

# Σχεδιασμός Συστήματος Μέτρησης Μήτρας Αισθητήρων Πίεσης

Φωτεινή Βασιλοπούλου\*      Θανάσης Μάρκου\*      Χρήστος Μυστιλίδης\*  
   Άγγελος Φερίκογλου\*  
Σχολή Εφαρμοσμένων Μαθηματικών & Φυσικών Επιστημών  
Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

---

\*Οι συγγραφείς υπάγονται στη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

# Πρόλογος

Η παρούσα τεχνική αναφορά στοχεύει στη θεωρητική ανάλυση και παρουσίαση πειραματικών αποτελεσμάτων του συστήματος μέτρησης μήτρας αισθητήρων πίεσης, που αναπτύχθηκε από τους συγγραφείς το έτος 2018-2019 σε συνεργασία με το Εργαστήριο Ηλεκτρονικών Νανοϋλικών και Διατάξεων της Σχολής Εφαρμοσμένων Μαθηματικών και Φυσικών Επιστημών του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου. Το σύστημα δύναται να παράσχει ακριβείς μετρήσεις αντίστασης (που μεταφράζονται τετριμμένα σε μετρήσεις πίεσης) για ένα πλέγμα έως και 8 αισθητήρων (αν και η επέκταση είναι αρκετά απλή) έχοντας ταχύτατη απόκριση.

Η αναφορά χωρίζεται σε πέντε κεφάλαια. Στο πρώτο γίνεται συζήτηση πάνω στο αναλογικό μέρος του συστήματος, το οποίο παρέχει κατάλληλη ψηφιακή παλμοσειρά της οποίας η περίοδος είναι διαισθητική, ώστε να συνδέεται με την αντίσταση του αισθητήρα. Στο δεύτερο κεφάλαιο περιγράφεται το ψηφιακό κύκλωμα και έμφαση δίνεται στον υπολογισμό της περιόδου του σήματος εξόδου του αναλογικού κυκλώματος. Στο τρίτο κεφάλαιο περιγράφονται οι πιο βασικές λειτουργίες του κώδικα που χρησιμοποιήθηκε και στο τέταρτο το πλέγμα των αισθητήρων (που αντιμετωπίζονται ως ποτενσιόμετρα) και πώς τούτη σχεδιάστηκε ώστε να εξαλειφθούν πιθανές διαφωνίες (crosstalk) που προκύπτουν από τη μέτρηση πολλαπλών αισθητήρων, ενώ προτείνει μια εναλλακτική, πιθανή υλοποίηση. Στο πέμπτο κεφάλαιο συγκεντρώνονται ορισμένα ενδεικτικά πειραματικά δεδομένα που αποδεικνύουν τη συνέπεια και ακρίβεια του οργάνου.

Πρέπει να σημειωθεί ότι τούτη η αναφορά και ολόκληρη η εργασία, δεν λαμβάνουν υπόψη την φυσική των αισθητήρων και άρα την πιο εξειδικευμένη συμπεριφορά εκείνων που χρησιμοποιεί το συνεργαζόμενο εργαστήριο. Το σύστημα μελετάται γενικότερα, ως ένα σύστημα μέτρησης πιεζοαντιστάσεων.

Όλη η χρηματοδότηση έγινε από το Εργαστήριο Ηλεκτρονικών Νανοϋλικών και Διατάξεων. Το αρχείο SPICE του κυκλώματος, καθώς και ο κώδικας του μικροεπεξεργαστή μπορούν να βρεθούν εδώ: <https://github.com/aferikoglou/SEMFEE-Project>.

Φωτεινή Βασιλοπούλου  
Αθανάσιος Μάρκου  
Χρήστος Μυστιλίδης  
Άγγελος Φερίκογλου  
Αθήνα, 2019

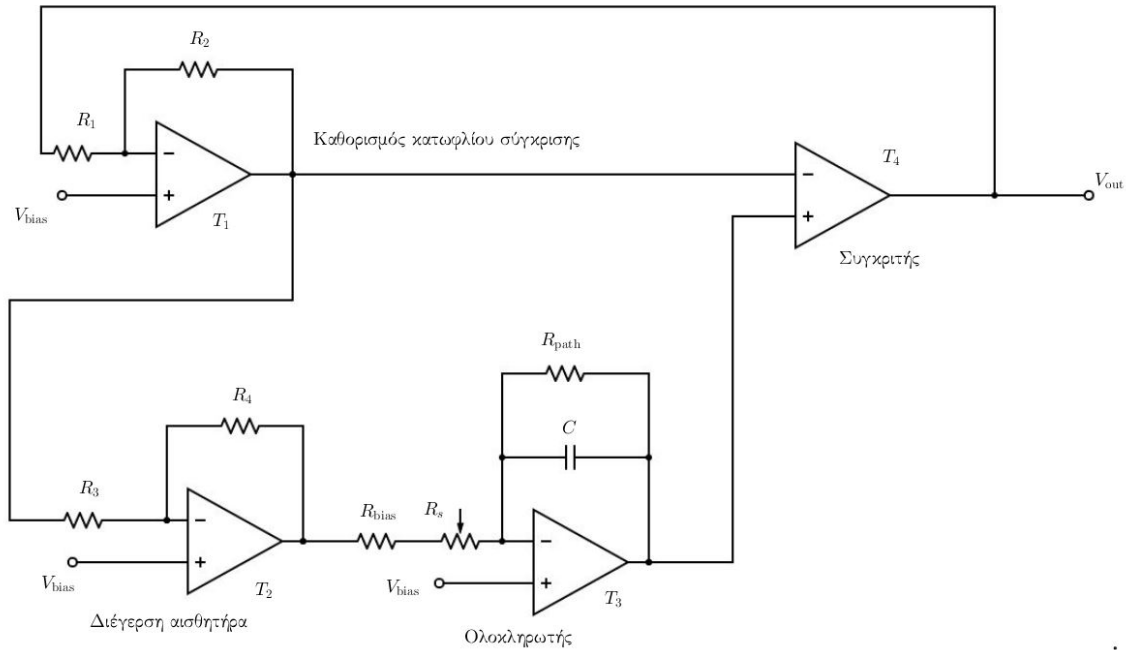
# Περιεχόμενα

<b>1</b>	<b>Σχεδίαση και Ανάλυση του Αναλογικού Κυκλώματος</b>	<b>4</b>
1.1	DC Ανάλυση . . . . .	6
1.2	Transient Ανάλυση . . . . .	6
1.3	Περίοδος της τετραγωνικής παλμοσειράς εξόδου . . . . .	11
1.4	Κριτήρια για την επιλογή των παθητικών στοιχείων . . . . .	12
1.5	Επιλογή των επιθυμητών προδιαγραφών του συστήματος μέτρησης . . . . .	17
1.6	Πρακτικά Ζητήματα Σχεδίασης . . . . .	19
<b>2</b>	<b>Ανάλυση Ψηφιακού Συστήματος</b>	<b>21</b>
2.1	Μέτρηση Περιόδου . . . . .	21
2.2	Πρακτικά Ζητήματα Σχεδίασης . . . . .	21
2.3	Επιλογή Αισθητήρα . . . . .	22
<b>3</b>	<b>Ανάλυση του Κώδικα Arduino</b>	<b>23</b>
3.1	Σχεδιαστικές και προγραμματιστικές επιλογές . . . . .	23
3.2	Σενάριο λειτουργίας . . . . .	23
3.3	Συνοπτική επεξήγηση του προγράμματος . . . . .	24
<b>4</b>	<b>Μήτρα Αισθητήρων</b>	<b>26</b>
4.1	Εισαγωγή . . . . .	26
4.2	Υλοποίηση της μήτρας αισθητήρων . . . . .	26
4.3	Δυνατότητες βελτίωσης . . . . .	27
<b>5</b>	<b>Πειραματικές Μετρήσεις</b>	<b>29</b>
5.1	Μετρήσεις Περιόδου . . . . .	29
5.2	Μετρήσεις Αντίστασης . . . . .	30
<b>6</b>	<b>Βιβλιογραφία</b>	<b>34</b>

# Κεφάλαιο 1

## Σχεδίαση και Ανάλυση του Αναλογικού Κυκλώματος

Το αναλογικό κύκλωμα του συστήματος αποτελεί τροποποίηση του κυκλώματος που είχε αρχικά σχεδιαστεί στο ΕΚΕΦΕ Δημόκριτος και το οποίο παρουσιάζεται εδώ [1]. Οι τροποποιήσεις και οι επιλογές των παθητικών στοιχείων, αλλά και των τελεστικών ενισχυτών πραγματοποιήθηκαν ώστε το σύστημα να ανταποκρίνεται με τον βέλτιστο τρόπο στις απαιτήσεις που τέθηκαν από τους υπεύθυνους του εργαστηρίου, τόσο ως προς την τάξη μεγέθους των αντιστάσεων που πρόκειται να μετρηθούν, όσο και την συνολική ταχύτητα του κυκλώματος.



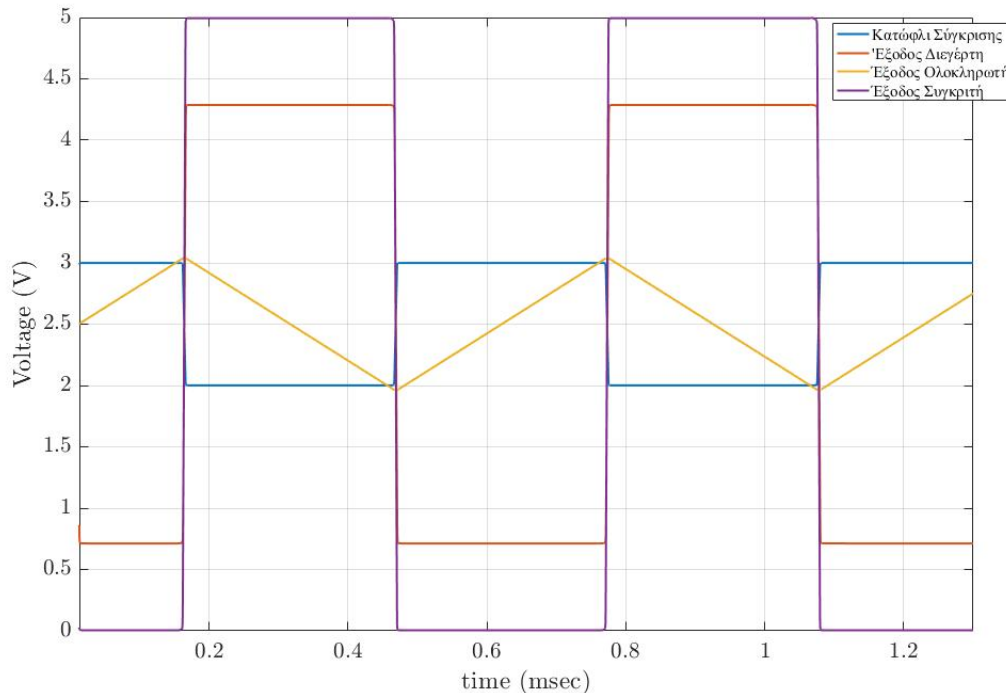
**Σχήμα 1:** Το αναλογικό κύκλωμα. Δεν περιλαμβάνεται η τροφοδοσία των τελεστικών ενισχυτών και το κύκλωμα παραγωγής της τάσης αναφοράς  $V_{bias}$ .

Το πλεονέκτημα του αναλογικού κυκλώματος και ο λόγος που επικράτησε μεταξύ άλλων επιλογών είναι ότι παράγει ως έξοδο μια τετραγωνική κυματομορφή μεταξύ των τάσεων τροφοδοσίας των τελεστικών ενισχυτών, με περίοδο ανάλογη της εφαρμοζόμενης αντίστασης  $R_s$ . Με κατάλληλη επιλογή της τροφοδοσίας του κυκλώματος, δημιουργείται τελικά μία ψηφιακή παλμοσειρά η οποία τροφοδοτείται απευθείας στο ψηφιακό κύκλωμα, χωρίς τη χρήση μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό, (A-to-D converter) και επομένως την προσθήκη σφαλμάτων και θορύβου σε αυτό το στάδιο. Αυτή η επιλογή αντιστοιχεί σε  $V_{DD} = 5\text{ V}$  και  $V_{SS} = 0$ , επιλέγονται δηλαδή τελεστικοί ενισχυτές μονής τροφοδοσίας (single source). Θα μπορούσε να επιλεγεί και διπλή τροφοδοσία για το κύκλωμα, όμως σε αυτή την περίπτωση θα ήταν απαραίτητη η προσθήκη επόμενου σταδίου που θα προσαρμόζε τις τάσεις στις

επιθυμητές (0 και 5 V) ώστε να αξιοποιηθεί το πλεονέκτημα που αναφέρθηκε προηγουμένως.

Οι περιγραφές των τελεστικών ενισχυτών επί του σχήματος είναι κατατοπιστικές για τη λειτουργία τους: ο  $T_1$  καθορίζει το κατώφλι σύγκρισης με βάση το οποίο θα προκύψει η έξοδος του  $T_4$  (ψηφιακή παλμοσειρά μεταξύ 0 και 5 V). Ο  $T_2$  διαμορφώνει κατάλληλα το πλάτος της τετραγωνικής παλμοσειράς η οποία τροφοδοτεί τον αισθητήρα. Τέλος, ο  $T_3$  παράγει έναν τριγωνικό παλμό ο οποίος συγκρίνεται με την τάση κατωφλίου για την δημιουργία της παλμοσειράς εξόδου και καθορίζει, ανάλογα με την επιλογή των παθητικών στοιχείων του, την περίοδο της κυματομορφής εξόδου, όπως θα δείξουμε στην συνέχεια.

Είναι σημαντικό να διευκρινιστεί, ότι οι τελεστικοί ενισχυτές  $T_1, T_2$  και  $T_3$  που λειτουργούν στην γραμμική περιοχή με αρνητική ανάδραση, δημιουργούν συμμετρικές κυματομορφές ως προς την τάση αναφοράς στο θετικό άκρο εισόδου τους. Εφόσον όπως αναφέρθηκε χρησιμοποιείται μονή τροφοδοσία, ως τάση αναφοράς (εικονική γη - virtual ground) προφανώς επιλέγεται το μισό της τάσης τροφοδοσίας, δηλαδή  $V_{bias} = V_{DD}/2 = 2.5$  V. Συνεπώς, όπως είναι γνωστό όλες οι κυματομορφές που παράγονται κατά την transient λειτουργία του κυκλώματος, την οποία θα αναλύσουμε στη συνέχεια, θα προστεθούν (με βάση την αρχή της επαλληλίας) σε αυτήν την τάση αναφοράς. Στην συνέχεια της ανάλυσης θα αναφερθεί και η συμπεριφορά του κυκλώματος στην περίπτωση όπου επιλεχθεί άλλη τιμή για την  $V_{bias}$ .



**Σχήμα 2:** Ενδεικτικό στιγμιότυπο λειτουργίας του αναλογικού κυκλώματος. Οι κυματομορφές είναι αποτέλεσμα προσομοίωσης στο λογισμικό LtSpice.

## 1.1 DC Ανάλυση

Είναι προφανές ότι το κύκλωμα είναι ένας ταλαντωτής, συνεπώς πάντα θα βρίσκεται σε λειτουργία υψηλών συχνοτήτων, ωστόσο η dc ανάλυση μπορεί να μας δώσει χρήσιμη πληροφορία.

Οι τελεστικοί ενισχυτές που χρησιμοποιήθηκαν υλοποιούνται με MOSFETs [2], συνεπώς πολλές από τις ιδιότητες του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή και συγκεκριμένα το μηδενικό ρεύμα και η άπειρη αντίσταση εισόδου μπορούν να αξιοποιηθούν στην ανάλυση. Με βάση αυτά είναι εύκολο να διακρίνει κανείς, ότι σε όλο το κύκλωμα το ρεύμα είναι αμελητέο (πρακτικά ίσο με μηδέν) στη μηδενική συχνότητα, όπου σημειώνεται ότι ο μικρός πυκνωτής  $C$  μπορεί να αντιμετωπιστεί ως ανοιχτοκύκλωμα. Άρα και χρησιμοποιώντας το κατ' ουσίαν βραχυκύκλωμα των ακροδεκτών εισόδου των τελεστικών ενισχυτών παραθέτουμε έναν πίνακα με τις dc τιμές τάσης στους διαφόρους κόμβους του κυκλώματος, συναρτήσει της τάσης πόλωσης  $V_{bias}$  που εφαρμόζεται στους  $T_1$ ,  $T_2$  και  $T_3$ . Είναι προφανές ότι παντού θα εμφανίζεται τάση  $V_{bias}$ .

**Πίνακας 1:** Τάσεις κόμβων στην dc περίπτωση. Ο δείκτης “-” υποδεικνύει αρνητικό ακροδέκτη, ο δείκτης “+” θετικό και ο δείκτης “ο” έξοδο ενισχυτή. Δε σημειώνονται οι τροφοδοσίες ούτε οι ισοδυναμικοί κόμβοι.

Κόμβοι	Τάσεις(V)
$T_{1,+}$	$V_{bias}$
$T_{1,-}$	$V_{bias}$
$T_{1,o}$	$V_{bias}$
$T_{2,-}$	$V_{bias}$
$T_{2,+}$	$V_{bias}$
$T_{2,o}$	$V_{bias}$
$T_{3,+}$	$V_{bias}$
$T_{3,-}$	$V_{bias}$
$T_{3,o}$	$V_{bias}$
$T_{4,o}$	$V_{bias}$

## 1.2 Transient Ανάλυση

Μελετάμε τώρα το κύκλωμα στην περίπτωση λειτουργίας σε υψηλές συχνότητες (που είναι και η πρακτική του εφαρμογή). Όπως συζητήθηκε σε προηγούμενη παράγραφο, το κύκλωμα λειτουργεί στις υψηλές συχνότητες με τάση αναφοράς την  $V_{bias}$  παράγοντας κυματομορφές συμμετρικές ως προς αυτήν. Στην transient ανάλυση που ακολουθεί, συνυπολογίζουμε την τάση αναφοράς στους υπολογισμούς ώστε να είναι πιο εύκολα συγκρίσιμα τα αποτελέσματα με τις πραγματικές κυματομορφές που προκύπτουν κατά τη λειτουργία του κυκλώματος. Σημειώνεται ότι, ενώ τούτη δεν είναι η κλασσική, μεθοδική προσέγγιση ανάλυσης ενός ταλαντωτή (που οδηγεί στην εύρεση της συνάρτησης μεταφοράς και συχνότητας σκανδαλισμού), προσφέρει σημαντική ευκολία και συνάμα πληροφορία για τη λειτουργία του κυκλώματος.

Αρχικά, θεωρείται σημαντικό να σημειωθεί ότι η τάση εξόδου ενός τελεστικού ενισχυτή που λειτουργεί στη γραμμική περιοχή με αρνητική ανάδραση, αντίσταση ανάδρασης  $R_f$ , αντίσταση εισόδου  $R$  (να μη συγχέεται με την αντίσταση εισόδου στους ακροδέκτες του τελεστικού ενισχυτή) και τάση αναφοράς  $V_{bias}$  είναι:

$$u_{out} = \left( \frac{R_f}{R} + 1 \right) V_{bias} - \frac{R_f}{R} u_{in} \quad (1.1)$$

Αυτή η σχέση θα χρησιμοποιείται συνεχώς στην παρούσα ανάλυση, όπως και η σχέση για την έξοδο

του συγκριτή κάθε χρονική στιγμή:

$$u_{\text{out}} = \begin{cases} V_{DD}, & u_{T_{4+}} > u_{T_{4-}} \\ 0, & u_{T_{4+}} < u_{T_{4-}} \end{cases} \quad (1.2)$$

Από την (1.2) μπορούμε ήδη να προβλέψουμε τη μορφή των σημάτων εξόδου σε κάθε στάδιο του αναλογικού κυκλώματος. Εφόσον δηλαδή αυτή είναι μια τετραγωνική παλμοσειρά, τετραγωνική παλμοσειρά θα είναι και η έξοδος των  $T_1$  και  $T_2$ , ενώ η έξοδος του  $T_3$  (ολοκληρωτής) θα είναι τριγωνική παλμοσειρά. Τα πλάτη, εύρη, οι περίοδοι και η κλίση (για την τριγωνική παλμοσειρά) θα υπολογιστούν στην παρούσα ανάλυση.

Λόγω της φύσης του κυκλώματος (ταλαντωτής) και εφόσον ο τελεστικός ενισχυτής  $T_4$  λειτουργεί ως συγκριτής, κάποια χρονική στιγμή μετά την σύνδεση του κυκλώματος σε τροφοδοσία (διάστημα το οποίο είναι της τάξης των  $\mu\text{sec}$ ), λόγω θορύβου η έξοδος του συγκριτή θα μεταβεί τυχαία σε μία από τις δύο δυνατές καταστάσεις (0 ή  $V_{DD}$ ) και το κύκλωμα θα αρχίσει την ομαλή λειτουργία του. Άρα, στο εξής θεωρούμε ως  $t = 0$ , όχι τη φυσική έναρξη (σύνδεση κυκλώματος με τροφοδοσία), αλλά μία τυχαία χρονική στιγμή κατά τη λειτουργία του κυκλώματος, στην οποία η έξοδος του  $T_4$  αλλάζει και αποκτά μία σταθερή τιμή  $u_{\text{out}}$ , όπως ορίζει η (1.2) (πρακτικά στην ακμή των μεταβαλλόμενων τετραγωνικών παλμών).

Αρχίζοντας την ανάλυση, το κατώφλι σύγκρισης, δηλαδή η έξοδος του ενισχυτή  $T_1$  θα είναι:

$$u_{T_{1,o}} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{\text{bias}} - \frac{R_2}{R_1} u_{\text{out}} \quad (1.3)$$

που είναι απευθείας εφαρμογή της (1.1), δεδομένου ότι ο  $T_1$  είναι ένας ενισχυτής σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία (τη συνδεσμολογία από την οποία εξάγεται η (1.1)).

Αυτή η τάση με τη σειρά της αποτελεί είσοδο του  $T_2$ , του διεγέρτη δηλαδή, που είναι επίσης ενισχυτής σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία, επομένως εφαρμόζοντας ξανά την (1.1):

$$u_{T_{2,o}} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) V_{\text{bias}} - \frac{R_4}{R_3} u_{T_{1,o}} \quad (1.4)$$

αντικαθιστώντας με την (1.3) και έπειτα από λίγη άλγεβρα:

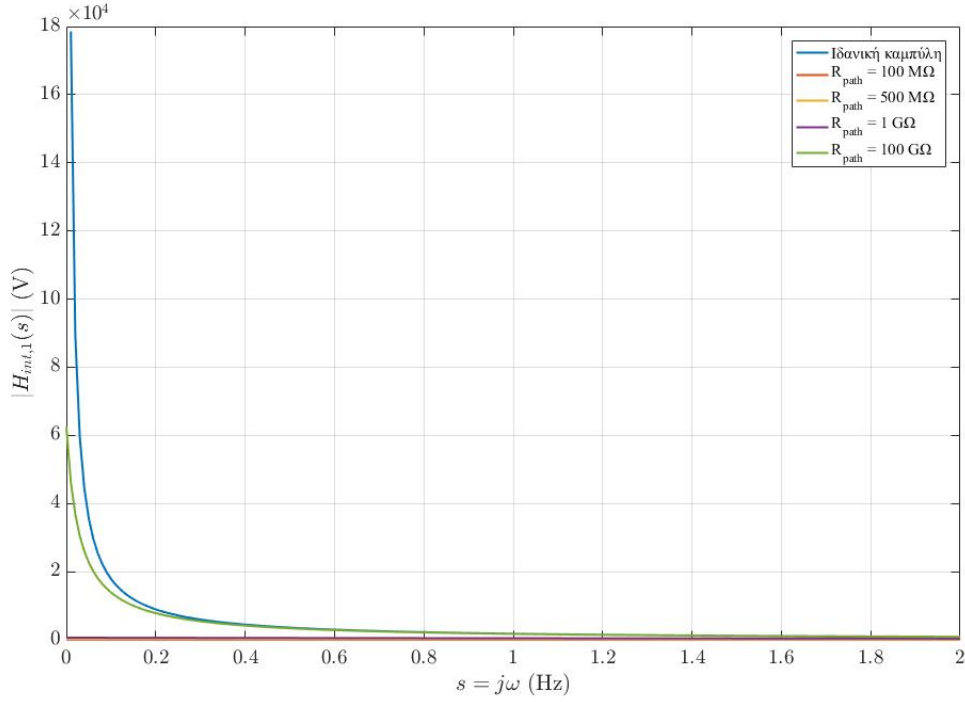
$$u_{T_{2,o}} = \left(1 - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3}\right) V_{\text{bias}} + \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3} u_{\text{out}} \quad (1.5)$$

Το επόμενο στάδιο είναι ένας κλασσικός ολοκληρωτής Miller, του οποίου η έξοδος βρίσκεται απλά, μέσω ανάλυσης το πεδίο του χρόνου. Τη χρονική στιγμή  $t = 0$  (όπως ορίστηκε παραπάνω), η αρχική τιμή του ολοκληρωτή θα είναι  $u_{T_{3,o}}(0)$  και η έξοδος εύκολα προκύπτει ότι δίνεται από την σχέση:

$$u_{T_{3,o}}(t) = u_{T_{3,o}}(0) + \frac{1}{(R_s + R_{\text{bias}})C} \int_0^t \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3} (V_{\text{bias}} - u_{\text{out}}) dt \quad (1.6)$$

Οι τιμές τάσης του κατωφλίου σύγκρισης και του διεγέρτη παραμένουν σταθερές μέχρι η έξοδος του κυκλώματος (δηλαδή του τελεστικού  $T_4$ ) να αλλάξει τιμή. Επομένως όσο η έξοδος του κυκλώματος έχει σταθερή τιμή, η τάση εξόδου του ολοκληρωτή μπορεί να υπολογιστεί ολοκληρώνοντας (από 0 έως  $t < t_{\text{high}}$  ή  $t < t_{\text{low}}$ , όπου οι νεοεισαχθείσες παράμετροι αντιστοιχούν στα διαστήματα που η έξοδος είναι ψηλά  $-5 \text{ V}$  ή λογικό 1- ή χαμηλά  $-0$  ή λογικό 0):

$$u_{T_{3,o}}(t) = u_{T_{3,o}}(0) + \frac{1}{(R_s + R_{\text{bias}})C} \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3} (V_{\text{bias}} - u_{\text{out}}) t \quad (1.7)$$



**Σχήμα 3:** Σύγκριση συναρτήσεων μεταφοράς (1.12) με την ασυμπτωτική-ιδανική έκφραση (1.13). Είναι εμφανές ότι πέραν της περιοχής κοντά στην ιδιομορφία ( $\omega = 0$ ) υπάρχει σύγκλιση στις εκφράσεις που συμπεριλαμβάνουν την  $R_{\text{path}}$  άρα μικρή απόκλιση από την ιδανική συμπεριφορά. Παράλληλα η λειτουργία του κυκλώματος σε υψηλές συχνότητες μας επιτρέπει να αποφύγουμε εύκολα την παθολογική περιοχή.

Αλλαγή στην τάση εξόδου του συγκριτή, θα προκύψει τη στιγμή  $t$  όπου οριακά η τάση στο θετικό και τον αρνητικό ακροδέκτη εισόδου του γίνουν ίσες, δηλαδή:

$$u_{T_{4,+}} = u_{T_{4,-}} \quad (1.8)$$

Από το Σχήμα 1 είναι εμφανές ότι  $u_{T_{4,+}} = u_{T_{3,o}}$  και  $u_{T_{4,-}} = u_{T_{1,o}}$ , άρα η (1.8), μέσω των (1.3) και (1.7) γίνεται:

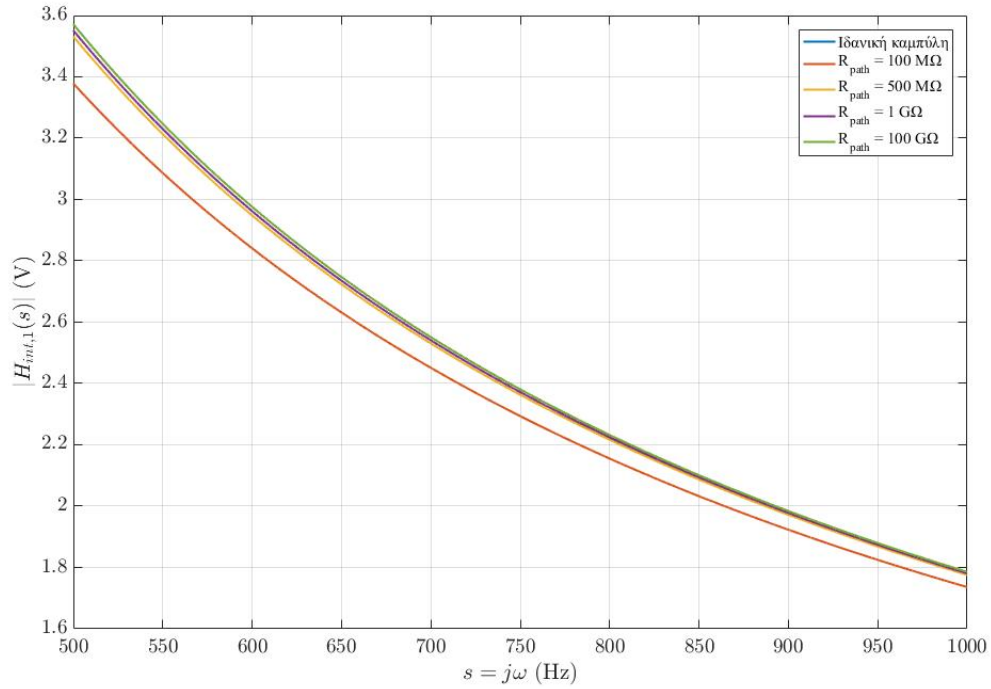
$$V_{\text{bias}} + \frac{R_2}{R_1}(V_{\text{bias}} - u_{\text{out}}) = u_{T_{3,o}}(0) + \frac{1}{(R_s + R_{\text{bias}})C} \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3}(V_{\text{bias}} - u_{\text{out}})t \quad (1.9)$$

Είναι προφανές ότι ο συντελεστής της μεταβλητής χρόνου στην εξίσωση αντιστοιχεί στην κλίση της τριγωνικής κυματομορφής που παράγει το στάδιο αυτό και επομένως καθορίζει την περίοδο της παλμοσειράς που δημιουργείται. Όπως θα αναφέρουμε αναλυτικότερα στη συνέχεια, η κλίση αυτή πρέπει να συμβαδίζει με τις προδιαγραφές του τελεστικού ενισχυτή που θα επιλεγεί, ώστε να εξασφαλίζεται ορθή λειτουργία.

Από την εξίσωση (1.9) προκύπτει και η αρχική συνθήκη της εξίσωσης (1.7), δηλαδή το φορτίο (μνήμη) του ολοκληρωτή (που οφείλεται στην παρουσία του πυκνωτή) τη χρονική στιγμή  $t = 0$ , η οποία είναι:

$$u_{T_{3,o}}(0) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_{\text{bias}} - \frac{R_2}{R_1} u_{\text{out}}(0^-) \quad (1.10)$$





**Σχήμα 4:** Σύγκριση συναρτήσεων μεταφοράς (1.12) με την ασυμπτωτική-ιδανική έκφραση (1.13). Εδώ εμφανίζονται υψηλότερες συχνότητες και επιβεβαιώνεται η ταύτιση των διαφορετικών εκφράσεων. Η ιδανική καμπύλη (γαλάζια) ταυτίζεται με αυτήν που αντιστοιχεί σε  $R_{\text{path}} = 100 \text{ G}\Omega$  (λαδί).

όπου  $u_{\text{out}}(0^-)$  είναι η τάση εξόδου του συγκριτή ελάχιστα πριν την χρονική στιγμή  $t = 0$ . Το αποτέλεσμα αυτό δικαιολογείται εύκολα μέσω του εικονικού βραχυκυκλώματος στην είσοδο του συγκριτή.

Από την (1.7) γίνεται εύκολα εμφανές ότι στην περίπτωση που η  $R_s$  τείνει να γίνει ίση με 0 και απουσία της  $R_{\text{bias}}$ , η έξοδος του ολοκληρωτή τείνει να απειριστεί και άρα πρακτικά να φτάσει στην θετική ή αρνητική τάση κόρου. Προφανώς τούτο θα επιφέρει ψαλιδισμό, άρα παραμόρφωση της κυματομορφής. Παράλληλα, για  $R_s \rightarrow 0$  απειρίζεται και η κλίση της κυματομορφής εξόδου. Προφανώς αυτό οδηγεί σε ισχυρή επίδραση του περιορισμού του ρυθμού ανόδου/καθόδου (θα χρησιμοποιούμε την αγγλική ορολογία, slew rate), δεδομένου ότι κάθε τελεστικός ενισχυτής μπορεί να καλύψει μία ορισμένη και πεπερασμένη κλίση. Ο συνδυασμός κόρου και παραμόρφωσης λόγω slew rate οδηγεί σε ανώμαλη και μη προβλέψιμη συμπεριφορά του ολοκληρωτή και άρα του συνολικού κυκλώματος. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται με την εισαγωγή μιας αντίστασης πόλωσης  $R_{\text{bias}}$  συνδεδεμένης εν σειρά με τον αισθητήρα. Τούτη πολώνει το κύκλωμα σε λειτουργία περί μιας εικονικής αντίστασης αισθητήρα άνω των επικίνδυνων χαμηλών τιμών. Η αντίσταση  $R_{\text{bias}}$  είναι γνωστή και επομένως μπορεί να αφαιρεθεί από την τελική τιμή της αντίστασης που θα μετρηθεί από το σύστημα, οπότε δεν επιφέρει κάποιο σφάλμα στη μέτρηση. Η επιλογή της αντίστασης αυτής θα επεξηγηθεί στη συνέχεια.

Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι σε σχέση με το αρχικό σχέδιο έχει προστεθεί<sup>1</sup> στη διαδρομή

<sup>1</sup> Η  $R_{\text{path}}$  δε συμπεριλαμβάνεται στη πλακέτα που υλοποιήθηκε. Ενώ, όπως αποδεικνύεται παρακάτω αυτό δεν επηρεάζει τη λειτουργικότητα του κυκλώματος, συνιστάται να συμπεριληφθεί μελλοντικά για αποφυγή πιθανών σφαλμάτων.

ανάδρασης μία (μεγάλη) αντίσταση, παράλληλα στον πυκνωτή  $C$ , η  $R_{\text{path}}$ . Αυτή η προσθήκη θεραπεύει μια σημαντική παθολογία: εφόσον μόνον ο πυκνωτής βρίσκεται στον κλάδο ανάδρασης, στην dc λειτουργία θα λειτουργεί ως ανοιχτοκύκλωμα, άρα δεν υπάρχει αγωγίμος δρόμος από την είσοδο στην έξοδο του  $T_3$  και πρακτικά χάνεται η ανάδραση. Το κέρδος ανοιχτού βρόχου είναι (πάντα) ιδιαίτερα μεγάλο, συνεπώς είναι πιθανόν η τάση εκτροπής εισόδου, προϊόν της αναπόφευκτης ασυμμετρίας του διαφορικού σταδίου εισόδου του τελεστικού ενισχυτή, να ενισχυθεί τόσο, ώστε να εισέλθει ο ενισχυτής στον κόρο και άρα εκτός της αναμενόμενης λειτουργίας του (αν αυτή είναι μια υπερβολική εκτίμηση, η ύπαρξη σφάλματος είναι βέβαιη). Η  $R_{\text{path}}$  διασφαλίζει την ύπαρξη αγωγίμου δρόμου και άρα πεπερασμένου κέρδους (τώρα κλειστού βρόχου) στον ολοκληρωτή και στην dc κατάσταση λειτουργίας. Η επίδραση της τάσης εκτροπής εισόδου περιορίζεται, αλλά κανείς μπορεί να αντιπαραβάλει την απόκλιση του ολοκληρωτή από την ιδανική συμπεριφορά του (άρα την ορθή επιτέλεση της πράξης του ολοκληρώματος). Εδώ θα αποδείξουμε ότι κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες η επίδραση της  $R_{\text{path}}$  μπορεί να γίνει αμελητέα (αναφορικά στην απόκλιση από την ιδανική συμπεριφορά). Προς αυτό θα αξιοποιήσουμε τη γραμμικότητα του ολοκληρωτή, οπότε αρχικά μελετάμε το κύκλωμα θεωρώντας  $V_{\text{bias}} = 0$ . Τότε η συνάρτηση μεταφοράς βρίσκεται:

$$H_{\text{int},1}(s) = -\frac{R_{\text{path}}/(R_s + R_{\text{bias}})}{1 + sR_{\text{path}}C} \quad (1.11)$$

έναντι της ιδανικής  $-1/s(R_s + R_{\text{bias}})C$ . Απλή αναδιάταξη των όρων δίνει την παρακάτω εξίσωση:

$$H_{\text{int},1}(s) = -\frac{1}{(R_s + R_{\text{bias}})/R_{\text{path}} + s(R_s + R_{\text{bias}})C} \quad (1.12)$$

Άρα αν:

$$\frac{R_s + R_{\text{bias}}}{R_{\text{path}}} = o(1), \quad (R_{\text{path}} \rightarrow +\infty) \quad (1.13)$$

δηλαδή η  $R_s + R_{\text{bias}}$  είναι πολύ μικρότερη της  $R_{\text{path}}$  και δεδομένου του εύρους τιμών της  $R_s$ , η  $R_{\text{path}}$  θα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλη καταλήγουμε στην:

$$H_{\text{int},1}(s) \sim -\frac{1}{s(R_s + R_{\text{bias}})C}, \quad (R_{\text{path}} \rightarrow +\infty) \quad (1.14)$$

που είναι η ιδανική συνάρτηση μεταφοράς (για ρεαλιστικές επιλογές της  $R_{\text{path}}$  θα γίνει εκτενής αναφορά σε ύστερη παράγραφο). Στη συνέχεια ας θεωρήσουμε ότι  $u_{T_{3,i}} = 0$ . Τότε, με απλή ανάλυση ρευμάτων, η συνάρτηση μεταφοράς (με είσοδο την  $V_{\text{bias}}$ ) βρίσκεται:

$$H_{\text{int},2}(s) = \frac{R_{\text{path}}/(R_s + R_{\text{bias}})}{1 + sR_{\text{path}}C} + 1 \quad (1.15)$$

και ακολουθώντας την ίδια λογική:

$$H_{\text{int},2}(s) = \frac{1}{(R_s + R_{\text{bias}})/R_{\text{path}} + s(R_s + R_{\text{bias}})C} + 1 \quad (1.16)$$

οπότε πάλι η συνθήκη (1.13) χρειάζεται για να διατηρηθούμε στην ιδανική λειτουργία.

Με αυτό τον τρόπο τεκμηριώνεται η παράλειψη της  $R_{\text{path}}$  από την ανάλυση παρακάτω. Είναι προφανές ότι οι περισσότερες σχέσεις του κεφαλαίου είναι ασυμπτωτικές, δηλαδή ισχύουν αν  $R_{\text{path}} \rightarrow +\infty$ , ωστόσο για λόγους οικονομίας θα διατηρηθεί το σύμβολο της ισότητας.

### 1.3 Περίοδος της τετραγωνικής παλμοσειράς εξόδου

Το χρονικό διάστημα  $t_1$  που απαιτείται από τη χρονική στιγμή  $t = 0$  έως τη χρονική στιγμή που ικανοποιείται η συνθήκη (1.9) και αλλάζει η τάση εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$V_{\text{bias}} + \frac{R_2}{R_1}(V_{\text{bias}} - u_{\text{out}}) = u_{T_{3,o}}(0) + \frac{1}{(R_s + R_{\text{bias}})C} \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} (V_{\text{bias}} - u_{\text{out}}) t_1 \quad (1.17)$$

όπου με λίγη άλγεβρα προκύπτει:

$$t_1 = \frac{(R_s + R_{\text{bias}})R_1 R_3 C}{R_2 R_4 (V_{\text{bias}} - u_{\text{out}})} \left( V_{\text{bias}} + \frac{R_2}{R_1}(V_{\text{bias}} - u_{\text{out}}) - u_{T_{3,o}}(0) \right) \quad (1.18)$$

Με βάση την (1.18) μπορούμε εύκολα να υπολογίσουμε τη ζητούμενη περίοδο.

Αρχικά, ως θεωρήσουμε ότι μελετάμε το κύκλωμα όταν  $u_{\text{out}} = V_{DD}$ , δηλαδή για  $t_1 = t_{\text{high}}$ . Τότε αντικαθιστώντας την (1.10) στη (1.18) προκύπτει άμεσα ότι:

$$t_{\text{high}} = \frac{V_{DD}}{V_{DD} - V_{\text{bias}}} \frac{(R_s + R_{\text{bias}})C}{|G_{T_2}|} \quad (1.19)$$

όπου  $G_{T_2} = -R_4/R_3$  το κέρδος του διεγέρτη. Αντίστοιχα μπορούμε να βρούμε το χρονικό διάστημα στο οποίο η έξοδος είναι χαμηλά ή  $u_{\text{out}} = 0$ , δηλαδή για  $t_1 = t_{\text{low}}$ . Η διαδικασία είναι ακριβώς η ίδια με αυτήν που ακολουθήθηκε για την εξαγωγή του  $t_{\text{high}}$ , οπότε καταλήγουμε στην:

$$t_{\text{low}} = \frac{V_{DD}}{V_{\text{bias}}} \frac{(R_s + R_{\text{bias}})C}{|G_2|} \quad (1.20)$$

Αθροίζοντας τις (1.19) και (1.20) παίρνουμε την περίοδο της κυματομορφής εξόδου:

$$T = \frac{V_{DD}^2}{V_{\text{bias}}(V_{DD} - V_{\text{bias}})} \frac{(R_s + R_{\text{bias}})C}{|G_{T_2}|} \quad (1.21)$$

Η (1.21) είναι η πιο σημαντική σχέση της ανάλυσης του αναλογικού κυκλώματος. Αυτή δίνει την ταχύτητα απόκρισης του αναλογικού κυκλώματος και ένα κάτω όριο για την ταχύτητα απόκρισης του συνολικού συστήματος. Το ψηφιακό κύκλωμα υπολογίζει την περίοδο και σύμφωνα με την ανωτέρω σχέση αποφαίνεται σχετικά με τη μετρούμενη αντίσταση του κάθε αισθητήρα. Παράλληλα παρέχει σχεδιαστικές κατευθύνσεις, εφόσον όλες οι προδιαγραφές του συστήματος καθορίζονται μέσω αυτής, όπως θα φανεί στη συνέχεια.

Για  $V_{\text{bias}} = V_{DD}/2$ , η περίοδος της τετραγωνικής κυματομορφής εξόδου του αναλογικού κυκλώματος δίνεται από την σχέση:

$$T = \frac{4(R_s + R_{\text{bias}})C}{|G_2|} \quad (1.22)$$

Όπως είναι προφανές, ισχύει  $t_{\text{high}} = t_{\text{low}}$  και επομένως  $T = 2t_1$ , δηλαδή όλες οι τετραγωνικές παλμοσειρές του κυκλώματος έχουν πλέον duty cycle = 50% και η τριγωνική παλμοσειρά εξόδου του ολοκληρωτή έχει ίδιες κλίσεις ανόδου και καθόδου, όπως ακριβώς στο Σχήμα 2.

Στην περίπτωση που για συγκεκριμένη εφαρμογή επιλεχθεί  $V_{\text{bias}}$  διαφορετική από το μισό της τάσης τροφοδοσίας, οι κλίσεις ανόδου και καθόδου της τριγωνικής κυματομορφής θα διαφέρουν επομένως θα δημιουργηθεί κυματομορφή με duty cycle  $\neq 50\%$ .

## 1.4 Κριτήρια για την επιλογή των παθητικών στοιχείων

Η λειτουργία των τελεστικών ενισχυτών στη γραμμική περιοχή, η οποία έχει αξιοποιηθεί εκτενώς στην παρούσα παράγραφο, καθορίζει τους βασικότερους περιορισμούς σχετικά με τις τιμές των παθητικών στοιχείων. Για να εξασφαλιστεί η σωστή λειτουργία, τρεις οικογένειες συνθηκών θα πρέπει να πληρούνται:

1. Το κέρδος να διαμορφωθεί κατάλληλα, ώστε η μέγιστη δυνατή τάση εισόδου σε κάθε τελεστικό να μην τον οδηγεί στην περιοχή κορεσμού
2. Το ρεύμα εξόδου κάθε ενισχυτή να είναι αρκετά μικρότερο του ονομαστικού ρεύματος βραχυκύκλωσης εξόδου που παρέχεται από τον κατασκευαστή
3. Η μέγιστη κλίση που εντοπίζεται στις κυματομορφές εξόδου των τελεστικών ενισχυτών να παραμένει μικρότερη από τον ρυθμό ανόδου/καθόδου (slew rate) του κάθε τελεστικού ενισχυτή.

Προκειμένου να προφυλαχθούν οι επιμέρους τελεστικοί από την είσοδο στον κορεσμό, θα πρέπει να τηρηθούν οι παρακάτω συνθήκες. Για τους τελεστικούς ενισχυτές  $T_1$  και  $T_2$ , εφόσον έχουν επιλεγεί ώστε να είναι rail-to-rail, μπορεί να χρησιμοποιηθεί μια αρκετά χαλαρή συνθήκη για την είσοδο στον κόρο, δηλαδή θα πρέπει να ισχύει:

$$0 \leq u_{T_{i,o}} \leq V_{DD} \quad (1.23)$$

Από την σχέση αυτή και σύμφωνα με τις εξισώσεις (1.2), (1.3) για τον τελεστικό ενισχυτή  $T_1$  παίρνουμε ότι:

$$\frac{R_2}{R_1} \leq 1 \quad (1.24)$$

Αντίστοιχα για τον τελεστικό ενισχυτή  $T_2$  και χρησιμοποιώντας την (1.5) μαζί με την (1.23):

$$\frac{R_4}{R_3} \frac{R_2}{R_1} \leq 1 \quad (1.25)$$

Για τον ολοκληρωτή η απάντηση είναι πολύ απλή, αν αναλογιστούμε και πάλι το κατ' ουσίαν βραχυκύκλωμα των ακροδεκτών του συγκριτή και το γεγονός ότι η έξοδος του ολοκληρωτή είναι η είσοδος στο θετικό ακροδέκτη του συγκριτή, με αποτέλεσμα η τάση εξόδου του ολοκληρωτή να είναι πάντα μικρότερη ή ίση του κατωφλίου σύγκρισης. Έτσι η συνθήκη για την έξοδο του ολοκληρωτή ισοδυναμεί με τη συνθήκη για την έξοδο του ενισχυτή παραγωγής κατωφλίου σύγκρισης, άρα αρκεί η σχέση (1.24). Ωστόσο θα παράσχουμε και μιαν ενδογενή απόδειξη, βασισμένη αποκλειστικά στον ολοκληρωτή. Συγκεκριμένα, βρίσκουμε τις συνθήκες ώστε να μην εισέρχεται στην περιοχή κόρου σε ένα από τα δύο μέτωπα του παλμού για διευκόλυνση της ανάλυσης και της κατανόησης, εφόσον η ίδια συνθήκη θα ισχύει και στις δύο περιπτώσεις. Επιλέγουμε λοιπόν τυχαία να μελετήσουμε την περίπτωση όπου τη χρονική στιγμή  $t = 0$  η έξοδος του αναλογικού κυκλώματος είναι  $u_{out} = 0$ . Τότε σύμφωνα με την (1.10) για  $V_{bias} = V_{DD}/2$ :

$$u_{T_{3,o}}(0) = \left(1 - \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{V_{DD}}{2} \quad (1.26)$$

Επομένως, χρησιμοποιώντας την ανωτέρω σχέση, την (1.7) και την (1.23), η συνθήκη για να μην εισέλθει ο τελεστικός ενισχυτής σε κορεσμό είναι να ισχύει:

$$t_{max} \leq \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_1}{R_2} \frac{R_3}{R_4} (R_s + R_{bias})C \quad (1.27)$$

Φυσικά, το μέγιστο χρονικό διάστημα στο οποίο η έξοδος του του συγκριτή δεν αλλάζει επίπεδο τάσης είναι μια ημιπερίοδος, όπως έχει υπολογιστεί στην (1.22), άρα:

$$\frac{2(R_s + R_{\text{bias}})C}{|G_2|} \leq \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_1}{R_2} \frac{R_3}{R_4} (R_s + R_{\text{bias}})C \quad (1.28)$$

Τελικά και έπειτα από λίγες πράξεις, για να εξασφαλίζεται η λειτουργία του ολοκληρωτή εντός της γραμμικής περιοχής θα πρέπει να ισχύει η συνθήκη

$$\frac{R_2}{R_1} \leq 1 \quad (1.29)$$

η οποία ικανοποιείται ήδη ώστε να μην τεθεί ο τελεστικός ενισχυτής  $T_1$  στην περιοχή κορεσμού. Για το ρεύμα εξόδου των τελεστικών ενισχυτών  $T_i$ , χρησιμοποιούμε την αυστηρή απαίτηση:

$$|I_{i,o}| < \frac{I_{\text{osc}}}{2} \quad (1.30)$$

όπου  $I_{\text{osc}}$  είναι το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να παρέχει ο τελεστικός ενισχυτής στην έξοδό του, σύμφωνα με τις προδιαγραφές του, γνωστό ως ρεύμα βραχυκύκλωσης.

Για την σωστή επιλογή της φοράς των ρευμάτων στο κύκλωμα, θεωρούμε ότι  $u_{\text{out}} = V_{DD}$ , επομένως, μέχρι η τάση εξόδου του κυκλώματος να αλλάξει, θα ισχύει  $u_{T1,o} < V_{\text{bias}}$ ,  $u_{T2,o} > V_{\text{bias}}$ . Τότε, αν  $I_1$ ,  $I_2$  και  $I_3$  είναι τα ρεύματα που διέρχονται από τις αντιστάσεις  $R_1, R_3$  και  $R_s$  αντίστοιχα, προκύπτει:

$$I_1 = \frac{u_{\text{out}} - 0.5V_{DD}}{R_1} \quad (1.31)$$

$$I_2 = \frac{0.5V_{DD} - u_{T1,o}}{R_3} \quad (1.32)$$

$$I_3 = \frac{u_{T2,o} - 0.5V_{DD}}{R_s + R_{\text{bias}}} \quad (1.33)$$

Εφόσον όλες οι τάσεις εξόδου των τελεστικών ενισχυτών είναι φραγμένα σήματα, όπως συζητήθηκε στις παραπάνω παραγράφους, υπολογίζουμε τις μέγιστες (κατά απόλυτη τιμή) τιμές των ρευμάτων, ξεκινώντας από τη συνθήκη (1.23), οπότε από την (1.31).

$$|I_1| \leq \frac{1}{R_1} \frac{V_{DD}}{2} \quad (1.34)$$

Με αντίστοιχο τρόπο από την (1.3), τη (1.23) και την (1.32):

$$|I_2| \leq \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_3} \frac{V_{DD}}{2} \quad (1.35)$$

Τέλος, από την (1.5), τη (1.23) και την (1.32)

$$|I_3| \leq \frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{R_s + R_{\text{bias}}} \frac{V_{DD}}{2} \quad (1.36)$$

Με βάση τα παραπάνω, θα πρέπει σύμφωνα με την (1.30) να ικανοποιούνται οι συνθήκες που ακολουθούν. Για τον  $T_1$ :

$$|I_{1,o}| < \frac{I_{\text{osc}}}{2} \quad (1.37)$$

το ρεύμα εξόδου του  $T_1$  είναι το άθροισμα των  $I_1$  και  $I_2$ , όπως ορίστηκαν παραπάνω, δηλαδή:

$$|I_1| + |I_2| < \frac{I_{osc}}{2} \quad (1.38)$$

Αντικαθιστώντας στην ανωτέρω ανίσωση τις (1.31) και (1.32) καταλήγουμε στη:

$$\left(1 + \frac{R_2}{R_3}\right) \frac{1}{R_1} < \frac{I_{osc}}{V_{DD}} \quad (1.39)$$

Η εξίσωση αυτή θα πρέπει να ισχύει για κάθε επιλογή παθητικών στοιχείων, άρα και για τη μέγιστη δυνατή, άρα σύμφωνα με τη συνθήκη (1.24):

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} < \frac{I_{osc}}{V_{DD}} \quad (1.40)$$

Αντίστοιχα, για τον  $T_2$ :

$$|I_{2,o}| < \frac{I_{osc}}{2} \quad (1.41)$$

Εδώ το ρεύμα εξόδου είναι άθροισμα των  $I_2$  και  $I_3$ , δηλαδή:

$$|I_2| + |I_3| < \frac{I_{osc}}{2} \quad (1.42)$$

και αντικαθιστώντας τις (1.32) και (1.33):

$$\left(1 + \frac{R_4}{R_s + R_{bias}}\right) \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{R_3} \frac{V_{DD}}{2} < \frac{I_{osc}}{2}$$

Όπως και πριν μας ενδιαφέρει η πιο ακραία περίπτωση, άρα χρησιμοποιώντας την (1.24), την (1.25) και για  $R_s = 0$  παίρνουμε:

$$\frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_{bias}} < \frac{I_{osc}}{V_{DD}} \quad (1.43)$$

Για τον  $T_3$  τα πράγματα είναι πιο απλά, αφού το ρεύμα εξόδου δεν είναι άλλο από το  $I_3$ , οπότε χρησιμοποιώντας τη συνθήκη (1.30) και τη (1.33)

$$\frac{R_2}{R_1} \frac{R_4}{R_3} \frac{1}{(R_s + R_{bias})} \frac{V_{DD}}{2} < \frac{I_{osc}}{2} \quad (1.44)$$

και με την ίδια λογική όπως παραπάνω, από (1.24), (1.25) και για  $R_s = 0$  παίρνουμε την:

$$\frac{1}{R_{bias}} < \frac{I_{osc}}{V_{DD}} \quad (1.45)$$

Για τον  $T_4$ , ακολουθώντας την ίδια διαδικασία και εφόσον το ρεύμα εξόδου του είναι πρακτικά το  $I_1$ , από την (1.31):

$$\frac{1}{R_1} \frac{V_{DD}}{2} < \frac{I_{osc}}{2} \quad (1.46)$$

δηλαδή:

$$\frac{1}{R_1} < \frac{I_{osc}}{V_{DD}} \quad (1.47)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι για τυπικές τιμές μέγιστου ρεύματος ενός TE, αρκούν αντιστάσεις τις τάξης των  $k\Omega$  για την ικανοποίηση των συνθηκών (1.40), (1.43) και (1.47).

Τέλος, πρέπει όλες οι έξοδοι να μεταβάλλονται με τρόπο, ώστε να πληρούν τα κριτήρια του slew rate των τελεστικών ενισχυτών. Διαθέτουμε τετραγωνικές και μία τριγωνική κυματομορφή στις εξόδους των τελεστικών που, όπως θα δούμε παρακάτω είναι οι ίδιοι, άρα υπόκεινται στους ίδιους περιορισμούς. Έτσι αρκεί να μελετήσουμε την πιο επικίνδυνη, δηλαδή την κυματομορφή με τη μεγαλύτερη κλίση και διακύμανση, δηλαδή στο κύκλωμα αυτό την έξοδο του συγκριτή. Αν εξασφαλιστεί ότι η έξοδος του συγκριτή δεν παραμορφώνεται, όλες οι άλλες επιμέρους έξοδοι θα είναι επίσης αναλλοίωτες.

Αρχικά πρέπει να σημειωθεί ότι μια τετραγωνική παλμοσειρά με περίοδο  $T$ , συμμετρική ως προς μία τάση αναφοράς  $V_{bias}$ , μπορεί να γραφεί ως άθροισμα από απλές ημιτονοειδείς συνιστώσες, δηλαδή αναπαρίσταται ως άπειρη σειρά Fourier, καθώς:

$$u_{out}(t) = V_{bias} + \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{2V_{DD}}{n\pi} \sin\left(\frac{2\pi n}{T}t\right) \quad (1.48)$$

Θέτοντας το  $n$  ίσο με  $2k+1$ , όπου  $k$  είναι ένα φυσικός αριθμός ή μηδέν παίρνουμε τη νέα μορφή:

$$u_{out}(t) = \frac{V_{DD}}{2} + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2V_{DD}}{\pi(2k+1)} \sin\left(\frac{2\pi(2k+1)}{T}t\right) \quad (1.49)$$

Το μέτρο του  $2k+1$  υποδεικνύει το πλήθος των αρμονικών που χρησιμοποιούνται για την αναπαράσταση της κυματομορφής, για παράδειγμα αν το  $k$  άρα και το  $2k+1$  απειριστούν, αυτό σημαίνει ότι άπειρες αρμονικές συμμετέχουν στο σχηματισμό της τετραγωνικής παλμοσειράς, άρα το (διακριτό) φάσμα του παλμού θα είναι άπειρο. Αυτό είναι αδύνατο εφόσον όλα τα ηλεκτρονικά στοιχεία έχουν πεπερασμένο εύρος ζώνης, επομένως είναι εμφανές ότι στην πράξη κάθε τετραγωνική παλμοσειρά περιλαμβάνει αλλοιώσεις λόγω αυτού του περιορισμού. Αν για  $k=M$  έχουμε τη μέγιστη αρμονική που μπορεί να μεταδώσει ο (κάθε) τελεστικός ενισχυτής για θεμελιώδη συχνότητα  $1/T$ , τότε:

$$u_{out}(t) \approx \frac{V_{DD}}{2} + \sum_{k=0}^{M-1} \frac{2V_{DD}}{\pi(2k+1)} \sin\left(\frac{2\pi(2k+1)}{T}t\right) \quad (1.50)$$

Το πλήθος των αρμονικών που περιλαμβάνονται σε κάθε τετραγωνικό παλμό καθορίζεται από τις προδιαγραφές του συγκεκριμένου τελεστικού ενισχυτή και τυπικά είναι αρκετό ώστε να εξασφαλίζεται σωστή αναπαράσταση της κυματομορφής.

Επιπλέον, υπάρχει ο περιορισμός για την τετραγωνική κυματομορφή να πληροί τα κριτήρια του slew rate (SR) του ενισχυτή. Με βάση αυτά, σκοπός είναι η εύρεση της μικρότερης περιόδου που μπορεί να έχει η έξοδος του συστήματος ώστε να μην υπάρχει σημαντική παραμόρφωση λόγω του SR. Έστω ότι η ελάχιστη περίοδος που επιτρέπεται να έχει η κυματομορφή είναι  $T_{bias}$  και σε αυτή την περίοδο περνούν αναλλοίωτες οι πρώτες  $N < M$  αρμονικές συνιστώσες. Για να εξασφαλιστεί ορθή λειτουργία του κυκλώματος θα πρέπει:

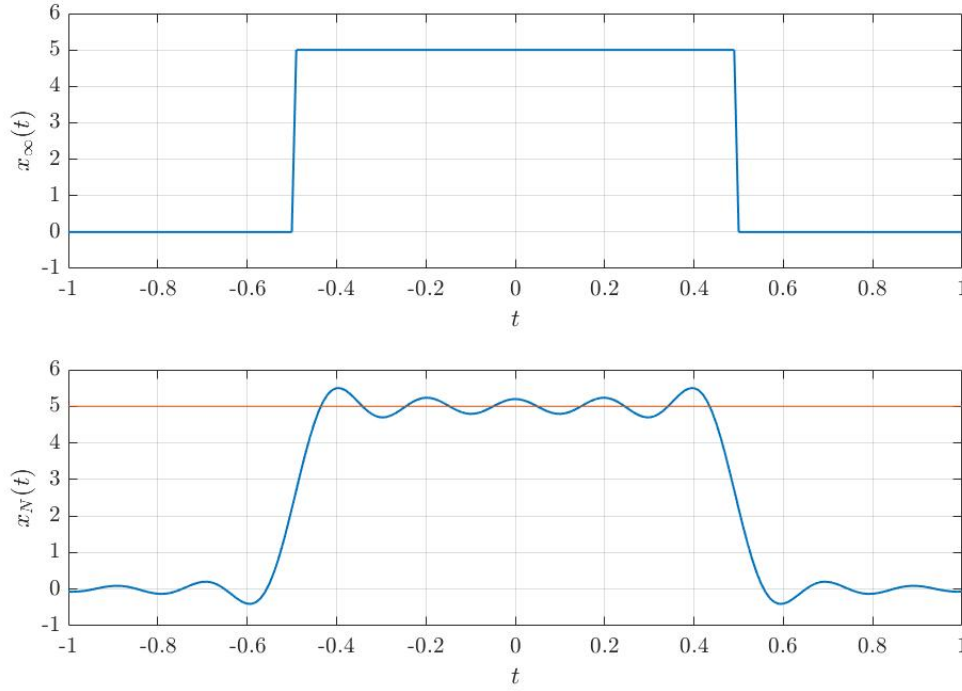
$$\left| \frac{d}{dt} u_{out}(t) \right| \leq SR \quad (1.51)$$

και με απλές πράξεις:

$$\frac{4V_{DD}}{T_{bias}} \sum_{k=0}^{N-1} 1 \leq SR \quad (1.52)$$

όπου αντικαταστήσαμε το προκύπτον συνημίτονο με την πιο επισφαλή τιμή του, δηλαδή τη μονάδα. Τι συμβαίνει αν δεν είχαμε κάνει την απολύτως ορθή υπόθεση μιας ανώτερης αρμονικής πέρα από την

οποία έχουμε αποκοπή; Πολύ απλά, αν  $N \rightarrow \infty$  θα είχαμε ότι  $\infty \leq SR$  το οποίο μας λέει ότι έχουμε, ανεξαρτήτως επιλογής ηλεκτρονικού συστήματος, παραμόρφωση λόγω slew rate όταν διαχειριζόμαστε τετραγωνικούς παλμούς, λόγω της περιοδικής ασυνέχειας, στα σημεία αλλαγής επιπέδου τάσης. Η διαφορά ενός τετραγωνικού παλμού που αποτελείται από άπειρες αρμονικές έναντι ενός που αποτελείται από πεπερασμένες εμφανίζεται στο παρακάτω σχήμα.



**Σχήμα 5:** Ιδανικός τετραγωνικός παλμός ( $x_\infty(t)$ ) και παλμός με πεπερασμένες αρμονικές συνιστώσες ( $x_N(t)$ ). Με πορτοκαλί σημειώνεται το ιδανικό επίπεδο τάσης (5 V). Οι ταλαντώσεις στα άκρα του παλμού ή ορθότερα στα άλματα ασυνέχειας είναι τυπική εκδήλωση του φαινομένου Gibbs (αν και εδώ είναι πολύ έντονες, διότι χρησιμοποιούνται πολύ λίγες αρμονικές). Αύξηση των αρμονικών (δηλαδή αύξηση της ποιότητας του σήματος εξόδου) οδηγεί σε καταπίεση των ταλαντώσεων στο κέντρο και μετατόπισή τους όλο και πιο κοντά στα άκρα. Σημειώνεται εδώ ότι λόγω του ότι  $V_{DD} = 5$  V θα έχουμε ψαλιδισμό των υπερακοντίσεων που ξεπερνούν αυτήν την τιμή τάσης, άρα καλύτερη συμπεριφορά του σήματος. Το φαινόμενο Gibbs έτσι (και λόγω του μεγάλου αριθμού αρμονικών στην πράξη) δεν αποτελεί εμπόδιο στην ανάγνωση του σήματος από το ψηφιακό σύστημα.

Ας επανέλθουμε όμως στην πρακτική περίπτωση, καταλήγοντας στη σχέση:

$$\frac{4V_{DD}N}{T_{\text{bias}}} \leq SR \quad (1.53)$$

Επομένως, η τελευταία συνθήκη που πρέπει να ικανοποιείται για να λειτουργεί χωρίς σφάλματα το κύκλωμα αφορά την περίοδο της τετραγωνικής παλμοσειράς εξόδου, για την οποία πρέπει να ισχύει:

$$T_{\text{bias}} \geq \frac{4V_{DD}N}{SR} \quad (1.54)$$



Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (1.22) και (1.54) υπολογίζεται η ελάχιστη αντίσταση  $R_{\text{bias}}$  η οποία θα πρέπει να συνδεθεί σε σειρά με τον αισθητήρα, ώστε για οποιαδήποτε τιμή της αντίστασης  $R_s$  να μην υπάρχει παραμόρφωση λόγω SR:

$$R_{\text{bias}} \geq \frac{V_{DD}|G_2|N}{C \cdot SR} \quad (1.55)$$

Η αντίσταση  $R_{\text{bias}}$  πρέπει, προφανώς, να επιλεγεί έτσι ώστε να ικανοποιούνται ταυτόχρονα οι συνθήκες (1.43), (1.45) και (1.55). Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι ο αριθμός  $N$  των αρμονικών συνιστωσών που θα περνούν αναλλοίωτες από τον τελεστικό ενισχυτή επιλέγονται ώστε να εξασφαλίζεται καλή ποιότητα τετραγωνικού παλμού. Παρ'όλα αυτά όπως είναι εμφανές, όσο αυξάνεται το μέγεθος αυτό αυξάνεται και η περίοδος  $T_{\text{bias}}$  η οποία θα προστίθεται σε κάθε περίοδο που θα προκύπτει από την αντίσταση του αισθητήρα, με αποτέλεσμα να μειώνεται σημαντικά η ταχύτητα του συνολικού συστήματος. Είναι λοιπόν απαραίτητος ένας συμβιβασμός μεταξύ των δύο αυτών παραμέτρων.

Η συνθήκη (1.55) εξασφαλίζει ότι το κύκλωμα θα λειτουργεί χωρίς παραμόρφωση για οποιαδήποτε αντίσταση αισθητήρα (ακόμα και για  $R_s = 0$ ). Σε περίπτωση που η ελάχιστη αντίσταση που περιλαμβάνεται στο διάστημα ενδιαφέροντος είναι πολύ μεγαλύτερη από την οριακή αυτή τιμή και εφόσον είναι επιθυμητή η δημιουργία παλμοσειρών με μικρές περιόδους, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η συνθήκη (1.56) αντί για την (1.55), σύμφωνα με την οποία:

$$R_{\text{bias}} \geq \frac{V_{DD}|G_2|N}{C \cdot SR} - R_{s,\text{min}} \quad (1.56)$$

Διευκρινίζεται ότι στην περίπτωση που θα χρησιμοποιηθεί η τελευταία σχέση για τον σχεδιασμό του κυκλώματος, αυτό θα λειτουργεί και πάλι για οποιαδήποτε τιμή της αντίστασης  $R_s$  (συμπεριλαμβανομένης και της οριακής τιμής  $R_s = 0$ ) αλλά θα εντοπίζεται μεγαλύτερο (αλλά όχι απαγορευτικό) σφάλμα σε αντιστάσεις μικρότερες από την περιοχή ενδιαφέροντος.

## 1.5 Επιλογή των επιθυμητών προδιαγραφών του συστήματος μέτρησης

Δεδομένου ότι οι παραπάνω συνθήκες που εξασφαλίζουν την ορθή λειτουργία του κυκλώματος ικανοποιούνται, ακολουθεί ο καθορισμός των προδιαγραφών του συστήματος μέτρησης και συγκεκριμένα το εύρος και η τάξη μεγέθους των αντιστάσεων που πρόκειται να μετρηθούν, η ταχύτητα απόκρισης του συστήματος και η αβεβαιότητα των μετρήσεων. Όπως είδαμε κατά την ανάλυση του αναλογικού κυκλώματος, η περίοδος της τετραγωνικής κυματομορφής που παράγεται δίνεται από την σχέση (1.22), σύμφωνα με την οποία:

$$T = \frac{4(R_s + R_{\text{bias}})C}{|G_2|} \quad (1.57)$$

Έστω ότι η μικρότερη αντίσταση που είναι στην περιοχή ενδιαφέροντος και άρα πρέπει να μετρηθεί σωστά από το σύστημα είναι  $R_{s,\text{min}}$  και η μέγιστη αντίσταση είναι  $R_{s,\text{max}}$ , με τις αντίστοιχες περιόδους να είναι  $T_{\text{min}}$  και  $T_{\text{max}}$ . Προς το παρόν αγνοούμε την αντίσταση  $R_{\text{bias}}$  εφόσον αυτή προστίθεται για την ικανοποίηση των συνθηκών της προηγούμενης ενότητας και έχει επεξηγηθεί ο τρόπος επιλογής της. Με τα παραπάνω δεδομένα, η προηγούμενη σχέση γίνεται:

$$\frac{4R_{s,\text{min}}}{|G_2|} \leq \frac{T}{C} \leq \frac{4R_{s,\text{max}}}{|G_2|} \quad (1.58)$$

Το κέρδος  $G_2$  έχει ήδη καθοριστεί στο προηγούμενο στάδιο σχεδίασης ώστε να ικανοποιούνται οι συνθήκες που οδηγούν τους τελεστικούς ενισχυτές στον κορεσμό. Επομένως, το στοιχείο που

καθορίζει τις επιθυμητές προδιαγραφές είναι η τιμή του πυκνωτή  $C$  και κυρίως η τάξη μεγέθους του. Από τη σχέση (1.58) προκύπτουν δύο συνθήκες οι οποίες πρέπει να ικανοποιούνται ταυτόχρονα:

$$C \geq \frac{|G_2|T_{\min}}{4R_{s,\min}} \quad (1.59)$$

και

$$C \leq \frac{|G_2|T_{\max}}{4R_{s,\max}} \quad (1.60)$$

Στην εξίσωση (1.59) επιλέγεται η περίοδος (ή μεταβολή της περιόδου) που θα αντιστοιχεί στην ελάχιστη αντίσταση (ή μεταβολή αντίστασης) που θα μπορεί να μετρηθεί από το σύστημα. Η επιλογή αυτή γίνεται αρχικά με βάση την ταχύτητα του επεξεργαστή του επόμενου σταδίου εφόσον η κυματομορφή εξόδου πρέπει να γίνεται αντιληπτή από αυτόν. Στη συνήθη περίπτωση που η ταχύτητα του επεξεργαστή δεν αποτελεί πρόβλημα για τη μέτρηση, από την σχέση αυτή καθορίζεται η αβεβαιότητα της μέτρησης για το συνολικό σύστημα, εφόσον θεωρούμε ότι η αντίσταση που θα μετρηθεί από το σύστημα για σφάλμα περιόδου ίσο με  $T_{\min}$  είναι  $R_{\min}$ .

Αντίθετα, από την εξίσωση (1.60) καθορίζεται ο χρόνος που απαιτείται για την μέτρηση μίας περιόδου από το ψηφιακό σύστημα στο άνω όριο του εύρους μετρήσεων και άρα ο μέγιστος χρόνος απόκρισης του αναλογικού συστήματος. Από τις εξισώσεις φαίνεται ότι όσο αυξάνεται η αντίσταση  $R_s$  αυξάνεται και η περίοδος της κυματομορφής, η οποία μπορεί να φτάσει σε χρόνους απαγορευτικούς για το σκοπούς της συγκεκριμένης εφαρμογής και επομένως να καταστήσει το σύστημα μη λειτουργικό.

Γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι δεν είναι δυνατό να επιτευχθούν παράλληλα μικρή αβεβαιότητα και μικρός χρόνος απόκρισης του συστήματος, επομένως είναι απαραίτητος ένας συμβιβασμός. Όσο μεγαλύτερος είναι ο πυκνωτής  $C$  τόσο μικρότερη αβεβαιότητα θα έχει το σύστημα (η οποία μπορεί να είναι έως και λίγες δεκάδες  $\Omega$ ). Αντίθετα η επιλογή ενός μικρού πυκνωτή μπορεί να οδηγήσει σε μέτρηση αντιστάσεων της τάξης των  $M\Omega$  σε χρόνο αμελητέο για το χρήστη (της τάξεως των  $\mu\text{sec}$ ), αλλά με μεγάλο σφάλμα. Ενδεικτικά φαίνονται στον πίνακα που ακολουθεί ορισμένα παραδείγματα με δυνατές επιλογές πυκνωτών, την εκτιμώμενη αβεβαιότητα και την περίοδο της κυματομορφής σε μεγαλύτερες αντιστάσεις σε κάθε περίπτωση.

**Πίνακας 2:** Αβεβαιότητα και ενδεικτική μέγιστη μετρούμενη αντίσταση, για διάφορες τιμές πυκνωτή. Το κέρδος του διεγέρτη έχει μία τυχαία ενδεικτική τιμή  $|G_2| = 3.5$ , ενώ  $|G_1| = 0.2$  και το σφάλμα μέτρησης είναι  $T_{\min} = 10 \mu\text{sec}$ . Θεωρείται επίσης ότι η μέγιστη αντίσταση που μπορεί να μετρηθεί πρέπει να έχει περίοδο περίπου  $T_{\max} = 0.5 \text{ msec}$ .

$C$ (F)	Αβεβαιότητα ( $\Omega$ )	$R_{s,\max}$ ( $\Omega$ )	$T_{R_s=1M\Omega}$ (sec)
$1 \times 10^{-6}$	$9 \times 10^0$	$438 \times 10^0$	$11 \times 10^{-1}$
$1 \times 10^{-8}$	$875 \times 10^0$	$438 \times 10^2$	$114 \times 10^{-4}$
$1 \times 10^{-10}$	$875 \times 10^2$	$438 \times 10^4$	$114 \times 10^{-6}$
$1 \times 10^{-11}$	$875 \times 10^3$	$438 \times 10^5$	$114 \times 10^{-7}$

Όσον αφορά τα κέρδη των τελεστικών ενισχυτών  $T_1$  και  $T_2$ , δεδομένου ότι τηρούνται οι συνθήκες της προηγούμενης ενότητας, μπορούν να επιλεγθούν αντιστάσεις  $R_3$  και  $R_4$  έτσι ώστε  $|G_2| > 1$ . Με αυτόν τον τρόπο το κέρδος θα συνεισφέρει στην αύξηση της ταχύτητας του αναλογικού συστήματος όπως είναι εμφανές από την εξίσωση (1.22). Επίσης για το κέρδος του  $T_1$  μπορεί να επιλεγεί αρκετά μικρή τιμή ώστε να βελτιωθεί περισσότερο η ταχύτητα του συστήματος, με την προϋπόθεση ότι το κατώφλι που παράγεται είναι αρκετό ώστε να εξασφαλίζεται ότι δεν θα αλλάξει η έξοδος  $u_{out}$  λόγω θορύβου.

Τέλος, είναι σημαντικό να σημειωθεί πως είναι δυνατή η μείωση της συνολικής ταχύτητας του κυκλώματος ώστε να είναι λιγότερο απαιτητικές οι προδιαγραφές των υπόλοιπων στοιχείων του συστήματος (για παράδειγμα τελεστικών ενισχυτών, επεξεργαστή).

## 1.6 Πρακτικά Ζητήματα Σχεδίασης

Εφόσον καθοριστούν οι απαιτήσεις που αφορούν την αβεβαιότητα του συστήματος και την ταχύτητα απόκρισης και γίνουν οι επιλογές των παθητικών στοιχείων, ακολουθούν οι τελεστικοί ενισχυτές οι οποίοι όντας ο πυρήνας του υπό συζήτηση κυκλώματος απαιτούν ιδιαίτερη φροντίδα ως προς επιλογή τους. Στην περίπτωση μας, το διάστημα μέσα στο οποίο ανήκουν οι αντιστάσεις που πρόκειται να μετρηθούν είναι ( $300\text{ k}\Omega < R_s < 1\text{ M}\Omega$ ). Οι συνθήκες που εξήχθησαν στην παραπάνω ανάλυση υποδεικνύουν μερικές απαιτήσεις: υψηλό slew rate και ρεύμα βραχυκύκλωσης εξόδου καθώς και μεγάλο εύρος ζώνης. Επίσης, προκειμένου να προκύψει στην έξοδο ψηφιακή κυματομορφή, είναι απαραίτητο οι ενισχυτές να είναι rail-to-rail, ενώ και για ζητήματα οικονομίας είναι επιθυμητό να είναι single-supply. Επιλέχθηκε ο ενισχυτής OPA4353, της Texas Instruments, πρακτικά ολοκληρωμένο που περιέχει τέσσερις ενισχυτές OPA353 και ο οποίος θεωρείται ότι καλύπτει τις ανάγκες της υλοποίησης.

**Πίνακας 3:** Βασικές μετρικές του τελεστικού ενισχυτή που επιλέχθηκε. Για αυτές και περισσότερες πληροφορίες [2], [3], [4], [5]

Χαρακτηριστικά	OPA4353
Slew Rate ( $\text{V}/\mu\text{s}$ )	22.0
Ρεύμα Βραχυκύκλωσης Εξόδου ( $\text{mA}$ )	$\pm 80$
Ρεύμα Πόλωσης Εισόδου ( $\text{pA}$ )	$\pm 0.5$
Τιμή ( $\text{€}/\text{κομμάτι}$ )	5.89
Εύρος Ζώνης ( $\text{MHz}$ )	44.0

Επόμενο ζήτημα είναι η επιλογή των παθητικών στοιχείων. Η ακολουθία για τον καθορισμό των στοιχείων αυτών είναι η εξής:

- Καθορισμός των κερδών  $|G_1|$  και  $|G_2|$  και στη συνέχεια των αντιστάσεων  $R_1, R_2, R_3$  και  $R_4$ , ώστε να ικανοποιούνται οι συνθήκες (1.24), (1.25), (1.40), (1.47). Υπενθυμίζεται ότι είναι καλύτερη η επιλογή των κερδών με  $|G_1| \ll 1$  και  $|G_2| \gg 1$ .
- Επιλογή του παραθύρου ενδιαφέροντος  $[R_{s,\min}, R_{s,\max}]$  για την αντίσταση που πρόκειται να μετρηθεί κατά τη λειτουργία του κυκλώματος.
- Επιλογή της επιθυμητού σφάλματος μέτρησης  $R_{\min}$  του κυκλώματος για το ελάχιστο χρονικό διάστημα  $T_{\min}$  που θα αποτελεί το τελικό σφάλμα στην μέτρηση της περιόδου.
- Υπολογισμός του πυκνωτή  $C$  που πρέπει να χρησιμοποιηθεί σύμφωνα με την συνθήκη (1.60) ή την (1.59).
- Επιλογή του αριθμού των αρμονικών  $N$  (δηλαδή της ποιότητας της παλμοσειράς εξόδου) και υπολογισμός της  $R_{\text{bias}}$  από τις συνθήκες (1.43), (1.45) και (1.55) ή (1.56) ανάλογα με την τιμή της  $R_{s,\min}$  και της επιθυμητής ταχύτητας του κυκλώματος.
- Επαλήθευση της ορθότητας της σχεδίασης, δηλαδή της ικανοποίησης όλων των συνθηκών και εύρεση των προδιαγραφών του συνολικού κυκλώματος.

Στον Πίνακα 4 συγκεντρώνονται οι τιμές όλων των παθητικών στοιχείων, όπως αυτές προέκυψαν σύμφωνα με την προηγούμενη ανάλυση και διασφαλίζοντας τις προδιαγραφές που τέθηκαν από τους υπεύθυνους του εργαστηρίου. Οι αντιστάσεις  $R_{\text{div},1}$  και  $R_{\text{div},2}$  υλοποιούν έναν διαιρέτη τάσης, ώστε να παράγεται εντός του κυκλώματος η τάση αναφοράς  $V_{\text{bias}} = V_{DD}/2 = 2.5 \text{ V}$ , ώστε να μην χρειάζεται επιπλέον γεννήτρια DC τάσης.

**Πίνακας 4:** Τιμές για όλα τα παθητικά στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν.

Στοιχεία	Τιμή	
$R_1$	9.81	$k\Omega$
$R_2$	1.98	$k\Omega$
$R_3$	9.88	$k\Omega$
$R_4$	34.9	$k\Omega$
$R_{\text{bias}}$	98.7	$k\Omega$
$C$	400	$pF$
$R_{\text{div},1}$	1.00	$M\Omega$
$R_{\text{div},2}$	1.00	$M\Omega$

Το αν αυτές οι επιλογές πληρούν τις συνθήκες που δόθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο φαίνεται στον Πίνακα 5.

**Πίνακας 5:** Πλήρωση συνθηκών ορθής λειτουργίας.

Συνθήκη	Πραγματική Τιμή	Ελάχιστη Τιμή	Μέγιστη Τιμή
(1.24)	$2.02 \times 10^{-1}$		$1.00 \times 10^0$
(1.25)	$7.18 \times 10^{-1}$		$1.00 \times 10^0$
(1.40)	$2.03 \times 10^{-4}$		$1.60 \times 10^{-2}$
(1.43)	$1.11 \times 10^{-4}$		$1.60 \times 10^{-2}$
(1.45)	$1.01 \times 10^{-5}$		$1.60 \times 10^{-2}$
(1.47)	$1.02 \times 10^{-4}$		$1.60 \times 10^{-2}$
(1.56)	$9.87 \times 10^4$	$9.70 \times 10^4$	
(1.59)	$4.00 \times 10^{-10}$	$3.50 \times 10^{-10}$	
(1.60)	$4.00 \times 10^{-10}$		$4.38 \times 10^{-10}$

Σημειώνεται ότι για τις συνθήκες (1.59) και (1.60) έχουν επιλεγθεί ως οριακές τιμές οι  $R_{\text{min}} = 25k\Omega$ ,  $T_{\text{min}} = 10 \mu\text{sec}$  και  $R_{\text{s,max}} = 1M\Omega$ ,  $T_{\text{max}} = 0.5m\text{sec}$  αντίστοιχα.

# Κεφάλαιο 2

## Ανάλυση Ψηφιακού Συστήματος

Η έξοδος του αναλογικού συστήματος, όπως εξηγήσαμε στο κεφάλαιο 1, είναι μία τετραγωνική παλμοσειρά στην περίοδο ( $T$ ) της οποίας κωδικοποιείται η τιμή της εκάστοτε  $R_s$ . Η σχέση (1.18) υποδεικνύει ότι για την εύρεση της  $R_s$  αρκεί να είναι γνωστό το  $T$  της τετραγωνικής παλμοσειράς, δεδομένου ότι οι υπόλοιπες παράμετροι είναι καθορισμένες. Ο σκοπός του ψηφιακού συστήματος είναι η επιλογή της  $R_s$  και η μέτρηση του  $T$  με τη μεγαλύτερη δυνατή ακρίβεια και ταχύτητα. Τέλος, το serial monitor του μικροελεγκτή είναι το μέσο αλληλεπίδρασής μας με το ευρύτερο σύστημα.

### 2.1 Μέτρηση Περιόδου

Για να μετρήσουμε την περίοδο της τετραγωνικής παλμοσειράς αρκεί να μετρήσουμε το χρονικό διάστημα ανάμεσα σε δύο θετικές ακμές. Η ακριβής ανίχνευση των θετικών ακμών πραγματοποιείται με την διαχείρισή τους ως διακοπές (interrupts).

Όταν έρθει ο πρώτος θετικός παλμός, η ρουτίνα εξυπηρέτησης της διακοπής ενεργοποιεί έναν από τους μετρητές του μικροελεγκτή (Funduino Mega 2560), η τιμή του οποίου αυξάνεται με συχνότητα ( $f_{\text{timer}}$ ) που καθορίζεται από εμάς. Η τιμή που επιλέξαμε είναι τα 16 MHz, δηλαδή η μέγιστη δυνατή συχνότητα (συχνότητα λειτουργίας του μικροελεγκτή), για την επίτευξη καλύτερης ακρίβειας. Μόλις έρθει ο δεύτερος θετικός παλμός, η ρουτίνα εξυπηρέτησης σταματά τον μετρητή και σταματά να δέχεται άλλες διακοπές.

Στο σημείο αυτό καταλαβαίνουμε ότι αν γνωρίζουμε την τιμή του μετρητή και την περίοδο αύξησής του μπορούμε να βρούμε το χρονικό διάστημα που μεσολαβεί από τον πρώτο μέχρι τον δεύτερο παλμό. Για να πάρουμε σωστά την τιμή του μετρητή πρέπει να λάβουμε υπόψιν μας την υπερχείλιση που μπορεί να συμβεί. Ο μετρητής που χρησιμοποιείται είναι μετρητής των 16 bit γεγονός που σημαίνει ότι μετράει από το 0 ως το  $2^{16} - 1$ . Όποτε πραγματοποιείται υπερχείλιση, η οποία αντιμετωπίζεται και αυτή ως διακοπή, καλείται μια ρουτίνα εξυπηρέτησης η οποία οδηγεί στην αύξηση ενός άλλου μετρητή που διατηρεί το πλήθος των υπερχείλισων ( $N_{\text{overflows}}$ ).

Η σχέση που δίνει την τιμή του μετρητή ( $N_{\text{timer}}$ ) είναι :

$$N_{\text{total}} = N_{\text{overflows}} \cdot 2^{16} + N_{\text{timer}} \quad (2.1)$$

Η περίοδος της τετραγωνικής παλμοσειράς δίνεται από τη σχέση :

$$T = N_{\text{total}} \cdot T_{\text{timer}} \quad (2.2)$$

Για αύξηση της ακρίβειας μέτρησης της περιόδου αντί για δύο θετικές ακμές μετράμε  $k$  και στο τέλος υπολογίζουμε τον μέσο όρο. Η σχέση (2.2) τροποποιείται στην:

$$T = \frac{N_{\text{total}} \cdot T_{\text{timer}}}{k - 1} \quad (2.3)$$

### 2.2 Πρακτικά Ζητήματα Σχεδίασης

Οι δύο βασικοί άξονες για την αξιολόγηση του συστήματος είναι η ταχύτητα και η ακρίβεια μέτρησης της περιόδου. Μετά από ένα πλήθος δοκιμών παρατηρήσαμε ότι η μέθοδος που παρουσιάζεται στη συνέχεια παρουσιάζει πολύ καλά αποτελέσματα.

Για τη μέτρηση της εκάστοτε  $R_s$  πραγματοποιούνται δύο σειρές μετρήσεων. Στην πρώτη μετράμε το χρονικό διάστημα που απαιτείται ώστε να περάσουν 10 παλμοί. Το αποτέλεσμα που λαμβάνουμε προφανώς έχει πολύ κακή ακρίβεια λόγω του μικρού πλήθους παλμών και προφανώς αγνοείται. Στη δεύτερη σειρά μετρήσεων μετράμε το χρονικό διάστημα που απαιτείται ώστε να περάσουν 100 παλμοί. Τα αποτελέσματα που λαμβάνουμε αυτή τη φορά έχουν πολύ καλή ακρίβεια και είναι αυτά που παρουσιάζονται.

Ο λόγος που προτιμήθηκε αυτή τη μέθοδος είναι ότι πετυχαίνει καλή ακρίβεια και ταχύτητα μέτρησης. Κάνοντας δοκιμές διαπιστώθηκε ότι τα αποτελέσματα ήταν καλύτερα από την πραγματοποίηση μιας σειράς μετρήσεων, όπου μετρώνται 1000 ακόμη και 10000 παλμοί.

Την συμπεριφορά αυτή δεν μπορέσαμε να την ερμηνεύσουμε πλήρως θεωρητικά. Η εκτίμησή μας είναι ότι σχετίζεται με το υλικό (hardware) του μικροελεγκτή.

## 2.3 Επιλογή Αισθητήρα

Ο μικροελεγκτής χρησιμοποιείται και για την επιλογή της  $R_s$  που μας ενδιαφέρει να μετρήσουμε. Συγκεκριμένα καθορίζει αν οι πολυπλέκτες θα δίνουν έξοδο μέσω του output enable και ποια αντίσταση θα συνδεθεί στο αναλογικό κύκλωμα μέσω των τριών επιλογέων.

# Κεφάλαιο 3

## Ανάλυση του Κώδικα Arduino

### 3.1 Σχεδιαστικές και προγραμματιστικές επιλογές

Για την υλοποίηση του συστήματος έγινε η επιλογή να χρησιμοποιηθεί το open-source microcontroller board Arduino Mega 2560 που στηρίζεται στο μικροεπεξεργαστή Atmega 2560. Ασφαλώς, θα μπορούσαμε να πετύχουμε την ζητούμενη λειτουργικότητα παραλείποντας την πλακέτα, χρησιμοποιώντας απλώς έναν μικροεπεξεργαστή Atmega 2560 και αναπτύσσοντας τον ανάλογο κώδικα assembly. Μια τέτοια επιλογή θα είχε νόημα από άποψη κόστους, στην περίπτωση μας όμως θα καθιστούσε την συντήρηση, τη δυνατότητα μελλοντικής επέκτασης και βελτίωσης του συστήματος μας αισθητά πιο περίπλοκη. Η χρήση της πλακέτας αυτής μας επιτρέπει να πετύχουμε έναν καθαρό, συνοπτικό και ευανάγνωστο κώδικα. Συγκεκριμένα, κάθε σταθερά, μεταβλητή και συνάρτηση έχει λάβει ονομασία ενδεικτική της λειτουργίας που επιτελεί. Αξίζει να σημειωθεί πως σε όλη την έκταση του προγράμματος έχουν τοποθετηθεί κατάλληλα, περιγραφικά σχόλια για ευκολότερη κατανόηση των επιμέρους τμημάτων του προγράμματος. Επιπρόσθετα, για την υλοποίηση του πρωτοκόλλου επικοινωνίας με τον εξωτερικό υπολογιστή παρέχονται έτοιμες και αποδοτικές υλοποιήσεις από την ίδια την πλατφόρμα, οπότε η ανάπτυξη του κώδικα έχει πραγματοποιηθεί με εστίαση κατά το μεγαλύτερο μέρος στην εφαρμογή αυτή καθαυτή. Στο παραπάνω περιγραφέν πλαίσιο, καθίσταται σαφές ότι το σύστημά μας είναι φιλικό προς τον προγραμματιστή και τον απλό χρήστη.

### 3.2 Σενάριο λειτουργίας

Ο χρήστης αφού έχει βεβαιωθεί ότι όλες οι συνδέσεις έχουν γίνει σωστά, ανοίγει μέσω του Arduino IDE το arduino project που του παρέχουμε για το σύστημά μας. Με το άνοιγμα του project αυτού ο χρήστης βρίσκεται μπροστά σε έναν editor που έχει φορτωμένο το πρόγραμμα της εφαρμογής μας. Για την κανονική λειτουργία του συστήματος το πρώτο βήμα που οφείλει να κάνει είναι να επιλέξει τον Serial Monitor. Η επιλογή αυτή θα οδηγήσει στο άνοιγμα ενός νέου παραθύρου με ένα πεδίο όπου μπορεί να γράψει και να υποβάλλει εντολές. Στο ίδιο αυτό παράθυρο, κάτω από αυτό το πεδίο θα δει ένα άλλο πεδίο στο οποίο η πλακέτα θα αποκριθεί έπειτα από μία δοθείσα εντολή.

Ας δούμε πιο αναλυτικά τι επιλογές έχουμε ως προς τις εντολές που μπορούμε να υποβάλλουμε ως χρήστες. Το σύστημά μας υποστηρίζει αφενός την εντολή `rf` (run full mode) και αφετέρου εντολές της μορφής `r i` (run specific sensor mode), όπου  $i=0,1,\dots,7$  ο αριθμός στον οποίο αντιστοιχεί ο αισθητήρας που θέλουμε να μετρήσουμε. Για την υποβολή εντολής ο χρήστης πρέπει να πατήσει Enter ή το πλαίσιο Send στο παράθυρο του Serial Monitor. Στην περίπτωση της εντολής `rf` το σύστημά μας θα αποκριθεί στον χρήστη παραθέτοντας του ένα σύνολο μετρήσεων για όλους τους αισθητήρες της διάταξής μας, οι ζητούμενες αυτές μετρήσεις θα εμφανιστούν ευκρινώς διαχωρισμένες μεταξύ τους με συνοδευτικό κείμενο που εξηγεί σε ποιο μετρούμενο μέγεθος αντιστοιχεί η κάθε μετρική. Στην περίπτωση της εντολής `r i` πρέπει αρχικά να επισημάνουμε ότι αφενός μεταξύ του χαρακτήρα `r` και του αριθμού του αισθητήρα παρεμβάλλεται (αυστηρά) ένας space χαρακτήρας και αφετέρου ότι ο δοθέν αριθμός πρέπει να είναι zero-indexed και εντός των πλαισίων της διάταξης, στην προκειμένη περίπτωση από 0 έως 7. Με την υποβολή αυτής της εντολής το σύστημα θα επιστρέψει στο αντίστοιχο πλαίσιο του Serial Monitor τις μετρήσεις που αφορούν τον επιλεγμένο αισθητήρα με συνοδευτικό επεξηγηματικό κείμενο.

Αν τώρα κάποιος επιθυμεί να επιθεωρήσει, να ενημερώσει ή ακόμα και να τροποποιήσει ολοσχερώς τον κώδικα της εφαρμογής το παραπάνω περιβάλλον του το επιτρέπει μιας και όπως αναφέραμε προηγουμένως το host περιβάλλον του Arduino IDE είναι ένας editor. Για προγραμματισμό της εν λόγω

πλακέτας η βιβλιογραφία που μπορεί να αναζητήσει κανείς είναι πραγματικά άπλετη, εδώ ενδεικτικά παραθέτουμε τους ακόλουθους συνδέσμους [6], [7], [8].

### 3.3 Συνοπτική επεξήγηση του προγράμματος

Το πρόγραμμά μας έχει υλοποιηθεί με βάση τρεις βασικούς άξονες. Ο πρώτος άξονας αφορά την αποκωδικοποίηση των εντολών που δίνονται στο Serial Monitor από το χρήστη και τη διάκριση ανάμεσα σε δύο καταστάσεις λειτουργίας (run full mode, run specific sensor mode). Ο δεύτερος άξονας επικεντρώνεται στην κατάλληλη διαμόρφωση σημάτων εξόδου του Arduino για την επιλογή του αισθητήρα από την συνολική διάταξη των αισθητήρων του συστήματός μας. Τέλος, ο τρίτος άξονας αφορά την πραγματοποίηση των μετρήσεων μέσω της λήψης παλμών σε κατάλληλο pin της πλακέτας του Arduino, συνοδευόμενης από μια αντίστοιχη επεξεργασία των δεδομένων που διαμορφώνονται κατά τη μέτρηση για τον υπολογισμό των ζητούμενων μετρικών. Για προφανείς λόγους στην παρούσα αναφορά δε θα μπορούμε σε βάθος ανάλυσης του κώδικα μελετώντας τον γραμμή-γραμμή, θα επεξηγήσουμε όμως τα σημεία που κατά την κρίση μας αποτελούν τα πιο σημαντικά και ενδεικτικά της λειτουργίας που θέλαμε να πετύχουμε.

Στις πρώτες γραμμές του προγράμματος έχουμε ένα σύνολο δηλώσεων global μεταβλητών και σταθερών. Αυτές αφορούν την διαμόρφωση των pins του Arduino, τη διάκριση της κατάστασης μέτρησης (full mode, specific mode ή no measurement mode), τη διαμόρφωση των δεδομένων για τη μέτρηση της περιόδου της εισερχόμενης στο Arduino παλμοσειράς και τη μαθηματική επεξεργασία των δεδομένων αυτών για τον υπολογισμό των τιμών που επιστρέφουμε στον χρήστη.

Γενικές συναρτήσεις:

- Με την συνάρτηση void **setup()** επιβάλλουμε στο σύστημα να προκαλεί ή πιο σωστά να αντιμετωπίζει ως διακοπές τις θετικές ακμές της εισερχόμενης παλμοσειράς στο pin 3 του Arduino, καθορίζει τα pins εισόδου-εξόδου, αρχικοποιεί τον μετρητή 1 του μικροεπεξεργαστή μας και αναμένει έως ότου καταστεί εφικτή η επικοινωνία του Arduino με τον εξωτερικό υπολογιστή.
- Η void **select\_sensor()** δίνει τα κατάλληλα σήματα εξόδου στο ευρύτερο σύστημα για να γίνει η επιλογή του επιθυμητού αισθητήρα και ο αντίστοιχος αποκλεισμός όλων των υπολοίπων.
- Η void **count\_time\_of\_k\_pulses()** είναι η συνάρτηση εξυπηρέτησης των διακοπών και όπως δηλώνει το όνομά της είναι υπεύθυνη για τη μέτρηση του χρόνου ενός πλήθους παλμών. Αυτό το πετυχαίνει με κατάλληλη εκκίνηση ή παύση του μετρητή 1 και κατάλληλη επεξεργασία κάποιων global flags.
- Η void **TIMER1\_print\_results()** παρά το όνομά της δεν αφορά αποκλειστικά την εκτύπωση των περιεχομένων του μετρητή 1 αλλά των δεδομένων που συλλέξαμε και επεξεργαστήκαμε κατάλληλα από αυτόν. Όταν κληθεί αυτή η συνάρτηση είναι βέβαιο πως έχουν διαμορφωθεί τα αποτελέσματα οπότε και το πρόγραμμα τα παρουσιάζει με κατάλληλο συνοδευτικό κείμενο στον χρήστη.
- Η void **loop()** είναι η βασική συνάρτηση του προγράμματός μας, εκτελείται κατ' επανάληψη και είναι υπεύθυνη για την επίτευξη των λειτουργιών που αναφέραμε στους παραπάνω τρεις βασικούς άξονες.

Για την κατάλληλη διαχείριση του μετρητή 1 του μικροεπεξεργαστή συντάξαμε τις ακόλουθες συναρτήσεις:

- Η συνάρτηση void **TIMER1\_init()** αρχικοποιεί κατάλληλα τον μετρητή του συστήματός μας.



- Η συνάρτηση `void TIMER1_start()` εκκινεί τον μετρητή.
- Η συνάρτηση `void TIMER1_clear()` μηδενίζει τον μετρητή.

# Κεφάλαιο 4

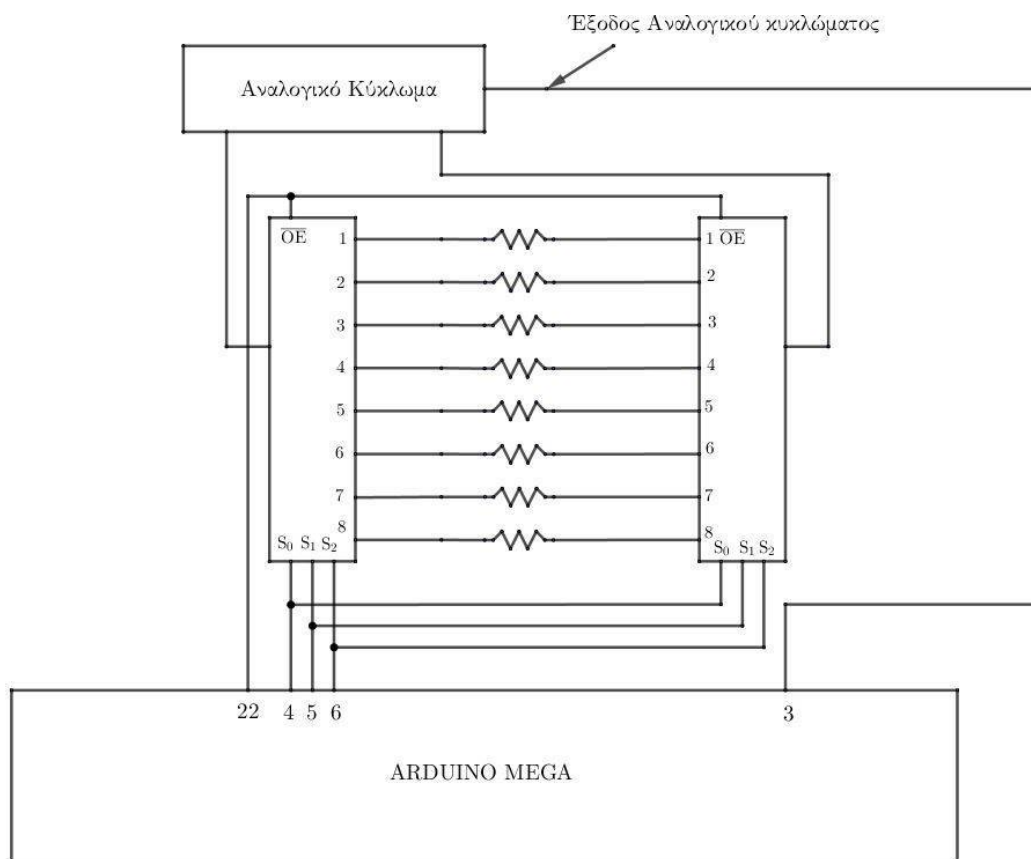
## Μήτρα Αισθητήρων

### 4.1 Εισαγωγή

Βασική απαίτηση του συστήματος αποτέλεσε η δυνατότητα μέτρησης πολλών αντιστάσεων από μία μήτρα αισθητήρων, χωρίς να είναι απαραίτητες οποιεσδήποτε παρεμβάσεις στο αναλογικό ή ψηφιακό κύκλωμα κατά τη διάρκεια της λειτουργίας του. Το ψηφιακό σύστημα που σχεδιάστηκε έχει δυνατότητα μέτρησης αντιστάσεων από μία διάταξη έως και εξήντα τεσσάρων αισθητήρων, αριθμός που καθορίζεται από τις δυνατότητες του μικροεπεξεργαστή.

### 4.2 Υλοποίηση της μήτρας αισθητήρων

Για λόγους απλότητας κατά την ανάπτυξη του συστήματος, υλοποιήθηκε μία μήτρα  $1 \times 8$  αποτελούμενη από ποτενσιόμετρα και αντιστάσεις, ώστε να εξασφαλιστεί ότι θα συνυπολογιστούν στην ανάλυση φαινό-



Σχήμα 6: Σχηματική αναπαράσταση της μήτρας αισθητήρων.

μενα που προκύπτουν λόγω του τρόπου κατασκευής της μήτρας. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιήθηκαν δύο πολυπλέκτες 8 σε 1 με δυνατότητα αμφίδρομης ροής ρεύματος μεταξύ των εισόδων και της εξόδου.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 6, κάθε αντίσταση  $R_i$  της μήτρας συνδέεται με τις εισόδους  $i$  των δύο πολυπλεκτών. Οι εξοδοί των πολυπλεκτών συνδέονται με το αναλογικό κύκλωμα στη θέση της αντίστασης  $R_s$  (η έξοδος  $A$  στο άκρο της αντίστασης  $R_{bias}$  και η έξοδος  $B$  στον αρνητικό ακροδέκτη εισόδου του ολοκληρωτή). Ο μικροεπεξεργαστής καθορίζει αν οι πολυπλέκτες θα δίνουν έξοδο μέσω του output enable, καθώς και τα σήματα ελέγχου των δύο πολυπλεκτών ώστε να επιλέγεται κάθε φορά η επιθυμητή αντίσταση η οποία συνδέεται με το αναλογικό κύκλωμα, ενώ οι υπόλοιπες απομονώνονται με αποτέλεσμα να μην επηρεάζουν την μέτρηση. Στον Πίνακα 6 φαίνονται τα σήματα επιλογής, τα οποία όπως είναι εμφανές πρέπει να είναι κοινά για τους δύο πολυπλέκτες για τη σωστή λειτουργία του κυκλώματος.

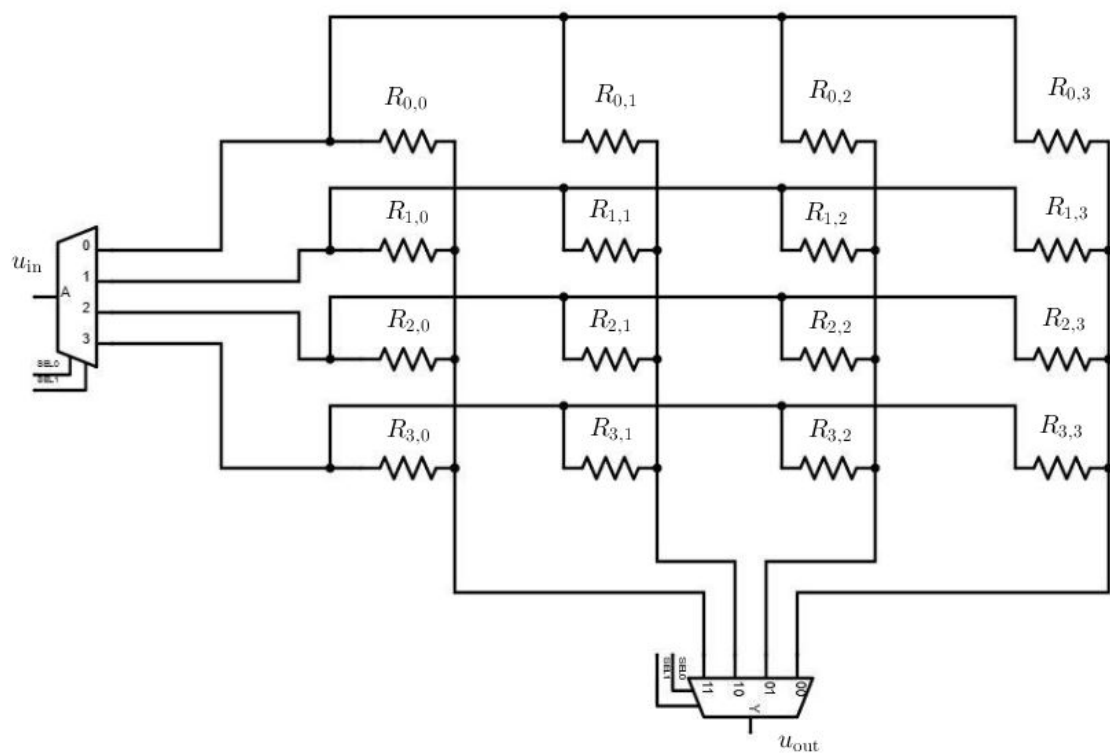
**Πίνακας 6:** Σήματα ελέγχου των πολυπλεκτών και η αντίστοιχη αντίσταση που συνδέεται με το αναλογικό κύκλωμα ώστε να μετρηθεί η τιμή της.

Αντίσταση	Σήμα επιλογής
$R_0$	000
$R_1$	001
$R_2$	010
$R_3$	011
$R_4$	100
$R_5$	101
$R_6$	110
$R_7$	111

### 4.3 Δυνατότητες βελτίωσης

Αξίζει να σημειωθεί ότι προτείνεται επίσης η μορφή της μήτρας του Σχήματος 7. Σε αυτήν την περίπτωση χρησιμοποιούνται δύο πολυπλέκτες  $n$  σε 1, με δυνατότητα αμφίδρομης ροής ρεύματος όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, δημιουργώντας έναν πίνακα με  $n^2$  αντιστάσεις. Όπως είναι εμφανές ένας πολυπλέκτης ενεργοποιεί την γραμμή  $i$  και ο άλλος την στήλη  $j$  με αποτέλεσμα να επιλέγεται η αντίσταση  $R_{ij}$  από τον πίνακα, η οποία είναι και επιθυμητό να μετρηθεί.

Το πρόβλημα που παρουσιάζεται με τον συγκεκριμένο σχεδιασμό είναι η ύπαρξη πολλών αγωγίμων δρόμων μεταξύ των μη επιλεγμένων αντιστάσεων και κατ' επέκταση η προσθήκη σημαντικών σφαλμάτων τα οποία όσο μεγαλύτερες είναι οι διαστάσεις του πίνακα τόσο πιο δύσκολο είναι να μοντελοποιηθούν, καθιστώντας την μέτρηση αδύνατη. Ένας τρόπος επίλυσης του προβλήματος αυτού είναι η προσθήκη διακοπών σε σειρά με κάθε αντίσταση, η οποία πέρα από το επιπρόσθετο υλικό, προϋποθέτει και την διαχείριση  $n^2$  σημάτων ελέγχου από τον μικροεπεξεργαστή.



Σχήμα 7: Σχηματική αναπαράσταση μίας εναλλακτικής μήτρας αισθητήρων.

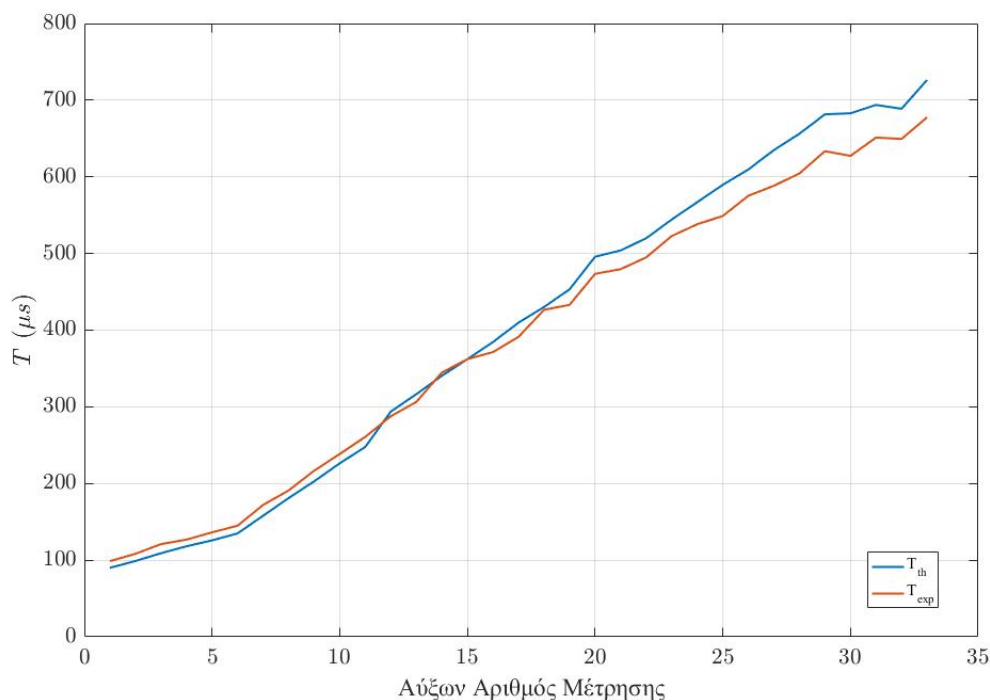
# Κεφάλαιο 5

## Πειραματικές Μετρήσεις

Σε αυτό το κεφάλαιο επιδεικνύουμε αριθμητικά δεδομένα που εξήχθησαν από το προς υλοποίηση σύστημα. Σε όλη την έκταση του κεφαλαίου χρησιμοποιούνται οι τιμές των παθητικών στοιχείων που φαίνονται στον Πίνακα 4 του κεφαλαίου 1.

### 5.1 Μετρήσεις Περιόδου

Τα πρώτα αποτελέσματα που θα παρουσιάσουμε έχουν να κάνουν με τη μετρούμενη περίοδο από τον μικροεπεξεργαστή. Αν η συμφωνία της μετρούμενης ( $T_{\text{exp}}$ ) με τη θεωρητική ( $T_{\text{th}}$ ) που υπολογίσαμε στη σχέση (1.22) του κεφαλαίου 1 είναι καλή, τότε βρισκόμαστε σε πολύ καλό δρόμο προς την ακρίβεια σε τιμές αντίστασης. Στο Σχήμα 8 παρουσιάζονται οι τιμές των ανωτέρω περιόδων για 33 διαφορετικές μετρήσεις αντίστασης. Μετρούσαμε μια αντίσταση με πολύμετρο, ενώ οι υπόλοιπες είναι ρυθμισμένες σε τυχαίες τιμές, υπολογίζαμε την περίοδο από την (1.22) και συγκρίναμε με τις μετρούμενες τιμές. Η συμφωνία φαίνεται καλή, με μεγαλύτερη απόκλιση να εμφανίζεται για υψηλές τιμές, που αντιστοιχούν και σε μετρήσεις μεγαλύτερων αντιστάσεων. Στον Πίνακα 7 περιλαμβάνουμε το σχετικό σφάλμα που εμφανίζεται σε τούτο το πείραμα, καθώς και τις τιμές αντίστασης που αντιστοιχούν σε κάθε μέτρηση. Από αυτόν τον πίνακα μπορούμε να αποφανθούμε σχετικά με την περιοχή στην οποία έχουμε ικανοποι-



Σχήμα 8: Η θεωρητική (μπλε) και η μετρούμενη (πορτοκαλί) περίοδος για 33 μετρήσεις.

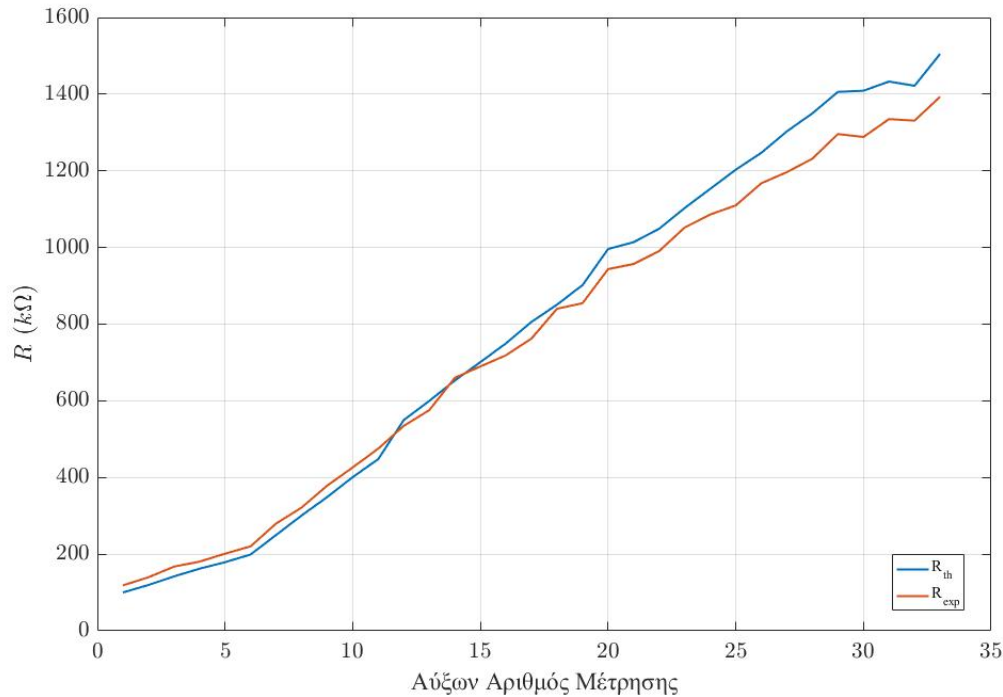
ητικές μετρήσεις. Αυτή φαίνεται να είναι για  $R_{th} > 400 \text{ k}\Omega$  και για  $R_{th} < 1.2 \text{ M}\Omega$ , χωρίς να είναι απαγορευτικές οι μετρήσεις σε άλλες περιοχές (αν και δε δίνεται εγγύηση ορθών αποτελεσμάτων τότε). Στο εύρος αυτό ( $800 \text{ k}\Omega$ ) το σχετικό σφάλμα είναι κατά μέσο όρο 3.7% (εδώ ο μέσος όρος είναι μια ιδιαίτερα αντιπροσωπευτική τιμή δεδομένου ότι η διασπορά υπολογίζεται στα  $3.2 \times 10^{-4}$ ). Πέρα όμως από την περιοχή καλών μετρήσεων το σφάλμα μπορεί να αγγίζει το 11%.

**Πίνακας 7:** Σχετικό σφάλμα μέτρησης περιόδου.

A/A	$R_{th} \text{ (k}\Omega\text{)}$	Σχετικό Σφάλμα
1	100.0	0.0967
2	119.6	0.0948
3	142.0	0.1089
4	162.0	0.0739
5	179.0	0.0833
6	199.0	0.0749
7	250.0	0.0890
8	301.0	0.0546
9	349.0	0.0687
10	401.0	0.0536
11	448.0	0.0531
12	550.0	0.0207
13	600.0	0.0319
14	653.0	0.0125
15	701.0	0.0000
16	750.0	0.0339
17	806.0	0.0453
18	851.0	0.0085
19	902.0	0.0445
20	996.0	0.0451
21	1014.0	0.0485
22	1049.0	0.0480
23	1103.0	0.0515
24	1153.0	0.0507
25	1203.0	0.0689
26	1247.0	0.0563
27	1303.0	0.0732
28	1350.0	0.0790
29	1406.0	0.0706
30	1409.0	0.0814
31	1422.0	0.0545
32	1433.0	0.0640
33	1505.0	0.0671

## 5.2 Μετρήσεις Αντίστασης

Το πιο ενδιαφέρον και ζητούμενο του παρόντος συστήματος, είναι οι μετρήσεις των αντιστάσεων των αισθητήρων. Εδώ παραθέτουμε περισσότερα δεδομένα. Αρχικά, μετράμε όπως πριν 33 αντιστάσεις.



**Σχήμα 9:** Η θεωρητική (μπλε) και η μετρούμενη (πορτοκαλί) αντίσταση αισθητήρα για 33 μετρήσεις.

Αυτό συμβαίνει, ενώ οι υπόλοιπες (των αισθητήρων της μήτρας) είναι ρυθμισμένες σε τυχαίες τιμές. Το σύστημα αποφαίνεται σχετικά με την τιμή της μετρούμενης αντίστασης χρησιμοποιώντας τη σχέση (1.22) λυμένη ως προς  $R_s$ . Στο Σχήμα 9 φαίνεται η εξέλιξη των αντιστάσεων, θεωρητικής, μετρούμενης δηλαδή εκ των προτέρων με πολύμετρο,  $R_{th}$  και πειραματικής  $R_{exp}$ . Η καμπύλη μοιάζει αρκετά (και προφανώς) στην αντίστοιχη για περιόδους. Τα αποτελέσματα φαίνονται κοντά, όμως απαραίτητο θα είναι να μελετήσουμε τα σχετικά σφάλματα, όπως γίνεται στον Πίνακα 8. Τα σφάλματα είναι εμφανώς μεγαλύτερα από τα αντίστοιχα σφάλματα περιόδου. Αυτό είναι λογικό, εφόσον χρησιμοποιείται η (1.22) το σφάλμα διαδίδεται και ενισχύεται. Παρόλ' αυτά και πάλι υπάρχει ένα αριθμητικό παράθυρο στο οποίο η ακρίβεια είναι ικανοποιητική, περίπου το ίδιο με το αντίστοιχο παράθυρο για τις περιόδους, δηλαδή περίπου για  $R_{th} > 400 \text{ k}\Omega$  και για  $R_{th} < 1.2 \text{ M}\Omega$ . Εκεί η μέση τιμή του σφάλματος είναι 4.6%, με σημαντική διασπορά, ίση με 0.0192. Πέρα από αυτήν την περιοχή και προς τα κάτω δε συστήνεται η λήψη μετρήσεων, διότι το σφάλμα ξεπερνά το 10% (αγγίζει ακόμη και το 19%) αν και δεν είναι απαγορευτική προς τα άνω. Εφόσον η αντίσταση  $R_s$  είναι η κρίσιμη, μετρούμενη παράμετρος κρίνουμε σκόπιμο να προσθέσουμε ορισμένα στατιστικά μεγέθη ακόμη.

Η ορθότητα δείχνει τη μέγιστη απόκλιση που έχουν οι μετρήσεις από την πραγματική τιμή. Εδώ υπολογίζεται σε  $\pm 93.15 \text{ k}\Omega$ , δηλαδή για κάθε μέτρηση υπάρχει απόκλιση κατά μέγιστο  $\pm 93.15 \text{ k}\Omega$ . Εκπεφρασμένη ως προς την πλήρη κλίμακα του οργάνου (αναφερόμαστε στο εύρος αποδεκτών μετρήσεων) και ποσοστιαία, η τιμή της είναι 7.76%. Έτσι παρέχεται ένας απλός τρόπος προσδιορισμού του σφάλματος: για παράδειγμα για μια μέτρηση  $900 \text{ k}\Omega$  το σφάλμα βρίσκεται απλά πολλαπλασιάζοντας τη μέτρηση με την ορθότητα και διαιρώντας με τη μέγιστη μέτρηση (εδώ  $1.2 \text{ M}\Omega$ ), δηλαδή 5.82%. Οι μετρήσεις μας από την άλλη για  $902 \text{ k}\Omega$  δίνουν σφάλμα 5.2%, δηλαδή πολύ κοντά.

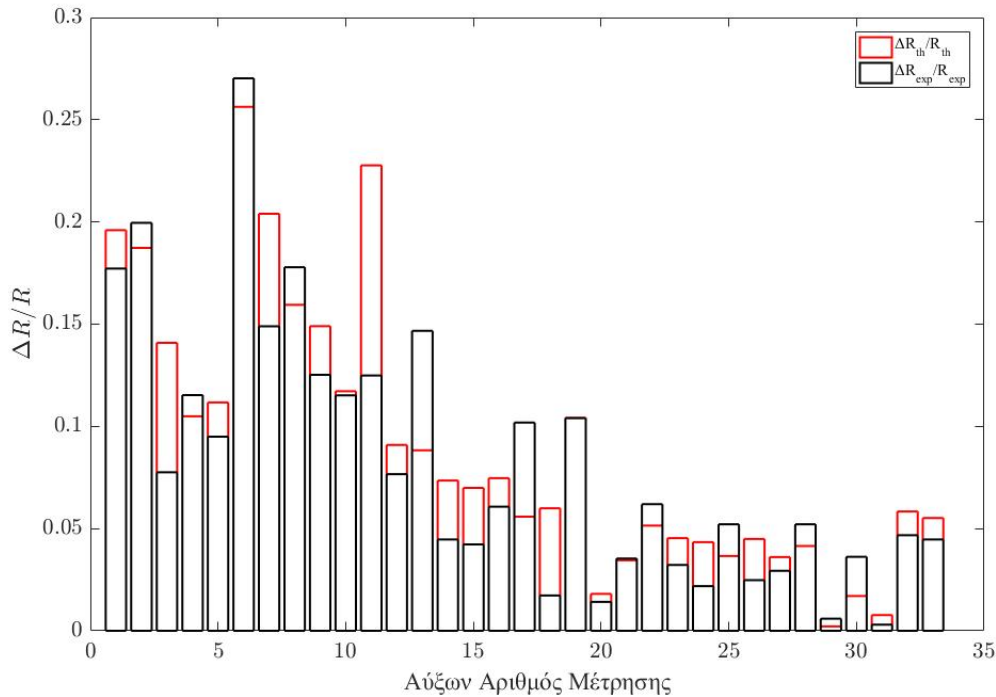
**Πίνακας 8:** Σχετικό σφάλμα μέτρησης αντίστασης.

A/A	Σχετικό Σφάλμα
1	0.1859
2	0.1672
3	0.1793
4	0.1139
5	0.1244
6	0.1074
7	0.1197
8	0.0685
9	0.0855
10	0.0630
11	0.0611
12	0.0277
13	0.0404
14	0.0111
15	0.0161
16	0.0415
17	0.0539
18	0.0127
19	0.0524
20	0.0526
21	0.0562
22	0.0555
23	0.0461
24	0.0580
25	0.0774
26	0.0636
27	0.0816
28	0.0876
29	0.0783
30	0.0856
31	0.0684
32	0.0641
33	0.0743

Πολύ σημαντικό μέγεθος στην τεχνολογία αισθητήρων είναι η ευαισθησία του αισθητήρα. Εδώ δε θα παρουσιάσουμε ακριβώς την αυτήν την ποσότητα, αλλά την ευαισθησία του οργάνου, δηλαδή το λόγο  $\Delta R/R$ , όπου  $R$  είναι η αντίσταση της  $n - 1$  μέτρησης και  $\Delta R$ , η διαφορά των τιμών των μετρήσεων  $n$  και  $n - 1$ . Στο Σχήμα 10 φαίνονται οι τιμές της ευαισθησίας των μετρήσεων, αλλά και οι αναμενόμενες (θεωρητικά) τιμές αυτής.

Το επόμενο πείραμα έχει σχέση με το κατά πόσο οι επιμέρους μετρήσεις είναι φερέγγυες κάτω από τις ίδιες συνθήκες διεξαγωγής πειράματος, δηλαδή κατά πόσο έχουμε ίδια (ή παρόμοια) αποτελέσματα, συνεπώς είναι μια μελέτη πιότερο τυχαίων σφαλμάτων. Προς τούτο μετρήσαμε ορισμένες αντιστάσεις πέντε φορές σε κοντινά χρονικά διαστήματα, με τις λοιπές να βρίσκονται σε μια ορισμένη, σταθερή τιμή. Με αυτόν τον τρόπο πετύχαμε διατήρηση των πειραματικών συνθηκών. Στον Πίνακα 9 συγκεντρώ-





**Σχήμα 10:** Θεωρητικά αναμενόμενη (κόκκινο) και πειραματικά υπολογισμένη (μαύρο) ευαισθησία των μετρήσεων.

νουμε τις τιμές της επαναληψιμότητας, ενός στατιστικού μεγέθους που υποδεικνύει τη συμφωνία των διαδοχικών μετρήσεών μας.

**Πίνακας 9:** Επαναληψιμότητα μετρήσεων.

$R_{th}$ (kΩ)	$R_{exp}$ (kΩ)	Επαναληψιμότητα (%)
99.2	117.95	0.0396
500	514.57	0.0219
1000	1014.60	0.0036
1010	1020.80	0.0674
2000	2022.40	0.4874

Τα αποτελέσματα είναι πάρα πολύ καλά, γεγονός που σημαίνει ανθεκτικότητα του οργάνου σε τυχαία σφάλματα: εφόσον έχουμε μόνο ισχυρά συστηματικά, που καταπολεμούνται σύμφωνα με όσα γράψαμε στο κεφάλαιο 4, παράλληλα είναι και μια ένδειξη προς την καλή ποιότητα του συστήματος.

Είναι αρκετά πιθανό οι λοιποί αισθητήρες να μεταβάλλονται κατά τη διάρκεια μιας μέτρησης, οπότε πρέπει να αποδειχθεί ότι τα αποτελέσματα αυτής δεν είναι τυχαία, δηλαδή δεν αντιστοιχούν σε κάποιον ορισμένο συνδυασμό των υπολοίπων. Προς αυτό μετρήθηκε μία αντίσταση 1100 kΩ 8 φορές με παράλληλη μεταβολή των υπολοίπων αντιστάσεων. Η μέση τιμή της πειραματικής αντίστασης βρέθηκε 1026.80 kΩ και η επαναληψιμότητα 0.5264, δηλαδή λίγο χειρότερη από την περίπτωση του Πίνακα 9.

## Βιβλιογραφία

- [1] Καραδήμας, Π. (2017). Ανάπτυξη Μετρητικού Συστήματος Ανάγνωσης Συστοιχίας Αισθητήρων Παραμόρφωσης. Διπλωματική Εργασία, Σχολή Εφαρμοσμένων Μαθηματικών και Φυσικών Επιστημών, Ε.Μ.Π., Αθήνα. 2017.
- [2] <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa353.pdf>
- [3] [https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8628\\_8629\\_8630.pdf](https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8628_8629_8630.pdf)
- [4] [https://eu.mouser.com/Texas-Instruments/Semiconductors/Integrated-Circuits-ICs/Amplifier-ICs/High-Speed-Operational-Amplifiers/OPA4353-Series/\\_/N-6j73r?P=1yygy6eZ1z0zls6](https://eu.mouser.com/Texas-Instruments/Semiconductors/Integrated-Circuits-ICs/Amplifier-ICs/High-Speed-Operational-Amplifiers/OPA4353-Series/_/N-6j73r?P=1yygy6eZ1z0zls6)
- [5] [https://eu.mouser.com/\\_/?Keyword=AD8630ARZ-REEL](https://eu.mouser.com/_/?Keyword=AD8630ARZ-REEL)
- [6] <https://www.avrfreaks.net/>
- [7] <https://www.arduino.cc/>
- [8] [//arduino.stackexchange.com/](https://arduino.stackexchange.com/)