



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Σχεδίαση Γραμμικού Μίκτη

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Θεοδώρα Γ. Μόρφη

Επιβλέπων : Ι. Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Οκτώβριος 2011



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

Σχεδίαση Γραμμικού Μίκτη

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Θεοδώρα Γ. Μόρφη

Επιβλέπων : Ι. Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 25^η Οκτωβρίου 2011.

.....
Ι. Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Ε. Καγιάφας
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Ε. Συκάς
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Οκτώβριος 2011

.....

Θεοδώρα Γ. Μόρφη

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

Copyright © Θεοδώρα Μόρφη, 2011.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία αφορά στη σχεδίαση ενός γραμμικού μίκτη υποβιβασμού συχνότητας για χρήση σε ετερόδυνο δέκτη με ενδιάμεση συχνότητα (IF) 1 GHz. Η τοπολογία που χρησιμοποιήθηκε βασίζεται στη δομή του κλασικού cross-coupled MOSFET-C βαθυπερατού φίλτρου. Οι πυκνωτές στους κόμβους κατ' ουσίαν γης επιτρέπουν τη λειτουργία του μίκτη για υψηλό εύρος ζώνης εισόδου. Η μίξη βασίζεται στη λειτουργία των nMOS τρανζίστορ στην τρίοδο περιοχή, εξασφαλίζοντας εξαιρετική γραμμικότητα. Ο μίκτης σχεδιάστηκε σε τεχνολογία CMOS 90 nm της IBM. Η σχεδίαση περιλαμβάνει προσομοιώσεις σε επίπεδο σχηματικού, φυσική σχεδίαση (layout) της δομής εισόδου του κυκλώματος και post-layout προσομοιώσεις. Το μετρούμενο σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης (IIP3) των 24 dBm για 60 GHz συχνότητα RF δείχνει την υψηλή γραμμικότητα του σχεδιασμένου μίκτη.

Λέξεις Κλειδιά: Μίκτης, γραμμικότητα, υποβιβασμού συχνότητας, 1 GHz, 90 nm, CMOS

Abstract

This thesis concerns the design of a linear down-conversion mixer for use in heterodyne receivers with 1 GHz intermediate frequency. The topology used is based on the classical cross-coupled MOSFET-C lowpass filter structure. With the capacitors placed at the virtual ground nodes, a high input bandwidth can be achieved. The mixing is based on the modulation of the nMOS transistors in the triode region, which renders an excellent linearity. The mixer has been designed in a 90 nm CMOS IBM process. The design process includes schematic simulations, the layout of the input structure and post-layout simulations. The measured 3rd order intercept point (IIP3) of 24 dBm for a 60 GHz RF signal demonstrates the high linearity of the designed mixer.

Key Words: Mixer, linearity, down-conversion, 1 GHz, 90 nm, CMOS

Πρόλογος

Τις τελευταίες δεκαετίες η πρόοδος στον τομέα των ασυρμάτων επικοινωνιών οδήγησε σε νέες και βελτιωμένες εφαρμογές για ασύρματα δίκτυα, αισθητήρες, την κινητή τηλεφωνία και την τηλεόραση. Στις μέρες μας, η βιομηχανία οδηγείται από τη ζήτηση των καταναλωτών για ασύρματες εφαρμογές οι οποίες επιτρέπουν τη συνδεσιμότητα «οποιαδήποτε στιγμή, οπουδήποτε». Στόχος τα τελευταία χρόνια είναι η υλοποίηση συσκευών οι οποίες ενσωματώνουν λειτουργικότητες που παραδοσιακά ήταν ξεχωριστές (π.χ. κινητό τηλέφωνο, τηλεόραση, PC, PDA). Οι εξελίξεις αυτές δημιουργούν νέες προκλήσεις στους RF μηχανικούς, όπως η ανάγκη για πολυζωνική λήψη σε κινητά ή η ανάγκη για μεγαλύτερο εύρος ζώνης σε υψηλότερες συχνότητες. Σε συνδυασμό με τις ανάγκες για χαμηλό κόστος και χαμηλή κατανάλωση, απαραίτητη είναι η υψηλή ολοκλήρωση των RF πομποδεκτών. Τα υψηλά επίπεδα ολοκλήρωσης απαιτούν συμβιβασμούς όσον αφορά στην επίδοση των διασυνδεδεμένων υποσυστημάτων, αναλογικών και ψηφιακών. Για τα ψηφιακά κυκλώματα κυρίαρχη τεχνολογία είναι η CMOS, ενώ για τα αναλογικά κυκλώματα και συγκεκριμένα για τα RF κυκλώματα προτιμώνται διπολικές ή BiCMOS τεχνολογίες, οι οποίες χρησιμοποιούν τρανζίστορ με μεγαλύτερη διαγωγιμότητα για δεδομένο ρεύμα και μεγαλύτερη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους. Χάρη στη συνεχή βελτίωση των τεχνολογιών κατασκευής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, είναι πλέον δυνατός ο σχεδιασμός κυκλωμάτων με συχνότητα λειτουργίας και εύρος ζώνης που φτάνει τα 100 GHz σε τεχνολογία CMOS.

Στη συγκεκριμένη διπλωματική εργασία σχεδιάζεται ένας γραμμικός μίκτης υποβιβασμού συχνότητας για λειτουργία σε ετερόδυνο δέκτη με ενδιάμεση συχνότητα (IF) 1 GHz σε τεχνολογία CMOS. Το 1^ο κεφάλαιο περιλαμβάνει βασικούς ορισμούς και μεγέθη που χρησιμοποιούνται στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, ενώ το 2^ο κεφάλαιο αναφέρεται στα είδη των μικτών και σε βασικές τοπολογίες που χρησιμοποιούνται για τη σχεδίαση μικτών. Η διαδικασία σχεδίασης αναλύεται στο 3^ο κεφάλαιο και περιλαμβάνει προσομοιώσεις σχηματικού, σχεδίαση του layout και post-layout προσομοιώσεις. Τέλος, στο 4^ο κεφάλαιο καταγράφονται τα συμπεράσματα και κάποιες προτάσεις για περαιτέρω έρευνα.

Στο σημείο αυτό θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες στον επιβλέποντα της διπλωματικής κ. Ιωάννη Παπανάνο, Καθηγητή της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με το συγκεκριμένο αντικείμενο, καθώς και για την καθοδήγησή του στη διάρκεια της διπλωματικής αυτής εργασίας. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους υποψήφιους διδάκτορες και διπλωματικούς φοιτητές του Εργαστηρίου Ηλεκτρονικής για την πολύτιμη βοήθειά τους και τις χρήσιμες συμβουλές τους στην πορεία της διπλωματικής. Θα ήταν παράληψή μου να μην ευχαριστήσω ιδιαίτερος τον υποψήφιο διδάκτορα Ευάγγελο Τσιμπινό, για το χρόνο που αφιέρωσε προτείνοντας λύσεις σε προβλήματα που προέκυψαν κατά τη σχεδίαση του μίκτη. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και τους φίλους μου για τη στήριξή τους όλα τα χρόνια των σπουδών μου.

Μόρφη Θεοδώρα

Οκτώβριος 2011

Περιεχόμενα

Πρόλογος.....	5
Περιεχόμενα.....	7
Κατάλογος Σχημάτων.....	9
Κατάλογος Πινάκων.....	10
1 Βασικοί ορισμοί και μεγέθη σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές.....	11
1.1 Τηλεπικοινωνιακό σύστημα	11
1.2 Μίκτης.....	12
1.2.1 Αρχή λειτουργίας μίκτη.....	13
1.3 Βασικά Μεγέθη	13
1.3.1 Προσαρμογή εισόδου-εξόδου	13
1.3.2 S-Παράμετροι	14
1.3.3 Κέρδος Μετατροπής (Conversion Gain).....	15
1.3.4 Θόρυβος.....	16
1.3.5 Γραμμικότητα	17
1.3.5.1 Σημείο συμπίεσης 1 dB (1 dB Compression Point – CP1)	17
1.3.5.2 Μεγέθη παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (Intermodulation products)	17
1.3.5.3 Δυναμική Περιοχή (Dynamic Range)	19
1.3.6 Απομόνωση (isolation).....	19
2 Είδη και τοπολογίες μικτών.....	21
2.1 Είδη μικτών	21
2.1.1 Ενεργοί – Παθητικοί	21
2.1.2 Απλά – Διπλά Εξισορροπημένοι (Single – Double Balanced).....	21
2.2 Βασικές τοπολογίες μικτών	21
2.2.1 Μίκτες διόδων.....	21
2.2.1.1 Μίκτης μίας διόδου	21
2.2.1.2 Μίκτης δύο διόδων.....	22
2.2.1.3 Διπλά εξισορροπημένος μίκτης διόδων	23
2.2.2 Μίκτες βασισμένοι στον πολλαπλασιασμό	24
2.2.2.1 Απλά εξισορροπημένοι μίκτες.....	24
2.2.2.2 Ενεργός διπλά εξισορροπημένος μίκτης.....	26
2.2.2.3 Παθητικός διπλά εξισορροπημένος μίκτης.....	28
2.2.3 Μίκτης υποδειγματοληψίας (subsampling).....	29

2.2.4	Μίκτης υψηλής γραμμικότητας	31
3	Σχεδίαση του κυκλώματος	41
3.1	Εισαγωγή	41
3.1.1	Μέτρηση της συχνότητας αποκοπής των τρανζίστορ	42
3.2	Προσομοιώσεις μίκτη	43
3.2.1	Προβλήματα των χρησιμοποιούμενων μοντέλων των τρανζίστορ	44
3.2.1.1	Δοκιμή συμμετρίας Gummel (Gummel symmetry test)	45
3.2.1.2	Προσομοίωση ισορροπίας αρμονικών (harmonic balance)	46
3.2.2	Monte Carlo ανάλυση	47
3.2.3	Εύρος ζώνης λειτουργίας μίκτη	48
3.2.4	Επίδραση πόλωσης στη συμπεριφορά του μίκτη	54
3.2.5	Αποτελέσματα με μοντέλο τελεστικού ενισχυτή ενός πόλου	56
3.2.6	Μέτρηση του σημείου παρεμβολής 2 ^{ης} τάξης (IIP2)	60
3.3	Φυσική σχεδίαση (Layout)	60
3.3.1	Post-layout προσομοιώσεις	63
4	Συμπεράσματα και Προτάσεις για περαιτέρω εργασία	69
	Αναφορές	71
	Βιβλιογραφία	71

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 1.1: Μπλοκ διάγραμμα ενός τυπικού πομποδέκτη: (α) πομπός, (β) δέκτης	11
Σχήμα 1.2: Ορισμός μεταβλητών S-παραμέτρων.....	14
Σχήμα 1.3: Ορισμός CP1.....	17
Σχήμα 1.4: Ορισμός IIP3.....	18
Σχήμα 1.5: Ορισμός IIP2.....	18
Σχήμα 1.6: Ορισμός SFDR.....	19
Σχήμα 2.1: Μίκτης μίας διόδου.....	22
Σχήμα 2.2: Μίκτης δύο διόδων	22
Σχήμα 2.3: Διπλά εξισορροπημένος μίκτης διόδων	23
Σχήμα 2.4: Απλά εξισορροπημένος μίκτης	24
Σχήμα 2.5: Αντιπροσωπευτικό φάσμα εξόδου ενός απλά εξισορροπημένου μίκτη	24
Σχήμα 2.6: RF διαγωγοί για μίκτες	25
Σχήμα 2.7: Απλά εξισορροπημένος μίκτης με γραμμικοποιημένη διαγωγιμότητα.....	26
Σχήμα 2.8: Ενεργός διπλά εξισορροπημένος μίκτης	26
Σχήμα 2.9: Γραμμικοποιημένος διαφορικός RF διαγωγός για διπλά εξισορροπημένο μίκτη.....	27
Σχήμα 2.10: Διπλά εξισορροπημένος μίκτης με ελάχιστο headroom τροφοδοσίας	27
Σχήμα 2.11: Παθητικός διπλά εξισορροπημένος μίκτης	28
Σχήμα 2.12: Παθητικός μίκτης χαμηλού θορύβου	29
Σχήμα 2.13: Απεικόνιση της υποδειγματοληψίας	30
Σχήμα 2.14: Μίκτης υποδειγματοληψίας.....	31
Σχήμα 2.15: RF πολλαπλασιαστής τεσσάρων τεταρτημορίων	31
Σχήμα 2.16: Απλοποιημένα σχηματικά των μετατοπιστών τάσης μοναδιαίου κέρδους για (α) XIN και (β) YIN.....	32
Σχήμα 2.17: Πλήρες σχηματικό του μετατοπιστή τάσης με τους απομονωτές για το XIN.....	33
Σχήμα 2.18: Τοπολογία μίκτη με τους επιπλέον πυκνωτές στους κόμβους κατ' ουσίαν γης	34
Σχήμα 2.19: Συνδεσμολογία αρνητικής ανάδρασης	36
Σχήμα 2.20: Συνάρτηση μεταφοράς του μίκτη όταν χρησιμοποιείται ως ενισχυτής	37
Σχήμα 3.1: Τοπολογία μίκτη.....	41
Σχήμα 3.2: Μοντέλο ιδανικού ενισχυτή κέρδους 80 dB.....	42
Σχήμα 3.3: Testbench για μέτρηση συχνότητας αποκοπής τρανζίστορ	42
Σχήμα 3.4: Μέτρηση συχνότητας αποκοπής τρανζίστορ	43
Σχήμα 3.5: Testbench για προσομοιώσεις σχηματικού μίκτη	44
Σχήμα 3.6: Κύκλωμα για τη δοκιμή συμμετρίας Gummel.....	45
Σχήμα 3.7: I_d , $\partial I_d / \partial V_x$, $\partial^2 I_d / \partial V_x^2$ συναρτήσεων του V_x για (α) ένα ποιοτικά σωστό μοντέλο και (β) για το μοντέλο BSIM4.3 που χρησιμοποιήθηκε.....	45
Σχήμα 3.8: Κύκλωμα για τη μέτρηση της παραμόρφωσης.....	46
Σχήμα 3.9: Αποτελέσματα προσομοίωσης ισορροπίας αρμονικών.....	46
Σχήμα 3.10: Προσομοίωση για εύρεση σημείου παρεμβολής 3 ^{ης} τάξης	47
Σχήμα 3.11: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη για διάφορα μήκη L.....	48
Σχήμα 3.12: Αποτελέσματα Monte Carlo ανάλυσης για το IIP3 για (α) L=100nm, (β) L=200nm, (γ) L=300nm.....	49
Σχήμα 3.13: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη για διάφορα πλάτη W	50
Σχήμα 3.14: Δείκτης θορύβου μίκτη για διάφορα πλάτη W	51

Σχήμα 3.15: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη για διάφορα πλάτη w_f	52
Σχήμα 3.16: Δείκτης θορύβου μίκτη για διάφορα πλάτη w_f	52
Σχήμα 3.17: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη με τρανζίστορ με $L=200\text{nm}$, $W=50\mu\text{m}$ και 25 fingers	53
Σχήμα 3.18: Δείκτης θορύβου μίκτη με τρανζίστορ με $L=200\text{nm}$, $W=50\mu\text{m}$ και 25 fingers	53
Σχήμα 3.19: Αποτελέσματα Monte Carlo ανάλυσης για το IIP3 μίκτη με τρανζίστορ	54
Σχήμα 3.20: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη συναρτήσει της $V_{RF,DC}$	55
Σχήμα 3.21: Δείκτης θορύβου μίκτη συναρτήσει της $V_{RF,DC}$	55
Σχήμα 3.22: Σημείο παρεμβολής 3 ^{ης} τάξης (IIP3) μίκτη συναρτήσει της $V_{RF,DC}$	56
Σχήμα 3.23: Μοντέλο τελεστικού ενισχυτή ενός πόλου	57
Σχήμα 3.24: Απόκριση συχνότητας τελεστικού ενισχυτή	57
Σχήμα 3.25: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη με μοντέλο τελεστικού ενισχυτή ενός πόλου	58
Σχήμα 3.26: Δείκτης θορύβου μίκτη με μοντέλο τελεστικού ενισχυτή ενός πόλου	58
Σχήμα 3.27: Αποτελέσματα Monte Carlo ανάλυσης για το IIP3 μίκτη	59
Σχήμα 3.28: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη στη συχνότητα $f_{RF}+f_{LO}$ με ιδανικό τελεστικό ενισχυτή	59
Σχήμα 3.29: Αποτελέσματα Monte Carlo ανάλυσης για το σημείο παρεμβολής 2 ^{ης} τάξης (IIP2) μίκτη	60
Σχήμα 3.30: Layout δομής εισόδου μίκτη.....	61
Σχήμα 3.31: Συνολικά παρασιτικά στοιχεία για κάθε ακροδέκτη.....	62
Σχήμα 3.32: Testbench για post-layout προσομοιώσεις	63
Σχήμα 3.33: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη για $f_{RF}=20\text{GHz}$ (α) schematic, (β) extracted.....	64
Σχήμα 3.34: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη για $f_{RF}=40\text{GHz}$ (α) schematic, (β) extracted.....	65
Σχήμα 3.35: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη για $f_{RF}=60\text{GHz}$ (α) schematic, (β) extracted.....	66

Κατάλογος Πινάκων

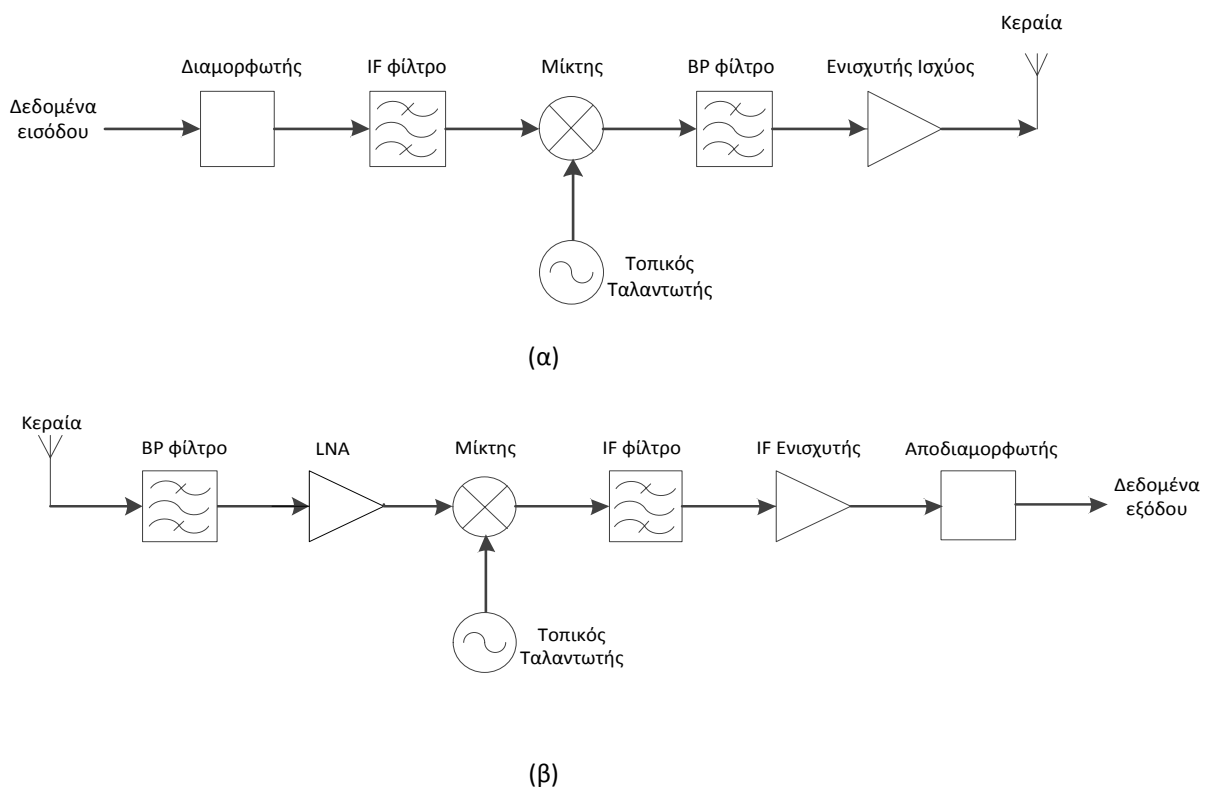
Πίνακας 2.1: Μετρήσεις επίδοσης του πολλαπλασιαστή	34
Πίνακας 2.2: Μετρήσεις επίδοσης μίκτη	39
Πίνακας 3.1: Σύνοψη αποτελεσμάτων Monte Carlo ανάλυσης για το IIP3.....	50
Πίνακας 3.2: Σύγκριση συμπεριφοράς μίκτη με ιδανικό τελεστικό ενισχυτή και με μοντέλο ενός πόλου	59
Πίνακας 3.3: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη	66
Πίνακας 3.4: Σημείο παρεμβολής 3 ^{ης} τάξης (IIP3) μίκτη.....	67
Πίνακας 3.5: Σημείο παρεμβολής 2 ^{ης} τάξης (IIP2) μίκτη.....	67
Πίνακας 3.6: Δείκτης θορύβου μίκτη.....	68
Πίνακας 4.1: Επίδοση του σχεδιασμένου μίκτη.....	69

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Βασικοί ορισμοί και μεγέθη σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές

1.1 Τηλεπικοινωνιακό σύστημα

Το μπλοκ διάγραμμα ενός τυπικού πομπού και δέκτη φαίνεται στο σχήμα 1.1. Η είσοδος ενός ασύρματου πομπού μπορεί να είναι φωνή, βίντεο, δεδομένα ή άλλη πληροφορία για να εκπεμφθεί σε ένα ή περισσότερους απομακρυσμένους δέκτες. Αυτά τα δεδομένα αναφέρονται συνήθως ως σήμα βασικής ζώνης (baseband).



Σχήμα 1.1: Μπλοκ διάγραμμα ενός τυπικού πομποδέκτη: (α) πομπός, (β) δέκτης

Η κύρια λειτουργία του πομπού είναι να διαμορφώνει ή να κωδικοποιεί την πληροφορία βασικής ζώνης σε υψηλής συχνότητας ημιτονοειδές φέρον σήμα, το οποίο να μπορεί να εκπεμφθεί από την κεραία εκπομπής, καθώς τα σήματα σε υψηλότερες συχνότητες μπορούν να εκπεμφθούν πιο αποτελεσματικά και χρησιμοποιούν το RF φάσμα πιο αποδοτικά σε σχέση με την απευθείας εκπομπή του σήματος βασικής ζώνης. Ο πομπός του σχήματος 1.1(α) λειτουργεί χρησιμοποιώντας

αρχικά τα δεδομένα βασικής ζώνης για να διαμορφώσει ένα ενδιάμεσο ημιτονοειδές σήμα. Υπάρχουν πολλές μέθοδοι διαμόρφωσης, αναλογικές και ψηφιακές, οι οποίες αλλάζουν είτε το πλάτος ή τη συχνότητα ή τη φάση ενός ημιτόνου. Η έξοδος του διαμορφωτή αναφέρεται ως σήμα ενδιάμεσης συχνότητας (Intermediate Frequency – IF) και συνήθως κυμαίνεται μεταξύ 10 και 100MHz. Το IF σήμα μετά ανυψώνεται σε συχνότητα (up-conversion), στην επιθυμητή RF συχνότητα εκπομπής, με χρήση ενός μίκτη. Ο μίκτης λειτουργεί παράγοντας το άθροισμα και τη διαφορά της συχνότητας του IF σήματος εισόδου και της συχνότητας ενός τοπικού ταλαντωτή (Local Oscillator - LO). Ένα ζωνοπερατό φίλτρο (BPF) επιτρέπει στη συχνότητα του αθροίσματος να περάσει, ενώ απορρίπτει την πολύ χαμηλότερη συχνότητα διαφοράς. Αν είναι απαραίτητο, ένας ενισχυτής ισχύος χρησιμοποιείται για να αυξήσει την ισχύ εξόδου του πομπού. Τέλος, η κεραία μετατρέπει το διαμορφωμένο φέρον σήμα από τον πομπό σε ένα πολλαπλασιαστικό ηλεκτρομαγνητικό επίπεδο κύμα.

Ο δέκτης του σχήματος 1.1(β) ανακτά τα δεδομένα βασικής ζώνης που έχουν εκπεμφθεί ουσιαστικά αντιστρέφοντας τις λειτουργίες των κυκλωμάτων του πομπού. Η κεραία λαμβάνει ηλεκτρομαγνητικά κύματα που ακτινοβολούνται από πολλές πηγές σε μία σχετικά ευρεία περιοχή συχνοτήτων. Ένα ζωνοπερατό φίλτρο εισόδου παρέχει κάποια επιλεκτικότητα φιλτράροντας τα λαμβανόμενα σήματα στις ανεπιθύμητες συχνότητες, και επιτρέποντας στα σήματα μέσα στην επιθυμητή ζώνη συχνοτήτων να περάσουν. Το ζωνοπερατό φίλτρο ακολουθεί ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου (Low Noise Amplifier – LNA) του οποίου η λειτουργία είναι να ενισχύει το πιθανώς πολύ εξασθενημένο λαμβανόμενο σήμα, ελαχιστοποιώντας παράλληλα την ισχύ θορύβου που προστίθεται στο λαμβανόμενο σήμα. Τοποθετώντας το ζωνοπερατό φίλτρο πριν τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου μειώνεται η πιθανότητα ο ευαίσθητος ενισχυτής να υπερφορτωθεί από παρεμβολείς υψηλής ισχύος. Στη συνέχεια, ένας μίκτης χρησιμοποιείται για να υποβιβάσει σε συχνότητα (down-conversion) το ληφθέν RF σήμα σε ένα σήμα χαμηλότερης συχνότητας η οποία ονομάζεται και πάλι ενδιάμεση συχνότητα (IF). Όταν ο τοπικός ταλαντωτής είναι ρυθμισμένος σε μία συχνότητα κοντά σε αυτή της RF εισόδου, η συχνότητα διαφοράς εξόδου του μίκτη θα είναι σχετικά χαμηλή (συνήθως μικρότερη από 100MHz) και μπορεί εύκολα να φιλτραρισθεί από το IF ζωνοπερατό φίλτρο. Ένας IF ενισχυτής υψηλού κέρδους αυξάνει το επίπεδο ισχύος του σήματος ώστε η πληροφορία βασικής ζώνης να μπορεί να ανακτηθεί εύκολα. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται αποδιαμόρφωση και συνήθως επιτελείται από κυκλώματα ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP). Οι δέκτες αυτού του είδους είναι γνωστοί ως υπερτεροδύνοι δέκτες, επειδή μετατρέπουν τη σχετικά υψηλή RF συχνότητα φέροντος σε μία χαμηλότερη IF συχνότητα πριν την τελική αποδιαμόρφωση. [1]

1.2 Μίκτης

Μίκτης είναι ένα κύκλωμα που χρησιμοποιείται στο κύκλωμα του δέκτη για να μετατρέψει ένα σήμα υψηλής συχνότητας (RF) σε σήμα χαμηλότερης συχνότητας (IF) που είναι πιο εύκολα επεξεργάσιμο (down-conversion mixer) και αντίστοιχα στο κύκλωμα του πομπού για να μετατρέψει ένα σήμα χαμηλής συχνότητας σε σήμα υψηλής συχνότητας, έτοιμο προς εκπομπή μετά από κατάλληλη ενίσχυση (up-conversion mixer). [2]

1.2.1 Αρχή λειτουργίας μίκτη

Καθώς τα γραμμικά και χρονικά αμετάβλητα συστήματα δεν μπορούν να παράγουν εξόδους σε συχνότητες που δεν υπάρχουν στην είσοδο, οι μίκτες πρέπει να είναι είτε μη γραμμικά είτε χρονικά μεταβαλλόμενα στοιχεία για να μπορούν να πραγματοποιήσουν μετάφραση συχνότητας. Ιστορικά, έχουν χρησιμοποιηθεί πολλές συσκευές οι οποίες ποικίλουν ως προς τις αρχές λειτουργίας τους, αποδεικνύοντας ότι πραγματικά κάθε μη γραμμικό στοιχείο μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως μίκτης.

Στον πυρήνα όλων των μικτών που χρησιμοποιούνται στις μέρες μας είναι ο πολλαπλασιασμός δύο σημάτων στο πεδίο του χρόνου. Στηριζόμενοι στην τριγωνική ταυτότητα

$$(A\cos\omega_1 t)(B\cos\omega_2 t) = \frac{AB}{2} [\cos(\omega_1 - \omega_2) t + \cos(\omega_1 + \omega_2) t] \quad (1.1)$$

παρατηρούμε ότι ο πολλαπλασιασμός δίνει σήματα εξόδου στις συχνότητες του αθροίσματος και της διαφοράς των εισόδων, σήματα των οποίων τα πλάτη είναι ανάλογα με το γινόμενο των πλατών των RF και LO σημάτων. Επομένως, αν το πλάτος του LO είναι σταθερό (όπως συνηθίζεται) κάθε διαμόρφωση πλάτους στο RF σήμα μεταφέρεται στο IF σήμα. Με παρόμοιο μηχανισμό μία ανεπιθύμητη μεταφορά διαμόρφωσης από ένα σήμα σε ένα άλλο μπορεί να προκύψει λόγω της μη γραμμικής αλληλεπίδρασης στους μίκτες και στους ενισχυτές. Με αυτή την έννοια το αποτέλεσμα ονομάζεται ετεροδιαμόρφωση και η καταστολή της μέσω βελτιωμένης γραμμικότητας είναι μια σημαντική παράμετρος κατά το σχεδιασμό. [3]

1.3 Βασικά Μεγέθη

1.3.1 Προσαρμογή εισόδου-εξόδου

Για να είναι δυνατή η μέγιστη μεταφορά ισχύος και η αποφυγή στασίμων κυμάτων απαιτείται τα επιμέρους κυκλώματα ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος να παρουσιάζουν ίσες αντιστάσεις εισόδου και εξόδου σε μία όσο το δυνατόν ευρύτερη ζώνη συχνοτήτων. Συνήθης τιμή για τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου είναι τα 50 Ω. Στην περίπτωση σχεδίασης υψίσυχνων κυκλωμάτων οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου καθορίζονται σε μεγάλο βαθμό από κάποιο ενεργό στοιχείο, του οποίου οι παρασιτικές χωρητικότητες καθορίζουν την ισοδύναμη αντίσταση, της οποίας το μέτρο και η φάση μεταβάλλονται ως προς τη συχνότητα. Συνήθως μας ενδιαφέρει για μια εφαρμογή η προσαρμογή σε ένα συγκεκριμένο εύρος συχνοτήτων και γύρω από τις συχνότητες αυτές εξετάζουμε τη σύνθετη αντίσταση εισόδου και εξόδου. Ένα μέτρο της προσαρμογής αποτελεί ο λόγος στασίμων κυμάτων τάσης VSWR (Voltage Standing Wave Ratio), ο οποίος ορίζεται ως:

$$VSWR = \frac{1 + |RL|}{1 - |RL|} \quad (1.2)$$

όπου RL η απώλεια επιστροφής (return loss) για την οποία ισχύει:

$$(RL)_{dB} = 20 \log \left| \frac{Z - 50}{Z + 50} \right| \quad (1.3)$$

για προσαρμογή στα 50Ω και όπου Z η σύνθετη αντίσταση. Στην περίπτωση τέλει προσαρμογής είναι $VSWR=1$. [2]

1.3.2 S-Παράμετροι

Τα συστήματα μπορούν να χαρακτηριστούν με διάφορους τρόπους. Για να απλοποιηθεί η ανάλυση και να διευκρινιστούν σημαντικά σχεδιαστικά κριτήρια πολλές φορές χρησιμοποιούνται μακροσκοπικές περιγραφές, οι οποίες διατηρούν τη συμπεριφορά εισόδου – εξόδου, αλλά αγνοούν λεπτομέρειες για την εσωτερική δομή του συστήματος. Σε χαμηλές συχνότητες, οι πιο κοινές αναπαραστάσεις χρησιμοποιούν παραμέτρους σύνθετης αντίστασης ή αγωγιμότητας ή υβριδικές. Σε υψηλές συχνότητες, χρησιμοποιούνται οι s-παραμέτροι (scattering parameters) οι οποίες είναι ευκολότερο να μετρηθούν γιατί δεν απαιτούν βραχυκύκλωση ή ανοιχτοκύκλωση των θυρών εισόδου και εξόδου, αλλά εκμεταλλεύονται το γεγονός ότι μία γραμμή τερματισμένη στη χαρακτηριστική της αντίσταση δεν προκαλεί ανακλάσεις. Η βραχυκύκλωση ή ανοιχτοκύκλωση των θυρών σε κυκλώματα χαμηλών συχνοτήτων διευκολύνουν την ανάλυση γιατί μηδενίζονται κάποιοι όροι. Οι s-παραμέτροι διατηρούν αυτή την επιθυμητή ιδιότητα ορίζοντας ως μεταβλητές εισόδου και εξόδου προσπίπτοντα και ανακλώμενα κύματα τάσης, αντί για τάσεις και ρεύματα θυρών.



Σχήμα 1.2: Ορισμός μεταβλητών S-παραμέτρων

Όπως φαίνεται στο σχήμα 1.2 ο τερματισμός της πηγής και του φορτίου είναι Z_0 . Οι s-παραμέτροι για την περίπτωση ενός διθύρου είναι:

$$b_1 = s_{11}a_1 + s_{12}a_2 \quad (1.4)$$

$$b_2 = s_{21}a_1 + s_{22}a_2 \quad (1.5)$$

όπου

$$\alpha_1 = E_{i1} / \sqrt{Z_0} \quad (1.6)$$

$$\alpha_2 = E_{i2} / \sqrt{Z_0} \quad (1.7)$$

$$b_1 = E_{r1} / \sqrt{Z_0} \quad (1.8)$$

$$b_2 = \frac{E_{r2}}{\sqrt{Z_0}} \quad (1.9)$$

Η κανονικοποίηση με την τετραγωνική ρίζα του Z_0 εξυπηρετεί ώστε το τετράγωνο των a_n και b_n να ισούται με την ισχύ του αντίστοιχου προσπίπτοντος ή ανακλώμενου κύματος. Αν η θύρα εξόδου τερματιστεί με Z_0 τότε $a_2=0$, οπότε:

$$s_{11} = \frac{b_1}{a_1} = \frac{E_{r1}}{E_{i1}} = \Gamma_1 \quad (1.10)$$

$$s_{21} = \frac{b_2}{a_1} = \frac{E_{r2}}{E_{i1}} \quad (1.11)$$

Επομένως, ο s_{11} είναι ο συντελεστής ανάκλασης της εισόδου, ενώ το $|s_{21}|^2$ είναι το κέρδος ισχύος κατά την ορθή φορά. Αντίστοιχα, τερματίζοντας τη θύρα εισόδου με το Z_0 τότε $a_1=0$, οπότε:

$$s_{22} = \frac{b_2}{a_2} = \frac{E_{r2}}{E_{i2}} = \Gamma_2 \quad (1.12)$$

$$s_{12} = \frac{b_1}{a_2} = \frac{E_{r1}}{E_{i2}} \quad (1.13)$$

Ο s_{22} είναι ο συντελεστής ανάκλασης της εξόδου, ενώ το $|s_{12}|^2$ είναι το κέρδος ισχύος κατά την ανάστροφη φορά. [3]

1.3.3 Κέρδος Μετατροπής (Conversion Gain)

Το κέρδος μετατροπής τάσης (voltage conversion gain) ενός μίκτη ορίζεται ως ο λόγος της ενεργού τάσης του σήματος IF προς την ενεργό τάση του σήματος RF. Τα δύο αυτά σήματα βρίσκονται γύρω από δύο διαφορετικές συχνότητες. Το κέρδος μετατροπής τάσης μπορεί να μετρηθεί αν εφαρμόσουμε μία ημιτονοειδή τάση στη συχνότητα RF και εξετάσουμε το πλάτος του σήματος στη συχνότητα IF.

Το κέρδος μετατροπής ισχύος (power conversion gain) ενός μίκτη ορίζεται ως η IF ισχύς που μεταφέρεται στο φορτίο διαιρεμένη με τη διαθέσιμη RF ισχύ από την πηγή. Αν η εμπέδηση εισόδου και η εμπέδηση του φορτίου του μίκτη είναι ίσες με την εμπέδηση της πηγής (πλήρης προσαρμογή), για παράδειγμα 50Ω , τότε το κέρδος μετατροπής τάσης σε dB είναι ίσο με το κέρδος μετατροπής ισχύος σε dB. [4]

$$VCG_{dB} = 20 \log \frac{V_{IF,rms}}{V_{RF,rms}} \quad (1.14)$$

$$CG_{dB} = 10 \log \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (1.15)$$

1.3.4 Θόρυβος

Ο ηλεκτρικός θόρυβος ο οποίος γεννάται σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα είναι μια πολύ σημαντική παράμετρος που καθορίζει τη συμπεριφορά του, διότι θέτει ένα κατώτερο όριο στο πλάτος του σήματος το οποίο μπορεί να επεξεργαστεί το σύστημα χωρίς πρόβλημα.

Για να καθορισθεί η απόδοση ενός κυκλώματος ως προς το θόρυβο ορίζεται ο συντελεστής θορύβου (noise factor) F ως:

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{S_i/N_i}{S_o/N_o} \quad (1.16)$$

Όταν ο συντελεστής θορύβου F εκφράζεται σε dB ονομάζεται δείκτης θορύβου (noise figure – NF)

$$NF = 10 \log F \quad (1.17)$$

Ο θόρυβος σε ένα κύκλωμα εξαρτάται συνήθως από τη συχνότητα λειτουργίας του, επομένως, ο συντελεστής θορύβου είναι συνάρτηση της συχνότητας. Στην περίπτωση που μας ενδιαφέρει η συμπεριφορά του θορύβου σε μία ζώνη συχνοτήτων Δf ορίζεται ο δείκτης θορύβου σημείου (spot noise figure). Σε ένα τηλεπικοινωνιακό δέκτη, ο οποίος αποτελείται από επιμέρους κυκλώματα συνδεδεμένα εν σειρά, ο συνολικός δείκτης θορύβου δίνεται από τη σχέση:

$$F_{tot} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \frac{F_4 - 1}{G_1 G_2 G_3} + \dots \quad (1.18)$$

όπου F_i είναι οι συντελεστές θορύβου των επιμέρους σταδίων και G_i τα αντίστοιχα κέρδη ισχύος. Επομένως, για να επιτύχουμε συνολικό χαμηλό συντελεστή θορύβου θα πρέπει το πρώτο στάδιο μετά την κεραία να παρουσιάζει όσο το δυνατό χαμηλότερο θόρυβο και υψηλό κέρδος. Για το λόγο αυτό συνήθως το πρώτο στάδιο είναι ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA). [2]

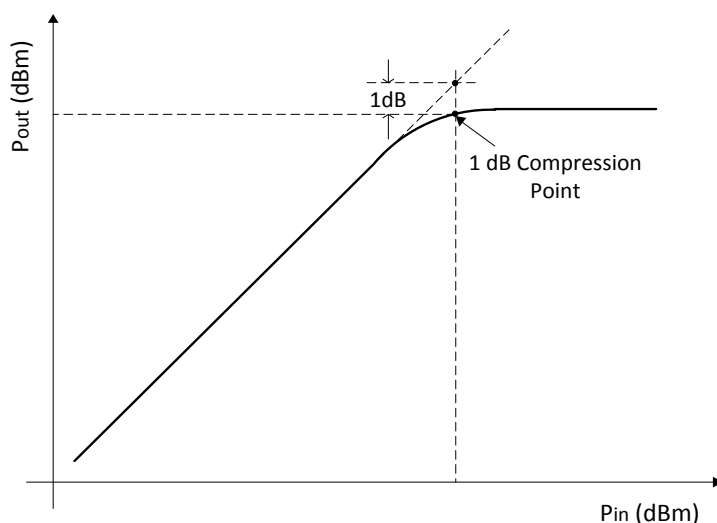
Σε ένα τυπικό μίκτη υπάρχουν στην πραγματικότητα δύο συχνότητες εισόδου οι οποίες παράγουν μία δεδομένη ενδιάμεση συχνότητα. Η μία είναι η επιθυμητή RF συχνότητα και η άλλη ονομάζεται συχνότητα «ειδώλου» (image). Οι δύο αυτές συχνότητες αναφέρονται συχνά ως πλευρικές (sidebands). Αυτές οι συχνότητες υπάρχουν επειδή το IF σήμα είναι απλά το μέγεθος της διαφοράς των RF και LO συχνοτήτων. Σήματα πάνω και κάτω από τη συχνότητα LO που διαφέρουν από την LO κατά IF παράγουν σήματα εξόδου στην IF συχνότητα. Οι συχνότητες εισόδου διαφέρουν λοιπόν κατά $2\omega_{IF}$. Για παράδειγμα, αν ένα σύστημα έχει $IF=1\text{GHz}$ και επιλέξουμε για μία συχνότητα $RF=10\text{GHz}$ την $LO=9\text{GHz}$, εκτός από την 10GHz RF είσοδο, ένα σήμα «είδωλο» με συχνότητα 8GHz θα παράγει επίσης μία IF στο 1GHz . [3]

Για ένα μίκτη, επομένως, ορίζονται ο μονόπλευρος δείκτης θορύβου (single sideband – SSB NF) στην περίπτωση που το επιθυμητό φάσμα συχνοτήτων βρίσκεται στη μία μόνο πλευρά της LO συχνότητας (συνήθης περίπτωση σε ετερόδυνα συστήματα) και ο δίπλευρος δείκτης θορύβου (double sideband – DSB NF) (για ομόδυνα συστήματα) όταν το φάσμα του σήματος εισόδου βρίσκεται και στις δύο πλευρές της LO συχνότητας. Αν θεωρήσουμε ότι το LO σήμα είναι ημιτονοειδές και ότι ο μίκτης ενισχύει το ίδιο τις συχνότητες του σήματος εισόδου και του «ειδώλου», τότε ο δείκτης θορύβου SSB είναι κατά 3dB μεγαλύτερος από το δείκτη θορύβου DSB. [4]

1.3.5 Γραμμικότητα

1.3.5.1 Σημείο συμπίεσης 1 dB (1 dB Compression Point – CP1)

Ιδανικά θα θέλαμε η έξοδος IF ενός μίκτη να είναι ανάλογη του πλάτους του RF σήματος εισόδου για κάθε στάθμη του σήματος εισόδου. Οι πραγματικοί μίκτες όμως έχουν ένα όριο πέρα από το οποίο η έξοδος δεν παρακολουθεί την είσοδο με βάση την τιμή του κέρδους μετατροπής. Η στάθμη του σήματος εξόδου όπου η θεμελιώδης συνιστώσα είναι κατά 1 dB χαμηλότερη από την αναμενόμενη ιδανική τιμή του γραμμικού συστήματος ονομάζεται 1 dB στάθμη συμπίεσης. Το σημείο της προέκτασης της ευθείας της γραμμικής χαρακτηριστικής το οποίο απέχει 1 dB από την πραγματική χαρακτηριστική είναι το σημείο συμπίεσης 1 dB (CP1). Το σημείο συμπίεσης 1 dB μπορεί να οριστεί με αναφορά είτε στην είσοδο είτε στην έξοδο. Για μίκτες με κέρδος μετατροπής διάφορο των 0 dB θα πρέπει να διευκρινίζεται εάν η αναφορά γίνεται στην είσοδο ή στην έξοδο και να δίνεται και το κέρδος μετατροπής για να μπορούν να γίνουν συγκρίσεις μεταξύ διαφορετικών μικτών. [2], [3]

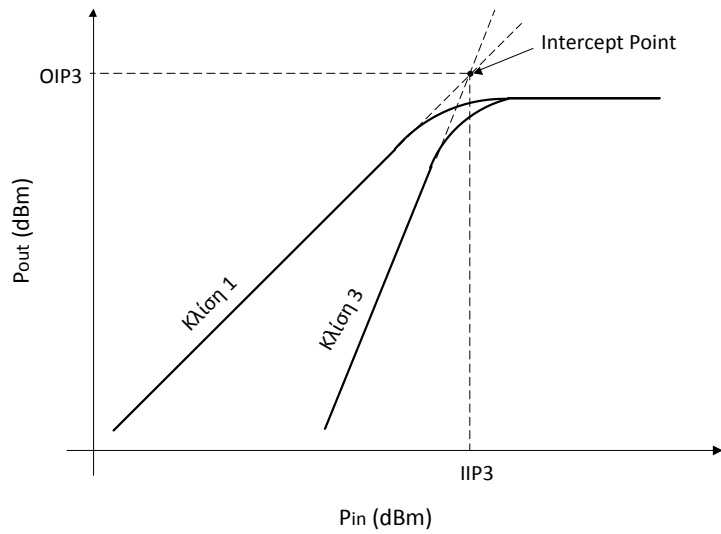


Σχήμα 1.3: Ορισμός CP1

1.3.5.2 Μεγέθη παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης (Intermodulation products)

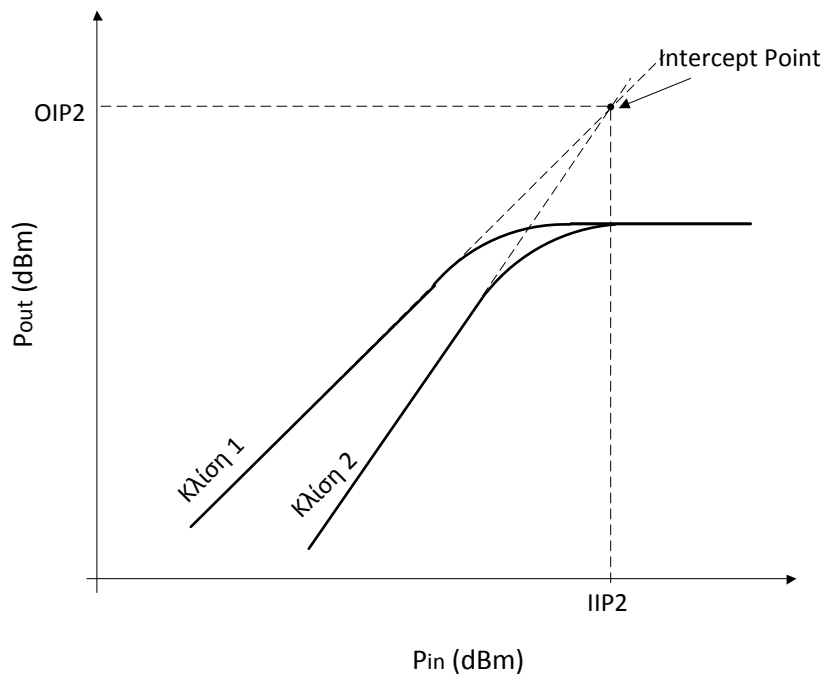
Για να εκτιμήσουμε τη συμπεριφορά ενός μίκτη στην περίπτωση που στην είσοδο ενός μίκτη εμφανίζεται εκτός από το επιθυμητό σήμα κι ένας πιθανός παρεμβολέας, εφαρμόζουμε στην είσοδο του μίκτη δύο τόνους σε συχνότητες ω_{RF1} και ω_{RF2} (two-tones test). Ιδανικά, κάθε μία από τις RF εισόδους θα «μεταφραζόταν» σε συχνότητα χωρίς να αλληλεπιδράσει με την άλλη. Στην πραγματικότητα όμως θα εμφανιστούν στην έξοδο του μίκτη προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης. Συγκεκριμένα, τα προϊόντα τρίτης τάξης εμφανίζονται σε συχνότητες $2\omega_{RF1} \pm \omega_{RF2} - \omega_{LO}$ και $2\omega_{RF2} \pm \omega_{RF1} - \omega_{LO}$. Ενώ οι όροι αθροίσματος φιλτράρονται, οι όροι διαφοράς $2\omega_{RF1} - \omega_{RF2} - \omega_{LO}$ και $2\omega_{RF2} - \omega_{RF1} - \omega_{LO}$ βρίσκονται στη ζώνη διέλευσης IF. Χαράσσουμε τη χαρακτηριστική μεταφοράς της επιθυμητής εξόδου και τη χαρακτηριστική μεταφοράς ενός εκ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης ως προς την ισχύ του RF σήματος εισόδου. Το σημείο τομής των γραμμικών προεκτάσεων των χαρακτηριστικών αυτών ονομάζεται σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης (IP3 – 3rd order Intercept Point) και μπορεί να αναφέρεται ως προς την είσοδο (Input Referred IP3 – IIP3) ή

την έξοδο (Output Referred IP3 – OIP3). Γενικά, όσο μεγαλύτερο το IP3 τόσο πιο γραμμικός θεωρείται ο μίκτης. [3]



Σχήμα 1.4: Ορισμός IIP3

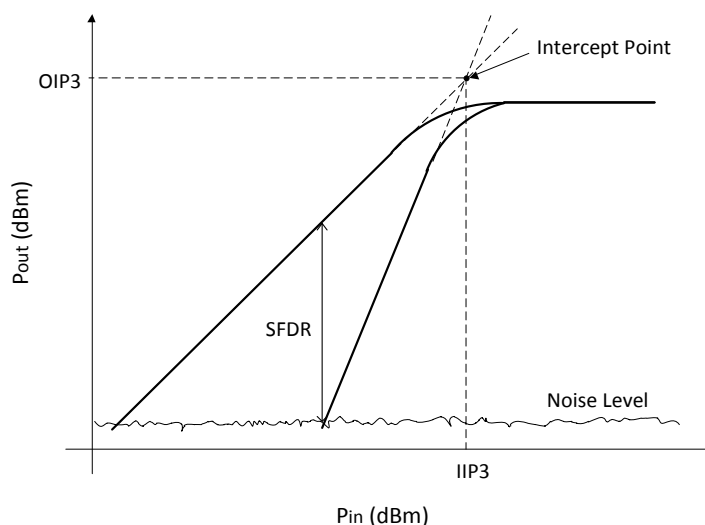
Αντίστοιχα, για τα προϊόντα παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης 2^{ης} τάξης χαράσσουμε τη χαρακτηριστική μεταφοράς της επιθυμητής εξόδου και τη χαρακτηριστική μεταφοράς ενός εκ των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 2^{ης} τάξης ως προς την ισχύ του RF σήματος εισόδου. Η χαρακτηριστική των προϊόντων 2^{ης} τάξης πρέπει να έχει κλίση περίπου 2 και το σημείο τομής με τη γραμμική προέκταση της θεμελιώδους ονομάζεται σημείο παρεμβολής 2^{ης} τάξης (IP2 – 2nd order Intercept Point). [2]



Σχήμα 1.5: Ορισμός IIP2

1.3.5.3 Δυναμική Περιοχή (Dynamic Range)

Με τον όρο «δυναμική περιοχή» συνήθως ορίζεται ο λόγος του ισχυρότερου δυνατού σήματος στην έξοδο ενός γραμμικού συστήματος που δεν παρουσιάζει αξιόλογη παραμόρφωση προς το ασθενέστερο δυνατό σήμα στην έξοδο που παρουσιάζει αποδεκτή σηματοθρομβική σχέση. Στην περίπτωση των μη γραμμικών συστημάτων ο ορισμός αυτός μπορεί να επεκταθεί ανάλογα με το κριτήριο που μας ενδιαφέρει. Συγκεκριμένα στους μίκτες, η λειτουργία τους περιορίζεται από το θόρυβο (στο κάτω άκρο) και από το μέγιστο επίπεδο ισχύος στο οποίο η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης ξεπερνά τα αποδεκτά όρια. Η περιοχή λειτουργίας για την οποία οι ανεπιθύμητες συνιστώσες είναι ελάχιστες ονομάζεται spurious-free dynamic range (SFDR). [1]



Σχήμα 1.6: Ορισμός SFDR

1.3.6 Απομόνωση (isolation)

Η απομόνωση είναι ένα μέτρο της ισχύος που μεταφέρεται εξαιτίας της παρασιτικής ζεύξης μίας θύρας του μίκτη με κάποια άλλη [2]. Η ζεύξη της θύρας LO με την RF (LO-RF feedthrough) καταλήγει σε διαρροή του LO σήματος στον ενισχυτή χαμηλού θορύβου και τελικά στην κεραία, ενώ η ζεύξη της θύρας RF με την LO (RF-LO feedthrough) επιτρέπει σε ισχυρούς παρεμβολείς στη διαδρομή του RF σήματος να αλληλεπιδρούν με τον τοπικό ταλαντωτή που οδηγεί το μίκτη. Η ζεύξη του LO με το IF (LO-IF feedthrough) είναι σημαντική γιατί αν στην IF έξοδο υπάρχει σημαντική ποσότητα του LO σήματος, ακόμα και μετά το βαθυπερατό φίλτρο που ακολουθεί, το επόμενο στάδιο μπορεί να απευαισθητοποιηθεί. Η RF-IF απομόνωση καθορίζει ποιο κλάσμα του RF σήματος εμφανίζεται απευθείας στην έξοδο IF, ένα κρίσιμο θέμα σε σχέση με το πρόβλημα παραμόρφωσης άρτιας τάξης στους ομόδυνους δέκτες. [4]

Τα απαιτούμενα επίπεδα απομόνωσης εξαρτώνται κυρίως από το περιβάλλον στο οποίο θα χρησιμοποιηθεί ο μίκτης. Αν η απομόνωση που παρέχεται από το μίκτη δεν επαρκεί, τα κυκλώματα που προηγούνται ή ακολουθούν μπορούν να μεταβληθούν για να λυθεί το πρόβλημα αυτό. [4]

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Είδη και τοπολογίες μικτών

2.1 Είδη μικτών

2.1.1 Ενεργοί – Παθητικοί

Ορίζονται δύο κατηγορίες μικτών οι παθητικοί και οι ενεργοί ανάλογα με το αν παρέχουν κέρδος ή όχι. Στους παθητικούς μικτές δομικά στοιχεία είναι οι δίοδοι ή τρανζίστορ που λειτουργούν ως διακόπτες ή στην τρίοδο περιοχή, ενώ στους ενεργούς μικτές χρησιμοποιούνται συνήθως τρανζίστορ στην περιοχή του κόρου ή τελεστικοί ενισχυτές. Οι ενεργοί μικτές παρουσιάζουν σημαντικό κέρδος μετατροπής και χαμηλό θόρυβο, ενώ οι παθητικοί συνήθως παρουσιάζουν απώλειες μετατροπής αλλά υψηλή γραμμικότητα. [4]

2.1.2 Απλά – Διπλά Εξισορροπημένοι (*Single – Double Balanced*)

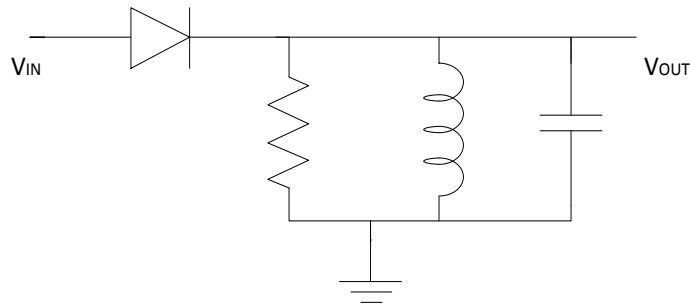
Αν ένας μικτής λειτουργεί με διαφορικό σήμα LO αλλά RF σήμα με μονό ακροδέκτη (*single-ended*), ονομάζεται απλά εξισορροπημένος, ενώ αν και το RF σήμα είναι διαφορικό τότε ονομάζεται διπλά εξισορροπημένος. Η απλά εξισορροπημένη τοπολογία παρουσιάζει χαμηλότερο θόρυβο εισόδου για δεδομένη κατανάλωση ισχύος αλλά είναι ευαίσθητη σε θόρυβο στο LO σήμα. Ο διπλά εξισορροπημένος μικτής παράγει λιγότερη παραμόρφωση άρτιας τάξης και έχει μικρότερη διαρροή του LO στο IF. [4]

2.2 Βασικές τοπολογίες μικτών

2.2.1 Μικτές διόδων

2.2.1.1 Μικτής μίας διόδου

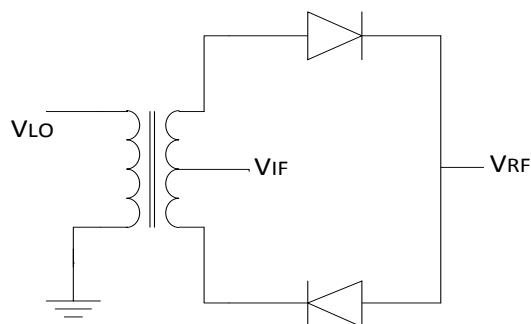
Ο πιο απλός και παλιός παθητικός μικτής χρησιμοποιεί μία μόνο δίοδο όπως φαίνεται στο σχήμα (2.1). Στο κύκλωμα αυτό το RLC παράλληλο κύκλωμα συντονισμού εξόδου συντονίζεται στην επιθυμητή IF και η V_{IN} είναι το άθροισμα των συνιστωσών RF, LO και DC πόλωσης. Η μη γραμμική χαρακτηριστική V-I της διόδου παρέχει ρεύματα σε συχνότητες αρμονικές και ενδοδιαμόρφωσης και το κύκλωμα συντονισμού επιλέγει μόνο αυτά στην IF. Αν και το κύκλωμα αυτό δεν παρέχει απομόνωση ούτε κέρδος μετατροπής, σε πολύ υψηλές συχνότητες μπορεί να είναι δύσκολο να εκμεταλλευτεί κανείς άλλου τύπου μη γραμμικότητες και ένας τόσο απλός μικτής μπορεί να είναι κατάλληλος. [3]



Σχήμα 2.1: Μίκτης μίας διόδου

2.2.1.2 Μίκτης δύο διόδων

Υπάρχουν πολλοί τρόποι να χρησιμοποιήσει κανείς τις διόδους ως μίκτες. Με δύο διόδους μπορούμε να κατασκευάσουμε έναν απλά εξισορροπημένο μίκτη ώστε να επιτύχουμε απομόνωση μεταξύ του LO και του IF, όχι όμως μεταξύ του RF και του IF (σχήμα 2.2). Αν υποθέσουμε ότι το LO σήμα αρκεί για να κάνει τις διόδους να λειτουργούν ως διακόπτες, ανεξάρτητα από το μέγεθος της RF εισόδου, με μία θετική τιμή για τη v_{LO} και οι δύο διόδοι θα άγουν συνδέοντας τη v_{RF} με την IF έξοδο, ενώ με μία αρνητική τιμή για τη v_{LO} οι διόδοι δεν άγουν και αποσυνδέουν τη v_{RF} . Ο μίκτης αυτός λειτουργεί ως μίκτης μεταγωγής. Η απομόνωση μεταξύ των θυρών RF – IF είναι κακή καθώς όταν οι δύο διόδοι άγουν οι θύρες RF και IF συνδέονται, ενώ η συμμετρία εξασφαλίζει εξαιρετική RF – LO απομόνωση. Όταν οι διόδοι άγουν, η RF τάση μπορεί να δημιουργήσει μόνο μία κοινή τάση στα τυλίγματα του μετασχηματιστή και συνεπώς δεν μπορεί να επαχθεί στη LO θύρα. [3]

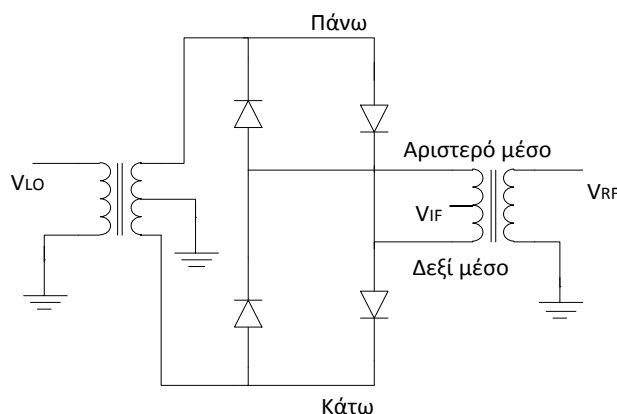


Σχήμα 2.2: Μίκτης δύο διόδων

2.2.1.3 Διπλά εξισορροπημένος μίκτης διόδων

Προσθέτοντας δύο επιπλέον διόδους και ένα μετασχηματιστή μπορούμε να κατασκευάσουμε ένα διπλά εξισορροπημένο μίκτη με απομόνωση ανάμεσα σε όλες τις θύρες (σχήμα 2.3). Θεωρούμε ότι το LO σήμα επαρκεί για να κάνει τις διόδους να λειτουργούν ως διακόπτες. Στο κύκλωμα αυτό το αριστερό ζευγάρι διόδων άγει όποτε το LO σήμα είναι αρνητικό, ενώ το δεξί ζευγάρι διόδων άγει όποτε το LO σήμα είναι θετικό. Με το LO σήμα θετικό, η τάση στο «δεξί μέσο» πρέπει να είναι μηδέν λόγω συμμετρίας, καθώς η μεσαία λήψη του μετασχηματιστή εισόδου είναι συνδεδεμένη στη γη. Επομένως, το v_{IF} είναι ίσο με το v_{RF} . Με το LO σήμα αρνητικό, το «αριστερό μέσο» έχει μηδενικό δυναμικό και το v_{IF} ισούται με το $-v_{RF}$. Άρα, ο μίκτης πολλαπλασιάζει το v_{RF} με ένα τετραγωνικό σήμα μοναδιαίου πλάτους συχνότητας ω_{LO} . Η απομόνωση εξασφαλίζεται από τη συμμετρία του κυκλώματος. Το LO σήμα επιβάλλει μηδενικό δυναμικό είτε στον πάνω είτε στον κάτω ακροδέκτη του μετασχηματιστή εξόδου. Αν η RF είσοδος είναι μηδενική, δε θα υπάρχει IF έξοδος. Επομένως, η τοπολογία αυτή παρέχει LO – IF απομόνωση. Παρόμοια, μπορεί να δείξει κανείς την LO – RF απομόνωση θεωρώντας μηδενική IF είσοδο. Καθώς υπάρχει μηδενικό δυναμικό είτε στον πάνω είτε στον κάτω ακροδέκτη του μετασχηματιστή εξόδου δε θα υπάρχει καθόλου πρωτεύουσα τάση και κατά συνέπεια ούτε δευτερεύουσα.

Αυτοί οι παθητικοί μίκτες είναι διαθέσιμοι σε διακριτή μορφή και λειτουργούν εξαιρετικά καλά. Το άνω όριο της δυναμικής περιοχής περιορίζεται συνήθως από την τάση διάσπασης της διόδου και η απομόνωση εξαρτάται από τα επίπεδα ταιριάσματος που επιτυγχάνονται. Με τέσσερις διόδους οι τυπικοί διπλά εξισορροπημένοι μίκτες επιτυγχάνουν απώλειες μετατροπής γύρω στα 6dB και απομόνωση τουλάχιστον 30 dB και μπορούν να έχουν είσοδο RF μέχρι 1 dBm στο σημείο συμπίεσης 1 dB, ενώ χρειάζονται 7 dBm LO σήμα. Υψηλότερα επίπεδα στο RF μπορούν να χρησιμοποιηθούν αν στη θέση κάθε διόδου χρησιμοποιηθούν εν σειρά σύνδεση διόδων, με μειονέκτημα την αυξημένη απαίτηση σε LO σήμα για να εξασφαλιστεί η λειτουργία μεταγωγής των διόδων. Αν για παράδειγμα χρησιμοποιηθούν 16 διόδοι μπορεί να επεκταθεί η διακύμανση της εισόδου RF στα 9 dBm αλλά απαιτείται 13 dBm LO σήμα. [3]

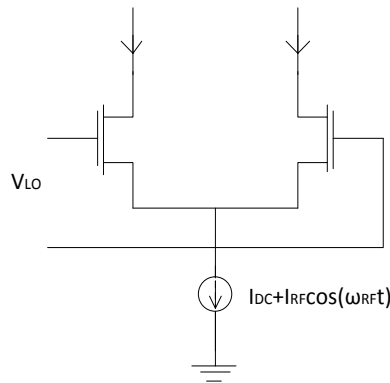


Σχήμα 2.3: Διπλά εξισορροπημένος μίκτης διόδων

2.2.2 Μίκτες βασισμένοι στον πολλαπλασιασμό

2.2.2.1 Απλά εξισορροπημένοι μίκτες

Μία πολύ συνηθισμένη οικογένεια πολλαπλασιαστών πρώτα μετατρέπει την RF τάση εισόδου σε ρεύμα και μετά επιτελεί πολλαπλασιασμό στο πεδίο του ρεύματος. Το πιο απλό κύτταρο πολλαπλασιαστή αυτού του είδους φαίνεται στο σχήμα 2.4.

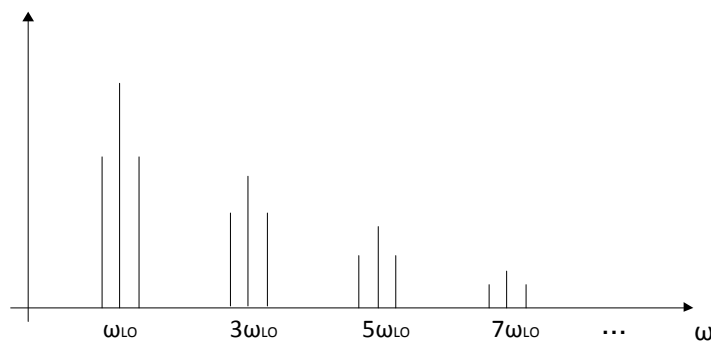


Σχήμα 2.4: Απλά εξισορροπημένος μίκτης

Σε αυτό το μίκτη το v_{LO} επιλέγεται αρκετά μεγάλο ώστε τα τρανζίστορ εναλλάξ να άγουν και να μεταφέρουν το ρεύμα ουράς από τη μία πλευρά στην άλλη στη συχνότητα LO. Το ρεύμα ουράς πολλαπλασιάζεται με ένα τετραγωνικό σήμα του οποίου η συχνότητα είναι αυτή του τοπικού ταλαντωτή:

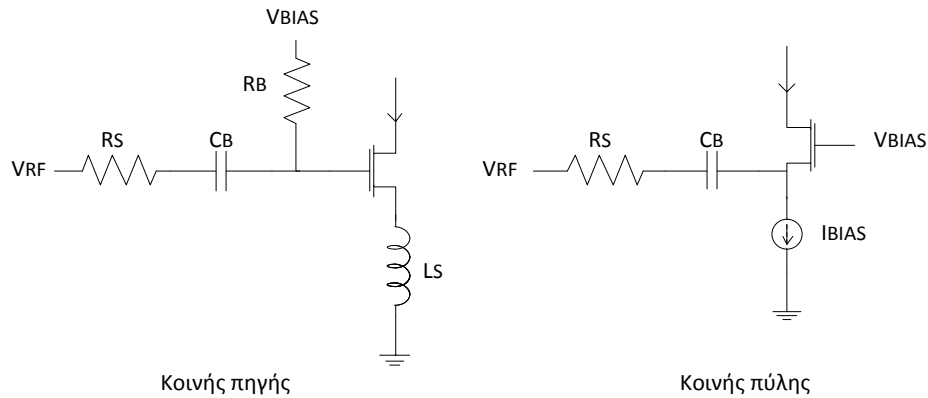
$$i_{out}(t) = \text{sgn}[\cos\omega_{LO}t](I_{bias} + I_{RF}\cos\omega_{RF}t) \quad (2.1)$$

Επειδή το τετραγωνικό σήμα αποτελείται από περιττές αρμονικές της κύριας συνιστώσας, ο πολλαπλασιασμός του ρεύματος με το τετραγωνικό σήμα καταλήγει σε ένα φάσμα εξόδου το οποίο φαίνεται στο σχήμα 2.5 (στη συγκεκριμένη περίπτωση η ω_{RF} έχει επιλεγθεί μικρή σε σχέση με την ω_{LO}). Η έξοδος αποτελείται από τις συνιστώσες αθροίσματος και διαφοράς ως αποτέλεσμα της μίξης μιας περιττής αρμονικής του LO με το RF σήμα. Επιπλέον, οι περιττές αρμονικές του LO εμφανίζονται απευθείας στην έξοδο ως αποτέλεσμα του πολλαπλασιασμού του DC ρεύματος πόλωσης με το LO σήμα.



Σχήμα 2.5: Αντιπροσωπευτικό φάσμα εξόδου ενός απλά εξισορροπημένου μίκτη

Παρόλο που η πηγή ρεύματος του σχήματος 2.4 περιλαμβάνει ένα στοιχείο που είναι ακριβώς ανάλογο του RF σήματος εισόδου, οι μετατροπείς $V - I$ όλων των μικτών είναι ατελείς. Μία σημαντική σχεδιαστική πρόκληση είναι η μεγιστοποίηση της γραμμικότητας της RF διαγωγιμότητας. Η γραμμικότητα συνήθως βελτιώνεται μέσω κάποιου τύπου εκφυλισμού πηγής (source degeneration), τόσο στους κοινής πύλης όσο και στους κοινής πηγής διαγωγούς, σχήμα 2.6.



Σχήμα 2.6: RF διαγωγοί για μίκτες

Το κύκλωμα κοινής πηγής χρησιμοποιεί την αντίσταση πηγής R_S για να γραμμικοποιήσει τη χαρακτηριστική μεταφοράς. Αυτή η γραμμικοποίηση είναι πιο αποτελεσματική, αν η αγωγιμότητα κοιτώντας την πηγή του τρανζίστορ είναι πολύ μεγαλύτερη από την αγωγιμότητα της R_S . Σε αυτή την περίπτωση η διαγωγιμότητα του σταδίου πλησιάζει την $1/R_S$.

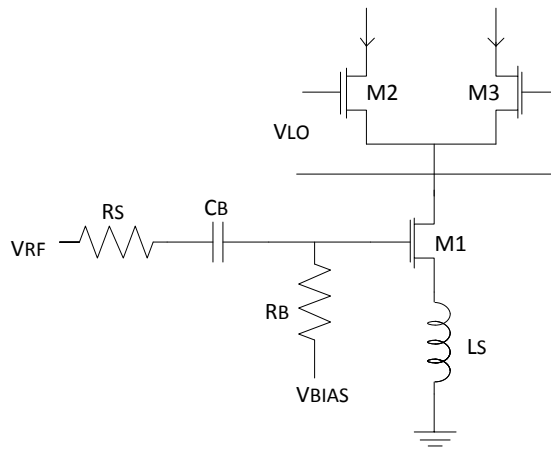
Ο επαγωγικός εκφυλισμός συνήθως προτιμάται από τον ωμικό εκφυλισμό για διάφορους λόγους. Μία επαγωγή δεν έχει θερμικό θόρυβο για να χειροτερέψει το δείκτη θορύβου, ούτε DC πτώση τάσης για να μειώσει το περιθώριο της τροφοδοσίας (headroom), γεγονός ιδιαίτερα χρήσιμο για εφαρμογές χαμηλής τάσης και χαμηλής ισχύος. Η αύξηση της εμπέδησης ενός πηνίου με την αύξηση της συχνότητας βοηθά στην εξασθένηση των υψηλής συχνότητας αρμονικών και των συνιστωσών ενδοδιαμόρφωσης.

Ένας πιο πλήρης απλά εξισορροπημένος μίκτης που ενσωματώνει μια γραμμικοποιημένη διαγωγιμότητα φαίνεται στο σχήμα 2.7. Η τιμή της V_{bias} καθορίζει το ρεύμα πόλωσης του κυκλώματος, ενώ η R_B επιλέγεται αρκετά μεγάλη ώστε να μην υπερφορτώσει το κύκλωμα της πύλης (και να μειώσει τη συνεισφορά του σε θόρυβο επίσης). Το RF σήμα εφαρμόζεται στην πύλη μέσω ενός DC blocking πυκνωτή C_B . Στην πράξη ένα φίλτρο θα χρησιμοποιούταν για να αφαιρέσει το LO και τις υπόλοιπες ανεπιθύμητες συνιστώσες από την έξοδο.

Η διαγωγιμότητα μετατροπής του μίκτη αυτού μπορεί να εκτιμηθεί θεωρώντας ότι τα τρανζίστορ που οδηγούνται από το LO συμπεριφέρονται ως τέλειοι διακόπτες. Τότε το διαφορικό ρεύμα εξόδου μπορεί να θεωρηθεί ως το αποτέλεσμα του πολλαπλασιασμού του ρεύματος υποδοχής του M_1 με ένα τετραγωνικό σήμα μοναδιαίου πλάτους. Καθώς το πλάτος της κύριας συνιστώσας του τετραγωνικού σήματος είναι $4/\pi$ φορές το πλάτος του τετραγωνικού σήματος:

$$G_c = \frac{2}{\pi} g_m \quad (2.2)$$

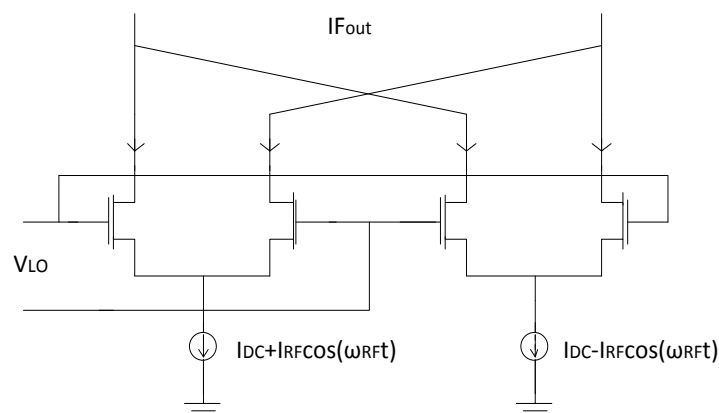
όπου g_m η διαγωγιμότητα του $V-I$ μετατροπέα και G_c η διαγωγιμότητα. Ο συντελεστής είναι $2/\pi$ και όχι $4/\pi$ επειδή το IF σήμα διαιρείται εξίσου ανάμεσα στις συνιστώσες αθροίσματος και διαφοράς. [3]



Σχήμα 2.7: Απλά εξισορροπημένος μίκτης με γραμμικοποιημένη διαγωγιμότητα

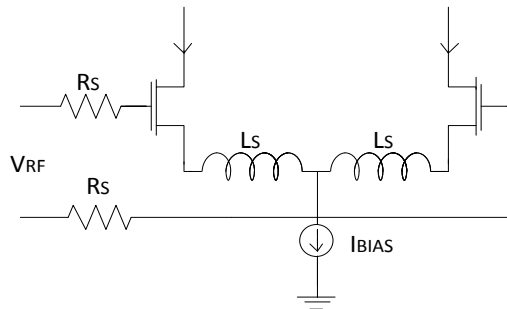
2.2.2.2 Ενεργός διπλά εξισορροπημένος μίκτης

Για να μην υπάρχουν στην έξοδο προϊόντα του LO, δύο απλά εξισορροπημένα κυκλώματα μπορούν να συνδυαστούν για να παράγουν ένα διπλά εξισορροπημένο μίκτη (σχήμα 2.8). Θεωρούμε ότι το LO σήμα είναι αρκετά μεγάλο για να κάνει τα διαφορικά ζευγάρια να συμπεριφέρονται ως διακόπτες οδηγούμενοι από ρεύμα. Οι δύο απλά εξισορροπημένοι μίκτες είναι συνδεδεμένοι αντιπαράλληλα όσον αφορά στο LO και παράλληλα όσον αφορά στο RF σήμα. Οι όροι του LO αθροίζονται και μηδενίζονται στην έξοδο, ενώ το RF σήμα που έχει μετατραπεί διπλασιάζεται στην έξοδο. Ο μίκτης λοιπόν παρέχει μεγάλο βαθμό LO – IF απομόνωσης, χαλαρώνοντας τις απαιτήσεις φιλτραρίσματος στην έξοδο. Με μία προσεγγισμένη φυσική σχεδίαση (layout), οι IC υλοποιήσεις αυτού του κυκλώματος συνήθως παρέχουν 40 dB LO – IF απομόνωσης με τιμές που είναι δυνατό να υπερβούν τα 60 dB.



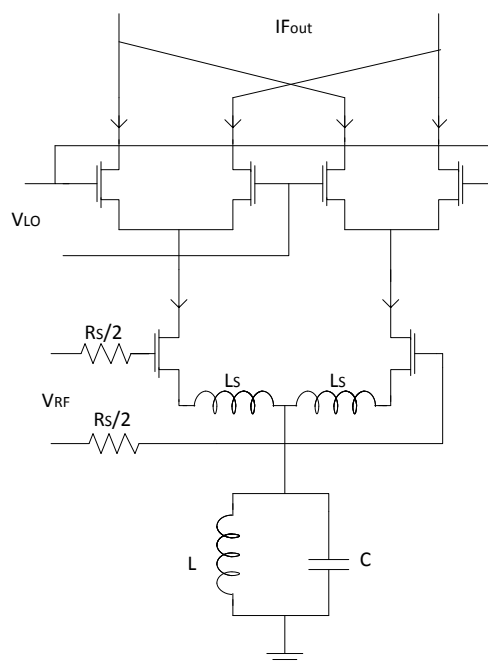
Σχήμα 2.8: Ενεργός διπλά εξισορροπημένος μίκτης

Όπως και στον απλά εξισορροπημένο ενεργό μίκτη, η δυναμική περιοχή περιορίζεται εν μέρει από τη γραμμικότητα του $V - I$ μετατροπέα στην RF θύρα του μίκτη. Επομένως, αφιερώνεται μεγαλύτερη σχεδιαστική προσπάθεια στην εύρεση καλύτερων τρόπων για την πραγματοποίηση αυτής της $V - I$ μετατροπής. Οι βασικές τεχνικές γραμμικοποίησης που χρησιμοποιούνται στον απλά εξισορροπημένο μίκτη μπορούν να προσαρμοστούν στην περίπτωση του διπλά εξισορροπημένου όπως φαίνεται στο σχήμα 2.9.



Σχήμα 2.9: Γραμμικοποιημένος διαφορικός RF διαγωγός για διπλά εξισορροπημένο μίκτη

Σε εφαρμογές χαμηλής τάσης, η DC πηγή ρεύματος μπορεί να αντικατασταθεί από ένα παράλληλο LC κύκλωμα συντονισμού για να δημιουργήσει μία AC πηγή ρεύματος με μηδενικό headroom. Η συχνότητα συντονισμού του πρέπει να επιλεγεί ώστε να απορρίπτει την πιο ανεπιθύμητη κοινή συνιστώσα. Αν υπάρχουν πολλές τέτοιες συνιστώσες μπορούν να χρησιμοποιηθούν πολλά LC κυκλώματα συνδεδεμένα παράλληλα. Με μία τέτοια επιλογή, ένας πλήρης διπλά εξισορροπημένος μίκτης φαίνεται στο σχήμα 2.10. Η έκφραση για τη διαγωγιμότητα μετατροπής είναι η ίδια με αυτή του απλά εξισορροπημένου μίκτη.



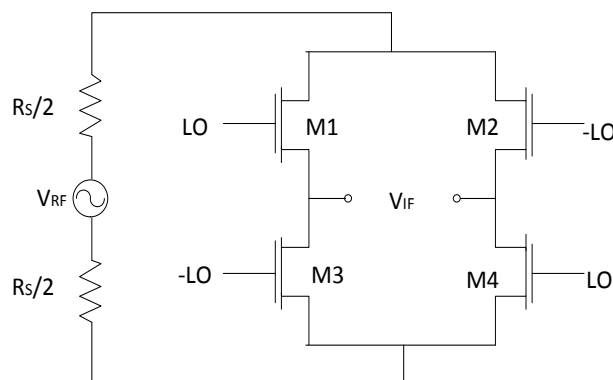
Σχήμα 2.10: Διπλά εξισορροπημένος μίκτης με ελάχιστο headroom τροφοδοσίας

Όσον αφορά στο θόρυβο, το διαφορικό ζευγάρι αυξάνει το θόρυβο λόγω της ατελούς μεταγωγής, η οποία προκαλεί εξασθένηση του ρεύματος του σήματος. Μία πρόκληση σε τέτοιους μίκτες είναι η σχεδίαση των διακοπών (και του συναφούς LO σήματος), ώστε να προκαλείται όσο το δυνατόν λιγότερη εξασθένηση. Ο θόρυβος που προκαλούν τα τρανζίστορ μίξης προκαλείται επίσης από το χρονικό διάστημα στο οποίο και τα δύο τρανζίστορ άγουν ρεύμα και επομένως γεννούν θόρυβο. Επιπλέον, ο θόρυβος στο LO σήμα ενισχύεται κατά τη διάρκεια αυτού του διαστήματος ενεργού κέρδους. Ελαχιστοποιώντας το διάστημα που άγουν ταυτόχρονα μειώνεται ο θόρυβος, οπότε πρέπει να τροφοδοτήσουμε με επαρκές LO σήμα για να κάνουμε το διαφορικό ζευγάρι να πλησιάσει τους ιδανικούς, απείρως γρήγορους διακόπτες στο μέγιστο πρακτικό βαθμό. Επειδή αγνοούμε είτε το σήμα του αθροίσματος είτε της διαφοράς έχουμε εξασθένηση 3 dB, καθώς ο θόρυβος δεν μπορεί να αγνοηθεί τόσο εύκολα. Στην πράξη, λοιπόν, οι μίκτες αυτοί έχουν συνήθως SSB δείκτη θορύβου τουλάχιστον 10 dB με τιμές συχνά στην περιοχή των 15 dB.

Η γραμμικότητα αυτών των μικτών περιορίζεται από αυτή των διαγωγών, για αυτό συνήθως χρησιμοποιούνται επιπρόσθετες τεχνικές για να αυξηθεί η γραμμικότητα, όπως είναι η προ-παραμόρφωση, η ανατροφοδότηση, η πρόσθια τροφοδότηση και η τμηματική προσέγγιση. Οι τεχνικές αυτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν ξεχωριστά ή σε συνδυασμό. [3]

2.2.2.3 Παθητικός διπλά εξισορροπημένος μίκτης

Οι παθητικοί μίκτες έχουν κάποιες ενδιαφέρουσες ιδιότητες όπως η δυνατότητα λειτουργίας με υπερβολικά χαμηλή ισχύ. Καθώς η CMOS τεχνολογία προσφέρει εξαιρετικούς διακόπτες, οι υψηλής απόδοσης πολλαπλασιαστές που βασίζονται στις μεταγωγές συνήθως υλοποιούνται σε CMOS μορφή. Ένας απλός παθητικός CMOS μίκτης μεταγωγής αποτελείται από τέσσερις διακόπτες σε συνδεσμολογία γέφυρας (σχήμα 2.11). Οι διακόπτες οδηγούνται από τα σήματα του τοπικού ταλαντωτή με αντίθετη φάση, ώστε μόνο ένα διαγωγίο ζευγάρι τρανζίστορ να άγει κάθε στιγμή. Όταν τα M_1 και M_4 άγουν, το v_{IF} ισούται με το v_{RF} και όταν τα M_2 και M_3 άγουν, το v_{IF} ισούται με το $-v_{RF}$. Μία πλήρως ισοδύναμη περιγραφή είναι ότι αυτός ο μίκτης πολλαπλασιάζει το εισερχόμενο RF σήμα με ένα τετραγωνικό σήμα μοναδιαίου πλάτους του οποίου η συχνότητα είναι αυτή του τοπικού ταλαντωτή. Επομένως, η έξοδος περιέχει πολλά προϊόντα μίξης που προκύπτουν από τις περιττές αρμονικές συνιστώσες του τετραγωνικού σήματος, τα οποία ευτυχώς όμως φιλτράρονται εύκολα.



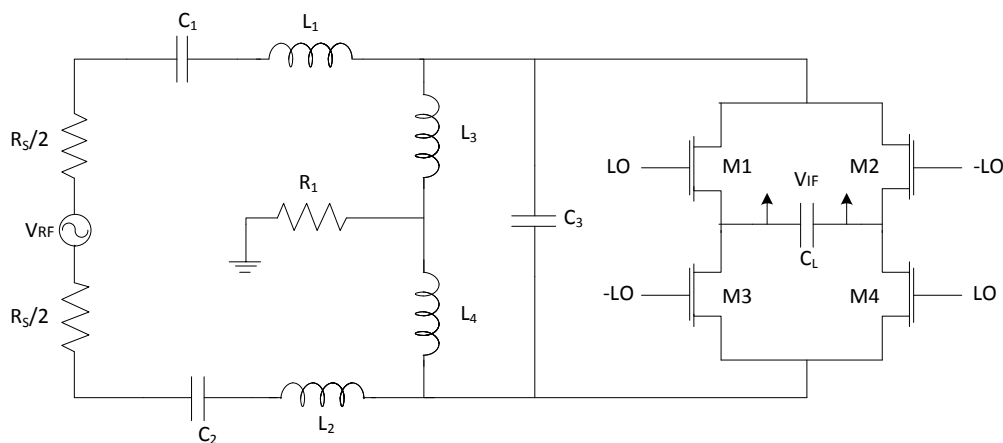
Σχήμα 2.11: Παθητικός διπλά εξισορροπημένος μίκτης

Το κέρδος μετατροπής τάσης αυτού του κυκλώματος είναι εύκολο να υπολογιστεί. Αν θεωρήσουμε πολλαπλασιασμό με τετραγωνικό σήμα μοναδιαίου πλάτους, τότε:

$$G_C = 2/\pi \quad (2.3)$$

όπου ο συντελεστής $2/\pi$ προκύπτει από τον εξίσου διαχωρισμό της IF ενέργειας μεταξύ των συνιστωσών αθροίσματος και διαφοράς. Στην πράξη, το πραγματικό κέρδος μετατροπής τάσης μπορεί να διαφέρει από το $2/\pi$, επειδή τα πραγματικά τρανζίστορ έχουν μη μηδενικό χρόνο μεταγωγής, οπότε το εισερχόμενο RF σήμα δεν πολλαπλασιάζεται με ένα αμιγές τετραγωνικό σήμα και το κέρδος μετατροπής είναι μεγαλύτερο από $2/\pi$. Στην περίπτωση που χρησιμοποιηθεί ημιτονοειδές LO σήμα το κέρδος μετατροπής είναι $\pi/4$.

Λόγω του φάσματος της συνάρτησης μίξης, ανεπιθύμητα προϊόντα μπορεί να εμφανιστούν στην IF θύρα ενός μίκτη αυτού του είδους. Για να καθοριστεί το φίλτρο που θα χρησιμοποιηθεί, θα πρέπει να ληφθεί υπόψη ο τερματισμός της εισόδου και της εξόδου. Για τους ολοκληρωμένους μίκτες οι εμπεδήσεις της πηγής και του φορτίου είναι συνήθως on-chip και όχι τυποποιημένες, στα 50 Ω για παράδειγμα, όπως στα διακριτά κυκλώματα. Αυτή η έλλειψη τυποποίησης αποτελεί βαθμό ελευθερίας για τον σχεδιαστή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, ο οποίος μπορεί να την εκμεταλλευτεί για να βελτιώσει την επίδοση. Ένας παθητικός μίκτης ο οποίος εκμεταλλεύεται την ελευθερία επιλογής τερματισμού της πηγής και του φορτίου φαίνεται στο σχήμα 2.12. Αυτός ο μίκτης υποθέτει χωρητικό φορτίο C_L και αποτελεί τυπική περίπτωση για τα ολοκληρωμένα CMOS κυκλώματα. Το χωρητικό φορτίο δεν παράγει από μόνο του θερμικό θόρυβο, ενώ βοηθά στο φιλτράρισμα του υψίσυχνου θορύβου και της παραμόρφωσης. Το δικτύωμα εισόδου μειώνει την απώλεια μετατροπής τάσης, ενώ φιλτράρει το θόρυβο εκτός μπάντας και τις συνιστώσες που προκαλούν παραμόρφωση. [3]

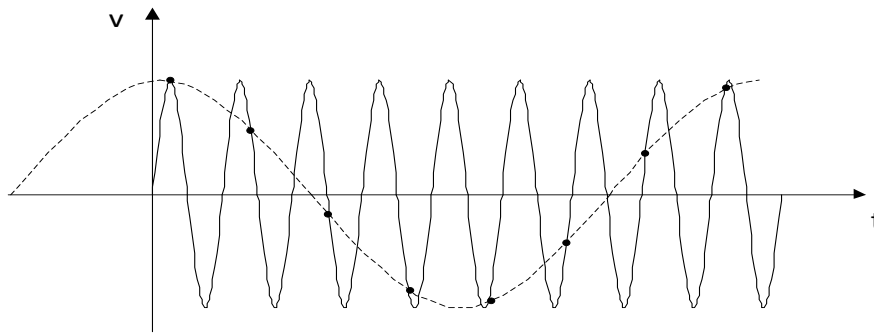


Σχήμα 2.12: Παθητικός μίκτης χαμηλού θορύβου

2.2.3 Μίκτης υποδειγματοληψίας (subsampling)

Οι καλής ποιότητας CMOS διακόπτες έχουν χρησιμοποιηθεί για μίκτες υποδειγματοληψίας. Αυτοί οι μίκτες εκμεταλλεύονται την παρατήρηση ότι το εύρος ζώνης πληροφορίας της διαμόρφωσης είναι απαραίτητως μικρότερο από τη φέρουσα συχνότητα. Επομένως, μπορεί να ικανοποιηθεί το

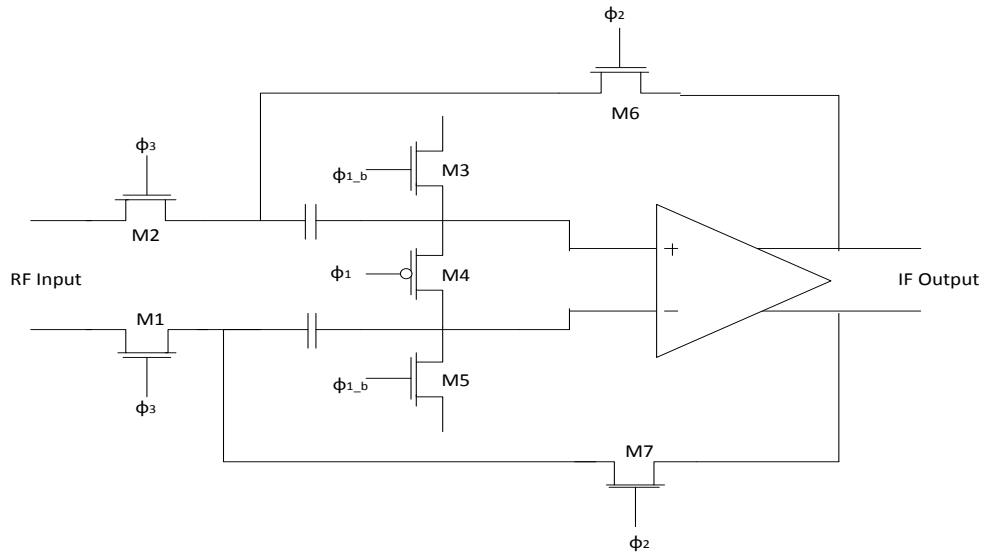
κριτήριο Nyquist με αριθμό δειγματοληψίας που είναι επίσης μικρότερος από τη φέρουσα συχνότητα, επηρεάζοντας τον υποβιβασμό συχνότητας στη διαδικασία. Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.13, λαμβάνονται δείγματα του σήματος υψηλότερης συχνότητας στις στιγμές που σημειώνονται με τις κουκίδες, ενώ το υποβιβασμένο σε συχνότητα σήμα φαίνεται ως η ανακατασκευή χαμηλής συχνότητας. Το θεωρητικό πλεονέκτημα αυτής της προσέγγισης είναι ότι μπορεί να είναι ευκολότερο να υλοποιηθούν δειγματολήπτες που λειτουργούν σε συχνότητα πολύ χαμηλότερη από αυτή του εισερχόμενου RF σήματος.



Σχήμα 2.13: Απεικόνιση της υποδειγματοληψίας

Το κύκλωμα track-and-hold του σχήματος 2.14 λειτουργεί ως μίκτης υποδειγματοληψίας. Στη λειτουργία ανίχνευσης τα τρανζίστορ M_1 έως M_5 άγουν, ενώ τα τρανζίστορ M_6 και M_7 δεν άγουν. Τα M_3 , M_4 και M_5 καθορίζουν μία τάση ίση με το επίπεδο κοινής τάσης V_{CM} στους δεξιούς ακροδέκτες των πυκνωτών δειγματοληψίας, ενώ τα τρανζίστορ εισόδου M_1 και M_2 συνδέουν τους πυκνωτές στο RF σήμα εισόδου. Επειδή τα M_6 και M_7 άγουν, ο τελεστικός δεν επηρεάζει τη λειτουργία ανίχνευσης και το εύρος ζώνης ανίχνευσης καθορίζεται απλά από τη σταθερά RC που σχηματίζεται από τη συνολική αντίσταση των διακοπών και τη χωρητικότητα δειγματοληψίας (και παρασιτική). Επειδή το σύστημα λειτουργεί ως ανοιχτού βρόχου στην περίπτωση αυτή, είναι εύκολο να αποκτήσουμε εύρη ζώνης ανίχνευσης πολύ μεγαλύτερα από αυτά που μπορούν να επιτευχθούν με μια δομή ανατροφοδότησης. Στη λειτουργία “hold” οι καταστάσεις όλων των διακοπών αντιστρέφονται ώστε να άγουν μόνο τα τρανζίστορ M_6 και M_7 . Στη λειτουργία αυτή το κύκλωμα εκφυλίζεται σε ένα ζεύγος φορτισμένων πυκνωτών που ανατροφοδοτούν τον τελεστικό. Ο χρόνος αποκατάστασης αυτού του συστήματος πρέπει απλά να είναι μικρότερος σε σχέση με την περίοδο δειγματοληψίας και όχι σε σχέση με την περίοδο του RF σήματος.

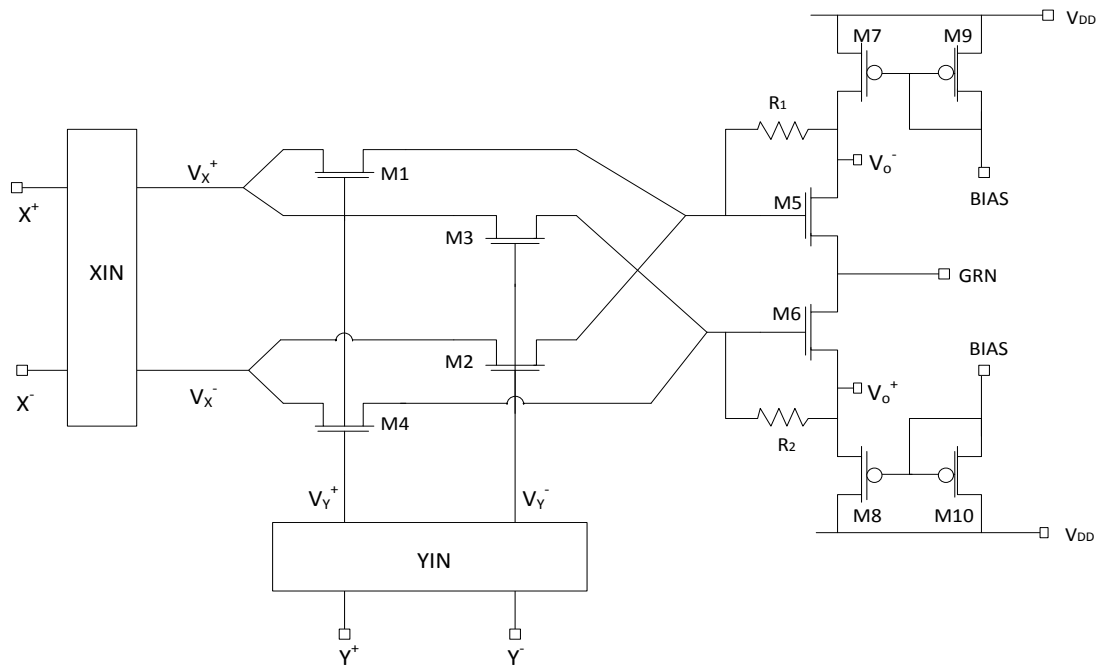
Όσον αφορά στο θόρυβο, ο θόρυβος στην έξοδο του δειγματολήπτη μεταφέρεται στη ζώνη του IF καταλήγοντας σε τιμές για τον SSB δείκτη θορύβου της τάξης των 25 dB. Η υψηλή γραμμικότητα που υπονοείται από τις υψηλές τιμές IP3 που παρουσιάζουν οι μίκτες αυτοί αντισταθμίζεται από τον υψηλό θόρυβο, με αποτέλεσμα η δυναμική περιοχή του μίκτη να μην είναι καλύτερη (ή και κάποιες φορές χειρότερη) από αυτές που μπορούν να επιτευχθούν με τις συμβατικές αρχιτεκτονικές. [3]



Σχήμα 2.14: Μίκτης υποδειγματοληψίας

2.2.4 Μίκτης υψηλής γραμμικότητας

Ένας μίκτης CMOS με υψηλή γραμμικότητα μπορεί να υλοποιηθεί με χρήση της τοπολογίας ενός πολλαπλασιαστή τύπου γραμμικής αντίστασης, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.15. Ο πολλαπλασιασμός στηρίζεται στη χαρακτηριστική γραμμική αντίσταση ελεγχόμενη από τάση των MOS τρανζίστορ. Στο συγκεκριμένο πολλαπλασιαστή, η απόδοση είναι βελτιωμένη λόγω της συμμετρικής αρχιτεκτονικής και η περιοχή συχνοτήτων λειτουργίας φτάνει τις RF συχνότητες.



Σχήμα 2.15: RF πολλαπλασιαστής τεσσάρων τεταρτημορίων

Ο πυρήνας του πολλαπλασιαστή αποτελείται από τέσσερα τρανζίστορ που λειτουργούν στην τριόδο περιοχή και οδηγούνται συμμετρικά από τα V_x^+ , V_x^- , V_y^+ και V_y^- αντίστοιχα. Τα μη γραμμικά χαρακτηριστικά των τρανζίστορ μίξης αναιρούνται λόγω της συμμετρίας. Αν θεωρήσουμε ότι τα τρανζίστορ M_1 - M_4 είναι ταιριασμένα και ότι οι ενισχυτές έχουν άπειρο κέρδος, τα ρεύματα που διαρρέουν τα τέσσερα τρανζίστορ είναι:

$$I_1 = K' \left\{ (V_{GS} + \frac{v_y}{2} - V_T) \left(\frac{v_x}{2} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{v_x}{2} \right)^2 \right\} \quad (2.4.1)$$

$$I_2 = K' \left\{ (V_{GS} - \frac{v_y}{2} - V_T) \left(-\frac{v_x}{2} \right) - \frac{1}{2} \left(-\frac{v_x}{2} \right)^2 \right\} \quad (2.4.2)$$

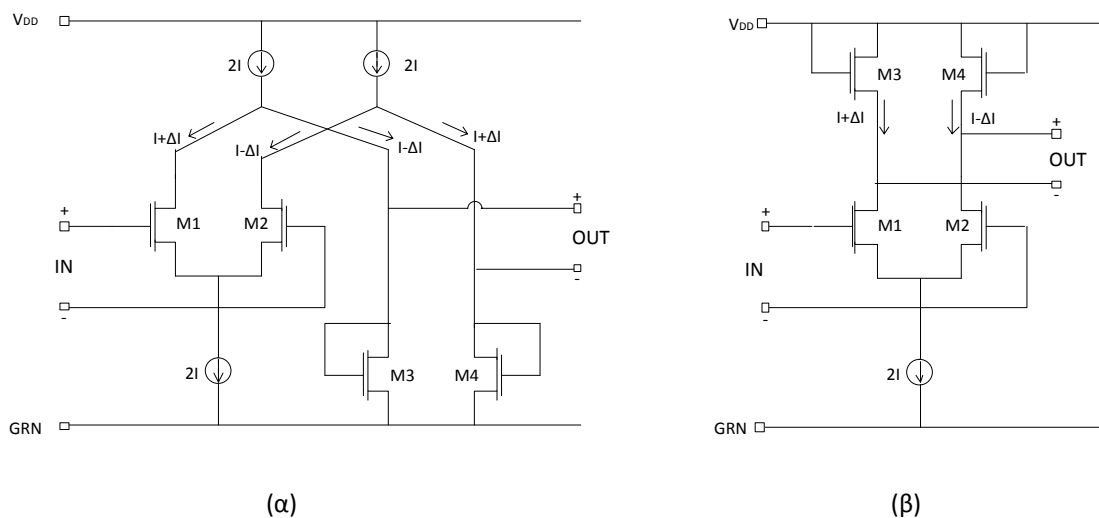
$$I_3 = K' \left\{ (V_{GS} - \frac{v_y}{2} - V_T) \left(\frac{v_x}{2} \right) - \frac{1}{2} \left(\frac{v_x}{2} \right)^2 \right\} \quad (2.4.3)$$

$$I_4 = K' \left\{ (V_{GS} + \frac{v_y}{2} - V_T) \left(-\frac{v_x}{2} \right) - \frac{1}{2} \left(-\frac{v_x}{2} \right)^2 \right\} \quad (2.4.4)$$

όπου $K' = \mu C_{ox} W/L$, V_{GS} η τάση πόλωσης πύλης-πηγής, V_T η τάση κατωφλίου, $v_x = V_x^+ - V_x^-$ και $v_y = V_y^+ - V_y^-$. Επομένως, η έξοδος είναι:

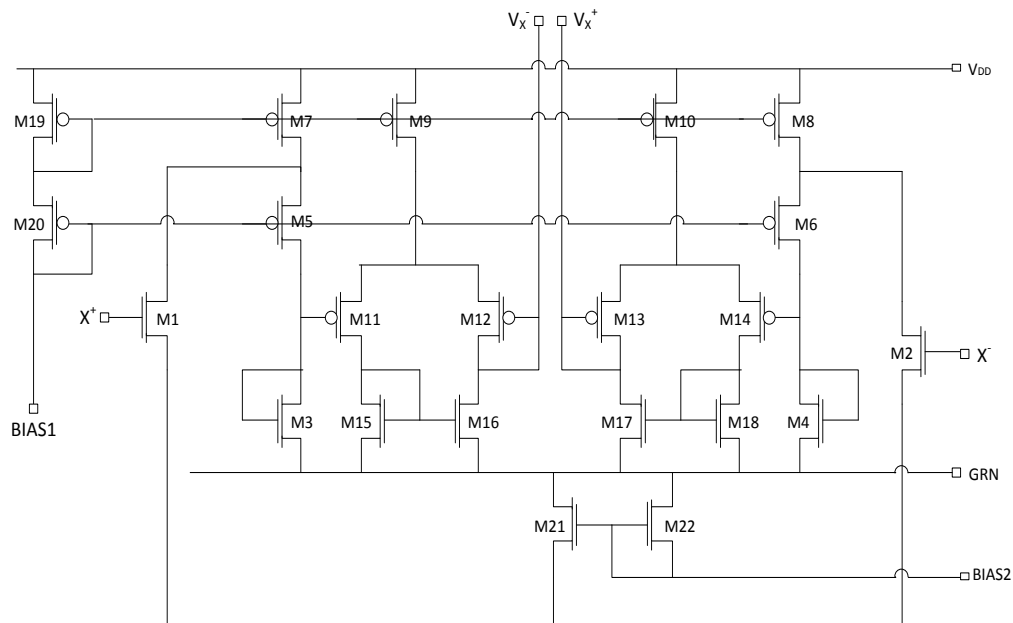
$$v_o = V_o^+ - V_o^- = R(I_1 + I_2 - I_3 - I_4) = K v_x v_y \quad (2.5)$$

όπου $K = K'R$. Η γραμμικότητα σε ευρεία περιοχή επιτυγχάνεται εφόσον οι (2.4.1)-(2.4.4) ισχύουν. Οι αντιστάσεις R_1 και R_2 μπορούν να αντικατασταθούν από πύλες μετάδοσης MOS για να επιτευχθεί η θερμοκρασιακή σταθερότητα του κέρδους και θυσιάζοντας λίγη από τη γραμμικότητα του πολλαπλασιαστή. Οι παράγοντες που επηρεάζουν τη γραμμικότητα είναι το πεπερασμένο κέρδος των ενισχυτών και η εξάρτηση της τάσης κατωφλίου από το σήμα εισόδου. Ωστόσο, τα αποτελέσματά τους αναιρούνται καθώς οι μη γραμμικότητες των τρανζίστορ αναιρούνται [5]. Στην πράξη, ατέλειες στο ταιριασμα των στοιχείων σε συνδυασμό με την περιορισμένη περιοχή εισόδου των μετατοπιστών τάσης αυξάνουν τα φαινόμενα δεύτερης τάξης και περιορίζουν τη συνολική συμπεριφορά του πολλαπλασιαστή.



Σχήμα 2.16: Απλοποιημένα σχηματικά των μετατοπιστών τάσης μοναδιαίου κέρδους για (α) XIN και (β) YIN

Δύο μετατοπιστές τάσης εισόδου XIN και YIN έχουν προστεθεί στον πολλαπλασιαστή, για να μπορεί να δεχτεί ευρείας ζώνης κοινά σήματα εισόδου, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.15. Δύο μετατοπιστές τάσης ευρείας ζώνης και μοναδιαίου κέρδους φαίνονται στο σχήμα 2.16. Η λειτουργία τους είναι η εξής: Στο μετατοπιστή τάσης τύπου καθρέφτη ρεύματος του σχήματος 2.16(α) η διαφορά ρεύματος των τρανζίστορ M_1 και M_2 καθρεφτίζεται στα ίδιας διάστασης διοδικά συνδεδεμένα τρανζίστορ M_3 και M_4 . Η σχέση $V_{GS1} - V_{GS2} = V_{GS3} - V_{GS4}$ ισχύει, αν οι τρεις πηγές ρεύματος $2I$ είναι ταιριασμένες. Το μη ταιριασμα ανάμεσα σε αυτές τις πηγές ρεύματος συμβάλλει στο σφάλμα γραμμικότητας. Ωστόσο, ο μετατοπιστής τάσης του σχήματος 2.16(β) δεν επηρεάζεται από το μη ταιριασμα, επειδή η διαφορά ρεύματος των τρανζίστορ M_1 και M_2 είναι ίδια με αυτή των τρανζίστορ M_3 και M_4 και η σχέση $V_{GS1} - V_{GS2} = V_{GS3} - V_{GS4}$ ισχύει. Στην περίπτωση αυτή βέβαια, η διαφορά στην τάση κατωφλίου που προκαλείται από τη μεταβολή της πόλωσης του υποστρώματος δημιουργεί ένα σφάλμα κέρδους. Η δυσκολία στην υλοποίηση αυτού του τύπου του πολλαπλασιαστή έγκειται στην οδήγηση της X εισόδου εξαιτίας της χαμηλής εμπέδησης εισόδου του πολλαπλασιαστή. Για αυτό οι απομονωτές μοναδιαίου κέρδους που σχηματίζονται από τα τρανζίστορ $M_{11} - M_{18}$ χρησιμοποιούνται για να οδηγήσουν τα τρανζίστορ μίξης όπως φαίνεται στο σχήμα 2.17.



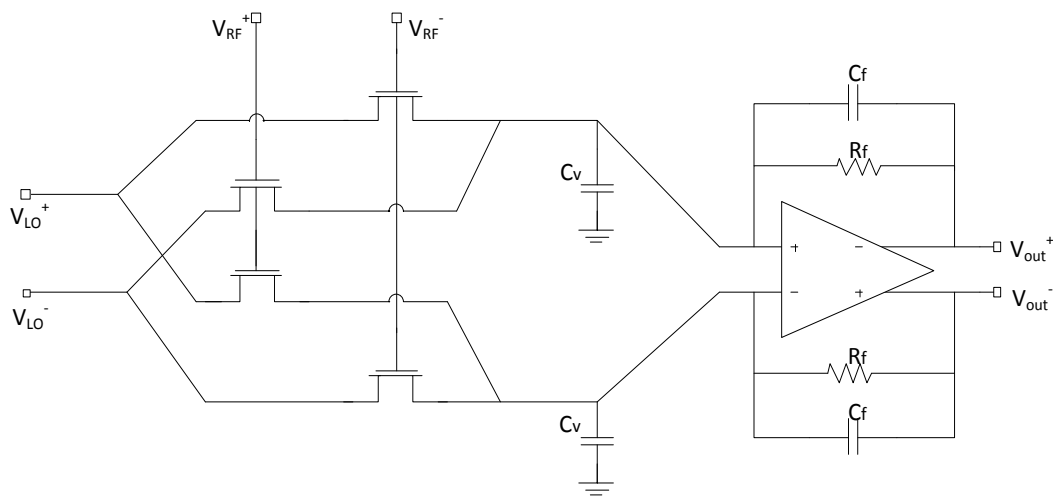
Σχήμα 2.17: Πλήρες σχηματικό του μετατοπιστή τάσης με τους απομονωτές για το XIN

Μία υλοποίηση αυτού του μίκτη σε τεχνολογία CMOS 1,75μm δίνει τα αποτελέσματα που φαίνονται στον πίνακα 2.1. [5]

Το πρόβλημα του μίκτη αυτού είναι η επεξεργασία του υψηλής συχνότητας ρεύματος εξόδου. Το εύρος ζώνης περιορίζεται στα 200 MHz, ο μίκτης έχει υψηλή κατανάλωση ισχύος και μειωμένη γραμμικότητα στο στάδιο εξόδου. Μία βελτιωμένη τοπολογία παρουσιάζεται στο [6] και φαίνεται στο σχήμα 2.18.

-3dB Εύρος Ζώνης	Είσοδος – X	103MHz
	Είσοδος – Y	115MHz
Σφάλμα Γραμμικότητας		<1%
Καταστολή Φέρουσας		30 – 40dB
Μέγιστη Είσοδος	Είσοδος – X	0.6V
	Είσοδος – Y	0.8V
Έξοδος Πλήρους Κλίμακας		0.5V
Θόρυβος Εξόδου		32nV/Hz ^{1/2}
Κατανάλωση Ισχύος		60mW (5V)
Χρησιμοποιούμενη Περιοχή		0.1mm ²

Πίνακας 2.1: Μετρήσεις επίδοσης του πολλαπλασιαστή



Σχήμα 2.18: Τοπολογία μίκτη με τους επιπλέον πυκνωτές στους κόμβους κατ' ουσίαν γης

Στην τοπολογία αυτή προστέθηκαν δύο σημαντικοί πυκνωτές (C_v) στους κόμβους κατ' ουσίαν γης. Το στάδιο εξόδου, ο τελεστικός ενισχυτής και οι αντιστάσεις της ανάδρασης οι οποίες μετατρέπουν το ρεύμα εξόδου των τρανζίστορ μίξης σε τάση, πρέπει σε ένα μίκτη υποβιβασμού συχνότητας να είναι ικανά να παράγουν χαμηλής συχνότητας σήματα εξόδου. Ωστόσο, για να μπορεί η δομή της εισόδου να λειτουργεί σωστά για όλες τις συχνότητες κάθε στιγμή πρέπει να μην υπάρχει σήμα στους κόμβους κατ' ουσίαν γης του μίκτη. Αυτό επιτυγχάνεται για τις χαμηλές συχνότητες χάρη στην ανάδραση του τελεστικού, η οποία δημιουργεί την κατ' ουσίαν γη στις εισόδους του, και για τις υψηλές συχνότητες χάρη στους πυκνωτές C_v , οι οποίοι φροντίζουν όλα τα υψηλής συχνότητας ρεύματα που φτάνουν στους κόμβους κατ' ουσίαν γης να φιλτράρονται και να μη μετατρέπονται σε τάσεις. Επομένως, καθίσταται δυνατός ο διαχωρισμός της σχεδίασης της δομής εισόδου και του τελεστικού ενισχυτή. Η δομή εισόδου βελτιστοποιήθηκε για λειτουργία σε πολύ υψηλές συχνότητες (πάνω από 1 GHz), ενώ ο τελεστικός σχεδιάστηκε για λειτουργία σε χαμηλές συχνότητες (λίγα MHz).

Με μία τέλεια κατ' ουσίαν γη τα σήματα που περνούν από τα τρανζίστορ είναι:

$$I_{DS,1} = \beta_1 \left(V_{RF}^+ - V_{LO,DC} - V_{Tn,1} - \frac{V_{LO}^+ - V_{LO,DC}}{2} \right) (V_{LO}^+ - V_{LO,DC}) \quad (2.6.1)$$

$$I_{DS,2} = \beta_2 \left(V_{RF}^- - V_{LO,DC} - V_{Tn,2} - \frac{V_{LO}^- - V_{LO,DC}}{2} \right) (V_{LO}^- - V_{LO,DC}) \quad (2.6.2)$$

$$I_{DS,3} = \beta_3 \left(V_{RF}^+ - V_{LO,DC} - V_{Tn,3} - \frac{V_{LO}^- - V_{LO,DC}}{2} \right) (V_{LO}^- - V_{LO,DC}) \quad (2.6.3)$$

$$I_{DS,4} = \beta_4 \left(V_{RF}^- - V_{LO,DC} - V_{Tn,4} - \frac{V_{LO}^+ - V_{LO,DC}}{2} \right) (V_{LO}^+ - V_{LO,DC}) \quad (2.6.4)$$

Το φαινόμενο σώματος προκαλεί μία γραμμική αλλαγή γύρω από το σημείο πόλωσης η οποία αναιρείται από τη διπλά εξισορροπημένη δομή. Θεωρώντας τέλειο ταίριασμα και αγνοώντας το φαινόμενο σώματος, το σήμα εξόδου είναι:

$$V_{out}^+ - V_{out}^- = R_f [(I_1 - I_4) - (I_3 - I_2)] = \beta R_f (V_{RF}^+ - V_{RF}^-) (V_{LO}^+ - V_{LO}^-) \quad (2.7)$$

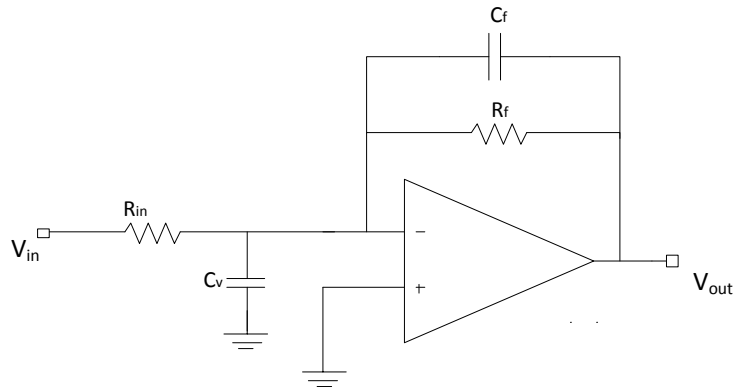
Τα μη ταίριασμα των τρανζίστορ εισόδου οδηγούν σε μη ταίριασμα στο β και στη V_T , τα οποία έχουν ως αποτέλεσμα την εμφάνιση dc τάσεων εκτροπής. Αυτές οι τάσεις εκτροπής είτε εμφανίζονται απ' ευθείας στην έξοδο του μίκτη, είτε οδηγούν σε direct feedthrough του RF και LO σήματος στην έξοδο που προκαλείται από τον πολλαπλασιασμό των σημάτων αυτών με την τάση εκτροπής. Τα RF και LO σήματα όμως είναι υψίσυχνα και επομένως φιλτράρονται από τους πυκνωτές C_v . Επιπλέον, τα μη ταίριασμα στο β οδηγούν στην εμφάνιση ενός τετραγωνικού σήματος V_{LO} στην έξοδο:

$$V_{out}^+ - V_{out}^- = \beta R_f (V_{RF}^+ - V_{RF}^-) (V_{LO}^+ - V_{LO}^-) + \Delta \beta R_f (V_{LO}^+ - V_{LO}^-)^2 \quad (2.8)$$

Αυτό εξηγεί γιατί το RF σήμα είναι καλύτερο να εφαρμόζεται στις πύλες των τρανζίστορ εισόδου. Ένα τετραγωνικό V_{RF} σήμα είναι εξαιρετικά ανεπιθύμητο γιατί έχει συνιστώσες στη διπλάσια της κεντρικής συχνότητας και στη βασική ζώνη συχνοτήτων. Οι υψίσυχνες συνιστώσες φιλτράρονται αλλά οι συνιστώσες της βασικής ζώνης υποβαθμίζουν το επιθυμητό σήμα. Το εύρος ζώνης του παρασιτικού σήματος βασικής ζώνης είναι ίσο με το εύρος ζώνης του RF σήματος (π.χ. 100 MHz), αλλά το μεγαλύτερο μέρος της ισχύος του βρίσκεται στις χαμηλότερες συχνότητες, σε μία ζώνη ίση με το εύρος ζώνης συσχέτισης του RF σήματος, το οποίο είναι περίπου ίσο με το εύρος ζώνης του καναλιού μετάδοσης (π.χ. 200 KHz). Το τετράγωνο του LO σήματος δημιουργεί μόνο μία επιπλέον dc συνιστώσα στην έξοδο του τελεστικού. Αυτή η dc συνιστώσα μπορεί να είναι τόσο μεγάλη όσο το επιθυμητό σήμα και στην περίπτωση αυτή θα κορεστούν τα φίλτρα που ακολουθούν. Υπάρχουν όμως τεχνικές διαθέσιμες για την εξάλειψη της dc συνιστώσας οι οποίες δεν προκαλούν μεγάλη παραμόρφωση.

Όσον αφορά στη σχεδίαση του μίκτη αυτού, οι dc στάθμες πόλωσης πρέπει να επιλεγούν ώστε τα τρανζίστορ να βρίσκονται πάντα στην τρίοδο περιοχή. Η μικρότερη δυνατή τάση που μπορεί να εμφανιστεί στις πύλες (π.χ. $V_{RF,DC} - V_{RF,AC}$) πρέπει να είναι μεγαλύτερη τουλάχιστον κατά V_T από τη μεγαλύτερη δυνατή τάση στις πηγές (π.χ. $V_{LO,DC}$), αλλιώς τα τρανζίστορ θα σταματήσουν να άγουν μέσα σε μία περίοδο μίξης. Τα τρανζίστορ θα μπουν στον κόρο όταν η μέγιστη τάση V_{DS} (π.χ. $V_{LO,AC}$) γίνει μεγαλύτερη από τη μικρότερη $V_{GS} - V_T$ (π.χ. $V_{RF,DC} - V_{RF,AC} - V_{LO,DC} - V_T$). Παρόλα αυτά ο κορεσμός δεν οδηγεί άμεσα σε παραμόρφωση. Η cross-coupled διπλά εξισορροπημένη δομή

εξασφαλίζει ότι όλες οι τετραγωνικές συνιστώσες στη χαρακτηριστική μετατροπής τάσης σε ρεύμα των τρανζίστορ μίξης εξαλείφονται.



Σχήμα 2.19: Συνδεσμολογία αρνητικής ανάδρασης

Όσον αφορά στη συμπεριφορά του μίκτη στο πεδίο της συχνότητας, η αρνητική ανάδραση του σχήματος 2.19 δημιουργεί το κατ' ουσίαν βραχυκύκλωμα όταν χρησιμοποιείται ένας ιδανικός τελεστικός ενισχυτής. Ένας τελεστικός ενισχυτής όμως έχει πάντα περιορισμένο γινόμενο κέρδους – εύρους ζώνης GBW και κέρδος χαμηλών συχνοτήτων A_0 . Με περιορισμένο GBW η συνάρτηση μεταφοράς από την είσοδο στο κατ' ουσίαν βραχυκύκλωμα είναι (τα A_0 , C_f , C_v δε λαμβάνονται υπόψη):

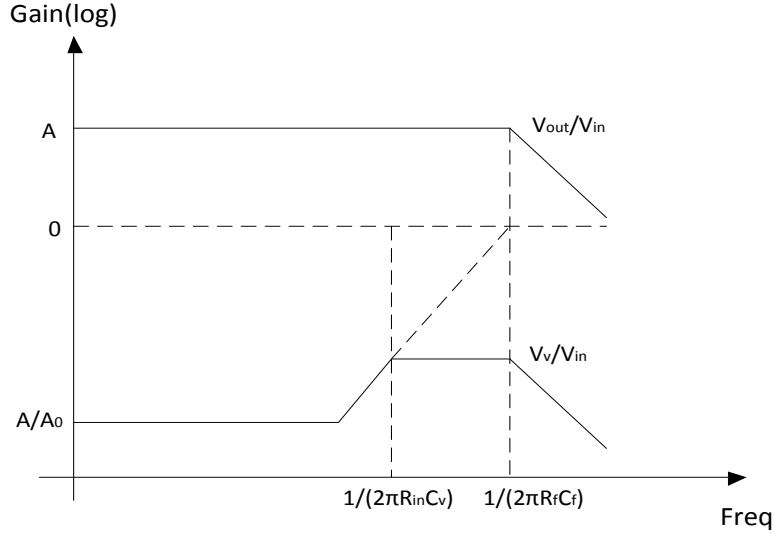
$$\frac{V_v}{V_{in}} = \frac{\frac{R_f}{R_{in}} j \frac{\omega}{2\pi GBW}}{1 + \frac{R_f + R_{in}}{R_{in}} j \frac{\omega}{2\pi GBW}} \approx \frac{A j \frac{\omega}{2\pi GBW}}{1 + A j \frac{\omega}{2\pi GBW}} \quad (2.9)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς από την είσοδο στην έξοδο είναι:

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{-\frac{R_f}{R_{in}}}{1 + \frac{R_f + R_{in}}{R_{in}} j \frac{\omega}{2\pi GBW}} \approx \frac{-A}{1 + A j \frac{\omega}{2\pi GBW}} \quad (2.10)$$

Το συμπέρασμα από τις εξισώσεις αυτές είναι ότι το GBW πρέπει να είναι κατά ένα συντελεστή υψηλότερο από την υψηλότερης συχνότητας συνιστώσα που πρέπει να επεξεργαστεί. Αυτό θα ήταν αληθές αν το κύκλωμα χρησιμοποιούταν ως βαθυπερατό φίλτρο με ένα επιπλέον πυκνωτή C_f στο βρόχο ανάδρασης. Στην περίπτωση του μίκτη, ωστόσο, υπάρχει ένα ευρύ φάσμα ρευμάτων εισόδου στον κόμβο κατ' ουσίαν γης, από dc μέχρι $2f_{LO}$ (πάνω από 2 GHz), αλλά το επιθυμητό σήμα είναι μόνο μερικές εκατοντάδες KHz τοποθετημένα στη βασική ζώνη συχνοτήτων. Το εύρος ζώνης εξόδου BW, το οποίο δίνεται από την (2.10) ως GBW/A , πρέπει να είναι τουλάχιστον 500 KHz ή μεγαλύτερο. Το περιορισμένο αυτό εύρος ζώνης μπορεί να υλοποιηθεί χρησιμοποιώντας ένα τελεστικό με μικρό GBW. Σε συνδυασμό με ένα πυκνωτή C_f το εύρος ζώνης μπορεί να μειωθεί περαιτέρω και μπορεί να τοποθετηθεί με μεγαλύτερη ακρίβεια. Η χρήση ενός τελεστικού με μικρό GBW θέτει ένα πρόβλημα. Όπως φαίνεται από την (2.9) πέρα από το BW το σήμα εισόδου μεταφέρεται στον κόμβο κατ' ουσίαν γης. Η λύση για το πρόβλημα αυτό είναι η προσθήκη

επιπλέον χωρητικότητας στους κόμβους κατ' ουσίαν γης. Εισάγεται, λοιπόν, ένας επιπλέον πόλος στις (2.9) και (2.10) ο οποίος τοποθετείται στη συχνότητα $1/(2\pi R_{in}C_v)$. Για να μην αλλάξει το εύρος ζώνης εξόδου, θα πρέπει να τοποθετηθεί μεταξύ της $1/(2\pi R_f C_f)$ και του BW. Στο σχήμα 2.20 φαίνεται η συνάρτηση μεταφοράς από την είσοδο στο κατ' ουσίαν βραχυκύκλωμα και την έξοδο.



Σχήμα 2.20: Συνάρτηση μεταφοράς του μίκτη όταν χρησιμοποιείται ως ενισχυτής

Όσον αφορά στο θόρυβο, κύριες πηγές θορύβου είναι τα τρανζίστορ μίξης και το στάδιο εισόδου του τελεστικού. Η πυκνότητα θερμικού θορύβου εξόδου που γεννάται από τις συσκευές αυτές είναι (με το συντελεστή 2 να εισάγεται από τη διαφορική λειτουργία):

$$dv_{out}^2 = 2 \cdot 4kT \left(\frac{2}{3} \frac{1}{g_{m,in,eq}} (R_f \cdot 2g_{DS})^2 + 2g_{DS}R_f^2 \right) df \quad (2.11)$$

Ο ισοδύναμος θόρυβος εισόδου μπορεί να βρεθεί διαιρώντας την έκφραση αυτή με το κέρδος μετατροπής G . Το κέρδος μετατροπής προκύπτει από τη (2.7) ως:

$$G = \frac{(V_{out}^+ - V_{out}^-)_{ptp}}{(V_{RF}^+ - V_{RF}^-)_{ptp}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot \beta R_f (V_{LO}^+ - V_{LO}^-)_{ptp} \quad (2.12)$$

Το πρώτο $\sqrt{2}$ εμφανίζεται επειδή ο πολλαπλασιασμός πραγματοποιείται με ημίτονο και όχι τετραγωνικό παλμό, επομένως πρέπει να χρησιμοποιηθεί η rms τιμή του LO σήματος. Το δεύτερο $\sqrt{2}$ είναι απαραίτητο επειδή μόνο το προϊόν μίξης χαμηλής συχνότητας είναι επιθυμητό. Διαιρώντας την (2.11) με την (2.12) προκύπτει:

$$\begin{aligned} dv_{in}^2 &= \frac{1}{G^2} dv_{out}^2 = \left(\frac{2}{\beta R_f (V_{LO}^+ - V_{LO}^-)_{ptp}} \right)^2 dv_{out}^2 \\ &= 8kT \left(\frac{4g_{DS}}{\beta (V_{LO}^+ - V_{LO}^-)_{ptp}} \right)^2 \left(\frac{2}{3} \frac{1}{g_{m,in,eq}} + \frac{1}{2g_{DS}} \right) df \\ &\equiv 8kT \left(2 \frac{2g_{DS}}{\Delta g_{DS}} \right)^2 \left(\frac{2}{3} \frac{1}{g_{m,in,eq}} + \frac{1}{2g_{DS}} \right) df \end{aligned} \quad (2.13)$$

Ο παράγοντας $4g_{DS}/\Delta g_{DS}$ είναι ο επιπλέον ενδογενής όρος σε κάθε μίκτη ή διπλά εξισορροπημένη δομή. Είναι ίσος με το λόγο του κέρδους του μίκτη που χρησιμοποιείται ως απλά εξισορροπημένος ενισχυτής προς το κέρδος μετατροπής, A/G . Για χαμηλό θόρυβο, ο όρος αυτός πρέπει να είναι όσο το δυνατό μικρότερος. Η ελάχιστη τιμή γι' αυτόν τον επιπλέον όρο προκύπτει όταν το πλάτος του LO σήματος είναι μέγιστο:

$$\frac{A}{G} = 2 \frac{2g_{DS}}{\Delta g_{DS}} = \frac{4\beta(V_{GS} - V_T)}{\beta(V_{LO}^+ - V_{LO}^-)_{ptp}} = \frac{4(V_{RF,DC} - V_{LO,DC} - V_T)}{(V_{LO}^+ - V_{LO}^-)_{ptp}} \quad (2.14)$$

$$\left(\frac{A}{G}\right)_{min,RF@gates} = \frac{4(V_{RF,DC} - V_{LO,DC} - V_T)}{2V_{LO,DC}} \quad (2.15)$$

$$\left(\frac{A}{G}\right)_{min,LO@gates} = \frac{4(V_{RF,DC} - V_{LO,DC} - V_T)}{2(V_{RF,DC} - V_{LO,DC} - V_T)} = 2 \quad (2.16)$$

Άρα, σύμφωνα με την (2.16), στην περίπτωση που το LO σήμα εφαρμόζεται στις πύλες των τρανζίστορ, η μίξη προσθέτει τουλάχιστον 6 dB στο δείκτη θορύβου. Ο δείκτης θορύβου καθορίζεται από την αγωγιμότητα g_{DS} ενός τρανζίστορ μίξης και από τη διαγωγιμότητα $g_{m,in,eq}$ του σταδίου εισόδου του ενισχυτή. Ο θόρυβος μπορεί να μειωθεί χρησιμοποιώντας μεγαλύτερα $g_{m,in,eq}$ και g_{DS} αλλά τότε αυξάνεται η κατανάλωση ισχύος. Ο θόρυβος του σταδίου εισόδου του ενισχυτή μπορεί να μειωθεί σημαντικά χωρίς να απαιτείται μεγάλη ισχύς χρησιμοποιώντας μεγάλα τρανζίστορ εισόδου και μικρή $V_{GS} - V_T$.

Από τη σχέση (2.15) μπορεί να φαίνεται ότι ο δείκτης θορύβου μπορεί να γίνει αυθαιρέτως μικρός όταν το σήμα RF εφαρμόζεται στις πύλες, εάν $V_{RF,DC} - V_T < 2V_{LO,DC}$. Αυτό υπονοεί όμως μία μείωση του πλάτους εισόδου και επομένως η δυναμική περιοχή (DR) στην είσοδο δε βελτιώνεται. Δεν είναι μόνο απαραίτητο να ελαχιστοποιηθεί ο δείκτης θορύβου του μίκτη. Είναι η ικανότητα του σήματος εισόδου (π.χ. η δυναμική περιοχή) που πρέπει να συγκριθεί με την κατανάλωση ισχύος. Ένα καλό μέτρο για την απόδοση του μίκτη είναι λοιπόν η DR ανά Watt:

$$\left(\frac{DR}{P}\right)_{RF@gates} = \left(\frac{S}{N}\right)^2 \cdot \frac{1}{P} = \frac{(V_{RF,DC} - V_{LO,DC} - V_T)^2}{8kT \left(\frac{A}{G}\right)^2 \frac{1}{2g_{DS}} BW} \frac{1}{(V_{LO}^+ - V_{LO}^-)^2 g_{DS}} = \frac{1}{16 \cdot 4kT \cdot BW} \quad (2.17)$$

Η σχέση (2.17) δε λαμβάνει υπόψη την κατανάλωση ισχύος και το θόρυβο του ενισχυτή. Χρειάζεται μόνο ένας ενισχυτής χαμηλών συχνοτήτων, οπότε η κατανάλωση ισχύος και ο θόρυβος μπορούν να γίνουν επαρκώς μικρά. $4kT \cdot BW$ είναι η ενδογενής ισχύς θορύβου ενός σήματος με εύρος ζώνης BW και ο θόρυβος κάθε ηλεκτρονικού δομικού μπλοκ με εύρος ζώνης BW δεν μπορεί να είναι μικρότερος από την τιμή αυτή. Ο συντελεστής $1/16$ μπορεί να οριστεί ως η επάρκεια ισχύος (power efficiency) για το μίκτη αυτό. Είναι ανεξάρτητος από το επιλεγμένο πλάτος εισόδου, το επίπεδο θορύβου, το εύρος ζώνης εισόδου ή την κατανάλωση ισχύος. Στην πραγματικότητα, αυτή η επάρκεια ισχύος εξαρτάται, σε αυτή την τοπολογία και για μελέτη 1^{ης} τάξης, μόνο από την ίδια την τοπολογία και μπορεί να οριστεί για πολλά άλλα δομικά μπλοκ όπως LNA, ενισχυτές, φίλτρα, μετατροπείς A/D και για κάθε άλλου τύπου μίκτη.

$$n = \frac{S_{input}^2}{P_{total}} \cdot \frac{P_{intrinsic\ noise}}{N_{input}^2} \left[\frac{V^2}{Watt} \cdot \frac{4kT}{V^2/Hz} = \text{αδιάστατο} \right] \quad (2.18)$$

Η επάρκεια ισχύος ενός υψηλής ποιότητας ενισχυτή χαμηλών συχνοτήτων μπορεί να είναι σχεδόν 50%. Η επάρκεια ισχύος για το μίκτη αυτής της τοπολογίας, αν δε λάβουμε υπόψη την επάρκεια ισχύος της πηγής του σήματος LO, είναι σχεδόν 6% και είναι μία πολύ υψηλή τιμή για μίκτες υψηλών συχνοτήτων.

Η σχέση (2.17) είναι λίγο διαφορετική όταν το LO σήμα αντί για το RF εφαρμόζεται στις πύλες των τρανζίστορ:

$$\left(\frac{DR}{P}\right)_{LO@gates} = \frac{S}{N} \cdot \frac{1}{P} \cdot \frac{V_{LO,DC}^2}{8kT \left(\frac{A}{G}\right)^2 \frac{1}{2g_{DS}} BW} \cdot \frac{1}{4V_{LO,DC}^2 \cdot g_{DS}} \quad (2.19)$$

και μόνο όταν το A/G είναι ελάχιστο η σχέση (2.19) γίνεται:

$$\left(\frac{DR}{P}\right)_{LO@gates} = \frac{1}{16 \cdot 4kT \cdot BW} \quad (2.20)$$

Η επάρκεια ισχύος 6% στην περίπτωση αυτή επιτυγχάνεται μόνο με μέγιστο LO σήμα, ενώ στην περίπτωση που εφαρμόζεται το RF σήμα στις πύλες επιτυγχάνεται ανεξάρτητα από το πλάτος του LO σήματος.

Μία υλοποίηση αυτού του μίκτη σε τεχνολογία CMOS 1,2μm δίνει τα αποτελέσματα που φαίνονται στον πίνακα 2.2. [6]

-6dB Εύρος Ζώνης Εισόδου	1.5GHz
Εύρος Ζώνης Εξόδου	780KHz
Κέρδος Μετατροπής	18dB (για 12dBm LO σήμα)
IIP3	45.2dBm
Δείκτης Θορύβου	32dB
IMFDR3	59.6dB
Κατανάλωση Ισχύος	1.3mW
Εμβαδό chip	1mm ²

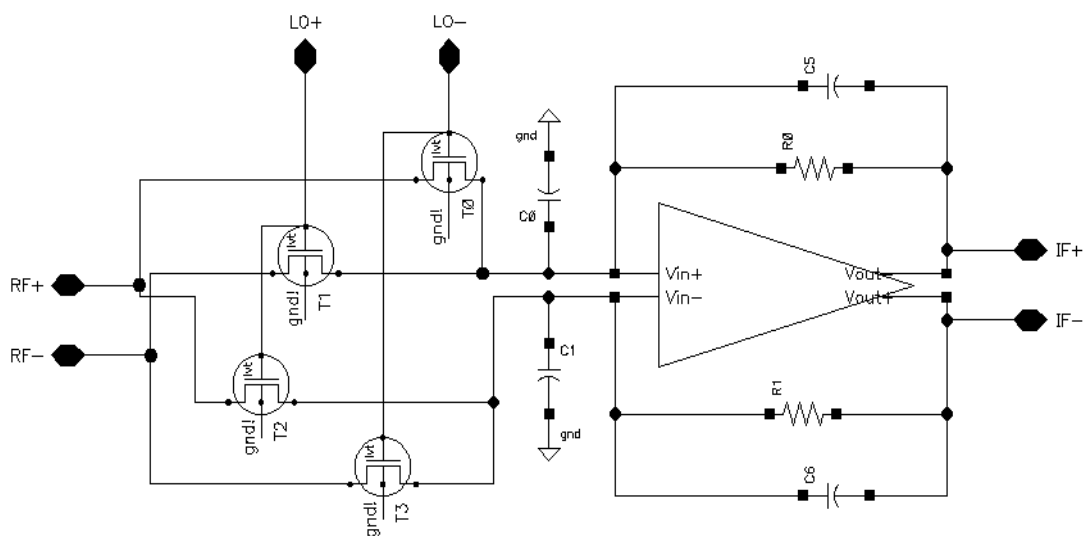
Πίνακας 2.2: Μετρήσεις επίδοσης μίκτη

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Σχεδίαση του κυκλώματος

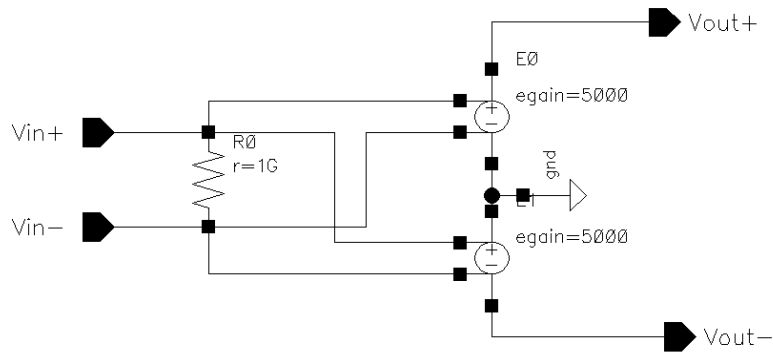
3.1 Εισαγωγή

Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας επιλέχθηκε η τοπολογία που προτείνεται στο [6], όταν το LO σήμα εφαρμόζεται στις πύλες των τρανζίστορ, και φαίνεται στο σχήμα 3.1. Προσομοιώθηκε η συμπεριφορά του μίκτη υποβιβασμού συχνότητας στο περιβάλλον Cadence Virtuoso με χρήση του προσομοιωτή Spectre για χρήση σε ετερόδυνο δέκτη με $IF = 1$ GHz και την RF συχνότητα να μεταβάλλεται από 10 GHz μέχρι 80 GHz.



Σχήμα 3.1: Τοπολογία μίκτη

Λόγω της παρουσίας των πυκνωτών C_0 και C_1 στους κόμβους κατ' ουσίαν γης του τελεστικού μπορεί να διαχωριστεί ο σχεδιασμός της δομής εισόδου και του ενισχυτή, οπότε για τον τελεστικό ενισχυτή χρησιμοποιήθηκε αρχικά το μοντέλο του σχήματος 3.2, ένας δηλαδή ιδανικός τελεστικός ενισχυτής με κέρδος 80 dB για όλες τις συχνότητες.



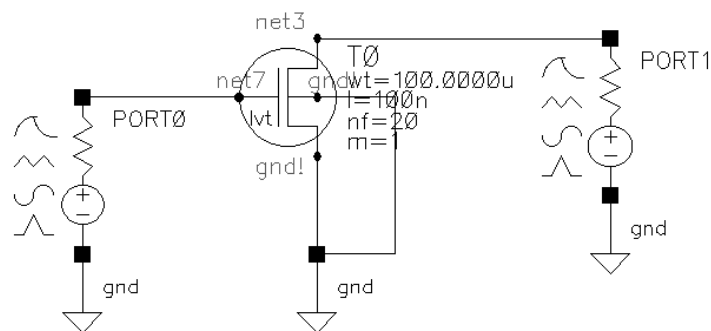
Σχήμα 3.2: Μοντέλο ιδανικού ενισχυτή κέρδους 80 dB

Στους κόμβους κατ' ουσίαν γης του τελεστικού τοποθετήθηκαν πυκνωτές 30 pF ώστε τα ρεύματα υψηλής συχνότητας να οδηγούνται στη γη μέσω αυτών και να μη μετατρέπονται σε τάσεις. Οι αντιστάσεις της ανάδρασης του τελεστικού έχουν τιμή 1 KΩ για να παρέχουν υψηλό κέρδος μετατροπής και οι πυκνωτές της ανάδρασης έχουν τιμή 0.1 pF, με αποτέλεσμα το εύρος ζώνης εξόδου να είναι περίπου ίσο με 1.5 GHz.

Για τα τρανζίστορ μίξης χρησιμοποιήθηκαν τα τρανζίστορ `lvtnfet_rf` της τεχνολογίας CMOS 90nm της IBM. Τα τρανζίστορ αυτά έχουν χαμηλή τάση κατωφλίου και μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε υψηλές συχνότητες.

3.1.1 Μέτρηση της συχνότητας αποκοπής των τρανζίστορ

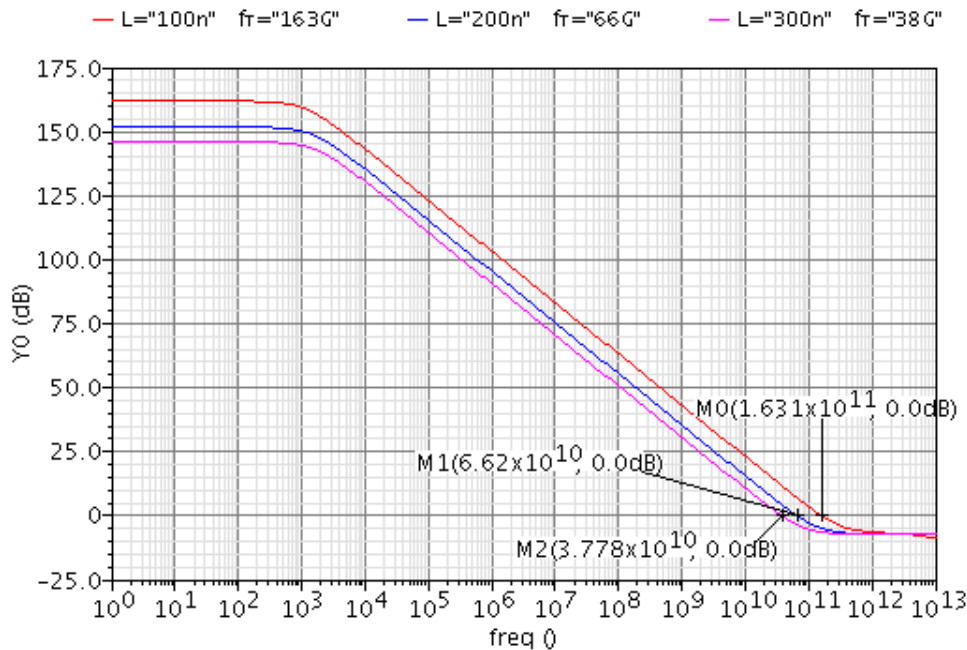
Για να διαπιστωθεί μέχρι ποια συχνότητα μπορούν να χρησιμοποιηθούν τα τρανζίστορ, μετρήθηκε η συχνότητα μετάβασης (ή αποκοπής) για ένα τρανζίστορ με συνολικό πλάτος W ίσο με 100 μm , 20 fingers και για μήκος L ίσο με 100 nm, 200 nm και 300nm, ως η συχνότητα στην οποία το κέρδος ρεύματος βραχυκύκλωσης του τρανζίστορ γίνεται μονάδα.



Σχήμα 3.3: Testbench για μέτρηση συχνότητας αποκοπής τρανζίστορ

Το testbench που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο σχήμα 3.3, ενώ τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στο σχήμα 3.4 και συμφωνούν με τα θεωρητικώς αναμενόμενα αφού η

μείωση του μήκους L οδηγεί σε δραστική αύξηση της f_T . Δεν είναι αντιστρόφως ανάλογη του L^2 όμως λόγω φαινομένων short-channel όπως είναι ο κορεσμός της ταχύτητας των φορέων.



Σχήμα 3.4: Μέτρηση συχνότητας αποκοπής τρανζίστορ

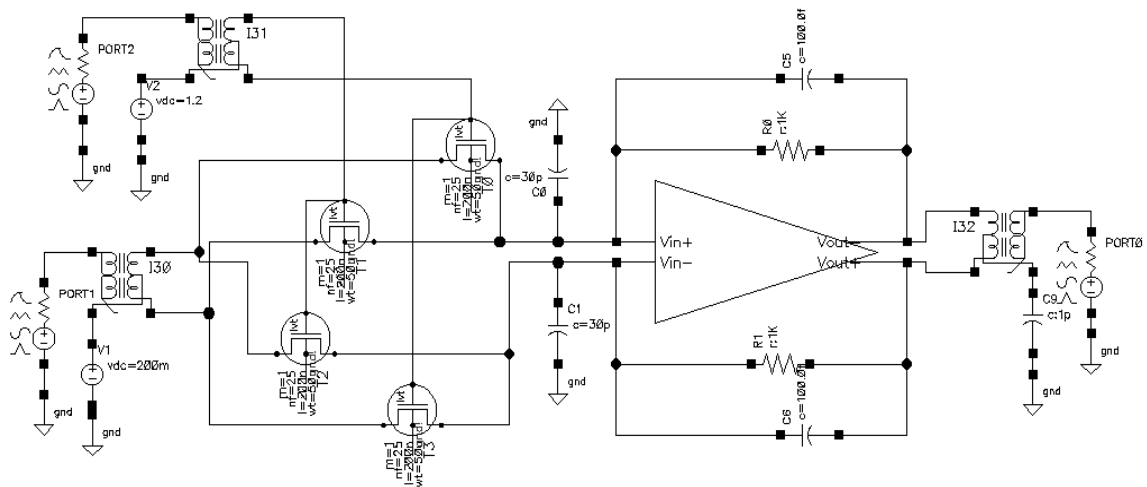
Στο σημείο αυτό θα πρέπει να σημειωθεί ότι δεν έχει νόημα να εξετάσουμε τη συμπεριφορά του κυκλώματος σε συχνότητες μεγαλύτερες από τη συχνότητα μοναδιαίου κέρδους ρεύματος των τρανζίστορ από τα οποία αποτελείται. Στη συνέχεια, όμως, παρουσιάζονται για λόγους ομοιομορφίας συγκριτικά αποτελέσματα για κάποια βασικά μεγέθη του μίκτη για διάφορα μήκη L των τρανζίστορ του για συχνότητες μέχρι 80 GHz.

3.2 Προσομοιώσεις μίκτη

Για τις προσομοιώσεις κάποιων βασικών μεγεθών του μίκτη χρησιμοποιήθηκε το testbench του σχήματος 3.5.

Τα RF και LO σήματα προέρχονται από τις θύρες PORT1 και PORT2 αντίστοιχα, οι οποίες έχουν χαρακτηριστική αντίσταση 50 Ω, και γίνονται διαφορικά μέσω των baluns. Ιδιαίτερη προσοχή δόθηκε στην πόλωση των σημάτων αυτών, ώστε τα τρανζίστορ να βρίσκονται πάντα στην τριόδο περιοχή. Η μικρότερη δυνατή τάση που μπορεί να εμφανιστεί στις πύλες (π.χ. $V_{LO,DC} - V_{LO,AC}$) πρέπει να είναι μεγαλύτερη τουλάχιστον κατά V_T από τη μεγαλύτερη δυνατή τάση στις πηγές (π.χ. $V_{RF,DC}$), αλλιώς τα τρανζίστορ θα σταματήσουν να άγουν μέσα σε μία περίοδο μίξης. Τα τρανζίστορ θα μπουν στον κόρο όταν η μέγιστη τάση V_{DS} (π.χ. $V_{RF,AC}$) γίνει μεγαλύτερη από τη μικρότερη $V_{GS} - V_T$ (π.χ. $V_{LO,DC} - V_{LO,AC} - V_{RF,DC} - V_T$). Πιο συγκεκριμένα, επιλέχθηκε η dc στάθμη του LO σήματος στα 1.2 V και του RF σήματος στα 0.2 V. Για να μην οδηγηθεί κάποιο από τα τρανζίστορ στον κόρο πρέπει $V_{RF} + V_{LO} \leq 4 (V_{LO,DC} - V_{RF,DC} - V_T) \approx 1.6 V_{ptp}$. Για τις προσομοιώσεις το LO σήμα είχε πλάτος 0.7 V_{ptp} και το RF σήμα 0.1 V_{ptp} , εξασφαλίζοντας ότι τα τρανζίστορ θα βρίσκονται πάντα στην

τρίοδο περιοχή. Το IF σήμα μετατρέπεται από διαφορικό σε μονής εξόδου μέσω balun και μετράται από τη θύρα PORT0, η οποία έχει και αυτή χαρακτηριστική αντίσταση 50 Ω.

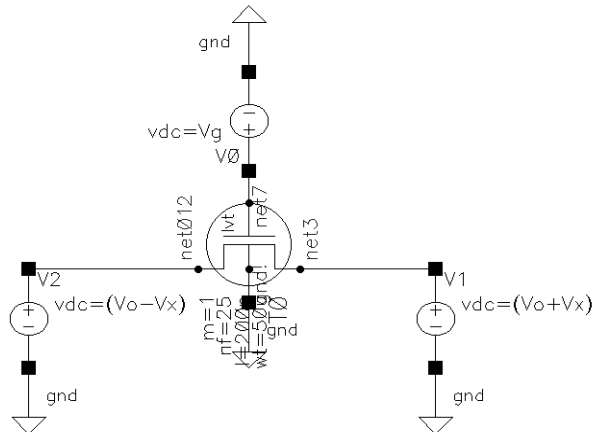


Σχήμα 3.5: Testbench για προσομοιώσεις σχηματικού μίκτη

3.2.1 Προβλήματα των χρησιμοποιούμενων μοντέλων των τρανζίστορ

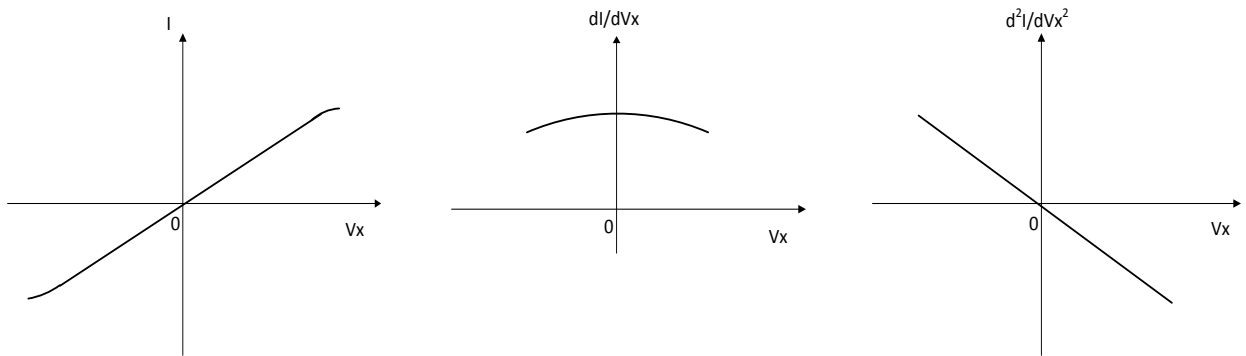
Ένας σημαντικός παράγοντας που πρέπει να ληφθεί υπόψη κατά τη σχεδίαση του μίκτη είναι αν το μοντέλο για τα τρανζίστορ που χρησιμοποιείται στις προσομοιώσεις είναι αξιόπιστο και κατ'επέκταση αν μπορούμε να εμπιστευτούμε τα αποτελέσματα που μας δίνει. Για ένα μίκτη η μέτρηση των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης (IM3) χρησιμοποιείται συνήθως για την αξιολόγηση της παραμόρφωσης που εισάγει ο μίκτης. Δυστυχώς, η προσομοίωση του IM3 μπορεί να είναι ποιοτικά λανθασμένη σε κάποιες περιπτώσεις, λόγω των προβλημάτων των μοντέλων που χρησιμοποιούνται για τα MOS τρανζίστορ. Το πρόβλημα της μοντελοποίησης του IM3 μπορεί να διαπιστωθεί στην περίπτωση που χρησιμοποιήσουμε μία ημιτονοειδή τάση (μηδενικής dc πόλωσης και μεταβλητού πλάτους A) για να οδηγήσουμε την υποδοχή ενός τρανζίστορ, του οποίου η πύλη είναι πολωμένη ώστε το τρανζίστορ να άγει, και υπολογίσουμε τον ταχύ μετασχηματισμό Fourier (FFT) του ρεύματος υποδοχής για να βρούμε το πλάτος των αρμονικών του ρεύματος. Το τρανζίστορ λειτουργεί ως μία ασθενώς μη γραμμική αντίσταση, η οποία παράγει τις αρμονικές που αναλύονται. Τόσο η θεωρία όσο και τα πειραματικά αποτελέσματα δείχνουν ότι η 2^η αρμονική πρέπει να είναι ανάλογη του τετραγώνου του πλάτους του σήματος (A^2) και η 3^η αρμονική ανάλογη του A^3 . Ως αποτέλεσμα της αφύσικης ασύμμετρης συμπεριφοράς του μοντέλου του MOSFET γύρω από τη $V_{ds} = 0$ πολλά μοντέλα συμπεριλαμβανομένου του BSIM4 που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα διπλωματική εργασία αποτυγχάνουν στη δοκιμή συμμετρίας Gummei και πρέπει να χρησιμοποιούνται με προσοχή για τη μέτρηση του IM3 και άλλων μεγεθών παραμόρφωσης. [7]

3.2.1.1 Δοκιμή συμμετρίας Gummel (Gummel symmetry test)

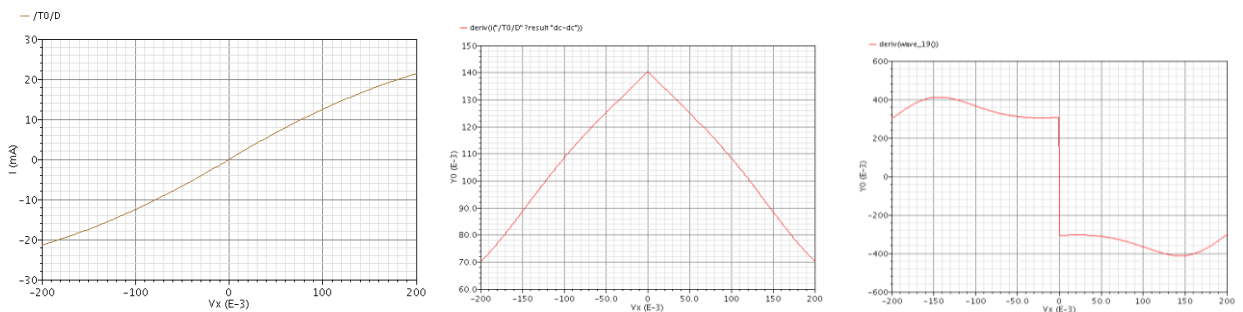


Σχήμα 3.6: Κύκλωμα για τη δοκιμή συμμετρίας Gummel

Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.6 πολώνουμε ένα τρανζίστορ συμμετρικά ως προς την υποδοχή και την πηγή με $V_d = V_o + V_x$ και $V_s = V_o - V_x$, οπότε το ρεύμα υποδοχής I_d είναι περιττή συνάρτηση του V_x . Επομένως, οι παράγωγοι περιττής τάξης του $I_d (V_x)$ πρέπει να είναι συνεχείς στο $V_x = 0$ και οι παράγωγοι άρτιας τάξης συμπεριλαμβανομένης της $\partial^2 I_d / \partial V_x^2$ πρέπει να υπάρχουν και να είναι ίσες με μηδέν στο $V_x = 0$. Ένα σωστό μοντέλο θα πρέπει να εμφανίζει τη συμπεριφορά που φαίνεται στα σχήματα 3.7(α), ενώ το μοντέλο που χρησιμοποιήθηκε (BSIM4.3) εμφανίζει τη συμπεριφορά που φαίνεται στα σχήματα 3.7(β). [8]



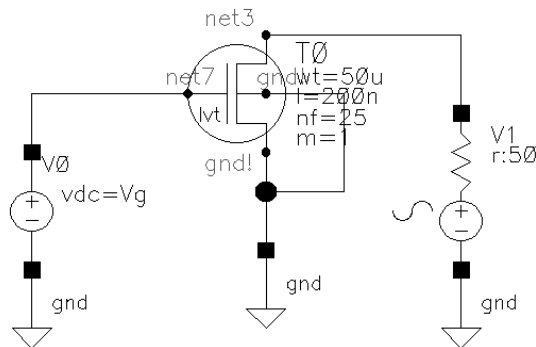
(α)



(β)

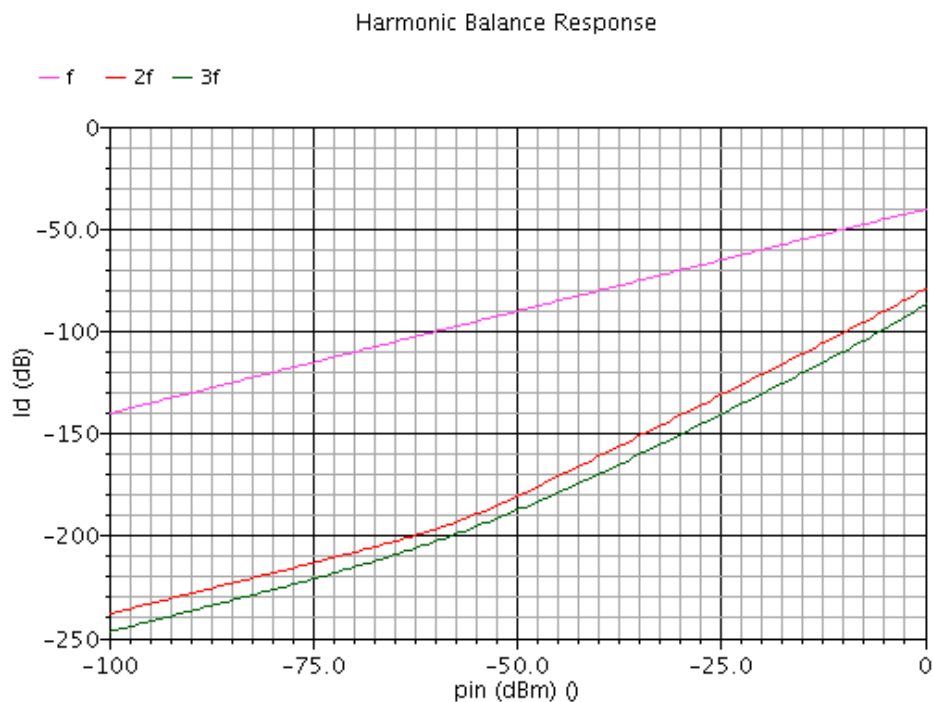
Σχήμα 3.7: I_d , $\partial I_d / \partial V_x$, $\partial^2 I_d / \partial V_x^2$ συναρτήσεις του V_x για (α) ένα ποιοτικά σωστό μοντέλο και (β) για το μοντέλο BSIM4.3 που χρησιμοποιήθηκε

3.2.1.2 Προσομοίωση ισορροπίας αρμονικών (harmonic balance)



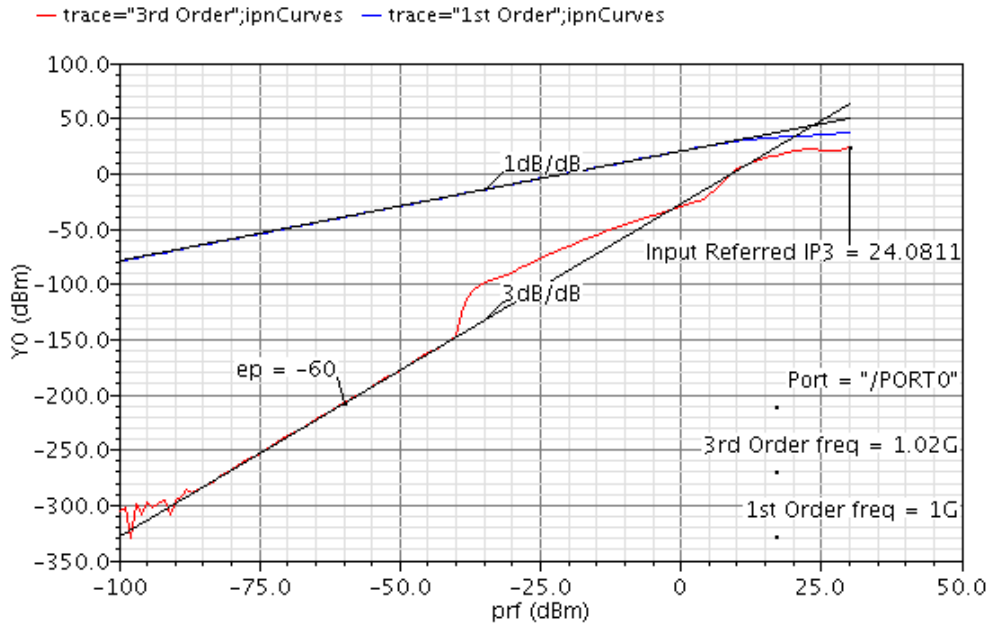
Σχήμα 3.8: Κύκλωμα για τη μέτρηση της παραμόρφωσης

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης harmonic balance με ένα μόνο τόνο, για την οποία χρησιμοποιήθηκε το κύκλωμα του σχήματος 3.8, φαίνονται στο σχήμα 3.9. Παρατηρούμε ότι η αρμονική 3^{ης} τάξης δεν έχει την αναμενόμενη κλίση 3.



Σχήμα 3.9: Αποτελέσματα προσομοίωσης ισορροπίας αρμονικών

Στο κύκλωμα του μίκτη που χρησιμοποιήθηκε τα τρανζίστορ λειτουργούν με V_{ds} κοντά στο μηδέν, με αποτέλεσμα στις προσομοιώσεις για την εύρεση του σημείου παρεμβολής 3^{ης} τάξης (IIP3) να εμφανίζονται ασυνέχειες, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.10. Ιδιαίτερη προσοχή δόθηκε ώστε το σημείο με βάση το οποίο χαράσσεται η ευθεία κλίσης 3 (extrapolation point) να βρίσκεται σε περιοχή στην οποία το προϊόν ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης έχει την επιθυμητή κλίση 3.



Σχήμα 3.10: Προσομοίωση για εύρεση σημείου παρεμβολής 3^{ης} τάξης

3.2.2 Monte Carlo ανάλυση

Η στατιστική ανάλυση Monte Carlo χρησιμοποιείται για την εκτίμηση της απόδοσης διαφόρων παραμέτρων και των χαρακτηριστικών επίδοσης των κυκλωμάτων. Οι αποκλίσεις που προκύπτουν κατά την κατασκευή στα στοιχεία ενός κυκλώματος επηρεάζουν την απόδοση της παραγωγής κάθε κυκλώματος που τα περιέχει. Η στατιστική ανάλυση επιτρέπει τη λεπτομερή μελέτη αυτής της σχέσης. Για να γίνει μία στατιστική ανάλυση θα πρέπει το κύκλωμα να περιλαμβάνει στοιχεία στα μοντέλα των οποίων να έχουν αποδοθεί στατιστικά μεταβαλλόμενες τιμές παραμέτρων. Το σχήμα κάθε στατιστικής κατανομής αντιπροσωπεύει τις κατασκευαστικές ανοχές ενός στοιχείου. Κατά τη διάρκεια της ανάλυσης τρέχουν διάφορες προσομοιώσεις, κάθε μία από τις οποίες χρησιμοποιεί διαφορετικές τιμές παραμέτρων για τα στοιχεία, βασισμένες στις στατιστικές κατανομές που καθορίζονται. Μετά το τέλος των προσομοιώσεων, μπορεί να εξεταστεί πως οι κατασκευαστικές ανοχές επηρεάζουν τη συνολική παραγωγή του κυκλώματος, ώστε να χρησιμοποιηθούν άλλα στοιχεία ή να τροποποιηθεί το κύκλωμα για να βελτιωθεί η απόδοσή του.

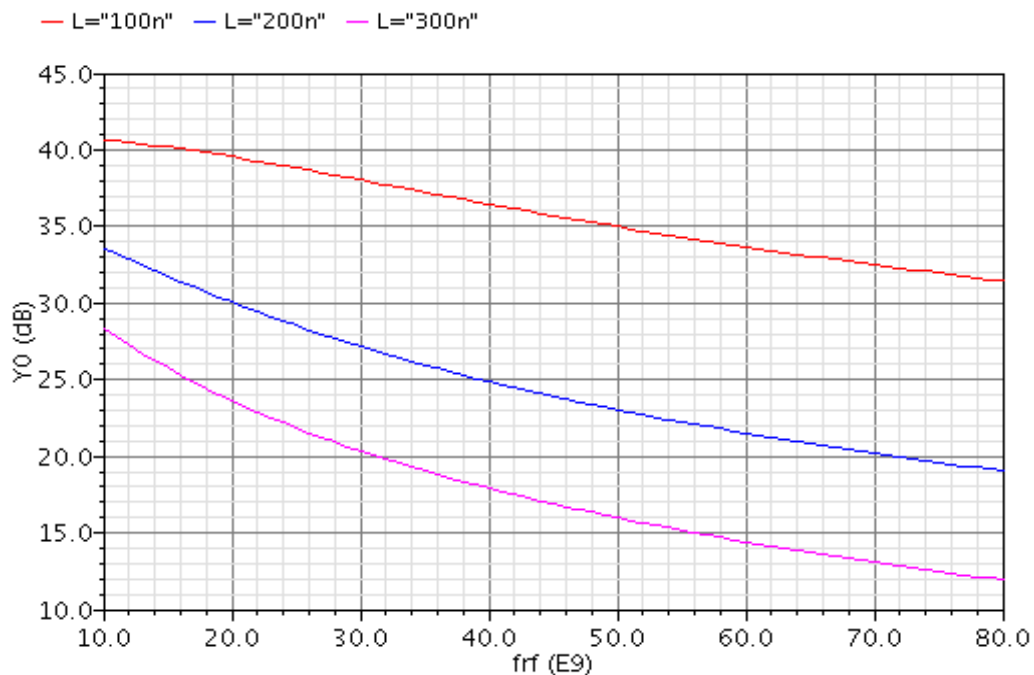
Στα πλαίσια της ανάλυσης Monte Carlo μπορούν να οριστούν αποκλίσεις καθολικές (process), ανά στοιχείο (mismatch) ή και τα δύο (all). Οι καθολικές αποκλίσεις αφορούν αποκλίσεις που προκύπτουν κατά τη διαδικασία κατασκευής και επηρεάζουν όλα τα στοιχεία του κυκλώματος, ενώ οι αποκλίσεις ανά στοιχείο αφορούν αποκλίσεις που προκύπτουν κατά τη διαδικασία κατασκευής και οδηγούν σε διαφοροποιήσεις μεταξύ στοιχείων του κυκλώματος που ιδανικά θα θέλαμε να είναι ταιριασμένα. [9]

Στην περίπτωση του μίκτη, μας ενδιαφέρει να εξετάσουμε πως επηρεάζουν τα μη-ταιριάσματα των τρανζίστορ μίξης τη γραμμικότητα του μίκτη και συγκεκριμένα την τιμή του σημείου παρεμβολής 3^{ης} τάξης (IIP3) και του σημείου παρεμβολής 2^{ης} τάξης (IIP2). Λαμβάνοντας υπόψη τα προβλήματα του μοντέλου των τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκαν (βλ. 3.2.1), έγιναν πολλές

προσομοιώσεις μέχρι να καταλήξουμε στην τιμή του extrapolation point που θα επιλέξουμε και στην πόλωση των σημάτων RF και LO. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρήθηκε ότι αυξάνοντας την dc στάθμη πόλωσης του RF σήματος αυξάνεται η περιοχή τιμών ισχύος του RF σήματος για τις οποίες η αρμονική 3^{ης} τάξης έχει κλίση 3, διευκολύνοντας την εύρεση ενός κατάλληλου extrapolation point για την εύρεση του σημείου παρεμβολής 3^{ης} τάξης (IIP3). Επομένως, αν και θεωρητικά η $V_{RF,DC}$ θα θέλαμε να είναι όσο το δυνατό μικρότερη, ώστε να αυξάνεται η δυναμική περιοχή της εισόδου και η γραμμικότητα, για τις προσομοιώσεις επιλέχθηκαν μεγαλύτερες τιμές πόλωσης για να εξασφαλιστεί η ορθότητα των αποτελεσμάτων.

3.2.3 Εύρος ζώνης λειτουργίας μίκτη

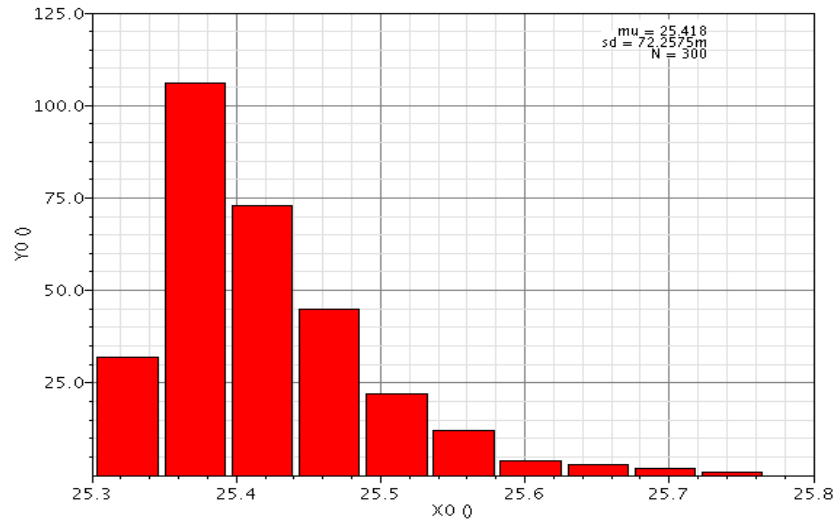
Αρχικά, χρησιμοποιήθηκαν τρανζίστορ με συνολικό πλάτος W ίσο με 100 μm και 20 fingers και μετρήθηκε το εύρος ζώνης λειτουργίας του μίκτη για τρανζίστορ με μήκος L ίσο με 100 nm, 200 nm και 300nm.



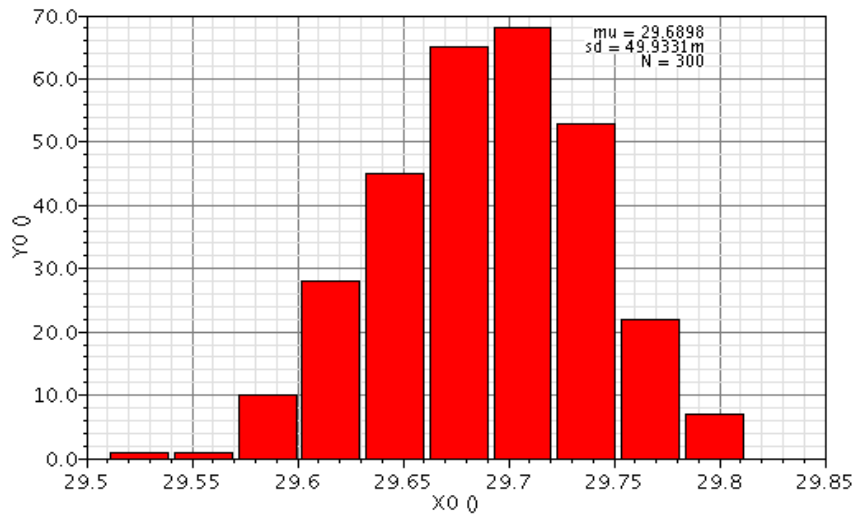
Σχήμα 3.11: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη για διάφορα μήκη L

Όπως παρατηρούμε από το σχήμα 3.11, το κέρδος μετατροπής τάσης του μίκτη για $f_{IF} = 1$ GHz, καθώς η συχνότητα του RF σήματος μεταβάλλεται από 10 GHz μέχρι 80 GHz, μειώνεται κατά 3 dB για $f_{RF} = 32$ GHz όταν $L = 100$ nm, για $f_{RF} = 19$ GHz όταν $L = 200$ nm και για $f_{RF} = 16$ GHz όταν $L = 300$ nm.

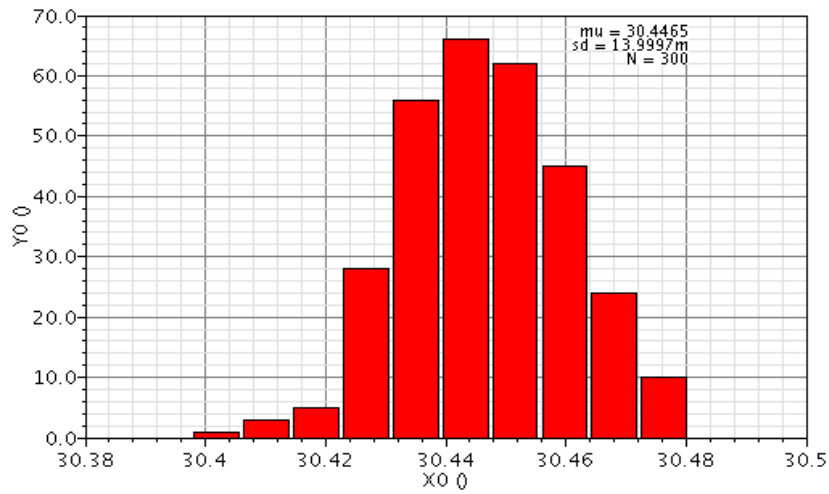
Όσον αφορά στη γραμμικότητα, μετρήθηκε το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης (IIP3) και εξετάστηκε η μεταβολή του λόγω των μη ταιριασμάτων των τρανζίστορ (mismatch) μέσω ανάλυσης Monte Carlo για τρανζίστορ με μήκος L ίσο με 100 nm, 200 nm και 300nm. Τα αποτελέσματα που φαίνονται στο σχήμα 3.12 και συνοψίζονται στον πίνακα 3.1 προέκυψαν για συχνότητα $f_{RF} = 20$ GHz και extrapolation point -60 dBm.



(α)



(β)



(γ)

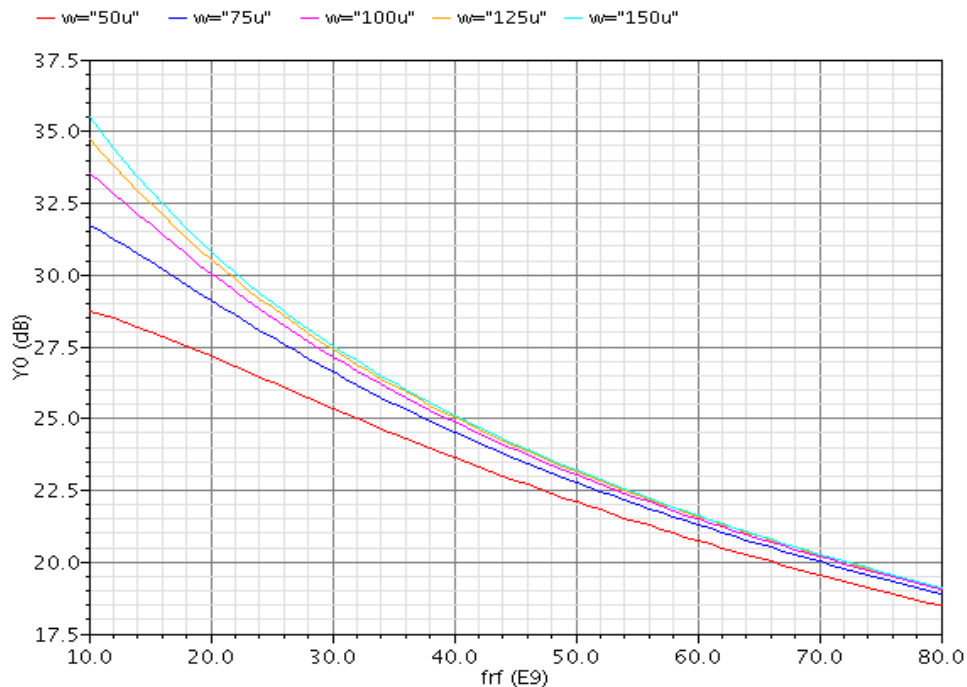
Σχήμα 3.12: Αποτελέσματα Monte Carlo ανάλυσης για το IIP3 για (α) L=100nm, (β) L=200nm, (γ) L=300nm

IIP3			
L [m]	mu [dBm]	sd [dB]	σ [%]
100n	25.418	72m	0.283
200n	29.690	50m	0.168
300n	30.447	14m	0.046

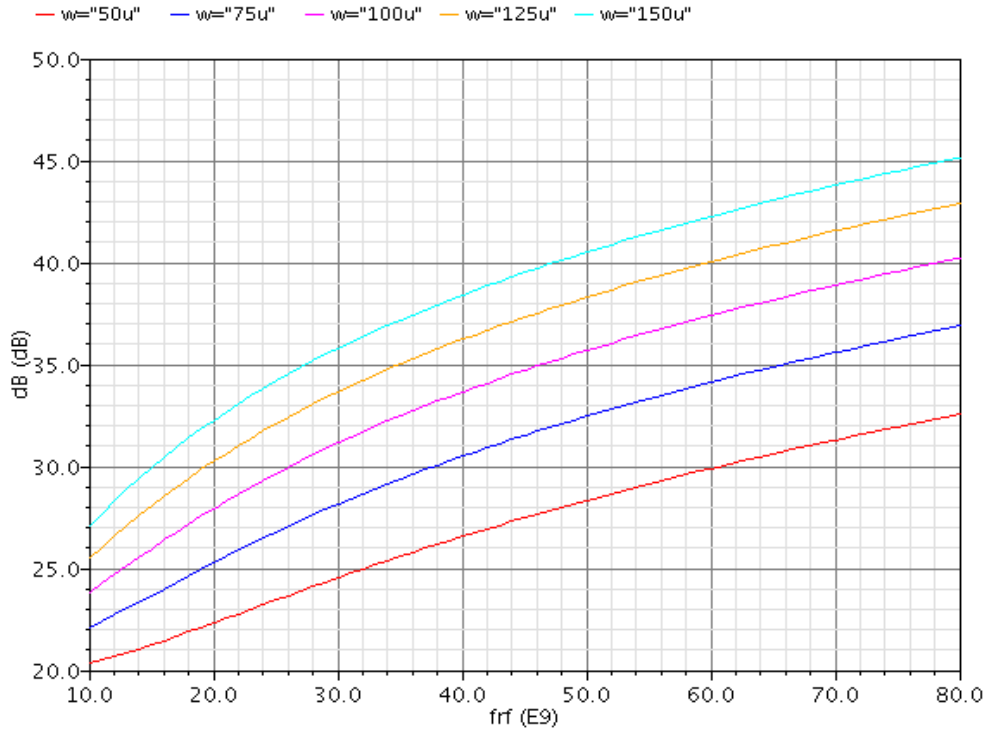
Πίνακας 3.1: Σύνοψη αποτελεσμάτων Monte Carlo ανάλυσης για το IIP3

Παρατηρούμε ότι καθώς αυξάνεται το μήκος L των τρανζίστορ αυξάνεται η τιμή του IIP3 και μειώνεται η απόκλιση του λόγω των μη ταιριασμάτων των τρανζίστορ.

Στη συνέχεια, χρησιμοποιήθηκαν τρανζίστορ με μήκος L ίσο με 200 nm, ως αποτέλεσμα συμβιβασμού μεταξύ γραμμικότητας και εύρους ζώνης λειτουργίας, και μετρήθηκε το κέρδος μετατροπής τάσης (VCG) και ο δείκτης θορύβου (NF) για τρανζίστορ με συνολικό πλάτος W από 50 μm έως 150 μm (με σταθερό πλάτος w_f για το κάθε finger ίσο με 5 μm).



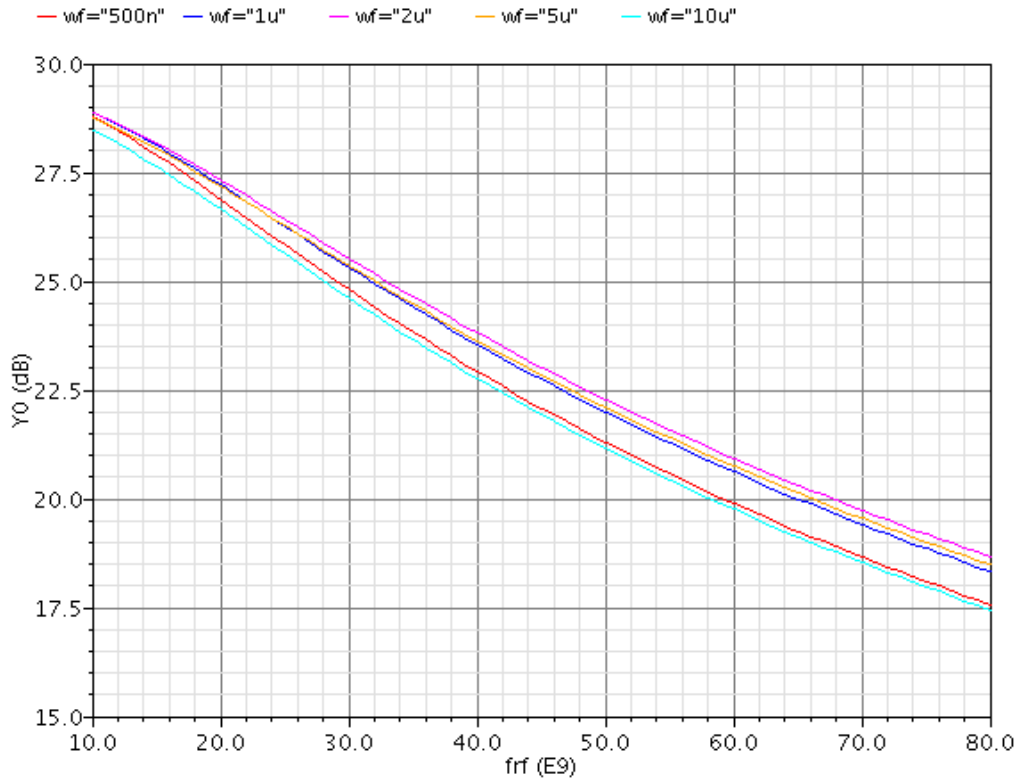
Σχήμα 3.13: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη για διάφορα πλάτη W



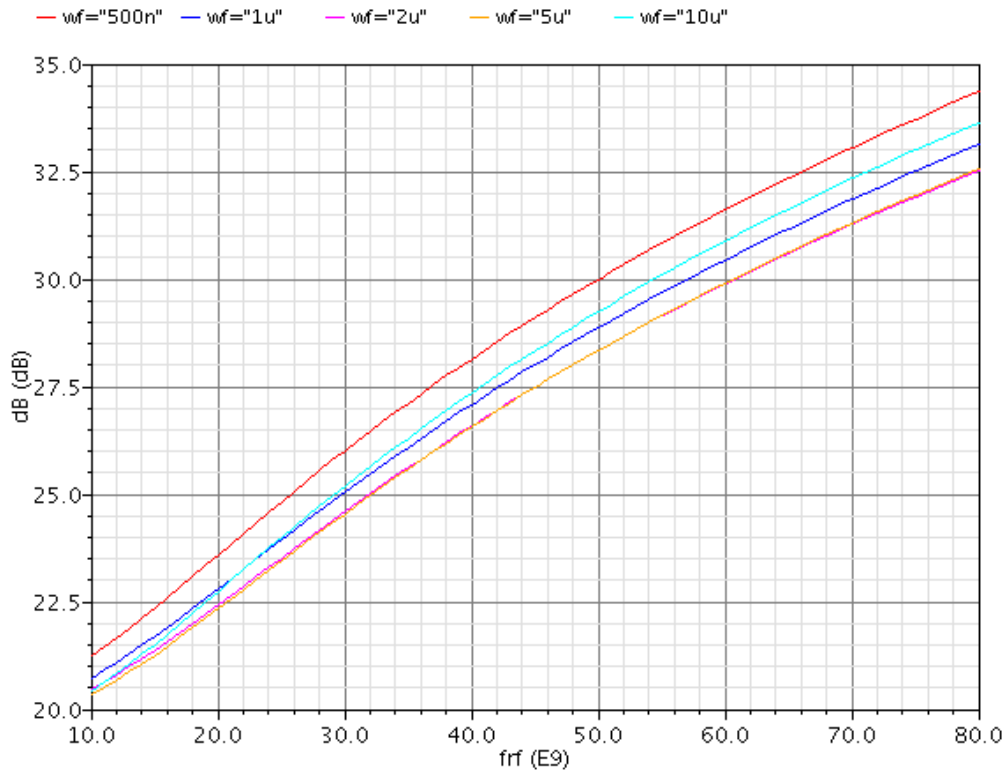
Σχήμα 3.14: Δείκτης θορύβου μίκτη για διάφορα πλάτη W

Παρατηρούμε ότι για μικρό συνολικό πλάτος W το κέρδος μετατροπής τάσης και ο δείκτης θορύβου είναι μικρά και αυξάνονται καθώς αυξάνουμε το W . Όσον αφορά στο εύρος ζώνης λειτουργίας του μίκτη, καθώς πηγαίνουμε σε μεγαλύτερες συχνότητες f_{RF} το κέρδος μετατροπής τάσης μειώνεται, ενώ ο δείκτης θορύβου αυξάνεται. Οι μεταβολές αυτές γίνονται με μεγαλύτερο ρυθμό στην περίπτωση που τα τρανζίστορ έχουν μεγάλο συνολικό πλάτος W .

Επιλέγοντας τρανζίστορ με μήκος L ίσο με 200 nm και συνολικό πλάτος W σταθερό ίσο με 50 μm, μεταβάλλουμε τον αριθμό και το πλάτος w_f των fingers και παρατηρούμε πως μεταβάλλεται το κέρδος μετατροπής τάσης (VCG) και ο δείκτης θορύβου (NF).



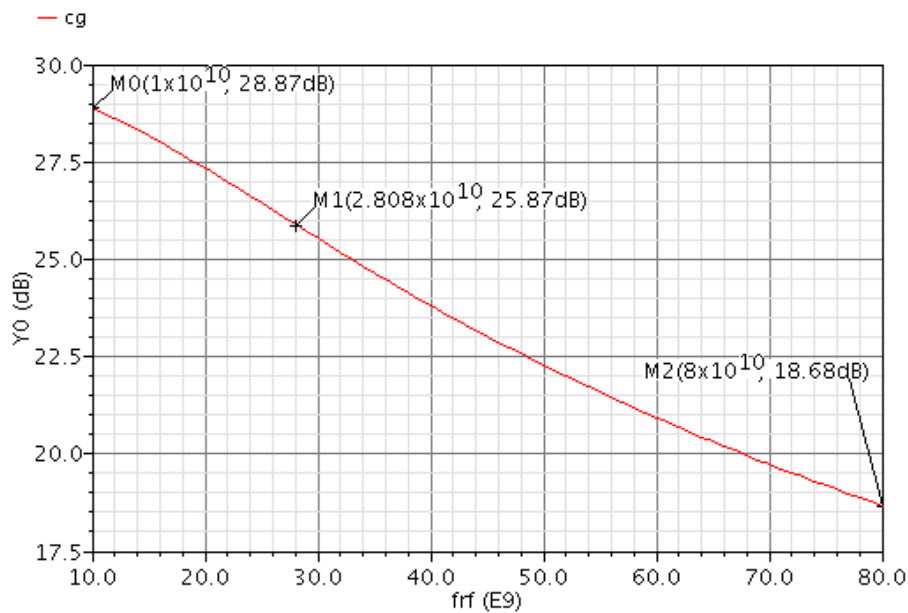
Σχήμα 3.15: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη για διάφορα πλάτη w_f



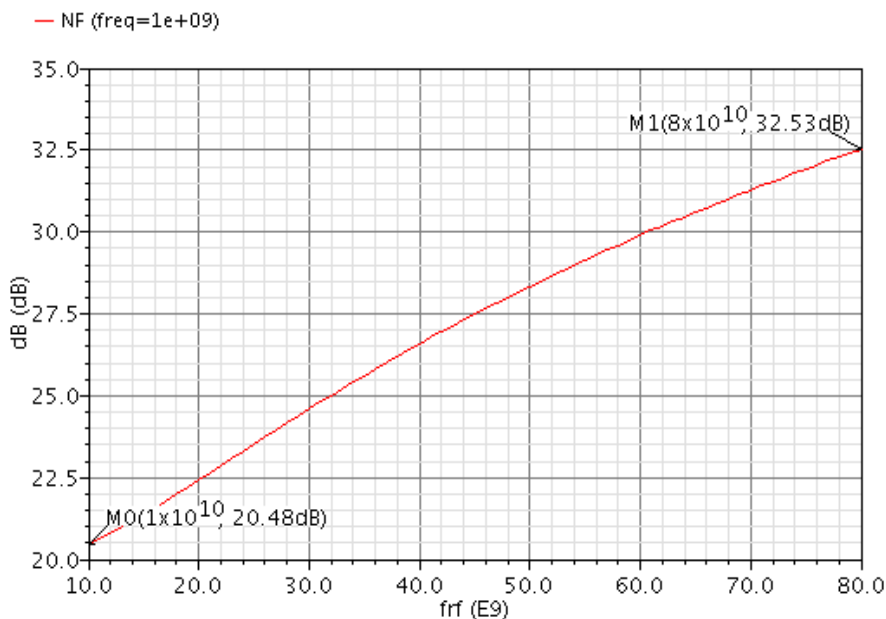
Σχήμα 3.16: Δείκτης θορύβου μίκτη για διάφορα πλάτη w_f

Οι μεταβολές που παρατηρούνται δεν είναι ιδιαίτερα μεγάλες, φαίνεται όμως να υπάρχει μία περιοχή τιμών για τον αριθμό και το πλάτος w_f των fingers η οποία δίνει καλύτερα αποτελέσματα (για πλάτος w_f μεταξύ των 2 μm και των 5 μm).

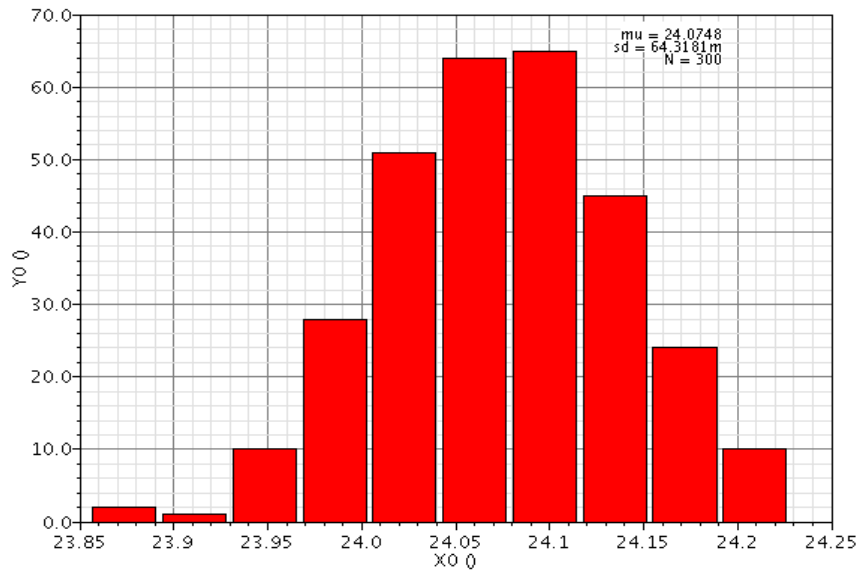
Επιλέγοντας, τελικά, τρανζίστορ με μήκος L ίσο με 200 nm και συνολικό πλάτος W ίσο με 50 μm , με πλάτος w_f ίσο με 2 μm και 25 fingers, προκύπτουν τα διαγράμματα για το κέρδος μετατροπής τάσης και το δείκτη θορύβου, καθώς μεταβάλλεται η συχνότητα του RF σήματος από 10 GHz μέχρι 80 GHz, και για το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης (IIP3), μέσω ανάλυσης Monte Carlo για συχνότητα $f_{\text{RF}} = 20$ GHz και extrapolation point -60 dBm.



Σχήμα 3.17: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη με τρανζίστορ με $L=200\text{nm}$, $W=50\mu\text{m}$ και 25 fingers



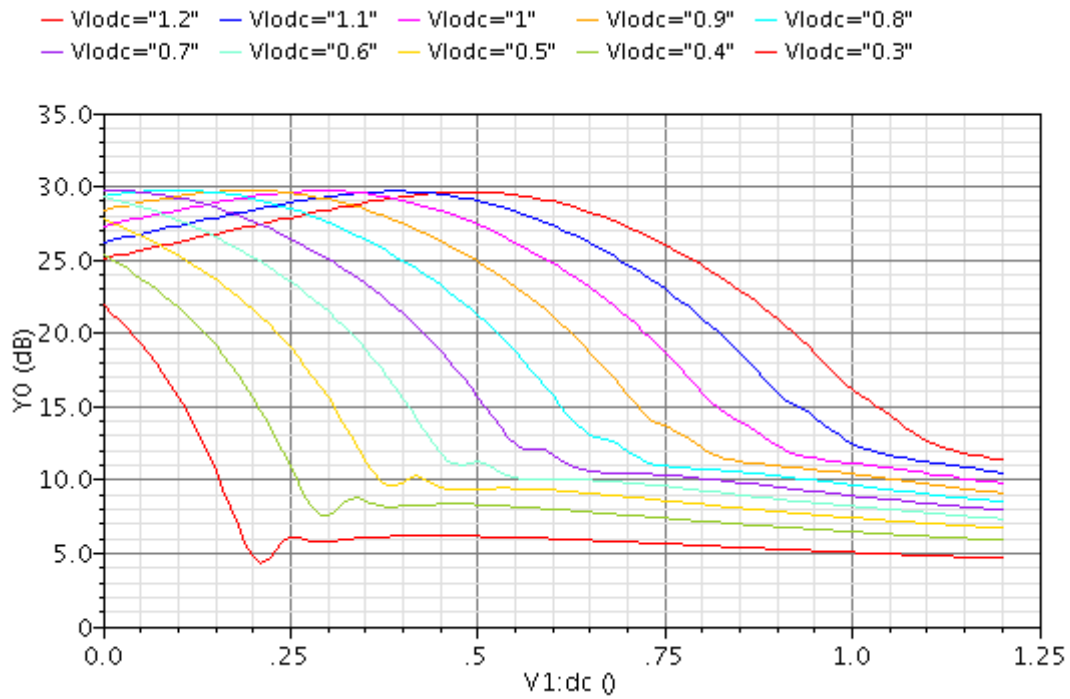
Σχήμα 3.18: Δείκτης θορύβου μίκτη με τρανζίστορ με $L=200\text{nm}$, $W=50\mu\text{m}$ και 25 fingers



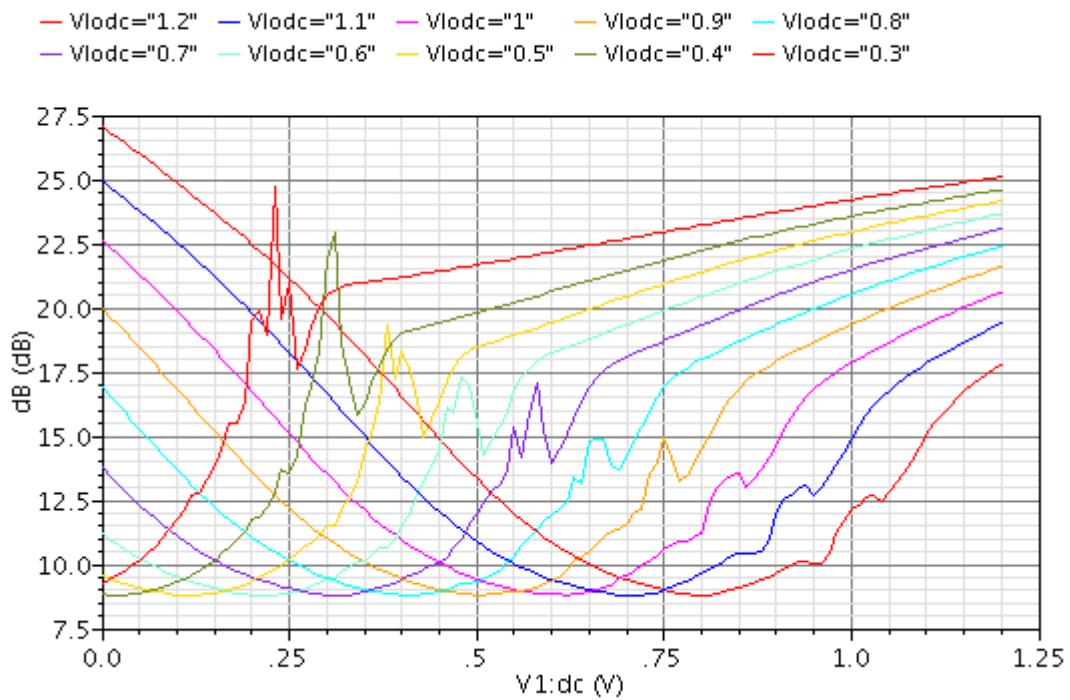
Σχήμα 3.19: Αποτελέσματα Monte Carlo ανάλυσης για το IIP3 μίκτη με τρανζίστορ με L=200nm, W=50um και 25 fingers

3.2.4 Επίδραση πόλωσης στη συμπεριφορά του μίκτη

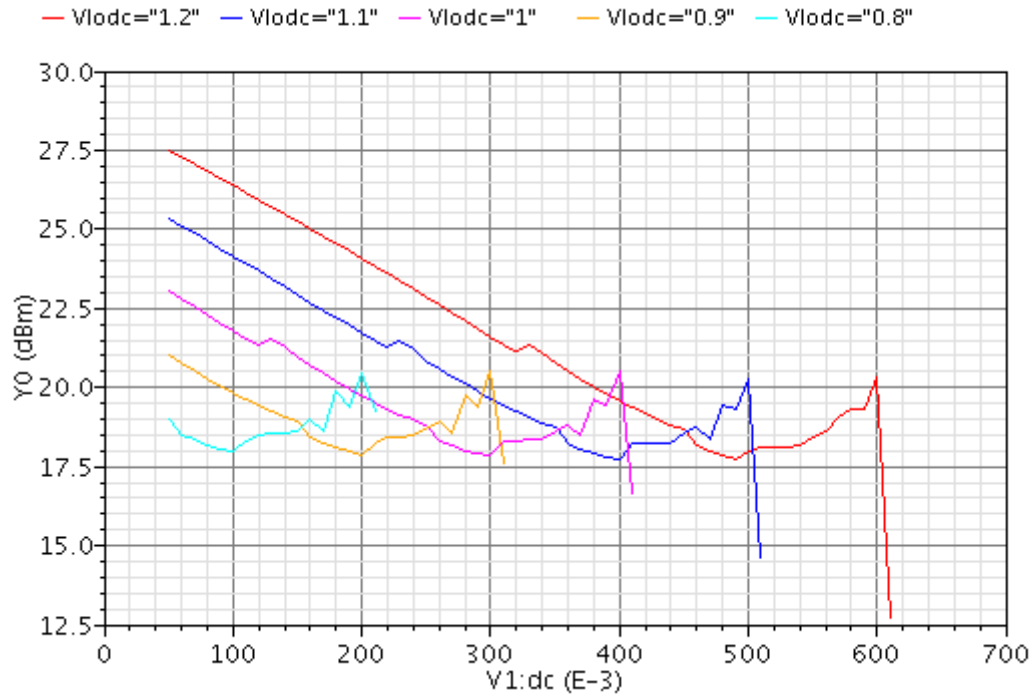
Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, ιδιαίτερη προσοχή δόθηκε στην πόλωση των σημάτων RF και LO, ώστε τα τρανζίστορ να βρίσκονται πάντα στην τριόδο περιοχή. Για να εξετάσουμε την επίδραση που έχει στη συμπεριφορά του μίκτη η μετάβαση των τρανζίστορ στον κόρο, μεταβάλλουμε την πόλωση του RF σήματος από 0 V μέχρι 1.2 V με βήμα 10 mV και του LO σήματος από 0.3 V μέχρι 1.2 V με βήμα 100 mV. Επιλέγοντας τρανζίστορ με μήκος L ίσο με 200 nm και συνολικό πλάτος W ίσο με 50 um, με πλάτος w_f ίσο με 2 um και 25 fingers, προκύπτουν τα διαγράμματα για το κέρδος μετατροπής τάσης και το δείκτη θορύβου για συχνότητα $f_{RF} = 20$ GHz. Για το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης (IIP3) μεταβάλλουμε την πόλωση του LO σήματος από 0.8 V μέχρι 1.2 V με βήμα 100 mV και του RF σήματος από 50 mV με βήμα 10 mV μέχρι την τάση εκείνη για την οποία μπορούμε να πάρουμε αποτελέσματα από την προσομοίωση ισοροπίας αρμονικών (harmonic balance), δεδομένου ότι μετά από κάποια τιμή τάσης ο αλγόριθμος δε συγκλίνει.



Σχήμα 3.20: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη συναρτήσεως της $V_{RF,DC}$



Σχήμα 3.21: Δείκτης θορύβου μίκτη συναρτήσεως της $V_{RF,DC}$

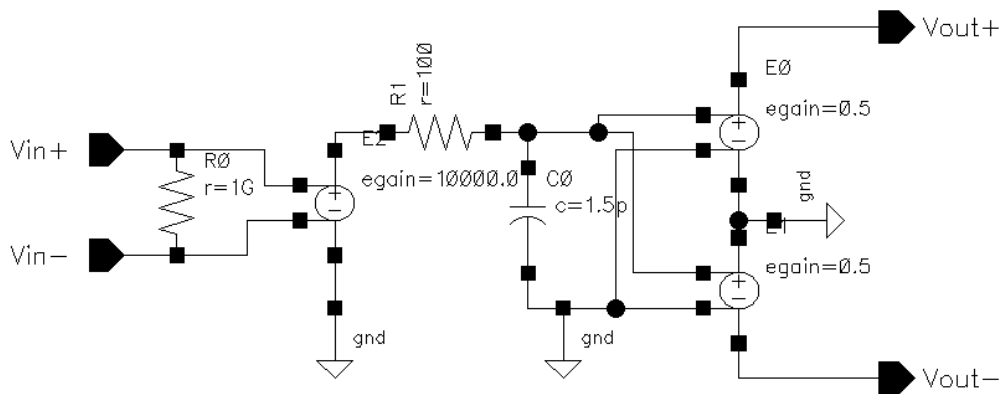


Σχήμα 3.22: Σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης (IIP3) μίκτη συναρτήσει της $V_{RF,DC}$

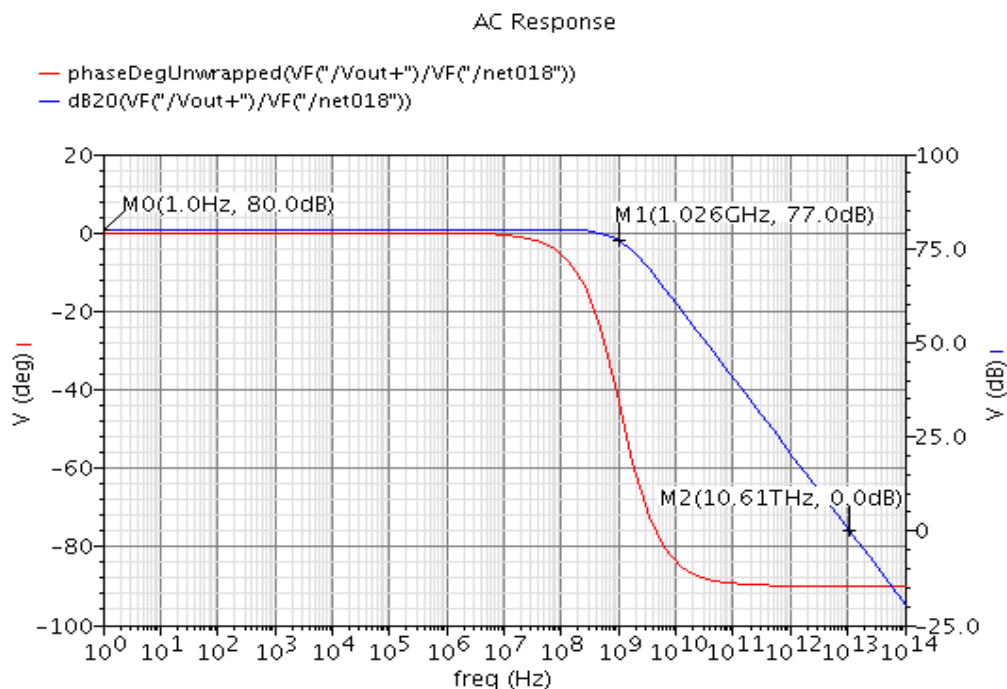
Από τα διαγράμματα αυτά παρατηρούμε ότι όταν τα τρανζίστορ βρίσκονται στην τριόδο περιοχή, όσο μεγαλύτερη η διαφορά $V_{LO,DC} - V_{RF,DC}$, τόσο μεγαλύτερη είναι η γραμμικότητα του μίκτη, ενώ το κέρδος μετατροπής τάσης του μίκτη είναι μικρό και ο δείκτης θορύβου μεγάλος. Όταν τα τρανζίστορ μεταβαίνουν στην περιοχή κόρου η γραμμικότητα μειώνεται σημαντικά, το κέρδος μετατροπής τάσης μειώνεται, μειώνεται όμως και ο δείκτης θορύβου, ο οποίος αρχίζει να αυξάνεται ξανά καθώς αυξάνεται η $V_{RF,DC}$.

3.2.5 Αποτελέσματα με μοντέλο τελεστικού ενισχυτή ενός πόλου

Στη συνέχεια των προσομοιώσεων αντικαταστήσαμε τον ιδανικό τελεστικό ενισχυτή με κέρδος 80 dB για όλες τις συχνότητες, με το μοντέλο τελεστικού ενισχυτή του σχήματος 3.23, δηλαδή με ένα ιδανικό τελεστικό ενισχυτή με dc κέρδος 80 dB και συχνότητα f_{3dB} περίπου ίση με 1 GHz. Η απόκριση συχνότητας του ενισχυτή φαίνεται στο σχήμα 3.24.

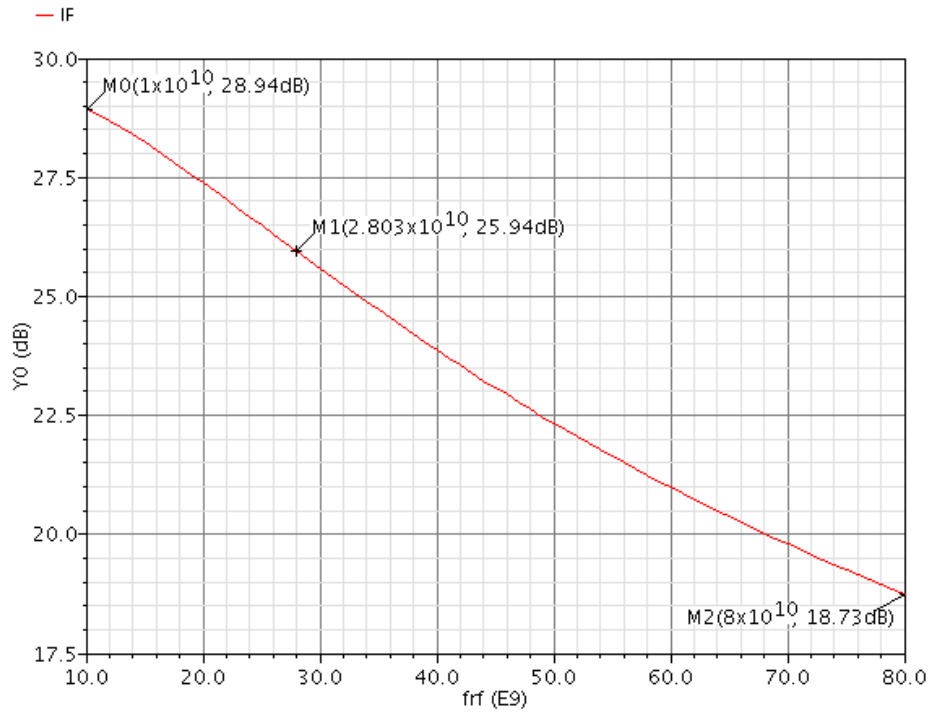


Σχήμα 3.23: Μοντέλο τηλεστικού ενισχυτή ενός πόλου

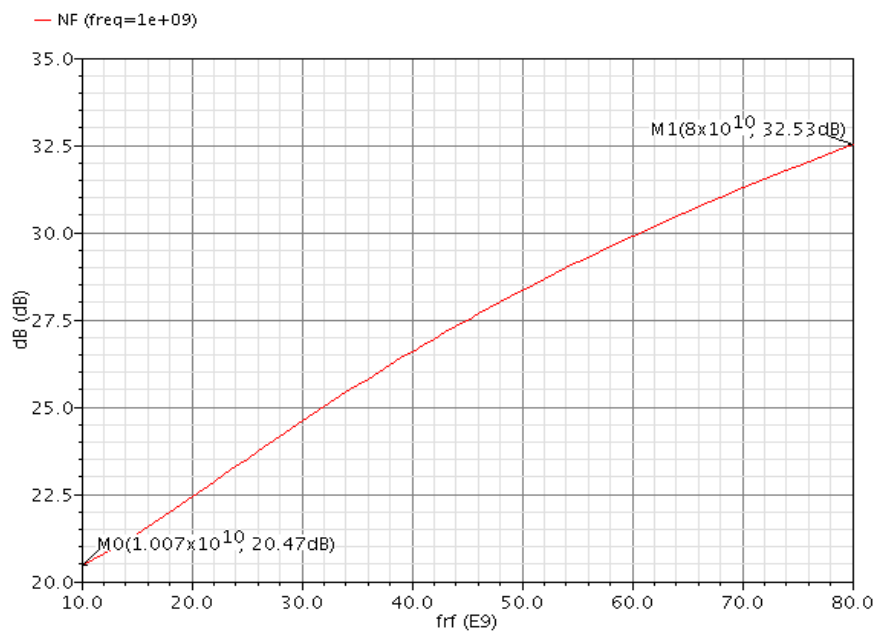


Σχήμα 3.24: Απόκριση συχνότητας τηλεστικού ενισχυτή

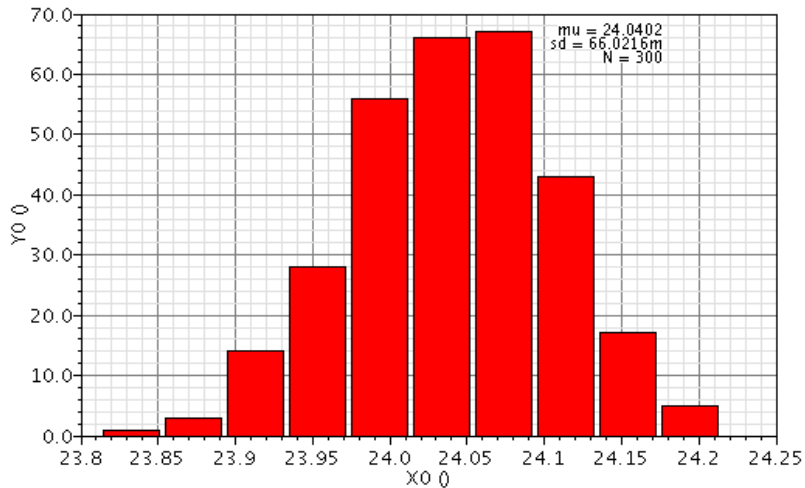
Χρησιμοποιούμε τρανζίστορ με μήκος L ίσο με 200 nm και συνολικό πλάτος W ίσο με 50 μm , με πλάτος w_f ίσο με 2 μm και 25 fingers, οπότε προκύπτουν τα παρακάτω διαγράμματα για το κέρδος μετατροπής τάσης και το δείκτη θορύβου, καθώς μεταβάλλεται η συχνότητα του RF σήματος από 10 GHz μέχρι 80 GHz, και για το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης (IIP3), μέσω ανάλυσης Monte Carlo για συχνότητα $f_{RF} = 20$ GHz και extrapolation point -75 dBm.



Σχήμα 3.25: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη με μοντέλο τηλεοπτικού ενισχυτή ενός πόλου



Σχήμα 3.26: Δείκτης θορύβου μίκτη με μοντέλο τηλεοπτικού ενισχυτή ενός πόλου



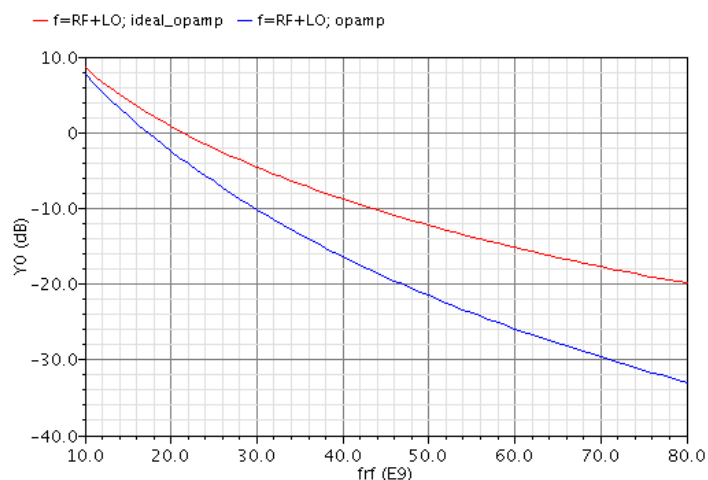
Σχήμα 3.27: Αποτελέσματα Monte Carlo ανάλυσης για το IIP3 μίκτη με μοντέλο τελεστικού ενισχυτή ενός πόλου

Συγκρίνοντας τα παραπάνω αποτελέσματα με τα αντίστοιχα στην περίπτωση που ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός με κέρδος 80 dB για όλες τις συχνότητες, δεν παρατηρούμε μεγάλες αποκλίσεις (πίνακας 3.2).

	Ιδανικός τελεστικός	Μοντέλο ενός πόλου
Κέρδος Μετατροπής Τάσης ($f_{RF}=10$ GHz)	28.87 dB	28.94 dB
Δείκτης Θορύβου ($f_{RF}=10$ GHz)	20.48 dB	20.47 dB
IIP3 ($f_{RF}=20$ GHz)	24.08 dBm	24.04 dBm

Πίνακας 3.2: Σύγκριση συμπεριφοράς μίκτη με ιδανικό τελεστικό ενισχυτή και με μοντέλο ενός πόλου

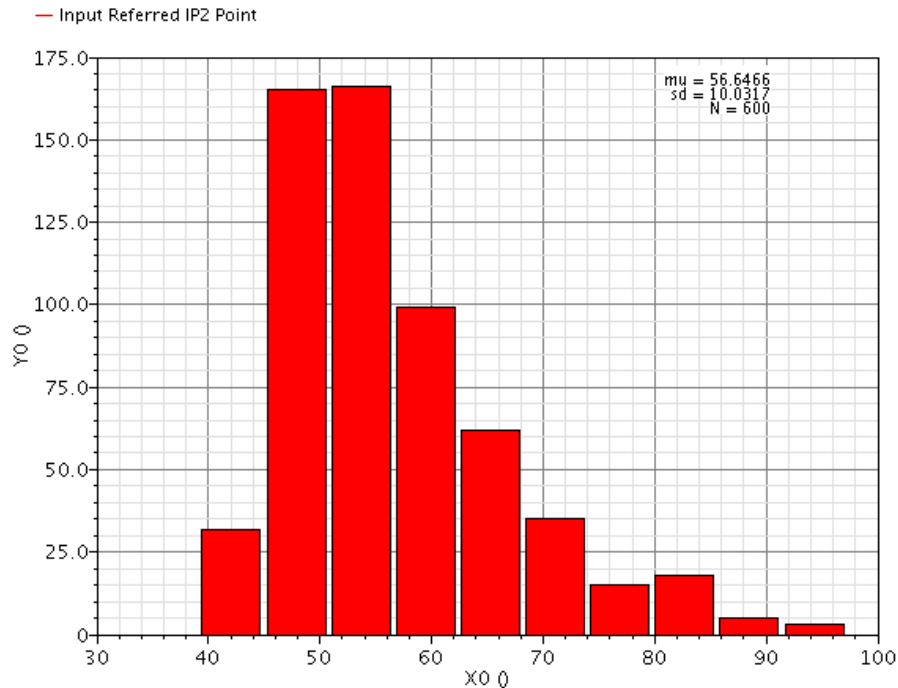
Σημαντική βελτίωση παρατηρούμε στη μέτρηση για το κέρδος μετατροπής τάσης στη συχνότητα $f_{RF}+f_{LO}$ όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.28. Η βελτίωση αυτή είναι αναμενόμενη αφού προσθέτοντας ένα επιπλέον πόλο στον ενισχυτή, ο οποίος λειτουργεί και ως βαθυπερατό φίλτρο, κοντά στο 1 GHz το κέρδος του στις υψηλές συχνότητες μειώνεται με διπλάσια κλίση.



Σχήμα 3.28: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη στη συχνότητα $f_{RF}+f_{LO}$ με ιδανικό τελεστικό ενισχυτή και με μοντέλο ενός πόλου

3.2.6 Μέτρηση του σημείου παρεμβολής 2^{ης} τάξης (IIP2)

Για την αξιολόγηση των φαινομένων δεύτερης τάξης του μίκτη, μετρήθηκε το σημείο παρεμβολής 2^{ης} τάξης (IIP2) του μίκτη για συχνότητα $f_{RF} = 20$ GHz μέσω ανάλυσης Monte Carlo για τα μη ταιριάσματα των τρανζίστορ μίξης, καθώς η τιμή του IIP2 για ένα διπλά εξισοροπημένο μίκτη εάν δε ληφθούν υπόψη τα μη ταιριάσματα των τρανζίστορ τείνει στο άπειρο [10].

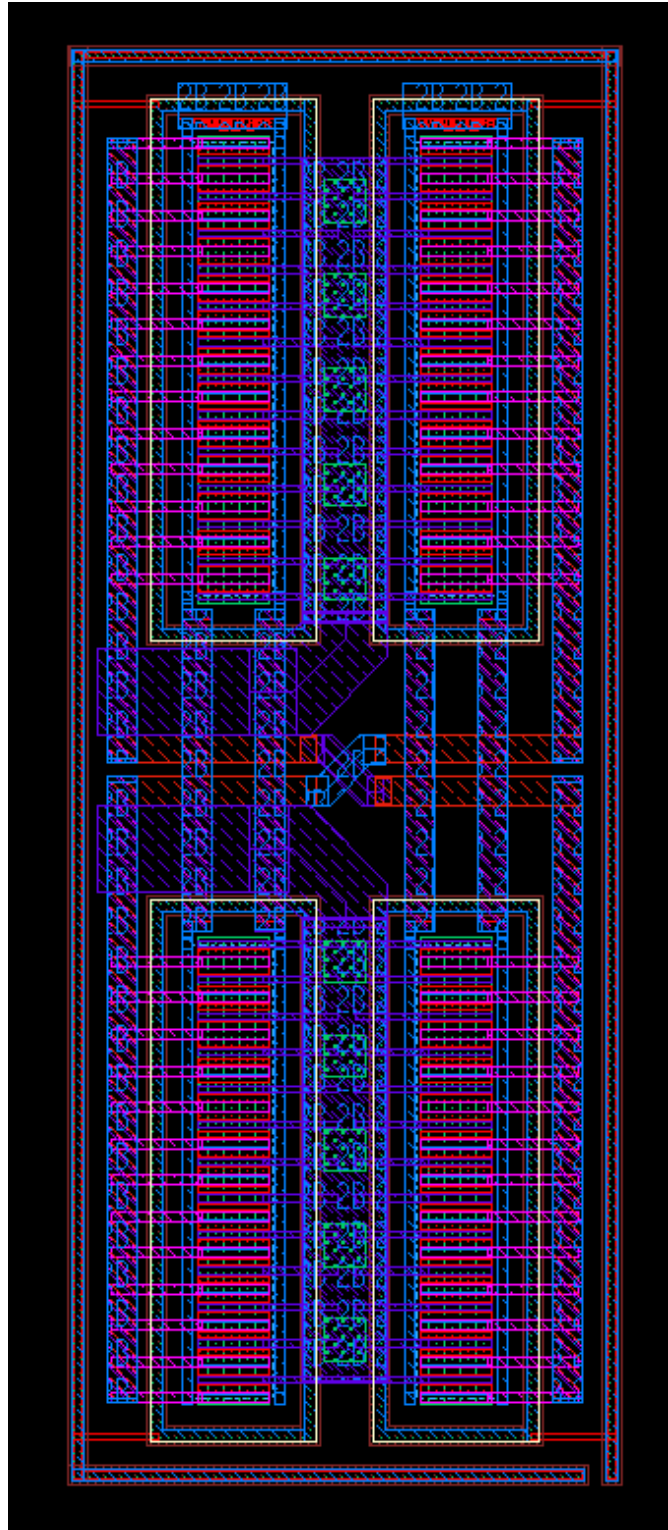


Σχήμα 3.29: Αποτελέσματα Monte Carlo ανάλυσης για το σημείο παρεμβολής 2^{ης} τάξης (IIP2) μίκτη

Η μέση τιμή για το σημείο παρεμβολής 2^{ης} τάξης είναι 56.65 dBm και η τυπική απόκλιση είναι 10.03 dB. Η κατανομή δεν είναι κανονική οπότε δε θα έπρεπε να θεωρηθεί ως χειρότερη τιμή τα 26.56 dBm. Η χειρότερη τιμή για το IIP2 είναι 39.15 dBm ενώ η καλύτερη 97.19 dBm.

3.3 Φυσική σχεδίαση (Layout)

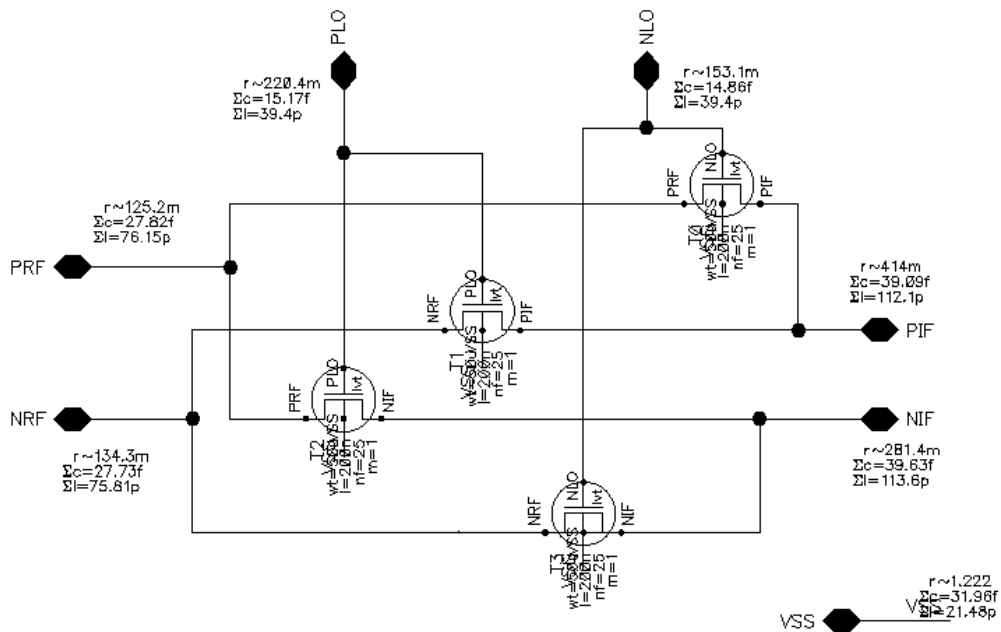
Για τη δομή εισόδου του μίκτη έγινε η φυσική σχεδίαση (layout), η οποία φαίνεται στο σχήμα 3.29. Η σχεδίαση έγινε στο περιβάλλον Virtuoso Layout XL, ελέγχθηκε μέσω των εργαλείων Assura DRC και LVS και πραγματοποιήθηκε εξαγωγή των παρασιτικών αντιστάσεων, επαγωγών, χωρητικότητων και αμοιβαίων επαγωγών μέσω του Assura QRC.



Σχήμα 3.30: Layout δομής εισόδου μίκτη

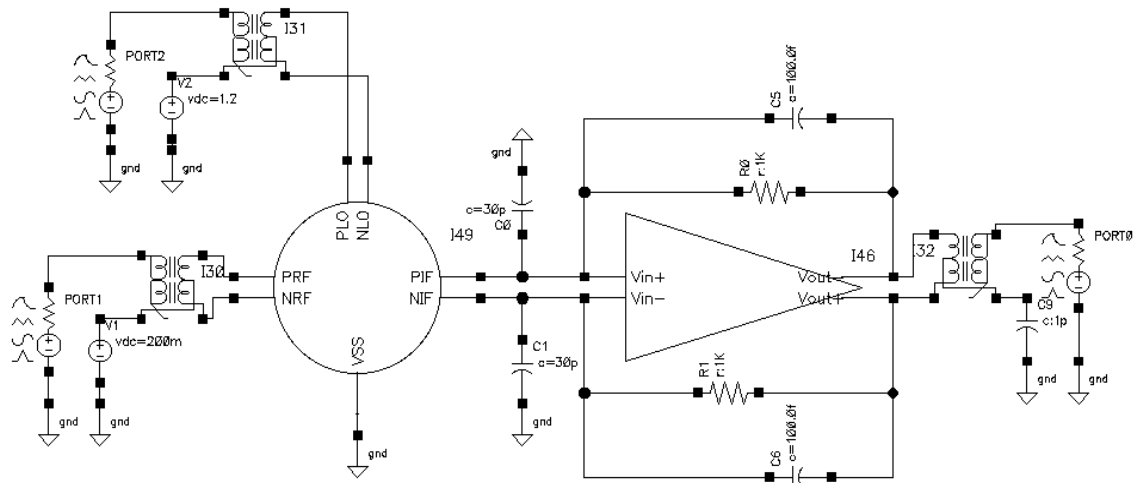
Τα cross-coupled τρανζίστορ έχουν διαστάσεις $50\mu\text{m} \times 200\text{nm} \times 25$. Επιλέχθηκε να μη χωριστούν σε multiples, επειδή θα απαιτούνταν περισσότερες διασυνδέσεις οι οποίες θα αύξαναν αρκετά τα παρασιτικά στοιχεία. Εξάλλου, σύμφωνα και με τα αποτελέσματα της Monte Carlo ανάλυσης, η γραμμικότητα του μίκτη δε μειώνεται σημαντικά λόγω των μη-ταιριασμάτων των τρανζίστορ. Για να διατηρηθούν τα πλεονεκτήματα της διπλά εξισορροπημένης δομής του μίκτη, τα τρανζίστορ

τοποθετήθηκαν με τέτοιο τρόπο ώστε οι διασυνδέσεις των διαφορικών σημάτων να είναι κατά το δυνατό συμμετρικές, γεγονός που επιβεβαιώνεται από τις μικρές αποκλίσεις του αθροίσματος των παρασιτικών στοιχείων που εισάγονται από τις διασυνδέσεις στο θετικό και αρνητικό ακροδέκτη κάθε διαφορικού σήματος, οι οποίες φαίνονται στο σχήμα 3.30. Τέλος, για τις διασυνδέσεις χρησιμοποιήθηκαν μέταλλα μέχρι το OL, ενώ δε χρησιμοποιήθηκε το μέταλλο LD για να κρατηθούν μικρές οι αποστάσεις μεταξύ των τρανζίστορ και οι συνολικές διαστάσεις του layout.



Σχήμα 3.31: Συνολικά παρασιτικά στοιχεία για κάθε ακροδέκτη

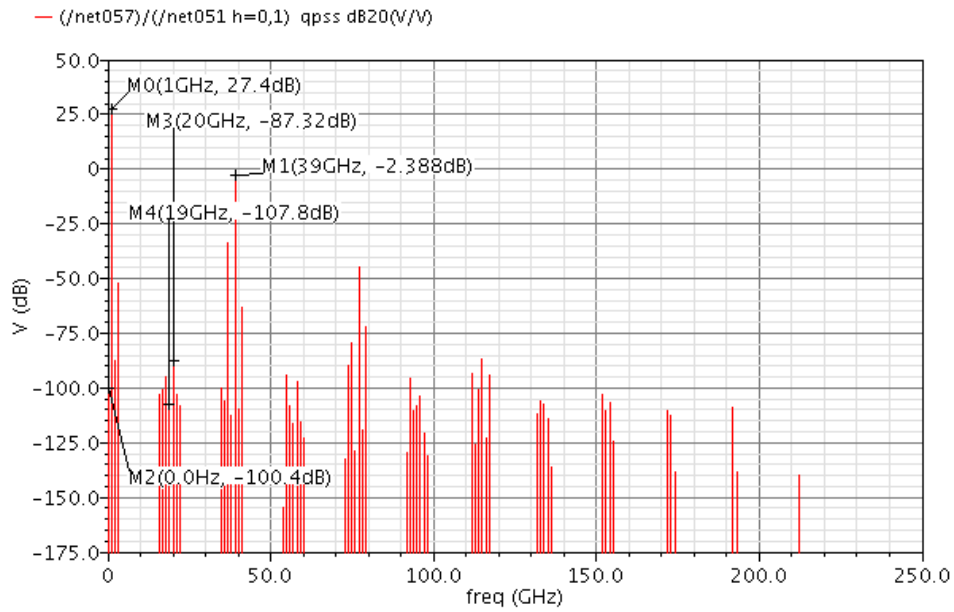
Χρησιμοποιώντας το testbench που φαίνεται στο σχήμα 3.31 προσομοιώνουμε τη συμπεριφορά του μίκτη και συγκρίνουμε τα αποτελέσματα που προκύπτουν για προσομοιώσεις σχηματικού (schematic) και προσομοιώσεις του κυκλώματος που προκύπτει από το layout με εξαγωγή των παρασιτικών στοιχείων (extracted).



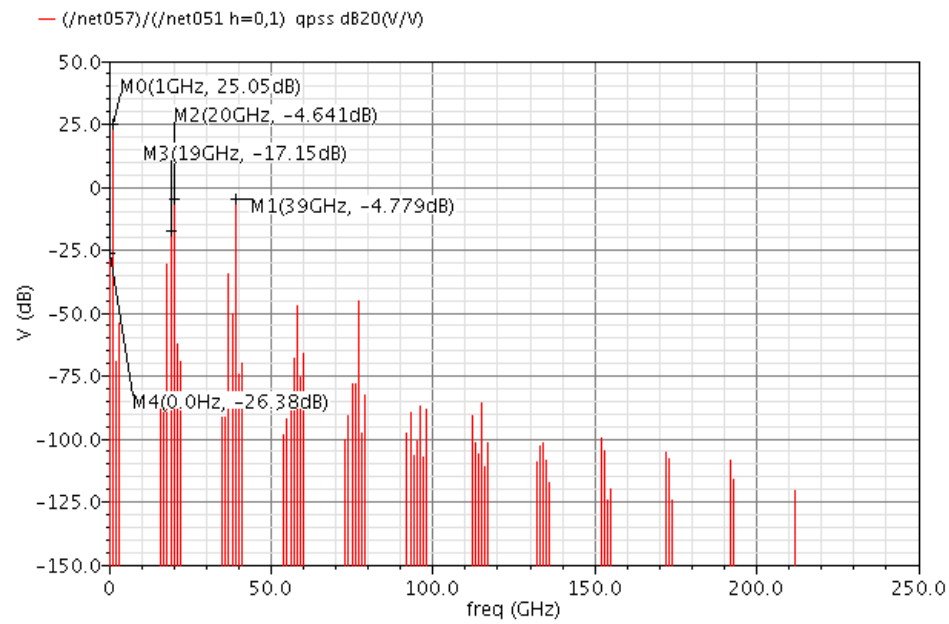
Σχήμα 3.32: Testbench για post-layout προσομοιώσεις

3.3.1 Post-layout προσομοιώσεις

Εξαιτίας του μεγάλου όγκου δεδομένων που προκύπτουν από τις post-layout προσομοιώσεις, επιλέξαμε να μετρήσουμε το κέρδος μετατροπής τάσης του μίκτη μόνο για συχνότητες f_{RF} 20 GHz, 40 GHz και 60 GHz. Τα αποτελέσματα φαίνονται στα σχήματα 3.32, 3.33 και 3.34 αντίστοιχα και συνοψίζονται στον πίνακα 3.3.

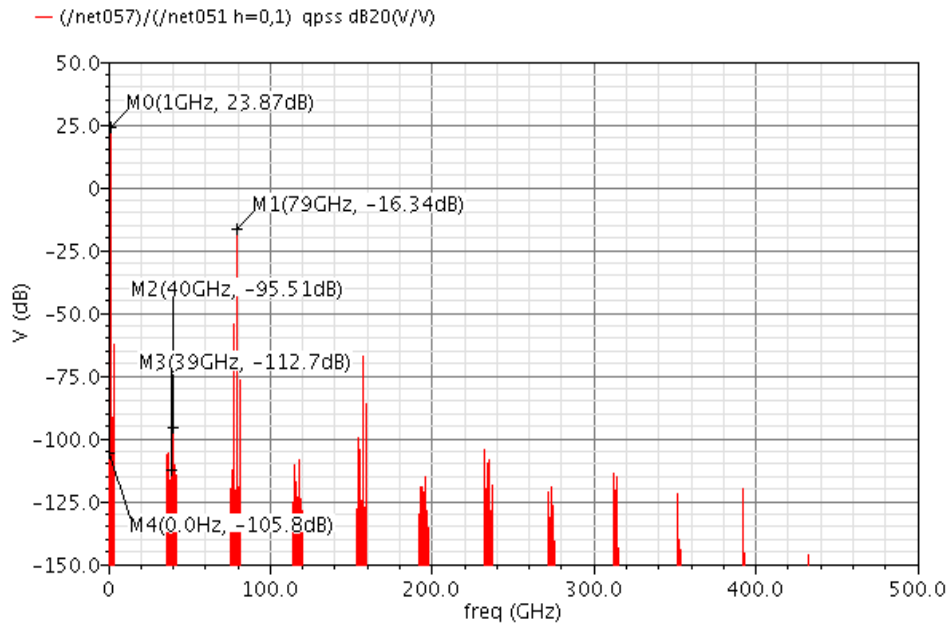


(α)

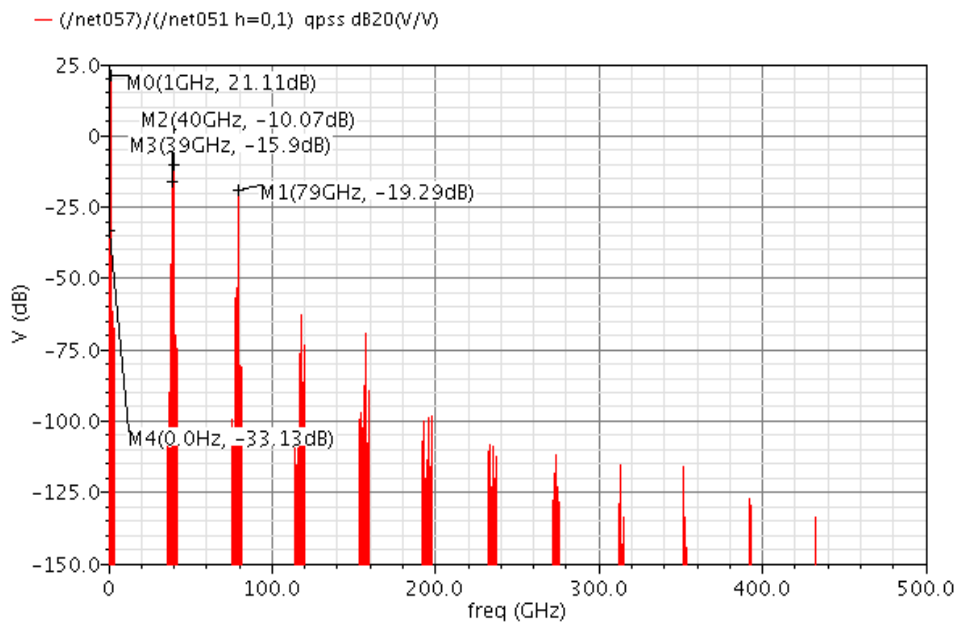


(β)

Σχήμα 3.33: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη για $f_{RF}=20\text{GHz}$ (α) schematic, (β) extracted

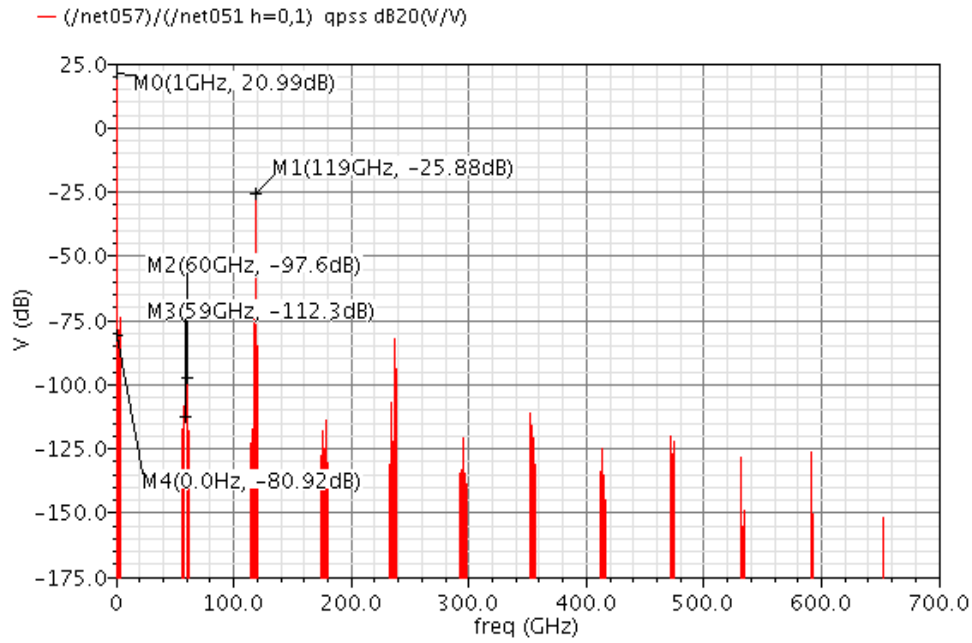


(α)

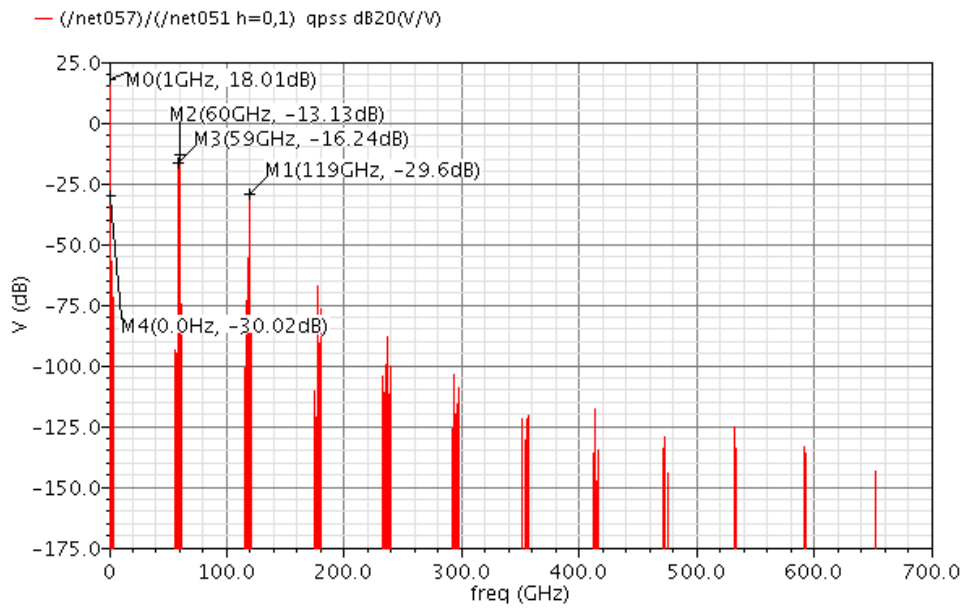


(β)

Σχήμα 3.34: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη για $f_{RF}=40\text{GHz}$ (α) schematic, (β) extracted



(α)



(β)

Σχήμα 3.35: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη για $f_{RF}=60\text{GHz}$ (α) schematic, (β) extracted

f_{RF}	CG [dB]	
	schematic	extracted
20 GHz	27.40	25.05
40 GHz	23.87	21.11
60 GHz	20.99	18.01

Πίνακας 3.3: Κέρδος μετατροπής τάσης μίκτη

Παρατηρούμε ότι το κέρδος μετατροπής τάσης μειώνεται κατά 2.5 με 3 dB από την τιμή του σχηματικού, και παράλληλα αυξάνεται αρκετά το RF-IF feedthrough και το LO-IF feedthrough. Η αύξηση αυτή είναι αναμενόμενη λόγω των ασυμμετριών των διασυνδέσεων του layout και κάποιων διασταυρώσεων που δεν ήταν δυνατό να αποφευχθούν κατά τη σχεδίαση του layout.

Όσον αφορά στη γραμμικότητα του μίκτη, το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης μετρήθηκε πάλι για συχνότητες f_{RF} 20 GHz, 40 GHz και 60 GHz. Τα αποτελέσματα φαίνονται στον πίνακα 3.4.

f_{RF}	IIP3 [dBm]	
	schematic	extracted
20 GHz	24.70	28.27
40 GHz	25.35	26.93
60 GHz	26.27	24.06

Πίνακας 3.4: Σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης (IIP3) μίκτη

Οι μεγαλύτερες τιμές του σημείου παρεμβολής 3^{ης} τάξης σε σχέση με το σχηματικό οφείλονται στη μείωση του κέρδους μετατροπής τάσης, ενώ η μείωσή του στις υψηλότερες συχνότητες οφείλεται στα παρασιτικά στοιχεία που εισάγονται.

Επιπλέον, μετρήθηκε το σημείο παρεμβολής 2^{ης} τάξης για συχνότητες f_{RF} 20 GHz, 30 GHz, 40 GHz, 50 GHz και 60 GHz. Τα αποτελέσματα φαίνονται στον πίνακα 3.5.

f_{RF}	IIP2 [dBm]	
	schematic	extracted
20 GHz	56.08	53.39
30 GHz	53.06	46.77
40 GHz	50.41	31.16
50 GHz	49.10	26.24
60 GHz	47.72	24.90

Πίνακας 3.5: Σημείο παρεμβολής 2^{ης} τάξης (IIP2) μίκτη

Οι τιμές για το σημείο παρεμβολής 2^{ης} τάξης για το σχηματικό έχουν προκύψει από τη μέση τιμή της Monte Carlo ανάλυσης για μη ταιριάσματα των τρανζίστορ μίξης, ενώ οι τιμές για το extracted αφορούν μόνο στις ασυμμετρίες των διασυνδέσεων. Στις υψηλές συχνότητες παρατηρούμε σημαντική μείωση του σημείου παρεμβολής 2^{ης} τάξης λόγω των ασυμμετριών των διασυνδέσεων, επομένως θα πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή κατά τη σχεδίαση του layout του μίκτη στις διασυνδέσεις, ώστε να είναι όσο πιο συμμετρικές γίνεται.

Για τη συμπεριφορά του μίκτη ως προς το θόρυβο, μετρήθηκε ο δείκτης θορύβου για συχνότητες f_{RF} από 10 GHz μέχρι 60 GHz με βήμα 10 GHz και τα αποτελέσματα φαίνονται στον πίνακα 3.6.

f_{RF}	NF [dB]	
	schematic	extracted
10 GHz	20.46	21.05
20 GHz	22.42	23.28
30 GHz	24.59	25.66
40 GHz	26.58	27.79
50 GHz	28.34	29.67
60 GHz	29.89	31.33

Πίνακας 3.6: Δείκτης θορύβου μίκτη

Παρατηρούμε ότι ο δείκτης θορύβου αυξάνεται από 0.5 dB για τις χαμηλές συχνότητες και φτάνει μέχρι το 1.5 dB για τις υψηλές συχνότητες.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Συμπεράσματα και Προτάσεις για περαιτέρω εργασία

Στα πλαίσια αυτής της εργασίας σχεδιάστηκε ένας γραμμικός μίκτης υποβιβασμού συχνότητας σε τεχνολογία 90 nm της IBM. Χρησιμοποιήθηκε η τοπολογία που προτείνεται στο [6], όταν το LO σήμα εφαρμόζεται στις πύλες των τρανζίστορ μίξης. Μελετήθηκε η συμπεριφορά του για χρήση σε ετερόδουνο δέκτη με $IF=1$ GHz και RF σήμα εισόδου συχνότητας από 10 GHz έως 80 GHz. Έγιναν προσομοιώσεις σχηματικού στο περιβάλλον Cadence Virtuoso για βασικά μεγέθη του μίκτη και Monte Carlo ανάλυση για τα μη-ταιριάσματα των τρανζίστορ μίξης. Για τα τρανζίστορ μίξης χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο BSIM4.3 για τις προσομοιώσεις, ενώ τα υπόλοιπα στοιχεία θεωρήθηκαν ιδανικά. Στη συνέχεια, έγινε η φυσική σχεδίαση της δομής εισόδου του μίκτη και προσομοιώθηκε η συμπεριφορά του μίκτη λαμβάνοντας υπόψη τα παρασιτικά στοιχεία που εισάγονται από τις διασυνδέσεις των τρανζίστορ κατά τη φυσική σχεδίαση. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων αυτών συνοψίζονται στον πίνακα 4.1.

	f_{RF}		
	20 GHz	40 GHz	60 GHz
Κέρδος Μετατροπής Τάσης (VCG)	25.05 dB	21.11 dB	18.01 dB
Σημείο Παρεμβολής 3 ^{ης} τάξης (IIP3)	28.27 dBm	26.93 dBm	24.06 dBm
Σημείο Παρεμβολής 2 ^{ης} τάξης (IIP2)	53.39 dBm	31.16 dBm	24.90 dBm
Δείκτης Θορύβου (NF)	23.28 dB	27.79 dB	31.33 dB

Πίνακας 4.1: Επίδοση του σχεδιασμένου μίκτη

Ο μίκτης παρουσιάζει ικανοποιητική συμπεριφορά όσον αφορά στο κέρδος μετατροπής τάσης για λειτουργία σε συχνότητες από 10 GHz έως 60 GHz και υψηλή γραμμικότητα.

Η εργασία αυτή θα μπορούσε να επεκταθεί, αρχικά, σχεδιάζοντας ένα τελεστικό ενισχυτή ο οποίος θα αντικαθιστούσε το μοντέλο του ενισχυτή που χρησιμοποιήθηκε στις προσομοιώσεις. Τα στοιχεία της ανάδρασης και οι πυκνωτές στους κόμβους κατ' ουσίαν γης θα μπορούσαν να αντικατασταθούν από στοιχεία της τεχνολογίας, ώστε να γίνει πλήρης φυσική σχεδίαση του κυκλώματος.

Επιπλέον, θα μπορούσε να ελεγχθεί η ορθότητα των αποτελεσμάτων για το σημείο παρεμβολής 3^{ης} τάξης χρησιμοποιώντας κάποιο μοντέλο για τα τρανζίστορ μίξης που δεν εμφανίζει ασυνέχειες για V_{ds} κοντά στο μηδέν και να προσομοιωθεί η συμπεριφορά του κυκλώματος για χαμηλότερες τιμές της $V_{RF,DC}$.

Σε περίπτωση που μας ενδιαφέρει η λειτουργία του μίκτη σε συγκεκριμένη συχνότητα RF θα μπορούσε να σχεδιαστεί το κύκλωμα ώστε να έχουμε προσαρμογή στην είσοδο και στην έξοδο,

ενώ αν θέλαμε να λειτουργεί για συχνότητες RF μεγαλύτερες από 60 GHz θα μπορούσε να σχεδιαστεί με τρανζίστορ μικρότερου μήκους L.

Αναφορές

- [1] David M. Pozar, *Microwave and RF Design of Wireless Systems*, John Wiley & Sons, 2001
- [2] Ι. Παπανάνος, *Μικροηλεκτρονικά κυκλώματα για τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές*, Παπασωτηρίου, 1998
- [3] Thomas H. Lee, *The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits, Second Edition*, Cambridge University Press, 2004
- [4] Behzad Razavi, *RF Microelectronics*, Prentice Hall, 1998
- [5] B. S. Song, "CMOS RF circuits for data communications applications," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-21, no. 2, pp. 310-317, Apr. 1986
- [6] J. Crols and M. S. J. Steyaert, "A 1.5 GHz Highly Linear CMOS Downconversion Mixer," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 30, no. 7, pp. 736-742, July 1995
- [7] P. Bendix, P. Rakers, P. Wagh, L. Lemaitre, W. Grabinski, C. C. McAndrew, X. Gu, and G. Gildenblat, "RF distortion analysis with compact MOSFET models," in *Proc. IEEE Custom Integr. Circuits Conf.*, Oct. 2004, pp. 9–12
- [8] Yannis Tsvividis, *Operation and Modeling of The MOS Transistor, Second Edition*, Oxford University Press, 2003
- [9] *Virtuoso Analog Design Environment XL User Guide*, Product Version 6.1.3, Cadence Design Systems, July 2009
- [10] *SpectreRFWorkshop: Mixer Design Using SpectreRF*, Product Version 7.1.1, Cadence Design Systems, May 2009

Βιβλιογραφία

1. P. R. Gray, P. J. Hurst, S. H. Lewis, R. G. Meyer, *Ανάλυση και Σχεδίαση Αναλογικών Ολοκληρωμένων Κυκλωμάτων*, Κλειδάριθμος, 2007
2. Christopher Saint, Judy Saint, *IC Mask Design Essential Layout Techniques*, McGraw-Hill, 2002
3. R. Jacob Baker, *CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation, Second Edition*, IEEE Press/Wiley-Interscience, 2005
4. Stephen A. Maas, *Microwave Mixers, Second Edition*, Artech House, 1993
5. Christofer Bowick, John Blyler, Cheryl Ajluni, *RF Circuit Design, Second Edition*, Elsevier, 2008
6. M. A. F. Borremans and M. S. J. Steyaert, "A 2-V, Low Distortion, 1-GHz CMOS Up-Conversion Mixer," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 33, no. 3, pp. 359-366, Mar 1998
7. Γιάννης Τσιβίδης, *Αναλογικά κυκλώματα VLSI, Σημειώσεις*, 1992