



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών  
Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής και Συστημάτων Πληροφορικής  
Εργαστήριο Σχεδίασης Μικροηλεκτρονικών Κυκλωμάτων

Σχεδίαση Αναλογικού Χαμηλοπερατού Φίλτρου Συνεχούς  
Χρόνου 2ης τάξης με Συχνότητα Αποκοπής 900MHz και  
ripple 0.5dB με Χρήση Διαγωγών σε Τεχνολογία  
CMOS 90nm

Διπλωματική Εργασία

της

Καμπέρη Αργυρώς

Επιβλέπων: Παύλος Π. Σωτηριάδης

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούνιος 2024





Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών  
Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής και Συστημάτων Πληροφορικής  
Εργαστήριο Σχεδίασης Μικροηλεκτρονικών Κυκλωμάτων

Σχεδίαση Αναλογικού Χαμηλοπερατού Φίλτρου Συνεχούς  
Χρόνου 2ης τάξης με Συχνότητα Αποκοπής 900MHz και  
ripple 0.5dB με Χρήση Διαγωγών σε Τεχνολογία  
CMOS 90nm

Διπλωματική Εργασία

της

Καμπέρη Αργυρώς

Επιβλέπων: Παύλος Π. Σωτηριάδης

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 26/06/2024.

.....  
Παύλος Π. Σωτηριάδης

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Αθανάσιος Δ. Παναγόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Ευάγγελος Χριστοφόρου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούνιος 2024

.....  
Καμπέρη Αργυρώ  
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός  
και Μηχανικός Υπολογιστών, Ε.Μ.Π.

Copyright © Καμπέρη Αργυρώ, 2024.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## Περίληψη

Στην παρούσα εργασία σχεδιάζεται ένα αναλογικό χαμηλοπερατό (LPF) Gm-C programmable φίλτρο συνεχούς χρόνου 2ης τάξης με συχνότητα αποκοπής 900MHz με χρήση διαγωγών. Η σχεδίαση γίνεται σε τεχνολογία TSMC 90nm CMOS, χρησιμοποιώντας το λογισμικό Cadence IC Suite. Πιο συγκεκριμένα, αρχικά αναλύεται το απαραίτητο θεωρητικό υπόβαθρο για τους ενισχυτές διαγωγιμότητας και τα φίλτρα, εφαρμογές αυτών, καθώς και η χρησιμότητα των μακρομοντέλων. Επίσης, δίνεται ένα παράδειγμα μακρομοντέλου που μοντελοποιεί έναν ιδανικό διαγωγό. Επιπλέον, γίνεται αναφορά στο βασικό υπόβαθρο γενικών εννοιών όπως οι μονάδες, η γραμμικότητα και η ανάδραση, και η χρησιμότητα των πλήρως διαφορικών τοπολογιών. Στη συνέχεια, με τη χρήση του μακρομοντέλου, διερευνούνται διαφορετικές τοπολογίες πρωτοτάξιων και δευτεροτάξιων φίλτρων καθώς και υπολογίζονται οι κατάλληλες τιμές σχεδιαστικών παραμέτρων για την υλοποίηση του επιθυμητού φίλτρου. Κατόπιν, αναλύεται η αρχιτεκτονική που επιλέχθηκε για τον διαγωγό και το φίλτρο συνολικά, όπως και οι μεθοδολογίες και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για αυτό. Τέλος, το φίλτρο αποτυπώνεται σε φυσικό σχέδιο (layout), όπου με τις κατάλληλες προσομοιώσεις (post-layout), εξάγονται τα τελικά αποτελέσματα για τη λειτουργία του φίλτρου.

Λέξεις-Κλειδιά: Gm-C Φίλτρο, lowpass, LPF, δεύτερης τάξης, 900MHz, ripple, μακρομοντέλο, διαγωγός, Common Mode Feedback, Source Degeneration, CMOS 90nm

## Abstract

In the present work, a second-order analog low-pass (LPF) Gm-C programmable continuous-time filter with a cutoff frequency of 900MHz is designed using transconductors. The design is implemented in TSMC 90nm CMOS technology using the Cadence IC Suite software. Specifically, the necessary theoretical background for transconductance amplifiers and filters is initially analyzed, including their applications and the usefulness of macromodels. An example of a macromodel that models an ideal transconductor is also provided. Furthermore, basic background concepts such as units, linearity and feedback, as well as the usefulness of fully differential topologies are discussed. Subsequently, using the macromodel, different topologies of first-order and second-order filters are investigated and the appropriate design parameter values for the implementation of the desired filter are calculated. Following this, the architecture chosen for the transconductor and the overall filter is analyzed, along with the methodologies and results of the simulations conducted. Finally, the filter's layout is presented and with the appropriate post-layout simulations, the final results for the filter's operation are extracted.

Key words: Gm-C Filter, lowpass, LPF, biquad, 900MHz, ripple, macromodel, transconductor, Common Mode Feedback, Source Degeneration, CMOS 90nm

## Ευχαριστίες

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή μου κ. Π. Π. Σωτηριάδη, που με τις διαλέξεις του μου ενέπνευσε την αγάπη για το αντικείμενο κι έτσι αποφάσισα να μπω στο συγκεκριμένο χώρο. Επιπλέον, για τις προτάσεις και τις συμβουλές του, όπως και τη μεγάλη ευκαιρία που μου προσέφερε να συνεργαστώ με την εταιρία Broadcom Inc.. Επίσης ευχαριστώ από καρδιάς τον κ. Σπύρο Καββαδία που ήταν εκεί για μένα σε όλη τη διάρκεια εκπόνησης αυτής της διπλωματικής εργασίας. Αγόγγυστα και προσφέροντας αφειδώς τον χρόνο του, με βοήθησε ουσιαστικά σε όλες τις δυσκολίες που συνάντησα στην πορεία, είτε εξηγώντας μου ό,τι δεν είχα καταλάβει, είτε παρέχοντάς μου βιβλιογραφία και εργαλεία για να προχωρήσω. Πάντα με ευγένεια και χιούμορ ήταν παρών για να συμβουλέψει και να ελέγξει σε όλες τις φάσεις μέχρι την ολοκλήρωση. Αυτή η διπλωματική δεν θα ήταν ίδια χωρίς την βοήθειά του.





# Περιεχόμενα

<b>1</b>	<b>Θεωρητικό Υπόβαθρο</b>	<b>14</b>
1.1	Ενισχυτές Διαγωγιμότητας	14
1.2	Μακρομοντέλα	15
1.2.1	Ορισμός και Χρησιμότητα	15
1.2.2	Μακρομοντέλο Διαγωγού	16
1.3	Φίλτρα	16
1.3.1	Εφαρμογές	16
1.3.2	Το φάσμα των 900MHz	17
1.3.3	Είδη Φίλτρων	17
1.3.4	Φίλτρα Πρώτης και Δεύτερης Τάξης	18
1.3.5	Φίλτρα Gm-C	19
1.4	Μονάδες στη σχεδίαση RF	21
1.5	Μη γραμμικότητα	21
1.5.1	Αρμονική Παραμόρφωση	21
1.5.2	Gain Compression	22
1.5.3	Ενδοδιαμόρφωση	23
1.5.4	Third Intercept Point (IP3)	24
1.6	Πλήρως Διαφορικά Κυκλώματα	26
<b>2</b>	<b>Σύγκριση Συμπεριφοράς Ιδανικού και Πραγματικού Διαγωγού με Χρήση Μακρομοντέλου</b>	<b>28</b>
2.1	Διερεύνηση Εύρους Ζώνης	29
2.2	Συστήματα Πρώτης Τάξης	29
2.2.1	Ολοκληρωτής	29
2.2.2	Πρωτοτάξιο Χαμηλοπερατό Φίλτρο με συχνότητα αποκοπής 281MHz	30
2.3	Συστήματα Δεύτερης Τάξης	32
2.3.1	Δευτεροτάξιο Χαμηλοπερατό Φίλτρο με δυο διαγωγούς και συχνότητα αποκοπής 281MHz	32
2.3.2	Δευτεροτάξιο Χαμηλοπερατό Φίλτρο με τέσσερις διαγωγούς και συχνότητα αποκοπής 281MHz	33
2.4	Φίλτρο συνεχούς χρόνου 2ης τάξης με συχνότητα αποκοπής 900MHz και ripple 0.5dB	35
2.4.1	Πραγματική υλοποίηση φίλτρου	35
2.4.2	Υπολογισμός σχεδιαστικών παραμέτρων	36
2.5	Common Mode Feedback	39
2.5.1	Ορισμός	39
2.5.2	Υλοποίηση με χρήση μακρομοντέλου	39
2.6	Intrinsic Frequency Response	40

<b>3</b>	<b>Σχεδίαση πραγματικού Gm Cell</b>	<b>44</b>
3.1	Σχεδίαση πραγματικού OTA . . . . .	44
3.2	Αρχιτεκτονική διαγωγού και κυκλώματος CMFB . . . . .	48
3.3	DC ανάλυση . . . . .	49
3.4	AC ανάλυση . . . . .	50
3.5	Stability ανάλυση κυκλώματος CMFB . . . . .	51
<b>4</b>	<b>Σχεδίαση Φίλτρου</b>	<b>53</b>
4.1	AC ανάλυση . . . . .	53
4.2	Ανάλυση Corners . . . . .	54
4.2.1	AC απόκριση . . . . .	55
4.2.2	Tuning AC απόκρισης . . . . .	59
4.2.3	Γραμμικότητα . . . . .	65
4.3	Output Noise . . . . .	69
<b>5</b>	<b>Layout &amp; Post-Layout Simulations</b>	<b>71</b>
5.1	Φυσικό Σχέδιο (Layout) του Φίλτρου. . . . .	71
5.1.1	CMFB Circuit Layout . . . . .	72
5.1.2	OTA Layout . . . . .	74
5.1.3	Filter Layout . . . . .	76
5.2	Post-Layout Simulations . . . . .	77
5.2.1	Ανάλυση AC . . . . .	77
5.2.2	Ανάλυση transient - Startup . . . . .	78
5.3	Σύνοψη μεγεθών - αποτελεσμάτων . . . . .	81
<b>6</b>	<b>Συμπεράσματα &amp; Μελλοντική Δουλειά</b>	<b>82</b>

## Κατάλογος Σχημάτων

1	OTA. (a) Σύμβολο. (b) Ισοδύναμο κύκλωμα του ιδανικού OTA. . . . .	15
2	Μακρομοντέλο OTA. . . . .	16
3	Block Diagram Transceiver: RX (αριστερά) και TX (δεξιά). . . . .	17
4	Block διάγραμμα γενικού πρωτοτάξιου φίλτρου συνεχούς χρόνου. . . . .	19
5	Block διάγραμμα γενικού δευτεροτάξιου φίλτρου συνεχούς χρόνου. . . . .	19
6	Single ended output. . . . .	20
7	Differential (balanced) output. . . . .	20
8	Αρμονικές σε σύστημα στενού εύρους ζώνης. . . . .	22
9	(a) Expansive, (b) Compressive characteristics. . . . .	22
10	1-dB compression point. . . . .	23
11	Παραγωγή γινομένων ενδοδιαμόρφωσης (In-Band αριστερά, Out-Of-Band δεξιά). . . . .	24
12	IP3 (για τάσεις). . . . .	25
13	Γενικό παράδειγμα καμπυλών IPn. . . . .	25
14	$I_{out} - V_{in}$ του OTA. . . . .	28
15	Εύρος ζώνης πραγματικού και ιδανικού OTA. . . . .	29
16	Τάση εξόδου πραγματικού και ιδανικού ολοκληρωτή ως προς τη συχνότητα. . . . .	30
17	Διάγραμμα φίλτρου Gm-C πρώτης τάξης. . . . .	31
18	Εύρος ζώνης πραγματικού και ιδανικού φίλτρου 1ης τάξης. . . . .	31
19	Διάγραμμα φίλτρου Gm-C δεύτερης τάξης με 2 διαγωγούς. . . . .	32
20	Εύρος ζώνης πραγματικού και ιδανικού φίλτρου 2ης τάξης με 2 διαγωγούς. . . . .	32
21	Διάγραμμα φίλτρου Gm-C δεύτερης τάξης με 4 διαγωγούς (single ended). . . . .	33
22	Διάγραμμα φίλτρου Gm-C δεύτερης τάξης με 4 διαγωγούς (balanced). . . . .	33
23	Εύρος ζώνης πραγματικού και ιδανικού φίλτρου 2ης τάξης με 4 διαγωγούς. . . . .	34
24	Εύρος ζώνης δύο πραγματικών και ιδανικού φίλτρου 2ης τάξης με 4 διαγωγούς. . . . .	35
25	Σχεδίαση φίλτρου στο λογισμικό FilterCAD. . . . .	36
26	$f_{-3dB}$ και ripple ως προς το εύρος ζώνης του $Gm$ . . . . .	37
27	Απόκριση συχνότητας single ended Gm-C biquad με 4 διαγωγούς. . . . .	38
28	Απόκριση συχνότητας balanced Gm-C biquad με 4 διαγωγούς. . . . .	38
29	Γενική τοπολογία κυκλώματος common-mode feedback. . . . .	39
30	Υλοποίηση common-mode feedback με μακρομοντέλο. . . . .	40
31	Απλό κύκλωμα για εύρεση της $f_T$ . . . . .	41
32	Ισοδύναμο μικρού σήματος για εύρεση της $f_T$ . . . . .	41
33	Διάγραμμα $f_T$ προς το ρεύμα. . . . .	42
34	Διάγραμμα $f_T$ προς την πυκνότητα ρεύματος. . . . .	43
35	Τεχνικές γραμμικοποίησης με χρήση source degeneration. . . . .	44
36	Τοπολογίες active source degeneration a,b: transistors πολωμένα σε γραμμική περιοχή. c: transistors πολωμένα σε κορεσμό. . . . .	46
37	Αριστερά: διαγωγός με κλασσικό διαφορικό ζεύγος. Δεξιά: διαγωγός με source degeneration υλοποιούμενο με MOS transistors. . . . .	47

38	Διαγωγός (αριστερά) και κύκλωμα CMFB (δεξιά).	49
39	Διάγραμμα ρεύματος εξόδου προς την διαφορική τάση εισόδου.	50
40	Διάγραμμα εύρους ζώνης OTA.	51
41	Phase margin κυκλώματος CMFB.	52
42	Gm Cell.	53
43	AC απόκριση φίλτρου.	54
44	Corners setup.	55
45	Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Typical.	55
46	Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Fast-Fast.	56
47	Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Slow-Slow.	56
48	Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Fast-Slow.	57
49	Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Slow-Fast.	57
50	Συχνότητα $f_{-3dB}$ φίλτρου για όλα τα PVT corners.	58
51	Ripple φίλτρου για όλα τα PVT corners.	58
52	DC Gain φίλτρου για όλα τα PVT corners.	59
53	Tuning του φίλτρου.	60
54	Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Typical.	61
55	Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Fast-Fast.	61
56	Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Slow-Slow.	62
57	Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Fast-Slow.	62
58	Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Slow-Fast.	63
59	Συχνότητα $f_{-3dB}$ φίλτρου για όλα τα PVT corners.	63
60	Ripple φίλτρου για όλα τα PVT corners.	64
61	DC Gain φίλτρου για όλα τα PVT corners.	64
62	In Band IP3 για όλα τα PVT corners.	65
63	In Band IP3 για όλα τα PVT corners με σταθερό bandwidth.	66
64	Out Of Band IP3 για όλα τα PVT corners.	66
65	1dB Compression Point για τόνο 10MHz και όλα τα PVT corners.	67
66	1dB Compression Point για τόνο 100MHz και όλα τα PVT corners.	68
67	1dB Compression Point για τόνο 500MHz και όλα τα PVT corners.	68
68	1dB Compression Point για τόνο 800MHz και όλα τα PVT corners.	69
69	Θόρυβος εξόδου φίλτρου.	70
70	Metal stack.	71
71	Layout CMFB κυκλώματος.	73
72	OTA Layout.	75
73	Filter Layout.	76
74	AC απόκριση φίλτρου: σχηματικό(κόκκινο), extracted(κίτρινο), extracted - post calibration(πράσινο).	78
75	Startup φίλτρου. Αριστερά: σχηματικό. Δεξιά: extracted (pre-calibration).	79
76	Startup φίλτρου. Extracted (post-calibration).	80

## Κατάλογος Πινάκων

1	Βασικά χαρακτηριστικά OTA με διαφορικό ζεύγος. . . . .	45
2	Ιδιότητες διαγωγών που χρησιμοποιούν source degeneration. . . . .	47
3	Διαστάσεις των transistors. . . . .	50
4	Μελέτη συχνότητας αποκοπής 3 corners πριν και μετά το calibration. . . . .	60
5	Περίληψη βασικών χαρακτηριστικών του φίλτρου. . . . .	81

# 1 Θεωρητικό Υπόβαθρο

## 1.1 Ενισχυτές Διαγωγιμότητας

Ο συμβατικός τελεστικός ενισχυτής (op-amp) χρησιμοποιείται στην πλειοψηφία των περιπτώσεων ως το βασικό στοιχείο για ενεργά φίλτρα. Για λόγους απλότητας, συνήθως γίνεται η υπόθεση ότι ο op-amp είναι ιδανικός ( $A_v = \infty, R_{in} = \infty, R_o = 0$ ) και χρησιμοποιείται κατά κόρον ανατροφοδότηση για να καθίσταται το κέρδος του φίλτρου πρακτικά ανεξάρτητο από το κέρδος του op-amp. Έχουν αναπτυχθεί πολλές δομές φίλτρων ακολουθώντας αυτήν την προσέγγιση. Ωστόσο, έχει γίνει εμφανές ότι οι περιορισμοί του τελεστικού ενισχυτή εμποδίζουν τη χρήση αυτών των φίλτρων σε υψηλές συχνότητες, οπότε οι προσπάθειες να χρησιμοποιηθούν τα φίλτρα αυτά έχουν αποτύχει, με εξαίρεση λίγες απλές εφαρμογές. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι το εύρος ζώνης του τελεστικού ενισχυτή πρέπει να είναι πολύ μεγαλύτερο από τη συχνότητα αποκοπής του χαμηλοπερατού φίλτρου [6]. Επομένως, ένα φίλτρο με εύρος ζώνης στην τάξη των  $GHz$  θα απαιτούσε τελεστικούς ενισχυτές με εύρος ζώνης της τάξης των δεκάδων  $GHz$  [8], [21].

Η άμεση παθητική υλοποίηση του φίλτρου μειονεκτεί λόγω μεγάλης επιφάνειας, περιορισμένης ή πλήρους αδυναμίας tuning και αναξιόπιστων μοντέλων προσομοίωσης. Οι υλοποιήσεις φίλτρων με switched capacitors είναι δημοφιλείς λόγω της εξαιρετικής ευχρηστίας, αλλά ο θόρυβος μεταγωγής και η αναγκαιότητα του ρολογιού υποβαθμίζουν σημαντικά την απόδοση του φίλτρου σε πολύ υψηλές συχνότητες [21]. Επίσης, το τελευταίο δημιουργεί επιπλέον προβλήματα στο chip (το 'διαφθείρει'). Επομένως, κρίνεται απαραίτητη η χρήση ενός διαφορετικού building block για ένα υψηλής συχνότητας φίλτρο.

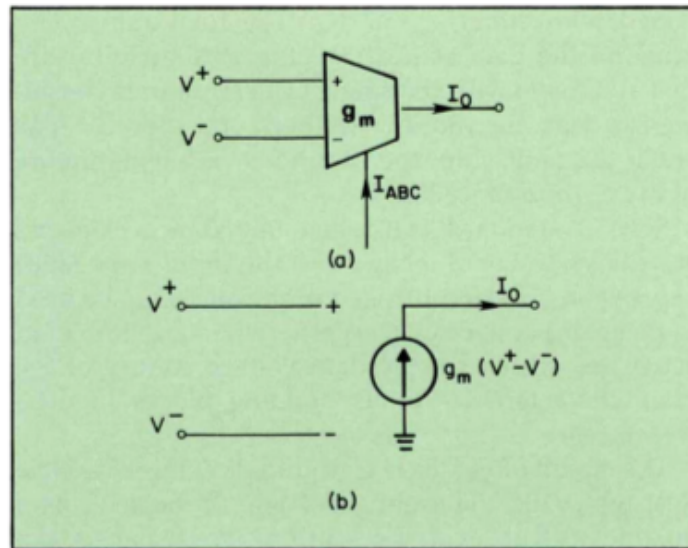
Δεδομένου ότι το BJT και το MOSFET είναι εγγενώς ενισχυτές ρεύματος και διαγωγιμότητας αντίστοιχα, ανακύπτει το ερώτημα αν μπορούν να προκύψουν βελτιώσεις στα χαρακτηριστικά, την απόδοση ή την ευελιξία ενός φίλτρου που χρησιμοποιεί έναν από τους άλλους βασικούς τύπους ενισχυτών (διαγωγιμότητας, ρεύματος ή διαντίστασης) αντί για έναν ενισχυτή τάσης (ή πιο συγκεκριμένα τον τελεστικό ενισχυτή) ως το βασικό ενεργό του στοιχείο. Στην παρούσα εργασία συζητούνται βασικές δομές πρώτης και δεύτερης τάξης χρησιμοποιώντας ενισχυτές διαγωγιμότητας (OTA). [8]

Ο OTA είναι πρακτικά μια πηγή ρεύματος ελεγχόμενη από τάση. Η βασική ιδέα είναι ότι λαμβάνει στην είσοδό του μια τάση και την μετατρέπει σε ρεύμα στην έξοδό του, χρησιμοποιώντας ιδανικά ένα γραμμικό μετασχηματισμό. Κάποια από τα βασικά του προτερήματα είναι η γρήγορη ταχύτητά του σε σύγκριση με τους συμβατικούς τελεστικούς ενισχυτές με χαμηλή αντίσταση εξόδου, όπως και η προγραμματισιμότητα της διαγωγιμότητάς του βάσει της πόλωσης. [6] Το κέρδος διαγωγιμότητας  $gm$ , συγκεκριμένα, μπορεί να ποικίλει κατά πολύ με τη μεταβολή ενός εξωτερικού συνεχούς ρεύματος πόλωσης. Ο κύριος περιορισμός των υπαρχόντων OTAs είναι η περιορισμένη διακύμανση τάσης διαφορικής εισόδου που εξασφαλίζει τη διατήρηση της γραμμικότητας. Ιδιαίτερα όσο οι διαστάσεις των CMOS τεχνολογιών μειώνονται, αντιστοίχως μειώνονται και η τάση τροφοδοσίας, το δυναμικό εύρος, το εύρος ζώνης και η κατανάλωση ισχύος, υπό συγκεκριμένη γραμμικότητα [8], [22].

Είναι, λοιπόν, εμφανές ότι αυτές οι δομές προσφέρουν βελτιώσεις ως προς την προγραμματισιμότητα σε σύγκριση με τις δομές που βασίζονται σε op-amps, αλλά επιπλέον προσφέρουν

βελτιώσεις και ως προς την απλότητα του σχεδιασμού. Συγκεκριμένα, καθιστούν δυνατή τη σχεδίαση με μειωμένο αριθμό στοιχείων, π.χ. φίλτρα δεύτερης τάξης μπορούν να κατασκευαστούν με μόλις δύο OTAs και δύο πυκνωτές. Επίσης, πολλές από τις βασικές δομές που στηρίζονται σε OTAs χρησιμοποιούν μόνο OTAs και πυκνωτές, οπότε είναι κατάλληλες για ολοκλήρωση.

Συνοψίζοντας, τα κύρια χαρακτηριστικά ενός πραγματικού OTA περιλαμβάνουν το περιορισμένο εύρος γραμμικής τάσης εισόδου, το πεπερασμένο εύρος ζώνης, τον πεπερασμένο σηματοθορυβικό λόγο (SNR) και την πεπερασμένη αντίσταση εξόδου. Το SNR, μεταξύ άλλων παραγόντων, εξαρτάται από την αρχιτεκτονική του OTA. Η αντίσταση εξόδου μπορεί να αυξηθεί χρησιμοποιώντας δομές cascode εις βάρος του εύρους της τάσης εξόδου. [6]



Σχήμα 1: OTA. (a) Σύμβολο. (b) Ισοδύναμο κύκλωμα του ιδανικού OTA.

Το σύμβολο που χρησιμοποιείται για τον OTA όπως και το ισοδύναμο μικρού σήματος φαίνονται στο Σχήμα 1. Το κέρδος διαγωγιμότητας  $g_m$  είναι ανάλογο του συνεχούς ρεύματος πόλωσης  $I_{ABC}$  σύμφωνα με τη σχέση  $g_m = h \cdot I_{ABC}$ , όπου ο συντελεστής  $h$  εξαρτάται από τη θερμοκρασία, την γεωμετρία και το process. Μεταβάλλοντας το ρεύμα πόλωσης, λοιπόν, ρυθμίζεται άμεσα η τιμή του κέρδους διαγωγιμότητας. Το ρεύμα εξόδου ορίζεται ως  $I_o = g_m(V^+ - V^-)$ . Όπως φαίνεται και στο σχήμα, οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου ιδανικά θεωρούνται άπειρες. [8]

## 1.2 Μακρομοντέλα

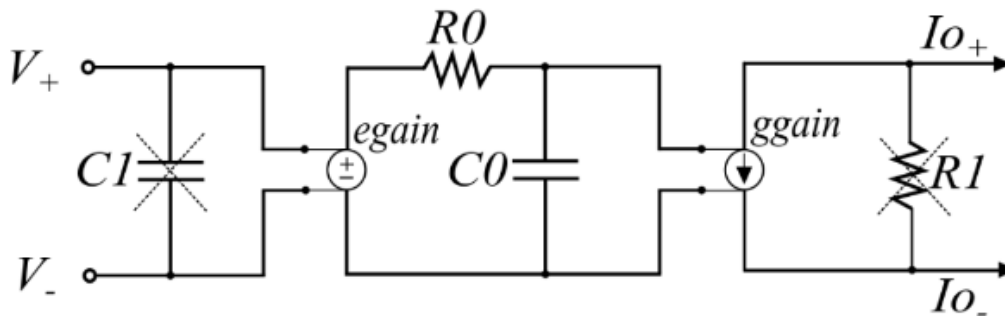
### 1.2.1 Ορισμός και Χρησιμότητα

Ένα μακρομοντέλο είναι ένα ισοδύναμο κύκλωμα που μοντελοποιεί ένα πραγματικό κύκλωμα με μικρότερο αριθμό στοιχείων, αποτελούμενο παραδείγματος χάρη από διόδους, ανεξάρτητες και εξαρτημένες πηγές, αντιστάσεις, πυκνωτές ή πηνία. Βασικός του στόχος είναι να μοντελοποιήσει το κύκλωμα ή μέρος αυτού με μειωμένη πολυπλοκότητα και υψηλό βαθμό αφαίρεσης, αποτυπώνοντας μόνο τα βασικότερα χαρακτηριστικά και αφαιρώντας τις λεπτομέρειες, ώστε να προσφέρει μεγαλύτερη κατανόηση της συνολικής συμπεριφοράς του κυκλώματος. Επιπλέον, σκοπός του

είναι να μειώνει το χρόνο προσομοίωσης, απαλλάσσοντας από πρόβλημα σύγκλισης. Τέλος, είναι σημαντικό βοήθημα και για την λήψη σχεδιαστικών αποφάσεων, καθώς δίνει τη δυνατότητα για μια γρήγορη διερεύνηση διαφορετικών σχεδιαστικών επιλογών για τη βελτιστοποίηση του κυκλώματος, καθώς και για ανάλυση που συμβιβάζει διάφορες παραμέτρους, όπως η γραμμικότητα, η ταχύτητα, η κατανάλωση ισχύος κλπ. Επομένως, τα μακρομοντέλα αποτελούν μια ενδιαμέση λύση ανάμεσα στην απλότητα και στην ακρίβεια.

### 1.2.2 Μακρομοντέλο Διαγωγού

Στο Σχήμα 2 φαίνεται ένα απλό μακρομοντέλο για τον OTA.



Σχήμα 2: Μακρομοντέλο OTA.

Τα  $C1$  και  $R1$  αναπαριστούν τις (σύνθετες) αντιστάσεις εισόδου και εξόδου. Στο συγκεκριμένο μοντέλο παραλείπονται, επειδή μοντελοποιεί όσο το δυνατόν καλύτερα τον ιδανικό OTA, στον οποίο αυτές είναι άπειρες. Τα  $C0$  και  $R0$  δημιουργούν έναν πόλο στο  $\omega_0 = \frac{1}{R0 \cdot C0}$ , οπότε το μακρομοντέλο παρουσιάζει απόκριση πλησιέστερη στην πραγματική χαμηλοπερατή του. Αποσυνδέοντάς τα, απομακρύνοντας, δηλαδή, τον πόλο, λαμβάνεται η ιδανική απόκριση με άπειρο Bandwidth (BW). Η παράμετρος  $ggain$  της εξαρτημένης πηγής ρεύματος έχει την τιμή του επιθυμητού  $gm$ , ενώ η παράμετρος  $egain$  της εξαρτημένης πηγής τάσης είναι μονάδα (buffer) [18].

## 1.3 Φίλτρα

### 1.3.1 Εφαρμογές

Στα συστήματα που διασυνδέονται με τον πραγματικό κόσμο, το επεξεργασμένο σήμα θα μετρηθεί με ανεπιθύμητο θόρυβο. Ένα φίλτρο χρησιμοποιείται συνήθως για να απαλλάξει το επιθυμητό σήμα από την ανεπιθύμητη συνιστώσα και να απορρίψει λοιπά άχρηστα στοιχεία ή, πιο συγκεκριμένα, άλλα κανάλια. Έτσι, τα φίλτρα είναι απαραίτητα για χρήση σε σήματα καθορισμένου εύρους ζώνης σε πολλές εφαρμογές. Μπορούν, για παράδειγμα, να χρησιμοποιηθούν για τον περιορισμό της ζώνης συχνοτήτων σημάτων σε συστήματα ενσύρματης και ασύρματης επικοινωνίας, ενώ αποτελούν ένα βασικό block της αλυσίδας ενός transceiver. Αυτά τα φίλτρα λειτουργούν σε συνεχή χρόνο επειδή τα συστήματα διασυνδέονται με τον πραγματικό αναλογικό κόσμο [22]. Τα αναλογικά φίλτρα είναι γενικά απαραίτητα σε πολλά συστήματα mixed-signal. Μπορούν να



χρησιμοποιηθούν για περιορισμό του aliasing, πριν τη δειγματοληψία σημάτων σε έναν μετατροπέα A/D ή μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την ανακατασκευή του σήματος μετά από έναν μετατροπέα D/A. Επίσης, στην έξοδο ενός μίκτη είναι απαραίτητο ένα φίλτρο που καταστέλλει τα σήματα παρεμβολής εκτός ζώνης. Γενικά, όταν σχεδιάζεται ένα φίλτρο, είναι απαραίτητο να λαμβάνεται υπόψη ολόκληρο το σύστημα στο οποίο το φίλτρο είναι ενσωματωμένο [9].



Σχήμα 3: Block Diagram Transceiver: RX (αριστερά) και TX (δεξιά).

### 1.3.2 Το φάσμα των 900MHz

Το φάσμα των 900MHz συμβιβάζει την καλή εμβέλεια με τον υψηλό ρυθμό μετάδοσης για ασύρματες συσκευές μεσαίας και μεγάλης εμβέλειας. Τα σήματα σε αυτό το εύρος συχνοτήτων είναι ικανά να διαδίδονται αποτελεσματικά σε μεγαλύτερες αποστάσεις και να διαπερνούν διάφορα υλικά και εμπόδια αξιόπιστα, ενώ είναι αρκετά ανθεκτικά σε παρεμβολές. Αυτό το καθιστά κατάλληλο για τη μετάδοση ασύρματων δεδομένων σε πληθώρα συνθηκών. Μερικά παραδείγματα περιλαμβάνουν τις ασύρματες επικοινωνίες, π.χ. το WiFi, δεδομένου ότι το συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων παρέχει μεγάλη κάλυψη απόστασης και μπορεί να διαπερνά κτήρια και εμπόδια εύκολα. Εκτός από αυτά, η συγκεκριμένη μπάντα αξιοποιείται και σε optical communications με βασική εφαρμογή τους line drivers, που ενισχύουν τα σήματα που τους διαρρέουν, ώστε να τα μεταδώσουν σε μεγάλες αποστάσεις διαμέσου των οπτικών ινών. Στις οπτικές επικοινωνίες, επίσης, οι μέσες συχνότητες (IF) χρησιμοποιούνται ως ενδιάμεσο βήμα, πριν την μετατροπή στις υψηλότερες των οπτικών επικοινωνιών.

### 1.3.3 Είδη Φίλτρων

Τα αναλογικά φίλτρα κατατάσσονται σε δύο επι μέρους κατηγορίες: τα παθητικά και τα ενεργά φίλτρα. Τα στοιχεία που χρησιμοποιούνται στην πρώτη υλοποίηση είναι παθητικά και περιλαμβάνουν αντιστάσεις, πυκνωτές, πηνία και μετασχηματιστές. Αντίθετα, τα στοιχεία που χρησιμοποιούνται στα φίλτρα της δεύτερης κατηγορίας είναι ενεργά. Τα ενεργά φίλτρα είναι τα πλέον δημοφιλή λόγω της δυνατότητας tuning που παρέχουν, αλλά και της μεγάλης επιφάνειας που απαιτούν τα παθητικά.

Μια επόμενη κατηγοριοποίηση των ενεργών φίλτρων τα κατατάσσει σε ενεργά-RC, Switched-Capacitor, ενεργά-LC και  $G_m - C$ . Τα δύο πρώτα είναι κατάλληλα μόνο για εφαρμογές χαμηλών-μέσων συχνοτήτων. Για τις υψηλότερες συχνότητες, καταλληλότερα θα ήταν τα LC φίλτρα, δεδομένου ότι οι τιμές των  $L$  και  $C$  θα ήταν μικρές, ωστόσο στην πράξη δεν αποτελούν μια καλή

επιλογή, διότι απαιτείται βελτίωση στο Quality Factor. Επομένως, η καταλληλότερη επιλογή είναι εκείνη των  $G_m - C$  φίλτρων, τα οποία μπορούν να λειτουργήσουν από τις χαμηλές μέχρι και τις υψηλές συχνότητες, καθιστώντας τα μια βολική επιλογή για πληθώρα εφαρμογών [11].

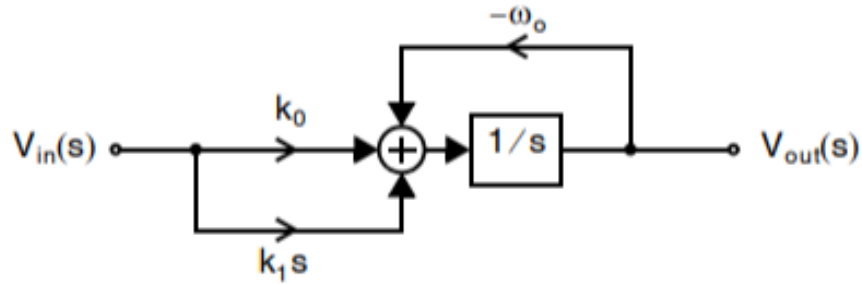
Τα ολοκληρωμένα αναλογικά φίλτρα μπορούν να υλοποιηθούν είτε σε διακριτό είτε σε συνεχή χρόνο. Η συγκεκριμένη εργασία επικεντρώνεται στα φίλτρα συνεχούς χρόνου, τα οποία λαμβάνουν σήματα με αναλογικά επίπεδα που παραμένουν συνεχή στον χρόνο. Επειδή δεν απαιτείται δειγματοληψία, τα φίλτρα συνεχούς χρόνου έχουν ένα σημαντικό πλεονέκτημα ως προς την ταχύτητα σε σχέση με τα αντίστοιχα διακριτού χρόνου. Επίσης, στα φίλτρα συνεχούς χρόνου δεν υπάρχει και ρολόι, όπως στην περίπτωση των τελευταίων, το οποίο διαφθείρει άλλα μέρη στο chip.

Ωστόσο, τα φίλτρα συνεχούς χρόνου έχουν και μερικές απαιτήσεις, μια από τις οποίες είναι η ανάγκη για κυκλώματα ρύθμισης (tuning circuitry/calibration engine). Η ρύθμιση αυτή απαιτείται επειδή οι συντελεστές των φίλτρων καθορίζονται από το γινόμενο δύο διαφορετικών στοιχείων, π.χ. τις τιμές της χωρητικότητας και της αντίστασης (ή της διαγωγιμότητας). Ωστόσο, η απόκριση του φίλτρου στη συχνότητα θα πρέπει σε κάθε περίπτωση να παραμένει σταθερή, ανεξάρτητα από μεταβολές στη διαδικασία κατασκευής, την τάση και τη θερμοκρασία (PVT variations). Ένα άλλο πρακτικό πρόβλημα που εμφανίζεται στα περισσότερα φίλτρα συνεχούς χρόνου είναι η σχετικά κακή γραμμικότητα και ο υψηλός θόρυβος. Σε αρκετές εφαρμογές υψηλής ταχύτητας, όμως, τα δύο τελευταία δεν δημιουργούν ιδιαίτερο πρόβλημα. Στα δε  $G_m - C$  φίλτρα, ένα άκομα σημείο ιδιαίτερης προσοχής είναι ότι η συνολική επίδοση του φίλτρου εξαρτάται από την επίδοση του ίδιου το διαγωγού.

Στα αναλογικά φίλτρα, οι συναρτήσεις μεταφοράς υλοποιούνται από συνδυασμούς ολοκληρωτών, ανθροιστών και στοιχείων κέρδους, τα οποία αποτελούν τα θεμελιώδη στοιχεία για τα ολοκληρωμένα φίλτρα συνεχούς χρόνου. Οποιαδήποτε ρητή συνάρτηση μεταφοράς με πραγματικούς συντελεστές και άρα οποιοδήποτε φίλτρο ανώτερης τάξης μπορεί να συσταθεί από όρους πρώτης και δεύτερης τάξης [11], [22].

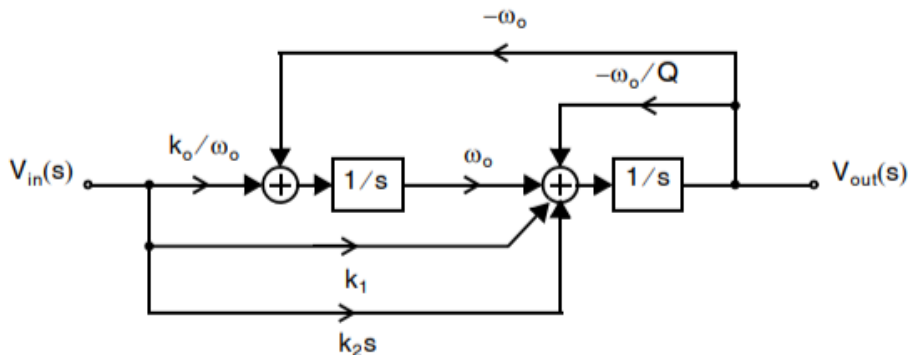
#### 1.3.4 Φίλτρα Πρώτης και Δεύτερης Τάξης

Ένα block διάγραμμα για ένα γενικό φίλτρο συνεχούς χρόνου πρώτης τάξης παρουσιάζεται στο Σχήμα 4. Αποτελείται από έναν ολοκληρωτή, έναν ανθροιστή και στοιχεία κέρδους. Γενικά, ο αριθμός των ολοκληρωτών που απαιτούνται είναι ίσος με την τάξη της επιθυμητής συνάρτησης μεταφοράς. Η συνάρτηση μεταφοράς για αυτό το σύστημα δίνεται από την εξίσωση  $H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{k1s+k0}{s+w_0}$  η οποία έχει έναν πραγματικό πόλο σε συχνότητα  $\omega_0$ , που, για να εξασφαλιστεί ότι βρίσκεται στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο, πρέπει η τιμή του να είναι θετική. Αυτό είναι απαραίτητο για να εξασφαλιστεί η ευστάθεια του συστήματος. Το DC κέρδος είναι  $H(0) = \frac{k0}{w_0}$ , ενώ το κέρδος σε πολύ υψηλές συχνότητες είναι  $H(\infty) = k1$ .



Σχήμα 4: Block διάγραμμα γενικού πρωτοτάξιου φίλτρου συνεχούς χρόνου.

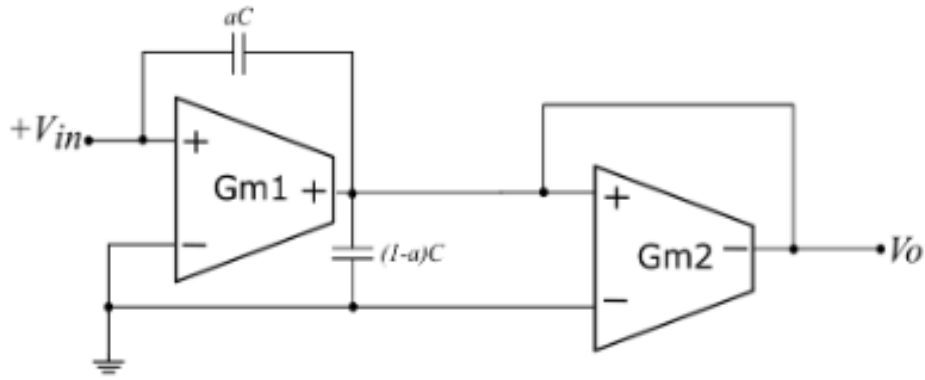
Τα φίλτρα δεύτερης τάξης (biquads) ορίζονται από τη συνάρτηση μεταφοράς που δίνεται από την εξίσωση  $H(s) = \frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{k_2 s^2 + k_1 s + k_0}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q} s + \omega_0^2}$ , ενώ το block διάγραμμα φαίνεται στο Σχήμα 5. Οι πόλοι του συστήματος, όπως διαπιστώνεται, είναι ανεξάρτητοι από τα κέρδη  $k_0, k_1, k_2$ . Απαιτούνται δύο ολοκληρωτές για την υλοποίηση των δύο πόλων. Για να εξασφαλιστεί η ευστάθεια, ο όρος  $\frac{\omega_0}{Q}$  πρέπει να είναι θετικός, πράγμα που σημαίνει ότι ένας από τους δύο ολοκληρωτές στο block διάγραμμα πρέπει να έχει αρνητική ανάδραση. Ένας μεγάλος συντελεστής ανάδρασης  $\frac{\omega_0}{Q}$  ισοδυναμεί με έναν ολοκληρωτή με μεγάλες απώλειες και, συνεπώς, ένα χαμηλό  $Q$  (quality factor). Όταν  $Q < 1/2$  οι δύο πόλοι είναι πραγματικοί, διαφορετικά σχηματίζουν ένα ζεύγος συζυγών μιγαδικών. Ο αριθμητής της συνάρτησης μεταφοράς και, συνεπώς, τα μηδενικά του biquad καθορίζονται από τα κέρδη  $k_0, k_1, k_2$ . Παραλείποντας ορισμένους από τους κλάδους του επόμενου σχήματος, το ίδιο διάγραμμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την υλοποίηση χαμηλοπερατών, υψιπερατών ή ζωνοπερατών φίλτρων [11], [20].



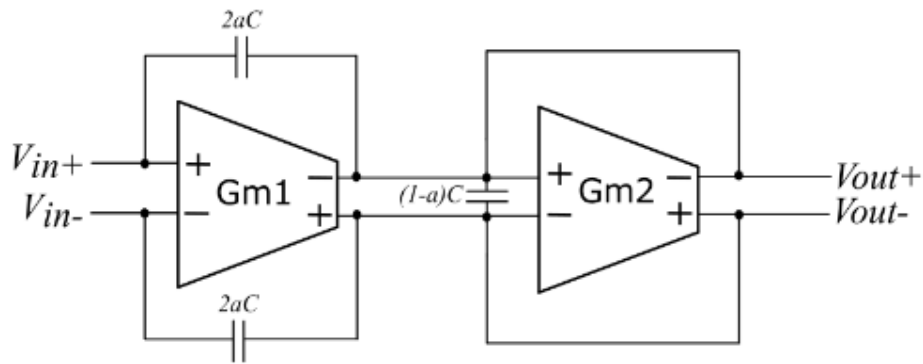
Σχήμα 5: Block διάγραμμα γενικού δευτεροτάξιου φίλτρου συνεχούς χρόνου.

### 1.3.5 Φίλτρα Gm-C

Πρόκειται για φίλτρα, στα οποία το βασικό block είναι διαγωγοί. Η γενική μορφή των πρωτοτάξιων Gm-C φίλτρων φαίνεται στο Σχήμα 6 και στο Σχήμα 7.



Σχήμα 6: Single ended output.



Σχήμα 7: Differential (balanced) output.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{\alpha sC + Gm1}{sC + Gm2}$$

Από αυτή τη μορφή, ανάλογα με τις τιμές των  $\alpha$ ,  $Gm1$ ,  $Gm2$  αλλάζει η ζώνη διέλευσης του φίλτρου. Συγκεκριμένα:

- Για  $Gm1 = 0$  η διάταξη λειτουργεί ως υψιπερατό φίλτρο.
- Για  $Gm2 = 0$  η διάταξη λειτουργεί ως ιδανικός ολοκληρωτής.
- Για  $Gm1 = -Gm2$  και  $\alpha = 1$  η διάταξη λειτουργεί ως all-pass φίλτρο.
- Για  $\alpha = 0$  η διάταξη λειτουργεί ως χαμηλοπερατό φίλτρο.

Για τα δευτεροτάξια φίλτρα, από την άλλη, ένα γενικευμένο μοντέλο θα ήταν ιδιαίτερα πολύπλοκο και χωρίς πρακτική αξία, επομένως μελετώνται χωριστά οι επιμέρους περιπτώσεις. Λεπτομερέστερα αναλύονται στο Κεφάλαιο 2 [16], [11].

## 1.4 Μονάδες στη σχεδίαση RF

Το κέρδος τάσης  $V_{out}/V_{in}$  όπως και το κέρδος ισχύος  $P_{out}/P_{in}$  εκφράζονται σε decibels (dB):

$$A_v|_{dB} = 20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}} \text{ όπου οι } V_{out} \text{ και } V_{in} \text{ είναι rms τιμές και}$$
$$A_P|_{dB} = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}}$$

Οι δυο αυτές ποσότητες γίνονται ίσες, όταν οι τάσεις εισόδου και εξόδου εμφανίζονται σε ίδια φορτία (πχ.  $50\Omega$ ):  $A_P|_{dB} = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} = 10 \log \frac{\frac{V_{out}^2}{R_o}}{\frac{V_{in}^2}{R_o}} = 20 \log \frac{V_{out}}{V_{in}} = A_v|_{dB}$

Τα απόλυτα επίπεδα σήματος συχνά εκφράζονται σε dBm αντί για Watts ή Volts. Για ποσότητες ισχύος, η μονάδα dBm εκφράζει τα dB πάνω από το 1mW και για την ισχύ του σήματος  $P_{sig}$  σε dBm, γράφεται  $P_{sig}|_{dBm} = 10 \log \frac{P_{sig}}{1mW}$  [14].

## 1.5 Μη γραμμικότητα

Παρότι τα κυκλώματα γενικά προσεγγίζονται από γραμμικά μοντέλα για αναλύσεις μικρού σήματος, οι μη γραμμικότητες οδηγούν συχνά σε φαινόμενα που παίζουν σημαντικό ρόλο στη συμπεριφορά του κυκλώματος [14].

### 1.5.1 Αρμονική Παραμόρφωση

Έστω, λοιπόν, ότι το προς μελέτη σύστημα περιγράφεται από την εξίσωση

$$y(t) \approx a_1 x(t) + a_2 x^2(t) + a_3 x^3(t) \quad (1)$$

Αν στην είσοδο ενός μη γραμμικού συστήματος εφαρμοστεί ένα ημίτονο, στην έξοδό του εμφανίζονται συνιστώσες που είναι πολλαπλάσια της συχνότητας εισόδου. Αυτές ονομάζονται αρμονικές. Αντικαθιστώντας στην εξίσωση (1)  $x(t) = A \cos(\omega t)$  προκύπτει:

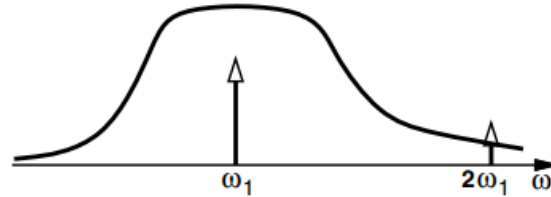
$$y(t) = a_1 A \cos(\omega t) + a_2 A^2 \cos^2(\omega t) + a_3 A^3 \cos^3(\omega t) = a_1 A \cos(\omega t) + \frac{a_2 A^2}{2} (1 + \cos(2\omega t)) + \frac{a_3 A^3}{4} (3 \cos(\omega t) + \cos(3\omega t)) = \frac{a_2 A^2}{2} + (a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4}) \cos(\omega t) + \frac{a_2 A^2}{2} \cos(2\omega t) + \frac{a_3 A^3}{4} \cos(3\omega t).$$

Στην τελευταία εξίσωση, ο πρώτος όρος αντιστοιχεί στην dc συνιστώσα, η οποία είναι αποτέλεσμα της μη γραμμικότητας 2ης τάξης, ο δεύτερος όρος ονομάζεται θεμελιώδης, ο τρίτος όρος ονομάζεται δεύτερη αρμονική και ο τέταρτος τρίτη αρμονική. Όπως φαίνεται, τα πλάτη των δύο αρμονικών είναι ανάλογα των όρων  $A^2$  και  $A^3$ , επομένως γενικεύεται ότι η  $n$ -οστή αρμονική μεγαλώνει ανάλογα με τον όρο  $A^n$ .

Επίσης, από τα προηγούμενα διαπιστώνεται ότι οι άρτιες αρμονικές εξαφανίζονται σε συστήματα με περιττή συμμετρία (π.χ. αν πρόκειται για ένα πλήρως διαφορικό σύστημα), αν και στην πράξη τα τυχαία mismatches διαταράσσουν τη συμμετρία, οπότε εμφανίζεται και ένα πεπερασμένο πλήθος άρτιων αρμονικών. Τα mismatches αναφέρονται στην μέτρηση των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών δύο φαινομενικά ίδιων στοιχείων (π.χ. δύο transistors με ίδιο L και W) που κατασκευάζονται στην ίδια τεχνολογία, αλλά τελικά δεν δίνουν το ίδιο αποτέλεσμα. Αυτό συμβαίνει διότι, κατά την διάρκεια της κατασκευής των στοιχείων, συμβαίνουν μικρές μεταβολές στην κατασκευαστική διαδικασία, οι οποίες επιφέρουν στατιστικές μεταβολές στις ιδιότητες των στοιχείων. Έτσι,

λοιπόν, τα mismatches μπορούν να θεωρηθούν μια μορφή χωρικού θορύβου στην επιφάνεια του chip [24].

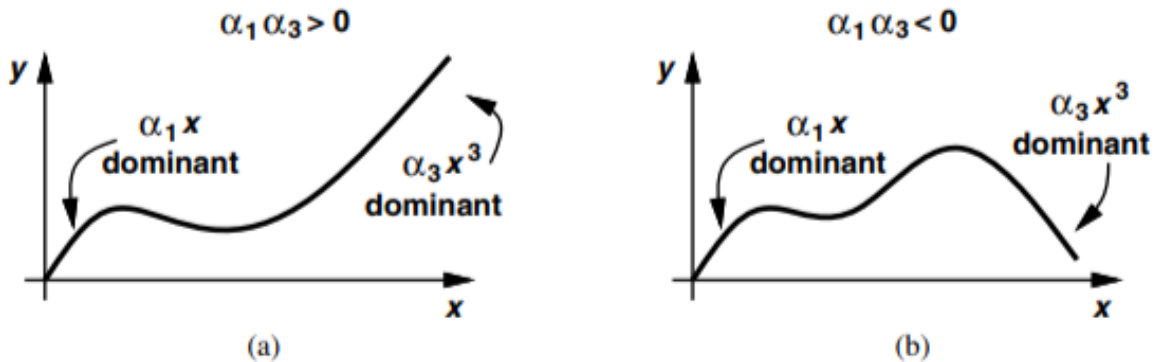
Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι σε πολλές περιπτώσεις, η αρμονική παραμόρφωση δεν είναι επαρκής ένδειξη μη γραμμικότητας, όπως για παράδειγμα σε περιπτώσεις όπου οι αρμονικές εμφανίζονται σε συχνότητες πολύ μεγαλύτερες από τη θεμελιώδη, οπότε εντοπίζονται, τελικά, εκτός του εύρους ζώνης του κυκλώματος και άρα καταπιέζονται πολύ, όπως στο παρακάτω παράδειγμα [14].



Σχήμα 8: Αρμονικές σε σύστημα στενού εύρους ζώνης.

### 1.5.2 Gain Compression

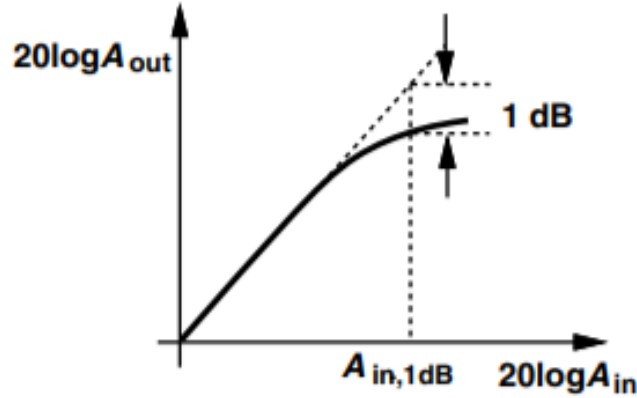
Όπως αναπτύχθηκε προηγουμένως, το κέρδος που προκύπτει από την είσοδο  $x(t) = A\cos(\omega t)$  ισούται με  $(a_1 + \frac{3a_3A^2}{4})$ , δηλαδή μεταβάλλεται όσο το  $A$  αυξάνεται. Επομένως, βάσει της εξίσωσης (1), πρέπει να διερευνηθεί το πρόσημο των  $a_1$  και  $a_3$ . Αν αυτά είναι ομόσημα, τότε, ανεξαρτήτως του προσήμου του  $a_2$ , η (1) συνεχώς αυξάνεται (expansive characteristics), ενώ αν είναι ετερόσημα, ο όρος  $a_3x^3$  κάμπτεται την καμπύλη για αρκούντως μεγάλα  $x$  (compressive characteristics), οπότε το κέρδος μειώνεται όσο το πλάτος αυξάνεται. Η δεύτερη περίπτωση συναντάται συχνότερα στα υψίσυχνα κυκλώματα.



Σχήμα 9: (a) Expansive, (b) Compressive characteristics.

Στην περίπτωση όπου  $a_1a_3 < 0$ , λοιπόν, η ενίσχυση λόγω του  $A\cos(\omega t)$  από κάποιο σημείο και μετά μειώνεται όσο αυξάνεται το  $A$ . Αυτό ποσοτικοποιείται με το 1-dB Compression Point, που ορίζεται ως το επίπεδο της εισόδου που προκαλεί μείωση της ενίσχυσης κατά 1 dB. Σε

λογαριθμική κλίμακα, στο σημείο  $A_{in,1dB}$ , η έξοδος  $A_{out}$  πέφτει  $1dB$  κάτω από την ιδανική της τιμή. Στην προκειμένη περίπτωση οι  $A_{in}$  και  $A_{out}$  είναι ποσότητες τάσης, αλλά το Compression Point ορίζεται και για ισχύ. Επίσης μπορεί να καθοριστεί και σε σχέση με το επίπεδο εξόδου στο οποίο εμφανίζεται, δηλαδή στο  $A_{out,1dB}$ .



Σχήμα 10: 1-dB compression point.

Το Input 1-dB Compression Point, υπολογίζεται εξισώνοντας το κέρδος  $(a_1 + \frac{3a_3}{4} A_{in,1dB}^2)$  με το ιδανικό κέρδος  $a_1$  σε dB, μείον 1 dB:

$$20\log|a_1 + \frac{3}{4}a_3A_{in,1dB}^2| = 20\log|a_1| - 1dB \text{ οπότε τελικά } A_{in,1dB} = \sqrt{0.145|\frac{a_1}{a_3}|}$$

Σε ορισμένες περιπτώσεις η συμπίεση δεν επιφέρει αρνητικές συνέπειες, όπως όταν ένα σήμα υποβάλλεται σε διαμόρφωση συχνότητας. Τότε, το πλάτος του σήματος δεν μεταφέρει πληροφορία και άρα μια πιθανή συμπίεση δεν οδηγεί σε απώλεια πληροφορίας. Αντίθετα, σε περιπτώσεις διαμόρφωσης πλάτους, προφανώς η αλλοίωση του πλάτους λόγω συμπίεσης οδηγεί σε παραμορφώσεις. Μια ακόμα περίπτωση που η συμπίεση προκαλεί πρόβλημα είναι όταν το σήμα συνοδεύεται από ένα επιπλέον ανεπιθύμητο, που είναι μεγάλο (blocking signal), οπότε η υπερθέρση αυτών των δύο οδηγεί σε μείωση του κέρδους κατά πολύ, παρόλο που το επιθυμητό σήμα είναι μικρό. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται απευαισθητοποίηση (desensitization) και έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση του SNR. Όταν, δε, το κέρδος μηδενιστεί, το επιθυμητό σήμα “μπλοκάρεται” [14].

### 1.5.3 Ενδοδιαμόρφωση

Όταν το σήμα ενδιαφέροντος συνοδεύεται από δύο ανεπιθύμητα σήματα παρεμβολών εμφανίζονται μη γραμμικότητες που μπορεί να μην γίνονται αντιληπτές μέσα από ελέγχους για αρμονική παραμόρφωση η desensitization. Έστω, λοιπόν, ότι τα ανεπιθύμητα σήματα συχνότητας  $\omega_1$  και  $\omega_2$  εμφανίζονται σε ένα μη γραμμικό σύστημα. Τότε, στην έξοδο του συστήματος εμφανίζονται, μεταξύ άλλων, και συνιστώσες που δεν είναι αρμονικές των συχνοτήτων αυτών, αλλά αποτέλεσμα μίξης τους. Το φαινόμενο αυτό καλείται ενδοδιαμόρφωση (Intermodulation - IM). Υποθέτοντας είσοδο  $x(t) = A_1\cos(\omega_1t) + A_2\cos(\omega_2t)$ , στην έξοδο είναι

$$y(t) = a_1(A_1\cos(\omega_1t)+A_2\cos(\omega_2t))+a_2(A_1\cos(\omega_1t)+A_2\cos(\omega_2t))^2+a_3(A_1\cos(\omega_1t)+A_2\cos(\omega_2t))^3$$

Αμελώντας τους DC όρους και αναπτύσσοντας το δεξί μέλος προκύπτουν τα γινόμενα ενδοδιαμόρφωσης:

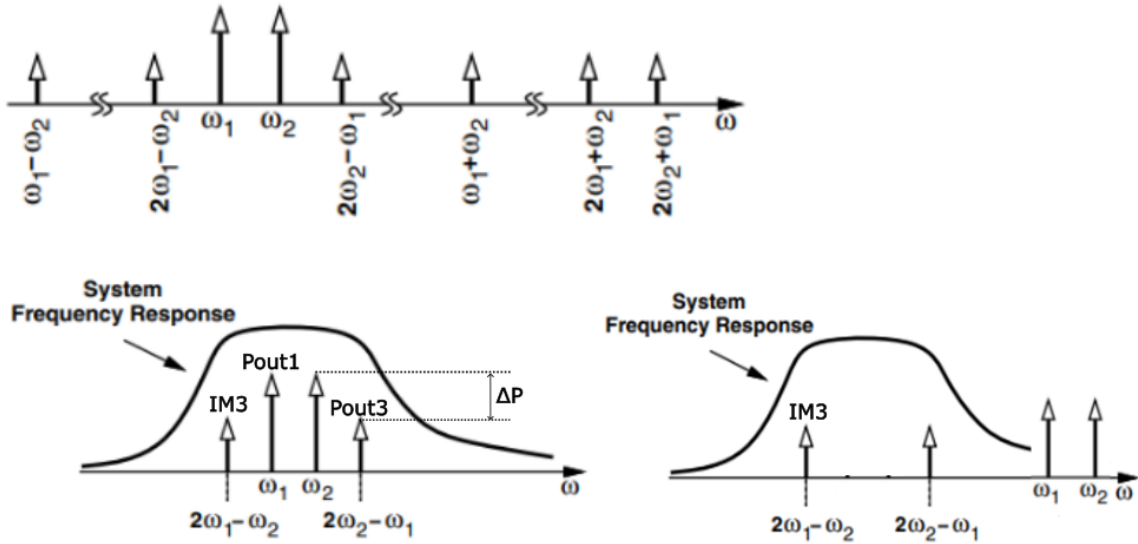
$$w = 2w_1 \pm w_2 : \frac{3a_3A_1^2A_2}{4}\cos(2w_1 + w_2)t + \frac{3a_3A_1^2A_2}{4}\cos(2w_1 - w_2)t \quad (2)$$

$$w = 2w_2 \pm w_1 : \frac{3a_3A_1A_2^2}{4}\cos(2w_2 + w_1)t + \frac{3a_3A_1A_2^2}{4}\cos(2w_2 - w_1)t \quad (3)$$

και οι θεμελιώδεις:

$$w = w_1, w_2 : (a_1A_1 + \frac{3}{4}a_3A_1^3 + \frac{3}{2}a_3A_1A_2^2)\cos(w_1t) + (a_1A_2 + \frac{3}{4}a_3A_2^3 + \frac{3}{2}a_3A_2A_1^2)\cos(w_2t)$$

Από αυτά, οι όροι στα  $2w_1 - w_2$  και  $2w_2 - w_1$  ενδέχεται να εμφανιστούν πολύ κοντά στα  $w_1$  και  $w_2$  εφόσον τα τελευταία είναι κοντά μεταξύ τους. Επομένως, αυτοί δεν μπορούν να αποκοπούν με ένα φίλτρο και άρα πρέπει να καταπιεστούν κατά το δυνατόν περισσότερο [14].

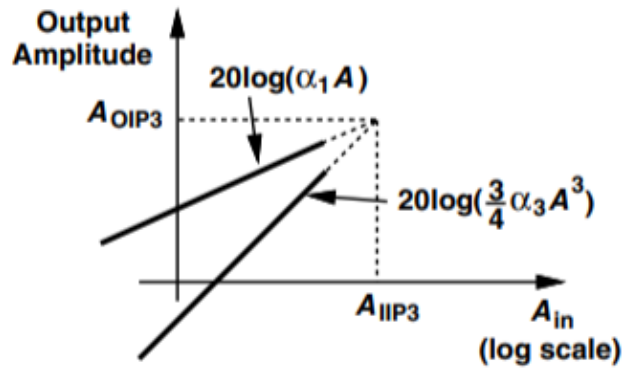


Σχήμα 11: Παραγωγή γινομένων ενδοδιαμόρφωσης (In-Band αριστερά, Out-Of-Band δεξιά).

#### 1.5.4 Third Intercept Point (IP3)

Έστω ότι στην είσοδο του προηγούμενου μη γραμμικού συστήματος εφαρμόζονται δύο ημιτονικά σήματα, αυτή τη φορά, όμως, ίδιου πλάτους  $A$ . Αξιοποιώντας τις εξισώσεις (2), (3), παρατηρείται ότι, με την αύξηση του κοινού πλάτους  $A$ , το πλάτος των παραγόμενων γινομένων ενδοδιαμόρφωσης αυξάνεται πιο απότομα ( $\propto A^3$ ). Επομένως προκύπτει ότι το πλάτος των γινομένων αυτών κάποια στιγμή θα εξισωθεί με εκείνο των θεμελιωδών, όπως φαίνεται στο Σχήμα 12.

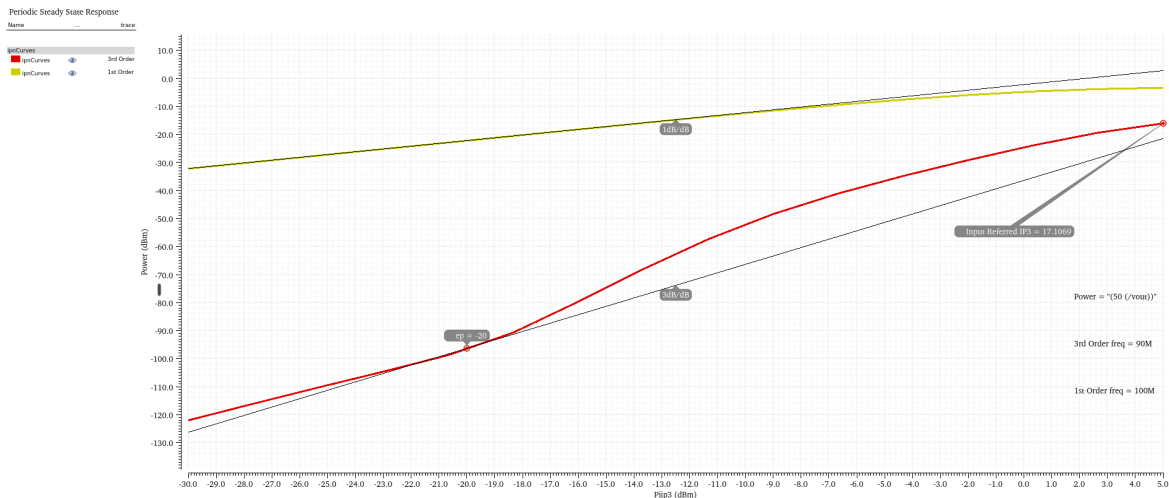




Σχήμα 12: IP3 (για τάσεις).

Το επίπεδο της εισόδου, για το οποίο συμβαίνει αυτό ονομάζεται Input Third Intercept Point (IIP3 ή IP3 για συντομία), ενώ αντίστοιχα ορίζεται και το Output Third Intercept Point (OIP3). Προκειμένου να καθορισθεί αυτό, εξισώνονται η θεμελιώδης και το αντίστοιχο γινόμενο ενδοδιαμόρφωσης, οπότε:  $|a_1 A_{IIP3}| = |\frac{3}{4} a_3 A_{IIP3}^3|$  οπότε  $A_{IIP3} = \sqrt{\frac{4}{3} |\frac{a_1}{a_3}|}$  [14].

Μια γενική συνάρτηση μεταφοράς ενός ιδανικού μη γραμμικού συστήματος  $n$ -οστής τάξης αντιστοιχεί στη σχέση  $y = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + \dots + a_n x^n$ . Ωστόσο, οποιοδήποτε πραγματικό σύστημα περιλαμβάνει όρους που αποκλίνουν από την ιδανική εξίσωση, γι' αυτό και, στο παρόν φίλτρο επίσης, η καμπύλη 3ης τάξης δεν ταυτίζεται με τη γραμμή  $3dB/dB$ . Το σημείο όπου η καμπύλη 3ης τάξης ακολουθεί την ιδανική γραμμή  $3dB/dB$  είναι εκείνο για το οποίο η απόκριση του φίλτρου πλησιάζει την ιδανική. Αυτό το σημείο ονομάζεται σημείο extrapolation point (ep) και είναι θεμελιώδες για τη σωστή αξιολόγηση του IP3 [2].



Σχήμα 13: Γενικό παράδειγμα καμπυλών IPn.

Θεωρητικά, το  $IP3$  υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την εξίσωση:

$$IP3 = Pin + \frac{\Delta P}{2}, \text{ όπου } \Delta P = Pout1 - Pout3$$

και οι ποσότητες  $Pout1, Pout3$  είναι τα σημεία τομής της ευθείας  $x = Pin$  με τις ευθείες  $1dB/dB$  και  $3dB/dB$  αντίστοιχα.

Από το παραπάνω γράφημα του Σχήματος 13 προκύπτει ότι για  $Pin = -20dBm, Pout1 = -22dBm$  και  $Pout3 = -95dBm$  οπότε  $\Delta P = -22dBm - (-95dBm) = 73dBm$  και άρα

$$IP3 = -20dBm + \frac{73}{2}dBm = 16.5dBm, \text{ τιμή πολύ κοντά σε αυτήν που υπολογίζεται μέσω προ-σομοίωσης.}$$

## 1.6 Πλήρως Διαφορικά Κυκλώματα

Συνήθως οι διαφορές μεταξύ των κυκλωμάτων μονής και ισορροπημένης εξόδου (πλήρως διαφορικά κυκλώματα) είναι μικρές. Δύο είναι οι βασικοί λόγοι που, στην πράξη, οι πλήρως διαφορικές τοπολογίες προτιμούνται. Ο πρώτος είναι η αύξηση στο voltage swing και ο δεύτερος είναι η απόρριψη κοινού σήματος.

Δεδομένου ότι το voltage swing σε οποιοδήποτε μεμονωμένο κόμβο σε ένα κύκλωμα είναι συνήθως περιορισμένο από σταθερές τάσεις τροφοδοσίας και πόλωσης, τα πλήρως διαφορικά κυκλώματα έχουν διπλάσιο διαθέσιμο voltage swing από τα αντίστοιχα μονής εξόδου, επειδή αξιοποιούν πλήρως το swing που είναι διαθέσιμο σε δύο κόμβους του κυκλώματος αντί για έναν μόνο.

Τα πλήρως διαφορικά κυκλώματα, επίσης, βοηθούν στην απόρριψη θορύβου κοινής λειτουργίας. Ο θόρυβος κοινής λειτουργίας, εμφανίζεται με τον ίδιο τρόπο και στα δύο ημι-σήματα και, συνεπώς, ακυρώνεται όταν στην έξοδο λαμβάνεται η διαφορά μεταξύ των εισόδων [11].

Σε πολλά αναλογικά κυκλώματα, οι κυριότερες πηγές θορύβου είναι οι διακυμάνσεις στις τάσεις τροφοδοσίας και πόλωσης, που εμφανίζονται ως θόρυβος κοινής λειτουργίας. Στην πραγματικότητα, αυτή η απόρριψη, βέβαια, συμβαίνει μόνο εν μέρει, καθώς οι μηχανισμοί που εισάγουν το θόρυβο είναι συνήθως μη γραμμικοί με τα επίπεδα τάσης. Για παράδειγμα, ο θόρυβος του υποστρώματος σχετίζεται με τις χωρητικότητες επαφής, οι οποίες είναι μη γραμμικές με την τάση. Ωστόσο, σχεδόν σίγουρα η απόρριψη θορύβου ενός πλήρως διαφορικού σχεδιασμού θα είναι πολύ καλύτερη από αυτήν ενός κυκλώματος μονής εξόδου.

Υπάρχουν, επίσης, σημαντικές πηγές τυχαίου θορύβου που εμφανίζονται μη συσχετισμένες σε κάθε ένα από τα δύο ημι-σήματα. Με βάση την πρακτική υπόθεση ότι και οι δύο έχουν την ίδια διακύμανση, η συνολική διακύμανση του θορύβου που παρατηρείται στη διαφορική έξοδο είναι το άθροισμα των διακυμάνσεων των δύο συνιστωσών θορύβου. Αν και η ισχύς τυχαίου θορύβου μπορεί να είναι διπλάσια στο κύκλωμα διαφορικής εξόδου σε σχέση με το αντίστοιχο μονής εξόδου, το αυξημένο swing του διαφορικού παρέχει τελικά υψηλότερο σηματοθορυβικό λόγο.

Τα πλήρως διαφορικά κυκλώματα έχουν το επιπρόσθετο πλεονέκτημα ότι, εάν κάθε μονόπλευρο σήμα παραμορφωθεί συμμετρικά γύρω από την τάση κοινής λειτουργίας, το διαφορικό σήμα θα έχει μόνο περιττού βαθμού όρους παραμόρφωσης (οι οποίοι συνήθως είναι πολύ μικρότεροι). Σε σύγκριση με τα κυκλώματα μονής εξόδου, λοιπόν, οι πλήρως διαφορικοί ενισχυτές προσφέρουν μειωμένη αρμονική παραμόρφωση [11], [13].

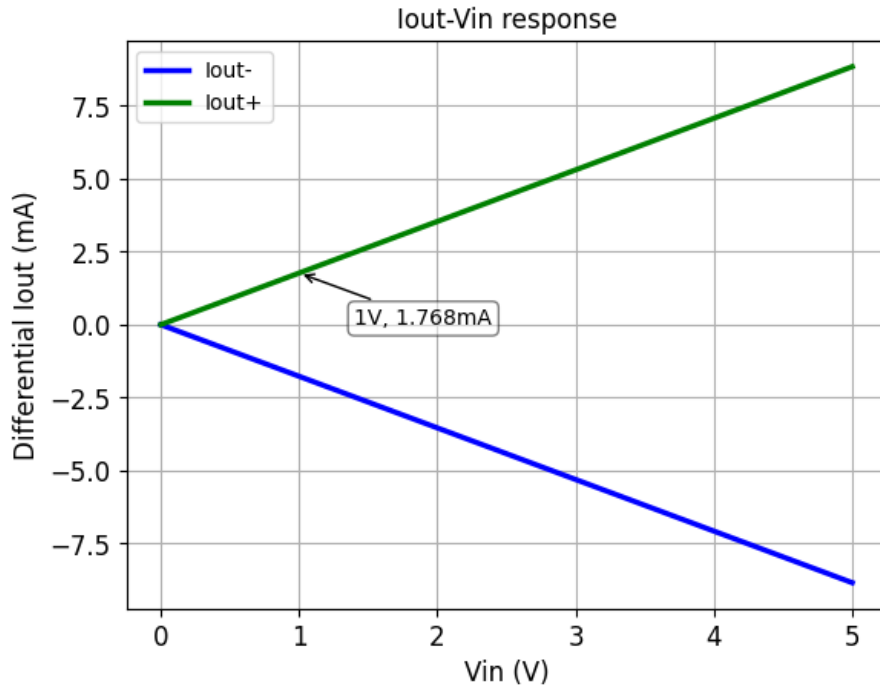
Ένα μειονέκτημα της χρήσης πλήρως διαφορικών ενισχυτών είναι ότι πρέπει να προστεθεί ένα

κύκλωμα CMFB, ώστε να οριστεί η τάση εξόδου κοινής λειτουργίας. Στην πράξη, το κύκλωμα CMFB παρατηρεί τις τάσεις εξόδου και επιβάλλει ρεύματα που κρατούν όλα τα transistors κατάλληλα πολωμένα. Ιδανικά, το CMFB διατηρεί την τάση κοινής λειτουργίας σταθερή κοντά στο μισό των τάσεων τροφοδοσίας, ακόμα και όταν εφαρμόζονται μεγάλα διαφορικά σήματα στην είσοδο. Αναλυτικότερα επεξηγείται η λειτουργία του κυκλώματος CMFB στην υποενότητα 2.5.

Τέλος αξίζει να σημειωθεί ότι, γενικά, μπορεί να αυξηθεί η κατανάλωση ισχύος στα πλήρως διαφορικά κυκλώματα, λόγω του κυκλώματος CMFB. Επιπλέον, οι πλήρως διαφορικοί ενισχυτές μπορεί να απαιτούν επιπλέον κατανάλωση ισχύος για να παράξουν δύο σήματα εξόδου αντί για ένα [11].

## 2 Σύγκριση Συμπεριφοράς Ιδανικού και Πραγματικού Διαγωγού με Χρήση Μακρομοντέλου

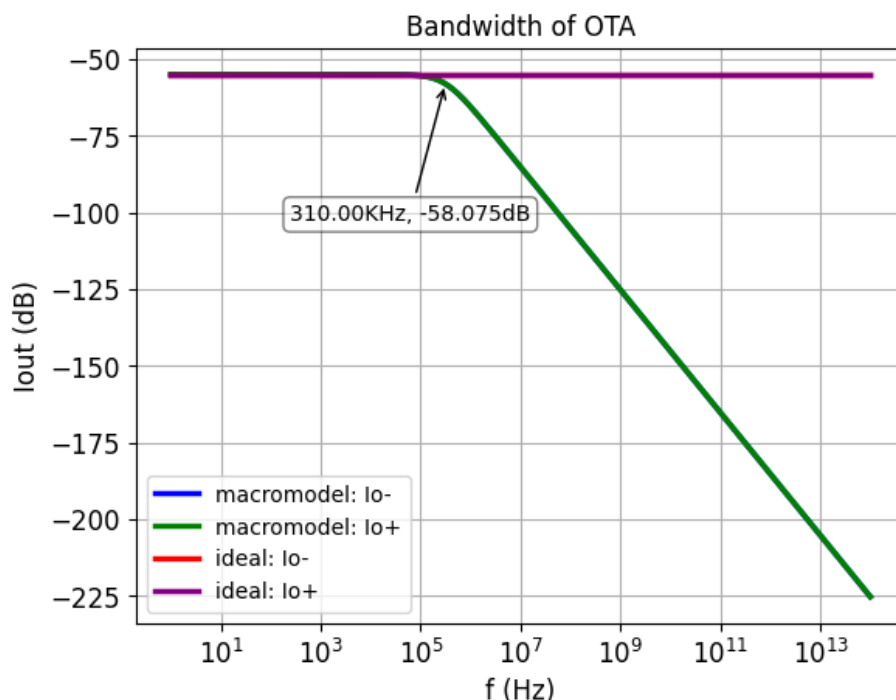
Με χρήση του μακρομοντέλου που παρουσιάστηκε στην υποενότητα 1.2.2, σε όλες τις υποενότητες στο παρόν κεφάλαιο αντιπαραβάλλονται δύο περιπτώσεις: (α) ένα μοντέλο που προσομοιώνει τον ιδανικό διαγωγό και (β) ένα που προσομοιώνει τον πραγματικό διαγωγό. Για την δεύτερη περίπτωση χρησιμοποιήθηκαν χάρη παραδείγματος οι τιμές  $100K\Omega$ ,  $5.1506pF$  και  $1.768mS$  στα  $R_0$ ,  $C_0$  και  $g_{gain}$  αντίστοιχα.



Σχήμα 14:  $I_{out} - V_{in}$  του OTA.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 14, το μακρομοντέλο είναι γραμμικό και μοντελοποιεί σωστά την τιμή του  $Gm = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{1.768mA}{1V} = 1.768mS$ .

## 2.1 Διερεύνηση Εύρους Ζώνης



Σχήμα 15: Εύρος ζώνης πραγματικού και ιδανικού OTA.

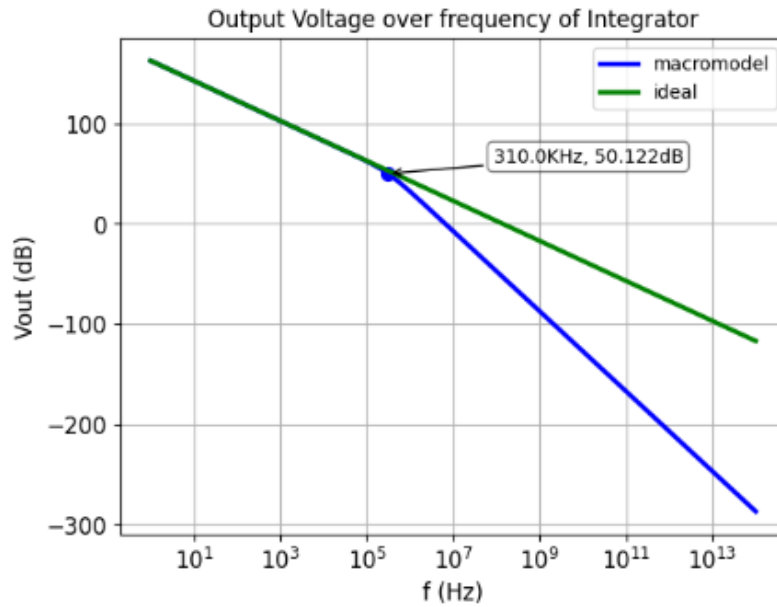
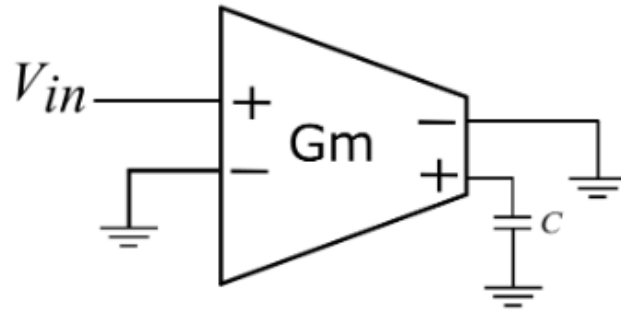
Στην περίπτωση (α), όπως αναμένεται, το εύρος ζώνης είναι άπειρο, ενώ στην περίπτωση (β), η συχνότητα  $-3dB$  αντιστοιχεί στο εύρος ζώνης του διαγωγού. Και στις δύο περιπτώσεις, το DC κέρδος είναι ίδιο και αντιστοιχεί στο  $G_{m0}$ , εφόσον, για την περίπτωση (β), ο πυκνωτής στις χαμηλές συχνότητες συμπεριφέρεται σαν ανοιχτό κύκλωμα. Το εύρος ζώνης της περίπτωσης (β) υπολογίζεται μέσω της σχέσης:  $f_0 = \frac{1}{2\pi R_0 C_0} = \frac{1}{2\pi \cdot 100K\Omega \cdot 5.1506pF} = 310KHz$  [10], [19]. Τα παραπάνω συνοψίζονται εποπτικά στο Σχήμα 15.

## 2.2 Συστήματα Πρώτης Τάξης

### 2.2.1 Ολοκληρωτής

Επιλέγοντας στο γενικό μοντέλο, όπως περιγράφηκε στην υποενότητα 1.3.5,  $G_{m1} = G_m, G_{m2} = 0, \alpha = 0$  και γειώνοντας την αρνητική έξοδο, προκύπτει

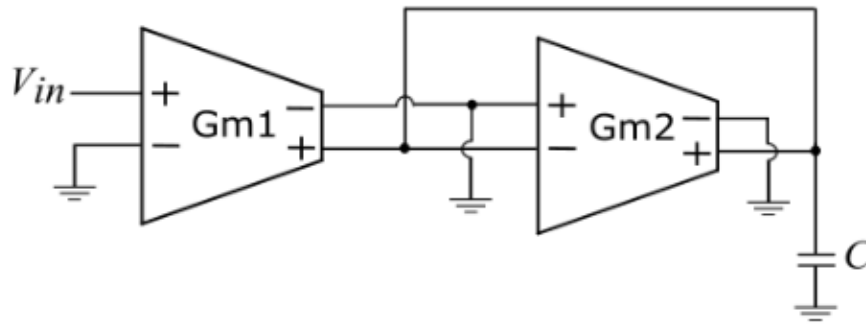
$$i_c = \frac{v_c}{Z_c} \Rightarrow G_m \cdot v_{in} = s \cdot v_{out} \cdot C \Rightarrow \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{G_m}{s \cdot C}$$



Σχήμα 16: Τάση εξόδου πραγματικού και ιδανικού ολοκληρωτή ως προς τη συχνότητα.

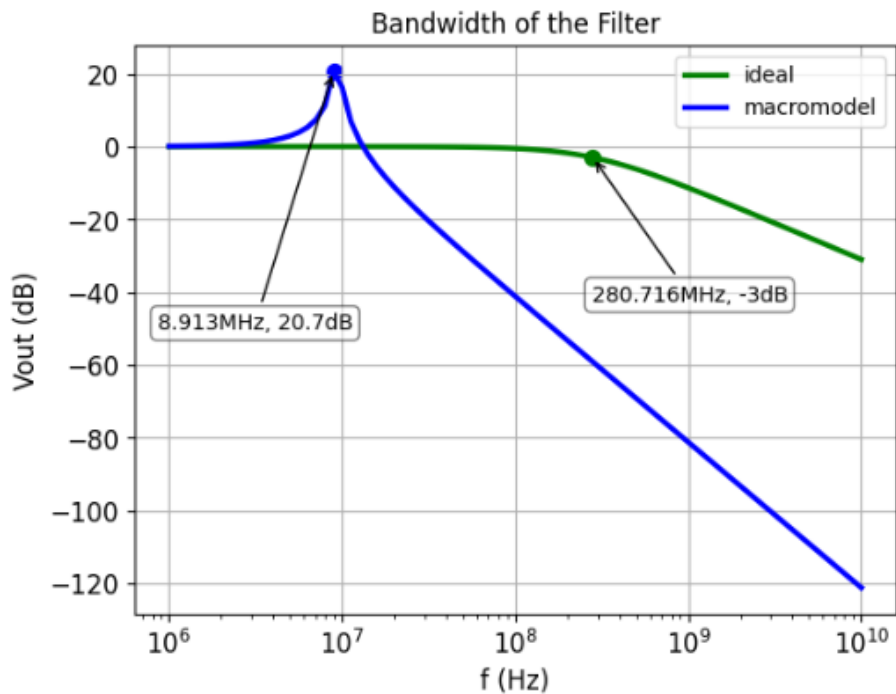
### 2.2.2 Πρωτοτάξιο Χαμηλοπερατό Φίλτρο με συχνότητα αποκοπής 281MHz

Επιλέγοντας αυτή τη φορά στο γενικό μοντέλο της υποενότητας 1.3.5  $\alpha = 0$ ,  $Gm1 = Gm2 = Gm$  και γειώνοντας την αρνητική έξοδο του πρώτου διαγωγού προκύπτει το φίλτρο που φαίνεται στο Σχήμα 17.



Σχήμα 17: Διάγραμμα φίλτρου Gm-C πρώτης τάξης.

Η συνάρτηση μεταφοράς του είναι  $H(s) = \frac{G_m}{s + \frac{G_m}{C}}$  και η συχνότητα αποκοπής είναι  $f_0 = \frac{G_m}{2\pi C} \approx 281\text{MHz}$  [16], [11].

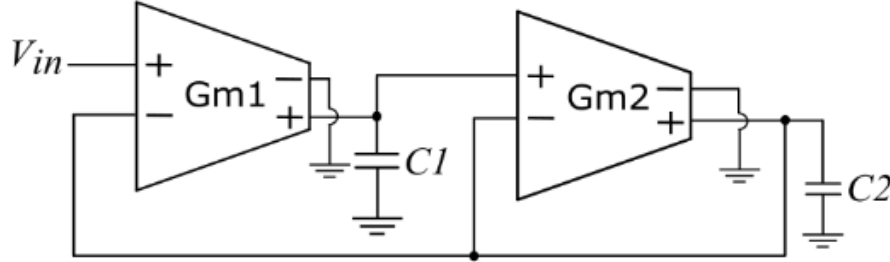


Σχήμα 18: Εύρος ζώνης πραγματικού και ιδανικού φίλτρου 1ης τάξης.

Από το Σχήμα 18 φαίνεται ότι, όταν το εύρος ζώνης του  $G_m$  είναι μικρό, η απόκριση του συστήματος είναι εντελώς ασυνεπής σε σχέση με την αναμενόμενη. Έτσι καθίσταται σαφής και στην πράξη ο λόγος που τα opamp-RC φίλτρα δεν αποτελούν μια καλή επιλογή για λειτουργία σε υψηλές συχνότητες. Όπως εξηγήθηκε και στην υποενότητα 1.1, θα πρέπει  $BW_{Gm} \gg BW_{filter}$ , γεγονός που με τις συγκεκριμένες τοπολογίες είναι ιδιαίτερα δύσκολο.

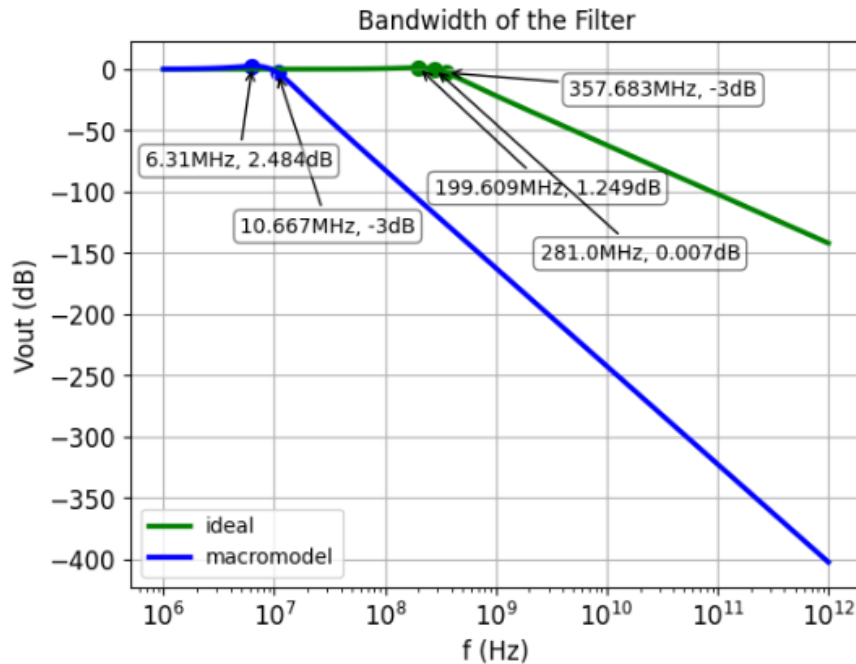
## 2.3 Συστήματα Δεύτερης Τάξης

### 2.3.1 Δευτεροτάξιο Χαμηλοπερατό Φίλτρο με δυο διαγωγούς και συχνότητα αποκοπής 281MHz



Σχήμα 19: Διάγραμμα φίλτρου Gm-C δεύτερης τάξης με 2 διαγωγούς.

Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος του Σχήματος 19 περιγράφεται από τη σχέση  $H(s) = \frac{\frac{Gm1Gm2}{C1C2}}{s^2 + s\frac{Gm2}{C2} + \frac{Gm1Gm2}{C1C2}} = \frac{\omega_0^2}{s^2 + s\frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$  όπου  $\omega_0 = \sqrt{\frac{Gm1Gm2}{C1C2}} = 1.768\text{Grad/sec}$  και  $Q = \sqrt{\frac{Gm1C2}{Gm2C1}}$ . Επιλέγοντας  $Gm1 = Gm2 = Gm$  και  $C1 = C2 = C$  προκύπτει  $\omega_0 = \frac{Gm}{C}$  και  $Q = 1$ . Επομένως αναμένονται συζυγείς μιγαδικοί πόλοι και άρα peaking [4].



Σχήμα 20: Εύρος ζώνης πραγματικού και ιδανικού φίλτρου 2ης τάξης με 2 διαγωγούς.

Και σε αυτή την περίπτωση, τα συμπεράσματα είναι ίδια με της υποενότητας 2.2.2, ότι δηλαδή,

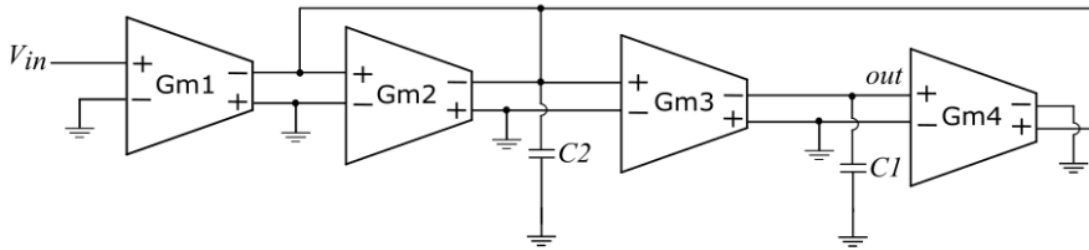


για τη σωστή λειτουργία του φίλτρου είναι απαραίτητο  $BW_{Gm} \gg BW_{filter}$ .

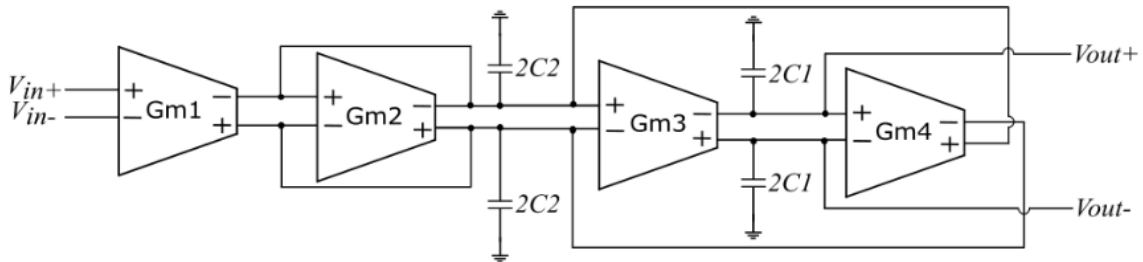
Για τη συγκεκριμένη διάταξη, το βασικό πλεονέκτημα εντοπίζεται στο γεγονός ότι οι λόγοι  $\frac{C2}{C1}$  και  $\frac{Gm1}{Gm2}$  μπορούν να ελεγχθούν με αρκετή ακρίβεια, κατ' επέκταση υπάρχει καλός έλεγχος στην τιμή του  $Q$ . Το κύριο μειονέκτημα είναι η έλλειψη προγραμματιζόμενου κέρδους, καθώς το φίλτρο έχει πάντα κέρδος  $0dB$ . Επίσης, η ακρίβεια των λόγων  $\frac{Gm}{C}$  είναι δύσκολο να ελεγχθεί κατά την κατασκευαστική διαδικασία (fabrication), γεγονός που συνεπάγεται ανεπαρκή έλεγχο του  $\omega_0$ .

Τα μειονεκτήματα αυτά δημιουργούν την ανάγκη για ένα Gm-C Φίλτρο 2ης τάξης με 4 διαγωγούς, που επιτρέπει την πιο ανεξάρτητη προσαρμογή του  $\omega_0$  (και του κέρδους) και του  $Q$ .

### 2.3.2 Δευτεροτάξιο Χαμηλοπερατό Φίλτρο με τέσσερις διαγωγούς και συχνότητα αποκοπής 281MHz



Σχήμα 21: Διάγραμμα φίλτρου Gm-C δεύτερης τάξης με 4 διαγωγούς (single ended).



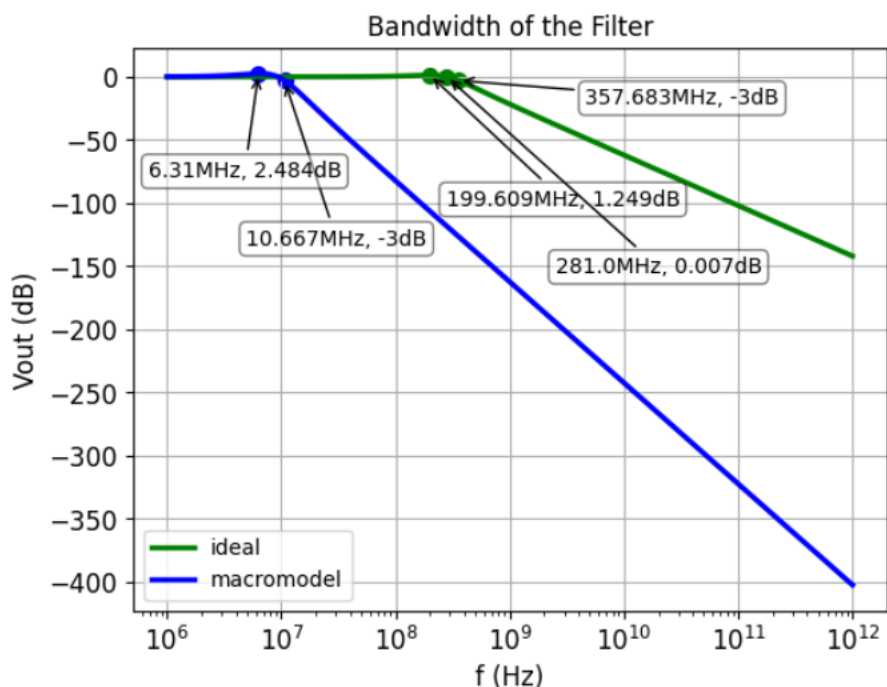
Σχήμα 22: Διάγραμμα φίλτρου Gm-C δεύτερης τάξης με 4 διαγωγούς (balanced).

Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος περιγράφεται από τη σχέση

$$H(s) = \frac{\frac{Gm1Gm3}{C1C2}}{s^2 + s \frac{Gm2}{C2} + \frac{Gm3Gm4}{C1C2}} = \frac{H_0 \cdot \omega_0^2}{s^2 + s \frac{\omega_0}{Q} + \omega_0^2}$$

όπου  $H_0 = \frac{Gm1}{Gm4}$ ,  $\omega_0 = \sqrt{\frac{Gm3Gm4}{C1C2}}$  και  $Q = \omega_0 \frac{C2}{Gm2} = \sqrt{\frac{Gm4C2}{Gm2C1}}$ .

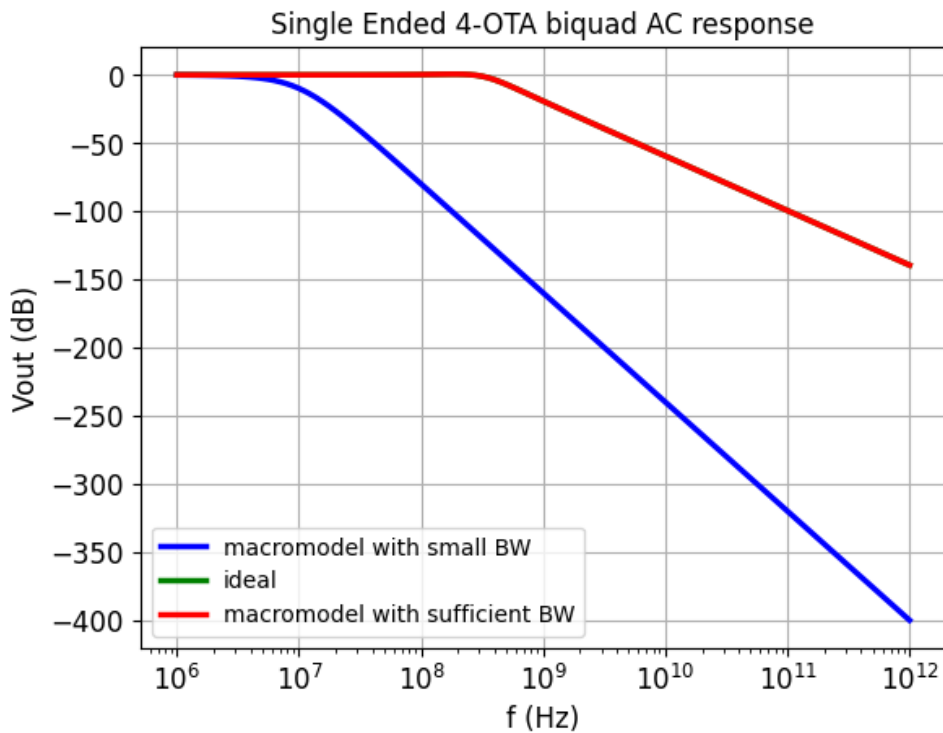
Επιλέγοντας  $Gm1 = Gm2 = Gm3 = Gm4 = Gm$  και  $C1 = C2 = C$  προκύπτει  $\omega_0 = \frac{Gm}{C}$  και  $f_0 = \frac{Gm}{2\pi C} \approx 281MHz$ .



Σχήμα 23: Εύρος ζώνης πραγματικού και ιδανικού φίλτρου 2ης τάξης με 4 διαγωγούς.

Σε κάθε μια από τις προηγούμενες περιπτώσεις γίνεται εμφανής η απόκλιση του μοντέλου (β) από το μοντέλο (α) λόγω του περιορισμένου εύρους ζώνης του  $Gm$ . Συγκεκριμένα, στις χαμηλές συχνότητες, οι δύο περιπτώσεις ταυτίζονται, ενώ κάποια στιγμή εμφανίζεται γόνατο ή peaking. Από εκεί και πέρα, η πραγματική περίπτωση παύει να ακολουθεί την ιδανική.

Ενδεικτικά παρατείθεται το ίδιο γράφημα με του σχήματος 23, αυτή τη φορά για 3 περιπτώσεις: ιδανικό μακρομοντέλο και 2 μη ιδανικά, ένα με μη επαρκές εύρος ζώνης και ένα με επαρκές. Από αυτό φαίνεται ότι το μη ιδανικό μακρομοντέλο με επαρκές εύρος ζώνης ακολουθεί πλήρως το ιδανικό. Είναι προφανές ότι το ίδιο ισχύει και σε όλες τις υπόλοιπες περιπτώσεις που παρουσιάστηκαν. Αυτό συνοψίζει και την αναγκαιότητα της χρήσης διαγωγών με αρκούντως μεγάλο εύρος ζώνης, έναντι των opamps, στις υψηλές συχνότητες λειτουργίας.



Σχήμα 24: Εύρος ζώνης δύο πραγματικών και ιδανικού φίλτρου 2ης τάξης με 4 διαγωγούς.

Για λόγους σχεδιαστικής απλότητας, αλλά κυρίως για λόγους matching, όλα τα blocks διαγωγών (Gm Cells) είναι ίδια. Η επιλογή αυτή γίνεται, διότι, στην περίπτωση PVT variations, οι τιμές των πόλων θα μεταβληθούν μεν, αλλά η μεταβολή αυτή θα είναι με τον ίδιο τρόπο για όλους, οπότε τελικά η συνάρτηση μεταφοράς θα παραμείνει σταθερή.

Ένα γενικότερο σχόλιο σχετικά με την επιλογή των λόγων πυκνωτών και κερδών διαγωγιμότητας, οι οποίοι καθορίζουν το κέρδος και το  $Q$ , είναι ότι οι τιμές τους θα πρέπει να είναι εντός λογικών πλαισίων και όχι πολύ μεγάλες. Αυτό είναι επιθυμητό, διότι, στην πράξη, οι μικρότεροι λόγοι υλοποιούνται με μεγαλύτερη ακρίβεια σε σχέση με τους μεγαλύτερους [16].

## 2.4 Φίλτρο συνεχούς χρόνου 2ης τάξης με συχνότητα αποκοπής 900MHz και ripple 0.5dB

### 2.4.1 Πραγματική υλοποίηση φίλτρου

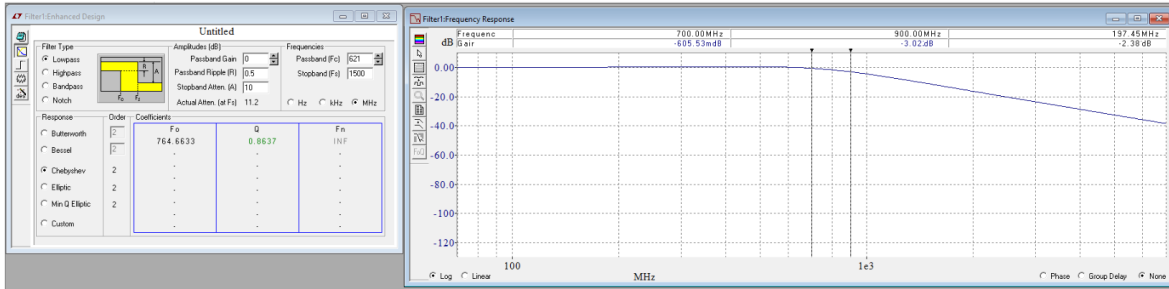
Η πραγματική υλοποίηση μιας ιδανικής συνάρτησης μεταφοράς φίλτρου είναι αδύνατη. Οι πραγματικές υλοποιήσεις απαιτούν συμβιβασμούς με σημαντικά κριτήρια επιλογής τη γρήγορη μετάβαση από τη ζώνη διέλευσης στη ζώνη αποκοπής ή την ελαχιστοποίηση της παραμόρφωσης. Όσο πιο κοντά προσεγγίζεται η ιδανική συνάρτηση μεταφοράς φίλτρου, τόσο μεγαλύτερος ο αριθμός των στοιχείων που απαιτείται, η κατανάλωση ενέργειας ή το κόστος. Υπάρχουν διάφορες προσεγγίσεις για τις ιδανικές συναρτήσεις μεταφοράς των φίλτρων που είναι πραγματοποιήσιμες, όπως τα φίλτρα Butterworth, τα φίλτρα Chebyshev και τα αντίστροφα Chebyshev, τα ελλειπτικά

ή τα φίλτρα Bessel.

Τα φίλτρα Chebyshev έχουν τέτοια απόκριση συχνότητας που προσεγγίζει την ιδανική συνάρτηση του Low Pass φίλτρου με μεγαλύτερη ακρίβεια από ένα φίλτρο Butterworth, οπότε για αυτό επιλέγεται φίλτρο Chebyshev στην ανάλυση της υποενοότητας 2.4.2. Η συνάρτηση μεταφοράς αυτού έχει μόνο πόλους και δεν εμφανίζει κανένα μηδενικό. Η ζώνη διέλευσης ενός φίλτρου Chebyshev παρουσιάζει μια κυμάτωση (ripple), η οποία κυμαίνεται μεταξύ δύο σταθερών τιμών, ενώ το πλάτος της μπορεί να ρυθμιστεί ελεύθερα και είναι άμεσα ανάλογο της κλίσης του φίλτρου στη ζώνη μετάβασης (επιλεκτικότητα φίλτρου) και την υπερύψωση (overshoot) της βηματικής απόκρισης στο πεδίο του χρόνου. Όσο μεγαλύτερο είναι το ripple της ζώνης διέλευσης, τόσο υψηλότερη είναι η επιλεκτικότητα του φίλτρου και η υπερύψωση. Ο αριθμός των ripples εξαρτάται από την τάξη του φίλτρου. Για συχνότητες μεγαλύτερες από τη συχνότητα αποκοπής, το φίλτρο έχει μονοτονικά φθίνουσα συμπεριφορά, παρόμοια με τα φίλτρα Butterworth [9].

## 2.4.2 Υπολογισμός σχεδιαστικών παραμέτρων

Προκειμένου να γίνει αντιληπτός ο τρόπος με τον οποίο το πεπερασμένο εύρος ζώνης του διαγωγού επηρεάζει την απόκριση του φίλτρου, υπολογίζονται οι σχεδιαστικές παράμετροι με χρήση του λογισμικού FilterCAD για την τοπολογία του Σχήματος 19. Έπειτα, οι τιμές που εξάγονται χρησιμοποιούνται στην τοπολογία του Σχήματος 21.



Σχήμα 25: Σχεδίαση φίλτρου στο λογισμικό FilterCAD.

Δίνονται στο λογισμικό οι απαραίτητες προδιαγραφές, όπως φαίνονται στο Σχήμα 25, οπότε προκύπτουν οι τιμές για την  $f_0$  και το  $Q$ . Κατόπιν, με την επιλογή  $C1 = 1pF$  και θεωρώντας αποδεκτά σφάλματα 10% για τη συχνότητα  $-3dB$  και  $0.5dB$  για την κυμάτωση:

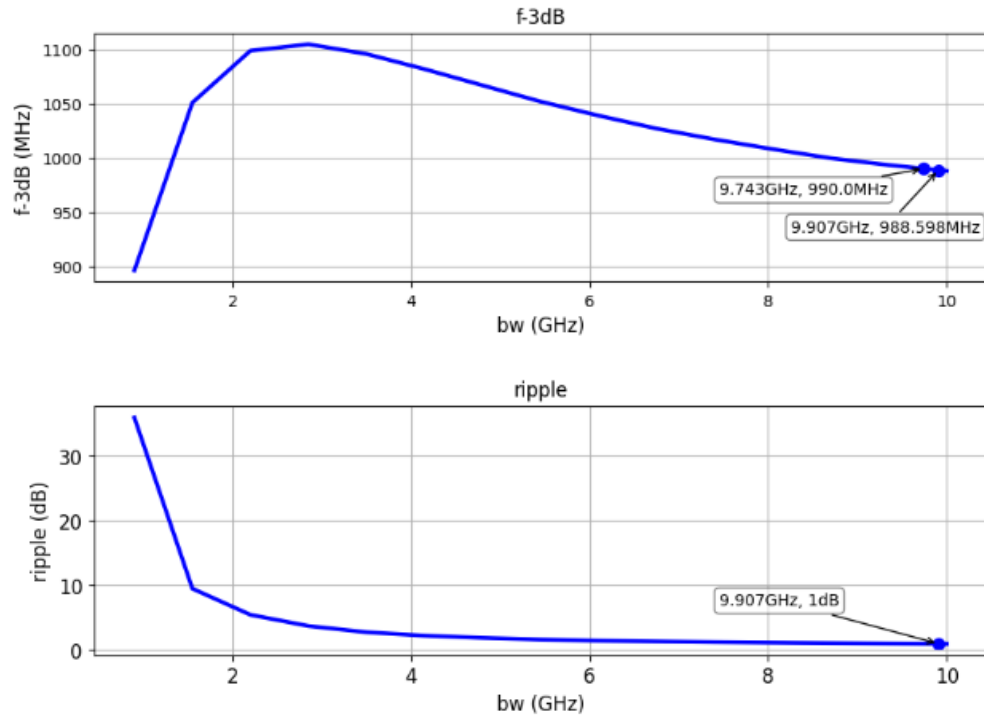
$$H(s) = \frac{Gm1Gm2}{s^2C1C2 + sC1Gm2 + Gm1Gm2} = \frac{Gm1Gm2}{s^2 + s \frac{Gm2}{C2} + \frac{Gm1Gm2}{C1C2}} = \frac{w_0^2}{s^2 + s \frac{w_0}{Q} + w_0^2}$$

$$\text{οπότε } w_0 = \sqrt{\frac{Gm1Gm2}{C1C2}} \text{ και } Q = w_0 \frac{C2}{Gm2} = \sqrt{\frac{Gm1Gm2}{C1C2}} \frac{C2}{Gm2} = \sqrt{\frac{Gm1C2}{Gm2C1}}$$

Επιλέγοντας  $Gm1 = Gm2 = Gm$  προκύπτει  $w_0 = \frac{Gm}{\sqrt{C1C2}}$ ,  $Q = \sqrt{\frac{C2}{C1}}$ . Επιλέγοντας  $C1 = 1pF$  για  $f_0 = 764.6633MHz$  και  $Q = 0.8637$  λαμβάνεται  $Gm = 4.15mS$ ,  $C2 = 0.746pF$  και σφάλμα% =  $100\% \frac{|f_{measured} - f_{desired}|}{f_{desired}} \leq 10\% \Rightarrow f_{-3dB} \leq 990MHz, ripple \leq 1dB$

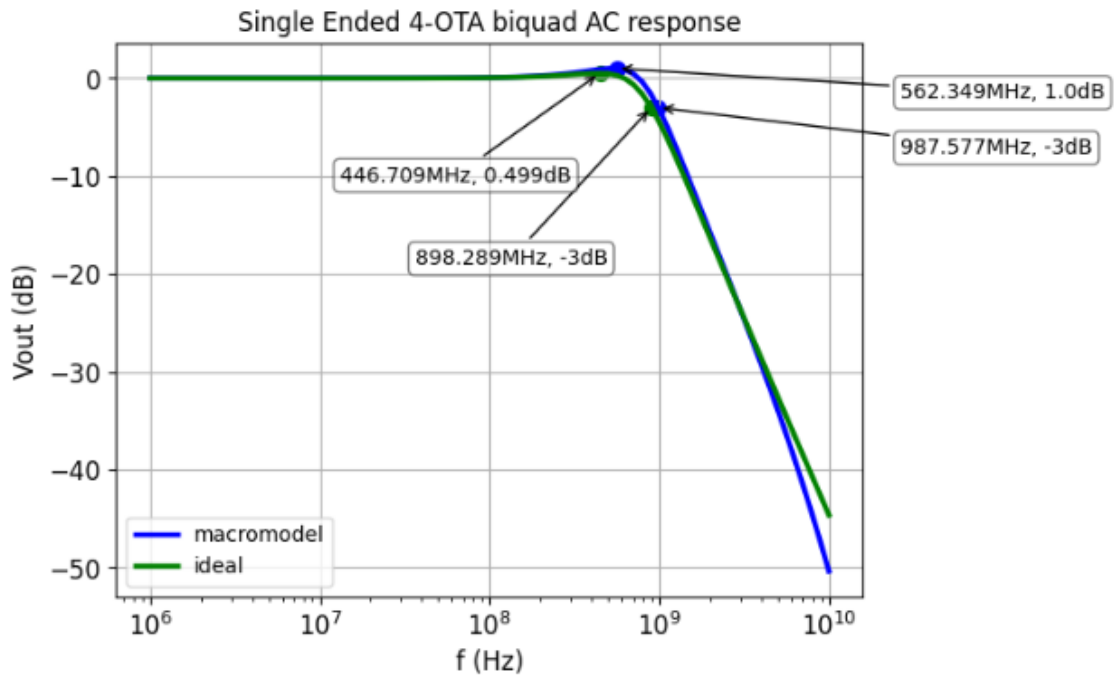
Στη συνέχεια, οι παραπάνω τιμές εφαρμόζονται στα φίλτρα της υποενοότητας 2.3.2. Προκειμένου να εξασφαλιστούν οι δύο απαιτήσεις για τη συχνότητα και την κυμάτωση, υπολογίζεται

το ελάχιστο απαραίτητο εύρος ζώνης. Συγκεκριμένα, στο μακρομοντέλο του Σχήματος 2 εφαρμόζονται οι τιμές  $R0 = 1K\Omega$  και  $C0 = \frac{1}{2\pi \cdot 1K\Omega \cdot bw}$ , όπου  $bw$  η παράμετρος που αντιστοιχεί στο εύρος ζώνης. Οι δύο απαιτήσεις ικανοποιούνται για εύρος ζώνης διαγωγού  $9.907GHz$ , περίπου 10 φορές μεγαλύτερο, δηλαδή, από την επιθυμητή συχνότητα των  $900MHz$ .

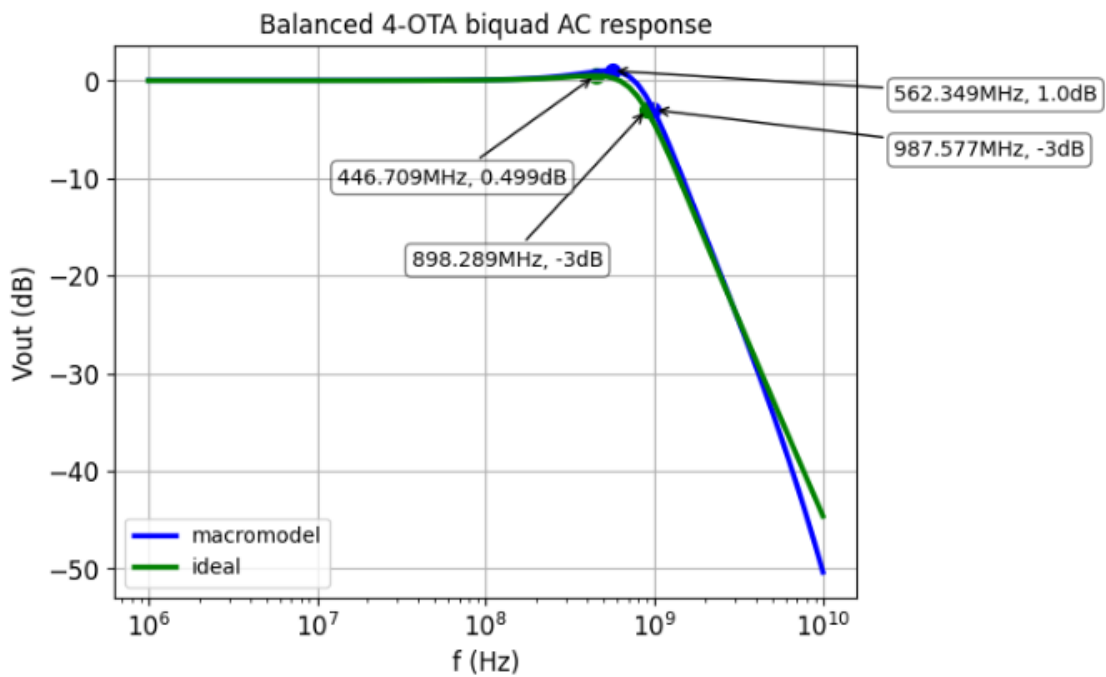


Σχήμα 26:  $f_{-3dB}$  και ripple ως προς το εύρος ζώνης του  $Gm$ .

Τα επόμενα διαγράμματα των Σχημάτων 27 και 28 για φίλτρα μονής και διαφορικής εξόδου επιβεβαιώνουν ότι, με την εφαρμογή των παραμέτρων, όπως υπολογίστηκαν, το φίλτρο της υποενότητας 2.3.2 καλύπτει τις απαραίτητες προδιαγραφές.



Σχήμα 27: Απόκριση συχνότητας single ended Gm-C biquad με 4 διαγωγούς.



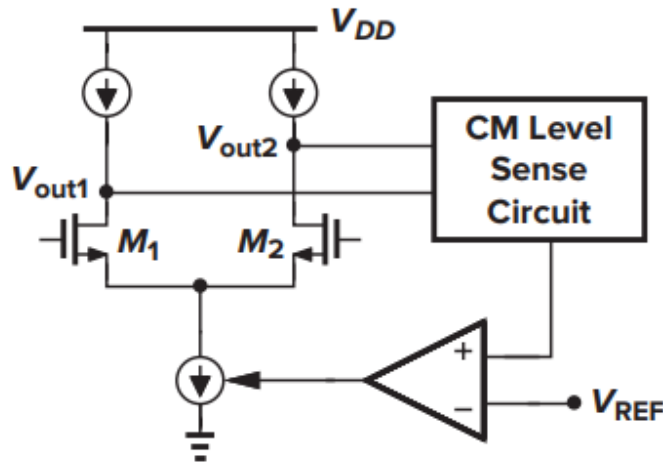
Σχήμα 28: Απόκριση συχνότητας balanced Gm-C biquad με 4 διαγωγούς.

## 2.5 Common Mode Feedback

### 2.5.1 Ορισμός

Συνήθως, όταν χρησιμοποιούνται πλήρως διαφορικοί ενισχυτές σε μια συνδεσμολογία ανάδρασης, η εφαρμοζόμενη ανάδραση καθορίζει τις διαφορικές τάσεις σήματος, αλλά δεν επηρεάζει τις τάσεις common mode. Είναι, επομένως, απαραίτητο να προστεθούν επιπλέον κυκλώματα για να προσδιοριστεί η τάση common mode στην έξοδο και να ελεγχθεί ώστε να είναι ίση με μια καθορισμένη τιμή, συνήθως περίπου στο μισό της τροφοδοσίας. Τα κυκλώματα που χρησιμοποιούνται για αυτό το σκοπό είναι γνωστά ως κυκλώματα common mode feedback (CMFB).

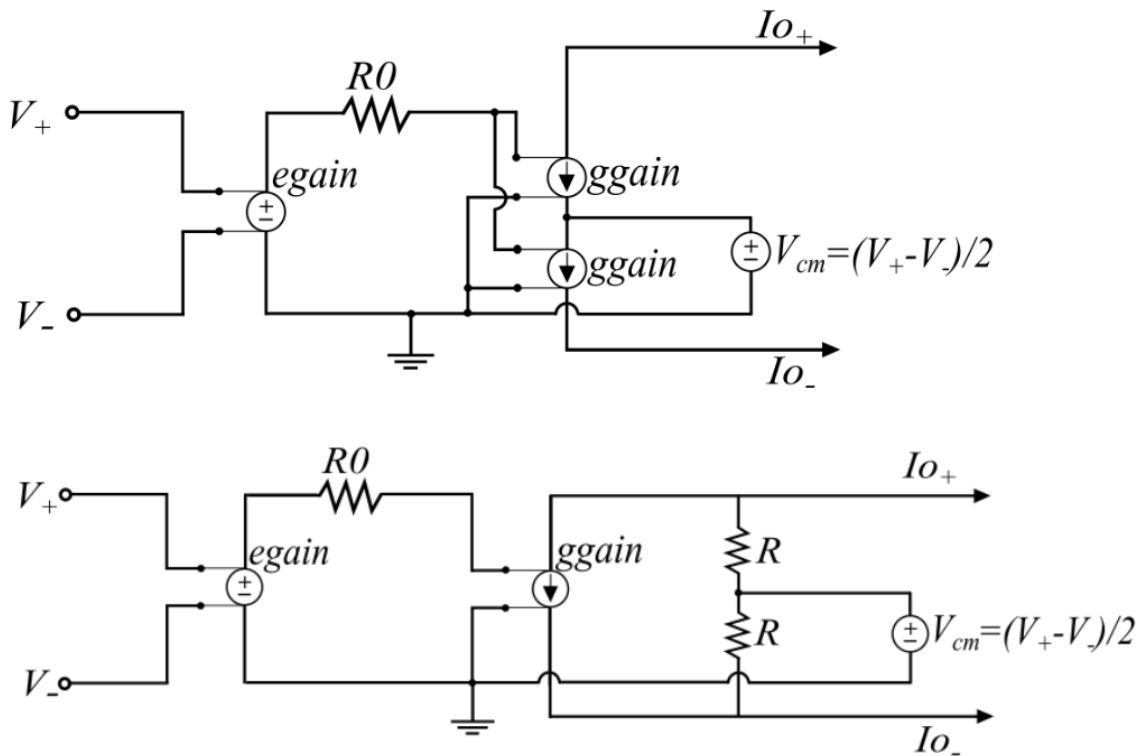
Ένα δίκτυο common-mode feedback έχει σκοπό να ανιχνεύσει το CM επίπεδο τάσης των δύο εξόδων και να προσαρμόσει κατάλληλα κάποιο ρεύμα πόλωσης του διαγωγού. Συνολικά, το CMFB επιτελεί 3 λειτουργίες: ανιχνεύει (sense) το output CM level, το συγκρίνει με κάποια τιμή αναφοράς και επιστρέφει το σφάλμα ως πόλωση στον διαγωγό. Το Σχήμα 29 απεικονίζει αφαιρετικά τα προηγούμενα [11], [15].



Σχήμα 29: Γενική τοπολογία κυκλώματος common-mode feedback.

### 2.5.2 Υλοποίηση με χρήση μακρομοντέλου

Εξετάζονται δύο προσεγγίσεις: η πρώτη χρησιμοποιεί ιδανικές πηγές ρεύματος, ενώ η δεύτερη αντιστάσεις, όπως φαίνεται στο Σχήμα 30.



Σχήμα 30: Υλοποίηση common-mode feedback με μακρομοντέλο.

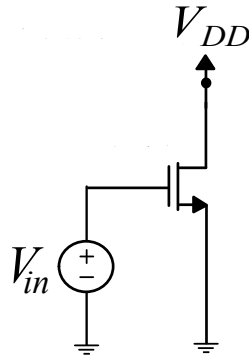
Σημειώνεται ότι στη δεύτερη περίπτωση, οι αντιστάσεις θα πρέπει να είναι αρκετά μεγάλες, ώστε να μην επηρεάζουν το  $Gm$ , ενώ η τιμή της common mode τάσης υπολογίζεται ως το μισό των  $V_+$  και  $V_-$ .

## 2.6 Intrinsic Frequency Response

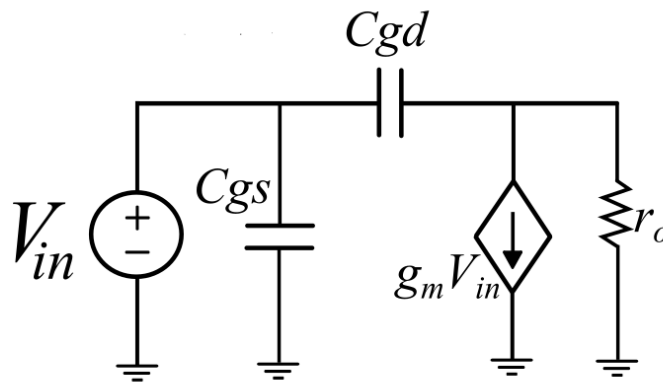
Ως τελευταίο βήμα, διερευνάται αν η τεχνολογία που χρησιμοποιείται μπορεί να υποστηρίξει το απαιτούμενο Bandwidth, όπως υπολογίστηκε στο προηγούμενο υποκεφάλαιο, αλλά και για ποιά τιμή πυκνότητας ρεύματος λαμβάνεται η μέγιστη ταχύτητα. Για το σκοπό αυτό, υπολογίζεται το Intrinsic Frequency Response του MOSFET, δηλαδή η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους  $f_T$ .

Η  $f_T$  είναι η συχνότητα για την οποία το κέρδος ρεύματος ισούται με τη μονάδα, δηλαδή η συχνότητα για την οποία:  $|\frac{i_{out}}{i_{in}}| = 1$ . Από εκεί και πέρα, το MOSFET παύει να λειτουργεί ενισχυτικά. Αναλύοντας το AC ισοδύναμο του παρακάτω κυκλώματος του Σχήματος 31 προκύπτει εύκολα αν το κύκλωμα του Σχήματος 31 αντικατασταθεί με το ισοδύναμο μικρού σήματος του Σχήματος 32 :





Σχήμα 31: Απλό κύκλωμα για εύρεση της  $f_T$ .



Σχήμα 32: Ισοδύναμο μικρού σήματος για εύρεση της  $f_T$ .

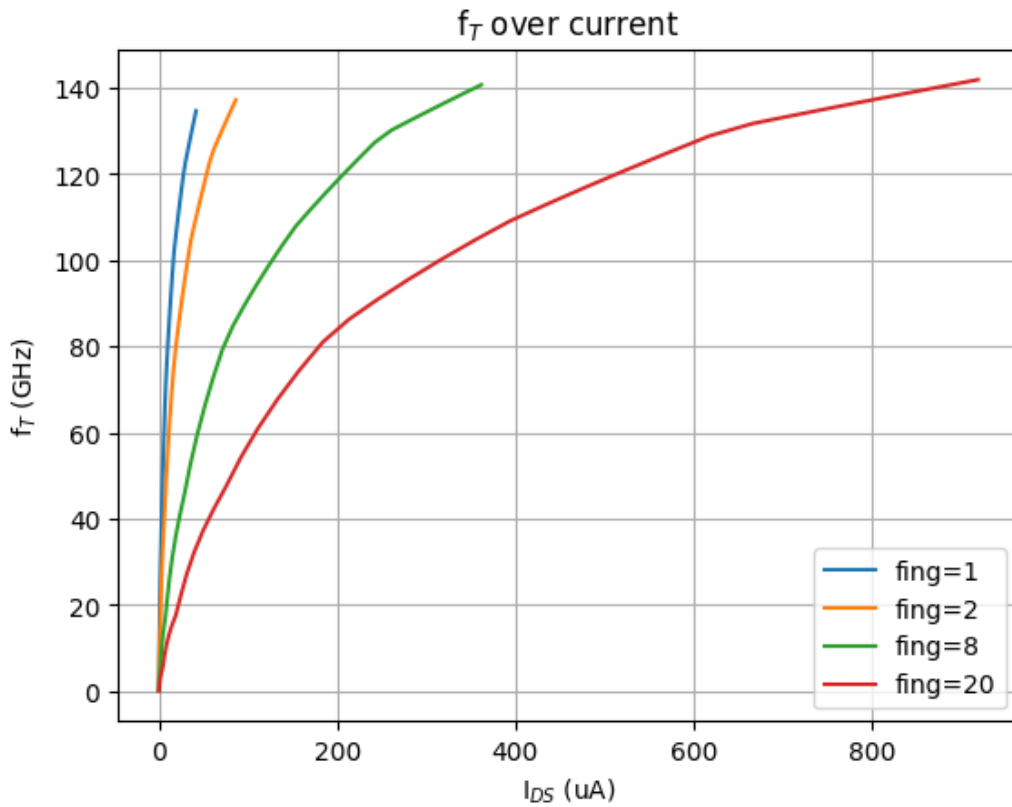
$$\frac{i_{out}}{i_{in}} = \frac{g_m}{s(C_{gs} + C_{gd})} \text{ και για } \omega = \omega_T:$$

$$\left| \frac{i_{out}}{i_{in}} \right| = 1 \Rightarrow \frac{g_m}{\omega_T(C_{gs} + C_{gd})} = 1 \Rightarrow 2\pi f_T = \frac{g_m}{C_{gs} + C_{gd}} \Rightarrow f_T = \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}$$

$$\frac{1}{2\pi f_T} \approx \frac{g_m}{G_{gs}} = \frac{\frac{2}{3}LWC_{ox}}{\frac{W}{L}\mu C_{ox}(V_{gs} - V_T)} = \frac{L}{\mu \frac{3}{2} \frac{V_{gs} - V_T}{L}}$$

Επομένως για να αυξηθεί η  $f_T$ , πρέπει είτε να μειωθεί το  $L$ , είτε να αυξηθεί ο όρος  $(V_{gs} - V_T)$ , δηλαδή να αυξηθεί το ρεύμα  $I_D$ , και άρα να αυξηθεί η κατανάλωση [7].

Προκειμένου να μετρηθεί η  $f_T$  με χρήση προσομοίωσης, επιλέγεται τάση τροφοδοσίας 1.2V (nominal της τεχνολογίας) και το ελάχιστο μήκος καναλιού. Απεικονίζεται ο λόγος του ρεύματος του drain προς το ρεύμα του source σε dB, οπότε το ζητούμενο σημείο είναι εκείνο όπου ο λόγος ισούται με 0dB. Δεδομένου ότι η  $V_{gs}$  επιλέγεται σταθερή και ίση με το μισό της τροφοδοσίας, όπως και το  $L$ , μια AC ανάλυση για διαφορετικά  $W$ , δηλαδή για διαφορετικά  $I_{DS}$ , δίνει το επόμενο διάγραμμα του Σχήματος 33:

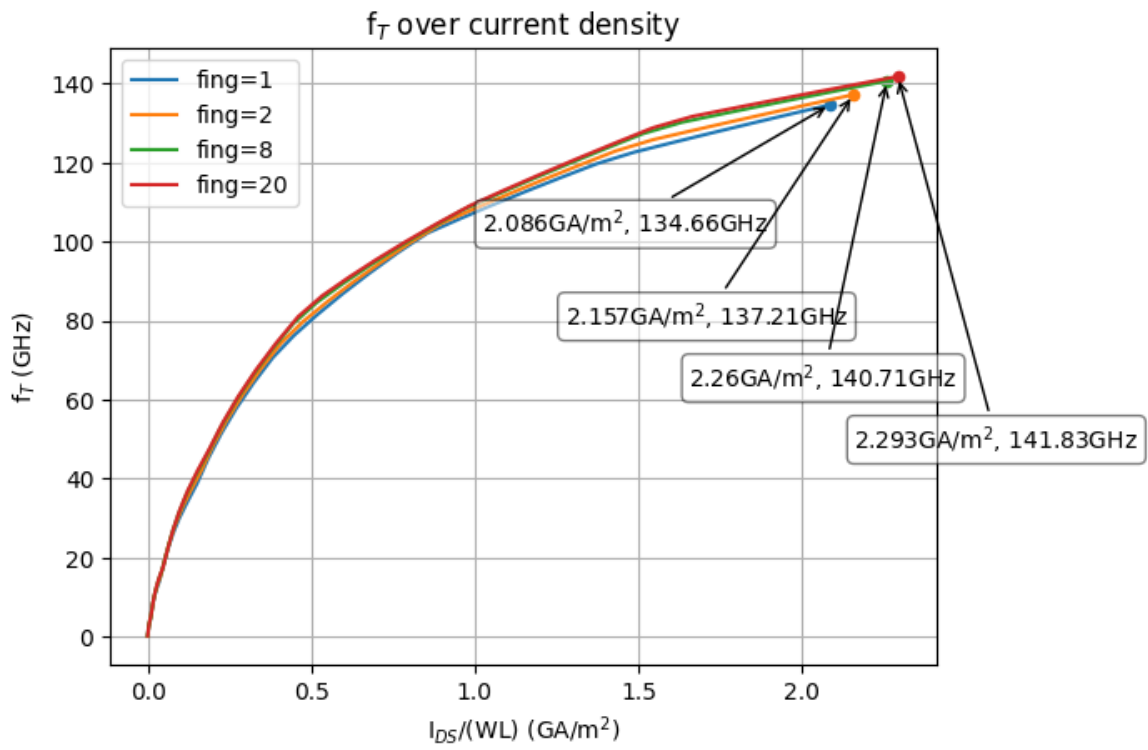


Σχήμα 33: Διάγραμμα  $f_T$  προς το ρεύμα.

Από αυτό, συμπεραίνεται τόσο η μέγιστη  $f_T$  για δεδομένο ρεύμα, όσο και το απαραίτητο ρεύμα για την επίτευξη αυτής. Όπως αναμένεται, η αύξηση του  $W$  μέσω της αύξησης των fingers έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της  $f_T$ , ενώ για ένα αρκούντως μεγάλο  $W$ , αυτή παραμένει πρακτικά σταθερή γύρω στα  $140GHz$ . Όταν αυξηθεί υπερβολικά το  $W$ , το MOSFET μπαίνει σε velocity saturation, οπότε το ρεύμα από εκεί και πέρα δεν αυξάνει περαιτέρω και άρα και η  $f_T$  σταθεροποιείται (στα  $143.1GHz$  για 725 fingers).

Στη συνέχεια, εκτελείται η ίδια ανάλυση, αλλά αυτή τη φορά ως προς την πυκνότητα ρεύματος.

$$f_T = 2\pi \frac{\sqrt{\frac{2\mu}{C_{ox}} \cdot \frac{I_{DS}}{WL}}}{\frac{2}{3}L} = c\sqrt{\frac{I_{DS}}{WL}}$$
 Από αυτό, αναμένεται ότι η αύξηση στον όρο  $\frac{I_{DS}}{WL}$  συνεπάγεται αύξηση της  $f_T$ , ωστόσο με μικρότερο ρυθμό, λόγω της ρίζας. Αυτό επιβεβαιώνεται και στο επόμενο διάγραμμα του Σχήματος 34, όπου οι καμπύλες σχεδόν επικαλύπτονται.



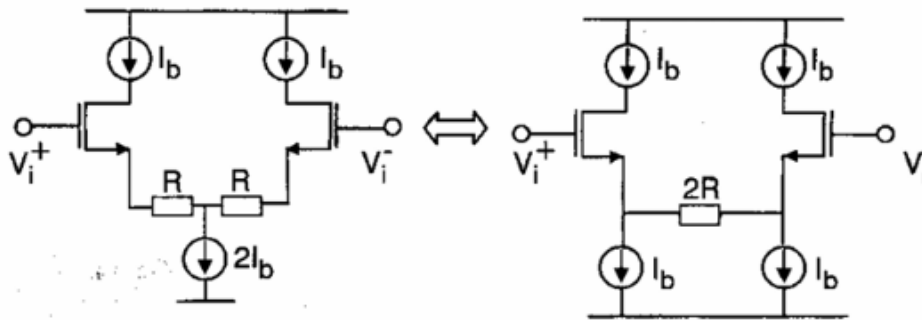
Σχήμα 34: Διάγραμμα  $f_T$  προς την πυκνότητα ρεύματος.

### 3 Σχεδίαση πραγματικού Gm Cell

Αρχικά θα πρέπει να συνοψιστούν οι κύριοι περιορισμοί που συνοδεύουν τα κύκλωματα με υψηλές συχνότητες λειτουργίας, ώστε να επιλεγεί μια κατάλληλη τοπολογία που να τους λαμβάνει υπόψη. Βασικός περιορισμός, λοιπόν, είναι ότι θα πρέπει να ελαχιστοποιούνται οι ανεπιθύμητες χωρητικότητες προς τη γη σε κάθε κόμβο του κυκλώματος, όπως και μεταξύ αυτών. Αυτό είναι σημαντικό, διότι οι παρασιτικές χωρητικότητες στους κόμβους ευνοούν την διέλευση ρευμάτων που αλλοιώνουν τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος. Ένα ακόμα σημαντικό στοιχείο είναι η balanced λειτουργία γύρω από μια τάση common mode (αναλυτικότερα για το common mode στην υποενότητα 2.5.1) [13], για τον περιορισμό της παραμόρφωσης μόνο σε περιττούς όρους, καθώς οι άρτιοι όροι τελικά αναιρούνται (ανάλυση στην υποενότητα 1.5.1). Εκτενέστερα, οι λόγοι αναφέρονται στην υποενότητα 1.6.

#### 3.1 Σχεδίαση πραγματικού ΟΤΑ

Το μεγαλύτερο πρόβλημα των διαγωγών σχετίζεται με την μη γραμμική τους απόκριση, η οποία οφείλεται στη μη γραμμική συμπεριφορά των transistors. Για το λόγο αυτό, έχει μεγάλη σημασία η βελτίωση της γραμμικότητας, η οποία στηρίζεται στη μείωση της εξάρτησης του κέρδους του κυκλώματος από την είσοδο. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω διαφόρων τεχνικών, μεταξύ των οποίων και το source degeneration. Σε αυτό, αντιστάσεις συνδέονται μεταξύ των δύο sources των transistors που συνθέτουν το διαφορικό ζεύγος στην είσοδο του διαγωγού, όπως φαίνεται στο Σχήμα 35.



Σχήμα 35: Τεχνικές γραμμικοποίησης με χρήση source degeneration.

Παρότι και οι δύο τοπολογίες υλοποιούν τον ίδιο διαγωγό, διαφέρουν ως προς τις ιδιότητες. Στο αριστερό σχήμα, η συνεισφορά του καθρέφτη ρεύματος μοιράζεται σε δύο κλάδους, εμφανιζόμενη στην έξοδο ως θόρυβος κοινού σήματος. Αντίθετα, για το δεξί σχήμα, ο θόρυβος από τον κάθε καθρέφτη εισέρχεται χωριστά σε κάθε μια από τις εξόδους, οπότε εμφανίζεται σαν θόρυβος διαφορικού σήματος. Σχετικά με τις πτώσεις τάσης, λόγω των δύο αντιστάσεων στο αριστερό σχήμα, το common mode swing μειώνεται πολύ, γεγονός που αποτελεί πρόβλημα σε εφαρμογές με χαμηλή τροφοδοσία.

Μια σύγκριση μερικών χαρακτηριστικών μεγεθών ενός απλού διαφορικού ζεύγους και ενός γραμμικοποιημένου με source degeneration φαίνεται στον Πίνακα 1.

Παράμετρος	Διαφορικό Ζεύγος	source degeneration
Διαγωγιμότητα (μικρού σήματος)	$G_m = \sqrt{2\mu_n C_{ox} \frac{W_n}{L_n} I_B}$	$G_{m,sd} = \frac{G_m}{1+N}$
Αρμονική παραμόρφωση 3ης τάξης (HD3)	$HD3 = \frac{1}{32} \left( \frac{V_{id}}{V_{DSAT}} \right)^2$	$\left( \frac{1}{1+N} \right)^2 HD3$
Θερμικός θόρυβος ειδόδου	$\frac{16}{3} \frac{kT}{G_m} \left( 1 + \frac{g_{mP}}{G_m} \right)$	$\frac{16}{3} \frac{kT}{G_{m,sd}} \left( 1 + \frac{g_{mP} + \left( \frac{N}{1+N} \right)^2 g_{mN}}{G_{m,sd}} \right)$
Δυναμικό εύρος	$DR = \sqrt{\frac{(HD3)(C_L)}{NF}} \cdot 10^{11} \cdot V_{DSAT}$	$\sqrt{\frac{NF}{NF_{sd}}} (1+N) DR$
Κατανάλωση ρεύματος	$2I_B$	$2(1+N)I_B$
Διαστάσεις transistors	$\frac{W}{L}$	$(1+N) \frac{W}{L}$

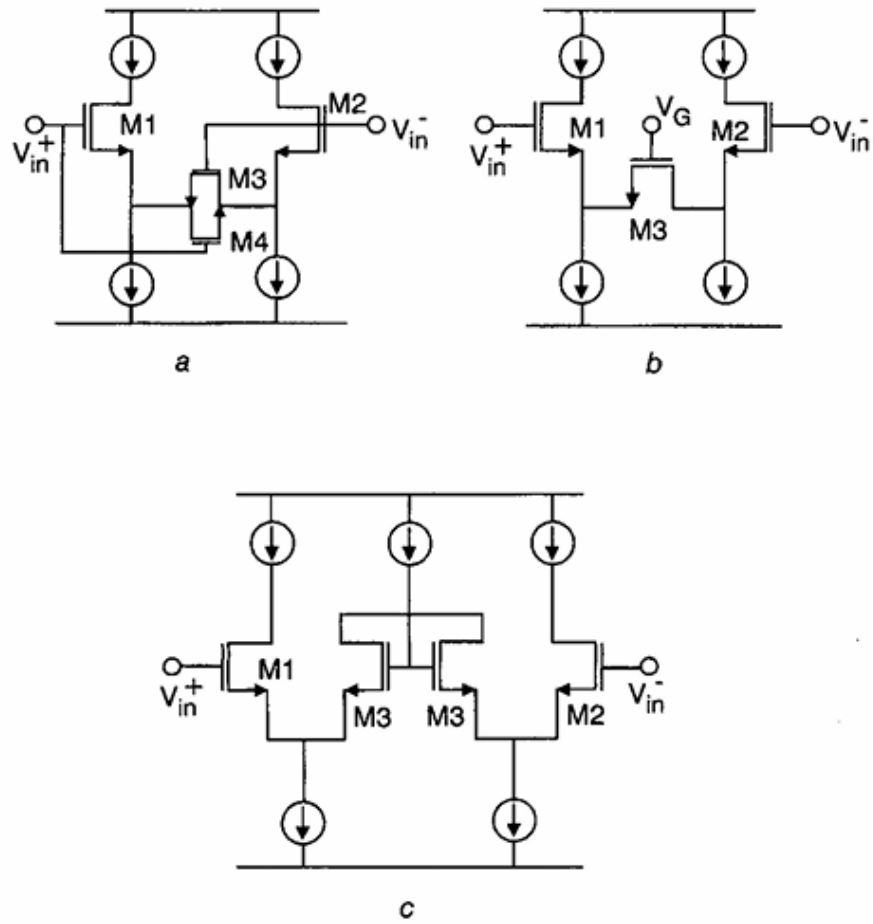
Πίνακας 1: Βασικά χαρακτηριστικά OTA με διαφορικό ζεύγος.

$N = G_m R$ : source degeneration factor.

$NF_{sd}$  : noise factor :  $NF_{sd} = 1 + \frac{g_{mP} + \left( \frac{N}{1+N} \right)^2 g_{mN}}{G_m}$  και  $NF = NF_{sd}$  για  $N = 0$ .

Στην πράξη, η αντίσταση του source degeneration υλοποιείται από transistors που λειτουργούν σε γραμμική περιοχή ή σε κορεσμό (active source degeneration), διότι η χρήση μιας αντίστασης συνοδεύεται από σημαντικά μειοεκτήματα. Αφενώς, προκειμένου να αυξηθεί η γραμμικότητα, απαιτείται αντίσταση πολύ μεγάλης τιμής ( $G_m \approx 1/R$ ), αφετέρου, η τιμή αυτής είναι σταθερή, επομένως εμποδίζει ένα πιθανό tuning στην τιμή του  $G_m$ .

Υπάρχουν, λοιπόν, διαφορετικοί τρόποι υλοποίησης της αντίστασης του προηγούμενου Σχήματος 35, 3 από τους ευρύτερα χρησιμοποιούμενους φαίνονται στο Σχήμα 36. Τα θετικά και τα αρνητικά της κάθε μιας συνοψίζονται στον Πίνακα 2. Φυσικά, σε κάθε περίπτωση, η προσθήκη οποιασδήποτε μορφής γραμμικοποίησης επιφέρει μείωση στο κέρδος διαγωγιμότητας και αυξάνει τη συνολική επιφάνεια, ενώ σε περιπτώσεις αρχιτεκτονικών με πολλούς εσωτερικούς κόμβους, μειώνει και το εύρος ζώνης. Αυτό πρέπει να λαμβάνεται υπόψη σε εφαρμογές με υψηλή συχνότητα λειτουργίας. [6]



Σχήμα 36: Τοπολογίες active source degeneration

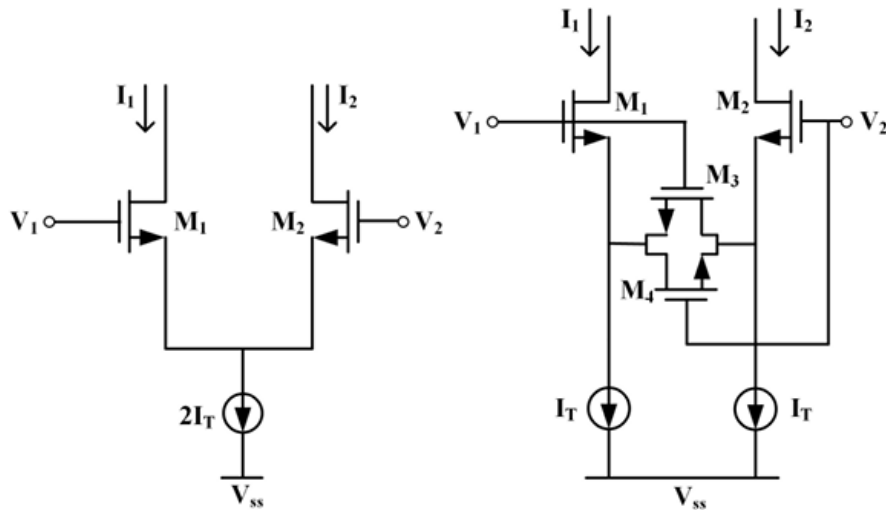
a,b: transistors πολωμένα σε γραμμική περιοχή.

c: transistors πολωμένα σε κορεσμό.

Σχήμα	Διαγωγιμότητα	Ιδιότητες
36a	$\frac{g_{m1}}{1 + \frac{\beta_1}{4\beta_3}}$ $M1 = M2, M3 = M4$	Χαμηλή ευαισθησία σε common mode σήματα εισόδου, η γραμμική περιοχή λειτουργίας περιορίζεται σε $V_{in} < V_{dsat}$ , $THD \approx -50dB$
36b	$\frac{g_{m1}}{1 + g_{m1}R}$ $R = 1/\mu_o C_{ox}(W/L)(V_{GS} - V_T)$	Μεγάλη ευαισθησία σε common mode σήματα εισόδου. Για καλύτερη γραμμικότητα απαιτούνται μεγάλα $V_{GS3}$ . Μεγάλο εύρος tuning αν χρησιμοποιηθεί το $V_G$ .
36c	$\frac{g_{m1}}{1 + \frac{g_{m1}}{g_{m3}}}$ $M1 = M2 = M3$	Χαμηλή ευαισθησία σε common mode σήματα εισόδου, περιορισμένη βελτίωση γραμμικότητας, $HD3$ περιορίζεται κατά $-12dB$ , αυξημένη επιφάνεια.

Πίνακας 2: Ιδιότητες διαγωγών που χρησιμοποιούν source degeneration.

Στη συνέχεια, αναλύεται η γενική μορφή της υλοποίησης a του source degenerated OTA, που φαίνεται στο Σχήμα 37.



Σχήμα 37: Αριστερά: διαγωγός με κλασσικό διαφορικό ζεύγος. Δεξιά: διαγωγός με source degeneration υλοποιούμενο με MOS transistors.

Στο σχήμα 37, για το απλό διαφορικό ζεύγος (αριστερά) και υποθέτωντας ιδανική ανάλυση των NMOS transistors, αμελώντας το φαινόμενο διαμόρφωσης μήκους καναλιού, το ρεύμα στο drain του NMOS στον κορεσμό δίνεται από τη σχέση  $I_D = \frac{K_n}{2}(V_{GS} - V_{Tn})^2$ , όπου  $K_n = C_{ox} \cdot \mu_n \frac{W}{L}$ . Επομένως, το διαφορικό ρεύμα εξόδου δίνεται από τη σχέση

$$I_o = I_1 - I_2 = \sqrt{2 \cdot K_{n1} \cdot I_T} V_d \sqrt{\frac{1 - K_{n1} V_d^2}{8 I_T}}, \text{ όπου } V_d = V_1 - V_2$$

Από αυτή τη σχέση γίνεται σαφές ότι η γραμμικότητα βελτιώνεται αν αυξηθεί το tail current, μέθοδος μη πρακτική από άποψη κατανάλωσης.

Με την τεχνική του source degeneration του Σχήματος 37 (δεξιά) με χρήση MOS transistors σε γραμμική περιοχή λειτουργίας και θεωρώντας και πάλι ιδανική ανάλυση, αμελώντας τη διαμόρφωση μήκους καναλιού, το διαφορικό ρεύμα εξόδου δίνεται πλέον από τη σχέση

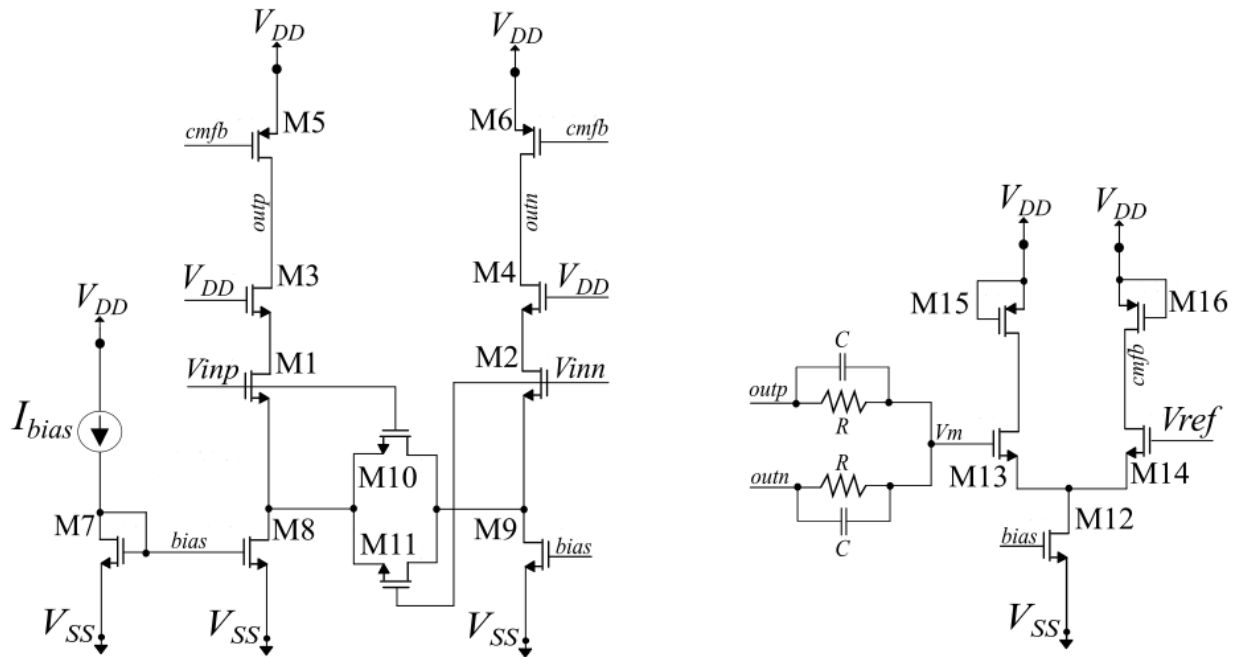
$$I_o = I_1 - I_2 = \frac{\sqrt{2 \cdot K_{n1} \cdot I_T}}{a} V_d \sqrt{\frac{1 - K_{n1} V_d^2}{8 \cdot a^2 \cdot I_T}}, \text{ όπου } a = 1 + \frac{K_{n1}}{4 K_{n3}}. \text{ Η βέλτιστη τιμή για τον λόγο } \frac{K_{n1}}{K_{n3}} \text{ προκύπτει ελαφρώς μεγαλύτερη από 6, γεγονός που επιβεβαιώνεται και από την προσομοίωση (Πίνακας 3 - λόγος των M1,2/M10,11) [5].}$$

### 3.2 Αρχιτεκτονική διαγωγού και κυκλώματος CMFB

Ο διαγωγός που επιλέγεται καθώς και το κύκλωμα CMFB φαίνονται στο Σχήμα 38. Ο διαγωγός χρησιμοποιεί active source degeneration (M10/M11) για βελτίωση της γραμμικότητας, όπως και τα κασκοδικά M3/M4 για βελτίωση του κέρδους και μείωση της επίδρασης των παρασιτικών πυκνωτών των υπόλοιπων transistors στον κλάδο, κάτω από αυτά [17]. Οι διαφορικές εξόδοι του διαγωγού εισέρχονται στο κύκλωμα CMFB, διερχόμενες μέσα από μια αντίσταση εν παραλλήλω με έναν πυκνωτή, για αποκοπή των DC συνιστωσών. Στο σημείο αυτό δημιουργείται ένας διαιρέτης τάσης, ο οποίος, δεδομένου ότι οι αντιστάσεις είναι ίδιες, υπολογίζει τη μέση τιμή των διαφορικών εξόδων (τάση  $V_m$ ). Στη συνέχεια, η τάση αυτή συγκρίνεται με την τάση αναφοράς  $V_{ref}$ , δηλαδή την επιθυμητή Common Mode τάση, και τέλος ανατροφοδοτείται στον διαγωγό με τη μορφή της τάσης πόλωσης cmfb, δηλαδή της τάσης στο gate των transistors M5, M6 [15].

Η παρούσα τοπολογία διαγωγού επιλέγεται, πέρα των λοιπών θετικών της, και λόγω απλότητας. Συγκεκριμένα, το βασικό της πλεονέκτημα είναι ότι έχει ελάχιστους εσωτερικούς κόμβους, γεγονός που την καθιστά κατάλληλη για χρήση σε ένα υψίσυχνο φίλτρο [3]. Ιδιαίτερα σύνθετοι διαγωγοί με ακόμα υψηλότερη γραμμικότητα, δεν μπορούν να επιτύχουν τόσο υψηλό εύρος ζώνης, όσο απαιτείται για την κατασκευή του φίλτρου. Ένα μειονέκτημα, ωστόσο, της παρούσας αρχιτεκτονικής, είναι το mismatch που εισάγουν οι πηγές ρεύματος, το οποίο επιφέρει παραμόρφωση. Αυτό, όμως, μπορεί να ελαχιστοποιηθεί μέσω ενός προσεκτικού layout [21] και επιλογή μεγάλης επιφάνειας  $W \cdot L$  για καλύτερο matching.





Σχήμα 38: Διαγωγός (αριστερά) και κύκλωμα CMFB (δεξιά).

### 3.3 DC ανάλυση

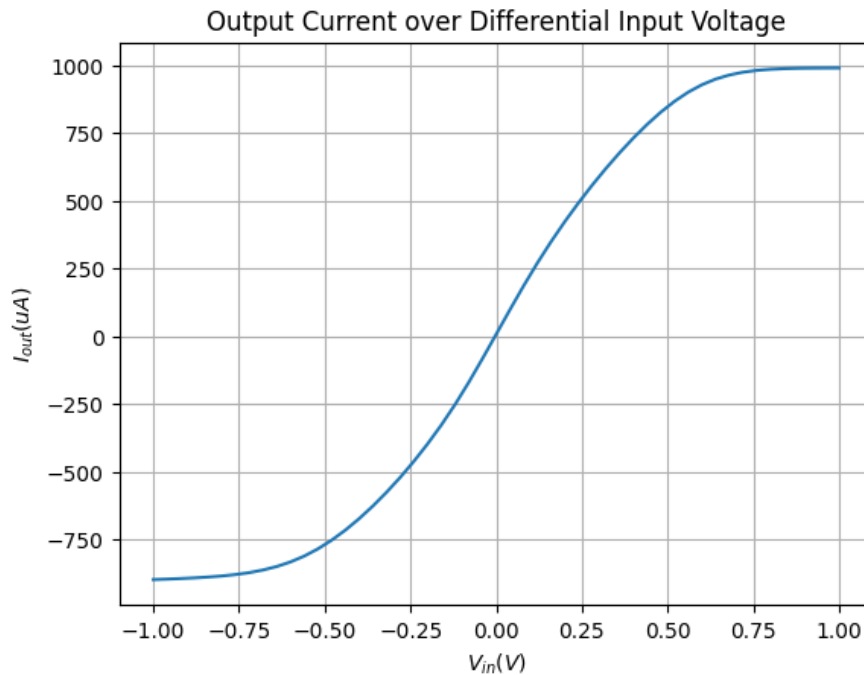
Το ρεύμα πόλωσης του διαγωγού επιλέγεται  $1mA$ , όπως προέκυψε από την μελέτη της  $f_T$  στην υποενότητα 2.6, ενώ στο κύκλωμα του CMFB το ρεύμα υποβιβάζεται στο  $1/8$  προς αποφυγή περιττής κατανάλωσης ισχύος. Κατά τα άλλα, τα transistors που υλοποιούν τους καθρέφτες ρεύματος έχουν μεταξύ τους ίδιες διαστάσεις, λόγω ίδιου λόγου καθρεφτισμού. Το sizing προκύπτει ως trade-off των αναγκών για διατήρηση των transistors στις σωστές περιοχές λειτουργίας, όσο το δυνατόν μικρότερα  $V_{dsat}$ , με σκοπό τη μεγιστοποίηση του εύρους γραμμικής λειτουργίας του διαγωγού, χωρίς όμως υπερβολική μείωση της  $r_{out}$ , όπου αυτή επηρεάζει τη γραμμική λειτουργία, και παράλληλα ικανοποιητική γραμμικότητα. Τα degeneration transistors επιλέγονται ευριστικά, ώστε να μεγιστοποιούν τη γραμμικότητα, ενώ για το CMFB επιδιώκεται η μεγιστοποίηση του κέρδους, ώστε ο κόμβος εξόδου να πλησιάσει κατά το δυνατόν την τιμή αναφοράς, χωρίς, όμως, μεγάλη αύξηση του  $V_{dsat}$ . Τα transistors M1/M2, M3/M4 και M10/M11 επιλέγονται με χαμηλό κατώφλι  $V_{th}$  προς ενίσχυση της γραμμικότητας. Για όλα τα παραπάνω εκτελείται DC ανάλυση, ενώ οι διαστάσεις των transistors συνοφίζονται στον επόμενο πίνακα.

nMOS transistors	W/L ( $\mu m/\mu m$ )	pMOS transistors	W/L ( $\mu m/\mu m$ )
$M_1 - M_2$	64/0.2	$M_5 - M_6$	51.2/0.5
$M_3 - M_4$	3.2/0.1	$M_{15} - M_{16}$	3.2/0.5
$M_7 - M_9$	921.6/1.5	-	-
$M_{10} - M_{11}$	10.4/0.2	-	-
$M_{12}$	115.2/1.5	-	-
$M_{13} - M_{14}$	32/0.25	-	-

Πίνακας 3: Διαστάσεις των transistors.

Στη συγκεκριμένη σχεδίαση, η απόκριση συχνότητας είναι προγραμματίσιμη, μεταβάλλοντας τα ρεύματα πόλωσης, μέσω της αλλαγής του ρεύματος των M8/M9 [17].

Για την εποπτική παρατήρηση της γραμμικότητας και την μέτρηση της τιμής του  $G_m$ , εκτελείται DC Sweep προσομοίωση και, όπως φαίνεται και από το Σχήμα 39, η γραμμική περιοχή λειτουργίας του διαγωγού είναι περίπου στα  $200mV$  και με  $G_m \approx 2.25mS$ . Άρα  $V_{in, equivalent} = 200mV peak$ .

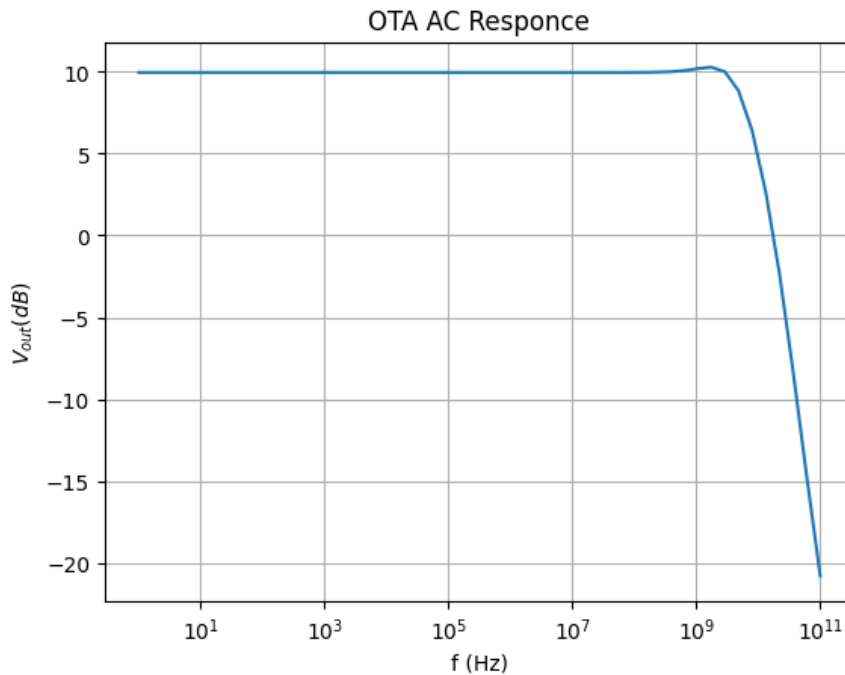


Σχήμα 39: Διάγραμμα ρεύματος εξόδου προς την διαφορική τάση εισόδου.

### 3.4 AC ανάλυση

Προκειμένου να χρησιμοποιηθεί ο προς σχεδίαση διαγωγός ως building block για ένα δευτεροτάξιο φίλτρο με συχνότητα αποκοπής  $900MHz$ , θα πρέπει να εξασφαλιστεί ότι αυτός είναι αρκετά γρήγορος, έχει, δηλαδή, αρκούντως μεγάλο bandwidth. Για το σκοπό αυτό εκτελείται AC

ανάλυση και το απαραίτητο resizing (με τις τελικές διαστάσεις που φαίνονται στον Πίνακα 3 της υποενότητας 3.3). Μια ασφαλής υπόθεση για το απαραίτητο bandwidth είναι να μην εμφανίζεται πόλος μέχρι περίπου το  $1\text{GHz}$ , ή γενικότερα, το εύρος ζώνης του διαγωγού που χρησιμοποιείται στο φίλτρο θα πρέπει να είναι τουλάχιστον μια τάξη μεγέθους μεγαλύτερο από τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου, όπως μελετήθηκε και στην υποενότητα 2.4.2. Αυτή η προϋπόθεση ανακύπτει και από το γεγονός ότι, στις υψηλότερες συχνότητες, οι αντιστάσεις στους εσωτερικούς κόμβους του φίλτρου περιορίζουν το εύρος ζώνης. Αυτές, δε, σε συνδυασμό με τις χωρητικότητες σε αυτούς, δημιουργούν πόλο που προκαλεί peaking στην άκρη του passband [21]. Το εύρος ζώνης του διαγωγού φαίνεται στο Σχήμα 40.

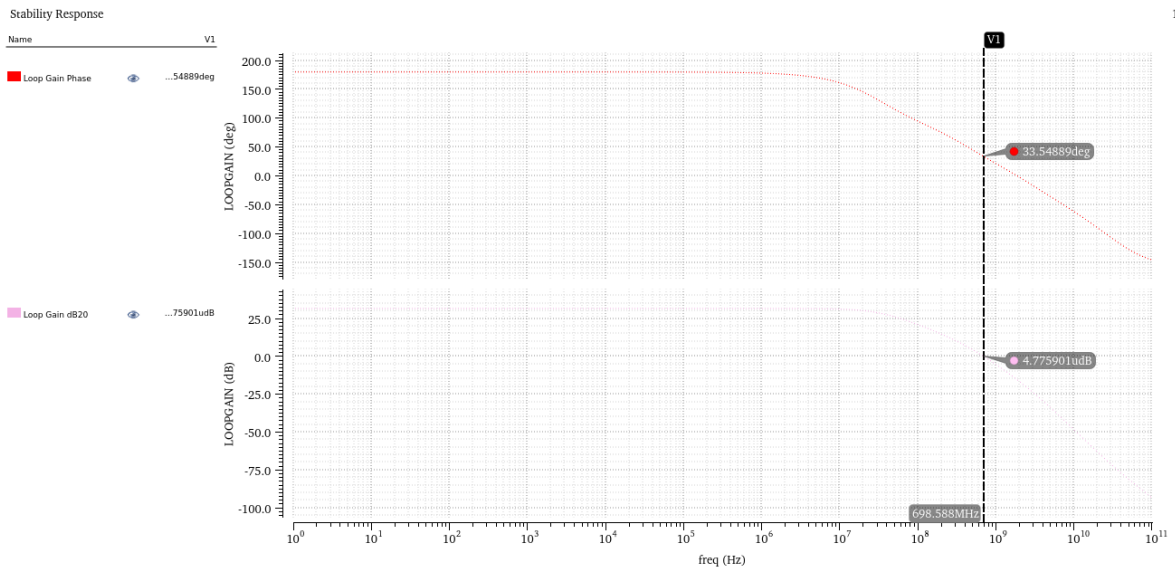


Σχήμα 40: Διάγραμμα εύρους ζώνης OTA.

Αξίζει, επίσης, να σημειωθεί ότι το peaking εντός του passband θα πρέπει να διατηρείται σε λογικά επίπεδα, προκειμένου να αποφευχθεί παραμόρφωση και μειωμένη γραμμικότητα [21]. Τέλος, επισημαίνεται ότι, προκειμένου να επιτευχθεί αρκετό υψηλό εύρος ζώνης, οι πυκνωτές του κυκλώματος CMFB θα πρέπει να παραληφθούν, καθώς εισάγουν επιπλέον πόλο, σε συνδυασμό με τις αντιστάσεις. Για τον ίδιο λόγο χρησιμοποιούνται και αντιστάσεις, έναντι μιας κατά τα άλλα ισοδύναμης υλοποίησης με transistors (παρασιτικές χωρητικότητες).

### 3.5 Stability ανάλυση κυκλώματος CMFB

Ως τελικό βήμα της σχεδίασης μελετήθηκε η ευστάθεια του CMFB loop, μέσω του phase margin, προκειμένου να βρεθεί το πόσο μπορεί να μειωθεί το ρεύμα του υποκυκλώματος, χωρίς να επηρεάζεται η ευστάθεια του βρόχου.

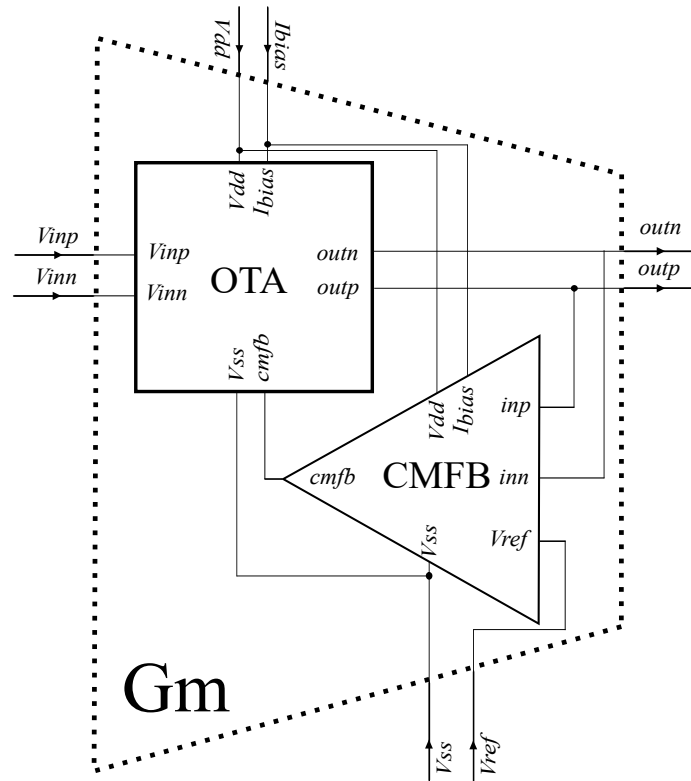


Σχήμα 41: Phase margin κυκλώματος CMFB.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 41, το phase margin του βρόχου είναι  $180^\circ - 33.5^\circ = 146.5^\circ$ .

## 4 Σχεδίαση Φίλτρου

Ο διαγωγός και το κύκλωμα CMFB εσωκλείονται σε δύο blocks, τα οποία με τη σειρά τους συνθέτουν το τελικό Gm cell του επόμενου Σχήματος 42.



Σχήμα 42: Gm Cell.

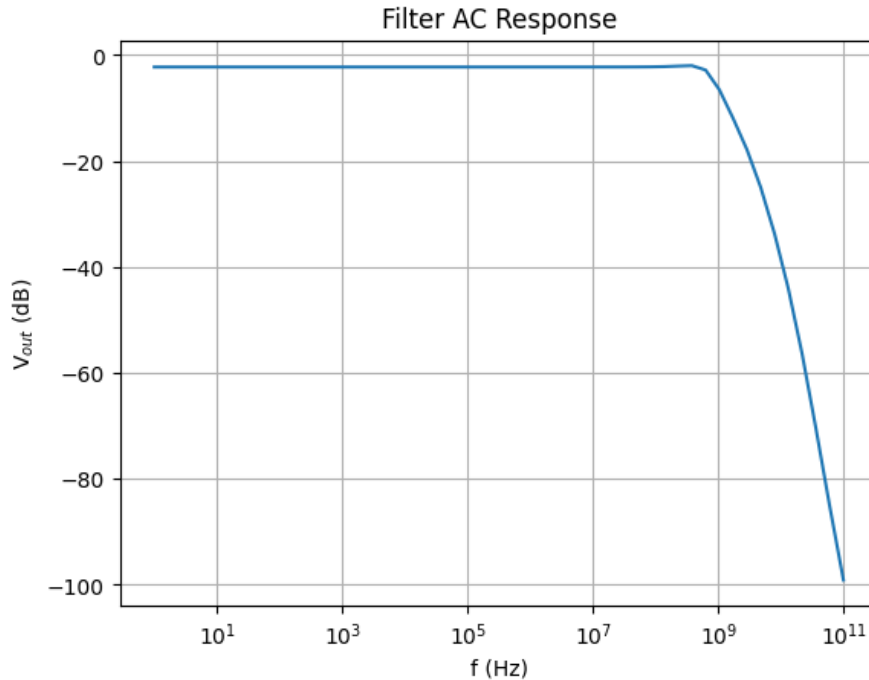
Αυτά τα blocks χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση του φίλτρου του Σχήματος 22. Σημειώνεται ότι η τοπολογία αυτή τροποποιείται ελαφρώς ως προς τους πυκνωτές, όπου, τα δύο ζευγάρια πυκνωτών από τις θετικές και τις αρνητικές εξόδους του διαγωγού προς τη γη, αντικαθίστανται από μόνο δύο πυκνωτές, με τους ακροδέκτες τους τοποθετημένες ανάμεσα στις αρνητικές και τις θετικές εξόδους των διαγωγών. Για λόγους ισοδυναμίας, οι πυκνωτές αυτοί είναι οι μισοί από την πρώτη περίπτωση, επομένως προτιμούνται για οικονομία χώρου (απαιτείται το 1/4 της χωρητικότητας ανα πυκνωτή σε σχέση με την υλοποίηση του Σχήματος 22).

### 4.1 AC ανάλυση

Δεδομένου ότι το Gm του πραγματικού OTA είναι αρκετά διαφορετικό από την τιμή που τέθηκε στην ανάλυση του φίλτρου με χρήση του μακρομοντέλου της υποενότητας 2.4.2, είναι απαραίτητο τόσο ένα scaling των πυκνωτών, όσο και ένα tuning, ώστε τελικά το φίλτρο να έχει την απαραίτητη συχνότητα αποκοπής.

Επιπλέον, αξίζει να σημειωθεί ότι, παρότι στην ανάλυση με χρήση μακρομοντέλου επιλέχθηκαν όλες οι τιμές των Gm ίδιες, αυτό, με χρήση πραγματικών διαγωγών, οδηγεί στην εμφάνιση υψηλού

peaking, το οποίο συνδέεται με το συντελεστή ποιότητας  $Q$ . Προκειμένου να μειωθεί αυτό, σύμφωνα με τη συνάρτηση μεταφοράς (2.4.2), θα πρέπει είτε το ένα ζεύγος πυκνωτών να είναι κατά πολύ μεγαλύτερο του δεύτερου, είτε το  $Gm_2$  να είναι μεγαλύτερο από τα υπόλοιπα 3. Στην παρούσα μελέτη οι δύο λύσεις συνδυάζονται, οπότε το ρεύμα πόλωσης του δεύτερου Gm cell επιλέγεται  $2mA$ , σε αντίθεση με τα ρεύματα πόλωσης των  $Gm_1, Gm_3$  και  $Gm_4$  που επιλέγονται  $800\mu A$ . Όσο για τους πυκνωτές, ο πρώτος επιλέγεται  $400fF$  και ο δεύτερος  $300fF$ . Η μέγιστη χωρητικότητα, λοιπόν, είναι αρκετά μικρή ώστε να μπορεί να ολοκληρωθεί μαζί με το υπόλοιπο κύκλωμα on-chip. Η AC απόκριση του φίλτρου φαίνεται στο Σχήμα 43.



Σχήμα 43: AC απόκριση φίλτρου.

## 4.2 Ανάλυση Corners

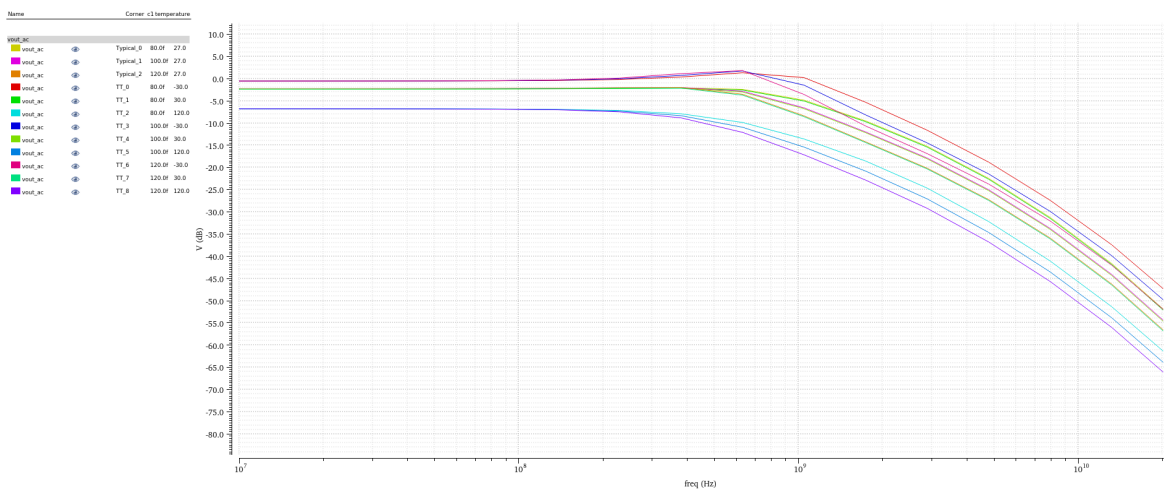
Στη συνέχεια εκτελείται ανάλυση Corners για διερεύνηση των PVT variations. Με αυτή εξετάζονται σενάρια ακραίων συνθηκών, όπως αλλαγές στη θερμοκρασία, στις τάσεις και το fabrication process, συνυπολογίζοντας όλες τις πιθανές συμπεριφορές των transistors [23]. Με το παρακάτω setup του Σχήματος 44, επιπλέον, συνυπολογίζεται και η μεταβολή του μοναδιαίου πυκνωτή κατά  $\pm 20\%$  ως ένα τυπικό παράδειγμα σε CMOS τεχνολογίες.

Corners Setup								
Corners	<input type="checkbox"/> Nominal	<input checked="" type="checkbox"/> Typical	<input checked="" type="checkbox"/> TT	<input checked="" type="checkbox"/> FF	<input checked="" type="checkbox"/> SS	<input checked="" type="checkbox"/> FS	<input checked="" type="checkbox"/> SF	
<b>Temperature</b>		27	-30 30 120	-30 30 120	-30 30 120	-30 30 120	-30 30 120	-30 30 120
<b>Design Variables</b>								
c1		80f 100f 120f	80f 100f 120f	80f 100f 120f	80f 100f 120f	80f 100f 120f	80f 100f 120f	80f 100f 120f
<b>Parameters</b>								
<b>Model Files</b>								
all.scs	<input checked="" type="checkbox"/>	ttttttt	ttttttt	ffffff	sssssss	fsttttt	sfttttt	
<b>Model Group(s)</b>		<modelgroup>	<modelgroup>	<modelgroup>	<modelgroup>	<modelgroup>	<modelgroup>	
<b>Tests</b>								
<input type="checkbox"/> Filters:biquad:1	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/> Filters:biquad:2	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
<input type="checkbox"/> Filters:biquad:3	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
<input checked="" type="checkbox"/> Filters:biquad:4	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
<b>Tags</b>								
<b>...mber of Corners</b>	1	3	9	9	9	9	9	9

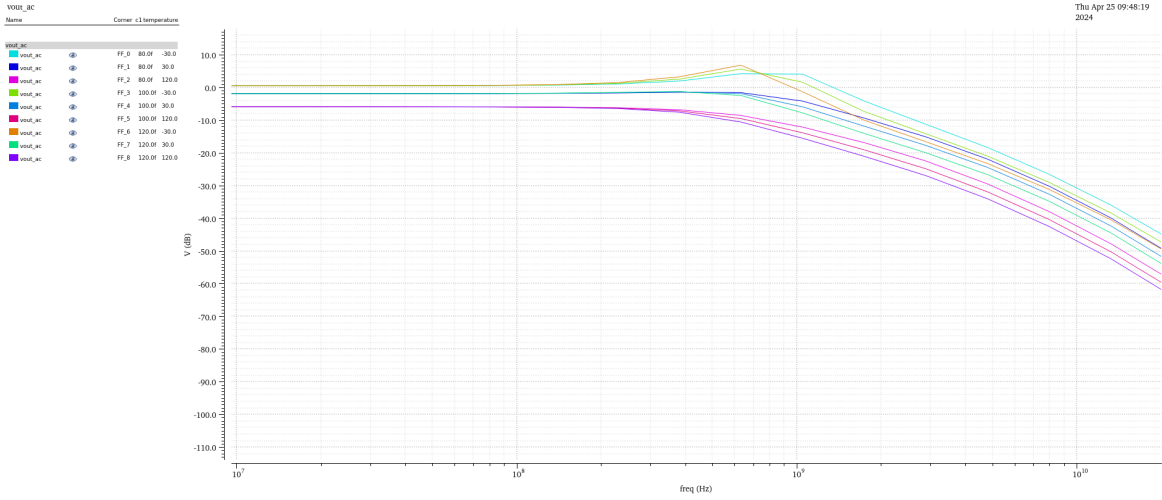
Σχήμα 44: Corners setup.

#### 4.2.1 AC απόκριση

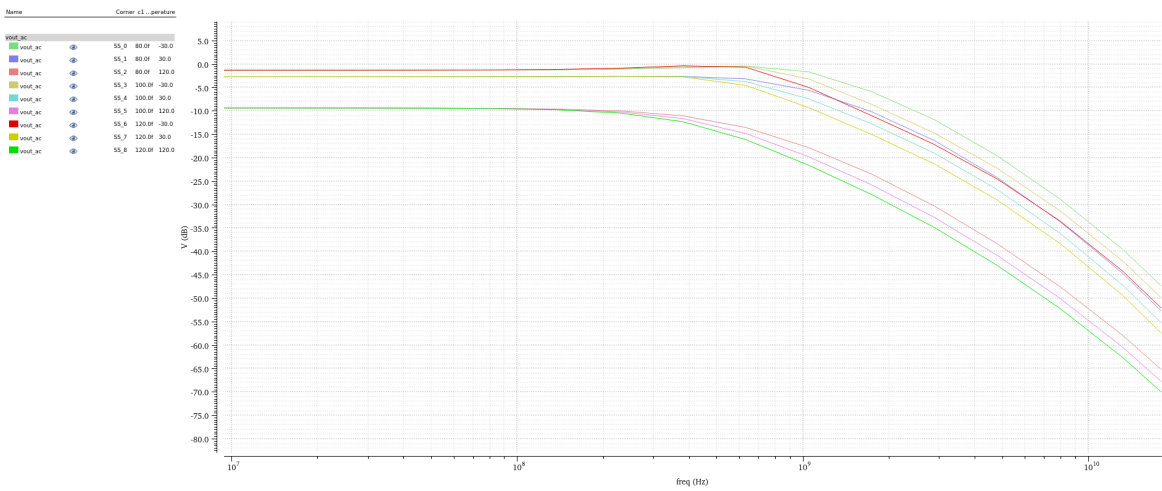
Έτσι, λοιπόν, υπολογίζεται η μεταβολή στην απόκριση, στην συχνότητα  $f_{-3dB}$ , στο ripple και στο DC Gain για το φίλτρο. Όπως φαίνεται στα επόμενα γραφήματα, λόγω των μεταβολών PVT, το attenuation του φίλτρου αλλάζει πολύ. Επίσης πολύ μεταβάλλεται και η συχνότητα αποκοπής, λόγω των αλλαγών στο Bandwidth, όπως και το ripple. Στα παρακάτω διαγράμματα, οι καμπύλες χωρίζονται σε 3 κύριες οικογένειες, κάθε μια από τις οποίες αντιστοιχεί σε διαφορετική θερμοκρασία. Οι διαφοροποιήσεις των καμπύλων εντός της κάθε οικογένειας αντιστοιχούν στην μεταβολή του πυκνωτή.



Σχήμα 45: Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Typical.

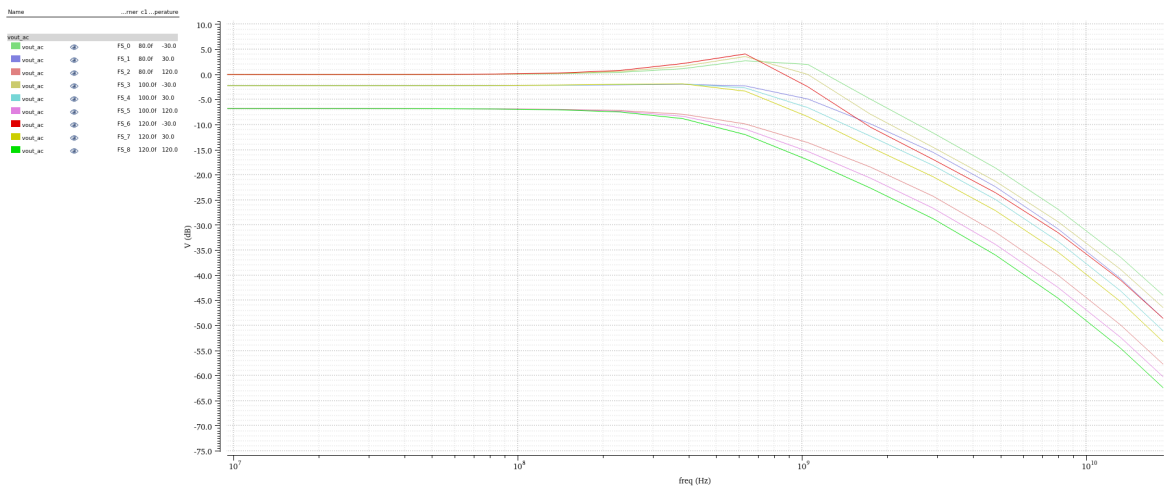


Σχήμα 46: Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Fast-Fast.

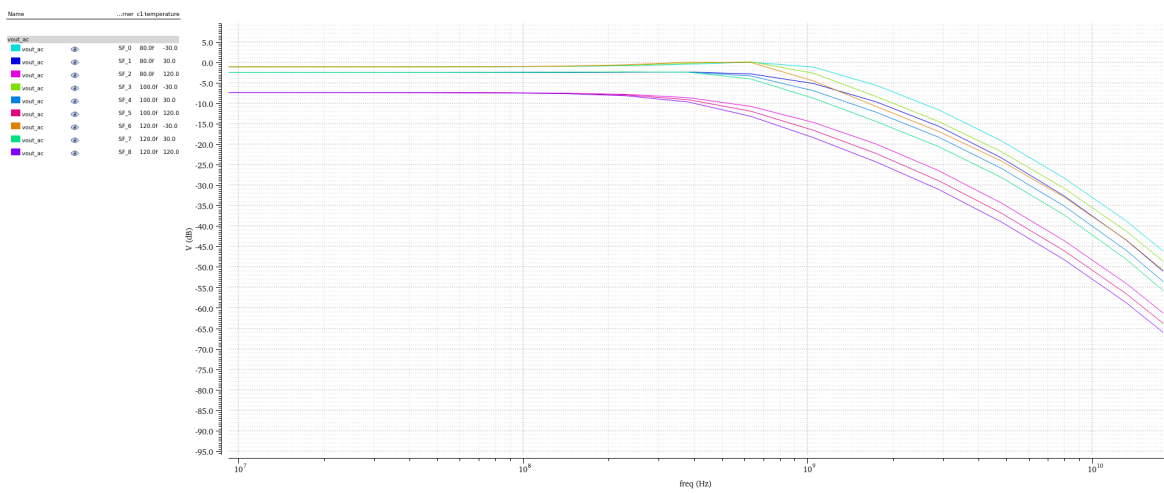


Σχήμα 47: Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Slow-Slow.

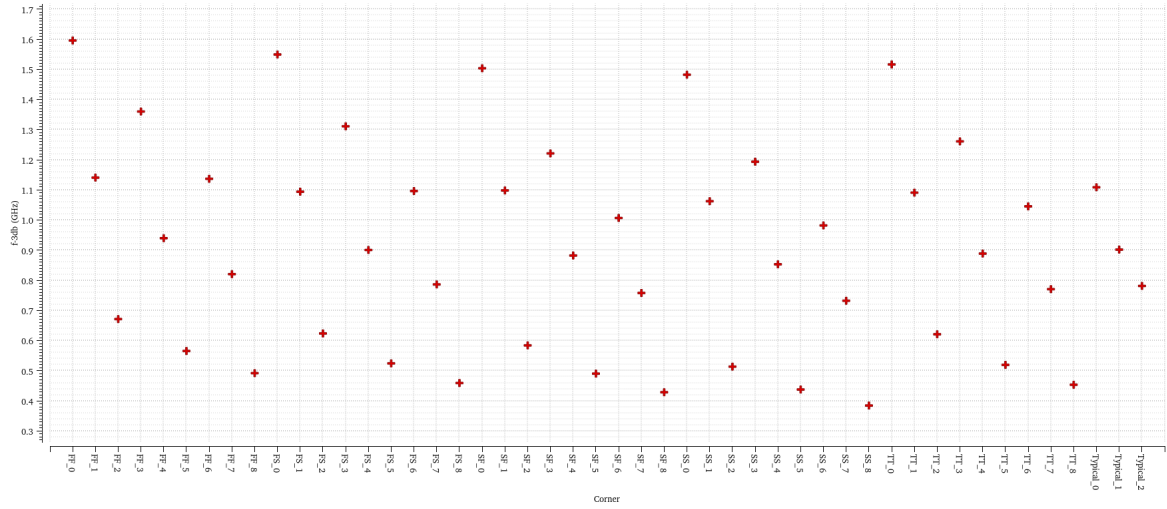




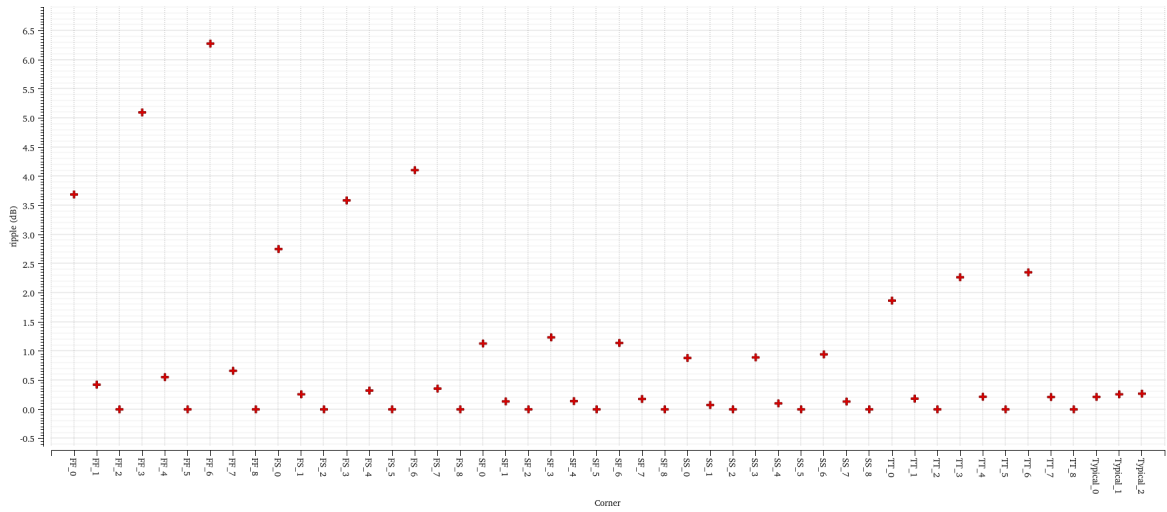
Σχήμα 48: Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Fast-Slow.



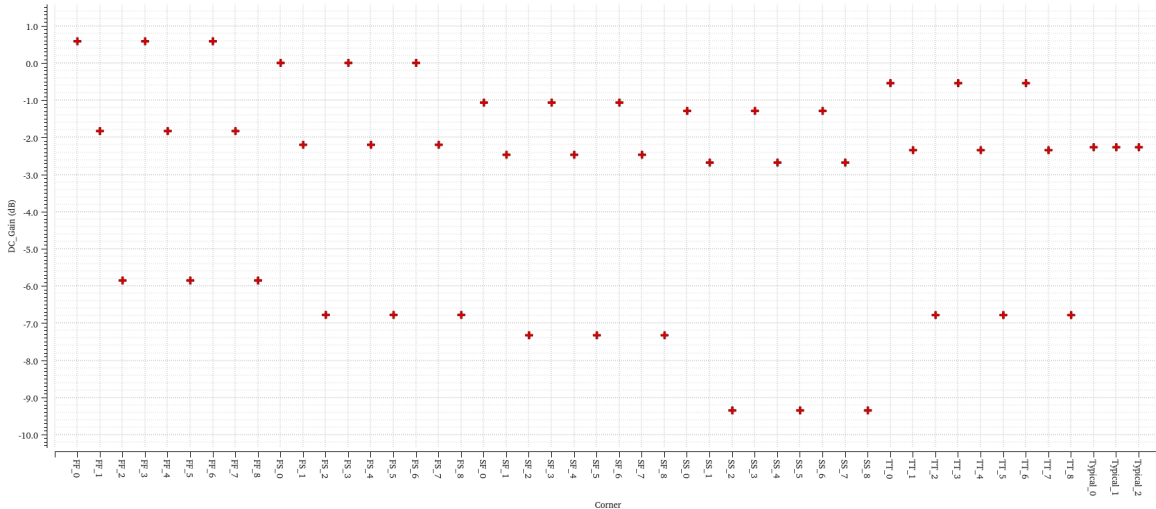
Σχήμα 49: Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Slow-Fast.



Σχήμα 50: Συχνότητα  $f_{-3dB}$  φίλτρου για όλα τα PVT corners.



Σχήμα 51: Ripple φίλτρου για όλα τα PVT corners.



Σχήμα 52: DC Gain φίλτρου για όλα τα PVT corners.

Όπως είναι εμφανές από τα Σχήματα 50, 51 και 52, και τα 3 μετρούμενα μεγέθη αλλάζουν πολύ κυρίως με την θερμοκρασία. Δευτερευόντως, για τις περιπτώσεις του ripple και του DC gain, παρατηρούνται αλλαγές με το process, ενώ την μικρότερη επιρροή έχουν οι αλλαγές στον πυκνωτή (προφανώς δεν επιδρά στην περίπτωση του DC gain). Το αντίθετο ισχύει για την περίπτωση της συχνότητας αποκοπής. Αυτά έχουν ιδιαίτερη σημασία για τη διασφάλιση της σωστής λειτουργίας του chip με το κατάλληλο calibration, όπου απαιτείται.

#### 4.2.2 Tuning AC απόκρισης

Γενικά, οι παράμετροι ενός Gm-C φίλτρου είναι ιδιαίτερα ευαίσθητες σε process variations, γεγονός που γίνεται έντονα αντιληπτό στις υψηλότερες συχνότητες. Αυτό συμβαίνει επειδή οι χωρητικότητες στους κόμβους του φίλτρου είναι συγκρίσιμες με τις παρασιτικές [21] αλλά και οι πυκνωτές του ίδιου του φίλτρου μεταβάλλονται με το process.

Προκειμένου να διασφαλιστεί ότι η  $f_{-3dB}$  είναι περίπου  $900MHz$  σε όλα τα corners, πρέπει να γίνει το απαραίτητο tuning στην απόκριση, χρησιμοποιώντας ένα calibration engine, το οποίο μετρά τη συχνότητα αποκοπής και, στη συγκεκριμένη υλοποίηση, ρυθμίζει τα ρεύματα κατά περίπτωση. Γενικά υπάρχουν δύο δυνατότητες για να γίνει αυτό: είτε προσαρμόζοντας τον διαγωγό (constant- $C_L$ ), είτε προσαρμόζοντας τον πυκνωτή (constant-Gm) τόσο ώστε να αντισταθμιστούν οι εν λόγω απώλειες. Η περίπτωση προσαρμογής του πυκνωτή δεν προτιμάται, διότι απαιτείται αρκετή επιφάνεια και δεν είναι κατάλληλη λύση για υψίσυχνες εφαρμογές. Αντίθετα, η λύση της προσαρμογής του διαγωγού είναι βολική, διότι μειώνει την κατανάλωση ισχύος του φίλτρου, λόγω της απαιτούμενης μείωσης της τιμής διαγωγογιμότητας [22].

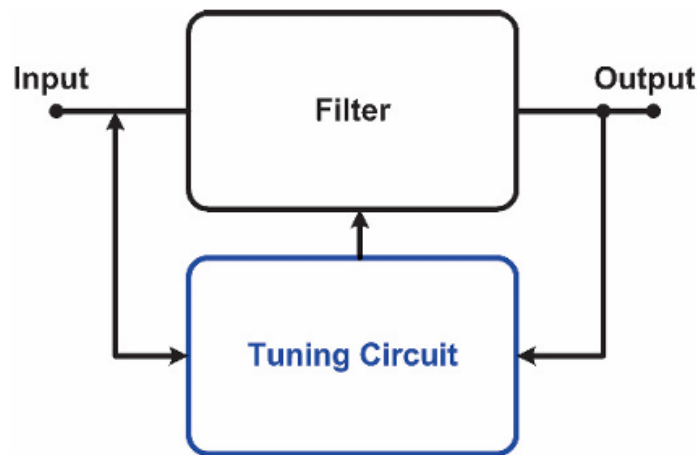
Για το σκοπό αυτό εξετάζονται τα ακόλουθα τρία ακραία σενάρια για τη μέγιστη και ελάχιστη  $f_{-3dB}$  καθώς και το μέγιστο ripple. Σε ότι αφορά τη λειτουργία του calibration engine, ρυθμίζει τα ρεύματα με τέτοιο τρόπο, ώστε τα  $ibias1$ ,  $ibias3$ ,  $ibias4$  να διατηρούν την ίδια τιμή  $i$ , ενώ το

$ibias2$  καθορίζεται μέσω των ρευμάτων πόλωσης στο Typical corner:  $ibias2 = \frac{2mA}{800\mu A}i = 2.5i$ . Επομένως, η μόνη παράμετρος που τελικά ρυθμίζει είναι το ρεύμα  $i$ , ενώ όλα τα ρεύματα αλλάζουν με τον ίδιο τρόπο. Η μέθοδος αυτή εξασφαλίζει ένα εύκολα υλοποιήσιμο tuning.

Corner	Pre-Calibration	Post-Calibration	Tuned Currents
<i>FF0</i>	1.596GHz	903.6MHz	$ibias1 = ibias3 = ibias4 = 380\mu A$ $ibias2 = 950\mu A$
<i>FF6</i>	1.137GHz	899.9MHz	$ibias1 = ibias3 = ibias4 = 560\mu A$ $ibias2 = 1.4mA$
<i>SS8</i>	384MHz	890.1MHz	$ibias1 = ibias3 = ibias4 = 3\mu A$ $ibias2 = 7.5\mu A$

Πίνακας 4: Μελέτη συχνότητας αποκοπής 3 corners πριν και μετά το calibration.

Αφαιρετικά, ένα τέτοιο calibration engine (ή tuning circuit) κατασκευάζεται με χρήση ψηφιακών κυκλωμάτων, επιλέγοντας τις παραμέτρους (ρεύματα) που θα καλιμπράρονται. Ουσιαστικά μετράται η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου και συγκρίνεται με την επιθυμητή τιμή, οπότε εφαρμόζεται ένα διορθωτικό σήμα feedback, που προσπαθεί να μηδενίσει το σφάλμα. Ένα γενικό διάγραμμα φαίνεται στο Σχήμα 53 [22].



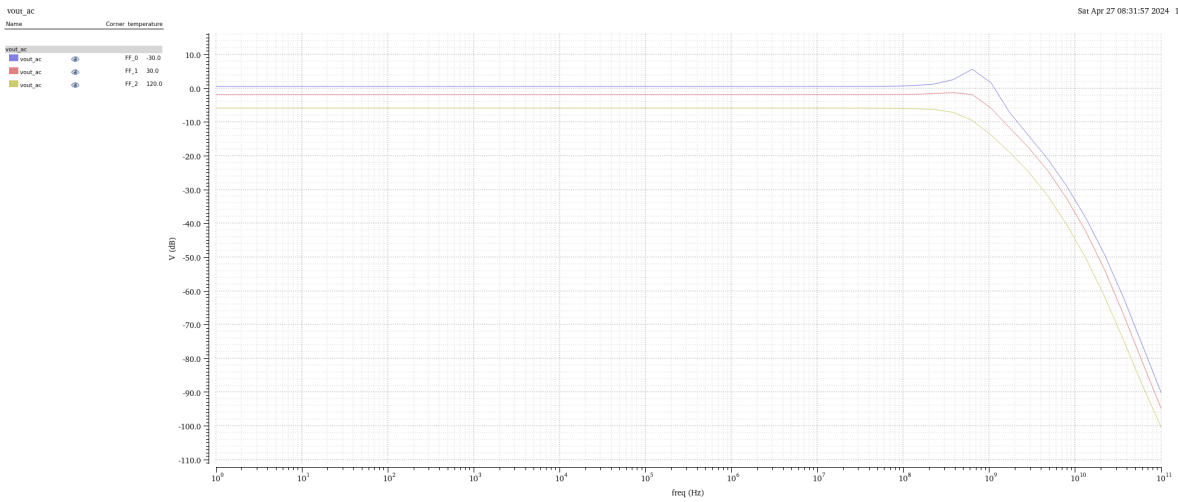
Σχήμα 53: Tuning του φίλτρου.

Μόλις το σύστημα είναι έτοιμο, η μοναδική μεταβλητή παράμετρος είναι η θερμοκρασία. Γι' αυτό είναι σημαντικό να είναι εκ των προτέρων γνωστό το αν απαιτείται επιπλέον καλιμπράρισμα της θερμοκρασίας και σε ποιες περιπτώσεις. Τα παρακάτω παρουσιάζουν την ίδια ανάλυση corners με μοναδική μεταβλητή τη θερμοκρασία.

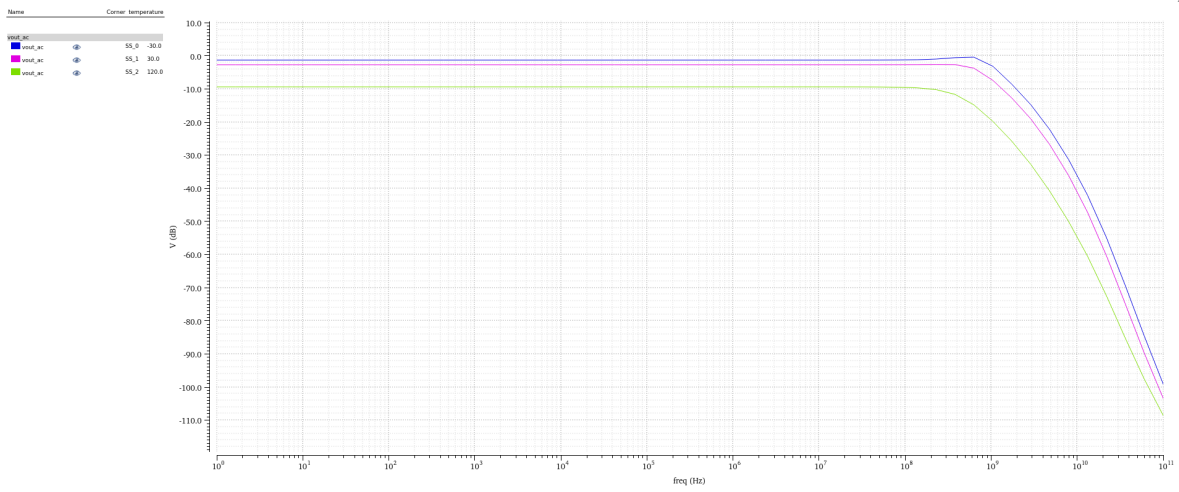
Σημειώνεται ότι η υλοποίηση του calibration engine δεν αποτελεί μέρος της παρούσας εργασίας.



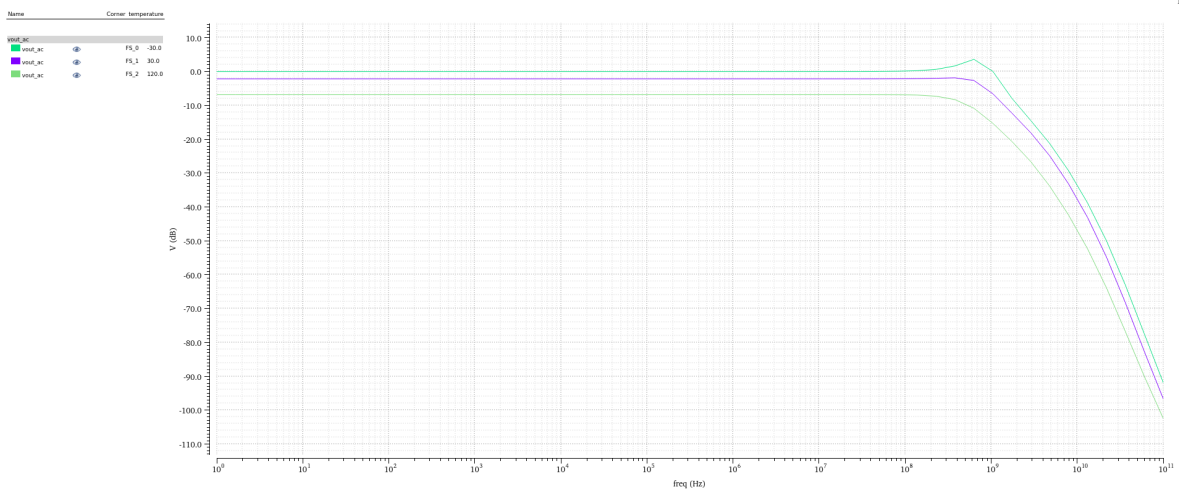
Σχήμα 54: Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Typical.



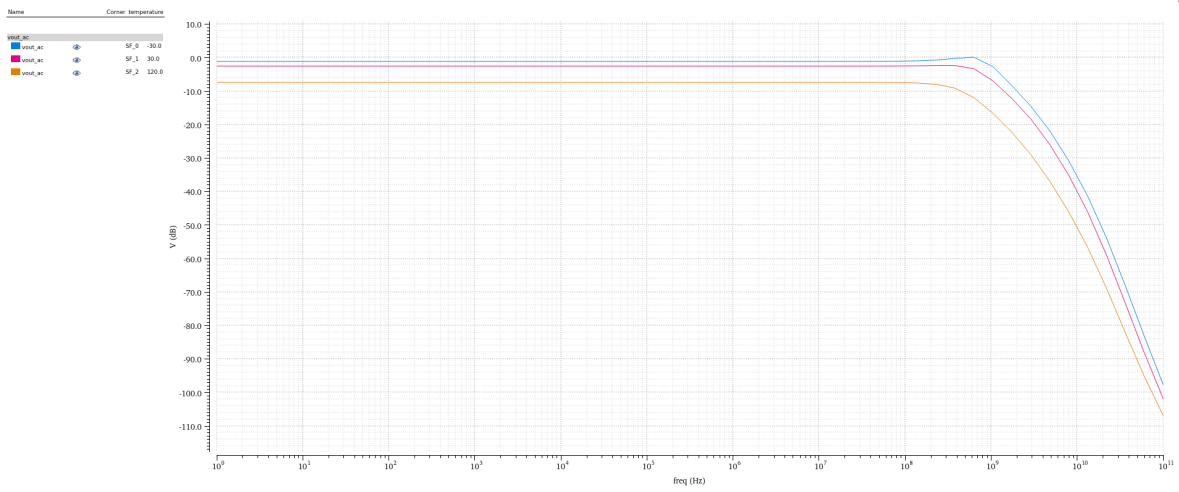
Σχήμα 55: Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Fast-Fast.



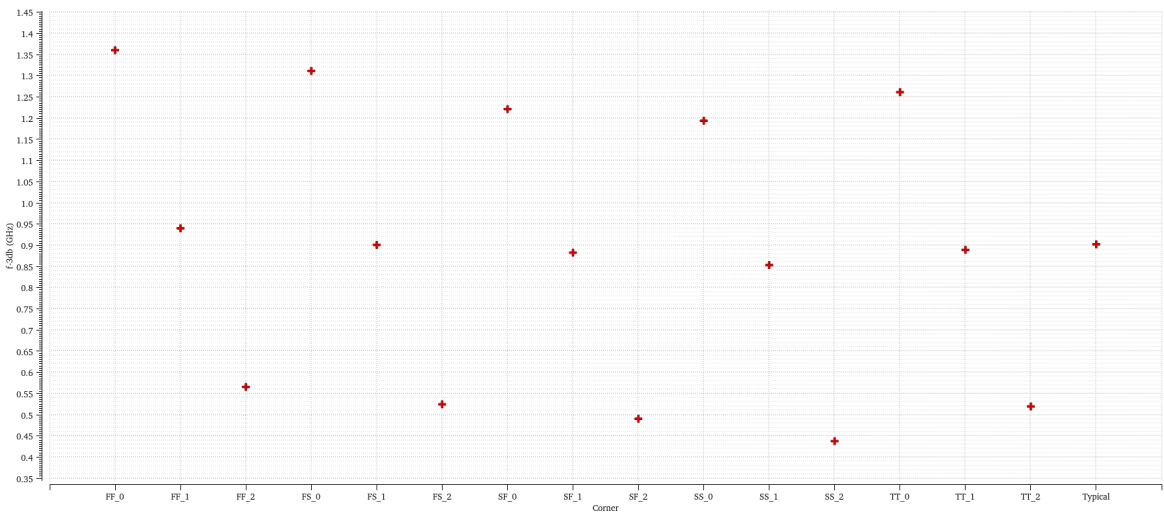
Σχήμα 56: Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Slow-Slow.



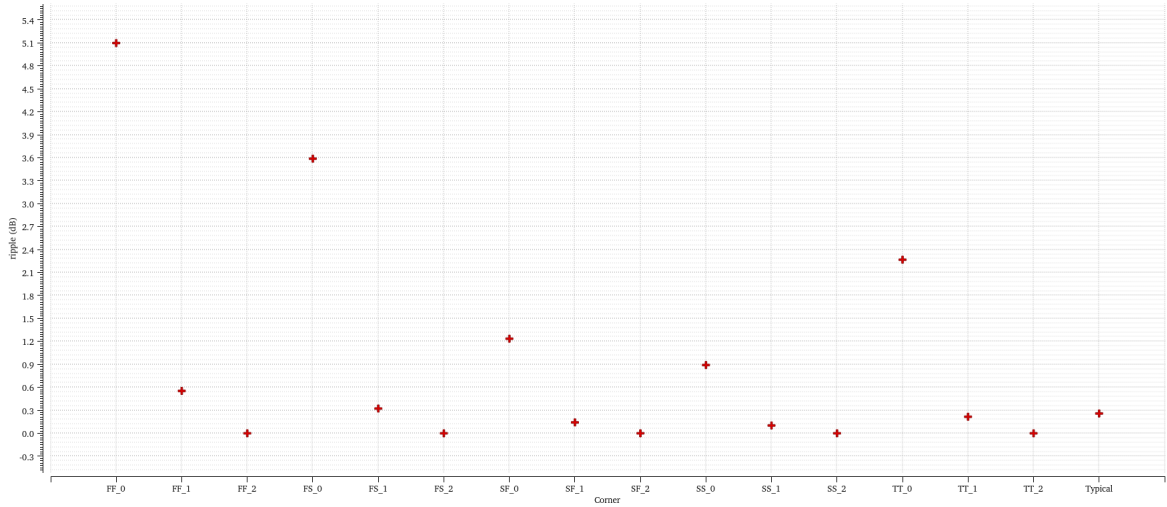
Σχήμα 57: Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Fast-Slow.



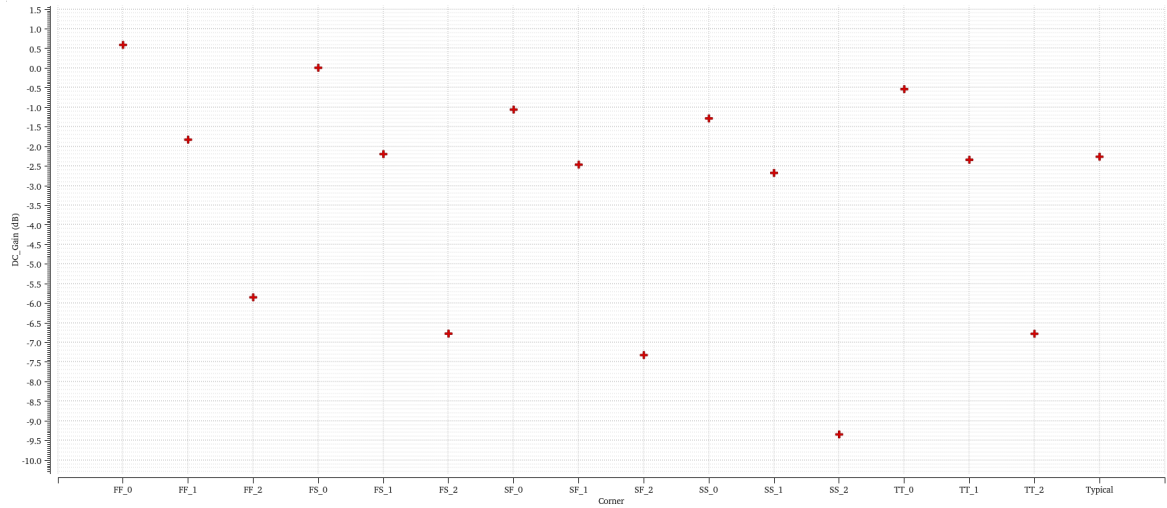
Σχήμα 58: Απόκριση συχνότητας φίλτρου - Slow-Fast.



Σχήμα 59: Συχνότητα  $f_{-3dB}$  φίλτρου για όλα τα PVT corners.



Σχήμα 60: Ripple φίλτρου για όλα τα PVT corners.



Σχήμα 61: DC Gain φίλτρου για όλα τα PVT corners.

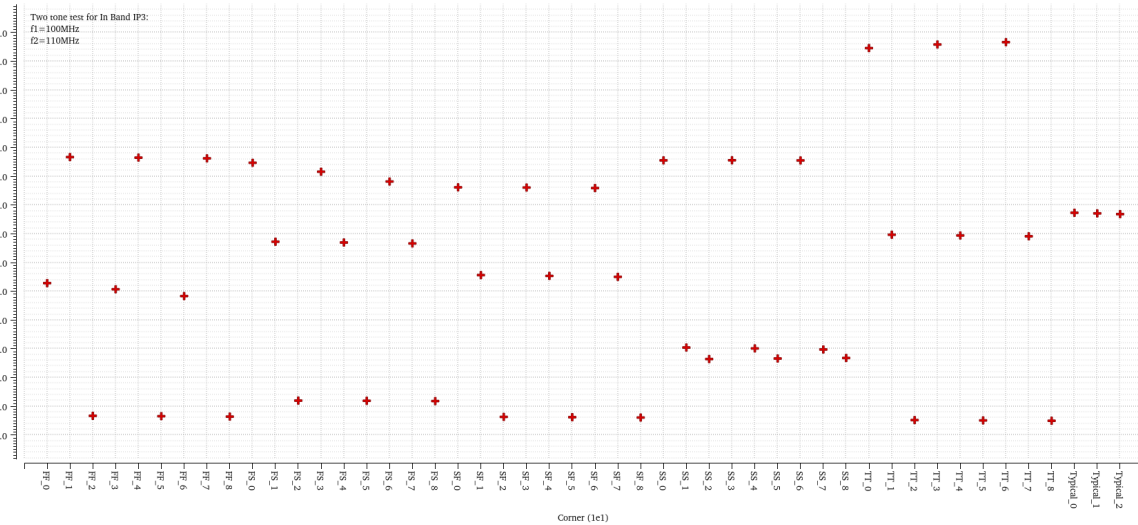
Όπως είναι εμφανές από τα Σχήματα 59, 60 και 61, και τα 3 μετρούμενα μεγέθη αλλάζουν πολύ κυρίως με την θερμοκρασία, ενώ δευτερευόντως παρατηρούνται μεταβολές και με το process. Αυτά έχουν ιδιαίτερη σημασία για τη διασφάλιση της σωστής λειτουργίας του chip με το κατάλληλο calibration, όπου απαιτείται.



### 4.2.3 Γραμμικότητα

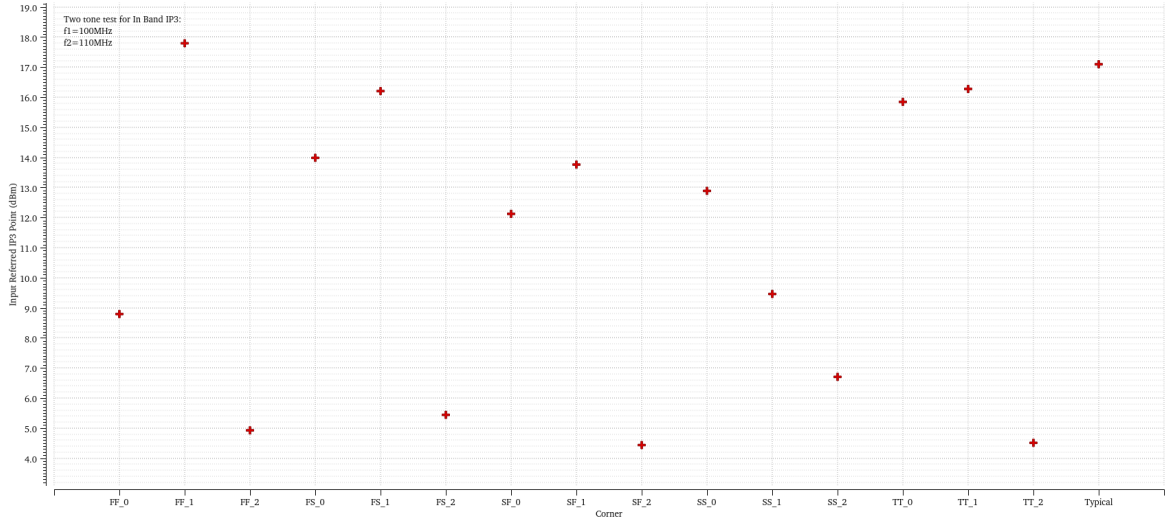
- IP3

Για τον υπολογισμό του IP3 εκτελείται τεστ δύο τόνων, εισάγονται, δηλαδή, στην είσοδο του συστήματος δύο τόνοι ίδιας ισχύος αλλά διαφορετικής συχνότητας [23]. Αρχικά θεωρείται μη καλιμπραρισμένο σύστημα, που εμφανίζει και μεταβολές στην τιμή του πυκνωτή. Όπως φαίνεται από το επόμενο γράφημα του Σχήματος 62, η τιμή του IP3 μεταβάλλεται πολύ σε κάθε corner λόγω των μεταβολών του πυκνωτή και της θερμοκρασίας.



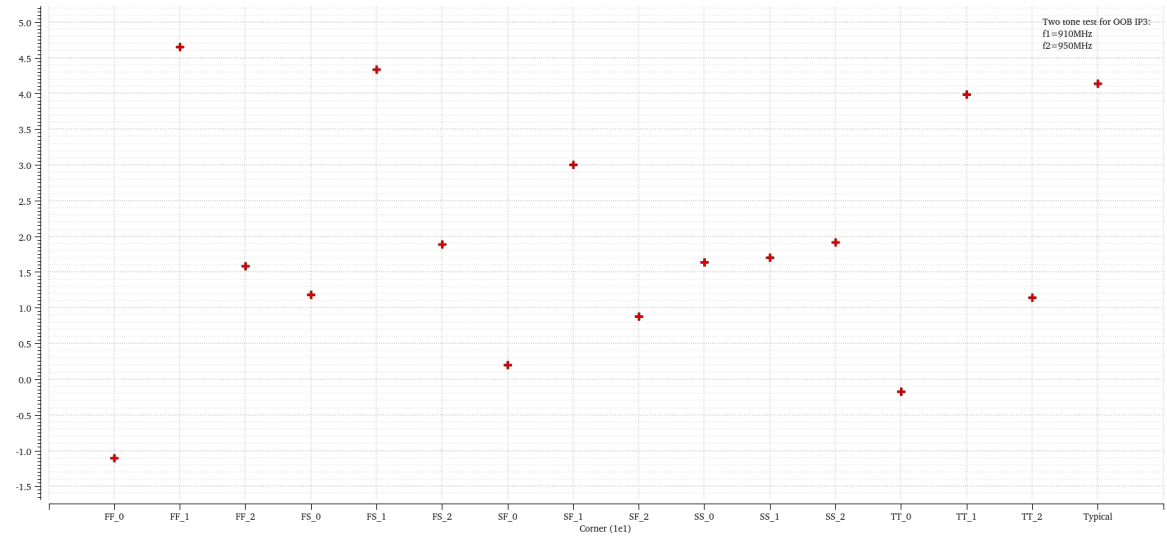
Σχήμα 62: In Band IP3 για όλα τα PVT corners.

Στη συνέχεια θεωρείται ότι το σύστημα καλιμπράρεται, οπότε το bandwidth διατηρείται σταθερό. Το παρακάτω γράφημα του Σχήματος 63 έχει μεγάλη σημασία, διότι μέσω αυτού αναγνωρίζονται τα critical corners, που το σύστημα πρέπει απαραίτητα να καλιμπραριστεί όσο η θερμοκρασία μεταβάλλεται.



Σχήμα 63: In Band IP3 για όλα τα PVT corners με σταθερό bandwidth.

Ως τώρα μελετήθηκε η περίπτωση In Band σημάτων. Ωστόσο, αυτά δεν είναι τα μόνα σήματα που δημιουργούν όρους IM3 εντός του εύρους ζώνης του φίλτρου. Συγκεκριμένα, σήματα Out Of Band, κατόπιν ενδοδιαμόρφωσης, μπορούν να παράξουν γινόμενα IM3 που θα βρεθούν εντός της μπάνας του φίλτρου. Επομένως θα πρέπει να διερευνηθεί το κατά πόσο και αυτά τα γινόμενα καταπιέζονται αρκετά. Η περίπτωση που διερευνάται παρακάτω είναι μια από τις χειρότερες πιθανές, όπου το ανεπιθύμητο σήμα (blocker) είναι πολύ κοντά στο εύρος ζώνης του φίλτρου.



Σχήμα 64: Out Of Band IP3 για όλα τα PVT corners.

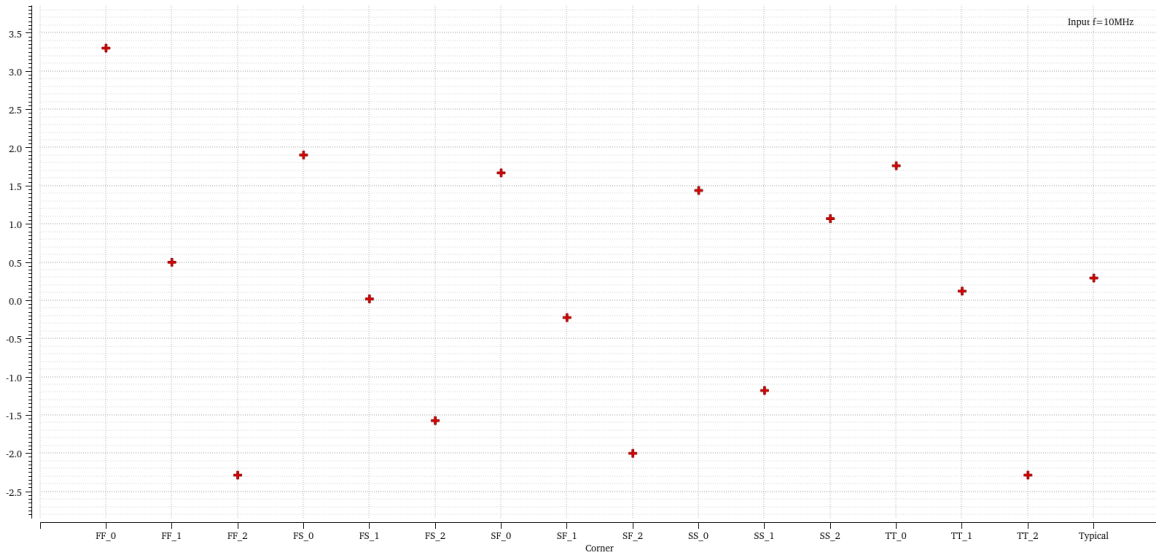
Δεδομένου ότι τα σήματα εισόδου είναι εκτός του εύρους ζώνης, αυτά είναι ήδη πολύ ασθενή,

λόγω εξασθένησης από το φίλτρο. Επίσης, όπως προαναφέρθηκε, το σύστημα δεν είναι καλιμπραρισμένο, οπότε η εξασθένηση αλλάζει κατά πολύ ανάλογα με το εκάστοτε corner, όπως παρατηρήθηκε και στην υποενότητα 4.2.2. Αυτό έχει ως συνέπεια την είσοδο στο σύστημα σημάτων με ισχυρά μεταβαλλόμενη ισχύ εισόδου, γεγονός που αιτιολογεί την μεγάλη μεταβολή στο IP3 που παρατηρείται στο διάγραμμα του Σχήματος 64.

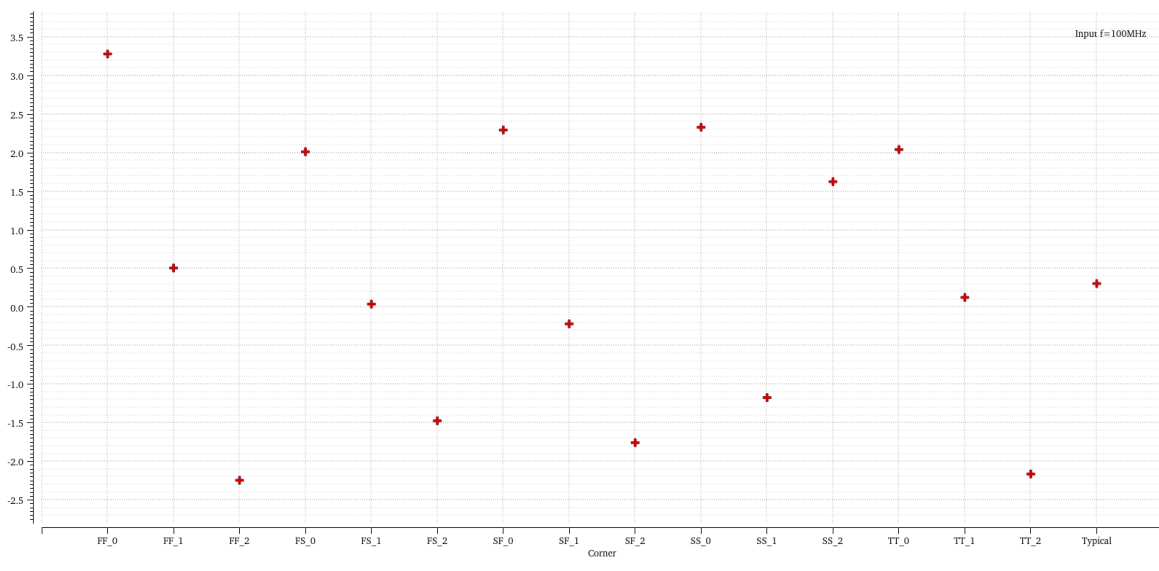
Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι, για τις Out Of Band μετρήσεις του IP3, ως πρώτη αρμονική θεωρείται ο μικρός τόνος. Αυτό έχει σημασία, διότι, σε αντίθεση με τις περιπτώσεις In Band, οι δυο συχνότητες εντοπίζονται στο roll-off του φίλτρου, που σημαίνει ότι, παρότι έχουν την ίδια ισχύ εισόδου, υπόκεινται τελικά σε διαφορετικά attenuations. Αντίθετα, οι In Band τόνοι, που επίσης έχουν ίδια ισχύ εισόδου, ‘συναντούν’ και το ίδιο bandwidth. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα διαφορετική εκτίμηση για το IP3, ανάλογα με το ποιος τόνος επιλέγεται (υψηλότερο IP3 για τον μικρότερο τόνο, λόγω μικρότερου attenuation).

- 1dB Compression Point

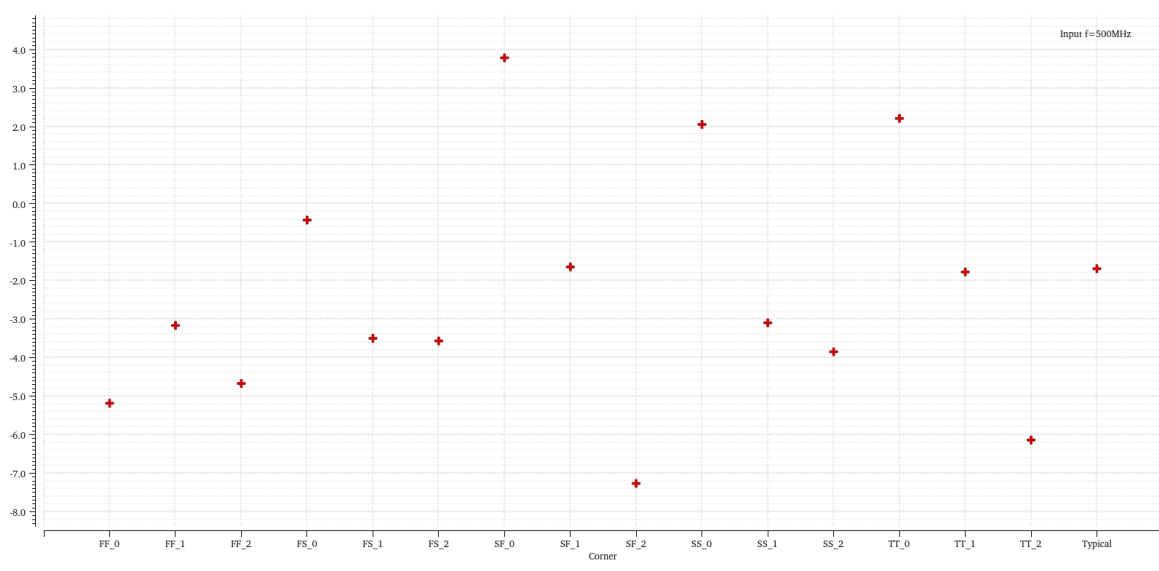
Για την μέτρηση αυτή εκτελείται τεστ ενός τόνου, ο οποίος βρίσκεται εντός του εύρους ζώνης του φίλτρου [23].



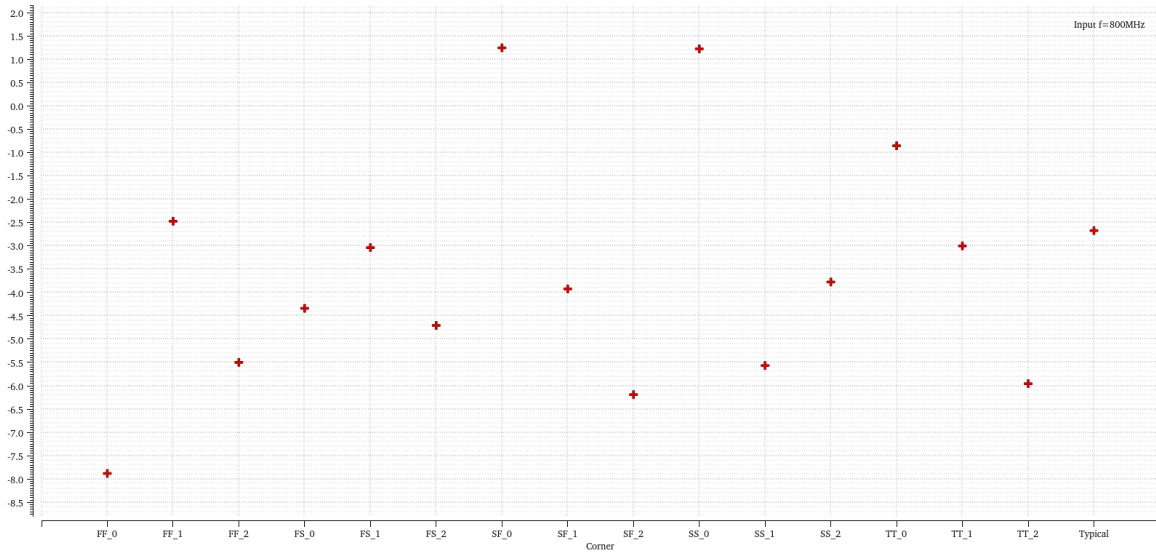
Σχήμα 65: 1dB Compression Point για τόνο 10MHz και όλα τα PVT corners.



Σχήμα 66: 1dB Compression Point για τόνο 100MHz και όλα τα PVT corners.



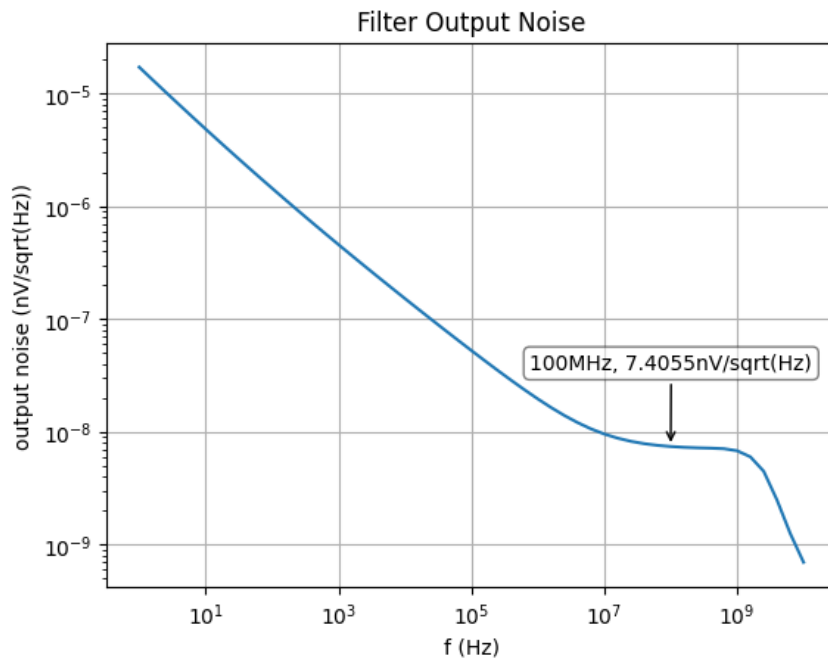
Σχήμα 67: 1dB Compression Point για τόνο 500MHz και όλα τα PVT corners.



Σχήμα 68: 1dB Compression Point για τόνο 800MHz και όλα τα PVT corners.

### 4.3 Output Noise

Σχετικά με τον θόρυβο εξόδου, εξετάζονται κατά βάση οι συχνότητες εντός της ζώνης συχνοτήτων ενδιαφέροντος, δηλαδή της τάξης των εκατοντάδων  $MHz$ , για τις οποίες, το  $SNR$  διατηρεί πολύ υψηλή τιμή. Συγκεκριμένα, το σύστημα λειτουργεί γραμμικά για μερικές εκατοντάδες  $mV$ , όπως ευρέθηκε στην υποενότητα 3.3, όπου ο θόρυβος έχει τιμή περίπου  $7nV/\sqrt{Hz}$ . Συγκριτικά αναφέρεται ότι στο WiFi οι γραμμικότητες είναι της τάξης του  $1V$  με θόρυβο της τάξης των  $50nV/\sqrt{Hz}$ , που οδηγεί σε σχεδόν ίδιο  $SNR$ .



Σχήμα 69: Θόρυβος εξόδου φίλτρου.

Ο θόρυβος εξόδου είναι flicker και οφείλεται κυρίως στα transistors M3, M4 και τα M5, M6.

## 5 Layout & Post-Layout Simulations

### 5.1 Φυσικό Σχέδιο (Layout) του Φίλτρου.

Στο παρόν κεφάλαιο περιγράφεται η διαδικασία της σχεδίασης του φίλτρου σε επίπεδο layout. Παρουσιάζονται τόσο οι τεχνικές όσο και οι δυσκολίες που συναντώνται κατά την μετάβαση από το ιδανικό σχηματικό στο πραγματικό φυσικό σχέδιο, όπου υπεισέρχονται παρασιτικά φαινόμενα, τα οποία έως τώρα δεν λαμβάνονται υπόψιν.

Καθώς ένα σύστημα ανεβαίνει σε υψηλότερες συχνότητες λειτουργίας, ο σχεδιασμός του layout γίνεται ολοένα πιο απαιτητικός, επειδή τα επαγωγικά και χωρητικά φαινόμενα που εμφανίζονται μεταξύ των διαφορετικών επιπέδων μετάλλων είναι πιο έντονα. Επομένως, πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή σε τρία βασικά σημεία: στις επικαλύψεις των μετάλλων, στις αποστάσεις μεταξύ τους όπως και την επιλογή των μετάλλων όσον αφορά στις διαστάσεις και στο επίπεδο. Το τελευταίο έχει ιδιαίτερη σημασία διότι διαφορετικά επίπεδα μετάλλων παρουσιάζουν διαφορετικές τιμές παρασιτικής χωρητικότητας και αντίστασης. Πιο συγκεκριμένα, τα χαμηλότερα μέταλλα παρουσιάζουν υψηλότερη αντίσταση από τα ανώτερα μέταλλα, τα οποία είναι παχύτερα και, συνεπώς, έχουν μεγαλύτερη ανοχή ρεύματος. Ως γενικός κανόνας, θεωρείται ανοχή ρεύματος  $1mA$  ανά  $\mu m$  πλάτους γραμμής μετάλλου, εκτός από τα υψηλότερα (παχύτερα) που χρησιμοποιούνται για τροφοδοσίες και γείωση.

Το metal stack της TSMC 90nm CMOS process φαίνεται στο Σχήμα 70.

	M1	drw
	VIA1	drw
	M2	drw
	VIA2	drw
	M3	drw
	VIA3	drw
	M4	drw
	VIA4	drw
	M5	drw
	VIA5	drw
	M6	drw
	VIA6	drw
	M7	drw
	VIA7	drw
	M8	drw
	VIA8	drw
	M9	drw
	VIA9	drw

Σχήμα 70: Metal stack.

### 5.1.1 CMFB Circuit Layout

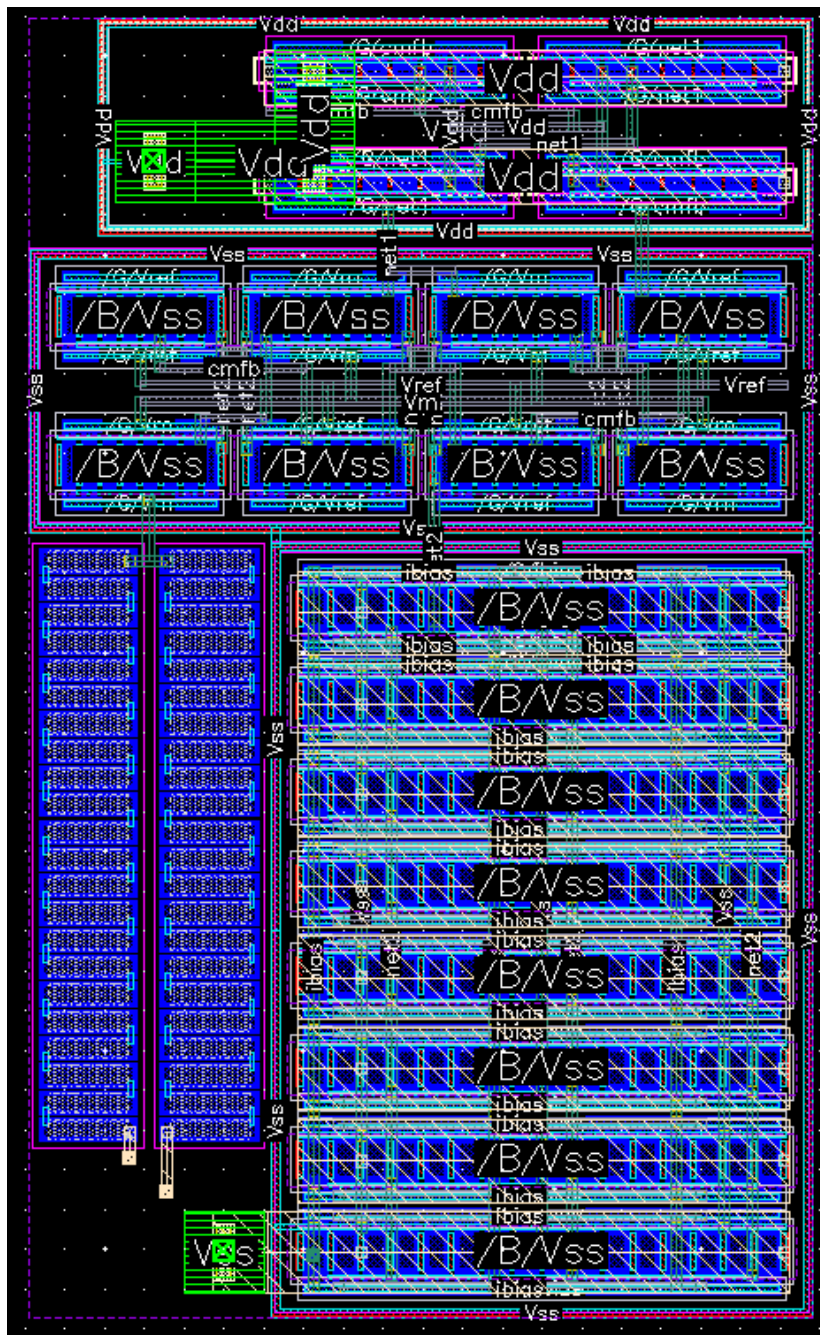
Πρώτα σχεδιάζεται το φυσικό σχέδιο για το κύκλωμα CMFB, όπως φαίνεται στο Σχήμα 71. Τα ζευγάρια transistors του διαφορικού ζεύγους, όπως και τα διοδικά τοποθετούνται χωροταξικά σε διάταξη common centroid, ώστε να εξασφαλιστεί καλύτερο matching. Για τον ίδιο λόγο, οι δύο αντιστάσεις που παράγουν την τάση  $V_m$  για την διαμόρφωση της τάσης common mode στην μια είσοδο του διαφορικού ζεύγους, τοποθετούνται όσο το δυνατόν πιο κοντά η μια στην άλλη.

Τα πάχη των μετάλλων διατηρούνται σχετικά μικρά, διότι, όπως αναλύθηκε στην υποενότητα 3.3, το ρεύμα υποβιβάζεται στο 1/8 της τιμής που διαρρέει το κυρίως κύκλωμα. Η μέγιστη τιμή του ρεύματος είναι τα  $2mA$ , επομένως τα πάχη των μετάλλων που απαιτούνται δεν υπερβαίνουν τα  $0.27\mu m$  (όσο το πλάτος του χρησιμοποιούμενου via, για αποφυγή DRC λαθών). Δεδομένου ότι στο συγκεκριμένο υποκύκλωμα δεν εντοπίζονται μονοπάτια κρίσιμου (υψίσουχου) σήματος, τα επίπεδα των μετάλλων δεν είναι απαραίτητο να είναι πολύ υψηλά, διότι τα παρασιτικά φαινόμενα που εμφανίζονται δεν επηρεάζουν σημαντικά τη λειτουργία του φίλτρου. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούνται μέταλλα 3 και 4, με εξαίρεση την τροφοδοσία και την γείωση. Εκεί, προκειμένου να αποφευχθούν σημαντικά IR Drops, πτώσεις τάσης, δηλαδή, λόγω παρασιτικών φαινομένων, χρησιμοποιείται μεγαλύτερου επιπέδου μέταλλο. Όπως προαναφέρθηκε, ωστόσο, το ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα δεν είναι ιδιαίτερα υψηλό, επομένως δεν αναμένονται μεγάλα IR Drops και άρα αρκεί η χρήση μετάλλου 6. Η διασύνδεση αυτών με τα απαραίτητα pins, όμως, γίνεται με vias σε μέταλλο 9, προκειμένου να καταστεί εφικτή η διασύνδεση των γραμμών αυτών με το κυρίως κύκλωμα του ΟΤΑ.

Κάθε ζεύγος transistor (του θετικού και του αρνητικού κλάδου), ο καθρέφτης ρεύματος όπως και το ζεύγος αντιστάσεων περικλείονται από ένα ξεχωριστό guard ring που εξασφαλίζει ηλεκτρική απομόνωση, δημιουργώντας έναν δακτύλιο χαμηλής αντίστασης στο n-well ή στο υπόστρωμα γύρω από την ομάδα των στοιχείων που περιβάλλει. Αυτό αποτρέπει την ανεπιθύμητη αλληλεπίδραση μεταξύ των στοιχείων και την έγχυση ρεύματος που μπορεί να οδηγήσει σε παρασιτικά φαινόμενα και θόρυβο [1]. Ένας γενικός κανόνας είναι ότι, on chip, δεν πρέπει να παραμένουν περισσότερα από  $20\mu m$  χωρίς συνδέσεις, λόγω της εμφάνισης latch-up που ενδέχεται να καταστρέψει το chip.

Latch-Up είναι μια κατάσταση όπου δημιουργείται μια διαδρομή χαμηλής αντίστασης μεταξύ ενός ακροδέκτη τροφοδοσίας και της γείωσης. Αυτή η κατάσταση προκαλείται λόγω έγχυσης ρεύματος ή υπέρτασης, αλλά μόλις ενεργοποιηθεί, η διαδρομή χαμηλής αντίστασης παραμένει ακόμη και αφού η αιτία εμφάνισής της δεν είναι πλέον παρούσα. Αυτή η διαδρομή χαμηλής αντίστασης μπορεί να προκαλέσει διαταραχή του συστήματος ή καταστροφή του λόγω ιδιαίτερα υψηλών ρευμάτων. Οι τεχνολογίες CMOS και BiCMOS χρησιμοποιούν NMOS και PMOS transistors ως βασικά στοιχεία σχεδίασης κυκλωμάτων. Κατά το σχεδιασμό ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος όμως, η χωρική εγγύτητα των PN επαφών που σχηματίζουν τα transistors δημιουργούν εγγενή παρασιτικά BJT transistors και διόδους. Έτσι, όταν εμφανίζονται φαινόμενα όπως overshoots, λόγω μεταβολής των τάσεων και των ρευμάτων εκτός των κανονικών επιπέδων λειτουργίας, μπορούν να ενεργοποιήσουν τα παρασιτικά transistors, προκαλώντας latch-up [12].





Σχήμα 71: Layout CMFB κυκλώματος.

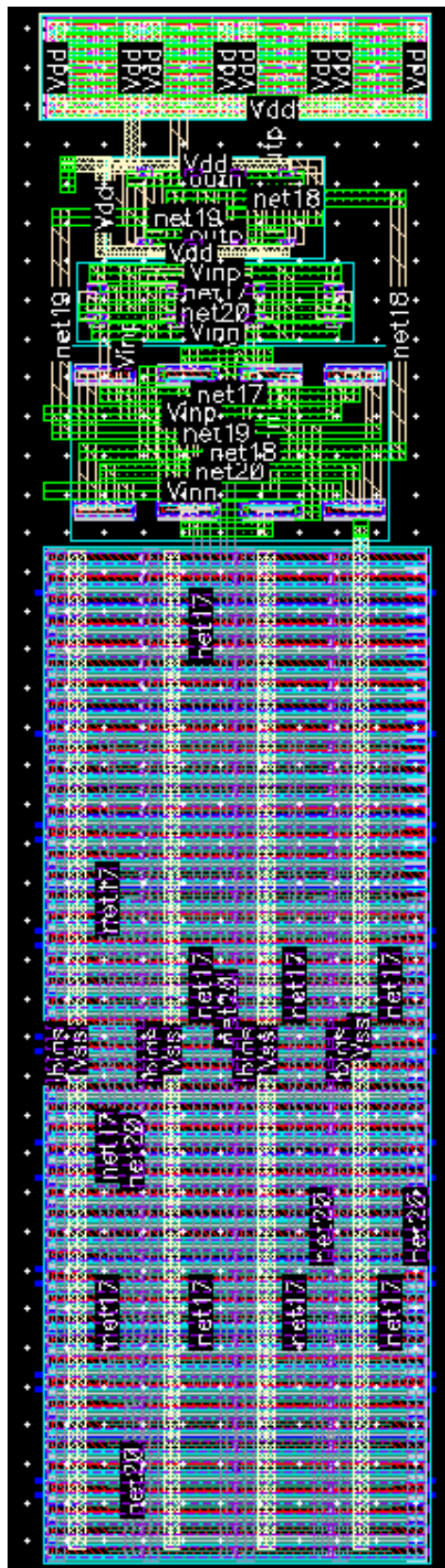
### 5.1.2 OTA Layout

Στη συνέχεια σχεδιάζεται και το φυσικό σχέδιο του OTA, το οποίο φαίνεται στο Σχήμα 72. Και σε αυτή την περίπτωση για λόγους matching, τα transistors διατάσσονται χωροταξικά με common centroid. Σε ότι αφορά στους καθρέφτες του κυκλώματος, αυτοί 'πλέκονται' ο ένας μέσα στον άλλον σε μορφή σκακιέρας, ομοίως για λόγους matching.

Καθέννας από τους καθρέφτες, όπως και τα ζεύγη transistors θετικού και αρνητικού κλάδου περικλείονται και εδώ από ένα ξεχωριστό guard ring, ομοίως για ηλεκτρική απομόνωση. Αξίζει να σημειωθεί ότι, ίσως χρισιμότερος από όλους τους κόμβους εντός του signal path είναι εκείνος της διαφορικής εισόδου, προκειμένου να μην αλλοιωθεί το σήμα εξ αρχής, λόγω παρασιτικών φαινομένων.

Στο κύκλωμα αυτό, το σημαντικότερο είναι η διατήρηση συμμετρίας στο μονοπάτι του σήματος. Οποιαδήποτε ασυμμετρία σε αυτό είναι υπεύθυνη για επιδείνωση στην απόκριση του φίλτρου. Για το λόγο αυτό, πρέπει οπωσδήποτε να αποφευχθεί η εμφάνιση ανεπιθύμητης χωρητικότητας στο μονοπάτι του σήματος, οπότε χρησιμοποιούνται υψηλότερα μέταλλα (μέταλλο 6 και 7), αλλά όχι τα υψηλότερα, τα οποία και εδώ διατείνονται για την τροφοδοσία και τη γείωση. Εξίσου σημαντική είναι και η αποφυγή εμφάνισης ανεπιθύμητων μηδενικών στην απόκριση του φίλτρου, τα οποία παρουσιάζονται όταν η είσοδος και η έξοδος έχουν σημαντική επικάλυψη, όταν, δηλαδή, τα αντίστοιχα μέταλλα επικαλύπτονται. Επόμεως, θα πρέπει αυτό να κρατηθεί στο ελάχιστο δυνατό, διατηρώντας σε κάθε περίπτωση και τη συμμετρία.

Τα πάχη των μετάλλων σε αυτό το κύκλωμα είναι σημαντικά μεγαλύτερα, διότι το μέγιστο ρεύμα που διαρρέει το κύκλωμα είναι  $2mA$ , επομένως χρησιμοποιούνται μέταλλα πάχους  $2\mu m$  σε ολόκληρο τον θετικό και αρνητικό κλάδο. Από αυτό εξαιρείται ο κλάδος cmfb, ο οποίος, δεδομένου ότι προέρχεται από το κύκλωμα CMFB, διαρρέεται από σημαντικά μικρότερο ρεύμα. Λόγω του μεγάλου πάχους τους, χρησιμοποιούνται και πολλά περισσότερα νίσι για λόγους αξιοπιστίας. Για αποφυγή εμφάνισης μεγάλης παρασιτικής αντίστασης, όπου αυτό είναι εφικτό, τα μέταλλα χαμηλότερου επιπέδου επικαλύπτονται από μέταλλα μεγαλύτερου επιπέδου, ενωμένα με νίσι, ώστε η τελική ισοδύναμη παρασιτική αντίσταση να προκύπτει ως παράλληλος συνδυασμός μιας μεγαλύτερης και μιας αρκετά μικρότερης παρασιτικής αντίστασης του χαμηλού και του υψηλότερου μετάλλου αντίστοιχα. Η συγκεκριμένη λύση, ωστόσο, θα πρέπει να χρησιμοποιείται προσεκτικά, διότι τόσο τα περισσότερα και μακρύτερα μέταλλα, όσο και τα νίσι εισάγουν παρασιτικές χωρητικότητες.

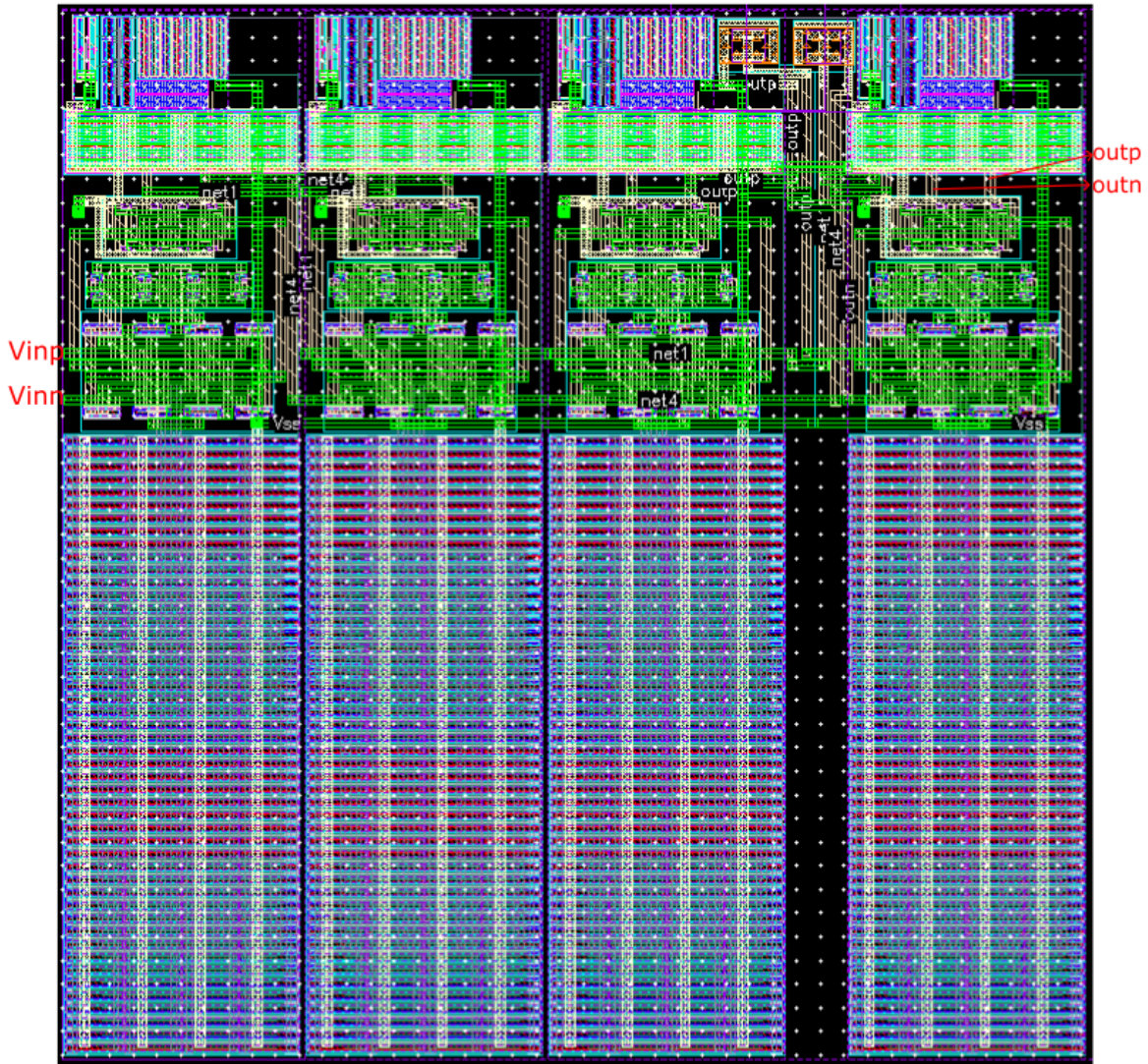


Σχήμα 72: OTA Layout.



### 5.1.3 Filter Layout

Τέλος, τα δύο προηγούμενα συντείθενται για τη δημιουργία του layout του τελικού φίλτρου του Σχήματος 73. Στόχος, πέραν της ελαχιστοποίησης τόσο της συνολικής χρησιμοποιούμενης επιφάνειας, είναι και πάλι η διατήρηση της συμμετρίας, η ελαχιστοποίηση του μήκους των μονοπατιών και της επικάλυψης μετάλλων στα μονοπάτια εισόδου-εξόδου. Επίσης σημαντικό ρόλο παίζει και η τοποθέτηση των πυκνωτών όσο το δυνατόν πιο κοντά μεταξύ τους. Οι πυκνωτές υλοποιούνται με mimcaps, διότι αυτοί εισάγουν λιγότερα παρασιτικά στο κύκλωμα και είναι σταθερότεροι over corners σε σχέση με τους moscaps. Καθένας από τους δυο πυκνωτές περικλύεται από ένα ξεχωριστό guard ring.



Σχήμα 73: Filter Layout.

Η συνολική επιφάνεια του φίλτρου είναι  $215.73\mu\text{m} \times 219.64\mu\text{m} = 0.047\text{mm}^2$

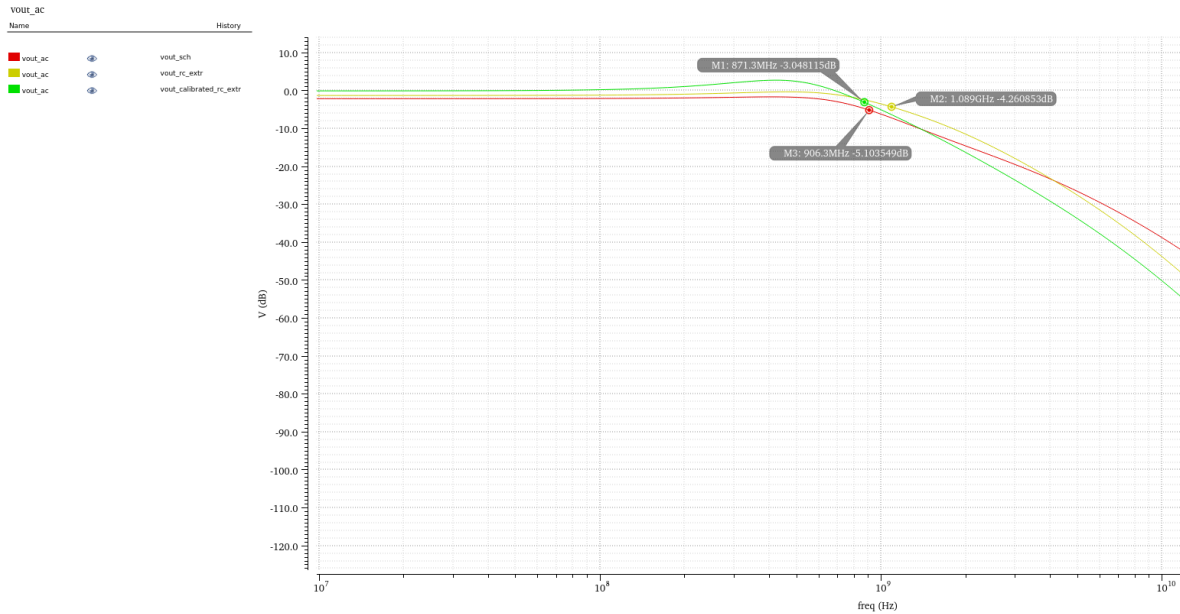
## 5.2 Post-Layout Simulations

Με την επιτυχή ολοκλήρωση του layout χρησιμοποιείται το εργαλείο RC parasitic extraction, προκειμένου να υπολογιστούν οι παρασιτικές αντιστάσεις και χωρητικότητες και να προσαρτηθούν στο φίλτρο, ώστε να γίνουν οι τελικές προσομοιώσεις. Για λόγους απλότητας δεν γίνεται RLC parasitic extraction, διότι, δεδομένων των παχών των μετάλλων στο layout, οι επαγωγές είναι αρκετά μικρές ώστε να αμεληθούν (γενικά θεωρείται  $1nH/mm$ ). Μετά το extraction εκτελούνται δύο προσομοιώσεις ενδεικτικά: μια ανάλυση AC και μια transient τη στιγμή της εκκίνησης του φίλτρου.

### 5.2.1 Ανάλυση AC

Δεδομένου ότι πλέον στο φίλτρο επιδρούν επιπλέον αντιστάσεις και χωρητικότητες, η AC απόκρισή του μετά το extraction διαφέρει από την ιδανική περίπτωση που μελετάται στο σχηματικό. Στο επόμενο διάγραμμα του Σχήματος 74, λοιπόν, παρουσιάζονται οι δύο αυτές περιπτώσεις. Εκτός αυτών όμως, παρουσιάζεται και μια τρίτη περίπτωση, αυτή του καλιμπραρισμένου συστήματος. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιείται και πάλι το calibration engine της υποενότητας 4.2.2, με σκοπό να βρεθούν τα κατάλληλα ρεύματα πόλωσης για το φίλτρο, ώστε τελικά η συχνότητα αποκοπής του να προσεγγίσει κατά το δυνατόν πλησιέστερα την τιμή των  $900MHz$ , διατηρώντας παράλληλα, το ripple σε μια λογική τιμή.

Τα post-layout simulations, λοιπόν, επιβεβαιώνουν την nominal performance του φίλτρου στο απαιτούμενο εύρος συχνοτήτων, όπως και την δυνατότητα για programmability του bandwidth και του ripple μέσω της ρύθμισης των ρευμάτων πόλωσης. Σημειώνεται ως εναλλακτική προσέγγιση και η αξιοποίηση των παρασιτικών χωρητικοτήτων στο κύκλωμα, οπότε με μείωση των πυκνωτών στο αρχικό σχηματικό, η συχνότητα αποκοπής μπορεί να επανέλθει στην επιθυμητή τιμή.

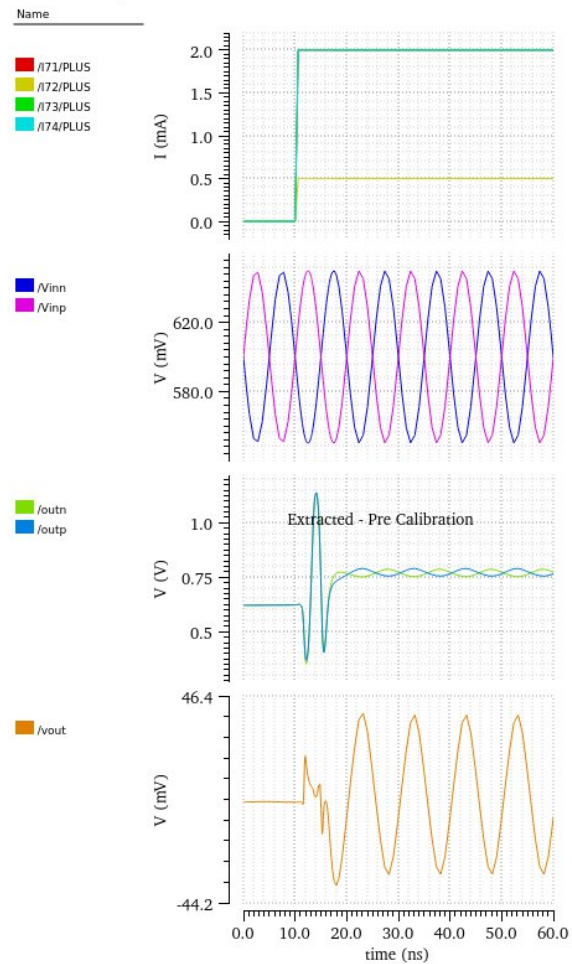
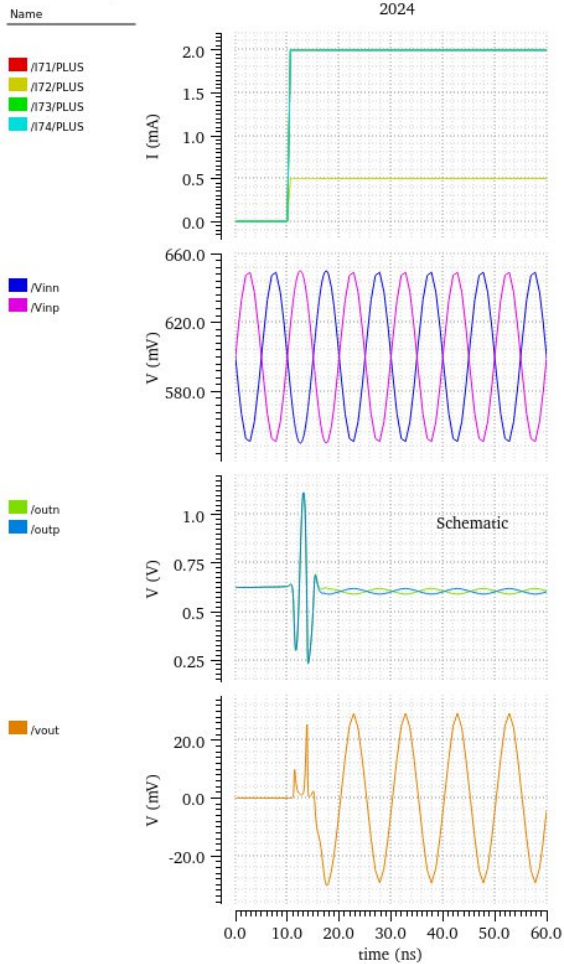


Σχήμα 74: AC απόκριση φίλτρου: σχηματικό(κόκκινο), extracted(κίτρινο), extracted - post calibration(πράσινο).

### 5.2.2 Ανάλυση transient - Startup

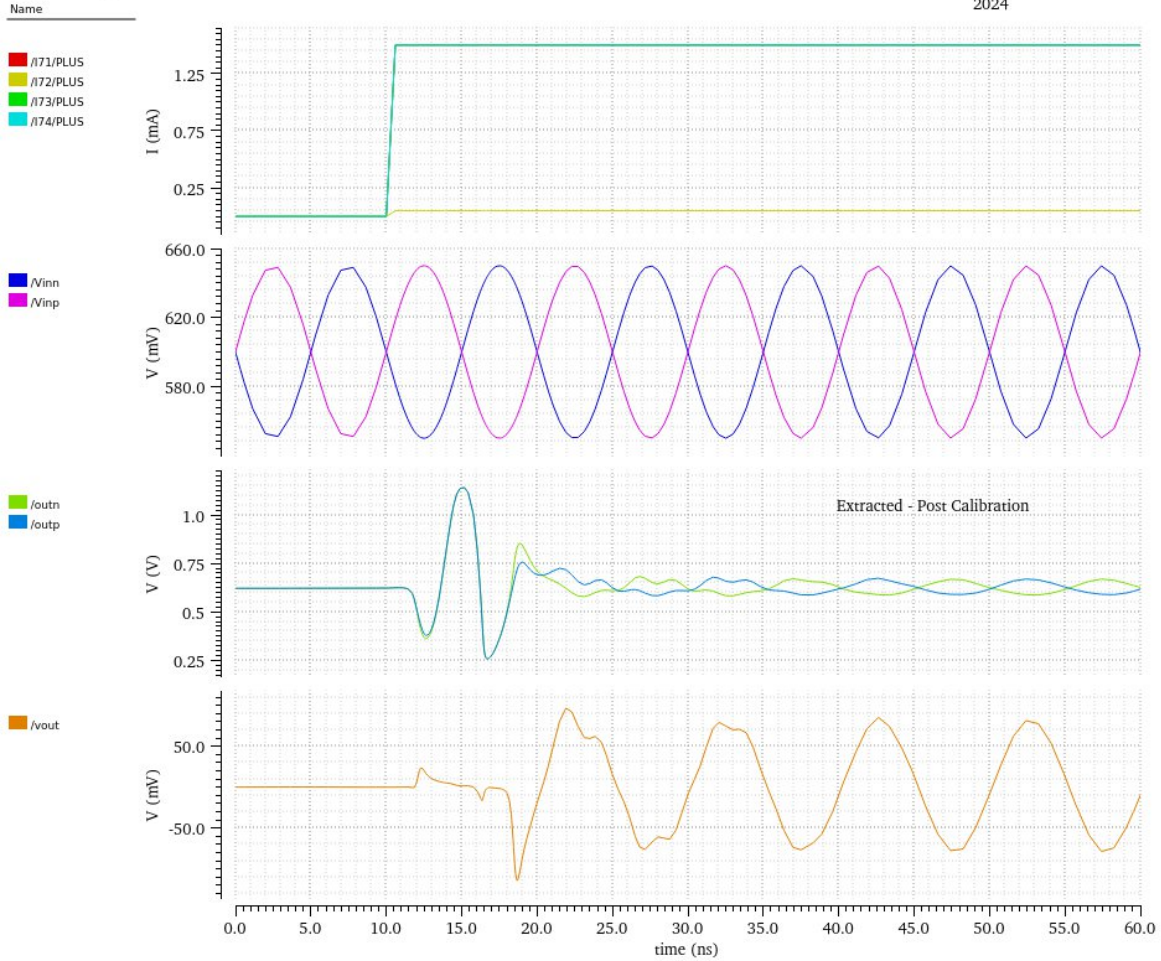
Τέλος, η συμπεριφορά του φίλτρου μελετάται και κατά την εκκίνηση της λειτουργίας του (startup). Σε αυτή την προσομοίωση χρησιμοποιούνται πηγές ρεύματος παλμοί, που αρχικά είναι κλειστές και μετά από αυθαίρετο χρόνο  $t_{start} = 10ns$  ενεργοποιούνται, λαμβάνοντας τις τελικές τιμές ρευμάτων. Μέχρι να λάβουν τις τιμές αυτές, όμως, μεσολαβεί και ένα επιπλέον χρονικό διάστημα  $t_{rise}$ . Σε αυτό το σημείο έχει ιδιαίτερη σημασία η επιλογή των ρευμάτων πόλωσης, διότι μη επαρκείς τιμές μπορούν να οδηγήσουν το κύκλωμα του CMFB σε αστάθεια. Στο Σχήμα 75 αντιπαραβάλλεται η περίπτωση του σχηματικού με το extracted. Όπως φαίνεται, μέχρι να ενεργοποιηθούν τα ρεύματα πόλωσης, η απόκριση είναι πράγματι μηδενική, ανεξαρτήτου εισόδου. Όταν το σύστημα έχει πλέον ενεργοποιηθεί (διαρρέεται από σταθερό ρεύμα), η έξοδος είναι ένα ημίτονο, όπως η είσοδος, με ίδια συχνότητα, αλλά διαφορετικό πλάτος, που οφείλεται στο attenuation του φίλτρου. Στο χρονικό διάστημα από τη στιγμή που τα ρεύματα γίνονται μη μηδενικά μέχρι να λάβουν την τελική (σταθερή) τιμή τους (steady state), δηλαδή στο χρονικό διάστημα  $t_{rise} - t_{start}$  και μέχρι το τέλος του κύκλου του ημιτόνου, παρατηρείται η μεταβατική συμπεριφορά, στην οποία εμφανίζεται ένα spike στην έξοδο. Εφόσον αυτό δεν είναι επικίνδυνα μεγάλο, δεν δημιουργεί πρόβλημα στη λειτουργία του συστήματος.





Σχήμα 75: Startup φίλτρου. Αριστερά: σχηματικό. Δεξιά: extracted (pre-calibration).

Παρατηρείται, ωστόσο, ότι στην post-layout προσομοίωση, η DC common mode τάση έχει μετακινηθεί από την επιθυμητή τιμή. Για το λόγο αυτό, τα ρεύματα πόλωσης καλιμπράρονται, ώστε αυτή να επανέλθει στην αρχική της τιμή, αλλά πάντα διατηρώντας τα ρεύματα σε τιμές που εξασφαλίζουν την ευστάθεια. Η post-calibrated transient ανάλυση φαίνεται στο Σχήμα 76.



Σχήμα 76: Startup φίλτρου. Extracted (post-calibration).

Και σε αυτή την περίπτωση ισχύουν τα ίδια με την εκδοχή pre-calibration, με τη μόνη διαφορά ότι πλέον ‘σπαταλούνται’ παραπάνω κύκλοι του ημιτόνου, μέχρι το σύστημα να οδηγηθεί σε steady state. Ο πρώτος 1.5 οφέλημος κύκλος, συγκεκριμένα, εμφανίζει αλλοιωμένη εικόνα, η οποία οφείλεται στην μείωση των ρευμάτων πόλωσης. Από εκεί και μετά, το φίλτρο συμπεριφέρεται όπως αναμενόταν και επομένως δεν ανακύπτουν θέματα ευστάθειας.



### 5.3 Σύνοψη μεγεθών - αποτελεσμάτων

Τέλος, γίνεται σύνοψη των βασικότερων μεγεθών και αποτελεσμάτων στον Πίνακα 5.

Χαρακτηριστικό Μέγεθος	Τιμή	Typical Corner
$V_{dd}$	1.2V	
$V_{ref}$	600mV	
$ibias_{1-4}$	programmable	$ibias_{1,3,4} = 800\mu A$ $ibias_2 = 2mA$
$f_{-3dB}$	900MHz (programmable)	
<i>ripple</i>	programmable	216.5mdB
$C1$	300fF	
$C2$	400fF	
$IP3$		17.1dBm IB 4.2dBm OOB
<i>Compression Point</i>		0.3dBm @10MHz 0.3dBm @100MHz -1.6dBm @500MHz -2.7dBm @800MHz
<i>Noise</i>	$7.4nV/\sqrt{Hz}$ @100MHz	

Πίνακας 5: Περίληψη βασικών χαρακτηριστικών του φίλτρου.

## 6 Συμπεράσματα & Μελλοντική Δουλειά

Στην παρούσα εργασία υλοποιήθηκε ένα αναλογικό, πλήρως διαφορικό και programmable Gm-C φίλτρο δεύτερης τάξης με συχνότητα αποκοπής  $900\text{MHz}$ , χρησιμοποιώντας ενισχυτές διαγωγιμότητας σε τεχνολογία CMOS 90nm. Αρχικά αναλύθηκε η ιδανική περίπτωση με χρήση μακρομοντέλων, η οποία διευκόλυνε αφενώς την πρωταρχική κατανόηση του εν λόγω συστήματος, αφετέρου την εκτίμηση των απαραίτητων σχεδιαστικών παραμέτρων του φίλτρου. Στη συνέχεια, έγινε η σχεδίαση του φίλτρου από το επίπεδο του σχηματικού μέχρι το επίπεδο του layout και του post-layout.

Σε επίπεδο σχηματικού, επιλέχθηκε η κατάλληλη αρχιτεκτονική του κυκλώματος του OTA και του κυκλώματος CMFB, για τα οποία εκτιμήθηκαν τα DC χαρακτηριστικά, με κυριότερο το γραμμικό εύρος λειτουργίας, και η συνολική AC απόκριση του Gm cell. Στη συνέχεια, υλοποιήθηκε η επιλεγθείσα τοπολογία για το φίλτρο και προσομοιώθηκαν τα απαραίτητα μεγέθη, τα οποία περιλαμβάνουν την AC απόκριση over corners, τον θόρυβο εξόδου του φίλτρου, όπως και τα τεστ γραμμικότητας για τα IP3, τόσο για In Band όσο και για Out Of Band τόνους, και τα 1dB Compression Points over corners. Επιπλέον, εξηγούνται οι λόγοι ύπαρξης και η χρησιμότητα ενός calibration engine στις παραπάνω αναλύσεις.

Σε επίπεδο layout, σχεδιάστηκε το φίλτρο με τρόπο ώστε να εξασφαλίζεται κατά το δυνατόν η οικονομία χώρου και μετάλλων, λαμβάνοντας, ωστόσο, υπόψη σε κάθε βήμα τις απαιτήσεις για τα πάχη, τα μήκη και τα επίπεδα των μετάλλων, την ελάχιστη δυνατή επικάλυψή τους και την διατήρηση της συμμετρίας. Τέλος, για τα post-layout simulations, παρουσιάστηκαν ενδεικτικά δύο αναλύσεις AC και transient στο startup του φίλτρου.

Η καινοτομία της παρούσας εργασίας έγκειται στη σχεδίαση ενός υψίσυχνου φίλτρου στη συγκεκριμένη τεχνολογία, καθώς κάτι τέτοιο δεν εμφανίζεται στην βιβλιογραφία μέχρι σήμερα. Αυτό αποδείχθηκε και μια από τις κυριότερες προκλήσεις της σχεδίασης, και πιο συγκεκριμένα, ο συνδυασμός της υψηλής συχνότητα αποκοπής με την διατήρηση καλής γραμμικότητας, γεγονός που οφείλεται στο ότι το design είναι στα όρια της τεχνολογίας. Αυτό διαφαίνεται τόσο παρατηρώντας τις διαστάσεις των transistors, όπου συναντώνται devices με minimum L, όσο και από τη λειτουργία του calibration engine, το οποίο κατα περιπτώσεις, προκειμένου να διατηρήσει τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου στην επιθυμητή τιμή, χρειαζόταν να μειώσει δραματικά τα ρεύματα πόλωσης.

Μια μελλοντική δουλειά θα μπορούσε να επεκτείνει τη σχεδίαση, ώστε να συμπεριληφθεί και το απαραίτητο calibration engine ή δυνητικά να περιλαμβάνει την ενσωμάτωση του συγκεκριμένου φίλτρου σε μια βαθμίδα transceiver ενός chip.

## References

- [1] Analog layout – wells, taps, and guard rings. Available at <https://pulsic.com/analog-layout-wells-taps-and-guard-rings/>.
- [2] Ip3 and intermodulation guide. Available at <https://www.analog.com/en/resources/technical-articles/ip3-and-intermodulation-guide.html>.
- [3] Mezyad M. Amourah and Randall L. Geiger. Gain and bandwidth boosting techniques for high-speed operational amplifiers. *ISCAS*, May 2001.
- [4] Theodore L. et al Deliyannis. *Continuous-Time Active Filter Design*. CRC Press LLC, 1999.
- [5] Mohamed B. Elamien and Soliman A. Mahmoud. A linear cmos balanced output transconductor using double differential pair with source degeneration and adaptive biasing. *IEEE 59th International Midwest Symposium on Circuits and Systems (MWSCAS)*, 2016.
- [6] E.Sanchez-Sinencio and J.Silve-Martinez. Cmos transconductance amplifiers, architectures and active filters: a tutorial. *IEEE Proc.-Circuits Devices Syst.*, 147(1), 2000.
- [7] Prof. Clifton Fonstad. Frequency response of amplifiers (i). *MIT OpenCourseWare, Microelectronic Devices And Circuits*, December 1, 2005.
- [8] Randall L. Geiger and Edgar Sánchez-Sinencioe. Active filter design using operational transconductance amplifiers: A tutorial. *IEEE CIRCUITS AND DEVICES MAGAZINE*, 1985.
- [9] Horst Zimmermann Heimo Uhrmann, Robert Kolm. *Analog Filters in Nanometer CMOS*. Springer, Boston, MA, 2014.
- [10] Prof. Dr. H. Hakan Kuntman. Macromodels. Available at [https://web.itu.edu.tr/kuntman/Y\\_lisans/ele517/Macromodels.pdf](https://web.itu.edu.tr/kuntman/Y_lisans/ele517/Macromodels.pdf).
- [11] Tony Chan Carusone David A. Johns Kenneth W. Martin. *ANALOG INTEGRATED CIRCUIT DESIGN*. Wiley, 2012.
- [12] Scott Ward Joe Schichl Marty Johnson, Roger Cline. Latch-up. *Texas Instruments, SCAA124*–April 2015.
- [13] Bram Nauta. *Analog CMOS Filters for Very High Frequencies*. Kluwer Academic Publishers, 1993.
- [14] Behzad Razavi. *RF MICROELECTRONICS*. Prentice Hall, 2012.
- [15] Behzad Razavi. *Design of Analog CMOS Integrated Circuits*. McGraw-Hill Education, 2017.

- [16] Mac E. Van Valkenburg Rolf Schaumann. *Design of Analog Filters*. Oxford University Press, 2001.
- [17] M. Margaras M. Boers S. Kavadias, I. Vassiliou. A 910mhz ghz, 5th order low-pass filter and programmable gain stage for mmwave wideband transceivers in 40nm cmos. Unpublished Manuscript.
- [18] Edgar Sanchez-Sinencio. Nonlinear macromodeling of amplifiers and applications to filter design. Available at <https://people.engr.tamu.edu/s-sanchez/622%20Lecture%207%20Non-linear%20Macromodeling.pdf>.
- [19] Edgar Sanchez-Sinencio. Operational transconductance amplifiers (otas). Available at <https://picture.iczhiku.com/resource/eetop/WyIysuSstPKlgMBC.pdf>.
- [20] Sedra/Smith. *Microelectronic Circuits*. Oxford University Press, Seventh Edition.
- [21] Rajesh Thirugnanam, Bong Hyuk Park Dong Sam Ha, and Sang S. Choi. Design of a tunable fully differential ghz range gm-c lowpass filter in 0.18 pm cmos for ds-cdma uwb transceivers. *ISCAS*, 2006.
- [22] Chung-Chih Hung Tien-Yu Lo. *1V CMOS Cm-C Filters Design and Applications*. Springer, Boston, MA, 2009.
- [23] Rishi Todani. *A Tutorial On Advanced Analysis For Cadence Spectre*.
- [24] Steyaert M. Sansen W. Van den Bosch, A. *Transistor Mismatch: Evolution and Relevance*. Springer, Boston, MA, 2004.