



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ
ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ**
UNIVERSITY OF WEST ATTICA

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

**ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ
DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A LOW NOISE AMPLIFIER**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΝΙΚΟΛΑΟΣ ΑΡΑΧΩΒΙΤΗΣ

Επιβλέπων Καθηγητής : **ΣΤΑΥΡΑΚΑΣ ΗΛΙΑΣ**
Καθηγητής

Αθήνα, Μάρτιος 2024

Copyright © Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ και (Νικόλαος Αραχωβίτης),
Μάρτιος, 2024**

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 αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τους συγγραφείς.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον/την συγγραφέα του και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις θέσεις του επιβλέποντος, της επιτροπής εξέτασης ή τις επίσημες θέσεις του Τμήματος και του Ιδρύματος.

ΔΗΛΩΣΗ ΣΥΓΓΡΑΦΕΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Ο κάτωθι υπογεγραμμένος Νικόλαος Αραχωβίτης του Μιχαήλ, με αριθμό μητρώου 50106816 φοιτητής του Πανεπιστημίου Δυτικής Αττικής της Σχολής ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ του Τμήματος ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ,

δηλώνω υπεύθυνα ότι:

«Είμαι συγγραφέας αυτής της διπλωματικής εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην εργασία. Επίσης, οι όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών ή λέξεων, είτε ακριβώς είτε παραφρασμένες, αναφέρονται στο σύνολό τους, με πλήρη αναφορά στους συγγραφείς, τον εκδοτικό οίκο ή το περιοδικό, συμπεριλαμβανομένων και των πηγών που ενδεχομένως χρησιμοποιήθηκαν από το διαδίκτυο. Επίσης, βεβαιώνω ότι αυτή η εργασία έχει συγγραφεί από μένα αποκλειστικά και αποτελεί προϊόν πνευματικής ιδιοκτησίας τόσο δικής μου, όσο και του Ιδρύματος.

Παράβαση της ανωτέρω ακαδημαϊκής μου ευθύνης αποτελεί ουσιώδη λόγο για την ανάκληση του διπλώματός μου.»

Ο Δηλών
Νικόλαος Αραχωβίτης



Στην οικογένειά μου, την Νεφέλη
και τους φίλους μου που με στήριξαν

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή μου κ. Ηλία Σταύρακα για την υποστήριξή του κατά τη διάρκεια της εκπόνησης της Διπλωματικής μου εργασίας, καθώς επίσης και τον καθηγητή μου κ. Οδυσσέα Τσακιρίδη για τη συνεχή βοήθεια και στήριξή του καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διπλωματικής μου εργασίας, τόσο σε θεωρητικό, όσο και σε πρακτικό επίπεδο.

Περιεχόμενα

ΛΙΣΤΑ ΣΧΗΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΠΙΝΑΚΩΝ	8
Πίνακες.....	8
Σχήματα	8
Πίνακας Ακρωνυμίων	10
ΠΕΡΙΛΗΨΗ	11
ABSTRACT	12
ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ ΑΝΑ ΚΕΦΑΛΑΙΟ	13
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	14
ΕΙΣΑΓΩΓΗ	14
ΣΤΟΧΟΣ ΚΑΙ ΣΚΟΠΟΣ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ	14
ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΓΙΑ ΤΟΝ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟ ΚΑΙ ΤΗΝ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ ΠΟΥ ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΤΗΚΑΝ	14
ΓΕΝΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ	15
ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ.....	16
ΟΡΙΖΟΝΤΑΣ ΕΝΑΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (LOW NOISE AMPLIFIER)	17
ΤΑ ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΕΝΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ	18
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	20
ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ	20
ΑΠΟ ΤΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΣΤΟΥΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ	20
ΑΠΟΔΟΣΗ AC ΣΗΜΑΤΟΣ ΜΙΚΡΟΥ ΠΛΑΤΟΥΣ	22
Η ΣΗΜΑΣΙΑ ΤΟΥ VSWR ΓΙΑ ΤΗ ΜΕΤΑΦΕΡΟΜΕΝΗ ΙΣΧΥ	24
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	29
ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ	29
ΚΕΡΔΟΣ ΚΑΙ ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ (GAIN & BANDWIDTH).....	29
ΕΙΚΟΝΑ ΘΟΡΥΒΟΥ (NOISE FIGURE)	32
ΕΙΚΟΝΑ ΘΟΡΥΒΟΥ ΑΝΑΣΤΡΟΦΟΥ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ	41
ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΔΥΝΑΜΙΚΟΥ ΕΥΡΟΥΣ (DYNAMIC RANGE CALCULATION)	47
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	60
ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ	60
ΣΧΕΤΙΚΑ ΜΕ ΤΗΝ ΕΠΙΛΟΓΗ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ.....	60
ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ	61
ΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΜΕ ΤΟΝ ΟΡΑ 855	61
ΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΜΕ ΤΟΝ AD8021	66

ΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΜΕ ΤΟΝ INA 2186	68
ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ.....	73
ΕΠΙΛΟΓΟΣ.....	79
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ	79
ΠΕΡΙΘΩΡΙΑ ΒΕΛΤΙΩΣΗΣ	80
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	81

ΛΙΣΤΑ ΣΧΗΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακες

Πίνακας 1. S-παράμετροι AC σημάτων μικρού πλάτους	22
Πίνακας 2. Αριθμητική αντιστοίχιση μεταξύ ανακλώμενης ισχύος, S_{11} και VSWR	25
Πίνακας 3. Όροι εικόνων θορύβου για μη αναστρέφοντα τελεστικό ενισχυτή	36
Πίνακας 4. Όροι θορύβου που συνεισφέρουν στο N_a για τη διαμόρφωση μη ανάστροφου τελεστικού ενισχυτή	38
Πίνακας 5. Όροι θορύβου που συμβάλουν στο N_a για τη διαμόρφωση του αναστρέφοντα τελεστικού ενισχυτή	43
Πίνακας 6. Βασικά χαρακτηριστικά του OPA 855	63
Πίνακας 7. Βασικά χαρακτηριστικά του AD8021	67
Πίνακας 8. Βασικά χαρακτηριστικά του INA 2186	70
Πίνακας 9. Οι μετρήσεις της πλακέτας των 60dB με το INA 2186	76
Πίνακας 10. Οι μετρήσεις της πλακέτας των 30dB με το INA 2186	77

Σχήματα

Σχήμα 1. Η βασική λειτουργία ενός LNA.....	18
Σχήμα 2. Τυπικός RF Ενισχυτής (Texas Instruments Inc. 2013)	19
Σχήμα 3. Ο τελεστικός ενισχυτής και ένα παράδειγμα χαρακτηριστικής εισόδου-εξόδου του (Δημητρακόπουλος, 2008)	21
Σχήμα 4. Μη αναστρέψιμος ενισχυτής S-παραμέτρου δοκιμαστικού κυκλώματος (Texas Instruments Inc. 2013)	23
Σχήμα 5. Τάση που μετριέται κατά μήκος μιας γραμμής μεταφοράς (VSWR Voltage Standing Wave Ratio, n.d.)	25
Σχήμα 6. Μέτρηση και συντονισμός του VSWR της εξόδου του τελεστικού CLC404 (Texas Instruments Inc. 2013)	27
Σχήμα 7. Το VSWR εισόδου του τελεστικού ενισχυτή CLC404 (Texas Instruments Inc. 2013)	28
Σχήμα 8. Μέτρηση και ρύθμιση της συχνότητας απόκρισης S_{21} (Texas Instruments Inc., 2013)	30
Σχήμα 9. Διάκριση σήματος – θορύβου (Gray & Hurst & Lewis & Meyer, 2007).....	33
Σχήμα 10. Ιδανική απεικόνιση του αριθμού θορύβου και ο ορισμός του (Texas Instruments Inc., 2013)	33
Σχήμα 11. Εξίσωση της εικόνας θορύβου (Λόγος Ισχύος) (Texas Instruments Inc., 2013)	35
Σχήμα 12. Υπολογισμός ισχύος θορύβου εισόδου (κύκλωμα) (Texas Instruments Inc., 2013)	38
Σχήμα 13. Ανάλυση εικόνας θορύβου αναστρέφοντα τελεστικού ενισχυτή (Texas Instruments Inc., 2013)	41
Σχήμα 14. Εικόνα θορύβου συναρτήσει του κέρδους σε dB για ανάστροφες και μη διαμορφώσεις, με τον τελεστικό CLC404 (Texas Instruments Inc., 2013)	46
Σχήμα 15. Το σύμβολο ενός μίκτη.....	48
Σχήμα 16. Το σήμα και ο θόρυβος στην έξοδο του IF ενός μίκτη	49
Σχήμα 17. Περιγραφή του του ΤΟΙ βασισμένη στο επίπεδο 3ης τάξης αρμονικών σημάτων εισόδου (Microwaves and RF 2011)	50
Σχήμα 18. Γραφική απεικόνιση συμπίεσης 1 dB (Texas Instruments Inc., 2013)	53
Σχήμα 19. Συμπίεση 1 dB για τον τελεστικό ενισχυτή CLC404 (Texas Instruments Inc., 2013)	53

Σχήμα 20. Υπολογισμοί ενδιάμεσης διαμόρφωσης 3ης τάξης (Texas Instruments Inc., 2013)	56
Σχήμα 21. Μετρημένο ψευδές σήμα 3ης τάξης του τελεστικού ενισχυτή CLC404 (Texas Instruments Inc., 2013)	56
Σχήμα 22. Αναλυτικό διάγραμμα δυναμικού εύρους (ViaLite Communications 2020)	59
Σχήμα 23. Το αρχικό κύκλωμα LNA με τους OPA 855	61
Σχήμα 24. Χαρακτηριστική Συχνότητας - Κέρδους και Συχνότητας - Φάσης του κυκλώματος LNA με τους OPA 855	62
Σχήμα 25. Το τελικό κύκλωμα του LNA με τον OPA 855	62
Σχήμα 26. Μη ανάστροφη διαμόρφωση με τον OPA 855 (Texas Instruments Inc., 2022)	64
Σχήμα 27. Ανάστροφη διαμόρφωση με τον OPA 855 (Κέρδος = $-7V/V$) (Texas Instruments Inc., 2022)	64
Σχήμα 28. Τυπική Χαρακτηριστική Απόκρισης Συχνότητας Μικρού Σήματος – Κέρδους	64
Σχήμα 29. Τυπική Χαρακτηριστική Απόκρισης Συχνότητας Μικρού Σήματος – Τάσης Τροφοδοσίας	65
Σχήμα 30. Δοκιμαστικό Κύκλωμα με τον AD8021 (Analog Devices, Inc. 2006)	66
Σχήμα 31. Απόκριση Συχνότητας Μικρού Σήματος με τον AD8021 (Analog Devices, Inc. 2006)	66
Σχήμα 32. Η πρώτη πλακέτα κέρδους 60dB με τους δύο INA 2186	68
Σχήμα 33. Η δεύτερη πλακέτα κέρδους 30dB με τον INA 2186	68
Σχήμα 34. Η δεύτερη πλακέτα κέρδους 30dB με τον INA 2186 και το τυπικό Κέρδος και Εικόνα Θορύβου σε σχέση με τη Συχνότητα	69
Σχήμα 35. Τυπική διαμόρφωση πόλωσης με τον INA 2186 (Hewlett-Packard Co., 1997)	69
Σχήμα 36. Τυπική απόδοση χαρακτηριστικής Συχνότητας - Κέρδους και Συχνότητας - Εικόνας Θορύβου του INA 2186 (Hewlett-Packard Co., 1997)	71
Σχήμα 37. Η πλακέτα του κυκλώματος του INA 2186 (2x το πραγματικό της μέγεθος) (Hewlett-Packard Co., 1997)	71
Σχήμα 38. Οι διαστάσεις του INA 2186 (Hewlett-Packard Co., 1997)	72
Σχήμα 39. Οι πλακέτες με το κύκλωμα του LNA βασισμένο στον OPA 855	73
Σχήμα 40. Η συνδεσμολογία 1ης, 2ης και 3ης πλακέτας σε σειρά με τον AD8021 σε κατάσταση κορεσμού	75
Σχήμα 41. Χαρακτηριστική Συχνότητας - Κέρδους (Gain: 60dB Board, Input: 100mV)	76
Σχήμα 42. Χαρακτηριστική Συχνότητας - Κέρδους (Gain: 30dB Board, Input: 1mV)	77

Πίνακας Ακρωνυμίων

ΑΚΡΩΝΥΜΙΟ	ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ
LNA	Low Noise Amplifier – Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου
BNC	Bayonet Neill–Concelman (Ομοαξονικό καλώδιο)
SNR	Signal-to-Noise Ratio - Λόγος Σήματος προς Θόρυβο
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio – Λόγος Στάσιμων Κυμάτων Τάσης
GPS	Global Positioning System - Παγκόσμιο Σύστημα Στιγματοθέτησης
LAN	Local Area Network – Τοπικό Δίκτυο
RF	Radio Frequency – Ραδιοσυχνότητες
AMP	Amplifier – Ενισχυτής
OP-AMP	Operational Amplifier – Τελεστικός Ενισχυτής
ANT1	Antenna – Κεραία
NF	Noise Figure – Εικόνα Θορύβου
MDS	Minimum Discernable Signal – Ελάχιστο Διακριτό Σήμα
IP3	Third Order Intercept Point – Ένα υποθετικό σημείο στο οποίο η θεμελιώδης ισχύς σήματος και η ισχύς σήματος τρίτης τάξης είναι ίδια
PCB	Printed Circuit Board – Τυπωμένο Κύκλωμα

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Ο συγκεκριμένος στόχος της παρούσας διατριβής είναι η σχεδίαση, η ανάπτυξη και ο χαρακτηρισμός ενός δέκτη χαμηλού θορύβου ευρείας περιοχής συχνοτήτων, υψηλού κέρδους, για την ανίχνευση ηλεκτρομαγνητικών διαταραχών κατά τη διάρκεια θραύσης φυσικών και δομικών στοιχείων. Η είσοδος στο κύκλωμα που θα έχει αναπτυχθεί, θα είναι ένα σήμα πολύ χαμηλής ισχύος, το οποίο θα λαμβάνεται από την κεραία, ή το σύνολο κεραιών που θα επιλεγθούν. Ακολούθως, τα τελικά δεδομένα θα συλλεχθούν από μία κάρτα ανάγνωσης δεδομένων (PCI 2 AE) για ανάλυση, τα οποία θα έχουν προκύψει μετά τη σχεδίαση και την υλοποίηση ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Αυτή η έρευνα, αναφέρεται σε ενισχυτές και πιο συγκεκριμένα σε τελεστικούς ενισχυτές και στις λειτουργίες τους καθώς και καλύπτει τα βασικά χαρακτηριστικά των σημάτων AC, του λόγου στάσιμων κυμάτων τάσης (VSWR) και τη σημασία της προσαρμογής των αντιστάσεων εισόδου-εξόδου. Επικεντρώνεται ακόμα στο κέρδος, στο εύρος ζώνης, στην εικόνα θορύβου και στον ρόλο που παίζουν στην απόδοση του ενισχυτή, συμπεριλαμβανομένης της εικόνας θορύβου αναστροφής ενός τελεστικού ενισχυτή. Για το κομμάτι κατασκευής της διατριβής, εφαρμόστηκαν τρία πιλοτικά σχέδια, χρησιμοποιώντας καθένα διαφορετικό τελεστικό ενισχυτή για την αντιμετώπιση υφιστάμενων προκλήσεων. Η τελική επιλογή ήταν ο INA 2186, προσφέροντας πλεονεκτήματα όπως πολύ χαμηλό θόρυβο και ρυθμιζόμενο κέρδος. Η διαδικασία κατασκευής φάνηκε να είναι πολύπλοκη και προκλητική λόγω του σχεδιασμού ενισχυτή υψηλών συχνοτήτων σε σύγκριση με έναν ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων. Η επιτυχής σχεδίαση ενός τέτοιου ενισχυτή με χρήση τελεστικών ενισχυτών, απαιτεί προσεκτικό σχεδιασμό PCB, με την φωτοευαίσθητη πλακέτα χαλκού να αποδεικνύεται πιο αποτελεσματική. Επιπροσθέτως, ένα υψηλής ποιότητας τροφοδοτικό είναι απαραίτητο για τη βέλτιστη απόδοση του ενισχυτή και τη μείωση του θορύβου. Η θωράκιση του ενισχυτή και του PCB είναι τέλος κρίσιμη για την ελαχιστοποίηση των εξωτερικών παρεμβολών θορύβου.

Λέξεις κλειδιά

Ενισχυτής, χαμηλού θορύβου, ηλεκτρομαγνητικών διαταραχών, σήμα, θόρυβος, κεραία, ισχύς, κέρδος, εύρος ζώνης, εικόνα θορύβου, κύκλωμα.

ABSTRACT

The specific aim of this thesis is the design, development, and characterization of a wideband, high-gain, low-noise receiver for detecting electromagnetic disturbances during the fracture of natural and structural elements. The input to the developed circuit will be a very low-power signal received from the antenna or antenna set selected. Subsequently, the final data will be collected by a PCI 2 AE System of a card data reading card for analysis, which will have been collected after the design and the implementation of a low noise amplifier. This research refers to amplifiers, and more precisely operational amplifiers and their functions, as well as covering basic characteristics of AC signals, VSWR, and the importance of impedance matching. It also focuses on gain, bandwidth, noise figure and the role they play in amplifier performance, including noise reversal in an Operational Amplifier. Three pilot designs were implemented for the construction part of the thesis, each utilizing a different operational amplifier to address existing challenges. The final choice was the HP INA 2186 operational amplifier, offering advantages such as very low noise and adjustable gain. The construction process was found to be complex and challenging due to the high-frequency amplifier design compared to an audio frequency amplifier. Successful design of a high-frequency amplifier using operational amplifiers requires meticulous PCB design, with photo-sensitive copper boards proving more effective. Additionally, a high-quality power supply is essential for optimal amplifier performance and noise reduction. Shielding the amplifier and PCB is crucial for minimizing external noise interference.

Keywords

Amplifier, low noise, electromagnetic interference, signal, noise, antenna, power, gain, bandwidth, noise figure, circuit.

ΔΟΜΗ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ ΑΝΑ ΚΕΦΑΛΑΙΟ

Στο **Κεφάλαιο 1** θα γίνει εισαγωγή της της εν λόγω εργασίας. Θα αναπτυχθούν μερικές εφαρμογές που μπορεί να χρησιμοποιηθεί η συγκεκριμένη κατασκευή που υλοποιήθηκε, καθώς επίσης θα παρουσιαστεί το γενικό διάγραμμα της εργασίας και τα βασικά χαρακτηριστικά ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου.

Στο **Κεφάλαιο 2** θα παρουσιαστεί όλο το θεωρητικό υπόβαθρο της διπλωματικής εργασίας. Θα γίνει λόγος για τους ενισχυτές και πιο συγκεκριμένα για τους τελεστικούς ενισχυτές και τη λειτουργία τους. Θα αναπτυχθούν τα βασικά χαρακτηριστικά των AC σημάτων μικρού πλάτους, η έννοια του VSWR και η σημασία του για την μεταφερόμενη ισχύ και η προσαρμογή των αντιστάσεων εισόδου-εξόδου.

Στο **Κεφάλαιο 3** θα γίνει λόγος για την έννοια του κέρδους και του εύρους ζώνης (Gain & Bandwidth), του Noise Figure/ Noise Factor, δηλαδή της εικόνας θορύβου/ παράγοντα θορύβου και ο ρόλος που έχουν για την απόδοση ενός ενισχυτή, ή ενός ραδιοφωνικού δέκτη, αλλά και η εικόνα θορύβου αναστροφής ενός Operational Amplifier.

Στο **Κεφάλαιο 4** θα αναφερθούν όλα τα στάδια σχεδιασμού του κυκλώματος μαζί με τα προβλήματα που υπήρξαν σε κάθε ένα από αυτά. Θα παρουσιαστούν όλα τα στοιχεία σχετικά με τον τελεστικό ενισχυτή OPA 855, που ήταν η αρχική επιλογή για την εκπόνηση της εργασίας, τον τελεστικό AD 8021 που ήταν η αμέσως επόμενη επιλογή, καθώς και τον INA 2186, στον οποίο βασίζεται η λειτουργία του LNA που αναφέρεται η διπλωματική εργασία, αλλά και το κύκλωμα λειτουργίας του ενισχυτή αυτού και όλα τα στάδια υλοποίησής του, μαζί με τις προσομοιώσεις, τα πειραματικά αποτελέσματα των μετρήσεων και τις παρατηρήσεις που θα γίνουν έπειτα αλλά και τα περιθώρια βελτίωσης που ίσως έχει.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

ΣΤΟΧΟΣ ΚΑΙ ΣΚΟΠΟΣ ΤΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ

Ο στόχος της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας είναι ο σχεδιασμός, η ανάπτυξη και ο χαρακτηρισμός ενός δέκτη χαμηλού θορύβου ευρείας περιοχής συχνοτήτων, υψηλού κέρδους, για την ανίχνευση ηλεκτρομαγνητικών διαταραχών, κατά τη θραύση φυσικών και δομικών στοιχείων.

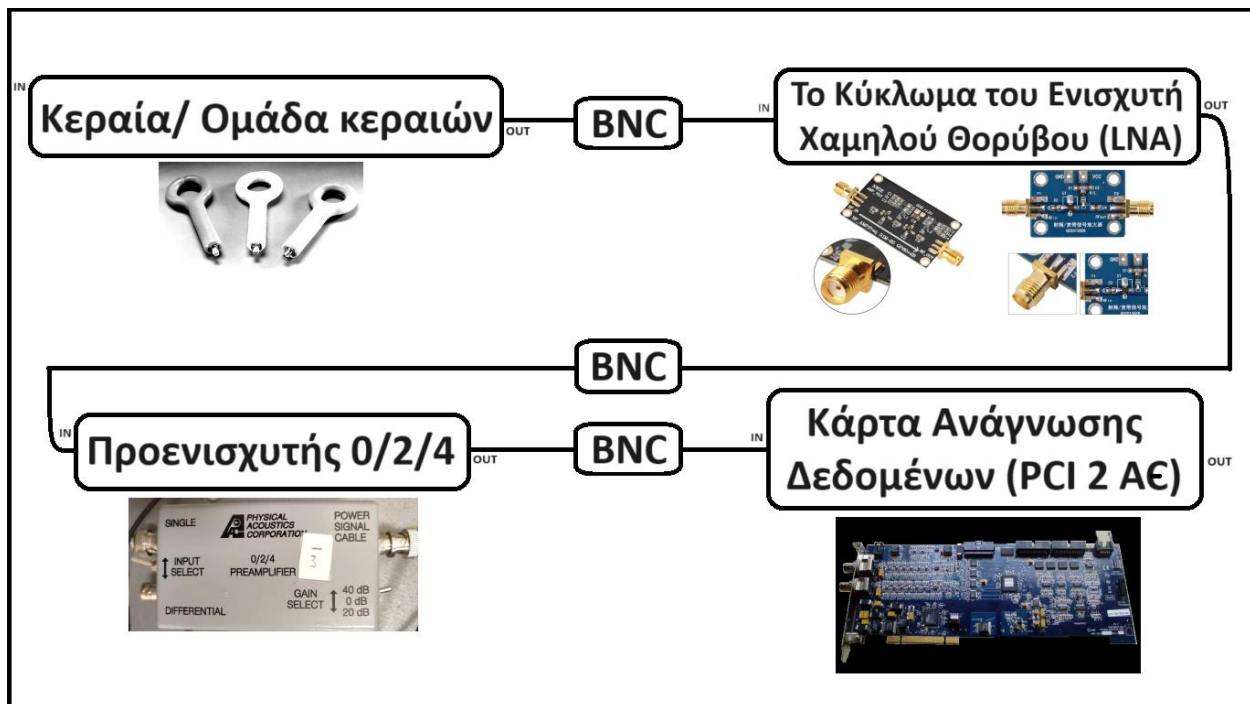
Ο σκοπός είναι η εξοικείωση με τους ενισχυτές χαμηλού θορύβου. Πιο συγκεκριμένα αφού γίνει κατανοητή η λειτουργία τους, έπειτα χρησιμοποιώντας τις προδιαγραφές σχεδιασμού του δέκτη χαμηλού θορύβου, της ανάπτυξης και του χαρακτηρισμού του, να μπορεί να εφαρμοστεί τελικά στη διερεύνηση για την ανίχνευση ηλεκτρομαγνητικών διαταραχών, κατά τη θραύση φυσικών και δομικών στοιχείων με επιτυχία.

ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ ΓΙΑ ΤΟΝ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟ ΚΑΙ ΤΗΝ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ ΠΟΥ ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΤΗΚΑΝ

- Κέρδος: 80 dB
- Συχνότητες λειτουργίας: 1kHz – 60 MHz
- Είσοδος – Έξοδος: BNC
- Εξωτερική τροφοδοσία

ΓΕΝΙΚΟ ΔΙΑΓΡΑΜΜΑ

Σαν είσοδο στο κύκλωμα που θα αναπτυχθεί, θα είναι ένα σήμα πολύ χαμηλής ισχύος, το οποίο θα λαμβάνεται από την κεραία, ή το σετ κεραιών που θα επιλεγθούν. Στη συνέχεια μέσω BNC θα συνδέονται οι κεραίες με το βασικό κύκλωμα του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, το οποίο θα βασίζεται στον τελεστικό ενισχυτή INA 2186 και έπειτα θα υπάρχει ένας προ-ενισχυτής 0/2/4, ενώ τα δεδομένα τελικά θα συλλέγονται από μια κάρτα ανάγνωσης δεδομένων PCI 2 AE System of a card προκειμένου να μελετηθούν.



ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

Η συγκεκριμένη υλοποίηση μπορεί να έχει εφαρμογή σε αρκετούς κλάδους και σε αρκετούς τομείς. Μερικές από τις πιο διαδεδομένες εφαρμογές που χρησιμοποιείται ένας LNA είναι:

- Στα **GPS (Global Positioning System)** στα οποία βοηθάει στην ενίσχυση του σήματος από έναν πομπό σε ένα δέκτη.
- Στην **Βιοϊατρική Μηχανική** προκειμένου τα αποτελέσματα που έχουν ληφθεί από κάποιον ασθενή, να μπορούν να ενισχυθούν με όσο το δυνατόν λιγότερο θόρυβο και μετέπειτα να μπορούν να επεξεργαστούν σε επόμενες βαθμίδες. Μια **ιατρική συσκευή** συλλέγει τα σήματα που λαμβάνει από τους αισθητήρες και στέλνει το καθαρό σήμα, σε πραγματικό χρόνο. Τα σήματα, για παράδειγμα, που λαμβάνονται από το ανθρώπινο σώμα είναι απαλλαγμένα όσο το δυνατόν από τον περισσότερο θόρυβο και παράλληλα ενισχυμένα.
- Στα **Ασύρματα Δίκτυα LAN (Local Area Network)** καθώς και στις **Ασύρματες Επικοινωνίες, WLL, RLL** και **MMDS** εφαρμογές, στο τελευταίο στάδιο ενίσχυσης του σήματος.
- Στις **Δορυφορικές Επικοινωνίες** όπου τα σήματα που εκπέμπονται από έναν επίγειο σταθμό, λαμβάνονται από μία κεραία, συνήθως δέσμης ζώνης. Το λαμβανόμενο σήμα οδηγείται σε δύο ενισχυτές χαμηλού θορύβου (LNA) και στην πορεία συνδυάζεται ξανά στην έξοδό τους για την διαδικασία του πλεονασμού, η οποία πραγματοποιείται όταν έχει προκληθεί απώλεια ενός σημαντικού μέρους της τηλεπικοινωνιακής χωρητικότητας.
- Στα **Απομακρυσμένα Συστήματα** προκειμένου να ενισχύεται ένα ασθενές σήμα που λαμβάνεται από ένα απομακρυσμένο σταθμό εκπομπής χωρίς, παράλληλα, να αυξάνεται σημαντικά ο θόρυβός και έτσι να διατηρείται ο λόγος του SNR μεγάλος.
- Στα **E-PHEMT τρανζίστορ** για **Ultra Low Noise εφαρμογές**.

(Κρανά, 2016; Γκανή, 2017; Μιχαηλίδης, χ. χ.)

ΟΡΙΖΟΝΤΑΣ ΕΝΑΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (LOW NOISE AMPLIFIER)

Με τον όρο ενισχυτής χαμηλού θορύβου, **Low Noise Amplifier (LNA)**, γίνεται αναφορά σε έναν ενισχυτή που ενισχύει ένα σήμα πολύ χαμηλής ισχύος χωρίς να υποβαθμίζει σημαντικά την αναλογία $\frac{\text{σήμα}}{\text{θόρυβος}}$.

Ένας ενισχυτής θα αυξήσει την ισχύ τόσο του σήματος όσο και του θορύβου που υπάρχει στην είσοδό του, αλλά ο ενισχυτής θα εισάγει επίσης και κάποιο πρόσθετο θόρυβο.

Οι LNA είναι σχεδιασμένοι για να ελαχιστοποιούν αυτόν τον πρόσθετο θόρυβο. Οι σχεδιαστές καταφέρνουν να ελαχιστοποιούν τον πρόσθετο θόρυβο επιλέγοντας εξαρτήματα χαμηλού θορύβου, σημεία λειτουργίας και τοπολογίες κυκλωμάτων. Η ελαχιστοποίησή του πρέπει να εξισορροπείται με άλλους σχεδιαστικούς στόχους, όπως η αύξηση ισχύος και η αντιστοίχιση σύνθετης αντίστασης.

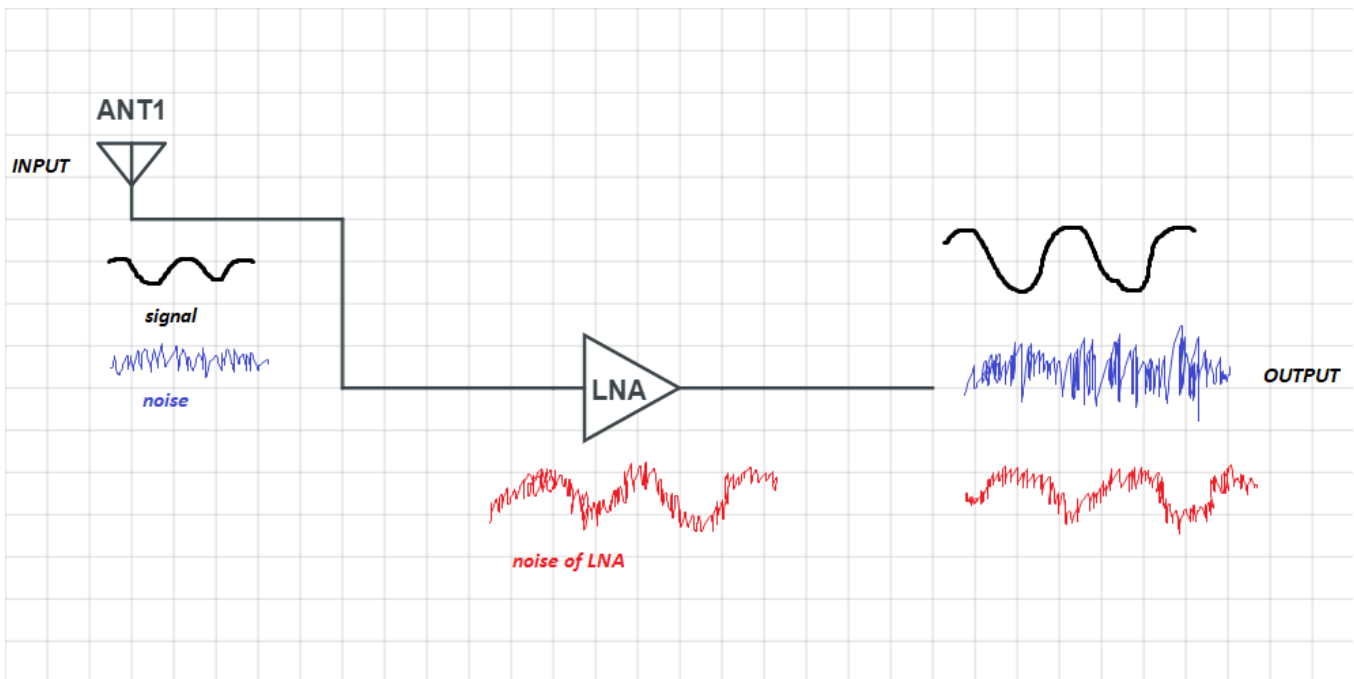
Τα LNA εντοπίζονται σε συστήματα ραδιοεπικοινωνιών, ιατρικά όργανα και ηλεκτρονικό εξοπλισμό δοκιμών. Ένα τυπικό LNA μπορεί να παρέχει κέρδος ισχύος 100 (20dB) ενώ μειώνει την αναλογία $\frac{\text{σήμα}}{\text{θόρυβος}}$ κατά λιγότερο από ένα συντελεστή 2 (αριθμός θορύβου 3dB (NF)). Αν και τα LNA ασχολούνται κυρίως με αδύναμα σήματα που βρίσκονται ακριβώς πάνω από το επίπεδο του θορύβου, πρέπει επίσης να λαμβάνεται υπόψη η παρουσία μεγαλύτερων σημάτων που προκαλούν παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης.

ΤΑ ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΕΝΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ

Μαζί με το σήμα που ενισχύει ένας ενισχυτής, ενισχύεται ταυτόχρονα και θόρυβος που περνάει στην είσοδο του κυκλώματος. Στην πορεία ο ενισχυτής δημιουργεί και έναν πρόσθετο θόρυβο (**noise of LNA**) από τα παθητικά και τα ενεργά στοιχεία του και τελικά στην έξοδο προκύπτει το **ενισχυμένο σήμα** ο **ενισχυμένος θόρυβος** και ο **θόρυβος του LNA**, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.

Όμως με την προσθήκη του Amplifier Noise, σε πραγματικές συνθήκες, ο λόγος μικραίνει, συνεπώς το SNR_{out} μειώνεται, Σχέση (3), πράγμα που δεν είναι επιθυμητό.

Επομένως όταν σχεδιάζεται ένας LNA, γίνεται προσπάθεια να μειωθεί όσο γίνεται το Amplifier Noise. Από την άλλη, εάν μειωθεί ολόκληρο το SNR_{out} δε θα μπορεί να διαχωριστεί το σήμα από τον θόρυβο στην έξοδο.



Σχήμα 1. Η βασική λειτουργία ενός LNA

Για την είσοδο:

$$SNR_{in} = \frac{Signal\ Power}{Noise\ Power} \quad (1)$$

Για την έξοδο:

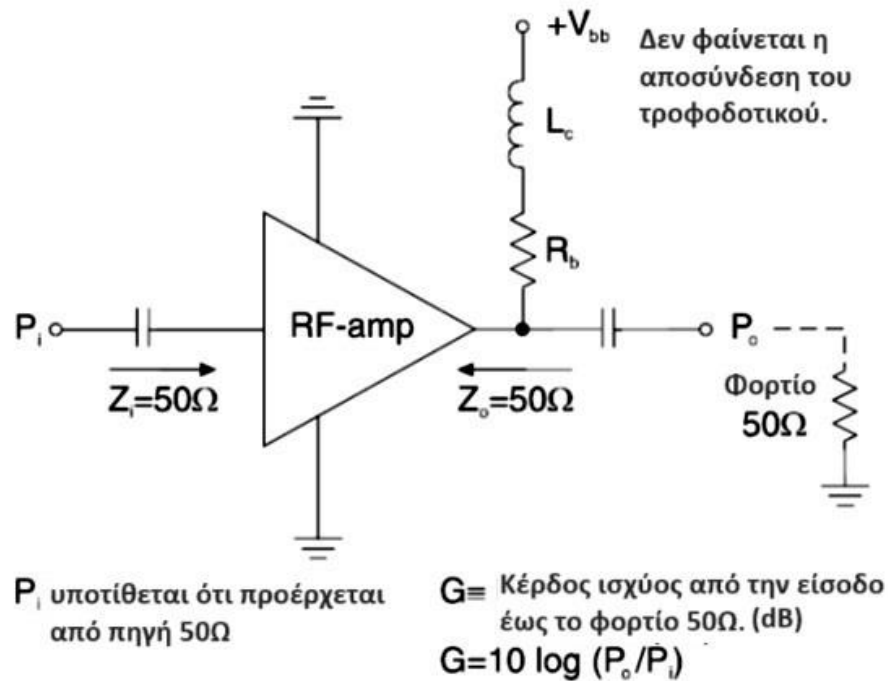
- Σε ιδανικές συνθήκες:

$$SNR_{out} = \frac{Gain \times Signal\ Power}{Gain \times Noise\ Power} = SNR_{in} \quad (2)$$

- Σε πραγματικές συνθήκες:

$$SNR_{out} = \frac{Gain \times Signal\ Power}{Gain \times Noise\ Power + Amplifier\ Noise} \quad (3)$$

Ένα τυπικό κύκλωμα RF ενισχυτή παρουσιάζεται παρακάτω.



Σχήμα 2. Τυπικός RF Ενισχυτής (Texas Instruments Inc. 2013)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΘΕΩΡΗΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

ΑΠΟ ΤΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΣΤΟΥΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

Ο ενισχυτής είναι μια ηλεκτρονική συσκευή που ενισχύει το ηλεκτρικό σήμα που εισέρχεται σε αυτόν. Ένας ενισχυτής έχει τέσσερις εισόδους, εκ των οποίων οι δύο (η αναστρέφουσα u_N , στον αρνητικό ακροδέκτη και η μη αναστρέφουσα u_P στον θετικό ακροδέκτη) δημιουργούν μια διαφορά δυναμικού στον ενισχυτή προκειμένου η τάση που εξέρχεται από αυτόν να ισούται με τη διαφορά δυναμικού επί τον συντελεστή ενίσχυσης, κάτω από ιδανικές συνθήκες. Οι άλλες δύο εισοδοί εισάγουν στον ενισχυτή δύο τάσεις τροφοδοσίας, $+V_{CC}$ και $-V_{EE}$, θεωρητικά συμμετρικές και αντίστροφης πολικότητας, με βάση τις οποίες πραγματοποιείται η ενίσχυση. Επιπλέον διαθέτει μία κανονική έξοδο u_{out} και μία έξοδο γειωμένη. Όταν ενισχύεται η τάση, η επιπλέον τάση τροφοδοτείται από το δεύτερο ζευγάρι εξόδων κι έτσι η ενίσχυση δεν ξεπερνάει την τάση τροφοδοσίας.

Η λειτουργία της ανατροφοδότησης στα κυκλώματα που υπάρχει, σταθεροποιεί την τάση, στην περίπτωση όμως που η ανατροφοδότηση είναι αντίθετη, τότε οι τάσεις στην είσοδο γίνονται περίπου ίσες και η ενίσχυση δίνει τάσεις συγκρίσιμες με αυτές του πρώτου ζεύγους των εισόδων. Σε αυτή την περίπτωση ο ενισχυτής ονομάζεται τελεστικός ενισχυτής.

Η βασική λειτουργία ενός τελεστικού ενισχυτή είναι η ενίσχυση της διαφοράς δυναμικού μεταξύ u_P και u_N και εκφράζεται ως εξής:

$$u_D = u_P - u_N$$

και η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή ισούται με:

$$u_{out} = \alpha \times u_D = \alpha \times (u_P - u_N), \text{ όπου } \alpha \text{ το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή.}$$

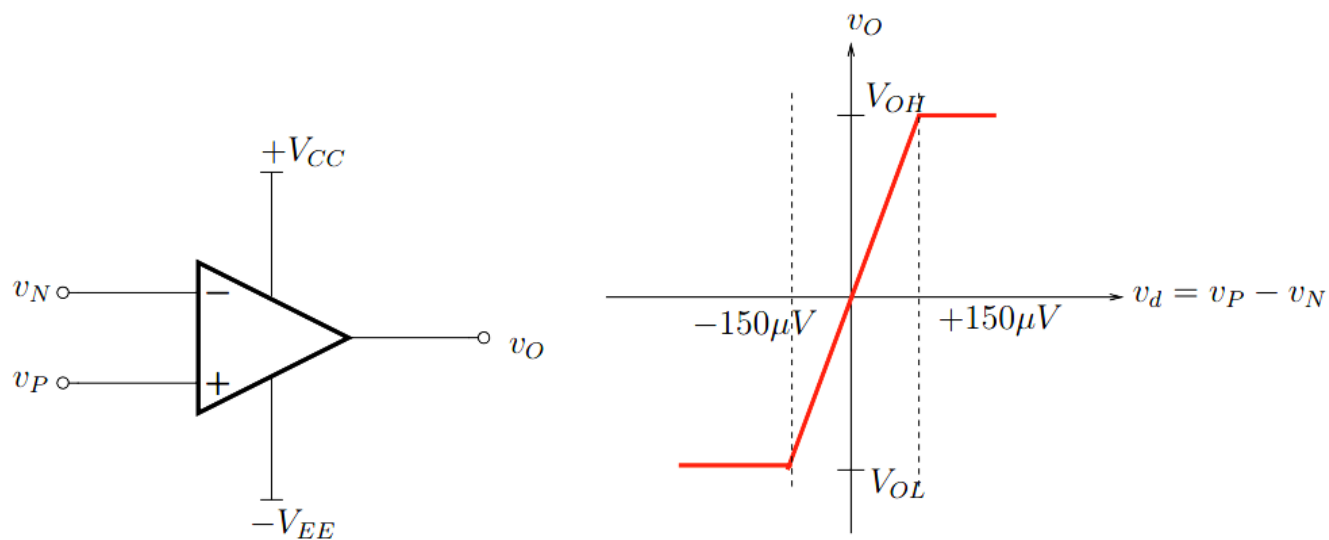
Όπως φαίνεται στο γράφημα στο *Σχήμα 3*, όσο η απόλυτη τιμή της διαφορικής τάσης της εισόδου V_D είναι μικρότερη από τα $150\mu V$ τότε η έξοδος είναι γραμμικά εξαρτημένη από την τάση εισόδου. Μόλις αυτή η τιμή ξεπεραστεί, τότε η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή

σταθεροποιείται στις ακραίες τιμές V_{OL} και V_{OH} ανεξαρτήτως της εισόδου. Όταν ο τελεστικός ενισχυτής βρίσκεται στην περιοχή κορεσμού, σταματάει να ισχύει το μοντέλο της λειτουργίας του, διότι η τάση εξόδου είναι ανεξάρτητη από τη διαφορά μεταξύ v_P και v_N . Η επιστροφή στην κανονική λειτουργία του τελεστικού, πραγματοποιείται όταν το V_D φτάσει πάλι στις ιδανικές τιμές, οδηγώντας την έξοδο v_{out} σε τιμές μέσα στο διάστημα που ορίζουν οι θετικές και οι αρνητικές τάσεις τροφοδοσίας. Αυτή η διαδικασία της επιστροφής του τελεστικού ενισχυτή από τον κορεσμό στην κανονική λειτουργία ίσως χρειαστεί παραπάνω χρόνο από της αλλαγές στην τάση εξόδου.

Οι τελεστικοί ενισχυτές είναι ενισχυτές τάσης με πολύ μεγάλο κέρδος, με τιμές που μπορεί να κυμαίνονται μεταξύ 10^4 και 10^6 . Ένας τέτοιος ενισχυτής είναι δυνατό να χρησιμοποιηθεί αυτόνομα σε αναλογικά κυκλώματα, ενώ στα ολοκληρωμένα αναλογικά κυκλώματα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν ένα μοντέλο αφαιρετικής λειτουργίας στα πρώτα στάδια σχεδιασμού και στην πορεία η υλοποίησή του με τρανζίστορ μπορεί να προσαρμοστεί ούτως ώστε να ταιριάζει καλύτερα στις εκάστοτε ανάγκες της εφαρμογής.

Ένα από τα πλεονεκτήματα της χρήσης τελεστικών ενισχυτών σε εφαρμογές RF είναι η εξαιρετική ευελιξία που έχουν στη ρύθμιση του κέρδους.

(Δημητρακόπουλος, 2008)



Σχήμα 3. Ο τελεστικός ενισχυτής και ένα παράδειγμα χαρακτηριστικής εισόδου-εξόδου του (Δημητρακόπουλος, 2008)

ΑΠΟΔΟΣΗ AC ΣΗΜΑΤΟΣ ΜΙΚΡΟΥ ΠΛΑΤΟΥΣ

Όλες οι τυπικές παράμετροι των AC σημάτων μικρού πλάτους που ειδικεύονται στους RF ενισχυτές, εξαρτώνται από τις S-παραμέτρους που παρουσιάζονται παρακάτω.

Παράμετροι Σκέδασης	Προδιαγραφή Ενισχυτή RF
S₁₁ Ανάκλαση Εισόδου	Είσοδος VSWR
S₂₂ Ανάκλαση Εξόδου	Έξοδος VSWR
S₂₁ Μετάδοση προς τα εμπρός	Κέρδος και Εύρος Ζώνης Ενισχυτή
S₁₂ Ανάστροφη Μετάδοση	Ανάστροφη Μόνωση

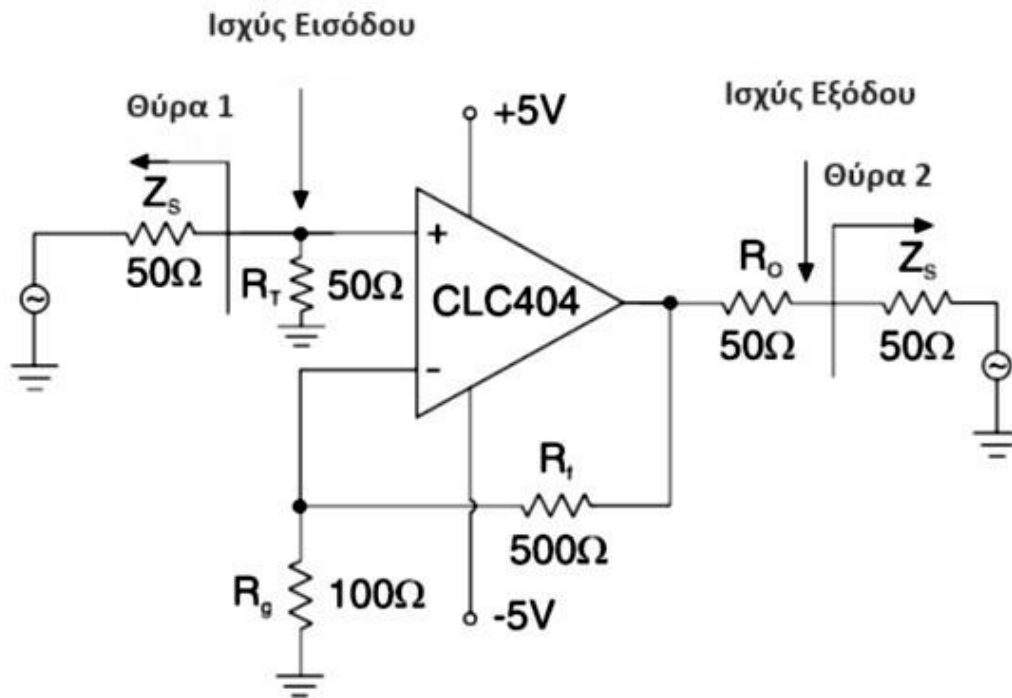
Πίνακας 1. S-παραμέτροι AC σημάτων μικρού πλάτους

Αυτές οι προδιαγραφές που εξαρτώνται από τις συχνότητες μετριοούνται από έναν αναλυτή δικτύου και από μία S-παραμέτρο σετ δοκιμής. Πριν από κάθε μέτρηση πραγματοποιείται μια πλήρης βαθμονόμηση 2 θυρών.

Ο φασματικός αναλυτής προσφέρει εξομάλυνση των σφαλμάτων που έχουν προκύψει από ατέλειες στην καλωδίωση και τη δοκιμή υλικού. Στην προκειμένη περίπτωση χρησιμοποιείται ο φασματικός αναλυτής HP8753A, ο οποίος κάνει διόρθωση σφάλματος 12 όρων στις 2 θύρες βαθμονόμησης του.

Στο παρακάτω κύκλωμα, *Σχήμα 4*, παρουσιάζεται για παράδειγμα η διαμόρφωση για τον τελεστικό ενισχυτή CLC404, που χρησιμοποιείται για την επίδειξη των S-παραμέτρων μικρού πλάτους AC σήματος που υπάρχουν στον *Πίνακα 1*. Το σετ δοκιμών S-παραμέτρων τοποθετεί στη συσκευή 50 Ohm φορτίο εισόδου και 50 Ohm φορτίο εξόδου, ενώ επιτυγχάνεται κέρδος τάσης 6 στον ακροδέκτη της εξόδου και 3 στο φορτίο. Το κέρδος λοιπόν που προκύπτει είναι $20\log(3) = 9.54$ dB μετρημένο από τον αναλυτή δικτύου.

(Texas Instruments Inc., 2013; Agilent Technologies, 2000)



Σχήμα 4. Μη αναστρέψιμος ενισχυτής S-παραμέτρου δοκιμαστικού κυκλώματος (Texas Instruments Inc. 2013)

Η ΣΗΜΑΣΙΑ ΤΟΥ VSWR ΓΙΑ ΤΗ ΜΕΤΑΦΕΡΟΜΕΝΗ ΙΣΧΥ

Ο λόγος στάσιμων κυμάτων τάσης (Voltage Standing Wave Ratio – VSWR) είναι ένα μέτρο που περιγράφει αριθμητικά του πόσο καλά οι σύνθετες αντιστάσεις εισόδου και εξόδου ταιριάζουν με την σύνθετη αντίσταση της πηγής, δηλαδή το πόσο καλά η αντίσταση της κεραίας ταιριάζει με την αντίσταση της γραμμής μετάδοσης που είναι συνδεδεμένη. Όσο περισσότερο ταιριάζουν μεταξύ τους αυτές οι αντιστάσεις, τόσο περισσότερη ισχύς θα μπορεί να μεταφερθεί και τόσο λιγότερες ανακλάσεις θα υπάρχουν.

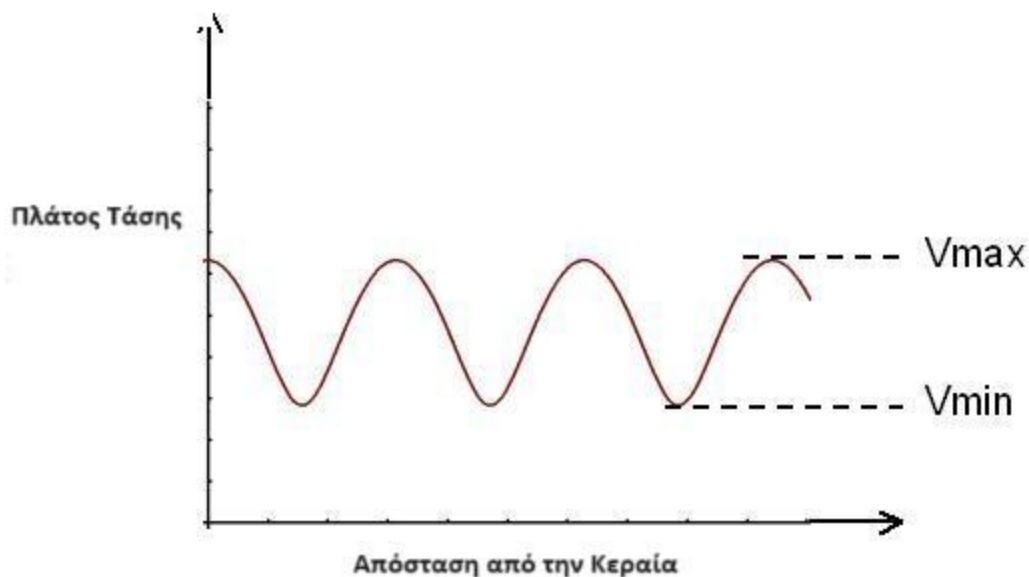
Το VSWR σημαίνει αναλογία μόνιμων κυμάτων τάσης, που μπορεί να αναφερθεί ακόμα και ως λόγος μόνιμων κυμάτων SWR. Πρόκειται λοιπόν για μια συνάρτηση του συντελεστή ανάκλασης, ο οποίος περιγράφει την ισχύ που ανακλάται από την κεραία. Όταν αυτός ο συντελεστής ανάκλασης δίνεται από το S_{11} , ή τον συντελεστή ανάκλασης, ή την απώλεια επιστροφής, τότε το VSWR θα ορίζεται από τον τύπο:

$$VSWR = \frac{1+|\Gamma|}{1-|\Gamma|}$$
 , όπου Γ ο συντελεστής ανάκλασης, ή αλλιώς S_{11} , ή απώλεια επιστροφής που αναφέρθηκε παραπάνω.

Στον Πίνακα 2. παρουσιάζεται η αριθμητική αντιστοιχία μεταξύ των μεγεθών αυτών.

Το VSWR για τις κεραίες είναι πάντοτε ένας πραγματικός θετικός αριθμός, ενώ όσο μικρότερος είναι αυτός ο αριθμός, τόσο καλύτερα ταιριάζει η κεραία με τη γραμμή μετάδοσης και τόσο περισσότερη ισχύς παρέχεται από την κεραία. Η μικρότερη τιμή σε ιδανικές συνθήκες που μπορεί να λάβει το VSWR είναι 1 και σε αυτή την περίπτωση δεν ανακλάται ισχύς από την κεραία.

Ο προσδιορισμός του VSWR γίνεται από την τάση που μετρείται κατά μήκος μιας γραμμής μετάδοσης που οδηγεί σε μια κεραία. Συνεπώς γίνεται αναφορά για τον λόγο $\frac{\text{Πλάτος κορυφής ενός στάσιμου κύματος}}{\text{Ελάχιστο πλάτος ενός στάσιμου κύματος}}$. Στο Σχήμα 5. αποτυπώνεται διαγραμματικά ο λόγος αυτός.



Σχήμα 5. Τάση που μετριέται κατά μήκος μιας γραμμής μεταφοράς (VSWR Voltage Standing Wave Ratio, n.d.)

VSWR	$\Gamma (S_{11})$	Ανακλώμενη Ισχύς (%)	Ανακλώμενη Ισχύς (dB)
1.0	0.000	0.00	-Infinity
1.5	0.200	4.0	-14.0
2.0	0.333	11.1	-9.55
2.5	0.429	18.4	-7.36
3.0	0.500	25.0	-6.00
3.5	0.556	30.9	-5.10
4.0	0.600	36.0	-4.44
5.0	0.667	44.0	-3.52
6.0	0.714	51.0	-2.92
7.0	0.750	56.3	-2.50
8.0	0.778	60.5	-2.18
9.0	0.800	64.0	-1.94
10.0	0.818	66.9	-1.74
15.0	0.875	76.6	-1.16
20.0	0.905	81.9	-0.87
50.0	0.961	92.3	-0.35

Πίνακας 2. Αριθμητική αντιστοίχιση μεταξύ ανακλώμενης ισχύος, S_{11} και VSWR

Θεωρώντας ότι στη χαρακτηριστική της γραμμής μεταφοράς, η αντίσταση είναι παντού 50 Ohm και είναι ίση με την αντίσταση της πηγής και των δύο θυρών.

Ο λόγος του VSWR προκύπτει από τον παρακάτω τύπο:

$$VSWR = \frac{Z_I}{Z_S} \text{ ή } \frac{Z_O}{Z_S} \text{ ή } \frac{Z_S}{Z_I} > 1$$

Όπου Z_I , Z_O η σύνθετη αντίσταση εισόδου και εξόδου του ενισχυτή αντίστοιχα και Z_S η σύνθετη αντίσταση δοκιμής της πηγής του συστήματος.

Η απώλεια επιστροφής είναι ίση με $20 \log \left(\frac{VSWR+1}{VSWR-1} \right) = 10 \log (S_{11})^2$ για την είσοδο

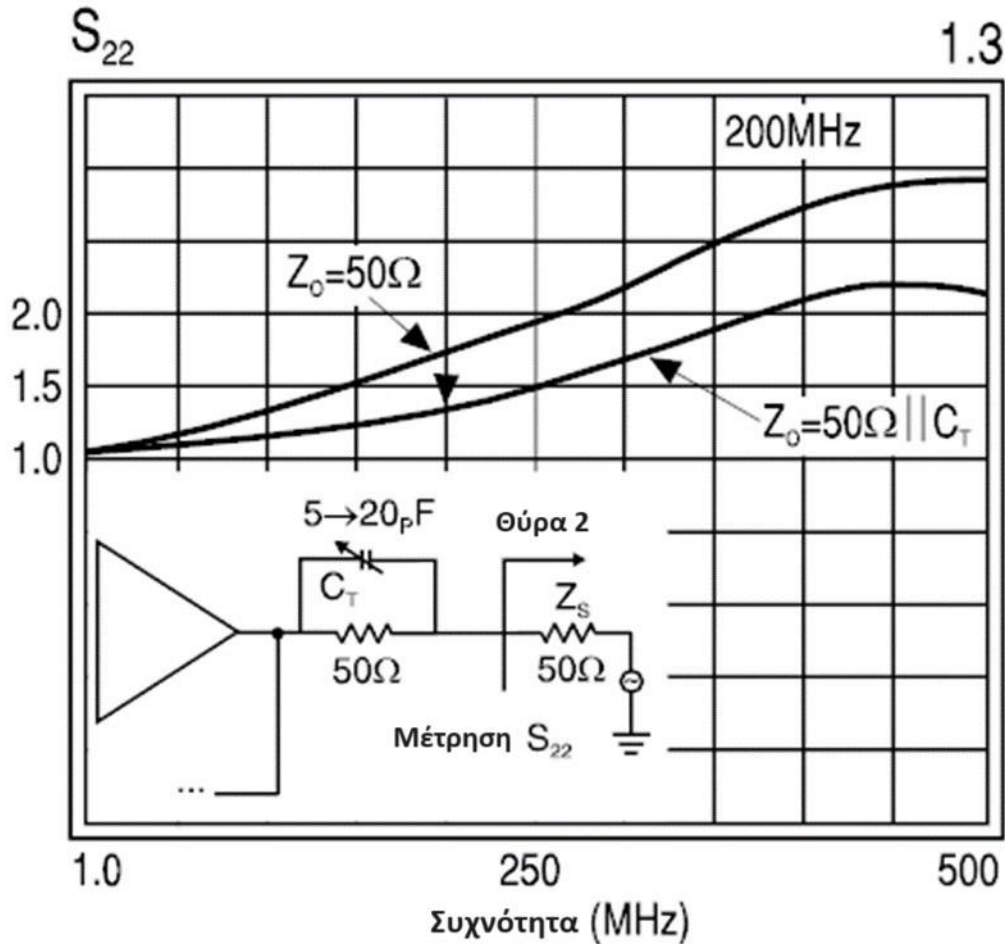
και $10 \log (S_{22})^2$ για την έξοδο.

Το ιδανικό VSWR είναι ίσο με 1 ενώ είναι συνήθως περίπου ίσο με 1.5 για RF ενισχυτές, πάνω από το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας τους. Η μέτρηση του VSWR της εισόδου έχει να κάνει με τη μέτρηση του λόγου $\frac{\text{ανακλώμενης ισχύος}}{\text{προσπίπτον τροφοδοσία}}$ στην θύρα 1 που φαίνεται στο Σχήμα 4. Το ιδανικό ταίριασμα των αντιστάσεων δεν έχει ανακλάσεις ισχύος.

Οι σύνθετες αντιστάσεις στους Operational Amplifiers (Op-Amps) είναι δυνατό να καθοριστούν από τον εκάστοτε σχεδιαστή, με στοιχεία που επιλέγει ο ίδιος και αυτός είναι ο λόγος που το VSWR δεν υπάρχει στα data sheets αυτών των ενισχυτών.

Η πολικότητα κέρδους σε έναν τελεστικό ενισχυτή έχει πολύ μικρή επίδραση στο VSWR της εξόδου. Σε χαμηλές συχνότητες, η αντίσταση εξόδου R_{out} καθορίζει από μόνη της το VSWR της εξόδου. Θέτοντας την αντίσταση αυτή στα 50 Ohm επιτυγχάνεται τέλεια απόδοση στο VSWR της εξόδου σε εύλογα επίπεδα υψηλών συχνοτήτων. Όσο η συχνότητα δοκιμής αυξάνεται, ταυτόχρονα η σύνθετη αντίσταση εξόδου του τελεστικού ενισχυτή αρχίζει να αυξάνεται καθώς μειώνεται το κέρδος του βρόχου. Το συγκεκριμένο επαγωγικό χαρακτηριστικό μπορεί να αντισταθμίζεται σε ένα βαθμό από μια μικρή χωρητικότητα διακλάδωσης κατά μήκος της αντίστασης εξόδου.

Στο παρακάτω γράφημα, Σχήμα 6. παρουσιάζεται ακριβώς αυτό, για οποιαδήποτε πολικότητα κέρδους, ξεχωριστά με δοκιμασμένη έξοδο VSWR, με και χωρίς την χωρητικότητα διακλάδωσης, που η τιμή αυτής της χωρητικότητας εξαρτάται από τον ενισχυτή και σε ένα βαθμό από τη ρύθμιση του κέρδους, και είναι προσδιορισμένη εμπειρικά για αυτή την δοκιμή, με τη χρήση ενός μικρού προσαρμοζόμενου πυκνωτή (με εύρος τιμών από 5 έως 20pF) που βρίσκεται ακριβώς απέναντι από την αντίσταση εξόδου R_{out} .



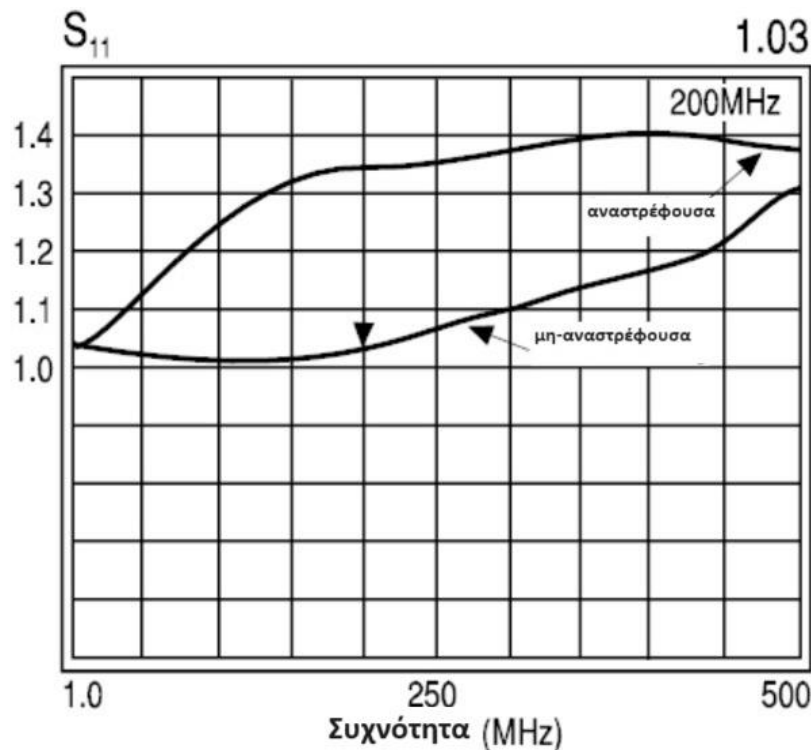
Σχήμα 6. Μέτρηση και συντονισμός του VSWR της εξόδου του τελεστικού CLC404 (Texas Instruments Inc. 2013)

Όσο η συχνότητα αυξάνεται, η χωρητικότητα του τελεστικού ενισχυτή θα υποβιβάσει το VSWR της εισόδου. Παρόλα αυτά όμως, επειδή η επίδραση είναι τόσο αμελητέα στο αναμενόμενο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας, δεν απαιτείται συντονισμός.

Για τους ενισχυτές ανατροφοδότησης ρεύματος, η ανάστροφη είσοδος είναι στην ουσία ένα οδηγούμενο buffer χαμηλής σύνθετης αντίστασης. Ωστόσο κάθε σύνθετη αντίσταση θα αυξάνεται με τη συχνότητα. Η φαινομενική αντίσταση ανάστροφης εισόδου ενός ενισχυτή ανάδρασης τάσης, θα αυξάνεται επίσης με τη συχνότητα όσο το κέρδος βρόχου μειώνεται. Στην περίπτωση ανάδρασης τάσης, η αύξηση της σύνθετης αντίστασης ανάστροφης εισόδου, θα παρατηρηθεί σε χαμηλότερη συχνότητα συγκριτικά με έναν ενισχυτή ανάδρασης ρεύματος, ενώ θα εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από τη ρύθμιση κέρδους του ενισχυτή.

Στο παρακάτω γράφημα, Σχήμα 7. φαίνεται η δοκιμασμένη είσοδος για τον ανάστροφο και μη ανάστροφο ενισχυτή S-παραμέτρου δοκιμαστικού κυκλώματος, που σε αυτή την περίπτωση μετρείται το S_{11} και επιτρέπεται στον φασματικό αναλυτή HP8753A να μετατρέψει τη μέτρηση και να εμφανίσει απευθείας το VSWR.

(Texas Instruments Inc., 2013; Agilent Technologies, 2000; VSWR Voltage Standing Wave Ratio, n.d.)



Σχήμα 7. Το VSWR εισόδου του τελεστικού ενισχυτή CLC404 (Texas Instruments Inc. 2013)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ

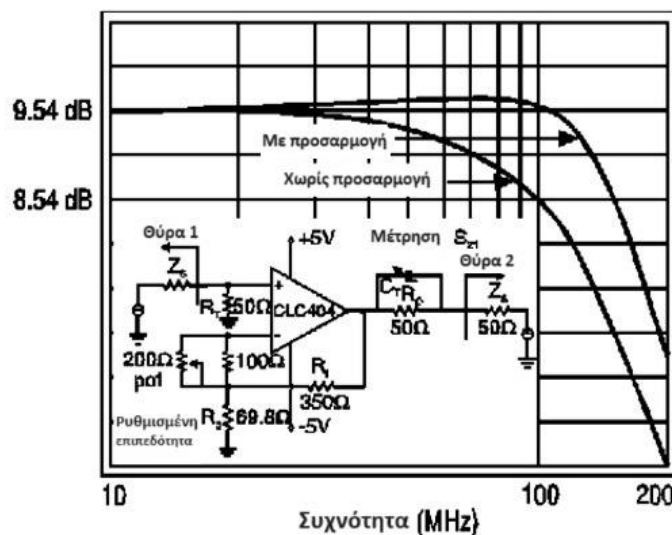
ΚΕΡΔΟΣ ΚΑΙ ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ (GAIN & BANDWIDTH)

Οι τυπικές προδιαγραφές ενός ενισχυτή ραδιοσυχνοτήτων παρουσιάζουν ένα σταθερό κέρδος (gain) όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2. με ένα καθορισμένο εύρος συχνοτήτων (εύρος ζώνης – bandwidth) για επίπεδο απολαβής 0.5 dB, με συχνότητες αποκοπής -3 dB. Για τον εκάστοτε σχεδιαστή που χρησιμοποιεί έναν τρέχοντα ενισχυτή ανάδρασης, ένα ευρύ φάσμα από πιθανά κέρδη είναι εύκολα προσβάσιμο. Με τον τελεστικό ενισχυτή CLC404 για παράδειγμα και το καθορισμένο εύρος κέρδους τάσης που κυμαίνεται από ± 1 έως ± 10 συνυπολογίζοντας την πρόσθετη απώλεια των 6 dB από την έξοδο προς το φορτίο, είναι εφικτό να υπάρχουν κέρδη από -6 dB έως 14 dB. Παρόλα αυτά μπορούν να επιτευχθούν και υψηλότερα κέρδη με τον ίδιο ενισχυτή, ή κάποιον άλλο ενισχυτή ανάδρασης ρεύματος θυσιάζοντας απλά μερικό εύρος ζώνης.

Το μπροστινό κέρδος έναντι της συχνότητας απόκρισης, S_{11} , συχνά παρουσιάζεται στα data sheets σε ένα εύρος κερδών. Το μικρό σήμα των -3 dB του εύρους ζώνης και της ομαλότητας του κέρδους, είναι εγγυημένα σε κάποιες συγκεκριμένες τιμές κέρδους για κάθε ενισχυτή. Σπανίως ένας ενισχυτής ανάδρασης τάσης παρουσιάζει τα χαρακτηριστικά του S_{21} (μπροστινή μετάδοση) καθώς εξαρτάται τόσο πολύ από τη ρύθμιση του κέρδους. Αυτοί οι ενισχυτές, μάλλον, εμφανίζουν ένα κέρδος ανοιχτού βρόχου και διάγραμμα φάσης, αφήνοντας στον εκάστοτε σχεδιαστή να προβλέψει το κέρδος και τη φάση του κλειστού βρόχου. Αρκετοί τελεστικοί ενισχυτές, όπως αυτοί της Texas Instruments, κανονικοποιούνται για να μπορούν να συγκρίνονται ευκολότερα τα σχήματα απόκρισης συχνότητας σε ένα ευρύ φάσμα απολαβών. Άλλο ένα πλεονέκτημα του εξαιρετικού ελέγχου κέρδους του βρόχου της τρέχουσας τοπολογίας ανάδρασης, είναι η πολύ καλή γραμμικότητα φάσης κέρδους προς τα εμπρός. Μια μέγιστη απόκλιση από τη γραμμική φάση είναι δεδομένη σε συγκεκριμένη ρύθμιση κέρδους στις προδιαγραφές των data sheets.

Η διακύμανση στην απόκριση συχνότητας από μέρος σε μέρος, είναι ελάχιστη στους υβριδικούς ενισχυτές της Texas Instruments, με περισσότερες παραλλαγές να παρατηρούνται στους μονολιθικούς ενισχυτές λειτουργίας. Όπως αναγράφεται και στην αναφορά λειτουργίας OA-13 (SNOA366) η τρέχουσα τοπολογία ανάδρασης επιτρέπει μια εύκολη και αντιστασιακή περικοπή για το σχήμα της απόκρισης συχνότητας, η οποία δεν έχει καμία επίδραση στο μελλοντικό κέρδος. Αυτή η επίπεδη περικοπή απόκριση συχνότητας, έχει το ίδιο αποτέλεσμα είτε για μη αντιστρέψιμες τοπολογίες, είτε για αντιστρέψιμες.

Το Σχήμα 8. παρουσιάζει αυτήν τη ρύθμιση που προστέθηκε στο κύκλωμα του μη αναστρέψιμου ενισχυτή S-παραμέτρου δοκιμαστικού κυκλώματος που φαίνεται στο Σχήμα 4. μαζί με το μετρημένο S_{21} , με και χωρίς αυτή την περικοπή που προαναφέρθηκε. Όπως περιγράφεται στην αναφορά λειτουργίας OA-13 (SNOA366), αυτή η ωμική περικοπή στο εσωτερικό του βρόχου ανάδρασης, έχει ως αποτέλεσμα τη ρύθμιση του κέρδους βρόχου και επομένως της συχνότητας απόκρισης, δίχως τη ρύθμιση του σήματος του κέρδους, το οποίο θα μπορούσε να ρυθμιστεί μόνο από τις αντιστάσεις R_f και R_g . Η συγκεκριμένη δοκιμή πετυχαίνει ομαλότητα ± 1 dB από DC έως 110 MHz με κέρδος 9.54 dB για το μη αναστρέψιμο δοκιμαστικό κύκλωμα που παρουσιάστηκε παραπάνω (με πανομοιότυπα αποτελέσματα για μία αναστρέψιμη διαμόρφωση).



Σχήμα 8. Μέτρηση και ρύθμιση της συχνότητας απόκρισης S_{21} (Texas Instruments Inc., 2013)

Οι τιμές των R_f και R_g έχουν μειωθεί από τις τιμές που χρησιμοποιήθηκαν στο κύκλωμα που φαίνεται στο Σχήμα 4. Αν και η αναλογία και ως εκ τούτου το κέρδος, παρέμειναν ίδια. Ρυθμίζοντας το κιβώτιο αντιστάσεων στα 0 Ohm, αυτή η χαμηλότερη τιμή της R_f διασφαλίζει ότι η απόκριση συχνότητας θα είναι μέγιστη για οποιοδήποτε τελεστικό ενισχυτή CLC404 που χρησιμοποιείται στο κύκλωμα. Στην πορεία, αυξάνοντας την αντίσταση στην ανάστροφη είσοδο, ο ενισχυτής μπορεί να αντισταθμιστεί και το S_{21} να προσαρμοστεί στην εξαιρετική ομαλότητα που παρουσιάζεται παραπάνω.

Η διακύμανση στην απόκριση συχνότητας από μέρος σε μέρος γίνεται πιο έντονη όσο οι επιθυμητές συχνότητες λειτουργίας και τα κέρδη του σήματος αυξάνονται. Η λειτουργία του CLC404 για παράδειγμα, έως τα 50 MHz με κέρδος 9.54 dB, θα έχει ελάχιστη διακύμανση σε σχέση με τη λειτουργία στα 100 MHz και με κέρδος 14 dB. Για ομαλότητα ± 1 dB και λαμβάνοντας υπόψιν τη γρήγορη υποβάθμιση της απόδοσης της παραμόρφωσης σε υψηλότερες συχνότητες, τα 100 MHz είναι πιθανώς ένα λογικό άνω όριο για τη λειτουργία των ενισχυτών της Texas Instruments για εφαρμογές RF. Η λειτουργία σε υψηλότερες συχνότητες μπορεί να πραγματοποιηθεί αν τα χαρακτηριστικά της υποβαθμισμένης ομαλότητας και της παραμόρφωσης, είναι αποδεκτά για την εφαρμογή. Τα δεδομένα αυτά μπορούν να αλλάζουν με τον καιρό και η συχνότητα λειτουργίας να επεκτείνεται.

(Texas Instruments Inc, 2013)

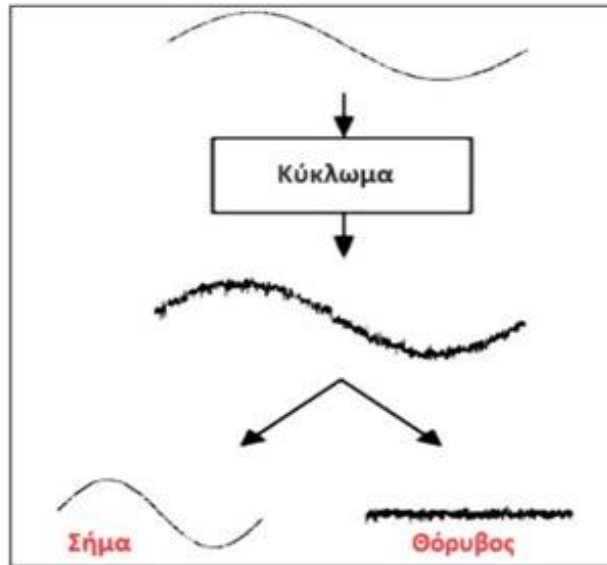
EΙΚΟΝΑ ΘΟΡΥΒΟΥ (NOISE FIGURE)

Η εικόνα θορύβου (Noise Figure) και ο παράγοντας θορύβου (Noise Factor) είναι μέτρα υποβάθμισης του λόγου $\frac{\text{σήμα}}{\text{θόρυβος}}$ που προκαλούνται από εξαρτήματα σε μια αλυσίδα σήματος. Είναι δηλαδή ένας αριθμός με τον οποίο μπορεί να προσδιοριστεί η απόδοση ενός ενισχυτή, ή ενός ραδιοφωνικού δέκτη, με χαμηλότερες τιμές που δείχνουν καλύτερη απόδοση, ή με άλλα λόγια είναι μια παράμετρος με την οποία σκιαγραφείται η ικανότητά του να επεξεργάζεται σήματα χαμηλού επιπέδου. Για τη μελέτη της εικόνας θορύβου ενός κυκλώματος λοιπόν, πρέπει να υπολογιστεί αρχικά ο θόρυβος και το επιθυμητό σήμα εισόδου και εξόδου. Για τη λήψη του επιθυμητού σήματος από τον θόρυβο, υπάρχει ο λόγος του SNR (Signal to Noise Ratio) δηλαδή ο λόγος ισχύος του επιθυμητού σήματος προς την ισχύ θορύβου. Μαθηματικά αυτό εκφράζεται ως $SNR = \frac{P_{signal}}{P_{noise}}$. Επομένως, απώτερος σκοπός είναι η μεγιστοποίηση του λόγου του SNR, οπότε αν για παράδειγμα ο λόγος είναι μεγαλύτερος από 0 dB, δηλαδή μεγαλύτερος του 1:1, τότε υπάρχει περισσότερο σήμα από ότι θόρυβος. Σε ένα σύστημα ο συντελεστής θορύβου (F) ορίζεται ως $F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}$. Όπου παρουσιάζεται ο λόγος αυτός, μπορεί να αντικαθίσταται για συντομία ως F.

Ο λόγος αυτός έχει αρκετούς τρόπους έκφρασης ανάλογα με το σύστημα που καλείται να μοντελοποιηθεί.

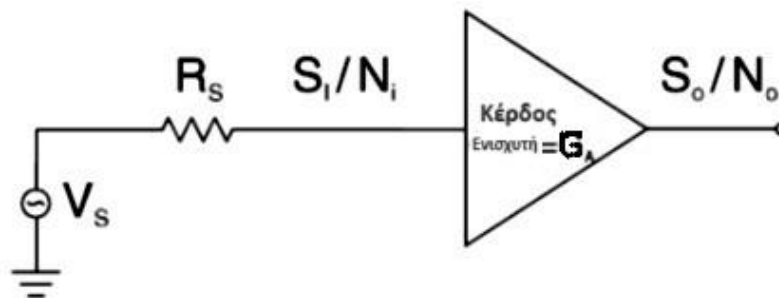
Στην επόμενη εικόνα γίνεται ευδιάκριτη η παρουσία του σήματος και του θορύβου πριν και μετά από ένα κύκλωμα.

(Agilent Technologies, 2000; Κρανά, 2016)



Σχήμα 9. Διάκριση σήματος – θορύβου (Gray & Hurst & Lewis & Meyer, 2007)

Παρακάτω παρουσιάζεται μια ιδανική σχηματική απεικόνιση του θορύβου, καθώς και ο τύπος που τον διέπει.



$$\text{Noise Figure} = \text{NF} = 10 \log \left[\frac{S_i / N_i}{S_o / N_o} \right] = 10 \log \left[\frac{S_i N_o}{S_o N_i} \right]$$

Σχήμα 10. Ιδανική απεικόνιση του αριθμού θορύβου και ο ορισμός του (Texas Instruments Inc., 2013)

Σε αντίθεση με το σημείο συμπίεσης και το σημείο ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης, η εικόνα του θορύβου για έναν τελεστικό ενισχυτή, είναι πάντα χρήσιμη με τον ίδιο τρόπο, όπως και για έναν ενισχυτή RF. Όπως και η συμπίεση και η διακοπή, η εικόνα θορύβου αναπτύσσεται γενικά σε μια συγκεκριμένη συχνότητα και μπορεί να αλλάξει ξανά αλλάζοντας συχνότητα. Μια μεμονωμένη τιμή κανονικά μπορεί να χρησιμοποιηθεί πάνω από τη γωνιακή συχνότητα θορύβου $\frac{1}{f}$ του τελεστικού ενισχυτή.

Η εικόνα θορύβου μπορεί να υπολογιστεί με ακρίβεια από τους ισοδύναμους όρους θορύβου εισόδου για έναν τελεστικό ενισχυτή και τις τιμές αντιστάσεων που χρησιμοποιούνται για να επιτευχθούν οι επιθυμητές τιμές κέρδους και σύνθετης αντίστασης εισόδου.

Σε αντίθεση με τους ενισχυτές RF με σταθερή τιμή κέρδους και θορύβου, η εικόνα θορύβου ενός τελεστικού ενισχυτή θα είναι ισχυρά εξαρτώμενη από τη ρύθμιση του κέρδους (απολαβής). Παρόλα αυτά είναι εφικτό να προβλεφθεί εύκολα το ποσοστό του θορύβου με τις εξισώσεις που αναπτύσσονται στο κεφάλαιο αυτό.

Μια πολύ γενική ανάπτυξη θα παρουσιαστεί στη συνέχεια για την εικόνα θορύβου ενός μη αναστρέψιμου τελεστικού ενισχυτή προκειμένου να γίνει εύκολα μια σύγκριση με εκφράσεις εικόνων θορύβου που παρουσιάστηκαν σε προηγούμενα δεδομένα της Texas Instruments.

Ωστόσο η τιμή του θορύβου σε έναν αναστρέψιμου τελεστικό ενισχυτή μπορεί να προκύψει με την υπόθεση που χρησιμοποιείται συνήθως, ότι η σύνθετη αντίσταση εισόδου ταιριάζει με την σύνθετη αντίσταση εισόδου. Ένα ιδανικό σχηματικό στο οποίο απεικονίζεται ο ορισμός της εικόνας θορύβου, είναι αυτό στο *Σχήμα 10*. παραπάνω.

Όλοι οι θόρυβοι εισόδου και εξόδου και οι όροι σήματος στην εξίσωση της εικόνας θορύβου (NF) θεωρούνται ότι είναι δυνάμεις. N_i είναι η ισχύς θορύβου που προέρχεται από την αντίσταση πηγής στην είσοδο του ενισχυτή, ενώ όλες οι άλλες πηγές εισόδου θορύβου θεωρούνται μέρος του ενισχυτή και συμβάλλουν στην ισχύ θορύβου, N_o , φαίνεται στην έξοδο.

Παρατηρώντας και αναλύοντας και τα δύο μέρη της έκφρασης της εικόνας θορύβου (NF) στη λογαριθμική συνάρτηση που φαίνεται στο *Σχήμα 10*. προκύπτει:

Ο λόγος $\frac{S_i}{S_o}$ είναι το αντίστροφο του κέρδους ισχύος που παρέχεται από τον ενισχυτή.

Ο λόγος $\frac{N_o}{N_i}$ είναι η συνολική ισχύς θορύβου της εξόδου, που περιλαμβάνει και τη συμβολή της αντίστασης R_s , διαιρούμενο με την ισχύ του θορύβου στην είσοδο, λόγω του R_s .

Προκειμένου να απλοποιηθεί αυτό, ας γίνι υποθέση ότι το N_a είναι η ισχύς του θορύβου που προστίθεται από τον ενισχυτή (που ανακλάται στη θύρα εισόδου του).

Αναλυτικότερα:

$$\frac{S_i}{S_o} = \frac{1}{G} \quad \text{και} \quad \frac{N_o}{N_i} = G \times \frac{(N_i + N_a)}{N_i}, \quad \text{όπου} \quad G \times (N_i + N_a) = N_o$$

Έτσι λοιπόν, αντικαθιστώντας αυτές τις δύο μαθηματικές εκφράσεις στην έκφραση της εικόνας θορύβου (NF), προκύπτει τελικά:

$$NF = 10 \log \left[\frac{1}{G} \left(\frac{G[N_i + N_a]}{N_i} \right) \right] = 10 \log \left(1 + \frac{N_a}{N_i} \right)$$

Σχήμα 11. Εξίσωση της εικόνας θορύβου (Λόγος Ισχύος) (Texas Instruments Inc., 2013)

Η έκφραση της εικόνας θορύβου, απλοποιείται ούτως ώστε να εξαρτάται μόνο από την αναλογία της ισχύος του θορύβου που προστίθεται από τον ενισχυτή στην είσοδό του, (θεωρώντας πως η αντίσταση της πηγής είναι στη θέση της, αλλά χωρίς θόρυβο κατά τη λήψη της N_a) (δηλαδή την ισχύ του θορύβου που προστίθεται στον ενισχυτή), στην ισχύ του θορύβου που παρέχεται από την αντίσταση πηγής (θεωρώντας ότι όλα τα στοιχεία του ενισχυτή είναι στη θέση τους, αλλά χωρίς θόρυβο κατά τη λήψη της N_i) (δηλαδή της ισχύς θορύβου που προέρχεται από την αντίσταση πηγής στην είσοδο του ενισχυτή).

Γενικά ο ορισμός της εικόνας θορύβου (NF), περιορίζει επίσης την σύνθετη αντίσταση εισόδου για τον ενισχυτή, για να ταιριάξει με την αντίσταση της πηγής. Αυτό αποδίδει $N_i = kT$ με αυτόν τον περιορισμό.

Η εικόνα θορύβου (NF) της εξίσωσης που παρουσιάζεται στο Σχήμα 11. προσδιορίζεται ως λόγος ισχύος. Οι μεμονωμένοι όροι θορύβου για τον τελεστικό ενισχυτή, λειτουργούν αντίθετα για να ενσωματώσουν από πάνω ένα εύρος ζώνης ισχύος θορύβου.

Ο συνδυασμός χωριστών συνεισφερόμενων πηγών ρεύματος, είναι θέμα προσθήκης ισχύων θορύβου. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί μετατρέποντας όλους τους θορύβους του ρεύματος σε τάση, μέσω της κατάλληλης αντίστασης, αθροίζοντας στη συνέχεια όλους τους τετραγωνισμένους όρους τάσεων θορύβου. Οποιαδήποτε αντίσταση (συνήθως χρειάζεται να οριστεί μία ισχύς), ή το εύρος ζώνης ισχύος θορύβου (που χρησιμοποιείται για τη μετατροπή από σημείο σε ενσωματωμένο θόρυβο), θα εξομαλυνθεί έξω, από τη στιγμή που αναπτύσσεται ο λόγος των δύο ισχύων (δυνάμεων) στο ίδιο σημείο του κυκλώματος. Συνεπώς, η ισχύς του σημειακού θορύβου είναι απλά ένα θέμα άθροισης όλων των σχετικών τετραγωνισμένων τάσεων θορύβου. Ο Πίνακας 3. παρακάτω παρουσιάζει έναν τελεστικό ενισχυτή, σε μη αναστροφή διαμόρφωση, με όλη τη μεμονωμένη αντίσταση και αναλυτικά τους όρους θορύβου εισόδου του ενισχυτή.

e_n	Θόρυβος τάσης εισόδου τελεστικού ενισχυτή
in_i	Θόρυβος ρεύματος εισόδου μη αναστρέφοντος τελεστικού ενισχυτή
i_i	Θόρυβος ρεύματος εισόδου αναστρέφοντος τελεστικού ενισχυτή
R_T	Αντίσταση τερματικού εισόδου
e_T	Θόρυβος τάσης του R_T
e_f	Θόρυβος τάσης του R_f
i_g	Θόρυβος ρεύματος του R_g
e_S	Θόρυβος τάσης του R_S

Πίνακας 3. Όροι εικόνων θορύβου για μη αναστρέφοντα τελεστικό ενισχυτή

Ο θόρυβος μιας αντίστασης (Θόρυβος Johnson), μπορεί να οριστεί είτε ως σημείο ρεύματος ή σαν θόρυβος τάσης. Για έναν αντιστάτη τιμής R, υπάρχουν δύο πιθανές εξισώσεις, και αυτές είναι οι παρακάτω.

Θόρυβος τάσης: $e_R = \sqrt{4kTR}$

Θόρυβος ρεύματος: $i_R = \sqrt{\frac{4kT}{R}}$

Όπου:

$k = 1.83 \times 10^{-23} \frac{\text{Joules}}{^\circ\text{Kelvin}}$ η σταθερά του Boltzmann,

$T = ^\circ\text{Kelvin} = 290^\circ$ στην προκειμένη περίπτωση,

$4kT = 16 \times 10^{-21} \text{ Joules}$ με $T = 290^\circ\text{K}$.

Βασιζόμενοι στους όρους του Πίνακα 2, η εξίσωση της εικόνας θορύβου (NF) μπορεί να αναπτυχθεί σχηματίζοντας μία εξίσωση για το N_i και το N_a . Το N_i είναι η ισχύς θορύβου που παρέχεται από τον θόρυβο της αντίστασης της πηγής στην είσοδο του ενισχυτή. Σε αυτή την ανάλυση θεωρούνται οι τάσεις θορύβου ως πηγές στην κανονική ανάλυση γραμμικού κυκλώματος, αλλά τελικά τετραγωνίζοντας την τάση θορύβου που προκύπτει, η οποία παρέχεται από το e_s στο R_T . Πράγμα που σημαίνει πως ο ενισχυτής έχει μια άπειρη, μη ανάστροφη αντίσταση στην είσοδο, με όλες τις άλλες πηγές θορύβου να αγνοούνται προς το παρόν.

Για να προκύψει μια εξίσωση για το N_a , όλοι οι άλλοι θόρυβοι τάσεων και ρευμάτων, αναφέρονται στη μη αναστρέφουσα είσοδο και αθροίζονται ως τάσεις υψωμένες στο τετράγωνο. Για τους όρους θορύβου στην ανάστροφη πλευρά του ενισχυτή, είναι προτιμότερο να βρεθεί το κέρδος του κάθε όρου στην τάση εξόδου, ενώ στη συνέχεια ανατρέχοντας στη μη αναστρέφουσα είσοδο, να διαιρεθεί με το μη ανάστροφο κέρδος τάσης του ενισχυτή.

Μιας και τα κέρδη τάσεων είναι γραμμικά, ορίζεται αυτό το κέρδος ως:

$$A_{V+} = 1 + \frac{R_f}{R_g}$$

Ο Πίνακας 4, παρακάτω, αποτυπώνει κάθε μεμονωμένο θόρυβο τάσης και ρεύματος, καθώς επίσης και τα «κέρδη» τους στην είσοδο, του Πίνακα 3. Να σημειωθεί πως όλοι οι όροι των

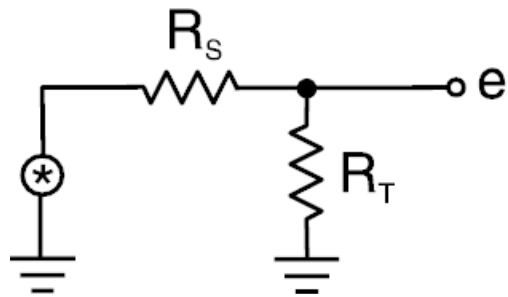
Θορύβων ρεύματος έχουν μια αντίσταση στην έκφραση (εξίσωση) του κέρδους τους, για να αποφέρει όλους τους όρους θορύβου τάσης στην είσοδο του ενισχυτή.

$$e_i = \frac{R_T}{R_S + R_T} \sqrt{4kTR_S}$$

$$N_i = e_i^2 = \frac{R_T^2 4kTR_S}{\left(\frac{R_S}{R_T}\right)^2}$$

Ορίζεται το εξής: $R_p = R_S \parallel R_T = \frac{R_S \times R_T}{R_S + R_T}$

$$N_i = \frac{4kTR_p \times R_T}{R_S + R_T} = \frac{4kTR_p}{1 + \frac{R_T}{R_S}} \quad \text{Equation 1}$$



Σχήμα 12. Υπολογισμός ισχύος θορύβου εισόδου (κύκλωμα) (Texas Instruments Inc., 2013)

Πηγή Θορύβου	Τιμή	Κέρδος Τάσης στην Είσοδο
Θόρυβος τάσης μη αναστρέφουσας εισόδου	e_n	1
Θόρυβος ρεύματος μη αναστρέφουσας εισόδου	i_n	$R_n \parallel R_T \rightarrow (R_p)$
Θόρυβος ρεύματος αναστρέφουσας εισόδου	i_i	R_f/A_v^*
Θόρυβος τάσης τερματικής αντίστασης εισόδου	$\sqrt{4kT/R_g}$	$R_S/R_S + R_T$
Θόρυβος ρεύματος αντίστασης ρύθμισης κέρδους	$\sqrt{4kT/R_g}$	R_f/A_v^*
Θόρυβος τάσης αντίστασης ανατροφοδότησης	$\sqrt{4kT/R_g}$	$1/A_v^*$

Πίνακας 4. Όροι θορύβου που συνεισφέρουν στο N_o για τη διαμόρφωση μη ανάστροφου τελεστικού ενισχυτή

Όπως περιγράφεται στην Αναφορά Λειτουργίας OA-12 (SNOA375), το μοντέλο θορύβου για έναν τελεστικό ενισχυτή προσπαθεί να συγκεντρώσει όλες τις εσωτερικές πηγές θορύβου του πραγματικού ενισχυτή σε έναν ισοδύναμο θόρυβο τάσης εισόδου, στη μη αναστρέφουσα είσοδο και δύο θορύβους ρευμάτων εισόδου. Μια πιθανή σύγχυση που μπορεί να υπάρξει, είναι, παρότι γίνεται προσπάθεια να αναπτυχθεί η συνολική ισχύς θορύβου στην είσοδο του τελεστικού ενισχυτή, ποια είναι η σχέση που έχει αυτό με τον όρο του θορύβου τάσης εισόδου, που ήδη έχει εμφανιστεί στο μοντέλο του τελεστικού ενισχυτή; Η πρόθεση λοιπόν της Αναφοράς Λειτουργίας OA-12 που προαναφέρθηκε, είναι να παρέχει ένα μέσο πρόβλεψης της απόδοσης του θορύβου, σε ένα ευρύ φάσμα εξωτερικών συνθηκών λειτουργίας. Το μοντέλο του ενισχυτή εν που αποτυπώνεται στον Πίνακα 3 παραπάνω, ασχολείται μόνο με τα εσωτερικά χαρακτηριστικά του ίδιου του τελεστικού ενισχυτή. Ο συνολικός θόρυβος εξόδου το περιλαμβάνει αυτό καθώς και τις συνεισφορές από όλες τις άλλες πηγές θορύβου που παρουσιάζονται εκεί. Φτάνοντας στην εξίσωση για το συνολικό θόρυβο τάσης εξόδου, ένας ισοδύναμος θόρυβος τάσης εισόδου, μπορεί να προκύπτει απλά διαιρώντας με το κέρδος τάσης του τελεστικού ενισχυτή. Αυτό το βήμα της εισόδου, αναφέρεται σε κάθε πηγή θορύβου που εκτελείται για κάθε όρο στον Πίνακα 4. Προκειμένου να σχηματιστεί μια εξίσωση για το N_a χρειάζεται μόνο να αθροιστεί το τετράγωνο του γινομένου κάθε πηγής θορύβου και το σχετικό κέρδος, που φαίνεται στο ίδιο πίνακα.

$$N_a = e_n^2 + (i_{ni}R_p)^2 = \left(i_i \frac{R_f}{A_v^+} \right)^2 + \frac{4kTR_T R_S^2}{(R_S + R_T)^2} + \frac{4kTR_f^2}{R_g(A_v^+)^2} + \frac{4kTR_f}{(A_v^+)^2}$$

Η σχέση αυτή απλοποιείται σε:

$$N_a = e_n^2 + (i_{ni}R_p)^2 + \left(i_i \frac{R_f}{A_v^+} \right)^2 + \frac{4kTR_p}{1 + R_T / R_S} + \frac{4kTR_f}{A_v^+} \quad \text{Equation 2}$$

Όροι θορύβου του τελεστικού ενισχυτή + Όρος θορύβου τερματικής αντίστασης + Συνδυασμένοι όροι θορύβου αντίστασης και ρύθμιση κέρδους ανατροφοδότησης

Στη φάση αυτή μπορεί να προκύψει μια εξίσωση για το μη αναστρέψοσα εικόνα θορύβου (N+) αντικαθιστώντας την *Εξίσωση 1*. και την *Εξίσωση 2*. στην εξίσωση της εικόνας θορύβου (Λόγος Ισχύος) που φαίνεται στο *Σχήμα 11*.

$$NF^+ = 10 \log \left[1 + \frac{e_n^2 + (i_{ni} R_p)^2 + \left(i_i \frac{R_i}{A_v^+} \right)^2 + \frac{4kTR_p}{1+R_T/R_S} + \frac{4kTR_f}{A_v^+}}{\frac{4kTR_p}{1+R_S/R_T}} \right]$$

Η σχέση αυτή απλοποιείται σε:

$$NF = 10 \log \left[1 + \frac{1+R_S/R_T}{1+R_T/R_S} + \frac{(1+R_S/R_T)R_p^2}{4kTR_p} \left(\left(\frac{e_{ni}}{R_p} \right)^2 + i_{ni}^2 + \left(\frac{i_i R_f}{R_p A_v^+} \right)^2 + \frac{4kTR_f}{R_p^2 A_v^+} \right) \right]$$

Απλοποιώντας δύο από αυτούς τους όρους, προκύπτει:

$$\frac{1 + \frac{R_S}{R_T}}{1 + \frac{R_T}{R_S}} = \frac{\frac{R_T + R_S}{R_T}}{\frac{R_S + R_T}{R_S}} = \frac{R_S}{R_T}$$

Υπενθυμίζεται ότι: $R_p = \frac{R_S \times R_T}{R_S + R_T}$. Επομένως:

$$\frac{\left(1 + \frac{R_S}{R_T} \right) R_p^2}{4kTR_p} = \frac{\frac{R_T + R_S}{R_T} \frac{R_S R_T}{R_S + R_T}}{4kT} = \frac{R_S}{4kT}$$

Αντικαθιστώντας αυτές τις απλοποιήσεις στην *Εξίσωση 2*. προκύπτει τελικά:

$$NF^+ = 10 \log \left[1 + \frac{R_S}{R_T} + \frac{R_S}{4kT} \left(\left(\frac{e_{ni}}{R_p} \right)^2 + i_{ni}^2 + \left(\frac{i_i R_f}{R_p A_v^+} \right)^2 + \frac{4kTR_f}{A_v^+ R_p^2} \right) \right]$$

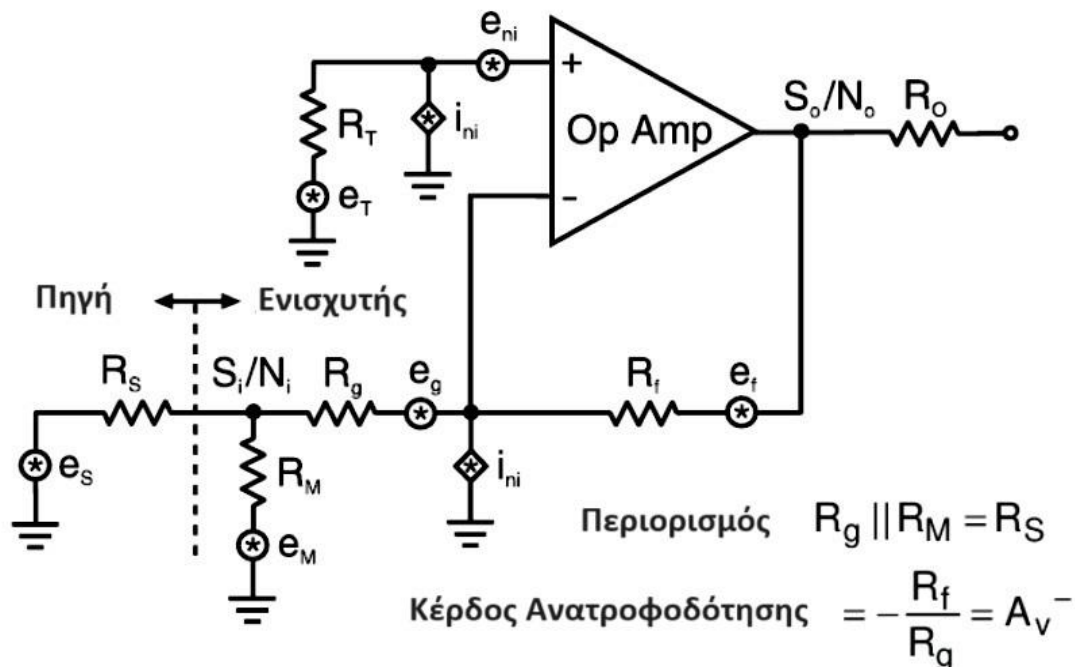
(Texas Instruments Inc., 2013; Agilent Technologies, 2000)

ΕΙΚΟΝΑ ΘΟΡΥΒΟΥ ΑΝΑΣΤΡΟΦΟΥ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ

Στην προκειμένη περίπτωση τα δεδομένα είναι πιο απλά, με τον μόνο περιορισμό ότι η σύνθετη αντίσταση εισόδου του τελεστικού ενισχυτή, να είναι ίση με το R_s . Στο Σχήμα 13. παρουσιάζεται το κύκλωμα προς ανάλυση, μαζί με όλες τις πηγές θορύβου που συμβάλουν: Το R_T και η πηγή θορύβου τάσης, έχουν διατηρηθεί στη μη-αναστρέφουσα είσοδο για πλήρη γενικότητα. Σε αυτήν τη φάση, ο θόρυβος του R_g εμφανίζεται ως πηγή τάσης, αντί για όρος θορύβου ρεύματος που χρησιμοποιείται στη μη αναστρέφουσα ανάλυση.

Η ανάπτυξη της εξίσωσης της εικόνας θορύβου για τη διαμόρφωση του αναστρέφοντα ενισχυτή, είναι θέμα επίλυσης του N_a και του N_i και αντικαθιστώντας αυτές τις εξισώσεις στην εξίσωση της εικόνας θορύβου (Λόγο θορύβου) που φαίνεται στο Σχήμα 11.

Γνωρίζοντας πως η αντίσταση εισόδου αντιστοιχεί στο R_s , ο μισός θόρυβος τάσης μεταφέρεται στη θύρα εισόδου του ενισχυτή, γεγονός που δίνει τελικά μια τάση 2 στην είσοδο.



Σχήμα 13. Ανάλυση εικόνας θορύβου αναστρέφοντα τελεστικού ενισχυτή (Texas Instruments Inc., 2013)

Όπου:
$$e_i^2 = \left(\frac{1}{2}e_s\right)^2 = \frac{1}{4}4kTR_S = kTR_S$$
 Equation 3

Ο Πίνακας 5. παρακάτω, παρουσιάζει κάθε μεμονωμένο όρο θορύβου με το κέρδος του στην αναστρέφουσα είσοδο μαζί, εκτός από το e_s . Οι όροι θορύβου στη μη-αναστρέφουσα είσοδο έχουν κέρδος A_i στην αναστρέφουσα είσοδο, κάτι το οποίο αντιπροσωπεύει το μη-αναστρεφόμενο κέρδος στην έξοδο, διαιρεμένο με το αναστρεφόμενο κέρδος πίσω στην αναστρέφουσα είσοδο. Ο όρος θορύβου των δύο αντιστάσεων R_M και R_g θεωρείται ότι έχει κέρδος τάσης στην αναστρέφουσα είσοδο, που ορίζεται απλά από τα δίκτυα αντιστάσεων και απλοποιείται με τον περιορισμό ότι το R_M πρέπει να ρυθμιστεί ούτως ώστε να αποδίδει $R_g || R_M = R_s$.

Υπάρχει μεγαλύτερη ευκολία στο να επιβεβαιωθούν οι εξισώσεις κέρδους του R_g και του R_M υπολογίζοντας τις τρεχούμενες τάσεις που δημιουργούνται στο R_g , παίρνοντας το ρεύμα στην έξοδο, πολλαπλασιάζοντας με R_f και στη συνέχεια ανατρέχοντας πίσω στην αναστρέφουσα είσοδο και διαιρώντας με το κέρδος $A_v = \frac{R_f}{R_g}$ (Κέρδος αναστροφής). Έχοντας κάνει αυτό και αντικαθιστώντας στην πορεία το R_M , θα προκύψουν οι απλοποιημένες εξισώσεις του κέρδους που παρουσιάζονται παρακάτω στον Πίνακα 5.

Ο θόρυβος ρεύματος αναστροφής και ο R_f θόρυβος τάσης, μεταφέρονται στην έξοδο και στη συνέχεια αντανακλώνται πίσω στην αναστρέφουσα είσοδο, διαιρώντας με το κέρδος αναστροφής.

Πηγή Θορύβου	Τιμή	Κέρδος Τάσης στην Είσοδο
Θόρυβος τάσης μη αναστρέφουσας εισόδου	e_n	A_T
Θόρυβος ρεύματος μη αναστρέφουσας εισόδου	i_n	$R_T A_T$
Θόρυβος αντίστασης πηγής μη αναστρέφουσας εισόδου	$\sqrt{4kT/R_T}$	A_T
Θόρυβος ρεύματος αναστρέφουσας εισόδου	i_i	$\frac{R_T}{A_V}$
Θόρυβος ισοδύναμης αντίστασης προσαρμογής αναστρέφουσας εισόδου	$\sqrt{4kT/R_M}$	$\frac{1}{2} \left[1 + \frac{R_T}{A_V} \right]$
Αντίσταση ρύθμισης κέρδους	$\sqrt{4kT/R_g}$	$1 + \frac{1}{2} \frac{R_s}{R_g}$
Θόρυβος τάσης αντίστασης ανατροφοδότησης	$\sqrt{4kT/R_f}$	$\frac{1}{A_V}$

Πίνακας 5. Όροι θορύβου που συμβάλουν στο N_a για τη διαμόρφωση του αναστρέφοντα τελεστικού ενισχυτή

$$\text{Όπου: } A_V = \frac{R_f}{R_g} \quad \text{και} \quad A_T = \frac{1 + A_V^{-2} \left(1 - \frac{1R_s}{2R_g} \right)}{A_V}$$

$$\text{Για } A_V > \sqrt{\frac{2R_f}{R_s}}, \quad A_T < 1$$

$$\text{και } R_M = \frac{R_g \times R_s}{R_g - R_s} \quad \text{για να ισχύει } R_g || R_M = R_s$$

Οι όροι του θορύβου στη μη αναστρέφουσα πλευρά του τελεστικού ενισχυτή, έχουν κέρδος A_T στην αναστρέφουσα είσοδο. Καθώς το κέρδος A_V αυξάνεται, το κέρδος A_T πέφτει κάτω από την τιμή του 1 (<1) το οποίο συμβάλλει στον χαμηλότερο αριθμό θορύβου που επιτυγχάνεται με τη χρήση ανάστροφης διαμόρφωσης ενισχυτή.

Μια εξίσωση για τον θόρυβο τάσης 2 στην είσοδο, μπορεί να βρεθεί λαμβάνοντας το άθροισμα του τετραγώνου του γινομένου κάθε πηγής θορύβου και του κέρδους που σχετίζεται, όπως φαίνεται στον Πίνακα 5.

$$e_a^2(e_n A_T)^2 + (i_m R_T A_T)^2 + 4kTR_T A_T^2 + \left(\frac{i_f R_f}{A_v}\right)^2 + 4kTR_m \left(\frac{1}{2} \left(1 - \frac{R_S}{R_g}\right)\right)^2 + 4kTR_g \left(1 - \frac{1R_S}{2R_g}\right)^2 + \frac{4kTR_f}{(A_v^-)^2}$$

Συνδυάζοντας τις δύο ισχύς θορύβου που αποδίδονται στο δίκτυο αντιστοίχισης εισόδου, θα επιτραπεί σημαντική απλοποίηση στην εξίσωση που θα προκύψει τελικά για τον αριθμό θορύβου αναστροφής. Αντικαθιστώντας όπου R_m με την εξίσωση που φαίνεται στον Πίνακα 5. και επεκτείνοντας τις εξισώσεις τετραγωνισμένου κέρδους, προκύπτει:

$$\frac{4kTR_g R_S}{R_g - R_S} \left[\frac{1}{4} \frac{(R_g - R_S)^2}{R_g^2} \right] + 4kTR_g \frac{1}{4} \left(2 - \frac{R_S}{R_g}\right)^2 = kTR_S \left(1 - \frac{R_S}{R_g}\right) + kTR_S \left[4 \frac{R_g}{R_S} - 4 + \frac{R_S}{R_g}\right] = kT(4R_g - 3R_S)$$

Τοποθετώντας το στην εξίσωση του ανάστροφου e_a^2 και ομαδοποιώντας ταυτόχρονα τους μη-ανάστροφους όρους θορύβου, προκύπτει τελικά:

$$e_a^2 = \left(e_n^2 + (i_{ni} R_T)^2 + 4kTR_T\right) A_T^2 + \left(\frac{i_f R_f}{A_v^-}\right)^2 + kTR_S \left(4 \frac{R_g}{R_S} - 3\right) + \frac{4kTR_f}{(A_v^-)^2}$$

Equation 4

$$NF^- = 10 \log \left(2 \left(2 \frac{R_g}{R_S} - 1\right) + \frac{(e_n^2 + (i_{ni} R_T)^2 + 4kTR_T) A_T^2 + \left(\frac{i_f R_f}{A_v^-}\right)^2 + \frac{4kTR_f}{(A_v^-)^2}}{kTR_S} \right)$$

Equation 5

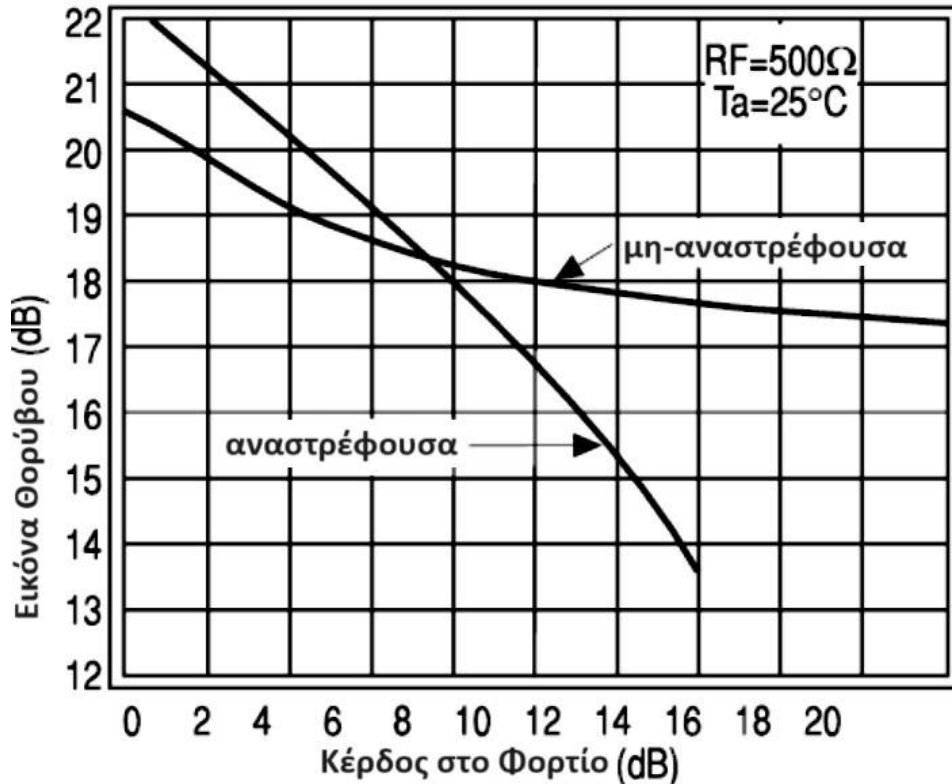
Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις για το ανάστροφο e_a^2 και e_i^2 (Εξίσωση 4. και Εξίσωση 5.) στην εξίσωση της εικόνας θορύβου (λόγος ισχύος) που παρουσιάζεται στο Σχήμα 11., γνωρίζοντας παράλληλα πως διαιρώντας κάθε όρο με R_S θα προκύψει N_a και N_i αντίστοιχα, φαίνεται πως ο όρος kTR_S που προέκυψε μέσα στο e_a^2 από τους θορύβους των αντιστάσεων R_m και R_g θα μετατραπεί σε έναν απλούστερο όρο, χωρίς να περιλαμβάνει το kTR_S . Μία διαφορά με την εξίσωση του NF^+ , είναι ότι αυτό το μέρος της εξίσωσης περιλαμβάνει τη

συνεισφορά και του R_M και του R_g , ενώ η μη-ανάστροφη εξίσωση διατηρεί τον θόρυβο R_g σαν μέρος του ισοδύναμου θορύβου της εισόδου. Αυτό προκύπτει αφού η R_g περιορίζεται πλέον από την απαίτηση της προσαρμογής της σύνθετης αντίστασης εισόδου και συνεπώς η εξίσωση μπορεί να απλοποιηθεί στη μορφή που έχει η *Εξίσωση 5*.

Για να συγκρίνουμε τη μη-αναστρέφουσα εξίσωση εικόνας θορύβου (*Εξίσωση 3.*) με την αναστρέφουσα εξίσωση (*Εξίσωση 5.*), πρέπει να ληφθεί υπόψη οι όροι θορύβου στη μη-αναστρέφουσα πλευρά της εισόδου, έχουν κέρδος 1 για τη μη-ανάστροφη διαμόρφωση, αλλά ένα κέρδος A_v για την αναστρέφουσα. Επιπλέον ο όρος που σχετίζεται με τον θόρυβο της αντίστασης αναστροφοδότησης, διαιρείται με το A_v^+ στη μη-αναστρέφουσα περίπτωση. Αυτό προκύπτει καθώς περιλαμβάνει επίσης και το θόρυβο της R_g στη μη-αναστρέφουσα εξίσωση. Ωστόσο διαιρείται και με το 2 (A_v^-) στην ανάστροφη περίπτωση. Αυτό προκύπτει από τον όρο θορύβου του R_g που θεωρείται μέρος του τερματισμού της εισόδου. Σε αυτήν την περίπτωση, ο θόρυβος του R_g και του R_M , εμφανίζεται στο $2 \times \left(2 \times \frac{R_g}{R_s} - 1 \right)$ σαν μέρος της εξίσωσης της εικόνας θορύβου. Σημειώνεται επίσης, πως αυτό μπορεί να συμπτυχθεί όσπου τελικά ισούται με 2 όταν ισχύει $R_g = R_s$, περίπου όπως και στην περίπτωση του NF+.

Σε χαμηλά επίπεδα κέρδους αναστροφής, οι όροι του μη-ανάστροφου θορύβου της εισόδου, έχουν μεγαλύτερο αντίκτυπο για την ανάστροφη διαμόρφωση από ό,τι για ένα ισοδύναμο μη-αναστροφικό κέρδος, το οποίο αποδίδει μεγαλύτερη εικόνα θορύβου. Παρ' όλα αυτά, όσο αυξάνεται το κέρδος A_v^- οι μη-ανάστροφοι όροι θορύβου θα μειωθούν κατά τη μετάβαση στο σημείο αναφοράς του ανάστροφου σήματος εισόδου, αποδίδοντας μικρότερη εικόνα θορύβου αναστροφής από ό,τι για μια ανάστροφη διαμόρφωση ισοδύναμου κέρδους.

Το γράφημα στο *Σχήμα 14*, συγκρίνει τις εικόνες θορύβου σε συνάρτηση με το κέρδος των μη-ανάστροφων και των ανάστροφων διαμορφώσεων που χρησιμοποιούν για παράδειγμα τον τελεστικό ενισχυτή CLC404.



Σχήμα 14. Εικόνα θορύβου συναρτήσει του κέρδους σε dB για ανάστροφες και μη διαμορφώσεις, με τον τελεστικό CLC404 (Texas Instruments Inc., 2013)

Σημειώνεται πως για τη σύγκριση αυτή, η αντίσταση R_f είναι θεωρητικά προσαρμοσμένη στα 500 Ohm και η R_T για τη μη-ανάστροφη περίπτωση είναι ίση με 50 Ohm, αλλά ρυθμίζεται στα 25 Ohm για την ανάστροφη περίπτωση. Με αυτούς τους περιορισμούς η R_g και η R_M θα ορίζονται από το επιθυμητό κέρδος και την απαίτηση ότι $R_g || R_M = R_S$ για την ανάστροφη λειτουργία.

Η R_S υποτίθεται πως είναι ίση με 50 Ohm καθόλη τη διάρκεια. Η γραφική παράσταση του αναστρέφοντα θορύβου, σταματάει απλά στο σημείο που η $R_g = 50$ Ohm, καθώς υψηλότερα κέρδη δεν είναι εφικτά (με μια προσαρμοσμένη R_f) ενώ διατηρείται απαίτηση της προσαρμογής της σύνθετης αντίστασης εισόδου. Επιπρόσθετα πρέπει να σημειωθεί πως τα λογαριθμικά κέρδη παρουσιάζονται στον άξονα x στο αντίστοιχο φορτίο, ενώ τα κέρδη τάσης τα οποία χρησιμοποιούνται στους υπολογισμούς της εικόνας θορύβου, είναι τα γραμμικά κέρδη τάσης στον ακροδέκτη της εξόδου.

(Texas Instruments Inc., 2013; Agilent Technologies, 2000; Dildine, 1986)

ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΔΥΝΑΜΙΚΟΥ ΕΥΡΟΥΣ (DYNAMIC RANGE CALCULATION)

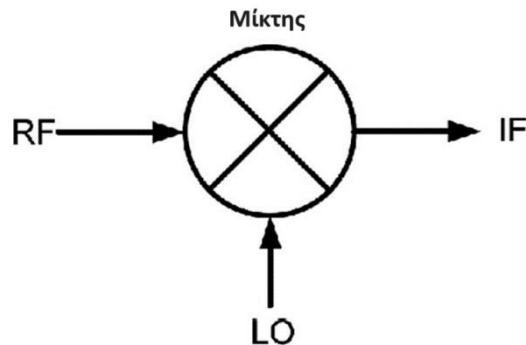
Το δυναμικό εύρος είναι μια βασική παράμετρος στα ηλεκτρονικά συστήματα, η οποία όμως είναι δύσκολο να συγκριθεί σε επίπεδο υλικών όταν πρόκειται να σχεδιαστεί κάποιο σύστημα για βέλτιστη απόδοση. Είναι ένας όρος που συχνά ορίζεται στο ανώτερο όριο από μία παράμετρο, το λεγόμενο σημείο τομής τρίτης τάξης (TO₃). Σχετικά είναι μια απλή έννοια, αλλά συχνά γίνεται περισσότερο περίπλοκη από τις ποικίλες ερμηνείες του τι περιορίζει τα μεγαλύτερα και τα μικρότερα σήματα που ένας δέκτης μπορεί να επεξεργαστεί. Για να κατανοηθεί πλήρως η έννοια του δυναμικού εύρους ενός δέκτη ή των στοιχείων RF/μικροκυμάτων που διαμορφώνουν ένα σύστημα, χρήσιμο είναι να κατανοηθούν τα διάφορα στοιχεία που αποτελούν το δυναμικό εύρος.

Το δυναμικό εύρος συνήθως εκφράζεται σε Decibels (dB) και είναι ο λόγος της υψηλότερης στάθμης σήματος που ένα κύκλωμα, ένα εξάρτημα, ή ένα σύστημα μπορεί να υποστηρίξει, σε dB σε σχέση με 1 mW ισχύος (σε dBm). Πολλοί παράμετροι μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον προσδιορισμό του σήματος υψηλότερου επιπέδου, όπως το 1 dB σημείο συμπίεσης καθώς και το σημείο TO₃ που προαναφέρθηκε. Παραδείγματος χάρη, το σημείο συμπίεσης 1 dB για έναν ενισχυτή είναι όπου η γραμμικότητα της συνιστώσας ξεκινά να υποβαθμίζεται. Σε γραμμικές συνθήκες, η αύξηση 1 dB στην ισχύ εισόδου, θα οδηγήσει σε αύξηση 1 dB της ισχύς εξόδου αντίστοιχα. Όταν η αύξηση στην έξοδο είναι 1 dB μικρότερη από την αύξηση στην είσοδο, τότε λέγεται πως είναι το σημείο συμπίεσης 1 dB του ενισχυτή.

Για παράδειγμα, οι ηλεκτρονικοί μίκτες (πρόκειται για συσκευές που συνδυάζουν δύο, ή και περισσότερα σήματα σε ένα, ή δύο σύνθετα σήματα εξόδου) χαρακτηρίζονται συνήθως από ένα δυναμικό εύρος, το οποίο έχει σημείο συμπίεσης 1 dB στο ένα άκρο, και στο άλλο άκρο τον θόρυβό τους. Για τους παθητικούς μίκτες, ο θερμικός θόρυβος και η εικόνα θορύβου είναι σχεδόν το ίδιο πράγμα, έτσι το δυναμικό εύρος καθορίζεται από το σημείο συμπίεσης 1 dB. Κάτω από αυτό το επίπεδο, ένας μίκτης τείνει να παράγει απρόσμενα επίπεδα παραμορφωμένης ενδοδιαμόρφωσης, τα οποία μπορεί να επισκιάσουν μικρά σήματα.

(Browne, 2011)

Παρακάτω παρουσιάζεται το σύμβολο ενός κυκλώματος μίκτη:



Σχήμα 15. Το σύμβολο ενός μίκτη

Όπου:

RF είναι η είσοδος που χρησιμοποιείται για το σήμα (συνήθως χαμηλής στάθμης) του οποίου η συχνότητα πρόκειται να αλλάξει.

LO είναι το σήμα του τοπικού ταλαντωτή που βρίσκεται στο καθορισμένο επίπεδο, πιο υψηλό από αυτό της εισόδου RF.

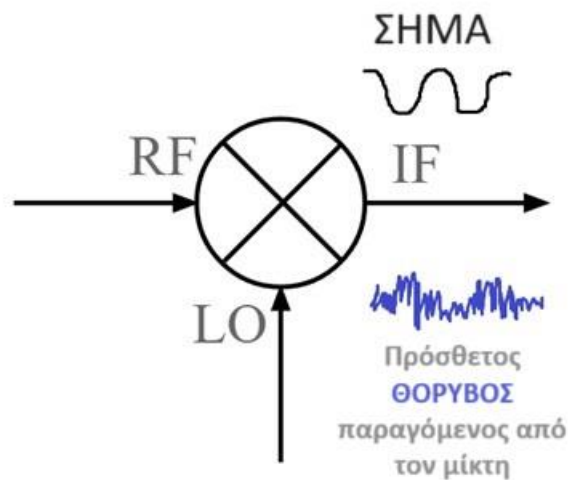
IF είναι η θύρα εξόδου για τον μίκτη.

Μερικές από τις πιο σημαντικές παραμέτρους που συναντώνται σε ένα datasheet ενός μίκτη είναι η εικόνα θορύβου (NF) και το δυναμικό εύρος (Dynamic Range).

Ειδικότερα η εικόνα θορύβου σε έναν μίκτη, ορίζεται ως ο προστιθέμενος θόρυβος που δημιουργείται από τον ίδιο τον μίκτη και παρουσιάζεται στην έξοδο IF όπως φαίνεται και στο Σχήμα 16.

Το δυναμικό εύρος ενός μίκτη είναι το εύρος ισχύος σήματος στο οποίο ένας μίκτης παρέχει χρήσιμη λειτουργία.

(Nickolas, 2011; Marki F. and Marki C., 2010)



Σχήμα 16. Το σήμα και ο θόρυβος στην έξοδο του IF ενός μίκτη

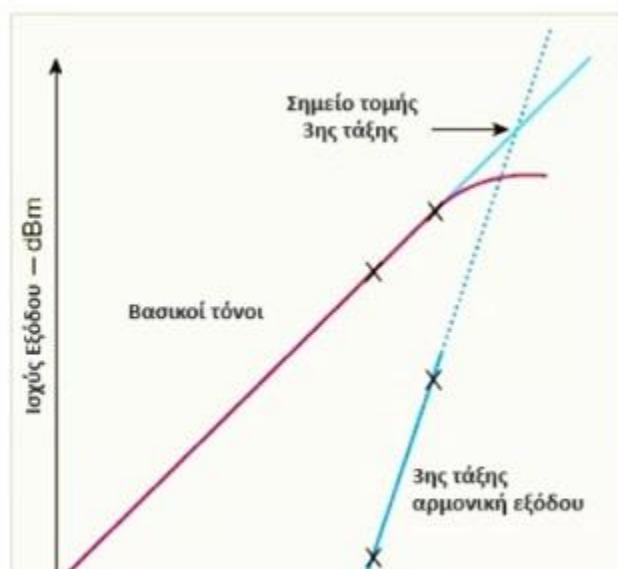
Ένας ιδανικός μίκτης θα λειτουργούσε γραμμικά, αν δηλαδή για κάθε αύξηση 1 dB στο επίπεδο εισόδου RF, θα αυξανόταν και η έξοδος από τη θύρα IF, αντίστοιχα. Ωστόσο, από ένα σημείο και έπειτα, η έξοδος δεν είναι εφικτό να χειριστεί το σήμα και έτσι αυτό αρχίζει να υποβαθμίζεται. Το σημείο συμπίεσης 1 dB είναι το σημείο στο οποίο η έξοδος αρχίζει να αποκλίνει από τη γραμμική καμπύλη κατά 1 dB, όπως παρουσιάζεται και στο επόμενο γράφημα, δηλαδή είναι 1 dB μικρότερη από τη γραμμική ευθεία. Η προδιαγραφή συνήθως αναφέρεται στο επίπεδο ισχύος εισόδου RF, στο οποίο γίνεται και η συμπίεση αυτή. Το σημείο συμπίεσης είναι εύκολο να μετρηθεί και μπορεί να παρατηρηθεί μέσω αυτού, το πώς είναι η απόδοση ενός μίκτη σε υψηλό επίπεδο. Για τα σήματα υψηλού επιπέδου, όσο πιο υψηλό είναι το σημείο συμπίεσης 1 dB, τόσο καλύτερα.

(Poole I., χ. χ.)

Σε έναν δέκτη το δυναμικό του εύρος εκτείνεται από το σημείο TO_i στο άκρο υψηλού επιπέδου, έως την ευαισθησία στο άκρο χαμηλού επιπέδου. Το TO_i είναι αποτέλεσμα κορεσμού σήματος και φαινομένων παραμόρφωσης, ενώ η ευαισθησία επηρεάζεται από τον θερμικό θόρυβο του περιβάλλοντος λειτουργίας, την εικόνα θορύβου του δέκτη, τα ψευδή επίπεδα, τις αρμονικές και τον θόρυβο φάσης. Το δυναμικό εύρος ενός δέκτη εξαρτάται

αρκετά από τους μίκτες και τους ενισχυτές σε ένα σύστημα, όπως επίσης μπορεί να περιοριστεί ταυτόχρονα και από ενεργά και παθητικά φίλτρα στην αλυσίδα σήματος.

Σχετικά με την ευαισθησία, οι δέκτες χρησιμοποιούν την τιμή του ελάχιστου διακριτού σήματος (MDS), το οποίο είναι ένα σήμα ίδιου επιπέδου με το επίπεδο του θορύβου, που μετρείται σε dBm. Καθώς το επίπεδο θορύβου είναι εξαρτώμενο με το εύρος ζώνης ανάλυσης ενός δέκτη, ή ενός αναλυτή φάσματος, τα εύρη ζώνης ανάλυσης τότε, θα πρέπει να κανονικοποιούνται κατά τη σύγκριση μονάδων με τιμές MDS.



Σχήμα 17. Περιγραφή του του TOI βασισμένη στο επίπεδο 3ης τάξης αρμονικών σημάτων εισόδου (Microwaves and RF 2011)

Έχοντας λοιπόν αναπτυχθεί οι τρεις περιορισμοί στο δυναμικό εύρος που χρησιμοποιούνται συνήθως για να περιγραφθούν οι ενισχυτές RF, όπως εφαρμόζονται στους τελεστικούς ενισχυτές, είναι πλέον εφικτός ο συνδυασμός τους σε έναν ενιαίο αριθμό δυναμικού εύρους. Το χρησιμοποιήσιμο δυναμικό εύρος περιγράφεται τυπικά ως προς τη διαφορά μεταξύ του ελάχιστου ανιχνεύσιμου σήματος στην έξοδο του ενισχυτή και είτε η συμπίεση -1 dB, είτε η ισχύς εξόδου που μπορεί να έφερνε η ψευδεπίγραφη 3^η τάξη μέχρι το ελάχιστο ανιχνεύσιμο επίπεδο. Το ελάχιστο ανιχνεύσιμο σήμα στην έξοδο ενός ενισχυτή περιγράφεται παρακάτω:

$$P_{\text{MDS}} = kTG_A (\text{NF}) BX$$

Όπου:

kT είναι ο θόρυβος ισχύος που παρέχεται στην προσαρμοσμένη είσοδο σε dBm.

G_A είναι η ισχύς κέρδους σε dB

NF είναι η εικόνα θορύβου

B είναι ο θόρυβος εύρους ζώνης

X είναι το επιπρόσθετο περιθώριο πάνω από το επίπεδο θορύβου για ανιχνευσιμότητα (που είναι τυπικά 3 dBm).

Επισημαίνεται πως ο όρος $kTG_A (\text{NF})$ επιλύεται για να αποδώσει τελικά τον θόρυβο εξόδου. Αντικαθιστώντας το NF και υπενθυμίζοντας ο όρος kT είναι η ισχύς θορύβου που παρέχεται στην προσαρμοσμένη αντίσταση εισόδου, δηλαδή N_i . Επομένως ισχύει:

$$kTG_A (\text{NF}) = N_i G_A \left[\frac{S_i / N_i}{S_0 / N_0} \right] = N_0 G_A \frac{S_i}{S_0} = N_0$$

Προσθέτοντας $10 \times \log(B)$ θα εμφανιστεί στην πορεία το ενσωματωμένο επίπεδο θορύβου στην έξοδο του ενισχυτή. Το εύρος ζώνης δε χρειάζεται να είναι το εύρος ζώνης του ίδιου του ενισχυτή. Είναι επωφελές να περιοριστεί η απόκριση όσο το δυνατόν περισσότερο σε κάποιο σημείο μετά τον ενισχυτή και αμέσως πριν την επιθυμητή εξαγωγή του σήματος. Αυτός είναι ο περιορισμός του εύρους ζώνης που θα χρησιμοποιηθεί στην εξίσωση καθορισμού του ελάχιστου ανιχνεύσιμου σήματος.

Παίρνοντας ως παράδειγμα το κύκλωμα του τελεστικού ενισχυτή CLC404 που έχει χρησιμοποιηθεί και σε προηγούμενες ενότητες, με ένα φίλτρο για να αποδώσει ένα εύρος ζώνης ενδιαφέροντος από 10 MHz έως 20 MHz, το μη ανάστροφο κέρδος της τοπολογίας 9.54 dB θα απέδιδε ένα ελάχιστο επίπεδο ανιχνεύσιμης ισχύος στην έξοδο.

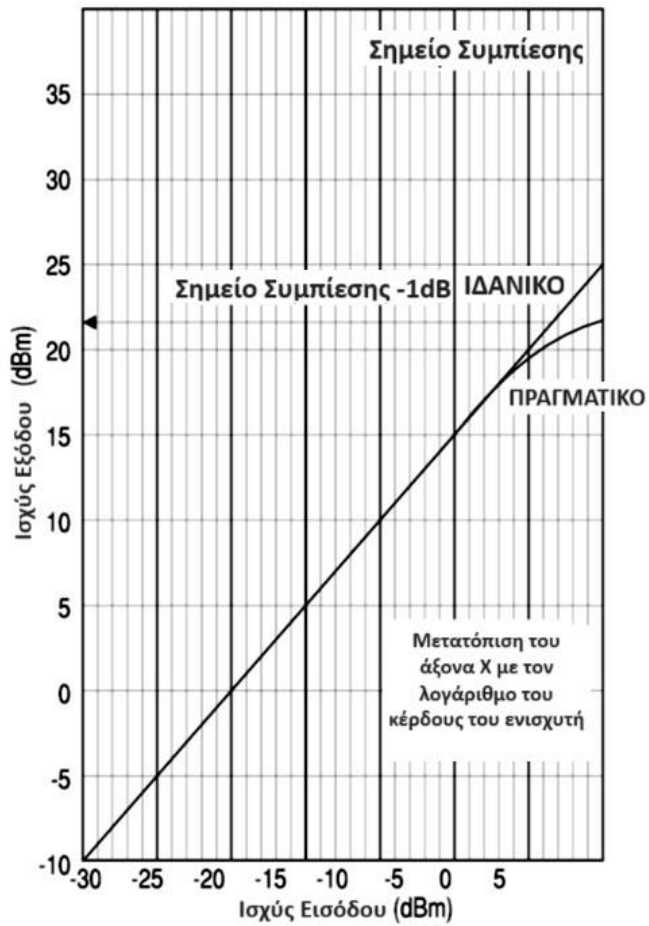
$$P_{\text{MDS}} = 10\log(kT) + 10\log(G_A) + \text{NF} + 10\log(10\text{MHz}) + 3\text{dB} \Rightarrow$$

$$P_{\text{OMDS}} = -174\text{dBm} + 9.54\text{dB} + 18\text{dB} + 70\text{dB} + 3\text{dB} = -73.5\text{dBm}$$

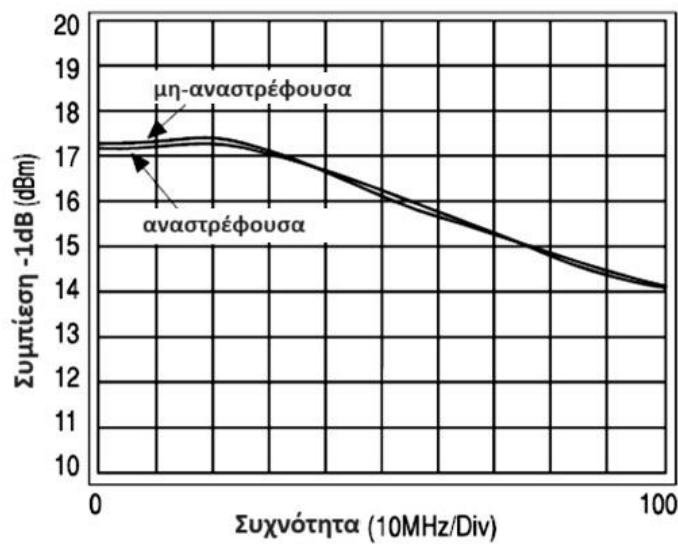
Με την εικόνα θορύβου (NF) να προκύπτει από το Σχήμα 14.

$$10 \log \left(\frac{kT}{.001} \right) = 10 \log (1000(4E - 21)) = -174\text{dBm}.$$

Έχοντας καθοριστεί το ελάχιστο ανιχνεύσιμο σήμα στην έξοδο, ένα μέγιστο σήμα εξόδου που ορίζεται από κάποιους περιορισμούς θα καθορίσει το δυναμικό εύρος. Τυπικά μια απλή προδιαγραφή δυναμικού εύρους χρησιμοποιεί το 1 dB ισχύς συμπίεσης, ως τη μέγιστη ισχύς εξόδου. Γνωρίζοντας πως η πραγματική ισχύς εξόδου στη θεμελιώδη συχνότητα είναι 1 dBm μικρότερη από το αναφερόμενο 1 dB σημείο συμπίεσης και πως η πραγματική ημιτονοειδής ισχύς που κατορθώνεται να προκύψει είναι περίπου 2.1 dBm μικρότερη από αυτή, λόγω της αύξησης της ισχύος που εμφανίζεται στη θεμελιώδη, όταν η έξοδος πλησιάζει ένα τετραγωνικό κύμα. Με αυτή την θεώρηση, θα ήταν πιο ρεαλιστική η χρήση μιας μέγιστης ισχύς εξόδου 3 dBm μικρότερη από τη μετρημένη ισχύς συμπίεσης 1 dB. Αφαιρώντας 3 dBm στο σχήμα στο Σχήμα 19. από τη μετρημένη συμπίεση 1 dB στη μέγιστη συχνότητα λειτουργίας, θα αποδώσει μια μέγιστη χρησιμοποιήσιμη ισχύς εξόδου στο προσαρμοσμένο, φορτίο 14.5 dBm. Αφαιρώντας το ελάχιστο ανιχνεύσιμο σήμα στην έξοδο από αυτό παρουσιάζεται ένα δυναμικό εύρος ίσο με $14.5 - (-73.5) = 88 \text{ dB}$.



Σχήμα 18. Γραφική απεικόνιση συμπίεσης 1 dB (Texas Instruments Inc., 2013)



Σχήμα 19. Συμπίεση 1 dB για τον τελεστικό ενισχυτή CLC404 (Texas Instruments Inc., 2013)

Στο Σχήμα 19. παρουσιάζεται η συμπίεση 1 dB, όπως καθορίζεται και στο Σχήμα 18. Πέρα από το σημείο συμπίεσης 1 dB, η ισχύς εξόδου παραμένει σταθερή, όσο η ισχύς εισόδου αυξάνεται.

Η ισχύς συμπίεσης 1 dB συνήθως χρησιμοποιείται σαν μέγιστο όριο της ισχύος εξόδου όταν υπολογίζεται το δυναμικό εύρος ενός ενισχυτή. Οι συνηθισμένοι συζευγμένοι αναλογικοί RF ενισχυτές, παρουσιάζουν μια παρόμοια σταθερά ισχύς συμπίεσης 1 dB σε όλο το εύρος της συχνότητας λειτουργίας τους.

Για έναν τελεστικό ενισχυτή, η μέγιστη ισχύς εξόδου εξαρτάται αυστηρά από τη συχνότητα εισόδου. Οι δύο άλλες ιδιαιτερότητες των τελεστικών ενισχυτών που υπηρετούν παρόμοιο σκοπό με τη συμπίεση 1 dB, είναι το εύρος τάσης και ο ρυθμός περιστροφής (slew rate), δηλαδή ο μέγιστος ρυθμός με τον οποίο ένας ενισχυτής μπορεί να ανταποκριθεί σε μια απότομη αλλαγή της στάθμης εισόδου. Στις χαμηλές συχνότητες, με την αύξηση της ισχύος μιας σταθερής συχνότητας εισόδου, θα οδηγήσει σε ένα όριο κορεσμού, που συνήθως ένας αριθμός διόδων πέφτει κάτω από τις τάσεις τροφοδοσίας. Ενώ η συχνότητα εισόδου αυξάνεται, όλοι οι τελεστικοί ενισχυτές θα φτάσουν σε ένα όριο όσον αφορά το πόσο γρήγορα μπορεί να αλλάξει η έξοδος. Αυτό είναι ουσιαστικά ο ρυθμός περιστροφής (slew rate) ο οποίος υποδεικνύει το μέγιστο ρυθμό με τον οποίο η τάση αλλάζει με την πάροδο του χρόνου (dV/dT) στον ακροδέκτη της τάσης εξόδου.

Ο μισός αυτός ρυθμός περιστροφής είναι διαθέσιμος στο προσαρμοσμένο φορτίο όταν χρησιμοποιείται προσαρμοσμένη αντίσταση σειράς εξόδου. Για ένα ημιτονοειδές σήμα, ο μέγιστος αριθμός περιστροφής εμφανίζεται στην τιμή 0, επομένως το μέγιστο dV/dT είναι απλά η μέγιστη τάση επί την ακτινική συχνότητα. Με δεδομένο ότι ο ρυθμός περιστροφής μετριέται σε Volts/ sec (SR) και μιας συχνότητας, το μέγιστο πλάτος κορυφής πριν την περιορισμένη λειτουργία της περιστροφής, προβλέπεται ότι θα είναι $\frac{SR}{2 \times \pi \times f}$. Ωστόσο αυτή η κορυφή πλάτους, η οποία μπορεί εύκολα να μετατραπεί σε ισχύ dBm στο φορτίο με χρήση των εξισώσεων που έχουν αναπτυχθεί ανωτέρω, δεν σχετίζεται άμεσα με τη μετρούμενη συμπίεση 1 dB.

Για την εφαρμογή ενός τελεστικού ενισχυτή σε RF εφαρμογή, τελευταίο στάδιο μελέτης είναι τα όρια του δυναμικού εύρους.

Μια διαφορετική προσέγγιση είναι ο καθορισμός ενός ψευδούς ελεύθερου δυναμικού εύρους. Αυτή η προσέγγιση θέτει την μέγιστη ισχύ εξόδου για να προκύψει ένα 3^{ης} τάξης ψευδές επίπεδο, όμοιο του ελάχιστου ανιχνεύσιμου σήματος. Σε αυτό το σημείο, τα παραγόμενα ψευδή σήματα είναι ακριβώς ίσα με αυτά που μπορούν να ανιχνευθούν από τη μελέτη του επιπέδου θορύβου.

Στο Σχήμα 19. Τα ψευδή επίπεδα 3^{ης} τάξης είναι:

$$P_S = 2 \left(\frac{3}{2} P_o - IM3 \right) = P_H = P_L$$

Θέτοντας το P_S ίσο με το ελάχιστο ανιχνεύσιμο σήμα και λύνοντας ως προς P_o προκύπτει:

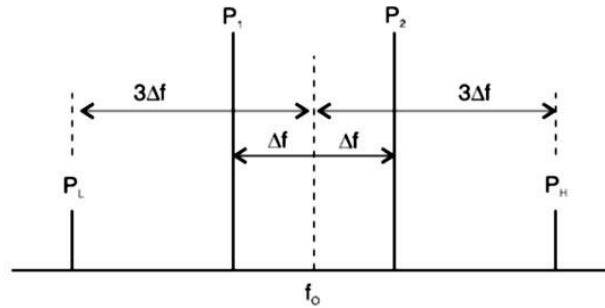
$$P_S = 2 \left(\frac{3}{2} P_o - IM3 \right) = -174\text{dBm} + 10\log G_A + 10\log (B) + 3\text{dB}$$

$$P_{o \max} = \frac{1}{3} \left[-174\text{dBm} + 10\log G_A + NF + 10\log (B) + 3\text{dB} + 2(IM3) \right]$$

Στην πορεία, τοποθετώντας το στο προηγούμενο αναπτυγμένο ελάχιστο ανιχνέψιμο σήμα και αποσπώντας τα ενδιάμεσα 20 MHz από το γράφημα του Σχήματος 21. παρουσιάζεται μία μέγιστη ψευδής ελεύθερη ισχύς, η οποία ισούται με: $P_{o \max} = \frac{1}{3} (-73.5 + 2(28)) = -5.8$ dBm

Και ένα ψευδές ελεύθερο δυναμικό εύρος ίσο με:

$$DRf = -5.8\text{dBm} - (-73.5\text{dBm}) = 67.7\text{dB} .$$



1ος υπολογισμός
ενδιάμεσης διαμόρφωσης

$$IM3_1 = P_1 + \frac{P_2 - P_L}{2}$$

2ος υπολογισμός
ενδιάμεσης διαμόρφωσης

$$IM3_2 = P_2 + \frac{P_1 - P_H}{2}$$

Μέσος όρος των

$$IM3_{AVG} = \frac{P_1 + P_2}{2} + \frac{P_2 - P_L}{4} + \frac{P_1 - P_H}{4}$$

Αν $P_1 = P_2 = P_T$ και $P_L = P_H$, ορίζει $\Delta dB_C = P_O - P_L = P_O - P_H$

$$IM3 = P_O + \frac{\Delta dB_C}{2}$$

Λύνοντας τους δύο υπολογισμούς ενδιάμεσων διαμορφώσεων
για το P_L και το P_H

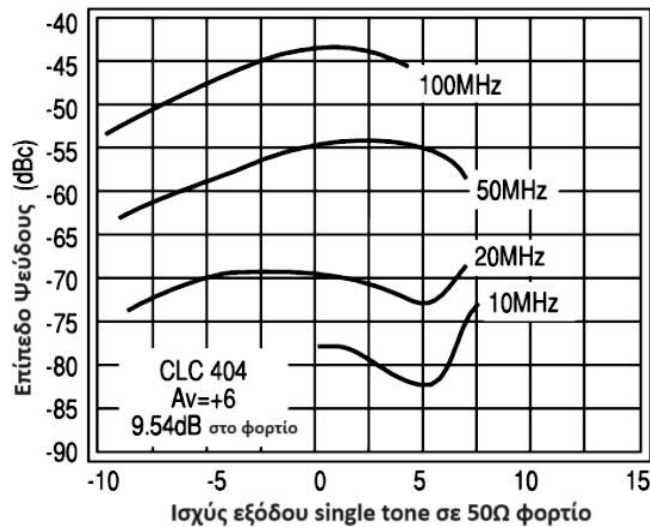
$$P_L = P_2 - 2(IM3 - P_1)$$

$$P_H = P_1 - 2(IM3 - P_2)$$

ή για $P_1 = P_2 = P_O$

$$P_L = P_H = 2 \left(\frac{3}{2} P_O - IM3 \right)$$

Σχήμα 20. Υπολογισμοί ενδιάμεσης διαμόρφωσης 3ης τάξης (Texas Instruments Inc., 2013)



Σχήμα 21. Μετρημένο ψευδές σήμα 3ης τάξης του τελεστικού ενισχυτή CLC404 (Texas Instruments Inc., 2013)

Ένα ακόμα έλεγχος στο ψευδές δυναμικό εύρος είναι η υπενθύμιση πως η συνολική ισχύς εξόδου και για ίση ισχύς 2-Tone συνθήκης, η οποία θα δημιουργήσει το ψευδές επίπεδο στο ελάχιστο ανιχνεύσιμο σήμα, είναι στην πραγματικότητα ένα κέλυφος τάσης, που είναι το διπλάσιο από τα μεμονωμένα σήματα, ή 6 dBm υψηλότερο σε ισχύ. Η ισχύς εξόδου θα ήταν 0 dBm όταν το ψευδές ανέβαινε πάνω από το επίπεδο θορύβου. Γενικά αυτό είναι πολύ κάτω από το δυναμικό εύρος που ορίζεται από το όριο συμπίεσης 1 dB.

Ένα άλλος τρόπος ερμηνείας της 3^{ης} τάξης της ψευδής γραφικής παράστασης που αποτυπώνεται στο *Σχήμα 21*, είναι να υπολογιστεί το επίπεδο της απόλυτης ψευδής ισχύς, όσο η ισχύς εξόδου διαγράφει ανοδική καμπύλη και απλά συγκρίνει αυτό με το ελάχιστο ανιχνεύσιμο σήμα ισχύος στην έξοδο. Η απόλυτη ψευδής ισχύς μπορεί να προκύψει από τα δεδομένα που προέρχονται από το γράφημα του *Σχήματος 21*. Απλά και μόνο αφαιρώντας από την τιμή του άξονα x την τιμή του άξονα y, δηλαδή $P_o - (P_o - P_s) = P_s$. Όταν το μετρημένο ελεύθερο εύρος της ψευδούς ισχύος είναι σε μία περιοχή κλίσης -1 (2→4 dBm) στα 20 MHz, το P_s παραμένει σταθερό όσο η ισχύς εξόδου αυξάνεται. Η χρήση των πραγματικών δεδομένων που μετρήθηκαν μπορεί να είναι σίγουρα ένα πολύ καλός τρόπος για να συγκριθούν μεταξύ τους η ψευδής ισχύς με το επίπεδο θορύβου, όταν το ψευδές επίπεδο αρχίζει να εξισορροπείται (όπως ας πούμε για ένα εξάρτημα σαν τον τελεστικό ενισχυτή CLC404), ακριβώς κάτω από το ελάχιστο ανιχνεύσιμο σήμα.

Για παράδειγμα, αν το ελάχιστο ανιχνεύσιμο σήμα ήταν στην πραγματικότητα -68 dBm στο προηγούμενο παράδειγμα ψευδής 3^{ης} τάξης, θα ισοδυναμούσε με αυτό το επίπεδο στα 4 dBm ισχύς εξόδου αντί για το επίπεδο -4 dBm που μπορεί να προβλεφθεί από την παραπάνω εξίσωση που χρησιμοποιήθηκε με την εκτιμώμενη χαμηλή ισχύ στα 28 dBm. Αυξάνοντας το κέρδος του ενισχυτή κατά 6 dB θα μπορούσε να αυξηθεί το επίπεδο θορύβου της εξόδου στα -67.5 προκειμένου να επωφεληθεί από αυτό οι βελτιωμένες ψευδείς επιδόσεις σε υψηλότερες ισχύς εξόδου. Με αυτό θα επέλθει στην πραγματικότητα ένα ψευδές ελεύθερο δυναμικό εύρος των 72 dB, έναντι των 68 dB που υπολογίστηκαν νωρίτερα στο παράδειγμα.

(Texas Instruments Inc., 2013; Budak A., 1974; González G. and Tapia R., 2008)

Συνοπτικά τα χαρακτηριστικά περιορισμού του δυναμικού εύρους είναι:

- Το Σημείο Συμπίεσης 1 dB (1dB Compression Point)
- Ενδιάμεση Διαμόρφωση (2-Tone, 3rd order, Intermodulation Intercept)
- Η Εικόνα Θορύβου (Noise Figure)

Σχετικά με το 2-Tone Intercept είναι μια λειτουργία που καθιστά εφικτή την ανίχνευση ψευδών σημάτων, τα οποία προκαλούνται από μη γραμμικότητες που παρουσιάζει ο ενισχυτής, όταν δύο σήματα εισόδου εφαρμόζονται σε πολύ κοντινή, μεταξύ τους, συχνοτική απόσταση στην είσοδο.

Παρόλο που κάθε ένα από αυτά τα χαρακτηριστικά μπορεί να μετρηθεί για κάθε μία συγκεκριμένη διαμόρφωση τελεστικού ενισχυτή, η ερμηνεία για τους τελεστικούς ενισχυτές μπορεί να διαφέρει από τους ενισχυτές RF, ανάλογα με το ποιος τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιείται.

Οι **τρεις καθοριστικοί παράγοντες για το δυναμικό εύρος**, είναι η εικόνα θορύβου του εύρους ζώνης, η εικόνα θορύβου, η συμπίεση 1 dB και η ενδιάμεση διαμόρφωση (2-Tone, 3rd order spurious).

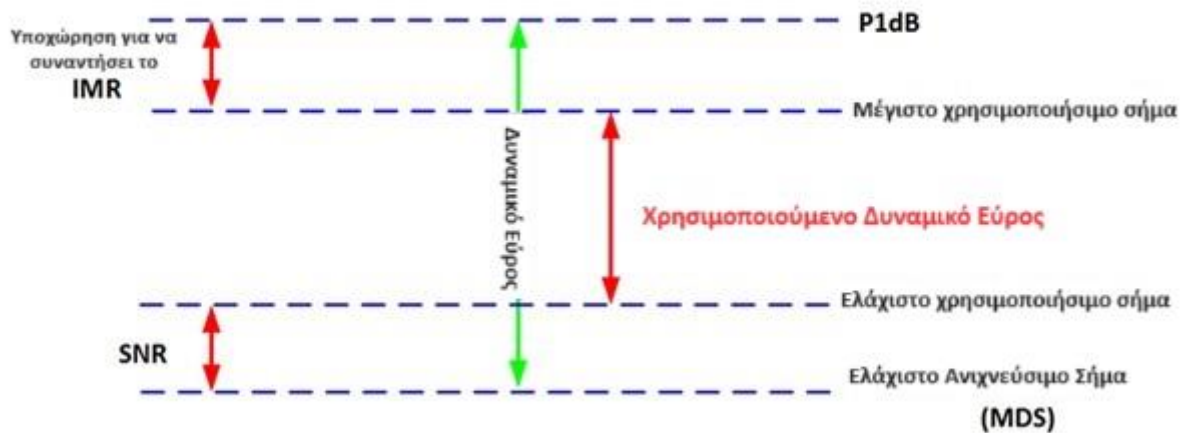
Αναλυτικότερα, για να αυξηθεί όσο περισσότερο γίνεται το δυναμικό εύρος χρειάζεται να περιοριστεί ο θόρυβος ισχύος εύρους ζώνης μετά τον ενισχυτή, όσο το δυνατόν γίνεται .

Επιπλέον, για να μειωθεί ο αριθμός του θορύβου, είναι απαραίτητο να ενεργοποιηθεί ο ενισχυτής όσο μεγαλύτερο κέρδος είναι εφικτό, σύμφωνα με τους περιορισμούς του εύρους ζώνης ή χρησιμοποιώντας τον ενισχυτή σε υψηλά κέρδη αναστροφής, αλλιώς χρησιμοποιώντας έναν συζευγμένη διαμόρφωση μη ανάστροφου μετασχηματιστή όπως περιγράφεται στην αναφορά *OA-14 Improving Amplifier Noise for High 3rd Intercept Amplifiers Application Report (SNOA389)*, καταφέροντας με αυτόν τον τρόπο να μειωθεί ο αριθμός θορύβου έως και το επίπεδο των 6 dB.

Στην περίπτωση που τα όρια συμπίεσης 1 dB είναι μη επαρκή, καλό είναι να χρησιμοποιηθεί ένας ενισχυτής πιο υψηλής τάσης τροφοδοσίας, ή να αυξηθεί η τάση πάνω από τη συνισταμένη τιμή.

Η αύξηση του ρεύματος τροφοδοσίας (εάν και εφόσον αυτό είναι δυνατό) ή η αύξηση του φορτίου είναι δυνατό να μειώσει δραματικά τους όρους παραμόρφωσης 3^{ης} τάξης. Με την υπενθύμιση πως το δίκτυο ανατροφοδότησης παραμένει ως το ανώτατο όριο στο φορτίο εξόδου.

(Texas Instruments Inc., 2013; Budak A., 1974)



Σχήμα 22. Αναλυτικό διάγραμμα δυναμικού εύρους (ViaLite Communications 2020)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ

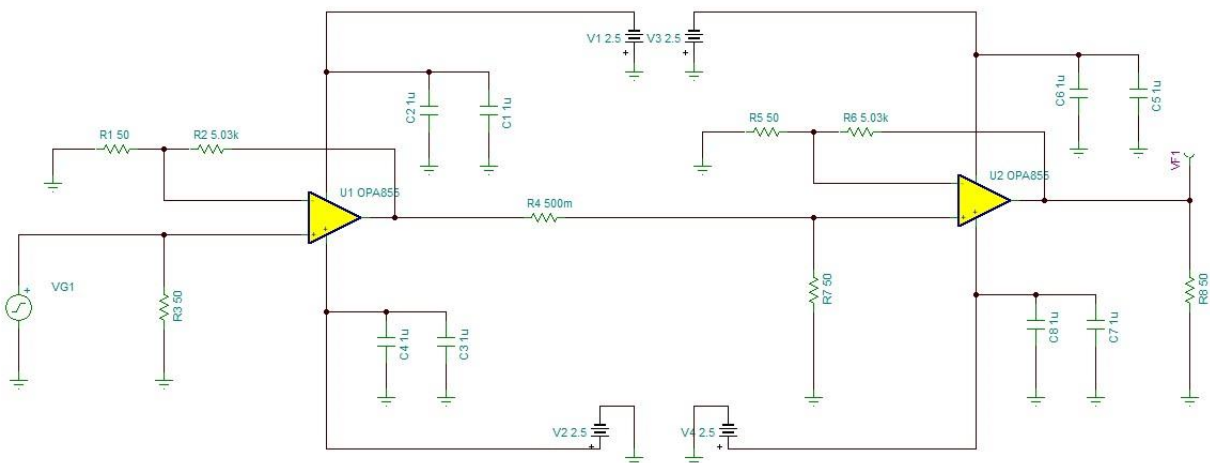
ΣΧΕΤΙΚΑ ΜΕ ΤΗΝ ΕΠΙΛΟΓΗ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ

Για την υλοποίηση του κατασκευαστικού μέρους της διπλωματικής εργασίας, έγιναν τρεις πιλοτικές σχεδιάσεις για το κύκλωμα του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, επιλέγοντας κάθε φορά διαφορετικό τελεστικό ενισχυτή προκειμένου να αποφευχθούν κάποια προβλήματα που υπήρχαν. Η αρχική επιλογή του τελεστικού ενισχυτή ήταν ο **OPA 855**. Στην πορεία όμως, φτάνοντας στο μέρος των μετρήσεων, παρατηρήθηκε πως ο συγκεκριμένος τελεστικός ενισχυτής δεν μπορούσε να ικανοποιήσει τις προδιαγραφές κέρδους, διότι λειτουργεί σαν ενισχυτής διαντίστασης με περιορισμένο κέρδος τάσης μέχρι τα 20 dB, συνεπώς θα χρειαζόνταν τέσσερις βαθμίδες ούτως ώστε να προσεγγιστούν οι δοθείσες προδιαγραφές για κέρδος των 80 dB, πράγμα που θα δημιουργούσε περισσότερο θόρυβο. Η επόμενη επιλογή ήταν ένα άλλο μοντέλο τελεστικού ενισχυτή, ο οποίος θα προσέγγιζε όσο το δυνατόν περισσότερο τα ζητούμενα της εργασίας και θα έφερνε πιο επιθυμητά αποτελέσματα στη φάση των μετρήσεων. Το συγκεκριμένο μοντέλο είναι ο **AD8021** της Analog Devices, που πάλι θα χρειαζόνταν να χρησιμοποιηθούν τρεις βαθμίδες για να επιτευχθεί το επιθυμητό κέρδος, οπότε θα προέκυπτε ξανά περιττός θόρυβος από βαθμίδα σε βαθμίδα. Παρόλα αυτά, οι μετρήσεις παρατίθενται παρακάτω στην ενότητα, με τις προσομοιώσεις και τα πειραματικά αποτελέσματα. Έτσι, τελική επιλογή ήταν ο τελεστικός **INA 2186** της εταιρίας HP, 60dB κέρδους η μία πλακέτα με τους δύο τελεστικούς, και 30dB κέρδους η άλλη πλακέτα με τον ένα τελεστικό, οι οποίοι διέθεταν τα πλεονεκτήματα του πολύ μικρού θορύβου, όπως επίσης το ότι με την αυξομείωση της τάσης αυτών των ενισχυτών, υπήρχε η δυνατότητα να μειωθεί το κέρδος εάν αυτό είναι επιθυμητό.

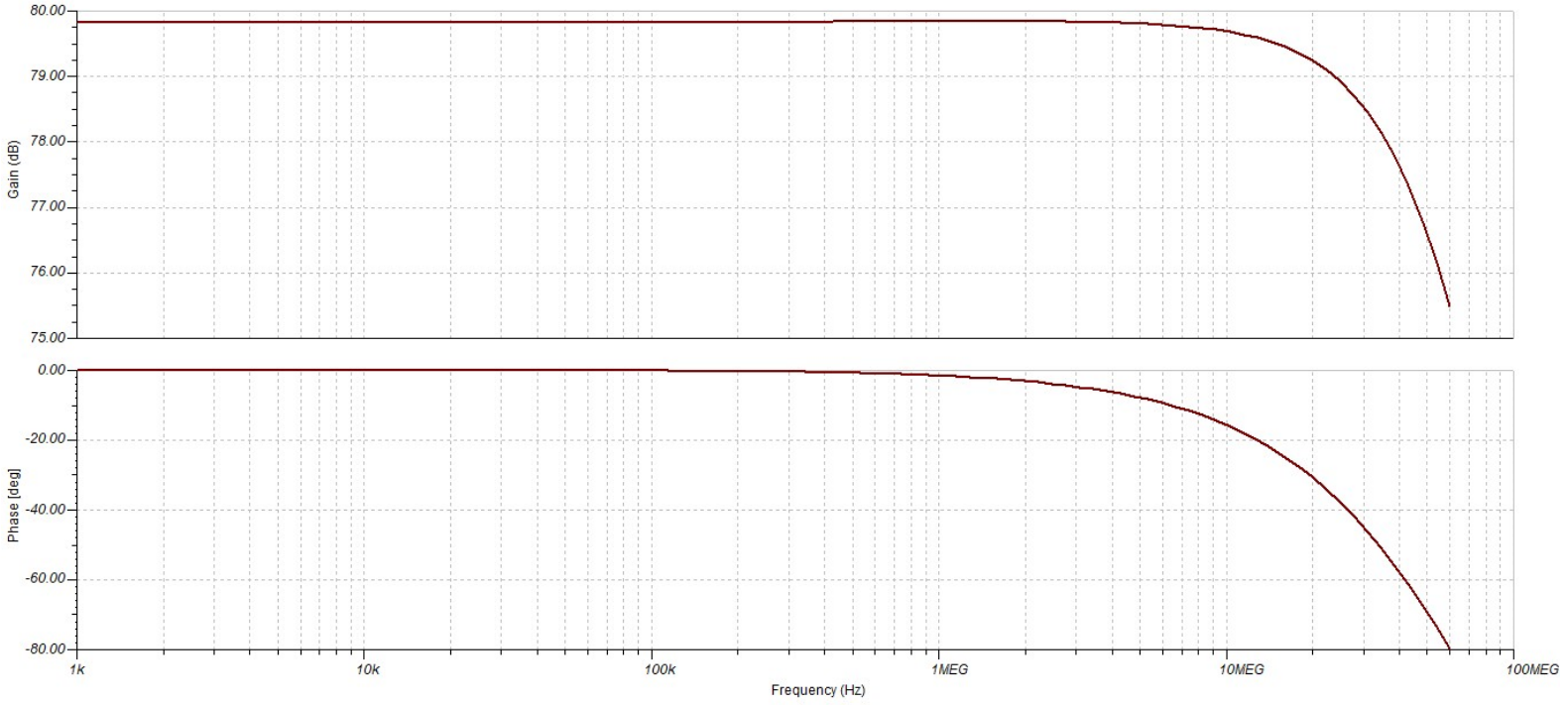
ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ

ΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΜΕ ΤΟΝ OPA 855

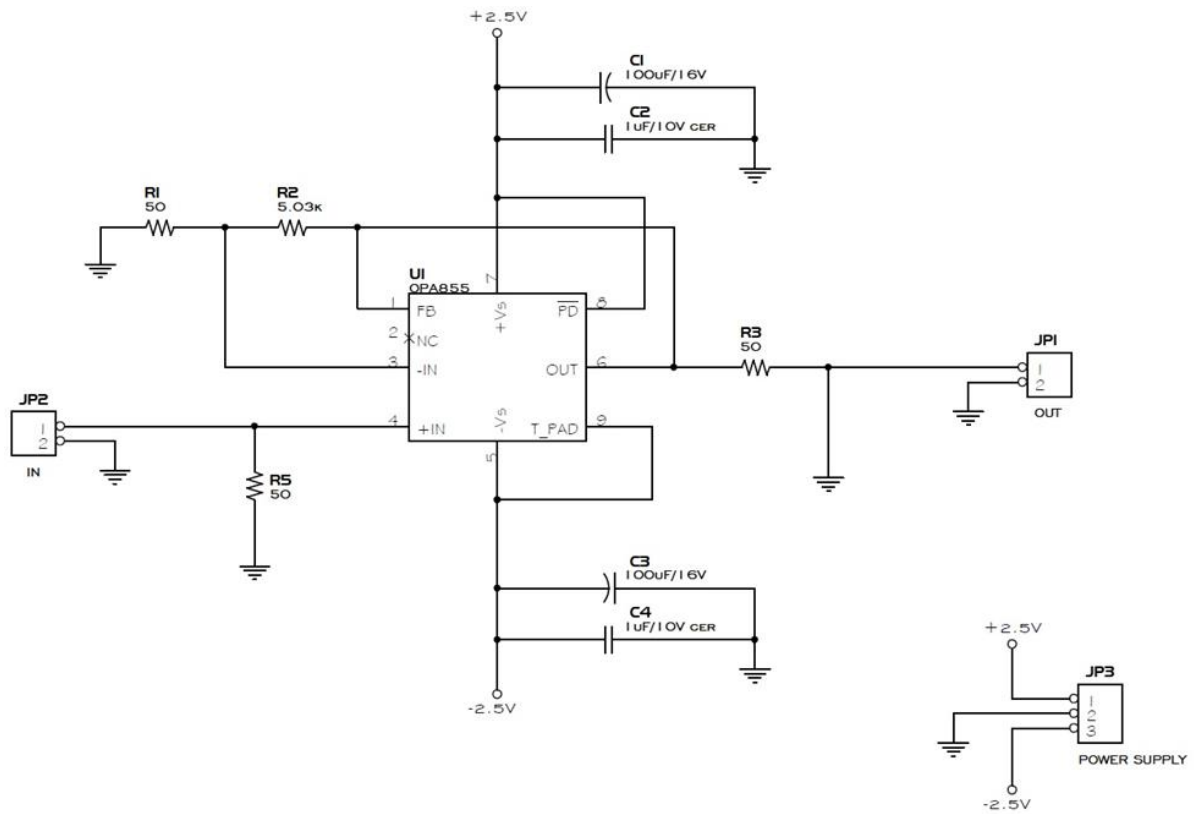
Για τον σχεδιασμό του αρχικού κυκλώματος του ενισχυτή χαμηλού θορύβου με τον OPA 855, χρησιμοποιήθηκε το πρόγραμμα σχεδιασμού TINA της Texas Instruments. Το πρώτο κύκλωμα (Σχήμα 23.) διαθέτει δύο τελεστικούς OPA 855 που ο καθένας είχε τη δυνατότητα να ενισχύσει 40 φορές, δηλαδή συνολική ενίσχυση που έφτανε τα 80dB που ήταν η προδιαγραφή, σύμφωνα με την προσομοίωση στο TINA, όπως φαίνεται και στην χαρακτηριστική (Σχήμα 24.). Το τελικό κύκλωμα με τον OPA 855 για το οποίο λήφθηκαν και οι μετρήσεις στο πρώτο στάδιο διεκπεραίωσης της εργασίας, παρουσιάζεται στο Σχήμα 25.



Σχήμα 23. Το αρχικό κύκλωμα LNA με τους OPA 855



Σχήμα 24. Χαρακτηριστική Συχνότητας - Κέρδους και Συχνότητας - Φάσης του κυκλώματος LNA με τους OPA 855



Σχήμα 25. Το τελικό κύκλωμα του LNA με τον OPA 855

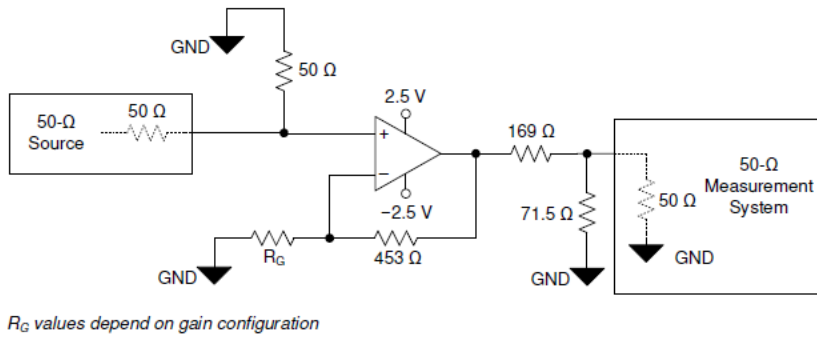
ΜΕΡΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ OPA 855

Ο OPA 855 είναι ένας τελεστικός ενισχυτής ευρείας ζώνης και χαμηλού θορύβου, με διπολικές εισόδους για εφαρμογές ευρείας ζώνης ενισχυτών τάσης και ενισχυτών με εμπέδηση, δηλαδή μετατροπέων ρεύματος σε τάση, υλοποιούμενος από έναν, ή περισσότερους τελεστικούς ενισχυτές. Όταν ο ενισχυτής αυτός διαμορφώνεται σαν ενισχυτής με εμπέδηση, τα 8 GHz κέρδος εύρους ζώνης επιτρέπουν υψηλά εύρη ζώνης κλειστού βρόχου στα κέρδη εμπέδησης, έως και πολλές δεκάδες kOhms.

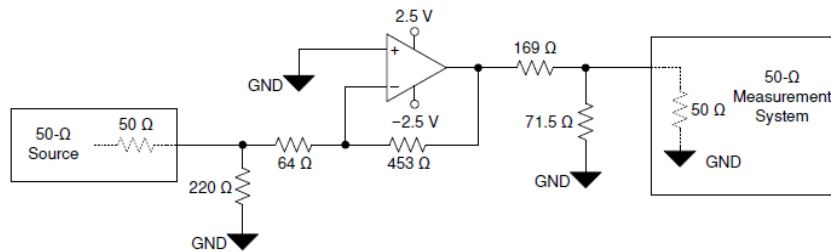
Βασικά Χαρακτηριστικά του OPA 855

High gain bandwidth product: 8 GHz
Decompensated, gain ≥ 7 V/V (stable)
Low input voltage noise: 0.98 nV/√Hz
Slew rate: 2750 V/μs
Low Input Capacitance: – Common-mode: 0.6 pF – Differential: 0.2 pF
Wide input common-mode range: – 0.4 V from positive supply – 1.1 V from negative supply
3 VPP total output swing
Supply voltage range: 3.3 V to 5.25 V
Quiescent current: 17.8 mA
Temperature range: -40°C to $+125^{\circ}\text{C}$

Πίνακας 6. Βασικά χαρακτηριστικά του OPA 855

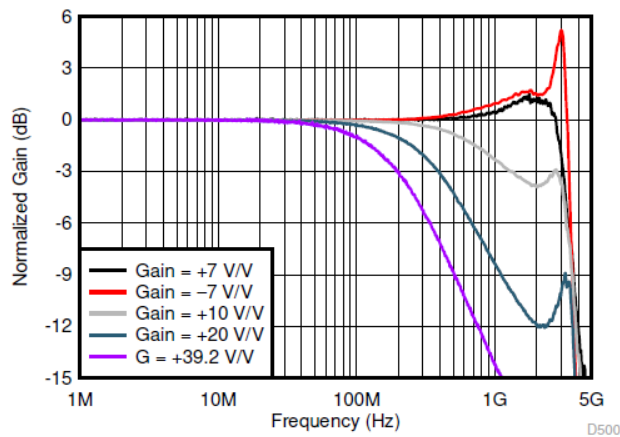


Σχήμα 26. Μη ανάστροφη διαμόρφωση με τον OPA 855 (Texas Instruments Inc., 2022)

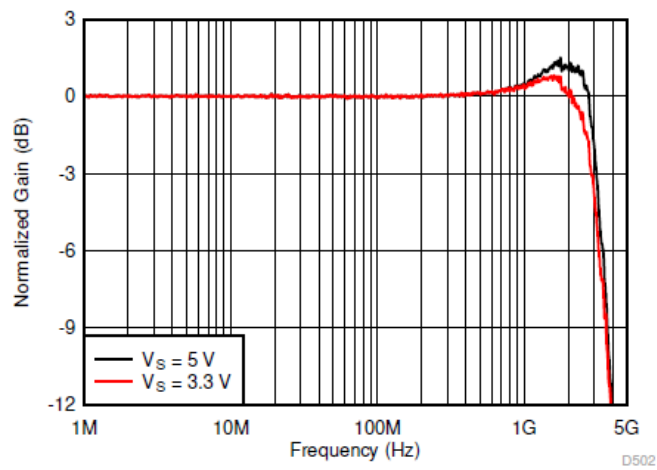


Σχήμα 27. Ανάστροφη διαμόρφωση με τον OPA 855 (Κέρδος = $-7V/V$) (Texas Instruments Inc., 2022)

Στην πορεία παρουσιάζονται τυπικές χαρακτηριστικές που αφορούν τα κυκλώματα στο Σχήμα 26. και στο Σχήμα 27.



Σχήμα 28. Τυπική Χαρακτηριστική Απόκρισης Συχνότητας Μικρού Σήματος – Κέρδους

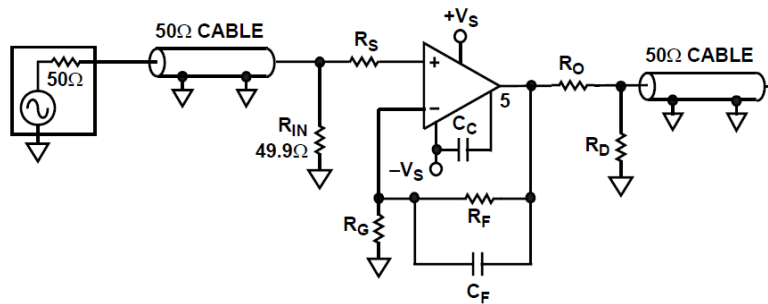


Σχήμα 29. Τυπική Χαρακτηριστική Απόκρισης Συχνότητας Μικρού Σήματος – Τάσης Τροφοδοσίας

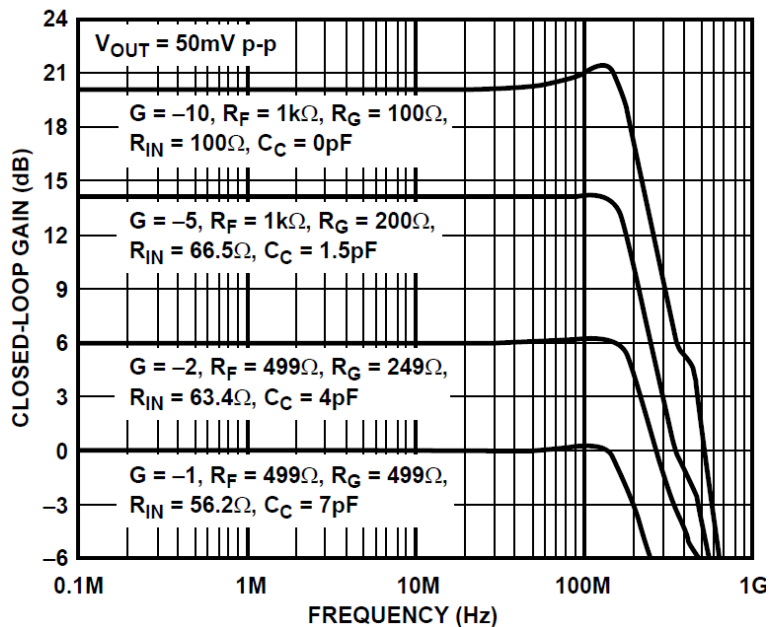
(Texas Instruments Inc., 2023)

ΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΜΕ ΤΟΝ AD8021

Στην πορεία έγιναν μετρήσεις σε τρεις πλακέτες κυκλωμάτων χρησιμοποιώντας τον τελεστικό ενισχυτή AD8021 της Analog Devices, που ήταν η αμέσως επόμενη επιλογή ολοκληρωμένου. Παρακάτω παρουσιάζετε ένα δοκιμαστικό κύκλωμα στο Σχήμα 30. καθώς και η απόκριση συχνότητας ενός μικρού σήματος, του AD8021, στο Σχήμα 31.



Σχήμα 30. Δοκιμαστικό Κύκλωμα με τον AD8021 (Analog Devices, Inc. 2006)



Σχήμα 31. Απόκριση Συχνότητας Μικρού Σήματος με τον AD8021 (Analog Devices, Inc. 2006)

ΜΕΡΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ AD8021

Ο AD8021 είναι ένας ενισχυτής ανάδρασης τάσης εξαιρετικά υψηλής ταχύτητας και απόδοσης, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συστήματα των 16 bit. Μπορεί να έχει τόσο χαμηλό θόρυβο τάσης και θόρυβο ρεύματος κατά τη λειτουργία στο χαμηλότερο ρεύμα τροφοδοσίας ηρεμίας αναμεταξύ άλλων σημερινών τελεστικών ενισχυτών χαμηλού θορύβου και υψηλής ταχύτητας. Ο συγκεκριμένος λειτουργεί σε ένα ευρύ φάσμα τάσεων τροφοδοσίας όπως παρουσιάζεται στα χαρακτηριστικά παρακάτω, όπως και από μεμονωμένες παροχές τάσης, κάνοντάς τον ιδανικό για όργανα υψηλών ταχυτήτων και χαμηλής ισχύος. Ο εξωτερικός του δε ακροδέκτης που διαθέτει, του επιτρέπει την περαιτέρω μείωση του ρεύματος τροφοδοσίας ηρεμίας στα 1.3 mA.

(Analog Devices Inc., 2006)

Βασικά Χαρακτηριστικά του AD8021

Low noise 2.1 nV/√Hz input voltage noise 2.1 pA/√Hz input current noise
Custom compensation Constant bandwidth from G = -1 to G = -10
High speed 200 MHz (G = -1) 190 MHz (G = -10)
Low power 34 mW or 6.7 mA typical for 5 V supply Output disable feature, 1.3 mA
Low distortion -93 dBc second harmonic, fC = 1 MHz -108 dBc third harmonic, fC = 1 MHz
DC precision 1 mV maximum input offset voltage 0.5 μV/°C input offset voltage drift
Wide supply range, 5 V to 24 V
Low price
Small packaging

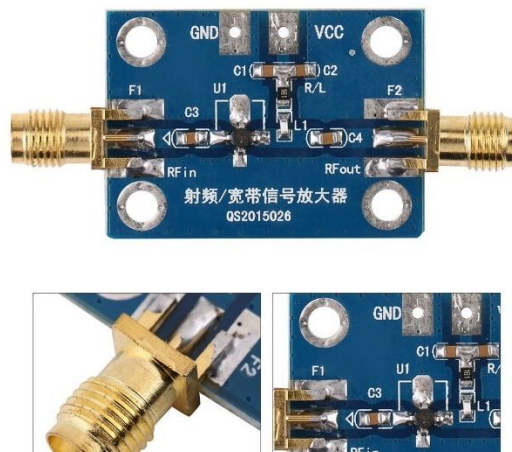
Πίνακας 7. Βασικά χαρακτηριστικά του AD8021

ΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΜΕ ΤΟΝ INA 2186

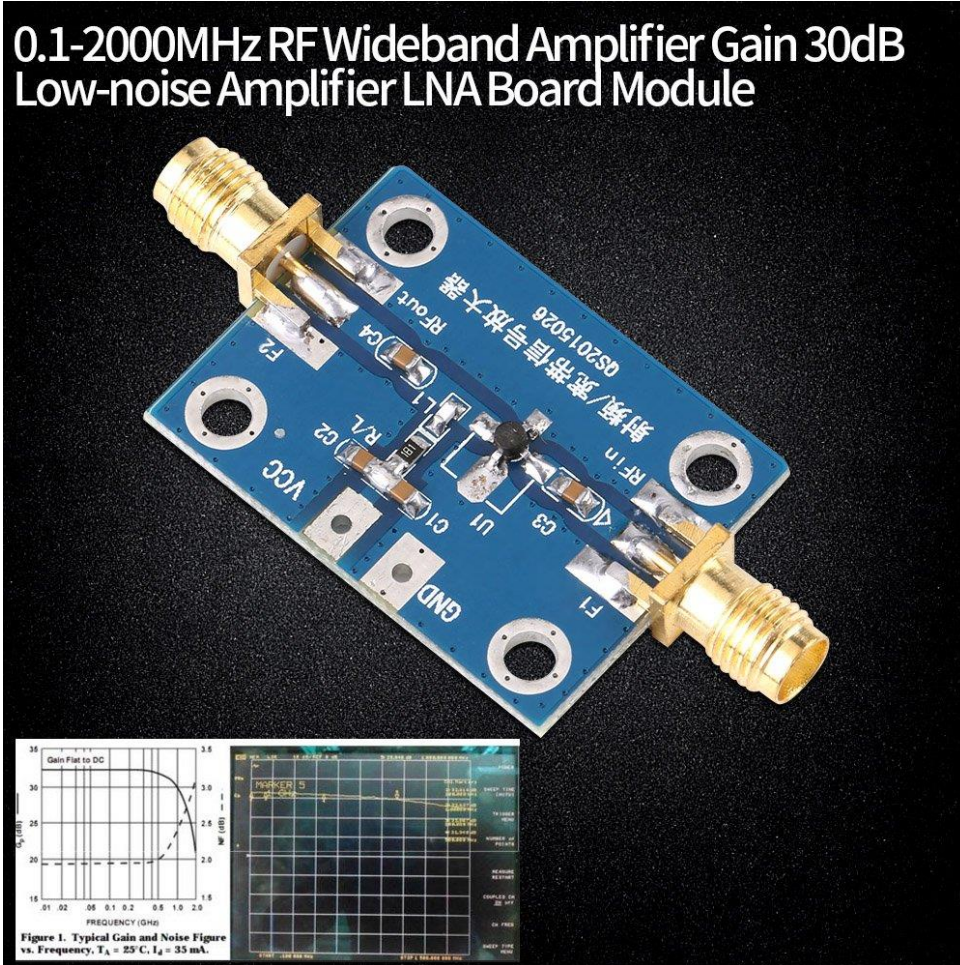
Τέλος, οι μετρήσεις που έγιναν στις δύο πλακέτες, 60dB κέρδους (δύο ενεργά στοιχεία) και 30dB κέρδους (ένα ενεργό στοιχείο) συνολικά 90dB, με τον INA 2186, προσεγγίζοντας όσο το δυνατόν περισσότερο τις προδιαγραφές της εργασίας, ήταν και οι πιο επιθυμητές. Οι συγκεκριμένες πλακέτες (Σχήμα 32., Σχήμα 33. και Σχήμα 34.) προμηθεύτηκαν έτοιμες από το εμπόριο, καθώς ο τελεστικός ενισχυτής δεν υπήρχε μεμονωμένος για τον εκ νέου σχεδιασμό των κυκλωμάτων, παρά μόνο ενσωματωμένος πάνω στις πλακέτες. Μερικά από τα σημαντικότερα χαρακτηριστικά του INA 2186 παρουσιάζονται στη συνέχεια.



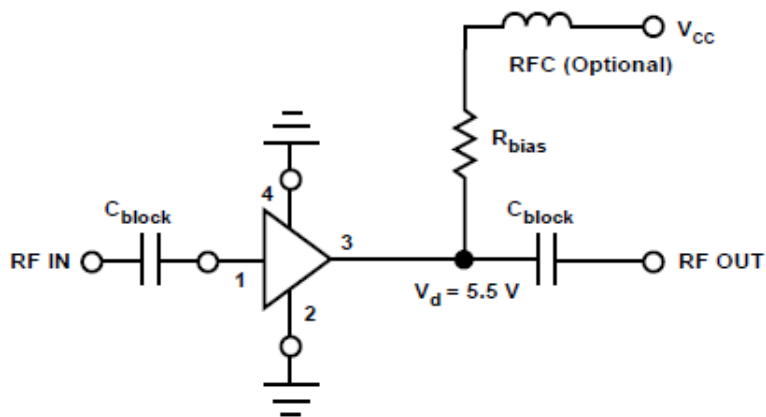
Σχήμα 32. Η πρώτη πλακέτα κέρδους 60dB με τους δύο INA 2186



Σχήμα 33. Η δεύτερη πλακέτα κέρδους 30dB με τον INA 2186



Σχήμα 34. Η δεύτερη πλακέτα κέρδους 30dB με τον INA 2186 και το τυπικό Κέρδος και Εικόνα Θορύβου σε σχέση με τη Συχνότητα



Σχήμα 35. Τυπική διαμόρφωση πόλωσης με τον INA 2186 (Hewlett-Packard Co., 1997)

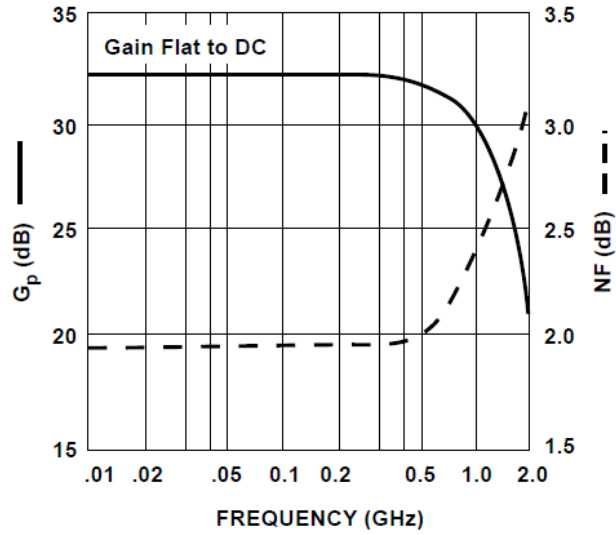
ΜΕΡΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΤΟΥ INA 2186

Ο INA 2186 είναι ένα κύκλωμα χαμηλού θορύβου ενισχυτή ανάδρασης χαμηλού κόστους της Hewlett Packard το οποίο επιτυγχάνει εξαιρετικές αποδόσεις. Είναι σχεδιασμένο για περιορισμένο, ή μεγάλο εύρος ζώνης για εμπορικές εφαρμογές ενίσχυσης RF (Radio Frequency – Ραδιοσυχνότητες), ή IF (Intermediate Frequency – Ενδιάμεσες Συχνότητες) οι οποίες απαιτούν υψηλό κέρδος και παράλληλα χαμηλό θόρυβο.

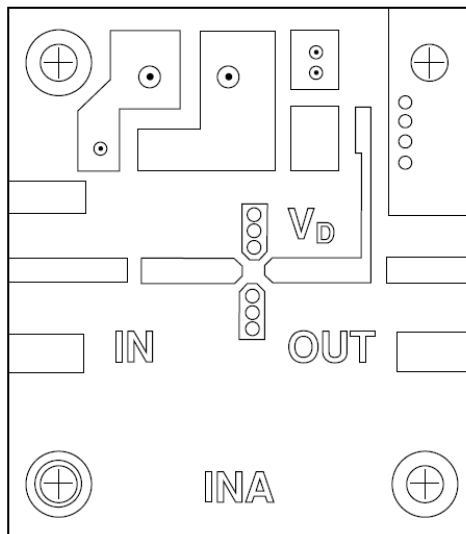
Βασικά Χαρακτηριστικά του INA 2186

Cascadable 50 Ω Gain Block
Low Noise Figure: 2.0 dB Typical at 0.5 GHz
High Gain: 31 dB Typical at 0.5 GHz 26 dB Typical at 1.5 GHz
3 dB Bandwidth: DC to 0.8 GHz
Unconditionally Stable ($k > 1$)
Low Cost

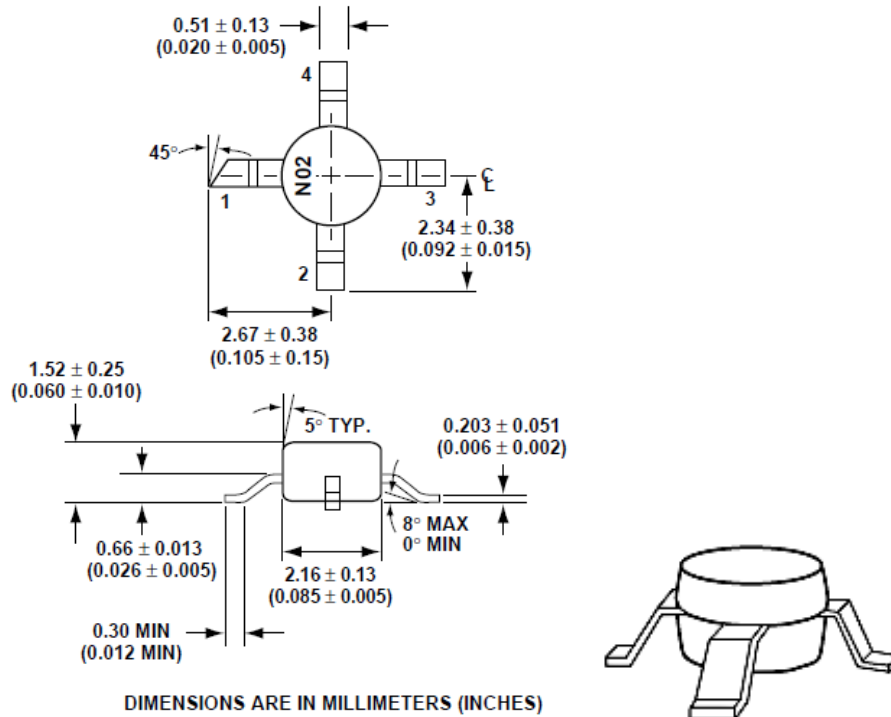
Πίνακας 8. Βασικά χαρακτηριστικά του INA 2186



Σχήμα 36. Τυπική απόδοση χαρακτηριστικής Συχνότητας - Κέρδους και Συχνότητας - Εικόνας Θορύβου του INA 2186 (Hewlett-Packard Co., 1997)



Σχήμα 37. Η πλακέτα του κυκλώματος του INA 2186 (2x το πραγματικό της μέγεθος) (Hewlett-Packard Co., 1997)



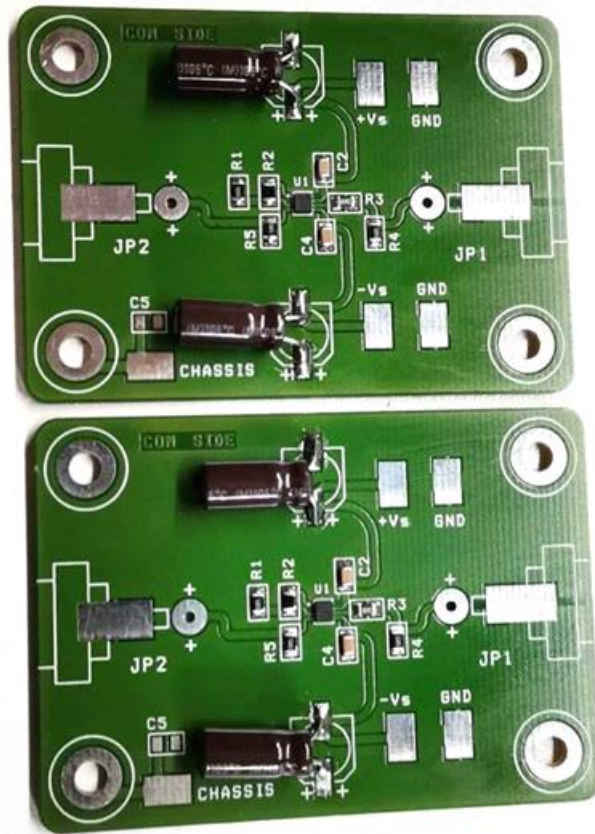
Σχήμα 38. Οι διαστάσεις του INA 2186 (Hewlett-Packard Co., 1997)

Οι LNA ενισχυτές που λειτουργούν με τον INA 2186, Σχήμα 32. και Σχήμα 33. και χρησιμοποιήθηκαν τελικά για την επίτευξη της εργασίας, διαθέτουν και οι δύο ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων 0.1 MHz – 2 GHz και ένα ευρύ δυναμικό εύρος, +60 dB για την πρώτη πλακέτα και +30 dB για τη δεύτερη. Η μέγιστη ισχύς εξόδου μπορεί να είναι 10 mV για την πλακέτα με το ένα ενεργό στοιχείο, ενώ και οι δύο έχουν εξίσου ένα πολύ χαμηλό συντελεστή θορύβου. Στην περίπτωση που για τη δεύτερη πλακέτα η συχνότητα λειτουργίας είναι μικρότερη από 500 MHz επιτυγχάνεται καλή απόκριση κέρδους (Gain Flatness/ Gain Response) που προκύπτει από τον τύπο $G_f = G_{max} - G_{min}$ και μπορεί να κάνει λιγότερο από 1 dB με κατάλληλες ρυθμίσεις. Είναι κατάλληλη για τη λήψη υψηλών συχνοτήτων για επέκταση της απόστασης επικοινωνίας όλων των τύπων front end ραδιοσυχνοτήτων, δηλαδή για όλα τα κυκλώματα που περιλαμβάνονται μεταξύ της εισόδου μιας κεραίας ενός δέκτη και της βαθμίδας του μίκτη.

(Hewlett-Packard Co., 1997)

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

Σε πρώτη φάση πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις για τον τελεστικό ενισχυτή **OPA 855** με το κύκλωμα που ακολουθεί, χωρισμένο σε δύο πλακέτες, που συνδέθηκαν σε σειρά.



Σχήμα 39. Οι πλακέτες με το κύκλωμα του LNA βασισμένο στον OPA 855

Τελική διαπίστωση ήταν πως με αυτές τις δύο πλακέτες που κατασκευάστηκαν με τον OPA 855, δεν μπορούσε να υπάρξει ενίσχυση πάνω από 100 φορές, διότι λειτουργεί σαν ενισχυτής διαντίστασης με περιορισμένο κέρδος τάσης μέχρι τα 20dB, συνεπώς θα χρειαζόνταν τέσσερις βαθμίδες για την επίτευξη του κέρδους των 80dB.

Στο αμέσως επόμενο στάδιο λήφθηκαν μετρήσεις για τον τελεστικό ενισχυτή **AD8021**. Τα όργανα που χρειάστηκαν για την πειραματική διαδικασία, ήταν ένας αναλυτής φάσματος - παλμογράφος και μια γεννήτρια συχνοτήτων, καθώς επίσης και τα ομοαξονικά καλώδια για τη σύνδεση των πλακετών με τα μετρητικά όργανα.

Στη φάση των μετρήσεων πραγματοποιήθηκε αρχικά βαθμονόμηση του παλμογράφου, με τον οποίο θα λαμβάνονταν οι μετρήσεις που παρουσιάζονται παρακάτω. Οι τάσεις στο τροφοδοτικό ρυθμίστηκαν στα $\pm 5 V$.

Τα -3dB του συστήματος είναι στα 55MHz.

Από Γεννήτρια Συχνοτήτων

1 MHz	10 MHz	20 MHz	30 MHz	40 MHz	50 MHz	55 MHz	60 MHz	70 MHz
29 mV pp	30 mV pp	34 mV pp	35 mV pp	30 mV pp	23 mV pp	21 mV pp	19 mV pp	16.5 mV pp

Από Spectrum Analyzer - Αναλυτή Φάσματος (1^η Πλακέτα)

1 MHz	10 MHz	20 MHz	30 MHz	40 MHz	50 MHz	55 MHz	60 MHz	70 MHz
170 mV pp	165 mV pp	170 mV pp	190 mV pp	230 mV pp	240 mV pp	212 mV pp	190 mV pp	130 mV pp

Η πρώτη πλακέτα ενίσχυε το σήμα 6 φορές αντί για 10 που ήταν ο στόχος, ενώ στη συχνότητα του 1 MHz το πλάτος σήματος έπρεπε να προσεγγίζει τα 300 mV.

Από Spectrum Analyzer - Αναλυτή Φάσματος (2^η Πλακέτα)

1 MHz	10 MHz	20 MHz	30 MHz	40 MHz	50 MHz	55 MHz	60 MHz	70 MHz
310 mV pp	330 mV pp	410 mV pp	550 mV pp	750 mV pp	700 mV pp	500 mV pp	380 mV pp	228 mV pp

Παρατηρήθηκε πως οι αντιστάσεις από κάποια συχνότητα και άνω αυξάνουν απότομα το κέρδος. Αυτή η πλακέτα ενισχύει 10 φορές το σήμα όπως ήταν επιθυμητό, σε αντίθεση με την προηγούμενη.

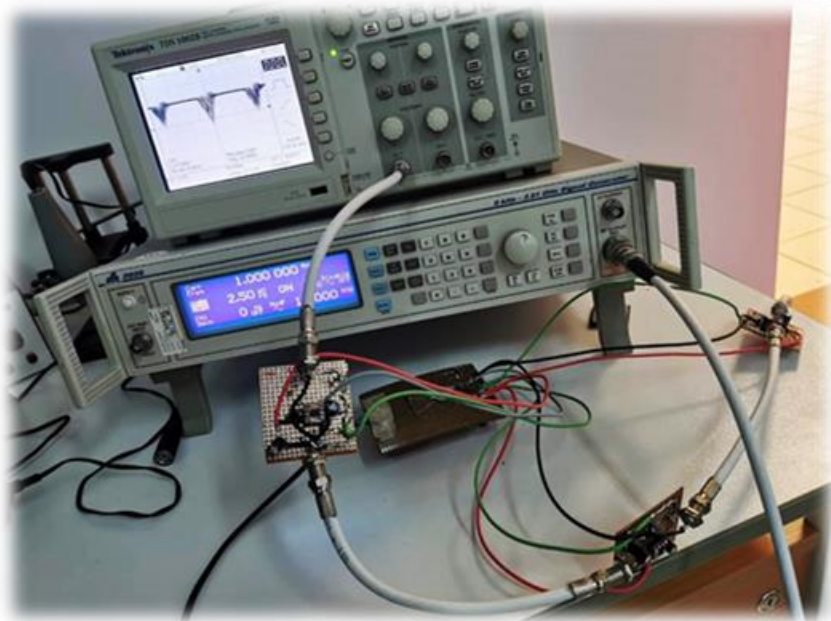
Από Spectrum Analyzer - Αναλυτή Φάσματος (3^η Πλακέτα)

1 MHz	10 MHz	20 MHz	30 MHz	40 MHz	50 MHz	55 MHz	60 MHz	70 MHz
310 mV pp	330 mV pp	410 mV pp	550 mV pp	720 mV pp	670 mV pp	530 mV pp	420 mV pp	240 mV pp

Από Spectrum Analyzer – Αναλυτή Φάσματος (2 ^η & 3 ^η Πλακέτα σε σειρά)								
1 MHz	10 MHz	20 MHz	30 MHz	40 MHz	50 MHz	55 MHz	60 MHz	70 MHz
3 mV pp	4 mV pp	5 mV pp	3.5 mV pp	1.8 mV pp	1.5 mV pp	1.2 mV pp	1.2 mV pp	1 mV pp

Από Spectrum Analyzer – Αναλυτή Φάσματος (1 ^η & 3 ^η Πλακέτα σε σειρά)								
1 MHz	10 MHz	20 MHz	30 MHz	40 MHz	50 MHz	55 MHz	60 MHz	70 MHz
3 mV pp	4 mV pp	3.2 mV pp	2.8 mV pp	1.5 mV pp	1.2 mV pp	1.2 mV pp	1.1 mV pp	0.7 mV pp

Για το set up 1^η , 2^η & 3^η Πλακέτα σε σειρά παρατηρήθηκε πως ο θόρυβος οδηγεί σε κορεσμό την όλη διάταξη όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



Σχήμα 40. Η συνδεσμολογία 1ης, 2ης και 3ης πλακέτας σε σειρά με τον AD8021 σε κατάσταση κορεσμού

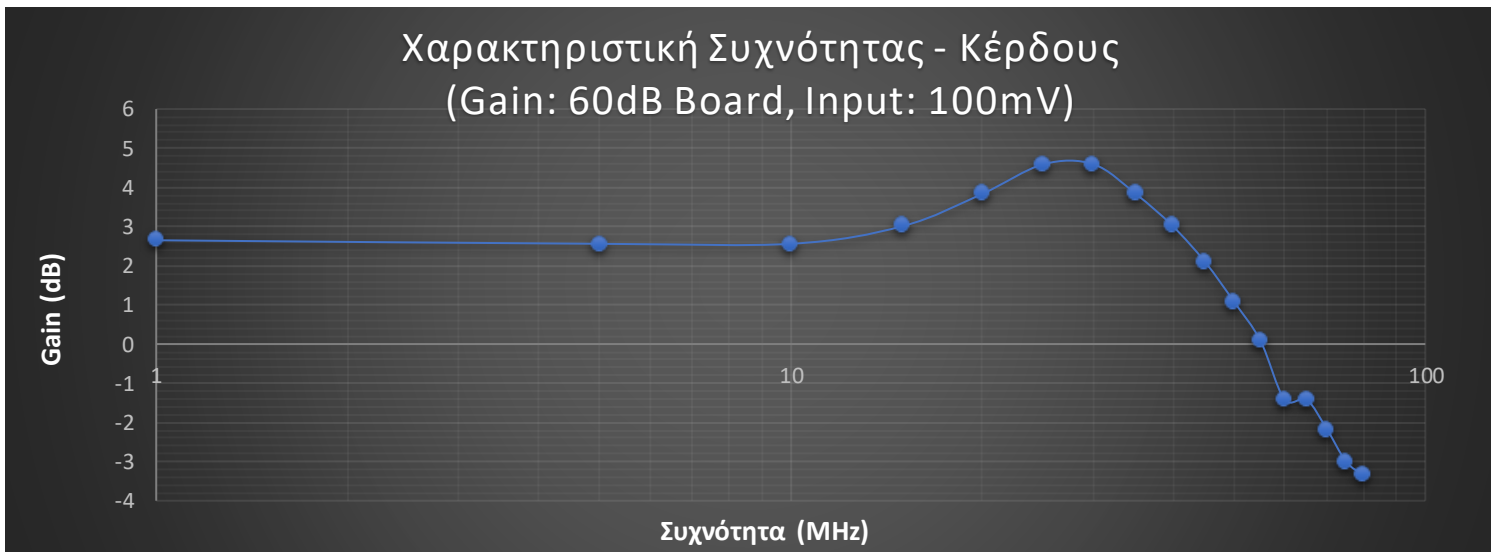
Τελική διαπίστωση ήταν πως με αυτές τις τρεις πλακέτες που κατασκευάστηκαν με τον AD8021, δεν μπορούσε να υπάρξει ενίσχυση πάνω από 100 φορές, επομένως ούτε ο συγκεκριμένος μπορούσε να ικανοποιήσει τις προδιαγραφές κέρδους, και θα υπήρχαν πάλι θέματα επιπρόσθετου θορύβου, αν χρησιμοποιούνταν παραπάνω βαθμίδες.

Τελευταίο στάδιο ήταν οι μετρήσεις των δύο πλακετών με τον τελεστικό ενισχυτή **INA 2186**.

Για την πρώτη πλακέτα κέρδους 60dB και εισόδου 100mV, οι μετρήσεις παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα, καθώς και η χαρακτηριστική συχνότητας - κέρδους.

Συχνότητα (MHz)	Πλάτος (Vpp)	Gain (dB)
1	0.96	2,65
5	0.95	2,56
10	0.95	2,56
15	1	3,01
20	1.1	3,83
25	1.2	4,59
30	1.2	4,59
35	1.1	3,83
40	1	3,01
45	0.9	2,09
50	0.8	1,07
55	0.7	0,08
60	0.6	-1,42
65	0.6	-1,42
70	0.55	-2,18
75	0.5	-3,00
80	0.48	-3,36

Πίνακας 9. Οι μετρήσεις της πλακέτας των 60dB με το INA 2186

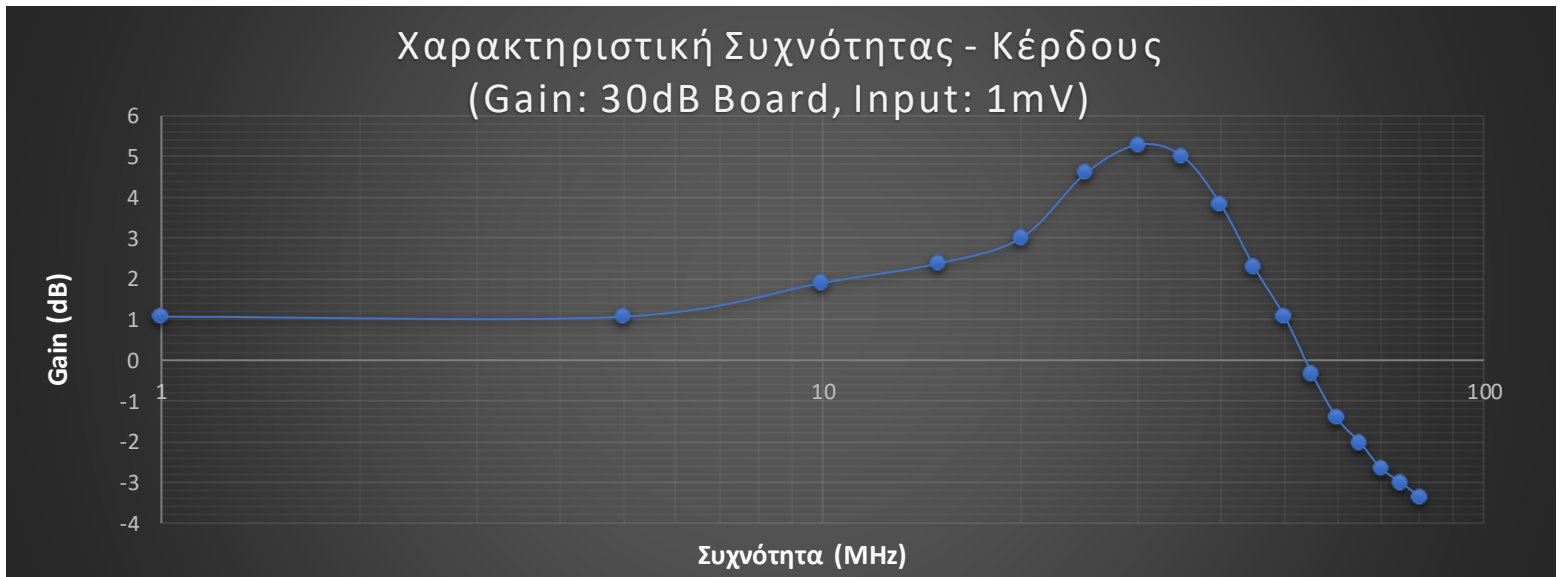


Σχήμα 41. Χαρακτηριστική Συχνότητας - Κέρδους (Gain: 60dB Board, Input: 100mV)

Για την δεύτερη πλακέτα κέρδους 30dB και εισόδου 1mV, οι μετρήσεις παρουσιάζονται στον ακόλουθο πίνακα, καθώς και η χαρακτηριστική συχνότητας - κέρδους.

Συχνότητα (MHz)	Πλάτος (Vpp)	Gain (dB)
1	0.8	1,07
5	0.8	1,07
10	0.88	1,9
15	0.93	2,38
20	1	3,01
25	1.2	4,59
30	1.3	5,29
35	1.26	5,01
40	1.1	3,83
45	0.92	2,28
50	0.8	1,07
55	0.68	-0,33
60	0.60	-1,42
65	0.56	-2,02
70	0.52	-2,66
75	0.50	-3,00
80	0.48	-3,36

Πίνακας 10. Οι μετρήσεις της πλακέτας των 30dB με το INA 2186



Σχήμα 42. Χαρακτηριστική Συχνότητας - Κέρδους (Gain: 30dB Board, Input: 1mV)

Από τα ανωτέρω γραφήματα (Σχήμα 41. και Σχήμα 42.) συμπεραίνεται ότι οι ενισχυτές INA 2186 λειτουργούν σαν κλασικοί ενισχυτές DC με την έννοια ότι πέφτει το κέρδος του ενισχυτή λόγω του γινομένου $\text{Gain} \times \text{Bandwidth}$.

Το overshoot που παρατηρείται επίσης στα γραφήματα, μεταξύ 10 και 100 MHz, οφείλεται σε κάποιο συντονισμό της πλακέτας, λόγω των ιδιοτήτων του ενισχυτή.

ΕΠΙΛΟΓΟΣ

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ – ΠΑΡΑΤΗΡΗΣΕΙΣ

Υλοποιώντας βήμα-βήμα το κατασκευαστικό τμήμα της διπλωματικής εργασίας και ξεκινώντας το σχεδιασμό του κυκλώματος, έως και τη λήψη των μετρήσεων για τον έλεγχο της λειτουργίας του κυκλώματος που υλοποιήθηκε, παρατηρήθηκε πως πρόκειται για μια πιο πολύπλοκη και δύσκολη διαδικασία, ο σχεδιασμός ενός ενισχυτή υψηλών συχνοτήτων, σε σχέση με έναν ενισχυτή ακουστικών συχνοτήτων. Αυτό συμβαίνει διότι για τον σχεδιασμό ενός ενισχυτή υψηλών συχνοτήτων, πρέπει να υπολογιστούν κι άλλοι παράγοντες όπως τα στάσιμα κύματα.

Για την επιτυχημένη του σχεδίαση ενός ενισχυτή υψηλών συχνοτήτων ο οποίος υλοποιείται με τελεστικούς ενισχυτές, ένας σημαντικός παράγοντας επιτυχίας, προκύπτει και από τον κατάλληλο σχεδιασμό της πλακέτας που θα χρησιμοποιηθεί για το κύκλωμα. Αυτό μπορεί εύκολα να διαπιστωθεί και από την ποιοτική διαφορά που υπάρχει μεταξύ υλοποίησης του κυκλώματος σε διάτρητη πλακέτα γενικής χρήσης και σε φωτοευαίσθητη πλακέτα χαλκού, οι οποίες μπορούν να είναι πιο συστηματικές και πιο καλοσχεδιασμένες.

Επιπλέον για την καλή λειτουργία του ενισχυτή, απαιτείται ένα πολύ καλής ποιότητας τροφοδοτικό, για να λειτουργήσει όσο το δυνατόν καλύτερα και όσο το δυνατόν μελιγότερο θόρυβο.

Η θωράκιση επίσης ενός τέτοιου ενισχυτή, και συνεπώς της πλακέτας, είναι ένας σημαντικός παράγοντας για την καλή λειτουργία και τη μείωση του θορύβου, ο οποίος μπορεί να επικρατήσει πάνω στον ενισχυτή και παρατηρείται στην έξοδό του, που δεν οφείλεται στον ενδογενή θόρυβο του ενισχυτή, αλλά στον εξωγενή, ο οποίος επιτάσσεται πάνω στον ενισχυτή, στις νησίδες και στους ακροδέκτες του και αυτές οι παρασιτικές συνιστώσες ενισχύονται.

ΠΕΡΙΘΩΡΙΑ ΒΕΛΤΙΩΣΗΣ

Μερικοί από τους τρόπους που θα μπορούσε να βελτιωθεί η κατασκευή που υλοποιήθηκε, είναι οι εξής:

- Με χρήση καλύτερης ποιότητας μονολιθικών ενισχυτών-ολοκληρωμένων. Παραδείγματος χάρη, έναν τελεστικό με καλύτερη εικόνα θορύβου, μεγαλύτερο κέρδος και μεγαλύτερο bandwidth.
- Με χρήση καλύτερης ποιότητας πλακέτας, το κύκλωμα θα μπορούσε να είναι πιο καλοσχεδιασμένο και ποιοτικό, μειώνοντας μεγάλα ποσοστά θορύβου.
- Με θωράκιση του ενισχυτή, ίσως μπορούσαν να γίνουν καλύτεροι υπολογισμοί της πλακέτας και να αποφευχθεί το φαινόμενο του συντονισμού του overshoot.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

Δημητρακόπουλος Γ. (Ανοιξη 2008). *HY121: Ηλεκτρονικά Κυκλώματα, Εισαγωγή στους τελεστικούς ενισχυτές*. Πανεπιστήμιο Κρήτης, Τμήμα Επιστήμης Υπολογιστών.

<https://www.csd.uoc.gr/~hy121/09a/HY121-set14.pdf>

Texas Instruments Inc. (September 1993–Revised April 2013). Application Report. SNOA390B. *OA-11 A Tutorial on Applying Op Amps to RF Applications*.

https://www.ti.com/lit/an/snoa390b/snoa390b.pdf?ts=1651605115822&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

Agilent Technologies. (1990, 2000) Agilent AN 154. Application Note. *S-Parameter Design*. USA.

<http://sss-mag.com/pdf/AN154.pdf>

VSWR (Voltage Standing Wave Ratio). (n.d.). Διαθέσιμο στο:

<https://www.antenna-theory.com/m/definitions/vswr.php> [Ημερομηνία πρόσβασης 2 Οκτωβρίου 2023]

Κρανά, Μ., Ιούλιος (2016). *Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου για Ασύρματη Επικοινωνία στο Ανθρώπινο Σώμα*. (Διπλωματική Εργασία, Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, 2016). Διαθέσιμο στο:

<https://ir.lib.uth.gr/xmlui/bitstream/handle/11615/48194/15011.pdf?sequence=1&isAllowed=y>

Γκανή Α. Λ., Αύγουστος (2017). *Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου (LNA) για Εφαρμογές G.hn / Low Noise Amplifier (LNA) Design for G.hn Applications*. (Μεταπτυχιακή Εργασία, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, 2017). Διαθέσιμο στο:

<https://ir.lib.uth.gr/xmlui/bitstream/handle/11615/48222/16995.pdf?sequence=1&isAllowed=y>

Μιχαηλίδης, Θ. Ε. (χ. χ.). *Διάλεξη 4η: Δομή και Βασικά Τμήματα Συστημάτων Δορυφορικών Επικοινωνιών*. [Δορυφορικές Επικοινωνίες – Διαδικτυακές σημειώσεις Μαθήματος]. Πανεπιστήμιο Πειραιώς, Τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων. Διαθέσιμο στο:

<https://docplayer.gr/44549812-Doryforikes-epikoinonies.html>

Dildine B., 1986. *Network Measurements Division*. Measurement Considerations for Network Analysis at Millimeter Frequencies. Hewlett Packard. Santa Rosa, USA.

http://hparchive.com/seminar_notes/a-142.pdf

Browne J., 2011. 'Understanding Dynamic Range', *Microwaves and RF*, σελ. 1-2. Διαθέσιμο στο:

https://cdn.baseplatform.io/files/base/ebm/mwrf/document/2019/03/mwrf_3253_understandingdynamicrange.pdf

Nickolas C., 2011. 'The Basics of Mixers', *DigiKey* contributed by *Electronic Products*. Διαθέσιμο στο:

<https://www.digikey.gr/en/articles/the-basics-of-mixers>

Marki F. and Marki C., 2010. 'Mixer Basics Primer: A Tutorial for RF & Microwave Mixers', *Marki Microwave*. Morgan Hill, CA. Διαθέσιμο στο:

<https://markimicrowave.com/technical-resources/white-papers/mixer-basics-primer>

Poole I., (χ. χ.) 'Understanding RF Mixer Specifications: How to specify them', *Electronics Notes*. [διαδικτυακό] Διαθέσιμο στο:

<https://www.electronics-notes.com/articles/radio/rf-mixer/specifications-parameters-datasheets.php> [Ημερομηνία πρόσβασης 31 Οκτωβρίου 2023]

Budak A., 1974. *Passive and Active Network Analysis and Synthesis*. Boston, USA: Houghton Mifflin Harcourt. Διαθέσιμο στο:

<https://archive.org/details/passiveactivenet0000buda/page/260/mode/2up?view=theater>

González G. and Tapia R., 2008. *Operational Amplifiers and Active Filters: A Bond Graph Approach*, *New Approaches in Automation and Robotics*, Harald Aschemann (Ed.), ISBN: 978-3-902613-26-4, InTech, Διαθέσιμο στο:

http://www.intechopen.com/books/new_approaches_in_automation_and_robotics/operational_amplifiers_and_active_filters_a_bond_graph_approach

Texas Instruments Inc., July 2018 – Revised January 2023. *OPA855 8-GHz Gain Bandwidth Product, Gain of 7-V/V Stable, Bipolar Input Amplifier*. [Technical Data] Dallas, Texas. Διαθέσιμο στο:

https://www.ti.com/lit/ds/symlink/opa855.pdf?ts=1686812619548&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.google.com%252F

Analog Devices Inc., 2006. *AD8021: Low Noise, High Speed Amplifier for 16-Bit Systems*. [Technical Data]. Norwood, USA. Διαθέσιμο στο:

<https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8021.pdf>

Hewlett-Packard Co., 1997. *INA-02184 & INA-02186: Low Noise, Cascadable Silicon Bipolar MMIC Amplifier*. [Technical Data]. USA. Διαθέσιμο στο:

<https://datasheetspdf.com/datasheet/INA-02186.html>