγρασίας, η οποία αυτή τη στιγμή δεν περιλαμβάνεται στην παρακολούθηση των περιβαλλοντικών συνθηκών του κλιβάνου, ενώ αποτελεί βασική παράμετρο.

Το δεύτερο μέρος αφορά στη σχεδίαση ενός συστήματος μέτρησης μετατόπισης με ακρίβεια νανομέτρων, ικανό για αξιοποίηση σε εργαστηριακά μικροσκόπια. Το σύστημα αυτό περιλαμβάνει ένα πιεζοηλεκτρικό στοιχείο, ικανό για μέτρηση μετατόπισης τέτοιας ακρίβειας, καθώς και το υπόλοιπο κύκλωμα απαραίτητο για τη λειτουργία και τον έλεγχο του. Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι η απαίτηση του οργάνου ήταν η ευελιξία του, ώστε να είναι δυνατή η χρήση του σε διαφορετικά συστήματα μέτρησης. Αυτό λήφθηκε υπόψη κατά τη σχεδίασή του. Έτσι, παρότι αυτήν τη στιγμή σχεδιάζεται για πολύ συγκεκριμένους σκοπούς, μπορεί να παραμετροποιηθεί σε μεγάλο βαθμό και να επεκταθεί ώστε να καλύπτει πλήρως και άλλες ανάγκες του εργαστηρίου.

1.2 Οργάνωση κειμένου

Ξεκινώντας με το πρώτο μέρος της εργασίας, περιγράφεται στο Κεφάλαιο 2 η σχεδίαση του οπτικού αισθητήρα διοξειδίου του άνθρακα και γίνεται αναφορά στις απαραίτητες προσθήκες αναλογικού κυκλώματος για τη λειτουργία του ψηφιακού αισθητήρα υγρασίας που χρησιμοποιείται.

Στη συνέχεια, αναλύεται στο Κεφάλαιο 3 η ψηφιακή επεξεργασία σήματος, με τη μορφή ψηφιακών φίλτρων FIR, χρήσιμη για τα σήματα που λαμβάνονται από τον αισθητήρα διοξειδίου, αλλά και γενικότερα.

Στο Κεφάλαιο 4 πραγματοποιείται η μελέτη και σχεδίαση του κυκλώματος μετατόπισης νανομέτρων, ενώ στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται ολοκληρωμένα τα επιμέρους στοιχεία που αποτελούν το αναλογικό κύκλωμα του σύνθετου οργάνου μέτρησης.

Σύνοψη και ιδέες για μελλοντικές επεκτάσεις περιλαμβάνονται στο Κεφάλαιο 6. Ενώ τέλος, το Κεφάλαιο 7 αποτελεί τις βιβλιογραφικές και ηλεκτρονικές πηγές.

2

Μελέτη και σχεδίαση οπτικού αισθητήρα CO2, θερμοκρασίας, υγρασίας

Επιθυμείται η μέτρηση των επιπέδων του διοξειδίου του άνθρακα στον κλίβανο του εργαστηρίου. Μία από τις πιο συνηθισμένες μεθόδους μέτρησης των επιπέδων αυτών είναι η μέθοδος Μη-Διασπειρόμενης Υπέρυθρης Ακτινοβολίας (Non-DispersiveInfra-Red – NDIR). Επειδή όμως τέτοιου είδους αισθητήρες είναι ιδιαίτερα ευαίσθητοι στις περιβαλλοντικές τους συνθήκες, είναι απαραίτητος ο ταυτόχρονος έλεγχος των επιπέδων της θερμοκρασίας και της υγρασίας του περιβάλλοντος χώρου.

2.1 Θεωρητικό υπόβαθρο για τον αισθητήρα CO2

2.1.1 Γενική ταζινόμηση των αισθητήρων

Αισθητήρες ονομάζονται οι διεπαφές των ηλεκτρονικών συσκευών με τον φυσικό κόσμο. Μετατρέπουν ένα μη ηλεκτρικό σήμα ή χημική ποσότητα σε ηλεκτρική, επιτυγχάνοντας έτσι επικοινωνία των μηχανών με τον φυσικό κόσμο.Η ταξινόμηση των αισθητήρων γίνεται με δύο τρόπους.

Πρώτον, με βάση την αντίληψη του φυσικού κόσμου.

- Θερμικοί: αντιλαμβάνονται θερμοκρασία, θερμότητα, ροή θερμότητας
- Μηχανικοί: αντιλαμβάνονται δύναμη, πίεση, ταχύτητα, επιτάχυνση, θέση
- Μαγνητικοί: αντιλαμβάνονται ένταση μαγνητικού πεδίου, πυκνότητα μαγνητικής ροής, μαγνητική τάση
- Χημικοί: αντιλαμβάνονται συγκέντρωση, σύνθεση ή ρυθμό αντίδρασης
- Ακτινοβολίας: αντιλαμβάνονται ένταση, μήκος κύματος, πόλωση, φάση

Δεύτερον, με βάση τη χρήση βοηθητικής πηγής ενέργειας.

Παθητικοί ή αυτοδιεγειρόμενου σήματος εξόδου: παράγουν ηλεκτρικό σήμα
 εξόδου χωρίς βοηθητική πηγή ενέργειας, π.χ. θερμοστοιχείο.



Εικόνα 2.1: Παθητικός αισθητήρας

 Ενεργητικοί ή διαμορφωμένου σήματος εξόδου: παράγουν ηλεκτρικό σήμα εξόδου με βοηθητική πηγή ενέργειας, π.χ. φωτοδίοδοι, φωτοκύτταρα και θερμίστορ.



Εικόνα 2.2: Ενεργητικός αισθητήρας

2.1.2 Μέθοδος μη- διασπειρόμενης υπέρυθρης ακτινοβολίας NDIR

Γενικά ένας NDIR (Non-Dispersive Infra-Red) αισθητήρας είναι ένας απλός αισθητήρας φασματοσκοπίας που συχνά χρησιμοποιείται ως ανιχνευτής αερίων, όπως διοξείδιο ή μονοξείδιο του άνθρακα, διοξείδιο θείου, άζωτο, κ.α. Η μέθοδος λέγεται μη διασπειρόμενη με την έννοια της χρωματικής διασποράς. Εν προκειμένω, η υπέρυθρη ενέργεια επιτρέπεται να περάσει μέσω της κοιλότητας του ατμοσφαιρικού δείγματος χωρίς να υπόκειται σε χρωματική διασπορά, δηλαδή αλλοίωση.



Εικόνα 2.3: Αισθητήρας NDIR

Τα κύρια στοιχεία ενός NDIR αισθητήρα είναι μία πηγή υπερύθρων (λάμπα), μία δειγματική οπτική κοιλότητα, ένα φίλτρο φωτός και ένας ανιχευτής υπερύθρων. Η υπέρυθρη ακτινοβολία κατευθύνεται μέσω της κοιλότητας προς τον ανιχνευτή. Παράλληλα σε αυτήν την κοιλότητα υπάρχει μία δεύτερη που περιέχει ένα αέριο αναφοράς, συνήθως άζωτο. Το αέριο στην δειγματική κοιλότητα προκαλεί απορρόφηση σε συγκεκριμένα μήκη κύματος σύμφωνα με το νόμο Beer-Lambert. Στη συνέχεια στον ανιχνευτή μετράται η εξασθένιση αυτών των μηκών κύματος ώστε να προσδιοριστεί η συγκέντρωση του αερίου. Ένα οπτικό φίλτρο είναι τοποθετημένο μπροστά στον ανιχνευτή το οποίο εξαλήφει όλα τα μήκη κύματος εκτός από εκείνα που μπορούν να απορροφήσουν τα μόρια του επιλεγμένου αερίου. [1], [2]

Ο ανιχνευτής υπερύθρων μπορεί να είναι ένα θερμοηλεκτρικό ή πυροηλεκτρικό στοιχείο. Στην παρούσα διπλωματική χρησιμοποιείται ανιχνευτής λειτουργίας πυροηλεκτρικού στοιχείου.

2.1.3 Το πυροηλεκτρικό φαινόμενο

Τα πυροηλεκτρικά υλικά είναι κρυσταλλικές ουσίες ικανές για τη γέννηση ηλεκτρικού φορτίου ως αντίδραση προς την ροή θερμότητας. Το πυροηλεκτρικό φαινόμενο είναι στενά συνδεδεμένο με το πιεζοηλεκτρικό φαινόμενο. Τα υλικά ανήκουν σε μία κλάση φερροηλεκτρικών. Το όνομα αποδόθηκε σε συνάρτηση με τα φερρομαγνητικά και είναι αρκετά αποπροσανατολιστικό μιας και τα περισσότερα υλικά αυτού του είδους δεν έχουν καμία σχέση με τον σίδηρο.

Ένας κρύσταλλος θεωρείται ως πυροηλεκτρικό υλικό εάν επιδεικνύει μία αυτόματη πόλωση εξαρτώμενη από την θερμοκρασία. Υπάρχουν κάποιες κατηγορίες κρυστάλλων που επιδεικνύουν πυροηλεκτρικές ιδιότητες. Εκτός των πυροηλεκτρικών ιδιοτήτων, αυτά τα υλικά επιδεικνύουν ως έναν βαθμό και πιεζοηλεκτρικές ιδιότητες – δηλαδή παράγουν ένα ηλεκτρικό ρεύμα ως απόκριση σε μηχανικό στρες (καταπόνηση).

Ο πυροηλεκτρισμός παρατηρήθηκε για πρώτη φορά σε κρύσταλλους τουρμαλίνης τον 18° αιώνα, ενώ κάποιοι ισχυρίζονται πως παρατηρήθηκε από Έλληνες πριν από 23 αιώνες. Αργότερα, τον 19° αιώνα, αλάτι Rochelle χρησιμοποιούνταν για να φτιαχτούν πυροηλεκτρικοί αισθητήρες. Μία μεγάλη ποικιλία υλικών έγιναν διαθέσιμα μετά το 1915, όπως τα KDP (KH₂PO₄), ADP (NH₄H₂PO₄), BaTiO₃, και σύνθεση των PbTiO₃ και PbZrO₃, γνωστή ως PZT. Αυτήν τη στιγμή περισσότερα από 1000 υλικά με αναστρέψιμη πόλωση είναι γνωστά και ονομάζονται φερροηλεκτρικοί κρύσταλλοι. Τα πιο σημαντικά ανάμεσά τους είναι το triglycine sulfate (TGS) και το lithium tantalate (LiTaO₃).

Ένα πυροηλεκτρικό υλικό μπορεί να θεωρηθεί ως σύνθεση ενός μεγάλου αριθμού μικρότερων κρυσταλλιτών, όπου ο καθένας συμπεριφέρεται σαν ένα μικρό ηλεκτρικό δίπολο. Όλα αυτά τα δίπολα, ωστόσο, είναι προσανατολισμένα τυχαία κατά μήκος μίας επιθυμητής κατεύθυνσης. Πάνω από μία ορισμένη θερμοκρασία, γνωστή ως σημείο Κιουρί (Curie point), οι κρυσταλλίτες χάνουν τη διπολική τους ροπή.

Όταν η θερμοκρασία ενός πυροηλεκτρικού υλικού αλλάζει, το υλικό πολώνεται. Με άλλα λόγια, ένα ηλεκτρικό ρεύμα εμφανίζεται στην επιφάνειά του. Πρέπει να γίνει κατανοητό ότι η πόλωση υφίσταται σαν συνάρτηση της αλλαγής της θερμοκρασίας του υλικού, και όχι σαν συνάρτηση της ίδιας της θερμοκρασίας. Υπάρχουν διάφοροι μηχανισμοί με τους οποίους οι αλλαγές στην θερμοκρασία έχουν σαν αποτέλεσμα τον πυροηλεκτρισμό. Οι αλλαγές στην θερμοκρασία μπορούν να προκαλέσουν σύμπτυξη ή επιμήκυνση σε ένα δίπολο. Τα φαινόμενα αυτά ονομάζονται στοιχειώδης ή πρωτεύων πυροηλεκτρισμός. Υπάρχει επίσης ο δευτερεύων πυροηλεκτρισμός ο οποίος μπορεί, με έναν απλοποιημένο τρόπο, να περιγραφεί ως το αποτέλεσμα του πιεζοηλεκτρικού φαινομένου, δηλαδή της ανάπτυξης έντασης σε ένα υλικό λόγω θερμικής διαστολής.

Η συνολική διπολική ροπή, Μ, του πυροηλεκτρικού αισθητήρα είναι:

$$M = \mu A h$$

Όπου,

μ: διπολική ροπή ανά μονάδα όγκου

Α: επιφάνεια αισθητήρα

h: πάχος αισθητήρα

Το ρεύμα Q_a , το οποίο μπορεί να ανιχνευτεί από ηλεκτρόδια, δημιουργεί την διπολική ροπή κατά μήκος του υλικού:

$$M_0 = Q_a h$$

Το M πρέπει να ισούται με το M_0 , έτσι ώστε:

$$Q_a = \mu A$$

Καθώς η θερμοκρασία μεταβάλλεται, αλλάζει και η διπολική ροπή, έχοντας σαν αποτέλεσμα ένα εφαρμοζόμενο ρεύμα. Η θερμική απορρόφηση μπορεί να σχετιστεί με την αλλαγή σε ένα δίπολο, έτσι ώστε το μ να θεωρείται ως συνάρτηση της θερμοκρασίας, T_a , αλλά και μίας στοιχειώδους θερμικής ενέργειας, ΔW , που απορροφάται από το υλικό:

$$\Delta Q_a = A\mu(T_a, \Delta W)$$

Η ανωτέρω εξίσωση δείχνει το μέγεθος του ηλεκτρικού ρεύματος που προκύπτει από την απορρόφηση θερμικής ενέργειας. Προκειμένου να ανιχνευτεί το ρεύμα, τα πυροηλεκτρικά υλικά κατασκευάζονται σε σχήμα ενός επίπεδου πυκνωτή, με δύο ηλεκτρόδια στις αντίθετες πλευρές και το πυροηλεκτρικό υλικό να παίζει το ρόλο του διηλεκτρικού.

2.1.4 Πυροηλεκτρικοί αισθητήρες

Για να κατασκευαστούν αισθητήρες, τα πυροηλεκτρικά υλικά χρησιμοποιούνται στη μορφή λεπτών τεμαχίων ή φίλμ με ηλεκτρόδια στις απέναντι πλευρές για να συγκεντρώνουν τα θερμικώς προκαλούμενα ρεύματα, όπως φαίνεται στην εικόνα.



Εικόνα 2.4: Πυροηλεκτρικός αισθητήρας και ισοδύναμο κύκλωμα

Ο πυροηλεκτρικός ανιχνευτής είναι ουσιαστικά ένας πυκνωτής που μπορεί να φορτιστεί από μία εισροή ρεύματος. Ο ανιχνευτής δεν απαιτεί κανένα εξωτερικό δυναμικό πόλωσης (σήμα διέγερσης). Χρειάζεται μόνο ένα κατάλληλο ηλεκτρονικό κύκλωμα διεπαφής ικανό να μετρήσει το ρεύμα. Αντίθετα με τα θερμοηλεκτρικά (θερμοζεύγη, thermocouples), τα οποία παράγουν ένα σταθερό δυναμικό τάσης όταν δύο ανόμοιοι μεταλικοί κόμβοι κρατούνται σε σταθερές αλλά διαφορετικές θερμοκρασίες, τα πυροηλεκτρικά παράγουν ρεύμα ως απόκριση σε αλλαγές της θερμοκρασίας. Αφού η αλλαγή στην θερμοκρασία απαιτεί ουσιαστικά διάδοση της θερμότητας, μία πυροηλεκτρική συσκευή είναι μάλλον ένας ανιχνευτής θερμικής ροής, παρά ένα ανιχνευτής θερμότητας. Η Εικόνα 2.4 δείχνει έναν πυροηλεκτρικό ανιχνευτή (πυρο-αισθητήρα) συνδεδεμένο με μία αντίσταση R_b , που αντιπροσωπεύει είτε την εσωτερική αντίσταση διαρροών είτε μία συνδυασμένη αντίσταση εισόδου του κυκλώματος διεπαφής που συνδέεται με τον αισθητήρα. Το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα του αισθητήρα φάινεται στα δεξιά. Αποτελείται από τρία μέρη, την πηγή ρεύματος που παράγει ένα θερμικά προκαλούμενο ρεύμα, *i*, την χωρητικότητα του αισθητήρα, *C*, και την αντίσταση διαρροών, R_b . Αφού η αντίσταση διαρροών είναι πολύ μεγάλη και συχνά προβλέψιμη, μία πρόσθετη αντίσταση πόλωσης συνδέεται συχνά παράλληλα με το πυροηλεκτρικό υλικό. Η τιμή αυτής αν και είναι μικρότερη από της αντίστασης διαρροών, είναι της τάξης των 10¹⁰ Ω (10GΩ).

Το σήμα εξόδου από τον πυροηλεκτρικό αισθητήρα μπορεί να ληφθεί στην μορφή είτε ρεύματος, είτε τάσης, ανάλογα την εφαρμογή. Όντας ένας πυκνωτής, η πυροηλεκτρική συσκευή είναι αποφορτισμένη όταν είναι συνδεμένη με την αντίσταση *R*_b. Το ηλεκτρικό ρεύμα διαμέσου της αντίστασης και η τάση κατά μήκος της αντίστασης αναπαριστούν το ρεύμα που προκαλείται από την ροή θερμότητας. Το ρεύμα αυτό μπορεί να προσδιοριστεί από δύο πυροηλεκτρικές εφαπτομένες:

$$P_Q = \frac{dP_s}{dT}$$
$$P_V = \frac{dE}{dT}$$

- P_Q: πυροηλεκτρική εφαπτομένη ρεύματος
- Ρ_V: πυροηλεκτρική εφαπτομένη τάσης
- *P*_s: αυτόματη πόλωση (με άλλα λόγια ηλεκτρικό ρεύμα)
- Ε: δύναμη ηλεκτρικού πεδίου
- Τ: θερμοκρασία σε Κ

Οι δύο εφαπτομένες συνδέονται κατά τρόπο με την ηλεκτρική επιτρεπτότητα, ε_r, και την διηλεκτρική σταθερά, ε₀:

$$\frac{P_Q}{P_V} = \frac{dP_s}{dE} = \varepsilon_r \varepsilon_0$$

Η πόλωση είναι εξαρτώμενη από τη θερμοκρασία και σαν αποτέλεσμα και οι δύο πυροηλεκτρικές εφαπτομένες είναι επίσης συναρτήσεις της θερμοκρασίας, όπως φαίνεται από τους ορισμούς τους.

Αν ένα πυροηλεκτρικό υλικό εκτεθεί σε μία πηγή θερμοτητας, η θερμοκρασία του αυξάνεται κατά ΔΤ, και η αντίστοιχες αλλαγές του ρεύματος και της τάσης μπορούν να περιγραφούν από τις ακόλουθες εξισώσεις.

$$\Delta Q = P_Q A \Delta T$$
$$\Delta V = P_V h \Delta T$$

Υπενθυμίζοντας πως η χωρητικότητα του αισθητήρα μπορεί να ορισθεί ως:

$$C_c = \frac{\Delta Q}{\Delta V} = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{A}{h}$$

Τότε προκύπτει ότι:

$$\Delta V = P_Q \frac{A}{C_c} \Delta T = P_Q \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0}{h} \Delta T$$

Φαίνεται, λοιπόν, ότι η μέγιστη τάση εξόδου είναι ανάλογη προς την αύξηση της θερμοκρασίας του αισθητήρα και την πυροηλεκτρική εφαπτομένη ρεύματος, ενώ είναι αντιστρόφως ανάλογη του πάχους. Στην Εικόνα 2.5 φαίνεται ένας πυροηλεκτρικός αισθητήρας του οποίου η θερμοκρασία, *T*₀, είναι ομογενής κατά μήκος του όγκου του. Καθώς είναι ηλεκτρικά πολωμένος, τα δίπολα προσανατολίζονται (πολώνονται) κατά τρόπο ώστε να καταστήσουν την μία πλευρά του υλικού θετική και την απέναντι αρνητική. Ωστόσο, κάτω από σταθερές συνθήκες, ελεύθεροι φορείς ρεύματος (ηλεκτρόνια και οπές) εξουδετερώνουν το ρεύμα πόλωσης και η χωρητικότητα μεταξύ των ηλεκτροδίων δεν παρουσιάζεται φορτισμένη. Δηλαδή, ο αισθητήρας παράγει μηδενικό ρεύμα.



Εικόνα 2.5: Πυροηλεκτρικός αισθητήρας – Θερμική ακτινοβολία κατά μήκος του άξονα 3

Υποτίθεται σε αυτήν την περίπτωση ότι εφαρμόζεται ρεύμα στην κάτω πλευρά του αισθητήρα. Η θερμότητα μπορεί να εισέλθει στον αισθητήρα με τη μορφή μιας θερμικής ακτινοβολίας, η οποία απορροφάται από το κάτω ηλεκτρόδιο και διαδίδεται προς το πυροηλεκτρικό υλικό μέσω του μηχανισμού της θερμικής επαγωγής. Το κάτω ηλεκτρόδιο μπορεί να καλυφθεί με μία επίστρωση που απορροφά θερμότητα. Σαν αποτέλεσμα της απορρόφησης θερμότητας η κάτω πλευρά θερμαίνεται (νέα θερμοκρασία, *T*₁), και συνεπώς το υλικό της διαστέλλεται. Η διαστολή οδηγεί στην κάμψη του αισθητήρα, η οποία με την σειρά της παράγει ένταση και αλλαγή στον προσανατολισμό των διπόλων. Συνεπώς, ο δευτερεύων πυροηλεκτρισμός μπορεί να θεωρηθεί ως μία αλληλουχία των γεγονότων:

- Θερμική ακτινοβολία
- Θερμική απορρόφηση
- Θερμικά επιβαλλόμενη ένταση
- Ηλεκτρική φόρτιση

Η θερμοκρασία του αισθητήρα, *Ts*, αποτελεί συνάρτηση του χρόνου. Αυτή η συνάρτηση εξαρτάται από το στοιχείο που επιτελεί την ανίχνευση, δηλαδή την πυκνότητά του, την ειδική θερμότητα και το πάχος του. Αν η θερμική ροή εισόδου έχει τη μορφή μίας βηματικής συνάρτησης χρόνου, για τον αισθητήρα ελεύθερα τοποθετημένο στον αέρα, το ρεύμα εξόδου μπορεί να προσεγγιστεί από μία εκθετική συνάρτηση, τέτοια ώστε:

$$i = i_0 e^{-t/\tau_T}$$

Όπου,

i₀: μέγιστο ρεύμα.

Η Εικόνα 2.6 δείχνει διαγράμματα χρονισμού για έναν πυροηλεκτρικό αισθητήρα όταν εκτίθεται σε μία βηματική συνάρτηση θερμότητας. Φαίνεται ότι η ηλεκτρική φόρτιση φθάνει σε μέγιστη τιμή σχεδόν στιγμιαία, και στη συνέχεια φθίνει με μία θερμική χρονική σταθερά, τ_T. Αυτή η χρονική σταθερά είναι προϊόν της θερμικής χωρητικότητας, *C*, του αισθητήρα και της θερμικής αντίστασης, *r*, η οποία ορίζει τις θερμικές απώλειες του στοιχείου ανίχνευσης από το περιβάλλον:

$$\tau_T = Cr = cAhr$$

Όπου,

c: ειδική θερμότητα του στοιχείου ανίχνευσης.



Εικόνα 2.6: Απόκριση πυροηλεκτρικού αισθητήρα σε θερμική βηματική συνάρτηση.

Στην Εικόνα 2.6 τα πλάτη των Q₀, V₀ απεικονίζονται με υπερβολή για ευκρίνεια.

Η θερμική αντίσταση *r* είναι μία συνάρτηση όλων των θερμικών απωλειών του περιβάλλοντος μέσω μετάδοσης, αγωγής και ακτινοβολίας θερμότητας. Για εφαρμογές χαμηλών συχνοτήτων είναι επιθυμητή η χρήση αισθητήρων με τ_T πρακτικά όσο γίνεται πιο μεγάλο, ενώ για υψηλής ταχύτητας εφαρμογές (π.χ. μέτρηση ισχύος παλμών λέιζερ) η θερμική χρονική σταθερά θα πρέπει να είναι δραματικά μειωμένη. Για αυτόν τον σκοπό, το πυροηλεκτρικό υλικό μπορεί να επικαλυφθεί με απαγωγέα θερμότητας, δηλαδή ψήκτρα, η οποία μπορεί να είναι ένα κομμάτι αλουμινίου ή χαλκού.

Όταν υφίσταται μία ροή θερμότητας εντός του πυροηλεκτρικού κρυστάλλου, τότε υπάρχει μία εξερχόμενη ροή θερμότητας από την αντίθετη πλευρά του κρυστάλλου, όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.5. Η θερμική ενέργεια εισέρχεται στο πυροηλεκτρικό υλικό από την πλευρά a. Αφού η πλευρά bτου αισθητήρα αντιμετωπίζει ένα πιο κρύο περιβάλλον, μέρος της θερμικής ενέργειας χάνεται από τον αισθητήρα και απελευθερώνεται στο περιβάλλον του. Επειδή οι πλευρές ακαι b προσβλέπουν σε

αντικείμενα διαφορετικών θερμοκρασιών (μία είναι η θερμοκρασία ενός στόχου και η άλλη η θερμοκρασία περιβάλλοντος), μία συνεχής ροή θερμότητας υφίσταται εντός του πυροηλεκτρικού υλικού. Σαν αποτέλεσμα, το ρεύμα Q και η τάση V της Εικόνα 2.6 δεν επιστρέφουν ποτέ πλήρως στο μηδέν, ανεξάρτητα από τον χρόνο που έχει παρέλθει. Το ηλεκτρικό ρεύμα που παράγεται από τον πυροηλεκτρικό αισθητήρα έχει την ίδια μορφή με το θερμικό ρεύμα διαμέσου του υλικού του. Μία ακριβής μέτρηση μπορεί να καταδείξει ότι για όσο χρόνο συνεχίζει να υφίσταται η ροή θερμότητας, ο πυροηλεκτρικός αισθητήρας θα παράγει μία σταθερή τάση V_0 , της οποίας το πλάτος είναι αναλογο της ροής θερμότητας.

2.1.5 Εφαρμογές πυροηλεκτρικών αισθητήρων

Οι πυροηλεκτρικοί αισθητήρες είναι χρήσιμοι όταν χρειάζεται να μετρηθεί μεταβαλλόμενη θερμική ακτινοβολία ή ροή θερμοτητας. Τέτοια παραδείγματα είναι ανιχνευτές κίνησης για συστήματα ασφαλείας και διακόπτες ελέγχου φωτός, στιγμιαία ιατρικά θερμόμετρα υπερΰθρων και μετρητές ισχύος λέιζερ. Επίσης, χρησιμοποιείται σε συστήματα μέτρησης επιπέδων συγκέντρωσης αερίων, όπως στην περίπτωση του διοξειδίου του άνθρακα, η οποία εξετάζεται στην παρούσα εργασία.

Ανάλογα την εφαρμογή, ο πυροηλεκτρικός αισθητήρας μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε σε συνδεσμολογία ρεύματος, είτε τάσης. Η συνδεσμολογία τάσης φαίνεται στην Εικόνα 2.7Α και χρησιμοποιεί έναν ακόλουθο τάσης με πολύ μεγάλη αντίσταση εισόδου. Έτσι, JFET και CMOS στάδια εισόδου είναι ουσιαστικής σημασίας. Σαν κανόνας, στον αισθητήρα συνδεσμολογίας τάσης ο ακόλουθος ενσωματώνεται εντός του ίδιου πακέτου μαζί με το στοιχείο και μια αντίσταση πόλωσης. Τα πλεονεκτήματα της συνδεσμολογίας τάσης είναι η απλότητα και ο χαμηλός θόρυβος. Τα μειονεκτήματα είναι πιο αργή ταχύτητα απόκρισης εξαιτίας της μεγάλης χωρητικότητας στην ποιότητα της τάσης εξόδου. Η τάση εξόδου του ακόλουθου, *V*, φαίνεται στην Εικόνα 2.6. Φαίνεται ότι αυξάνεται αργά με την ηλεκτρική χρονική σταθερά τ_e και μειώνεται με την θερμική χρονικά σταθερά τ_r.



Εικόνα 2.7:Κυκλώματα διεπαφής πυροηλεκτρικών αισθητήρων συνδεσμολογίας τάσης (Α) και ρεύματος (Β)

Η συνδεσμολογία ρεύματος χρησιμοποιεί ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα που έχει σαν είσοδο μία εικονική γη, Εικόνα 2.7Β. Ένα πλεονέκτημα αυτού του κυκλώματος είναι ότι το σήμα εξόδου είναι ανεξάρτητο της χωρητικότητας του αισθητήρα και, σαν αποτέλεσμα, είναι πιο γρήγορο. Το σήμα φτάνει την μέγιστη τιμή του σχετικά γρήγορα και φθίνει με με την θερμική χρονικά σταθερά $\tau_{\rm T}$. Η τάση εξόδου V_0 έχει την ίδια μορφή με το φορτίο Q της Εικόνα 2.6. Τα μειονεκτήματα του κυκλώματος είναι ο υψηλότερος θόρυβος (εξαιτίας του μεγαλύτερου εύρους ζώνης) και το υψηλότερο κόστος.

Σημειώνεται πως η Εικόνα 2.7 απεικονίζει διπλούς πυροηλεκτρικούς αισθητήρες, όπου δύο ανιχνεύοντα στοιχεία σχηματίζονται πάνω στην ίδια κρυσταλλική πλάκα εναποθέτοντας δύο ζεύγη ηλεκτροδίων. Τα ηλεκτρόδια συνδέονται κατά σειριακόαντίθετο τρόπο. Αν και οι δύο αισθητήρες εκτίθεται στο ίδιο ποσό μακρινής υπέρυθρης ακτινοβολίας, θα παράγουν περίπου πανομοιότυπες πολικότητες και, λόγω της αντίθετης σύνδεσης, το δυναμικό που εφαρμόζεται στην είσοδο του τρανζίστορ ή αλλιώς το ρεύμα που διαρρέει την αντίσταση *R_b* θα εξουδετερώνεται. Αυτό το χαρακτηριστικό επιτρέπει την απόρριψη ανεπιθύμητων κοινών σημάτων εισόδου, προκειμένου να βελτιστοποιηθεί η σταθερότητα και να μειωθεί ο θόρυβος. Σήματα που φτάνουν μόνο στο ένα στοιχείο δεν απορρίπτονται. [3]

2.1.6 Ο NDIR αισθητήρας IRC – Α1

Γίνεται χρήση του αισθητήρα IRC – A1 Alphasense, 0-20% vol (Combustion) που χρησιμοποιεί τη μέθοδο μη- διασπειρόμενης υπέρυθρης ακτινοβολίας (NDIR) για να προσδιορίσει τη συγκέντρωση αερίου.

Αποτελείται από μία πηγή υπερύθρων, μία οπτική κοιλότητα, έναν πυροηλεκτρικό ανιχνευτή διπλού καναλιού και ένα εσωτερικό θερμίστορ. Το αέριο διαχέεται εντός της οπτικής κοιλότητας. Το φως που προέρχεται από την πηγή υπερύθρων περνά μέσω της οπτικής κοιλότητας όπου αλληλεπιδρά με το αέριο προτού προσπέσει στον ανιχνευτή.

Ορισμένα αέρια απορροφούν υπέρυθρη ακτινοβολία σε συγκεκριμένα μήκη κύματος, τις λεγόμενες ζώνες απορρόφησης. Για τον αισθητήρα διοξειδίου του άνθρακα η απορρόφηση υφίσταται στα 4260nm. Ο ανιχνευτής διπλού καναλιού απαρτίζεται από ένα ενεργό κανάλι και ένα κανάλι αναφοράς.



Εικόνα 2.8: Αισθητήρας NDIR CO2 διπλού καναλιού

Το σύστημα είναι εφοδιασμένο με ένα φίλτρο το οποίο επιτρέπει να περάσει μόνο το φως με μήκος κύματος που αντιστοιχεί στην προαναφερθείσα ζώνη απορρόφησης του εξεταζόμενου αερίου. Εάν το εξεταζόμενο αέριο υπάρχει στην οπτική κοιλότητα, η ένταση του φωτός που περνά από το φίλτρο προσπίπτει στον αισθητήρα μέτρησης.

Η ένταση του φωτός που ανιχνεύεται από το κανάλι αναφοράς δεν επηρεάζεται από την παρουσία αερίου. Η χρήση του καναλιού αναφοράς επιτρέπει αντιστάθμιση στις

διακυμάνσεις της έντασης του φωτός. Οι ανιχνευτές που χρησιμοποιούνται είναι ιδιαίτερα ευαίσθητοι στην θερμοκρασία περιβάλλοντος και έτσι είναι απαραίτητο να παρακολουθείται συνεχώς η θερμοκρασία για να αντισταθμίζεται η έξοδος. Γι' αυτόν τον σκοπό χρησιμοποιείται το εσωτερικό θερμίστορ. [4]

Για να ληφθούν χρήσιμα σήματα από τον ανιχνευτή ενός NDIR αισθητήρα θα πρέπει η πηγή υπερύθρων να δίνει τετραγωνικούς παλμούς γύρω στα 1 με 3 Hz και 50% duty cycle. Για τον πυροηλεκτρικό αισθητήρα IRC-A1 χρησιμοποιούνται 2.5 Hz, ωστόσο η ακριβής τιμή της συχνότητας δεν έχει τόση σημασία, όσο το να είναι σταθερή. Με τη χρήση κατάλληλου κυκλώματος δημιουργούνται σχεδόν ημιτονικά σήματα εξόδου του ανιχνευτή από έναν προενισχυτή και λαμβάνεται προς αξιοποίηση η τιμή peak-to-peak του πλάτους τους.

2.2 Εκμετάλλευση των αποτελεσμάτων μέτρησης

Γενικά για να αξιοποιήσουμε τα σήματα που μας δίνει ο αισθητήρας χρησιμοποιούμε δύο παραμέτρους, τις SPAN και ZERO.

$$ZERO = \frac{ACT_0}{REF_0}$$

ACT₀, REF₀: σήματα σε μηδενική συγκέντρωση αερίου.

ZERO: ειδική παράμετρος του αιθητήρα που καθορίζεται όταν ο αισθητήρας εγκαθίσταται σε ένα όργανο.

Ο αισθητήρας θα πρέπει αφού ενεργοποιείται να αφήνεται να θερμανθεί για τουλάχιστον 30 λεπτά σε κατάσταση μηδενικού αερίου. Τα σήματα αναφοράς και ενεργό μπορούν τότε να μετρηθούν και το ZERO να καθοριστεί. Επίσης πρέπει να μετράται και να καταγράφεται η θερμοκρασία.

SPAN: η αναλογία της ακτινοβολίας που προσπίπτει στο ενεργό στοιχείο του ανιχνευτή και έχει την ικανότητα να απορροφάται από το αέριο που μας ενδιαφέρει. Εξαιτίας του εύρους ζώνης του φίλτρου και ευαίσθητης δομής στα φάσματα απορρόφησης, θα υπάρχει ακτινοβολία που δεν μπορεί να απορροφηθεί από το αέριο αυτό.

$$SPAN = \frac{ABS_x}{1 - \exp\left(-bx^c\right)}$$

ABS_X: απορρόφηση στην συγκέντρωση βαθμονόμησης (calibration).
X: συγκέντρωση SPAN χρησιμοποιούμενης κλίμακας εύρους, 0-20% Vol.
b, c : εφαπτομένες γραμμικοποίησης για την αντίστοιχη συγκέντρωση

Τις παραμέτρους αυτές λαμβάνουμε από τον πίνακα *Table 1* του φύλλου χρήσης του κατασκευαστή, [4]

2.2.1 Προσδιορισμός απορρόφησης

Η απορρόφηση ορίζεται ως

$$ABS = 1 - \left(\frac{I}{I_0}\right)$$

I = ACT/REF $I_0 = ACT_0/REF_0 = ZERO$

Επομένως μπορεί να προσδιοριστεί από τις εξόδους του αισθητήρα χρησιμοποιώντας τη σχέση:

$$ABS = 1 - \left(\frac{ACT}{REF * ZERO}\right)$$

2.2.2 Προσδιορισμός της συγκέντρωσης του αερίου

Η συγκέντρωση του αερίου προσδιορίζεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$x = \left[\frac{\ln\left(1 - \frac{ABS}{SPAN}\right)}{-b}\right]^{\left(\frac{1}{c}\right)}$$

ABS: απορρόφηση

SPAN: αναλογία της απορροφούμενης ακτινοβολίας

b,c: εφαπτομένεςγραμμικοποίησης

Σημειώνεται πως η ανωτέρω εξίσωση υποθέτει θετική απορρόφηση. Αν η απορρόφηση είναι αρνητική, χρησιμοποιείται η εξίσωση παρακάτω. Επίσης, αν και η αρνητική απορρόφηση υποδεικνύει αρνητική συγκέντρωση αερίου, μπορεί να προκύψει λόγω θερμοκρασιακών φαινομένων.

$$x = \left[\frac{\ln\left(1 + \frac{ABS}{SPAN}\right)}{-b}\right]^{\left(\frac{1}{c}\right)}$$

2.2.3 Θερμοκρασιακή αντιστάθμιση

Οι επιπτώσεις της θερμοκρασίας σε έναν NDIR αισθητήρα είναι σύνθετες και πρέπει να δίνεται προσοχή ώστε να εξασφαλίσουμε θερμοκρασιακή αντιστάθμιση. Η πολυπλοκότητα των αλγορίθμων θερμοκρασιακής αντιστάθμισης που εφαρμόζονται στα δεδομένα εξαρτώνται από την επιθυμητή ακρίβεια. Δίνονται παρακάτω λεπτομέρειες για δύο απλές γραμμικές διορθώσεις.

Εάν ο αισθητήρας έχει υψηλή τιμή κλίμακας συγκέντρωσης (>10% vol. CO2) είναι αρκετό να διορθώσουμε μόνο την παράμετρο SPAN. Αν όμως η κλίμακα του αισθητήτα που χρησιμοποιείται είναι έως 10% vol. θα πρέπει να διορθωθεί και η παράμετρος της απορρόφησης για να επιτύχουμε ακρίβεια στις χαμηλές συγκεντρώσεις.

Η απορρόφηση διορθώνεται με χρήση της ακόλουθης εξίσωσης.

$$(1 - ABS_T) = (1 - ABS) (1 + \alpha(T - T_{cal}))$$

Όπου:

ABS_T: θερμοκρασιακά διορθωμένη απορρόφηση, σε θερμοκρασία Τ

ABS: μη-διορθωμένη απορρόφηση

α: εφαπτομένη διόρθωσης απορρόφησης

T_{cal}: θερμοκρασία αντιστάθμισης

Ενώ το SPAN:

 $SPAN_T = SPAN_{cal} + \beta_A(T - T_{cal})$

SPAN_T: το SPAN, σε θερμοκρασία Τ

SPAN_{cal}: το SPAN που προσδιορίστηκε στην βαθμονόνηση

β_A: η εφαπτομένη διόρθωσης των ABS, SPAN

T_{cal}: η θερμοκρασίαβαθμονόνησης

2.2.4 Υπολογισμός της θερμοκρασιακά διορθωμένης συγκέντρωσης αερίου

Με τα διορθωμένα ABS και SPAN μπορεί πια να υπολογιστεί η συγκέντρωση του αερίου. Ωστόσο, για να συνδεθεί η συγκέντρωση (%vol.) στη θερμοκρασία T με την συγκέντρωση (%vol.) στη θερμοκρασία βαθμονόμησης είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθεί ο νόμος ιδανικών αερίων. Αυτό αναλογεί σε προφανείς αλλαγές στην συγκέντρωση του αερίου με τη θερμοκρασία (επειδή ένας NDIR αισθητήρας είναι ευαίσθητος στον αριθμό των μορίων του εξεταζόμενου αερίου, όχι στο ποσοστό του όγκου (% volume)), ώστε η συγκέντρωση του αερίου σε θερμοκρασία T να δίνεται από την παρακάτω εξίσωση. [4] [] AAN 201-06

$$x_T = \left[\frac{T}{T_{cal}}\right] \left\{ \left[\frac{\ln\left(1 - \frac{ABS_T}{SPAN_T}\right)}{-b}\right]^{\left(\frac{1}{c}\right)}\right\}$$


Εικόνα 2.9: Θερμοκρασιακή αντιστάθμιση (σφάλμα στα 5000ppmCO2)

Σημειώνεται εδώ ότι για βελτίωση των αποτελεσμάτων πραγματοποιείται στα λαμβανόμενα σήματα του αισθητήρα διοξειδίου του άνθρακα και ψηφιακό φιλτράρισμα, η ανάλυση του οποίου ακολουθεί στο Κεφάλαιο 3.

Έχοντας καλύψει τη διαδικασία επεξεργασίας των λαμβανόμενων σημάτων, αναλύεται στην επόμενη ενότητα ο σχεδιασμός του κυκλώματος για την δημιουργία τους.

2.3 Σχεδίαση κυκλώματος αισθητήρα CO2

Το κύκλωμά μας περιλαμβάνει μία πηγή τετραγωνικού παλμού με 50% duty cycle στην συχνότητα των 2.5 Hz. Ο ρόλος αυτός αναλαμβάνεται από τον μικροπροσσέσορα, καθώς και ένα τρανζίστορ που τον συνδέει με τον αισθητήρα IRC-A1 (βλ. τελικό σχηματικό διάγραμμα). Ο αισθητήρας μοντελοποιήθηκε με πηγές ρεύματος και τρανζίστορ, μιας και δίνεται η πληροφορία πως εσωτερικά βρίσκονται δύο τρανζίστορ FET συνδεδεμένα ως ακόλουθοι πηγής. Επιθυμείται ένα ρεύμα πόλωσης περίπου 30μA στα FET στην έξοδο του αισθητήρα και για τη λήψη του χρησιμοποιήθηκαν τρανζίστορ BC550B σε συνδυασμό με διαίρεση τάσης των 5V της τροφοδοσίας και κατάλληλες αντιστάσεις. Στο σημείο αυτό η αναμενόμενη ονομαστική τιμή της τάσης είναι 0.6-1.2V. Στη συνέχεια ακολουθεί το φιλτράρισμα και η ενίσχυση του λαμβανόμενου σήματος. Με τη χρήση υψηπερατού φίλτρου συχνότητας αποκοπής περίπου τετραπλάσια του τετραγωνικού παλμού επιτυγχάνεται εξάλειψη του θορύβου υψηλών συχνοτήτων και με βαθυπερατά φίλτρα αποκοπή του DC bias από τα τρανζίστορ. Η έξοδος των ανιχνευτών έχει μία τυπική διακύμανση 45mV peak-to-peak. Έτσι με την χρήση κατάλληλου τελεστικού ενισγυτή λαμβάνεται αξιοποιήσιμο σήμα για τον μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό του μικροπροσέσορα. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι τελεστικοί ενισχυτές AD8065 ή AD8656 της Analog, που είναι διαθέσιμοι στο εργαστήριο για αυτόν τον σκοπό. Το κύκλωμα που υλοποιήθηκε δίνει τελική έξοδο μετά το στάδιο ενίσχυσης περίπου 2,5 -3V peak-to-peak. Το κύκλωμα σχεδιάστηκε στο πρόγραμμα OrCad Capture της Cadence όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.11.

2.4 Προσομοίωση

Με τη βοήθεια του προγράμματος προσομοίωσης PSpice του Cadence λήφθηκαν οι γραφικές παραστάσεις των εξόδων του κυκλώματος. Στην Εικόνα 2.10 με τα χρώματα μπλε και πράσινο αναπαρίστανται τα σήματα εξόδου μετά το στάδιο ενίσχυσης δίνοντας τιμές περίπου στα 2.5V peak-to-peak. Με κόκκινο αναπαρίσταται η έξοδος των FET του αισθητήρα εντός των αναμενόμενων τιμών, περίπου στα 1.2V.



Εικόνα 2.11: Κύκλωμα αισθητήρα CO2



Εικόνα 2.10: Προσομοίωση αποτελεσμάτων

2.5 Θεωρητικό υπόβαθρο για τον αισθητήρα υγρασίας

Ο αισθητήρας υγρασίας χρησιμεύει στην επαλήθευση της ορθότητας των αποτελεσμάτων του αισθητήρα του διοξειδίου του άνθρακα.

Υγρασία ονομάζεται η περιεκτικότητα των υδρατμών στον αέρα ή άλλα αέρια. Οι μετρήσεις υγρασίας μπορούν να διατυπωθούν με διάφορους όρους και μονάδες. Οι πιο συχνά χρησιμοποιούμενοι όροι είναι οι επόμενοι τρεις.

- Απόλυτη υγρασία (Absolute Humidity AH) είναι η αναλογία της μάζας υδρατμών προς τον όγκο του αέρα ή αερίου (gr/m³). Υπολογίζεται από γνωστή σχετική υγρασία RH, θερμοκρασία, wet bulb ή άμεσα.
- Σημείο υγροποίησης (Dew point) (°C ή °F) είναι η θερμοκρασία και πίεση στην οποία το αέριο ξεκινά να υγροποιείται.
- Σχετική υγρασία (Relative Humidity RH) είναι η αναλογία (%) της περιεκτικότητας σε υγρασία του αέρα, συγκρινόμενη στο επίπεδο κορεσμένης υγρασίας, στην ίδια θερμοκρασία και πίεση.

Το ενδιαφέρον της παρούσας εργασίας εστιάζεται στην σχετική υγρασία. Τα είδη των RH αισθητήρων είναι τα εξής:

- Κεραμικού
- Ημιαγωγού
- Πολυμερούς, οι οποίοι χωρίζονται σε:
 - Αισθητήρες RH αντίστασης: αντιλαμβάνονται αλλαγές στην τιμή της αντίστασης του υλικού ανίχνευσης, με κάθε αλλαγή στην υγρασία.
 - Χωρητικοί RH αισθητήρες: είναι στην ουσία ένας πυκνωτής που έχει ως διηλεκτρικό ένα φιλμ πολυμερούς ευαίσθητο στην υγρασία.

Οι αισθητήρες υγρασίας της τελευταίας κατηγορίας αποτελούνται από ένα υγροσκοπικό διηλεκτρικό υλικό που βρίσκεται ανάμεσα σε ένα ζεύγος ηλεκτροδίων, δημιουργώντας έναν μικρό πυκνωτή. Οι περισσότεροι χωρητικού τύπου αισθητήρες χρησιμοποιούν ένα πλαστικό ή πολυμερές ως διηλεκτρικό υλικό, με τυπική

διηλεκτρική σταθερά μεταξύ 2 και 15. Με την απουσία υγρασίας η διηλεκτρική σταθερά του υγροσκοπικού διηλεκτρικού υλικού και η γεωμετρία του αισθητήρα καθορίζουν την τιμή της χωρητικότητας.

Σε κανονική θερμοκρασία δωματίου η διηλεκτρική σταθερά των ατμών του νερού έχει τιμή περίπου στα 80, που είναι πολύ μεγαλύτερη από την σταθερά του αισθητήρα. Έτσι, η απορρόφηση υδρατμών από τον αισθητήρα οδηγεί σε αύξηση της χωρητικότητάς του. Σε συνθήκες ισορροπίας η ποσότητα υγρασίας που είναι παρούσα σε ένα υγροσκοπικό υλικό εξαρτάται από την θερμοκρασία περιβάλλοντος, αλλά και την πίεση των υδρατμών του περιβάλλοντος.

Εξ ορισμού, η σχετική υγρασία είναι μία συνάρτηση και των δύο συνθηκών περιβάλλοντος, δηλαδή της θερμοκρασίας και της πίεσης υδρατμών. Γι' αυτόν τον λόγο υπάρχει μία σχέση μεταξύ της σχετικής υγρασίας, της ποσότητας υγρασίας που περιέχεται στον αισθητήρα και της χωρητικότητας του αισθητήρα. Αυτή η σχέση είναι που οδηγεί στην λειτουργία ενός οργάνου μέτρησης υγρασίας χωρητικού τύπου.



Εικόνα 2.12: Βασική δομή χωρητικού αισθητήρα υγρασίας

Στο υπόστρωμα αλουμινίου σχηματίζεται το κατώτερο ηλεκτρόδιο χρησιμοποιώντας χρυσό, πλατίνα ή άλλο υλικό. Πάνω στο ηλεκτρόδιο εναποτίθεται ένα στρώμα πολυμερούς, όπως το PVA. Αυτό είναι το επίπεδο που ανιχνεύει την υγρασία. Πάνω από αυτό το φιλμ πολυμερούς, ένα δεύτερο στρώμα χρυσού εναποτίθεται και δρα ως το ηλεκτρόδιο κορυφής. Αυτό, επίσης, επιτρέπει τους υδρατμούς να περάσουν στο βαθύτερο επίπεδο ανίχνευσης. Οι υδρατμοί εισέρχονται είτε εξέρχονται στο υγροσκοπικό επίπεδο ανίχνευσης ωσότου υπάρξει εξισορρόπηση με το εξωτερικό αέριο περιβάλλοντος ή τον αέρα. [5]

2.6 Σχεδίαση κυκλώματος αισθητήρα υγρασίας

2.6.1 Ο αισθητήρας υγρασίας ChipCap2

Στα πλαίσια της εργασίας αυτής χρησιμοποιείται για την μέτρηση της υγρασίας ο ψηφιακός αισθητήρας Telaire ChipCap 2 της Amphenol, με ακρίβεια μέτρησης 2%RH για συνθήκες εντός 20~80%RH.

Ο αισθητήρας αυτός είναι χωρητικού τύπου, αποτελείται από ένα κελί ανίχνευσης και ολοκληρωμένο κύκλωμα συσκευασμένα σε ένα πακέτο προσαρτόμενο σε επιφάνειες τύπου LCC (Leadless Chip Carrier).

Λόγω της ευαισθησίας στις συνθήκες περιβάλλοντος και για μεγιστοποίηση της απόδοσης πρέπει να



Εικόνα 2.13: ChipCap2

τοποθετηθεί στο συνολικό κύκλωμα έτσι ώστε να εξασφαλίζεται κατάλληλη ροή αέρα και έκθεση στην εξεταζόμενη ατμόσφαιρα. Επιπλέον, επειδή η σχετική υγρασία είναι συνάρτηση της θερμοκρασίας, θα πρέπει η θερμοκρασία του αισθητήρα να διαφυλάσσεται ίδια με του περιβάλλοντός του.

2.6.2 Συνδεσμολογία κυκλώματος

Η τάση τροφοδοσίας του είναι 5Vκαι οι ακροδέκτες VDD και VSS θα πρέπει να απομονωθούν με έναν πυκνωτή των 220 nF. Παράλληλα, ο ακροδέκτης VCORE πρέπει πάντα να συνδέεται μέσω ενός εξωτερικού πυκνωτή 100 nF στην γείωση. Τα

δεδομένα του αισθητήρα μεταφέρονται μέσω του ακροδέκτη SDA, ενώ η επικοινωνία μεταξύ του ChipCap2 και του μικροελεγκτή γίνεται μέσω του SCL.

Ο ChipCap2 έχει έναν εσωτερικά θερμοκρασιακά αντισταθμισμένο ταλαντωτή, ο οποίος παρέχει την βάση χρονισμού όλων των διεργασιών και χρησιμοποιεί ένα πρωτόκολλο επικοινωνίας συμβατό με το I²C (σειριακός δίαυλος που δημιουργήθηκε από τη Philips και χρησιμοποιείται για την σύνδεση περιφερειακών μικρής ταχύτητας σε motherboard, embedded systems, κινητά τηλέφωνα ή άλλες ηλεκτρονικές συσκευές [6]).

Τέλος περιλαμβάνονται εξωτερικές αντιστάσεις pull-up μεταξύ του αισθητήρα και του μικροελεγκτή, όπως φαίνονται και στην Εικόνα 2.14. [7]



Εικόνα 2.14: Κύκλωμα σύνδεσης αισθητήρα υγρασίας

3

Ψηφιακά φίλτρα

Για ακόμα καλύτερες και πιο ακριβείς μετρήσεις, πέρα από τα αναλογικά φίλτρα που χρησιμοποιήσαμε για να πάρουμε χρήσιμα σήματα από τον αισθητήρα, έχουμε τη δυνατότητα να τα φιλτράρουμε και ψηφιακά στην επιθυμητή συχνότητα, μέσω του μικροελεγκτή. Μπορούμε λοιπόν να δημιουργήσουμε ψηφιακό ζωνοπερατό FIR φίλτρο γύρω από την επιθυμητή συχνότητα, 2.5Hz.

3.1 Θεωρητικό υπόβαθρο ψηφιακών φίλτρων FIR

Ο όρος φίλτρο (filter) αναφέρεται σε ένα χρονικά αναλλοίωτο σύστημα (LTI) το οποίο χρησιμοποιείται για την επιλογή διαφόρων συχνοτήτων μεταξύ αυτών που εφαρμόζονται στην είσοδό του. Οι συχνότητες που θα επιλεγούν καθορίζονται από την απόκριση συχνότητας $H(e^{j\omega})$ του συστήματος, η οποία με τη σειρά της εξαρτάται από τις παραμέτρους του συστήματος. Επομένως, επιλέγοντας κατάλληλα τους συντελεστές, μπορούμε να σχεδιάσουμε φίλτρα τα οποία επιτρέπουν τη διέλευση σημάτων με συνιστώσες συχνότητας σε ορισμένες περιοχές, ενώ εξασθενίζουν τις συνιστώσες συχνότητας σε άλλες περιοχές.

3.1.1 Τύποι και προδιαγραφές ψηφιακών φίλτρων

Τα φίλτρα ταξινομούνται σε βαθυπερατά (lowpass), υψηπερατά (highpass), ζωνοπερατά (bandpass) και απόρριψης ζώνης (bandstop), ανάλογα με τα χαρακτηριστικάτους στο πεδίο της συχνότητας.



Εικόνα 3.1:Ιδανικά φίλτρα





Στην πραγματικότητα όμως, η μορφή ενός φίλτρου αποκλίνει από τις ιδανικές αυτές μορφές, όπως για παράδειγμα αυτή της Εικόνα 3.1 για ένα βαθυπερατό φίλτρο. Η μετάβαση από τη ζώνη διέλευσης στη ζώνη αποκοπής δεν γίνεται ακαριαία, και καθορίζει έτσι μια νέα περιοχή συχνοτήτων, τη λεγόμενη ζώνη μετάβασης (transition band). Η συχνότητα $ω_p$ αναφέρεται και ως όριο ζώνης διέλευσης (passband edge), και η συχνότητα $ω_s$ ως όριο ζώνης αποκοπής (stopband edge). Η ζώνη μετάβασης καθορίζεται μεταξύ των συχνοτήτων $ω_p$ και $ω_s$. Επίσης, το κέρδος στις ζώνες διέλευσης και αποκοπής δεν είναι σταθερό, αλλά μεταβάλλεται. Για παράδειγμα, μπορεί να παρουσιάζεται κάποια κυμάτωση (απόκλιση) γύρω από τις τιμές 1 και 0 αντίστοιχα, η οποία συμβολίζεται με δ_p και δ_s για την κάθε περιοχή αντίστοιχα. Ένα

Οι τύποι των ψηφιακών φίλτρων που μπορούν να σχεδιαστούν ως FIR φίλτρα ποικίλλουν και μπορούν να έχουν όλες τις μορφές όπως βαθυπερατά, ζωνοδιαβατά και υψηπερατά. Επίσης οι προδιαγραφές τους μπορεί να είναι πολύ αυστηρές τόσο στη ζώνη διέλευσης των συχνοτήτων, όσο και στη ζώνη αποκοπής.

Ο τρόπος με τον οποίο κυρίως καθορίζεται αλλά και χρησιμοποιείται ένα ψηφιακό φίλτρο είναι η συμπεριφορά του στη συχνότητα. Η συμπεριφορά αυτή περιγράφεται από την απόκριση στη συχνότητα του φίλτρου, τόσο σε ό,τι έχει σχέση με την επίδρασή του στο πλάτος των διαφόρων αρμονικών του σήματος (απόκριση πλάτους), όσο και στον τρόπο με τον οποίο επηρεάζει τη φασική σχέση των αρμονικών (απόκριση φάσης). Δεδομένου ότι η απόκριση στη συχνότητα του ψηφιακόν συστημάτων είναι περιοδική, αρκεί να καθοριστεί η συμπεριφορά του ψηφιακού φίλτρου στην περιοχή από 0 ως π. Η απόκριση φάσης στα FIR φίλτρα μπορεί να είναι γραμμική αν η κρουστική απόκριση h(n) είναι συμμετρική ή αντισυμμετρική. Στην απόκριση μέτρου του φίλτρου ενδιαφέρον παρουσιάζουν τόσο οι αποκλίσεις από την επιθυμητή απόκριση στις ζώνες διέλευσης και αποκοπής, όσο και οι συχνότητες που καθορίζουν τα όρια των ζωνών αυτών.



Εικόνα 3.3: Μη ιδανικό βαθυπερατό φίλτρο

Τις ζώνες αυτές διακρίνουμε στην παραπάνω Εικόνα 3.3, μαζί με τις ακόλουθες παραμέτρους.

 δ_p : απόκλιση (από τη μονάδα) στη ζώνη διέλευσης

- δ_s : απόκλιση (από το μηδέν) στη ζώνη αποκοπής
- ω_p: όριο της ζώνης διέλευσης
- ω_s: όριο της ζώνης αποκοπής
- 2π : η κυκλική συχνότητα δειγματοληψίας

Το εύρος της ζώνης μετάβασης είναι $\Delta \omega = \omega_s - \omega_p$. Συνήθως τα ω_p και ω_s ορίζονται ως κλάσματα του π, ενώ οι αποκλίσεις δ_p και δ_s ορίζονται σε dB μέσω των ποσοτήτων 20 log(1 + δ_p) και 20 log(δ_s), αντίστοιχα. Επιπλέον, ως χαρακτηριστικό σχεδίασης μπορεί να θεωρηθεί το μέγιστο αποδεκτό πλήθος N των συντελεστών h(n) του φίλτρου. Οι προηγούμενες προδιαγραφές αφορούν την πραγματική συμπεριφορά ενός FIR φίλτρου. Όταν τα μεγέθη δ_s , δ_p και $\Delta \omega$ τείνουν στο μηδέν, το απαιτούμενο πλήθος N των συντελεστών τείνει στο άπειρο και η απόκριση του φίλτρου προσεγγίζει την ιδανική απόκριση (Bλέπε Εικόνα 3.1).

3.1.2 Χαρακτηριστικά των FIR φίλτρων

Η γενική δομή των FIR φίλτρων έχει όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.4 . Αποτελείται από μία γραμμή καθυστέρησης (delay line), όπου ολισθαίνουν τα δείγματα του σήματος εισόδου *x*(*n*), και από τους πολλαπλασιαστές *h*(*m*). Τα αποτελέσματα των πολλαπλασιασμών προστίθενται για να δώσουν την τελική έξοδο του φίλτρου *y*(*n*). Είναι προφανές ότι η έξοδος *y*(*n*) είναι ο γραμμικός συνδυασμός των δειγμάτων εισόδου *x*(*n*):

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m)$$

Sytéon 3.1

Αν το σήμα εισόδου στο FIR φίλτρο είναι η μοναδιαία κρούση δ(n), τότε η έξοδός του (κρουστική απόκριση του φίλτρου ή Impulse Response) θα είναι διαδοχικά ίση με κάθε έναν από τους συντελεστές h(m). Έτσι, έχουμε πεπερασμένη σε χρονική

διάρκεια κρουστική απόκριση h(m) για τα FIR φίλτρα (Finite Impulse Response). Η Σχέση 3.1 είναι μια εξίσωση διαφορών που αποτελεί τη σχέση εισόδου–εξόδου του FIR φίλτρου. Επίσης ξέρουμε ότι για τη συνάρτηση μεταφοράς ισχύει,

$$H(z) \leftrightarrow h(n) \Leftrightarrow H(z) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m) z^{-m}$$



Ο βαθμός N του φίλτρου χαρακτηρίζεται από το πλήθος των όρων της κρουστικής απόκρισης (πλήθος συντελεστών h(m)).



Εικόνα 3.4: Δομή FIR ψηφιακού φίλτρου

Τα FIR φίλτρα παρουσιάζουν ιδιαίτερα χαρακτηριστικά, τα οποία είναι απαραίτητα στις περισσότερες περιπτώσεις ψηφιακής επεξεργασίας σήματος.

- Την ευστάθεια, που οφείλεται στο γεγονός ότι η έξοδος y(n) στα FIR φίλτρα υπολογίζεται μόνο από τις τιμές εισόδου x(n), επομένως τα φίλτρα δεν έχουν κλάδο ανατροφοδότησης.
- Την γραμμική απόκριση φάσης, που λαμβάνεται όταν η κρουστική απόκριση του φίλτρου είναι συμμετρική.

3.1.3 Μέθοδοι σχεδίασης των FIR φίλτρων

Η διαδικασία για τη σχεδίαση FIR φίλτρων περιλαμβάνει τον καθορισμό των προδιαγραφών του φίλτρου, τον υπολογισμό των συντελεστών του φίλτρου με μία από τις διαθέσιμες μεθόδους, τον καθορισμό της δομής υλοποίησης, την ανάλυση σφαλμάτων λόγω του πεπερασμένου μήκους των συντελεστών καθώς και την επιλογή για υλοποίηση με λογισμικό ή υλικό.

- Σημαντικό βήμα στη διαδικασία σχεδίασης των FIR φίλτρων είναι να υπολογιστούν οι συντελεστές h(n), ώστε το φίλτρο να πληροί τις επιθυμητές προδιαγραφές μέτρου και φάσης στη συχνότητα. Οι μέθοδοι που χρησιμοποιούνται ευρύτατα, μαζί με παραδείγματά τους, είναι κυρίως οι επόμενες τρεις.
 - μέθοδος των παραθύρων (windowsmethod), τετραγωνικό παράθυρο (rectangular), γενικευμένο παράθυρο Hamming, παράθυρα Hanning, Blackman, Kaiser κ.α.
 - μέθοδος σχεδίασης βέλτιστων φίλτρων (optimalmethod), περιλαμβάνει τεχνικές όπως η μέθοδος ελάχιστων τετραγώνων (Least-square), ισοϋψών κυματώσεων (Equiripple), αλγόριθμος Remez (βλ. Εικόνα 3.5 [8]), Parks-McClellan.
 - μέθοδος της δειγματοληψίας στη συχνότητα (frequency sampling method).

Η μέθοδος σχεδίασης βέλτιστων φίλτρων δίνει την καλύτερη δυνατή απόκριση συχνότητας για συγκεκριμένο πλήθος συντελεστών, ενώ όλες οι μέθοδοι μπορούν να δώσουν FIR φίλτρα γραμμικής φάσης. [9]



Εικόνα 3.5: Διάγραμμα ροής αλγορίθμου Remez

Πιο συγκεκριμένα, η μέθοδος Ελαχίστων Τετραγώνων προσεγγίζει την επιθυμητή απόκριση συχνότητας με μία γραμμικής φάσης FIR εξίσωση πλάτους σύμφωνα με το ακόλουθο κριτήριο βελτιστοποίησης.

Η διαφορά μεταξύ του ιδανικού φίλτρου $H_d(\omega)$ και της πραγματικής απόκρισης εξόδου του φίλτρου $H(\omega)$ μετράται ως:

$$E(\omega) = W(\omega)[H_d(\omega) - H(\omega)]$$

όπου W(ω) είναι η εξίσωση βάρους που επιτρέπει να καθοριστεί το σχετικό σφάλμα της προσέγγισης μεταξύ διαφορετικών ζωνών.

Το ολοκλήρωμα του σφάλματος αυτού δίνεται από την:

$$\varepsilon^2 = \int E^2(\omega) d\omega$$

Υποθέτοντας πως η τάξη και ο τύπος του φίλτρου είναι γνωστά, η σχεδίαση του FIR φίλτρου περιορίζεται τώρα στον καθορισμό των συνιστωσών που θα μείωναν το ε² [10]. Περισσότερη ανάλυση της μεθόδου αυτής ακολουθεί στην επόμενη παράγραφο 3.2.2.

Για τον καθορισμό των δομών υλοποίησης πρέπει να ληφθούν υπόψη τα εξής.
 Η πιο διαδεδομένη δομή είναι η άμεση ή transversal και παρουσιάζεται στην
 Εικόνα 3.6α. σχέση μεταξύ των σημάτων εισόδου–εξόδου του φίλτρου έχει
 ως εξής:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m)$$



Σύμφωνα με την εξίσωση αυτή η άμεση δομή απαιτεί για την πραγματοποίησή της:

- N-1 θέσεις μνήμης για την αποθήκευση των δειγμάτωνχ(n).
- Ν θέσεις μνήμης για την αποθήκευση των συντελεστών h(m).
- Ν πολλαπλασιασμούς.
- Ν-1 προσθέσεις



Εικόνα 3.6:Οι δύο κυριότερες δομές πραγματοποίησης FIR φίλτρων (α) άμεση (transversal), (β) γραμμικής φάσης

Τροποποίηση της transversal δομής αποτελεί η δομή γραμμικής φάσης. Στη δομή αυτή (Εικόνα 3.6β) τα δείγματα που πρόκειται να πολλαπλασιαστούν με ίδιους συντελεστές λόγω της συμμετρικής κρουστικής απόκρισης, πρώτα προστίθενται και μετά πολλαπλασιάζονται. Αποτέλεσμα αυτού είναι να απαιτείται μόνο ένας πολλαπλασιασμός για κάθε δύο δείγματα.

 Ένα άλλο θέμα που μας απασχολεί στην υλοποίηση ενός FIR φίλτρου είναι τα σφάλματα από την κβάντιση των συντελεστών.Η υλοποίηση των FIR φίλτρων με ψηφιακά κυκλώματα (hardware) συνεπάγεται πεπερασμένη ακρίβεια αναπαράστασης των συντελεστών του φίλτρου. Ο περιορισμός στην ακρίβεια των συντελεστών έχει ως αποτέλεσμα την απόκλιση των χαρακτηριστικών του φίλτρου από τις αρχικές προδιαγραφές. Ας σημειωθεί ότι μετά από τέτοια αλλαγή ένα φίλτρο παύει να είναι βέλτιστο. Το φαινόμενο αναφέρεται στη διεθνή βιβλιογραφία ως *φαινόμενο πεπερασμένου μήκους λέξης* (FiniteWordlengthEffect).

Κάθε αύξηση κατά 1 bit στην ακρίβεια των συντελεστών βελτιώνει την απόδοση του φίλτρου κατά έξι dBs. Αν το φίλτρο έχει σχεδιαστεί με θεωρητική απόρριψη στη ζώνη αποκοπής A dBs, τότε απαιτούνται το λιγότερο A/6 bits στην δυαδική αναπαράσταση των συντελεστών για να μην αλλοιωθεί η θεωρητική απόκριση του φίλτρου. [9]

3.2 Χρήση ψηφιακού φίλτρου για τον αισθητήρα CO2

Για την λήψη έγκυρων αποτελεσμάτων εφαρμόζεται ένα επιπλέον επίπεδο φιλτραρίσματος των σημάτων που παρέχει ο αισθητήρας διοξειδίου του άνθρακα, αυτή τη φορά ψηφιακά με τη βοήθεια του μικροελεγκτή.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα προτερήματα της διαδικασίας αυτής, καθώς και παραδείγματα προσομοίωσης της λειτουργίας των φίλτρων στο MATLAB.

3.2.1 Λόγοι επιλογής χρήσης ψηφιακού φίλτρου

Η ψηφιακή επεξεργασία σήματος προσφέρει τα εξής πλεονεκτήματα:

- Ένα ψηφιακό προγραμματιζόμενο σύστημα παρουσιάζει μεγάλη ευελιξία στην τροποποίηση των πράξεων ψηφιακής επεξεργασίας με μια απλή μετατροπή του προγράμματος. Μια τέτοια τροποποίηση ενός αναλογικού συστήματος συνεπάγεται την επανασχεδίαση του κυκλώματος και συνεπακόλουθο έλεγχο και επιβεβαίωση (testing and verification) της ορθής λειτουργίας του.
- ακρίβεια (accuracy), έλεγχος της πιστότητας των προδιαγραφών είναι πολύ πιο εύκολος.

- μεταφοράς και επεξεργασίας τέτοιων σημάτων σε μη πραγματικό χρόνο
- δυνατότητα εφαρμογής πιο περίπλοκων αλγορίθμων επεξεργασίας σήματος.
- χαμηλότερο κόστος από την αντίστοιχη αναλογική

Ωστόσο, πρέπει να λαμβάνεται υπόψην ότι έχει και τα όριά της, τα οποία οφείλονται στους περιορισμούς που τίθενται στην ταχύτητα λειτουργίας των μετατροπέων αναλογικού σήματος σε ψηφιακό, καθώς και στους ίδιους τους ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος. Έτσι, σήματα με εξαιρετικά μεγάλο εύρος συχνοτήτων, για παράδειγμα, σήματα με εύρος συχνοτήτων της τάξεως των 100 MHz, υφίστανται επεξεργασία ακόμα και σήμερα με αναλογικές μεθόδους. [9]

3.2.2 Σχεδίαση στο MATLAB

Στα πλαίσια της συγκεκριμένης εργασίας δίνεται η δυνατότητα η λειτουργία ενός ψηφιακού φίλτρου να προσομοιαστεί με την βοήθεια του MATLAB. Το επιθυμητό φίλτρο πρέπει να επιτρέπει τη διέλευση συχνοτήτων του σήματος μίας περιοριμένης περιοχής γύρω από τη συχνότητα λειτουργίας του αισθητήρα, 2.5Hz, προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί ο θόρυβος. Επιλέγεται η σχεδίασή του με την Μέθοδο των Ελαχίστων Τετραγώνων.

Όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη παράγραφο 3.1.3, η βασική ιδέα πίσω από ένα φίλτρο μεθόδου ελαχίστων τετραγώνων είναι η προσέγγιση ενημερώνοντας τα χρησιμοποιούμενα βάρη κατά τρόπον ώστε να συγκλίνουν προς τα βέλτιστα. Ο αλγόριθμος αρχίζει με την παραδοχή μικρών βάρων (στις περισσότερες περιπτώσεις μηδέν). Σε κάθε βήμα αυτά ενημερώνονται με την εύρεση της κλίσης του μέσου τετραγωνικού σφάλματος. Αν η κλίση είναι θετική, συνεπάγεται ότι το σφάλμα θα συνεχίσει να αυξάνεται θετικά, εάν το ίδιο βάρος χρησιμοποιείται για περισσότερες επαναλήψεις, το οποίο σημαίνει ότι πρέπει να μειωθούν τα βάρη. Κατά τον ίδιο τρόπο, εάν η κλίση είναι αρνητική, θα πρέπει να αυξηθούν τα βάρη. Έτσι, η βασική εξίσωση επικαιροποίησης του βάρους είναι:

$$W_{n+1} = W_n - \mu \nabla \varepsilon[n]$$

όπου το ε αντιπροσωπεύει το μέσο τετραγωνικό σφάλμα. Το αρνητικό πρόσημο σημαίνει ότι πρέπει να αλλάξουμε τα βάρη σε κατεύθυνση αντίθετη από εκείνη της κλίσης.

Το μέσο-τετραγωνικό σφάλμα, ως συνάρτηση των βαρών είναι μία τετραγωνική συνάρτηση που σημαίνει ότι έχει μόνο ένα ακρότατο το οποίο ελαχιστοποιεί το μέσο τετραγωνικό σφάλμα και αποτελεί το βέλτιστο βάρος. Έτσι, με τη μέθοδο αυτήν πλησιάζουμε το βέλτιστο βάρος αυξάνοντας ή μειώνοντας το μέσο όρο του τετραγωνικού σφάλματος της καμπύλης βάρους των φίλτρων. [11]

Το MATLAB παρέχει την εντολή **firls** για την σχεδίαση ενός τέτοιου φίλτρου. Με την εντολή αυτή σχεδιάζεται ένα FIR φίλτρο γραμμικής φάσης που ελαχιστοποιεί το ολοκληρωμένο τετραγωνικό σφάλμα με βάρη, ε², μεταξύ μίας ιδανικής τμηματικά γραμμικής συνάρτησης και της απόκρισης πλάτους του φίλτρου πάνω σε ένα σύνολο επιθυμητών ζωνών συχνοτήτων.

Για την υλοποίησή του απαιτείται ο προσδιορισμός των ακόλουθων παραμέτρων.

- **b** = firls(n,f,a,w): επιστρέφει ένα διάνυσμα b που περιέχει n+1 εφαπτομένες
 του FIR φίλτρου n τάξης, των οποίων τα χαρακτηριστικά πλάτους και
 συχνότητας προσεγγίζουν τα παρεχόμενα των διανυσμάτων f και a.
- f: διάνυσμα ζευγών σημείων συχνοτήτων, προσδιορισμένων στο διάστημα μεταξύ 0 και 1, όπου το 1 αντιστοιχεί στην συχνότητα Nyquist.
- a: διάνυσμα που περιέχει τα αντίστοιχα επιθυμητά πλάτη των σημείων που περιέχονται στο διάνυσμα f.
- w: διάνυσμα των βαρών κάθε ζώνης συχνοτήτων που δημιουργείται από τα σημεία του f.

Υλοποιήθηκαν δύο περιπτώσεις ζωνοπερατών φίλτρων περί τα 2.5Hz για συχνότητες δειγματοληψίας των 22 και 30Hz, ώστε να μην παρεμβαίνουν με καμία χρησιμοποιούμενη συχνότητα, π.χ. των 50Hz και η μορφή τους φαίνεται στην Εικόνα 3.7 και Εικόνα 3.8.



Εικόνα 3.7: Φίλτρο FIR συχνότητας δειγματοληψίας 22Hz



Εικόνα 3.8: Φίλτρο FIR συχνότητας δειγματοληψίας 30Hz

Ο αντίστοιχος κώδικας ΜΑΤLAB περιλαμβάνεται στην επόμενη σελίδα.

Κατά τον σχεδιασμό των φίλτρων ενδείκνυται ο πειραματισμός με το διάνυσμα των βαρών, ώστε να επιτευχθεί η καλύτερη υλοποίηση.

Κώδικας MATLAB:

```
clearall; closeall;
%%% FIR φίλτρο 1ο: συχνότητας δειγματοληψίας 22Hz, τάξης n=100
fs = 22; %Συχνότητα δειγματοληψίας
fn = fs/2; %Συχνότητα Nyquist, fn=11
f = [0 \ 1.5 \ 2 \ 3 \ 3.5 \ 11];
                         %Διάνυσμα ζευγών σημείων συχνοτήτων,προσ-
%διορισμένων στο διάστημα μεταξύ Ο και 1,
%όπου το 1 αντιστοιχεί στην συχν. Nyquist
a = [0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0];
                           %Διάνυσμα των αντίστοιχων επιθυμητών πλατών
%σε κάθε σημείο
w = [0.8 \ 1 \ 0.8];
                           %Διάνυσμα των βαρών κάθε ζώνης συχνοτήτων
%που δημιουργείται
b = firls(100, f/11, a, w); %Διάνυσμα εφαπτομένων του FIR φίλτρου
timi = max(abs(b)); %Το ακρότατο (βέλτιστο βάρος)
bdig = round(b*(2^{16}));
%plot(bdig); %Απεικόνιση των εφαπτομένωντυ φίλτρου
freqz (bdig, 1, 512, 22); %Διαγραμματική μορφή του φίλτρου
% %%% FIR φίλτρο 2ο: συχνότητας δειγματοληψίας 30Hz, τάξης n=100
2
              %Συχνότητα δειγματοληψίας
% fs2 = 30;
% fn2 = fs2/2; %Συχνότητα Nyquist, fn=15
2
% f2 = [0 1.5 2 3 3.5 15];
% a2 = [0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0];
% w^2 = [5 \ 09 \ 0.7];
% b2 = firls(100, f2/15, a2, w2);
8
% timi2 = max(abs(b2));
8
% bdig2 = round(b2*(2^16));
8
% % plot(bdig2);
00
% freqz(bdiq2, 1, 512, 30);
```

3.3 Άλλες χρήσεις ψηφιακών φίλτρων

Τα πλεονεκτήματα της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος φυσικά δεν αφορούν μόνο στα αποτελέσματα του συγκεκριμένου αισθητήρα του διοξειδίου του άνθρακα. Αντιθέτως, μπορεί να φανεί χρήσιμη και να χρησιμοποιηθεί και για τις υπόλοιπες υλοποιήσεις του οργάνου μέτρησης.

Έτσι, βασιζόμενοι σε αυτές τις βασικές αρχές σχεδίασης ενός ψηφιακού φίλτρου μπορούμε να επεκτείνουμε τη σχεδίαση τους και για άλλα σημεία επεξεργασίας λαμβανόμενων σημάτων.

4

Σχεδίαση κυκλώματος μετατόπισης νανομέτρων

Η ύπαρξη ανάγκης μελέτης βιολογικών ιστών σε επίπεδο νανομέτρων οδήγησε στην εξεύρεση μεθόδου μετατόπισης αντικειμενοφόρου πλάκας μικροσκοπίου τέτοιας κλίμακας. Πραγματοποιείται με χρήση τριών βασικών στοιχείων, τον πιεζοηλεκτρικό κρύσταλλο που προκαλεί την μετατόπιση, από αντιστάσεις σε σχηματισμό γέφυρας που αποτελούν τον αισθητήρα ανίχνευσης μετατόπισης νανομέτρων, τον ενισχυτή οργάνων για την εκμετάλλευση των λαμβανόμενων σημάτων από τον αισθητήρα και το τροφοδοτικό του πιεζοηλεκτρικού κρυστάλλου υψηλής τάσης, το οποίο αφορά ξεχωριστή διπλωματική εργασία και η σχεδίαση και κατασκευή του δεν είναι αντικείμενο της παρούσης.



Εικόνα 4.1: Πιεζοηλεκτρικός κρύσταλλος και πιεζοαντιστάσεις

4.1 Λειτουργία γέφυρας

Ο αισθητήρας γέφυρας μετρά μικρές αλλαγές στην αντίσταση, χρησιμοποιώντας ένα ζευγάρι διαιρετών τάσης. Η γέφυρα Wheatstone είναι ένα σύνηθες κύκλωμα μέτρησης ακριβείας αντίστασης. Εφευρέθηκε το 1833 από τον Hunter Christie και μελετήθηκε στη συνέχεια από τον Charles Wheatstone, από τον οποίο πήρε και το όνομά του λόγω της εκτεταμένης ανάλυσης που πραγματοποίησε πάνω σε αυτό.



Εικόνα 4.2: Η γέφυρα Wheatstone

Ωστόσο, το κύκλωμα της γέφυρας Wheatstone αποτελεί τον πρόδρομο των αισθητήρων γέφυρας που χρησιμοποιούνται στις σύγχρονες εφαρμογές. Η αρχή λειτουργίας της είναι πως, εφόσον γνωρίζουμε τρεις από τις αντιστάσεις του κυκλώματος και το ρεύμα που διασχίζει τον ενδιάμεσο κλάδο είναι μηδέν, μπορεί να υπολογιστεί η τέταρτη αντίσταση. Η μέτρηση μπορεί να γίνει επακριβώς μιας και το μηδενικό ρεύμα μπορεί να ανιχνευτεί με πολύ μεγάλη ακρίβεια με τη χρήση ενός αρκετά ευαίσθητου γαλβανομέτρου. [13]

Περαιτέρω ανάλυση της γέφυρας που χρησιμοποιούμε στο κύκλωμά μας γίνεται στην επόμενη ενότητα 4.3.



Εικόνα 4.3: Τυπικό σύστημα αισθητήρα γέφυρας

Η γενική αρχή σχεδίασης ενός τέτοιου συστήματος αισθητήρα γέφυρας ακολουθεί τη λογική που φαίνεται στο διάγραμμα της Εικόνα 4.3.

4.2 Το πιεζοηλεκτρικό στοιχείο

Το πιεζοηλεκτρικό στοιχείο μετατρέπει την ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική μετατόπιση από την επιβαλλόμενη τάση. Το στοιχείο που διατίθεται είναι ο PZS001 κρύσταλλος. Εφαρμόζοντας τάση στον κρύσταλλο, τα πολλά μικρότερα κρυσταλλικά στοιχεία από τα οποία αποτελείται πολώνονται, και εμφανίζεται μετατόπιση.



Εικόνα 4.4: Πιεζοηλεκτρικός κρύσταλλος

Σε απότομες μεταβολές της τάσης ο πιεζοηλεκτρικός κρύσταλλος παρουσιάζει ταλαντώσεις. Η ταλάντωση αυτή φθίνει, και η τιμή της τείνει να σταθεροποιηθεί σε με το πέρασμα του χρόνου. Για την μείωση του χρόνου αυτού, χρησιμοποιείται συνήθως ένα ελατήριο το οποίο πιέζει τον κρύσταλλο.



Εικόνα4.5: Ταλάντωση πιεζοηλεκτρικού

Ακόμη, στον πιεζοηλεκτρικό κρύσταλλο εμφανίζεται υστέρηση, η οποία βασίζεται σε επιδράσεις της κρυσταλλικής πόλωσης και σε μοριακή τριβή. Η απόλυτη μετατόπιση που παράγεται από ένα πιεζοηλεκτρικό ανοικτού βρόχου εξαρτάται από το εφαρμοζόμενο ηλεκτρικό πεδίο και το κέρδος του πιεζοηλεκτρικού, το οποίο σχετίζεται με την παραμένουσα πόλωση. Δεδομένου ότι η παραμένουσα πόλωση και επομένως το κέρδος πιεζοηλεκτρικών επηρεάζεται από το ηλεκτρικό πεδίο που εφαρμόζεται στο πιεζοηλεκτρικό, η εκτροπή του εξαρτάται κατά βάση από το αν λειτουργούσε προηγουμένως σε υψηλότερη ή χαμηλότερη τάση. Η υστέρηση είναι τυπικά της τάξης των 10 έως 15% της επιθυμητής μετατόπισης. [14]

Η χρήση του ελατηρίου φόρτισης μειώνει τον βρόχο υστέρησης, αλλά και την μέγιστη μετατόπιση.



Εικόνα 4.6: Υστέρηση πιεζοηλεκτρικού

Για τους παραπάνω λόγους είναι αναγκαίο να χρησιμοποιηθεί μετρητικό σύστημα της μετατόπισης και να μην βασιστούμε απλώς στην τροφοδοσία του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου. Για να καταφέρουμε να μετρήσουμε αυτήν την μετατόπιση χρησιμοποιούμε αντιστάσεις (προσαρμοσμένες πάνω στο κρυσταλλικό στοιχείο) οι οποίες παραμορφώνονται (strain gauges) σε σύνδεση πλήρους γέφυρας, οι οποίες προσαρτώνται επάνω στον κρύσταλλο, όπως φαίνεται στις εικόνες.



Εικόνα 4.7: Πιεζοηλεκτρικές αντιστάσεις



Εικόνα 4.8: Πιεζοηλεκτρικό στοιχείο και αντιστάσεις σχηματισμού γέφυρας

4.2.1 Καταπόνηση (Strain)

Strain, δηλαδή καταπόνηση, είναι ένα μέτρο της παραμόρφωσης ενός σώματος εξαιτίας μίας ασκούμενης δύναμης, και ορίζεται ως η κλασματική αλλαγή του μήκους, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.9.

$$strain(\varepsilon) = \frac{\Delta L}{L}$$





Η καταπόνηση μπορεί να είναι είτε ελαστική (tensile) είτε συμπιεστική (compressive) και εκφράζεται σε τιμές όπως in/in ή mm/mm. Ωστόσο, το μέγεθος της μετρούμενης καταπόνησης είναι πολύ μικρό και πρακτικά, συνήθως εκφράζεται σε microstrain (με), που αντιστοιχεί σε ε * 10⁻⁶.

4.2.2 Αντιστάσεις Παραμόρφωσης (StrainGauges)

Ο πιο συνηθισμένος τρόπος μέτρησης της καταπόνησης είναι η χρήση ενός μετρητή καταπόνησης (strain gauge). Αυτός αποτελεί μία συσκευή της οποίας η ηλεκτρική αντίσταση κυμαίνεται ανάλογα με την ποσότητα παραμόρφωσης της. Ο πιο κοινός μετρητής είναι ο συνδεδεμένος μεταλλικός μετρητής καταπόνησης.

Ο μεταλλικός strain gauge αποτελείται από ένα πολύ λεπτό σύρμα ή έλασμα, σε μορφή πλέγματος, η οποία μεγιστοποιεί την ποσότητα του υλικού που υπόκειται σε καταπόνηση. Αυτό το πλέγμα συνδέεται σε έναν φορέα και στη συνέχεια απευθείας επάνω στο μετρούμενο αντικείμενο. Έτσι, κάθε καταπόνηση του αντικειμένου μεταφέρεται απευθείας στον μετρητή, ο οποίος διαστέλεται ή συστέλεται, προκαλώντας αναλογική μεταβολή στην ηλεκτρική του αντίσταση.



Εικόνα 4.10: Ο συνδεδεμένος μεταλλικός strain gauge

Η ευαισθησία ενός μετρητή καταπόνησης εκφράζεται με τον μετρητικό παράγοντα, gauge factor (G_F) και ορίζεται ως ο λόγος των κλασματικών αλλαγών στην ηλεκτρική αντίσταση προς την κλασματική αλλαγή στο μήκος (καταπόνηση).

$$G_F = \begin{bmatrix} \frac{\Delta R}{R} \\ \frac{\Delta L}{L} \end{bmatrix} = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\varepsilon}$$

Ο μετρητικός παράγοντας ενός μεταλλικού μετρητή καταπόνησης είναι τυπικά γύρω στο 2, $G_F = 2$. [12]

4.2.3 Μέτρηση της καταπόνησης.

Στην πραγματικότητα οι μετρήσεις καταπόνησης περιλαμβάνουν πολύ μικρές ποσότητες, της τάξης των μm. Γι' αυτό απαιτείται ακριβής μέτρηση πάνω σε πολύ μικρές αλλαγές της αντίστασης. Για παράδειγμα, υποθέτουμε πως ένα αντικείμενο υπόκειται σε καταπόνηση 500με. Ένας μετρητής με παράγοντα $G_F = 2$ θα παρουσιάσει αλλαγή στην ηλεκτρική του αντίσταση ίση με 2* (500*10⁻⁶) = 0.1%. Για έναν μετρητή 350Ω, η αλλαγή αυτή ισοδυναμεί με μόλις 0.35Ω.

Προκειμένου να μετρηθούν τέτοιες μικρές μεταβολές στην αντίσταση, οι πιεζοαντιστάσεις χρησιμοποιούνται γενικά σε διάταξη γέφυρας με μία πηγή διέγερσης. Η γέφυρα Wheatstone αποτελείται τώρα από τέσσερις κλάδους αντίστασης και ένα δυναμικό διέγερσης, V_{EX}, που εφαρμόζεται κατά μήκος της γέφυρας.



Εικόνα 4.11: Γέφυρα πιεζοαντιστάσεων

Η τάση εξόδου της γέφυρας, Vo, θα ισούται με:

$$V_{O} = \left[\frac{R_{1}}{R_{1} + R_{2}} - \frac{R_{3}}{R_{3} + R_{4}}\right] \cdot V_{EX}$$

Από την παραπάνω εξίσωση γίνεται κατανοητό πως όταν $R_1/R_2 = R_3/R_4$ η τάση εξόδου V_o θα είναι μηδέν και η γέφυρα θα λέγεται ισορροπημένη. Οποιαδήποτε μεταβολή της αντίστασης σε κάποιον κλάδο της γέφυρας θα έχει ως αποτέλεσμα αλλαγή σε αυτήν την μηδενική έξοδο. Κατά συνέπεια, αν αντικαταστήσουμε τις R_1 και R_4 με ενεργούς μετρητές καταπόνησης, κάθε μεταβολή στην αντίστασή τους θα προκαλέσει ανισσοροπία στη γέφυρα και θα παράξει μία τάση εξόδου. Αυτή η αλλαγή στην αντίσταση μπορεί να εκφραστεί ως:

$$\Delta R = R_G \cdot G_F \cdot \varepsilon$$

ΔR: μεταβολή της αντίστασης λόγω καταπόνησης

 R_G : ονομαστική τιμή αντίστασης του strain gauge

G_F: παράγοντας μετρητή καταπόνησης (Gauge Factor)

ε: καταπόνηση (strain, $\Delta L/L$)

Υποθέτοντας πως ονομαστικά, $R_2 = R_4 = R_G$ και $R_1 = R_3 = R_G$, με R_1 και R_4 ενεργές αντιστάσεις, η ανωτέρω εξίσωση της γέφυρας μπορεί να ξαναγραφεί ώστε να εκφράζει το λόγο V_o/V_{EX} ως μία συνάρτηση της καταπόνησης.

$$\frac{V_O}{V_{EX}} = \left[\frac{R_1 + \Delta R}{\Delta R + R_1 + R_2} - \frac{R_3}{\Delta R + R_4 + R_3}\right] = \left[\frac{R_G + \Delta R}{2R_G + \Delta R}\right] - \left[\frac{R_G}{2R_G + \Delta R}\right]$$
$$= \left[\frac{\Delta R}{2R_G + \Delta R}\right] = \left[\frac{R_G \cdot G_F \cdot \varepsilon}{2R_G + R_G \cdot G_F \cdot \varepsilon}\right]$$

 $\frac{V_O}{V_{EX}} = \left[\frac{G_F \cdot \varepsilon}{2 + G_F \cdot \varepsilon}\right]$

Ιδανικά, η αντίσταση του μετρητή θα έπρεπε να αλλάζει μόνο με εφαρμοζόμενη καταπόνηση. Όμως, το υλικό του, καθώς και το αντικείμενο στο οποίο είναι προσαρτημένος, επηρεάζεται επίσης από εναλλαγές στη θερμοκρασία.

Χρησιμοποιώντας την διάταξη γέφυρας η επίπτωση της θερμοκρασίας μπορεί να ελαχιστοποιηθεί. Παραδείγματος χάρην, στην Εικόνα 4.12 φαίνεται η διάταξη ενός μετρητή καταπόνησης όπου ο ένας μετρητής είναι ο ενεργός ($R_G + \Delta R$, active gauge), και ο δεύτερος, ο εικονικός μετρητής (dummy gauge) είναι τοποθετειμένος εγκάρσια στην εφαρμοζόμενη καταπόνηση. Η καταπόνηση έχει ελάχιστη επίπτωση σε αυτόν, ενώ η θερμοκρασία επηρεάζει και τους δύο εξίσου. Επειδή οι αλλαγές της θερμοκρασίας και στους δύο μετρητές είναι πανομοιότυπες, ο λόγος των αντιστάσεων δεν αλλάζει. Έτσι, η τάση Vo δεν αλλάζει και η επίδραση της θερμοκρασίας ελαχιστοποιείται.



Εικόνα 4.12: Πιεζοαντίσταση

Να σημειώσουμε εδώ ότι οι εξισώσεις που δίνονται παραπάνω για τα κυκλώματα γέφυρας Wheatstone υποθέτουν μία γέφυρα αρχικώς ισορροπημένη, δηλαδή που παράγει μηδενική έξοδο όταν καμία καταπόνηση δεν έχει εφαρμοστεί. Στην πράξη, όμως, η ανοχή των αντιστάσεων και η καταπόνηση που προκαλείται από την εφαρμογή της πιεαζοαντίστασηςπαράγουν ένα αρχικό δυναμικό, offset voltage, που είναι διάφορο του μηδενικού.

Δύο τρόποι αντιμετώπισής του υπάρχουν. Πρώτον, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένα ειδικό κύκλωμα προσαρμογής ώστε να ρυθμίσει την αντίσταση της γέφυρας ώσπου να ισορροπηθεί. Εναλλακτικά, η αρχική έξοδος του κυκλώματος μπορεί να μετρηθεί και να αντισταθμιστεί μέσω κατάλληλου λογισμικού.

Επίσης, έχει υποτεθεί ότι η αντίσταση των μολύβδινων συρμάτων είναι αμελητέα. Εάν, όμως αγνοηθούν στην πράξη, μπορεί να οδηγήσουν σε σφάλμα. Αυτό μπορεί να αντισταθμιστεί εάν η αντίσταση του σύρματος R_L μετρηθεί και περιληφθεί στους υπολογισμούς. Επιπλέον προβλήματα προκύπτουν και από αλλαγές στην αντίσταση των συρμάτων λόγω θερμοκρασιακών διακυμάνσεων σε μη ισορροπημένα μήκη σύρματος. Μία ισορροπημένη σύνδεση δύο συρμάτων και μέτρηση χαμηλής σύνθετης αντίστασης μπορεί να βοηθήσουν στην εξάλειψη των επιδράσεων των μεταβαλλόμενων αντιστάσεων των συρμάτων, επειδή επηρεάζουν τους παρακείμενους κλάδους της γέφυρας εξίσου. Έτσι, οποιεσδήποτε αλλαγές λόγω θερμοκρασίας ακυρώνονται μεταξύ τους. Αυτή η προσέγγιση των δύο συρμάτων και πλήρους γέφυρας συμβάλει επίσης στην βελτίωση της απόρριψης κοινού σήματος του θορύβου που επιβάλλεται στη γέφυρα από τις συνδέσεις των καλωδίων. [12]



Εικόνα 4.13: Πιεζοηλετρικό PZS001

4.3 Επεξεργασία σήματος πιεζοηλεκτρικού

Όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, η μέτρηση καταπόνησης περιλαμβάνει πάρα πολύ μικρές αλλαγές στην αντίσταση. Γι' αυτό, απαιτείται κατάλληλη επιλογή και χρήση γέφυρας, επεξεργασία σήματος, καλωδίωσης και εξαρτημάτων συλλογής δεδομένων για αξιόπιστες μετρήσεις. Για να διασφαλίσουμε ακριβείς μετρήσεις, είναι λοιπόν σημαντικό να λάβουμε υπόψη μας τις επόμενες παραμέτρους:

• $\Delta \iota \dot{\epsilon} \gamma \epsilon \rho \sigma \eta$, excitation

Τυπικά, οι επεξεργαστές σήματος του μετρητή καταπόνησης παρέχουν μία σταθερή AC ή DC πηγή τάσης για την γέφυρα. Το συνηθισμένο επίπεδο τάσης διέγερσης είναι μεταξύ 2V και 10V. Παρότι μία υψηλότερη τάση διέγερσης προκαλεί ανάλογα υψηλή τάση εξόδου, μπορεί να προκαλέσει επίσης μεγαλύτερα σφάλματα λόγω υπερθέρμανσης.

• Τηλεπισκόπηςη (τηλεανίχνευση), remote sensing

Το κύκλωμα του μετρητή καταπόνησης θα πρέπει να τοποθετηθεί όσο το δυνατόν πιο κοντά στον επεξεργαστή σήματος και την πηγή διέγερσης. Διαφορετικά, η πτώση τάσης λόγω μεταβολών στην αντίσταση των καλωδίων που συνδέουν την πηγή διέγερσης με την γέφυρα μπορεί να είναι πιθανή πηγή σφαλμάτων.

• *Ενίσχυση*, amplification

Η έξοδος των μετρητών καταπόνησης και των γεφυρών είναι σχετικά μικρή. Συνηθισμένες τιμές εξόδου είναι της τάξης των 100mV. Συνεπώς, ένα κύκλωμα επεξεργαστή του σήματος μετρητή συνήθως περιλαμβάνει ενισχυτές για να αυξήσουν την ανάλυση της μέτρησης και να βελτιώσουν το λόγο σήματος προς θόρυβο.

• $\Phi_i \lambda \tau \rho \dot{\alpha} \rho_i \sigma \mu \alpha$, filtering

Μπορούν να χρησιμοποιηθούν βαθυπερατά φίλτρα σε συνδυασμό με τους μετρητές καταπόνησης για την αφαίρεση του θορύβου υψηλών συχνοτήτων που επικρατεί στα περισσότερα περιβάλλοντα εργασίας.
• Αντιστάθμιση, offset

Όταν πραγματοποιείται εγκατάσταση μίας γέφυρας, είναι απίθανο να είναι ισοσταθμισμένη. Μικρές παραλλαγές στις αντιστάσεις των κλάδων, μπορούν να προκαλέσουν μία αρχική τάση απόκλισης. Η αντιστάθμιση αυτής μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε σε επίπεδο υλικού είτε λογισμικού.

- Χρήση λογισμικού: παίρνεται μία αρχική μέτρηση προτού εφαρμοστεί οποιαδήποτε καταπόνηση. Η απόκλιση που προκύπτει χρησιμοποιείται για την αντιστάθμιση των επερχόμενων μετρήσεων. Η μέθοδος αυτή είναι απλή, γρήγορη και δεν απαιτεί χειροκίνητες ρυθμίσεις. Το μειονέκτημά της είναι πως η απόκλιση δεν αφαιρείται από τη γέφυρα. Έτσι, αν μεγαλώσει αρκετά περιορίζει το κέρδος του ενισχυτή που μπορεί να εφαρμοστεί στην τάση εξόδου και συνεπώς περιορίζει το δυναμικό εύρος της μέτρησης.
- Κύκλωμα αντιστάθμισης: γίνεται χρήση μίας μεταβλητής αντίστασης για να προσαρμόσει την έξοδο της γέφυρας στο μηδέν. Εναλλακτικά, ο προενισχυτής του σήματος μπορεί να χρησιμοποιεί την δική του ρύθμιση απαλοιφής της απόκλισης. [12]
- $B\alpha\theta\mu ov\delta\mu\eta\sigma\eta$, calibration

Επειδή είναι δύσκολο να μετρηθεί επακριβώς η μικρή μετατόπιση που υφίσταται ο κρύσταλλος, γίνεται βαθμονόμηση του συστήματος του αισθητήρα και αναπτύσσεται ένα μέτρο αναφοράς της τιμής της μετατόπισης. Το πιεζοηλεκτρικό στοιχείο στερεώνεται με ένα ελατήριο και στην μία πλευρά του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου στερεώνεται ένα έλασμα, του οποίου η κλίση μεταβάλλεται ανάλογα με την μετατόπιση του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου. Στην επιφάνεια αυτού του ελάσματος προσπίπτει ακτίνα λέιζερ, η οποία ανακλάται. Από την μεταβολή αυτής της γωνίας ανάκλασης υπολογίζεται κάθε φορά η αντίστοιχη μετατόπιση που υπέστη το πιεζοηλεκτρικό στοιχείο και ανατιστοιχείται σε μία συγκεκριμένη μεταβολή της τιμής της αντίστασής του. Μετά από την εκτέλεση αυτής της διαδικασίας, έχουν αποδοθεί τιμές συγκεκριμένης μετατόπισης σε κάθε μετρούμενη μεταβολή της αντίστασης, οι οποίες χρησιμοποιούνται σαν αναφορά στις επόμενες μετρήσεις.

4.4 Ο ενισχυτής οργάνων

4.4.1 Σύντομη περιγραφή του ενισχυτή AD8557

Ο AD8557 είναι ένας ενισχυτής οργάνων σχεδιασμένος να μετατρέπει εύκολα και με ακρίβεια μεταβλητές εξόδους αισθητήρων πίεσης και γεφυρών καταπόνησης σε ένα καλά προσδιορισμένο εύρος τάσης.

Έχει χωριστεί σε δύο στάδια κέρδους και αποτελείται από μία τυπική διάταξη τριών τελεστικών ενισχυτών σε συνδυασμό με αντιστάσεις και ψηφιακά ποτενσιόμετρα. Επιπλέον, περιέχει δύο ψηφιακούς διαύλους επικοινωνίας (DIGIN, DIGOUT) με τον εκάστοτε μετατροπέα ADC ή DAC. Τέλος, είναι εφοδιασμένος με έναν επιπλέον τελεστικό ενισχυτή μέσω του οποίου περιορίζει την μέγιστη τάση στο κύκλωμα, VCLAMP.

Το κέρδος στον ενισχυτή αυτόν προγραμματίζεται ψηφιακά σε ένα μεγάλο εύρος τιμών από 28 έως 1300, μέσω μίας διεπαφής σειριακών δεδομένων. Μάλιστα, οι προηγούμενες τιμές αναφέρονται στο συνδυασμένο κέρδος δύο σταδίων. Το πρώτο στάδιο ρυθμίζεται από ένα σύνολο αντιστάσεων και τις τιμές δύο ψηφιακών ποτενσιόμετρων και παίρνει τιμές από 2.8 έως 5.2, με ανάλυση 7-bit, δίνοντας τη ρύθμιση κέρδους με μία καλή ανάλυση, της τάξης του 0.49%. Το δεύτερο στάδιο ρυθμίζεται από ένα διαφορετικό σετ αντιστάσεων και ποτενσιόμετρων, ώστε να κυμαίνεται, ανά οκτώ τιμές, μεταξύ του 10 και 250.

Ενδεικτικά, οι πίνακες που δίνουν το κέρδος κάθε σταδίου φαίνονται στην επόμενη σελίδα.

First Stage	-	First Stage		First Stage		First Stage	
Gain Code	First Stage Gain						
0	2.800	32	3.273	64	3.825	96	4.471
1	2.814	33	3.289	65	3.844	97	4.493
2	2.827	34	3.305	66	3.863	98	4.515
3	2.841	35	3.321	67	3.881	99	4.537
4	2.855	36	3.337	68	3.900	100	4.559
5	2.869	37	3.353	69	3.919	101	4.581
6	2.883	38	3.370	70	3.939	102	4.603
7	2.897	39	3.386	71	3.958	103	4.626
8	2.911	40	3.403	72	3.977	104	4.649
9	2.926	41	3.419	73	3.997	105	4.671
10	2.940	42	3.436	74	4.016	106	4.694
11	2.954	43	3.453	75	4.036	107	4.717
12	2.969	44	3.470	76	4.055	108	4.740
13	2.983	45	3.487	77	4.075	109	4.763
14	2.998	46	3.504	78	4.095	110	4.786
15	3.012	47	3.521	79	4.115	111	4.810
16	3.027	48	3.538	80	4.135	112	4.833
17	3.042	49	3.555	81	4.156	113	4.857
18	3.057	50	3.573	82	4.176	114	4.881
19	3.072	51	3.590	83	4.196	115	4.905
20	3.087	52	3.608	84	4.217	116	4.929
21	3.102	53	3.625	85	4.237	117	4.953
22	3.117	54	3.643	86	4.258	118	4.977
23	3.132	55	3.661	87	4.279	119	5.001
24	3.147	56	3.679	88	4.300	120	5.026
25	3.163	57	3.697	89	4.321	121	5.050
26	3.178	58	3.715	90	4.342	122	5.075
27	3.194	59	3.733	91	4.363	123	5.100
28	3.209	60	3.751	92	4.384	124	5.125
29	3.225	61	3.770	93	4.406	125	5.150
30	3.241	62	3.788	94	4.427	126	5.175
31	3.257	63	3.806	95	4.449	127	5.200

Πίνακας 4.2: Κέρδος δεύτερου σταδίου και εύρος συνολικού κέρδους – Κωδικός δεύτερου σταδίου

~ ~	~	v	
Second Stage Gain Code	Second Stage Gain	Minimum Combined Gain	Maximum Combined Gain
0	10	28.0	52.0
1	16	44.8	83.2
2	25	70.0	130.0
3	40	112.0	208.0
4	63	176.4	327.6
5	100	280.0	520.0
6	160	448.0	832.0
7	250	700.0	1300.0

Ακολουθώντας την διαδικασία προγραμματισμού που περιγάφεται στο φύλλο δεδομένων [15], και από το γινόμενο των δύο σταδίων, μπορεί να επιτευχθεί το επιθυμητό κέρδος για το κύκλωμά μας στην τιμή περίπου 100.

4.4.2 Η είσοδος του ενισχυτή οργάνων

Στο σημείο αυτό εξετάζεται η τάση στην είσοδο του ενισχυτή οργάνων προκειμένου να προσδιοριστεί και να επαληθευθεί η ορθή χρήση του.



Εικόνα 4.14: Πιεζοηλεκτρικό στοιχείο, PZS001

Από το datasheet του πιεζοηλεκτρικού στοιχείου που χρησιμοποιούμε, PZS001, δίνονται στον Πίνακας 4.3 τα στοιχεία του συνολικού μήκους, μετατόπισης, της αντίστασης κλάδου και του παράγοντα μέτρησης, αντιστοίχως.

L	18mm
ΔL	$17.4 \mu m \pm 2 \mu m$
R_G	350Ω
G_F	2

Πίνακας 4.3: Στοιχεία του PZS001 πιεζοηλεκτρικού

Παίρνοντας το μήκος κάθε κλάδου αντίστασης ίσο με $L_0 = 9$ mm και την μετατόπιση ΔL = 18μm, προκύπτει η καταπόνηση, ε.

$$\varepsilon = \frac{\Delta L}{L_0} = 2 \cdot 10^{-3}.$$

Συνεπώς,

$$G_F = \begin{bmatrix} \frac{\Delta R}{R} \\ \frac{\Delta L}{L} \end{bmatrix} = \frac{\frac{\Delta R}{R}}{\varepsilon} \Rightarrow$$
$$\Delta R = G_F \cdot \frac{\Delta L}{L_O} \cdot R_G \Rightarrow$$
$$\Delta R = 2 \cdot \frac{18 \cdot 10^{-6}}{9 \cdot 10^{-3}} \cdot 350\Omega \Rightarrow$$

$$\Delta R = \Delta R_G = 1.4 \Omega$$

Στη συνέχεια, παραγωγίζοντας τη συνάρτηση της τάσης εξόδου ως προς τη μεταβολή του μήκους προκύπτουν τα εξής:

$$V_{O} = \left[\frac{R_{1}}{R_{1} + R_{2}} - \frac{R_{3}}{R_{3} + R_{4}}\right] \cdot V_{EX}$$

$$\begin{split} \frac{dV_0}{dl} &= V_{EX} \left[\frac{\partial \left(\frac{R_1}{R_1 + R_2}\right)}{\partial R_1} \cdot \frac{\partial R_1}{\partial l} - \frac{\partial \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4}\right)}{\partial R_4} \cdot \frac{\partial R_4}{\partial l} \right] \\ &= V_{EX} \left[\frac{R_1 + R_2 - R_1}{(R_1 + R_2)^2} \cdot \frac{\partial R_1}{\partial l} - \frac{-R_3}{(R_3 + R_4)^2} \cdot \frac{\partial R_4}{\partial l} \right] \\ &= V_{EX} \left[\frac{R_2}{(R_1 + R_2)^2} \cdot \frac{\partial R_1}{\partial l} + \frac{R_3}{(R_3 + R_4)^2} \cdot \frac{\partial R_4}{\partial l} \right] \\ &= V_{EX} \left[\frac{R_G}{(2R_G + \Delta R)^2} \cdot \frac{\partial R_G}{\partial l} + \frac{R_G}{(2R_G + \Delta R)^2} \cdot \frac{\partial R_G}{\partial l} \right] \\ &= V_{EX} \cdot 2 \cdot \left[\frac{R_G}{(2R_G + \Delta R)^2} \cdot \frac{\partial R_G}{\partial l} \right] \end{split}$$

$$\frac{\Delta V_O}{\Delta L} = 2 \cdot V_{EX} \cdot \frac{R_G}{(2R_G + \Delta R)^2} \cdot \frac{\Delta R_G}{\Delta L}$$

$$\frac{\Delta V_O}{\Delta L} \cdot \Delta L = 2 \cdot V_{EX} \cdot \frac{R_G}{(2R_G + \Delta R)^2} \cdot \frac{\Delta R_G}{\Delta L} \cdot \Delta L$$

$$\Delta V_O = 2 \cdot V_{EX} \cdot \frac{R_G}{(2R_G + \Delta R)^2} \cdot \Delta R_G$$

$$\Delta V_0 = 2 \cdot 5V \cdot \frac{350\Omega}{(2 \cdot 350\Omega + 1.4\Omega)^2} \cdot 1.4\Omega$$

$$\Delta V_0 \cong 9.96 mV \cong 10 mV$$

Επομένως η τάση εξόδου της γέφυρας κυμαίνεται μεταξύ των 10mV. Επειδή αυτή αποτελεί την είσοδο του ενισχυτή οργάνων (instrumentation) και επιπλέον επιθυμούμε ο θόρυβος στην είσοδό του να είναι το πολύ 1/1000 της εισόδου, καταλήγουμε πως αναζητούμε έναν instrumentation amplifier του οποίου ο θόρυβος τάσης να είναι το πολύ 10μV. Μετά από κατάλληλη έρευνα για τα χαρακτηριστικά του instrumentation amplifier, καταλήξαμε στον AD8557. Παρότι έχει κάποια σύνθετα χαρακτηριστικά για προσδιορισμό μόνιμου κέρδους μέσω λειτουργίας τήξης (fuse), έχει και πλεονεκτήματα που μπορούν να αξιοποιηθούν στο συγκεκριμένο κύκλωμα που σχεδιάζουμε. Αυτά είναι, πρώτον, η ιδιότητα ψηφιακού προγραμματισμού του κέρδους του ενισχυτή σε πολλές τιμές που προσφέρουν ευελιξία και δυνατότητα ακρίβειας ως προς την ενίσχυση. Δεύτερον, έχει επιπλέον, είναι επαναπρογραμματιζόμενος, εφόσον δεν γίνει χρήση της λειτουργίας τήξης. [15]

4.4.3 Η έξοδος του ενισχυτή οργάνων

Ο ενισχυτής οργάνων συνδέεται στη συνέχεια με τον μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό σήμα (ADC) του μικροελεγκτή. Η τάση λειτουργίας του είναι στα 2.5V. Επομένως, για να πραγματοποιείται η μέτρηση επιθυμείται η τάση εξόδου του ενισχυτή οργάνου να κυμαίνεται στο 1-1.25V. Γι' αυτό το σκοπό ρυθμίζεται ψηφιακά το κέρδος του ενισχυτή στην κατάλληλη τιμή, περίπου 100 για τιμή εξόδου γέφυρας περί τα 10mV.

Επίσης, η ακρίβεια του μικροελεγκτή είναι στα 12bit. Αυτό μεταφράζεται σε ακρίβεια μέτρησης μετατόπισης περίπου 1/2000 (Θεωρώντας ότι έχω θετικές και αρνητικές τιμές χάνεται το ένα bit, οπότε προκύπτει ακρίβεια 2¹¹ = 2048). Δηλαδή, για μετατόπιση18μm η ελάχιστη αλλαγή στην μέτρηση που μπορεί να καταγραφεί από τον μικροπροσέσορα είναι 9nm.

4.4.4 Ανάλυση θορύβου



Εικόνα 4.15: Κύκλωμα πιεζοαντίστασης - ενισχυτή

Ο θόρυβος που προκαλείται από κάθε στοιχείο του κυκλώματος είναι τυχαίο και ανεξάρτητο γεγονός. Το κύκλωμά μας παρουσιάζει συμμετρία ως προς τη θετική και αρνητική είσοδο του ενισχυτή, οπότε για τον υπολογισμό θα χρησιμοποιήσουμε μόνο το ένα τμήμα. Τα αποτελέσματα του θορύβου θα προστεθούν τετραγωνικά ως ανεξάρτητα τυχαία γεγονότα. Οι θόρυβοι που έχουν τιμές πολύ μικρότερους από άλλους παράγοντες μπορούν να παραληφθούν.

4.4.4.1 Θόρυβος αντιστάσεων

Πριν την είσοδο του ενισχυτή οργάνων βρίσκονται οι αντιστάσεις της γέφυρας και του κυκλώματος οδήγησής του. Κάθε ηλεκτρική αντίσταση, όσο καλά και αν είναι κατασκευασμένη, περιέχει έναν εγγενή θερμικό θόρυβο. Ο θόρυβος αυτός είναι

$$N(f) = \frac{2Rhf}{e^{\frac{hf}{k_BT}}}$$

Η σχέση αυτή προσεγγίζεται μέχρι μερικά ΤΗz από την ακόλουθη.

$$N(f) = 2RkT$$
$$v_n = \sqrt{4kTR\Delta F}$$

Επομένως, ο θόρυβος είναι ανάλογος προς την τετραγωνική ρίζα της τιμής της αντίστασης. [16]

Πρακτικά, αυτό σημαίνει πως για θερμοκρασία δωματίου κάθε 1kΩ αντιστοιχεί σε θόρυβο 4 nV/\sqrt{Hz} .

Αφαιρώντας την τάση τροφοδοσίας της γέφυρας, προκειμένου να εξετάσουμε με επαλληλία το κύκλωμα προκύπτουν τα ακόλουθα.



Εικόνα 4.16: Ανάλυση με επαλληλία

$$noise_{R_i} = 4 \, nV / \sqrt{Hz} \cdot \sqrt{R_i(k\Omega)}$$

Για $R_1 = 0.350 \text{ k}\Omega$, ο θόρυβος της αντίστασης είναι

$$v_{R_1} = 4 \, nV / \sqrt{Hz} \cdot \sqrt{0.350} = 2.37 \, nV / \sqrt{Hz}$$

Για $R_3 = 0.350 \text{ k}\Omega$, ο θόρυβος της αντίστασης είναι

$$v_{R_3} = 4 \, nV / \sqrt{Hz} \cdot \sqrt{0.350} = 2.37 \, nV / \sqrt{Hz}$$

Αντίστοιχα, οι $R_2 = R_4 = 0.350 \text{ k}\Omega$, θα συμβάλουν στην άλλη είσοδο του ενισχυτή με παρόμοιο τρόπο.

$$v_{R_2} = v_{R_4} = 4 \, nV / \sqrt{Hz} \cdot \sqrt{0.350} = 2.37 \, nV / \sqrt{Hz}$$

Ο θόρυβος της αντίστασης 10Ω είναι

$$v_{R_4} = 4 \, nV / \sqrt{Hz} \cdot \sqrt{0.010} = 0.4 \, nV / \sqrt{Hz}$$

Θεωρείται πολύ μικρός σε σχέση με τις προηγούμενες τιμές και δεν λαμβάνεται υπόψη στους επόμενους υπολογισμούς.

4.4.4.2 Θόρυβος ρευμάτων

Ο συγκεκριμένος θόρυβος υπολογίζεται πολλαπλασιάζοντας την αντίσταση της πηγής του ενισχυτή, που αποτελείται από δύο αντιστάσεις των 350Ω παράλληλα και 10Ω σε σειρά, με τον θόρυβο ρεύματος που παρέχεται στο φύλλο χαρακτηριστικών. Έτσι, προκύπτει ο συνολικός θόρυβος ρευμάτων.

$$v_{I_{amp}} = \sqrt{(0.185 \cdot I_n)^2} = (0.185 \cdot I_n^2) nV / \sqrt{Hz}$$

Ο συνολικός θόρυβος στην είσοδο του ενισχυτή δίνεται από τη σχέση:

$$v_{Total} = \sqrt{v_{R_{tot}}^2 + v_{I_{amp}}^2 + v_{V_{amp}}^2}$$

4.4.4.3 Θόρυβος τάσεων του ενισχυτή

Υπολογίζεται, γενικά, χρησιμοποιώντας δύο παραμέτρους, τον θόρυβο εισόδου της συσκευής ή αλλιώς *RTI* (Referred To Input) και τον θόρυβο εξόδου ή *RTO* (Referred To Output). Για τον *RTO* θόρυβο ισχύει ότι *RTO* = *GAIN*RTI*.

Για τον AD8557, παρέχεται από το φύλλο χαρακτηριστικών ο θόρυβος εισόδου ως

$$e_{ni} = 32 \, nV / \sqrt{Hz}$$

Ο θόρυβος αυτός ισχύει για συχνότητες μεγαλύτερες του 1kHz. Επίσης, αυτός είναι τάξεις μεγέθους μεγαλύτερος του θορύβου των αντιστάσεών μας. Ο θόρυβος στην περιοχή συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει, 0-10Hz, είναι πολύ μεγαλύτερος, της τάξης των 500nV p-p. Προφανώς, αυτός ο θόρυβος υπερισχύει του θορύβου των αντιστάσεων και ρευμάτων που υπολογίστηκαν νωρίτερα και αποτελεί τον τελικό συνολικό θόρυβο στην είσοδο του ενισχυτή.

$$V_n^2 = \frac{1}{2} \cdot V_{peak}^2 = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{V_{pp}}{2}\right)^2 = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2^2} \cdot V_{pp}^2$$
$$V_n = \frac{1}{2\sqrt{2}} \cdot V_{pp} = \frac{\sqrt{2}}{4} \cdot V_{pp} = \frac{\sqrt{2}}{4} \cdot 0.5 \cdot 10^{-6} V$$

$$V_{n_{Total}} \approx 0.178 \, \mu V$$

Για μέγιστη μετατόπιση, 18μm, η είσοδος στον ενισχυτή είναι της τάξης των 10mV, όπως υπολογίστηκε νωρίτερα. Επομένως, για τάξη μεγέθους 9nm, η είσοδος θα είναι:

$$\frac{18\mu m}{9nm} = \frac{1}{2000}$$

Άρα, η ελάχιστη είσοδος στον ενισχυτή προκύπτει:

$$\frac{10mV}{2000} \approx 5\mu V$$

Τελικά, ο λόγος ελαχίστου σήματος προς θόρυβο είναι:

$$\frac{5\mu V}{0.178\mu V} = 28.1 \rightarrow \frac{S}{N} = 20\log(28.1) = 29dB$$

Ο θόρυβος είναι αρκετά μικρός ώστε να μην επηρεάσει τις μετρήσεις μας.

4.5 Σχεδίαση κυκλώματος

Η σχεδίαση του πραγματικού κυκλώματος μέτρησης επιπέδου νανομέτρων, εκτός από το πιεζοηλεκτρικό στοιχείο και τον ενισχυτή περιλαμβάνει και επιπλέον στοιχεία.

Για την προστασία του ενισχυτή από θόρυβο και διακυμάνσεις τάσης χρησιμοποιούνται κατάλληλοι πυκνωτές και δίοδοι πριν την είσοδο.

Ο ακροδέκτης VCLAMP του ενισχυτή έχει πολύ υψηλή αντίσταση εισόδου και δεν πρέπει να αφεθεί ελεύθερος. Γι' αυτό μπορεί να συνδεθεί μέσω ενός διαιρέτη τάσης υψηλής εμπέδησης στην υψηλή τάση τροφοδοσίας.

Τέλος, στην έξοδο του ενισχυτή εφαρμόζεται ένα βαθυπερατό φίλτρο, με σκοπό την αποκοπή οποιουδήποτε επιπλέον θορύβου δημιουργείται κατά τη διαδικασία ενίσχυσης του σήματος, πριν τη σύνδεση με τον ADC.

Το σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος που σχεδιάστηκε φαίνεται στην επόμενη σελίδα.



Εικόνα 4.17: Κύκλωμα πιεζοηλεκτρικού στοιχείου

<u>Σημειώσεις</u>

Παρατηρείται εδώ η προσθήκη ενός cable connector προκειμένου να συνδέεται εξωτερικά το πιεζοηλεκτρικό στοιχείο, καθώς θα γίνεται προσάρτησή του στο στοιχείο ενδιαφέροντος (μικροσκόπιο).

Επίσης, το βασικό αυτό κύκλωμα μπορεί να κατασκευαστεί περισσότερες φορές προκειμένου να καλύψει τις ανάγκες για μετατόπιση περισσότερων διαστάσεων.

Υλοποίηση

Η τελική μορφή του συνολικού αναλογικού κυκλώματος παρουσιάζεται στις επόμενες σελίδες. Περιλαμβάνει τα αναλογικά κυκλώματα των αισθητήρων που περιγράφηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια, διοξειδίου του άνθρακα, υγρασίας, μετατόπισης επιπέδου νανομέτρων. Επίσης, περιλαμβάνει και τα στοιχεία του αναλογικού κυκλώματος που είναι απαραίτητα για να επιτελέσει ο μικροεπεξεργαστής που χρησιμοποιείται τις λειτουργίες ενδιαφέροντος.









Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό συνοψίζεται το έργο της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

6.1 Σύνοψη και συμπεράσματα

Στην εργασία αυτή σχεδιάστηκε το αναλογικό κύκλωμα που αποτελεί μέρος ενός σύνθετου συστήματος μέτρησης και ελέγχου, με το οποίο μπορούν να καλυφθούν οι παρούσες ανάγκες του εργαστηρίου. Έτσι, τέθηκε η βάση για την κατασκευή του.

Επετεύχθη ο συνδυασμός τουλάχιστον δύο διαφορετικών λειτουργιών σε μία συσκευή, δίνοντας στον χρήστη τη δυνατότητα να την παραμετροποιεί ώστε να καλύπτει τον εκάστοτε επιθυμητό σκοπό του.

Επίσης, δόθηκαν οδηγίες για την υλοποίηση επιπλέον ψηφιακού φιλτραρίσματος των λαμβανόμενων σημάτων, για ακόμα καλύτερα αποτελέσματα των μετρήσεων.

Τέλος, παρέχεται η δυνατότητα επέκτασης του οργάνου, ενισχύοντας την πολυχρηστικότητά του. Παραδείγματα τέτοιων επεκτάσεων, αλλά και εναλλακτικών τρόπων υλοποίησης δίνονται στην επόμενη παράγραφο.

6.2 Μελλοντικές επεκτάσεις

Βάση αυτής της σχεδίασης του αναλογικού κυκλώματος, υπάρχει στη συνέχεια η δυνατότητα να αποτυπωθεί σε πλακέτα,με τη βοήθεια ειδικού προγράμματος, π.χ. του Altium. Σε αυτήν την περίπτωση, και για την βέλτιστη λειτουργία της, κρίνεται απαραίτητη η προσθήκη ορισμένων επιπλέον κυκλωμάτων.

Επίσης, μπορεί να γίνει προσθήκη δύο ή περισσότερων πιεζοηλεκτρικών στοιχείων και συνοδευτικού κυκλώματος, με σκοπό την επίτευξη μέτρησης μετατόπισης σε περισσότερες διαστάσεις.Πέραν αυτών, μπορούν ακόμα να προστεθούν ενισχυτές και κύκλωμα λήψης σήματος από άλλου είδους αισθητήρες για διαφορετικού είδους μετρήσεων.

Πρόσθετα, όπως ήδη έχει αναφερθεί, το είδος και ο τρόπος σχεδίασης των ψηφιακών φίλτρων μπορούν να αποτελέσουν ένα ξεχωριστό πεδίο έρευνας, καθώς και η επέκταση τους στην επεξεργασία και άλλων λαμβανόμενων σημάτων.

Τέλος, η κατασκευή του συνολικού συστήματος μπορεί να ολοκληρωθεί με διαδικασία βαθμονόμησης και πειραματικές μετρήσεις των κατασκευασθέντων αισθητήρων.

Βιβλιογραφία

- [1] «http://www.intl-lighttech.com/sites/default/files/pdf/application/ndir-gassensor.pdf,» [Ηλεκτρονικό].
- [2] «http://en.wikipedia.org/wiki/Nondispersive_infrared_sensor,» [Ηλεκτρονικό].
- [3] J. G. Webster, The measurement, instrumentation, and sensors handbook, CRC PRESS, IEEE PRESS, 1999.
- [4] «Alphasense application note AAN 201-06».
- [5] «http://www.engineersgarage.com/articles/humidity-sensor,» [Ηλεκτρονικό].
- [6] «I²C,» [Ηλεκτρονικό]. Available: https://el.wikipedia.org/wiki/I%C2%B2C.
- [7] «Datasheet ChipCap2,» Amphenol, [Ηλεκτρονικό]. Available: http://www.amphenol-sensors.com/en/component/edocman/1-humidity/34relative-humidity-sensors/37-chipcap-2/220-telaire-chip-cap-2-sip-datasheet.

- [8] J. G. Proakis και D. G. Manolakis, Ψηφιακή Ανάλυση Σήματος, Αθήνα: Ίων, 2010.
- [9] Α. Σκόρδας και Β. Αναστασόπουλος, Ψηφιακή Επεξεργασία Εικόνων και Σημάτων, τόμ. Β, Ελληνικό Ανοικτό Πανεπιστήμιο, 2003.
- [10] E. Punkaya, «Design of FIR Filters,» [Ηλεκτρονικό]. Available: https://wwwsigproc.eng.cam.ac.uk/Main/OP205.
- [11] «https://en.wikipedia.org/wiki/Least_mean_squares_filter,» [Ηλεκτρονικό].
- [12] «Datasheet PZS001,» Thorlabs, [Ηλεκτρονικό]. Available: http://www.thorlabs.de/thorcat/16000/PZS001-SpecSheet.pdf.
- [13] «http://www.ti.com/lit/ml/slyp163/slyp163.pdf,» [Ηλεκτρονικό].
- [14] «Piezo Motion for Precision Positioning Introduction,» [Ηλεκτρονικό]. Available: http://www.pi-usa.us/tutorial/4_20.html#4_21.
- [15] «Datasheet AD8557,» [Ηλεκτρονικό]. Available: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/datasheets/AD8557.pdf.
- [16] Κ. Χ. Πολιτόπουλος, Οργανολογία και τεχνικές, Βοιατρικές εφαρμογές, Αθήνα: Εκδόσεις ΕΜΠ.
- [17] «Datasheet PZS001 Manual,» Thorlabs, [Ηλεκτρονικό]. Available: http://www.thorlabs.de/thorcat/16000/PZS001-Manual.pdf.
- [18] «http://www.dspguru.com/dsp/faqs/fir/basics,» [Ηλεκτρονικό].
- [19] «http://www.mathworks.com/help/signal/ref/firls.html,» [Ηλεκτρονικό].