

Εθνικό Μετσοβίο Πολυτεχνείο

Σχολή Ηλεκτρολογών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΜΕΛΕΤΗ ΜΙΚΤΩΝ ΓΙΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ: ΑΝΑΛΥΣΗ ΓΡΑΜΜΙΚΟΤΗΤΑΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΣΕΙΡΩΝ VOLTERRA ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΩΝ ΜΙΚΤΩΝ 1-V CMOS ΓΙΑ WLAN ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

ΓΕΡΑΣΙΜΟΣ ΘΕΟΔΩΡΑΤΟΣ

ΟΚΤΩΒΡΙΟΣ 2006



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ Σχολή Ηλεκτρολογων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

ΤΟΜΈΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ Συστηματών Πληροφορικής

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Γεράσιμου Π. Θεοδωράτου

ΜΕΛΕΤΗ ΜΙΚΤΩΝ ΓΙΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ: ΑΝΑΛΥΣΗ ΓΡΑΜΜΙΚΟΤΗΤΑΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΣΕΙΡΩΝ VOLTERRA ΚΑΙ ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΩΝ ΜΙΚΤΩΝ 1-V CMOS ΓΙΑ WLAN ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

Συμβουλευτική Επιτροπή:

Ι. Παπανάνος, Καθηγητής ΕΜΠ Ι. Αβαριτσιώτης, Καθηγητής ΕΜΠ Ν. Ουζούνογλου, Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την επταμελή Εξεταστική Επιτροπή την 9 Ιοβλίου 2007,

Ι. Παπανάνος Καθηγητής ΕΜΠ Ι. Αβαριτσιώτης Καθηγητής ΕΜΠ Ν. Ουζούνογλου Καθηγητής ΕΜΠ

Ε. Καγιάφας Καθηγητής ΕΜΠ

Ν. Μαράτος Καθηγητής ΕΜΠ

μασινόποροχος

Καθηγητής ΕΜΠ

Μ. Bucher Επίκ. Καθηγητής Πολυτεχνείου Κρήτης

.....

Γεράσιμος Π. Θεοδωράτος

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

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Οι μίκτες είναι στοιχεία μεγάλης σημαντικότητας για την αρχιτεκτονική καθεμιάς ουσιαστικά τηλεπικοινωνιακής εφαρμογής. Τυχόν χαμηλές επιδόσεις των κυκλωμάτων των μικτών, κυρίως σε όρους μη-γραμμικής παραμόρφωσης, επιβαρύνουν σημαντικά τη δυναμική περιοχή των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Η διάταξη του Gilbert cell μίκτη είναι αυτή η οποία έχει επικρατήσει στην πλειονότητα των σύγχρονων εφαρμογών, καθώς επιφέρει πλεονεκτήματα, όπως: μεγάλο κέρδος μετατροπής, υψηλή απομόνωση μεταξύ των θυρών του μίκτη, ικανοποιητικές επιδόσεις θορύβου και ένα εξαιρετικό συμβιβασμό μεταξύ κατανάλωσης ισχύος και επιδόσεων γραμμικότητας. Οι ολοκληρωμένοι μίκτες μπορούν να κατασκευαστούν σε καθαρές διπολικές (bipolar), υβριδικές (BiCMOS) ή καθαρές CMOS τεχνολογίες. Αν και οι BiCMOS μίκτες εμφανίζονται να υπερτερούν αναφορικά με τις συνολικές επιδόσεις των μικτών, υπάρχει μία σύγχρονη τάση να εγκαταλειφθούν και να αντικατασταθούν από τους αντίστοιχους CMOS στους σύγχρονούς ασύρματους πομποδέκτες. Η τάση αυτή οφείλεται στο ότι οι σύγχρονες submicron CMOS τεχνολογίες έχουν το προνόμιο του εξαιρετικά μικρού κόστους κατασκευής καθώς και ικανοποιητικές επιδόσεις στις υψηλές συχνότητες.

Παρ' όλα αυτά, καθώς τα MOS στοιχεία εξακολουθούν να συρρικνώνονται όλο και περισσότερο και η τάση τροφοδοσίας των συστημάτων μικραίνει συνεχώς σε επίπεδα κοντά ή και χαμηλότερα του 1 V, τα προβλήματα που προκαλούνται από τα εγγενώς μη-γραμμικά χαρακτηριστικά των συσκευών εντείνονται ακόμη περισσότερο. Για το λόγο αυτό, η βελτιστοποίηση της σχεδίασης ενός μίκτη είναι ιδιαίτερα κρίσιμη, προκειμένου να επιτευχθούν οι σχεδιαστικές απαιτήσεις των σύγχρονων ασύρματων συστημάτων επικοινωνίας. Ωστόσο, η πολύπλοκη φύση του μηχανισμού παραγωγής προϊόντων παραμόρφωσης στους ενεργούς CMOS μίκτες καθιστά μη-πρακτική και σε κάποιες περιπτώσεις αδύνατη -για τους σχεδιαστές- την εξαγωγή της ακριβούς συνάρτησης μεταφοράς τους με απλούς στο χέρι υπολογισμούς. Η βελτιστοποίηση, λοιπόν, ενός κυκλώματος μίκτη συχνά λαμβάνει χώρα έπειτα από αρκετούς σχεδιαστικούς κύκλους υπό μία διαδικασία συνεχών "δοκιμών" και βελτιστοποιήσεων, η οποία βασίζεται σε κυκλωματικούς προσομοιωτές που λειτουργούν είτε στο πεδίο του γρόνου είτε στο πεδίο της συχνότητας και συνήθως είναι εξαιρετικά χρονοβόρα. Επιπρόσθετα, η διαρκής μείωση της τάσεως τροφοδοσίας επιβάλλει αρκετές προκλήσεις στη σχεδίαση των αναλογικών μερών των ολοκληρωμένων συστημάτων. Ο βασικότερος λόγος είναι ότι οι συμβατικές κυκλωματικές τοπολογίες είναι μη-πρακτικές όταν απαιτούνται εξαιρετικά χαμηλές τάσεις τροφοδοσίας.

Στη συγκεκριμένη διατριβή, παρουσιάζεται μία πλήρης ανάλυση παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης για ενεργούς CMOS μίκτες βασιζόμενη στη θεωρία των σειρών Volterra. Η θεωρία αυτή χρησιμοποιείται επειδή υπερτερεί των κλασικών "χρονικών" και "αντιστάθμισης αρμονικών" αναλύσεων λόγω των περιορισμένων υπολογισμών που χρειάζεται, της υψηλής απόδοσης και της μεγάλης της ακρίβειας, αφού υπολογίζει πολύ πιο άμεσα την παραμόρφωση. Μοντελοποιώντας τον μίκτη ως ένα περιοδικό χρονικά μεταβλητό ασθενώς μη-γραμμικό κύκλωμα, προκύπτουν διαφορικές εξισώσεις από τις οποίες μπορεί να υπολογιστεί η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης με μεγάλη ακρίβεια. Ιδιαίτερη έμφαση έχει δοθεί σε τοπολογίες μικτών κατάλληλες για λειτουργία σε χαμηλές τάσεις τροφοδοσίας. Παρ' όλα αυτά, η προτεινόμενη μεθοδολογία είναι πλήρως γενική και μπορεί εύκολα να τροποποιηθεί, προκειμένου να συμπεριλάβει οποιαδήποτε κυκλωματική τοπολογία μίκτη. Σε αντίθεση με προηγούμενες εργασίες, η γραμμικότητα των μικτών υπολογίζεται συμπεριλαμβάνοντας ολόκληρη τη διάταξη του μίκτη στην ανάλυση, αντί του να

διασπάσουμε τον μίκτη σε δύο (ή και περισσότερα) μέρη και επομένως λαμβάνονται υπόψη όλες οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ του σταδίου εισόδου και του διακοπτικού σταδίου. Επιπροσθέτως, τα MOS τρανζίστορ του κυκλώματος του μίκτη δε μοντελοποιούνται από μία απλή μαθηματική φόρμουλα, αλλά από ένα πλήρες βιομηχανικό μοντέλο το οποίο χρησιμοποιήθηκε για τη σωστή και ακριβή εξαγωγή των αποτελεσμάτων. Στα πλαίσια της διατριβής αναπτύχθηκε, επίσης, ένα υπολογιστικό πρόγραμμα, προκειμένου να αξιοποιηθεί η θεωρητική ανάλυση που πραγματοποιήθηκε. Το εργαλείο αυτό επιτρέπει μία εύκολη και εξαιρετικά γρήγορη βελτιστοποίηση των επιδόσεων γραμμικότητας του μίκτη. Τα αποτελέσματα των εξομοιώσεων του εργαλείου που αναπτύχθηκε ταιριάζουν εξαιρετικά με αυτά που προκύπτουν από τους δημοφιλείς εμπορικούς προσομοιωτές, ενώ ο χρόνος προσομοίωσης μειώνεται περισσότερο από μία τάξη μεγέθους.

Στη διατριβή αυτή εισάγονται επίσης δύο σχεδιαστικές προσεγγίσεις μικτών κατάλληλων για λειτουργία σε χαμηλές τροφοδοσίες. Η πρώτη τοπολογία μίκτη παρουσιάζει μία νέα συνδυαστική μέθοδο των τεχνικών "ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος" και "επαγωγικού συντονισμού", συνοδευόμενη από μία καινοτομική τεχνική "προσαρμοζόμενης πόλωσης", προκειμένου να επιτευχθεί ταυτόχρονη βελτιστοποίηση των επιδόσεων του μίκτη αναφορικά με το κέρδος μετατροπής, το θόρυβο και τη γραμμικότητα. Η δεύτερη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη αντιμετωπίζει ένα από τα σημαντικότερα προβλήματα των ολοκληρωμένων μικτών, αυτό της περιορισμένης απομόνωσης μεταξύ των θυρών του σήματος του τοπικού ταλαντωτή και του σήματος εισόδου, ενώ διατηρεί όλα τα πλεονεκτήματα της προηγούμενης τοπολογίας. Εκτός των άλλων εισάγει επίσης μία καινοτομική τεχνική διάχυσης δευτέρας τάξεως αρμονικών, η οποία βελτιώνει εξαιρετικά τις επιδόσεις γραμμικότητας, κάνοντάς τις συγκρίσιμες με αυτές των αντίστοιχων παθητικών μικτών. Στο τέλος της διατριβής, παρουσιάζεται το υψίσυχνο μέρος ενός ασύρματου δέκτη για ευρυζωνικές ασύρματες εφαρμογές κατάλληλου για χαμηλής τάσης τροφοδοσίας λειτουργία, ο οποίος κατασκευάσθηκε και μετρήθηκε προκειμένου να καταστεί σαφές το πόσο σημαντική είναι η βελτίωση των επιδόσεων ενός δέκτη με την εφαρμογή των σχεδιαστικών τεχνικών που προτάθηκαν.

ABSTRACT

Mixers are components of paramount importance for the architecture of virtually every telecommunication application. A poor mixer performance, especially in terms of nonlinear distortion, greatly aggravates the dynamic range of the overall system. The Gilbert cell mixer configuration is the one that has prevailed in the majority of applications as it entails advantages such as large conversion gain, high port-to-port isolation, sufficient noise performance and a good compromise between power consumption and linearity performance. Integrated mixers can be manufactured in a pure bipolar, BiCMOS or CMOS process. Although BiCMOS mixers appear to be superior regarding the overall mixer performance, there is a recent trend for them to be abandoned in favor of their CMOS counterparts in modern radio transceivers. This stems from the fact that contemporary submicron CMOS processes enjoy much lower fabrication cost and satisfactory highfrequency performance.

Nevertheless, as MOS devices continue to shrink into deep submicron regions and the supply voltage scales down to levels around or even below 1 V, the problems caused in the system by the inherent nonlinear characteristics of the devices are intensified. Therefore, the mixer's optimization is vital in meeting the stringent requirements of new wireless radio communication systems. However, the complex nature of distortion-producing mechanisms in active CMOS mixers makes it impractical for the designer to extract the circuit's exact transfer function by a "pen-and-paper" approach. Thus, frequently, the optimization takes place in a "trial-and-error" basis that relies upon time domain simulations which can be extremely time consuming. Additionally, the voltage scaling imposes many challenges in the design of the analog part of an integrated system. The main reason is that conventional design topologies become impractical when the lowest possible power supply is aimed.

In this Thesis, a complete intermodulation distortion analysis for active CMOS mixers based on Volterra series theory is presented. Volterra series theory is used as it outweighs the classic transient and harmonic balance analyses in computational efficiency and accuracy because it directly calculates distortion. By modeling the mixer as a periodically-time-varying weakly nonlinear circuit, equations are derived for accurately calculating its distortion performance. Particular emphasis has been given in mixer topologies suitable for low voltage operation. Nevertheless, the proposed methodology is generic and can easily be modified so as to cover any mixer topology. In contrast with previous works, the linearity of the mixer is calculated by considering the whole mixer circuitry, instead of splitting it into parts, and thus, taking into account all the interactions between the input and switching stages. In addition, the mixer's MOS transistors are not modeled by a simple mathematical formula but a complete industry standard model is employed. A computer program which utilizes the proposed analysis has been developed. The software tool allows a fast user-friendly optimization of the mixer's linearity performance. Simulation results from the implemented tool show excellent match with those obtained by popular commercial simulators, whereas the simulation time is reduced by more than an order of magnitude.

Two design approaches for mixer design suitable for low voltage operation are also introduced. The first mixer topology presents a new, combined method of the "currentbleeding" technique and the "inductive-resonance" parasitic capacitance neutralization method, accompanied by a novel -first time reported- adaptive biasing scheme in order to achieve simultaneous optimization for gain, noise and linearity performance. The second mixer approach addresses one of the most important problems in integrated mixers, namely the limited LO to RF isolation, while preserving all the advantages of the previous topology. It also introduces a novel methodology for second harmonic injection that significantly enhances the linearity performance, making it comparable with their passive mixer counterparts. Finally, a receiver front-end module for Broadband Wireless applications suitable for low voltage operation has been manufactured and measured in order to prove the performance improvement with the application of the proposed techniques.

Στους γονείς μου, Παναγιώτη και Ελένη

και στα αδέρφια μου, Ευγενία, Όλγα και Μιχάλη

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Στις παραγράφους που ακολουθούν θα ήθελα να αναφερθώ στους ανθρώπους εκείνους που με επηρέασαν και που βοήθησαν ο καθένας με το δικό του ξεχωριστό τρόπο στην περάτωση της διδακτορικής μου διατριβής.

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου, υπεύθυνο για την εκπόνηση της διατριβής, καθηγητή του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου Ιωάννη Παπανάνο για την εμπιστοσύνη που έδειξε στο πρόσωπο μου στο ξεκίνημα της πορείας αυτής καθώς και για την αμέριστη βοήθεια και συμπαράστασή του όλα αυτά τα χρόνια. Οι γνώσεις του, η εμπειρία του αλλά και η καθοδήγησή του ήταν καθοριστικές ιδιαίτερα στο ξεκίνημα της δουλειάς μου καθώς και στις δύσκολές περιόδους αυτής. Σημαντική θεωρώ επίσης και τη συνεισφορά όλων των καθηγητών της σχολής των Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσοβίου Πολυτεχνείου, οι οποίοι μου προσέφεραν απαραίτητα εφόδια, τα οποία και με βοήθησαν σημαντικά στη διεκπεραίωση αυτής της διατριβής. Θα ήθελα, επίσης, να ευχαριστήσω ξεχωριστά τους φροντιστές μου Κυριάκο Δανιήλ, Αθανάσιο Αλεξόπουλο και Μελίνα Γκωλέτση, οι οποίοι όχι μόνο έβαλαν τα θεμέλια της ακαδημαϊκής μου ζωής, αλλά με το πάθος και τη μεταδοτικότητά τους με ενέπνευσαν να ασχοληθώ με τις Θετικές Επιστήμες.

Δε θα μπορούσα σε καμία περίπτωση να παραλείψω να ευχαριστήσω όλα τα "παιδιά" του εργαστηρίου Μικροηλεκτρονικής του ΕΜΠ, και πλέον εκλεκτούς μου φίλους, Αικατερίνη Κριθινάκη, Δρ. Αριστείδη Κυρανά, Δρ. Mattias Bucher, Δρ. Εμμανουήλ Ζερβάκη, Δρ. Νικόλαο Νάσκα, Δρ. Νικόλαο Νάστο, Κωνσταντίνο Βρυσά, Δημήτριο Καζάζη, Δρ. Αθανάσιο Βασιλόπουλο, Δρ. Γεώργιο Βιτζηλαίο, Αντώνιο Μπαζίγο, Ελένη Κυτονάκη και Πασχάλη Σιμητσάκη, οι οποίοι φρόντισαν ώστε να δημιουργηθεί στο χώρο αυτό ένα πολύ ευχάριστο εργασιακό κλίμα. Οι ενδιαφέρουσες συζητήσεις που είχα όλα αυτά τα χρόνια μαζί τους μου πρόσφεραν μικρές αλλά πολύ σημαντικές στιγμές χαλάρωσης και αποτέλεσαν την αφορμή για να διαλογιστώ επάνω σε θέματα, επιστημονικά και μη. Θα ήθελα, επίσης, ιδιαίτερα να ευχαριστήσω την Μαρία Τριανταφύλλου για την ανεξάντλητη υπομονή της αλλά και για τη ψυχολογική της στήριζη, όποτε αυτή χρειάστηκε, καθώς και τους επιστήθιους φίλους και συναδέλφους μου Κωνσταντίνο Βρυσά, Γεώργιο Κουντουράκη, Αθανάσιο Ζαμπό, Αχιλλέα Κουκουτίμπα και Στέφανο Πολίτη. Η συμπαράστασή τους, τόσο σε δύσκολες φάσεις κατά τη διάρκεια των σπουδών μου όσο και σε προσωπικό επίπεδο, οι άπειρες στιγμές γέλιου και η πνοή θετικής σκέψης και αισιοδοξίας, που ανέκαθεν μου παρείχαν, αποτέλεσαν για μένα γερά στηρίγματα στις σπουδές μου, αλλά και στη ζωή μου γενικότερα.

Περισσότερο από όλους, θα ήθελα να ευχαριστήσω από τα βάθη της καρδιάς μου την οικογένεια μου για την αγάπη, τη συμπαράσταση, την κατανόηση και την υπομονή της καθ' όλη τη διάρκεια της διδακτορικής μου διατριβής. Είμαι ιδιαίτερα και βαθιά ευγνώμων απέναντι στους γονείς μου Παναγιώτη Θεοδωράτο και Ελένη Τζαναβάρα για όσα μου έχουν προσφέρει και για όλες τις θυσίες τους προκειμένου να ασχοληθώ απερίσπαστος με τη δουλειά μου. Είναι πραγματικά αδύνατο να "χωρέσω" σε δύο τρεις αράδες την ανυπολόγιστη προσφορά και συνεισφορά τους στη δουλειά μου και στη ζωή μου γενικότερα, καθώς ό,τι έγω γίνει το οφείλω αποκλειστικά σε αυτούς. Χρωστάω, επίσης, ένα μεγάλο ευχαριστώ στις αδερφές μου Ευγενία και Όλγα οι οποίες, ως μεγαλύτερες, φρόντιζαν πάντα με αγάπη, υπομονή και ανιδιοτέλεια να με καθοδηγούν και να με βοηθούν όποτε το είχα πραγματικά ανάγκη. Οι ακαδημαϊκές τους επιδόσεις και το πάθος τους για μάθηση αποτέλεσε το διαρκές και σημαντικότερο κίνητρο σε όλη τη μέχρι σήμερα πορεία μου. Ιδιαίτερη μνεία οφείλω να κάνω στην αδερφή μου και φιλόλογο, Ευγενία Θεοδωράτου, της οποίας η συνεισφορά στη συγγραφή της παρούσας διατριβής ήταν τεράστια. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον αδερφό και συνάδελφό μου Μιχάλη που αποτέλεσε και αποτελεί το σημαντικότερο ηθικό και ψυχολογικό μου στήριγμα τόσο στη διάρκεια των σπουδών μου όσο και στη ζωή μου γενικότερα. Όντας μια αστείρευτη πηγή χιούμορ, γέλιου, καθαρής σκέψης και ορθολογισμού με βοήθησε να αντιμετωπίσω με τον καλύτερο δυνατό τρόπο όλες τις δυσκολίες που μου παρουσιάστηκαν, επιφορτιζόμενος μάλιστα με όλα τα πρακτικά καθημερινά "βάρη", προκειμένου να με κρατά απερίσπαστο από τη δουλειά μου.

Γεράσιμος Π. Θεοδωράτος

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

| 1. Εισαγωγή | 1 |
|--|----|
| 1.1. Ασύρματες επικοινωνίες | 1 |
| 1.2. Ασύρματοι πομποδέκτες | |
| 1.3. Αντικείμενο διατριβής | 5 |
| 1.4. Αναφορές | 6 |
| 2. Ολοκληρωμένοι Μίκτες | 9 |
| 2.1. Πρόλογος | 9 |
| 2.2. Είδη ολοκληρωμένων μικτών | 10 |
| 2.2.1. Παθητικοί μίκτες | 10 |
| 2.2.2. Ενεργοί μίκτες | 14 |
| 2.3. Η τοπολογία Gilbert cell μίκτη | 15 |
| 2.4. Βασικές προδιαγραφές Gilbert cell μικτών | 17 |
| 2.4.1. Κέρδος μετατροπής (Conversion Gain) | 18 |
| 2.4.2. Απομόνωση (Isolation) | 18 |
| 2.4.3. Γραμμικότητα | 19 |
| 2.4.4. Θόρυβος | 21 |
| 2.5. Θόρυβος σε τηλεπικοινωνιακούς Gilbert cell μίκτες | 25 |
| 2.5.1. Κυκλοστατικός θόρυβος | 25 |
| 2.5.2. Ανάλυση θορύβου ολοκληρωμένων CMOS μικτών | 28 |
| 2.6. Ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση (VCOs) | 45 |
| 2.7. Επίλογος | 48 |
| 2.8. Αναφορές | 49 |
| 3. Ανάλυση γραμμικότητας μίκτη σε υψηλές συχνότητες με τη χρή | ση |
| σειρών Volterra | 55 |
| 3.1. Πρόλογος | 55 |
| 3.2. Αναλύσεις γραμμικότητας στους σύγχρονους προσομοιωτές | 57 |
| 3.2.1. Χρονική ανάλυση (Transient analysis) | 57 |
| 3.2.2. Ανάλυση ισοστάθμισης αρμονικών (Harmonic Balance analysis) | 59 |
| 3.2.3. Ανάλυση σειρών Volterra (Volterra series analysis) | 62 |
| 3.3. Gilbert cell τοπολογίες μικτών | 65 |
| 3.4. Ανάλυση παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion) με τη | (0 |
| χ ρηση σειρων volterra | 68 |
| 3.4.1. Επιλογη τοπολογιας μικτη | 68 |

| 3.4.2. Υπολογισμός της περιοδικής χρονικής απόκρισης του κυκλώματος παρουο LO σήματος | 5ία του 70 |
|--|---------------|
| 3.4.3. Χρονικά μεταβαλλόμενες σειρές Volterra (Time varying Volterra series) | |
| 3.4.4. Υπολογισμός των πυρήνων των σειρών Volterra | |
| 3.4.5. Υπολογισμός της γραμμικότητας του μίκτη | |
| 3.5. Μεθοδολογία εφαρμογής της βασιζόμενης σε σειρές Volterra ανάλυσης σε | |
| οποιοδήποτε κύκλωμα μίκτη | 77 |
| 3.6. Επίλογος | |
| 3.7. Παράρτημα | |
| 3.8. Αναφορές | 83 |
| 4. Mixer Intermodulation Distortion Calculator (MIDC) | |
| 4.1. Πρόλογος | 89 |
| 4.2. Παρουσίαση του υπολογιστικού εργαλείου (MIDC) | 89 |
| 4.3. Αποτελέσματα προσομοιώσεων | |
| 4.4. Επίλογος | |
| 4.5. Αναφορές | |
| 5. Σχεδίαση μικτών για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές | 99 |
| 5.1. Πρόλογος | |
| 5.2. Τεχνικές σε Gilbert cell μίκτες | 100 |
| 5.2.1. Τεχνική ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος ("current bleeding" technique) | 100 |
| 5.2.2. Τεχνική "επαγωγικού" συντονισμού ("inductive" resonance technique) | |
| 5.3. Σχεδίαση σε χαμηλές τροφοδοσίες (Low voltage design) | 103 |
| 5.4. Πρώτη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη | 105 |
| 5.4.1. Τεχνική προσαρμοζόμενης πόλωσης (adaptive biasing technique) | 107 |
| 5.4.2. Ποιοτική ανάλυση θορύβου του μίκτη | 113 |
| 5.4.3. Αποτελέσματα προσομοιώσεων και επιδόσεις μίκτη | 119 |
| 5.5. Δεύτερη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη | 122 |
| 5.5.1. Ανάλυση παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης | 128 |
| 5.5.2. Αποτελέσματα προσομοιώσεων και επιδόσεις μίκτη | 132 |
| 5.6. Σύγκριση με άλλες υλοποιήσεις | |
| 5.7. Επίλογος | |
| 5.8. Αναφορές | 139 |
| 6. Σχεδίαση ολοκληρωμένου δέκτη για WLAN εφαρμογές | 143 |
| 6.1. Πρόλογος | |
| 6.2. Τοπολογία υπερετερόδυνου δέκτη | |
| 6.3. Σχεδίαση ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) | |
| 6.4. Σχεδίαση σε φυσικό επίπεδο (Layout) | 147 |
| | |

| 6.5. Πειραματική διάταξη | |
|--|--|
| 6.6. Αποτελέσματα μετρήσεων | |
| 6.7. Επίλογος | |
| 6.8. Αναφορές | |
| | |
| 7. Συμπεράσματα - Μελλοντική εργασία | |
| 7. Συμπεράσματα - Μελλοντική εργασία 7.1. Επίλογος - Συμπεράσματα | |

ΛΙΣΤΑ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

| Σχ. 2.1: | Απλή τοπολογία παθητικού μίκτη με διόδους (passive diode mixer) | 11 |
|-----------|---|----|
| Σχ. 2.2: | Παθητικός μίκτης με διόδους σε τοπολογία δακτυλιδιού (passive diode ring mixer). | 12 |
| Σχ. 2.3: | Παθητικός μίκτης με MOS τρανζίστορ. | 13 |
| Σχ. 2.4: | Παθητικός διαφορικός μίκτης με MOS τρανζίστορ | 13 |
| Σχ. 2.5: | Απλή τοπολογία ενεργού μίκτη | 15 |
| Σχ. 2.6: | Απλά ισοσταθμισμένη (single-balanced) Gilbert cell τοπολογία μίκτη | 16 |
| Σχ. 2.7: | Πλήρως διαφορική, διπλά ισοσταθμισμένη (fully differential double- balanced) Gilbert cell τοπολογία μίκτη. | 17 |
| Σχ. 2.8: | Τόνοι εισόδου και εξόδου ενός μίκτη υποβίβασης συχνότητας | 20 |
| Σχ. 2.9: | Απλό παράδειγμα κυκλοστατικού θορύβου. | 25 |
| Σχ. 2.10: | Παράδειγμα διαμόρφωσης στατικού θορύβου από περιοδικό σήμα | 26 |
| Σχ. 2.11: | Πλήρως διαφορικός διπλά ισοσταθμισμένος CMOS Gilbert cell μίκτης | 29 |
| Σχ. 2.12: | Απλά ισοσταθμισμένος CMOS Gilbert cell μίκτης | 29 |
| Σχ. 2.13: | Κυματομορφές των $V_{LO}(t)$, $p_o(t)$ και $p_1(t)$ | 30 |
| Σχ. 2.14: | Χρονικά μεταβλητή διαγωγιμότητα του διακοπτικού σταδίου και χρονικά μεταβλητή φασματική πυκνότητα ισχύος του θερμικού θορύβου του στην έξοδο. | 34 |
| Σχ. 2.15: | Απλά ισοσταθμισμένος CMOS Gilbert cell μίκτης με το θόρυβο του διακοπτικού σταδίου μοντελοποιημένο σαν τάση στις πύλες των διακοπτικών τρανζίστορ | 38 |
| Σχ. 2.16: | (α) Τάσεις εισόδου του διακοπτικού σταδίου του μίκτη (β) Ρεύμα εξόδου του μίκτη διαχωριζόμενο σε αθόρυβη και θορυβώδη απόκριση (γ) Παλμοί θορύβου στην έξοδο του μίκτη. | 39 |
| Σχ. 2.17: | Φασματικό περιεχόμενο του θορύβου flicker του διακοπτικού σταδίου στην έξοδο του μίκτη | 41 |
| Σχ. 2.18: | Απλά ισοσταθμισμένος μίκτης με τετραγωνική κυματομορφή LO και πηγή θορύβου flicker V_n . | 41 |
| Σχ. 2.19: | Απλά ισοσταθμισμένος μίκτης με τετραγωνική κυματομορφή LO σε κάθε ημιπερίοδο του LO σήματος (α) Πρώτη ημιπερίοδος (β) Δεύτερη ημιπερίοδος | 42 |
| Σχ. 2.20: | Αναπαράσταση του μίκτη του Σχ. 2.18 από ένα ισοδύναμο ακόλουθο πηγής | 42 |
| Σχ. 2.21: | Κυματομορφές που προκύπτουν για τετραγωνικό LO σήμα: (α) Τάση στις πηγές των τρανζίστορ, (β) Ρεύμα του πυκνωτή C _P , (γ) Ρεύμα εξόδου του μίκτη | 43 |
| Σχ. 2.22: | L-C συντονιστικό κύκλωμα | 45 |
| Σχ. 2.23: | L-C-R δικτύωμα | 45 |
| Σχ. 2.24: | Τοπολογίες σύγχρονων ταλαντωτών. | 46 |

| Σχ. 2.25: | Τοπολογία ταλαντωτή υψηλού πλάτους47 |
|-----------|---|
| Σχ. 2.26: | Τοπολογίες ταλαντωτών με χρησιμοποίηση pMOS τρανζίστορ για μεγαλύτερη αρνητική διαγωγιμότητα48 |
| Σχ. 3.1: | Τοπολογίες Μικτών: (a) Τοπολογία κοινής πηγής, (b) Τοπολογία με παρουσία πηγής ρεύματος (Current tail) |
| Σχ. 3.2: | Σύγκριση γραμμικότητας μεταξύ των τοπολογιών του Σχ. 3.1. Οι προσομοιώσεις έγιναν για RF και LO συχνότητες των 550 MHz και 500 MHz, αντίστοιχα, και για δύο RF τόνους εισόδου των -24 dBm ο κάθε ένας67 |
| Σχ. 3.3: | Single-ended CMOS Gilbert cell τοπολογία |
| Σχ. 4.1: | Γραφικό περιβάλλον του προγραμματιστικού εργαλείου MIDC91 |
| Σχ. 4.2: | Απεικόνιση του (a) κέρδους διαγωγιμότητας και της (b) τρίτης τάξης παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (IM3) σαν συνάρτηση του ρεύματος πόλωσης του μίκτη92 |
| Σχ. 4.3: | Απεικόνιση του (a) κέρδους διαγωγιμότητας και της (b) τρίτης τάξης παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (IM3) σαν συνάρτηση του πλάτους (width) των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου του μίκτη93 |
| Σχ. 4.4: | Απεικόνιση του (a) κέρδους διαγωγιμότητας και της (b) τρίτης τάξης παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (IM3) σαν συνάρτηση του πλάτους του LO σήματος94 |
| Σχ. 4.5: | Απεικόνιση του (a) κέρδους διαγωγιμότητας και της (b) τρίτης τάξης παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (IM3) σαν συνάρτηση της συχνότητας του LO σήματος |
| Σχ. 5.1: | Εφαρμογή της "current bleeding" τεχνικής101 |
| Σχ. 5.2: | Εφαρμογή της "inductive resonance" τεχνικής |
| Σχ. 5.3: | Τοπολογία μίκτη κατάλληλου για χαμηλές τροφοδοσίες χωρίς πηγή ρεύματος πόλωσης (current tail)104 |
| Σχ. 5.4: | Πρώτη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη106 |
| Σχ. 5.5: | Απόκριση του μίκτη εξαιτίας του ισχυρού LO σήματος |
| Σχ. 5.6: | Τελεστικός ενισχυτής (Op1) που χρησιμοποιείται για τη δυναμική πόλωση του μίκτη |
| Σχ. 5.7: | Τελεστικός ενισχυτής (Op2) που χρησιμοποιείται για τη δυναμική πόλωση του μίκτη111 |
| Σχ. 5.8: | Κυματομορφή $p_1(t)$ της εξίσωσης (5.1) |
| Σχ. 5.9: | Θόρυβος του σταδίου εισόδου115 |
| Σχ. 5.10: | Ανάλυση θορύβου των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου117 |
| Σχ. 5.11: | Αποσβενόμενα "καρφιά" ρεύματος θορύβου (fading current spikes) στην έξοδο του μίκτη118 |
| Σχ. 5.12: | Θόρυβος του μίκτη αναγόμενος στην είσοδο121 |
| Σχ. 5.13: | Θόρυβος του μίκτη αναγόμενος στην έξοδο121 |
| Σχ. 5.14: | Εικόνα θορύβου (Noise Figure) του μίκτη121 |

| Σχ. 5.15: | Δεύτερη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη123 |
|-----------|---|
| Σχ. 5.16: | Φυσική σχεδίαση (layout) του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή125 |
| Σχ. 5.17: | Ας ισοδύναμο του μετασχηματιστή |
| Σχ. 5.18: | Διαφορά μεταξύ των τόνων πρώτης και τρίτης τάξης στην έξοδο του μίκτη (IM ₃ performance) ως προς το κέρδος (gain) και τη στροφή φάσης (phase shift) των δεύτερης τάξης μη-γραμμικοτήτων. Οι προσομοιώσεις πραγματοποιήθηκαν για συχνότητες RF και LO σήματος 5 GHz και 5.05 GHz, αντίστοιχα, δύο RF τόνους εισόδου των -24 dBm ο κάθε ένας, και πλάτος σήματος τοπικού ταλαντωτή 600 mV. |
| Σχ. 5.19: | Επίδοση γραμμικότητας του μίκτη (Third order input intercept points, IIP3) με και χωρίς την εφαρμογή της μεθόδου διάχυσης δεύτερης τάξης αρμονικών μη-γραμμικοτήτων |
| Σχ. 5.20: | Θόρυβος του μίκτη αναγόμενος στην είσοδο |
| Σχ. 5.21: | Θόρυβος του μίκτη αναγόμενος στην έξοδο134 |
| Σχ. 5.22: | Εικόνα θορύβου (Noise Figure) του μίκτη134 |
| Σχ. 6.1: | Τοπολογία υπερετερόδυνου δέκτη |
| Σχ. 6.2: | Προτεινόμενη τοπολογία ενισχυτή χαμηλού θορύβου146 |
| Σχ. 6.3: | Τοπολογία LNA που παρουσιάζεται στην [9]147 |
| Σχ. 6.4: | Φωτογραφία της ψηφίδας του πυριτίου στην οποία παρουσιάζεται η σχεδίαση στο φυσικό επίπεδο του συνολικού κυκλώματος του δέκτη |
| Σχ. 6.5: | Πειραματική διάταξη του ολοκληρωμένου δέκτη |
| Σχ. 6.6: | Φωτογραφία της πλακέτας (Board photo) που υλοποιήθηκε για τις μετρήσεις. 149 |
| Σχ. 6.7: | Συνολικό κέρδος μετατροπής του δέκτη ως προς τη συχνότητα151 |
| Σχ. 6.8: | Η ισχύς εξόδου σαν συνάρτηση της ισχύος εισόδου (1dB compression point measurement) |
| Σχ. 6.9: | Ρύθμιση κέρδους του δέκτη από τη βαθμίδα του LNA |
| Σχ. 6.10: | Ισχύς των προϊόντων πρώτης και τρίτης (παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης) τάξης σαν συνάρτηση της ισχύος του σήματος εισόδου |
| Σχ. 6.11: | Μέτρηση της ισχύος των προϊόντων τρίτης τάξης (3 rd order product power, dBm) του δέκτη σαν συνάρτηση της τάσης V_{bias} του μίκτη152 |

1. Εισαγωγή

1.1. Ασύρματες επικοινωνίες

Είναι γεγονός ότι τις τελευταίες δεκαετίες οι ασύρματές επικοινωνίες παρουσιάζουν σημαντική ανάπτυξη τόσο εξαιτίας της αύξησης των χρηστών όσο και της απαίτησης τους για πρόσβαση σε νέες και ταχύτερες υπηρεσίες. Ήδη από την εποχή του Marconi στόχος των τηλεπικοινωνιών ήταν η μεταφορά πληροφορίας και δεδομένων μέσω του αέρα σε όσο το δυνατόν μεγαλύτερες αποστάσεις. Η ραγδαία, ωστόσο, εξέλιξη που παρατηρήθηκε τις τελευταίες δεκαετίες οφείλεται στην ωρίμανση της τεχνολογίας των ημιαγωγών, η οποία έδωσε μεγάλη ώθηση στην ανάπτυξη και βελτίωση των τηλεπικοινωνιακών αρχιτεκτονικών.

Αν και μέχρι πριν λίγες δεκαετίες οι ανάγκες των χρηστών περιορίζονταν μόνο στη μετάδοση εικόνας και ήχου -όπως η αναλογική ραδιοφωνία (FM και AM-Radio) και η αναλογική τηλεόραση- και με δεδομένο ότι τις προσωπικές επικοινωνίες κάλυπτε σε μεγάλο βαθμό η συμβατική τηλεφωνία, η ωρίμανση της τεχνολογίας των ημιαγωγών ήρθε να καλύψει νέες ανάγκες των χρηστών με σημαντικότερη αυτή της κινητής τηλεφωνίας καθώς και υπηρεσίες όπως ψηφιακή ραδιοφωνία και τηλεόραση. Είναι γεγονός, άλλωστε, ότι οι τοπολογίες των τηλεπικοινωνιακών δεκτών, όπως ο υπερετερόδυνος δέκτης [1] (Super Heterodyne receiver) που ανέπτυξε ο Edwin Howard Armstrong το 1918 είναι ήδη γνωστές από τις πρώτες δεκαετίες του αιώνα. Αν αναλογιστούμε επίσης ότι τα ψηφιακά είδη διαμόρφωσης, όπως οι FSK (Frequency shift keying), PSK (Phase shift Keying) και QAM (Quadrature amplitude modulation), είχαν είδη μελετηθεί και αναπτυχθεί πολύ πριν την ανακάλυψη της OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) το 1967 είναι προφανές ότι η καθυστέρηση της ανάπτυξης των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων οφείλεται καθαρά στη μέχρι πρότινος απουσία ώριμων τεχνολογιών των ημιαγωγών.

Η πρώτη ουσιαστικά σημαντική εξέλιξη στον τομέα των τηλεπικοινωνιών ήταν τα συστήματα πρώτης γενιάς (1G) τα οποία αναπτύχθηκαν στα τέλη της δεκαετίας του '70 και στις αρχές της δεκαετίας του '80. Τα συστήματα πρώτης γενιάς οφείλουν την εμφάνιση τους στην πρόοδο της τεχνολογίας των ημιαγωγών, που κατόρθωσε την περίοδο εκείνη να δώσει στην αγορά οικονομικούς και μικρού μεγέθους μικροεπεξεργαστές (microprocessors), καθώς και στη δυνατότητα ψηφιοποίησης του ελέγχου μεταξύ την κινητής συσκευής και του σταθμού βάσης (base station). Στην ουσία τα συστήματα πρώτης γενιάς μετέδιδαν μόνο

αναλογική φωνή και γενικά πληροφορία και η μόνη ψηφιακή διαδικασία ήταν ο έλεγχος που προαναφέρθηκε. Η μετάδοση γινόταν με τη χρήση FDMA (Frequency Division Multiple Access) πρόσβασης, δηλαδή ο κάθε χρήστης χρησιμοποιούσε ένα μικρό μέρος του συνολικού φάσματος, για να μεταδώσει την πληροφορία του. Σημαντικότεροι εκφραστές των συστημάτων αυτών ήταν τα κυψελωτά συστήματα AMPS (Advanced Mobile Phone System), που αναπτύχθηκε στην Αμερική, το NMT (Nordic Mobile Telephone), το TACS (Total Access Communication System), το CT (Cordless Telephone) και τα Paging Systems.

Αν και τα συστήματα πρώτης γενιάς ήταν το σημαντικότερο μέχρι τότε επίτευγμα των ασύρματων επικοινωνιών, παρουσίαζαν πολύ χαμηλή ποιότητα, μικρή "χωρητικότητα" σε χρήστες και πολύ υψηλό κόστος. Η περαιτέρω ωρίμανση των τεχνολογιών των ημιαγωγών και των μικροκυματικών συσκευών έδωσε τη δυνατότητα της ψηφιακής μετάδοσης στις ασύρματες επικοινωνίες και οδήγησε στην ανάπτυξη των συστημάτων δεύτερης γενιάς (2G) κοντά στα τέλη της δεκαετίας του '80. Τα προς αποστολή δεδομένα πλέον ψηφιοποιούνται, χρησιμοποιούνται ψηφιακές μέθοδοι διαμόρφωσης (FSK, PSK, QAM) και πολυπλεξίας (OFDM) και μεταδίδονται μέσω ψηφιακών μεθόδων πρόσβασης, όπως οι TDMA (Time Division Multiple Access) και CDMA (Code Division Multiple Access). Η μόνη διαδικασία η οποία παραμένει αναλογική είναι αυτή της μετάδοσης και της λήψης, στον εκπομπό και δέκτη αντίστοιχα, όπου εκεί οι συχνότητες λειτουργίας είναι ακόμη απαγορευτικές για ψηφιακή επεξεργασία. Με την εισαγωγή, λοιπόν, της ψηφιακής επεξεργασίας στα συστήματα δεύτερης γενιάς, η ποιότητα μετάδοσης βελτιώθηκε, αυξήθηκε η χωρητικότητα των χρηστών στις κυψέλες, μειώθηκε το μέγεθος και το κόστος των συσκευών και αναπτύχθηκαν νέοι μέθοδοι ψηφιακής κωδικοποίησης που εξασφαλίζουν την ασφάλεια των τηλεπικοινωνιών, κάτι που είναι απαραίτητο ειδικά σε στρατιωτικές εφαρμογές. Είναι, επίσης, σημαντικό να αναφερθεί ότι δόθηκε η δυνατότητα εκτός της μετάδοσης φωνητικών συνομιλιών να μεταδίδονται και άλλου είδους δεδομένα που καλύπτουν υπηρεσίες μικρών μηνυμάτων, fax κ.ο.κ. Ο σημαντικότερος εκφραστής των συστημάτων δεύτερης γενιάς είναι το GSM (Global System for Mobile communications), που αποτελεί μέχρι σήμερα το σύστημα με την μεγαλύτερη απήχηση παγκοσμίως. Σημαντικά συστήματα δεύτερης γενιάς είναι επίσης τα D-AMPS (Digital AMPS), PDC (Personal Digital Communication) καθώς και οι εξελίξεις των περισσοτέρων συστημάτων πρώτης γενιάς.

Με την περαιτέρω ανάπτυξη των τεχνολογιών δημιουργήθηκε για πρώτη φορά στην Ιαπωνία το 2001 το πρώτο δίκτυο που υποστήριζε συστήματα τρίτης γενιάς (3G). Τα συστήματα αυτά υπόσχονται ταχύτερες υπηρεσίες επικοινωνιών συμπεριλαμβάνοντας υπηρεσίες φωνής, fax, πολυμέσων αλλά και ασύρματου internet οποιαδήποτε στιγμή και οπουδήποτε παρέχοντας παγκόσμιες υπηρεσίες περιαγωγής (roaming). Το βασικότερο πρότυπο τρίτης γενιάς είναι το IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000) που αναπτύχθηκε από την ITU (International Telecommunication Union) και προορίζεται ως το παγκόσμιο στάνταρ κινητής τηλεφωνίας. Οι τεχνολογίες των συστημάτων τρίτης γενιάς υποστηρίζουν "ταχύτητες" της τάξης των 144Kbps για ταχέως κινούμενους χρήστες και κοντά στα 2Mbps για στατικούς χρήστες. Η συνεχής ωστόσο αύξηση των χρηστών και η διαρκώς αυξανόμενη ανάγκη για ταχύτερες και περισσότερες εφαρμογές έχουν δημιουργήσει τέτοιες απαιτήσεις, ώστε τα επόμενα συστήματα τέταρτης γενιάς (4G), που θα αναπτυχθούν, να λειτουργούν σε "ταχύτητες" μεγαλύτερες των 20Mbps.

Τα συστήματα που αναφέραμε ως τώρα αναπτύχθηκαν, λοιπόν, για να καλύψουν τις ανάγκες της κινητής τηλεφωνίας και των περιφερειακών αυτής εφαρμογών. Η παγκόσμια ωστόσο διάδοση και εξέλιξη των υπηρεσιών Internet και του World Wide Web οδήγησαν στην ανάπτυξη τοπικών ασύρματων δικτύων (Wireless Local Area Networks, WLANs), τα οποία θα κάλυπταν τις παραπάνω ανάγκες ασύρματα σε χώρους όπως σπίτια και γραφεία για σταθερούς χρήστες ή ακόμη και σε αστικές περιοχές για κινούμενους χρήστες. Στην Αμερική τα πρότυπα των τοπικών ασύρματων δικτύων αναπτύχθηκαν από την επιτροπή 802.11 της IEEE. Το πρώτο πρότυπο που αναπτύχθηκε ήταν το 802.11b το οποίο προσέφερε ταχύτητες μέχρι και 11Mbps και λειτουργούσε στα 2.4GHz έχοντας εύρος (bandwidth) συχνοτήτων 80MHz. Η εξέλιξη του προτύπου αυτού οδήγησε στο 802.11a το οποίο λειτουργεί στη συχνότητα των 5GHz και λόγω του μεγάλου του εύρους (300MHz) και της χρήσης OFDM τεχνικής επιτυγχάνει ταχύτητες μέχρι και 54Mbps. Στην Ευρώπη τα πρότυπα των τοπικών ασυρμάτων δικτύων εισήχθησαν από την ομάδα Broadband Radio Access Networks (BRAN) του οργανισμού ETSI. Τα αντίστοιχα, λοιπόν, πρότυπα που αναπτύχθηκαν ήταν τα HIPERLAN/1 και HIPERLAN/2 που λειτουργούν στα 5GHz και επιτυγχάνουν μέγιστες ταχύτητες 19 και 54Mbps αντίστοιχα. Με τη συνεχή εξέλιξη και ανάπτυξη των παραπάνω δικτύων έχουν τα τελευταία χρόνια αρχίσει να αναπτύσσονται και πρότυπα δικτύων για πολύ συγκεκριμένες εφαρμογές, κυρίως multimedia, όπως τα DAB (Digital Audio Broadcast) και DVB (Digital Video Broadcast).

1.2. Ασύρματοι πομποδέκτες

Όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα, η αλματώδης εξέλιξη των ασυρμάτων επικοινωνιών που παρατηρείται τα τελευταία χρόνια είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με την πρόοδο και εξέλιξη των τεχνολογιών των ημιαγωγών. Η πρόοδος αυτή έδωσε τη δυνατότητα να ολοκληρωθούν οι γνωστές, από τις πρώτες δεκαετίες του αιώνα, τοπολογίες πομποδεκτών, όπως είναι ο υπερετερόδυνος [1] (Superheterodyne) και ο αναγεννητικός [2]-[5] (regenerative) δέκτης, προκειμένου να λειτουργήσουν σε υψηλές και μέχρι πρότινος ελεύθερες μπάντες συχνοτήτων, στις οποίες λειτουργούν σήμερα οι ασύρματες επικοινωνίες. Η βελτίωση των τεχνολογιών έδωσε άλλωστε τη δυνατότητα χρησιμοποίησης ψηφιακών τεχνικών σε πομπό και δέκτη επιτυγχάνοντας βελτιστοποίηση της ποιότητας των επικοινωνιών αλλά και μείωση του μεγέθους και του κόστους των πομποδεκτών. Η επικρατέστερη τοπολογία δέκτη ήταν αυτή του υπερετερόδυνου και η οποία ούτως ή άλλως έχει επικρατήσει σε όλες τις ασύρματες εφαρμογές από τις αρχές του αιώνα.

Το πρώτο στοιχείο της αλυσίδας ενός υπερετερόδυνου δέκτη είναι ένα ζωνοπερατό (bandpass) φίλτρο το οποίο επιτρέπει τη διέλευση μόνο του χρήσιμου σήματος στη μπάντα συχνοτήτων για την οποία είναι σχεδιασμένος ο δέκτης. Η παρουσία του φίλτρου αυτού είναι απαραίτητη, καθότι περιορίζει το θόρυβο και τις παρεμβολές που εισέρχονται στο σύστημα αυξάνοντας παράλληλα τη δυναμική του περιοχή. Το μόνο μειονέκτημα της παρουσίας του φίλτρου αυτού είναι η συνεισφορά του στο θόρυβο του όλου συστήματος, καθότι, ενώ βρίσκεται στην αρχή της αλυσίδας, είναι παθητικό και δε μπορεί να προσφέρει κέρδος. Θα πρέπει, λοιπόν, να παρουσιάζει όσο το δυνατό μικρότερη απόσβεση, υψηλή γραμμικότητα καθώς και μικρή ευαισθησία στις τιμές των στοιχείων του. Εξαιτίας της υψηλής συχνότητας λειτουργίας των φίλτρων αυτών, καθίσταται αδύνατη η ολοκλήρωσή τους στο όλο σύστημα. Για το λόγο αυτό, τα συγκεκριμένα φίλτρα αποτελούν συνήθως εξωτερικά στοιχεία για την υλοποίηση των οποίων χρησιμοποιούνται είτε διακριτά στοιχεία είτε SAW (Surface Acoustic Wave) φίλτρα. Σε κάθε περίπτωση πάντως τα φίλτρα που χρησιμοποιούνται καταλαμβάνουν σημαντικό χώρο και αποτελούν σημαντικό παράγοντα κόστους του δέκτη.

Το επόμενο στοιχείο στην αλυσίδα του δέκτη είναι ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου [6] (Low Noise Amplifier, LNA) του οποίου η παρουσία σκοπό έχει την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου ή με άλλα λόγια την ελάττωση της επίδρασης του θορύβου στο δέκτη. Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου ουσιαστικά ενισχύει το εισερχόμενο επιθυμητό σήμα που λαμβάνει από την κεραία σε τέτοια επίπεδα ώστε να είναι αρκετά πιο ισχυρό από το θόρυβο που εισάγουν τα διάφορα στοιχεία του δέκτη, προκειμένου η συνεισφορά τους να είναι αμελητέα. Έτσι, η σημαντικότερη συνεισφορά θορύβου είναι αυτή του θορύβου που λαμβάνεται από την κεραία και βρίσκεται στη ζώνη διέλευσης του φίλτρου εισόδου, του οποίου η παρουσία είναι ούτως ή άλλως αναπόφευκτη.

Μετά από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου χρησιμοποιείται ένα φίλτρο που σκοπό έχει απομακρύνει τα ανεπιθύμητα φασματικά περιεχόμενα που προέρχονται από τις μηγραμμικότητες του LNA καθώς και να συμπιέσει το όποιο σήμα βρίσκεται πιθανότατα στην image συχνότητα του προς λήψη σήματος, το οποίο μετά τη μίξη θα αναδιπλωθεί και θα συμπέσει στην ίδια συχνότητα με το επιθυμητό σήμα. Το φίλτρο αυτό είναι, επίσης, λόγω της υψηλής συχνότητας λειτουργίας του, ένα εξωτερικό μη-ολοκληρώσιμο στοιχείο κάτι το οποίο προϋποθέτει προσαρμογή τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδό του. Έπειτα από το φίλτρο ακολουθεί ο μίκτης [7] ο οποίος σκοπό έχει να κατεβάσει τη συχνότητα από την υψίσυχνη (RF) μπάντα συγνοτήτων σε μία ενδιάμεση (Intermediate Frequency, IF). Ο μίκτης εκτός του RF σήματος δέχεται ως είσοδο και ένα εξίσου υψίσυχνο (LO) σήμα. Η μίξη των σημάτων αυτών είναι εκείνη που προκαλεί την υποβίβαση συχνότητας του RF σήματος. Μετά το μίκτη ακολουθεί ένα νέο φίλτρο που σκοπό έγει την απομάκρυνση ανεπιθύμητων σημάτων που προήλθαν είτε από τη μίξη είτε από τη μη-γραμμική συμπεριφορά του μίκτη. Το φίλτρο αυτό -σε αντίθεση με τα προηγούμενα- μπορεί να ολοκληρωθεί, εφόσον η μπάντα διέλευσής του βρίσκεται στην IF περιοχή συχνοτήτων. Στον υπερετερόδυνο δέκτη η αλληλουχία του ενισχυτή, των φίλτρων και του μίκτη επαναλαμβάνεται ανάλογα με το πόσες ενδιάμεσες συχνότητες έχουν επιλεγεί από τους σχεδιαστές του συστήματος. Όπως είναι προφανές, η παρουσία των φίλτρων είναι απαραίτητη μετά από κάθε ενεργό στοιχείο, για να απομακρύνει τα ανεπιθύμητα παράγωγα που δημιουργούνται ή και τις παρεμβολές που εμφανίζονται λόγω μη επιθυμητής ζεύξης μεταξύ διαφόρων σημείων του συστήματος.

Αν και η τοπολογία του υπερετερόδυνου δέκτη προσφέρει πολλά πλεονεκτήματα εμφανίζεται αρκετά πολύπλοκη και με υψηλό κόστος. Η εξέλιξη, λοιπόν, των τεχνολογιών των ημιαγωγών οδήγησε από τη μία μεριά σε συρρίκνωση των αναλογικών μερών ενός πομποδέκτη και αντικατάσταση τους από ψηφιακές λειτουργίες και από την άλλη στη γρησιμοποίηση νέων τοπολογιών πομποδεκτών μικρότερης πολυπλοκότητας του υπερετερόδυνου. Κάποιες από τις τοπολογίες που αναπτύχθηκαν ήταν αυτές του Low-IF και Wide-Band-IF, οι οποίες έχουν μικρό αριθμό ενδιάμεσων συχνοτήτων, και του ομόδυνου δέκτη [8]-[10] (Direct Conversion) ή δέκτη μηδενική ενδιάμεσης συχνότητας (Zero-IF), στον οποίο δεν υπάρχει ενδιάμεση συχνότητα και το σήμα υποβιβάζεται κατευθείαν στη βασική ζώνη (baseband). Η πολυπλοκότητα της τοπολογίας του ομόδυνου δέκτη είναι πολύ μικρότερη σε σχέση με αυτής του υπερετερόδυνου και κατ' επέκταση είναι αισθητά μικρότερη και η κατανάλωση που παρουσιάζει. Το μόνο εξωτερικό στοιχείο που απαιτεί η τοπολογία αυτή είναι το υψίσυχνο φίλτρο που ακολουθεί μετά από την κεραία. Ο λόγος είναι ότι δεν απαιτείται image-rejection φίλτρο και ότι τα υπόλοιπα φίλτρα είναι φίλτρα βασικής ζώνης και επομένως εύκολα ολοκληρώσιμα. Το μεγαλύτερο μειονέκτημα της τοπολογίας αυτής είναι η παρουσία του χαμηλόσυχνου flicker noise και, δεδομένου ότι το επιθυμητό σήμα δεν έχει ενισχυθεί αρκετά, παρά μόνο από τον LNA, η τοπολογία παρουσιάζει γαμηλό σηματοθορυβικό λόγο. Ένα επίσης σημαντικό μειονέκτημα που παρουσιάζει η τοπολογία του ομόδυνου δέκτη είναι αυτό των ισχυρών dc-offsets που εμφανίζονται μετά τη μίξη του σήματος. Η παρουσία τους οφείλεται κυρίως στη διαρροή του ισχυρού LO σήματος, λόγω παρασιτικών συζεύξεων, στην RF είσοδο του μίκτη, με αποτέλεσμα η μίξη να δίνει παράγωγα και στη μηδενική συχνότητα. Ένας δευτερεύων μηχανισμός είναι και η μίξη των παραγώγων δεύτερης τάξης του RF σήματος εισόδου με τη διπλάσια συγνότητα του LO σήματος. Για την αποφυγή των προβλημάτων που δημιουργούνται από την παρουσία των dc-offsets έχουν αναπτυχθεί πολλές αναλογικές αλλά και ψηφιακές σχεδιαστικές τεχνικές.

Μια ακόμη τοπολογία δέκτη η οποία χρησιμοποιείται τα τελευταία χρόνια σε κάποιες συγκεκριμένες εφαρμογές [4], [5] είναι και αυτή του υπέρ-αναγεννητικού (super-

regenerative) δέκτη. Η αρχιτεκτονική αυτή αναπτύχθηκε και πάλι από τον Armstrong το 1922 ως εξέλιξη του αναγεννητικού δέκτη (1914) και χρησιμοποιήθηκε αρχικά στους ραδιοφωνικούς AM δέκτες. Η δομή του υπέρ-αναγεννητικού δέκτη αναφέρεται κυρίως σε στενού εύρους ζώνης (narrowband) και σε μικρού εύρους ασύρματες εφαρμογές και για το λόγο αυτό στις μέρες μας χρησιμοποιείται σε περιορισμένες εφαρμογές, όπως remote controls και συναγερμούς. Αν και η απόδοση του δε συγκρίνεται σε καμία περίπτωση με αυτή του υπερετερόδυνου δέκτη, η χρησιμοποίηση του σε υψίσυχνες εφαρμογές οφείλεται στη μικρή πολυπλοκότητα που παρουσιάζει και στην εξαιρετικά χαμηλή του κατανάλωση.

Αν και στους δέκτες που προαναφέραμε το αναλογικό μέρος έχει συρρικνωθεί υπερβολικά και η επεξεργασία του σήματος βασικής ζώνης γίνεται με καθαρά ψηφιακό τρόπο, η τάση της τεχνολογίας είναι να οδηγηθούμε σε καθαρά ψηφιακούς πομποδέκτες (software-radio) μεταφέροντας τα ψηφιακά κυκλώματα στην κεραία. Σε ένα ψηφιακό πομποδέκτη η κεραία συνδέεται κατευθείαν με τους μετατροπείς αναλογικού σήματος σε ψηφιακό (ADC) κατά τη διαδικασία λήψης και ψηφιακού σε αναλογικό (DAC) κατά τη διαδικασία εκπομπής. Τα πλεονεκτήματα τέτοιων τοπολογιών είναι ότι οι δέκτες θα γίνουν πιο οικονομικοί, θα αποφευχθούν τα προβλήματα γραμμικότητας που παρουσιάζονται στις αναλογικές σχεδιάσεις και θα είναι δυνατός ο επαναπρογραμματισμός του δέκτη, με αποτέλεσμα να καλύπτει μια πληθώρα εφαρμογών. Αν και προς αυτή την κατεύθυνση γίνονται πολλές έρευνες στις μέρες μας [11], [12], κάτι τέτοιο είναι ακόμη αδύνατο λόγω των περιορισμένων "ταχυτήτων" των ψηφιακών κυκλωμάτων.

1.3. Αντικείμενο διατριβής

Αντικείμενο της συγκεκριμένης διατριβής είναι η πλήρης και εις βάθος κατανόηση της λειτουργίας των ολοκληρωμένων μικτών που χρησιμοποιούνται στις σύγχρονες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές. Η διατριβή επικεντρώνεται τόσο στη θεωρητική ανάλυση όσο και στη σχεδίαση ενεργών τηλεπικοινωνιακών υψίσυχνων μικτών, καθώς είναι αυτοί που παρουσιάζουν τις καλύτερες επιδόσεις και ικανοποιούν ευκολότερα τις σύγχρονες και ιδιαίτερα αυστηρές προδιαγραφές.

Το κεφάλαιο 2 αποτελεί ουσιαστικά μια γενική εισαγωγή στους ολοκληρωμένους μίκτες και σκοπό έχει την κατανόηση της χρησιμότητας και των βασικών λειτουργιών των μικτών. Ασχολείται και αναλύει διεξοδικά τα δύο βασικά είδη των ολοκληρωμένων μικτών που είναι οι παθητικοί και οι ενεργοί μίκτες και παρουσιάζει τα συγκριτικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα του καθενός, καθιστώντας σαφή την υπεροχή των ενεργών στις σύγχρονες και απαιτητικές σχεδιάσεις. Στη συνέχεια του κεφαλαίου επικεντρωνόμαστε στην ενεργή τοπολογία του Gilbert (Gilbert cell) μίκτη, η οποία παρουσιάζει εξαιρετικά χαρακτηριστικά και χρησιμοποιείται σχεδόν στις περισσότερες σύγχρονες εφαρμογές. Ασχολούμαστε εκτενώς με όλες τις προδιαγραφές ενός Gilbert μίκτη, όπως το κέρδος μετατροπής (conversion gain), την απομόνωση, τη γραμμικότητα και το θόρυβο. Ιδιαίτερη μνεία γίνεται στη συμπεριφορά του Gilbert μίκτη ως προς το θόρυβο, καθώς η ακριβής και σωστή κατανόηση των μηχανισμών που τον γεννούν είναι απαραίτητη στους σχεδιαστές μικτών και προκειμένου οι αναγνώστες να κατανοήσουν τα κεφάλαια που θα ακολουθήσουν. Στο τέλος του κεφαλαίου γίνεται μια σύντομη αναφορά στα κυκλώματα ταλαντωτών ελεγχόμενων από τάση (Voltage controlled oscillators, VCOs), αφού η λειτουργία των μικτών είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με την παρουσία των κυκλωμάτων αυτών.

Στο κεφάλαιο 3 επικεντρωνόμαστε στη θεωρητική ανάλυση και στον υπολογισμό των μη-γραμμικοτήτων σε ενεργούς ολοκληρωμένους μίκτες. Γίνεται εκτενής παρουσίαση των υπαρχόντων μεθόδων υπολογισμού των μη-γραμμικοτήτων όπως είναι: η κλασική χρονική ανάλυση (transient analysis), η ανάλυση ισοστάθμισης αρμονικών (harmonic balance analysis) και η ανάλυση που βασίζεται στη χρήση των σειρών Volterra. Στη συνέχεια του κεφαλαίου επικεντρώνουμε την προσοχή μας στην τοπολογία του Gilbert cell μίκτη και υπολογίζουμε αναλυτικά, με τη χρήση των σειρών Volterra, τις μη-γραμμικότητες υπό τη μορφή παραμόρφωσης, ενδοδιαμόρφωσης στην πιο ευρέως χρησιμοποιούμενη, χαμηλής τροφοδοσίας, τοπολογία αυτής. Στο τέλος του κεφαλαίου παρουσιάζουμε τη γενική μεθοδολογία που πρέπει να ακολουθηθεί για την αντίστοιχη περιγραφή των μη-γραμμικοτήτων σε οποιαδήποτε τοπολογία ολοκληρωμένου μίκτη.

Στο κεφάλαιο 4 παρουσιάζουμε ένα υπολογιστικό εργαλείο προσομοίωσης που αναπτύξαμε σε περιβάλλον Matlab, το οποίο στοχεύει στον υπολογισμό των μηγραμμικοτήτων σε ολοκληρωμένους ενεργούς μίκτες και το οποίο βασίζεται στη θεωρία που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 3. Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται επίσης και συγκριτικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων που ελήφθησαν από το εργαλείο που αναπτύξαμε και από το σημαντικότερο εκφραστή των εμπορικών προσομοιωτών κυκλωμάτων, τον Spectre της Cadence. Παρουσιάζονται επίσης και οι χρόνοι που χρειάζονται οι δύο προσομοιωτές για τον υπολογισμό των μη-γραμμικοτήτων, με τον προσομοιωτή μας να εμφανίζεται γρηγορότερος κατά μια περίπου τάξη μεγέθους.

Στο κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται δύο νέες σχεδιάσεις ολοκληρωμένων μικτών υποβίβασης συχνότητας, των οποίων το RF σήμα εισόδου ανήκει στην περιοχή συχνοτήτων των 5 GHz, ενώ το IF σήμα εξόδου στην περιοχή των 50 MHz. Οι τοπολογίες αυτές παρουσιάζουν κάποιες νέες σχεδιαστικές τεχνικές οι οποίες βοηθούν τους μίκτες να επιτύχουν εξαιρετικές επιδόσεις. Οι δυο τοπολογίες που μελετώνται, σχεδιάζονται σε μια καθαρή CMOS τεχνολογία και εμφανίζουν αισθητά χαμηλότερες καταναλώσεις ισχύος από τις ήδη υπάρχουσες εμπορικές σχεδιάσεις με εξαιρετικές, ωστόσο, επιδόσεις θορύβου και γραμμικότητας.

Στο κεφάλαιο 6 παρουσιάζεται η σχεδίαση ενός ολοκληρωμένου δέκτη για τηλεπικοινωνιακές WLAN εφαρμογές. Ο δέκτης αυτός αποτελείται από ένα ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA), ο οποίος σχεδιάσθηκε από το συνάδελφο υποψήφιο διδάκτορα Γεώργιο Βιτζηλαίο στη συχνότητα των 5 GHz, και από τον ολοκληρωμένο μίκτη που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 5, ο οποίος δέχεται ως είσοδο το σήμα του LNA. Στην αρχή του κεφαλαίου παρουσιάζεται θεωρητικά η αρχιτεκτονική του υπερετερόδυνου δέκτη (superheterodyne receiver) και στη συνέχεια εν συντομία η σχεδίαση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, η οποία παρουσιάζεται αναλυτικά στην [13]. Στη συνέχεια του κεφαλαίου γίνεται μια σύντομη αναφορά στη σχεδίαση της συνολικής διάταξης στο φυσικό επίπεδο (layout). Στο τέλος του κεφαλαίου, παρουσιάζονται διεξοδικά τα αποτελέσματα των μετρήσεων.

1.4. Αναφορές

- [1] E. Armstrong, "The Super-Heterodyne-Its Origin, Development, and Some Recent Improvements," *Proceedings of the I.R.E.*, vol. 12, pp. 539-552, Oct. 1924.
- [2] E. Armstrong, "Some Recent Developments of Regenerative Circuits," *Proceedings of the I.R.E.*, vol. 10, pp. 244-260, August 1922.
- [3] F. X. Moncunill-Geniz, P. Palà-Schönwälder, and O. Mas-Casals, "A generic approach to the theory of superregenerative reception," *IEEE Trans. Circuits Syst, I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 52, no. 1, pp. 54–70, Jan. 2005.

- [4] F. X. Moncunill Geniz, P. Palà-Schönwälder, and F. Águila López, "New super-regenerative architectures for direct-sequence spread-spectrum communications," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, vol.52, no. 7, July 2005.
- [5] P. Favre, N. Joehl, A. Vouilloz, P. Deval, C. Dehollain, M. Declercq, "A 2V 600uA 1 GHz BiCMOS Super-Regenerative Receiver for ISM Applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 2186-2196, December 1998.
- [6] D. K. Shaeffer, T. H. Lee, "A 1.5 V, 1.5 GHz CMOS low noise amplifier", *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 32, no. 5, pp. 745 759, May 1997.
- [7] B. Gilbert, "A Precise Four-Quadrant Multiplier with Subnanosecond Response," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. SC-3, pp. 365-373, Dec. 1968.
- [8] Aarno Parssinen, "Direct Conversion Receivers in Wideband Systems", *Kluwer Academic Publishers*, 2001.
- [9] A. A. Abidi, "Direct-Conversion Radio Tranceivers for Digital Communications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 30, pp. 1399-1410, December 1995.
- [10] B. Razavi, "Design Consideration for Direct-Conversion Receivers," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 44, pp. 428-435, June 1997.
- [11] W. Gao, W. M. Snelgrove, "A 950-MHz IF Second-order Integrated LC Bandpass Delta-Sigma Modulator," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 5, pp. 723-732, May 1998.
- [12] A. Pärssinen, R. Magoon, S. I. Long, V. Porra, "A 2 GHz Subharmonic Sampler for Signal Downconversion," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 45, pp.2344-2351, December 1997.
- [13] Γ. Βιτζηλαίος, "Σχεδίαση ολοκληρωμένων ενισχυτών χαμηλού θορύβου τεχνολογίας nm CMOS με χρήση μαγνητικής ανάδρασης για ασύρματες ευρυζωνικές εφαρμογές," διδακτορική διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 2006.

2. Ολοκληρωμένοι Μίκτες

2.1. Πρόλογος

Είναι γεγονός πως τα τελευταία χρόνια έχει αναπτυχθεί ένας μεγάλος αριθμός ασύρματων εφαρμογών οι οποίες έχουν κατακλύσει τη ζωή και την καθημερινότητα μας. Αν και κάποιες δεκαετίες πριν οι ασύρματες επικοινωνίες περιορίζονταν στη ραδιοφωνία και σε πολύ συγκεκριμένες εφαρμογές (στρατιωτικές εφαρμογές, δορυφορικές επικοινωνίες κ.α), στις μέρες μας παρατηρείται μια έξαρσή τους και μία συνεχής προσπάθεια χρήσης τους ολοένα και περισσότερο στην καθημερινότητα μας. Η αρχή έγινε με την ανάπτυξη και καθιέρωση της κινητής τηλεφωνίας, ενώ στις μέρες μας γνωρίζουμε την απόλυτη κορύφωση του φαινομένου με τη χρήση των ασύρματων τοπικών δικτύων (Wireless Local Area Networks, WLAN), των προσωπικών ασύρματων δικτύων (personal area networks, PAN) και των αστικών ασυρμάτων δικτύων (metropolitan area networks, MAN). Όπως είναι προφανές, η διαρκής αύξηση των ασύρματων επικοινωνιών, αφενός μεν οδηγεί στην ανάπτυξη ολοένα και περισσότερων πρωτοκόλλων επικοινωνιών και αφετέρου μας αναγκάζει να καταλαμβάνουμε ολοένα και μεγαλύτερο μέρος του φάσματος συχνοτήτων δεδομένης της πληθώρας των εφαρμογών. Όπως είναι ευρέως γνωστό, η επεξεργασία των σημάτων που γίνεται στους ασύρματους πομποδέκτες -είτε αυτή είναι αναλογική είτε είναι ψηφιακή- γίνεται σε συχνότητες βασικής ζώνης (baseband frequencies) και επομένως όπως είναι φυσικό είναι απαραίτητη η ύπαρξη κάποιων κυκλωμάτων που να πραγματοποιούν μεταφορά συχνότητας από τη συχνότητα εκπομπής και λήψης στις συχνότητες βασικής ζώνης ή και σε τυχόν ενδιάμεσες συχνότητες και αντιστρόφως.

Τα κυκλώματα αυτά, που είναι από τα σημαντικότερα συστατικά της αρχιτεκτονικής ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος, ονομάζονται μίκτες (mixers) και όπως προαναφέραμε είναι οι συσκευές εκείνες που πραγματοποιούν την απαραίτητη μεταφορά της συχνότητας μεταξύ Baseband, IF και RF περιοχές συχνοτήτων. Η διαδικασία αυτή, της μεταφοράς συχνότητας, λαμβάνει χώρα αρκετά συχνά τόσο κατά τη φάση εκπομπής, όπου και χρησιμοποιούνται μίκτες που αναβιβάζουν τη συχνότητα (upconverters), όσο και κατά τη φάση λήψης, κατά την οποία χρησιμοποιούνται μίκτες που υποβιβάζουν τη συχνότητα (downconverters) ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος, με αποτέλεσμα να καθίσταται αναγκαία η καλή απόδοση και οι υψηλές επιδόσεις των τηλεπικοινωνιακών μικτών. Οι ολοκληρωμένοι μίκτες είναι στην ουσία κυκλώματα πολλαπλών εισόδων και για την ακρίβεια δύο. Εκτός του χρήσιμου σήματος, το οποίο βρίσκεται σε διαδικασία εκπομπής ή λήψης, οι μίκτες δέχονται ως είσοδο και ένα ακόμη ισχυρό σήμα, το οποίο συνήθως προέρχεται από κάποιον τοπικό ταλαντωτή (local oscillator, LO). Στόχος της ύπαρξης των δύο σημάτων είναι η μίξη τους, με αποτέλεσμα τη δημιουργία σημάτων σε συχνότητες παράγωγες των δύο σημάτων εισόδωυ [1]. Είναι προφανές, λοιπόν, ότι οι μίκτες δεν είναι αυτόνομα κυκλώματα και ότι χρειάζονται πάντα την ύπαρξη κυκλωμάτων τοπικών ταλαντωτών, στα οποία θα αναφερθούμε με συντομία στο κεφάλαιο αυτό [2]. Κατά καιρούς έχουν αναπτυχθεί αρκετά είδη ολοκληρωμένων μικτών καθώς και πολλές διαφορετικές υλοποιήσεις και τοπολογίες για το καθένα. Τα είδη αυτά χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες: στους ενεργούς και στους παθητικούς μίκτες, των οποίων τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα θα εξετάσουμε αναλυτικά στη συνέχεια του κεφαλαίου. Θα εξετάσουμε, επίσης, αναλυτικά κάποιες βασικές τοπολογίες μικτών και κυρίως τη βασικότερη εξ αυτών, τον Gilbert cell μίκτη, ενώ θα δούμε και τις βασικές προδιαγραφές οι οποίες μας απασχολούν περισσότερο στους Gilbert cell μίκτες.

2.2. Είδη ολοκληρωμένων μικτών

Όπως αναφέραμε και προηγουμένως, οι ολοκληρωμένοι μίκτες χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες. Στους παθητικούς και στους ενεργούς μίκτες [1]-[4]. Με τον όρο "παθητικοί μίκτες" αναφερόμαστε στις περιπτώσεις εκείνες όπου χρησιμοποιούνται παθητικά στοιχεία (αντιστάσεις, πυκνωτές, δίοδοι ή MOS και διπολικά τρανζίστορ σε συνδεσμολογία διόδων κ.α). Αντίθετα, με τον όρο "ενεργοί μίκτες" αναφερόμαστε στις περιπτώσεις μικτών στις οποίες χρησιμοποιούνται ενεργά στοιχεία, όπως διπολικά και MOS τρανζίστορ, ή ακόμα και τελεστικοί ενισχυτές (operational amplifiers, opamps). Αυτό που ξεχωρίζει βασικά τους παθητικούς από τους ενεργούς μίκτες και που κάνει τα τρανζίστορ να θεωρούνται ως ενεργά ή παθητικά στοιχεία είναι η κατανάλωση ρεύματος. Έτσι, ενώ στους παθητικούς μίκτες τα τρανζίστορ δεν τα διαρρέουν ρεύματα ηρεμίας (DC currents) και συνήθως θεωρούνται ως αντιστάσεις ελεγχόμενες από τάση, στις περιπτώσεις των ενεργών μικτών τα τρανζίστορ τα διαρρέουν ρεύματα ηρεμίας και λειτουργούν ως επί το πλείστον στην περιοχή του κόρου. Αξίζει να σημειωθεί, ωστόσο, ότι στους ενεργούς μίκτες μπορούν προφανώς να χρησιμοποιηθούν και παθητικά στοιχεία όπως αντιστάσεις ή και πυκνωτές, τα οποία σχεδόν πάντα χρησιμοποιούνται. Αυτό που στην ουσία, λοιπόν, καθορίζει το αν ένας μίκτης είναι ενεργός ή παθητικός είναι η κατανάλωση ή όχι ρεύματος ηρεμίας.

2.2.1. Παθητικοί μίκτες

Με βάση τα όσα αναφέραμε παραπάνω, έχει καταστεί προφανές ότι οι παθητικοί μίκτες είναι αυτοί στους οποίους δεν υπάρχει κατανάλωση ρεύματος ηρεμίας. Στις περιπτώσεις των περισσοτέρων παθητικών μικτών τα βασικά δομικά στοιχεία που χρησιμοποιούμε είναι δίοδοι (diode mixers) ή MOS και διπολικά τρανζίστορ σε συνδεσμολογία διόδων ή ως αντιστάσεις ελεγχόμενες από τάση, οι οποίες και δουλεύουν στη γραμμική τους περιοχή. Η πιο απλή τοπολογία παθητικού μίκτη με διόδους (passive diode mixer) είναι αυτή του Σχ. 2.1. Στην τοπολογία αυτή το $V_{LO}(t)$ είναι πολύ ισχυρό και σκοπό έχει να ανοίγει τη δίοδο D κατά το ήμισυ της περιόδου του. Για να επιτευχθεί αυτό με αρκετή ακρίβεια, δηλαδή το να παραμένει η δίοδος ανοιχτή κατά τη μισή ακριβώς περίοδο, με δεδομένο ότι η δίοδου από ρεύμα, η τάση Vbias μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την οριακή πόλωση της διόδου D.



Σχ. 2.1: Απλή τοπολογία παθητικού μίκτη με διόδους (passive diode mixer).

Με βάση λοιπόν τη λειτουργία του κυκλώματος του παραπάνω σχήματος, το χρήσιμο σήμα $V_{in}(t)$ εμφανίζεται στην έξοδο περιοδικά και συγκεκριμένα κατά το ήμισυ της περιόδου, όπως προείπαμε. Στην, έξοδο, λοιπόν του παρακάτω κυκλώματος, υποθέτοντας λειτουργία χαμηλών συχνοτήτων και ισχυρό σήμα τοπικού ταλαντωτή (LO), η τάση μπορεί να περιγραφεί προσεγγιστικά από την εξίσωση (2.1).

$$V_{out}(t) = u(t) \cdot V_{in}(t)$$

$$u(t) = 1 \quad \acute{\sigma}\tau \alpha \nu \quad V_{LO}(t) \ge 0$$

$$u(t) = 0 \quad \acute{\sigma}\tau \alpha \nu \quad V_{LO}(t) \le 0$$
(2.1)

, όπου

Είναι, λοιπόν, προφανές από την παραπάνω εξίσωση, ότι στην έξοδο του μίκτη θα προκύψει ένα σήμα που στην ουσία θα αποτελεί τη "μίξη" μεταξύ του σήματος εισόδου και του LO σήματος. Το χρήσιμο σήμα που λαμβάνεται στην έξοδο ενός μίκτη θα βρίσκεται είτε στη συχνότητα που προκύπτει από το άθροισμα των συχνοτήτων του LO σήματος και του σήματος εισόδου, είτε στη διαφορά αυτών. Ο λόγος ύπαρξης του συντονιστικού κυκλώματος LC στην έξοδο του Σχ. 2.1 είναι για να δημιουργήσει μέγιστη δυνατή αντίσταση εξόδου στην επιθυμητή συχνότητα και να αποκόψει όλες της μη-επιθυμητές αρμονικές, που αναπόφευκτα προκύπτουν από τη μίξη των δύο σημάτων.

Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάσθηκε η απλούστερη μορφή παθητικού μίκτη με διόδους, η οποία σπάνια χρησιμοποιείται στην πράξη. Ο βασικός λόγος είναι το ότι η τοπολογία αυτή εκμεταλλεύεται το χρήσιμο σήμα εισόδου μόνο κατά τη μισή περίοδο του LO σήματος με αποτέλεσμα να παρουσιάζει πολύ χαμηλό κέρδος μετατροπής (conversion gain). Μία πιο χρήσιμη και πιο αποδοτική τοπολογία παθητικού μίκτη με διόδους είναι αυτή του Σχ. 2.2, η οποία και είναι γνωστή ως τοπολογία δακτυλιδιού (ring mixer).

Στην τοπολογία αυτή οι δίοδοι λειτουργούν στην ουσία ως διακόπτες ελεγχόμενοι από το LO σήμα. Στο παραπάνω σχήμα, οι κόμβοι A και B είναι στην πραγματικότητα "κατ" ουσία βραχυκυκλώματα (virtual ground) του LO σήματος", ενώ οι κόμβοι C και D είναι κατ" αντιστοιχία "κατ" ουσία βραχυκυκλώματα του σήματος εισόδου". Κατά τη μισή περίοδο, όπου ο κόμβος C έχει θετικότερο δυναμικό από τον κόμβο D, οι δίοδοι D₁ και D₂ είναι ανοιχτοί, ενώ οι D₃ και D₄ παραμένουν κλειστές. Κατά το υπόλοιπο μισό της περιόδου η κατάσταση των διόδων είναι πλήρως ανεστραμμένη με τις D₃ και D₄ ανοιχτές και τις D₁ και D₂ κλειστές. Όταν οι D₁ και D₂ είναι ανοιχτοί, τότε ουσιαστικά το σημείο B θεωρείται ως κατ' ουσία γη (virtual ground) ενώ το σημείο A θεωρείται ανοιχτοκύκλωμα δεδομένου ότι οι D_3 και D_4 είναι κλειστές. Η κατάσταση αυτή έχει ως αποτέλεσμα στην έξοδο να περνά μέρος του σήματος εισόδου, το οποίο και εξαρτάται από την ποιότητα των μετασχηματιστών, τους λόγους των σπειρών τους και την αντίσταση εξόδου. Κατά το άλλο μισό της περιόδου, το σημείο A είναι εκείνο που συμπεριφέρεται ως κατ' ουσία γη, με αποτέλεσμα στην έξοδο να περνά μέρος του σήματος εισόδου κατά το ίδιο ποσοστό που περνούσε και στην προηγούμενη περίοδο, αλλά με αντίθετο πρόσημο.



Σχ. 2.2: Παθητικός μίκτης με διόδους σε τοπολογία δακτυλιδιού (passive diode ring mixer).

Αν, λοιπόν, υποθέσουμε και πάλι λειτουργία χαμηλών συχνοτήτων και ισχυρό σήμα τοπικού ταλαντωτή (LO), η τάση στην έξοδο του μίκτη μπορεί να περιγραφεί προσεγγιστικά από την ακόλουθη σχέση:

$$V_{out}(t) = A \cdot u(t) \cdot V_{in}(t)$$

$$u(t) = 1 \quad \acute{o}\tau \alpha v \quad V_{LO}(t) \ge 0$$

$$(2.2)$$

, όπου

και

$$u(t) = -1$$
 $\dot{o} \tau \alpha v$ $V_{IO}(t) \leq 0$

Είναι, λοιπόν, προφανές ότι στην περίπτωση του μίκτη δακτυλιδιού του Σχ. 2.2 το κέρδος μετατροπής θα είναι μεγαλύτερο από εκείνο της περίπτωσης του Σχ. 2.1, αφού ο μίκτης "εκμεταλλεύεται" το σήμα εισόδου καθ' όλη τη διάρκεια της περιόδου του LO σήματος.

Εκτός των μικτών με διόδους υπάρχουν και αρκετές υλοποιήσεις παθητικών μικτών που χρησιμοποιούν MOS τρανζίστορ, ως αντιστάσεις ελεγχόμενες από τάση. Η πιο απλή από τις τοπολογίες αυτές είναι αυτή που παρουσιάζεται στο Σχ. 2.3. Στην τοπολογία αυτή το τρανζίστορ M λειτουργεί στη γραμμική περιοχή ως μία αντίσταση ελεγχόμενη από την τάση του LO σήματος που εφαρμόζεται στην πύλη του. Έτσι, το σήμα εισόδου περνάει στην έξοδο περιοδικά ανάλογα με το αν το τρανζίστορ είναι αυσιχτό η κλειστό. Στην περίπτωση αυτή το σήμα εισόδου παρουσιάζεται και πάλι μόνο κατά το ήμισυ της περιόδου στην έξοδο. Για την υποδειγματική λειτουργία του κυκλώματος, στην περιοδική τάση του LO σήματος μπορούμε να υπερθέσουμε και μία σταθερή τάση η οποία να πολώνει οριακά το τρανζίστορ

μεταξύ ΟΝ και OFF λειτουργίας. Το συντονιστικό κύκλωμα LC στην έξοδο χρησιμοποιείται για να αποκόψει τις ανεπιθύμητες αρμονικές που προκύπτουν σε αυτή, όπως είδαμε και προηγουμένως.



Σχ. 2.3: Παθητικός μίκτης με MOS τρανζίστορ.

Στο Σχ. 2.3, λοιπόν, παρουσιάζεται η μονής εισόδου (single ended) τοπολογία ενός παθητικού μίκτη με MOS τρανζίστορ. Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζεται η αντίστοιχη πλήρης διαφορική τοπολογία (fully differential). Στην τοπολογία αυτή το σήμα εισόδου εμφανίζεται στην έξοδο (είτε με θετικό είτε με αρνητικό πρόσημο) καθ' όλη τη διάρκεια της περιόδου του LO σήματος δεδομένου ότι πάντα κάποιο από τα τρανζίστορ των ζευγών M_1 , M_2 και M_3 , M_4 θα είναι ανοιχτό παρουσία ισχυρού σήματος τοπικού ταλαντωτή.



Σχ. 2.4: Παθητικός διαφορικός μίκτης με MOS τρανζίστορ.

Το σημαντικότερο πλεονέκτημα που παρουσιάζουν οι παθητικοί μίκτες σε σχέση με τους ενεργούς είναι οι ιδιαίτερα καλές επιδόσεις τους όσον αφορά τη γραμμικότητα. Αυτό συμβαίνει κυρίως στους παθητικούς μίκτες που χρησιμοποιούν MOS τρανζίστορ ως αντιστάσεις ελεγχόμενες από τάση, όπως είναι αυτοί των Σχ. 2.3 και Σχ. 2.4. Οι παθητικοί μίκτες με διόδους δεν παρουσιάζουν ιδιαίτερα καλή γραμμικότητα, κυρίως εξαιτίας της εξαιρετικά μη-γραμμικής χαρακτηριστικής των διόδων. Αντίθετα, οι παθητικοί μίκτες με MOS παρουσιάζουν εξαιρετικά επίπεδα γραμμικότητας δεδομένου ότι τα MOS τρανζίστορ δεν παρουσιάζουν ισχυρά μη-γραμμικές χαρακτηριστικές, όταν βρίσκονται στη γραμμική περιοχή λειτουργίας τους ούτε κατά την ON αλλά ούτε και κατά την OFF κατάσταση τους. Αξίζει να τονίσουμε, επίσης, ότι οι εξαιρετικές επιδόσεις των παθητικών μικτών ως προς τη γραμμικότητα οφείλεται και στα χαμηλά επίπεδα κέρδους που αυτοί παρουσιάζουν.

2.2.2. Ενεργοί μίκτες

Οι ενεργοί μίκτες, με βάση τα όσα έχουμε πει και παραπάνω, είναι εκείνοι στους οποίους υπάρχει κατανάλωση ρεύματος ηρεμίας και συχνά προτιμώνται στις σύγχρονες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές από τους αντίστοιχους παθητικούς. Ο λόγος είναι διότι οι ενεργοί μίκτες παρουσιάζουν συνολικά πολύ καλύτερες επιδόσεις σε σγέση με τους παθητικούς. Βασικότερο πλεονέκτημα των ενεργών μικτών είναι το ότι μπορούν να παρουσιάσουν σημαντικό κέρδος μετατροπής (conversion gain), ενώ στους αντίστοιχους παθητικούς υπάρχουν πάντοτε απώλειες (losses). Το αρκετά υψηλό κέρδος που παρουσιάζουν επιτρέπει και την καλύτερη απόδοση των κυκλωμάτων τους ως προς το θόρυβο, αφού ελαγιστοποιεί τη συνεισφορά του θορύβου των ίδιων των μικτών αλλά και των σταδίων που ακολουθούν αυτών στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα που χρησιμοποιούνται. Εν αντιθέσει με τους ενεργούς οι παθητικοί μίκτες δημιουργούν σημαντικά προβλήματα όσον αφορά τις επιδόσεις των διαφόρων συστημάτων ως προς το θόρυβο, αφού οι απώλειες που αυτά παρουσιάζουν αφενός μεν εισέρχονται αυτούσιες στον υπολογισμό της εικόνας θορύβου ενός συστήματος (noise figure, NF) και αφετέρου ενισχύουν τη συνεισφορά των σταδίων που ακολουθούν αυτών στο συνολικό θόρυβο των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων [1]. Εκτός των πολύ σημαντικών πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν οι ενεργοί μίκτες σε σχέση με τους παθητικούς, έχουν και ένα πολύ σημαντικό μειονέκτημα. Αυτό είναι, οι περιορισμένες επιδόσεις που εμφανίζουν τα κυκλώματα τους όσο αφορά τη γραμμικότητα. Πράγματι, στους ενεργούς μίκτες τα τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται δε λειτουργούν στη γραμμική τους περιοχή, όπου και παρουσιάζουν μια αρκετά καλή γραμμική συμπεριφορά, αλλά στην περιοχή του κόρου όπου οι μη-γραμμικότητες των στοιχείων αυτών εμφανίζονται ιδιαίτερα έντονες. Ωστόσο, οι σύγχρονες προδιαγραφές των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων απαιτούν πολύ καλές επιδόσεις ως προς το θόρυβο και όχι ιδιαίτερα αυστηρές ως προς τη γραμμικότητα με αποτέλεσμα οι ενεργοί μίκτες να αποτελούν την καταλληλότερη επιλογή.

Η απλούστερη τοπολογία ενεργού μίκτη απεικονίζεται στο Σχ. 2.5. Τα τρανζίστορ M_1 και M_2 λειτουργούν στην ενεργό περιοχή, κάτι που σημαίνει ότι την τοπολογία διαρρέει ρεύμα σε αντίθεση με τις περιπτώσεις των παθητικών μικτών. Αν και δεν απεικονίζεται στο σχήμα, εκτός από τις εναλλασσόμενες τάσεις εισόδου και τοπικού ταλαντωτή (LO) στις πύλες των τρανζίστορ, εφαρμόζονται και κάποιες κατάλληλες σταθερές (DC) τάσεις, προκειμένου να πολωθεί ο μίκτης κατά το επιθυμητό. Η λειτουργία της τοπολογίας του Σχ. 2.5 είναι αρκετά απλοϊκή. Η πύλη του τρανζίστορ M_1 ελέγχεται από το σήμα εισόδου, με αποτέλεσμα να δημιουργείται εναλλασσόμενο ρεύμα στην υποδοχή του M_1 . Ο ρόλος του τρανζίστορ M_2 είναι και σε αυτή την περίπτωση διακοπτικός και στην ουσία να ελέγχει τη διέλευση ή όχι του ρεύματος αυτού προς την έξοδο του κυκλώματος.

Το εναλλασσόμενο ρεύμα (ac current) στην πύλη του τρανζίστο
ρ M_I μπορεί να δοθεί από τη σχέση:

$$I_{M_1} = g_{m_1} \cdot V_{in} \tag{2.3}$$

, όπου το g_{ml} είναι η διαγωγιμότητα του τρανζίστο
ρ M_l .


Σχ. 2.5: Απλή τοπολογία ενεργού μίκτη.

Δεδομένου ότι το τρανζίστορ M_2 ανοιγοκλείνει και επιτρέπει τη διέλευση του ρεύματος μόνο κατά τη μισή περίοδο το LO σήματος και ότι το συντονιστικό LC έχει επιλεγεί ώστε να συντονίζει στη συχνότητα εξόδου, το κέρδος μετατροπής του μίκτη του Σχ. 2.5 μπορεί να δοθεί από τη σχέση:

$$C.G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{\pi} \cdot g_{m_1} \cdot R_{out}$$
(2.4)

, όπου R_{out} είναι η αντίσταση εξόδου, ενώ ο συντελεστής $1/\pi$ οφείλεται στη διακοπτική λειτουργία του τρανζίστορ M_2 λόγω της παρουσίας του ισχυρού LO σήματος.

Από την εξίσωση (2.4) είναι πλέον προφανές ότι οι ενεργοί μίκτες μπορούν να παρουσιάζουν αρκετά υψηλό κέρδος, το οποίο εξαρτάται αφενός μεν από την κατανάλωση και τις διαστάσεις των ενεργών στοιχείων του μίκτη και αφετέρου από τις τιμές των παθητικών στοιχείων του.

Η τοπολογία του μίκτη του Σχ. 2.5 είναι μονής εισόδου μονής εξόδου (single ended input-single ended output) και παρουσιάζει αρκετά προβλήματα λόγω έλλειψης συμμετρίας. Οι πρώτες διαφορικές και συμμετρικές τοπολογίες ενεργών μικτών προτάθηκαν από τον Gilbert και παρουσιάζονται αναλυτικά στην [5].

2.3. Η τοπολογία Gilbert cell μίκτη

Η τοπολογία του Gilbert cell μίκτη -όπως αναφέρθηκε και παραπάνω- είναι τοπολογία διαφορικής εξόδου και παρουσιάζει πλήρη συμμετρία. Στο Σχ. 2.6 απεικονίζεται η μονής εισόδου (single-ended), διαφορικής εξόδου (differential output) Gilbert cell τοπολογία μίκτη η οποία συνηθίζεται να λέγεται απλά ισοσταθμισμένη (single-balanced). Στην τοπολογία αυτή το ρεύμα υποδοχής του τρανζίστορ M_1 διαχέεται περιοδικά στους δύο ακροδέκτες της εξόδου ανάλογα με το ποίο από τα M_{2A} και M_{2B} είναι κλειστό ή ανοιχτό. Είναι προφανές ότι, όταν το LO σήμα είναι αρκετά ισχυρό, τότε τα τρανζίστορ M_{2A} και M_{2B} δε μπορούν να είναι ταυτόχρονα ανοιχτά ή κλειστά, αλλά οι λειτουργίες τους θα είναι αντίθετες και θα αλλάζουν περιοδικά. Έτσι, όταν το M_{2A} θα είναι ανοιχτό τότε το M_{2B} θα είναι κλειστό και αντιστρόφως.



Σχ. 2.6: Απλά ισοσταθμισμένη (single-balanced) Gilbert cell τοπολογία μίκτη.

Όπως αντιλαμβάνεται κανείς με βάση τα όσα προαναφέρθησαν, η single-balanced Gilbert cell τοπολογία του Σχ. 2.6 "εκμεταλλεύεται" πλήρως το σήμα εισόδου καθ' όλη τη διάρκεια της περιόδου του LO σήματος, με αποτέλεσμα το κέρδος μετατροπής της διάταξης του παραπάνω σχήματος να δίνεται από την εξίσωση:

$$C.G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{2}{\pi} \cdot g_{m_1} \cdot R_{out}$$
(2.5)

Από την εξίσωση (2.5) καθίσταται προφανές ότι το κέρδος της τοπολογίας του Σχ. 2.6 θα είναι διπλάσιο από αυτό της απλοϊκής τοπολογίας του Σχ. 2.5. Η τοπολογία του παραπάνω σχήματος εξακολουθεί να έχει μονή είσοδο και επομένως δεν είναι πλήρως διαφορική. Η πλήρως διαφορική, διπλά ισοσταθμισμένη Gilbert cell τοπολογία (fully differential double-balanced) είναι αυτή που απεικονίζεται στο Σχ. 2.7. Στην τοπολογία αυτή τόσο η είσοδος όσο και η έξοδος του μίκτη είναι διαφορικές. Ο όρος ισοσταθμισμένη χρησιμοποιείται επειδή ο μίκτης αυτός παρουσιάζει απόλυτη συμμετρία τόσο ως προς την είσοδο όσο και ως προς την έξοδο του. Αν και αρκετές παραλλαγές της πλήρους διαφορικής, διπλά ισοσταθμισμένης Gilbert cell τοπολογίας μίκτη μπορούν να υπάρξουν, η τοπολογία του παρακάτω σχήματος είναι η πιο γενική και η πιο ευρέως χρησιμοποιημένη. Στον μίκτη του Σχ. 2.7 το στάδιο εισόδου αποτελείται από ένα απλό διαφορικό στάδιο (τρανζίστορ M_{IA} και M_{IB}) στο οποίο και εφαρμόζεται το διαφορικό σήμα εισόδου. Το ρεύμα εξόδου του σταδίου αυτού διαχέεται προς την έξοδο του μίκτη μέσω των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου M_{24} , M_{2B} , M_{2C} και M_{2D} τα οποία καθορίζουν τη φορά με την οποία αυτό θα εμφανιστεί στα άκρα των αντιστάσεων Rout. Στην ουσία τα τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου διαχειρίζονται το ρεύμα με τέτοιο τρόπο ώστε αυτό να εμφανίζεται περιοδικά στην έξοδο με διαφορά φάσης 180°. Για να συμβεί κάτι τέτοιο θα πρέπει και στην περίπτωση του μίκτη του Σχ. 2.7 το LO σήμα να είναι εξαιρετικά ισχυρό, ώστε η διακοπτική διαδικασία να γίνεται, όσο το δυνατόν είναι εφικτό, ακαριαία.



Σχ. 2.7: Πλήρως διαφορική, διπλά ισοσταθμισμένη (fully differential double-balanced) Gilbert cell τοπολογία μίκτη.

Αξίζει να αναφέρουμε στο σημείο αυτό ότι σε όλα εκείνα τα παραπάνω σχήματα στα οποία η σχεδίαση των μικτών βασίζεται σε τρανζίστορ, χρησιμοποιούνται MOS συσκευές για την παρουσίαση των τοπολογιών. Είναι, ωστόσο, προφανές ότι σε όλες τις περιπτώσεις των μικτών αυτών, μπορούν εξίσου να χρησιμοποιηθούν και διπολικά τρανζίστορ τα οποία σε αρκετές περιπτώσεις συντελούν στο να παρουσιάζουν οι ολοκληρωμένοι μίκτες εξαιρετικές επιδόσεις. Συγκεκριμένα για την τοπολογία του Σχ. 2.7 βέλτιστη σχεδίαση επιτυγχάνεται με το να χρησιμοποιηθούν MOS τρανζίστορ στην είσοδο του μίκτη και διπολικά τρανζίστορ στο διακοπτικό στάδιο. Με το συνδυασμό αυτό επιτυγχάνεται ικανό κέρδος μετατροπής και αρκετά καλές επιδόσεις όσο αφορά τη γραμμικότητα, κάτι που οφείλεται στη χρησιμοποίηση τρανζίστορ χαμηλών διαγωγιμοτήτων στην είσοδο και "γρήγορων" τρανζίστορ στο διακοπτικό στάδιο. Ωστόσο, στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα πολλές φορές επιλέγονται για το σχεδιασμό "καθαρές" MOS τεχνολογίες εξαιτίας του αρκετά μικρότερου κόστους εν συγκρίσει με τις διπολικές και τις υβριδικές (BiCMOS) τεχνολογίες.

Το κέρδος που παρουσιάζει ο μίκτης της τοπολογίας του Σχ. 2.7 είναι ακριβώς το ίδιο με αυτό του μίκτη του Σχ. 2.6 και θα δίνεται από την εξίσωση (2.5). Αξίζει ακόμη μια φορά να σημειωθεί ότι οι εναλλασσόμενες τάσεις -τόσο της εισόδου όσο και του LO σήματος- επαλληλίζονται κατάλληλα με σταθερές (DC) τάσεις που χρησιμοποιούνται για την επιθυμητή πόλωση του μίκτη και οι οποίες εξαρτώνται από τις ζητούμενες προδιαγραφές. Τις βασικότερες από τις προδιαγραφές αυτές θα προσπαθήσουμε να αναλύσουμε στα παρακάτω κεφάλαια.

2.4. Βασικές προδιαγραφές Gilbert cell μικτών

Οι περισσότεροι από τους ολοκληρωμένους μίκτες που βρίσκονται στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα σχεδιάζονται χρησιμοποιώντας τις Gilbert cell τοπολογίες που προαναφέραμε, δεδομένου ότι αυτές μπορούν να επιτύχουν πολύ καλές επιδόσεις όσον αφορά τις περισσότερες από τις προδιαγραφές. Όπως έχουμε δει και στα προηγούμενα κεφάλαια, οι Gilbert cell μίκτες μπορούν να παρουσιάζουν αρκετά υψηλό κέρδος σε

συνδυασμό με ικανοποιητικά χαμηλές συνεισφορές θορύβου καθώς επίσης και εξαιρετικά καλό συμβιβασμό μεταξύ κατανάλωσης ισχύος και γραμμικότητας. Στα επόμενα κεφάλαια θα εξετάσουμε αναλυτικότερα την καθεμία από τις σημαντικότερες προδιαγραφές των ολοκληρωμένων Gilbert cell μικτών.

2.4.1. Κέρδος μετατροπής (Conversion Gain)

Το κέρδος μετατροπής είναι ίσως η βασικότερη προδιαγραφή σε ένα ολοκληρωμένο Gilbert cell μίκτη, δεδομένου ότι η επιλογή του καθορίζει κατά μεγάλο βαθμό και το συνολικό κέρδος της αλυσίδας ολόκληρου του τηλεπικοινωνιακού συστήματος στο οποίο βρίσκεται. Εκτός αυτού, η επιλογή του κέρδους μετατροπής επηρεάζει καθοριστικά τόσο τη γραμμικότητα όσο και το θόρυβο των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων και συχνά μάλιστα συχνά αποτελεί ένα πολύ καλό συμβιβασμό μεταξύ των δύο αυτών προδιαγραφών. Ο όρος "κέρδος μετατροπής" προκύπτει από το γεγονός ότι η είσοδος και η έξοδος ενός μίκτη βρίσκονται πάντοτε σε διαφορετικές συχνότητες, οπότε και ο κλασικός ορισμός του κέρδους δε θα είχε κανένα απολύτως νόημα. Στην ουσία, ο ορισμός του κέρδους μετατροπής είναι ο λόγος των ισχύων ή των τάσεων της εξόδου προς των αντίστοιχων της εισόδου ανεξαρτήτως των συχνοτήτων στις οποίες βρίσκονται αυτές.

Τα κέρδη μετατροπής των Gilbert cell μικτών που αναφέραμε παραπάνω έχουν αποτυπωθεί στις εξισώσεις (2.4) και (2.5) για την περίπτωση όπου έχουμε ισχυρό LO σήμα και χαμηλές συχνότητες τόσο για το LO όσο και το σήμα εισόδου. Στην πράξη οι εξισώσεις αυτές αποτυπώνουν το μέγιστο δυνατό κέρδος μετατροπής που μπορούν οι σχεδιαστές να επιτύχουν ιδανικά για τις δεδομένες τοπολογίες. Οι λόγοι που τα κέρδη αυτά δε μπορούν να επιτευχθούν στην πράξη είναι αφενός μεν η ημιτονοειδής φύση και η περιορισμένη ισχύς του LO σήματος, με αποτέλεσμα τη μη ιδανική λειτουργία του διακοπτικού σταδίου, και αφετέρου οι διάφοροι παρασιτικοί χωρητικοί "διάδρομοι" (parasitic paths), που αναπόφευκτα υπάρχουν σε κάθε κύκλωμα και αναγκάζουν μέρος του χρήσιμου σήματος να μην εμφανίζεται στην έξοδο.

Ένα εξίσου σημαντικό πρόβλημα που δημιουργείται στους σύγχρονους μίκτες από την ύπαρξη έντονων παρασιτικών στοιχείων, ειδικά στις υψηλές συχνότητες, είναι και οι μη επιθυμητές ζεύξεις που υπάρχουν πολλές φορές μεταξύ των διαφόρων θυρών τους (ports), εισόδων και εξόδων, οι οποίες μπορούν να οδηγήσουν στη διαρροή σημάτων σε μηεπιθυμητές κατευθύνσεις και κατ' επέκταση στη μη σωστή λειτουργία των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Για το λόγο αυτό, οι σχεδιαστές ολοκληρωμένων μικτών έχουν συχνά να αντιμετωπίσουν αυστηρές προδιαγραφές όσον αφορά την απομόνωση μεταξύ των θυρών τους, τις οποίες και θα εξετάσουμε αναλυτικότερα στις ακόλουθες παραγράφους.

2.4.2. Απομόνωση (Isolation)

Οι προδιαγραφές που αφορούν την απομόνωση μεταξύ των θυρών ενός κυκλώματος δίνονται πάντα μεταξύ δύο εκ των θυρών του. Στις περιπτώσεις, λοιπόν, των μικτών όπου και έχουμε τρεις διαφορετικές "θύρες επικοινωνίας", οι οποίες είναι: η είσοδος (input), το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (local oscillator) και η έξοδος (output), θα υπάρχουν προδιαγραφές για όλους τους συνδυασμούς μεταξύ των θυρών αυτών. Ωστόσο, δεδομένου ότι τα σήματα εισόδου και εξόδου είναι πολύ μικρότερα από αυτό του τοπικού ταλαντωτή οπότε και δε μπορούν να επηρεάσουν σημαντικά τα σήματα που εμφανίζονται στις άλλες θύρες- οι βασικότερες εκ των προδιαγραφών απομόνωσης στους μίκτες είναι αυτές της απομόνωσης της εισόδου και της εξόδου από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (LO to input και LO to output isolation).

Η απομόνωση της εισόδου από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή είναι πολύ σημαντική παράμετρος κατά τη σχεδίαση ενός μίκτη, καθώς τυχόν διαρροές του ισχυρού LO σήματος προς την είσοδο του μίκτη και κατ' επέκταση προς τα στάδια που προηγούνται αυτού (ενισχυτές χαμηλού θορύβου, LNAs, φίλτρα κ.α) μπορεί να αποβούν καταστροφικές όσον αφορά την απόδοση και λειτουργία του συνολικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Ειδικά όσον αφορά τους ενισχυτές χαμηλού θορύβου, είναι σύματα και η οποιαδήποτε παρεμβολή με σήματα άλλων κυκλωμάτων επηρεάζει έντονα την λειτουργία τους.

Η προδιαγραφή απομόνωσης της εξόδου από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή είναι εξαιρετικά σημαντική στην περίπτωση των μικτών που αναβιβάζουν τη συχνότητα (upconverters) από τις συχνότητες βασικής ζώνης σε υψηλότερες, δεδομένου ότι στην περίπτωση αυτή οι συχνότητες τοπικού ταλαντωτή (LO) και εξόδου βρίσκονται πολύ κοντά μεταξύ τους και είναι δύσκολο να διαχωριστούν. Απεναντίας, η προδιαγραφή αυτή στην περίπτωση των μικτών που πραγματοποιούν υποβίβαση συχνότητας (downconverters) δεν είναι σημαντική, επειδή η έξοδος και ο τοπικός ταλαντωτής βρίσκονται σε απομακρυσμένες συχνότητες μεταξύ τους, με αποτέλεσμα να καθίσταται πολύ εύκολος ο διαχωρισμός τους. Μάλιστα, η αποκοπή του ισχυρού LO σήματος στην έξοδο του μίκτη πραγματοποιείται εύκολα με τη χρήση κατάλληλων τιμών πυκνωτών, που χρησιμοποιούνται ως φορτία εξόδου, οι οποίοι επιδρούν καταλυτικά μόνο σε αυτό αφήνοντας ανεπηρέαστο το χρήσιμο σήμα εξόδου.

Εκτός του κέρδους μετατροπής και της απομόνωσης μεταξύ των σταδίων, οι σχεδιαστές των ολοκληρωμένων μικτών θα πρέπει να λαμβάνουν υπόψη τους και δύο εκ των σημαντικότερων προδιαγραφών οι οποίες είναι εξαιρετικά κρίσιμες για κάθε ολοκληρωμένο κύκλωμα και των οποίων η ικανοποίηση συχνά έρχεται σε πλήρη αντίθεση. Οι προδιαγραφές αυτές είναι η γραμμικότητα και ο θόρυβος και όπως είναι γνωστό η σωστή σχεδίαση ενός μίκτη έγκειται πάντοτε στο μεταξύ τους καλό συμβιβασμό. Στα επόμενα δύο κεφάλαια θα ασχοληθούμε αναλυτικά με αυτές τις προδιαγραφές.

2.4.3. Γραμμικότητα

Είναι γεγονός ότι η γραμμικότητα αποτελεί μια από τις σημαντικότερες προδιαγραφές σε όλα τα ολοκληρωμένα κυκλώματα και κατ' επέκταση και στους μίκτες. Με τον όρο γραμμικότητα εννοούμε το πόσο "γραμμικά" συμπεριφέρεται ένα κύκλωμα, δηλαδή κατά πόσο η ισχύς της εξόδου του κυκλώματος περιορίζεται στις προκαθορισμένες συχνότητες στις οποίες περιμένουμε αυτό να αποκριθεί για δεδομένη είσοδο. Πράγματι, όταν τα στοιχεία ενός κυκλώματος έχουν ισχυρά μη-γραμμικές χαρακτηριστικές μεταφοράς τότε η έξοδος του περιέχει μη-επιθυμητές αρμονικές σε συχνότητες παράγωγες των συχνοτήτων της εισόδου.

Οι μη-γραμμικότητες ενός κυκλώματος μπορούν να χωριστούν σε δύο είδη: στην κλασική αρμονική παραμόρφωση (harmonic distortion), η οποία αναφέρεται σε περιπτώσεις όπου η είσοδος του κυκλώματος αποτελείται από ένα απλό ημιτονοειδές σήμα και έχει να κάνει με τα παράγωγα στην έξοδο του κυκλώματος σε συχνότητες πολλαπλάσιες της συχνότητας του σήματος εισόδου και στην παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion), η οποία αναφέρεται σε περιπτώσεις άπο περισσότερα από ένα ημιτονοειδή σήματα, τα οποία βρίσκονται σε κοντινές συχνότητες μεταξύ τους, και όπου η έξοδος αποτελείται από σήματα σε συχνότητες παράγωγες των

συχνοτήτων εισόδου. Το δεύτερο από αυτά τα είδη γραμμικότητας είναι αυτό που θα μας απασχολήσει και γενικά απασχολεί τους περισσότερους σχεδιαστές κυκλωμάτων, καθώς είναι εκείνο που ασχολείται με τα μη-επιθυμητά παράγωγα στις εξόδους των κυκλωμάτων τα οποία βρίσκονται πολύ κοντά στις συχνότητες των χρήσιμων σημάτων.

Για να γίνει πιο κατανοητό το γιατί η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης είναι το σημαντικότερο είδος μη-γραμμικότητας στα ολοκληρωμένα κυκλώματα ας θεωρήσουμε την περίπτωση ενός μίκτη υποβίβασης συχνότητας στον οποίο εισάγουμε ως είσοδο δύο τόνους ίδιας ισχύος P και πολύ κοντινών συχνοτήτων f_l και f_2 . Αξίζει στο σημείο αυτό να τονίσουμε ότι οι προδιαγραφές για τη γραμμικότητα ενός κυκλώματος μας δίνονται πάντοτε για τεστ δύο τόνων ιδίας ισχύος, όπως αυτό που αναπτύσσουμε, καθότι είναι ο απλούστερος τρόπος να μετρηθεί η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης του κυκλώματος. Στο Σχ. 2.8 παρουσιάζεται το φάσμα των τόνων τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο του κυκλώματος. Όπως είναι φυσικό στην είσοδο του μίκτη υπάρχουν μόνοι οι δύο τόνοι που εισαγάγαμε στις γνωστές συχνότητες f_1 και f_2 . Παρατηρώντας, ωστόσο, το φάσμα εξόδου βλέπουμε ότι εκτός των χρήσιμων τόνων που αναμένουμε στην έξοδο και που βρίσκονται στις συχνότητες f_{LO} - f_1 και f_{LO} - f_2 , λόγω της υποβίβασης συχνότητας, υπάρχουν και κάποιοι άλλοι τόνοι πολύ κοντινοί σε αυτούς που προαναφέραμε και οι οποίοι βρίσκονται στις συχνότητες f_{LO} - $(2f_1-f_2)$ και f_{LO} - $(2f_2-f_2)$ f₁). Οι τόνοι αυτοί οφείλονται στο προαναφερθέν φαινόμενο της παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης, βρίσκονται σε συχνότητες παράγωγες των τόνων εισόδου (για την ακρίβεια αποτελούν παράγωγα τρίτης τάξης) και εμφανίζονται αναπόφευκτα μέσα στο χρήσιμο φάσμα συχνοτήτων δεδομένου ότι οι τόνοι f_1 και f_2 είναι πολύ κοντινοί μεταξύ τους.

Είναι, λοιπόν, προφανές ότι κατά τη σχεδίαση ενός ολοκληρωμένου μίκτη θα πρέπει να προσεχθούν ιδιαίτερα οι προδιαγραφές γραμμικότητας των οποίων η ικανοποίηση απαιτεί την όσο το δυνατόν μεγαλύτερη συμπίεση των τρίτης τάξης παραγώγων που εμφανίζονται στην έξοδο του. Είναι προφανές, επίσης, ότι πολλά περισσότερα παράγωγα από αυτά που απεικονίζονται στο Σχ. 2.8 θα εμφανίζονται στις εξόδους των μικτών, των οποίων, ωστόσο, οι συχνότητες βρίσκονται μακριά από το χρήσιμο φάσμα εξόδου και για το λόγο αυτό δε μας απασχολούν καθόλου κατά τη φάση της σχεδίασης.

Αξίζει στο σημείο αυτό να αναφέρουμε ότι στην περίπτωση των μικτών, εν αντιθέσει με τα υπόλοιπα ολοκληρωμένα κυκλώματα και με δεδομένο ότι πραγματοποιούν μετατροπή συχνότητας, είναι αδύνατο πρακτικά να υπολογίσει κανείς τη μη-γραμμική συμπεριφορά τους με απλές κλειστής μορφής σχέσεις (closed form relationships), ακόμα και στην περίπτωση που αυτοί λειτουργούν σε χαμηλές συχνότητες. Για τον υπολογισμό, λοιπόν, των μη-γραμμικοτήτων σε ολοκληρωμένους μίκτες, το μόνα εργαλεία που έχουν στα χέρια τους οι σχεδιαστές είναι εμπορικοί προσομοιωτές, οι οποίοι εκτιμούν τις επιδόσεις του κυκλώματος κάτω από πολύπλοκες μαθηματικές και επαναληπτικές μεθόδους [6]-[8].



Σχ. 2.8: Τόνοι εισόδου και εξόδου ενός μίκτη υποβίβασης συχνότητας.

Η πιο γνωστή και δοκιμασμένη μέθοδος υπολογισμού των μη-γραμμικοτήτων σε ένα μίκτη, αλλά και σε οποιοδήποτε ολοκληρωμένο κύκλωμα, είναι αυτή που χρησιμοποιεί την κλασική χρονική ανάλυση (transient analysis) [9]-[15] για τον υπολογισμό της απόκρισης του κυκλώματος στο πεδίο του χρόνου και στη συνέχεια εκμεταλλεύεται γρήγορους μετασχηματισμούς Fourier (Fast Fourier Transforms, FFTs) για την εξαγωγή των αρμονικών του κυκλώματος στο πεδίο της συχνότητας. Αν και η μέθοδος αυτή δίνει πολύ ακριβή αποτελέσματα, δεν είναι ιδιαίτερα αποδοτική, καθότι ο ακριβής υπολογισμός της χρονικής απόκρισης ενός κυκλώματος και ειδικά ενός μίκτη είναι μια εξαιρετικά χρονοβόρα διαδικασία.

Η μέθοδος, λοιπόν, που χρησιμοποιείται κατά κόρον για τον υπολογισμό των μηγραμμικοτήτων σε ολοκληρωμένους μίκτες είναι αυτή της ισοστάθμισης αρμονικών (harmonic balance method) [16]-[18], η οποία ειδικά στην περίπτωση των μικτών χρησιμοποιεί τόσο το πεδίο του χρόνου όσο και το πεδίο της συχνότητας. Η μέθοδος αυτή λύνει τις αλγεβρικές εξισώσεις που προκύπτουν από την ισοστάθμιση των αρμονικών και με τη δυνατότητα επιλογής του αριθμού των αρμονικών που περιγράφουν τη λύση του κάθε κυκλώματος εκμεταλλεύεται ουσιαστικά τη ψευδο-γραμμική (pseudo-linear) φύση των κυκλωμάτων, με αποτέλεσμα να παρέχει προσεγγιστικά αλλά με μεγάλη ακρίβεια αποτελέσματα σε πολύ συντομότερο χρόνο από αυτόν που απαιτείται στις κλασικές χρονικές αναλύσεις. Αν και η μέθοδος ισοστάθμισης αρμονικών είναι αρκετά γρήγορη για ασθενώς μη-γραμμικά κυκλώματα, στις περιπτώσεις εκείνες που οι μη-γραμμικότητες απαιτούν τη χρησιμοποίηση μεγάλου αριθμού αρμονικών για την περιγραφή τους τότε η λύση των αλγεβρικών εξισώσεων που προκύπτουν γίνεται και σε αυτή την περίπτωση μία χρονοβόρα διαδικασία.

Μια αρκετά γρηγορότερη μέθοδος υπολογισμού των μη-γραμμικοτήτων ενός κυκλώματος είναι αυτή που βασίζεται στη χρήση των σειρών Volterra [19]-[21] στην οποία και έχει βασιστεί μεγάλο μέρος της συγκεκριμένης διατριβής. Οι σειρές Volterra έχουν χρησιμοποιηθεί κατά κόρον τόσο σε απλά χρονικά αμετάβλητα κυκλώματα (time-invariant circuits) [22]-[25], όπως ενισχυτές, φίλτρα κ.α, όσο και στα πιο σύνθετα χρονικά μεταβλητά κυκλώματα (time-varying circuits) [26]-[32], σημαντικότερος εκφραστής των οποίων είναι οι μίκτες. Αν και οι μέθοδοι που βασίζονται σε αναλύσεις σειρών Volterra δίνουν γρηγορότερα αποτελέσματα, θα πρέπει να πούμε ότι παρουσιάζουν ένα πολύ σημαντικό μειονέκτημα, το οποίο είναι η αδυναμία τους να περιγράψουν κυκλώματα με ισχυρές εισόδους και κατ' επέκταση ισχυρές μη-γραμμικότητες. Θα πρέπει να τονίσουμε, ωστόσο, ότι στις περισσότερες περιπτώσεις σχεδίασης μικτών δε μας ενδιαφέρουν οι περιπτώσεις όπου η είσοδος είναι εξαιρετικά ισχυρή, οπότε οι σειρές Volterra καθίστανται ένα εξαιρετικό εργαλείο στα χέρια των σχεδιαστών.

Στα κεφάλαια 3 και 4 θα ασχοληθούμε διεξοδικά με τη γραμμικότητα των ολοκληρωμένων μικτών, εφόσον αποτελεί σημαντικό μέρος της δουλειάς μας, οπότε και δε θα ασχοληθούμε περαιτέρω στο εισαγωγικό αυτό κεφάλαιο. Στη συνέχειά του, θα επικεντρωθούμε στη δεύτερη σημαντικότερη προδιαγραφή ενός ολοκληρωμένου μίκτη που είναι ο θόρυβος που γεννιέται από τα ενεργά και τα παθητικά στοιχεία που τον απαρτίζουν.

2.4.4. Θόρυβος

Ο θόρυβος είναι μια από τις σημαντικότερες προδιαγραφές οποιουδήποτε ολοκληρωμένου κυκλώματος και κατ' επέκταση και των μικτών. Ο θόρυβος ουσιαστικά αποτελεί μία τυχαία διαδικασία η οποία λαμβάνει χώρα τόσο στα ενεργά (τρανζίστορ) όσο και στα παθητικά στοιχεία (αντιστάσεις) ενός κυκλώματος τα οποία συνεισφέρουν στο συνολικό θόρυβο που εμφανίζεται στην έξοδο του. Ένα σύστημα απουσία θορύβου είναι

στην ουσία ντετερμινιστικό (deterministic), το οποίο σημαίνει ότι επαναλαμβάνοντας το ίδιο πείραμα αρκετές φορές δίνει πάντοτε το ίδιο αποτέλεσμα. Απεναντίας, τα συστήματα παρουσία θορύβου είναι στοχαστικά, όπερ και σημαίνει ότι η επανάληψη του ίδιου πειράματος παράγει κάθε φορά ελαφρώς διαφορετικά αποτελέσματα. Ένα πείραμα, στην ουσία, αποτελεί μία "δοκιμή" του συστήματος για δεδομένη είσοδο, ενώ ένα σύνολο από πειράματα αποτελεί ένα σύνολο δοκιμών για την ίδια είσοδο. Ο θόρυβος μπορεί να χαρακτηριστεί χρησιμοποιώντας τη μέση τιμή της απόκρισης ενός συνόλου δοκιμών. Στην ουσία, για να γίνει κάτι τέτοιο, χρειαζόμαστε το μέσο όρο της εξόδου ενός συστήματος, καθώς ο αριθμός των πειραμάτων τείνει να γίνει άπειρος.

Ας υποθέσουμε ότι ένα σήμα ν_n αποτελεί ένα θορυβώδες σήμα. Το σήμα αυτό μπορεί να διαχωριστεί σε ένα καθαρό αθόρυβο ντετερμινιστικό σήμα και σε ένα στοχαστικό σήμα που στην ουσία είναι καθαρός θόρυβος όπως φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$v_n(t) = v(t) + n(t)$$
 (2.6)

, όπου *v* είναι το ντετερμινιστικό σήμα και *n* το σήμα θορύβου. Είναι προφανές ότι ο μέσος όρος του σήματος της σχέσης (2.6) πάνω σε ένα άπειρο πλήθος δοκιμών θα είναι το ίδιο το ντετερμινιστικό σήμα, δεδομένου ότι η μέση τιμή του τυχαίως γεννημένου θορύβου είναι μηδενική.

$$E\{v_n(t)\} = v(t) \tag{2.7}$$

Είναι, λοιπόν, προφανές ότι η απλή μέση τιμή του θορύβου δε μπορεί να μας δώσει καμία εκτίμηση για την ισχύ του θορύβου οποιαδήποτε χρονική στιγμή. Απεναντίας, η διακύμανση (variance) του θορυβώδους σήματος, που στην ουσία αποτελεί τη μέση τιμή του τετραγώνου του θορύβου, είναι ένα μέτρο της ισχύος του σήματος αυτού και δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\operatorname{var}(n(t)) = E\left\{n(t)^2\right\}$$
(2.8)

Μία ακόμα πιο γενική "ποσότητα" με μονάδες ισχύος είναι αυτή της αυτοσυσχέτισης (covariance) ενός σήματος και δίνεται από τη σχέση:

$$R_n(t,\tau) = E\{n(t) \cdot n(t-\tau)\}$$
(2.9)

Η αυτοσυσχέτιση αποτελεί στην ουσία ένα μέτρο του πώς χρονικά σημεία του ιδίου σήματος που απέχουν κατά χρόνο τ μεταξύ τους είναι συσχετισμένα. Η αυτοσυσχέτιση συνδέεται με τη συσχέτιση βάσει της σχέσης:

$$\operatorname{var}(n(t)) = R_n(t,0)$$
 (2.10)

Εφαρμόζοντας μετασχηματισμό Fourier στη συνάρτηση της αυτοσυσχέτισης ως προς τη μεταβλητή τ και υπολογίζοντας τη μέση τιμή της ποσότητας που προκύπτει ως προς το χρόνο (t), λαμβάνουμε τη χρονική μέση τιμή της φασματικής πυκνότητας ισχύος (timeaveraged power spectral density, PSD) η οποία και αποτελεί ουσιαστικά το μέτρο του θορύβου ενός κυκλώματος αναγόμενο στο πεδίο της συχνότητας [33].

Ο θόρυβος χωρίζεται σε δύο βασικά είδη ανάλογα με τη μορφή της φασματικής πυκνότητας ισχύος του. Αυτά είναι: ο λευκός θόρυβος (white noise), του οποίου η

φασματική πυκνότητα ισχύος παραμένει η ίδια για κάθε συχνότητα και ο έγχρωμος θόρυβος (colored noise), του οποίου φασματική πυκνότητα ισχύος εξαρτάται από τη συχνότητα. Σε ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα υπάρχουν αρκετοί μηχανισμοί οι οποίοι είναι υπεύθυνοι για τη δημιουργία θορύβου, τόσο λευκού όσο και έγχρωμου.

Ο λευκός θόρυβος ουσιαστικά είναι εκείνος ο θόρυβος ο οποίος είναι πλήρως ασυσχέτιστος ως προς το χρόνο και για το λόγο αυτό η φασματική πυκνότητα ισχύος του παραμένει η ίδια συναρτήσει της συχνότητας. Η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης, λοιπόν, του λευκού θορύβου θα είναι μηδενική για κάθε $τ \neq 0$ και θα δίνεται από τη σχέση:

$$R_n(t,\tau) = R(t) \cdot \delta(\tau) \tag{2.11}$$

Δύο είναι οι σημαντικότεροι μηχανισμοί λευκού θορύβου σε ένα ηλεκτρονικό κύκλωμα: ο θερμικός θόρυβος (thermal noise) και ο θόρυβος βολής (shot noise). Ο θερμικός θόρυβος δημιουργείται κατά κύριο λόγο στις αντιστάσεις αλλά και σε όλες τις ηλεκτρονικές συσκευές, οφείλεται στην τυχαίας κατεύθυνσης θερμική κινητικότητα των ηλεκτρονίων μέσα στα αγώγιμα υλικά σε κατάσταση ισορροπίας και δεν εξαρτάται από την τυχούσα εξωτερικά επιβαλλόμενη τάση. Η ισχύς του θερμικού θορύβου, αναγόμενου σε μοναδιαία αντίσταση, σε watts δίνεται από τη σχέση:

$$P = k \cdot T \cdot \Delta f \tag{2.12}$$

, όπου k είναι η σταθερά του Boltzmann σε μονάδες Joule ανά Kelvin (J/K), T η θερμοκρασία του αγώγιμου υλικού σε βαθμούς Kelvin και Δf το εύρος των συχνοτήτων στο οποίο θέλουμε να μετρήσουμε το θόρυβο σε μονάδες hertz. Ο θερμικός θόρυβος συνηθίζεται να αποκαλείται και θόρυβος Johnson ή και θόρυβος Nyquist προς τιμή των δύο επιστημόνων που πρώτοι τον ανακάλυψαν και κατάφεραν να τον περιγράψουν [34], [35].

Η δεύτερη και εξίσου σημαντική πηγή λευκού θορύβου είναι αυτή του θορύβου βολής (shot noise) ο οποίος και οφείλεται στη μοριακή φύση της μεταφοράς των φορτισμένων σωματιδίων (ηλεκτρονίων και οπών). Το 1918, πρώτος ο Walter Schottky ανακάλυψε την ύπαρξη του θορύβου βολής σε λυχνίες και διατύπωσε το γνωστό θεώρημα του Schottky (Schottky's theorem). Ο θόρυβος βολής σε οποιαδήποτε συσκευή σχετίζεται πάντοτε με τη ροή ρεύματος σε αυτή. Στην πράξη δε μπορεί να υπάρχει θόρυβος βολής σε κατάσταση απουσίας σταθερού (DC) ρεύματος. Τα ηλεκτρικά ρεύματα, σε αντίθεση με τη ροή των υγρών, δε ρέουν ομοιόμορφα και δε μεταβάλλονται ομαλά με το χρόνο. Η ροή του ρεύματος δεν είναι συνεχής αλλά εξαρτάται από την "τυχαία" και ακανόνιστη κίνηση των φορτισμένων σωματιδίων το φορτίο μάλιστα των οποίων είναι "διακριτό". Η κίνηση των σωματιδίων αυτών γίνεται υπό καθεστώς τυχαίων συγκρούσεων με τα σωματίδια του πλέγματος του υλικού στο οποίο βρίσκονται, με αποτέλεσμα το ρεύμα να μεταβάλλεται, ναι μεν σε πολύ μικρό ποσοστό αλλά και με απρόβλεπτο τρόπο. Έχει αποδειχθεί ότι η ισχύς του θορύβου βολής μίας συσκευής που τη διαρρέει σταθερό ρεύμα *Ι* δίνεται από τη σχέση:

$$\overline{I}^2 = 2 \cdot q \cdot I \cdot \Delta f \tag{2.13}$$

Αν και εκ πρώτης όψεως ο θερμικός θόρυβος και ο θόρυβος βολής φαίνονται να οφείλονται σε δύο εντελώς διαφορετικούς μηχανισμούς οι Sarpeshkar, Delbruck, και Mead [36] απέδειξαν χρησιμοποιώντας τη δουλειά των Enz και Vittoz [37], [38] ότι στην πράξη περιγράφουν τον ίδιο ακριβώς θόρυβο. Η βασική σχέση που προέκυψε από την εργασία τους είναι:

$$\overline{I}^2 = 2 \cdot q \cdot I \cdot \Delta f = 4 \cdot k \cdot T \cdot G \cdot \Delta f \tag{2.14}$$

, η οποία και δείχνει ότι η ισχύς ρεύματος θορύβου σε μία συσκευή είναι η ίδια, είτε αυτή περιγραφεί ως θερμικός θόρυβος είτε ως θόρυβος βολής.

Μέχρι τώρα ασχοληθήκαμε με το λευκό θόρυβο, δηλαδή με εκείνον που είναι ασυσχέτιστος ως προς το χρόνο και κατ' επέκταση παρουσιάζει σταθερή απόκριση συναρτήσει της συχνότητας. Εκτός του λευκού θορύβου, ωστόσο, υπάρχει και ο έγχρωμος θόρυβος ο οποίος παρουσιάζει χρονική συσχέτιση (time-correlation) και κατ' επέκταση η φασματική πυκνότητα ισχύος του εξαρτάται από τη συχνότητα και δεν είναι σταθερή σε ολόκληρο το συχνοτικό φάσμα. Έγχρωμος θόρυβος μπορεί να παραχθεί, όταν λευκός θόρυβος περάσει μέσα από κάποιο κύκλωμα που περιέχει στοιχεία αποθήκευσης ενέργειας, όπως είναι τα πηνία και οι πυκνωτές. Σε μία τέτοια περίπτωση η φασματική πυκνότητα ισχύος του λευκού θορύβου, αν και αρχικά ήταν σταθερή, θα πάρει συγκεκριμένη μορφή ανάλογα με τη χαρακτηριστική μεταφοράς του κυκλώματος αυτού. Η μορφοποίηση αυτή του θορύβου ως προς τη συγνότητα αναφέρεται συγνά ως "γρωματισμός του θορύβου". Τα στοιχεία αποθήκευσης ενέργειας προκαλούν επίσης συσχέτιση στο θόρυβο ως προς το χρόνο. Αυτό προκύπτει εξαιτίας του ότι ο θόρυβος που παράγεται σε κάποιο σημείο του κυκλώματος μια δεδομένη χρονική στιγμή αποθηκεύεται στα στοιχεία αυτά και εξέρχεται από αυτά κάποια επόμενη χρονική στιγμή. Αυτό επιδρά στη συνάρτηση αυτοσυσχέτισης, με αποτέλεσμα να αποκτά μη-μηδενική τιμή για $\tau \neq 0$. Είναι, λοιπόν, προφανές ότι τα στοιχεία αποθήκευσης ενέργειας προκαλούν αλλαγή του φάσματος θορύβου και χρονική συσχέτιση στο θόρυβο. Αυτό είναι μία γενική ιδιότητα και μάλιστα όταν ο θόρυβος έχει εξάρτηση από τη συχνότητα στο φασματικό πεδίο, τότε είναι συσχετισμένος ως προς το χρόνο και αντιστρόφως.

Ο έγχρωμος θόρυβος, εκτός του ότι μπορεί να προκληθεί από την επίδραση ενός κυκλώματος με στοιχεία αποθήκευσης ενέργειας σε λευκό θόρυβο, μπορεί να δημιουργηθεί και από μηχανισμούς που γεννούν απευθείας τέτοιου είδους θόρυβο. Ο σημαντικότερος από αυτούς τους μηχανισμούς είναι αυτός που παράγει τον επονομαζόμενο θόρυβο "flicker" ("flicker" noise) και ο οποίος εμφανίζεται στα MOS τρανζίστορ. Ο θόρυβος αυτός οφείλεται σε ένα πολύ ενδιαφέρον φαινόμενο που λαμβάνει χώρα μεταξύ του οξειδίου της πύλης και του υποστρώματος του πυριτίου. Στο σημείο όπου ο κρύσταλλος του πυριτίου φτάνει κοντά στο οξείδιο του πυριτίου της πύλης εμφανίζονται αρκετοί "αιωρούμενοι" δεσμοί δημιουργώντας τοπικά κάποιες επιπλέον στάθμες ενέργειας. Καθώς οι φορείς φορτίου (ηλεκτρόνια και οπές) περνούν κοντά από τη διεπαφή αυτή, κάποιοι από αυτούς παγιδεύονται τυχαία από αυτές τις ενεργειακές καταστάσεις και αργότερα απελευθερώνονται εισάγοντας με αυτόν τον τρόπο θόρυβο "flicker" στο ρεύμα υποδοχής του τρανζίστορ. Εκτός του μηχανισμού που αναφέραμε, αρκετοί άλλοι μηχανισμοί θεωρούνται υπεύθυνοι για τη γέννηση θορύβου "flicker" στα MOS τρανζίστορ και περιγράφονται αναλυτικά στην [39].

Αφού εξετάσαμε τους τρεις βασικούς μηχανισμούς που γεννούν θόρυβο στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα (shot, thermal και flicker noise), είναι ώρα να εξετάσουμε πιο συγκεκριμένα το θόρυβο που παρουσιάζεται στους τηλεπικοινωνιακούς μίκτες. Όπως είναι ευρέως γνωστό, η ανάλυση θορύβου σε οποιοδήποτε τηλεπικοινωνιακό κύκλωμα -εκτός από αυτά των ταλαντωτών που αποτελούν ειδικές περιπτώσεις- είναι μια κλασική γραμμική ανάλυση μικρού σήματος γύρω από το DC σημείο λειτουργίας. Σε αντίθεση, ωστόσο, με τα υπόλοιπα κυκλώματα που δέχονται μια μόνο είσοδο χαμηλής ισχύος, οι μίκτες λειτουργούν υπό την επίδραση του ισχυρού LO σήματος, με αποτέλεσμα να μην υπάρχει σταθερό (DC) σημείο λειτουργίας για αυτούς αλλά απεναντίας ένα περιοδικό σημείο λειτουργίας με περίοδο αυτή του LO σήματος.

2.5. Θόρυβος σε τηλεπικοινωνιακούς Gilbert cell μίκτες

Ο συνολικός, λοιπόν, θόρυβος εξόδου σε κυκλώματα αυτού του είδους, όπως οι μίκτες και οι ταλαντωτές, όπου το σημείο λειτουργίας δεν είναι σταθερό με το χρόνο, δε μπορεί περιγράφει υπό την κλασική "στατική" (stationary) μορφή του. Τα κυκλώματα αυτού του είδους με χρονικά μεταβλητά σημεία λειτουργίας (time-varying operating points) προκαλούν τη μεταβολή ως προς το χρόνο των στατιστικών στοιχείων που περιγράφουν το θόρυβο. Αν συγκεκριμένα τα σημεία λειτουργίας αυτά μεταβάλλονται περιοδικά με το χρόνο, τότε ο θόρυβος συνηθίζεται να λέγεται ότι έχει κυκλοστατικές ιδιότητες και τα στατιστικά στοιχεία που τον περιγράφουν αναφέρονται ως κυκλοστατικά (cyclostationary) [40]. Στην ειδική περίπτωση όπου το σημείο λειτουργίας ενός κυκλώματος μεταβάλλεται κατά ημι-περιοδικό (quasiperiodic) τρόπο τα στατιστικά στοιχεία του θορύβου προκύπτει όταν τα χρονικά μεταβλητά σημεία λειτουργίας διαμορφώνουν το θόρυβο που παράγεται από τις εξαρτώμενες από την πόλωση πηγές θορύβου (κυρίως από αυτές των τρανζίστορ) ή όταν η χρονική μεταβολή του κυκλώματος διαμορφώνει τη χαρακτηριστική μεταφοράς από το σημείο γέννησης του θορύβου στην έξοδο του κυκλώματος [33].

2.5.1. Κυκλοστατικός θόρυβος

Όπως φαίνεται και από το όνομα του κυκλοστατικού θορύβου, οι διαμορφωμένες πηγές θορύβου μπορούν να μοντελοποιηθούν διαμορφώνοντας την έξοδο κλασικών στατικών πηγών θορύβου. Στο Σχ. 2.9 παρουσιάζεται ένα απλό παράδειγμα κυκλοστατικού θορύβου. Ο διακόπτης S βρίσκεται μεταξύ της αντίστασης R, η οποία παράγει λευκό θερμικό θόρυβο, και της εξόδου και ανοιγοκλείνει περιοδικά, με αποτέλεσμα ο θόρυβος εξόδου να παρουσιάζει περιοδικά μεταβλητά στατιστικά. Ο θόρυβος μεταφέρεται από την αντίσταση προς την έξοδο μόνο όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός.



Σχ. 2.9: Απλό παράδειγμα κυκλοστατικού θορύβου.

Όπως μπορεί να παρατηρήσει κανείς, ο κυκλοστατικός θόρυβος είναι μορφοποιημένος ως προς το χρόνο ("shaped in time"), κάτι το οποίο σημαίνει ότι η μορφή του μεταβάλλεται με την πάροδο του χρόνου. Ωστόσο, στην περίπτωση όπου δεν υπάρχει παρουσία στοιχείων αποθήκευσης ενέργειας, ο θόρυβος θα είναι πλήρως ασυσχέτιστος ως προς το χρόνο τ (δηλαδή ο θόρυβος μια δεδομένη χρονική στιγμή είναι πλήρως ασυσχέτιστος με το θόρυβο οποιασδήποτε προηγούμενης στιγμής) και επομένως είναι λευκός, αν και κυκλοστατικός. Θα μπορούσε να πει κανείς ότι ο θόρυβος είναι κυκλοστατικός παρατηρώντας απλά τη μέση χρονική τιμή της φασματικής πυκνότητας ισχύος (time-average PSD). Στο παράδειγμα του Σχ. 2.10 ένας στατικός θόρυβος αυθαίρετης φασματικής πυκνότητας ισχύος διαμορφώνεται από ένα περιοδικό σήμα. Το παράδειγμα αυτό είναι αντιπροσωπευτικό και των δύο μηχανισμών εκ των οποίων παράγεται κυκλοστατικός θόρυβος (διαμορφωμένες πηγές θορύβου και διαμορφωμένες διαδρομές σήματος). Είναι, επίσης, αντιπροσωπευτικό του πως ο θόρυβος διαμορφώνεται σε πολλά είδη κυκλωμάτων. Σε ένα μίκτη, για παράδειγμα, ο θόρυβος διαμορφώνεται από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (LO signal). Σε ένα δειγματολήπτη σήματος (sampler) διαμορφώνεται από το σήμα του ρολογιού (clock signal). Σε κυκλώματα ψηφιακής λογικής (digital logic), ο θόρυβος διαμορφώνεται από τα ίδια τα λογικά σήματα, ενώ σε ένα ταλαντωτή διαμορφώνεται από την ίδια την ταλάντωση.

Η διαμόρφωση μπορεί να αναπαρασταθεί ως πολλαπλασιασμός στο πεδίο του χρόνου ή ως συνέλιξη στο πεδίο της συχνότητας. Επομένως, η διαμόρφωση από ένα περιοδικό σήμα προκαλεί την αναβίβαση και υποβίβαση του θορύβου σε πολλαπλάσια της συχνότητας διαμόρφωσης σε μια διαδικασία η οποία συχνά αναφέρεται ως αναδίπλωση θορύβου (noise folding). Ο θόρυβος από μια πηγή θορύβου σε κάποια συχνότητα f "αντιγράφεται" και εμφανίζεται στις συχνότητες $f \pm k f_0$, όπου k είναι ακέραιος και f_0 είναι η κύρια συγνότητα του περιοδικού σήματος. Αντίθετα, θόρυβος στην έξοδο σε μια συγκεκριμένη συχνότητα f έχει συνεισφορές από θόρυβο πηγών που βρίσκεται σε συχνότητες $f \pm k f_0$. Εξαιτίας της μεταφοράς "αντιγράφων" θορύβου από συγκεκριμένες πηγές θορύβου, θόρυβος που βρίσκεται σε φασματική απόσταση κατά k·f₀ είναι γενικά συσχετισμένος. Είναι γνωστό ότι ο θόρυβος αναδιπλώνεται γύρω από τη μηδενική συγνότητα (DC) και επομένως ο θόρυβος των θετικών και των αντίστοιγων αρνητικών αρμονικών θα είναι συσχετισμένος. Δεδομένης της χρήσης και του αρνητικού φάσματος μιγαδικοί σύνθετοι φάσορες (complex phasors) χρησιμοποιούνται για της αρμονικές του σήματος. Όταν το σύνθετο αυτό σήμα μετασχηματίζεται σε πραγματικό, οι σύνθετες μιγαδικές αρμονικές του σήματος στις αρνητικές συχνότητες ταυτίζονται με τις αντίστοιχες θετικές αρμονικές. Με τον τρόπο αυτό, τα σήματα σε συχνότητες Δ_{ω} πάνω και κάτω από μια αρμονική της συχνότητας fo θα είναι συσχετισμένα. Οι συχνότητες αυτές αναφέρονται συνήθως ως πάνω και κάτω πλευρικές μιας αρμονικής. Όπως παρατηρήσαμε και προηγουμένως, όταν ο θόρυβος έχει εξάρτηση από τη συχνότητα στο φασματικό πεδίο είναι συσχετισμένος ως προς το χρόνο και αντιστρόφως. Κατά τον ίδιο τρόπο παρατηρούμε, λοιπόν, πώς όταν ο θόρυβος εξαρτάται και μορφοποιείται κατάλληλα με το χρόνο, είναι συσχετισμένος ως προς τη συχνότητα και αντιστρόφως. Αυτό είναι ένα είδος δυαδικότητας μεταξύ "σχήματος" (στο πεδίο του χρόνου ή της συχνότητας), δηλαδή της ύπαρξης εξάρτησης από το χρόνο ή τη συχνότητα και συσχέτισης στο δυαδικό πεδίο (συχνότητας ή γρόνου αντίστοιγα). Αυτή είναι μία πολύ σημαντική ιδιότητα, αφού μας επιτρέπει να διαλέξουμε το πεδίο της συγνότητας ή του γρόνου για να περιγράψουμε το θόρυβο ενός συστήματος ανάλογα με το αν τα κυρίαρχα στατιστικά στοιχεία περιγράφονται ευκολότερα από το "σχήμα" ή τη συσχέτιση στο πεδίο του χρόνου ή της συχνότητας.



Σχ. 2.10: Παράδειγμα διαμόρφωσης στατικού θορύβου από περιοδικό σήμα.

Ο υπολογισμός του θορύβου σε κυκλώματα όπως μίκτες και ταλαντωτές όπου εμφανίζεται κυκλοστατικός θόρυβος δεν είναι μία απλή διαδικασία όπως γίνεται σε πιο απλά κυκλώματα μονής εισόδου όπου απλά υπολογίζεται η συνάρτηση μεταφοράς από τα σημεία που γεννιέται ο θόρυβος μέχρι την έξοδο και εκτιμάται ο συνολικός θόρυβος εξόδου. Αξίζει να αναφέρουμε αρχικά ότι ο θόρυβος θεωρείται γενικά αρκετά μικρής ισχύος και ότι δεν προκαλεί τη μη-γραμμική συμπεριφορά των κυκλωμάτων στα οποία εφαρμόζεται (με εξαίρεση την περίπτωση των ταλαντωτών τα οποία -όπως έχουμε πει και προηγουμένωςαποτελούν ειδική περίπτωση). Έτσι, ο θόρυβος υπολογίζεται χρησιμοποιώντας τεχνικές διαταραχών (perturbation techniques) στο κύκλωμα χωρίζοντας το θορυβώδες σήμα σε ισχυρά και ασθενή σήματα. Τα ισχυρά μέρη του σήματος (τα οποία αποτελούν ουσιαστικά το περιοδικό σημείο λειτουργίας του κυκλώματος) είναι περιοδικά ντετερμινιστικά σήματα, ενώ τα ασθενή, που ουσιαστικά αντιπροσωπεύουν τον καθαρό θόρυβο, είναι στοχαστικά. Αρχικά, θέτουμε όλες τις ασθενείς στοχαστικές διεγέρσεις σε μηδενική τιμή μηδενίζοντας όλες τις πηγές θορύβου και λύνουμε το σύστημα προκειμένου να βρούμε την ισχυρού σήματος περιοδική σταθερής κατάστασης λύση του, που ουσιαστικά καθορίζει το περιοδικό σημείο λειτουργίας του κυκλώματος. Στη συνέχεια γραμμικοποιούμε το κύκλωμα γύρω από το περιοδικό ισχυρού σήματος σημείο λειτουργίας και εφαρμόζουμε τα ασθενή στοχαστικά σήματα στο γραμμικοποιημένο σύστημα που προέκυψε. Το γραμμικοποιημένο σύστημα είναι χρονικά μεταβλητό (time-varying) και εν αντιθέσει προς τα γραμμικά χρονικά αμετάβλητα (linear time-invariant) συστήματα μπορεί να μοντελοποιήσει και να περιγράψει φαινόμενα μετατροπής συχνότητας (frequency conversion effects) τα οποία είναι υπεύθυνα για τη δημιουργία κυκλοστατικών φαινόμενων. Το γραμμικό χρονικά μεταβλητό σύστημα που έγει προκύψει λύνεται αριθμητικά (numerically). Τέτοιου είδους γραμμικά χρονικά μεταβλητά συστήματα είναι στη γενική τους μορφή αρκετά μεγάλα και εκτενή και απαιτούν ειδικές αριθμητικές τεχνικές προκειμένου να είναι πρακτικά και να λύνονται γρήγορα. Τέτοιου είδους αριθμητικές διαδικασίες και εφαρμογές παρουσιάζονται αναλυτικά στις [41], [42].

Όπως αναφέραμε και στην αρχή του κεφαλαίου, στην περίπτωση όπου η φασματική πυκνότητα ισχύος έχει εξάρτηση από το χρόνο, κάτι που συμβαίνει στην περίπτωση του κυκλοστατικού θορύβου, θα πρέπει για τον υπολογισμό ενός μέτρου του θορύβου να χρησιμοποιήσουμε τη μέση χρονικά φασματική πυκνότητα ισχύος (time-averaged power spectral density).

Στην περίπτωση όπου ένα στάδιο που παράγει κυκλοστατικό θόρυβο ακολουθείται από ένα φίλτρο του οποίου η ζώνη διέλευσης περιορίζεται σε μία πλευρική συχνότητα (όπερ και σημαίνει ότι η ζώνη διέλευσης δεν περιέχει κάποια αρμονική συχνότητα και έχει εύρος μικρότερο από $f_0/2$, όπου f_0 είναι η κύρια συχνότητα της κυκλοστατικότητας), η έξοδος του φίλτρου θα είναι στατική. Αυτό συμβαίνει επειδή ο θόρυβος σε μία τυχαία συχνότητα f₁ είναι ασυσχέτιστος με το θόρυβο σε οποιαδήποτε άλλη συχνότητα f_2 , όταν τα f_1 και f_2 βρίσκονται εντός της ζώνης φραγής. Ας θεωρήσουμε τώρα ένα στάδιο που γεννά κυκλοστατικό θόρυβο με συχνότητα διαμόρφωσης f_1 ακολουθούμενο από ένα στάδιο του οποίου η συνάρτηση μεταφοράς μεταβάλλεται περιοδικά με μια συχνότητα f2 (όπως συμβαίνει σε μίκτες, δειγματολήπτες κ.α). Ας υποθέσουμε αρχικά ότι τα f_1 και f_2 είναι ασύμμετρα μεταξύ τους (δηλαδή δεν υπάρχει τέτοιο f_0 ώστε $f_1 = n \cdot f_0$ και $f_2 = m \cdot f_0$ με τα n και m να είναι και τα δύο ακέραιοι). Στην περίπτωση αυτή δεν υπάρχει τρόπος να μετακυλυσθεί (shift) η συχνότητα f_1 κατά τέτοιο τρόπο (κατά κάποιο πολλαπλάσιο του f_2) ώστε να συμπέσει σε κάποιο ήδη συσχετισμένο "αντίγραφο" του εαυτού της. Ως αποτέλεσμα, η κυκλοστατική φύση του θορύβου στην έξοδο του πρώτου σταδίου μπορεί να αγνοηθεί. Αυτό σημαίνει ότι ο θόρυβος του πρώτου σταδίου μπορεί να χαρακτηριστεί ως στατικός και να περιγραφεί με τη μέση χρονικά φασματική πυκνότητα ισχύος του κυκλοστατικού, προκειμένου να χρησιμοποιηθεί ως θόρυβος εισόδου του δευτέρου σταδίου [43], [44]. Στην περίπτωση όπου τα f_1 και f_2 είναι σύμμετρα, αλλά τα m και n είναι και τα δύο αρκετά μεγάλα, τότε πολλές περίοδοι των f_1 και f_2 θα πρέπει να παρέλθουν, προκειμένου να ταυτιστούν οι δύο φάσεις των συχνοτήτων αυτών. Στις περιπτώσεις αυτές η κυκλοστατική φύση του θορύβου στην έξοδο του πρώτου σταδίου μπορεί και πάλι να αγνοηθεί.

Είναι, λοιπόν, φανερό ότι η μέση χρονικά φασματική πυκνότητα ισχύος (timeaveraged power spectral density) του θορύβου ενός σταδίου μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως βάση ενός μοντέλου θορύβου όταν τα στάδια που ακολουθούν αυτό εξαλείφουν ή αγνοούν πλήρως την κυκλοστατική φύση του θορύβου. Το φιλτράρισμα, για παράδειγμα, μπορεί υπό προϋποθέσεις να εξαλείψει την κυκλοστατική φύση του θορύβου μετατρέποντας τον σε στατικό θόρυβο. Η κυκλοστατική φύση του θορύβου ενός σταδίου αγνοείται, επίσης, αν το στάδιο που έπεται δεν είναι σύγχρονο ως προς το θόρυβο αυτό ή όταν είναι σύγχρονο αλλά λειτουργεί σε αρκετά διαφορετικές συχνότητες, με αποτέλεσμα να μπορεί προσεγγιστικά να αγνοηθεί η κυκλοστατικότητα.

Στις περιπτώσεις εκείνες, όπου ένα στάδιο που παράγει κυκλοστατικό θόρυβο οδηγεί ένα άλλο στάδιο με χρονικά μεταβλητή συνάρτηση μεταφοράς που είναι σύγχρονη με την πρώτη, το να αγνοήσουμε την κυκλοστατική φύση του θορύβου μπορεί να προκαλέσει λανθασμένα αποτελέσματα. Μια τέτοια περίπτωση προκύπτει, όταν ένα φίλτρο διακοπτόμενων πυκνωτών (switched-capacitor filter) ακολουθείται από ένα κύκλωμα δειγματοληψίας (sample-and-hold) και όταν και τα δύο τροφοδοτούνται και λειτουργούν με το ίδιο ρολόι (clock). Η σημαντικότερη και πιο συνηθισμένη περίπτωση είναι όταν ένα στάδιο που παράγει ένα ισχυρό περιοδικό σήμα οδηγεί ένα στάδιο το οποίο και εξαναγκάζει να λειτουργήσει μη-γραμμικά. Στην περίπτωση αυτή, το ισχυρό περιοδικό σήμα εξόδου του πρώτου σταδίου θα διαμορφώσει τη συνάρτηση μεταφοράς του δεύτερου κατά τέτοιο τρόπο, ώστε η περιοδική μεταβολή της με το χρόνο να είναι σύγχρονη με τον κυκλοστατικό θόρυβο που παράγεται από το πρώτο στάδιο. Αυτή η κατάσταση προκύπτει, όταν ένας τοπικός ταλαντωτής οδηγεί το διακοπτικό στάδιο ενός μίκτη ή ενός δειγματολήπτη. Στις περιπτώσεις αυτές, η κυκλοστατική φύση του θορύβου που συνολικού θορύβου και των δύο σταδίων.

Στο σημείο αυτό και ύστερα από την πολύ σημαντική εισαγωγή που κάναμε προκειμένου να κατανοηθεί η πολύπλοκη φύση του θορύβου, θα αναφερθούμε πιο συγκεκριμένα στο θόρυβο που παράγουν οι ολοκληρωμένοι μίκτες. Αντικείμενο της αναφοράς μας αποτελούν οι ολοκληρωμένοι μίκτες οι οποίοι είναι σχεδιασμένοι σε καθαρές CMOS τεχνολογίες εξαιτίας της σύγχρονης τάσης της βιομηχανίας, καθώς και του χαμηλού κόστους που απαιτείται για την κατασκευή τους. Για το λόγο αυτό οι αναλύσεις που θα ακολουθήσουν θα αναφέρονται σε CMOS μίκτες, αν και η ανάλυση είναι γενική και μπορεί με την ίδια ευκολία να χρησιμοποιηθεί για διπολικούς ή και υβριδικούς μίκτες. Οι αναλύσεις αυτές βασίζονται σε πολύ σημαντικές δουλειές που έχουν γίνει κατά καιρούς και παρουσιάζονται αναλυτικά στις [1], [45] και [46].

2.5.2. Ανάλυση θορύβου ολοκληρωμένων CMOS μικτών

Όπως αναφέραμε και στις προηγούμενες παραγράφους οι μίκτες δε μπορούν να θεωρηθούν ως γραμμικά χρονικά ανεξάρτητα κυκλώματα οπότε και η συμπεριφορά τους ως προς το θόρυβο δε μπορεί να αναλυθεί με συμβατικές κυκλωματικές τεχνικές. Αυτό αναγκάζει τους σχεδιαστές να είναι σχεδόν αποκλειστικά εξαρτημένοι από μη-γραμμικούς κυκλωματικούς προσομοιωτές [47], [48]. Αν και είναι, λοιπόν, ιδιαίτερα δύσκολο και πρακτικά αδύνατο να βρούμε κλειστές σχέσεις (closed-form relationships) για τον υπολογισμό του θορύβου σε ολοκληρωμένους μίκτες, θα προσπαθήσουμε να δώσουμε κάποιες γενικές σχεδιαστικές οδηγίες (guidelines) και κάποιες προσεγγιστικές σχέσεις για την όσο το δυνατό καλύτερη κατανόηση της συμπεριφοράς των μικτών ως προς το θόρυβο. Στις παρακάτω αναλύσεις, προκειμένου να δοθούν κάποιες προσεγγιστικές σχέσεις, θα πρέπει να κάνουμε μία βασική υπόθεση που είναι η λειτουργία του μίκτη σε χαμηλές συχνότητες ή σε υψηλές συχνότητες όπου η κατανάλωση ρεύματος είναι αρκετά υψηλή. Σκοπός της υπόθεσης αυτής είναι να αγνοήσουμε τα υψίσυχνα φαινόμενα υπό την παρουσία των οποίων είναι αδύνατο να εξάγουμε προσεγγιστικές σχέσεις σε κλειστή μορφή.

Στο Σχ. 2.11 παρουσιάζεται ο πλήρως διαφορικός διπλά ισοσταθμισμένος CMOS Gilbert cell μίκτης του Σχ. 2.7, σε κάθε κλάδο του οποίου αναγράφονται τα ρεύματα που διαρρέουν τα τρανζίστορ, ενώ το I_0 αντιπροσωπεύει το ρεύμα εξόδου του μίκτη. Για τη διευκόλυνση της ανάλυσης που θα ακολουθήσει παρουσιάζουμε και τον αντίστοιχο απλά ισοσταθμισμένο CMOS μίκτη που αποτελεί ουσιαστικά το μισό κύκλωμα από αυτό του πλήρους διαφορικού διπλά ισοσταθμισμένου Gilbert cell μίκτη και ο οποίος απεικονίζεται στο Σχ. 2.12. Η ανάλυση που θα ακολουθήσει παρουσιάζεται αναλυτικά στην [45].



Σχ. 2.11: Πλήρως διαφορικός διπλά ισοσταθμισμένος CMOS Gilbert cell μίκτης.



Σχ. 2.12: Απλά ισοσταθμισμένος CMOS Gilbert cell μίκτης.

Αν αγνοηθούν τα χωρητικά φαινόμενα, όπως αναφέραμε και προηγουμένως, το ρεύμα εξόδου του απλά ισοσταθμισμένου μίκτη του παραπάνω σχήματος μπορεί να γραφεί ως συνάρτηση της τάσης του τοπικού ταλαντωτή που εφαρμόζεται στο διακοπτικό στάδιο (LO) και του ρεύματος εξόδου του σταδίου οδήγησης *I*₁₄ ως ακολούθως:

$$I_{O1} = I_{2A} - I_{2B} = F(V_{LO}(t), I_{BLAS} + i_s)$$
(2.15)

, όπου το I_{BLAS} αντιπροσωπεύει το σταθερό ρεύμα πόλωσης (DC current) του σταδίου εισόδου και το i_s το μικρό εναλλασσόμενο ρεύμα (ac current) εξαιτίας της παρουσίας του V_{in} . Δεδομένου ότι το i_s είναι πολύ μικρό, η παραπάνω εξίσωση μπορεί να προσεγγιστεί από τους δύο πρώτους όρους μιας σειράς Taylor και να γραφεί υπό τη μορφή:

$$I_{O1} = p_{o}(t) + p_{1}(t) \cdot i_{s} = F(V_{LO}(t), I_{BLAS}) + \frac{\partial F(V_{LO}(t), I_{BLAS})}{\partial I_{BLAS}} \cdot i_{s}$$
(2.16)

, όπου $p_o(t)$ και $p_1(t)$ θα είναι περιοδικές κυματομορφές με περίοδο αυτή του ισχυρού LO σήματος και οι οποίες απεικονίζονται στο Σχ. 2.13.

Είναι προφανές ότι, αν γράψουμε την (2.16) για την πλήρως διαφορική ισοσταθμισμένη τοπολογία του Σχ. 2.11, ο σταθερός όρος $p_o(t)$ δε θα υπάρχει. Στο παρακάτω σχήμα η τάση V_x αντιπροσωπεύει εκείνη την τιμή της τάσης του LO σήματος υπό της οποίας τα τρανζίστορ του διαφορικού σταδίου είναι ταυτόχρονα ανοιχτά, ενώ αν η τάση αυτή ξεπεραστεί μόνο ένα τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους του διακοπτικού σταδίου παραμένει ανοιχτό. Κατά το χρονικό διάστημα Δ, όπου η τάση του LO σήματος βρίσκεται μεταξύ των τιμών V_x και - V_x , όλα τα τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου είναι ανοιχτά και τα $p_o(t)$, $p_1(t)$ εξαρτώνται από την τάση $V_{LO}(t)$, το ρεύμα πόλωσης I_B και τις I-V χαρακτηριστικές των τρανζίστορ. Το εναλλασσόμενο μικρό ρεύμα που διαρρέει το κάθε τρανζίστορ θα δίνεται από διαίρεση ρεύματος, ενώ -όπως μπορεί να αποδειχθεί με απλές μαθηματικές πράξεις- ο περιοδικός, χρονικά μεταβλητός συντελεστής $p_1(t)$ θα δίνεται από τη σχέση:

$$p_1(t) = \frac{g_{m1}(t) - g_{m2}(t)}{g_{m1}(t) + g_{m2}(t)}$$
(2.17)

, όπου τα $g_{m1}(t)$ και $g_{m2}(t)$ αναπαριστούν τις στιγμιαίες μικρού σήματος διαγωγιμότητες των τρανζίστορ M_1 και M_2 αντίστοιχα, οι οποίες προφανώς θα είναι και αυτές περιοδικές συναρτήσεις με περίοδο αυτή του LO σήματος.



Σχ. 2.13: Κυματομορφές των $V_{LO}(t)$, $p_o(t)$ και $p_1(t)$.

Αν υποθέσουμε ότι ένα σήμα x(t) είναι το ρεύμα εισόδου στο διακοπτικό στάδιο των μικτών των παραπάνω σχημάτων και με βάση τις σχέσεις (2.16) και (2.17), το φάσμα του σήματος εξόδου θα δινόταν από τη σχέση:

$$Y_x(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} p_{1,n} \cdot X(f - n \cdot f_{LO})$$
(2.18)

, όπου f_{LO} είναι η συχνότητα του LO σήματος, $p_{I,n}$ είναι οι συντελεστές Fourier της περιοδικής συνάρτησης $p_I(t)$ και X(t) είναι το φάσμα (μετασχηματισμός Fourier) του σήματος x(t). Αξίζει να σημειώσουμε ότι στην περίπτωση που έχουμε πολύ καλό ταίριασμα μεταξύ των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου (device matching), το φάσμα της συνάρτησης $p_I(t)$ θα περιέχει μόνο περιττά πολλαπλάσια της συχνότητας του LO σήματος, δεδομένου ότι $p_I(t) = -p_I(t+T_{LO}/2)$, όπου T_{LO} η περίοδος του LO σήματος. Η ίδια παρατήρηση μπορεί να γίνει και για τη συνάρτηση $p_0(t)$. Συνήθως, οι όροι $p_{I,I}$ (n=1) και $p_{I,-I}$ (n=-1) είναι αυτοί που μας ενδιαφέρουν, αφού είναι εκείνοι που είναι υπεύθυνοι αντιστοίχως για την αναβίβαση ή την υποβίβαση συχνότητας του σήματος εισόδου. Στην περίπτωση αυτή η ποσότητα $c=|p_{I,I}|=|p_{I,-I}|$, αντιπροσωπεύει μεμονωμένα το κέρδος μετατροπής (conversion gain) του διακοπτικού σταδίου. Δεδομένου ότι $x(t)=g_{mI}\cdot u_{in}(t)$, όπου το $u_{in}(t)$ αντιπροσωπεύει το σήμα εισόδου που εφαρμόζεται στην πύλη του τρανζίστορ εισόδου, M_I , και g_{mI} είναι η αντίστοιχη διαγωγιμότητα του τρανζίστορ M_I , το κέρδος μετατροπής του απλά ισοσταθμισμένου μίκτη του Σχ. 2.12, σε μορφή διαγωγιμότητας, θα δίνεται από τη σχέση:

$$g_{CG} = c \cdot g_{m3} \tag{2.19}$$

Αξίζει να αναφερθεί ότι για υψηλό πλάτος του LO σήματος η συνάρτηση $p_1(t)$ τείνει να αποκτήσει τετραγωνική μορφή και ο συντελεστής *c* προσεγγίζει την ιδανική τιμή $2/\pi$.

Στις προηγούμενες παραγράφους έχουμε εξηγήσει αναλυτικά την κυκλοστατική φύση του θορύβου και έχουμε εξετάσει του λόγους για τους οποίους ο θόρυβος στους μίκτες παρουσιάζει κυκλοστατικά χαρακτηριστικά (περιοδικά μεταβαλλόμενα σημεία λειτουργίας των στοιχείων και περιοδικά μεταβαλλόμενη συνάρτηση μεταφοράς από τα σημεία παραγωγής θορύβου ως την έξοδο). Ας θεωρήσουμε ένα στοιχείο ενός κυκλώματος το οποίο με σταθερό σημείο λειτουργίας παράγει θόρυβο βολής ή θερμικό λευκό θόρυβο. Αποδεικνύεται ότι [48], αν το σημείο λειτουργίας μεταβάλλεται με το χρόνο, ο θόρυβος που προκύπτει εξακολουθεί να είναι λευκός με μια χρονικά μεταβλητή φασματική πυκνότητα ισχύος (time-varying PSD) η οποία δίνεται από την ίδια φόρμουλα με τη χρονικά αμετάβλητη (time-invariant) περίπτωση αν αντικαταστήσουμε την τιμή της σταθερής αντίστασης με μία χρονικά μεταβλητή αντίσταση ,στην περίπτωση του θερμικού θορύβου, και την τιμή ενός σταθερού ρεύματος με ένα χρονικά μεταβλητό ρεύμα, για την περίπτωση του θορύβου βολής.

Στην ανάλυση που θα ακολουθήσει θα χρησιμοποιήσουμε το ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος του ρεύματος υποδοχής, η οποία παράγεται από ένα MOS τρανζίστορ στην περιοχή του κόρου, θα δίνεται από τη σχέση:

$$\frac{\overline{i_n^2}}{\Delta f} = 4 \cdot k \cdot T \cdot \gamma \cdot g_m \tag{2.20}$$

, όπου g_m είναι η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ, k η σταθερά του Boltzmann, T η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin και γ είναι μία σταθερά που εξαρτάται από την τεχνολογία του τρανζίστορ και η οποία προσεγγιστικά παίρνει την τιμή 2/3 για μεγάλου καναλιού τρανζίστορ και τιμές μεγαλύτερες από αυτή για τρανζίστορ μικρού καναλιού. Η σταθερά αυτή μπορεί να εξαρτηθεί από την πόλωση του τρανζίστορ και μπορεί να επηρεαστεί έντονα από "hot electron" φαινόμενα [49]-[54]. Στην ανάλυση που θα ακολουθήσει θα υπολογιστεί η χρονική μέση τιμή του θορύβου στην έξοδο του μίκτη και θα γίνει μια εκτίμηση της εικόνας θορύβου (noise figure).

Δεδομένου ότι οι θόρυβοι που παράγονται από τα επιμέρους στάδια ενός μίκτη είναι ασυσχέτιστοι μεταξύ τους, θα υπολογίσουμε τις συνεισφορές του θορύβου στην έξοδο του κάθε σταδίου χωριστά. Ας θεωρήσουμε ένα "στοιχείο" θορύβου, $n_I(t)$, που περιέχεται στο μικρό εναλλασσόμενο ρεύμα, $i_s(t)$, του σταδίου εισόδου. Ας υποθέσουμε ότι ο θόρυβος αυτός είναι στατικός με φασματική πυκνότητα ισχύος $S_{n1}(f)$ και στην ουσία μπορεί να αναπαραστήσει το θόρυβο που παράγεται από το τρανζίστορ M_I του Σχ. 2.12 ή το θόρυβο που εμφανίζεται στην πύλη του M_I και ενισχύεται από αυτό. Η συνεισφορά του θορύβου $n_I(t)$ στην έξοδο του μίκτη θα δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$y_{n1}(t) = n_1(t) \cdot p_1(t)$$
 (2.21)

, όπου εξαιτίας της χρονικής περιοδικής εξάρτησης του $p_1(t)$, ο θόρυβος αυτός θα παρουσιάζει κυκλοστατική συμπεριφορά και θα έχει φασματική πυκνότητα ισχύος που θα δίνεται από τη σχέση:

$$S_{n1}^{o}(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| p_{1,n} \right|^{2} \cdot S_{n1}(f - n \cdot f_{LO})$$
(2.22)

Υποθέτοντας ότι το $n_1(t)$ εκφράζει λευκό θόρυβο, ο οποίος έχει σταθερή φασματική πυκνότητα ισχύος ως προς τη συχνότητα, η $S_{n1}(f)$ θα δίνεται από τη σχέση:

$$S_{n1}(f) = N_{n1} \tag{2.23}$$

, ενώ η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου στην έξοδο θα δίνεται τελικά από την ακόλουθη σχέση:

$$S_{n1}^{o}(f) = N_{n1} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| p_{1,n} \right|^{2} = \alpha \cdot N_{n1}$$
(2.24)

, όπου το α θα δίνεται από τη σχέση:

$$\alpha = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| p_{1,n} \right|^2 = \frac{1}{T_{LO}} \cdot \int_{0}^{T_{LO}} (p_1(t))^2 dt$$
(2.25)

, η οποία εκφράζει την ισχύ της κυματομορφής του $p_1(t)$, η οποία προκύπτει η ίδια από τη ολοκλήρωση τόσο στο πεδίο της συχνότητας όσο και στο πεδίο του χρόνου. Είναι προφανές ότι για πολύ μεγάλα πλάτη του LO σήματος, όπου το $p_1(t)$ τείνει να πάρει τη μορφή τετραγωνικής κυματομορφής, το α θα προσεγγίζει τη μονάδα. Μία προσεγγιστική σχέση που προκύπτει για το α συναρτήσει της συχνότητας του LO σήματος και του χρονικού

διαστήματος Δ που απεικονίζεται στο Σχ. 2.13 και έχει εξηγηθεί προηγουμένως είναι η παρακάτω [45]:

$$\alpha \cong 1 - \frac{4}{3} \cdot \left(\Delta \cdot f_{LO}\right) \tag{2.26}$$

Είναι εμφανές από την εξίσωση (2.22) ότι ο λευκός θόρυβος, στην έξοδο του μίκτη, που προκύπτει σε κάθε συχνότητα, προέρχεται από αναδίπλωση του θορύβου εισόδου, από διαφορετικές συχνότητες, η οποία και οφείλεται στις παράγωγες πολλαπλάσιες συχνότητες του LO σήματος. Η συνεισφορά του αναδιπλωμένου θορύβου από την κάθε αρμονική εξαρτάται καθαρά, όπως είναι προφανές, από τους συντελεστές Fourier, *p*_{1,n}.

Μπορούμε, λοιπόν, στο σημείο αυτό να υπολογίσουμε το συνολικό θόρυβο που μεταφέρεται στην έξοδο του μίκτη και που οφείλεται στο στάδιο εισόδου με το να βρούμε ποιες πηγές θορύβου συνεισφέρουν στο λευκό θόρυβο N_{nl} των παραπάνω σχέσεων. Αυτές είναι: ο θερμικός θόρυβος του τρανζίστορ M_l , ο θερμικός θόρυβος της αντίστασης εισόδου R_s και ο θερμικός θόρυβος της αντίστασης του πολυπυριτίου (polysilicon) της πύλης του τρανζίστορ M_l , r_{gl} . Η σχέση, λοιπόν, που προκύπτει για το θόρυβο εξόδου και που οφείλεται στο στάδιο εισόδου, για τον απλά ισοσταθμισμένο μίκτη του Σχ. 2.12 θα δίνεται από τη σχέση:

$$S_{n1}^{o}(f) = \alpha \cdot 4 \cdot k \cdot T \cdot \left(R_s + r_{g1} + \frac{\gamma}{g_{m1}}\right) \cdot g_{m1}^2$$
(2.27)

, ενώ για το διαφορικό πλήρως ισοσταθμισμένο Gilbert cell μίκτη του Σχ. 2.11 ο θόρυβος εξόδου θα δίνεται από τη σχέση:

$$S_{n1}^{o}(f) = \alpha \cdot 4 \cdot k \cdot T \cdot \left(R_s + 2 \cdot r_{g1} + \gamma \cdot \frac{2}{g_{m1}}\right) \cdot g_{m1}^2$$
(2.28)

Είναι προφανές ότι η πηγή ρεύματος (current tail), *I*_{BIAS}, του Σχ. 2.11 δε συνεισφέρει στο θόρυβο εξόδου του μίκτη, αν και αποτελεί πηγή θορύβου δεδομένου του ότι υλοποιείται από τρανζίστορ. Αυτό συμβαίνει λόγω συμμετρίας του μίκτη ως προς αυτή την πηγή ή όπως λέγεται χαρακτηριστικά- επειδή η πηγή εφαρμόζεται σε κοινό κόμβο (common node) του μίκτη ως προς τις δύο εξόδους του. Ο θόρυβος, λοιπόν, της πηγής αυτής, αν και εμφανίζεται και στις δύο εξόδους του μίκτη, παρουσιάζεται με το ίδιο πλάτος και φάση με αποτέλεσμα να εξαλείφεται στην περίπτωση όπου η έξοδος του μίκτη είναι διαφορική.

Σε περίπτωση που χρησιμοποιούνται αντιστάσεις στις πηγές των τρανζίστορ του σταδίου εισόδου ενός μίκτη (degeneration resistors), κάτι που είναι αρκετά συνηθισμένο, τότε η συνεισφορά τους στο συνολικό θόρυβο πρέπει προφανώς να ληφθεί υπόψη. Στις περιπτώσεις μάλιστα εκείνες που χρησιμοποιούμε πηνία αντί αντιστάσεων (degeneration inductors), ο θόρυβος εξόδου παύει να είναι λευκός και έχει εξάρτηση από τη συχνότητα.

Θα ασχοληθούμε στη συνέχεια με το θόρυβο που εμφανίζεται στην έξοδο εξαιτίας της παρουσίας του διακοπτικού σταδίου. Σε πρώτη φάση θα επικεντρωθούμε στον απλά ισοσταθμισμένο μίκτη του Σχ. 2.12. Για την ανάλυση μας θα υποθέσουμε ότι τα τρανζίστορ M_{2A} και M_{2B} παραμένουν στην ενεργό περιοχή κατά τη διάρκεια της περιόδου που είναι ανοιχτά και θα αγνοήσουμε τα χωρητικά φαινόμενα στο μίκτη, όπως έχουμε τονίσει και νωρίτερα. Σε περίπτωση που κάποιο από τα M_{2A} και M_{2B} είναι κλειστό, τότε το ρεύμα εξόδου καθορίζεται από το τρανζίστορ M_{IA} και το διακοπτικό στάδιο δε συνεισφέρει καθόλου στο θόρυβο που εμφανίζεται στην έξοδο του μίκτη. Για το λόγο αυτό, όταν το LO σήμα είναι εξαιρετικά ισχυρό, η συνεισφορά του διακοπτικού σταδίου στο συνολικό θόρυβο είναι εξαιρετικά μικρή σε σχέση με αυτή του σταδίου εισόδου. Κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος Δ και τα δύο τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου παραμένουν ανοιχτά και συνεισφέρουν στο θόρυβο εξόδου. Μετά από κάποιες απλές πράξεις και με βάση την ανάλυση που έχει γίνει στην [45], η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου εξόδου, η οποία οφείλεται στο θόρυβο του διακοπτικού σταδίου, στον απλά ισοσταθμισμένο μίκτη θα δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$S_{n2}^{o}(f,t) = 16 \cdot k \cdot T \cdot \gamma \cdot \left(\frac{g_{m2A}(t) \cdot g_{m2B}(t)}{g_{m2A}(t) + g_{m2B}(t)}\right) = 8 \cdot k \cdot T \cdot \gamma \cdot G(t)$$
(2.29)

, όπου η συνάρτηση G(t) δίνεται από τη σχέση:

$$G(t) = 2 \cdot \frac{g_{m2A}(t) \cdot g_{m2B}(t)}{g_{m2A}(t) + g_{m2B}(t)}$$
(2.30)

και εκφράζει τη μικρού σήματος διαγωγιμότητα του συνολικού διακοπτικού σταδίου από τις πύλες των τρανζίστορ M_2 όπου εφαρμόζεται το LO σήμα ως την έξοδο. Η φασματική πυκνότητα ισχύος της εξίσωσης (2.29) θα είναι σταθερή ως προς τη συχνότητα, δεδομένου ότι αναπαριστά λευκό θόρυβο και η χρονική της εξάρτηση απεικονίζεται στο Σχ. 2.14 μαζί με αυτή της G(t).



Σχ. 2.14: Χρονικά μεταβλητή διαγωγιμότητα του διακοπτικού σταδίου και χρονικά μεταβλητή φασματική πυκνότητα ισχύος του θερμικού θορύβου του στην έξοδο.

Το μέγιστο της φασματικής πυκνότητας ισχύος εμφανίζεται -όπως φαίνεται- για $V_{LO}=0$, όταν δηλαδή τα τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου είναι κατά το ίδιο ποσοστό

ανοιχτά και είναι ανεξάρτητο από πλάτος του LO σήματος. Όσο υψηλότερο είναι, ωστόσο, το πλάτος του LO σήματος, τόσο μικρότερο είναι το διάστημα Δ στο οποίο τα διακοπτικά τρανζίστορ συνεισφέρουν θόρυβο με αποτέλεσμα να μικραίνει η συνεισφορά τους στο συνολικό θόρυβο εξόδου. Από την εξίσωση (2.29) είναι εύκολο να εξάγουμε τη χρονικά μέση φασματική πυκνότητα ισχύος στην έξοδο, η οποία ουσιαστικά χρησιμοποιείται για το χαρακτηρισμό του θορύβου και δίνεται από τη σχέση:

$$S_{n2}^{o}(f) = 8 \cdot k \cdot T \cdot \gamma \cdot \left(\frac{1}{T_{LO}} \cdot \int_{0}^{T_{LO}} G(t) \cdot dt\right) = 8 \cdot k \cdot T \cdot \gamma \cdot \overline{G}$$
(2.31)

, όπου το \overline{G} αναπαριστά τη χρονική μέση τιμή του G(t). Η εξίσωση αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό της φασματικής πυκνότητας ισχύος, χωρίς να χρειάζεται να γίνει κάποια υπόθεση για το πλάτος ή το σχήμα της κυματομορφής του LO σήματος. Αν υποθέσουμε, ωστόσο, ότι το LO σήμα είναι ημιτονοειδές και αρκετά ισχυρό μπορεί μετά από πράξεις [45], να προκύψει για το \overline{G} η προσεγγιστική σχέση:

$$\overline{G} = \frac{2 \cdot I_{BIAS}}{\pi \cdot V_o}$$
(2.32)

, όπου το I_{BLAS} εκφράζει το ρεύμα πόλωσης του μίκτη και το V_o το πλάτος του LO σήματος. Από τις σχέσεις (2.31) και (2.32) προκύπτει η φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου του διακοπτικού σταδίου στην έξοδο του μίκτη και θα δίνεται προσεγγιστικά, υπό τους περιορισμούς που προαναφέραμε, από τη σχέση:

$$S_{n2}^{o}(f) = \frac{16 \cdot k \cdot T \cdot \gamma}{\pi} \cdot \frac{I_{BIAS}}{V_{o}}$$
(2.33)

Έχουμε, λοιπόν, υπολογίσει μέχρι στιγμής τη συνεισφορά του σταδίου εισόδου και του διακοπτικού σταδίου στο λευκό θερμικό θόρυβο εξόδου. Στο σημείο αυτό θα μελετήσουμε τη συνεισφορά του θορύβου που εφαρμόζεται στην είσοδο του διακοπτικού σταδίου στο θόρυβο εξόδου και που οφείλεται στην παρουσία του κυκλώματος του τοπικού ταλαντωτή (LO). Όπως έχουμε αναφέρει και σε προηγούμενα κεφάλαια, ο θόρυβος αυτός είναι κυκλοστατικός με την ίδια περίοδο με την οποία λειτουργεί και ο μίκτης (την περίοδο του LO σήματος) και δε μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τη μέση χρονική τιμή της φασματικής πυκνότητας ισχύος του καθώς και την υπόθεση ότι είναι στατικός για να περιγράψουμε τη συνεισφορά του στο συνολικό θόρυβο. Η ανάλυση, ωστόσο, ενός τέτοιου προβλήματος είναι εξαιρετικά σύνθετη, όπως παρουσιάζεται και στην [40], οπότε και δε θα επικεντρωθούμε περαιτέρω σε αυτή. Θα ασχοληθούμε μόνο με την περίπτωση όπου ο θόρυβος στην είσοδο του διακοπτικού σταδίου είναι στατικός.

Υποθέτουμε, λοιπόν, ότι η τάση του *LO* σήματος εμπεριέχει ένα "στοιχείο" θορύβου *n_{LO}(t)*. Αυτό θα συνεισφέρει στο θόρυβο εξόδου ως ακολούθως:

$$y_{nLO}(t) = G(t) \cdot n_{LO}(t)$$
 (2.34)

, όπου το G(t) είναι η χρονικά μεταβλητή διαγωγιμότητα του διακοπτικού σταδίου που παρουσιάστηκε στην εξίσωση (2.30). Αν ο θόρυβος $n_{LO}(t)$ είναι στατικός με φασματική

πυκνότητα ισχύος $S_{nLO}(f)$, τότε ο ισοδύναμος θόρυβος εξόδου $y_{nLO}(t)$ είναι μία κυκλοστατική διαδικασία με χρονικά μέση φασματική πυκνότητα ισχύος που δίνεται από τη σχέση:

$$S_{nLO}^{o}(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} |G_n|^2 \cdot S_{nLO}(f - n \cdot 2 \cdot f_{LO})$$
(2.35)

, όπου G_n είναι οι συντελεστές Fourier της κυματομορφής G(t). Από την εξίσωση (2.35) είναι προφανές ότι ο θόρυβος θα εμφανίζεται γύρω από άρτια πολλαπλάσια της συχνότητας του LO σήματος, αφού η συνάρτηση G(t) έχει περίοδο $T_{LO}/2$.

Αν ο θόρυβος $n_{LO}(t)$ είναι επίσης λευκός με φασματική πυκνότητα ισχύος $S_{nLO}(f) = N_{LO}$, η συνεισφορά του θορύβου στην έξοδο θα είναι:

$$S_{nLO}^{o}(f) = N_{LO} \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left|G_{n}\right|^{2} = \overline{G^{2}} \cdot N_{LO}$$
(2.36)

, όπου

$$\overline{G^2} = \frac{1}{T_{LO}} \cdot \int_{0}^{T_{LO}} G(t)^2 dt$$
 (2.37)

Για τον απλά ισοσταθμισμένο μίκτη του Σχ. 2.12, ο λευκός θόρυβος που εμφανίζεται στην είσοδο του διακοπτικού σταδίου αποτελείται από μια ισοδύναμη αντίσταση θορύβου R_{LO} και από το θερμικό θόρυβο της αντίστασης πύλης πολυπυριτίου (polysilicon gate resistance), r_{g2} , των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου. Έτσι, η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου αυτού στην έξοδο του μίκτη θα δίνεται από τη σχέση:

$$S_{nLO}^{o}(f) = 4 \cdot k \cdot T \cdot (R_{LO} + 2 \cdot r_{g2}) \cdot \overline{G^{2}}$$
(2.38)

Για το διαφορικό πλήρως ισοσταθμισμένο Gilbert cell μίκτη του Σχ. 2.11, ο εξωτερικός θόρυβος που εμφανίζεται στην είσοδο του διακοπτικού σταδίου εξαλείφεται λόγω συμμετρίας και μόνο ο θερμικός θόρυβος των αντιστάσεων των πυλών των τρανζίστορ συνεισφέρει στη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου στην έξοδο. Η σχέση που προκύπτει στην περίπτωση αυτή θα δίνεται από τη σχέση:

$$S_{nLO}^{o}(f) = 4 \cdot k \cdot T \cdot (4 \cdot r_{g2}) \cdot G^{2}$$
(2.39)

Έχοντας υπολογίσει τις επιμέρους συνεισφορές των στοιχείων στο θόρυβο εξόδου, μπορούμε να υπολογίσουμε την εικόνα θορύβου (noise figure) του απλά ισοσταθμισμένου και του Gilbert cell μίκτη. Για τον απλά ισοσταθμισμένο μίκτη, θα δίνεται από τη σχέση:

$$NF_{SSB} = \frac{\alpha}{c^{2}} + \frac{(\gamma_{1} + r_{g1} \cdot g_{m1}) \cdot g_{m1} \cdot \alpha + 2 \cdot \gamma_{2} \cdot \overline{G} + (R_{LO} + 2 \cdot r_{g2}) \cdot \overline{G^{2}} + \frac{1}{R_{L}}}{c^{2} \cdot g_{m1}^{2} \cdot R_{s}}$$
(2.40)

Η αντίστοιχη σχέση για το διαφορικό πλήρως ισοσταθμισμένο Gilbert cell μίκτη θα δίνεται από τη σχέση:

$$NF_{SSB} = \frac{\alpha}{c^2} + \frac{2 \cdot (\gamma_1 + r_{g_1} \cdot g_{m_1}) \cdot g_{m_1} \cdot \alpha + 4 \cdot \gamma_2 \cdot \overline{G} + 4 \cdot r_{g_2} \cdot \overline{G}^2 + \frac{1}{R_L}}{c^2 \cdot g_{m_1}^2 \cdot R_s}$$
(2.41)

, όπου όλοι οι συντελεστές των εξισώσεων (2.40) και (2.41) έχουν εξηγηθεί αναλυτικά παραπάνω.

Στην παραπάνω ανάλυση δεν έχουμε κάνει καμία νύξη για την παρουσία θορύβου flicker στο μίκτη. Στην περίπτωση, ωστόσο, που έχουμε συστήματα απευθείας υποβίβασης (direct conversion), δηλαδή μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας (zero IF), ο θόρυβος αυτός αποτελεί σημαντικό περιοριστικό παράγοντα της σχεδίασης. Ο θόρυβος flicker που εισάγει το στάδιο εισόδου εμφανίζεται στην έξοδο γύρω από τη συχνότητα του LO σήματος και από όλες τις περιττής τάξης αρμονικές αυτού, αφού ουσιαστικά αναβιβάζεται σε συχνότητα κατά τη διαδικασία της μίξης. Αν η φασματική πυκνότητα ισχύος του flicker θορύβου στην έξοδο του σταδίου εισόδου είναι γνωστή, η φασματική πυκνότητα στην έξοδο του μίκτη θα δίνεται από την εξίσωση (2.22). Είναι, λοιπόν, προφανές ότι η συνεισφορά του flicker θορύβου του σταδίου εισόδου μας ενδιαφέρει μόνο στην περίπτωση των μικτών αναβίβασης συχνότητας, καθώς αναβιβάζεται από τις συχνότητες βασικής ζώνης σε υψηλότερες σύμφωνα με τη συχνότητα του LO σήματος. Στην περίπτωση των μικτών υποβίβασης συχνότητας και ειδικά στην περίπτωση εκείνων που κάνουν απευθείας υποβίβαση (direct conversion), o flicker θόρυβος του σταδίου εισόδου δεν επηρεάζει καθόλου το χρήσιμο σήμα εξόδου, όπως φαίνεται και από την (2.22), εφόσον δεν υπάρχει ισχυρό μη-ταίριασμα (mismatch) στα διακοπτικά τρανζίστορ. Σε μία τέτοια περίπτωση ισχυρού μη-ταιριάσματος, η συνάρτηση $p_1(t)$ παύει να είναι συμμετρική με αποτέλεσμα να εμφανίζει σταθερούς όρους (DC components) που είναι υπεύθυνοι για τη συνεισφορά flicker θορύβου στην έξοδο ο οποίος προέρχεται από το σταδίου εισόδου του μίκτη.

Προκειμένου να εκτιμήσουμε τη συνεισφορά του flicker θορύβου που προέρχεται από το διακοπτικό στάδιο, θα πρέπει να γνωρίζουμε επακριβώς τη συμπεριφορά του flicker θορύβου των MOS τρανζίστορ, όταν αυτά έχουν χρονικά μεταβλητά σημεία λειτουργίας. Υποθέτοντας ότι ένα μοντέλο θορύβου με χρονικά αμετάβλητα στατιστικά είναι ικανό να περιγράψει το θόρυβο αυτό και θεωρώντας τον σαν μία τάση θορύβου που εφαρμόζεται στις πύλες των διακοπτικών τρανζίστορ, είναι εμφανές από τη σχέση (2.34) ότι ο θόρυβος αυτός θα εμφανίζεται στην έξοδο μετά από τον πολλαπλασιασμό του με τη διαγωγιμότητα του διακοπτικού σταδίου, G(t), η οποία και δίνεται από την εξίσωση (2.30). Είναι εύκολο να δει κανείς από το Σχ. 2.14 ότι η περίοδος της G(t) είναι $T_{LO}/2$ και επομένως το φασματικό περιεχόμενο θα αποτελείται από άρτιας τάξης αρμονικές της συχνότητας του LO σήματος. Αυτό σημαίνει ότι ο flicker θόρυβος του διακοπτικού σταδίου θα εμφανίζεται γύρω από τη μηδενική συχνότητα (DC frequency) αλλά όχι γύρω από τη συχνότητα του LO σήματος. Είναι, λοιπόν, εμφανές ότι ο θόρυβος αυτός, που συνεισφέρει το διακοπτικό στάδιο στο συνολικό θόρυβο εξόδου, θα επηρεάζει του μίκτες υποβιβασμού απευθείας μετατροπής (direct conversion) αλλά όχι και τους μίκτες εκείνους που πραγματοποιούν αναβίβαση συχνότητας. Η φασματική πυκνότητα ισχύος της συνεισφοράς του θορύβου flicker του διακοπτικού σταδίου στην έξοδο του μίκτη μπορεί εύκολα να βρεθεί από την εξίσωση (2.35), δεδομένου ότι γνωρίζουμε τη φασματική μορφή του θορύβου αυτού στην είσοδο του διακοπτικού σταδίου.

Η ανάλυση που προηγήθηκε, έχει γίνει -όπως αναφέραμε και προηγουμένως- από τον Τερροβίτη και παρουσιάζεται αναλυτικά στην [45]. Μια εξίσου σημαντική ανάλυση, η οποία καταλήγει στα ίδια αποτελέσματα με αυτή της [45], είναι η ανάλυση που έγινε από τους Darabi και Abidi και παρουσιάζεται αναλυτικά στην [46]. Στη συγκεκριμένη ανάλυση δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στο θόρυβο flicker και παρουσιάζονται δύο διαφορετικοί μηχανισμοί στους οποίους οφείλει την παρουσία του. Στις επόμενες παραγράφους θα αναπτύξουμε την ανάλυση αυτή, καθότι είναι πολύ σημαντική η κατανόηση των μηχανισμών εκείνων που δημιουργούν θόρυβο flicker στους ολοκληρωμένους CMOS μίκτες.

Ο κύριος από τους μηχανισμούς παραγωγής θορύβου flicker είναι αυτός που αναφέρθηκε και στις προηγούμενες παραγράφους και λαμβάνει χώρα όταν τα τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου είναι ταυτοχρόνως ανοιχτά. Οι Darabi και Abidi ονόμασαν το μηχανισμό αυτό "άμεσο διακοπτικό θόρυβο" (direct switch noise) και χρησιμοποίησαν μία διαφορετική προσέγγιση, σε σχέση με αυτή του Τερροβίτη, για την ανάλυση του η οποία και παρουσιάζεται στις επόμενες παραγράφους. Αρχικά και χωρίς απώλεια της γενικότητας, η ανάλυση θα γίνει για τον απλά ισοσταθμισμένο CMOS μίκτη του Σχ. 2.12. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η ίδια τοπολογία μίκτη σε απλούστερη μορφή στην οποία υπάρχει υπέρθεση του ισχυρού *LO* σήματος και του χαμηλόσυχνου flicker θορύβου.



Σχ. 2.15: Απλά ισοσταθμισμένος CMOS Gilbert cell μίκτης με το θόρυβο του διακοπτικού σταδίου μοντελοποιημένο σαν τάση στις πύλες των διακοπτικών τρανζίστορ.

Δεδομένου ότι ο θόρυβος flicker είναι χαμηλόσυχνος και έχει πολύ μεγαλύτερες σταθερές χρόνου από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή που εφαρμόζεται στις πύλες των διακοπτικών τρανζίστορ, μπορεί να υποτεθεί ότι το χρονικά μέσο φορτίο στο κανάλι του τρανζίστορ καθορίζει τη μέση τετραγωνική τιμή των διακυμάνσεων του flicker θορύβου. Οι διακυμάνσεις αυτές του φορτίου στο κανάλι μπορούν να μοντελοποιηθούν ως μία μικρή τάση, V_n , που εφαρμόζεται στην πύλη ενός από τα τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου, η οποία έχει σταθερή μέση τετραγωνική τιμή και εμφανίζει φασματική πυκνότητα ισχύος ανάλογη του 1/f. Η ισοδύναμη αυτή τάση μοιάζει με μία πολύ αργή μεταβολή μιας offset τάσης σε ένα διαφορικό στάδιο. Θα πρέπει στο σημείο αυτό να τονίσουμε ότι βασιζόμενοι στο μοντέλο διακύμανσης πυκνότητας φορέων (carrier-density fluctuation model) ο αναγόμενος στην είσοδο θόρυβος flicker των MOS τρανζίστορ είναι ανεξάρτητος της τάσης V_{GS} των τρανζίστορ. Αυτή η ανεξαρτησία του flicker θορύβου που εμφανίζεται στα MOS τρανζίστορ από την πόλωση τους έχει επαληθεύεται πειραματικά [55], [56].

Για να απλοποιήσουμε ακόμη περισσότερο την ανάλυση θα υποθέσουμε ότι η διακοπτική λειτουργία του κυκλώματος λαμβάνει χώρα ακαριαία, ότι δηλαδή μια μικρή διαφορική τάση στο διακοπτικό στάδιο του μίκτη αρκεί, ώστε το ρεύμα πόλωσης, *I*_B, να διοχετευθεί εξολοκλήρου από το ένα διακοπτικό τρανζίστορ προς το άλλο.

Είμαστε πλέον σε θέση να εξετάσουμε το μηχανισμό του άμεσου διακοπτικού θορύβου στην έξοδο του μίκτη. Όπως φαίνεται και από το Σχ. 2.15 το στάδιο εισόδου του απλά ισοσταθμισμένου μίκτη έχει αντικατασταθεί από μία πηγή ρεύματος, *I_B*. Στην περίπτωση όπου έχουμε απουσία θορύβου και για θετικές τιμές της τάσης του LO σήματος το τρανζίστορ M_{24} θα είναι ανοιχτό, το M_{2B} θα είναι κλειστό και το ρεύμα πόλωσης θα εμφανίζεται στον αριστερό κλάδο της εξόδου. Κατά την επόμενη μισή περίοδο του LO σήματος τα τρανζίστορ λειτουργούν αντίστροφα από την προηγούμενη κατάσταση και το ρεύμα εμφανίζεται στο δεξιό κλάδο της εξόδου. Με βάση την παραπάνω περιγραφή της λειτουργίας του διακοπτικού σταδίου του μίκτη, είναι προφανές ότι το ρεύμα εξόδου θα αποτελείται από μια τετραγωνική κυματομορφή συχνότητας ίδιας με αυτή του LO σήματος και μηδενικής σταθερής τιμής (zero DC value), όπως φαίνεται στο πάνω μέρος τους Σχ. 2.16 (β).



Σχ. 2.16: (a) Τάσεις εισόδου του διακοπτικού σταδίου του μίκτη (β) Ρεύμα εξόδου του μίκτη διαχωριζόμενο σε αθόρυβη και θορυβώδη απόκριση (γ) Παλμοί θορύβου στην έξοδο του μίκτη.

Ας θεωρήσουμε στη συνέχεια ότι στο μίκτη του Σχ. 2.15 υπάρχει παρουσία θορύβου, V_n . Η αργή χρονικά μεταβολή της πηγής αυτής μεταβάλει το χρονικό εκείνο σημείο κατά το οποίο το διακοπτικό στάδιο αλλάζει κατάσταση. Σε κάθε, λοιπόν, διακοπτικό συμβάν η μικρή αυτή αλλαγή του ακριβούς σημείου στο οποίο τα τρανζίστορ αλλάζουν κατάσταση προκαλεί με την μεταβολή της κυματομορφής του διαφορικού ρεύματος στην έξοδο του μίκτη. Έτσι, αν και το ύψος (πλάτος) του παλμού του ρεύματος εξόδου παραμένει σταθερό, ο θόρυβος υπεισέρχεται στο κατά πόσον το χρονικό διάστημα της θετικής ή της αρνητικής πλευράς του παλμού αλλάζει παρουσία του θορύβου σε σχέση με την περίπτωση απουσίας του θορύβου. Το συμβάν αυτό λαμβάνει χώρα στις ακμές του παλμού του ρεύματος εξόδου και όπως φαίνεται και από το Σχ. 2.16 η μεταβολή του χρονισμού των ακμών παρουσία του θορύβου θα δίνεται από τη σχέση:

$$\Delta t = V_n(t) / S \tag{2.42}$$

, όπου το S εκφράζει την κλίση της κυματομορφής του LO σήματος στο σημείο που τα τρανζίστορ αλλάζουν λειτουργία ($V_{LO} = 0$) και παρουσιάζεται στο Σχ. 2.16 (α).

Μπορούμε πλέον να πούμε ότι το ρεύμα εξόδου του μίκτη αποτελείται από ένα τετραγωνικής μορφής σήμα με περίοδο ίδια με αυτή του LO σήματος και πλάτους I_B , που αποτελεί την έξοδο του μίκτη στην περίπτωση απουσίας θορύβου, στο οποίο έχει υπερτεθεί μια σειρά από παλμούς τυχαίας χρονικής διάρκειας Δt και πλάτους $2I_B$, που εμφανίζονται με περίοδο διπλάσιας αυτής του LO σήματος και αναπαριστούν το θόρυβο του κυκλώματος. Η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου για μία περίοδο θα αναπαριστά τη μέση τιμή του θορύβου του κυκλώματος -η οποία ουσιαστικά αποτελεί και το μέτρο του θορύβου- και θα δίνεται από τη σχέση:

$$i_{o,n} = \frac{2}{T} \cdot (2 \cdot I_B) \cdot \Delta t = \frac{2}{T} \cdot (2 \cdot I_B) \cdot \frac{V_n}{S} = 4 \cdot I_B \cdot \frac{V_n}{S \cdot T}$$
(2.43)

, όπου Τ είναι η περίοδος του LO σήματος.

Με βάση την παραπάνω σχέση είναι φανερό ότι ο χαμηλόσυχνος θόρυβος flicker που εφαρμόζεται στις πύλες των διακοπτικών τρανζίστορ, V_n , εμφανίζεται στην έξοδο χωρίς μετατροπή συχνότητας και θα επηρεάζει έντονα τις εφαρμογές μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας (zero IF), όπου το χρήσιμο σήμα υποβιβάζεται πολύ κοντά στη μηδενική συχνότητα. Η παραπάνω ανάλυση είναι γενική και δεν έχουμε κανένα περιορισμό σχετικά με τη μορφή του LO σήματος. Στην περίπτωση, ωστόσο, που έχουμε ημιτονοειδές LO σήμα, ισχύει ότι:

$$S \cdot T = 4 \cdot \pi \cdot A \tag{2.44}$$

, όπου A είναι το πλάτος του LO σήματος. Είναι, λοιπόν, προφανές ότι για την περίπτωση ημιτονοειδούς LO σήματος το ρεύμα θορύβου στην έξοδο του μίκτη θα δίνεται από τη σχέση:

$$i_{o,n} = \frac{1}{\pi} \cdot \frac{I_B}{A} \cdot V_n \tag{2.45}$$

Θα ήταν εξαιρετικά χρήσιμο αν μπορούσαμε να εκτιμήσουμε το συνολικό φάσμα του θορύβου στην έξοδο που οφείλεται στον flicker θόρυβο του διακοπτικού σταδίου. Αν, λοιπόν, υποθέσουμε ότι $\Delta t/T <<1$ τότε οι παλμοί του θορύβου μπορούν να προσεγγιστούν με ιδανικές δέλτα-συναρτήσεις (delta-functions) πλάτους $2I_B\Delta t/S$ συχνότητας διπλάσιας αυτής του LO σήματος όπως απεικονίζονται στο Σχ. 2.16 (γ). Με την υπόθεση αυτή, το φάσμα του θορύβου, εξαιτίας του flicker θορύβου του διακοπτικού σταδίου, στην έξοδο του μίκτη θα μπορεί εύκολα να υπολογιστεί με τη χρήση της γνωστής θεωρίας δειγματοληψίας. Πράγματι, ο θόρυβος εξόδου στο πεδίο του χρόνου μοιάζει σαν δειγματοληψία του θορύβου που εμφανίζεται στην είσοδο του διακοπτικού σταδίου, με ρυθμό $2\omega_{LO}$, με αποτέλεσμα το φασματικό του περιεχόμενο να αποτελείται από αντίγραφα του θορύβου flicker εισόδου σε συχνότητες πολλαπλάσιες του $2\omega_{LO}$ όπως παρουσιάζεται στο Σχ. 2.17.

Είναι προφανές ότι η παραπάνω ανάλυση των Darabi και Abidi έρχεται σε πλήρη συμφωνία με αυτήν του Τερροβίτη, που προηγήθηκε, όσον αφορά τη συνεισφορά του θορύβου flicker του διακοπτικού σταδίου στην έξοδο του μίκτη. Όπως προαναφέραμε, ο θόρυβος αυτός οφείλεται στο σημαντικότερο μηχανισμό παραγωγής flicker θορύβου στην έξοδο του μίκτη και ονομάσθηκε από τους Darabi και Abidi "άμεσος διακοπτικός θόρυβος" (direct switch noise).



Σχ. 2.17: Φασματικό περιεχόμενο του θορύβου flicker του διακοπτικού σταδίου στην έξοδο του μίκτη.

Με βάση την παραπάνω ανάλυση είδαμε ότι ο θόρυβος στην έξοδο του μίκτη, που περιγράφηκε παραπάνω, μπορεί να εξαλειφθεί, αν η κυματομορφή του LO σήματος έχει τετραγωνική μορφή με άπειρη κλίση στις ακμές της. Ωστόσο, όσο η κλίση, S, του LO σήματος αυξάνεται, θόρυβος flicker εμφανίζεται στην έξοδο του μίκτη μέσω ενός άλλου μηχανισμού που εξαρτάται από τη συχνότητα του LO σήματος και τις παρασιτικές χωρητικότητες του μίκτη. Ο μηχανισμός αυτός ονομάστηκε από τους Darabi και Abidi "έμμεσος διακοπτικός θόρυβος" (indirect switch noise) και παρουσιάζεται στη συνέχεια.

Ας θεωρήσουμε το μίκτη του Σχ. 2.18 στο διακοπτικό στάδιο του οποίου εφαρμόζεται ένα ιδανικό τετραγωνικό LO σήμα, που μεταβάλλεται μεταξύ των τιμών τάσεως V_L και V_H και μια flicker πηγή θορύβου, που εφαρμόζεται σε ένα από τα δύο τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου και μοντελοποιείται ως μια πηγή τάσης V_n . Η τάση στις πηγές των διακοπτικών τρανζίστορ απεικονίζεται ως V_s . Κατά τη διάρκεια της πρώτης ημιπεριόδου του LO σήματος το τρανζίστορ M_{2A} είναι ανοιχτό ενώ το M_{2B} κλειστό. Κατά τη διάρκεια της χρονικής αυτής περιόδου η τάση στην πύλη του τρανζίστορ M_{2A} προκύπτει από την υπέρθεση της υψηλότερης τάσης V_H του LO σήματος και της πηγής θορύβου V_n όπως φαίνεται και στο ακόλουθο Σχ. 2.19 (α). Στη δεύτερη ημιπερίοδο η κατάσταση αντιστρέφεται, με αποτέλεσμα το τρανζίστορ M_{2B} να είναι ανοιχτό και το M_{2A} κλειστό. Στην περίπτωση αυτή η τάση στην πύλη του τρανζίστορ M_{2B} αποτελείται μόνο από την υψηλότερη τάση V_H του LO σήματος.



Σχ. 2.18: Απλά ισοσταθμισμένος μίκτης με τετραγωνική κυματομορφή LO και πηγή θορύβου flicker V_n.



Σχ. 2.19: Απλά ισοσταθμισμένος μίκτης με τετραγωνική κυματομορφή LO σε κάθε ημιπερίοδο του LO σήματος (α) Πρώτη ημιπερίοδος (β) Δεύτερη ημιπερίοδος.

Προκειμένου, λοιπόν, να βρούμε της απόκριση της τάσης V_S σε μία περίοδο του LO σήματος μπορούμε να θεωρήσουμε το μίκτη ως μια απλή τοπολογία ακόλουθου πηγής (source follower) με ένα τρανζίστορ συνεχώς συνδεδεμένο στην πηγή ρεύματος, όπως παρουσιάζεται στο Σχ. 2.20. Στην πύλη του τρανζίστορ η τάση θα δίνεται από την υπέρθεση μιας σταθερής (DC) τάσης τιμής V_H και μίας πηγής θορύβου τετραγωνικής μορφής η οποία θα μεταβάλλεται περιοδικά και με την περίοδο του LO μεταξύ των τιμών V_n και 0.

Η τάση, V_S, στην πηγή του τρανζίστορ μπορεί να υπολογιστεί αν χρησιμοποιηθεί γραμμικό μοντέλο, δεδομένου ότι η τάση V_n είναι αρκετά μικρότερη της LO τάσης, V_H, και επειδή το κύκλωμα του ακόλουθου πηγής είναι αρκετά γραμμικό ακόμη και για μεγάλα σήματα. Υποθέτοντας ότι η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ είναι g_{ms} , η σταθερά χρόνου στον κόμβο της πηγής του τρανζίστορ M_2 του Σχ. 2.20 θα είναι C_P/g_{ms} η οποία και είναι πολύ μικρότερη της περιόδου του LO σήματος για συμβατικές σχεδιάσεις. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η κυματομορφή της τάσης στην πηγή του M₂, V_s, να "φορτίζεται" εκθετικά μέχρι την τιμή V_n κατά τη μισή περίοδο και να "εκφορτίζεται" μέχρι τη μηδενική τιμή την επόμενη μισή, όπως φαίνεται και στο Σχ. 2.21 (α). Η τάση αυτή προκαλεί και προκαλείται από ένα ρεύμα που δημιουργείται στον πυκνωτή και που αποτελεί ουσιαστικά το ρεύμα φόρτισης και εκφόρτισης του. Το ρεύμα αυτό απεικονίζεται στο Σχ. 2.21 (β). Το ρεύμα αυτό έχει μηδενική σταθερή τάση (zero DC value), μηδενική μέση τιμή και συχνότητα ίδια με τη συχνότητα του LO σήματος. Το ρεύμα εξόδου του μίκτη του Σχ. 2.18 θα ισούται με i_{CP} , την ημιπερίοδο που το τρανζίστορ M_{2A} θα είναι ανοιχτό, ενώ την ημιπερίοδο που το M_{2B} είναι ανοιχτό το ρεύμα στην έξοδο θα ισούται με -i_{CP}. Ο παραπάνω μηχανισμός έχει ως αποτέλεσμα το ρεύμα εξόδου να έχει τη μορφή του Σχ. 2.21 (γ), το οποίο εμφανίζεται να έχει συχνότητα διπλάσια του LO σήματος και μη-μηδενική μέση τιμή. Η μη-μηδενική μέση τιμή του ρεύματος εξόδου καταδεικνύει ότι χαμηλόσυχνος θόρυβος flicker παρουσιάζεται στην έξοδο μέσω του παραπάνω μηχανισμού χωρίς μετατροπή συχνότητας.



Σχ. 2.20: Αναπαράσταση του μίκτη του Σχ. 2.18 από ένα ισοδύναμο ακόλουθο πηγής.



Σχ. 2.21: Κυματομορφές που προκύπτουν για τετραγωνικό LO σήμα: (α) Τάση στις πηγές των τρανζίστορ, (β) Ρεύμα του πυκνωτή C_P, (γ) Ρεύμα εξόδου του μίκτη.

Το ποσό του flicker, I/f, θορύβου που εμφανίζεται στην έξοδο, μπορεί να υπολογιστεί ως η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου και θα δίνεται από τη σχέση:

$$i_{o,n} = \frac{2}{T} \cdot \int_{0}^{T/2} i_{Cp}(t) \cdot dt = \frac{2}{T} \cdot \int_{0}^{T/2} C_{P} \cdot \left[\frac{d}{dt}V_{s}(t)\right] \cdot dt$$
(2.46)

, οπότε το ρεύμα θορύβου εξόδου θα δίνεται από τη σχέση:

$$i_{o,n} = \frac{2}{T} \cdot C_P \cdot \left(V_s \left(\frac{T}{2} \right) - V_s \left(0 \right) \right) = \frac{2}{T} \cdot C_P \cdot V_n$$
(2.47)

Στην αρχή της ανάλυσης υποθέσαμε ότι το LO σήμα έχει τετραγωνική μορφή, προκειμένου να καταλήξουμε στις παραπάνω σχέσεις. Στην περίπτωση που το LO σήμα είναι ημιτονοειδές και μετά από κάποια μαθηματικά βήματα, που παρουσιάζονται αναλυτικά στην [46], προκύπτει η αντίστοιχη σχέση για το ρεύμα θορύβου εξόδου, η οποία είναι:

$$i_{o,n} = \frac{2 \cdot C_P}{T} \cdot V_n \cdot \frac{(C_P \cdot \omega_{LO})^2}{g_{ms}^2 + (C_P \cdot \omega_{LO})^2}$$
(2.48)

, όπου g_{ms} είναι η διαγωγιμότητα του ανοιχτού τρανζίστορ, T η περίοδος και ω_{LO} η συχνότητα του LO σήματος. Είναι προφανές ότι για χαμηλές συχνότητες ο έμμεσος διακοπτικός θόρυβος θα είναι αμελητέος, ενώ μεγαλώνει όσο μεγαλώνει η συχνότητα με μέγιστη τιμή αυτή που δίνεται από τη σχέση (2.47). Αξίζει, επίσης, να τονίσουμε ότι στην περίπτωση ημιτονοειδούς LO σήματος ο άμεσος διακοπτικό θόρυβος είναι αυτός που κυριαρχεί στην έξοδο του μίκτη με τον έμμεσο διακοπτικός θόρυβο να παρουσιάζεται συμπιεσμένος, ενώ στην περίπτωση τετραγωνικής μορφής LO σήματος, η κατάσταση αντιστρέφεται με τον άμεσο θόρυβο να συμπιέζεται έντονα και τον έμμεσο θόρυβο να γίνεται κυρίαρχος.

Στις προηγούμενες παραγράφους εξετάσαμε αναλυτικά τους μηχανισμούς εκείνους που παράγουν θόρυβο στην έξοδο ενός μίκτη και δώσαμε κάποιες προσεγγιστικές και ποιοτικές σχέσεις, οι οποίες προκύπτουν από αναλύσεις που έγιναν στις [45], [46]. Στις αναλύσεις αυτές, ωστόσο, εξαιτίας ακριβώς της πολύπλοκης φύσης του θορύβου σε ολοκληρωμένους μίκτες, έγιναν αρκετές υποθέσεις, οι οποίες στις περισσότερες των περιπτώσεων δεν προσεγγίζουν την πραγματική λειτουργία ενός μίκτη. Οι βασικότερες από αυτές είναι η υπόθεση χαμηλών συχνοτήτων λειτουργίας (ή υψηλής κατανάλωσης ρεύματος ισοδύναμα), η υπόθεση στατικής φύσης του θορύβου των στοιχείων ενός μίκτη, κάτι που δεν ισχύει για τα ενεργά στοιχεία που τον απαρτίζουν, η υπόθεση ότι τα διακοπτικά τρανζίστορ λειτουργούν στην ενεργό περιοχή καθ' όλη τη διάρκεια που είναι ανοιχτά κ.α. Είναι, λοιπόν, προφανές ότι ο θόρυβος ενός μίκτη προέρχεται από εξαιρετικά πολύπλοκους μηχανισμούς, με αποτέλεσμα ο ακριβής υπολογισμός του να απαιτεί τη χρήση σύγχρονων αριθμητικών μεθόδων και αλγορίθμων και κατ' επέκταση τη χρησιμοποίηση σύγχρονων προσομοιωτών [47], [48].

Στο σημείο αυτό είναι απαραίτητο να αναφέρουμε την επίδραση που έχει η σημαντικότερη παρασιτική χωρητικότητα ενός μίκτη στο θόρυβο εξόδου του η οποία και αγνοήθηκε με την υπόθεση της χαμηλόσυχνης λειτουργίας που έγινε στην αρχή του κεφαλαίου. Η χωρητικότητα αυτή είναι εκείνη που εμφανίζεται στις πηγές των διακοπτικών τρανζίστορ (ή αλλιώς στις υποδοχές των τρανζίστορ του σταδίου εισόδου), που απεικονίζεται στο Σχ. 2.18 και αναγράφεται ως C_P . Μέρος της ποιοτικής ανάλυσης που ακολουθεί έχει γίνει και παρουσιάζεται στην [1].

Όπως έχουμε δει, λοιπόν, στα προηγούμενα κεφάλαια, η συνεισφορά του θορύβου του σταδίου εισόδου στο θόρυβο εξόδου του μίκτη προέρχεται από πολλαπλές αναδιπλώσεις του λευκού θερμικού θορύβου και από αντίστοιχες αναδιπλώσεις του θορύβου flicker σε συχνότητες πολλαπλάσιες αυτής του LO σήματος. Ο θόρυβος αυτός είναι κυρίαρχος σε ένα μίκτη και δεν υπάρχει τρόπος να συμπιεστεί εφόσον ακολουθεί τα ίδια "μονοπάτια" προς την έξοδο του με αυτά που ακολουθεί το χρήσιμο σήμα. Η παρουσία, ωστόσο, της παρασιτικής χωρητικότητας, C_P, στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ περιορίζει την εμφάνιση του θορύβου που προέρχεται από το στάδιο εισόδου στην έξοδο, εφόσον δημιουργεί στους κόμβους αυτούς ένα ισχυρό παρασιτικό μονοπάτι προς τη "γη". Αν και η παρουσία της χωρητικότητας αυτής μειώνει τη συνεισφορά του θορύβου των τρανζίστορ εισόδου στην έξοδο του μίκτη, ο μηχανισμός αυτός δεν είναι επιθυμητός, καθότι λειτουργεί κατά τον ίδιο τρόπο και στο χρήσιμο σήμα εισόδου.

Σχετικά με το θόρυβο του διακοπτικού σταδίου, αλλά και εκείνον που προέρχεται από τον τοπικό ταλαντωτή, η συνεισφορά τους περιορίζεται κατά το χρονικό εκείνο διάστημα, Δ, όπου και τα δύο τρανζίστορ (όσον αφορά τον απλά ισοσταθμισμένο μίκτη) του διακοπτικού σταδίου είναι ανοιχτά. Η συνεισφορά αυτή προέρχεται τόσο από το θερμικό θόρυβο των στοιχείων όσο και από τον flicker θόρυβο τους. Προκειμένου, μάλιστα, να μειώσουμε τη συνεισφορά του θορύβου αυτού στην έξοδο του μίκτη, προσπαθούμε να επιτύχουμε όσο το δυνατόν στενότερους "παλμούς" της συνάρτησης G(t), ή αλλιώς να μικρύνουμε όσο το δυνατό περισσότερο το χρονικό διάστημα Δ, που παρουσιάζεται στο Σχ. 2.14. Η παρασιτική, ωστόσο, χωρητικότητα, C_P , που εμφανίζεται στις πηγές των διακοπτικών τρανζίστορ έχει την τάση να "γειώσει" τον κόμβο αυτό, με αποτέλεσμα τα τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου να παραμένουν για περισσότερο χρονικό διάστημα ταυτόχρονα ανοιχτά. Το γεγονός αυτό προκαλεί τη δημιουργία ευρέων "παλμών" της συνάρτησης G(t), με αποτέλεσμα την αύξηση τη συνεισφοράς του θορύβου αυτού στην έξοδο του μίκτη.

Στο κεφάλαιο, λοιπόν, αυτό εξετάστηκε αναλυτικά η συνεισφορά όλων των πηγών θορύβου στο συνολικό θόρυβο εξόδου ενός ολοκληρωμένου CMOS μίκτη με βάση τις σημαντικότερες εργασίες που έχουν γίνει πάνω στο πεδίο αυτό. Στη συνέχεια του κεφαλαίου θα ασχοληθούμε, πολύ επιφανειακά, με τους ταλαντωτές ελεγχόμενους από τάση, των οποίων η παρουσία είναι απαραίτητη σε κυκλώματα μικτών, καθώς είναι αυτοί που τροφοδοτούν την είσοδο του διακοπτικού σταδίου με το κατάλληλα ισχυρό LO σήμα.

2.6. Ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση (VCOs)

Οι ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση είναι αυτόνομα κυκλώματα που σκοπό έχουν να δημιουργήσουν ένα ισχυρό ημιτονοειδές σήμα το οποίο και προορίζεται για να τροφοδοτήσει κυκλώματα όπως είναι αυτά των διακοπτών και των ολοκληρωμένων μικτών. Τα αυτόνομα κυκλώματα αποτελούν "ασταθείς" κυκλωματικές τοπολογίες, με αποτέλεσμα να παράγουν από μόνα τους σήματα χωρίς να δέχονται καμία είσοδο από άλλα κυκλώματα όπως μαρτυρά και η ονομασία τους. Ο έλεγχος της συχνότητας των σημάτων που παράγουν οι τοπικοί ταλαντωτές γίνεται από μία τάση η οποία ρυθμίζεται κατάλληλα για να παρέχει τα ακριβή, επιθυμητά σήματα που χρειαζόμαστε για εφαρμογές όπως οι ολοκληρωμένοι μίκτες. Η αρχή λειτουργίας των ταλαντωτών βασίζεται στη δημιουργία μιας και μοναδικής ασταθούς κατάστασης η οποία υπό την εφαρμογή μικρής διέγερσης δημιουργεί ένα ημιτονοειδές σήμα σε συγκεκριμένη συχνότητα. Η διέγερση αυτή είναι απαραίτητη ώστε να ενεργοποιήσει την λειτουργία του κυκλώματος του ταλαντωτή και είναι ουσιαστικά ο ηλεκτρονικός θόρυβος του κυκλώματος, με δεδομένη την μη ύπαρξη εισόδου σε αυτό. Ένα κύκλωμα που ικανοποιεί τις παραπάνω απαιτήσεις είναι το ιδανικό συντονιστικό *L-C* δικτύωμα το οποίο και παρουσιάζεται στο Σχ. 2.22.



Σχ. 2.22: L-C συντονιστικό κύκλωμα.

Μια απλή θεωρητική ανάλυση της απλής αυτής τοπολογίας καταδεικνύει ότι το συγκεκριμένο κύκλωμα μπορεί να συμπεριφερθεί αυτόνομα και να παράγει, ή καλύτερα να "γεννήσει", ένα σήμα στη συχνότητα που δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$s^2 \cdot L \cdot C + 1 = 0 \implies \omega = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}$$
 (2.49)

Το παραπάνω σχήμα και κατ' επέκταση και η εξίσωση (2.49) είναι ιδανικά και δε μπορούν στην πράξη να υπάρξουν, καθότι δεν έχουν υπολογιστεί οι παρασιτικές αντιστάσεις του κυκλώματος. Οι αντιστάσεις αυτές είναι καταστροφικές για τη λειτουργία του παραπάνω κυκλώματος ως ταλαντωτή και για το λόγο αυτό ας εξετάσουμε την περίπτωση της τοπολογίας του παρακάτω σχήματος, όπου παράλληλα με το συντονιστικό *L-C* δικτύωμα τοποθετούμε μία αντίσταση *R*.



Σχ. 2.23: L-C-R δικτύωμα.

Η αντίστοιχη σχέση με αυτή της (2.49), που προκύπτει για την παραπάνω τοπολογία, θα δίνεται ως ακολούθως:

$$s^{2} \cdot \left(L \cdot C\right) + s \cdot \left(\frac{L}{R}\right) + 1 = 0 \quad \Rightarrow \quad s = -\frac{1}{2 \cdot R \cdot C} \pm \sqrt{\frac{1}{\left(2 \cdot R \cdot C\right)^{2}} - \frac{1}{L \cdot C}}$$
(2.50)

Η παραπάνω σχέση μπορεί προσεγγιστικά και για τυπικές τιμές R, L και C να γραφεί υπό τη μορφή:

$$s = -\frac{1}{2 \cdot R \cdot C} \pm \sqrt{-\frac{1}{L \cdot C}} \implies s = -\frac{1}{2 \cdot R \cdot C} \pm j \cdot \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}}$$
(2.51)

Ο αρνητικός πραγματικός συντελεστής της παραπάνω σχέσης είναι στην ουσία εκείνος που εμποδίζει τη δημιουργία αυτόνομου σήματος. Η χρονική απόκριση του κυκλώματος του Σχ. 2.23, όταν αυτό διεγερθεί με κάποιο κατάλληλο σήμα, θα είναι ένα ημιτονοειδές σήμα συχνότητας ίδιας με αυτή που δίνεται από τη σχέση (2.49), του οποίου, ωστόσο, το πλάτος θα μειώνεται εκθετικά, μέχρις ότου να εξαλειφθεί πλήρως. Ο αρνητικός πραγματικός συντελεστής της εξίσωσης (2.51) θα είναι στην ουσία ο συντελεστής εκθετικής μείωσης της ταλάντωσης που θα προκύψει και είναι αυτός που πρέπει να εξαλειφθεί προκειμένου το παραπάνω κύκλωμα να συμπεριφερθεί ως ταλαντωτής.

Για να επιτευχθεί κάτι τέτοιο θα πρέπει παράλληλα στο συντονιστικό *L*-*C* κύκλωμα να συνδεθεί μια αρνητική αντίσταση τέτοιας τιμής ώστε να εξουδετερώσει τις παρασιτικές αντιστάσεις των στοιχείων και κατά συνέπεια τον αρνητικό πραγματικό συντελεστή της παραπάνω εξίσωσης. Με βάση και τα όσα έχουμε πει παραπάνω, οι τοπολογίες που χρησιμοποιούνται σήμερα κατά κόρον για την υλοποίηση κυκλωμάτων τοπικών ταλαντωτών παρουσιάζονται στο Σχ. 2.24. Οι τοπολογίες του παρακάτω σχήματος είναι διαφορικές και βασίζονται στην παρουσία των συντονιστικών κυκλωμάτων *L*-*C*. Τα nMOS τρανζίστορ χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση την αρνητικής αντίστασης που αναφέραμε παραπάνω και η οποία χρησιμοποιείται για να εξουδετερωθούν οι παρασιτικές αντιστάσεις των παθητικών στοιχείων του *L*-*C* δικτυώματος. Η κατανάλωση του τοπικού ταλαντωτή εξαρτάται από το ρεύμα *I*_{BLAS} που τοποθετείται στις πηγές των MOS τρανζίστορ.



Σχ. 2.24: Τοπολογίες σύγχρονων ταλαντωτών.

Για τον ταλαντωτή του Σχ. 2.23 και όταν η αντίσταση, R, που εμφανίζεται στην εξίσωση (2.51) είναι αρνητική, η ταλάντωση που προκύπτει θα είναι αυξανόμενου διαρκώς πλάτους. Η αύξηση αυτή θα είναι εκθετική με συντελεστή το πραγματικό μέρος της εξίσωσης (2.51) και δε θα περιορίζεται από κανένα παράγοντα. Για να διατηρηθεί το πλάτος της ταλάντωσης σταθερό θα πρέπει η αρνητική αντίσταση να εξουδετερώνει πλήρως και ακριβώς τα παρασιτικά του κυκλώματος, δηλαδή ο πραγματικός συντελεστής της εξίσωσης (2.51) να εξαλείφεται πλήρως. Κάτι τέτοιο, ωστόσο, είναι πολύ δύσκολο να επιτευχθεί με την απαιτούμενη ακρίβεια οπότε και σπάνια γίνεται στην πράξη. Στο Σχ. 2.24 και όπως προαναφέραμε η ταλάντωση οφείλεται στη συνδεσμολογία των nMOS τρανζίστορ τα οποία υλοποιούν ουσιαστικά αρνητικές αντιστάσεις. Το αποτέλεσμα της συνδεσμολογίας αυτής είναι ημιτονοειδή σήματα αυξανόμενου πλάτους τα οποία, ωστόσο, μπορούν να αυξηθούν μόνο όσο τους επιτρέπει η τροφοδοσία του κυκλώματος σε συνδυασμό με τις μη-γραμμικές γαρακτηριστικές των τρανζίστορ. Όταν, λοιπόν, το πλάτος του παραγόμενου ημιτονοειδούς σήματος αυξηθεί σημαντικά τα τρανζίστορ παύουν να λειτουργούν στην ενεργό τους περιοχή με αποτέλεσμα η εξίσωση (2.50) να χάνει την ισχύ της. Με το μηχανισμό αυτό το πλάτος περιορίζεται και παραμένει συνεχώς σε μία ελεγγόμενη στάθμη. Η παρουσία, λοιπόν, πολλών "στοιβαγμένων" τρανζίστορ (stacked transistors) μεταξύ τροφοδοσίας και "γης", περιορίζει το πλάτος της ταλάντωσης που προκύπτει. Πράγματι, η ταλάντωση που προκύπτει από την τοπολογία του Σχ. 2.24 (α) θα έχει μεγαλύτερο πλάτος εκείνης του Σχ. 2.24 (β) και αυτή είναι και η βασική διαφορά των δύο τοπολογιών. Σε αρκετές περιπτώσεις, όπου το πλάτος απαιτείται να είναι ιδιαιτέρως υψηλό, οι παραπάνω τοπολογίες προτιμούνται χωρίς την παρουσία του ρεύματος πόλωσης (tail current). Στις περιπτώσεις αυτές το ρεύμα δεν είναι ιδιαιτέρως ελεγχόμενο και απαιτείται ιδιαίτερη προσοχή στον τρόπο πόλωσης των τρανζίστορ, όπως φαίνεται και στο Σχ. 2.25. Οι τιμές των παθητικών στοιχείων, C_H και R_H , είναι ιδιαιτέρως μεγάλες προκείμενου να μην επηρεάζουν την υψίσυχνη λειτουργία του κυκλώματος.



Σχ. 2.25: Τοπολογία ταλαντωτή υψηλού πλάτους.

Σε αρκετές περιπτώσεις η αρνητική διαγωγιμότητα των nMOS τρανζίστορ δεν είναι ικανή από μόνη της να εξουδετερώσει τις παρασιτικές αντιστάσεις των παθητικών στοιχείων για συμβατικές καταναλώσεις ρεύματος. Στις περιπτώσεις αυτές εκτός των nMOS τρανζίστορ χρησιμοποιούνται αντίστοιχα και pMOS τα οποία αυξάνουν τη συνολική αρνητική διαγωγιμότητα στους κρίσιμους κόμβους και εγγυώνται τη σωστή λειτουργία του ταλαντωτή. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζονται οι ταλαντωτές που εξετάσαμε στις προηγούμενες παραγράφους με την προσθήκη των pMOS τρανζίστορ.



Σχ. 2.26: Τοπολογίες ταλαντωτών με χρησιμοποίηση pMOS τρανζίστορ για μεγαλύτερη αρνητική διαγωγιμότητα.

Η σημαντικότερη προδιαγραφή που αφορά τα κυκλώματα των ολοκληρωμένων ταλαντωτών είναι εκείνη του θορύβου φάσης. Ο θόρυβος σε κυκλώματα τέτοιου είδους, όπως οι ταλαντωτές, είναι πολύ σημαντικό μέγεθος κατά τη σχεδίαση, καθώς παράγεται συνήθως σε πολύ υψηλά επίπεδα και πολύ κοντά στη συχνότητα ταλάντωσης, με αποτέλεσμα να μη μπορεί να απομακρυνθεί με τη χρησιμοποίηση στενής ζώνης φίλτρων. Είναι μάλιστα τέτοια η φύση των μη-γραμμικών ταλαντωτών ώστε ο θόρυβος επηρεάζει κυρίως τη φάση και όχι το πλάτος της ταλάντωσης. Άλλωστε, σε εφαρμογές όπως οι ολοκληρωμένοι μίκτες που εξετάζουμε, ο θόρυβος στο πλάτος του τοπικού ταλαντωτή δε μας αφορά εν αντιθέσει με το θόρυβο φάσης, ο οποίος σχετίζεται με την ακρίβεια της συχνότητας αναβίβασης ή υποβίβασης ενός τηλεπικοινωνιακού σήματος. Λεπτομέρειες όσον αφορά τους ολοκληρωμένους ταλαντωτές και τη συμπεριφορά αυτών ως προς το θόρυβο οι αναγνώστες μπορούν να βρουν στην [57].

Πολλές σημαντικές εργασίες έχουν επίσης πραγματοποιηθεί στον τομέα της διερεύνησης του θορύβου φάσης και στην προσπάθεια μείωσης του σε κυκλώματα ταλαντωτών και ρολογιών τα οποία χρησιμοποιούνται κατά κόρον στις σύγχρονες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές. Κάποιες από τις πιο αντιπροσωπευτικές αυτές εργασίες αναλύονται και παρουσιάζονται στις [58]-[66]. Ιδιαίτερη μνεία θα πρέπει να γίνει, επίσης, στις εξίσου πολύ σημαντικές εργασίες που έχουν γίνει από τους Ali Hajimiri [67]-[71] και Alper Demir [48], [72]-[74] και ιδιαιτέρως σε αυτές του τελευταίου, ο οποίος έχει μαθηματικοποιήσει αρκετά την ανάλυση θορύβου σε κυκλώματα ταλαντωτών και έχει εξάγει πολύ σημαντικές μαθηματικές φόρμουλες για την περιγραφή του.

2.7. Επίλογος

Στο εισαγωγικό αυτό κεφάλαιο εξετάσαμε ενδελεχώς τους ολοκληρωμένους μίκτες με τη μορφή που αυτοί παρουσιάζονται στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Αρχικά, ασχοληθήκαμε με τα δύο βασικά είδη των ολοκληρωμένων μικτών, τους παθητικούς και τους ενεργούς, παρουσιάζοντας τα μειονεκτήματα και τα πλεονεκτήματα του καθενός και καταστήσαμε σαφές γιατί οι ενεργοί μίκτες προτιμώνται στις σύγχρονες εφαρμογές. Στη συνέχεια ασχοληθήκαμε με τη βασική και πιο ευρέως χρησιμοποιούμενη τοπολογία μίκτη, τον Gilbert μίκτη (Gilbert cell mixer), αναλύοντας επακριβώς τις αρχές λειτουργίας του. Εξετάσαμε τις σημαντικότερες από τις προδιαγραφές ενός Gilbert cell μίκτη όπως: το κέρδος, την απομόνωση, τη γραμμικότητα και το θόρυβο. Όσον αφορά στη γραμμικότητα δεν κάναμε ιδιαίτερη αναφορά, καθότι η προδιαγραφή αυτή αναλύεται εξαντλητικά στο επόμενο κεφάλαιο. Μεγάλο βάρος δόθηκε στην ανάλυση θορύβου των Gilbert cell μικτών, καθότι είναι πολύ σημαντική η κατανόηση των μηχανισμών εκείνων που γεννούν θόρυβο, όπως και ο τρόπος με τον οποίο ο θόρυβος αυτός εμφανίζεται στην έξοδο. Η σωστή κατανόηση των παραπάνω μηχανισμών είναι πολύ σημαντική, προκειμένου να αντιληφθεί ο αναγνώστης τους τρόπους εκείνους με τους οποίους καταπιέσαμε το θόρυβο στους ολοκληρωμένους μίκτες που σχεδιάσαμε, οι οποίοι και παρουσιάζονται στα επόμενα κεφάλαια. Στο τέλος του κεφαλαίου έγινε μια σύντομη αναφορά στους ολοκληρωμένους ταλαντωτές, η παρουσία και λειτουργία των οποίων είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με εκείνη των μικτών.

Στο επόμενο κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε και θα αναλύσουμε τη μη-γραμμική συμπεριφορά των ολοκληρωμένων μικτών βασιζόμενοι στη θεωρία των σειρών Volterra. Στόχος της ανάλυσης αυτής είναι η ανάπτυξη ενός μαθηματικού, ως επί το πλείστον, εργαλείου που να βοηθά τους σχεδιαστές να εκτιμούν τις μη-γραμμικότητες ενός ολοκληρωμένου μίκτη αξιόπιστα και πολύ γρηγορότερα από τους κλασικούς εμπορικούς προσομοιωτές.

2.8. Αναφορές

- [1] B. Razavi, *RF Microelectronics*. New Jersey: Prentice-Hall, 1998.
- [2] B. Razavi, Design of Analog CMOS Integrated Circuits. New York: McGraw-Hill, 2001.
- [3] D. Leenaerts, J. V. D. Tang, and C. Vaucher, *Circuit Design for RF Transceivers*. Boston: Kluwer academic publishers, 2001.
- [4] L. E. Larson, *RF and Microwave Circuit Design for Wireless Communications*. Boston: Artech House, 1997.
- [5] B. Gilbert, "A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 3, pp. 365–373, Dec. 1968.
- [6] D. D. Weiner and J. E. Spina, *Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits*. New York: Van Nostrand, 1980.
- [7] P. Wambacq and W. Sansen, *Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits*. Norwell, MA: Kluwer, 1998.
- [8] S. Maas, Nonlinear Microwave Circuits, Second Edition, Artech House, Norwood.
- [9] R. Telichevesky, K. S. Kundert, and J. K. White, "Efficient Steady-State Analysis based on Matrix-Free Krylov-Subspace Methods," *Proceedings of the 1995 Design Automation Conference*, June 1995.
- [10] R. Telichevesky and K. S. Kundert, "Efficient ac and noise analysis of two-tone RF circuits," in *Design Automation Conf.*, 1995, pp. 292–297.
- [11] R. Telichevesky, K. Kundert, I. Elfadel, and J. White, "Fast simulation algorithms for RF circuits," in Proc. 1996 IEEE Custom Integrated Circuits Conf., May 1996, pp. 437–444.
- [12] F. Colon, and T. Trick, "Fast periodic steady-state analysis for large-signal electronic circuits," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-8, p. 260-269 Aug. 1973.

- [13] M. S. Nakhla, "Steady state analysis of nonlinear periodic systems," Ph.D. dissertation Univ. Waterloo, Ont., Canada, 1975.
- [14] L. O. Chua and A. Ushida, "Algorithm for computing almost periodic steady-state response of nonlinear systems to multiple input frequencies," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-28. pp. 953-971, Oct. 1981.
- [15] K. S. Kundert, J. K. White and A. Sangiovanni-Vincentelli, "Steady-State Methods for Simulating Analog And Microwave Circuits," Kluwer Academic Publishers, Boston 1990.
- [16] K. S. Kundert and A. Sangiovanni-Vincentelli, "Simulation of nonlinear circuits in the frequency domain," *IEEE Trans. Computer-Aided Design*, vol. CAD-5, pp. 521–535, Oct. 1986.
- [17] A. Ushida and L. O. Chua, "Frequency-domain analysis of nonlinear circuits driven by multitone signals," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-31, pp. 766-779. Sept. 1984.
- [18] M. Okumura, T. Sugawara, and H. Tanimoto, "An efficient small signal frequency analysis method of nonlinear circuits with two frequency excitations," *IEEE Trans. Computer-Aided Design.*, vol. 9, no. 3, pp. 225-235, March 1990.
- [19] V. Volterra, Theory of Functionals and of Integral and Integro-Differential Equations, Dover Publications, Inc., New York, 1959.
- [20] N. Wiener, *Response of a Non-Linear Device to Noise*, Report No. 129, Radiation Laboratory, M.I.T., Cambridge, MA, Apr. 1942.
- [21] M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*, Wiley & Sons, New York, 1980.
- [22] S. Narayanan, "Transistor distortion analysis using Volterra series representation," *Bell Syst. Tech. J.*, pp. 991-1024, May-June 1967.
- [23] S. Narayanan, "Application of Volterra series to intermodulation distortion of transistor feedback amplifier," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-17, pp. 518-527, Nov. 1970.
- [24] R. G. Meyer, M. J. Sensa, and R. Eschenbach, "Cross-modulation and intermodulation in amplifiers at high frequencies," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. SC-7, pp. 16-23, Feb. 1972.
- [25] S. Narayanan and H. C. Poon, "An analysis of distortion in bipolar transistors using integral charge control model and Volterra series," *IEEE Trans Circuit Theory*, vol. CT-20, pp. 341-351, July 1973.
- [26] R. H. Flake, "Volterra series representation of time-varying nonlinear systems," in Proc. Second Int. Congress of IFAC on Automatic Control (Basel, Switzerland) 1963, paper no. 408/1.
- [27] R. B. Swerdlow, "Analysis of Intermodulation Noise in Frequency Converters by Volterra Series," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-26, pp. 305–313, Apr. 1978.
- [28] S. Maas, "Two-tone intermodulation in diode mixers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-35, pp. 307–314, Mar. 1987.
- [29] S. Maas and D. Neilson, "Modelling MESFET's for intermodulation analysis of mixers and amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, pp. 1964–1971, Dec. 1990.
- [30] W. Yu, S. Sen, and B. H. Leung, "Distortion Analysis of MOS Track-and-Hold Sampling Mixers Using Time-Varying Volterra Series," *IEEE Trans. on Circuits and Systems-II*, vol. 46, pp. 101-113, Feb. 1999.
- [31] F. Yuan and A. Opal, "Distortion analysis of periodically switched nonlinear circuits using time-varying Volterra series," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 48, pp. 726–738, June 2001.
- [32] M. T. Terrovitis and R. G. Meyer, "Intermodulation distortion in current-commutating CMOS mixers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 1461–1473, Oct. 2000.
- [33] J. Phillips and K. S. Kundert, "Noise in mixers, oscillators, samplers, and logic: an introduction to cyclostationary noise," *The IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, May 2000.
- [34] H. Nyquist, "Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors," Physical Review, vol. 32, pp. 110-113, 1928.
- [35] J. B. Johnson, "Thermal Agitation of Electricity in Conductors," Physical Review, vol. 32, pp. 97-109, 1928.
- [36] R. Sarpeshkar, T. Delbruck, and C. A. Mead, "White Noise in MOS Transistors and Resistors," *IEEE Circuits and Devices*, vol. 9, issue 6, pp. 23-29, Nov. 1993.
- [37] C. C. Enz, *High Precision CMOS Micropower Amplifiers*, Ph.D. thesis No. 802. pp. 50-59, EPFL, Lausanne, 1990.
- [38] E. Vittoz, "MOS Transistor," Intensive Summer Course on CMOS VLSI Design, EPFL, Lausanne, 1990.
- [39] Y. Tsividis, *Operation and Modeling of the MOS transistor*, Second Ed., Boston: McGraw-Hill, 1999.
- [40] W. Gardner, Introduction to Random Processes with Applications to Signals and Systems, McGraw-Hill, 1989.
- [41] J. Roychowdhury, D. Long, and P. Feldmann, "Cyclostationary noise analysis of large RF circuits with multi-tone excitations," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 324-336, March 1998.
- [42] R. Telichevesky, K. Kundert, and J. White, "Efficient AC and noise analysis of two-tone RF circuits," *Proceedings of the 33rd Design Automation Conference*, June 1996.
- [43] K. Kundert, "Introduction to RF simulation and its application," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 9, Sept. 1999.
- [44] M. Terrovitis, R. Meyer, Cyclostationary Noise in Communication Systems, ERL memo M99/36, 1999. Available through Electronics Research Laboratory Publications, University of California, Berkeley.
- [45] M. T. Terrovitis and R. G. Meyer, "Noise in Current-Commutating CMOS Mixers," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, pp. 772-783, June 1999.
- [46] H. Darabi and A. A. Abidi, "Noise in RF-CMOS Mixers: A Simple Physical Model," *IEEE Trans. on Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 15-25, Jan. 2000.
- [47] R. Telichevesky, K. Kundert, and J. White, "Receiver characterization using periodic smallsignal analysis," in *Proc. Custom Integrated Circuits Conf.*, 1996, pp. 449–452.
- [48] A. Demir, "Analysis and simulation of noise in nonlinear electronic circuits and systems," Ph.D. dissertation, Univ. of California, Berkeley, 1997.
- [49] K. Takagi and A. Van der Ziel, "Excess high frequency noise and flicker noise in MOSFET's," Solid-State Electron., vol. 22, pp. 289–292, 1979.
- [50] A. A. Abidi, "High-frequency noise measurements on FET's with small dimensions," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED-33, pp. 1801–1805, Nov. 1986.
- [51] B. Wang, J. R. Hellums, and C. G. Sodini, "MOSFET thermal noise modeling for analog integrated circuits," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 29, pp. 833–835, July 1994.
- [52] D. P. Triandis, A. N. Birbas, and D. Kondis, "Thermal noise modelling for short-channel MOSFET's," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 43, pp. 1950–1955, Nov. 1996.
- [53] R. P. Jindal, "High frequency noise in fine line NMOS field effect transistors," in *Proc. IEDM*, 1985, pp. 68–71.

- [54] S. Tedja, J. Van der Spiegel, and H. H. Williams, "Analytical and experimental studies of thermal noise in MOSFET's," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 41, pp. 2069–2075, Nov. 1994.
- [55] J. Chang, A. A. Abidi, and C. R. Viswanathan, "Flicker noise in CMOS transistors from subthreshold to strong inversion at various temperatures," *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. 41, pp. 1965–1971, Nov. 1994.
- [56] D. M. Binkley, J. M. Rochelle, B. K. Swann, L. G. Clonts, and R. N. Goble, "A micropower CMOS direct-conversion, VLF receiver chip for magnetic-field wireless applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 344–358, Mar. 1998.
- [57] Ε. Γ. Μεταξάκης, "Σχεδιασμός και υλοποίηση κυκλωμάτων υψηλών συχνοτήτων και αποδιαμορφωτών για ασύρματες επικοινωνίες με εφαρμογή σε δέκτες υψηλής ολοκλήρωσης," Διδακτορική διατριβή Πανεπιστημίου Πατρών (Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών), Πάτρα, 2004.
- [58] J. Craninckx and M. Steyaert, "Low-noise voltage-controlled oscillators using enhanced LCtanks," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 42, pp. 794-804, Dec. 1995.
- [59] B. Razavi, "A study of phase noise in CMOS oscillators," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 31, pp. 331-343, Mar. 1996.
- [60] F. Herzel and B. Razavi, "A study of oscillator jitter due to supply and substrate noise," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 46, pp. 56–62, Jan. 1999.
- [61] A. Mehrotra, "Noise analysis of phase-locked loops," in *Proc. IEEE Int. Conf. Computer-Aided Design*, Nov. 2000, pp. 277–282.
- [62] M. Mansuri and C.-K. K. Yang, "Jitter optimization based on phaselocked loop design parameters," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 37, pp. 1375–1382, Nov. 2002.
- [63] B. De Muer, M. Borremans, M. Steyaert, and G. L. Puma, "A 2-GHz low-phase-noise integrated LC-VCO set with flicker-noise upconversion minimization", *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 35, No. 7, July 2000, pp. 1034-1038.
- [64] J. J. Rael and A. A. Abidi, "Physical Processes of Phase Noise in Differential LC Oscillators," in *IEEE Custom Integrated Circuits Conf. (CICC)*, 2000, pp. 569-572.
- [65] A. Jerng and C.G. Sodini, "The Impact of Device Type and Sizing on Phase Noise Mechanisms," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 40, no. 2, pp. 360-369, Feb. 2005.
- [66] R. Navid, T. H. Lee, and R. W. Dutton, "An analytical formulation of phase noise of signals with Gaussian distribution jitter," *IEEE Trans. Circuits Syst II*. vol. 52, March 2005.
- [67] A. Hajimiri and T. H. Lee, "A general theory of phase noise in electrical oscillators," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 179–194, Feb. 1998.
- [68] A. Hajimiri and T. H. Lee, "Phase noise in CMOS differential LC oscillators," *in Proc. VLSI Circuits*, pp. 48-51, June 1998.
- [69] A. Hajimiri and T.H. Lee, "Design issues in CMOS differential LC oscillators," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 34, pp. 717–724, May 1999.
- [70] T. Lee and A. Hajimiri, "Oscillator Phase Noise: A Tutorial," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 326-336, Mar. 2000.
- [71] A. Hajimiri, "Noise in phase-locked loops," in *Proc. IEEE Southwest Symp. Mixed-Signal Design*, pp. 1–6, Feb. 2001.
- [72] A. Demir, "Floquet Theory and Nonlinear Perturbation Analysis for Oscillators with Differential-Algebraic Equations," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, pp. 163-185, March-April 2000.

- [73] A. Demir, A. Mehrotra, and J. Roychowdhury, "Phase noise in oscillators; a unifying theory and numerical methods for characterization," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 47, pp. 655–674, May 2000.
- [74] A. Demir, "Phase Noise and Timing Jitter in Oscillators with Colored Noise Sources," *IEEE Trans. on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 49, pp. 1782-1791, Dec. 2002.

3. Ανάλυση γραμμικότητας μίκτη σε υψηλές συχνότητες με τη χρήση σειρών Volterra

3.1. Πρόλογος

Είναι γεγονός πως τα τελευταία χρόνια με τη ραγδαία εξέλιξη των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων οι απαιτήσεις που αφορούν στα τηλεπικοινωνιακά πρότυπα έχουν αυξηθεί σε πολύ μεγάλο βαθμό. Ο ανταγωνισμός μεταξύ των εταιριών αλλά και η διαρκής απαίτηση των καταναλωτών για ολοένα πιο λειτουργικές συσκευές έχει οδηγήσει σε αυστηρότερες προδιαγραφές τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, ενώ ταυτόχρονα έχει δημιουργήσει την τάση για μείωση του δυναμικού λειτουργίας και κατά συνέπεια της ισχύος των τηλεπικοινωνιακών συσκευών. Αν και η τεχνολογία των ημιαγωγών έχει παρουσιάσει σημαντικότατη πρόοδο τα τελευταία χρόνια και βοηθά σημαντικά προς αυτή την κατεύθυνση, οι σύγχρονοι σχεδιαστές έχουν να αντιμετωπίσουν σημαντικές προκλήσεις κατά τη σχεδίαση των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Ένα από τα σημαντικότερα συστατικά της αρχιτεκτονικής ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι οι μίκτες, καθώς είναι οι συσκευές εκείνες που πραγματοποιούν την απαραίτητη μεταφορά της συχνότητας μεταξύ Baseband, IF και RF περιοχές συχνοτήτων. Η διαδικασία αυτή, της μεταφοράς συχνότητας, λαμβάνει χώρα αρκετά συχνά τόσο κατά τη φάση εκπομπής όσο και κατά τη φάση λήψης ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος, με αποτέλεσμα να καθίστανται αναγκαίες η υψηλή απόδοση και οι καλές επιδόσεις των τηλεπικοινωνιακών μικτών. Οι επιδόσεις αυτές έχουν να κάνουν κυρίως με τις προδιαγραφές θορύβου και γραμμικότητας, οι οποίες για τους λόγους που προαναφέραμε γίνονται συνεχώς πιο αυστηρές. Ειδικά, όσον αφορά τη γραμμικότητα, οι σύγχρονες προδιαγραφές είναι εξαιρετικά αυστηρές, καθώς η μη-γραμμική παραμόρφωση που δημιουργείται από τους μίκτες επηρεάζει ισχυρά τη δυναμική περιοχή λειτουργίας του συνολικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος.

Οι σύγχρονοι τηλεπικοινωνιακοί μίκτες μπορεί να είναι είτε παθητικοί είτε ενεργοί. Οι ενεργοί μίκτες, που ως επί το πλείστον εμφανίζονται στη γνωστή πλέον μορφή του Gilbert cell [1], είναι και οι επικρατέστεροι λόγω της καλύτερης συμπεριφοράς τους ως προς το θόρυβο [2], του υψηλού κέρδους μετατροπής (conversion gain) και της υψηλής απομόνωσης που προσφέρουν μεταξύ των βαθμίδων (port-to-port isolation). Το μοναδικό μειονέκτημα που οι ενεργοί μίκτες παρουσιάζουν σε σχέση με τους παθητικούς είναι η μειωμένες επιδόσεις τους σε θέματα γραμμικότητας.

Οι ολοκληρωμένοι μίκτες μπορούν να κατασκευαστούν σε καθαρά διπολική (bipolar), σε καθαρή CMOS, είτε σε υβριδική (BiCMOS) τεχνολογία. Σε ένα μίκτη κατασκευασμένο σε BiCMOS τεχνολογία το στάδιο εισόδου θα αποτελείτο από MOSFET τρανζίστορ, ενώ το διακοπτικό στάδιο (switching stage) θα αποτελείτο από διπολικά τρανζίστορ. Η πρακτική αυτή εκμεταλλεύεται την ταχύτατη διακοπτική λειτουργία των διπολικών συσκευών και τη χαμηλή διαγωγιμότητα των MOS τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται στο στάδιο εισόδου, για να διατηρήσουν τα επιθυμητά επίπεδα γραμμικότητας [2]. Αν και -όπως φαίνεται- τα διπολικά τρανζίστορ παρουσιάζουν σε κάποιες περιπτώσεις καλύτερη συμπεριφορά από τα MOS, η σύγχρονη τάση επιβάλει τη χρήση καθαρών CMOS τεχνολογιών στις σύγχρονες τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές [3]-[7]. Η τάση αυτή οφείλεται κυρίως στο γεγονός ότι οι καθαρές CMOS τεχνολογίες εμφανίζουν σαφώς χαμηλότερο κατασκευαστικό κόστος, ενώ ταυτόχρονα παρουσιάζουν αρκετά καλή συμπεριφορά στις υψηλές συχνότητες.

Όπως προαναφέραμε, με τη συνεχή μείωση των διαστάσεων των τρανζίστορ και την ταυτόχρονη μείωση της τάσης τροφοδοσίας των συσκευών κοντά ή και κάτω από το 1 Volt, τα προβλήματα που προκαλούνται στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα από τα εγγενή μηγραμμικά χαρακτηριστικά των συσκευών ενισχύονται [8], [9]. Είναι, λοιπόν, προφανές ότι η μέγιστη δυνατή βελτίωση της απόδοσης ενός μίκτη είναι απαραίτητη, προκειμένου να ικανοποιηθούν οι αυστηρές απαιτήσεις των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Ένα από τα σημαντικά, ωστόσο, προβλήματα που αντιμετωπίζουν οι σχεδιαστές μικτών είναι ότι, εξαιτίας της πολύπλοκης φύσης του μηχανισμού που γεννά τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης στους ενεργούς CMOS μίκτες, καθίσταται στην πράξη αδύνατο να εξαχθεί η ακριβής μη-γραμμική συνάρτηση μεταφοράς ενός μίκτη με απλούς στο χέρι υπολογισμούς. Έτσι, οι βελτιστοποιήσεις στη σχεδίαση γίνονται συνήθως χρησιμοποιώντας εξαιρετικά χρονοβόρες προσομοιώσεις στο χρόνο (transient simulations) και μετά από πολλούς σχεδιαστικούς κύκλους, προκειμένου να ικανοποιηθούν οι αυστηρές τηλεπικοινωνιακές προδιαγραφές.

Από την πλευρά, λοιπόν, των σχεδιαστών, ένα υπολογιστικό εργαλείο το οποίο θα επιτάχυνε τη διαδικασία των προσομοιώσεων σε κυκλώματα μικτών, θα ήταν εξαιρετικά χρήσιμο. Η ανάλυση ισοστάθμισης αρμονικών (harmonic balance analysis) [25]-[45] είναι μία μέθοδος που υπολογίζει τη μη-γραμμική παραμόρφωση στο πεδίο της συχνότητας, λύνοντας τις εξισώσεις που προκύπτουν από την ισοστάθμιση των αρμονικών των βασικών εξισώσεων του κυκλώματος του μίκτη και είναι, υπό προϋποθέσεις, αρκετά ταχύτερη από τις χρονικές αναλύσεις.

Υπάρχει, ωστόσο, και μία ακόμη ανάλυση που λαμβάνει χώρα στο πεδίο της συχνότητας και βασίζεται στη θεωρία των σειρών Volterra [10]-[12]. Η ανάλυση αυτή είναι περισσότερο αποδοτική από την harmonic balance, μιας και χρειάζεται πολύ λιγότερους υπολογισμούς, καθώς και περισσότερο ακριβής, αφού υπολογίζει πολύ πιο άμεσα τη γραμμικότητα [13].

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιάσουμε αναλυτικότερα τις διάφορες αναλύσεις που έχουν κατά καιρούς αναπτυχθεί για τον υπολογισμό των μη-γραμμικοτήτων σε ολοκληρωμένους μίκτες και στις οποίες αναφερθήκαμε παραπάνω εν συντομία. Επίσης, θα παρουσιαστεί μία μαθηματική ανάλυση παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης, βασισμένη στη

θεωρία των σειρών Volterra, ενός ενεργού CMOS μίκτη σχεδιασμένου σε Gilbert τοπολογία (Gilbert cell topology). Η ανάλυση μας έχει γίνει για τοπολογίες μικτών που είναι κατάλληλες για χαμηλές τάσεις τροφοδοσίας. Επεκτείνουμε τη σημαντική δουλειά που έχει γίνει από τον Τερροβίτη [14], ώστε ολόκληρος ο μίκτης να περιλαμβάνεται στην ανάλυση παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης και όχι αυτή να γίνεται συνδυάζοντας τις γραμμικότητες των επιμέρους σταδίων. Επιπρόσθετα, τα MOS τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται στο μίκτη δε μοντελοποιούνται από μία απλή μαθηματική φόρμουλα, όπως αναφέρεται στην [14], αλλά από ένα πλήρες και ακριβές βιομηχανικό μοντέλο. Αξίζει, λοιπόν, να τονίσουμε, με βάση τα παραπάνω, ότι στην ανάλυση που παρουσιάζουμε στο κεφάλαιο αυτό δεν έχουμε κάνει την παραμικρή υπόθεση, προκειμένου να απλοποιηθεί η ανάλυση, οπότε και περιμένουμε εξαιρετική ακρίβεια στα εξαγόμενα αποτελέσματα.

3.2. Αναλύσεις γραμμικότητας στους σύγχρονους προσομοιωτές

Τα τελευταία χρόνια αρκετές αναλύσεις έχουν αναπτυχθεί στους σύγχρονους προσομοιωτές για τον υπολογισμό των μη-γραμμικοτήτων σε ολοκληρωμένα κυκλώματα μικτών. Η πιο γνωστή από αυτές είναι η χρονική ανάλυση (transient analysis) η οποία βασίζεται στον υπολογισμό της απόκρισης του κυκλώματος στο πεδίο του χρόνου για δεδομένες διεγέρσεις και στην κατάλληλη επεξεργασία των εξαγομένων αποτελεσμάτων, προκειμένου να ανιχνεύσουμε τη μη-γραμμική συμπεριφορά του κυκλώματος. Εξαιτίας κυρίως του υπερβολικού χρόνου που απαιτούν οι χρονικές αναλύσεις για ακριβή εξαγωγή των αποτελεσμάτων, δύο ακόμα αναλύσεις αναπτύχθηκαν, οι οποίες βασίζονται αμφότερες στη λύση των κυκλωματικών εξισώσεων στο πεδίο της συχνότητας. Οι κυριότερες από τις αναλύσεις αυτές είναι οι αναλύσεις ισοστάθμισης αρμονικών (harmonic balance analyses) και αυτές που βασίζονται στη θεωρία των σειρών Volterra. Στη συνέχεια θα παραθέσουμε αναλυτικά τα τρία είδη των προσομοιώσεων στα οποία αναφερθήκαμε, προκειμένου να αντιληφθούμε τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του καθενός.

3.2.1. Χρονική ανάλυση (Transient analysis)

Η χρονική ανάλυση είναι η πιο γνωστή από τις υπάρχουσες αναλύσεις για τον υπολογισμό των μη-γραμμικοτήτων ενός κυκλώματος δεδομένου ότι είναι η πρώτη που αναπτύχθηκε και περιγράφεται αναλυτικά στις [15]-[24], ανάλογα με την εφαρμογή της σε κάθε μία από τις εργασίες αυτές, ενώ μία σύντομη συνοπτική αναφορά της γίνεται στις [27], [28]. Η ανάλυση αυτή βασίζεται απλά στη διακριτοποίηση (discretizing) των διαφορικών εξισώσεων που προκύπτουν από το κύκλωμα και στον υπολογισμό της χρονικής απόκρισης με τη χρήση κάποιας επαναληπτικής μεθόδου. Οι διαφορικές εξισώσεις που περιγράφουν ένα κύκλωμα μπορούν να γραφούν υπό τη γενική μορφή:

$$f(v(t),t) = i(v(t)) + q(v(t)) + u(t) = 0$$
(3.1)

, όπου $u(t) \in \mathbb{R}^N$ είναι ένα διάνυσμα που περιγράφει τις εισόδους του κυκλώματος, ενώ $v(t) \in \mathbb{R}^N$ είναι το διάνυσμα των τάσεων των κόμβων του κυκλώματος. Προφανώς, η διάσταση N αναφέρεται στο πλήθος των κόμβων του κυκλώματος. Κατά τη χρονική ανάλυση η εξίσωση (3.1) διακριτοποιείται με βάση πολύ μικρά χρονικά διαστήματα (h_m). Έτσι, στο mth χρονικό βήμα η παραπάνω εξίσωση θα δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$f(v_m) = i(v_m) + \frac{q(v_m) - q(v_{m-1})}{h_m} + u_m = 0$$
(3.2)

Είναι προφανές από την εξίσωση (3.2) ότι για υπολογισμό των τάσεων των κόμβων του κυκλώματος τη mth χρονική στιγμή η μόνη πληροφορία που απαιτείται είναι οι αντίστοιχες τάσεις την ακριβώς προηγούμενη χρονική στιγμή. Όπως αναφέρθηκε πρωτύτερα και επειδή η παραπάνω εξίσωση είναι καθαρά μη-γραμμική, ο υπολογισμός γίνεται με τη χρήση επαναληπτικών μεθόδων. Στην κλασική χρονική ανάλυση επιλέγεται μία τυχαία αρχική συνθήκη για τις τάσεις των κόμβων του κυκλώματος και εφαρμόζουμε την παραπάνω μέθοδο προκειμένου να υπολογίσουμε τη χρονική απόκριση του κυκλώματος. Είναι προφανές, ωστόσο, ότι για τον υπολογισμό των μη-γραμμικοτήτων ενός κυκλώματος θα πρέπει το όλο σύστημα να έχει έρθει σε σταθερή κατάσταση (steady-state condition). Για να επιτευχθεί αυτό με την κλασική χρονική ανάλυση, όπου η αρχική συνθήκη είναι τυχαία, θα πρέπει να παρέλθει στις περισσότερες περιπτώσεις υπερβολικός χρόνος προσομοίωσης εξαιτίας των μεταβατικών φαινομένων (transients) και τα οποία εξαρτώνται άμεσα από την αρχική συνθήκη. Ο υπερβολικός χρόνος προσομοίωσης είναι και ο πλέον βασικός λόγος για τον οποίο η χρονική ανάλυση δεν είναι και η πλέον κατάλληλη για τον υπολογισμό των μηγραμμικοτήτων στα περισσότερα κυκλώματα.

Για τη μείωση του χρόνου προσομοίωσης και κυρίως αυτού που οφείλεται στα μη επιθυμητά μεταβατικά φαινόμενα αναπτύχθηκε η μέθοδος "βολής" ("shooting method") [18]-[24]. Η βασική ιδέα της μεθόδου "βολής" είναι να βρεθεί μια κατάλληλη αρχική συνθήκη για το κύκλωμα τέτοια ώστε να εξαλειφθούν τελείως τα μεταβατικά φαινόμενα. Αν αυτό συμβεί, τότε το μόνο που χρειάζεται να γίνει είναι να υπολογιστεί η χρονική απόκριση του κυκλώματος για μία και μοναδική περίοδο (Τ). Για να θεωρήσουμε ότι το κύκλωμα μας έχει έρθει σε σταθερή κατάσταση, θα πρέπει οι τάσεις στους κόμβους του κυκλώματος σε μία δεδομένη χρονική στιγμή να είναι ακριβώς οι ίδιες με τις τάσεις στους ίδιους κόμβους μετά το πέρασμα μίας περιόδου (ή ακέραιου αριθμού περιόδων του κυκλώματος).

$$v(T) - v(0) = 0 \tag{3.3}$$

Η διαδικασία, λοιπόν, που ακολουθείται χρησιμοποιώντας τη μέθοδο "βολής" είναι ότι επιλέγεται τυχαία μια αρχική συνθήκη για το κύκλωμα και υπολογίζεται η χρονική απόκριση για μία και μοναδική περίοδο. Στο τέλος της περιόδου γίνεται σύγκριση της αρχικής και τελικής τιμής των τάσεων των κόμβων και με τη χρήση κάποιας επαναληπτικής μεθόδου γίνεται μία εκ νέου εκτίμηση της αρχικής συνθήκης του προβλήματος. Με τη βοήθεια, λοιπόν, της επαναληπτικής μεθόδου και ύστερα από μερικές επαναλήψεις, υπολογίζεται η κατάλληλη αρχική συνθήκη για την οποία εξαλείφονται πλήρως τα μεταβατικά φαινόμενα. Θα πρέπει στο σημείο αυτό να αναφερθεί ότι για την κατάλληλη επιλογή της επαναληπτικής μεθόδου για τη μέθοδο "βολής" έγουν γίνει αρκετές εργασίες και δημοσιεύσεις. Έτσι, ενώ οι Aprille και Trick [18], [19] χρησιμοποίησαν την κλασική Newton-Raphson επαναληπτική μέθοδο, οι Nakhla και Branin χρησιμοποίησαν μία βαθμωτή τεχνική (gradient technique) [22]-[24]. Σε κάποιες από τις εργασίες αυτές [15] αναπτύσσονται και κάποιοι επιπλέον αλγόριθμοι, ώστε να κάνουν τις αναλύσεις ακόμη ταχύτερες και πιο αποδοτικές. Έτσι, οι χρονικές αναλύσεις που βασίζονται στη μέθοδο "βολής" είναι πολύ πιο γρήγορες από τις κλασικές χρονικές αναλύσεις και χρησιμοποιούνται σε αρκετούς από τους σύγχρονους προσομοιωτές. Αρκετές ακόμη σημαντικές μέθοδοι που βασίζονται σε χρονικές αναλύσεις έχουν αναπτυχθεί -με κυριότερη αυτή της Finite-Difference-Newton Method [17]- οι οποίες, ωστόσο, χρησιμοποιούνται λιγότερο στους σύγχρονους προσομοιωτές.

Αξίζει στο σημείο αυτό να αναφέρουμε ότι για το σωστό υπολογισμό των χρονικών αποκρίσεων, σε οποιαδήποτε από τις χρονικές αναλύσεις που αναφέρθηκαν παραπάνω, δύο είναι οι σημαντικές παράμετροι. Αφενός μεν η επιλογή του βήματος (h_m) , που παρουσιάζεται στην εξίσωση (3.2) και αφετέρου η ακρίβεια υπολογισμού των διαφόρων σημείων της απόκρισης του κυκλώματος βάσει των επαναληπτικών μεθόδων. Όσον αφορά το βήμα (h_m) θα πρέπει ιδανικά να επιλεγεί εξαιρετικά μικρό ώστε το κάθε σημείο της χρονικής απόκρισης να υπολογίζεται βάσει της μη διακριτής εξίσωσης (3.1) με εξαιρετική ακρίβεια. Σχετικά με την επαναληπτική μέθοδο και την ακρίβεια υπολογισμού των επιμέρους σημείων βάσει αυτής, θα πρέπει ιδανικά να τεθεί αρκετά υψηλή για τον ακριβή υπολογισμό των επιμέρους σημείων. Είναι, ωστόσο, προφανές ότι όσο το βήμα (h_m) επιλέγεται μικρό και η ακρίβεια της επαναληπτικής μεθόδου μεγάλη, οπότε και θα απαιτούνται πολλές επαναλήψεις της μεθόδου, τόσο η χρονική. Έτσι, και οι δύο αυτές παράμετροι της χρονικής ανάλυσης επιλέγονται πάντα ως ένας καλός συμβιβασμός μεταξύ ακρίβειας και χρόνου προσομοίωσης.

Μέχρι τώρα αναφερθήκαμε σε καθαρά χρονικές μεθόδους για τον υπολογισμό της απόκρισης σταθερής κατάστασης και κατ' επέκταση τον υπολογισμό των μη-γραμμικοτήτων ενός κυκλώματος. Θα πρέπει, επίσης, να αναφέρουμε ότι για τον υπολογισμό της παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion), που είναι και ο σημαντικότερος εκφραστής των μη-γραμμικοτήτων ενός κυκλώματος, χρειάζεται να χρησιμοποιηθούν πολλαπλοί τόνοι εισόδου (τουλάχιστον δύο), οι οποίοι και θα βρίσκονται σε πολύ κοντινές συχνότητες μεταξύ τους. Στην περίπτωση αυτή, των πολλαπλών τόνων εισόδου, μπορεί η απόκριση του κυκλώματος να μην είναι περιοδική, αλλά ακόμα και στην περίπτωση όπου υπάρχει περιοδική απόκριση, η περίοδος που προκύπτει είναι πάρα πολύ μεγάλη (αντιστρόφως ανάλογη της μεταξύ των τόνων "συχνοτικής" απόστασης), οπότε οι χρονικές αναλύσεις γίνονται μη-πρακτικές [27]. Αξίζει, επίσης, να αναφερθεί ότι η μέθοδος "βολής", που είναι και η πιο αποδοτική από τις χρονικές αναλύσεις, δε μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε κυκλώματα χωρίς περιοδική απόκριση. Το βασικό αυτό μειονέκτημα των χρονικών αναλύσεων οδήγησε στην ανάπτυξη κάποιων υβριδικών αναλύσεων όπως αυτές που αναφέρονται στην [27] για δύο και περισσότερους από δύο τόνους. Στην εργασία αυτή αναπτύσσεται ένας αλγόριθμος για την εύρεση μίας αρχικής συνθήκης του κυκλώματος τέτοιας ώστε να εξαλειφθούν τα μεταβατικά φαινόμενα ανεξάρτητα με το αν η απόκριση σταθερής κατάστασης είναι περιοδική ή όχι. Για τον υπολογισμό αυτό χρησιμοποιείται και πάλι η ανάλυση στο πεδίο του χρόνου με τη μόνη διαφορά ότι ο υπολογισμός της χρονικής απόκρισης γίνεται όχι για ολόκληρη την περίοδο, όπως στη μέθοδο "βολής", αλλά για ένα πολύ μικρό χρονικό διάστημα.

3.2.2. Ανάλυση ισοστάθμισης αρμονικών (Harmonic Balance analysis)

Σε αρκετές περιπτώσεις, τα ηλεκτρονικά κυκλώματα περιέχουν κατανεμημένα στοιχεία (distributed components) καθώς και κυκλώματα υψηλής ποιότητας (high-Q), τα οποία κάνουν εξαιρετικά χρονοβόρες τις ήδη προβληματικές στο πεδίο του χρόνου αναλύσεις. Ο βασικός λόγος είναι ότι τα κυκλώματα αυτής της φύσεως συχνά απαιτούν εξαιρετικά μικρό χρονικό-βήμα για τη σωστή εξαγωγή της χρονικής απόκρισης, ενώ σε αρκετές περιπτώσεις η ακριβής περιγραφή τους γίνεται μέσω μερικών διαφορικών εξισώσεων, κάτι που δυσχεραίνει ακόμη περισσότερο την εκτέλεση των χρονικών αναλύσεων. Αξίζει, επίσης, να αναφερθεί ότι από τη φύση τους οι χρονικές αναλύσεις δε μπορούν να εκμεταλλευτούν τη ψευδο-γραμμική (pseudo-linear) φύση κυκλωμάτων με "μέτριες" ή και "ασθενείς" μη-γραμμικότητες, όποτε και είναι καταδικασμένες να αναλώνονται σε υπερβολικούς χρόνους προσομοίωσης. Τα παραπάνω, λοιπόν, προβλήματα

που δημιουργούνται από τις αναλύσεις στο πεδίο του γρόνου, οδήγησαν στην ανάπτυξη πιο αποδοτικών αναλύσεων οι οποίες είτε λαμβάνουν χώρα εξολοκλήρου στο πεδίο της συχνότητας είτε χρησιμοποιούν εξίσου και τα δύο πεδία (χρόνου-συχνότητας). Έτσι, αν και πολλές φορές σε αρκετές από τις εργασίες που έχουν γίνει οι αναλύσεις δεν "ονοματίζονται", μπορούμε να πούμε ότι όλες τους ανήκουν στην ευρύτερη οικογένεια που ονομάζονται αναλύσεις ισοστάθμισης αρμονικών (Harmonic Balance analyses) [25]-[45]. Οι αναλύσεις ισοστάθμισης αρμονικών είναι ουσιαστικά μία ειδική περίπτωση της "διαδικασίας" Galerkin (Galerkin's procedure) [46], [47] και αποτελούν ουσιαστικά μια επέκταση της ανάλυσης με φάσορες (phasor analysis) από γραμμικές σε μη-γραμμικές διαφορικές εξισώσεις. Οι αναλύσεις αυτές σε πρώτο βαθμό λύνουν το πρόβλημα που παρουσιάζεται κατά την προσομοίωση κυκλωμάτων με κατανεμημένα στοιχεία ή κυκλωμάτων υψηλής ποιότητας. Ο λόγος είναι ότι κατά την εκτέλεση τέτοιων αναλύσεων οι μη-γραμμικές διαφορικές εξισώσεις των κυκλωμάτων μετατρέπονται στο πεδίο της συχνότητας σε μιγαδικές μη-γραμμικές αλγεβρικές αναπαραστάσεις οι οποίες μπορούν εύκολα να λυθούν. Ένα ακόμα σημαντικό πλεονέκτημα των αναλύσεων ισοστάθμισης αρμονικών είναι ότι μπορούν να εκμεταλλευτούν τη ψευδο-γραμμική φύση διαφόρων κυκλωμάτων, με αποτέλεσμα να οδηγούν σε αρκετά μικρούς χρόνους προσομοίωσης. Για την καλύτερη κατανόηση των πλεονεκτημάτων της ανάλυσης ισοστάθμισης αρμονικών θα δοθεί μια σύντομη περιγραφή της, όπως αυτή δίνεται στην [31].

Η διαφορικές εξισώσεις ενός κυκλώματος μπορούν να γραφούν υπό τη γενική μορφή:

•

$$f(x, x, u) = 0 \tag{3.4}$$

, όπου το *u* αντιπροσωπεύει το "διάνυσμα" της διέγερσης, δηλαδή την είσοδο του κυκλώματος, ενώ το *x* αντιπροσωπεύει το "διάνυσμα" της απόκρισης του κυκλώματος, δηλαδή τη λύση της (3.4). Χρησιμοποιώντας τον όρο "διάνυσμα" αναφερόμαστε στο πλήθος των κόμβων του κυκλώματος. Στην πράξη, τόσο οι είσοδοι όσο και οι έξοδοι του συστήματος αποτελούνται από πίνακες στήλες που κάθε στοιχείο τους αναφέρεται στη διέγερση ή την απόκριση ενός συγκεκριμένου κόμβου του κυκλώματος αντίστοιχα. Θεωρώντας ότι η είσοδος του κυκλώματος θα είναι ένα περιοδικό σήμα με περίοδο T₀, τότε μπορούμε να πούμε με βεβαιότητα ότι η έξοδος θα είναι και αυτή περιοδική με την ίδια περίοδο T₀ και ότι θα μπορεί να εκφραστεί, για κάθε ένα από τους κόμβους, υπό τη μορφή:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} X(k) \cdot e^{jk\omega_0 t} \quad \text{, ónov} \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T_0} \quad (3.5)$$

, αντικαθιστώντας την (3.5) και τις παραγώγους της στην (3.4), προκύπτει η ακόλουθη εξίσωση στη μορφή σειράς Fourier.

$$f(x(t), \dot{x}(t), u(t)) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} F(X, U, k) \cdot e^{jk\omega_0 t} = 0$$
(3.6)

, όπου τα X και U είναι πίνακες που αποτελούνται από τους συντελεστές των σειρών Fourier και δίνονται ως ακολούθως:

$$X = [\cdots, X(-1), X(0), X(1), \cdots]^T$$

$$U = [\cdots, U(-1), U(0), U(1), \cdots]^{T}, \text{ or } u(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} U(k) \cdot e^{jk\omega_{0}t}$$
(3.7)

Τελικά, το σύστημα των μη-γραμμικών αλγεβρικών εξισώσεων που προκύπτει δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση, της οποίας η λύση θα μας δώσει τους συντελεστές των εξισώσεων (3.7) και κατά συνέπεια την απόκριση σταθερής κατάστασης του κυκλώματος μας.

$$F(X, U, k) = 0 \tag{3.8}$$

Θα πρέπει να σημειωθεί στο σημείο αυτό ότι σε αρκετές περιπτώσεις οι μηγραμμικές "συσκευές" που χρησιμοποιούνται στα διάφορα κυκλώματα παρουσιάζουν δυσκολία στο να εκφράσουν πλήρως την απόκριση τους υπό μια διέγερση απευθείας στο πεδίο της συχνότητας. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται με το να μετασχηματίζουμε τη διέγερση της κάθε μη-γραμμικής "συσκευής" στο πεδίο του χρόνου, υπολογίζοντας την προκύπτουσα στο πεδίο του χρόνου απόκριση και μετασχηματίζοντας την απόκριση αυτή και πάλι στο πεδίο της συχνότητας. Είναι, λοιπόν, προφανές ότι και οι αναλύσεις ισοστάθμισης αρμονικών απαιτούν σε πολλές περιπτώσεις υπολογισμούς στο πεδίο του χρόνου.

Η παραπάνω ανάλυση αναφέρεται καθαρά σε περιπτώσεις όπου υπάρχει μία ή και περισσότερες διεγέρσεις στο κύκλωμα με την ίδια όμως περίοδο και όχι σε περιπτώσεις όπου στο κύκλωμα υπάρχουν πολλές διεγέρσεις διαφορετικών μεταξύ τους συχνοτήτων, όπως μίκτες, διακοπτικά στάδια κ.ο.κ. Η γενίκευση αυτή, αν και θα παραλειφθεί στο σημείο αυτό για λόγους συντομίας, δεν είναι δύσκολο να γίνει και βασίζεται στις ίδιες αρχές και την ίδια φιλοσοφία με την οποία έγινε και η παραπάνω ανάλυση. Αντίστοιχες εργασίες, με πολλαπλές εισόδους διαφορετικών συχνοτήτων, οι αναγνώστες μπορούν να βρουν στις [36], [41] και [42].

Στην [31] οι συγγραφείς λύνουν το σύστημα των μη-γραμμικών αλγεβρικών εξισώσεων, της μορφής της (3.8), που προκύπτουν χρησιμοποιώντας τρεις διαφορετικές τεχνικές. Οι τεχνικές αυτές αναφέρονται ως "optimization" (ή harmonic programming), "relaxation" και "Newton" method. Αν και αρκετές τεχνικές έχουν αναπτυχθεί για την επίλυση των εξισώσεων αυτών, η επικρατέστερη είναι αυτή που χρησιμοποιεί την Newton-Raphson επαναληπτική διαδικασία και συχνά αναφέρεται ως "spectral-Newton" [17], [30], [31], [40]. Ο λόγος για τον οποίο η "spectral-Newton" προτιμάται από τις υπόλοιπες αναλύσεις είναι, διότι ελαττώνει στο ελάχιστο το σφάλμα που δημιουργείται από τη μη απόλυτη σύγκλιση της επαναληπτικής διαδικασίας που χρειάζεται για να λύσουμε το αλγεβρικό μη-γραμμικό σύστημα εξισώσεων που προκύπτει. Πράγματι, έχει αποδειχθεί ότι η Newton-Raphson επαναληπτική διαδικασία συγκλίνει με μεγαλύτερη ακρίβεια από τις υπόλοιπες.

Η δεύτερη και εξίσου σημαντική πηγή λάθους, που προκύπτει κατά την ανάλυση ισοστάθμισης αρμονικών, είναι αυτή που οφείλεται στην επιλογή των πεπερασμένων συντελεστών των σειρών Fourier της (3.5). Είναι προφανές ότι, όσο περισσότερες αρμονικές χρησιμοποιούμε, τόσο πιο ακριβής γίνεται η ανάλυση και κατ' επέκταση ο υπολογισμός της απόκρισης του κυκλώματος μας, αλλά ταυτόχρονα τόσο πιο απαιτητική και χρονοβόρα η διαδικασία προσομοίωσης. Η επιλογή του αριθμού των αρμονικών είναι, λοιπόν, πάντα ένας καλός συμβιβασμός μεταξύ ακρίβειας και ταχύτητας προσομοίωσης. Θα πρέπει, ωστόσο, να αναφερθεί ότι η δυνατότητα επιλογής μικρού αριθμού αρμονικών αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα της μεθόδου, αφού μας παρέχει τη δυνατότητα να προσομοιώνουμε ιδιαίτερα γρήγορα κυκλώματα με "μέτριες" ή και "ασθενείς" μηγραμμικότητες.

Ένα εξίσου σημαντικό πλεονέκτημα της ανάλυσης ισοστάθμισης αρμονικών είναι ότι παρέχει τη δυνατότητα του διαχωρισμού του κυκλώματος σε μικρότερα επιμέρους κυκλώματα, προσομοιώνοντάς τα "παράλληλα" ανάλογα με τη φύση του καθενός. Οι αναλύσεις αυτές κατηγοριοποιούνται ως τμηματικές αναλύσεις ισοστάθμισης αρμονικών (piecewise harmonic balance analyses) [28], [40], [43] και ως στόχο τους έχουν να διαχωρίσουν τα γραμμικά από τα μη-γραμμικά μέρη του κυκλώματος, προκειμένου να προσομοιωθούν με τον κατάλληλο τρόπο το καθένα. Έτσι, τα γραμμικά στοιχεία του κυκλώματος προσομοιώνονται με βάση κλασικές ας αναλύσεις, ενώ τα μη-γραμμικά χρησιμοποιώντας την ανάλυση ισοστάθμισης αρμονικών. Η ανάλυση των γραμμικών τμημάτων του κυκλώματος με βάση ας αναλύσεις μειώνει σημαντικά το χρόνο προσομοίωσης, καθώς περιορίζει σε μεγάλο βαθμό τα τμήματα του κυκλώματος που θα προσομοιωθούν βάσει των χρονοβόρων αναλύσεων ισοστάθμισης αρμονικών.

3.2.3. Ανάλυση σειρών Volterra (Volterra series analysis)

Μια από τις σημαντικότερες αναλύσεις που χρησιμοποιούνται σήμερα για τον υπολογισμό μη-γραμμικοτήτων σε διάφορα ηλεκτρονικά κυκλώματα και όχι μόνο είναι η ανάλυση που βασίζεται στη χρήση των σειρών Volterra. Οι σειρές αυτές καθώς και η γενικότερη θεωρία γύρω από αυτές εισήχθησαν για πρώτη φορά, όπως καταδεικνύει και το όνομα τους, από τον ιταλό μαθηματικό Vito Volterra και ήταν απόρροια της πολύ σημαντικής δουλειάς του πάνω στα "functionals", στα ολοκληρώματα (integrals) και τις ολοκληρωτικό-διαφορικές εξισώσεις (integro-differential equations) και η οποία παρουσιάζεται αναλυτικά στην [48]. Η πρώτη σημαντική εφαρμογή των σειρών Volterra σε κυκλωματικές μη-γραμμικές αναλύσεις έγινε από το μαθηματικό Norbert Wiener στο Μ.Ι.Τ ο οποίος τις χρησιμοποίησε με ένα γενικό τρόπο, προκειμένου να αναλύσει ένα πλήθος από προβλήματα στα οποία συμπεριλαμβάνονταν και η ανάλυση φάσματος ενός FM συστήματος με είσοδο Γκαουσιανό θόρυβο (Gaussian noise input) [49]. Από τότε οι σειρές Volterra έχουν βρει μεγάλη απήχηση και εφαρμοσιμότητα στον υπολογισμό μικρών μεν αλλά ενοχλητικών όρων παραμόρφωσης σε διάφορα ηλεκτρονικά κυκλώματα και συστήματα γενικότερα [50]-[53].

Θα πρέπει να πούμε ότι η θεωρία των σειρών Volterra είναι στην ουσία μια γενίκευση της γραμμικής συνελικτικής ολοκληρωτικής προσέγγισης (linear convolution integral approach) που συχνά εφαρμόζεται σε γραμμικά χρονικά αμετάβλητα (time-invariant) συστήματα με μνήμη. Στις περιπτώσεις αυτές η απόκριση ενός συστήματος μπορεί να δοθεί υπό τη μορφή:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t-\tau) \cdot u(\tau) \cdot d\tau$$
(3.9)

, όπου u(t) είναι η είσοδος του συστήματος, ενώ το y(t) αναπαριστά την απόκριση του.

Σύμφωνα, λοιπόν, με τη θεωρία που ανέπτυξε ο Vito Volterra, κάθε χρονικά αμετάβλητο μη-γραμμικό σύστημα (time-invariant nonlinear system) μπορεί να μοντελοποιηθεί ως ένα άπειρο άθροισμα ολοκληρωμάτων πολυδιάστατων συνελίξεων (multidimensional convolution integrals) αυξανόμενης τάξης. Αυτό μπορεί να αναπαρασταθεί συμβολικά από μια άπειρη σειρά ολοκληρωμάτων ως ακολούθως:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int \dots \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int h_n(t - \tau_1, t - \tau_2, \dots, t - \tau_n) \cdot \prod_{k=1}^n u(\tau_k) d\tau_k$$
(3.10)

, η οποία είναι γνωστή ως σειρά Volterra. Στην περίπτωση αυτή και πάλι το u(t) αναπαριστά την είσοδο του συστήματος, ενώ το y(t) την απόκριση του. Καθένα από τα ολοκληρώματα της σειράς Volterra περιέχει ένα "πυρήνα" είτε γραμμικό (h_1) είτε μη-γραμμικό $(h_2,..., h_n)$, οι οποίοι στο σύνολο τους αναπαριστούν τη συμπεριφορά του μη-γραμμικού συστήματος με μνήμη, το οποίο και περιγράφουν. Η γνώση των πυρήνων αυτών επιτρέπει την πρόβλεψη της απόκρισης του μη-γραμμικού συστήματος για οποιαδήποτε αυθαίρετη είσοδο, οπότε και είναι απαραίτητη για τη σωστή μοντελοποίηση του. Ο πρώτος όρος της σειράς αναπαριστά το γραμμικό συστήματος.

Ο όρος "ασθενείς μη-γραμμικότητες" (weak nonlinearities), ο οποίος χρησιμοποιείται και στην ανάλυση που θα ακολουθήσει, υποδηλώνει ότι το σύστημα αναπαρίσταται με αρκετή ακρίβεια από τους δύο ή τρεις πρώτους όρους της σειράς Volterra. Όλοι οι υπόλοιποι όροι σε τέτοιου είδους συστήματα φαίνονται να είναι αμελητέοι και, επομένως, η μη χρησιμοποίηση και απομάκρυνσή τους από την ανάλυση δεν αναιρεί τη σωστή μοντελοποίηση του ασθενούς μη-γραμμικού συστήματος.

Όπως αναφέραμε προηγουμένως και όπως φαίνεται και από την εξίσωση (3.10), η απόκριση ενός μη-γραμμικού συστήματος με μνήμη δίνεται από μια άπειρη σειρά όρων (σειρές Volterra) σε απόλυτη αντιστοιχία με τους άπειρους όρους των σειρών Taylor, οι οποίοι με τη σειρά τους χρησιμοποιούνται για την περιγραφή μη-γραμμικών συστημάτων χωρίς μνήμη. Δεδομένης, λοιπόν, της ύπαρξης απείρων όρων, έχει μεγάλη σημασία η μελέτη των συνθηκών εκείνων του συστήματος υπό τις οποίες οι σειρές Volterra συγκλίνουν, όπως ακριβώς συμβαίνει και στις σειρές Taylor. Οι συνθήκες αυτές έχουν να κάνουν προφανώς με το πόσο "ισχυρή" είναι η είσοδος του συστήματος, η οποία θα περιορίζεται από μια "ακτίνα σύγκλισης" που με τη σειρά της θα εξαρτάται άμεσα από τη μη-γραμμική φύση του συστήματος [54]. Ένα, λοιπόν, από τα σημαντικότερα μειονεκτήματα των αναλύσεων που βασίζονται στις σειρές Volterra είναι ότι οι αναλύσεις αυτές περιορίζονται και κρίνονται ακατάλληλες στις περιπτώσεις εκείνες όπου έγουμε ισχυρά σήματα εισόδου στο σύστημα μας, καθώς οι σειρές Volterra αποκλίνουν για μεγάλα σήματα εισόδου. Αν και το γεγονός αυτό περιορίζει αρκετά τη χρήση των αναλύσεων αυτών και τις καθιστά ακατάλληλες σε συστήματα "ισχυρών εισόδων", η χρήση τους σε συστήματα με ασθενή σήματα εισόδου και ασθενείς ή μέτριες μη-γραμμικότητες (weak or mild non-linearities) δίνουν ακριβείς και πολύ γρήγορες εκτιμήσεις για τη μη-γραμμική συμπεριφορά των συστημάτων αυτών σε σύγκριση με τις αναλύσεις στις οποίες αναφερθήκαμε στα προηγούμενα κεφάλαια.

Εκτός από τις βασικές αναφορές των προηγούμενων παραγράφων, θα πρέπει να πούμε ότι οι σειρές Volterra βρήκαν μεγάλη εφαρμογή στον υπολογισμό ασθενών μηγραμμικοτήτων σε διάφορα κυκλώματα και συστήματα και για το λόγο αυτό χρησιμοποιήθηκαν από πολλούς συγγραφείς για την περιγραφή τέτοιου είδους μηγραμμικοτήτων. Κάποιες από τις σημαντικότερες θεωρητικές εργασίες που έγιναν περιγράφονται στις [52]-[56], [73], [74], και [76]-[78] στις οποίες παρουσιάζονται οι θεωρητικές βάσεις στις οποίες στηρίζεται η εφαρμογή των σειρών Volterra σε ασθενώς μηγραμμικά κυκλώματα και συστήματα. Με βάση τις αναφορές αυτές, πολλοί συγγραφείς χρησιμοποίησαν τη θεωρία των σειρών Volterra, για να περιγράψουν τη μη-γραμμική συμπεριφορά συστημάτων [68], [71], αλλά και πιο συγκεκριμένων κυκλωμάτων, όπως διπολικών τρανζίστορ (bipolar transistor) και ενισχυτών με διπολικά τρανζίστορ (transistor amplifiers) [57]-[66], [69], [72], [81], ενισχυτών με FET (FET Amplifiers) [67], [82], χωρητικότητες διόδων (variable diode capacitance) [70], GaAs MESFET [75], HBT τρανζίστορ (HBT transistors) [79], [80], [86], λογαριθμικού "πεδίου" φίλτρα (Log-Domain Filters) [84], καθώς, επίσης, και CMOS διακοπτικές αντιστάσεις (CMOS switched resistors) [85]. Επίσης, πολλά υπολογιστικά εργαλεία έχουν αναπτυχθεί, προκειμένου να υπολογίζουν μη-γραμμικότητες σε κυκλώματα με τη χρήση σειρών Volterra [83], [95].

Όλες οι περιπτώσεις που προαναφέραμε επικεντρώνονται σε χρονικά αμετάβλητα (time-invariant) κυκλώματα με ασθενή σήματα εισόδου και κατ' επέκταση ασθενείς μηγραμμικότητες (mild nonlinearities). Χρησιμοποιώντας τον όρο χρονικά αμετάβλητα, αναφερόμαστε στα κυκλώματα εκείνα τα οποία δέχονται μονή είσοδο (single input), οπότε και η χρονική τους εξάρτηση καθορίζεται εξολοκλήρου από το σήμα εισόδου. Στις περιπτώσεις αυτές, η απόκριση των κυκλωμάτων μπορεί να δοθεί και να περιγραφεί με ευκολία από τη γρονικά αμετάβλητη σειρά Volterra (time-invariant Volterra series) της εξίσωσης (3.10). Υπάρχουν, ωστόσο, και περιπτώσεις κυκλωμάτων με περισσότερες από μία εισόδους (multiple inputs), όπως τα κυκλώματα με μετατροπή συχνότητας (frequency conversion) και τα περιοδικά διακοπτικά κυκλώματα (periodic switched circuits). Στις περισσότερες από τις περιπτώσεις αυτές, τα κυκλώματα δέχονται δύο ή και περισσότερες εισόδους εκ των οποίων η μία είναι η βασική είσοδος και είναι αρκετά ασθενής, ενώ οι υπόλοιπες είναι εξαιρετικά ισχυρές. Σε τέτοιου είδους συστήματα η φύση των κυκλωμάτων παύει να είναι χρονικά αμετάβλητη, καθώς η χρονική απόκριση του κυκλώματος δεν εξαρτάται μόνο από τη βασική του είσοδο, αλλά από όλες τις εισόδους του. Στις περιπτώσεις αυτές συνηθίζουμε να λέμε ότι η φύση του κυκλώματος είναι χρονικά μεταβλητή (timevarying) και η περιγραφή του κυκλώματος από την κλασική μορφή των σειρών Volterra της σχέσης (3.10) δεν είναι δυνατή. Για να μπορέσουμε να περιγράψουμε τα κυκλώματα αυτής της μορφής, χρησιμοποιούμε ένα γενικότερο ορισμό των σειρών Volterra που αναφέρεται στη βιβλιογραφία ως χρονικά μεταβλητές σειρές Volterra (time-varying Volterra series) και δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$y(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_n(t, \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_n) \cdot \prod_{k=1}^n u(\tau_k) d\tau_k$$
(3.11)

Όπως είναι προφανές από τις εξισώσεις (3.10) και (3.11), οι πυρήνες των χρονικά μεταβλητών σειρών Volterra δεν έχουν την έννοια της συνέλιξης, όπως στις περιπτώσεις των χρονικά αμετάβλητων σειρών Volterra, αλλά έχουν μία γενικότερη εξάρτηση από τη χρονική μεταβλητή t. Αυτό οφείλεται στο γεγονός που προαναφέραμε, στο ότι δηλαδή στους πυρήνες αυτούς εμπεριέχονται οι χρονικές εξαρτήσεις όλων των ισχυρών εισόδων του κυκλώματος -οι οποίες στην περίπτωση των χρονικά αμετάβλητων κυκλωμάτων δεν υπάρχουν- ενώ οι εξαρτήσεις των ασθενών βασικών εισόδων υπεισέρχονται και σε αυτή την περίπτωση στους όρους $u(τ_k)$.

Οι περιπτώσεις των μικτών, με τις οποίες ασχολούμαστε στη συγκεκριμένη διατριβή, είναι και αυτές περιπτώσεις κυκλωμάτων με χρονικά μεταβλητή φύση δεδομένου ότι, εκτός του ασθενούς βασικού σήματος που δέχονται ως είσοδο, δέχονται και ένα ισχυρό σήμα τοπικού ταλαντωτή κατάλληλης συχνότητας, προκειμένου να πραγματοποιήσουν την επιθυμητή αναβίβαση ή υποβίβαση συχνότητας ανάλογα με τη λειτουργία τους.

Αξίζει να αναφέρουμε ότι πολλές εργασίες, που βασίζονται στη θεωρία των σειρών Volterra, έχουν πραγματοποιηθεί σε κυκλώματα και συστήματα με χρονικά μεταβλητή φύση. Στην [87] ο Swerdlow παρουσιάζει μια εκτενή θεωρητική ανάλυση βασισμένη στη δουλειά του Flake [55] για χρονικά μεταβλητά συστήματα και την εφαρμόζει σε μίκτες με διόδους (diode mixers). Στις [88] και [89] ο Mass υπολογίζει την παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion) σε παθητικούς μίκτες με διόδους και MESFET αντίστοιχα, στην [90] οι σειρές Volterra χρησιμοποιούνται, προκειμένου να

υπολογιστεί η παραμόρφωση σε track-and-hold sampling μίκτες, ενώ στην [91] παρουσιάζεται μια γενικότερη ανάλυση για υπολογισμό μη-γραμμικοτήτων σε αναλογικά κυκλώματα υψηλών συχνοτήτων (analog RF circuits). Στην [13] παρουσιάζεται μια γενική ανάλυση για υπολογισμό παραμόρφωσης με τη χρήση χρονικά μεταβλητών σειρών Volterra σε περιοδικά διακοπτικά μη-γραμμικά κυκλώματα, ενώ στην [14] οι Τερροβίτης και Meyer χρησιμοποιούν το ίδιο μαθηματικό εργαλείο, προκειμένου να υπολογίσουν την παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης σε ενεργούς CMOS μίκτες. Στην εργασία αυτή οι μηγραμμικότητες του σταδίου εισόδου και του διακοπτικού σταδίου υπολογίζονται ανεξάρτητα η μία από την άλλη και στη συνέχεια συνδυάζονται με τέτοιο τρόπο, ούτως ώστε να εξαχθεί η συνολική παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης του μίκτη. Η προσέγγιση αυτή, ωστόσο, μπορεί να οδηγήσει σε λανθασμένα αποτελέσματα, σε αρκετές περιπτώσεις μικτών, αφού δε λαμβάνει υπόψη της την αλληλεπίδραση μεταξύ των διαφόρων σταδίων του μίκτη.

Στην ανάλυση που προτείνεται στην εργασία μας, χρονικά μεταβλητές σειρές Volterra (time-varying Volterra series) χρησιμοποιούνται, προκειμένου να εκτιμήσουμε την παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης σε CMOS μίκτες. Σε αντίθεση με την [14], οι μηγραμμικότητες του μίκτη υπολογίζονται απευθείας στη συνολική τοπολογία του μίκτη, αντί του να διασπάσουμε το μίκτη σε δύο στάδια, οπότε και λαμβάνονται υπόψη όλες οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ του σταδίου εισόδου και του διακοπτικού σταδίου. Επιπροσθέτως, τα MOS τρανζίστορ, που χρησιμοποιούνται στο μίκτη, δε μοντελοποιούνται από μια απλή μαθηματική φόρμουλα ,όπως γίνεται στην [14], αλλά από ένα πλήρες βιομηχανικό μοντέλο. Θα πρέπει, επίσης, να τονίσουμε ότι, αν και η ανάλυση που παρουσιάζεται στην εργασία αυτή επικεντρώνεται κυρίως σε κυκλωματικές τοπολογίες κατάλληλες για εφαρμογές χαμηλών τροφοδοσιών (low voltage applications), η προτεινόμενη μεθοδολογία είναι πλήρως γενική και μπορεί εύκολα να τροποποιηθεί, προκειμένου να καλύψει οποιαδήποτε τοπολογία μίκτη.

Στόχος της εργασίας αυτής είναι να επιβεβαιώσουμε την ορθότητα της ανάλυσης μας με το να συγκρίνουμε τα αποτελέσματα που λαμβάνονται από τις κλασικές χρονικές αναλύσεις στους σύγχρονους εμπορικούς προσομοιωτές με τα αντίστοιχα αποτελέσματα που λαμβάνονται από ένα υπολογιστικό εργαλείο που υλοποιήσαμε και στο οποίο "ενσαρκώνεται" η θεωρητική ανάλυση που αναπτύχθηκε. Το εργαλείο αυτό προσφέρει αρκετές σχεδιαστικές δυνατότητες και ένα φιλικό προς το χρήστη γραφικό περιβάλλον, προκειμένου να βοηθήσει τους σχεδιαστές στο να επιτύχουν γρήγορη, εύκολη και βέλτιστη σχεδίαση. Συγκριτικά τεστ έγιναν με τη χρήση μιας εμπορικά διαθέσιμης 0.18 μm CMOS τεχνολογίας. Τα αποτελέσματα για τη γραμμικότητα και το κέρδος μετατροπής (conversion gain) που λαμβάνονται από τους σύγχρονους εμπορικούς προσομοιωτές βρίσκονται σε εξαιρετική συμφωνία μεταξύ τους, ενώ ο χρόνος προσομοίωσης του προγράμματός μας ήταν προσεγγιστικά κατά μια τάξη μεγέθους μικρότερος.

3.3. Gilbert cell τοπολογίες μικτών

Οι διαφορικές κυκλωματικές τοπολογίες συνήθως προτιμώνται σε όλες σχεδόν τις ολοκληρωμένες εφαρμογές και κυρίως στους πομποδέκτες (transceivers), μιας και παρουσιάζουν εξαιρετική απόρριψη κοινού σήματος (common-mode rejection) και περιορίζουν τις αρτίων όρων μη-γραμμικότητες [2]. Έτσι, όσον αφορά τις τοπολογίες μικτών, η διαφορική Gilbert τοπολογία (double-balanced Gilbert cell) έχει πλέον καθιερωθεί ως η επικρατέστερη, εφόσον παρουσιάζει εξαιρετική απομόνωση σε ανάστροφα σήματα (reverse isolation), περιορισμένη διάχυση του LO σήματος στην έξοδο (LO leakage to



output), καθώς και εξαιρετικό συνδυασμό μεταξύ κατανάλωσης ρεύματος και επιδόσεων γραμμικότητας [2].

Σχ. 3.1: Τοπολογίες Μικτών: (a) Τοπολογία κοινής πηγής, (b) Τοπολογία με παρουσία πηγής ρεύματος (Current tail).

Στο Σχ. 3.1 παρουσιάζονται δύο διαφορετικές CMOS υλοποιήσεις της διαφορικής Gilbert τοπολογίας (double-balanced Gilbert cell structure). Η διαφορά τους έγκειται στο ότι η δεύτερη εξ αυτών περιλαμβάνει πηγή ρεύματος συνδεδεμένη στις πηγές των τρανζίστορ εισόδου, δημιουργώντας κατά αυτό τον τρόπο ένα διαφορικό στάδιο στην είσοδο. Η τοπολογία αυτή παρουσιάζει το πλεονέκτημα ότι η συνολική κατανάλωση ρεύματος είναι ελεγχόμενη και περιορίζεται από την πηγή ρεύματος στην είσοδο (current tail), ενώ και η απόρριψη κοινού σήματος (common mode rejection) διατηρείται σε υψηλά επίπεδα εξαιτίας της παρουσίας της πηγής ρεύματος.

Το βασικό πρόβλημα της τοπολογίας αυτής είναι ότι γίνεται προβληματική σε χαμηλές τροφοδοσίες. Καθώς η τοπολογία αυτή αποτελείται από τρία διαδοχικά τρανζίστορ (πηγή ρεύματος, στάδιο εισόδου και διακοπτικό στάδιο), δεν υπάρχει αρκετό περιθώριο τάσης, ώστε να πολωθούν κατάλληλα. Από την άλλη, η πόλωση της δομής που παρουσιάζεται στο Σχ. 3.1 (a) είναι πιο εύκολη σε τροφοδοσίες κοντά ή και χαμηλότερα από το 1V. Η τοπολογία αυτή, εκτός του ότι είναι η καταλληλότερη για χαμηλής τροφοδοσίας εφαρμογές, παρουσιάζει πολύ καλύτερες επιδόσεις όσον αφορά τη γραμμικότητα σε σύγκριση με τη διάταξη του μίκτη του Σχ. 3.1 (b). Το μοναδικό μειονέκτημα που εμφανίζει είναι η περιορισμένη καταπίεση που υφίστανται τα κοινά σήματα (common-mode signal suppression), κάτι το οποίο μπορεί, ωστόσο, να βελτιωθεί με συγκεκριμένες σχεδιαστικές τακτικές.

Υποθέτοντας χαμηλής συχνότητας λειτουργία, πλήρως διαφορική είσοδο και ότι ισχύει η απλή τετραγωνική σχέση που περιγράφει το ρεύμα των MOS τρανζίστορ, η οποία και δίνεται από τη σχέση:

$$I = K \cdot (V_{gs} - V_{th})^2$$
(3.12)

, όπου K είναι παράμετρος που εξαρτάται από την τεχνολογία και τις διαστάσεις του τρανζίστορ, το διαφορικό ρεύμα εξόδου των τρανζίστορ εισόδου του μίκτη του Σχ. 3.1 (a) θα δίνεται από τη σχέση:

$$I_{out} = V_{in} \cdot \sqrt{2 \cdot K \cdot I_{Bias}}$$
(3.13)

Το ίδιο ρεύμα για το μίκτη της τοπολογίας του Σχ. 3.1 (b) δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$I_{out} = V_{in} \cdot \sqrt{2 \cdot K \cdot I_{Bias} - K^2 \cdot V_{in}^2}$$
(3.14)

Είναι προφανές ότι στην (3.13) δεν περιέχονται υψηλής τάξης όροι, σε αντίθεση με την (3.14), οπότε και το διαφορικό στάδιο εισόδου της τοπολογία του Σχ. 3.1 (a) παρουσιάζει πιο γραμμική συμπεριφορά. Η παρατήρηση αυτή εξακολουθεί να ισχύει και σε υψηλότερες συχνότητες, όπως αποκαλύπτει μια προσεκτική εξέταση του ac ισοδύναμου μοντέλου του μίκτη. Είναι πολύ εύκολο να παρατηρήσει κανείς ότι η χωρητικότητα πύληςπηγής (gate-source capacitance) των τρανζίστορ εισόδου επηρεάζει ισχυρά τη γραμμικότητα στην περίπτωση που έχουμε πηγή ρεύματος στο στάδιο εισόδου (current tail case), ενώ η γραμμικότητα στην τοπολογία κοινής πηγής (common source case) είναι εντελώς αναίσθητη σε αυτή τη χωρητικότητα.

Οι παραπάνω σχέσεις και παρατηρήσεις αναφέρονται στη γραμμικότητα μόνο του σταδίου εισόδου των μικτών. Αυτό συμβαίνει, γιατί είναι πολύ δύσκολο σε μια πρώτη προσέγγιση να συμπεριλάβουμε το διακοπτικό στάδιο στις παρατηρήσεις μας, καθώς η γραμμικότητα του σταδίου αυτού χρειάζεται πολύπλοκους μαθηματικούς υπολογισμούς. Ωστόσο, αν και είναι γνωστό ότι οι γραμμικότητες του σταδίου εισόδου και του διακοπτικού σταδίου αλληλεπιδρούν μεταξύ τους και δε συνεισφέρουν προσθετικά στη συνολική γραμμικότητα, η γραμμικότητα του σταδίου εισόδου εισόδου φαίνεται να παίζει καταλυτικό ρόλο και να επηρεάζει ισχυρά τις συνολικές επιδόσεις γραμμικότητας του μίκτη, γι' αυτό και εξετάζεται σαν μια πρώτη προσέγγιση.

Για να επαληθεύσουμε τις παραπάνω παρατηρήσεις, εκτελέσθηκαν κάποιες προσομοιώσεις που αφορούν στον υπολογισμό της γραμμικότητας των κυκλωμάτων του Σχ. 3.1, οι οποίες έγιναν στην 0.18 μm CMOS τεχνολογία της UMC. Ως είσοδοι χρησιμοποιήθηκαν δύο τόνοι, δηλαδή δύο ημιτονοειδείς είσοδοι, ιδίου πλάτους που βρίσκονται σε πολύ κοντινές συχνότητες μεταξύ τους (two tone test). Οι προσομοιώσεις που εκτελέσαμε είναι πολύ αναλυτικές χρονικές προσομοιώσεις (transient analyses), από τις οποίες με μετασχηματισμό Fourier εξαγάγαμε τα αρμονικά προϊόντα στην έξοδο.



Σχ. 3.2: Σύγκριση γραμμικότητας μεταξύ των τοπολογιών του Σχ. 3.1. Οι προσομοιώσεις έγιναν για RF και LO συχνότητες των 550 MHz και 500 MHz, αντίστοιχα, και για δύο RF τόνους εισόδου των -24 dBm ο κάθε ένας.

Στο Σχ. 3.2 παρουσιάζεται η διαφορά (σε dBc) της ισχύος των σημάτων εξόδου στις επιθυμητές συχνότητες με την ισχύ των προϊόντων παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης, ως συνάρτηση του ρεύματος λειτουργίας του μίκτη. Το προϊόν αυτό ονομάζεται τρίτης τάξης παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (third-order intermodulation distortion) και συντομογραφικά ως IM₃. Πράγματι, τα αποτελέσματα που εξάγονται είναι σε πλήρη συμφωνία με τα όσα προαναφέρθηκαν και έτσι το κύκλωμα του Σχ. 3.1 (a) παρουσιάζει βελτιωμένη συμπεριφορά, ως προς τη γραμμικότητα, σε σχέση με αυτό του Σχ. 3.1 (b). Από τα παραπάνω, λοιπόν, προκύπτει ότι η τοπολογία κοινής πηγής είναι η καταλληλότερη επιλογή για χαμηλής τροφοδοσίας λειτουργία. Συνεπώς, η διάταξη αυτή θα είναι εκείνη που μαθηματικού εργαλείου των σειρών Volterra.

3.4. Ανάλυση παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion) με τη χρήση σειρών Volterra

Θεωρώντας το μίκτη ως περιοδικά χρονικά μεταβλητό ελαφρώς μη-γραμμικό κύκλωμα (periodically-time-varying weakly nonlinear circuit), είναι δυνατό να εφαρμόσουμε τη θεωρία των σειρών Volterra, προκειμένου να προβλέψουμε την απόδοσή του όσον αφορά τη γραμμικότητα. Σε αντίθεση με την εργασία που έγινε στην [14], όπου και παρουσιάζεται από τον Τερροβίτη μία πολύ καλή ανάλυση γραμμικότητας πάνω σε CMOS μίκτες, στην προτεινόμενη ανάλυση που αναπτύσσουμε εδώ δεν υποθέτουμε ότι το στάδιο εισόδου παραμένει ανεπηρέαστο από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (local oscillator (LO) signal). Η υπόθεση αυτή γίνεται στη δουλεία του Τερροβίτη με το να διαχωρίζονται τα δύο στάδια του μίκτη και να υπολογίζονται χωριστά οι μη-γραμμικότητες τους. Είναι, λοιπόν, προφανές ότι στην εργασία μας διατηρείται η χρονικά μεταβλητή συμπεριφορά του ρεύματος εξόδου του σταδίου εισόδου. Ο λόγος που αποφεύγουμε την υπόθεση αυτή είναι επειδή δεν είναι καθόλου προφανής και μπορεί σε αρκετές περιπτώσεις να οδηγήσει σε λανθασμένα αποτελέσματα. Στην παρούσα δουλειά και με βάση τη μεθοδολογία και τη θεωρία που ανέπτυξε ο Τερροβίτης, περιλαμβάνεται τόσο το στάδιο εισόδου (στάδιο διαγωγιμότητας) όσο και το διακοπτικό στάδιο του μίκτη. Επιπλέον, ένα πλήρες βιομηχανικό μοντέλο για τα MOS τρανζίστορ, όπως ένα BSIM [92] ή ένα EKV [93], χρησιμοποιείται, για να εκτιμηθεί η παραμόρφωση από τις μαθηματικές εξισώσεις που προέκυψαν από την ανάλυση. Αυτό μας ανάγκασε να ενσωματώσουμε ένα πραγματικό μοντέλο στο προγραμματιστικό εργαλείο που αναπτύξαμε, αξιοποιώντας τη μαθηματική ανάλυση που έγινε, κάτι που μπορεί να αποδειχθεί μία εξαιρετική βοήθεια για τους σχεδιαστές ολοκληρωμένων, υψηλών συχνοτήτων, εφαρμογών (RFIC designers).

3.4.1. Επιλογή τοπολογίας μίκτη

Στην ανάλυση που παρουσιάζεται στη συνέχεια δε γίνεται διάκριση μεταξύ χαμηλών και υψηλών συχνοτήτων λειτουργίας του μίκτη. Στις χαμηλές συχνότητες μπορούν προφανώς να χρησιμοποιηθούν σειρές Taylor για την ανάλυση γραμμικότητας του μίκτη, των οποίων η ανάλυση είναι απλούστερη και πιο κατανοητή, αλλά, εφόσον οι σειρές Volterra αποτελούν γενικότερη θεωρία, περιλαμβάνοντας εφαρμογές συστημάτων με μνήμη, έχουν επιλεγεί για να περιγράψουν τη λειτουργία του κυκλώματος σε όλο το εύρος συχνοτήτων. Επίσης, για μεγαλύτερη απλότητα, η απλή CMOS Gilbert cell τοπολογία (single-ended CMOS Gilbert cell), που απεικονίζεται στο Σχ. 3.3, χρησιμοποιείται για την ανάλυση που θα ακολουθήσει αντί της πλήρους διαφορικής τοπολογίας (fully-balanced CMOS Gilbert cell). Μπορεί, ωστόσο, να αποδειχθεί και θεωρητικά, ότι όσον αφορά τις μη-

γραμμικότητες που σχετίζονται με τα προϊόντα τρίτης τάξης (που μας απασχολούν στη συγκεκριμένη εργασία) οι δύο τοπολογίες παρουσιάζουν τα ίδια ακριβώς αποτελέσματα.

Στην ανάλυση που θα ακολουθήσει θεωρούμε ως δεδομένο ότι οι τάσεις στις υποδοχές (drains) των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου, M_{2A} και M_{2B} , παραμένει σταθερή. Στην περίπτωση αυτή, όπου οι συγκεκριμένες τάσεις είναι γνωστές, το μόνο που χρειάζεται να αναπτύξουμε είναι μια φόρμουλα που θα περιγράψει την απόκριση της τάσης στον κοινό κόμβο των πηγών (sources) των M_{2A} και M_{2B} . Στην περίπτωση που οι κόμβοι υποδοχής των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου δε θεωρούνται σταθεροί, κάτι που τις περισσότερες των περιπτώσεων συμβαίνει, αφού σε αυτούς συνδέονται συνήθως τα φορτία εξόδου, η ανάλυση γίνεται περισσότερο πολύπλοκη, καθώς υπάρχουν τρεις κόμβοι στο κύκλωμα των οποίων οι αποκρίσεις τάσεως πρέπει να υπολογιστούν. Παρατηρείται, ωστόσο, τόσο από τη θεωρία όσο και από προσομοιώσεις, ότι η συνολική γραμμικότητα του μίκτη επηρεάζεται ελάχιστα από τις τάσεις στις υποδοχές των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, η θεώρηση που έγινε για σταθερά δυναμικά στους κύμβους υποδοχής των M_{2A} και M_{2B} να μην επηρεάζει ιδιαίτερα τα εξαγόμενα αποτελέσματα, καθώς και την ακρίβεια τους, ακόμα και στις περιπτώσεις εκείνες όπου αυτά δεν είναι σταθερά.



Σχ. 3.3: Single-ended CMOS Gilbert cell τοπολογία.

Η σχέση η οποία συνδέει τα φορτία και τα ρεύματα σε ένα ηλεκτρικό κόμβο, όπως προκύπτει από τους νόμους του Maxwell, είναι:

$$I_{tot} - \frac{dQ_{tot}}{dt} = 0 \tag{3.15}$$

, όπου το I_{tot} αντιπροσωπεύει το αλγεβρικό άθροισμα των ρευμάτων που "μπαίνουν" (θετικό πρόσημο) ή "βγαίνουν" (αρνητικό πρόσημο) από τον κόμβο, ενώ το Q_{tot} αντιπροσωπεύει το συνολικό φορτίο που βρίσκεται αποθηκευμένο σε αυτό τον κόμβο.

Στην περίπτωση του μίκτη του Σχ. 3.3, θα πρέπει να καθορίσουμε αρχικά τα ρεύματα (I_{tot}) και τα φορτία (Q_{tot}) στο κοινό κόμβο των πηγών των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου, $M_{2\text{A}}$ και $M_{2\text{B}}$. Τα ρεύματα και τα φορτία αυτά είναι συναρτήσεις τόσο του LO όσο και του RF (ή IF) σήματος εισόδου. Έχουμε, λοιπόν, τις ακόλουθες σχέσεις:

$$I_{tot} = I_{M2A} + I_{M2B} - I_{M1}$$
(3.16)

$$Q_{tot} = Q_{s,M2A} + Q_{s,M2B} + Q_{d,M1} + Q_{sb,M2A} + Q_{sb,M2B} + Q_{db,M1}$$
(3.17)

, όπου I_{M1} , I_{M2A} , I_{M2B} είναι τα ρεύματα υποδοχής των M_1 , M_{2A} and M_{2B} , αντίστοιχα, $Q_{s,M2A}$, $Q_{s,M2B}$ και $Q_{d,M1}$ είναι τα φορτία στις πηγές των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου και στην υποδοχή του τρανζίστορ εισόδου, $Q_{sb,M2A}$, $Q_{sb,M2B}$ είναι τα φορτία εξαιτίας της παρουσίας της p-n ένωσης επαφής μεταξύ των κόμβων πηγής και σώματος (body) των διακοπτικών τρανζίστορ και $Q_{db,M1}$ είναι το αντίστοιχο φορτίο που σχετίζεται με την ένωση επαφής μεταξύ υποδοχής και σώματος του τρανζίστορ εισόδου.

3.4.2. Υπολογισμός της περιοδικής χρονικής απόκρισης του κυκλώματος παρουσία του LO σήματος

Είναι προφανές ότι, όταν η (3.15) εφαρμοστεί για τον κόμβο υποδοχής του τρανζίστορ εισόδου, η εξίσωση που προκύπτει είναι μια μη-γραμμική διαφορική εξίσωση με περιοδικές οριακές συνθήκες (nonlinear differential equation with periodic boundary conditions), εξαιτίας της παρουσίας του LO σήματος, η οποία θα πρέπει να λυθεί επαναληπτικά, ώστε να βρούμε τις περιοδικές και σε κατάσταση ισορροπίας συνθήκες (periodic steady-state condition) του κυκλώματος. Για να επιτύχουμε κάτι τέτοιο, δεδομένου ότι ο μόνος μη-καθορισμένος κόμβος του κυκλώματος είναι ο κοινός κόμβος των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ, θα πρέπει να υπολογισθεί η χρονική απόκριση (transient response) του κόμβου αυτού που οφείλεται στην παρουσία και μόνο του LO σήματος (θεωρώντας $v_{\rm IN}$ = 0). Για το σκοπό αυτό η (3.15) διακριτοποιείται (discretizing) και λύνεται με την εφαρμογή της μεθόδου finite-difference-Newton (Newton-Raphson), όπως αυτή παρουσιάζεται στην [17].

Με τον όρο "διακριτοποίηση" εννοούμε ότι χωρίζουμε το χρονικό διάστημα μιας περιόδου σε M ίσα χρονικά μέρη, οπότε και θα υπολογίσουμε τη ζητούμενη χρονική απόκριση σε M διακριτά χρονικά στιγμιότυπα. Με βάση τα παραπάνω η εξίσωση (3.15) θα πρέπει να γραφεί, στη διακριτή της μορφή, M φορές (μία για κάθε χρονικό στιγμιότυπο), οπότε και μπορεί να αναπαρασταθεί με τη μορφή ενός $M \times I$ πίνακα στήλη όπως παρουσιάζεται στην (3.19). Στην εξίσωση αυτή τα u_k αναπαριστούν τις διακριτές τιμές της τάσης, που θέλουμε να υπολογίσουμε, στα αντίστοιχα χρονικά στιγμιότυπα t_k με k = 0, 1, 2,..., M, ενώ η παράμετρος h είναι η χρονική διάρκεια μεταξύ δύο διαδοχικών χρονικών στιγμιότυπων:

$$h = t_{k+1} - t_{k}$$
(3.18)
$$F = \begin{bmatrix} I_{tot}(u_{1}) - \frac{Q_{tot}(u_{1}) - Q_{tot}(u_{M})}{h} \\ I_{tot}(u_{2}) - \frac{Q_{tot}(u_{2}) - Q_{tot}(u_{1})}{h} \\ \vdots \\ I_{tot}(u_{k+1}) - \frac{Q_{tot}(u_{k+1}) - Q_{tot}(u_{k})}{h} \\ \vdots \\ I_{tot}(u_{M}) - \frac{Q_{tot}(u_{M}) - Q_{tot}(u_{M-1})}{h} \end{bmatrix} = 0$$
(3.19)

Η χρονική απόκριση της τάσης αυτής μπορεί επίσης να γραφεί στη μορφή ενός $M \times l$ πίνακα στήλη, όπως φαίνεται ακολούθως:

_

$$u = \begin{bmatrix} u_{1} \\ u_{2} \\ \vdots \\ \vdots \\ u_{k+1} \\ \vdots \\ \vdots \\ u_{M} \end{bmatrix}$$
(3.20)

Για να υπολογίσουμε τον παραπάνω πίνακα, χρησιμοποιούμε τη μέθοδο finitedifference-Newton, που είναι στην ουσία η εφαρμογή της Newton-Raphson σε πίνακες. Με τη μέθοδο, λοιπόν, αυτή μπορεί να υπολογισθεί κατευθείαν ο πίνακας της σχέσης (3.20). Με βάση τα παραπάνω, η επαναληπτική εξίσωση της μεθόδου (finite-difference-Newton iteration equation) θα δίνεται ως εξής:

$$DF(u^{n}) \cdot (u^{n+1} - u^{n}) = -F(u^{n})$$
(3.21)

, όπου το n αναφέρεται στις επαναλήψεις της μεθόδου και DF είναι ένας $M \times M$ πίνακας, που αποτελεί στην ουσία των πίνακα παραγώγων του πίνακα F και παρουσιάζεται στην (3.23).

Η εξίσωση (3.21) και δεδομένου ότι ο πίνακας DF είναι αντιστρέψιμος τελικά γίνεται:

$$u^{n+1} = u^n - DF^{-1}(u^n) \cdot F(u^n)$$
(3.22)

Είναι προφανές ότι μετά από κάθε επανάληψη οι πίνακες F και DF υπολογίζονται με βάση το καινούργιο "διάνυσμα" u. Με την παραπάνω μέθοδο και μετά από μερικές επαναλήψεις λαμβάνουμε τελικά τη χρονική απόκριση του κοινού κόμβου των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ.

$$DF = \begin{bmatrix} G_1 - \frac{C_1}{h} & 0 & \dots & 0 & \dots & \frac{C_M}{h} \\ \frac{C_1}{h} & G_2 - \frac{C_2}{h} & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & & & \\ \vdots & & \ddots & \vdots & & \\ \vdots & & \frac{C_k}{h} & G_{k+1} - \frac{C_{k+1}}{h} \\ \vdots & & & \ddots & \vdots \\ 0 & & \dots & 0 & \dots & \frac{C_{M-1}}{h} & G_M - \frac{C_M}{h} \end{bmatrix}$$
(3.23)

, όπου
$$G_k = \frac{dI_{tot}(u)}{du}\Big|_{u=u_k}$$
 και $C_k = \frac{dQ_{tot}(u)}{du}\Big|_{u=u_k}$ με $k = 0, 1, 2, ..., M.$

3.4.3. Χρονικά μεταβαλλόμενες σειρές Volterra (Time varying Volterra series)

Οι τάσεις στους κόμβους πύλης και υποδοχής του τρανζίστορ M_I , οι οποίοι από εδώ και πέρα θα αναφέρονται ως κόμβοι X και Y, αντίστοιχα, για λόγους συντομίας, εξαρτώνται προφανώς από το RF (ή IF) σήμα εισόδου $v_{\rm IN}$. Οι αντίστοιχες μικρού σήματος τάσεις (AC voltages) των κόμβων X και Y θα καθορίζονται ως v_X και v_Y . Όλοι οι υπόλοιποι κόμβοι του κυκλώματος του μίκτη έχουν τάσεις οι οποίες είναι ήδη καθορισμένες. Γνωρίζοντας, λοιπόν, τη χρονική απόκριση όλων των κόμβων του μίκτη για μία περίοδο του LO σήματος, μπορούμε να προχωρήσουμε στην ανάλυση μας με το να προσεγγίσουμε τα ρεύματα (I_{tot}) και τα φορτία (Q_{tot}) χρησιμοποιώντας σειρές Taylor δύο μεταβλητών όπως φαίνεται στην (3.24). Ως $V_{X,\rm DC}$ καθορίζουμε την DC τάση του κόμβου X, ενώ ως $V_{\rm Y}(t)$ καθορίζουμε την περιοδική οριακή συνθήκη (periodic boundary condition) του κόμβου Y, που έχει υπολογιστεί όπως αναφέραμε στην προηγούμενη παράγραφο.

$$Z_{tot}(\upsilon_X,\upsilon_Y,t) = \sum_{\substack{n=0\\n=m\neq 0}}^{\infty} \sum_{\substack{m=0\\n=m\neq 0}}^{\infty} \frac{1}{n!m!} \cdot \frac{\partial^{n+m} Z_{tot}(\upsilon_X,\upsilon_Y,t)}{\partial \upsilon_X^n \cdot \partial \upsilon_Y^m} \bigg|_{\substack{\upsilon_X = V_{X,DC}\\\upsilon_Y = V_Y(t)}} \cdot \upsilon_X^n \cdot \upsilon_Y^m \quad Z = \{I,Q\} \quad (3.24)$$

$$I_{tot}(\upsilon_{X},\upsilon_{Y},t) = I_{X}(t) \cdot \upsilon_{X} + I_{Y}(t) \cdot \upsilon_{Y} + I_{XY}(t) \cdot \upsilon_{X} \cdot \upsilon_{Y} + I_{X2}(t) \cdot \upsilon_{X}^{2} + I_{Y2}(t) \cdot \upsilon_{Y}^{2} + I_{X2Y}(t) \cdot \upsilon_{X}^{2} \cdot \upsilon_{Y} + I_{XY2}(t) \cdot \upsilon_{X} \cdot \upsilon_{Y}^{2} + I_{X3}(t) \cdot \upsilon_{X}^{3} + I_{Y3}(t) \cdot \upsilon_{Y}^{3}$$
(3.25)

$$Q_{tot}(\upsilon_{X},\upsilon_{Y},t) = Q_{X}(t) \cdot \upsilon_{X} + Q_{Y}(t) \cdot \upsilon_{Y} + Q_{XY}(t) \cdot \upsilon_{X} \cdot \upsilon_{Y} + Q_{X2}(t) \cdot \upsilon_{X}^{2} + Q_{Y2}(t) \cdot \upsilon_{Y}^{2} + Q_{X2Y}(t) \cdot \upsilon_{X}^{2} \cdot \upsilon_{Y} + Q_{XY2}(t) \cdot \upsilon_{X} \cdot \upsilon_{Y}^{2} + Q_{X3}(t) \cdot \upsilon_{X}^{3} + Q_{Y3}(t) \cdot \upsilon_{Y}^{3}$$
(3.26)

Εφόσον έχουμε υποθέσει μικρά σήματα εισόδου, οι όροι τάξεως μεγαλύτερης από τρίτης μπορούν να μη ληφθούν υπόψη. Έτσι, η (3.24) μπορεί να πάρει τη μορφή των (3.25) και (3.26) για τα ρεύματα και τα φορτία αντίστοιχα. Οι χρονικά εξαρτημένοι συντελεστές είναι περιοδικές συναρτήσεις που εξαρτώνται μόνο από το LO σήμα, επομένως η περίοδος τους είναι η ίδια με αυτή του LO, οι οποίες παρατίθενται στο παράρτημα (A1.1)–(A1.9).

Θα πρέπει να παρατηρήσουμε στο σημείο αυτό ότι, όπως φαίνεται από την εξίσωση (3.24) και κατ' επέκταση από τις (3.25) και (3.26), τα αναπτύγματα Taylor των ρευμάτων (I_{tot}) και των φορτίων (Q_{tot}) δεν περιέχουν σταθερούς (DC) όρους (έχει εξαιρεθεί ο συνδυασμός n=m=0). Ο λόγος είναι ότι αυτοί οι όροι δε θα μας προσφέρουν καμία επιπρόσθετη πληροφορία, αφού θα απαλειφθούν όταν αντικαταστήσουμε τις (3.25) και (3.26) στην (3.15).

Η τάση στον κόμβο Y μπορεί πλέον να γραφεί στη μορφή μίας χρονικά μεταβλητής σειράς Volterra (time-varying Volterra series) συναρτήσει του σήματος εισόδου v_X ως εξής:

$$\upsilon_{Y}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int \dots \int_{-\infty}^{+\infty} h_{n}(t,\tau_{1},\tau_{2},\dots,\tau_{n}) \cdot \prod_{k=1}^{n} \upsilon_{X}(\tau_{k}) d\tau_{k}$$
(3.27)

, όπου $h_n(t, \tau_1, \tau_2, ..., \tau_n)$ είναι οι στο πεδίο του χρόνου αναγόμενοι πυρήνες Volterra (time domain Volterra kernels). Προκειμένου να απλοποιηθούν οι υπολογισμοί, χρησιμοποιήθηκαν οι στο πεδίο της συχνότητας αναγόμενοι πυρήνες Volterra (frequency domain Volterra kernels), οι οποίοι για πρώτη φορά παρουσιάσθηκαν και χρησιμοποιήθηκαν από τον Zadeh στην [94] και στη συνέχεια επεκτάθηκαν στην [13]. Οι πυρήνες αυτοί εξάγονται από τους απλούς "χρονικούς" πυρήνες Volterra υπό τη μορφή ενός πολλαπλού μετασχηματισμού Fourier, όπως φαίνεται και στην παρακάτω εξίσωση:

$$H_n(t,\omega_1,\omega_2,\ldots,\omega_n) = \int \dots \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int h_n(t,\tau_1,\tau_2,\ldots,\tau_n) \cdot \prod_{k=1}^n e^{-j \cdot \omega_k \cdot (t-\tau_k)} d\tau_k \qquad (3.28)$$

Αντικαθιστώντας την (3.28) στην (3.27) η τάση $v_{\rm Y}(t)$ μπορεί να περιγραφεί σε μια πιο πρακτική για την ανάλυση μας μορφή, όπως δίνεται στη συνέχεια:

$$\upsilon_{Y}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int \dots \int_{-\infty}^{+\infty} \dots \int H_{n}(t, \omega_{1}, \omega_{2}, \dots, \omega_{n}) \cdot \prod_{k=1}^{n} V_{X}(\omega_{k}) e^{j \cdot \omega_{k} \cdot t} d\omega_{k}$$
(3.29)

, όπου $V_X(\omega_k)$ είναι ο μετασχηματισμός Fourier της $v_X(\tau_k)$:

$$V_X(\omega_k) = \int_{-\infty}^{+\infty} \upsilon_x(\tau_k) \cdot e^{-j \cdot \omega_k \cdot \tau_k} d\tau_k$$
(3.30)

Προκειμένου να υπολογίσουμε τον n-οστής τάξης Volterra πυρήνα (*n*-th order Volterra kernel) εισάγουμε σαν είσοδο στο μίκτη μας ένα άθροισμα -n όρων- από ημιτονοειδούς τύπου συναρτήσεις της μορφής της παρακάτω εξίσωσης:

$$\upsilon_X(t) = e^{j \cdot \omega_1 \cdot t} + e^{j \cdot \omega_2 \cdot t} + \dots + e^{j \cdot \omega_n \cdot t}$$
(3.31)

Μεταφέροντας την (3.31) στο πεδίο της συχνότητας χρησιμοποιώντας μετασχηματισμό Fourier έχουμε:

$$V_{X}(\omega) = \delta(\omega - \omega_{1}) + \delta(\omega - \omega_{2}) + \dots + \delta(\omega - \omega_{n})$$
(3.32)

3.4.4. Υπολογισμός των πυρήνων των σειρών Volterra

Συνεχίζοντας την ανάλυση μας και συνδυάζοντας τις σχέσεις (3.32), (3.29), (3.25), (3.26) και αντικαθιστώντας στην (3.15), γραμμικές διαφορικές εξισώσεις με περιοδικές οριακές συνθήκες (linear differential equations with periodic boundary conditions) προκύπτουν για τους πυρήνες των σειρών Volterra. Οι εξισώσεις αυτές προκύπτουν, αν εξισώσουμε όλους εκείνους τους όρους που περιέχουν τον όρο $\exp(\omega_1 t + \omega_2 t + ... + \omega_n t)$. Προκείμενου να υπολογίσουμε την παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion) του μίκτη, χρειαζόμαστε μόνο του πυρήνες Volterra μέχρι και τρίτης τάξης. Οι διαφορικές εξισώσεις που προκύπτουν για τους πυρήνες aυτούς παρέχονται στο παράρτημα στις (A1.10), (A1.11) και (A1.13). Μία προσεκτική μελέτη των εξισώσεων αυτών δείχνει πως όλοι τους είναι περιοδικοί και έχουν περίοδο ίδια με αυτή του LO σήματος. Την παρατήρηση αυτή οι αναγνώστες μπορούν να τη βρουν επίσης αποδεδειγμένη στην [13]. Παρατηρούμε, επίσης, ότι οι διαφορικές εξισώσεις που αναφέρονται σε υψηλής τάξης πυρήνες Volterra περιέχουν και όλους του υπόλοιπους πυρήνες μικρότερης τάξης από αυτόν και ως εκ τούτου θα πρέπει να λύνονται ιεραρχικά από τη μικρότερη προς τη μεγαλύτερη. Οι εξισώσεις αυτές λύνονται με διακριτοποίηση επί μίας περιόδου και εφαρμογή της μεθόδου backward-Euler discretization όπως περιγράφεται στην [16].

Η διακριτοποίηση γίνεται χωρίζοντας το χρονικό διάστημα μιας περιόδου σε M ίσα χρονικά μέρη, ακριβώς όπως έγινε και κατά τον υπολογισμό της τάσης στον κοινό κόμβο των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ, οπότε και θα υπολογίσουμε τους ζητούμενους χρονικούς συντελεστές Volterra σε M διακριτά χρονικά στιγμιότυπα. Η χρονική διάρκεια μεταξύ δύο διαδοχικών χρονικών στιγμιότυπων, την οποία συμβολίζουμε ως h, δίνεται από τη σχέση (3.18). Ξεκινώντας ιεραρχικά όπως προαναφέραμε, η διακριτοποιημένη εξίσωση (A1.10), η οποία και αναφέρεται στον πρώτο συντελεστή Volterra, θα μπορεί να γραφεί M φορές μία για κάθε χρονικό στιγμιότυπο. Έτσι, μετά από μερικές πράξεις θα έχουμε:

$$\begin{bmatrix} I_Y(t_{k+1}) + (j \cdot \omega_1 + \frac{1}{h}) \cdot Q_Y(t_{k+1}) \end{bmatrix} \cdot H_1(t_{k+1}, \omega_1) - \frac{Q_Y(t_k)}{h} \cdot H_1(t_k, \omega_1) = - \begin{bmatrix} I_X(t_{k+1}) + (j \cdot \omega_1 + \frac{1}{h}) \cdot Q_X(t_{k+1}) - \frac{Q_X(t_k)}{h} \end{bmatrix}$$
,
ó \pi o k = 1, 2, ..., M - 1 Kau

$$\begin{bmatrix} I_Y(t_1) + \left(j \cdot \omega_1 + \frac{1}{h}\right) \cdot Q_Y(t_1) \end{bmatrix} \cdot H_1(t_1, \omega_1) - \frac{Q_Y(t_M)}{h} \cdot H_1(t_M, \omega_1) = -\begin{bmatrix} I_X(t_1) + \left(j \cdot \omega_1 + \frac{1}{h}\right) \cdot Q_X(t_1) - \frac{Q_X(t_M)}{h} \end{bmatrix}$$
(3.33)

Ορίζοντας ως:

$$A(t_k, \omega_1) = I_Y(t_k) + \left(j \cdot \omega_1 + \frac{1}{h}\right) \cdot Q_Y(t_k)$$
(3.34)

$$B(t_k, \omega_1) = -\frac{Q_Y(t_k)}{h}$$
(3.35)

$$C(t_1, t_k, \omega_1) = -\left[I_X(t_1) + \left(j \cdot \omega_1 + \frac{1}{h}\right) \cdot Q_X(t_1) - \frac{Q_X(t_k)}{h}\right]$$
(3.36)

Η εξίσωση (3.33) μπορεί να γραφεί υπό τη μορφή εξίσωσης πινάκων ως ακολούθως:

$$MH_1(\omega_1) \cdot H_1(\omega_1) = IH_1(\omega_1) \tag{3.37}$$

, όπου:

$$MH_{1}(\omega_{1}) = \begin{bmatrix} A(t_{1},\omega_{1}) & 0 & \dots & 0 & \dots & B(t_{M},\omega_{1}) \\ B(t_{1},\omega_{1}) & A(t_{2},\omega_{1}) & \dots & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & & \ddots & \ddots \\ \vdots & & \ddots & \ddots & & \ddots & \vdots \\ 0 & & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ 0 & & \dots & 0 & \dots & B(t_{k-1},\omega_{1}) & A(t_{M},\omega_{1}) \end{bmatrix}$$
(3.38)

$$H_{1}(\omega_{1}) = \begin{bmatrix} H_{1}(t_{1}, \omega_{1}) \\ H_{1}(t_{2}, \omega_{1}) \\ \vdots \\ H_{1}(t_{k}, \omega_{1}) \\ \vdots \\ H_{1}(t_{k}, \omega_{1}) \end{bmatrix}$$
(3.39)
$$H_{1}(\omega_{1}) = \begin{bmatrix} C(t_{1}, t_{M}, \omega_{1}) \\ C(t_{2}, t_{1}, \omega_{1}) \\ \vdots \\ C(t_{k+1}, t_{k}, \omega_{1}) \\ \vdots \\ C(t_{k+1}, t_{k}, \omega_{1}) \\ \vdots \\ C(t_{M}, t_{M-1}, \omega_{1}) \end{bmatrix}$$
(3.40)

Αντιστρέφοντας τον πίνακα $MH_1(\omega_1)$ η εξίσωση (3.37) μπορεί να γραφεί στη μορφή:

$$H_{1}(\omega_{1}) = MH_{1}(\omega_{1})^{-1} \cdot IH_{1}(\omega_{1})$$
(3.41)

Έχοντας υπολογίσει τον πρώτο χρονικό συντελεστή Volterra $(H_1(t,\omega_1))$ και ακολουθώντας την ίδια διαδικασία, μπορούμε να υπολογίσουμε ιεραρχικά τους συντελεστές $H_2(t,\omega_1, \omega_2)$ και $H_3(t,\omega_1, \omega_2, \omega_3)$.

Με τον υπολογισμό όλων των παραπάνω συντελεστών έχουμε στην ουσία υπολογίσει το ανάπτυγμα της σειράς Volterra για το δυναμικό του κοινού κόμβου των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ, όπως αυτό εκφράζεται μέσω της σχέσης (3.29). Το ζητούμενο, ωστόσο, είναι να εκφράσουμε, με ένα αντίστοιχο ανάπτυγμα, το ρεύμα εξόδου του μίκτη του Σχ. 3.3. Το ρεύμα αυτό μπορεί, σε πρώτη φάση, να εκφραστεί ως ακολούθως:

$$I_{out} = I_{M2A} - I_{M2B}$$
(3.42)

Δεδομένης της υπόθεσης ότι οι τάσεις στις υποδοχές των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου παραμένουν σταθερές, το ρεύμα εξόδου του μίκτη I_{out} θα εξαρτάται μόνο από την τάση $v_{\rm Y}$ και από το ισχυρό LO σήμα. Έτσι, το I_{out} της σχέσης (3.42) μπορεί να προσεγγιστεί ως μία τρίτης τάξης σειράς Taylor (3rd-order Taylor series) γύρω από την τάση $v_{\rm Y}$:

$$I_{out}(t) = D_1(t) \cdot \upsilon_Y + D_2(t) \cdot \upsilon_Y^2 + D_3(t) \cdot \upsilon_Y^3$$
(3.43)

, όπου $D_1(t)$, $D_2(t)$, $D_3(t)$ είναι περιοδικά σήματα με περίοδο αυτή του LO σήματος και παρουσιάζονται στο παράρτημα στις (A1.15), (A1.16), και (A1.17). Το ρεύμα εξόδου

μπορεί, επίσης, εναλλακτικά να γραφεί και στη μορφή μιας χρονικά μεταβλητής σειράς Volterra (time-varying Volterra series), όπως παρουσιάζεται στην παρακάτω εξίσωση:

$$I_{out}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \int \dots \int_{-\infty}^{+\infty} P_n(t, \omega_1, \omega_2, \dots, \omega_n) \cdot \prod_{k=1}^n V_X(\omega_k) e^{j \cdot \omega_k \cdot t} d\omega_k$$
(3.44)

Εισάγοντας και πάλι ως εισόδους του μίκτη αθροίσματα από ημιτονοειδούς τύπου συναρτήσεις της μορφής της (3.31) και συνδυάζοντας τις εξισώσεις (3.29), (3.43) και (3.44) είμαστε σε θέση να υπολογίσουμε τους τρεις πρώτους πυρήνες της σειράς Volterra του ρεύματος εξόδου, που καθορίζονται στις (3.45)–(3.47), η γνώση των οποίων είναι απαραίτητη για τον υπολογισμό των μη-γραμμικοτήτων του μίκτη.

$$P_1(t,\omega_1) = D_1(t) \cdot H_1(t,\omega_1)$$
(3.45)

$$P_{2}(t,\omega_{1},\omega_{2}) = D_{1}(t) \cdot H_{2}(t,\omega_{1},\omega_{2}) + D_{2}(t) \cdot H_{1}(t,\omega_{1}) \cdot H_{1}(t,\omega_{2})$$
(3.46)

$$P_{3}(t,\omega_{1},\omega_{2},\omega_{3}) = D_{1}(t) \cdot H_{3}(t,\omega_{1},\omega_{2},\omega_{3}) + D_{3}(t) \cdot H_{1}(t,\omega_{1}) \cdot H_{1}(t,\omega_{2}) \cdot H_{1}(t,\omega_{3})$$

+ $\frac{2}{3} \cdot D_{2}(t) \cdot [H_{1}(t,\omega_{1}) \cdot H_{2}(t,\omega_{2},\omega_{3}) + H_{1}(t,\omega_{2}) \cdot H_{2}(t,\omega_{1},\omega_{3}) + H_{1}(t,\omega_{3}) \cdot H_{2}(t,\omega_{1},\omega_{2})]$
(3.47)

Εφόσον οι πυρήνες των σειρών Volterra είναι περιοδικές συναρτήσεις με περίοδο αυτή του LO σήματος, μπορούν να γραφούν στη μορφή σειρών Fourier ως ακολούθως:

$$P_n(t,\omega_1,\omega_2,...,\omega_n) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} P_{n,k} \cdot e^{j \cdot \omega_{LO} \cdot k \cdot t}$$
(3.48)

3.4.5. Υπολογισμός της γραμμικότητας του μίκτη

Προκειμένου να υπολογίσουμε την παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion), δύο ημιτονοειδής τόνοι ίδιου πλάτους και πολύ κοντινών συχνοτήτων θεωρούνται ως είσοδοι του μίκτη, όπως φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$\upsilon_X(t) = V_o \cdot \left[\cos(\omega_1 t) + \cos(\omega_2 t)\right]$$
(3.49)

Από την (3.44) και την (3.49) και μετά από κάποιες πράξεις, μπορούμε να εκφράσουμε το ρεύμα εξόδου *I*_{out} όπως φαίνεται στην παρακάτω εξίσωση:

$$I_{out}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{V_o}{2}\right)^n \sum_{k=0}^n \sum_{l=0}^{n-k} \sum_{m=0}^{n-k-l} \frac{n!}{k!l!m!\,p!} \cdot P_n\left(\underbrace{\omega_1, \dots, \omega_l}_{k \text{ terms}}, \underbrace{-\omega_1, \dots, -\omega_l}_{l \text{ terms}}, \underbrace{\omega_2, \dots, \omega_2}_{m \text{ terms}}, \underbrace{-\omega_2, \dots, -\omega_2}_{p \text{ terms}}\right) \cdot e^{j \cdot [(k-l)\omega_1 + (m-p)\omega_2] \cdot t}$$

$$(3.50)$$

, όπου p = n-k-l-m. Προκειμένου να υπολογίσουμε την τρίτης τάξης παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης του μίκτη (IM3), αγνοούμε όλους τους όρους της (3.50) και κρατάμε μόνο εκείνους που περιέχουν τους όρους P_1 και P_3 .

Παρατηρώντας τις σχέσεις του παραρτήματος (A1.10), (A1.11) και (A1.13) και συνδυάζοντας τις με τις (3.45), (3.46) και (3.47), μπορούμε να αποδείξουμε ότι:

$$P_n(t,\omega_1,\omega_2,...,\omega_n) = \overline{P_n}(t,-\omega_1,-\omega_2,...,-\omega_n)$$
(3.51)

, όπου η γραμμή (bar) πάνω από το P_n αναφέρεται στο συζυγές στοιχείο του. Από τις ίδιες σχέσεις μπορούμε να παρατηρήσουμε επίσης ότι αλλάζοντας τις θέσεις των ορισμάτων (ω_1 , ω_2 , ..., ω_n) και δημιουργώντας οποιουσδήποτε συνδυασμούς, η τιμή του P_n δε μεταβάλλεται, π.χ. $P_3(t, \omega_1, \omega_2, \omega_3) = P_3(t, \omega_2, \omega_1, \omega_3)$.

Έχοντας υπόψη μας τα όσα αναφέρθησαν παραπάνω, το "κομμάτι" του I_{out} , το οποίο ενδιαφέρει την ανάλυση μας, θα δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$I_{out}(t) = 2 \cdot \operatorname{Re}\left[\frac{V_o}{2} \cdot P_1(t, \omega_{IN}) \cdot \left(e^{j\omega_1 t} + e^{j\omega_2 t}\right) + 3 \cdot \left(\frac{V_o}{2}\right)^3 \cdot P_3(t, \omega_{IN}, \omega_{IN}, -\omega_{IN}) \cdot \left(e^{j(2\omega_2 - \omega_1)t} + e^{j(2\omega_1 - \omega_2)t}\right)\right]$$

$$(3.52)$$

, όπου έχουμε υποθέσει ότι $\omega_1 \approx \omega_2 \approx \omega_{IN} = 2\pi f_{IN}$, και ότι f_{IN} είναι η συχνότητα του σήματος εισόδου είτε αυτό είναι RF είτε IF σήμα. Σύμφωνα, λοιπόν, με την (3.52) το IM3 (3rd-order intermodulation) του μίκτη θα δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$IM_{3} = \frac{3}{4} \cdot \frac{K_{3}(\omega_{IN})}{K_{1}(\omega_{IN})} \cdot V_{o}^{2}$$
(3.53)

, όπου $K_1(\omega_{\rm IN})$, $K_3(\omega_{\rm IN})$ είναι οι πρώτες αρνητικές αρμονικές ($P_{\rm n,-1}$ -βλέπε (3.48)) των $P_1(t, \omega_{\rm IN})$, $P_3(t, \omega_{\rm IN}, \omega_{\rm IN}, -\omega_{\rm IN})$, αντίστοιχα, για μίκτες που πραγματοποιούν υποβίβαση συχνότητας (downconversion). Για τις περιπτώσεις μικτών που πραγματοποιούν αναβίβαση συχνότητας (upconversion), οι συντελεστές αυτοί αντιστοιχούν στις πρώτες αρνητικές αρμονικές ($P_{\rm n,-1}$), αν επιθυμούμε το σήμα που προκύπτει στη συχνότητα $f_{\rm LO}$ - $f_{\rm IF}$, και στις πρώτες θετικές αρμονικές ($P_{\rm n,1}$), αν επιθυμούμε το σήμα που προκύπτει στη συχνότητα $f_{\rm LO}$ - $f_{\rm IF}$, και στις πρώτες θετικές προκειμένου να εξάγουμε την παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (IM_3), η εξίσωση (A1.10) του παραρτήματος πρέπει να λυθεί μία φορά, η (A1.11) δύο, και η (A1.13) μία φορά.

3.5. Μεθοδολογία εφαρμογής της βασιζόμενης σε σειρές Volterra ανάλυσης σε οποιοδήποτε κύκλωμα μίκτη

Στην ανάλυση που προηγήθηκε εξετάσαμε την απλά ισοσταθμισμένη τοπολογία του Σχ. 3.3, η οποία δίνει τα ίδια ακριβώς αποτελέσματα με την πλήρως διαφορική Gilbert cell τοπολογία του Σχ. 3.1 (a). Για την ανάλυση μας μάλιστα, θεωρήσαμε ότι κόμβοι υποδοχής των διακοπτικών τρανζίστορ βρίσκονται σε σταθερό δυναμικό (DC voltage) υπολογίζοντας την παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion) του ρεύματος εξόδου του μίκτη, δηλαδή του ρεύματος υποδοχής των διακοπτικών τρανζίστορ. Στην τοπολογία αυτή, όπως έχουμε αναφέρει και προηγουμένως, υπάρχει μόνο ένας μη-καθορισμένος κόμβος, του οποίου η απόκριση χρειάζεται να υπολογιστεί για την ολοκλήρωση της ανάλυσης.

Η τοπολογία αυτή αποτελεί, ωστόσο, μια πολύ ειδική περίπτωση ολοκληρωμένου μίκτη και σπάνια χρησιμοποιείται στην πράξη. Στις περισσότερες περιπτώσεις μικτών οι έξοδοι λαμβάνονται υπό τη μορφή διαφοράς δυναμικού πάνω σε ωμικές αντιστάσεις οι οποίες και τοποθετούνται στις υποδοχές των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου με σκοπό να μετατρέπουν τα ρεύματα εξόδου τους σε ανάλογες με αυτά τάσεις. Οι κόμβοι στους οποίους εμφανίζονται οι τάσεις αυτές αποτελούν ασφαλώς επιπλέον μη-καθορισμένους κόμβους, οι οποίοι θα πρέπει, επίσης, να συμπεριληφθούν στην ανάλυση, προκειμένου να υπολογίσουμε τις μη-γραμμικότητες της διάταξης του μίκτη. Πολλές τοπολογίες μικτών, μάλιστα, όπως αυτή του Σχ. 3.1 (b), χρησιμοποιούν πηγή ρεύματος (current tail) για την πόλωση τους, η οποία προσθέτει ένα επιπλέον μη-καθορισμένο κόμβο στην ανάλυση.

Είναι, λοιπόν, προφανές ότι η ανάλυση για τον υπολογισμό των μη-γραμμικοτήτων είναι (για τις περισσότερες τοπολογίες μικτών) αρκετά πιο πολύπλοκη, όσον αφορά το πλήθος των πράξεων και το μέγεθος των εξισώσεων, από αυτή που προηγήθηκε στις προηγούμενες παραγράφους, παρότι βασίζεται στην ίδια ακριβώς μεθοδολογία. Στόχος, λοιπόν, του υποκεφαλαίου αυτού είναι να παρέχουμε στον αναγνώστη μια γενική μεθοδολογία για τον υπολογισμό των μη-γραμμικοτήτων των ολοκληρωμένων μικτών, η οποία και θα καλύπτει κάθε τοπολογία μίκτη ανεξάρτητα με το πλήθος των μηκαθορισμένων κόμβων.

Ας υποθέσουμε, λοιπόν, ότι εξετάζεται ένας μίκτης ο οποίος αποτελείται από N μηκαθορισμένους κόμβους. Για αποφυγή τυχόν παρεξηγήσεων, θα πρέπει να τονίσουμε ότι με τον όρο "μη-καθορισμένοι" κόμβοι, όπως φαίνεται και από τις προηγούμενες παραγράφους, δεν εννοούμε τους συνολικούς κόμβους της τοπολογίας του μίκτη, αλλά μόνο εκείνους στους οποίους δεν εφαρμόζεται κάποια επιβαλλόμενη εξωτερική διέγερση. Οι εξωτερικές διεγέρσεις καθορίζουν πλήρως και εξαρχής τις τάσεις στους κόμβους στους οποίους εφαρμόζονται. Ακολουθώντας την ίδια ιεραρχία "βημάτων" με τη μεθοδολογία που προηγήθηκε για το μίκτη του Σχ. 3.3, καταγράφουμε αρχικά τις εξισώσεις εκείνες που βασίζονται σε ένα από τους βασικότερους νόμους του Maxwell (ο οποίος αναφέρεται στην αρχή διατήρησης της ποσότητας του φορτίου) και είναι αντίστοιχες της εξίσωσης (3.15), για καθένα από τους N μη-καθορισμένους κόμβους της διάταξης του μίκτη.

$$I_{1} - \frac{dQ_{1}}{dt} = 0$$

$$I_{2} - \frac{dQ_{2}}{dt} = 0$$

$$\vdots$$

$$I_{N} - \frac{dQ_{N}}{dt} = 0$$
(3.54)

Το επόμενο βήμα είναι ο υπολογισμός της χρονικής απόκρισης του συνολικού κυκλώματος του μίκτη υπό την επήρεια του ισχυρού LO σήματος. Για να γίνει αυτό, θα πρέπει να υπολογιστούν όλες οι χρονικές αποκρίσεις των μη-καθορισμένων κόμβων του κυκλώματος για μία περίοδο του LO σήματος. Σειρά έχει, λοιπόν, η διακριτοποίηση της περιόδου αυτής σε M έστω χρονικά ισαπέχοντα (κάτι που δεν είναι απολύτως απαραίτητο) στιγμιότυπα. Με βάση τα παραπάνω, οι εξισώσεις της (3.54) μπορούν να γραφούν M φορές (μία για κάθε χρονικό στιγμιότυπο) η καθεμιά, οπότε και μπορούν συνολικά να καταγραφούν με τη μορφή ενός $N \cdot M \times I$ πίνακα στήλη όπως φαίνεται στην εξίσωση (3.55).

Για τον υπολογισμό της χρονικής απόκρισης των μη-καθορισμένων κόμβων του μίκτη θα πρέπει να λύσουμε την παραπάνω εξίσωση πίνακα που προέκυψε. Για τη λύση της θα χρησιμοποιήσουμε τη μέθοδο finite-difference-Newton, που είναι στην ουσία η εφαρμογή της Newton-Raphson μεθόδου σε πίνακες. Η επαναληπτική εξίσωση της μεθόδου (finite-difference-Newton iteration equation) είναι αυτή που δίνεται από την εξίσωση (3.22) όπου

το n αναφέρεται στις επαναλήψεις της μεθόδου, ενώ τα u και DF είναι πίνακες που δίνονται από τις παρακάτω εξισώσεις.

$$F = \begin{bmatrix} I_{1}(u_{1}) - \frac{Q_{1}(u_{1}) - Q_{1}(u_{M})}{h} \\ I_{1}(u_{2}) - \frac{Q_{1}(u_{2}) - Q_{1}(u_{1})}{h} \\ \vdots \\ I_{1}(u_{M}) - \frac{Q_{1}(u_{M}) - Q_{1}(u_{M-1})}{h} \\ \vdots \\ I_{N}(u_{1}) - \frac{Q_{N}(u_{1}) - Q_{N}(u_{M})}{h} \\ I_{N}(u_{2}) - \frac{Q_{N}(u_{2}) - Q_{N}(u_{1})}{h} \\ \vdots \\ I_{N}(u_{M}) - \frac{Q_{N}(u_{M}) - Q_{N}(u_{M-1})}{h} \end{bmatrix}$$
(3.55)
$$(3.56)$$

Στην εξίσωση (3.56), ο άνω δείκτης εκφράζει τον κόμβο (από τους N κόμβους) στον οποίο αναφέρεται η τάση, ενώ ο κάτω δείκτης εκφράζει το χρονικό στιγμιότυπο (από τα M στιγμιότυπα) της τάσης αυτής. Ο παραπάνω, λοιπόν, πίνακας έχει μέγεθος $N \cdot M \times I$ και η γνώση του μας παρέχει την πληροφορία της διακριτής χρονικής απόκρισης της συνολικής τοπολογίας του μίκτη.

$$DF = \begin{bmatrix} G_{l,1}^{-1} - \frac{C_{l,1}^{-1}}{h} & 0 & \dots & 0 & \dots & \frac{C_{l,M}^{-1}}{h} & \dots & G_{l,1}^{-1} - \frac{C_{l,1}^{-1}}{h} & 0 & \dots & 0 & \dots & \frac{C_{l,M}^{-1}}{h} & \dots & 0 & \dots & \frac{C_{l,M}^{-1}}{h} & 0 & \dots & 0 & \dots & \frac{C_{l,M}^{-1}}{h} & G_{l,2}^{-1} - \frac{C_{l,2}^{-1}}{h} & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \frac{C_{l,M}^{-1}}{h} & G_{l,2}^{-1} - \frac{C_{l,M}^{-1}}{h} & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \ddots & & & & 0 & \ddots & & & 0 & \ddots & & 0 & \ddots & \vdots & 0 & \dots & 0 &$$

, όπου

 $k, l = 0, 1, 2, \dots, N.$

$$G_{l,m}^{k} = \frac{dI^{k}(u)}{du}\Big|_{u=u_{l,m}}$$
$$C_{l,m}^{k} = \frac{dQ^{k}(u)}{du}\Big|$$

 $\Big|_{u=u_{l,m}}$

 $m = 0, 1, 2, \dots, M$

, με

Ο παραπάνω πίνακας DF είναι ουσιαστικά ένας πίνακας διαστάσεων N·M×N·M και αποτελεί τον πίνακα παραγώγων του πίνακα F ως προς τον πίνακα των τάσεων u. Στις παραπάνω, λοιπόν, εξισώσεις των συντελεστών G και C είναι εύκολο να αντιληφθεί κανείς ότι το k αναφέρεται στην παραγώγιση του στοιχείου ρεύματος ή φορτίου που βρίσκεται στον k-οστό κόμβο του κυκλώματος του μίκτη ως προς τη στιγμιαία τάση του l-οστού κόμβου τη χρονική στιγμή m.

και

Είναι πλέον προφανής ο τρόπος με τον οποίο μπορεί να υπολογιστεί η χρονική απόκριση του οποιουδήποτε κυκλώματος μίκτη για μία περίοδο του LO σήματος, όταν αυτός βρίσκεται υπό την επήρεια και μόνο του σήματος αυτού. Η απόκριση αυτή αποτελεί ουσιαστικά την απόκριση των ισχυρών σημάτων της τοπολογίας του μίκτη και ταυτόχρονα την οριακή συνθήκη του προβλήματος εξεύρεσης της απόκρισης ασθενούς σήματος. Όλοι οι μη-καθορισμένοι κόμβοι του μίκτη, εκτός της ισχυρής απόκρισης εξαιτίας της παρουσίας του LO σήματος, θα παρουσιάζουν και μία ασθενούς σήματος απόκριση, η οποία και θα οφείλεται στην παρουσία των ασθενών σημάτων εισόδου του μίκτη. Οι δύο αυτές λύσεις στην ουσία επαλληλίζονται (στην περίπτωση που η είσοδος του μίκτη είναι αρκετά ασθενής) και η συνολική απόκριση του μίκτη προκύπτει τελικά από το άθροισμα τους.

Για καθένα από τα ρεύματα και τα φορτία των "στοιχείων" του μίκτη και πάντοτε υπό την προϋπόθεση ότι η είσοδος του είναι αρκετά ασθενής, μπορούμε να γράψουμε ένα ανάπτυγμα Taylor της μορφής της εξίσωσης (3.24). Στην εξίσωση αυτή το ρεύμα ή το φορτίο καθενός από τα "στοιχεία" του μίκτη εκφράζεται από μια σειρά Taylor δύο μεταβλητών. Στη γενικότερη περίπτωση θα πρέπει να εξετάζεται διεξοδικά το ποια από τα δυναμικά ποιών κόμβων επηρεάζουν τα ρεύματα ή τα φορτία των "στοιχείων" του μίκτη, ώστε το ανάπτυγμά τους να εκφράζεται σαν μια σειρά Taylor πολλαπλών μεταβλητών, τόσων όσες και οι τάσεις των κόμβων που τα επηρεάζουν.

Έχοντας, λοιπόν, καταγράψει όλες τις εξαρτήσεις των ρευμάτων και των φορτίων όλων των "στοιχείων" του μίκτη από τις τάσεις των κόμβων του κυκλώματος του, είμαστε σε θέση να εκφράσουμε την "ασθενή" τάση του καθενός από αυτούς με μία χρονικά μεταβλητή σειρά Volterra (time-varying Volterra series) όπως αυτή της σχέσης (3.27). Η υπόλοιπη ανάλυση είναι ακριβώς ίδια με αυτή που αναπτύξαμε νωρίτερα στο κεφάλαιο αυτό, η οποία αναφερόταν στην τοπολογία του Σχ. 3.3, οπότε και δε θα αναπτυχθεί εδώ για λόγους συντομίας. Η μόνη διαφορά με την ανάλυση που προηγήθηκε είναι ότι στην περίπτωση όπου υπάρχουν Ν μη-καθορισμένοι κόμβοι σε ένα μίκτη, αντί ενός, θα προκύπτουν αντίστοιχα Ν εξισώσεις της μορφής των (A1.10), (A1.11) και (A1.13). Θα πρέπει, λοιπόν, οι εξισώσεις αυτές να καταγράφονται στη μορφή ενός συστήματος εξισώσεων και να επιλύονται, προκειμένου να υπολογίζονται οι πυρήνες των σειρών Volterra. Από τους πυρήνες αυτούς οποίους εξάγονται πολύ εύκολα οι μη-γραμμικότητες των κυκλωμάτων των μικτών, βάσει των όσων έχουμε αναφέρει προηγουμένως στο κεφάλαιο αυτό.

3.6. Επίλογος

Στην παραπάνω εργασία, αναπτύξαμε μία ανάλυση παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης που αναφέρεται σε ενεργούς ολοκληρωμένους CMOS μίκτες. Η ανάλυση αυτή έγινε βάσει της θεώρησης του μίκτη ως ένα περιοδικά χρονικά μεταβλητό ελαφρώς μηγραμμικό κύκλωμα (periodically-time-varying weakly nonlinear circuit). Με το δεδομένο αυτό και με τη βοήθεια του μαθηματικού εργαλείου των σειρών Volterra, που μας δίνει τη δυνατότητα να εξάγουμε άμεσα αποτελέσματα με το να μεταφέρουμε και να λύσουμε τις εξισώσεις του κυκλώματος στο πεδίο της συχνότητας, μπορούμε με μεγάλη ακρίβεια να υπολογίζουμε τις μη-γραμμικότητες ενός κυκλώματος μίκτη. Στην ανάλυση μας, σε αντίθεση με παλαιότερες εργασίες, ολόκληρη η τοπολογία του μίκτη περιελήφθη και δεν έγινε καμία απλοποίηση ή υπόθεση που θα προκαλούσε τη μη-ακρίβεια της ανάλυσης, ενώ δόθηκε ιδιαίτερη έμφαση σε τοπολογίες μικτών κατάλληλες για χαμηλές τροφοδοσίες λειτουργίας. Η μεθοδολογία που ακολουθήθηκε, ωστόσο, είναι πλήρως γενική και παρέχει όλες τις απαραίτητες κατευθυντήριες για την εφαρμογή της σε οποιαδήποτε τοπολογία μίκτη.

Στο επόμενο κεφάλαιο, θα παρουσιάσουμε το υπολογιστικό εργαλείο που αναπτύξαμε [95], το οποίο υλοποιήθηκέ σε περιβάλλον Matlab και βασίζεται στη θεωρητική ανάλυση που προηγήθηκε. Στόχος του προγράμματος αυτού είναι να επιταχυνθεί τόσο η διαδικασία προσομοίωσης όσο και ο σχεδιαστικός κύκλος που κάθε σχεδιαστής ακολουθεί, ώστε να βελτιστοποιήσει τη σχεδίαση του. Το πρόγραμμα αυτό έχει τη δυνατότητα να βελτιστοποιεί τη σχεδίαση ενός μίκτη, όσον αφορά τις επιδόσεις του ως προς τη γραμμικότητα, αναζητώντας τον κατάλληλο συνδυασμό παραμέτρων του κυκλώματος για τον οποίο αυτή επιτυγχάνεται. Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν, επίσης, και τα συγκριτικά αποτελέσματα προσομοιώσεων μεταξύ του εργαλείου που αναπτύξαμε και του ευρέως διαδεδομένου προσομοιωτή κυκλωμάτων Spectre της Cadence.

3.7. Παράρτημα

Οι χρονικά εξαρτώμενοι συντελεστές του αναπτύγματος Taylor του ρεύματος I_{tot} , που παρουσιάζεται στην (3.25), δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις. Οι αντίστοιχες σχέσεις για το φορτίο Q_{tot} της (3.26) είναι ακριβώς οι ίδιες με αυτές του ρεύματος, με την εξαίρεση ότι το I στις σχέσεις αντικαθίσταται με Q.

$$I_{X}(t) = \frac{\partial I_{tot}(\upsilon_{X}, \upsilon_{Y}, t)}{\partial \upsilon_{X}} \bigg|_{\substack{\upsilon_{X} = V_{X, DC} \\ \upsilon_{Y} = V_{Y}(t)}}$$
(A1.1)

$$I_{Y}(t) = \frac{\partial I_{tot}(\upsilon_{X}, \upsilon_{Y}, t)}{\partial \upsilon_{Y}} \bigg|_{\substack{\upsilon_{X} = V_{X,DC} \\ \upsilon_{Y} = V_{Y}(t)}}$$
(A1.2)

$$I_{XY}(t) = \frac{\partial^2 I_{tot}(\upsilon_X, \upsilon_Y, t)}{\partial \upsilon_X \cdot \partial \upsilon_Y} \bigg|_{\substack{\upsilon_X = V_{X, DC}\\\upsilon_Y = V_Y(t)}}$$
(A1.3)

$$I_{X2}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial^2 I_{tot}(\upsilon_X, \upsilon_Y, t)}{\partial \upsilon_X^2} \bigg|_{\substack{\upsilon_X = V_{X,DC}\\\upsilon_Y = V_Y(t)}}$$
(A1.4)

$$I_{Y2}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial^2 I_{tot}(\upsilon_X, \upsilon_Y, t)}{\partial \upsilon_Y^2} \bigg|_{\substack{\upsilon_X = V_X, DC\\\upsilon_Y = V_Y(t)}}$$
(A1.5)

$$I_{X2Y}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial^3 I_{tot}(\upsilon_X, \upsilon_Y, t)}{\partial \upsilon_X^2 \cdot \partial \upsilon_Y} \bigg|_{\substack{\upsilon_X = V_{X,DC}\\\upsilon_Y = V_Y(t)}}$$
(A1.6)

$$I_{XY2}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{\partial^3 I_{tot}(\upsilon_X, \upsilon_Y, t)}{\partial \upsilon_X \cdot \partial \upsilon_Y^2} \bigg|_{\substack{\upsilon_X = V_{X,DC}\\\upsilon_Y = V_Y(t)}}$$
(A1.7)

$$I_{X3}(t) = \frac{1}{6} \cdot \frac{\partial^3 I_{tot}(\upsilon_X, \upsilon_Y, t)}{\partial \upsilon_X^3} \bigg|_{\substack{\upsilon_X = V_X, DC\\\upsilon_Y = V_Y(t)}}$$
(A1.8)

$$I_{Y3}(t) = \frac{1}{6} \cdot \frac{\partial^3 I_{tot}(\upsilon_X, \upsilon_Y, t)}{\partial \upsilon_Y^3} \bigg|_{\substack{\upsilon_X = V_{X,DC}\\\upsilon_Y = V_Y(t)}}$$
(A1.9)

Στις παραπάνω σχέσεις, $V_{X,DC}$ είναι η DC τάση στις πύλες (gates) των τρανζίστορ εισόδου (M_1) και $V_Y(t)$ είναι η περιοδική οριακή συνθήκη του κόμβου Y. Με άλλα λόγια, $V_Y(t)$ είναι η χρονική απόκριση (transient response) του κόμβου Y, εξαιτίας της παρουσίας του LO σήματος και μόνο (θεωρώντας $v_{IN} = 0$).

Οι γραμμικές διαφορικές εξισώσεις, που προκύπτουν για τους πυρήνες των σειρών Volterra μέχρι και τρίτης τάξης οι οποίες και χρειάζεται να λυθούν, προκειμένου να υπολογίσουμε την παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion), παρουσιάζονται στις παρακάτω σχέσεις:

$$\left[I_X(t) + I_Y(t) \cdot H_1(t,\omega_1)\right] \cdot e^{j \cdot \omega_1 \cdot t} + \frac{d}{dt} \left\{ \left[Q_X(t) + Q_Y(t) \cdot H_1(t,\omega_1)\right] \cdot e^{j \cdot \omega_1 \cdot t} \right\} = 0 \quad (A1.10)$$

$$A_{I,2} \cdot e^{j \cdot (\omega_1 + \omega_2)t} + \frac{d}{dt} \Big[A_{Q,2} \cdot e^{j \cdot (\omega_1 + \omega_2)t} \Big] = 0$$
(A1.11)

$$A_{Z,2} = Z_Y(t) \cdot H_2(t, \omega_1, \omega_2) + \frac{1}{2} \cdot Z_{XY}(t) \cdot [H_1(t, \omega_1) + H_1(t, \omega_2)] + Z_{X2}(t) + Z_{Y2}(t) \cdot H_1(t, \omega_1) \cdot H_1(t, \omega_2) \quad Z = \{I, Q\}$$
(A1.12)

$$A_{I,3} \cdot e^{j \cdot (\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)t} + \frac{d}{dt} \Big[A_{Q,3} \cdot e^{j \cdot (\omega_1 + \omega_2 + \omega_3)t} \Big] = 0$$
(A1.13)

$$\begin{aligned} A_{Z,3} &= Z_{Y}(t) \cdot H_{3}(t,\omega_{1},\omega_{2},\omega_{3}) + \frac{1}{3} \cdot Z_{XY}(t) \cdot \left[H_{2}(t,\omega_{1},\omega_{2}) + H_{2}(t,\omega_{1},\omega_{3}) + H_{2}(t,\omega_{2},\omega)\right] \\ &+ \frac{2}{3} \cdot Z_{Y2}(t) \cdot \left[H_{2}(t,\omega_{1},\omega_{2}) \cdot H_{1}(t,\omega_{3}) + H_{2}(t,\omega_{1},\omega_{3}) \cdot H_{1}(t,\omega_{2}) + H_{2}(t,\omega_{2},\omega_{3}) \cdot H_{1}(t,\omega_{1})\right] \\ &+ \frac{1}{3} \cdot Z_{XY2}(t) \cdot \left[H_{1}(t,\omega_{1}) \cdot H_{1}(t,\omega_{2}) + H_{1}(t,\omega_{2}) \cdot H_{1}(t,\omega_{3}) + H_{1}(t,\omega_{1}) \cdot H_{1}(t,\omega_{3})\right] \\ &+ \frac{1}{3} \cdot Z_{X2Y}(t) \cdot \left[H_{1}(t,\omega_{1}) + H_{1}(t,\omega_{2}) + H_{1}(t,\omega_{3})\right] + Z_{X3}(t) + Z_{Y3}(t) \cdot H_{1}(t,\omega_{1}) \cdot H_{1}(t,\omega_{2}) \cdot H_{1}(t,\omega_{3}) \quad Z = \{I,Q\} \end{aligned}$$

$$(A1.14)$$

Οι χρονικά εξαρτημένοι συντελεστές του ρεύματος I_{out} της εξίσωσης (3.43) δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$D_1(t) = \frac{dI_{out}(\upsilon_Y, t)}{d\upsilon_Y} \bigg|_{\upsilon_Y = V_Y(t)}$$
(A1.15)

$$D_{2}(t) = \frac{1}{2} \cdot \frac{d^{2}I_{out}(\upsilon_{Y}, t)}{d\upsilon_{Y}^{2}} \bigg|_{\upsilon_{Y} = V_{Y}(t)}$$
(A1.16)

$$D_{3}(t) = \frac{1}{6} \cdot \frac{d^{3}I_{out}(\upsilon_{Y}, t)}{d\upsilon_{Y}^{3}} \bigg|_{\upsilon_{Y} = V_{Y}(t)}$$
(A1.17)

3.8. Αναφορές

- [1] B. Gilbert, "A precise four-quadrant multiplier with subnanosecond response," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 3, pp. 365–373, Dec. 1968.
- [2] B. Razavi, RF Microelectronics. New Jersey: Prentice-Hall, 1998.
- [3] Z. Li, R. Quintal, and K. K. O, "A dual-band CMOS front-end with two gain modes for wireless LAN applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 2069–2073, Nov. 2004.
- [4] X. Guan and A. Hajimiri, "A 24-GHz CMOS front-end," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 368–373, Feb. 2004.
- [5] F. Gatta, D. Manstretta, P. Rossi, and F. Svelto, "A fully integrated 0.18-μm CMOS direct conversion receiver front-end with on-chip LO for UMTS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, pp. 15–23, Jan. 2004.
- [6] 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.
- [7] F. Behbahani, J. C. Leete, Y. Kishigami, A. Roithmeier, K. Hoshino, and A. A. Abidi, "A 2.4-GHz low-IF receiver for wideband WLAN in 0.6-µm CMOS – Architecture and front-end," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 1908–1916, Dec. 2000.
- [8] A. J. Annema, B. Nauta, R. van Langevelde, and H. Tuinhout, "Analog circuits in ultra-deepsubmicron CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 40, pp. 132–143, Jan. 2005.

- [9] 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.
- [10] D. D. Weiner and J. E. Spina, Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits. New York: Van Nostrand, 1980.
- [11] P. Wambacq and W. Sansen, *Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits*. Norwell, MA: Kluwer, 1998.
- [12] M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theory of Nonlinear Systems*. New York: Wiley, 1981.
- [13] F. Yuan and A. Opal, "Distortion analysis of periodically switched nonlinear circuits using time-varying Volterra series," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 48, pp. 726–738, June 2001.
- [14] M. T. Terrovitis and R. G. Meyer, "Intermodulation distortion in current-commutating CMOS mixers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 1461–1473, Oct. 2000.
- [15] R. Telichevesky, K. S. Kundert, and J. K. White, "Efficient Steady-State Analysis based on Matrix-Free Krylov-Subspace Methods," *Proceedings of the 1995 Design Automation Conference*, June 1995.
- [16] R. Telichevesky and K. S. Kundert, "Efficient ac and noise analysis of two-tone RF circuits," in *Design Automation Conf.*, 1995, pp. 292–297.
- [17] R. Telichevesky, K. Kundert, I. Elfadel, and J. White, "Fast simulation algorithms for RF circuits," in *Proc. 1996 IEEE Custom Integrated Circuits Conf.*, May 1996, pp. 437–444.
- [18] T. Aprille, and T. Trick, "Steady-state analysis of nonlinear circuits with periodic inputs," *Proc. IEEE*, vol. 60, pp. 108-114, Jan. 1972.
- [19] T. Aprille, and T. Trick, "A computer algorithm to determine the steady-state response of nonlinear oscillators," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-19, pp. 354–360, July 1972.
- [20] F. Colon, and T. Trick, "Fast periodic steady-state analysis for large-signal electronic circuits," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-8, p. 260-269 Aug. 1973.
- [21] S. Director, A. Brodensen, and D. Wayne, "A method for quick determination of the periodic steady-state in nonlinear networks," in *Proc. 9th Ann. Allerton Conf. Circuit and System Theory*, Univ. Illinois, Chicago, Oct. 1971, pp. 131-139.
- [22] M. Nakhla, and F. Branin, "A gradient method for finding the periodic response of nonlinear systems," in Proc. 12th Annu. Allerton Conf. on Circuit and System Theory (Univ. Illinois, Urbana), 1974.
- [23] M. S. Nakhla, "Steady state analysis of nonlinear periodic systems," Ph.D. dissertation Univ. Waterloo, Ont., Canada, 1975.
- [24] M. S. Nakhla, and F. H. Branin, "Determining the periodic response of nonlinear systems by a gradient method," Proc. 12th Ann. Allerton Conf. Circuit and System Theory, Univ. Illinois, Chicago, 1974, pp. 703-704.
- [25] W. J. Cunningham, Introduction to Nonlinear Analysis. New York: McGraw-Hill, 1958.
- [26] A. I. Mees, Dynamics of Feedback Systems. New York: Wiley, 1981.
- [27] L. O. Chua and A. Ushida, "Algorithm for computing almost periodic steady-state response of nonlinear systems to multiple input frequencies," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-28. pp. 953-971, Oct. 1981.
- [28] M. S. Nakhla and J. Vlach, "A piecewise harmonic balance technique for determination of periodic response of nonlinear systems," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-23, pp. 85-91. Feb. 1976.

- [29] K. S. Kundert, G. B. Sorkin, and A. Sangiovanni-Vincentelli, "Applying harmonic balance to almost-periodic circuits," *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol. 36, pp. 366-378, Feb. 1988.
- [30] K. S. Kundert, and A. Sangiovanni-Vincentelli, "Nonlinear circuit simulation in the frequencydomain," ICCAD-85 Digest of Technical Papers. *IEEE International Conference on Computer-Aided Design*, November 1985.
- [31] K. S. Kundert and A. Sangiovanni-Vincentelli, "Simulation of nonlinear circuits in the frequency domain," *IEEE Trans. Computer-Aided Design*, vol. CAD-5, pp. 521–535, Oct. 1986.
- [32] K. S. Kundert, A. Sangiovanni-Vincentelli, and T. Sugawara, "Techniques for finding the periodic steady-state response of circuits," in *Analog Methods for Computer-Aided Circuit Analysis and Diagnosis*. New York: Marcel Dekker. 1988. pp. 169-203.
- [33] K. S. Kundert, and A. Sangiovanni-Vincentelli, "Finding the steady-state response of analog and microwave circuits," *Proceedings of the 1988 IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, May 1988.
- [34] K. S. Kundert, J. K. White and A. Sangiovanni-Vincentelli, "Steady-State Methods for Simulating Analog And Microwave Circuits," Kluwer Academic Publishers, Boston 1990.
- [35] K. S. Kundert, G. B. Sorkin, and A. Sangiovanni-Vincentelli, "Applying harmonic balance to almost-periodic circuits," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Feb. 1988.
- [36] Y. Thodeson, K. Kundert, "Parametric harmonic balance," 1996 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, June 1996.
- [37] K. S. Kundert, "Steady-State Methods for Simulating Analog Circuits," Ph. D. dissertation, University of California at Berkeley, April 1989. Available through Electronic Research Laboratory Publications, U. C. B., 94720, Memorandum No. UCB/ERL M89/63.
- [38] R. C. Melville, P. feldmann, and J. Roychowdhury, "Efficient Multi-tone Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits," IEEE 1995 Custom integrated Circuits Conference, pp. 241-244.
- [39] F. Filicori, V. A. Monaco, and C. Naldi, "Simulation and Design of Microwave Class-C Amplifiers Trough Harmonic Analysis," *IEEE Trans Microwave theory and tech.*, vol. MTT-27, pp. 1043-1051, Dec. 1979.
- [40] A. Ushida and L. O. Chua, "Frequency-domain analysis of nonlinear circuits driven by multitone signals," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-31, pp. 766-779. Sept. 1984.
- [41] M. Okumura, T. Sugawara, and H. Tanimoto, "An efficient small signal frequency analysis method of nonlinear circuits with two frequency excitations," *IEEE Trans. Computer-Aided Design.*, vol. 9, no. 3, pp. 225-235, March 1990.
- [42] V. Rizzoli, C. Cecchetti, and A. Lipparini, "Frequency conversion in general nonlinear multiport devices." *IEEE Microwave Theory Tech.*, vol. MIT-34, pp. 483-486, June 1986.
- [43] K. Gopal, M. S. Nakhla, K. Singhal, J. Vlach, "Distortion Analysis of Transistor Networks," *IEEE Trans Circuits and Systems*, vol. CAS-25, pp. 99-106, Feb. 1978.
- [44] E. Baily, "Steady state harmonic analysis of nonlinear networks," Ph.D. dissertation, Stanford Univ., Stanford, CA., 1968.
- [45] M. S. Nakhla and J. Vlach, "Piecewise steady state harmonic analysis of nonlinear periodic systems," in *Proc. 1975 Conf. on Information Sciences and Systems* (The John Hopkins Univ., Baltimore, MD), pp. 231-236.
- [46] M. Urabe, "Galerkin's procedure for nonlinear periodic systems," Arch. Ration. Mech. Anal., vol. 20, no. 2, pp.120-152, Oct. 1965.

- [47] J. K. Hale, Ordinary Differential Equations. Krieger, 1980.
- [48] V. Volterra, Theory of Functionals and of Integral and Integro-Differential Equations, Dover Publications, Inc., New York, 1959.
- [49] N. Wiener, *Response of a Non-Linear Device to Noise*, Report No. 129, Radiation Laboratory, M.I.T., Cambridge, MA, Apr. 1942.
- [50] M. Schetzen, *The Volterra and Wiener Theories of Nonlinear Systems*, Wiley & Sons, New York, 1980.
- [51] D. D. Weiner and J. E. Spina, *Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits with Application to Nonlinear Interference Effects*. New York: Van Nostrand, 1980.
- [52] Julian J. Bussgang, Leonard Ehrman, and James W. Graham. Analysis of Nonlinear Systems with Multiple Inputs. *Proceedings of the IEEE*, 62(8):1088-1119, August 1974.
- [53] S. Maas, Nonlinear Microwave Circuits, Second Edition, Artech House, Norwood.
- [54] S. Boyd, L. O. Chua, and C. Desoer, "Analytical foundations of Volterra series," IMA Journal of Mathematical Control and Information, Vol. 1, 1984, pp. 243-282.
- [55] R. H. Flake, "Volterra series representation of time-varying nonlinear systems," in Proc. Second Int. Congress of IFAC on Autonratic Control (Basel, Switzerland) 1963, paper no. 408/1.
- [56] R. H. Flake, "Volterra Series Representation of Nonlinear Systems," IEEE Trans. Appl. Ind., vol. 81, pp. 330-335, Jan. 1963.
- [57] L. C. Thomas, "Broadband linearization of transistor amplifiers," presented at the 1967 ISSCC.
- [58] S. Narayanan, "Transistor distortion analysis using Volterra series representation," *Bell Syst. Tech. J.*, pp. 991-1024, May-June 1967.
- [59] S. Narayanan, "Intermodulation distortion of cascaded transistors," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. SC-4, pp. 97-106, June 1969.
- [60] S. Narayanan, "Application of Volterra series to intermodulation distortion of transistor feedback amplifier," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-17, pp. 518-527, Nov. 1970.
- [61] R. G. Meyer, M. J. Sensa, and R. Eschenbach, "Cross-modulation and intermodulation in amplifiers at high frequencies," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. SC-7, pp. 16-23, Feb. 1972.
- [62] S. Narayanan and H. C. Poon, "An analysis of distortion in bipolar transistors using integral charge control model and Volterra series," *IEEE Trans Circuit Theory*, vol. CT-20, pp. 341-351, July 1973.
- [63] Y. L. Kuo and J. D. Witkowski, "Computer aided distortion analysis of bipolar transistor circuits," in Proc. 1972 IEEE Int. Symp. Circuit Theory, Apr. 1972.
- [64] Y. L. Kuo, "Distortion analysis of bipolar transistor circuits," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-20, pp. 709-716, Nov. 1973.
- [65] W. M. C. Sansen and R. G. Meyer, "Distortion in bipolar transistor variable-gain amplifiers," *IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-8, pp. 275-282, Aug. 1973.*
- [66] D. A. George, "Continuous nonlinear systems," Tech. Rep. 355, MIT Research Lab. Electronics, July 1959.
- [67] A. M. Khadr, and R. H. Johnston, "Distortion in High-Frequency FET Amplifiers," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. SC-9, pp. 180-189, Aug. 1974.
- [68] J. J. Bussgang, L. Ehrman, and J. W. Graham, "Analysis of nonlinear systems with multiple inputs," *Proc. IEEE*, vol.62, pp.1088-1119, Aug.1974.
- [69] K. Gopal, "Nonlinear distortion analysis of networks with bipolar transistors," M.A.Sc. thesis, Univ. Waterloo, Waterloo, Ont., Canada Mar. 1975.
- [70] R. G. Meyer, and M. L. Stephens, "Distortion in Variable-Capacitance Diodes," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. SC-10, pp. 47-54, Feb. 1975.
- [71] L. O. Chua and C.-Y. Ng, "Frequency domain analysis of nonlinear systems: general theory," *IEE J. Electron. Circuits Syst.*, vol. 3, pp.165-185, 1979.
- [72] C. S. Yen, "High-Frequency Distortion in Emitter-Driven Variable-Gain Pairs," IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-15, pp. 375-377, June 1980.
- [73] S. Boyd, Y. S. Tang, and L. O. Chua, "Measuring Volterra kernels," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-30, pp. 571-577, Aug. 1983.
- [74] S. Boyd and L. O. Chua, "Fading memory and the problem of approximating nonlinear operators with Volterra series," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-32 pp. 1150-1161, Nov. 1985.
- [75] S. A. Maas and A. Crosmun, "Modeling the gate I/V characteristic of a GaAs MESFET for Volterra-series analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, pp. 1134–1136, July 1989.
- [76] P. Wambacq, G. Gielen, and W. Sansen, "Symbolic simulation of harmonic distortion in analog integrated circuits with weak nonlinearities," in *Proc. ISCAS*, pp. 536–539, May 1990.
- [77] P. Wambacq and W. Sansen, *Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits*. Norwell, MA: Kluwer, 1998.
- [78] P. Wambacq, G. E. Gielen, and P. R. Kinget, "High-frequency distortion analysis of analog integrated circuits," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 46, pp. 335-345, Mar. 1999.
- [79] J. Lee, W. Kim, Y. Kim, T. Rho, and B. Kim, "Intermodulation mechanism and linearization of AlGaAs/GaAs HBT's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 2065–2072, Dec. 1997.
- [80] L. Bin and S. Prasad, "Intermodulation analysis of the collector-up In-GaAs/InAlAs/InP HBT using Volterra series," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 46, pp. 1321–1323, Sept. 1998.
- [81] K. L. Fong, R. G. Mayer, "High-frequency nonlinearity analysis of common-emitter and differential-pair transconductance stages," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 33, pp. 548-555, Apr. 1998.
- [82] J. Vuolevi and T. Rahkonen, "A Volterra model for common-source FET amplifiers in third order intermodulation distortion simulations," in *Proc. Eur. Conf. Circuit Theory and Design* (ECCTD), Helsinki, Finland, pp. II-41–II-41, Aug. 28–31, 2001.
- [83] A. Heiskanen and T. Rahkonen, "5th-order multi-tone Volterra simulator with component-wise output," in *Proc. IEEE Int. Symp. Circuits Systems (ISCAS)*, vol. 3, Phoenix, AZ, May 26–29, 2002, pp. 591–594.
- [84] R. A. Baki, C. Beainy, and M. N. E.-Gamal, "Distortion Analysis of High-Frequency Log-Domain Filters Using Volterra Series," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 50, pp. 1-11, Jan. 2003.
- [85] C.-C. Hsu and J.-T. Wu, "A Highly Linear 125-MHz CMOS Switched-Resistor Programmable-Gain Amplifier," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 38, pp. 1663-1670, Oct. 2003.
- [86] J. Vuolevi and T. Rahkonen, "Analysis of Third-Order Intermodulation Distortion in Common-Emitter BJT and HBT Amplifiers," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 50, pp. 994-1001, Dec. 2003.
- [87] R. B. Swerdlow, "Analysis of Intermodulation Noise in Frequency Converters by Volterra Series," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-26, pp. 305–313, Apr. 1978.

- [88] S. Maas, "Two-tone intermodulation in diode mixers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-35, pp. 307–314, Mar. 1987.
- [89] S. Maas and D. Neilson, "Modelling MESFET's for intermodulation analysis of mixers and amplifiers," *IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, pp. 1964–1971, Dec. 1990.
- [90] W. Yu, S. Sen, and B. H. Leung, "Distortion Analysis of MOS Track-and-Hold Sampling Mixers Using Time-Varying Volterra Series," *IEEE Trans. on Circuits and Systems-II*, vol. 46, pp. 101-113, Feb. 1999.
- [91] P. Li, L. T. Pileggi, "Efficient per-nonlinearity distortion analysis for analog and RF circuits," *IEEE Trans. on CAD of Integrated Circuits and Systems*, vol. 22, pp. 1297-1309, Oct. 2003.
- [92] BSIM Homepage, BSIM Research Group, Dept. of Electrical Engineering and Computer Sciences, Univ. Calif., Berkeley. [Online] Available: http://wwwdevice.eecs.berkeley.edu/~bsim3/.
- [93] EKV Compact MOSFET Model, EKV Research Group, Electronics Laboratory École Polytechnique Fédérale de Lausanne. [Online] Available: http://legwww.epfl.ch/ekv/.
- [94] L. A. Zadeh, "Frequency analysis of variable networks," *Proc. IRE*, vol. 38, pp. 291–299, Mar. 1950.
- [95] G. Theodoratos, A. Vasilopoulos, G. Vitzilaios, and Y. Papananos, *Mixer Intermodulation Distortion Calculator (MIDC)*. [Online] Available: <u>http://www.elab.ntua.gr/sw.htm</u>.

4. Mixer Intermodulation Distortion Calculator (MIDC)

4.1. Πρόλογος

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται το υπολογιστικό πρόγραμμα που αναπτύξαμε [1] σε περιβάλλον Matlab και το οποίο βασίζεται στη θεωρητική ανάλυση που έλαβε χώρα στο προηγούμενο κεφάλαιο. Η ανάλυση αυτή έγινε με τη χρησιμοποίηση του μαθηματικού "εργαλείου" των σειρών Volterra [2] και βασίστηκε κυρίως στη δουλειά που έγινε από τον Τερροβίτη και η οποία παρουσιάζεται αναλυτικά στην [3]. Η υλοποίηση του υπολογιστικού προγράμματος έχει ως βασικό στόχο την επαλήθευση των αποτελεσμάτων της ανάλυσης που προηγήθηκε, καθώς επιτρέπει σύγκριση των αποτελεσμάτων αυτών με τα αποτελέσματα που λαμβάνονται από χρονικές αναλύσεις (transient analysis) εμπορικών προσομοιωτών (SPICElike simulators). Το εργαλείο αυτό μας προσφέρει αρκετές δυνατότητες αλλά και ένα φιλικό προς το χρήστη γραφικό περιβάλλον, που βοηθά τους σχεδιαστές να επιτύχουν βέλτιστες, όσον αφορά τη γραμμικότητα, σχεδιάσεις μικτών σε πολύ μικρό χρόνο.

Για τη σύγκριση των αποτελεσμάτων που προαναφέραμε, χρησιμοποιήσαμε μία εμπορική 0.18 μm CMOS τεχνολογία της UMC.

4.2. Παρουσίαση του υπολογιστικού εργαλείου (MIDC)

Το προγραμματιστικό εργαλείο, το οποίο πραγματοποιεί την ανάλυση που προηγήθηκε, έχει υλοποιηθεί σε περιβάλλον Matlab [1] και ονομάζεται "Mixer Intermodulation Distortion Calculator" (MIDC). Το εργαλείο αυτό υπολογίζει την παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης ενεργών CMOS μικτών, της τοπολογίας του Σχ. 3.1 (a). Μία εικόνα του γραφικού περιβάλλοντος του προγράμματος απεικονίζεται στο Σχ. 4.1.

Οι παράμετροι τις οποίες ο χρήστης μπορεί να εισάγει στο πρόγραμμα είναι ευδιάκριτες στο Σχ. 4.1. Αρχικά λοιπόν ο σχεδιαστής, θα πρέπει να εισάγει τη συχνότητα (σε MHz) και το πλάτος (σε mVolt) του σήματος εισόδου ανεξάρτητα με το αν αυτό ανήκει στην RF ή στην IF περιοχή συχνοτήτων. Στη συνέχεια εισάγει τις αντίστοιχες τιμές για το

σήμα του τοπικού ταλαντωτή (LO signal) όπως επίσης και τη σταθερή στάθμη (DC level) γύρω από την οποία θα υπερτεθεί το σήμα αυτό (σε Volt). Ακολούθως θα πρέπει να δοθούν οι διαστάσεις και τα ευρύτερα χαρακτηριστικά τόσο για τα τρανζίστορ εισόδου όσο και για τα διακοπτικά τρανζίστορ. Αυτά είναι το μήκος και πλάτος των τρανζίστορ (σε um), ο πολλαπλασιαστής τους (multiplier, που είναι καθαρός αριθμός) και όσον αφορά τα διακοπτικά τρανζίστορ η σταθερή τάση (DC voltage) στις υποδογές (drains) τους. Θα πρέπει επίσης να δοθούν η θερμοκρασία (σε °C), το συνολικό ρεύμα πόλωσης του μίκτη, καθώς και ο αριθμός των χρονικών ισαπεχόντων σημείων δειγματοληψίας ανά περίοδο του LO σήματος (sampling points in a period) που εκφράζει ουσιαστικά τη διακριτοποίηση της χρονικής απόκρισης του μίκτη, υπό την επήρεια του LO σήματος, οπότε και αποτελεί το σημαντικότερο μέτρο της ακρίβειας της ανάλυσης και των αποτελεσμάτων της. Τέλος ο χρήστης θα πρέπει να επιλέξει αν επιθυμεί ο μίκτης να πραγματοποιεί αναβίβαση ή υποβίβαση συχνότητας προκειμένου το πρόγραμμα να υπολογίσει τις κατάλληλες αρμονικές. Στην περίπτωση μάλιστα που ο μίκτης πραγματοποιεί αναβίβαση συχνότητας θα πρέπει να επιλέξει αν επιθυμεί την έξοδο που προκύπτει στη συχνότητα FLO+FIF ή εκείνη που εμφανίζεται στη συχνότητα F_{LO} - F_{IF} .

Όλες οι παράμετροι που αναφέρθησαν παραπάνω, εκτός του "Sampling Points in a Period", μπορούν να δοθούν στη μορφή ενός Matlab πίνακα, όπως 1:0.1:2, αν μας ενδιαφέρει να γίνουν προσομοιώσεις για ένα εύρος τιμών μιας μεταβλητής με συγκεκριμένο βήμα ή [1 1.1 1.3 2], αν μας ενδιαφέρουν προσομοιώσεις για κάποιες διακριτές συγκεκριμένες τιμές μια μεταβλητής. Η επιλογή αυτή, δίνει τη δυνατότητα στους σχεδιαστές να τρέξουν μία "συστάδα" προσομοιώσεων μεταξύ πολλών διαφορετικών παραμέτρων προκειμένου να βρουν το βέλτιστο εκείνο συνδυασμό τους που οδηγεί στην πιο αποδοτική, από πλευράς γραμμικότητας, σχεδίαση για το μίκτη. Τα αποτελέσματα την κάθε προσομοίωσης αποθηκεύονται σε ένα αρχείο αναφοράς, το οποίο οι χρήστες του προγράμματος μπορούν να εξετάσουν μετά το τέλος των προσομοιώσεων. Στο αρχείο αυτό αναφέρονται το κέρδος διαγωγιμότητας (transconductance gain), η διαφορά των ισχύων μεταξύ των τόνων πρώτης και τρίτης τάξης, στην έξοδο, που αποκαλείται και τρίτης τάξης παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης, IM_3 , (third order intermodulation distortion) το σημείο τομής των γραμμικών προεκτάσεων των καμπυλών ισχύος των πρώτης και τρίτης τάξης αρμονικών, σαν συνάρτηση της ισχύος εισόδου, IIP_3 , (third order input intercept point) στην έξοδο του μίκτη, καθώς επίσης και οι τιμές των αντίστοιχων παραμέτρων του κυκλώματος για τις οποίες προκύπτουν τα παραπάνω αποτελέσματα. Τα κυριότερα από τα αποτελέσματα αυτά μάλιστα, όπως το κέρδος διαγωγιμότητας, το IM_3 και το IIP_3 εμφανίζονται στο γραφικό περιβάλλον του προγράμματος, που απεικονίζεται στο Σχ. 4.1, μετά το πέρας της προσομοίωσης. Στην περίπτωση που εκτελείται μία "συστάδα" προσομοιώσεων, στο γραφικό περιβάλλον του προγράμματος εμφανίζονται τα παραπάνω αποτελέσματα του συνδυασμού εκείνου των παραμέτρων, για τον οποίο επιτυγχάνονται οι βέλτιστες επιδόσεις γραμμικότητας.

Ένα αρχείο, σε Matlab μορφή, για το μοντέλο των MOS τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται στον μίκτη είναι απαραίτητο για τη λειτουργία του προγράμματος που υλοποιήθηκε. Στην παρούσα στιγμή, χρησιμοποιούνται BSIM3 [4] μοντέλα, καθώς είναι τα πιο ευρέως διαδεδομένα μοντέλα στη βιομηχανία. Μοντέλα EKV [5] υποστηρίζονται επίσης, αλλά δε χρησιμοποιήθηκαν στην παρούσα εργασία για σύγκριση των αποτελεσμάτων, καθώς η 0.18 μm CMOS τεχνολογία της UMC δεν τα υποστηρίζει. Αξίζει να σημειωθεί ότι, αν και οι περισσότερες τεχνολογίες δεν υποστηρίζουν EKV μοντέλα, το υπολογιστικό εργαλείο που υλοποιήσαμε είναι αισθητά ταχύτερο όταν τα χρησιμοποιεί σε αντίθεση με τα αντίστοιχα BSIM μοντέλα. Αυτό οφείλεται στο ότι ο κώδικας των ΕΚV μοντέλων είναι πολύ μικρότερος και αποδοτικότερος σε σύγκριση με τα άλλα εμπορικά μοντέλα. Περαιτέρω πληροφορίες σχετικά με το υπολογιστικό πρόγραμμα είναι δικτυακά διαθέσιμες στην [1].

| lixer Intermodulation Disto | rtion Calculator | |
|--------------------------------|---|------------------------|
| RF Input Signal | LO Signal DC Level (V) 1.5 | Save State |
| Amplitude (mV) 20 | Frequency (MHz) 500 Amplitude (mV) 600 | Load State |
| - Switching Transistors | Input Transistor | Reset |
| Length (um) 1 Multiplier 10 | Length (um) 1 Multiplier 10 | Calculate |
| Drain Voltage (V) 2 | | Simulations Finished |
| - General Setup | Up or Down Converter | Calculation Results |
| Temperature (C) | 7 O Down Conversion | lout∕Vin (dB) -42.5456 |
| Bias Current (mA) | 4 C Up Conversion (Flo+Fif) | IM3 (dBc) 78.6892 |

Σχ. 4.1: Γραφικό περιβάλλον του προγραμματιστικού εργαλείου MIDC.

4.3. Αποτελέσματα προσομοιώσεων

Η επαλήθευση της ορθότητας και της ακρίβειας της ανάλυσης μας γίνεται με τη σύγκριση των αποτελεσμάτων προσομοίωσης του MIDC προγράμματος που υλοποιήθηκε, σε σχέση με τα αποτελέσματα που ελήφθησαν από τις χρονοβόρες χρονικές αναλύσεις (transient analyses) στον Spectre προσομοιωτή της Cadence. Πιο συγκεκριμένα, ο μίκτης του Σχ. 3.1 (a) σχεδιάσθηκε, σε μια εμπορική 0.18 μm CMOS τεχνολογία της UMC, στο πρόγραμμα Cadence και η τοπολογία του χρησιμοποιήθηκε σαν είσοδος για τον Spectre προσομοιωτή. Οι τιμές που χρησιμοποιήθηκαν για τις παραμέτρους του κυκλώματος και που αποτελούν τις μεταβλητές του προγράμματος MIDC παρουσιάζονται στον πίνακα Ι και αναφέρονται στη διαφορική Gilbert τοπολογία (double-balanced Gilbert cell) του Σχ. 3.1 (a). Σε κάθε μία από τις παραμετρικές αναλύσεις που θα ακολουθήσουν, μία από τις μεταβλητές αυτές μεταβάλλεται, ενώ όλες οι υπόλοιπες παίρνουν τις τιμές που αναγράφονται στον παρακάτω πίνακα.

| $F_{\rm RF}({ m MHz})$ | 550 | $W_{ m sw}$ (μ m) | 200 |
|------------------------|-----|--|-----|
| $V_{\rm RF}({ m mV})$ | 20 | $L_{\mathrm{sw}}\left(\mu\mathrm{m} ight)$ | 1 |
| LO DC (V) | 1.5 | $M_{ m sw}$ | 10 |
| $F_{\rm LO}({ m MHz})$ | 500 | $V_{\mathrm{D,sw}}\left(\mathrm{V} ight)$ | 2 |
| $V_{\rm LO}({ m mV})$ | 600 | $W_{ m in}$ ($\mu m m$) | 200 |
| T (°C) | 27 | $L_{\rm in}$ (μ m) | 1 |
| I_{Bias} (mA) | 4 | $M_{ m in}$ | 10 |

ΠΙΝΑΚΑΣ Ι ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΤΩΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ



Σχ. 4.2: Απεικόνιση του (a) κέρδους διαγωγιμότητας και της (b) τρίτης τάξης παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (IM3) σαν συνάρτηση του ρεύματος πόλωσης του μίκτη.



Σχ. 4.3: Απεικόνιση του (a) κέρδους διαγωγιμότητας και της (b) τρίτης τάξης παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (IM3) σαν συνάρτηση του πλάτους (width) των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου του μίκτη.



Σχ. 4.4: Απεικόνιση του (a) κέρδους διαγωγιμότητας και της (b) τρίτης τάξης παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (IM3) σαν συνάρτηση του πλάτους του LO σήματος.



Σχ. 4.5: Απεικόνιση του (a) κέρδους διαγωγιμότητας και της (b) τρίτης τάξης παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (IM3) σαν συνάρτηση της συχνότητας του LO σήματος.

Στις προσομοιώσεις που πραγματοποιήσαμε, στο πεδίο "Sampling Points in a Period" τοποθετήσαμε τον αριθμό 200, ενώ ο μίκτης υλοποιήθηκε, για να πραγματοποιεί υποβίβαση συχνότητας. Στον προσομοιωτή Spectre, στην παράμετρο "RelTol" θέσαμε την τιμή 10⁻³. Τα αποτελέσματα που ελήφθησαν από τον Spectre προσομοιωτή προέκυψαν εφαρμόζοντας DFT (Discrete Fourier Transform) στα χρονικά δεδομένα (transient data) και εφόσον είχε επέλθει σταθερή κατάσταση (steady-state condition) για τη χρονική απόκριση του κυκλώματος.

Στο πρώτο τεστ που έγινε, συγκρίναμε το κέρδος διαγωγιμότητας (I_{out}/V_{in}) και την παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (IM_3) για μεταβλητό ρεύμα πόλωσης. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων αυτών απεικονίζονται στο Σχ. 4.2. Στο δεύτερο τεστ, χρησιμοποιούμε το πλάτος (width) των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου ως μεταβλητή παράμετρο και τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στο Σχ. 4.3. Στο επόμενο τεστ, που συμπεριλάβαμε στην εργασία μας, εξάγαμε τα αποτελέσματα των παραπάνω μεγεθών (I_{out}/V_{in} , IM_3) χρησιμοποιώντας σαν μεταβλητή το πλάτος του LO σήματος. Τα αποτελέσματα αυτά συνοψίζονται στο Σχ. 4.4. Στο τελευταίο τεστ, η συχνότητα του LO σήματος ήταν η μεταβλητή παράμετρος που χρησιμοποιήθηκε. Αξίζει να αναφέρουμε ότι η συχνότητα στην έξοδο να παραμένει η ίδια. Τα αποτελέσματα του τεστ αυτού παρουσιάζονται στο Σχ. 4.5.

Όπως είναι προφανές, η μεγαλύτερη διαφορά μεταξύ του MIDC και του Spectre προσομοιωτή είναι λιγότερη από ±1 dB, κάτι που σημαίνει ότι η εκτίμηση της γραμμικότητας που λαμβάνουμε από το πρόγραμμα που υλοποιήθηκε είναι εξαιρετικά ακριβής. Θα πρέπει να σημειώσουμε, επίσης, ότι όλες οι προσομοιώσεις, τόσο όσον αφορά το Cadence όσο και το MIDC, εκτελέστηκαν στον ίδιο σταθμό εργασίας (workstation), προκειμένου η σύγκριση της ταχύτητας των προσομοιωτών να έχει την ίδια αναφορά. Η χρονική διάρκεια των προσομοιώσεων παρουσιάζεται στον πίνακα ΙΙ για τρεις διαφορετικές τιμές της συχνότητας του LO σήματος. Ο λόγος που η συχνότητα εμφανίζεται ως παράμετρος στον παρακάτω πίνακα είναι γιατί είναι η μοναδική παράμετρος από αυτές του πίνακα Ι η οποία επηρεάζει το χρόνο προσομοίωσης στις χρονικές αναλύσεις (transient analyses). Αξίζει να σημειωθεί στο σημείο αυτό ότι από τη μαθηματική ανάλυση που προηγήθηκε δεν προκύπτει ότι ο χρόνος προσομοίωσης εξαρτάται από τη συχνότητα του LO σήματος. Πράγματι, φαίνεται από τον πίνακα ΙΙ ότι η συχνότητα αυτή δεν επηρεάζει στο ελάχιστο το χρόνο προσομοίωσης του MIDC.

| FLO | 500 MHz | 1 GHz | 2 GHz |
|---------|-------------|-------------|-------------|
| MIDC | 11.62 s | 11.63 s | 11.55 s |
| MIDC | (78.77 dBc) | (78.56 dBc) | (80.22 dBc) |
| Secotro | 75.11 s | 151.51 s | 303.92 s |
| Spectre | (78.30 dBc) | (78.18 dBc) | (79.25 dBc) |

ΠΙΝΑΚΑΣ ΙΙ ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΧΡΟΝΩΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

Οι τιμές στο εσωτερικό των παρενθέσεων αναπαριστούν την τρίτης τάξης παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (IM₃) του μίκτη. Οι υπόλοιπες παράμετροι, εκτός της συχνότητας του LO σήματος, που δεν αναφέρονται, έχουν τις τιμές που απεικονίζονται στον πίνακα Ι. Είναι, λοιπόν, προφανές, ότι από τον προτεινόμενο προσομοιωτή (MIDC) εξάγονται αποτελέσματα που σχεδόν ταυτίζονται με αυτά που λαμβάνονται από τον Spectre προσομοιωτή της Cadence, σε πολύ μικρότερο, ωστόσο, χρόνο προσομοίωσης. Μάλιστα, ο χρόνος προσομοίωσης του MIDC είναι ανεξάρτητος από τη συχνότητα του LO σήματος, σε αντίθεση με τον Spectre. Η διαδικασία, λοιπόν, προσομοίωσης επιταχύνεται με τη χρήση του MIDC προσομοιωτή κατά 26 περίπου φορές, για την τελευταία περίπτωση του πίνακα II, ενώ η βελτίωση, σε χρόνο προσομοίωσης, γίνεται ακόμη πιο αισθητή όσο η συχνότητα του LO σήματος μεγαλώνει περαιτέρω. Ένα εξίσου σημαντικό χαρακτηριστικό του υπολογιστικού εργαλείου που αναπτύξαμε είναι ότι τα αποτελέσματα παρουσιάζονται αυτόματα μετά το τέλος της προσομοίωσης, ενώ στον Spectre προσομοιωτή χρειάζονται κάποιες επιπλέον διαδικασίες, ώστε από τα χρονικά δεδομένα (transient data) να εξάγουμε τα τελικά αποτελέσματα.

4.4. Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε η υλοποίηση ενός φιλικού προς το χρήστη υπολογιστικού προγράμματος ως αποτέλεσμα της θεωρητικής μελέτης που έγινε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Στόχος του προγράμματος αυτού είναι το να επιταχυνθεί τόσο η διαδικασία προσομοίωσης όσο και ο σχεδιαστικός κύκλος που κάθε σχεδιαστής ακολουθεί, ώστε να βελτιστοποιήσει τη σχεδίασή του. Το πρόγραμμα αυτό έχει τη δυνατότητα να δέχεται ως είσοδο πολλές κυκλωματικές παραμέτρους και να αναζητά τον καλύτερο δυνατό συνδυασμό τους, προκειμένου να επιτευχθούν οι βέλτιστες επιδόσεις όσον αφορά τη γραμμικότητα του μίκτη.

Τα αποτελέσματα που ελήφθησαν από τον προσομοιωτή που υλοποιήθηκε συγκρίθηκαν με αυτά του πιο διαδεδομένου προσομοιωτή κυκλωμάτων Spectre της Cadence και αποδείχθηκε ότι βρίσκονται σε εξαιρετική συμφωνία μεταξύ τους. Μάλιστα, από της προσομοιώσεις φάνηκε ότι προσομοιωτής MIDC επιταχύνει εξαιρετικά τη διαδικασία εξαγωγής των αποτελεσμάτων για τη γραμμικότητα του μίκτη, κάτι που γίνεται περισσότερο αισθητό όσο η συχνότητα του LO σήματος του μίκτη γίνεται υψηλότερη.

Στο επόμενο κεφάλαιο θα παρουσιαστούν κάποιες νέες υλοποιήσεις ενεργών ολοκληρωμένων μικτών σχεδιασμένων στην περιοχή συχνοτήτων των 5GHz. Η παρουσίαση και η ανάλυση των τοπολογιών αυτών στοχεύει στη βελτίωση της απόδοσης των υψίσυχνων ολοκληρωμένων μικτών κυρίως όσον αφορά τις προδιαγραφές του κέρδους, του θορύβου, της γραμμικότητας και της κατανάλωσης. Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν επίσης θεωρητικές αναλύσεις και διεξοδικές προσομοιώσεις των σχεδιαζόμενων μικτών, προκειμένου να εξεταστούν με σαφήνεια οι επιδόσεις τους και να συγκριθούν με αυτές των ήδη υπαρχόντων τοπολογιών.

4.5. Αναφορές

- [1] G. Theodoratos, A. Vasilopoulos, G. Vitzilaios, and Y. Papananos, *Mixer Intermodulation Distortion Calculator (MIDC)*. [Online] Available: <u>http://www.elab.ntua.gr/sw.htm</u>.
- [2] V. Volterra, Theory of Functionals and of Integral and Integro-Differential Equations, Dover Publications, Inc., New York, 1959.
- [3] M. T. Terrovitis and R. G. Meyer, "Intermodulation distortion in current-commutating CMOS mixers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 1461–1473, Oct. 2000.
- [4] BSIM Homepage, BSIM Research Group, Dept. of Electrical Engineering and Computer Sciences, Univ. Calif., Berkeley. [Online] Available: http://wwwdevice.eecs.berkeley.edu/~bsim3/.
- [5] EKV Compact MOSFET Model, EKV Research Group, Electronics Laboratory École Polytechnique Fédérale de Lausanne. [Online] Available: <u>http://legwww.epfl.ch/ekv/</u>.

5. Σχεδίαση μικτών για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές

5.1. Πρόλογος

Όπως έχει ήδη καταστεί σαφές από τα προηγούμενα κεφάλαια η σχεδίαση τηλεπικοινωνιακών ενεργών ολοκληρωμένων μικτών δεν είναι καθόλου εύκολη και προφανής διαδικασία. Από τις γραφικές παραστάσεις που παρουσιάσθηκαν στα κεφάλαια 3 και 4 γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι η εξάρτηση της γραμμικότητας ενός μίκτη από τις σχεδιαστικές παραμέτρους του δεν είναι μονότονη, εξαιτίας της πολύπλοκης φύσης της λειτουργίας του, οπότε και η επίτευξη της βέλτιστης απόδοσης του μίκτη, όσον αφορά τη γραμμικότητα, αποτελεί μια εξαιρετικά πολύπλοκη διαδικασία. Τέτοιου είδους πολυσύνθετες συμπεριφορές οι μίκτες παρουσιάζουν και ως προς τις υπόλοιπες προδιαγραφές τους, με σημαντικότερη αυτή του θορύβου, με αποτέλεσμα η ικανοποίηση των σύγχρονων και απαιτητικών προδιαγραφών να αποτελεί μια εξαιρετικά δύσκολη και επίπονη προσπάθεια.

Η διαρκής μάλιστα αύξηση των απαιτήσεων των χρηστών και της αγοράς για ολοένα περισσότερες και υψηλότερης ποιότητας εφαρμογές δυσχεραίνει ακόμη περισσότερο και κάνει πιο απαιτητική τη δουλειά των σχεδιαστών ολοκληρωμένων μικτών. Αυτό προέρχεται κυρίως από το γεγονός ότι οι ολοένα αυξανόμενες εφαρμογές στο χώρο των επικοινωνιών έχουν οδηγήσει σε ταυτόχρονη αύξηση της συχνότητας λειτουργίας των ηλεκτρονικών συσκευών, λόγω έλλειψης διαθέσιμων συχνοτικών ζωνών, κάτι που εγγενώς αυξάνει τη δυσκολία σχεδίασης τους. Ένας εξίσου πολύ σημαντικός λόγος που κάνει τις σχεδιάσεις των ολοκληρωμένων μικτών, αλλά και των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων γενικότερα, εξαιρετικά απαιτητικές είναι και η σύγχρονη τάση για διαρκή μείωση της κατανάλωσής τους και κυρίως της τάσης τροφοδοσίας τους. Οι σύγχρονες, λοιπόν, εφαρμογές στοχεύουν στη σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων με τροφοδοσίες στην περιοχή του 1 Volt ή και ακόμη χαμηλότερες. Σε τόσο χαμηλές τροφοδοσίες ποοι ο θόρυβος, όσο και η γραμμικότητα αλλά και οι υπόλοιπες κυκλωματικές προδιαγραφές είναι εξαιρετικά δύσκολο να επιτευχθούν και συνήθως απαιτείται ένας οριακός και επίπονος -όσον αφορά τη σχεδίαση- συμβιβασμός μεταξύ των βασικών προδιαγραφών του κυκλώματος.

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται κάποιες βασικές κυκλωματικές τεχνικές που έχουν κατά καιρούς εφαρμοστεί σε Gilbert cell μίκτες και οι οποίες βοηθούν στη βελτίωση της συνολικής απόδοσης τους. Στη συνέχεια γίνεται μια μικρή αναφορά στις χαμηλής τροφοδοσίας σχεδιάσεις μικτών, καθώς και στα προβλήματα που η χαμηλή τροφοδοσία δημιουργεί στη συνολική απόδοση και στις επιδόσεις ενός ολοκληρωμένου μίκτη. Επίσης, παρουσιάζονται οι προτεινόμενες τοπολογίες των μικτών που σχεδιάσαμε, οι οποίες αποτελούνται από ένα συνδυασμό παλαιότερων και νέων τεχνικών σχεδίασης και περιγράφεται αναλυτικά η λειτουργία τους. Στο τέλος του κεφαλαίου παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και οι συνολικές επιδόσεις των μικτών καθώς και η σύγκριση τους με παλαιότερες δημοσιευμένες τοπολογίες μικτών.

5.2. Τεχνικές σε Gilbert cell μίκτες

Όπως είναι προφανές, κατά καιρούς έχουν αναπτυχθεί αρκετές τεχνικές όσον αφορά τη σχεδίαση ολοκληρωμένων Gilbert cell μικτών, προκειμένου να βελτιστοποιηθεί η απόδοσή τους και να ικανοποιηθούν οι απαιτητικές προδιαγραφές τους ανάλογα πάντα με την εφαρμογή για την οποία προορίζονται. Στο σημείο αυτό κρίναμε σκόπιμο να επικεντρωθούμε σε δύο από τις σημαντικότερες αυτές τεχνικές οι οποίες βελτιώνουν εξαιρετικά τη συνολική απόδοση των ολοκληρωμένων μικτών και είναι κατάλληλες για υψίσυχνες εφαρμογές και ακόμη περισσότερο για εφαρμογές χαμηλών τροφοδοσιών (κοντά στο 1 Volt), που -όπως αναφέραμε και νωρίτερα- αποτελεί την πλέον σύγχρονη τάση. Οι τεχνικές αυτές αυτές αυτές αναφέρονται εδώ ως τεχνική "επαγωγικού" συντονισμού ("inductive" resonance technique) και τεχνική ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος ("current bleeding" technique) και αναλύονται διεξοδικά στη συνέχεια.

5.2.1. Τεχνική ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος ("current bleeding" technique)

Η τεχνική αυτή έχει αναφερθεί αρκετές φορές στη βιβλιογραφία [1]-[5], [7], [8] και χρησιμοποιείται ευρέως, καθώς μπορεί να βελτιώσει ταυτόχρονα το κέρδος, το θόρυβο και τις επιδόσεις όσον αφορά τη γραμμικότητα ενός ολοκληρωμένου μίκτη. Η σχεδιαστική αρχή της τεχνικής αυτής έχει να κάνει με τη χρησιμοποίηση διαφορετικών ρευμάτων στο στάδιο εισόδου και στο διακοπτικό στάδιο. Με τον τρόπο αυτό κάθε στάδιο μπορεί να βελτιστοποιηθεί με βάση τις συνολικές προδιαγραφές ξεχωριστά, ως προς την κατανάλωση ρεύματος του, με αποτέλεσμα η συνολική απόδοση του μίκτη να μπορεί να γίνει αισθητά καλύτερη από αυτή των συμβατικών τοπολογιών των μικτών.

Υπό την προϋπόθεση αυτή, τα τρανζίστορ εισόδου μπορούν να καταναλώνουν ισχυρά ρεύματα, προκειμένου να αυξηθεί το κέρδος και η γραμμικότητα, ενώ τα τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου απαιτούν αρκετά μικρότερη κατανάλωση ρεύματος, προκειμένου να επιτευχθεί σχεδόν ακαριαία διακοπτική διαδικασία. Ακαριαία διακοπτική διαδικασία σημαίνει να μειωθεί στο ελάχιστο ο χρόνος κατά τον οποίο όλα τα τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου είναι ταυτόχρονα ανοιχτά, ενώ ιδανικά θα θέλαμε κάθε χρονική στιγμή να είναι ανοιχτό μόνο ένα από αυτά. Επιταχύνοντας κάτι τέτοιο, η συνεισφορά θορύβου του διακοπτικού σταδίου στην έξοδο του μίκτη ελαττώνεται, ενώ ταυτόχρονα βελτιώνονται οι επιδόσεις του διακοπτικού σταδίου όσον αφορά τη γραμμικότητα και κατά συνέπεια και αυτές ολόκληρου του μίκτη.

Με βάση και τα όσα αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο, η τεχνική παρουσιάζεται στο Σχ. 5.1. Προκειμένου να μειωθεί η κατανάλωση ρεύματος του διακοπτικού σταδίου σε σχέση με αυτή του σταδίου εισόδου, μία πηγή ρεύματος (I_{BL}) τοποθετείται στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ η οποία και "τραβάει" κάποιο από το ρεύμα του σταδίου εισόδου. Έτσι, στο διακοπτικό στάδιο ρέει η διαφορά του ρεύματος του σταδίου εισόδου και του ρεύματος "διαρροής" I_{BL} (bleeding current).

Ένα επιπλέον πλεονέκτημα της εφαρμογής της τεχνικής είναι και το ότι μειώνοντας το ρεύμα πόλωσης (DC current) του διακοπτικού σταδίου, δημιουργείται μεγαλύτερο "περιθώριο" τάσης στην έξοδο του μίκτη, καθώς η πτώση τάσης πάνω στις αντιστάσεις εξόδου, *R*_{out}, γίνεται πολύ μικρότερη. Είναι, λοιπόν, προφανές ότι οι αντιστάσεις εξόδου μπορούν να αυξηθούν αντίστοιχα με τη μείωση του ρεύματος πόλωσης χωρίς να "στραγγαλιστεί" η λειτουργία του διακοπτικού σταδίου, με αποτέλεσμα να μπορεί να αυξηθεί το συνολικό κέρδος του μίκτη.



Σχ. 5.1: Εφαρμογή της "current bleeding" τεχνικής.

5.2.2. Τεχνική "επαγωγικού" συντονισμού ("inductive" resonance technique)

Ένας από τους σημαντικότερους περιοριστικούς παράγοντες στη σχεδίαση υψίσυχνων ολοκληρωμένων μικτών είναι οι παρασιτικές χωρητικότητες (C_P) που εμφανίζονται στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ, όπως φαίνεται και από το Σχ. 5.2. Η χωρητικότητα αυτή καταστρέφει ταυτόχρονα τις επιδόσεις του μίκτη τόσο όσον αφορά το κέρδος και το θόρυβο αλλά και όσον αφορά τη γραμμικότητα και επομένως η χρησιμοποίηση μιας τεχνικής "χωρητικής εξουδετέρωσης" ("capacitive neutralization" technique) είναι απαραίτητη, προκειμένου να βελτιωθεί η συνολική απόδοση του μίκτη.

Το παραπάνω πρόβλημα, λοιπόν, μπορεί να αντιμετωπιστεί, αν τοποθετήσουμε ένα ολοκληρωμένο πηνίο, L, μεταξύ των κόμβων των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ [6]-[8], όπως απεικονίζεται στο Σχ. 5.2. Η τιμή του πηνίου αυτού επιλέγεται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να συντονίζεται με την παρασιτική χωρητικότητα που εμφανίζεται στους κόμβους αυτούς (C_P) στη συχνότητα που μας ενδιαφέρει, δηλαδή εκείνη του υψίσυχνου (RF) σήματος εισόδου. Στην πράξη και προκειμένου να επιτύχουμε βελτίωση της συμπεριφοράς του ολοκληρωμένου μίκτη, αλλά και σταθερή απόδοση υπό διάφορες μεταβολές των παραμέτρων του κυκλώματος (process variations), το πηνίο και ο συντελεστής ποιότητάς του (Q) επιλέγονται κατάλληλα, ώστε να προκύπτει μια χαρακτηριστική συντονισμού εξαιρετικά ευρυζωνική (broadband), που να καλύπτει ένα αρκετά μεγάλο εύρος συχνοτήτων (περίπου 1GHz) γύρω από τη συχνότητα του υψίσυχνου σήματος εισόδου.

Η παρουσία του συντονιστικού αυτού κυκλώματος στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ σημαίνει ότι το εναλλασσόμενο (ac) ρεύμα που έρχεται από το στάδιο εισόδου δε "γειώνεται" μέσω παρασιτικών οδών και εξαναγκάζεται να ρεύσει μέσω του διακοπτικού σταδίου. Το αποτέλεσμα του φαινομένου αυτού είναι ότι ο μίκτης προσεγγίζει την "ιδανική" χαμηλόσυχνη λειτουργία του, το οποίο και μεταφράζεται σε σημαντική αύξηση του κέρδους μετατροπής του (conversion gain). Προκειμένου να επιτύχουμε παραπλήσιο κέρδος μετατροπής χωρίς την παρουσία ολοκληρωμένου πηνίου, εξαιρετικά μεγάλο ρεύμα πόλωσης γρειάζεται να καταναλωθεί από το διακοπτικό στάδιο. Το αυξανόμενο ρεύμα ουσιαστικά προκαλεί αντίστοιχη αύξηση στην τιμή της διαγωγιμότητας, g_m,των διακοπτικών τρανζίστορ και εξαναγκάζει το εναλλασσόμενο ρεύμα (ac current) να ρέει μέσω αυτών και όχι μέσω οποιουδήποτε παρασιτικού δρόμου. Η προσέγγιση αυτή, αν και κρατά το κέρδος μετατροπής σε επιθυμητά επίπεδα, μπορεί να αυξήσει εξαιρετικά την καταναλισκόμενη ισχύ και να "καταστρέψει" πλήρως τις επιδόσεις του μίκτη όσον αφορά το θόρυβο και τη γραμμικότητα. Ουσιαστικά, η αύξηση του ρεύματος στο διακοπτικό στάδιο καθυστερεί τη διακοπτική διαδικασία, με αποτέλεσμα η συνολική απόδοση του μίκτη να μειώνεται βάσει των όσων αναφέραμε και νωρίτερα στο προηγούμενο υποκεφάλαιο. Στην πράξη, λοιπόν, η παρουσία του ολοκληρωμένου πηνίου, L, παρέχει στους σχεδιαστές τη δυνατότητα να επιτύχουν σχεδιάσεις μικτών με εξαιρετικές συνολικές επιδόσεις και ταυτόχρονα πολύ μικρά ρεύματα πόλωσης. Όπως είναι προφανές, αυτή είναι μία πολύ σημαντική διαπίστωση, δεδομένου ότι οι συμβατικές, υψίσυχνες τοπολογίες μικτών υποφέρουν από την εξαιρετικά υψηλή κατανάλωση ισχύος.



Σχ. 5.2: Εφαρμογή της "inductive resonance" τεχνικής.

Η παραπάνω αναφερθείσα τεχνική παρουσιάζει το επιπρόσθετο πλεονέκτημα ότι βελτιώνει ταυτόχρονα με το κέρδος μετατροπής και τις επιδόσεις όσον αφορά τη γραμμικότητα των ολοκληρωμένων μικτών. Έχει παρατηρηθεί ότι, όταν η γραμμικότητα ενός μίκτη περιορίζεται από τις μη-γραμμικότητες του διακοπτικού σταδίου, η αλληλεπίδραση μεταξύ των μη-γραμμικοτήτων του σταδίου εισόδου και του διακοπτικού σταδίου έχει ως αποτέλεσμα μια βελτιωμένη γραμμικότητα συγκρινόμενη με αυτή που παρουσιάζει το διακοπτικό στάδιο από μόνο του [9]. Αυτό είναι ένα συνηθισμένο φαινόμενο στις σύγχρονες τεχνολογίες και κυρίως στα υψίσυχνα εύρη συχνοτήτων των ευρυζωνικών ασύρματων εφαρμογών που μας ενδιαφέρουν και εξετάζουμε στη διατριβή αυτή. Με βάση την παρατήρηση αυτή, μπορούμε να αντιληφθούμε ότι η παρουσία του ολοκληρωμένου πηνίου που σχηματίζει το συντονιστικό LC κύκλωμα με τις παρασιτικές χωρητικότητες (C_P), όπως εξηγήθηκε και παραπάνω, αποτρέπει τα προϊόντα παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης, που παράγονται από το στάδιο εισόδου, από το να ρέουν διαμέσου παρασιτικών οδών. Απεναντίας, τα εξαναγκάζει να ρέουν διαμέσου του διακοπτικού σταδίου και να αλληλεπιδρούν με τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που παράγονται από αυτό, έχοντας ως άμεσο αποτέλεσμα τη βελτίωση των συνολικών επιδόσεων όσον αφορά τη γραμμικότητα των ολοκληρωμένων μικτών [7].

Αν και τόσο το κέρδος μετατροπής όσο και οι επιδόσεις γραμμικότητας ενός τηλεπικοινωνιακού μίκτη βελτιώνονται με την εφαρμογή της μεθόδου "επαγωγικού συντονισμού", η σημαντικότερη βελτίωση παρατηρείται στις επιδόσεις θορύβου του κυκλώματος αυτού. Επειδή, ωστόσο, ο θόρυβος επηρεάζεται και μάλιστα μειώνεται και από τις δύο αναφερθείσες σχεδιαστικές τεχνικές, μία πλήρης ανάλυση της συμπεριφοράς του θα δοθεί σε ένα ξεχωριστό υποκεφάλαιο, στο οποίο όλοι οι μηχανισμοί "παραγωγής" του θα αναλυθούν πλήρως, και το οποίο θα παραταθεί στη συνέχεια.

5.3. Σχεδίαση σε χαμηλές τροφοδοσίες (Low voltage design)

Όπως έχει αναφερθεί αρκετές φορές και στα προηγούμενα κεφάλαια, η πλέον σύγχρονη τάση στη σχεδίαση ηλεκτρονικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων είναι αυτή της μείωσης της τροφοδοσίας τους κοντά ή και χαμηλότερα ακόμη από το 1 Volt. Προς την κατεύθυνση αυτή κινούνται, άλλωστε, και οι περισσότερες -αν όχι όλες- από τις εταιρίες παραγωγής ημιαγωγών και ψηφίδων πυριτίου. Στόχος των εταιριών αυτών είναι η κατασκευή MOS τρανζίστορ με ολοένα μικρότερες τάσεις κατωφλίου, προκειμένου να μπορούν να υλοποιηθούν οι σύγχρονες σχεδιάσεις ολοκληρωμένων κυκλωμάτων στις άνωθι αναφερόμενες χαμηλές τάσεις τροφοδοσίας.

Ωστόσο, αν και η τεχνολογία των ημιαγωγών έχει κάνει εξαιρετικές προόδους τα τελευταία χρόνια, είναι πρακτικά αδύνατο οι ήδη υπάρχουσες τοπολογίες των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων να μεταφερθούν αυτούσιες σε τόσο χαμηλές τροφοδοσίες. Θα πρέπει, λοιπόν, οι σχεδιαστές των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, αφενός μεν να εκμεταλλευτούν τα ευεργετικά χαρακτηριστικά των σύγχρονων τεχνολογιών και αφετέρου να ανακαλύψουν νέες διατάξεις και τοπολογίες για τη σχεδίαση των κυκλωμάτων, οι οποίες θα είναι κατάλληλες για την εφαρμογή τους σε χαμηλές τροφοδοσίες.

Αναφορικά με τα κυκλώματα ολοκληρωμένων μικτών, παρουσιάζουμε στο Σχ. 5.3 μία διάταξη μίκτη η οποία είναι κατάλληλη για τροφοδοσίες κοντά στο 1 Volt. Η τοπολογία αυτή δε διαθέτει την κλασική πηγή ρεύματος πόλωσης, η οποία ενώνεται στον κόμβο των πηγών των τρανζίστορ εισόδου και παρέχει DC ρεύμα στο κύκλωμα του μίκτη. Απεναντίας, τα τρανζίστορ αυτά είναι απευθείας "γειωμένα". Το βασικό κέρδος της τοπολογίας αυτής είναι η χρησιμοποίηση δύο μόνο "στοιβαγμένων" τρανζίστορ (και όχι τριών) τα οποία είναι πολύ ευκολότερο να τροφοδοτηθούν με μία τάση κοντά στο 1 Volt. Η διάταξη αυτή -εκτός της ευκολίας πόλωσής της- παρουσιάζει και πολύ καλύτερες επιδόσεις όσον αφορά τη γραμμικότητα. Αυτό συμβαίνει επειδή η διάταξη του σταδίου εισόδου με τα "γειωμένα" τρανζίστορ παρουσιάζει πολύ καλύτερη γραμμικότητα από εκείνη που χρησιμοποιεί πηγή ρεύματος πόλωσης (current tail). Αξίζει να αναφερθεί ότι η χρησιμοποίηση της τοπολογίας του παρακάτω σχήματος αποτελεί ουσιαστικά μονόδρομο στις σύγχρονες σχεδιάσεις για τους λόγους που προαναφέραμε. Το μοναδικό μειονέκτημα που παρουσιάζει είναι η μεγάλη της ευαισθησία σε τυχόν μη-ταίριασμα (mismatch) των τρανζίστορ εισόδου, κάτι που οφείλεται στην απουσία της πηγής ρεύματος. Αν, λοιπόν, τα τρανζίστορ εισόδου δεν είναι ιδανικά ταιριασμένα, τότε οι επιδόσεις του μίκτη μπορεί να μειωθούν υπερβολικά, κυρίως όσον αφορά τη γραμμικότητα του. Είναι, λοιπόν, απαραίτητο κατά τη σχεδίαση να δίνεται εξαιρετική προσοχή και στη φυσική σχεδίαση του μίκτη (layout) και κυρίως σε αυτή των κρίσιμων δομικών μονάδων του, όπως είναι το στάδιο εισόδου και το διακοπτικό στάδιο.



Σχ. 5.3: Τοπολογία μίκτη κατάλληλου για χαμηλές τροφοδοσίες χωρίς πηγή ρεύματος πόλωσης (current tail).

Αν και η χρήση της τοπολογίας του Σχ. 5.3 είναι απαραίτητη για τις χαμηλής τροφοδοσίας σχεδιάσεις, τις περισσότερες φορές είναι σχεδόν αδύνατο να σταθεί μόνη της χωρίς τη χρησιμοποίηση κάποιων σχεδιαστικών τεχνικών, όπως αυτές που αναφέρθηκαν παραπάνω. Ο σημαντικότερος περιοριστικός παράγοντας σε τέτοιου είδους σχεδιάσεις και ιδιαίτερα στην περίπτωση όπου έχουμε και υψηλές συχνότητες λειτουργίας, είναι η κατανάλωση ρεύματος του μίκτη. Έτσι, αν και απαιτούνται υψηλές καταναλώσεις ισχύος και ρεύματος, προκειμένου οι διαγωγιμότητες των τρανζίστορ να υπερτερούν των "παρασιτικών" του κυκλώματος, είναι πολύ δύσκολο για τα στοιχεία της διάταξης του μίκτη (τρανζίστορ, αντιστάσεις) να πολωθούν κατάλληλα και να λειτουργήσουν σε τόσο υψηλές καταναλώσεις, δεδομένης της χαμηλής τροφοδοσίας τους. Αυτό συμβαίνει επειδή, όταν η κατανάλωση του ρεύματος είναι πολύ υψηλή, τότε τα τρανζίστορ "κρατούν" μεγάλες τάσεις πύλης-πηγής (V_{GS}), ενώ οι αντιστάσεις αρκετά υψηλές πτώσεις τάσεις αντίστοιχα, με αποτέλεσμα να μην αρκεί μία τροφοδοσία κοντά στο 1 Volt.

Η εφαρμογή, λοιπόν, των τεχνικών σχεδίασης που προαναφέραμε, είναι εξίσου απαραίτητη, σε χαμηλής τροφοδοσίας σχεδιάσεις, με τη χρησιμοποίηση της τοπολογίας του Σχ. 5.3. Η τεχνική ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος ουσιαστικά "κλέβει" ένα μέρος του ρεύματος του σταδίου εισόδου και εκτός του ότι βοηθά στην επιτάχυνση της διακοπτικής διαδικασίας (κάτι που έχει ευεργετική επίδραση τόσο στη γραμμικότητα όσο και στο θόρυβο του κυκλώματος ενός μίκτη), επιτρέπει στην αντίσταση εξόδου του μίκτη να γίνει μεγαλύτερη, με αποτέλεσμα την αύξηση του κέρδους της διάταξής του. Σε αντίθετη περίπτωση, το κέρδος μετατροπής του μίκτη θα βρισκόταν σε πολύ χαμηλά επίπεδα.

Ακόμα πιο χρήσιμη στις υψίσυχνες σχεδιάσεις χαμηλών τροφοδοσιών, είναι η τεχνική "επαγωγικού" συντονισμού που επίσης αναφέρθηκε παραπάνω. Η τεχνική αυτή βασίζεται στο συντονισμό των παρασιτικών χωρητικοτήτων που βρίσκονται στο κρισιμότερο σημείο του μίκτη, αυτό του κόμβου των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ. Η έμμεση αυτή "εξουδετέρωση" των παρασιτικών του κυκλώματος επιτρέπει την κατανάλωση πολύ χαμηλότερων ρευμάτων με εκείνα που θα χρειάζονταν σε περίπτωση μη χρησιμοποίησης της τεχνικής. Επομένως, η πόλωση της τοπολογίας του Σχ. 5.3 γίνεται

εξαιρετικά εύκολη, ακόμη και για τροφοδοσίες μικρότερες του 1 Volt, ενώ οι συνολικές επιδόσεις του κυκλώματος βελτιώνονται εξαιρετικά.

Στα παρακάτω υποκεφάλαια θα παρουσιάσουμε δύο κυκλωματικές υλοποιήσεις ενεργών ολοκληρωμένων Gilbert cell μικτών. Η τροφοδοσία των κυκλωμάτων είναι 1 Volt, ενώ η συχνότητα λειτουργίας τους τα 5 GHz. Για την ακρίβεια, η συχνότητα του υψίσυχνου σήματος εισόδου (RF signal) είναι 5 GHz, ενώ η συχνότητα του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (LO signal) 4.95 GHz. Η έξοδος του μίκτη θα είναι, λοιπόν, στα 50 MHz, αν και -όπως θα δούμε στη συνέχεια- οι τοπολογίες είναι κατάλληλες και για μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας εφαρμογές (zero IF) ή αλλιώς για απευθείας μετατροπή συχνότητας (directconversion mixers). Αυτό συμβαίνει εξαιτίας των εξαιρετικών επιδόσεων των παρακάτω μικτών ως προς το θόρυβο, ακόμα και στις πολύ χαμηλές συχνότητες. Η σχεδίαση και των δύο τοπολογιών έγινε σε μία εμπορική 0.13um CMOS τεχνολογία της IBM.

Η πρώτη τοπολογία μίκτη εισάγει μία νέα συνδυαστική μέθοδο των τεχνικών ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος ("current-bleeding") [1]-[5], [7], [8] και "επαγωγικού" συντονισμού ("inductive-resonance") [6]-[8], συνοδευόμενη από μία καινοτομική τεχνική προσαρμοζόμενης ή αλλιώς δυναμικής πόλωσης. Στόχος της διάταξης αυτής είναι να επιτευχθεί ταυτόχρονα βελτιστοποίηση όσον αφορά το κέρδος μετατροπής, το θόρυβο και τη γραμμικότητα του ολοκληρωμένου μίκτη.

Η δεύτερη τοπολογία μίκτη, που παρουσιάζεται, αντιμετωπίζει ένα από τα σημαντικότερα προβλήματα των ολοκληρωμένων μικτών, το οποίο είναι η περιορισμένη απομόνωση της υψίσυχνης εισόδου από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (LO to RF isolation), ενώ διατηρεί όλα τα πλεονεκτήματα της προηγούμενης τοπολογίας. Η δεύτερη τοπολογία εισάγει, επίσης, για πρώτη φορά σε μίκτες, μία μεθοδολογία για εφαρμογή μιας τεχνικής διάχυσης δεύτερης τάξης αρμονικών (second harmonic injection) [16]-[18], η οποία βελτιώνει σημαντικά τις επιδόσεις των μικτών όσον αφορά τη γραμμικότητα, με αποτέλεσμα να γίνονται συγκρίσιμες με αυτές των αντίστοιχων παθητικών μικτών. Η συνολική, λοιπόν, διάταξη -που θα παρουσιαστεί- συνδυάζει όλα τα πλεονεκτήματα μιας "ενεργής" σχεδίασης (active design), χωρίς τον περιορισμό των χαμηλών επιδόσεων γραμμικότητας. Η δεύτερη, λοιπόν, τοπολογία παρουσιάζει καλύτερες συνολικά επιδόσεις, συγκρινόμενη με την πρώτη στην οποία αναφερθήκαμε νωρίτερα. Τα μόνα μειονεκτήματα που παρουσιάζει σε σχέση με αυτή είναι: η αύξηση της πολυπλοκότητας λόγω της επιπλέον κυκλωματικής σχεδίασης που απαιτεί η υλοποίηση της, η χρησιμοποίηση ολοκληρωμένων μετασχηματιστών (που απαιτούν πολύ καλή και ακριβή μοντελοποίηση), η επιπλέον κατανάλωση ισχύος, καθώς επίσης και η σημαντική αύξηση της επιφάνειας του πυριτίου που απαιτείται για τη σχεδίαση της (die area).

5.4. Πρώτη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη

Η πρώτη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη απεικονίζεται στο Σχ. 5.4. Η διάταξή αποφεύγει τη χρήση πηγής πόλωσης (current tail) ώστε να είναι κατάλληλη για χαμηλές τροφοδοσίες και να παρουσιάζει ικανοποιητικές επιδόσεις ως προς τη γραμμικότητα. Όπως είναι προφανές και με μία πρώτη ματιά, η τοπολογία χρησιμοποιεί τόσο την τεχνική ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος ("current-bleeding") όσο και την τεχνική "επαγωγικού" συντονισμού ("inductive-resonance"). Στον παρακάτω πίνακα (πίνακας Ι) παρατίθενται όλες οι τιμές των στοιχείων που χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση της τοπολογίας του μίκτη.

Στο παρακάτω σχήμα η τεχνική ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος υλοποιείται από το τρανζίστορ M_3 το οποίο και "απορροφά" μέρος του ρεύματος πόλωσης (DC current) του σταδίου εισόδου αναγκάζοντας τα διακοπτικά τρανζίστορ να λειτουργήσουν με πολύ μικρότερο ρεύμα ισορροπίας. Η αντίσταση R_{IS} , που τοποθετείται στην υποδοχή του

τρανζίστορ M_3 , έχει σκοπό να κρατήσει τη λειτουργία του τρανζίστορ M_3 ανεπηρέαστη από την ισχυρή απόκριση του μίκτη, η οποία οφείλεται στην παρουσία του ισχυρού σήματος του τοπικού ταλαντωτή (LO signal). Έτσι, η αντίσταση, R_{IS} , απομονώνει το τρανζίστορ M_3 από τη λειτουργία του μίκτη και αντιστρόφως. Η τιμή, ωστόσο, της αντίστασης αυτής δε μπορεί να είναι υπερβολικά μεγάλη, δεδομένου ότι στα άκρα της εμφανίζεται διαφορά δυναμικού, η οποία πρέπει να κρατηθεί σε χαμηλά επίπεδα. Σε αντίθετη περίπτωση, όπου η αντίσταση R_{IS} θα είχε μεγάλη τιμή, η λειτουργία του τρανζίστορ, M_3 , θα "στραγγαλιζόταν".



Σχ. 5.4: Πρώτη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη.

Στην παραπάνω προτεινόμενη τοπολογία μίκτη υπάρχει μια σχεδιαστική ιδέα που τη διαφοροποιεί από τις προηγούμενες εφαρμογές της τεχνικής ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος, όταν αυτή εφαρμόζεται σε πλήρως ισοσταθμισμένες διαφορικές τοπολογίες Gilbert (double balanced Gilbert cell topologies) [2]-[4], [7], [8]. Έτσι, όπως φαίνεται και από το Σχ. 5.4, η "απορρόφηση" του ρεύματος από τον κόμβο των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ γίνεται μέσω ενός απλού τρανζίστορ από ένα "κοινό" κόμβο της διάταξης του μίκτη και πιο συγκεκριμένα από τη μεσαία λήψη του πηνίου L, (αντί του να χρησιμοποιούνται δύο τρανζίστορ συνδεδεμένα στους κόμβους των υποδοχών των τρανζίστορ M_l). Η τοπολογία αυτή, η σχεδιαστική επίτευξη της οποίας οφείλεται στην παρουσία του ολοκληρωμένου πηνίου L, είναι πιο αποδοτική από την κλασική εφαρμογή της μεθόδου για διάφορους λόγους. Πρώτα από όλα, επειδή βοηθά στο να αποφεύγεται η παρουσία ισχυρών μη ταιριασμάτων (mismatches) μεταξύ των δύο τρανζίστορ (τα οποία χρησιμοποιούνται όταν εφαρμόζεται η κλασική, συμβατική εκδοχή της τεχνικής) και τα οποία θα μπορούσαν να οδηγήσουν σε σημαντικές ασυμμετρίες του κυκλώματος (imbalances) καταστρέφοντας τις συνολικές επιδόσεις του μίκτη. Κατά δεύτερον -και ίσως και πιο σημαντικό- η παρουσία μιας μόνο "πηγής" ρεύματος για την εφαρμογή της τεχνικής και μάλιστα σε "κοινό" κόμβο δε συνεισφέρει καθόλου στο συνολικό θόρυβο του κυκλώματος, αφού ο θόρυβος που παράγει εμφανίζεται ως κοινό σήμα στους δύο κόμβους της εξόδου. Έτσι, ο συνολικός θόρυβος στην έξοδο του μίκτη μειώνεται σημαντικά.

| Τρανζίστορ | Συνολικό πλάτος καναλιού / μήκος καναλιού / αριθμός παράλληλων τρανζίστορ (m) |
|-----------------|--|
| M _{1b} | 20u / 0.4u / 2 |
| M_1 | 100u / 0.4u / 10 |
| M ₂ | 300u / 0.13u / 30 |
| M ₃ | 400u / 0.4u / 40 |
| Πυκνωτές | pF |
| C _{IN} | 5 |
| C _{LO} | 5 |
| C _{CM} | 10 |
| C_L | 1.3 |
| Αντιστάσεις | Ohm |
| R _{IN} | 4K |
| R _{LO} | 4K |
| R _{CM} | 16K |
| R_{L} | 300 |
| R _{IS} | 150 |
| πηνίο | Αυτεπαγωγή (nH) / παρασιτική αντίσταση (Ohm) |
| L | 2.7 / 3 |

ΠΙΝΑΚΑΣ Ι ΤΙΜΕΣ ΤΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΟΥ ΠΡΩΤΟΥ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟΥ ΜΙΚΤΗ

Η εφαρμογή της τεχνικής "επαγωγικού" συντονισμού επιτυγχάνεται με τη χρησιμοποίηση του πηνίου L το οποίο συνδέεται μεταξύ των δύο κόμβων των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ. Όπως αναφέραμε και νωρίτερα στην ανάλυση της τεχνικής, στόχος της παρουσίας του πηνίου είναι να "εξουδετερωθούν" οι παρασιτικές χωρητικότητες που εμφανίζονται στους κόμβους που αυτό συνδέεται, με αποτέλεσμα τη χρησιμοποίηση μικρότερης κατανάλωσης ρεύματος ισορροπίας (DC current) και τη συνολική βελτίωση των επιδόσεων του κυκλώματος του μίκτη. Το πηνίο που χρησιμοποιήθηκε για τη σχεδίαση πάρθηκε απευθείας από τη βιβλιοθήκη της IBM και είχε τα χαρακτηριστικά που παρουσιάζονται στον πίνακα Ι.

5.4.1. Τεχνική προσαρμοζόμενης πόλωσης (adaptive biasing technique)

Όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα, εκτός των δύο ήδη γνωστών τεχνικών που χρησιμοποιήσαμε στην προτεινόμενη τοπολογία του μίκτη, χρησιμοποιήσαμε και μία καινοτομική τεχνική προσαρμοζόμενης ή αλλιώς δυναμικής πόλωσης. Είναι γεγονός ότι ένα από τα σημαντικότερα προβλήματα που οι σύγχρονοι σχεδιαστές αντιμετωπίζουν στη σχεδίαση των χαμηλής τροφοδοσίας ολοκληρωμένων μικτών είναι η εξάρτηση που παρουσιάζει το ρεύμα πόλωσης από το πλάτος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (LO amplitude). Το φαινόμενο αυτό (όπως είναι άλλωστε γνωστό) οφείλεται στο ότι η τάση στις υποδοχές (drains) των τρανζίστορ εισόδου "ακολουθούν" σε πραγματικό χρόνο την τάση της πύλης (gate) του διακοπτικού τρανζίστορ κατά τη χρονική περίοδο όπου το συγκεκριμένο τρανζίστορ είναι ανοιχτό. Αυτό είναι εμφανές στο Σχ. 5.5 όπου παρουσιάζεται ένα απλοποιημένο, χαμηλής συχνότητας λειτουργίας, απλά ισοσταθμισμένο ισοδύναμο ενός μίκτη. Στο πρώτο μισό της περιόδου, το τρανζίστορ Μ_{2A} είναι ανοιχτό και με δεδομένο ότι το ρεύμα πόλωσης, I_{BIAS}, είναι σταθερό, η τάση στον κόμβο των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ (V_S) μεταβάλλεται σύμφωνα με το δυναμικό του LO σήματος που εφαρμόζεται στην πύλη του τρανζίστορ M_{24} , προκειμένου να διατηρείται η V_{GS} τάση του συγκεκριμένου τρανζίστορ σταθερή. Κατά τη δεύτερη ημι-περίοδο του LO σήματος, το τρανζίστορ M_{2B} είναι ανοιχτό και η V_S μεταβάλλεται με αντίστοιχο τρόπο, "ακολουθώντας" την τάση του LOσήματος που εφαρμόζεται στην πύλη του. Έτσι, το δυναμικό V_S στον κόμβο των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ αποτελεί ένα ανορθωμένο αντίγραφο του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, έχει περίοδο τη μίση από την περίοδο του LO και η μορφή του έχει τέτοιο σχήμα όπως αυτό που απεικονίζεται στο Σχ. 5.5. Ο χρονικά μέσος όρος (ή αλλιώς η χρονική μέση τιμή) της τάσης αυτής, υπολογισμένος σε μία περίοδο του LO σήματος, εκφράζει τη σταθερή τάση ισορροπίας (DC voltage level) γύρω από την οποία εφαρμόζεται η χρονική απόκριση του μίκτη στο σημείο αυτό. Είναι, λοιπόν, προφανές ότι η σταθερή αυτή τάση εξαρτάται ισχυρά από το πλάτος του LO σήματος ή και γενικότερα από τη μορφή του για τις περιπτώσεις εκείνες που το σήμα του τοπικού ταλαντωτή δεν είναι ημιτονοειδές.

Η παραπάνω ανάλυση έγινε -όπως προαναφέραμε- για την περίπτωση που ο μίκτης λειτουργεί σε χαμηλές συχνότητες. Στην περίπτωση που ο μίκτης έχει υψίσυχνη λειτουργία, όπου οι παρασιτικές χωρητικότητες που εμφανίζονται στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ έχουν σημαντική επίδραση, η αντίστοιχη τάση στους κόμβους αυτούς δεν "κυματίζει" ιδιαίτερα έντονα (όπως στην αντίστοιχη χαμηλόσυχνη λειτουργία) και ο κυματισμός της είναι κατά πολύ μικρότερος του πλάτους του LO σήματος. Αυτό συμβαίνει εξαιτίας της επίδρασης των παρασιτικών χωρητικοτήτων οι οποίες τείνουν να "γειώσουν" τους κόμβους του κυκλώματος του μίκτη. Έτσι, αν και η τάση V_S έχει την ίδια μορφή με την περίπτωση της χαμηλόσυχνης λειτουργίας, παρουσιάζει πολύ μικρότερο κυματισμός της τάσης στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ θα μπορούσε να περιορίσει εξαιρετικά τις επίδόσεις του σταδίου εισόδου. Ειδικά στην περίπτωση κατά την οποία η τροφοδοσία του μίκτη είναι εξαιρετικά χαμηλή, η οποία και μας ενδιαφέρει, ένα ισχυρό σήμα στους κόμβους αυτούς θα ήταν καταστροφικό, δεδομένου ότι οι κόμβοι των πηγών των πηγών των τρανζίστορ εισόδου σε τέτοιου είδους σχεδιάσεις είναι απευθείας γειωμένοι.



Σχ. 5.5: Απόκριση του μίκτη εξαιτίας του ισχυρού LO σήματος.

Μία σημαντική παρατήρηση είναι ότι η διπλά ισοσταθμισμένη Gilbert cell τοπολογία μίκτη του Σχ. 5.4 είναι πλήρως συμμετρική όσον αφορά το LO σήμα. Έτσι, η απόκριση του

μίκτη στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ εξαιτίας της παρουσίας του σήματος αυτού (LO signal) είναι "κοινό" σήμα, όπερ και σημαίνει ότι η τάση στα δύο άκρα του ολοκληρωμένου πηνίου είναι ακριβώς η ίδια. Αυτό ουσιαστικά φανερώνει ότι η παρουσία του ολοκληρωμένου πηνίου δεν επηρεάζει καθόλου την απόκριση της τάσης V_S και ότι οι παρασιτικές χωρητικότητες δε δημιουργούν κάποιου είδους συντονισμό με το πηνίο (όπως κάνουν για το υψίσυχνο σήμα εισόδου) όσον αφορά το LO σήμα.

Ανακεφαλαιώνοντας, βλέπουμε ότι η χρονική απόκριση του σήματος V_S (στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ) εξαιτίας της παρουσίας του LO σήματος, όσον αφορά την περίπτωση της υψίσυχνης λειτουργίας του μίκτη, αποτελεί μία μικρή κυμάτωση γύρω από μία σταθερή στάθμη ισορροπίας (DC voltage level). Επιπλέον, η σταθερή αυτή τάση είναι ευθέως ανάλογη του πλάτους του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (LO amplitude), στην περίπτωση όπου η τάση ισορροπίας στις πύλες των διακοπτικών τρανζίστορ είναι σταθερή. Είναι, επίσης, προφανές (από το Σχ. 5.4) ότι η τάση V_S εμφανίζεται αυτούσια στους κόμβους υποδοχής των τρανζίστορ εισόδου. Δεδομένου, μάλιστα, ότι τα τρανζίστορ αυτά είναι απευθείας "γειωμένα" και δεν υπάρχει πηγή πόλωσης (current tail), είναι αναπόφευκτο το ρεύμα πόλωσης που διαρρέει το στάδιο εισόδου να επηρεάζεται ισχυρά από τη στάθμη ισορροπίας της τάσης V_S . Μάλιστα, στις σύγχρονες τεχνολογίες μικρών καναλιών (short channel) που εξετάζουμε η εξάρτηση αυτή είναι ιδιαίτερα έντονη.

Είναι προφανές ότι η εξάρτηση του ρεύματος πόλωσης από το πλάτος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, όπως επίσης από τα χαρακτηριστικά και τις συνθήκες του κυκλώματος, δεν είναι επιθυμητή διαδικασία. Η αύξηση του πλάτους του LO σήματος έχει συνήθως στόχο να κάνει γρηγορότερη τη διακοπτική διαδικασία, προκειμένου να βελτιωθούν έμμεσα οι επιδόσεις του μίκτη ως προς το θόρυβο και τη γραμμικότητα. Στην περίπτωση, ωστόσο, που το ρεύμα πόλωσης αυξάνεται με το πλάτος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, αν και περιμένουμε βελτίωση της διακοπτικής διαδικασίας λόγω αύξησης του πλάτους του LO, το επιπλέον DC ρεύμα που δημιουργείται τείνει να κάνει τη διαδικασία αυτή πιο αργή. Εκτός των άλλων είναι, επίσης, προφανές ότι σε καμία περίπτωση δε θα ήταν επιθυμητή μια μη προβλέψιμη συμπεριφορά ενός μίκτη, η οποία θα προέκυπτε στην περίπτωση εξάρτησης του ρεύματος ηρεμίας του από το πλάτος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, όπως επίσης και από τα χαρακτηριστικά και τις συνθήκες του κυκλώματος.

Η παραπάνω ανάλυση αποδεικνύει ότι έχει εξαιρετική σημασία και αναγκαιότητα το να κρατηθεί σταθερό και καλά καθορισμένο το ρεύμα ισορροπίας του μίκτη, κάτω από κάθε είδους κυκλωματικές μεταβολές, προκειμένου να επιτευχθεί η βέλτιστη απόδοση του. Για το λόγο αυτό, μία νέα τεχνική προσαρμοζόμενης πόλωσης (adaptive biasing technique) έχει υλοποιηθεί η οποία καθορίζει και ελέγχει κατάλληλα τις συνθήκες πόλωσης του μίκτη, προκειμένου να κρατά σταθερή την κατανάλωση ρεύματος κάτω από κάθε πιθανή μεταβολή τάσης, θερμοκρασίας και κατασκευαστικής διαδικασίας (process, voltage or temperature variations).

Η τεχνική αυτή βασίζεται στη χρησιμοποίηση δύο τελεστικών ενισχυτών, Op1, Op2, όπως φαίνεται και στο Σχ. 5.4. Οι τελεστικοί αυτοί ενισχυτές είναι υπεύθυνοι για τη δυναμική πόλωση του μίκτη υπό οποιεσδήποτε κυκλωματικές συνθήκες. Οι αντιστάσεις R_{CM} και ο πυκνωτής C_{CM} έχουν αρκετά μεγάλες τιμές (οι οποίες και αναγράφονται στον πίνακα I) και στην ουσία υλοποιούν ένα βαθυπερατό φίλτρο, προκειμένου να ανιχνευθεί η DC στάθμη της τάσης στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ χωρίς, ωστόσο, να επηρεασθεί η λειτουργία του μίκτη. Η παρουσία του τελεστικού ενισχυτή Op2 έχει σκοπό να κλειδώσει την DC αυτή στάθμη, V_{CM} , σε μία συγκεκριμένη, εξωτερικά επιβαλλόμενη σταθερή τάση, V_{BLAS} . Με βάση, λοιπόν, αυτήν την αρχή, ο ενισχυτής Op2 "παράγει" στην έξοδό του μια σταθερή τάση, "πολώνοντας" κατάλληλα τις πύλες των διακοπτικών τρανζίστορ όπως φαίνεται και στο Σχ. 5.4. Είναι, επίσης, προφανές ότι η συνδυασμένη λειτουργία των δύο τελεστικών ενισχυτών εγγυάται ιδανικό "καθρεφτισμό" ρεύματος (ideal current mirroring) του ρεύματος πόλωσης στο στάδιο εισόδου του μίκτη. Αυτό συμβαίνει δεδομένου ότι οι τάσεις ισορροπίας (DC voltages) στις υποδοχές των τρανζίστορ M_I και M_{Ib} κρατιούνται στο ίδιο επίπεδο δυναμικού, V_{BIAS} . Στο σημείο αυτό πρέπει να τονισθεί ότι οι τελεστικοί αυτοί ενισχυτές πρέπει να σχεδιάζονται και να αντισταθμίζονται ως προς τη συχνότητα κατάλληλα, προκειμένου να αποφεύγεται η δημιουργία ανεπιθύμητων ταλαντώσεων.

Στην παράγραφο που θα ακολουθήσει αξίζει να αναφερθούμε λίγο εκτενέστερα στους τελεστικούς ενισχυτές τους οποίους σχεδιάσαμε και η απόδοση των οποίων έχει μεγάλη σημασία για τη συνολική συμπεριφορά του κυκλώματος μας. Όπως φαίνεται και από το Σχ. 5.4, ο τελεστικός ενισχυτής Opl πρέπει να παράγει μία κατάλληλη τάση στις πύλες των τρανζίστορ M_l και M_{lb} ούτως ώστε το δυναμικό στην υποδοχή του M_{lb} να "κλειδωθεί" στην εξωτερικά επιβαλλόμενη τάση, V_{BIAS}. Η τάση, λοιπόν, στην έξοδό του θα πρέπει να βρίσκεται σε αρκετά χαμηλή στάθμη (αφού αναφέρεται στις πύλες των M₁), οπότε και η καταλληλότερη τοπολογία για τον τελεστικό αυτό θα είναι αυτή του Σχ. 5.6. Ο τελεστικός του σχήματος αυτού έχει σαν είσοδο PMOS τρανζίστορ (M_l) και ως φορτία εξόδου NMOS τρανζίστορ (M_2) οπότε και είναι κατάλληλός για να δώσει χαμηλές τάσεις στην έξοδο του. Κάτι που ίσως να φαίνεται εκ πρώτης όψεως παράδοξο στους αναγνώστες είναι το ότι ο τελεστικός αυτός αποτελείται από ένα μόνο στάδιο και όχι δύο όπως έχουμε συνηθίσει για τους τελεστικούς ενισχυτές. Ο λόγος είναι ότι αν εξετάσουμε τη συνολική ανάδραση στο σημείο του κυκλώματος (Σχ. 5.4) που συνδέεται ο τελεστικός αυτός, θα διαπιστώσουμε ότι υπάρχει και ένα ακόμη στάδιο μεγάλου κέρδους, το οποίο είναι αυτό που αποτελείται από το τρανζίστο
ρ M_{lb} και το φορτίο που αυτό "βλέπει" συνδεδεμένο στον κόμβο της υποδοχής του. Αν, λοιπόν, ο Op1 αποτελείτο από δύο στάδια, ο συνολικός βρόχος ανάδρασης θα αποτελείτο από τρία, με αποτέλεσμα να ήταν σχεδόν αδύνατη η αντιστάθμιση του. Ήδη για να αντισταθμισθεί ο βρόχος που δημιουργείται, με τη χρησιμοποίηση του τελεστικού του Σχ. 5.6, θα πρέπει να τοποθετηθεί ένα κλασικό R-C δικτύωμα μεταξύ πύλης και υποδοχής του τρανζίστορ M_{1b} το οποίο και θα παρέχει το κατάλληλο περιθώριο φάσης στο βρόχο που δημιουργείται. Τα κυκλώματα αντιστάθμισης δεν παρουσιάζονται στα σχήματα των μικτών που παρατίθενται για λόγους απλότητας.



Σχ. 5.6: Τελεστικός ενισχυτής (Op1) που χρησιμοποιείται για τη δυναμική πόλωση του μίκτη.

Στον παρακάτω πίνακα (πίνακας ΙΙ) παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά των στοιχείων του τελεστικού ενισχυτή *Op1* που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του.

| Τρανζίστορ | Συνολικό πλάτος καναλιού / μήκος καναλιού / αριθμός παράλληλων τρανζίστορ (m) |
|-------------|--|
| M_1 | 80u / 1u / 8 |
| M_2 | 40u / 1u / 4 |
| Αντιστάσεις | Ohm |
| R | 300 |

ΠΙΝΑΚΑΣ ΙΙ ΤΙΜΕΣ ΤΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΟΥ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ (OP1)

Ο σχεδιασμός του τελεστικού ενισχυτή Op2 είναι τελείως διαφορετικός από αυτόν του Op1. Σκοπός του τελεστικού αυτού είναι να κλειδώσει την τάση ισορροπίας (DC voltage) στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ στην εξωτερικά επιβαλλομένη τάση V_{BLAS} πολώνοντας για το σκοπό αυτό τους κόμβους των πυλών των διακοπτικών τρανζίστορ με κάποια κατάλληλη τάση ισορροπίας. Η τάση στους κόμβους αυτούς θα είναι αρκετά πιο υψηλή σε σχέση με αυτή του προηγούμενου τελεστικού και θα βρίσκεται περίπου στο μέσον της τροφοδοσίας του μίκτη. Επιπλέον, θα πρέπει να μεταβάλλεται ανάλογα με το πλάτος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (κάτι που δε συνέβαινε στην προηγούμενη περίπτωση) το οποίο και σημαίνει ότι ο τελεστικός ενισχυτής Op2 θα πρέπει να έχει πολύ μεγαλύτερη δυναμική περιοχή συγκριτικά με τον Op1, προκειμένου ο μίκτης να λειτουργεί σωστά για πολύ μεγάλα εύρη πλάτους του σήματος του τοπικού ταλαντωτή. Με βάση τα όσα προαναφέραμε, ο τελεστικός ενισχυτής που χρησιμοποιήθηκε στην περίπτωση του Op2 είναι αυτός που απεικονίζεται στο Σχ. 5.7.



Σχ. 5.7: Τελεστικός ενισχυτής (Op2) που χρησιμοποιείται για τη δυναμική πόλωση του μίκτη.

Ο τελεστικός αυτός έχει κέρδος παρόμοιο με αυτόν που χρησιμοποιήθηκε για τον Op1, αλλά έχει αρκετά μεγαλύτερη δυναμική περιοχή, δεδομένου ότι η έξοδος του "απέχει" μόνο ένα τρανζίστορ τόσο από την τροφοδοσία (V_{DD}) όσο και από τη "γη" (V_{SS}). Αν και στο βρόχο που δημιουργείται στο σημείο του κυκλώματος που χρησιμοποιείται ο Op2 δεν υπάρχει άλλο στάδιο υψηλού κέρδους, το κέρδος του παραπάνω τελεστικού ενισχυτή κρατιέται μικρό λόγω της μεγάλης δυσκολίας αντιστάθμισης του βρόχου αυτού. Το αποτέλεσμα του μικρού κέρδους του βρόχου είναι να μην έχουμε πολύ καλό κατ' ουσία βραχυκύκλωμα μεταξύ των εισόδων του τελεστικού ενισχυτή και κατ' επέκταση όχι καλό "κλείδωμα" της τάσης ισορροπίας των κόμβων των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ στην εξωτερικά επιβαλλομένη τάση V_{BLAS} . Το αποτέλεσμα αυτό δεν επηρεάζει καθόλου τη λειτουργία του μίκτη, καθώς το ακριβές "καθρέφτισμα" ρεύματος που επιθυμούμε μεταξύ των τρανζίστορ M_1 και M_{1b} δεν καταστρέφεται από τυχόν μικρές αποκλίσεις στις τάσεις μεταξύ των υποδοχών των τρανζίστορ αυτών. Δεδομένου ότι το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή Op2 είναι χαμηλό, η αντιστάθμιση του βρόχου στον οποίο χρησιμοποιείται επιτυγχάνεται πολύ εύκολα χωρίς τη χρήση επιπρόσθετων παθητικών στοιχείων.

Στον παρακάτω πίνακα (πίνακας III), παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά των στοιχείων του τελεστικού ενισχυτή *Op2* που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του. Ο λόγος για τον οποίο δε χρησιμοποιούνται πηγές ρεύματος αλλά αντιστάσεις στα διαφορικά στάδια των τελεστικών ενισχυτών που χρησιμοποιήσαμε, είναι το μεγάλο "περιθώριο" τάσης που αυτές χρειάζονται για την πόλωσή τους. Όπως άλλωστε έχουμε αναφέρει, είναι πρακτικά αδύνατο να πολωθούν τρία "στοιβαγμένα" τρανζίστορ (stacked transistors) σε τροφοδοσίες κοντά στο 1 Volt. Απεναντίας, οι αντιστάσεις που χρησιμοποιούνται αφενός μεν επιτελούν ικανοποιητικά παρεμφερή λειτουργία με της πηγές ρεύματος και αφετέρου δεν παρουσιάζουν ιδιαίτερα υψηλές πτώσεις τάσης λόγω της χαμηλής κατανάλωσης ρεύματος που κρατάμε στα διαφορικά στάδια των τελεστικών ενισχυτών

| Τρανζίστορ | Συνολικό πλάτος καναλιού / μήκος καναλιού / αριθμός παράλληλων τρανζίστορ (m) |
|----------------|--|
| M_1 | 60u / 1u / 6 |
| M ₂ | 40u / 1u / 4 |
| M ₃ | 80u / 1u / 8 |
| Αντιστάσεις | Ohm |
| R | 300 |

ΠΙΝΑΚΑΣ ΙΙΙ ΤΙΜΕΣ ΤΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΟΥ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ (OP2)

Όπως αναφέραμε και παραπάνω, με την εφαρμογή της τεχνικής προσαρμοζόμενης πόλωσης επιτυγχάνουμε να κρατήσουμε σταθερό το ρεύμα ισορροπίας που ρέει στο μίκτη, κάτω από οποιαδήποτε κυκλωματική συνθήκη, με αποτέλεσμα τη διατήρηση της καλής λειτουργίας του μίκτη σε κάθε περίπτωση. Η τεχνική αυτή, ωστόσο, μπορεί υπό προϋποθέσεις να συνεισφέρει ποικιλοτρόπως και στη σημαντική βελτίωση της συνολικής απόδοσης του κυκλώματος ενός μίκτη.

Έτσι, με το να ελέγχουμε την τάση ισορροπίας (DC voltage), V_{BLAS} , στις υποδοχές των τρανζίστορ εισόδου και με το να θέτουμε την τιμή αυτή σε αρκετά χαμηλές τιμές, επιπλέον περιθώριο τάσης δημιουργείται στη έξοδο του μίκτη. Ο βασικός λόγος είναι ότι μειώνοντας την εξωτερικά επιβαλλόμενη τάση, V_{BLAS} , αντίστοιχα μειώνονται και οι τάσεις στους κόμβους των πηγών και των πυλών των διακοπτικών τρανζίστορ. Μπορούμε, λοιπόν, να χρησιμοποιήσουμε μεγαλύτερες αντιστάσεις εξόδου, χωρίς να προκαλέσουμε το "στραγγαλισμό" των διακοπτικών τρανζίστορ αυξάνοντας με τον τρόπο αυτό το συνολικό κέρδος μετατροπής του μίκτη.

Επιπλέον, η διακοπτική διαδικασία του μίκτη γίνεται αισθητά ταχύτερη και σχεδόν ακαριαία διαμέσου δύο διαφορετικών μηχανισμών. Πρώτα απ' όλα, με τη μείωση της εξωτερικής τάσης, V_{BLAS}, η τάση πηγής-υποστρώματος (source-bulk), V_{SB}, των διακοπτικών τρανζίστορ μειώνεται αντίστοιχα. Έτσι, η τάση κατωφλίου (threshold voltage) των τρανζίστορ αυτών γίνεται μικρότερη εξαναγκάζοντας τα να ανοιγοκλείνουν γρηγορότερα. Κατά δεύτερον, με το να πολώνουμε τα τρανζίστορ εισόδου κοντά στο όριο μεταξύ της γραμμικής περιοχής και της περιοχής του κόρου (αφού η τάση στις υποδοχές των τρανζίστορ εισόδου γίνεται εξαιρετικά χαμηλή), η μορφή της τάσης V_s , στους κόμβους των υποδοχών των τρανζίστορ εισόδου (Σχ. 5.5) μπορεί να συμβάλει στη μείωση του ρεύματος που διαρρέει το διακοπτικό στάδιο κατά τη χρονική περίοδο που τα τρανζίστορ του σταδίου αυτού είναι ταυτόχρονα ανοιχτά. Αυτό συμβαίνει εξαιτίας της μορφής που έχει η χρονικά μεταβαλλόμενη τάση στους κρίσιμους αυτούς κόμβους, η οποία παρουσιάζει ελάχιστο όταν και τα δύο τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου είναι ταυτόχρονα σε λειτουργία. Το αποτέλεσμα του φαινομένου αυτού είναι το να επιταχύνεται η διακοπτική διαδικασία. Μία ανάλυση παρόμοιας τεχνικής που εκμεταλλεύεται ακριβώς το φαινόμενο αυτό του ελέγχου του ρεύματος πόλωσης του διακοπτικού σταδίου κατά την περίοδο του LO σήματος παρουσιάζεται στην [10]. Σύμφωνα με τα όσα έχουμε αναφέρει προηγουμένως, η επιτάχυνση της διακοπτικής διαδικασίας βελτιώνει τη συνολική απόδοση του μίκτη και κυρίως όσον αφορά τις επιδόσεις του ως προς το θόρυβο και τη γραμμικότητα.

5.4.2. Ποιοτική ανάλυση θορύβου του μίκτη

Η συνδυασμένη εφαρμογή των παραπάνω τεχνικών επιτρέπει τη βελτίωση της συνολικής απόδοσης ενός μίκτη κυρίως όσον αφορά τις επιδόσεις του κυκλώματος ως προς το θόρυβο, καθώς η βελτίωση που παρατηρείται είναι εξαιρετική σε σχέση με τις γνωστές συμβατικές τοπολογίες μικτών. Τόσο η τεχνική ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος ("current bleeding") όσο και αυτή της δυναμικής πόλωσης (adaptive biasing) βελτιώνουν τη συμπεριφορά του κυκλώματος ως προς το θόρυβο με το να ελέγχουν το ρεύμα ισορροπίας (DC current) διαμέσου των διακοπτικών τρανζίστορ, κάνοντας τη διακοπτική διαδικασία σχεδόν ακαριαία. Οι τεχνικές αυτές παρέχουν μία σημαντικότατη βελτίωση όσον αφορά το θόρυβο αλλά στη συγκεκριμένη προτεινόμενη αρχιτεκτονική ο θόρυβος συμπιέζεται εξαιρετικά με την εφαρμογή της τεχνικής "επαγωγικού" συντονισμού ("inductive" resonance). Οι μηχανισμοί εκείνοι μέσα από τους οποίους επιτυγχάνεται αυτό θα εξηγηθούν αναλυτικά στη συνέχεια.

Θα πρέπει να τονίσουμε στο σημείο αυτό ότι η ανάλυση που θα ακολουθήσει είναι μία πιο γενική και πιο πλήρης "έκδοση" της ανάλυσης που έγινε στην [7], καθώς όλοι οι μηχανισμοί που γεννούν θόρυβο εξετάζονται ποιοτικά. Η προσέγγιση αυτή είναι βασισμένη στις αναλύσεις που έγιναν στις [12] και [13] και αποτελεί μια πιο ποιοτική εκδοχή τους για την περίπτωση των υψίσυχνων τοπολογιών ολοκληρωμένων μικτών (Οι [12] και [13] είναι αρκετά μαθηματικές αναλύσεις αλλά εξετάζουν περιπτώσεις μικτών που λειτουργούν σε χαμηλές συχνότητες). Η προσέγγιση, λοιπόν, που παρουσιάζεται εδώ είναι πιο γενική και ολοκληρωμένη και βοηθά τους σχεδιαστές των ολοκληρωμένων μικτών να κατανοήσουν εύκολα και ποιοτικά όλους τους μηχανισμούς παραγωγής θορύβου σε ένα κύκλωμα μίκτη.

Είναι γεγονός ότι η φύση του θορύβου σε κυκλώματα με χρονικά μεταβλητά σημεία λειτουργίας (time-varying operating points), όπως είναι οι μίκτες, είναι κυκλοστατική [11] και προκειμένου να πραγματοποιήσουμε ακριβείς υπολογισμούς του θορύβου θα πρέπει οπωσδήποτε να απευθυνθούμε σε κάποιον από τους σύγχρονους προσομοιωτές υψίσυχνων κυκλωμάτων (modern RF simulators). Είναι, ωστόσο, δυνατό να παρέχουμε στους αναγνώστες μία απλή ποιοτική ανάλυση θορύβου, προκειμένου να εξηγήσουμε την πολύ σημαντική βελτίωση που παρατηρείται στο θόρυβο με την εφαρμογή της τεχνικής "επαγωγικού" συντονισμού.

Σε πρώτη φάση, θα ασχοληθούμε με το θόρυβο που γεννά το στάδιο εισόδου (τα τρανζίστορ εισόδου για την ακρίβεια) και γενικά όλα τα στοιχεία του κυκλώματος τα οποία παράγουν θόρυβο υπό τη μορφή ρεύματος το οποίο ρέει μέσα στο διακοπτικό στάδιο. Στην

[12], όπου πραγματοποιείται μια αρκετά πλήρης ανάλυση θορύβου για την περίπτωση μικτών χαμηλόσυχνης λειτουργίας, ο θόρυβος εξόδου του μίκτη δίνεται από τη σχέση:

$$i_{n,o} = p_1(t) \cdot i_{n,in} \tag{5.1}$$

, όπου $i_{n,in}$ είναι ο θόρυβος εισόδου υπό τη μορφή ρεύματος (δηλαδή το ρεύμα "θορύβου" που φτάνει στις πηγές των διακοπτικών τρανζίστορ), $i_{n,o}$ είναι ο θόρυβος εξόδου του μίκτη υπό τη μορφή ρεύματος, ενώ $p_1(t)$ είναι μία περιοδική (με περίοδο ίδια με αυτή του LO σήματος), τετραγωνικής μορφής κυματομορφή, με μηδενική χρονικά μέση τιμή, η οποία εκφράζει και ποσοτικοποιεί τη διακοπτική διαδικασία και η τιμή της οποίας μεταβάλλεται περιοδικά μεταξύ των τιμών -1 και 1. Μια προσεγγιστική απεικόνιση της κυματομορφής αυτής παρουσιάζεται στο Σχ. 5.8. Με βάση την παραπάνω σχέση, η φασματική πυκνότητα ισχύος του ρεύματος θορύβου εξόδου θα δίνεται από τη σχέση:

$$S_{n}^{o}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \left| p_{1,k} \right|^{2} \cdot S_{n}^{in}(f - k \cdot f_{LO})$$
(5.2)

Στις περιπτώσεις μικτών που λειτουργούν σε χαμηλές συχνότητες, όπως αυτές που περιγράφονται στην [12], όπου το ρεύμα θορύβου εισόδου αντιπροσωπεύει λευκό θόρυβο, η εξίσωση (5.2) καταδεικνύει ότι ο θόρυβος εξόδου σε οποιαδήποτε συχνότητα θα προέρχεται από πολλαπλές "αναδιπλώσεις" του λευκού θορύβου εισόδου από διαφορετικές συχνότητες. Κάθε συνεισφορά έχει ένα σχετικό "βάρος", τα οποία καθορίζονται από τους συντελεστές των αρμονικών της κυματομορφής $p_1(t)$, $p_{1,k}$. Αξίζει να αναφέρουμε στο σημείο αυτό ότι η κυματομορφή $p_I(t)$ περιέχει μόνο περιττής τάξης αρμονικές συχνότητας και ότι η πρώτη από αυτές, p_{1,1}, συνεισφέρει περίπου κατά 80% στο συνολικό θόρυβο που παρουσιάζεται στην έξοδο [12]. Για ένα μίκτη υποβίβασης συχνότητας με αρκετά χαμηλή ενδιάμεση συχνότητα, όπως στην περίπτωση της προτεινόμενης τοπολογίας μίκτη, $(F_{RF} \approx F_{LO})$, ή για ένα μίκτη μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας ή αλλιώς μίκτη απευθείας υποβίβασης (direct conversion), η συνεισφορά του θορύβου στην έξοδο προέρχεται από αναδιπλώσεις του θορύβου εισόδου, σύμφωνα με την (5.2). Έτσι, η συνεισφορά στο θόρυβο εξόδου θα προέρχεται από το θόρυβο εισόδου που βρίσκεται γύρω από τη συχνότητα του LO σήματος, καθώς επίσης και γύρω από τις περιττές συχνότητες του σήματος αυτού (f_{LO} , $3f_{LO}$, $5f_{LO}$, κ.λ.π).



Σχ. 5.8: Κυματομορφή $p_1(t)$ της εξίσωσης (5.1).

Στην περίπτωση τώρα του υψηλής συχνότητας λειτουργίας μίκτη του Σχ. 5.4, το ρεύμα θορύβου εισόδου το οποίο "φτάνει" στις πηγές των διακοπτικών τρανζίστορ, φιλτράρεται από την παρουσία του συντονιστικού LC κυκλώματος που σχηματίζεται από το ολοκληρωμένο πηνίο L και τις παρασιτικές χωρητικότητες (C_p) (Σχ. 5.9). Το αποτέλεσμα της παραπάνω διαδικασίας είναι ότι αν και το ρεύμα θορύβου του σταδίου εισόδου προέρχεται από πηγές λευκού θορύβου, η παρουσία του LC κυκλώματος μορφοποιεί το θόρυβο που φτάνει υπό τη μορφή ρεύματος στο διακοπτικό στάδιο ως προς τη συχνότητα (shaping noise in frequency), με αποτέλεσμα ο θόρυβος αυτός να "χρωματίζεται" ("coloring" of noise). Ο παραπάνω μηχανισμός καταγράφεται και γραφικά στο Σχ. 5.9, όπου ο θόρυβος που φτάνει στο διακοπτικό στάδιο περιορίζεται μόνο γύρω από τη συχνότητα συντονισμού του LC κυκλώματος, η οποία, άλλωστε, έχει επιλεγεί κατάλληλα να είναι αυτή του LO σήματος.

Ο μηχανισμός αυτός είναι πολύ σημαντικός όσον αφορά τη βελτίωση της συνολικής απόδοσης του κυκλώματος ως προς το θόρυβο, δεδομένου ότι το ρεύμα θορύβου εισόδου μακριά από τη συχνότητα του LO σήματος καταπιέζεται. Σύμφωνα, λοιπόν, με τη συζήτηση που προηγήθηκε σχετικά με την εξίσωση (5.2), η μόνη συνεισφορά θορύβου του σταδίου εισόδου στην έξοδο του μίκτη θα προέρχεται από θόρυβο γύρω από την κύρια συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή (LO frequency) και όχι από τις περιττές αρμονικές της συχνότητας αυτής. Είναι, λοιπόν, προφανές ότι η παρουσία του ολοκληρωμένου πηνίου και κατ' επέκταση η μορφοποίηση του συχνοτικού φάσματος που αυτό δημιουργεί στο θόρυβο του ρεύματος εισόδου, μειώνει τη συνεισφορά του θορύβου του σταδίου εισόδου στην έξοδο του μίκτη κατά ένα ποσοστό κοντά στο 20%.



Σχ. 5.9: Θόρυβος του σταδίου εισόδου.

Εξετάζοντας το χαμηλόσυχνο θόρυβο flicker του σταδίου εισόδου, η εξίσωση (5.2) καταδεικνύει ότι θόρυβος τέτοιου είδους (χαμηλόσυχνος θόρυβος) μετασχηματίζεται και μεταφέρεται στην έξοδο γύρω από τις περιττής τάξης αρμονικές της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή (LO) και με την έννοια αυτή επηρεάζει μόνο τους μίκτες αναβίβασης συχνότητας. Όπως είναι, λοιπόν, εμφανές ο χαμηλόσυχνος θόρυβος εισόδου δεν παρουσιάζεται στην έξοδο σε χαμηλές συχνότητες, δεδομένου ότι η χρονικά μέση τιμή της κυματομορφής $p_1(t)$ είναι μηδενική ($p_{1,0} = 0$), εκτός της περίπτωσης όπου παρουσιάζονται μεγάλα μη-ταιριάσματα (mismatches) στο διακοπτικό στάδιο (οπότε και οι ακμές της κυματομορφής $p_1(t)$ δε θα είχαν την ίδια χρονική διάρκεια, $T_{LO}/2$). Η πιθανότητα παρουσίας ισχυρών μη-ταιριασμάτων στην τοπολογία του μίκτη του Σχ. 5.4 μειώνεται, σε σχέση με τις συμβατικές τοπολογίες που χρησιμοποιούν την τεχνική ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος,

δεδομένου ότι ένα μόνο τρανζίστορ και μάλιστα σε κοινό κόμβο του κυκλώματος χρησιμοποιείται για την εφαρμογή της συγκεκριμένης τεχνικής.

Στις περιπτώσεις χαμηλόσυχνης λειτουργίας των συμβατικών τοπολογιών των μικτών, η συνεισφορά σε λευκό θόρυβο των διακοπτικών τρανζίστορ στο θόρυβο εξόδου του μίκτη είναι μη-σημαντική και αμελητέα συγκρινόμενη με το λευκό θόρυβο που γεννιέται από το στάδιο εισόδου. Αυτό οφείλεται στο ότι ο λευκός θόρυβος του διακοπτικού σταδίου εμφανίζεται στην έξοδο μόνο κατά το μικρό εκείνο χρονικό διάστημα κατά το οποίο και τα δύο τρανζίστορ του είναι ταυτόχρονα ανοιχτά. Μάλιστα, σύμφωνα με τις [12] και [13], η συνεισφορά αυτή είναι ανάλογη του λόγου του ρεύματος πόλωσης του διακοπτικού σταδίου και του πλάτους του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (I_{BIAS}/V_{LO}). Σύμφωνα με τις συζητήσεις που έχουμε κάνει και νωρίτερα, ο λόγος αυτός γίνεται πολύ μικρός με την εφαρμογή της τεχνικής ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος ("current bleeding" technique) με αποτέλεσμα ο θόρυβος αυτός να καταπιέζεται ακόμη περισσότερο.

Ωστόσο, στην περίπτωση που οι μίκτες βρίσκονται υπό "καθεστώς" υψίσυχνης λειτουργίας, όπου η επιρροή των παρασιτικών χωρητικοτήτων που εμφανίζονται στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ (C_p) είναι εξαιρετικά ισχυρή, τα διακοπτικά τρανζίστορ συνεισφέρουν στο θόρυβο εξόδου κατά τη διάρκεια ολόκληρης της ημι-περιόδου του σήματος του τοπικού ταλαντωτή κατά την οποία παραμένουν ανοιχτά. Καθώς, μάλιστα, η συχνότητα λειτουργίας του μίκτη αυξάνεται, η συνεισφορά των διακοπτικών τρανζίστορ στο λευκό θόρυβο εξόδου γίνεται συγκρίσιμη με αυτή του σταδίου εισόδου, με αποτέλεσμα ο συνολικός θόρυβος εξόδου να αυξάνεται. Όπως θα φανεί στη συνέχεια, ωστόσο, η παρουσία του ολοκληρωμένου πηνίου μεταξύ των κόμβων των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ μπορεί να αναιρέσει πλήρως το μηχανισμό αυτόν παραγωγής θορύβου καταπιέζοντας τη συνολική παρουσία του στην έξοδο.

Είναι γεγονός ότι τα διακοπτικά τρανζίστορ αποτελούν πηγές κυκλοστατικού θορύβου εξαιτίας του ισχυρού σήματος του τοπικού ταλαντωτή (LO signal) που παρουσιάζεται στις πύλες τους. Επιπρόσθετα, η χρονικά μεταβλητή συνάρτηση μεταφοράς (time-varying transfer function) από τις πηγές αυτές του θορύβου ως την έξοδο του μίκτη είναι σύγχρονη με την κυκλοστατική φύση του θορύβου των διακοπτικών τρανζίστορ (έχουν και τα δύο περιοδικά χαρακτηριστικά με περίοδο ίδια με αυτή του LO σήματος). Όπως εξηγείται αναλυτικά και στην [11], όταν συμβαίνει κάτι τέτοιο (όταν δηλαδή τα περιοδικά στατιστικά στοιχεία του θορύβου έχουν ίδια περίοδο με αυτή της χρονικά μεταβλητής συνάρτησης μεταφοράς), κάθε είδους ποιοτική εκτίμηση του θορύβου εξόδου, χωρίς τη χρήση σύγχρονων προσομοιωτών υψίσυχνων κυκλωμάτων, μπορεί να οδηγήσει σε λανθασμένα αποτελέσματα.

Παρόλα αυτά, μία γενική εκτίμηση του μηχανισμού ο οποίος καταπιέζει το θόρυβο που γεννιέται από τα διακοπτικά τρανζίστορ, εξαιτίας της παρουσίας του ολοκληρωμένου πηνίου, μπορεί να γίνει, χωρίς ωστόσο να έχουμε τη δυνατότητα για ακριβή υπολογισμό του συνολικού θορύβου στην έξοδο. Ξεκινώντας, ας κάνουμε την υπόθεση ότι ο θόρυβος κάθε ενός από τα τρανζίστορ μοντελοποιείται ως μία πηγή θορύβου η οποία παρουσιάζεται στην πύλη του όπως φαίνεται και από το Σχ. 5.10. Η πηγή θορύβου, v_n , η οποία εμφανίζεται στην πύλη του τρανζίστορ M_{2A} , για παράδειγμα, παράγει περιοδικά, κατά τη χρονική διάρκεια όπου το M_{2A} είναι ανοιχτό, ένα ρεύμα θορύβου, I_n , στην έξοδο του μίκτη με περίοδο ίδια με αυτή του σήματος του τοπικού ταλαντωτή. Δεδομένου, λοιπόν, ότι το ρεύμα αυτό εμφανίζεται περιοδικά στην έξοδο του κυκλώματος, είναι εμφανές ότι η κύρια συνεισφορά του σε χαμηλόσυχνο θόρυβο στην έξοδο του μίκτη θα προέρχεται από την περιοχή συχνοτήτων της φασματικής πυκνότητας ισχύος του θορύβου, v_n , η οποία βρίσκεται γύρω από την κύρια αρμονική του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (LO frequency). Αυτό συμβαίνει εξαιτίας του φαινομένου τη αναδίπλωσης του θορύβου και οφείλεται στην περιοδικά μεταβαλλόμενη συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος του μίκτη από την πηγή θορύβου, *v_n*, μέχρι την έξοδο του.



Σχ. 5.10: Ανάλυση θορύβου των τρανζίστορ του διακοπτικού σταδίου.

Είναι εμφανές από το Σχ. 5.10 ότι, για την περίπτωση υψίσυχνης λειτουργίας του μίκτη και όταν στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ εμφανίζονται μόνο οι παρασιτικές χωρητικότητες (C_P) , ο κόμβος αυτός είναι σχεδόν "γειωμένος" για συχνότητες τόσο υψηλές όσο η συχνότητα του σήματος του τοπικού ταλαντωτή. Υπό την υπόθεση αυτή, ο θόρυβος της πηγής θορύβου ν_n που εμφανίζεται γύρω από τη συχνότητα του LO σήματος ενισχύεται από το τρανζίστορ M_{2A} κατά τη χρονική εκείνη διάρκεια που αυτό είναι ανοιχτό, με αποτέλεσμα να εμφανίζεται με μεγάλη ισχύ στην έξοδο. Όταν όμως το ολοκληρωμένο πηνίο (L) εμφανίζεται εν παραλλήλω με τις παρασιτικές χωρητικότητες C_p, ο θόρυβος του v_n γύρω από τη συχνότητα του LO σήματος δεν ενισχύεται στην έξοδο του μίκτη. Αυτό συμβαίνει, επειδή το τρανζίστορ Μ₂₄ λειτουργεί ως "ακόλουθος πηγής" ("source follower") για την περιοχή αυτή των συχνοτήτων, εξαιτίας της υψηλής εμπέδησης (high impedance) που εμφανίζεται στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ. Είναι, λοιπόν, προφανές από την παραπάνω ανάλυση και σύμφωνα με τις προσομοιώσεις που έγιναν, ότι στην περίπτωση λειτουργίας των συμβατικών τοπολογιών των μικτών σε υψηλές συχνότητες, το διακοπτικό στάδιο συνεισφέρει σημαντικά στο συνολικό λευκό θόρυβο εξόδου. Απεναντίας, η χρησιμοποίηση του ολοκληρωμένου πηνίου, L, συμπιέζει σχεδόν πλήρως τη συνεισφορά του θορύβου αυτού. Έτσι, το διακοπτικό στάδιο συνεισφέρει σε λευκό θόρυβο μόνο κατά τη διάρκεια του μικρού χρονικού διαστήματος κατά το οποίο και τα δύο του τρανζίστορ είναι ανοιχτά (όπως ακριβώς συμβαίνει στη χαμηλόσυχνη λειτουργία των συμβατικών τοπολογιών μικτών), μια συνεισφορά η οποία ούτως η άλλως είναι αμελητέα.

Σύμφωνα με την [13], ο θόρυβος flicker του διακοπτικού σταδίου εμφανίζεται στην έξοδο του μίκτη μέσω δύο διαφορετικών μηχανισμών, τον "άμεσο" και τον "έμμεσο", ("direct" and "indirect") για τις κλασικές, συμβατικές τοπολογίες μικτών. Ο "άμεσος" μηχανισμός είναι αυτός ο οποίος διαχέει θόρυβο υπό τη μορφή ρεύματος στην έξοδο κατά το χρονικό εκείνο διάστημα όπου και τα δύο διακοπτικά τρανζίστορ είναι ανοιχτά. Ο "έμμεσος" μηχανισμός flicker θορύβου είναι περισσότερο πολύπλοκος και εξαρτάται από τη συχνότητα του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (LO frequency) και από την παρασιτική χωρητικότητα C_p , που εμφανίζεται στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ. Στις συμβατικές τοπολογίες μικτών, η χωρητικότητα αυτή φορτίζεται και εκφορτίζεται κατά τη διάρκεια της περιόδου του LO σήματος εξαιτίας της παρουσίας χαμηλόσυχνου θορύβου, με αποτέλεσμα την εμφάνιση αποσβενόμενων "καρφιών" ρεύματος θορύβου (fading current spikes) στην έξοδο των μικτών. Η συχνότητα των απότομα εμφανίζόμενων ρευμάτων αυτών είναι η διπλάσια από τη συχότητα του σήματος του τοπικού την απότομα εμφανίζομενων ρευμάτων αυτών είναι η διπλάσια από τη συχνότητα του σήματος του τοπικού ταλαντωτή [13] και η μορφή τους απεικονίζεται στο Σχ. 5.11. Στην περίπτωση χαμηλόσυχνου ρεύματος flicker θορύβου

στην έξοδο του, που οφείλεται στον "άμεσο" και "έμμεσο" μηχανισμό, θα δίνεται από τις εξισώσεις (5.3) και (5.4) αντίστοιχα.

$$i_{o,n}^{dir}(f) = \frac{I}{\pi \cdot \mathbf{A}} \cdot \mathbf{v}_n(f)$$
(5.3)

$$i_{o,n}^{indir}(f) = \frac{2 \cdot C_p}{T_{LO}} \cdot v_n(f)$$
(5.4)

, όπου I είναι το ρεύμα πόλωσης του διακοπτικού σταδίου, A είναι το πλάτος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (LO amplitude), T_{LO} είναι η περίοδος του LO σήματος, C_p η παρασιτική χωρητικότητα στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ και $v_n(f)$ είναι ο ισοδύναμος χαμηλόσυχνος flicker θόρυβος που εμφανίζεται στις πύλες των διακοπτικών τρανζίστορ.



Σχ. 5.11: Αποσβενόμενα "καρφιά" ρεύματος θορύβου (fading current spikes) στην έξοδο του μίκτη.

Στην περίπτωση της υψίσυχνης λειτουργίας που εξετάζουμε, για τους ολοκληρωμένους μίκτες, και λαμβάνοντας υπόψη μας τη συνδυασμένη εφαρμογή της τεχνικής ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος ("current bleeding") και της τεχνικής προσαρμοζόμενης πόλωσης (όπου και οι δύο μειώνουν το ρεύμα πόλωσης της εξίσωσης (5.3)), είναι προφανές ότι ο "έμμεσος" μηχανισμός παραγωγής χαμηλόσυχνου θορύβου είναι εκείνος που κυριαρχεί στη συνεισφορά θορύβου flicker στην έξοδο.

Ωστόσο, η εφαρμογή της τεχνικής επαγωγικού συντονισμού ("inductive resonance" technique) επιδρά σημαντικά σε αυτόν το μηχανισμό θορύβου συμπιέζοντάς τον εξαιρετικά, εφόσον εξουδετερώνει ("neutralizes") την παρασιτική χωρητικότητα της εξίσωσης (5.4). Αν και είναι προφανές από την παραπάνω εξίσωση ότι η συνεισφορά του "έμμεσου" μηχανισμού θορύβου αυξάνεται με τη συχνότητα του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (LO frequency), κάτι τέτοιο συμβαίνει μόνο στην περίπτωση που οι παρασιτικές χωρητικότητες φορτίζονται και εκφορτίζονται πολύ γρηγορότερα σε σχέση με τη συχνότητα του LO σήματος (f_{LO}). Στην περίπτωση που η συχνότητα του LO σήματος είναι εξαιρετικά υψηλή, η φόρτιση του πυκνωτή δεν προλαβαίνει να ολοκληρωθεί πριν αρχίσει η εκφόρτιση του, με αποτέλεσμα η χρονικά μέση τιμή των "καρφιών" ρεύματος θορύβου στην έξοδο του μίκτη να μειώνεται. Όπως, λοιπόν, είναι προφανές, υπάρχει ένα όριο συχνότητας μετά από το οποίο ο "έμμεσος" μηχανισμός παραγωγής θορύβου flicker στην έξοδο αρχίζει να καταργείται, με αποτέλεσμα ο θόρυβος, που οφείλεται στο μηχανισμό αυτό, να μειώνεται με τη συχνότητα του LO σήματος. Σύμφωνα, λοιπόν, με την παραπάνω διαπίστωση και λαμβάνοντας υπόψη μας ότι η παρουσία του ολοκληρωμένου πηνίου καθυστερεί τη διαδικασία φόρτισης-εκφόρτισης του πυκνωτή, είναι προφανές (και επίσης επιβεβαιωμένο

από κυκλωματικές προσομοιώσεις) ότι η χρονικά μέση τιμή των "καρφιών" ρεύματος θορύβου (noise current spikes) στην έξοδο του μίκτη μειώνεται σημαντικά σε σχέση με την περίπτωση που δε χρησιμοποιείται ολοκληρωμένο πηνίο.

5.4.3. Αποτελέσματα προσομοιώσεων και επιδόσεις μίκτη

Στα κεφάλαια που προηγήθηκαν αναπτύχθηκαν διεξοδικά οι τεχνικές που χρησιμοποιούνται στο μίκτη του Σχ. 5.4 και το πως αυτές συμβάλλουν στη βελτίωση της συνολικής απόδοσης του. Επίσης, πραγματοποιήθηκε και μία ποιοτική ανάλυση θορύβου που περιέγραψε αναλυτικά όλους εκείνους τους μηχανισμούς που γεννούν θόρυβο στους ολοκληρωμένους μίκτες και το πως οι μηχανισμού αυτοί επηρεάζονται από τις εφαρμοζόμενες τεχνικές, με αποτέλεσμα τη συνολική μείωση του θορύβου.

Στο κεφάλαιο αυτό θα παραθέσουμε αναλυτικά τις επιδόσεις του μίκτη του Σχ. 5.4 όσον αφορά τις βασικότερες από τις προδιαγραφές που τίθενται στα σύγχρονα συστήματα ασύρματων επικοινωνιών. Στο τέλος του κεφαλαίου, μάλιστα, θα γίνει σύγκριση και με τις επιδόσεις άλλων τοπολογιών μικτών που έχουν κατά καιρούς υλοποιηθεί για διάφορες εφαρμογές.

Η βασικότερη από τις προδιαγραφές σε ένα ολοκληρωμένο μίκτη είναι αυτή του κέρδους μετατροπής και αναφέρεται στο λόγο των πλατών των τάσεων μεταξύ εξόδου και εισόδου του μίκτη. Ο λόγος που ονομάζεται κέρδος μετατροπής και όχι απλά κέρδος είναι γιατί τα σήματα εισόδου και εξόδου βρίσκονται σε διαφορετικές συγνότητες. Το κέρδος μετατροπής εξαρτάται και είναι ανάλογο προς τη διαγωγιμότητα των τρανζίστορ εισόδου, την αντίσταση εξόδου και από το κατά πόσο γρήγορη είναι η διακοπτική διαδικασία. Η σχέση, μάλιστα, που δίνει το κέρδος μετατροπής στην περίπτωση χαμηλόσυχνης λειτουργίας μίας κλασικής, συμβατικής τοπολογίας μίκτη δίνεται από την εξίσωση (2.5). Στην τοπολογία του Σχ. 5.4, όπου η τροφοδοσία είναι μόλις 1 Volt, είναι προφανές ότι οι αντιστάσεις εξόδου δε μπορούν να έχουν ιδιαίτερα μεγάλες τιμές λόγω του ότι θέλουμε να μην κρατούν ιδιαίτερα μεγάλες πτώσεις τάσης (αν και σε αυτό βοηθά αρκετά η τεχνική ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος). Έτσι, οι αντιστάσεις εξόδου έχουν τιμή $R_L = 300 \ Ohm$ και επομένως η διαφορική αντίσταση εξόδου του μίκτη θα είναι 600 Ohm. Η τιμή της διαγωγιμότητας των τρανζίστορ εισόδου είναι g_m = 16.78 mS και σχετίζεται άμεσα από την κατανάλωση ρεύματος του σταδίου εισόδου που είναι 2mA για κάθε ένα από τα τρανζίστορ του σταδίου αυτού (συνολικά η κατανάλωση του σταδίου εισόδου είναι 4mA). Με βάση τις κυκλωματικές προσομοιώσεις η τιμή του κέρδους μετατροπής θα είναι 8.4 dB και βρίσκεται πολύ κοντά στην ιδανική της τιμή με βάση τα όσο περιγράψαμε παραπάνω $((2/\pi) \cdot g_m \cdot R_{out} = 10.11 dB).$

Μία από τις εξίσου πολύ σημαντικές προδιαγραφές σε ένα ολοκληρωμένο μίκτη είναι και αυτή του σημείου καταπίεσης του κέρδους ισχύος κατά 1 dB (1 dB compression point) και αναφέρεται στην τιμή της ισχύος εισόδου, στην οποία το κέρδος έχει μειωθεί κατά 1 dB σε σχέση με το κέρδος σε πολύ χαμηλές ισχύς. Είναι προφανές ότι η διάταξή μας δεν είναι κατάλληλη να αντέξει πολύ υψηλά σήματα εισόδου λόγω της χαμηλής τροφοδοσίας της τοπολογίας (η οποία δε δίνει ιδιαίτερα περιθώρια για μεγάλες μεταβολές στις διάφορες τάσεις πόλωσης των τρανζίστορ της διάταξης του μίκτη). Με βάση λοιπόν τον προσομοιωτή, το σημείο καταπίεσης του κέρδους κατά 1 dB προκύπτει για διαφορική είσοδο 330 mVolt και η οποία αν αναχθεί σε αντίσταση εισόδου 50 Ohm αντιστοιχεί σε ισχύ $0.37 \, dBm$.

Η επόμενη προδιαγραφή που θα εξετάσουμε είναι αυτή της παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion) του μίκτη η οποία είναι από τις σημαντικότερες σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα. Η προδιαγραφή αυτή σχετίζεται με τα

προϊόντα που παράγονται από τις μη-γραμμικότητες του κυκλώματος και βρίσκονται εντός του φάσματος του χρήσιμου σήματος εξόδου, με αποτέλεσμα να το παραμορφώνουν χωρίς να είναι δυνατό να φιλτραριστούν. Για τον υπολογισμό του μεγέθους αυτού χρησιμοποιούμε δύο τόνους ιδίας ισχύος στην είσοδο του μίκτη (έστω σε συχνότητες f_1 και f_2) οι οποίες βρίσκονται σε πολύ "κοντινές" συχνότητες μεταξύ τους. Τα προϊόντα παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης είναι αυτά που βρίσκονται στις συχνότητες $2f_1-f_2$ και $2f_2-f_1$ (γι' αυτό και λέγονται προϊόντα τρίτης τάξης) και υπολογίζονται με μετασχηματισμό Fourier επί του "χρονικού" σήματος εξόδου που αποτελεί ουσιαστικά την απόκριση του κυκλώματος για είσοδο αυτή των δύο τόνων. Για τον υπολογισμό της προδιαγραφής αυτής στον προτεινόμενο μίκτη χρησιμοποιήσαμε επαλληλία δύο ημιτονοειδών σημάτων (τόνων) πλάτους 20 mVolt το κάθε ένα και σε συγνότητες 5.005GHz (5GHz + 5MHz) και 4.995GHz (5GHz - 5MHz) ως είσοδο του μίκτη. Δεδομένου ότι το σήμα του τοπικού ταλαντωτή βρίσκεται στα 4.95GHz (5GHz - 50MHz), οι κύριοι τόνοι στην έξοδο θα βρίσκονται στις συχνότητες 45MHz και 55MHz ενώ τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης στις συχνότητες 35MHz και 65MHz. Η προδιαγραφή της παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης χρησιμοποιεί ως μέτρο του μεγέθους αυτού την ισχύ εκείνη του σήματος εισόδου για την οποία προκύπτει το σημείο τομής των προεκτάσεων των καμπυλών των ισχύων της πρώτης και τρίτης τάξεως αρμονικών που προκύπτουν στην έξοδο του μίκτη, όταν αυτές απεικονίζονται ως συναρτήσεις της ισχύος εισόδου (third order input intercept point, IIP_3). Θεωρώντας ότι οι καμπύλες αυτές έχουν κλίση (tanφ) ένα και τρία για τα πρώτης και τρίτης τάξης προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης αντίστοιχα, προκύπτει με απλές μαθηματικές πράξεις ότι το σημείο IIP3 θα δίνεται από τη σχέση:

$$IIP_3 = P_{in} + \frac{P_1 - P_3}{2}$$
(5.5)

, όπου P_{in} είναι η ισχύς του κάθε ενός από τους τόνους εισόδου και P_1 , P_3 οι ισχύς εξόδου των προϊόντων πρώτης και τρίτης τάξης, αντίστοιχα, στην έξοδο. Με βάση τον παραπάνω τύπο, η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (IIP₃) υπολογίζεται ότι είναι 6.37 dBm.

Η επόμενη και εξίσου σημαντική προδιαγραφή είναι αυτή του θορύβου της τοπολογίας του μίκτη. Στο προηγούμενο υποκεφάλαιο δείξαμε αναλυτικά όλους εκείνους τους μηχανισμούς οι οποίοι συμβάλουν στη βελτίωση των επιδόσεων της τοπολογίας του μίκτη του Σχ. 5.4 όσον αφορά το θόρυβο. Αν και η τοπολογία του μίκτη σχεδιάστηκε και είναι κατάλληλη για να αποτελέσει απευθείας το φορτίο για κάποιο ολοκληρωμένο κύκλωμα (όπως ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου, LNA, για παράδειγμα), για τον υπολογισμό των επιδόσεων της ως προς το θόρυβο αναγκαστήκαμε να τερματίσουμε την είσοδό του στα 50 Ohm με μία αντίσταση (resistive termination) και κάποια επιπλέον *LC* στοιχεία (Δεδομένου ότι οι σύγχρονοι προσομοιωτές απαιτούν τερματισμένα κυκλώματα για τον υπολογισμό του θορύβου σε αυτά). Αυτό που ουσιαστικά ενδιαφέρει τους σχεδιαστές συστημάτων σε ολοκληρωμένες εφαρμογές, είναι ο θόρυβος εξόδου ή εισόδου του κυκλώματος και όχι τόσο η εικόνα θορύβου (Noise Figure, NF) η οποία χρησιμοποιείται κυρίως σε περιπτώσεις τηλεπικοινωνιακών σχεδιάσεων με διακριτά τερματισμένα στοιχεία. Στα αποτελέσματα, ωστόσο, που θα παραθέσουμε, θα περιέχονται γραφικές και δεδομένα και από τις τρεις "ποσότητες" μέτρησης του θορύβου που προαναφέραμε.

Αξίζει στο σημείο αυτό να αναφέρουμε, ότι η εικόνα θορύβου είναι στην ουσία ένα μέτρο της συμπεριφοράς του κυκλώματος ως προς το θόρυβο και δίνεται από τον τύπο:

$$NF = 20 \cdot \log\left(\frac{SNR_{OUT}}{SNR_{IN}}\right)$$
(5.6)

, όπου το SNR_{IN} και SNR_{OUT} εκφράζουν το σηματοθορυβικό λόγο στην είσοδο και στην έξοδο του κυκλώματος αντίστοιχα. Αξίζει, επίσης, να αναφέρουμε ότι στο σηματοθορυβικό λόγο στην είσοδο του κυκλώματος, λαμβάνεται υπόψη μόνο ο θόρυβος της αντίστασης (συνήθως 50 Ohm) που βλέπει το κύκλωμα προς την πλευρά του οργάνου.

Στο Σχ. 5.12 παρουσιάζεται ο αναγόμενος στην είσοδο θόρυβος του μίκτη, ενώ στο Σχ. 5.13 ο ίδιος θόρυβος αναγόμενος στην έξοδο του ως προς τη συχνότητα. Δεδομένου ότι η έξοδος του μίκτη βρίσκεται στην ΙF συχνότητα των 50 MHz, μας ενδιαφέρει ο θόρυβος σε αυτή την περιοχή συχνοτήτων. Έτσι, ο θόρυβος εισόδου στη συχνότητα αυτή είναι 2.33 $nV/Hz^{1/2}$, ενώ ο αντίστοιχος θόρυβος εξόδου 6.5 $nV/Hz^{1/2}$. Στο Σχ. 5.14 παρουσιάζεται η γραφική παράσταση της εικόνας θορύβου του κυκλώματος ως συνάρτηση της συχνότητας. Η τιμή της ποσότητας αυτής στη συχνότητα των 50 MHz είναι 14.34 dB.



Σχ. 5.14: Εικόνα θορύβου (Noise Figure) του μίκτη.

Αξίζει να παρατηρήσουμε από τις απεικονίσεις των χαρακτηριστικών του θορύβου ως προς τη συχνότητα και με βάση την ποιοτική ανάλυση, όσον αφορά το θόρυβο, που προηγήθηκε, ότι η εμφάνιση του flicker θορύβου πράγματι καταπιέζεται και περιορίζεται σε αρκετά χαμηλές συχνότητες. Το γεγονός αυτό οφείλεται, όπως προαναφέραμε, κυρίως στην εφαρμογή της τεχνικής "επαγωγικού" συντονισμού και η οποία καταπιέζει εξαιρετικά το είδος αυτό του θορύβου. Η συχνότητα, μάλιστα, γονάτου του flicker θορύβου καταπιέζεται κοντά στα 10 KHz.

Στον παρακάτω πίνακα ΙV παρουσιάζονται τα συνολικά αποτελέσματα προσομοιώσεων του μίκτη του Σγ. 5.4 από τα οποία προκύπτουν οι συνολικές επιδόσεις του. Αξίζει να σημειωθεί ότι όλα τα μεγέθη που αναφέρονται σε ισχύ καταγράφονται επίσης και ως τάσεις, αφού δυναμικά χρησιμοποιήθηκαν και κατά τις προσομοιώσεις. Η μετατροπή από τις τάσεις σε ισχύ γίνεται πάντοτε με αναγωγή στα 50 Ohm, είτε αυτές οι αντιστάσεις υπάρχουν στο κύκλωμα του μίκτη είτε όχι. Αξίζει, επίσης, να αναφερθεί για μία ακόμη φορά, ότι το κέρδος μετατροπής του μίκτη αναφέρεται στο λόγο των πλατών των τάσεων εξόδου και εισόδου σε λογαριθμική κλίμακα, οπότε και δεν είναι κέρδος ισχύος. Στην περίπτωση της συγκεκριμένης τοπολογίας του μίκτη, κέρδος τάσεως και κέρδος ισχύος δε δίνουν το ίδιο αποτέλεσμα, καθότι η έξοδος είναι αναγόμενη στα 600 Ohm και όχι στα 50 Ohm. Όσον αφορά την κατανάλωση ρεύματος που φαίνεται στον παρακάτω πίνακα, είναι προφανές ότι το συνολικό ρεύμα είναι μεγαλύτερο από τα 4 mA που καταναλώνονται στο βασικό στάδιο του μίκτη. Αυτό οφείλεται στην παρουσία τόσο του κυκλώματος πόλωσης όσο και των τελεστικών ενισχυτών, που αν και η κατανάλωση τους είναι μικρή δε μπορεί σε καμία περίπτωση να είναι αμελητέα για την κατάλληλη και σωστή λειτουργία τους.

| Παράμετρος | Τιμή |
|---------------------------------|---|
| Τάση τροφοδοσίας | 1 Volt |
| Διαφορικό πλάτος του LO σήματος | 600 mVolt (5.56 dBm στα 50 Ohm) |
| Κατανάλωση ρεύματος | 6.14 mA |
| Κέρδος μετατροπής | 8.3 dB (κέρδος τάσης) |
| 1 dB compression point | 330 mVolt (0.37 dBm στα 50 Ohm) |
| IIP3 | 6.37 dBm (Το Pin υπολογίζεται στα 50 Ohm) |
| NF@50MHz | 14.34 dB |
| Input referred noise@50MHz | 2.33 nV/sqrt(Hz) |
| Output referred noise@50MHz | 6.5 nV/sqrt(Hz) |

ΠΙΝΑΚΑΣ ΙV ΕΠΙΔΟΣΕΙΣ ΤΟΥ ΠΡΩΤΟΥ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟΥ ΜΙΚΤΗ

5.5. Δεύτερη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη

Αν και η τοπολογία του μίκτη που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο υποκεφάλαιο παρουσιάζει αρκετά καλές επιδόσεις θορύβου καθώς και βελτιωμένες επιδόσεις όσο αφορά τη γραμμικότητα σε σύγκριση με τις κλασικές, συμβατικές υλοποιήσεις μικτών (και μάλιστα για πολύ χαμηλότερες καταναλώσεις ισχύος σε σχέση με αυτές), υποφέρει από την περιορισμένη απομόνωση της εισόδου του από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (LO to RF isolation). Το πρόβλημα αυτό αποτελεί ένα εξαιρετικά περιοριστικό παράγοντα στη σχεδίαση των τηλεπικοινωνιακών μικτών υποβίβασης συχνότητας.
Στο υποκεφάλαιο αυτό, θα παρουσιαστεί μια καινοτομική τοπολογία μίκτη, η οποία συνδυάζει όλα τα πλεονεκτήματα της προηγούμενης και επιπλέον παρουσιάζει εξαιρετική απομόνωση εισόδου από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή καθώς και εξαιρετικές επιδόσεις όσον αφορά τη γραμμικότητα, εξαιτίας της εφαρμογής μίας τεχνικής διάχυσης δεύτερης τάξης αρμονικών μη-γραμμικοτήτων (second harmonic injection technique) [16]-[18], [21]-[23]. Τα μόνα μειονεκτήματα που παρουσιάζει η τοπολογία αυτή, είναι η αυξημένη κατανάλωση ρεύματος καθώς και η χρησιμοποίηση σημαντικής επιφάνειας πυριτίου (die area) εξαιτίας της πολυπλοκότητας της.

Στο Σχ. 5.15 παρουσιάζεται η δεύτερη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη. Όπως είναι εμφανές, το στάδιο εισόδου και το διακοπτικό στάδιο είναι μαγνητικά συζευγμένα (magnetically coupled) μέσω ενός ολοκληρωμένου μετασχηματιστή (integrated transformer) [14], [15], οπότε και μπορούν να πολωθούν ανεξάρτητα διευκολύνοντας την ταυτόχρονη βελτιστοποίηση της απόδοσης και των δύο σταδίων. Δεδομένου ότι το ισχυρό σήμα του τοπικού ταλαντωτή (local oscillator) εμφανίζεται ως κοινό σήμα στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ, ο μετασχηματιστής δεν επιτρέπει την εμφάνιση του σήματος αυτού στους κόμβους των υποδοχών των τρανζίστορ M_2 (Σχ. 5.15) εκτός από τη περίπτωση όπου παρουσιάζονται ισχυρά κυκλωματικά μη-ταιριάσματα (circuit mismatches). Σε κάθε περίπτωση, ωστόσο, η τοπολογία του μίκτη επιτρέπει την τοποθέτηση τρανζίστορ απομόνωσης "πάνω" από το τρανζίστορ εισόδου (cascode input stage) ακόμα και στην περιορισμένη τροφοδοσία του 1 volt. Συνδυάζοντας, λοιπόν, την παρουσία του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή και τη διάταξη απομόνωσης του σταδίου εισόδου, είναι προφανές ότι τα τρανζίστορ εισόδου θα βρίσκονται υπό καθεστώς εξαιρετικά υψηλής απομόνωσης ακόμα και στην περίπτωση παρουσίας ισχυρών παρουσίας ισχυρών μη-ταιριασμάτων.



Σχ. 5.15: Δεύτερη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη.

Αξίζει να σημειωθεί στο σημείο αυτό ότι ο ολοκληρωμένος μετασχηματιστής που χρησιμοποιείται στην παραπάνω τοπολογία μίκτη δεν καταλαμβάνει μεγαλύτερο χώρο απ' ότι ένα ολοκληρωμένο πηνίο. Αυτό συμβαίνει επειδή το μικρότερο από τα πηνία του μετασχηματιστή τοποθετείται ακριβώς στο κέντρο του μεγαλύτερου, επιτυγχάνοντας τη μέγιστη δυνατή σύζευξη μεταξύ τους (coupling) καταλαμβάνοντας ταυτόχρονα το μικρότερο δυνατό χώρο. Στο Σχ. 5.16 παρουσιάζεται η φυσική σχεδίαση (layout) του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή που χρησιμοποιήσαμε για τη σχεδίαση της παρακάτω τοπολογίας μίκτη.

Στον πίνακα V παρουσιάζονται οι τιμές όλων των στοιχείων του δεύτερου προτεινόμενου μίκτη του παραπάνω σχήματος. Αξίζει να αναφέρουμε ότι στο μίκτη αυτό τα τρανζίστορ εισόδου έχουν μικρότερα μήκη καναλιού (L) σε σχέση με την προηγούμενη προτεινόμενη τοπολογία, προκειμένου να αυξήσουμε το κέρδος μετατροπής του (αυξάνοντας το g_m των τρανζίστορ εισόδου) χειροτερεύοντας ταυτόχρονα τις επιδόσεις του ως προς τη γραμμικότητα (IIP_3). Αυτό έγινε αφενός μεν γιατί ένα μεγαλύτερο κέρδος μετατροπής ή βελτίωση της γραμμικότητας, με την εφαρμογή της μεθόδου διάχυσης δεύτερης τάξης αρμονικών μη-γραμμικοτήτων.

| Τρανζίστορ | Συνολικό πλάτος καναλιού / μήκος καναλιού / αριθμός παράλληλων τρανζίστορ (m) | | | |
|-----------------|--|--|--|--|
| M_{1b} | 40u / 0.3u / 4 | | | |
| M_1 | 200u / 0.3u / 20 | | | |
| M _{2b} | 20u / 0.13u / 2 | | | |
| M_2 | 100u / 0.13u / 10 | | | |
| M ₃ | 300u / 0.13u / 30 | | | |
| M_4 | 50u / 0.2u / 5 | | | |
| Πυκνωτές | pF | | | |
| C _{IN} | 5 | | | |
| C _{LO} | 5 | | | |
| C _{CM} | 10 | | | |
| CL | 1.3 | | | |
| С | 5 | | | |
| Αντιστάσεις | Ohm | | | |
| R_{IN} | 4K | | | |
| R _{LO} | 4K | | | |
| R _{CM} | 16K | | | |
| R _L | 300 | | | |
| Μετασχηματιστής | Αυτεπαγωγές πρωτεύοντος (παρασιτικές αντιστάσεις (Ohm)) / δευτερεύοντος (nH) / συντελεστής σύζευξης | | | |
| $L_1/L_2/k$ | 3.4 (2.6) / 3 (2.3) / 0.85 | | | |

 $\label{eq:static} \Pi INAKA\Sigma \, V \\ TIME\Sigma \, T\Omega N \, \Sigma TOIXEI\Omega N \, TOY \, \Delta EYTEPOY \Pi POTEINOMENOY MIKTH$

Όπως είναι προφανές, η παρουσία του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή έχει τον ίδιο ακριβώς σκοπό με το ολοκληρωμένο πηνίο της προηγούμενης προτεινόμενης τοπολογίας μίκτη. Στο Σχ. 5.17 απεικονίζεται το ac ισοδύναμο του κυκλώματος γύρω από το μετασχηματιστή, όπου L_1 , L_2 είναι οι αυτεπαγωγές (self-inductances) των πηνίων του μετασχηματιστή, k είναι ο συντελεστής σύζευξης (coupling factor) του και C_1 , C_2 είναι οι παρασιτικές χωρητικότητες που εμφανίζονται στο πρωτεύον και δευτερεύον του μετασχηματιστή, αντιστοίχως. Η αντίσταση R_2 αναφέρεται στο πραγματικό μέρος της εμπέδησης που εμφανίζεται στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ, ενώ η αντίσταση R_1 αποτελεί το αντίστοιχο πραγματικό μέρος της εμπέδησης που ο μετασχηματιστής βλέπει προς την πλευρά του πρωτεύοντος.



Σχ. 5.16: Φυσική σχεδίαση (layout) του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή.



Σχ. 5.17: Ας ισοδύναμο του μετασχηματιστή.

Αν καταγράψουμε τις εξισώσεις που προκύπτουν από την ανάλυση του παραπάνω ac ισοδύναμου κυκλώματος, θα καταλήξουμε στις ακόλουθες σχέσεις:

$$V_1 = s \cdot L_1 \cdot I_1 + s \cdot M_{12} \cdot I_2$$
 (5.7)

$$V_2 = s \cdot M_{12} \cdot I_1 + s \cdot L_2 \cdot I_2$$
 (5.8)

$$V_2 = \frac{-I_2}{s \cdot C_2 + \frac{1}{R_2}}$$
(5.9)

$$I_{in} = I_1 + V_1 \cdot \left(s \cdot C_1 + \frac{1}{R_1} \right)$$
(5.10)

Οι παραπάνω εξισώσεις αποτελούν ένα σύστημα εξισώσεων τεσσάρων αγνώστων, το οποίο μπορεί να καταγραφεί για μεγαλύτερη ευκολία υπό τη μορφή εξίσωσης πινάκων όπως φαίνεται παρακάτω.

$$\begin{bmatrix} s \cdot L_{1} & s \cdot M_{12} & -1 & 0 \\ s \cdot M_{12} & s \cdot L_{2} & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 & s \cdot C_{2} + 1/R_{2} \\ 1 & 0 & s \cdot C_{1} + 1/R_{1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{1} \\ I_{2} \\ V_{1} \\ V_{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ I_{in} \end{bmatrix}$$
(5.11)

Λύνοντας το παραπάνω σύστημα ως προς V₂ προκύπτει η ακόλουθη γενική σχέση:

$$\frac{V_2}{I_{in}} = \frac{s \cdot M_{12}}{1 + s \cdot L_2 \cdot \left(s \cdot C_2 + \frac{1}{R_2}\right) + \left(s \cdot C_1 + \frac{1}{R_1}\right) \cdot \left[s^2 \cdot \left(L_1 \cdot L_2 - M_{12}^2\right) \cdot \left(s \cdot C_2 + \frac{1}{R_2}\right) + s \cdot L_1\right]}$$
(5.12)

Η αμοιβαία επαγωγή (mutual inductance) ενός μετασχηματιστή συνδέεται με το συντελεστή σύζευξης (k) και τις επιμέρους αυτεπαγωγές (self inductance) των πηνίων που τον αποτελούν με την ακόλουθη σχέση:

$$M_{12} = k \cdot \sqrt{L_1 \cdot L_2} \tag{5.13}$$

Υποθέτοντας, λοιπόν, ιδανική σύζευξη (k=1) μεταξύ των πηνίων του μετασχηματιστή και συνδυάζοντας τις εξισώσεις (5.12) και (5.13) καταλήγουμε στην παρακάτω σχέση:

$$\frac{V_2}{I_{in}} = \frac{s \cdot M_{12}}{s^2 \cdot (L_2 \cdot C_2 + L_1 \cdot C_1) + s \cdot (\frac{L_2}{R_2} + \frac{L_1}{R_1}) + 1}$$
(5.14)

Προκειμένου η παραπάνω εξίσωση να γίνει μέγιστη, κάτι που θα σημάνει και μέγιστη μεταφορά ισχύος στην έξοδο του μετασχηματιστή, θα πρέπει ο παρονομαστής της παραπάνω σχέσης να γίνει όσο μικρότερος γίνεται. Όπως είναι προφανές, ο παρονομαστής έχει και πραγματικό και φανταστικό μέρος. Το πραγματικό του μέρος, μάλιστα, είναι δυνατό να μηδενιστεί πλήρως, αν επιλέξουμε κατά τέτοιο τρόπο τις τιμές αυτεπαγωγής των πηνίων του μετασχηματιστή, ώστε να τεθεί σε ισχύ η παρακάτω εξίσωση:

$$s^{2} \cdot (C_{1} \cdot L_{1} + C_{2} \cdot L_{2}) + 1 = 0$$
(5.15)

Με βάση, λοιπόν, την (5.15) και λαμβάνοντας υπόψη μας, από το κύκλωμα του μίκτη, ότι η αντίσταση R_I θα έχει πολύ μεγάλη τιμή η (5.14) γίνεται:

$$\frac{V_2}{I_{in}} = \frac{M_{12}}{\frac{L_2}{R_2} + \frac{L_1}{R_1}} \cong \frac{M_{12}}{\frac{L_2}{R_2}} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot R_2$$
(5.16)

Η αντίσταση εισόδου που βλέπουμε προς την πλευρά του μετασχηματιστή κοιτώντας από το πρωτεύον του, βρίσκεται μετά από κάποιες πράξεις ότι δίνεται από την εξίσωση:

$$Z_{in,prim} = \frac{V_1}{I_{in}} = \frac{s \cdot L_1}{s^2 \cdot (L_2 \cdot C_2 + L_1 \cdot C_1) + s \cdot (\frac{L_2}{R_2} + \frac{L_1}{R_1}) + 1}$$
(5.17)

Είναι, λοιπόν, προφανές ότι η συνθήκη εκείνη που μας δίνει καθαρά πραγματική Z_{in} είναι η ίδια με την αυτή της εξίσωσης (5.15) και θα ισοδυναμεί με μία συνθήκη συντονισμού όσον αφορά το κύκλωμα που συνδέεται στο πρωτεύον του μετασχηματιστή. Άρα, η αντίσταση εισόδου στο πρωτεύον του μετασχηματιστή θα δίνεται από τη σχέση:

$$Z_{in,prim} = \frac{V_1}{I_{in}} = \frac{L_1}{L_2} R_2$$
(5.18)

Δεδομένου ότι η εξίσωση (5.15) είναι συμμετρική ως προς τα στοιχεία εισόδου και εξόδου, είναι προφανές ότι και πάλι η ίδια εξίσωση θα προκύψει όταν προσπαθήσουμε να βρούμε τη σχέση εκείνη που μας δίνει τη συχνότητα για την οποία η παρασιτική χωρητικότητα C_2 "εξουδετερώνεται" όσον αφορά ένα σήμα που συνδέεται στο δευτερεύον του μετασχηματιστή (σχέση συντονισμού στο δευτερεύων του μετασχηματιστή θα δίνεται από την αντίστοιχη με την παραπάνω σχέση:

$$Z_{in,sec} = \frac{L_2}{\frac{L_2}{R_2} + \frac{L_1}{R_1}} \cong R_2$$
(5.19)

Από τη συζήτηση που έχει προηγηθεί είναι, λοιπόν, προφανές ότι η εξίσωση (5.15) είναι αντίστοιχη της εξίσωσης συντονισμού που προκύπτει στην περίπτωση όπου ένα απλό πηνίο χρησιμοποιείται, για την εφαρμογή της τεχνικής "επαγωγικού" συντονισμού, όπως αυτή του πρώτου προτεινόμενου μίκτη. Επομένως, περιμένουμε η δεύτερη προτεινόμενη τοπολογία να παρουσιάζει τα ίδια πλεονεκτήματα και παραπλήσιες επιδόσεις με την πρώτη, τουλάχιστον όσον αφορά το θόρυβο.

Επιπρόσθετα, η ισχύς της εξίσωσης (5.15) καταδεικνύει ότι η υψίσυχνη ισχύς εισόδου (RF input power) δε "γειώνεται" μέσω παρασιτικών οδών αλλά μεταφέρεται με πολύ μικρές απώλειες στο δευτερεύον του μετασχηματιστή. Πιο συγκεκριμένα, υποθέτοντας ότι η (5.15) είναι σε ισχύ και ότι έχουμε ιδανική σύζευξη στο μετασχηματιστή (k=1), το κέρδος ρεύματος που θα παρουσιάζει θα βρίσκεται εύκολα από την (5.16) και θα δίνεται από τη σχέση:

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}}$$
(5.20)

, όπου I_{in} είναι το ρεύμα της πηγής και I_{out} είναι το ρεύμα εξόδου (όχι του μετασχηματιστή αλλά αυτό που τελικά ρέει στο διακοπτικό στάδιο).

Οι εξισώσεις (5.15) και (5.20) καταδεικνύουν ότι η χρησιμοποίηση του μετασχηματιστή όχι μόνο αποτρέπει το υψίσυχνο ρεύμα (RF current), που παράγεται από το τρανζίστορ Μ₁, από το να ρέει σε παρασιτικές οδούς, αλλά μπορεί επιπλέον να ενισχύσει "παθητικά" το ρεύμα που θα οδηγήσει το διακοπτικό στάδιο. Αν και ο λόγος της εξίσωσης (5.20) μπορεί να αυξηθεί θεωρητικά απεριόριστα, μία ιδανική συνθήκη σύζευξης (k=1) δε μπορεί να επιτευχθεί υπό αυτές τις συνθήκες στην πράξη, με αποτέλεσμα το παραπάνω κέδρος ρεύματος να περιορίζεται. Είναι, λοιπόν, προφανές ότι η φυσική σχεδίαση (physical layout) του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή γίνεται εξαιρετικά σημαντική και κρίσιμη. Θα πρέπει να τονίσουμε στο σημείο αυτό ότι η προτεινόμενη τεχνική, με μια πρώτη ματιά, φαίνεται ότι είναι πολύ ευαίσθητη όσον αφορά τη διαδικασία κατασκευής του ολοκληρωμένου κυκλώματος (process sensitive) αλλά και ως προς τις συνθήκες του κυκλώματος, αφού μικρές αποκλίσεις από την ιδανική κατάσταση θα αναγκάσουν την (5.15) να τεθεί εκτός ισχύος. Θα πρέπει, ωστόσο, να πούμε ότι μία κατάλληλη επιλογή των διαστάσεων των τρανζίστορ και του μετασχηματιστή μπορεί να κάνει την εξίσωση συντονισμού αρκετά ευρεία (broadband), προκειμένου να απορροφώνται οι οποιεσδήποτε αποκλίσεις και να διατηρείται η καλή απόδοση του μίκτη κάτω από μεγάλες μεταβολές των παραμέτρων της τεχνολογίας, της τάσης τροφοδοσίας και της θερμοκρασίας (process, voltage and temperature variations, PVT variations).

Ο μίκτης του Σχ. 5.15 πολώνεται δυναμικά τόσο στο στάδιο εισόδου του όσο και στο διακοπτικό του στάδιο. Η δυναμική πόλωση του σταδίου εισόδου γίνεται με τη χρησιμοποίηση του τελεστικού ενισχυτή *Op1*. Το ρεύμα ισορροπίας (DC current) του σταδίου εισόδου καθορίζεται με ακρίβεια από τον καθρέφτη ρεύματος που αποτελείται από τα τρανζίστορ M_1 , M_2 , M_{1b} και M_{2b} . Λαμβάνοντας, λοιπόν, υπόψη μας ότι το υποκύκλωμα (subcircuit) που αποτελείται από τα τρανζίστορ M_{1b} και M_{2b} είναι ένα μικρότερων διαστάσεων "αντίγραφο" του αντίστοιχου υποκυκλώματος των M_1 , M_2 και με δεδομένο ότι ο τελεστικός ενισχυτής αναγκάζει την τάση ισορροπίας (DC voltage) του κόμβου της υποδοχής του τρανζίστορ M_{1b} να "κλειδώσει" στην εξωτερικά επιβαλλόμενη τάση $V_{BIAS_{IN}}$, είναι προφανές ότι και η στάθμη ισορροπίας του κόμβου της υποδοχής του τρανζίστορ (M_1) θα παίρνει ακριβώς την ίδια τιμή (V_{BIAS_{IN}). Οι προσομοιώσεις του ολοκληρωμένου μίκτη δείχνουν ότι μία κατάλληλη επιλογή της τιμής της εξωτερικής αυτής τάσης είναι πολύ κρίσιμη όσον αφορά τις επιδόσεις του κυκλώματος του μίκτη ως προς τη γραμμικότητα.

Τα τρανζίστορ M_4 είναι υπεύθυνα τόσο για την πόλωση του διακοπτικού σταδίου, δεδομένου ότι το ρεύμα των υποδοχών τους διοχετεύεται μέσω της μεσαίας λήψης του δευτερεύοντος μετασχηματιστή προς τα διακοπτικά τρανζίστορ, καθώς και για τη βελτίωση της γραμμικότητας του μίκτη, η οποία θα αναλυθεί διεξοδικά στο επόμενο υποκεφάλαιο. Ο τελεστικός ενισχυτής *Op2* χρησιμοποιείται, προκειμένου να "κλειδώσει" το δυναμικό ισορροπίας των κόμβων των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ σε μία κατάλληλη, εξωτερικά επιβαλλόμενη τάση (V_{BIAS_MIX}), πολώνοντας δυναμικά τους κόμβους των πυλών των διακοπτικών τρανζίστορ. Με τη χρησιμοποίηση, λοιπόν, του δυναμικού αυτού τρόπου πόλωσης (όπως ακριβώς έγινε και στην πρώτη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη) το ρεύμα ισορροπίας των παραμέτρων της τεχνολογίας, της τάσης τροφοδοσίας, της θερμοκρασίας (power, voltage and temperature variations, PVT variations) και ανεπηρέαστο από το ισχυρό σήμα του τοπικού ταλαντωτή (*LO* signal). Έτσι, η λειτουργία του μίκτη παραμένει ασφαλής και σταθερή για όλες τις οριακές συνθήκες λειτουργίας του (corner cases).

5.5.1. Ανάλυση παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης

Στις κλασικές, συμβατικές τοπολογίες μικτών μία ικανοποιητική λειτουργία του κυκλώματος όσον αφορά τις επιδόσεις του ως προς τη γραμμικότητα απαιτεί σημαντική κατανάλωση ρεύματος, ειδικά στην περίπτωση της υψίσυχνης λειτουργίας και συγκεκριμένα στο εύρος συχνοτήτων γύρω από τη συχνότητα των 5 GHz. Η παρουσία, ωστόσο, του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή "ανακουφίζει" τη σχεδίαση από την απαίτηση για υψηλή κατανάλωση ισχύος, αφού "εξουδετερώνει" την παρασιτική χωρητικότητα για την υψίσυχνη (RF) συχνότητα λειτουργίας του μίκτη.

Αν και η παρουσία, λοιπόν, του μετασχηματιστή βελτιώνει σημαντικά τη γραμμικότητα του μίκτη, η τοπολογία του Σχ. 5.15 προσφέρει το πλεονέκτημα της εφαρμογής τεχνικών διάχυσης δεύτερης τάξης αρμονικών μη-γραμμικοτήτων, συμβάλλοντας στην περαιτέρω και σημαντική βελτίωση της γραμμικότητας του κυκλώματος του μίκτη. Τεχνικές διάχυσης αρμονικών έχουν χρησιμοποιηθεί κατά καιρούς κυρίως σε ενισχυτές ισχύος και μικροκυματικούς ενισχυτές (power and microwave amplifiers) [16]-[18]. Στους ολοκληρωμένους μίκτες αρκετές τεχνικές γραμμικοποίησης έχουν χρησιμοποιηθεί κατά καιρούς για τη βελτίωση της απόδοσής τους.

Στην [19] χρησιμοποιείται μία κλασική τεχνική προπαραμόρφωσης (predistortion) για το σκοπό αυτό. Στην τεχνική αυτή το σήμα εισόδου χωρίζεται σε δύο διαφορετικές διαδρομές (paths). Στη μία από αυτές εισάγεται απλά μία καθυστέρηση (στροφή φάσης στην ουσία), ενώ στην άλλη το σήμα παραμορφώνεται και "στρέφεται" και αυτό κατάλληλα. Οι δύο αυτές διαδρομές του σήματος στο τέλος συνδυάζονται και πάλι, με αποτέλεσμα τα δύο ανεξάρτητα παράγωγα να συντίθεται. Το παράγωγο παραμορφωμένο σήμα που προκύπτει, εισάγεται στο μίκτη και επιλέγοντας κατάλληλα την εισαγόμενη παραμόρφωση και τις "στροφές" των σημάτων στους δύο ανεξάρτητους δρόμους η έξοδος του μίκτη γραμμικοποιείται σε σχέση με την περίπτωση απουσίας του προπαραμορφωτή.

Στην [20] παρουσιάζεται μία τεχνική "ευθείας-τροφοδότησης" (feed-forward) με σκοπό τη γραμμικοποίηση ενός μίκτη. Στην τεχνική αυτή δημιουργούνται και πάλι δύο διαφορετικές διαδρομές σήματος. Σε αντίθεση, ωστόσο, με την τεχνική προπαραμόρφωσης η τεχνική αυτή αφήνει ανεπηρέαστη τη μία διαδρομή του σήματος, ενώ στην άλλη δημιουργεί μόνο τα παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης των οποίων το πλάτος και η φάση ρυθμίζεται κατάλληλα. Στο τέλος τα παράγωγα αυτά συντίθεται στην έξοδο και ουσιαστικά αλληλοαναιρούνται τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης γραμμικοποιώντας το παράγωγο σήμα. Όπως είναι προφανές από τις σύντομες αναφορές στις παραπάνω τεχνικές, η πολυπλοκότητα της σχεδίασης ενός μίκτη αυξάνεται πολύ κατά την υλοποίησή τους, καθώς χρησιμοποιούνται πολλά επιπλέον υποκυκλώματα, όπως διαχωριστές (splitters), συζεύκτες (couplers), στροφείς φάσης (phase sifters), ενισχυτές (amplifiers), εξασθενητές (attenuators) καθώς και συνδυαστές (combiners). Για την εφαρμογή μάλιστα της τεχνικής "ευθείαςτροφοδότησης" απαιτείται η χρησιμοποίηση δύο μικτών.

Εφαρμογή τεχνικών διάχυσης έχουν επίσης χρησιμοποιηθεί σε ολοκληρωμένους μίκτες κατά καιρούς. Στην [21] εφαρμόστηκε μία τεχνική διάχυσης σήματος "διαφοράς (difference frequency injection linearization technique) $\sigma \varepsilon$ συγνοτήτων" διπλά ισοσταθμισμένου μίκτες με διόδους (double balanced diode mixers), ενώ στις [22] και [23] εφαρμόσθηκε η ίδια τεχνική σε μίκτες "διπλής πύλης" (dual-gate mixers). Στην τεχνική αυτή το ρεύμα πόλωσης του μίκτη (DC current) διαμορφώνεται από ένα χαμηλόσυχνο σήμα παραμόρφωσης, συχνότητας ίσης με αυτή που προκύπτει από τη διαφορά των συχνοτήτων των τόνων εισόδου (Αν υποθέσουμε ότι έχουμε δύο τόνους εισόδου σε συχνότητες f_1 και f_2 , τότε το διαχεόμενο "DC ρεύμα" παραμόρφωσης θα έχει συχνότητα f_1 - f_2), το οποίο αλληλεπιδρά με το χρήσιμο σήμα και δημιουργεί γραμμικοποιημένη έξοδο. Το παραμορφωμένο αυτό σήμα "διαφοράς συχνότητας" δημιουργείται προφανώς από το σήμα εισόδου του μίκτη, ενώ το κέρδος και η φάση του ρυθμίζονται κατάλληλα. Η παραπάνω τεχνική μοιάζει ουσιαστικά με την τεχνική προπαραμόρφωσης ως προς το μηχανισμό γραμμικοποίησης του κυκλώματος του μίκτη, αφού και οι δύο εκμεταλλεύονται την αλληλεπίδραση μεταξύ μη-γραμμικοτήτων.

Η προτεινόμενη τεχνική που παρουσιάζουμε στο υποκεφάλαιο αυτό στηρίζεται ακριβώς στην ίδια αρχή αλληλεπίδρασης των μη-γραμμικοτήτων, αλλά στην πράξη είναι αρκετά διαφορετική. Η εφαρμογή της βασίζεται ουσιαστικά στην αλληλεπίδραση των μηγραμμικοτήτων του σταδίου εισόδου και του διακοπτικού σταδίου [9] και όχι των μηγραμμικοτήτων του μίκτη με εξωτερικά επιβαλλόμενα μη-γραμμικά παράγωγα του σήματος εισόδου. Στην ουσία στην προτεινόμενη τοπολογία μίκτη του Σχ. 5.15 δεύτερης τάξης αρμονικές μη-γραμμικοτήτων, οι οποίες παράγονται από τη διάταξη που βρίσκεται στη δεξιά πλευρά του Σχ. 5.15 (που αποτελείται από τα τρανζίστορ M_4 , ένα στάδιο κέρδους και ένα στάδιο στροφής φάσης), διαχέονται διαμέσου της μεσαίας λήψης του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή (center tap of the secondary of the transformer) και εξαιτίας της κυκλωματικής συμμετρίας, διαχωρίζονται σε ίσα μέρη και ρέουν στο διακοπτικό στάδιο. Αξίζει να πούμε στο σημείο αυτό ότι οι δεύτερης τάξης αρμονικές, οι οποίες παράγονται και διαχέονται στο διακοπτικό στάδιο, περιέχουν τόνους τόσο στη διαφορά συχνοτήτων των τόνων εισόδου (χαμηλόσυχνες αρμονικές στις συχνότητες f_1 - f_2) όσο και στο άθροισμά τους (υψίσυχνες αρμονικές στις συγνότητες f_1+f_2) κάτι που δε συνέβαινε στις τεχνικές διάχυσης σήματος "διαφοράς συχνοτήτων" [21]-[23]. Μία πρώτης τάξης θεωρητική ανάλυση (first order analysis) όσον αφορά τη γραμμικότητα του κυκλώματος μπορεί να βασιστεί στη θεωρία των σειρών Volterra [9] συνδυάζοντας τα μη-γραμμικά παράγωγα που προκύπτουν από το στάδιο εισόδου, το στάδιο παραγωγής των δεύτερης τάξης αρμονικών και το διακοπτικό στάδιο. Βασιζόμενοι στις σχέσεις που δίνονται στην [9] καθώς και στη θεωρία που αναπτύξαμε στο κεφάλαιο 3, η εναλλασσόμενη τάση που παράγεται στην έξοδο του μίκτη (ac output voltage) μπορεί να γραφεί υπό τη μορφή μιας γρονικά μεταβλητής σειράς Volterra (time-varying Volterra series), όπως παρουσιάζεται στην παρακάτω σγέση:

$$V_{out}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \iint_{-\infty}^{+\infty} B_n(t, \omega_1, \dots, \omega_n) \cdot \prod_{k=1}^n I_{sw}(\omega_k) \cdot e^{j\omega_k t} \cdot d\omega_k$$
(5.21)

, όπου B_n είναι οι στο πεδίο της συχνότητας αναγόμενοι χρονικά μεταβλητοί συντελεστέςπυρήνες των σειρών Volterra και $I_{sw}(\omega)$ είναι το μετασχηματισμένο κατά Fourier εναλλασσόμενο ρεύμα (ac current) το οποίο ρέει διαμέσου του διακοπτικού σταδίου και παράγεται από το στάδιο εισόδου και το στάδιο παραγωγής δεύτερης τάξης αρμονικών μηγραμμικοτήτων. Η χρονικά μεταβλητή συμπεριφορά των συντελεστών-πυρήνων των σειρών Volterra (Volterra kernels) οφείλεται στην παρουσία του ισχυρού σήματος του τοπικού ταλαντωτή (large LO signal) και επομένως, αποτελούν περιοδικές συναρτήσεις με περίοδο ίδια με την περίοδο του σήματος του τοπικού ταλαντωτή. Το ρεύμα που ρέει στο διακοπτικό στάδιο, αν και γενικά επηρεάζεται σε κάποιο μικρό βαθμό από την παρουσία του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, μπορεί να δοθεί, σε μια πρώτη προσέγγιση, από μια χρονικά αμετάβλητη σειρά Volterra (time-invariant Volterra series) ως ακολούθως:

$$I_{sw}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \iint_{-\infty}^{+\infty} \mathcal{A}_n(\omega_1, \dots, \omega_n) \cdot \prod_{k=1}^n V_{in}(\omega_k) \cdot e^{j\omega_k t} \cdot d\omega_k$$
(5.22)

Η "συνέλιξη" των (5.21) και (5.22) δίνει την τελική έκφραση μεταξύ των εναλλασσόμενων τάσεων εισόδου και εξόδου και η οποία είναι:

$$V_{out}(t) = \sum_{n=1}^{\infty} \iint_{-\infty}^{+\infty} C_n(t, \omega_1, \dots, \omega_n) \cdot \prod_{k=1}^n V_{in}(\omega_k) \cdot e^{j\omega_k t} \cdot d\omega_k$$
(5.23)

Για τον υπολογισμό της τρίτης τάξης παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (third-order intermodulation distortion) σε ένα μίκτη υποβίβασης συχνότητας, είναι απαραίτητη η γνώση των πρώτων αρνητικών αρμονικών των συντελεστών $C_1(t,\omega_{in})$ και $C_3(t,\omega_{in},\omega_{in},-\omega_{in})$. Ο πρώτος και ο τρίτος συντελεστής της παραπάνω σειράς Volterra, μπορεί να αποδειχθεί έπειτα από κάποιες πράξεις ότι θα δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$C_1(t,\omega_a) = B_1(t,\omega_a) \cdot A_1(\omega_a)$$
(5.24)

$$C_{3}(t, \omega_{a}, \omega_{b}, \omega_{c}) = B_{1}(t, \omega_{a} + \omega_{b} + \omega_{c}) \cdot A_{3}(\omega_{a}, \omega_{b}, \omega_{c})$$

$$+ \frac{2}{3} \cdot \begin{bmatrix} B_{2}(t, \omega_{a}, \omega_{b} + \omega_{c}) \cdot A_{1}(\omega_{a}) \cdot A_{2}(\omega_{b}, \omega_{c}) + \\ B_{2}(t, \omega_{b}, \omega_{a} + \omega_{c}) \cdot A_{1}(\omega_{b}) \cdot A_{2}(\omega_{a}, \omega_{c}) + \\ B_{2}(t, \omega_{c}, \omega_{a} + \omega_{b}) \cdot A_{1}(\omega_{c}) \cdot A_{2}(\omega_{a}, \omega_{b}) \end{bmatrix}$$

$$+ B_{3}(t, \omega_{a}, \omega_{b}, \omega_{c}) \cdot A_{1}(\omega_{a}) \cdot A_{1}(\omega_{b}) \cdot A_{1}(\omega_{c})$$
(5.25)

Η διάταξη που βρίσκεται στη δεξιά πλευρά του Σχ. 5.15 (που αποτελείται από τα τρανζίστορ M_4 , ένα στάδιο κέρδους και ένα στάδιο στροφής φάσης) είναι υπεύθυνη για τη "διάχυση" δεύτερης τάξης αρμονικών μη-γραμμικοτήτων προς το διακοπτικό στάδιο υπό τη μορφή ρεύματος. Τα στάδια κέρδους και στροφής φάσης (η υλοποίηση των οποίων δε δίνεται για λόγους συντομίας) στην πράξη επηρεάζουν τους συντελεστές δεύτερης τάξης, A_2 , της παραπάνω εξίσωσης και επομένως μπορούν να επιλεγούν κατάλληλα, προκειμένου να ελαχιστοποιήσουν όσο γίνεται το συντελεστή $C_3(t, \omega_{in}, \omega_{in}, -\omega_{in})$ και πιο συγκεκριμένα την πράτη αρνητική αρμονική του. Μειώνοντας, λοιπόν, τον παραπάνω συντελεστή-πυρήνα τρίτης τάξης, οι επιδόσεις του μίκτη όσον αφορά τη γραμμικότητα μπορούν να βελτιωθούν εξαιρετικά.

Για λόγους πληρότητας αξίζει να αναφέρουμε εν συντομία τα κυκλώματα που υλοποιούν τα στάδια κέρδους και στροφής φάσης των δεύτερης τάξης μη-γραμμικοτήτων. Στη σχεδίασή μας προηγείται το κύκλωμα στροφής φάσης και ακολουθεί το στάδιο κέρδους. Το πρώτο από αυτά υλοποιείται με ένα απλό RC δίκτυο σε συνδεσμολογία βαθυπερατού φίλτρου και του οποίου στην ουσία η χαρακτηριστική μεταφοράς εισάγει ένα απλό πόλο. Ο πόλος αυτός ευθύνεται για την επιθυμητή στροφή φάσης του σήματος μας. Το πρόβλημα του κυκλώματος αυτού είναι ότι εκτός από την απαιτούμενη στροφή φάσης εισάγει και μια εξασθένηση στο σήμα την οποία πρέπει με κάποιο τρόπο να αντισταθμίσουμε. Για το λόγο αυτό το στάδιο κέρδους που ακολουθεί, εκτός του επιθυμητού κέρδους για την επίτευξη της καλύτερης δυνατής απόδοσης του κυκλώματος όσον αφορά τη γραμμικότητα, προσφέρει και κάποιο επιπλέον κέρδος για την αύξηση της ισχύος του σήματος, εξαιτίας αυτής που "χάθηκε" στο στάδιο της στροφής φάσης. Το στάδιο αυτό υλοποιείται από ένα απλό διαφορικό στάδιο, το οποίο χρησιμοποιεί ως φορτίο εξόδου απλές ωμικές αντιστάσεις. Για να αποφύγουμε την πολύ μεγάλη κατανάλωση ρεύματος στο στάδιο αυτό και με δεδομένο ότι τα σήματα στην είσοδό του βρίσκονται στην περιοχή συχνοτήτων των 5 GHz, γρησιμοποιούμε στην έξοδο του σταδίου ένα ολοκληρωμένο πηνίο με σκοπό να συντονίσει τις παρασιτικές χωρητικότητες που εμφανίζονται στους κόμβους αυτούς στην παραπάνω συχνότητα λειτουργίας. Η έξοδος, λοιπόν, του σταδίου κέρδους συνδέεται απευθείας με πυκνωτές σύζευξης (ac coupling capacitors) μεγάλων τιμών στις πύλες των τρανζίστορ M_4 , τα οποία δημιουργούν το διαγεόμενο στο διακοπτικό στάδιο ρεύμα που περιέχει τις δεύτερης τάξης αρμονικές μη-γραμμικοτήτων.

5.5.2. Αποτελέσματα προσομοιώσεων και επιδόσεις μίκτη

Είδαμε, λοιπόν, παραπάνω ότι ελέγχοντας τις "διαχεόμενες" δεύτερης τάξης αρμονικές μη-γραμμικοτήτων, η συνολική γραμμικότητα της διάταξης του μίκτη μπορεί να βελτιωθεί εξαιρετικά. Στο Σχ. 5.18 απεικονίζεται η τρίτης τάξης παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης ως διαφορά των πλατών μεταξύ των προϊόντων πρώτης και τρίτης τάξης (*IM*₃), στην έξοδο του μίκτη, για ένα τεστ δύο τόνων (two tone test) σαν συνάρτηση του κέρδους και της στροφής φάσης των δεύτερης τάξης μη-γραμμικοτήτων.





Είναι προφανές από το Σχ. 5.18 ότι η βέλτιστη επίδοση του κυκλώματος αναφορικά με τη γραμμικότητα επιτυγχάνεται για το συνδυασμό τιμών κέρδους και στροφής φάσης που αναγράφονται στον πίνακα VI και επομένως το κύκλωμα που είναι υπεύθυνο για την παραγωγή του ρεύματος διάχυσης δεύτερης τάξης αρμονικών μη-γραμμικοτήτων, σχεδιάζεται κατάλληλα ώστε να επιτευχθούν οι τιμές αυτές. Προκειμένου να εκτιμήσουμε τη βελτίωση των επιδόσεων του μίκτη όσον αφορά τη γραμμικότητα, εξαιτίας της εφαρμογής της τεχνικής "διάχυσης" δεύτερης τάξης αρμονικών μη-γραμμικοτήτων, η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης του κυκλώματος του Σχ. 5.15 (σε όρους third order input intercept points, *IIP3*) με και χωρίς την εφαρμογή της παραπάνω τεχνικής απεικονίζεται στο Σχ. 5.19. Όπως είναι εμφανές, παρατηρείται μία σημαντική βελτίωση της τάξης των 9 dBc. Η διακεκομμένη γραμμή χρησιμοποιείται προκειμένου να υπολογιστεί το σημείο *IIP₃* για την περίπτωση όπου εφαρμόζεται η παραπάνω τεχνική, αφού για υψηλή ισχύ εισόδου, κοντά στα -15 dBm, το κύκλωμα που παράγει τις δεύτερης τάξης αρμονικές αρχίζει να μπαίνει στην περιοχή κορεσμού του (compression).

Όπως αναφέραμε και στην αρχή του κεφαλαίου, το κέρδος της δεύτερης προτεινόμενης τοπολογίας μίκτη είναι μεγαλύτερο από αυτό της πρώτης. Αυτό οφείλεται κυρίως στη μείωση των διαστάσεων των μηκών των καναλιών των τρανζίστορ εισόδου. Έτσι, οι διαγωγιμότητες των τρανζίστορ αυτών θα είναι $g_m = 25.78 \text{ mS}$ και το συνολικό κέρδος μετατροπής της διάταξης του μίκτη 11 dB.

Ένα από τα μειονεκτήματα που παρουσιάζει η δεύτερη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη σε σχέση με την πρώτη είναι το ότι έχει πολύ μικρότερο σημείο συμπίεσης του

κέρδους μετατροπής κατά 1 dB (1 dB compression point). Αυτό οφείλεται κατά κύριο λόγο στο ότι το κύκλωμα παραγωγής των δεύτερης τάξης αρμονικών φτάνει αρκετά γρηγορότερα σε κορεσμό από ότι τα τρανζίστορ εισόδου (λόγω του υψηλού κέρδους που πρέπει να επιτυγχάνει και του ότι τα σήματα που δέχεται στην είσοδο του είναι ήδη ενισχυμένα από το στάδιο κέρδους), καθώς και επειδή τα τρανζίστορ εισόδου έχουν μεγαλύτερη διαγωγιμότητα από τα αντίστοιχα της πρώτης προτεινόμενης τοπολογίας.



Σχ. 5.19: Επίδοση γραμμικότητας του μίκτη (Third order input intercept points, IIP3) με και χωρίς την εφαρμογή της μεθόδου διάχυσης δεύτερης τάξης αρμονικών μη-γραμμικοτήτων.

Στο Σχ. 5.20 παρουσιάζεται ο αναγόμενος στην είσοδο θόρυβος του μίκτη σε όρους *V/sqrt(Hz)*, ενώ στο Σχ. 5.21 ο ίδιος θόρυβος αναγόμενος στην έξοδο του ως προς τη συχνότητα. Δεδομένου ότι η έξοδος του μίκτη βρίσκεται στην IF συχνότητα των 50 *MHz* μας ενδιαφέρει ο θόρυβος σε αυτή την περιοχή συχνοτήτων. Έτσι, ο θόρυβος εισόδου στη συχνότητα αυτή είναι 1.9 $nV/Hz^{1/2}$ ενώ ο αντίστοιχος θόρυβος εξόδου 6.74 $nV/Hz^{1/2}$. Στο Σχ. 5.22 παρουσιάζεται η γραφική παράσταση της εικόνας θορύβου του κυκλώματος σαν συνάρτηση της συχνότητας. Η αντίστοιχη τιμή της ποσότητας αυτής στη συχνότητα των 50 *MHz* είναι 13.06 dB.



Σχ. 5.20: Θόρυβος του μίκτη αναγόμενος στην είσοδο.

Όπως έχει συζητηθεί και νωρίτερα τόσο ο λευκός θόρυβος όσο και ο flicker θόρυβος των στοιχείων που χρησιμοποιούνται στο μίκτη, καταπιέζεται εξαιρετικά με την παρουσία του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή. Η πιο σημαντική ίσως ιδιότητα της δεύτερης προτεινόμενης τοπολογίας μίκτη (όπως άλλωστε συνέβαινε και με την πρώτη) είναι ότι ο θόρυβος flicker, σύμφωνα και με την ανάλυση που έχει αναπτυχθεί προηγουμένως, εμφανίζεται μόνο σε πολύ χαμηλές συχνότητες και ότι η συχνότητα γονάτου ωθείται σε πολύ χαμηλές συχνότητες κοντά στα 10 KHz. Το χαρακτηριστικό αυτό του μίκτη είναι πολύ σημαντικό, δεδομένου ότι βάσει αυτής της κατάστασης η προτεινόμενη τοπολογία μίκτη υποβιβασμού συχνότητας του Σχ. 5.15 μπορεί εύκολα να χρησιμοποιηθεί τόσο σε ετερόδυνους (heterodyne) δέκτες χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας, όσο και σε ομόδυνους (homodyne) ή αλλιώς δέκτες απευθείας υποβίβασης συχνότητας (direct conversion receivers).



Σχ. 5.21: Θόρυβος του μίκτη αναγόμενος στην έξοδο.



Σχ. 5.22: Εικόνα θορύβου (Noise Figure) του μίκτη.

| ΠΙΝΑΚΑΣ VI | | | | | |
|--|--|--|--|--|--|
| ΕΠΙΔΟΣΕΙΣ ΤΟΥ ΔΕΥΤΕΡΟΥ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟΥ ΜΙΚΤΗ | | | | | |

| Παράμετρος | Τιμή |
|--|---------------------------------|
| Τάση τροφοδοσίας | 1 Volt |
| V _{BIAS IN} | 400mV |
| V _{BIAS MIX} | 400mV |
| Κέρδος διαχεόμενων αρμονικών (Gain_Injection) | 2.25 |
| Στροφή φάσης διαχεόμενων αρμονικών (Phase shift (φ)) | -40 ° |
| Διαφορικό πλάτος του LO σήματος | 600 mVolt (5.56 dBm στα 50 Ohm) |

| Κατανάλωση ρεύματος σταδίου εισόδου | 4 mA | | | |
|--|--|--|--|--|
| Κατανάλωση ρεύματος διακοπτικού σταδίου | 2 mA | | | |
| Συνολική κατανάλωση ρεύματος | 8.6 mA | | | |
| Κέρδος μετατροπής | 11 dB (κέρδος τάσης) | | | |
| 1 dB compression point | 170 mVolt (-5.39 dBm στα 50 Ohm) | | | |
| IIP3 | 12.15 dBm (Το Pin υπολογίζεται στα 50 Ohm) | | | |
| NF@50MHz | 13.06 dB | | | |
| Input referred noise@50MHz | 1.9 nV/sqrt(Hz) | | | |
| Output referred noise@50MHz | 6.74 nV/sqrt(Hz) | | | |

5.6. Σύγκριση με άλλες υλοποιήσεις

Είναι σημαντικό στο σημείο αυτό να κάνουμε μία σύντομη σύγκριση μεταξύ των δύο προτεινόμενων τοπολογιών, προκειμένου να διαχωρίσουμε τα σχετικά τους πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Η σύγκριση αυτή θα καταστήσει σαφές στους σχεδιαστές ολοκληρωμένων μικτών το ποια από τις δύο τοπολογίες είναι καταλληλότερη ανάλογα πάντα με τις δοθείσες προδιαγραφές και απαιτήσεις των τηλεπικοινωνιακών σχεδιάσεων.

Όπως έχουμε αναφέρει και νωρίτερα, η τελευταία προτεινόμενη τοπολογία μίκτη παρουσιάζει πολύ καλύτερη συμπεριφορά ως προς τη γραμμικότητα, εξαιτίας της τεχνικής διάχυσης δεύτερης τάξης αρμονικών μη-γραμμικοτήτων, ενώ ταυτόχρονα παρέχει εξαιρετική απομόνωση της εισόδου από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (LO to RF isolation), μία προδιαγραφή η μη ικανοποίηση της οποίας αποτελεί εξαιρετικά σημαντικό περιοριστικό παράγοντα στις σύγχρονες σχεδιάσεις. Η βελτιωμένη συμπεριφορά της τοπολογίας του δεύτερου προτεινόμενου μίκτη ως προς τη γραμμικότητα είναι εξαιρετικά σημαντική, κυρίως επειδή παρουσιάζει ταυτόχρονα και αρκετά μεγαλύτερο κέρδος μετατροπής, ένας παράγοντας που συνήθως καταπιέζει της επιδόσεις γραμμικότητας.

Ωστόσο, η τοπολογία αυτή παρουσιάζει και κάποια σημαντικά μειονεκτήματα, όπως: την υψηλότερη κατανάλωση ρεύματος και την αρκετά μεγαλύτερη καταλαμβανόμενη επιφάνεια πυριτίου (die area). Η κατανάλωση ρεύματος είναι αρκετά μεγαλύτερη, δεδομένου ότι δεν υπάρχει στη διάταξη αυτή επαναχρησιμοποίηση ρεύματος (current reuse) μεταξύ του σταδίου εισόδου και διακοπτικού σταδίου, καθώς και εξαιτίας του ότι η υλοποίηση του σταδίου κέρδους του κυκλώματος παραγωγής δεύτερης τάξης αρμονικών χρειάζεται κάποια επιπλέον σημαντική κατανάλωση ρεύματος για τη λειτουργία του.

Σχετικά με την καταλαμβανόμενη περιοχή του πυριτίου, ο ολοκληρωμένος μετασχηματιστής της δεύτερης προτεινόμενης τοπολογίας καταλαμβάνει ακριβώς την ίδια "έκταση" που καταλαμβάνει και το ολοκληρωμένο πηνίο της πρώτης, δεδομένου ότι το μικρότερο από τα πηνία του μετασχηματιστή τοποθετείται ακριβώς στο κέντρο του μεγαλυτέρου του. Ωστόσο, η σχεδίαση και υλοποίηση της διάταξης παραγωγής διαχεόμενων δεύτερης τάξης αρμονικών μη-γραμμικοτήτων, απαιτεί κατάληψη σημαντικής επιφάνειας πυριτίου, αφού το στάδιο κέρδους απαιτεί τη χρησιμοποίηση ενός επιπρόσθετου ολοκληρωμένου πηνίου, προκειμένου να κρατηθεί η κατανάλωση του ρεύματος του σε λογικά, επιθυμητά και χαμηλά επίπεδα.

Σύμφωνα με τη συζήτηση που έγινε παραπάνω, είναι πλέον φανερό ότι ο ολοκληρωμένος μετασχηματιστής της δεύτερης προτεινόμενης τοπολογίας χρησιμοποιείται

για τον ίδιο σκοπό για τον οποίο χρησιμοποιείται το ολοκληρωμένο πηνίο στην πρώτη τοπολογία και επομένως η παρουσία τους θα έχει τα ίδια ευεργετικά αποτελέσματα και στις δύο τοπολογίες. Έτσι, οι συνολικές επιδόσεις των μικτών όσον αφορά το θόρυβο, οι οποίες βελτιώνονται κυρίως από την "εξουδετέρωση" των παρασιτικών χωρητικοτήτων στους κόμβους των πηγών των διακοπτικών τρανζίστορ, είναι παρόμοιες και στις δύο προτεινόμενες τοπολογίες μικτών.

Αξίζει να σημειωθεί στο σημείο αυτό ότι η τεχνική διάχυσης δεύτερης τάξης αρμονικών μη-γραμμικοτήτων μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί και στην πρώτη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη, χρησιμοποιώντας τα PMOS τρανζίστορ της τεχνικής ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος (τρανζίστορ M_3 του Σχ. 5.4) αντί να χρησιμοποιήσουμε τα NMOS τρανζίστορ, M_4 , του Σχ. 5.15. Ωστόσο, τα PMOS τρανζίστορ παρουσιάζουν πολύ μικρότερες διαγωγιμότητες από τα αντίστοιχα NMOS τρανζίστορ, οπότε το στάδιο κέρδους της διάταξης παραγωγής δεύτερης τάξης αρμονικών μη-γραμμικοτήτων θα απαιτούσε πολύ μεγαλύτερη κατανάλωση ρεύματος, προκειμένου να κρατηθεί το κέρδος αυτό σε υψηλά επίπεδα.

Στο σημείο αυτό θα παραθέσουμε αποτελέσματα προσομοιώσεων προηγούμενων δημοσιευμένων εργασιών, προκειμένου να αντιληφθούν οι αναγνώστες τις συνολικά εξαιρετικές επιδόσεις των προτεινόμενων τοπολογιών μικτών. Οι διατάξεις των μικτών που παρατίθενται καλύπτουν όλες τις δυνατές τοπολογίες μικτών που έχουν κατά καιρούς αναπτυχθεί, όπως: παθητικούς μίκτες, Gilbert cell μίκτες, μίκτες διπλής πύλης (dual-gate) κ.ο.κ.

| Refs | Τεχνολογία | V _{DD} (Volt) | Συχνότητα RF σήματος (GHz) | Gain (dB) | IIP ₃ (dBm) | NF (SSB) | Κατανάλωση ρεύματος (mA) | LO to RF isolatio n (dB) | 1 dB Comp. (dBm) |
|------|-------------------|---------------------------|-------------------------------------|--------------|---------------------------|--------------|--------------------------------|-----------------------------------|------------------------|
| [3] | 0.35-µm BiCMOS | 1.8 | 2 | 14 | +10 | 9.5 (DSB) | 6.7 | >58 | NA |
| | | 1.2 | | 11.4 | +3.6 | 9.2 (DSB) | 1.8 | NA | NA |
| [7] | 0.18 μm CMOS | 1.8 | 1.32 | 20.5 | +11.25 | 5.6 (DSB) | 11.5 (mWatt) | NA | NA |
| [8] | 0.18 μm CMOS | 1.8 | 1.85 | 28.2 | 0 | 4.89 | 11.34 (mWatt) | NA | NA |
| [14] | 0.35 μm CMOS | 1.17 | 1.9 | 2.5 | 5-11 | NA | 11 | NA | NA |
| [15] | 0.13 μm CMOS | 1 | 1.3-4.1 (3dB Band) | 5.5 | 0 | 14.5 | 40 (mWatt) | NA | -10 |
| [22] | 0.35 μm CMOS | 2 | 0.9 | 1.1 | -2.2 | NA | 1.4 | NA | -14.3 |
| [23] | 0.35 μm CMOS | 2 | 0.9 | 1 | NA | 14 | NA | 39 | NA |
| [24] | 0.35 μm BiCMOS | 2.7 | 0.815 | 19 | +4.9 | 11 | 2.25 | NA | NA |
| | 0.35 μm CMOS | | | 14.5 | +2.4 | 12 | 4 | | |

ΠΙΝΑΚΑΣ VII ΣΥΓΚΡΙΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ ΔΗΜΟΣΙΕΥΜΕΝΩΝ ΤΟΠΟΛΟΓΙΩΝ ΜΙΚΤΩΝ

| [25] | 0.18 μm CMOS | 3.3 | 1.9 | 6 (PG)* | +11.5 | 18.5 | 7 | 53 | 1.5 |
|------|---|-----|-----------------|----------------|-----------------------------|---------------|----------------|-------|-------|
| [26] | 0.25 μm CMOS | 1.8 | 2.1 | -7.1 | +7 | 6.8 (DSB) | 0 | NA | -7 |
| [27] | 0.35 μm BiCMOS (Bipolar Gilbert) | 2.7 | 2.1 | 17.8 | -4 | 10.7 (DSB) | 2.5 | NA | -20 |
| | 0.35 µm BiCMOS (BiCMOS Gilbert) | | | 7 | +3 | 9.6 (DSB) | 5 | | -12 |
| [28] | 0.35 μm CMOS | 1.5 | 1.57 | -3.6 | +10 | 7 (DSB) | 0 | NA | -5 |
| [29] | 0.35 μm CMOS | 2 | 2.4 | 9 | +5 | 18 | 5 | >50 | NA |
| [30] | 0.25 μm CMOS | NA | 2.4 | 8 (PG) | +3 | 10.5 | 12 | NA | -6 |
| | SiGe (same technology) | | | 8.1 (PG) | +6.2 | 9 | 10 | | -3.1 |
| [31] | 0.18 um CMOS | 2.7 | 5.15- 5.825 | 7.83 (PG) | +6.6 | 7.1 | 52.6 (mWatt) | 101.2 | -3.5 |
| [32] | 0.18 um CMOS | 1.8 | 5.725- 5.825 | -2.75 | +5.1 (OIP ₃) | 11.8 | 6.2 | 50 | -3.8 |
| [33] | 0.18 um CMOS | 1.5 | 2.4 | 1 | +11 | 17.3 | 8.8 (mWatt) | NA | -1.15 |
| [34] | 0.18 um CMOS | 1.8 | 2.1 | 16.6 | +12.12 | 13.5 (DSB) | 5 | 132 | NA |
| [35] | 0.18 um CMOS | 1.8 | 2.4 | 15.7 | +1 | 12.9 | 9 | NA | NA |
| [36] | 0.18 um CMOS | 1.5 | 2.4 | 3.3 (PG) | +5.46 | 14.87 | 3.73 | NA | -8.98 |
| [37] | 0.35 um CMOS | 3 | 1.9 | 7.5 | -3 | 10 | 24 (mWatt) | NA | -8 |
| [38] | 0.18 um CMOS | 2.5 | 2.1 | 10.5 | -3.5 | 17.7 | 1 (per core) | NA | NA |
| [39] | GaAS | 5 | 2 | -8,5 to -12 | +9 | NA | 38 | NA | NA |
| [40] | 0.5mm SiGe | 3.3 | 1 | 19.2 | -7.5 | 10.3 | 2.8 (per core) | NA | NA |
| [41] | 0.25mm CMOS | 3 | 2 | 11.6 | -13.5 | 12 | 1.71 | NA | NA |
| [42] | 0.35mm CMOS | 0.9 | 0.9 | 2 | +3.5 | 13.5 | 5.2 | NA | NA |
| [43] | 0.8mm CMOS | 1.8 | 1.9 | 0.5 | -6 | 10.2 | 4.8 | NA | NA |
| [44] | 0.13 um | 0.6 | 2.5 | 5.4 | -2.8 | 14.8 | 2.7 | NA | NA |
| | CMOS | 0.8 | | 5.7 | +4.3 | 15.9 | 3 | | |
| [45] | 0.18 um CMOS | 1 | 2.4 | 11 | +4.1 | 14 | 6.6 | NA | NA |

| [46] | 0.18 um CMOS | 1.8 | 2.45 | 27 | -3.7 | 12.5 | NA | NA | NA |
|------|-----------------|-----|------|-----|--------|-------|--------------|------|-------|
| [47] | 0.18 um CMOS | 1.5 | 5.8 | 7 | -2.94 | 14.3 | 6.89 (mWatt) | NA | NA |
| 1** | 0.13 um CMOS | 1 | 5 | 8.3 | +6.37 | 14.34 | 6.14 | 49.5 | +0.37 |
| 2** | 0.13 um CMOS | 1 | 5 | 11 | +12.15 | 13.06 | 8.6 | x | -5.39 |

(PG)*: Αναφέρεται σε κέρδος ισχύος (Power Gain).

** : Αναφέρεται στις δύο προτεινόμενες τοπολογίες μικτών.

Είναι, λοιπόν, προφανές, παρατηρώντας τις παραπάνω αναφορές, ότι οι συνολικές επιδόσεις των δύο προτεινόμενων τοπολογιών μικτών είναι εξαιρετικές. Συγκρίνοντάς τις μάλιστα με τις διατάξεις εκείνες οι οποίες λειτουργούν στην υψίσυχνη περιοχή συχνοτήτων των 5GHz, όπως συμβαίνει με τις προτεινόμενες τοπολογίες, βλέπουμε ξεκάθαρα το πως οι σχεδιαστικές τεχνικές που χρησιμοποιήσαμε βοηθούν στην επίτευξη εξαιρετικών επιδόσεων για τα κυκλώματα των μικτών. Ο μίκτης της αναφοράς [15], για παράδειγμα, ο οποίος λειτουργεί μεταξύ 1.3GHz και 4.1 GHz και ο οποίος έχει χαμηλή τροφοδοσία (1 Volt), όπως και οι προτεινόμενες τοπολογίες, παρουσιάζει χαμηλότερο κέρδος και από τις δύο (5.5 dB), χειρότερη γραμμικότητα (0 dBm, IIP_3), παραπλήσιες επιδόσεις ως προς το θόρυβο (14.5 dB, NF) και υπερβολικά υψηλή κατανάλωση της τάξης των 40 mWatt. Ο μίκτης της αναφοράς [31] λειτουργεί στο συχνοτικό εύρος 5.15-5.825 GHz και έχει κέρδος παραπλήσιο με αυτό των προτεινόμενων τοπολογιών (7.83 dB) σε πολύ υψηλότερη τροφοδοσία τάσης (2.7 Volt). Παρουσιάζει σχετικά καλή γραμμικότητα (παραπλήσια με αυτή της πρώτης προτεινόμενης τοπολογίας, 6.6 dBm, IIP₃) πολύ καλές επιδόσεις ως προς το θόρυβο, αλλά εξαιρετικά υψηλή κατανάλωση ρεύματος. Ο μίκτης της αναφοράς [32] παρουσιάζει απώλειες κέρδους (-2.75 dB) σε υψηλότερη τροφοδοσία από αυτή των προτεινόμενων μικτών, ενώ κατά τα άλλα παρουσιάζει ταυτόσημες προδιαγραφές με αυτές. Τέλος, ο μίκτης της αναφοράς [47] παρουσιάζει παραπλήσιο κέρδος με τον πρώτο προτεινόμενο μίκτη σε τροφοδοσία υψηλότερη από αυτόν. Οι επιδόσεις όσον αφορά τη γραμμικότητα του συγκεκριμένου μίκτη είναι αρκετά χειρότερες συγκρινόμενες και με τις δύο προτεινόμενες τοπολογίες ενώ παρουσιάζει ίδια σχεδόν συμπεριφορά ως προς το θόρυβο (14.3 db, NF) για παραπλήσια κατανάλωση ισχύος (6.89mWatt).

5.7. Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό ασχοληθήκαμε με τη σχεδίαση δύο προτεινόμενων ολοκληρωμένων υψίσυχνων τοπολογιών μικτών υποβίβασης συχνότητας για τις όποιες επιτύχαμε εξαιρετικές επιδόσεις χρησιμοποιώντας κατά τη διαδικασία της σχεδίασης συνδυασμούς διαφόρων σχεδιαστικών τεχνικών. Επίσης, αναπτύξαμε μια ποιοτική ανάλυση θορύβου, προκειμένου να εξηγήσουμε το πώς οι επιδόσεις ενός κυκλώματος μίκτη βελτιώνονται σημαντικά ως προς το θόρυβο με την εφαρμογή καθεμίας από τις χρησιμοποιούμενες σχεδιαστικές τεχνικές, εξετάζοντας όλους τους δυνατούς μηχανισμούς παραγωγής θορύβου. Τέλος, παραθέσαμε αναλυτικά τα αποτελέσματα προσομοιώσεων των προτεινόμενων τοπολογιών μικτών και τα συγκρίναμε με προηγούμενες δημοσιευμένες διατάξεις μικτών δείχνοντας τη συνολικά βελτιωμένη απόδοση τους.

Στο επόμενο κεφάλαιο θα ασχοληθούμε με τη σχεδίαση και υλοποίηση ενός ολοκληρωμένου δέκτη για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές. Η υλοποίηση του συγκεκριμένου δέκτη έλαβε χώρα κατά τη διάρκεια της διδακτορικής μας διατριβής και πραγματοποιήθηκε από κοινού με το συνάδελφο κ. Γεώργιο Βιτζηλαίο, ο οποίος και σχεδίασε τον ενισχυτή

χαμηλού θορύβου (LNA) της διάταξης. Στη σχεδίαση αυτή, χρησιμοποιήθηκε η πρώτη από τις προτεινόμενες τοπολογίες μικτών. Αυτό οφείλεται στο ότι η τοπολογία του ενισχυτή χαμηλού θορύβου είναι κατάλληλα σχεδιασμένη για να προσδίδει εξαιρετική απομόνωση από την έξοδο στην είσοδο της (reverse isolation), με αποτέλεσμα να μη χρειάζεται κάποια συγκεκριμένη σχεδίαση από πλευράς του μίκτη για περαιτέρω βελτίωση της προδιαγραφής αυτής (άρα δεν είναι απαραίτητη η υλοποίηση της δεύτερης προτεινόμενης τοπολογίας μίκτη, η οποία προσφέρει εξαιρετική απομόνωση της εισόδου της από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή). Επιπρόσθετα, η δεύτερη προτεινόμενη τοπολογία μίκτη απαιτεί μεγαλύτερη επιφάνεια πυριτίου (die area), για την υλοποίηση της, από αυτή που μπορούσε να μας παρέχει η εταιρία IBM στην οποία και κατασκευάσαμε το ολοκληρωμένο κύκλωμα. Αυτό συνέβη, επειδή υπήρχε η απαίτηση για υλοποίηση κάποιων επιπλέον δοκιμαστικών δομών (test structures) του τριπλού μετασχηματιστή (triple transformer), που χρησιμοποιείται για τη σχεδίαση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, προκειμένου να μπορεί να μετρηθεί ξεχωριστά η απόδοση του.

5.8. Αναφορές

- [1] S.-G. Lee, J.-K. Choi, "Current-reuse bleeding mixer," Electronics Letters, vol.36, no.8, pp.696-697, April 2000.
- [2] L. MacEachern and T. Manku, "A Charge Injection Method for Gilbert Cell Biasing", *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, vol. I, pp. 365–368, May 1998.
- [3] K. Kivekas, A. Parssinen, J. Jussila, J. Ryynanen, and K. Halonen, "Design of Low Voltage Active Mixer for Direct Conversion Receivers," *IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, Vol. 4, pp.382–385, June 2001.
- [4] M. L. Schmatz, C. Biber, and W. Baumberger, "Conversion gain enhancement technique for ultra low power Gilbert cell down mixers," *IEEE Proceedings of 17th IEEE GaAs IC Symposium*, San Diego, USA, pp. 245-248.
- [5] D. Manstretta, R. Castello, and F. Svelto, "Low 1/f Noise CMOS active Mixers for Direct Conversion," *IEEE Transaction on CAS II: Analog and Digital Signal Processing*, vol.48, pp.846-850, Sept. 2001.
- [6] H. Sjoland, A. Karimi-Sanjaani, and A. A. Abidi, "A Merged CMOS LNA and Mixer for a WCDMA Receiver," *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 38, pp. 1045-1050, June 2003.
- [7] T.-A. Phan, C.-W. Kim, Y.-A. Shim, and S.-G. Lee, "A High Performance CMOS Direct Down Conversion Mixer For UWB System," *IEICE Transactions on Electronics*, Vol. E88-C, No .12 pp. 2316, Dec. 2005.
- [8] T.-A. Phan, C.-W. Kim, M.-S. Kang, C.-D. Su, and S.-G. Lee, "Low Noise And High Gain CMOS Down Conversion Mixer," *IEEE International Conference on Communications, Circuits and Systems (ISCAS 2004)*, pp. 1191-1193, China, Jun. 2004.
- [9] M. T. Terrovitis and R. G. Meyer, "Intermodulation distortion in current-commutating CMOS mixers," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 1461–1473, Oct. 2000.
- [10] H. Darabi, J. Chiu, "A noise cancellation technique in active RF-CMOS mixers," *IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 40, pp. 2628-2632, Dec. 2005.
- [11] J. Phillips and K. S. Kundert, "Noise in mixers, oscillators, samplers, and logic: an introduction to cyclostationary noise," *The IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, May 2000.
- [12] M. T. Terrovitis and R. G. Meyer, "Noise in Current-Commutating CMOS Mixers," IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 34, pp. 772-783, June 1999.
- [13] H. Darabi and A. A. Abidi, "Noise in RF-CMOS Mixers: A Simple Physical Model," *IEEE Trans. on Solid-State Circuits*, vol. 35, pp. 15-25, Jan. 2000.

- [14] L. MacEachern, E. Abou-Allam, L. Wang, and T. Manku, "Low Voltage Mixer Biasing Using Monolithic Integrated Transformer DE-Coupling," *IEEE International Symposium on Circuits* and Systems, vol. 2, pp. 180–183, 1999.
- [15] M. Tiebout, T. Liebermann, "A 1V fully integrated CMOS transformer based mixer with 5.5dB gain, 14.5dB SSB Noise figure and 0dBm input IP3," in *European Solid-State Circuit Conference*, Estoril, Portugal, September 2003.
- [16] C. S. Aitchison, M. Mbabele, M. R. Moazzam, D. Budimir, and F. Ali, "Improvement of thirdorder intermodulation product of RF and microwave amplifiers by injection," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 49, pp. 1148–1154, June 2001.
- [17] C. W. Fan and K. K. M. Cheng, "Theoretical and experimental study of amplifier linearization based on harmonic and baseband signal injection technique," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 50, pp. 1801–1806, July 2002.
- [18] S. Kusunoki, K. Kawakami, and T. Hatsugai, "Load-Impedance and Bias-Network Dependence of Power Amplifier with Second Harmonic Injection," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 52, pp. 2169–2176, Sept. 2004.
- [19] Y. Kim and S. Lee, "Linearized mixer using predistortion technique," *IEEE Microwave Wireless Compon. Lett.*, vol. 12, pp. 204–205, June 2002.
- [20] T. J. Ellis, "A modified feed-forward technique for mixer linearization," in *IEEE Int. Microwave Symp. MTT-S Dig.*, June 1998, pp. 1423–1426.
- [21] M. Chongcheawchamnan, C. Y. Ng, and I. D. Robertson, "Difference frequency injection linearization technique for mixer systems," *Inst. Elect. Eng. Electron. Lett.*, vol. 38, no. 23, pp. 1450–1451, Nov. 2002.
- [22] C. F. Au-Yeung and K. K. M. Cheng, "CMOS mixer linearization by the low-frequency signal injection method," in *IEEE Int. Microwave Symp. MTT-S Dig.*, Philadelphia, PA, pp. 95–98, June 2003.
- [23] K. K. M Cheng and C. F. Au-Yeung, "Novel Difference-Frequency Dual-Signal Injection Method for CMOS Mixer Linearization," *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, Vol. 14, Issue: 7, pp. 358 – 360, July 2004.
- [24] E. E. Bautista, B. Bastani, and J. Heck, "A High IIP2 Downconversion Mixer Using Dynamic Matching," *IEEE Journal of Solid-State Circuits and Systems*, Vol. 35, pp. 1934-1941, Dec. 2000.
- [25] F. Chu, W. Li, and J. Ren, "An Implementation of a CMOS Down-Conversion Mixer for GSM1900 Receiver," *Conference on Design Automation, 2006, Asia and South Pacific*, Jan. 2006.
- [26] J. Pihl, K. T. Christensen, and E. Bruun, "Direct Downconversion With Switching CMOS Mixer," Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, vol. I, pp.117-120, Sydney, May 2001.
- [27] K. Kivekas, A. Parssinen, and K. Halonen, "Active Mixers for Direct Conversion Receivers with 0.35 μm BiCMOS Technology," in *Proc. 17th NORCHIP Conf.*, pp. 28-33, Nov. 1999.
- [28] A. R. Shahani, D. K. Shaeffer, and T. H. Lee, "A 12-mW Wide Dynamic Range CMOS Front-End for a Portable GPS Receiver," *IEEE J. Solid-State Circuits and Systems*, vol. 32, pp. 2061-2070, Dec. 1999.
- [29] J. J. Tang, K. S. Cheung, and J. Lau, "A 2.4 GHz Four Port Mixer for Direct Conversion Used in Telemetering," *ISCAS 2001*, pp.378-381, vol. 4, Sydney, 2001.
- [30] X. Li, T. Brogan, M. Esposito, B. Myers, and K. K. O, "A comparison of CMOS and SiGe LNA's and mixers for wireless LAN application," in *Proc. IEEE Custom Integrated Circuits Conf.*, May 2001, pp. 531–534.

- [31] V. Krizhanovskii, N. T. Kien, S.-G. Lee, "0.18 μm CMOS LNA and mixer for wireless LAN applications," *The 12th International Conference Microwave and Telecommunication Technology*, pp. 137-138, Sevastopol, Ukraine, Sep. 2002.
- [32] Y.-K. Chu, C.-H. Liao, and H.-R. Chuang, "5.7GHz 0.18pm CMOS Gain-Controlled LNA and Mixer For 802.1 la WLAN Applications," 2003 IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium, 2003.
- [33] H.-C. Wei, R.-M. Weng, and K.-Y. Lin, "A 1.5 V High-Linearity CMOS Mixer for 2.4 GHz Applications," International Symposium on Circuits and Systems, 2004 (ISCAS 2004). Vol. 1, pp. I-561-4, May 2004.
- [34] S. K. Alam, J, DeGroat, "A 2 GHz High IIP3 Down-conversion Mixer in 0.18-μm CMOS," 6 Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems (SiRF06), January 18-20, 2006.
- [35] V. Vidojkovic, J. van der Tang, A. Leeuwenburgh, and A. H. M. van Roermund, "A low voltage folded-switching mixer in 0.18-µm CMOS,". *IEEE J. Solid-State Circuits and Systems*, vol. 33, pp. 1259-1264, June 2005.
- [36] H.-C. Wei, R.-M. Weng, C.-L. Hsiao, and K.- Y. Lin, "A 1.5 V 2.4 GHz CMOS Mixer with High Linearity," *Proceedings of the IEEE Asia-Pacific Conference on Circuits and Systems*, pp. 289-292, Dec. 2004.
- [37] K. Nimmagadda and G.M. Rebeiz, "A 1.9 GHz double-balanced subharmonic mixer for direct conversion receivers," *IEEE Radio Frequency Integrated Circuits Symposium*, pp. 253-256, May 2001.
- [38] B. G. Perumana, S. Chakraborty, C.-H. Lee, and J. Laskar, "A Subharmonic CMOS Mixer Based on Threshold Voltage Modulation" IEEE MTT IMS 2005, pp. 33-36, Long Beach, CA, June 2005.
- [39] M. Shimozawa, K. Kawakami, H. Ikematsu, K. Itoh, N. Kasai, Y. Sota, O. Ishida, "A Monolithic Even Harmonic Quadrature Mixer Using a Balanced Type 90 Degree Phase Shifter for Direct Conversion Receivers," *1998 IEEE International Microwave Symposium Digest*, pp. 175-178, June 1998.
- [40] L. Sheng, J. C. Jensen and L. Larson, "A Wide-bandwidth Si/SiGe HBT Direct Conversion Sub-harmonic Mixer/Downconverter," *IEEE Journal of Solid-State Circuits and Systems*, vol. 35, No. 9, pp. 1329-1337, Sept. 2000.
- [41] S. J. Fang, S. T. Lee, D. J. Allstot, and A. Bellaouar, "A 2 GHz CMOS even harmonic mixer for direct conversion receivers," 2002 International Symposium on Circuits and Systems, Proceedings, vol. 4, pp. IV - 807-810, May 2002.
- [42] C. J. Debono, F. Maloberti, and J. Micallef, "A 900 MHz, 0.9 V low-power CMOS downconversion mixer," in Proc. IEEE Custom Integrated Circuit Conf. (CICC), 2001, pp. 527–530.
- [43] P. J. Sullivan, B. A. Xavier, and W. H. Ku, "Low voltage performance of a microwave CMOS Gilbert cell mixer," *IEEE J. Solid-State Circuits and Systems*, vol. 32, no. 7, pp. 1151–1155, Jul. 1997.
- [44] C. Hermann, M. Tiebout, and H. Klar, "A 0.6 V 1.6 mW transformer based 2.5 GHz downconversion mixer with 5.4 dB gain and -2.8 dBm IIP3 in 0.13 um CMOS," *in Proc. Radio Frequency Integrated Circuit Symp. (RFIC)*, 2004, pp. 35–38.
- [45] E. A. M. Klumperink, S. M. Louwsma, and G. J. M. Wienk, "A CMOS Switched Transconductor Mixer," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 39, no. 8, pp. 1231-1240, Aug. 2004.
- [46] Q. Li, J. Zhang, W. Li, and J. S. Yuan, "Linearity Analysis and Design Optimization for 0.18 um CMOS RF Mixer", *IEE Proceedings of Circuits, Devices and Systems*, Vol. 149, Issue 2, April 2002.

[47] X. Wang, R. Weber, "A Novel Low Voltage Low Power 5.8 GHz CMOS Down-Conversion Mixer Design", *IEEE Radio And Wireless Conference (RAWCON)*, Aug. 2003.

6. Σχεδίαση ολοκληρωμένου δέκτη για WLAN εφαρμογές

6.1. Πρόλογος

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί η υλοποίηση ενός ολοκληρωμένου δέκτη (RX front end) για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές, ο οποίος κατασκευάσθηκε σε τεχνολογία 0.13 μm της IBM. Ο δέκτης αυτός αποτελείται από μία καινοτομική τοπολογία ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) (ο οποίος σχεδιάστηκε από το συνάδελφο κ. Γεώργιο Βιτζηλαίο) και τον πρώτο από τους προτεινόμενους ολοκληρωμένους μίκτες που παρουσιάσθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Η συχνότητα του σήματος εισόδου του δέκτη (RF frequency) έχει επιλεγεί να είναι τα 5 GHz, ενώ η ενδιάμεση συχνότητα (IF frequency) τα 50 MHz. Στη διάταξη του δέκτη δεν υπάρχουν φίλτρα μεταξύ των σταδίων, όπως συμβαίνει σε εμπορικούς δέκτες, καθώς σκοπός μας είναι να μετρηθεί η απόδοση των δύο καινοτομικών τοπολογιών των κυκλωμάτων ενισχυτή χαμηλού θορύβου και του μίκτη και τα οποία αποτελούν τα βασικά αντικείμενα των διατριβών μας.

Στην αρχή του κεφαλαίου θα κάνουμε μία σύντομη παρουσίαση της τοπολογίας ενός υπερετερόδυνου δέκτη, προκειμένου οι αναγνώστες να αντιληφθούν τα πλεονεκτήματα που αυτή παρουσιάζει. Στη συνέχεια, θα παρουσιάσουμε εν συντομία την τοπολογία του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, η οποία αποτελεί μέρος της διδακτορικής διατριβής του συναδέλφου κ. Γεώργιου Βιτζηλαίου καθώς και τη φυσική σχεδίαση (layout) ολόκληρου του δέκτη η οποία αποτελεί μία από τις εξαιρετικά κρίσιμες διαδικασίες κατά της φάσης της σχεδίασης. Τέλος, θα παρουσιάσουμε την πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήσαμε για τις μετρήσεις του ολοκληρωμένου δέκτη, καθώς και τα αναλυτικά αποτελέσματα που προέκυψαν από αυτές.

6.2. Τοπολογία υπερετερόδυνου δέκτη

Η τοπολογία του υπερετερόδυνου δέκτη αναπτύχθηκε από τον Edwin Howard Armstrong το 1918 [1] και αποτελεί μέχρι σήμερα τον κύριο εκφραστή των διατάξεων των δεκτών, καθώς χρησιμοποιείται στις περισσότερες εφαρμογές ασύρματων επικοινωνιών [2], [3]. Η αρχιτεκτονική αυτή επιτρέπει την αντιμετώπιση πολλών από τα προβλήματα που παρουσιάζονται σε άλλες διατάξεις δεκτών και επιτρέπει την υψηλή και σταθερή απόδοση τους ανεξάρτητα με το εύρος λειτουργίας των εφαρμογών.

Στις περιπτώσεις των δεκτών μεταβλητής συχνότητας λειτουργίας (tuned radio frequency receivers, TRF) εμφανίζονται προβλήματα, όπως: χαμηλή σταθερότητα συχνότητας (poor frequency stability) και χαμηλή επιλεκτικότητα (selectivity), αφού ακόμη και τα φίλτρα με υψηλό συντελεστή ποιότητας (Q factor) παρουσιάζουν πολύ μεγάλο εύρος (bandwidth) στις υψηλές συχνότητες. Οι αναγεννητικοί (regenerative) και υπέραναγεννητικοί (super-regenerative) δέκτες [4]-[7] προσφέρουν καλύτερη ευαισθησία (sensitivity), αλλά υποφέρουν από προβλήματα σταθερότητας συχνότητας και επιλεκτικότητας.

Η αρχή λειτουργίας ενός υπερετερόδυνου δέκτη παρουσιάζεται στο Σχ. 6.1. Η βασική διαφορά που τον ξεχωρίζει από τους υπόλοιπους δέκτες είναι ότι χρησιμοποιεί μία ή και περισσότερες σταθερές ενδιάμεσες συχνότητες (intermediate frequencies, IF) και στις οποίες υποβιβάζει το λαμβανόμενο σήμα ανεξάρτητα από τη συχνότητα στην οποία αυτό βρίσκεται. Στους τυπικούς AM (Medium wave) δέκτες, για παράδειγμα, χρησιμοποιείται η ενδιάμεση συχνότητα των 455 kHz, ενώ στους FM VHF δέκτες η συχνότητα αυτή βρίσκεται στα 10.7 MHz.



Σχ. 6.1: Τοπολογία υπερετερόδυνου δέκτη.

Οι υπερετερόδυνοι δέκτες στην ουσία εκμεταλλεύονται τη συχνότητα των τοπικών ταλαντωτών τους την οποία και μεταβάλουν κατάλληλα, προκειμένου το λαμβανόμενο σήμα, στις εξόδους των μικτών, να υποβιβάζεται σε μία συγκεκριμένη και σταθερή ενδιάμεση συχνότητα (IF). Όταν, λοιπόν, ο χρήστης ενός υπερετερόδυνου δέκτη μεταβάλει τη συχνότητα του, ουσιαστικά μεταβάλει τη συχνότητα ταλάντωσης του τοπικού ταλαντωτή. Με τη διαδικασία αυτή όλες οι βαθμίδες φιλτραρίσματος σχεδιάζονται και υλοποιούνται να λειτουργούν σε μία πολύ συγκεκριμένη και στενή ζώνη του φάσματος των συχνοτήτων. Γενικά, βασιζόμενοι στην παραπάνω αρχή των υπερετερόδυνων δεκτών, όλα τα κυκλώματα που περιλαμβάνονται σε αυτούς προορίζονται να λειτουργούν σε πολύ στενές περιοχές συχνοτήτων. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να περιορίζεται εξαιρετικά η πολυπλοκότητα και το κόστος των κυκλωμάτων αυτών, ενώ η απόδοση τους βελτιώνεται σημαντικά.

Στο παραπάνω σχηματικό διάγραμμα (Σχ. 6.1) παρουσιάζονται όλα τα στάδια ενός υπερετερόδυνου δέκτη. Το πρώτο στάδιο από αυτά αποτελείται από ένα υψίσυχνο (RF) φίλτρο, το οποίο σκοπό έχει να απομακρύνει όλα εκείνα τα σήματα που βρίσκονται εκτός της χρήσιμης ζώνης συχνοτήτων του δέκτη, προκειμένου να αποφευχθούν τυχόν παρεμβολές. Το δεύτερο κύκλωμα είναι ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου, προκειμένου να καταπιεστεί ο θόρυβος που παράγεται από τα επιμέρους κυκλώματα του δέκτη. Στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου υπάρχει νέο φίλτρο, προκειμένου να καταπιέσει τα προϊόντα μη-γραμμικοτήτων που αυτός παράγει και που βρίσκονται ασφαλώς εκτός της ζώνης του χρήσιμου φάσματος. Τα τρία πρώτα αυτά στάδια λειτουργούν στην RF περιοχή συχνοτήτων και μάλιστα σε ένα ευρύ φάσμα αυτής, ανάλογα με το εύρος λειτουργίας και τις προδιαγραφές του δέκτη και για το λόγο αυτό είναι κυκλώματα μεγάλης πολυπλοκότητας και σημαντικού κόστους. Το επόμενο από τα στάδια αυτά είναι ο πρώτος μίκτης υποβίβασης

συχνότητας και έχει έξοδο σε συγκεκριμένη, όπως είπαμε και νωρίτερα, IF συχνότητα. Όλα τα κυκλώματα που ακολουθούν του πρώτου μικτή λειτουργούν σε συγκεκριμένη συχνότητα, οπότε και παρουσιάζουν υψηλές επιδόσεις (ευαισθησία, σταθερότητα συχνότητας, επιλεκτικότητα συχνότητας κ.α) και χαμηλά κόστη. Ένας υπερετερόδυνος δέκτης μπορεί να έχει περισσότερες από μία ενδιάμεσες συχνότητες ανάλογα με την εφαρμογή για την οποία προορίζεται. Οι ενδιάμεσες συχνότητες, λοιπόν, επιλέγονται ανάλογα με την εφαρμογή και με τέτοιο τρόπο, ώστε τα σχεδιαζόμενα κυκλώματα να παρουσιάζουν στις συχνότητες αυτές υψηλές επιδόσεις. Αξίζει, επίσης, να αναφέρουμε ότι μετά από κάθε κύκλωμα μίκτη του δέκτη ακολουθεί διάταξη φιλτραρίσματος, ώστε να αποφεύγονται οι παρεμβολές μεταξύ των κυκλωμάτων και τυχόν ενδοδιαμορφώσεις (intermodulation).

Ο βασικός λόγος που οι υπερετερόδυνοι δέκτες παρουσιάζουν καλύτερα χαρακτηριστικά και συμπεριφορά (καλύτερη σταθερότητα συχνότητας και επιλεκτικότητα) από τους υπόλοιπους, εκτός των όσων έχουμε προαναφέρει, είναι το ότι είναι ευκολότερο να σταθεροποιήσεις ένα τοπικό ταλαντωτή ως προς τη συχνότητα παρά ένα φίλτρο, ειδικά με τις σύγχρονες τεχνολογίες σύνθεσης συχνότητας (modern frequency synthesizer technologies). Ένας ακόμη σημαντικός λόγος είναι ότι τα φίλτρα ενδιαμέσων συχνοτήτων (IF filters) μπορούν να δώσουν πολύ "στενότερες" ζώνες διέλευσης με τον ίδιο συντελεστή απόδοσης (Q factor) από τα ισοδύναμα υψίσυχνα φίλτρα (RF filters).

Όπως έχει καταστεί σαφές και από τα προηγούμενα κεφάλαια, οι σημαντικότερες προδιαγραφές των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων είναι αυτές της γραμμικότητας και του θορύβου. Θα ήταν, λοιπόν, χρήσιμο να δούμε το πώς οι προδιαγραφές αυτές υπολογίζονται, σε ένα υπερετερόδυνο δέκτη, ως συνάρτηση των αντίστοιχων προδιαγραφών των επιμέρους ολοκληρωμένων κυκλωμάτων που τον αποτελούν.

Όσον αφορά τη γραμμικότητα, αυτό που μας ενδιαφέρει είναι η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion) και συγκεκριμένα τα παράγωγά της που βρίσκονται πολύ κοντά ως προς τη συχνότητα με αυτά του χρήσιμου σήματος. Όπως έχουμε δει, μέτρο της ποσότητας αυτής είναι το σημείο τομής των προϊόντων πρώτης και τρίτης τάξης (third order intermodulation intercept point, IIP_3), όταν αυτές απεικονίζονται σε λογαριθμική κλίμακα. Δεδομένου ότι γνωρίζουμε την ποσότητα αυτή σε καθένα από τα κυκλώματα της αλυσίδας ενός υπερετερόδυνου δέκτη η συνολική επίδοση του δέκτη ως προς τη γραμμικότητα θα δίνεται από την ακόλουθη σχέση [3]:

$$\frac{1}{A_{IP3}^2} = \frac{1}{A_{IP31}^2} + \frac{A_1^2}{A_{IP32}^2} + \frac{A_1^2 \cdot A_2^2}{A_{IP33}^2} + \frac{A_1^2 \cdot A_2^2 \cdot A_3^2}{A_{IP334}^2} \cdots$$
(6.1)

, όπου το A_{IP3} αναπαριστά το σημείο IIP_3 ως ποσότητα καθαρής τιμής τάσεως (και όχι σε λογαριθμική κλίμακα, όπου εμφανίζεται συνήθως, $IIP_3=20log(A_{IP3})$), ενώ τα Aαναπαριστούν τα κέρδη τάσεως του κάθε κυκλώματος της αλυσίδας. Η αρίθμηση που γίνεται στην παραπάνω σχέση αναφέρεται στα επί μέρους κυκλώματα της αλυσίδας του δέκτη ανάλογα με τη σειρά που αυτά τοποθετούνται με φορά από την κεραία προς τη χαμηλόσυχνη έξοδο του δέκτη.

Όσον αφορά το θόρυβο της συνολικής αλυσίδας, ο υπολογισμός συνήθως γίνεται χρησιμοποιώντας την ποσότητα της εικόνας θορύβου (noise figure, NF) η οποία και αποτελεί το σημαντικότερο ίσως μέτρο του θορύβου στα ολοκληρωμένα κυκλώματα. Έτσι, η συνολική εικόνα θορύβου του δέκτη θα δίνεται από τη σχέση [3]:

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{A_1} + \frac{NF_3 - 1}{A_1 \cdot A_2} + \dots + \frac{NF_N - 1}{A_1 \cdot A_2 \cdots A_{N-1}}$$
(6.2)

Έχοντας εξετάσει την αρχιτεκτονική ενός υπερετερόδυνου δέκτη, στο επόμενο κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε εν συντομία τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου ο οποίος χρησιμοποιήθηκε στην υλοποίηση του δέκτη που κατασκευάσαμε. Ο ενισχυτής αυτός σχεδιάσθηκε από το συνάδελφο κ. Γεώργιο Βητζιλαίο, αποτελεί μέρος της διδακτορικής του διατριβής και παρουσιάζεται αναλυτικά στην [8]. Ο λόγος που αναφέρεται στην συγκεκριμένη διατριβή, είναι για να κατανοηθεί καλύτερα από τους αναγνώστες η διάταξη του δέκτη που υλοποιήσαμε και η οποία θα παρουσιαστεί στα επόμενα κεφάλαια.

6.3. Σχεδίαση ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA)

Η ισοδύναμη μονής εισόδου τοπολογία του ενισχυτή χαμηλού θορύβου που χρησιμοποιήθηκε στη διάταξη του δέκτη παρουσιάζεται στο Σχ. 6.2. Η τοπολογία αυτή επιτρέπει ταυτόχρονη επίτευξη υψηλού κέρδους και απομόνωσης (reverse isolation) βασιζόμενη στη μαγνητική ζεύξη μεταξύ ολοκληρωμένων πηνίων που βρίσκονται στην ίδια ψηφίδα πυριτίου με το υπόλοιπο ολοκληρωμένο κύκλωμα.



Σχ. 6.2: Προτεινόμενη τοπολογία ενισχυτή χαμηλού θορύβου.

Στην [9] παρουσιάζεται μία υλοποίηση αντίστοιχης λογικής, η οποία στόχο έχει να βελτιώσει την απομόνωση σε κυκλώματα ενισχυτών χαμηλού θορύβου και η οποία απεικονίζεται στο Σχ. 6.3. Στην τοπολογία αυτή τα πηνία L_1 ("degeneration" πηνίο) και L_2 (πηνίο φορτίου) τοποθετούνται κατάλληλα ώστε η σύζευξη μεταξύ τους να λειτουργεί ευεργετικά όσον αφορά τη βελτίωση της απομόνωσης της εξόδου από την είσοδο (reverse isolation). Η σύζευξη αυτή στην ουσία χρησιμοποιείται για να εξουδετερώσει τη χωρητικότητα μεταξύ πύλης και υποδοχής του βασικού τρανζίστορ M_1 , η οποία είναι και η κύρια υπεύθυνη για τη διαρροή σήματος από την έξοδο προς την είσοδο. Το πρόβλημα που παρουσιάζεται στην τοπολογία αυτή είναι η μείωση του κέρδους του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, αφού η σύζευξη αποτελεί ταυτόχρονα και ένα είδος αρνητικής ανάδρασης.

Η προτεινόμενη τοπολογία του Σχ. 6.2, η οποία και παρουσιάζεται αναλυτικά στην [8], αντιμετωπίζει το παραπάνω πρόβλημα εισάγοντας ένα ακόμη βαθμό ελευθερίας στο κύκλωμα κατορθώνοντας να βελτιώσει τόσο το κέρδος όσο και την απομόνωση του κυκλώματος. Έτσι, αν και η σύζευξη K_{12} αποτελεί αρνητική ανάδραση που τείνει να μειώσει το κέρδος, οι υπόλοιπες αναδράσεις λειτουργούν κατά τέτοιον τρόπο, ώστε συνολικά να επαναφέρουν το κέρδος του κυκλώματος σε υψηλά επίπεδα.



Σχ. 6.3: Τοπολογία LNA που παρουσιάζεται στην [9].

Θα πρέπει στο σημείο αυτό να πούμε, ότι ο ολοκληρωμένος τριπλός μετασχηματιστής δεν υπήρχε εξαρχής στις βιβλιοθήκες της IBM όπως τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος. Γενικά, οι εταιρίες ημιαγωγών δεν παρέχουν ολοκληρωμένους μετασχηματιστές παρά μόνο κάποια πολύ συγκεκριμένα πηνία. Η σχεδίαση, λοιπόν, και ο χαρακτηρισμός του τριπλού μετασχηματιστή έγινε με τη χρήση ηλεκτρομαγνητικών προσομοιωτών (Electromagnetic, EM simulators) και με την πολύ σημαντική βοήθεια του καθηγητή μας Ιωάννη Παπανάνου.

6.4. Σχεδίαση σε φυσικό επίπεδο (Layout)

Μία από τις σημαντικότερες φάσεις κατά τη διαδικασία της υλοποίησης ενός ολοκληρωμένου δέκτη είναι και αυτή της σχεδίασής του στο φυσικό επίπεδο (layout) και η οποία ακολουθεί της "ηλεκτρικής" σχεδίασης (electrical design). Με την έννοια "ηλεκτρική" σχεδίαση συχνά αναφερόμαστε στη διαδικασία της επιλογής της τοπολογίας και των παραμέτρων της σχεδίασης καθώς και της πραγματοποίησης των ηλεκτρικών προσομοιώσεων του κυκλώματος. Η σχεδίαση στο φυσικό επίπεδο αναφέρεται στην επιλογή της κατάλληλης τοποθέτησης των στοιχείων του κυκλώματος μέσα στη ψηφίδα του πυριτίου και αποτελεί πολύ κρίσιμη διαδικασία. Αυτό οφείλεται στο ότι τα προβλήματα που μπορούν να προκύψουν από μία τυχόν λανθασμένη τοποθέτηση των στοιχείων αυτών είναι πολύ δύσκολο να προβλεφθούν και κατ' επέκταση να αντιμετωπιστούν.

Στο Σχ. 6.4 παρουσιάζεται μία φωτογραφία της ψηφίδας πυριτίου, όπως αυτή φαίνεται μέσα από ένα ηλεκτρονικό μικροσκόπιο. Στη ψηφίδα αυτή είναι εμφανής η τοποθέτηση των διαφόρων κυκλωμάτων του δέκτη, καθώς και η υλοποίηση των επιμέρους αυτών κυκλωμάτων στο φυσικό επίπεδο. Στο κάτω μέρος του chip, και ακριβώς στο κέντρο του, έχει τοποθετηθεί ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου. Αυτό έγινε επειδή ο ενισχυτής αυτός αποτελεί το πρώτο από τα κυκλώματα του δέκτη, οπότε και θα πρέπει να συνδεθεί απευθείας με εξωτερικά στοιχεία.

Ακριβώς πάνω από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου, βρίσκεται η κύρια διάταξη του μίκτη. Με τη διάταξη αυτή των κυκλωμάτων, η έξοδος του LNA εισέρχεται κατ' ευθείαν στο μίκτη, χωρίς να χρειάζονται μακριές μεταλλικές καλωδιώσεις διασύνδεσης μέσα στο πυρίτιο. Η διάταξη που βρίσκεται στα δεξιά του μίκτη (Σχ. 6.4) είναι ο περιοριστής (limiter) του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (LO). Το κύκλωμα αυτό στην ουσία δέχεται σαν είσοδο το LO σήμα (το οποίο έρχεται εξωτερικά από το chip) και το ενισχύει, θέτοντας το πλάτος του σε κατάλληλα επίπεδα, προκειμένου να οδηγήσει την κύρια διάταξη του μίκτη. Η έξοδος του μίκτη που ουσιαστικά αποτελεί την έξοδο του συνολικού κυκλώματος του δέκτη, οδηγείται στην πάνω πλευρά της ψηφίδας του πυριτίου με παχιές μεταλλικές καλωδιώσεις, ώστε να εξέλθει από αυτή πλήρως συμμετρικά (δεδομένου ότι η έξοδος είναι διαφορική). Το μακρύ μήκος των καλωδίων αυτών δε μας ενοχλεί ιδιαίτερα, καθώς στην έξοδο του μίκτη το σήμα βρίσκεται ήδη υποβιβασμένο στη χαμηλή συχνότητα των 50 MHz. Στη χαμηλή αυτή συχνότητα τα παρασιτικά των καλωδίων ως προς το υπόστρωμα του πυριτίου αλλά και ως προς τις διάφορες περιφερειακές καλωδιώσεις είναι εξαιρετικά ασήμαντα.



Σχ. 6.4: Φωτογραφία της ψηφίδας του πυριτίου στην οποία παρουσιάζεται η σχεδίαση στο φυσικό επίπεδο του συνολικού κυκλώματος του δέκτη.

Από πάνω από το μίκτη έχουν τοποθετηθεί κάποιες παθητικές δομές που περιλαμβάνουν αυτούσια τη δομή του τριπλού μετασχηματιστή που χρειάζεται για τη λειτουργία του ενισχυτή χαμηλού θορύβου μαζί με τις απαραίτητες περιφερειακές καλωδιώσεις, καθώς και ένα αντίγραφο αυτής, από το οποίο απουσιάζει ο τριπλός μετασχηματιστής. Η δομή του μετασχηματιστή χρειάζεται για να μπορεί να μετρηθεί και να μελετηθεί χωριστά η απόδοση του προκειμένου να μπορέσουμε να εξάγουμε τυχόν αποκλίσεις του (από τις τιμές που λάβαμε από τις προσομοιώσεις) που μπορεί να προκύψουν κατά τη διαδικασία της κατασκευής του. Η δομή που περιλαμβάνει μόνο τις περιφερειακές καλωδιώσεις επισυνάπτεται, προκειμένου να "αφαιρεθεί" (de-embedding) η επίδρασή τους κατά τη διαδικασία των μετρήσεων και να εξαχθεί η καθαρή απόδοση του μετασχηματιστή.

6.5. Πειραματική διάταξη

Στο υποκεφάλαιο αυτό θα παρουσιάσουμε την πειραματική διάταξη η οποία χρησιμοποιήθηκε κατά τη διαδικασία των μετρήσεων του ολοκληρωμένου δέκτη που κατασκευάσαμε. Η διάταξη αυτή απεικονίζεται στο Σχ. 6.5 όπου η διακεκομμένη γραμμή καθορίζει τι βρίσκεται εντός του πυριτίου (chip) και τι όχι. Η εξωτερικά επιβαλλόμενη τάση V_{tune} αντιπροσωπεύει την τάση ελέγχου του κέρδους του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, ενώ οι "control" τάσεις όλες εκείνες τις εξωτερικές τάσεις που ελέγχουν τη λειτουργία του μίκτη. Οι τάσεις αυτές ελέγχουν τα ρεύματα πόλωσης του μίκτη και του περιοριστή του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (limiter), το ρεύμα της τεχνικής ελεγχόμενης απώλειας ρεύματος, καθώς και την τάση V_{bias} που παρουσιάζεται στο Σχ. 5.4. Στο Σχ. 6.6 παρουσιάζεται φωτογραφία της πλακέτας (Board photo) η οποία υλοποιήθηκε για την πραγματοποίηση των μετρήσεων.



Σχ. 6.5: Πειραματική διάταξη του ολοκληρωμένου δέκτη.

Για τη διαδικασία των μετρήσεων χρειαζόμαστε δύο εξωτερικές πηγές τις οποίες πήραμε από όργανα γέννησης μικροκυματικών σημάτων (signal generators). Τα όργανα αυτά παρέχουν απλά σήματα σε μη διαφορική μορφή (single signals), ενώ η εσωτερική τους αντίσταση είναι ρυθμισμένη στα 50 Ohm. Ωστόσο, το ολοκληρωμένο κύκλωμα που κατασκευάσαμε απαιτεί διαφορικά σήματα εισόδου τόσο για το υψίσυχνο σήμα εισόδου όσο και για το σήμα του τοπικού ταλαντωτή. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιήθηκαν διακριτοί υψίσυχνοι μετασχηματιστές, προκειμένου να μετατραπούν τα απλά σήματα σε διαφορικά. Το ίδιο συμβαίνει και στην έξοδο, όπου χρησιμοποιήθηκε κατάλληλος χαμηλόσυχνος μετασχηματιστής για να "οδηγήσει" το σήμα εξόδου σε αναλυτή φάσματος (spectrum analyzer), προκειμένου να εξαχθούν οι κατάλληλες μετρήσεις.



Σχ. 6.6: Φωτογραφία της πλακέτας (Board photo) που υλοποιήθηκε για τις μετρήσεις.

Τα δικτυώματα προσαρμογής (matching networks) που χρησιμοποιούνται για τη σωστή προσαρμογή και τερματισμό του δέκτη στα 50 Ohm υλοποιούνται "μικροκυματικά" χωρίς τη χρησιμοποίηση μεγάλου αριθμού παθητικών στοιχείων. Για το λόγο αυτό μεταξύ

του chip και των μετασχηματιστών υπάρχει μία μικροκυματική γραμμή χαρακτηριστικής αντίστασης 50 Ohm, μήκους λίγο μεγαλύτερου από λ/2. Η προσαρμογή, λοιπόν, γίνεται με ένα απλό πυκνωτή κατάλληλης τιμής, ο οποίος τοποθετείται σε συγκεκριμένο σημείο της γραμμής. Ο τρόπος αυτός προσαρμογής είναι αρκετά στενής ζώνης (narrow band termination), αλλά είναι αρκετός για να πάρουμε σωστά τις μετρήσεις που χρειαζόμαστε. Σε εφαρμογές που χρειάζονται προσαρμογές ευρείας ζώνης (broadband termination) χρησιμοποιούνται και πάλι μικροκυματικές γραμμές και απλά χρησιμοποιείται μεγαλύτερο πλήθος πυκνωτών ή και πηνίων.

Η πλακέτα που χρησιμοποιήθηκε για τη διαδικασία των μετρήσεων και που παρουσιάζεται στο Σχ. 6.6 είναι διπλής όψης, προκειμένου να διατηρηθεί όσο το δυνατό μικρή και συμπαγής. Στην ουσία χρησιμοποιήθηκαν δύο διαφορετικές πλακέτες οι οποίες κολλήθηκαν μεταξύ τους για την κατασκευή της συνολικής πλακέτας. Η πάνω όψη της, η οποία χρησιμοποιήθηκε για την υψίσυχνη (RF) λειτουργία, είναι αυτή που απεικονίζεται στην παραπάνω φωτογραφία και είναι μία Rogers πλακέτα (RO4350B) κατάλληλη για εφαρμογές στην περιοχή συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει. Η κάτω όψη είναι μία απλή FR4 πλακέτα, η οποία και χρησιμοποιήθηκε για να γίνουν τα μηδενικής συχνότητας μονοπάτια (DC paths) που χρειάζονται για να πολωθεί κατάλληλα το ολοκληρωμένο κύκλωμα του δέκτη.

6.6. Αποτελέσματα μετρήσεων

Στο υποκεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται διεξοδικά τα αποτελέσματα των μετρήσεων οι οποίες έγιναν στην πλακέτα του παραπάνω σχήματος. Όπως έχουμε αναφέρει και νωρίτερα, η προτεινόμενη τοπολογία του ολοκληρωμένου δέκτη υλοποιήθηκε στην καθαρή CMOS τεχνολογία 0.13μm της IBM. Η επιφάνεια του συνολικού κυκλώματος του δέκτη πάνω στη ψηφίδα του πυριτίου κάλυπτε 1mm², ενώ την υπόλοιπη επιφάνειά της κάλυπταν οι δομές του τριπλού μετασχηματιστή που χρειάστηκαν για το χαρακτηρισμό του.

Η υψίσυχνη συχνότητα λειτουργίας είναι τα 5 GHz η οποία υποβιβάζεται στην ενδιάμεση συχνότητα (IF) των 50 MHz. Κατά τη διαδικασία της σχεδίασης έχει φροντιστεί να χρησιμοποιηθούν διαφορετικές τάσεις τροφοδοσίας για τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου και το μίκτη (και οι δύο αυτές τάσεις έχουν επιλεγεί να είναι στο 1Volt), προκειμένου να αποφευχθεί η τυχόν παρεμβολή μεταξύ των κυκλωμάτων εντός του chip.

Στο Σχ. 6.7 απεικονίζεται το κέρδος μετατροπής του συνολικού δέκτη ως προς την υψίσυχνη συχνότητα λειτουργίας (4-6GHz) μετρημένο στην ενδιάμεση συχνότητα (IF) των 50 MHz. Το διαφορικό φορτίο στην έξοδο του μίκτη είναι 600Ω. Στην κεντρική RF συχνότητα των 5GHz, το κέρδος μετατροπής είναι 22.3dB, το οποίο σύμφωνα με τις προσομοιώσεις προέρχεται κατά 15dB από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου και κατά 7dB από το μίκτη. Από τη μέτρηση αυτή φαίνεται ότι το 3dB εύρος ζώνης (3dB bandwidth) του συνολικού κυκλώματος είναι προσεγγιστικά 1GHz.

Στο Σχ. 6.8 απεικονίζεται η γραφική παράσταση της ισχύος του σήματος που λαμβάνεται στην έξοδο ως συνάρτηση της ισχύος του σήματος εισόδου. Από τη γραφική αυτή μπορούμε να εξάγουμε την ισχύ του σήματος εισόδου για την οποία το κέρδους μετατροπής του μίκτη μειώνεται κατά 1 dB (1dB compression point) και το οποίο υπολογίζεται στα -11dBm.

Στο Σχ. 6.9 απεικονίζεται η ρύθμιση κέρδους του ενισχυτή χαμηλού θορύβου (και κατ' επέκταση όλου του δέκτη) ως συνάρτηση της τάσης V_{tune} . Είναι προφανές ότι η τάση αυτή ελέγχου επιτρέπει τη ρύθμιση του κέρδους του συνολικού δέκτη μεταξύ του εύρους των τιμών 21.58dB και 23.27dB. Το μεγάλο πλεονέκτημα είναι το ότι ο έλεγχος αυτός του

κέρδους γίνεται εξωτερικά απευθείας από το χρήστη. Η παραπάνω αναφερθείσα ρύθμιση του κέρδους έρχεται σε απόλυτη συμφωνία με την αρχή λειτουργίας του ενισχυτή χαμηλού θορύβου βάση της οποίας η αύξηση της τιμής της τάσης V_{tune} δημιουργεί μεγαλύτερο ποσό θετικής ανάδρασης στο κύκλωμα του LNA, με αποτέλεσμα την αύξηση του κέρδους του.



Σχ. 6.7: Συνολικό κέρδος μετατροπής του δέκτη ως προς τη συχνότητα.



Σχ. 6.8: Η ισχύς εξόδου σαν συνάρτηση της ισχύος εισόδου (1dB compression point measurement).



Σχ. 6.9: Ρύθμιση κέρδους του δέκτη από τη βαθμίδα του LNA.

Ως μέτρο της γραμμικότητας και πιο συγκεκριμένα της παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης χρησιμοποιήθηκε το σημείο τομής των προϊόντων πρώτης και τρίτης τάξης (third order intermodulation intercept point, IIP_3). Η ισχύς των προϊόντων πρώτης και τρίτης τήτης (παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης) τάξης ως συνάρτηση της ισχύος του σήματος εισόδου απεικονίζονται στο Σχ. 6.10. Η ισχύς εισόδου, για την οποία οι προεκτάσεις των καμπυλών αυτών τέμνονται (και που αποτελεί ουσιαστικά το IIP_3), προκύπτει να είναι τα +6.6dBm.

Οι εξαιρετικές επιδόσεις του συνολικού κυκλώματος του δέκτη όσον αφορά τη γραμμικότητα, οφείλονται κατά κύριο λόγο στο συνδυασμό των εφαρμοζόμενων τεχνικών που χρησιμοποιούνται στο κύκλωμα του μίκτη. Στο Σχ. 6.11 απεικονίζεται η ισχύς των προϊόντων τρίτης τάξης (3rd order product power, dBm), για μία συγκεκριμένη ισχύ των τόνων εισόδου, σαν συνάρτηση της τάσης ελέγχου V_{bias} του μίκτη. Όπως έχει αναφερθεί στα προηγούμενα κεφάλαια, η τάση αυτή είναι ιδιαίτερα κρίσιμη όσον αφορά τις επιδόσεις γραμμικότητας του μίκτη και κατ' επέκταση ολόκληρου του δέκτη. Πράγματι, είναι προφανές από το παρακάτω σχήμα ότι υπάρχει μία τιμή τάσης για την οποία η γραμμικότητα βελτιστοποιείται.



Σχ. 6.10: Ισχύς των προϊόντων πρώτης και τρίτης (παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης) τάξης σαν συνάρτηση της ισχύος του σήματος εισόδου.



Σχ. 6.11: Μέτρηση της ισχύος των προϊόντων τρίτης τάξης (3rd order product power, dBm) του δέκτη σαν συνάρτηση της τάσης V_{bias} του μίκτη.

| Parameter | Quantity |
|----------------------------|------------|
| RF Frequency | 5GHz |
| LO Frequency | 5.05GHz |
| IF Frequency | 50MHz |
| Front-End Gain @ 50MHz(IF) | 22.3dB |
| 3dB Bandwidth | 1GHz |
| LNA Gain Tunability | 1.7dB |
| Front-End IIP3 | +6.6dBm |
| Front-End Noise Figure | 2.64dB |
| Overall Power Consumption | 28 mW |
| Power Supply | 1V |
| CMOS Technology | IBM 0.13um |

ΠΙΝΑΚΑΣ Ι ΣΥΝΟΛΙΚΕΣ ΕΠΙΔΟΣΕΙΣ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ

Η συνολική εικόνα θορύβου του κυκλώματος του δέκτη μετρήθηκε στα 50MHz (στην έξοδο του μίκτη) και βρέθηκε να είναι 2.64dB. Το σύστημα του δέκτη καταναλώνει 28mW ισχύος για τροφοδοσία του κυκλώματος του 1V, η οποία αυξάνεται στα 32mW, όταν ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου τίθεται στο μέγιστο δυνατό κέρδος του. Οι συνολικές επιδόσεις του κυκλώματος του ολοκληρωμένου δέκτη συνοψίζονται στον πίνακα Ι.

6.7. Επίλογος

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε η υλοποίηση ενός ολοκληρωμένου δέκτη (RX front end) για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές. Ο δέκτης αυτός αποτελείται από μία καινοτομική τοπολογία ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) και τον πρώτο από τους προτεινόμενους ολοκληρωμένους μίκτες που παρουσιάσθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Από τα αποτελέσματα των μετρήσεων που παρουσιάσθηκαν στο τέλος του κεφαλαίου είναι σαφές ότι οι συνολικές επιδόσεις του μίκτη είναι εξαιρετικές σε σύγκριση με τις διάφορες σύγχρονες συμβατικές σχεδιάσεις δεκτών. Είναι πολύ σημαντικό, επίσης, να τονίσουμε ότι η σχεδίαση του δέκτη έγινε στη χαμηλή τροφοδοσία του 1 Volt. Το γεγονός αυτό αποδεικνύει ακόμη πιο έντονα ότι οι καινοτομικές τεχνικές που χρησιμοποιήθηκαν κατά τη φάση της σχεδίασης του ολοκληρωμένου δέκτη βελτιώνουν εξαιρετικά δύσκολη σε χαμηλές τροφοδοσίες.

Στο επόμενο και τελευταίο κεφάλαιο της διδακτορικής διατριβής θα παρουσιάσουμε τα συμπεράσματα που προέκυψαν από το σύνολο της δουλειάς που παρουσιάσαμε και το πως αυτή μπορεί να βοηθήσει τους σύγχρονους σχεδιαστές τηλεπικοινωνιακών μικτών στη δουλειά τους. Θα παρουσιάσουμε, επίσης, τις σκέψεις μας για μελλοντική εργασία πάνω στα θέματα με τα οποία ασχοληθήκαμε, αλλά και γενικότερα πάνω σε θέματα τα οποία θεωρούμε ότι θα πρέπει να αποτελέσουν γενικότερα πηγή έρευνας στην ηλεκτρονική.

6.8. Αναφορές

[1] E. Armstrong, "The Super-Heterodyne-Its Origin, Development, and Some Recent Improvements," *Proceedings of the I.R.E.*, vol. 12, pp. 539-552, Oct. 1924.

- [2] J. Lascar, B. Matinpour, and S. Chakraborty, *Modern Receiver Front-Ends Systems, Circuits, and Integration*. Hoboken, NJ: Wiley, 2004.
- [3] B. Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice-Hall, 1998.
- [4] E. Armstrong, "Some Recent Developments of Regenerative Circuits," *Proceedings of the I.R.E.*, vol. 10, pp. 244-260, August 1922.
- [5] F. X. Moncunill-Geniz, P. Palà-Schönwälder, and O. Mas-Casals, "A generic approach to the theory of superregenerative reception," *IEEE Trans. Circuits Syst, I, Fundam. Theory Appl.*, vol. 52, no. 1, pp. 54–70, Jan. 2005.
- [6] F. X. Moncunill Geniz, P. Palà-Schönwälder, and F. Águila López, "New super-regenerative architectures for direct-sequence spread-spectrum communications," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Express Briefs*, vol.52, no. 7, July 2005.
- [7] P. Favre, N. Joehl, A. Vouilloz, P. Deval, C. Dehollain, M. Declercq, "A 2V 600uA 1 GHz BiCMOS Super-Regenerative Receiver for ISM Applications," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 33, pp. 2186-2196, December 1998.
- [8] Γ. Βιτζηλαίος, "Σχεδίαση ολοκληρωμένων ενισχυτών χαμηλού θορύβου τεχνολογίας nm CMOS με χρήση μαγνητικής ανάδρασης για ασύρματες ευρυζωνικές εφαρμογές," διδακτορική διατριβή, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 2006.
- [9] D. J. Cassan and J. R. Long, "A 1-V transformer-feedback low-noise amplifier for 5 GHz wireless LAN in 0.18 µm CMOS," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, pp. 427–435, Mar. 2003.

7. Συμπεράσματα - Μελλοντική εργασία

7.1. Επίλογος - Συμπεράσματα

Στο πρώτο κεφάλαιο της διδακτορικής διατριβής έγινε μια γενική εισαγωγή στις ασύρματες επικοινωνίες και παρουσιάστηκε το πως αυτές εξελίχθηκαν τον τελευταίο αιώνα από τότε που πρωτοεμφανίστηκαν μέχρι και σήμερα. Στη συνέχεια πραγματοποιήθηκε μια σύντομη περιγραφή των ασύρματων πομποδεκτών που αποτελεί ουσιαστικά το "φυσικό" επίπεδο των ασύρματων επικοινωνιών, ενώ στο τέλος του κεφαλαίου παρουσιάσθηκε το αντικείμενο της παρούσας διατριβής.

Στο κεφάλαιο 2 έγινε μια γενική εισαγωγή στους ολοκληρωμένους μίκτες, προκείμενου να κατανοηθεί η χρησιμότητα και οι βασικές λειτουργίες τους. Σε αυτό παρουσιάστηκαν και αναλύθηκαν διεξοδικά τα δύο βασικά είδη των ολοκληρωμένων μικτών που είναι οι παθητικοί και ενεργοί μίκτες και παρουσιάστηκαν τα συγκριτικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα του κάθε ενός καθιστώντας σαφή την υπεροχή των ενεργών στις σύγχρονες και απαιτητικές σχεδιάσεις. Στη συνέχεια του κεφαλαίου επικεντρώσαμε την προσοχή μας στην ενεργή τοπολογία του Gilbert (Gilbert cell) μίκτη, η οποία παρουσιάζει εξαιρετικά χαρακτηριστικά και χρησιμοποιείται σχεδόν στις περισσότερες σύγχρονες εφαρμογές. Ασχοληθήκαμε εκτενώς με όλες τις προδιαγραφές ενός Gilbert μίκτη, όπως: το κέρδος μετατροπής (conversion gain), την απομόνωση, τη γραμμικότητα και το θόρυβο. Ιδιαίτερο βάρος δόθηκε στη συμπεριφορά θορύβου του Gilbert μίκτη καθώς και στην ακριβή και σωστή κατανόηση των μηχανισμών που τον γεννούν. Στο τέλος του κεφαλαίου έγινε μια σύντομη αναφορά στα κυκλώματα ταλαντωτών ελεγχόμενων από τάση (Voltage controlled oscillators, VCOs), καθώς η λειτουργία των μικτών είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με την παρουσία των κυκλωμάτων αυτών.

Στο κεφάλαιο 3 ασχοληθήκαμε με τη θεωρητική ανάλυση και στον υπολογισμό των μη-γραμμικοτήτων σε ενεργούς ολοκληρωμένους μίκτες. Έγινε μία εκτενής παρουσίαση των υπαρχόντων μεθόδων υπολογισμού των μη-γραμμικοτήτων, όπως είναι: η κλασική χρονική ανάλυση (transient analysis), η ανάλυση ισοστάθμισης αρμονικών (harmonic balance analysis) και η ανάλυση που βασίζεται στη χρήση των σειρών Volterra. Στη συνέχεια του κεφαλαίου επικεντρώσαμε την προσοχή μας στην τοπολογία του Gilbert μίκτη και υπολογίσαμε αναλυτικά, με τη χρήση των σειρών Volterra, τις μη-γραμμικότητες υπό τη μορφή παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης στην πιο ευρέως χρησιμοποιούμενη, χαμηλής τροφοδοσίας, τοπολογία αυτής. Στο τέλος του κεφαλαίου παρουσιάσαμε τη γενική μεθοδολογία που πρέπει να ακολουθηθεί για την αντίστοιχη περιγραφή των μηγραμμικοτήτων σε οποιαδήποτε τοπολογία ολοκληρωμένου μίκτη.

Στο κεφάλαιο 4 παρουσιάσαμε ένα υπολογιστικό εργαλείο προσομοίωσης που αναπτύξαμε σε περιβάλλον Matlab, το οποίο στοχεύει στον υπολογισμό των μηγραμμικοτήτων σε ολοκληρωμένους ενεργούς μίκτες και το οποίο βασίζεται στη θεωρία που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 3. Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν και συγκριτικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων, που ελήφθησαν από το εργαλείο που αναπτύξαμε και από το σημαντικότερο εκφραστή των εμπορικών προσομοιωτών κυκλωμάτων, τον Spectre της Cadence. Παρουσιάστηκαν, επίσης, οι χρόνοι που χρειάζονται οι δύο προσομοιωτές για των υπολογισμό των μη-γραμμικοτήτων, με τον προσομοιωτή μας να εμφανίζεται γρηγορότερος κατά μια περίπου τάξη μεγέθους.

Στο κεφάλαιο 5 παρουσιάστηκαν δύο νέες σχεδιάσεις ολοκληρωμένων μικτών υποβίβασης συχνότητας, των οποίων το RF σήμα εισόδου ανήκει στην περιοχή συχνοτήτων των 5 GHz, ενώ το IF σήμα εξόδου στην περιοχή των 50 MHz. Οι τοπολογίες αυτές παρουσίασαν κάποιες νέες σχεδιαστικές τεχνικές, οι οποίες και βοηθούν τους μίκτες να επιτύχουν εξαιρετικές επιδόσεις. Οι δυο τοπολογίες που μελετήθηκαν, σχεδιάστηκαν σε μια καθαρή CMOS τεχνολογία και εμφάνισαν αισθητά χαμηλότερες καταναλώσεις ισχύος από τις ήδη υπάρχουσες εμπορικές σχεδιάσεις με εξαιρετικές, ωστόσο, επιδόσεις θορύβου και γραμμικότητας.

Στο κεφάλαιο 6 παρουσιάστηκε η σχεδίαση ενός ολοκληρωμένου δέκτη για τηλεπικοινωνιακές WLAN εφαρμογές. Ο δέκτης αυτός αποτελείται από ένα ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA), ο οποίος σχεδιάσθηκε από το συνάδελφο κ. Γεώργιο Βιτζηλαίο στη συχνότητα των 5 GHz και από τον πρώτο από τους ολοκληρωμένους μίκτες που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 5, ο οποίος δέχεται ως είσοδο το σήμα εξόδου του LNA. Στην αρχή του κεφαλαίου παρουσιάστηκε η αρχιτεκτονική του υπερετερόδυνου δέκτη (superheterodyne receiver) και στη συνέχεια εν συντομία η σχεδίαση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Στη συνέχεια του κεφαλαίου έγινε μια σύντομη αναφορά στη σχεδίαση της συνολικής διάταξης στο φυσικό επίπεδο (layout) και παρουσιάστηκαν διεξοδικά τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, η πειραματική διάταξη του δέκτη και τέλος τα αποτελέσματα των μετρήσεων.

Όπως έχει καταστεί σαφές από τη μελέτη των κεφαλαίων 3 και 4, η θεωρία των σειρών Volterra είναι ένα εκπληκτικό εργαλείο στα χέρια των σύγχρονων μηχανικών, προκειμένου να μπορούν να υπολογίζουν σύντομα και με ακρίβεια την παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation distortion) που παράγεται στους Gilbert cell μίκτες αλλά και σε οποιοδήποτε, στη γενικότερη περίπτωση, ολοκληρωμένο ηλεκτρονικό κύκλωμα. Με βάση τη θεωρία αυτή, μπορούμε να υπολογίσουμε τις μη-γραμμικότητες στα περισσότερα από τα σύγχρονα ηλεκτρονικά κυκλώματα σε πολύ μικρότερο χρόνο απ' ότι με τη χρήση χρονικών (transient) και ισοστάθμισης αρμονικών (harmonic balance) αναλύσεων, οι οποίοι χρησιμοποιούνται κατά κόρον στους σύγχρονους προσομοιωτές κυκλωμάτων. Το μόνο μειονέκτημα της χρήσης της μεθόδου των σειρών Volterra είναι ότι αυτές χρησιμοποιούνται μόνο στις περιπτώσεις που έχουμε χαμηλής στάθμης ισχύος σήματα εισόδου και όχι σε αυτές που τα σήματα εισόδου είναι αρκετά ισχυρά. Είναι, λοιπόν, προφανές ότι κάποια κυκλώματα, όπως οι ενισχυτές ισχύος (Power amplifiers, PAs), εξαιρούνται πλήρως από την εφαρμογή τέτοιων μεθόδων.

Από τον πίνακα Ι του προηγούμενου κεφαλαίου όπου και παρουσιάζονται οι συνολικές επιδόσεις του ολοκληρωμένου δέκτη που κατασκευάσαμε, είναι προφανής η εξαιρετική απόδοση που αυτός παρουσιάζει σε σύγκριση με άλλες συμβατικές σύγχρονες

τοπολογίες. Οι επιδόσεις αυτές ήταν αναμενόμενες αν παρατηρήσουμε τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων των τοπολογιών των μικτών που παρουσιάζονται αναλυτικά στο κεφάλαιο 5 (Ο πρώτος εκ των οποίων συμπεριλήφθηκε στο δέκτη που υλοποιήσαμε). Πράγματι, οι επιδόσεις των μικτών αυτών είναι εξαιρετικές σε σύγκριση με άλλες δημοσιευμένες πιο συμβατικές τοπολογίες, όπως φαίνεται και από τη σύγκριση που πραγματοποιήθηκε στο κεφάλαιο 5. Το πιο σημαντικό χαρακτηριστικό των μικτών που παρουσιάσαμε, είναι το ότι οι επιδόσεις αυτές επιτυγχάνονται στην πολύ χαμηλή τροφοδοσία του 1 Volt και μάλιστα με αρκετά μικρή κατανάλωση ρεύματος.

7.2. Μελλοντική εργασία

Η δυνατότητα που μας δόθηκε στα πλαίσια της διδακτορικής διατριβής να ασχοληθούμε με τη θεωρητική προσέγγιση, την ανάλυση αλλά και τη σχεδίαση ολοκληρωμένων μικτών μας βοήθησε στο να καταλάβουμε και να εμβαθύνουμε αρκετά στον τρόπο με τον οποίο λειτουργούν τα χρονικά μεταβαλλόμενα κυκλώματα (time-varying circuits). Τέτοια είδους κυκλώματα είναι, εκτός των μικτών, οι ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση των οποίων η λειτουργία είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με αυτή των μικτών.

Τα κυκλώματα αυτά λόγω ακριβώς της πολύπλοκης φύσης τους χρειάζονται πολύπλοκους αλγορίθμους προκειμένου να προσομοιωθούν, τόσο όσον αφορά τις αναλύσεις θορύβου όσο και αυτές της γραμμικότητας. Σημαντικό, επίσης, πρόβλημα αποτελεί το ότι οι αλγόριθμοι αυτοί είναι εξαιρετικά χρονοβόροι σε σχέση με αυτούς που χρησιμοποιούνται στα απλά χρονικά αμετάβλητα κυκλώματα (time-invariant circuits). Με βάση τη μελέτη που έχουμε κάνει πάνω στους αλγορίθμους αυτούς αλλά και στις διάφορες μαθηματικές αναλύσεις πάνω στις οποίες αυτοί βασίζονται, καθίσταται προφανές ότι υπάρχει ακόμα αρκετό επίπεδο έρευνας σχετικά με το πώς μπορεί να επιταχυνθεί η διαδικασία προσομοίωσης των κυκλωμάτων αυτών.

Η θεωρία, άλλωστε, των σειρών Volterra την οποία χρησιμοποιήσαμε προκειμένου να επιταχυνθεί η διαδικασία υπολογισμού των προϊόντων παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (προϊόντα μη-γραμμικοτήτων) σε ολοκληρωμένους μίκτες, κινήθηκε προς αυτή την κατεύθυνση. Στη συγκεκριμένη διατριβή παρουσιάσαμε τη βασιζόμενη στις σειρές Volterra ανάλυση, για να περιγράψουμε μία συγκεκριμένη χαμηλής τροφοδοσίας τοπολογία Gilbert cell μίκτη με περιορισμένο αριθμό κόμβων. Αντικείμενο μελλοντικής μας εργασίας αποτελεί το να μπορέσουμε να αναπτύξουμε ένα πρόγραμμα στο οποίο ο χρήστης να μπορεί να εισάγει μια οποιαδήποτε τοπολογία μίκτη, είτε υπό τη μορφή λίστας κόμβων (netlist) είτε υπό σχηματική μορφή (schematic). Το πρόγραμμα στη συνέχεια θα εξάγει τις μαθηματικές διαφορικές σχέσεις που προκύπτουν για τον καθένα από τους κόμβους και θα επιλύει το σύστημα υπολογίζοντας της μη-γραμμικότητες του κυκλώματος. Η γενική μεθοδολογία της επίλυσης, άλλωστε, είναι η ίδια με αυτή που έχει ήδη περιγραφεί στη διατριβή μας. Το πρόγραμμα, μάλιστα, το οποίο υλοποιήσαμε έχει γίνει στο Matlab και χρησιμοποιεί απλούς επαναληπτικούς αλγορίθμους, προκειμένου να επιλύσει τις διαφορικές εξισώσεις που προκύπτουν. Σε μία μελλοντική έκδοση του προγράμματος και δεδομένου ότι θα μπορούμε να περιγράφουμε αρκετά πιο πολύπλοκες τοπολογίες μικτών με περισσότερους κόμβους θα θέλαμε να χρησιμοποιήσουμε πιο ανεπτυγμένους αλγορίθμους πολλοί από τους οποίους είναι ήδη δημοσιευμένοι. Αυτό θα ήταν πολύ χρήσιμο, προκειμένου να κάνει το πρόγραμμα μας ακόμη πιο γρήγορο από τη σημερινή υλοποίηση του και σε σύγκριση πάντα με τους ήδη υπάρχοντες σύγχρονους προσομοιωτές.

Εξαιρετικό ενδιαφέρον για μελλοντική εργασία παρουσιάζουν επίσης τα κυκλώματα των τοπικών ταλαντωτών ελεγχόμενων από τάση, των οποίων η πολυπλοκότητα και η δυσκολία προσομοίωσης είναι ταυτόσημη με αυτή των ολοκληρωμένων μικτών. Ιδιαίτερο

ενδιαφέρων παρουσιάζει η προδιαγραφή του θορύβου φάσης (phase noise) των κυκλωμάτων αυτών, της οποίας ο υπολογισμός είναι εξαιρετικά περίπλοκος. Γενικά, ο υπολογισμός του θορύβου σε κυκλώματα όπως είναι οι μίκτες και οι τοπικοί ταλαντωτές γίνεται με αριθμητικές μεθόδους και όχι αυστηρά μαθηματικά, με αποτέλεσμα να καθυστερούν αρκετά αυτού του είδους οι προσομοιώσεις. Η εύρεση ενός ακριβούς (χωρίς ιδιαίτερες προσεγγίσεις) μαθηματικού μοντέλου για τον υπολογισμό του θορύβου φάσης ενός ταλαντωτή αν και εξαιρετικά δύσκολη θα είχε εξαιρετικό ενδιαφέρον και σημασία. Ένα τέτοιο μαθηματικό μοντέλο, θα μπορούσε να επιταχύνει τη διαδικασία προσομοίωσης όσο αφορά το θόρυβο, ενώ ταυτόχρονα θα έδινε απαντήσεις σε κρίσιμα και άλυτα μέχρι σήμερα θέματα, όπως την πραγματική τιμή του θορύβου φάσης πολύ κοντά στη φέρουσα συχνότητα του ταλαντωτή (συχνότητα ταλάντωσης) την οποία οι σύγχρονοι εμπορικοί προσομοιωτές υπολογίζουν προσεγγιστικά.

Σημαντική δουλειά μπορεί, ωστόσο, να γίνει μελλοντικά και στη σχεδίαση των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων μικτών. Στη διατριβή μας υλοποιήσαμε κάποιες πολύ σημαντικές τεχνικές σχεδίασης, τη χρησιμοποίηση των οποίων θεωρούμε απαραίτητη στους σύγχρονους πομποδέκτες προκειμένου να επιτευχθούν οι σύγχρονες και αυστηρές προδιαγραφές των ολοκληρωμένων μικτών. Όσο οι σύγχρονες απαιτήσεις των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων αυξάνουν, είναι απαραίτητη η σύλληψη και υλοποίηση ακόμη περισσότερων νέων τεχνικών για την αντιμετώπιση προβλημάτων που προκύπτουν σε υψηλές συχνότητες και σε χαμηλές τροφοδοσίες, αφού η σύγχρονη τάση μας οδηγεί σε τέτοιου είδους σχεδιάσεις. Εξαιρετικής σημαντικότητας θα ήταν, επίσης, η έρευνα όσον αφορά την υλοποίηση εντελώς νέων τοπολογιών, κατάλληλων στο να μπορούν να προσαρμόζονται καλύτερα στις σύγχρονες απαιτήσεις και να επιτυγχάνουν ευκολότερα τις σύγχρονές και απαιτητικές σχεδιαστικές προδιαγραφές. Σε αυτήν την κατεύθυνση έχουν ήδη αρχίσει να σχεδιάζονται, για παράδειγμα, κάποιου είδους "υβριδικοί" μίκτες. Στους μίκτες αυτούς αν και το στάδιο εισόδου εξακολουθεί να είναι καθαρά ενεργό, το διακοπτικό στάδιο είναι παθητικό προκειμένου να μειώνεται η συνεισφορά του ως προς το θόρυβο.
ΛΙΣΤΑ ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΩΝ

Περιοδικά

- 1. G. Theodoratos, Y. Papananos, and G. Vitzilaios, "A Low Voltage, 5GHz Down Conversion Mixer Employing a Second Harmonic Injection Linearization Technique," (accepted for publication in the IEEE TCAS-II Journal.)
- 2. A. Vasilopoulos, G. Vitzilaios, G. Theodoratos, Y. Papananos, "A Low-Power Wideband Reconfigurable Integrated Active-RC Filter with 73 dB SFDR," *in IEEE Journal of Solid State Circuits*, vol. 41, no. 9, pp. 1997-2008, Sept. 2006.
- G. Vitzilaios, Y. Papananos, G. Theodoratos, A. Vasilopoulos, "A 1-V, 5.5-GHz, CMOS LNA with Multiple Magnetic Feedback," *in IEEE Transactions on Circuits and Systems-II (TCAS-II)*, vol. 53, no. 9, pp. 971-975, Sept. 2006.
- 4. G. Vitzilaios, Y. Papananos, G. Theodoratos, K. S. Vryssas, "Magnetic-Feedback Based Predistortion Method for Low-Noise Amplifier Linearization," *in IEEE Transactions on Circuits and Systems-II (TCAS-II)*, vol. 53, no. 12, pp. 1441-1445, Dec. 2006.

Συνέδρια

- 1. G. Theodoratos, A. Vasilopoulos, G. Vitzilaios, Y. Papananos, "Calculating Distortion in Active CMOS Mixers Using Volterra Series," *Proceedings on IEEE 2006 International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 2249–2252, May 2006.
- 2. A. Vasilopoulos, G. Vitzilaios, G. Theodoratos, Y. Papananos, "A low-voltage, highly linear, integrated, active-RC filter," *Research in Microelectronics and Electronics, 2005 PhD*, vol. 1, pp. 39–42, July 2005.
- 3. G. Vitzilaios, Y. Papananos, G. Theodoratos, A. Vasilopoulos, "A Low-Voltage CMOS LNA with Multiple Magnetic Feedback for WLAN Applications," *Proceedings on IEEE 2006 International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS)*, pp. 4503-4506, May 2006.