



ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ

**ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**

**ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ
ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΙΑ ΣΗΜΑΤΟΣ ΓΙΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΚΑΙ ΠΟΛΥΜΕΣΑ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Σχεδίαση ενεργού CMOS μίκτη
σε τεχνολογία 65nm**

Κωνσταντίνος Ν. Κωστόγιαννης

Επιβλέποντες: **Αγγελική Αραπογιάννη, Καθηγήτρια**
Σωτήρης Ματακιάς, Επιστημονικός συνεργάτης

ΑΘΗΝΑ

ΜΑΡΤΙΟΣ 2017

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Σχεδίαση ενεργού CMOS μίκτη σε τεχνολογία 65nm

Κωνσταντίνος Ν. Κωστόγιαννης

A.M.: M. 1229

ΕΠΙΒΛΕΠΟΝΤΕΣ: Αγγελική Αραπογιάννη, Καθηγήτρια
Σωτήριος Ματακιάς, Επιστημονικός Συνεργάτης

ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ: Αγγελική Αραπογιάννη, Καθηγήτρια
Σωτήριος Ματακιάς, Επιστημονικός Συνεργάτης

Μάρτιος 2017

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση ενός down-conversion ενεργού (τύπου Gilbert Cell) CMOS μίκτη.

Στο θεωρητικό μέρος της εργασίας εξηγούμε τη βασική λειτουργία ενός μίκτη, παρουσιάζουμε τις διάφορες κατηγορίες μικτών, με τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά τους, και τέλος, περιγράφουμε τις παραμέτρους με βάση τις οποίες αξιολογούνται οι επιδόσεις κάθε μίκτη.

Στο πρακτικό μέρος της εργασίας, ξεκινούμε από ένα βασικό κύκλωμα, εφαρμόζουμε τροποποιήσεις στο βασικό κύκλωμα με στόχο την βελτιστοποίησή του και τέλος, προσομοιώνουμε τη λειτουργία του με τη βοήθεια του σχεδιαστικού πακέτου ADS της Agilent Technologies.

Η συχνότητα του RF σήματος εισόδου ήταν 2.5 GHz, η συχνότητα του LO σήματος του τοπικού ταλαντωτή ήταν 2.4 GHz και η συχνότητα του IF σήματος εξόδου 0.1GHz. Ο μίκτης που σχεδιάστηκε είχε κέρδος μετατροπής (Conversion Gain) 5.85 dB, εικόνα θορύβου μονής πλευρικής ζώνης (Single Sideband Noise Figure) 7.02dB, ισχύς εισόδου στο σημείο συμπίεσης 1dB -12dbm και ισχύς εισόδου στο σημείο τομής τρίτης τάξης (Input Intercept Point 3) -1dbm.

ΘΕΜΑΤΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ: ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΓΙΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ: ενεργός μίκτης, Gilbert Cell, τεχνολογία 65nm, ADS, RF VLSI

ABSTRACT

Thesis' objective is the design of a down-conversion active (type: Gilbert Cell) CMOS mixer.

The theoretical part of this thesis includes the explanation of the fundamental function of a mixer, the description of various mixer categories with their advantages and their disadvantages and finally, the parameters used for the assessment of any mixer.

As regards the implementation part of the thesis, it consists of an initial circuit used as basis, some modifications applied on the initial circuit for optimization purposes and finally, the simulation of the circuit using Advanced Design System 2009 of Agilent Technologies.

The frequency of the RF input signal is 2.5 GHz, the frequency of the local oscillator input signal is 2.4GHz and the frequency of the IF output signal is 0.1 GHz. The conversion gain of the mixer is 5.85dB, the single sideband noise figure is 7.02dB, the input power level at 1db compression point is -12 dbm and the input power level at intersection point third order is -1dbm.

SUBJECT AREA: VLSI FOR TELECOMMUNICATIONS

KEYWORDS: active mixer, Gilbert Cell, 65nm technology, ADS, RF VLSI

Η παρούσα διπλωματική εργασία αφιερώνεται στην οικογένειά μου, η οποία με στερήθηκε όλο το χρονικό διάστημα που απαιτήθηκε, έως ότου εκπληρώσω το σύνολο των υποχρεώσεών μου, στα πλαίσια του μεταπτυχιακού προγράμματος «Επεξεργασία σήματος για επικοινωνίες και πολυμέσα» του Τμήματος Πληροφορικής και Επικοινωνιών.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να ευχαριστήσω την Καθηγήτρια του Τμήματος Πληροφορικής και Επικοινωνιών του ΕΚΠΑ, Δρ Αγγελική Αραπογιάννη, που μου έδωσε την ευκαιρία να ασχοληθώ με το συγκεκριμένο αντικείμενο, καθώς και για τη καθοδήγηση, που μου παρείχε, καθ' όλη τη διάρκεια της διπλωματικής εργασίας.

Επίσης, ευχαριστώ θερμά τον επιστημονικό συνεργάτη του Τμήματος Πληροφορικής και Επικοινωνιών του ΕΚΠΑ, Δρ Σωτήριο Ματακιά για τον χρόνο που αφιέρωσε και τις χρήσιμες συμβουλές του, σε όλο το διάστημα της εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ	13
1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ	14
1.1 Λειτουργία μίκτη	15
1.2 Χαρακτηριστικά μικτών	17
1.3 Ταξινόμηση μικτών	21
1.4 Τοπολογίες μικτών	22
1.4.1 Μίκτες διόδων	22
1.4.1.1 Μίκτης μίας διόδου	22
1.4.1.2 Μίκτης δύο διόδων	22
1.4.1.3 Μίκτης διπλής ισοστάθμισης με διόδους	23
1.4.2 Μίκτες υποδειγματοληψίας	23
1.4.3 Μίκτες βασισμένοι στον πολλαπλασιασμό	24
1.4.3.1 Μίκτης απλής ισοστάθμισης	24
1.4.3.2 Ενεργός μίκτης διπλής ισοστάθμισης	27
1.4.3.3 Ποτενσιομετρικός μίκτης	28
1.4.3.4 Παθητικός μίκτης διπλής ισοστάθμισης	29
2. ΑΝΑΛΥΣΗ CMOS GILBERT CELL ΜΙΚΤΗ	32
2.1 Λειτουργία του CMOS Gilbert cell μίκτη	32
2.2 Κέρδος μετατροπής.....	35
2.3 Εικόνα θορύβου	38
2.4 Γραμμικότητα	42
2.5 Απομόνωση θυρών	45
2.6 Απόρριψη θορύβου τροφοδοσίας.....	45
3. ΣΧΕΔΙΑΣΗ CMOS GILBERT CELL ΜΙΚΤΗ	46
3.1 Γενικές αρχές σχεδίασης	46
3.2 Τροποποιήσεις του αρχικού κυκλώματος.....	53
3.2.1 Βελτίωση του τέταρτου σταδίου (έξοδος)	53
3.2.2 Τεχνική διαρροής ρεύματος (current bleeding technique)	59
3.2.3 Εξουδετέρωση των παρασιτικών χωρητικότητων	64
3.2.4 Εκφυλισμός πηγής με χρήση πηνίου	69
4. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	75
ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ	77
ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ – ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ – ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ	78
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι	79
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙ	83
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	85

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1-1.1: Φασματική ανάλυση τριγωνομετρικής ταυτότητας (1.1)	15
Σχήμα 1.1-2: Φασματική ανάλυση των εισόδων ενός μίκτη	16
Σχήμα 1.1-3: Φασματική ανάλυση της εξόδου ενός μίκτη.....	16
Σχήμα 1.1-4: παράδειγμα SSB NF (φάσματα εισόδου & εξόδου μίκτη).....	19
Σχήμα 1.1-5: παράδειγμα DSB NF (φάσματα εισόδου & εξόδου μίκτη).....	19
Σχήμα 1.1-6: Απεικόνιση 1db_CP και IP3	20
Σχήμα 1.1-7: Υποδειγματοληψία διαμορφωμένου φέροντος	24
Σχήμα 1.1-8: Φάσμα εξόδου μίκτη απλής ισοστάθμισης	25
Σχήμα 2-1: Ο τετραγωνικός παλμός που πολλαπλασιάζει το ρεύμα εισόδου.....	35
Σχήμα 2-2: Εναλλασσόμενος τετραγωνικός παλμός μοναδιαίου πλάτους.....	36
Σχήμα 2-3: Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης διαφορικού διακοπτικού ζεύγους σε σχέση με το ρεύμα πόλωσης του V-I διαγωγού.....	42
Σχήμα 2-4: Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης διαφορικού διακοπτικού ζεύγους σε σχέση με το πλάτος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή.....	43
Σχήμα 2-5: Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης διαφορικού διακοπτικού ζεύγους σε σχέση με τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή	43
Σχήμα 2-6: Το IIP_3 σε συνάρτηση με το ρεύμα πόλωσης του V-I διαγωγού ενός ενεργού CMOS μίκτη απλής ισοστάθμισης	44
Σχήμα 2-7: Το IIP_3 σε συνάρτηση με το πλάτος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή ενός ενεργού CMOS μίκτη μονής ισοστάθμισης.....	44
Σχήμα 3-1: Σχέση διαγωγιμότητας και ρεύματος πόλωσης ενός ημhos τρανζίστορ.	47
Σχήμα 3-2: Σχέση διαγωγιμότητας και πλάτους καναλιού τρανζίστορ	48
Σχήμα 3-3: Σχέση κατωφλίου και μήκους καναλιού	48
Σχήμα 3-4: Φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR. ...	50
Σχήμα 3-5: Εικόνα θορύβου (SSBNF)	51
Σχήμα 3-6: 1dB Compression Point.....	52
Σχήμα 3-7: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 2 ^{ης} και 3 ^{ης} τάξης.....	53
Σχήμα 3-8: Φάσματα εισόδου-εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωσης και VSWR. .	56
Σχήμα 3-9: SSBNF	57
Σχήμα 3-10: IP2 και IP3.....	58
Σχήμα 3-11: Σημείο συμπίεσης 1 dB	59
Σχήμα 3-12: Φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR. .	61
Σχήμα 3-13: Εικόνα θορύβου μονής πλευρικής ζώνης.....	62
Σχήμα 3-14: 1dB_CP	63
Σχήμα 3-15: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης δεύτερης και τρίτης τάξης.	64
Σχήμα 3-16: Φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR. .	66
Σχήμα 3-17: Εικόνα θορύβου μονής πλευρικής ζώνης.....	67

Σχήμα 3-18: 1dB_CP.....	68
Σχήμα 3-19: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης δεύτερης και τρίτης τάξης.	69
Σχήμα 3-20: Φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR. .	71
Σχήμα 3-21: Αντιστάσεις εισόδου των θυρών του μίκτη.	71
Σχήμα 3-22: Εικόνα θορύβου μονής πλευρικής ζώνης.	72
Σχήμα 3-23: 1dB_CP.....	73
Σχήμα 3-24: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης δεύτερης και τρίτης τάξης.	74

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΙΚΟΝΩΝ

Εικόνα 1-1: Διακοπτικό κύκλωμα προσομοίωσης λειτουργίας μίκτη.....	17
Εικόνα 1-2: Μίκτης μίας διόδου	22
Εικόνα 1-3: Απλής ισοστάθμισης μίκτης δύο διόδων.....	22
Εικόνα 1-4: Διπλά ισοσταθμισμένος μίκτης διόδων	23
Εικόνα 1-5: Μίκτης απλής ισοστάθμισης	25
Εικόνα 1-6: RF διαγωγί (V-I μετατροπείς) για μίκτες.....	26
Εικόνα 1-7: Μίκτης απλής ισοστάθμισης με διαγωγό.....	26
Εικόνα 1-8: Μίκτης διπλής ισοστάθμισης.....	27
Εικόνα 1-9: RF διαγωγός κοινής πηγής για μίκτη διπλής ισοστάθμισης	27
Εικόνα 1-10: Ενεργός μίκτης διπλής ισοστάθμισης με χαμηλή τροφοδοσία	28
Εικόνα 1-11: Ποτενσιομετρικός μίκτης	29
Εικόνα 1-12: Αρχή λειτουργίας παθητικού CMOS μίκτη διπλής ισοστάθμισης	29
Εικόνα 1-13: Παθητικός μίκτης διπλής ισοστάθμισης	30
Εικόνα 2-1: CMOS Gilbert cell μίκτης	32
Εικόνα 2-2: Απλοποιημένο CMOS μοντέλο ασθενούς σήματος	34
Εικόνα 2-3: Διαφορικό ζεύγος εισόδου RF με εκφυλισμό πηγής	37
Εικόνα 2-4: Ισοδύναμο μοντέλο μικρού σήματος για MOSFET υψηλών συχνοτήτων ...	39
Εικόνα 3-1: Τα τέσσερα στάδια του αρχικού κυκλώματος του Gilbert Cell μίκτη	46
Εικόνα 3-2: DC ανάλυση του αρχικού κυκλώματος	49
Εικόνα 3-3: Test bench για φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR.	50
Εικόνα 3-4: Test bench για μονής πλευρικής ζώνης εικόνας θορύβου	51
Εικόνα 3-5: Test bench για το 1dB_CP.	52
Εικόνα 3-6: Test bench για τα σημεία τομής 2 ^{ης} και 3 ^{ης} τάξης.....	53
Εικόνα 3-7: DC ανάλυση του βελτιωμένου (ως προς το στάδιο εξόδου) μίκτη Gilbert Cell.	54
Εικόνα 3-8: AC ανάλυση του σταδίου εξόδου του βελτιωμένου μίκτη.....	55
Εικόνα 3-9: Test bench για φάσματα εισόδου-εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωσης και VSWR.	55
Εικόνα 3-10: Test bench για την εικόνα θορύβου μονής πλευρικής ζώνης.....	56
Εικόνα 3-11: Test bench για το σημείο τομής δεύτερης και τρίτης τάξης.	57
Εικόνα 3-12: Test bench για 1dB_CP.....	58
Εικόνα 3-13: Εφαρμογή της τεχνικής διαρροής ρεύματος στον μίκτη Gilbert Cell	60
Εικόνα 3-14: Test bench για φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR.	60
Εικόνα 3-15: Test bench για Single Sideband Noise Figure.	61
Εικόνα 3-16: Test bench για το σημείο συμπίεσης 1dB.....	62

Εικόνα 3-17: Test bench για IP2 και IP3.....	63
Εικόνα 3-18: Παρασιτικές χωρητικότητες NMOS τρανζίστορ.....	64
Εικόνα 3-19: Εισαγωγή πηνίου αντιστάθμισης των παρασιτικών χωρητικοτήτων.	65
Εικόνα 3-20: Test bench για φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR.	65
Εικόνα 3-21: Test bench για Single Sideband Noise Figure.....	66
Εικόνα 3-22: Test bench για το σημείο συμπίεσης 1dB.....	67
Εικόνα 3-23: Test bench για IP2 και IP3.....	68
Εικόνα 3-24: DC ανάλυση του τελικού κυκλώματος του μίκτη.	70
Εικόνα 3-25: Test bench για φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR.	70
Εικόνα 3-26: Test bench για Single Sideband Noise Figure.....	72
Εικόνα 3-27: Test bench για το σημείο συμπίεσης 1dB.....	73
Εικόνα 3-28: Test bench για IP2 και IP3.....	74

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1: Διαστάσεις των στοιχείων του κυκλώματος.....	75
Πίνακας 2: Επιδόσεις του μήκτη.	76

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε, μετά την παρακολούθηση και επιτυχή εξέτασή μου στο μάθημα: “Ολοκληρωμένα Κυκλώματα για Τηλεπικοινωνίες”, που διδάσκεται ως μάθημα επιλογής στους φοιτητές της 5^{ης} κατεύθυνσης του Προγράμματος Μεταπτυχιακών Σπουδών του Τμήματος Πληροφορικής και Επικοινωνιών του ΕΚΠΑ από τον επιστημονικό συνεργάτη Δρ. Σωτήριο Ματακιά. Στο εν λόγω μάθημα, γίνεται εισαγωγή στη σχεδίαση RF VLSI, με τη βοήθεια του λογισμικού Advanced Design System (ADS) της Agilent Technologies και η παρούσα διπλωματική αποτελεί την πρώτη προσπάθεια σχεδίασης, στο Τμήμα Πληροφορικής και Επικοινωνιών σε τεχνολογία 65 nm με τη βοήθεια του ADS.

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ο μίκτης είναι ένα γραμμικό, χρονικά μεταβαλλόμενο κύκλωμα που συναντάται σε όλα τα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Διαθέτει δύο θύρες εισόδου (στην μία εκ των οποίων, εφαρμόζεται το προς επεξεργασία σήμα και στην άλλη, το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (LO)), καθώς και μία θύρα εξόδου (στην οποία παράγεται το μετατοπισμένο, στο πεδίο της συχνότητας, σήμα). Ο μίκτης πολλαπλασιάζει τα σήματα που εφαρμόζονται στις εισόδους του και το παραγόμενο γινόμενο αυτών, εμφανίζεται στην έξοδό του.

Οι μίκτες, που χρησιμοποιούνται στους δέκτες των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, χαρακτηρίζονται ως *downconverted*, καθώς, μετατοπίζουν το φάσμα του εισερχόμενου σήματος RF σε χαμηλότερες συχνότητες (IF). Αντίθετα, οι μίκτες που απαντώνται στους πομπούς των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων χαρακτηρίζονται ως *upconverted*, διότι ολισθαίνουν το φάσμα του εισερχόμενου IF σήματος σε μεγαλύτερες συχνότητες (RF). Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας θα ασχοληθούμε με *downconverted* μίκτες (Οι μίκτες διακρίνονται και σε άλλες κατηγορίες όπως θα δούμε σε επόμενη παράγραφο).

Από τις παλαιότερες εφαρμογές μίκτη είναι ο υπερετερόδυνος δέκτης (Fessenden, Levy, Schottky, Armstrong), που ανακαλύφθηκε πριν από 85 χρόνια, αλλά, εξακολουθεί να χρησιμοποιείται. Η μαθηματική ανάλυση της λειτουργίας του μίκτη, εξηγεί τον όρο μετάφραση συχνότητας (*frequency translation*), που του αποδίδεται και αποδεικνύει, πως μπορούν να χρησιμοποιηθούν μη γραμμικά στοιχεία ή διακόπτες για την υλοποίηση ενός μίκτη. Τέσσερα είναι τα κύρια χαρακτηριστικά κάθε μίκτη, με βάση τα οποία, γίνεται η αξιολόγηση της επίδοσής του.

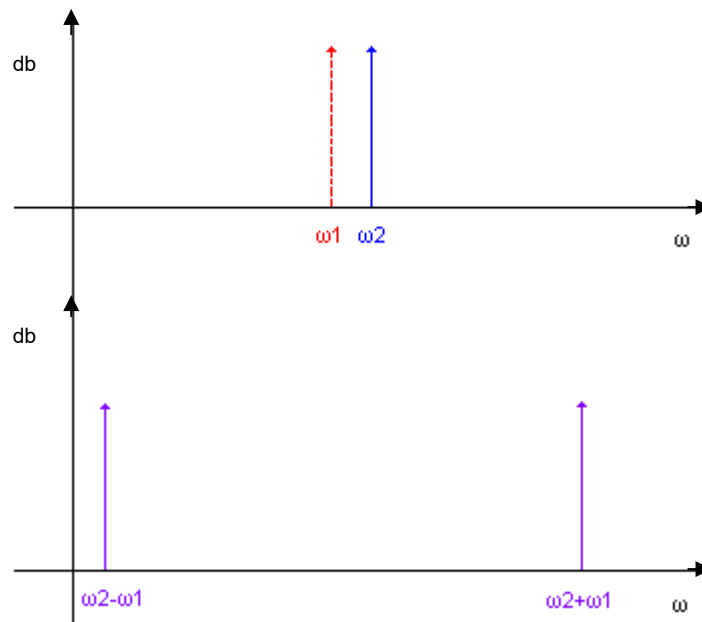
Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας, θα εστιάσουμε στην ανάλυση και προσομοίωση σε τεχνολογία 65nm, ενός *down converted* ενεργού μίκτη (τύπου Gilbert Cell) και ενός παθητικού. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, θα μας οδηγήσουν στην εφαρμογή βελτιώσεων επί του αρχικού κυκλώματος, ώστε, η απόδοση των μικτών να χαρακτηρίζεται ικανοποιητική.

1.1 Λειτουργία μίκτη

Όπως προαναφέρθηκε στην εισαγωγή, οι down converted μίκτες έχουν δύο διαφορετικές εισόδους, οι οποίες καλούνται RF θύρα και LO θύρα. Στην πρώτη, εφαρμόζεται το σήμα του οποίου το φάσμα πρόκειται να μετατοπιστεί και στη δεύτερη, το περιοδικό σήμα που παράγεται από τον τοπικό ταλαντωτή. Στον πυρήνα κάθε μίκτη, βρίσκεται ο πολλαπλασιασμός, στο πεδίο του χρόνου, των σημάτων που εφαρμόζονται στις δύο εισόδους του. Η αξία του εν λόγω πολλαπλασιασμού, αποκαλύπτεται, μελετώντας την παρακάτω τριγωνομετρική ταυτότητα:

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

Στο παρακάτω σχήμα, αποτυπώνεται το φάσμα των όρων της τριγωνομετρικής ταυτότητας (1.1).

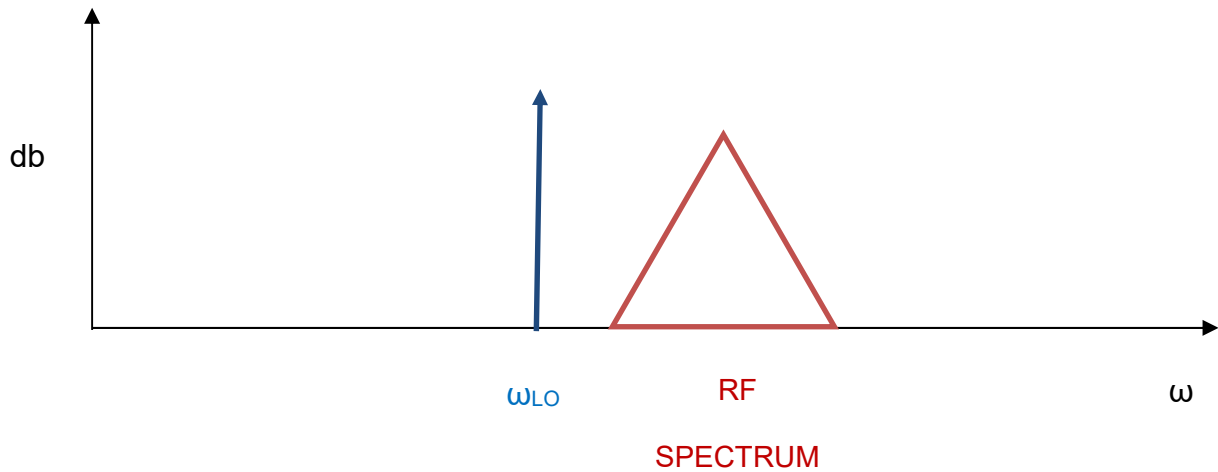


Σχήμα 1-1.1: Φασματική ανάλυση τριγωνομετρικής ταυτότητας (1.1)

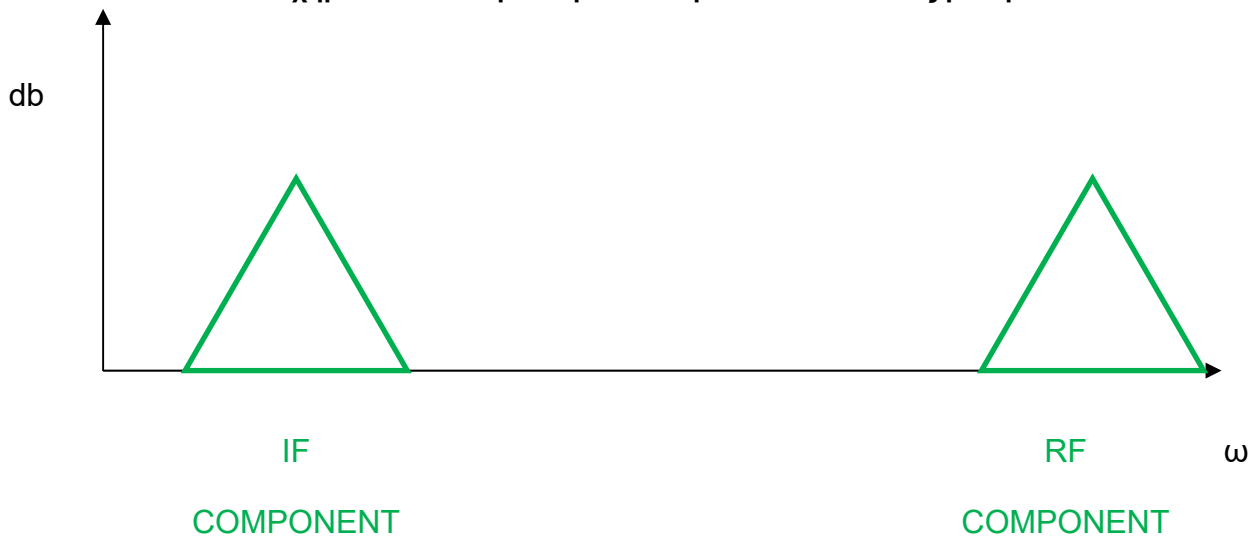
Γενικότερα, ο πολλαπλασιασμός, στο πεδίο του χρόνου, του σήματος RF και του συνημιτονοειδούς σήματος, κυκλικής συχνότητας ω_{LO} , του τοπικού ταλαντωτή ενός μίκτη έχει ως αποτέλεσμα, τη δημιουργία σήματος εξόδου με φασματικό περιεχόμενο ανάλογο του φάσματος του σήματος εισόδου μετατοπισμένο κατά $\pm \omega_{LO}$:

$$V_{IF}(\omega) = (1/2\pi) V_{RF}(\omega) * V_{LO}(\omega) \Rightarrow V_{IF}(\omega) = (1/2\pi) V_{RF}(\omega) * A\pi [\delta(\omega + \omega_{LO}) + \delta(\omega - \omega_{LO})] \Rightarrow V_{IF}(\omega) = (A/2) [V_{RF}(\omega + \omega_{LO}) + V_{RF}(\omega - \omega_{LO})] \quad (1.2)$$

Στα παρακάτω σχήματα, αποτυπώνεται το φάσμα των σημάτων εισόδου και εξόδου του μίκτη σύμφωνα με την εξίσωση (1.2):



Σχήμα 1.1-2: Φασματική ανάλυση των εισόδων ενός μίκτη



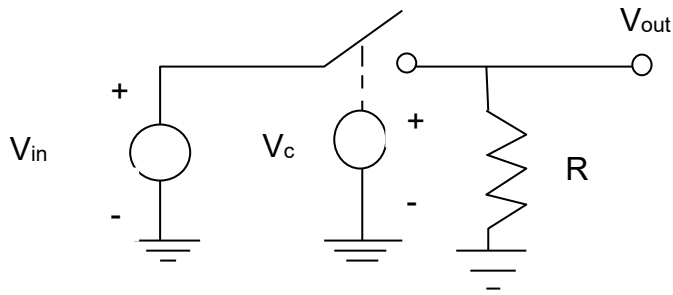
Σχήμα 1.1-3: Φασματική ανάλυση της εξόδου ενός μίκτη

Οι πρώτοι μίκτες που υλοποιήθηκαν, αξιοποίησαν την μη γραμμική συμπεριφορά των στοιχείων τους (πχ. διόδου ή τρανζίστορ) για να πραγματοποιήσουν, έμμεσα, τον πολλαπλασιασμό του σήματος RF και του σήματος LO του τοπικού ταλαντωτή. Οι εν λόγω μίκτες είχαν μία είσοδο στην οποία, συνδέονταν εν σειρά τα σήματα RF και LO ενώ, η έξοδός τους υπάκουε στο παρακάτω τετραγωνικό μοντέλο:

$$V_{OUT} = \sum_{n=0}^2 c_n (V_{RF} + V_{LO})^n \quad (1.3)$$

Η έξοδος V_{OUT} αποτελείται από: DC όρους, αρμονικές 1^{ης} και 2^{ης} τάξης καθώς και προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης συχνότητας $\omega_{RF} \pm \omega_{LO}$. Με κατάλληλο φίλτρο στην έξοδο του μίκτη, μπορούμε να απομονώσουμε τον όρο συχνότητας $\omega_{RF} - \omega_{LO}$.

Τέλος, θα αποδείξουμε πώς ένας διακόπτης προσομοιάζει τη λειτουργία ενός μίκτη. Έστω το παρακάτω γραμμικό χρονικά μεταβαλλόμενο διακοπτικό κύκλωμα με είσοδο το σήμα V_{in} , έξοδο το σήμα V_{out} και τάση ελέγχου της δυαδικής κατάστασης του διακόπτη το σήμα V_c :



Εικόνα 1-1: Διακοπτικό κύκλωμα προσομοίωσης λειτουργίας μίκτη

Στο παραπάνω κύκλωμα, η V_{out} μπορεί να θεωρηθεί ως το γινόμενο της V_{in} με το σήμα μιας ακολουθίας τετραγωνικών παλμών 0-1 (το 0 αντιστοιχεί στην κατάσταση διακοπής κυκλώματος και το 1 στην αποκατάσταση κυκλώματος) με duty cycle 50%. Το φάσμα του σήματος εξόδου V_{out} θα είναι ίσο με τη συνέλιξη των φασμάτων του σήματος εισόδου και του τετραγωνικού παλμού :

$$V_{out}(f) = V_{in}(f) * \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{n\pi} \delta \left(f - \frac{n}{T_1} \right) \Rightarrow$$

$$V_{out}(f) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{n\pi} V_{in} \left(f - \frac{n}{T_1} \right) \quad (1.4)$$

όπου T_1 είναι η περίοδος του τετραγωνικού παλμού. Άρα, το διακοπτικό κύκλωμα της εικόνας 1.1 θα έχει ως έξοδο ένα σήμα, του οποίου το φάσμα θα συνίσταται από αντίγραφα (υπό κλίμακα) του φάσματος εισόδου μετατοπισμένα κατά n/T_1 . Με κατάλληλο φίλτρο μπορούμε να απομονώσουμε τον όρο:

$$\frac{1}{\pi} V_{in} \left(f - \frac{1}{T_1} \right)$$

1.2 Χαρακτηριστικά μικτών

Τα κυριότερα χαρακτηριστικά των μικτών είναι τα εξής:

1. **Κέρδος μετατροπής (Conversion Gain):** διακρίνεται σε κέρδος μετατροπής τάσης και κέρδος μετατροπής ισχύος.

Το κέρδος μετατροπής τάσης ορίζεται ως, ο λόγος της rms τάσης της εξόδου (IF σήμα) προς την rms τάση της εισόδου (RF σήμα). Για τη μέτρηση του κέρδους μετατροπής τάσης, εφαρμόζεται στην είσοδο RF του μίκτη ένα ημιτονοειδές σήμα στη συχνότητα f_{RF} και μετρούμε στην έξοδο IF του μίκτη το πλάτος της down converted συνιστώσας του σήματος εξόδου. Υπολογίζεται με βάση τον παρακάτω τύπο:

$$VCG_{dB} = 20 \log \frac{V_{IF,rms}}{V_{RF,rms}} \quad (1.5)$$

Το κέρδος μετατροπής ισχύος ορίζεται ως, ο λόγος της ισχύος του IF σήματος εξόδου που εφαρμόζεται στο φορτίο του μίκτη προς την ισχύ του RF σήματος εισόδου που παράγει η πηγή.

$$PCG_{dB} = 10 \log \frac{P_{IF}}{P_{RF}} \quad (1.6)$$

Εάν η αντίσταση εισόδου του μίκτη και η αντίσταση φορτίου του μίκτη είναι ίσες με την αντίσταση της πηγής, τότε και μόνο τότε, το κέρδος μετατροπής τάσης ισούται με το κέρδος μετατροπής ρεύματος, υπολογισμένα σε db. Η προαναφερθείσα υπόθεση για την ισότητα αυτών των δύο μεγεθών, συνήθως, δεν ισχύει, π.χ. στην περίπτωση ενός υπερετερόδυνου δέκτη, η αντίσταση των φίλτρων απόρριψης ειδώλου είναι διαφορετική από την αντίσταση εισόδου του μίκτη, ενώ, η αντίσταση φορτίου του μίκτη καθορίζεται από την αντίσταση των παθητικών IF φίλτρων, που κατά κανόνα, είναι πολύ μεγαλύτερη της αντίστασης εισόδου του μίκτη.

Το κέρδος μετατροπής ισχύος των ενεργών μικτών είναι μεγαλύτερο της μονάδας, ενώ, οι παθητικοί μίκτες, στην καλύτερη περίπτωση, μπορούν να επιτύχουν ή ενίσχυση τάσης ή ενίσχυση ρεύματος. Η ενίσχυση σήματος, που επιτυγχάνουν οι ενεργοί μίκτες, δεν συνεπάγεται και βελτίωση της ευαισθησίας, καθώς, πρέπει να συνεξεταστεί και η εικόνα θορύβου. Για αυτό το λόγο, οι παθητικοί μίκτες, αν και παρέχουν κέρδος μετατροπής ισχύος μικρότερο της μονάδας, αποδεικνύονται σε ορισμένες περιπτώσεις καλύτεροι των ενεργών μικτών.

Τυπικές τιμές του κέρδους μετατροπής ισχύος, ενός ενεργού και ενός παθητικού μίκτη, είναι: 10db και -7db, αντιστοίχως.

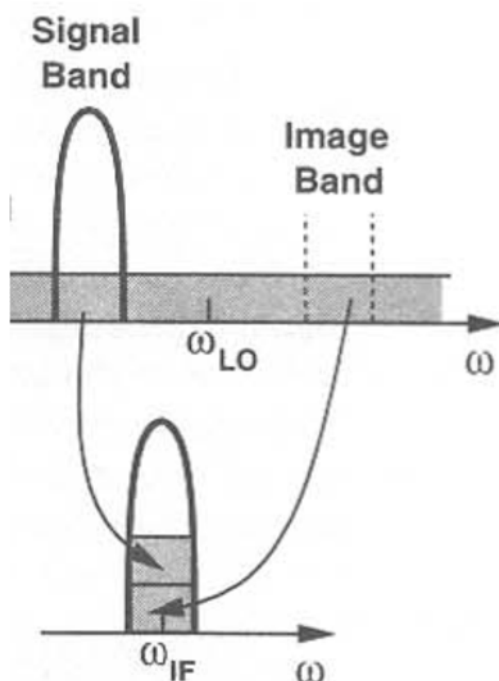
2.Εικόνα θορύβου (Noise Figure): ορίζεται ως ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο (RF) του μίκτη προς τον σηματοθορυβικό λόγο στην έξοδο (IF) του μίκτη:

$$NF = 10 \log \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (1.7)$$

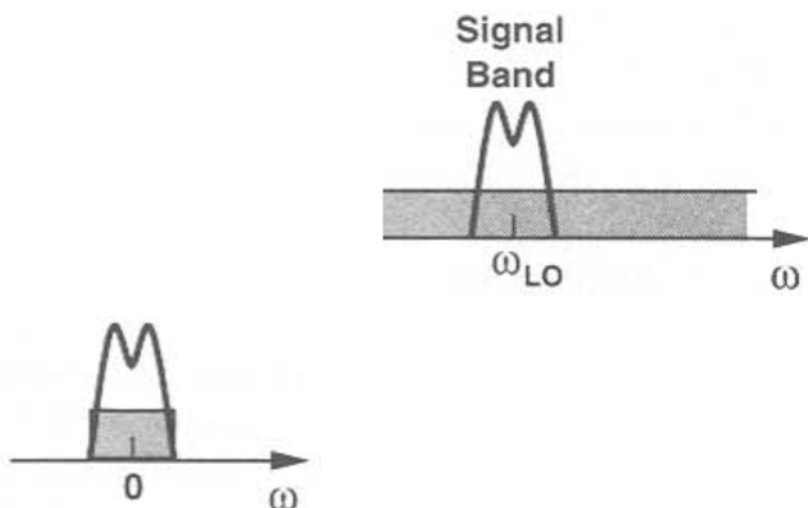
Η εικόνα θορύβου θα είναι πάντα μεγαλύτερη της μονάδας και μάλιστα, όσο πιο μικρή είναι η τιμή της, τόσο το καλύτερο, σε ότι αφορά την ανοχή έναντι του θορύβου. Υπενθυμίζεται ότι, σε κάθε μίκτη υπάρχουν δύο συχνότητες, αυτή του ωφέλιμου σήματος RF και αυτή του σήματος ειδώλου IMAGE, οι οποίες αν εφαρμοστούν στην είσοδο του, τότε θα παράγουν στην έξοδο του μία δεδομένη ενδιάμεση (IF) συχνότητα. Το ωφέλιμο σήμα (RF) καθώς και το σήμα είδωλο (Image) ονομάζονται sidebands και διέπονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$|\omega_{RF} - \omega_{LO}| = |\omega_{IMAGE} - \omega_{LO}| = \omega_{IF}$$

Η εικόνα θορύβου διακρίνεται σε DSB (Double Side Band - Διπλής Πλευρικής Ζώνης) και SSB (Single Side Band – Μονής Πλευρικής Ζώνης). Όταν το ωφέλιμο σήμα εισόδου (RF) έχει φασματικό περιεχόμενο, που περιορίζεται αποκλειστικά, ή σε μικρότερες ή σε μεγαλύτερες συχνότητες από τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή, τότε, η εικόνα θορύβου χαρακτηρίζεται ως SSB (βλ. σχήμα 1.4). Αντίθετα, αν το φάσμα του ωφέλιμου σήματος RF εκτείνεται εκατέρωθεν της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή και ειδικότερα, αν καταλαμβάνει το φάσμα του σήματος ειδώλου, τότε, η εικόνα θορύβου θεωρείται ως DSB (βλ. σχήμα 1.5). Είναι φανερό ότι, η SSB εικόνα θορύβου θα είναι μεγαλύτερη από τη DSB εικόνα θορύβου μιας και οι δύο έχουν τον ίδιο IF θόρυβο, αλλά, η SSB εικόνα θορύβου έχει ωφέλιμο σήμα, μόνο σε μία εκ των δύο πλευρικών ζωνών της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή. Άρα, η SSB εικόνα θορύβου θα είναι κατά 3db μεγαλύτερη από τη DSB εικόνα θορύβου.



Σχήμα 1.1-4: παράδειγμα SSB NF (φάσματα εισόδου & εξόδου μίκτη)



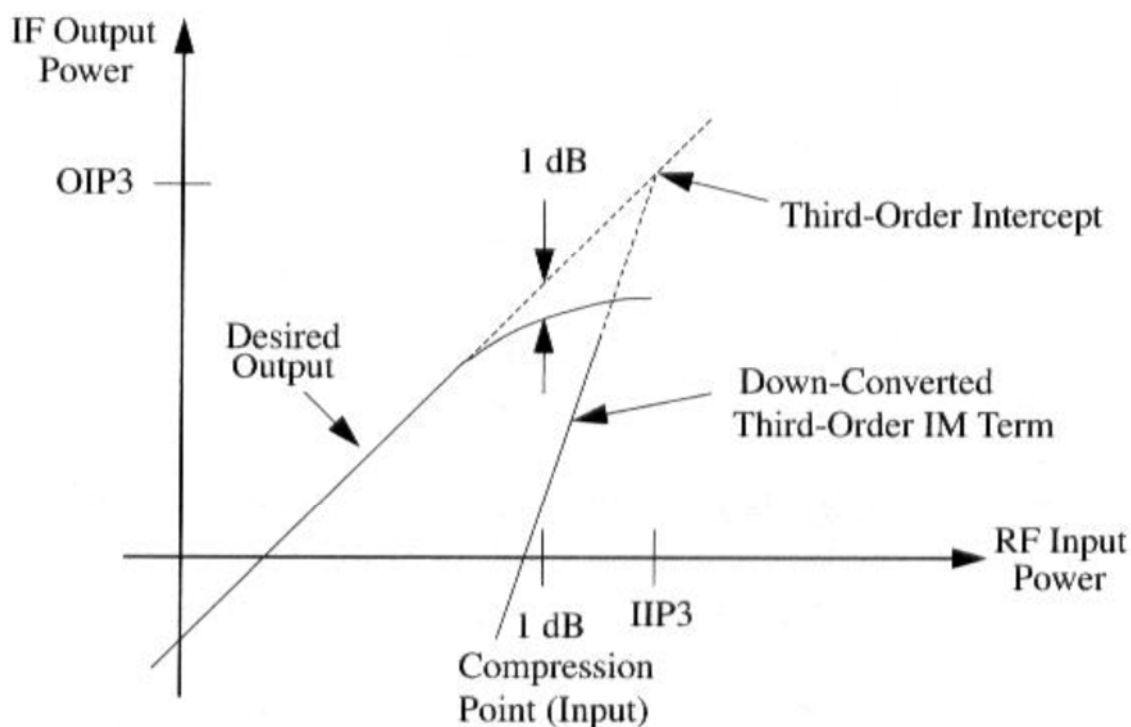
Σχήμα 1.1-5: παράδειγμα DSB NF (φάσματα εισόδου & εξόδου μίκτη)

Η εικόνα θορύβου ενός μίκτη είναι αρκετά μεγάλη, διότι, στην είσοδο του μίκτη, όπου εφαρμόζεται το ωφέλιμο σήμα RF, παρεισφύρει θόρυβος από διάφορες συχνότητες, ο οποίος μετασχηματίζεται στη συχνότητα IF, όπως και το ωφέλιμο σήμα RF. Για παράδειγμα, εξετάζοντας προσεκτικά την εξίσωση (1.4) του διακοπτικού μίκτη, γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι, το σήμα εισόδου RF συνελίσσεται με όλες τις περιττές αρμονικές του τοπικού ταλαντωτή, με αποτέλεσμα ο θόρυβος στις συχνότητες $3\omega_{RF}$, $5\omega_{RF}$, ... να μετατοπίζεται στην ενδιάμεση συχνότητα IF. Για αυτό το λόγο, κατά τη σχεδίαση των τηλεπικοινωνιακών δεκτών, ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA) προηγείται του μίκτη, ώστε, η συνολική εικόνα θορύβου να καθορίζεται από την εικόνα θορύβου της πρώτης βαθμίδας, δηλαδή του LNA, ενώ, η συνεισφορά των επόμενων βαθμίδων στο θόρυβο να μειώνεται από το κέρδος των προηγούμενων βαθμίδων, σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση:

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{NF_m - 1}{G_1 G_2 \dots G_{m-1}} \quad (1.8)$$

Τυπική τιμή εικόνας θορύβου ενός ενεργού και ενός παθητικού μίκτη είναι αντίστοιχα: 12db και 8db.

3. *Γραμμικότητα (Linearity)*: ένας μίκτης θεωρείται γραμμικός εάν, το πλάτος του σήματος εξόδου (IF) είναι ανάλογο του πλάτους του σήματος εισόδου (RF). Δύο παράμετροι αξιολογούν τη γραμμικότητα ενός μίκτη: το σημείο συμπίεσης 1db_CP και το σημείο τομής τρίτης τάξης IP3. Αυτές οι δύο παράμετροι καθορίζουν το άνω όριο της δυναμικής περιοχής ενός μίκτη (δηλαδή, πόσο μεγάλο επιτρέπεται να είναι το σήμα εισόδου ενός μίκτη, ώστε, να διασφαλίζεται η γραμμική του λειτουργία), ενώ, η εικόνα θορύβου, που αναλύσαμε προηγουμένως, καθορίζει το κάτω όριο (δηλαδή, πόσο μικρό μπορεί να είναι το σήμα εισόδου ενός μίκτη ώστε να ξεχωρίζει από το θόρυβο και να είναι εφικτή η περαιτέρω επεξεργασία του).



Σχήμα 1.1-6: Απεικόνιση 1db_CP και IP3

Το σημείο συμπίεσης 1db_CP ορίζεται, ως, το σήμα εισόδου για το οποίο, η πραγματική απολαβή μειώνεται κατά 1db σε σχέση με την ιδανική – γραμμική απολαβή, όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα.

Η γραμμικότητα ενός μίκτη αξιολογείται και με το IP3, το οποίο προσδιορίζεται από το τεστ ενδοδιαμόρφωσης δύο τόνων, σύμφωνα με το οποίο, στην είσοδο του μίκτη εφαρμόζονται δύο σήματα διαφορετικών συχνοτήτων (f_1, f_2), ίδιου πλάτους. Είναι φανερό ότι, το τεστ ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης προσομοιώνει την περίπτωση, όπου, στην είσοδο του μίκτη συνυπάρχουν το ωφέλιμο σήμα εισόδου (RF) και το σήμα ενός γειτονικού παρεμβολέα (Interferer). Σε έναν ιδανικό μίκτη, τα φάσματα των δύο τόνων θα μετατοπιζόνταν στην IF ζώνη, χωρίς να υπάρξει αλληλεπίδραση του ενός με τον άλλο. Στη πράξη, στην θύρα IF ενός downconverted μίκτη θα εμφανιστούν, όχι μόνο οι δύο «μεταφρασμένοι» τόνοι, αλλά και τα «μεταφρασμένα» προϊόντα

ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης των οποίων οι συχνότητες είναι $2f_1 \pm f_2 \pm f_{LO}$ και $2f_2 \pm f_1 \pm f_{LO}$, όπου f_{LO} είναι η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή του μίκτη. Τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης με συχνότητες $2f_1 \pm f_2 + f_{LO}$, $2f_2 \pm f_1 + f_{LO}$, $2f_1 + f_2 - f_{LO}$ και $2f_2 + f_1 - f_{LO}$ μπορούν να απαλειφτούν με τη χρήση κατάλληλου φίλτρου στην IF θύρα του μίκτη. Αντίθετα, τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης με συχνότητες $2f_1 - f_2 - f_{LO}$ και $2f_2 - f_1 - f_{LO}$, ενδεχομένως, να εμφανίζονται εντός της IF ζώνης και να υπερτίθενται ως θόρυβος στο ωφέλιμο σήμα εξόδου. Το σημείο τομής 3^{ης} τάξης, όπως βλέπουμε στο σχήμα 1.6, είναι η τομή της προέκτασης της καμπύλης γραμμικής εξόδου και της καμπύλης εξόδου που οφείλεται στην ενδοδιαμόρφωση. Όσο πιο μεγάλες είναι η τετμημένη (IIP_3) και η τεταγμένη (OIP_3) του σημείου τομής 3^{ης} τάξης, τόσο πιο γραμμικός είναι ο μίκτης.

Επιπλέον, ο μίκτης παράγει διάφορα προϊόντα αλληλεπίδρασης του ωφέλιμου σήματος RF, του σήματος του τοπικού ταλαντωτή LO, καθώς και των αρμονικών αυτών. Οι συχνότητες αυτών των προϊόντων υπακούουν στην σχέση: $|m\omega_{RF} \pm n\omega_{LO}|$, όπου m, n είναι φυσικοί αριθμοί. Το ζητούμενο στη σχεδίαση κάθε δέκτη είναι όλες οι παραπάνω συχνότητες, πλην της $|\omega_{RF} - \omega_{LO}|$, να μην ανήκουν στη ζώνη ενδιάμεσων συχνοτήτων (IF). Τέλος, δεν πρέπει να λησμονούμε και το ενδεχόμενο, αρμονικές παρεμβολών με αρμονικές του τοπικού ταλαντωτή να παράγουν προϊόντα εντός της IF ζώνης.

4. Απομόνωση θυρών (Port to Port isolation): η απομόνωση κάθε θύρας ενός μίκτη από τις υπόλοιπες, είναι καθοριστικής σημασίας για την ορθή λειτουργία του. Αν υπάρχει διαρροή του σήματος του τοπικού ταλαντωτή στη θύρα εισόδου, τότε, το σήμα αυτό θα διέλθει μέσω του LNA και τελικά θα εκπεμφθεί μέσω της κεραίας προκαλώντας παρεμβολή σε άλλους δέκτες. Αν υπάρχει διαρροή του σήματος RF στη θύρα του τοπικού ταλαντωτή, τότε η πιθανή ύπαρξη ισχυρών παρεμβολών σε αυτό, θα αλλοιώσει το σήμα του τοπικού ταλαντωτή που οδηγεί τον μίκτη. Η διαρροή του ισχυρού σήματος του τοπικού ταλαντωτή προς την θύρα εξόδου έχει ως αποτέλεσμα την απευαισθητοποίηση των μονάδων που έπονται του μίκτη. Το πρόβλημα αυτό επιδεινώνεται περαιτέρω, εάν, η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή είναι κοντά στην ζώνη IF, οπότε η χρήση φίλτρων στην έξοδο του μίκτη είναι αναποτελεσματική. Τέλος, η διαρροή σήματος RF στη θύρα εξόδου του μίκτη μπορεί, υπό προϋποθέσεις (ύπαρξη δύο γειτονικών παρεμβολών πλησίον του ωφέλιμου σήματος RF και μη γραμμικότητα δεύτερης τάξης από τον LNA), να αλλοιώσει το ωφέλιμο μετασχηματισμένο κατά συχνότητα σήμα εξόδου.

1.3 Ταξινόμηση μικτών

Οι μίκτες διακρίνονται σε ενεργούς και παθητικούς, ανάλογα με το αν το κέρδος μετατροπής ισχύος τους είναι μεγαλύτερο ή μικρότερο της μονάδας, αντίστοιχα. Το κέρδος των ενεργών μικτών επιτρέπει, σύμφωνα με την εξίσωση 1.8, να μειώνεται η συνεισφορά των επόμενων βαθμίδων στην συνολική εικόνα θορύβου. Οι παθητικοί μίκτες χαρακτηρίζονται για τη γραμμικότητα και την ταχύτητα απόκρισης. Οι ενεργοί μίκτες χρησιμοποιούνται ευρέως στη σχεδίαση των RF συστημάτων, ενώ, οι παθητικοί μίκτες βρίσκουν εφαρμογές σε μικροκυματικά κυκλώματα και σε σταθμούς βάσης.

Οι μίκτες διακρίνονται σε απλής ή διπλής ισοστάθμισης, ανάλογα με το αν η είσοδος RF είναι μονόπλευρη ή διαφορική (και στις δύο κατηγορίες, η είσοδος LO είναι διαφορική). Οι μίκτες απλής ισοστάθμισης έχουν μικρότερο θόρυβο ανηγμένο στην είσοδο (για δεδομένη κατανάλωση ισχύος), είναι πιο ευάλωτοι σε τυχόν θόρυβο στο σήμα του τοπικού ταλαντωτή, εμφανίζουν μικρότερη παραμόρφωση άρτιας τάξης και διακρίνονται από τη μικρή απομόνωση LO-IF, σε σύγκριση με τους μίκτες διπλής ισοστάθμισης.

Τέλος, οι μίκτες διακρίνονται σε μονόπλευρης ή διαφορικής εξόδου, με τους τελευταίους να υπερτερούν στο κέρδος μετατροπής, στην απομόνωση RF και IF θυρών, αλλά,

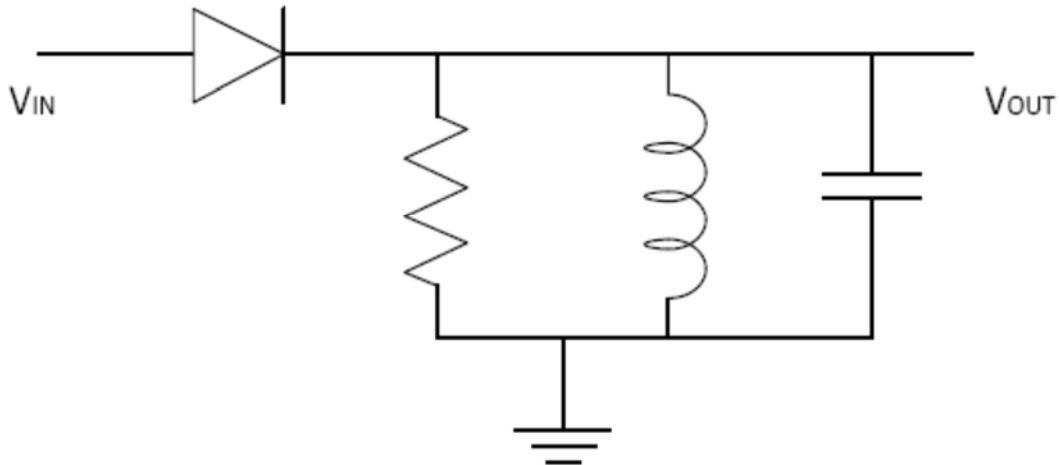
υστερούν στο πεδίο των εφαρμογών, καθώς, τα περισσότερα IF φίλτρα που τοποθετούνται στην έξοδο ενός μίκτη είναι μονής εισόδου.

1.4 Τοπολογίες μικτών

1.4.1 Μίκτες διόδων

1.4.1.1 Μίκτης μίας διόδου

Πρόκειται για τον απλούστερο και παλαιότερο μίκτη, όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:

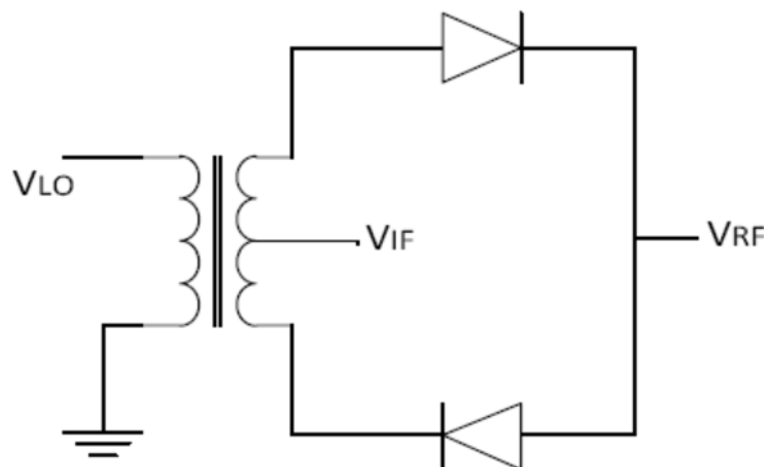


Εικόνα 1-2: Μίκτης μίας διόδου

Στην είσοδο V_{IN} εφαρμόζονται, σε σειρά, το σήμα RF, το σήμα LO και η DC τάση πόλωσης. Η μη γραμμική συμπεριφορά της διόδου παράγει αρμονικές και προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης των σημάτων RF και LO. Το RLC φίλτρο επιτρέπει τη διέλευση σημάτων που ανήκουν στην IF ζώνη.

1.4.1.2 Μίκτης δύο διόδων

Με δύο διόδους μπορούμε να σχεδιάσουμε έναν απλής ισοστάθμισης μίκτη, που θα διακρίνεται για την απομόνωση μεταξύ των θυρών LO και RF, όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα:

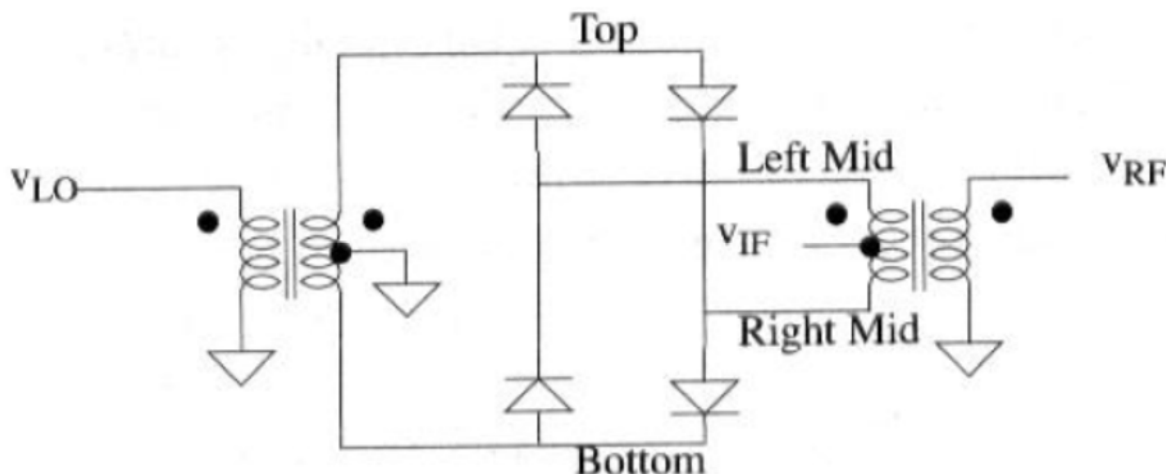


Εικόνα 1-3: Απλής ισοστάθμισης μίκτης δύο διόδων

Ας υποθέσουμε ότι, το σήμα LO είναι αρκετά ισχυρό (συγκρινόμενο με το σήμα RF), ώστε, οι δίοδοι να λειτουργούν ως διακόπτες. Συγκεκριμένα, αν το σήμα LO είναι θετικό, τότε, οι δύο δίοδοι άγουν και το σήμα RF μεταφέρεται στην έξοδο IF, ενώ, αν το σήμα LO είναι αρνητικό, τότε, οι δύο δίοδοι δεν άγουν και έτσι, το σήμα RF αποκόπτεται από την έξοδο IF. Είναι προφανές ότι, έτσι επιτυγχάνουμε γαλβανική απομόνωση της θύρας LO από τη θύρα IF, όχι όμως και της θύρας RF από τη θύρα LO.

1.4.1.3 Μίκτης διπλής ισοστάθμισης με δίοδους

Με τέσσερις δίοδους και δύο μετασχηματιστές, μπορούμε να σχεδιάσουμε έναν απλής ισοστάθμισης μίκτη, που θα διακρίνεται για την απομόνωση μεταξύ όλων των θυρών, όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 1-4: Διπλά ισοσταθμισμένος μίκτης δίοδων

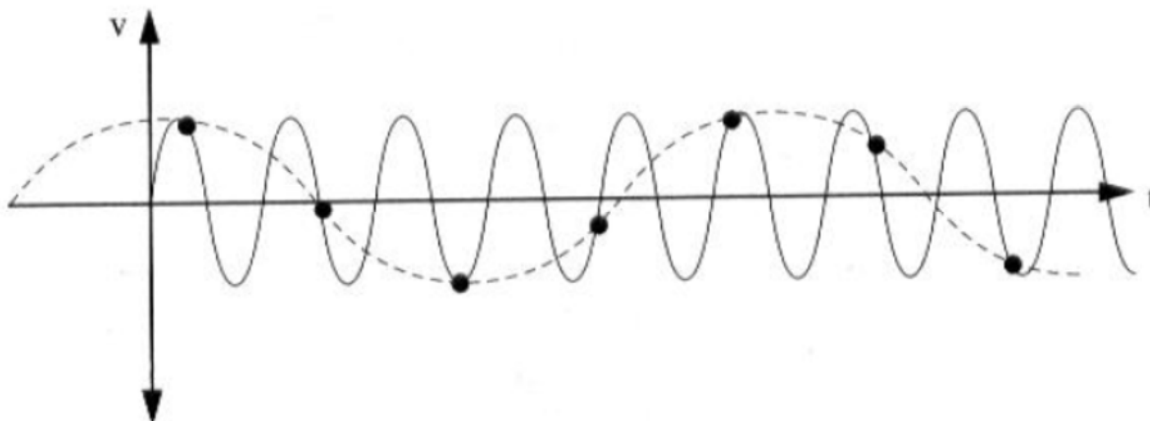
Ας υποθέσουμε ότι, το σήμα LO είναι αρκετά ισχυρό (συγκρινόμενο με το σήμα RF), ώστε, οι δίοδοι να λειτουργούν ως διακόπτες. Συγκεκριμένα, αν η τάση του σήματος LO είναι θετική (το + της πολικότητας παριστάνεται με κουκίδα), τότε, το δυναμικό στο άκρο Right Mid του εκ δεξιών μετασχηματιστή θα είναι μηδέν, ενώ, αν η τάση του σήματος LO είναι αρνητική, τότε, το δυναμικό στο άκρο Left Mid του εκ δεξιών μετασχηματιστή θα είναι μηδέν. Επιλέγοντας κατάλληλο λόγο μετασχηματισμού για τον εν λόγω μετασχηματιστή, μπορούμε να πετύχουμε τάση εξόδου ίση με το διπλάσιο της τάσης εισόδου. Με αυτή την προϋπόθεση, το δυναμικό της μεσαίας λήψης του δευτερεύοντος του εκ δεξιών μετασχηματιστή, θα ισούται με V_{RF} για θετική τάση V_{LO} και $-V_{RF}$ για αρνητική τάση V_{LO} . Άρα, ο συγκεκριμένος μίκτης πολλαπλασιάζει την είσοδο RF με τετραγωνικό παλμό μοναδιαίου πλάτους και συχνότητας LO.

Το πλεονέκτημα του συγκεκριμένου παθητικού μίκτη είναι η ικανοποιητική απομόνωση μεταξύ όλων των θυρών, με την προϋπόθεση της σωστής προσαρμογής στις ονομαστικές συχνότητες και στις συχνότητες των ειδώλων αυτών των συχνοτήτων. Τέλος, ο μίκτης αυτός διακρίνεται και για τη μεγάλη δυναμική περιοχή του σήματος εισόδου RF.

1.4.2 Μίκτες υποδειγματοληψίας

Αυτή η κατηγορία μικτών στηρίζεται στην παρατήρηση ότι, το εύρος ζώνης του σήματος πληροφορίας που διαμορφώνει το φέρον είναι πολύ μικρότερο από τη συχνότητα του φέροντος. Εάν, λοιπόν, δειγματοληψήσουμε το διαμορφωμένο φέρον με συχνότητα δειγματοληψίας μικρότερη του διπλασίου της συχνότητας του φέροντος και μεγαλύτερη του διπλασίου της συχνότητας του σήματος πληροφορίας, τότε, το

αποτέλεσμα θα είναι η «μετάφραση» του σήματος RF. Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε το RF σήμα, τα δείγματα του και την ανακατασκευή του «μεταφρασμένου» σήματος RF με βάση αυτά τα δείγματα (downconversion).



Σχήμα 1.1-7: Υποδειγματοληψία διαμορφωμένου φέροντος

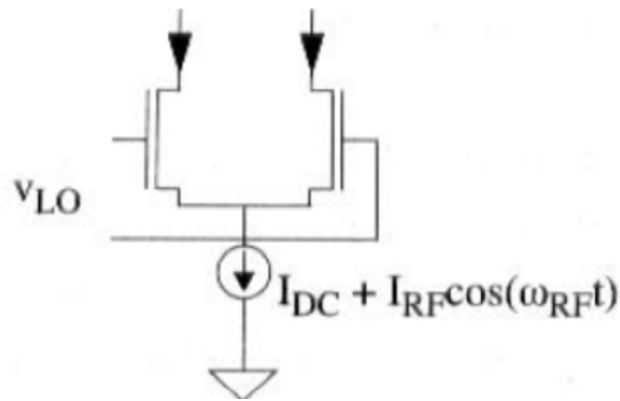
Στην ουσία οι μίκτες υποδειγματοληψίας είναι σωστά σχεδιασμένα sample and hold κυκλώματα. Ένας τέτοιος μίκτης φαίνεται στην παρακάτω εικόνα. Κατά τη δειγματοληψία (sample) τα τρανζίστορ M_1 έως M_5 άγουν, ενώ, τα τρανζίστορ M_6 έως M_7 είναι στην αποκοπή. Τα τρανζίστορ M_3, M_4, M_5 αναπτύσσουν μία τάση ίση με V_{CM} στους δεξιούς οπλισμούς των δύο πυκνωτών δειγματοληψίας, ενώ, τα τρανζίστορ M_1, M_2 συνδέουν το σήμα εισόδου RF στους εν λόγω πυκνωτές. Ο τελεστικός ενισχυτής δεν έχει καμία συμβολή στη φάση της δειγματοληψίας και το εύρος ζώνης του «μεταφρασμένου» σήματος καθορίζεται από τη σταθερά χρόνου RC, η οποία είναι συνάρτηση της αντίστασης των αγώγιμων τρανζίστορ και της χωρητικότητας των πυκνωτών δειγματοληψίας. Κατά τη φάση της διακράτησης (hold), τα τρανζίστορ M_1 έως M_5 λειτουργούν στην αποκοπή και τα τρανζίστορ M_6 έως M_7 άγουν. Το κύκλωμα της παρακάτω εικόνας απλουστεύεται σε δύο πυκνωτές που τροφοδοτούν τον τελεστικό ενισχυτή. Ο χρόνος αποκατάστασης του συστήματος πρέπει να είναι μικρότερος από την περίοδο δειγματοληψίας παρά από την περίοδο του RF σήματος.

Τα μόνα ελαττώματα του μίκτη υποδειγματοληψίας είναι η απαιτούμενη ακρίβεια του ρολογιού χρονισμού και η μεγάλη εικόνα θορύβου που δεν επιτρέπει μεγάλη δυναμική περιοχή του σήματος εισόδου RF.

1.4.3 Μίκτες βασισμένοι στον πολλαπλασιασμό

1.4.3.1 Μίκτης απλής ισοστάθμισης

Μία εξαιρετικά δημοφιλή οικογένεια μικτών, βασισμένων στον πολλαπλασιασμό, είναι εκείνη, που, μετατρέπει την τάση του εισερχόμενου σήματος RF σε ρεύμα και εν συνεχεία πολλαπλασιάζει το ρεύμα με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή. Ο πιο απλός μίκτης αυτού του τύπου, απεικονίζεται στην παρακάτω εικόνα:

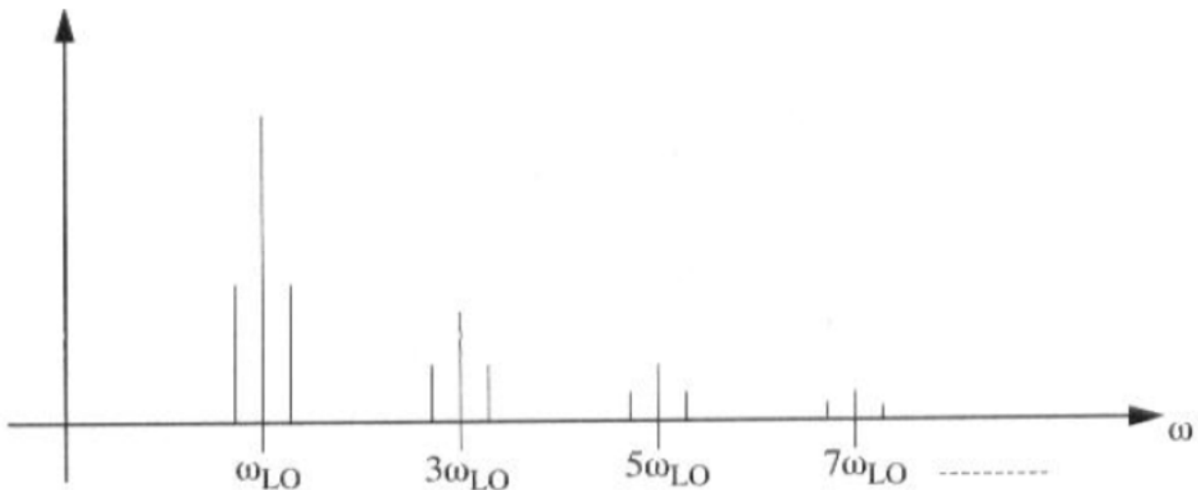


Εικόνα 1-5: Μίκτης απλής ισοστάθμισης

Το σήμα του τοπικού ταλαντωτή επιλέγεται ισχυρό αρκετά, ώστε, τα δύο τρανζίστορ να άγουν, εναλλάξ, με συχνότητα LO, ως τέλειοι διακόπτες, το ρεύμα της πηγής ρεύματος. Άρα, το ρεύμα εξόδου είναι το γινόμενο ενός τετραγωνικού παλμού μοναδιαίου πλάτους και συχνότητας ω_{LO} με το ρεύμα της πηγής ρεύματος, όπως φαίνεται και στην παρακάτω εξίσωση:

$$i_{out}(t) = \text{sgn}[\cos \omega_{LO} t] \{I_{BIAS} + I_{RF} \cos \omega_{RF} t\} \quad (1.9)$$

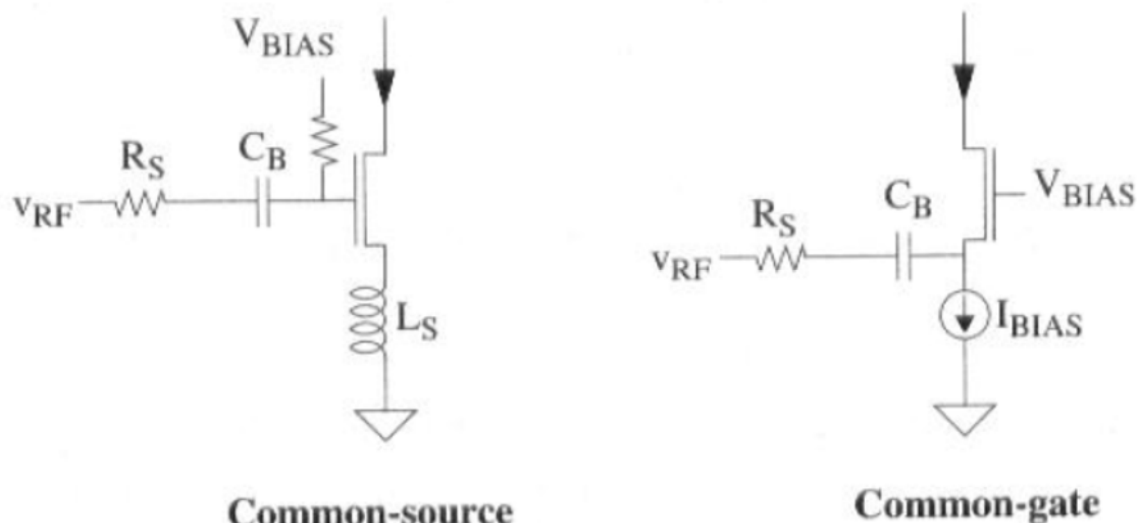
Αν θυμηθούμε ότι, το φάσμα ενός τετραγωνικού παλμού αποτελείται από τις περιττές αρμονικές της θεμελιώδους, τότε, το φάσμα του $i_{out}(t)$ θα είναι:



Σχήμα 1.1-8: Φάσμα εξόδου μίκτη απλής ισοστάθμισης

Το φάσμα αποτελείται από συνιστώσες αθροίσματος και διαφοράς, των περιττών αρμονικών της συχνότητας του σήματος LO του τοπικού ταλαντωτή με τη συχνότητα του σήματος εισόδου RF (στο σχήμα 1.8 $\omega_{RF} < \omega_{LO}$). Η ύπαρξη περιττών αρμονικών του σήματος του τοπικού ταλαντωτή LO στο φάσμα εξόδου οφείλεται στην μίξη του DC ρεύματος πόλωσης με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή.

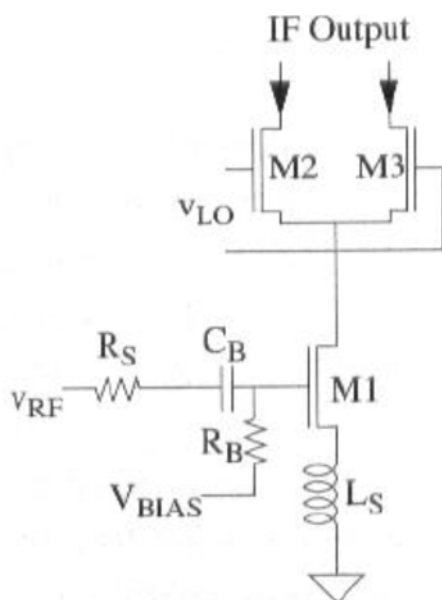
Ο μίκτης της εικόνας 1.5 περιλαμβάνει μία πηγή ρεύματος, της οποίας, η δεύτερη συνιστώσα είναι τελείως ανάλογη με το RF σήμα εισόδου. Στην πράξη οι V-I μετατροπείς δεν είναι τέλειοι, οπότε, για να μεγιστοποιηθεί η γραμμικότητα τους καταφεύγουμε σε εκφυλισμό πηγής, τόσο σε κοινής πύλης όσο και σε κοινής πηγής διαγωγούς, όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 1-6: RF διαγωγί (V-I μετατροπείς) για μίκτες

Συγκεκριμένα, ο κοινής πύλης διαγωγός, της παραπάνω εικόνας, χρησιμοποιεί την αντίσταση της πηγής εισόδου R_s για τη γραμμική μετατροπή της τάσης εισόδου σε ρεύμα και η απόδοσή του βελτιστοποιείται, εάν, η αγωγιμότητα της πηγής του τρανζίστορ είναι πολύ μεγαλύτερη από την αγωγιμότητα της R_s . Το πηνίο του διαγωγού κοινής πηγής, χρησιμοποιείται για να εξασθενίσει αρμονικές και προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης υψηλών συχνοτήτων, ενώ, δεν επιβαρύνει με θερμικό θόρυβο την συνολική εικόνα θορύβου του διαγωγού, ούτε προκαλεί καμία πτώση τάση στα άκρα του, περιορίζοντας τα περιθώρια τροφοδοσίας (headroom) του τρανζίστορ.

Άρα, μία πιο ολοκληρωμένη εικόνα ενός μίκτη, απλής ισοστάθμισης, θα είναι η παρακάτω:

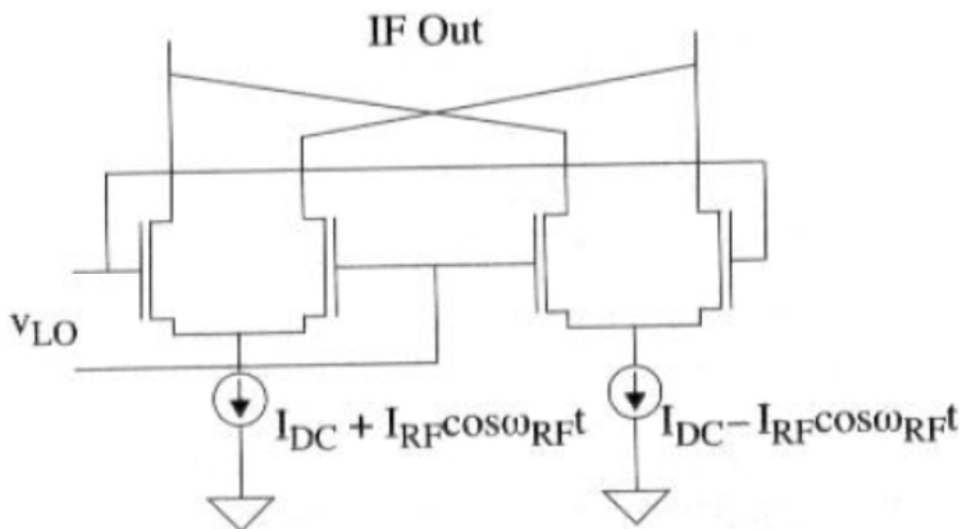


Εικόνα 1-7: Μίκτης απλής ισοστάθμισης με διαγωγό

Η τάση V_{BIAS} πολώνει το τρανζίστορ M1, ο πυκνωτής C_B αποκόπτει πιθανή DC συνιστώσα του σήματος εισόδου RF και η αντίσταση R_B επιλέγεται τόσο μεγάλη, ώστε, να μην υπερφορτώνεται το κύκλωμα της πύλης του τρανζίστορ M1 και να μην επιβαρύνει, υπερβολικά, την συνολική εικόνα θορύβου του μίκτη.

1.4.3.2 Ενεργός μίκτης διπλής ισοστάθμισης

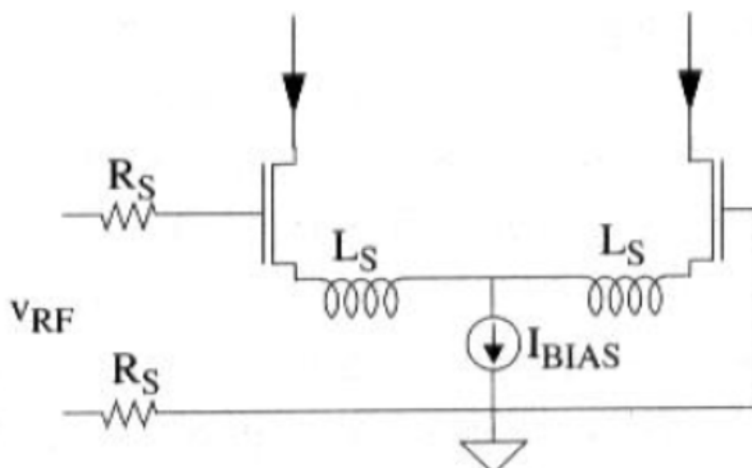
Για να βελτιώσουμε την μέτρια απομόνωση LO-IF του μίκτη απλής ισοστάθμισης, μπορούμε να συνδυάσουμε δύο μίκτες απλής ισοστάθμισης, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Εικόνα 1-8: Μίκτης διπλής ισοστάθμισης

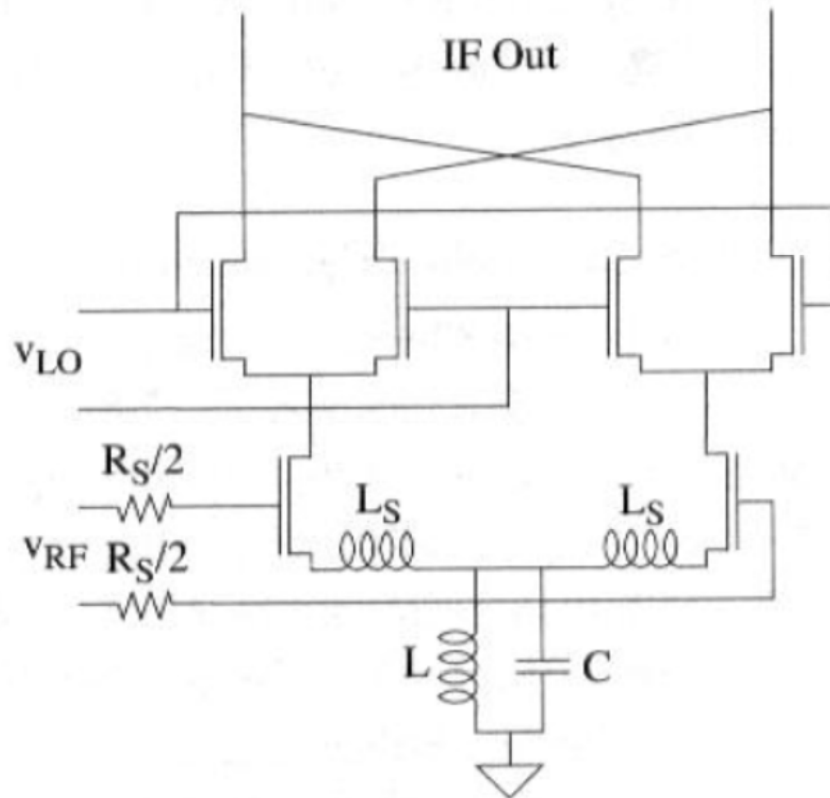
Υποθέτουμε ότι, το σήμα LO είναι αρκετά μεγάλο, ώστε, τα δύο διαφορεικά ζεύγη να λειτουργούν ως διακόπτες ρεύματος, που άγουν εναλλάξ, σύμφωνα με τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή. Παρατηρούμε ότι, τα δύο διαφορεικά ζεύγη τροφοδοτούνται αντιπαράλληλα από το σήμα LO και παράλληλα από το σήμα RF. Έτσι, το φάσμα στην έξοδο του μίκτη δεν θα περιέχει αρμονικές του τοπικού ταλαντωτή (ικανοποιητική LO-IF απομόνωση), ενώ, οι συνιστώσες του, που οφείλονται στο RF, διπλασιάζονται.

Οι RF διαγωγείς (V-I μετατροπείς), που χρησιμοποιήθηκαν στον μίκτη απλής ισοστάθμισης, μπορούν κατ' αναλογία να χρησιμοποιηθούν και στην περίπτωση του μίκτη διπλής ισοστάθμισης, όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 1-9: RF διαγωγός κοινής πηγής για μίκτη διπλής ισοστάθμισης

Στις περιπτώσεις εφαρμογών χαμηλής τάσης, η πηγή ρεύματος της εικόνας 1.9 αντικαθίσταται από ένα παράλληλο κύκλωμα LC, που λειτουργεί ως πηγή AC ρεύματος, ώστε, να αυξηθεί το περιθώριο τροφοδοσίας των τρανζίστορ. Η συχνότητα συντονισμού του LC κυκλώματος είναι τέτοια, ώστε, να εξασθενίσουν στην έξοδο όλες οι ανεπιθύμητες φασματικές συνιστώσες (LO αρμονικές και προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης των αρμονικών) και αν αυτό δεν είναι εφικτό, χρησιμοποιούνται περισσότερα του ενός LC κυκλώματα. Άρα, η τελική μορφή ενός ενεργού μίκτη διπλής ισοστάθμισης είναι:



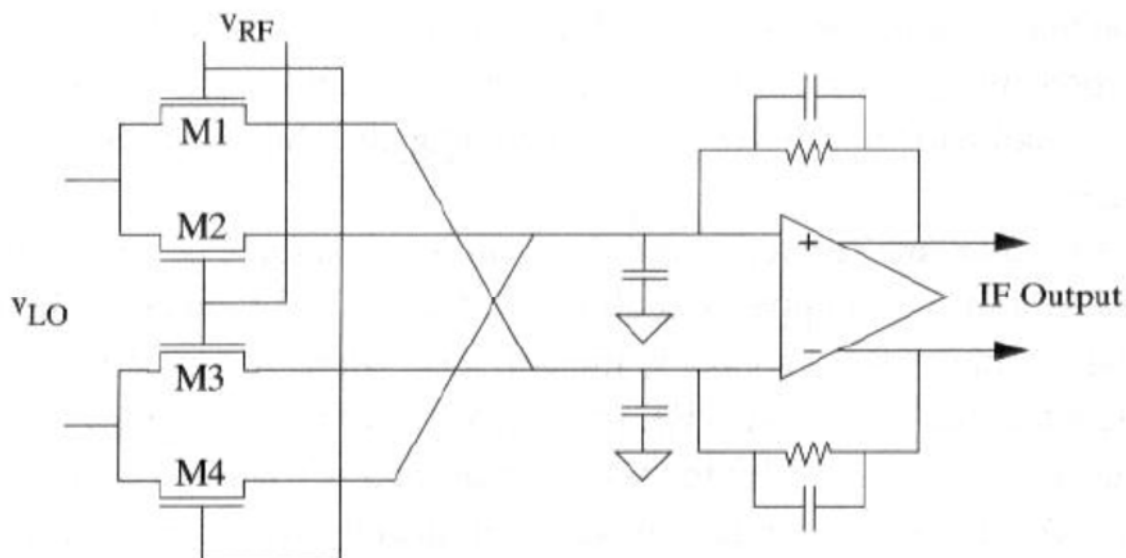
Εικόνα 1-10: Ενεργός μίκτης διπλής ισοστάθμισης με χαμηλή τροφοδοσία

Η εικόνα θορύβου ενός μίκτη διπλής ισοστάθμισης, επηρεάζεται από τον RF διαγωγό ($V-I$ μετατροπέας) και από τα διαφορικά ζεύγη, που τροφοδοτούνται από τον τοπικό ταλαντωτή. Ειδικότερα, τα τρανζίστορ των διαφορικών ζευγών, είτε, δεν λειτουργούν ως ιδανικοί διακόπτες (εξασθενούν αντί να άγουν), είτε, για κάποιο χρονικό διάστημα λειτουργούν ως ενισχυτές, με αποτέλεσμα, στην έξοδο να παράγεται θόρυβος.

Η γραμμικότητα αυτών των μικτών καθορίζεται από τη γραμμικότητα των RF διαγωγών ($V-I$ μετατροπείς) τους. Υπάρχουν τέσσερις μέθοδοι για να βελτιώσουμε τη γραμμικότητα: η προπαραμόρφωση, η ανατροφοδότηση, η πρόσθια τροφοδότηση και η τμηματική προσέγγιση. Οι μέθοδοι αυτές μπορούν να εφαρμοστούν, είτε, ξεχωριστά, είτε, σε συνδυασμό.

1.4.3.3 Ποτενσιομετρικός μίκτης

Η αρχή λειτουργίας του ποτενσιομετρικού μίκτη έγκειται στην παρατήρηση ότι, η αντίσταση ενός MOSFET, που λειτουργεί στην τριόδο περιοχή, μεταβάλλεται αντιστρόφως ανάλογα με την τάση V_{GS} . Η παρακάτω εικόνα αποτελεί μία από τις δυνατές υλοποιήσεις ποτενσιομετρικού μίκτη:



Εικόνα 1-11: Ποτενσιομετρικός μίκτης

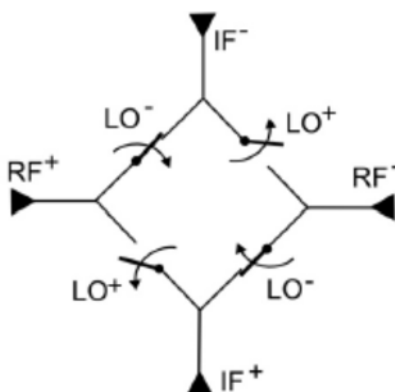
Εάν η τάση μεταξύ υποδοχής και πύλης, σε κάποιο MOSFET της παραπάνω εικόνας, είναι σταθερή, τότε, το ρεύμα του MOSFET θα είναι ανάλογο της V_{GS} , δηλαδή της τάσης εισόδου RF. Θα αποδείξουμε στη συνέχεια, ότι, εάν η τάση μεταξύ υποδοχής και πηγής, σε κάποιο MOSFET της παραπάνω εικόνας, μεταβάλλεται με το σήμα LO, τότε, το ρεύμα του MOSFET θα είναι ανάλογο του γινομένου των σημάτων RF και LO. Άρα, τα τέσσερα MOSFET εκτελούν την μίξη των σημάτων RF και LO, ενώ, οι πυκνωτές εξασθενούν τις ανεπιθύμητες φασματικές συνιστώσες της μίξης.

$$i_{DS} = \frac{v_{LO}}{r_{DS}} \approx v_{LO} \mu C_{OX} \frac{W}{L} \{(V_{RF} - V_T) - V_{LO}\} \approx v_{LO} K v_{RF} \quad (1.10)$$

Για λόγους γραμμικότητας, η V_{RF} (V_{GS}) πρέπει να είναι κατά πολύ μεγαλύτερη της V_{LO} (V_{DS}). Άρα, η V_{RF} πρέπει να περιλαμβάνει μία ισχυρή DC συνιστώσα, ώστε, να ισχύει η ανισότητα: $V_{RF} = DC + v_{RF} \geq V_{LO}$. Έτσι, μπορεί να εξηγηθεί και ο κατά προσέγγιση υπολογισμός του ρεύματος στην εξίσωση 1.10, το οποίο διαρρέει τις αντιστάσεις ανάδρασης και έτσι, το IF σήμα είναι διαθέσιμο, ως τάση, στην έξοδο του κυκλώματος. Ο τελεστικός ενισχυτής θα πρέπει να έχει κατάλληλο εύρος ζώνης, ώστε, να μπορεί να επεξεργαστεί το επιθυμητό προϊόν μίξης.

1.4.3.4 Παθητικός μίκτης διπλής ισοστάθμισης

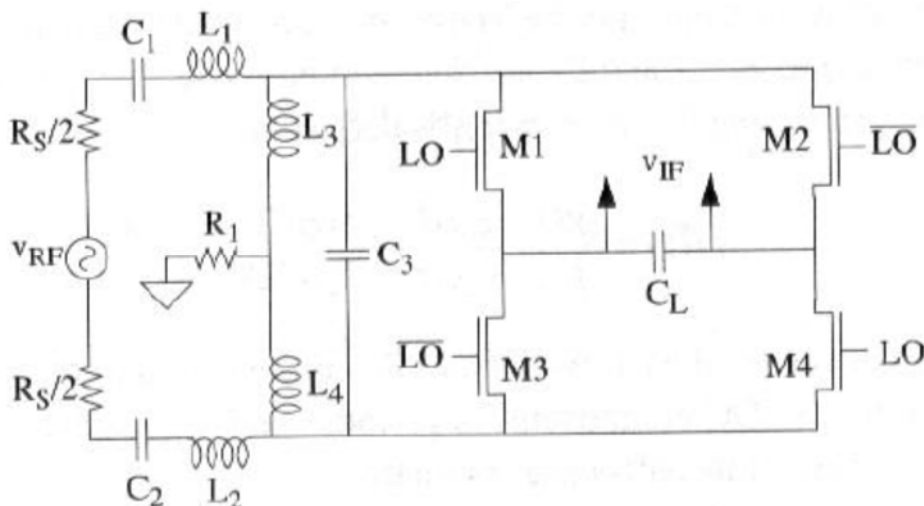
Η πιο απλή διάταξη παθητικού μίκτη, αποτελείται από τέσσερις CMOS διακόπτες σε συνδεσμολογία γέφυρας, όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 1-12: Αρχή λειτουργίας παθητικού CMOS μίκτη διπλής ισοστάθμισης

Το σήμα εισόδου RF εφαρμόζεται απευθείας στη γέφυρα των CMOS διακοπών, χωρίς να υπάρχει ανάγκη μετατροπής της τάσης του σε ρεύμα (RF transconductors), όπως, στην περίπτωση του CMOS ενεργού μίκτη. Οι διακόπτες οδηγούνται από τοπικό ταλαντωτή, ώστε, μόνο ένα ζευγάρι διακοπών να άγει κάθε φορά και έτσι, η έξοδος του μίκτη θα ισούται με $\pm V_{RF}$. Μπορούμε να υποθέσουμε ότι, η έξοδος του μίκτη είναι το γινόμενο της εισόδου RF και μίας ακολουθίας τετραγωνικών παλμών μοναδιαίου πλάτους (± 1) και συχνότητας LO.

Το φάσμα της εξόδου περιέχει μη επιθυμητές συνιστώσες, τις οποίες πρέπει να απορρίψουμε με τη χρήση κατάλληλου φίλτρου. Η σχεδίαση του φίλτρου θα πρέπει να λαμβάνει υπόψη, όχι μόνο τις ανεπιθύμητες φασματικές συνιστώσες, αλλά και τις σύνθετες αντιστάσεις εισόδου και εξόδου. Στη σχεδίαση διακριτών κυκλωμάτων, οι σύνθετες αντιστάσεις πηγής και φορτίου είναι καλά ορισμένοι πραγματικοί αριθμοί (πχ 50 Ω), αλλά, στη σχεδίαση RF VLSI, ο μίκτης, η πηγή και το φορτίο του είναι κατασκευασμένα εντός του ίδιου chip και οι σύνθετες αντιστάσεις των δύο τελευταίων δεν έχουν κάποια σταθερή, συγκεκριμένη τιμή. Αυτό, δίνει στο σχεδιαστή έναν βαθμό ελευθερίας, που, εάν τον εκμεταλλευτεί μπορεί να αυξήσει την απόδοση του μίκτη. Για παράδειγμα, η χρήση πυκνωτών και πηνίων στην πηγή και στον τερματισμό ενός μίκτη, δεν επιβαρύνει τον θόρυβο, πλην, όμως, περιορίζει το εύρος λειτουργίας του μίκτη. Ένας τέτοιος μίκτης απεικονίζεται παρακάτω:



Εικόνα 1-13: Παθητικός μίκτης διπλής ισοστάθμισης με μιγαδική σύνθετη αντίσταση πηγής και φορτίου

Ο μίκτης της εικόνας 1.13, έχει χωρητικό φορτίο (C_L) στην έξοδό του, όπως συμβαίνει, συνήθως, σε CMOS ολοκληρωμένα κυκλώματα, σε αντίθεση με το ωμικό φορτίο τερματισμού της σχεδίασης διακριτών κυκλωμάτων. Το χωρητικό φορτίο C_L , όχι μόνο δεν επιβαρύνει με θερμικό θόρυβο τον μίκτη, αλλά αντίθετα, φιλτράρει υψίσυχο θόρυβο και παραμόρφωση. Στην είσοδο του μίκτη έχουμε την πηγή, ένα κύκλωμα προσαρμογής τύπου L και ένα φίλτρο, συνδεδεμένα εν σειρά. Το κύκλωμα προσαρμογής, που αποτελείται από τα L_1 και μέρος του C_3 , ενισχύει την τάση του σήματος εισόδου RF, ώστε, να μειωθεί η συνολική απώλεια μετατροπής τάσης. Το φίλτρο, που αποτελείται από τα L_3 , C_3 και C_L , φιλτράρει τον θόρυβο, που κείται εκτός της ζώνης λειτουργίας του μίκτη, καθώς και συνιστώσες παραμόρφωσης, που παράγονται από τον ίδιο τον μίκτη. Η αντίσταση R_1 ορίζει ένα σημείο κοινού δυναμικού στο κύκλωμα εισόδου.

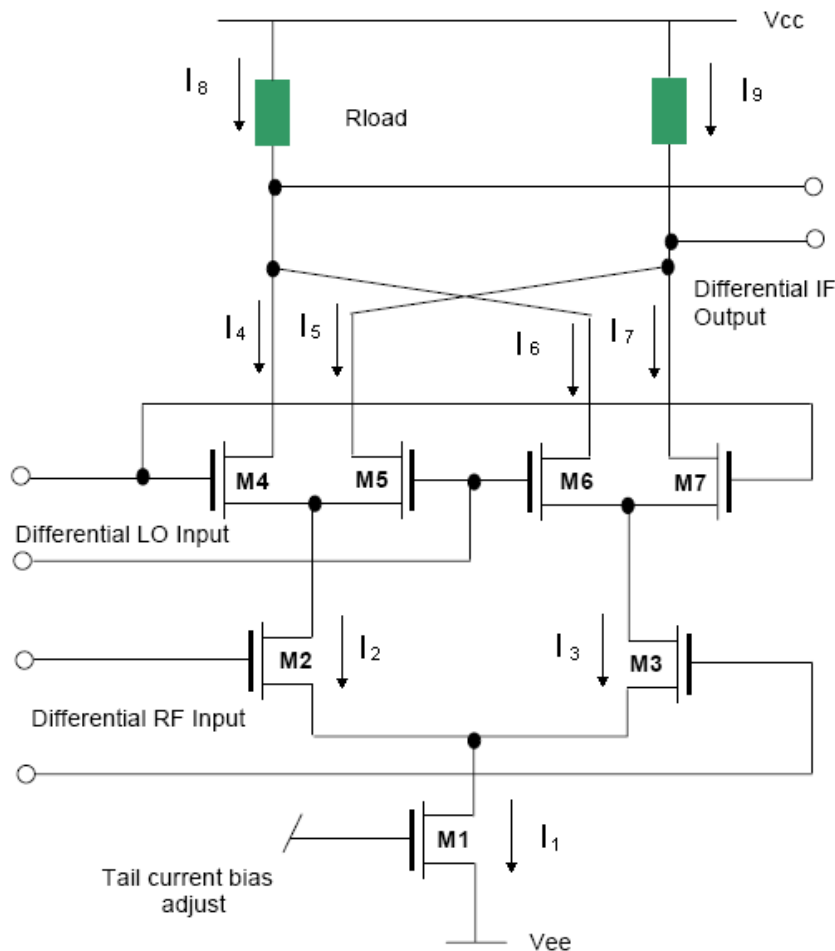
Τόσο η εικόνα θορύβου, όσο και το σημείο τομής τρίτης τάξης, επηρεάζονται από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή, καθώς το τελευταίο καθορίζει την αντίσταση των κλειστών CMOS διακοπών, η οποία θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν πιο μικρή και σταθερή,

ώστε, να βελτιστοποιηθούν τα NF και IP3. Το IP3 επηρεάζεται αντιστρόφως ανάλογα από την ενίσχυση τάσης, που παρέχει το κύκλωμα προσαρμογής τύπου L. Επίσης, η απουσία DC ρεύματος πόλωσης συνεπάγεται την απουσία θορύβου στην βασική ζώνη, κάτι πολύ σημαντικό για ομόδυνους δέκτες.

Οι παθητικοί μίκτες διακρίνονται για τη χαμηλή κατανάλωση ενέργειας. Για την ελαχιστοποίηση της καταναλισκόμενης ενέργειας από τον μίκτη της εικόνας 1.13, μπορούμε να συνδέσουμε παράλληλα στη χωρητικότητα πύλης του κάθε CMOS τρανζίστορ από ένα πηνίο, ώστε, να δημιουργηθεί κύκλωμα συντονισμού στη συχνότητα ω_{LO} , με συντελεστή ποιότητας Q. Έτσι η καταναλισκόμενη ενέργεια μειώνεται κατά Q^2 .

2. Ανάλυση CMOS Gilbert cell μίκτη

Ο CMOS Gilbert cell μίκτης είναι ενεργός, διπλής ισοστάθμισης, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Εικόνα 2-1: CMOS Gilbert cell μίκτης

Το τρανζίστορ M1 λειτουργεί ως πηγή ρεύματος και αποτελεί μέρος καθρέπτη ρεύματος (δεν φαίνεται στην εικόνα 2.1).

Το RF σήμα εισόδου εφαρμόζεται στις πύλες των τρανζίστορ M2 και M3, τα οποία μετατρέπουν την τάση του εισερχόμενου σήματος RF σε ρεύμα. Τα CMOS M2 και M3 δεν πρέπει να εισέλθουν στον κόρο, προκειμένου, να λειτουργούν σωστά ως μετατροπείς τάσης σε ρεύμα. Η απόδοση του διαφορικού ζεύγους εισόδου βελτιώνεται με εκφυλισμό πηγής, χρησιμοποιώντας κατάλληλες αντιστάσεις (ή πηνία).

Τα CMOS M4, M5, M6, M7 οδηγούνται από το ισχυρό σήμα του τοπικού ταλαντωτή, ώστε να λειτουργούν ως διακόπτες. Συγκεκριμένα, όταν τα τρανζίστορ M4 και M7 άγουν, τα τρανζίστορ M5 και M6 δεν άγουν και αντίστροφα, όταν τα τρανζίστορ M4 και M7 δεν άγουν, τα τρανζίστορ M5 και M6 άγουν. Αυτή η διακοπτική λειτουργία των τεσσάρων CMOS εξασφαλίζει την μίξη (τον πολλαπλασιασμό) του ρεύματος του σήματος εισόδου RF με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή.

Τέλος, τα φορτία που συνδέονται στις υποδοχές των CMOS M4, M5, M6, M7 μετατρέπουν το ρεύμα σε τάση, παράγοντας τη διαφορική έξοδο IF του μίκτη.

2.1 Λειτουργία του CMOS Gilbert cell μίκτη

Ας υποθέσουμε ότι, το σήμα του τοπικού ταλαντωτή LO είναι τόσο μεγάλο (κατ' απόλυτη τιμή), ώστε, τα τρανζίστορ M4 και M7 να άγουν, ενώ, τα τρανζίστορ M5 και M6

να μην άγουν. Άρα, $I_4=I_2$ και $I_7=I_3$, ενώ $I_2+I_3=I_1$. Λόγω συμμετρίας του κυκλώματος, τα ρεύματα των τρανζίστορ M2 και M3 είναι ίσα ($I_2=I_3$), οπότε, τα ρεύματα των δύο κλάδων του κυκλώματος που άγουν, είναι ίσα με το ήμισυ του ρεύματος της πηγής ρεύματος M1: $I_4=I_2= I_1/2$ και $I_7=I_3= I_1/2$. Αν στην διαφορική είσοδο του κυκλώματος εφαρμοστεί το σήμα RF, τότε, ασθενή ρεύματα i_s και $-i_s$ θα διέλθουν από τα τρανζίστορ M2 και M3 αντίστοιχα. Στην έξοδο IF του μίκτη αναπτύσσεται μία τάση, που είναι ανάλογη της διαφοράς των ρευμάτων I_8 και I_9 :

$$V_{IF}=V_{CC}-I_9 \cdot R_{LOAD}-(V_{CC}-I_8 \cdot R_{LOAD}) \Rightarrow V_{IF}=(I_8-I_9) \cdot R_{LOAD} \Rightarrow V_{IF}=(I_4-I_7) \cdot R_{LOAD} \Rightarrow V_{IF}=(I_2-I_3) \cdot R_{LOAD} \Rightarrow V_{IF}=(I_1/2+i_s-(I_1/2-i_s)) \cdot R_{LOAD} \Rightarrow V_{IF}=2 \cdot i_s \cdot R_{LOAD} \quad (2.1)$$

Ας υποθέσουμε ότι, το σήμα του τοπικού ταλαντωτή LO είναι τόσο μεγάλο (κατ' απόλυτη τιμή), ώστε, τα τρανζίστορ M4 και M7 να μην άγουν, ενώ, τα τρανζίστορ M5 και M6 να άγουν. Άρα, $I_5=I_2$ και $I_6=I_3$, ενώ $I_2+I_3=I_1$. Λόγω συμμετρίας του κυκλώματος, τα ρεύματα των τρανζίστορ M2 και M3 είναι ίσα ($I_2=I_3$), οπότε, τα ρεύματα των δύο κλάδων του κυκλώματος που άγουν, είναι ίσα με το ήμισυ του ρεύματος της πηγής ρεύματος M1: $I_5=I_2= I_1/2$ και $I_6=I_3= I_1/2$. Αν στην διαφορική είσοδο του κυκλώματος εφαρμοστεί το σήμα RF, τότε, ασθενή ρεύματα i_s και $-i_s$ θα διέλθουν από τα τρανζίστορ M2 και M3 αντίστοιχα. Στην έξοδο IF του μίκτη αναπτύσσεται μία τάση, που είναι ανάλογη της διαφοράς των ρευμάτων I_8 και I_9 :

$$V_{IF}=V_{CC}-I_9 \cdot R_{LOAD}-(V_{CC}-I_8 \cdot R_{LOAD}) \Rightarrow V_{IF}=(I_8-I_9) \cdot R_{LOAD} \Rightarrow V_{IF}=(I_6-I_5) \cdot R_{LOAD} \Rightarrow V_{IF}=(I_3-I_2) \cdot R_{LOAD} \Rightarrow V_{IF}=(I_1/2-i_s-(I_1/2+i_s)) \cdot R_{LOAD} \Rightarrow V_{IF}=-2 \cdot i_s \cdot R_{LOAD} \quad (2.2)$$

Το ρεύμα υποδοχής (I_D) ως συνάρτηση της τάσης πύλης – πηγής (V_{GS}), για MOSFET με μικρό μήκος καναλιού, δίνεται από την εξίσωση:

$$I_D = K \frac{(V_{GS}-V_T)^2}{1+\theta(V_{GS}-V_T)} \quad (2.3)$$

όπου, K είναι μία σταθερά που εξαρτάται από την τεχνολογία (πάχος οξειδίου, κινητικότητα φορέων) και τις διαστάσεις του τρανζίστορ, V_T είναι η τάση κατωφλίου του τρανζίστορ και θ είναι μία παράμετρος που μοντελοποιεί την εν σειρά αντίσταση της πηγής, τη μείωση της κινητικότητας λόγω του κάθετου πεδίου και τον κορεσμό της ταχύτητας των φορέων λόγω μικρού μήκους καναλιού, ενώ εξαρτάται μόνο από το μήκος του καναλιού.

Στη συνέχεια, θα προσπαθήσουμε να προσδιορίσουμε το όριο V_X , το οποίο όταν υπερβαίνει κατ' απόλυτη τιμή, η τάση του τοπικού ταλαντωτή V_{LO} , τότε, δύο εκ των τεσσάρων τρανζίστορ M4, M5, M6, M7 οδηγούνται στην αποκοπή (δεν άγουν), ενώ, τα άλλα δύο σε ισχυρή αναστροφή (άγουν). Εφαρμόζοντας τάση V_X στην είσοδο του τοπικού ταλαντωτή, ώστε, το τρανζίστορ M7 να είναι σε ισχυρή αναστροφή και το τρανζίστορ M6 σε αποκοπή ($I_6=0$), η εξίσωση των ρευμάτων του συγκεκριμένου διαφορικού ζεύγους θα είναι:

$$I_6 + I_7 = I_3 \Rightarrow I_7 = I_3 \quad (2.4)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (2.3) στην εξίσωση (2.4), θα έχουμε:

$$K \frac{(V_{GS7} - V_T)^2}{1 + \theta(V_{GS7} - V_T)} = I_3 \Rightarrow K(V_{GS7} - V_T)^2 - I_3 \theta (V_{GS7} - V_T) - I_3 = 0 \Rightarrow V_{GS7} - V_T = (I_3 \theta \pm \sqrt{(I_3 \theta)^2 + 4KI_3}) / 2K \quad (2.5)$$

Η αρνητική λύση της εξίσωσης (2.5) απορρίπτεται, καθώς, το τρανζίστορ M7 είναι σε ισχυρή αναστροφή, οπότε, $V_{GS7}-V_T > 0$. Άρα:

$$V_{GS7} - V_T = (I_3 \theta + \sqrt{(I_3 \theta)^2 + 4KI_3}) / 2K \quad (2.6)$$

Το διαφορικό ζεύγος των M6 και M7 διακρίνεται για την συνδεσμολογία κοινής πηγής, οπότε:

$$V_{LO} = V_{GS7} - V_{GS6} \quad (2.7)$$

Η προαναφερθείσα τάση V_X αντιστοιχεί στην μέγιστη τιμή της τάσης αποκοπής του M6:

$$V_{GS6} = V_T \quad (2.8)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (2.8) στην (2.7), έχουμε:

$$V_X = V_{GS7} - V_T \quad (2.9)$$

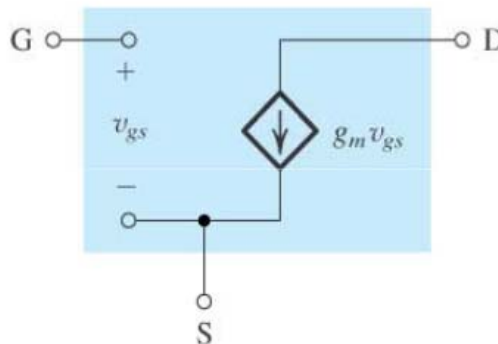
Τέλος, αξιοποιώντας την εξίσωση (2.6), η ζητούμενη τάση V_X θα είναι:

$$V_X = \frac{I_3\theta + \sqrt{(I_3\theta)^2 + 4KI_3}}{2K} \quad (2.10)$$

Αν εφαρμόζαμε τα παραπάνω στο διαφορικό ζεύγος των M4 και M5, θα καταλήγαμε στο ίδιο αποτέλεσμα, καθώς $I_2=I_3=I_1/2$:

$$V_X = \frac{I_2\theta + \sqrt{(I_2\theta)^2 + 4KI_2}}{2K} \quad (2.11)$$

Ας υποθέσουμε ότι, η τάση του τοπικού ταλαντωτή είναι κατ' απόλυτη τιμή μικρότερη του V_X ($-V_X < V_{LO} < V_X$), ώστε τα τρανζίστορ M4, M5, M6, M7 να άγουν. Κατά την ανάλυση ασθενούς σήματος του μίκτη Gilbert cell, θεωρούμε ότι, η μόνη πηγή σήματος που υφίσταται είναι αυτή του σήματος εισόδου RF, ενώ, όλες οι υπόλοιπες βραχυκυκλώνονται. Για τα προαναφερόμενα τέσσερα τρανζίστορ θα χρησιμοποιήσουμε το απλοποιημένο CMOS μοντέλο ασθενούς σήματος:



Εικόνα 2-2: Απλοποιημένο CMOS μοντέλο ασθενούς σήματος

Η τάση εξόδου V_{IF} θα είναι:

$$V_{IF} = 0 - i_9 * R_{LOAD} - (0 - i_8 * R_{LOAD}) \Rightarrow V_{IF} = (i_8 - i_9) * R_{LOAD} \Rightarrow V_{IF} = (i_4 + i_6 - i_5 - i_7) * R_{LOAD} \Rightarrow$$

$$V_{IF} = (g_{m4} * v_{gs4} + g_{m6} * v_{gs6} - g_{m5} * v_{gs5} - g_{m7} * v_{gs7}) * R_{LOAD} \quad (2.12)$$

Λόγω του βραχυκυκλώματος της εισόδου LO του μίκτη, θα έχουμε:

$$v_{gs4} = v_{gs5} \text{ και } v_{gs6} = v_{gs7} \quad (2.13)$$

, οπότε, αντικαθιστώντας την εξίσωση (2.13) στην εξίσωση (2.12) έχουμε:

$$V_{IF} = [(g_{m4} - g_{m5}) * v_{gs4} + (g_{m6} - g_{m7}) * v_{gs6}] * R_{LOAD} \quad (2.14)$$

Εάν i_s και $-i_s$ είναι τα ασθενή ρεύματα που διαρρέουν τα τρανζίστορ M2 και M3, αντίστοιχα και λαμβάνοντας υπόψη τις εξισώσεις (2.13), τότε, θα ισχύει:

$$i_s = i_4 + i_5 \Rightarrow i_s = g_{m4}(t) * v_{gs4} + g_{m5}(t) * v_{gs5} \Rightarrow v_{gs4} = i_s / (g_{m4}(t) + g_{m5}(t)) \quad (2.15) \text{ και}$$

$$-i_s = i_6 + i_7 \Rightarrow -i_s = g_{m6}(t) * v_{gs6} + g_{m7}(t) * v_{gs7} \Rightarrow v_{gs6} = -i_s / (g_{m6}(t) + g_{m7}(t)) \quad (2.16)$$

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (2.15) και (2.16) στην εξίσωση (2.14), έχουμε:

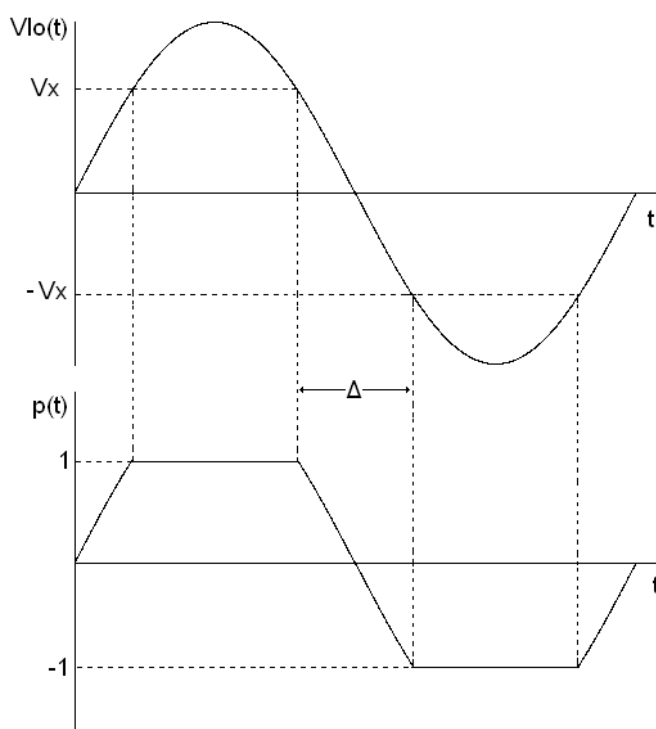
$$V_{IF} = [(g_{m4}(t) - g_{m5}(t)) * i_s / (g_{m4}(t) + g_{m5}(t)) - (g_{m6}(t) - g_{m7}(t)) * i_s / (g_{m6}(t) + g_{m7}(t))] * R_{LOAD} \Rightarrow$$

$$V_{IF} = \left(\frac{g_{m4}(t) - g_{m5}(t)}{g_{m4}(t) + g_{m5}(t)} - \frac{g_{m6}(t) - g_{m7}(t)}{g_{m6}(t) + g_{m7}(t)} \right) * i_s * R_{LOAD} \quad (2.17)$$

Η κύρια διαφορά της εξίσωσης (2.17) από τις εξισώσεις (2.1) και (2.2) είναι ότι, ο πρώτος παράγοντας της εξίσωσης (2.17) είναι χρονικά μεταβαλλόμενος, καθώς, οι διαγωγιμότητες των τρανζίστορ M4, M5, M6, M7 είναι συναρτήσεις του χρόνου:

$$g_m(t) \equiv \frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}, \text{ στο σημείο πόλωσης } v_{GS} = V_{GS} \quad (2.18)$$

Είναι φανερό ότι, η κατάσταση λειτουργίας των τρανζίστορ M4, M5, M6, M7, για $|V_{Lo}| < V_x$, είναι μη επιθυμητή, καθώς, οδηγεί σε παραμόρφωση του τετραγωνικού παλμού με τον οποίο πολλαπλασιάζεται το ρεύμα εισόδου, όπως φαίνεται στην παρακάτω γραφική παράσταση:

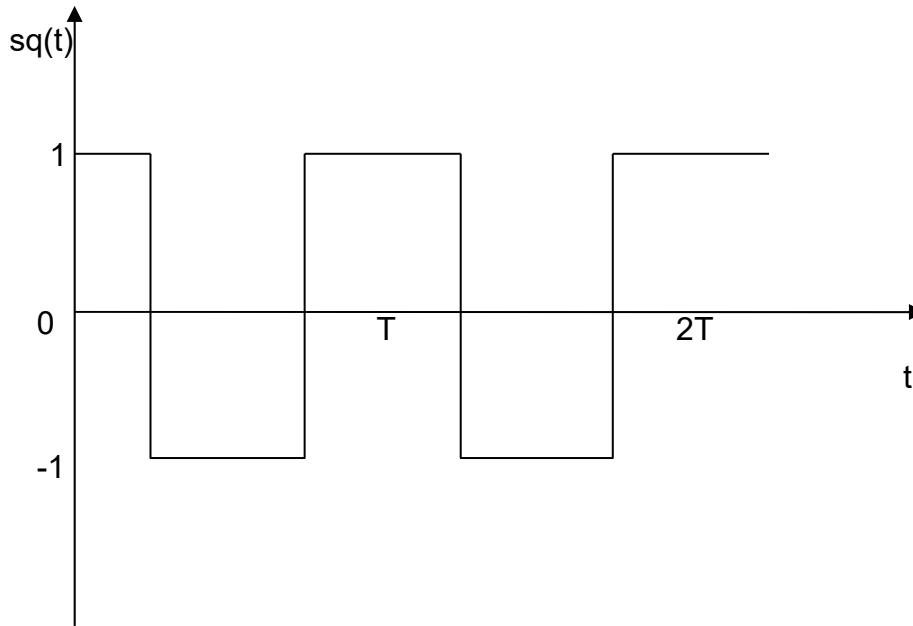


Σχήμα 2-1: Ο τετραγωνικός παλμός που πολλαπλασιάζει το ρεύμα εισόδου ως συνάρτηση της τάσης του τοπικού ταλαντωτή.

2.2 Κέρδος μετατροπής

Για να υπολογίσουμε το κέρδος μετατροπής θα υποθέσουμε ότι, τα τρανζίστορ M4, M5, M6, M7 στα οποία εφαρμόζεται το σήμα του τοπικού ταλαντωτή, μεταπίπτουν ακαριαία από την κατάσταση της ισχυρής αναστροφής στην κατάσταση της αποκοπής, χωρίς να περνούν από την ενδιάμεση κατάσταση (Δ), η οποία φαίνεται στο σχήμα 2.1. Έτσι, το σήμα $p(t)$ του σχήματος 2.1, που πολλαπλασιάζει το ρεύμα εισόδου για να παράξει το ρεύμα εξόδου, μετατρέπεται σε εναλλασσόμενο τετραγωνικό παλμό πλάτους 1.

Η σειρά Fourier του παρακάτω περιοδικού τετραγωνικού παλμού είναι:



Σχήμα 2-2: Εναλλασσόμενος τετραγωνικός παλμός μοναδιαίου πλάτους

$$sq(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k e^{jk\omega_0 t}, \text{ όπου } a_k = \frac{2\sin(\frac{k\pi}{2})}{k\pi} \quad (2.19)$$

Οι συντελεστές της παραπάνω σειράς Fourier είναι μηδενικοί για άρτιες τιμές της μεταβλητής k , ενώ, για τους συντελεστές Fourier, που αντιστοιχούν σε περιπτές τιμές της μεταβλητής k , ισχύει ότι: $a_{-k}=a_k$. Έτσι, η σειρά Fourier (2.19) απλοποιείται ως εξής:

$$\begin{aligned} sq(t) &= \sum_{l=1}^{\infty} a_{2l-1} (e^{-j(2l-1)\omega_0 t} + e^{j(2l-1)\omega_0 t}) \Rightarrow \\ sq(t) &= \sum_{l=1}^{\infty} \frac{2\sin(\frac{(2l-1)\pi}{2})}{(2l-1)\pi} 2 \cos((2l-1)\omega_0 t) \Rightarrow \\ sq(t) &= \frac{4}{\pi} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{(-1)^{(l+1)}}{(2l-1)} \cos((2l-1)\omega_0 t) \end{aligned} \quad (2.20)$$

όπου, $\omega_0 = \omega_{LO}$.

Το γινόμενο του ρεύματος εισόδου $i_s(t)$ με τον τετραγωνικό παλμό, του οποίου η σειρά Fourier δίνεται από την εξίσωση (2.20), μας δίνει το ρεύμα εξόδου. Αν απομονώσουμε το γινόμενο του ρεύματος εισόδου $i_s(t)$ με τη θεμελιώδη της εν λόγω σειράς Fourier, θα έχουμε την έξοδο ενός ιδανικού μίκτη:

$$i_{if}(t) = i_s(t) 4 \cos(\omega_{LO} t) / \pi \quad (2.21)$$

Εφαρμόζοντας την ιδιότητα του πολλαπλασιασμού του μετασχηματισμού Fourier στο δεύτερο μέλος της εξίσωσης (2.21), καταλήγουμε στο εξής αποτέλεσμα για το φάσμα του ρεύματος εξόδου:

$$i_{if}(\omega) = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} (i_s(\omega - \omega_{LO}) + i_s(\omega + \omega_{LO})) \quad (2.22)$$

Χρησιμοποιώντας ένα βαθυπερατό φίλτρο στην έξοδο του down converted μίκτη, απορρίπτουμε τον δεύτερο όρο του αθροίσματος της εξίσωσης (2.22), οπότε το ρεύμα εξόδου θα είναι:

$$i_{if}(\omega) = \frac{4}{\pi} \frac{1}{2} i_s(\omega - \omega_{LO}) \quad (2.23)$$

Η τάση εξόδου του μίκτη ισούται με:

$$v_{if}(\omega) = 2 i_{if}(\omega) R_L \quad (2.24)$$

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (2.23) στην εξίσωση (2.24), η τάση εξόδου, ως συνάρτηση του ρεύματος εισόδου, θα ισούται με:

$$v_{if}(\omega) = 2 \cdot 4 \cdot i_s(\omega - \omega_{LO}) \cdot R_L / 2 \cdot \pi \Rightarrow$$

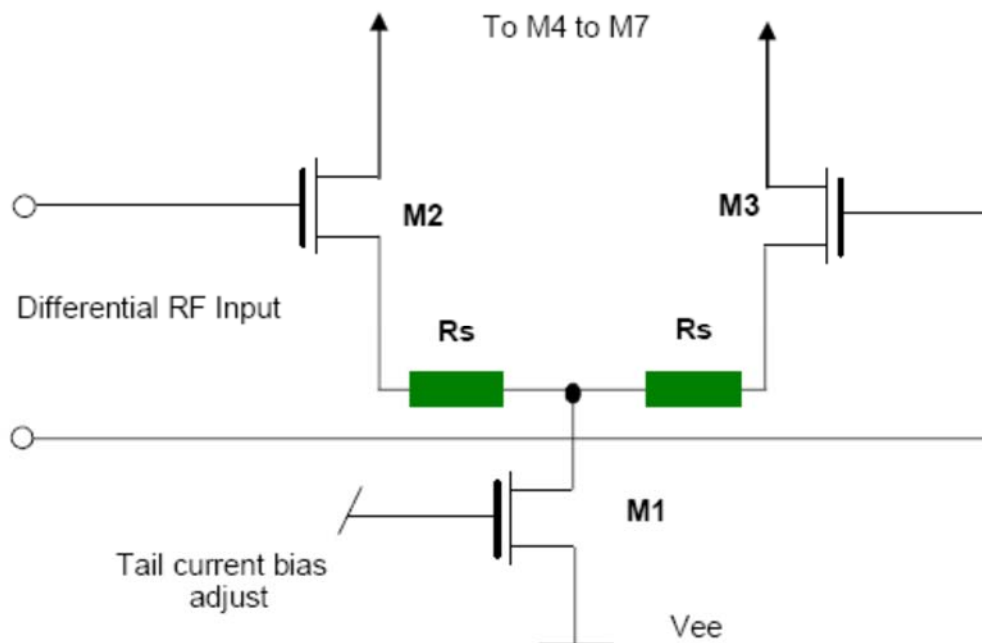
$$v_{if}(\omega) = 4 \cdot i_s(\omega - \omega_{LO}) \cdot R_L / \pi \quad (2.25)$$

Από την ανάλυση του διαφορικού ζεύγους των M2, M3, έχουμε:

$$i_s(t) = \frac{v_{rf}(t)/2}{R_S + 1/g_{m23}} \Rightarrow i_s(\omega) = \frac{v_{rf}(\omega)/2}{R_S + 1/g_{m23}} \Rightarrow$$

$$i_s(\omega - \omega_{LO}) = \frac{v_{rf}(\omega - \omega_{LO})/2}{R_S + 1/g_{m23}} \quad (2.26)$$

όπου, R_S είναι η αντίσταση εκφυλισμού, που συνδέεται στην πηγή των τρανζίστορ M2 και M3 για την βελτίωση της γραμμικότητας του μίκτη (βλ. εικόνα 2-3) και g_{m23} είναι η διαγωγιμότητα τους.



Εικόνα 2-3: Διαφορικό ζεύγος εισόδου RF με εκφυλισμό πηγής

Αντικαθιστώντας την εξίσωση (2.26) στην εξίσωση (2.25), υπολογίζουμε το κέρδος μετατροπής:

$$v_{if}(\omega) = \frac{4}{\pi} \frac{v_{rf}(\omega - \omega_{LO})/2}{R_S + 1/g_{m23}} R_L \Rightarrow$$

$$\frac{v_{if}(\omega)}{v_{rf}(\omega - \omega_{LO})} = \frac{2}{\pi} \frac{R_L}{R_S + 1/g_{m23}} \quad (2.27)$$

Συνεπώς, το κέρδος μετατροπής είναι ανάλογο της αντίστασης φορτίου R_L , καθώς και της διαγωγιμότητας g_{m23} των τρανζίστορ M2 και M3, ενώ, είναι αντιστρόφως ανάλογο της αντίστασης εκφυλισμού R_S .

2.3 Εικόνα θορύβου

Ο μίκτης συνεισφέρει σημαντικά στον θόρυβο των περισσότερων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Η ίδια η λειτουργία του είναι εκ φύσεως «θορυβώδης», καθώς, θόρυβος μεταφέρεται από πολλαπλές ζώνες συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη. Ο υπολογισμός της εικόνας θορύβου του Gilbert cell μίκτη είναι αρκετά δύσκολος, καθώς, οι μίκτες είναι περιοδικά χρονικά μεταβαλλόμενα συστήματα, οπότε, θα περιοριστούμε στην ποιοτική ανάλυση του θέματος, προσδιορίζοντας τις πηγές θορύβου του εν λόγω μίκτη και παραθέτοντας τις εξισώσεις για τις φασματικές πυκνότητες ισχύος και την συνολική εικόνα θορύβου.

Η πρώτη πηγή θορύβου ενός Gilbert cell μίκτη είναι, αδιαμφισβήτητα, ο διαγωγός (V-I μετατροπέας) κοινής πηγής, στον οποίο εφαρμόζεται το σήμα εισόδου RF. Ο θόρυβος, από το συγκεκριμένο τμήμα του Gilbert cell μίκτη, αποτελεί το κατώτατο όριο της συνολικής εικόνας θορύβου. Ο εν λόγω θόρυβος οφείλεται:

- i) στην αντίσταση R_S (θερμικός θόρυβος) της πηγής του σήματος εισόδου RF
- ii) στα κανάλια (θερμικός θόρυβος) των τρανζίστορ M2, M3
- iii) στην αντίσταση πύλης πολυπυριτίου των τρανζίστορ M2, M3

Η χρονική μέση τιμή της φασματικής πυκνότητας ισχύος του θορύβου, που μεταβιβάζεται στην επόμενη βαθμίδα (διαφορικά ζεύγη διακοπτικών τρανζίστορ) του μίκτη, δίδεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$S_{23}(f) = \alpha(4kTR_S g_{m2}^2 + 4kT\gamma_{23} g_{m2} + 4kT\gamma_{23} g_{m3} + 4kTr_{g2} g_{m2}^2 + 4kTr_{g3} g_{m3}^2) \quad (2.28)$$

Εάν υποθέσουμε ότι, τα τρανζίστορ M2 και M3 είναι όμοια, τότε, θα ισχύει ότι:

$$g_{m2} = g_{m3} = g_{m23} \quad r_{g2} = r_{g3} = r_{g23} \quad (2.29)$$

Αντικαθιστώντας τις εξισώσεις (2.29) στην εξίσωση (2.28), θα έχουμε:

$$S_{23}(f) = \alpha(4kTR_S g_{m23}^2 + 8kT\gamma_{23} g_{m23} + 8kTr_{g23} g_{m23}^2) \Rightarrow$$

$$S_{23}(f) = \alpha 4kT \left(R_S + \frac{2\gamma_{23}}{g_{m23}} + 2r_{g23} \right) g_{m23}^2 \quad (2.30)$$

όπου:

$\alpha = 1 - 4\Delta f_{LO}/3$ και 2Δ είναι το χρονικό διάστημα της περιόδου του τοπικού ταλαντωτή, στην διάρκεια του οποίου, άγουν ταυτόχρονα και τα τέσσερα τρανζίστορ M4, M5, M6, M7, ενώ, f_{LO} είναι η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή.

k είναι η σταθερά Boltzmann.

T είναι η απόλυτη θερμοκρασία ($T = 273 + T_C$).

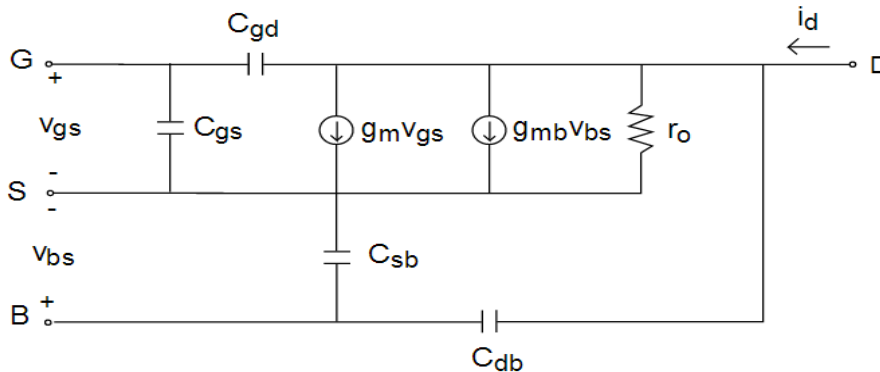
R_S είναι η αντίσταση της πηγής του σήματος εισόδου RF.

g_{m23} είναι η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ M2, M3.

γ είναι μία σταθερά, που ισούται με $2/3$ για CMOS με μεγάλο μήκος καναλιού ή με μεγαλύτερες τιμές για CMOS με μικρότερα μήκη καναλιού. Η γ_{23} αφορά τα τρανζίστορ M2 και M3.

r_{g23} είναι η αντίσταση πύλης πολυπυριτίου των τρανζίστορ M2 και M3.

Τα δύο διαφορικά ζεύγη M4-M5 και M6-M7, που συμπεριφέρονται σαν διακόπτες, συνιστούν τη δεύτερη πηγή θορύβου ενός Gilbert cell μίκτη. Αν υποθέσουμε ότι, τα M4-M7 και M5-M6 άλλαξαν κατάσταση (αγωγή - αποκοπή) ακαριαία, τότε, κατά τη διάρκεια μίας περιόδου του τοπικού ταλαντωτή, καθένα από αυτά θα παρήγαγε θόρυβο κατά το ήμισυ αυτής της περιόδου, ευρισκόμενο σε κατάσταση αγωγής. Ο θόρυβος αυτός αντλείται από τις παρασιτικές χωρητικότητες (βλ. εικόνα 2-3) των τρανζίστορ, οι οποίες αποτελούν ένα πεπερασμένης σύνθετης αντίστασης μονοπάτι προς τη γείωση. Μάλιστα, όσο μεγαλύτερες είναι οι διαστάσεις των τρανζίστορ, τόσο μεγαλύτερες είναι οι παρασιτικές χωρητικότητες τους. Ο συγκεκριμένος θόρυβος είναι, συνήθως, πολύ μικρότερος από εκείνον που παράγει ο διαγωγός, τον οποίο περιγράψαμε στην προηγούμενη παράγραφο. Άρα, όταν τα τρανζίστορ M4, M5, M6 και M7 είναι σε ισχυρή αναστροφή, ο θόρυβος που μεταφέρεται στο διαγωγό εξόδου (R_L), πρακτικά ισούται με το θόρυβο που παραλαμβάνουν από το διαφορικό ζεύγος εισόδου M2-M3. Αν τα τρανζίστορ M4, M5, M6 και M7 δεν άγουν ιδανικά, ευρισκόμενα σε ισχυρή αναστροφή, αλλά, επιφέρουν εξασθένηση, τότε, αυτό συνιστά μία πρόσθετη αιτία θορύβου.



Εικόνα 2-4: Ισοδύναμο μοντέλο μικρού σήματος για MOSFET υψηλών συχνοτήτων

Αν υποθέσουμε, ότι, τα τρανζίστορ M4, M5, M6 και M7 άγουν ταυτόχρονα για χρονικό διάστημα 2Δ κατά τη διάρκεια μίας περιόδου του τοπικού ταλαντωτή (βλ. σχήμα 2-1), τότε, τυχόν θόρυβος που εφαρμόζεται στην εισοδό τους, ενισχύεται και κατευθύνεται προς την έξοδο του μίκτη. Σε αυτή την περίπτωση, ο θόρυβος που προέρχεται από το διαφορικό ζεύγος M2-M3, αποτελεί κοινό σήμα για τα διαφορικά ζεύγη M4-M5 και M6-M7, αντίστοιχα, οπότε, μπορεί να αγνοηθεί. Άρα, όταν τα τρανζίστορ M4, M5, M6 και M7 λειτουργούν στην τρίοδο περιοχή, ο θόρυβος που μεταφέρεται στο διαγωγό εξόδου (R_L), πρακτικά ισούται με τον ενισχυμένο θόρυβο της εισοδό τους. Η χρονική μέση τιμή της φασματικής πυκνότητας ισχύος του θερμικού θορύβου των δύο τελευταίων διαφορικών ζευγών δίδεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$S_{47}(f) = 2 \frac{16kT\gamma_{47}I_{23}}{\pi V_0} \Rightarrow S_{47}(f) = 32 \frac{kT\gamma_{47}I_{23}}{\pi V_0} \quad (2.31)$$

όπου:

k είναι η σταθερά Boltzmann.

T είναι η απόλυτη θερμοκρασία ($T= 273+T_C$).

γ είναι μία σταθερά, που ισούται με 2/3 για CMOS με μεγάλο μήκος καναλιού ή με μεγαλύτερες τιμές για CMOS με μικρότερα μήκη καναλιού. Η γ_{47} αναφέρεται στα τρανζίστορ M4, M5, M6, M7

I_{23} είναι το ρεύμα πόλωσης των τρανζίστορ M2, M3 και

V_0 είναι το πλάτος της τάσης του τοπικού ταλαντωτή.

Μία τρίτη πηγή θορύβου είναι ο τοπικός ταλαντωτής, του οποίου ο θόρυβος ενισχύεται από τα δύο διαφορικά ζεύγη M4-M5 και M6-M7 και καταλήγει στην έξοδο του μίκτη. Αποδεικνύεται ότι, η φασματική πυκνότητα θορύβου λόγω του τοπικού ταλαντωτή ισούται με:

$$S_{LO}(f) = 4kT(4r_{g47})4.64 \sqrt{K_{47}I_{23}^3}/\lambda T_{LO} \quad (2.32)$$

όπου:

k είναι η σταθερά Boltzmann.

T είναι η απόλυτη θερμοκρασία ($T= 273+T_C$).

r_{g47} είναι η αντίσταση πύλης πολυπυριτίου των τρανζίστορ M4, M5, M6 και M7 ($r_{g4} = r_{g5} = r_{g6} = r_{g7} = r_{g47}$).

K_{47} είναι μία σταθερά που εξαρτάται από την τεχνολογία (πάχος οξειδίου, κινητικότητα φορέων) και τις διαστάσεις των τρανζίστορ M4, M5, M6 και M7 ($K_4 = K_5 = K_6 = K_7 = K_{47}$).

I_{23} είναι το ρεύμα πόλωσης των τρανζίστορ M2, M3.

λ είναι η κλίση της συνάρτησης $V_{LO}(t)$ στο σημείο μηδενισμού της και

T_{LO} είναι η περίοδος του τοπικού ταλαντωτή.

Ο διαγωγός εξόδου, που μετατρέπει το ρεύμα εξόδου σε τάση εξόδου (v_{IF}), αποτελεί την τέταρτη πηγή θερμικού θορύβου ενός Gilbert cell μίκτη. Η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου, που παράγεται από τις δύο αντιστάσεις φορτίου της τελευταίας βαθμίδας του Gilbert cell μίκτη, δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$S_{IF}(f) = 4kTR_L + 4kTR_L \Rightarrow S_{IF}(f) = 4kT(2R_L) \quad (2.33)$$

Αποδεικνύεται ότι, η εικόνα θορύβου μονής πλευρικής ζώνης του Gilbert cell μίκτη είναι:

$$NF_{SSB}(f) = \frac{\alpha}{c^2} + \frac{2(\gamma_{23} + r_{g23}g_{m23})g_{m23}a + 4\gamma_{47}\bar{G} + 4r_{g47}\bar{G}^2 + \frac{1}{2R_L}}{c^2 g_{m23}^2 R_S} \quad (2.34)$$

όπου:

$\alpha=1-4\Delta f_{LO}/3$ και 2Δ είναι το χρονικό διάστημα της περιόδου του τοπικού ταλαντωτή, στην διάρκεια του οποίου, άγουν ταυτόχρονα και τα τέσσερα τρανζίστορ M4, M5, M6, M7, ενώ, f_{LO} είναι η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή.

$$c \cong \frac{2}{\pi} \left(\frac{\sin(\pi\Delta f_{LO})}{\pi\Delta f_{LO}} \right)$$

γ είναι μία σταθερά, που ισούται με 2/3 για CMOS με μεγάλο μήκος καναλιού ή με μεγαλύτερες τιμές για CMOS με μικρότερα μήκη καναλιού. Συγκεκριμένα, η γ_{23} αφορά τα τρανζίστορ M2, M3 και η γ_{47} αφορά τα τρανζίστορ M4, M5, M6, M7.

r_{g23} είναι η αντίσταση πύλης των τρανζίστορ M2, M3 ($r_{g2} = r_{g3}$).

g_{m23} είναι η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ M2, M3.

$$\bar{G} = \frac{2I_{23}}{\pi V_0}$$

I_{23} είναι το ρεύμα πόλωσης των τρανζίστορ M2, M3.

V_0 είναι το πλάτος της τάσης του τοπικού ταλαντωτή.

r_{g47} είναι η αντίσταση πύλης των τρανζίστορ M4, M5, M6 και M7 ($r_{g4} = r_{g5} = r_{g6} = r_{g7} = r_{g47}$).

$$\overline{G^2} \cong 4.64 \frac{\sqrt{K_{47} I_{23}^3}}{\lambda T_{LO}}$$

K_{47} είναι μία σταθερά, που εξαρτάται από την τεχνολογία (πάχος οξειδίου, κινητικότητα φορέων) και τις διαστάσεις των τρανζίστορ M4, M5, M6 και M7 ($K_4 = K_5 = K_6 = K_7 = K_{47}$).

λ είναι η κλίση της συνάρτησης $V_{LO}(t)$ στο σημείο μηδενισμού της.

T_{LO} είναι η περίοδος του τοπικού ταλαντωτή.

R_L είναι οι αντιστάσεις, που συνδέονται στις υποδοχές των M4-M6 και M5-M7.

R_S είναι η αντίσταση της πηγής του σήματος εισόδου RF.

Σε περίπτωση, που, το εισερχόμενο σήμα RF έχει φασματικό περιεχόμενο εκατέρωθεν της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή, ενδείκνυται η χρήση της εικόνας θορύβου διπλής πλευρικής ζώνης:

$$NF_{DSB}(f) = \frac{1}{2} NF_{SSB}(f) \quad (2.35)$$

Έχοντας προσδιορίσει και τις τέσσερις αιτίες θορύβου στο κύκλωμα ενός Gilbert cell μίκτη, μπορούμε να προτείνουμε τις παρακάτω μεθόδους καταστολής θορύβου:

i) Αυξάνοντας το πλάτος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, μικραίνει το διάστημα Δ καθ' όλη τη διάρκεια του οποίου άγουν και τα τέσσερα τρανζίστορ M4, M5, M6 και M7, ευρισκόμενα στην τρίοδο περιοχή λειτουργίας τους. Έτσι, ελαχιστοποιούνται οι φασματικές πυκνότητες του τοπικού ταλαντωτή (βλ. εξίσωση 2.32) και των δύο διαφορικών ζευγών M4-M5 και M6-M7, που εκτελούν την μίξη (βλ. εξίσωση 2.31) και αυξάνεται το κέρδος μετατροπής των εν λόγω διαφορικών ζευγών, φτάνοντας τη μέγιστη τιμή του, $2/\pi$. Μεγάλα πλάτη τάσης του τοπικού ταλαντωτή επιτρέπουν τη λειτουργία σε υψηλότερες συχνότητες, διότι, τότε μπορεί να επιτευχθεί τέλεια διακοπτική λειτουργία των δύο διαφορικών ζευγών M4-M5 και M6-M7, χρησιμοποιώντας τρανζίστορ με μικρό πλάτος καναλιού και μεγάλης πυκνότητας ρεύματος.

ii) Αυξάνοντας τα ρεύματα πόλωσης I_2 και I_3 των τρανζίστορ M2 και M3, αντίστοιχα, βελτιώνονται οι διαγωγιμότητες g_{m2} και g_{m3} , το κέρδος μετατροπής VCG (βλ. εξίσωση 2.27) και η εικόνα θορύβου NF (βλ. εξίσωση 2.34), με την προϋπόθεση ότι, τόσο το πλάτος της τάσης του τοπικού ταλαντωτή V_{LO} , όσο και οι διαστάσεις των τρανζίστορ M4, M5, M6, M7 είναι κατάλληλα, ώστε, τα τελευταία να λειτουργούν ως τέλειοι διακόπτες.

iii) Πρέπει να αποφεύγονται οι μεγάλες διαστάσεις στα πλάτη των καναλιών των τρανζίστορ M2, M3, M4, M5, M6 και M7, ώστε να ελαχιστοποιούνται οι παρασιτικές χωρητικότητες αυτών, μέσω των οποίων αντλείται θόρυβος. Επιπλέον, οι χωρητικότητες αυτές αποτελούν μεγάλο φορτίο για τον τοπικό ταλαντωτή, ενώ, επιδεινώνουν δραματικά την απόδοση του μίκτη σε υψηλές συχνότητες.

iv) Τα μήκη των καναλιών των τρανζίστορ M2, M3, M4, M5, M6 και M7, πρέπει να είναι, όσο το δυνατόν, πιο μικρά, ώστε, να μεγιστοποιείται η διαγωγιμότητα του διαφορικού ζεύγους M2-M3 και το κέρδος μετατροπής των δύο διακοπτικών διαφορικών ζευγών M4-M5 και M6-M7.

2.4 Γραμμικότητα

Τα τρανζίστορ M2 – M3, που χρησιμοποιούνται στο στάδιο του V-I διαγωγού του Gilbert cell μίκτη, εμφανίζουν πολλή καλή γραμμικότητα, σε αντίθεση με τα τρανζίστορ M4 – M5 και M6 – M7, που χρησιμοποιούνται ως διακόπτες. Η παραμόρφωση, που εισάγουν τα διακοπτικά διαφορικά ζεύγη M4 – M5 και M6 – M7, επιτείνεται από την ταυτόχρονη απαίτηση υψηλής γραμμικότητας και υψηλού κέρδους μετατροπής από τον Gilbert cell μίκτη, καθώς, το σήμα εξόδου από το στάδιο του V-I διαγωγού έχει ήδη αρκετά μεγάλο πλάτος.

Αποδεικνύεται ότι, στην περίπτωση που η παραμόρφωση της γραμμικής συμπεριφοράς του μίκτη οφείλεται, κυρίως, στον V-I διαγωγό, η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης δίδεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$IM_3 = \frac{3A_{interference}^2}{32(V_{GS} - V_t)^2} \left[\left| 1 - \frac{2}{3} \frac{j\omega_1 C_d}{2k_{23}(V_{GS} - V_t)} \right| \right] \quad (2.36)$$

όπου:

$A_{interference}$ είναι το πλάτος του σήματος που έχει το ρόλο του παρεμβολέα

V_{GS} είναι η τάση πόλωσης μεταξύ πύλης και πηγής των τρανζίστορ M2 – M3

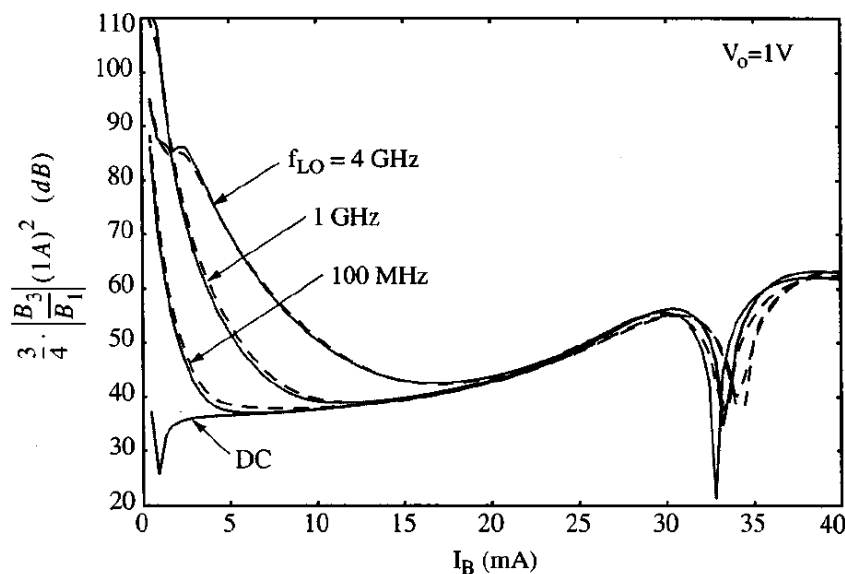
V_t είναι η τάση κατωφλίου των προαναφερόμενων τρανζίστορ

ω_1 είναι η κυκλική συχνότητα του κοντινότερου, προς το ωφέλιμο σήμα RF, παρεμβολέα

C_d είναι η χωρητικότητα του παράλληλου συνδυασμού των παρακάτω τριών παρασιτικών χωρητικότητων: υποδοχής – σώματος του τρανζίστορ M1 (πηγή ρεύματος), πηγής – σώματος των τρανζίστορ M2 – M3 (V-I διαγωγός) και

k_{23} είναι μία σταθερά που εξαρτάται από την τεχνολογία (πάχος οξειδίου, κινητικότητα φορέων) και τις διαστάσεις των τρανζίστορ M2, M3 ($k_{23}=k_2=k_3$).

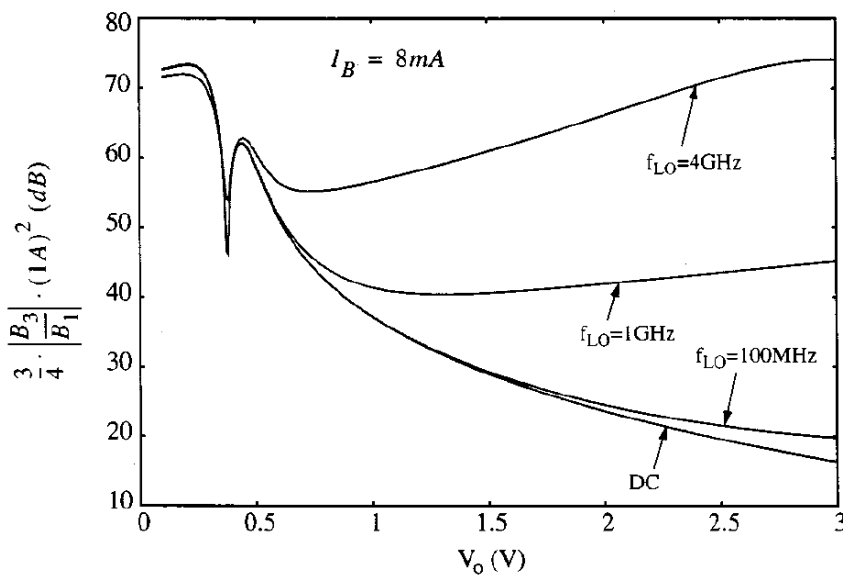
Στην περίπτωση που η παραμόρφωση της γραμμικής συμπεριφοράς του μίκτη οφείλεται, κυρίως, στα διακοπτικά διαφορικά ζεύγη M4 – M5 και M6 – M7, η παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης υπολογίζεται με τη χρήση αριθμητικών μεθόδων και έτσι, δεν υπάρχει κάποια εξίσωση για αυτήν, ανάλογη της εξίσωσης (2.36). Παρόλα αυτά, θα παραθέσουμε κάποιες γραφικές παραστάσεις από τις οποίες μπορούμε να εξάγουμε χρήσιμα συμπεράσματα για τη σχεδίαση του Gilbert cell μίκτη:



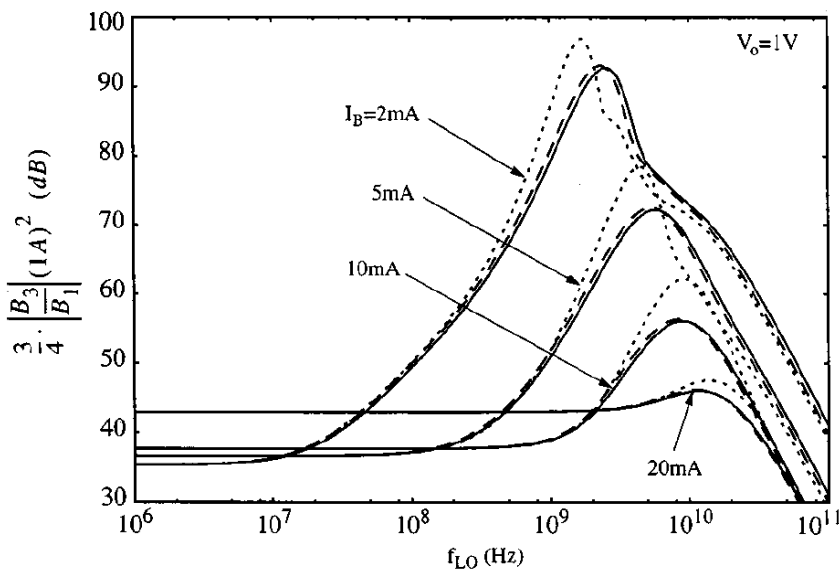
Σχήμα 2-3: Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης διαφορικού διακοπτικού ζεύγους σε σχέση με το ρεύμα πόλωσης του V-I διαγωγού.

Στο παραπάνω σχήμα, βλέπουμε την μεταβολή της κανονικοποιημένης παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης ($\frac{3}{4} \left| \frac{B_3}{B_1} \right| (1A)^2$) ενός διαφορικού διακοπτικού ζεύγους ενός Gilbert cell μίκτη, σε σχέση με το ρεύμα πόλωσης I_B των τρανζίστορ του V-I διαγωγού, για διάφορες τιμές συχνοτήτων του τοπικού ταλαντωτή, σταθερού πλάτους $V_o=1V$, πλάτος καναλιού 100μm και τεχνολογία 250nm. Παρατηρούμε ότι, υπάρχουν δύο τοπικά ελάχιστα.

Στο παρακάτω σχήμα, βλέπουμε την μεταβολή της κανονικοποιημένης παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης ($\frac{3}{4} \left| \frac{B_3}{B_1} \right| (1A)^2$) ενός διαφορικού διακοπτικού ζεύγους ενός Gilbert cell μίκτη, σε σχέση με το πλάτος του τοπικού ταλαντωτή V_o , για διάφορες συχνοτήτες του, σταθερό ρεύμα πόλωσης $I_B=8mA$, πλάτος καναλιού 100μm και τεχνολογία 250nm. Παρατηρούμε ότι, για συχνοτήτες ταλάντωσης (f_{LO}) της τάξης των GHz υπάρχει μία βέλτιστη τιμή πλάτους στο σήμα του τοπικού ταλαντωτή μετά την οποία η παραμόρφωση αυξάνει.

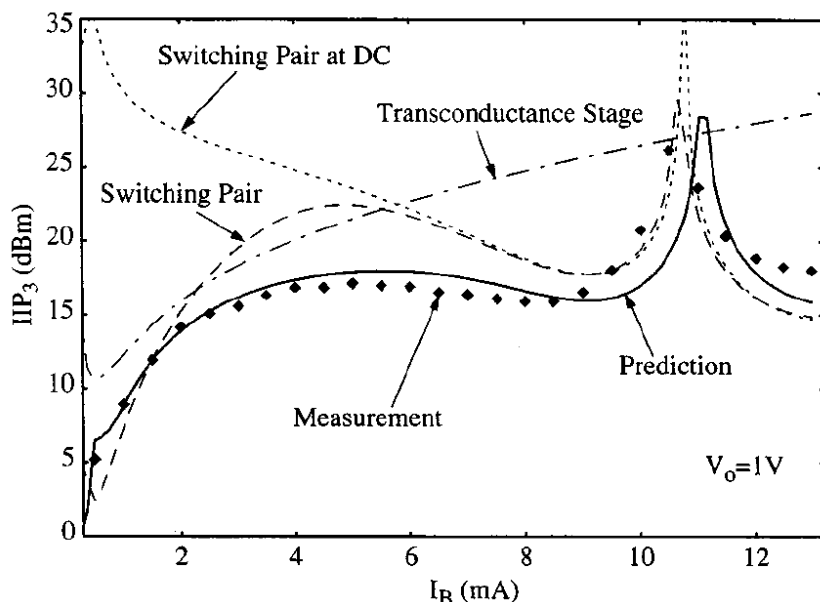


Σχήμα 2-4: Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης διαφορικού διακοπτικού ζεύγους σε σχέση με το πλάτος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή

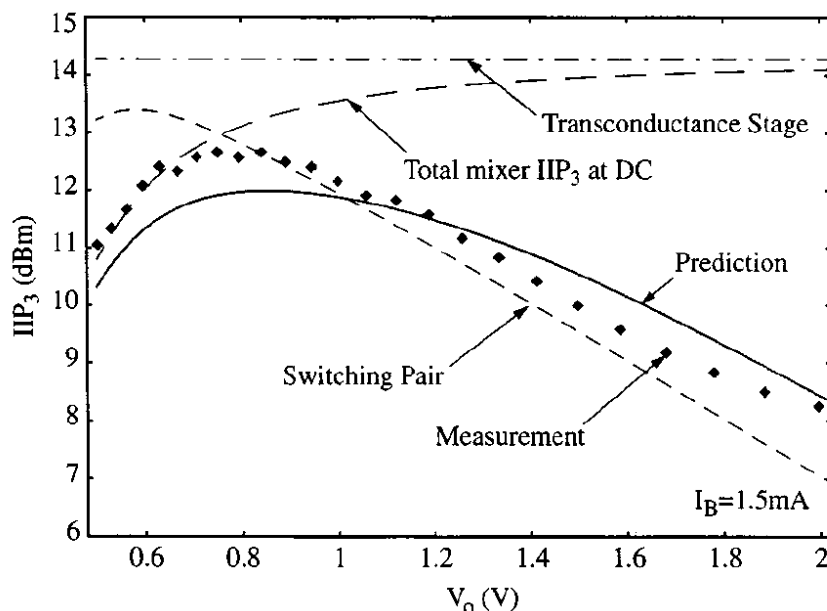


Σχήμα 2-5: Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης διαφορικού διακοπτικού ζεύγους σε σχέση με τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή

Στο παραπάνω σχήμα, βλέπουμε την μεταβολή της κανονικοποιημένης παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης ($\frac{3}{4}|\frac{B_3}{B_1}|(1A)^2$) ενός διαφορικού διακοπτικού ζεύγους ενός Gilbert cell μίκτη, σε σχέση με τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή, σταθερού πλάτους $V_o=1V$, για διάφορες τιμές του ρεύματος πόλωσης I_B των τρανζίστορ του V-I διαγωγού, πλάτος καναλιού $100\mu m$ και τεχνολογία $250nm$. Παρατηρούμε ότι, όσο πιο μεγάλο είναι το ρεύμα πόλωσης I_B των τρανζίστορ του V-I διαγωγού, τόσο μικρότερη είναι η μεταβολή της παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης αυξανόμενης της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή.



Σχήμα 2-6: Το IIP_3 σε συνάρτηση με το ρεύμα πόλωσης του V-I διαγωγού ενός ενεργού CMOS μίκτη απλής ισοστάθμισης



Σχήμα 2-7: Το IIP_3 σε συνάρτηση με το πλάτος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή ενός ενεργού CMOS μίκτη μονής ισοστάθμισης

Τα παραπάνω δύο σχήματα είναι ενδεικτικά για την συμμετοχή του σταδίου διαγωγιμότητας και του διακοπτικού σταδίου στην παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης. Αν και αφορούν ενεργό CMOS μίκτη μονής ισοστάθμισης, εύκολα γενικεύονται για Gilbert cell μίκτη. Η ενδοδιαμόρφωση τρίτης τάξης ενός Gilbert cell

μίκτη καθορίζεται από το διακοπτικό στάδιο, για μεγάλες τιμές του ρεύματος πόλωσης του V-I διαγωγού ή για μεγάλα πλάτη σήματος τοπικού ταλαντωτή.

2.5 Απομόνωση θυρών

Ο μίκτης Gilbert cell αποτελείται από δύο ενεργούς μίκτες απλής ισοστάθμισης, συνδεδεμένους αντιπαράλληλα σε ότι αφορά το σήμα του τοπικού ταλαντωτή και παράλληλα σε ότι αφορά το ωφέλιμο σήμα RF. Έτσι, αλληλοεξουδετερώνονται οι διαρροές του τοπικού ταλαντωτή στην έξοδο, ενώ, διπλασιάζεται το «μεταφρασμένο» σήμα εισόδου. Τα 40 db αποτελούν μία συνηθισμένη τιμή για την απομόνωση των θυρών LO-IF.

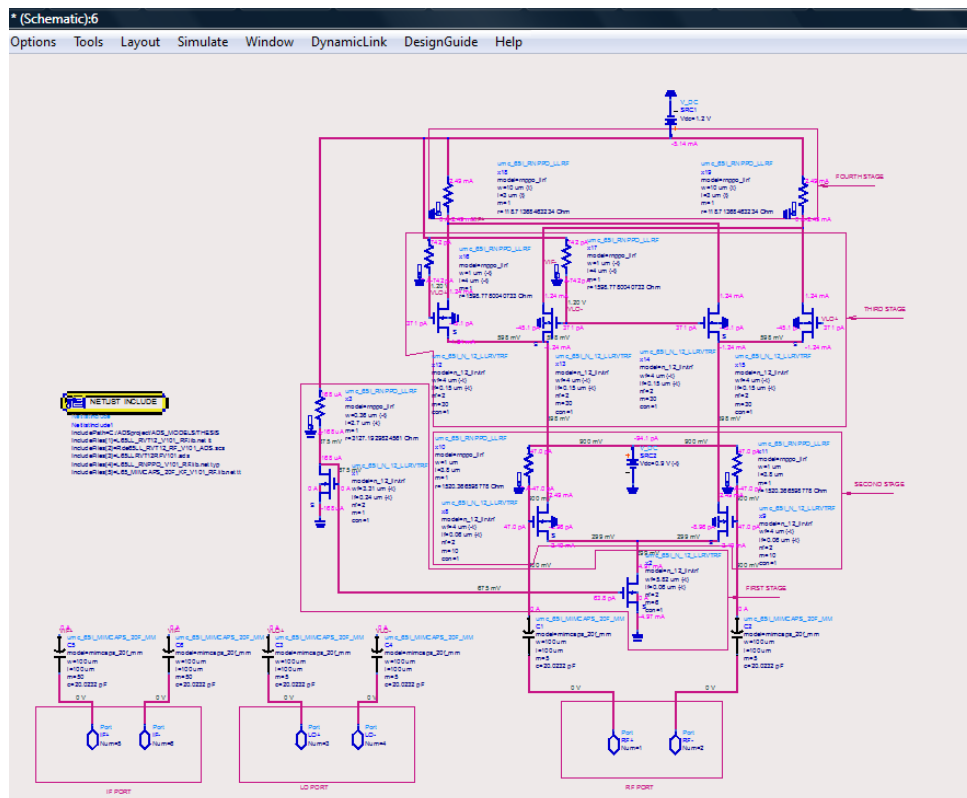
2.6 Απόρριψη θορύβου τροφοδοσίας

Η ολοκλήρωση αναλογικών και ψηφιακών κυκλωμάτων σε κοινό υπόστρωμα, έχει ως συνέπεια την εισαγωγή θορύβου από τα ψηφιακά κυκλώματα στις γραμμές τροφοδοσίας και γείωσης. Αυτός ο θόρυβος αλλοιώνει την έξοδο κάθε αναλογικού κυκλώματος, μειώνει τον σηματοθορυβικό λόγο, οπότε, είναι επιθυμητή η επίτευξη όσο το δυνατόν μεγαλύτερου λόγου απόρριψης τροφοδοσίας ισχύος. Ο μίκτης Gilbert cell είναι λιγότερο ευάλωτος στον θόρυβο τροφοδοσίας, λόγω της διαφορικής τοπολογίας.

3. ΣΧΕΔΙΑΣΗ CMOS GILBERT CELL ΜΙΚΤΗ

3.1 Γενικές αρχές σχεδίασης

Το αρχικό κύκλωμα, το οποίο αποτέλεσε τη βάση σχεδίασης, αποτελείται από τέσσερα στάδια: την πηγή ρεύματος πόλωσης, που υλοποιείται μέσω καθρέπτη ρεύματος (στάδιο 1), το διαφορικό ζεύγος στο οποίο εφαρμόζεται το σήμα εισόδου (στάδιο 2), τα δύο διαφορικά ζεύγη στα οποία εφαρμόζεται το σήμα του τοπικού ταλαντωτή (στάδιο 3) και τις ωμικές αντιστάσεις (στάδιο 4), των οποίων η διαφορά των πτώσεων τάσης στα άκρα αυτών, αποτελεί την έξοδο του μίκτη. Στο παρακάτω σχήμα, φαίνεται το αρχικό κύκλωμα με τα προαναφερόμενα τέσσερα στάδια:



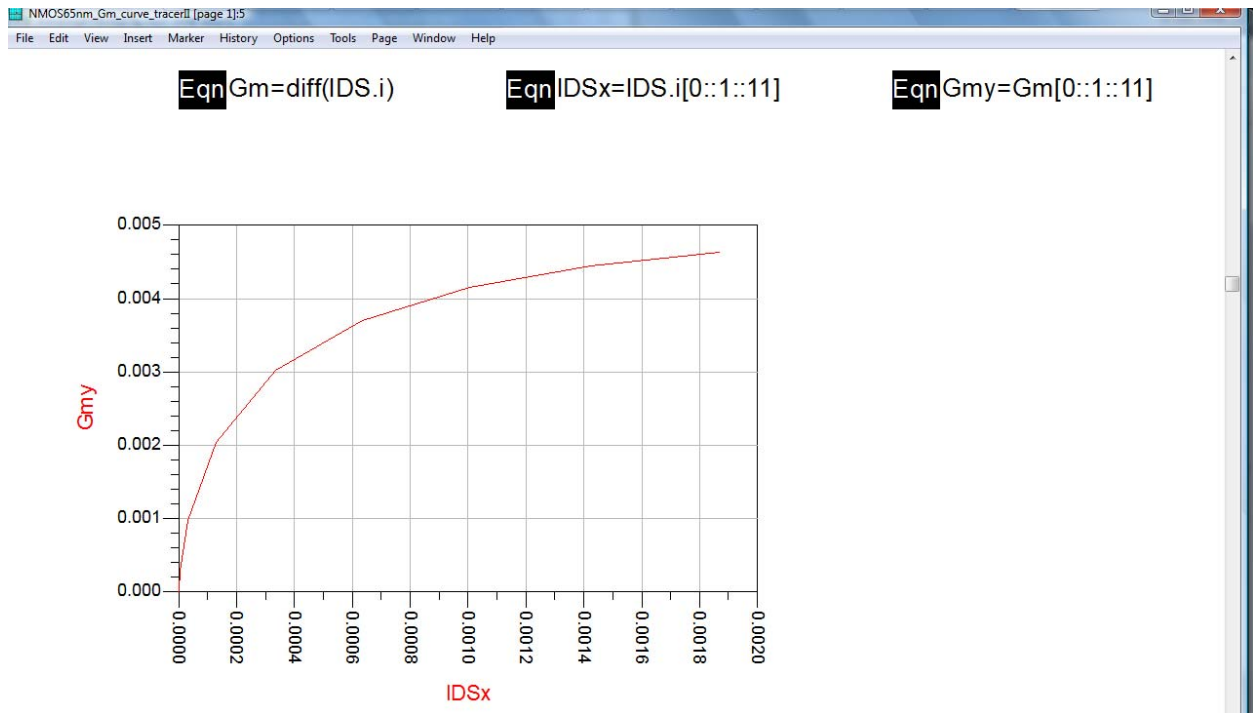
Εικόνα 3-1: Τα τέσσερα στάδια του αρχικού κυκλώματος του Gilbert Cell μίκτη

Η τάση τροφοδοσίας στην τεχνολογία των 65nm είναι 1.2V, οπότε, θα θεωρήσουμε ίση πτώση τάσης (300 mV) σε κάθε ένα από τα τέσσερα στάδια του μίκτη. Τα NMOS τρανζίστορ θα πρέπει να λειτουργούν στον κόρο, υπό ισχυρή αναστροφή, άρα, πρέπει να ικανοποιούνται οι παρακάτω εξισώσεις:

$$V_{DS} \geq V_{GS} - V_T \tag{3.1} \quad \text{και}$$

$$V_{OVERDRIVE} = V_{GS} - V_T \geq 200mV \tag{3.2}$$

Στο πρώτο στάδιο του μίκτη (βλ. εικόνα 3-1), η πηγή ρεύματος, που υλοποιείται με την τεχνική του καθρέπτη ρεύματος, καθορίζει το ρεύμα πόλωσης των τρανζίστορ των επόμενων σταδίων. Όσο μεγαλύτερο είναι το ρεύμα πόλωσης, τόσο μεγαλύτερη είναι η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους εισόδου RF, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα:



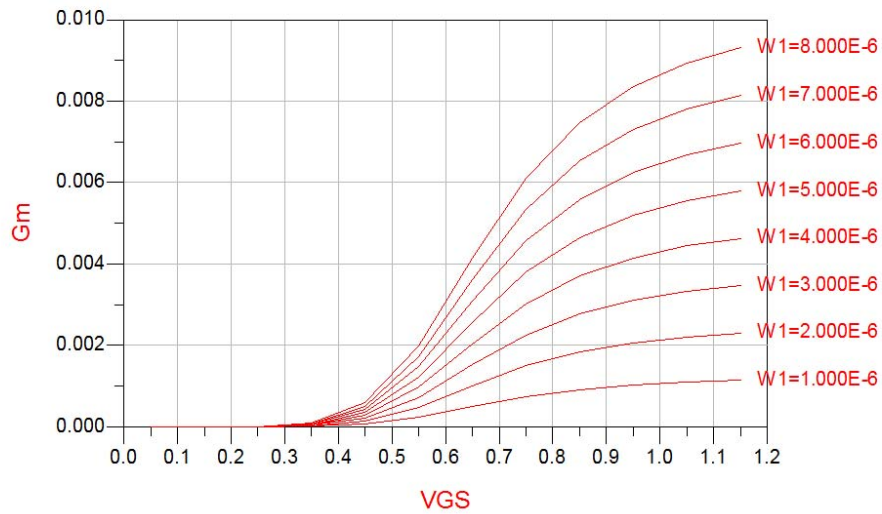
Σχήμα 3-1: Σχέση διαγωγιμότητας και ρεύματος πόλωσης ενός npmos τρανζίστορ.

Όσο μεγαλύτερη είναι η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους εισόδου RF, τόσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος μετατροπής του μίκτη, σύμφωνα με την εξίσωση (2.27). Η αύξηση του ρεύματος πόλωσης συνεπάγεται την αύξηση της τάσης V_{DS} στα άκρα του καναλιού του τρανζίστορ, για την οποία υπάρχει ο περιορισμός των 300mV, όπως προαναφέραμε. Ο εν λόγω περιορισμός ικανοποιείται με αύξηση του λόγου πλάτους προς μήκος (W/L) του καναλιού του τρανζίστορ, αυξάνοντας, ταυτόχρονα, τις παρασιτικές χωρητικότητες και τις διαστάσεις του τρανζίστορ.

Αυξάνοντας το πλάτος (W) καναλιού των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους εισόδου RF, αυξάνεται και η διαγωγιμότητά τους (βλ. σχήμα 3-2) και κατά συνέπεια, αυξάνεται το κέρδος μετατροπής, σύμφωνα με την εξίσωση (2.27) και μειώνεται (βελτιώνεται) η εικόνα θορύβου, σύμφωνα με την εξίσωση (2.37). Για μεγάλα μήκη (L) καναλιού των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους εισόδου RF, η παράμετρος γ ισούται με $2/3$, ενώ, για μικρότερα μήκη λαμβάνει μεγαλύτερες τιμές. Άρα, για μεγάλα μήκη καναλιού έχουμε καλύτερη (μικρότερη) εικόνα θορύβου σύμφωνα με την εξίσωση (2.34). Ωστόσο, όσο μεγαλύτερο είναι το μήκος του τρανζίστορ, τόσο μεγαλύτερη είναι η τάση κατωφλίου (βλ. σχήμα 3-3). Για δεδομένη τάση V_{GS} , η αύξηση του μήκους του τρανζίστορ συνεπάγεται μείωση της τάσης υπεροδήγησης ($V_{OVERDRIVE} = V_{GS} - V_T$) και κατά συνέπεια αύξηση του πλάτους των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης σύμφωνα με την εξίσωση (2.36)



Eqn $G_m = \text{diff}(I_{DS}, i)$

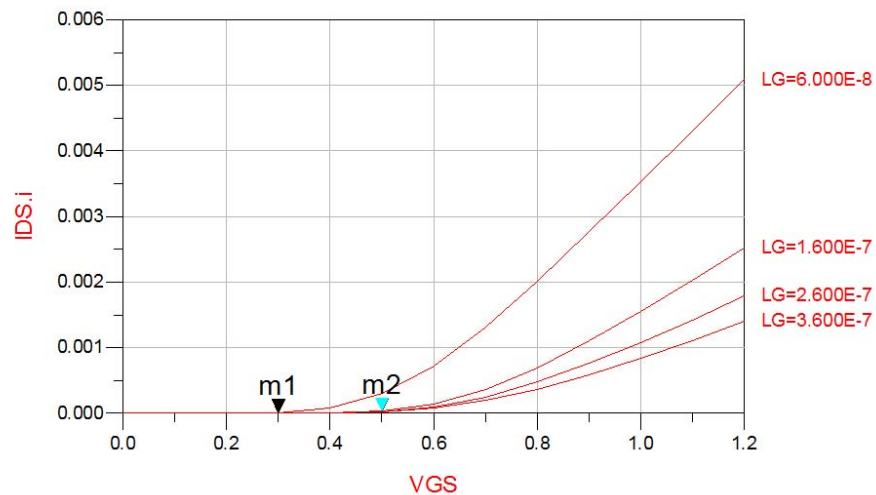


Σχήμα 3-2: Σχέση διαγωγιμότητας και πλάτους καναλιού τρανζίστορ



m1
indep(m1)=0.300
plot_vs(I_{DS}.i, VGS)=1.180E-5
LG=6.000000E-8

m2
indep(m2)=0.500
plot_vs(I_{DS}.i, VGS)=3.580E-5
LG=1.600000E-7



Σχήμα 3-3: Σχέση κατωφλίου και μήκους καναλιού

Το κέρδος μετατροπής των διακοπτικών διαφορικών ζευγών δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

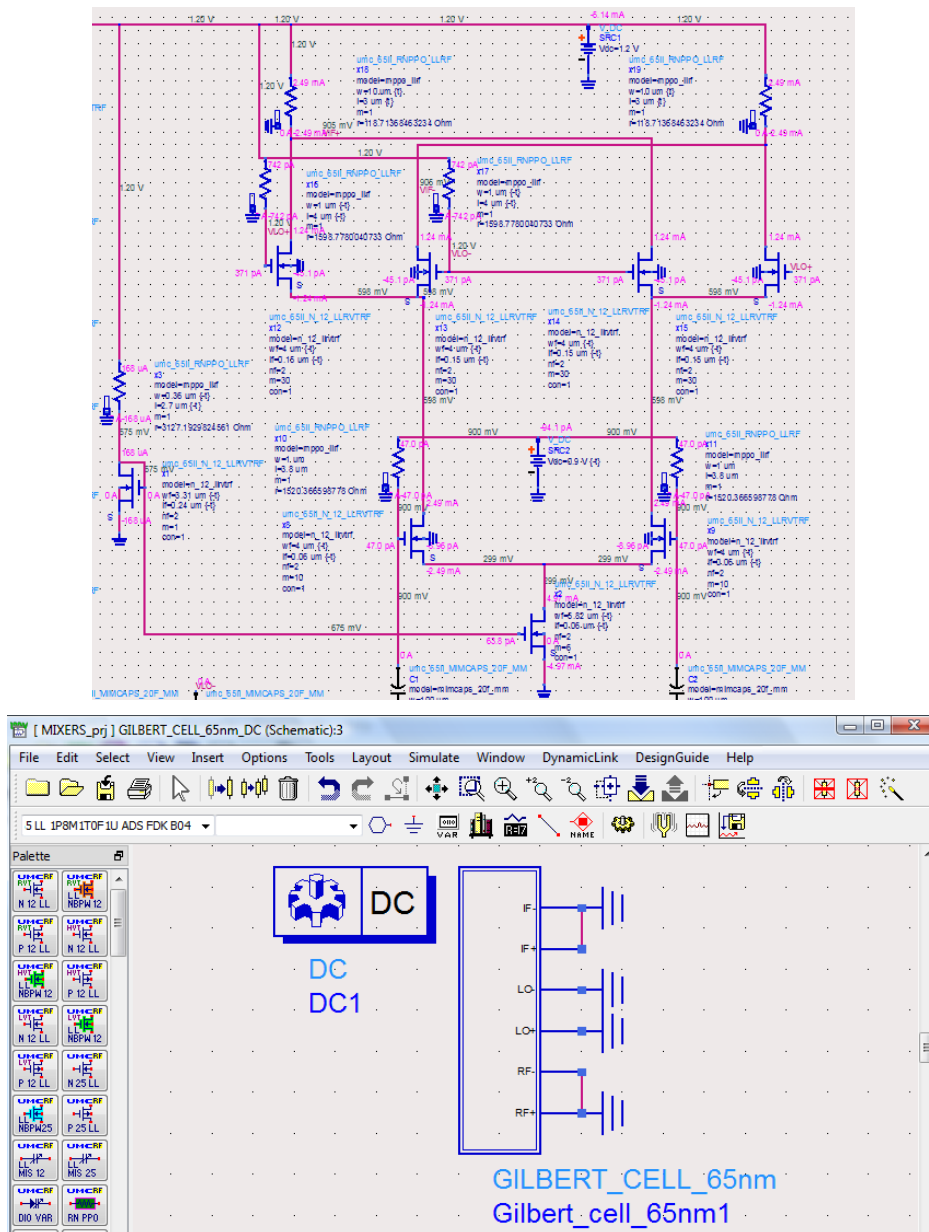
$$c \cong \frac{2}{\pi} \left(\frac{\sin(\pi \Delta f_{LO})}{\pi \Delta f_{LO}} \right) \tag{3.3}$$

,όπου, 2Δ είναι το χρονικό διάστημα της περιόδου του τοπικού ταλαντωτή, στην διάρκεια του οποίου, άγουν ταυτόχρονα και τα τέσσερα τρανζίστορ M4, M5, M6, M7 ,ενώ, f_{LO} είναι η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή. Η μέγιστη τιμή του εν λόγω κέρδους μετατροπής ισούται με $2/\pi$ και επιτυγχάνεται για μεγάλα πλάτη του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, ώστε, το διάστημα Δ να τείνει στο μηδέν. Είναι φανερό, ότι,

μειώνοντας το Δ , μειώνεται ο θόρυβος που οφείλεται στα τρανζίστορ M4, M5, M6, M7, καθώς αυτά άγουν ταυτόχρονα. Εναλλακτικά, το κέρδος μετατροπής των δύο διακοπτικών διαφορικών ζευγών (M4-M5 και M6-M7) αυξάνεται με αύξηση του πλάτους (W) καναλιού των εν λόγω τρανζίστορ. Η αύξηση του πλάτους των τρανζίστορ πρέπει να γίνεται με φειδώ, καθώς έτσι, αυξάνονται, ταυτόχρονα, οι υφιστάμενες παρασιτικές χωρητικότητες, που αποτελούν πηγή θορύβου για το κύκλωμα του μίκτη.

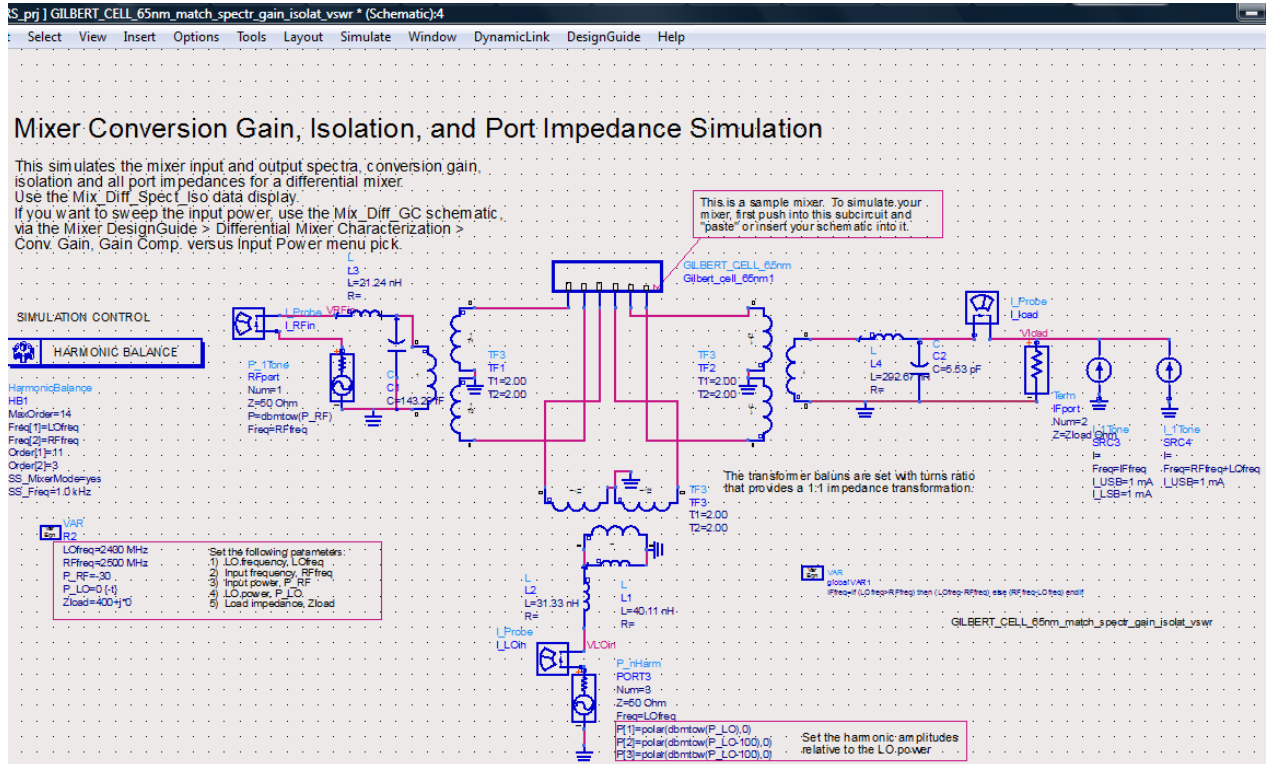
Το κέρδος μετατροπής είναι ανάλογο της R_L , σύμφωνα με την εξίσωση (2.27). Αυξάνοντας την R_L και διατηρώντας σταθερή την τάση στα άκρα της (300 mV), μειώνεται το ρεύμα που την διαρρέει και κατ' επέκταση το ρεύμα των προηγούμενων σταδίων. Η ελάττωση του ρεύματος του διαφορικού ζεύγους εισόδου μειώνει το κέρδος μετατροπής, εξανεμίζοντας το όφελος που προκύπτει από την αύξηση της R_L . Παρακάτω, θα παραθέσουμε μία τεχνική με την οποία μπορούμε να επιτύχουμε την αύξηση της αντίστασης του φορτίου, χωρίς την μείωση του ρεύματος του διαφορικού ζεύγους εισόδου.

Η dc προσομοίωση του κυκλώματος της εικόνας 3-1, που αποτέλεσε την αφετηρία σχεδίασης, έδωσε τα παρακάτω αποτελέσματα:

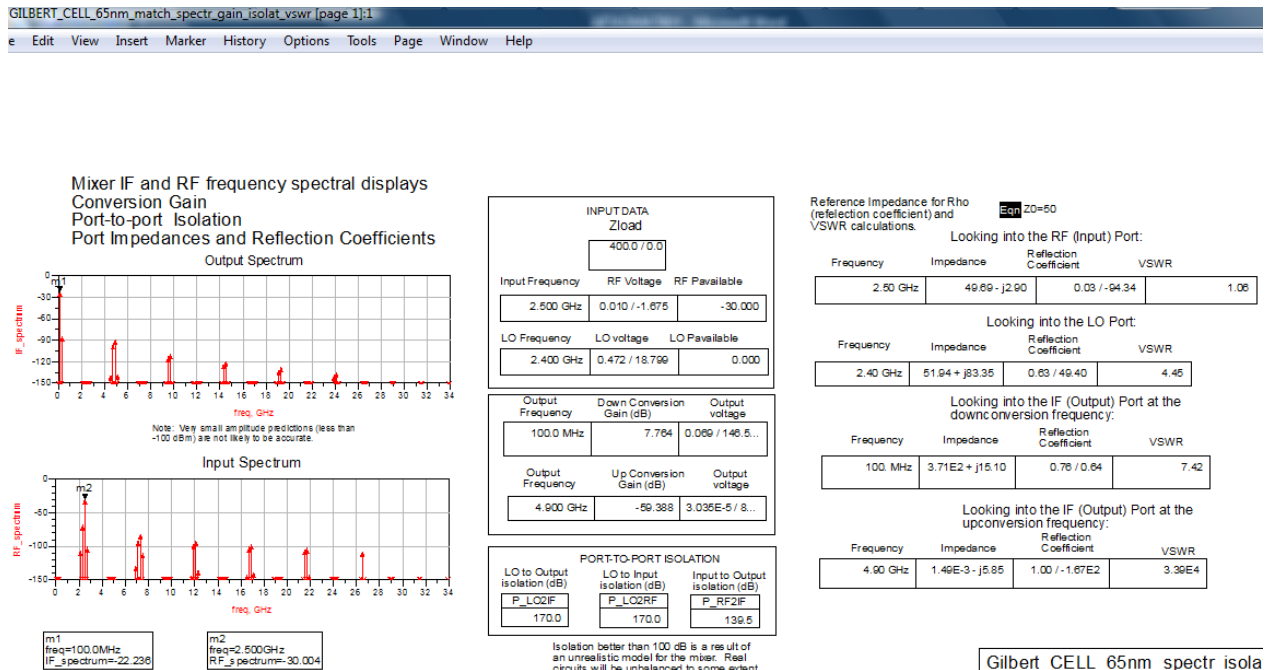


Εικόνα 3-2: DC ανάλυση του αρχικού κυκλώματος

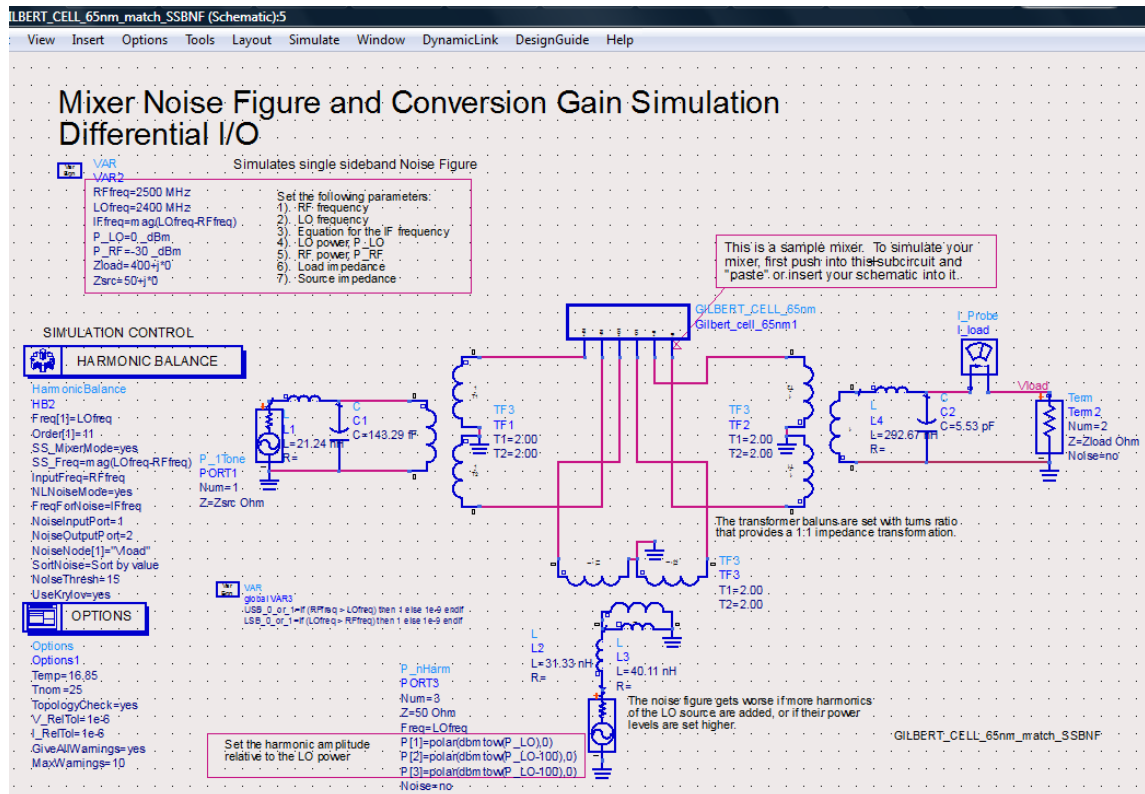
Όπως βλέπουμε στην παραπάνω εικόνα, όλα τα τρανζίστορ είναι στον κόρο και σε ισχυρή αναστροφή, ικανοποιώντας τις εξισώσεις (3.1) και (3.2). Συνεχίζοντας τις προσομοιώσεις για το κέρδος, την απομόνωση, την εικόνα θορύβου και τη γραμμικότητα πήραμε τα παρακάτω αποτελέσματα:



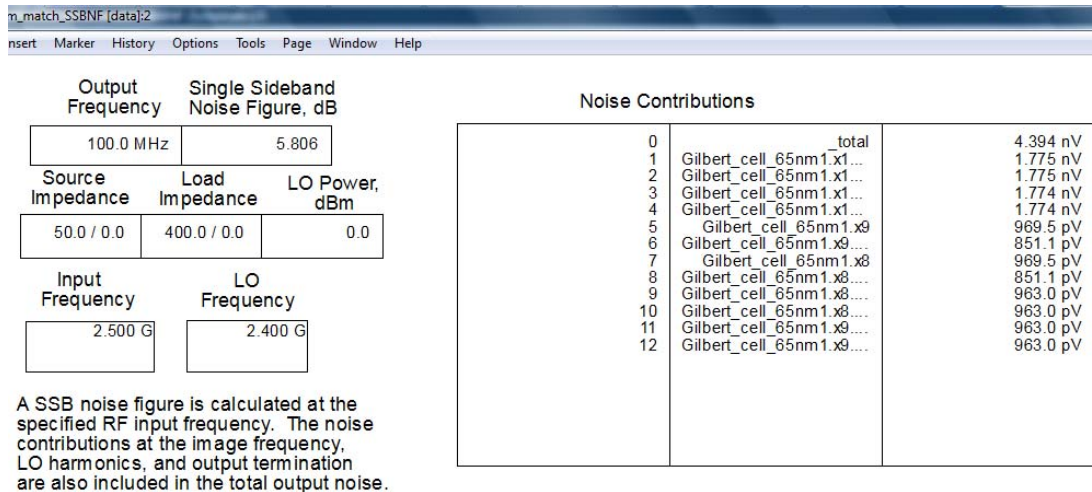
Εικόνα 3-3: Test bench για φάσματα εισόδου - εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR.



Σχήμα 3-4: Φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR.



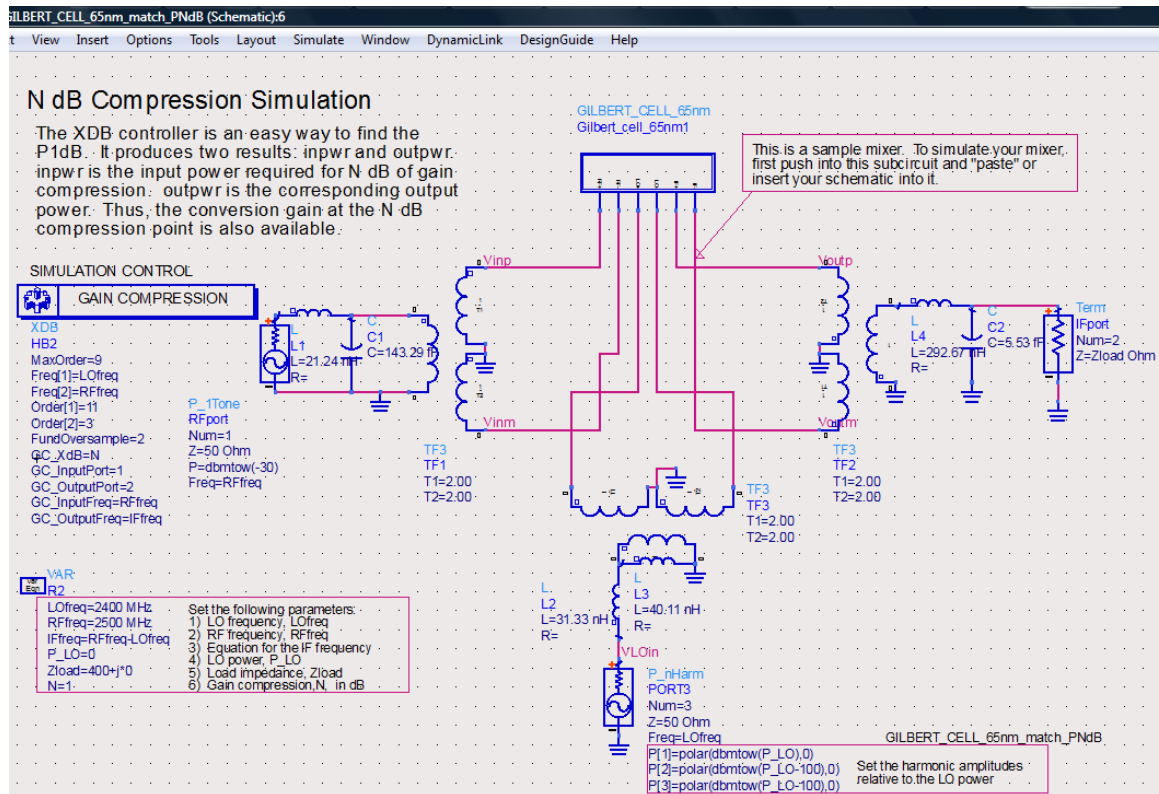
Εικόνα 3-4: Test bench για μονής πλευρικής ζώνης εικόνας θορύβου



Only one of these conversion gains is valid, depending on whether the IF frequency was defined for up conversion or down conversion, on the schematic.

freq	ConvGain_Down	freq	ConvGain_Up
100.0 MHz	7.875	4.900 GHz	-59.228

Σχήμα 3-5: Εικόνα θορύβου (SSBNF)



Εικόνα 3-5: Test bench για το 1dB_CP.

1.0 dB compression input power and associated conversion gain

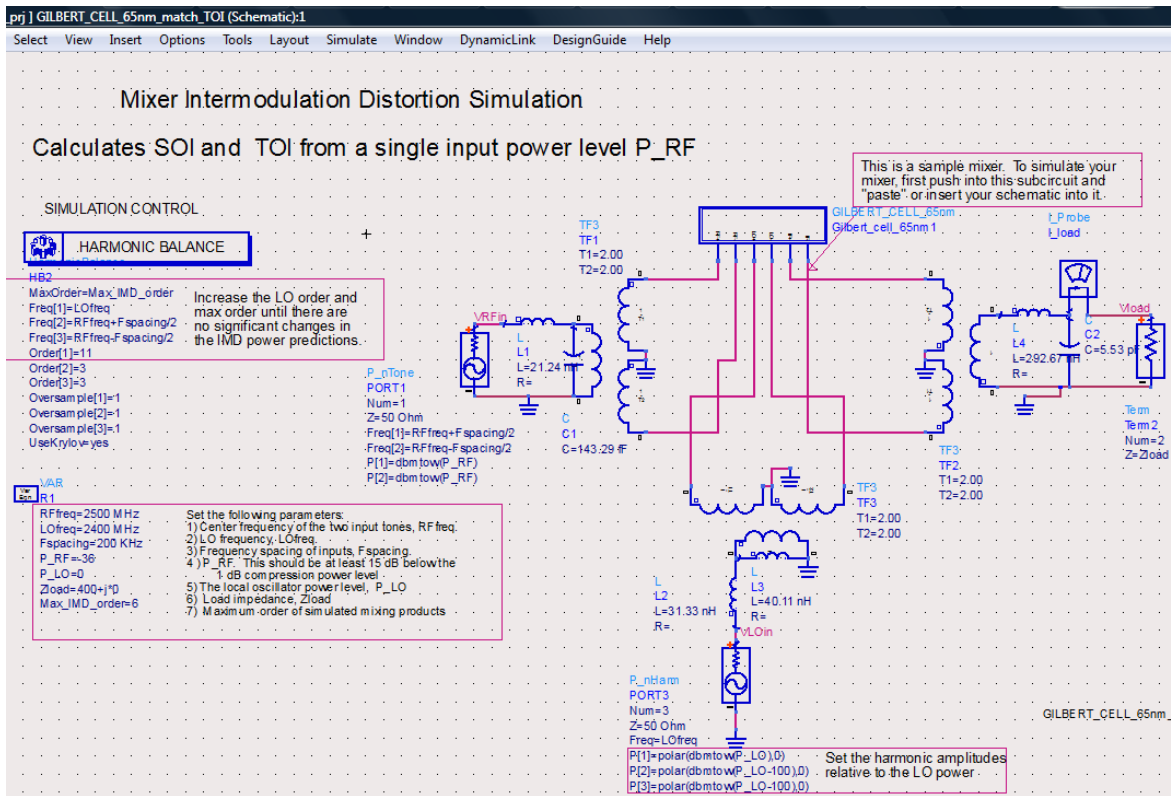
RF frequency	Differential Input voltage	1.0 dB gain compression input power level (dBm)	Conversion gain
2.500 GHz	0.199	-20.659	5.043

LO voltage @ LOfreq	LO Power (dBm - 50 ohms)	LO frequency	Load Impedance R + jX
0.473 / 18.405	0.000	2.400E9	400.000 + j0.000

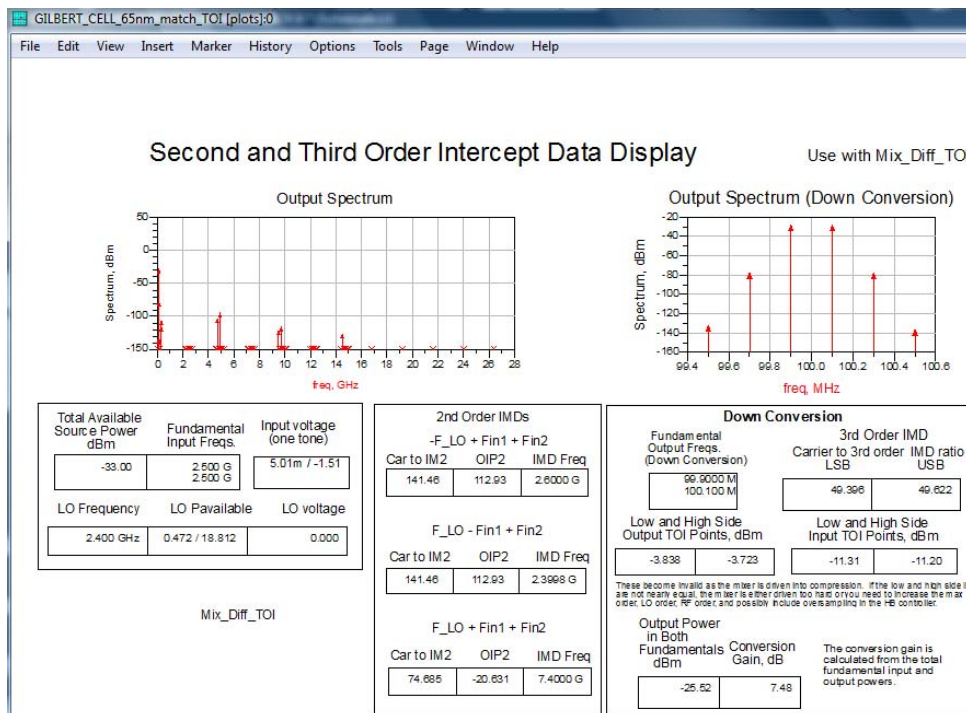
Differential IF Output Voltage

freq	V_dwnconv	freq	V_upconv
100.0 MHz	0.163 / -155.7...	4.900 GHz	0.125 / -97.429

Σχήμα 3-6: 1dB Compression Point



Εικόνα 3-6: Test bench για τα σημεία τομής 2^{ης} και 3^{ης} τάξης.



Σχήμα 3-7: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 2^{ης} και 3^{ης} τάξης

Το κέρδος μετατροπής είναι ικανοποιητικό όπως και η εικόνα θορύβου μονής πλευρικής ζώνης. Η γραμμικότητα χαρακτηρίζεται μέτρια και χρήζει βελτίωσης.

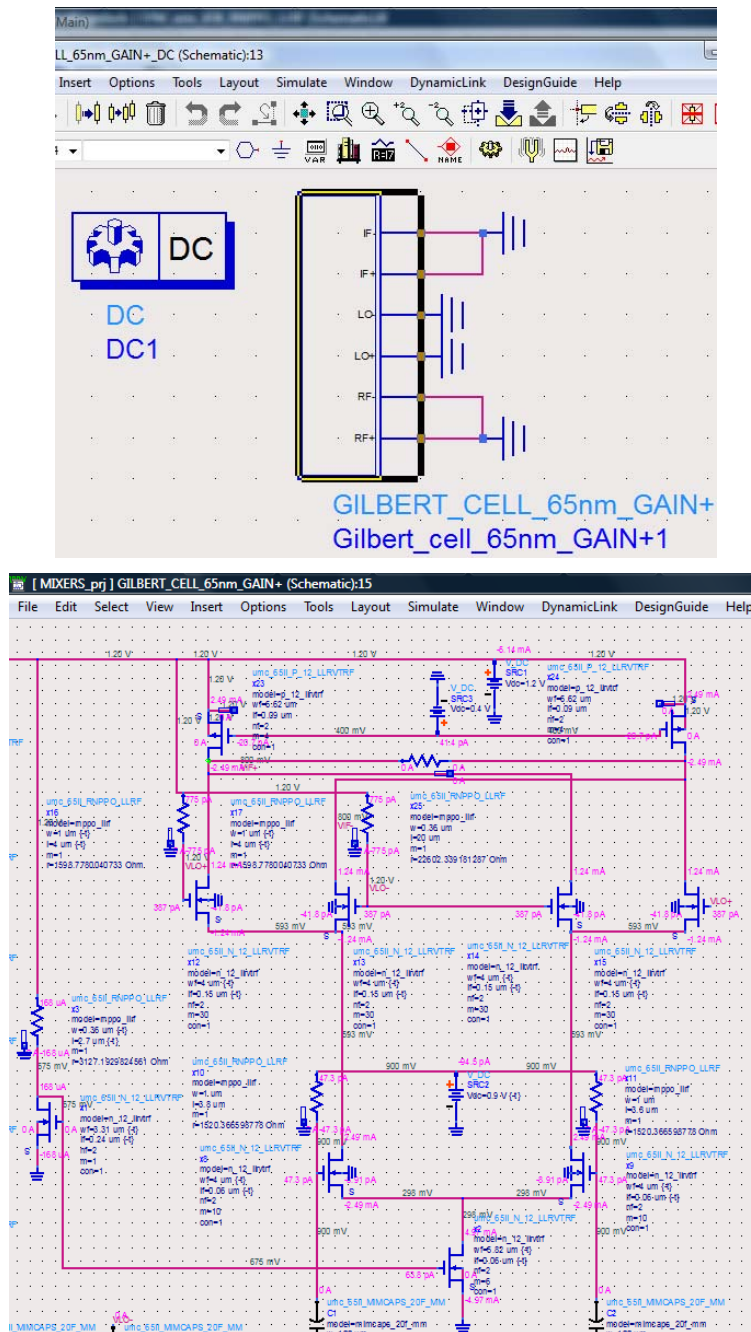
3.2 Τροποποιήσεις του αρχικού κυκλώματος

3.2.1 Βελτίωση του τέταρτου σταδίου (έξοδος)

Όπως, ήδη, αναφέραμε στη σελίδα 49, το πρόβλημα στη χρήση ωμικών αντιστάσεων στο στάδιο εξόδου είναι ότι, όσο αυξάνεται η τιμή τους με σκοπό την αύξηση του κέρδους μετατροπής, τόσο μειώνεται το ρεύμα πόλωσης που διαρρέει το διαφορικό

ζεύγος εισόδου RF, με αποτέλεσμα το κέρδος μετατροπής να μην μεταβάλλεται σημαντικά.

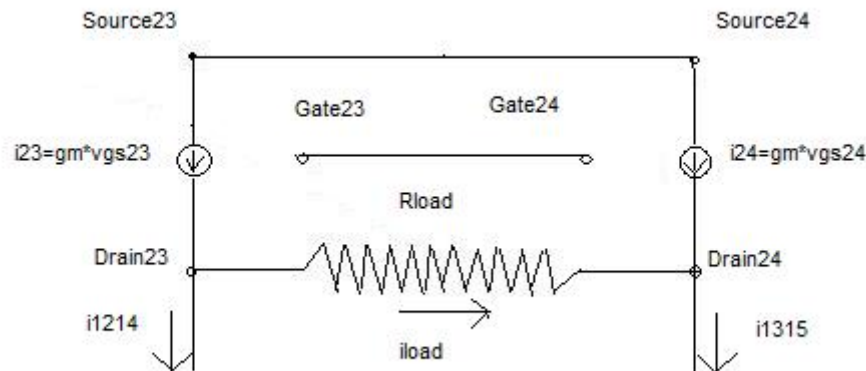
Η λύση αυτού του προβλήματος είναι η χρήση ρmos τρανζίστορ, με κοινή τροφοδοσία πύλης, στη θέση των ωμικών αντιστάσεων και η σύνδεση, ανάμεσα στις υποδοχές αυτών, μίας ωμικής αντίστασης, της οποίας τα άκρα αποτελούν την έξοδο του μίκτη, όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



Εικόνα 3-7: DC ανάλυση του βελτιωμένου (ως προς το στάδιο εξόδου) μίκτη Gilbert Cell.

Όπως βλέπουμε στην εικόνα 3-7, όπου συμπεριλαμβάνεται η DC ανάλυση του μίκτη με το βελτιωμένο στάδιο εξόδου, το ρεύμα πόλωσης διαρρέει αποκλειστικά τα δύο ρmos και όχι την αντίσταση που είναι συνδεδεμένη ανάμεσα στις υποδοχές αυτών. Αυτό είναι αναμενόμενο, λόγω της συμμετρίας του μίκτη, η οποία επιβάλλει ίσα ρεύματα πόλωσης στις συμμετρικές δομές του. Άρα, μεταβάλλοντας τις διαστάσεις των δύο ρmos τρανζίστορ μπορούμε να εξασφαλίσουμε συνθήκες κόρου σε όλα τα στάδια του μίκτη, ανεξάρτητα από την τιμή της ωμικής αντίστασης.

Συνεχίζοντας με την ac ανάλυση του σταδίου εξόδου του μίκτη, θα ανακαλύψουμε τη σχέση της τάσης εξόδου με την τιμή της ωμικής αντίστασης, την οποία προσθέσαμε ανάμεσα στις υποδοχές των δύο pmos τρανζίστορ.



Εικόνα 3-8: AC ανάλυση του σταδίου εξόδου του βελτιωμένου μίκτη.

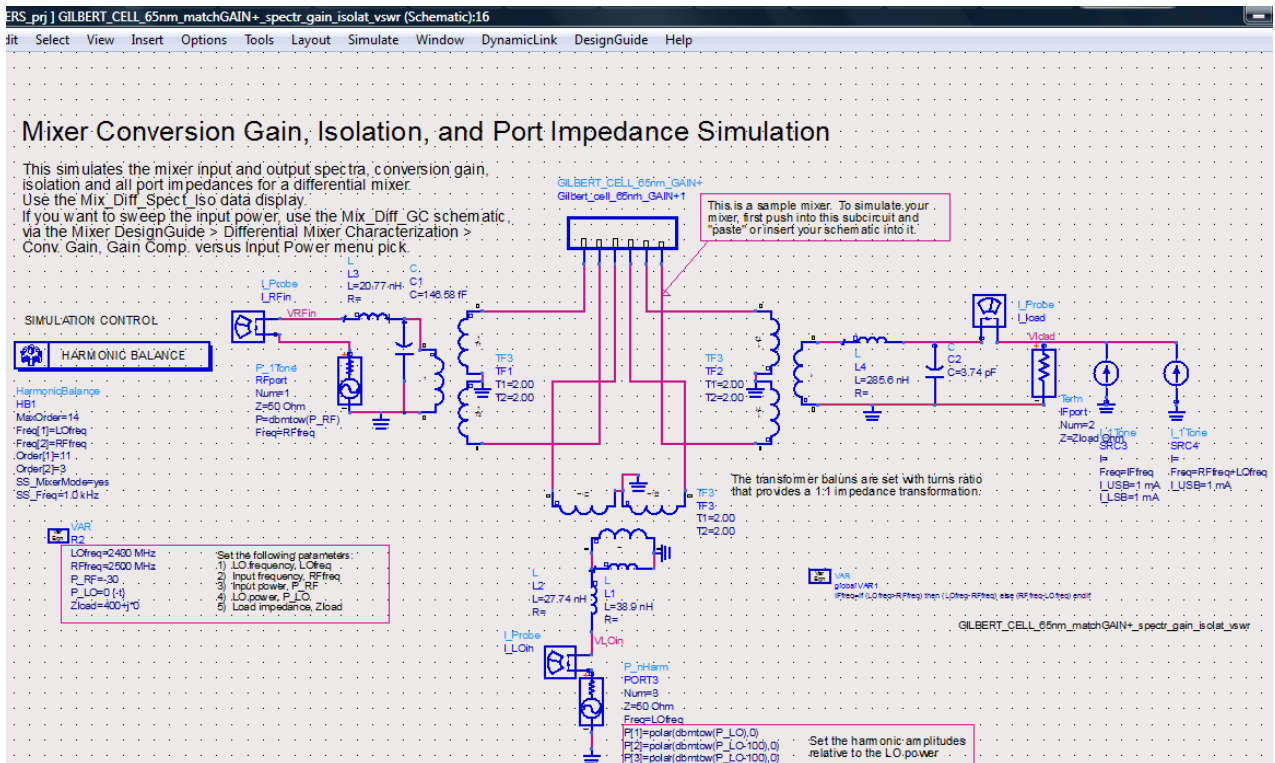
$$V_{out} = i_{load} * R_{load} = (i_{23} - i_{1214}) * R_{load} = (i_{24} - i_{1315}) * R_{load} = (i_{1315} - i_{load} - i_{1214}) * R_{load} \Rightarrow$$

$$2 * i_{load} * R_{load} = (i_{1315} - i_{1214}) * R_{load} \Rightarrow 2V_{out} = (i_{1315} - i_{1214}) * R_{load} \Rightarrow$$

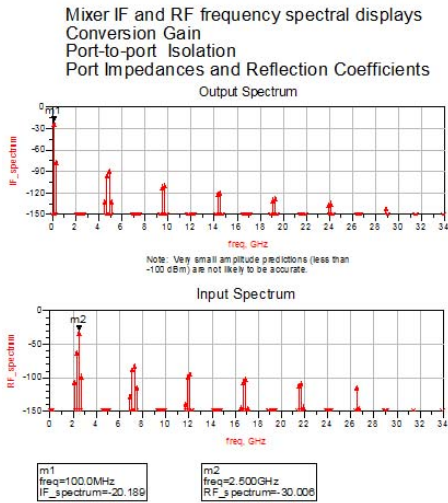
$$V_{out} = 0,5(i_{1315} - i_{1214}) * R_{load} \tag{3.4}$$

Άρα, η έξοδος του μίκτη είναι ανάλογη της αντίστασης, που συνδέεται ανάμεσα στις υποδοχές των δύο pmos τρανζίστορ.

Στη συνέχεια, παραθέτουμε τα αποτελέσματα που προέκυψαν για το κέρδος μετατροπής, την απομόνωση, την εικόνα θορύβου και τη γραμμικότητα για τον βελτιωμένο ως προς το στάδιο εξόδου μίκτη:



Εικόνα 3-9: Test bench για φάσματα εισόδου-εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωσης και VSWR.



INPUT DATA		
Zload		
Input Frequency	RF Voltage	RF Pavailable
2.500 GHz	0.010 / -2.196	-30.000
LO Frequency LO voltage LO Pavailable		
2.400 GHz	0.473 / 21.175	0.000
Output Frequency Down Conversion Gain (dB) Output voltage		
100.0 MHz	9.811	0.038 / 165.8...
Output Frequency Up Conversion Gain (dB) Output voltage		
4.900 GHz	-56.283	4.339E-5 / 6...

PORT-TO-PORT ISOLATION		
LO to Output isolation (dB)	LO to Input isolation (dB)	Input to Output isolation (dB)
P_LO2IF	P_LO2RF	P_RF2IF
170.0	170.0	135.7

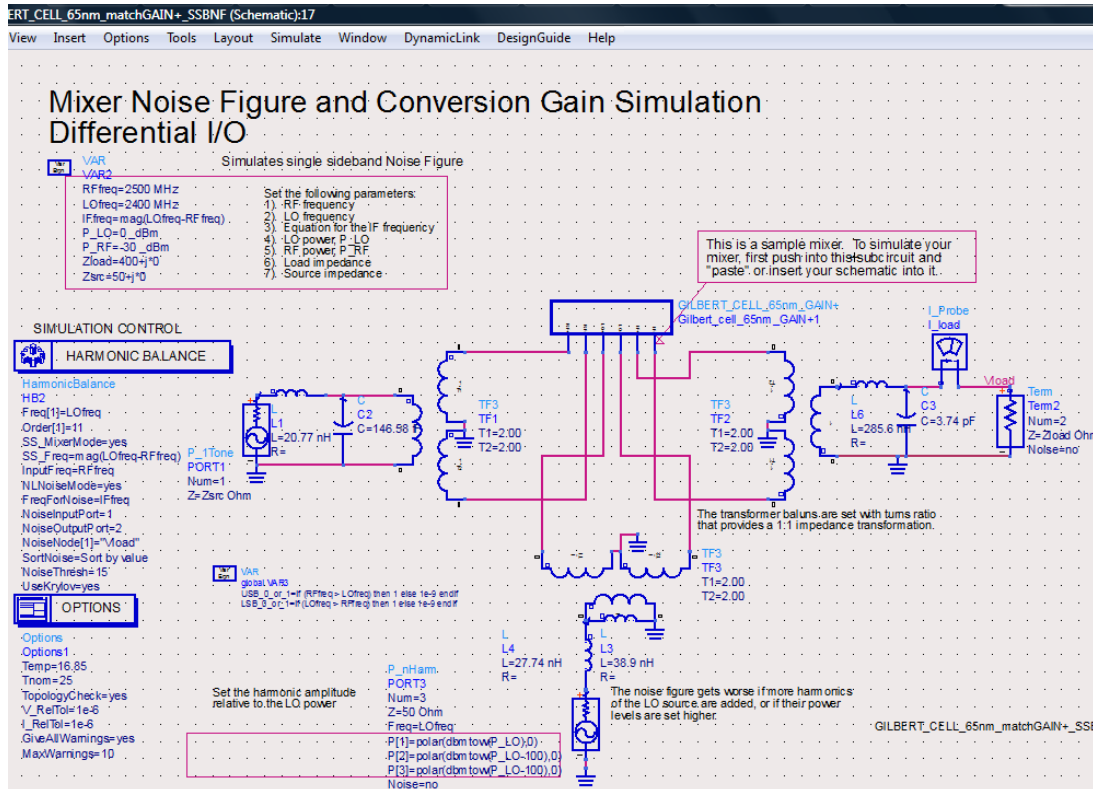
Reference Impedance for Rho (reflection coefficient) and VSWR calculations. Eqn Z0=50

Looking into the RF (Input) Port:			
Frequency	Impedance	Reflection Coefficient	VSWR
2.50 GHz	49.85 - j3.83	0.04 / -90.09	1.08
Looking into the LO Port:			
Frequency	Impedance	Reflection Coefficient	VSWR
2.40 GHz	41.98 + j81.95	0.67 / 53.89	5.03
Looking into the IF (Output) Port at the down conversion frequency:			
Frequency	Impedance	Reflection Coefficient	VSWR
100.0 MHz	3.43E2 - j22.26	0.75 / -1.10	6.88
Looking into the IF (Output) Port at the upconversion frequency:			
Frequency	Impedance	Reflection Coefficient	VSWR
4.90 GHz	1.29E-3 - j8.65	1.00 / -1.60E2	3.98E4

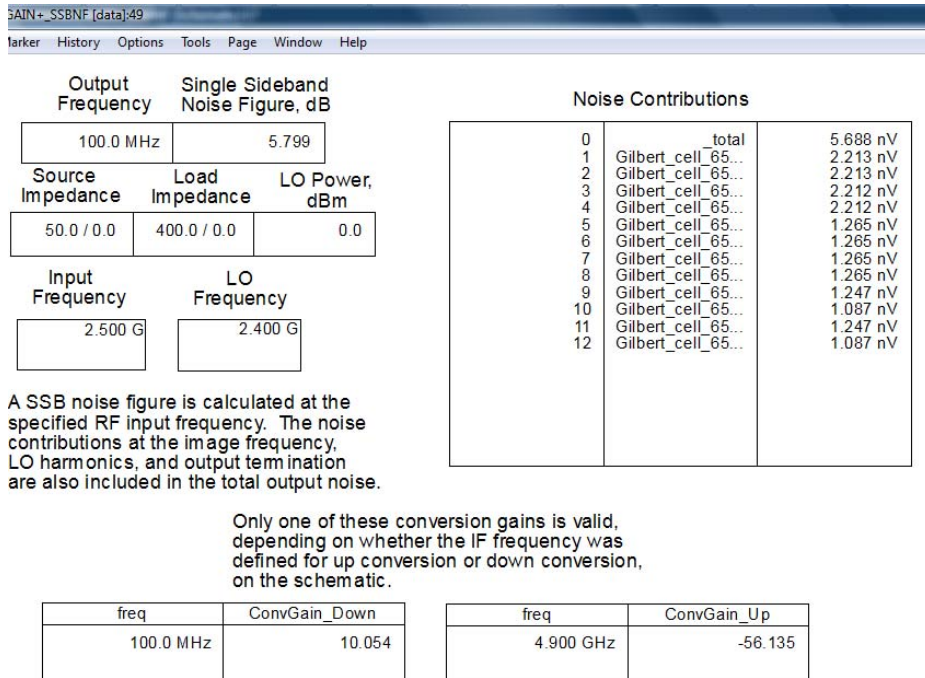
Isolation better than 100 dB is a result of an unrealistic model for the mixer. Real circuits will be unbalanced to some extent

Gilbert_CELL_65nm_spectr_iso

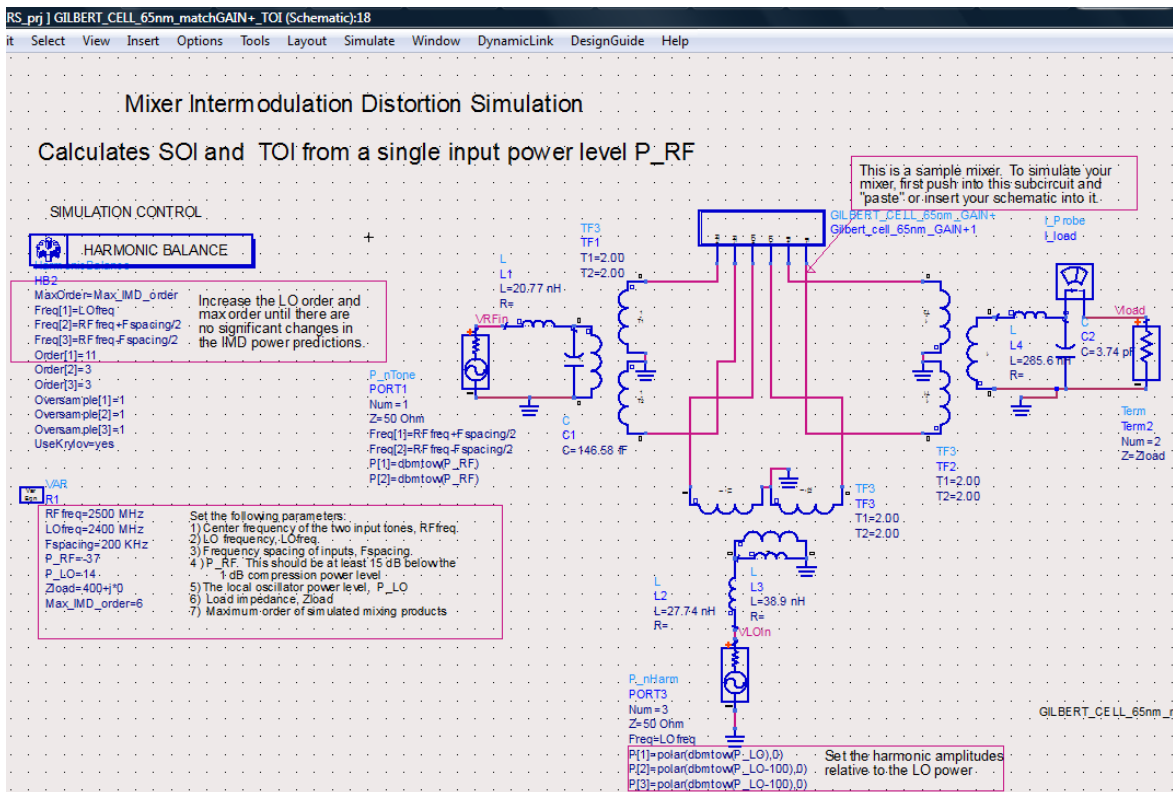
Σχήμα 3-8: Φάσματα εισόδου-εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωσης και VSWR.



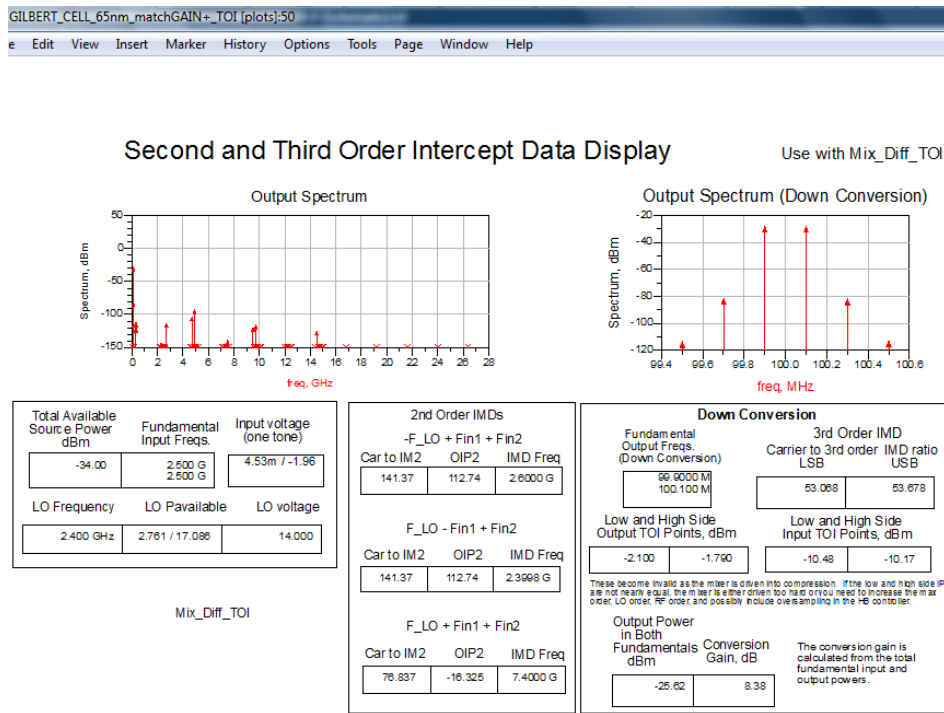
Εικόνα 3-10: Test bench για την εικόνα θορύβου μονής πλευρικής ζώνης



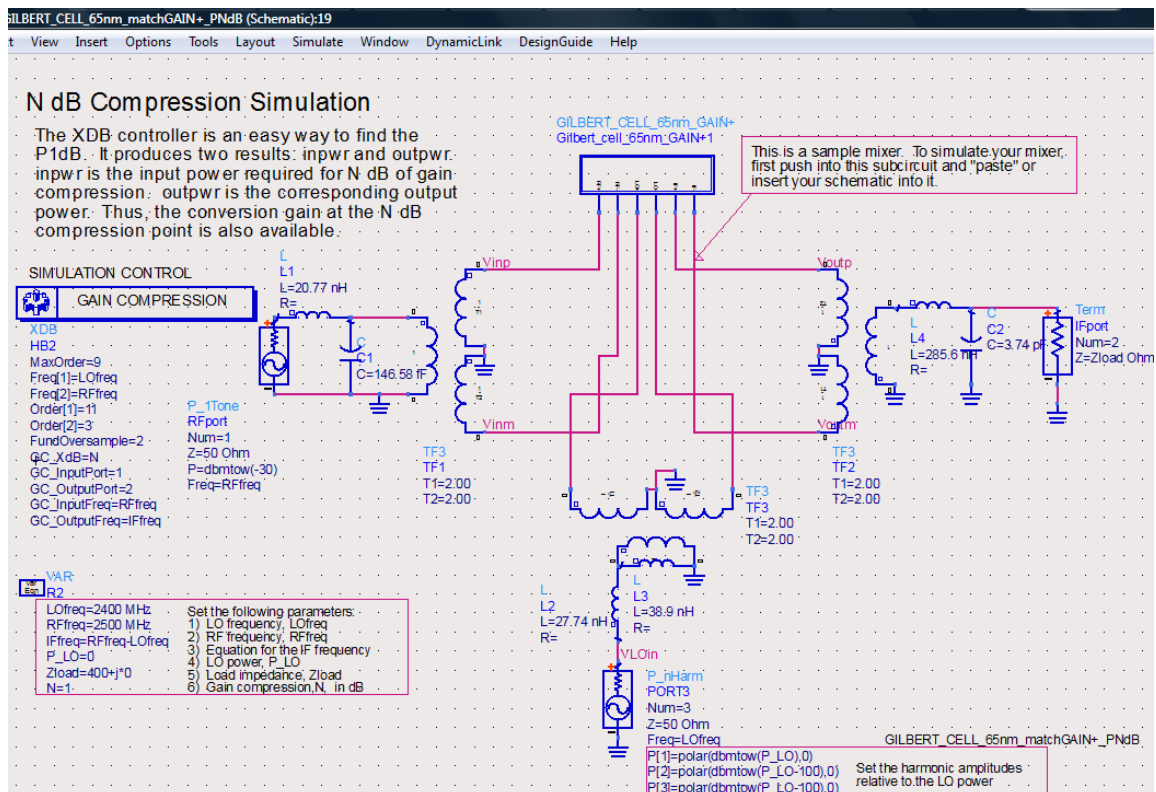
Σχήμα 3-9: SSBNF



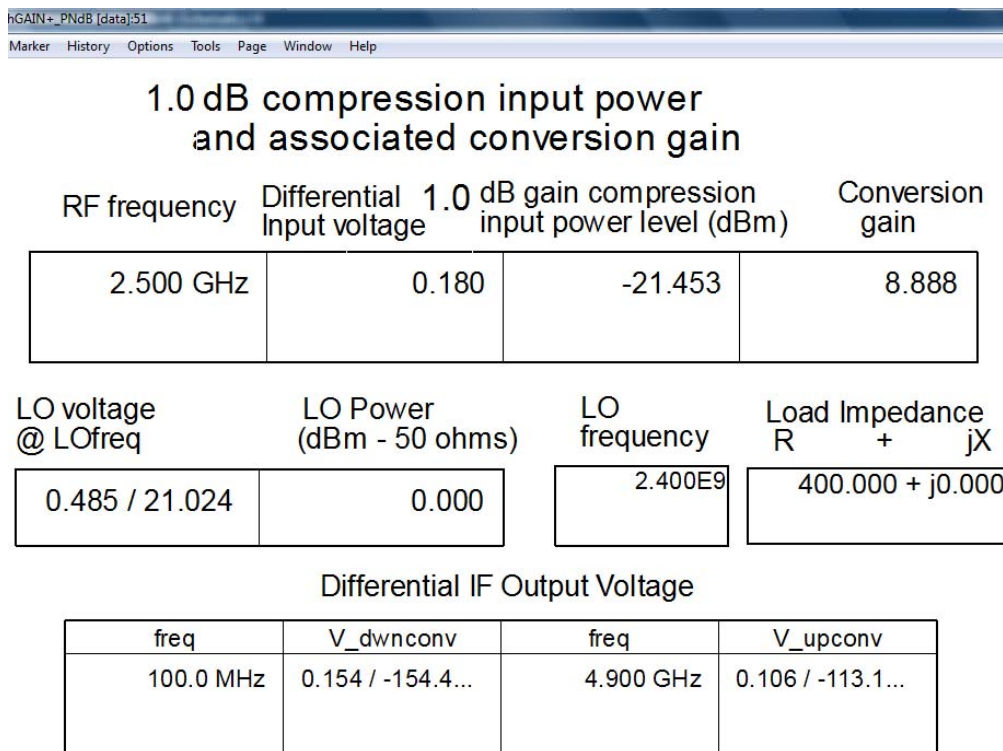
Εικόνα 3-11: Test bench για το σημείο τομής δεύτερης και τρίτης τάξης.



Σχήμα 3-10: IP2 και IP3



Εικόνα 3-12: Test bench για 1dB_CP



Σχήμα 3-11: Σημείο συμπίεσης 1 dB

Η βελτίωση του σταδίου εξόδου είχε ως αποτέλεσμα τη βελτίωση του κέρδους μετατροπής κατά 2db, χωρίς αξιόλογη μεταβολή των υπόλοιπων χαρακτηριστικών του μίκτη.

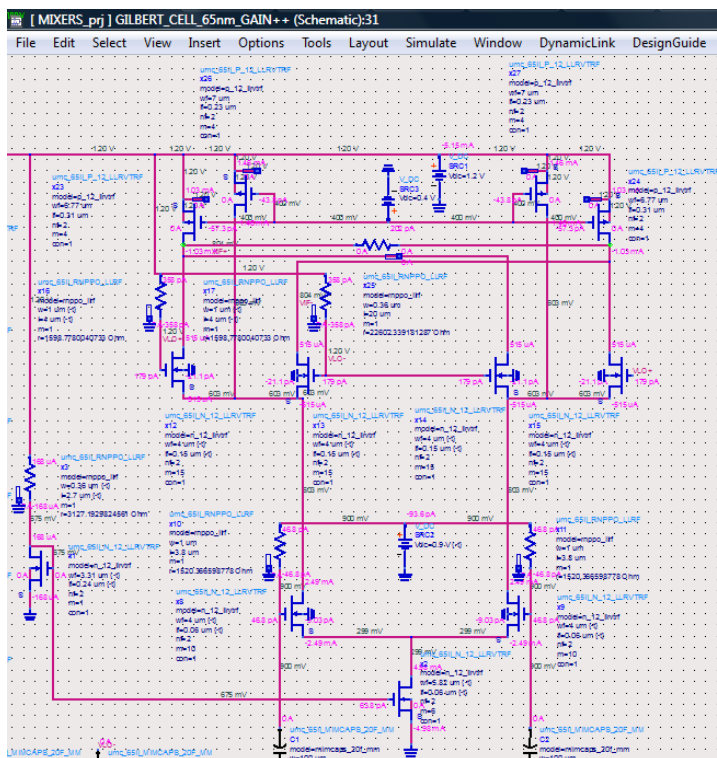
3.2.2 Τεχνική διαρροής ρεύματος (current bleeding technique)

Έχουμε αποδείξει ότι, το κέρδος μετατροπής του μίκτη αυξάνει, καθώς, αυξάνεται η διαγωγιμότητα των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους εισόδου RF (βλ. εξίσωση 2-27, σελ. 35). Επιπλέον, η διαγωγιμότητα ενός ημιαγωγικού τρανζίστορ αυξάνεται, όσο αυξάνεται το ρεύμα πόλωσης του τρανζίστορ (βλ. σχήμα 3-1, σελ.47). Άρα, όσο αυξάνεται το ρεύμα πόλωσης των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους εισόδου RF, τόσο αυξάνεται το κέρδος μετατροπής του μίκτη.

Η προαναφερόμενη αύξηση του ρεύματος πόλωσης του διαφορικού ζεύγους εισόδου RF συνεπάγεται την αύξηση του ρεύματος πόλωσης των δύο διαφορικών ζευγών του τρίτου σταδίου (LO) και κατά συνέπεια, την αύξηση του ορίου V_x (βλ. εξίσωση 2-11, σελίδα 31). Η αύξηση του V_x επιβάλλει την αύξηση του πλάτους του τοπικού ταλαντωτή, ώστε, να ελαχιστοποιηθεί ο χρόνος που άγουν ταυτόχρονα και τα τέσσερα τρανζίστορ των δύο διακοπτικών ζευγών. Επιπλέον, η αύξηση του ρεύματος πόλωσης των δύο διαφορικών ζευγών του τρίτου σταδίου (LO) συνεπάγεται την αύξηση του πλάτους των σχετικών τρανζίστορ, ώστε, να παραμείνουν στον κόρο, δεδομένου του περιορισμού των 300 mV κάθε σταδίου. Η αύξηση του πλάτους των τρανζίστορ συνεπάγεται την αύξηση των παρασιτικών χωρητικοτήτων, με αποτέλεσμα την αύξηση της συνολικής εικόνας θορύβου του μίκτη.

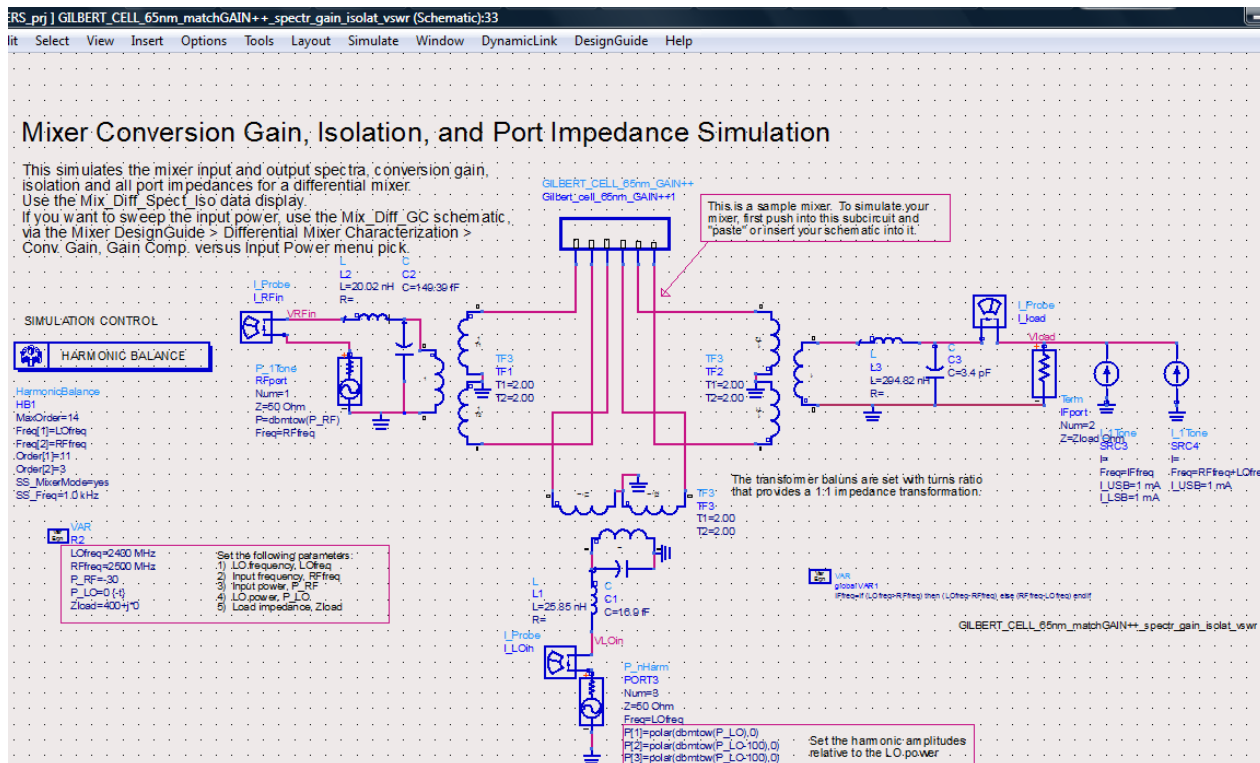
Η εφαρμογή της τεχνικής διαρροής ρεύματος εξασφαλίζει την αύξηση του ρεύματος πόλωσης του διαφορικού ζεύγους εισόδου RF, χωρίς τα επακόλουθα μειονεκτήματα που παρατέθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο. Συγκεκριμένα, μειώσαμε κατά το ήμισυ το πλάτος των τρανζίστορ των δύο διακοπτικών ζευγών και συνδέσαμε δύο ημιαγωγικούς τρανζίστορ ως εξής: οι πηγές τους συνδέθηκαν στην τάση τροφοδοσίας των 1.2V, οι πύλες τους συνδέθηκαν στις πύλες των άλλων δύο ημιαγωγικών τρανζίστορ του τετάρτου σταδίου (IF έξοδος) και οι υποδοχές τους στις πηγές των των τρανζίστορ των δύο διακοπτικών ζευγών. Με την τεχνική διαρροής ρεύματος έγινε εφικτή η μείωση του

ρεύματος πόλωσης των τρανζίστορ των δύο διακοπτικών ζευγών από 1,24 mA στα 515μΑ, χωρίς την μείωση του ρεύματος πόλωσης των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους εισόδου, όπως φαίνεται και στην dc ανάλυση του τροποποιημένου μίκτη:

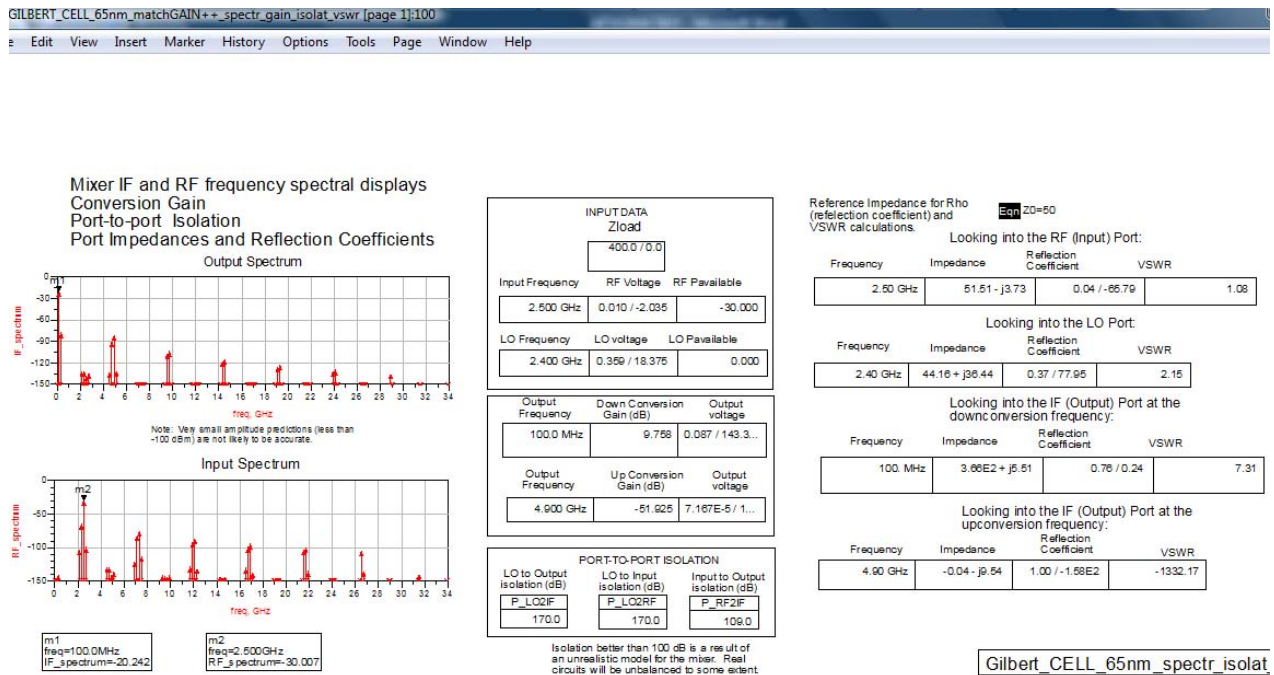


Εικόνα 3-13: Εφαρμογή της τεχνικής διαρροής ρεύματος στον μίκτη Gilbert Cell

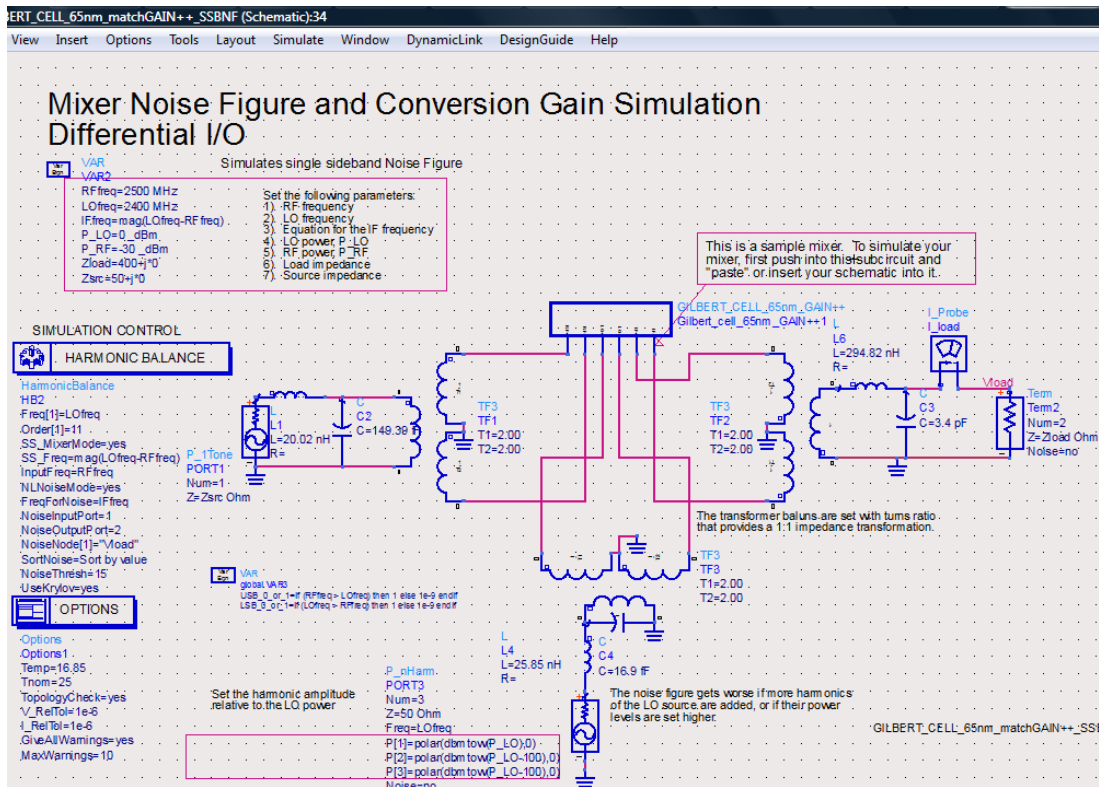
Στη συνέχεια, παραθέτουμε τα αποτελέσματα που προέκυψαν για το κέρδος μετατροπής, την απομόνωση, την εικόνα θορύβου και τη γραμμικότητα για τον μίκτη μετά την εφαρμογή της τεχνικής διαρροής ρεύματος:



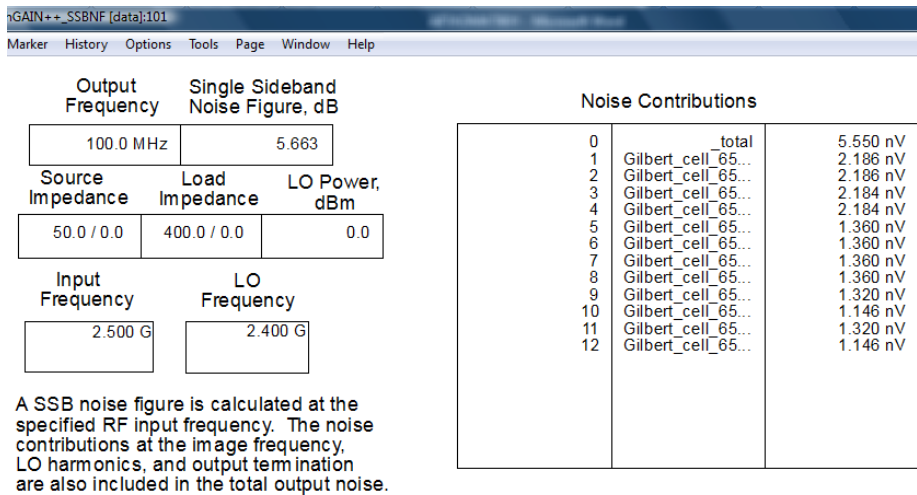
Εικόνα 3-14: Test bench για φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR.



Σχήμα 3-12: Φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR.



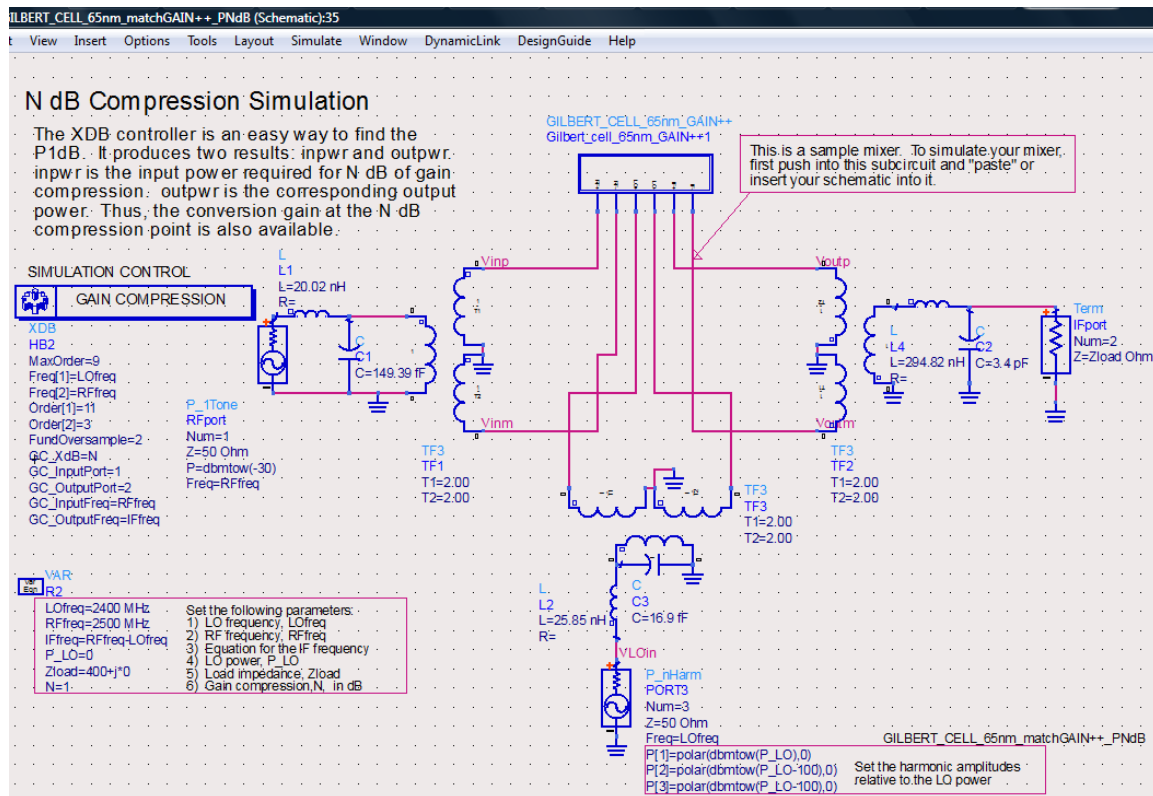
Εικόνα 3-15: Test bench για Single Sideband Noise Figure.



Only one of these conversion gains is valid, depending on whether the IF frequency was defined for up conversion or down conversion, on the schematic.

freq	ConvGain_Down	freq	ConvGain_Up
100.0 MHz	10.182	4.900 GHz	-51.744

Σχήμα 3-13: Εικόνα θορύβου μονής πλευρικής ζώνης.



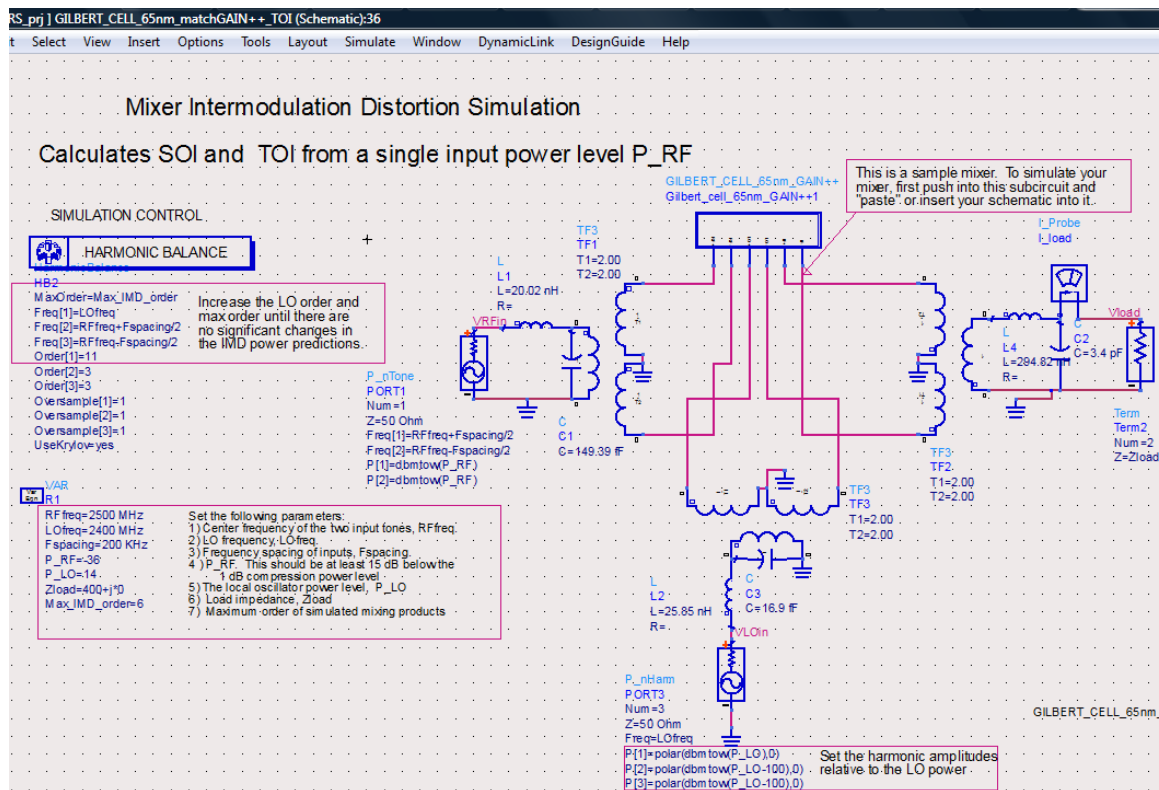
Εικόνα 3-16: Test bench για το σημείο συμπίεσης 1dB.

hGAIN++_PNdB [data]:102			
Marker History Options Tools Page Window Help			
1.0 dB compression input power and associated conversion gain			
RF frequency	Differential Input voltage	1.0 dB gain compression input power level (dBm)	Conversion gain
2.500 GHz	0.182	-20.986	9.035

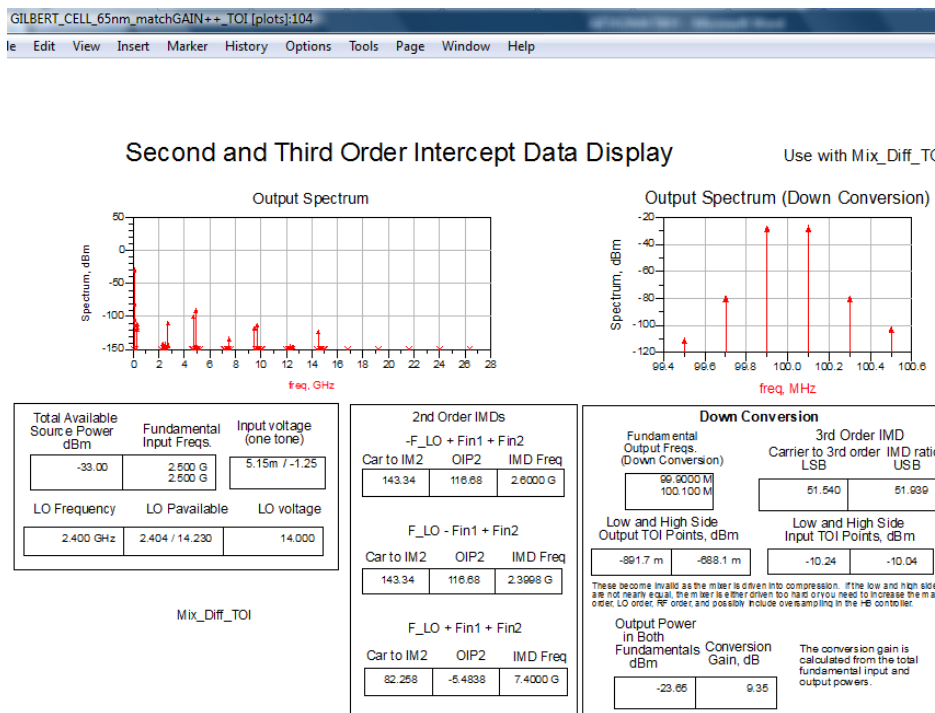
LO voltage @ LOfreq	LO Power (dBm - 50 ohms)	LO frequency	Load Impedance R + jX
0.370 / 20.107	0.000	2.400E9	400.000 + j0.000

Differential IF Output Voltage			
freq	V_dwnconv	freq	V_upconv
100.0 MHz	0.172 / -175.6...	4.900 GHz	0.174 / -76.110

Σχήμα 3-14: 1dB_CP



Εικόνα 3-17: Test bench για IP2 και IP3.

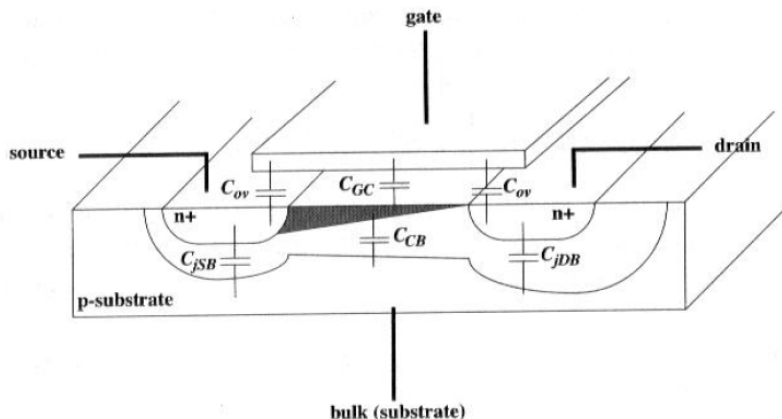


Σχήμα 3-15: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης δεύτερης και τρίτης τάξης.

Η εφαρμογή της τεχνικής διαρροής ρεύματος είχε ως αποτέλεσμα μικρή μείωση της εικόνας θορύβου στα 5,66 dB, χωρίς αξιόλογη μεταβολή των υπολοίπων χαρακτηριστικών του μίκτη.

3.2.3 Εξουδετέρωση των παρασιτικών χωρητικότητας

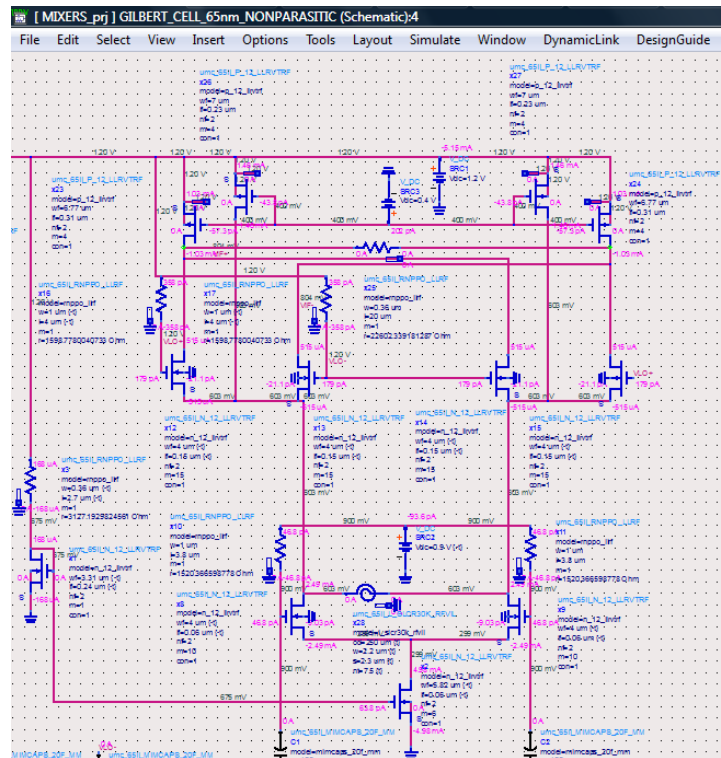
Τα τρανζίστορ χαρακτηρίζονται από παρασιτικές χωρητικότητες, όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα:



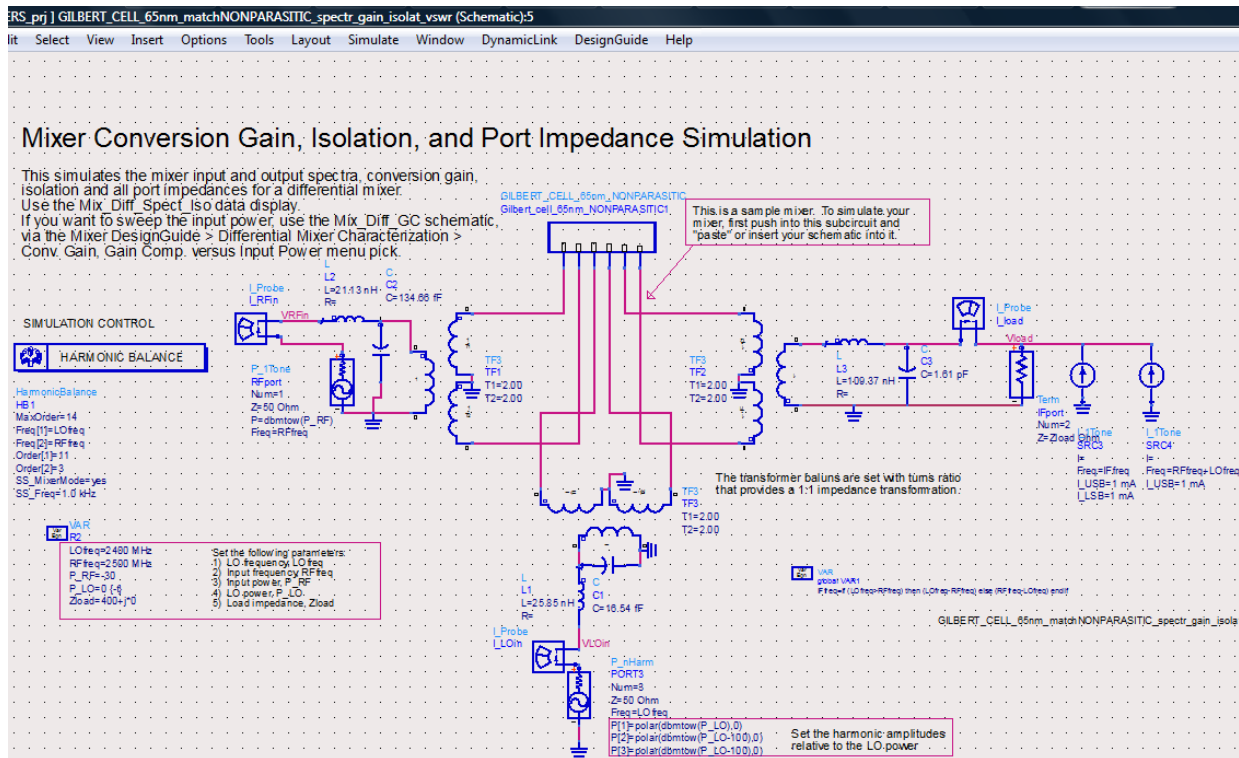
Εικόνα 3-18: Παρασιτικές χωρητικότητες NMOS τρανζίστορ.

Η σύνθετη αντίσταση των εν λόγω χωρητικότητας, που ισούται με $Z_C = 1/j\omega C$, φθίνει, καθώς αυξάνεται η συχνότητα λειτουργίας, με αποτέλεσμα να δημιουργούνται μονοπάτια μικρής σύνθετης αντίστασης ανάμεσα στην πηγή, στο κανάλι, στην υποδοχή και στο υπόστρωμα. Αυτό έχει ως συνέπεια, τη μείωση της διαγωγιμότητας του τρανζίστορ.

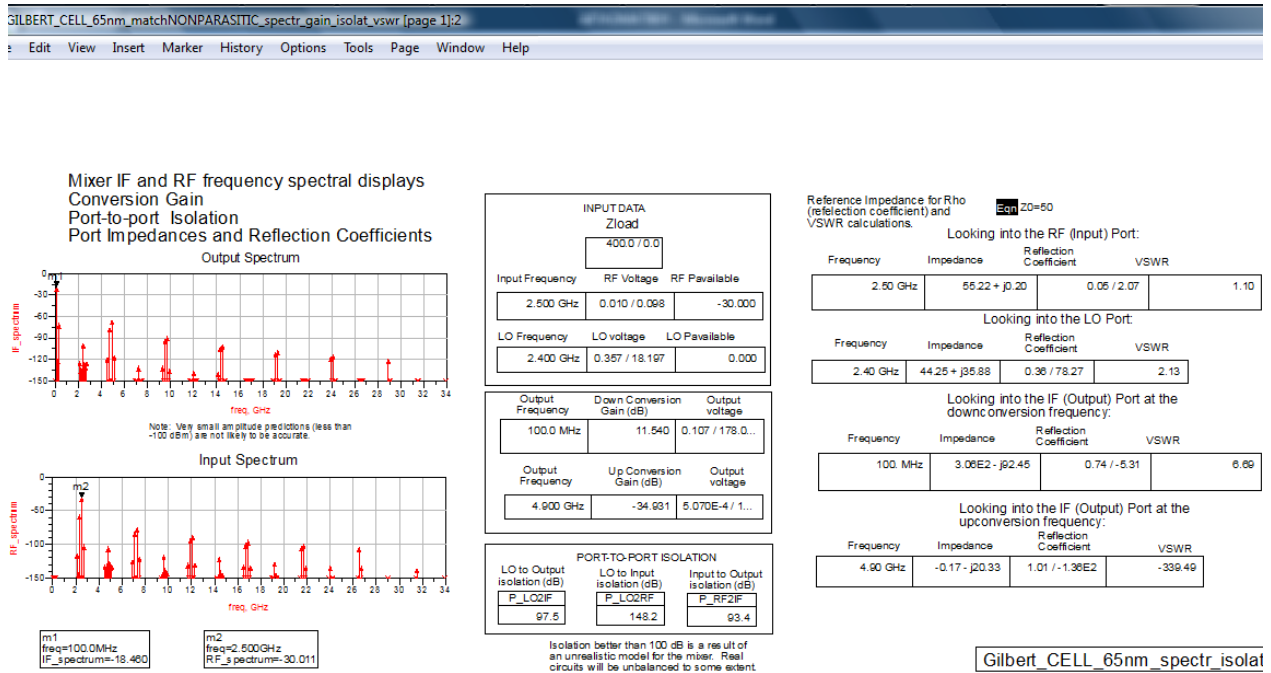
Στην περίπτωση του μίκτη που σχεδιάσαμε, παρεμβάλαμε ένα πηνίο ανάμεσα στις υποδοχές των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους εισόδου RF, με στόχο τη βελτίωση του κέρδους μετατροπής του μίκτη. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων φαίνονται παρακάτω:



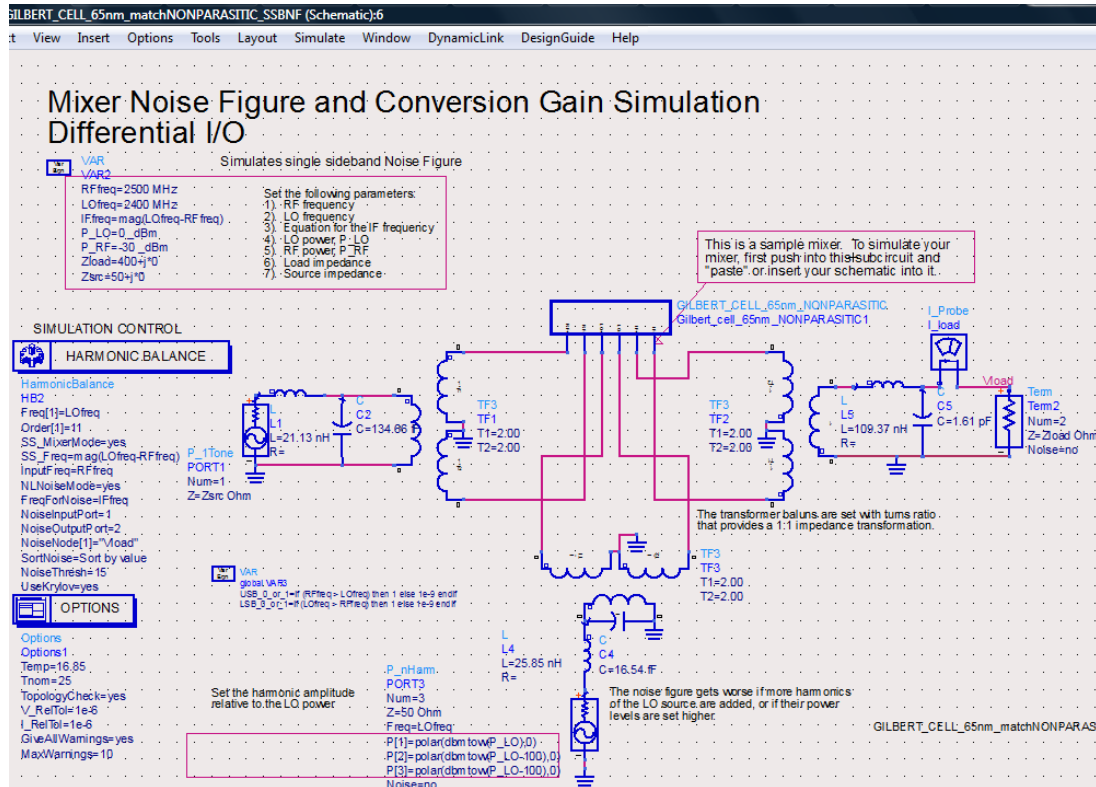
Εικόνα 3-19: Εισαγωγή πηνίου αντιστάθμισης των παρασιτικών χωρητικότητων.



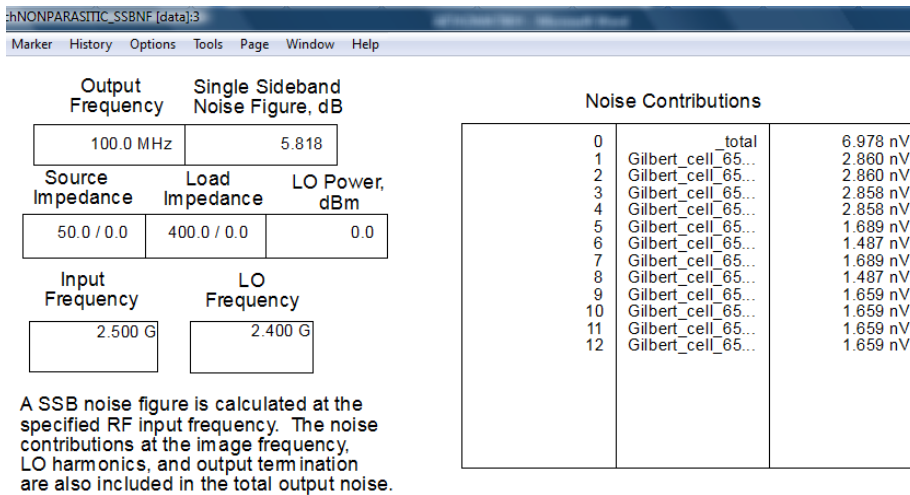
Εικόνα 3-20: Test bench για φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR.



Σχήμα 3-16: Φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR.



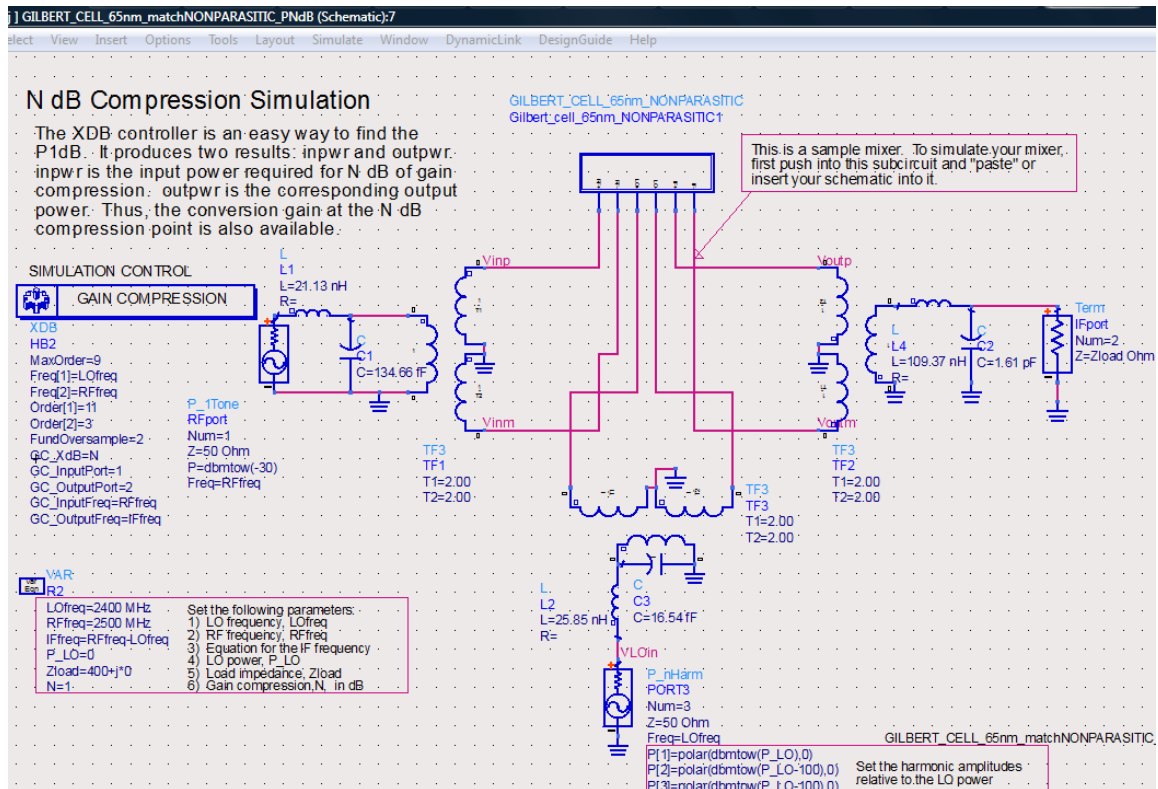
Εικόνα 3-21: Test bench για Single Sideband Noise Figure.



Only one of these conversion gains is valid, depending on whether the IF frequency was defined for up conversion or down conversion, on the schematic.

freq	ConvGain_Down	freq	ConvGain_Up
100.0 MHz	11.969	4.900 GHz	-34.775

Σχήμα 3-17: Εικόνα θορύβου μόνης πλευρικής ζώνης.



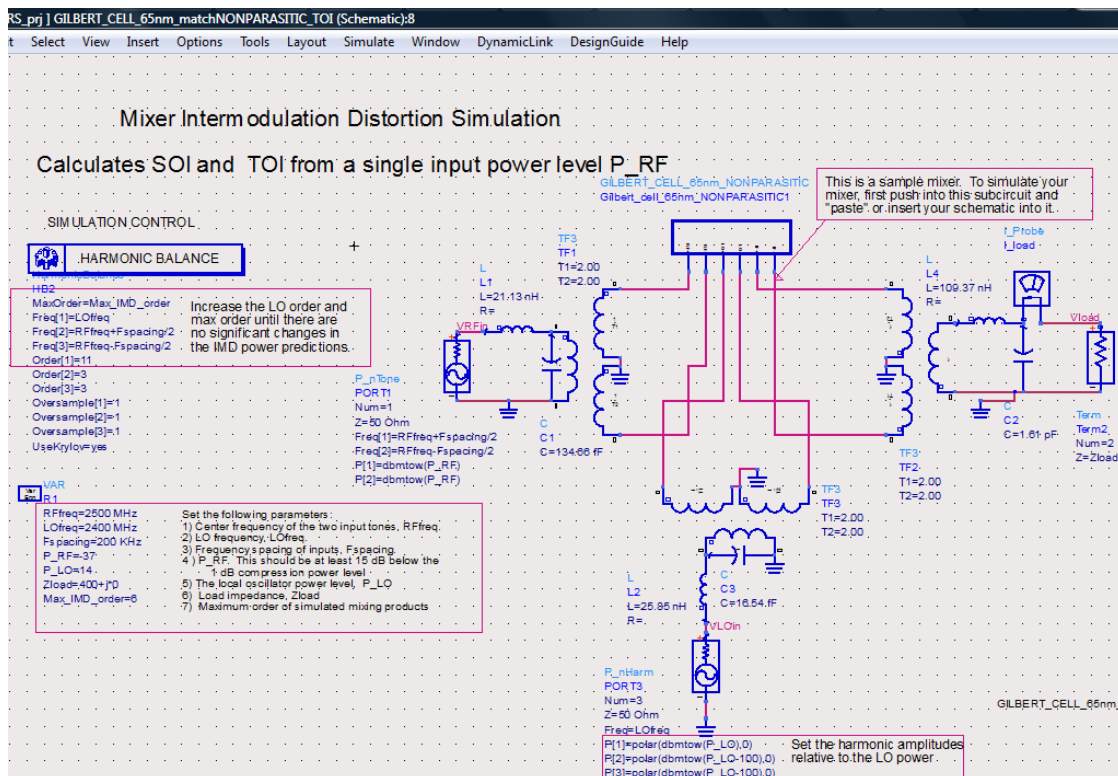
Εικόνα 3-22: Test bench για το σημείο συμπίεσης 1dB.

hNONPARASTIC_PNdB [data].4			
Marker History Options Tools Page Window Help			
1.0 dB compression input power and associated conversion gain			
RF frequency	Differential Input voltage	1.0 dB gain compression input power level (dBm)	Conversion gain
2.500 GHz	0.176	-21.362	10.815
LO voltage @ LOfreq	LO Power (dBm - 50 ohms)	LO frequency	Load Impedance R + jX
0.367 / 19.764	0.000	2.400E9	400.000 + j0.000

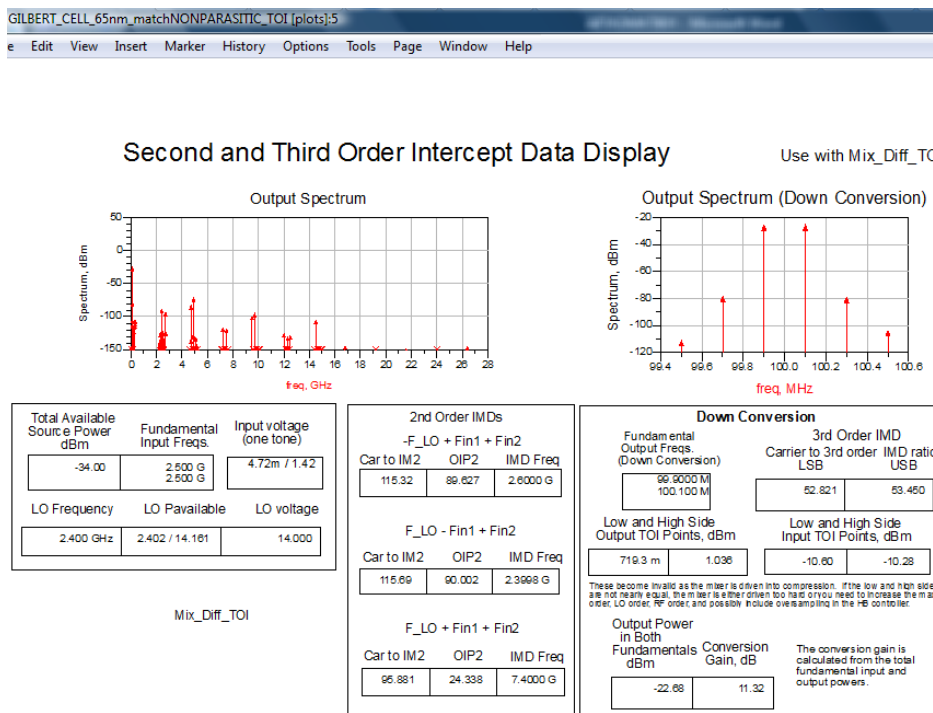
Differential IF Output Voltage

freq	V_downconv	freq	V_upconv
100.0 MHz	0.251 / -167.9...	4.900 GHz	0.208 / -58.836

Σχήμα 3-18: 1dB_CP.



Εικόνα 3-23: Test bench για IP2 και IP3.



Σχήμα 3-19: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης δεύτερης και τρίτης τάξης.

Η αντιστάθμιση των παρασιτικών χωρητικότητων του διαφορικού ζεύγους εισόδου RF είχε ως αποτέλεσμα την αναμενόμενη αύξηση του κέρδους μετατροπής κατά 1,78dB, χωρίς αξιόλογη μεταβολή των υπολοίπων χαρακτηριστικών του μίκτη.

3.2.4 Εκφυλισμός πηγής με χρήση πηνίου

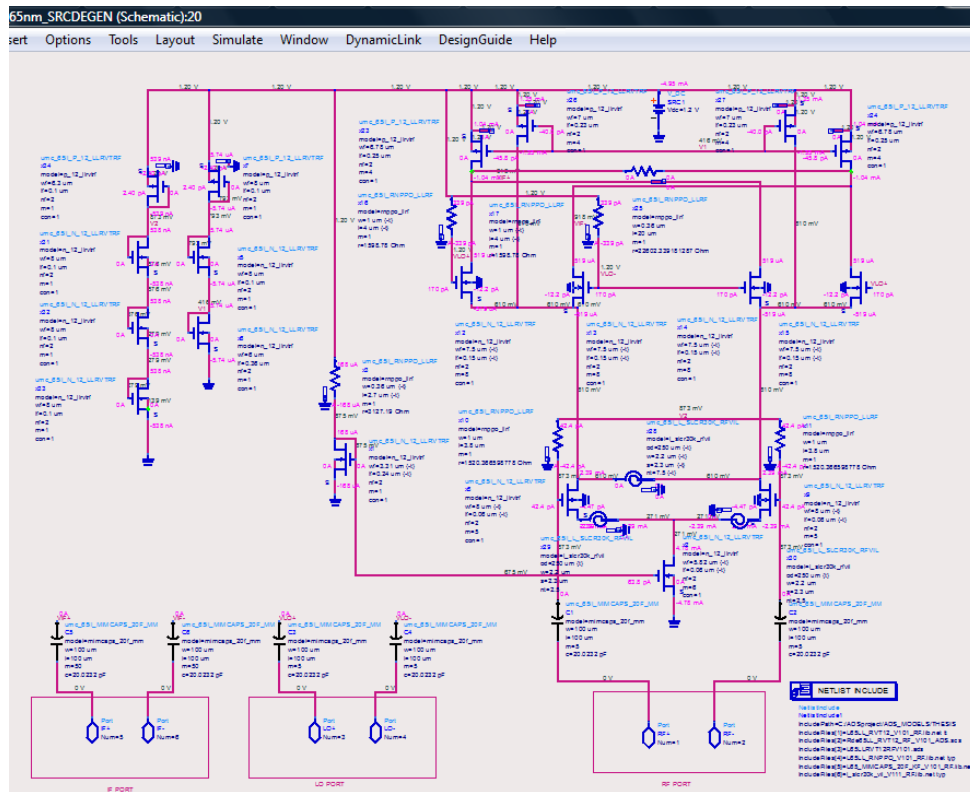
Η σύνδεση πηνίων στις πηγές των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους εισόδου RF του μίκτη θεωρείται εκφυλισμός πηγής με χρήση πηνίων και αποτελεί έναν κλασσικό τρόπο βελτίωσης της γραμμικότητας εις βάρος του κέρδους μετατροπής του μίκτη.

Ο εκφυλισμός πηγής υλοποιείται, είτε με πηνία, είτε με ωμικές αντιστάσεις. Η χρήση πηνίων υπερέχει της χρήσης αντιστάσεων στην εισαγωγή μικρότερου θορύβου, στη διατήρηση της διαγωγιμότητας των σχετικών τρανζίστορ και στην ευκολότερη προσαρμογή της αντίστασης εισόδου του κυκλώματος, στο οποίο εφαρμόζεται ο εκφυλισμός πηγής, ενώ, μειονεκτεί στην εξάρτηση της απόκρισης του κυκλώματος από τη συχνότητα του σήματος εισόδου.

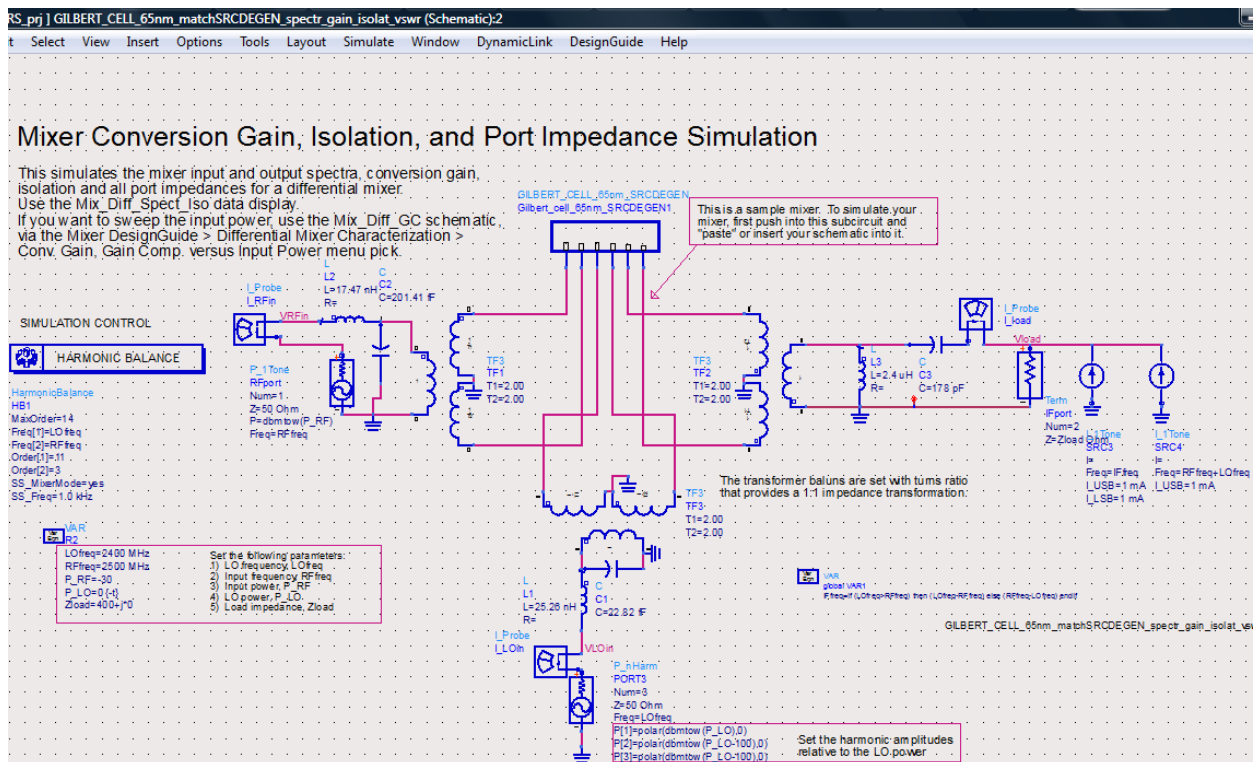
Ο εκφυλισμός πηγής με τη βοήθεια ωμικών αντιστάσεων έχει εφαρμογή κυρίως σε κυκλώματα διπολικών τρανζίστορ τα οποία χαρακτηρίζονται από μεγάλες διαγωγιμότητες και μικρή αντίσταση εισόδου. Στην περίπτωση των MOSFET η χρήση πηνίων στον εκφυλισμό πηγής είναι μονόδρομος καθώς δεν διακρίνονται για τις μεγάλες διαγωγιμότητες ούτε για τις μικρές αντιστάσεις εισόδου.

Σε ότι αφορά την DC ανάλυση, τα πηνία αποτελούν βραχυκύκλωμα, οπότε, δεν επηρεάζουν την πόλωση των τρανζίστορ του μίκτη, ενώ, στην AC ανάλυση εισάγουν στην απόκριση του κυκλώματος την εξάρτηση από τη συχνότητα του σήματος εισόδου γεγονός που επιβάλλει τον περιορισμό του εύρους ζώνης του σήματος εισόδου.

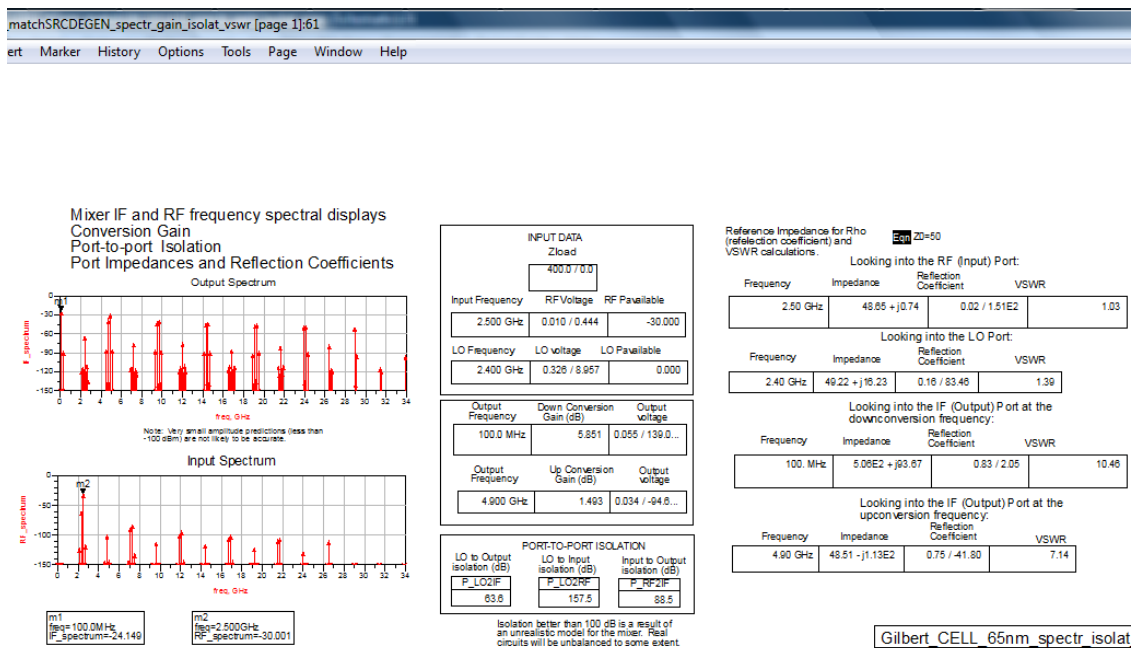
Τέλος, αντικαταστήσαμε τις δύο ιδανικές πηγές τάσης των 0.4 V και 0.9 V με την έξοδο δύο διαφορετικών διαιρετών τάσης. Παρακάτω παρατίθενται τα αποτελέσματα των σχετικών προσομοιώσεων:



Εικόνα 3-24: DC ανάλυση του τελικού κυκλώματος του μίκτη.



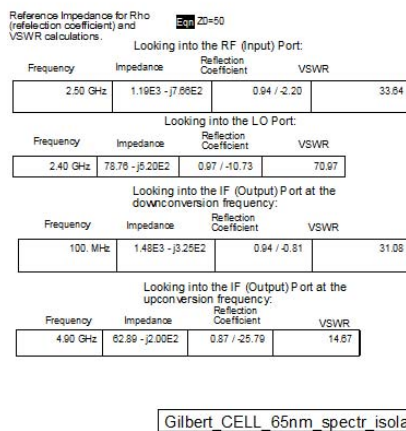
Εικόνα 3-25: Test bench για φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR.



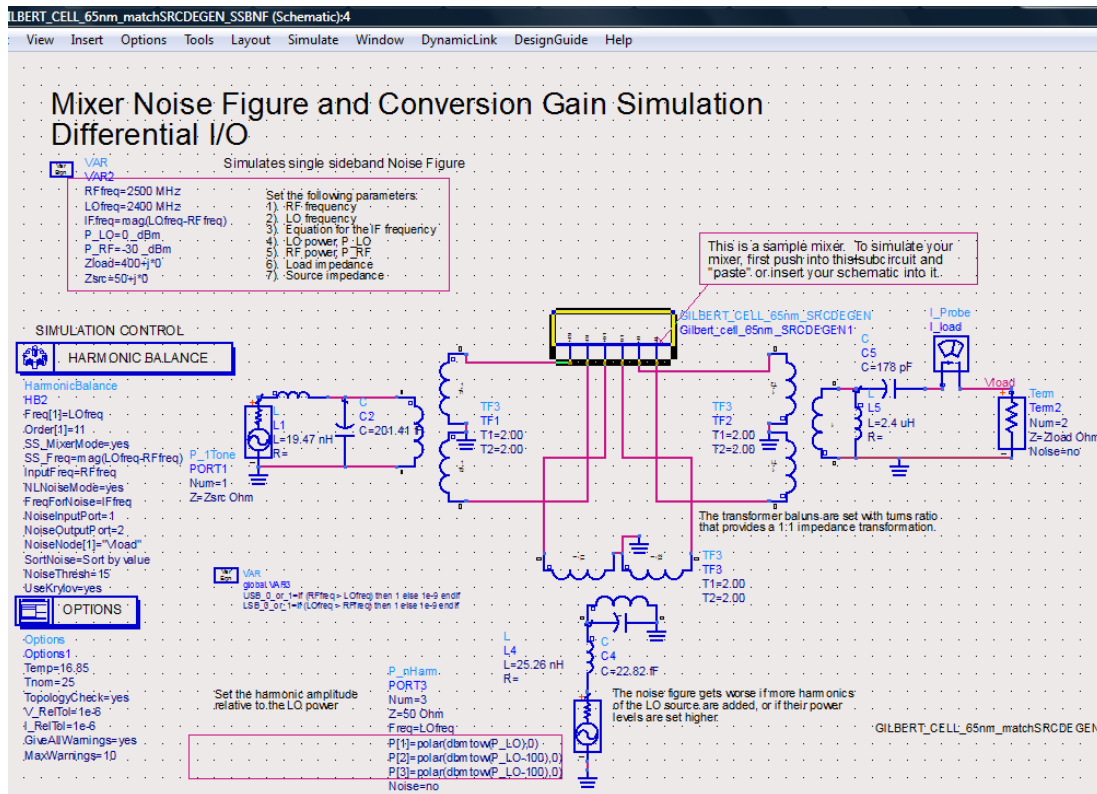
Σχήμα 3-20: Φάσματα εισόδου εξόδου, κέρδος μετατροπής, απομόνωση και VSWR.

Το φάσμα εξόδου είναι ιδιαίτερα καλό, καθώς στη γειτονιά του IF σήματος υπάρχουν δύο συνιστώσες με συχνότητες 200 MHz και 300 MHz και ισχύς -200 dbm και -87 dbm αντιστοίχως (IF σήμα: 100 MHz και -24.1 dbm). Στην περιοχή των 2.5 GHz δεσπόζει το σήμα του τοπικού ταλαντωτή με ισχύς -63.6 dbm, που αποδεικνύει την καλή απομόνωση της εισόδου LO από την έξοδο IF, αλλά και της εισόδου RF από την έξοδο IF. Τέλος, η ισχύς του dc φασματικού περιεχομένου στην έξοδο ανέρχεται στα -200 dbm, που σημαίνει, ικανοποιητική απόρριψη του θορύβου τροφοδοσίας.

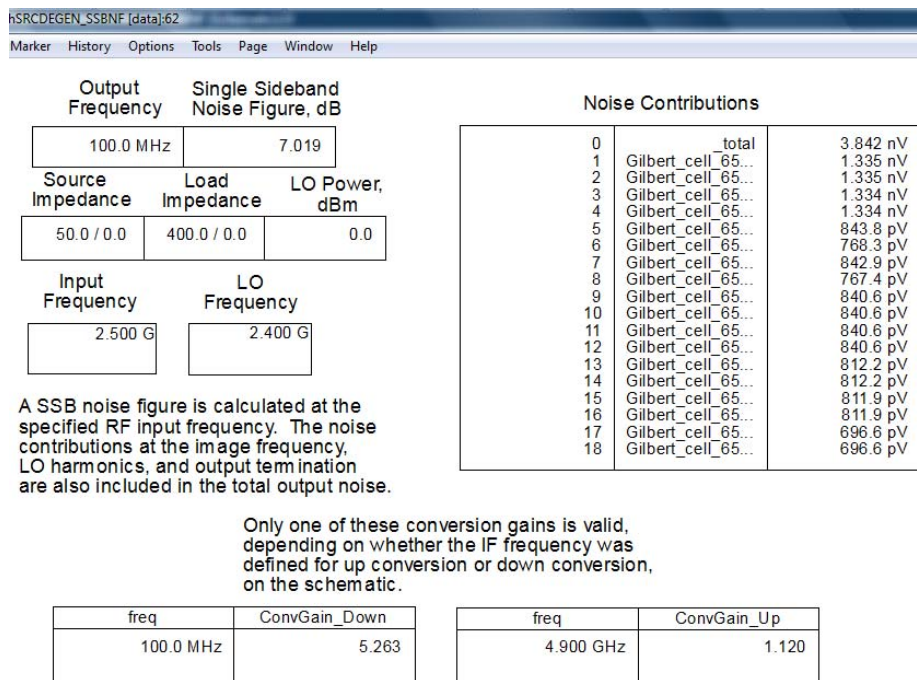
Το κέρδος μετατροπής μειώθηκε από τα 11.54 dB στα 5.851 dB προς όφελος της γραμμικότητας. Για τον υπολογισμό των αντιστάσεων εισόδου κάθε θύρας του μίκτη επαναλάβαμε την παραπάνω προσομοίωση, χωρίς τα κυκλώματα προσαρμογής:



Σχήμα 3-21: Αντιστάσεις εισόδου των θυρών του μίκτη.

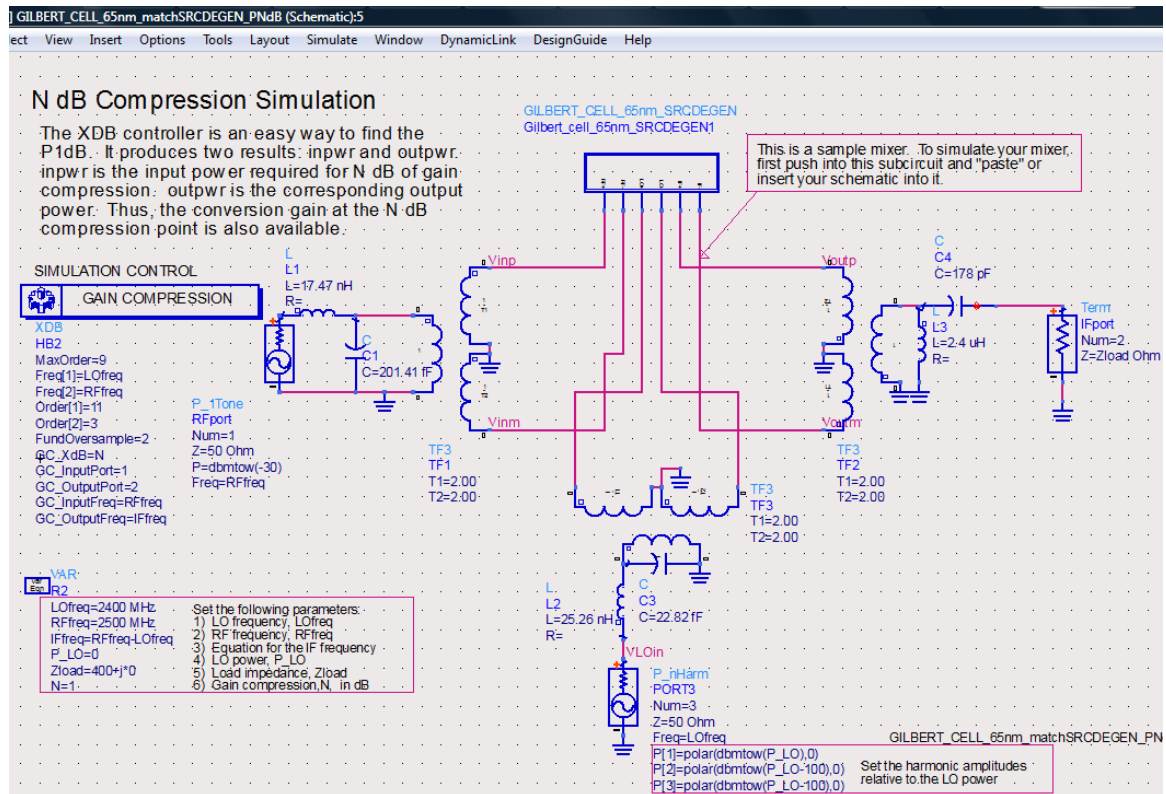


Εικόνα 3-26: Test bench για Single Sideband Noise Figure.



Σχήμα 3-22: Εικόνα θορύβου μονής πλευρικής ζώνης.

Η εικόνα θορύβου αυξήθηκε από τα 5.8 dB στα 7 dB, ενώ, αξίζει να σημειωθεί ότι, τη μεγαλύτερη συνεισφορά στον θόρυβο έχουν οι αντιστάσεις πόλωσης των τρανζίστορ του διαφορικού ζεύγους εισόδου RF.



Εικόνα 3-27: Test bench για το σημείο συμπίεσης 1dB.



1.0 dB compression input power and associated conversion gain

RF frequency	Differential Input voltage	1.0 dB gain compression input power level (dBm)	Conversion gain
2.500 GHz	0.453	-12.019	4.827

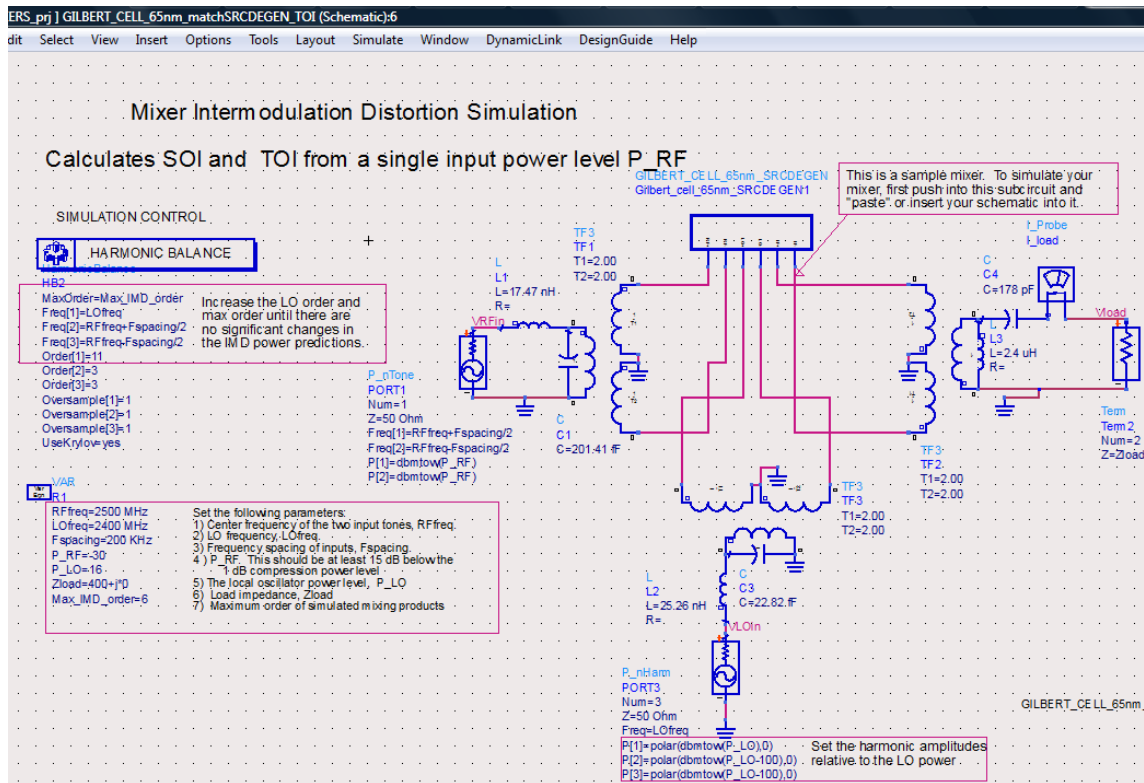
LO voltage @ LOfreq	LO Power (dBm - 50 ohms)	LO frequency	Load Impedance R + jX
0.347 / 16.138	0.000	2.400E9	400.000 + j0.000

Differential IF Output Voltage

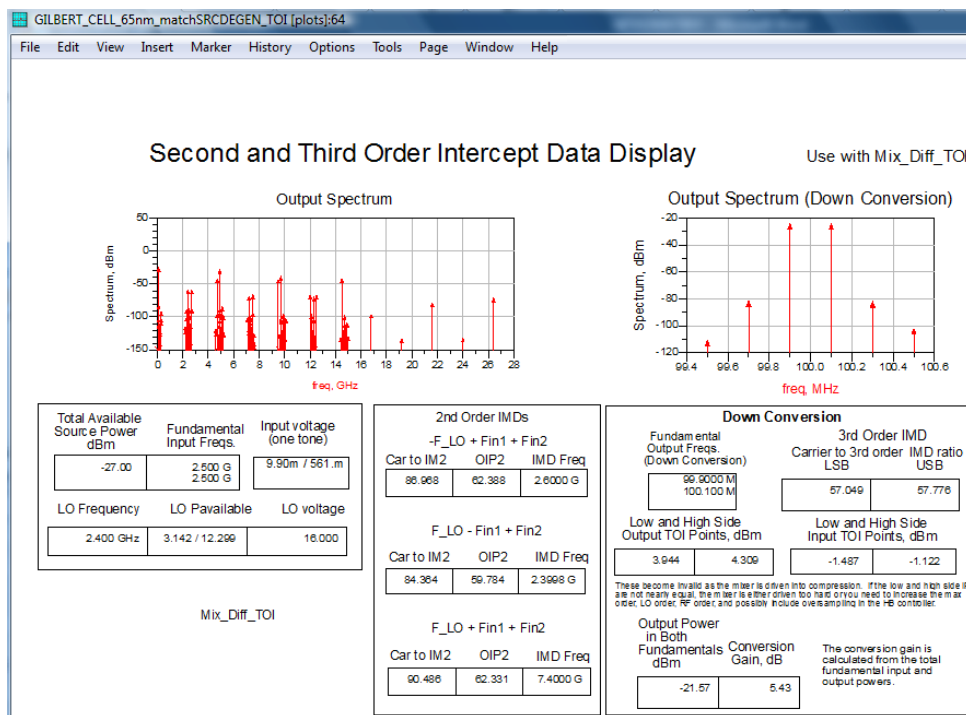
freq	V_dwnconv	freq	V_upconv
100.0 MHz	0.391 / 146.148	4.900 GHz	0.241 / -95.621

Σχήμα 3-23: 1dB_CP.

Η ισχύς εισόδου που αντιστοιχεί στο σημείο συμπίεσης 1dB αυξήθηκε, όπως ήταν αναμενόμενο με την εφαρμογή της τεχνικής εκφυλισμού πηγής με χρήση πηνίου, από -21 dBm στα -12 dBm.



Εικόνα 3-28: Test bench για IP2 και IP3.



Σχήμα 3-24: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης δεύτερης και τρίτης τάξης.

Παρατηρούμε ότι, το IIP3 έχει αυξηθεί από -10 dbm στο -1 dbm, στα πλαίσια βελτίωσης της γραμμικότητας.

4. Συμπεράσματα

Ο μίκτης που σχεδιάσαμε, χαρακτηρίζεται από την εξαιρετική απομόνωση LO-IF και RF-IF, λόγω της συμμετρίας που τον διακρίνει. Αυτό μετριάζει κατά πολύ τις απαιτήσεις φιλτραρίσματος που μπορεί να έχουν τα επόμενα στάδια ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος.

Η εικόνα θορύβου κρίνεται ικανοποιητική, καθώς ελαχιστοποιήσαμε την παρουσία του σημαντικότερου παράγοντα θορύβου, που είναι οι ωμικές αντιστάσεις εντός του κυκλώματος του μίκτη και επιπλέον, βελτιώσαμε τη διακοπτική λειτουργία των διακοπτικών ζευγών.

Το κέρδος μετατροπής δεν είναι η πιο σημαντική παράμετρος, παρόλα αυτά μειώνει τη συνεισφορά στην εικόνα θορύβου των επόμενων σταδίων ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος.

Η γραμμικότητα είναι το αδύνατο σημείο των ενεργών μικτών. Από το σύνολο των προσομοιώσεων έγινε φανερό ότι, η γραμμικότητα δύναται να βελτιωθεί, πάντα, εις βάρος του κέρδους μετατροπής.

Παρακάτω παραθέτουμε συγκεντρωτικά τις διαστάσεις των στοιχείων του μίκτη καθώς και τα χαρακτηριστικά του:

Πίνακας 1: Διαστάσεις των στοιχείων του κυκλώματος.

Στοιχείο	Διαστάσεις
NMOS RF σταδίου οδήγησης (x8,x9)	W=5x8 μm
	L=0.06 μm
NMOS LO σταδίου οδήγησης (x12-x15)	W=8x7.5 μm
	L=0.15 μm
PMOS σταδίου εξόδου (x23,x24)	W=4x6.78 μm
	L=0.25 μm
PMOS που χρησιμοποιήθηκαν στην τεχνική διαρροής ρεύματος (x26,x27)	W=4x7 μm
	L=0.23 μm
NMOS πηγής ρεύματος (x2)	W=6x5.82 μm
	L=0.06
Αντίσταση εξόδου (x25)	L=20 μm
	W=0.36 μm
NMOS πόλωσης της πηγής ρεύματος (x1)	W=3.31 μm
	L=0.24 μm
Αντίσταση πόλωσης της πηγής ρεύματος (x3)	W=0.36 μm
	L=2.7 μm
NMOS πόλωσης του RF σταδίου εισόδου (x31-x33)	W=8 μm
	L=0.1 μm

PMOS πόλωσης του RF σταδίου εισόδου (x34)	W=6.3 μm
	L=0.1 μm
Αντίσταση πόλωσης του RF σταδίου εισόδου (x10,x11)	W=1 μm
	L=3.8 μm
PMOS πόλωσης των PMOS εξόδου και των PMOS διαρροής ρεύματος (x7)	W=8 μm
	L=0.1 μm
NMOS πόλωσης των PMOS εξόδου και των PMOS διαρροής ρεύματος (x5)	W =8 μm
	L=0.1 μm
NMOS πόλωσης των PMOS εξόδου και των PMOS διαρροής ρεύματος (x6)	W=6 μm
	L=0.36
Πηνίο αντιστάθμισης παρασιτικών χωρητικοτήτων (x28)	od=250 μm, w=2.2 μm, s=2.3 μm, nt=7.5
Πηνία εκφυλισμού (x29,x30)	od=250 μm, w=2.2 μm, s=2.3 μm, nt=2.5
Αντίσταση πόλωσης του LO σταδίου εισόδου (x16,x17)	W=1 μm
	L=4 μm

Πίνακας 2: Επιδόσεις του μίκτη.

Τεχνολογία	65 nm
Τροφοδοσία	1.2 V
Συχνότητα σήματος RF	2.5 GHz
Συχνότητα σήματος LO	2.4 GHz
Κέρδος μετατροπής	5.85 dB
Σημείο συμπίεσης 1dB	-12 dbm
Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3 ^{ης} τάξης (IIP3)	-1 dbm
Εικόνα θορύβου (SSBNF)	7.02dB

ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ

Ξενόγλωσσος όρος	Ελληνικός Όρος
1dB Compression point	Σημείο συμπίεσης 1dB
Component	Συνιστώσα
Double sideband	Διπλής πλευρικής ζώνης
Down conversion	Υποβιβασμός συχνότητας
Duty cycle	Κύκλος λειτουργίας
Image	Είδωλο
Input intercept point 3	Τετμημένη σημείου τομής 3 ^{ης} τάξης
Interferer	Παρεμβολέας
Isolation	Απομόνωση
Linearity	Γραμμικότητα
Low noise amplifier	Ενισχυτής χαμηλού θορύβου
Port	Θύρα
Power conversion gain	Κέρδος μετατροπής ισχύος
Rms	Τετραγωνική ρίζα μέσου τετραγώνων
Sample and hold	Δειγματοληπτώ και διακρατώ
Single sideband noise figure	Εικόνα θορύβου μονής πλευρικής ζώνης
Spectrum	Φάσμα
Transconductor	Διαγωγός
Voltage conversion gain	Κέρδος μετατροπής τάσης
Voltage headroom	Περιθώριο τροφοδοσίας

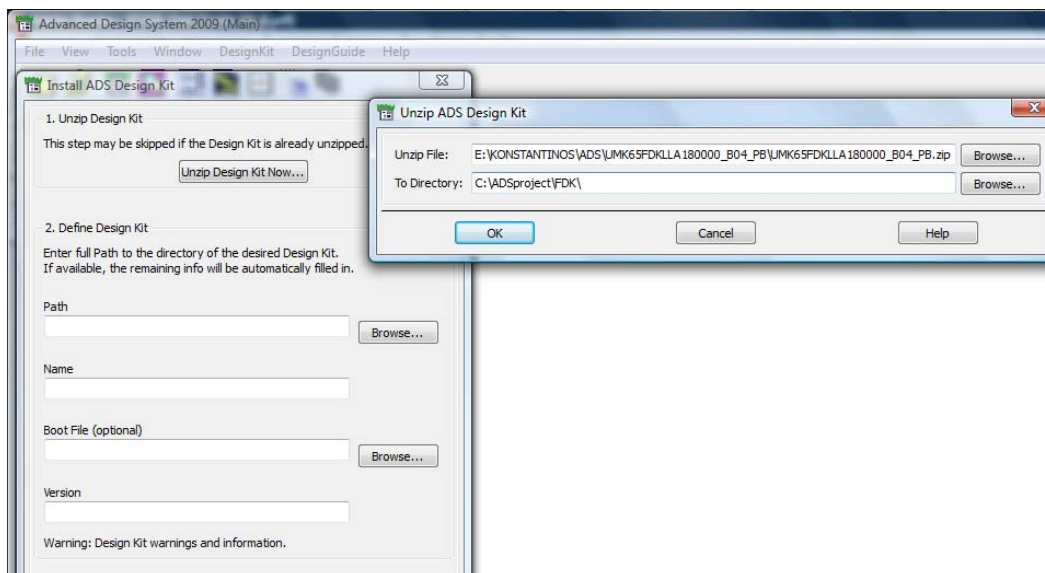
ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ – ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ – ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ

ADS	Advanced Design System
CMOS	Complementary Metal Oxide Semiconductor
1dB_CP	1dB Compression Point
DSB	Double SideBand
IF	Intermediate Frequency
IIP3	Input IP3
IP3	Intercept Point 3 order
LNA	Low Noise Amplifier
LO	Local Oscillator
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
NF	Noise Figure
OIP3	Output IP3
PCG	Power Conversion Gain
RF	Radio Frequency
RMS	Root Mean Square
SNR	Signal to Noise Ratio
SSB	Single SideBand
VCG	Voltage Conversion Gain
V-I	Voltage to current
VLSI	Very Large Scale Integration
ΕΚΠΑ	Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

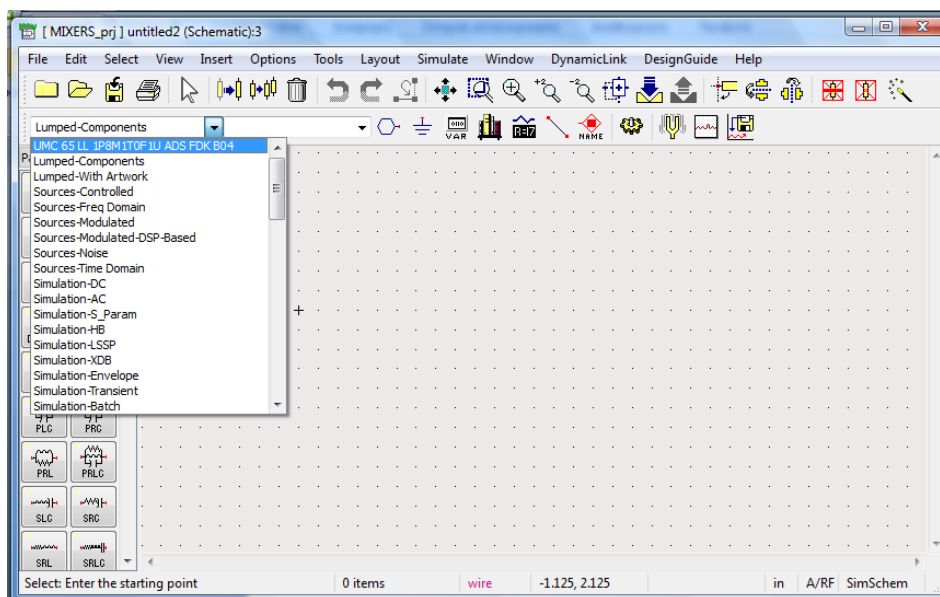
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι

Εγκατάσταση και χρήση της βιβλιοθήκης UMK65FDKLLA180000 Foundry Design Kit of 65nm

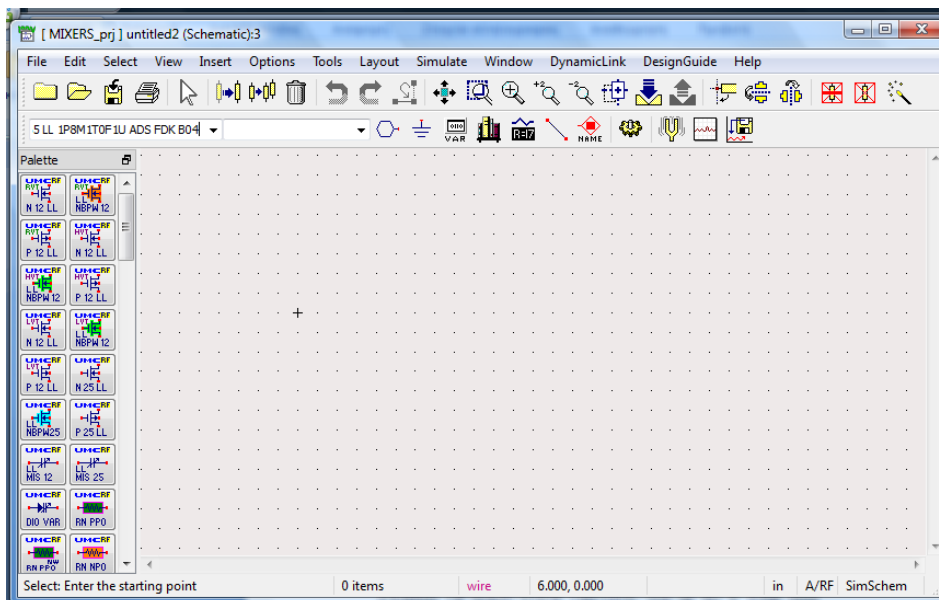
Από την γραμμή εντολών του ADS επιλέγω DesignKit και εν συνέχεια Install Design Kits. Στο επόμενο αναδυόμενο παράθυρο δηλώνουμε το συμπιεσμένο αρχείο της βιβλιοθήκης, καθώς και τον φάκελο προορισμού, όπου θα αποσυμπιεστεί:



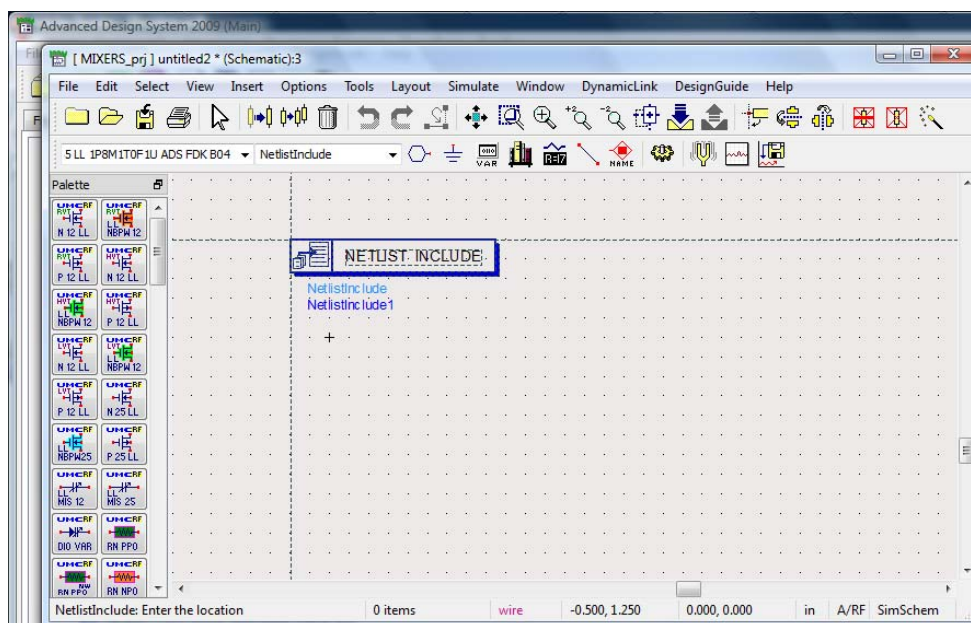
Αφού πατήσουμε ok, εκτελείται η αποσυμπίεση στον φάκελο προορισμού και θα είναι πλέον διαθέσιμη η βιβλιοθήκη σε κάθε παράθυρο σχεδίασης:



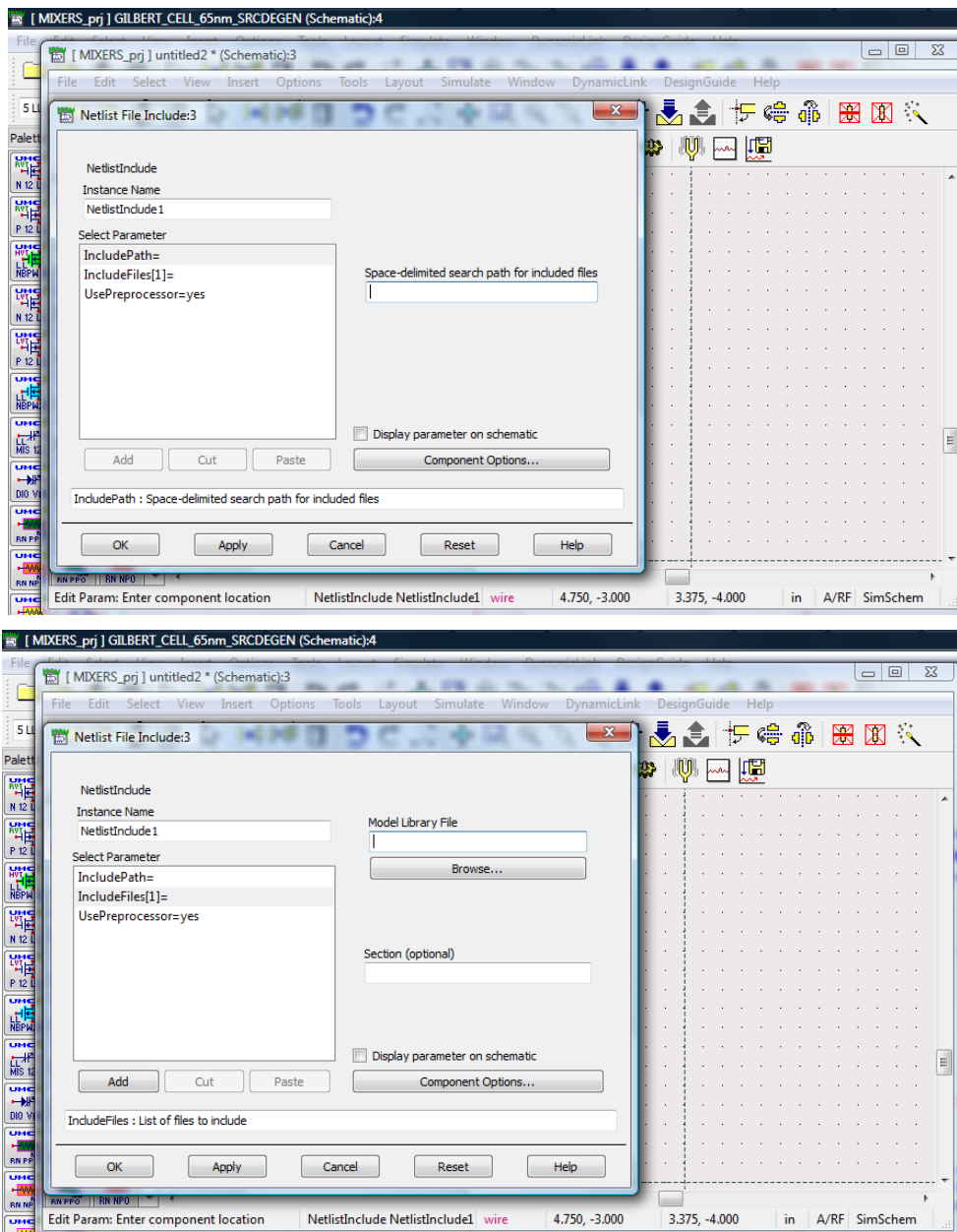
Επιλέγοντας τη βιβλιοθήκη UMC 65LL εμφανίζεται η παλέτα των διαθέσιμων στοιχείων:



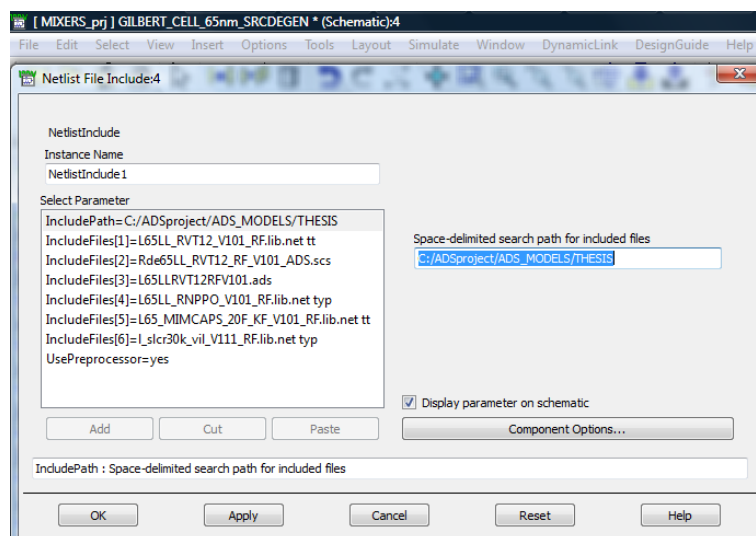
Στη συνέχεια, πρέπει να εγκαταστήσουμε τα κατάλληλα μοντέλα πριν εκτελέσουμε οποιαδήποτε προσομοίωση. Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας, χρησιμοποιήθηκαν 1.2 V Regular Voltage Threshold Transistors, Spiral Inductors, Nonsalicyded P+ Poly Resistors και Metal-Insulator-Metal (MIM) Capacitors. Πληκτρολογούμε NetlistInclude στο πεδίο ιστορικού της γραμμής εργαλείων του παραθύρου σχεδίασης και κάνουμε αριστερό κλικ εντός του καμβά σχεδίασης, όπως φαίνεται παρακάτω:



Διπλοπατούμε στο εικονίδιο NETLIST INCLUDE, οπότε, εμφανίζεται το παρακάτω παράθυρο, όπου θα δηλώσουμε τον φάκελο των μοντέλων, καθώς και τα συναφή αρχεία με τις σχετικές επιλογές (sections):



Στην περίπτωση μας, το παράθυρο NetlistInclude είχε την εξής μορφή:

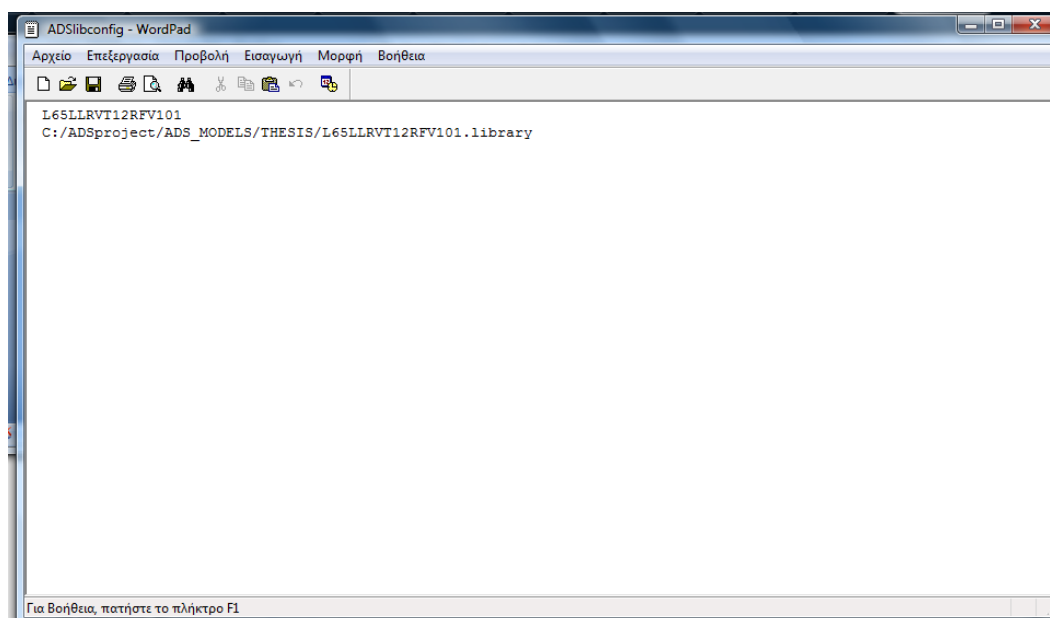


Στον φάκελο C:/ADSproject/ADS_MODELS/THESIS μεταφέραμε τα παρακάτω αρχεία:

Σχεδίαση ενεργού CMOS μίκτη σε τεχνολογία 65 nm

L65LLRVT12RFV101.ads,
L65LL_RVT12_V101_RF.lib.net,
Rde65LL_RVT12RF_V101_ADS.va,
Rde65LL_RVT12RF_V101_ADS.scs,
L65LLRVT12RFV101.library,
Library.cfg,
L65LL_RNPPO_V101_RF.lib.net,
L65LL_RNPPO_V101_RF.mdl.net,
L65_MIMCAPS_20F_KF_V101_RF.lib.net,
L65_MIMCAPS_20F_KF_V101_RF.mdl.net,
I_slcr30k_vil_V111_RF.lib.net,
I_slcr30k_vil_v111_RF.typ.net,

Στον φάκελο C:/ADSproject/hreesof/circuit/config μεταφέραμε το αρχείο ADSlibconfig, στο οποίο εισάγαμε την εντολή:

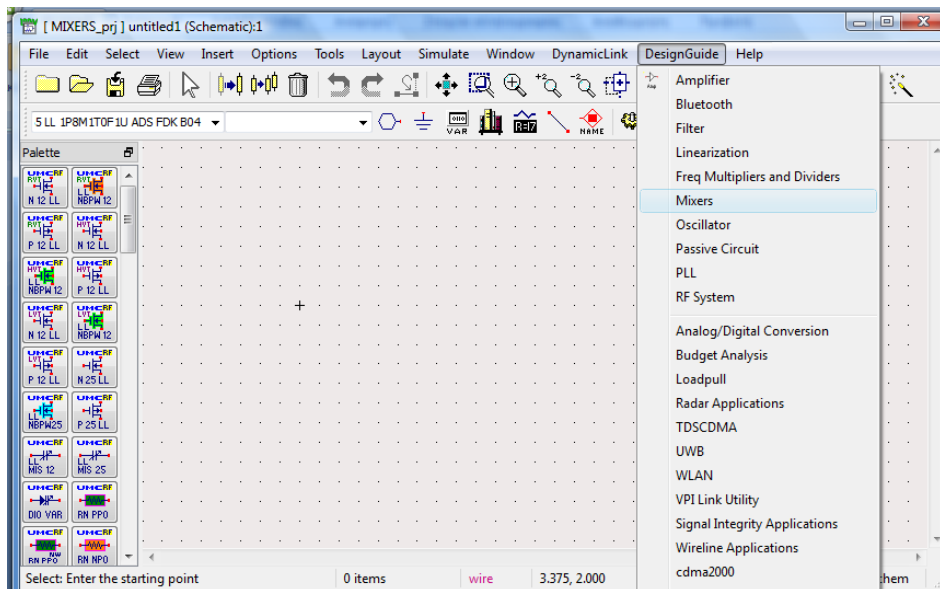


Η βιβλιοθήκη UMK65FDKLLA180000 Foundry Design Kit of 65nm είναι πλέον έτοιμη για χρήση.

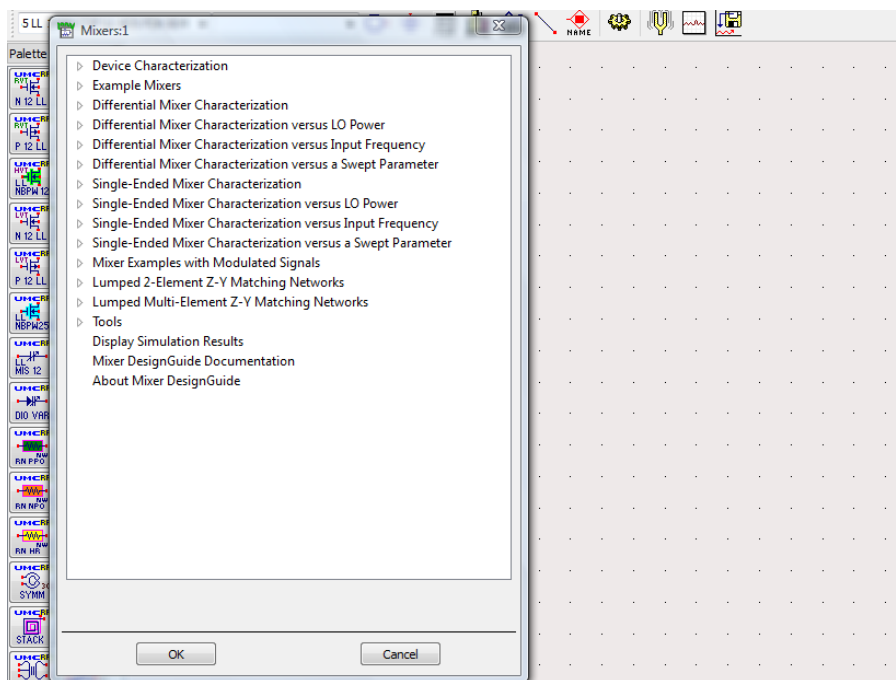
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙ

ΧΡΗΣΗ ΤΩΝ ADS TEST BENCHES

Τα τέσσερα διαφορετικά test benches, που χρησιμοποιήθηκαν για την αξιολόγηση των σχεδιασθέντων μικτών, προέρχονται από τον οδηγό σχεδίασης μικτών του ADS. Συγκεκριμένα, επιλέγοντας DesignGuide στην γραμμή εργαλείων οποιοσδήποτε παραθύρου σχεδίασης, εμφανίζεται το σύνολο των οδηγιών σχεδίασης του ADS.



Επιλέγοντας Mixers εμφανίζεται το σύνολο των διαθέσιμων παραδειγμάτων σχεδίασης μικτών :

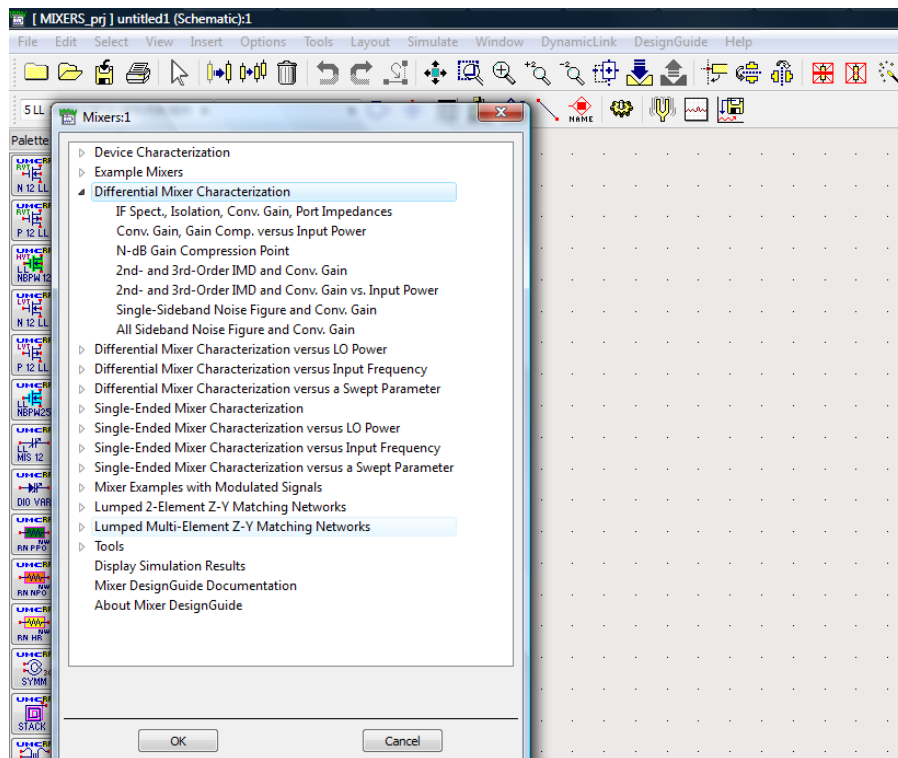


Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας, χρησιμοποιήθηκαν τα test benches: IF Spect. , Isolation, Conv.Gain, Port Impedances

Single-Sideband Noise Figure and Conv.Gain

N-dB Gain Compression Point

2nd and 3rd Order IMD and Conv.Gain



Θα πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη προσοχή στην προσαρμογή των θυρών του μίκτη σε κάθε test bench, διαφορετικά, τα αποτελέσματα θα είναι λανθασμένα.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Manolis T. Terrovitis and Robert G. Meyer, *Noise in Current-Commutating CMOS Mixers*, IEEE JOURNAL OF SOLID STATE CIRCUITS, Vol. 34, No. 6, JUNE 1999.
- [2] Manolis T. Terrovitis and Robert G. Meyer, *Intermodulation Distortion in Current-Commutating CMOS Mixers*, IEEE JOURNAL OF SOLID STATE CIRCUITS, Vol. 35, No. 10, OCTOBER 2000.
- [3] Steve Long, *Presentation on RFIC MOS Gilbert Cell Mixer Design*, 2001.
- [4] J.P.Silver, *Gilbert Cell Mixer Design Tutorial*.
- [5] Behzad Razavi, *RF MICROELECTRONICS*, Prentice Hall, 1998.
- [6] Thomas Lee, *The DESIGN OF CMOS RADIO-FREQUENCY INTEGRATED CIRCUITS*, CAMBRIDGE UNIVERSITY PRESS, 1998.
- [7] Bosco Leung, *VLSI for WIRELESS COMMUNICATION*, PRENTICE HALL.
- [8] Chris Bowick, *RF CIRCUIT DESIGN*, NEWNES 2008.
- [9] Γιώργος Φοβάκης, *Σχεδίαση κυκλωμάτων με το πρόγραμμα ADS*, ΕΚΠΑ2014.
- [10] Σωτήριος Ματακιάς, *Εισαγωγή στη Σχεδίαση RF Κυκλωμάτων*, ΕΚΠ.
- [11] Αναστάσιος Μίχος, *Μεθοδολογία Κατασκευής βελτιστοποίησης και προσομοίωσης ενός down conversion CMOS mixer σε τεχνολογία 65 nm.*, ΕΜΠ 2009.
- [12] Ανδρέας Στεργίου, *Σχεδίαση Ολοκληρωμένου Μίκτη σε τεχνολογία 350nm*, ΕΜΠ 2003.
- [13] Θεοδώρα Μόρφη, *Σχεδίαση Γραμμικού Μίκτη*, ΕΜΠ 2011.
- [14] ADS, *Mixer Design Guide Reference*, Agilent Technologies, 2009.
- [15] Sedra Smith, *Microelectronic Circuits*, Saunders HBJ, 1991.
- [16] Alan Oppenheim, *Signals & Systems*, Prentice Hall, 1997.