

ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΟΠΤΙΚΗΣ ΚΑΙ  
ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΥΛΙΚΩΝ  
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΒΙΟΙΑΤΡΙΚΗΣ ΟΠΤΙΚΗΣ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΗΣ ΒΙΟΦΥΣΙΚΗΣ



ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΦΩΤΟΔΙΟΔΟΥ ΜΙΚΡΟΥ  
ΘΟΡΥΒΟΥ - ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΔΥΟ  
ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Σταμάτιου Ν. Κοτσόργιου

Επιβλέπων: Κωνσταντίνος Πολιτόπουλος  
Καθηγητής

Αθήνα, Ιούνιος 2022





**ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ**  
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΟΠΤΙΚΗΣ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΥΛΙΚΩΝ  
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΒΙΟΙΑΤΡΙΚΗΣ ΟΠΤΙΚΗΣ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΣΜΕΝΗΣ ΒΙΟΦΥΣΙΚΗΣ

**ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΦΩΤΟΔΙΟΔΟΥ ΜΙΚΡΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ - ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΔΥΟ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

**Σταμάτιου Ν. Κοτσόργιου**

**Επιβλέπων:** Πολιτόπουλος Κωνσταντίνος  
Καθηγητής

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή στις 14/6/2022

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

.....  
Πολιτόπουλος Κωνσταντίνος  
Καθηγητής

.....  
Παπανάνος Ιωάννης  
Καθηγητής

.....  
Χριστοφόρου Ευάγγελος  
Καθηγητής

Αθήνα, Ιούνιος 2022.

(Υπογραφή)

.....  
(**Σταμάτιος Ν. Κοτσόργιος**)

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

© (2022) Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο. All rights reserved.

Copyright ©- All rights reserved Σταμάτιος Κοτσόργιος, 2022.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση ή 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 τον συγγραφέα.

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



## Abstract

The presence of photodiodes in people's lives is constantly increasing due to the wide range of their functions in conjunction with the relentless technological development of society.

They are used in a variety of daily, scientific and industrial work. From compact discs, smoke detectors, medical devices, receivers for infrared remote control devices, cameras, light sensors to astronomy or spectroscopy, photodiodes are a key electronic component in a variety of circuits.

In this study, the part of amplifying and eliminating the noise of the photodiode's output signal will be isolated as follows: construction of a board according to the electronic data drawn from the simulation environment of *LTSpice*.

The dissertation begins with a brief report and analysis of the theoretical background necessary to understand the results. First, the general concept of noise and the basic ways of dealing with it with electronic filters is deepened and followed by theory about the components that will be used, namely that of opamps and photodiodes. Equally important is understanding the concept of light and the visible spectrum that follows. Afterwards, the noise of the two topologies is studied in detail and calculated using the principle of overlap.

The second part compares the topologies of one or three opamps that were simulated while explaining in detail the definition of the permeability amplifier and the equations that govern it. The way of selecting resistors and capacitors for the completion of the circuit is also analyzed. The bandwidth limitations of the connections are also presented and the photodiodes and opamps that can be found in the market are compared.

At the end of the theoretical analysis, simulations and their results are shown in contrast. The correct simulation of noise and photodiodes requires a single analysis and is followed by a combination of these in a variety of circuits.

## Keywords

Photodiode, Noise, OPAMP, Simulation , Amplifier, Circuit



## Περίληψη

Η παρουσία των φωτοδιόδων στις ζωές των ανθρώπων αυξάνεται διαρκώς λόγω του μεγάλου εύρους λειτουργιών τους σε συνδυασμό με την ακατάπαυστη τεχνολογική ανάπτυξη της κοινωνίας.

Χρησιμοποιούνται σε ποικιλία καθημερινών, επιστημονικών και τη βιομηχανικών εργασιών. Από συμπαγείς δίσκους, ανιχνευτές καπνού, ιατρικές συσκευές, δέχτες για συσκευές τηλεχειρισμού υπέρυθρων, κάμερες, φωτοαισθητήρες μέχρι και την αστρονομία ή την φασματοσκοπία οι φωτοδιόδοι αποτελούν βασικό ηλεκτρονικό εξάρτημα σε πληθώρα κυκλωμάτων.

Σε αυτή την μελέτη θα απομονωθεί το κομμάτι της ενίσχυσης και της εξάλειψης του θορύβου του σήματος εξόδου των φωτοδιόδων καθώς ακολουθεί κατασκευή πλακέτας σύμφωνα με τα ηλεκτρονικά δεδομένα που αντλούνται από το περιβάλλον προσομοίωσης *LTSpice*.

Η διπλωματική ξεκινάει με την σύντομη αναφορά και ανάλυση του θεωρητικού υποβάθρου απαραίτητου για την κατανόηση των αποτελεσμάτων. Αρχικά, εμβαθύνεται η γενική έννοια του θορύβου και οι βασικοί τρόποι αντιμετώπισης του με ηλεκτρονικά φίλτρα και στην συνέχεια ακολουθεί θεωρία για τα εξαρτήματα που θα χρησιμοποιηθούν, ονομαστικά αυτή των *opamps* και των φωτοδιόδων. Εξίσου σημαντική είναι η κατανόηση της έννοιας του φωτός και του ορατού φάσματος αυτού που ακολουθεί.

Στο δεύτερο μέρος γίνεται σύγκριση των τοπολογιών ενός και τριών ολοκληρωμένων που προσομοιώθηκαν ενώ εξηγείται διεξοδικά ο ορισμός του ενισχυτή διαπερατότητας και των εξισώσεων που τον διέπουν. Αναλύεται επίσης ο τρόπος επιλογής αντιστάσεων και πυκνωτών για την ολοκλήρωση του κυκλώματος. Παρουσιάζονται επίσης οι περιορισμοί εύρους ζώνης των συνδέσεων και ενδεικτικά συγκρίνονται φωτοδιόδοι και *opamps* που μπορούν να βρεθούν στην αγορά. Στην συνέχεια, γίνεται αναλυτική μελέτη και υπολογισμός του θορύβου των δύο τοπολογιών χρησιμοποιώντας την αρχή της επαλληλίας.

Μετα το πέρας της θεωρητικής ανάλυσης έπονται προσομοιώσεις και τα αποτελέσματα αυτών για σύγκριση. Για την ορθή προσομοίωση του θορύβου και των φωτοδιόδων απαιτείται μεμονομένη ανάλυση και ακολουθεί συνδυασμός αυτών σε πληθώρα κυκλωμάτων.

## Λέξεις Κλειδιά

Φωτοδιόδος, Θόρυβος, OPAMP, Προσομοίωση, Ενισχυτής, Κύκλωμα





## Ευχαριστίες

Σε αυτήν την σελίδα θα ήθελα να απευθύνω ευχαριστίες σε ορισμένους ανθρώπους, που με διάφορους τρόπους με βοήθησαν και μου συμπαραστάθηκαν σε όλη τη διάρκεια της προσπάθειάς μου. Έτσι, από τη θέση αυτή, θέλω να ευχαριστήσω

- Την οικογενειά μου στην προσπάθεια που έκαναν να μου προσφέρουν κάθε βοήθεια και εφόδιο για να ανταπεξέλθω στις απαιτήσεις της σχολής και όχι μόνο.
- Τους κοντινούς μου ανθρώπους, όπως φίλοι και συμφοιτητές, που με τον τρόπο τους με ώθησαν να επικεντρώνομαι στους στόχους μου.
- Την σχολή των Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου που με τροφοδότησε με τις απαραίτητες γνώσεις για να ολοκληρώσω το έργο μου αλλά και να καταφέρω να πάρω το δίπλωμα μου.
- Τέλος, ιδιαίτερες ευχαριστίες θέλω να απευθύνω στον καθηγητή Κωνσταντίνο Πολιτόπουλο για τις χρήσιμες πληροφορίες και την καθοδήγησή που μου προσέφερε καθ'όλη την διάρκεια σε κάθε εμπόδιο που αντιμετώπισα με την εργασία



# Περιεχόμενα

Πίνακας περιεχομένων	1
<b>I Θεωρητικό Υπόβαθρο</b>	<b>7</b>
1 Η έννοια του θορύβου	7
1.1 Είδη θορύβου	7
2 Ολοκληρωμένα Κυκλώματα OPAMP	10
2.1 Χαρακτηριστικά πραγματικού OPAMP	10
2.2 Τρόπος Λειτουργίας	12
2.3 Φύλλα Δεδομένων OPAMP	14
3 Ανάλυση Φωτοдиодων	21
3.1 Διαχωρισμός βάση κατασκευής	22
3.2 Χαρακτηριστικά Φωτοдиодων	23
3.3 Τρόπος Σύνδεσης Φωτοдиодου	25
3.4 Συνήθεις χρήσεις	26
3.5 Επιλογή σύνδεσης και τύπου	26
<b>II Σύγκριση τοπολογιών ενισχυτών φωτοдиодων</b>	<b>28</b>
4 Ενισχυτής διαντίστασης	28
4.1 Τοπολογίες	28
4.1.1 Τοπολογία ενός ολοκληρωμένου	28
4.1.2 Τοπολογία τριών ολοκληρωμένων	29
4.2 Περιορισμοί εύρους ζώνης	30
4.2.1 Παράλληλο κύκλωμα αντίστασης πυκνωτή	30
4.2.2 Χωρητικότητα φωτοдиодου	31
4.2.3 Παρασιτική χωρητικότητα	33
4.2.4 Υπολογισμοί Εύρους Ζώνης	33
4.2.5 Πρακτικό παράδειγμα υπολογισμού εύρους ζώνης	35
5 Σύγκριση εμπορικών φωτοдиодων	37
5.1 Si APD	37
5.2 Si Photodiodes	38
5.3 Si photodiodes with preamp	38
6 Σύγκριση εμπορικών OPAMP	40
6.1 Linear Technology	40
6.2 Analog Devices	41
6.3 Texas Instruments	41
7 Ανάλυση μοντέλων θορύβου	42
7.1 Ανάλυση ενισχυτή διαντίστασης ενός OPAMP	42
7.1.1 Θόρυβος ρεύματος φωτοдиодου	43
7.1.2 Θόρυβος τάσης αντίστασης ανάδρασης	44
7.1.3 Θόρυβος τάσης τελεστικού ενισχυτή	45
7.1.4 Θόρυβος ρεύματος θετικού ακροδέκτη τελεστικού ενισχυτή	46

7.1.5	Θόρυβος ρεύματος αρνητικού ακροδέκτη τελεστικού ενισχυτή . . . . .	47
7.1.6	Συνολικός θόρυβος κυκλώματος . . . . .	48
7.2	Ανάλυση ενισχυτών διαντίστασης τριών OPAMP . . . . .	50
7.2.1	Συνολική πηγή θορύβου άνω και κάτω συνδεσμολογίας ενισχυτή . . . . .	51
7.2.2	Ανάλυση θορύβου συγκριτή συνδεσμολογίας τριών τελεστικών . . . . .	51
7.2.3	Συνολικός θόρυβος ανάλυσης συνδεσμολογίας τριών τελεστικών . . . . .	53
<b>III Προγράμματα Προσομοιώσεων</b>		<b>54</b>
<b>8</b>	<b>Micro-Cap Basics</b>	<b>54</b>
8.1	Δημιουργία διαγραμμάτων ανάλυσης . . . . .	54
8.2	Προσομοίωση θορύβου . . . . .	55
8.2.1	Θερμικός θόρυβος . . . . .	57
8.3	Προσομοίωση φωτοδιόδων . . . . .	58
8.4	Προσομοίωση θορύβου τελεστικών ενισχυτών . . . . .	59
8.5	Προσομοιώσεις κυκλωμάτων ενός OPAMP . . . . .	59
<b>9</b>	<b>LTSpice Basics</b>	<b>60</b>
9.1	Δημιουργία εισόδου με πηγή ρεύματος . . . . .	60
9.2	Προσομοιώσεις OPAMP . . . . .	61
9.2.1	Ανάλυση στον χρόνο . . . . .	62
9.2.2	Ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας . . . . .	63
9.2.3	Ανάλυση θορύβου . . . . .	65
9.3	Αθόρυβα στοιχεία . . . . .	67
9.4	Πηγή θορύβου ρεύματος . . . . .	68
<b>10</b>	<b>Σύγκριση προγραμμάτων</b>	<b>69</b>
<b>11</b>	<b>Ηλεκτρονικές Προσομοιώσεις</b>	<b>69</b>
<b>12</b>	<b>ADA4610 and S1227-1010BQ</b>	<b>70</b>
12.1	Συνδεσμολογία ενός τελεστικού . . . . .	70
12.1.1	Cf=2pF . . . . .	71
12.1.2	Cf=10pF . . . . .	72
12.1.3	Cf=100pF . . . . .	73
12.2	Συνδεσμολογία τριών τελεστικών . . . . .	74
12.2.1	Cf1=Cf2=10pF . . . . .	75
12.2.2	Cf1=Cf2=100pF . . . . .	76
<b>13</b>	<b>Αποτελέσματα Προσομοιώσεων</b>	<b>77</b>
<b>IV Συμπεράσματα και προτάσεις για μελλοντική εργασία</b>		<b>81</b>
<b>14</b>	<b>Συμπεράσματα</b>	<b>81</b>
<b>15</b>	<b>Προτάσεις για μελλοντική εργασία</b>	<b>81</b>
	<b>Βιβλιογραφία</b>	<b>82</b>

## Κατάλογος Σχημάτων

1	Συνδεσμολογίες <i>oramp</i> κλειστού βρόχου. . . . .	13
2	Τάση μηδενισμού εξόδου έναντι κοινής τάσης εισόδου $V_{CM}$ . . . . .	14
3	Ρεύμα πόλωσης εισόδου έναντι κοινής τάσης εισόδου $V_{CM}$ για την μέση τιμή και τρεις τυπικές αποκλίσεις. . . . .	14
4	Ρεύμα πόλωσης εισόδου έναντι της κοινής τάσης εισόδου $V_{CM}$ για τρεις θερμοκρασίες. . . . .	15
5	Ρεύμα πόλωσης εισόδου έναντι θερμοκρασίας. . . . .	15
6	Διαφορά τάσης θετικού ακροδέκτη εισόδου με τάση εξόδου έναντι ρεύματος εξόδου πηγής. . . . .	16
7	Διαφορά τάσης θετικού ακροδέκτη εισόδου με τάση εξόδου έναντι ρεύματος εξόδου καταβόθρας. . . . .	16
8	Διάγραμμα κέρδους ανοιχτού βρόχου και φάσης συναρτήσει συχνότητας για τάση εισόδου $5mV$ και αντίσταση εξόδου $2k\Omega$ . . . . .	16
9	Διάγραμμα κέρδους κλειστού βρόχου και φάσης συναρτήσει συχνότητας . . . . .	16
10	Διάγραμμα <i>PSRR</i> συναρτήσει συχνότητας . . . . .	17
11	Διάγραμμα <i>CMRR</i> συναρτήσει συχνότητας . . . . .	17
12	Διάγραμμα απόκρισης μικρού σήματος με κέρδος κλειστού βρόχου ίσο με 1, αντίσταση φορτίου ίση με $2k\Omega$ και πυκνωτή φορτίου $100pF$ . . . . .	18
13	Πυκνότητα τάσης θορύβου συναρτήσει συχνότητας . . . . .	18
14	Θόρυβος τάσης τελεστικού σε σχέση με τον χρόνο . . . . .	18
15	Χρόνος απόκρισης θετικού βήματος . . . . .	19
16	Χρόνος απόκρισης αρνητικού βήματος . . . . .	19
17	Αποκατάσταση μετά από υπερφόρτωση στο θετικό άκρο . . . . .	19
18	Αποκατάσταση μετά από υπερφόρτωση στο αρνητικό άκρο . . . . .	19
19	Θετικό και αρνητικό <i>Slew Rate</i> με κέρδος κλειστού βρόχου ίσο με 1, αντίσταση φορτίου ίση με $2k\Omega$ και χωρητικό φορτίο $100pF$ . . . . .	20
20	Ηλεκτρονική Απεικόνιση Φωτοδιόδου. . . . .	21
21	Διατομή Φωτοδιόδου <i>P – N</i> . . . . .	22
22	Διατομή Φωτοδιόδου <i>PIN</i> . . . . .	22
23	Διατομή Φωτοδιόδου <i>APD</i> . . . . .	23
24	Φάσμα φωτός. . . . .	24
25	Καμπύλη φωτοδιόδου ρεύματος-τάσης( $I – V$ ). . . . .	26
26	Τοπολογία ενός ολοκληρωμένου. . . . .	29
27	Τοπολογία τριών ολοκληρωμένων. . . . .	29
28	Κυκλωματική αναπαράσταση μη ιδανικής φωτοδιόδου. . . . .	31
29	Γράφημα <i>Bode</i> θορύβου ενός κλασικού ενισχυτή με αντίσταση ( <i>TIA</i> ) για την ανάλυση εύρους ζώνης του ενισχυτή οργάνων τριών οπ-αμπ. . . . .	32
30	Διάγραμμα κέρδους ενισχυτή αμελώντας την επίδραση των πυκνωτών. . . . .	33
31	Διάγραμμα κέρδους ενισχυτή αμελώντας την επίδραση του πυκνωτή ανάδρασης. . . . .	34
32	Διάγραμμα κέρδους ενισχυτή. . . . .	34
33	Τοπολογία προς ανάλυση εύρους ζώνης. . . . .	35
34	Μοντέλα <i>S12053 – 02/ – 05/ – 10 S9075, S5344, S5345</i> . . . . .	37
35	Σειρά μοντέλων <i>S1227</i> . . . . .	38
36	Μοντέλα <i>S8745 – 01/ – 06, S8746 – 01</i> . . . . .	39
37	Ολοκληρωμένο κύκλωμα θορύβου ενισχυτή ενός τελεστικού σε αντίστροφη συνδεσμολογία. . . . .	42
38	Κύκλωμα ρεύματος θορύβου φωτοδιόδου ενισχυτή ενός τελεστικού σε αντίστροφη συνδεσμολογία. . . . .	43
39	Κύκλωμα θερμικού θορύβου αντίστασης ανάδρασης ενισχυτή ενός τελεστικού σε αντίστροφη συνδεσμολογία. . . . .	44

40	Κύκλωμα θορύβου τάσης τελεστικού ενισχυτή σε αντίστροφη συνδεσμολογία. . . . .	45
41	Κύκλωμα θορύβου ρεύματος θετικού ακροδέκτη τελεστικού ενισχυτή σε αντίστροφη συνδεσμολογία. . . . .	46
42	Κύκλωμα θορύβου ρεύματος αρνητικού ακροδέκτη τελεστικού ενισχυτή σε αντίστροφη συνδεσμολογία. . . . .	47
43	Κύκλωμα μοντέλου θορύβου σταδίων ενίσχυσης ενισχυτή τριών τελεστικών. . . . .	50
44	Αντίστοιχο κύκλωμα μοντέλου θορύβου σταδίων ενίσχυσης ενισχυτή τριών τελεστικών. . . . .	50
45	Συνολικό κύκλωμα μοντέλου θορύβου ενισχυτή τριών τελεστικών. . . . .	51
46	Συμπλήρωση στοιχείων για σχεδίαση διαγραμμάτων σε χρόνο στο περιβάλλον <i>Micro-Cap</i> . . . . .	54
47	Συμπλήρωση στοιχείων για σχεδίαση διαγραμμάτων στο πεδίο της συχνότητας στο περιβάλλον <i>Micro - Cap</i> . . . . .	55
48	Κυκλωματική αναπαράσταση προσομοίωσης θορύβου. . . . .	55
49	Ορισμός πηγής ως θόρυβο στο περιβάλλον <i>Micro - Cap</i> . . . . .	56
50	Διάγραμμα τάσης-χρόνου κυκλώματος θορύβου. Με κόκκινο παρουσιάζεται η κυματομορφή της εισόδου με θόρυβο και με μπλε η κυματομορφή της εισόδου χωρίς θόρυβο	56
51	Εντολές ορισμού στο περιβάλλον <i>Micro - Cap</i> . . . . .	57
52	Χρήση μεταβλητών στο περιβάλλον <i>Micro - Cap</i> . . . . .	57
53	Διάγραμμα τάσης-χρόνου κυκλώματος θερμικού θορύβου . . . . .	58
54	Μοντέλο φωτοδιόδου <i>SD076 - 14 - 21 - 011</i> . . . . .	58
55	Εντολές ορισμού ρεύματος και συχνότητας. . . . .	59
56	Πηγή ρεύματος φωτοδιόδου. . . . .	59
57	Κυκλώματα πηγών τροφοδοσίας στο περιβάλλον <i>Micro - cap</i> . . . . .	59
58	Κύκλωμα πηγής εισόδου ρεύματος στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	60
59	Επεξεργασία πηγής εισόδου ρεύματος στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	61
60	Κυκλώματα πηγών τροφοδοσίας στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	61
61	Κύκλωμα αντίστροφου ενισχυτή στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	62
62	Προσαρμογή ανάλυσης χρόνου στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	63
63	Αποτέλεσμα ανάλυσης χρόνου στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	63
64	Παράθυρο ανάλυσης στο πεδίο της συχνότητας στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	64
65	ανάλυσης στο πεδίο της συχνότητας στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	64
66	Αλλαγή ανάλυσης στο πεδίο της συχνότητας στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	65
67	Ανάλυση του κυκλώματος στο πεδίο της συχνότητας στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	65
68	Προσθήκη κέρσορα στην ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	65
69	Προσαρμογή ανάλυσης θορύβου στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	66
70	Ανάλυση θορύβου κυκλώματος στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	66
71	Υπολογισμός μέσης ενεργού τιμής θορύβου στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	67
72	Αναλυτική ανάλυση θορύβου κυκλώματος θορύβου στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	67
73	Ιδανική αντίσταση στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	67
74	Δημιουργία αθόρυβης αντίστασης στο περιβάλλον <i>LTSpice</i> . . . . .	68
75	Ολοκληρωμένο κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 - 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού <i>ADA4610</i> . . . . .	70
76	Διάγραμμα <i>BODE</i> για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 - 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>2pF</i> . . . . .	71
77	Διάγραμμα θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 - 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>2pF</i> . . . . .	71
78	Ενεργός τιμή θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 - 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>2pF</i> . . . . .	71
79	Διάγραμμα <i>BODE</i> για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 - 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>10pF</i> . . . . .	72

80	Διάγραμμα θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 – 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>10pF</i> . .	72
81	Ενεργός τιμή θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 – 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>10pF</i> .	72
82	Διάγραμμα <i>BODE</i> για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 – 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>100pF</i> .	73
83	Διάγραμμα θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 – 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>100pF</i> .	73
84	Ενεργός τιμή θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 – 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>100pF</i> .	73
85	Ολοκληρωμένο κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 – 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών <i>ADA4610</i> . . . . .	74
86	Διάγραμμα <i>BODE</i> για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 – 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>10pF</i> .	75
87	Διάγραμμα θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 – 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>10pF</i> .	75
88	Ενεργός τιμή θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 – 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>10pF</i> .	75
89	Διάγραμμα <i>BODE</i> για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 – 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>100pF</i> .	76
90	Διάγραμμα θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 – 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>100pF</i> .	76
91	Ενεργός τιμή θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου <i>S1227 – 1010BQ</i> σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών <i>ADA4610</i> με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους <i>100pF</i> .	76



## Κατάλογος Πινάκων

1	Χαρακτηριστικά και εφαρμογές των μοντέλων <i>SiAPD</i> . . . . .	37
2	Χαρακτηριστικά και εφαρμογές των μοντέλων απλών <i>Si</i> φωτοдиодων . . . . .	38
3	Χαρακτηριστικά και εφαρμογές των μοντέλων <i>Si</i> φωτοдиодων με <i>preamp</i> . . . . .	39
4	Πίνακας βασικών χαρακτηριστικών των <i>opamp Linear Technology</i> . . . . .	40
5	Πίνακας βασικών χαρακτηριστικών των <i>opamp Analog Devices</i> . . . . .	41
6	Πίνακας βασικών χαρακτηριστικών των <i>opamp Texas Instruments - BurrBrown</i> . .	41
7	ADA-4610 . . . . .	77
8	ADA-4530-1 . . . . .	77
9	AD823A . . . . .	77
10	LTC6269 . . . . .	78
11	LTC6087 . . . . .	78
12	Αποτελέσματα για άλλα μεγέθη πυκνωτών όπου $N = V_{noise,RMS}$ . . . . .	79
13	Φωτοдиодος S1227-1010BQ σε πολλαπλές συνδέσεις . . . . .	80

# Μέρος I

## Θεωρητικό Υπόβαθρο

Κατά την ανάλυση και την σχεδίαση των ενισχυτών φωτοδίοδου χαμηλού θορύβου θα χρειαστούν μερικές βασικές γνώσεις σημάτων και ηλεκτρονικών. Ακολουθεί ανάλυση θεμελιωδών εννοιών και τύπων.

### 1 Η έννοια του θορύβου

Ως θόρυβος αναφέρεται κάθε ανεπιθύμητο σήμα. Παρατηρούμε θόρυβο σε όλα τα φυσικά φαινόμενα και στόχος μας είναι η μείωση του και η αποφυγή αλλοίωσης των σημάτων παρατήρησης. Στα συστήματα επικοινωνίας, ο θόρυβος είναι ένα σφάλμα ή ανεπιθύμητη τυχαία διαταραχή ενός χρήσιμου σήματος πληροφοριών. Είναι ένα άθροισμα ανεπιθύμητης ή ενοχλητικής ενέργειας από φυσικές και μερικές φορές ανθρωπογενείς πηγές. Οι διάφορες αυτές πηγές θορύβου από φυσικής απόψεως θεωρούμε ότι είναι ασυσχέτιστες. Ο προσδιορισμός της επίδρασης του θορύβου στις μετρήσεις ξεκινά με την υπόθεση:

$$x = x_{\mu} \pm \sqrt{\sigma_x^2 + \sigma_{\theta}^2}$$

Ο όρος  $\sigma_x^2$  αναφέρεται στην διασπορά του μη μετρήσιμου σφάλματος του μοντέλου. Όσον αφορά τον όρο  $\sigma_{\theta}^2$ , εκτιμάται ως το τετραγωνικό άθροισμα των επιμέρους όρων  $\sigma_{\theta}^2$  που προκαλούνται από όλες τις πιθανές πηγές που θα μπορούσαν να δημιουργήσουν θόρυβο.

Τυπικά ο θόρυβος διακρίνεται στις μετρήσεις αναλογίας σήματος προς θόρυβο (*SNR*), αναλογίας σήματος προς παρεμβολή (*SIR*) και αναλογίας σήματος προς θόρυβο συν παρεμβολής (*SNIR*). Ο θόρυβος διακρίνεται επίσης από την παραμόρφωση, η οποία είναι μια ανεπιθύμητη συστηματική αλλαγή της κυματομορφής του σήματος, για παράδειγμα σε μετρήσεις αναλογίας σήματος προς θόρυβο και παραμόρφωσης (*SINAD*) και ολικής αρμονικής παραμόρφωσης συν θορύβου (*THD + N*). Άλλες χρήσιμες μονάδες μέτρησης του θορύβου αποτελούν τα *dB – decibel*, που ορίζονται ως το δεκαπλάσιο του δεκαδικού λογαρίθμου του λόγου ισχύος ή ειχοσαπλάσιο της ενέργειας ως προς την μελετούμενη αναφορά, και το *NEP – Noise Equivalent Power*, που αποτελεί την πιο χρήσιμη τιμή μέτρησης θορύβου όσον αφορά τον τομέα των φωτοδίοδων και εκφράζει την ισχύ που θα έπρεπε να επιβληθεί σε έναν αισθητήρα που δεν παρουσιάζει θόρυβο ώστε να παραχθεί σήμα ίσο με τον συνολικό θόρυβο που υπάρχει στην έξοδο του πραγματικού αισθητήρα. Παρόλο που ο θόρυβος είναι γενικά ανεπιθύμητος, μπορεί να εξυπηρετήσει χρήσιμο σκοπό σε ορισμένες εφαρμογές, όπως η δημιουργία τυχαίων αριθμών. Παρακάτω ακολουθούν τα βασικά είδη θορύβου και η αντίστοιχη ανάλυση τους.

#### 1.1 Είδη θορύβου

Διαφορετικοί τύποι θορύβου παράγονται από διαφορετικές διαδικασίες. Ο θερμικός θόρυβος είναι αναπόφευκτος σε μη μηδενική θερμοκρασία, ενώ άλλοι τύποι εξαρτώνται κυρίως από τον τύπο συσκευής ή την ποιότητα κατασκευής και τα ελαττώματα ημιαγωγών, όπως διακυμάνσεις αγωγιμότητας, συμπεριλαμβανομένου του θορύβου  $1/f$ .

- **Λευκός θόρυβος:** Είναι ένα στοχαστικό σήμα το οποίο έχει μέση τιμή μηδέν. Ακόμα, ο λευκός θόρυβος αναφέρεται σε έναν θόρυβο που περιέχει όλες τις συχνότητες. Επειδή ο λευκός θόρυβος εκτείνεται σε πολλές ζώνες συχνοτήτων, μερικές φορές αναφέρεται ως θόρυβος ευρείας ζώνης. Είναι ένας θόρυβος με ασυσχέτιστες τιμές, δηλαδή μία τιμή του θορύβου σε έναν χρόνο  $t$  είναι ανεξάρτητη από οποιαδήποτε άλλη τιμή του θορύβου αυτού.

Η κατανομή της ισχύος στην συχνότητα του σήματος του λευκού θορύβου είναι σταθερή. Χρήσιμος αποδεικνύεται ο μετασχηματισμός Φουριερ της αυτοσυσχέτισης του σήματος, δηλαδή

η φασματική πυκνότητα ισχύος (power spectral density,  $P_{SD}$ )[1] η οποία υπολογίζεται από τον τύπο:

$$P_{SD} = F_{(R(r))} = \int R(r)e^{(-j2\pi dr)} dr$$

όπου  $R(r)$  η αυτοσυσχέτιση :

$$R(r) = \int x(t)x_{(t-r)} dt$$

Για τον ασυσχέτιστο λευκό θόρυβο με σταθερό  $P_{SD}$  ισχύει ότι:

$$\langle x(t)x_{(t+r)} \rangle = X_{rms}^2 \delta(r) \Leftrightarrow N(f) = X_{rms}^2$$

- **Θερμικός θόρυβος:** Ο θόρυβος *Johnson–Nyquist* (συχνότερα ως θερμικός θόρυβος) είναι αναπόφευκτος και δημιουργείται από την τυχαία θερμική κίνηση, ταλάντωση, των ηλεκτρονίων και των μορίων, μέσα σε έναν ηλεκτρικό αγωγό.[2]

Η κατανομή ισχύος στο πεδίο των συχνοτήτων εκφράζεται από τον τύπο:

$$N(f) = \frac{hf}{kT(e^{\frac{hf}{kT}} - 1)}$$

- $h$ , η σταθερά Πλάνκ
- $k$ , η σταθερά Μπόλτςμαν
- $T$ , η θερμοκρασία
- $f$ , η συχνότητα

Συγκεκριμένα, για τον θερμικό θόρυβο που προκαλείται όταν εφαρμοστεί τάση πάνω σε μια αντίσταση  $R$  ισχύει ότι:

$$N(f) = 2RkT \Leftrightarrow v_n = \sqrt{4kTR\Delta f} \Leftrightarrow R = 1k\Omega \rightarrow 0.13nV\sqrt{Hz}$$

- **Θόρυβος βολής:** Ο θόρυβος βολής σε ηλεκτρονικές συσκευές προκύπτει από αναπόφευκτες τυχαίες στατιστικές διακυμάνσεις του ηλεκτρικού ρεύματος όταν οι φορείς φορτίου (όπως τα ηλεκτρόνια) έχουν κάποια ροή. Εάν, για παράδειγμα, τα ηλεκτρόνια ρέουν μέσα από μία επιφάνεια, τότε έχουν διακριτούς χρόνους άφιξης σε αυτήν. Αυτές οι διακριτές αφίξεις παρουσιάζουν θόρυβο βολής. Ο θόρυβος βολής είναι παρόμοιος με τον θόρυβο που δημιουργείται από τη βροχή που πέφτει σε μια αλουμινένια οροφή. Η ροή της βροχής μπορεί να είναι σχετικά σταθερή, αλλά οι μεμονωμένες σταγόνες βροχής φτάνουν διακριτά. Κατά την διάρκεια που δειγματοληπτούμε το σήμα, ο χρόνος  $\Delta t$  που χρειαζόμαστε για να λάβουμε το σήμα οφείλει να είναι επαρκής ώστε να μπορούμε να υποθέσουμε ότι δεν έχουμε ουσιαστική μεταβολή. Η έκφραση ‘ουσιαστική μεταβολή’ εξαρτάται από την ακρίβεια που ζητάμε και οφείλεται στην ασάφεια του αριθμού των ηλεκτρονίων που διέρχονται ανά μονάδα χρόνου. Τυπικά ο θόρυβος βολής δεν σχετίζεται με την θερμοκρασία. Παρόλα αυτά, στην κβαντική φυσική αποδεικνύεται ότι σχετίζεται μερικώς με την θερμοκρασία αλλά στις συνηθισμένες εφαρμογές η εξάρτησή είναι αμελητέα.

Για τον θόρυβο βολής που προκαλείται από ανεξάρτητα γεγονότα που συμβαίνουν με σταθερό ρυθμό όπως το ρεύμα ή διέγερση φωτονίων ισχύει ότι θα υπακούουν σε κατανομές Poisson:

$$f(\kappa, \lambda t) = \frac{e^{-\lambda t} (\lambda t)^\kappa}{\kappa!}$$

με μέσο όρο  $mean = \mu = \lambda$  και διασπορά  $var = \sigma^2 = \lambda$ .

Η τιμή της μέσης τετραγωνικής ρίζας του ρεύματος θορύβου βολής δίνεται από τον τύπο *Schottky*.

$$i_n = \sqrt{2Iq\Delta B}$$

όπου  $I$  είναι το συνεχές ρεύμα,  $q$  είναι το φορτίο ενός ηλεκτρονίου και  $\Delta B$  είναι το εύρος ζώνης σε *Hertz*. Ο τύπος *Schottky* προϋποθέτει ανεξάρτητες εισόδους.

Παρατηρείται ότι ο θόρυβος αυτός παρουσιάζεται να είναι ανεξάρτητος από την συχνότητα μέχρι σχεδόν τις οπτικές συχνότητες (αρκετές δεκάδες *GHz*). Αξίζει να σημειωθεί ότι επικρατεί του θερμικού θορύβου στις χαμηλές ροές ρευμάτων.

- Θόρυβος  $1/f$ : Ο θόρυβος  $1/f$  είναι ένα σήμα με φάσμα συχνοτήτων που πέφτει σταθερά στις υψηλότερες συχνότητες και εμφανίζεται στα ενεργά ηλεκτρονικά συστήματα. Ακόμα, παραμένει άγνωστη η πραγματική φυσική εξήγηση εμφάνισής του. Για τον προσεγγιστικό υπολογισμό του θορύβου αναστροφής γίνεται η υπόθεση ότι υπάρχει κάποια σταθερά εξαρτώμενη από το εξεταζόμενο στοιχείο με γραμμική συσχέτιση με το αντίστροφο της συχνότητας.

– Θεωρώντας θόρυβο τάσης

$$\sigma_v = \sqrt{\int \frac{k_v}{f} df}$$

– Θεωρώντας θόρυβο ρεύματος

$$\sigma_i = \sqrt{\int \frac{k_i}{f} df}$$

Η περιοχή ολοκλήρωσης περιορίζεται από τιμές λίγο μεγαλύτερες των μηδέν *Hz* έως μερικά *kHz* αφού στην μηδενική τιμή απειρίζεται το μελετούμενο ολοκλήρωμα ενώ σε υψηλές συχνότητες η τιμή του είναι αμελητέα.

## 2 Ολοκληρωμένα Κυκλώματα ΟΡΑΜΡ

Ένας τελεστικός ενισχυτής (συνήθως  $op - amp$  ή  $opamp$ ) είναι ένας ηλεκτρονικός ενισχυτής υψηλής απολαβής  $DC$  με διαφορική είσοδο και, συνήθως, έξοδο με ένα άκρο. Σε αυτή τη διάταξη, ένας ενισχυτής παράγει ένα δυναμικό εξόδου (σε σχέση με τη γείωση του κυκλώματος) που είναι συνήθως 100.000 φορές μεγαλύτερο από τη διαφορά δυναμικού μεταξύ των ακροδεκτών εισόδου του. Οι τελεστικοί ενισχυτές έχουν την προέλευσή τους από τους αναλογικούς υπολογιστές, όπου χρησιμοποιούνταν για την εκτέλεση μαθηματικών πράξεων σε γραμμικά, μη γραμμικά και εξαρτώμενα από τη συχνότητα κυκλώματα.

Η δημοτικότητα του ενισχυτή  $op - amp$  ως δομικού στοιχείου σε αναλογικά κυκλώματα οφείλεται στην ευελιξία του. Με τη χρήση ανάδρασης, τα χαρακτηριστικά ενός κυκλώματος  $op - amp$ , το κέρδος, η σύνθετη αντίσταση εισόδου και εξόδου, το εύρος ζώνης και λοιπά προσδιορίζονται από εξωτερικά εξαρτήματα και εξαρτώνται ελάχιστα από τους συντελεστές θερμοκρασίας ή την τεχνική ανοχή στον ίδιο τον ενισχυτή.

Οι τελεστικοί ενισχυτές χρησιμοποιούνται ευρέως σε ηλεκτρονικές συσκευές, συμπεριλαμβανομένης μιας μεγάλης σειράς καταναλωτικών, βιομηχανικών και επιστημονικών συσκευών. Πολλοί τυπικοί ενισχυτές  $IC$  κοστίζουν μόνο λίγα σέντ. Ωστόσο, ορισμένοι ενσωματωμένοι ή υβριδικοί τελεστικοί ενισχυτές με ειδικές προδιαγραφές απόδοσης ενδέχεται να κοστίζουν πάνω από 100 δολάρια ΗΠΑ σε μικρές ποσότητες. Οι  $opamps$  μπορούν να συσκευαστούν ως εξαρτήματα ή να χρησιμοποιηθούν ως στοιχεία πιο περίπλοκων ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.

Ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας τύπος διαφορικού ενισχυτή. Άλλοι τύποι διαφορικού ενισχυτή περιλαμβάνουν τον πλήρως διαφορικό ενισχυτή (παρόμοιος με τον ενισχυτή  $op$ , αλλά με δύο εξόδους), τον ενισχυτή οργάνων (συνήθως κατασκευασμένος από τρεις τελεστικούς ενισχυτές), τον ενισχυτή απομόνωσης (παρόμοιος με τον ενισχυτή οργάνων, αλλά με μεγαλύτερη ανοχή σε τάσεις λειτουργίας που θα κατέστρεφαν έναν συνηθισμένο ενισχυτή λειτουργίας) και τον ενισχυτή αρνητικής ανάδρασης (συνήθως κατασκευασμένος από έναν ή περισσότερους τελεστικούς ενισχυτές και ένα δίκτυο ανάδρασης αντίστασης).[3]

### 2.1 Χαρακτηριστικά πραγματικού ΟΡΑΜΡ

Οι πραγματικοί τελεστικοί ενισχυτές διαφέρουν από το ιδανικό μοντέλο σε διάφορες πτυχές. Ονομαστικά [4]:

- Πεπερασμένο κέρδος, πεπερασμένες σύνθετες αντιστάσεις εισόδου, μη μηδενική αντίσταση εξόδου.
- Ρεύμα εισόδου: Λόγω απαιτήσεων πόλωσης ή διαρροής, μια μικρή ποσότητα ρεύματος (συνήθως 10  $nA$ , για διπολικούς ενισχυτές λειτουργίας, δεκάδες  $pA$ , για στάδια εισόδου  $JFET$  και μόνο λίγα  $pA$  για στάδια εισόδου  $MOSFET$ ) ρέει στις εισόδους .
- Τάση μετατόπισης εισόδου: Αυτή η τάση, η οποία είναι ό,τι απαιτείται στους ακροδέκτες εισόδου του ενισχυτή λειτουργίας για να μηδενιστεί η τάση εξόδου. Η τάση μετατόπισης εισόδου δημιουργεί δύο προβλήματα: Πρώτον, λόγω του κέρδους υψηλής τάσης του ενισχυτή, ουσιαστικά διασφαλίζει ότι η έξοδος του ενισχυτή θα φτάσει σε κορεσμό εάν λειτουργεί χωρίς αρνητική ανάδραση, ακόμη και όταν οι ακροδέκτες εισόδου συνδέονται μεταξύ τους. Δεύτερον, σε μια διάταξη κλειστού βρόχου, η τάση μετατόπισης εισόδου ενισχύεται μαζί με το σήμα και αυτό μπορεί να δημιουργήσει πρόβλημα εάν απαιτείται ενίσχυση  $DC$  υψηλής ακρίβειας ή εάν το σήμα εισόδου είναι πολύ μικρό.
- Κέρδος κοινής λειτουργίας: Ένας ιδανικός  $op - amp$  ενισχύει μόνο τη διαφορά τάσης μεταξύ των δύο εισόδων του, απορρίπτοντας εντελώς όλες τις τάσεις που είναι κοινές και στις δύο. Ωστόσο, το στάδιο διαφορικής εισόδου ενός τελεστικού ενισχυτή δεν είναι ποτέ τέλει, οδηγώντας στην ενίσχυση αυτών των κοινών τάσεων σε κάποιο βαθμό. Η τυπική μέτρηση

αυτού του ελαττώματος ονομάζεται λόγος απόρριψης κοινού σήματος (συμβολίζεται  $CMRR$ ). Η ελαχιστοποίηση του κέρδους κοινού τρόπου λειτουργίας είναι συνήθως σημαντική σε μη αναστρέφοντες ενισχυτές που λειτουργούν σε υψηλή ενίσχυση.

- Απόρριψη τροφοδοσίας: Η έξοδος ενός ιδανικού τελεστικού ενισχυτή είναι εντελώς ανεξάρτητη από την τροφοδοσία του. Κάθε πραγματικός τελεστικός ενισχυτής έχει μια πεπερασμένη αναλογία απόρριψης τροφοδοσίας ( $PSRR$ ) που αντικατοπτρίζει πόσο καλά ο ενισχυτής λειτουργίας μπορεί να απορρίψει αλλαγές στην τάση τροφοδοσίας του.
- Επίδρασεις θερμοκρασίας: Όλες οι παράμετροι αλλάζουν με τη θερμοκρασία. Η επίδραση της θερμοκρασίας στην τάση μετατόπισης εισόδου είναι ιδιαίτερα σημαντική.
- Πεπερασμένο εύρος ζώνης: Όλοι οι ενισχυτές έχουν πεπερασμένο εύρος ζώνης. Σε μια πρώτη προσέγγιση, ο τελεστικός ενισχυτής έχει την απόκριση συχνότητας ενός ολοκληρωτή με κέρδος. Δηλαδή, το κέρδος ενός τυπικού ενισχυτή λειτουργίας είναι αντιστρόφως ανάλογο της συχνότητας και χαρακτηρίζεται από το γινόμενο κέρδους-εύρους ζώνης ( $GBWP$ ). Για παράδειγμα, ένας τελεστικός ενισχυτής με  $GBWP$  1 MHz θα είχε κέρδος 5 στα 200 kHz και κέρδος 1 στο 1 MHz. Αυτή η δυναμική απόκριση σε συνδυασμό με το πολύ υψηλό κέρδος συνεχούς ρεύματος του ενισχυτή του ηλεκτρικού ενισχυτή του δίνει τα χαρακτηριστικά ενός χαμηλοπερατού φίλτρου πρώτης τάξης με πολύ υψηλό κέρδος  $DC$  και χαμηλή συχνότητα αποκοπής που δίνεται από το  $GBWP$  διαιρούμενο με το κέρδος  $DC$ . Το πεπερασμένο εύρος ζώνης ενός ενισχυτή λειτουργίας μπορεί να είναι η πηγή πολλών προβλημάτων, όπως:
  - Σταθερότητα: Με τον περιορισμό του εύρους ζώνης συνδέεται μια διαφορά φάσης μεταξύ του σήματος εισόδου και της εξόδου του ενισχυτή που μπορεί να οδηγήσει σε ταλάντωση σε ορισμένα κυκλώματα ανάδρασης. Σε αυτές τις περιπτώσεις, το κύκλωμα ανάδρασης μπορεί να σταθεροποιηθεί μέσω αντιστάθμιση συχνότητας, η οποία αυξάνει το κέρδος ή το περιθώριο φάσης του κυκλώματος ανοιχτού βρόχου. Γενικά, η αντιστάθμιση συχνότητας κυρίαρχου πόλου μειώνει ακόμη περισσότερο το εύρος ζώνης του τελεστικού ενισχυτή.
  - Παραμόρφωση και άλλες επιπτώσεις: Το περιορισμένο εύρος ζώνης έχει επίσης ως αποτέλεσμα χαμηλότερες ποσότητες ανάδρασης σε υψηλότερες συχνότητες, παράγοντας υψηλότερη παραμόρφωση και σύνθετη αντίσταση εξόδου καθώς αυξάνεται η συχνότητα.
- Θόρυβος: Οι ενισχυτές παράγουν τυχαία τάση στην έξοδο ακόμα και όταν δεν εφαρμόζεται σήμα. Για εφαρμογές με υψηλό κέρδος ή υψηλό εύρος ζώνης, ο θόρυβος γίνεται πολύ σημαντικός παράγοντας.
- Χωρητικότητα εισόδου: Πολύ σημαντική για τη λειτουργία υψηλής συχνότητας επειδή μπορεί να προκαλέσει μετατοπίσεις φάσης.
- Μη γραμμικές ατέλειες:
  - Κορεσμός: Η τάση εξόδου περιορίζεται σε μια ελάχιστη και μέγιστη τιμή κοντά στις τάσεις τροφοδοσίας.
  - *Slewing*: Η τάση εξόδου του ενισχυτή φτάνει στο μέγιστο ρυθμό μεταβολής, *slewrates*, που συνήθως καθορίζεται σε βολτ ανά μικροδευτερόλεπτο ( $V/\mu s$ ). Όταν έχω *slew*, περαιτέρω αυξήσεις στο σήμα εισόδου δεν έχουν καμία επίδραση στον ρυθμό μεταβολής της εξόδου.
  - Μη γραμμική σχέση εισόδου-εξόδου: Η τάση εξόδου μπορεί να μην είναι ακριβώς ανάλογη με τη διαφορά μεταξύ των τάσεων εισόδου. Συνήθως ονομάζεται παραμόρφωση όταν το σήμα εισόδου είναι κυματομορφή. Αυτό το αποτέλεσμα θα είναι πολύ μικρό σε ένα πρακτικό κύκλωμα όπου χρησιμοποιείται αρνητική ανάδραση.

- Αντιστροφή φάσης: Σε ορισμένους ενσωματωμένους τελεστικούς ενισχυτές, όταν παραβιάζεται η μέγιστη κοινή τάση εισόδου (π.χ. από μία από τις εισόδους που οδηγούνται σε μία από τις τάσεις τροφοδοσίας), η έξοδος μπορεί να μειωθεί στην αντίθετη πολικότητα από αυτήν που αναμένεται στην κανονική λειτουργία. Κάτω από τέτοιες συνθήκες, η αρνητική ανάδραση γίνεται θετική, προκαλώντας πιθανότατα το κύκλωμα να «κλειδώσει» σε αυτήν την κατάσταση.
- Θέματα ισχύος:
  - Περιορισμένο ρεύμα εξόδου: Το ρεύμα εξόδου πρέπει να είναι πεπερασμένο. Στην πράξη, οι περισσότεροι ενισχυτές λειτουργίας έχουν σχεδιαστεί για να περιορίζουν το ρεύμα εξόδου, ώστε να μην υπερβαίνει ένα καθορισμένο επίπεδο. Τα μοντέρνα σχέδια είναι ηλεκτρονικά πιο ανθεκτικά από προηγούμενες υλοποιήσεις και μερικά μπορούν να διατηρήσουν απευθείας βραχυκυκλώματα στις εξόδους τους χωρίς ζημιά.
  - Περιορισμένη τάση εξόδου: Η τάση εξόδου δεν μπορεί να υπερβαίνει την τάση τροφοδοσίας που παρέχεται στον ενισχυτή λειτουργίας. Η μέγιστη ισχύς των περισσότερων ενισχυτών λειτουργίας μειώνεται περαιτέρω κατά κάποιο ποσό λόγω των περιορισμών του κυκλώματος εξόδου.

## 2.2 Τρόπος Λειτουργίας

Οι διαφορικές εισοδοί του ενισχυτή αποτελούνται από μια μη αναστρέφουσα είσοδο (+) με τάση  $V_+$  και μια είσοδο αναστροφής (–) με τάση  $V_-$ . Στην ιδανική περίπτωση, ο ενισχυτής λειτουργίας ενισχύει μόνο τη διαφορά τάσης μεταξύ των δύο, η οποία ονομάζεται διαφορική τάση εισόδου. Η τάση εξόδου του *opamp*  $V_{out}$  δίνεται από την εξίσωση

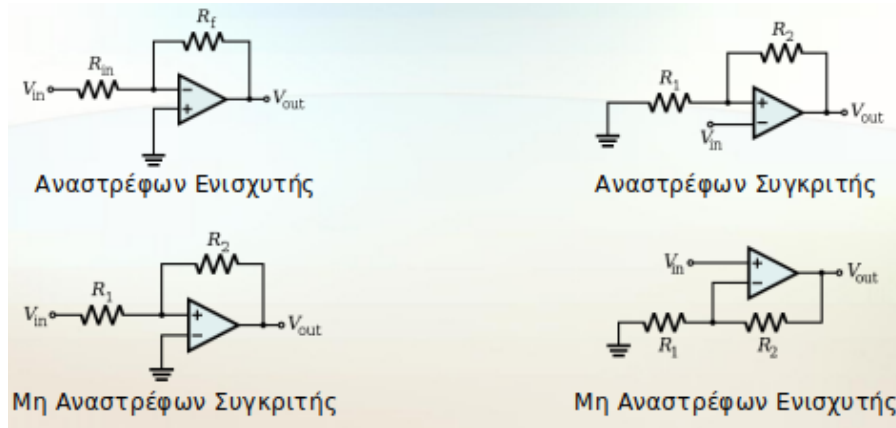
$$V_{out} = A_{OL}(V_+ - V_-)$$

όπου  $A_{OL}$  είναι το κέρδος ανοιχτού βρόχου του ενισχυτή (ο όρος ‘ανοιχτός βρόχος’ αναφέρεται στην απουσία εξωτερικού βρόχου ανάδρασης από την έξοδο προς την είσοδο). [5]

- Ενισχυτής ανοιχτού βρόχου: Το μέγεθος του  $A_{OL}$  είναι συνήθως πολύ μεγάλο (100.000 ή περισσότερο για ενισχυτές ολοκληρωμένων κυκλωμάτων) και επομένως ακόμη και μια πολύ μικρή διαφορά μεταξύ  $V_+$  και  $V_-$  οδηγεί τον ενισχυτή σε αποκοπή ή κορεσμό. Το μέγεθος του  $A_{OL}$  δεν ελέγχεται καλά από τη διαδικασία κατασκευής, και επομένως δεν είναι πρακτικό να χρησιμοποιηθεί ένας ενισχυτής ανοιχτού βρόχου ως αυτόνομος διαφορικός ενισχυτής.

Χωρίς αρνητική ανάδραση και προαιρετικά θετική ανάδραση για αναγέννηση, ένας ενισχυτής λειτουργιών λειτουργεί ως συγκριτικός παράγοντας. Εάν η είσοδος αναστροφής διατηρείται στη γείωση (0 V) και η τάση εισόδου  $V_{in}$  που εφαρμόζεται στη μη αναστρέφουσα είσοδο είναι θετική, η έξοδος θα είναι μέγιστη θετική. Εάν το  $V_{in}$  είναι αρνητικό, η έξοδος θα είναι μέγιστη αρνητική. Δεδομένου ότι δεν υπάρχει ανάδραση από την έξοδο σε καμία από τις δύο εισόδους, αυτό είναι ένα κύκλωμα ανοιχτού βρόχου που λειτουργεί ως συγκριτής.

- **Ενισχυτής κλειστού βρόχου:** Δεν είναι πρακτικό να χρησιμοποιηθεί ένας ενισχυτής ανοιχτού βρόχου ως αυτόνομος διαφορικός ενισχυτής λόγω του  $A_{OL}$  όπως προαναφέραμε. Κατά συνέπεια, υπάρχουν τέσσερις βασικές συνδεσμολογίες κλειστού βρόχου που χαρακτηρίζουν την λειτουργία ενός τέτοιου ενισχυτή όπως φαίνονται στο σχήμα 1 και χρησιμοποιούνται έναντι της ανοιχτής σύνδεσης.



Σχήμα 1 Συνδεσμολογίες *opamp* κλειστού βρόχου.[5]

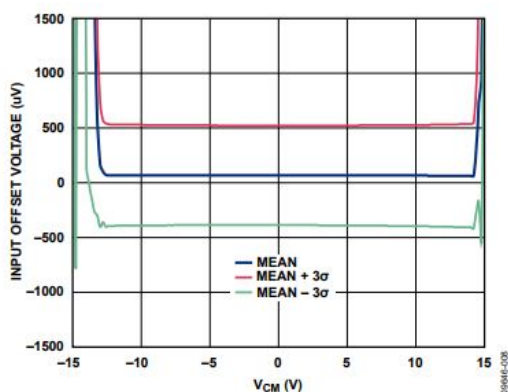


### 2.3 Φύλλα Δεδομένων ΟΡΑΜΡ

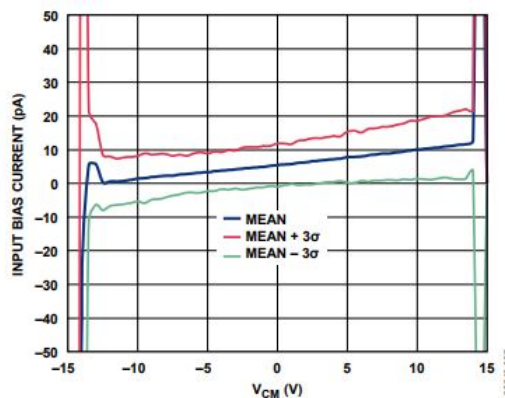
Τα φύλλα δεδομένων ή αλλιώς *datasheet* των τελεστικών συχνά εμπεριέχουν χρήσιμες πληροφορίες για τις δυνατότητες τους σε μορφή διαγραμμάτων. Ακολουθεί ανάλυση βασικών διαγραμμάτων και η παράλληλη επεξήγηση του τρόπου ανάγνωσης και αναγνώρισης των πληροφοριών που αποδίδουν.

Ως αναφορά θα χρησιμοποιηθεί το *datasheet* του *opamp* μοντέλου *ADA4610* από την εταιρεία *Analog Devices*. Υπάρχουν γραφικές τόσο για 15V όσο και για 5V τάση τροφοδοσίας. Στη συνέχεια της διπλωματικής εργασίας θα χρησιμοποιηθεί, κατά κύριο λόγο, τροφοδοσία  $\pm 15V$ , για αυτό το λόγο επιλέχθηκε χρήση ενδεικτικών διαγραμμάτων τροφοδοσίας  $V_{SY} = 15V$ . Σημειώνεται ότι κατά τις μετρήσεις η εταιρεία θεωρεί θερμοκρασία στοιχείου στους 25 βαθμούς κελσίου και αντίστασης φορτίου ίση με άπειρο, όπου είναι απαραίτητη για τον υπολογισμό των διαγραμμάτων, σε άλλη περίπτωση αναγράφεται στο διάγραμμα.

- Αρχικά εμφανίζεται το διάγραμμα τάσης μηδενισμού της εξόδου έναντι της κοινής τάσης εισόδου στους δύο ακροδέκτες  $V_{CM}$  για την μέση τιμή και για  $\pm$  τρεις τυπικές αποκλίσεις (Σχήμα 2) καθώς και το διάγραμμα ρεύματος πόλωσης εισόδου σε σχέση με την κοινή τάση εισόδου  $V_{CM}$  (Σχήμα 3).



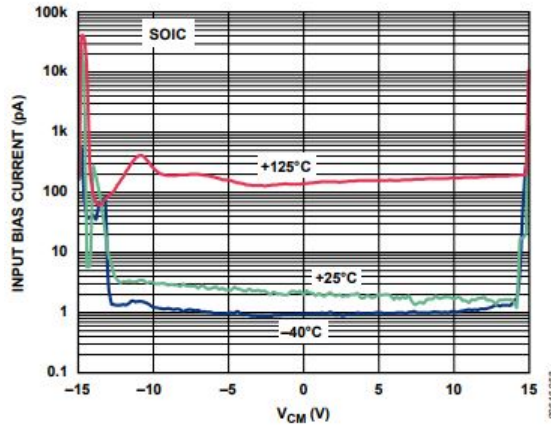
Σχήμα 2 Τάση μηδενισμού εξόδου έναντι κοινής τάσης εισόδου  $V_{CM}$



Σχήμα 3 Ρεύμα πόλωσης εισόδου έναντι κοινής τάσης εισόδου  $V_{CM}$  για την μέση τιμή και τρεις τυπικές αποκλίσεις.

Παρατηρείται και στα δύο διαγράμματα ότι κοντά στα  $-13V$  καθώς και στα  $+14V$  το τελεστικό αποκλείει της επιθυμητής γραμμικής λειτουργίας του καθώς πρακτικά απειρίζονται η τάση μηδενισμού της εξόδου αλλά και το ρεύμα πόλωσης εισόδου.

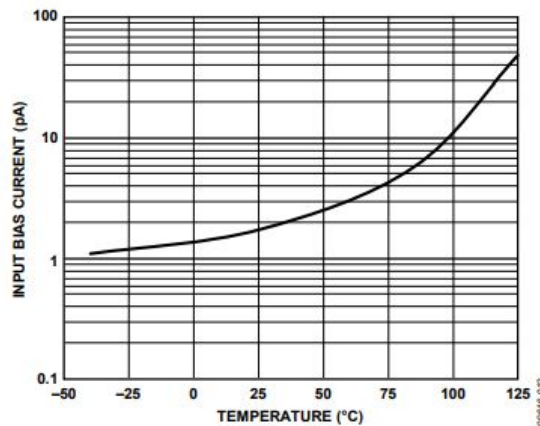
- Σε συνδυασμό με το Σχήμα 3 παρουσιάζεται το διάγραμμα ρεύματος πόλωσης εισόδου συναρτήσει της κοινής τάσης εισόδου  $V_{CM}$  για τρεις διαφορετικές θερμοκρασίες.



Σχήμα 4 Ρεύμα πόλωσης εισόδου έναντι της κοινής τάσης εισόδου  $V_{CM}$  για τρεις θερμοκρασίες.

Στο διάγραμμα φαίνεται η συμπεριφορά του *opamp* στις υψηλές και χαμηλές τάσεις αλλά παρατηρείται μία αστάθεια λίγο νωρίτερα σε υψηλές θερμοκρασίες. Κατα συνέπεια, οι υψηλές θερμοκρασίες μικραίνουν με την σειρά τους τα όρια λειτουργίας των *opamp*.

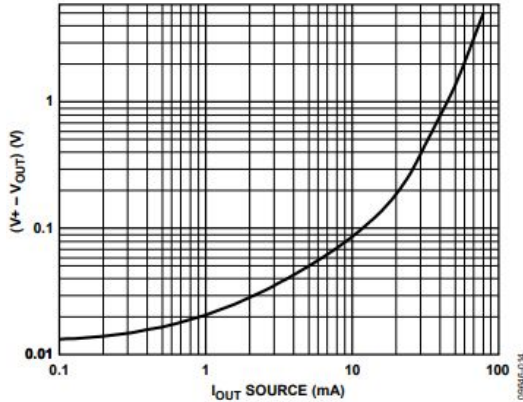
- Αυτή η ιδιότητα που αναφέρθηκε προηγουμένως παρουσιάζεται αναλυτικότερα στο διάγραμμα ρεύματος πόλωσης εισόδου έναντι της θερμοκρασίας (Σχήμα 5).



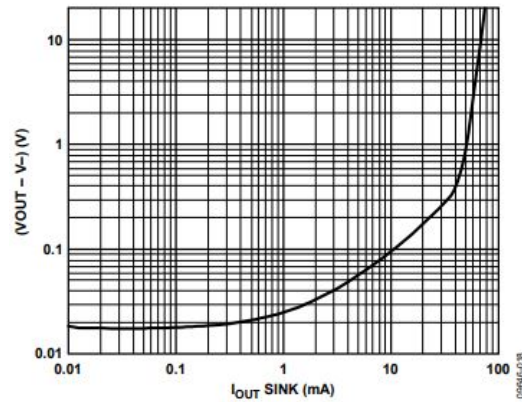
Σχήμα 5 Ρεύμα πόλωσης εισόδου έναντι θερμοκρασίας.

Η συμπεριφορά του ρεύματος πόλωσης εισόδου του τελεστικού ακολουθεί εκθετική αύξηση σε σχέση με την θερμοκρασία αλλάζοντας τάξη μεγέθους πριν τους 100 βαθμούς κελσίου πράγμα που αναδεικνύει την σημασία σταθερής θερμοκρασίας σε χαμηλά επίπεδα.

- Παρακάτω φαίνεται η διαφορά στην τάση εισόδου ως προς την έξοδο (*dropout voltage*) του *opamp* συναρτήσει του ρεύματος πηγής και καταβόθρας των τρανζίστορ που βρίσκονται εσωτερικά των τελεστικών (Σχήματα 6,7). Για παράδειγμα, για είσοδο στον θετικό ακροδέκτη 15V σε συνδεσμολογία buffer με ρεύμα εξόδου 20mA τότε η έξοδος θα έχει τάση  $(15 - 0.2)V$ .

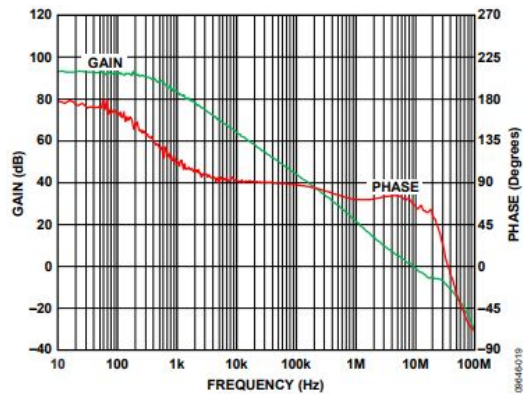


Σχήμα 6 Διαφορά τάσης θετικού ακροδέκτη εισόδου με τάση εξόδου έναντι ρεύματος εξόδου πηγής.

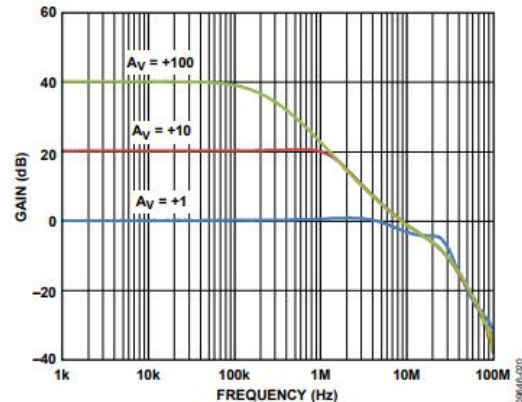


Σχήμα 7 Διαφορά τάσης θετικού ακροδέκτη εισόδου με τάση εξόδου έναντι ρεύματος εξόδου καταβόθρας.

- Μια από τις πιο σημαντικές παραμέτρους για τον σχεδιασμό ενός κυκλώματος είναι η απόκριση του κέρδους και της φάσης συναρτήσει της συχνότητας (Bode plot) σε συνδεσμολογία ανοιχτού και κλειστού βρόχου (Σχήματα 8, 9).



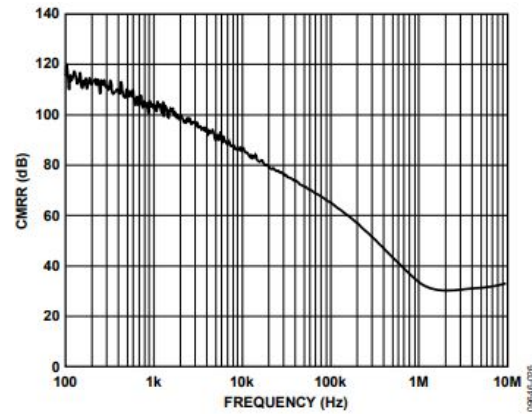
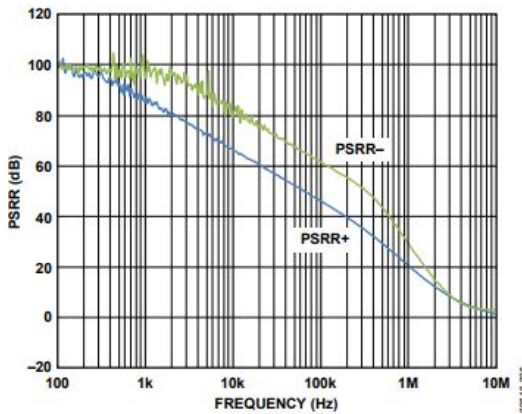
Σχήμα 8 Διάγραμμα κέρδους ανοιχτού βρόχου και φάσης συναρτήσει συχνότητας για τάση εισόδου 5mV και αντίσταση εξόδου 2kΩ



Σχήμα 9 Διάγραμμα κέρδους κλειστού βρόχου και φάσης συναρτήσει συχνότητας

Το διάγραμμα *Bode* θεωρείται από τα πιο σημαντικά χαρακτηριστικά ενός τελεστικού ενισχυτή καθώς καθορίζει το εύρος συχνοτήτων στις οποίες ο ενισχυτής αποδίδει σταθερό κέρδος και φάση. Το εύρος ζώνης και το μέγιστο κέρδος καθορίζονται από τη συνδεσμολογία, αλλά παρέχονται 3 γραφικές παραστάσεις συνδεσμολογίας κλειστού βρόχου με ενδεικτικές τιμές κέρδους από τον κατασκευαστή.

- Ακολουθούν τα διαγράμματα των  $PSRR$  (Σχήμα 10) και  $CMRR$  (Σχήμα 11) συναρτήσει της συχνότητας. Όπου  $PSRR$  - power supply rejection ratio, ένας όρος που χρησιμοποιείται ευρέως για να περιγράψει την ικανότητα ενός ηλεκτρονικού κυκλώματος να καταστέλλει τυχόν διακυμάνσεις τροφοδοσίας στο σήμα εξόδου του, και  $CMRR$  - common mode rejection ratio είναι μια μετρική που χρησιμοποιείται για να ποσοτικοποιήσει την ικανότητα της συσκευής να απορρίπτει σήμα κοινό και στις δύο θύρες εισόδου.

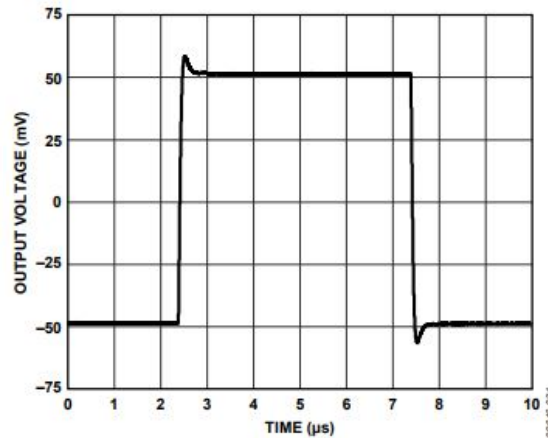


Σχήμα 10 Διάγραμμα  $PSRR$  συναρτήσει συχνότητας

Σχήμα 11 Διάγραμμα  $CMRR$  συναρτήσει συχνότητας

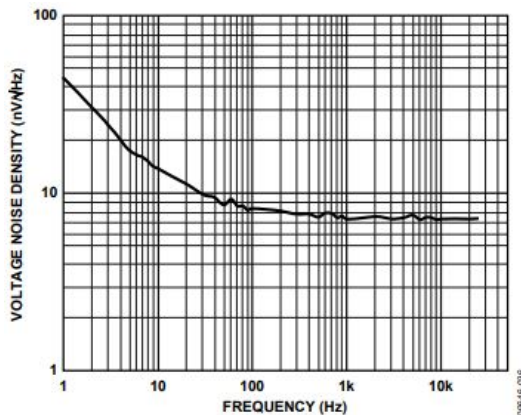
Σύμφωνα με τα παραπάνω σχήματα σε για συχνότητες  $100\text{Hz}$  έως  $2\text{kHz}$  ο ενισχυτής υποβαθμίζει τυχόν διακυμάνσεις κατά περίπου  $100\text{dB}$  στην αρνητική τροφοδοσία, ενώ για τη θετική τροφοδοσία το εύρος είναι μικρότερο. Στη συνέχεια, για μεγαλύτερες συχνότητες η καταστολή φθίνει με ρυθμό περίπου  $20\text{dB}$  ανά δεκάδα και στη θετική και στην αρνητική τροφοδοσία. Η απόρριψη κοινού σήματος είναι μέγιστη για χαμηλές συχνότητες ( $\approx 118\text{dB}$ ) και φθίνει με ρυθμό περίπου  $20\text{dB}$  ανά δεκάδα μη γραμμικά έως τα  $20\text{kHz}$ .

- Ακόμα παρέχεται από την εταιρία κατασκευής η αποκριση του τελεστικού στο χρόνο σε μεγάλο και μικρό σημα παλμού. Χαρακτηριστικές παράμετροι από τη μέτρηση είναι η υπερακόντηση (*overshoot*), η κυμάτωση (*rippling*) και ο χρόνος απόκρισης (*settling time*). Στο Σχήμα 12 φαίνεται η απόκριση σε παλμό εξόδου  $50mV$ .

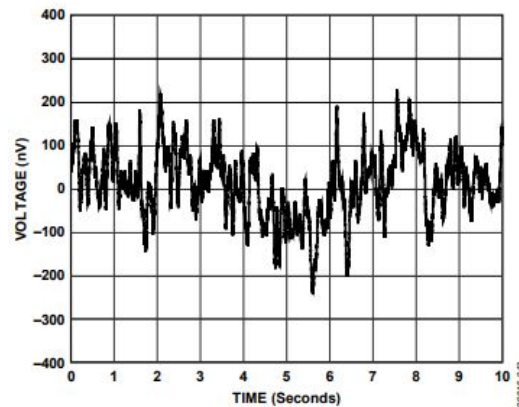


Σχήμα 12 Διάγραμμα απόκρισης μικρού σήματος με κέρδος κλειστού βρόχου ίσο με 1 , αντίσταση φορτίου ίση με  $2k\Omega$  και πυκνωτή φορτίου  $100pF$

- Σχετικά με το θορύβο οι γραφικές παραστάσεις που παρέχονται αφορούν την φασματική πυκνότητα του θορύβου (Σχήμα 13) και ενδεικτική απεικόνιση στο χρόνο θορύβου συχνοτήτων  $0.1Hz$  έως  $10Hz$  (Σχήμα 14), περιοχή όπου εμφανίζονται οι υψηλότερες τιμές. Στο σχήμα 13 παρατηρείται η αύξηση σε χαμηλές συχνότητες της φασματικής πυκνότητας θορύβου κυρίως λόγω του θορύβου  $1/f$

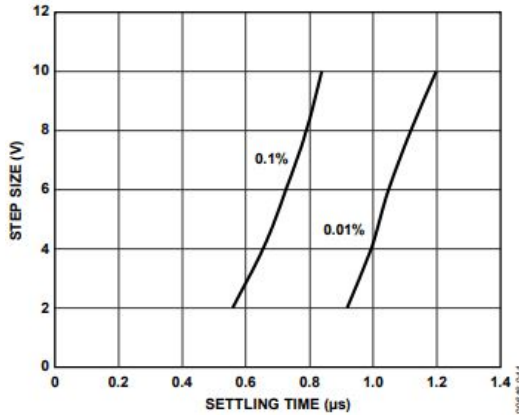


Σχήμα 13 Πυκνότητα τάσης θορύβου συναρτήσει συχνότητας

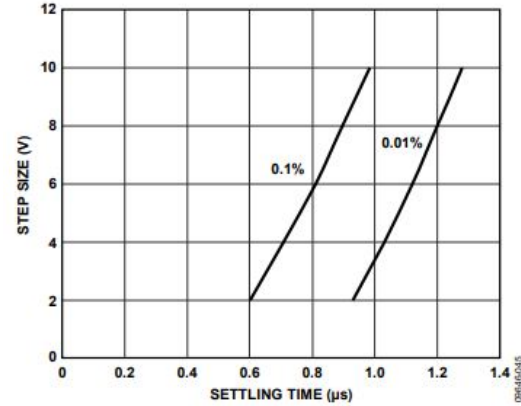


Σχήμα 14 Θόρυβος τάσης τελεστικού σε σχέση με τον χρόνο

- Ο χρόνος απόκρισης στο 0.1% και 0.01% της τελικής τιμής σύμφωνα με τη τιμή του σήματος εισόδου στο κατά την άνοδο και τη κάθοδο παρουσιάζεται στα Σχήματα 15,16.



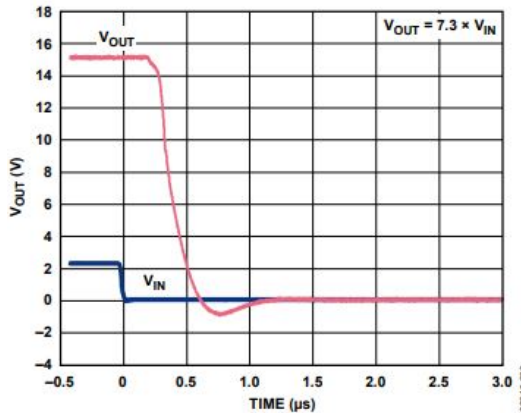
Σχήμα 15 Χρόνος απόκρισης θετικού βήματος



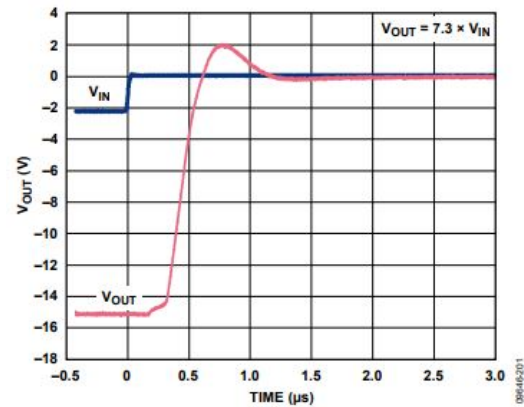
Σχήμα 16 Χρόνος απόκρισης αρνητικού βήματος

Παρατηρούμε ότι, ο χρόνος απόκρισης είναι ελαφρώς μεγαλύτερος για το αρνητικό βήμα.

- Στη περίπτωση που ζητηθεί από το τελεστικό ενισχυτή να οδηγήσει σήματα εκτός της γραμμικής περιοχής λειτουργίας του, για παράδειγμα, πολύ κοντά στη τροφοδοσία ή και πέρα από αυτή, μπαίνει σε κατάσταση υπερφόρτωσης (*overload*). Η επαναφορά στη γραμμική λειτουργία απαιτεί χρόνο. Στα Σχήματα 17 και 18 φαίνεται ο χρόνος αποκατάστασης για σήμα κοντά στη θετική και αρνητική τροφοδοσία αντίστοιχα.



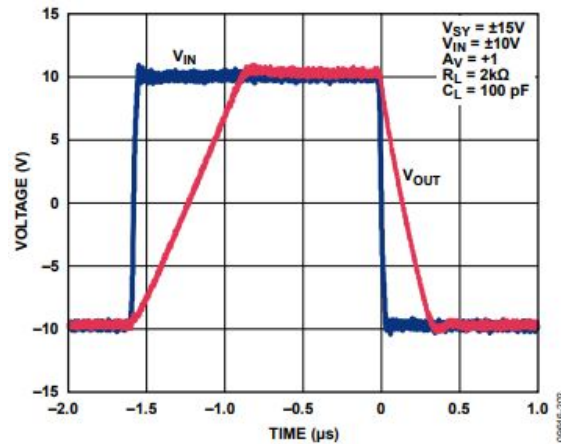
Σχήμα 17 Αποκατάσταση μετά από υπερφόρτωση στο θετικό άκρο



Σχήμα 18 Αποκατάσταση μετά από υπερφόρτωση στο αρνητικό άκρο

Για τον ADA4610 κατά την επαναφορά εμφανίζεται υπερύψωση η οποία είναι διπλάσια (κατ' απόλυτη τιμή) για το αρνητικό άκρο.

- Τέλος στο Σχήμα 19 παρουσιάζεται το *slew rate* για σήμα παλμό ύψους  $20V_{p-p}$  και πλάτους  $\approx 1.5\mu s$ .

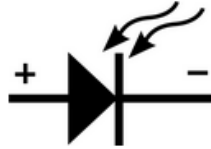


Σχήμα 19 Θετικό και αρνητικό *Slew Rate* με κέρδος κλειστού βρόχου ίσο με 1, αντίσταση φορτίου ίση με  $2k\Omega$  και χωρητικό φορτίο  $100pF$

Κατά την άνοδο απαιτείται πάνω από το διπλάσιο χρόνο για να φτάσει το σήμα εξόδου την τιμή των  $10V$  σε σχέση με την κάθοδο στα  $-10V$ .

### 3 Ανάλυση Φωτοδιόδων

Ως φωτοδιόδος ορίζεται μια διάταξη ημιαγωγών η οποία απορροφάει φωτόνια και αποδίδει ρεύμα, λειτουργεί δηλαδή ως μετατροπέας φωτός-ρεύματος. Ο βασικός ηλεκτρονικός συμβολισμός των φωτοδιόδων όπως φαίνεται στο σχήμα 20.



Σχήμα 20 Ηλεκτρονική Απεικόνιση Φωτοδιόδου.[6]

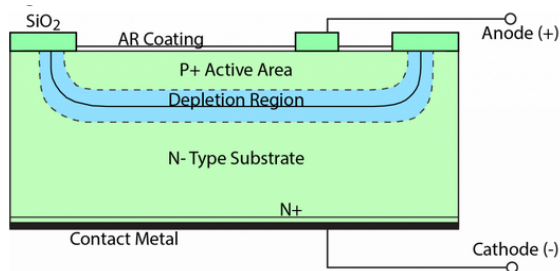
Οι φωτοδιόδοι μπορούν να κατασκευαστούν από μια ποικιλία υλικών, συμπεριλαμβανομένων, ενδεικτικά, του πυριτίου, του γερμανίου και του αρσενίου του γαλλίου ή ινδίου. Κάθε υλικό χρησιμοποιεί διαφορετικές ιδιότητες για οφέλη κόστους, αυξημένη ευαισθησία, εύρος μήκους κύματος, χαμηλά επίπεδα θορύβου ή ακόμα και ταχύτητα απόκρισης. Οι ημιαγωγοί στο εσωτερικό της έχουν σύνδεση  $P - N$  που μετατρέπει τα φωτόνια (ή το φως) σε ηλεκτρικό ρεύμα. Η στιβάδα  $P$  έχει μια αφθονία οπών (θετική), και η στιβάδα  $N$  έχει μια αφθονία ηλεκτρονίων (αρνητικά).

Πιο αναλυτικά, ένα φωτόνιο μπορεί να χτυπήσει ένα άτομο μέσα στην φωτοδίοδο και εάν το φωτόνιο έχει αρκετή ενέργεια να απελευθερώσει ένα ηλεκτρόνιο, φτιάχνοντας ένα ζεύγος ηλεκτρονίων-οπών ( $e^-$  και  $h^+$ ) όπου μια οπή είναι απλώς ένας «κενός χώρος» για ένα ηλεκτρόνιο. Εάν τα φωτόνια απορροφηθούν είτε στη στιβάδα  $P$  είτε στο  $N$  και είναι αρκετά μακριά από την περιοχή απογύμνωσης, τα ζεύγη οπών ηλεκτρονίων θα ανασυντεθούν στα υλικά μετατρέποντας την απορροφώμενη ενέργεια σε θερμότητα. Με άλλα λόγια, τα φωτόνια που απορροφώνται στην περιοχή απογύμνωσης (ή κοντά σε αυτήν) θα δημιουργήσουν ζεύγη οπών ηλεκτρονίων που θα μετακινηθούν σε αντίθετα άκρα λόγω του ηλεκτρικού πεδίου. Τα ηλεκτρόνια θα κινηθούν προς το θετικό δυναμικό στην κάθοδο και οι τρύπες θα κινηθούν προς το αρνητικό δυναμικό της ανόδου. Αυτοί οι κινούμενοι φορείς φορτίου σχηματίζουν το ρεύμα (φωτορεύμα) στη φωτοδίοδο.



### 3.1 Διαχωρισμός βάση κατασκευής

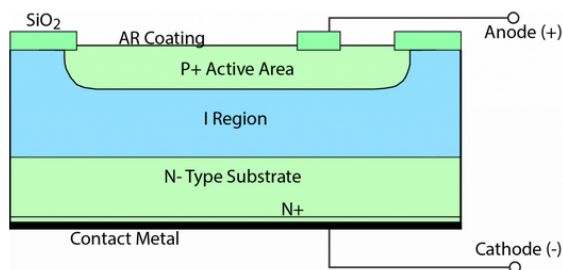
- **P-N:** Παρακάτω, στο Σχήμα 21 φαίνεται μία διατομή τυπικής φωτοδιόδου. Μια περιοχή απογύμνωσης σχηματίζεται από τη διάχυση ηλεκτρονίων από τη στιβάδα  $N$  στη στιβάδα  $P$  και τη διάχυση οπών από τη στιβάδα  $P$  στη στιβάδα  $N$ . Δημιουργείται έτσι μια περιοχή μεταξύ των δύο στρωμάτων όπου δεν υπάρχουν ελεύθεροι φορείς αναπτύσσοντας μια ενσωματωμένη τάση για τη δημιουργία ηλεκτρικού πεδίου στην περιοχή απογύμνωσης. Αυτό επιτρέπει στο ρεύμα να ρέει μόνο προς μία κατεύθυνση (άνοδος προς κάθοδο).



Σχήμα 21 Διατομή Φωτοδιόδου  $P - N$ . [6]

Το Σχήμα 21 δείχνει τα διαφορετικά στρώματα μιας φωτοδιόδου ( $P - N$  Junction) καθώς και πολλαπλά σημεία σύνδεσης πάνω και κάτω. Η περιοχή απογύμνωσης δημιουργεί μια χωρητικότητα στη φωτοδίοδο όπου τα όρια της περιοχής λειτουργούν ως πλάκες ενός πυκνωτή παράλληλης πλάκας. Η χωρητικότητα είναι αντιστρόφως ανάλογη με το πλάτος της περιοχής απογύμνωσης. Η αντίστροφη τάση πόλωσης επηρεάζει επίσης την χωρητικότητα της περιοχής.

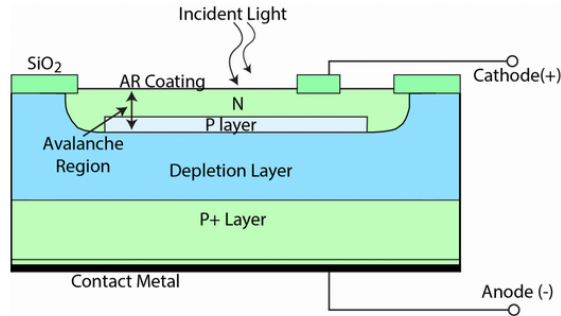
- **PIN:** Η φωτοδίodos  $PIN$  είναι παρόμοια με τη διασταύρωση  $P - N$  με μια σημαντική διαφορά. Αντί να τοποθετηθούν τα στρώματα  $P$  και  $N$  μαζί για να δημιουργηθεί μια περιοχή απογύμνωσης, τοποθετείται ένα εγγενές στρώμα μεταξύ των δύο στρώσεων με πρόσμιξη. Αυτό το στρώμα φαίνεται στο Σχήμα 22. Έχει υψηλή αντίσταση και αυξάνει την περιοχή του ηλεκτρικού πεδίου στη φωτοδίοδο. Υπάρχουν πολλά οφέλη από το προστιθέμενο εγγενές στρώμα επειδή η περιοχή απογύμνωσης αυξάνεται σημαντικά.



Σχήμα 22 Διατομή Φωτοδιόδου  $PIN$ . [6]

- **Avalanche (APD):** Οι φωτοδιόδοι χιονοστιβάδας ( $APD$ ) χρησιμοποιούν ιονισμό κρούσης (φαινόμενο χιονοστιβάδας) για να δημιουργήσουν ένα εσωτερικό κέρδος στο υλικό. Τα  $APD$  απαιτούν λειτουργία υψηλής αντίστροφης πόλωσης. Κάθε φωτοδημιουργητός φορέας δημιουργεί πολλαπλά ζεύγη φορέων σύμφωνα με την κατανομή της χιονοστιβάδας. Αυτό δημιουργεί εσωτερικό κέρδος μέσα στη φωτοδίοδο, το οποίο με τη σειρά του αυξάνει την αποτελεσματική απόκριση (μεγαλύτερη δημιουργία ρεύματος ανά φωτόνιο). Το σχήμα 23 δείχνει τη διατομή

του *APD*. Το τυπικό εύρος φασματικής απόκρισης είναι περίπου 300 – 1100 nm. Ο τρέχων θόρυβος σε μια *APD* είναι υψηλότερος από ό,τι σε μια φωτοδίοδο *PIN*, αλλά το αυξημένο κέρδος σήματος είναι πολύ μεγαλύτερο και γενικά έχουν υψηλότερη ταχύτητα.



Σχήμα 23 Διατομή Φωτοδιόδου *APD*. [6]

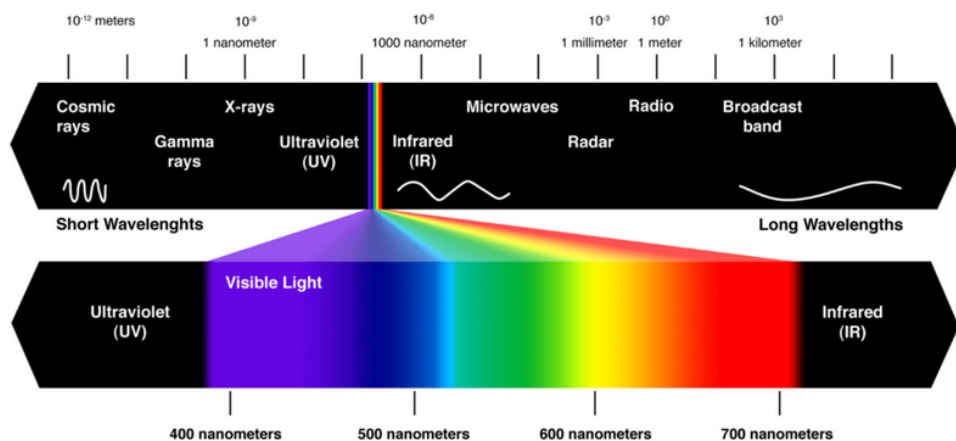
### 3.2 Χαρακτηριστικά Φωτοδιόδων

Για την επαρκή μελέτη και κατά συνέπεια ορθή επιλογή φωτοδιόδων στα κυκλώματα μας είναι αναγκαίο να γνωρίζουμε τα βασικά χαρακτηριστικά που τις διέπουν.

- **Φασματική Απόκριση** : Αφορά το ποσοστό παραγόμενου φορτίου προς την προσπίπτουσα ενέργεια φωτός μετρούμενο σε Ampere/Watt. Εξίσου μπορεί να υπολογιστεί η εξάρτηση από το μήκος κύματος ή τη χβαντική απόδοση διαιρώντας τον αριθμό φωτοδημιουργητων φορέων με τα προσπίπτοντα φωτόνια, ένα μέγεθος δίχως μονάδα. Το φάσμα του ορατού φωτός είναι το τμήμα του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος που μπορεί να δει το ανθρώπινο μάτι. Συνήθως, το ανθρώπινο μάτι μπορεί να ανιχνεύσει μήκη κύματος από 380 έως 700 νανόμετρα.[7]

- **Ηλεκτρομαγνητικό φάσμα**: Η ακτινοβολία EM μεταδίδεται σε διαφορετικά μήκη κύματος και συχνότητες. Αυτό το ευρύ φάσμα μηκών κύματος είναι γνωστό ως ηλεκτρομαγνητικό φάσμα. Αυτό το φάσμα χωρίζεται συνήθως σε επτά περιοχές κατά σειρά μειούμενου μήκους κύματος και αυξανόμενης ενέργειας και συχνότητας. Οι κοινές ονομασίες είναι ραδιοκύματα, μικροκύματα, υπέρυθρο (*IR*), ορατό φως, υπεριώδες (*UV*), ακτίνες X και ακτίνες γάμμα.[8]

Το ορατό φως βρίσκεται στην περιοχή του φάσματος *EM* μεταξύ υπέρυθρων (*IR*) και υπεριώδους (*UV*) (όπως φαίνεται στο Σχήμα 24). Έχει συχνότητες περίπου  $4 \cdot 10^{14}$  έως  $8 \cdot 10^{14}$  κύκλους ανά δευτερόλεπτο, ή *Hertz*(*Hz*) και μήκη κύματος περίπου 740 νανόμετρα (*nm*) ή  $2.9 \cdot 10^{-5}$  ίντσες, έως 380 nm ( $1.5 \cdot 10^{-5}$  ίντσες).[8]



Σχήμα 24 Φάσμα φωτός [9].

- **Σκοτεινό Ρεύμα:** Οι φωτοδιόδοι έχουν ανάστροφο ρεύμα. Αυτό το ρεύμα ονομάζεται και σκοτεινό, διότι εμφανίζεται και σε καταστάσεις μηδενικού φωτισμού όπου και συνήθως μετράται. Εμπεριέχει το ρεύμα που παράγεται από ακτινοβολία περιβάλλοντος καθώς και το ρεύμα κορεσμού της ένωσης ημιαγωγού. Τέλος, το σκοτεινό ρεύμα θεωρείται ρεύμα θορύβου που επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό τις μετρήσεις των ηλεκτρονικών μου συστημάτων δημιουργώντας προβλήματα ειδικά για επικοινωνιακά συστήματα. Γι'αυτό, είναι αναγκαίο να βαθμονομηθούν τα ηλεκτρονικά συστήματα ώστε να κάνουν πιο εύστοχες οπτικές μετρήσεις.
- **Χρόνος Απόκρισης:** Αποτελεί τον απαιτούμενο χρόνο ύπαρξης απόκρισης σε μια οπτική είσοδο. Πιο αναλυτικά, όταν η φωτοδιόδος απορροφάει ένα φωτόνιο παράγεται ένα ζεύγος ηλεκτρονίου-οπής το οποίο κινείται στο ηλεκτρικό πεδίο και παράγει ρεύμα. Η πεπερασμένη διάρκεια αυτού του ρεύματος ονομάζεται εξάπλωση χρόνου διέλευσης (*transit – timespread*). Ακόμα, η αντίσταση και ο πυκνωτής της φωτοδιόδου σε συνδυασμό με το εξωτερικό κύκλωμα δημιουργούν έναν επιπλέον χρόνο απόκρισης συστήματος την χρονοσταθερά  $\tau = RC$ . Στα οπτικά επικοινωνιακά συστήματα, ο συνολικός χρόνος απόκρισης συναθροίζοντας το  $\tau$  μας δίνει το *bandwidth* που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για επεξεργασία σήματος και κατά συνέπεια για μετάδοση πληροφορίας.
  - Το εύρος ζώνης μιας φωτοδιόδου τυπικά περιορίζεται είτε από ηλεκτρικές παραμέτρους όπως η χωρητικότητα και η εξωτερική αντίσταση είτε από εσωτερικές επιδράσεις όπως ο χρόνος μετάβασης του φορέα στην περιοχή απογύμνωσης. Τα υψηλότερα εύρη ζώνης δεκάδων *GHz* επιτυγχάνονται συνήθως με μικρές ενεργές περιοχές (διάμετροι πολύ κάτω από 1 mm) και μικρούς όγκους απορρόφησης. Τα υψηλότερα φωτορεύματα αυξάνουν τον θόρυβο λήψης σε απόλυτες τιμές, αλλά τον μειώνουν σε σχέση με το σήμα. Οι μεγαλύτερες ενεργές περιοχές (με διαμέτρους έως της τάξης του 1 cm) επιτρέπουν το χειρισμό μεγαλύτερων ακτίνων και πολύ υψηλότερων φωτορευμάτων, αλλά σε βάρος του εύρους ζώνης της διάταξης.[10]
- **Τάση Διάσπασης:** (*Breakdown Voltage*) είναι η μεγαλύτερη αντίστροφη τάση που μπορεί να εφαρμοστεί στη φωτοδιόδο πριν υπάρξει εκθετική αύξηση του ρεύματος διαρροής ή του σκοτεινού ρεύματος. Οι φωτοδιόδοι πρέπει να λειτουργούν κάτω από αυτή τη μέγιστη εφαρμοζόμενη αντίστροφη πόλωση ή μπορεί να προκληθεί βλάβη στη φωτοδιόδο. Η τάση διάσπασης μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας.

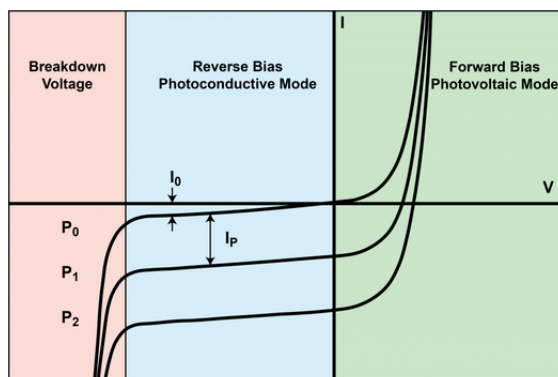
- Ελάχιστη ισχύς σήματος που δίνει λόγο σήματος εξόδου προς θόρυβο ένα :  
Το NEP (Noise-equivalent Power) αποτελεί την ελάχιστη απαιτούμενη ισχύ εισόδου που δίνει λόγο σήματος εξόδου προς θόρυβο ίσο με ένα. Ισούται με την *rms* τιμή του θορύβου ρεύματος στο  $1\text{Hz}$  bandwidth. Η ελάχιστη, δηλαδή, ανιχνεύσιμη ενέργεια. Μπορεί να υπάρχει και μικρότερη ενέργεια αλλά αν είναι κάτω του *NEP* δεν θα γίνεται αντιληπτή από την φωτοδίοδο. Σημαντικές παράμετροι που επηρεάζουν το *NEP* περιλαμβάνουν το υλικό, το μέγεθος της φωτοδιόδου και την ενεργή περιοχή και το κόστος. Οι φωτοδιόδους που κατασκευάζονται από διαφορετικά υλικά (πυρίτιο, γερμάνιο, φωσφορικό αρσένιο του γαλλίου ή αρσένιο του ινδίου) έχουν διαφορετικά επίπεδα ευαισθησίας, καθώς και διαφορετικές ταχύτητες και σκοτεινό ρεύμα. Το πυρίτιο, για παράδειγμα, παρέχει ευαισθησία για μήκη κύματος μεταξύ 400 και 1000 *nm*. Ωστόσο, έχει την υψηλότερη ευαισθησία σε μεγαλύτερα μήκη κύματος (900 *nm*). Το γερμάνιο, από την άλλη πλευρά, παρέχει ευαισθησία για μήκη κύματος μεταξύ 800 και 1600 *nm* (με την κορυφή περίπου στα 1400 *nm*). Το υλικό της φωτοδιόδου είναι κρίσιμο κατά την επιλογή της σωστής φωτοδιόδου που θα ενσωματωθεί στην κάθε συνδεσμολογία. [6]
- Επιφάνεια φωτοδιόδου: Ένας βασικός διαχωρισμός φωτοδιόδων γίνεται αναφορικά με την τιμή της χωρητικότητας τους.
  - Μεγάλης Επιφανείας: Οι φωτοδιόδους μεγάλης επιφάνειας έχουν χωρητικότητες  $30\text{pF}$ – $3000\text{pF}$  και έχουν πιο αργή απόκριση όσο αυξάνεται η επιφάνεια τους.
  - Μικρής Επιφανείας: Αυτές οι φωτοδιόδους έχουν χωρητικότητες  $10\text{pF}$  ή λιγότερο και σε πλήρη αντιστοιχία με τις προηγούμενες μπορούν να επιτύχουν καλύτερες αποκρίσεις λαμβάνοντας υπόψιν τους περιορισμούς που επιφέρει αυτό στο υπόλοιπο σύστημα. Η μικρή τους χωρητικότητα τις κάνει πιο προσεγγιστικές πηγές στις υψηλές συχνότητες αλλά η συνδεσμολογία τους πρέπει να κρατάει χαμηλή χωρητικότητα εισόδου, αλλιώς ο θόρυβος της τάσης γίνεται πρόβλημα και κυριαρχεί το ρεύμα θορύβου.

### 3.3 Τρόπος Σύνδεσης Φωτοδιόδου

Σημαντική, για την επιλογή του υπόλοιπου κυκλώματος, είναι η επιλογή του τρόπου σύνδεσης της φωτοδιόδου ανάλογα με την χρήση της. Διαλέγουμε δηλαδή τρόπο σύνδεσης φωτοδιόδου αναλογιζόμενοι τριών σημαντικών χρηστικών ιδιοτήτων. Την ταχύτητα που θέλουμε να έχει ο ενισχυτής φωτοδιόδου, το σκοτεινό ρεύμα που θα παράγει η διόδος καθώς και το μοντέλο της φωτοδιόδου που θα χρησιμοποιήσουμε αναλόγως την χωρητικότητα της.

- Φωτοβολταϊκή χρήση : Στη λειτουργία φωτοβολταϊκού η διόδος έχει μηδενική πόλωση. Το φωτορεύμα ρέει έξω από την άνοδο μέσω ενός βραχυκυκλώματος στην κάθοδο. Εάν το κύκλωμα είναι ανοιχτό ή έχει σύνθετη αντίσταση φορτίου δημιουργείται τάση προς την κατεύθυνση που πολώνει προς τα εμπρός τη διόδο, δηλαδή είναι θετική άνοδος σε σχέση με την κάθοδο. Αντίθετα, εάν το κύκλωμα είναι βραχυκυκλωμένο ή η σύνθετη αντίσταση είναι χαμηλή θα δημιουργηθεί ρεύμα ορθής πόλωσης (*forward current*) που θα καταναλώσει μέρος του φωτορεύματος. Αυτή τη λειτουργία εκμεταλλεύεται το φωτοβολταϊκό φαινόμενο, το οποίο είναι η βάση για τα ηλιακά κύτταρα.[11] Κατά την φωτοβολταϊκή χρήση, όπως προαναφέρθηκε, οι διόδους έχουν μηδενικό *BIAS* και χαμηλό σκοτεινό ρεύμα. Συνεπώς, είναι καλύτερη επιλογή για εφαρμογές χαμηλής συχνότητας και/ή εφαρμογές χαμηλού φωτός. Αυτή η λειτουργία ονομάζεται *Zero Bias Mode*.
- Φωτοαγωγιμη χρήση: Στη φωτοαγωγιμη λειτουργία η διόδος έχει αντίστροφη πόλωση. Αυτό μειώνει τον χρόνο απόκρισης επειδή η πρόσθετη αντίστροφη πόλωση αυξάνει το πλάτος της περιοχής απογύμνωσης, μειώνοντας έτσι την χωρητικότητα διασταύρωσης και δημιουργεί μία περιοχή με ηλεκτρικό πεδίο οδηγώντας στην γρηγορότερη συλλογή ηλεκτρονίων. Αν και αυτή η λειτουργία είναι ταχύτερη, η φωτοαγωγιμη λειτουργία μπορεί να εμφανίσει περισσότερο

ηλεκτρονικό θόρυβο λόγω του σκοτεινού ρεύματος ή του φαινομένου χιονοστιβάδας. Το ρεύμα διαρροής μιας καλής διόδου είναι τόσο χαμηλό ( $1 \text{ nA}$ ) που συχνά κυριαρχεί ο θόρυβος *Johnson – Nyquist* της αντίστασης φορτίου.[11] Συνεπώς στην φωτοαγωγίμη χρήση υπάρχουν ταχύτερες γραμμικές αποκρίσεις αυξάνοντας όμως το σκοτεινό ρεύμα και κατά συνέπεια τον θόρυβο.



Σχήμα 25 Καμπύλη φωτοδιόδου ρεύματος-τάσης ( $I - V$ ). Όπου  $I_0$  το σκοτεινό ρεύμα,  $I_P$  το δημιουργούμενο φωτορεύμα για διαφορετικές εντάσεις φωτός με  $P_0$  την απώλεια φωτός. [6]

### 3.4 Συνήθειες χρήσεις

Οι φωτοδιόδοι χρησιμοποιούνται συχνά για την ακριβή μέτρηση της έντασης του φωτός στην επιστήμη και τη βιομηχανία. Γενικά έχουν πιο γραμμική απόκριση από τους φωτοαγωγούς. Χρησιμοποιούνται σε ηλεκτρονικές συσκευές ευρείας κατανάλωσης όπως συσκευές αναπαραγωγής συμπαγών δίσκων, ανιχνευτές καπνού, ιατρικές συσκευές και δέκτες για συσκευές τηλεχειρισμού υπέρυθρων που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο εξοπλισμού από τηλεοράσεις έως κλιματιστικά. Οποιοσδήποτε τύπος φωτοαισθητήρα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για μέτρηση φωτός, όπως στους φωτόμετρους της κάμερας, ή για απόκριση στα επίπεδα φωτός, όπως για την ενεργοποίηση του φωτισμού του δρόμου μετά το σκοτάδι.

Φωτοαισθητήρες όλων των τύπων μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να ανταποκρίνονται στο προσπίπτον φως ή σε μια πηγή φωτός που είναι μέρος του ίδιου κυκλώματος ή συστήματος. Μια φωτοδιόδος συχνά συνδυάζεται σε ένα μόνο εξάρτημα με έναν πομπό φωτός, συνήθως μια διόδος εκπομπής φωτός (*LED*).

Χρησιμοποιούνται επίσης ευρέως σε διάφορες ιατρικές εφαρμογές, όπως ανιχνευτές για υπολογιστική τομογραφία, όργανα για την ανάλυση δειγμάτων και παλμικό οξύμετρα.

### 3.5 Επιλογή σύνδεσης και τύπου

Η ορθή επιλογή πόλωσης της φωτοδιόδου γίνεται σύμφωνα με την απαιτούμενη εξισορρόπηση ταχύτητας-θορύβου καθώς και στην κατανομή βαρών σημαντικότητας στο κάθε χαρακτηριστικό. Εάν η εφαρμογή απαιτεί εξαιρετικά χαμηλό θόρυβο και χαμηλό σκοτεινό ρεύμα, θα πρέπει να επιλεγεί να μην γίνει πόλωση στην φωτοδιόδο. Αντίθετα, εάν η ταχύτητα είναι το κύριο μέλημα της κατασκευής, η αντιστροφή της πόλωσης της φωτοδιόδου επιλέγεται καθώς βελτιώνεται ο χρόνος απόκρισης. Με άλλα λόγια, εάν η εφαρμογή βασίζεται στην ακρίβεια, η λειτουργία φωτοβολταϊκών θα ταιριάζει καλύτερα στις ανάγκες της. Εάν η εφαρμογή βασίζεται στην ταχύτητα, η φωτοαγωγίμη λειτουργία ή η αντιστροφή πολωμένη λειτουργία θα ταιριάζει καλύτερα σε αυτήν την περιοχή. Η αντιστροφή πόλωσης της φωτοδιόδου αποκρίνεται πολύ γρηγορότερα από τη μη πολωμένη λειτουργία. Εάν λειτουργεί σε

λειτουργία φωτοβολταϊκού, η απόκριση μπορεί να χρειαστεί να ενισχυθεί. Τέλος, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, τα υλικά, το μέγεθος και το κόστος επηρεάζουν επίσης τον τύπο της φωτοдиодου που απαιτείται για την εφαρμογή.

## Μέρος II

# Σύγκριση τοπολογιών ενισχυτών φωτοдиодων

Για την βέλτιστη απόδοση σήματος-θορύβου χρησιμοποιούμε διάφορες τοπολογίες. Ένας τυπικός ενισχυτής φωτοδιόδου απαρτίζεται από μια φωτοδιόδο που μετατρέπει ένα οπτικό σήμα σε ρεύμα και ένα στάδιο ενίσχυσης που μετατρέπει ρεύμα σε τάση. Στο στάδιο ενίσχυσης γίνεται συνδυασμός παθητικών φίλτρων, τελεστικών ενισχυτών και αντιστάσεων σε ποικίλες συνδεσμολογίες για την επιλογή και βελτιστοποίηση διάφορων μεταβλητών. Περαιτέρω μελέτη ακολουθεί σε αυτό το μέρος.

Η επιλογή της φωτοδιόδου εξαρτάται μόνο από το μήκος κύματος και την ενέργεια που ζητείται να ανιχνευθεί. Σημαντική παράμετρος αποτελεί η απόδοση του ενισχυτή προσμετρώντας τον θόρυβο, το εύρος ζώνης, το κέρδος, και την ανοσία σε ηλεκτρομαγνητικές παρεμβάσεις. Ακόμα, για να αποφύγουμε την παραμόρφωση του  $AC$  σήματος λόγω κορεσμού, ψαλιδίσματος (*clipping*) ή διασποράς ενέργειας από κορυφές πρέπει να διαλέξουμε το κέρδος του ενισχυτή αντίστοιχα ενώ το εύρος ζώνης πρέπει να παραμένει μεγαλύτερο από την συχνότητα διαμόρφωσης. Σαν γενικός πειραματικός κανόνας χρησιμοποιείται η επιλογή ενισχυτή φωτοδιόδου με εύρος ζώνης κατά μια τάξη μεγαλύτερη.

## 4 Ενισχυτής διαντίστασης

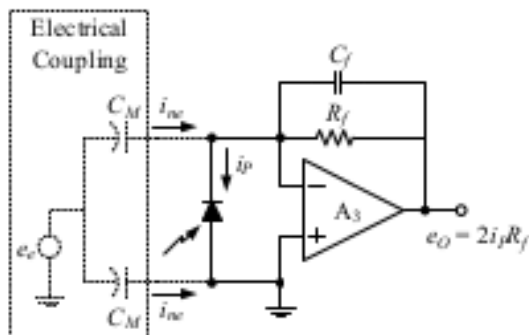
Ο ενισχυτής διαντίστασης (*transimpedance amplifier (TIA)*) ορίζεται ως μετατροπέας ρεύματος σε τάση αποτελούμενος από έναν ή περισσότερους τελεστικούς ενισχυτές. Οι μετατροπείς ρεύματος σε τάση χρησιμοποιούνται σε συστήματα αισθητήρων με γραμμικότερη απόκριση ρεύματος από τάση. Πιο αναλυτικά, δεν είναι ασυνήθιστο για μια φωτοδιόδο η αποκρισή της να παρουσιάζει κάτω από 1% μη γραμμικότητα σε ένα ευρύ φάσμα εισόδων φωτός. Ο ενισχυτής διαντίστασης εμφανίζει χαμηλή σύνθετη αντίσταση στη φωτοδιόδο και την απομονώνει από την τάση εξόδου του τελεστικού ενισχυτή. Στην απλούστερη μορφή του, ένας ενισχυτής διαντίστασης έχει μόνο μια μεγάλη αντίσταση ανάδραση,  $R_f$ , σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία, η οποία και καθορίζει το κέρδος. Υπάρχουν αρκετές διαφορετικές διατάξεις ενισχυτών διαντίστασης, η καθεμία κατάλληλη για μια συγκεκριμένη εφαρμογή. Ένας κοινός παράγοντας που έχουν, είναι η απαίτηση μετατροπής του ρεύματος χαμηλού επιπέδου ενός αισθητήρα σε τάση. Το κέρδος, το εύρος ζώνης, καθώς και οι αντισταθμίσεις ρεύματος και τάσης αλλάζουν με διαφορετικούς τύπους αισθητήρων, απαιτώντας διαφορετικές διατάξεις ενισχυτών διαντίστασης.[12]

### 4.1 Τοπολογίες

Υπάρχει μια πληθώρα διαφορετικών συνδεσμολογιών που μπορούν να σχεδιαστούν για την ενίσχυση φωτοδιόδων. Θα μελετηθούν οι δύο βασικές τοπολογίες ενισχυτών φωτοδιόδων στην απλή τους μορφή για την επεξήγηση των βασικών διαφορών τους και την ανάδειξη των προτερημάτων και των μειονεκτημάτων της κάθε μιας. Θα υποθέσουμε κοινή φωτοδιόδο με διαφορετικά στάδια ενίσχυσης.

#### 4.1.1 Τοπολογία ενός ολοκληρωμένου

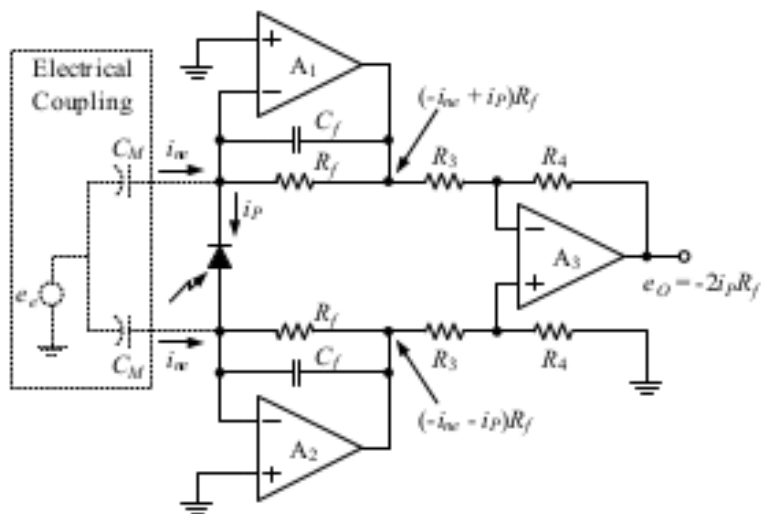
Η απλή τοπολογία ενός *op amp* αποτελείται από την φωτοδιόδο στη είσοδο ενός τελεστικού με ανάδραση αντίστασης και πυκνωτή για φιλτράρισμα του θορύβου. Αυτό το κύκλωμα έχει περιορισμούς στο εύρος ζώνης λόγω των *common – mode* χωρητικότητας  $C_{CM}$  στην είσοδο του όπως θα δούμε παρακάτω. Όπου  $i_{ne}$  το ρεύμα που προκαλεί ο θόρυβος. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 26.



Σχήμα 26 Τοπολογία ενός ολοκληρωμένου [12].

#### 4.1.2 Τοπολογία τριών ολοκληρωμένων

Η τοπολογία ενισχυτή τριών *opamp* υπερνικάει την απλή γιατί δεν έχει τόσο μεγάλους περιορισμούς εύρους ζώνης. Παρόλα αυτά και αυτή περιορίζεται αφού ακολουθεί μεγαλύτερο κύκλωμα και συνδυάζει την χωρητικότητα της φωτοδιόδου στην είσοδο με την παρασιτική χωρητικότητα στην αντίσταση ανάδρασης, όπου  $i_{ne}$  το ρεύμα που προκαλεί ο θόρυβος. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 27.



Σχήμα 27 Τοπολογία τριών ολοκληρωμένων [12].

Αξίζει να σημειωθεί ότι στα δύο παραπάνω σχήματα εμφανίζονται δύο πυκνωτές  $C_M$ . Ο λόγος ύπαρξής τους αφορά την τεχνική *guarding* που χρησιμοποιείται στα ηλεκτρονικά για προστασία του κυκλώματος από παρεμβολές των γειτονικών καλωδίων με τα καλώδια του εξεταζόμενου κυκλώματος.

Πιο συγκεκριμένα, στα ηλεκτρονικά το *guarding* είναι μια τεχνική που χρησιμοποιείται συνήθως για την πρόληψη ή την ελαχιστοποίηση της διαρροής ρεύματος από μια πηγή υψηλής σύνθετης αντίστασης. Προκειται για ένα σημείο χαμηλής σύνθετης αντίστασης στο κύκλωμα που έχει σχεδόν το ίδιο δυναμικό με τον ακροδέκτη εισόδου υψηλής σύνθετης αντίστασης. Σύμφωνα με τον νόμο του *Ohm*, όταν μια πηγή υψηλής σύνθετης αντίστασης είναι σχεδόν στο ίδιο δυναμικό τάσης με τον



δακτύλιο προστασίας, η ροή ρεύματος μεταξύ της πηγής υψηλής σύνθετης αντίστασης και του *guard* είναι κοντά στο μηδέν.

## 4.2 Περιορισμοί εύρους ζώνης

Όπως έχει προαναφερθεί οι περιορισμοί εύρους ζώνης εξαρτώνται άμεσα από την παρασιτική χωρητικότητα του συστήματος καθώς και την χωρητικότητα της φωτοδιόδου. Είναι λοιπόν επιτακτική η περαιτέρω ανάλυση και επεξήγησή τους.

Οι τοπολογίες που αναλύθηκαν εμπεριέχουν παθητικά ηλεκτρονικά φίλτρα. Πιο συγκεκριμένα, τα ηλεκτρονικά φίλτρα αποτελούν τύπο φίλτρου επεξεργασίας σήματος με τη μορφή ηλεκτρικών κυκλωμάτων και σκοπός τους είναι να αφαιρούν ανεπιθύμητα στοιχεία συχνότητας από το εφαρμοζόμενο σήμα, να ενισχύουν τα επιθυμητά στοιχεία συχνότητας ή και τα δύο. Αποτελούνται από διακριτά ηλεκτρονικά εξαρτήματα ή ως μέρος ολοκληρωμένου κυκλώματος και ο υπολογισμός των παραμέτρων μπορεί να υλοποιηθεί με μαθηματική ανάλυση. Τα ηλεκτρονικά φίλτρα χωρίζονται σε παθητικά, ενεργητικά ή φίλτρα άλλων τεχνολογιών. Σε αυτή την ανάλυση θα γίνει εστίαση στα παθητικά φίλτρα και συγκεκριμένα στα παθητικά φίλτρα μεμονωμένων στοιχείων *RC*.

Οι παθητικές υλοποιήσεις γραμμικών φίλτρων βασίζονται σε συνδυασμούς αντιστάσεων (*R*), πηνίων (*L*) και πυκνωτών (*C*). Αυτοί οι τύποι είναι συλλογικά γνωστοί ως παθητικά φίλτρα, επειδή δεν εξαρτώνται από εξωτερικό τροφοδοτικό και δεν περιέχουν ενεργά εξαρτήματα όπως τρανζίστορ.

Ανάλογα την επιλογή συνδεσμολογίας στο κύκλωμα οι πυκνωτές και τα πηνία μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την αποκοπή υψηλών ή χαμηλών συχνοτήτων. [13]

- Ένα φίλτρο στο οποίο το σήμα διέρχεται μέσω ενός πηνίου ή στο οποίο ένας πυκνωτής παρέχει μια διαδρομή προς τη γείωση, παρουσιάζει λιγότερη εξασθένηση στα σήματα χαμηλής συχνότητας από τα σήματα υψηλής συχνότητας και επομένως είναι ένα φίλτρο χαμηλής διέλευσης.
- Εάν το σήμα διέρχεται από έναν πυκνωτή ή έχει μια διαδρομή προς τη γείωση μέσω ενός πηνίου, τότε το φίλτρο παρουσιάζει λιγότερη εξασθένηση σε σήματα υψηλής συχνότητας από τα σήματα χαμηλής συχνότητας και επομένως είναι ένα φίλτρο υψηλής διέλευσης.
- Οι αντιστάσεις από μόνες τους δεν έχουν ιδιότητες επιλεκτικής συχνότητας, αλλά προστίθενται σε πηνία και πυκνωτές για να καθορίσουν τις χρονικές σταθερές του κυκλώματος και επομένως τις συχνότητες στις οποίες ανταποκρίνεται.

Τα πηνία και οι πυκνωτές είναι τα αντιδραστικά στοιχεία του φίλτρου. Ο αριθμός των ενεργών στοιχείων καθορίζει τη τάξη του φίλτρου. Σε αυτό το πλαίσιο, ένα κύκλωμα *RC* που χρησιμοποιείται σε ένα φίλτρο ζώνης διέλευσης ή ζώνης διακοπής θεωρείται μεμονωμένο στοιχείο παρόλο που αποτελείται από δύο στοιχεία.

Σε υψηλές συχνότητες (πάνω από περίπου 100 *MHz*), τα πηνία αποτελούνται από μονούς βρόχους ή λωρίδες λαμαρίνας και οι πυκνωτές αποτελούνται από γειτονικές λωρίδες μετάλλου. Αυτά τα επαγωγικά ή χωρητικά κομμάτια μετάλλου ονομάζονται στελέχη.

- Φίλτρα μεμονωμένων στοιχείων: Τα πιο απλά παθητικά φίλτρα, τα φίλτρα *RC* και *RL*, περιλαμβάνουν μόνο ένα αντιδραστικό στοιχείο, εκτός από το υβριδικό φίλτρο *LC* που χαρακτηρίζεται από επαγωγή και χωρητικότητα ενσωματωμένα σε ένα στοιχείο. [13]

Τα δύο πιο κοινά φίλτρα *RC* είναι τα βαθυπερατά ή *low – pass* και τα υπεπερατά ή *high – pass* φίλτρα. Τα ζωνοπερατά ή *band – pass* φίλτρα και τα ζωνοφρακτικά ή *band – stop* φίλτρα συνήθως απαιτούν φίλτρα *RLC*, αν και σε σπάνιες περιπτώσεις μπορούν να κατασκευαστούν με φίλτρα *RC*.

### 4.2.1 Παράλληλο κύκλωμα αντίστασης πυκνωτή

Στο παράλληλο κύκλωμα *RC* η τάση εξόδου  $V_{out}$  είναι ίση με την τάση εισόδου  $V_{in}$  ως αποτέλεσμα, αυτό το κύκλωμα δεν λειτουργεί ως φίλτρο στο σήμα εισόδου εκτός εάν τροφοδοτείται από μια πηγή ρεύματος.

Αν υπάρχουν σύνθετες αντιστάσεις ισχύουν οι τύποι:

$$I_R = \frac{V_{in}}{R}$$

$$I_C = j\omega CV_{in}$$

Αυτό δείχνει ότι το ρεύμα του πυκνωτή είναι  $90^\circ$  εκτός φάσης με το ρεύμα της αντίστασης (και της πηγής). Εναλλακτικά, μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι εξής διαφορικές εξισώσεις:

$$I_R = \frac{V_{in}}{R}$$

$$I_C = C \frac{dV_{in}}{dt}$$

Όταν τροφοδοτείται από μια πηγή ρεύματος, η συνάρτηση μεταφοράς ενός παράλληλου κυκλώματος  $RC$  είναι:

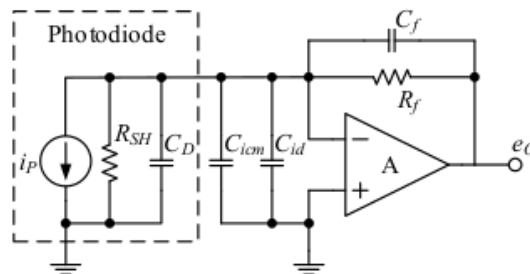
$$\frac{V_{out}}{I_{in}} = \frac{R}{1 + sRC}$$

Η χρήση του πυκνωτή στα κυκλώματα που θα αναλυθούν προσφέρουν μια ακόμα σημαντική ιδιότητα στο συνολικό κύκλωμα προσθέτοντας έναν επιπλέον πόλο στα διαγράμματα *BODE* όπως εξηγείται στην συνέχεια.

#### 4.2.2 Χωρητικότητα φωτοδιόδου

Για τον υπολογισμό της παρασιτικής χωρητικότητας της φωτοδιόδου θα την αναλύσουμε σε ένα κύκλωμα μίας αντίστασης διαφυγής (*shunt resistance*)  $R_{sh}$ , ενός πυκνωτή διασταύρωσης (*junction capacitance*)  $C_D$  και μίας πηγής ρεύματος  $I_P$  σε παράλληλη συνδεσμολογία όπως φαίνεται στο Σχήμα 28. Η αντίσταση διαφυγής γενικά αγνοείται επειδή η υψηλή της τιμή έχει μικρή επίδραση στο κύκλωμα. Αντιθέτως, ο πυκνωτής διασταύρωσης έχει μεγάλη επίδραση στη σταθερότητα, το εύρος ζώνης και το θόρυβο του κυκλώματος.

Ο υπολογισμός στις ενισχυτικές διατάξεις τριών ολοκληρωμένων μπορεί να βρεθεί με την βοήθεια της αρχής της επαλληλίας μετρώντας τα *opamp* σαν ένα ζεύγος δύο κλασσικών ενισχυτών διαντίστασης ακολουθούμενους από έναν διαφορικό ενισχυτή.[14] Έχει σχεδόν ίδια απόδοση με τον κλασσικό TIA εξαιρώντας το διπλάσιο κέρδος διαντίστασης.[12]



Σχήμα 28 Κυκλωματική αναπαράσταση μη ιδανικής φωτοδιόδου. [12].

Ο πυκνωτής διασταύρωσης  $C_D$ , μαζί με την χωρητικότητα διαφορικής εισόδου του ενισχυτή (*differential – mode input capacitance*,  $C_{id}$ ) και την χωρητικότητα εισόδου κοινής λειτουργίας (*common – mode input capacitance*,  $C_{icm}$ ), παράγει ένα μηδενικό στο αντίστροφο του συντελεστή

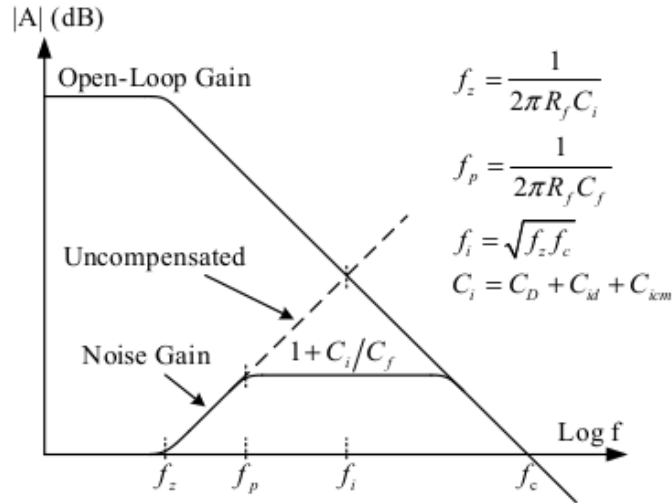
ανάδρασης  $1/\beta$  (ή του κέρδους θορύβου) στη συχνότητα του  $f_z = 1/2\pi R_f C_i$ , όπου  $C_i$  δηλώνει τη συνολική χωρητικότητα εισόδου.

$$C_i = C_D + C_{id} + C_{icm}$$

Αν αφαιρεθεί χωρίς αντιστάθμιση, η καμπύλη  $1/\beta$  θα αυξηθεί και θα παρεμποδίσει το κέρδος ανοιχτού βρόχου του ενισχυτή  $A_{OL}$  στη συχνότητα

$$f_i = f_z f_c$$

(εμφανίζεται με τη διακεκομμένη γραμμή στο σχήμα 29), όπου  $f_c$  είναι η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους εύρους ζώνης του ενισχυτή. Η κλίση των καμπυλών διαφέρει κατά 40 dB/δεκάδα, που αντιστοιχεί σε 180° μετατόπισης φάσης, η οποία μπορεί να προκαλέσει αστάθεια και ταλαντώσεις. Προσθέτοντας έναν πυκνωτή αντιστάθμισης φάσης  $C_f$  κατά μήκος της αντίστασης ανάδρασης  $R_f$  μπορεί να σταθεροποιήσει το κύκλωμα εισάγοντας έναν πόλο στο  $f_p = 1/2\pi R_f C_f$ , ο οποίος σταθεροποιεί το κέρδος θορύβου στο  $1 + C_i C_f$ .



Σχήμα 29 Γράφημα *Bode* θορύβου ενός κλασικού ενισχυτή με αντίσταση (TIA) για την ανάλυση εύρους ζώνης του ενισχυτή οργάνων τριών οπ-αμπ [12].

Αξίζει να σημειωθεί ότι  $f_p$  είναι το εύρος ζώνης του σήματος, το οποίο πρέπει να ικανοποιεί τη συνθήκη  $f_p \leq f_i$ . Επομένως, για ένα δεδομένο κέρδος, το καλύτερο εύρος ζώνης είναι το  $f_i$ , το οποίο μπορεί να ληφθεί όταν ο πυκνωτής έχει τιμή:

$$C_f = \sqrt{\frac{C_i}{2\pi R_f f_c}}$$

Η περαιτέρω βελτίωση του εύρους ζώνης του σήματος χρειάζεται μεγαλύτερη μείωση στο  $C_f$ . Υπάρχουν δύο τρόποι για να επιτευχθεί αυτό: μειώνοντας το  $C_i$  ή αυξάνοντας το  $f_c$ . Η αύξηση του  $f_c$  είναι ευεργετική για το εύρος ζώνης, αλλά αυξάνει επίσης τον θόρυβο εξόδου. Αντίθετα, η μείωση του  $C_i$  είναι οφέλιμη τόσο για το εύρος ζώνης όσο και για το θόρυβο γιατί μετακινεί την απόκριση του μηδενικού  $f_z$  σε υψηλότερη συχνότητα ενώ μειώνει και το πλατό κέρδους θορύβου. Αυτό επιτυγχάνεται επιλέγοντας έναν ενισχυτή με χαμηλή χωρητικότητα εισόδου και αντίστροφη πόλωση της φωτοδιόδου για μείωση της χωρητικότητας διασταύρωσης  $C_D$ . Καθώς, η συνολική χωρητικότητα εισόδου  $C_i$  κυριαρχείται πάντα από τη χωρητικότητα της φωτοδιόδου  $C_D$ , η αντίστροφη πόλωση της φωτοδιόδου είναι ένας απλός αλλά αποτελεσματικός τρόπος βελτίωσης του εύρους ζώνης, που την καθιστά χρήσιμη σε εφαρμογές υψηλής ταχύτητας.

### 4.2.3 Παρασιτική χωρητικότητα

Η παρασιτική χωρητικότητα είναι μια αναπόφευκτη και συνήθως ανεπιθύμητη χωρητικότητα που εμφανίζεται ανάμεσα σε δύο τμήματα ενός ηλεκτρονικού εξαρτήματος ή κυκλώματος λόγω της γειτνίασής τους. Αποτελείται από τα αποθηκευμένα ηλεκτρικά φορτία σε έναν αγωγό λόγω του ηλεκτρικού πεδίου που προκαλεί κάποιος άλλος κοντινός ηλεκτρικός αγωγός, ο οποίος βρίσκεται σε διαφορετική τάση. Όλα τα στοιχεία κυκλώματος όπως πηνία, δίοδοι και τρανζίστορ έχουν εσωτερική χωρητικότητα, η οποία προκαλεί την απομάκρυνση της συμπεριφοράς τους από αυτή των ιδανικών στοιχείων κυκλώματος. Επιπλέον, υπάρχει πάντα μη μηδενική χωρητικότητα μεταξύ δύο αγωγών. Αυτό μπορεί να είναι σημαντικό με κοντινούς αγωγούς, όπως καλώδια ή σε αγωγίμες οδούς πλακετών τυπωμένου κυκλώματος. Η παρασιτική χωρητικότητα είναι ένα σημαντικό πρόβλημα στα κυκλώματα υψηλής συχνότητας και συχνά είναι ο παράγοντας που περιορίζει το εύρος ζώνης των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων και κυκλωμάτων όπως ο ενισχυτής φωτοδιόδου που θέλουμε να κατασκευάσουμε.[15]

### 4.2.4 Υπολογισμοί Εύρους Ζώνης

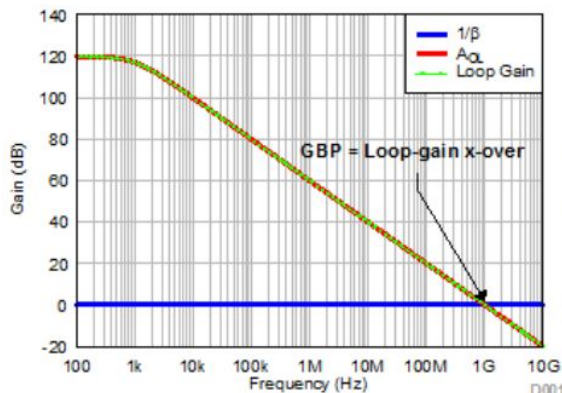
Υπάρχουν τρεις βασικοί παράγοντες που καθορίζουν το εύρος ζώνης ενός *TIA*:

- Η συνολική χωρητικότητα εισόδου ( $C_{TOT}$ ).
- Το επιθυμητό κέρδος που ορίζεται από την  $R_F$ .
- Το κέρδος ανοιχτού βρόχου.

Αυτοί οι τρεις παράγοντες είναι αλληλένδετοι: για έναν συγκεκριμένο ενισχυτή, το κέρδος ορίζει το μέγιστο εύρος ζώνης. Αντίθετα, η στόχευση του εύρους ζώνης θα καθορίσει το μέγιστο κέρδος. Για τις προσομοιώσεις θα διατηρηθεί, όσο το δυνατόν περισσότερο, σταθερό το εύρος ζώνης των ενισχυτών και θα αναλυθεί η διαφορά στα κέρδη σε κάθε επιμέρους περίπτωση.

Για την ανάλυση θα χρησιμοποιηθεί η διάταξη του ενός τελεστικού. Η ευστάθεια κλειστού βρόχου ενός ενισχυτή σχετίζεται με το περιθώριο φάσης του, το οποίο καθορίζεται από την απόκριση βρόχου-κέρδους που ορίζεται ως  $A_{OL}x\beta$ , όπου  $\beta$  είναι το αντίστροφο του κέρδους θορύβου.

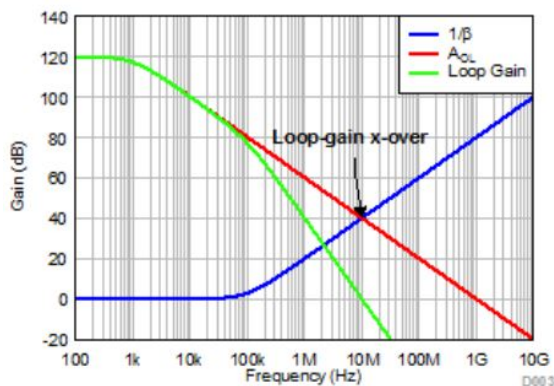
Αμελώντας την επίδραση των πυκνωτών το διάγραμμα κέρδους του ενισχυτή θα έχει την μορφή του σχήματος 30. Στο σχήμα φαίνεται η καμπύλη του κέρδους ανοιχτού βρόχου  $A_{OL}$  και η καμπύλη ανάστροφου κέρδους  $1/\beta$ . Δεδομένου ότι το  $1/\beta$  είναι καθαρά ωμικό, η απόκρισή του είναι επίπεδη κατά μήκος της συχνότητας.



Σχήμα 30 Διάγραμμα κέρδους ενισχυτή αμελώντας την επίδραση των πυκνωτών.

Στην συνέχεια, αναλύοντας την επίδραση της χωρητικότητας εισόδου ( $C_{TOT}$ ) σε συνδυασμό με την αντίσταση ανάδρασης  $R_F$  θα δημιουργήσει ένα μηδέν στην καμπύλη  $1/\beta$  σε συχνότητα  $f_z =$

$1/(2\pi R_F C_{TOT})$ . Το σχήμα 31 δείχνει την προκύπτουσα απόκριση συχνότητας. Ένα μηδέν στην καμπύλη  $1/\beta$  γίνεται πόλος στην καμπύλη  $\beta$ . Το μηδέν προκαλεί το μέγεθος του  $1/\beta$  να αυξάνεται στα  $20\text{dB}/\text{dec}$  και να τέμνει την καμπύλη  $A_{OL}$  με ρυθμό κλεισίματος  $40\text{dB}/\text{dec}$  ( $ROC$ ), με αποτέλεσμα πιθανή αστάθεια.

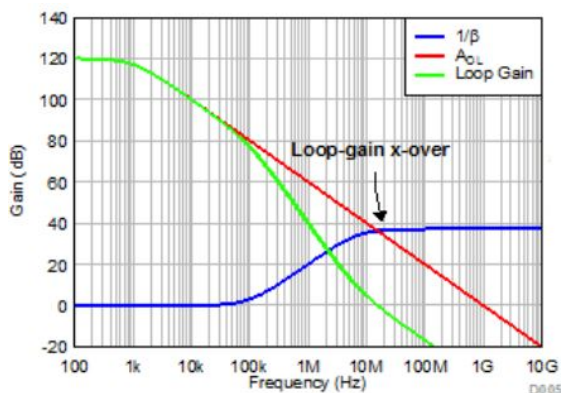


Σχήμα 31 Διάγραμμα κέρδους ενισχυτή αμελώντας την επίδραση του πυκνωτή ανάδρασης.

Τέλος, η επίδραση του πυκνωτή ανάδρασης προσθέτει έναν πόλο στην καμπύλη  $1/\beta$ . Ο πόλος βρίσκεται στην θέση

$$f_{p1} = 1/(2\pi R_F C_F)$$

Στο Σχήμα 32 φαίνεται η επίδραση που υπάρχει στο συνολικό κέρδος του ενισχυτή.



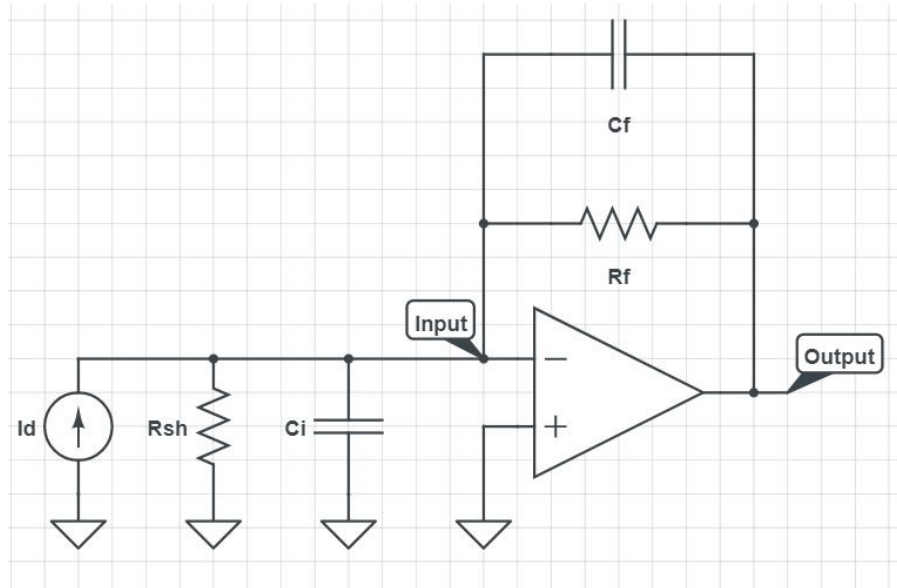
Σχήμα 32 Διάγραμμα κέρδους ενισχυτή.

Συνοψίζοντας, σύμφωνα με την θεωρία των διαγραμμάτων *BODE* προκύπτουν τα εξής αποτελέσματα στο κέρδος ανά πόλο και μηδενικά:

- Κυρίαρχος πόλος  $A_{OL}$  στην συχνότητα  $f_d \rightarrow$  το κέρδος μειώνεται κατά  $-20\text{dB}/\text{dec}$  ξεκινώντας από την συχνότητα  $f_d$ .
- Μηδενικό στην  $1/\beta$  στην συχνότητα  $f_z \rightarrow$  Σε συνδυασμό με την μείωση του κυρίαρχου πόλου της  $A_{OL}$  πέφτει άλλα  $-20\text{dB}/\text{dec}$  με συνολική πτώση  $-40\text{dB}/\text{dec}$
- Πόλος στην  $1/\beta$  στην συχνότητα  $f_{p1} \rightarrow$  Σε συνδυασμό με τα προηγούμενα αυξάνεται κατά  $+20\text{dB}/\text{dec}$  και συνεπώς υπάρχει συνολική πτώση  $-20\text{dB}/\text{dec}$ .

### 4.2.5 Πρακτικό παράδειγμα υπολογισμού εύρους ζώνης

Θα ακολουθήσει η ανάλυση εύρους ζώνης του κυκλώματος του σχήματος 33



Σχήμα 33 Τοπολογία προς ανάλυση εύρους ζώνης.

Θεωρείται τελεστικός ενισχυτής μοντέλου *ADA-4610* με εσωτερική αντιστάθμιση και πεπερασμένο κέντρο ανοιχτού βρόχου καθώς και συχνότητα γονάτου ανοιχτού βρόχου  $\omega_{-3dB} = \omega_b = 2\pi F_0$  στην είσοδο του οποίου προκύπτουν πυκνωτές διαφορικού και κοινού σήματος εισόδου  $C_{id} = 3.1 \text{ pF}$  και  $C_{icm} = 4.8 \text{ pF}$  αντίστοιχα. Ακόμα, θεωρείται φωτοδιόδος *S1227-16BQ* με τιμές αντίστασης και πυκνωτή του εφαρμοζόμενου κυκλωματικού αντίστοιχου  $R_{sh} = 20 \text{ G}\Omega$ ,  $C_d = 200 \text{ pF}$ .

Το ρεύμα  $I_d$  θα χωρίζεται στο  $I_{Z_D}$  που θα διαρέει την σύνθετη αντίσταση των  $R_{sh}$  και  $C_i$  και στο  $I_{Z_f}$  που θα συνεχίζει απο την ανάδραση του κυκλώματος στην σύνθετη αντίσταση των  $R_f$  και  $C_f$ .

Κατα συνέπεια θα ισχύει η εξής εξίσωση από τον κόμβο διαχωρισμού:

$$I_d = I_{Z_D} + I_{Z_f}$$

Για την τάση στον αρνητικό ακροδέκτη του τελεστικού ενισχυτή προκύπτει από την χρήση μη ιδανικού τελεστικού ο τύπος:

$$V^- = -V \frac{A_0}{s + \omega_0}$$

Σε συνδυασμό με τους δύο προηγούμενους τύπους προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς που εκφράζεται από την διαίρεση της εξόδου  $V_{out}$  με αρνητικό πρόσημο και με την είσοδο  $I_d$ .

$$S = -\frac{V_{out}}{I_d} \Leftrightarrow S(s) = \frac{A * Z_f * Z_D}{(Z_f + Z_D)(s + \omega_b) + A * Z_D}$$

όπου

- $Z_f = R_f \parallel C_f = \frac{2 * 10^{11}}{2 * s + 10^4}$
- $Z_D = R_{sh} \parallel C_i = \frac{0.00962 * 10^{12}}{2 * s + 0.481}$

Για την ανάδραση γίνεται χρήση αντίστασης  $R_f = 20 \text{ M}\Omega$  και  $C_f = 10 \text{ pF}$ . Ενώ όπως έχει προαναφερθεί ο πυκνωτής  $C_i$  αποτελεί το άθροισμα του πυκνωτή στο εσωτερικό της φωτοδιόδου με την τιμή του πυκνωτή διαφορικής εισόδου και του πυκνωτή κοινής εισόδου του τελεστικού. Δηλαδή,  $C_i = C_d + C_{id} + C_{icm} = 207.9 \text{ pF}$ .

Αντικαθιστώντας προκύπτει, λοιπόν, η τελική μορφή της συνάρτησης μεταφοράς.

Για των υπολογισμό των διαγραμμάτων *BODE* γίνεται χρήση της συνάρτησης μεταφοράς σε μονάδες *dB*. Για το όριο όταν  $s = 0^+$  το κέρδος της διάταξης θα βρίσκεται στο σταθερό κέρδος της διάταξης. (Αντικατάσταση στην συνάρτηση και πολλαπλασιασμός με  $20 \log(\text{result})$ ). Συνεπώς, το διάγραμμα *Bode* της διάταξης θα διατηρείται σταθερό μέχρι να συναντήσει μηδενικό και να πάρει *slope*  $+20 \text{ dB/dec}$ . Αντίθετα αν φτάσει σε πόλο αποκτά κλίση  $-20 \text{ dB/dec}$ . Σε περίπτωση διπλού πόλου η κλίση γίνεται  $-40 \text{ dB/dec}$  σε περίπτωση πόλου και μηδενικού στο ίδιο σημείο παραμένει σταθερή κ.ο.κ.

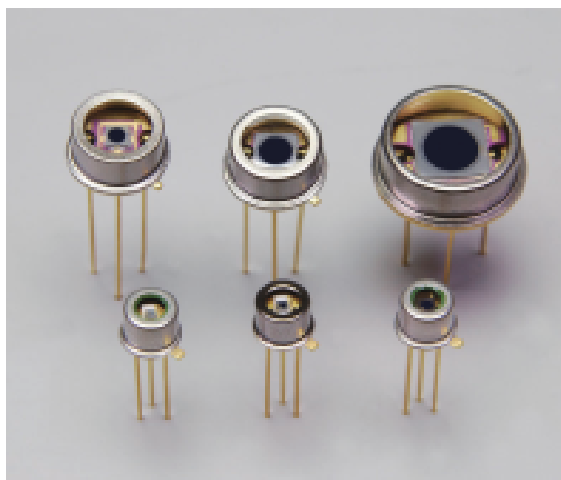
Το εύρος ζώνης της διάταξης υπολογίζεται από το σταθερό κέρδος εως την συχνότητα γονάτου  $f_{-3dB}$  όπου η ενίσχυση είναι κατά  $3_{dB}$  μικρότερη του.

## 5 Σύγκριση εμπορικών φωτοδιόδων

Μεγάλη είναι η ποικιλία των φωτοδιόδων που κυκλοφορούν στην αγορά. Για την περαιτέρω εξέταση του θέματος χρησιμοποιούνται μοντέλα φωτοδιόδων μεγάλης βιομηχανικής χρηστικότητας με διαφορετικές αποδόσεις, χωρητικότητες, παραγόμενους θορύβους και μέγεθος. Η κάθε επιλογή έχει προτερήματα και μειονεκτήματα όπως αναλύονται ευθύς αμέσως.

### 5.1 Si APD

Μικρού μήκους κύματος τύπου *APD*, για μήκος κύματος  $600nm$ , με βελτιωμένη ευαισθησία στην υπεριώδη ακτινοβολία έως το ορατό φάσμα όπως φαίνεται στο Σχήμα 34. Προσφέρουν υψηλό κέρδος, υψηλή ευαισθησία και χαμηλό θόρυβο σε εύρος μικρού μήκους κύματος. Είναι κατάλληλα για εφαρμογές όπως η μέτρηση σε επίπεδα χαμηλού φωτισμού.[16]



Σχήμα 34 Μοντέλα S12053 – 02/ – 05/ – 10 S9075, S5344, S5345 [16]

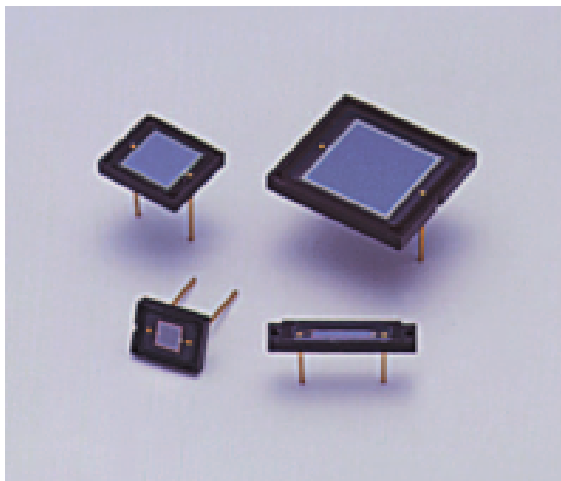
Χαρακτηριστικά	Εφαρμογές
Υψηλή ευαισθησία σε εύρος <i>UV</i> έως ορατό	Μέτρηση σε επίπεδο χαμηλού φωτισμού

Πίνακας 1 Χαρακτηριστικά και εφαρμογές των μοντέλων *SiAPD*. [16]



## 5.2 Si Photodiodes

Οι φωτοдиодοι *Si* (σχήμα 35) έχουν μικρότερη ευαισθησία στις υπέρυθρες και είναι κατάλληλες για ανίχνευση χαμηλού επιπέδου φωτός. [17]



Σχήμα 35 Σειρά μοντέλων S1227 [17]

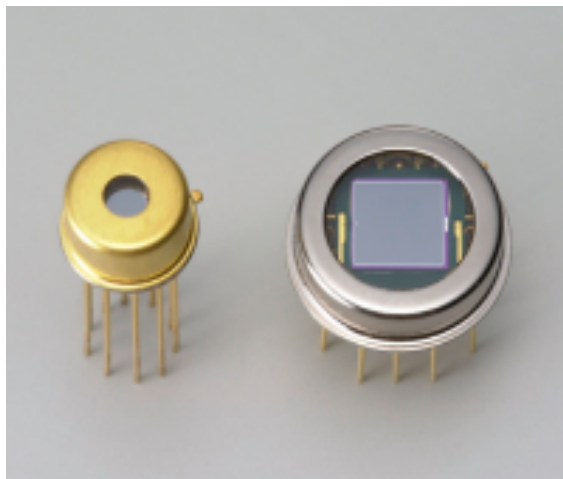
Χαρακτηριστικά	Εφαρμογές
Υψηλή ευαισθησία στην υπεριώδη ακτινοβολία (τύπος παραθύρου χαλαζία): $QE$ 75 % ( $\lambda = 200nm$ )	Αναλυτικός εξοπλισμός
Μικρή απορρόφηση στο υπέρυθρο	Εξοπλισμοί οπτικών μετρήσεων
Χαμηλό σκοτεινό ρεύμα	

Πίνακας 2 Χαρακτηριστικά και εφαρμογές των μοντέλων απλών *Si* φωτοδιόδων.[17]

## 5.3 Si photodiodes with preamp

Οι S8745 – 01 και S8746 – 01 όπως φαίνονται στο Σχήμα 36 είναι αισθητήρες χαμηλού θορύβου που αποτελούνται από φωτοδιόδο *Si*, ενισχυτή λειτουργίας, αντίσταση ανάδρασης και χωρητικότητα, όλα ενσωματωμένα σε μια μικρή συσκευασία. Με απλή σύνδεση σε ένα τροφοδοτικό, μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε μετρήσεις χαμηλού φωτισμού ως αναλυτικός εξοπλισμός και εξοπλισμός μέτρησης. Τα S8745 – 01 και S8746 – 01 είναι για περιοχή υπεριώδους έως κοντά στο υπέρυθρο, και το S8745 – 06 επιτυγχάνει υψηλή ευαισθησία στην περιοχή ορατής έως κοντά στην υπέρυθρη ακτινοβολία. Η φωτοευαίσθητη περιοχή της φωτοδιόδου είναι εσωτερικά συνδεδεμένη με τον ακροδέκτη *GND* καθιστώντας το εξαιρετικά ανθεκτική στο θόρυβο *EMC*. [18]

Σε αρκετές φωτοδιόδους αυτού του τύπου χρησιμοποιείται *MOSFET* στην είσοδο σε συνδυασμό με το εσωτερικό *JFET*. Με αυτόν τον τρόπο διατηρούνται τα θετικά χαρακτηριστικά και των δύο καθώς δεν καίγεται εύκολα το *JFET* από τα ρεύματα και το *MOSFET* προσφέρει καλύτερη είσοδο.



Σχήμα 36 Μοντέλα S8745 – 01/ – 06, S8746 – 01 [18]

Χαρακτηριστικά	Εφαρμογές
Χρησιμοποιεί τελεστικό ενισχυτή εισόδου <i>FET</i> χαμηλής κατανάλωσης	Φασματοφωτομετρία
Ενσωματωμένο $R_f = 1G\Omega$ και $C_f = 5pF$	Εξοπλισμοί οπτικών μετρήσεων
Μεταβλητό κέρδος με εξωτερικά συνδεδεμένη αντίσταση	
Χαμηλό θόρυβο, χαμηλό <i>NEP</i>	
Προσφέρει θοράκισης	
Υψηλή αντίσταση σε παρεμβολές ηλεκτρομαγνητικής φύσεως	

Πίνακας 3 Χαρακτηριστικά και εφαρμογές των μοντέλων *Si* φωτοδιόδων με *preamp*. [18]

## 6 Σύγκριση εμπορικών OPAMP

Σε πλήρη αντιστοιχία με τις φωτοδιόδους μπορούμε να βρούμε στην αγορά έναν μεγάλο όγκο διαφορετικών *opamp* με διαφορετικές αποδόσεις, αντιστάσεις εισόδου, ρευμάτων εξόδου, δινορευμάτων μέχρι διαφορετικών επιδράσεων στον θόρυβο του συστήματος ή στο κέρδος. Ακολουθεί ανάλυση και σύγκριση τελεστικών ενισχυτών για χρήση σε ενίσχυση φωτοδιόδων με χαμηλό θόρυβο και γρήγορη απόκριση ανάλογα με την εταιρία κατασκευής. Αξίζει να σημειωθεί ότι κάθε εταιρία διαφημίζει τα καλύτερα χαρακτηριστικά τους δίχως να σημαίνει ότι ο τελεστικός είναι καλός. Για παράδειγμα, υπάρχουν εταιρείες που δείχνουν στο πρώτο φυλλάδιο των τελεστικών τον θόρυβο τάσης ο οποίος μπορεί να είναι μικρός και ο θόρυβος ρεύματος να είναι τεράστιος και να παραμένει κρυμμένος στα διαγράμματα και όχι στα βασικά χαρακτηριστικά.

### 6.1 Linear Technology

Model	Voltage Noise	BW Gain	Slew Rate	Offset Voltage	Drift with Temperature	Voltage Gain
LT1028 [19]	1.1nV/ $\sqrt{Hz}$ Max at 1kHz 0.85nV/ $\sqrt{Hz}$ Typ at 1kHz 1nV/ $\sqrt{Hz}$ Typ at 10Hz 35nV <sub>P-P</sub> Typ, 0.1-10Hz	50MHz Min	11V/ $\mu s$ Min	40 $\mu V$ Max	0.8 $\mu V/^{\circ}C$ Max	7 Million Min
LT1128 [19]	1.1nV/ $\sqrt{Hz}$ Max at 1kHz 0.85nV/ $\sqrt{Hz}$ Typ at 1kHz 1nV/ $\sqrt{Hz}$ Typ at 10Hz 35nV <sub>P-P</sub> Typ, 0.1-10Hz	13MHz Min	5V/ $\mu s$ Min	40 $\mu V$ Max	0.8 $\mu V/^{\circ}C$ Max	7 Million Min
LT1792 [20]	6nV/ $\sqrt{Hz}$ Max	5.6MHz Typ	2V/ $\mu s$ Min	800 $\mu V$ Max	10 $\mu V/^{\circ}C$ Max	1.2 Mil- lion Min
LT6018 [21]	30nV <sub>P-P</sub> :0.1-10Hz 1.2nV/ $\sqrt{Hz}$ at 1kHz	15MHz	30V/ $\mu s$	50 $\mu V$ Max	0.5 $\mu V/^{\circ}C$ Max	132dB Min
LTC6244 [22]	30 $\mu V$ <sub>P-P</sub> :0.1-10Hz	50MHz	40V/ $\mu s$	100 $\mu V$ Max	2.5 $\mu V/^{\circ}C$ Max	600V/mV

Πίνακας 4 Πίνακας βασικών χαρακτηριστικών των *opamp* Linear Technology.

## 6.2 Analog Devices

Model	Voltage Noise	BW Gain	Slew Rate	Offset Voltage	Drift with Temperature	Voltage Gain
OP-41 [23]	$32\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at 1kHz	500kHz	$1.3\text{V}/\mu\text{s}$	1mV Max	$10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max	600V/mV Min
AD-797 [24]	$0.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at 1kHz $1.2\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Max at 1kHz $50\text{nV}_{P-P}$ 0.1-10Hz	8MHz Min	$20\text{V}/\mu\text{s}$	$80\mu\text{V}$ Max	$1\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max	5 Million Min
ADA4625-1 [25]	$3.3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at 1kHz $0.15\mu\text{V}_{P-P}$ 0.1-10Hz	18MHz Typ	$48\text{V}/\mu\text{s}$	$80\mu\text{V}$ Max	$1.2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max	135dB
ADA4625-2 [25]	$3.3\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at 1kHz $0.15\mu\text{V}_{P-P}$ 0.1-10Hz	18MHz Typ	$48\text{V}/\mu\text{s}$	$80\mu\text{V}$ Max	$1.2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max	135dB
LTC2058 [26]	$9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at 1kHz $200\text{nV}_{P-P}$ Typ 10Hz	2.5MHz Typ	$1.6\text{V}/\mu\text{s}$	$5\mu\text{V}$ Max	$25\text{nV}/^\circ\text{C}$ Max	150dB Typ

Πίνακας 5 Πίνακας βασικών χαρακτηριστικών των *opamp Analog Devices*.

## 6.3 Texas Instruments

Model	Voltage Noise	BW Gain	Slew Rate	Offset Voltage	Drift with Temperature	Voltage Gain
OPA1656 [27]	$2.9\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at 10kHz	53MHz	$24\text{V}/\mu\text{s}$	1mV Max	$2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max	150dB
OPA124 [28]	$6\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ Typ at 10kHz	1.5MHz	$1.6\text{V}/\mu\text{s}$	$250\mu\text{V}$ Max	$2\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Max	120dB Min

Πίνακας 6 Πίνακας βασικών χαρακτηριστικών των *opamp Texas Instruments - Burr Brown*.

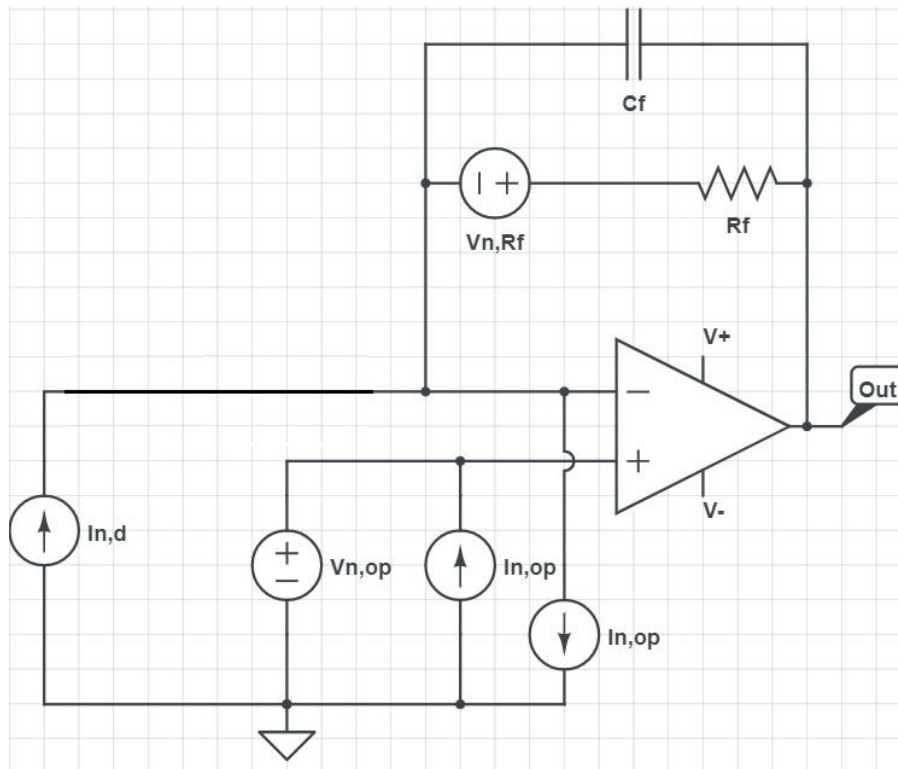
## 7 Ανάλυση μοντέλων θορύβου

Για τον υπολογισμό της πυκνωτικής φάσματος ισχύος θορύβου αλλά και της ισοδύναμης τάσης rms του θορύβου θα γίνει χρήση της αρχής της επαλληλίας. Θα γίνει, δηλαδή, ανάλυση των επιμέρους κυκλωμάτων διατηρώντας σταθερή μονάχα μία πηγή θορύβου και αμελώντας τις υπόλοιπες. Οι πηγές τάσης θα θεωρούνται βραχυκυκλώματα ενώ οι πηγές ρεύματος ανοιχτοκυκλώματα σύμφωνα με την θεωρία. Για λόγους απλοστευσης θα χρησιμοποιείται και ο όρος της σύνθετης αντίστασης  $Z_f = R_f // C_f$ .

### 7.1 Ανάλυση ενισχυτή διαντίστασης ενός OPAMP

Στο Σχήμα 37 σχεδιάστηκε το κύκλωμα του μοντέλου θορύβου για έναν *opamp*.

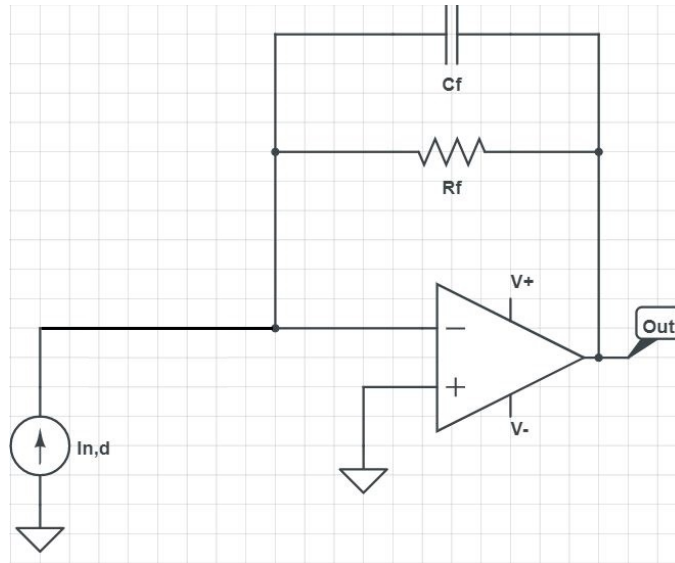
Αξίζει να σημειωθεί ότι στην παρούσα ανάλυση ο θόρυβος που προκαλείται από τα στοιχεία του κυκλωματικού αναλόγου της φωτοδιόδου θεωρείται αμελητέος, καθώς οι τιμές τους είναι συχνά εξαιρετικά μεγαλύτερες από αυτές του υπόλοιπου κυκλώματος, δίνοντας την δυνατότητα να θεωρηθεί αέρας η επαφή τους με τα υπόλοιπα στοιχεία.



Σχήμα 37 Ολοκληρωμένο κύκλωμα θορύβου ενισχυτή ενός τελεστικού σε αντίστροφη συνδεσμολογία όπου  $In_d$  ο θόρυβος ρεύματος της φωτοδιόδου,  $Vn_{op}$  ο θόρυβος τάσης του τελεστικού,  $In_{op}$  οι θόρυβοι ρεύματος του τελεστικού και  $Vn_{Rf}$  ο θερμικός θόρυβος της αντίστασης ανάδρασης

### 7.1.1 Θόρυβος ρεύματος φωτοδιόδου

Ακολουθεί ηλεκτρονική ανάλυση του κυκλώματος του Σχήματος 38. Θεωρώντας βραχυκύκλωμα όλες τις πηγές εκτός του ρεύματος θορύβου φωτοδιόδου θα γίνει υπολογισμός του  $\overline{V_{noutI_{npd}}}$ .



Σχήμα 38 Κύκλωμα ρεύματος θορύβου φωτοδιόδου ενισχυτή ενός τελεστικού σε αντίστροφη συνδεσμολογία.

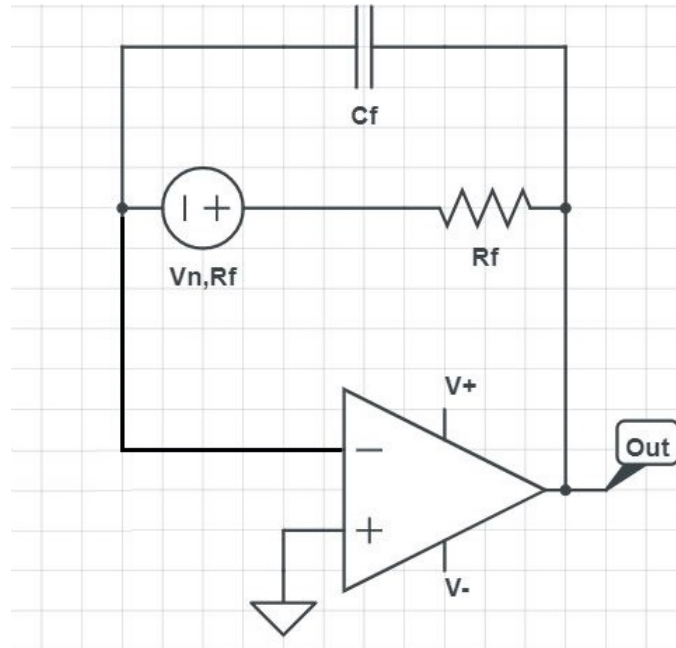
Το ρεύμα που δημιουργεί η πηγή ακολουθεί τον βρόχο ανάδρασης καθώς δεν είναι δυνατή η είσοδος του ρεύματος στον τελεστικό ενισχυτή. Κατα συνέπεια, όλο το ρεύμα διέρχεται από την αντίσταση  $R_f$ . Ως αντίσταση εξόδου θα γίνει χρήση της σύνθετης αντίστασης που προκαλείται από τον συνδυασμό της αντίστασης  $R_f$  και του πυκνωτή  $C_f$  ο οποίος κόβει συχνότητες και λειτουργεί ως παθητικό φίλτρο. Πιο αναλυτικά ,

$$\overline{V_{noutI_{npd}}} = -Z_f I_{nd}$$

Το μείον στον τύπο εμφανίζεται λόγω της αρνητικής ανάδρασης αλλά κατά τον υπολογισμό του συνολικού θορύβου τετραγωνίζεται και προστίθεται στα υπόλοιπα.

### 7.1.2 Θόρυβος τάσης αντίστασης ανάδρασης

Στο κύκλωμα του Σχήματος 39 μηδενίζονται όλες οι πηγές εκτός του θερμικού θορύβου της αντίστασης ανάδρασης.



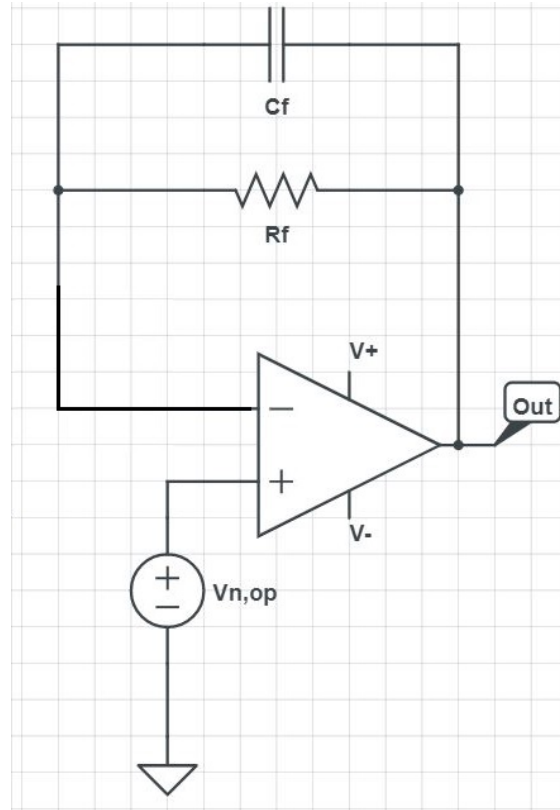
Σχήμα 39 Κύκλωμα θερμικού θορύβου αντίστασης ανάδρασης ενισχυτή ενός τελεστικού σε αντίστροφη συνδεσμολογία.

Σε αυτή την συνδεσμολογία η τάση και στα δύο άκρα της αντίστασης εισόδου είναι μηδεν και συνεπώς μπορεί αυτή να διαγραφεί από το κύκλωμα δίχως να το επηρεάζει. Δημιουργείται έτσι ένας διαίρετης τάσης με τα άκρα της πηγής στην γείωση και στην αντίσταση ανάδρασης, την αντίσταση ανάδρασης σε επαφή με την πηγή και τον πυκνωτή και τέλος ο πυκνωτής σε επαφή με την αντίσταση και την γείωση. Ο υπολογισμός της τάσης εξόδου ανάμεσα στα άκρα των σταθερών στοιχείων υπολογίζεται από τον τύπο

$$\overline{V_{nout}V_{nRf}} = (Z_{cf}/R_f)V_{nRf}$$

### 7.1.3 Θόρυβος τάσης τελεστικού ενισχυτή

Το τρίτο επιμέρους κύκλωμα προς ανάλυση αφορά τον θόρυβο τάσης που προκαλεί ο τελεστικός ενισχυτής όπως φαίνεται στο σχήμα 40.



Σχήμα 40 Κύκλωμα θορύβου τάσης τελεστικού ενισχυτή σε αντίστροφη συνδεσμολογία.

Η ύπαρξη πηγής στο θετικό άκρο του τελεστικού δημιουργεί μία τάση και στο αρνητικό άκρο του η οποία θα είναι ίση με την  $V_{n,op}$ . Κατά συνέπεια, η αντίσταση εξόδου θα έχει στα άκρα της τις τάσεις  $V_{n,op}$  και  $\overline{V_{noutV_{n,op}}}$ . Με την χρήση του νόμου του *Ohm* ισχύει ότι:

$$(\overline{V_{noutV_{n,op}}} - V_{n,op}) = -IZ_f$$

όπου  $I$  το ρεύμα που διαρέει τόσο την αντίσταση ανάδρασης όσο και την αντίσταση εισόδου καθώς αποτελεί την μοναδική ικανή διαδρομή ρεύματος στο κύκλωμα. Έτσι απο την αντίσταση εισόδου ισχύει ότι:

$$I = 0$$

και τελικά συνδυάζοντας τα παραπάνω προκύπτει η τελική ερμηνία της  $\overline{V_{noutV_{n,op}}}$  όπου :

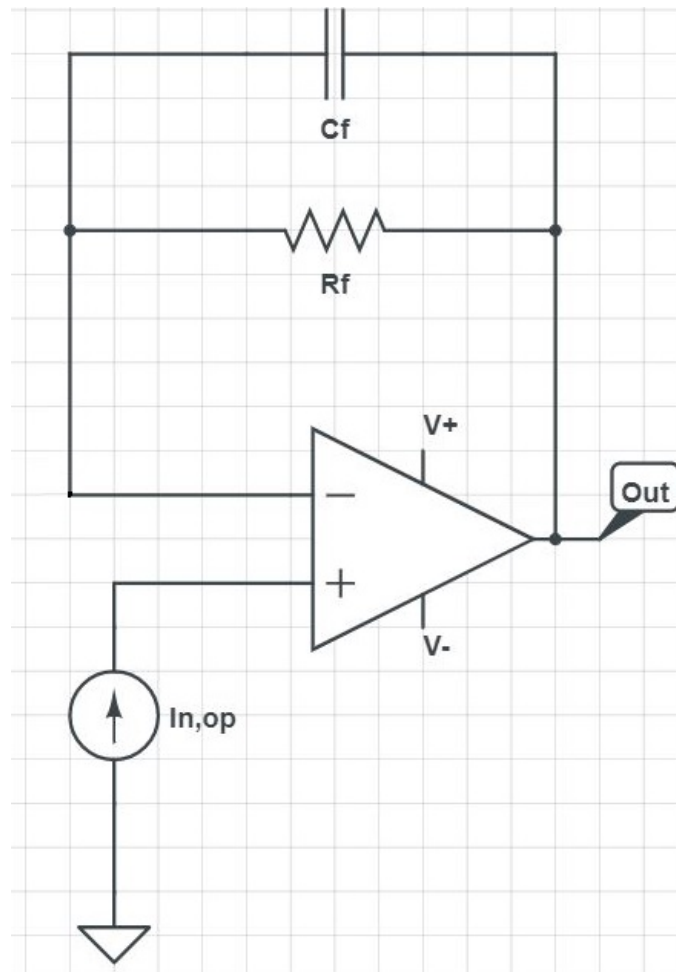
$$\overline{V_{noutV_{n,op}}} = V_{n,op}$$



#### 7.1.4 Θόρυβος ρεύματος θετικού ακροδέκτη τελεστικού ενισχυτή

Στο κύκλωμα θορύβου ρεύματος θετικού ακροδέκτη που φαίνεται στο σχήμα 41 μηδενίζονται όλες οι πηγές εκτός από τον θόρυβο ρεύματος του τελεστικού που οδηγείται από την γή προς τον θετικό ακροδέκτη. Σε αυτή την περίπτωση η τάση δεν αλλάζει και παραμένει μηδέν πράγμα που προσφέρει μηδενικό θόρυβο στο κύκλωμα. Σε κάποια άλλη συνδεσμολογία θα πρέπει να υπολογιστεί και αυτός ο θόρυβος αλλά στην συγκεκριμένη μηδενίζεται. Συγκεκριμένα :

$$\overline{V_{nout}I_{nop+}} = 0$$



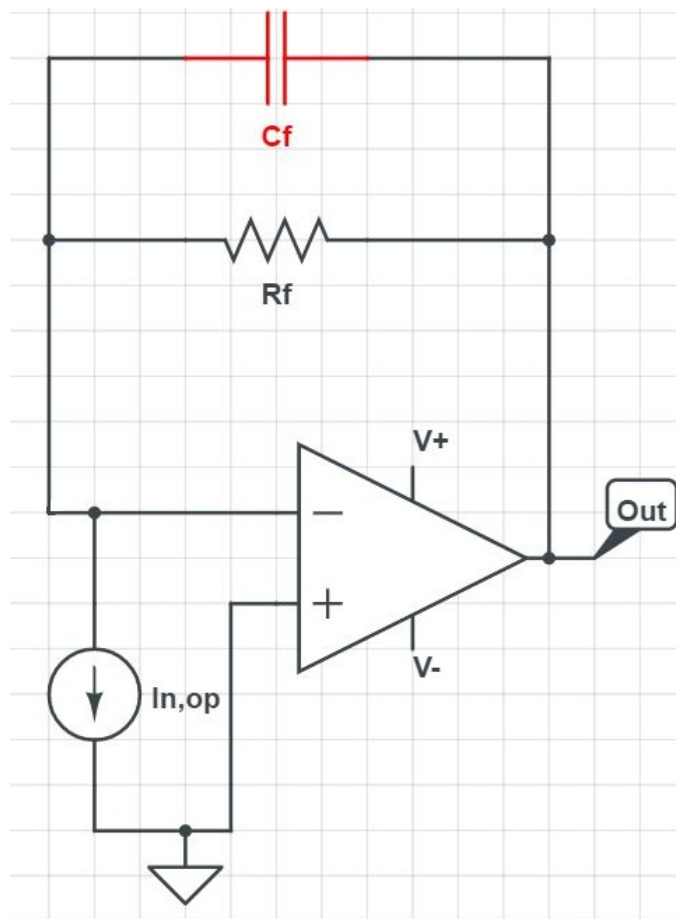
Σχήμα 41 Κύκλωμα θορύβου ρεύματος θετικού ακροδέκτη τελεστικού ενισχυτή σε αντίστροφη συνδεσμολογία.

### 7.1.5 Θόρυβος ρεύματος αρνητικού ακροδέκτη τελεστικού ενισχυτή

Τέλος, στο κύκλωμα θορύβου ρεύματος αρνητικού ακροδέκτη του σχήματος 42 μηδενίζονται όλες οι πηγές εκτός από τον θόρυβο ρεύματος του τελεστικού που οδηγείται από τον αρνητικό ακροδέκτη στην γή. Πολλές φορές συμβολίζεται ως βέλος που φεύγει από το κύκλωμα. Εφόσον υπάρχει αυτό το ρεύμα που οδηγείται στην γείωση θα διέρχεται ακριβώς το ίδιο ποσό από την αντίσταση ανάδρασης. Η αντίσταση εισόδου έχει και στα δύο της άκρα γή συνεπώς αφαιρείται από το κύκλωμα χωρίς να το επηρεάζει. Έτσι, από τον νόμο του *Ohm* στα άκρα της αντίστασης ανάδρασης ισχύει:

$$\overline{V_{nout}I_{nop-}} = I_{nop}Z_f$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι στα άκρα του τελεστικού υπάρχει τάση γής. Συνεπώς στα δύο άκρα της αντίστασης εισόδου υπάρχει γή και μπορεί να αφαιρεθεί από το κύκλωμα προς ανάλυση.



Σχήμα 42 Κύκλωμα θορύβου ρεύματος αρνητικού ακροδέκτη τελεστικού ενισχυτή σε αντίστροφη συνδεσμολογία.

### 7.1.6 Συνολικός θόρυβος κυκλώματος

Έπειτα από τον επιμέρους υπολογισμό των συνιστωσών θορύβου κάθε πηγής ακολουθεί υπολογισμός της συνολικής ενεργούς τιμής θορύβου του μοντέλου χρησιμοποιώντας την αρχή της επαλληλίας. Συγκεκριμένα η ενεργός τιμή υπολογίζεται από την ρίζα του αθροίσματος των τετραγώνων των επιμέρους τάσεων όπου  $\overline{Vn_{out}}$  η ενεργός τιμή του συνολικού θορύβου σήματος εξόδου.

$$Vn_{out} = \sqrt{\overline{Vn_{out}I_{npd}}^2 + \overline{Vn_{out}V_{nRf}}^2 + \overline{Vn_{out}V_{nop}}^2 + \overline{Vn_{out}I_{nop+}}^2 + \overline{Vn_{out}I_{nop-}}^2} \Leftrightarrow$$

$$Vn_{out}^2 = \overline{Vn_{out}I_{npd}}^2 + \overline{Vn_{out}V_{nRf}}^2 + \overline{Vn_{out}V_{nop}}^2 + \overline{Vn_{out}I_{nop+}}^2 + \overline{Vn_{out}I_{nop-}}^2 \Leftrightarrow$$

$$Vn_{out}^2 = (-Z_f I_{nd})^2 + ((Z_{cf}/R_f)V_{nRf})^2 + (V_{nop})^2 + 0 + (I_{nop}Z_f)^2$$

όπου ισχύουν οι τύποι :

$$Z_{cf} = (1/sC_f) = 0.5 * 10^9/s$$

$$Z_{rf} = R_f = 300K\Omega$$

$$Z_f = R_f/(1 + R_f s C_f) = 3 * 10^5/(1 + 6 * 10^{-4}s)$$

$$V_{nRf} = \sqrt{4kTR_f\Delta F} = 7.02829 * 10^{(-8)}\sqrt{\Delta F}$$

$$T = 25 \text{ } \circ \text{ } C, R_i = 1k\Omega, R_f = 300k\Omega$$

Για τον υπολογισμό του φάσματος πυκνότητας ισχύος του θορύβου γίνεται χρήση του τύπου:

$$S_{(s)} = Vn_{out}^2/\Delta F$$

Ακόμα για τον υπολογισμό του θορύβου της φωτοδιόδου χρησιμοποιείται ο τύπος:

$$I_{nd}/\sqrt{\Delta F} = NEP * gain$$

Για την παρούσα ανάλυση θεωρείται φωτοδιόδος πυριτίου μοντέλου  $S1227-1010BQ$  από την εταιρεία *Hamamatsu* με  $NEP = 8 * 10^{(-15)} \text{ } A/W$  και μέγιστο κέρδος  $0.36W/\sqrt{Hz}$ . Συνεπώς στους υπολογισμούς θα χρησιμοποιηθεί το

$$I_{nd}/\sqrt{\Delta F} = 2.88fA/\sqrt{Hz}$$

Αντίστοιχα από το *datasheet* του τελεστικού γίνεται χρήση των τιμών  $V_{nop}/\sqrt{Hz} = 7.3nV/\sqrt{Hz}$  και  $I_{nop}/\sqrt{Hz} = 0.6fA/\sqrt{Hz}$ .

Συνεπώς για το φάσμα πυκνότητας ισχύος ισχύει ότι:

$$S_{(s)} = Vn_{out}^2/\Delta F \Leftrightarrow$$

$$S_{(s)} = (Z_f I_{nd})^2/\Delta F + ((Z_{cf}/R_f)V_{nRf})^2/\Delta F + V_{nop}^2/\Delta F + (I_{nop}Z_f)^2/\Delta F$$

όπου για τον κάθε όρο ξεχωριστά ισχύει:

- Για τον όρο  $(-Z_f I_{nd})^2/\Delta F$

$$(-Z_f I_{nd})^2/\Delta F = 74.6496 * 10^{-20}/(1 + 6 * 10^{-4}s)^2$$

- Για τον όρο  $(V_{nRf}Z_{cf}/R_f)^2/\Delta F$

$$(V_{nRf}Z_{cf}/R_f)^2/\Delta F = 12.3492431942 * 10^{-8}/(15s)^2$$

- Για τον όρο  $Vn_{op}^2/\Delta F$

$$Vn_{op}^2/\Delta F = 53.29 * 10^{-18}$$

- Για τον όρο  $(In_{op}Z_f)^2/\Delta F$

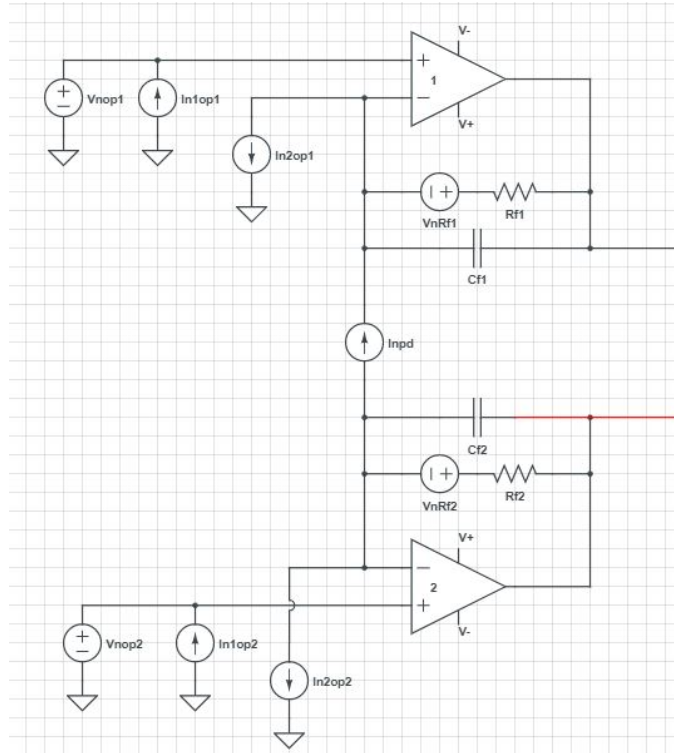
$$(In_{op}Z_f)^2/\Delta F = 3.24 * 10^{-20}/(1 + 6 * 10^{-4}s)^2$$

Άρα το φάσμα πυκνότητας ισχύος υπολογίστηκε:

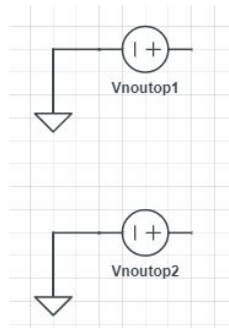
$$S_{(s)} = 5.329 * 10^{-17} + \frac{7.78896 * 10^{-19}}{\left(\frac{3s}{5000} + 1\right)^2} + \frac{5.48855253076 * 10^{-10}}{s^2}$$

## 7.2 Ανάλυση ενισχυτών διαντίστασης τριών OPAMP

Για την ανάλυση του μοντέλου θορύβου ενισχυτή διαντίστασης τριών τελεστικών θα γίνει χρήση των ευρημάτων του προηγούμενου υποκεφαλαίου. Όπως προκύπτει από την θεωρητική ανάλυση η συνδεσμολογία των τριών τελεστικών αποτελείται από δύο στάδια ενίσχυσης και ένα στάδιο σύγκρισης. Κατά την ενίσχυση δημιουργείται όμοια κυκλωματική αναπαράσταση με αυτή του ενός *opamp*. Για αυτόν το λόγο το κομμάτι του κυκλώματος του Σχήματος 43 μπορεί να μεταφραστεί στο σχήμα 44 δίχως βλάβη της γενικότητας εφόσον ισχύει η αρχή της επαλληλίας.



Σχήμα 43 Κύκλωμα μοντέλου θορύβου σταδίων ενίσχυσης ενισχυτή τριών τελεστικών.



Σχήμα 44 Αντίστοιχο κύκλωμα μοντέλου θορύβου σταδίων ενίσχυσης ενισχυτή τριών τελεστικών.

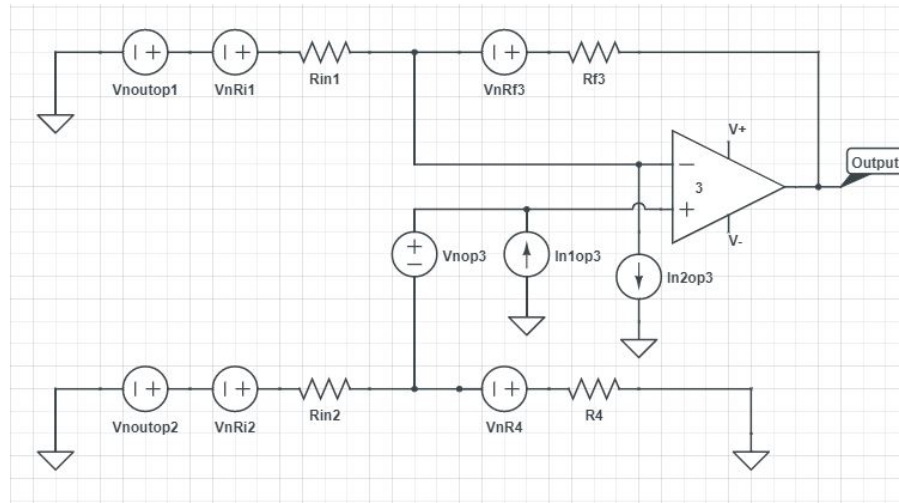
### 7.2.1 Συνολική πηγή θορύβου άνω και κάτω συνδεσμολογίας ενισχυτή

Για τον υπολογισμό των πηγών θορύβου  $V_{n_{out,op1}}$  και  $V_{n_{out,op2}}$  παρατηρείται ίδια συνδεσμολογία με αυτήν του προηγούμενου υποκεφαλαίου Δημιουργείται, δηλαδή, θόρυβος στην έξοδο του άνω σταδίου ενίσχυσης ίσο με:

$$V_{n_{out,op1,2}} = \sqrt{V_{n_{out}I_{npd}}^2 + V_{n_{out}V_{nRf}}^2 + V_{n_{out}V_{nop}}^2 + V_{n_{out}I_{nop+}}^2 + V_{n_{out}I_{nop-}}^2}$$

### 7.2.2 Ανάλυση θορύβου συγκριτή συνδεσμολογίας τριών τελεστικών

Για την ολοκλήρωση της ανάλυσης του μοντέλου θορύβου για τρεις τελεστικούς ακολουθεί ανάλυση του σταδίου σύγκρισης όπως φαίνεται στο σχήμα 45.



Σχήμα 45 Συνολικό κύκλωμα μοντέλου θορύβου ενισχυτή τριών τελεστικών.

Αναλύοντας κάθε κύκλωμα ξεχωριστά διατηρώντας μία πηγή θορύβου τη φορά και θεωρώντας βραχυκύκλωμα τις ανεξάρτητες πηγές τάσης και ανοιχτοκύκλωμα τις ανεξάρτητες πηγές ρεύματος προκύπτουν οι εξής τιμές εξόδου.

- Για την πηγή τάσης  $V_{n_{out,op1}}$  προκύπτει η κλασσική συνδεσμολογία αντίστροφου ενισχυτή:

$$\overline{V_{out}V_{nop1}} = -\frac{Rf3}{Ri1}\overline{V_{n_{out,op1}}}$$

- Για την πηγή τάσης  $V_{n_{Ri1}}$  προκύπτει αντίστοιχα η κλασσική συνδεσμολογία αντίστροφου ενισχυτή:

$$\overline{V_{out}V_{nRi1}} = -\frac{Rf3}{Ri1}\overline{V_{n_{Ri1}}}$$

- Για την πηγή τάσης  $V_{n_{Rf3}}$  προκύπτει ανοιχτοκύκλωμα με μοναδιαία συνεισφορά της στον θόρυβο εξόδου:

$$\overline{V_{out}V_{nRf3}} = \overline{V_{n_{Rf3}}}$$

- Για την πηγή ρεύματος  $In2_{op3}$  προκύπτει έξοδος:

$$\overline{V_{out}In2_{op3}} = In2_{op3}Rf3$$

- Για την πηγή ρεύματος  $In1_{op3}$  προκύπτει έξοδος:

$$\overline{Vout}_{In1_{op3}} = 0$$

- Για την πηγή τάσης  $Vn_{op3}$  προκύπτει μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία ενίσχυσης επηρεάζοντας την έξοδο ως εξής:

$$\overline{Vout}_{Vn_{op3}} = \left(1 + \frac{Rf3}{Ri1}\right) \overline{Vn_{op3}}$$

- Για την πηγή τάσης  $Vn_{out,op2}$  προκύπτει διαρέτης τάσης που μπαίνει απο το θετικό άκρο του τελεστικού στο αρνητικό σε μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία. Από την διαίρεση τάσης προκύπτει

$$V_{\Delta1} = Vn_{out,op2} \frac{R4}{Ri2 + R4}$$

που ενισχύεται στην έξοδο ως

$$\overline{Vout}_{Vn_{out,op2}} = \left(1 + \frac{Rf3}{Ri1}\right) V_{\Delta1}$$

- Για την πηγή τάσης  $Vn_{Ri2}$  ακολουθώντας την ίδια ακριβώς μεθοδολογία με την προηγούμενη προκύπτουν

$$V_{\Delta2} = Vn_{Ri2} \frac{R4}{Ri2 + R4}$$

$$\overline{Vout}_{Vn_{Ri2}} = \left(1 + \frac{Rf3}{Ri1}\right) V_{\Delta2}$$

- Για την πηγή τάσης  $Vn_{R4}$  προκύπτει μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία και κατα συνέπεια

$$\overline{Vout}_{Vn_{R4}} = \left(1 + \frac{Rf3}{Ri1}\right) Vn_{R4}$$

### 7.2.3 Συνολικός θόρυβος ανάλυσης συνδεσμολογίας τριών τελεστικών

Χρησιμοποιώντας την αρχή της επαλληλίας στους θορύβους που υπολογίστηκαν προκύπτει ο συνολικός θόρυβος στην έξοδο του ενισχυτή τριών τελεστικών ως ρίζα του αθροίσματος των τετραγώνων των επιμέρους θορύβων σύμφωνα με τα προηγούμενα.

Αντικαθιστώντας στην ανωτέρω σχέση η τιμή της τάσης θορύβου της εξόδου δίνεται από την σχέση:

$$\overline{Vn_{3op_{out}}} = \sqrt{A + \frac{Rf_3^2 Vn_{out,op1}^2 + (Ri_1 + Rf_3)^2 V_{\Delta 1}^2}{Ri_1^2}}$$

όπου A μια πραγματική ποσότητα ανεξάρτητη της συχνότητας s εφόσον δεν επηρεάζεται από τους πυκνωτές που βρίσκονται στο στάδιο ενίσχυσης

$$A = \frac{Rf_3^2}{Ri_1^2} Vn_{Ri1}^2 + Vn_{Rf3}^2 + In_{op3}^2 Rf_3^2 + (1 + Rf_3/Ri_1)^2 (V_{\Delta 2}^2 + Vn_{op3}^2 + Vn_{R4}^2)$$

όπου ισχύουν οι τύποι :

$$T = 25^\circ C, Ri_1 = Ri_2 = 1k\Omega, Rf_3 = k\Omega$$

$$Vn_{Ri} = \sqrt{4kTR_i\Delta F} = \sqrt{\Delta F}$$

$$Vn_{Rf} = \sqrt{4kTR_f\Delta F} = \sqrt{\Delta F}$$

Για τον υπολογισμό του φάσματος πυκνότητας ισχύος του θορύβου γίνεται χρήση του τύπου:

$$S_{(s)} = \frac{Vn_{3op_{out}}^2}{\Delta F}$$

Ακόμα για τον υπολογισμό του θορύβου της φωτοδιόδου χρησιμοποιείται ο τύπος:

$$In_d/\sqrt{\Delta F} = NEP * gain$$

Για την παρούσα ανάλυση θεωρείται φωτοδιόδος πυριτίου μοντέλου S1227-1010BQ από την εταιρεία Hamamatsu με  $NEP = 8 * 10^{(-15)}$  A/W και μέγιστο κέρδος  $0.36W/\sqrt{Hz}$ . Συνεπώς στους υπολογισμούς θα χρησιμοποιηθεί το

$$In_d/\sqrt{\Delta F} = 2.88fA/\sqrt{Hz}$$

Αντίστοιχα από το datasheet του τελεστικού γίνεται χρήση των τιμών  $Vn_{op}/\sqrt{Hz} = 7.3nV/\sqrt{Hz}$  και  $In_{op}/\sqrt{Hz} = 0.6fA/\sqrt{Hz}$ .



## Μέρος III

# Προγράμματα Προσομοιώσεων

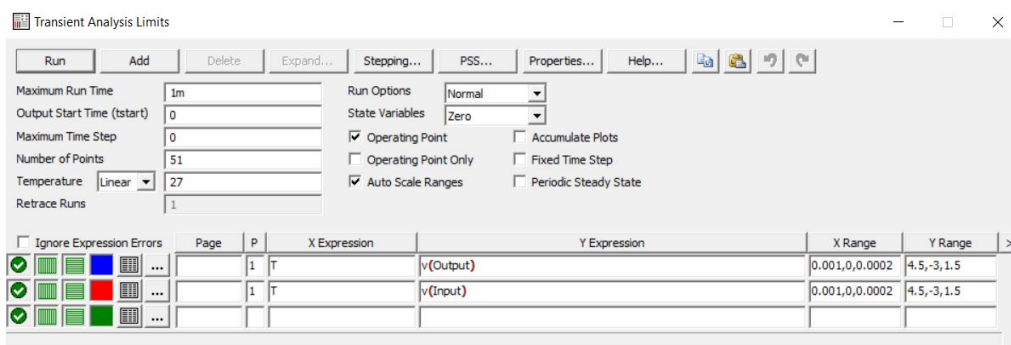
Για την προσομοίωση και ανάλυση των τοπολογιών χρησιμοποιήθηκαν τα μοντέλα *Spice* των *oramp* καθώς και τα υπάρχοντα μοντέλα των φωτοδιόδων. Η ανάλυση χωρίζεται στις δύο διαφορετικές συνδεσμολογίες και στα αναλυτικά αποτελέσματα αυτών έπειτα από εκτεταμένη μελέτη μεθοδολογίας για ένα ζευγάρι φωτοδιόδου-τελεστικού και συνοψίζεται στην αναφορική παράθεση αποτελεσμάτων για όλα τα υπόλοιπα συγκεντρώνοντας στοιχεία και βρίσκοντας τον καταλληλότερο συνδυασμό. Απώτερος σκοπός η εξάλειψη του θορύβου και η επαρκής ενίσχυση του σήματος.

Ακολουθεί ανάλυση δύο βασικών προγραμμάτων ηλεκτρονικών προσομοιώσεων, αναφορικά τα *Micro – cap* και *LTSpice*.

## 8 Micro-Cap Basics

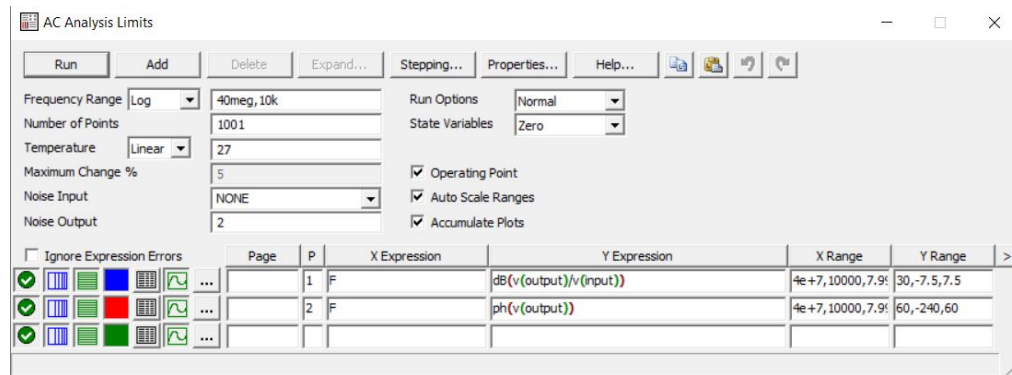
### 8.1 Δημιουργία διαγραμμάτων ανάλυσης

Στο περιβάλλον του *Micro – Cap* η δημιουργία διαγραμμάτων επιβάλλει την χρήση των εντολών της καρτέλας ανάλυσης που βρίσκεται στην ανώτερη γραμμή εντολών. Για την ανάλυση σε χρόνο θα χρησιμοποιηθεί η επιλογή *Transient* η οποία προσομοιώνει το χρόνο μίας περιόδου του σήματος εισόδου ή αλλιώς του σήματος που προσδίδει η φωτοδίοδος της κάθε τοπολογίας. Στο Σχήμα 46 παρουσιάζεται ενδεικτικά η συμπλήρωση των στοιχείων προσομοίωσης για την ανάλυση σε χρόνο.



Σχήμα 46 Συμπλήρωση στοιχείων για σχεδίαση διαγραμμάτων σε χρόνο στο περιβάλλον *Micro – Cap*.

Αντίστοιχα, για την ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας θα χρησιμοποιηθεί η επιλογή *AC* η οποία λειτουργεί σε εύρος συχνοτήτων  $10k - 100M$  ανάλογα με την έξοδο του σήματος που μελετάται σε κάθε τοπολογία. Στο Σχήμα 47 παρουσιάζεται ενδεικτικά η συμπλήρωση των στοιχείων προσομοίωσης για την ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας και κατά συνέπεια στην δημιουργία των διαγραμμάτων *BODE*.



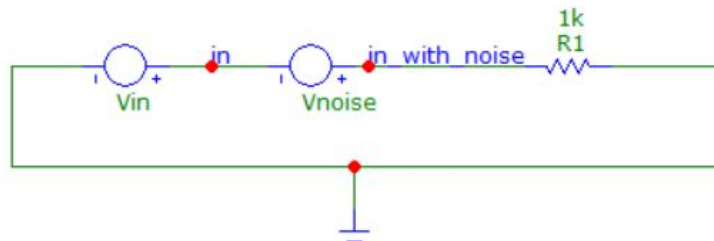
Σχήμα 47 Συμπλήρωση στοιχείων για σχεδίαση διαγραμμάτων στο πεδίο της συχνότητας στο περιβάλλον *Micro – Cap*.

Αξίζει να σημειωθεί ότι στο πεδίο της συχνότητας η τάση εξόδου προς την τάση εισόδου του κυκλώματος παρουσιάζεται σε *dB* για την ευκολότερη ανάλυση των διαγραμμάτων σε *BODE*. Ακόμα, η αυτόματη συμπλήρωση των πεδίων του προγράμματος δεν διαιρεί την έξοδο με την είσοδο κάτι που δεν χρησιμεύει στην ανάλυση ενισχυτικών διατάξεων που παρουσιάζεται στην διπλωματική και επομένως είναι απαραίτητη η αλλαγή τους.

## 8.2 Προσομοίωση θορύβου

Η προσομοίωση της πραγματικότητας με ηλεκτρονικά μέσα απαιτεί την δημιουργία θορύβου με την εισαγωγή πηγής αντίστοιχου ρεύματος ή τάσης. Αποσκοπούμε στην δημιουργία θορύβου που ακολουθεί κανονική κατανομή με μέση τιμή μηδέν. Αυτή η ανάλυση σε απλή τοπολογία για ευδιάκριτη αναπαράσταση αποτελεσμάτων παρουσιάζεται ως ακολούθως.

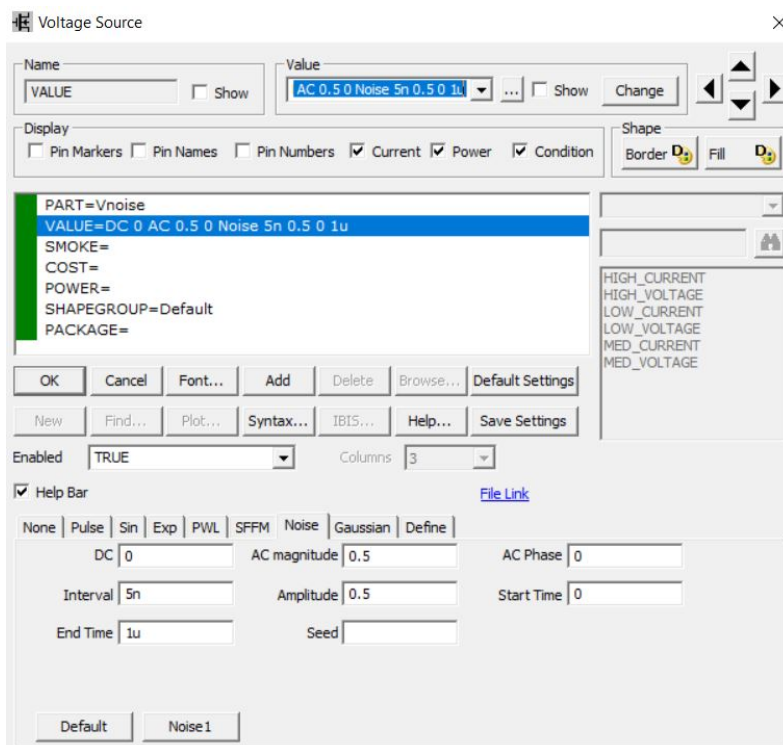
Το κυκλωματικό διάγραμμα που χρησιμοποιήθηκε αποτελείται από μία αντίσταση, μία πηγή τάσης και μια πηγή θερμικού θορύβου όπως φαίνεται στο Σχήμα 48 .



Σχήμα 48 Κυκλωματική αναπαράσταση προσομοίωσης θορύβου.

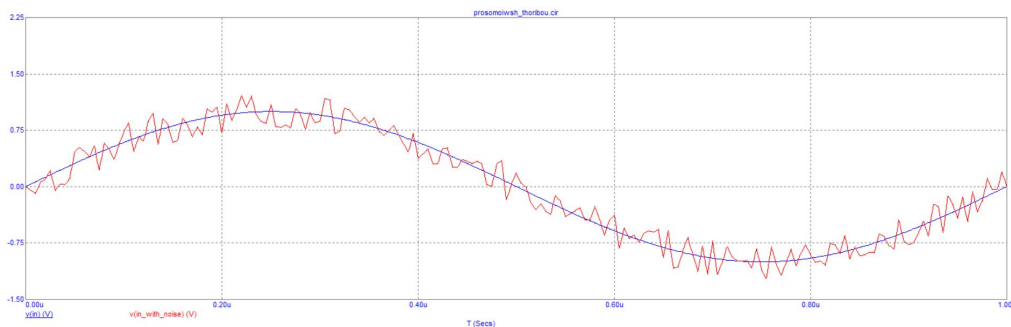
Για να ορίσουμε την πηγή *Vnoise* ως θόρυβο θα χρησιμοποιήσουμε την επιλογή *Noise* που μας δίνεται στο παράθυρο ορισμού (Σχήμα 49). Αυτή η εντολή δημιουργεί αυτόματα θόρυβο με μέση τιμή μηδέν γύρω από την τιμή που του έχουμε εισάγει ως όρισμα. Βρίσκεται στο κάτω μέρος του παραθύρου ορισμού της πηγής. Έπειτα από την επιλογή του μπορεί να γίνει εισαγωγή σταθεράς *DC* μαζί με τον θόρυβο ή ακόμα και διαφορά φάσης. Στα πεδία *Start* και *End* διαλέγουμε πότε θέλουμε να ξεκινάει ή να σταματάει ο θόρυβος. Στα κυκλώματα που αναλύθηκαν ορίστηκε ως αρχή το μηδέν και τέλος το τέλος της προσομοίωσης, δηλαδή υπάρχει πάντα ο κάθε θόρυβος. Στο πεδίο *interval* τοποθετείται τιμή αρκετά μικρότερη της περιόδου για να αλλάζει διαρκώς τις τιμές του σήματος και κατά συνέπεια να προσομοιώνει τον θόρυβο καλύτερα. Ένας γενικός κανόνας είναι η επιλογή του

ως το 1/10 του βήματος του χρόνου προσομοίωσης. Στα πεδία *ACMagnitude* και *Amplitude* τοποθετούνται οι τιμές της τάσης στην ανάλυση με συχνότητα (*AC* ανάλυση) ή στην ανάλυση στον χρόνο (*transient*) αντίστοιχα.



Σχήμα 49 Ορισμός πηγής ως θόρυβο στο περιβάλλον *Micro – Cap*.

Χρησιμοποιώντας την εντολή προσομοίωσης προκύπτει το εξής διάγραμμα τάσης για την τάση εισόδου με θόρυβο και χωρίς θόρυβο.



Σχήμα 50 Διάγραμμα τάσης-χρόνου κυκλώματος θορύβου. Με κόκκινο παρουσιάζεται η κυματομορφή της εισόδου με θόρυβο και με μπλε η κυματομορφή της εισόδου χωρίς θόρυβο

### 8.2.1 Θερμικός θόρυβος

Όπως αναλύσαμε στο πρώτο μέρος, ο θόρυβος *Johnson – Nyquist* (θερμικός θόρυβος) είναι αναπόφευκτος και δημιουργείται από την τυχαία θερμική κίνηση των φορέων φορτίου (συνήθως ηλεκτρονίων), μέσα σε έναν ηλεκτρικό αγωγό, ανεξάρτητα από οποιαδήποτε εφαρμοζόμενη τάση.[2]. Αυτό το είδος ανεπιθύμητης παρεμβολής εμφανίζεται σε όλα τα ηλεκτρονικά είδη (καλώδια, πηνία, ολοκληρωμένα κ.α.). Κατά την χρήση των μοντέλων *Spice* των εξαρτημάτων αυτός ο θόρυβος προσμετράται αυτόματα αλλά δεν ισχύει το ίδιο για τις αντιστάσεις των κυκλωμάτων. Ανάλογα με την εισαγωγή θορύβου που μελετήθηκε δυνατή καθίσταται η προσομοίωση θερμικού θορύβου των αντιστάσεων με την εισαγωγή της επιπρόσθετης πηγής. Για την προσομοίωση του θα γίνει χρήση της εξίσωσης εύρεσης θερμικού θορύβου :

$$V_{ThermalNoise} = \sqrt{4kTR\Delta B}$$

- όπου
  - $k$ , η σταθερά *Boltzmann* με  $k = 1.38064852 * 10^{-23}$
  - $T$ , η θερμοκρασία σε βαθμούς *Kelvin*
  - $R$ , η αντίσταση που προκαλεί τον θόρυβο
  - $\Delta B$ , το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας της

Για παράδειγμα μία αντίσταση  $1000,0 \text{ Ohm}$  στους  $25, 0^{\circ}C$  εντός ζώνης συχνοτήτων  $0,0 \text{ Hz}$  έως  $20000,0 \text{ Hz}$  θα έχει:

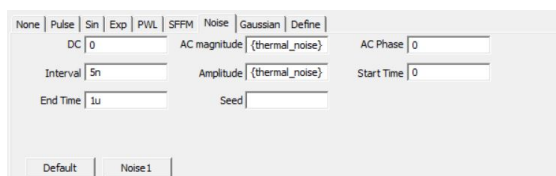
- Φασματική πυκνότητα θορύβου =  $4,057787 * 10^{-9} V/\sqrt{Hz}$  ή  $4,0578 \text{ nV}/\sqrt{Hz}$
- Θόρυβος εντός του επιθυμητού εύρους ζώνης =  $5,738577 * 10^{-7} V$  ή  $0,5739 \text{ uV}$

Κατά την προσομοίωση αυτού του θορύβου θα πρέπει να γίνει χρήση διαφορετική συχνότητας κάθε φορά για τον ορθό υπολογισμό της εξίσωσης. Στο περιβάλλον του *Micro – Cap* αυτό γίνεται εφικτό με την χρήση εντολών ορισμού. Συγκεκριμένα απαιτείται η επιλογή του *BuildCommand* απο την μπάρα εργασιών και στην συνέχεια η εντολή *.DEFINE*. Κατά τον ορισμό, ο κώδικας που δημιουργείται εμφανίζεται στην επιφάνεια του κυκλώματος όπως φαίνεται στο Σχήμα 51.

```
.DEFINE thermal_noise sqrt(4*kconst*kelvin*r1*df)
.DEFINE kconst 1.38064852*10^(-23)
.DEFINE kelvin 273+25
.DEFINE r1 1000
.DEFINE df 1000000
```

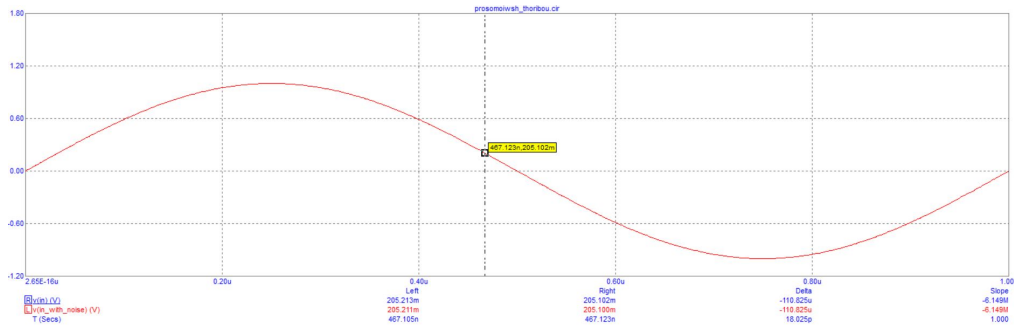
Σχήμα 51 Εντολές ορισμού στο περιβάλλον *Micro – Cap*.

Αφού οριστούν οι μεταβλητές μπαίνουν σαν όρισμα στο αντίστοιχο στοιχείο μέσα σε αγκύλες. Στην περίπτωση μας η πηγή *Vnoise* (Σχήμα 52).



Σχήμα 52 Χρήση μεταβλητών στο περιβάλλον *Micro – Cap*.

Αν εκτελεστούν τα παραπάνω θα παρατηρήσουμε μία κυματομορφή με σχεδόν όμοια είσοδο με και χωρίς θόρυβο.



Σχήμα 53 Διάγραμμα τάσης-χρόνου κυκλώματος θερμικού θορύβου. Με κόκκινο παρουσιάζεται η κυματομορφή της εισόδου με θόρυβο και με μπλε η κυματομορφή της εισόδου χωρίς θόρυβο.

Αυτό συμβαίνει διότι ο θερμικός θόρυβος της αντίστασης είναι πολύ μικρός σε σχέση με το σήμα αλλά συνεχίζει να υπάρχει και σε μεγάλες αντιστάσεις με μεγάλες συχνότητες μπορεί να προκαλέσει προβλήματα. Όπως δείχνει το Σχήμα 53 ακολουθώντας τους δείκτες των κερσόρων που έχουν τοποθετηθεί βλέπουμε μία διαφορά μερικών  $\mu V$  σε ένα σήμα του ενός  $V$ .

### 8.3 Προσομοίωση φωτοδιόδων

Υπάρχουν τα μοντέλα *spice* σε ένα μεγάλο αριθμό διόδων. Παρόλα αυτά, δεν είναι δυνατή η αναπαράσταση του φωτός στην ηλεκτρονική εφαρμογή *Micro – Cap*. Αυτό οδηγεί στην χρήση του κυκλωματικού αντίστοιχου των φωτοδιόδων που αναλύθηκε προηγουμένως. (σχήμα 54,



Σχήμα 54 Μοντέλο φωτοδιόδου *SD076 – 14 – 21 – 011* [29].

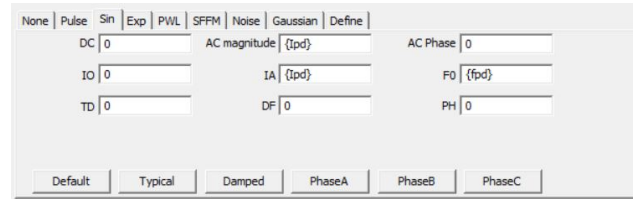
Στο Σχήμα 54 εμφανίζεται το μοντέλο της φωτοδιόδου όπως δίνεται από το ηλεκτρονικό περιβάλλον. Το κυκλωματικό ανάλογο αποτελείται από μια απλή ιδανική δίοδο, μια αντίσταση διαφυγής ( $R_{shunt}$ ), την χωρητικότητα διασταυρώσεων ( $C_{junction}$ ) και μια ιδανική πηγή ρεύματος συνδεδεμένα σε σειρά με μία μικρή αντίσταση μερικών  $\Omega$  για αποφυγή δινορευμάτων και μια πηγή τάσης θορύβου. Για την συμπλήρωση των στοιχείων χρειάζεται το *Datasheet* [29] της εκάστοτε φωτοδιόδου όπου παρουσιάζονται όλα τα απαραίτητα δεδομένα από τους κατασκευαστές.

Η προσομοίωση της πηγής ρεύματος της φωτοδιόδου γίνεται με την χρήση μεταβλητών ορισμένες από την δημιουργία εντολών του περιβάλλοντος (Σχήμα 55). Αυτό γίνεται για τον υπολογισμό του θερμικού θορύβου των αντιστάσεων του συνολικού κυκλώματος με βάση την συχνότητα της πηγής. Στην *AC* ανάλυση αλλάζει αυτόματα η συχνότητα, πράγμα που δεν ισχύει για τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος αν χρησιμοποιηθούν σταθερές τιμές. Έτσι, η χρήση των μεταβλητών αυτών καθίσταται αναγκαία. Συγκεκριμένα, ορίζεται η τιμή  $f_{photodiode-current}$  σε κάποια συχνότητα και

εισάγεται στον πίνακα τιμών (Σχήμα 56) και στην συνέχεια αλλάζει κατά την ανάλυση. Η χρήση των εντολών *.DEFINE* συγκεντρώνει τις τιμές των στοιχείων στην επιφάνεια του κυκλώματος και διευκολύνει την αλλαγή τους.

```
.DEFINE Ipd 5u;Reuma diodou
.DEFINE Fpd 1k;sixnothta reymatos pd
```

Σχήμα 55 Εντολές ορισμού ρεύματος και συχνότητας.



Σχήμα 56 Πηγή ρεύματος φωτοδιόδου.

Στην πραγματικότητα η αντιστοιχία του ρεύματος της φωτοδιόδου ορίζεται από τον δείκτη  $A/W$  φωτός που απορροφάει. Αυτή η προσομοίωση είναι αδύνατη με το πρόγραμμα *Micro – Cap* και κατά συνέπεια χρησιμοποιούμε ως ρεύμα  $I_{pd}$  ημίτονο μερικών μικροαμπερ περίπου όμοιο με την πραγματική έξοδο την φωτοδιόδου.

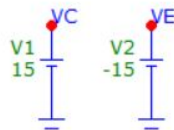
Η δημιουργία εντολών για την προσομοίωση του θορύβου της φωτοδιόδου απαιτεί την χρήση ενός επιπλέον δεδομένου από το *datasheet*[29], την αντιστοιχία θορύβου-ενέργειας (*Noise – Equivalent – Power*) ή πιο συχνά *NEP*. Αυτό παρέχεται σε μονάδες  $W/\sqrt{Hz}$  και για την μετατροπή του σε πηγή ρεύματος θορύβου αρκεί ο πολλαπλασιασμός του με το μέγιστο κέρδος της φωτοδιόδου.

## 8.4 Προσομοίωση θορύβου τελεστικών ενισχυτών

Οι τελεστικοί ενισχυτές όπως και τα υπόλοιπα ηλεκτρονικά στοιχεία των τοπολογιών δημιουργούν θόρυβο στην έξοδο του συστήματος. Ο θόρυβος των τελεστικών μπορεί να προσομοιωθεί με την εισαγωγή μίας πηγής θορύβου τάσεως στις δύο εισόδους σύμφωνα με το *Voltage Noise* των φυλλαδίων των εταιριών και δύο πηγών ρεύματος  $I_{N-}$  προς την γη από το αρνητικό άκρο του τελεστικού και  $I_{N+}$  προς το θετικό άκρο από την γη. Η τιμή τους θα είναι ίση και θα ισούται με την τιμή του ρεύματος θορύβου που δίνεται ως βασικό χαρακτηριστικό μαζί με κάθε *opamp*. Η τιμή των ρευμάτων θορύβου κάθε *opamp* κυμαίνεται μεταξύ  $0.1fA/\sqrt{Hz}$  έως  $10pA/\sqrt{Hz}$ .

## 8.5 Προσομοιώσεις κυκλωμάτων ενός OPAMP

Κατά την προσομοίωση των τοπολογιών χρησιμοποιούνται οι τροφοδοσίες του Σχήματος 57 σε μια ξεχωριστή καρτέλα σχεδίασης και εισάγονται ονομαστικά ως *VE* για την αρνητική *VC* για την θετική τροφοδοσία. Αυτό γίνεται ονομάζοντας τον αντίστοιχο κόμβο με το ίδιο όνομα, μια διευκόλυνση που προσφέρει το περιβάλλον *Micro – Cap*.



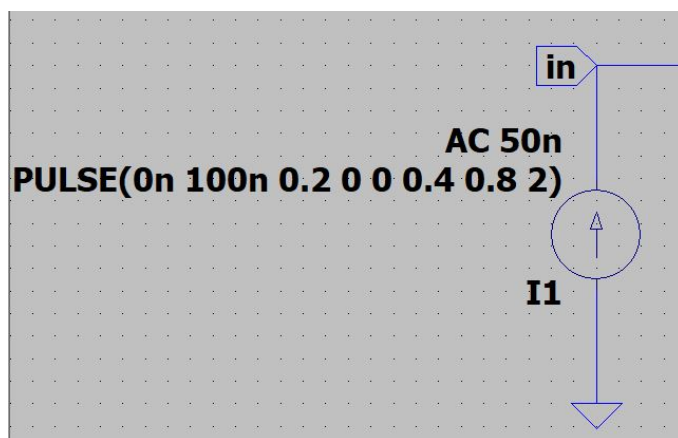
Σχήμα 57 Κυκλώματα πηγών τροφοδοσίας στο περιβάλλον *Micro – cap*

## 9 LTSpice Basics

### 9.1 Δημιουργία εισόδου με πηγή ρεύματος

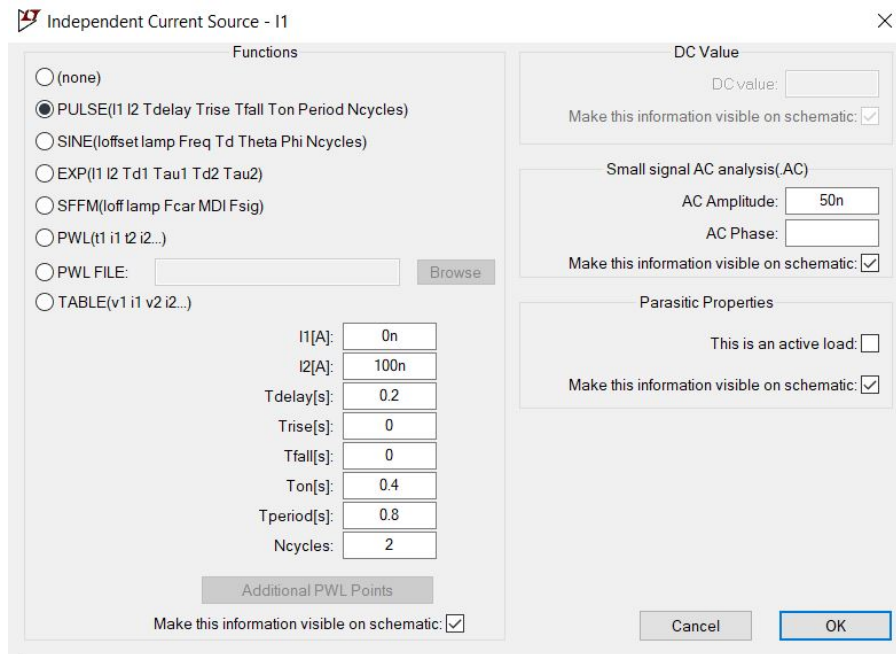
Στις κυκλωματικές αναλύσεις που θα ακολουθήσουν η είσοδος των φωτοδιόδων θα αναπαριστάται από πηγές ρεύματος. Παρακάτω παρουσιάζεται ο τρόπος σχεδίασης μιας πηγής ρεύματος στο περιβάλλον του *LTSpice* (Σχήμα 58).

Με διπλή επιλογή ανοίγει η επιφάνεια επεξεργασίας της πηγής ρεύματος όπως φαίνεται στο Σχήμα 59. Μπορεί να γίνει επιλογή στο είδος του σήματος, ανάμεσα σε παλμό, ημίτονο και άλλα. Η μεταβολή των στοιχείων της *AC* ανάλυσης γίνεται από τα δεξιά στοιχεία του παραθύρου ενώ από τα αριστερά κενά συμπλήρωσης μπορούν να αλλάξουν τα χρονικά δεδομένα και οι σταθερές συνιστώσες τους. Τα χαρακτηριστικά της πηγής φαίνονται συνοπτικά και στο κύκλωματικό περιβάλλον όπως είναι εμφανές στο Σχήμα 58.



Σχήμα 58 Κύκλωμα πηγής εισόδου ρεύματος στο περιβάλλον *LTSpice*.

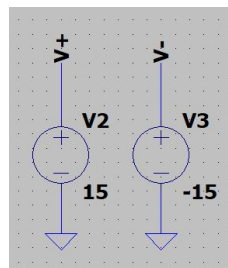
Στην προκειμένη περίπτωση έχει γίνει επιλογή τετραγωνικού παλμού από τα μηδέν έως τα  $100nA$  με καθυστέρηση  $0.2$  δευτερόλεπτα από την αρχή του χρόνου έτσι ώστε να είναι πιο εύκολα διακριτή η αντίδραση των κυκλωματικών διατάξεων στις αναλύσεις στον χρόνο. Αυτές δεν θα χρησιμοποιηθούν στις αναλύσεις που θα ακολουθήσουν αλλά παρουσιάζονται συνοπτικά. Η επιλογή του *Top* αφορά τον χρόνο όπου το σήμα θα βρίσκεται στην ανώτατη τιμή του ενώ ο χρόνος περιόδου βοηθάει στον υπολογισμό του χρόνου όπου το σήμα βρίσκεται στο μηδέν. Τέλος, ο αριθμός των κύκλων του σήματος αφορά την λήξη αυτού έπειτα από τόσες φορές την περίοδο του σήματος.



Σχήμα 59 Επεξεργασία πηγής εισόδου ρεύματος στο περιβάλλον *LTSpice*.

## 9.2 Προσομοιώσεις OPAMP

Κατά την προσομοίωση των τοπολογιών χρησιμοποιούνται οι τροφοδοσίες του Σχήματος 60, εισάγονται ως  $V-$  για την αρνητική και  $V+$  για την θετική τροφοδοσία. Αυτό γίνεται ονομάζοντας τον αντίστοιχο κόμβο με το ίδιο όνομα, μια διευκόλυνση που προσφέρει και το περιβάλλον *LTSpice*.

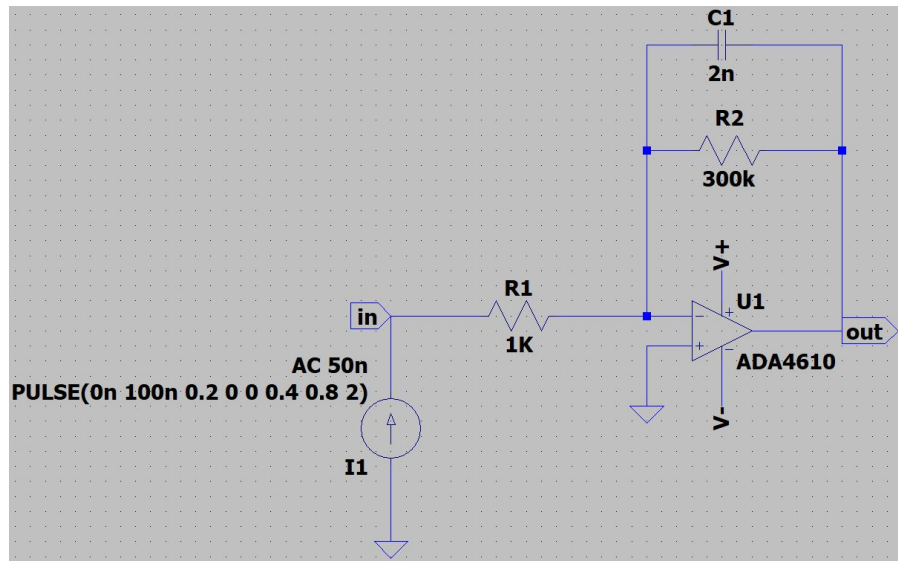


Σχήμα 60 Κυκλώματα πηγών τροφοδοσίας στο περιβάλλον *LTSpice*.

Συνδυάζοντας τα παραπάνω είναι πλέον δυνατή η δημιουργία ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος αντίστροφου ενισχυτή με την χρήση ενός τελεστικού για την επεξήγηση των διάφορων ειδών αναλύσεων.

Αρχικά στο Σχήμα 61 παρουσιάζεται το κύκλωμα υπό ανάλυση. Αυτό αποτελείται από την πηγή που εξηγήθηκε και ένα *opamp* σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία ενισχυτή με κέρδος 300, δηλαδή με αντίσταση εισόδου  $1k\Omega$  και αντίσταση ανάδρασης  $300k\Omega$ . Ο πυκνωτής ανάδρασης επιλέχθηκε με βέλτιστο τρόπο για την επεξήγηση βασικών εννοιών, πράγμα που όπως θα παρουσιαστεί παρακάτω οδηγεί σε μικρό θόρυβο αναμενόμενης μορφής αλλά μικραίνοντας εξαιρετικά το εύρος ζώνης της διάταξης.

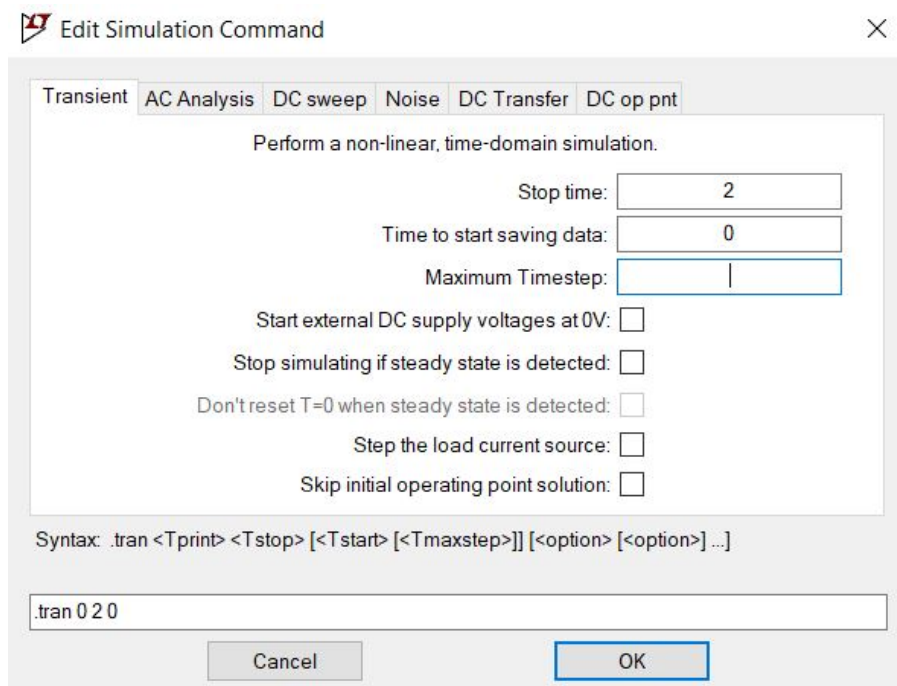




Σχήμα 61 Κύκλωμα αντίστροφου ενισχυτή στο περιβάλλον *LTSpice*.

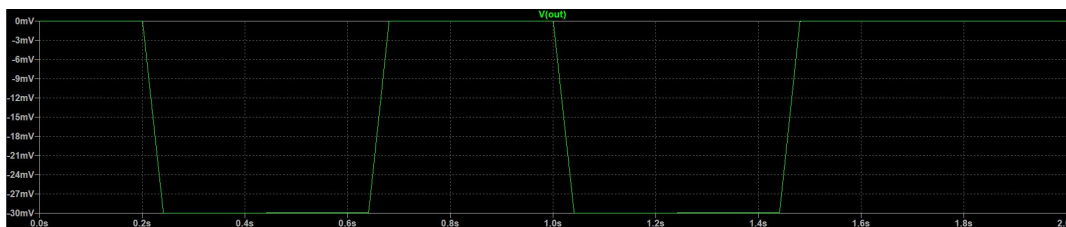
### 9.2.1 Ανάλυση στον χρόνο

Ακολουθεί σύντομη επεξήγηση της ανάλυσης στον τομέα του χρόνου στο προγραμματιστικό περιβάλλον. Εκτελώντας την εντολή 'Run' ανοίγει το παράθυρο που φαίνεται στο Σχήμα 62. Οι επιλογές στην πάνω πλευρά του παραθύρου αφορούν τις διαφορετικές αναλύσεις που προσφέρει το πρόγραμμα για το κάθε κύκλωμα. Συγκεκριμένα, στην ανάλυση 'Τρανσιεντ' μπορεί να γίνει προσαρμογή του χρόνου τερματισμού του διαγράμματος που θα παράγει αυτή καθώς και το χρόνος έναρξης συλλογής δεδομένων. Η αλλαγή του χρόνου βήματος γίνεται αυτόματα αφήνοντας κενό το διάστημα αλλά μπορεί να επεξεργαστεί και αυθαίρετα ανάλογα με τις απαιτήσεις του κυκλώματος. Στο κάτω μέρος του παραθύρου φαίνεται η εντολή που καρφιτσώνεται πάνω στην επιφάνεια εργασίας κατά την προσαρμογή του κυκλώματος. Ακολουθώντας τον οδηγό του *LTSpice* μπορεί να γίνει απευθείας επεξεργασία αυτής έναντι του αναλυτικού παραθύρου που παρέχει το πρόγραμμα.



Σχήμα 62 Προσαρμογή ανάλυσης χρόνου στο περιβάλλον *LTSpice*.

Στο παρακάτω Σχήμα 63 παρουσιάζεται ενδεικτικά η ανάλυση στον χρόνο του σήματος εξόδου του κυκλώματος που προαναφέρθηκε. Όπως ορίστηκε αποτελείται από έναν τετραγωνικό παλμό ο οποίος είναι ενισχυμένος 100 φορές και με  $180^\circ$  διαφορά φάσης από το αρχικό. Ακόμα φαίνεται η καθυστέρηση 0.2 δευτερολέπτων στην αρχή του παλμού καθώς και η παύση της εισόδου μετά από δύο περιόδους.

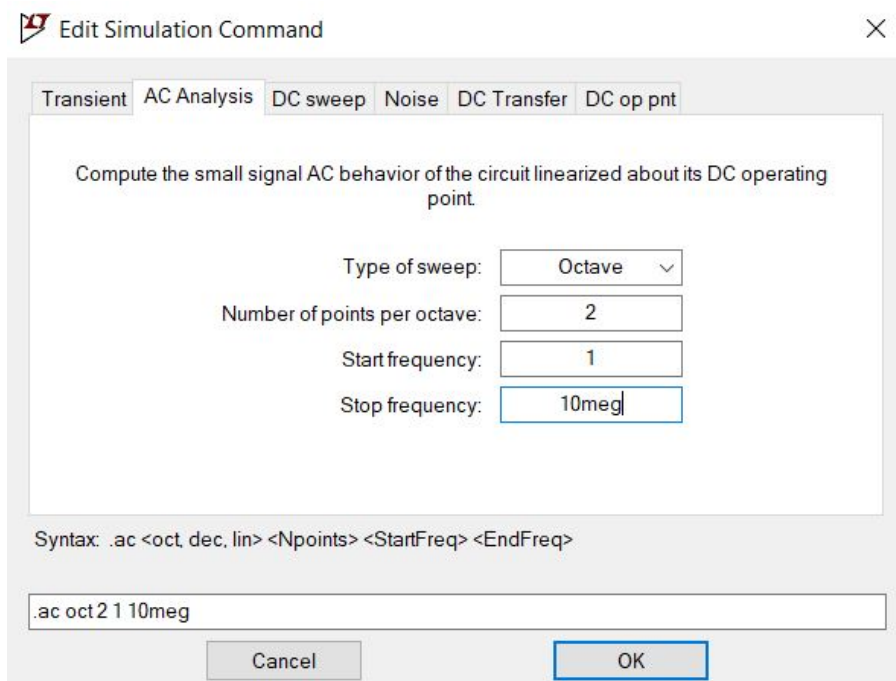


Σχήμα 63 Αποτέλεσμα ανάλυσης χρόνου στο περιβάλλον *LTSpice*.

### 9.2.2 Ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας

Στο Σχήμα 64 παρουσιάζεται το παράθυρο επεξεργασίας της ανάλυσης στο πεδίο της συχνότητας του *LTSpice*. Τα διαθέσιμα διαστήματα δίνουν την δυνατότητα μεταβολής του είδους της κλίμακας της ανάλυσης σε οκτάβες, δεκάδες και άλλα καθώς και στην επιλογή των ενδιάμεσων σημείων μελέτης της γραφικής. Περισσότερα σημεία συνεπάγονται σε καλύτερη προσέγγιση της πραγματικής γραφικής παράστασης θυσιάζοντας υπολογιστική ισχύ. Τα πεδία αρχής και τέλους συχνότητας αφορούν τα όρια του άξονα  $\chi$  της γραφικής. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι άξονες είναι αυτόματα σε λογαριθμική κλίμακα για καλύτερη αναπαράσταση. Τέλος, στο κάτω μέρος του παραθύρου υπάρχει πάλι η εντολή που καρφιτσώνεται πάνω στην επιφάνεια εργασίας και μπορεί να επεξεργαστεί απευθείας για μεγαλύτερη

ταχύτητα σύμφωνα με τον οδηγό χρήσης του προγράμματος.



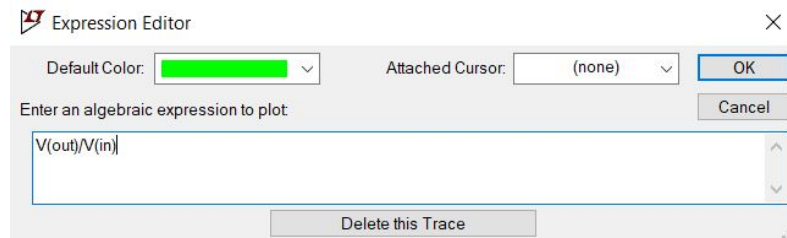
Σχήμα 64 Παράθυρο ανάλυσης στο πεδίο της συχνότητας στο περιβάλλον *LTSpice*.

Στο παρακάτω Σχήμα 65 παρουσιάζεται η ανάλυση στο πεδίο συχνότητας. Στον αριστερό άξονα εμφανίζονται τα *dB* του σήματος εξόδου ενώ στον δεξί άξονα οι μοίρες της φάσης του. Η διακεκομμένη γραμμή αφορά την φάση της τάσης ενώ αντίθετα η συνεχής πράσινη γραμμή αφορά την τάση εξόδου.



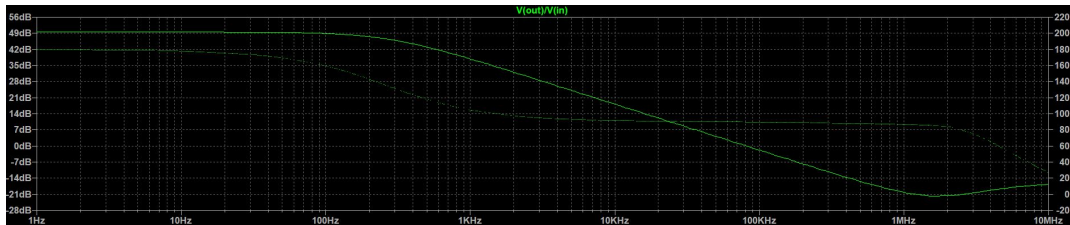
Σχήμα 65 ανάλυσης στο πεδίο της συχνότητας στο περιβάλλον *LTSpice*.

Η μορφή του διαγράμματος είναι αναμενόμενη αλλά είναι μετατοπισμένη στα αρνητικά. Αυτό συμβαίνει διότι το πρόγραμμα δεν διαιρεί την έξοδο με την είσοδο, ποσότητα ενδιαφέροντος στην ανάλυση που ακολουθεί. Για να επιτευχθεί η απαιτούμενη γραφική παράσταση αρκεί δεξί κλικ στο αναπαραστώμενο ονομα του σήματος  $V(out)$ , οδηγώντας στο παράθυρο του Σχήματος 66, και στην συνέχεια η αλλαγή του  $V(out)$  σε  $V(out)/V(in)$ . Στο συνολικό σχήμα του κυκλώματος έχουν δημιουργηθεί ταμπέλες *out* και *in* ακριβώς για την ευκολότερη ανάλυση χρησιμοποιώντας τα εργαλεία του περιβάλλοντος. Είναι δυνατή η χρήση των προεπιλεγμένων ονομάτων κάθε κόμβου όπου για παράδειγμα  $V(out) = V(n001)$ . Να σημειωθεί ότι το χρώμα της γραφικής παράστασης είναι επεξεργάσιμο από το ίδιο παράθυρο αλλάζοντας το χρώμα στο διάστημα πάνω αριστερά.



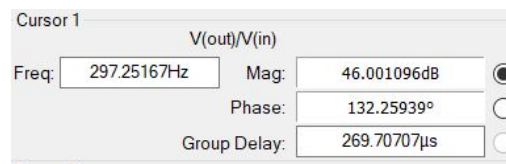
Σχήμα 66 Αλλαγή ανάλυσης στο πεδίο της συχνότητας στο περιβάλλον *LTSpice*.

Φαίνεται στο Σχήμα 67 η νέα γραφική παράσταση του σήματος εξόδου διαιρεμένο με την είσοδο. Παρατηρούμε ίδια μορφή με αλλαγή στα *db* τα οποία πλέον βρίσκονται στα θετικά όπως ήταν αναμενόμενο.



Σχήμα 67 Ανάλυση του κυκλώματος στο πεδίο της συχνότητας στο περιβάλλον *LTSpice*.

Εξίσου σημαντική είναι η προσθήκη κέρσορων στις γραφικές παραστάσεις για την ακριβή ανάλυση των αποτελεσμάτων. Στο Σχήμα 68 φαίνεται ο τοποθετημένος κέρσορας στα  $-3\text{db}$  του σήματος τα οποία βρίσκονται στα  $300\text{Hz}$ . Παρατηρείται δηλαδή ότι η συγκεκριμένη συνδεσμολογία έχει πολύ μικρό εύρος πράγμα που οφείλεται κατα κύριο λόγο στον πολύ μεγάλο για αυτές τις λειτουργίες πυκνωτή ανάδρασης των  $3n\text{C}$ . Για την τοποθέτηση του κέρσορα αρκεί αριστερό κλικ στο όνομα του επεξεργαζόμενου σήματος.

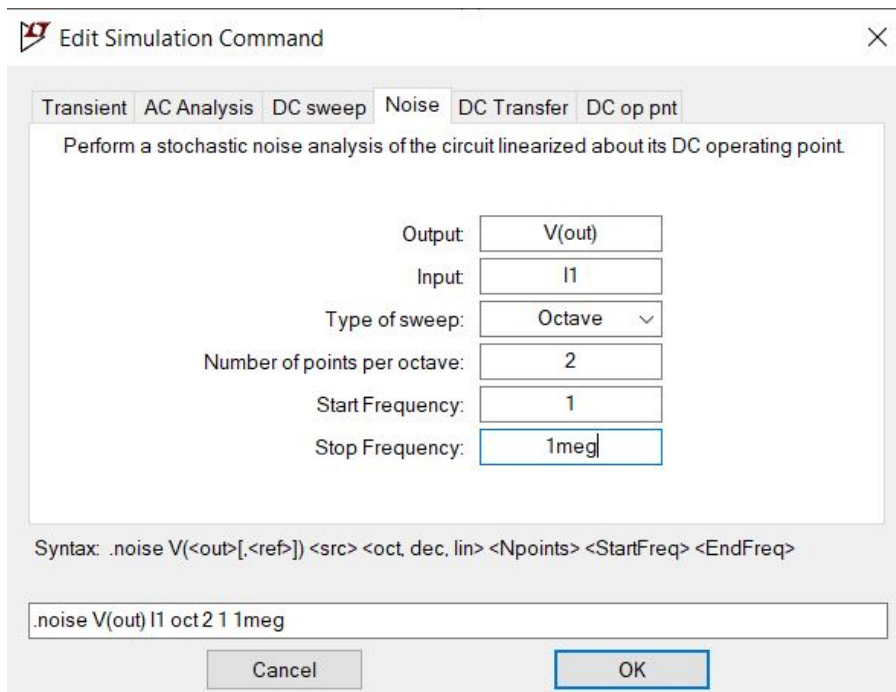


Σχήμα 68 Προσθήκη κέρσορα στην ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας στο περιβάλλον *LTSpice*.

### 9.2.3 Ανάλυση θορύβου

Στο Σχήμα 69 παρουσιάζεται το παράθυρο επεξεργασίας της ανάλυσης θορύβου του κυκλώματος στο *LTSpice*. Στο διάστημα εξόδου τοποθετείται η επιθυμητή μεταβλητή για μελέτη θορύβου ενώ στην επιλογή εισόδου η σταθερή αθόρυβη πηγή σήματος. Τα υπόλοιπα διαθέσιμα διαστήματα (σε απόλυτη αναλογία με την ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας) δίνουν την δυνατότητα μεταβολής του είδους της κλίμακας της ανάλυσης σε οκτάβες, δεκάδες και άλλα καθώς και στην επιλογή των ενδιάμεσων σημείων μελέτης της γραφικής. Περισσότερα σημεία συνεπάγονται σε καλύτερη προσέγγιση της πραγματικής γραφικής παράστασης θυσιάζοντας υπολογιστικής ισχύς. Τα πεδία αρχής και τέλους συχνότητας αφορούν τα όρια του άξονα  $\chi$  της γραφικής. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι άξονες

είναι αυτόματα σε λογαριθμική κλίμακα για καλύτερη αναπαράσταση. Τέλος, στο κάτω μέρος του παραθύρου υπάρχει πάλι η εντολή που καρφιστώνεται πάνω στην επιφάνεια εργασίας και μπορεί να επεξεργαστεί απευθείας για μεγαλύτερη ταχύτητα σύμφωνα με τον οδηγό χρήσης του προγράμματος.



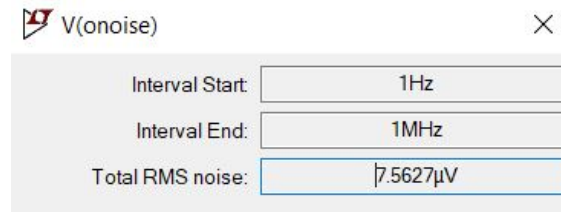
Σχήμα 69 Προσαρμογή ανάλυσης θορύβου στο περιβάλλον *LTSpice*.

Στο παρακάτω Σχήμα 70 παρουσιάζεται η ανάλυση του θορύβου της τάσης εξόδου. Στον αριστερό άξονα εμφανίζονται τα  $V/\sqrt{Hz}$  του σήματος εξόδου ενώ στον κάτω άξονα η συχνότητα. Παρατηρείται η αναμενόμενη μορφή συνολικού θορύβου με τον *shot* θόρυβο του τελεστικού να κυριαρχεί στις μικρές συχνότητες, και τους θερμικούς θορύβους των αντιστάσεων στις ενδιάμεσες πηγαίνοντας εφραπτομενικά στο μηδέν όσο φτάνει στο άπειρο.



Σχήμα 70 Ανάλυση θορύβου κυκλώματος στο περιβάλλον *LTSpice*.

Με την χρήση του πλήκτρου *ctrl* ταυτόχρονα με αριστερό κλικ στο όνομα του εικονιζόμενου θορύβου εμφανίζεται το παράθυρο υπολογισμού του συνολικού *rms* θορύβου του σήματος όπως φαίνεται στο Σχήμα 71 που θα αποτελέσει βασικό στοιχείο σύγκρισης των τοπολογιών των ηλεκτρονικών προσομοιώσεων που θα αναλυθούν στην συνέχεια.



Σχήμα 71 Υπολογισμός μέσης ενεργού τιμής θορύβου στο περιβάλλον *LTSpice*.

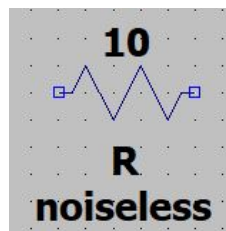
Τέλος, αξίζει να σημειωθεί, όπως φαίνεται στο Σχήμα 72, η δυνατότητα αναπαράστασης παραπάνω από μιας εξόδου θορύβου. Συγκεκριμένα, με πράσινο χρώμα φαίνεται η συνολική έξοδος θορύβου, με μπλέ χρώμα ο κατα βάση κυρίαρχος θερμικός θόρυβος που προκαλείται από την αντίσταση ανάδρασης λόγω του μεγέθους της και με κόκκινο ο θόρυβος της αντίστασης εισόδου.



Σχήμα 72 Αναλυτική ανάλυση θορύβου κυκλώματος θορύβου στο περιβάλλον *LTSpice*.

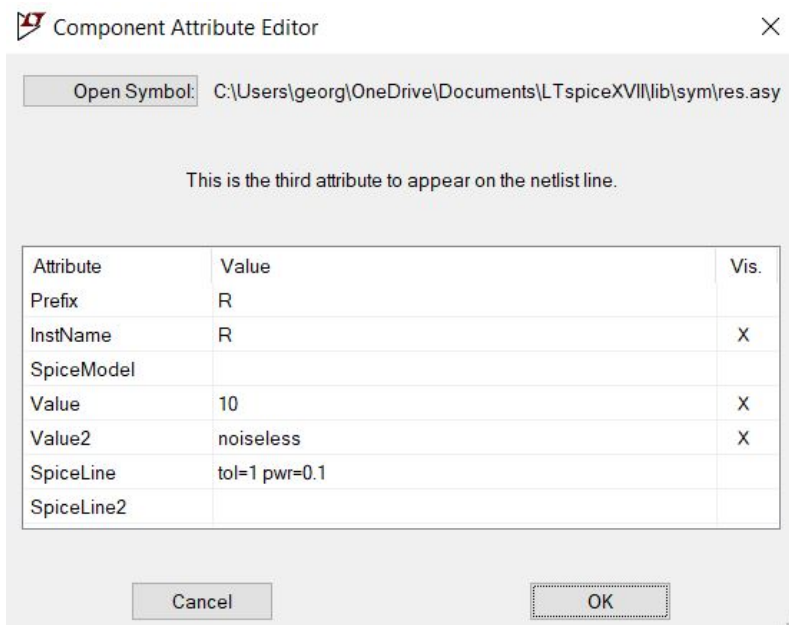
### 9.3 Αθόρυβα στοιχεία

Στο προγραμματιστικό περιβάλλον του *LTSpice* όλα τα στοιχεία που χρησιμοποιούνται, εκτός από τις ανοχές στις οποίες μπορεί να γίνει επεξεργασία, μπορούν να μετατραπούν σε αθόρυβα. Η λειτουργία του προγράμματος θεωρεί το κάθε στοιχείο που είναι πιθανό να δημιουργεί θόρυβο αυτόματα θορυβώδες. Για την μετατροπή του σε αθόρυβο αρκεί η τοποθέτηση της λέξης *noiseless* σε κάποια τιμή του. Για παράδειγμα στο Σχήμα 73 φαίνεται μια αντίσταση μηδενικού θορύβου.



Σχήμα 73 Ιδανική αντίσταση στο περιβάλλον *LTSpice*.

Για την επεξεργασία και δημιουργία αυτής αρκεί *ctrl* και δεξί κλικ στην αντίσταση όπου εμφανίζει το παράθυρο του Σχήματος 74 και στην συνέχεια δημιουργία νέας μεταβλητής με το όνομα *noiseless*.



Σχήμα 74 Δημιουργία ανθόρυβης αντίστασης στο περιβάλλον *LTSpice*.

Αυτή η ικανότητα του προγράμματος θα χρειαστεί κατά την ανάλυση των φωτοдиодων στο αντίστοιχο κυκλωματικό τους διάγραμμα στο οποίο απαιτείται ύπαρξη ανθόρυβων στοιχείων.

#### 9.4 Πηγή θορύβου ρεύματος

Για την δημιουργία μιας πηγής θορύβου ρεύματος γίνεται χρήση του εξαρτήματος *bi* που δημιουργεί αλλοπρόσσηλη πηγή σύμφωνα με συναρτήσεις που υπάρχουν στην βιβλιοθήκη του *LTSpice*. Στις αναλύσεις των φωτοдиодων θα χρησιμοποιείται προσεγγιστικά θόρυβος σύμφωνα με την συνάρτηση *white()* η οποία θα προσμετράται και στην συνολική ανάλυση θορύβου αυτόματα. Συγκεκριμένα, θα γίνεται η πράξη  $NEP * max(gain)$  κάθε φωτοдиодου και το αποτέλεσμα θα πολλαπλασιάζεται με την *white()* αποδίδοντας τα επιθυμητά αποτελέσματα για προσομοιώσεις. Για παράδειγμα, η εντολή  $I = white(time)$  δίνει μία πηγή λευκού θορύβου με τιμές από  $0.5A$  έως  $-0.5A$  με άνω ζώνη στα  $1Hz$ . Για να γίνει αλλαγή του *upperband* πολλαπλασιάζεται ο χρόνος με το εύρος και η εντολή παίρνει την μορφή  $I = white(time * BW)$ . Για να μετατραπεί ο θόρυβος από  $0.5A$  έως  $-0.5A$  σε  $1A$  έως  $-1A$  πολλαπλασιάζεται με το δύο. Συνολικά θα χρησιμοποιηθεί ο τύπος  $I_d = NEP * gain * 2 * white(time * 100 * e9)$ .

## 10 Σύγκριση προγραμμάτων

Συγκρίνοντας τα δύο προγράμματα που αναλύθηκαν παραπάνω το πρόγραμμα *Micro – Cap* έχει πιο φιλικό προς την χρήση περιβάλλον και κατα συνέπεια είναι ευκολότερο στην χρήση, όμως η απομάκρυνση της *Spectrum Software* από την ανανέωση του *Micro – Cap* οδήγησε τους χρήστες σε άλλα προγράμματα καθιστώντας την λήψη βοήθειας για προβλήματα που αφορούν αυτό δύσκολη από το διαδίκτυο. Παρόλα αυτά, είναι εμφανής η ανωτερότητα του *LTSpice* στην ανάλυση του θορύβου καθώς διαθέτει *build – in* ανάλυση θορύβου. Ακόμα, το προγραμματιστικό περιβάλλον *LTSpice* λόγω μεγαλύτερου όγκου χρηστών έχει πολύ περισσότερα μοντέλα ενισχυτών και άλλων στοιχείων που θα χρειαστούν στις μελέτες που ακολουθούν. Κατα συνέπεια, οι ηλεκτρονικές προσομοιώσεις που θα ακολουθήσουν θα είναι σε *LTSpice*.

## 11 Ηλεκτρονικές Προσομοιώσεις

Για την αποτελεσματική σύγκριση τόσο των τοπολογιών όσο και των επιμέρους συνδυασμών τελεστικών και φωτοδιόδων είναι απαραίτητη η ανάλυση τους διατηρώντας κάποια κοινή σταθερά. Μεταβάλλοντας τόσο τους τελεστικούς ενισχυτές όσο και τις αντιστάσεις, τις φωτοδιόδους και τους πυκνωτές δεν είναι αντικειμενικός ο συγκριτικός λογισμός των διατάξεων.

Η σύγκριση των κυκλωμάτων μπορεί να χωριστεί σε δύο βασικές κατηγορίες.

- Η πρώτη κατηγορία αφορά την μελέτη του φάσματος απόκρισης φωτός της κάθε διάταξης, καθώς και του αντίστοιχου θορύβου, διατηρώντας σταθερό κέρδος και *bandwidth* και μεταβάλλοντας το ρεύμα που προσδίδει η φωτοδιόδος. Αφορά δηλαδή την ποσότητα του φωτός που μπορεί να αντέξει μια συνδεσμολογία χωρίς να μπει σε κορεσμό.
- Η δεύτερη κατηγορία μελέτης αφορά τόσο τον θόρυβο του κυκλώματος όσο το *bandwidth* του. Κρατώντας σταθερό το κέρδος της συνδεσμολογίας και το ρεύμα εισόδου που προσδίδει η φωτοδιόδος μπορούν να μελετηθούν τα απαιτούμενα στοιχεία αλλάζοντας τους πυκνωτές και τους τελεστικούς με τον ταυτόχρονο υπολογισμό του θορύβου της φωτοδιόδου.

Σε αυτή τη διπλωματική θα μελετηθεί η πρώτη κατηγορία του σταθερού *bandwidth* σε σχέση με τον θόρυβο των κυκλωμάτων καθώς γίνεται εστίαση σε χαμηλά ρεύματα που θα μπορούσαν να θεωρηθούν ανιχνευτές χαμηλού φωτός.

Κατά συνέπεια, θα γίνουν προσπάθειες ανάλυσης με μεταβλητό κέρδος ενίσχυσης σύμφωνα με την κάθε συνδεσμολογία και κάθε φωτοδιόδο με αντίσταση ανάδρασης  $R_f = 20M\Omega$  και μηδενική αντίσταση εισόδου  $R_i$ . Από τις γραφικές του θορύβου θα υπολογίζεται η ενεργός τιμή του και θα διαιρείται με το συνολικό σήμα για να βρίσκεται ο ποσοστιαίος λόγος θορύβου στο σήμα. Οι πυκνωτές ανάδρασης  $C_f$  σε σχέση με διάφορα μεγέθη *opamp* και φωτοδιόδων θα αποτελέσουν το ευέλικτο κομμάτι που θα οδηγήσει στην σύγκριση των πολλαπλών *bandwidth* και θορύβων των κυκλωμάτων.

Οι πυκνωτές που θα χρησιμοποιηθούν στις συνδεσμολογίες θα κυμαίνονται σε τάξεις μεγέθους  $2pF$  έως  $10pF$ . Κατά συνέπεια, η ευαισθησία των αισθητηρίων θα περιορίζεται από την χαρακτηριστική των πυκνωτών και θα αντιστέκεται σε απότομες μεταβολές φωτεινότητας. Αυτό οδηγεί σε μετρήσεις απότομων αλλαγών φωτεινότητας σε επίπεδα  $\mu s$  έως  $ms$  αντίστοιχα.

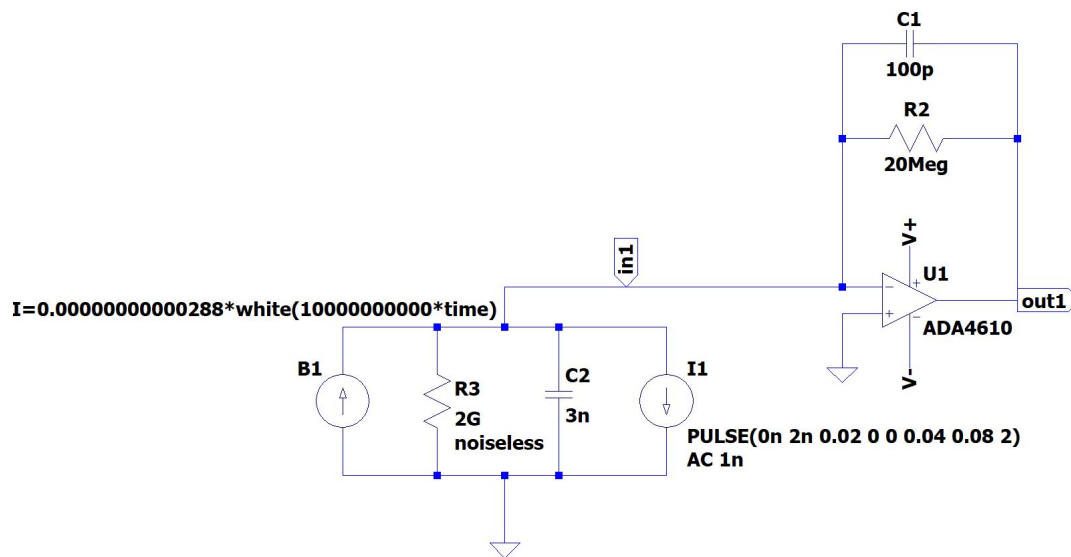


## 12 ADA4610 and S1227-1010BQ

Οι πρώτες προσομοιώσεις για μείωση θορύβου και μεγιστοποίησης εύρους κυκλωμάτων ενός και τριών τελεστικών θα αφορούν μοντέλα *opamp* ADA4610 σε συνδεση με φωτοδιόδο S1227-1010BQ, με ενεργό περιοχή 100mm και ευαισθησία 360mA/W. Για την παραγωγή ρεύματος 0.1nA χρειάζεται μέγιστη ένταση φωτός  $2.78\mu W/m^2$ , δηλαδή σε καταστάσεις αρκετά χαμηλού φωτισμού μικρότερες του  $0.15\text{lumen}/m^2$ . Ένα παράδειγμα φωτισμού για ένα γραφείο ή μια τάξη σχολείου αντιστοιχεί σε  $300\text{lumen}/m^2$ .

### 12.1 Συνδεσμολογία ενός τελεστικού

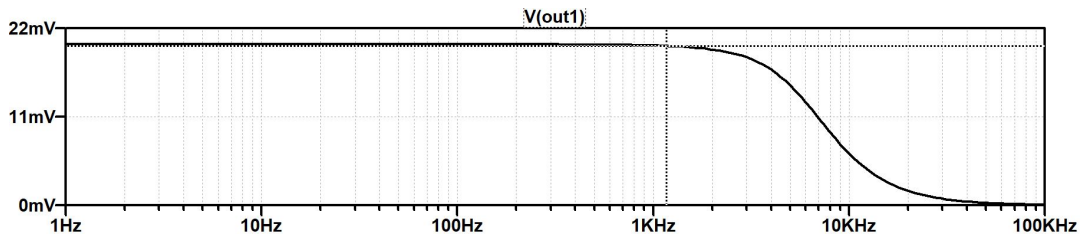
Στο Σχήμα 75 παρουσιάζεται το κύκλωμα ενός *opamp* μοντέλου ADA4610 για ενίσχυση σήματος της φωτοδιόδου S1227-1010BQ.



Σχήμα 75 Ολοκληρωμένο κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου S1227-1010BQ σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού ADA4610.

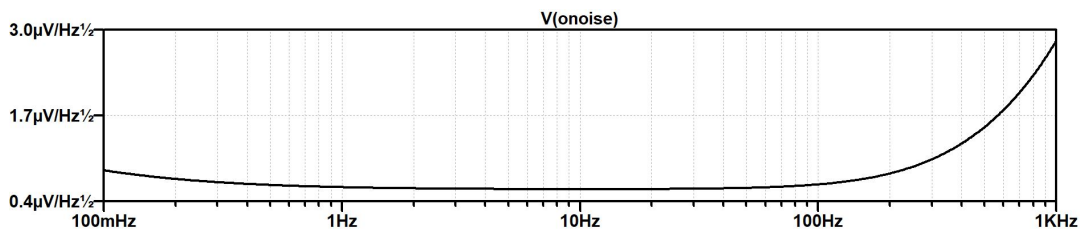
### 12.1.1 $C_f=2pF$

Η ανάλυση ξεκινάει με την επιλογή πυκνωτή  $2pF$ . Είναι προφανές ότι ένας μικρός πυκνωτής θα αποκόπτει λιγότερες συχνότητες και θα αυξάνει το εύρος της τοπολογίας. Στο διάγραμμα *BODE* του Σχήματος 76 φαίνεται το εύρος της διάταξης στα  $1.176kHz$ .



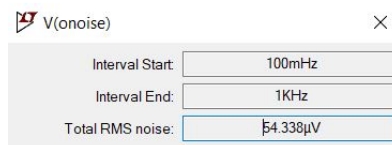
Σχήμα 76 Διάγραμμα *BODE* για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου  $S1227 - 1010BQ$  σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού  $ADA4610$  με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $2pF$ .

Όσον αφορά τον θόρυβο της τοπολογίας για πυκνωτή ανάδρασης  $2pF$  συνεχίζει να ακολουθεί την κλασική μορφή θορύβου με αύξηση στις μεγαλύτερες συχνότητες. Είναι εμφανής ο θόρυβος ανάστροφής ενίσχυσης  $1/\beta$  που φθίνει στο άπειρο λόγω του πόλου που εισάγει ο πυκνωτής σε μεγαλύτερες συχνότητες που δεν απεικονίζονται.



Σχήμα 77 Διάγραμμα θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου  $S1227 - 1010BQ$  σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού  $ADA4610$  με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $2pF$ .

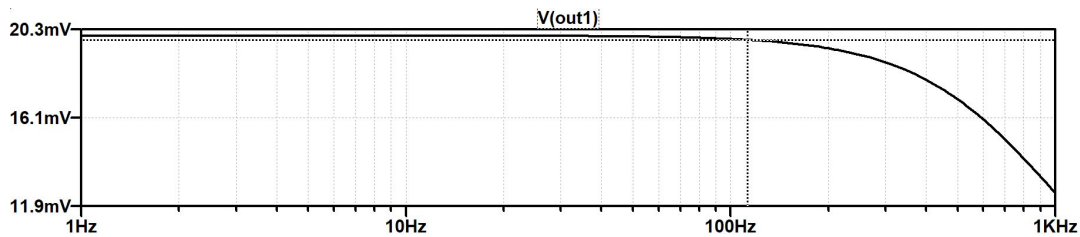
Στην περίπτωση των  $2pF$  ο ενεργός θόρυβος εξόδου κυμαίνεται στα  $54.338\mu V$ . Ενώ, ο λόγως σήματος εξόδου προς θόρυβο *SNR* ισούται με 368.06 ακολουθώντας την διαίρεση του θορύβου με το σήμα εξόδου που βρίσκεται στα  $20mV$ . Ο θόρυβος της διάταξης αποτελεί δηλαδή το 0.03% του σήματος.



Σχήμα 78 Ενεργός τιμή θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου  $S1227 - 1010BQ$  σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού  $ADA4610$  με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $2pF$ .

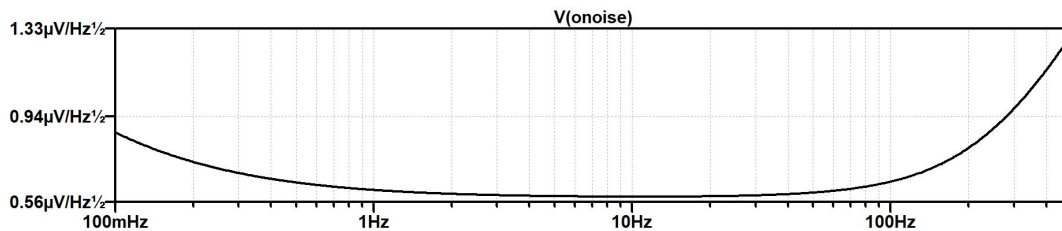
### 12.1.2 Cf=10pF

Αυξάνοντας την χωρητικότητα του πυκνωτή στα  $10pF$  συνεχίζει να ακολουθείται το ίδιο μοτίβο. Στο διάγραμμα *BODE* του Σχήματος 79 φαίνεται το εύρος της διάταξης στα  $112.68Hz$ . Ο λόγως ύπαρξης τόσο μικρού εύρους αφορά το *reverseBIAS* της φωτοδιόδου. Στις συγκρινόμενες συνδεσμολογίες αυτό κυμαίνεται στα  $0V$ . Σύμφωνα με τις γραφικές των φωτοδιόδων ένα τόσο μικρό *reverseBIAS* οδηγεί σε εξαιρετικά μεγάλες τιμές ανάλογων πυκνωτών καθώς αυτοί αυξάνουν αντίστροφος ανάλογα του μεγέθους της τάσης στα άκρα. Θα ήταν πιθανή η αύξηση της απόδοσης των συνδεσμολογιών με την προσθήκη σταθερού ρεύματος στα άκρα της φωτοδιόδου.



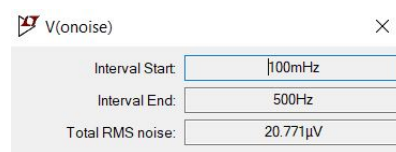
Σχήμα 79 Διάγραμμα *BODE* για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου *S1227 – 1010BQ* σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού *ADA4610* με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $10pF$ .

Από την γραφική του θορύβου της συνδεσμολογίας για πυκνωτή  $10pF$  είναι εμφανής η μείωση του αναλόγου  $1/\beta$ . Ο πόλος που δημιουργεί ο πυκνωτής βρίσκεται σε υψηλότερα *dB* και μειώνεται αντίστοιχα ο θόρυβος της διάταξης.



Σχήμα 80 Διάγραμμα θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου *S1227 – 1010BQ* σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού *ADA4610* με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $10pF$ .

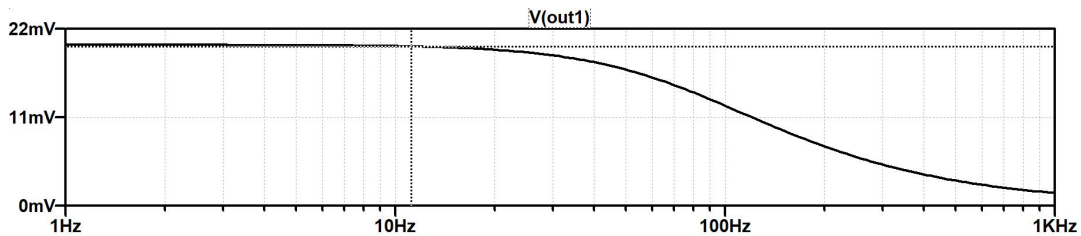
Η ενεργός τιμή του θορύβου για το κύκλωμα με πυκνωτή  $10pF$  είναι στα  $20.771\mu V$  όπως φαίνεται στο Σχήμα 81. Υπάρχει, λοιπόν, μείωση του θορύβου στην διάταξη. Ο λόγος σήματος εξόδου προς θόρυβο *SNR* κυμαίνεται στα  $962.88$ .



Σχήμα 81 Ενεργός τιμή θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου *S1227 – 1010BQ* σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού *ADA4610* με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $10pF$ .

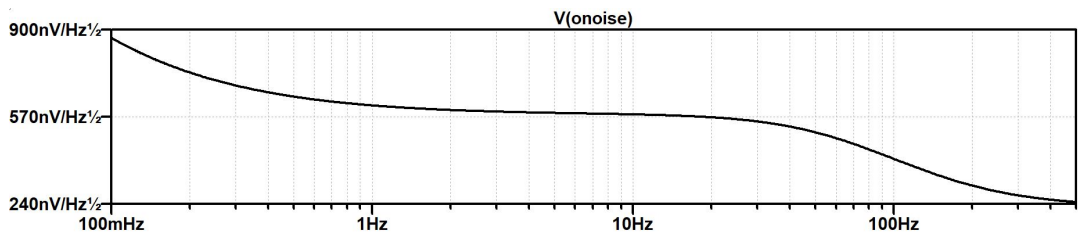
### 12.1.3 Cf=100pF

Τέλος, ακολουθεί ανάλυση του ίδιου κύκλωματος με νέο πυκνωτή ανάδρασης  $100pF$ . Στο Σχήμα 82 φαίνεται το *bandwidth* της συνδεσμολογίας στα  $11.17Hz$  η οποία αποτελεί εξαιρετικά μικρό εύρος και συνεπάγεται ανούσια περαιτέρω αύξηση της χωρητικότητας του πυκνωτή.



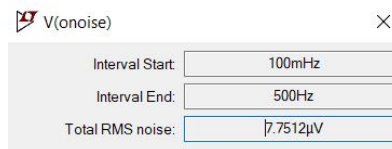
Σχήμα 82 Διάγραμμα *BODE* για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου  $S1227 - 1010BQ$  σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού  $ADA4610$  με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $100pF$ .

Στην αντίστοιχη γραφική θορύβου της συνδεσμολογίας για πυκνωτή  $100pF$  παρατηρείται η ιδανική μορφή του θορύβου με ισχυρό τον θόρυβο  $1/f$  στις χαμηλές συχνότητες, επικρατέστερο θόρυβο θερμότητας αντίστασης ανάδρασης στις ενδιάμεσες συχνότητες με μείωση στις υψηλές. Το κέρδος του θορύβου  $1/\beta$  μαζί με τον πόλο που δημιουργεί ο πυκνωτής δεν επηρεάζει τις χαμηλές συχνότητες και δεν απεικονίζεται στο διάγραμμα.



Σχήμα 83 Διάγραμμα θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου  $S1227 - 1010BQ$  σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού  $ADA4610$  με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $100pF$ .

Η ενεργός τιμή του θορύβου για το κύκλωμα με πυκνωτή  $100pF$  είναι στα  $7.7512\mu V$  όπως φαίνεται στο σχήμα 84. Ο λόγος σήματος εξόδου προς θόρυβο *SNR* κυμαίνεται στα 2580.24.

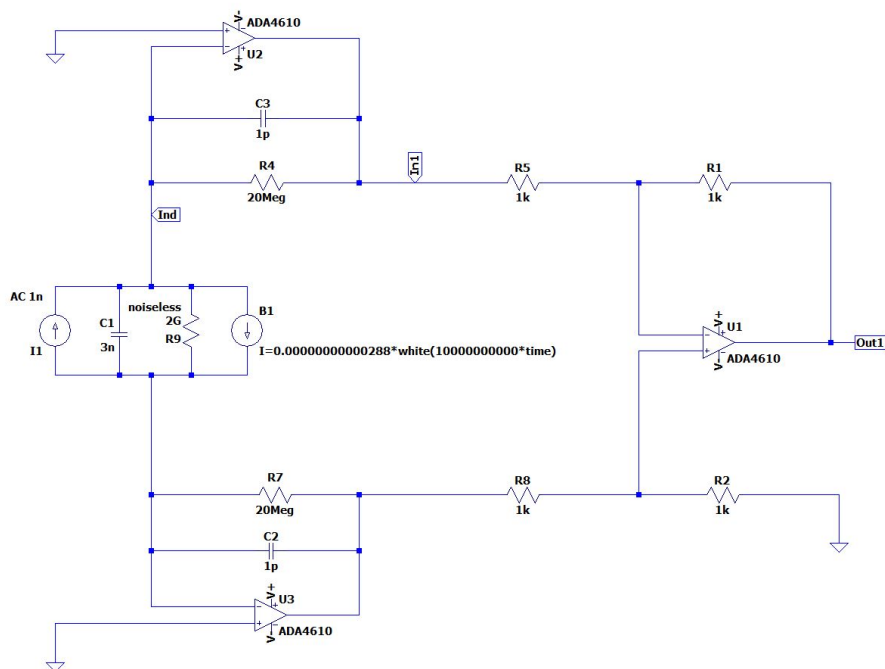


Σχήμα 84 Ενεργός τιμή θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου  $S1227 - 1010BQ$  σε συνδεσμολογία ενός τελεστικού  $ADA4610$  με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $100pF$ .

Η συνδεσμολογία έχει φτάσει ήδη σε πολύ χαμηλά *Bandwidth* και δεν υπάρχει λόγος ανάλυσης μεγαλύτερων πυκνωτών. Σε πλήρη αντιστοιχία δεν χρειάζεται να γίνουν προσομοιώσεις με μικρότερες πυκνωτές διότι εμφανίζονται αυξήσεις στο γόνατο των διαγραμμάτων ανάλυσης μικρού σήματος. Συνεπώς, η προσομοίωση του συνδυασμού ενός τελεστικού  $ADA4610$  σε συνδυασμό με φωτοδίοδο μόντελου  $S1227 - 1010BQ$  θεωρείται πλήρης.

## 12.2 Συνδεσμολογία τριών τελεστικών

Συνεχίζοντας με την ανάλυση της μεγαλύτερης συνδεσμολογίας όπως φαίνεται στο Σχήμα 85 παρουσιάζεται το κύκλωμα τριών *opamp* μοντέλου ADA4610 για ενίσχυση σήματος της φωτοδιόδου S1227 – 1010BQ. Η ενίσχυση σε σχέση με τα προηγούμενα θα είναι διπλάσια λόγω του διπλού σταδίου ενίσχυσης ενώ το τελικό στάδιο διατηρεί μοναδιαία ενίσχυση σήματος.

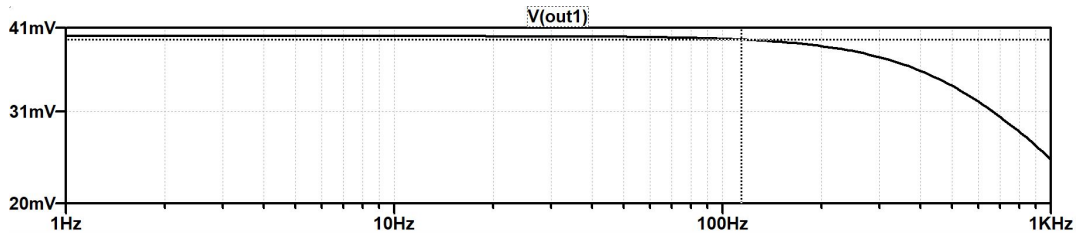


Σχήμα 85 Ολοκληρωμένο κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου S1227 – 1010BQ σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών ADA4610.

Για συμφωνία με την προηγούμενη ανάλυση, θα έπρεπε να ακολουθεί ανάλυση της τοπολογίας για πυκνωτή  $2pF$ . Όμως, προκαλούνται φαινόμενα αύξησης της ενίσχυσης στο γόνατο του διαγράμματος ανάλυσης μικρού σήματος και κατά συνέπεια δεν θα αναλυθεί αφού απομακρύνεται από τους στόχους των προσομοιώσεων. Κατά συνέπεια, αρχίζει η ανάλυση με πυκνωτές  $10pF$ .

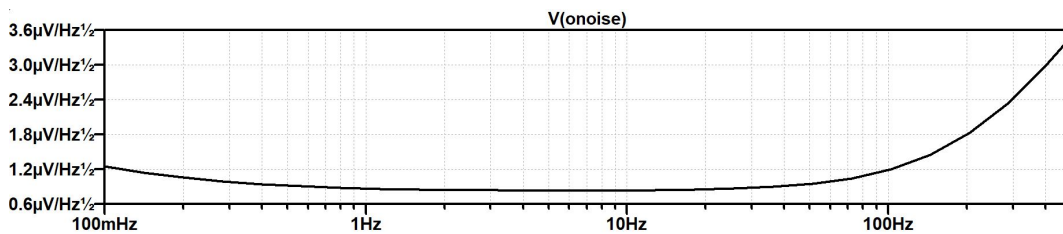
### 12.2.1 $C_{f1}=C_{f2}=10\mu F$

Ξεκινώντας έγινε επιλογή πυκνωτών  $10\mu F$  στην ανάλυση του κύκλωματος τριών τελεστικών. Στο Σχήμα 86 η συχνότητα  $f_{0.99}$  βρίσκεται στα  $114.03Hz$ .



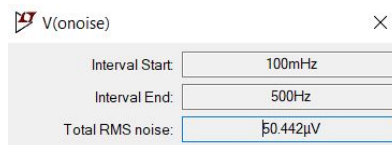
Σχήμα 86 Διάγραμμα *BODE* για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου *S1227 – 1010BQ* σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών *ADA4610* με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $10\mu F$ .

Ο θόρυβος της συνδεσμολογίας έχει αρχίσει να αυξάνει σε μεγάλα επίπεδα καθώς εμφανίζονται μεγάλες αλλοιώσεις λόγω του  $1/\beta$  όπως φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί.



Σχήμα 87 Διάγραμμα θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου *S1227 – 1010BQ* σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών *ADA4610* με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $10\mu F$ .

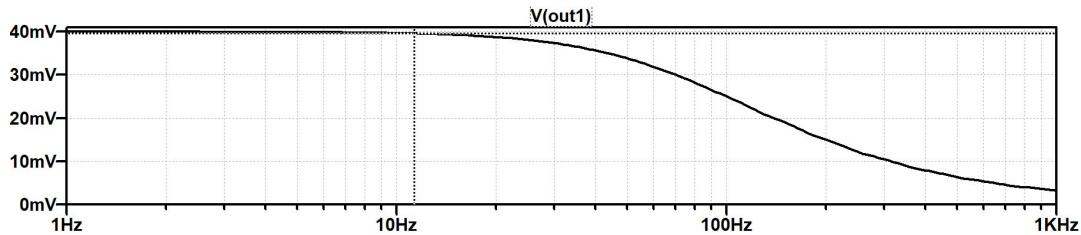
Στην περίπτωση των  $10\mu F$  ο ενεργός θόρυβος εξόδου κυμαίνεται στα  $50.442\mu V$ . Δηλαδή είναι περίπου τρεις φορές μεγαλύτερος από τα προηγούμενα. Η μείωση λοιπόν του πυκνωτή αυξάνει τον θόρυβο καθώς κόβει μικρότερο εύρος συχνοτήτων. Ο λόγος σήματος εξόδου προς θόρυβο *SNR* ισούται με 792.98.



Σχήμα 88 Ενεργός τιμή θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου *S1227 – 1010BQ* σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών *ADA4610* με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $10\mu F$ .

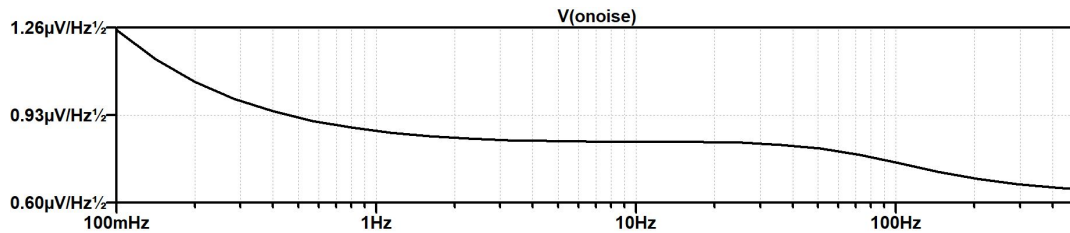
### 12.2.2 Cf1=Cf2=100pF

Συνεχίζοντας, ακολουθεί ανάλυση με πυκνωτές  $100pF$ . Όσο μεγαλύτερος ο πυκνωτής θα αποκόπτει περισσότερες συχνότητες και θα μικραίνει το εύρος της τοπολογίας όπως φαίνεται στο Σχήμα 89. Η ενίσχυση βρίσκεται στα  $40mV$  μέχρι την συχνότητα  $f_{0.99}$  η οποία φτάνει τα  $11.31Hz$  που αποτελεί εξαιρετικά μικρό εύρος διάταξης. Παρατηρείται λοιπόν μεγαλύτερη ενίσχυση του σήματος σε σχέση με την διάταξη ενός τελεστικού καθώς εδώ υπάρχουν δύο στάδια ενίσχυσης που προστίθενται στην έξοδο.



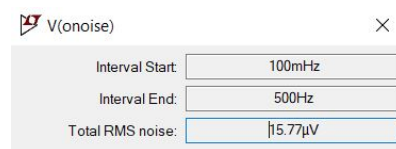
Σχήμα 89 Διάγραμμα *BODE* για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου *S1227 – 1010BQ* σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών *ADA4610* με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $100pF$ .

Το διάγραμμα θορύβου εξόδου για πυκνωτή  $100pF$  ακολουθεί μορφή με μέγιστο τον θόρυβο *shot* του *opamp*. Ακόμα, ο θόρυβος από τον πόλο των πυκνωτών δεν είναι εμφανής από τα  $100pF$  σε αντίθεση με μερικές προηγούμενες συνδεσμολογίες του ενός τελεστικού πράγμα που ήδη προϋποθέτει για την αύξηση του θορύβου με τρεις τελεστικούς.



Σχήμα 90 Διάγραμμα θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου *S1227 – 1010BQ* σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών *ADA4610* με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $100pF$ .

Στο Σχήμα 91 φαίνεται η ενεργός τιμή του θορύβου για το απεικονιζόμενο εύρος και βρίσκεται στην τιμή των  $15.77μV$ . Για ένα σήμα μεγέθους  $40mV$  συνεπάγεται σε λόγω σήματος εξόδου προς θόρυβο εξόδου ή αλλιώς *SignaltoNoiseRatio – SNR* ίσο με 2536,46.



Σχήμα 91 Ενεργός τιμή θορύβου για το κύκλωμα ενισχυτή της φωτοδιόδου *S1227 – 1010BQ* σε συνδεσμολογία τριών τελεστικών *ADA4610* με πυκνωτή ανάδρασης μεγέθους  $100pF$ .

## 13 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

Ακολουθώντας την προηγούμενη μεθοδολογία και επικεντρώνοντας τα αποτελέσματα σε συχνότητες όπου η έξοδος δεν πέφτει κάτω από το 99% της μέγιστης τιμής της ονοματιζόμενη ως  $f_{0.99}$ , προκύπτουν οι ακόλουθοι πίνακες προσομοιώσεων. Εμπεριέχονται πληροφορίες για τις 2 συνδεσμολογίες με 5 διαφορετικούς τύπους *opamp*, 4 φωτοдиодους και διαφορες τάξεις τιμών πυκνωτών.

Πίνακας 7 ADA-4610

Opamp Circuit Design	Photodiode	Cf=10pF		
		$f_{0.99}$ (Hz)	$V_{noise,RMS}$ ( $\mu V$ )	SNR
ADA-4610 Single (Vout=20mV)	S1227-1010BQ	112.68	20.771	962.88
	S1227-16BQ	111.43	12.269	1630.12
	PD93-21C-TR8	112.9	20.761	963.34
	PDB-C134	111.75	12.205	1638.67
ADA-4610 Triple (Vout=40mV)	S1227-1010BQ	114.03	50.442	792.99
	S1227-16BQ	111.26	17.578	2275.57
	PD93-21C-TR8	110.35	17.265	2316.83
	PDB-C134	111.25	17.231	2321.4

Πίνακας 8 ADA-4530-1

Opamp Circuit Design	Photodiode	Cf=10pF		
		$f_{0.99}$ (Hz)	$V_{noise,RMS}$ ( $\mu V$ )	SNR
ADA-4530-1 Single (Vout=20mV)	S1227-1010BQ	128.75	45.813	436.56
	S1227-16BQ	112.21	12.593	1588.18
	PD93-21C-TR8	112.47	12.191	1640.55
	PDB-C134	112.98	12.195	1640.02
ADA-4530-1 Triple (Vout=40mV)	S1227-1010BQ	153.78	128.36	311.62
	S1227-16BQ	114.94	19.32	2070.39
	PD93-21C-TR8	113.16	17.325	2308.8
	PDB-C134	113.35	17.324	2308.94

Πίνακας 9 AD823A

Opamp Circuit Design	Photodiode	Cf=10pF		
		$f_{0.99}$ (Hz)	$V_{noise,RMS}$ ( $\mu V$ )	SNR
AD823A Single (Vout=20mV)	S1227-1010BQ	114.56	48.684	410.81
	S1227-16BQ	113.5	12.653	1580.65
	PD93-21C-TR8	112.98	12.228	1635.59
	PDB-C134	113.14	12.216	1637.2
AD823A Triple (Vout=40mV)	S1227-1010BQ	115.78	134.35	297.73
	S1227-16BQ	113.16	19.589	2041.96
	PD93-21C-TR8	113.13	17.358	2304.41
	PDB-C134	113.2	17.438	2293.84



Πίνακας 10 LTC6269

Opamp Circuit Design	Photodiode	Cf=10pF		
		f <sub>0.99</sub> (Hz)	V <sub>noise,RMS</sub> (μV)	SNR
LTC6269 Single (Vout=20mV)	S1227-1010BQ	113.29	159.58	125.33
	S1227-16BQ	113.27	16.767	1192.82
	PD93-21C-TR8	113.31	12.585	1589.19
	PDB-C134	113.37	12.581	1589.7
LTC6269 Triple (Vout=40mV)	S1227-1010BQ	112.43	449.1	89.07
	S1227-16BQ	113.15	35.979	1111.76
	PD93-21C-TR8	113.17	18.9	2116.4
	PDB-C134	113.18	18.892	2117.3

Πίνακας 11 LTC6087

Opamp Circuit Design	Photodiode	Cf=10pF		
		f <sub>0.99</sub> (Hz)	V <sub>noise,RMS</sub> (μV)	SNR
LTC6087 Single (Vout=20mV)	S1227-1010BQ	115.03	41.03	487.45
	S1227-16BQ	113.49	12.865	1554.61
	PD93-21C-TR8	113.37	12.566	1591.6
	PDB-C134	113.37	12.565	1591.72
LTC6087 Triple (Vout=40mV)	S1227-1010BQ	119.96	112.2	356.51
	S1227-16BQ	113.76	19.387	2063.24
	PD93-21C-TR8	113.33	17.848	2241.15
	PDB-C134	113.25	17.856	2240.14

Για την συνδεσμολογίες των *opamp* σε σχέση με πυκνωτές ανάδρασης  $C_f = 10pF$  παρατηρείται μέγιστο εύρος σε σχέση με όλες τις υπόλοιπες υλοποιήσεις στην τριπλή διάταξη του μοντέλου ADA-4530-1 στα  $153.78Hz$  με την χρήση της φωτοδιόδου S1227-1010BQ. Παρόλα αυτά το SNR του σήματος βρίσκεται πολύ χαμηλά με τιμή μόλις 311.62 πράγμα που σημαίνει ότι το σήμα εξόδου είναι αρκετά θορυβώδες σε σχέση με τις υπόλοιπες διατάξεις.

Όσον αφορά το πιο καθαρό σήμα εξόδου παρέχεται απο την τριπλή διάταξη του ADA-4610 με 2316.83 SNR, πράγμα που συνεπάγεται σε σήμα σε σχέση με την είσοδο με 0.004% θόρυβο.

Στην συνέχεια ακολουθεί αντίστοιχος συνοπτικός πίνακας προσομοιώσεων για πυκνωτές ανάδρασης τιμών  $C_f = 2pF$  και  $C_f = 100pF$  για περαιτέρω σύγκριση των δυνατοτήτων των κυκλωμάτων. Αξίζει να σημειωθεί ότι σε μικρά εύρη τιμών πυκνωτών όπως είναι απο τα  $C_f = 2pF$  έως τα  $C_f = 10pF$  τα αποτελέσματα είναι σχεδόν γραμμικά και μπορούν με αντιστοίχιση να βρεθούν τα εύρη και ο θόρυβος των ενδιάμεσων τιμών.

Επισημαίνεται ότι τα πεδία που είναι συμπληρωμένα με - αποτελούν άκυρες τιμές καθώς παρουσιάζουν εξαιρετικό θόρυβο και προκαλούν αλλοίωση της εξόδου και αύξηση του 'γόνατου' των διαγραμμάτων εξόδου των διατάξεων όπως φαίνεται στο αναλυτικό κεφάλαιο προσομοιώσεων.

Πίνακας 12 Αποτελέσματα για άλλα μεγέθη πυκνωτών όπου  $N = V_{noise,RMS}$ 

Opamp Circuit Design	Photodiode	Cf=2pF			Cf=100pF		
		$f_{0.99}$ (Hz)	N( $\mu$ V)	SNR	$f_{0.99}$ (Hz)	N( $\mu$ V)	SNR
ADA-4610 Single (Vout=20mV)	S1227-1010BQ	1176.28	54.338	368.06	11.17	7.7512	2580.24
	S1227-16BQ	578.54	12.952	1544.16	11.32	6.1586	3247.49
	PD93-21C-TR8	1147.14	54.365	367.88	11.31	7.7764	2571.88
	PDB-C134	559.39	12.886	1552.07	11.27	6.171	3240.97
ADA-4610 Triple (Vout=40mV)	S1227-1010BQ	-	-	-	11.31	15.77	2536.46
	S1227-16BQ	594.05	18.579	2152.97	11.26	8.8025	4544.16
	PD93-21C-TR8	553.43	18.231	2194.07	11.21	8.7361	4578.7
	PDB-C134	555.74	18.228	2194.43	11.25	8.7378	4577.81
ADA-4530-1 Single (Vout=20mV)	S1227-1010BQ	-	-	-	11.27	14.905	1341.83
	S1227-16BQ	726.2	13.299	1503.87	11.3	6.3126	3168.27
	PD93-21C-TR8	566.49	12.868	1554.24	11.31	6.1879	3232.11
	PDB-C134	566.5	12.868	1554.24	11.31	6.1596	3246.96
ADA-4530-1 Triple (Vout=40mV)	S1227-1010BQ	-	-	-	11.35	38.749	1032.28
	S1227-16BQ	1163.88	40.11	997.26	11.3	9.3678	4269.95
	PD93-21C-TR8	576.59	18.273	2189.02	11.29	8.8615	4513.91
	PDB-C134	576.6	18.273	2189.02	11.33	8.8604	4514.47
AD823A Single (Vout=20mV)	S1227-1010BQ	1072.42	53.102	376.63	11.3	15.73	1271.46
	S1227-16BQ	580.03	13.351	1498.02	11.32	6.3242	3162.46
	PD93-21C-TR8	566.78	12.888	1551.83	11.31	6.187	3232.58
	PDB-C134	559.42	12.889	1551.71	11.33	6.1866	3232.79
AD823A Triple (Vout=40mV)	S1227-1010BQ	-	-	-	11.28	41.207	970.71
	S1227-16BQ	594.38	20.746	1928.08	11.27	9.4713	4223.29
	PD93-21C-TR8	564.37	18.305	2185.2	11.29	8.9086	4490.04
	PDB-C134	564.29	18.318	2183.64	11.32	8.9076	4490.55
LTC6269 Single (Vout=20mV)	S1227-1010BQ	572.81	173.06	115.57	11.33	53.287	375.33
	S1227-16BQ	567.28	17.607	1135.91	11.32	8.3828	2385.84
	PD93-21C-TR8	566.89	13.232	1511.49	11.33	6.8922	2901.83
	PDB-C134	566.92	13.226	1512.17	11.33	6.8867	2904.15
LTC6269 Triple (Vout=40mV)	S1227-1010BQ	559.86	488.16	81.94	11.31	147.47	271.24
	S1227-16BQ	565.63	38.182	1047.61	11.32	16.504	2423.65
	PD93-21C-TR8	565.9	19.755	2024.8	11.31	11.612	3444.71
	PDB-C134	565.91	19.744	2025.93	11.32	11.599	3448.57
LTC6087 Single (Vout=20mV)	S1227-1010BQ	1052.006	44.532	449.12	11.34	14.119	1416.53
	S1227-16BQ	581.21	13.598	1470.8	11.33	6.3451	3152.04
	PD93-21C-TR8	567.48	13.284	1505.57	11.33	6.2398	3205.23
	PDB-C134	567.48	13.283	1505.68	11.34	6.2393	3205.49
LTC6087 Triple (Vout=40mV)	S1227-1010BQ	-	-	-	11.34	36.365	1099.96
	S1227-16BQ	615.63	20.528	1948.56	11.33	9.4095	4251.02
	PD93-21C-TR8	567.28	18.859	2121	11.33	8.9763	4456.18
	PDB-C134	567.87	18.866	2120.22	11.33	8.9916	4448.6

Αξίζει να σημειωθεί ότι αν περιοριστεί η ενίσχυση και μειωθούν τα  $dB$  των κυκλωμάτων τριών τελεστικών στο μισό τότε τα δεδομένα του θορύβου και των πυκνωτών αλλάζουν.

Πίνακας 13 Φωτοдиодος S1227-1010BQ σε πολλαπλές συνδέσεις

Opamp Circuit Design	Cf(pF)	$f_{0.99}$ (Hz)	$V_{noise,RMS}$ ( $\mu V$ )	SNR
ADA-4610 Triple (Vout=20mV)	10	238.03	28.529	701.04
ADA-4610 Triple (Vout=40mV)	10	114.03	50.442	792.99
ADA-4610 Single (Vout=20mV)	10	112.68	20.771	962.88
ADA-4610 Triple (Vout=20mV)	20	112.2	26.654	750

Συγκεκριμένα, παρατηρείται διπλάσιο εύρος όταν μειώνεται το κέρδος στο μισό για την τριπλή συνδεσμολογία ενώ για να επιτευχθεί και πάλι παρόμοια συχνότητα  $f_{0.99}$  χρειάζεται μεγαλύτερος πυκνωτής.

Η μείωση του κέρδους μπορεί να προκάλεσει μικρότερη τιμή  $RMS$  στον θόρυβο σχεδόν κατά το μισό όπως θα ήταν αναμενόμενο αλλά ταυτόχρονα μείωσε το  $SNR$  της διάταξης από τα 792.99 στα 750 που ορίζει πιο θορυβώδες σήμα εξόδου. Κατά συνέπεια, επιλέχθηκε σε όλες τις προηγούμενες μετρήσεις να χρησιμοποιηθεί η τιμή τάσης εξόδου  $40mV$  στις διατάξεις τριών τελεστικών.

## Μέρος IV

# Συμπεράσματα και προτάσεις για μελλοντική εργασία

## 14 Συμπεράσματα

Στην παρούσα Διπλωματική Εργασία προτάθηκαν δύο συνδεσμολογίες ενισχυτή φωτοδιόδου χαμηλού θορύβου με την επικείμενη σύγκρισή τους. Η υλοποίηση των τοπολογιών έγινε με την χρήση ενός ή αντίστοιχα τριών τελεστικών ενισχυτών οι οποίοι λειτουργούν με τροφοδοσίες 15 V και -15 V σε συνδυασμό με φίλτρα  $RC$  για την ταυτόχρονη μείωση του θορύβου. Βασικό συμπέρασμα είναι ότι η συνδεσμολογία των τριών *opamp* :

- Παρέχει καλύτερη ενίσχυση, λόγω των πολλαπλών σταδίων του.
- Παρουσιάζει, κατα βάση, μικρότερο εύρος ζώνης. Με σταθερό κέρδος όταν αποκόπτονται τα άκρα αλλιώς το κέρδος μειώνεται με πολύ γρήγορους ρυθμούς.
- Είναι πιο ακριβή για κατασκευή και συγκεκριμένα με τριπλάσιο κόστος.
- Είναι πιο ογκώδης η υλοποίηση της σε πλακέτα.
- Είναι πιο ευαίσθητα στον θόρυβο καθώς τον πολλαπλασιάζουν.

Ωστόσο η συνδεσμολογία με την χρήση ενός τελεστικού ενισχυτή :

- Δίνει πιο σταθερή ενίσχυση σε μεγάλο φάσμα συχνοτήτων διότι τα διαγράμματα *Bode* έχουν σταθερά πλατό ενίσχυσης.
- Είναι φθηνότερη κατασκευαστικά αφού εμπεριέχει το 1/3 των εξαρτημάτων.
- Καταναλώνει ελάχιστο χώρο σε κατασκευή πολύπλοκων πλακετών.
- Παρουσιάζουν μεγαλύτερη αντίσταση στον θόρυβο.

Επίσης αξίζει να σημειωθεί ότι ακόμα και τα υλικά που μειονεκτούν συγκριτικά παράγουν επιθυμητά αποτελέσματα και εξακολουθούν να λειτουργούν επιτυχώς και να ενισχύουν το σήμα της φωτοδιόδου εξαλείφοντας τον θόρυβο χωρίς προβλήματα αρκεί να γίνει χρήση κατάλληλων αντιστάσεων ανάδρασης, εισόδου καθώς και των επικείμενων πυκνωτών αντιστάθμισης.

## 15 Προτάσεις για μελλοντική εργασία

- Κατασκευή του συστήματος σε ολοκληρωμένη μορφή για συνδεσμολογία τριών ενισχυτών με χρήση των βέλτιστων εξαρτημάτων.
- Προσομοίωση και ψηφιακή ανάλυση περισσότερων συνδυασμών φωτοδιόδων και *opamps*.
- Υλοποίηση του συστήματος ενίσχυσης με επιπρόσθετες συνδεσμολογίες.
- Συγκριτική μελέτη επιπλέον υλοποιήσεων
- Ανάλυση αποκρίσεων συγκεκριμένων φασμάτων φωτός.
- Ενσωμάτωση του συστήματος του ενισχυτή σε άλλα περίπλοκα συστήματα για επεξεργασία των παρεχόμενων πληροφοριών σημάτων.

## Βιβλιογραφία

- [1] A. Oppenheim, A. Willsky, S. Nawab, w. Hamid, and I. Young, *Signals & Systems*, ser. Prentice-Hall signal processing series. Prentice Hall, 1997, ISBN: 9780138147570. [Online]. Available: <https://books.google.com/books?id=LwQqAQAAMAAJ>.
- [2] C. Motchenbacher, *Low-noise electronic system design*. Wiley Interscience, 1993, ISBN: 0471577421.
- [3] Wikipedia. (). «Operational amplifier», [Online]. Available: [https://en.wikipedia.org/wiki/Operational\\_amplifier](https://en.wikipedia.org/wiki/Operational_amplifier).
- [4] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, fifth. Oxford University Press, 2004.
- [5] Η. Κουκούτσης, Κ. Παπαδουσσεύς, Α. Μαματσής, and Φωτόπουλος, *Εισαγωγή στην Χρήση των Τελεστικών Ενισχυτών*.
- [6] teamwavelength. (). «PHOTODIODE BASICS», [Online]. Available: <https://www.teamwavelength.com/photodiode-basics/>.
- [7] N. SCIENCE. (). «Visible Light», [Online]. Available: [https://science.nasa.gov/ems/09\\_visiblelight](https://science.nasa.gov/ems/09_visiblelight).
- [8] livescience. (). «What is visible light?», [Online]. Available: <https://www.livescience.com/50678-visible-light.html>.
- [9] ONCE-signify. (). «The visible light spectrum», [Online]. Available: <https://www.once.lighting/visible-light-spectrum/>.
- [10] RPphotonics. (). «Photodiodes», [Online]. Available: <https://www.rp-photonics.com/photodiodes.html>.
- [11] H. Häberlin, *Photovoltaics: System Design and Practice*. John Wiley and Sons, 2012, ISBN: 9781119978381.
- [12] X. P. Shaobo Zhang Chunxi Zhang and N. Song, «High-performance fully differential photodiode amplifier for miniature fiber-optic gyroscopes», *Optics Express*, vol. 27, no. 3, 2019.
- [13] I. Zverev Anatol, *Handbook of Filter Synthesis*. John Wiley and Sons, 1969, ISBN: 0471986801.
- [14] S. P.Wright K.B.Ozanyan and H.McCann, *Design of high-performance photodiode receivers for optical tomography*. IEEE Sens.J.10, 2005.
- [15] C. L. Alley, *Electronic engineering*. 1973, ISBN: 0471024503.
- [16] H. Photonics, «Si APD-Short wavelength type APD, for 600 nm band», 2013.
- [17] —, «Si photodiodes-For UV to visible, precision photometry, suppressed IR sensitivity», 2015.
- [18] —, «Si photodiodes with preamp-Photodiode and preamp integrated with feedback resistance and capacitance», 2021.
- [19] LinearTechnology. (). «LT1028,LT1128-Ultralow Noise Precision High Speed Op Amps», [Online]. Available: [www.linear.com/LT1028](http://www.linear.com/LT1028).

- 
- [20] —, (). «LT1792-Low Noise, Precision, JFET Input Op Amp», [Online]. Available: [www.linear.com/LT1792](http://www.linear.com/LT1792).
- [21] —, (). «LT6018- 33V, Ultralow Noise, Precision Op Amp», [Online]. Available: [www.linear.com/LT6018](http://www.linear.com/LT6018).
- [22] —, (). «LTC6244 Dual 50MHz, Low Noise, Rail-to-Rail, CMOS Op Amp», [Online]. Available: [www.linear.com/LTC6244](http://www.linear.com/LTC6244).
- [23] AnalogDevices. (). «Low-Bias-Current,High-Stability JFET Operational Amplifier OP-41», [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/products/op41.html#product-documentation>.
- [24] —, (). «Ultralow Distortion, Ultralow Noise Op Amp AD797», [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/products/ad797.html#product-overview>.
- [25] —, (). «36 V, 18 MHz, Low Noise, Fast Settling Single Supply, RRO, JFET Op Amp ADA4625-1/ADA4625-2», [Online]. Available: <https://www.analog.com/en/products/ada4625-1.html>.
- [26] —, (). «LTC2058,36V, Low Noise Zero-Drift Operational Amplifier», [Online]. Available: <https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/LTC2058.pdf>.
- [27] T. Instruments, «OPA1656 Ultra-Low-Noise, Low-Distortion, FET-Input, Burr-Brown TM Audio Operational Amplifier», *SBOS901A*, 2019.
- [28] BurrBrown-TexasInstruments. (). «OPA 124 Low Noise Precision Difet OPERATIONAL AMPLIFIER», [Online]. Available: <https://datasheetspdf.com/pdf/475533/Burr-Brown/OPA124/1>.
- [29] L. O. L. Components. (). «Red Enhanced High Performance Silicon Photodiode», [Online]. Available: [https://www.lasercomponents.com/de/?embedded=1&file=fileadmin/user\\_upload/home/Datasheets/luna/si-pin/red-enhanced-hp/sd076-14-21-011.pdf&no\\_cache=1](https://www.lasercomponents.com/de/?embedded=1&file=fileadmin/user_upload/home/Datasheets/luna/si-pin/red-enhanced-hp/sd076-14-21-011.pdf&no_cache=1).