



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

**ΨΗΦΙΑΚΑ ΑΥΤΟΡΥΘΜΙΖΟΜΕΝΟ ΕΝΕΡΓΟ
ΦΙΛΤΡΟ ΧΑΜΗΛΗΣ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ ΚΑΙ
ΚΑΤΑΝΑΛΩΣΗΣ ΜΕ ΔΥΝΑΤΟΤΗΤΑ ΑΛΛΑΓΗΣ
ΤΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΤΟΥ**

ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ ΒΑΣΙΛΟΠΟΥΛΟΣ

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

**ΑΘΗΝΑ
ΔΕΚΕΜΒΡΙΟΣ 2006**



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

Τομέας Επικοινωνιών, Ηλεκτρονικής και Συστημάτων Πληροφορικής

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΨΗΦΙΑΚΑ ΑΥΤΟΡΥΘΜΙΖΟΜΕΝΟ ΕΝΕΡΓΟ ΦΙΛΤΡΟ ΧΑΜΗΛΗΣ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ ΚΑΙ ΚΑΤΑΝΑΛΩΣΗΣ ΜΕ ΔΥΝΑΤΟΤΗΤΑ ΑΛΛΑΓΗΣ ΤΗΣ ΣΥΝΑΡΤΗΣΗΣ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΤΟΥ

ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ ΒΑΣΙΛΟΠΟΥΛΟΣ

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

Επιβλέπων

Ι. Παπανάνος

Συμβουλευτική Επιτροπή

Ι. Παπανάνος

Ε. Καγιάφας

Ν. Ουζούνογλου

Εγκρίθηκε από την Επταμελή Εξεταστική Επιτροπή στις

Ι. Παπανάνος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Ε. Καγιάφας
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Ν. Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Ι. Αβαριτσιώτης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Ν. Μαράτος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Γ. Στασινόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Μ. Bucher (Μ. Μπούχερ)
Επ. Καθηγητής Π.Κ.

Αθανάσιος Βασιλόπουλος
Διδάκτωρ Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Αθανάσιος Βασιλόπουλος, 2006
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 ότι αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς το συγγραφέα.

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

ΣΤΗΝ ΟΙΚΟΓΕΝΕΙΑ ΜΟΥ

Περίληψη

Τα ολοκληρωμένα φίλτρα συνεχούς χρόνου βρίσκουν εφαρμογή σε μια πληθώρα συστημάτων, τα οποία μπορεί να είναι από το σύστημα ενός πομποδέκτη ενός τηλεπικοινωνιακού προτύπου μέχρι το σύστημα ανάγνωσης/γγραφής σε κανάλια σκληρών δίσκων. Τα δημοφιλέστερα είδη φίλτρων συνεχούς χρόνου είναι τα g_m -C, τα MOSFET-C και τα ενεργά RC φίλτρα. Τα τελευταία επιτυγχάνουν αναμφισβήτητα καλύτερες επιδόσεις γραμμικότητας και θορύβου παρουσιάζοντας, ταυτόχρονα, και το επιπλέον πλεονέκτημα της μικρότερης κατανάλωσης ενέργειας, σε σχέση με τα φίλτρα των δύο άλλων κατηγοριών. Το μοναδικό τους μειονέκτημα είναι η ρύθμισή τους, η οποία μπορεί να γίνει μόνο σε διακριτά βήματα και δεν είναι πολύ ακριβής. Ωστόσο, λίγα είναι τα συστήματα που απαιτούν μεγάλη ακρίβεια ρύθμισης και για αυτό το λόγο τα ενεργά RC φίλτρα κερδίζουν συνεχώς έδαφος έναντι των άλλων.

Επιπροσθέτως, η ολοένα και μικρότερη ελάχιστη διάσταση των σύγχρονων CMOS τεχνολογιών καθώς και η συνεχώς μειούμενη τάση τροφοδοσίας έχουν θέσει νέες προκλήσεις στη σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων καθώς γνωστές και δοκιμασμένες τεχνικές δεν μπορούν πλέον να χρησιμοποιηθούν. Επίσης, πολλά καινούρια φαινόμενα, εμφανίζονται σε αυτές τις τεχνολογίες και αλλάζουν δραστικά τη συμπεριφορά των MOS τρανζίστορ. Συνεπώς, η σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων με χρήση των παραπάνω τεχνολογιών συναντά αρκετά προβλήματα.

Λαμβάνοντας υπόψη τα προαναφερθέντα, η παρούσα διδακτορική διατριβή πραγματεύεται τη σχεδίαση ενός ολοκληρωμένου αναλογικού ενεργού RC φίλτρου συνεχούς χρόνου σε μια σύγχρονη CMOS τεχνολογία των 0.12 μm . Το φίλτρο λειτουργεί με τάση τροφοδοσίας 1 V και έχει τη δυνατότητα να επιλέγει τη συνάρτηση μεταφοράς του μεταξύ 5^{ης} τάξης Chebyshev και 3^{ης} τάξης ελλειπτικής μορφής ακολουθούμενη από έναν 2^{ης} τάξης ισοσταθμιστή. Επίσης, μπορεί να μεταβάλλει το εύρος ζώνης του μεταξύ 5 MHz και 10 MHz. Το χαρακτηριστικό της αλλαγής του εύρους ζώνης το καθιστά κατάλληλο για χρήση ως φίλτρου επιλογής καναλιού σε συστήματα πομποδεκτών, ενώ η ύπαρξη του ισοσταθμιστή διευκολύνει τη χρησιμοποίησή του σε εφαρμογές που απαιτούν αμετάβλητη καθυστέρηση ομάδας στη ζώνη διέλευσης.

Οι ενισχυτές του φίλτρου έχουν σχεδιαστεί με μια νέα τεχνική αντιστάθμισης που επιτρέπει την αύξηση του εύρους ζώνης τους χωρίς να χρειάζεται επιπρόσθετη κατανάλωση ισχύος. Με τη χρήση αυτής της τεχνικής ο επικρατών πόλος του ενισχυτή μπορεί να μεταφερθεί σε εικοσαπλάσια συχνότητα από την αντίστοιχη των υπαρχουσών συμβατικών μεθόδων. Επίσης, η προτεινόμενη μέθοδος είναι λιγότερο ευαίσθητη στις ανοχές των στοιχείων σε σχέση με τις παραδοσιακές μεθόδους καθώς το περιθώριο φάσης του ενισχυτή εξαρτάται πλέον από λόγους στοιχείων και όχι από τις απόλυτες τιμές τους όπως συνήθως συμβαίνει. Χρησιμοποιώντας αυτή την τεχνική στους ενισχυτές του φίλτρου, η απόδοση του φίλτρου βελτιώθηκε δραστικά. Επιπλέον, η ευστάθεια των ενισχυτών αποδείχτηκε από τις πειραματικές μετρήσεις, στις οποίες δεν παρουσιάστηκαν τέτοιου είδους προβλήματα.

Το φίλτρο εκμεταλλεύεται ψηφιακά ελεγχόμενες μήτρες αντιστάσεων ώστε σε συνεργασία με ένα ψηφιακό σύστημα αυτόματης ρύθμισης να απαλείφει τις επιπτώσεις

των ανοχών και της μεταβολής θερμοκρασίας στη συνάρτηση μεταφοράς του. Το συγκεκριμένο σύστημα χρειάζεται μόνο μια επανάληψη του αλγορίθμου του για να διορθώσει τη σταθερά χρόνου του φίλτρου. Απαιτεί την ύπαρξη ενός εξωτερικού ρολογιού αναφοράς και ενός εσωτερικού ταλαντωτή του οποίου τα χαρακτηριστικά εξαρτώνται από το γινόμενο RC με τρόπο παρόμοιο με αυτά του κυρίως φίλτρου. Η ακρίβεια διόρθωσης εξαρτάται από τον αριθμό των διακοπών στις αντιστάσεις του φίλτρου και έχει καθοριστεί σε περίπου $\pm 5\%$ για τη συγκεκριμένη εργασία.

Τα πειραματικά αποτελέσματα επαλήθευσαν την άριστη γραμμικότητα που αναμενόταν και φανέρωσαν μια ευρεία δυναμική περιοχή. Συγκεκριμένα, το $IP3$ του φίλτρου είναι περίπου της τάξης των $+20$ dBm, το 1 dB σημείο συμπίεσης κέρδους φτάνει τα 3.6 dBm και η δυναμική περιοχή του (SFDR) εκτείνεται μέχρι τα 73 dB. Τέλος, η απόκριση του φίλτρου στο πεδίο του χρόνου απέδειξε ότι η τεχνική αντιστάθμισης που εφαρμόστηκε στους ενισχυτές του όχι μόνο δε δημιούργησε προβλήματα ευστάθειας, αλλά, αντίθετα, βελτίωσε την απόδοσή του.

Abstract

Integrated continuous time filters find application in a variety of systems, ranging from the system of a transceiver of a telecommunication standard to the read/write system of hard disk drives channels. The most popular continuous time filters are g_m -C, MOSFET-C, and active-RC filters. The latter, unquestionably, achieve better linearity and noise performance, having, at the same time, the extra advantage of smaller power dissipation compared to the filters of the other two categories. Their only drawback is their tuning, which can only be performed in discrete steps and it is not very accurate. However, there are only a few systems that require high tuning precision and, thus, active-RC filters are preferred more over the other types of filters.

Additionally, the continuously shrinking minimum dimension of modern CMOS technologies and the decreasing supply voltage have set new challenges in the design of analog circuits as many well-known and efficient techniques cannot be used anymore. Also, many new phenomena appear in these technologies that drastically change the behaviour of the MOS transistors. Hence, the implementation of analog circuits in the afore-mentioned technologies encounters many problems.

Taking into account the above, the present Ph.D. thesis discusses the design of an integrated continuous time analog active-RC filter in a modern $0.12\ \mu\text{m}$ CMOS technology. The filter operates on a 1 V supply voltage and has the ability to select its transfer function between 5th-order Chebyshev and 3rd-order elliptic form followed by a 2nd-order equalizer. Moreover, it can alter its bandwidth between 5 MHz and 10 MHz. Its characteristic of bandwidth reconfiguration makes it suitable to be used as a channel select filter in a transceiver, whereas the existence of the equalizer makes easier its utilization in applications that require invariant group delay in the filter passband.

The filter amplifiers have been designed with a new compensation technique that allows the increase of their bandwidth without additional power consumption. By employing this technique, the dominant pole of the amplifier can move to 20 times the frequency achievable by existing conventional approaches. Furthermore, the proposed method is less sensitive to process variation with respect to traditional methods because the phase margin of the amplifier depends on element ratios and not on absolute values, which is usually the case. The use of this technique on the filter amplifiers had a major improvement on the filter performance. In addition, the stability of the amplifiers was proven by experimental measurements, which did not reveal any problem of this sort.

The filter exploits digitally controlled resistor banks in conjunction with a digital automatic tuning scheme in order to compensate for process and temperature variations on its transfer function. The particular scheme needs only one iteration of its algorithm to correct the filter's time constant. It requires an external reference clock and an on-chip oscillator, the characteristics of which depend on the RC product in a way similar to those of the main filter. The tuning accuracy is designated by the number of switches in the filter resistors and is defined to be $\pm 5\%$ for this work.

Experimental results verify the excellent linearity expected from the design and evidence a wide dynamic range. In particular, IIP3 of the filter is in the order of +20 dBm, its

1 dB compression point is as high as 3.6 dBm, while spurious free dynamic range (SFDR) reaches 73 dB. Finally, the transient response of the filter proves that the compensation technique employed in its amplifiers not only did not create stability problems, but, on the contrary, it improved the filter's performance.

Ευχαριστίες

Η παρούσα διδακτορική διατριβή εκπονήθηκε στο εργαστήριο της Ομάδας Σχεδίασης Μικροηλεκτρονικών Κυκλωμάτων της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Κατά τη διάρκεια της εκπόνησής της είχα την ευκαιρία να γνωρίσω ανθρώπους και να αποκτήσω εμπειρίες και αναμνήσεις που με τον ένα ή τον άλλο τρόπο συνέβαλαν στη διαμόρφωση μέρους του χαρακτήρα μου. Είναι γεγονός ότι ευτύχησα να έχω μια πολύ καλή σχέση και συνεργασία με τους συναδέλφους μου στο εργαστήριο, πράγμα που έκανε όλα αυτά τα χρόνια ευχάριστα και δημιουργικά.

Σε αυτό το σημείο θα επιχειρήσω να εκφράσω τις ευχαριστίες μου προς τους ανθρώπους που με βοήθησαν στην εκπόνηση αυτής της διατριβής. Πρώτον από όλους, φυσικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου, Καθηγητή Ε.Μ.Π. κ. Ιωάννη Παπανάνο, ο οποίος με εμπιστεύθηκε και με καθοδήγησε με τις πολύτιμες συμβουλές του σε όλη τη διάρκεια της ενασχόλησής μου με την παρούσα διατριβή. Η συμπαράστασή του ήταν καθοριστική για την επιτυχή ολοκλήρωση της εργασίας μου.

Θα ήταν μεγάλη παράληψη να μην ευχαριστήσω τους συναδέλφους και φίλους, πρώην και νυν μέλη της Ομάδας Σχεδίασης Μικροηλεκτρονικών Κυκλωμάτων, Γ. Θεοδωράτο, Δρ. Γ. Βιτζηλαίο, Κ. Βρυσά, Δρ. Ν. Νάσκα, Δρ. Ε. Ζερβάκη, Δρ. Ν. Νάστο, Δρ. Μ. Bucher, Δρ. Α. Κυρανά, Κ. Κριθινάκη, Α. Μπαζίγο, Ε. Κυτωνάκη και Π. Σιμιτσάκη. Τους ευχαριστώ τόσο για τη βοήθειά τους και συνεργασία τους στο επιστημονικό και τεχνικό μέρος της εργασίας μου όσο και για τις ευχάριστες στιγμές που έχουμε περάσει μαζί.

Επίσης, ένα μεγάλο ευχαριστώ χρωστώ στο φίλο μου Αναστάσιο Καρακασιλιώτη που με την αμέριστη υποστήριξή του με βοήθησε να ξεπεράσω τις δυσκολίες που αντιμετώπισα κατά τη διάρκεια εκπόνησης της παρούσας εργασίας. Τέλος, πάνω από όλους, ευχαριστώ την οικογένειά μου, τους γονείς μου Γιώργο και Παναγιώτα, την αδερφή μου Μαρία και τον παππού μου Γιώργο, οι οποίοι είναι πάντα στο πλευρό μου και μου συμπαραστέκονται υλικά και, κυρίως, ηθικά.

Αθανάσιος Βασιλόπουλος

Αθήνα, Δεκέμβριος 2006

Περιεχόμενα

1. Εισαγωγή	1
1.1. Σύντομη Εισαγωγή	1
1.2. Αντικείμενο της Διατριβής	3
1.3. Δομή της Διατριβής	7
Βιβλιογραφία	8
2. Προβλήματα και Σχεδίαση σε Νανομετρικές CMOS Τεχνολογίες.....	11
2.1. Ιστορική Αναδρομή της CMOS Τεχνολογίας	11
2.2. Ρεύματα Διαρροής σε Νανομετρικά MOSFETs	15
2.2.1. Ρεύμα Διαρροής της Ανάστροφα Πολωμένης pn Ένωσης.....	17
2.2.1.1. Φαινόμενο Band-to-Band Tunneling	17
2.2.2. Ρεύμα Διαρροής Υποκατωφλίου.....	18
2.2.2.1. Φαινόμενο DIBL.....	20
2.2.2.2. Φαινόμενο Σώματος	20
2.2.2.3. Πλάτος Καναλιού.....	21
2.2.2.4. Μήκος Καναλιού.....	22
2.2.2.5. Θερμοκρασία	22
2.2.3. Ρεύμα Διαρροής Πύλης.....	23
2.2.3.1. Σήραγγα Fowler-Nordheim	24
2.2.3.2. Απευθείας Σήραγγα	24
2.2.4. Ρεύμα Διαρροής Οφειλόμενο σε Θερμά Ηλεκτρόνια.....	25
2.2.5. Ρεύμα Διαρροής της Υποδοχής Οφειλόμενο στην Πύλη	26
2.2.6. Ρεύμα Διαρροής Λόγω Διάτρησης	27
2.3. Νέοι Τρόποι Κατασκευής Καναλιού του MOSFET.....	27
2.3.1. Νόθευση Retrograde	28
2.3.2. Halo Doping	29
2.3.3. Single Pocket Doping	29
2.4. Κυκλώματα σε Νανομετρικές CMOS Τεχνολογίες	30
2.4.1. Κυκλώματα Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου	31
2.4.1.1. LNA για UWB Εφαρμογές.....	31
2.4.1.2. LNA με Λειτουργία στα 24 GHz.....	32
2.4.1.3. LNA με Χαμηλή Τάση Τροφοδοσίας και Λειτουργία στα 5.5 GHz	33
2.4.2. Κυκλώματα Μικτών	35
2.4.2.1. Μίκτης με 1 V Τροφοδοσία για UMTS Εφαρμογές.....	35
2.4.2.2. Μίκτης Χαμηλής Ισχύος και Κατανάλωσης με 20 GHz Εύρος Ζώνης ..	36
2.4.3. Κύκλωμα Ταλαντωτή Ελεγχόμενου από Τάση.....	37
2.4.4. GSM Πομποδέκτης σε Τεχνολογία CMOS 65 nm	39
Βιβλιογραφία	41
3. Αρχιτεκτονική του Φίλτρου	43
3.1. Λόγοι Επιλογής Ενεργού RC Φίλτρου	43
3.2. Επιλογή Συνάρτησης Μεταφοράς του Φίλτρου	44
3.2.1. Chebyshev Φίλτρο.....	45
3.2.2. Ελλειπτικό Φίλτρο.....	47

3.2.3. Ισοσταθμιστής	48
3.3. Επιλογή Αρχιτεκτονικής του Φίλτρου	51
3.4. Υλοποίηση των Παθητικών Στοιχείων του Φίλτρου.....	54
3.5. Υλοποίηση των Διακοπών του Φίλτρου	59
Βιβλιογραφία	60
4. Ενεργά Στοιχεία του Φίλτρου.....	63
4.1. Επιπτώσεις Ενισχυτών στο Φίλτρο	63
4.2. Τεχνική Αντιστάθμισης του Ενισχυτή	64
4.2.1. Μαθηματική Ανάλυση της Τεχνικής Αντιστάθμισης.....	67
4.2.2. Σύγκριση της Τεχνικής με την Αντιστάθμιση Miller	71
4.2.3. Ζητήματα Ευστάθειας	73
4.3. Τιμές των Στοιχείων του Ενισχυτή	76
4.3.1. AC Απόκριση του Υλοποιημένου Ενισχυτή	77
4.4. Κύκλωμα Πόλωσης του Ενισχυτή	78
Βιβλιογραφία	80
5. Ψηφιακό Σύστημα Αυτόματης Ρύθμισης του Φίλτρου	81
5.1. Αυτόματη Ρύθμιση σε Ολοκληρωμένα Φίλτρα.....	81
5.2. Σύστημα Αυτόματης Ρύθμισης του Φίλτρου	82
5.2.1. Περιγραφή και Ζητήματα του Ταλαντωτή.....	83
5.2.2. Περιγραφή Αλγορίθμου	85
5.2.3. Μερικά Παραδείγματα Λειτουργίας.....	86
Βιβλιογραφία	89
6. Πειραματικά Αποτελέσματα	91
6.1. Ολοκληρωμένο Σύστημα του Φίλτρου.....	91
6.2. Πλακέτα Τυπωμένου Κυκλώματος.....	92
6.3. Πειραματική Διάταξη	95
6.4. Πειραματικά Αποτελέσματα.....	96
6.4.1. AC απόκριση	96
6.4.2. Καθυστερήση Ομάδας	99
6.4.3. Λόγος Απόρριψης Κοινού Σήματος (CMRR).....	100
6.4.4. Λόγος Απόρριψης Σήματος από την Τροφοδοσία (PSRR).....	101
6.4.5. Γραμμικότητα	102
6.4.6. Θόρυβος.....	104
6.4.7. Συμπεριφορά στο Πεδίο του Χρόνου.....	105
6.5. Συγκριτική Αξιολόγηση του Φίλτρου	106
Βιβλιογραφία	108
7. Συμπεράσματα.....	109
A.Εργαλείο Λογισμικού Αξιολόγησης MOSFET Μοντέλων.....	111
A.1. Εισαγωγή.....	111
A.2. Τεστ Συμπεριλαμβανόμενα στο Εργαλείο	112
A.3. Παρουσίαση του Εργαλείου	114
A.4. Ενδεικτικά Αποτελέσματα	118
A.5. Συμπεράσματα.....	121
Βιβλιογραφία	122

Σχήματα

Σχήμα 1.1. Απλοποιημένη αρχιτεκτονική ενός τυπικού ετερόδυνου πομποδέκτη.....	4
Σχήμα 2.1. Ιστορική και προβλεπόμενη εξέλιξη της τάσης τροφοδοσίας V_{dd} , της τάσης κατωφλίου V_{th} και του πάχους οξειδίου πύλης t_{ox} σε συνάρτηση του μήκους καναλιού του MOS τρανζίστορ σε CMOS τεχνολογίες.....	14
Σχήμα 2.2. Ρεύματα διαρροής υποκατωφλίου και πύλης σε συνάρτηση της τεχνολογίας.....	15
Σχήμα 2.3. Πυκνότητα ισχύος σε ολοκληρωμένα κυκλώματα επεξεργαστών CMOS τεχνολογιών.....	16
Σχήμα 2.4. Μηχανισμοί δημιουργίας ρευμάτων διαρροής σε νανομετρικά MOS τρανζίστορ.....	16
Σχήμα 2.5. Φαινόμενο BTBT σε ανάστροφα πολωμένη pn επαφή.....	17
Σχήμα 2.6. Ρεύμα διαρροής υποκατωφλίου σε ένα NMOS τρανζίστορ.....	18
Σχήμα 2.7. Τάση κατωφλίου σε συνάρτηση του μήκους καναλιού.....	22
Σχήμα 2.8. Οι δύο μηχανισμοί δημιουργίας του ρεύματος διαρροής πύλης: (α) σήραγγα Fowler-Nordheim και (β) απευθείας σήραγγα.....	23
Σχήμα 2.9. Έγχυση θερών ηλεκτρονίων από το υπόστρωμα στο οξειδίο της πύλης.....	25
Σχήμα 2.10. Σχηματική αναπαράσταση των τεχνικών νόθευσης (η single pocket τεχνική νόθευσης είναι παρόμοια με την halo, αλλά εφαρμόζεται μόνο στην πηγή).....	28
Σχήμα 2.11. Σχηματικό ενισχυτή χαμηλού θορύβου από [30].....	31
Σχήμα 2.12. Σχηματικό ενισχυτή χαμηλού θορύβου από [31].....	32
Σχήμα 2.13. Σχηματικό ενισχυτή χαμηλού θορύβου από [32].....	34
Σχήμα 2.14. Μίκτης από [33].....	35
Σχήμα 2.15. Μίκτης από [35].....	37
Σχήμα 2.16. Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση από [32].....	38
Σχήμα 3.1. (α) Απόκριση συχνότητας του Chebyshev φίλτρου 5 ^{ης} τάξης με συχνότητα αποκοπής τα 5 MHz και (β) μεγέθυνση στη ζώνη διέλευσης.....	46
Σχήμα 3.2. Καθυστερήση ομάδας του Chebyshev φίλτρου 5 ^{ης} τάξης με συχνότητα αποκοπής τα 5 MHz.....	47
Σχήμα 3.3. (α) Απόκριση συχνότητας του ελλειπτικού φίλτρου 3 ^{ης} τάξης με συχνότητα αποκοπής τα 5 MHz και (β) μεγέθυνση στη ζώνη διέλευσης.....	48
Σχήμα 3.4. Καθυστερήση ομάδας του ελλειπτικού φίλτρου 3 ^{ης} τάξης με συχνότητα αποκοπής τα 5 MHz.....	49
Σχήμα 3.5. Καθυστερήση ομάδας του ισοσταθμιστή αποκανονικοποιημένη στα 5 MHz.....	50
Σχήμα 3.6. Συνδυασμένη καθυστέρηση ομάδας του ισοσταθμιστή και του ελλειπτικού φίλτρου αποκανονικοποιημένη στα 5 MHz.....	50
Σχήμα 3.7. Τοπολογία του φίλτρου.....	52
Σχήμα 3.8. Δομή (α) της αντίστασης R_{1A} και (β) του πυκνωτή C_{4C}	55
Σχήμα 3.9. Μοναδιαία αντίσταση.....	55
Σχήμα 3.10. Γενική δομή της R_{var}	56
Σχήμα 4.1. Τεχνική αντιστάθμισης με χωρητική ανάδραση [10] σε έναν τυπικό διαφορικό ενισχυτή με διπολικά τρανζίστορ.....	65
Σχήμα 4.2. Σχηματικό τελεστικού ενισχυτή του φίλτρου.....	66
Σχήμα 4.3. AC ισοδύναμο μοντέλο του ενισχυτή συμπεριλαμβανομένου ενός φορτίου εξόδου.....	66
Σχήμα 4.4. Γεωμετρικός τόπος των ριζών του παρανομαστή της σχέσης (4.1), ως συνάρτηση του C_f . Τα βέλη υποδεικνύουν τη φορά των ριζών καθώς η τιμή του C_f αυξάνεται.....	68
Σχήμα 4.5. Γεωμετρικός τόπος των δύο μηδενικών του αριστερού ημιεπιπέδου της σχέσης (4.7) και του τρίτου πόλου του ενισχυτή, ως συνάρτηση της R . Τα βέλη υποδεικνύουν τη φορά των δύο μηδενικών και του πόλου καθώς η τιμή της R αυξάνεται.....	70
Σχήμα 4.6. Γεωμετρικός τόπος των δύο μηδενικών του αριστερού ημιεπιπέδου της σχέσης (4.7) και του τρίτου πόλου του ενισχυτή, ως συνάρτηση του C . Τα βέλη υποδεικνύουν τη φορά των δύο μηδενικών και του πόλου καθώς η τιμή του C αυξάνεται.....	70
Σχήμα 4.7. (α) Κέρδος και (β) φάση του ενισχυτή που επιτυγχάνει η προτεινόμενη τεχνική και η συμβατική αντιστάθμιση Miller.....	72
Σχήμα 4.8. (α) Διάγραμμα Nyquist των ενισχυτών A, B και Γ της προηγούμενης σελίδας του κειμένου και (β) διάγραμμα Nyquist των ίδιων ενισχυτών μεγεθυμένο ώστε να απεικονίζεται λεπτομερέστερα η περιοχή γύρω από το σημείο (-1, 0). Η συμπαγής γραμμή αντιστοιχεί στον ενισχυτή A, η	

διακεκομμένη στον ενισχυτή B και αυτή με τις τελείες στον ενισχυτή Γ. Λόγω μη τέλειας μοντελοποίησης των ενισχυτών στο Matlab® ο ενισχυτής B φαίνεται να έχει μεγαλύτερο περιθώριο φάσης από τον ενισχυτή A. Αν και αυτό πρακτικά δεν ισχύει, η μορφή των διαγραμμάτων είναι απολύτως αντιπροσωπευτική των ιδιοτήτων των ενισχυτών και μπορεί να χρησιμοποιηθεί με ασφάλεια για την εξαγωγή συμπερασμάτων που αφορούν στην ευστάθειά τους.	74
Σχήμα 4.9. (α) Κέρδος και (β) φάση του ενισχυτή του φίλτρου με τη χειρότερη ελάχιστη φάση.	75
Σχήμα 4.10. (α) Κέρδος και (β) φάση του ενισχυτή που χρησιμοποιήθηκε τελικά στο φίλτρο.	77
Σχήμα 4.11. Μέθοδος πόλωσης του πρώτου ενισχυτή του φίλτρου.	78
Σχήμα 5.1. Γενικό σχεδιάγραμμα του συστήματος αυτόματης ρύθμισης του φίλτρου.	82
Σχήμα 5.2. Ταλαντωτής με περίοδο ανάλογη του γινομένου RC.	83
Σχήμα 5.3. Γραφική αναπαράσταση της διαδικασίας διόρθωσης της ψηφιακής λέξης ελέγχου.	87
Σχήμα 5.4. Κυματομορφή σήματος εξόδου του ταλαντωτή κατά τη διαδικασία διόρθωσης που αντιστοιχεί στο προηγούμενο σχήμα.	88
Σχήμα 6.1. Μικροφωτογραφία του ολοκληρωμένου με σημειωμένες τις θέσεις του κυρίως φίλτρου, του ταλαντωτή και της ψηφιακής λογικής.	92
Σχήμα 6.2. Πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος: (α) άνω όψη και (β) κάτω όψη.	94
Σχήμα 6.3. Φωτογραφία της πειραματικής διάταξης κατά τη διάρκεια εκτέλεσης μιας μέτρησης ac απόκρισης με τη βοήθεια του παλμογράφου.	95
Σχήμα 6.4. Απόκριση κέρδους του φίλτρου στους τέσσερις τρόπους λειτουργίας του: (α) Chebyshev, 5 MHz (β) ελλειπτικό, 5 MHz (γ) Chebyshev, 10 MHz και (δ) ελλειπτικό, 10 MHz.	98
Σχήμα 6.5. AC απόκριση του φίλτρου (ελλειπτικό, 5 MHz) σε διάφορες θερμοκρασίες. Ο αριθμός στις αγκύλες αντιστοιχεί στην τιμή της ψηφιακής λέξης που χρησιμοποιείται.	99
Σχήμα 6.6. Καθυστερήση ομάδας του φίλτρου.	100
Σχήμα 6.7. Λόγος απόρριψης κοινού σήματος (CMRR) του φίλτρου.	101
Σχήμα 6.8. IIP3 του φίλτρου.	103
Σχήμα 6.9. Προσομοιωμένη διαφορική έξοδος του φίλτρου (ελλειπτικό, 10 MHz) με είσοδο μια τετραγωνική παλμοσειρά (200 mV _{P-P} , f = 1 MHz) για τέσσερις διαφορετικούς ενισχυτές.	105
Σχήμα 6.10. Απεικόνιση της οθόνης του παλμογράφου μέτρησης που δείχνει την απόκριση εξόδου του φίλτρου (ελλειπτικό, 10 MHz) σε μια τετραγωνική παλμοσειρά (200 mV _{P-P} , f = 1 MHz) εισόδου.	106
Σχήμα A.1. Μενού του BEMOS στο CIW του Cadence®.	115
Σχήμα A.2. Φόρμα προετοιμασίας του BEMOS.	115
Σχήμα A.3. Φόρμα επιλογής τεστ του BEMOS.	115
Σχήμα A.4. Φόρμες που εμφανίζονται όταν τα I-V και C-V τεστ επιλέγονται.	116
Σχήμα A.5. Σχηματικό ισοδύναμο με τη λίστα δικτύου για το τεστ των I _d και g _d σε συνάρτηση της V _{ds}	117
Σχήμα A.6. Καμπύλες g _m σε συνάρτηση της V _{gs} στο τεστ της περιοχής κατωφλίου για ένα NMOS BSIM3v1 μοντέλο σε μια 0.25 μm CMOS τεχνολογία. Το τεστ δεν ανακάλυψε ασυνέχειες.	118
Σχήμα A.7. Καμπύλες του I _d σε συνάρτηση της συχνότητας στο ac τεστ των Τσιβίδη-Suyama για ένα NMOS BSIM3v1 μοντέλο σε μια 0.25 μm CMOS τεχνολογία. Το συγκεκριμένο τεστ φανέρωσε ότι η ημιστατική προσέγγιση χρησιμοποιείται στο μοντέλο που εξετάζεται.	118
Σχήμα A.8. Καμπύλες του θερμικού θορύβου στο αντίστοιχο τεστ για ένα NMOS BSIM3v1 μοντέλο σε μια 0.25 μm CMOS τεχνολογία. Το τεστ ανακάλυψε ασυμφωνία μεταξύ του θορύβου του μοντέλου με τη θεωρητική τιμή.	119
Σχήμα A.9. Καμπύλες του I _{sat} σε συνάρτηση της θερμοκρασίας ενός NMOS BSIM3v1 μοντέλου μιας 0.35 μm BiCMOS τεχνολογίας. Το τεστ δεν ανέδειξε κάποιο πρόβλημα.	119
Σχήμα A.10. Καμπύλες συντελεστών χωρητικότητας σε συνάρτηση της V _{ab} ενός NMOS BSIM3v2 μοντέλου μιας 0.13 μm CMOS τεχνολογίας. Το τεστ φανερώσει την προβληματική συμπεριφορά των BSIM μοντέλων καθώς η τάση V _{ab} περνά από τη μηδενική τιμή.	120
Σχήμα A.11. Ένα ενδεικτικό κείμενο εξόδου του BEMOS.	120

Πίνακες

Πίνακας 2.1. Κανόνες συρρίκνωσης της CMOS τεχνολογίας.	12
Πίνακας 2.2. Κύρια χαρακτηριστικά ορισμένων CMOS τεχνολογιών.	14
Πίνακας 2.3. Συγκεντρωτικά αποτελέσματα πειραματικών μετρήσεων για τον LNA του [32].	34
Πίνακας 3.1. Τιμές των παθητικών στοιχείων των διαφόρων βαθμίδων του φίλτρου με συχνότητα αποκοπής στα 5 MHz: (α) 1 ^η βαθμίδα (β) 2 ^η βαθμίδα και (γ) 3 ^η βαθμίδα. Για συχνότητα αποκοπής στα 10 MHz υποδιπλασιάζεται η τιμή όλων των πυκνωτών.	53
Πίνακας 4.1. Αποτελέσματα προσομοιώσεων για τις δύο συγκρινόμενες τεχνικές.	72
Πίνακας 4.2. Τιμές των (α) MOS τρανζίστορ, (β) αντιστάσεων και (γ) πυκνωτών του ενισχυτή του σχήματος 4.2, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε στο φίλτρο.	76
Πίνακας 6.1. Ακροδέκτες του ολοκληρωμένου.	93
Πίνακας 6.2. PSRR του φίλτρου: (α) Από την τροφοδοσία V_{DD} και (β) από τη γη V_{SS}	102
Πίνακας 6.3. Αποτελέσματα γραμμικότητας. Οι αριθμοί στις παρενθέσεις αντιστοιχούν στο πλάτος από κορυφή σε κορυφή του σήματος εισόδου για το οποίο παρατηρούμε το 1 dB σημείο συμπίεσης και 1% ολική αρμονική παραμόρφωση, αντίστοιχα.	103
Πίνακας 6.4. Ολοκληρωμένος (στη ζώνη διέλευσης) θόρυβος εξόδου του φίλτρου.	104
Πίνακας 6.5. SFDR του φίλτρου.	104
Πίνακας 6.6. Σύγκριση υλοποιημένου φίλτρου με φίλτρα της βιβλιογραφίας.	107
Πίνακας 6.7. Σύγκριση απαιτήσεων ενός φίλτρου εφαρμογών video σε σχέση με τη μετρημένη απόδοση του φίλτρου της παρούσας εργασίας (Chebyshev, 5 MHz).	107

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Εισαγωγή

1.1. Σύντομη Εισαγωγή

Είναι γεγονός ότι αν και το πρώτο ολοκληρωμένο κύκλωμα εμφανίστηκε μόλις πριν από λίγες δεκαετίες [1], η ανάπτυξη που γνώρισε έκτοτε υπήρξε ραγδαία. Σημαντικοί σταθμοί στην ιστορία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων στάθηκαν η ανακάλυψη του MOSFET στα Bell Labs το 1960 [2], καθώς και η εφεύρεση των τεχνολογιών CMOS [3] και BiCMOS [2], το 1963 και 1969, αντίστοιχα. Αξίζει να σημειώσουμε ότι τα πρώτα εμπορικά ολοκληρωμένα κυκλώματα είχαν παρουσιαστεί στην αγορά ήδη από το 1961 [2]. Όλη αυτή η άνθιση της βιομηχανίας παραγωγής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων σε ψηφίδες πυριτίου οφείλεται στα τεράστια πλεονεκτήματα που προσφέρουν αυτά σε σύγκριση με τα κυκλώματα διακριτών στοιχείων. Τα δύο σημαντικότερα είναι, το μικρό οικονομικό κόστος συστημάτων κατασκευασμένων από ολοκληρωμένα κυκλώματα, καθώς και η σημαντικά βελτιωμένη απόδοσή τους.

Είναι χαρακτηριστικό το γεγονός ότι χωρίς αυτή την τεχνολογία οι προσωπικοί ηλεκτρονικοί υπολογιστές θα ήταν ακόμα μια ουτοπία. Για παράδειγμα, οι σύγχρονοι Intel® Pentium® 4 και Intel® Itanium® 2 επεξεργαστές αριθμούν πάνω από 100 και 500 εκατομμύρια τρανζίστορ, αντίστοιχα [4] και φυσικά θα ήταν παντελώς μη πρακτικό να κατασκευαστούν με χρήση διακριτών στοιχείων. Ακόμα και οι μνήμες που χρησιμοποιούνται στους υπολογιστές έχουν ήδη φτάσει σε τεράστιες χωρητικότητες, της τάξης του 1 GB. Συνεπώς, καθίσταται φανερός ο αντίκτυπος που έχει αυτή η εφεύρεση στην καθημερινή ζωή του σύγχρονου ανθρώπου. Άλλωστε, τα έσοδα της βιομηχανίας παραγωγής ημιαγωγών μαρτυρούν την τεράστια εμπορική και οικονομική επιτυχία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Το οικονομικό έτος 2004 κυμάνθηκαν στο επίπεδο των 200 δισεκατομμυρίων δολαρίων [2], ενώ παρουσιάζουν συνεχώς αυξητική τάση.

Ωστόσο, οι εφαρμογές ψηφιακών συστημάτων δεν ήταν οι μόνες που ωφελήθηκαν από τα ολοκληρωμένα κυκλώματα, καθώς και για τις αναλογικές εφαρμογές το κέρδος ήταν σπουδαίο. Ένας από τους τομείς που σημείωσε και εξακολουθεί να σημειώνει αλματώδη πρόοδο στηριζόμενος σε αυτά, είναι ο τομέας των επικοινωνιών, ενσύρματων και ασύρματων. Χαρακτηριστικότερο παράδειγμα αποτελεί η σχεδόν εκθετική ανάπτυξη της κινητής τηλεφωνίας. Τα ολοκληρωμένα κυκλώματα CMOS και BiCMOS, καθώς και η βελτίωση της τεχνολογίας κατασκευής τους επέτρεψε την ύπαρξη μικρών, άνετων και εύχρηστων συσκευών-δεκτών, οι οποίες με τη σειρά τους, κατέστησαν εφικτή, προσιτή και λειτουργική τη χρησιμοποίησή τους από το γενικό πληθυσμό [5].

Επιπλέον, οι περιοχές συχνοτήτων στις οποίες είναι ικανά να λειτουργούν τα συστήματα τηλεπικοινωνιών ολοένα και αυξάνουν. Ταυτόχρονα, επεκτείνεται και το εύρος συχνοτήτων αυτών των συστημάτων με αποτέλεσμα τα νέα τηλεπικοινωνιακά πρότυπα να επιτυγχάνουν πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης πληροφορίας. Από τα δημοφιλέστερα πρότυπα στις μέρες μας είναι το GSM (890 – 960 MHz) με χρήση στην κινητή τηλεφωνία [6], το DECT (1880 – 1900 MHz) που βρίσκει εφαρμογή σε ασύρματα τηλέφωνα [7], το Bluetooth (2400 – 2483.5 MHz) για μεταφορά δεδομένων και φωνής σε μικρές αποστάσεις [8], το IEEE 802.11a/b/g με ευρεία εφαρμογή σε ασύρματα δίκτυα υπολογιστών (2400 – 2483.5 MHz, 5150 – 5350 MHz και 5725 – 5825 MHz) [9], καθώς και πολλά άλλα.

Τόσο η δυνατότητα υλοποίησης, όσο και η ευρεία διάδοση των παραπάνω προτύπων, οφείλονται κατά πρώτο λόγο στα ολοκληρωμένα κυκλώματα γιατί καθώς αυτά βελτιώνονται, επιτρέπουν τη δημιουργία συστημάτων, τα οποία μπορούν να λειτουργούν σε συχνότητες που αγγίζουν τις αρκετές δεκάδες GHz. Οι CMOS τεχνολογίες επικρατούν σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές στην περιοχή 0.8 – 10 GHz (όπως είναι οι προαναφερθείσες), ενώ οι SiGe BiCMOS τεχνολογίες υπόσχονται πολλά για νεοεμφανιζόμενες εφαρμογές (LMDS, SONET, κ.α.) στην περιοχή 10 – 77 GHz [10].

Η επίτευξη της λειτουργίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων σε τόσο υψηλές συχνότητες, αλλά και η δυνατότητα ύπαρξης εκατομμυρίων τρανζίστορ μέσα σε μια μόνο ψηφίδα πυριτίου στα ψηφιακά κυκλώματα, συνδέεται άμεσα με τη συνεχιζόμενη μείωση του ελάχιστου μήκους καναλιού των MOS τρανζίστορ [11]. Αυτή η τάση οδηγείται κυρίως, από τις ανάγκες για πολύ μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωση (VLSI) στα ψηφιακά συστήματα, παράλληλα όμως και τα αναλογικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα έχουν συμβάλει στη διαμόρφωσή της. Έτσι, σήμερα, ήδη έχει ωριμάσει η γενιά των CMOS τεχνολογιών με ελάχιστο μήκος καναλιού τα 130 nm, ενώ σταδιακά κάνουν και την εμφάνισή τους πειραματικά ή και εμπορικά προϊόντα ραδιοεπικοινωνιών σε CMOS τεχνολογίες των 90 nm [12] ή ακόμα και των 65 nm [13].

Η συνεχής σμίκρυνση του καναλιού των MOS τρανζίστορ έχει επιφέρει σημαντικές επιπτώσεις τόσο στην τάση τροφοδοσίας όσο και στη συμπεριφορά του ίδιου του MOSFET. Σε ό,τι αφορά στην τάση τροφοδοσίας, αυτή έχει φτάσει σε επίπεδα του 1.2 V σε τεχνολογίες των 130 nm, γεγονός που είναι ιδιαίτερα ωφέλιμο στα ψηφιακά συστήματα, αφού υπάρχει σημαντική μείωση της κατανάλωσης και κατά συνέπεια της παραγόμενης θερμότητας [14]. Έτσι, δεν είναι αναγκαίοι πολύπλοκοι τρόποι απαγωγής θερμότητας, όπως μεγάλοι ανεμιστήρες ή ογκώδεις ψήκτες.

Ωστόσο, στα αναλογικά κυκλώματα η μείωση του μήκους καναλιού του MOSFET δεν έχει αντίστοιχες θετικές επιπτώσεις, αντιθέτως, θα λέγαμε ότι έχει δημιουργήσει αρκετά προβλήματα [10], [14]-[18]. Νέα φαινόμενα παρουσιάζονται, τα οποία έχουν

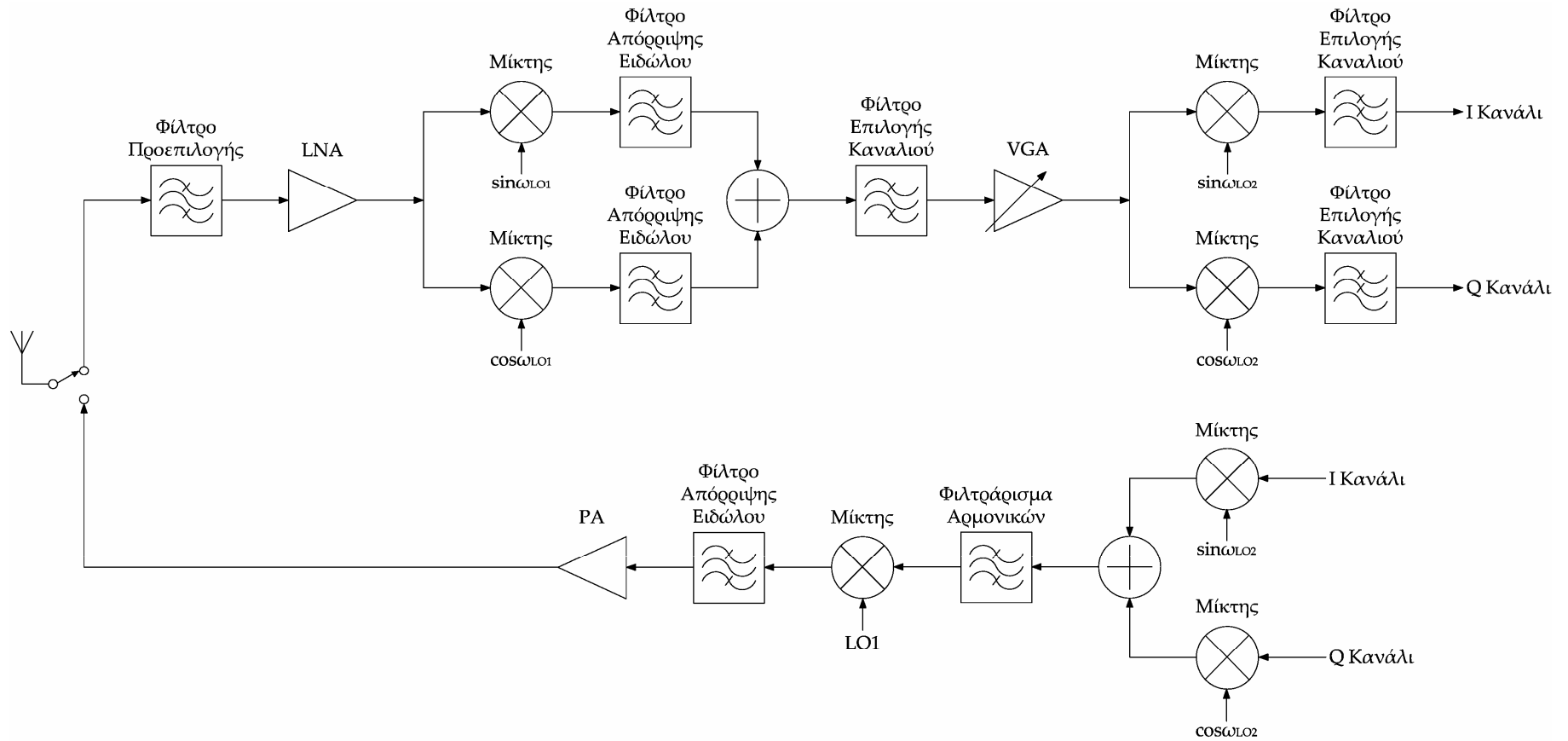
μοντελοποιηθεί ατελώς ή και καθόλου από τα υπάρχοντα μοντέλα MOS, όπως είναι το δημοφιλές BSIM [19]. Τέτοια φαινόμενα είναι η ύπαρξη ρεύματος διαρροής στην πύλη του MOS (gate leakage), η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου V_{th} από το μήκος του καναλιού, ο λεγόμενος υπερβάλλον θόρυβος (excess noise), η διάτρηση (punchthrough), ο κορεσμός της ταχύτητας των φορέων (carrier velocity saturation) και άλλα. Επιπροσθέτως, παραδοσιακές τεχνικές σχεδίασης, όπως η μέθοδος cascode [20], δεν μπορούν πλέον να εφαρμοστούν εύκολα σε τόσο χαμηλές τάσεις τροφοδοσίας, ενώ το εύρος του σήματος εισόδου ή εξόδου υποχρεώνει τα κυκλώματα να έχουν την ικανότητα rail-to-rail λειτουργίας.

Καθίσταται, συνεπώς, φανερό ότι η αναλογική σχεδίαση στις νέες τεχνολογίες ολοκλήρωσης παρουσιάζει καινούριες προκλήσεις. Ωστόσο, αναπόφευκτη είναι η ανάγκη εύρεσης λύσεων σε όλα αυτά τα προβλήματα που έχουν ανακύψει, καθώς μάλιστα, η σχεδίαση κυκλωμάτων με χαμηλή τάση τροφοδοσίας και με μικρή κατανάλωση ισχύος είναι πλέον μονόδρομος σε εφαρμογές ασύρματων επικοινωνιών. Οι δέκτες σε αυτά τα συστήματα είναι συσκευές που λειτουργούν με μπαταρία, επομένως είναι επιθυμητό, η διάρκεια ζωής της μεταξύ δύο διαδοχικών επαναφορτίσεων, να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη, ώστε η ενεργειακή αυτονομία της συσκευής να είναι λειτουργικά επαρκής [21]. Επίσης, η μεγάλη κατανάλωση ισχύος στο δέκτη συνεπάγεται, μεγάλο βάρος και μέγεθος μπαταρίας.

1.2. Αντικείμενο της Διατριβής

Από τα προαναφερθέντα, γίνεται κατανοητό ότι τα κυκλώματα ενός ολοκληρωμένου πομποδέκτη (transceiver) ασύρματου συστήματος πρέπει να λειτουργούν σε τάση τροφοδοσίας ως και 1.2 V ή και ακόμα χαμηλότερη. Η δομή και τα κυκλώματα των πομποδεκτών στα σημερινά συστήματα είναι λίγο-πολύ τυποποιημένα, υπό την έννοια ότι δεν παρουσιάζουν μεγάλες διαφορές μεταξύ των εναλλακτικών υλοποιήσεων. Γενικά, οι πομποδέκτες ως προς την αρχιτεκτονική τους, μπορούν να χωριστούν σε δύο μεγάλες κατηγορίες: τους ομόδυνους και τους ετερόδυνους [21]-[23]. Στους ομόδυνους πομποδέκτες η αναβίβαση συχνότητας γίνεται απευθείας από τη βασική ζώνη στη ζώνη ραδιοσυχνοτήτων (RF) και, αντίστοιχα, η υποβίβαση συχνότητας πραγματοποιείται απευθείας από την RF ζώνη στη βασική. Στους ετερόδυνους μεταξύ των δύο αυτών ζωνών μεσολαβεί η λεγόμενη ενδιάμεση ζώνη (IF), στην οποία μεταφέρεται το σήμα, πριν αναβιβαστεί στην RF ζώνη στον πομπό ή υποβιβαστεί στη βασική στο δέκτη. Επίσης, μια παραλλαγή του ετερόδυνου είναι ο υπερετερόδυνος πομποδέκτης, ο οποίος έχει περισσότερες από μια IF ζώνες. Η αρχιτεκτονική του αναλογικού μέρους ενός τυπικού ετερόδυνου πομποδέκτη φαίνεται στο σχήμα 1.1 [23].

Στην αλυσίδα του δέκτη, ως πρώτο στοιχείο μετά την κεραία, εμφανίζεται ζωνοπερατό φίλτρο ακολουθούμενο από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA). Έπεται ο μίκτης, ο οποίος είναι υπεύθυνος για τη μεταφορά του σήματος από την RF στην IF ζώνη. Επόμενο στοιχείο είναι το φίλτρο απόρριψης συχνότητας ειδώλου. Η συχνότητα ειδώλου ($\omega_{IM} = \omega_{LO} + \omega_{IF}$) είναι η συμμετρική της επιθυμητής συχνότητας ($\omega_{RF} = \omega_{LO} - \omega_{IF}$) ως προς τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή και το φασματικό περιεχόμενό της είναι άχρηστο στο σύστημα, επομένως αυτό το φίλτρο αναλαμβάνει να την εξαλείψει.



Σχήμα 1.1. Απλοποιημένη αρχιτεκτονική ενός τυπικού ετερόδυνου πομποδέκτη.

Το σήμα φιλτράρεται περαιτέρω από το φίλτρο επιλογής καναλιού, ώστε να περιοριστούν παρεμβολές από γειτονικά συστήματα και κατόπιν περνά από έναν ενισχυτή μεταβλητού κέρδους (VGA), το κέρδος του οποίου ρυθμίζεται με κατάλληλο τρόπο, για να εξασφαλίζεται πάντοτε η μέγιστη ευαισθησία του δέκτη. Λέγοντας ευαισθησία, εννοούμε την ελάχιστη δυνατή ισχύ του σήματος, η οποία επιτρέπει στο δέκτη να αποδιαμορφώσει με αποδεκτό σηματοθορυβικό λόγο (SNR) το σήμα εισόδου.

Ακολουθούν οι μίκτες που υποβιβάζουν το σήμα από την ενδιάμεση στη βασική ζώνη. Αυτοί οδηγούνται από δύο ορθογώνιες μεταξύ τους συνιστώσες του τοπικού ταλαντωτή με αποτέλεσμα να χωρίζουν το σήμα εισόδου στις αντίστοιχες συνιστώσες του, τις λεγόμενες I (συμφασική) και Q (ορθογώνια) συνιστώσες. Τις δύο συνιστώσες εκμεταλλεύονται τα σχήματα ορθογώνιας αποδιαμόρφωσης πλάτους (QAM), ώστε να εξασφαλίσουν ταχύτερη και πιο αξιόπιστη αποδιαμόρφωση της πληροφορίας [23]. Τελευταία στο αναλογικό κομμάτι της αλυσίδας του δέκτη βρίσκονται δύο βαθυπερατά φίλτρα, τα οποία είναι επιφορτισμένα με το έργο της επιλογής του χρήσιμου σήματος ή της αποτροπής αναδίπλωσης του φάσματος από τα ψηφιακά συστήματα επεξεργασίας σήματος που ακολουθούν στη βασική ζώνη. Στην πρώτη περίπτωση τα φίλτρα αυτά ονομάζονται φίλτρα επιλογής καναλιού (channel-select filters), ενώ στη δεύτερη λέγονται φίλτρα μη αναδίπλωσης φάσματος (antialiasing filters).

Στην πλευρά του πομπού, οι δύο ορθογώνιες συνιστώσες του σήματος βασικής ζώνης αναβιβάζονται στην IF ζώνη, προστίθενται και φιλτράρονται, ώστε να αποτελέσουν την είσοδο του επόμενου μίκτη, ο οποίος μεταφέρει το σήμα στην RF ζώνη. Μετά το μίκτη, ακολουθεί ένα φίλτρο απόρριψης ειδώλου, για να εξασθενήσει τα μη επιθυμητά φασματικά προϊόντα που έχουν προκύψει από την παραπάνω διαδικασία, κυρίως, στη συχνότητα ειδώλου της RF συχνότητας. Τέλος, το σήμα ενισχύεται από τον ενισχυτή ισχύος (PA) σε επίπεδα επαρκή για την αποδοτική λήψη του από τους υπόλοιπους πομποδέκτες του τηλεπικοινωνιακού συστήματος και μεταφέρεται στην κεραία προς εκπομπή.

Η συγκεκριμένη διατριβή, από όλα τα στοιχεία ενός ολοκληρωμένου πομποδέκτη που αναφέρθηκαν συνοπτικά, πραγματεύεται τα βαθυπερατά φίλτρα βασικής ζώνης στην πλευρά του δέκτη. Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να διευκρινιστεί ότι βαθυπερατά φίλτρα, όπως αυτό που θα περιγραφεί στη συνέχεια αυτής της διατριβής, συναντώνται σε ένα πλήθος εφαρμογών. Παραδειγματικά, αναφέρουμε τη χρησιμοποίησή τους σε κυκλώματα ισοσταθμιστών (equalizer) συστημάτων ανάγνωσης/εγγραφής καναλιών σκληρών δίσκων [24], [25], ενώ συχνή είναι και η χρήση τους σε επεξεργαστές σήματος εικόνας (video) [26]. Ωστόσο, επικεντρωνόμαστε κυρίως στην εφαρμογή τους σε πομποδέκτες εξαιτίας ενός συγκεκριμένου χαρακτηριστικού του σχεδιασθέντος φίλτρου: έχει τη δυνατότητα να αλλάζει τη συχνότητα αποκοπής του, μια ιδιότητα που είναι πολύ χρήσιμη στα νέα πρότυπα τηλεπικοινωνιών που το φασματικό εύρος του σήματος πληροφορίας είναι μεταβλητό.

Πριν εξετάσουμε πιο αναλυτικά τα χαρακτηριστικά του υπό μελέτη φίλτρου, είναι ανάγκη να αναφερθούμε στις συνήθεις τεχνικές κατασκευής ολοκληρωμένων φίλτρων. Αρχικά, θα μπορούσαμε να τα χωρίσουμε σε δύο μεγάλες κατηγορίες: συνεχούς και διακριτού χρόνου [27]. Στα πρώτα ανήκουν τα ενεργά RC φίλτρα, τα φίλτρα g_m -C και τα MOSFET-C φίλτρα, ενώ στη δεύτερη συγκαταλέγονται τα φίλτρα διακοπτόμενων πυκνωτών. Εμάς θα μας απασχολήσει η πρώτη κατηγορία και συγκεκριμένα τα ενεργά RC φίλτρα (active-RC filters). Τα g_m -C και τα MOSFET-C φίλτρα ουσιαστικά προκύπτουν

από τα απλά RC φίλτρα, αν οι αντιστάσεις σε αυτά αντικατασταθούν από διαγωγούς ή MOS τρανζίστορ που λειτουργούν στη γραμμική περιοχή, αντίστοιχα. Με αυτές τις μεθόδους επιτυγχάνεται ευκολότερα η αυτόματη ρύθμιση της συχνότητας αποκοπής f_p του φίλτρου, η οποία είναι αναγκαία στα ολοκληρωμένα φίλτρα, καθώς εξαιτίας των μεταβολών και των ανοχών στις τιμές των παθητικών στοιχείων του φίλτρου (αντιστάσεις και πυκνωτές) η f_p μπορεί να αποκλίνει σημαντικά από την ονομαστική τιμή της [27], [28].

Εξαιτίας του τελευταίου χαρακτηριστικού τους, αυτές οι δύο μέθοδοι είχαν επικρατήσει στην υλοποίηση φίλτρων σε τηλεπικοινωνιακά, αλλά και σε συστήματα άλλων εφαρμογών [29]-[33]. Τα τελευταία χρόνια, όμως, λόγω της μείωσης της τάσης τροφοδοσίας στα ολοκληρωμένα κυκλώματα, η κατασκευή φίλτρων με αυτές τις τεχνικές παρουσιάζει αρκετά μειονεκτήματα. Στην περίπτωση των g_m -C φίλτρων είναι δύσκολο να επιτευχθεί μεγάλη δυναμική περιοχή λειτουργίας και καλή γραμμικότητα με ταυτόχρονη χαμηλή κατανάλωση ισχύος. Τα MOSFET-C φίλτρα, αν και υπερτερούν σε σχέση με τα g_m -C στον τομέα της κατανάλωσης και του θορύβου, παρουσιάζουν προβλήματα γραμμικότητας και εύρους περιοχής ρύθμισης, όταν η τροφοδοσία είναι χαμηλή [34], [35]. Συνεπώς, όταν απαιτείται λειτουργία σε χαμηλή τροφοδοσία και ταυτόχρονα υπάρχουν αυστηρές προδιαγραφές θορύβου και γραμμικότητας, καμία από τις δύο αυτές τεχνικές δεν αποδίδει ικανοποιητικά.

Πολλά συστήματα έχουν αρχίσει να υιοθετούν τα ενεργά RC φίλτρα [36], [37], καθώς παρέχουν εξαιρετική γραμμικότητα, πολύ καλή επίδοση θορύβου και ελάχιστη κατανάλωση ρεύματος. Επιπλέον, το εύρος ρύθμισης αυτών των φίλτρων, αν και πιο περιορισμένο από αυτό των άλλων δύο τεχνικών, είναι αποδεκτό από πολλές εφαρμογές. Η ρύθμιση του εύρους ζώνης αυτών των φίλτρων πραγματοποιείται με τη διαχείριση μητρών από αντιστάσεις ή πυκνωτές. Οι μήτρες πυκνωτών παρουσιάζουν καλύτερη επίδοση ως προς τη μέγιστη συχνότητα λειτουργίας σε σχέση με τις μήτρες αντιστάσεων με κόστος, όμως, μεγαλύτερο εμβαδόν στο ολοκληρωμένο [38].

Λαμβάνοντας υπόψη όλα τα παραπάνω, σχεδιάσαμε ένα ενεργό RC φίλτρο με τάση τροφοδοσίας το 1 V, το οποίο έχει την ικανότητα να μεταβάλλει τη συνάρτηση μεταφοράς του από Chebyshev σε ελλειπτική καθώς και το εύρος ζώνης του σε 5 MHz ή 10 MHz. Επιπρόσθετα, εκμεταλλεύεται ψηφιακά ελεγχόμενες μήτρες αντιστάσεων, ώστε σε συνεργασία με ένα ψηφιακό σύστημα αυτόματης ρύθμισης να απαλείφει τις επιπτώσεις των ανοχών και της μεταβολής θερμοκρασίας στο εύρος ζώνης του. Το συγκεκριμένο σύστημα χρειάζεται μόνο μια επανάληψη του αλγορίθμου του, για να διορθώσει τη σταθερά χρόνου του φίλτρου. Οι ενισχυτές του φίλτρου χρησιμοποιούν μια νέα τεχνική αντιστάθμισης, η οποία επιτρέπει υψηλές επιδόσεις στο φίλτρο σε πολύ μεγάλες συχνότητες με ελάχιστη κατανάλωση ισχύος. Με τη χρήση αυτής της τεχνικής ο επικρατών πόλος του ενισχυτή μεταφέρεται σε εικοσαπλάσια συχνότητα από την αντίστοιχη που επιτυγχάνουν οι υπάρχουσες συμβατικές μέθοδοι αντιστάθμισης. Επίσης, η τεχνική είναι λιγότερο ευαίσθητη στις ανοχές των στοιχείων από τις παραδοσιακές μεθόδους.

Το φίλτρο κατασκευάστηκε σε μια CMOS τεχνολογία 0.12 μm και η ακρίβεια ρύθμισης της συχνότητας αποκοπής του είναι $\pm 5\%$. Η κατανάλωση ισχύος στο φίλτρο και το κύκλωμα ρύθμισης είναι 4.6 mW και 1.5 mW, αντίστοιχα. Επιτυγχάνει σημείο τομής τρίτης αρμονικής εισόδου (IIP3) της τάξης των +20 dBm και η δυναμική περιοχή λειτουργίας του (SFDR) εκτείνεται μέχρι τα 73 dB.

1.3. Δομή της Διατριβής

Η παρούσα διατριβή είναι δομημένη ως εξής: στο κεφάλαιο 2 γίνεται μια σύντομη ιστορική αναδρομή της CMOS τεχνολογίας. Παρουσιάζονται νέα φαινόμενα που εμφανίζονται σε νανομετρικές CMOS τεχνολογίες, με ιδιαίτερη έμφαση στα ρεύματα διαρροής. Στη συνέχεια, περιγράφονται κάποιοι νέοι τρόποι κατασκευής του καναλιού του MOSFET, οι οποίοι μπορούν να περιορίσουν σε κάποιο βαθμό αυτά τα ρεύματα. Τέλος, αναφέρονται ορισμένα κυκλώματα της πρόσφατης βιβλιογραφίας που χρησιμοποιούνται σε δέκτες τηλεπικοινωνιακών κυκλωμάτων, κατασκευασμένα σε νανομετρικές CMOS τεχνολογίες.

Στο κεφάλαιο 3 αναλύεται η αρχιτεκτονική του φίλτρου. Δικαιολογείται η επιλογή του ενεργού RC φίλτρου έναντι του g_m -C ή του MOSFET-C φίλτρου. Ακόμα συζητείται η συνάρτηση μεταφοράς και η επιλογή της σύνθεσης «εν σειρά» για την υλοποίησή του. Τέλος, παρουσιάζεται η τοπολογία των παθητικών στοιχείων του φίλτρου, αλλά και των διακοπών που χρησιμοποιήθηκαν σε αυτό. Στο κεφάλαιο 4 παρουσιάζεται ο ενισχυτής που χρησιμοποιήθηκε στο φίλτρο και αναλύεται εκτενώς η τεχνική αντιστάθμισής του. Συγκεκριμένα, γίνεται μαθηματική ανάλυση της τεχνικής, σύγκρισή της με την κλασική Miller αντιστάθμιση και αναφέρονται ζητήματα ευστάθειας του ενισχυτή. Στο κεφάλαιο 5 περιγράφεται το ψηφιακό σύστημα αυτόματης ρύθμισης του φίλτρου και επεξηγείται ο αλγόριθμός του.

Στο κεφάλαιο 6 περιγράφεται η δομή του ολοκληρωμένου, της πλακέτας τυπωμένου κυκλώματος και της πειραματικής διάταξης. Στη συνέχεια, δίνονται εκτενή πειραματικά αποτελέσματα από τις μετρήσεις που έγιναν στο φίλτρο. Στο κεφάλαιο 7 δίνονται τα εξαχθέντα συμπεράσματα από την όλη εργασία. Τέλος, στο παράρτημα παρουσιάζεται ένα εργαλείο λογισμικού που αναπτύχθηκε κατά τη διάρκεια της εκπόνησης της διδακτορικής διατριβής και το οποίο εκτελεί αυτοματοποιημένους ελέγχους εγκυρότητας μοντέλων MOS τρανζίστορ. Αναφέρονται τα τεστ που περιλαμβάνονται στο εργαλείο, γίνεται μια συνοπτική παρουσίαση του τρόπου προγραμματισμού και λειτουργίας του και παρουσιάζονται κάποια ενδεικτικά αποτελέσματα από δοκιμές που πραγματοποιήθηκαν με αυτό σε ορισμένες CMOS τεχνολογίες.

Βιβλιογραφία

- [1] <http://www.pbs.org/transistor/background1/events/icinv.html>.
- [2] <http://www.icknowledge.com/>.
- [3] M. J. Riezenman, "Wanlass's CMOS circuit," *IEEE Spectrum*, vol. 28, pp. 44, May 1991.
- [4] <http://www.intel.com>.
- [5] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles and Practice*, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 2002, pp. 1–21.
- [6] <http://www.gsmworld.com/index.shtml>.
- [7] <http://www.dectweb.com/>.
- [8] <http://www.bluetooth.com/bluetooth/>.
- [9] <http://www.ieee802.org/11/>.
- [10] A. J. Joseph, D. L. Harame, B. Jagannathan, D. Coolbaugh, D. Ahlgren, J. Magerlein, L. Lanzerotti, N. Feilchenfeld, S. S. Onge, J. Dunn, and E. Nowak, "Status and direction of communication technologies – SiGe BiCMOS and RFCMOS," *Proc. IEEE*, vol. 93, pp. 1539–1558, Sep. 2005.
- [11] P. A. Gargini, "The global route to future semiconductor technology," *IEEE Circuits Devices Mag.*, vol. 18, pp. 13–17, Mar. 2002.
- [12] B. Bakkaloglu, P. Fontaine, A. N. Mohieldin, S. Peng, S. J. Fang, and F. Dülger, "A 1.5-V multi-mode quad-band RF receiver for GSM/EDGE/CDMA2K in 90-nm digital CMOS process," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, pp. 1149–1159, May 2006.
- [13] S. T. Lee and S. Peng, "A GSM receiver front-end in 65nm digital CMOS process," in *Proc. 2005 IEEE Custom Integrated Circuits Conf.*, Sep. 2005, pp. 349–352.
- [14] S. Thompson, P. Packan, and M. Bohr, "MOS scaling: transistor challenges for the 21st century," *Intel Technology J.*, vol. 2, Q3 1998.
- [15] Y. Tsididis, *Operation and Modeling of the MOS Transistor*, New York: McGraw-Hill, 1999, pp. 248–301.
- [16] A.-J. Annema, B. Nauta, R. van Langevelde, and H. Tuinhout, "Analog circuits in ultra-deep-submicron CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, pp. 132–143, Jan. 2005.
- [17] G. Dambrine, C. Raynaud, D. Lederer, M. Dehan, O. Rozeaux, M. Vanmackelberg, F. Danneville, S. Lepilliet, and J.-P. Raskin, "What are the limiting parameters of deep-submicron MOSFETs for high frequency applications?," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 24, pp. 189–191, Mar. 2003.
- [18] Q. Huang, F. Piazza, P. Orsatti, and T. Ohguro, "The impact of scaling down to deep submicron on CMOS RF circuits," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 1023–1036, July 1998.
- [19] <http://www-device.eecs.berkeley.edu/~bsim3/>.
- [20] K. R. Laker and W. M. C. Sansen, *Design of Analog Integrated Circuits and Systems*, New York: McGraw-Hill, 1994, pp. 308–315.
- [21] X. Li and M. Ismail, *Multi-standard CMOS Wireless Receivers: Analysis and Design*, Boston, MA: Kluwer Academic Publishers, 2002.

- [22] B. Leung, *VLSI for Wireless Communication*, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 2002, pp. 42–71.
- [23] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall PTR, 1998.
- [24] W. Dehaene, M. S. J. Steyaert, and W. Sansen, “A 50-MHz standard CMOS pulse equalizer for hard disk read channels,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 977–988, July 1997.
- [25] I. Mehr and D. R. Welland, “A CMOS continuous-time Gm-C filter for PRML read channel applications at 150 Mb/s and beyond,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 499–513, Apr. 1997.
- [26] S.-S. Lee and C. A. Laber, “A BiCMOS continuous-time filter for video signal processing applications,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 1373–1382, Sep. 1998.
- [27] R. Schaumann, M. S. Ghausi, and K. R. Laker, *Design of Analog Filters: Passive, Active RC, and Switched Capacitor*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1990.
- [28] R. Schaumann, “Continuous-time integrated filters – a tutorial,” in *Integrated Continuous-Time Filters: Principles, Design, and Applications*, Y. P. Tsividis and J. O. Voorman, Ed. New York: IEEE Press, 1993, pp. 3–14.
- [29] J. Silva-Martinez, J. Adut, J. M. Rocha-Perez, M. Robinson, and S. Rokhsaz, “A 60-mW 200-MHz continuous-time seventh-order linear phase filter with on-chip automatic tuning system,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 216–225, Feb. 2003.
- [30] J. Silva-Martinez, M. S. J. Steyaert, and W. Sansen, “A 10.7-MHz 68-dB SNR CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 27, pp. 1843–1853, Dec. 1992.
- [31] J. M. Khoury, “Design of a 15-MHz CMOS continuous-time filter with on-chip tuning,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 26, pp. 1988–1997, Dec. 1991.
- [32] F. Krummenacher and N. Joehl, “A 4-MHz CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 23, pp. 750–758, June 1988.
- [33] M. Ismail, S. V. Smith, and R. G. Beale, “A new MOSFET-C universal filter structure for VLSI,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 23, pp. 183–194, Feb. 1988.
- [34] R. Castello, F. Montecchi, F. Rezzi, and A. Baschirotto, “Low-voltage analog filters,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 42, pp. 827–840, Nov. 1995.
- [35] Y. P. Tsividis, “Integrated continuous-time filter design – an overview,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, pp. 166–176, Mar. 1994.
- [36] T. Oshima, K. Maio, W. Hioe, and Y. Shibahara, “Novel automatic tuning method of RC filters using a digital-DLL technique,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 2052–2054, Nov. 2004.
- [37] H. Huang and E. K. F. Lee, “Design of low-voltage CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp. 1168–1177, Aug. 2001.
- [38] A. M. Durham, J. B. Hughes, and W. Redman-White, “Circuit architectures for high linearity monolithic continuous-time filtering,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 39, pp. 651–657, Sep. 1992.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Προβλήματα και Σχεδίαση σε Νανομετρικές CMOS Τεχνολογίες

2.1. Ιστορική Αναδρομή της CMOS Τεχνολογίας

Από την ανακάλυψη του MOSFET, το 1960, [1] ως την τωρινή εποχή, η CMOS τεχνολογία ολοκληρωμένων κυκλωμάτων έχει γνωρίσει εκθετική πρόοδο. Το 1965 ο Gordon Moore προέβλεψε ότι ο αριθμός των τρανζίστορ σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα θα διπλασιάζεται κάθε χρόνο [2], μια πρόβλεψη που είναι πιο γνωστή ως ο «Νόμος του Moore». Πραγματικά, μέχρι το 1975 η βιομηχανία ημιαγωγών επαλήθευε αυτή την πρόβλεψη [3]. Ωστόσο, με κάποια σχετική επιβράδυνση (διπλασιασμός κάθε 24 μήνες) ο «νόμος» αυτός ισχύει ακόμα και σήμερα.

Μάλιστα, οι βιομηχανίες ημιαγωγών στην προσπάθειά τους να υπολογίσουν την πρόοδο της τεχνολογίας ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, έχουν συστήσει έναν οργανισμό με την επωνυμία International Technology Roadmap for Semiconductors (ITRS) [4], ο οποίος έχει την ευθύνη ενίσχυσης της βιομηχανίας παραγωγής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων με απώτερο στόχο αυτή να συνεχίσει να ακολουθεί το «Νόμο του Moore». Οι τρόποι με τους οποίους συμβάλλει σε αυτό το σκοπό ο ITRS είναι οι εξής:

- Παρέχει στη βιομηχανία μια κοινή βάση για σχεδιασμό μέσω των εκτιμήσεών του για σημαντικά τεχνολογικά χαρακτηριστικά και απαιτήσεις.
- Εκτιμά κρίσιμες προκλήσεις και πιθανά κενά στις δυνατότητες της βιομηχανίας, ώστε αυτά να επιλυθούν.
- Απαριθμεί τις καλύτερες δυνατές υποψήφιες λύσεις.

Αν αναλογιστεί κανείς την ελάχιστη διάσταση ενός MOS τρανζίστορ από την οποία ξεκίνησε η παραγωγή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων το 1960 (περίπου 25 μm) [5] και τη συγκρίνει με τη διάσταση των MOSFETs που υπάρχουν σε ένα νέο Intel® Pentium® 4 επεξεργαστή (90 nm) [6], θα διαπιστώσει ότι η μείωση αυτής της παραμέτρου του MOS

τρανζίστορ αγγίζει τις 280 φορές. Είναι εντυπωσιακό το γεγονός ότι, παρόλο που η βασική δομή του MOS δεν έχει αλλάξει όλα αυτά τα χρόνια, οι διαστάσεις του έχουν συρρικνωθεί σε τόσο μεγάλο βαθμό. Χρειάστηκε τεράστια τεχνολογική πρωτοπορία για να καταστεί αυτό δυνατό, η οποία όμως δεν είναι εμφανής στη δομή του MOS [7].

Πιστεύουμε ότι, πριν ασχοληθούμε με τη σημερινή κατάσταση στην τεχνολογία ημιαγωγών, είναι χρήσιμο να αναφέρουμε επιγραμματικά κάποιους σημαντικούς σταθμούς στην ιστορία των CMOS ολοκληρωμένων κυκλωμάτων [1], [7]-[9]:

- 1960 – Ανακάλυψη του MOSFET
- 1962 – Κανάλι 5 μm
- 1963 – Ανακάλυψη της CMOS τεχνολογίας
- 1969 – Κανάλι εμφυτευμένο με ιόντα (ion-implanted channel)
- 1971 – Μικροεπεξεργαστής 4064 της Intel®
- 1979 – Πύλη πολυπυριτίου με silicides
- 1980 – Κάθετος διαχωριστής για την εμφύτευση στην πηγή και την υποδοχή
- 1982 – Απομόνωση τάφρου (trench isolation)
- 1983 – Οξυνιτρίδια για το διηλεκτρικό της πύλης
- 1985 – Νόθευση «άλως» (halo doping) για την πηγή και την υποδοχή
- 1986 – N^+ - P^+ πύλες πολυπυριτίου
- 1986 – Ανάστροφη νόθευση (retrograde doping) καναλιού
- 1987 – Κανάλι 100 nm
- 1993 – Χρησιμοποίηση χαλκού για τις διασυνδέσεις
- 2000 – Εμφάνιση του FinFet

Γενικά, τα κριτήρια σύμφωνα με τα οποία συρρικνώνεται το MOS τρανζίστορ είχαν ήδη διατυπωθεί από τη δεκαετία του 1970 [10] και συνοψίζονται συντόμως στον πίνακα 2.1 [7].

Πίνακας 2.1. Κανόνες συρρίκνωσης της CMOS τεχνολογίας.

Φυσική παράμετρος	Παράγοντας κλιμάκωσης για σταθερό ηλεκτρικό πεδίο	Γενικός παράγοντας κλιμάκωσης	Γενικός επιλεκτικός παράγοντας κλιμάκωσης
Μήκος καναλιού, πάχος μονωτικού	$1/\alpha$	$1/\alpha$	$1/\alpha d$
Πλάτος καναλιού, πλάτος διασυνδέσεων	$1/\alpha$	$1/\alpha$	$1/\alpha_w$
Ηλεκτρικό πεδίο	1	ϵ	ϵ
Τάση	$1/\alpha$	ϵ/α	$\epsilon/\alpha d$
Νόθευση	α	$\epsilon\alpha$	$\epsilon\alpha d$
Εμβαδόν	$1/\alpha^2$	$1/\alpha^2$	$1/\alpha_w^2$
Χωρητικότητα	$1/\alpha$	$1/\alpha$	$1/\alpha_w$
Καθυστέρηση πύλης	$1/\alpha$	$1/\alpha$	$1/\alpha d$
Κατανάλωση ισχύος	$1/\alpha^2$	ϵ/α^2	$\epsilon^2/\alpha_w\alpha d$
Πυκνότητα ισχύος	1	ϵ^2	$\epsilon^2\alpha_w/\alpha d$

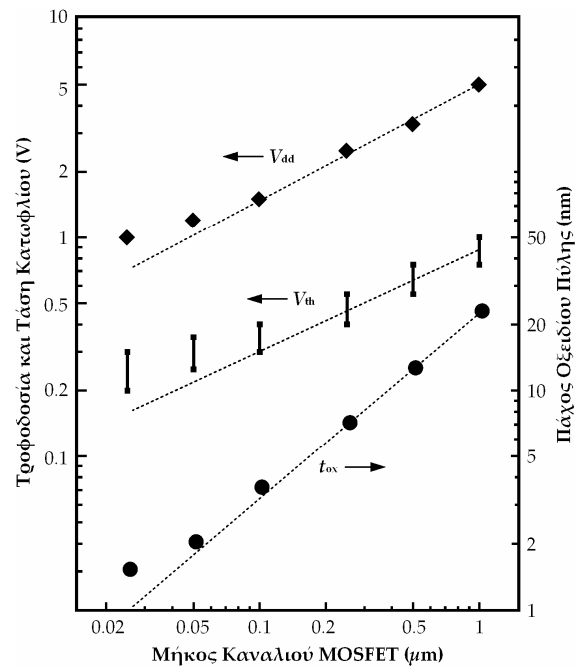
Στον παραπάνω πίνακα, a και ε είναι οι παράγοντες κλιμάκωσης των διαστάσεων και του ηλεκτρικού πεδίου, αντίστοιχα, ενώ a_a είναι ο παράγοντας κλιμάκωσης της κάθετης διάστασης και του μήκους της πύλης του MOS και a_w είναι ο παράγοντας κλιμάκωσης του πλάτους του MOS και των διασυνδέσεων. Οι δύο τελευταίοι παράγοντες έχουν ισχύ στις περιπτώσεις που γίνεται επιλεκτική σμίκρυνση του MOS.

Το γεγονός που ουσιαστικά αντικατοπτρίζει η δεύτερη στήλη του πίνακα είναι ότι, καθώς οι διαστάσεις, οι νοθεύσεις και οι τάσεις κλιμακώνονται σύμφωνα με αυτή, τότε το ηλεκτρικό πεδίο στο συρρικνωμένο τρανζίστορ θα είναι ακριβώς το ίδιο με αυτό του μεγαλύτερου. Ωστόσο, εμφανίζονται δύο προβλήματα: το πρώτο έχει να κάνει με τα ενδογενή δυναμικά που δεν αλλάζουν, καθώς συσχετίζονται άμεσα με την ενέργεια χάσματος ζώνης (bandgap energy) του πυριτίου, η οποία παραμένει αμετάβλητη, αφού το υλικό του ημιαγωγού δεν αλλάζει. Το δεύτερο πρόβλημα σχετίζεται με το ρεύμα στην περιοχή κάτω από το κατώφλι όπου μεταβάλλεται εκθετικά (με κλίση σε λογαριθμική κλίμακα που είναι αντιστρόφως ανάλογη της απόλυτης θερμοκρασίας), γιατί εξαρτάται, κυρίως, από τη θερμοδυναμική της κατανομής Boltzmann των φορέων [7], [11]. Συνεπώς, η τάση κατωφλίου δεν μπορεί να μικρύνει απεριόριστα, γιατί θα υπάρχουν έντονα ρεύματα διαρροής. Αυτοί οι περιορισμοί δημιουργούν αποκλίσεις από την απλή θεωρία σμίκρυνσης καθώς η τάση τροφοδοσίας πλησιάζει το 1 V.

Στο σχήμα 2.1 φαίνεται η κλιμάκωση της τάσης τροφοδοσίας V_{dd} , της τάσης κατωφλίου V_{th} και του πάχους του οξειδίου της πύλης t_{ox} , ενώ στον πίνακα 2.2 παρουσιάζονται ποσοτικά κάποια κύρια χαρακτηριστικά σύγχρονων εμπορικών CMOS τεχνολογιών [12]. Είναι φανερό ότι οι τάσεις δεν έχουν μειωθεί τόσο γρήγορα, όσο έχει σμικρυνθεί το μήκος καναλιού του τρανζίστορ, παραβιάζοντας τους κανόνες που προαναφέρθηκαν. Στις πρώιμες CMOS γενιές αυτό συνέβαινε, γιατί οι ταχύτητες των φορέων μεγάλωναν με την αύξηση του ηλεκτρικού πεδίου προσφέροντας καλύτερη απόδοση και γιατί η βιομηχανία ήταν διστακτική να υιοθετήσει επίπεδα τάσεων κάτω των 5 V στα οποία λειτουργούσαν κυκλώματα τρανζίστορ-τρανζίστορ λογικής (TTL) [13]-[15]. Στις νέες γενιές οι ταχύτητες των φορέων παρουσίασαν κορεσμό και ταυτόχρονα εμφανίστηκαν τα προβλήματα που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο. Έτσι, εισήχθησαν οι πιο γενικοί κανόνες κλιμάκωσης (τρίτη στήλη του πίνακα 2.1). Η αύξηση του ηλεκτρικού πεδίου κατά τον παράγοντα ε (>1) απαιτεί αυξημένη νόθευση, αλλά αντισταθμίζει κάποια από τα προβλήματα της λειτουργίας σε χαμηλή τάση, ενώ μειονέκτημά της αποτελεί η ελαττωμένη αξιοπιστία του τρανζίστορ.

Τέλος, στις τελευταίες γενιές κλιμάκωσης οι καλωδιώσεις δεν έχουν μειωθεί αναλόγως του μήκους του καναλιού, γιατί με αυτόν τον τρόπο αυξάνεται η αξιοπιστία τους, χωρίς να υπάρχουν αρνητικές επιπτώσεις στην καθυστέρηση πύλης [7]. Η τέταρτη στήλη του πίνακα 2.1 παρουσιάζει αυτόν τον τρόπο κλιμάκωσης.

Επίσης, τις δεκαετίες του 1980 και 1990 εκτός από την κλιμάκωση του MOS, υπήρξε και εισαγωγή νέων υλικών στα ολοκληρωμένα κυκλώματα [15]. Τη δεκαετία του 1980 εισήχθησαν τα silicides, ενώ περισσότερη πρόοδος σε αυτόν τον τομέα παρατηρήθηκε τη δεκαετία του 1990 κατά την οποία άρχισε η χρήση βολφραμίου, χαλκού και πιο πρόσφατα υλικών με χαμηλή διηλεκτρική σταθερά. Η βιομηχανία ημιαγωγών παρουσιάζεται αρκετά διστακτική σε ό,τι αφορά στην εισαγωγή νέων υλικών εξαιτίας της σημαντικής προσπάθειας και κόστους που απαιτούνται, ώστε να εξασφαλιστεί η επιτυχής ολοκλήρωσή τους. Για το λόγο αυτό, νέα υλικά χρησιμοποιήθηκαν, μόνο, όταν τα ήδη υπάρχοντα είχαν αγγίξει τα όρια της απόδοσής τους.



Σχήμα 2.1. Ιστορική και προβλεπόμενη εξέλιξη της τάσης τροφοδοσίας V_{dd} , της τάσης κατωφλίου V_{th} και του πάχους οξειδίου πύλης t_{ox} σε συνάρτηση του μήκους καναλιού του MOS τρανζίστορ σε CMOS τεχνολογίες.

Πίνακας 2.2. Κύρια χαρακτηριστικά ορισμένων CMOS τεχνολογιών.

Παράμετρος	CMOS γενιά				
	250	180	130	90	65
Κόμβος (nm)	250	180	130	90	65
L_{GATE} (nm)	180	130	92	63	43
t_{ox} (Å)	62.0	44.5	31.2	22.0	18.0
V_{dd} (V)	2.5	1.8	1.5	1.2	1.0
V_{th} (mV)	440	430	340	360	240
Μέγιστο g_m ($\mu S/\mu m$)	335	500	720	1060	1400
g_{ds} (για μέγιστο g_m) ($\mu S/\mu m$)	22	40	65	100	230
g_m/g_{ds}	15.2	12.5	11.1	10.6	6.1
f_t (GHz)	35	53	94	140	210
Πλάτος μετάλλου (μm)	0.80	0.56	0.40	0.28	0.20

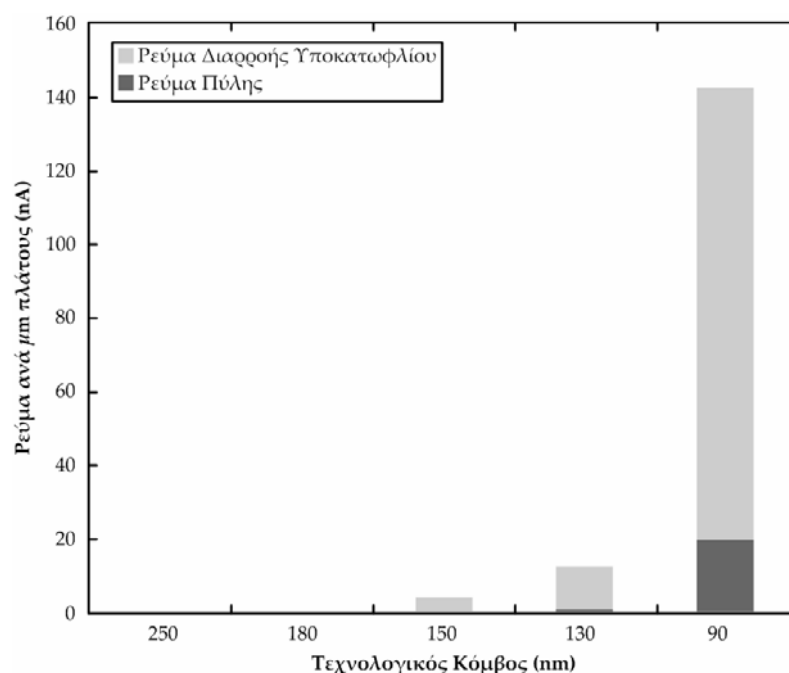
Ολοκληρώνοντας αυτό το υποκεφάλαιο, αξίζει να αναφέρουμε ότι καθ' όλη τη διάρκεια ύπαρξης της CMOS τεχνολογίας έχουν προβλεφθεί πολλά πιθανά όρια σμίκρυνσης του MOS, τα οποία όμως, μέχρι στιγμής τουλάχιστον, ξεπεράστηκαν [16]. Στα τέλη της δεκαετίας του 1970, το 1 μm είχε θεωρηθεί ένα πιθανό όριο εξαιτίας της αναμενόμενης δυσκολίας στην αντιμετώπιση των φαινομένων κοντού καναλιού και των τεχνολογικών δυνατοτήτων της οπτικής λιθογραφίας. Στις αρχές της δεκαετίας του 1980, τα 0.5 μm θεωρήθηκαν όριο λόγω της προβλεπόμενης αύξησης της αντίστασης της πηγής και της υποδοχής. Το 1981 πιθανό όριο αναφέρθηκαν τα 250 nm εξαιτίας της αναμενόμενης διαρροής ρεύματος στην πύλη και των διακυμάνσεων του νοθευτή στο κανάλι. Στις αρχές της δεκαετίας του 1990, το όριο μεταφέρθηκε στα 100 nm λόγω των πολλών προβλεπόμενων δυσκολιών στη μείωση των φυσικών παραμέτρων του MOSFET. Ωστόσο, όλα τα παραπάνω όρια κατεργήθησαν. Επίσης, ως πιθανό όριο αναφέρθηκαν τα 10 nm για πολλούς λόγους, ένας από τους οποίους, είναι το απευθείας

φαινόμενο σήραγγας μεταξύ πηγής και υποδοχής. Όμως και αυτό ανατράπηκε από την επιτυχή πειραματική λειτουργία ενός PMOS με μήκος καναλιού 6 nm.

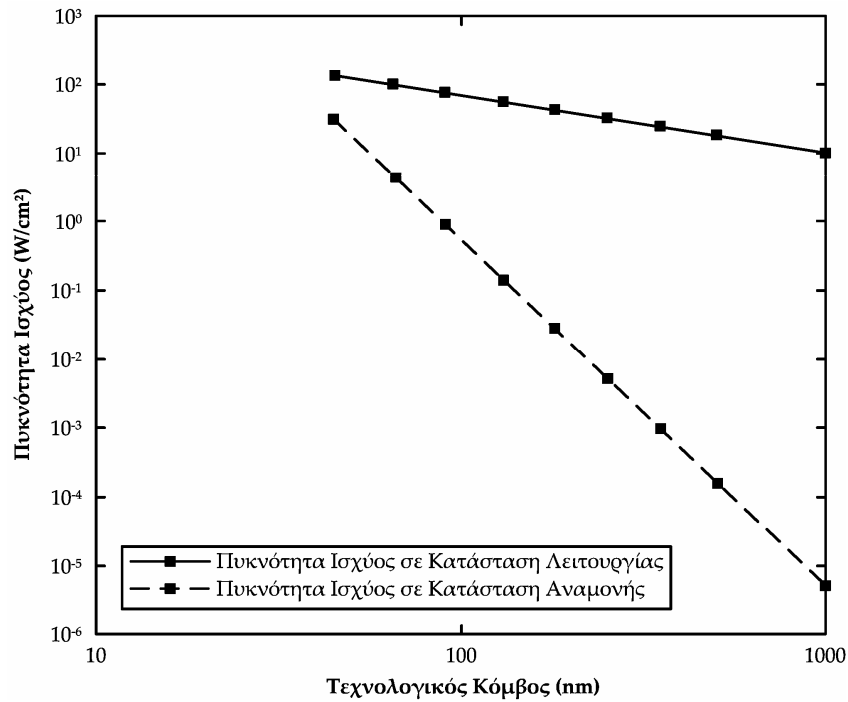
Αν και αποδείχτηκε πολύ δύσκολο να προβλεφτεί επιτυχώς το τελικό όριο σμίκρυνσης ενός MOS τρανζίστορ, πολλοί πιστεύουν ότι πια η τεχνολογία έχει φτάσει πολύ κοντά σε αυτό. Το απόλυτο όριο είναι τα 0.3 nm που είναι η απόσταση των ατόμων στους κρυστάλλους του πυριτίου. Παρόλα αυτά, σε αυτή τη διάσταση, το διαμορφωμένο από την πύλη σήμα θα είναι πολύ ασθενές, ώστε να μπορεί να μεταφερθεί σε άλλον κόμβο, ενώ αυτή τη στιγμή δεν υπάρχει πιθανή λύση για διασυνδέσεις τόσο μικρών κόμβων. Συνεπώς, το όριο θα πρέπει να εξετάζεται ως προς την ικανότητα ολοκλήρωσης των στοιχείων μέσα σε κυκλώματα [17].

2.2. Ρεύματα Διαρροής σε Νανομετρικά MOSFETs

Αναφέρθηκε προηγουμένως ότι ένα πολύ σημαντικό πρόβλημα που έχει προβάλλει στα νανομετρικά MOS είναι η ύπαρξη εντόνων ρευμάτων διαρροής εξαιτίας της μείωσης της τάσης κατωφλίου V_{th} . Τα ρεύματα διαρροής που εμφανίζονται σε MOS τρανζίστορ με νανομετρικό μήκος καναλιού αποτελούν, ίσως, τη σημαντικότερη τροχοπέδη στην περαιτέρω σμίκρυνση του τρανζίστορ, επειδή στις τελευταίες γενιές CMOS τεχνολογιών έχουν αυξηθεί δραματικά, ενώ στις επόμενες γενιές αναμένεται να λάβουν ακόμα μεγαλύτερες διαστάσεις. Αυτό φαίνεται χαρακτηριστικά και στα δύο παρακάτω σχήματα [18]. Στο σχήμα 2.2 απεικονίζεται ο ρυθμός με τον οποίο μεγαλώνουν τα ρεύματα διαρροής στις νέες CMOS τεχνολογίες. Στην τεχνολογία των 180 nm είναι ουσιαστικά ανύπαρκτα, αλλά στα 90 nm έχουν φτάσει τα αρκετά nA ανά μm πλάτους του MOSFET.

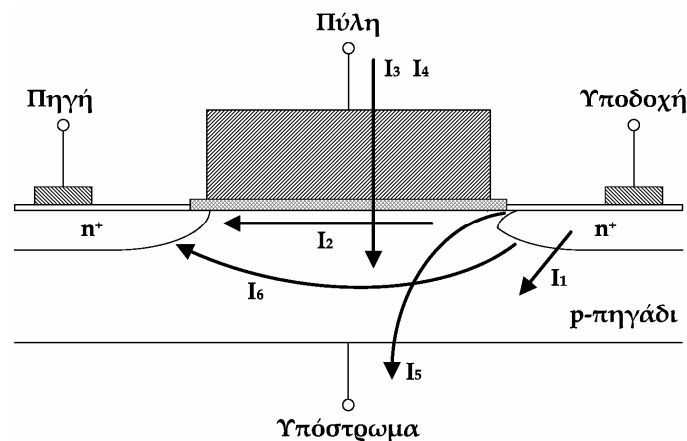


Σχήμα 2.2. Ρεύματα διαρροής υποκατωφλίου και πύλης σε συνάρτηση της τεχνολογίας.



Σχήμα 2.3. Πυκνότητα ισχύος σε ολοκληρωμένα κυκλώματα επεξεργαστών CMOS τεχνολογιών.

Στο σχήμα 2.3 αποτυπώνεται η πυκνότητα ισχύος σε ολοκληρωμένα κυκλώματα επεξεργαστών σε κατάσταση λειτουργίας και αναμονής. Όπως είναι φανερό, η πυκνότητα ισχύος της κατάστασης αναμονής στις καινούριες γενιές CMOS τεχνολογιών θα είναι ίση με την πυκνότητα ισχύος λειτουργίας του επεξεργαστή. Το ρεύμα πύλης αυξάνει 2.5 φορές για κάθε 1 Å μείωσης του πάχους οξειδίου πύλης, δηλαδή περίπου δύο τάξεις μεγέθους για κάθε γενιά από τον τεχνολογικό κόμβο των 130 nm και έπειτα [18]. Αντίστοιχα, το ρεύμα υποκατωφλίου μεταξύ δύο διαδοχικών τεχνολογικών γενιών CMOS αυξάνεται περίπου κατά 5 φορές [19]. Παραδειγματικά, αναφέρουμε ότι η τεχνολογία 100 nm της NEC έχει $t_{ox} = 16 \text{ \AA}$, ρεύμα υποκατωφλίου 0.3 nA ανά μm πλάτους πύλης και ρεύμα πύλης σε NMOS τρανζίστορ 0.65 nA/ μm [19]. Είναι φανερό ότι το ρεύμα πύλης έχει ήδη ξεπεράσει σε ορισμένες περιπτώσεις το ρεύμα διαρροής υποκατωφλίου, γεγονός που στις επόμενες τεχνολογικές γενιές αναμένεται να εκδηλωθεί ακόμα πιο έντονα.



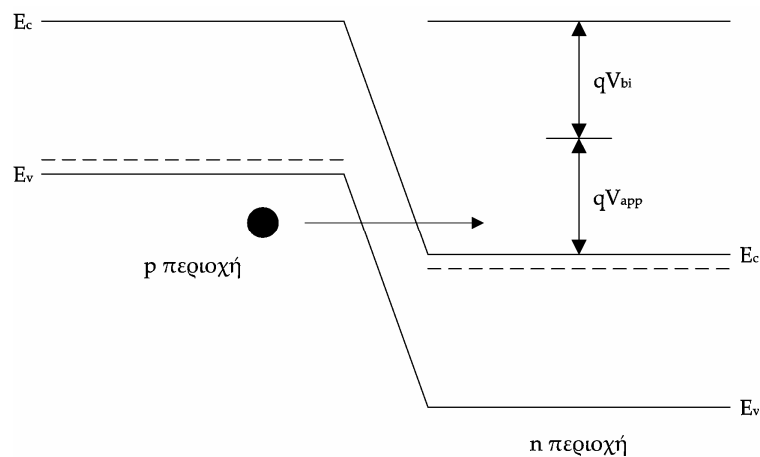
Σχήμα 2.4. Μηχανισμοί δημιουργίας ρευμάτων διαρροής σε νανομετρικά MOS τρανζίστορ.

Στη συνέχεια, θα αναλυθούν οι τρόποι με τους οποίους δημιουργούνται τα ρεύματα διαρροής, όπως αυτά φαίνονται στο σχήμα 2.4: όπου I_1 είναι το ρεύμα διαρροής της ανάστροφα πολωμένης pn ένωσης, I_2 είναι το ρεύμα διαρροής υποκατωφλίου, I_3 είναι το ρεύμα διαρροής λόγω του φαινομένου σήραγγας (tunneling), I_4 είναι το ρεύμα πύλης που οφείλεται στην έγχυση θερμών ηλεκτρονίων, I_5 είναι το ρεύμα διαρροής της υποδοχής προκαλούμενο από την πύλη (φαινόμενο GIDL) και I_6 είναι το ρεύμα διάτρησης (punchthrough) του καναλιού [20]. Τα I_2 , I_5 και I_6 είναι μηχανισμοί διαρροής στην κατάσταση μη λειτουργίας του MOS, ενώ τα I_1 και I_3 μπορούν να συμβούν και στις δύο καταστάσεις (ενεργό και μη ενεργό τρανζίστορ). Το I_4 μπορεί να δημιουργηθεί στην κατάσταση μη λειτουργίας, αλλά πιο συχνά εμφανίζεται κατά τη μετάβαση του τρανζίστορ από τη μια κατάσταση στην άλλη.

2.2.1. Ρεύμα Διαρροής της Ανάστροφα Πολωμένης pn Ένωσης

Οι ενώσεις της πηγής και της υποδοχής με το πηγάδι είναι συνήθως ανάστροφα πολωμένες, ωστόσο ένα μικρό ρεύμα διαρροής (I_1) πάντα ρέει μεταξύ τους. Αυτό το ρεύμα αποτελείται από δύο συνιστώσες. Η πρώτη οφείλεται στη μετακίνηση των φορέων μειονότητας κοντά στην άκρη της περιοχής απογύμνωσης, ενώ η δεύτερη γεννάται από τη δημιουργία ζευγαριών ηλεκτρονίου-οπής στην περιοχή απογύμνωσης της ανάστροφα πολωμένης ένωσης. Σε ένα MOSFET μπορεί να υπάρξει επιπλέον ρεύμα διαρροής στην επαφή υποδοχής και πηγαδιού λόγω της επικάλυψης της πύλης με την pn επαφή υποδοχής-πηγαδιού ή από τη γέννηση φορέων στις περιοχές απογύμνωσης υποδοχής-πηγαδιού με επίδραση της πύλης σε αυτές τις συνιστώσες του ρεύματος. Το ρεύμα αυτό, είναι συνάρτηση του εμβαδού της επαφής και της συγκέντρωσης του νοθευτή. Αν οι δύο περιοχές (p και n) έχουν μεγάλη νόθευση (όπως συμβαίνει με τα MOS των νέων νανομετρικών CMOS τεχνολογιών), τότε το ρεύμα διαρροής στην επαφή κυριαρχείται από το φαινόμενο σήραγγας ζώνης-με-ζώνη (band-to-band tunneling).

2.2.1.1. Φαινόμενο Band-to-Band Tunneling



Σχήμα 2.5. Φαινόμενο BTBT σε ανάστροφα πολωμένη pn επαφή.

Το φαινόμενο αυτό (BTBT) προκαλείται από υψηλά ηλεκτρικά πεδία ($>10^6$ V/cm) κατά μήκος της ανάστροφα πολωμένης pn ένωσης, τα οποία αναγκάζουν ηλεκτρόνια να κινηθούν (λόγω φαινομένου σήραγγας) από τη ζώνη σθένους της p περιοχής στη ζώνη αγωγής της n περιοχής, όπως απεικονίζεται στο παραπάνω σχήμα [20]. Από το σχήμα είναι προφανές ότι, για να δημιουργηθεί φαινόμενο σήραγγας, πρέπει η πτώση τάσης κατά μήκος της επαφής να είναι μεγαλύτερη από το ενεργειακό χάσμα ζώνης του πυριτίου. Το BTBT ρεύμα περιλαμβάνει την εκπομπή ή απορρόφηση φωνονίων, αφού το πυρίτιο είναι ημιαγωγός έμμεσου χάσματος ζώνης. Επομένως, η πυκνότητα του ρεύματος που δημιουργείται είναι

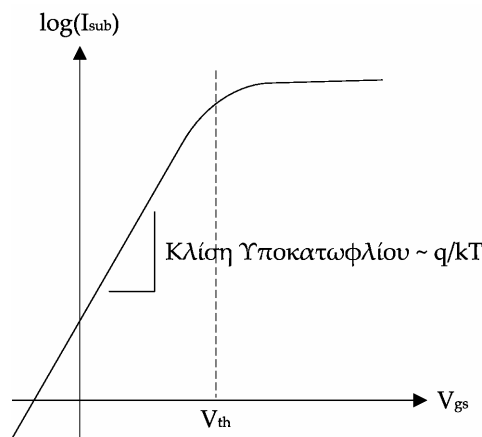
$$J_{BTBT} = \frac{\sqrt{2m^*} q^3}{4\pi^3 \hbar^2} \cdot \frac{EV_{app}}{\sqrt{E_g}} \cdot \exp\left(-\frac{4\sqrt{2m^*}}{3q\hbar} \cdot \frac{\sqrt{E_g^3}}{E}\right) \quad (2.1)$$

όπου m^* είναι η ενεργή μάζα του ηλεκτρονίου, E_g η ενέργεια χάσματος ζώνης, V_{app} η εφαρμοζόμενη ανάστροφη πόλωση, E το ηλεκτρικό πεδίο στην ένωση, q το φορτίο του ηλεκτρονίου και $\hbar/2\pi$ η σταθερά του Planck. Θεωρώντας μια βηματική ένωση, το ηλεκτρικό πεδίο σε αυτή δίνεται ως εξής:

$$E = \sqrt{\frac{2qN_a N_d (V_{app} + V_{bi})}{\epsilon_{Si} (N_a + N_d)}} \quad (2.2)$$

όπου N_a και N_d είναι οι συγκεντρώσεις νόθευσης στην p και στην n περιοχή, αντίστοιχα, ϵ_{Si} η διηλεκτρική σταθερά του πυριτίου και V_{bi} το ενδογενές δυναμικό κατά μήκος της επαφής. Σε νανομετρικά MOSFETs οι υψηλές συγκεντρώσεις νόθευσης και το απότομο προφίλ της προκαλούν σημαντικά BTBT ρεύματα στην περιοχή της επαφής υποδοχής και πηγαδιού.

2.2.2. Ρεύμα Διαρροής Υποκατωφλίου



Σχήμα 2.6. Ρεύμα διαρροής υποκατωφλίου σε ένα NMOS τρανζίστορ.

Το ρεύμα διαρροής υποκατωφλίου (I_2) δημιουργείται μεταξύ πηγής και υποδοχής, όταν η τάση στην πύλη χαμηλώνεται σε επίπεδα μικρότερα της V_{th} . Η μορφή του δίνεται στο σχήμα 2.6, όπου φαίνεται ότι η κλίση υποκατωφλίου είναι ανάλογη της απόλυτης θερμοκρασίας T (q είναι το φορτίο του ηλεκτρονίου και k η σταθερά του Boltzmann).

Όταν η τάση στην πύλη είναι χαμηλότερη της V_{th} τότε το MOS τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή ασθενούς αναστροφής. Σε αυτή την περιοχή η συγκέντρωση των φορέων μειονότητας είναι πολύ μικρή, αλλά όχι μηδενική. Το ρεύμα που ρέει μεταξύ πηγής και υποδοχής στην ασθενή αναστροφή, δεν οφείλεται στη μετακίνηση φορέων λόγω του ηλεκτρικού πεδίου, όπως συμβαίνει στην ισχυρή αναστροφή. Αντίθετα, οφείλεται στην κίνηση των φορέων λόγω διάχυσης κατά μήκος της επιφάνειας του καναλιού. Το ρεύμα αυτό είναι εκθετική συνάρτηση της τάσης στην πύλη του τρανζίστορ [19], [20]:

$$I_{sub} = \frac{W}{L} \cdot I_0 \cdot e^{\frac{V_{gs} - V_{th}}{nV_T}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{V_{ds}}{V_T}}\right) \cdot e^{\frac{\eta V_{ds}}{nV_T}} \quad (2.3)$$

όπου W και L είναι το πλάτος και το μήκος του καναλιού, αντίστοιχα, το I_0 εξαρτάται από τη χωρητικότητα του οξειδίου πύλης και άλλες τεχνολογικές παραμέτρους, n είναι ο συντελεστής μεταβολής υποκατωφλίου που εξαρτάται από το πάχος οξειδίου πύλης t_{ox} και το μέγιστο πλάτος του στρώματος απογύμνωσης W_{dm} , $V_T = kT/q$ η θερμοκή τάση, η ο συντελεστής του φαινομένου DIBL (στην περιοχή 0.02–0.1) και V_{th} δίνεται από τη σχέση:

$$V_{th} = V_{th0} + \gamma \left(\sqrt{|2\phi_F| + V_{sb}} - \sqrt{|2\phi_F|} \right) - \eta V_{ds} \quad (2.4)$$

όπου V_{th0} είναι η τάση κατωφλίου για μηδενική πόλωση και εξαρτάται κυρίως από κατασκευαστικούς παράγοντες, γ είναι ο συντελεστής φαινομένου σώματος (η τυπική τιμή του είναι $0.4 \text{ V}^{1/2}$ και επηρεάζεται από το επίπεδο νόθευσης, τη χωρητικότητα οξειδίου πύλης, τη διηλεκτρική σταθερά του πυριτίου, κ.α.) και ϕ_F είναι το επιφανειακό δυναμικό στο κατώφλι (δυναμικό Fermi) με απόλυτη τιμή συνήθως στα 0.3 V. Το ανάστροφο της κλίσης της χαρακτηριστικής, που απεικονίζεται στο σχήμα 2.6, ονομάζεται κλίση υποκατωφλίου και εκφράζεται ως εξής [20], [22]:

$$S_{th} = \left(\frac{d(\log I_{sub})}{dV_{gs}} \right)^{-1} = n \cdot \ln 10 \cdot \frac{kT}{q} = \left(1 + \frac{3t_{ox}}{W_{dm}} \right) \cdot \ln 10 \cdot \frac{kT}{q} \quad (2.5)$$

Η κλίση υποκατωφλίου, ουσιαστικά, εκφράζει το πόσο αποτελεσματικά μπορεί το τρανζίστορ να κλείσει όταν η V_{gs} γίνει μικρότερη της V_{th} . Είναι επιθυμητό η τιμή της να είναι όσο το δυνατόν χαμηλότερη (οριακά όταν $n = 1$ και σε θερμοκρασία δωματίου μπορεί να φτάσει τα 60 mV ανά δεκάδα του ρεύματος υποδοχής). Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση ενός λεπτότερου οξειδίου πύλης ή με λιγότερη νόθευση στο υπόστρωμα. Επιπλέον, οι αλλαγές στις συνθήκες λειτουργίας (θερμοκρασία ή πόλωση του υποστρώματος) επηρεάζουν την τιμή της. Τυπικές τιμές της σε σύγχρονες CMOS τεχνολογίες κυμαίνονται μεταξύ 70 και 120 mV ανά δεκάδα ρεύματος υποδοχής.

2.2.2.1. Φαινόμενο DIBL

Σε MOS με μακρύ κανάλι η πηγή και η υποδοχή απέχουν αρκετά, έτσι ώστε οι περιοχές απογύμνωσής τους δεν έχουν επίδραση στο δυναμικό ή στη μορφή του πεδίου στο μεγαλύτερο μέρος του τρανζίστορ. Συνεπώς, σε αυτά τα MOS, η τάση κατωφλίου είναι σχεδόν ανεξάρτητη από το μήκος του καναλιού και την πόλωση της υποδοχής. Ωστόσο, σε ένα MOS με κοντό κανάλι, οι περιοχές απογύμνωσης πηγής και υποδοχής (που εισχωρούν μέσα στο κανάλι στα άκρα του και είναι εξαρτώμενες από την τάση V_{ds}) έχουν ως αποτέλεσμα μεγάλο μέρος του καναλιού κάτω από την πύλη να είναι ήδη απογυμνωμένο ακόμα και για μηδενική πόλωση στην πύλη. Επομένως, η τάση κατωφλίου και κατ' επέκταση το ρεύμα υποκατωφλίου των MOS με μικρό μήκος καναλιού, μεταβάλλεται ως συνάρτηση της τάσης V_{ds} . Το φαινόμενο αυτό λέγεται DIBL (πτώση φράγματος οφειλόμενη στην υποδοχή).

Στην περίπτωση που το MOS είναι κλειστό, το ενεργειακό φράγμα στην επιφάνεια του καναλιού, μεταξύ πηγής και υποδοχής, αποτρέπει τα ηλεκτρόνια να κινηθούν προς την υποδοχή. Σε τρανζίστορ με μεγάλο μήκος καναλιού, το ύψος του φράγματος ελέγχεται από την τάση στην πύλη και δεν είναι ευαίσθητο στην V_{ds} . Ωστόσο, αυτό δεν ισχύει για τρανζίστορ με κοντό κανάλι, στα οποία τα ύψος του ενεργειακού φράγματος μειώνεται, όταν εφαρμοστεί μια μεγάλη τάση στην υποδοχή με αποτέλεσμα την εκδήλωση του DIBL. Σε αυτή την περίπτωση, η πηγή εγχέει φορείς στην επιφάνεια του καναλιού ανεξάρτητα από την τάση στην πύλη. Το DIBL, συνήθως, εμφανίζεται πριν από τη διάτρηση του υποστρώματος και δεν αλλάζει την κλίση υποκατωφλίου, παρά μόνο μειώνει την V_{th} . Μπορεί να ελαττωθεί με υψηλότερη νόθευση στην επιφάνεια και στο κανάλι και χρησιμοποιώντας μικρά βάθη στις επαφές πηγής και υποδοχής.

2.2.2.2. Φαινόμενο Σώματος

Η πόλωση του υποστρώματος είναι ένας άλλος παράγοντας με επίπτωση στο ρεύμα διαρροής υποκατωφλίου. Η αύξηση της τάσης V_{sb} οδηγεί σε διαπλάτυνση της περιοχής απογύμνωσης στο υπόστρωμα και σε αύξηση της τάσης κατωφλίου, όπως είναι φανερό από τη σχέση (2.4). Αυτό το φαινόμενο είναι γνωστό ως φαινόμενο σώματος και έχει ως αποτέλεσμα, μεγαλώνοντας η V_{th} , να μειώνεται ταυτόχρονα το ρεύμα διαρροής υποκατωφλίου. Η ένταση με την οποία εκδηλώνεται εξαρτάται από το συντελεστή φαινομένου σώματος γ , όπως είναι προφανές από τη σχέση (2.4). Ο συντελεστής αυτός δίνεται από τη σχέση [21]:

$$\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{Si}N_a}}{C_{ox}} \quad (2.6)$$

όπου N_a είναι η πυκνότητα νόθευσης υποστρώματος και C_{ox} η χωρητικότητα του οξειδίου πύλης. Όπως προκύπτει από την παραπάνω σχέση, το φαινόμενο σώματος είναι περισσότερο έντονο, όταν η νόθευση στο υπόστρωμα είναι μεγάλη, ενώ έχει μικρότερη ένταση, όταν αυξάνει η ανάστροφη πόλωση του υποστρώματος, συμπέρασμα που

απορρέει εύκολα παραγωγίζοντας τη σχέση (2.4) ως προς V_{sb} . Γενικά, το φαινόμενο σώματος δεν αλλάζει την κλίση της S_{th} , ενώ μειώνει και το ρεύμα που εμφανίζεται όταν η τάση στην πύλη είναι μηδενική, γιατί αυξάνεται η ανάστροφη πόλωση του υποστρώματος.

2.2.2.3. Πλάτος Καναλιού

Το πλάτος του καναλιού είναι ακόμα ένας συντελεστής που επηρεάζει το ρεύμα διαρροής υποκατωφλίου. Αν μειωθεί αρκετά, διαμορφώνει την τάση κατωφλίου και συνεπώς και το ρεύμα διαρροής. Ο τρόπος με τον οποίο το πλάτος καναλιού μεταβάλλει την V_{th} διαφέρει ανάλογα με την τεχνολογία κατασκευής του MOS. Έτσι, στα MOSFETs με πύλη LOCOS (τοπικής απομόνωσης οξειδίου), όταν το κανάλι είναι πολύ μικρό, το πλευρικό πεδίο που αναπτύσσεται σε αυτά τα τρανζίστορ δημιουργεί μια περιοχή απογύμνωσης συγκρίσιμη με αυτή που σχηματίζεται εξαιτίας του κλασσικού κάθετου πεδίου. Το πλευρικό πεδίο στα LOCOS MOSFETs δημιουργείται, επειδή η περιοχή απογύμνωσης που σχηματίζει η πύλη εκτείνεται έξω από το πλάτος του καναλιού και φτάνει κάτω από την απομόνωση που χρησιμοποιείται σε αυτά. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του συνολικού φορτίου απογύμνωσης πάνω από την αναμενόμενη τιμή του. Η τάση κατωφλίου μπορεί να γραφεί ως εξής [20]:

$$V_{th} = V_{fb} + \psi_s + \frac{Q_b}{C_{ox}} \quad (2.7)$$

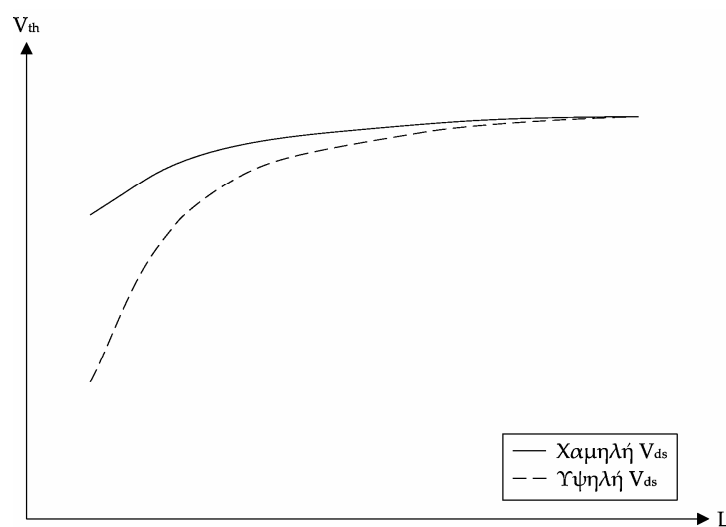
όπου V_{fb} είναι το δυναμικό επίπεδης ζώνης (flat-band voltage), ψ_s το επιφανειακό δυναμικό και Q_b το φορτίο απογύμνωσης στο υπόστρωμα. Από την παραπάνω σχέση είναι φανερό ότι, αν αυξηθεί το Q_b λόγω στενού καναλιού, τότε θα ανέβει και η τιμή της τάσης κατωφλίου.

Επίσης, στα LOCOS MOSFETs η νόθευση είναι πιο υψηλή κατά μήκος του πλάτους του τρανζίστορ. Εξαιτίας του υλικού που χρησιμοποιείται για να τερματιστεί το κανάλι, οι νοθευτές εισχωρούν κάτω από την πύλη. Συνεπώς, χρειάζεται μια πιο υψηλή τάση για να αναστραφεί τελείως το κανάλι, ειδικά σε περιπτώσεις που αυτό είναι κοντό.

Τέλος, στα MOS με απομόνωση τάφρου (trench isolation) η επίπτωση του κοντού καναλιού στο ρεύμα διαρροής υποκατωφλίου εκδηλώνεται με πιο πολύπλοκο τρόπο. Σε αυτά τα τρανζίστορ, το στρώμα απογύμνωσης δεν μπορεί να επεκταθεί κάτω από την απομόνωση του οξειδίου. Εμποδίζεται, έτσι, η αύξηση του συνολικού φορτίου απογύμνωσης στο υπόστρωμα και ως επακόλουθο η τάση κατωφλίου παραμένει αμετάβλητη. Από την άλλη μεριά, εξαιτίας του δισδιάστατου πεδίου που σχηματίζεται στα πλάγια τοιχώματα της πύλης, χρειάζεται μικρότερη τάση σε αυτό το σημείο από αυτή που απαιτείται στο κέντρο του καναλιού, για να δημιουργηθεί ένα στρώμα αναστροφής. Επιπρόσθετα, η συνολική χωρητικότητα της πύλης αυξάνεται, γιατί περιλαμβάνει και τη χωρητικότητα του πλάγιου τοιχώματος της πύλης εξαιτίας της επικάλυψής της με το οξείδιο απομόνωσης. Άρα, όπως προκύπτει από τα παραπάνω και τη σχέση (2.7), η τάση κατωφλίου μειώνεται και το ρεύμα διαρροής αυξάνεται.

2.2.2.4. Μήκος Καναλιού

Όταν το μήκος του καναλιού ενός MOSFET είναι αρκετά μικρό, η τάση κατωφλίου του ελαττώνεται, γεγονός που φαίνεται παραστατικά στο σχήμα 2.7. Ο κυριότερος λόγος που το προκαλεί αυτό είναι η ύπαρξη δισδιάστατου πεδίου στο κανάλι, όταν αυτό έχει μικρό μήκος, ενώ αντίθετα, όταν το μήκος του είναι μεγάλο το πεδίο σχηματίζεται σε μια διάσταση. Η ανάπτυξη αυτού του δισδιάστατου πεδίου προέρχεται από την εγγύτητα των περιοχών της πηγής και της υποδοχής. Σε μακριά MOSFETs η πηγή και η υποδοχή είναι αρκετά απομακρυσμένες και οι περιοχές απογύμνωσής τους δεν έχουν μεγάλη επίπτωση στο προφίλ του δυναμικού ή στη μορφή του ηλεκτρικού πεδίου στο μεγαλύτερο μέρος του καναλιού. Ωστόσο, σε MOS με μικρό μήκος καναλιού η απόσταση πηγής-υποδοχής είναι συγκρίσιμη με το πλάτος απογύμνωσης στην κάθετη διάσταση.



Σχήμα 2.7. Τάση κατωφλίου σε συνάρτηση του μήκους καναλιού.

Ως αποτέλεσμα, η απογύμνωση της πηγής και της υποδοχής συμβάλλει σε μεγαλύτερο βαθμό στη διαμόρφωση του δυναμικού και του ηλεκτρικού πεδίου, γιατί εισέρχεται μέσα στο κανάλι σε σημαντικότερο ποσοστό αυτού και το απογυμνώνει, προτού εφαρμοστεί τάση στην πύλη. Συνεπώς, η πύλη πρέπει να αναστρέψει λιγότερο φορτίο υποστρώματος, για να άγει το τρανζίστορ, άρα και η τάση κατωφλίου είναι μικρότερη. Η επίπτωση αυτού του φαινομένου είναι εντονότερη, όταν η τάση V_{ds} είναι υψηλή εξαιτίας του γεγονότος ότι, σε αυτή την περίπτωση το φορτίο απογύμνωσης στο κανάλι οφειλόμενο στην πηγή και την υποδοχή, είναι περισσότερο.

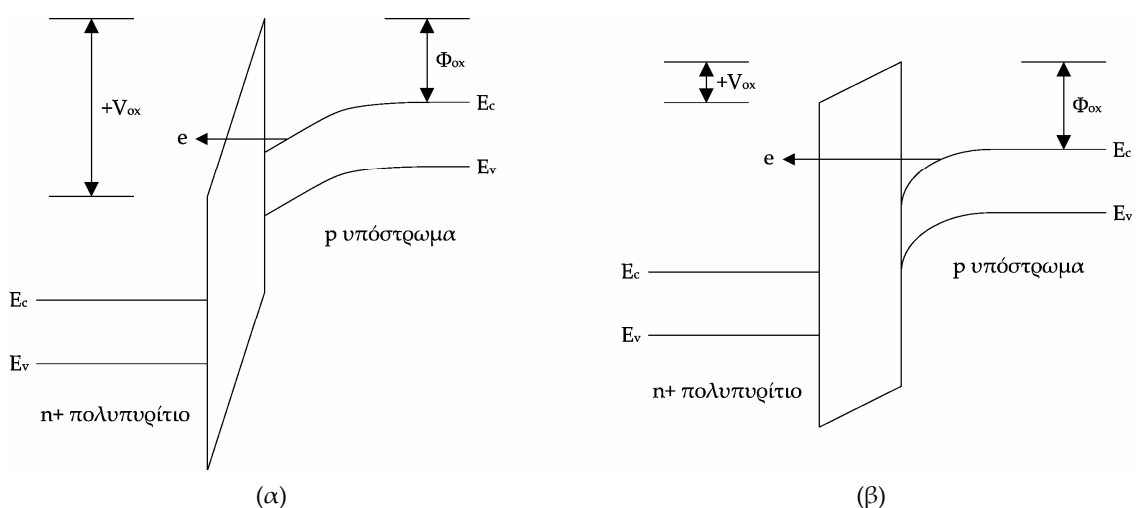
2.2.2.5. Θερμοκρασία

Η θερμοκρασιακή εξάρτηση του ρεύματος διαρροής υποκατωφλίου είναι πολύ σημαντική, κυρίως, σε ψηφιακά VLSI κυκλώματα, γιατί συνήθως αυτά λειτουργούν σε υψηλές θερμοκρασίες εξαιτίας της μεγάλης κατανάλωσης ισχύος που έχουν. Η κλίση υποκατωφλίου S_{th} αυξάνει γραμμικά με την άνοδο της θερμοκρασίας, συνεπώς και το

ρεύμα διαρροής υποκατωφλίου μεταβάλλεται σε μεγάλο βαθμό. Για άνοδο της θερμοκρασίας κατά $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ η αύξηση του ρεύματος διαρροής μπορεί να φτάσει τις τρεις τάξεις μεγέθους σε ορισμένες τεχνολογίες [20]. Έκτος από την αύξηση της κλίσης υποκατωφλίου και η μείωση της τάσης κατωφλίου, η οποία παρατηρείται, όταν ανεβαίνει η θερμοκρασία, είναι ένας άλλος παράγοντας που αυξάνει το ρεύμα διαρροής υποκατωφλίου.

2.2.3. Ρεύμα Διαρροής Πύλης

Η μείωση του πάχους οξειδίου πύλης έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του ηλεκτρικού πεδίου κατά μήκος αυτού. Το γεγονός αυτό προκαλεί φαινόμενα σήραγγας ηλεκτρονίων από την πύλη στο υπόστρωμα και αντίστροφα μέσω του οξειδίου πύλης. Το ρεύμα διαρροής πύλης (I_d) είναι εκθετική συνάρτηση του πάχους οξειδίου πύλης και για το λόγο αυτό, σε παλιότερες CMOS τεχνολογίες, στις οποίες είχαμε $t_{ox} > 2\text{ nm}$, ήταν πολύ μικρότερο από το ρεύμα διαρροής υποκατωφλίου και μπορούσε να αγνοηθεί [19]. Ωστόσο, όπως έχει ήδη αναφερθεί, σε ορισμένες νέες τεχνολογίες η κατάσταση αυτή έχει αντιστραφεί και το ρεύμα πύλης έχει ξεπεράσει το ρεύμα υποκατωφλίου. Μάλιστα, το ρεύμα πύλης θα συνεχίσει να αυξάνεται στις επόμενες τεχνολογικές γενιές με πολύ υψηλότερο ρυθμό και θα καταστήσει επιτακτική τη χρήση υλικών με μεγαλύτερη διηλεκτρική σταθερά από αυτή του SiO_2 , ώστε να μπορέσει να αυξηθεί το πάχος του μονωτή της πύλης. Όπως είναι φανερό, η ύπαρξη αυτού του ρεύματος αλλάζει δραστικά την ηλεκτρική συμπεριφορά και περιπλέκει την ανάλυση των CMOS κυκλωμάτων, καθώς πλέον, η πύλη του MOSFET δεν παρουσιάζει άπειρη αντίσταση, ακόμα και σε dc λειτουργία, αντίθετα με τα όσα ίσχυαν ως τώρα.



Σχήμα 2.8. Οι δύο μηχανισμοί δημιουργίας του ρεύματος διαρροής πύλης: (α) σήραγγα Fowler-Nordheim και (β) απευθείας σήραγγα.

Ο μηχανισμός δημιουργίας του ρεύματος διαρροής πύλης διαμορφώνεται από τους εξής παράγοντες: το φαινόμενο σήραγγας Fowler-Nordheim και το φαινόμενο απευθείας σήραγγας, τα οποία απεικονίζονται στο σχήμα 2.8. Στο πρώτο φαινόμενο τα

ηλεκτρόνια ταξιδεύουν μέσω ενός τριγωνικού φράγματος δυναμικού, ενώ στο δεύτερο το φράγμα δυναμικού έχει το σχήμα τραπεζίου. Η πιθανότητα δημιουργίας σήραγγας εξαρτάται από το πάχος, το ύψος και τη δομή του φράγματος, οπότε και τα ποσοστά του ρεύματος πύλης που οφείλονται σε καθέναν από τους δύο μηχανισμούς είναι διαφορετικά.

2.2.3.1. Σήραγγα Fowler-Nordheim

Όταν δημιουργείται μια σήραγγα αυτού του τύπου, τα ηλεκτρόνια μετακινούνται στη ζώνη αγωγής του στρώματος οξειδίου, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.8α. Αγνοώντας τη θερμοκρασιακή επίδραση, η πυκνότητα ρεύματος που δημιουργείται δίνεται ως [20]:

$$J_{FN} = \frac{q^3 E_{ox}^2}{16\pi^2 \hbar \phi_{ox}} \exp\left(-\frac{4\sqrt{2m^*} \phi_{ox}^{3/2}}{3\hbar q E_{ox}}\right) \quad (2.8)$$

όπου E_{ox} είναι το ηλεκτρικό πεδίο κατά μήκος του οξειδίου και ϕ_{ox} είναι το ύψος του φράγματος για ηλεκτρόνια στη ζώνη αγωγής. Αυτή η εξίσωση αντιπροσωπεύει τη σήραγγα που δημιουργείται στο τριγωνικό φράγμα δυναμικού και ισχύει για $V_{ox} > \phi_{ox}$, όπου V_{ox} είναι η πτώση τάσης κατά μήκος του οξειδίου. Επειδή $\phi_{ox} = 3.1$ eV, τα MOS με μικρό μήκος καναλιού συνήθως λειτουργούν σε $V_{ox} < \phi_{ox}$ και το ρεύμα πύλης που οφείλεται σε αυτού του είδους τη σήραγγα είναι πρακτικά μηδενικό.

2.2.3.2. Απευθείας Σήραγγα

Σε πολύ λεπτά οξειδία (λεπτότερα από 3–4 nm), τα ηλεκτρόνια αντί να κινηθούν μέσω της ζώνης αγωγής του SiO_2 μετακινούνται προς την πύλη μέσω του απαγορευμένου ενεργειακού χάσματος του στρώματος του μονωτή, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.8β. Σε αυτή την περίπτωση το φράγμα είναι τραπεζοειδές, ενώ το φαινόμενο αυτό συμβαίνει όταν $V_{ox} < \phi_{ox}$. Η σχέση που δίνει την πυκνότητα ρεύματος στο φαινόμενο της απευθείας σήραγγας είναι [20]

$$J_{DT} = \frac{q^3 E_{ox}^2}{16\pi^2 \hbar \phi_{ox}} \exp\left(-\frac{4\sqrt{2m^*} \phi_{ox}^{3/2}}{3\hbar q} \cdot \frac{1 - (1 - V_{ox}/\phi_{ox})^{3/2}}{E_{ox}}\right) \quad (2.9)$$

Υπάρχουν τρεις μηχανισμοί που δημιουργούν το φαινόμενο της απευθείας σήραγγας: η σήραγγα ηλεκτρονίων από τη ζώνη αγωγής (κυριαρχεί στα NMOS), η σήραγγα ηλεκτρονίων από τη ζώνη σθένους και η σήραγγα οπών από τη ζώνη σθένους (κυριαρχεί στα PMOS). Επειδή το ύψος του φράγματος είναι αρκετά μικρότερο στον τρίτο μηχανισμό από ότι στον πρώτο, στα PMOS η διαρροή ρεύματος πύλης είναι αρκετά μικρότερη από ότι στα NMOS.

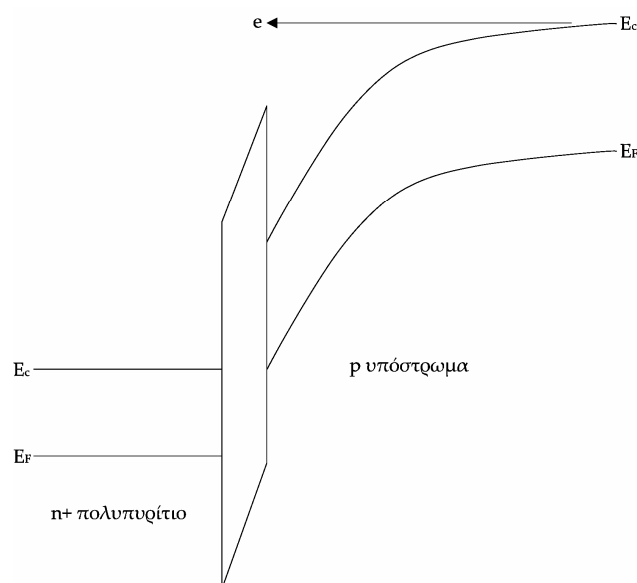
Το ρεύμα που δημιουργείται μπορεί να χωριστεί σε πέντε συνιστώσες: ρεύμα μέσω της πύλης στις περιοχές επικάλυψης των επεκτάσεων της πηγής και της υποδοχής με την πύλη (I_{gso} και I_{gdo}), ρεύμα από την πύλη προς το κανάλι (I_{gc}), μέρος του οποίου πάει προς την πηγή (I_{gcs}) και το υπόλοιπο στην υποδοχή (I_{gcd}) και ρεύμα από την πύλη προς το υπόστρωμα (I_{gb}).

Λόγω της υψηλής νόθευσης του υποστρώματος και του μεγάλου ηλεκτρικού πεδίου που αναπτύσσεται στην ένωση του πυριτίου με το οξείδιο της πύλης, οι φορείς στο υπόστρωμα κβαντίζονται. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ύπαρξη λιγότερων ενεργειακών καταστάσεων από τις οποίες τα ηλεκτρόνια μπορούν να κινηθούν, ενώ και η συγκέντρωσή τους στο υπόστρωμα είναι διαφορετική από αυτή που προβλέπει το κλασικό μοντέλο. Με την κβάντισή τους τα ηλεκτρόνια συγκεντρώνονται σε μικρή απόσταση από την ένωση του πυριτίου με το οξείδιο και όχι ακριβώς πάνω της, όπως προβλέπει η κλασική θεώρηση. Αυτό μπορεί να θεωρηθεί ως αύξηση του πάχους του οξειδίου, οπότε η κβάντιση των φορέων διαμορφώνει το ρεύμα διαρροής της πύλης.

Τέλος, η εκπομπή ηλεκτρονίων προς την πύλη προκαλεί ανάπτυξη εικονικού φορτίου στην πλευρά του οξειδίου με αποτέλεσμα το ύψος του φράγματος να μειώνεται κατά ένα ποσοστό. Αυτό το φαινόμενο αποκαλείται πτώση φράγματος προκαλούμενη από την εικονική δύναμη (image-force-induced barrier lowering), και επηρεάζει το ρεύμα διαρροής της πύλης.

2.2.4. Ρεύμα Διαρροής Οφειλόμενο σε Θερμά Ηλεκτρόνια

Σε ένα τρανζίστορ με κοντό κανάλι, εξαιτίας του υψηλού ηλεκτρικού πεδίου κοντά στην επαφή του υποστρώματος πυριτίου με το οξείδιο της πύλης, τα ηλεκτρόνια ή οι οπές είναι δυνατόν να αποκτήσουν αρκετή ενέργεια από το ηλεκτρικό πεδίο, να καταφέρουν να υπερπηδήσουν το φράγμα δυναμικού και να βρεθούν μέσα στο οξείδιο. Το φαινόμενο ονομάζεται έγχυση θερμών ηλεκτρονίων και απεικονίζεται στο σχήμα 2.9.



Σχήμα 2.9. Έγχυση θερμών ηλεκτρονίων από το υπόστρωμα στο οξείδιο της πύλης.

Η παραπάνω έγχυση είναι πιο πιθανή για τα ηλεκτρόνια παρά για τις οπές, γιατί η ενεργή μάζα των ηλεκτρονίων είναι μικρότερη από την αντίστοιχη των οπών. Έτσι, το ύψος του ενεργειακού φράγματος είναι 4.5 eV για τις οπές και 3.1 eV για τα ηλεκτρόνια. Τα ηλεκτρικά πεδία που δημιουργούνται από τη συσσώρευση παγιδευμένων φορτίων μέσα στο οξειδίο της πύλης επηρεάζουν τη συμπεριφορά του MOS τρανζίστορ και μπορεί να το οδηγήσουν σε αστοχία [23]. Επίσης, το ρεύμα που δημιουργείται εξαιτίας της παραπάνω διαδικασίας προσθέτει επιπλέον θόρυβο στη λειτουργία του τρανζίστορ, ο οποίος για χαμηλή τιμή αυτού του ρεύματος έχει χαρακτηριστικά θορύβου βολής, ενώ όσο αυξάνει η τιμή του ρεύματος διαρροής παράγεται και υπερβάλλον θόρυβος (excess noise) [21].

2.2.5. Ρεύμα Διαρροής της Υποδοχής Οφειλόμενο στην Πύλη

Το ρεύμα διαρροής της υποδοχής προκαλούμενο από την πύλη (φαινόμενο GIDL) οφείλεται στην επίδραση του υψηλού ηλεκτρικού πεδίου στην επαφή της υποδοχής σε ένα MOS τρανζίστορ. Όταν η πύλη πολώνεται, για να σχηματίσει μια περιοχή συσσώρευσης στην επιφάνεια του πυριτίου, τότε η επιφάνεια του πυριτίου κάτω από την πύλη έχει σχεδόν το ίδιο δυναμικό με το υπόστρωμα p-τύπου. Λόγω της παρουσίας συσσωρευμένων οπών στην επιφάνεια, αυτή συμπεριφέρεται σαν μια p-τύπου περιοχή, η οποία είναι περισσότερο νοθευμένη από το υπόστρωμα, με αποτέλεσμα, η περιοχή απογύμνωσης στην επιφάνεια να είναι πιο στενή από οπουδήποτε αλλού. Το στένεμα αυτό προκαλεί μια αύξηση στο τοπικό ηλεκτρικό πεδίο και ενισχύει τα φαινόμενα του υψηλού πεδίου στην περιοχή.

Όταν η τάση στην πύλη είναι αρκετά αρνητική σε σχέση με αυτήν της υποδοχής, όπως συμβαίνει χαρακτηριστικά σε μνήμες DRAM ή χαμηλής κατανάλωσης SRAM [18], η περιοχή n⁺ της πύλης κάτω από την πύλη μπορεί να απογυμνωθεί ή ακόμα και να αναστραφεί. Αυτό προξενεί περαιτέρω αύξηση του πεδίου και οδηγεί σε φαινόμενα «χιονοστιβάδας» και το φαινόμενο σήραγγας ζώνης-με-ζώνη (band-to-band tunneling). Παράλληλα, η πιθανότητα δημιουργίας σήραγγας μέσω των παγίδων κοντά στην επιφάνεια αυξάνει. Ως αποτέλεσμα όλων των παραπάνω, φορείς μειονότητας εκπέμπονται στην περιοχή της υποδοχής κάτω από την πύλη και επειδή το υπόστρωμα είναι σε χαμηλότερο δυναμικό για τους φορείς μειονότητας, αυτοί βρίσκουν ένα μονοπάτι πλαγίως προς το υπόστρωμα.

Οξειδία πύλης με λεπτό πάχος και υψηλή τάση τροφοδοσίας για το MOSFET ενισχύουν το φαινόμενο GIDL. Η επίδραση της νόθευσης της υποδοχής και του πηγαδιού σε αυτό το φαινόμενο είναι αρκετά πολύπλοκη. Για πολύ χαμηλή νόθευση στην υποδοχή, το ηλεκτρικό πεδίο δεν είναι αρκετά μεγάλο, ώστε να προκαλέσει φαινόμενο σήραγγας, ενώ για πολύ υψηλή νόθευση, το πλάτος απογύμνωσης και, επομένως, ο όγκος της σήραγγας μειώνονται, περιορίζοντας ταυτόχρονα και το GIDL. Συνεπώς, το GIDL είναι πιο έντονο σε μέτριες νοθεύσεις υποδοχής, στις οποίες το ηλεκτρικό πεδίο και το πλάτος απογύμνωσης είναι σημαντικά. Γενικά, πολύ υψηλή και απότομη νόθευση υποδοχής προτιμάται για τον περιορισμό του GIDL, γιατί προσφέρει χαμηλότερη αντίσταση σειράς που απαιτείται για τη δημιουργία υψηλών ρευμάτων οδήγησης από το τρανζίστορ.

2.2.6. Ρεύμα Διαρροής Λόγω Διάτρησης

Σε MOSFETs με μικρό κανάλι, επειδή η υποδοχή με την πηγή βρίσκονται αρκετά κοντά μεταξύ τους, οι περιοχές απογύμνωσης στις επαφές υποδοχής–υποστρώματος και πηγής–υποστρώματος επεκτείνονται μέσα στο κανάλι. Θεωρώντας ότι μειώνεται το μήκος του καναλιού και η νόθευση παραμένει σταθερή, τότε η απόσταση μεταξύ των ορίων των παραπάνω περιοχών απογύμνωσης ελαττώνεται. Επίσης, μια αύξηση στην τάση V_{ds} επιφέρει το ίδιο αποτέλεσμα. Στην περίπτωση που οι δύο περιοχές έρθουν τόσο κοντά, ώστε να συγχωνευθούν, τότε έχει συμβεί το φαινόμενο της διάτρησης (punchthrough).

Ουσιαστικά, η διάτρηση είναι μια σοβαρή περίπτωση πτώσης του ενεργειακού φράγματος, που επιτρέπει τη ροή ηλεκτρονίων από την πύλη στην υποδοχή είτε κατά μήκος της επιφάνειας του καναλιού (επιφανειακή διάτρηση) είτε μέσω του υποστρώματος (διάτρηση υποστρώματος) [21]. Σε νανομετρικά MOS τρανζίστορ η νόθευση είναι πιο υψηλή στην επιφάνεια του καναλιού από ότι στο υπόστρωμα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μεγαλύτερη επέκταση της περιοχής απογύμνωσης κάτω από την επιφάνεια, ευνοώντας έτσι τη διάτρηση του υποστρώματος.

Το αποτέλεσμα του φαινομένου της διάτρησης είναι αύξηση του ρεύματος και της κλίσης υποκατωφλίου. Η παράμετρος που χρησιμοποιείται, για να χαρακτηρίσει το φαινόμενο, είναι η τάση διάτρησης V_{PT} που εκτιμά την τιμή της V_{ds} (για $V_{gs} = 0$ V) στην οποία συμβαίνει η διάτρηση, δηλαδή το ρεύμα υποκατωφλίου παίρνει κάποια συγκεκριμένη τιμή. Χονδρικά υπολογίζεται ως η τιμή της V_{ds} για την οποία το άθροισμα των πλατών των περιοχών απογύμνωσης της υποδοχής και της πύλης είναι ίσο με το ενεργό μήκος του καναλιού:

$$V_{PT} \propto N_B (L - W_j)^3 \quad (2.10)$$

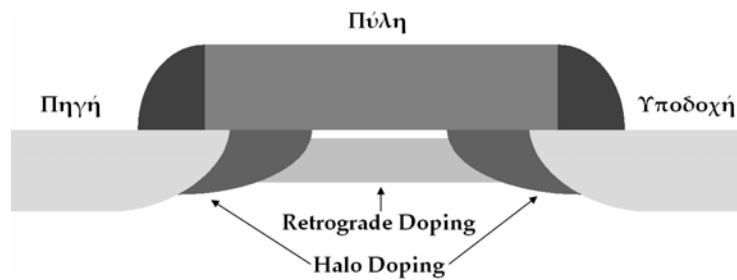
όπου N_B είναι η συγκέντρωση της νόθευσης στο υπόστρωμα, L το μήκος του καναλιού και W_j το πλάτος της επαφής.

Η πιο κατάλληλη μέθοδος για τον έλεγχο της διάτρησης είναι η χρήση επιπλέον εμφυτευμάτων. Μια περιοχή με υψηλότερη νόθευση σε ένα βάθος ίσο με το κάτω μέρος των περιοχών απογύμνωσης των επαφών είναι μια πιθανή λύση. Μια άλλη προσέγγιση είναι η χρήση εμφυτεύματος τύπου «άλως» (halo doping) στις άκρες των επαφών της υποδοχής και της πύλης.

2.3. Νέοι Τρόποι Κατασκευής Καναλιού του MOSFET

Από την παραπάνω περιγραφή των μηχανισμών δημιουργίας ρευμάτων διαρροής στα νανομετρικά MOS γίνεται κατανοητό ότι ο περιορισμός τους είναι ένα αρκετά πολύπλοκο πρόβλημα. Ένα τρόπο αντιμετώπισής τους αποτελεί η ανάπτυξη νέων τρόπων κατασκευής, σχετιζόμενων με τη νόθευση, του καναλιού του MOS τρανζίστορ. Αλλάζοντας τη νόθευση του πηγαδιού στην περιοχή του καναλιού η κατανομή του

ηλεκτρικού πεδίου και η μορφή του αναπτυσσόμενου δυναμικού μπορούν να μεταβληθούν [24]. Ο στόχος είναι να βελτιστοποιηθεί η δομή του καναλιού ώστε να ελαχιστοποιηθούν τα ρεύματα διαρροής, ενώ ταυτόχρονα να αυξηθούν τα ρεύματα του MOS στη γραμμική περιοχή και στον κορεσμό. Οι πιο δημοφιλείς τρόποι νόθευσης είναι η ανάστροφη νόθευση (retrograde doping), η νόθευση «άλως» (halo doping) και η νόθευση μονού κοιλώματος (single pocket doping). Στο σχήμα 2.10 απεικονίζονται οι περιοχές του MOSFET που επηρεάζονται από αυτές τις τεχνικές.



Σχήμα 2.10. Σχηματική αναπαράσταση των τεχνικών νόθευσης (η single pocket τεχνική νόθευσης είναι παρόμοια με την halo, αλλά εφαρμόζεται μόνο στην πηγή).

2.3.1. Νόθευση Retrograde

Αυτού του είδους η νόθευση δημιουργείται χρησιμοποιώντας έναν αργά διαχεόμενο νοθευτή, συνήθως αντιμόνιο για PMOS τρανζίστορ και ίνδιο για NMOS. Ουσιαστικά, η νόθευση του καναλιού με αυτή την τεχνική είναι χαμηλή κοντά στην πύλη και όσο αυξάνει το βάθος μεγαλώνει. Οπότε, μιλούμε για αλλαγή των χαρακτηριστικών του καναλιού στην κάθετη διάσταση.

Για να διατηρηθούν σε αποδεκτά όρια τα επίπεδα των ρευμάτων διαρροής, πρέπει το πάχος οξειδίου πύλης, καθώς και η περιοχή απογύμνωσης που ελέγχεται από την πύλη να μειωθούν αναλόγως του μήκους του καναλιού. Για να ελαττωθεί, όμως, η περιοχή απογύμνωσης, είναι αναγκαίο να αυξηθεί η συγκέντρωση του νοθευτή, η οποία για ένα ομοιόμορφα νοθευμένο κανάλι, οδηγεί σε μεγαλύτερο φορτίο απογύμνωσης και ηλεκτρικό πεδίο στην επιφάνεια του πυριτίου [25]. Με τη σειρά του, αυτό έχει ως αποτέλεσμα το δυναμικό κατά μήκος του οξειδίου και κατά συνέπεια η τάση κατωφλίου να ανεβαίνουν. Η μέθοδος του retrograde doping βοηθά τη μείωση της ελεγχόμενης από την πύλη περιοχής απογύμνωσης, χωρίς να αυξάνεται η τάση κατωφλίου.

Έχει αποδειχτεί από πειραματικές μετρήσεις [24] ότι μια νόθευση super steep retrograde μπορεί να βοηθήσει την κινητικότητα των φορέων κοντά στην επιφάνεια του πυριτίου και να αυξήσει ή να μειώσει το ρεύμα κορεσμού του MOS με βάση κάποιους παράγοντες εξαρτώμενους από την εκάστοτε τεχνολογία. Επίσης, η αυξημένη νόθευση σε μεγαλύτερο βάθος συμβάλλει στην αντιμετώπιση του φαινομένου της διάτρησης (punchthrough) [20]. Γενικά, η νόθευση αυτή δε βελτιώνει σημαντικά το ρεύμα κορεσμού, ωστόσο έχει θετική επίδραση στο ρεύμα της γραμμικής περιοχής και στην απόδοση των κυκλωμάτων.

Το κάθετο μη ομοιόμορφο προφίλ που αντιπροσωπεύει η νόθευση αυτού του τύπου επιτρέπει στην τάση κατωφλίου να αποσυσχετιστεί από την περιοχή απογύμνωσης που

ελέγχεται από την πύλη. Ωστόσο, ο συντελεστής φαινομένου σώματος και η ανάστροφη κλίση εξαρτώνται ακόμα από την παραπάνω περιοχή. Για ένα δεδομένο πάχος οξειδίου η μείωση αυτής της περιοχής μειώνει τα ρεύματα διαρροής, αλλά, παράλληλα, κάνει το MOS πιο ευαίσθητο στο φαινόμενο σώματος και στην κλίση υποκατωφλίου.

2.3.2. Halo Doping

Το halo doping ή αλλιώς μη ομοιόμορφο προφίλ καναλιού σε πλάγια κατεύθυνση πρωτοεμφανίστηκε μετά τον τεχνολογικό κόμβο των 0.25 μm ως μια εναλλακτική λύση για έλεγχο της εξάρτησης της τάσης κατωφλίου από το μήκος του καναλιού [20]. Για ένα NMOS πιο έντονα νοθευμένες περιοχές p-τύπου δημιουργούνται κοντά στα δύο άκρα του καναλιού, όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.10. Αυτές οι περιοχές μειώνουν τις επιδράσεις από το μοίρασμα φορτίου των πεδίων της πηγής και της υποδοχής, δηλαδή θέτουν ένα εμπόδιο στη ροή του ρεύματος διαρροής μεταξύ πύλης και υποδοχής, με αποτέλεσμα τη μείωση του πλάτους της περιοχής απογύμνωσης στις περιοχές πηγής-υποστρώματος και υποδοχής-υποστρώματος. Όσο πιο μικρό είναι το κανάλι, τόσο μεγαλύτερο ποσοστό του συνολικού καναλιού καταλαμβάνουν αυτές οι περιοχές. Η μείωση των φαινομένων μοιράσματος φορτίου ελαττώνει το ρυθμό αύξησης της τάσης κατωφλίου που οφείλεται στη σμίκρυνση του καναλιού [26]. Έτσι, το ρεύμα διαρροής γίνεται λιγότερο ευαίσθητο στις διακυμάνσεις του μήκους του καναλιού.

Στην περίπτωση του halo doping έχουμε αλλαγή των χαρακτηριστικών του καναλιού σε δύο διαστάσεις, καθώς οι δύο περιοχές έντονης νόθευσης μπορεί να είναι είτε κάθετες είτε υπό γωνία [24]. Αν η νόθευση είναι πολύ έντονη, τότε για MOS τρανζίστορ με μικρό μήκος καναλιού μπορεί να παρατηρηθεί μια σημαντική αύξηση στην τάση κατωφλίου. Για να διατηρηθεί μια σχετικά σταθερή τάση κατωφλίου για όλα τα MOS, ανεξαρτήτως μήκους καναλιού, το ονομαστικό εμφύτευμα κατωφλίου πρέπει να μειωθεί για MOS με halo doping. Αυτό οδηγεί σε μια μικρότερη τάση κατωφλίου για τα MOS με μεγάλο μήκος καναλιού και μπορεί να δημιουργήσει μια αναστροφή κλίσης στην καμπύλη της τάσης κατωφλίου.

Το halo doping δε βελτιώνει σημαντικά το ρεύμα κορεσμού, όταν αυτό εκφράζεται σε συνάρτηση του ρεύματος διαρροής, δηλαδή για ένα δεδομένο ρεύμα διαρροής ένα MOS με halo doping και ένα χωρίς (ιδίων διαστάσεων) έχουν περίπου το ίδιο ρεύμα κορεσμού [24]. Ωστόσο, η μείωση του πλάτους περιοχής απογύμνωσης στην υποδοχή και την πηγή ελαττώνει την πτώση του φράγματος στο κανάλι, άρα και το φαινόμενο DIBL.

2.3.3. Single Pocket Doping

Η νόθευση τύπου single pocket είναι μια ασύμμετρη νόθευση του καναλιού, η οποία βοηθά κυκλωματικές εφαρμογές μικτού τύπου, που περιλαμβάνουν δηλαδή και αναλογικά και ψηφιακά κυκλώματα. Είναι παρόμοια με το halo doping, αλλά διαφέρει από αυτό στο γεγονός ότι η έντονη νόθευση εφαρμόζεται μόνο στην πλευρά της πηγής. Για ψηφιακές εφαρμογές η επίδοσή της είναι συγκρίσιμη με το halo doping, ενώ στον

αναλογικό τομέα υπερτερεί του *super steep retrograde doping*, το οποίο με τη σειρά του είναι καλύτερο από το *halo doping* σε αυτόν τον τομέα [27].

Η τροποποίηση του ηλεκτρικού πεδίου στην πλευρά της πηγής μπορεί να γίνει με δύο τρόπους. Ο πρώτος στοχεύει στην εκμετάλλευση της υπέρβασης ταχύτητας (*velocity overshoot*) των φορέων, για να αυξήσει το ρεύμα κορεσμού και την g_m , βελτιώνοντας την ψηφιακή απόδοση του MOS και ο δεύτερος αποβλέπει στη σμίκρυνση της g_{ds} και την αύξηση του κέρδους του MOS για καλύτερη απόδοση σε αναλογικές εφαρμογές. Το πλάγιο ηλεκτρικό πεδίο μεταβάλλεται με τέτοιο τρόπο, ώστε να έχει μεγάλη κλίση και πλάτος στην περιοχή της πύλης, ενώ μειώνεται εκθετικά όσο πλησιάζει την υποδοχή. Το ελαττωμένο πεδίο στην υποδοχή μειώνει τη διαμόρφωση μήκους καναλιού και συνεπώς αυξάνει την αντίσταση εξόδου του MOS. Ως αποτέλεσμα ο λόγος g_m/g_{ds} μεγαλώνει και αυτό το γεγονός καθιστά την τεχνική ιδανική για μικτές εφαρμογές.

Εκτός από τα παραπάνω πλεονεκτήματα, η μέθοδος αυτή προσφέρει, επίσης, μικρότερη κλίση στην καμπύλη της τάσης κατωφλίου, καθώς και σημαντικά μειωμένο φαινόμενο DIBL. Τέλος, έχει αναφερθεί ότι και ο θόρυβος *flicker* παρουσιάζει αξιόλογη πτώση [28].

2.4. Κυκλώματα σε Νανομετρικές CMOS Τεχνολογίες

Σε αυτό το υποκεφάλαιο θα παρουσιάσουμε εν συντομία κάποια κυκλώματα, τα οποία έχουν αναφερθεί στην πρόσφατη βιβλιογραφία και είναι κατασκευασμένα σε νανομετρικές CMOS τεχνολογίες. Η παρουσίαση αυτών των κυκλωμάτων έχει ως στόχο την εκτίμηση, έστω και επιφανειακά, των δυνατοτήτων των νέων CMOS τεχνολογιών, για να φανεί κατά πόσο τελικά μπορούν να χρησιμοποιηθούν αποδοτικά σε εφαρμογές που λειτουργούν σε συχνότητες αρκετών GHz. Σχολιάζεται η επίδοση των κυκλωμάτων σε ό,τι αφορά σε παραμέτρους, όπως κατανάλωση, γραμμικότητα, θόρυβος και άλλες.

Εδώ πρέπει να αναφερθεί ότι η τάση που επικρατεί στην αγορά τηλεπικοινωνιών είναι η ολοκλήρωση όλου του συστήματος ενός πομποδέκτη (αναλογικό και ψηφιακό) σε ένα και μοναδικό ολοκληρωμένο, λύση που αναφέρεται ως “*system-on-a-chip*” (SoC). Η υιοθέτηση αυτής της προσέγγισης έχει συμβεί, γιατί το συνολικό κόστος του τηλεπικοινωνιακού συστήματος πέφτει δραματικά, καθώς εξαλείφεται η ανάγκη τοποθέτησης ακριβών διακριτών κυκλωμάτων στην πλακέτα (PCB) και παράλληλα, μειώνεται ο συνολικός αριθμός των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων του συστήματος [29]. Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω δεδομένα και συνυπολογίζοντας το γεγονός ότι τα σύγχρονα ψηφιακά συστήματα κατασκευάζονται σε CMOS τεχνολογίες των 100 nm και κάτω, αναπόφευκτα οδηγούμαστε στο συμπέρασμα ότι και τα αναλογικά μέρη του τηλεπικοινωνιακού συστήματος θα πρέπει να κατασκευαστούν στην ίδια τεχνολογία με το ψηφιακό κομμάτι.

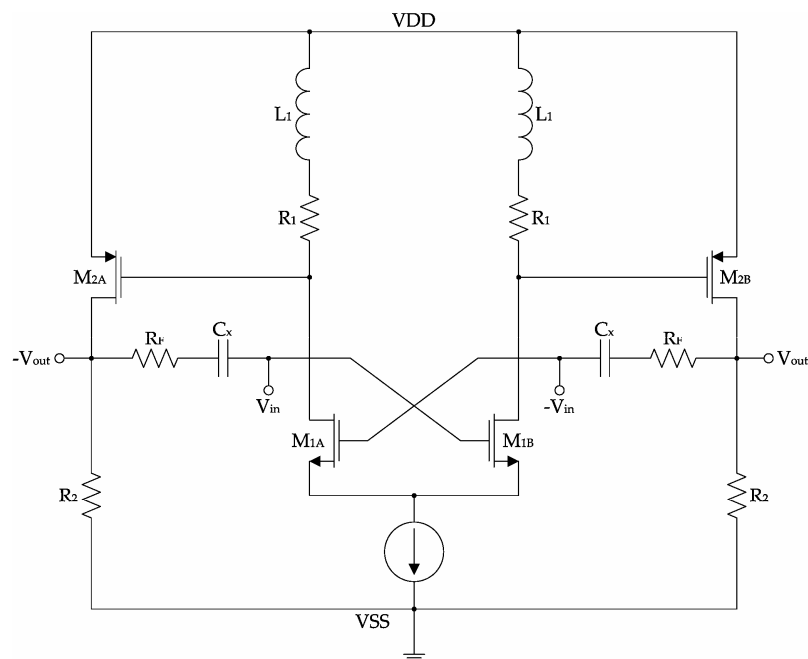
Το τελικό συμπέρασμα είναι ότι, πλέον, η σχεδίαση των αναλογικών κυκλωμάτων RF και βασικής ζώνης σε όλα σχεδόν τα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά πρότυπα θα πρέπει να γίνεται σε νανομετρικές CMOS τεχνολογίες με ό,τι προβλήματα και αν αυτό συνεπάγεται ως προς τη δυσκολία σχεδίασης. Ωστόσο, όπως έχει γίνει και σε αντίστοιχες περιπτώσεις στο παρελθόν, είναι σίγουρο ότι θα βρεθούν νέοι τρόποι επίλυσης των προβλημάτων που θα προκύψουν.

2.4.1. Κυκλώματα Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου

Θα παρουσιάσουμε αρχικά κάποια κυκλώματα ενισχυτών χαμηλού θορύβου (LNAs), η σχεδίαση των οποίων αποτελεί μια από τις σοβαρότερες προκλήσεις, γιατί απαιτείται από αυτά να έχουν πολύ χαμηλό επίπεδο θορύβου και ταυτόχρονα να επιδεικνύουν υψηλό κέρδος και γραμμικότητα.

2.4.1.1. LNA για UWB Εφαρμογές

Ο πρώτος LNA που σχολιάζεται παρακάτω έχει παρουσιαστεί στο [30] και αφορά σε ενισχυτή που χρησιμοποιείται σε UWB (Ultra Wide Band) εφαρμογές και σε πεδίο συχνοτήτων 3 – 5 GHz. Η τεχνολογία κατασκευής του είναι η απλή CMOS τεχνολογία των 0.13 μm της Infineon. Το σχηματικό του LNA παρουσιάζεται στο σχήμα 2.11. Η τοπολογία που επιλέχθηκε είναι δύο σταδίων με ανατροφοδότηση (feedback), με σκοπό την εξασφάλιση μεγάλου εύρους ζώνης, υψηλής γραμμικότητας, χαμηλού συντελεστή θορύβου (Noise Figure) και καλής προσαρμογής στην είσοδο (S_{11}). Στη συγκεκριμένη σχεδίαση, για να αποφευχθούν ανεπιθύμητες συζεύξεις (crosstalk) στο ολοκληρωμένο κύκλωμα, έχει προτιμηθεί η διαφορική τοπολογία. Τα πηνία που χρησιμοποιήθηκαν στο πρώτο NMOS στάδιο του ενισχυτή, για να προσδώσουν το απαραίτητο κέρδος, είναι χαμηλού συντελεστή ποιότητας (quality factor) Q , ώστε να παρέχουν σωστή λειτουργία σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων χωρίς επιπρόσθετη κατανάλωση ισχύος.



Σχήμα 2.11. Σχηματικό ενισχυτή χαμηλού θορύβου από [30].

Η τροφοδοσία του ενισχυτή είναι 1.5 V και η συνολική του κατανάλωση 45 mW. Οι πειραματικές μετρήσεις του κυκλώματος έδειξαν ότι το κέρδος του LNA είναι αρκετά μεγάλο, της τάξης των 25.8 dB. Η μεταβολή του κέρδους στα 3 – 5 GHz είναι μικρότερη

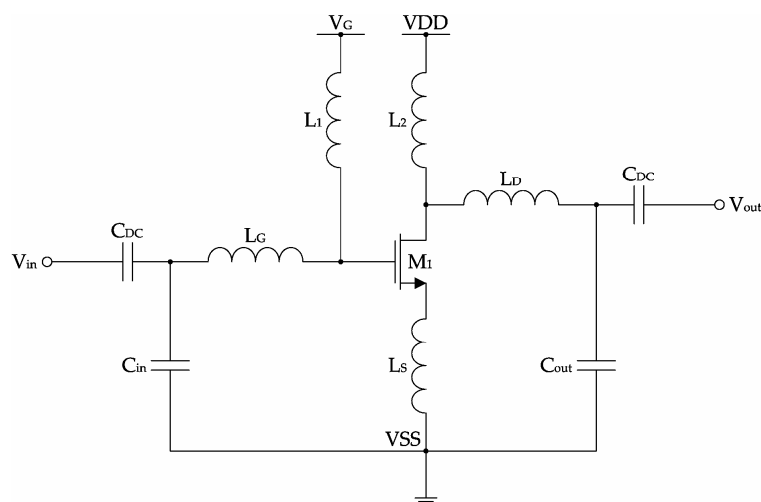
από 1 dB. Ο συντελεστής θορύβου για ωμικό φορτίο 50 Ω είναι 3.6 dB, 4.0 dB και 4.4 dB στα 3 GHz, 4 GHz και 5 GHz, αντίστοιχα. Ο συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο είναι μικρότερος από -11 dB στα 4 GHz, τιμή που θεωρείται ικανοποιητική από πολλές εφαρμογές. Τέλος, το 1 dB σημείο συμπίεσης (compression point) είναι -22.7 dBm.

2.4.1.2. LNA με Λειτουργία στα 24 GHz

Ο επόμενος ενισχυτής χαμηλού θορύβου που θα μας απασχολήσει έχει αναφερθεί στο [31] και έχει κατασκευαστεί με την 90 nm RF-CMOS τεχνολογία της IMEC. Ο συγκεκριμένος LNA λειτουργεί στα 24 GHz και χρησιμοποιεί πηνία κατασκευασμένα πάνω από το ολοκληρωμένο κύκλωμα, με την τεχνολογία Wafer Level Packaging (WLP). Αυτά τα πηνία επιδεικνύουν πολύ μεγάλο συντελεστή ποιότητας Q και επιτρέπουν τη λειτουργία του κυκλώματος σε πολύ υψηλές συχνότητες.

Η τεχνολογία κατασκευής διαθέτει NMOS τρανζίστορ που παρουσιάζουν f_t και f_{max} στα 170 GHz και 240 GHz, αντίστοιχα, για τάση τροφοδοσίας 1.2 V. Η ελάχιστη φυσική διάσταση για την πύλη ενός τρανζίστορ είναι τα 70 nm, ενώ το ενεργό πάχος του οξειδίου πύλης κυμαίνεται στα 1.5 nm. Το NMOS τρανζίστορ έχει τάση κατωφλίου περίπου στα 0.3 V. Επίσης, το p-τύπου υπόστρωμα παρουσιάζει αντίσταση 20 Ω·cm. Το μέταλλο το οποίο χρησιμοποιήθηκε για την κατασκευή των πηνίων είναι χαλκός με πάχος 5 μm, ενώ η απόστασή του από το επίπεδο της ψηφίδας του ολοκληρωμένου κυκλώματος είναι 16 μm, στα οποία υπάρχει διηλεκτρικό υλικό. Τέλος, στο σημείο που διασταυρώνονται οι σπείρες του πηνίου, το μέταλλο της μιας σπείρας αλλάζει σε κράμα χαλκού με νικέλιο και χρυσό.

Το πλεονέκτημα των παραπάνω πηνίων είναι ο μεγάλος συντελεστής ποιότητας, λόγω της μικρής εν σειρά αντίστασής τους και η υψηλή συχνότητα συντονισμού, λόγω της χαμηλής παρασιτικής χωρητικότητάς τους προς το υπόστρωμα. Ο συντελεστής ποιότητας αυξάνεται ακόμα περισσότερο με τη χρήση θωράκισης ειδικής σχεδίασης, ως προς τη γη. Ο μέγιστος συντελεστής ποιότητας είναι 34 στα 7.5 GHz και η συχνότητα συντονισμού πλησιάζει τα 17 GHz.



Σχήμα 2.12. Σχηματικό ενισχυτή χαμηλού θορύβου από [31].

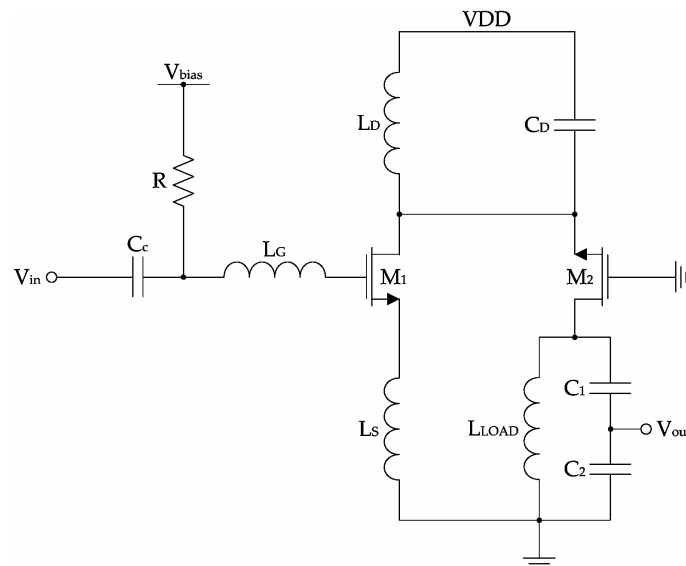
Η τοπολογία του LNA είναι κοινής πηγής με ένα μόνο στάδιο και απεικονίζεται στο σχήμα 2.12. Στην πηγή χρησιμοποιείται επαγωγικός εκφυλισμός (inductive degeneration) ώστε να εξασφαλιστεί η ευστάθεια του κυκλώματος και να βελτιστοποιηθεί ο συμβιβασμός μεταξύ συντελεστή θορύβου και προσαρμογής εισόδου. Οι πυκνωτές στην είσοδο και την έξοδο του ενισχυτή περιέχονται μέσα στο ολοκληρωμένο και η χρήση τους περιορίζεται στην αποκοπή της dc συνιστώσας και την παροχή ac σύζευξης στον ενισχυτή. Για την πόλωση της πύλης και της υποδοχής χρησιμοποιούνται πηνία « $\lambda/4$ » (ενός τετάρτου μήκους κύματος). Το εμβαδόν που καταλαμβάνει ολόκληρο το κύκλωμα είναι περίπου 2.1 mm^2 ($1.56 \text{ mm} \times 1.32 \text{ mm}$).

Η τάση τροφοδοσίας του LNA είναι 1 V και η συνολική του κατανάλωση κυμαίνεται στα 10.6 mW. Το κέρδος του στα 24 GHz είναι 7.5 dB, ενώ ο συντελεστής θορύβου στην ίδια συχνότητα με 50 Ω ωμικό φορτίο μετρήθηκε στα 3.2 dB. Οι παράμετροι S_{11} , S_{22} και S_{12} είναι -16 dB, -30 dB και -15 dB, αντίστοιχα. Οι συγγραφείς πραγματοποιούν σύγκριση της εργασίας τους με παλιότερες αναφορές της βιβλιογραφίας. Ένα γενικό συμπέρασμα που προκύπτει είναι ότι στους τομείς της καταναλισκόμενης ισχύος και του συντελεστή θορύβου ο LNA του [31] συμπεριφέρεται σαφώς καλύτερα, ωστόσο πάσχει στον τομέα του κέρδους, καθώς το αναφερόμενο είναι σχετικά μικρό για τέτοιου είδους ενισχυτές.

2.4.1.3. LNA με Χαμηλή Τάση Τροφοδοσίας και Λειτουργία στα 5.5 GHz

Ένας ακόμα LNA που έχει υλοποιηθεί στην ίδια τεχνολογία με τον προηγούμενο περιγράφεται στο [32], ωστόσο σε αυτή την περίπτωση τα απαιτούμενα πηνία έχουν κατασκευαστεί με τα τυπικά μέταλλα της τεχνολογίας (παχιά μέταλλα δεν ήταν διαθέσιμα). Η εφαρμογή στην οποία, κυρίως, απευθύνεται ο ενισχυτής, είναι τα ασύρματα τοπικά δίκτυα (WLAN).

Για να επιτευχθεί ικανοποιητική λειτουργία του κυκλώματος σε πολύ χαμηλές τάσεις τροφοδοσίας (ακόμα και 0.6 V), έγινε χρήση της κλασικής αναδιπλούμενης κασκοδικής (folded cascode) τοπολογίας. Το σχηματικό του κυκλώματος εμφανίζεται στο σχήμα 2.13. Η είσοδος και η έξοδος του LNA έχουν προσαρμοστεί σε φορτίο 50 Ω . Το PMOS τρανζίστορ M_2 μειώνει την παρασιτική χωρητικότητα εισόδου και επιτρέπει καλή αντίστροφη απομόνωση (S_{12}), συνεπώς αυξάνει και την ευστάθεια του κυκλώματος. Λόγω της παράλληλης σύνδεσης των τρανζίστορ M_1 και M_2 μεταξύ τροφοδοσίας και γείωσης, είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί πολύ χαμηλή τροφοδοσία. Το πραγματικό μέρος της αντίστασης εισόδου ορίζεται από το εκφυλιστικό πηνίο L_s . Το πηνίο L_c χρησιμεύει στην εξάλειψη της παραμένουσας χωρητικής αντίστασης της πύλης του M_1 . Η προσαρμογή στην έξοδο επιτυγχάνεται με το χωρητικό διαιρέτη τάσης που σχηματίζουν οι πυκνωτές C_1 και C_2 . Η χωρητικότητα C_D , που αποτελείται από τη χωρητικότητα επαφής της υποδοχής του M_1 και τη χωρητικότητα επαφής της πηγής του M_2 , συντονίζει με το πηνίο L_D στα 5.5 GHz, παρέχοντας έτσι ένα κλάδο υψηλής αντίστασης που αναγκάζει το RF σήμα να οδεύσει προς το M_2 . Οι διαστάσεις και η πόλωση του τρανζίστορ M_1 έχουν τεθεί έτσι, ώστε να βελτιστοποιούν την απόδοση του LNA ως προς το θόρυβο. Η βελτιστοποίηση αυτή έχει λάβει υπόψη την επίδραση της μη ημιστατικής (non-quasistatic) αντίστασης της πύλης του M_1 . Σύμφωνα με τους συγγραφείς ο LNA λειτουργεί μπορεί να λειτουργήσει σε τροφοδοσία 0.6 V.



Σχήμα 2.13. Σχηματικό ενισχυτή χαμηλού θορύβου από [32].

Οι πειραματικές μετρήσεις του κυκλώματος φανερώνουν ότι με τάση τροφοδοσίας 1.2 V, το κέρδος του είναι 15.2 dB και η κατανάλωσή του 20.6 mW, ενώ όταν η τροφοδοσία πέφτει στα 0.6 V τα παραπάνω μεγέθη γίνονται, αντίστοιχα, 9.2 dB και 1 mW. Συγκεντρωτικά, τα αποτελέσματα των μετρήσεων για διάφορες τάσεις τροφοδοσίας παρουσιάζονται στον πίνακα 2.3.

Πίνακας 2.3. Συγκεντρωτικά αποτελέσματα πειραματικών μετρήσεων για τον LNA του [32].

Τροφοδοσία (V)	1.2	1.0	0.8	0.6
Κατανάλωση (mW)	20.6	11.1	5.4	1.0
Κέρδος (S_{21}) (dB)	15.4	15.0	14.4	9.2
1 dB CP (dBm)	-17.5	-17.9	-18.4	-15.8
3-dB εύρος ζώνης (MHz)	1376	1333	1295	1144
IIP3 (dBm)	-6.6	-5.6	-6.2	-7.3
NF (dB)	2.7	2.8	2.9	3.6
S_{11} (dB)	-14.0	-12.7	-13.4	-10.0
S_{22} (dB)	-8.8	-9.8	-10.7	-14.0
S_{12} (dB)	-32	-32	-33	-31
S_{21}/P_{DC} (dB/mW)	0.74	1.35	5.32	9.01

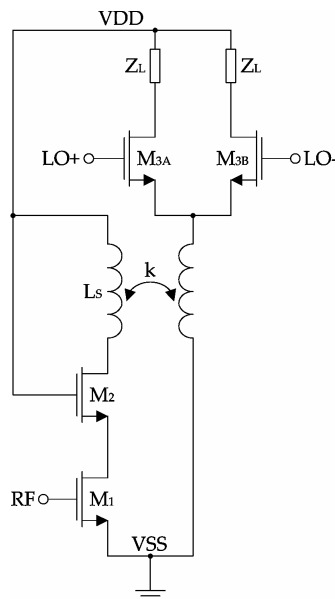
Από τα πειραματικά αποτελέσματα προκύπτει ότι ο συγκεκριμένος LNA, όταν λειτουργεί με τάση τροφοδοσίας ως και 0.8 V παρουσιάζει επιδόσεις, οι οποίες άνετα του επιτρέπουν να χρησιμοποιηθεί σε δέκτες εφαρμογών WLAN. Ωστόσο, όταν η τροφοδοσία πέφτει στα 0.6 V, το κέρδος του μειώνεται σημαντικά και παρόλο που τα άλλα μεγέθη δεν παρουσιάζουν ιδιαίτερη επιδείνωση, η χρήση του καθίσταται κάπως προβληματική. Είναι ενδιαφέρον το γεγονός ότι το 1 dB σημείο συμπίεσης παραμένει σχετικά σταθερό ακόμα και όταν η τροφοδοσία είναι μόλις 0.6 V. Το γεγονός αυτό οφείλεται στη χρησιμοποίηση NMOS και PMOS τρανζίστορ σε τοπολογία folded cascode και στη χρήση του πηνίου L_D για την πόλωσή τους.

2.4.2. Κυκλώματα Μικτών

Εδώ θα παρουσιαστούν δύο κυκλώματα μικτών υποβίβασης συχνότητας που έχουν αναφερθεί στην πρόσφατη βιβλιογραφία. Οι μικτές, αν και είναι στοιχεία που δε χρειάζεται να παρουσιάζουν πολύ χαμηλό θόρυβο, πρέπει ωστόσο να έχουν αρκετά καλή γραμμικότητα και να εμποδίζουν τη διαρροή του σήματος από τον τοπικό ταλαντωτή (LO) στα υπόλοιπα κυκλώματα του συστήματος στο οποίο βρίσκονται.

2.4.2.1. Μίκτης με 1 V Τροφοδοσία για UMTS Εφαρμογές

Ο πρώτος μίκτης που σχολιάζεται έχει αναφερθεί στο [33]. Η τεχνολογία κατασκευής είναι η απλή CMOS τεχνολογία 0.13 μm της Infineon. Ο μίκτης που παρουσιάζεται σε αυτή την αναφορά βασίζεται στην κλασική Gilbert cell τοπολογία [34] και απεικονίζεται στο σχήμα 2.14. Για να είναι δυνατή η λειτουργία του σε χαμηλή τάση τροφοδοσίας, έχει εισαχθεί ένας μετασχηματιστής που χρησιμεύει για την τροφοδότηση του RF σήματος εισόδου στο πολλαπλασιαστικό στάδιο (switching stage) του μίκτη. Επιπλέον, για την επίτευξη καλύτερης γραμμικότητας και απομόνωσης, έχει τοποθετηθεί ένα κασκοδικό τρανζίστορ πάνω από το τρανζίστορ εισόδου.



Σχήμα 2.14. Μίκτης από [33].

Αποδεικνύεται ότι το κέρδος μετατροπής του μίκτη (αγνοώντας το κασκοδικό τρανζίστορ) δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{g_m}{\frac{1 + \omega^2 C_1 L}{k j \omega L} \cdot \left(1 - \frac{j \omega L}{R_L} + \omega^2 C_2 L \right) + k \omega^2 C_1 L \cdot \frac{1 + j \omega C_2 R_L}{R_L}} \quad (2.11)$$

όπου g_m είναι η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ εισόδου, L η αυτεπαγωγή του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή, k ο συντελεστής σύζευξης του μετασχηματιστή, C_1 και C_2 οι παρασιτικές χωρητικότητες στην είσοδο και την έξοδο του μετασχηματιστή, αντίστοιχα, και R_L το φορτίο εξόδου. Αν θεωρήσουμε ότι οι C_1 και C_2 μηδενίζονται, τότε η σχέση (2.11) ανάγεται στην:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{kg_m}{1 - \frac{1}{j\omega L} - \frac{1}{R_L}} \quad (2.12)$$

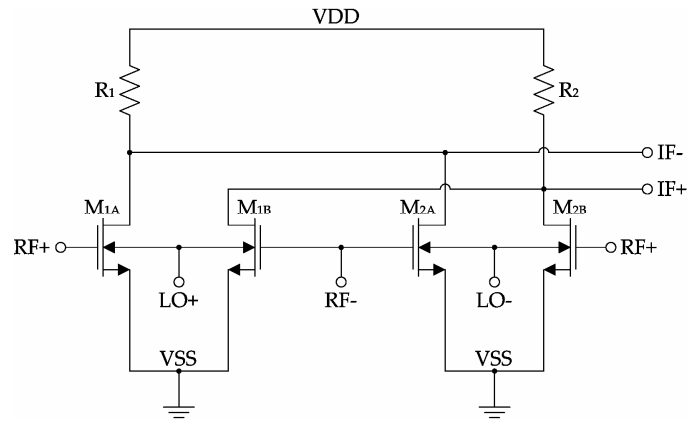
Η παραπάνω σχέση οδηγεί στο συμπέρασμα ότι το κέρδος του μίκτη αυξάνεται όταν ο συντελεστής σύζευξης k μεγιστοποιείται και όταν τα πηνία του μετασχηματιστή παρουσιάζουν μεγάλη τιμή αυτεπαγωγής. Από τη σχέση (2.11) συμπεραίνουμε ότι οι παρασιτικοί πυκνωτές C_1 και C_2 πρέπει να ελαχιστοποιηθούν ώστε τα εναλλασσόμενα (ac) ρεύματα να ρέουν μέσω των πηνίων. Για να ικανοποιηθούν κατά τον καλύτερο τρόπο οι παραπάνω απαιτήσεις, η φυσική σχεδίαση (layout) του μετασχηματιστή έγινε τοποθετώντας συμμετρικά τα πηνία του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος σε μια ελικοειδή διάταξη.

Το εμβαδόν που καταλαμβάνει στο ολοκληρωμένο ο μίκτης είναι $0.63 \text{ mm} \times 0.8 \text{ mm}$. Η τάση τροφοδοσίας κατά τις πειραματικές μετρήσεις ήταν 1 V , ενώ η κατανάλωση ρεύματος ήταν 40 mA . Το RF σήμα εισόδου είχε συχνότητα 2.15 GHz , δηλαδή ήταν σε περιοχή συχνοτήτων που χρησιμοποιούν οι UMTS εφαρμογές, ενώ η συχνότητα του LO σήματος ήταν 2 GHz . Για την προσαρμογή στην είσοδο του μίκτη χρησιμοποιήθηκε μια αντίσταση 50Ω (εντός του ολοκληρωμένου), γεγονός που υποβιβάζει το κέρδος ισχύος του μίκτη κατά 3 dB . Έτσι, το μετρηθέν κέρδος κυμάνθηκε στα 5.5 dB . Το 1 dB σημείο συμπίεσης μετρήθηκε στα -10 dBm και το IIP3 ήταν 0 dBm . Τέλος, ο συντελεστής θορύβου βρέθηκε στα 14.5 dB , ενώ το εύρος ζώνης 3 dB του μίκτη είναι στα $1.3 - 4.1 \text{ GHz}$.

2.4.2.2. Μίκτης Χαμηλής Ισχύος και Κατανάλωσης με 20 GHz Εύρος Ζώνης

Εδώ παρουσιάζεται ένας μίκτης, ο οποίος για να λύσει το πρόβλημα του στοιβάγματος (stacking) των τρανζίστορ υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας, χρησιμοποιεί την τεχνική της οδήγησης του σώματος του τρανζίστορ (bulk driven transistor) [35]. Η τάση τροφοδοσίας του μίκτη είναι 1.2 V και η τεχνολογία κατασκευής είναι η απλή 90 nm CMOS της Infineon (διαθέτει NMOS τρανζίστορ τριπλού πηγαδιού).

Η τοπολογία του μίκτη είναι επί της αρχής της παρόμοια με αυτή του μίκτη που σχολιάστηκε παραπάνω, δηλαδή βασίζεται στο Gilbert cell. Μια σημαντική διαφορά αυτού του μίκτη είναι ότι εκμεταλλεύεται το σώμα του NMOS τρανζίστορ, το οποίο μεταχειρίζεται ως μια δεύτερη είσοδο. Αυτός είναι και ο λόγος που απαιτείται η ύπαρξη NMOS τρανζίστορ με τριπλό κανάλι στην τεχνολογία κατασκευής. Το NMOS τρανζίστορ προτιμάται από το PMOS, γιατί έχει πολύ μεγαλύτερη διαγωγιμότητα. Στο συγκεκριμένο κύκλωμα, η πύλη του NMOS χρησιμοποιείται για την είσοδο του RF σήματος εισόδου, ενώ το σήμα του LO τροφοδοτείται στο σώμα του τρανζίστορ, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.15.



Σχήμα 2.15. Μίκτης από [35].

Το κέρδος μετατροπής του παραπάνω μίκτη, αν θεωρηθεί ότι το LO σήμα είναι μια τετραγωνική παλμοσειρά, δίνεται από την παρακάτω σχέση:

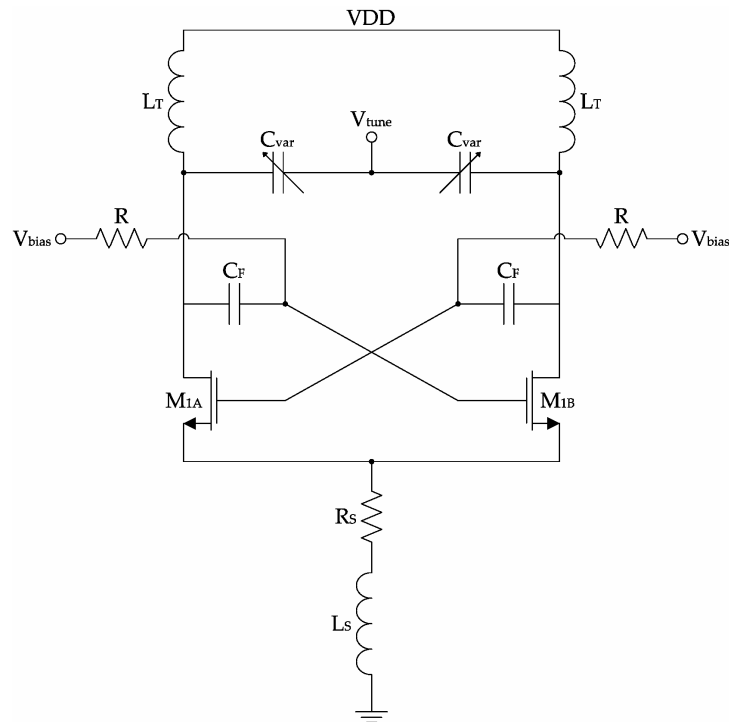
$$CG = -\frac{2}{\pi} g_m (R_o // R_L) \quad (2.13)$$

όπου g_m είναι η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ εισόδου, R_o η αντίσταση εξόδου του και R_L το φορτίο του μίκτη. Οι εισοδοί του RF και του LO σήματος έχουν τη βέλτιστη πόλωση ώστε να επιτυγχάνεται το μέγιστο κέρδος μετατροπής. Σε σύγκριση με το μίκτη του [33], αυτός ο μίκτης μπορεί να λειτουργεί σε μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων, γιατί δεν περιορίζεται από το μετασχηματιστή. Επιπλέον, το εμβαδόν που καταλαμβάνει είναι πολύ μικρότερο καθώς αποτελείται μόνο από τέσσερα τρανζίστορ ($40 \mu\text{m} \times 90 \mu\text{m}$).

Οι πειραματικές μετρήσεις στο μίκτη εκτελέστηκαν με 1.2 V τροφοδοσία και η κατανάλωση ισχύος ήταν 1.8 mW, η οποία αποτελεί μια πολύ μικρή κατανάλωση. Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν με RF σήμα εισόδου συχνότητας 12 GHz, ενώ η συχνότητα του LO σήματος ήταν 12.05 GHz. Το κέρδος μετατροπής του μίκτη βρέθηκε στα 3.2 dB, το IIP3 του μετρήθηκε στα -2.1 dBm, το σημείο συμπίεσης κέρδους κατά 1 dB ήταν -13.3 dBm και ο συντελεστής θορύβου του ήταν 17.4 dB. Το κέρδος μετατροπής του μίκτη παραμένει σταθερό σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων, με αποτέλεσμα το εύρος ζώνης 3 dB να είναι περίπου 20 GHz. Ένα γενικό συμπέρασμα που μπορούμε να εκφράσουμε για τον παραπάνω μίκτη είναι ότι σε σχέση με τη συνολική κατανάλωσή του επιτυγχάνει πολύ καλή απόδοση σε όλους τους τομείς, αν και ίσως το κέρδος του είναι λίγο χαμηλό. Ωστόσο, αυτό δεν τον καθιστά μη αξιοποιήσιμο, ειδικά σε εφαρμογές που η κατανάλωση έχει πρωτεύουσα σημασία μπορεί να αποτελέσει μια καλή λύση.

2.4.3. Κύκλωμα Ταλαντωτή Ελεγχόμενου από Τάση

Συνεχίζοντας την παρουσίαση κυκλωμάτων που έχουν κατασκευαστεί σε νανομετρικές τεχνολογίες, θα παρουσιάσουμε έναν ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (VCO) που έχει δημοσιευτεί στο [32]. Το σχηματικό του δίνεται στο σχήμα 2.16.



Σχήμα 2.16. Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση από [32].

Η τοπολογία του VCO βασίζεται σε NMOS τρανζίστορ συνδεδεμένα χιαστί μεταξύ τους. Για βέλτιστο θόρυβο φάσης απαιτείται η ανάπτυξη μιας μεγάλης διαφορικής τάσης στο συντονιστή LC. Από την άλλη μεριά, πρέπει να προσεχθούν οι τάσεις που αναπτύσσονται στην πύλη των τρανζίστορ, ώστε να μην ξεπερνούν το όριο των 1.2 V της τροφοδοσίας. Για το λόγο αυτό, ένα μέρος της τάσης στην υποδοχή των τρανζίστορ ανατροφοδοτείται στην πύλη τους χρησιμοποιώντας το χωρητικό διαιρέτη τάσης που σχηματίζεται από τη χωρητικότητα C_{gs} και τον πυκνωτή C_F . Έτσι, ενώ η τάση στην υποδοχή μπορεί να ξεπερνά τα 1.2 V, μέσω της ανάδρασης που δημιουργείται, εξασφαλίζεται ότι η τάση στην πύλη δεν υπερβαίνει την τάση διάσπασης του οξειδίου σε καμία περίπτωση λειτουργίας του VCO.

Όπως και ο LNA του [32] έτσι και ο VCO έχει κατασκευαστεί στην 90 nm RF-CMOS τεχνολογία της IMEC. Η πολύ μικρή ελάχιστη διάσταση NMOS τρανζίστορ που παρέχει αυτή η τεχνολογία εξασφαλίζει πολύ γρήγορο ανοιγοκλείσιμο στον VCO. Επιπλέον, η ταχύτητα αυτή βελτιώνεται περαιτέρω με την υψηλή ac αντίσταση από την πηγή προς τη γη που δημιουργείται από το πηνίο L_s που συντονίζει στη διπλάσια συχνότητα ταλάντωσης του VCO με την παρασιτική χωρητικότητα σε αυτόν τον κόμβο. Το ταχύ ανοιγοκλείσιμο στον VCO είναι σημαντικό για δύο λόγους: ο πρώτος είναι ότι η μετατόπιση της φάσης, όπως αυτή είναι ορατή από το συντονιστή, πρέπει να είναι όσο το δυνατό μικρότερη για να εκμεταλλευτεί κατά το μέγιστο βαθμό ο συντελεστής ποιότητας Q του συντονιστή. Ο δεύτερος λόγος είναι ότι η ευαισθησία του VCO στο θόρυβο είναι υψηλότερη κατά τη διάρκεια που συμβαίνει το ανοιγοκλείσιμο των τρανζίστορ. Η αντίσταση R_s στην πηγή των τρανζίστορ αυξάνει την απόρριψη κοινού σήματος, το οποίο κάνει τον VCO λιγότερο ευάλωτο σε μεταβολές της τάσης πόλωσης και της τροφοδοσίας. Ακόλουθοι πηγής χρησιμεύουν ως απομονωτές για τις πειραματικές μετρήσεις.

Η κατανάλωση ρεύματος του VCO είναι 4.9 mA. Η συχνότητα ταλάντωσης μετρήθηκε στα 6.32 GHz. Ο θόρυβος φάσης του σε απόσταση 100 kHz από τη συχνότητα ταλάντωσης είναι -94 dBc/Hz, ενώ σε απόσταση 1 MHz γίνεται -118 dBc/Hz. Ο θόρυβος φάσης σε απόσταση 1 MHz από το φέρον μεταβάλλεται λιγότερο από 1 dB στην περιοχή ρύθμισης του VCO (200 MHz), το οποίο αντιστοιχεί σε τάση ρύθμισης 0.2 V – 1.2 V. Ως γενικό συμπέρασμα μπορούμε να πούμε ότι η σχέση κατανάλωσης και θορύβου φάσης είναι αρκετά καλή.

2.4.4. GSM Πομποδέκτης σε Τεχνολογία CMOS 65 nm

Ολοκληρώνουμε το υποκεφάλαιο με μια σύντομη περιγραφή ενός πομποδέκτη για GSM εφαρμογές που έχει κατασκευαστεί σε μια ψηφιακή CMOS τεχνολογία 65 nm [36]. Ο πομποδέκτης αυτός αποτελεί την πρώτη βιβλιογραφική αναφορά, κατά τη γνώση του συγγραφέα αυτής της διατριβής, που έχει υλοποιηθεί σε CMOS τεχνολογία μικρότερη των 90 nm. Όπως αναφέρεται στο [36] ο λόγος για τον οποίο χρησιμοποιήθηκε αυτή η τεχνολογία είναι η ελάττωση του εμβαδού του ολοκληρωμένου κυκλώματος κατά περίπου 35% σε σχέση με την αντίστοιχη τεχνολογία των 90 nm. Συνέπεια αυτού του γεγονότος είναι η μείωση του συνολικού κόστους κατασκευής.

Ο πομποδέκτης προορίζεται για λειτουργία στην περιοχή συχνοτήτων γύρω από τα 850 MHz και στόχος των συγγραφέων ήταν η σχεδίασή του να είναι τέτοια ώστε να καταλαμβάνεται η λιγότερη δυνατή επιφάνεια και, φυσικά, η τάση τροφοδοσίας και η κατανάλωση να είναι χαμηλές. Η αρχιτεκτονική που επιλέχθηκε ήταν η ομόδυνη, δηλαδή αυτή της άμεσης υποβίβασης συχνότητας του RF σήματος εισόδου. Ο πομποδέκτης αποτελείται από έναν LNA, έναν I/Q μίκτη, ένα κύκλωμα υποτετραπλασίας συχνότητας (για τη γέννηση του LO σήματος) και από βαθυπερατά φίλτρα. Η τοπολογία του είναι διαφορετική.

Για να επιτευχθεί ο στόχος του ελάχιστου εμβαδού, ο LNA δε χρησιμοποιεί πηνία, αλλά το φορτίο του είναι ωμικές αντιστάσεις και για τα πηνία εκφυλισμού του χρησιμοποιήθηκαν τα σύρματα διασύνδεσης (bondwires) του ολοκληρωμένου με τη συσκευασία του. Επίσης, διαθέτει ένα βρόχο ανάδρασης, για να ελέγχει τη dc στάθμη στην έξοδό του, η οποία μεταβάλλεται λόγω των ανοχών που παρουσιάζουν οι ωμικές αντιστάσεις, δηλαδή το φορτίο του LNA. Κρατώντας σταθερή αυτή την τάση επιτυγχάνεται καλύτερη συμπεριφορά ως προς τη γραμμικότητα. Το εμβαδόν του ενισχυτή χαμηλού θορύβου είναι μόλις 0.21 mm × 0.11 mm, ενώ διαθέτει και προστασία από ηλεκτροστατικές εκφορτίσεις ως 2 kV.

Ο μίκτης του πομποδέκτη είναι παθητικός, γιατί προσφέρει υψηλή γραμμικότητα και χαμηλό θόρυβο. Ωστόσο, επειδή δε δίνει κέρδος, πριν από αυτόν έχει τοποθετηθεί ένα στάδιο, το οποίο παρέχει το απαιτούμενο συνολικό κέρδος στο μίκτη. Αυτό το στάδιο είναι ένας απλός ενισχυτής κοινής πηγής. Το σήμα του τοπικού ταλαντωτή τροφοδοτείται στο μίκτη μέσω ενός κυκλώματος υποτετραπλασιασμού συχνότητας αφού πρώτα περάσει από έναν απομονωτή.

Τέλος, τα βαθυπερατά φίλτρα είναι απλά RC φίλτρα, σκοπό των οποίων αποτελεί η μείωση του εύρους ζώνης του σήματος στη βασική ζώνη καθώς και η ελάττωση της ισχύος ανεπιθύμητων σημάτων, με στόχο την υποβοήθηση της γραμμικότητας των

μετατροπέων αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (DACs), που ακολουθούν παρακάτω στην αλυσίδα του πομποδέκτη.

Η συνολική επιφάνεια του πομποδέκτη στο ολοκληρωμένο είναι περίπου 0.43 mm^2 , το μεγαλύτερο μέρος των οποίων καταλαμβάνουν πυκνωτές. Η τάση τροφοδοσίας είναι 1.5 V και η συνολική κατανάλωση ρεύματος 18.6 mA . Οι πειραματικές μετρήσεις έγιναν στα 880 MHz . Το κέρδος του πομποδέκτη κυμαίνεται στα 33 dB , ο συντελεστής θορύβου του είναι μόλις 1.7 dB , ενώ το IP3 του είναι -9.9 dBm και το IP2 31.5 dBm . Το σημείο συμπίεσης κέρδους κατά 1 dB μετρήθηκε στα -26.5 dBm και ο συντελεστής ανάκλασης S_{11} στην είσοδο βρέθηκε στα -16 dB .

Τα παραπάνω αποτελέσματα είναι πολύ ικανοποιητικά και καλύπτουν τις ανάγκες των GSM εφαρμογών. Γίνεται, λοιπόν, φανερό ότι οι σύγχρονες νανομετρικές τεχνολογίες μπορούν να υλοποιήσουν συστήματα, τα οποία είναι πολύ ανταγωνιστικά από πλευράς κόστους, λόγω της μικρής επιφάνειας που καταλαμβάνουν, αλλά ταυτόχρονα παρέχουν και ικανοποιητικές επιδόσεις.

Βιβλιογραφία

- [1] C.-T. Sah, "Evolution of the MOS transistor – from conception to VLSI," *Proc. IEEE*, vol. 76, pp. 1280–1326, Oct. 1988.
- [2] G. E. Moore, "Cramming more components onto integrated circuits," *Electronics Mag.*, vol. 38, pp. 114–117, Apr. 1965.
- [3] G. E. Moore, "Progress in digital integrated electronics," in *Tech. Digest 1975 IEEE International Electron Devices Meeting*, 1975, pp. 11–13.
- [4] <http://public.itrs.net/>.
- [5] J. D. Meindl, "Low power microelectronics: retrospect and prospect," *Proc. IEEE*, vol. 83, pp. 619–635, Apr. 1995.
- [6] <http://www.intel.com>.
- [7] H.-S. P. Wong, D. J. Frank, P. M. Solomon, C. H. J. Wann, and J. J. Welser, "Nanoscale CMOS," *Proc. IEEE*, vol. 87, pp. 537–570, Apr. 1999.
- [8] M. J. Riezenman, "Wanlass's CMOS circuit," *IEEE Spectrum*, vol. 28, pp. 44, May 1991.
- [9] D. Hisamoto, W.-C. Lee, J. Kedzierski, H. Takeuchi, K. Asano, C. Kuo, E. Anderson, T.-J. King, J. Bokor, and C. Hu, "FinFET – a self-aligned double-gate MOSFET scalable to 20 nm," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 47, pp. 2320–2325, Dec. 2000.
- [10] R. H. Dennard, F. H. Gaensslen, H.-N. Yu, V. L. Rideout, E. Bassous, and A. R. LeBlanc, "Design of ion-implanted MOSFET's with very small physical dimensions," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 9, pp. 256–268, Oct. 1974.
- [11] Y. Taur, "The incredible shrinking transistor," *IEEE Spectrum*, vol. 36, pp. 25–29, July 1999.
- [12] A. J. Joseph, D. L. Harame, B. Jagannathan, D. Coolbaugh, D. Ahlgren, J. Magerlein, L. Lanzerotti, N. Feilchenfeld, S. S. Onge, J. Dunn, and E. Nowak, "Status and direction of communication technologies – SiGe BiCMOS and RFCMOS," *Proc. IEEE*, vol. 93, pp. 1539–1558, Sep. 2005.
- [13] D. J. Frank, R. H. Dennard, E. Nowak, P. M. Solomon, Y. Taur, and H.-S. P. Wong, "Device scaling limits of Si MOSFETs and their application dependencies," *Proc. IEEE*, vol. 89, pp. 259–288, Mar. 2001.
- [14] B. Davari, R. H. Dennard, and G. G. Shahidi, "CMOS scaling for high performance and low power – the next ten years," *Proc. IEEE*, vol. 83, pp. 595–606, Apr. 1995.
- [15] E. J. Nowak, "Maintaining the benefits of CMOS scaling when scaling bogs down," *IBM J. Res. & Dev.*, vol. 46, pp. 169–180, Mar./May 2002.
- [16] H. Iwai, "CMOS scaling for sub-90 nm to sub-10 nm," in *Proc. 2004 IEEE International Conference on VLSI Design*, Jan. 2004, pp. 30–35.
- [17] S. Asai and Y. Wada, "Technology challenges for integration near and below 0.1 μm ," *Proc. IEEE*, vol. 85, pp. 505–520, Apr. 1997.
- [18] B. P. Wong, A. Mittal, Y. Cao, and G. Starr, *Nano-CMOS Circuit and Physical Design*, New York: Wiley, 2005, pp. 1–23.
- [19] W. M. Elgharbawy and M. A. Bayoumi, "Leakage sources and possible solutions in nanometer CMOS technologies," *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 5, pp. 6–17, Q4 2005.

- [20] K. Roy, S. Mukhopadhyay, and H. Mahmoodi-Meimand, "Leakage current mechanisms and leakage reduction techniques in deep-submicrometer CMOS circuits," *Proc. IEEE*, vol. 91, pp. 305–327, Feb. 2003.
- [21] Y. Tsividis, *Operation and Modeling of the MOS Transistor*, New York: McGraw-Hill, 1999.
- [22] Y. Taur, "CMOS design near the limit of scaling," *IBM J. Res. & Dev.*, vol. 46, pp. 213–222, Mar./May 2002.
- [23] R. W. Keyes, "Fundamental limits of silicon technology," *Proc. IEEE*, vol. 89, pp. 227–239, Mar. 2001.
- [24] S. Thompson, P. Packan, and M. Bohr, "MOS scaling: transistor challenges for the 21st century," *Intel Technology J.*, vol. 2, Q3 1998.
- [25] Y. Taur, D. A. Buchanan, W. Chen, D. J. Frank, K. E. Ismail, S.-H. Lo, G. A. Sai-Halasz, R. G. Viswanathan, H.-J. C. Wann, S. J. Wind, and H.-S. Wong, "CMOS scaling into the nanometer regime," *Proc. IEEE*, vol. 85, pp. 486–504, Apr. 1997.
- [26] Y. Taur, C. H. Wann, and D. J. Frank, "25 nm CMOS design considerations," in *Tech. Digest 1998 IEEE International Electron Devices Meeting*, Dec. 1998, pp. 789–792.
- [27] H. V. Deshpande, B. Cheng, and J. C. S. Woo, "Channel engineering for analog device design in deep submicron CMOS technology for system on chip applications," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 49, pp. 1558–1565, Sep. 2002.
- [28] H. V. Deshpande, B. Cheng, and J. C. S. Woo, "Analog device design for low power mixed mode applications in deep submicron CMOS technology," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 22, pp. 588–590, Dec. 2001.
- [29] B. Razavi, "RF CMOS transceivers for cellular telephony," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 41, pp. 144–149, Aug. 2003.
- [30] R. Salerno, M. Tiebout, H. Paule, M. Streibl, C. Sandner, and K. Kropf, "ESD-protected CMOS 3-5 GHz wideband LNA+PGA design for UWB," in *Proc. 2005 IEEE European Solid-State Circuits Conf.*, Sep. 2005, pp. 219–222.
- [31] O. Dupuis, X. Sun, G. Carchon, P. Soussan, M. Ferndahl, S. Decoutere, and W. De Raedt, "24 GHz LNA in 90nm RF-CMOS with high-Q above-IC inductors," in *Proc. 2005 IEEE European Solid-State Circuits Conf.*, Sep. 2005, pp. 89–92.
- [32] D. Linten, L. Aspemyr, W. Jeamsaksiri, J. Ramos, A. Mercha, S. Jenei, S. Thijs, R. Garcia, H. Jacobsson, P. Wambacq, S. Donnay, and S. Decoutere, "Low-power 5 GHz LNA and VCO in 90 nm RF CMOS," in *Digest of Technical Papers 2004 IEEE Symposium on VLSI Circuits*, June 2004, pp. 372–375.
- [33] M. Tiebout and T. Liebermann, "A 1V fully integrated CMOS transformer based mixer with 5.5dB gain, 14.5dB SSB noise figure and 0dBm input IP3," in *Proc. 2003 IEEE European Solid-State Circuits Conf.*, Sep. 2003, pp. 577–580.
- [34] B. Gilbert, "A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 3, pp. 365–373, Dec. 1968.
- [35] C. Kienmayer, M. Tiebout, W. Simbürger, and A. L. Scholtz, "A low-power low-voltage NMOS bulk-mixer with 20 GHz bandwidth in 90 nm CMOS," in *Proc. 2004 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, May 2004, vol. 4, pp. 385–388.
- [36] S. T. Lee and S. Peng, "A GSM receiver front-end in 65nm digital CMOS process," in *Proc. 2005 IEEE Custom Integrated Circuits Conf.*, Sep. 2005, pp. 349–352.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Αρχιτεκτονική του Φίλτρου

3.1. Λόγοι Επιλογής Ενεργού RC Φίλτρου

Από την όλη συζήτηση που έγινε στα δύο προηγούμενα κεφάλαια μπορούμε να εξάγουμε δύο βασικά συμπεράσματα: το πρώτο έχει να κάνει με την ύπαρξη έντονης τάσης χρησιμοποίησης νανομετρικών τεχνολογιών για την ολοκλήρωση συστημάτων πομποδεκτών, ενώ το δεύτερο με τη διαπίστωση ότι η σχεδίαση σε αυτές τις τεχνολογίες αποτελεί μεγάλη πρόκληση για το σχεδιαστή. Αναμφισβήτητα, ωστόσο, σε σύντομο χρονικό διάστημα η συντριπτική πλειοψηφία των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών εφαρμογών θα καταφύγει σε λύσεις που περιλαμβάνουν πομποδέκτες υλοποιημένους σε CMOS τεχνολογίες 100 nm και μικρότερες.

Επίσης, όπως έχει αναφερθεί στο πρώτο κεφάλαιο, κάθε πομποδέκτης περιλαμβάνει στην αλυσίδα του δέκτη βαθυπερατά φίλτρα επιλογής καναλιού ή μη αναδίπλωσης φάσματος [1]. Η παρούσα διατριβή πραγματεύεται την περιγραφή και παρουσίαση ενός τέτοιου φίλτρου επιλογής καναλιού. Πριν προχωρήσουμε στη λεπτομερή ανάλυση του υλοποιημένου φίλτρου, αξίζει να εξετάσουμε τις περιπτώσεις διαφόρων πομποδεκτών στη βιβλιογραφία, ώστε να εντοπίσουμε την προσέγγιση (g_m -C, MOSFET-C, ή ενεργά RC φίλτρα) που χρησιμοποιείται περισσότερο και προσφέρει τις καλύτερες επιδόσεις.

Ερευνώντας, λοιπόν, τη σχετικά πρόσφατη βιβλιογραφία βρίσκουμε ότι τα ενεργά RC φίλτρα προτιμώνται περισσότερο [2]-[12], ακολουθούν τα g_m -C φίλτρα [13]-[18], ενώ πολύ λιγότερο υιοθετείται μια MOSFET-C λύση [19], [20]. Ο λόγος για τον οποίο συμβαίνει αυτό είναι, γιατί τα ενεργά RC φίλτρα είναι πολύ πιο γραμμικά από τις άλλες δύο κατηγορίες φίλτρων και μπορούν να δώσουν μια πολύ μεγαλύτερη δυναμική περιοχή [1], [21]. Αντίθετα, τα g_m -C φίλτρα απαιτούν αρκετά μεγάλη κατανάλωση

ισχύος, για να αποκτήσουν δυναμική περιοχή εφάμιλλη με αυτή των ενεργών RC φίλτρων. Στο σημείο που υπερτερούν τα g_m -C ή τα MOSFET-C φίλτρα έναντι των ενεργών RC φίλτρων είναι ότι μπορούν να έχουν συνεχές κύκλωμα ρύθμισης της συχνότητας αποκοπής τους, δηλαδή η ρύθμιση πραγματοποιείται αρκετά αργά και ομαλά κάθε χρονική στιγμή, ενώ τα ενεργά RC φίλτρα διαθέτουν σύστημα ρύθμισης που λειτουργεί με διακριτά βήματα. Η διακριτή ρύθμιση δημιουργεί ανεπιθύμητα παραπροϊόντα στο ωφέλιμο σήμα και σε περιπτώσεις που το φίλτρο δεν μπορεί να αποκοπεί σε καμία χρονική στιγμή από το σύστημα, δημιουργούνται μεταβατικά φαινόμενα που έχουν αρνητική επίδραση στις επιδόσεις του συστήματος.

Ωστόσο, στις περισσότερες των περιπτώσεων τα οφέλη που προσφέρουν τα ενεργά RC φίλτρα υπερिशύουν των αρνητικών στοιχείων τους. Τα ενεργά RC φίλτρα είναι σχετικά πιο απλά στη σχεδιάσή τους από τα φίλτρα των άλλων δύο κατηγοριών και παρέχουν πολύ καλή γραμμικότητα και επίπεδο θορύβου σε συνδυασμό με ελάχιστη κατανάλωση ρεύματος [21]. Για τους παραπάνω λόγους υιοθετήσαμε την ενεργή RC προσέγγιση για το φίλτρο που είναι το αντικείμενο αυτής της διατριβής.

3.2. Επιλογή Συνάρτησης Μεταφοράς του Φίλτρου

Η επόμενη απόφαση που έπρεπε να ληφθεί μετά την επιλογή της ενεργής RC προσέγγισης υπήρξε η επιλογή της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου. Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να σταθούμε λίγο στις προδιαγραφές του φίλτρου και τους λόγους που μας οδήγησαν να τις επιλέξουμε. Είναι επιθυμητό τα φίλτρα σε ορισμένα συστήματα να παρέχουν πολύ απότομη μετάβαση μεταξύ ζώνης διέλευσης και αποκοπής [22] (π.χ. σε φίλτρα επεξεργασίας σήματος εικόνας), ενώ σε άλλα συστήματα σημαντικότερο ρόλο διαδραματίζει η καθυστέρηση ομάδας του φίλτρου [23], [24] (π.χ. σε φίλτρα που χρησιμοποιούνται σε κανάλια εγγραφής/ανάγνωσης σκληρών δίσκων). Επίσης, σε ορισμένες εφαρμογές το εύρος ζώνης του φίλτρου πρέπει να είναι προγραμματιζόμενο [11] (π.χ. σε φίλτρα επιλογής καναλιού τηλεπικοινωνιακών συστημάτων όπως σε WCDMA εφαρμογές).

Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, αποφασίσαμε το φίλτρο που θα σχεδιάζαμε να χαρακτηρίζεται από τη δυνατότητα αλλαγής τόσο της συνάρτησης μεταφοράς του όσο και του εύρους ζώνης του. Αυτά τα χαρακτηριστικά του προσδίδουν τη δυνατότητα της ικανοποίησης των προδιαγραφών πολλών συστημάτων. Όσον αφορά στη συνάρτηση μεταφοράς, οι προσεγγίσεις που ακολουθούνται στο μεγαλύτερο βαθμό είναι η Chebyshev και η ελλειπτική (Cauer) [25] κυρίως, γιατί παρουσιάζουν μεγαλύτερο ρυθμό αποκοπής από τη ζώνη διέλευσης στη ζώνη φραγής. Από αυτές τις δύο, εκείνη με την πιο απότομη μεταβατική ζώνη είναι η ελλειπτική.

Συνεπώς, στο σκέλος της επιλογής συνάρτησης μεταφοράς η απόφαση είχε να κάνει με τη δυνατότητα αλλαγής του φίλτρου μεταξύ της Chebyshev και της ελλειπτικής προσέγγισης. Επιλέξαμε ένα φίλτρο 5^{ης} τάξης, γιατί η αποκοπή που προσφέρει είναι αρκετή για πολλές εφαρμογές. Ωστόσο, η καθυστέρηση ομάδας των Chebyshev ή των ελλειπτικών φίλτρων δεν είναι σταθερή σε ολόκληρη τη ζώνη διέλευσης. Συνεπώς, για να μπορεί το φίλτρο να χρησιμοποιηθεί σε συστήματα που απαιτούν αμετάβλητη καθυστέρηση ομάδας αποφασίσαμε να τροποποιήσουμε το ελλειπτικό φίλτρο, έτσι ώστε

η τάξη του να μειωθεί σε 3^η, αλλά να ακολουθείται από ένα στάδιο 2^{ης} τάξης, το οποίο να ισοσταθμίζει την καθυστέρηση ομάδας του φίλτρου στη ζώνη διέλευσης. Ουσιαστικά, αυτό το στάδιο είναι ένα ολοδιαβατό φίλτρο, η καθυστέρηση ομάδας του οποίου έχει τέτοια μορφή, ώστε να ισοσταθμίζει (equalize) την αντίστοιχη του κυρίως φίλτρου, δηλαδή συνδυαζόμενες οι δύο καθυστερήσεις ομάδας δίνουν μια τελική με σταθερή τιμή (ή σχεδόν σταθερή) σε όλη τη ζώνη διέλευσης [25]. Για την κυμάτωση του φίλτρου επιλέξαμε μια μικρή τιμή (± 0.05 dB), γιατί εξασφαλίζει τη συμβατότητα του φίλτρου με την πλειοψηφία των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Τέλος, σε ό,τι αφορά στο εύρος ζώνης του φίλτρου επιλέχθηκε αυτό να μπορεί να αλλάζει μεταξύ δύο τιμών: 5 MHz και 10 MHz. Η ύπαρξη επιλογής μεταξύ δύο συχνοτήτων αποκοπής προσδίδει ευελιξία στο φίλτρο, καθώς και πάλι αυξάνεται ο αριθμός των εφαρμογών στις οποίες μπορεί να ολοκληρωθεί. Θα μπορούσαμε να σχεδιάσουμε το φίλτρο, ώστε να έχει περισσότερες από δύο συχνότητες αποκοπής, ωστόσο, σε αυτή την περίπτωση η πολυπλοκότητά του μεγάλωνε σημαντικά και ίσως είχε αρνητική επίπτωση στις επιδόσεις του. Για το λόγο αυτό, αποφασίστηκε να περιοριστούν σε δύο οι επιλογές εύρους ζώνης, χωρίς αυτό να σημαίνει ότι η αξία του φίλτρου υποβιβάζεται ιδιαίτερα.

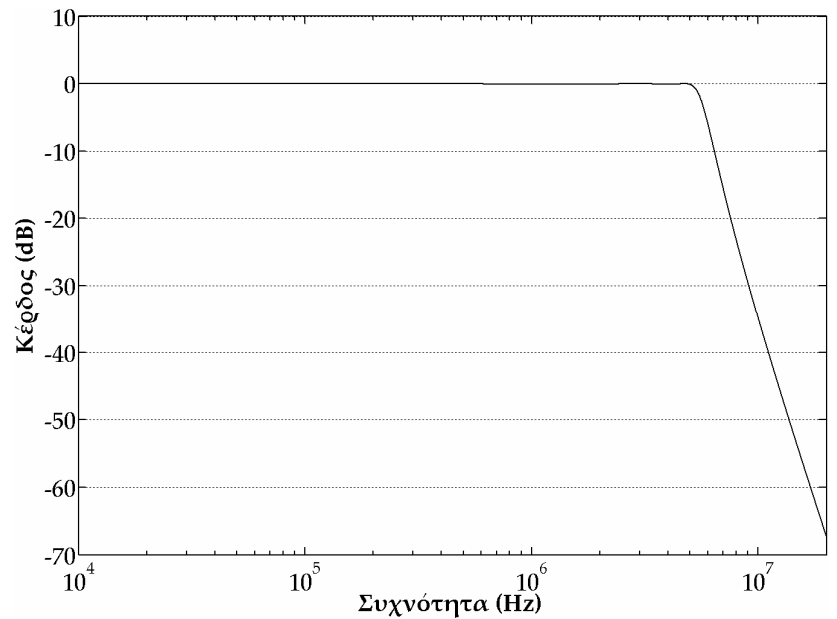
3.2.1. Chebyshev Φίλτρο

Για να προσδιοριστούν οι συναρτήσεις μεταφοράς του Chebyshev και του ελλειπτικού φίλτρου, καθώς και του ισοσταθμιστή χρησιμοποιήθηκε το εργαλείο λογισμικού Matlab® [26]. Συγκεκριμένα, για το Chebyshev φίλτρο έγινε χρήση της συνάρτησης cheby1, στην οποία δίνεται ως είσοδος η τάξη, η κυμάτωση (από κορυφή σε κορυφή) και η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου. Για συχνότητα αποκοπής επιλέχθηκε η κανονικοποιημένη συχνότητα $\omega = 1$ rad/s έτσι, ώστε με τον απλό μετασχηματισμό συχνότητας $s \rightarrow s/(2 \cdot \pi \cdot 5 \cdot 10^6)$ και $s \rightarrow s/(2 \cdot \pi \cdot 10^7)$ να προκύψουν οι συναρτήσεις μεταφοράς για το φίλτρο των 5 MHz και 10 MHz, αντίστοιχα. Συνεπώς, η κανονικοποιημένη συνάρτηση μεταφοράς του Chebyshev φίλτρου δίνεται παρακάτω:

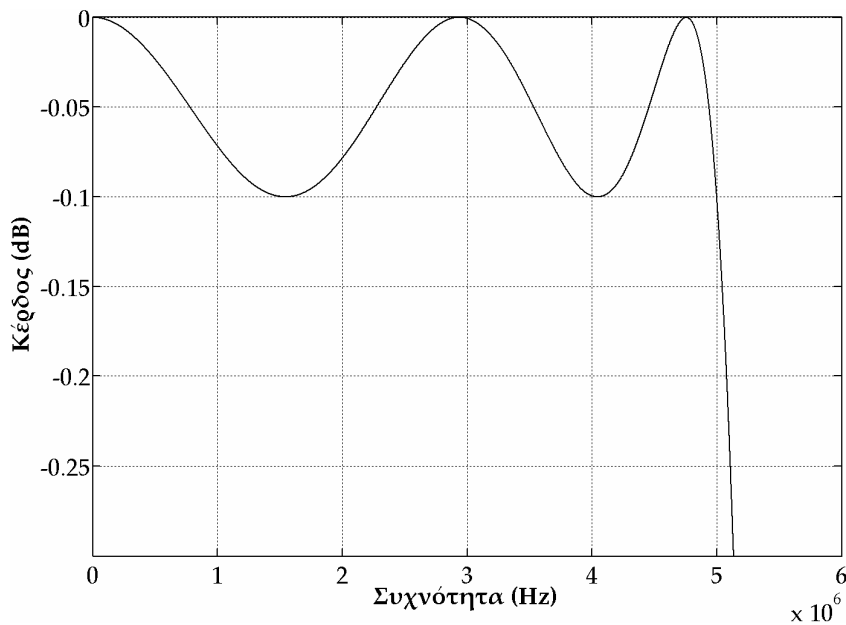
$$H_{CH}(s) = \frac{0.4095127}{s^5 + 1.7439634 \cdot s^4 + 2.7707041 \cdot s^3 + 2.3969589 \cdot s^2 + 1.4355579 \cdot s + 0.4095127} \quad (3.1)$$

Για λόγους χώρου έχουμε παραλείψει κάποια δεκαδικά ψηφία των συντελεστών, τα οποία όμως είχαμε διατηρήσει κατά την εκτέλεση οποιοδήποτε πράξεων στη συνάρτηση μεταφοράς. Γενικά, είναι πολύ σημαντικό οι συντελεστές της συνάρτησης μεταφοράς να δίνονται με όσο το δυνατόν μεγαλύτερη ακρίβεια, καθώς με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται ότι το φίλτρο, που υλοποιεί αυτή η συνάρτηση, έχει την επιθυμητή συμπεριφορά.

Στο σχήμα 3.1α απεικονίζεται το κέρδος του Chebyshev φίλτρου 5^{ης} τάξης, το οποίο αντιστοιχεί στην παραπάνω συνάρτηση μεταφοράς, όμως είναι αποκανονικοποιημένο σε συχνότητα αποκοπής 5 MHz. Στο σχήμα 3.1β παρουσιάζεται με περισσότερη λεπτομέρεια το κέρδος του φίλτρου στη ζώνη διέλευσης.



(α)



(β)

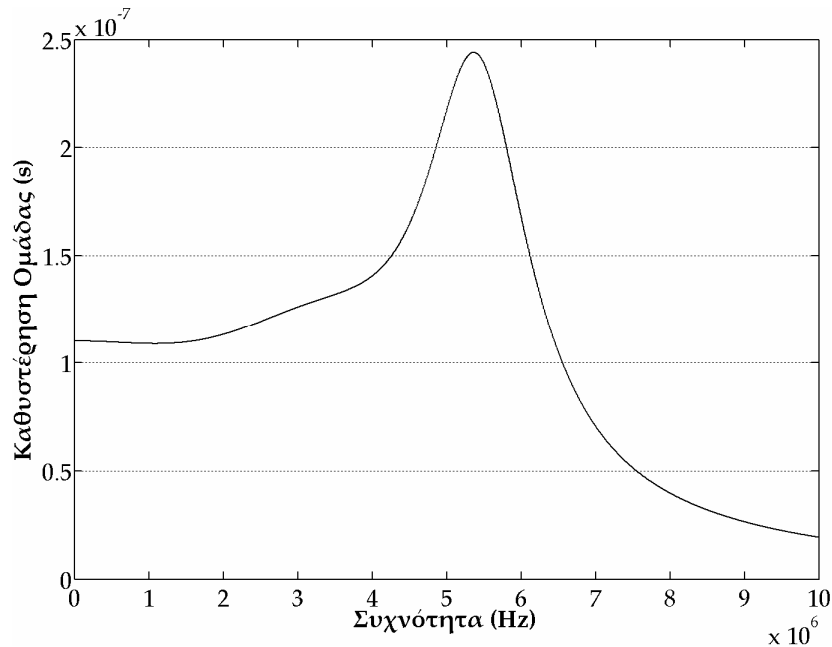
Σχήμα 3.1. (α) Απόκριση συχνότητας του Chebyshev φίλτρου 5ης τάξης με συχνότητα αποκοπής τα 5 MHz και (β) μεγέθυνση στη ζώνη διέλευσης.

Η καθυστέρηση ομάδας (group delay) ενός οποιουδήποτε φίλτρου υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$\tau(\omega) = -\frac{d\phi(\omega)}{d\omega} \tag{3.2}$$

όπου $\phi(\omega)$ είναι η φάση της συνάρτησης μεταφοράς $H(j\omega)$ του φίλτρου [27]. Η καθυστέρηση ομάδας είναι ένα πολύ σημαντικό κριτήριο απόδοσης των φίλτρων, ειδικά, όταν ενδιαφέρει η συμπεριφορά τους στο πεδίο του χρόνου, όπως σε συστήματα

δεδομένων ή μεταφοράς παλμών. Ουσιαστικά, η συνάρτηση $\tau(\omega)$ αντιπροσωπεύει την καθυστέρηση, στην οποία υπόκειται μέχρι να φτάσει στην έξοδο του φίλτρου, μια συνιστώσα συχνότητας ω του σήματος εισόδου. Η καθυστέρηση ομάδας του Chebyshev φίλτρου 5^{ης} τάξης των 5 MHz δίνεται στο σχήμα 3.2.



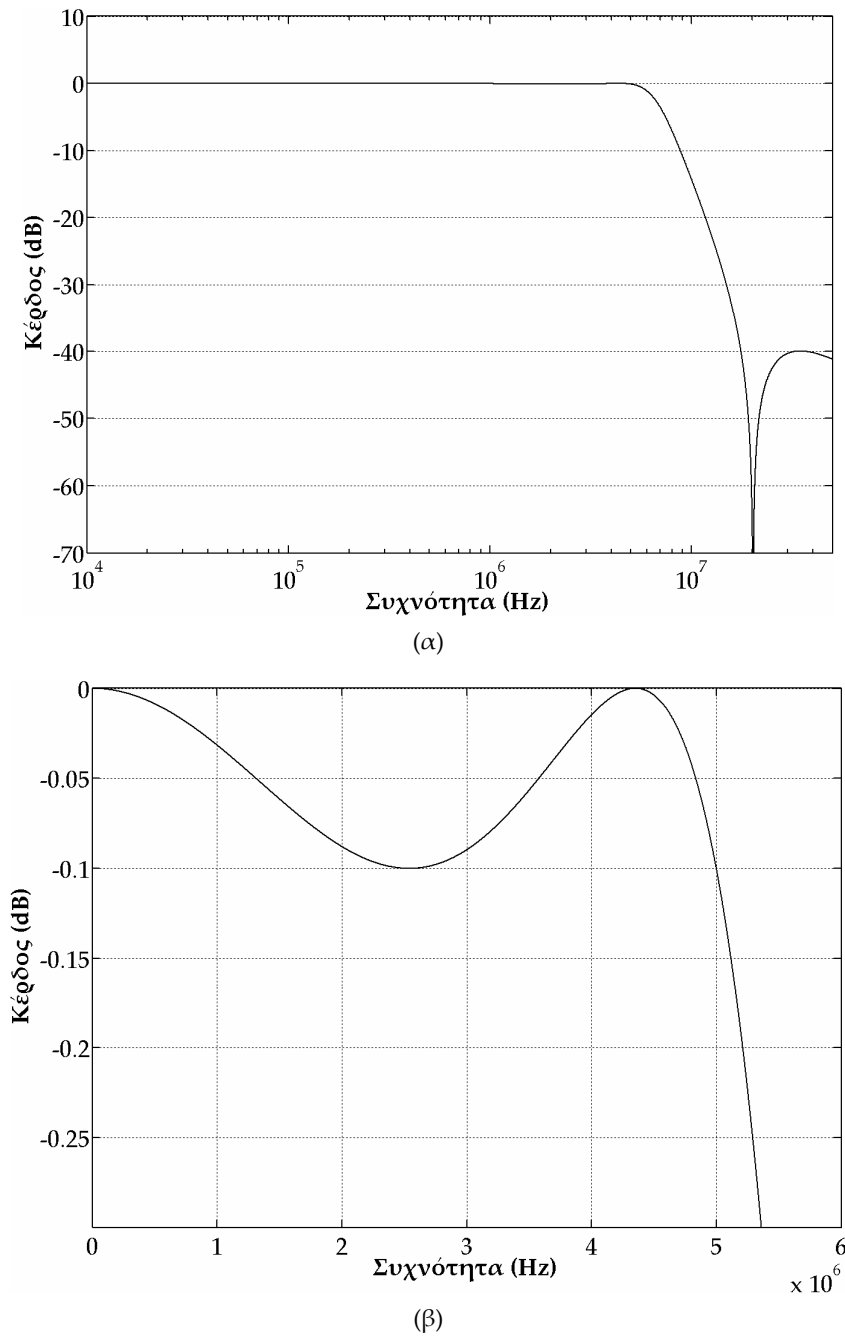
Σχήμα 3.2. Καθυστέρηση ομάδας του Chebyshev φίλτρου 5^{ης} τάξης με συχνότητα αποκοπής τα 5 MHz.

3.2.2. Ελλειπτικό Φίλτρο

Για τη σχεδίαση του ελλειπτικού φίλτρου 3^{ης} τάξης χρησιμοποιήσαμε τη συνάρτηση `ellip` του Matlab®, η οποία δέχεται ως εισόδους την τάξη, την κυμάτωση (από κορυφή σε κορυφή) στη ζώνη διέλευσης, την ελάχιστη απόσβεση που απαιτείται στη ζώνη φραγής και τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου. Πάλι επιλέχθηκε η συχνότητα αποκοπής να είναι κανονικοποιημένη ($\omega = 1$ rad/s), ώστε εύκολα να προκύψουν οι συναρτήσεις μεταφοράς του φίλτρου στα 5 MHz και 10 MHz. Η ελάχιστη απαιτούμενη απόσβεση στη ζώνη φραγής ορίστηκε στα 40 dB. Συνεπώς, η κανονικοποιημένη συνάρτηση μεταφοράς του ελλειπτικού φίλτρου δίνεται παρακάτω:

$$H_{ELL}(s) = \frac{0.10344453557242 \cdot s^2 + 1.69016564725447}{s^3 + 1.91654353153229 \cdot s^2 + 2.58905080363793 \cdot s + 1.69016564725447} \quad (3.3)$$

Στο σχήμα 3.3α απεικονίζεται το κέρδος του παραπάνω ελλειπτικού φίλτρου αποκανονικοποιημένο σε συχνότητα αποκοπής 5 MHz, ενώ στο σχήμα 3.3β δίνεται με περισσότερη λεπτομέρεια το κέρδος του φίλτρου στη ζώνη διέλευσης. Η καθυστέρηση ομάδας του ελλειπτικού φίλτρου των 5 MHz φαίνεται στο σχήμα 3.4. Είναι προφανές από το σχήμα ότι δεν είναι σταθερή σε όλο το εύρος της ζώνης διέλευσης και για το λόγο αυτό χρησιμοποιήθηκε ο ισοσταθμιστής που περιγράφεται στη συνέχεια.



Σχήμα 3.3. (α) Απόκριση συχνότητας του ελλειπτικού φίλτρου 3^{ης} τάξης με συχνότητα αποκοπής τα 5 MHz και (β) μεγέθυνση στη ζώνη διέλευσης.

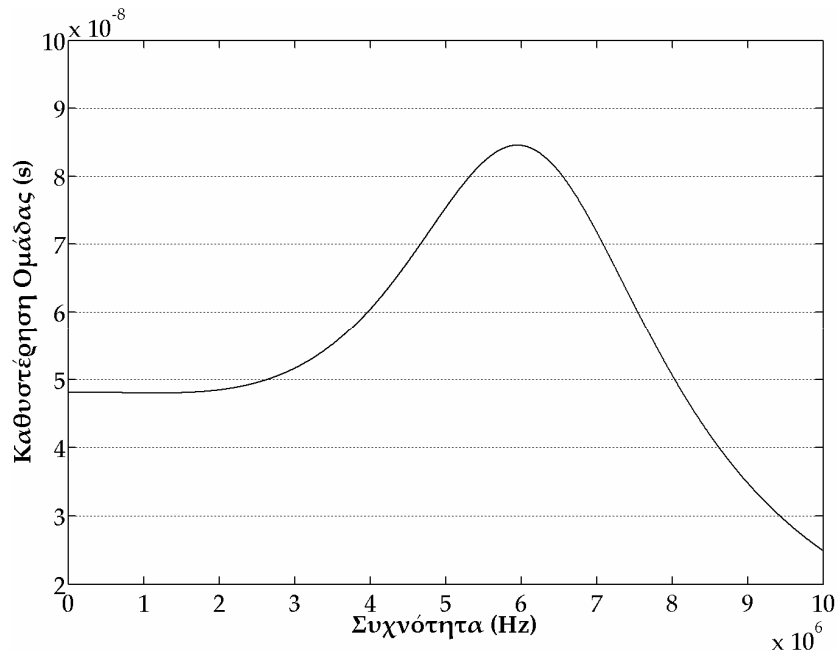
3.2.3. Ισοσταθμιστής

Όπως αναφέρθηκε, ο ισοσταθμιστής που επιλέχθηκε, για να βελτιώσει τα χαρακτηριστικά της καθυστέρησης ομάδας στην περίπτωση του ελλειπτικού φίλτρου είναι 2^{ης} τάξης. Το κέρδος της συνάρτησης μεταφοράς του είναι ίσο με τη μονάδα για όλο το εύρος των συχνοτήτων, ωστόσο η φάση του επιλέγεται έτσι, ώστε συνδυαζόμενη με τη φάση του ελλειπτικού φίλτρου να δίνουν μια σχεδόν γραμμικά μεταβαλλόμενη φάση στη ζώνη διέλευσης του ελλειπτικού φίλτρου. Επειδή η καθυστέρηση ομάδας είναι η

παράγωγος της φάσης, θα είναι σταθερή, αν η φάση μεταβάλλεται γραμμικά. Η κανονικοποιημένη συνάρτηση μεταφοράς ($\omega = 1 \text{ rad/s}$) του ισοσταθμιστή είναι

$$H_{EQ}(s) = \frac{s^2 - \alpha \cdot s + \beta}{s^2 + \alpha \cdot s + \beta} \quad (3.4)$$

στην οποία οι συντελεστές α και β πρέπει να υπολογιστούν. Για το σκοπό αυτό, έγινε πάλι χρήση του εργαλείου λογισμικού Matlab®.



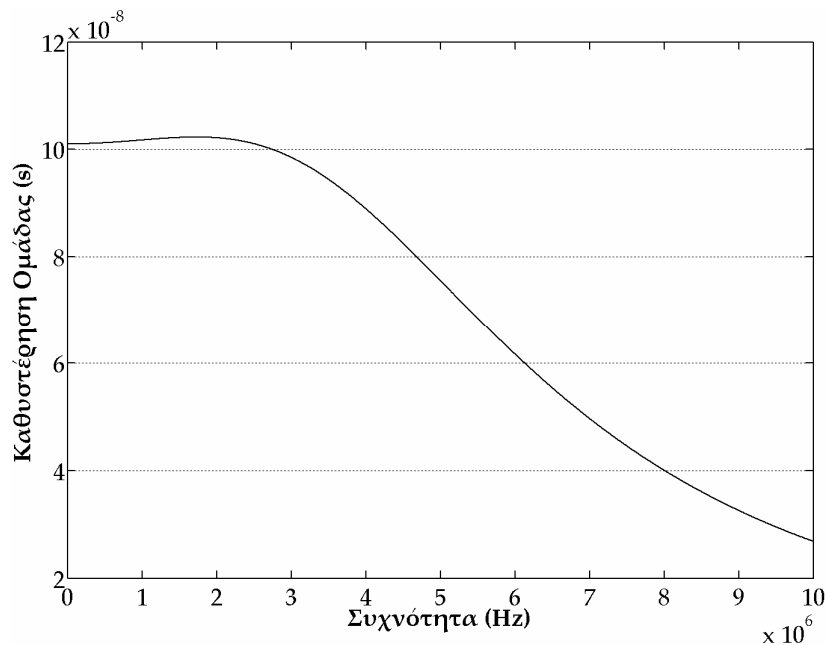
Σχήμα 3.4. Καθυστέρηση ομάδας του ελλειπτικού φίλτρου 3ης τάξης με συχνότητα αποκοπής τα 5 MHz.

Αν και υπάρχουν διάφορες στρατηγικές για την ισοστάθμιση ομάδας [25], στη δική μας περίπτωση η μέθοδος που ακολουθήθηκε ήταν αυτή της «δοκιμής και λάθους» (trial-and-error) κυρίως, γιατί η συνάρτηση μεταφοράς του ελλειπτικού φίλτρου είναι μόνο 3ης τάξης και οι απαιτήσεις για ισοστάθμιση είναι σχετικά απλές. Εδώ, πρέπει να αναφερθεί ότι η ισοστάθμιση δεν μπορεί να γίνει για όλο το εύρος των συχνοτήτων, αλλά μόνο για κάποιο περιορισμένο μέρος αυτού. Στη συγκεκριμένη περίπτωση μας ενδιαφέρει να υπάρχει ισοστάθμιση σε ολόκληρη τη ζώνη διέλευσης του ελλειπτικού φίλτρου, αλλά στη ζώνη φραγής η καθυστέρηση ομάδας δε θεωρείται σημαντική. Έτσι, μετά από μερικές επαναλήψεις ενός απλού προγράμματος υπολογισμού καθυστέρησης ομάδας στο Matlab®, οι συντελεστές α και β εκτιμήθηκαν και η σχέση (3.4) γίνεται

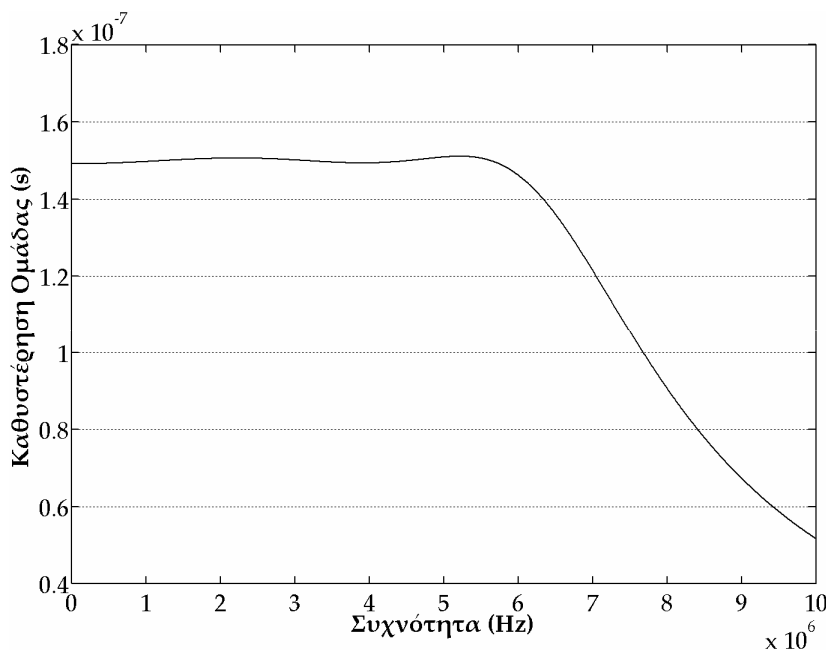
$$H_{EQ}(s) = \frac{s^2 - 1.72 \cdot s + 1.07}{s^2 + 1.72 \cdot s + 1.07} \quad (3.5)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι σημαντικό ρόλο διαδραματίζει η σωστή πρόβλεψη των αρχικών τιμών των παραπάνω συντελεστών, γιατί όσο πιο κοντά είναι αυτές στις τελικές τιμές, τόσο γρηγορότερα ολοκληρώνεται η όλη διαδικασία εύρεσης των τιμών

τους. Στο σχήμα 3.5 παρουσιάζεται η καθυστέρηση ομάδας του ισοσταθμιστή αποκανονικοποιημένη στα 5 MHz, ενώ στο σχήμα 3.6 απεικονίζεται η συνδυασμένη καθυστέρηση ομάδας του παραπάνω ισοσταθμιστή και του ελλειπτικού φίλτρου με συχνότητα αποκοπής 5 MHz. Είναι φανερό από το σχήμα 3.6 ότι η συνολική καθυστέρηση ομάδας είναι αρκετά σταθερή και προσεγγιστικά μπορεί να χαρακτηριστεί ως ίσου κυματισμού (equal-ripple) στη ζώνη διέλευσης του φίλτρου. Στη ζώνη φραγής η καθυστέρηση ομάδας δεν είναι σταθερή, αλλά όπως έχουμε αναφέρει, το χαρακτηριστικό αυτό είναι ελάσσονος σημασίας.



Σχήμα 3.5. Καθυστέρηση ομάδας του ισοσταθμιστή αποκανονικοποιημένη στα 5 MHz.



Σχήμα 3.6. Συνδυασμένη καθυστέρηση ομάδας του ισοσταθμιστή και του ελλειπτικού φίλτρου αποκανονικοποιημένη στα 5 MHz.

3.3. Επιλογή Αρχιτεκτονικής του Φίλτρου

Μετά τον προσδιορισμό των συναρτήσεων μεταφοράς έπρεπε να επιλεγεί η μέθοδος με την οποία αυτές θα υλοποιούνταν. Τρεις είναι οι ευρέως χρησιμοποιούμενοι τρόποι πραγματοποίησης συναρτήσεων μεταφοράς σε ενεργά φίλτρα [25], [27]:

- Η σύνθεση «εν σειρά» (cascade)
- Η μέθοδος FLF (follow-the-leader-feedback)
- Η προσομοίωση παθητικών φίλτρων κυρίως με την τεχνική leapfrog

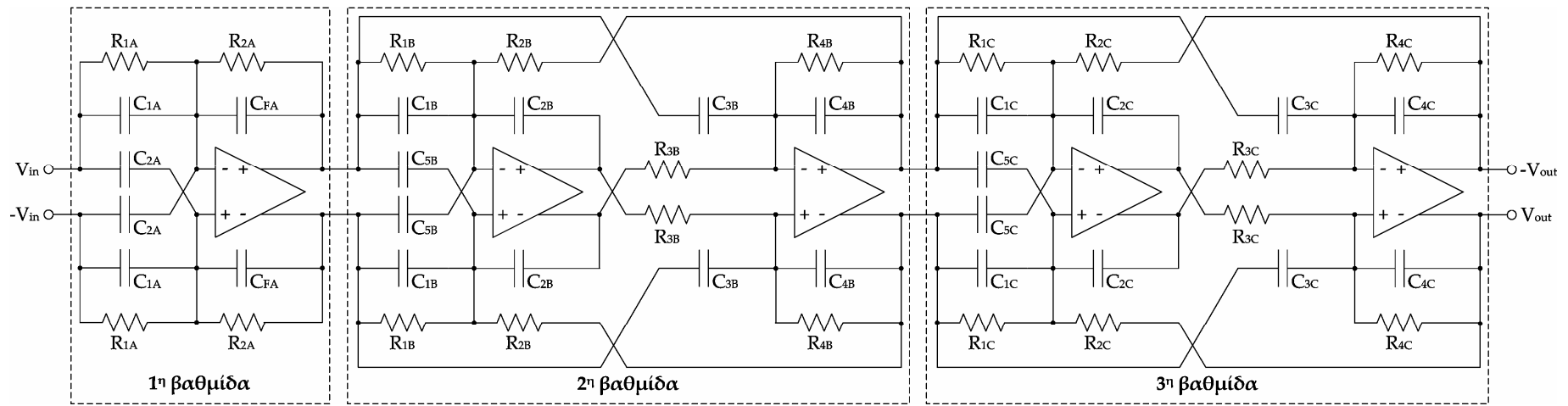
Στη σύνθεση «εν σειρά» η συνολική συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου δημιουργείται από τη σύνδεση σε σειρά σταδίων που υλοποιούν συναρτήσεις μεταφοράς 1^{ης} ή 2^{ης} τάξης. Τα στάδια αυτά μπορούν πολύ εύκολα να κατασκευαστούν, για παράδειγμα, με κυκλώματα που παρουσιάζονται στο [28]. Χαρακτηριστικό αυτής της μεθόδου είναι η έλλειψη ανάδρασης μεταξύ των βαθμίδων. Αυτό έχει το θετικό ότι καθιστά τη σχεδίαση του φίλτρου σχετικά εύκολη, από την άλλη μεριά, όμως, η συνολική συνάρτηση μεταφοράς παρουσιάζει υψηλές ευαισθησίες [29]-[31].

Δε θα σταθούμε ιδιαίτερα στις άλλες δύο μεθόδους. Αναφέρουμε απλώς ότι στην FLF τεχνική υπάρχει βρόχος ανάδρασης από την έξοδο της κάθε βαθμίδας προς την είσοδο του κυκλώματος, ενώ η τεχνική leapfrog ξεκινά από ένα παθητικό LC δίκτυο που υλοποιεί την επιθυμητή συνάρτηση μεταφοράς και χρησιμοποιώντας γράφους ροής σήματος (signal flow graphs) επιτελεί λειτουργική προσομοίωση με ενεργά κυκλώματα, αυτού του LC δικτύου. Από τις παραπάνω τεχνικές, η τελευταία παρουσιάζει τη χαμηλότερη ευαισθησία ακολουθούμενη από τη μέθοδο FLF, ενώ η πρώτη μέθοδος έχει τη χειρότερη απόδοση από πλευράς ευαισθησίας [29]-[31].

Ωστόσο, η πρώτη μέθοδος είναι αυτή που τελικά επιλέχθηκε για να κατασκευαστεί το φίλτρο αυτής της διατριβής. Ο κυριότερος λόγος είναι ο ακόλουθος: επειδή δεν υπάρχουν βρόχοι ανάδρασης σε αυτή την τεχνική και η συνολική συνάρτηση μεταφοράς διασπάται σε πολλές απλούστερες, είναι πολύ πιο εύκολο να δημιουργηθούν βαθμίδες, οι οποίες θα μπορούν εύκολα να μεταβάλλουν τη συνάρτηση μεταφοράς τους. Καθώς το φίλτρο έχει τέσσερεις διαφορετικές συναρτήσεις μεταφοράς καταλαβαίνει κανείς ότι η ύπαρξη βρόχων ανάδρασης δυσκολεύει αρκετά την υλοποίησή τους. Επίσης, στην περίπτωση του ελλειπτικού φίλτρου με τον ισοσταθμιστή χρειάζεται ούτως ή άλλως η ύπαρξη μιας ανεξάρτητης βαθμίδας 2^{ης} τάξης για την υλοποίηση του ισοσταθμιστή.

Η αποσύνθεση της συνάρτησης μεταφοράς ακολουθεί ορισμένους κανόνες έτσι, ώστε να επιτευχθεί η βέλτιστη απόδοση του φίλτρου [25]. Πρέπει να προσεχθεί το ταίριασμα των πόλων με τα μηδενικά, να βρεθεί η κατάλληλη ακολουθία σύνδεσης των βαθμίδων καθώς και η κατανομή του κέρδους σε αυτές. Οι πόλοι ομαδοποιούνται με τα μηδενικά με τα οποία έχουν την ελάχιστη απόσταση στο επίπεδο s , ενώ οι βαθμίδες που παρουσιάζουν τα υψηλότερα μέγιστα τοποθετούνται προς το τέλος της αλυσίδας. Αν το φίλτρο είναι περιττού βαθμού, οπότε έχει και βαθμίδα 1^{ης} τάξης, αυτή τοποθετείται στην αρχή της αλυσίδας.

Στο σχήμα 3.7 παρουσιάζεται η τοπολογία, η οποία προέκυψε από τη σύνθεση «εν σειρά» του φίλτρου. Η τοπολογία βασίζεται σε ανάλυση που γίνεται στο [28]. Επίσης, στις σχέσεις (3.6) και (3.7) δίνονται οι κανονικοποιημένες συναρτήσεις μεταφοράς των βαθμίδων του Chebyshev και του ελλειπτικού φίλτρου, αντίστοιχα.



Σχήμα 3.7. Τοπολογία του φίλτρου.

$$H_{CH,1}(s) = \frac{0.53891432386652}{s + 0.53891432386652} \quad (3.6\alpha)$$

$$H_{CH,2}(s) = \frac{0.63592015128104}{s^2 + 0.87198169304020 \cdot s + 0.63592015128104} \quad (3.6\beta)$$

$$H_{CH,3}(s) = \frac{0.33306736917368}{s^2 + 1.19493714565600 \cdot s + 0.33306736917368} \quad (3.6\gamma)$$

$$H_{ELL,1}(s) = \frac{1.00999403355236}{s + 1.00999403355236} \quad (3.7\alpha)$$

$$H_{ELL,2}(s) = \frac{0.10242093728869 \cdot s^2 + 1.67344121955830}{s^2 + 0.90654949797994 \cdot s + 1.67344121955830} \quad (3.7\beta)$$

Οι συναρτήσεις μεταφοράς των βαθμίδων του σχήματος 3.7 δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις για 1^η και 2^η τάξης βαθμίδα, αντίστοιχα:

$$H_1(s) = \frac{s \cdot (C_1 - C_2) + G_1}{s \cdot C_F + G_2} \quad (3.8)$$

$$H_2(s) = \frac{s^2 \cdot C_2 C_3 + s \cdot (C_1 - C_5) G_3 + G_1 G_3}{s^2 \cdot C_2 C_4 + s \cdot C_2 G_4 + G_2 G_3} \quad (3.9)$$

όπου G_i ($i = 1, 2, 3, 4$) είναι η αγωγιμότητα, δηλαδή $G_i = 1/R_i$. Εξισώνοντας τη σχέση (3.8) με τις σχέσεις (3.6α) και (3.7α) και αποκανονικοποιώντας στα 5 MHz, προκύπτουν εύκολα οι τιμές των διαφόρων R και C που απαιτούνται για την πρώτη βαθμίδα του Chebyshev και του ελλειπτικού φίλτρου, αντίστοιχα. Παρόμοια διαδικασία γίνεται και για την εύρεση των στοιχείων στις άλλες βαθμίδες χρησιμοποιώντας τη σχέση (3.9) σε συνδυασμό με τις (3.6β), (3.6γ), (3.7β) και (3.5). Υποδιπλασιάζοντας απλά τις τιμές όλων των γνωστών C η συχνότητα αποκοπής των φίλτρων μεταφέρεται στα 10 MHz.

Πίνακας 3.1. Τιμές των παθητικών στοιχείων των διαφόρων βαθμίδων του φίλτρου με συχνότητα αποκοπής στα 5 MHz: (α) 1^η βαθμίδα (β) 2^η βαθμίδα και (γ) 3^η βαθμίδα. Για συχνότητα αποκοπής στα 10 MHz υποδιπλασιάζεται η τιμή όλων των πυκνωτών.

	1 ^η βαθμίδα Chebyshev	1 ^η βαθμίδα ελλειπτικό
R_1 (kΩ)	30.0	26.1
R_2 (kΩ)	–	–
C_1 (pF)	–	–
C_2 (pF)	–	–
C_F (pF)	2.0	1.2

(α)

	2 ^η βαθμίδα Chebyshev	2 ^η βαθμίδα ελλειπτικό
R_1 (k Ω)	30.0	17.4
R_2 (k Ω)	30.0	17.4
R_3 (k Ω)	30.0	17.4
R_4 (k Ω)	45.0	8.7
C_1 (pF)	–	–
C_2 (pF)	2.2	0.5
C_3 (pF)	–	0.4
C_4 (pF)	0.8	4.0
C_5 (pF)	–	–

(β)

	3 ^η βαθμίδα Chebyshev	Ισοσταθμιστής
R_1 (k Ω)	30.0	52.2
R_2 (k Ω)	30.0	52.2
R_3 (k Ω)	30.0	34.8
R_4 (k Ω)	90.0	34.8
C_1 (pF)	–	1.0
C_2 (pF)	1.0	1.0
C_3 (pF)	–	0.5
C_4 (pF)	1.0	0.5
C_5 (pF)	–	2.0

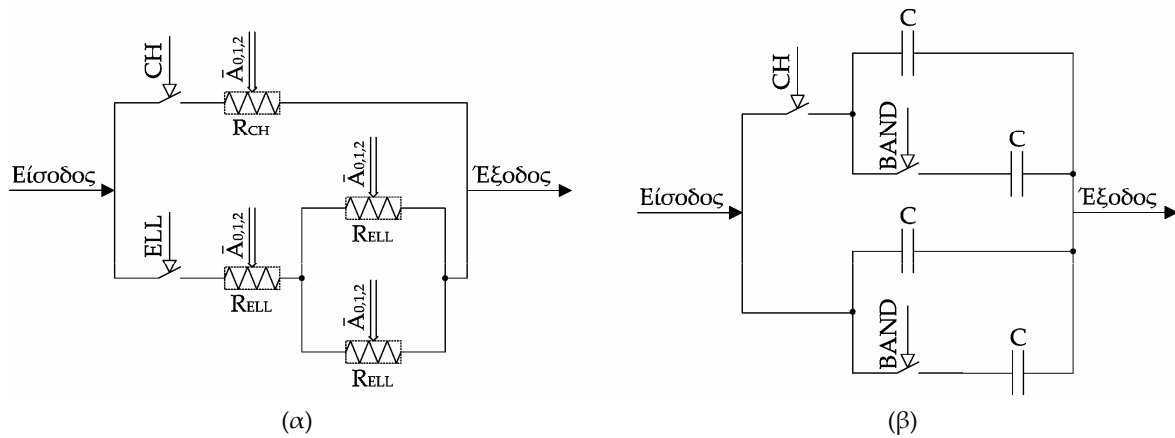
(γ)

Οι τιμές των αντιστάσεων και των πυκνωτών δίνονται στον παραπάνω πίνακα. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι τιμές του πίνακα διαφέρουν λίγο από τις υπολογισθείσες τιμές έτσι, ώστε να μπορούν εύκολα να υλοποιηθούν με παράλληλους και εν σειρά συνδυασμούς των βασικών στοιχειωδών αντιστάσεων και πυκνωτών. Η προσέγγιση αυτή είναι απαραίτητη, για να διατηρηθεί καλό ταίριασμα (matching) μεταξύ των παθητικών στοιχείων του φίλτρου [32].

3.4. Υλοποίηση των Παθητικών Στοιχείων του Φίλτρου

Η δυνατότητα του φίλτρου να τροποποιεί τη συνάρτηση μεταφοράς του σε συνδυασμό με το γεγονός ότι έχει κατασκευαστεί ως ενεργό RC φίλτρο, οδηγεί αυτόματα στο συμπέρασμα ότι τα παθητικά στοιχεία (αντιστάσεις και πυκνωτές) του φίλτρου θα πρέπει να ελέγχονται από ψηφιακά σήματα. Το συμπέρασμα αυτό πηγάζει από το γεγονός ότι οι τιμές των R και C θα πρέπει να αλλάζουν με διακριτό τρόπο, όπως

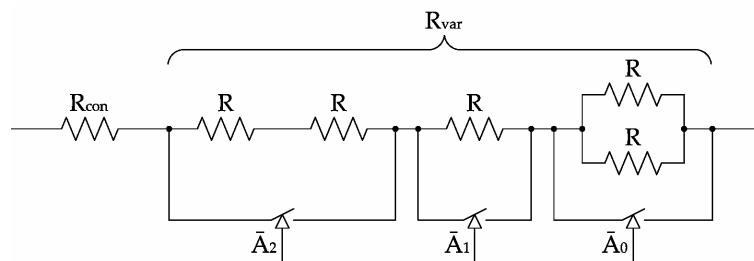
προκύπτει και από τον πίνακα 3.1. Ο τρόπος που ελέγχονται οι τιμές των στοιχείων αυτών μπορεί να γίνει πιο εύκολα κατανοητός με επισκόπηση του σχήματος 3.8, στο οποίο παρουσιάζεται η δομή της αντίστασης R_{1A} και του πυκνωτή C_{4c} , ως παράδειγμα.



Σχήμα 3.8. Δομή (α) της αντίστασης R_{1A} και (β) του πυκνωτή C_{4c} .

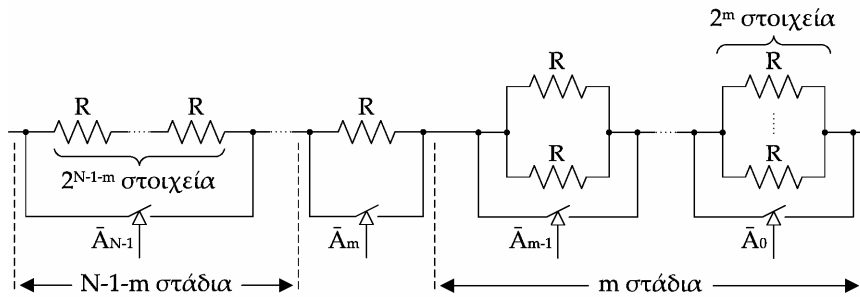
Καταρχάς, όπως είναι φανερό κάθε αντίσταση ή πυκνωτής του φίλτρου απαρτίζεται από βασικές αντιστάσεις ή πυκνωτές κατάλληλα συνδεδεμένους σε σειρά ή παράλληλα έτσι, ώστε να διαμορφώνουν την επιθυμητή τιμή. Το σήμα με την ονομασία BAND ελέγχει το εύρος ζώνης του φίλτρου, καθώς, όταν ο διακόπτης τον οποίο ελέγχει κλείνει τότε η συνολική τιμή της χωρητικότητας (π.χ. του πυκνωτή C_{4c} στη συγκεκριμένη περίπτωση) διπλασιάζεται. Το αποτέλεσμα είναι ότι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου από τα 5 MHz μεταφέρεται στα 10 MHz. Τα ψηφιακά σήματα CH και ELL καθορίζουν αν η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου θα αντιστοιχεί σε 5^{ης} τάξης Chebyshev ή σε 3^{ης} τάξης ελλειπτική (μαζί με τον ισοσταθμιστή), αντίστοιχα. Ουσιαστικά, το ELL είναι το συμπλήρωμα του CH, δηλαδή, όταν ο διακόπτης που ελέγχεται από το CH είναι ανοιχτός τότε ο διακόπτης που ελέγχει το ELL είναι κλειστός.

Όπως φαίνεται στο παράδειγμα του σχήματος, η αντίσταση R_{1A} αποτελείται από εν σειρά και παράλληλους συνδυασμούς μιας «μοναδιαίας» αντίστασης (unit resistor), η οποία έχει διαφορετική τιμή στην περίπτωση που το φίλτρο είναι Chebyshev (R_{CH}) ή ελλειπτικό (R_{ELL}). Η μορφή και ο τρόπος με τον οποίο έχει κατασκευαστεί αυτή η μοναδιαία αντίσταση R_u έχουν να κάνουν με την υλοποίηση του ψηφιακού συστήματος αυτόματης ρύθμισης του φίλτρου. Αυτό θα γίνει περισσότερο κατανοητό από το σχήμα 3.9, στο οποίο παρουσιάζεται η μορφή της R_u [33], όπως αυτή έχει κατασκευαστεί στην παρούσα εργασία, καθώς και από την ανάλυση που ακολουθεί.



Σχήμα 3.9. Μοναδιαία αντίσταση.

Η R_u αποτελείται από ένα σταθερό μέρος (R_{con}) και από ένα μεταβλητό κομμάτι (R_{var}). Το τελευταίο ελέγχεται ψηφιακά από μια λέξη των 3 bits και είναι υπεύθυνο για τη ρύθμιση του εύρους ζώνης του φίλτρου. Όπως έχει αναφερθεί και στο πρώτο κεφάλαιο της παρούσας διατριβής, η ρύθμιση αυτή είναι αναγκαία, για να εξαλειφτούν οι επιδράσεις των ανοχών των στοιχείων του φίλτρου, και των μεταβολών της τάσης τροφοδοσίας και της θερμοκρασίας πάνω στη συνάρτηση της μεταφοράς του φίλτρου. Η γενική μορφή της δομής της R_{var} , όταν μια ψηφιακή λέξη των N bits χρησιμοποιείται για τη διόρθωση της συχνότητας αποκοπής του φίλτρου, δίνεται στο σχήμα 3.10.



Σχήμα 3.10. Γενική δομή της R_{var} .

Θεωρώντας ιδανικούς διακόπτες (δηλαδή διακόπτες που παρουσιάζουν μηδενική αντίσταση όταν είναι κλειστοί και άπειρη όταν είναι ανοιχτοί) τότε στη γενική περίπτωση του σχήματος 3.10, η R_u μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$R_u = R_{con} + A_{N-1} \cdot 2^{N-1} \Delta R + \dots + A_1 \cdot 2 \Delta R + A_0 \cdot \Delta R = R_{con} + n \Delta R \quad (0 \leq n \leq 2^N - 1) \quad (3.10)$$

Αν οι αντιστάσεις και οι πυκνωτές λάβουν τις μέγιστες τιμές τους (ως αποτέλεσμα των ανοχών τους και της θερμοκρασίας), τότε η ελάχιστη τιμή της μοναδιαίας αντίστασης πρέπει να επιλεχθεί. Σε αυτή την περίπτωση είναι

$$R_u = R_{con} \quad (3.11)$$

δηλαδή η ψηφιακή λέξη είναι 000 (στην περίπτωση των 3 bits). Συνεπώς, η τιμή της R_{con} μπορεί να εξαχθεί ως εξής:

$$R_{nom} \cdot C_{nom} = (1 + a_R) \cdot R_{con} \cdot (1 + a_C) \cdot C_{nom} \Rightarrow R_{con} = \frac{1}{(1 + a_R) \cdot (1 + a_C)} \cdot R_{nom} \quad (3.12)$$

Η τιμή $R_{nom} \cdot C_{nom}$ είναι η επιθυμητή ονομαστική τιμή και, επιπλέον, έχουμε θεωρήσει ότι η R_{con} πρέπει να αντισταθμίσει τις μεταβολές τόσο των αντιστάσεων όσο και των πυκνωτών του φίλτρου. Στην περίπτωση που οι αντιστάσεις και οι πυκνωτές λάβουν τις ελάχιστες τιμές τους ως αποτέλεσμα των ανοχών τους και της θερμοκρασίας, (αντίθετη περίπτωση της προηγούμενης) τότε η μέγιστη τιμή της μοναδιαίας αντίστασης πρέπει να επιλεχθεί. Τότε έχουμε

$$R_u = R_{con} + \Delta R \cdot (2^N - 1) \quad (3.13)$$

δηλαδή η ψηφιακή λέξη είναι 111 (στην περίπτωση των 3 bits). Συνεπώς, μπορούμε να υπολογίσουμε την τιμή του ΔR ως εξής:

$$\begin{aligned} R_{nom} \cdot C_{nom} &= (1 - a_R) \cdot [R_{con} + \Delta R \cdot (2^N - 1)] \cdot (1 - a_C) \cdot C_{nom} \Rightarrow \\ \Delta R &= \frac{2 \cdot (a_R + a_C)}{(2^N - 1) \cdot (1 - a_R^2) \cdot (1 - a_C^2)} \cdot R_{nom} \end{aligned} \quad (3.14)$$

Στις παραπάνω σχέσεις έχουμε ότι:

$$R = 2^m \cdot \Delta R \quad (3.15)$$

$$R_{var} = \Delta R \sum_{i=0}^{N-1} 2^i A_i \quad (3.16)$$

$A_{N-1} \dots A_1 A_0$	ψηφιακή λέξη που χρησιμοποιείται για τη ρύθμιση
n	δεκαδική τιμή της ψηφιακής λέξης ελέγχου
m	συνολικός αριθμός των σταδίων που αποτελούνται από παράλληλους συνδυασμούς της R (όπως φαίνεται στο σχήμα 3.10)
$\pm a_R, \pm a_C$	μεταβολή των τιμών των αντιστάσεων και των πυκνωτών, οφειλόμενη στις ανοχές των στοιχείων και στην αλλαγή θερμοκρασίας
R_{con}	σταθερό μέρος της μοναδιαίας αντίστασης R_u
R_{var}	μεταβλητό μέρος της μοναδιαίας αντίστασης R_u , $R_{var, \min} = 0$ όταν $n = 0$ και $R_{var, \max} = (2^N - 1)\Delta R$ όταν $n = 2^N - 1$
R_{nom}	ονομαστική τιμή της αντίστασης
ΔR	βήμα αλλαγής για την R_{var}
R	βασικό δομικό στοιχείο της R_{var}

Το σφάλμα στην τιμή του γινομένου RC , το οποίο προέρχεται από την εγγενή κβαντοποίηση της παραπάνω προσέγγισης, δίνεται από τη σχέση:

$$\varepsilon = \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{[R_{con} + \Delta R \cdot (n+1)] \cdot C_{nom} - [R_{con} + \Delta R \cdot n] \cdot C_{nom}}{[R_{con} + \Delta R \cdot n] \cdot C_{nom}} \times 100\% \Rightarrow \varepsilon = \pm \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\frac{R_{con}}{\Delta R} + n} \times 100\% \quad (3.17)$$

και είναι μέγιστο όταν $n = 0$. Στη δική μας περίπτωση, όπου ο αριθμός των bits είναι $N = 3$ και λαμβάνοντας υπόψη τα χαρακτηριστικά της CMOS τεχνολογίας υλοποίησης του φίλτρου ($a_R = \pm 20\%$, $a_C = \pm 15\%$), από τη σχέση (3.17) προκύπτει ότι το μέγιστο σφάλμα είναι $\varepsilon_{\max} = \pm 7.4\%$. Το μέσο σφάλμα (το οποίο προκύπτει παίρνοντας το μέσο όρο των σφαλμάτων για όλες τις τιμές του $n = 0, \dots, 7$) είναι $\varepsilon_{av} = 5.1\%$.

Γενικά, όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του N , τόσο μικρότερο είναι το σφάλμα στη διόρθωση του γινομένου RC . Ωστόσο, αυτό παρουσιάζει το μειονέκτημα της ύπαρξης περισσότερων βασικών δομικών στοιχείων για την R_{var} . Επιπλέον, η παραπάνω διατύπωση ισχύει μόνο στην περίπτωση που οι διακόπτες θεωρούνται ιδανικοί. Στην πράξη, η μη μηδενική αντίσταση R_{on} που έχουν οι διακόπτες, όταν είναι κλειστοί εμφανίζεται παράλληλα στην αντίσταση που ο κάθε διακόπτης εισάγει ή εξάγει από την R_{var} . Συνεπώς, όταν η τιμή του N είναι αρκετά μεγάλη, η τιμή της R_{on} γίνεται συγκρίσιμη με αυτή των παράλληλων συνδυασμών των βασικών δομικών αντιστάσεων R της R_{var} . Ως αποτέλεσμα, το σφάλμα ρύθμισης δε δίνεται πλέον από τη σχέση (3.17) και γενικά αυξάνεται. Πρακτικά, δηλαδή υπάρχει μια βέλτιστη τιμή του N πέρα από την οποία το σφάλμα ρύθμισης αυξάνεται αντί να μειώνεται. Τέλος, πρέπει να σημειωθεί, ότι οι διακόπτες εισάγουν και ανεπιθύμητες παρασιτικές χωρητικότητες, οι οποίες, αν ο αριθμός των διακοπών είναι αρκετά μεγάλος μπορούν να επηρεάσουν αρνητικά τη μορφή της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου.

Ένα σημαντικό στοιχείο που θα πρέπει να προσεχθεί κατά τη σχεδίαση της R_u , ειδικά σε περιπτώσεις που το φίλτρο θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί σε πομποδέκτη στον οποίο υπάρχουν I και Q κανάλια, είναι αυτό της απόδοσης σε ό,τι αφορά στο ταίριασμα των στοιχείων. Η τοπολογία της R_u μεταβάλλεται, καθώς η ψηφιακή λέξη ελέγχου αλλάζει, καθώς κάποιες αντιστάσεις στην R_{var} βγαίνουν εκτός ενώ άλλες εισάγονται στο κύκλωμα. Τα παραπάνω θα πρέπει να συνυπολογιστούν στον τρόπο υλοποίησης της R_u .

Εκτός από το θέμα του ταίριασματος, σημαντικό είναι, το συνολικό εμβαδόν που καταλαμβάνουν οι αντιστάσεις, να κρατηθεί όσο το δυνατόν μικρότερο. Έτσι, ο αριθμός των βασικών δομικών αντιστάσεων R στην R_{var} πρέπει να είναι ο ελάχιστος, γεγονός που απλοποιεί και τη διασύνδεσή τους στη φάση της φυσικής σχεδίασης (layout) του ολοκληρωμένου κυκλώματος. Για την εκτίμηση αυτού του ελάχιστου αριθμού μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τη γενική δομή της R_{var} που φαίνεται στο σχήμα 3.10.

Ο συνολικός αριθμός T των βασικών δομικών αντιστάσεων R στην R_{var} δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$T = 1 + \underbrace{2 + 2^2 + \dots + 2^m}_{m \text{ σπῆδια}} + \underbrace{2 + 2^2 + \dots + 2^{N-1-m}}_{N-1-m \text{ σπῆδια}} \quad (3.18)$$

Όμως ισχύει ότι:

$$2^{m+1} - 1 = 1 + 2 + 2^2 + \dots + 2^m \quad (3.19)$$

$$2^{N-m} - 1 = 1 + 2 + 2^2 + \dots + 2^{N-1-m} \quad (3.20)$$

Οπότε, από τις σχέσεις (3.19) και (3.20), η (3.18) γίνεται:

$$T = 2^{m+1} + 2^{N-m} - 3 \quad (3.21)$$

όπου το m είναι φυσικός αριθμός και ισχύει ότι $0 \leq m \leq N-1$.

Για να βρούμε τον ελάχιστο αριθμό των βασικών αντιστάσεων, αρκεί να παραγωγίσουμε τη σχέση (3.21) ως προς m και να καθορίσουμε για ποια τιμή του m μηδενίζεται η παράγωγος. Εύκολα αποδεικνύεται ότι αυτή η τιμή του m είναι

$$m = \left\lceil \frac{N-1}{2} \right\rceil, \quad N > 2 \quad (3.22)$$

Η παραπάνω σχέση για $N = 3$ (περίπτωση του φίλτρου της διατριβής) δίνει $m = 1$ και ο ελάχιστος αριθμός βασικών αντιστάσεων σε αυτή την περίπτωση προκύπτει από τη σχέση (3.21) ως $T_{\min} = 5$.

3.5. Υλοποίηση των Διακοπών του Φίλτρου

Το τελευταίο θέμα που θα σχολιαστεί σε αυτό το κεφάλαιο αφορά στον τρόπο με τον οποίο υλοποιήθηκαν όλοι οι προαναφερθέντες διακόπτες. Αυτοί είναι NMOS τρανζίστορ. Η τάση που οδηγεί τις πύλες αυτών των τρανζίστορ ωστόσο δεν είναι 1 V, που είναι η τροφοδοσία των ενεργών στοιχείων του φίλτρου, αλλά 2.7 V. Αυτό κρίθηκε αναγκαίο για δύο λόγους. Ο πρώτος είναι ότι, αν το δυναμικό στην πύλη των τρανζίστορ ήταν της τάξης του 1 V τότε ένα μεγάλο σήμα εισόδου θα οδηγούσε σε ατελές ανοιγοκλείσιμο του διακόπτη, καθώς η τάση V_{gs} των τρανζίστορ θα μεταβαλλόταν σημαντικά. Ο δεύτερος λόγος έχει να κάνει με τις παρασιτικές χωρητικότητες των διακοπών. Αν ορίσουμε ως $R_{p,tot}$ το άθροισμα των αντιστάσεων R_{on} των τρανζίστορ όταν αυτά είναι κλειστά και ως $C_{p,tot}$ την αντίστοιχη συνολική παρασιτική χωρητικότητα, τότε η σταθερά χρόνου $\tau_{p,tot} = R_{p,tot} \cdot C_{p,tot}$ που σχετίζεται με τους διακόπτες θα πρέπει να είναι αμελητέα σε σχέση με το εύρος ζώνης του φίλτρου. Μια τάση χαμηλότερη από 2.7 V αύξανε την αντίσταση R_{on} των διακοπών και, συνεπώς, την $R_{p,tot}$, σε τέτοιο επίπεδο, ώστε η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου παραμορφωνόταν σε μη αποδεκτό βαθμό.

Επίσης, πρέπει να τονιστεί ότι οι NMOS διακόπτες που χρησιμοποιήθηκαν είναι τρανζίστορ με παχύ οξειδίο πύλης που λειτουργούν σε τάση τροφοδοσίας 3.3 V έτσι, ώστε να αποφευχθούν μακροπρόθεσμα προβλήματα αξιοπιστίας, τα οποία θα μπορούσαν να προκύψουν, αν είχε γίνει χρήση των NMOS τρανζίστορ με λεπτό οξειδίο πύλης οδηγούμενα από 2.7 V.

Οι διαστάσεις των NMOS διακοπών που χρησιμοποιήθηκαν καθορίζουν τόσο την R_{on} τους όσο και την παρασιτική χωρητικότητά τους. Για να περιοριστεί, όσο γίνεται η τελευταία, χρησιμοποιήθηκε το ελάχιστο μήκος καναλιού L που επέτρεπε η τεχνολογία στα συγκεκριμένα NMOS, το οποίο είναι $L = 0.35 \mu\text{m}$. Η άλλη διάσταση των διακοπών, δηλαδή το πλάτος του καναλιού W , καθορίστηκε ως συμβιβασμός μεταξύ της R_{on} του τρανζίστορ και της παρασιτικής χωρητικότητάς του. Εφόσον το L είναι σταθερό, αύξηση του W σημαίνει μείωση της R_{on} του NMOS, αλλά ταυτόχρονη αύξηση της παρασιτικής χωρητικότητάς του. Συνεπώς, η τιμή του W των διακοπών επιλέχθηκε έτσι, ώστε να έχει τη μικρότερη δυνατή επίπτωση στη συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου. Έτσι, στους NMOS διακόπτες που ελέγχουν τις R_{CH} και R_{ELL} το πλάτος του καναλιού είναι $W = 7 \mu\text{m}$, ενώ στους διακόπτες που ελέγχονται από το σήμα BAND είναι $W = 10 \mu\text{m}$.

Βιβλιογραφία

- [1] A. Baschiroto, F. Campi, R. Castello, G. Cesura, R. Guerrieri, L. Lavagno, A. Lodi, P. Malcovati, and M. Toma, "Baseband analog front-end and digital back-end for reconfigurable multi-standard terminals," *IEEE Circuits Syst. Mag.*, vol. 6, pp. 8–28, Q1 2006.
- [2] J. Ryyänen, M. Hotti, V. Saari, J. Jussila, A. Malinen, L. Sumanen, T. Tikka, and K. A. I. Halonen, "WCDMA multicarrier receiver for base-station applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, pp. 1542–1550, July 2006.
- [3] N.-J. Oh, S.-G. Lee, and J. Ko, "A CMOS 868/915 MHz direct conversion ZigBee single-chip radio," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 43, pp. 100–109, Dec. 2005.
- [4] L. Perraud, M. Recouly, C. Pinatel, N. Sornin, J.-L. Bonnot, F. Benoist, M. Massei, and O. Gibrat, "A direct-conversion CMOS transceiver for the 802.11a/b/g WLAN standard utilizing a Cartesian feedback transmitter," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 2226–2238, Dec. 2004.
- [5] M. Hafizi, S. Feng, T. Fu, K. Schulze, R. Ruth, R. Schwab, P. Karlsen, D. Simmonds, and Q. Gu, "RF front-end of direct conversion receiver RFIC for CDMA-2000," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 1622–1632, Oct. 2004.
- [6] M. Zannoth, T. Rühlicke, and B.-U. Klepser, "A highly integrated dual-band multimode wireless LAN transceiver," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 1191–1195, July 2004.
- [7] Y.-J. Jung, H. Jeong, E. Song, J. Lee, S.-W. Lee, D. Seo, I. Song, S. Jung, J. Park, D.-K. Jeong, S.-I. Chae, and W. Kim, "A 2.4-GHz 0.25- μ m CMOS dual-mode direct-conversion transceiver for Bluetooth and 802.11b," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 1185–1190, July 2004.
- [8] W. Hioe, K. Maio, T. Oshima, Y. Shibahara, T. Doi, K. Ozaki, and S. Arayashiki, "0.18- μ m CMOS Bluetooth analog receiver with -88 -dBm sensitivity," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 374–377, Feb. 2004.
- [9] E. Duvivier, G. Puccio, S. Cipriani, L. Carpineto, P. Cusinato, B. Bisanti, F. Galant, F. Chalet, F. Coppola, S. Cercelaru, N. Vallespin, J.-C. Jiguet, and G. Sirna, "A fully integrated zero-IF transceiver for GSM-GPRS quad-band application," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 2249–2257, Dec. 2003.
- [10] J. Jussila, J. Ryyänen, K. Kivekäs, L. Sumanen, A. Pärssinen, and K. A. I. Halonen, "A 22-mA 3.0-dB NF direct conversion receiver for 3G WCDMA," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp. 2025–2029, Dec. 2001.
- [11] A. Pärssinen, J. Jussila, J. Ryyänen, L. Sumanen, and K. A. I. Halonen, "A 2-GHz wide-band direct conversion receiver for WCDMA applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, pp. 1893–1903, Dec. 1999.
- [12] F. Piazza and Q. Huang, "A 1.57-GHz RF front-end for triple conversion GPS receiver," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 202–209, Feb. 1998.
- [13] T. Maeda, H. Yano, S. Hori, N. Matsuno, T. Yamase, T. Tokairin, R. Walkington, N. Yoshida, K. Numata, K. Yanagisawa, Y. Takahashi, M. Fujii, and H. Hida, "Low-power-consumption direct-conversion CMOS transceiver for multi-standard 5-GHz wireless

- LAN systems with channel bandwidths of 5–20 MHz,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, pp. 375–383, Feb. 2006.
- [14] B. A. Floyd, S. K. Reynolds, T. Zwick, L. Khuon, T. Beukema, and U. R. Pfeiffer, “WCDMA direct-conversion receiver front-end comparison in RF-CMOS and SiGe BiCMOS,” *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 53, pp. 1181–1188, Apr. 2005.
- [15] M. Zargari, M. Terrovitis, S. Hung-Min Jen, B. J. Kaczynski, M.-L. Lee, M. P. Mack, S. S. Mehta, S. Mendis, K. Onodera, H. Samavati, W. W. Si, K. Singh, A. Tabatabaei, D. Weber, D. K. Su, and B. A. Wooley, “A single-chip dual-band tri-mode CMOS transceiver for IEEE 802.11a/b/g wireless LNA,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 2239–2249, Dec. 2004.
- [16] S. Byun, C.-H. Park, Y. Song, S. Wang, C. S. G. Conroy, and B. Kim, “A low-power CMOS Bluetooth RF transceiver with a digital offset canceling DLL-based GFSK demodulator,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 1609–1618, Oct. 2003.
- [17] H. Komurasaki, T. Sano, T. Heima, K. Yamamoto, H. Wakada, I. Yasui, M. Ono, T. Miwa, H. Sato, T. Miki, and N. Kato, “A 1.8-V operation RF CMOS transceiver for 2.4-GHz-band GFSK applications,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 817–825, May 2003.
- [18] A. Zolfaghari, and B. Razavi, “A low-power 2.4-GHz transmitter/receiver CMOS IC,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 176–183, Feb. 2003.
- [19] S. Pipilos, E. Metaxakis, A. Tzimas, S. Vlassis, S. Sgourenas, Y. Tsvividis, and T. Varelas, “A single-chip transceiver for 802.11a and Hiperlan2 Wireless LANs,” in *Proc. 2003 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, June 2003, pp. 33–36.
- [20] R. Kokozinski, M. Bresch, D. Hammerschmidt, M. Hesener, B. Hosticka, A. Kemna, B. Klein, J. Niederholz, D. Teßmann, K. Oda, K. Sato, K. Tagami, H. Yamauchi, H. Eichel and T. Iwamoto, “A low-voltage low-power 0.25 μ m CMOS ADSL analog front-end IC,” in *Proc. 2000 IEEE European Solid-State Circuits Conf.*, Sep. 2000, pp. 451–454.
- [21] A. A. Abidi, G. J. Pottie, and W. J. Kaiser, “Power-conscious design of wireless circuits and systems,” *Proc. IEEE*, vol. 88, pp. 1528–1545, Oct. 2000.
- [22] S.-S. Lee and C. A. Laber, “A BiCMOS continuous-time filter for video signal processing applications,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 1373–1382, Sep. 1998.
- [23] W. Dehaene, M. S. J. Steyaert, and W. Sansen, “A 50-MHz standard CMOS pulse equalizer for hard disk read channels,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 977–988, July 1997.
- [24] I. Mehr and D. R. Welland, “A CMOS continuous-time Gm-C filter for PRML read channel applications at 150 Mb/s and beyond,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 499–513, Apr. 1997.
- [25] R. Schaumann and M. E. Van Valkenburg, *Design of Analog Filters*, New York: Oxford University Press, 2001.
- [26] <http://www.mathworks.com/>.
- [27] R. Schaumann, M. S. Ghauri, and K. R. Laker, *Design of Analog Filters: Passive, Active RC, and Switched Capacitor*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1990.
- [28] R. Schaumann, “Continuous-time integrated filters – a tutorial,” in *Integrated Continuous-Time Filters: Principles, Design, and Applications*, Y. P. Tsvividis and J. O. Voorman, Ed. New York: IEEE Press, 1993, pp. 3–14.

-
- [29] K. R. Laker and M. S. Ghausi, "A comparison of active multiple-loop feedback techniques for realizing high-order bandpass filters," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 21, pp. 774–783, Nov. 1974.
- [30] K. R. Laker, M. S. Ghausi, and J. J. Kelly, "Minimum sensitivity active (leapfrog) and passive ladder bandpass filters," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 22, pp. 670–677, Aug. 1975.
- [31] K. R. Laker, R. Schaumann, and M. S. Ghausi, "Multiple-loop feedback topologies for the design of low-sensitivity active filters," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 26, pp. 1–21, Jan. 1979.
- [32] Y. P. Tsividis, *Mixed Analog-Digital VLSI Devices and Technology: An Introduction*, New York: McGraw-Hill, 1996, pp. 205–257.
- [33] A. M. Durham, J. B. Hughes, and W. Redman-White, "Circuit architectures for high linearity monolithic continuous-time filtering," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 39, pp. 651–657, Sep. 1992.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Ενεργά Στοιχεία του Φίλτρου

4.1. Επιπτώσεις Ενισχυτών στο Φίλτρο

Το κέρδος στα ενεργά φίλτρα παρέχεται από τους ενισχυτές που χρησιμοποιούνται σε αυτά. Η συμπεριφορά της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου εξαρτάται σημαντικά από τα χαρακτηριστικά των ενεργών στοιχείων (ενισχυτών) που αυτό περιέχει [1]. Όπως είναι γνωστό, το κέρδος ενός ενισχυτή είναι πάντα συνάρτηση της συχνότητας [2]. Στα ενεργά φίλτρα (όπως αυτό του σχήματος 3.7) η συνάρτηση μεταφοράς τους ιδανικά προκύπτει θεωρώντας τις εισόδους των τελεστικών ενισχυτών ως «κατ' ουσία» βραχυκύκλωμα. Αυτό σημαίνει ότι το κέρδος των ενισχυτών θεωρείται άπειρο. Η τελευταία υπόθεση ισχύει ικανοποιητικά στο εύρος συχνοτήτων που ο ενισχυτής έχει μεγάλο κέρδος. Ωστόσο, καθώς προχωρούμε στο πεδίο της συχνότητας προς όλο και μεγαλύτερες τιμές, το κέρδος των τελεστικών ενισχυτών μειώνεται με συνέπεια να μην ισχύει η υπόθεση του «κατ' ουσία» βραχυκυκλώματος. Σε αυτή την περίπτωση το κέρδος του ενισχυτή εισάγεται ως μια επιπρόσθετη παράμετρος στη συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου.

Αν το εύρος ζώνης συχνοτήτων στις οποίες το κέρδος του ενισχυτή παραμένει μεγάλο δεν είναι τουλάχιστον μια τάξη μεγέθους μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του φίλτρου, στο οποίο χρησιμοποιείται ο συγκεκριμένος ενισχυτής, τότε η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου ενδέχεται να παρουσιάσει σοβαρή παραμόρφωση. Φυσικά, άλλοι παράγοντες που επηρεάζουν τη συνάρτηση μεταφοράς είναι η αντίσταση εισόδου και εξόδου των ενισχυτών. Ιδανικά, η αντίσταση εισόδου ενός ενισχυτή είναι άπειρη [2], αλλά στην πράξη παρουσιάζει χωρητική συμπεριφορά, η οποία μπορεί να έχει μεγάλη επίπτωση στην απόκριση συχνότητας του φίλτρου σε υψηλές συχνότητες και κοντά στη συχνότητα αποκοπής του όπου οι ευαισθησίες του είναι αρκετά μεγάλες [3]. Σε ό,τι

αφορά στην αντίσταση εξόδου του ενισχυτή (που ιδανικά είναι μηδενική), αυτή πρέπει να είναι αρκετά μικρότερη από τη συνολική αντίσταση των παθητικών στοιχείων του φίλτρου που συνδέονται στην έξοδο του ενισχυτή.

Η σχεδίαση των τελεστικών ενισχυτών του φίλτρου αυτής της διατριβής αποτελούσε μια δύσκολη πρόκληση. Ο λόγος ήταν ότι θέλαμε να κρατήσουμε τη συνολική κατανάλωση του φίλτρου σε όσο το δυνατό χαμηλότερα επίπεδα, ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές που απαιτούν μικρή κατανάλωση ισχύος, για παράδειγμα σε συστήματα του προτύπου IEEE 802.11a/b/g [4]. Έτσι, αποφασίσαμε να χρησιμοποιήσουμε 1 V ως τάση τροφοδοσίας στους ενισχυτές. Ταυτόχρονα, όμως, έπρεπε το κέρδος του ενισχυτή να παραμένει ικανοποιητικά μεγάλο σε συχνότητες αρκετά πάνω από τα 10 MHz (που είναι η μέγιστη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου) για τους λόγους που αναφέρθηκαν παραπάνω.

Ένας εύκολος τρόπος να αυξηθεί το εύρος ζώνης ενός ενισχυτή είναι η κατανάλωση περισσότερου ρεύματος. Φυσικά, στη δική μας περίπτωση αυτό είναι εντελώς ανεπιθύμητο, οπότε αναζητήσαμε διαφορετική λύση στο πρόβλημα της διατήρησης του κέρδους του ενισχυτή σε υψηλές τιμές για ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Έξαλλου, η αύξηση του ρεύματος σε τόσο χαμηλή τάση τροφοδοσίας μας δημιουργούσε και ένα επιπλέον πρόβλημα. Η τάση V_{ds} των τρανζίστορ μεγαλώνει με την αύξηση του ρεύματος (εφόσον οι διαστάσεις τους παραμένουν ίδιες) και το γεγονός αυτό καθιστά προβληματική τη σωστή πόλωση των τρανζίστορ που απαρτίζουν το διαφορικό ζευγάρι του ενισχυτή, γιατί ανάλογα με το σήμα εισόδου είναι δυνατόν τα NMOS τρανζίστορ εισόδου ή τα PMOS φορτία να φύγουν από την ισχυρή αναστροφή.

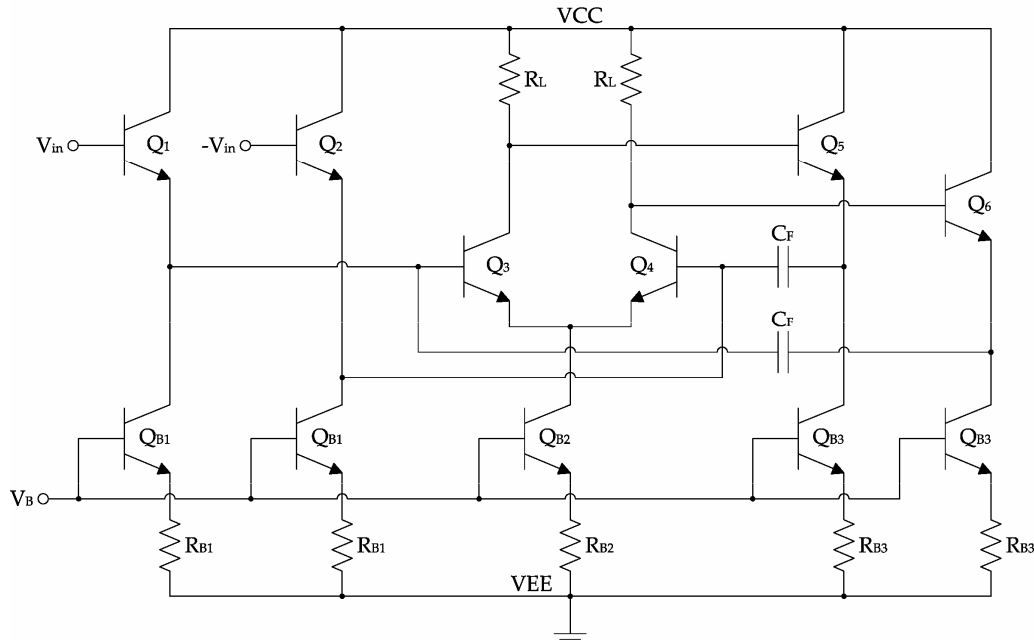
Συνεπώς, για να αυξήσουμε το εύρος ζώνης του ενισχυτή χωρίς επιπρόσθετη κατανάλωση ισχύος, χρησιμοποιήσαμε μια τεχνική αντιστάθμισης που περιγράφεται λεπτομερώς στη συνέχεια. Επιπλέον, στο κεφάλαιο αυτό, συζητείται ο τρόπος πόλωσης των ενισχυτών και παρουσιάζεται το κύκλωμα ανάδρασης κοινού σήματος (common mode feedback circuit).

4.2. Τεχνική Αντιστάθμισης του Ενισχυτή

Στη βιβλιογραφία έχουν παρουσιαστεί αρκετές εργασίες σχετικές με αντιστάθμιση ενισχυτών είτε μονοσταδιακών είτε πολλών σταδίων [5]-[11]. Στη δική μας περίπτωση, μας ενδιέφερε περισσότερο να μετακινήσουμε τη συχνότητα 3 dB f_{dB} (δηλαδή τη συχνότητα του επικρατούντα πόλου του ενισχυτή) όσο γίνεται υψηλότερα στο φάσμα των συχνοτήτων. Ο λόγος είναι ότι οι προσομοιώσεις που έγιναν στο φίλτρο με μοντέλα ενισχυτών με δύο πόλους έδειξαν ότι σημαντικότερο ρόλο στη χαρακτηριστική του φίλτρου διαδραματίζει η θέση του πρώτου πόλου του ενισχυτή και πολύ λιγότερο επηρεάζει η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους f_1 αυτού.

Στο [10] παρουσιάζεται μια τεχνική αντιστάθμισης με χωρητική ανάδραση, η οποία εφαρμόζεται σε μονοσταδιακούς ενισχυτές ακολουθούμενους από ένα στάδιο απομονωτή (ακόλουθος εκπομπού). Η προσέγγιση αυτή επιτρέπει τη μετακίνηση της συχνότητας f_{dB} υψηλότερα χωρίς ταυτόχρονη μείωση του κέρδους ή αύξηση της κατανάλωσης. Η ιδέα που περιγράφεται εκεί είναι η τοποθέτηση δύο χιαστί συνδεδεμένων πυκνωτών μεταξύ της εισόδου του διαφορικού ζευγαριού και του

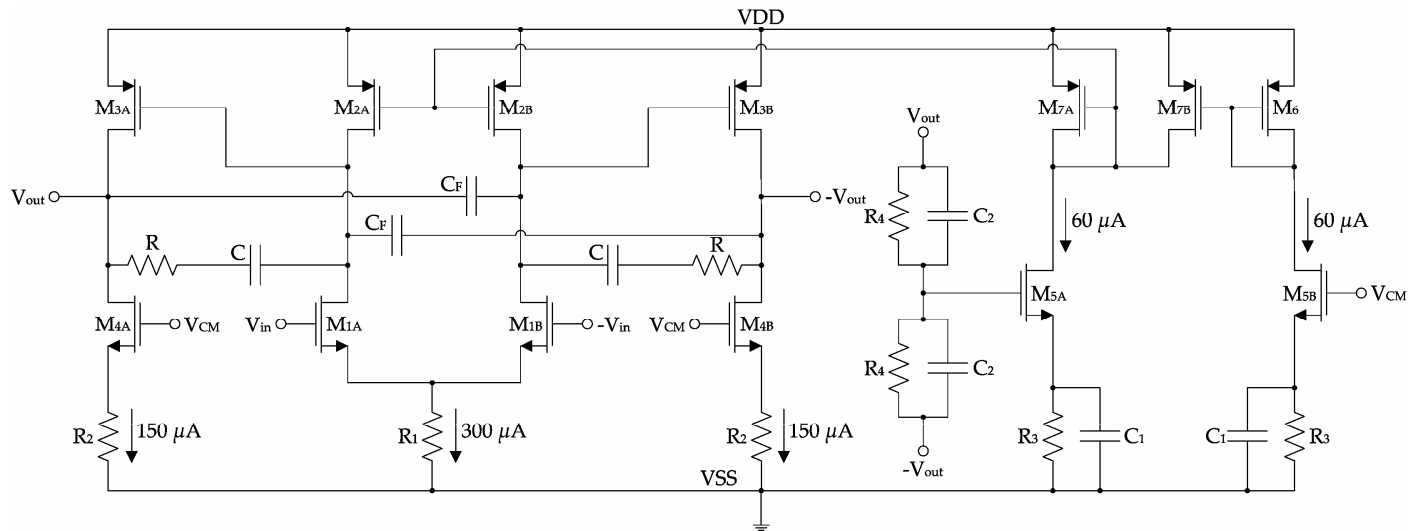
απομονωτή εξόδου, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.1. Αυτοί οι πυκνωτές δρουν σαν μια αρνητική χωρητικότητα συνδεδεμένη παράλληλα με την παρασιτική χωρητικότητα βάσης-συλλέκτη C_{μ} του διπολικού τρανζίστορ εισόδου. Το αποτέλεσμα είναι οι πόλοι του ενισχυτή να πλησιάζουν ο ένας τον άλλο με συνέπεια την αύξηση του γινομένου κέρδους και εύρους ζώνης του ενισχυτή.



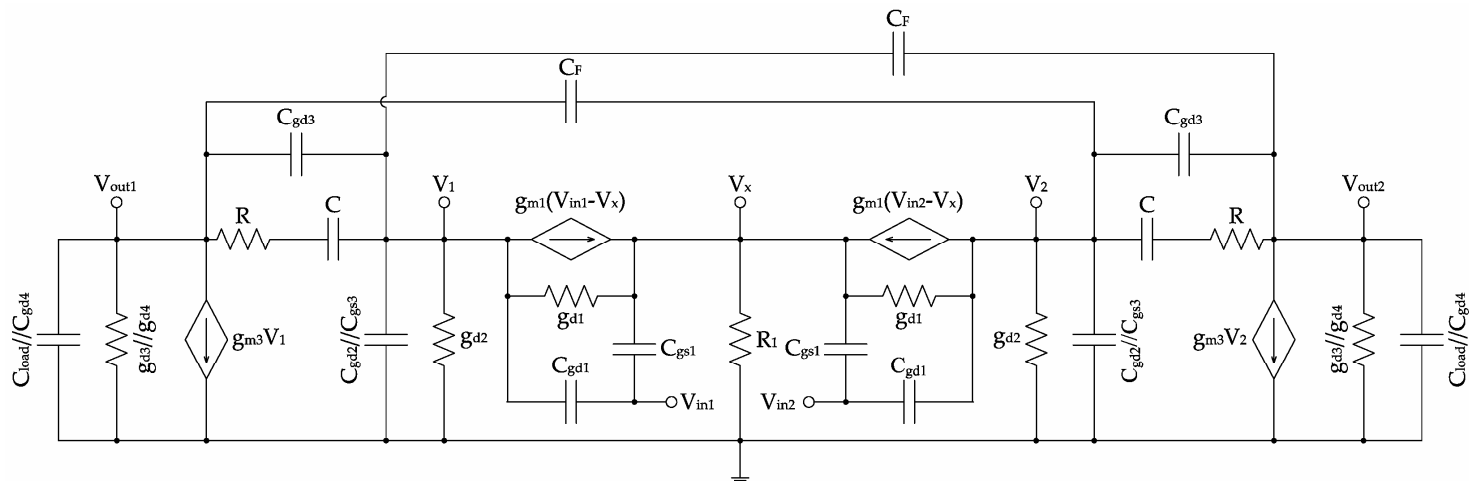
Σχήμα 4.1. Τεχνική αντιστάθμισης με χωρητική ανάδραση [10] σε έναν τυπικό διαφορικό ενισχυτή με διπολικά τρανζίστορ.

Η δική μας προτεινόμενη τεχνική βασίζεται στην ιδέα που περιγράφεται στο [10], αλλά τη χρησιμοποιεί με ένα διαφορετικό τρόπο. Καταρχάς, πρέπει να επισημάνουμε ότι ο τελεστικός ενισχυτής που υλοποιεί τα ενεργά στοιχεία του φίλτρου είναι διασταδιακός. Το φίλτρο απαιτεί την ύπαρξη πέντε ενισχυτών (όπως είναι φανερό από το σχήμα 3.7) που έχουν κατασκευαστεί με τον ίδιο ακριβώς τρόπο, καθώς κρίθηκε ότι η συγκεκριμένη τοπολογία ικανοποιούσε τις απαιτήσεις όλων των βαθμίδων. Η τάση τροφοδοσίας όλων των ενισχυτών είναι 1 V και καθένας τους καταναλώνει 0.74 mA. Το σχεδιάγραμμα του ενισχυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2. Η διαφορά της δικής μας τεχνικής από αυτή του [10] είναι ότι οι πυκνωτές αντιστάθμισης C_F συνδέονται χιαστί στις εξόδους του πρώτου και του δεύτερου σταδίου του τελεστικού ενισχυτή και συνδυάζονται με το κλασικό Miller δικτύωμα RC αντιστάθμισης [2].

Αυτή η προσέγγιση έχει ως αποτέλεσμα την προσέγγιση των δύο πόλων του ενισχυτή, αλλά ταυτόχρονα και μια δράση ελέγχου της φάσης εξόδου, η οποία κρατείται μακριά από τις -180° για συχνότητες πολύ μακριά από τη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους του ενισχυτή. Το τελευταίο είναι πολύ σημαντικό, γιατί πολλές μέθοδοι αντιστάθμισης παρουσιάζουν το μειονέκτημα της μείωσης του περιθωρίου φάσης του ενισχυτή και μπορούν να προκαλέσουν προβλήματα ευστάθειας. Για μια πιο λεπτομερή ανάλυση της προτεινόμενης τεχνικής μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το ac ισοδύναμο κύκλωμα του ενισχυτή (παρουσία ενός χωρητικού φορτίου εξόδου C_{load}), το οποίο παρουσιάζεται στο σχήμα 4.3.



Σχήμα 4.2. Σχηματικό τελεστικού ενισχυτή του φίλτρου.



Σχήμα 4.3. AC ισοδύναμο μοντέλο του ενισχυτή συμπεριλαμβανομένου ενός φορτίου εξόδου.

4.2.1. Μαθηματική Ανάλυση της Τεχνικής Αντιστάθμισης

Το διαφορικό κέρδος ανοιχτού βρόχου του ενισχυτή δίνεται στην παρακάτω σχέση, εκτός από έναν όρο 3ης τάξης στον παρανομαστή, ο οποίος παραλείπεται για χάρη της συντομίας, αφού η συμβολή του είναι ελάχιστη στο εύρος συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει. Ο όρος αυτός θα εξεταστεί στη συνέχεια αυτού του κεφαλαίου.

$$G(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{(-g_{m1} + sC_{gd1}) \cdot [RC(C_{gd3} - C_F) \cdot s^2 + (C + C_{gd3} - C_F - g_{m3}RC) \cdot s - g_{m3}]}{[C_F C(4 - g_{m3}R) + K] \cdot s^2 + [g_{m3}(C - C_F) + L] \cdot s + (g_{d1} + g_{d2}) \cdot (g_{d3} + g_{d4})} \quad (4.1)$$

$$K = (C_{gd1} + C_{gd2} + C_{gd3} + C_{gs3} + C_F) \cdot (C_{gd3} + C_{gd4} + C_F + C_{load}) - (C_{gd3} - C_F)^2 + RC \cdot \left[(g_{d3} + g_{d4}) \cdot (C_{gd1} + C_{gd2} + C_{gd3} + C_{gs3} + C_F) + (g_{d1} + g_{d2}) \cdot (C_{gd3} + C_{gd4} + C_F + C_{load}) + g_{m3} \cdot C_{gd3} \right] + C \cdot (C_{gd1} + C_{gd2} + C_{gd4} + C_{gs3} + C_{load}) \quad (4.2)$$

$$L = (g_{d3} + g_{d4}) \cdot (C_{gd1} + C_{gd2} + C_{gd3} + C_{gs3} + C_F) + (g_{d1} + g_{d2}) \cdot (C_{gd3} + C_{gd4} + C_F + C_{load}) + g_{m3} \cdot C_{gd3} + RC \cdot (g_{d1} + g_{d2}) \cdot (g_{d3} + g_{d4}) + C \cdot (g_{d1} + g_{d2} + g_{d3} + g_{d4}) \quad (4.3)$$

Οι συντελεστές K και L εξαρτώνται έντονα από τις παρασιτικές χωρητικότητες του κυκλώματος, καθώς και από το φορτίο εξόδου και μπορούν να αγνοηθούν αν το φορτίο C_{load} κρατηθεί αρκετά μικρό. Η ανάλυση που ακολουθεί υποθέτει ότι οι τιμές των πυκνωτών C_F και C είναι σημαντικά μεγαλύτερες από τις τιμές των παρασιτικών χωρητικοτήτων του ενισχυτή.

Η σχέση (4.1) υποδηλώνει ότι, αν οι συντελεστές του πρώτου και του δεύτερου όρου του παρανομαστή είναι θετικοί (αφού ούτως ή άλλως ο τρίτος όρος είναι άθροισμα διαγωγιμοτήτων και είναι πάντα θετικός), τότε οι πόλοι του ενισχυτή βρίσκονται στο αριστερό ημιεπίπεδο του επιπέδου s , συνεπώς ο ενισχυτής είναι ευσταθής. Για να αποφευχθούν, λοιπόν, φαινόμενα ταλαντώσεων καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι πρέπει να ισχύουν οι δύο παρακάτω σχέσεις:

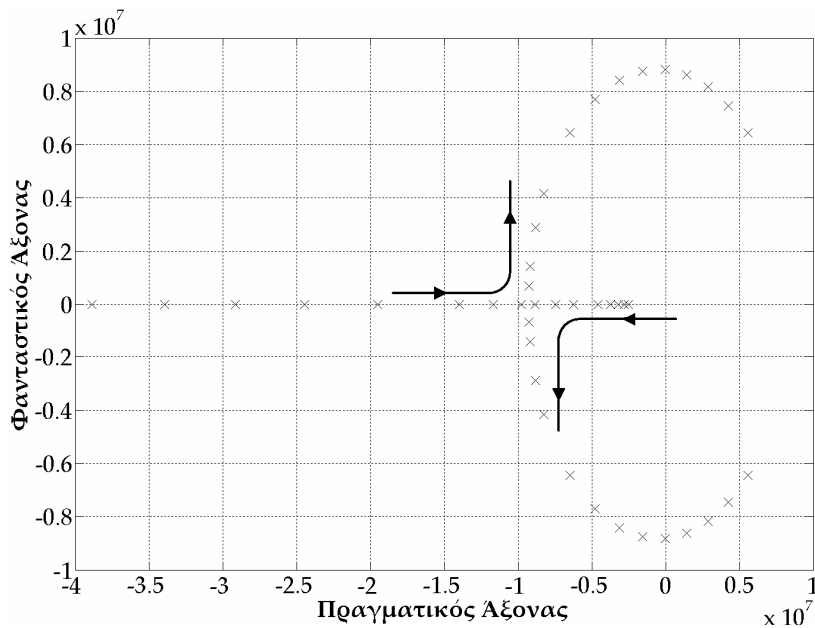
$$R < \frac{4}{g_{m3}} \quad (4.4)$$

$$C_F < C \quad (4.5)$$

Οι παραπάνω ανισότητες προέκυψαν με την υπόθεση ότι οι όροι K και L είναι ασήμαντοι. Στην πράξη, η ύπαρξή τους παρέχει ένα επιπλέον περιθώριο, αφού είναι και οι δύο θετικοί, το οποίο επιτρέπει οι σχέσεις (4.4) και (4.5) να ισχύουν ως ισότητες, χωρίς να δημιουργούνται προβλήματα ευστάθειας στον ενισχυτή. Μια παρατήρηση των σχέσεων (4.2) και (4.3) φανερώνει ότι το φορτίο C_{load} του ενισχυτή προστίθεται θετικά στους όρους K και L . Επομένως, η ύπαρξη χωρητικού φορτίου βελτιώνει την ευστάθεια

του ενισχυτή, καθώς επεκτείνει το περιθώριο ασφαλείας για το οποίο ο ενισχυτής μένει ευσταθής σε τοπολογία ανοιχτού βρόχου. Αυτό είναι ένα σπουδαίο πλεονέκτημα της προτεινόμενης μεθόδου, καθώς όπως είναι γνωστό, στην κλασική Miller τεχνική αντιστάθμισης (καθώς και σε αρκετές άλλες), όταν το φορτίο είναι αρκετά μεγάλο μειώνεται το περιθώριο φάσης και ο ενισχυτής μπορεί να γίνει ασταθής.

Υποθέτοντας ότι οι προαναφερθέντες συντελεστές είναι θετικοί, τότε αν η τιμή του πυκνωτή αντιστάθμισης C_F αυξηθεί σε τέτοιο βαθμό που να κρατά τη διακρίνουσα του παρανομαστή θετική, οι δύο πόλοι κινούνται ο ένας προς τον άλλο πάνω στον πραγματικό άξονα. Ο επικρατών πόλος κινείται προς υψηλότερες συχνότητες και αρχίζει να πλησιάζει το δεύτερο πόλο, ο οποίος κινείται προς χαμηλότερες συχνότητες. Αν η τιμή του πυκνωτή C_F μεγαλώσει ακόμα περισσότερο, η διακρίνουσα γίνεται αρνητική και οι πόλοι φεύγουν από τον πραγματικό άξονα και γίνονται συζυγείς μιγαδικοί, αλλά μέχρι οι συντελεστές του πολυωνύμου να γίνουν αρνητικοί, οι πόλοι παραμένουν στο αριστερό ημιπίεδο. Στο σχήμα 4.4 απεικονίζεται ο γεωμετρικός τόπος των ριζών του παρανομαστή της σχέσης (4.1) ως συνάρτηση του C_F , για δεδομένες τιμές της R και του C .



Σχήμα 4.4. Γεωμετρικός τόπος των ριζών του παρανομαστή της σχέσης (4.1), ως συνάρτηση του C_F . Τα βέλη υποδεικνύουν τη φορά των ριζών καθώς η τιμή του C_F αυξάνεται.

Πρέπει να σημειώσουμε εδώ, ότι, όπως προέκυψε από τις προσομοιώσεις του κυκλώματος, ο πυκνωτής C_F μπορεί να γίνει περίπου 15% μεγαλύτερος από τον C (ο οποίος έχει επιλεγμένη τιμή 0.5 pF), χωρίς να παρουσιάζονται προβλήματα ευστάθειας στον ενισχυτή. Αυτό οφείλεται στη συμβολή του όρου L που είναι μεν μικρός, αλλά πρακτικά δεν μπορεί να αγνοηθεί εντελώς. Επίσης, παρατηρείται ότι πέρα από μια συγκεκριμένη τιμή του C_F οι πόλοι του ενισχυτή αρχίζουν να πλησιάζουν την αρχή των αξόνων, όπως είναι φανερό και από το παραπάνω σχήμα. Αυτό το φαινόμενο μεταφράζεται σε μείωση της συχνότητας f_{3dB} του ενισχυτή. Ο συντελεστής ποιότητας (quality factor) Q [2] του ενισχυτή μπορεί εύκολα να εξαχθεί από τη σχέση (4.1) και είναι:

$$Q = \frac{\sqrt{[C_F C(4 - g_{m3} R) + K] \cdot (g_{d1} + g_{d2}) \cdot (g_{d3} + g_{d4})}}{g_{m3}(C - C_F) + L} \quad (4.6)$$

Το μέγιστο εύρος ζώνης 3 dB του ενισχυτή που μπορεί να επιτευχθεί χωρίς το κέρδος του να παρουσιάζει φαινόμενα κορυφών (peaking), επιτυγχάνεται για συντελεστή ποιότητας $Q = 0.707$ και, για τις επιλεγμένες τιμές των R και C της Miller αντιστάθμισης του ενισχυτή, συμβαίνει όταν $C_F \approx 1.1 \cdot C$. Εδώ πρέπει να διευκρινίσουμε ότι όταν $Q = 0.707$, το κέρδος του ενισχυτή έχει πολλαπλώς επίπεδη (maximally flat) μορφή, δηλαδή μέχρι τη συχνότητα του πρώτου πόλου το πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς του παραμένει εντελώς σταθερό. Αν $Q < 0.707$, τότε το πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς του ενισχυτή αρχίζει να μειώνεται πριν τη συχνότητα του επικρατούντα πόλου. Τέλος, αν $Q > 0.707$, το κέρδος του ενισχυτή αυξάνεται σε συχνότητες λίγο μικρότερες της f_{3dB} , παρουσιάζοντας ένα μέγιστο (κορυφή) και μειώνεται ξανά σε συχνότητες μεγαλύτερες της f_{3dB} . Η τελευταία περίπτωση, αν και αυξάνει λίγο το εύρος ζώνης του ενισχυτή, είναι ανεπιθύμητη, γιατί ο ενισχυτής γίνεται επιρρεπής σε φαινόμενα ταλαντώσεων. Ως βέλτιστη συμπεριφορά θεωρείται αυτή του πολλαπλώς επιπέδου κέρδους. Για μεγαλύτερη σιγουριά στη σχεδιάσή μας επιλέξαμε ο πυκνωτής C_F να είναι ίσος με τον C , γιατί μας παρέχει ακόμα μεγαλύτερο περιθώριο φάσης, ενώ ταυτόχρονα το εύρος ζώνης του ενισχυτή παραμένει αρκετά κοντά στο βέλτιστο.

Τώρα επικεντρώνουμε τη συζήτησή μας στον αριθμητή της σχέσης (4.1). Από την προηγούμενη ανάλυση (δηλαδή θεωρώντας ότι $C_F = C$) και αγνοώντας τον όρο C_{gd3} , ως αρκετά μικρό, μπορούμε να ξαναγράψουμε την (4.1) ως

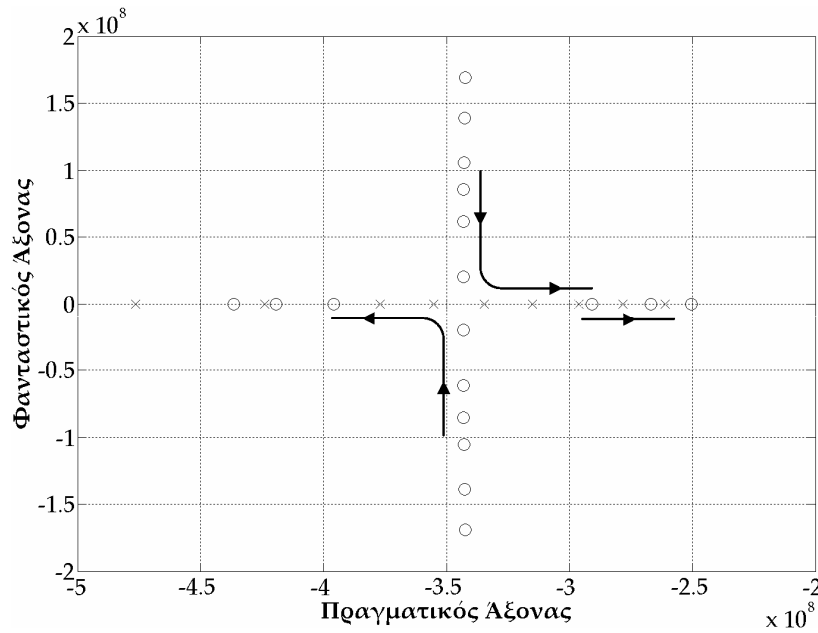
$$G(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = - \frac{(-g_{m1} + sC_{gd1}) \cdot (RC^2 \cdot s^2 + g_{m3}RC \cdot s + g_{m3})}{[C^2(4 - g_{m3}R) + K] \cdot s^2 + L \cdot s + (g_{d1} + g_{d2}) \cdot (g_{d3} + g_{d4})} \quad (4.7)$$

Όπως είναι προφανές, η παραπάνω συνάρτηση μεταφοράς περιέχει τρία μηδενικά. Το ένα από αυτά βρίσκεται στο δεξιό ημιεπίπεδο σε πολύ υψηλές συχνότητες (g_{m1}/C_{gd1}). Τα άλλα δύο εντοπίζονται στο αριστερό ημιεπίπεδο και είναι

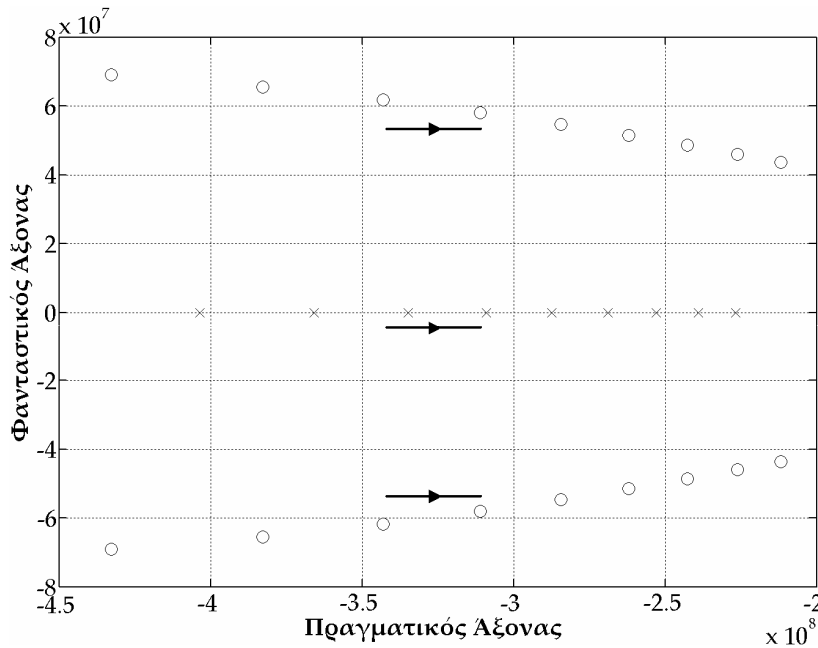
$$z_{1,2} = - \frac{g_{m3}}{2C} \pm \frac{\sqrt{g_{m3}R - 4}}{2C\sqrt{R/g_{m3}}} \quad (4.8)$$

Αυτά τα δύο μηδενικά βρίσκονται πάνω στον πραγματικό άξονα αν $R \geq 4/g_{m3}$. Στο σχήμα 4.5 απεικονίζεται ο γεωμετρικός τόπος των ριζών του δευτεροβάθμιου πολυωνύμου του αριθμητή της σχέσης (4.7), ως συνάρτηση της αντίστασης R , για μια δεδομένη τιμή του C . Στο ίδιο σχήμα παρουσιάζεται και η θέση του τρίτου πόλου του ενισχυτή, τον οποίο μέχρι στιγμής είχαμε αγνοήσει. Ο όρος 3ης τάξης, που είχαμε αναφέρει ότι έχει παραλειφθεί στη σχέση (4.1), δίνεται παρακάτω:

$$M = RC \cdot [(C_{gd1} + C_{gd2} + C_{gd3} + C_{gs3} + C_F) \cdot (C_{gd3} + C_{gd4} + C_F + C_{load}) - (C_{gd3} - C_F)^2] \quad (4.9)$$



Σχήμα 4.5. Γεωμετρικός τόπος των δύο μηδενικών του αριστερού ημιεπιπέδου της σχέσης (4.7) και του τρίτου πόλου του ενισχυτή, ως συνάρτηση της R . Τα βέλη υποδεικνύουν τη φορά των δύο μηδενικών και του πόλου καθώς η τιμή της R αυξάνεται.



Σχήμα 4.6. Γεωμετρικός τόπος των δύο μηδενικών του αριστερού ημιεπιπέδου της σχέσης (4.7) και του τρίτου πόλου του ενισχυτή, ως συνάρτηση του C . Τα βέλη υποδεικνύουν τη φορά των δύο μηδενικών και του πόλου καθώς η τιμή του C αυξάνεται.

Μπορεί να αποδειχθεί ότι, καθώς η τιμή της αντίστασης R αυξάνει, ο τρίτος πόλος του ενισχυτή κινείται προς χαμηλότερες συχνότητες. Πιο ενδιαφέρον είναι το γεγονός ότι το πραγματικό μέρος της (4.8) είναι σχεδόν ίσο με την τιμή του τρίτου πόλου (φυσικά, ξανατονίζουμε ότι αυτή η ανάλυση ισχύει με την προϋπόθεση ότι $C_F = C$). Αυτό φαίνεται γραφικά στο σχήμα 4.6 που παρουσιάζει τον τρίτο πόλο του ενισχυτή και τα μηδενικά του διωνύμου του αριθμητή της (4.7) ως συνάρτηση του C .

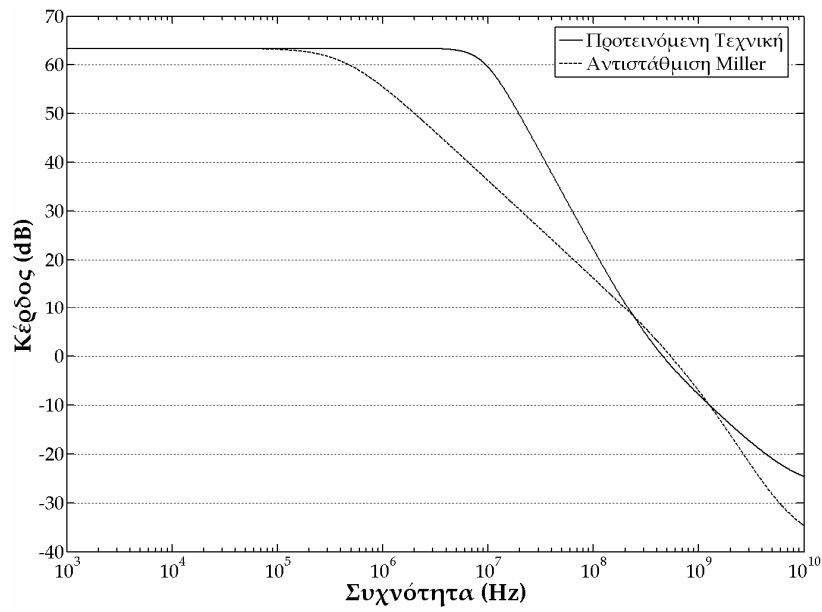
Από τη σχέση (4.7) προκύπτει ότι μεγάλες τιμές για την αντίσταση R παράγουν μεγαλύτερο εύρος ζώνης, καθώς οι δύο πιο σημαντικοί πόλοι του ενισχυτή μετακινούνται σε υψηλότερες συχνότητες. Ωστόσο, για να παραμείνει ευσταθής ο ενισχυτής, η αντίσταση R δεν μπορεί να αυξηθεί απεριόριστα. Συνεπώς, λαμβάνοντας υπόψη και τη σχέση (4.4) επιλέγουμε $R = 4/g_{m3}$. Κατά συνέπεια, δημιουργείται ένα διπλό μηδενικό στη συχνότητα $-g_{m3}/2C$, όπως προκύπτει από την (4.8). Πρακτικά, εξακολουθεί να υπάρχει ένα μικρό φανταστικό κομμάτι στην (4.8) για την επιλεγμένη τιμή της R , αλλά αυτό έχει μικρή σημασία για την ανάλυσή μας. Επίσης, παρασιτικές χωρητικότητες που έχουν αγνοηθεί, έχουν ως αποτέλεσμα τα παραπάνω δύο μηδενικά και ο τρίτος πόλος να εμφανίζονται σε χαμηλότερες συχνότητες από αυτές που προκύπτουν από την ανάλυσή μας. Μια τελευταία επισήμανση είναι ότι η εξάρτηση των δύο μηδενικών από την τιμή του C είναι πολύ ισχυρότερη από την εξάρτηση των δύο επικρατούντων πόλων από τον C . Το γεγονός αυτό μας παρέχει περισσότερη ευελιξία στην τοποθέτηση των μηδενικών στη διαδικασία της αντιστάθμισης, καθώς μπορούν να μετακινηθούν χωρίς, ουσιαστικά, να αλλάξει η θέση των δύο πόλων. Τέλος, εξαιτίας του όρου K , η τιμή της R μπορεί να είναι λίγο μεγαλύτερη από $4/g_{m3}$ χωρίς ο ενισχυτής να γίνει ασταθής.

Το παραπάνω διπλό μηδενικό δημιουργεί ένα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό στη συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή. Προστίθεται θετικά στην απόκριση φάσης και, ως αποτέλεσμα, η κλίση της καμπύλης φάσης γίνεται θετική, πριν αυτή να τέμνει την ευθεία των -180° . Συνεπώς, η τομή με τις -180° μεταφέρεται σε πολύ υψηλές συχνότητες και σε σημείο που το κέρδος του ενισχυτή έχει πέσει κατά πολύ κάτω από τη μονάδα. Επιπλέον, τα δύο μηδενικά είναι κοντά στην περιοχή του τρίτου πόλου και, φυσικά, τον αντισταθμίζουν.

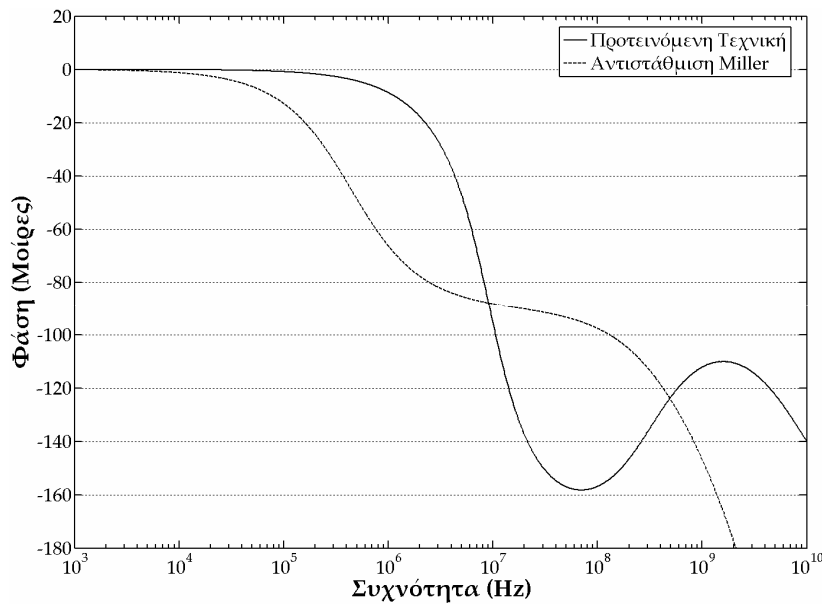
4.2.2. Σύγκριση της Τεχνικής με την Αντιστάθμιση Miller

Στο σχήμα 4.7 παρουσιάζεται μια σύγκριση (σε επίπεδο προσομοίωσης) του κέρδους και της φάσης του ενισχυτή του σχήματος 4.2, όταν σε αυτόν εφαρμόζονται η προτεινόμενη τεχνική αντιστάθμισης και η συμβατική αντιστάθμιση Miller. Ο πυρήνας του ενισχυτή είναι ο ίδιος και στις δύο περιπτώσεις εκτός από τα στοιχεία που αναφέρονται στον πίνακα 4.1. Σε αυτόν τον πίνακα δίνονται και οι σημαντικότερες παράμετροι του ενισχυτή που επηρεάζονται από τις δύο μεθόδους αντιστάθμισης. Ορίζουμε την ελάχιστη φάση που αναφέρεται στον πίνακα ως την ελάχιστη απόσταση (που εμφανίζεται σε συχνότητες μικρότερες από τη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους f_1) της καμπύλης φάσης και της ευθείας των -180° .

Όπως είναι φανερό, η προτεινόμενη τεχνική προσφέρει εικοσαπλάσια αύξηση στη συχνότητα του επικρατούντα πόλου του ενισχυτή (f_{3dB}) σε σύγκριση με την κλασική RC τεχνική αντιστάθμισης για την ίδια κατανάλωση ρεύματος. Το όφελος του κέρδους ανοιχτού βρόχου στη συχνότητα των 10 MHz είναι 23 dB. Η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους του ενισχυτή (f_1) είναι πιο χαμηλή στην περίπτωση της προτεινόμενης μεθόδου. Ωστόσο, πιο πολύ μας ενδιαφέρει το κέρδος του ενισχυτή να παραμένει υψηλό σε συχνότητες που βρίσκονται μέσα στη ζώνη διέλευσης του φίλτρου της διατριβής και η προτεινόμενη τεχνική αντιστάθμισης εξασφαλίζει σε μεγάλο βαθμό αυτή τη συνθήκη.



(α)



(β)

Σχήμα 4.7. (α) Κέρδος και (β) φάση του ενισχυτή που επιτυγχάνει η προτεινόμενη τεχνική και η συμβατική αντιστάθμιση Miller.

Πίνακας 4.1. Αποτελέσματα προσομοιώσεων για τις δύο συγκρινόμενες τεχνικές.

	Προτεινόμενη τεχνική	Αντιστάθμιση Miller
f_{3dB} (MHz)	9.12	0.44
f_t (MHz)	457	542
Περιθώριο φάσης (°)	53	54
Ελάχιστη φάση (°)	22	54
R (Ω)	1800	850
C (pF)	0.5	0.5
C_F (pF)	0.55	-

4.2.3. Ζητήματα Ευστάθειας

Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να σταθούμε λίγο στην απόκριση φάσης του παραπάνω ενισχυτή. Αρχικά, πρέπει να αναφέρουμε ότι ως περιθώριο φάσης ορίζεται η διαφορά της φάσης από την τιμή των -180° στη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους του ενισχυτή. Με άλλα λόγια, είναι η γωνία που πρέπει να στραφεί η απόκριση συχνότητας πάνω σε ένα διάγραμμα Nyquist, ώστε να συναντήσει το σημείο $(-1, 0)$. Όπως είναι φανερό από το σχήμα 4.7 και τον πίνακα 4.1, το περιθώριο φάσης (όπως ορίστηκε προηγουμένως) του ενισχυτή που έχει υλοποιηθεί με την προτεινόμενη τεχνική αντιστάθμισης είναι 53° , δηλαδή μόλις 1° μικρότερο από αυτό του συμβατικού ενισχυτή.

Η φάση του ενισχυτή με την προτεινόμενη τεχνική δεν είναι μονοτονική, αλλά παρουσιάζει ελάχιστο στις -158° , το οποίο βρίσκεται κάτω από τη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους του ενισχυτή. Ωστόσο, αυτό το ελάχιστο δεν είναι η τιμή που πρέπει να ληφθεί υπόψη για τον καθορισμό της ευστάθειας του ενισχυτή, όπως μπορεί εύκολα να εξαχθεί από ένα διάγραμμα Nyquist. Φυσικά, αυτό το ελάχιστο γεννά ερωτήματα σχετικά με την απόκριση του φίλτρου στο πεδίο του χρόνου, αλλά όπως θα παρουσιαστεί και στο κεφάλαιο που δίνονται τα πειραματικά αποτελέσματα του φίλτρου, κανένα πρόβλημα δεν προέκυψε σε αυτόν τον τομέα.

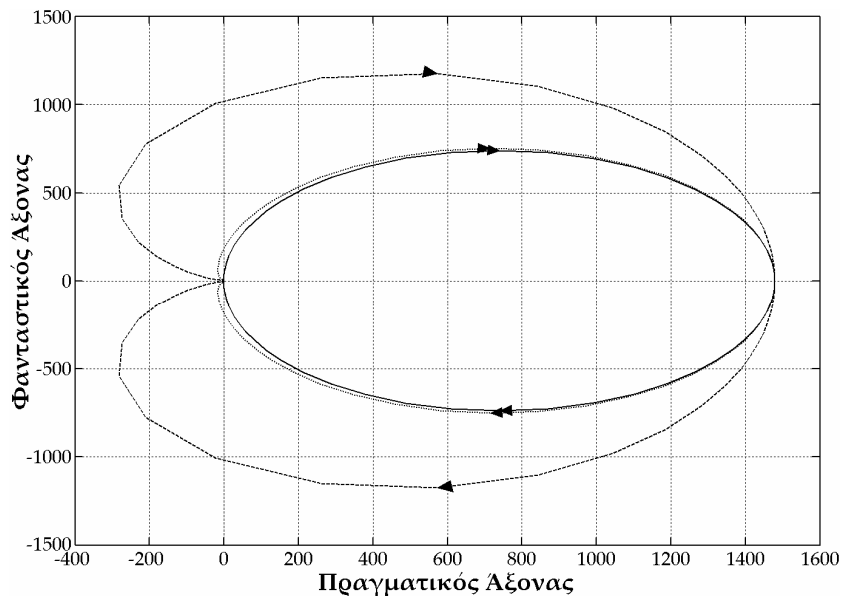
Για καλύτερη κατανόηση των παραπάνω, στο σχήμα 4.8 παρουσιάζεται το διάγραμμα Nyquist τριών μοντελοποιημένων (στο Matlab®) ενισχυτών:

- Ενός συμβατικού ενισχυτή που χρησιμοποιεί την αντιστάθμιση Miller και έχει τα χαρακτηριστικά του πίνακα 4.1 (ενισχυτής Α).
- Ενός ενισχυτή υλοποιημένου με την προτεινόμενη τεχνική αντιστάθμισης που έχει τα χαρακτηριστικά του πίνακα 4.1 (ενισχυτής Β).
- Ενός ενισχυτή υλοποιημένου με την προτεινόμενη τεχνική αντιστάθμισης, τροποποιημένου έτσι, ώστε να έχει παρόμοιο εύρος ζώνης με τον προηγούμενο ενισχυτή, αλλά με 79° περιθώριο φάσης και 55° ελάχιστη φάση (ενισχυτής Γ).

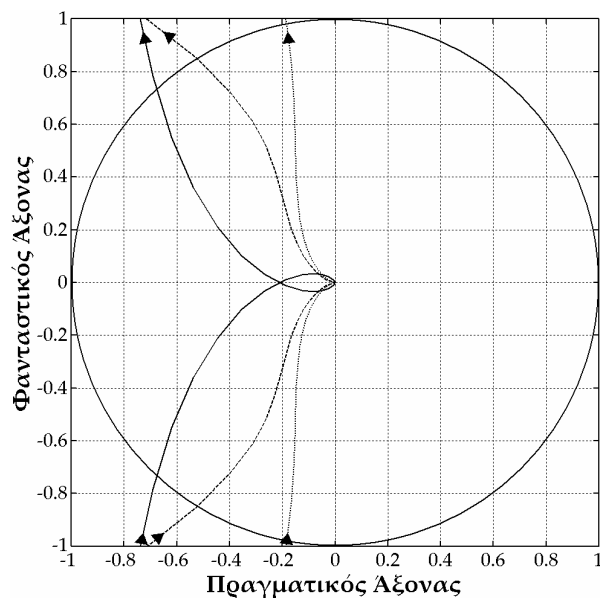
Από τα διαγράμματα Nyquist του σχήματος 4.8 μπορεί να εξαχθεί το συμπέρασμα ότι η επίδραση του ελάχιστου στην απόκριση φάσης είναι να «απλώνει» την απόκριση συχνότητας του ενισχυτή. Φυσικά, εύλογα μπορεί να δημιουργηθεί σε κάποιον η απορία, γιατί δε χρησιμοποιήσαμε τον τροποποιημένο ενισχυτή (με 79° περιθώριο φάσης και 55° ελάχιστη φάση) στο φίλτρο αφού αυτός προσφέρει περισσότερη σιγουριά στο θέμα της ευστάθειας. Η απάντηση είναι απλή: αυτός ο ενισχυτής έχει 7 dB λιγότερο κέρδος και 10% υψηλότερη κατανάλωση συγκρινόμενος με τον αρχικό ενισχυτή (με τα χαρακτηριστικά του πίνακα 4.1). Επίσης, είναι κατώτερος στις επιδόσεις του σε ό,τι αφορά στη δυναμική περιοχή λειτουργίας και στο θόρυβο (λόγω αυξημένου flicker θορύβου). Οι παραπάνω συμβιβασμοί ήταν αναγκαίοι έτσι, ώστε να αυξηθεί το περιθώριο φάσης του ενισχυτή χωρίς να αλλάξει το εύρος ζώνης του. Για τους λόγους αυτούς, αποφασίσαμε να υλοποιήσουμε τον ενισχυτή με το μικρότερο περιθώριο φάσης, έτσι, ώστε να αποδείξουμε, επιπλέον, ότι η τεχνική αντιστάθμισης που χρησιμοποιούμε είναι πολύ εύρωστη.

Πραγματικά, η προτεινόμενη τεχνική είναι πολύ λιγότερο ευάλωτη σε ανοχές των στοιχείων από τη συμβατική αντιστάθμιση Miller. Βασίζομενοι στη σχέση (4.5), συμπεραίνουμε ότι σε μια τοπολογία ανοιχτού βρόχου, αποκλίσεις των πυκνωτών από την ονομαστική τους τιμή δεν οδηγούν σε αστάθεια, αρκεί ο λόγος τους να παραμένει

σταθερός. Το περιθώριο φάσης και η ελάχιστη φάση της προτεινόμενης τεχνικής εξαρτώνται από λόγους πυκνωτών αντί για απόλυτες τιμές. Επιπρόσθετα, ανοχές στις τιμές των αντιστάσεων της τάξης του 20% προκαλούν μια χειροτέρευση μόνο 4° στο περιθώριο φάσης και την ελάχιστη φάση, όπως προκύπτει από προσομοιώσεις του κυκλώματος. Από την άλλη μεριά, στην αντιστάθμιση Miller η αντίστοιχη επιδείνωση του περιθωρίου φάσης ήταν 22° για το ίδιο ποσοστό ανοχών στις αντιστάσεις.



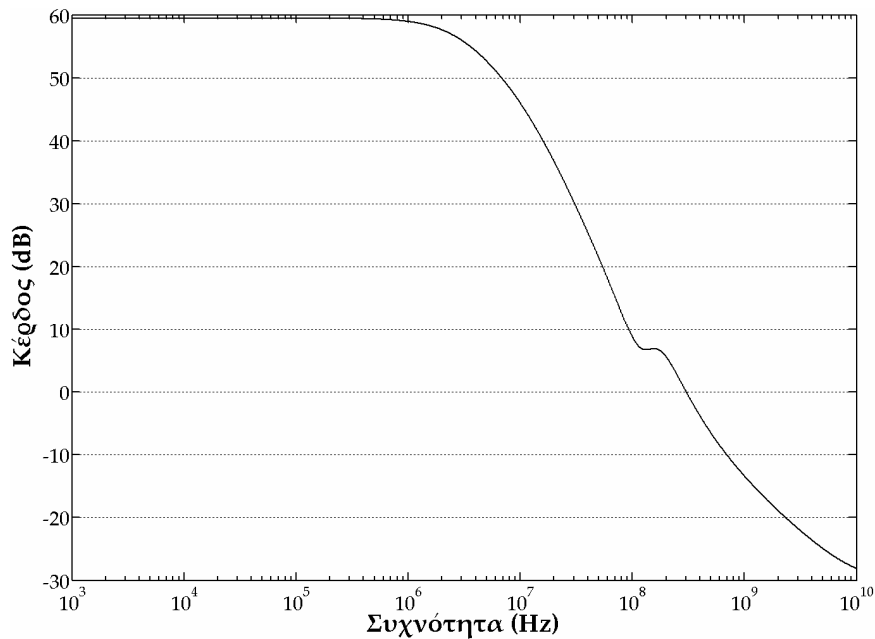
(α)



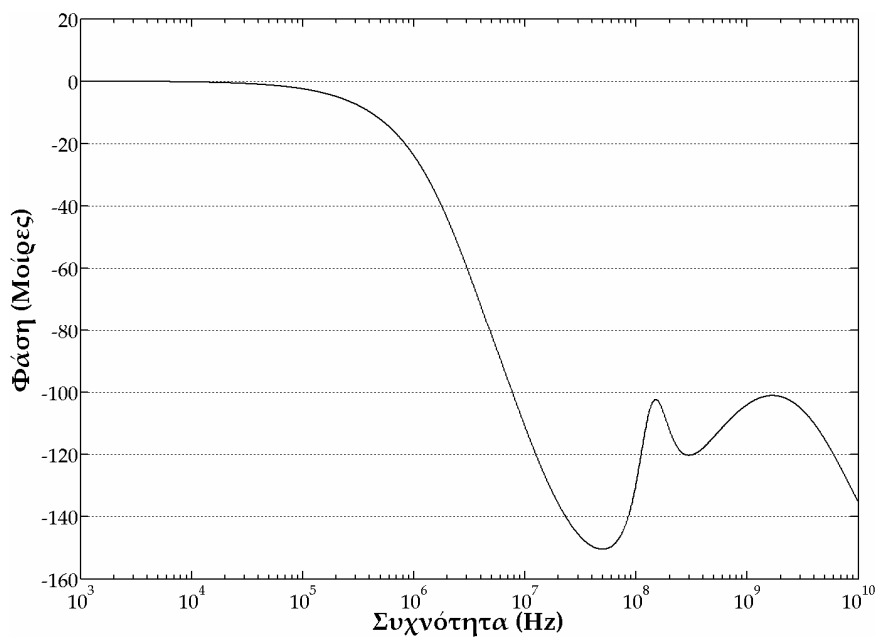
(β)

Σχήμα 4.8. (α) Διάγραμμα Nyquist των ενισχυτών A, B και Γ της προηγούμενης σελίδας του κειμένου και (β) διάγραμμα Nyquist των ίδιων ενισχυτών μεγεθυμένο ώστε να απεικονίζεται λεπτομερέστερα η περιοχή γύρω από το σημείο $(-1, 0)$. Η συμπαγής γραμμή αντιστοιχεί στον ενισχυτή A, η διακεκομμένη στον ενισχυτή B και αυτή με τις τελείες στον ενισχυτή Γ. Λόγω μη τέλειας μοντελοποίησης των ενισχυτών στο Matlab® ο ενισχυτής B φαίνεται να έχει μεγαλύτερο περιθώριο φάσης από τον ενισχυτή A. Αν και αυτό πρακτικά δεν ισχύει, η μορφή των διαγραμμάτων είναι απολύτως αντιπροσωπευτική των ιδιοτήτων των ενισχυτών και μπορεί να χρησιμοποιηθεί με ασφάλεια για την εξαγωγή συμπερασμάτων που αφορούν στην ευστάθειά τους.

Από τα παραπάνω, μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η μη μονοτονικότητα στην απόκριση φάσης της τεχνικής μας δε διακυβεύει την ευστάθεια του ενισχυτή. Σε κάθε περίπτωση, εκτεταμένες και σχολαστικές προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν με τον ενισχυτή σε κλειστό βρόχο μέσα στο φίλτρο. Αυτές ήταν ac αναλύσεις για να μετρηθεί το περιθώριο φάσης όλων των ενισχυτών του φίλτρου σύμφωνα με τη μέθοδο που περιγράφεται στο [12], αναλύσεις σε ακραίες (corner) περιπτώσεις, προσομοιώσεις στο πεδίο του χρόνου που συμπεριελάμβαναν τεστ εκκίνησης (start-up) με ταυτόχρονη εφαρμογή παλμοσειρών μεγάλου πλάτους ως σήμα εισόδου και άλλα. Κανένα από αυτά δε φανέρωσε προβλήματα ταλαντώσεων.



(α)



(β)

Σχήμα 4.9. (α) Κέρδος και (β) φάση του ενισχυτή του φίλτρου με τη χειρότερη ελάχιστη φάση.

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, επιλέξαμε την τιμή του C_F ίση με την τιμή του C . Αυτό παρέχει ένα σχεδόν βέλτιστο εύρος ζώνης και ένα ελαφρώς βελτιωμένο περιθώριο φάσης. Επομένως, οι προσομοιώσεις στους ενισχυτές των διαφόρων σταδίων του φίλτρου έδειξαν ότι το χειρότερο περιθώριο φάσης και η ελάχιστη φάση στις ακραίες περιπτώσεις είναι μεγαλύτερα από 40° και 25° , αντίστοιχα. Επίσης, στην τυπική περίπτωση το περιθώριο φάσης κυμαίνεται μεταξύ $45^\circ - 62^\circ$ και η ελάχιστη φάση μεταξύ $27^\circ - 34^\circ$. Τα τεστ έγιναν για όλες τις διαφορετικές τοπολογίες του φίλτρου. Στο σχήμα 4.9 παρουσιάζουμε τη χειρότερη απόκριση ενός ενισχυτή του φίλτρου σε ό,τι αφορά στην ελάχιστη φάση. Ο ενισχυτής με τη μικρότερη τιμή ελάχιστης φάσης είναι ο 1^{ος} ενισχυτής του 1^{ου} σταδίου 2^{ης} τάξης, όταν το φίλτρο λειτουργεί ως Chebyshev φίλτρο με 5 MHz συχνότητα αποκοπής. Όπως φαίνεται και από το σχήμα, η ελάχιστη φάση των ενισχυτών του φίλτρου διατηρείται πάνω από τις -160° ακόμα και στη χειρότερη περίπτωση.

4.3. Τιμές των Στοιχείων του Ενισχυτή

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται οι τιμές όλων των στοιχείων (MOS τρανζίστορ, αντιστάσεις και πυκνωτές), τα οποία χρησιμοποιήθηκαν στον ενισχυτή του σχήματος 4.2.

Πίνακας 4.2. Τιμές των (α) MOS τρανζίστορ, (β) αντιστάσεων και (γ) πυκνωτών του ενισχυτή του σχήματος 4.2, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε στο φίλτρο.

	W (μm)	L (μm)	Πολλαπλασιαστής
M_{1A}, M_{1B}	0.95	0.4	30
M_{2A}, M_{2B}	0.85	0.3	60
M_{3A}, M_{3B}	0.85	0.2	40
M_{4A}, M_{4B}	0.95	0.4	30
M_{5A}, M_{5B}	0.95	0.4	12
M_6	0.85	0.3	24
M_{7A}, M_{7B}	0.85	0.3	12

(α)

	Τιμή (Ω)
R	1800
R_1	450
R_2	900
R_3	450
R_4	100000

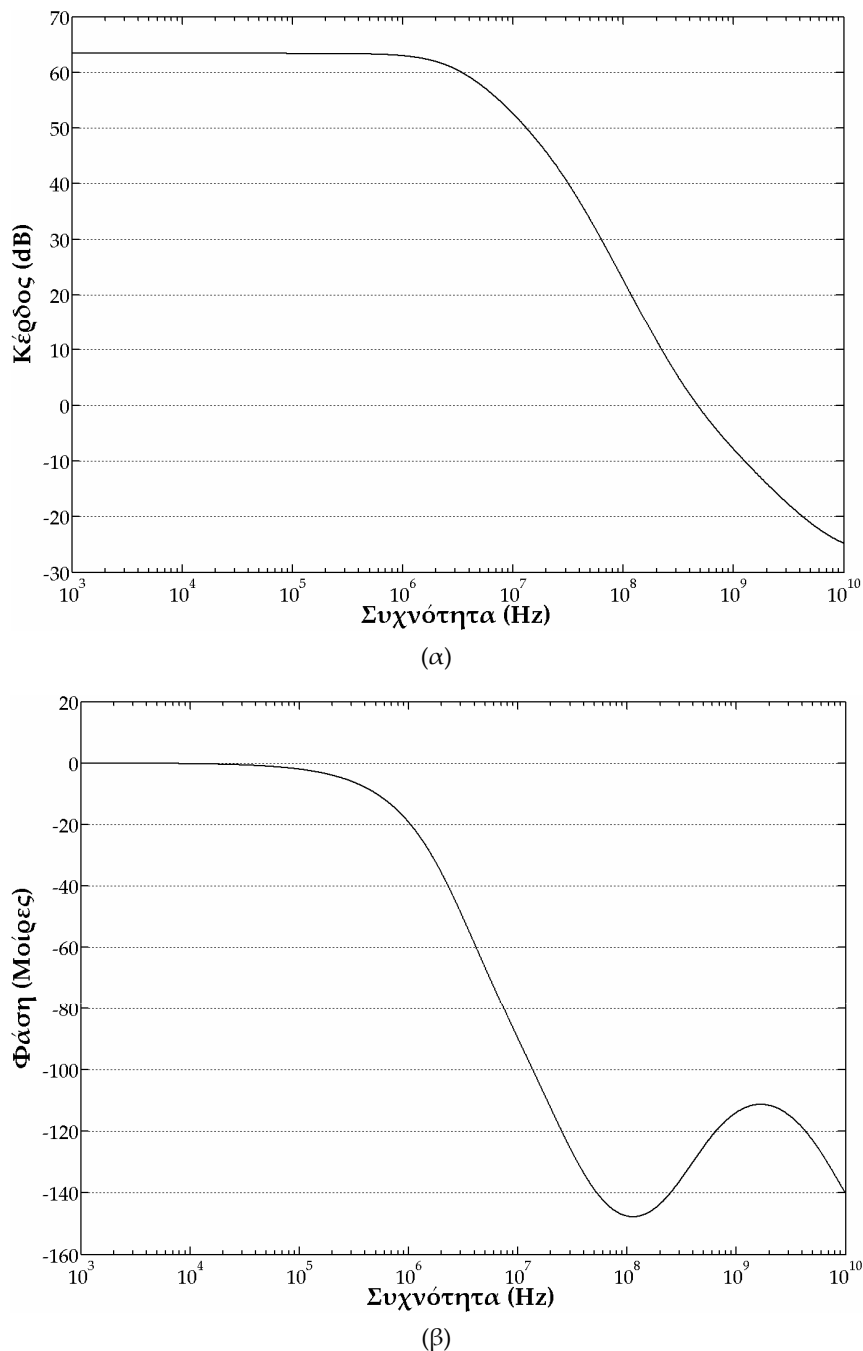
(β)

	Τιμή (pF)
C	0.5
C_F	0.5
C_1	0.5
C_2	0.5

(γ)

4.3.1. AC Απόκριση του Υλοποιημένου Ενισχυτή

Έχει αναφερθεί και παραπάνω ότι ο ενισχυτής που χρησιμοποιήθηκε τελικά στο φίλτρο έχει μικρότερο εύρος ζώνης από το βέλτιστο για λόγους εξασφάλισης ακόμα μεγαλύτερου περιθωρίου φάσης. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η απόκριση κέρδους και φάσης αυτού του ενισχυτή (οι τιμές των στοιχείων του αναφέρονται στον πίνακα 4.2). Το κέρδος του ενισχυτή στα 10 MHz είναι 52 dB, η συχνότητα του επικρατούντα πόλου f_{dB} βρίσκεται στα 3.15 MHz, η συχνότητα μοναδιαίου κέρδους f_1 στα 471 MHz, η ελάχιστη φάση του είναι 32° και το περιθώριο φάσης 54° .

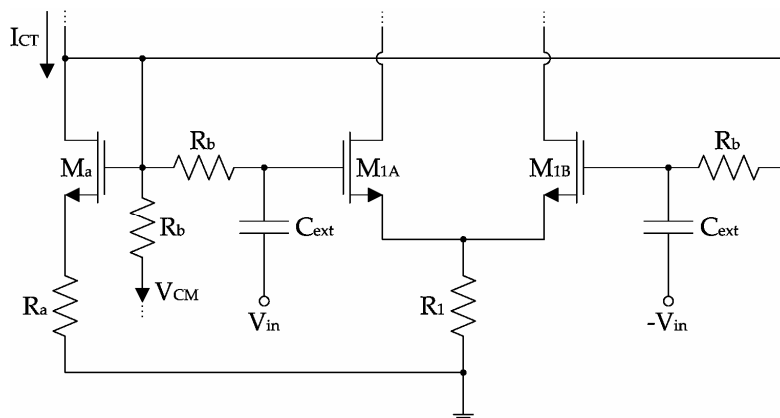


Σχήμα 4.10. (α) Κέρδος και (β) φάση του ενισχυτή που χρησιμοποιήθηκε τελικά στο φίλτρο.

4.4. Κύκλωμα Πόλωσης του Ενισχυτή

Ολοκληρώνοντας την αναφορά μας στους τελεστικούς ενισχυτές του φίλτρου, θα σχολιάσουμε συνοπτικά τον τρόπο πόλωσης του σταδίου εισόδου των ενισχυτών και το κύκλωμα ανάδρασης κοινού σήματος (common mode feedback circuit). Όπως είναι φανερό από το σχήμα 4.2, η αντίσταση R_1 χρησιμοποιείται στη θέση μιας MOS πηγής ρεύματος, για να πολώσει το διαφορικό ζευγάρι. Αυτή η προσέγγιση είναι αναγκαία ως συνέπεια της χαμηλής τάσης τροφοδοσίας του 1 V, η οποία δεν επιτρέπει την ύπαρξη τριών στοιβαγμένων τρανζίστορ που ταυτοχρόνως είναι και στην περιοχή κορεσμού. Το κόστος είναι μειωμένος λόγος απόρριψης κοινού σήματος εισόδου (common-mode rejection ratio) από το κύκλωμα. Παρόλα αυτά, οι πειραματικές μετρήσεις κατέδειξαν ότι ο CMRR του φίλτρου βρίσκεται σε ικανοποιητικά επίπεδα.

Η είσοδος του ενισχυτή του 1^{ου} σταδίου του φίλτρου έχει ac σύζευξη με εξωτερικούς πυκνωτές C_{ext} , οι οποίοι είναι απαραίτητοι καθαρά για την πειραματική διάταξη. Αν το φίλτρο τοποθετηθεί σε ένα ολοκληρωμένο σύστημα, τότε η είσοδος του μπορεί απλά να συνδεθεί με dc σύζευξη στο προηγούμενο στάδιο. Οι πύλες των τρανζίστορ M_{1A} και M_{1B} σε αυτόν τον ενισχυτή πολώνονται με τη βοήθεια του κυκλώματος του σχήματος 4.11. Χρησιμοποιώντας μια εξωτερική τάση αναφοράς (1.5 V), ένα σταθερό ρεύμα I_{CT} γεννιέται και καθρεπτίζεται σε αυτά τα τρανζίστορ. Το ρεύμα αυτό θα μπορούσε ισοδύναμα να γεννηθεί από μια τάση αναφοράς χάσματος ζώνης (bandgap voltage reference), η οποία μπορεί εύκολα να ολοκληρωθεί. Ωστόσο, για λόγους απλότητας, η εξωτερική τάση προσομοιάζει την τάση αναφοράς χάσματος ζώνης στη σχεδιάσή μας



Σχήμα 4.11. Μέθοδος πόλωσης του πρώτου ενισχυτή του φίλτρου.

Για να είμαστε περισσότερο ακριβείς, το ρεύμα I_{CT} δεν είναι τελείως σταθερό. Επειδή δημιουργείται από την εφαρμογή μιας σταθερής τάσης πάνω σε μια ολοκληρωμένη αντίσταση, η οποία έχει θετικό θερμοκρασιακό συντελεστή, το I_{CT} έχει τα χαρακτηριστικά ενός ρεύματος αντιστρόφως ανάλογου από την απόλυτη θερμοκρασία (conversely proportional to absolute temperature). Ωστόσο, οι προσομοιώσεις έδειξαν ότι οι μεταβολές του ρεύματος I_{CT} εξαιτίας των ανοχών των στοιχείων και των αλλαγών της θερμοκρασίας κρατούνται σε επίπεδο που διατηρεί το εύρος ζώνης του ενισχυτή αρκετά μεγάλο και το dc κέρδος του σχεδόν σταθερό. Κατά συνέπεια, δεν επηρεάζεται σημαντικά η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου.

Η είσοδος των υπόλοιπων ενισχυτών του φίλτρου πολώνεται από την έξοδο του προηγούμενου κάθε φορά ενισχυτή. Η dc στάθμη στα στάδια εισόδου και εξόδου των ενισχυτών είναι η ίδια εξαιτίας του CMFB κυκλώματος. Το κύκλωμα αυτό φαίνεται στη δεξιά πλευρά του σχήματος 4.2. Η τάση V_{CM} βρίσκεται περίπου στο μισό της τάσης τροφοδοσίας (ονομαστική τιμή 500 mV) και παράγεται όπως φαίνεται στο σχήμα 4.11 (είναι ίση με την τάση V_G του τρανζίστορ M_a). Το ίδιο ρεύμα διαρρέει από τα τρανζίστορ M_{5A} και M_{5B} μόνο αν η τάση στην πύλη τους είναι ίση. Με δεδομένο ότι η V_{CM} παραμένει σταθερή και επιβαλλόμενη, τότε το ημιάθροισμα των τάσεων του διαφορικού σταδίου εξόδου του ενισχυτή πρέπει να γίνει ίσο με την τάση V_{CM} , για να υπάρχει ισορροπία ρευμάτων στα τρανζίστορ M_{5A} και M_{5B} .

Έτσι, ο βρόχος που κλείνει μέσω των τρανζίστορ M_{5A} , M_{5B} , M_6 , M_{7A} και M_{7B} διατηρεί την dc στάθμη εξόδου των ενισχυτών ίση με την τάση V_{CM} . Ο βρόχος αυτός πρέπει να έχει σχετικά μικρό κέρδος ώστε, το εύρος ζώνης του να είναι αρκετά μεγάλο και να διατηρείται ευσταθής. Οι πυκνωτές C_1 και C_2 βελτιώνουν το περιθώριο φάσης του βρόχου έτσι, ώστε να αποφευχθούν ταλαντώσεις κοινού σήματος. Ο πυκνωτής C_1 αυξάνει, επίσης, το εύρος ζώνης του CMFB κυκλώματος, για να επιτυγχάνεται μεγαλύτερος CMRR σε υψηλές συχνότητες.

Βιβλιογραφία

- [1] R. Schaumann and M. E. Van Valkenburg, *Design of Analog Filters*, New York: Oxford University Press, 2001, pp. 15–63.
- [2] A. S. Sedra and K. C. Smith, *Microelectronic Circuits*, New York: Oxford University Press, 1998.
- [3] R. Schaumann, M. S. Ghausi, and K. R. Laker, *Design of Analog Filters: Passive, Active RC, and Switched Capacitor*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1990, pp. 124–196.
- [4] <http://www.ieee802.org/11/>.
- [5] H. Lee, K. N. Leung, and P. K. T. Mok, “A dual-path bandwidth extension amplifier topology with dual-loop parallel compensation,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 1739–1744, Oct. 2003.
- [6] F. Centurelli, R. Luzzi, M. Olivieri, and A. Trifiletti, “A bootstrap technique for wideband amplifiers,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 49, pp. 1474–1480, Oct. 2002.
- [7] K. N. Leung and P. K. T. Mok, “Analysis of multistage amplifier–frequency compensation,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 48, pp. 1041–1056, Sep. 2001.
- [8] H.-T. Ng, R. M. Ziazadeh, and D. J. Allstot, “A multistage amplifier technique with embedded frequency compensation,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, pp. 339–347, Mar. 1999.
- [9] F. You, S. H. K. Embabi, and E. Sánchez-Sinencio, “Multistage amplifier topologies with nested G_m -C compensation,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 32, pp. 2000–2011, Dec. 1997.
- [10] M. Vadipour, “Capacitive feedback technique for wide-band amplifiers,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 28, pp. 90–92, Jan. 1993.
- [11] T. Wakimoto and Y. Akazawa, “A low-power wide-band amplifier using a new parasitic capacitance compensation technique,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 25, pp. 200–206, Feb. 1990.
- [12] R. D. Middlebrook, “Measurement of loop gain in feedback systems,” *Int. J. Electronics*, vol. 38, pp. 485–512, Apr. 1975.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Ψηφιακό Σύστημα Αυτόματης Ρύθμισης του Φίλτρου

5.1. Αυτόματη Ρύθμιση σε Ολοκληρωμένα Φίλτρα

Η συνάρτηση μεταφοράς οποιουδήποτε ολοκληρωμένου φίλτρου συνεχούς χρόνου υπόκειται στις επιπτώσεις που έχουν σε αυτή οι ανοχές των στοιχείων (ενεργών και παθητικών) του φίλτρου (process variation), η μεταβολή της θερμοκρασίας (temperature variation) και οι διακυμάνσεις της τάσης τροφοδοσίας (voltage variation) [1], [2]. Είναι αυτονόητο ότι τέτοιου είδους ανεξέλεγκτοι παράγοντες παραμορφώνουν τη συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου κατά τέτοιο τρόπο, ώστε υπό ορισμένους συνδυασμούς αυτών, το φίλτρο να μην πληροί τις προδιαγραφές των ζωνών διέλευσης και φραγής.

Για το λόγο αυτό τα περισσότερα ολοκληρωμένα φίλτρα συνοδεύονται από κάποιο σύστημα που χρησιμεύει για τον αυτόματο έλεγχο και ρύθμιση των χαρακτηριστικών του φίλτρου. Τα βήματα με τα οποία μπορεί να επιτευχθεί η αυτόματη ρύθμιση ενός φίλτρου ξεκινούν από τη μέτρηση της απόδοσης του φίλτρου, συνεχίζουν με τη σύγκρισή της με ένα πρότυπο, υπολογισμό του σφάλματος και, τέλος, εφαρμογή ενός σήματος διόρθωσης στο φίλτρο [2]. Συνήθως, ως μέτρο σύγκρισης χρησιμοποιείται μια συχνότητα αναφοράς [3]-[10], για παράδειγμα ένα ρολόι του συστήματος, καθώς αποτελεί ένα πολύ αξιόπιστο μέτρο αναφοράς. Από την απόκριση του φίλτρου στο σήμα αναφοράς σε αυτή τη γνωστή συχνότητα το σύστημα αυτόματης ρύθμισης πρέπει να εντοπίσει τυχόν σφάλματα, να υπολογίσει τις απαιτούμενες διορθώσεις και να τις εφαρμόσει με ένα κατάλληλο σήμα ελέγχου στο φίλτρο.

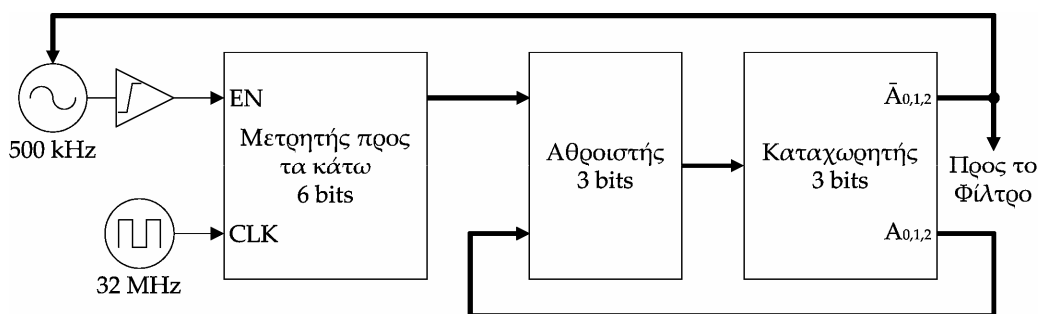
Οι τεχνικές αυτόματης ρύθμισης μπορούν να χωριστούν σε δύο βασικές κατηγορίες: στην έμμεση και στην άμεση ρύθμιση [1]. Στην πρώτη κατηγορία ελέγχεται η απόκριση όχι του ίδιου του φίλτρου στο σήμα αναφοράς, αλλά ενός αντιγράφου του ή ενός αντιπροσωπευτικού μέρους του [3], [5]-[10]. Το σήμα διόρθωσης εφαρμόζεται τόσο στο

αντίγραφο (ονομάζεται αφέντης) όσο και στο κυρίως φίλτρο (που λέγεται σκλάβος). Στη δεύτερη κατηγορία, το ίδιο το φίλτρο χρησιμοποιείται στη σύγκριση [4]. Η πρώτη κατηγορία μπορεί να μη δίνει τόσο μεγάλη ακρίβεια ρύθμισης όσο η δεύτερη, αφού δεν ελέγχεται ουσιαστικά το υπό ρύθμιση φίλτρο, ωστόσο παρουσιάζει το πλεονέκτημα ότι το σήμα αναφοράς εμφανίζεται σε πολύ μικρότερο βαθμό στην έξοδο του κυρίως φίλτρου και έτσι αποφεύγονται ανεπιθύμητα φαινόμενα παραμόρφωσης και ενδοδιαμόρφωσης [1]. Για αυτό, άλλωστε, η έμμεση ρύθμιση χρησιμοποιείται στην πλειοψηφία των περιπτώσεων.

Σε ενεργά RC φίλτρα η ρύθμιση γίνεται με διακριτά βήματα, καθώς δεν μπορούν να αλλάξουν οι τιμές των αντιστάσεων ή των πυκνωτών με συνεχή τρόπο. Οι βασικές αρχές της ρύθμισης, βέβαια, παραμένουν οι ίδιες που αναφέρθηκαν προηγουμένως. Πάλι υπάρχει ένα ρολόι αναφοράς με το οποίο συγκρίνεται η απόκριση του φίλτρου, απλώς, σε αυτή την περίπτωση πρέπει να εμπεριέχεται και ψηφιακή λογική στο σύστημα [11]-[13]. Συνήθως, σε αυτές τις περιπτώσεις σε κάθε κύκλο του ρολογιού αναφοράς δημιουργείται μια ψηφιακή λέξη που τροφοδοτείται στους διακόπτες ελέγχου των αντιστάσεων ή των πυκνωτών του φίλτρου. Αυτή πλησιάζει, μεταβάλλοντας την τιμή της κατά μια μονάδα, προς τη λέξη που απαιτείται, ώστε να εξουδετερωθούν οι επιπτώσεις των διαφόρων μεταβολών στην απόκριση του φίλτρου. Όταν φτάσει τη σωστή τιμή, παραμένει σταθερή μέχρι οι συνθήκες να επιβάλλουν πάλι την αλλαγή της.

5.2. Σύστημα Αυτόματης Ρύθμισης του Φίλτρου

Όπως έχει περιγραφεί σε προηγούμενο κεφάλαιο αυτής της διατριβής, η αυτόματη ρύθμιση του φίλτρου που κατασκευάσαμε πραγματοποιείται με τη βοήθεια μιας ψηφιακής λέξης των 3 bits. Η λέξη αυτή ελέγχει τους διακόπτες στις αντιστάσεις του φίλτρου και αλλάζει την τιμή των αντιστάσεων ανοιγοκλείνοντας τους κατάλληλους κάθε φορά διακόπτες. Έχοντας ήδη περιγράψει τη δομή των αντιστάσεων και των διακοπών, θα ασχοληθούμε σε αυτό το κεφάλαιο με τον τρόπο που δημιουργείται η ψηφιακή λέξη που αποστέλλεται τελικά στις αντιστάσεις του φίλτρου. Το γενικό σχεδιάγραμμα του συστήματος αυτόματης ρύθμισης του φίλτρου απεικονίζεται στο σχήμα 5.1. Τα κύρια κατασκευαστικά του στοιχεία είναι ένας ταλαντωτής αναφοράς, ένας συγκριτής (limiter), ένα εξωτερικό ρολόι, ένας μετρητής προς τα κάτω, ένας αθροιστής και ένας καταχωρητής.

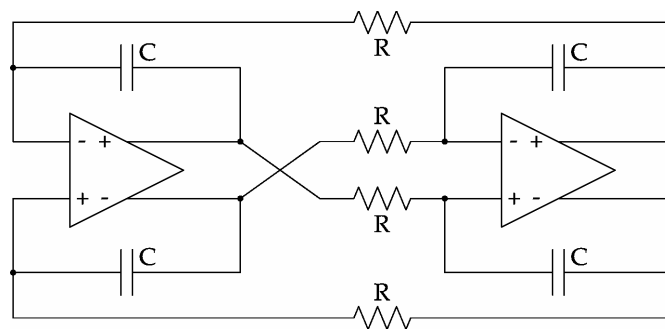


Σχήμα 5.1. Γενικό σχεδιάγραμμα του συστήματος αυτόματης ρύθμισης του φίλτρου.

Το παραπάνω σύστημα αυτόματης ρύθμισης έχει τις ρίζες του και βασίζει τον αλγόριθμό του στα αντίστοιχα συστήματα που περιγράφονται στο [12] και [13]. Ωστόσο, η διαφοροποίησή του και ταυτόχρονα το πιο σημαντικό πλεονέκτημά του σε σχέση με τα συστήματα των [12] και [13] είναι η δυνατότητά του να διορθώνει τα χαρακτηριστικά του φίλτρου σε μια και μόνη επανάληψη του αλγορίθμου του. Αντίθετα, τα συστήματα των [12] και [13] πλησιάζουν σταδιακά τη σωστή τιμή της ψηφιακής λέξης ελέγχου. Η ακρίβεια διόρθωσης καθορίζεται, όπως έχει αναφερθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο, από τον αριθμό των διακοπών και για τη συγκεκριμένη εργασία είναι περίπου $\pm 5\%$.

Υπό κανονικές συνθήκες, η συχνότητα του ταλαντωτή είναι 500 kHz, ενώ η συχνότητα του εξωτερικού ρολογιού κρατείται πάντα σταθερή και ίση με 32 MHz. Η εξωτερική συχνότητα και η συχνότητα αναφοράς πρέπει να έχουν λόγο ίσο με 64 για λόγους που θα διευκρινιστούν στη συνέχεια αυτού του κεφαλαίου. Η λογική στην οποία στηρίζεται ο αλγόριθμος του συστήματος διόρθωσης είναι ότι η περίοδος ενός ταλαντωτή, όπως αυτός του σχήματος 5.2 [14], είναι ανάλογη προς την τιμή του γινομένου RC . Ως αποτέλεσμα, οποιαδήποτε αλλαγή στην τιμή αυτού του γινομένου οδηγεί σε μεταβολή της συχνότητας ταλάντωσης. Το ίδιο γινόμενο RC επηρεάζει επίσης και τη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου, αν τα παθητικά στοιχεία του ταλαντωτή είναι κατασκευασμένα από το ίδιο υλικό με αυτά του κυρίως φίλτρου.

Συνεπώς, η μέτρηση και η μεταβολή του γινομένου RC που κρατά τη συχνότητα του ταλαντωτή ίση με 500 kHz διορθώνει τα χαρακτηριστικά του φίλτρου. Αυτό συμβαίνει, γιατί σύμφωνα με τις σχέσεις (3.8) και (3.9) η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου εξαρτάται από RC γινόμενα. Η επαναφορά του γινομένου RC στην επιθυμητή του τιμή μπορεί να γίνει μεταβάλλοντας μόνο την αντίσταση R , αφού αυτή έχει κατασκευαστεί με τον τρόπο που φαίνεται στο σχήμα 3.9. Το σύστημα του σχήματος 5.1 επιτυγχάνει αυτή τη ρύθμιση χρησιμοποιώντας έναν αλγόριθμο που περιγράφεται λεπτομερώς παρακάτω.



Σχήμα 5.2. Ταλαντωτής με περίοδο ανάλογη του γινομένου RC .

5.2.1. Περιγραφή και Ζητήματα του Ταλαντωτή

Μπορεί πολύ εύκολα να αποδειχθεί (θεωρώντας τους ενισχυτές ως ιδανικούς) ότι το παραπάνω κύκλωμα διέπεται από μια σχέση της μορφής:

$$V_{out} \cdot (s^2 C^2 + G^2) = 0 \quad (5.1)$$

όπου $G = 1/R$. Συνεπώς, είναι προφανές ότι η έξοδος του συστήματος δε χρειάζεται να είναι μηδενική, για να ικανοποιείται η ισότητα της παραπάνω σχέσης. Το γεγονός αυτό μεταφράζεται σε ύπαρξη ταλαντώσεων με περίοδο $\tau = 2\pi RC$. Οι αντιστάσεις του ταλαντωτή είναι κατασκευασμένες από τη μοναδιαία αντίσταση R_u και έτσι επιτρέπουν τον έλεγχο της συχνότητας ταλάντωσης με μια ψηφιακή λέξη των 3 bits. Για την ακρίβεια, οι μοναδιαίες αντιστάσεις του ταλαντωτή είναι ίσες με την R_{CH} . Επειδή, όμως, οι αντιστάσεις R_{CH} και R_{ELL} είναι κατασκευασμένες από το ίδιο υλικό, παρουσιάζουν και τις ίδιες αποκλίσεις και μεταβολές. Κατά συνέπεια, οποιαδήποτε διόρθωση στην R_{CH} διορθώνει ταυτόχρονα και την R_{ELL} και αντίστροφα. Έτσι, δεν είναι απαραίτητο να υπάρχουν και τα δύο είδη μοναδιαίων αντιστάσεων στο κύκλωμα ρύθμισης του φίλτρου, αλλά αρκεί η ύπαρξη μόνο μιας. Τυχόν ελάχιστες διαφορές στη συμπεριφορά των R_{CH} και R_{ELL} είναι αμελητέες σε σύγκριση με την ακρίβεια διόρθωσης ($\pm 5\%$) του συστήματος.

Οι ενισχυτές που χρησιμοποιούνται στον ταλαντωτή του σχήματος 5.2 είναι ίδιοι με αυτούς που υπάρχουν στο φίλτρο. Η επιλογή της συχνότητας ταλάντωσης είναι ένας συμβιβασμός μεταξύ της επίτευξης της περιόδου ταλάντωσης με μεγάλη ακρίβεια και των τιμών των στοιχείων (ειδικά των πυκνωτών) του ταλαντωτή. Μια μικρή συχνότητα ταλάντωσης επιτυγχάνεται με πολύ μεγάλη ακρίβεια, αλλά απαιτεί μεγάλες τιμές για τα στοιχεία. Από την άλλη μεριά, όσο η συχνότητα ταλάντωσης μεγαλώνει, η ακρίβεια στην επίτευξή της μειώνεται εξαιτίας των μη ιδανικοτήτων των ενισχυτών. Ιδανικά, θα επιθυμούσαμε η συχνότητα ταλάντωσης να βρίσκεται εκτός εύρους ζώνης του φίλτρου (δηλαδή $f > 10$ MHz), ώστε τα σήματα των ρολογιών να εμφανίζονται κατά πολύ εξασθενημένα στην έξοδό του [1]. Δυστυχώς, κάτι τέτοιο στην περίπτωσή μας ήταν απαγορευτικό, γιατί οι μη ιδανικότητες των ενισχυτών δημιουργούσαν σημαντικότερη απόκλιση μεταξύ της θεωρητικής συχνότητας ταλάντωσης και της συχνότητας που εμφανιζόταν στις προσομοιώσεις του κυκλώματος.

Συνυπολογίζοντας όλα τα παραπάνω, αποφασίσαμε να επιλέξουμε ως περίοδο ταλάντωσης τα $2 \mu s$ ($f = 500$ kHz). Με αυτή την τιμή δημιουργείται ένας καλός συμβιβασμός μεταξύ της ακρίβειας επίτευξής της (που ήταν καλύτερη από ± 2) και των τιμών των στοιχείων, τα οποία είναι $R = R_{CH}$ και $C = 10.56$ pF. Επίσης, όπως έχει αναφερθεί, η εξωτερική συχνότητα και η συχνότητα του ταλαντωτή πρέπει να έχουν λόγο ίσο με 64. Έτσι, η εξωτερική συχνότητα είναι ίση με 32 MHz και βρίσκεται εκτός εύρους ζώνης του φίλτρου. Αν η συχνότητα του εσωτερικού ταλαντωτή ήταν πολύ μικρότερη ($f < 160$ kHz), τότε αναγκαστικά η εξωτερική συχνότητα θα βρισκόταν μέσα στο εύρος ζώνης του φίλτρου, γεγονός που δεν είναι επιθυμητό.

Επίσης, κάτι ακόμα που πρέπει να σχολιαστεί είναι ότι η σχέση (5.1) ισχύει μόνο στην περίπτωση που οι ενισχυτές θεωρούνται ιδανικοί, δηλαδή με άπειρο κέρδος. Αν το κέρδος του ενισχυτή θεωρηθεί πεπερασμένο και ανεξάρτητο της συχνότητας τότε η ταλάντωση που δημιουργείται είναι πάντα φθίνουσα. Βεβαίως, στην πράξη το κέρδος ενός ενισχυτή δεν είναι ποτέ ανεξάρτητο της συχνότητας. Πρακτικά, αυτό που συμβαίνει είναι ότι, αν η συχνότητα ταλάντωσης είναι αρκετά μικρότερη από τον επικρατούντα πόλο του ενισχυτή, η ταλάντωση που δημιουργείται φθίνει. Όμως, αν η συχνότητα ταλάντωσης αυξηθεί σημαντικά, ώστε οι μη ιδανικότητες του ενισχυτή να αρχίζουν να επηρεάζουν σημαντικά το κέρδος του, τότε η ταλάντωση που δημιουργείται είναι αύξουσα και διατηρείται. Στη δική μας περίπτωση, η περίοδος των $2 \mu s$ επέτρεπε τη δημιουργία και διατήρηση των ταλαντώσεων. Το φαινόμενο της φθίνουσας ταλάντωσης δεν παρουσιάστηκε, γιατί προφανώς συνέβαινε σε αρκετά μικρότερες περιόδους

ταλάντωσης, τις οποίες έτσι και αλλιώς δεν επιθυμούσαμε για λόγους που αναφέρθηκαν παραπάνω.

Επειδή, η συχνότητα των 500 kHz είναι μέσα στο εύρος ζώνης του φίλτρου έπρεπε να ληφθούν ορισμένα μέτρα για τον περιορισμό της εμφάνισης της συχνότητας αυτής, καθώς και των αρμονικών της στην έξοδο του φίλτρου. Συνεπώς, σε επίπεδο ηλεκτρικής σχεδίασης χρησιμοποιήθηκαν απομονωτές (που είναι ουσιαστικά ζυγός αριθμός αναστροφών) μέσα από τους οποίους περνούν τα ψηφιακά σήματα που ελέγχουν τις αντιστάσεις του φίλτρου. Αυτοί οι απομονωτές τροφοδοτούνται από διαφορετική τροφοδοσία από αυτή του υπόλοιπου ψηφιακού κυκλώματος, βγάζοντας έτσι στην έξοδο τους σήματα που είναι πιο «καθαρά». Σε ό,τι αφορά στο επίπεδο της φυσικής σχεδίασης (layout), εκεί τοποθετήθηκαν γειωμένα δαχτυλίδια (guard rings) γύρω από τα ψηφιακά και αναλογικά μέρη της σχεδίασης, έγινε χρήση πολλών διαφορετικών τροφοδοσιών (ξεχωριστών, φυσικά, για το ψηφιακό και αναλογικό μέρος), τα ψηφιακά κομμάτια τοποθετήθηκαν μακριά από τα αναλογικά και άλλα.

5.2.2. Περιγραφή Αλγορίθμου

Ο αλγόριθμος για τη μέτρηση και σταθεροποίηση της συχνότητας περιγράφεται εδώ: όπως φαίνεται και από το σχήμα 5.1 στο κύκλωμα αυτόματης ρύθμισης υπάρχει ένας μετρητής προς τα κάτω (downcounter) των 6 bits. Αυτός έχει δύο εισόδους (EN και CLK). Στην είσοδο EN συνδέεται η έξοδος του ταλαντωτή, αφού πρώτα έχει περάσει από ένα συγκριτή. Ο συγκριτής είναι απαραίτητος, γιατί η έξοδος του ταλαντωτή είναι σήμα ημιτονοειδούς μορφής με πλάτος περίπου 400 mV. Ο συγκριτής ενισχύει σε μεγάλο βαθμό το σήμα με συνέπεια αυτό να ψαλιδιστεί στα 2.7 V και οι μεταβάσεις του από τη χαμηλή στην υψηλή κατάσταση να γίνονται πολύ απότομες. Έτσι, δημιουργείται ένα ψηφιακό σήμα, του οποίου το λογικό 1 αντιστοιχεί σε 2.7 V και το λογικό 0 σε 0 V. Η τάση των 2.7 V είναι απαραίτητη, γιατί, όπως έχει αναφερθεί, αυτή είναι η στάθμη των ψηφιακών σημάτων ελέγχου των αντιστάσεων του φίλτρου, συνεπώς ολόκληρο το ψηφιακό σύστημα αυτόματης ρύθμισης δουλεύει με αυτή την τροφοδοσία. Στην είσοδο CLK συνδέεται το εξωτερικό ρολόι, το οποίο είναι ήδη ψηφιακό με πλάτος 2.7 V. Όπως είναι προφανές, ο μετρητής θα μετρά προς τα κάτω μόνο, όταν η είσοδος EN βρίσκεται στο λογικό 1, ενώ, όταν είναι στο λογικό 0 θα κρατά την τιμή ως την οποία έχει μετρήσει.

Ο μετρητής, πριν ξεκινήσει η κάθε μέτρηση αρχικοποιείται στην τιμή 32. Εφόσον σε μια περίοδο του ταλαντωτή χωρούν 64 περίοδοι του ρολογιού, οπότε στη μισή περίοδο του ταλαντωτή (στην οποία βρίσκεται στο λογικό 1) χωρούν 32 περίοδοι, συνεπάγεται ότι ο μετρητής θα προλάβει να μετρήσει ακριβώς ως το 0, πριν η είσοδος EN γίνει λογικό 0. Αν η περίοδος του ταλαντωτή είναι μεγαλύτερη από την αναμενόμενη, τότε ο μετρητής θα προλάβει να φτάσει ως αρνητικές τιμές, ενώ, αν είναι μικρότερη δε θα προλάβει να φτάσει ως το 0.

Η έξοδος του μετρητή έχει 6 bits, αλλά πάει σε έναν αθροιστή των 3 bits. Αυτό γίνεται για τον εξής λόγο: καταρχάς, το πιο σημαντικό ψηφίο (MSB) του μετρητή μπορεί να αποδειχθεί ότι πάντα θα είναι το ίδιο με το δεύτερο MSB. Τούτο συμβαίνει, γιατί οι αποκλίσεις των αντιστάσεων είναι τέτοιες, ώστε το εύρος της τελικής τιμής του μετρητή

είναι το διάστημα $[-16, 8]$. Ουσιαστικά, δηλαδή, το MSB είναι επέκταση προσήμου και μπορεί να αγνοηθεί. Το λιγότερο σημαντικό ψηφίο (LSB) του μετρητή αγνοείται, ενώ το δεύτερο LSB είναι η είσοδος κρατουμένου του αθροιστή. Η ανάγκη για αυτό το γεγονός προκύπτει από τον εξής λόγο: κανονικά, εφόσον ο αθροιστής έχει 3 bits, ο μετρητής θα έπρεπε να είχε και αυτός 3 bits. Όμως, λόγω τυχαίων μικροδιακυμάνσεων στις περιόδους του ρολογιού και του ταλαντωτή, ο μετρητής αντί να μετρήσει ως την τιμή 0 θα μπορούσε να μετρήσει ως τις τιμές 1 ή -1 ακόμα και στην περίπτωση που οι τιμές των αντιστάσεων και των πυκνωτών είναι οι ονομαστικές. Συνεπώς, η ισορροπία του κυκλώματος δε θα ήταν καλή. Η ύπαρξη παραπάνω bits στο μετρητή εξαλείφει τις επιπτώσεις των μικροδιακυμάνσεων στην ισορροπία του κυκλώματος, μέσω των στρογγυλοποιήσεων, με κόστος την ανάγκη για ρολόι με υψηλότερη συχνότητα. Ωστόσο, αυτό δεν είναι αναγκαστικά μειονέκτημα, καθώς έτσι η συχνότητα του εξωτερικού ρολογιού βρίσκεται στη ζώνη αποκοπής του φίλτρου και παρεμβάλλει λιγότερο στο χρήσιμο σήμα του.

Ο άλλος προσθετός του αθροιστή είναι το ψηφιακό σήμα των 3 bits που ελέγχει τις αντιστάσεις του φίλτρου. Για την ακρίβεια, είναι το συμπληρωματικό του, γιατί η λογική των διακοπών των αντιστάσεων είναι αρνητική. Η πράξη της πρόσθεσης του ψηφιακού σήματος ελέγχου με την τελική τιμή του μετρητή δίνει το νέο ψηφιακό σήμα ελέγχου. Η αλλαγή της τιμής της αντίστασης στον ταλαντωτή παράγει μια περίοδο ταλάντωσης που είναι περίπου 2 μs . Συνεπώς, μέχρι να συμβεί μια σημαντική αλλαγή στις συνθήκες λειτουργίας του κυκλώματος, η ψηφιακή λέξη ελέγχου θα παραμένει η ίδια. Ο παραπάνω αλγόριθμος επαναλαμβάνεται συνεχώς σε κάθε περίοδο του ταλαντωτή.

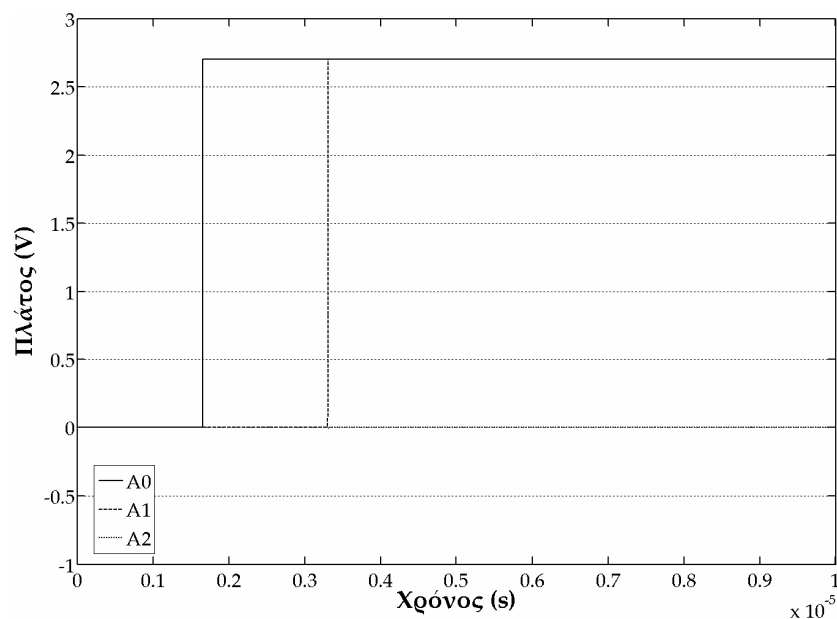
Μια σημαντική παρατήρηση είναι η προσοχή που πρέπει να δοθεί κατά τη σχεδίαση του ταλαντωτή αναφοράς στο duty cycle του, το οποίο θα πρέπει να είναι 50%, καθώς επιθυμούμε ακριβώς οι μισοί από τους 64 παλμούς του εξωτερικού ρολογιού να συμβαίνουν, όταν το σήμα EN του μετρητή (που προέρχεται από τον ταλαντωτή) είναι λογικό 1. Μια εναλλακτική προσέγγιση είναι να συνδεθεί η έξοδος του εσωτερικού ταλαντωτή στην είσοδο CLK του μετρητή και να χρησιμοποιηθεί ένα εξωτερικό ρολόι που είναι 64 φορές πιο αργό από τον ταλαντωτή στην είσοδο EN. Σε αυτή την περίπτωση, το duty cycle του ταλαντωτή δε μας ενδιαφέρει, ενώ το duty cycle του εξωτερικού ρολογιού ίσως να είναι πιο εύκολο να καθοριστεί. Βέβαια, το αρνητικό είναι ότι σε αυτή την εναλλακτική λύση και οι δύο συχνότητες βρίσκονται μέσα στη ζώνη διέλευσης του φίλτρου.

5.2.3. Μερικά Παραδείγματα Λειτουργίας

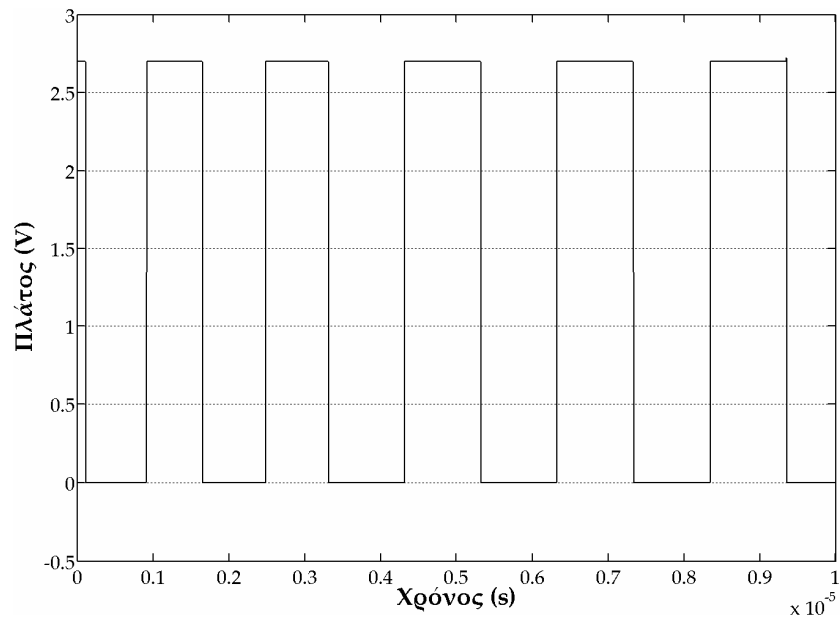
Για να γίνει περισσότερο κατανοητός ο τρόπος λειτουργίας του αλγορίθμου αυτόματης ρύθμισης, παρουσιάζουμε εδώ μερικά παραδείγματα. Καταρχάς, έστω ότι οι αντιστάσεις και οι πυκνωτές δεν παρουσιάζουν αποκλίσεις από την ονομαστική τιμή τους. Τότε η συχνότητα ταλάντωσης του ταλαντωτή είναι 500 kHz. Άρα, η τελική τιμή του μετρητή θα είναι το 0. Η πρόσθεση αυτής της τιμής στο ψηφιακό σήμα ελέγχου δίνει για το νέο σήμα ελέγχου την ίδια τιμή με το παλιό, όπως και θα έπρεπε, αφού δεν απαιτείται καμία διόρθωση στα χαρακτηριστικά του φίλτρου. Συνεπώς, το σήμα ελέγχου παραμένει αμετάβλητο και καμία ρύθμιση δεν πραγματοποιείται.

Έστω, τώρα, ότι η συχνότητα ταλάντωσης είναι μεγαλύτερη από 500 kHz. Τότε ο μετρητής δε θα προλάβει να μετρήσει ως το 0, αφού η περίοδος του ταλαντωτή έχει μειωθεί και ο χρόνος που το σήμα EN παραμένει στο λογικό 1 είναι μικρότερος. Έστω, ότι ο μετρητής έχει φτάσει στην τιμή 000100. Έστω, επίσης, ότι το ψηφιακό σήμα ελέγχου των αντιστάσεων έχει την τιμή 100. Άρα, στον αθροιστή θα προστεθούν οι τιμές 011 (συμπληρωματικό του ψηφιακού σήματος ελέγχου) και 001 (bits A_4, A_3, A_2 της λέξης 000100) με κρατούμενο 0 (bit A_1 της ψηφιακής λέξης 000100). Η νέα τιμή για το συμπληρωματικό του ψηφιακού σήματος ελέγχου είναι 100. Άρα, η νέα τιμή του σήματος ελέγχου που καταλήγει στις αντιστάσεις είναι 011, δηλαδή οι τιμές των αντιστάσεων αυξάνονται, καθώς, όπως έχουμε αναφέρει, η λογική των διακοπών είναι αρνητική. Δηλαδή, στο σήμα ελέγχου 000 η μοναδιαία αντίσταση R_u έχει τη μεγαλύτερη τιμή της και στην τιμή 111 παρουσιάζει τη μικρότερη αντίσταση, όπως προκύπτει και από το σχήμα 3.9. Έτσι, οι αντιστάσεις στο φίλτρο, αλλά και στον ταλαντωτή, μεταβάλλονται, ώστε στο φίλτρο να διορθωθούν τα χαρακτηριστικά του και στον ταλαντωτή να αυξηθεί η περίοδος λόγω της αύξησης του γινομένου RC και η συχνότητα ταλάντωσης να επανέλθει στα 500 kHz. Παρόμοια διαδικασία ακολουθείται και όταν χρειάζεται να μειωθεί η περίοδος ταλάντωσης του ταλαντωτή.

Τέλος, στο σχήμα 5.3 απεικονίζεται γραφικά η διόρθωση της ψηφιακής λέξης ελέγχου στην περίπτωση που οι τιμές των αντιστάσεων του φίλτρου είναι οι ονομαστικές. Η τιμή της ψηφιακής λέξης είναι αρχικά 000 (δηλαδή στις αντιστάσεις στέλνεται η λέξη 111), ενώ η τελική της τιμή μετά τη διόρθωση είναι 011 (δηλαδή στις αντιστάσεις στέλνεται η λέξη 100). Στο σχήμα 5.4 φαίνεται το σήμα εξόδου του ταλαντωτή κατά τη φάση διόρθωσης που μόλις αναφέρθηκε. Είναι εύκολο να παρατηρήσει κανείς πως, μέσα από την παραπάνω διαδικασία, η συχνότητα ταλάντωσης αυξάνει και φτάνει στην επιθυμητή τιμή. Επειδή η προσομοίωση ξεκινά από το χρόνο $t = 0$, ο ταλαντωτής δεν έχει ακόμα προλάβει να φτάσει σε κατάσταση ισορροπίας (steady-state) και για το λόγο αυτό η διαδικασία διόρθωσης απαιτεί δύο περιόδους αντί για μια.



Σχήμα 5.3. Γραφική αναπαράσταση της διαδικασίας διόρθωσης της ψηφιακής λέξης ελέγχου.



Σχήμα 5.4. Κυματομορφή σήματος εξόδου του ταλαντωτή κατά τη διαδικασία διόρθωσης που αντιστοιχεί στο προηγούμενο σχήμα.

Βιβλιογραφία

- [1] Y. P. Tsividis and J. O. Voorman, *Integrated Continuous-Time Filters: Principles, Design, and Applications*, New York: IEEE Press, 1993.
- [2] R. Schaumann, M. S. Ghausi, and K. R. Laker, *Design of Analog Filters: Passive, Active RC, and Switched Capacitor*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1990, pp. 418–446.
- [3] O. Omeni, E. Rodríguez-Villegas, and C. Toumazou, “A micropower CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning,” *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 52, pp. 695–705, Apr. 2005.
- [4] J. Silva-Martinez, J. Adut, J. M. Rocha-Perez, M. Robinson, and S. Rokhsaz, “A 60-mW 200-MHz continuous-time seventh-order linear phase filter with on-chip automatic tuning system,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 216–225, Feb. 2003.
- [5] J. I. Osa, A. Carlosena, and A. J. López-Martín, “MOSFET-C filter with on-chip tuning and wide programming range,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 48, pp. 944–951, Oct. 2001.
- [6] J. Silva-Martinez, M. S. J. Steyaert, and W. Sansen, “A 10.7-MHz 68-dB SNR CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 27, pp. 1843–1853, Dec. 1992.
- [7] J. M. Houry, “Design of a 15-MHz CMOS continuous-time filter with on-chip tuning,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 26, pp. 1988–1997, Dec. 1991.
- [8] J. van der Plas, “MOSFET-C filter with low excess noise and accurate automatic tuning,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 26, pp. 922–929, July 1991.
- [9] F. Krummenacher and N. Joehl, “A 4-MHz CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 23, pp. 750–758, June 1988.
- [10] H. Khorramabadi and P. R. Gray, “High frequency CMOS continuous-time filters,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 19, pp. 939–948, Dec. 1984.
- [11] T. Oshima, K. Maio, W. Hioe, and Y. Shibahara, “Novel automatic tuning method of RC filters using a digital-DLL technique,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 2052–2054, Nov. 2004.
- [12] A. A. Emira and E. Sánchez-Sinencio, “A pseudo differential complex filter for Bluetooth with frequency tuning,” *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 50, pp. 742–754, Oct. 2003.
- [13] H. Huang and E. K. F. Lee, “Design of low-voltage CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp. 1168–1177, Aug. 2001.
- [14] M. Banu and Y. Tsividis, “An elliptic continuous-time CMOS filter with on-chip automatic tuning,” *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 20, pp. 1114–1121, Dec. 1985.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Πειραματικά Αποτελέσματα

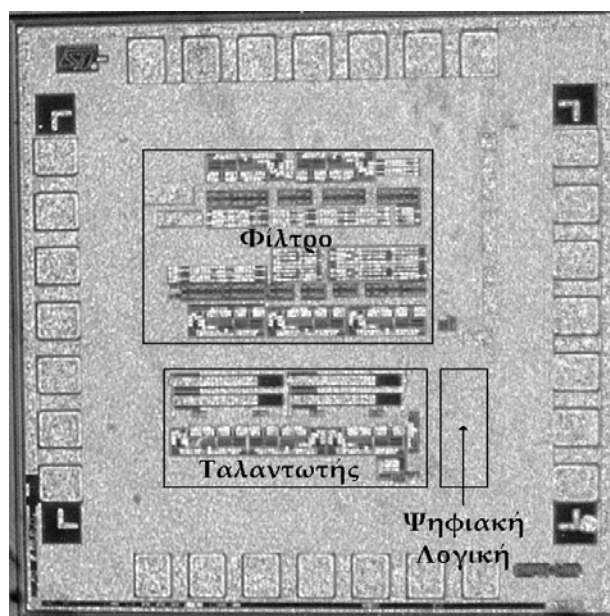
6.1. Ολοκληρωμένο Σύστημα του Φίλτρου

Ένα πρωτότυπο του φίλτρου σχεδιάστηκε χρησιμοποιώντας την CMOS τεχνολογία 0.12 μm της STMicroelectronics® [1]. Η κατασκευή έγινε μέσω του ιδρύματος CMP [2] που είναι ένα μη κερδοσκοπικό ίδρυμα με έδρα στην Grenoble της Γαλλίας, το οποίο παρέχει φθηνή παραγωγή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων σε διάφορες τεχνολογίες για πανεπιστήμια και μικρές εταιρείες. Συνολικά κατασκευάστηκαν 25 ολοκληρωμένα, από τα οποία 20 μας στάλθηκαν γυμνά και 5 συσκευασμένα. Η συσκευασία που επιλέχθηκε ήταν η κεραμική SO 28. Αυτή έχει σχετικά μικρά καλώδια διασύνδεσης (bondwires) των ακροδεκτών της ψηφίδας πυριτίου (pads) με τους ακροδέκτες (pins) της συσκευασίας. Έτσι, παρουσιάζει μικρότερη παρασιτική αυτεπαγωγή και αντίσταση. Γενικά, επειδή το φίλτρο λειτουργεί σε σχετικά χαμηλές συχνότητες, οι προδιαγραφές της συσκευασίας του δε χρειάζεται να είναι ιδιαίτερα απαιτητικές. Η συσκευασία που επιλέχθηκε ήταν η καλύτερη που είχαμε στη διάθεσή μας από το CMP και η ηλεκτρική συμπεριφορά της πληρούσε τις προδιαγραφές που απαιτούσε το σύστημά μας.

Οι διαστάσεις του ολοκληρωμένου είναι 1014.92 μm \times 1014.92 μm και έχει συνολικά 28 ακροδέκτες. Η συνολική διάσταση των κυκλωμάτων του φίλτρου ήταν αρκετά μικρότερη από την παραπάνω, αλλά αναγκαστήκαμε να χρησιμοποιήσουμε μεγαλύτερες διαστάσεις για δύο λόγους: ο πρώτος ήταν ότι το CMP είχε ελάχιστο όριο διάστασης (1 mm \times 1mm) για να κατασκευάσει ένα ολοκληρωμένο και ο δεύτερος ήταν ότι δεν μπορούσαν να χωρέσουν όλοι οι ακροδέκτες του ολοκληρωμένου σε ψηφίδα μικρότερης διάστασης. Η καθαρή διάσταση των επιμέρους κομματιών του συστήματος είναι 470 μm \times 360 μm (0.1692 mm²) για το κυρίως φίλτρο, 430 μm \times 150 μm (0.0645 mm²) για τον ταλαντωτή και 60 μm \times 230 μm (0.0138 mm²) για την ψηφιακή λογική.

Στο σχήμα 6.1 φαίνεται μια μικροφωτογραφία του ολοκληρωμένου με σημειωμένη την τοποθεσία των επιμέρους κομματιών του συστήματος. Η ηλεκτρική και φυσική σχεδίαση (layout), καθώς και οι προσομοιώσεις του συστήματος έγιναν με τη βοήθεια της σουίτας εργαλείων σχεδίασης της Cadence® [3]. Στη φάση της φυσικής σχεδίασης έγινε χρήση και του εργαλείου Calibre® [4].

Στον πίνακα 6.1 αριθμούνται οι ακροδέκτες που είναι απαραίτητοι για τη λειτουργία του συστήματος. Χρησιμοποιήθηκαν όλοι οι ακροδέκτες της συσκευασίας, ενώ ιδιαίτερη προσοχή δόθηκε στη χρήση πολλών διαφορετικών ακροδεκτών τροφοδοσίας και γείωσης, ώστε να αποφευχθούν φαινόμενα παρεμβολής μεταξύ των διαφόρων υποκυκλωμάτων του συστήματος. Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ότι το σύστημα έχει κατασκευαστεί με τέτοιο τρόπο, ώστε να είναι δυνατόν τα ψηφιακά σήματα ρύθμισης να εφαρμόζονται στο φίλτρο από το εξωτερικό του ολοκληρωμένου, απομονώνοντας ταυτόχρονα το εσωτερικό κύκλωμα αυτόματης ρύθμισης. Αυτό αποφασίστηκε έτσι, ώστε σε περίπτωση που υπάρχει κάποιο πρόβλημα με το εσωτερικό σύστημα να είναι δυνατή η μέτρηση των χαρακτηριστικών του φίλτρου και ο τρόπος με τον οποίο αυτό αντιδρά στην αλλαγή των σημάτων ελέγχου. Το σήμα ISOL χρησιμοποιείται για την απομόνωση του συστήματος αυτόματης ρύθμισης, ενώ ακόμα τρεις ακροδέκτες απαιτούνται για την εφαρμογή της ψηφιακής λέξης ελέγχου των 3 bits.



Σχήμα 6.1. Μικροφωτογραφία του ολοκληρωμένου με σημειωμένες τις θέσεις του κυρίως φίλτρου, του ταλαντωτή και της ψηφιακής λογικής.

6.2. Πλακέτα Τυπωμένου Κυκλώματος

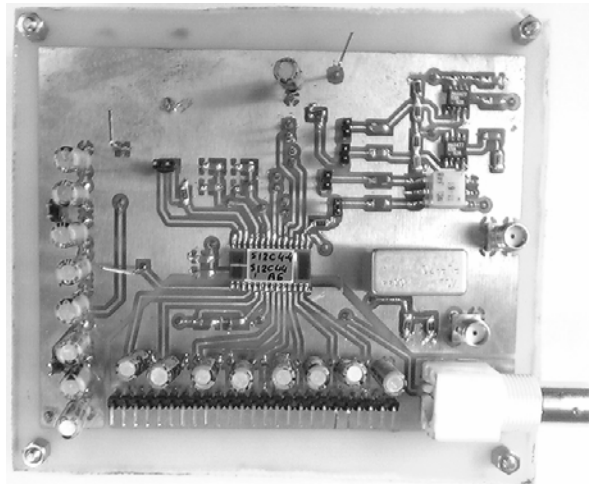
Για την πραγματοποίηση των πειραματικών μετρήσεων το ολοκληρωμένο πρέπει να τοποθετηθεί πάνω σε μια πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος (PCB), η οποία περιέχει τους κατάλληλους ακροδέκτες και συνδετήρες (connectors) που επιτρέπουν τη διασύνδεση του ολοκληρωμένου με τα όργανα των μετρήσεων. Η πλακέτα αυτή

σχεδιάστηκε με το εργαλείο Protel® [5] και απεικονίζεται στο σχήμα 6.2. Επειδή οι συχνότητες λειτουργίας είναι αρκετά χαμηλές, χρησιμοποιήθηκε απλό υπόστρωμα του εμπορίου. Το τυπωμένο κύκλωμα είναι δύο επιπέδων, καθώς δεν είναι ιδιαίτερα πολύπλοκο και κατά τη σχεδίασή του χρησιμοποιήθηκαν τεχνικές ελάττωσης του θορύβου και των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών. Έτσι, τοποθετήθηκαν μεγάλα επίπεδα χαλκού για την εξασφάλιση της ελάχιστης δυνατής αντίστασης προς τη γη, ενώ το κάτω επίπεδο της πλακέτας χρησιμοποιήθηκε κυρίως ως επίπεδο γης, περιορίζοντας κατά το δυνατόν την ύπαρξη άλλων γραμμών στο επίπεδο αυτό. Στις τροφοδοσίες χρησιμοποιήθηκαν μεγάλοι πυκνωτές αποσύνδεσης (decoupling) για τον περιορισμό του θορύβου. Επίσης, η γραμμή που μεταφέρει το ψηφιακό σήμα του εξωτερικού ρολογιού σχεδιάστηκε απομονωμένη από τις υπόλοιπες γραμμές, γιατί αποτελεί σημαντική πηγή παρεμβολής, ενώ χρησιμοποιήθηκαν ξεχωριστές πηγές τροφοδοσίας για τα αναλογικά και ψηφιακά μέρη. Τέλος, τα περισσότερα από τα στοιχεία του κυκλώματος είναι επιφανειακής στήριξης για τη μείωση των παρασιτικών φαινομένων.

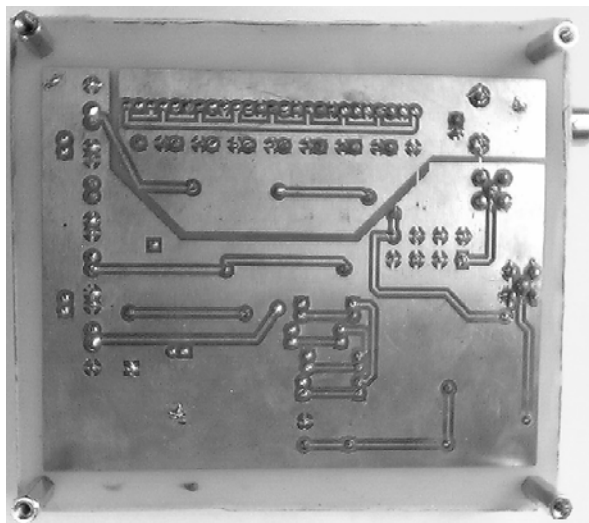
Πίνακας 6.1. Ακροδέκτες του ολοκληρωμένου.

α/α	Περιγραφή
1	Τροφοδοσία 1 V για το κυρίως φίλτρο
2	Γείωση για το κυρίως φίλτρο
3	Τροφοδοσία 1 V για τον ταλαντωτή
4	Γείωση για τον ταλαντωτή
5	Αναλογική τροφοδοσία 2.7 V
6	Γείωση της αναλογικής τροφοδοσίας των 2.7 V
7	Ψηφιακή τροφοδοσία 2.7 V
8	Γείωση της ψηφιακής τροφοδοσίας των 2.7 V
9	Τροφοδοσία 1.2 V για δομές προστασίας ηλεκτρομαγνητικής εκφόρτισης
10	Γείωση για δομές προστασίας ηλεκτρομαγνητικής εκφόρτισης των 1.2 V
11	Τροφοδοσία 3.3 V για δομές προστασίας ηλεκτρομαγνητικής εκφόρτισης
12	Γείωση για δομές προστασίας ηλεκτρομαγνητικής εκφόρτισης των 3.3 V
13	Σήμα CLK (εξωτερικό ρολόι)
14	Σήμα SET για αρχικοποίηση της ψηφιακής λογικής
15	Σήμα CLEAR για εκκαθάριση της ψηφιακής λογικής
16	Σήμα ISOL για απομόνωση του συστήματος αυτόματης ρύθμισης
17	Σήμα CH για επιλογή μεταξύ Chebyshev και ελλειπτικού φίλτρου
18	Σήμα BAND για επιλογή μεταξύ 5 MHz και 10 MHz εύρους ζώνης
19	Σήμα A ₀ (LSB της ψηφιακής λέξης ρύθμισης)
20	Σήμα A ₁ (δεύτερο LSB της ψηφιακής λέξης ρύθμισης)
21	Σήμα A ₂ (MSB της ψηφιακής λέξης ρύθμισης)
22	V _{REF} τάση (1.5 V) για τη δημιουργία ρευμάτων πόλωσης
23	Έξοδος ταλαντωτή
24	Έξοδος ρεύματος για τον έλεγχο ύπαρξης σωστής πόλωσης
25	Θετική είσοδος του φίλτρου
26	Αρνητική είσοδος του φίλτρου
27	Θετική έξοδος του φίλτρου
28	Αρνητική έξοδος του φίλτρου

Στο σχήμα 6.2α διακρίνεται κάτω δεξιά ο ομοαξονικός συνδετήρας μέσω του οποίου τροφοδοτείται το εξωτερικό ρολόι στο ολοκληρωμένο. Επίσης, στην κάτω πλευρά και αριστερά του προηγούμενου συνδετήρα φαίνονται οι ακροδέκτες που χρησιμοποιούνται για την εφαρμογή των ψηφιακών σημάτων ελέγχου. Στην αριστερή πλευρά έχουν τοποθετηθεί οι ακροδέκτες τροφοδοσίας και γείωσης. Στη δεξιά πλευρά, το ογκώδες στοιχείο είναι ένα βαθυπερατό φίλτρο με συχνότητα αποκοπής στα 70 MHz που χρησιμοποιείται για να φιλτράρει το σήμα εισόδου από ανεπιθύμητο υψίσυχνο θόρυβο. Δεξιά υπάρχουν, επίσης, δύο συνδετήρες τύπου SMA. Αυτός μεταξύ του βαθυπερατού φίλτρου και του ομοαξονικού συνδετήρα χρησιμεύει για την τροφοδότηση του σήματος εισόδου στο φίλτρο, το οποίο μετατρέπεται σε διαφορικό πριν εισέλθει σε αυτό. Ο δεύτερος συνδετήρας SMA τροφοδοτεί τα όργανα μέτρησης με το σήμα εξόδου του φίλτρου. Το διαφορικό σήμα εξόδου του φίλτρου αφού περάσει πρώτα από τα ολοκληρωμένα ενισχυτών (πάνω δεξιά), που χρησιμεύουν ως απομονωτές, γίνεται μονό σήμα από έναν μετατροπέα διαφορικού σε μονό σήμα (balun) και οδηγείται στον SMA συνδετήρα και μετά στα όργανα μέτρησης. Επιπλέον, για τη διαδικασία χαρακτηρισμού (de-embedding) της πλακέτας υπάρχει η δυνατότητα παράκαμψης του φίλτρου.



(α)



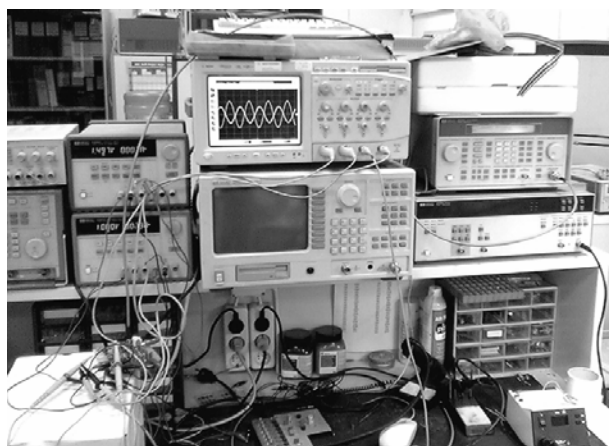
(β)

Σχήμα 6.2. Πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος: (α) άνω όψη και (β) κάτω όψη.

6.3. Πειραματική Διάταξη

Για την εκτέλεση των πειραματικών μετρήσεων χρησιμοποιήθηκαν ο παλμογράφος Agilent Infiniium 54832B, ο αναλυτής φάσματος και δικτύων (spectrum/network analyzer) HP 3589A και ο αναλυτής φάσματος HP 8560A. Χρήση του παλμογράφου έγινε στις μετρήσεις της ac απόκρισης του φίλτρου, της καθυστέρησης ομάδας του, στην εύρεση του σημείου συμπίεσης κέρδους κατά 1 dB, στον προσδιορισμό της αρμονικής παραμόρφωσης του και στον καθορισμό της απόρριψης σημάτων από την τροφοδοσία (power supply rejection ratio). Οι σηματολήπτες (probes) που χρησιμοποιήθηκαν κατά τις μετρήσεις με τον παλμογράφο ήταν οι Agilent 1165A. Ο αναλυτής φάσματος και δικτύων χρειάστηκε στις μετρήσεις της ac απόκρισης του φίλτρου, στον προσδιορισμό του θορύβου του και στον καθορισμό του λόγου απόρριψης κοινών σημάτων (common mode rejection ratio). Τέλος, ο αναλυτής φάσματος χρησιμοποιήθηκε για τον προσδιορισμό του σημείου τομής της 1^{ης} με την 3^η αρμονική του φίλτρου (IP3) και για την εύρεση της δυναμικής περιοχής (spurious free dynamic range). Για την πραγματοποίηση μετρήσεων της ac απόκρισης του φίλτρου σε διάφορες θερμοκρασίες έγινε χρήση του φούρνου Thermotron 2800, μέσα στον οποίο τοποθετήθηκε η πλακέτα τυπωμένου κυκλώματος στην επιθυμητή κάθε φορά θερμοκρασία. Με το αμπερόμετρο HP 3478A μετρήθηκε η dc κατανάλωση του ολοκληρωμένου συστήματος.

Για την παραγωγή των σημάτων εισόδου του φίλτρου χρησιμοποιήθηκαν οι γεννήτριες κυματομορφών HP 8648B, HP ESG-D4000A και HP 33220A, με την τελευταία να χρησιμεύει για την παραγωγή τετραγωνικών παλμοσειρών. Ακόμα, η γεννήτρια παλμοσειρών HP 8130A χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή του εξωτερικού ρολογιού. Φυσικά, είχαμε στη διάθεση μας και τα απαραίτητα τροφοδοτικά τύπου HP E3631A και HP E3630A για την τροφοδότηση και γείωση των κυκλωμάτων του ολοκληρωμένου και της πλακέτας.



Σχήμα 6.3. Φωτογραφία της πειραματικής διάταξης κατά τη διάρκεια εκτέλεσης μιας μέτρησης ac απόκρισης με τη βοήθεια του παλμογράφου.

Τέλος, πρέπει να αναφέρουμε ότι στις περισσότερες από τις μετρήσεις το εργαλείο λογισμικού HP VEE® 6.0 [6] χρησιμοποιήθηκε για την πραγματοποίησή τους. Το εργαλείο αυτό επιτρέπει τον εύκολο προγραμματισμό και αυτόματο χειρισμό των οργάνων μέτρησης μέσω του πρωτοκόλλου GPIB συντομεύοντας κατά πολύ το χρόνο

εκτέλεσης των μετρήσεων και ουσιαστικά αυτοματοποιεί την όλη διαδικασία, χωρίς να απαιτείται η ύπαρξη ανθρώπινου χειριστή των οργάνων. Ο προγραμματισμός στο εργαλείο αυτό γίνεται με τη βοήθεια ενός γραφικού περιβάλλοντος και της γλώσσας HP BASIC σε έναν υπολογιστή. Αφού προγραμματιστεί η ρουτίνα των μετρήσεων, εκτελείται και μέσω μιας GPIB κάρτας ελέγχου, με την οποία πρέπει να είναι εξοπλισμένος ο υπολογιστής (συνδέεται σε PCI θύρα), στέλνονται τα κατάλληλα σήματα εντολών στα διάφορα όργανα μέτρησης που είναι διασυνδεδεμένα στον υπολογιστή. Πάλι μέσω της GPIB κάρτας ελέγχου τα όργανα μέτρησης επικοινωνούν με τον υπολογιστή στέλνοντάς του σήματα διεκπεραίωσης της εντολής ή παρουσίασης προβλήματος ή αποτελέσματα μετρήσεων.

Για την επεξεργασία των αποτελεσμάτων των μετρήσεων χρησιμοποιήθηκαν τα εργαλεία Excel® και Matlab® [7]. Τέλος, πρέπει να αναφέρουμε ότι από τα 5 συσκευασμένα ολοκληρωμένα που είχαμε στη διάθεσή μας μετρήθηκαν τα 3. Μια φωτογραφία της πειραματικής διάταξης κατά τη διάρκεια εκτέλεσης μιας μέτρησης ac απόκρισης με τη βοήθεια του παλμογράφου απεικονίζεται στο σχήμα 6.3.

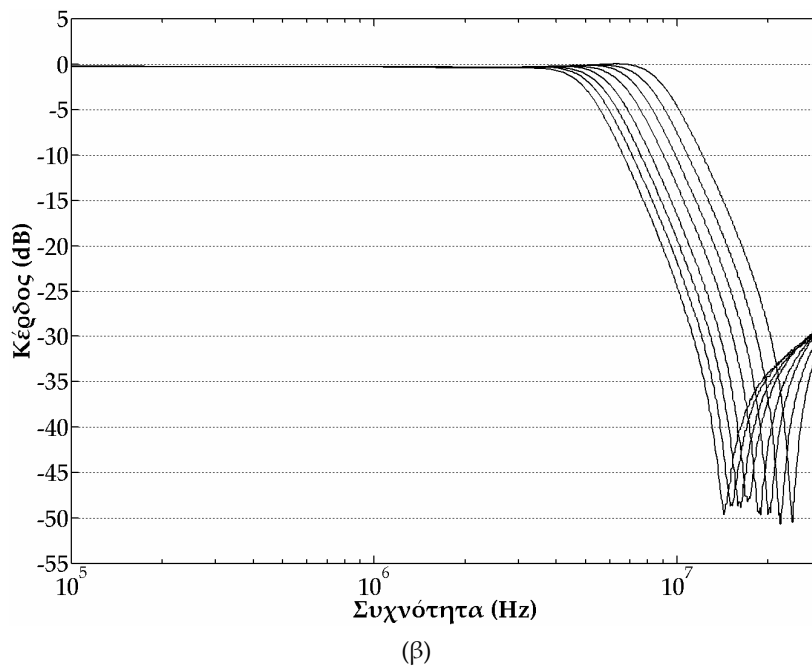
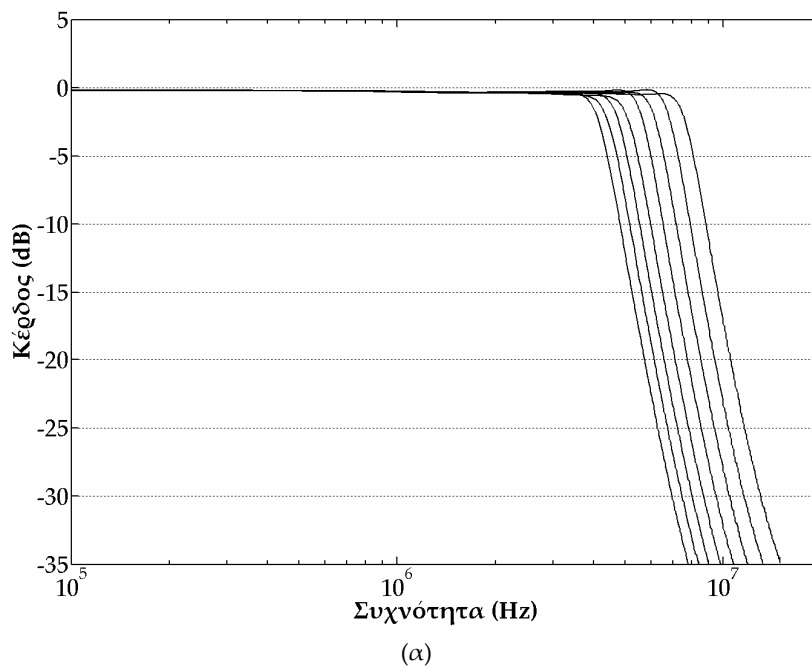
6.4. Πειραματικά Αποτελέσματα

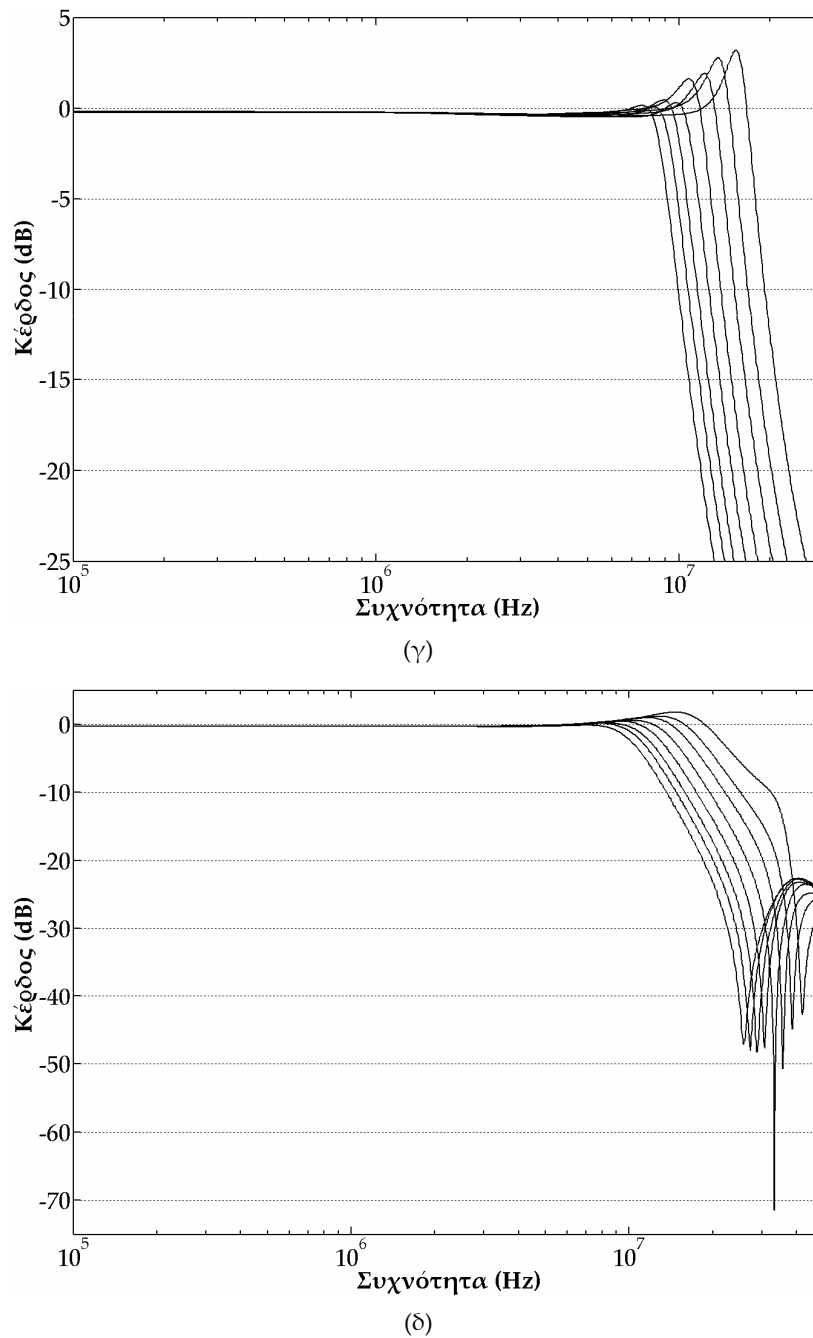
Στο υποκεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν πειραματικά αποτελέσματα του φίλτρου σχετικά με την ac απόκριση, τη γραμμικότητα, το θόρυβο, τη συμπεριφορά ως προς τη θερμοκρασία, την απόκρισή του στο πεδίο του χρόνου και άλλα. Όλα τα πειραματικά αποτελέσματα είναι σχετικά κοντά στα αποτελέσματα που έδωσαν οι προσομοιώσεις κατά τη φάση της σχεδίασης του συστήματος. Πριν ξεκινήσουμε την παρουσίαση των διαφόρων πειραματικών αποτελεσμάτων, πρέπει να αναφέρουμε ότι η dc κατανάλωση ρεύματος του συστήματος μετρήθηκε στα 6.1 mA, από τα οποία 4.6 mA καταναλώνονται στο κυρίως φίλτρο και τα υπόλοιπα 1.5 mA στον ταλαντωτή. Πρόκειται, δηλαδή, για ένα σύστημα με πολύ μικρή κατανάλωση ισχύος, μόλις 6.1 mW. Επίσης, η συχνότητα ταλάντωσης του ταλαντωτή μετρήθηκε περίπου στα 510 kHz, μια απόκλιση 2% από την τιμή των 500 kHz.

6.4.1. AC απόκριση

Το εύρος ζώνης συχνοτήτων μέσα στο οποίο μπορεί να ρυθμιστεί το φίλτρο (και στις δύο περιπτώσεις, Chebyshev και ελλειπτικό) κυμαίνεται από 3.6 MHz – 7.4 MHz, όταν αυτό δουλεύει με συχνότητα αποκοπής τα 5 MHz και από 7.3 MHz – 14.7 MHz, όταν λειτουργεί με εύρος ζώνης τα 10 MHz. Στο σχήμα 6.4 φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο αλλάζει η ac απόκριση του φίλτρου, καθώς μεταβάλλεται η ψηφιακή λέξη ελέγχου. Για την παραγωγή αυτών των διαγραμμάτων η ψηφιακή λέξη ελέγχου επιβλήθηκε στο φίλτρο εξωτερικά. Από αυτές τις μετρήσεις συμπεραίνουμε ότι τα κατασκευασμένα στοιχεία έχουν τιμές πολύ κοντά στις ονομαστικές τους. Το συμπέρασμα αυτό προκύπτει από το γεγονός ότι τα πειραματικά χαρακτηριστικά του φίλτρου είναι παρόμοια με αυτά των προσομοιώσεων, στις οποίες η ψηφιακή λέξη ελέγχου των

αντιστάσεων είναι η ονομαστική ($\bar{A}_2\bar{A}_1\bar{A}_0 = 100$), καθώς και από τη συχνότητα ταλάντωσης του εσωτερικού ταλαντωτή. Στα διαγράμματα η καμπύλη που αντιστοιχεί στο μικρότερο εύρος ζώνης παράγεται από την ψηφιακή λέξη $A_2A_1A_0 = 000$. Εδώ πρέπει να κάνουμε τη διευκρίνιση ότι, επειδή η ψηφιακή λέξη επιβάλλεται από το εξωτερικό και στέλνεται απευθείας στις αντιστάσεις, δε χρειάζεται να χρησιμοποιήσουμε το συμπληρωματικό της, όπως γίνεται από το εσωτερικό σύστημα αυτόματης ρύθμισης. Αυτό σημαίνει ότι η ψηφιακή λέξη $\bar{A}_2\bar{A}_1\bar{A}_0 = 000$ που στέλνεται από το εξωτερικό αντιστοιχεί στη λέξη ελέγχου $A_2A_1A_0 = 111$ του εσωτερικού συστήματος. Όσο η ψηφιακή λέξη που στέλνεται από το εξωτερικό αυξάνει η συχνότητα αποκοπής μεγαλώνει, μέχρι το μεγαλύτερο εύρος ζώνης να συμβεί για τη λέξη $\bar{A}_2\bar{A}_1\bar{A}_0 = 111$.





Σχήμα 6.4. Απόκριση κέρδους του φίλτρου στους τέσσερις τρόπους λειτουργίας του: (α) Chebyshev, 5 MHz (β) ελλειπτικό, 5 MHz (γ) Chebyshev, 10 MHz και (δ) ελλειπτικό, 10 MHz.

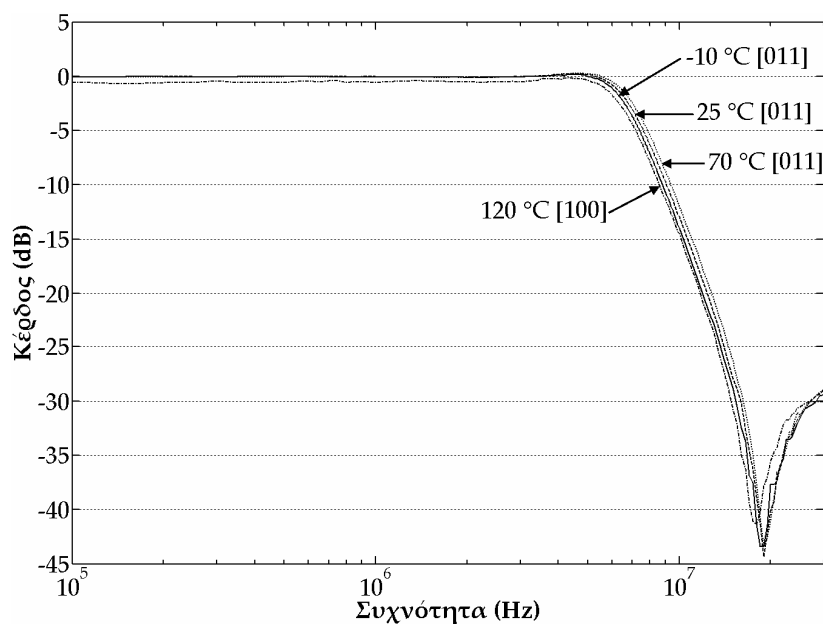
Όταν το φίλτρο λειτουργεί με εύρος ζώνης 10 MHz, παρατηρείται μια μικρή κορυφή, καθώς η συχνότητα αποκοπής αυξάνεται. Ωστόσο, αυτή η κορυφή είναι πιο έντονη σε λέξεις που θέτουν την τιμή των αντιστάσεων σε μικρότερη τιμή από την ονομαστική. Το φαινόμενο αυτό, οφείλεται, κυρίως, σε λανθασμένη εκτίμηση των παρασιτικών του κατασκευασμένου συστήματος και στη χρήση μικρότερων πυκνωτών αντιστάθμισης στο φίλτρο από ότι θα έπρεπε. Δυστυχώς, όμως, η τεχνολογία με την οποία έγινε η σχεδίαση δε μας παρείχε τη δυνατότητα να κάνουμε προσομοιώσεις μετά τη φυσική σχεδίαση (post-layout simulations) και για αυτό το λόγο έγινε η συγκεκριμένη υποεκτίμηση. Επίσης, κατά τη διάρκεια της σχεδίασης δεν είχαμε διαθέσιμα τα έγγραφα

με τα χαρακτηριστικά της τεχνολογίας, οπότε δεν μπορούσαμε να κάνουμε θεωρητική εκτίμηση των παρασιτικών που εισήχθησαν στη φυσική σχεδίαση του κυκλώματος.

Ένα σοβαρότερο πρόβλημα που σχετίζεται με τα παρασιτικά του κυκλώματος παρατηρείται στην περίπτωση που το φίλτρο είναι ελλειπτικό. Ενώ η ελάχιστη απόσβεση στη ζώνη φραγής σε συχνότητες υψηλότερες της συχνότητας του μηδενικού θα έπρεπε να είναι 40 dB, από το σχήμα 6.4 παρατηρείται ότι είναι περίπου 25 dB. Η διαφορά είναι αρκετά μεγάλη και οφείλεται στο γεγονός ότι τα ελλειπτικά φίλτρα είναι ιδιαίτερα ευαίσθητα στην ύπαρξη παρασιτικών στοιχείων.

Η απόσβεση του φίλτρου στη διπλάσια από τη συχνότητα αποκοπής f_c είναι 30 dB στην περίπτωση του Chebyshev φίλτρου και στους δύο τρόπους λειτουργίας (5 MHz και 10 MHz). Στην περίπτωση του ελλειπτικού φίλτρου, η απόσβεση στη $2f_c$ είναι 15 dB. Η απόσβεση του ελλειπτικού είναι μικρότερη από αυτή του Chebyshev φίλτρου γιατί το πρώτο είναι 3^{ης} τάξης ενώ το δεύτερο 5^{ης}.

Τέλος, στο σχήμα 6.5 παρουσιάζεται η ac απόκριση του φίλτρου (ελλειπτικό, 5 MHz) σε τέσσερις διαφορετικές θερμοκρασίες. Εξαιτίας του μικρού θερμοκρασιακού συντελεστή των αντιστάσεων του φίλτρου ($-720 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$), η συχνότητα αποκοπής μεταβάλλεται μόνο κατά $\pm 3.6\%$ σε αντίστοιχη αλλαγή της θερμοκρασίας κατά $\pm 50^\circ\text{C}$. Επομένως, ως αποτέλεσμα της $\pm 5\%$ ακρίβειας διόρθωσης του συστήματος ρύθμισης, η ψηφιακή λέξη αλλάζει μόνο σε θερμοκρασίες που ξεπερνούν τους 100°C .

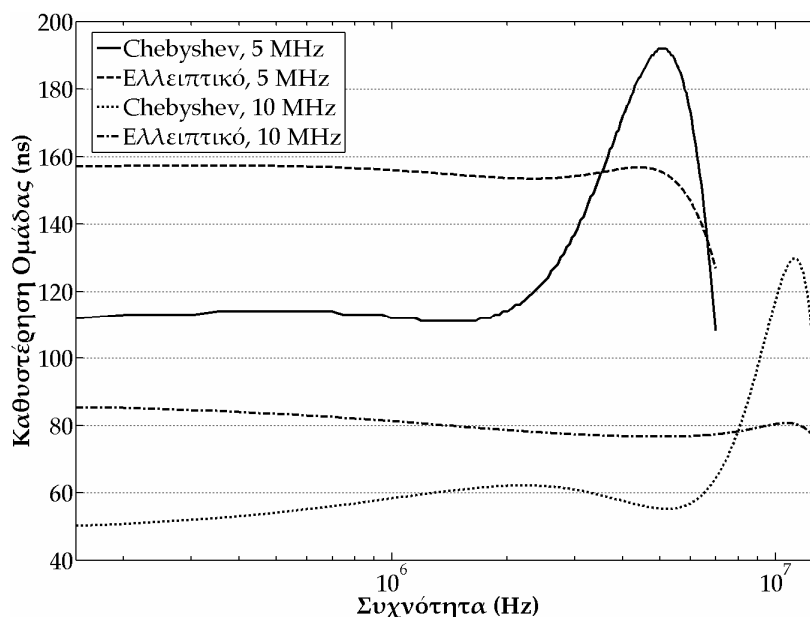


Σχήμα 6.5. AC απόκριση του φίλτρου (ελλειπτικό, 5 MHz) σε διάφορες θερμοκρασίες. Ο αριθμός στις αγκύλες αντιστοιχεί στην τιμή της ψηφιακής λέξης που χρησιμοποιείται.

6.4.2. Καθυστέρηση Ομάδας

Η καθυστέρηση ομάδας του φίλτρου παρουσιάζεται στο σχήμα 6.6. Στην Chebyshev περίπτωση η καθυστέρηση ομάδας μεταβάλλεται περίπου κατά $\pm 40 \text{ ns}$, καθώς δεν έχει

γίνει κάποια προσπάθεια διόρθωσης αυτής της μεταβολής. Παρόλα αυτά, η μετρούμενη καθυστέρηση ομάδας του Chebyshev φίλτρου είναι αρκετά μικρότερη από τη θεωρητική του, η οποία απεικονίζεται στο σχήμα 3.3 και είναι περίπου ± 70 ns. Το γεγονός αυτό οφείλεται, κυρίως, στην ύπαρξη παρασιτικών φαινομένων, τα οποία λόγω της συνάρτησης ευαισθησίας του φίλτρου έχουν πιο έντονη επίδραση κοντά στη συχνότητα αποκοπής του φίλτρου. Το γεγονός ότι η κορυφή της καθυστέρησης ομάδας συμβαίνει πολύ κοντά σε αυτή τη συχνότητα έχει ως αποτέλεσμα να επηρεάζεται σημαντικά από τα όποια παρασιτικά φαινόμενα δημιουργούνται. Στη δική μας περίπτωση τα παρασιτικά στοιχεία λειτούργησαν προς όφελός μας, μειώνοντας την κορυφή της καθυστέρησης ομάδας και κατά συνέπεια τη μεταβολή της μέσα στη ζώνη διέλευσης του φίλτρου.



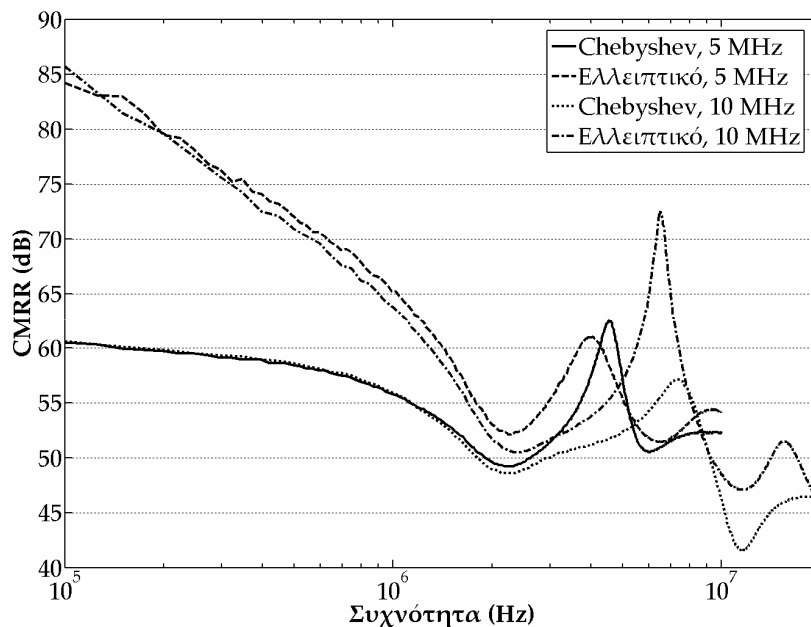
Σχήμα 6.6. Καθυστέρηση ομάδας του φίλτρου.

Στην ελλειπτική περίπτωση η καθυστέρηση ομάδας είναι κατά πολύ μικρότερη από την Chebyshev, περίπου μόλις ± 4 ns στη ζώνη διέλευσης. Η τιμή αυτή είναι πολύ κοντά στη θεωρητική. Η πολύ μικρή αυτή τιμή καθυστέρησης ομάδας οφείλεται φυσικά στην ύπαρξη του ισοσταθμιστή που ακολουθεί το 3^{ης} τάξης ελλειπτικό φίλτρο.

6.4.3. Λόγος Απόρριψης Κοινού Σήματος (CMRR)

Ο λόγος απόρριψης κοινού σήματος (CMRR) του φίλτρου απεικονίζεται στο σχήμα 6.7. Από το σχήμα προκύπτει ότι στην ελλειπτική περίπτωση ο CMRR είναι γενικότερα αρκετά καλύτερος από τον αντίστοιχο του Chebyshev φίλτρου. Έτσι, κοντά στα 100 kHz ο CMRR του ελλειπτικού φίλτρου είναι της τάξης των 85 dB, ενώ ο αντίστοιχος στην Chebyshev περίπτωση είναι μόλις 60 dB. Βέβαια, και οι δύο τιμές είναι αρκετά μεγάλες και ικανοποιητικές και μάλιστα παραμένουν σε όλες τις περιπτώσεις σε πολύ υψηλές τιμές (> 40 dB) σε όλο το εύρος ζώνης του φίλτρου. Δυστυχώς, δεν είχαμε τη δυνατότητα

να μετρήσουμε τον CMRR στη μηδενική συχνότητα (dc), ώστε να διαπιστώσουμε πόσο κοντά βρίσκονται οι τιμές του στις δύο περιπτώσεις (Chebyshev και ελλειπτική). Από αυτή την τιμή θα μπορούσαμε να διαπιστώσουμε, αν οι διαφορές που παρατηρούνται οφείλονται σε διαφορετικές αποκλίσεις (offsets) που δημιουργούνται στους τελεστικούς ενισχυτές του φίλτρου. Αν η dc τιμή του CMRR είναι περίπου ίδια σε όλες τις περιπτώσεις, θα μπορούσαμε να συμπεράνουμε ότι τα διαφορετικά παρασιτικά στοιχεία που υπάρχουν στο Chebyshev και το ελλειπτικό φίλτρο είναι υπεύθυνα για τη διαφορά των CMRR. Ωστόσο, από τη μορφή των καμπυλών, οι οποίες έχουν μεγαλύτερη κλίση στην ελλειπτική περίπτωση συμπεραίνουμε ότι η dc τιμή του CMRR διαφέρει μεταξύ των δύο ειδών φίλτρου. Έτσι, είναι πιο πιθανό να δημιουργούνται διαφορετικές αποκλίσεις στους ενισχυτές του φίλτρου και από αυτό το φαινόμενο να προκαλείται η διαφορά που εμφανίζεται. Αυτό συμβαίνει, γιατί, αν και χρησιμοποιούνται οι ίδιοι ενισχυτές σε όλες τις περιπτώσεις, τα φορτία τους δεν παραμένουν πάντα τα ίδια. Επίσης, αν και στην ελλειπτική περίπτωση ο CMRR ξεκινά από υψηλότερη τιμή, πέφτει ταχύτερα από την Chebyshev περίπτωση, γεγονός που υποδηλώνει την ύπαρξη περισσότερων παρασιτικών στοιχείων. Αυτό είναι λογικό, αφού στο ελλειπτικό φίλτρο υπάρχουν αρκετοί περισσότεροι πυκνωτές από αυτούς του Chebyshev φίλτρου. Ένα τελευταίο σχόλιο για τον CMRR είναι ότι παραμένει σε πολύ υψηλά επίπεδα ακόμα και σε μεγάλες συχνότητες, αν και στους ενισχυτές έχει χρησιμοποιηθεί αντίσταση και όχι MOS πηγή ρεύματος για την πόλωση του διαφορικού ζευγαριού, όπως έχει αναφερθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 6.7. Λόγος απόρριψης κοινού σήματος (CMRR) του φίλτρου.

6.4.4. Λόγος Απόρριψης Σήματος από την Τροφοδοσία (PSRR)

Ο λόγος απόρριψης σήματος από την τροφοδοσία (PSRR) του φίλτρου δίνεται στον πίνακα 6.2 τόσο για την τροφοδοσία V_{DD} όσο και για τη γη V_{SS} .

Πίνακας 6.2. PSRR του φίλτρου: (α) Από την τροφοδοσία VDD και (β) από τη γη VSS .

PSRR (dB) – VDD			
	500 kHz	1 MHz	5 MHz
Chebyshev, 5 MHz	65	54	41
Ελλειπτικό, 5 MHz	63	56	40
Chebyshev, 10 MHz	64	56	41
Ελλειπτικό, 10 MHz	62	54	40

(α)

PSRR (dB) – VSS			
	500 kHz	1 MHz	5 MHz
Chebyshev, 5 MHz	62	67	59
Ελλειπτικό, 5 MHz	64	67	59
Chebyshev, 10 MHz	63	69	55
Ελλειπτικό, 10 MHz	64	68	54

(β)

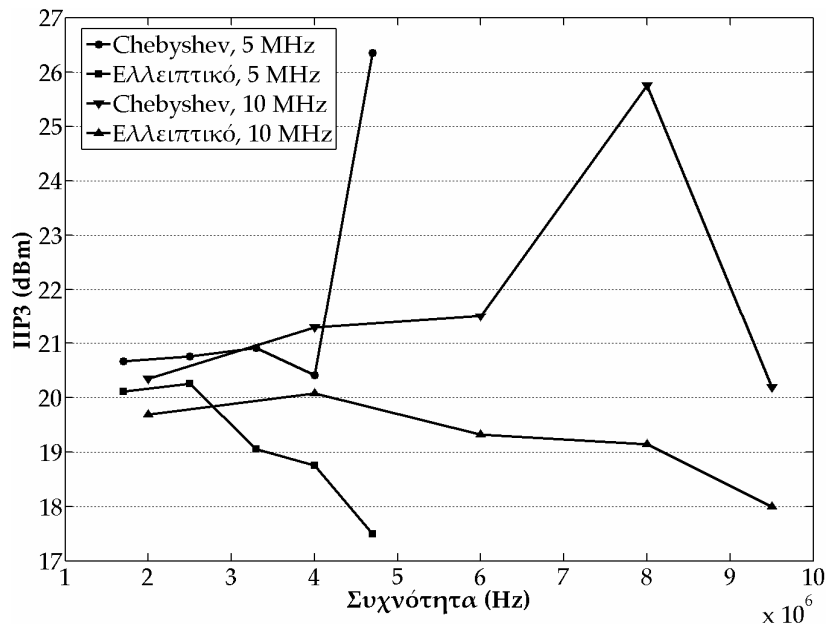
Από τον πίνακα προκύπτει ότι ο PSRR τόσο για την τροφοδοσία όσο και τη γη βρίσκεται σε πολύ υψηλά επίπεδα ακόμα και σε μεγάλες συχνότητες, ενώ ο PSRR της γης στις χαμηλές συχνότητες είναι περίπου ίδιος με τον αντίστοιχο της τροφοδοσίας. Ωστόσο, σε υψηλότερες συχνότητες ο πρώτος είναι αρκετά καλύτερος του δεύτερου. Αυτό είναι αναμενόμενο, γιατί το φαινόμενο αυτό είναι σύνηθες στους τελεστικούς ενισχυτές που χρησιμοποιούνται στο φίλτρο.

6.4.5. Γραμμικότητα

Η γραμμικότητα του φίλτρου εκτιμήθηκε με βάση το σημείο τομής της 1^{ης} με την 3^η αρμονική σε σχέση με την ισχύ εισόδου (3rd-order input intercept point), με το σημείο συμπίεσης κέρδους κατά 1 dB (1 dB compression point) και με την ολική αρμονική παραμόρφωση (total harmonic distortion).

Στο σχήμα 6.8 απεικονίζεται το IIP3 του φίλτρου ως συνάρτηση της συχνότητας. Όπως είναι προφανές, στο Chebyshev φίλτρο το IIP3 βρίσκεται πάνω από τα 20 dBm σε ολόκληρη τη ζώνη διέλευσης και εμφανίζει ένα μέγιστο κοντά στη συχνότητα αποκοπής. Αυτό προκαλείται από τον τρόπο που έχει μοιραστεί το κέρδος στις διάφορες βαθμίδες του φίλτρου. Κοντά στη συχνότητα αποκοπής οι δύο πρώτες βαθμίδες του Chebyshev φίλτρου παρουσιάζουν μικρότερο κέρδος, με αποτέλεσμα το τρίτο στάδιο να χειρίζεται μικρότερο σήμα στην είσοδό του και να συμπεριφέρεται πιο γραμμικά.

Στην περίπτωση του ελλειπτικού φίλτρου, η γραμμικότητα είναι λίγο χειρότερη. Αν και κανένα από τα δύο είδη φίλτρων δεν έχει βελτιστοποιηθεί ως προς τη δυναμική περιοχή και τη γραμμικότητά του, είναι φανερό ότι αυτό έχει επηρεάσει περισσότερο το ελλειπτικό φίλτρο λόγω της συνάρτησης μεταφοράς των βαθμίδων του, αλλά και λόγω του γεγονότος ότι οι ενισχυτές του έχουν περισσότερο φορτίο να οδηγήσουν και κατά συνέπεια χάνουν λίγο από την απόδοσή τους.



Σχήμα 6.8. IP3 του φίλτρου.

Το σημείο συμπίεσης κέρδους κατά 1 dB μετρήθηκε στη συχνότητα του 1 MHz σε όλες τις περιπτώσεις. Αντίστοιχα, το σημείο στο οποίο η ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) είναι 1% μετρήθηκε στη συχνότητα των 2 MHz. Τα αποτελέσματα δίνονται στον παρακάτω πίνακα.

Πίνακας 6.3. Αποτελέσματα γραμμικότητας. Οι αριθμοί στις παρενθέσεις αντιστοιχούν στο πλάτος από κορυφή σε κορυφή του σήματος εισόδου για το οποίο παρατηρούμε το 1 dB σημείο συμπίεσης και 1% ολική αρμονική παραμόρφωση, αντίστοιχα.

	Chebyshev, 5 MHz	Ελλειπτικό, 5 MHz	Chebyshev, 10 MHz	Ελλειπτικό, 10 MHz
1 dB CP (dBm) στα 1 MHz	3.6 (0.96 V _{p-p})	-3.1 (0.44 V _{p-p})	3.5 (0.95 V _{p-p})	-3.0 (0.45 V _{p-p})
1% THD (dBm) στα 2 MHz	1.0 (0.71 V _{p-p})	-5.9 (0.32 V _{p-p})	1.1 (0.72 V _{p-p})	-5.9 (0.32 V _{p-p})

Το ελλειπτικό φίλτρο παρουσιάζεται χειρότερο από το Chebyshev φίλτρο και σε αυτές τις παραμέτρους, όπως άλλωστε αναμενόταν για τους λόγους που αναφέρθηκαν παραπάνω. Παρόλα αυτά και λαμβάνοντας υπόψη και τη χαμηλή κατανάλωση του φίλτρου μπορούμε να πούμε ότι τα παραπάνω αποτελέσματα, ειδικά του IP3, είναι αρκετά ικανοποιητικά. Το IP3 είναι αρκετά μεγάλο και από αυτό φαίνεται η υπεροχή των ενεργών RC φίλτρων σε σύγκριση με τα g_m-C ή τα MOSFET-C φίλτρα, τα οποία έχουν κατά κανόνα πολύ χειρότερη συμπεριφορά σε αυτόν τον τομέα για παρόμοια κατανάλωση ισχύος.

Εδώ πρέπει να πούμε ότι η συμπεριφορά ως προς τη γραμμικότητα του φίλτρου θα ήταν ακόμα καλύτερη, αν είχε γίνει βελτιστοποίηση των ενδιάμεσων σταδίων του ως προς τη δυναμική περιοχή. Ωστόσο, αυτή η παράλειψη κατά τη διάρκεια της σχεδίασης, τελικά δεν είχε σοβαρό αντίκτυπο στη γραμμικότητα του φίλτρου.

6.4.6. Θόρυβος

Στον πίνακα 6.4 δίνεται ο ολοκληρωμένος (στη ζώνη διέλευσης) θόρυβος εξόδου του φίλτρου, ενώ στον πίνακα 6.5 παρουσιάζεται η δυναμική περιοχή (spurious free dynamic range) του στα 2 MHz. Η δυναμική περιοχή είναι ένα μέγεθος που εξαρτάται και από τη γραμμικότητα, αλλά και από το επίπεδο θορύβου (noise floor) του υπό εξέταση συστήματος. Ουσιαστικά, το πάνω όριο της περιοχής αυτή καθορίζεται από τη συμπεριφορά ως προς τη γραμμικότητα του συστήματος και το κάτω όριο από τη συμπεριφορά του ως προς το θόρυβο. Το πάνω όριο ορίζεται ως το μέγιστο επίπεδο ισχύος εισόδου σε ένα τεστ δύο τόνων για το οποίο τα προϊόντα 3^{ης} τάξης δεν ξεπερνούν το επίπεδο θορύβου. Το κάτω όριο είναι το επίπεδο θορύβου. Η διαφορά αυτών των δύο ορίων μας δίνει τη δυναμική περιοχή (SFDR) του συστήματος.

Πίνακας 6.4. Ολοκληρωμένος (στη ζώνη διέλευσης) θόρυβος εξόδου του φίλτρου.

Ολοκληρωμένος θόρυβος εξόδου (μV_{rms})	
Chebyshev, 5 MHz	312
Ελλειπτικό, 5 MHz	191
Chebyshev, 10 MHz	453
Ελλειπτικό, 10 MHz	267

Πίνακας 6.5. SFDR του φίλτρου.

SFDR (dB)	
Chebyshev, 5 MHz	71
Ελλειπτικό, 5 MHz	73
Chebyshev, 10 MHz	69
Ελλειπτικό, 10 MHz	71

Από τους παραπάνω πίνακες προκύπτει ένα ενδιαφέρον συμπέρασμα: καταρχάς, είναι προφανές ότι το Chebyshev φίλτρο έχει αρκετά χειρότερη συμπεριφορά θορύβου από το ελλειπτικό, γιατί οι αντιστάσεις του, που έχουν σημαντική συνεισφορά στο συνολικό θόρυβο του φίλτρου, είναι μεγαλύτερες, όπως προκύπτει και από τον πίνακα 3.1. Αυτός ο συμβιβασμός, άλλωστε, της γραμμικότητας και του θορύβου είναι αναπόφευκτος σε όλα τα συστήματα. Μεγαλύτερες αντιστάσεις σημαίνει καλύτερη συμπεριφορά ως προς τη γραμμικότητα, γιατί το φορτίο των ενισχυτών είναι μικρότερο, αλλά από την άλλη μεριά υπάρχει χειρότερη συμπεριφορά ως προς το επίπεδο θορύβου του κυκλώματος.

Συνεπώς, μπορούμε να πούμε ότι η καλύτερη συμπεριφορά του Chebyshev φίλτρου ως προς τη γραμμικότητα έχει αντισταθμιστεί από τη χειρότερη συμπεριφορά του ως προς το θόρυβο, ενώ στο ελλειπτικό φίλτρο έχει συμβεί το ανάποδο. Η χειρότερη γραμμικότητα έχει αντισταθμιστεί από τον καλύτερο θόρυβο. Αυτό εκδηλώνεται χαρακτηριστικά στην παράμετρο του SFDR, η οποία, όπως είπαμε, εξαρτάται τόσο από τη γραμμικότητα όσο και από το θόρυβο. Έτσι, και στα δύο είδη φίλτρων το SFDR έχει περίπου την ίδια τιμή, με το ελλειπτικό φίλτρο να υπερτερεί ελάχιστα του Chebyshev. Όπως και να έχει πάντως, η τιμή του SFDR είναι από τις υψηλότερες που μπορούν να

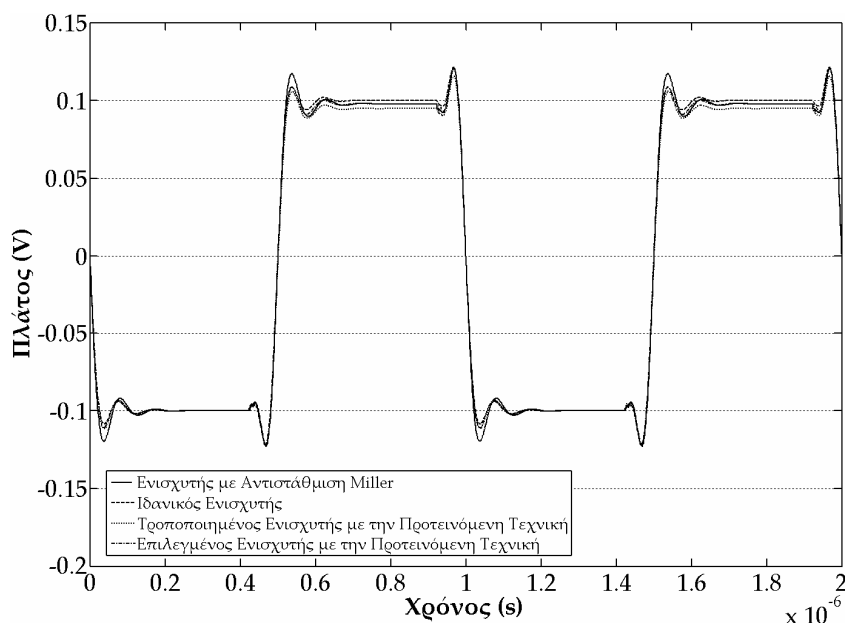
επιτύχουν τέτοιου είδους φίλτρα και με τόσο μικρή κατανάλωση. Η τιμή αυτή του SFDR είναι πραγματικά εντυπωσιακή, αν συνυπολογίσει κανείς το μεγάλο εύρος ζώνης του φίλτρου.

6.4.7. Συμπεριφορά στο Πεδίο του Χρόνου

Ολοκληρώνοντας το κεφάλαιο των πειραματικών αποτελεσμάτων θα σταθούμε λίγο στη συμπεριφορά του φίλτρου στο πεδίο του χρόνου. Αυτό το κάνουμε, κυρίως, για να δείξουμε ότι η τεχνική αντιστάθμισης που χρησιμοποιήθηκε στους ενισχυτές του φίλτρου όχι μόνο δε δημιουργήσε προβλήματα, αλλά, αντίθετα, βελτίωσε τη συμπεριφορά του.

Αρχικά, στο σχήμα 6.9 παρουσιάζουμε τη διαφορική έξοδο του φίλτρου (ελλειπτικό, 10 MHz), όταν η είσοδός του είναι μια τετραγωνική παλμοσειρά με πλάτος 100 mV και συχνότητα 1 MHz. Δίνονται γραφικές παραστάσεις για τέσσερις διαφορετικές υλοποιήσεις ενισχυτών:

- Συμβατικός ενισχυτής που χρησιμοποιεί την αντιστάθμιση Miller και έχει τα χαρακτηριστικά του πίνακα 4.1.
- Ιδανικός ενισχυτής (άπειρο κέρδος και κανένας πόλος).
- Ενισχυτής υλοποιημένος με την προτεινόμενη τεχνική αντιστάθμισης, τροποποιημένος έτσι, ώστε να έχει παρόμοιο εύρος ζώνης με τον επιλεγμένο ενισχυτή, αλλά με 79° περιθώριο φάσης και 55° ελάχιστη φάση.
- Ενισχυτής που επιλέχθηκε για να χρησιμοποιηθεί στο φίλτρο, ο οποίος χρησιμοποιεί την προτεινόμενη τεχνική αντιστάθμισης και έχει 53° περιθώριο φάσης και 27° ελάχιστη φάση.

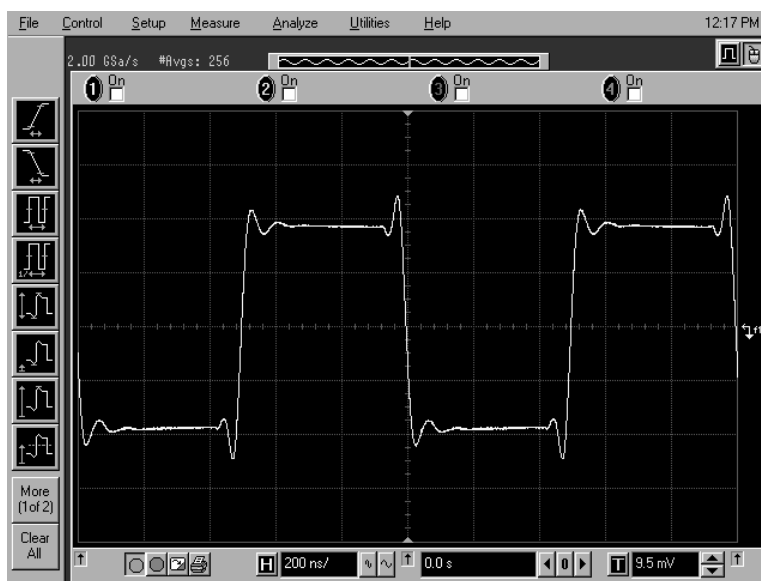


Σχήμα 6.9. Προσομοιωμένη διαφορική έξοδος του φίλτρου (ελλειπτικό, 10 MHz) με είσοδο μια τετραγωνική παλμοσειρά ($200 \text{ mV}_{\text{P-P}}$, $f = 1 \text{ MHz}$) για τέσσερις διαφορετικούς ενισχυτές.

Είναι φανερό ότι οι δύο ενισχυτές που χρησιμοποιούν την προτεινόμενη τεχνική αντιστάθμισης παράγουν μια απόκριση που είναι σχεδόν ταυτόσημη με αυτή του ιδανικού ενισχυτή. Η κορύφωση (overshoot) που παρατηρείται είναι χαρακτηριστικό της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου, που αποδίδεται, κυρίως, στην καθυστέρηση ομάδας του και δεν οφείλεται στους ενισχυτές. Αντιθέτως, όταν χρησιμοποιείται ο συμβατικός ενισχυτής με την αντιστάθμιση Miller η κορύφωση είναι μεγαλύτερη, πράγμα που σημαίνει ότι οι μη ιδανικότητές του επηρεάζουν σε μεγαλύτερο βαθμό την απόδοση του φίλτρου.

Πρέπει να σημειωθεί ότι ο λόγος που δε χρησιμοποιήσαμε τον ενισχυτή με το μεγαλύτερο περιθώριο φάσης στο φίλτρο έχει ήδη απαντηθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο. Έχει να κάνει με το γεγονός ότι εμφανίζει χαμηλότερο κέρδος, υψηλότερη κατανάλωση και χειρότερη συμπεριφορά θορύβου. Επιπλέον, χρησιμοποιώντας τον ενισχυτή με το μικρότερο περιθώριο φάσης αποδεικνύουμε με πειραματικά αποτελέσματα ότι δε δημιουργεί προβλήματα ευστάθειας ή οποιουδήποτε άλλου είδους.

Στο σχήμα 6.10 παρουσιάζεται η πειραματικά μετρημένη έξοδος του φίλτρου (ελλειπτικό, 10 MHz) με είσοδο μια τετραγωνική παλμοσειρά πλάτους 100 mV και συχνότητας 1 MHz (ίδια με αυτή που χρησιμοποιήθηκε στις προσομοιώσεις). Όπως είναι προφανές, η κορύφωση είναι παρόμοια με την προσομοιωμένη, που σημαίνει ότι ούτε το περιθώριο φάσης ούτε η ελάχιστη φάση των κατασκευασμένων ενισχυτών προξενούν προβλήματα στη λειτουργία του φίλτρου.



Σχήμα 6.10. Απεικόνιση της οθόνης του παλμογράφου μέτρησης που δείχνει την απόκριση εξόδου του φίλτρου (ελλειπτικό, 10 MHz) σε μια τετραγωνική παλμοσειρά ($200 \text{ mV}_{\text{p-p}}$, $f = 1 \text{ MHz}$) εισόδου.

6.5. Συγκριτική Αξιολόγηση του Φίλτρου

Για να αξιολογηθεί καλύτερα η απόδοση του φίλτρου, γίνεται μια συγκριτική παρουσίαση των κυριοτέρων χαρακτηριστικών του (ελλειπτικό, 5 MHz) σε σχέση με παρόμοια χαρακτηριστικά φίλτρων που έχουν αναφερθεί στη βιβλιογραφία [8]-[10]. Η

απόδοσή του κρίνεται επεκτείνοντας τον ορισμό του δείκτη πλεονεκτήματος (figure of merit) που έχει εισαχθεί στο [8] και [11]:

$$FoM = \frac{(Power\ Dissipation) \times Area}{(no.\ of\ poles) \times BW \times SFDR \times IIP3} \quad (6.1)$$

Πίνακας 6.6. Σύγκριση υλοποιημένου φίλτρου με φίλτρα της βιβλιογραφίας.

Αναφορά	[8]	[9]	[10]	Παρούσα εργασία
Τεχνολογία	0.8 μm BiCMOS	0.35 μm CMOS	1.2 μm CMOS	0.12 μm CMOS
Τάξη φίλτρου	5	7	2	5
Εμβαδόν (mm ²)	2.86	0.6	3.61	0.25
Τροφοδοσία (V)	2.7	3	1	1
Κατανάλωση (mW)	10.3	60	1.6	6.1
Εύρος ζώνης (MHz)	1.92	200	1	5
IIP3 (dBm)	11	20	13.5	20
SFDR (dB)	77	50	67	73
FoM (J·mm ²)	4.86×10 ⁻¹⁵	2.57×10 ⁻¹⁵	2.57×10 ⁻¹⁵	3.05×10 ⁻¹⁷

Πίνακας 6.7. Σύγκριση απαιτήσεων ενός φίλτρου εφαρμογών video σε σχέση με τη μετρούμενη απόδοση του φίλτρου της παρούσας εργασίας (Chebyshev, 5 MHz).

	Προδιαγραφή	Μέτρηση
Μεταβολή εύρους ζώνης (%)	±10	< ±7.4
Κυμάτωση (dB)	±1.5	±0.15
Καθυστέρηση ομάδας (ns)	±80	±40
Απόσβεση (dB)	> 30	> 30
SFDR (dB)	> 40	71

Το φίλτρο της παρούσας εργασίας είναι καλύτερο κατά δύο τάξεις μεγέθους από τα υπόλοιπα σύμφωνα με το δείκτη που χρησιμοποιήθηκε στη σύγκριση. Συμπεραίνουμε, λοιπόν, ότι η πειραματικά μετρούμενη απόδοση του συστήματος του φίλτρου είναι πολύ καλή, όταν κρίνεται συνολικά. Όλα τα χαρακτηριστικά του φίλτρου το καθιστούν κατάλληλο για πολλές εφαρμογές. Ως παράδειγμα, αναφέρουμε ότι το Chebyshev φίλτρο των 5 MHz πληροί τις προδιαγραφές ενός φίλτρου για ένα PAL video σύστημα [12], όπως προκύπτει από τον πίνακα 6.7. Μια άλλη εφαρμογή για το φίλτρο θα μπορούσε να ήταν ως ένα φίλτρο επιλογής καναλιού σε ένα δέκτη λόγω της δυνατότητάς του να αλλάζει το εύρος ζώνης του.

Βιβλιογραφία

- [1] <http://www.st.com/>.
- [2] <http://cmp.imag.fr/>.
- [3] <http://www.cadence.com/>.
- [4] <http://www.mentor.com/>.
- [5] <http://www.protel.com/>.
- [6] <http://www.home.agilent.com/>.
- [7] <http://www.mathworks.com/>.
- [8] A. Yoshisawa and Y. P. Tsividis, "Anti-blocker design techniques for MOSFET-C filters for direct conversion receivers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp. 357–364, Mar. 2002.
- [9] J. Silva-Martinez, J. Adut, J. M. Rocha-Perez, M. Robinson, and S. Rokhsaz, "A 60-mW 200-MHz continuous-time seventh-order linear phase filter with on-chip automatic tuning system," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 216–225, Feb. 2003.
- [10] H. Huang and E. K. F. Lee, "Design of low-voltage CMOS continuous-time filter with on-chip automatic tuning," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 36, pp. 1168–1177, Aug. 2001.
- [11] Y. P. Tsividis, "Integrated continuous-time filter design – an overview," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, pp. 166–176, Mar. 1994.
- [12] S.-S. Lee and C. A. Laber, "A BiCMOS continuous-time filter for video signal processing applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 1373–1382, Sep. 1998.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

Συμπεράσματα

Τα ολοκληρωμένα φίλτρα συνεχούς χρόνου βρίσκουν εφαρμογή σε μια πληθώρα συστημάτων, τα οποία μπορεί να είναι από το σύστημα ενός πομποδέκτη ενός τηλεπικοινωνιακού προτύπου μέχρι το σύστημα ανάγνωσης/γγραφής σε κανάλια σκληρών δίσκων. Τα κυρίαρχα είδη φίλτρων συνεχούς χρόνου τη σημερινή εποχή είναι τα g_m -C, τα MOSFET-C και τα ενεργά RC φίλτρα. Τα τελευταία επιτυγχάνουν αναμφισβήτητα καλύτερες επιδόσεις γραμμικότητας και θορύβου απαιτώντας, ταυτόχρονα, μικρότερη κατανάλωση ενέργειας σε σχέση με τα φίλτρα των δύο άλλων κατηγοριών. Το μοναδικό τους μειονέκτημα είναι η ρύθμισή τους που μπορεί να γίνει μόνο σε διακριτά βήματα και δεν είναι πολύ ακριβής. Ωστόσο, όπως έχει αναφερθεί, λίγα είναι τα συστήματα που απαιτούν μεγάλη ακρίβεια ρύθμισης και για αυτό το λόγο τα ενεργά RC φίλτρα κερδίζουν συνεχώς έδαφος έναντι των άλλων στη χρησιμοποίησή τους στις διάφορες εφαρμογές.

Επιπλέον, η ολοένα και μικρότερη ελάχιστη διάσταση των CMOS τεχνολογιών, αλλά και η συνεχώς μειούμενη τάση τροφοδοσίας έχουν θέσει νέες προκλήσεις στη σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων, καθώς γνωστές και δοκιμασμένες τεχνικές δεν μπορούν πλέον να χρησιμοποιηθούν. Επίσης, πολλά καινούρια φαινόμενα, όπως έχουμε περιγράψει, εμφανίζονται σε αυτές τις τεχνολογίες και αλλάζουν δραστικά τη συμπεριφορά των MOS τρανζίστορ με τέτοιο τρόπο, μάλιστα, που τα υπάρχοντα μοντέλα δεν έχουν ακόμα πλήρως ενσωματώσει. Καταλαβαίνει κανείς πως η σχεδίαση αναλογικών κυκλωμάτων σε αυτές τις τεχνολογίες συναντά αρκετά προβλήματα.

Αντικείμενο της παρούσας διατριβής αποτελεί η σχεδίαση ενός ολοκληρωμένου αναλογικού ενεργού RC φίλτρου συνεχούς χρόνου σε μια σύγχρονη CMOS τεχνολογία των 0.12 μm . Στόχος της διατριβής είναι η απόδειξη της πολύ καλής συμπεριφοράς των ενεργών RC φίλτρων και ταυτόχρονα η επίλυση προβλημάτων που ανακύπτουν στη φάση της σχεδίασης του φίλτρου σε αυτή τη νανομετρική τεχνολογία.

Το φίλτρο λειτουργεί με τάση τροφοδοσίας 1 V και έχει την ικανότητα να επιλέγει τη συνάρτηση μεταφοράς του μεταξύ Chebyshev και ελλειπτικής μορφής και, επίσης, μπορεί να μεταβάλλει το εύρος ζώνης του από 5 MHz σε 10 MHz. Επιλέξαμε ένα φίλτρο 5^{ης} τάξης γιατί η αποκοπή που προσφέρει είναι αρκετή για πολλές εφαρμογές. Ωστόσο, αποφασίσαμε να τροποποιήσουμε το ελλειπτικό φίλτρο έτσι, ώστε η τάξη του να μειωθεί σε 3^η, αλλά να ακολουθείται από ένα στάδιο 2^{ης} τάξης, το οποίο να ισοσταθμίζει την καθυστέρηση ομάδας του φίλτρου στη ζώνη διέλευσης. Αυτό επιτρέπει στο φίλτρο να βρει εφαρμογή και σε συστήματα που απαιτούν αμετάβλητη καθυστέρηση ομάδας στη ζώνη διέλευσης. Επιπλέον, η δυνατότητα αλλαγής του εύρους ζώνης του, το καθιστούν κατάλληλο για χρήση ως φίλτρο επιλογής καναλιού σε πομποδέκτες.

Οι ενισχυτές του φίλτρου χρησιμοποιούν μια νέα τεχνική αντιστάθμισης, η οποία επιτρέπει την αύξηση του εύρους ζώνης του ενισχυτή, χωρίς να χρειάζεται επιπρόσθετη κατανάλωση ισχύος. Με τη χρήση αυτής της τεχνικής ο επικρατών πόλος του ενισχυτή μεταφέρεται σε εικοσαπλάσια συχνότητα από την αντίστοιχη που επιτυγχάνουν οι υπάρχουσες συμβατικές μέθοδοι. Επίσης, η τεχνική είναι λιγότερο ευαίσθητη στις ανοχές των στοιχείων από τις παραδοσιακές μεθόδους, καθώς το περιθώριο φάσης του ενισχυτή εξαρτάται, πλέον, από λόγους στοιχείων και όχι από τις απόλυτες τιμές τους, όπως συνήθως συμβαίνει στις κλασσικές μεθόδους αντιστάθμισης. Χρησιμοποιώντας αυτή την τεχνική στους ενισχυτές του φίλτρου, η απόδοση του φίλτρου βελτιώθηκε δραστικά. Επιπλέον, η ευστάθεια των ενισχυτών αποδείχτηκε από τις πειραματικές μετρήσεις, στις οποίες δεν παρουσιάστηκαν τέτοιου είδους προβλήματα.

Το φίλτρο εκμεταλλεύεται ψηφιακά ελεγχόμενες μήτρες αντιστάσεων, ώστε σε συνεργασία με ένα ψηφιακό σύστημα αυτόματης ρύθμισης να απαλείφει τις επιπτώσεις των ανοχών και της μεταβολής θερμοκρασίας στη συνάρτηση μεταφοράς του. Το συγκεκριμένο σύστημα χρειάζεται μόνο μια επανάληψη του αλγορίθμου του, για να διορθώσει τη σταθερά χρόνου του φίλτρου. Απαιτεί την ύπαρξη ενός εξωτερικού ρολογιού αναφοράς και ενός εσωτερικού ταλαντωτή, του οποίου τα χαρακτηριστικά εξαρτώνται από το γινόμενο RC με τρόπο παρόμοιο με αυτά του κυρίως φίλτρου. Η ακρίβεια διόρθωσης εξαρτάται από τον αριθμό των διακοπών στις αντιστάσεις του φίλτρου και έχει καθοριστεί σε περίπου $\pm 5\%$ για τη συγκεκριμένη εργασία.

Τα πειραματικά αποτελέσματα επαλήθευσαν την άριστη γραμμικότητα που αναμενόταν και φανέρωσαν μια ευρεία δυναμική περιοχή. Συγκεκριμένα, το IIP3 του φίλτρου είναι περίπου της τάξης των +20 dBm, το 1 dB σημείο συμπίεσης κέρδους φτάνει τα 3.6 dBm (διαφορικό σήμα εισόδου 0.96 V_{P-P}) και η δυναμική περιοχή του (SFDR) εκτείνεται μέχρι τα 73 dB. Όμως και η πειραματικά μετρημένη ac απόκριση του φίλτρου, καθώς και η καθυστέρηση ομάδας συμφωνούν με τις προδιαγραφές που είχαμε θέσει. Ο CMRR του φίλτρου είναι τουλάχιστον 40 dB, το ίδιο και ο PSRR του, αποτελέσματα που είναι πολύ ικανοποιητικά συγκρινόμενα με παρόμοια συστήματα. Τέλος, η απόκριση του φίλτρου στο πεδίο του χρόνου απέδειξε ότι η τεχνική αντιστάθμισης που εφαρμόστηκε στους ενισχυτές του όχι μόνο δε δημιούργησε προβλήματα ευστάθειας, αλλά, αντίθετα, βελτίωσε την απόδοση του φίλτρου.

Ως τελικό συμπέρασμα μπορούμε να πούμε πως πιστεύουμε ότι επιτύχαμε τους στόχους που είχαμε θέσει. Το φίλτρο που κατασκευάστηκε συνδυάζει λειτουργία σε χαμηλή τροφοδοσία και κατανάλωση με πολύ καλές επιδόσεις. Τέλος, όλα τα χαρακτηριστικά του το καθιστούν κατάλληλο για πολλές εφαρμογές.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Εργαλείο Λογισμικού Αξιολόγησης MOSFET Μοντέλων

A.1. Εισαγωγή

Αν και το MOS τρανζίστορ είναι ένα στοιχείο που έχει ανακαλυφθεί εδώ και αρκετές δεκαετίες, μέχρι σήμερα δεν έχει εμφανιστεί κάποιο μοντέλο που να περιγράφει πλήρως και επακριβώς τη συμπεριφορά του [1]. Κατά τη διάρκεια των χρόνων ύπαρξης του MOS τρανζίστορ διάφορα μοντέλα έχουν προταθεί, όπως το δημοφιλές BSIM [2] ή τα πρόσφατα ανεπτυγμένα EKV [3] και PSP [4] μοντέλα. Το τελευταίο επιλέχθηκε το προηγούμενο έτος από το Compact Model Council (CMC) [5] ως το μοντέλο που θα χρησιμοποιείται πλέον στην προτυποποίηση των νέων CMOS τεχνολογιών από τους κατασκευαστές τους (foundries). Παρά την εμφανή βελτίωση της ποιότητας των MOS μοντέλων, κανένα αλάνθαστο μοντέλο δεν υπάρχει αυτή τη στιγμή. Η τάση, στη βιομηχανία των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, μείωσης της τάσης τροφοδοσίας και εισαγωγής νανομετρικών CMOS τεχνολογιών [6], [7] έχει κάνει το πρόβλημα της μοντελοποίησης των MOS τρανζίστορ ακόμα πιο οξύ [8].

Μια μικρή τάση τροφοδοσίας σημαίνει ότι κάποια από τα MOS στοιχεία ενός κυκλώματος λειτουργούν στην περιοχή μέτριας αναστροφής, δηλαδή στην πιο προβληματικά μοντελοποιημένη περιοχή λειτουργίας του MOSFET. Επιπλέον, νέα φαινόμενα έχουν εμφανιστεί στις νανομετρικές CMOS τεχνολογίες [1], όπως η διαρροή πύλης (gate leakage) ή ο υπερβάλλον θόρυβος (excess noise), τα οποία δεν έχουν συμπεριληφθεί ικανοποιητικά στα υπάρχοντα μοντέλα μέχρι στιγμής. Όλα τα παραπάνω δημιουργούν σοβαρό πρόβλημα στο σχεδιαστή, αφού τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων δεν είναι αξιόπιστα, γιατί βασίζονται σε ανακριβή μοντέλα.

Για να αξιολογηθούν τα διάφορα MOSFET μοντέλα ποιοτικά και ποσοτικά έχουν προταθεί αρκετά τεστ, τα οποία μπορούν να αποκαλύψουν τη συμπεριφορά των

μοντέλων σχετικά με τις παραμέτρους που είναι κρίσιμες σε μια σχεδίαση. Για παράδειγμα, στο [9] μερικά σημαντικά τεστ για τις βασικές $I-V$ χαρακτηριστικές του MOS έχουν προταθεί. Το IEEE σχημάτισε μια ομάδα εργασίας με σκοπό να παρέχει ένα πιο πλήρες σύνολο από τεστ αξιολόγησης [10]. Αυτή η ομάδα κατέληξε σε μια σειρά από 20 περίπου τεστ αξιολόγησης, που καλύπτουν πολλές πλευρές του MOS τρανζίστορ, συμπεριλαμβάνοντας την απόδοσή του σχετικά με τις $I-V$ και $C-V$ χαρακτηριστικές, συμπεριφορά θορύβου, ac απόκριση και άλλα. Ωστόσο, κάποια από αυτά τα τεστ είναι σχετικά πολύπλοκα και απαιτούν πολύ χρόνο, για να ετοιμαστούν.

Για να βοηθηθεί ο σχεδιαστής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων στην εύκολη πραγματοποίηση όλων αυτών των δοκιμών, αναπτύξαμε ένα εργαλείο λογισμικού ολοκληρωμένου στην πλατφόρμα του Cadence®, το οποίο μπορεί να εκτελέσει αυτόματα ολόκληρο το σύνολο των προτεινόμενων τεστ ή να αφήνει το χρήστη να επιλέξει τα τεστ που επιθυμεί να πραγματοποιήσει. Το εργαλείο ονομάζεται BEMOS (Benchmark Evaluation of MOSFET Models) και είναι ικανό να πραγματοποιήσει τα παραπάνω τεστ σε κάθε είδους MOS (NMOS ή PMOS) μοντέλου που υποστηρίζεται από τον Spectre® προσομοιωτή. Επιπλέον, υποστηρίζει MOSFET στοιχεία που μοντελοποιούνται ως υποκυκλώματα. Ο τρόπος προγραμματισμού του, επιτρέπει νέα τεστ να προστίθεται πολύ εύκολα. Το πρόγραμμα είναι μια σημαντική αναβάθμιση αυτού που παρουσιάζεται στο [11].

Το εργαλείο συμπεριλαμβάνει ένα φιλικό προς το χρήστη γραφικό περιβάλλον που διευκολύνει τη γρήγορη ετοιμασία των δοκιμών. Τα αποτελέσματα κάθε τεστ απεικονίζονται γραφικά σε ένα παράθυρο, το οποίο συνοδεύεται με ένα μήνυμα προειδοποίησης, αν το συγκεκριμένο τεστ αποκαλύψει κάποιο πρόβλημα στο μοντέλο. Επίσης, ένα αρχείο εξόδου σε μορφή κειμένου παράγεται και περιέχει την περίληψη των αποτελεσμάτων των δοκιμών.

Στη συνέχεια αυτού του παραρτήματος, το BEMOS παρουσιάζεται με περισσότερη λεπτομέρεια. Αναφέρονται τα τεστ που περιλαμβάνει το εργαλείο, παρουσιάζεται το γραφικό περιβάλλον του, καθώς και η ροή εργασίας του προγράμματος. Τέλος, δίνονται αρκετά παραδείγματα δοκιμών σε διάφορες τεχνολογίες. Πρέπει να σημειωθεί ότι η ανάπτυξη του εργαλείου πραγματοποιήθηκε από το συγγραφέα αυτής της διατριβής μετά την ολοκλήρωση της σχεδίασης και μέτρησης του ολοκληρωμένου φίλτρου που έχει περιγραφεί στα προηγούμενα κεφάλαια. Αν και το πρόγραμμα δεν αποτελεί κύριο κομμάτι της διατριβής, ωστόσο, είναι ένα έργο που απαιτήσε σημαντική εργασία για να ολοκληρωθεί.

A.2. Τεστ Συμπεριλαμβανόμενα στο Εργαλείο

Το BEMOS υποστηρίζει ολόκληρο το σύνολο των τεστ που περιγράφεται στο [10]. Η κατηγοριοποίηση των τεστ στο εργαλείο υιοθετεί αυτή που έχει ακολουθηθεί στο [10]. Έτσι, οι κατηγορίες και υποκατηγορίες των δοκιμών αξιολόγησης δίνονται παρακάτω:

- $I-V$ χαρακτηριστικές
 - ◆ Γραφικές παραστάσεις των I_d και g_m ως συνάρτηση της V_{ds} στην περιοχή κορεσμού, για πλατιά/μακριά και πλατιά/κοντά στοιχεία. Οι γραφικές είναι για

$V_{sb} = 0$ και $V_{sb} = VDD$, $V_{gs} = V_{th}-0.15$, V_{th} , $V_{th}+0.15$ και 3 τιμές της V_{gs} ισόποσα χωρισμένες μεταξύ της V_{th} και της VDD με την V_{ds} να μεταβάλλεται από 0 ως VDD σε βήματα των 0.02 V.

- ◆ Γραφικές παραστάσεις των I_d και g_m ως συνάρτηση της V_{gs} στην περιοχή κατωφλίου, για πλατιά/μακριά, πλατιά/κοντά, στενά/μακριά και στενά/κοντά στοιχεία. Οι γραφικές είναι για $V_{ds} = 0.1$ V (5 τιμές της V_{sb}) και την V_{gs} να μεταβάλλεται από 0 ως VDD με βήματα των 0.02 V.
- ◆ Γραφικές παραστάσεις των I_d και g_m ως συνάρτηση της V_{gs} στην περιοχή υποκατωφλίου, για πλατιά/μακριά, πλατιά/κοντά, στενά/μακριά και στενά/κοντά στοιχεία. Οι γραφικές είναι για $V_{ds} = VDD$ (5 τιμές της V_{sb}) και την V_{gs} να μεταβάλλεται από 0 ως VDD με βήματα των 0.02 V.
- Τεστ Τσιβίδη-Suyama
 - ◆ Γραφικές παραστάσεις των I_d , g_m και g_m/I_d σε συνάρτηση της V_{gs} στην περιοχή κορεσμού, για πλατιά/μακριά, πλατιά/κοντά, στενά/μακριά και στενά/κοντά στοιχεία. Οι γραφικές είναι για $V_{ds} = VDD$ και την V_{gs} να μεταβάλλεται από 0 ως VDD σε βήματα των 0.02 V.
 - ◆ Γραφικές παραστάσεις των I_d και g_d ως συνάρτηση της V_{ds} στην περιοχή κορεσμού, για πλατιά/μακριά, πλατιά/κοντά, στενά/μακριά και στενά/κοντά στοιχεία. Οι γραφικές παράγονται με την V_{ds} να μεταβάλλεται από 0 ως VDD σε βήματα των 0.02 V.
 - ◆ AC τεστ για να καθοριστεί αν η ημιστατική (quasi-static) προσέγγιση χρησιμοποιείται στο MOSFET μοντέλο.
 - ◆ Τεστ θερμικού θορύβου ενός στοιχείου πολωμένου με μια σταθερή V_{gs} τάση στην ισχυρή αναστροφή με $V_{ds} = 0$. Κάτω από αυτές τις συνθήκες το κανάλι είναι μια αντίσταση με τιμή $R = 1/g_d$ και θα πρέπει να παράγει θερμικό θόρυβο με φασματική πυκνότητα ισχύος $4KTR$.
 - ◆ Τεστ θορύβου flicker ενός στοιχείου στην περιοχή κορεσμού και σε ισχυρή αναστροφή. Ο θόρυβος flicker πρέπει να μειώνεται κατά 10 φορές όταν το πλάτος του καναλιού μειώνεται 10 φορές. Επίσης, πρέπει να είναι αναίσθητος σε μεταβολές της V_{gs} .
- I_{sat} ΤΕΣΤ
 - ◆ Η γραφική αναπαράσταση του I_{sat} δίνεται ως συνάρτηση της θερμοκρασίας.
 - ◆ Η γραφική αναπαράσταση του I_{sat} δίνεται ως συνάρτηση του μήκους καναλιού του MOSFET.
 - ◆ Η γραφική αναπαράσταση του I_{sat} δίνεται ως συνάρτηση του πλάτους καναλιού του MOSFET.
- Τεστ μικρού βήματος
 - ◆ Γραφικές παραστάσεις των I_d και g_m σε συνάρτηση της V_{gs} στην περιοχή κατωφλίου, για πλατιά/μακριά, πλατιά/κοντά, στενά/μακριά και στενά/κοντά στοιχεία. Οι γραφικές είναι για $V_{ds} = 0.1$ V (5 τιμές της V_{sb}) και την V_{gs} να μεταβάλλεται από 0 ως VDD με 1000 βήματα.
 - ◆ Γραφικές παραστάσεις των I_d και g_d ως συνάρτηση της V_{ds} στην περιοχή κορεσμού, για πλατιά/μακριά και πλατιά/κοντά στοιχεία. Οι γραφικές είναι για $V_{sb} = 0$ και $V_{sb} = VDD$, $V_{gs} = V_{th}-0.15$, V_{th} , $V_{th}+0.15$ και 3 τιμές της V_{gs} ισόποσα

χωρισμένες μεταξύ της V_{th} και της V_{DD} με την V_{ds} να μεταβάλλεται από 0 ως V_{DD} με 1000 βήματα.

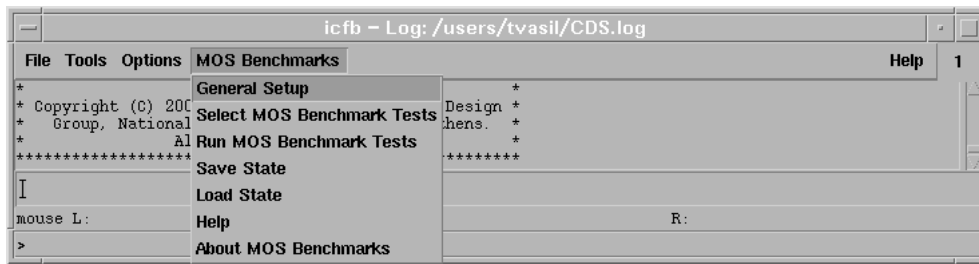
- ◆ Παρόμοιο τεστ με το προηγούμενο, αλλά για μια τιμή της V_{gs} σε μια στενή περιοχή τιμών της V_{ds} γύρω από την περιοχή κορεσμού.
- Gummel τεστ
 - ◆ Gummel τεστ συμμετρίας.
 - ◆ Τεστ λόγου κλίσης (slope ratio).
 - ◆ Τεστ καμπύλης «κορυφής δέντρου» (treetop curve).
- C-V χαρακτηριστικές
 - ◆ Οι χωρητικότητες πύλης ($C_{gs}+C_{gd}$, C_{gb} και $C_{gg} = C_{gs}+C_{gd}+C_{gb}$) για πλατιά/μακριά, πλατιά/κοντά, στενά/μακριά και στενά/κοντά στοιχεία δίνονται για ένα μικρό βήμα μεταβολής της V_{gb} (0.01 V βήμα από $-V_{DD}$ ως V_{DD}) για $V_{ds} = 0$, $V_{DD}/2$ και για $V_{sb} = 0$, V_{DD} .
 - ◆ 9 ανεξάρτητοι συντελεστές χωρητικότητας (C_{gs} , C_{gd} , C_{dg} , C_{bs} , C_{bd} , C_{db} , C_{gb} , C_{sd} , C_{bg}) για πλατιά/μακριά, πλατιά/κοντά, στενά/μακριά και στενά/κοντά στοιχεία δίνονται για ένα μικρό βήμα μεταβολής της V_{db} (0.01 V βήμα από $-V_{th}$ ως V_{DD}) για $V_{gs} = V_{DD}$ (ώστε η λειτουργία να είναι στην ισχυρή αναστροφή) και για $V_{sb} = 0$.

Όλα αυτά τα τεστ έχουν σκοπό να αποκαλύψουν ανωμαλίες στη συμπεριφορά ενός MOSFET μοντέλου. Για παράδειγμα, τα τεστ I-V μπορούν να δείξουν ασυνέχειες στα g_d και g_m , το τεστ θερμικού θορύβου ερευνά, αν ο θόρυβος που υπολογίζεται από το μοντέλο συμφωνεί με τη θεωρητική τιμή, το τεστ συμμετρίας Gummel ελέγχει, αν το μοντέλο είναι συμμετρικό σε σχέση με την υποδοχή και την πηγή του τρανζίστορ και ούτω καθεξής.

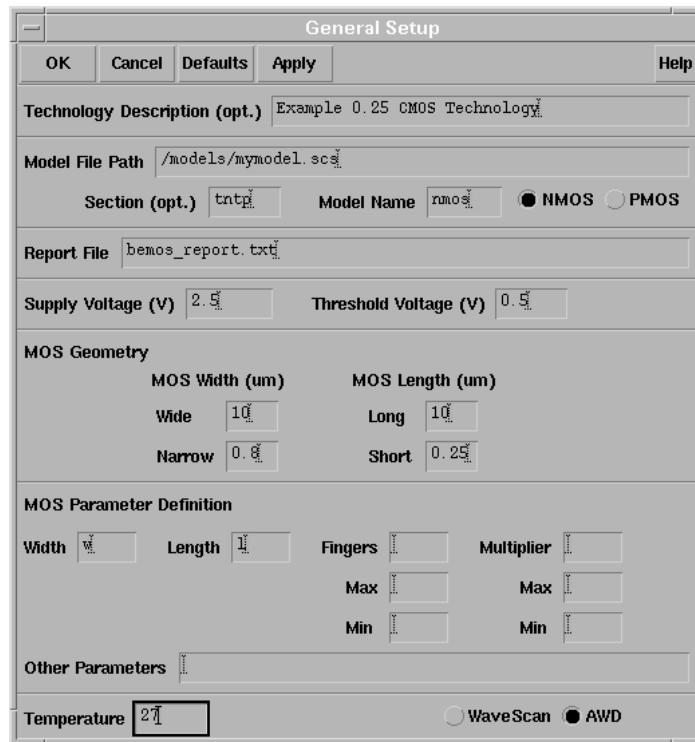
A.3. Παρουσίαση του Εργαλείου

Το BEMOS έχει γραφεί στη γλώσσα προγραμματισμού του Cadence®, η οποία λέγεται SKILL. Είναι ανεξάρτητο από το περιβάλλον του λειτουργικού συστήματος, που σημαίνει ότι δουλεύει σε κάθε λειτουργικό σύστημα που υποστηρίζει το Cadence® (HPUX, Solaris και Linux). Για να λειτουργήσει σωστά, χρειάζεται την έκδοση 5.1.41 του Cadence® ή νεότερη. Η χρήση του επιτυγχάνεται με τη βοήθεια ενός αναδυόμενου μενού που βρίσκεται στη δεξιά μεριά των τυποποιημένων μενού του Cadence® στο παράθυρο μεταφραστή εντολών (Command Interpreter Window), όπως φαίνεται στο σχήμα A.1.

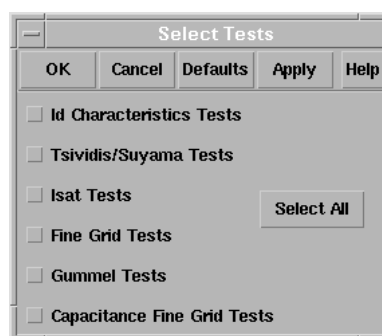
Η ροή εργασίας του BEMOS είναι πολύ απλή. Αρχικά, ο χρήστης πρέπει να δηλώσει μερικές παραμέτρους απαραίτητες για τα τεστ. Όλα τα αναγκαία δεδομένα εισόδου δίνονται στη φόρμα προετοιμασίας που απεικονίζεται στο σχήμα A.2. Αφού συμπληρωθούν τα απαιτούμενα πεδία σε αυτή τη φόρμα, ο χρήστης πρέπει να επιλέξει ποια από τα τεστ θα πραγματοποιήσει. Τα διαθέσιμα τεστ φαίνονται στη φόρμα του σχήματος A.3. Κάθε φορά που ο χρήστης επιλέγει ένα συγκεκριμένο τύπο δοκιμών, εμφανίζεται μια καινούρια φόρμα, όπως αυτή του σχήματος A.4, η οποία περιέχει τα τεστ που ανήκουν στη συγκεκριμένη κατηγορία, ώστε ο χρήστης να μπορεί να διαλέξει ποια από τα τεστ αυτής της κατηγορίας θα εκτελέσει.



Σχήμα A.1. Μενού του BEMOS στο CIW του Cadence®.



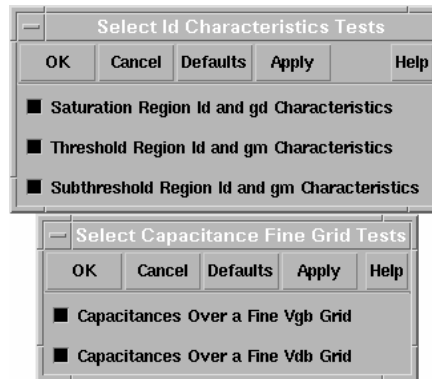
Σχήμα A.2. Φόρμα προετοιμασίας του BEMOS.



Σχήμα A.3. Φόρμα επιλογής τεστ του BEMOS.

Σε αυτό το σημείο τα επιλεγμένα τεστ είναι έτοιμα να εκτελεστούν. Μετά την ολοκλήρωση του καθενός από αυτά, μια γραφική αναπαράσταση των αποτελεσμάτων εμφανίζεται, καθώς και ένα περιληπτικό αρχείο κειμένου, όταν όλα τα τεστ τελειώσουν. Αυτή η αναφορά περιέχει λεπτομερή σχόλια σχετικά με την κάθε δοκιμή αξιολόγησης (για παράδειγμα, ενημερώνει για το ακριβές σημείο στο οποίο εμφανίζεται μια

ασυνέχεια σε μια καμπύλη). Το εργαλείο έχει την ικανότητα να σώζει τα στοιχεία που έχει εισαγάγει ο χρήστης και να τα φορτώσει σε κάποια άλλη στιγμή. Αυτή η δυνατότητα αποδεικνύεται χρήσιμη σε περιπτώσεις που ο χρήστης επιθυμεί να κρατήσει τα ίδια ή παρόμοια δεδομένα εισόδου πολλές φορές, χωρίς να χρειάζεται να τα εισαγάγει από την αρχή.

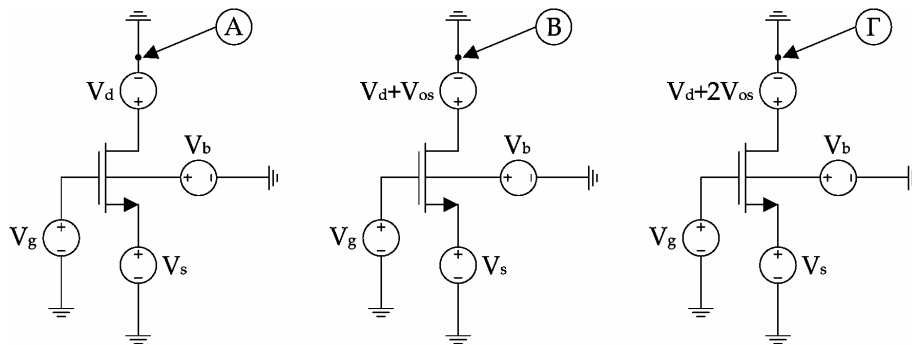


Σχήμα Α.4. Φόρμες που εμφανίζονται όταν τα $I-V$ και $C-V$ τεστ επιλέγονται.

Ο αλγόριθμος του εργαλείου κατασκευάζει μια κατάλληλη και απλή λίστα δικτύου (netlist) για καθένα από τα τεστ και την περνά στο Spectre® για προσομοίωση. Μετά παίρνει τα δεδομένα εξόδου του προσομοιωτή και εκτελεί τους κατάλληλους μαθηματικούς υπολογισμούς, ώστε να ανακαλύψει τυχόν προβλήματα. Επειδή αυτές οι λίστες δικτύου είναι μικρές και τα δεδομένα έχουν βελτιστοποιηθεί για γρήγορη επεξεργασία, η διεκπεραίωση όλου του συνόλου των δοκιμών απαιτεί μόνο λίγα λεπτά και αποτελεί ένα μικρό υπολογιστικό βάρος για το σύστημα του υπολογιστή.

Ένα σοβαρό εμπόδιο, το οποίο το εργαλείο έπρεπε να ξεπεράσει, είναι ότι οι διάφορες μεταβλητές υπό μέτρηση δεν εξάγονται σε όλα τα MOSFET μοντέλα ή μπορεί να έχουν διαφορετική ονομασία. Επιπλέον, πολλοί κατασκευαστές τεχνολογιών παρέχουν MOS τρανζίστορ σε δομή υποκυκλώματος. Αυτό το γεγονός περιπλέκει τα πράγματα ακόμα περισσότερο, γιατί κάθε υλοποίηση υποκυκλώματος έχει το δικό της τρόπο ονομασίας της ίδιας μεταβλητής του MOS μοντέλου. Για παράδειγμα, αναφέρουμε ότι ένα μοντέλο μπορεί να αναφέρεται στο πλάτος καναλιού του MOS ως “w” και ένα άλλο να το ονοματίζει “wr”. Ακόμα, πολλά υποκυκλώματα έχουν διάφορες παραμέτρους που δεν είναι προτυποποιημένες, αλλά ισχύουν μόνο για το συγκεκριμένο στοιχείο. Τα παραπάνω αποτελούν τους λόγους για την ύπαρξη του πεδίου “MOS Parameter Definition” που φαίνεται στο σχήμα Α.2.

Το πρόγραμμα επιλύει αυτά τα προβλήματα χρησιμοποιώντας μόνο βασικές μεταβλητές, ανεξάρτητες από την υλοποίηση του μοντέλου. Για να γίνει αντιληπτό αυτό, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ως παράδειγμα το σχηματικό που απεικονίζεται στο σχήμα Α.5. Αυτό το σχηματικό αντιστοιχεί στη λίστα δικτύου που πραγματοποιεί το τεστ των I_d και g_m σε συνάρτηση της V_{ds} . Είναι φανερό ότι υπάρχουν τρία ίδια κυκλώματα με τη μόνη διαφορά ότι σε δύο από αυτά προστίθεται μια μικρή τάση απόκλισης V_{os} στην τάση V_a του MOS τρανζίστορ. Αυτή η μικρή τάση απόκλισης βοηθά στον καθορισμό της πρώτης και δεύτερης παραγώγου του I_d σε σχέση με την V_{ds} , όπως περιγράφεται παρακάτω.



Σχήμα A.5. Σχηματικό ισοδύναμο με τη λίστα δικτύου για το τεστ των I_d και g_d σε συνάρτηση της V_{ds} .

Η μόνη μεταβλητή που το BEMOS ζητά από τον Spectre[®] προσομοιωτή είναι τα ρεύματα στους κόμβους A, B και Γ (αρνητικός ακροδέκτης του στοιχείου “vdc” από την πρότυπη βιβλιοθήκη “analogLib” του Cadence[®]). Αυτά τα ρεύματα είναι ουσιαστικά τα ρεύματα υποδοχής των MOS τρανζίστορ. Έτσι, γνωρίζοντας τα ρεύματα σε αυτούς τους κόμβους μπορούμε να υπολογίσουμε το g_d και την παράγωγό του ως εξής:

$$g_d = \frac{dI_d}{dV_{ds}} = \frac{I_{d2} - I_{d1}}{S} \quad (\text{A.1})$$

$$\frac{dg_d}{dV_{ds}} = \frac{d^2I_d}{dV_{ds}^2} = \frac{I_{d3} - 2I_{d2} + I_{d1}}{2S^2} \quad (\text{A.2})$$

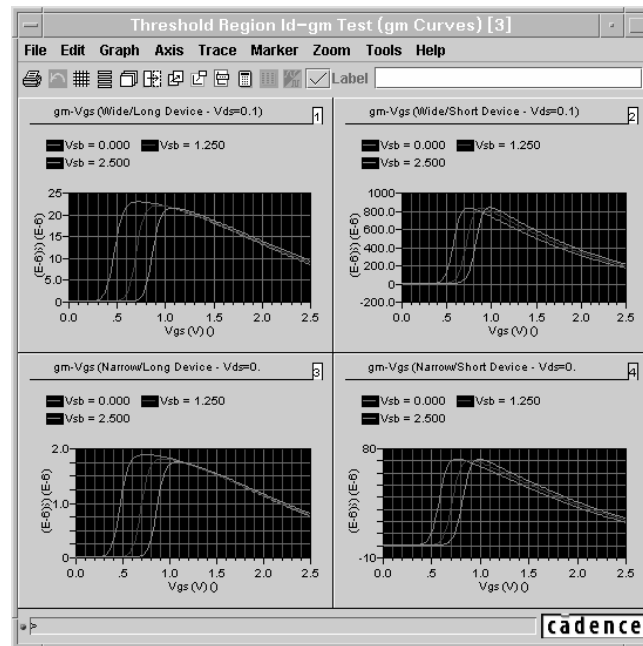
όπου $S = V_{ds,i+1} - V_{ds,i}$ είναι το βήμα μεταβολής της τάσης V_{ds} (μια σταθερή ποσότητα). Πρέπει να σημειωθεί ότι τα I_{d1} , I_{d2} και I_{d3} είναι τα ρεύματα υποδοχής του MOS στις τάσεις $V_{ds,i+1}$, $V_{ds,i+1} + V_{os}$ και $V_{ds,i+1} + 2V_{os}$, αντίστοιχα. Ο δείκτης i υποδηλώνει το i -οστό βήμα μεταβολής της V_{ds} .

Για να ανακαλύψει ασυνέχειες στο g_d , το εργαλείο χρησιμοποιεί τις τιμές της παραγωγού του σε δύο διαδοχικά σημεία μεταβολής της V_{ds} . Αν η απόλυτη διαφορά των δύο αυτών τιμών είναι πάνω από μια τιμή κατωφλίου, το πρόγραμμα θεωρεί ότι στο συγκεκριμένο σημείο υπάρχει μια ασυνέχεια. Παρόμοια προσέγγιση ακολουθείται και στα υπόλοιπα τεστ με ελαφρές διαφοροποιήσεις που έχουν να κάνουν με τη φύση της κάθε δοκιμής αξιολόγησης. Για παράδειγμα, η τιμή κατωφλίου δεν είναι η ίδια σε όλα τα τεστ. Επίσης, σε μερικά από αυτά, η παράγωγος πρέπει να ελεγχθεί σε τρία και όχι δύο διαδοχικά σημεία, ώστε να αποφευχθούν λανθασμένες προειδοποιήσεις που οφείλονται στην ακρίβεια των πράξεων κινητής υποδιαστολής του υπολογιστή και δεν μπορούν να αποδοθούν στο μοντέλο.

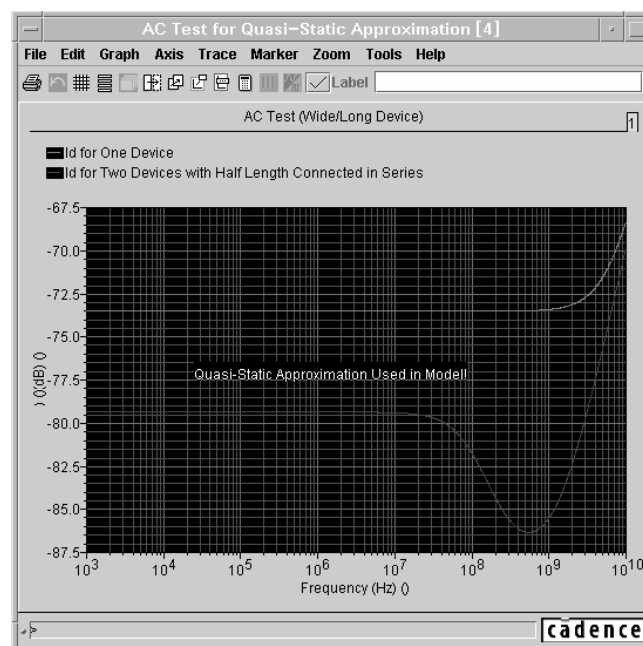
Κάποια από τα τεστ δεν απαιτούν την εύρεση ασυνεχειών, αλλά ερευνούν για λανθασμένη μορφή καμπυλών. Για παράδειγμα, στο ac τεστ των Τσιβίδη-Suyama εξετάζεται, αν το I_d μειώνεται καθώς η συχνότητα αυξάνει. Σε αυτό το τεστ το πρόγραμμα ελέγχει την παράγωγο του I_d σε σχέση με τη συχνότητα και αν δεν είναι αρνητική παράγει ένα μήνυμα. Τέλος, ως ένα επιπρόσθετο παράδειγμα, αναφέρουμε ότι στο τεστ θερμικού θορύβου, ο θόρυβος που δίνεται από το μοντέλο συγκρίνεται με τη σωστή θεωρητική τιμή.

A.4. Ενδεικτικά Αποτελέσματα

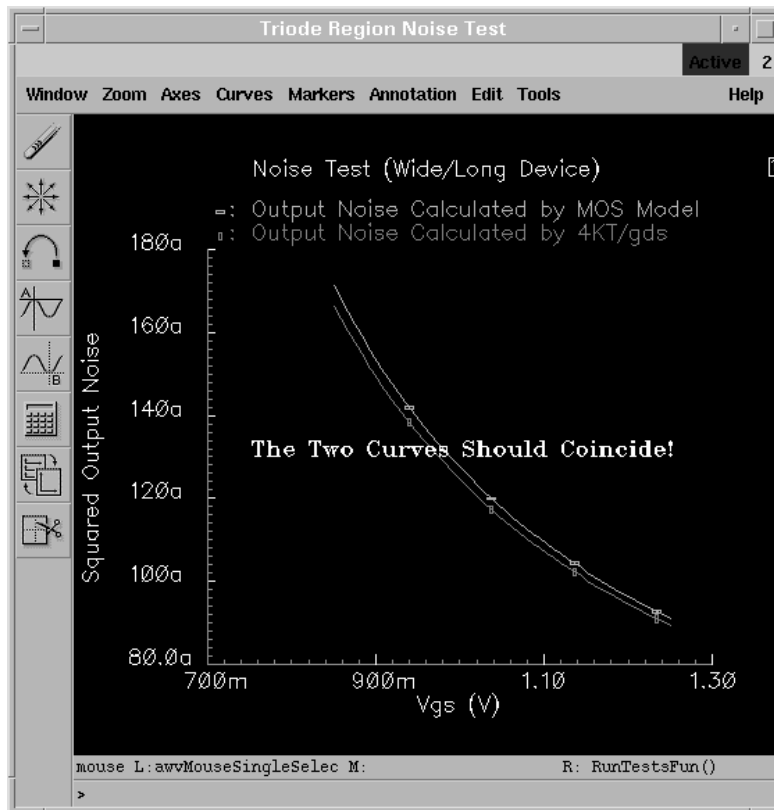
Εδώ παρουσιάζουμε μερικές γραφικές παραστάσεις που έχουν παραχθεί από το BEMOS ως ενδεικτικά αποτελέσματα. Στα σχήματα A.6, A.7, A.8, A.9 και A.10 παρουσιάζονται αποτελέσματα του BEMOS σε διάφορα τεστ με ένα σύντομο σχολιασμό για το καθένα από αυτά. Στο σχήμα A.11 δίνεται ένα ενδεικτικό κείμενο εξόδου.



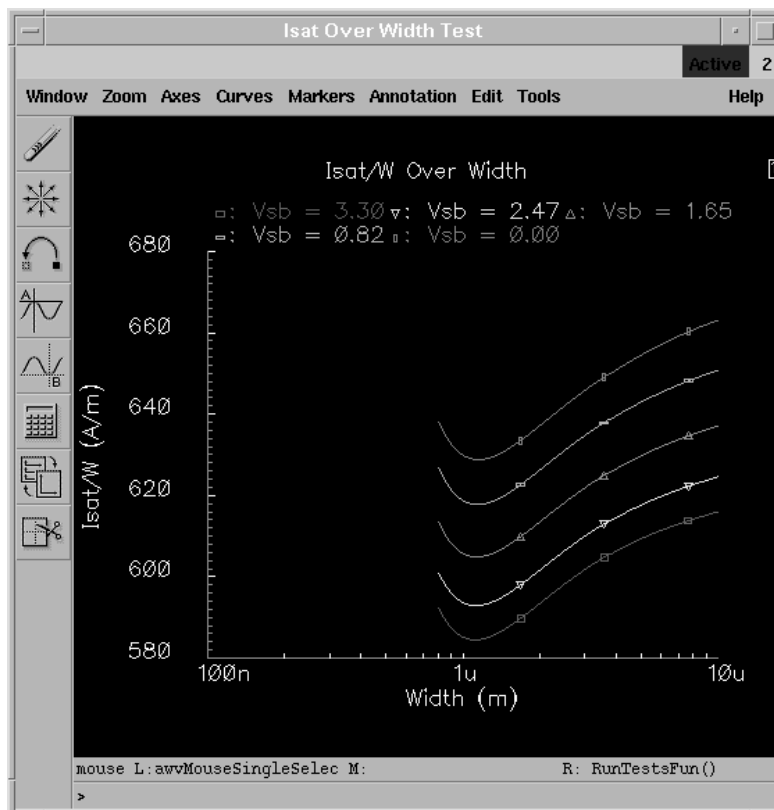
Σχήμα A.6. Καμπύλες g_m σε συνάρτηση της V_{gs} στο τεστ της περιοχής κατωφλίου για ένα NMOS BSIM3v1 μοντέλο σε μια $0.25 \mu\text{m}$ CMOS τεχνολογία. Το τεστ δεν ανακάλυψε ασυνέχειες.



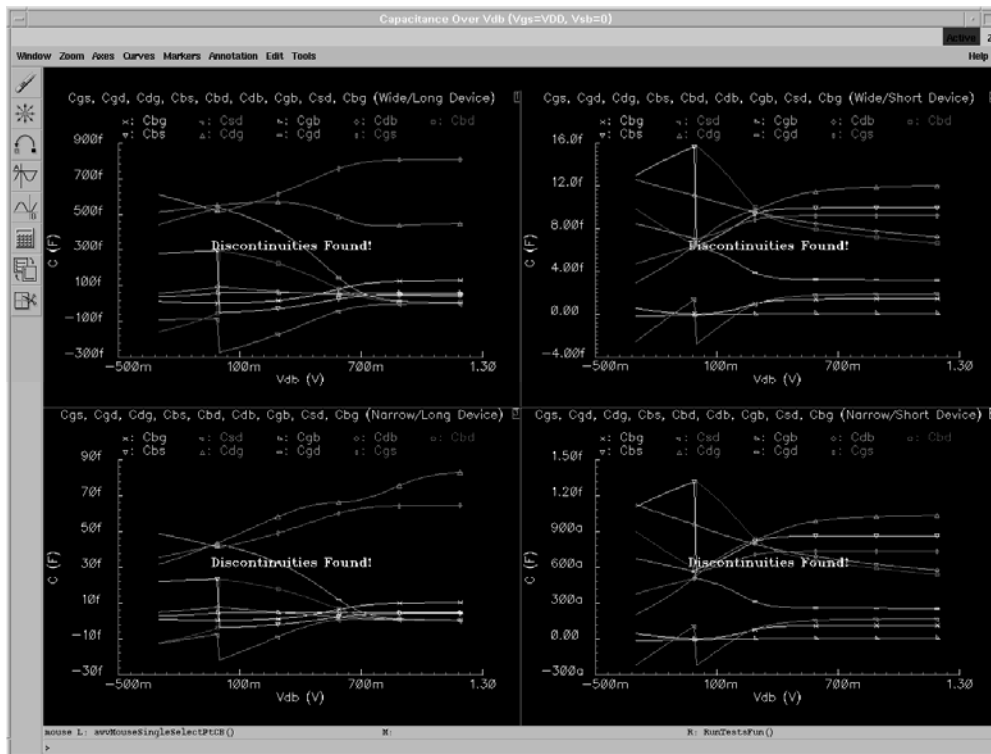
Σχήμα A.7. Καμπύλες του I_d σε συνάρτηση της συχνότητας στο ac τεστ των Τσιβίδη-Suyama για ένα NMOS BSIM3v1 μοντέλο σε μια $0.25 \mu\text{m}$ CMOS τεχνολογία. Το συγκεκριμένο τεστ φανέρωσε ότι η ημιστατική προσέγγιση χρησιμοποιείται στο μοντέλο που εξετάζεται.



Σχήμα Α.8. Καμπύλες του θερμικού θορύβου στο αντίστοιχο τεστ για ένα NMOS BSIM3v1 μοντέλο σε μια 0.25 μm CMOS τεχνολογία. Το τεστ ανακάλυψε ασυμφωνία μεταξύ του θορύβου του μοντέλου με τη θεωρητική τιμή.



Σχήμα Α.9. Καμπύλες του I_{sat} σε συνάρτηση της θερμοκρασίας ενός NMOS BSIM3v1 μοντέλου μιας 0.35 μm BiCMOS τεχνολογίας. Το τεστ δεν ανέδειξε κάποιο πρόβλημα.



Σχήμα Α.10. Καμπύλες συντελεστών χωρητικότητας σε συνάρτηση της V_{ds} ενός NMOS BSIM3v2 μοντέλου μιας $0.13 \mu\text{m}$ CMOS τεχνολογίας. Το τεστ φανερώνει την προβληματική συμπεριφορά των BSIM μοντέλων καθώς η τάση V_{ds} περνά από τη μηδενική τιμή.

```

bemos_report.txt
File Help 5
* the cost of recovering such programs or data. *
*
* Copyright (C) 2005, Microelectronic Circuit Design *
* Group, National Technical University of Athens. *
* All rights reserved. *
*****
Technology: Example 0.25 CMOS Technology
Model File: /models/mymodel.scs
Section: tnnp
Model Name: nmos
Device Type: NMOS
Supply Voltage: 2.500 V
Threshold Voltage: 0.500 V
Wide Device Width: 10.000 um
Narrow Device Width: 0.800 um
Long Device Length: 10.000 um
Short Device Length: 0.250 um
Temperature: 27.000 C
Test Performed on: Jan 26 12:22:59 2006

-----
Report for Threshold Region Id and gm Characteristics Test

Wide/Long Device - Vds=0.1
No discontinuities found for gm

Wide/Short Device - Vds=0.1
No discontinuities found for gm

Narrow/Long Device - Vds=0.1
No discontinuities found for gm

Narrow/Short Device - Vds=0.1
No discontinuities found for gm

-----
Report for AC Tests for Quasi-static Approximation

AC tests revealed a problem. The two curves must coincide, but they do not.
The quasi-static approximation is used in the MOSFET model.

```

Σχήμα Α.11. Ένα ενδεικτικό κείμενο εξόδου του BEMOS.

Πρέπει να σημειώσουμε ότι ο χρόνος που χρειάζεται το BEMOS, για να εκτελέσει όλο το σύνολο των δοκιμών είναι μόνο λίγα λεπτά, όπως έχει αναφερθεί. Συγκεκριμένα, σε ένα σταθμό εργασίας HPUX C3000 ο συνολικός χρόνος προσομοίωσης ήταν λιγότερο από 7 λεπτά για το NMOS μοντέλο της 0.25 μm CMOS τεχνολογίας. Ο συνολικός χρόνος προσομοίωσης μπορεί να αυξηθεί, αν το μοντέλο του MOS περιλαμβάνει πολύπλοκες δομές υποκυκλωμάτων. Ωστόσο, ένας σχεδιαστής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων μπορεί να εξάγει πολύτιμα συμπεράσματα σχετικά με το μοντέλο του MOS τρανζίστορ που χρησιμοποιεί, σε χρόνο πολύ μικρότερο από αυτόν που θα απαιτούνταν, αν ετοίμαζε χειρωνακτικά όλες αυτές τις δοκιμές.

A.5. Συμπεράσματα

Σε αυτό το παράρτημα παρουσιάστηκε ένα CAD εργαλείο φιλικό προς το χρήστη, το οποίο χρησιμοποιείται για αξιολόγηση MOS μοντέλων. Το BEMOS είναι διαθέσιμο στο [12]. Η ολοκλήρωσή του στο περιβάλλον του Cadence® και η δυνατότητά του να ελέγχει οποιοδήποτε μοντέλο MOSFET είναι δύο παράγοντες που το καθιστούν ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο για το σχεδιαστή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Όλες οι κρίσιμες δοκιμές αξιολόγησης προτεινόμενες από την IEEE ολοκληρώνονται εύκολα και γρήγορα, επιτρέποντας στο χρήστη να εκτιμήσει την ακρίβεια του εξεταζόμενου μοντέλου. Όλα τα τεστ που φανερώνουν κάποιο πρόβλημα σημειώνονται ευδιάκριτα. Καινούρια τεστ, όπως δοκιμές αξιολόγησης νέων φαινομένων των νανομετρικών τεχνολογιών, τεστ ζητούμενα από χρήστες του εργαλείου, υποστήριξη μοντέλων βασισμένων στη γλώσσα Verilog-A και άλλα, μπορούν εύκολα να ενσωματωθούν στο εργαλείο.

Βιβλιογραφία

- [1] Y. Tsividis, *Operation and Modeling of the MOS Transistor*, New York: McGraw-Hill, 1999.
- [2] <http://www-device.eecs.berkeley.edu/~bsim3/>.
- [3] <http://legwww.epfl.ch/ekv/>.
- [4] <http://pspmodel.ee.psu.edu/>.
- [5] <http://www.eigroup.org/cmc/>.
- [6] G. C. T. Leung and H. C. Luong, "A 1-V 5.2-GHz CMOS synthesizer for WLAN applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 1873–1882, Nov. 2004.
- [7] L. Yao, M. S. J. Steyaert, and W. Sansen, "A 1-V 140- μ W 88-dB audio sigma-delta modulator in 90-nm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 1809–1818, Nov. 2004.
- [8] Y. Tsividis, *Mixed Analog-Digital VLSI Devices and Technology: An Introduction*, New York: McGraw-Hill, 1996.
- [9] Y. P. Tsividis and K. Suyama, "MOSFET modeling for analog circuit CAD: problems and prospects," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, pp. 210–216, Mar. 1994.
- [10] <http://ray.eeel.nist.gov/modval/database/contents/reports/micromosfet/standard.html>.
- [11] N. Nastos and Y. Papananos, "A CAD tool for benchmarking MOSFET models," in *Proc. 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, May 2001, vol. 5, pp. 475–478.
- [12] <http://www.elab.ntua.gr/bemos/index.html>.