



Πολυτεχνείο Κρήτης
Τμήμα Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών

Σχεδίαση ενός Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε 0.12μm CMOS Τεχνολογία

Νικόλαος Μαυρεδάκης
Α. Μ. 1999030006

Μέλη της Εξεταστικής Επιτροπής:
Επίκουρος Καθηγητής Ματτίας Μπούχερ (Επιβλέπων)
Επίκουρος Καθηγητής Απόστολος Σαμέλης
Καθηγητής Κωνσταντίνος Καλαϊτζάκης

Χανιά, 13 Ιουλίου 2006

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 : ΕΙΣΑΓΩΓΗ	3
1.1 Γενικά για ραδιοκυκλώματα(RF Circuits)	3
1.2 Οργάνωση της διπλωματικής εργασίας	4
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : EKV3 ΜΟΝΤΕΛΟ	6
2.1 Ιστορική αναδρομή	7
2.2 Αρχές λειτουργίας του μοντέλου EKV3	7
2.2.1 Ορισμός βασικών μεγεθών	8
2.2.2 Ρεύμα καναλιού	10
2.2.3 Μη ιδανικά φαινόμενα που επηρεάζουν την την απόδοση του MOSFET	15
2.2.4 Λόγος διαγωγιμότητας ως προς το ρεύμα	16
2.3 Λειτουργία του μοντέλου σε υψηλές συχνότητες	19
2.3.1 QS(Quasi static) μοντέλο	19
2.3.2 NQS (Non Quasi Static) μοντέλο	20
2.4 Θόρυβος στο EKV3 μοντέλο	22
2.4.1 Εισαγωγή	22
2.4.2 Μοντελοποίηση NQS θορύβου	22
2.5 Συμπεράσματα – Πλεονεκτήματα του EKV3 μοντέλου	25
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΘΟΡΥΒΟΣ	27
3.1 Χαρακτηριστικά του θορύβου	28
3.2 Τύποι θορύβου	31
3.2.1 Θερμικός θόρυβος	31
3.2.2 flicker θόρυβος	35
3.2.3 Shot θόρυβος	37
3.3 Θόρυβος στους LNA	38
3.3.1 Εισαγωγή	38
3.3.2 Τέσσερις παράμετροι θορύβου	39
3.3.3 Ανάλυση θορύβου στον LNA	40
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 : ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ MOS ΤΡΑΝΣΙΣΤΟΡ	48
4.1 Εισαγωγή	48
4.2 Επίπεδο αντιστροφής	49
4.3 Tradeoffs στην απόδοση των αναλογικών MOS κυκλωμάτων	50
4.3.1 MOS πίνακας λειτουργίας	50
4.3.2 MOS Sizing Relationships	51
4.3.3 MOS DC Bias Voltage and Small Signal Parameter Relationships	52
4.3.4 MOS Gain and Bandwidth Relationships	55
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 : ΣΧΕΔΙΑΣΗ LNA	58
5.1 WiMax τεχνολογία και εφαρμογές	58
5.2 Τοπολογία του ενισχυτή	59
5.2.1 Προδιαγραφές	59
5.2.2 Κύκλωμα του LNA	60
5.2.3 Ταίριασμα εισόδου με τη χρήση inductive degeneration	63
5.3 Μαθηματικό μοντέλο του LNA	65
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 : ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ	69

6.1 Ανάλυση με χρήση ιδανικών πηνίων	70
6.1.1 Χρήση απλού EKV3 μοντέλου χωρίς NQS θόρυβο	70
6.1.2 Χρήση NQS EKV3 μοντέλου	77
6.1.3 Σύγκριση των δύο μοντέλων	84
6.2.2 Σύγκριση ανάλυσης με και χωρίς ιδανικά πηνία	92
6.2.3 Σύγκριση αναλύσεων με και χωρίς Induced Gate Noise(IGN)	95
6.2.4 Πλήρης ανάλυση και σύγκριση βέλτιστων περιπτώσεων	97
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 : ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ-ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ	111
7.1 Συμπεράσματα	111
7.2 Εφαρμογές	112
ΑΝΑΦΟΡΕΣ	114
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ I	116
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ II	118
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ III	119
Introduction	119
EKV MOS Transistor Model	120
Drain current	120
Transconductances	120
Capacitances	120
Transition frequency	120
Other features of EKV3	120
LNA Design Example	121
Conclusions	123
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ IV	124

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 : ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Γενικά για ραδιοκυκλώματα(RF Circuits)

Η MOSFET τεχνολογία σχεδίασης έχει εξελιχθεί ραγδαία τις τελευταίες δύο δεκαετίες στον τομέα σχεδίασης αναλογικών κυκλωμάτων παρέχοντας χαμηλό κόστος και υψηλή απόδοση με αποτέλεσμα να κυριαρχήσει στην αγορά. Η ανάπτυξη είναι τόσο μεγάλη που πλέον έχουμε φτάσει σε σημείο να μιλάμε για μήκη καναλιών ίσα με 0.03μm και αυτό μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι η συγκεκριμένη τεχνολογία θα συνεχίσει να χρησιμοποιείται τουλάχιστον για δύο δεκαετίες ακόμα. Πολλοί πίστευαν πριν μερικά χρόνια ότι τα αναλογικά κυκλώματα σύντομα θα έπαυαν να χρησιμοποιούνται και δεν είχαν άδικο μιας και η ανάπτυξη των ψηφιακών συστημάτων από τη μία και η ύπαρξη αναλογικών κυκλωμάτων υψηλής κατανάλωσης με χαμηλό βαθμό ολοκλήρωσης που δε μπορούσαν να συναγωνιστούν σε απόδοση τα ψηφιακά οδηγούσε με μαθηματική ακρίβεια στο 'τέλος' τους. Ωστόσο η εφαρμογή των MOSFET τρανζίστορ στα αναλογικά κυκλώματα, όχι μόνο τα κράτησε εν ζωή, αλλά έκανε αυτό το είδος σχεδίασης περιζήτητο λόγω των πλεονεκτημάτων που προσφέρει.

Η RF σχεδίαση κυκλωμάτων δηλαδή η σχεδίαση κυκλωμάτων που η συχνότητα λειτουργίας τους είναι πολύ μεγάλη είναι άλλος ένας τομέας αναλογικών κυκλωμάτων που έχει επωφεληθεί και έχει αναπτυχθεί ραγδαία λόγω της εφαρμογής της MOSFET τεχνολογίας. Πάρα πολλές εφαρμογές, ιδιαίτερα στις τηλεπικοινωνίες έχουν υλοποιηθεί με τεράστια επιτυχία και για συχνότητες πολύ μεγαλύτερες από αυτές των ψηφιακών συστημάτων. Πιο πρόσφατο επίτευγμα που επιβεβαιώνει αυτή τη ραγδαία ανάπτυξη είναι η WiMax τεχνολογία που θεωρείται το πιο σημαντικό βήμα που έχει γίνει για την ανάπτυξη ασύρματων μητροπολιτικών δικτύων μεγάλης ταχύτητας και εμβέλειας. Το πιο ενθαρρυντικό απόλα είναι ότι η εξέλιξη αυτής της τεχνολογίας δεν έχει κορεστεί αλλά αντίθετα είναι ακόμα στην αρχή της, πράγμα που κάνει τους σχεδιαστές αισιόδοξους για νέες πολύ σημαντικές υλοποιήσεις στον τομέα των RF κυκλωμάτων.

1.2 Οργάνωση της διπλωματικής εργασίας

Σκοπός της διπλωματικής αυτής εργασίας ήταν η σχεδίαση ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου στενής ζώνης (narrowband) σε MOSFET τεχνολογία 0.12μm με τη χρήση του ολοκαίνουριου EKV3 μοντέλου για τα τρανζίστορ και με συχνότητα λειτουργίας τα 5.5GHz. Βασικό μέλημα δεν ήταν μόνο η σχεδίαση του ενισχυτή υπο κάποιες αυστηρές συνθήκες λειτουργίας αλλά η μελέτη της συμπεριφοράς του υπο διαφορετικές τέτοιες συνθήκες έτσι ώστε να εξαχθούν πολύτιμα συμπεράσματα που θα μπορούν να αποδειχθούν χρήσιμα και σε άλλες απόπειρες σχεδίασης ενισχυτών χαμηλού θορύβου. Η σχεδίαση και η προσομοίωση έγιναν στο ADS (Advanced Design System).

Στο ΚΕΦ 2 παρουσιάζεται πλήρως το EKV3 μοντέλο των τρανζίστορ που χρησιμοποιήθηκε σε αυτή τη διπλωματική εργασία, αναλύονται οι αρχές λειτουργίας του και αναφέρονται τα στοιχεία που το κάνουν να πλεονεκτεί έναντι προηγούμενων μοντέλων.

Στο ΚΕΦ 3 γίνεται πλήρη ανάλυση του θορύβου στα RF κυκλώματα. Αρχικά ορίζεται η έννοια του θορύβου και παρουσιάζονται τα βασικά χαρακτηριστικά του ενώ στη συνέχεια αναλύεται και μοντελοποιείται ο θόρυβος τόσο στα MOSFET όσο και στους LNA.

Στο ΚΕΦ.4 παρουσιάζεται μια πολύ σημαντική διαδικασία βελτιστοποίησης των τρανζίστορ που αποδεικνύεται πολύ χρήσιμη στην τελική σχεδίαση του ενισχυτή μας καθώς αφού αναλύει μαθηματικά όλα τα tradeoffs της σχεδίασης μας καθοδηγεί στο να κάνουμε σωστές επιλογές όσον αφορά την περιοχή λειτουργίας των διάφορων μεγεθών.

Στο ΚΕΦ.5 παρουσιάζεται η τελική μορφή του ενισχυτή μας όπως αυτή προκύπτει με βάση τις προδιαγραφές της σχεδίασης. Γίνεται ανάλυση του κυκλώματος και επεξηγούνται οι λόγοι που μας οδήγησαν στη συγκεκριμένη σχεδίαση ενώ τέλος παρουσιάζονται οι μαθηματικές σχέσεις που διέπουν και συνδέουν τα διάφορα στοιχεία του ενισχυτή.

Στο ΚΕΦ.6 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που κάναμε υπό διάφορες συνθήκες λειτουργίας καθώς και πως προέκυψε η τελική μορφή του ενισχυτή μας από τον συνδιασμό των πειραματικών αποτελεσμάτων που προέκυψαν από τις προσομοιώσεις και των θεωρητικών τιμών των μεγεθών που προέκυψαν από το μαθηματικό μοντέλο που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm

Τέλος στο ΚΕΦ.7 παρουσιάζονται οι εφαρμογές και οι μελλοντικές χρήσεις του ενισχυτή χαμηλού θορύβου που σχεδιάσαμε ενώ ακολουθεί παραρτήματα με πίνακες που περιέχουν όλες τις μαθηματικές εξισώσεις που χρησιμοποιήσαμε, όλες τις μετρήσεις και όλους τους μαθηματικούς υπολογισμούς που κάναμε, όλες τις παραμέτρους του EKV3 μοντέλου για 0.12μm ενώ τέλος συμπεριλαμβάνεται και ένα άρθρο που περιλαμβάνει περιληπτικά τα βασικά σημεία αυτής της διπλωματικής εργασίας (*Inversion-Coefficient Based Design of RF CMOS Low-Noise Amplifiers*).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : *EKV3 MONTEΛO*

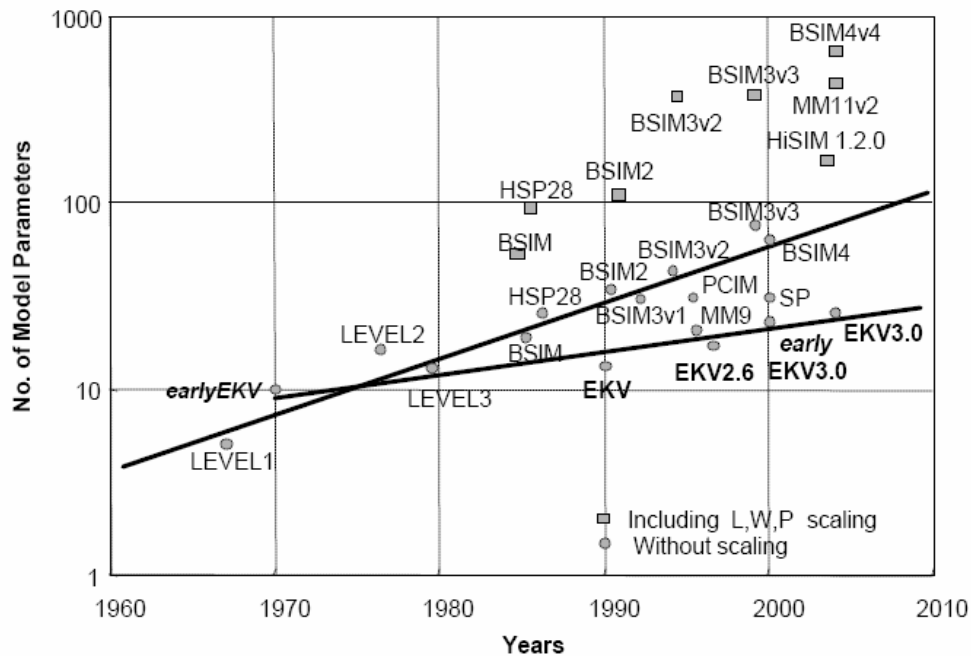
Σε αυτήν τη διπλωματική εργασία η σχεδίαση των τρανζίστορ έγινε με τη χρήση του EKV3 MOSFET μοντέλου σε τεχνολογία 0.12μm . Το συγκεκριμένο μοντέλο αποτελεί ότι πιο σύγχρονο στη σχεδίαση RF κυκλωμάτων και όχι μόνο, καθώς προσφέρει στον σχεδιαστή μεγαλύτερη ευελιξία . Το βασικό του πλεονέκτημα είναι ότι επιτρέπει την ομαλή και συνεχή λειτουργία των τρανζίστορ από την ασθενή μέχρι και ισχυρή αναστροφή (περιλαμβάνοντας και τη μέτρια αναστροφή) σε αντίθεση με τα προηγούμενα μοντέλα που επέτρεπαν τη λειτουργία των τρανζίστορ μόνο στην ισχυρή αναστροφή . Πιο συγκεκριμένα , αρχικά χρησιμοποιήθηκε ένα απλό EKV3 μοντέλο το οποίο δεν περιείχε τη μοντελοποίηση του NQS θορύβου ενώ στη συνέχεια είχαμε τη δυνατότητα να δουλέψουμε και με το NQS EKV3 μοντέλο κάνοντας έτσι εφικτή τη σύγκριση μεταξύ των δύο αυτών εκδόσεων βγάζοντας πολυτιμα συμπεράσματα . Στη συνέχεια του κεφαλαίου γίνεται πλήρης ανάλυση του μοντέλου , παρουσιάζονται τα βασικά χαρακτηριστικά του δίνοντας έμφαση στα πλεονεκτήματά του.

2.1 Ιστορική αναδρομή

Εδώ και μια εικοσαετία περίπου γίνονταν προσπάθειες από διακεκριμένους επιστήμονες για τη σχεδίαση ενός συμμετρικού μοντέλου που θα πρόσφερε γραμμική λειτουργία τόσο σε ασθενή όσο και σε μέτρια και ισχυρή αναστροφή. Βασική προϋπόθεση ήταν να επιτευχθεί η ομαλή μετάβαση από τη μία περιοχή λειτουργίας στην άλλη προσφέροντας έτσι μια συνέχεια που θα έκανε τη δουλειά του σχεδιαστή πιο ευέλικτη. Το 1995 παρουσιάστηκε η πρώτη απλή μορφή του EKV μοντέλου με την ονομασία EKV2.3 ενώ δυο χρόνια αργότερα παρουσιάστηκε στο Πολυτεχνείο της Λωζάνης το EKV2.6 στον οποίο τις αρχές λειτουργίας στηρίζεται και η σχεδίαση του EKV3 μοντέλου που έχουμε σήμερα στα χέρια μας.

2.2 Αρχές λειτουργίας του μοντέλου EKV3

Η σχεδίαση αναλογικών CMOS κυκλωμάτων απαιτεί ένα μοντέλο το οποίο να είναι βασισμένο στη Φυσική, να έχει όσο το δυνατόν λιγότερες παραμέτρους και να ισχύει για όλο το φάσμα λειτουργίας του MOSFET. Πρέπει δηλαδή η λειτουργία του να διέπεται από απλές και αναλυτικές εξισώσεις που να περιγράφουν πλήρως τη συμπεριφορά του μοντέλου από την ασθενή μέχρι και την ισχυρή αναστροφή [7]. Αυτά ακριβώς τα χαρακτηριστικά μας προσφέρει το EKV3 μοντέλο.



Σχ 2.1 – Compact models Parameters Vs Time

2.2.1 Ορισμός βασικών μεγεθών

Παρακάτω ορίζονται τα βασικά μεγέθη του μοντέλου [7].

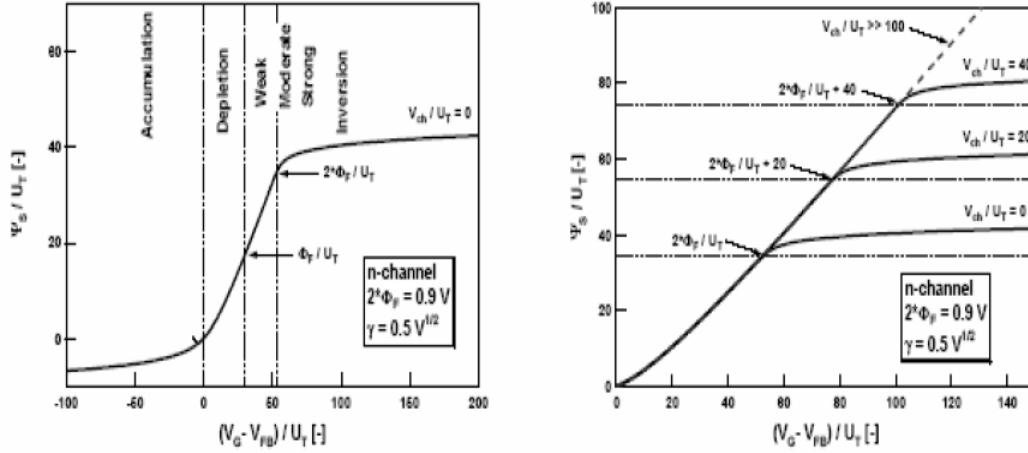
- Πλάτος και μήκος καναλιού : $W, L[\mu m]$
- Δυναμικό πύλη-σώμα : $\Phi_{MS} [V]$
- Δυναμικό επιφάνειας : $\Psi_s [V]$
- Δυναμικό στο οξειδίο : $\Psi_{OX} [V]$
- Φορτίο Πύλης : Q'_G
- Φορτίο οξειδίου : Q'_{OX}
- Φορτίο στον ημιαγωγό : Q'_C

Τα φορτία αναφέρονται ανά μονάδα επιφάνειας δηλ. $[C / m^2]$

- Χωρητικότητα οξειδίου (ανά μονάδα επιφάνειας) : $C'_{OX} [F / m^2]$ $C'_{OX} = \epsilon_{OX} / T_{OX}$
- Δυναμικό επαφής : $V_{FB} [V]$ $V_{FB} = \Phi_{MS} - \frac{Q'_{OX}}{C'_{OX}}$
- Θερμοδυναμική τάση : $U_T [V]$ $U_T = \frac{kT}{q}$
- Δείκτης σώματος : $\gamma [V^{1/2}]$ $\gamma = \frac{\sqrt{2q\epsilon_{si} \cdot N_{sub}}}{C'_{OX}}$
- Δυναμικό quasi-fermi : $\Phi_F [V]$ $\Phi_F = U_T \cdot \ln\left(\frac{N_{Sub}}{n_i}\right)$

- ο Φορτίο ηλεκτρονίου q , σταθερά Boltzmann k , Κατ'όγκον συγκέντρωση ηλεκτρονίων n_i , ατόμων νόθευσης $N_{sub} [m^{-3}, cm^{-3}]$ $N_{sub} [m^{-3}, cm^{-3}]$

Ισχύει $\Psi_{OX} = Q'_G / C'_{OX}$ και $V_G - V_{FB} = \Psi_s - Q'_C / C'_{OX}$

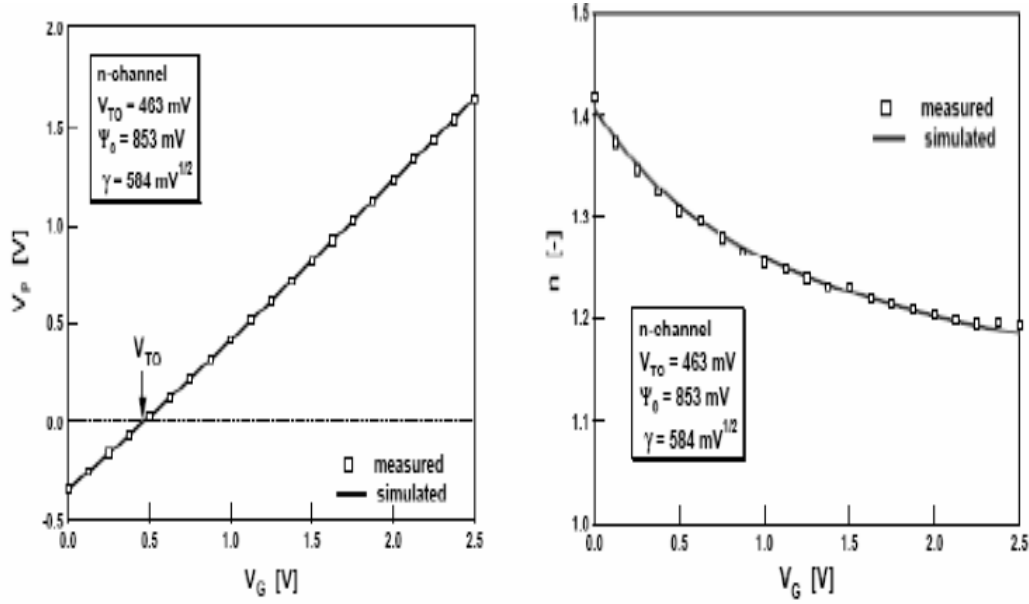


Σχ 2.2 - Λειτουργία του MOSFET ανάλογα με V_G , V_{FB} , Φ_F , V_{CH}

- Συγκέντρωση φορτίων αναστροφής Q'_i και αραιώσης Q'_B όπου $Q'_C = Q'_B + Q'_i$
- Αν $\Psi_S > 0$ τότε μόνο ισχύει: $Q'_B \cong -\gamma C'_{OX} \sqrt{\Psi_S}$ και $V_G - V_{FB} = \Psi_S + \gamma \sqrt{\Psi_S} - \frac{Q'_i}{C'_{OX}}$
- Δυναμικό επιφάνειας 'pinch-off': $\Psi_{SP} \quad \Psi_{SP} = \Psi_S \Big|_{|Q'_i| \gg |Q'_B|} = V_G - V_{FB} - \gamma \left(\sqrt{V_G - V_{FB} + \frac{\gamma^2}{4}} - \frac{\gamma}{2} \right)$
- Δυναμικό 'pinch-off': $V_p = \Psi_{SP} - \Psi_0$
- Κλίση n: $n = \left[\frac{\partial \Psi_{SP}}{\partial V_G} \right]^{-1} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\Psi_{SP}}} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{\Psi_0 + V_p}}$
- Τάση κατωφλίου(threshold): $V_{TO} [V] \quad V_{TO} = V_{FB} + \Psi_0 + \gamma \sqrt{\Psi_0}$

Από τα παραπάνω προκύπτει ότι: $V_p = V'_G - \Psi_0 - \gamma \left(\sqrt{V'_G + \frac{\gamma^2}{4}} - \frac{\gamma}{2} \right)$ και

$V'_G = V_G - V_{FB} = V_G - V_{TO} + \Psi_0 + \gamma \sqrt{\Psi_0}$. Μια πολύ χρήσιμη προσέγγιση της V_p είναι: $V_p \cong \frac{V_G - V_{TO}}{n}$



Σχ 2.3 – V_p , n Vs V_g

2.2.2 Ρεύμα καναλιού

$$I_D|_x = \mu W (-Q'_i) \cdot \frac{\partial V_{ch}}{\partial x} \equiv \mu W \cdot \left[-Q'_i \frac{\partial \Psi_s}{\partial x} + U_T \frac{\partial Q'_i}{\partial x} \right]$$

Προσέγγιση: γραμμική σχέση $Q'_i - \Psi_s$:

$$\frac{\partial \Psi_s}{\partial x} \cong \frac{1}{n \cdot C'_{ox}} \frac{\partial Q'_i}{\partial x}$$

Συνδέοντας τα παραπάνω:

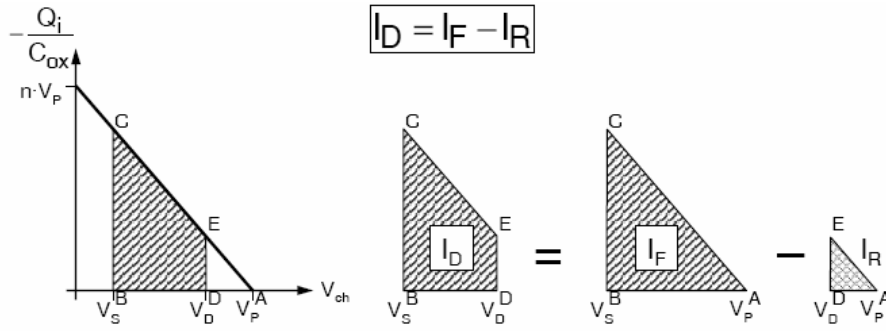
$$I_D|_x = \mu W \cdot \left[-\frac{Q'_i(x)}{n \cdot C'_{ox}} + U_T \right] \frac{\partial Q'_i}{\partial x}$$

Ολοκλήρωση από source έως drain [υπόθεση I_D είναι σταθερό σε όλο το κανάλι]:

$$I_D = \mu \frac{W}{L} \cdot \left[\int_{Q'_{is}}^{Q'_{id}} \frac{-Q'_i}{n \cdot C'_{ox}} \cdot dQ'_i + \int_{Q'_{is}}^{Q'_{id}} U_T \cdot dQ'_i \right] = \mu \frac{W}{L} \cdot \left[\left(\frac{Q'^2_{is}}{2n \cdot C'_{ox}} + U_T Q'_{is} \right) - \left(\frac{Q'^2_{id}}{2n \cdot C'_{ox}} + U_T Q'_{id} \right) \right]$$

$$= I_F - I_R$$

Όπου I_F και I_R ονομάζονται ρεύματα Forward και Reverse και το τι δηλώνει το καθένα φαίνεται παρακάτω [7].



$$I_D = \beta \cdot \int_{V_S}^{V_D} \frac{-Q_i}{C_{ox}} \cdot dV_{ch} = \underbrace{\beta \cdot \int_{V_S}^{+\infty} \frac{-Q_i}{C_{ox}} \cdot dV_{ch}}_{\text{forward current } I_F \text{ controlled by } V_P - V_S} - \underbrace{\beta \cdot \int_{V_D}^{+\infty} \frac{-Q_i}{C_{ox}} \cdot dV_{ch}}_{\text{reverse current } I_R \text{ controlled by } V_P - V_D}$$

Για μεγαλύτερη ευκολία στην ανάλυση του μοντέλου και για την εξαγωγή καλύτερων συμπερασμάτων όσον αφορά τη λειτουργία του προχωράμε στον ορισμό των κανονικοποιημένων ρευμάτων Forward και Reserve .

$$\boxed{i_d \equiv \frac{I_D}{I_{spec}} = i_f - i_r \quad \text{με} \quad I_{spec} = 2 \cdot n \cdot \beta \cdot U_T^2} \quad \begin{aligned} \beta &= \mu_n \cdot C_{ox} \cdot \frac{W}{L} \\ U_T &\equiv \frac{k T}{q} \end{aligned}$$

❖ Το ρεύμα καναλιού εξαρτάται **μόνο** από τα **φορτία** αναστροφής στο **source** q_s και στο **drain** q_d

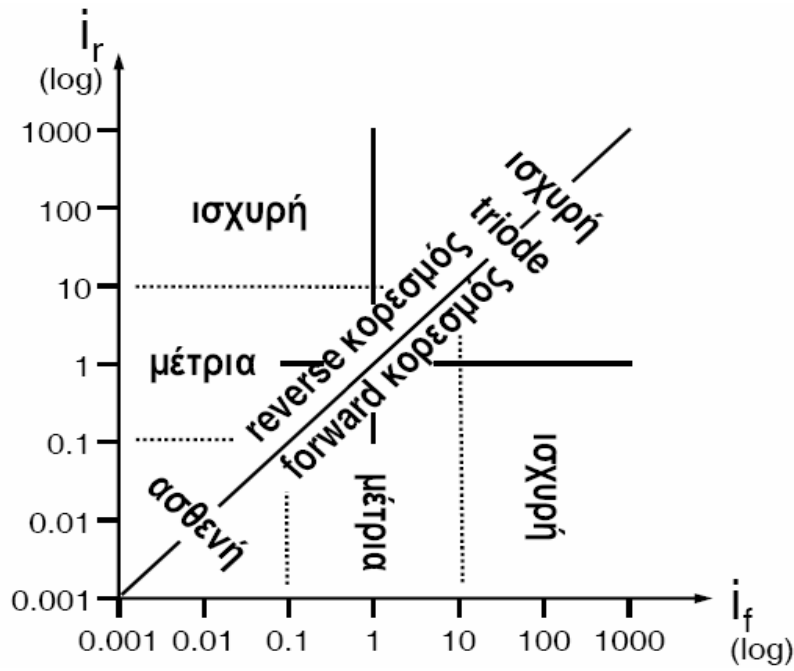
$$\boxed{i_f = \frac{I_F}{I_{spec}} = q_s^2 + q_s \quad \text{και} \quad i_r = \frac{I_R}{I_{spec}} = q_d^2 + q_d}$$

$$q_s = q_i(\xi = 0) = Q_i(x = 0) / Q_{spec} = Q_{iS} / Q_{spec}$$

$$q_d = q_i(\xi = 1) = Q_i(x = L) / Q_{spec} = Q_{iD} / Q_{spec}$$

$$\text{με} \quad q_i = Q_i / Q_{spec} \quad \text{και} \quad Q_{spec} = -2 \cdot n \cdot C_{ox} \cdot U_T$$

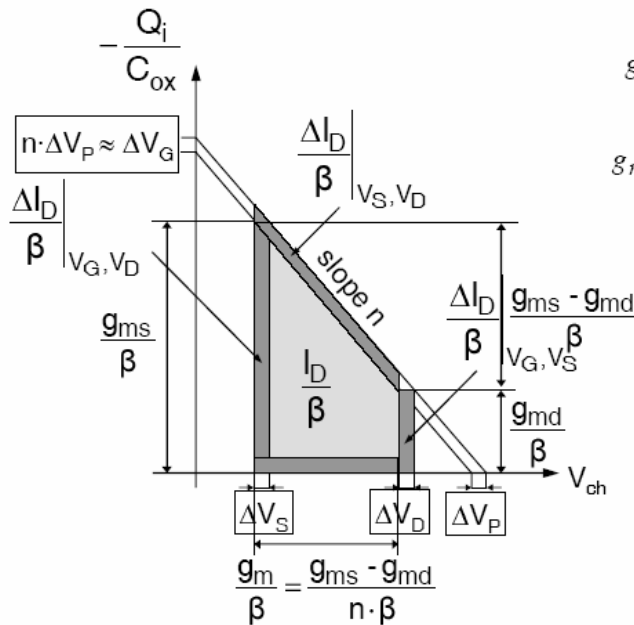
Σε περιοχή κορεσμού που μας ενδιαφέρει άμεσα για το σχεδιασμό RF κυκλωμάτων το κανονικοποιημένο ρεύμα \dot{I}_r γίνεται μηδέν με αποτέλεσμα $\dot{I}_d = \dot{I}_f$. Το \dot{I}_f (IC) αποτελεί μια πάρα πολυ σημαντική παράμετρο στο σχεδιασμό κυκλωμάτων καθώς καθορίζει το επίπεδο αναστροφής στο οποίο βρισκόμαστε . Πιο λεπτομερής αναφορά ακολουθεί στα επόμενα κεφάλαια .



Σχ 2.4 – Επίπεδα αναστροφής του MOS τρανζίστορ (vs. I_f και I_r)

Διαγωγιμότητες και Φορτία

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται πως ορίζονται οι διαγωγιμότητες του τρανζίστορ ενώ ακολουθούν κάποια γραφήματα που δείχνουν τη λειτουργία του τρανζίστορ τόσο σε ασθενή όσο και σε ισχυρή αντιστροφή.



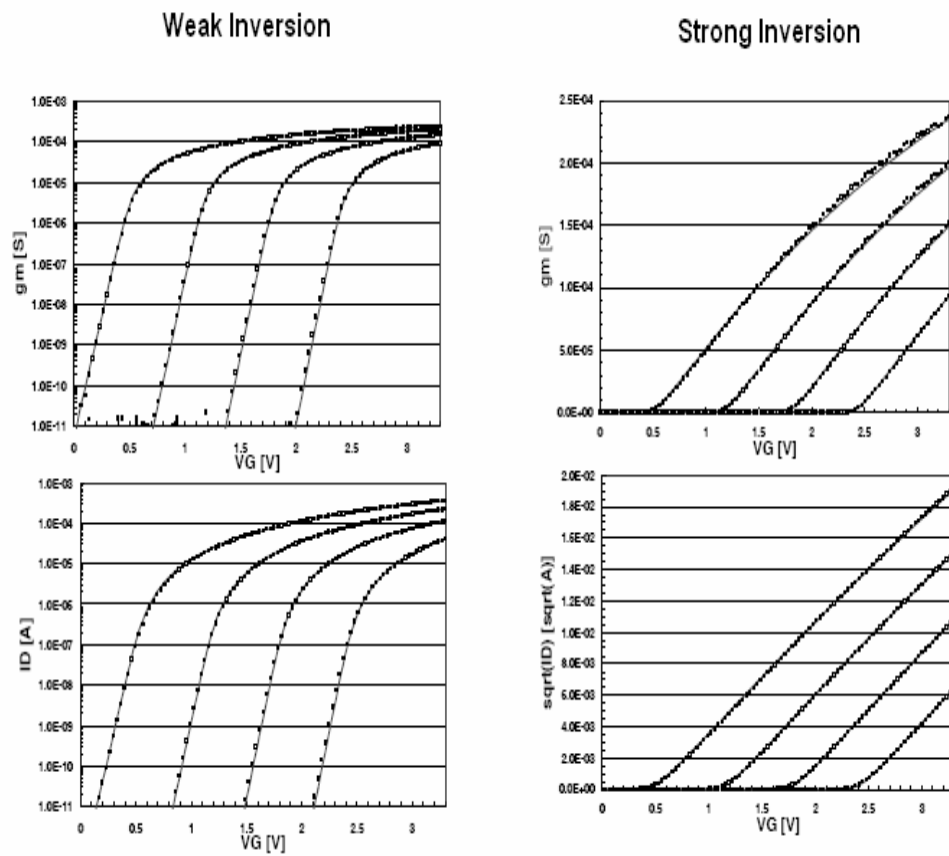
$$g_{ms} = \beta \cdot \left. \frac{-Q_i}{C_{ox}} \right|_{V_{ch}=V_S} = Y_{spec} \cdot q_s$$

$$g_{md} = \beta \cdot \left. \frac{-Q_i}{C_{ox}} \right|_{V_{ch}=V_D} = Y_{spec} \cdot q_d$$

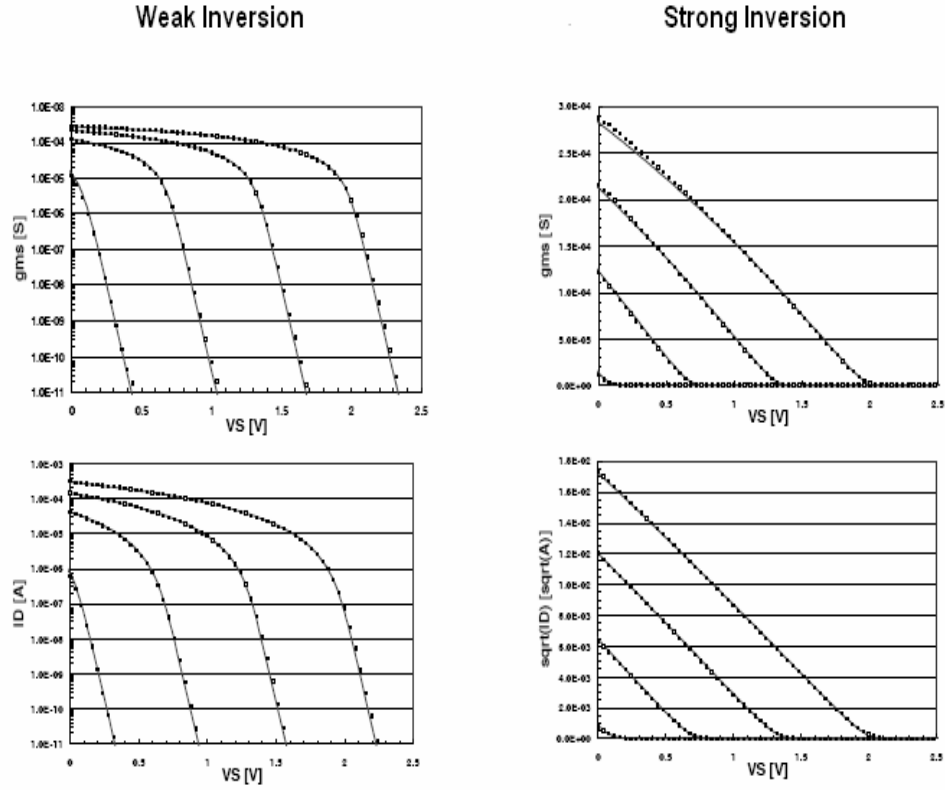
$$Y_{spec} = \frac{I_{spec}}{U_T}$$

$$g_m = \frac{g_{ms} - g_{md}}{n}$$

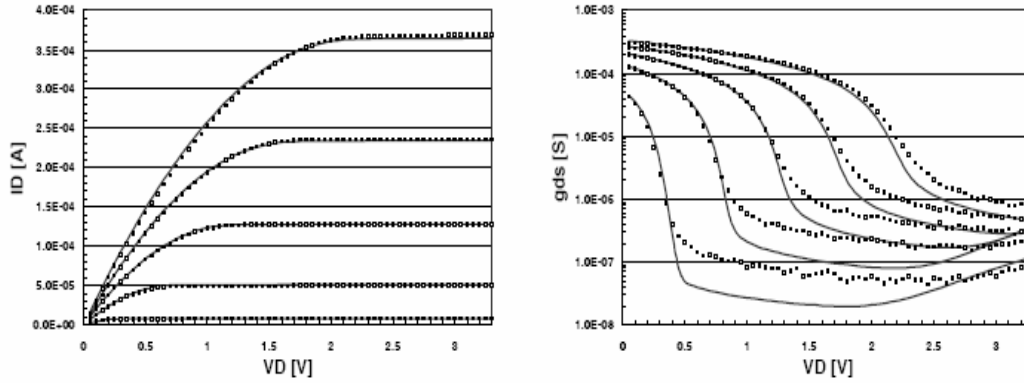
$$= Y_{spec} \cdot \frac{q_s - q_d}{n}$$



Σχ 2.5 – Gm,Id Vs VG



Σχ 2.6 – Gms,Id Vs VS



Σχ 2.7 – Gds,Id Vs VD

Χωρητικότητες καναλιού

Ισχύει ότι:

$$C_{ov} = L_{ov} C_{ox} W ,$$

$$C_{gs} = \left(\frac{2WL_{eff}C_{ox}}{3} \right) \left(1 - \frac{0.5x_f + x_r + x_r^2}{(x_f + x_r)^2} \right) + C_{ov} ,$$

$$C_{gd} = \left(\frac{2WL_{eff}C_{ox}}{3} \right) \left(1 - \frac{x_f^2 + x_f + 0.5x_r}{(x_f + x_r)^2} \right) + C_{ov} ,$$

$$C_{gb} = \frac{n-1}{n} \cdot \left[W \cdot L_{eff} \cdot C'_{ox} + C_{gs} + C_{gd} \right]$$

όπου $x_r = 0.5$, $x_f = \sqrt{0.25 + IC}$, και L_{eff} το αποτελεσματικό μήκος καναλιού $L_{eff} = L + DL + DLC$ όπου L το μήκος καναλιού και DL και DLC κάποιες παράμετροι του μοντέλου [3].

2.2.3 Μη ιδανικά φαινόμενα που επηρεάζουν την την απόδοση του MOSFET

Δύο κύρια φαινόμενα περιορίζουν την κινητικότητα των ηλεκτρονίων (οπών για PMOS) :

a) Με το κάθετο πεδίο λόγω **scattering**. Η κινητικότητα των ηλεκτρονίων περιορίζεται όταν το κάθετο πεδίο είναι είτε πολύ μεγάλο είτε πολύ μικρο (ιδιαίτερα με υψηλό N_{sub} , χαμηλή θερμοκρασία. Κάτω απο αυτές τις συνθήκες αυξάνονται οι συγκρούσεις των ηλεκτρονίων (οπών) με τον κρύσταλλο με αποτέλεσμα τη μείωση της κινητικότητας.

b) Με το οριζόντιο πεδίο λόγω περιορισμού της ταχύτητας **Velocity Saturation**. Αυτό αποτελεί την κύρια αιτία περιορισμού του ρεύματος ιδιαίτερα για τρανζίστορ μικρού μήκους και παρατηρείται κυρίως στα NMOS

Άλλα φαινόμενα που επηρεάζουν την απόδοση του τρανζίστορ είναι:

- Φαινόμενο Διαμόρφωσης μήκους καναλιού **L Channel Length Modulation** . Βασικό του χαρακτηριστικό είναι ότι αυξάνει (επιδεινώνει) την αγωγιμότητα εξόδου του τρανζίστορ σε περιοχή κορεσμού (ισχυρή αναστροφή). Επίσης συνδέεται τόσο με το velocity saturation όσο και με το 2D πεδίο κοντά στο drain.Είναι ένα φαινόμενο που φαίνεται πιο έντονα για μειωμένο L.
- Αλλαγή του φαινομένου σώματος **Charge sharing**. Αυτό που παρατηρείται είναι η μείωση της παραμέτρου GAMMA για κοντό L και η αύξηση της για στενό W.
- **Drain Induced Barrier Lowering (DIBL)**
Αυτό που χαρακτηρίζει το συγκεκριμένο φαινόμενο είναι η μείωση της τάσης κατωφλίου όταν έχουμε αυξημένη τάση V_{DS}

Όλα τα παραπάνω φαινόμενα μοντελοποιούνται με τον καλύτερο τρόπο στο EKV3 μοντέλο με αποτέλεσμα οι προσωμειώσεις κυκλωμάτων με τη χρήση αυτού να προσεγγίζουν όσο το δυνατόν περισσότερο τις πραγματικές συνθήκες .

2.2.4 Λόγος διαγωγιμότητας ως προς το ρεύμα

Ο λόγος διαγωγιμότητας προς το ρεύμα έχει ιδιαίτερη σημασία για τη λειτουργία του MOS τρανζίστορ και ιδιαίτερα στη σχεδίαση ενισχυτών.Παρακάτω θα αναλύσουμε τη σχέση αυτή σε ασθενή , μέτρια και ισχυρή αναστροφή πράγμα το οποίο είναι δυνατό λόγω της χρήσης του EKV3 μοντέλου και της συνέχειας που το χαρακτηρίζει [7,8].

Κανονικοποιημένη Διαγωγιμότητα προς Κανονικοποιημένο Ρεύμα

Η κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα προς κανονικοποιημένο ρεύμα δίνεται με την εξής εξίσωση :

$$G(IC) = \frac{1}{1/2 + \sqrt{1/4 + IC}} \quad \text{όπου } IC = I_d / I_{spec}$$

Ισχύουν τα εξής :

- $G(IC)$ εξαρτάται μόνο από το IC (σε λειτουργία κορεσμού)
- $G(IC)=1$ σε ασθενή αντιστροφή

- $G(IC) = \frac{1}{\sqrt{IC}}$ σε ισχυρή αντιστροφή

Η συνάρτηση $G(IC)$ είναι ο ιδανικός (κανονικοποιημένος) λόγος διαγωγιμότητας προς ρεύμα και :

- Χαρακτηρίζει όλες τις τεχνολογίες CMOS ανεξάρτητα από L, W (εκτός από Short-channel τρανζίστορ), ανεξάρτητα από V_G, V_D, V_S (σε λειτουργία κορεσμού) και ανεξάρτητα από τη θερμοκρασία.

Ιδανικά ισχύει : $G(IC) = g_{ms} \cdot U_T / I_d = n \cdot g_m \cdot U_T / I_d = [n / (n - 1)] \cdot g_{mb} \cdot U_T / I_d$ για λειτουργία κορεσμού ($i_f \gg i_r$). Στην πραγματικότητα οι κανονικοποιημένες διαγωγιμότητες διαφέρουν μόνο λίγο από την ιδανική εξίσωση εξαιτίας :

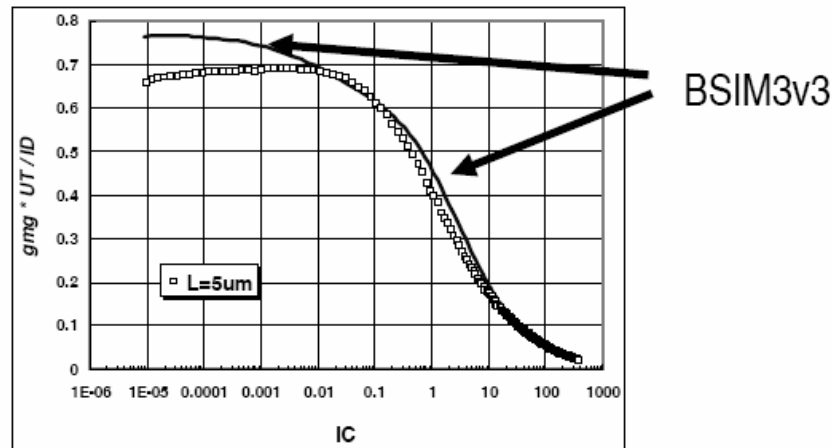
- Της μείωσης της κινητικότητας με το κάθετο πεδίο
- Του velocity saturation και του DIBL στα short-channel τρανζίστορ

Ορισμοί :

$$G_g = g_m U_T / I_d, G_s = g_{ms} U_T / I_d, G_b = g_{mb} U_T / I_d, G_d = g_{ds} U_T / I_d$$

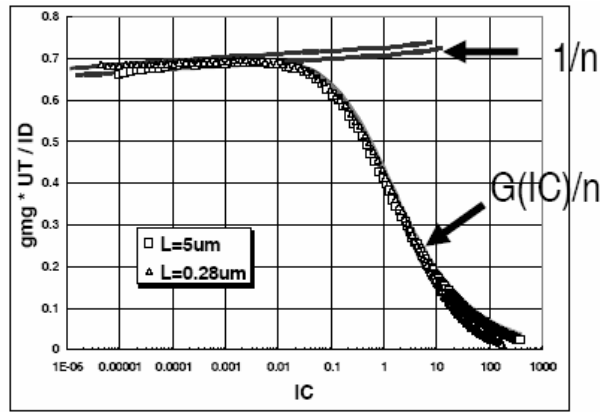
Ιδανικά ισχύει ότι $G(IC) = G_s = n G_g = [n / (n - 1)] G_b$ για λειτουργία κορεσμού

Στα παρακάτω γραφήματα φαίνονται τα πλεονεκτήματα που αποκομοίζουμε στη σχεδίαση με τη χρήση του EKV3 μοντέλου σε σχέση με κάποια άλλα μοντέλα όπως το BSIM3v3 .



Σχ 2.8 – $gm \cdot U_T / I_d$ BSIM3v3

Το μοντέλο BSIM3v3 είναι ανίκανο να παράγει σωστά το $gm \cdot U_T / I_d$ vs. IC . Παρουσιάζει ιδιαίτερα προβλήματα στη μέτρια και ασθενή αναστροφή. ($0.1 < IC < 10$)

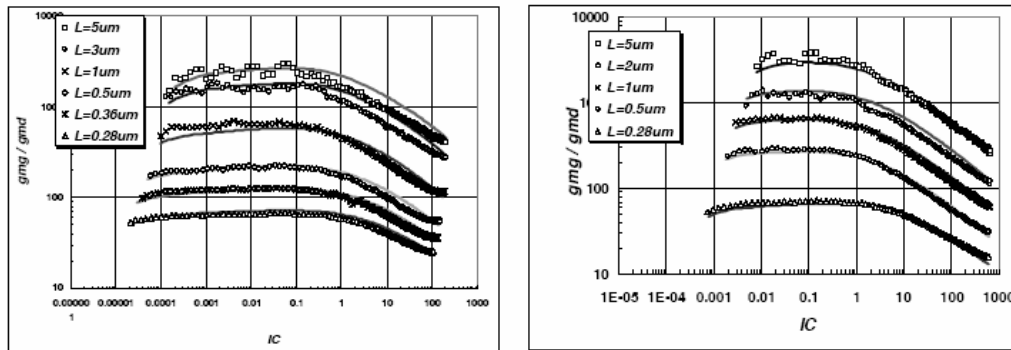


Σχ 2.9 – $gm \cdot Ut/Id$ EKV3

Όπως φαίνεται από το σχήμα το EKV3 μοντέλο παράγει σωστά το $gm \cdot Ut/Id$ σε όλο το φάσμα λειτουργίας απο ασθενή προς μέτρια έως ισχυρή αναστροφή.

Πιο συγκεκριμένα σε ασθενή αναστροφή : $gm \cdot Ut/Id = 1/n$ Σε μέτρια έως αρχές ισχυρής αναστροφής ($IC=10$) : $gm \cdot Ut/Id = G(IC)/n$ Για ισχυρή αναστροφή ($IC > 10$) εμφανίζεται μείωση του $gm \cdot Ut/Id$ κάτω από το $G(IC)/n$ λόγω μείωσης της κινητικότητας και velocity saturation.

DC Κέρδος



Σχ 2.10 – Dc Κέρδος vs. IC

Το **DC κέρδος** ορίζεται ως ο λόγος $A = gm/gds$ και ορίζει άμεσα τη λειτουργία ενός common source ενισχυτή . Το A είναι μέγιστο σε **μέτρια αναστροφή** ($IC=0.1..0.5$) για δεδομένο L ενώ αυξάνεται όταν αυξάνει το L.

2.3 Λειτουργία του μοντέλου σε υψηλές συχνότητες

Σε αυτήν την ενότητα παρουσιάζονται οι Quasi-static (QS) και Non-Quasi-Static (NQS) εκδοχές του EKV3 μοντέλου.

2.3.1 QS(Quasi static) μοντέλο

Αρχικά πριν προχωρήσουμε στην ανάλυση του NQS μοντέλου θα δούμε λίγο τη λειτουργία του απλού QS μοντέλου χωρίς την επίδραση δηλαδή NQS φαινομένων [4]. Αφού θεωρήσουμε ότι το MOS τρανζίστορ διακρίνεται από πλήρη συμμετρία μπορεί ναδειχτεί ότι το ρεύμα υποδοχής $I_D = I_F - I_R$ μπορεί να διαχωριστεί σε ένα *forward* ρεύμα I_F και σε ένα *reverse* ρεύμα I_R τα οποία εξαρτώνται μόνο από τις τιμές των φορτίων αναστροφής στην πηγή και την υποδοχή αντίστοιχα. Για να απλοποιήσουμε τη μαθηματική αναπαράσταση, το ρεύμα υποδοχής και το φορτίο αναστροφής κανονικοποιούνται ως εξής: $I_{spec} \triangleq 2n\beta U_T^2$ και $Q_{spec} \triangleq -2nC_{ox}U_T$ όπου $\beta \triangleq \mu_n C_{ox} W/L$ με μ_n η κινητικότητα του φορτίου, $C_{ox} = \epsilon_{ox}/t_{ox}$ η χωρητικότητα του οξειδίου ανά μονάδα επιφάνειας, W και L το πλάτος και το μήκος του καναλιού, $U_T \triangleq kT/q$ η θερμοδυναμική τάση και n είναι ο παράγοντας κλίσης. Με αυτούς τους ορισμούς τα κανονικοποιημένα *forward* και *reverse* ρεύματα μπορούν να εκφραστούν σαν συναρτήσεις των κανονικοποιημένων φορτίων αναστροφής q_s και q_d στην πηγή και στην υποδοχή αντίστοιχα.

$$i_d \triangleq \frac{I_D}{I_{spec}} = i_f - i_r \text{ όπου } i_f = q_s^2 + q_s \text{ και } i_r = q_d^2 + q_d$$

Εδώ πρέπει να τονίσουμε ότι στον κορεσμό το i_r είναι μηδέν και έτσι το i_f απλά αναφέρεται σαν παράγοντας αναστροφής (*inversion coefficient*) και συμβολίζεται IC.

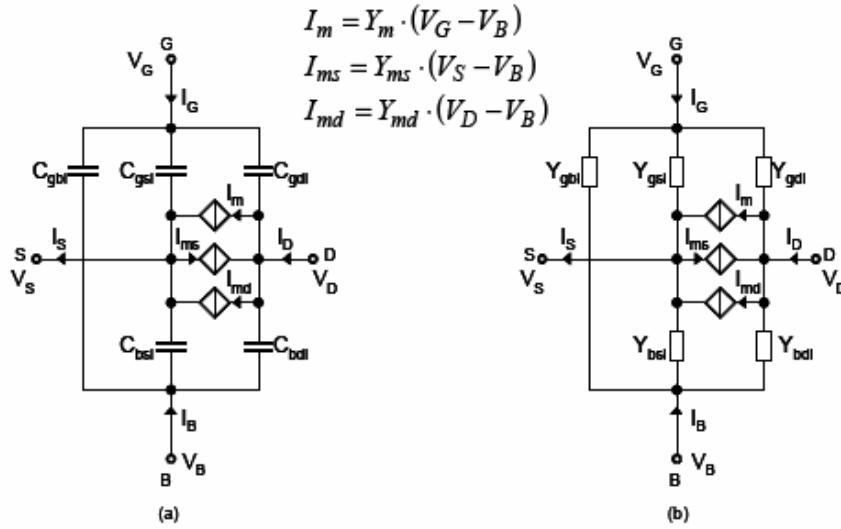
Οι διαγωγιμότητες πηγής και υποδοχής g_{ms}, g_{md} είναι ανάλογες με τις συγκεντρώσεις των φορτίων στην πηγή και την υποδοχή q_s και q_d αντίστοιχα και δίνονται από τις εξής σχέσεις :

$$g_{ms} \triangleq - \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_S} \right|_{V_G, V_D} = - \left. \frac{\partial I_F}{\partial V_S} \right|_{V_G} = Y_{spec} \cdot q_s = Y_{spec} \cdot \frac{2i_f}{\sqrt{4i_f + 1} + 1},$$

$$g_{md} \triangleq \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \right|_{V_G, V_S} = - \left. \frac{\partial I_R}{\partial V_D} \right|_{V_G} = Y_{spec} \cdot q_d = Y_{spec} \cdot \frac{2i_r}{\sqrt{4i_r + 1} + 1},$$

Όπου $Y_{spec} \triangleq I_{spec}/U_T = 2n\mu_n \frac{W}{L} C_{ox} U_T$. Η διαγωγιμότητα της πύλης ορίζεται ως εξής:

$$g_m \triangleq \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_G} \right|_{V_S, V_D} = \frac{1}{n} \cdot \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_P} \right|_{V_S, V_D} = \frac{g_{ms} - g_{md}}{n} = Y_{spec} \cdot \frac{q_s - q_d}{n}.$$



Σχ 2.11-a)Quasi static(QS) and b) Non Quasi Static(NQS) ισοδύναμα κυκλώματα μικρού σήματος

2.3.2 NQS (Non Quasi Static) μοντέλο

Το γενικό μοντέλο μικρού σήματος του τρανζίστορ το οποίο είναι έγκυρο στις NQS περιοχές λειτουργίας φαίνεται στο σχήμα 2.11 b) [4]. Οι παράμετροι Y_m , Y_{ms} , Y_{md} (gate,source and drain

transadmittances)ορίζονται ως εξής: $Y_m = \frac{Y_{ms} - Y_{md}}{n}$ όπου $Y_{ms} = g_{ms} \cdot \zeta_m$ και $Y_{md} = g_{md} \cdot \zeta_m$ Οι Y_{ms} , Y_{md}

εκφράζονται σαν ένα γινόμενο των QS διαγωγιμοτήτων και μιας συνάρτησης ζ_m που εξαρτάται πλήρως από τη συχνότητα.Μια απλή προσέγγιση της ζ_m που είναι ακριβής για όλες τις περιοχές λειτουργίας φαίνεται

παρακάτω. $\zeta_m \cong \frac{\lambda}{\sinh(\lambda)} \cong \frac{1}{1 + j\Theta}$ για $\Theta \ll 1$ όπου $\lambda \cong (1 + j) \cdot \sqrt{3\Theta}$ όπου $\Theta \cong \Omega / \Omega_{crit}$. Ω είναι η συχνότητα

που κανονικοποιείται στην $\omega_{spec} \cong \mu_n U_T / L^2$ ενώ η Ω_{crit} δίνεται από την εξής σχέση:

$$\Omega_{crit} \cong \frac{\omega_{crit}}{\omega_{spec}} = \frac{30 \cdot (q_s + q_d + 1)^3}{4q_s^2 + 4q_d^2 + 12q_s q_d + 10q_s + 10q_d + 5}$$

Όπως φαίνεται απο τον ορισμό της , η ζ_m για $\Theta \ll 1$ απλοποιείται σε μια πρώτης τάξης συνάρτηση που έχει ένα πόλο ίσο με ω_{crit} . Η συχνότητα αποκοπής αποτελεί το όριο μεταξύ της quasi-static(QS) και της non-quasi-

Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm static(NQS) περιοχής λειτουργίας. Για συχνότητες χαμηλότερες από την ω_{crit} το τρανζίστορ λειτουργεί στην QS περιοχή ενώ για $\omega > \omega_{crit}$ εμφανίζονται οι NQS επιδράσεις εξαιτίας της κατανεμημένης φύσης της χωρητικότητας του οξειδίου.

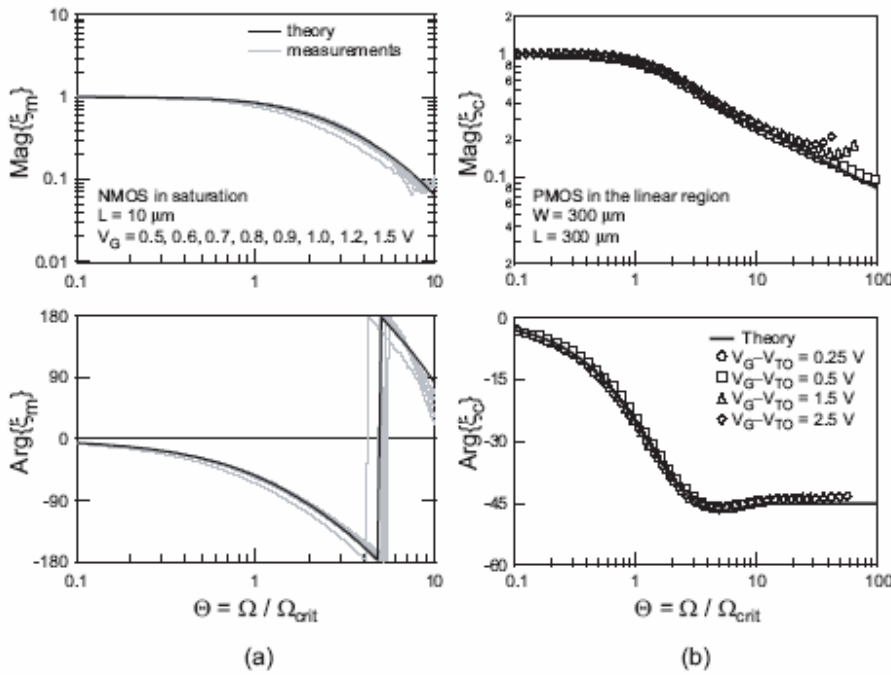
Οι Y_{gsi} , Y_{gdi} αγωγιμότητες μπορούν να αναλυθούν σε δυο γινόμενα ως εξής:

$Y_{gsi} = j\omega Cox \cdot c_c(q_s, q_d) \cdot \zeta_c$ και $Y_{gdi} = j\omega Cox \cdot c_c(q_d, q_s) \cdot \zeta_c$ όπου $Cox \square WLC_{ox}$ είναι η ολική χωρητικότητα του οξειδίου της πύλης, c_c είναι η κανονικοποιημένη χωρητικότητα που εξαρτάται μόνο από τις συνθήκες πόλωσης σύμφωνα με τη σχέση:

$$c_c(q_s, q_d) = \frac{1}{3} \cdot \frac{q_s \cdot (2q_s + 4q_d + 3)}{(q_s + q_d + 1)^2} \text{ και } \zeta_c \text{ είναι μια συνάρτηση που αναφέρετε στις NQS επιδράσεις. Μια}$$

γενική της μορφή έγκυρη σε όλες τις περιοχές λειτουργίας είναι η εξής: $\zeta_c \cong 2 \cdot \frac{\cosh(\lambda) - 1}{\lambda \cdot \sinh(\lambda)} \cong \frac{1}{1 + j\Theta/2}$ για

$\Theta \ll 1$. Για $\Theta \ll 1$ η ζ_c απλοποιείται σε μια πρώτης τάξης συνάρτηση που έχει συχνότητα αποκοπής ίση με το διπλάσιο της συχνότητας αποκοπής της ζ_m . Στο σχήμα που ακολουθεί φαίνεται η γραφική αναπαράσταση του πλάτους και της φάσης τόσο της ζ_m όσο και της ζ_c . Όσον αφορά τη ζ_c φαίνεται καθαρά ότι η ασύμπτωτη των -45° επιτυγχάνεται για $\Theta \gg 1$ όπου βρισκόμαστε στην NQS περιοχή λειτουργίας.



Σχ 2.12-α) ζ_m και β) ζ_c vs κανονικοποιημένης συχνότητας

Η αγωγιμότητα Y_{gbi} δίνεται από τη σχέση $Y_{gbi} = \frac{n-1}{n} \cdot (j\omega Cox - Y_{gsi} - Y_{gdi})$ ενώ τέλος οι Y_{bsi} και Y_{bdi} δίνονται από: $Y_{bsi} = (n-1) \cdot Y_{gsi}$ και $Y_{bdi} = (n-1) \cdot Y_{gdi}$

Παρατηρούμε ότι για $\omega \ll \omega_{crit}$ οι NQS συναρτήσεις ζ_m , ζ_c απλοποιούνται στις QS αναπαραστάσεις τους.

2.4 Θόρυβος στο EKV3 μοντέλο

2.4.1 Εισαγωγή

Ως γνωστόν η βασική πηγή θορύβου στο MOS τρανζίστορ είναι ο θερμικός θόρυβος του καναλιού σε μεγάλες συχνότητες. Ωστόσο ο εν λόγω θόρυβος συνδέεται τόσο με την πύλη (gate) όσο και με το υπόστρωμα (substrate) σε μεγάλες συχνότητες με αποτέλεσμα να έχουμε και άλλες πηγές θορύβου όπως **Induced Gate Noise(IGN)** και **Substrate Noise** [4].

Ο θόρυβος που προέρχεται από την πύλη (Induced Gate Noise) στα MOS τρανζίστορ είναι ένα φαινόμενο για το οποίο έχουν γίνει ήδη αρκετές μελέτες. Ωστόσο όλες αυτές οι μελέτες εστιάζουν στη λειτουργία του τρανζίστορ στην ισχυρή αναστροφή. Καμμία από αυτές δεν αναφέρεται τον Induced Gate θόρυβο και τον παράγοντα συσχέτισης στη μέτρια και στην ασθενή αναστροφή ούτε στο θορυβώδες ρεύμα που προέρχεται από το υπόστρωμα. Όμως η ανάπτυξη της CMOS τεχνολογίας και η μείωση της τάσης τροφοδοσίας στα RF κυκλώματα οδηγεί το σημεία λειτουργίας στην μέτρια και στην ασθενή αντιστροφή. Έτσι είναι πλέον επιτακτική ανάγκη να μπορούμε να προβλέψουμε και να αναλύσουμε το θόρυβο σε αυτές τις περιοχές λειτουργίας.

Αυτή η προσέγγιση επιτυγχάνεται με τη χρήση του EKV3 μοντέλου MOS τρανζίστορ που περιλαμβάνει και την ανάλυση του NQS θορύβου. Το πλήρες NQS μοντέλο θερμικού θορύβου δείχνει ότι τα αποτελέσματα που παίρνουμε στην ασθενή και μέτρια αναστροφή διαφέρουν αρκετά από τα ήδη γνωστά αποτελέσματα που έχουμε στην ισχυρή αναστροφή. Παρακάτω ακολουθεί πλήρης ανάλυση και μοντελοποίηση του NQS φαινομένου.

2.4.2 Μοντελοποίηση NQS θορύβου

Από τη θεωρία θορύβου για πολύθυρα δίκτυα είναι γνωστό ότι κάθε θύρα απαιτεί τη δικιά της πηγή θορύβου που μπορεί να είναι είτε μια πηγή τάσης είτε μια πηγή ρεύματος. Το MOS τρανζίστορ είναι μια συσκευή τεσσάρων ακροδεκτών γιαυτό και απαιτεί τέσσερις πηγές θορύβου όπως φαίνεται στο σχήμα 2.13 [4]. Πηγές ρεύματος έχουν επιλεγεί μιας και όλη η ανάλυση γίνεται χρησιμοποιώντας τις Y-παραμέτρους. Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.13 b) το θορυβώδες MOS τρανζίστορ του σχήματος 2.13 a) μπορεί να αντικατασταθεί από ένα μη θορυβώδες τρανζίστορ και τέσσερις επιπλέον πηγές θορύβου $I_{n,D}$, $I_{n,S}$, $I_{n,G}$, $I_{n,B}$ που έχουν πυκνότητες φάσματος ισχύος (PSD) S_{n,I^2_D} , S_{n,I^2_S} , S_{n,I^2_G} , S_{n,I^2_B} . Αφού ο θόρυβος που εμφανίζεται σε κάθε ακροδέκτη παράγεται από την ίδια πηγή θερμικού θορύβου στο κανάλι, οι θορυβώδεις πηγές ρεύματος $I_{n,D}$, $I_{n,S}$, $I_{n,G}$, $I_{n,B}$ συσχετίζονται. Αυτή η συσχέτιση υπολογίζεται από τις cross πυκνότητες φάσματος ισχύος (CPSD) $S_{n,I_k \cdot I_l^*}$ με $k \neq l \in \{D, S, G, B\}$.

Μία προσέγγιση πρώτης τάξης μπορεί να γίνει εάν αντικαταστήσουμε καθένα από τα τρανζίστορ M1 και M2 από το ισοδύναμο QS μοντέλο μικρού σήματος όπως φαίνεται στο σχήμα 2.14 b). Οι Y παράμετροι μικρού σήματος παίρνουν την εξής μορφή: $Y_{md1} = g_{md1}$, $Y_{ms2} = g_{ms2}$, $Y_{gdi1} = j\omega \cdot C_{gdi1}$, $Y_{gsi2} = j\omega \cdot C_{gsi2}$. Με βάση αυτήν την προσέγγιση οι PSDs μπορούν να υπολογιστούν ως εξής:

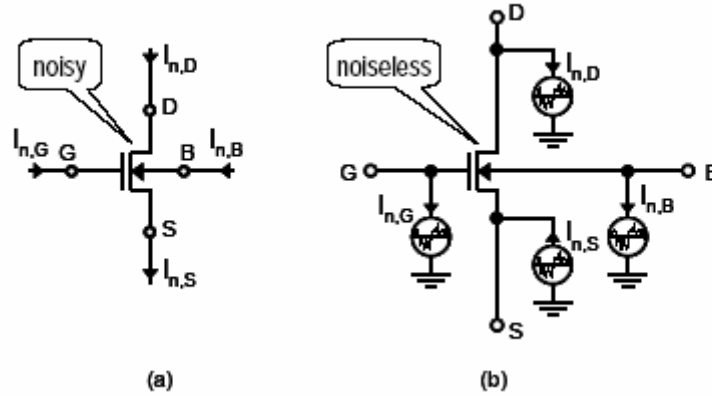
$$s_{n,i_d^2} \cong s_{n,i_s^2} \cong \frac{4\chi_f^2 - 3\chi_f + 4\chi_f\chi_r - 3\chi_r + 4\chi_r^2}{6(\chi_f + \chi_r)},$$

$$s_{n,i_g^2} = \frac{s_{n,i_b^2}}{(n-1)^2} \cong \Omega^2 \cdot \frac{16\chi_f^4 + 16\chi_r^4 + 80\chi_f^3\chi_r + 80\chi_f\chi_r^3 + 168\chi_f^2\chi_r^2 - 15\chi_f^3 - 15\chi_r^3 - 75\chi_f^2\chi_r - 75\chi_f\chi_r^2}{540n^2 \cdot (\chi_f + \chi_r)}$$

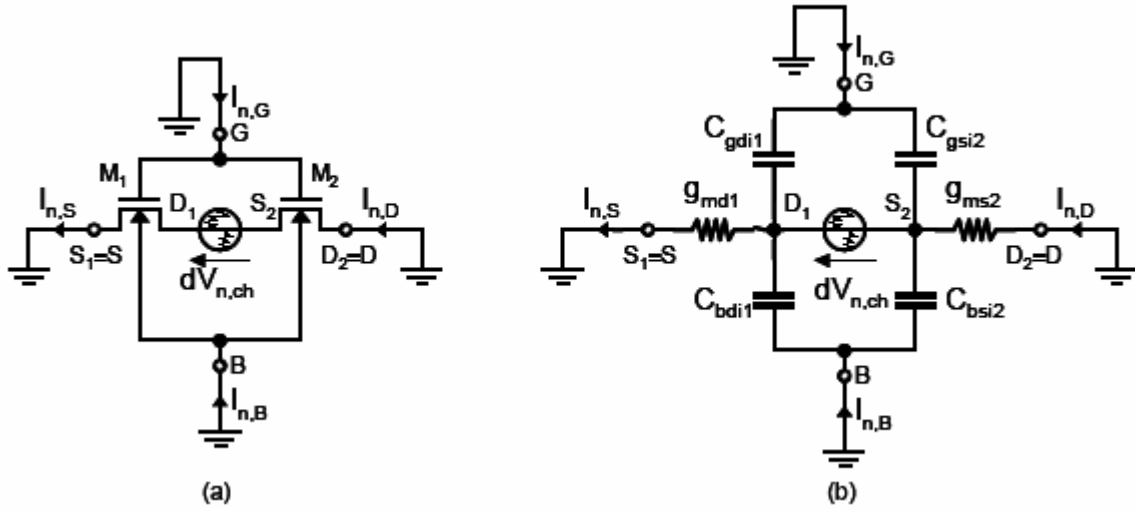
ενώ οι CPSDs (cross PSDs) ως εξής :

$$s_{n,i_g \cdot i_d^*} \cong s_{n,i_g \cdot i_s^*} \cong \frac{j\Omega}{18n} \cdot \frac{(\chi_f - \chi_r) \cdot (\chi_f^2 + 4\chi_f\chi_r + \chi_r^2)}{(\chi_f + \chi_r)^3}$$

$$s_{n,i_d \cdot i_s^*} \cong s_{n,i_d^2} \cong \frac{4\chi_f^2 - 3\chi_f + 4\chi_f\chi_r - 3\chi_r + 4\chi_r^2}{6(\chi_f + \chi_r)}.$$



Σχ 2.13 α)Θορυβώδες MOS τρανζίστορ και β)Μη θορυβώδες MOS τρανζίστορ



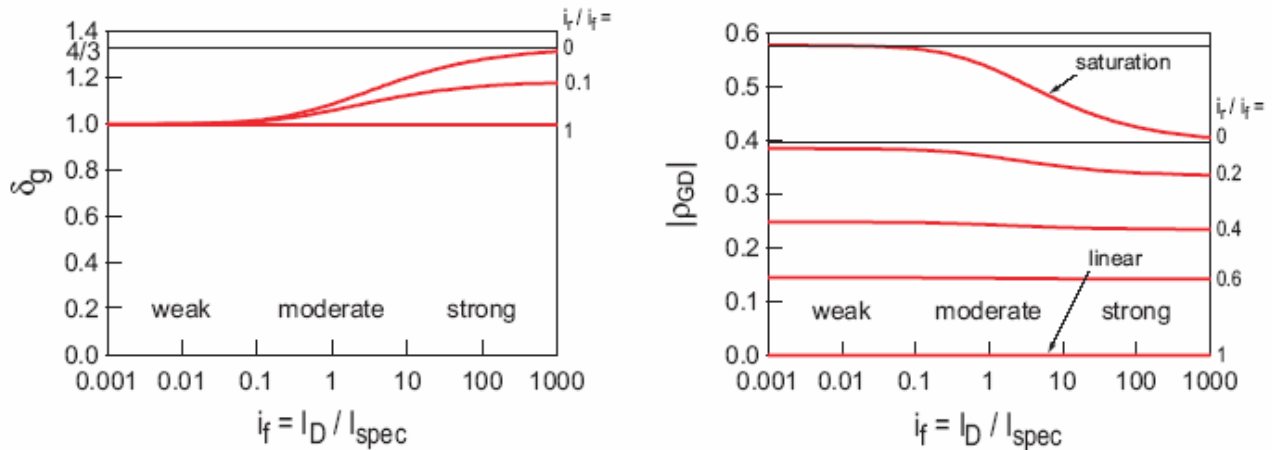
Σχ 2.14-α) Ένα απλό τρανζίστορ χωρισμένο σε δύο ξεχωριστά τρανζίστορ β) Ισοδύναμο QS κύκλωμα μικρού σήματος.

Ο IGN είναι παρόμοιος με το θόρυβο μίας αντίστασης που έχει μια αγωγιμότητα $\Re(y_{gg})$. Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.15 α) ο συσχετιζόμενος συντελεστής θορύβου $\delta_g \square S_{n,I_G} / (4k_B T \cdot \Re(Y_{GG})) = s_{n,i_g} / \Re(y_{gg})$ διατηρείται από 1 μέχρι 4/3 σε όλες τις συνθήκες πόλωσης. Επίσης, μιας και το $s_{n,i_D \cdot i_G^*}$ δεν είναι μηδενικό, ο θόρυβος της πύλης συσχετίζεται εν μέρει με το θόρυβο της υποδοχής. Σε συχνότητες αρκετά χαμηλές για να είναι η προσέγγιση πρώτης τάξης έγκυρη, ο συντελεστής

$$\rho_{k,l} \triangleq \frac{s_{n,i_k \cdot i_l^*}}{\sqrt{s_{n,i_k}^2 \cdot s_{n,i_l}^2}} \quad)$$

συσχέτισης ρ_{GD} (ο οποίος ορίζεται ως εξής :

είναι ανεξάρτητος του Ω και είναι πάντα μηδενικός στην περιοχή της τριόδου ($V_d=V_s$) και όπως φαίνεται στο σχήμα 2.15 β) κυμαίνεται στον κορεσμό από $j/\sqrt{3} \approx j0.6$ στην ασθενή αντιστροφή και $j/\sqrt{5/32} \approx j0.4$ στην ισχυρή αντιστροφή.



Σχ 2.15-α) Συντελεστής θορύβου δ_g β) Πλάτος του συντελεστή συσχέτισης υποδοχής-πύλης ρ_{GD} ως προς το συντελεστή αντιστροφής για διάφορα i_r/i_f (Από την περιοχή της τριόδου όπου $i_r=i_f$ μέχρι τον κορεσμό όπου $i_r=0$)

2.5 Συμπεράσματα – Πλεονεκτήματα του EKV3 μοντέλου

Αυτό που εύκολα μπορούμε να συμπεράνουμε από την παραπάνω ανάλυση είναι ότι το EKV3 αποτελεί ένα πολύ δυνατό εργαλείο στα χέρια του σχεδιαστή για να προχωρήσει στην υλοποίηση και προσωμείωση κυκλωμάτων η οποία προσεγγίζει σε πολύ μεγάλο βαθμό την πραγματικότητα . Προκειται για ένα μοντέλο απλό το οποίο όμως καταφέρνει και καλύπτει όλο το φάσμα των περιοχών λειτουργίας των τρανζίστορ πράγμα πολύ σημαντικό μιας και όσο εξελίσσεται η τεχνολογία τόσο η λειτουργία των MOSFET μεταφέρεται από την ισχυρή στην μέτρια και ασθενή αναστροφή .

Παρακάτω συνοψίζονται τα βασικά πλεονεκτήματα του EKV3 μοντέλου.

1. Βασικότερο πλεονέκτημα το οποίο έχουμε αναφέρει πολλές φορές , είναι ότι επιτρέπει τη συνεχή και γραμμική λειτουργία του τρανζίστορ σε όλες τις περιοχές από ασθενή μέχρι ισχυρή αναστροφή . Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό για πολλούς και διάφορους λόγους . Καταρχήν μπορούμε να μελετήσουμε το θόρυθο σε περιοχές πέρα από την ισχυρή αναστροφή πράγμα το οποίο ήταν αδύνατο σε προηγούμενα μοντέλα . Επίσης με το να μπορούμε να δουλέψουμε σε ασθενή και μέτρια αναστροφή μπορούμε να εκμεταλλευτούμε πολύ σημαντικά μεγέθη που βελτιστοποιούνται σε αυτές τις περιοχές όπως το Dc Gain και το $G_m \cdot U_t / I_D$. Εξάλλου όπως προείπαμε η μεταφορά της λειτουργίας σε αυτές τις περιοχές αποτελεί επιτακτική ανάγκη λόγω της ραγδαίας εξέλιξης της τεχνολογίας .
2. Άλλο ένα βασικό πλεονέκτημα του EKV3 μοντέλου είναι ότι βασίζεται στη φυσική , έχει λίγες παραμέτρους σε σχέση με άλλα μοντέλα και διέπεται από απλές αλλά αναλυτικές εξισώσεις . Όλα αυτά το κάνουν πιο προσιτό στο σχεδιαστή καθώς μπορεί να το κατανοήσει πιο εύκολα και άρα να το χρησιμοποιήσει με μεγαλύτερη άνεση .
3. Η κλίση n πλέον δεν θεωρείται ίση με τη μονάδα όπως σε προηγούμενα μοντέλα με αποτέλεσμα να λαμβάνονται υπόψη και οι χωρητικότητες του υποστρώματος και κατα συνέπεια να έχουμε μια πιο ακριβής προσωμείωση.

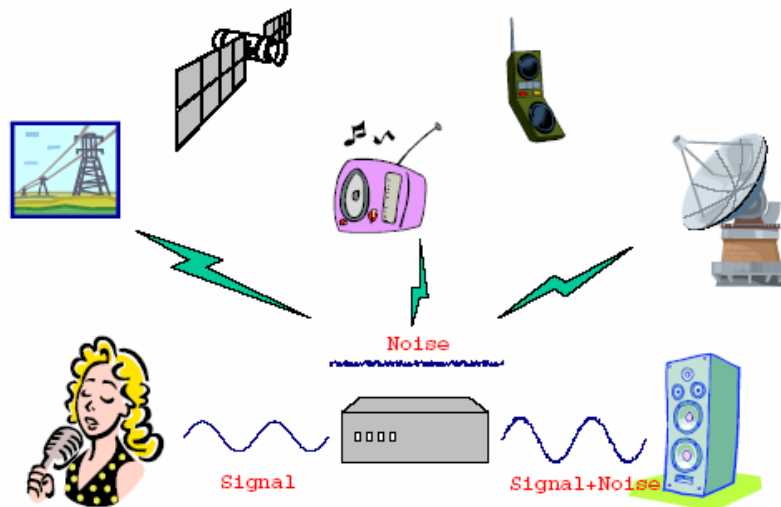
Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm

4. Όλα τα προηγούμενα μοντέλα αγνοούν την ύπαρξη του substrate noise ενώ περιλαμβάνουν την ανάλυση του Induced gate Noise μόνο στην ισχυρή αναστροφή . Αντίθετα το EKV3 περιλαμβάνει τη μοντελοποίηση των δυο αυτών πηγών θορύβου τόσο σε ασθενή όσο και σε ισχυρή αναστροφή
5. Γίνεται πολύ καλή μοντελοποίηση των μη γραμμικών φαινομένων που επηρεάζουν την απόδοση του τρανζίστορ.

Αυτό που μπορούμε να πούμε ως τελικό συμπέρασμα είναι ότι με βάση τα παραπάνω , η επιλογή να χρησιμοποιήσουμε το EKV3 μοντέλο για τη σχεδίαση του ενισχυτή μας κρίνεται πολύ σωστή όπως θα φανεί και από τα αποτελέσματα της υλοποίησης που παρουσιάζονται στα παρακάτω κεφάλαια.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : ΘΟΡΥΒΟΣ

Γενικά η έννοια θόρυβος ορίζεται σαν μία « δυνατή,μπερδεμένη φωνή ή ξέσπασμα» ή σαν « κάθε ήχο που είναι ανεπιθύμητος και κατά συνέπεια παρενοχλεί την ακουστική κάποιου».Στα ηλεκτρονικά ο θόρυβος αναφέρεται σαν ένας αντίθετος στο σήμα όρος.Έτσι ο θόρυβος μπορεί να οριστεί σαν “οτιδήποτε εκτός από το επιθυμητό σήμα.”Υπάρχουν πολλές πηγές θορύβου που παρεμβάλλονται στο επιθυμητό σήμα στα ηλεκτρονικά συστήματα όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα.



Σχ 3.1 – Διάφορες πηγές θορύβου

Οι περισσότερες από αυτές τις πηγές θορύβου ανήκουν στην κατηγορία του τεχνητού θορύβου (**artificial noise**) γιατί σε αυτές τις περιπτώσεις αυτός μπορεί να ελαχιστοποιηθεί χρησιμοποιώντας τις κατάλληλες τοπολογίες στα κυκλώματα.

Κάποιες άλλες όμως πηγές θορύβου γνωστές και ως βασικός θόρυβος (**fundamental noise**) δεν μπορούν να αντιμετωπιστούν εύκολα μιας και είναι ενδογενή χαρακτηριστικά είτε μιας συσκευής είτε του συστήματος ολόκληρου. Ο βασικός θόρυβος επιβάλλει ένα χαμηλότερο όριο απόδοσης στα ηλεκτρονικά συστήματα. Η μικροσκοπική θεωρία θεωρήσει σε επίπεδο υλικού είναι πολύ καλά ορισμένη και παρουσιάζεται στο υπόλοιπο μέρος αυτού του κεφαλαίου.

3.1 Χαρακτηριστικά του θορύβου

Ο θόρυβος είναι μια τυχαία διαδικασία. Αυτό σημαίνει ότι η τιμή του δεν μπορεί να υπολογιστεί οποιαδήποτε στιγμή ακόμα και αν προηγούμενες τιμές του είναι γνωστές. Αφού όμως η στιγμιαία τιμή του θορύβου δε μπορεί να προβλεφθεί, θα μπορούσε εύλογα να αναρωτηθεί κάποιος πως μπορούμε να υπολογίσουμε το θόρυβο στην ανάλυση κυκλωμάτων. Αυτό επιτυγχάνεται με την παρατήρηση και μέτρηση του θορύβου για ένα μεγάλο χρονικό διάστημα και στη συνέχεια με τη χρησιμοποίηση των μετρήσεων για την κατασκευή ενός στατιστικού μοντέλου του θορύβου. Έτσι ενώ το στιγμιαίο πλάτος του θορύβου δε μπορεί να υπολογιστεί, ένα στατιστικό μοντέλο παρέχει γνώση για κάποιες άλλες σημαντικές ιδιότητες του θορύβου οι οποίες είναι πολύ χρήσιμες στην ανάλυση κυκλωμάτων [2].

Μία από αυτές τις πολύ σημαντικές ιδιότητες είναι η **μέση ισχύς** του θορύβου. Η έννοια της μέσης ισχύς αποδεικνύεται πολύ χρήσιμη στην ανάλυση κυκλωμάτων γιατί και πρέπει να οριστεί προσεκτικά.

Γνωρίζουμε ότι η μέση ισχύς που μεταφέρεται από μια περιοδική πηγή τάσης $v(t)$ σε μια αντίσταση φορτίου R_L δίνεται από την εξής σχέση:

$$P_{av} = \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{v(t)v^*(t)}{R_L} dt$$

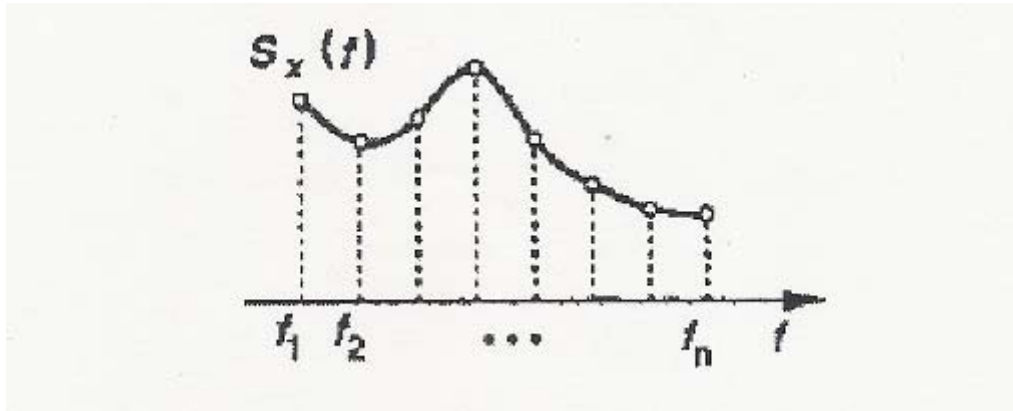
Όπου T η περίοδος και $v^*(t)$ ο συζυγής μιγαδικός της $v(t)$.

Για να καθορίσουμε την P_{av} για ένα τυχαίο σήμα πρέπει να υπολογίσουμε τη μέση ισχύ για ένα μεγάλο χρονικό διάστημα. Αυτό δίνεται από τη σχέση:

$$P_{av} = \lim_{x \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} \frac{x(t)x^*(t)}{R_L} dt$$

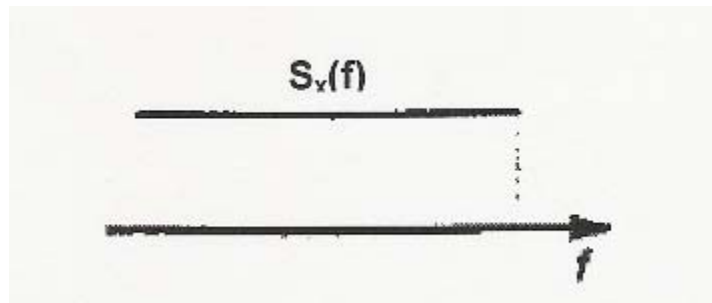
Όπου $x(t)$ ένα τυχαίο σήμα.

Είναι χρήσιμο αυτή η ανάλυση να γίνει στο πεδίο της συχνότητας και με βάση το φάσμα του θορύβου σε κάθε συχνότητα να καθορίζεται ο συνολικός θόρυβος. Έτσι ορίζεται η φασματική πυκνότητα ισχύος (power spectral density **PSD**) του θορύβου $S_x(f)$ η οποία δείχνει πόση ισχύ έχει το σήμα ανά διαφορική περιοχή συχνότητας df . Η συνάρτηση φάσματος $S_x(f)$ έχει την ακόλουθη γενική μορφή:



Σχ 3.2-Κυματομορφή συνάρτησης φάσματος

Ένα παράδειγμα γνωστού θορύβου είναι ο λευκός θόρυβος (white noise) Η κυματομορφή του φάσματος του φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:

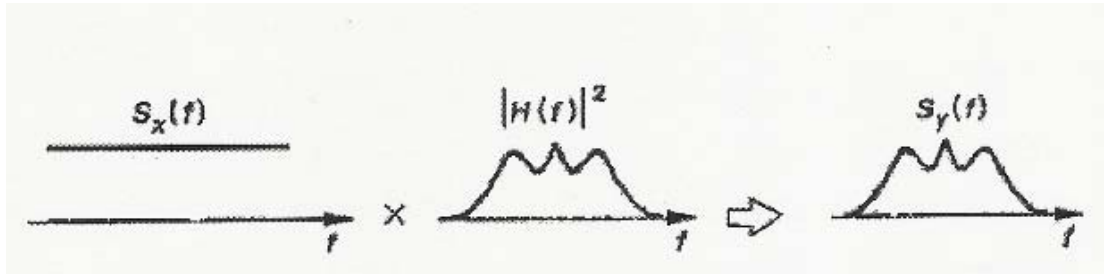


Σχ 3.3-Κυματομορφή συνάρτησης φάσματος λευκού θορύβου

Όπου παρατηρείτε ότι το πλάτος του φάσματος είναι το ίδιο για όλες τις συχνότητες.

Αν ένα σήμα με φάσμα $S_x(f)$ παρατίθεται σ' ένα γραμμικό μη μεταβαλλόμενο χρονικά σύστημα με συνάρτηση μεταφοράς $H(f)$ τότε η έξοδος του φάσματος δίνεται από τη σχέση:

$$S_y(f) = S_x(f) |H(f)|^2$$



Σχ 3.4-Έξοδος φάσματος γραμμικού μη μεταβαλλόμενου συστήματος

Άλλο ένα πολύ χρήσιμο μέγεθος στη μέτρηση της πιστότητας του λαμβανόμενου σήματος πληροφορίας είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο (signal to noise ratio)στην έξοδο που ορίζεται σαν :

$$SNR = \text{Μέση ισχύς του σήματος πληροφορίας στην έξοδο} / \text{Μέση ισχύ του θορύβου στην έξοδο}$$

Ο λόγος σήματος προς θόρυβο είναι σαφής όσο το ανακτώμενο σήμα πληροφορίας και ο θόρυβος στην έξοδο του αποδιαμορφωτή είναι προσθετικά . Αυτή η απαίτηση ικανοποιείται ακριβώς στην περίπτωση γραμμικών δεκτών που χρησιμοποιούν ομόδυνη φώραση και κατά προσέγγιση στην περίπτωση μη γραμμικών δεκτών υπό την προϋπόθεση ότι η μέση ισχύς θορύβου είναι μικρή σε σύγκριση με τη μέση ισχύς του φέροντος.

Συσχετιζόμενες και μη πηγές θορύβου

Κατά την ανάλυση κυκλωμάτων , συχνά θέλουμε να προσθέσουμε την επίδραση αρκετών πηγών θορύβου για να αποκτήσουμε το συνολικό θόρυβο. Για τα τυχαία σήματα η διαδικασία αυτή είναι κάπως διαφορετική απότι για τα ντετερμινιστικά σήματα όπου χρησιμοποιούμε την αρχή της υπέρθεσης . Μιας και στην ανάλυση θορύβου αυτό που μας ενδιαφέρει πάνω απ' όλα είναι η ισχύς του θορύβου , προσθέτουμε 2 θορυβώδεις κυματομορφές και παίρνουμε το μέσο όρο του αποτελέσματος.

$$P_{av} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} [x_1(t) + x_2(t)]^2 dt = P_{av1} + P_{av2} + \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} 2x_1(t)x_2(t)dt$$

Ο τρίτος όρος δείχνει πόσο όμοιες είναι οι δύο κυματομορφές . Αν $X_1(t)$, $X_2(t)$ παράγονται από ανεξάρτητες συσκευές τότε ο τρίτος όρος είναι αμελητέος . Για παράδειγμα ο θόρυβος που παράγεται από μία αντίσταση δεν έχει σχέση με το θόρυβο που δημιουργεί ένα τρανζίστορ . Στην περίπτωση αυτή των τυχαίων σημάτων λέμε ότι ισχύει η υπέρθεση μόνο για την ισχύ των μη συσχετιζόμενων πηγών θορύβου. Παράδειγμα : $P_{av}=P_R + P_{\text{τρανζίστορ}}$

3.2 Τύποι θορύβου

Τα αναλογικά σήματα που παράγονται στα ολοκληρωμένα κυκλώματα επηρεάζονται από δύο διαφορετικούς τύπους θορύβου:

- Τον θόρυβο από ηλεκτρονικές συσκευές
- Τον περιβαλλοντικό θόρυβο

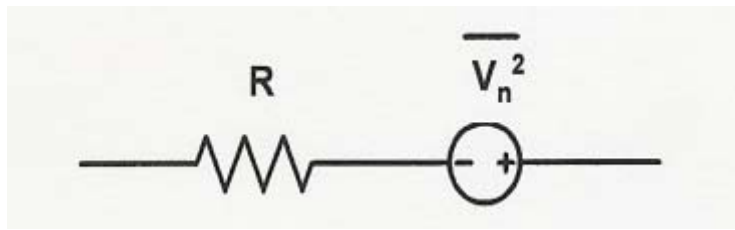
Σε αυτό το σημείο θα εστιάσουμε στον ηλεκτρονικό θόρυβο και θα αναφερθούμε στις διάφορες μορφές που μπορούμε να τον συναντήσουμε [2].

3.2.1 Θερμικός θόρυβος

Είναι γνωστό ότι μια αντίσταση R παράγει θερμικό θόρυβο. Η τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων σε ένα αγωγό προκαλεί διακυμάνσεις στην τάση στα άκρα του αγωγού ακόμα και όταν το μέσο ρεύμα είναι μηδέν. Έτσι το φάσμα του θερμικού θορύβου είναι ανάλογο της απόλυτης θερμοκρασίας και η μέση(RMS) τάση δίνεται από τη σχέση:

$$\overline{V_n^2} = 4KTR\Delta f, \quad f \geq 0$$

Όπου K η σταθερά Boltzman και T η απόλυτη θερμοκρασία . Η ποσότητα $4KT$ είναι η διαθέσιμη ισχύς του θορύβου ανά μονάδα συχνότητας , που παράγεται από μια αντίσταση R και είναι ανεξάρτητη από τη συχνότητα. Η παραπάνω εξίσωση μας δείχνει ότι ο θερμικός θόρυβος είναι λευκός θόρυβος [2].



Σχ 3.5-Μοντελοποίηση θερμικού θορύβου

Μιας και ο θόρυβος είναι μια τυχαία ποσότητα , η πολικότητα της πηγής τάσης δεν είναι σημαντική . Παρ'όλ'αυτά , όταν επιλέξουμε μια συγκεκριμένη πολικότητα αυτή πρέπει να διατηρηθεί ως 'χει καθόλη την ανάλυση των κυκλωμάτων έτσι ώστε τα αποτελέσματα να είναι σωστά.

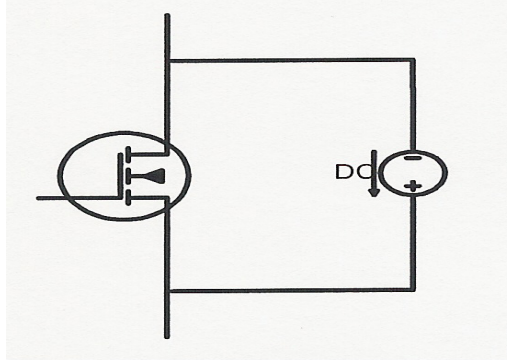
Η εξάρτηση του θερμικού θορύβου από τη θερμοκρασία δείχνει ότι η λειτουργία σε χαμηλές θερμοκρασίες μπορεί να μειώσει το θόρυβο στα αναλογικά κυκλώματα Αυτη η προσέγγιση γίνεται πιο ενδιαφέρουσα αν παρατηρήσουμε ότι η κινητικότητα των φορτίων αυξάνεται στις χαμηλές θερμοκρασίες.Ωστόσο ο εξοπλισμός ψύξης ενός κυκλώματος αντισταθμίζει τα πλεονεκτήματα που μας προσφέρει η μείωση της θερμοκρασίας.

MOSFETs

Τα MOS τρανζίστορ αποτελούν άλλο ένα ηλεκτρονικό στοιχείο που παρουσιάζει θερμικό θόρυβο.Η πιο σημαντική πηγή είναι ο θόρυβος που παράγεται στο κανάλι.Μπορεί να αποδειχτεί ότι για ένα MOS μεγάλου καναλιού που λειτουργεί στον κορεσμό , ο θόρυβος του καναλιού μπορεί να μοντελοποιηθεί από μία πηγή ρεύματος συνδεδεμένη μεταξύ των ακροδεκτών της υποδοχής(drain) και της πηγής(source) όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.Επίσης ακολουθεί και η σχέση που δίνει την τετραγωνική μέση τιμή του ρεύματος του θορύβου στον κορεσμό.

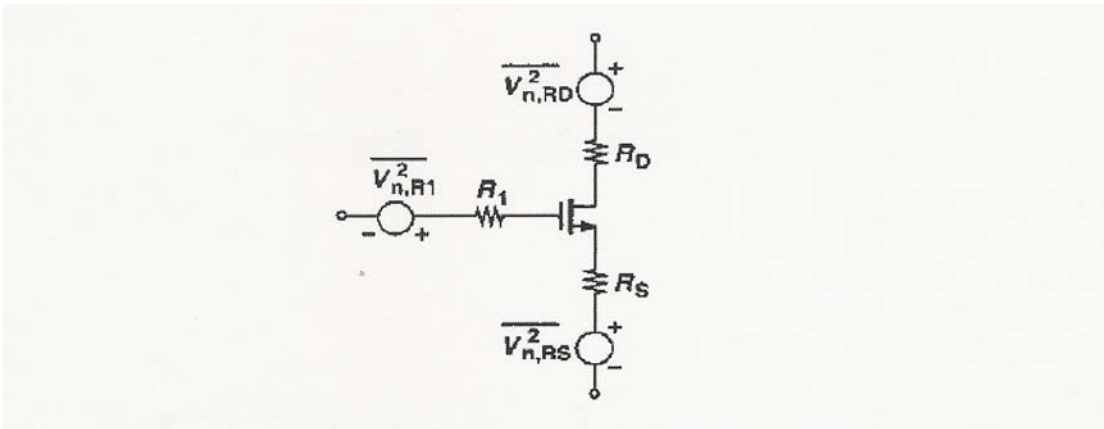
$$\overline{I_n}^2 = 4kT\gamma g_m$$

Όπου g_m η διαγωγιμότητα του τρανζίστορ και γ ένας σταθερός συντελεστής ο οποίος είναι ίσος με 2/3 για τρανζίστορ μεγάλου μήκους ενώ για τρανζίστορ μικρού καναλιού το γ είναι μεγαλύτερο.



Σχ 3.6-Μοντελοποίηση θερμικού θορύβου στα MOSFET

Οι ωμικές αντιστάσεις ενός MOSFET μεταξύ των ακροδεκτών του παράγουν επίσης θερμικό θόρυβο. Η μοντελοποίηση φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχ 3.7-Μοντελοποίηση θορύβου των εσωτερικών αντιστάσεων του MOSFET

Ο θερμικός θόρυβος του καναλιού αποτελεί την κύρια πηγή συνεισφοράς θορύβου στα MOSFET. Η σχέση που δίνει τη συνάρτηση φάσματός του είναι η εξής [5]:

$$S_{id} = -\frac{4KT\mu Q_I}{L^2}$$

Όπου Q_I είναι το ολικό φορτίο αντιστροφής. Η παραπάνω εξίσωση είναι έγκυρη από την ασθενή μέχρι την ισχυρή αναστροφή. Αν θεωρήσουμε ότι i_f είναι ο δείκτης αντιστροφής τότε η παραπάνω σχέση μπορεί να εκφραστεί μέσω του δείκτη αντιστροφής ως εξής:

$$S_{id} = 4kT \frac{W}{L} \mu_0 n C'_{ox} \Phi_{\tau} \left\{ \frac{\sqrt{1+i_f/4}-1}{\sqrt{1+i_f/4}+1} \left[\frac{2}{3} (\sqrt{1+i_f/4}-1) + 1 \right] \right\}$$

Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm
Όπου τα μ_0, n, C_{ox}, ϕ_i είναι παραμέτροι του μοντέλου του τρανζίστορ [5].

Induced gate noise

Σε μεγάλες συχνότητες οι διακυμάνσεις της τάσης του καναλιού εξαιτίας του θερμικού θορύβου συνδέονται με την πύλη μέσω της χωρητικότητας του οξειδίου και προκαλούν τη ροή ενός ρεύματος και κατα συνέπεια τη δημιουργία άλλης μιας πηγής θορύβου γνωστής και ως Induced Gate Noise. Στον κορεσμό, το περισσότερο από το φορτίο του καναλιού βρίσκεται στην πηγή και έτσι αυτός ο θόρυβος μπορεί να μοντελοποιηθεί με μια απλή θορυβώδη πηγή ρεύματος S_{ing} η οποία είναι συνδεδεμένη παράλληλα με τη χωρητικότητα C_{gs} και έχει συνάρτηση φάσματος της οποίας ο τύπος φαίνεται παρακάτω [5].

$$S_{ing} = 4KT\delta \frac{(\omega C_{gs})^2}{5g_{ms}}$$

Όπου το δ ένας συντελεστής που ισούται με 4/3. Το πως ο IGN επηρεάζει το τρανζίστορ όταν το επίπεδο αντιστροφής (if) αλλάζει φαίνεται από την παρακάτω σχέση :

$$S_{ig} = \frac{8}{45} KT \frac{\delta \cdot \omega^2 \cdot W \cdot L^3 \cdot C'_{ox}}{\mu n \phi_i} \left[\frac{(\sqrt{1+i_f} - 1) \cdot (\sqrt{1+i_f} + 2)^2}{(\sqrt{1+i_f} + 1)^4} \right]$$

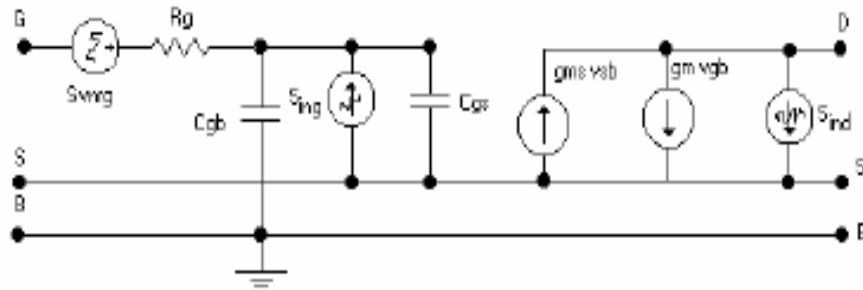
Παράγοντας συσχέτισης (Correlation factor)

Όπως ήδη έχουμε πει, οι θερμικές ταλαντώσεις στο φορτίο καναλιού στο MOS τρανζίστορ προκαλεί φαινόμενα που μοντελοποιούνται από θορυβώδη ρεύματα στην υποδοχή αλλά και στην πύλη. Αυτά τα ρεύματα εν μέρει σχετίζονται το ένα με το άλλο μιας και προέρχονται από το ίδιο αίτιο (θερμότητα) και μπορούν να εκφραστούν ως εξής:

$$\begin{aligned} \overline{i_d^2} &\triangleq 4kT\Delta f \gamma g_{d0} \\ \overline{i_g^2} &\triangleq 4kT\Delta f \delta g_g \\ \overline{i_g i_d^*} &\triangleq c \sqrt{\overline{i_g^2} \overline{i_d^2}} \end{aligned}$$

Όπου το g_{d0} είναι η διαγωγιμότητα εξόδου της υποδοχής για μηδενική πόλωση, $g_g \triangleq \zeta(\omega^2 C_{gs}^2)/(g_{d0})$ είναι το πραγματικό μέρος της αγωγιμότητας πύλης-πηγής, και τα γ, δ είναι κάποιοι συντελεστές. Για μεγάλου μήκους καναλιού MOSFET ισούνται με 2/3, 4/3 αντίστοιχα στον κορεσμό ενώ στα μικρού μήκους καναλιού παίρνουν μεγαλύτερες τιμές. Ο συντελεστής c ονομάζεται παράγοντας συσχέτισης (correlation factor) και ισούται περίπου με j0.395 στην ισχυρή αντιστροφή και με j0.6 στην ασθενή αντιστροφή στον κορεσμό για μεγάλα τρανζίστορ [10].

Παρακάτω φαίνεται η μοντελοποίηση ενός MOS τρανζίστορ με τις διαφορετικές πηγές θορύβου που το επηρεάζουν.



Σχ 3.8-Πηγές θορύβου στο MOS τρανζίστορ στον κορεσμό

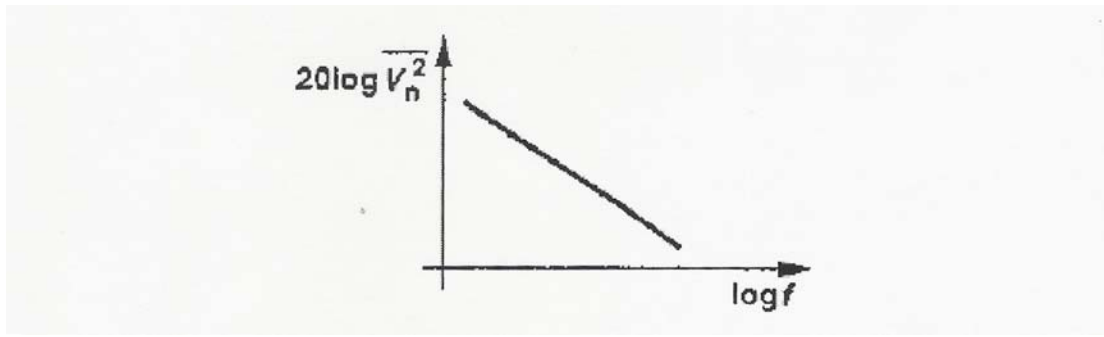
3.2.2 flicker θόρυβος

Η επαφή μεταξύ του οξειδίου της πύλης και του πυριτίου του υποστρώματος σε ένα MOSFET προκαλεί άλλη μια πηγή θορύβου που οφείλεται στους δεσμούς που αναπτύσσονται μεταξύ των κρυστάλλων και ο οποίος ονομάζεται flicker θόρυβος. Σε αντίθεση με το θερμικό θόρυβο η μέση ισχύς του flicker θορύβου δεν μπορεί να υπολογιστεί εύκολα. Αφού εξαρτάται από την καθαρότητα της επαφής μεταξύ οξειδίου και πυριτίου, ο flicker θόρυβος μπορεί να πάρει τιμές που διαφέρουν σημαντικά από τη μια τεχνολογία CMOS στην άλλη.

Ο flicker θόρυβος μοντελοποιείται εύκολα σαν μια πηγή τάσης συνδεδεμένη σε σειρά με την πύλη και της οποίας η μέση τετραγωνική τιμή δίνεται από τη σχέση:

$$\overline{V_n^2} = \frac{K}{C_{ox}WL} \cdot \frac{1}{f}$$

Όπου K μια σταθερά $10^{-25} V^2 F$, W, L : οι διαστάσεις του τρανζίστορ (πλάτος και μήκος καναλιού αντίστοιχα), f η συχνότητα υπολογισμού του θορύβου και C_{ox} η παρασιτική χωρητικότητα του οξειδίου σε F/m^2 . Όπως φαίνεται από την παραπάνω σχέση ο flicker θόρυβος είναι αντιστρόφως ανάλογος της συχνότητας γιαυτό και ονομάζεται και $1/f$ θόρυβος. Επίσης δεν εξαρτάται ούτε από το ρεύμα ούτε από τη θερμοκρασία. Αντίθετα εξαρτάται από τις διαστάσεις της συσκευής και μάλιστα όσο μεγαλύτερες είναι αυτές τόσο μικρότερη είναι η τιμή του θορύβου. Παρακάτω ακολουθεί το φάσμα του flicker θορύβου όπου φαίνεται καθαρά ότι όσο αυξάνει η συχνότητα τόσο μικραίνει ο θόρυβος [2].



Σχ 3.9-Συνάρτηση φάσματος flicker θορύβου

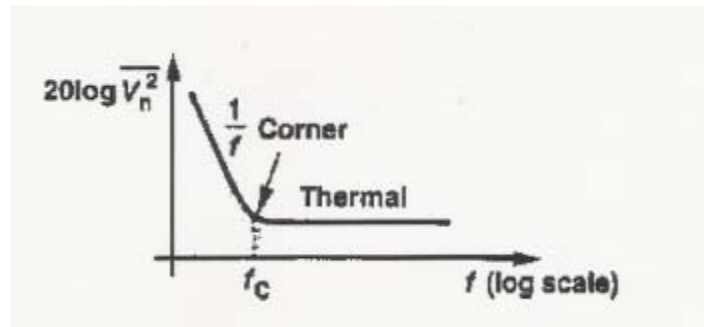
Τα δυο είδη ηλεκτρονικών θορύβων που προαναφέρθηκαν εμφανίζονται σε διαφορετικές συχνότητες. Ο flicker ή 1/f θόρυβος εμφανίζεται σε χαμηλές συχνότητες ενώ στις υψηλές είναι πολύ μικρές οι τιμές του ενώ από την άλλη ο θερμικός θόρυβος εμφανίζεται σε λίγο υψηλότερες συχνότητες. Υπάρχει λοιπόν μια τιμή συχνότητας, η οποία ονομάζεται f_c (f_{corner}) πέρα από την οποία υπερσχύει ο θερμικός θόρυβος. Για να υπολογίσουμε τη συχνότητα αυτή αρκεί να εξισώσουμε τις σχέσεις που δίνουν τις μέσες τετραγωνικές τιμές του θερμικού και του flicker θορύβου:

$$4KT\left(\frac{2}{3}g_m\right) = \frac{k}{C_{ox}WLf_c}g_m^2$$

Συνεπώς η ζητούμενη συχνότητα είναι:

$$f_c = \frac{k}{C_{ox}WL}g_m \frac{3}{8KT}$$

Παρακάτω δίνεται το φάσμα θορύβου που περιλαμβάνει και τα δυο είδη θορύβων.



Σχ 3.10-Συσχέτιση συναρτήσεων φασμάτων θερμικού και 1/f θορύβου

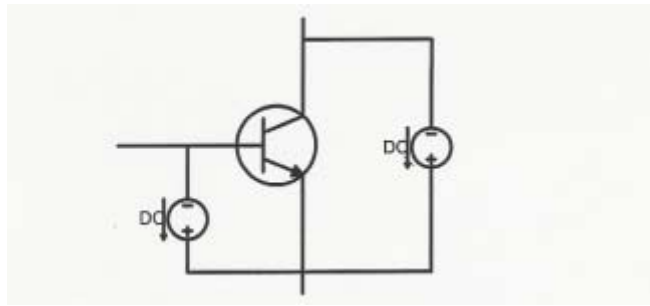
Πάντως για RF εφαρμογές όπως ο LNA αυτής της διπλωματικής οι συχνότητα λειτουργίας είναι αρκετά μεγάλη έτσι ώστε η επίδραση του flicker θορύβου να θεωρείται αμελητέα.

3.2.3 Shot θόρυβος

Οι ενεργές εφαρμογές, όπως τα BJTs, εκτός από θερμικό και flicker θόρυβο παράγουν και shot θόρυβο. Ο θόρυβος αυτός είναι λευκός και σχετίζεται με τη μεταφορά φορτίου γύρω από ένα ενεργό φάσμα όπως η ένωση pn και δίνεται από τη σχέση:

$$\overline{I_n^2} = 2qI$$

Όπου q το φορτίο του ηλεκτρονίου και I η μέση τιμή του ρεύματος. Για ένα διπολικό τρανζίστορ ο shot θόρυβος του συλλέκτη και της βάσης μοντελοποιείται με πηγές ρεύματος που συνδέουν τον συλλέκτη και τον εκπομπό, την βάση και τον εκπομπό αντίστοιχα όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα [2].



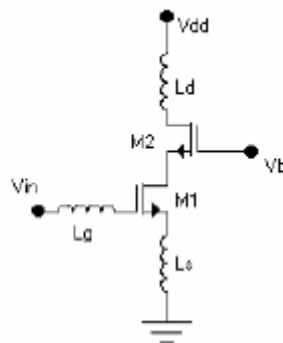
Σχ 3.11-Μοντελοποίηση shot θορύβου

3.3 Θόρυβος στους LNA

3.3.1 Εισαγωγή

Όπως έχουμε πει, ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA) αποτελεί το πρώτο στάδιο ενός δέκτη (receiver). Η σχεδίαση του LNA περιλαμβάνει tradeoffs μεταξύ πολλών συντελεστών που καθορίζουν την απόδοση του όπως κέρδος, θόρυβος, κατανάλωση, ταίριασμα, σταθερότητα και γραμμικότητα. Μιας και ο βασικός ρόλος ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου είναι να ελαττώσει τον ολικό συντελεστή θορύβου (noise figure) όλου του δέκτη, η βελτιστοποίηση του θορύβου είναι ένα από τα πιο σημαντικά βήματα στη διαδικασία σχεδίασης του. Στην παραδοσιακή μονολιθική μικροκυματική σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων οι ενεργές συσκευές δίνονται με συγκεκριμένες γεωμετρίες και χαρακτηριστικά. Για συγκεκριμένες συνθήκες συχνότητας και πόλωσης, μια έμπεδηση πηγής Z_s επιλέγεται για να ελαχιστοποιήσει το συντελεστή θορύβου. Μιας και η βέλτιστη έμπεδηση της πηγής (Z_{opt}) γενικά διαφέρει από τις συνθήκες ταιριάσματος ισχύος (power-match), αυτή η τεχνική συχνά προκαλεί μεγάλη κατανάλωση ή μη ταίριασμα στην είσοδο. Παρόλο που να επιλέγει ο σχεδιαστής τις γεωμετρίες των συσκευών είναι κάτι πολύ σημαντικό, οι περισσότεροι σχεδιαστές βασίζονται στις ίδιες τεχνικές βελτιστοποίησης επειδή δεν υπάρχει συγκεκριμένη διαδικασία στο πως ο σχεδιαστής θα επιλέξει τις βέλτιστες γεωμετρίες. Έτσι μπορούν να επιτύχουν ένα βέλτιστο noise figure με ένα ανεκτό μη ταίριασμα στην είσοδο (τυπικά $s_{11} \approx -10\text{dB}$) αλλά δεν εκμεταλλεύονται πλήρως τη δυναμική των ολοκληρωμένων LNAs. Πρόσφατα όμως νέες τεχνικές βελτιστοποίησης του θορύβου για CMOS ραδιοκυκλώματα επιτρέπουν μεγαλύτερη ευελιξία στην επιλογή των γεωμετριών της συσκευής όπως και στο ταίριασμα των στοιχείων και στις συνθήκες πόλωσης για να ελαχιστοποιηθεί ο θόρυβος για ένα συγκεκριμένο κέρδος ή για μια συγκεκριμένη κατανάλωση. Ωστόσο χρησιμοποιούν απλά μοντέλα μικρού σήματος όπως και σταθερά χαρακτηριστικά θορύβου [10].

Παρακάτω θα παρουσιαστούν αναλύσεις για την βελτιστοποίηση του θορύβου ενός LNA που στηρίζονται σε παράμετρους του θορύβου που έχουν μετρηθεί καθώς και στη θεωρία θορύβου των δίθυρων δικτύων.



Σχ 3.12-Απλοποιημένο σχηματικό ενός cascade-LNA

3.3.2 Τέσσερις παράμετροι θορύβου

Η απόδοση θορύβου ενός κυκλώματος συχνά χαρακτηρίζεται από μια παράμετρο που ονομάζεται συντελεστής θορύβου ή *noise factor*(F) ή *noise figure* ($R_n NF \approx 10 \log F$) ο οποίος δείχνει πόσο το δωσμένο

σύστημα υποβιβάζει το σηματοθορυβικό λόγο $F \approx \frac{(\frac{S}{N})_{in}}{(\frac{S}{N})_{out}}$. Σε μια συγκεκριμένη συχνότητα, ο συντελεστής

θορύβου ενός γραμμικού κυκλώματος παρουσιάζει παραβολική εξάρτηση από την εμπέδηση της πηγής που οδηγεί το κύκλωμα. Αυτή η συμπεριφορά έχει ως αποτέλεσμα την ύπαρξη σταθερών κύκλων θορύβου σε ένα διάγραμμα Smith και μπορεί να περιγραφεί και να αναλυθεί από τέσσερις παραμέτρους γνωστές και ως παράμετροι θορύβου οι οποίες ακολουθούν παρακάτω [10].

$$F = F_{min} + \frac{[(G_s - G_{opt})^2 + (B_s - B_{opt})^2] R_n}{G_s}$$

Όπου F_{min} είναι ο ελάχιστος συντελεστής θορύβου, G_s και B_s είναι το πραγματικό και φανταστικό μέρος αντίστοιχα της αγωγιμότητας της πηγής ($Y_s = 1/Z_s$), G_{opt} και B_{opt} είναι το πραγματικό και το φανταστικό μέρος αντίστοιχα της βέλτιστης αγωγιμότητας της πηγής ($Y_{opt} = 1/Z_{opt}$) και R_n είναι η ισοδύναμη αντίσταση θορύβου. Όταν η Y_s ισούται με την Y_{opt} , έχουμε την καλύτερη δυνατή απόδοση θορύβου F_{min} . Αν η Y_s διαφέρει από την Y_{opt} , η επίδραση της στον F ενισχύεται από την R_n . Ακόμα και αν ο F_{min} είναι πολύ μικρός, μεγάλο R_n και μεγάλη απόκλιση μεταξύ Y_s και Y_{opt} οδηγούν σε ένα υπερβολικά μεγάλο noise figure στο πραγματικό κύκλωμα.

Στην κατανόηση της σχεδίασης ενός ολοκληρωμένου κυκλώματος ένα από τα πιο σημαντικά θέματα είναι να μπορεί να καταλάβει κανείς τις επιδράσεις που έχει η διαβάθμιση της συσκευής (device scaling) στις παραμέτρους του θορύβου. Οι τέσσερις παράμετροι του θορύβου μπορούν να προκύψουν από το φάσμα ισχύος του ρεύματος του θορύβου όπως φαίνεται και από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\begin{aligned} F_{min} &\approx 1 + \frac{\omega}{\omega_T} \sqrt{\gamma \delta \zeta (1 - |c|^2)} \\ R_n &\approx \frac{\gamma g_{d0}}{g_m^2} \\ G_{opt} &\approx \frac{g_m \omega C_{gs}}{g_{d0}} \sqrt{\frac{\delta \zeta (1 - |c|^2)}{\gamma}} \\ B_{opt} &\approx -\omega C_{gs} \left(1 - c \frac{g_m}{g_{d0}} \sqrt{\frac{\delta \zeta}{\gamma}} \right). \end{aligned}$$

Η πρώτη σχέση δείχνει ότι τρανζίστορ με μικρότερο μήκος καναλιού έχουν καλύτερη απόδοση θορύβου επειδή η γωνιακή συχνότητα αποκοπής ω_T είναι ανάλογη του $1/L_{eff}$ ενώ το $\sqrt{\gamma\delta\zeta(1-|c|^2)}$ γίνεται το περισσότερο 6.5 φορές μεγαλύτερο απότι στην περίπτωση που έχουμε μακρύ κανάλι. Η δεύτερη σχέση δείχνει ότι τα μικρότερα τρανζίστορ βελτιώνουν το R_n . Γιαυτό, η επιλογή των γεωμετριών της συσκευής για τον LNA απαιτεί διαβάθμιση (scaling) του πλάτους έχοντας σαν σημείο αναφοράς το μικρότερο μήκος καναλιού που μπορεί να επιτευχθεί. Στις τέσσερις παραπάνω σχέσεις τα g_{d0} , g_m , C_{gs} μεταβάλλονται γραμμικά με το πλάτος του τρανζίστορ W ενώ οι συντελεστές θορύβου γ, δ, ζ και c είναι ανεξάρτητοι του πλάτους. Αυτές οι εξαρτήσεις φαίνονται αναλυτικότερα παρακάτω [10]:

$$F_{min} \text{ no width dependence}$$

$$R_n \propto 1/W$$

$$G_{opt} \propto W$$

$$B_{opt} \propto W.$$

Από τον ορισμό του noise figure που είδαμε παραπάνω και από την εξάρτηση του R_n με το πλάτος της συσκευής μπορούμε να βγάλουμε το συμπέρασμα ότι όσο πιο μεγάλο είναι το πλάτος του τρανζίστορ τόσο πιο μεγάλες πιθανότητες έχουμε να μειώσουμε το θόρυβο. Το πάνω όριο του πλάτους καθορίζεται από τον περιορισμό που έχουμε θέσει όσον αφορά την κατανάλωση του κυκλώματος. Όταν η τάση τροφοδοσίας και η μέγιστη κατανάλωση είναι γνωστά, μπορεί εύκολα να υπολογιστεί το πλάτος του βασικού τρανζίστορ. Με άλλα λόγια, για ένα συγκεκριμένο ρεύμα υποδοχής χαμηλή πόλωση της πύλης επιτρέπει μεγαλύτερο πλάτος συσκευής ενώ υψηλή πόλωση της πύλης απαιτεί τη μείωση του πλάτους της συσκευής.

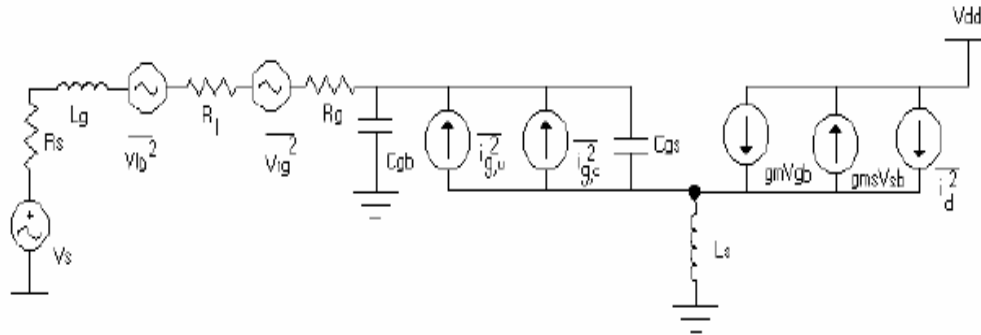
3.3.3 Ανάλυση θορύβου στον LNA

Για τον ενισχυτή της διπλωματικής αυτής εργασίας χρησιμοποιήσαμε την τεχνική *Inductive degeneration* κατά τη σχεδίαση του όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.12. Αυτή η τεχνική χρησιμοποιείται πολύ συχνά για τη σχεδίαση ενισχυτών χαμηλού θορύβου στενού εύρου ζώνης όπως θα δούμε πιο αναλυτικά σε επόμενο κεφάλαιο. Μπορεί να αποδειχτεί ότι το πηνίο L_s συνεισφέρει στην προσθήκη ενός στοιχείου αντίστασης στην εμπέδηση που φαίνεται από την πύλη (Z_G). Το άλλο πηνίο L_g χρησιμοποιείται για να ρυθμίζει το φανταστικό μέρος της Z_G έτσι ώστε από την είσοδο του κυκλώματος να φαίνεται σαν εμπέδηση μια πραγματική αντίσταση r_0 . Τα στοιχεία επιλέγονται με τέτοιο τρόπο ώστε η r_0 να είναι ίση με την αντίσταση της εισόδου. Το πιο σημαντικό πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι ότι δεν χρειάζεται φυσική αντίσταση για να δημιουργηθεί το πραγματικό μέρος της εμπέδησης που φαίνεται από την είσοδο. Έτσι δεν προστίθεται

Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm

καθόλου θόρυβος στην είσοδο με αποτέλεσμα το συνολικό noise figure του κυκλώματος να είναι αρκετά χαμηλότερο απότι αν χρησιμοποιούσαμε κάποια άλλη τεχνική στην σχεδίαση της εισόδου.

Το noise figure του LNA μπορεί να υπολογιστεί αναλύοντας το κύκλωμα που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχ 3.13-LNA μοντέλο μικρου σήματος

Η ανάλυση που βασίζεται σε αυτό το κύκλωμα αγνοεί την συνεισφορά επόμενων σταδίων στο συντελεστή θορύβου του ενισχυτή. Η χρήση ενός cascade σταδίου εξασφαλίζει ότι η προσέγγιση αυτή δεν θα εισάγει σοβαρά λάθη[5]. Ο συντελεστής θορύβου του ενισχυτή ορίζεται ως:

$$F \equiv \frac{\text{Total} \cdot \text{output} \cdot \text{noise}}{\text{Total} \cdot \text{output} \cdot \text{noise} \cdot \text{due} \cdot \text{to} \cdot \text{the} \cdot \text{source}}$$

Για να υπολογίσουμε το θόρυβο εξόδου του LNA ,η διαγωγιμότητα του πρέπει να υπολογιστεί πρώτα. Στη συχνότητα συντονισμού το τετραγωνικό πλάτος αυτής είναι:

$$|G_m|^2 = \frac{\omega_T^2}{\omega_0^2 R_s^2 \cdot \left[1 + \frac{\omega_T L_s}{R_s} \cdot \frac{C_{gs}}{(C_{gs} + C_{gb})} \right]^2}$$

Σε αυτήν την εξίσωση ,η οποία είναι έγκυρη στη συχνότητα συντονισμού ω_0 ,οι αντιστάσεις R_g και R_l έχουν αγνοηθεί αφού χρησιμοποιείται η αντίσταση εισόδου R_s .Επίσης ενώ σε προηγούμενες μελέτες αυτό δεν

Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm

συνέβαινε τώρα λαμβάνεται υπόψη και η χωρητικότητα C_{gb} . Από την παραπάνω σχέση μπορεί να προκύψει η πυκνότητα φάσματος ισχύος του θορύβου στην έξοδο ως εξής:

$$S_{a,R_s}(\omega_0) = \frac{4KT\omega_T^2}{\omega_0^2 R_s \left(1 + \frac{\omega_T L_s}{R_s} \cdot \frac{C_{gs}}{(C_{gs} + C_{gb})} \right)^2}$$

Όπως έχουμε δει, η βασική πηγή συνεισφοράς θορύβου στον LNA είναι ο θόρυβος του ρεύματος του καναλιού (S_{id}). Έτσι η πυκνότητα φάσματος ισχύος του θορύβου που προέρχεται από αυτήν την πηγή στην έξοδο είναι:

$$S_{a,id} = \frac{S_{id}}{\left(1 + \frac{\omega_T L_s}{R_s} \cdot \frac{C_{gs}}{(C_{gs} + C_{gb})} \right)^2}$$

Τα πλάτη των συσχετιζόμενων μερών του θορύβου στην πύλη και του θορύβου στην υποδοχή πρέπει να προστεθούν πριν οι ισχύεις των διάφορων συνεισφορών θορύβου προστεθούν. Έτσι προκύπτει ένας όρος που αναπαριστά τη συνδιασμένη επίδραση του θορύβου υποδοχής και του συσχετιζόμενου με αυτόν μέρους του θορύβου της πύλης (IGN). Αυτός ο όρος φαίνεται παρακάτω:

$$S_{a,id,ig_c}(\omega_0) = \frac{4KT \cdot \gamma \cdot \kappa \cdot g_{ms}}{\left(1 + \frac{\omega_T L_s}{R_s} \cdot \frac{C_{gs}}{(C_{gs} + C_{gb})} \right)^2}$$

Όπου:

$$k = \left[1 + \left| c \right| \frac{Q_L}{n} \sqrt{\frac{\delta}{5\gamma}} \right]^2$$

$$\gamma = \frac{1}{\sqrt{1+i_f/4}+1} \left[\frac{2}{3} (\sqrt{1+i_f/4}-1) + 1 \right]$$

Και:

$$Q_L = \frac{1}{\omega_0 R_s (C_{gs} + C_{gb})}$$

Ο τελευταίος όρος θορύβου είναι η συνεισφορά του μη συσχετιζόμενου μέρους του *Induced* θορύβου της πύλης. Το φάσμα ισχύος του φαίνεται παρακάτω:

$$S_{a,id,ig_u}(\omega_0) = \frac{4KT \cdot \gamma \cdot \xi \cdot g_{ms}}{\left(1 + \frac{\omega_T L_s}{R_s} \cdot \frac{C_{gs}}{C_{gs} + C_{gb}}\right)^2}$$

Όπου:

$$\xi = \frac{\delta}{5\gamma} \cdot \frac{1}{n^2} (1 + |c|^2) \cdot Q_L^2$$

Η συνολική συνεισφορά θορύβου του βασικού τρανζίστορ M1 είναι:

$$S_{a,M_1}(\omega_0) = \frac{4KT \cdot \gamma \cdot \chi \cdot g_{ms}}{\left(1 + \frac{\omega_T L_s}{R_s} \cdot \frac{C_{gs}}{C_{gs} + C_{gb}}\right)^2}$$

Όπου:

$$\chi = \kappa + \xi.$$

Έτσι μπορούμε να πούμε ότι με βάση τις παραπάνω σχέσεις ο συντελεστής θορύβου ολόκληρου του LNA διαμορφώνεται ως εξής:

$$F = 1 + g_{ms} \cdot \gamma \cdot \chi \cdot \left(\frac{\omega_0^2}{\omega_T^2}\right).$$

Όλοι οι όροι της παραπάνω εξίσωσης εξαρτώνται από το επίπεδο αναστροφής έτσι μπορούμε να πούμε ότι μπορούμε να έχουμε μια πλήρη εικόνα της διακύμανσης του θορύβου του LNA από περιοχές ασθενής μέχρι και ισχυρής αναστροφής. Βέβαια μέχρι στιγμής δεν έχουμε λάβει υπόψη μας την επίδραση των NQS φαινομένων πράγμα το οποίο γίνεται αμέσως παρακάτω.

Non-Quasi-Static(NQS) ανάλυση θορύβου του LNA

Οι τελευταίες μελέτες που έχουν γίνει όσον αφορά την ανάλυση θορύβου στους LNA περιλαμβάνουν την επίδραση τόσο του *Induced Gate Noise* όσο και του *substrate noise* σε όλα τα επίπεδα αναστροφής όπως είδαμε και στο κεφάλαιο 2 ωστόσο αγνοούν την επίδραση των NQS φαινομένων δηλαδή τη συμπεριφορά του θορύβου του κυκλώματος για συχνότητες λειτουργίας πολύ κοντά στην NQS περιοχή [4].

Η προσθήκη των δυο επαγωγικών στοιχείων (L_s, L_g) παρέχουν ένα επιπλέον βαθμό ελευθερίας στη σχεδίαση του ενισχυτή. Αν η αντίσταση εισόδου r_0 διατηρείται σαν μια ελεύθερη παράμετρος, μία αεργή αντίσταση ταιριάσματος (matching reactance) jx_G που αντιστοιχεί σε κάθε επιλεγμένη τιμή της degeneration αεργής αντίστασης jx_s μπορεί να βρεθεί. Έτσι μπορεί εύλογα να προκύψει το ερώτημα εάν υπάρχει μια συγκεκριμένη τιμή της x_s που οδηγεί σε ένα ελάχιστο συντελεστή θορύβου του ενισχυτή.

Από το κύκλωμα μικρού σήματος, η κανονικοποιημένη εμπέδηση εισόδου που φαίνεται από την πύλη Z_G δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\frac{1}{z_G} = \frac{n-1}{2n^2} \cdot j\Omega + \frac{y_{gsi}}{n} \cdot \frac{1}{1 + jx_s \cdot (y_{ms} + n \cdot y_{gsi})}$$

Όπου οι παράμετροι που αντιστοιχούν στο ταίριασμα της εμπέδησης (impedance matching) είναι:

$$r_0 = \Re\{z_G\} \quad \text{and} \quad x_G = -\Im\{z_G\}.$$

Ο θόρυβος εξόδου είναι το άθροισμα των συνεισφορών των τριών ενδογενών πηγών θορύβου του τρανζίστορ και του degenerator του ίδιου και ισούται με :

$$i_{n,out} = i_{n,D} + i_{n,G} \cdot \Gamma_G + i_{n,S} \cdot \Gamma_S + i_{n,O} \cdot \Gamma_O$$

Όπου $i_{n,0}$ είναι το ρεύμα θορύβου της generator αντίστασης και $\Gamma_G, \Gamma_S, \Gamma_O$ είναι τα κέρδη των ρευμάτων από τις αντίστοιχες πηγές θορύβου στην έξοδο. Για παράδειγμα το Γ_G ορίζεται ως $\frac{di_{out}}{di_{n,G}}$. Αυτοί οι τρεις παράγοντες μπορούν εύκολα να υπολογιστούν σχηματικά παρόλο που η μαθηματική τους αναπαράσταση είναι πολύ περίπλοκη.

Έτσι ο συνολικός συντελεστής θορύβου είναι το κλάσμα του συνολικού φασματος του θορύβου στην έξοδο προς τη μονή συνεισφορά της generator αντίστασης. Η σχέση αυτή φαίνεται παρακάτω:

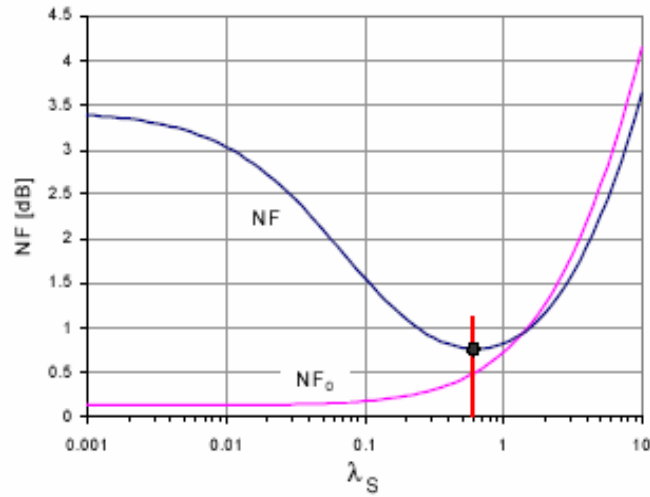
$$NF = 1 + \frac{s_{n,i_D}^2 + s_{n,i_G}^2 \cdot |\Gamma_G|^2 + s_{n,i_S}^2 \cdot |\Gamma_S|^2 + 2 \cdot \Re \{ s_{n,i_G} i_D^* \cdot \Gamma_G + s_{n,i_G} i_S^* \cdot \Gamma_G \Gamma_S^* + s_{n,i_S} i_D^* \cdot \Gamma_S \}}{|\Gamma_0|^2 / r_0},$$

η οποία απλά θα ήταν αν δεν παίρναμε τα NQS φαινόμενα υπόψιν:

$$NF_0 = 1 + r_0 \cdot s_{n,i_D}^2 (\Omega = 0) \cdot \left| \frac{1 + \Gamma_S}{\Gamma_0} \right|^2$$

Αυτοί οι δύο συντελεστές θορύβου φαίνονται γραφικά στο παρακάτω σχήμα [4] σαν συνάρτηση της μεταβλητής λ_S που είναι ανάλογη της αεργής αντίστασης της αγωγιμότητας της πηγής και κανονικοποιείται στην Quasi-Static(QS) διαγωγιμότητα της πηγής ως εξής:

$$\lambda_S = \frac{\omega \cdot L_S}{g_{ms}} = \frac{x_S}{\chi_f - \frac{1}{2}}.$$



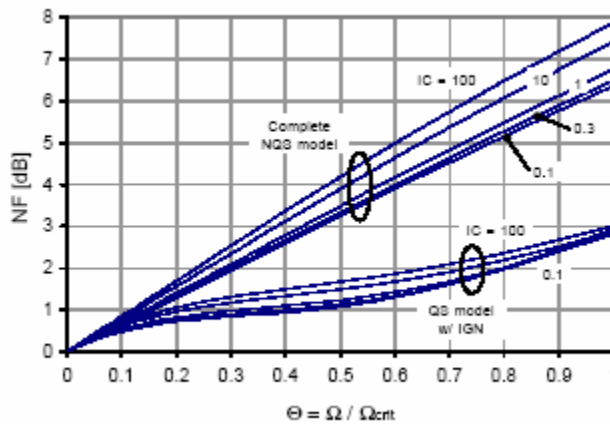
Σχ 3.14-Nf vs λ_S για $\Theta=0.1$, IC=10 , n=1.35

Στις QS συχνότητες $\Theta \ll 1$, το λ_s είναι ίσο με το συντελεστή

ποιότητας της επαγωγής της πηγής (Q_L). Χωρίς να λάβουμε υπόψιν τον NQS θόρυβο μοιάζει πιθανό να πετύχουμε ένα πολύ καλό συντελεστή θορύβου στην προσέγγιση κοινής πηγής (common-source configuration, $\lambda_s=0$) αφού η πύλη μπορεί να ρυθμιστεί να συντονίζεται με το πηνίο L_G με ένα μεγάλο Q_L και να παράγει ένα μεγάλο κέρδος τάσης στην πύλη. Σύμφωνα με το μοντέλο μας, ο μέγιστος συντελεστής ποιότητας στην πύλη καθορίζεται από το πραγματικό μέρος (resistive component) της εισόδου της πύλης y_{GG} που είναι ένα προϊόν των NQS επιδράσεων. Κατά συνέπεια ο NF_o παίρνει πολύ χαμηλές τιμές όταν το λ_s τείνει στο μηδέν. Πρέπει όμως να τονιστεί ότι το κύκλωμα στην πραγματικότητα δε μπορεί να χρησιμοποιηθεί κάτω από τέτοιες συνθήκες μιας και ο ισοδύναμος συντελεστής ποιότητας της πύλης θα ήταν πολύ μεγάλος.

Όταν λαμβάνουμε υπόψιν μας τον NQS θόρυβο το αποτέλεσμα της γραφικής αναπαράστασης του θορύβου είναι πολύ διαφορετικό. Στην common-source configuration ο Induced Gate θόρυβος καταστρέφει το πιθανό κέρδος εξαιτίας του μεγάλου συντελεστή ποιότητας της πύλης και αναγκάζει το noise figure σε τιμές μεγαλύτερες από τα 3dB. Παρ'όλ'αυτά ένα πολύ καλά ορισμένο βέλτιστο στη γραφική παράσταση του noise figure εμφανίζεται όταν το x_s είναι κοντά στο g_{ms} . Μελετώντας την συμπεριφορά αυτού του βέλτιστου, μπορεί να δειχθεί ότι πάντα βρίσκεται γύρω από το $\lambda_s \approx 0.5$ και εξαρτάται πολύ λίγο από το συντελεστή αναστροφής IC και από τη συχνότητα λειτουργίας.

Πρέπει επίσης να πούμε ότι η παράσταση NF-1 είναι κατά πρώτη προσέγγιση ανάλογη του Θ . Αυτό φαίνεται στο παρακάτω σχήμα το οποίο δείχνει το ελάχιστο noise figure ως συνάρτηση της κανονικοποιημένης συχνότητας λειτουργίας Θ . Το σχήμα επίσης δείχνει τις βέλτιστες γραφικές αναπαραστάσεις που αντιστοιχούν σε ένα απλό IGN μοντέλο όπου το ελάχιστο noise figure φαίνεται καθαρά ότι αποκλίνει αρκετά από την πραγματική του τιμή για $\Theta > 1$.



Σχ 3.15-Nf vs Θ

Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm

Noise figure μικρότερο από 3 dB μπορεί να επιτευχθεί για $\Theta=0.4$ παρόλο που είναι πολύ κοντά στη συχνότητα αποκοπής. Χαμηλότερος συντελεστής θορύβου επιτυγχάνεται στην ασθενή αναστροφή μιας και εκεί το τρανζίστορ είναι λιγότερο θορυβώδες και ο συντελεστής ποιότητας στην πύλη είναι καλύτερος.

Τέλος πρέπει να τονίσουμε ότι ο συντελεστής θορύβου σε μια πραγματική υλοποίηση ενός LNA αναμένεται χειρότερος από τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τις παραπάνω αναλύσεις εξαιτίας των παρακάτω φαινομένων:

- Τις απώλειες στο κύκλωμα εισόδου
- Τη συνεισφορά στο θόρυβο που έχει το cascade τρανζίστορ
- Τη συνεισφορά στο θόρυβο της αντίστασης του φορτίου
- Τη συνεισφορά στο θόρυβο του buffer εξόδου

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 : *ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ MOS ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ*

Σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζεται μια μεθοδολογία για τη βελτιστοποίηση του MOS τρανζίστορ όσον αφορά το ρεύμα και τη γεωμετρία του [6], η οποία αποδείχτηκε πολύ χρήσιμη κατά την υλοποίηση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου καθώς μας οδήγησε στις πιο σωστές επιλογές έτσι ώστε να ικανοποιούνται σε ικανοποιητικό βαθμό όλα τα σημαντικά tradeoffs της σχεδίασης. Το ρεύμα υποδοχής I_d , ο συντελεστής αντιστροφής IC και το μήκος καναλιού L επιλέχθηκαν σαν τρεις ανεξάρητοι βαθμοί σχεδιαστικής ελευθερίας με βάση τους οποίους να επιλεγεί ένα βέλτιστο πλάτος καναλιού. Για ένα συγκεκριμένο ρεύμα καναλιού στον κορεσμό, ο συντελεστής αντιστροφής και το μήκος καναλιού που επιλέγουμε καθορίζουν ένα σημείο πάνω σε ένα πλάνο λειτουργίας το οποίο δείχνει τα σημαντικά tradeoffs και πως τα διάφορα μεγέθη που επηρεάζουν μεταβάλλονται ανάλογα με τις επιλογές μας. Η λειτουργία στην περιοχή της ασθενής αντιστροφής με μεγάλο μήκος καναλιού βελτιστοποιεί το dc κέρδος ενώ αντίθετα η λειτουργία σε ισχυρή αναστροφή με μικρό μήκος καναλιού βελτιστοποιεί το εύρος ζώνης.

4.1 Εισαγωγή

Η αναλογική CMOS σχεδίαση σε επίπεδο τρανζίστορ περιλαμβάνει την επιλογή της αρχιτεκτονικής των κυκλωμάτων και της τοπολογίας των τρανζίστορ. Η χρονοβόρα διαδικασία σχεδίασης μαζί με την έλλειψη έμπειρων σχεδιαστών έχει οδηγήσει στη σχεδίαση χρήσιμων εργαλείων CAD που παρέχουν πολύ σημαντική βοήθεια στους σχεδιαστές. Έτσι αυτοί επιλέγουν την τοπολογία ενός κυκλώματος και τις επιθυμητές προδιαγραφές απόδοσης και στη συνέχεια κάνοντας προσωμειώσεις με αυτά τα εργαλεία πετυχαίνουν τη βελτιστοποίηση μεγεθών όπως ρεύματα και γεωμετρίες.

Η χρήση αυτών των εργαλείων είναι πάρα πολύ σημαντική καθώς δεν αντικαθιστά τον σχεδιαστή αλλά αντίθετα τον καθοδηγεί σωστά έτσι ώστε να κάνει βέλτιστες επιλογές κάνοντας προσωμειώσεις στον υπολογιστή εξοικονομώντας πολύ χρόνο απότι αν έκανε όλες αυτές τις δοκιμές σε πραγματικά κυκλώματα. Αυτή η μεθοδολογία, που χρησιμοποιήθηκε σε αυτήν την εργασία, υποστηρίζει τη λειτουργία σε όλες της περιοχές αντιστροφής από την ασθενή και μέτρια μέχρι την ισχυρή. Η λειτουργία σε μέτρια αντιστροφή είναι ιδιαίτερα σημαντική στη μοντέρνα CMOS σχεδίαση χαμηλής τροφοδοσίας και χαμηλής κατανάλωσης μιας και προσφέρει

πολύ καλό transconductance efficiency (gm/Id) ,χαμηλή τάση κορεσμού υποδοχής-πηγής V_{DSAT} ενώ διατηρεί το εύρος ζώνης (bandwidth) σε πολύ καλά επίπεδα.

Η μεθοδολογία που παρουσιάζεται παρακάτω περιλαμβάνει όλα τα φαινόμενα που επηρεάζουν μη γραμμικά τη λειτουργία του MOS τρανζίστορ όπως οι επιδράσεις του velocity saturation στο transconductance efficiency ,οι επιδράσεις του drain induced barrier lowering (DIBL) στην διαγωγιμότητα g_{ds} σε χαμηλά επίπεδα αντιστροφής με μικρό μήκος καναλιού ,μη ταίριασμα και flicker θόρυβο.Όλα αυτά βέβαια με τη χρήση του EKV3 MOS μοντέλου.

4.2 Επίπεδο αντιστροφής

Η βέλτιστη επιλογή του ρεύματος και της γεωμετρίας του τρανζίστορ γίνεται πολύ πολύπλοκη εξαιτίας των τριών βαθμών σχεδιαστικής ελευθερίας που έχουμε ήδη αναφέρει.Παλιότερα αυτοι οι τρεις βαθμοί ήταν συνήθως το ρεύμα υποδοχής ,το μήκος καναλιού και το πλάτος καναλιού.Σε αυτήν εδώ τη μεθοδολογία το πλάτος καναλιού έχει αντικατασταθεί από τον συντελεστή αντιστροφής .Η χρήση του συντελεστή αντιστροφής επιτρέπει μια πιο σωστή επιλογή της λειτουργίας του τρανζίστορ οπουδήποτε στην ασθενή ,μέτρια ή ισχυρή αντιστροφή ,η οποία επηρεάζει την απόδοση από όλες τις οπτικές γωνίες.Με βάση την επιλογή των παραπάνω τριών βαθμών ελευθερίας υπολογίζεται και το βέλτιστο πλάτος του καναλιού.

Ο συντελεστής αντιστροφής IC είναι μια κανονικοποιημένη μέτρηση του ρεύματος Id που αριθμητικά περιγράφει το επίπεδο της αντιστροφής του καναλιού.Το IC δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$IC = \frac{I_D}{2n\mu C_{OX} (W/L)U_T^2} = \frac{I_D}{2nk(W/L)U_T^2}$$

Όπου I_D το ρεύμα υποδοχής , $n = (C_{OX} + C_{DEP}) / C_{OX}$ και σχετίζεται με τη χωρητική διαίρεση μεταξύ πύλης,επιφάνειας και σώματος , C_{DEP} η χωρητικότητα μείωσης ανά μονάδα επιφάνειας ,μ είναι η κινητικότητα επιφάνειας , C_{OX} είναι η χωρητικότητα του οξειδίου της πύλης ανά μονάδα επιφάνειας , U_T είναι η θερμοδυναμική τάση , $k_p = \mu C_{OX}$ είναι ένας συντελεστής διαγωγιμότητας και W,L είναι το πλάτος και το μήκος καναλιού αντίστοιχα.

Από αυτήν τη σχέση ,η λειτουργία στο κέντρο της μέτριας αντιστροφής (IC=1) συμβαίνει για ένα ρεύμα

$I_D = 2n\mu C_{OX} U_T^2 (W/L)$ όπου οι ασυμπτωτικές τιμές της διαγωγιμότητας χαμηλής αναστροφής

$g_{mWEAK} = I_D / (nU_T)$ και διαγωγιμότητας ισχυρής αναστροφής $g_{mSTRONG} = \sqrt{2I_D (\mu C_{OX} / n)(W/L)}$ είναι ίσες

δείχνοντας ότι το μοντέλο μας είναι συνεχές.Το κανονικοποιημένο ρεύμα στον παρανομαστή της σχέσης του

IC αναπαριστά το forward ρεύμα i_f στο EKV3 μοντέλο.Η λειτουργία σε ασθενή αντιστροφή συμβαίνει για

$IC < 1$ ($V_{gs} - V_t = -72mV$) , το κέντρο της μέτριας αντιστροφής συμβαίνει για $IC = 1$ ($V_{gs} - V_t = 40mV$) και η

ισχυρή αναστροφή υφίσταται για $IC > 10$ ($V_{gs} - V_t = 220mV$) . Η τάση V_{gs} είναι η τάση πύλης-πηγής ενώ η V_t

είναι η τάση threshold.Η $V_{gs} - V_t$ ονομάζεται gate overdrive τάση και είναι συνάρτηση του IC.

Μιας και τόσο το n όσο και το μ μειώνονται όσο αυξάνει η τάση της πύλης και κατα συνέπεια το επίπεδο

αντιστροφής ,καθορίζουμε έναν σταθερό κανονικοποιημένο συντελεστή αντιστροφής IC_0 όπου $n = n_0$ και

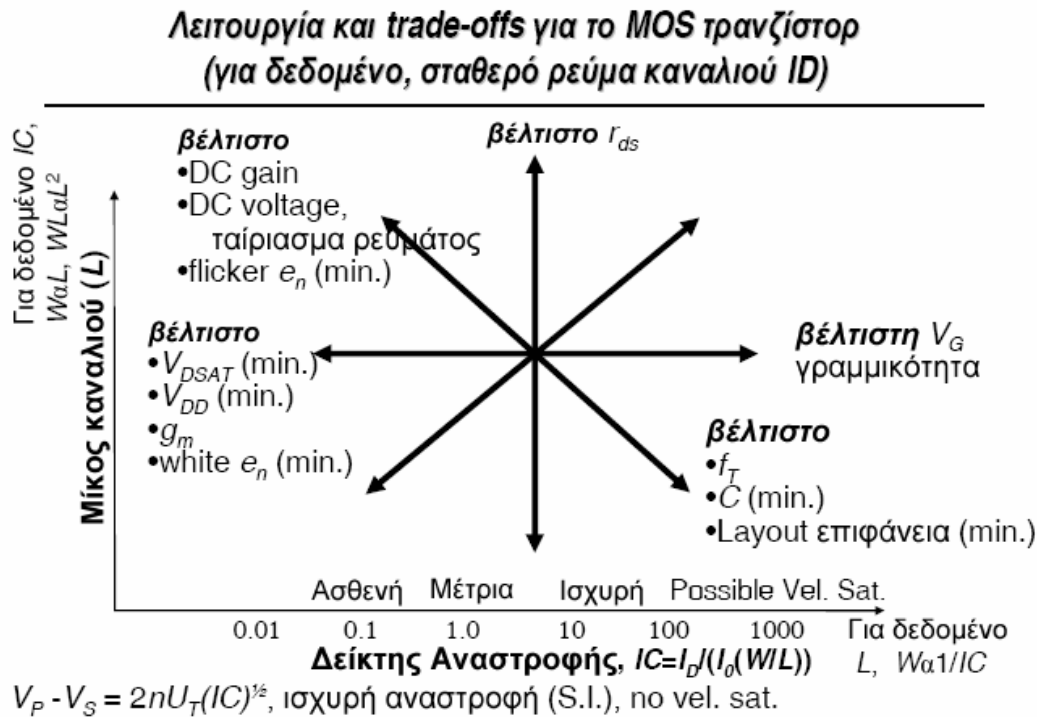
$$\mu = \mu_0. \text{Ισχύει ότι: } IC_0 = \frac{I_D}{2n_0\mu_0 C_{ox} (W/L) U_T^2} = \frac{I_D}{I_0 (W/L)} \text{ όπου } I_0 = 2n_0\mu_0 C_{ox} U_T^2 \text{ είναι ένα ρεύμα}$$

τεχνολογίας που είναι ανεξάρτητο από τις συνθήκες πόλωσης και από τα W,L. Για κάθε CMOS διαδικασία σχεδίασης υπάρχει μία NMOS και μία PMOS τιμή για αυτό το ρεύμα.

4.3 Tradeoffs στην απόδοση των αναλογικών MOS κυκλωμάτων

4.3.1 MOS πίνακας λειτουργίας

Για ένα MOSFET που λειτουργεί σε ένα συγκεκριμένο ρεύμα I_d τα tradeoffs της σχεδίασης μπορούν να δειχτούν από ένα πίνακα που έχει σαν διαστάσεις το συντελεστή αντιστροφής και το μήκος καναλιού, τους άλλους δύο δηλαδή ανεξάρτητους σχεδιαστικούς βαθμούς ελευθερίας που χρησιμοποιούνται σε αυτήν εδώ τη μεθοδολογία. Αυτός ο πίνακας ονομάζεται *MOSFET Operating Plane* και φαίνεται στο σχήμα 4.1 [6].



Σχ 4.1-MOSFET Operating Plane

Κάθε MOSFET στον κορεσμό μπορεί να περιγραφεί από ένα σημείο πάνω σε αυτόν τον πίνακα ανάλογα με το επίπεδο αντιστροφής IC και το μήκος καναλιού L. Διαφορετικές συσκευές είναι πιθανό να λειτουργούν σε διαφορετικά σημεία στον πίνακα καθώς χρειάζονται διαφορετικές βελτιστοποιήσεις διαγωγιμότητας, διαγωγιμότητας εξόδου, κέρδους, εύρους ζώνης, dc matching, θορύβου και άλλων παραμέτρων. Όπως φαίνεται στο σχήμα, οι χωρητικότητες του MOS και το εύρος ζώνης εγγενούς κέρδους f_t βελτιστοποιούνται σε υψηλά επίπεδα αντιστροφής και ελάχιστα μήκη καναλιού. Αντίθετα το dc κέρδος του τρανζίστορ ($A_{vi} = g_m / g_{ds}$), το dc matching και ο flicker θόρυβος βελτιστοποιούνται για αντίθετες συνθήκες χαμηλού επιπέδου αντιστροφής και μέγιστου μήκους καναλιού ενώ η γραμμικότητα της διαγωγιμότητας βελτιστοποιείται για υψηλό επίπεδο αντιστροφής. Τέλος η αντίσταση εξόδου $r_{ds} = 1 / g_{ds}$ βελτιστοποιείται για μέγιστο μήκος καναλιού. Αυτά τα tradeoffs απόδοσης είναι πάρα πολύ σημαντικά για αυτό και θα αναλυθούν εκτενέστερα παρακάτω.

4.3.2 MOS Sizing Relationships

Ισχύει ότι: $(W / L) = \left(\frac{1}{IC_0} \right) \left(\frac{I_D}{I_0} \right)$, $W = \left(\frac{L}{IC_0} \right) \left(\frac{I_D}{I_0} \right)$

Από αυτές τις σχέσεις μπορούμε να καταλήξουμε στα εξής συμπεράσματα

- Αν αυξήσουμε το επίπεδο αντιστροφής IC ενώ κρατήσουμε σταθερό το ρεύμα Id και το μήκος καναλιού L βλέπουμε ότι τόσο το W/L όσο και το W μειώνονται αντίστροφα με την αύξηση του IC.
- Αν αυξήσουμε το μήκος καναλιού L και διατηρήσουμε σταθερό το ρεύμα Id και το επίπεδο αντιστροφής IC το πλάτος W πρέπει να αυξηθεί ανάλογα με το μήκος L έτσι ώστε το W/L να διατηρηθεί σταθερό.
- Αν αυξήσουμε το ρεύμα Id διατηρώντας το επίπεδο αντιστροφής και το μήκος καναλιού σταθερό τόσο το W/L όσο και το W αυξάνονται ανάλογα με το ρεύμα.

4.3.3 MOS DC Bias Voltage and Small Signal Parameter Relationships

Ισχύει ότι:

$$\Delta V = V_{GS} - V_T = 2nU_T \ln(e^{\sqrt{IC}} - 1) \approx nU_T \ln(IC) \quad \text{W.I(Weak Inversion)}$$

$$\Delta V = V_{GS} - V_T = 2nU_T \ln(e^{\sqrt{IC}} - 1) \approx 2nU_T \sqrt{IC} \quad \text{S.I(Strong Inversion)}$$

$$V_{DSAT} = 2U_T [(\sqrt{IC + 0.25} + 0.5) + 1] \approx 4U_T \quad \text{W.I}$$

$$V_{DSAT} = 2U_T [(\sqrt{IC + 0.25} + 0.5) + 1] \approx 2U_T \sqrt{IC} \approx \Delta V / n \approx \Delta V \quad \text{S.I}$$

$$\frac{g_m}{I_D} \approx \frac{1 - e^{-\sqrt{IC}}}{nU_T \sqrt{IC}} \approx \frac{1}{nU_T (\sqrt{IC + 0.25} + 0.5)}$$

$$\frac{g_{ds}}{I_D} = \frac{1}{V_A + V_{DS}} \approx \frac{1}{V_A} = \frac{1}{VAL \cdot L}$$

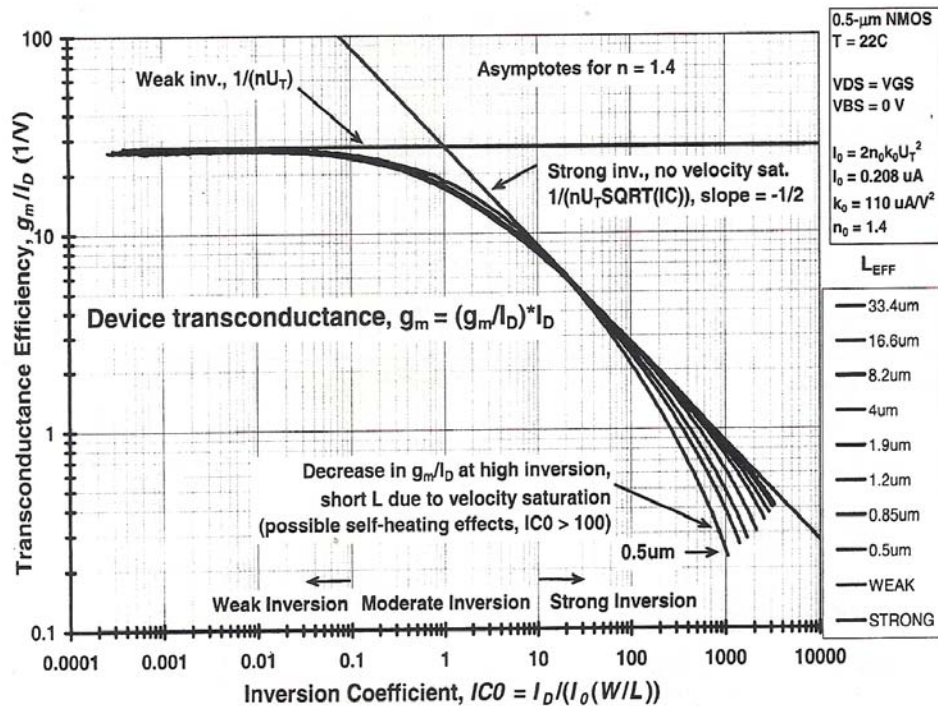
Οι παραπάνω σχέσεις μας δίνουν τα εξής μεγέθη: Την overdrive τάση πύλης-πηγής $V_{gs}-V_t$, την τάση κορεσμού πύλης-πηγής, το transconductance efficiency g_m/I_d και την κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα εξόδου g_{ds}/I_d σαν συναρτήσεις του επιπέδου αντιστροφής IC , του μήκους καναλιού L και του ρεύματος I_d . Παρατηρούμε ότι αυξάνοντας το επίπεδο αντιστροφής και διατηρώντας το μήκος καναλιού και το ρεύμα σταθερά το ΔV αυξάνεται εκθετικά με το IC στην ασθενή αντιστροφή ενώ στην ισχυρή αυξάνεται αναλογα με τη ρίζα του IC . Στις περιπτώσεις που είτε αυξάνουμε το μήκος καναλιού διατηρώντας IC και I_d σταθερά, είτε αυξάνουμε το ρεύμα διατηρώντας τα IC και L σταθερά το ΔV παραμένει ανεπηρέαστο. Όσον αφορά το V_{dsat} , παρατηρούμε ότι αυξάνοντας το επίπεδο αντιστροφής διατηρώντας τα L και I_d σταθερά, αυτό παραμένει σταθερό στην ασθενή αντιστροφή ενώ αυξάνεται ανάλογα με τη ρίζα του IC στην ισχυρή αντιστροφή. Στις περιπτώσεις που είτε αυξάνουμε το μήκος καναλιού διατηρώντας IC και I_d σταθερά, είτε αυξάνουμε το ρεύμα διατηρώντας τα IC και L σταθερά το V_{dsat} παραμένει ανεπηρέαστο.

Η γραφική αναπαράσταση του transconductance efficiency φαίνεται στο παρακάτω σχήμα για ένα κανονικοποιημένο IC_0 το οποίο παίρνει τιμές από 0.001 μέχρι 1000 για διάφορα μήκη καναλιού (0.5 ,0.85 ,1.2 ,1.9 ,4 ,8.2 ,16.6 33.4μm) [6].

Το g_m/I_d είναι μέγιστο στην ασθενή αντιστροφή όπου $g_m / I_D \cong 1/nU_T$ και πέφτει κατά 38% στο κέντρο της μέσης αντιστροφής όπου $IC \approx IC_0 = 1$ ενώ προοδευτικά ελαττώνεται και στην ισχυρή αντιστροφή σύμφωνα με τη σχέση $g_m / I_D \cong 1/nU_T \sqrt{IC}$.

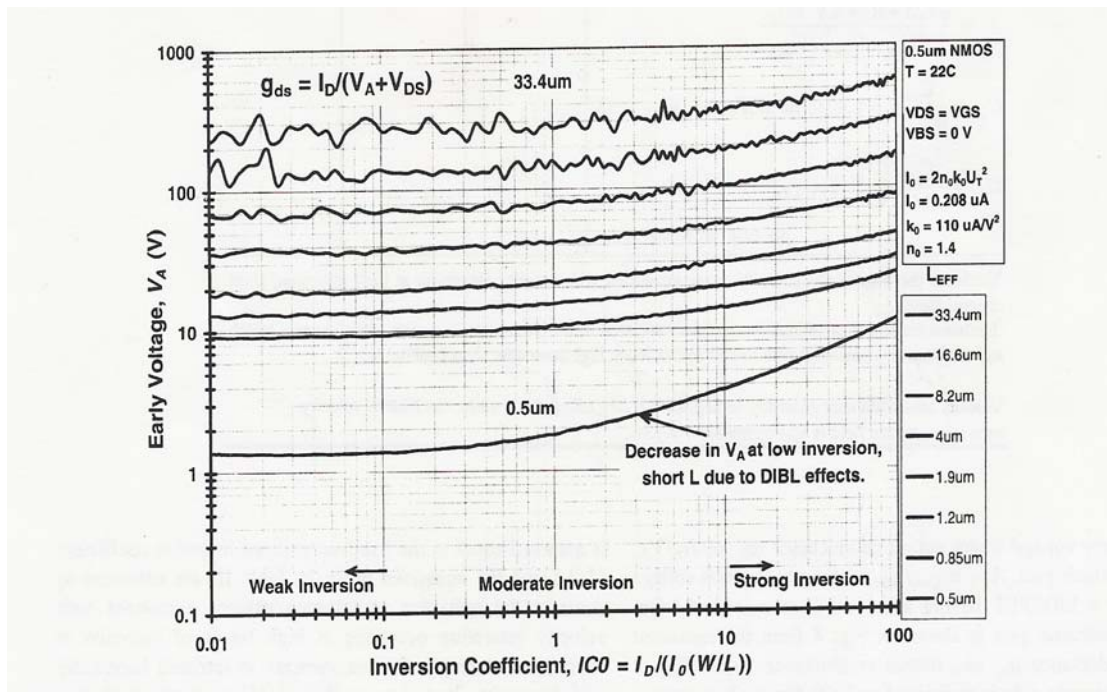
Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm

Το σχήμα της γραφικής παράστασης του g_m/I_D είναι καθολικό για όλη τη λειτουργία του MOS τρανζίστορ ενώ είναι ανεξάρτητο από το μήκος του καναλιού L μέχρι οι επιδράσεις του φαινομένου του velocity saturation να γίνουν σημαντικές. Για μικρά μήκη καναλιού το g_m/I_D πέφτει πιο χαμηλά απότι ήταν αναμενόμενο στην ισχυρή αντίστροφη εξαιτίας του velocity saturation . Επίσης το g_m/I_D παραμένει αμετάβλητο στην περίπτωση που μεταβάλλουμε το ρεύμα διατηρώντας σταθερά τα I_C, L



Σχ 4.2- g_m/I_D vs IC

Η κανονικοποιημένη διαγωγιμότητα εξόδου g_{ds} παρουσιάζεται στο σχήμα 4.3 μέσω της τάσης Early (V_A) [6]. Είναι σημαντικό να τονίσουμε ότι η τάση Early δεν θεωρείται σταθερή αλλά εξαρτάται από το μήκος καναλιού και σε μικρότερο βαθμό από τις συνθηκες πόλωσης. Στο σχήμα 4.3 φαίνεται η γραφική αναπαράσταση της τάσης Early για ένα IC_0 που παίρνει τιμές από 0.01 μέχρι 100 για διάφορα μήκη καναλιού (0.5, 0.85, 1.2, 1.9, 4, 8.2, 16.6, 33.4 μm). Οι μετρήσεις της διαγωγιμότητας εξόδου περιορίζονται σε ένα επίπεδο αντιστροφής IC μέχρι 100 εξαιτίας πιθανών self-heating λαθών. Τέτοια λάθη μπορούν να είναι ιδιαίτερα σημαντικά στις μετρήσεις της διαγωγιμότητας εξόδου μιας και μια βηματική αύξηση στην τάση υποδοχής-πηγής έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της θερμοκρασίας της συσκευής, χαμηλότερη κινητικότητα και την εμφάνιση μιας μη φυσιολογικής μικρής μεταβολής στο ρεύμα καναλιού. Για ένα επίπεδο αντιστροφής $IC=10$ (στην αρχή της ισχυρής αντιστροφής) η τάση Early παρουσιάζει μια σχεδόν γραμμική αύξηση σε σχέση με το μήκος καναλιού L . Για μεγαλύτερα IC παρατηρείται μια μικρή αύξηση της τάσης Early που πιθανώς οφείλεται αυξανόμενη τάση υποδοχής-πηγής. Τα τρανζίστορ με ελάχιστο μήκος καναλιού παρουσιάζουν, σε αντίθεση με τα υπόλοιπα, μια δραματική πτώση της Early τάσης σε χαμηλά επίπεδα αντίστροφης πράγμα το οποίο πιθανόν οφείλεται στο φαινόμενο DIBL.



Σχ 4.3- V_A vs IC

Τα δυο παραπάνω σχήματα απεικονίζουν μερικά από τα tradeoffs στην αναλογική CMOS σχεδίαση. Μεγιστοποιώντας την διαγωγιμότητα g_m για να επιτύχουμε μέγιστο κέρδος σημαίνει αυτόματα ότι έχουμε λειτουργία στην ασθενή ή μέτρια αντιστροφή. Ελαχιστοποιώντας τη διαγωγιμότητα εξόδου για μέγιστο κέρδος προϋποθέτει λειτουργία σε μεγάλα μήκη καναλιού L . Όπως όμως θα δούμε παρακάτω η λειτουργία σε χαμηλά επίπεδα αντιστροφής με μεγάλα μήκη καναλιού μπορεί να βελτιστοποιεί το κέρδος ωστόσο ελαχιστοποιεί το εύρος ζώνης.

4.3.4 MOS Gain and Bandwidth Relationships

Ισχύει ότι:

$$A_{vi} = \frac{g_m}{g_{ds}} = \frac{I_D (g_m / I_D)}{I_D (g_{ds} / I_D)} = \frac{I_D / V_{gm}}{I_D / V_A} \approx \frac{V_A}{V_{gm}} \approx \frac{VAL \cdot L}{nU_T (\sqrt{0.25 + IC} + 0.5)}$$

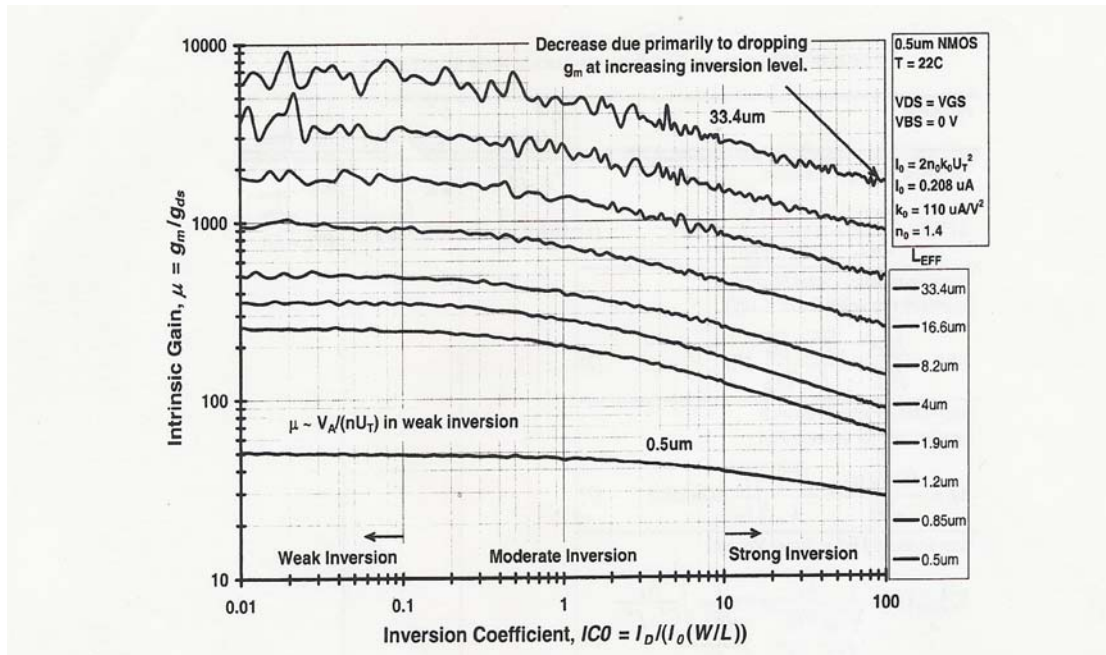
$$f_{Ti} = \frac{g_m}{2\pi(C_{gsi} + C_{gbi})} = \frac{g_m}{2\pi WLC_{OX}(C'_{gsi} + C'_{gbi})} = \frac{\frac{I_D}{nU_T (\sqrt{0.25 + IC} + 0.5)}}{2\pi(C'_{gsi} + C'_{gbi}) \left(\frac{L^2}{IC_0}\right) \left(\frac{I_D}{I_0}\right) C_{OX}}$$

$$= \frac{\frac{IC_0}{\sqrt{0.25 + IC} + 0.5} \cdot \frac{I_0}{nU_T}}{2\pi(C'_{gsi} + C'_{gbi}) L^2 C_{OX}}$$

$$\text{Όπου: } C'_{gsi} = \frac{C_{gsi}}{WLC_{ox}}, \quad C'_{gbi} = \frac{C_{gbi}}{WLC_{ox}}$$

$$V_{gm} = (g_m / I_D)^{-1} \Leftrightarrow g_m = I_D / V_{gm}$$

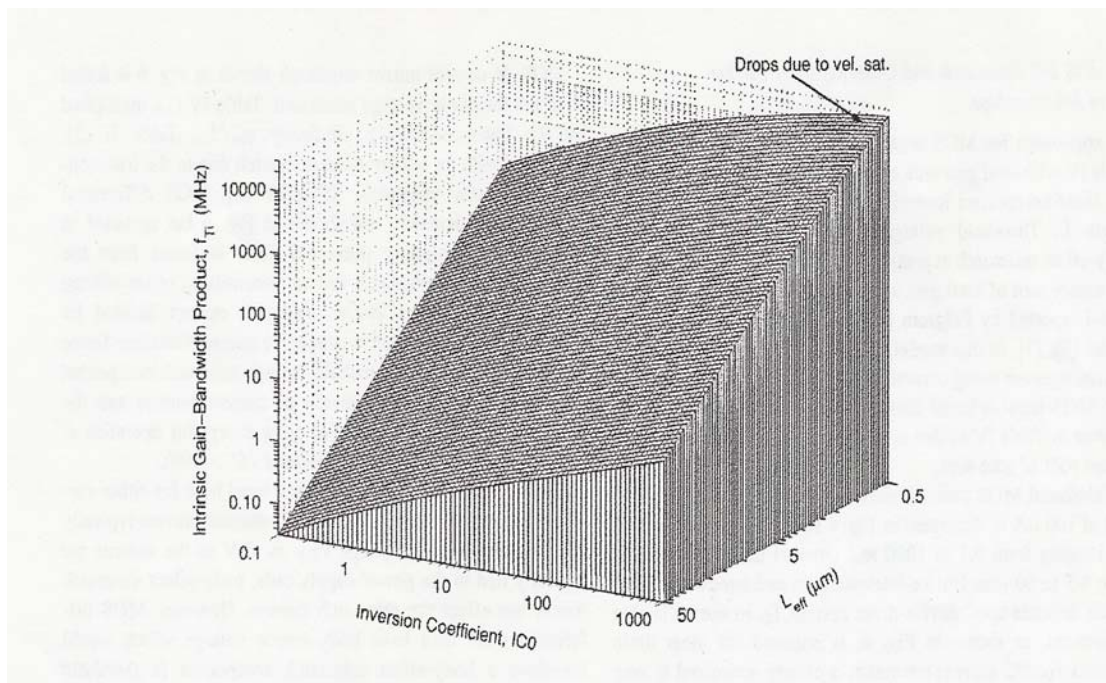
Το dc κέρδος του τρανζίστορ $A_{vi} = \frac{g_m}{g_{ds}}$ είναι το κέρδος τάσης της πύλης προς την υποδοχή και η γραφική του αναπαράσταση φαίνεται στο σχήμα 4.4 [6]. Το κέρδος βελτιστοποιείται σε μια τιμή περίπου ίση με 7000 στην ασθενή αντιστροφή για μεγάλο μήκος καναλιού ενώ πέφτει δραματικά στο 30 στην ισχυρή αντιστροφή για μικρό μήκος καναλιού.



Σχ 4.4-Dc Gain vs IC

Ενώ το κέρδος βελτιστοποιείται στην ασθενή αντιστροφή και για μεγάλο μήκος καναλιού L το εύρος ζώνης αντίθετα βελτιστοποιείται στην ισχυρή αντιστροφή για μικρό μήκος καναλιού L όπως φαίνεται και στο σχήμα 4.5 [6] για ένα IC με τιμές από 0.1 μέχρι 1000 και για μήκη καναλιού από 0,5 μέχρι 50 μm. Φαίνεται καθαρά η αύξηση του bandwidth με την αύξηση του επιπέδου αντιστροφής ενώ παρατηρείται μια μείωση στο ρυθμό αύξησης σε υψηλά επίπεδα αντιστροφής εξαιτίας του velocity saturation. Επίσης φαίνεται η δραματική μείωση του εύρους ζώνης όταν αυξάνεται το L . Έτσι έχουμε $Ft=0.03\text{MHz}$ για $IC=1$ και $L=50\mu\text{m}$ ενώ $Ft=20000\text{MHz}$ για $IC=100$ και $L=0.5\mu\text{m}$.

Είναι δυστυχές φαινόμενο που το εγγενές εύρος ζώνης πέφτει ανάλογα με το τετράγωνο του L ενώ το εγγενές κέρδος αυξάνεται ανάλογα με το L . Αυτό γιατί οι συνθήκες για μεγάλο εύρος ζώνης (υψηλή αντιστροφή και μικρό μήκος καναλιού) έχουν ως αποτέλεσμα το μικρότερο δυνατό κέρδος. Αυτά τα σχεδιαστικά tradeoffs πρέπει να αντιμετωπιστούν με επιτυχία έτσι ώστε να πάρουμε τα καλύτερα δυνατά αποτελέσματα κατά τη σχεδίαση του LNA μας.



Σχ 4.5-Ft vs IC

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 : ΣΧΕΔΙΑΣΗ LNA

Οι αυξανόμενες απαιτήσεις σε ασύρματες φορητές συσκευές έχουν οδηγήσει στην ανάπτυξη και υλοποίηση RF εφαρμογών χαμηλής κατανάλωσης. Εξαιτίας των πρόσφατων προόδων που έχουν γίνει στη μελέτη των χαρακτηριστικών των υψηλών συχνοτήτων, η σχεδίαση σε CMOS τεχνολογία έχει γίνει η βασική επιλογή των σχεδιαστών μιας και προσφέρει χαμηλό κόστος και υψηλό επίπεδο ολοκλήρωσης. Το πρώτο στάδιο ενός δέκτη είναι ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA) του οποίου κύρια λειτουργία είναι να προσφέρει αρκετό κέρδος για τα επόμενα στάδια προσθέτοντας όσο το δυνατόν λιγότερο θόρυβο γίνεται. Ένας LNA πρέπει επίσης να περνά μεγάλα σήματα χωρίς να τα παραμορφώνει ενώ πρέπει να έχει μια συγκεκριμένη αντίσταση εισόδου ίση με 50Ω για να εξασφαλίζει καλό input matching. Όλα τα παραπάνω πρέπει να γίνονται βέβαια κάτω από συνθήκες χαμηλής κατανάλωσης.

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου που σχεδιάσαμε, οι προδιαγραφές της σχεδίασης καθώς και αναλύονται οι λόγοι που μας οδήγησαν στη συγκεκριμένη μορφή σχεδίασης. Επίσης αναφέρονται κάποια πράγματα για τη WiMax τεχνολογία μιας και είναι ότι πιο σύγχρονο στα ασύρματα δίκτυα και σίγουρα από εδώ και στο εξής θα δημιουργηθούν πολλές εφαρμογές που θα προσπαθούν να την εκμεταλλεύονται όπως ο ενισχυτής αυτής της διπλωματικής εργασίας.

5.1 WiMax τεχνολογία και εφαρμογές

Κρίνοντας απότι εμφανίζεται στο εμπόριο αλλά και στον τύπο τελευταία, η WiMax τεχνολογία αποτελεί ένα πολύ σημαντικό επίτευγμα στην σχεδίαση τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Σίγουρα αυτή η τεχνολογία που στηρίζεται στο πρωτόκολλο IEEE 802.16 πρόκειται για κάτι πολύ σπουδαίο. Με τη χρήση της θα είναι δυνατή η πρόσβαση στο internet άμεσα σε κάθε χρήστη μέσω καρτών ή κεραιών που θα είναι προσαρμοσμένες στους υπολογιστές τους μέχρι και 50 χιλιόμετρα μακριά και με υπερβολικά υψηλές ταχύτητες.

Πρέπει να τονίσουμε εδώ ότι δεν πρέπει να μπερδεύεται η WiMax με την WiFi τεχνολογία. Η WiFi τεχνολογία πρόκειται για ένα πρωτόκολλο τοπικού δικτύου το οποίο σχεδιάστηκε για να χρησιμοποιείται εσωτερικά και να παρέχει πρόσβαση στο internet σε ένα μικρό αριθμό υπολογιστών που βρίσκονται μέσα σε ένα σπίτι ή σε ένα γραφείο. Από την άλλη μέρια η WiMax τεχνολογία πρόκειται για μια ασύρματη αντικατάσταση της ήδη υπάρχουσας ενσύρματης σύνδεσης. Έτσι πρόκειται για ένα νέο, φθινό και εύκολο τρόπο πρόσβασης στο internet από το σπίτι σου ή το γραφείο σου χωρίς να χρησιμοποιείς τα καλώδια των τηλεφωνικών εταιριών.

Οι δυο αυτές τεχνολογίες κυκλωματικά υλοποιούνται τελείως διαφορετικά ενώ μπορεί και να λειτουργούν σε διαφορετικά φάσματα ραδιοσυχνοτήτων οπότε δεν τίθεται θέμα σύγκρισης.

5.2 Τοπολογία του ενισχυτή

Παρακάτω παρουσιάζεται λεπτομερώς η διαδικασία της σχεδίασης του LNA που ακολουθήθηκε. Αρχικά παρουσιάζονται οι προδιαγραφές της υλοποίησης ενώ στη συνέχεια αναλύεται το κύκλωμα του LNA και επεξηγούνται οι διάφορες επιλογές που κάναμε όσον αφορά τα διάφορα στοιχεία που υπάρχουν στη σχεδίαση. Τέλος αναφέρονται όλοι οι μαθηματικοί τύποι από τους οποίους προκύπτουν τα διάφορα μεγέθη και έτσι μπορούμε να δούμε τις εξαρτήσεις μεταξύ τους πράγμα που θα βοηθήσει να εξάγουμε πολύτιμα συμπεράσματα κατά την παρουσίαση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων που έγιναν που ακολουθεί στο επόμενο κεφάλαιο.

5.2.1 Προδιαγραφές

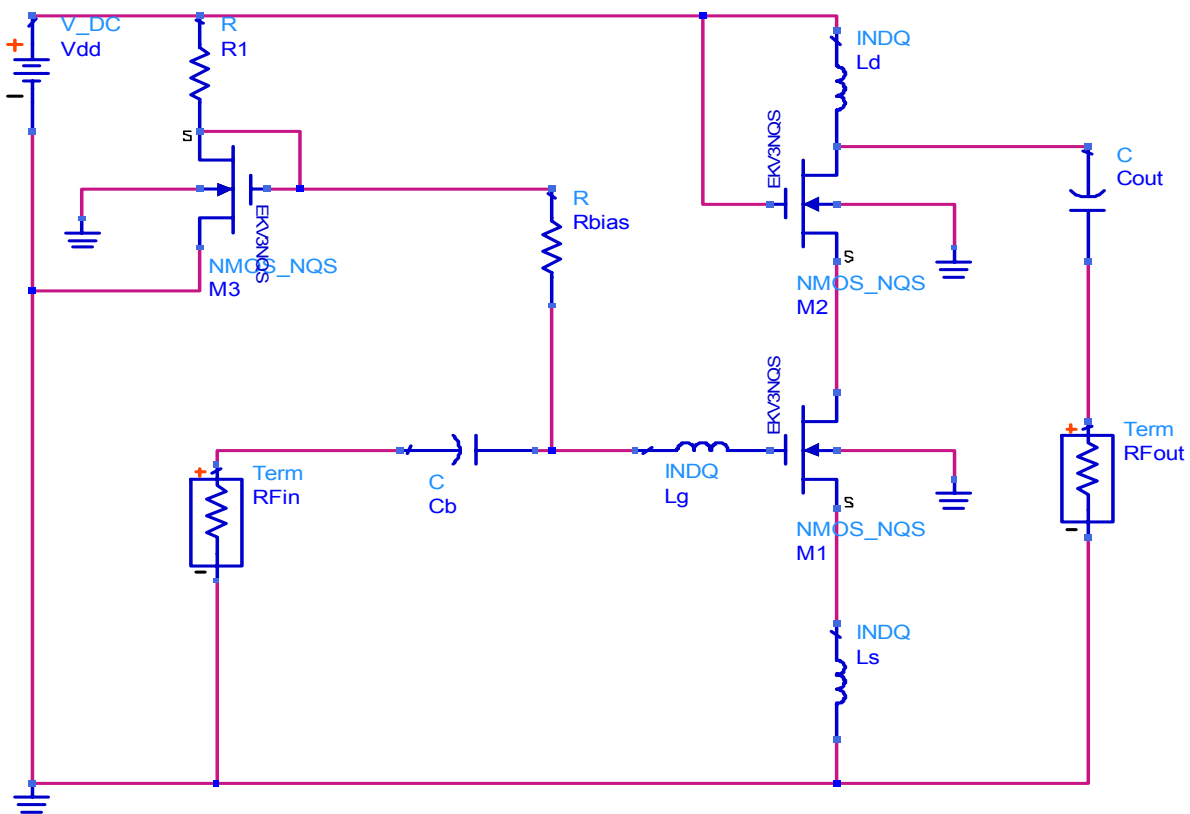
Όπως έχουμε ήδη πει, σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας ήταν η σχεδίαση ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Οι προδιαγραφές της σχεδίασης παρουσιάζονται παρακάτω.

Η τάση τροφοδοσίας είναι ένα πολύ σημαντικό θέμα στα RF CMOS κυκλώματα. Αυτό γιατί μιας και η τεχνολογία εξελίσσεται με αποτέλεσμα το μέγεθος των τρανζίστορ ολοένα και να μειώνεται, η τάση τροφοδοσίας μειώνεται και αυτή ανάλογα με αποτέλεσμα να έχουμε πολύ μικρή κατανάλωση. Δυστυχώς όμως για τάσεις τροφοδοσίας χαμηλότερες του ενός Volt η απόδοση των RF κυκλωμάτων και ιδιαίτερα του LNA (που είναι ένα κύκλωμα το οποίο απαιτεί αρκετά μεγαλύτερη κατανάλωση συγκριτικά με άλλα για να λειτουργήσει σωστά) πέφτει. Έτσι λοιπόν η σχεδίαση μας έγινε για μια τάση τροφοδοσίας ίση με 1.2 Volt. Η σχεδίαση έγινε σε CMOS τεχνολογία 0.12μm με τη χρήση του EKV3 μοντέλου για την υλοποίηση του τρανζίστορ ενώ η συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος επιλέχθηκε περίπου στα 5,5GHz μιας και πρόκειται για μια στενού εύρους (narrowband) σχεδίαση. Με βάση προηγούμενες μελέτες αλλά και λαμβάνοντας υπόψιν τις νέες τεχνικές (π.χ λειτουργία σε ασθενή αντιστροφή) ήμασταν σε θέση από την αρχή να προβλέψουμε τα επιθυμητά σημεία διακύμανσης των διάφορων μεγεθών όπως: noise figure, χαμηλή κατανάλωση, χαμηλές input/output return απώλειες, καλή γραμμικότητα (IP3, P_{1dB}), και χαμηλό κόστος όπως φαίνεται και παρακάτω [11].

- 1) low NF (< 3.0 dB);
- 2) low dc power consumption (< 15 mW);
- 3) low input/output return losses (< -10 dB)
- 4) sufficient input P_{1dB} (> -20 dBm);
- 5) high input IP3 (> -10 dBm);
- 6) low cost.

Φυσικά εκτός από όλα αυτά πρέπει να έχουμε και ένα ικανοποιητικό κέρδος $S_{11} > 10$ dB. Επίσης μεγέθη όπως : Dc Gain , gm/Id , V_{early} και f_i είναι πολύ σημαντικά γιατί πρέπει και αυτά να παίρνουν ικανοποιητικές τιμές κατά την λειτουργία του κυκλώματος.

5.2.2 Κύκλωμα του LNA



Σχ 5.1 Κύκλωμα του LNA

Current-mirror:

Το τρανζίστορ M3 σχηματίζει ένα καθρέφτη ρεύματος με το βασικό τρανζίστορ M1 με αποτέλεσμα το ρεύμα που θα διαρρέει το M1 να είναι ανάλογο του λόγου των πλατών των δύο τρανζίστορ αφού ως γνωστόν :

$$I_d = I_{ref} \frac{(W/L)_3}{(W/L)_1} \text{ όπου } I_d \text{ το ρεύμα που διαρρέει το βασικό τρανζίστορ, } I_{ref} \text{ το ρεύμα του καθρέφτη ενώ}$$

$L_3=L_1$ οπότε ο λόγος των πλατών είναι αυτός που καθορίζει την τιμή του ρεύματος.Εμείς επιλέξαμε $W_3 = \frac{1}{10}W_1$ με αποτέλεσμα $I_d \approx 10I_{ref}$. Η αντίσταση R1 είναι αυτή που καθορίζει το ρεύμα που διαρρέει τον καθρέφτη και η τιμή της υπολογίζεται ανάλογα με το ρεύμα θέλουμε να έχουμε και σε τι περιοχή θέλουμε να λειτουργήσουμε.

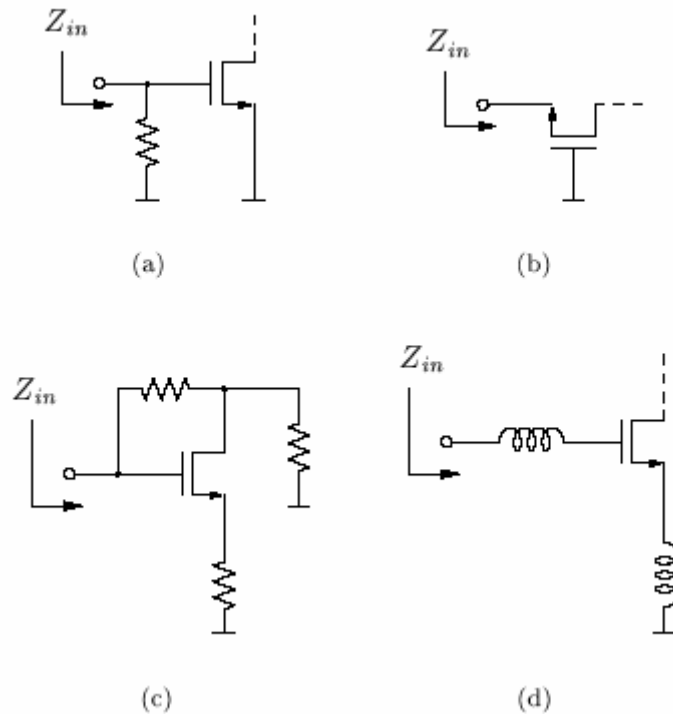
Cascode stage:

Το τρανζίστορ M2 χρησιμοποιείται σαν ένα cascode stage για να απομονώνει τον ενισχυτή από τα επόμενα στάδια του δέκτη. Η συνεισφορά του M2 στο συνολικό θόρυβο είναι αρκετά μικρή ιδιαίτερα αν το matching στην είσοδο είναι βέλτιστο ωστόσο δεν παύει να υπάρχει. Επιλέξαμε $W_2=W_1$ και $L_2=L_1$ πιο πολύ για λόγους ευκολίας στην ανάλυση. Το πηνίο L_d συντονίζεται με τη χωρητικότητα εξόδου C_{out} καθώς και με τη C_{gs} του M2 και ρυθμίζει το πλάτος του κέρδους.

Τα στοιχεία $R_{bias}=2K\Omega$ και $C_b=10pF$ αποτελούν στοιχεία πόλωσης και οι τιμές τους είναι σταθερές καθόλη την ανάλυση.

Κύκλωμα εισόδου (Input Circuit):

Βασικό μέλημα κατά τη σχεδίαση ενός LNA είναι η επιλογή ενός κυκλώματος εισόδου που θα παρέχει μια σταθερή αντίσταση εισόδου ίση με 50Ω . Στη μέχρι τώρα βιβλιογραφία που υπάρχει για τους ενισχυτές χαμηλού θορύβου έχουν χρησιμοποιηθεί τέσσερις διαφορετικές τεχνικές σχεδίασης κυκλωμάτων εισόδου οι οποίες παρουσιάζονται παρακάτω όπου αναλύονται τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της κάθε μίας από τα οποία προκύπτει και η επιλογή που εμείς κάναμε. Στο σχήμα 5.2 φαίνονται αυτές οι τεχνικές [9].



Σχ 5.2-Πιθανά κυκλώματα εισόδου του LNA a)resistive termination b)1/gms termination c) shunt-series feedback d) inductive degeneration

Η πρώτη τεχνική (resistive termination) χρησιμοποιεί μια αντίσταση στην είσοδο για να παρέχει τα 50Ω. Δυστυχώς όμως η χρήση πραγματικών αντιστάσεων έχει αρνητική επίδραση στον συντελεστή θορύβου του ενισχυτή και μάλιστα αρκετά μεγάλη καθώς μια πραγματική τερματική αντίσταση συνεισφέρει τον δικό της θόρυβο στην έξοδο. Έτσι αυτή η τεχνική δεν είναι η κατάλληλη γενικότερα όταν απαιτείται καλό ταίριασμα στην είσοδο.

Η δεύτερη τεχνική χρησιμοποιεί την πηγή ή τον εκπομπό μιας υλοποίησης κοινής πύλης σαν τερματικό εισόδου. Μια απλή ανάλυση αυτής της αρχιτεκτονικής, που προϋποθέτει συνθήκες ταιριάσματος, παράγει τα

παρακάτω όρια στον συντελεστή θορύβου : $F = 1 + \frac{\gamma}{\alpha} \geq \frac{5}{3} = 2.2dB$ όπου $a \approx \frac{g_m}{g_{d0}}$ (για μεγάλα μήκη καναλιού

$\gamma=2/3$, $\alpha=1$) Η συγκεκριμένη τιμή του θορύβου δεν ισχύει για μικρά μήκη καναλιού όπου το γ μπορεί να είναι πολύ μεγαλύτερο του 1 και το α πολύ μικρότερο του 1. Έτσι ούτε αυτή η τεχνική μπορεί να κριθεί ως αξιόπιστη.

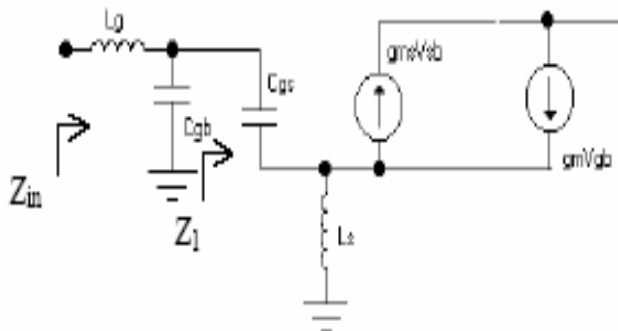
Η επόμενη τοπολογία (shunt-series feedback) χρησιμοποιεί ένα παράλληλο συνδιασμό αντιστάσεων και σειριακή ανάδραση έτσι ώστε να καθορίσει τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του LNA. Έχει παρατηρηθεί ότι οι ενισχυτές που χρησιμοποιούν αυτή την αρχιτεκτονική έχουν πολύ μεγαλύτερη κατανάλωση από κάποιους άλλους με παρόμοιο συντελεστή θορύβου. Αυτό συμβαίνει γιατί τέτοιοι

ενισχυτές είναι συνήθως ευρείας ζώνης (broadband). Άρα ούτε αυτή η τεχνική μπορεί να χρησιμοποιηθεί στη σχεδίαση μας καθώς ο ενισχυτής αυτής της εργασίας προορίζεται για εφαρμογές στενής ζώνης (narrowband).

Η τέταρτη αρχιτεκτονική, την οποία χρησιμοποιήσαμε κιόλας, είναι η inductive degeneration η οποία καταφέρνει με τη χρήση επαγωγικών στοιχείων (L_s, L_g) να δημιουργήσει ένα πραγματικό όρο στην είσοδο. Το πως επιτυγχάνεται αυτό ακολουθεί παρακάτω.

5.2.3 Ταίριασμα εισόδου με τη χρήση inductive degeneration

Ο ενισχυτής της διπλωματικής αυτής εργασίας που χρησιμοποιεί την τεχνική inductive degeneration έχει αναλυθεί από πολλούς σχεδιαστές στο παρελθόν ωστόσο σε αυτές τις αναλύσεις τόσο η πόλωση του υποστρώματος όσο και η χωρητικότητα C_{gb} είχαν αγνοηθεί. Παρόλο που αυτή η προσέγγιση οδηγεί σε πολύ καλά αποτελέσματα όταν τα τρανζίστορ λειτουργούν σε ισχυρή αντιστροφή, αυτό δεν ισχύει στη λειτουργία στη μέτρια ή στην ασθενή αντιστροφή. Έτσι στην ανάλυση που ακολουθεί για την αντίσταση εισόδου η C_{gb} λαμβάνεται υπόψιν [5]. Παρακάτω φαίνεται το μοντέλο μικρού σήματος του ενισχυτή.

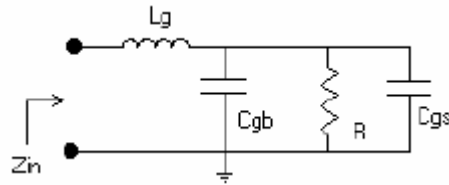


Σχ 5.3-Μοντέλου μικρού σήματος του cascode LNA

Από την ανάλυση του παραπάνω κυκλώματος προκύπτει ότι:

$$Z_1 = \frac{1}{\omega^2 L_s C_{gs} g_m} \cdot \frac{1}{1 + \frac{j\omega C_{gs}}{\omega^2 L_s C_{gs} g_m}}$$

Όπου η Z_1 μπορεί να θεωρηθεί ο παράλληλος συνδιασμός μιας αντίστασης R με την χωρητικότητα C_{gs} . Παρακάτω φαίνεται μια απλοποιημένη μορφή του κυκλώματος του σχήματος 5.3



Σχ 5.4 Απλοποιημένο κύκλωμα του μοντέλου του 5.3

Από την ανάλυση αυτού του κυκλώματος προκύπτει ότι:

$$Z_{in} = \frac{R}{1 + \omega^2 R^2 C^2} + j\omega \frac{[L_g - R^2 C(1 - \omega^2 L_g C)]}{1 + \omega^2 R^2 C^2}$$

Όπου τα R και C δίνονται από τις εξής σχέσεις:

$$R = \frac{1}{\omega^2 L_s C_{gs} g_m}$$

$$C = C_{gs} + C_{gb}$$

Μιας και έχουμε να κάνουμε με ένα ενισχυτή στενής ζώνης (narrowband) το μόνο που χρειαζόμαστε είναι να παρέχουμε το ταίριασμα της εισόδου σε αυτό το στενό εύρος ζώνης. Το ταίριασμα επιτυγχάνεται απλά με το να κάνουμε το πραγματικό μέρος της σχέσης που μας δίνει τη Z_{in} ίσο με την αντίσταση της πηγής R_s δηλαδή ίσο με 50Ω και το φανταστικό μέρος ίσο με το μηδέν. Αυτές οι συνθήκες ταιριάσματος επιτυγχάνονται με τη σωστή επιλογή των επαγωγικών στοιχείων L_s και L_g . Το L_s χρησιμοποιείται για να κάνει την αντίσταση εισόδου του ενισχυτή ίση με την αντίσταση πηγής ($R_s=50\Omega$) ενώ το L_g χρησιμοποιείται για να καθορίσει την συχνότητα συντονισμού του συστήματος.

Θεωρώντας ότι $\omega^2 R^2 C^2 \ll 1$ η L_s μπορεί να καθοριστεί από τον παρακάτω τύπο:

$$L_s = \frac{R_s}{\omega_T} \cdot \frac{(C_{gs} + C_{gb})}{C_{gs}}$$

Όπου τα ω_T, C_{gs}, C_{gb} εξαρτώνται από το επίπεδο αντιστροφής και από τις διαστάσεις των τρανζίστορ όπως θα δούμε παρακάτω. Παρόμοια το L_g δίνεται από την εξής σχέση :

$$L_g = \frac{1}{\omega_0^2 (C_{gb} + C_{gs})}$$

Αυτό τελικά που μας προσφέρει η τεχνική inductive degeneration είναι το ιδανικό ταίριασμα στην είσοδο αφού καταφέρνουμε και πετυχαίνουμε αντίσταση εισόδου ίση με 50Ω χωρίς να χρησιμοποιήσουμε κάποια φυσική αντίσταση που θα πρόσθετε το δικό της θόρυβο στο όλο κύκλωμα αλλά με τη χρήση επαγωγικών στοιχείων.

5.3 Μαθηματικό μοντέλο του LNA

Τη σχεδίαση του LNA ακολουθεί ένας μεγάλος αριθμός προσωμειώσεων και μετρήσεων που παρουσιάζουν και επεξηγούν τη συμπεριφορά του κάτω από διαφορετικές συνθήκες κάθε φορά . Για να μπορεί όμως να γίνει κατανοητό πως αυτά τα αποτελέσματα αναλύουν τον ενισχυτή μας πρέπει να παρουσιαστούν οι θεωρητικές μαθηματικές σχέσεις που συνδέουν τα ως προς μέτρηση μεγέθη και μας βοηθούν στο να εξάγουμε πολύτιμα συμπεράσματα. Ήδη στην την παραπάνω ενότητα παρουσιάστηκαν οι σχέσεις που μας δίνουν τα επαγωγικά στοιχεία L_s και L_g .

Παράμετροι τρανζίστορ

Στο κεφάλαιο 2 παρουσιάστηκε το μαθηματικό μοντέλο του μοντέλου EKV3 του τρανζίστορ καθώς και οι μαθηματικές σχέσεις που διέπουν και συνδέουν τις παραμέτρους του. Ωστόσο σε αυτό το σημείο είναι αναγκαίο να παρουσιαστούν οι ακριβείς τιμές κάποιων σημαντικών παραμέτρων όσον αφορά την τεχνολογία 0.12μm. Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται αυτές οι παράμετροι:

Πίνακας 5.1

$V_{t0}(V)$	0,26
$\Gamma(V^{1/2})$	0,35
$\Phi(V)$	0,88
$Cox(F / m^2)$	0,012

Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm

Kp(A/V^2)	0,00055
Lov(m)	2,00E-08
DI(m)	-2,00E-08
DLC(m)	-3,00E-08
Ut(V)	2,58E-02
Ucrit(V/m)	3,40E+06

Είχαμε επίσης δει σε προηγούμενο κεφάλαιο τα μεγέθη n_0, μ_0, I_0 τα οποία για τη συγκεκριμένη τεχνολογία παίρνουν τις εξής τιμές:

μ_0	0,045833
n_0	1,17E+00
I_0	8,57E-07

Το μήκος καναλιού L στην πραγματικότητα επηρεάζεται από κάποιες παραμέτρους του μοντέλου και έτσι η πραγματική τιμή του την οποία και χρησιμοποιούμε στις αναλύσεις μας είναι: $L_{eff}=L+DL+DLC$. Για δεδομένο ρεύμα και επίπεδο αντιστροφής το πλάτος του καναλιού W μπορεί να υπολογιστεί από τη σχέση: $W = \frac{I_{spec} L_{eff}}{I_0}$

$$\text{όπου } I_{spec} = \frac{I_d}{IC}.$$

Χωρητικότητες καναλιού

Ισχύει ότι:

$$C_{ov} = L_{ov} C_{ox} W,$$

$$C_{gs} = \left(\frac{2WL_{eff}C_{ox}}{3} \right) \left(1 - \frac{0.5x_f + x_r + x_r^2}{(x_f + x_r)^2} \right) + C_{ov},$$

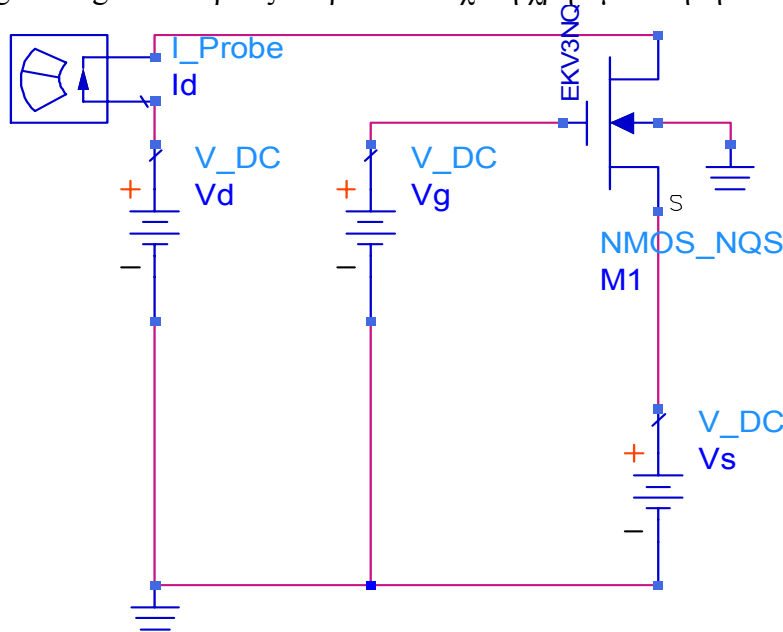
$$C_{gd} = \left(\frac{2WL_{eff}C_{ox}}{3} \right) \left(1 - \frac{x_f^2 + x_f + 0.5x_r}{(x_f + x_r)^2} \right) + C_{ov},$$

$$C_{gb} = \frac{n-1}{n} \cdot [W \cdot L_{eff} \cdot C'_{ox} + C_{gs} + C_{gd}]$$

$$\text{όπου } x_r = 0.5 \text{ και } x_f = \sqrt{0.25 + IC}$$

Υπολογισμός gm και gds

Για τον υπολογισμό των gm και gds των τρανζίστορ του ενισχυτή χρησιμοποιήθηκε το εξής κύκλωμα:



Σχ 5.5-Κύκλωμα για υπολογισμό gm , gds

Ως γνωστό ισχύει ότι $g_m = \frac{dI_d}{dV_g}$, $g_{ds} = \frac{dI_d}{dV_d}$. Οι τάσεις Vg και Vd εξαρτώνται μόνο από το IC και το L και έτσι

για κάθε σταθερό IC και L που μας ενδιαφέρει μπορούμε να μετρήσουμε τις τάσεις Vg και Vd και κατά συνέπεια να υπολογίσουμε τις διαγωγιμότητες με τον εξής τρόπο: Τροφοδοτούμε το κύκλωμα με τις κατάλληλες τάσεις Vd και Vg (για το βασικό μας τρανζίστορ Vs=0V) ανάλογα με την περίπτωση που βρισκόμαστε και αφού πάρουμε πολύ μικρές μεταβολές στην κάθε μία από αυτές ($\Delta V=4mV$) μπορούμε να υπολογίσουμε τις gm και gds παραγωγίζοντας ως προς το ρεύμα. Όσον αφορά το cascade τρανζίστορ ακολουθείται η ίδια διαδικασία με διαφορά ότι, όπως φαίνεται και από το κύκλωμα του LNA, $V_d = V_g = V_{dd} = 1.2V$ και $V_{s-M2} = V_{d-M1}$.

Υπολογισμός άλλων σημαντικών μεγεθών

$$DCGain_{M1}(dB) = 20 \log\left(\frac{g_{m-M1}}{g_{ds-M1}}\right) , \quad DCGain_{M2}(dB) = 20 \log\left(\frac{g_{m-M2}}{g_{ds-M2}}\right)$$

$$DCGain_{LNA}(dB) = 20 \log\left(\frac{g_{m-M1}}{g_{ds-M1}}\right) \left(\frac{g_{m-M2}}{g_{ds-M2}}\right) \cdot 0.5$$

$$V_{early-M1} = \frac{I_d}{g_{ds-M1}} - V_d , \quad V_{early-M2} = \frac{I_d}{g_{ds-M2}} + V_d - V_{dd}$$

$$W_t = \frac{g_{m-M1}}{C_{gs}} , \quad f_t = \frac{W_t}{2\pi}$$

Η αντίσταση R1 όπως έχουμε ήδη δει χρησιμοποιείται για την παραγωγή του κατάλληλου ρεύματος ανάλογα με τις συνθήκες που επικρατούν στο κύκλωμα (IC,L).Έτσι δεν υπολογίζεται μέσω κάποιου τύπου αλλά πειραματικά .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 : ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΚΑΙ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

Μετά την επιλογή του κυκλώματος του ενισχυτή μας ,έπρεπε με κάποιο τρόπο να επιλέξουμε τις τιμές των διάφορων στοιχείων που το αποτελούν έτσι ώστε να ικανοποιούνται τόσο οι προδιαγραφές της σχεδίασης όσο και τα σημαντικά tradeoffs που έχουν ήδη παρουσιαστεί.Έτσι σε αυτό το κεφάλαιο παρουσιάζονται τα γραφικά αποτελέσματα των μετρήσεων που προέκυψαν από ένα μεγάλο αριθμό προσομοιώσεων υπό διάφορες συνθήκες λειτουργίας.Η ανάλυση έγινε με τη βοήθεια του σχεδιαστικού CAD εργαλείου Advanced Design System(ADS) ενώ τα περισσότερα γραφήματα έγιναν στο Excell όπου και μεταφέραμε τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.

Αρχικά έγινε ανάλυση με τη χρήση ιδανικών πηγών έτσι ώστε να μπορέσουμε να παρατηρήσουμε την απόδοση του κυκλώματος υπό ιδανικές συνθήκες.Αρχικά είχαμε στη διάθεση μας ένα απλό EKV3 μοντέλο που δεν περιείχε τη μοντελοποίηση του NQS θορύβου ενώ αργότερα δουλέψαμε και με το πλήρες EKV3 NQS μοντέλο.Έτσι είμασταν σε θέση να συγκρίνουμε τα δύο αυτά μοντελά και να παρατηρήσουμε τις διαφορές τους ιδιαίτερα όσον αφορά το noise figure.Στη συνέχεια ακολούθησε η ανάλυση σε πραγματικές συνθήκες με τη χρήση δηλαδή μη ιδανικών πηγών και έτσι συγκρίνοντας τα αποτελέσματα αυτής με τα αρχικά μπορέσαμε να υπολογίσουμε ακριβώς τον θόρυβο και άλλες επιβαρύνσεις που προσθέτει στο κύκλωμα μας η χρήση μη ιδανικών στοιχείων.Τέλος από τα αποτελέσματα αυτών των αναλύσεων προέκυψαν κάποιες ιδανικές περιπτώσεις που ικανοποιούν τόσο τις προδιαγραφές όσο και τα tradeoffs και για αυτές τις περιπτώσεις προχωρήσαμε σε περεταίρω ανάλυση όσον αφορά τη γραμμικότητα (Pr3) ,το κέρδος S11 και γενικότερα τις υπόλοιπες s-παραμέτρους.

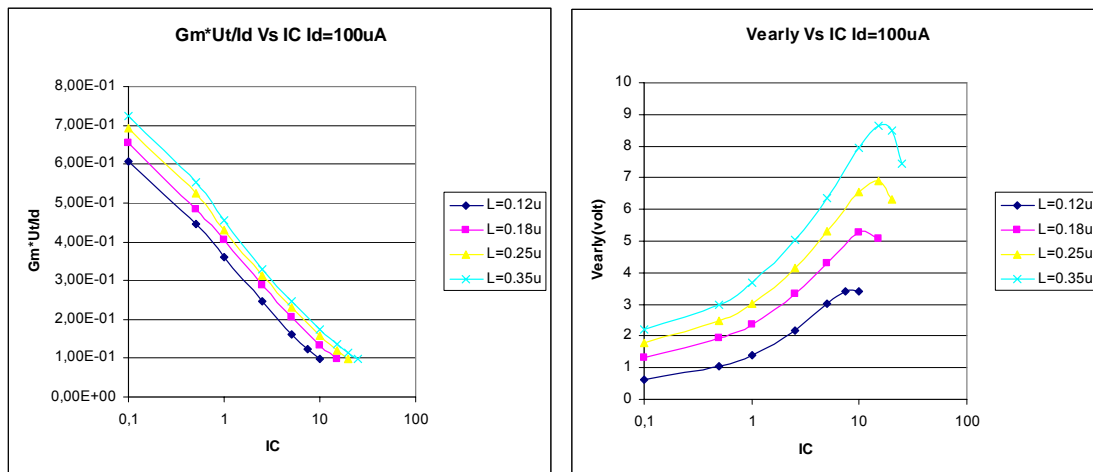
6.1 Ανάλυση με χρήση ιδανικών πηνίων

Η διαδικασία που ακολουθήθηκε σε αυτήν την ανάλυση ήταν η εξής: Για τέσσερα διαφορετικά ρεύματα I_d (100μA, 1mA, 3mA, 10mA) προχωρήσαμε στη μελέτη της απόδοσης του ενισχυτή παίρνοντας για κάθε ρεύμα τέσσερα διαφορετικά μήκη καναλιού L (0.12μm, 0.18μm, 0.25μm, 0.35μm) έτσι για κάθε ξεχωριστό I_d και L υπολογίσαμε και αναπαραστήσαμε γραφικά ως προς το συντελεστή αντιστροφής, διάφορα μεγέθη όπως: $g_m \cdot U_t / I_d$, V_{early} , $DcGain$, W_t , $NoiseFigure$. Το $g_m \cdot U_t / I_d$ είναι μια κανονικοποιημένη μορφή του g_m / I_d (transconductance efficiency) που είναι πολύ πιο χρήσιμη καθώς μας δίνει βέλτιστη τιμή ίση με τη μονάδα. Επίσης πρέπει να παρατηρήσουμε ότι Για ρεύμα 10mA η DC κατανάλωση είναι $P = V_{dd} \cdot I = V_{dd} \cdot (I_d + I_{cm}) = 1.2 \cdot (10 + 1) = 13.2 \text{ mW}$ όπου I_{cm} είναι το ρεύμα του καθρέφτη ρεύματος που έχουμε χρησιμοποιήσει και του οποίου το W είναι 10 φορές μικρότερο από αυτό του βασικού μας τρανζίστορ. Επειδή δεν θέλουμε να έχουμε μεγαλύτερη κατανάλωση από αυτή η μέγιστη τιμή ρεύματος που μπορούμε να πάρουμε είναι 10mA.

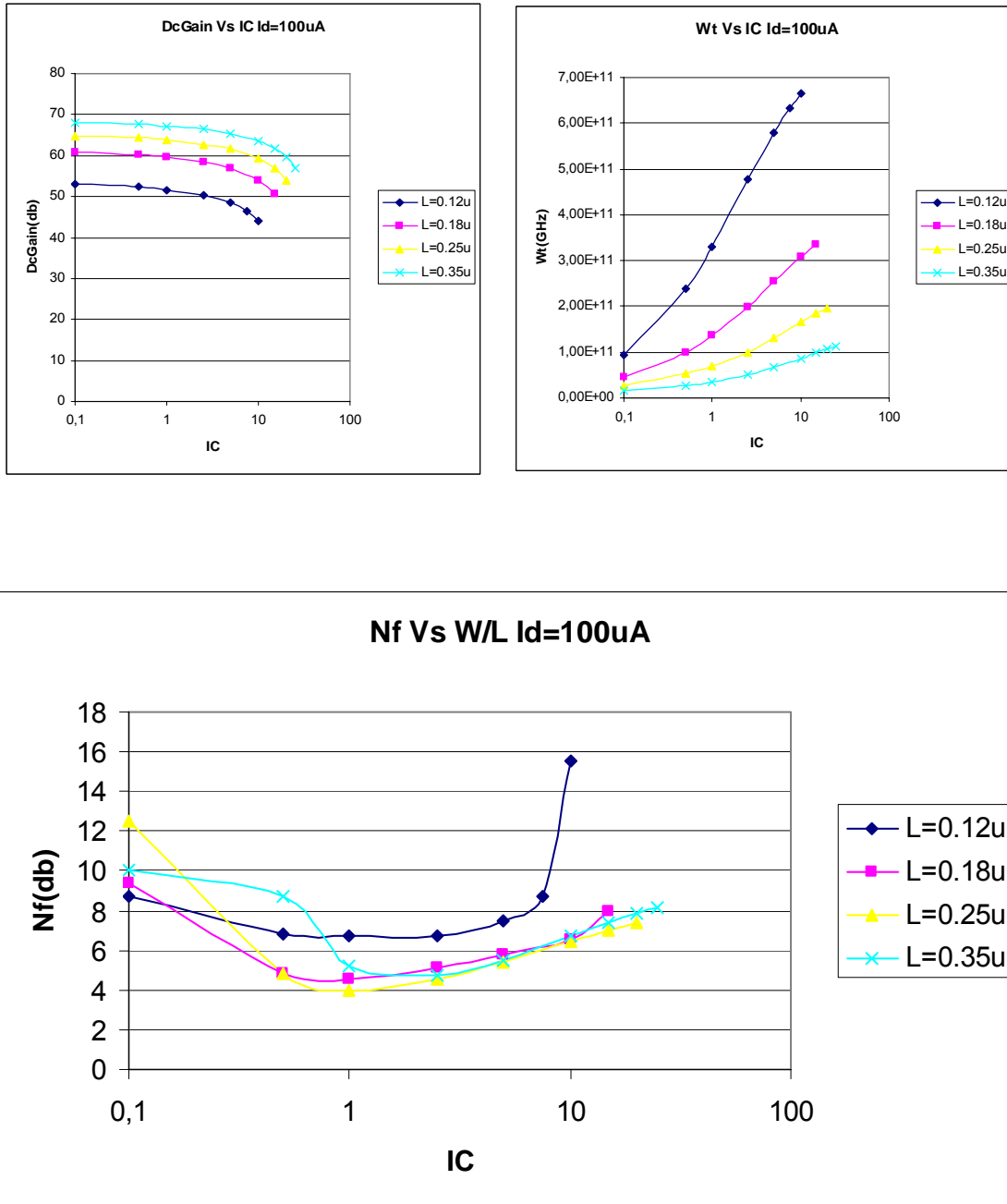
6.1.1 Χρήση απλού EKV3 μοντέλου χωρίς NQS θόρυβο

Παρακάτω ακολουθούν τα γραφήματα της συγκεκριμένης ανάλυσης:

$I_d = 100 \mu A$

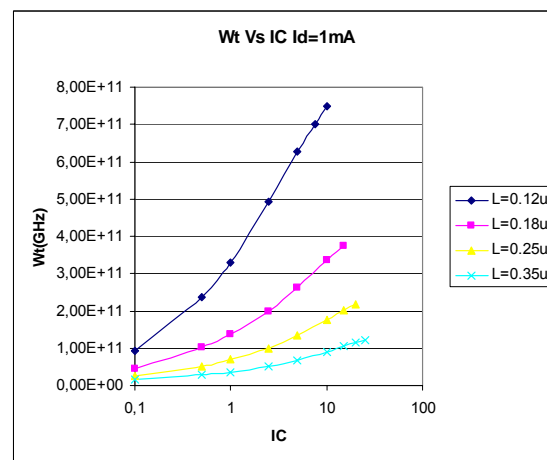
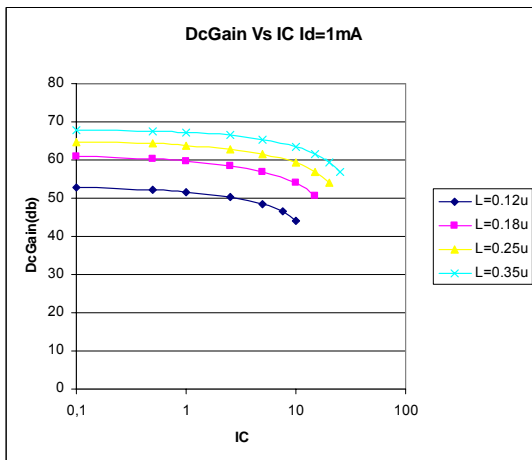
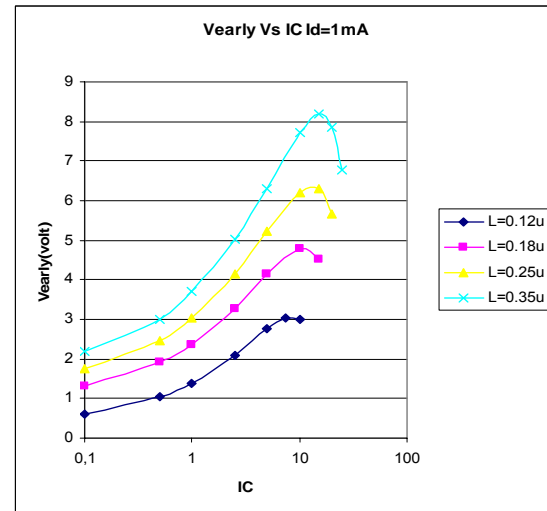
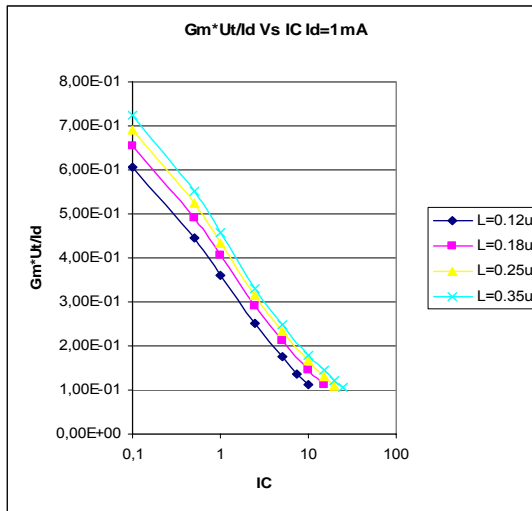


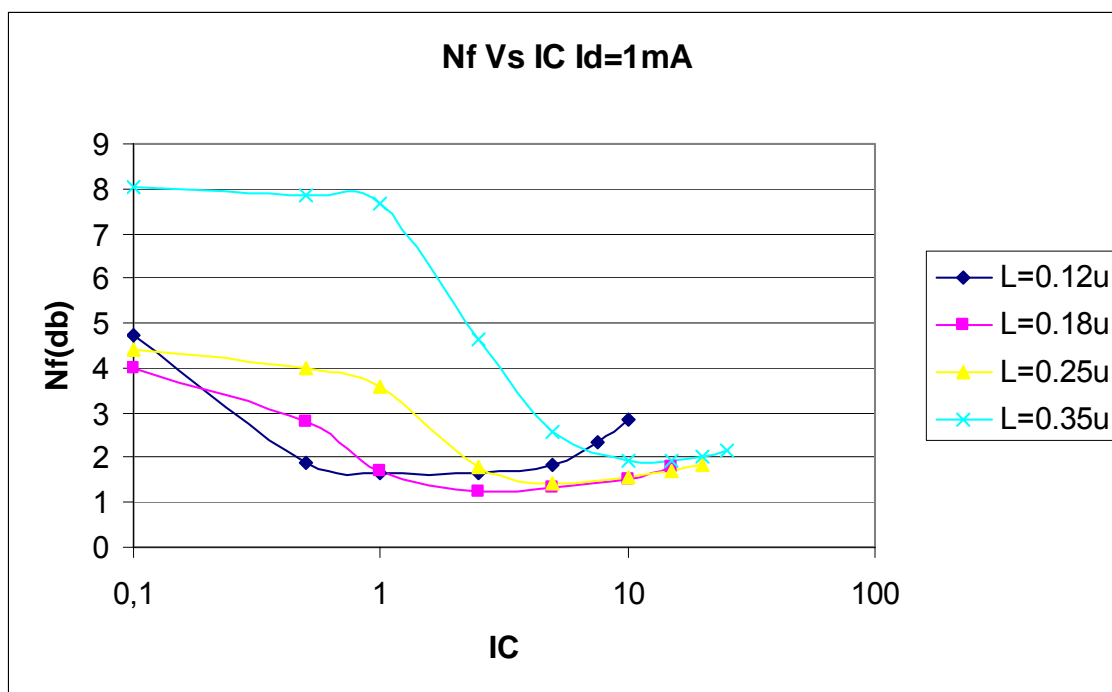
Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm



Σχ 6.1- Id=100uA f=5.5GHz. Transconductance efficiency, Early voltage, DC gain, transition frequency, and noise figure versus inversion coefficient (IC), for various channel lengths.(No NQS μοντέλο)

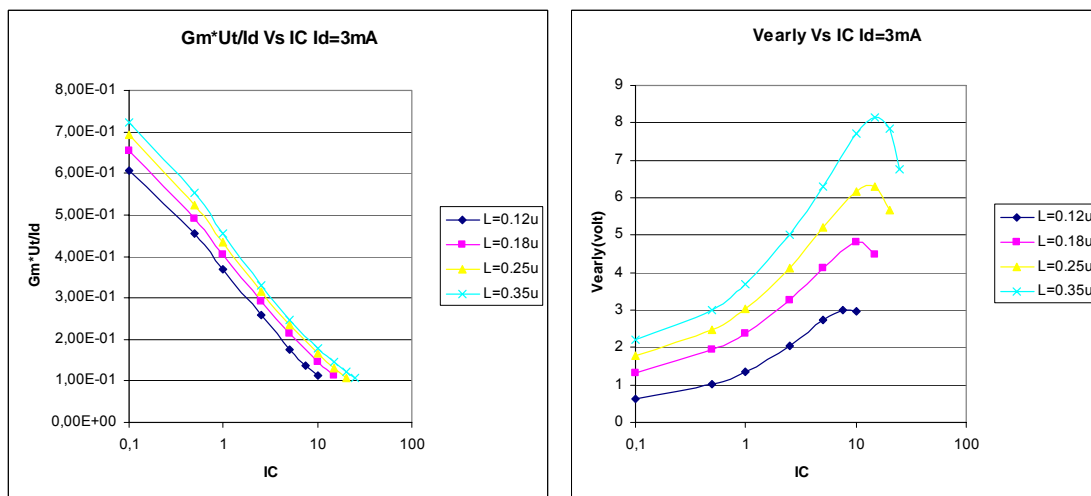
Id=1mA

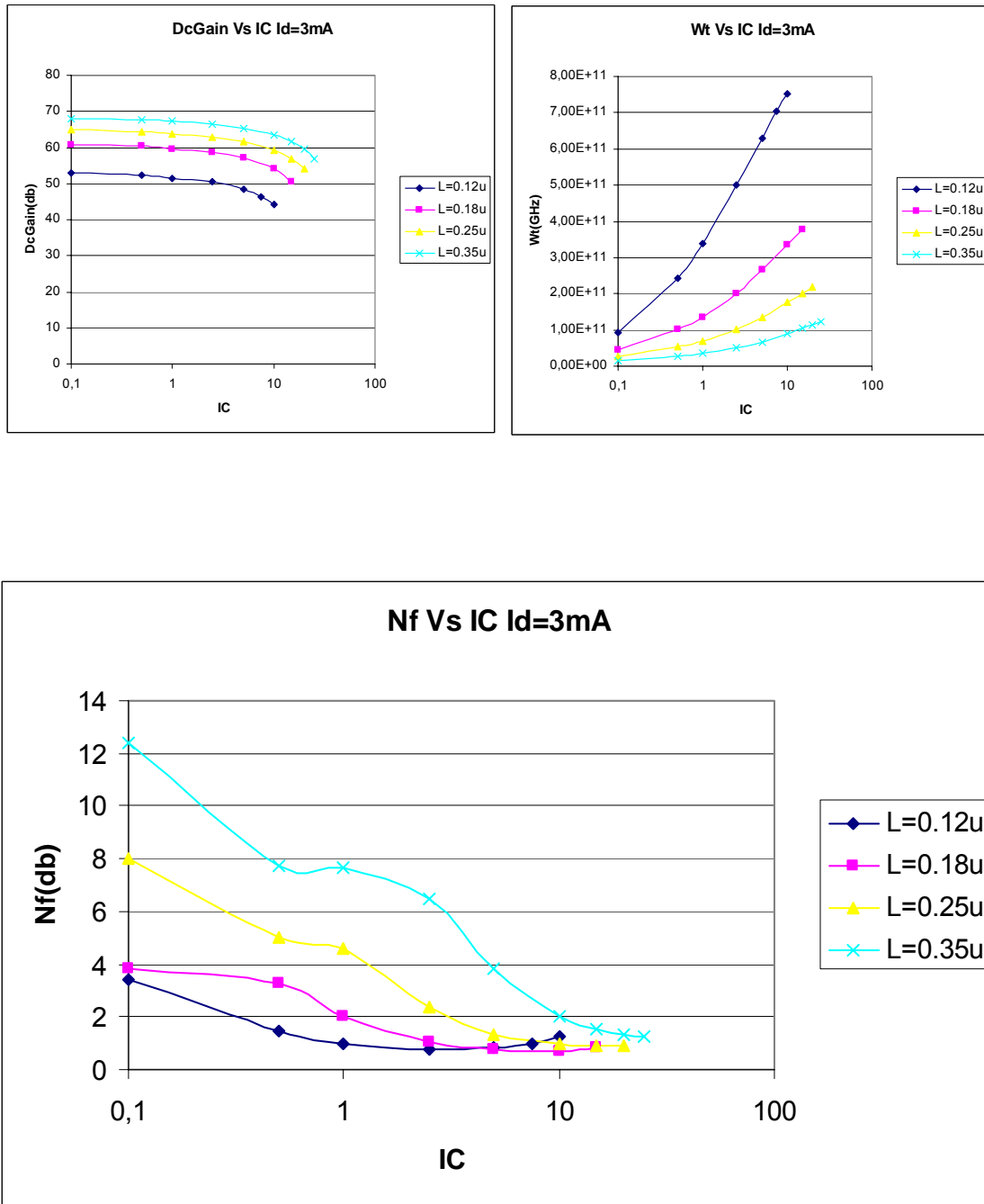




Σχ 6.2- Id=1mA f=5.5GHz. Transconductance efficiency, Early voltage, DC gain, transition frequency, and noise figure versus inversion coefficient (IC), for various channel lengths.(No NQS μοντέλο)

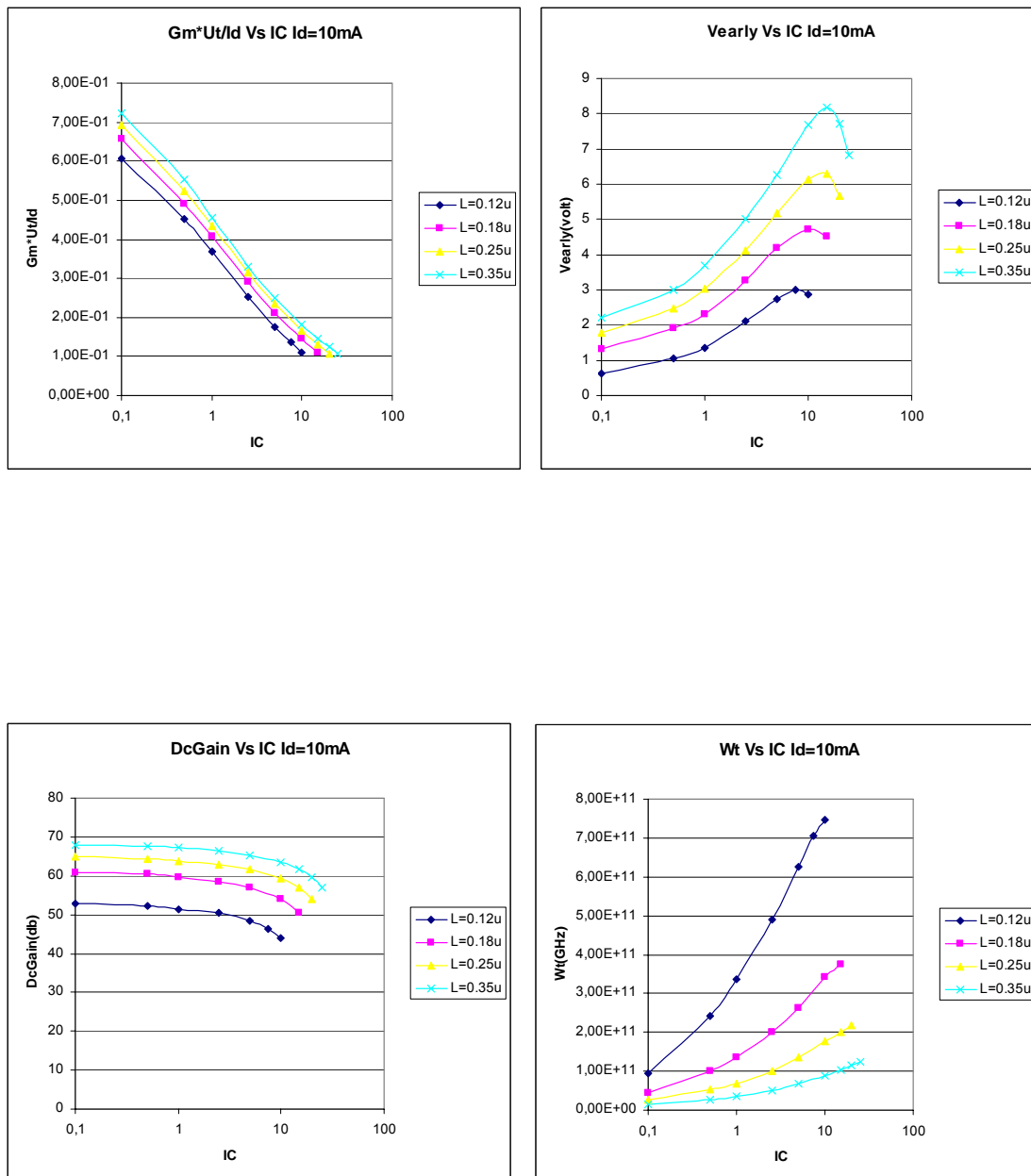
Id=3mA

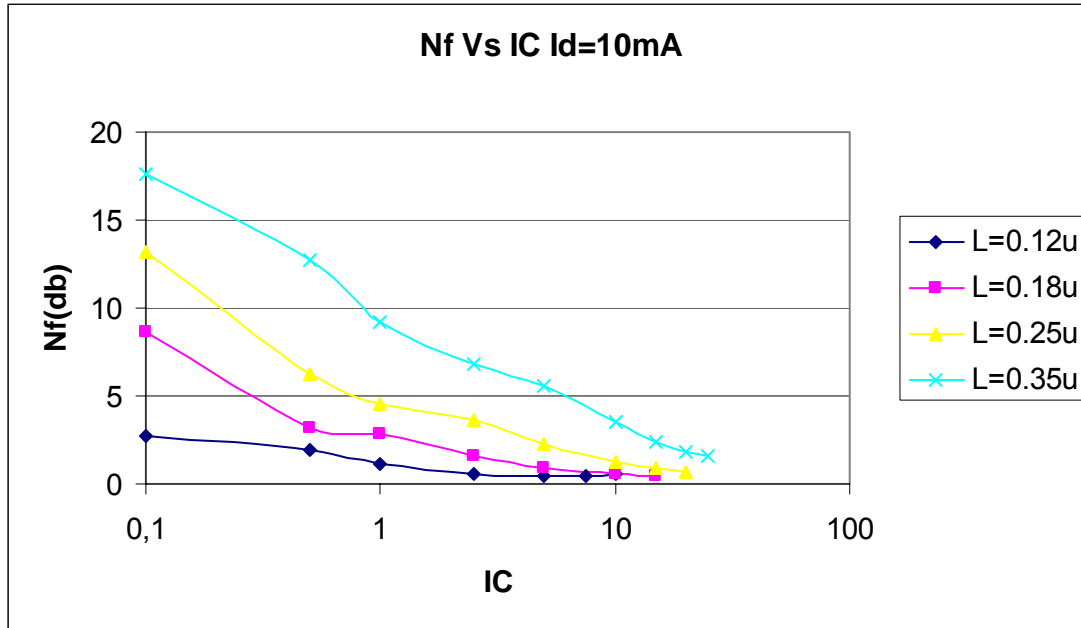




Σχ 6.3- $I_d=3\text{mA}$ $f=5.5\text{GHz}$. Transconductance efficiency, Early voltage, DC gain, transition frequency, and noise figure versus inversion coefficient (IC), for various channel lengths.(No NQS μοντέλο)

Id=10mA





Σχ 6.4- $I_d=10\text{mA}$ $f=5.5\text{GHz}$. Transconductance efficiency, Early voltage, DC gain, transition frequency, and noise figure versus inversion coefficient (IC), for various channel lengths.(No NQS μοντέλο)

Τα συμπεράσματα που προκύπτουν είναι τα εξής:

Το $G_m \cdot U_t / I_d$ είναι βέλτιστο όπως αναμενόταν στην ασθενή αντιστροφή με τιμή πολύ κοντά στη μονάδα ενώ συνεχίζει να έχει ικανοποιητικές τιμές (0,5) μέχρι και τη μέτρια αντιστροφή ($IC=1-5$). Παρατηρούμε ότι όσο πιο μεγάλο είναι το μήκος καναλιού L τόσο καλύτερο είναι και το $G_m \cdot U_t / I_d$ λόγω της επίδρασης του velocity saturation. Όσον αφορά την τάση Early παρατηρούμε ότι όσο πιο μεγάλο είναι το L τόσο μεγαλύτερη είναι η τιμή της ενώ παρατηρείται μια αύξηση η οποία είναι αναμενόμενη κατά τη μετάβαση από την ασθενή στην ισχυρή αντιστροφή. Φαίνεται επίσης ότι για αρκετά μεγάλα IC η V_{early} αρχίζει να μειώνεται φαινόμενο το οποίο μπορεί να οφείλεται στη μη σωστή λειτουργία του κυκλώματος σε τέτοια μεγάλα IC καθώς είναι πιθανόν το τρανζίστορ να βρίσκεται στα όρια του (self-heating effects). Οι γραφικές αναπαραστάσεις του Dc κέρδους αλλά και της συχνότητας αποκοπής είναι οι αναμενόμενες. Δηλαδή το μεν Dc κέρδος μειώνεται όσο αυξάνει το IC και ελαττώνεται το L ενώ η δε συχνότητα αποκοπής αυξάνεται όσο αυξάνει το IC και ελαττώνεται το L . Παρατηρούμε ότι τα παραπάνω μεγέθη έχουν περίπου την ίδια μορφή για όλα τα διαφορετικά ρεύματα πράγμα το οποίο ήταν αναμενόμενο μιας και όπως έχουμε ήδη δει στο κεφάλαιο 4 δεν εξαρτώνται από το ρεύμα.

Όσον αφορά το συντελεστή θορύβου έχουμε να κάνουμε μερικές σημαντικές παρατηρήσεις. Για $I_d=100\mu\text{A}$ παρατηρούμε ότι ο θόρυβος κυμαίνεται σε αρκετά υψηλά επίπεδα ($>4\text{dB}$) ενώ η βέλτιστη τιμή του παρουσιάζεται για $L=0.25\mu$ και $IC \approx 1$. Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι για τόσο μικρό ρεύμα, ο θόρυβος στα τρανζίστορ με μικρά μήκη καναλιού ($0.12\mu, 0.18\mu$) δεν προλαβαίνει να πάρει τη βέλτιστη τιμή του. Όσο μεγαλώνει το ρεύμα αυτή η κατάσταση αλλάζει και έτσι για $I_d=1\text{mA}$ έχουμε ελάχιστο θόρυβο περίπου ίσο με

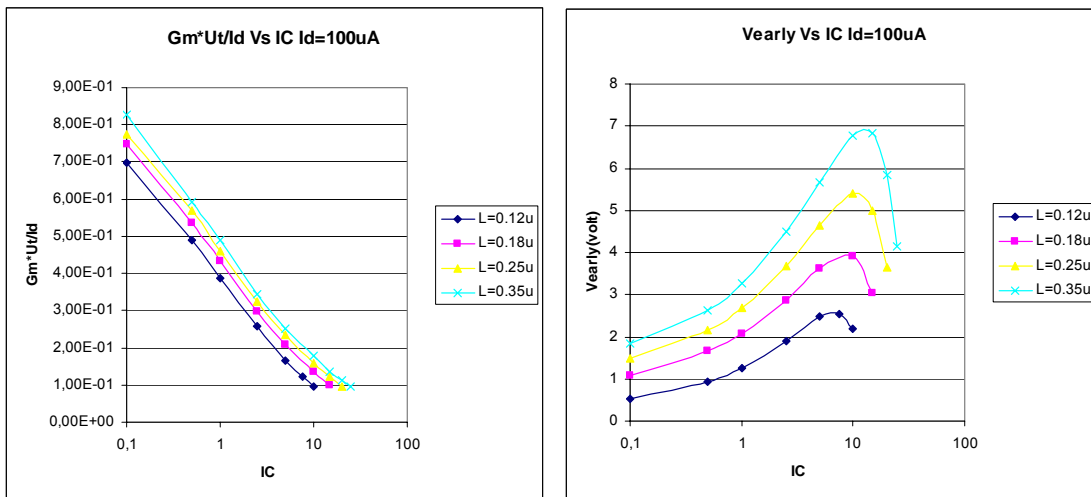
Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm

1.3dB για $L=0.18\mu$ και $IC \approx 2.5-5$, για $I_d=3mA$ έχουμε ελάχιστο θόρυβο περίπου ίσο με 0.7dB για $L=0.12\mu$ και $IC \approx 1-2.5$ και τέλος για $I_d=10mA$ έχουμε ελάχιστο θόρυβο περίπου ίσο με 0.4dB για $L=0.12\mu$ και $IC \approx 5$. Τιμές θορύβου κάτω από ένα dB θεωρούνται πάρα πολύ καλές ωστόσο στις τελικές μας επιλογές δεν πρέπει να ξεχνάμε και τα υπόλοιπα tradeoffs που πρέπει να ικανοποιούνται.

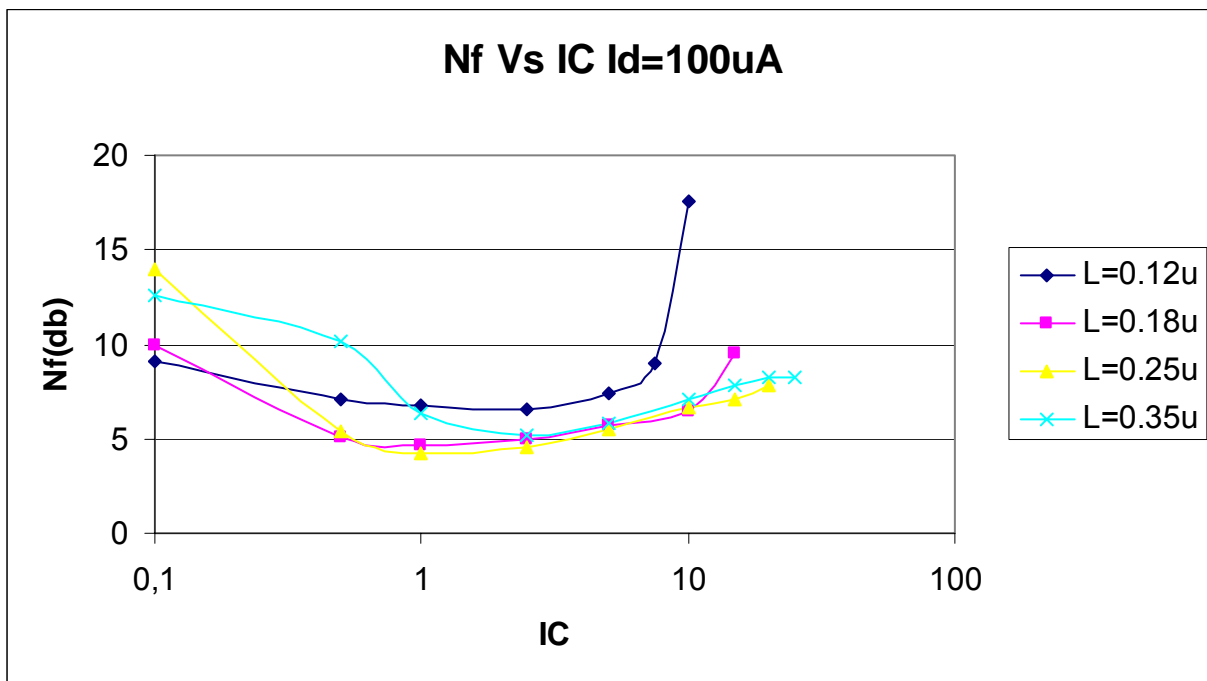
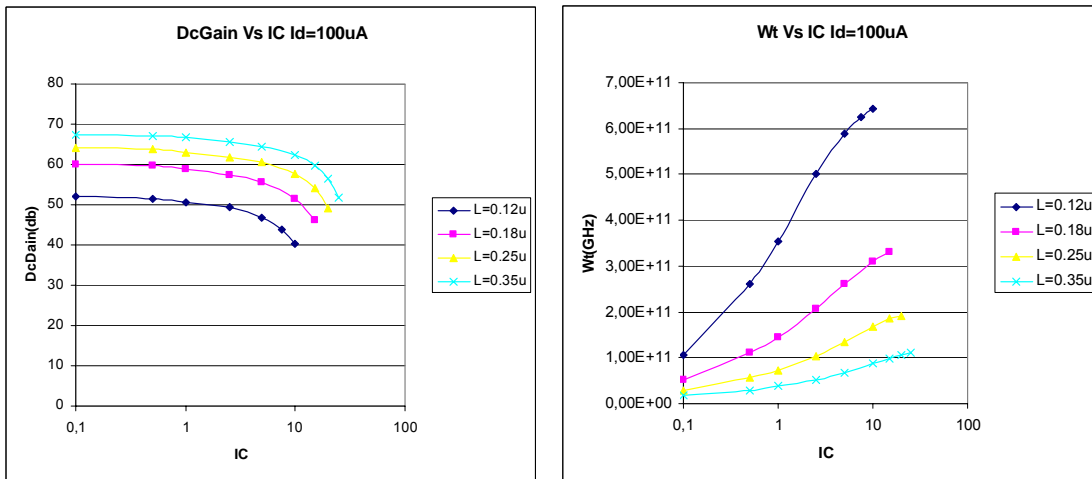
6.1.2 Χρήση NQS EKV3 μοντέλου

Παρακάτω ακολουθούν τα γραφήματα της συγκεκριμένης ανάλυσης:

$I_d=100\mu A$

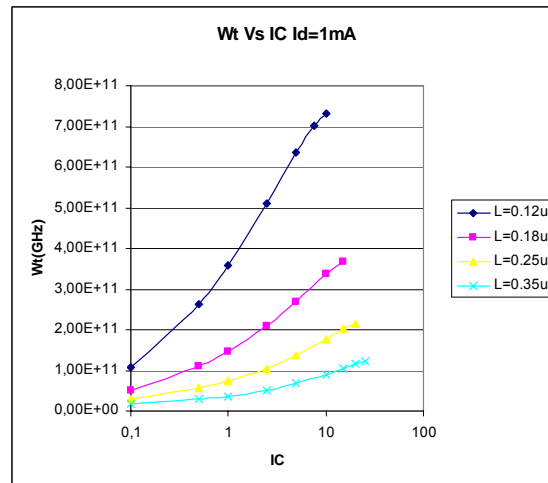
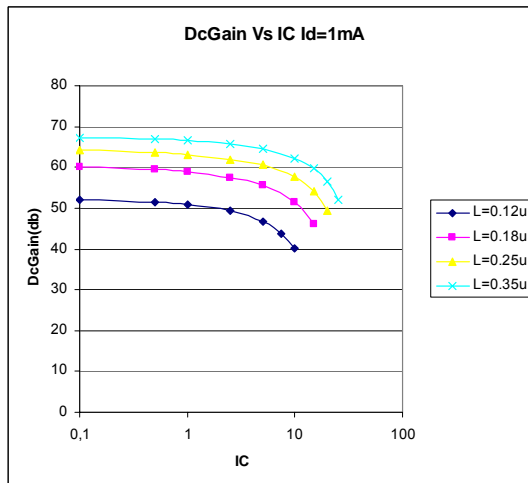
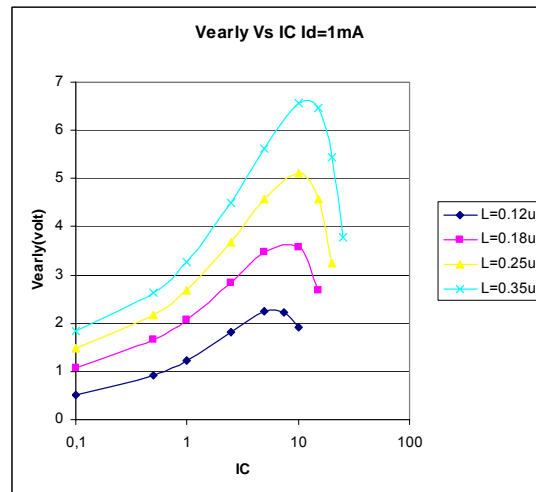
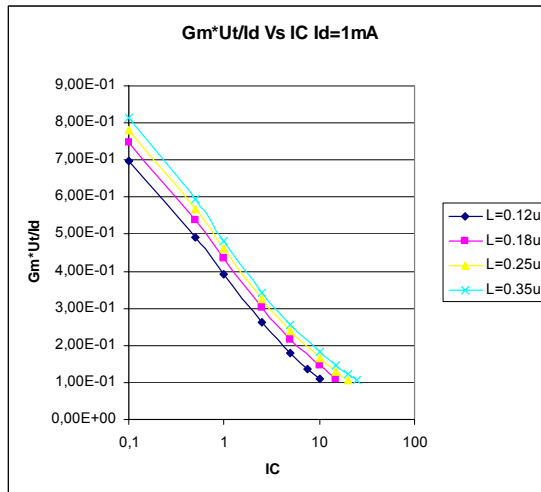


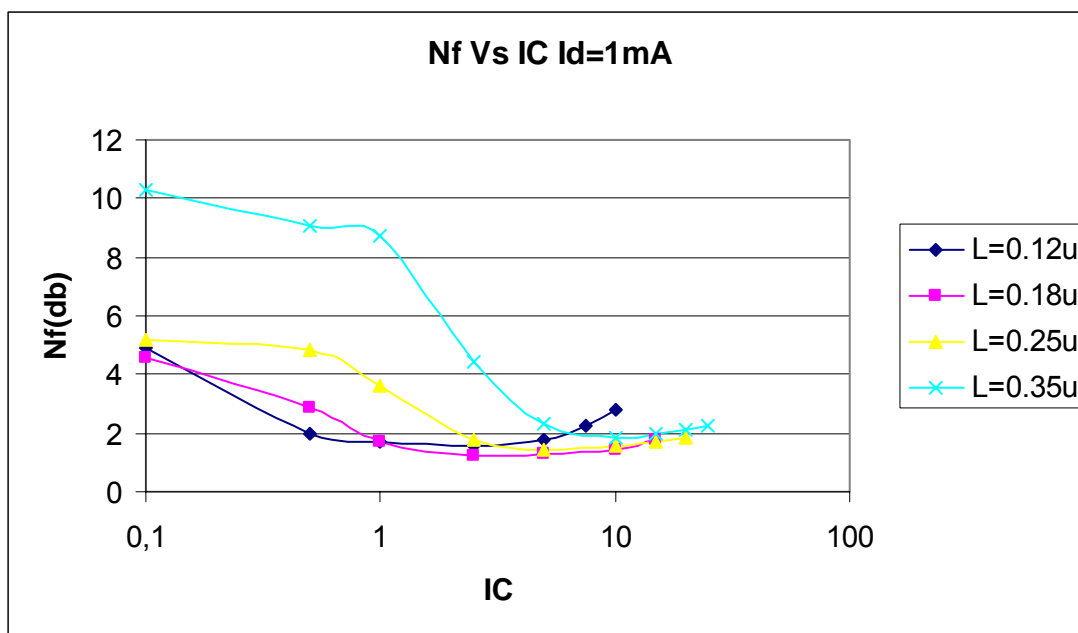
Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm



Σχ 6.6- Id=100uA f=5.5GHz. Transconductance efficiency, Early voltage, DC gain, transition frequency, and noise figure versus inversion coefficient (IC), for various channel lengths.(NQS μοντέλο)

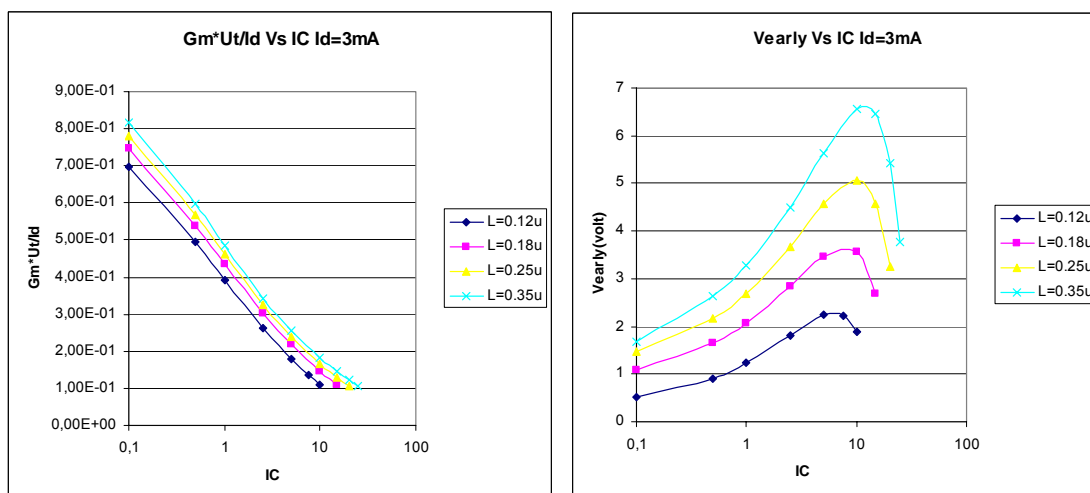
$I_d=1\text{mA}$

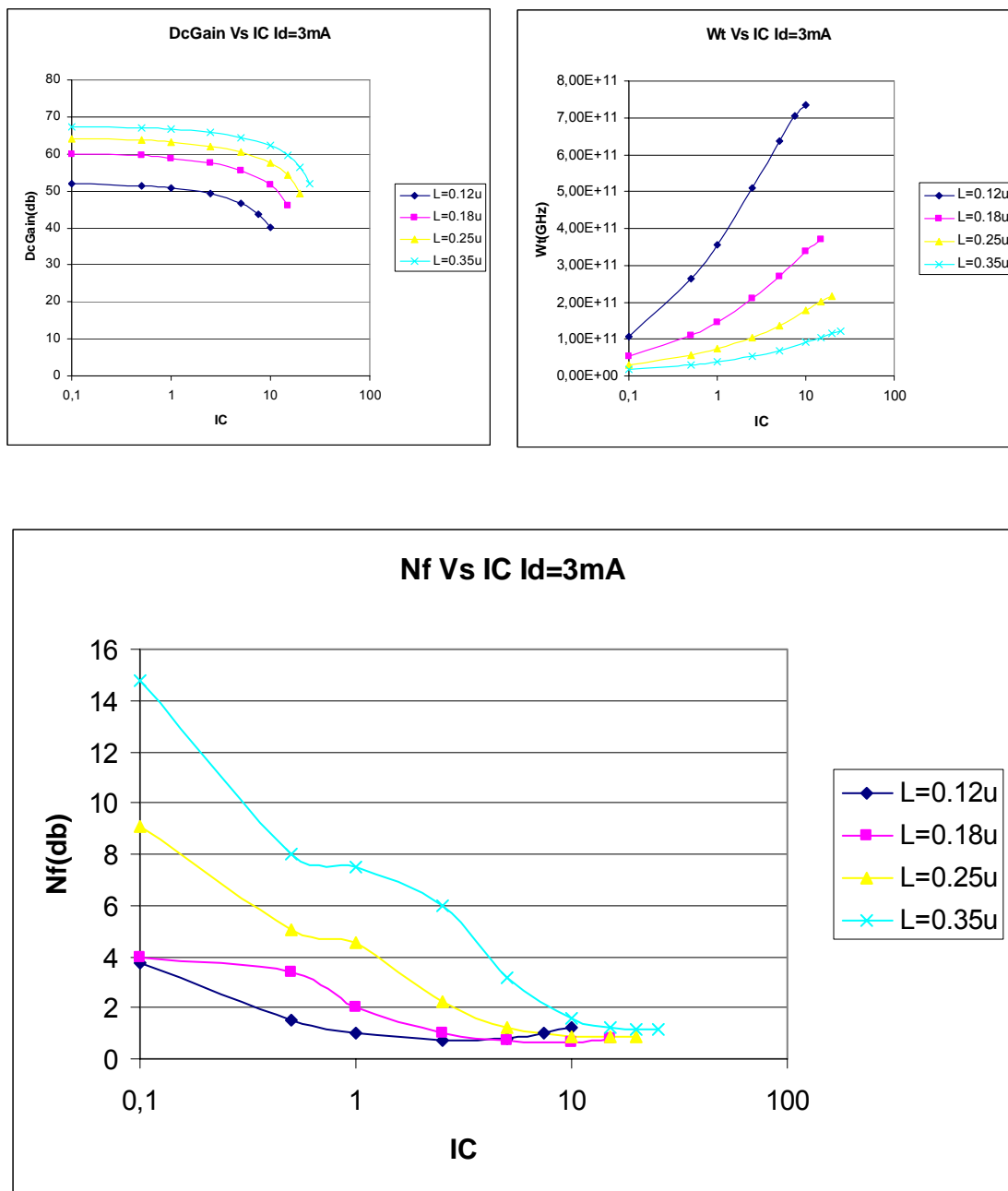




Σχ 6.7- Id=1mA f=5.5GHz. Transconductance efficiency, Early voltage, DC gain, transition frequency, and noise figure versus inversion coefficient (IC), for various channel lengths.(NQS μοντέλο)

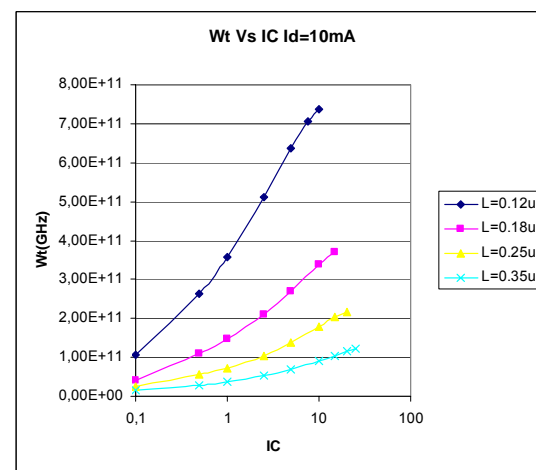
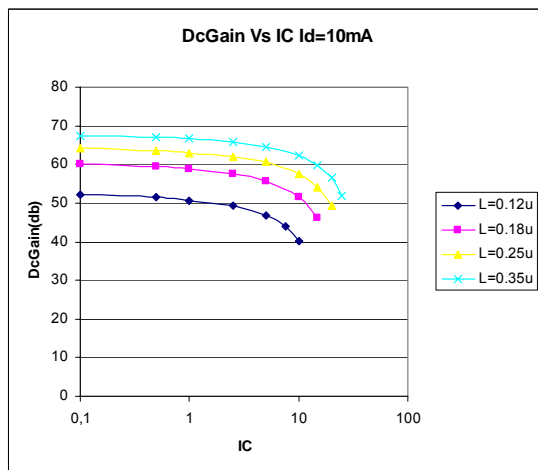
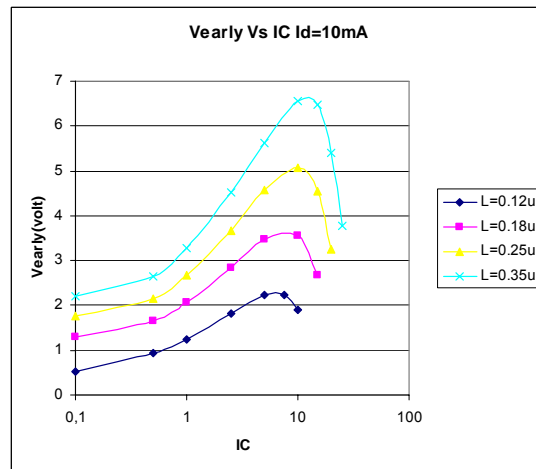
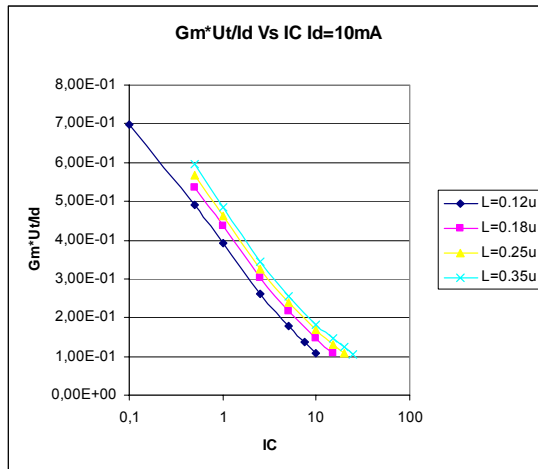
Id=3mA

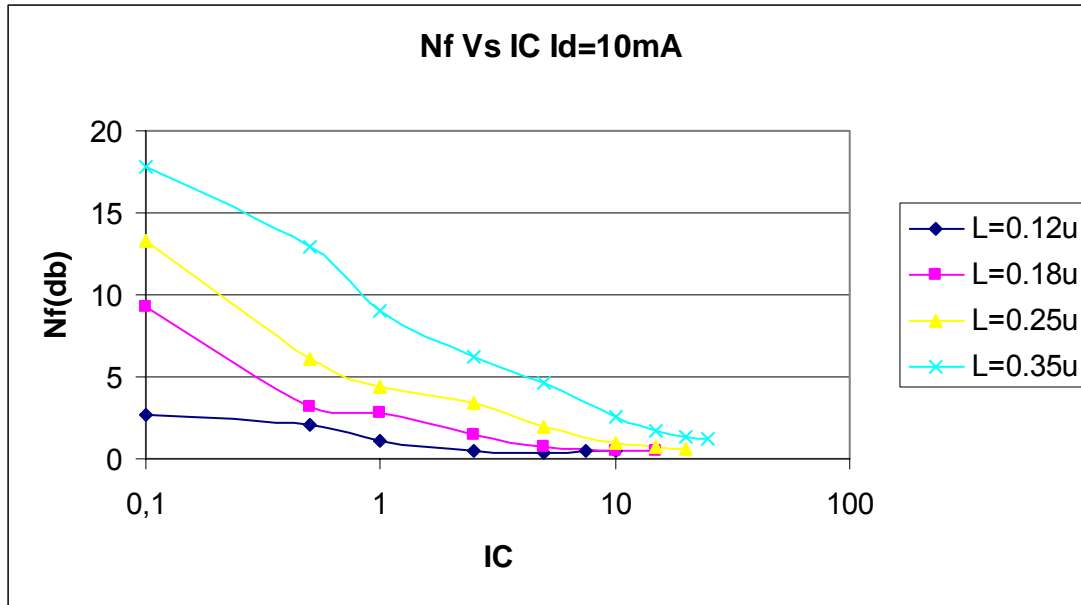




Σχ 6.8- $I_d=3\text{mA}$ $f=5.5\text{GHz}$. Transconductance efficiency, Early voltage, DC gain, transition frequency, and noise figure versus inversion coefficient (IC), for various channel lengths.(NQS μοντέλο)

Id=10mA





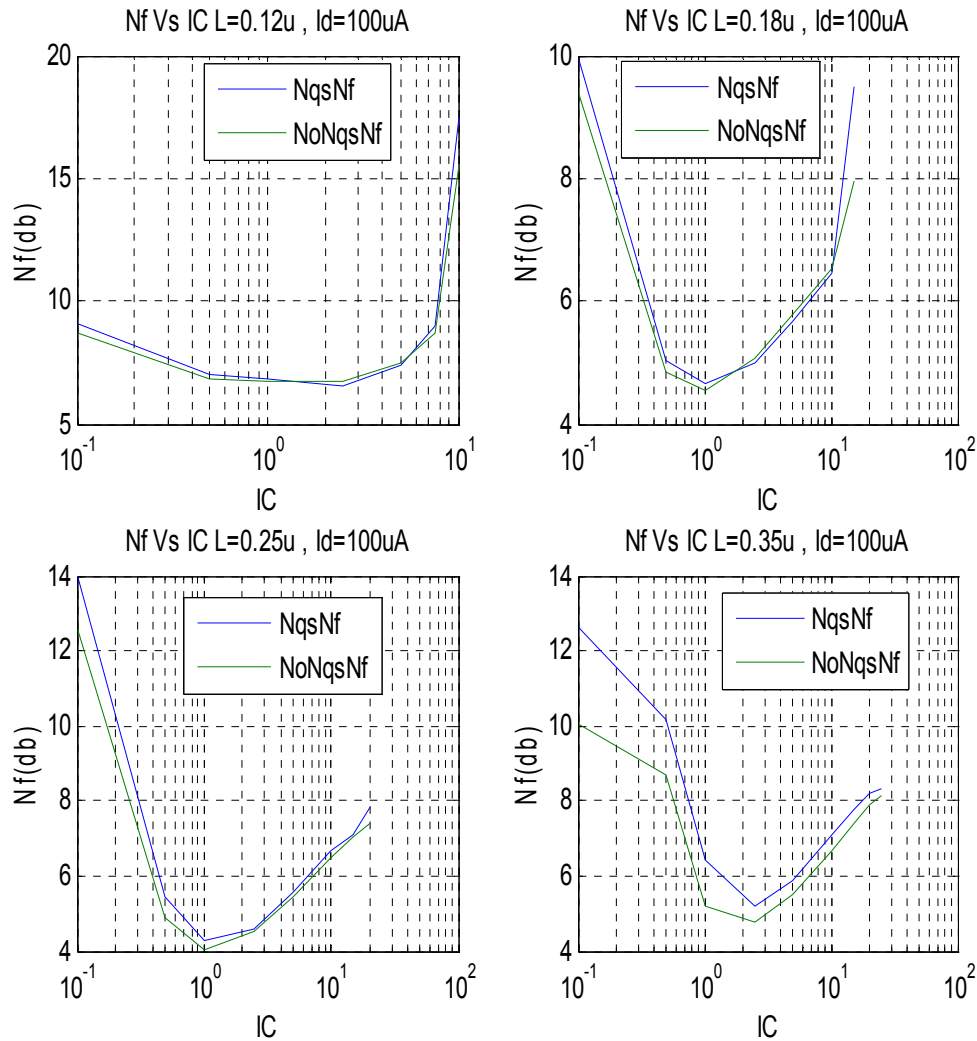
Σχ 6.9- Id=10mA f=5.5GHz. Transconductance efficiency, Early voltage, DC gain, transition frequency, and noise figure versus inversion coefficient (IC), for various channel lengths.(NQS μοντέλο)

Όπως φαίνεται από τα γραφήματα ,τα μεγέθη $G_m \cdot U_t / I_d$, V_{early} , $DcGain$, W_t παρουσιάζουν την ίδια συμπεριφορά όπως και στην προηγούμενη ανάλυση ενώ και οι τιμές που παίρνουν είναι παρόμοιες .Άρα μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η προσθήκη του NQS θορύβου δεν τα επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό.Τώρα όσον αφορά το συντελεστή θορύβου οι γενικές παρατηρήσεις που κάναμε και παραπάνω ισχύουν και σε αυτή την περίπτωση ωστόσο για να δούμε με ακρίβεια τις διαφορές μεταξύ των δύο μοντέλων πρέπει να γίνει αναλυτική σύγκριση τους η οποία και ακολουθεί παρακάτω.

6.1.3 Σύγκριση των δύο μοντέλων

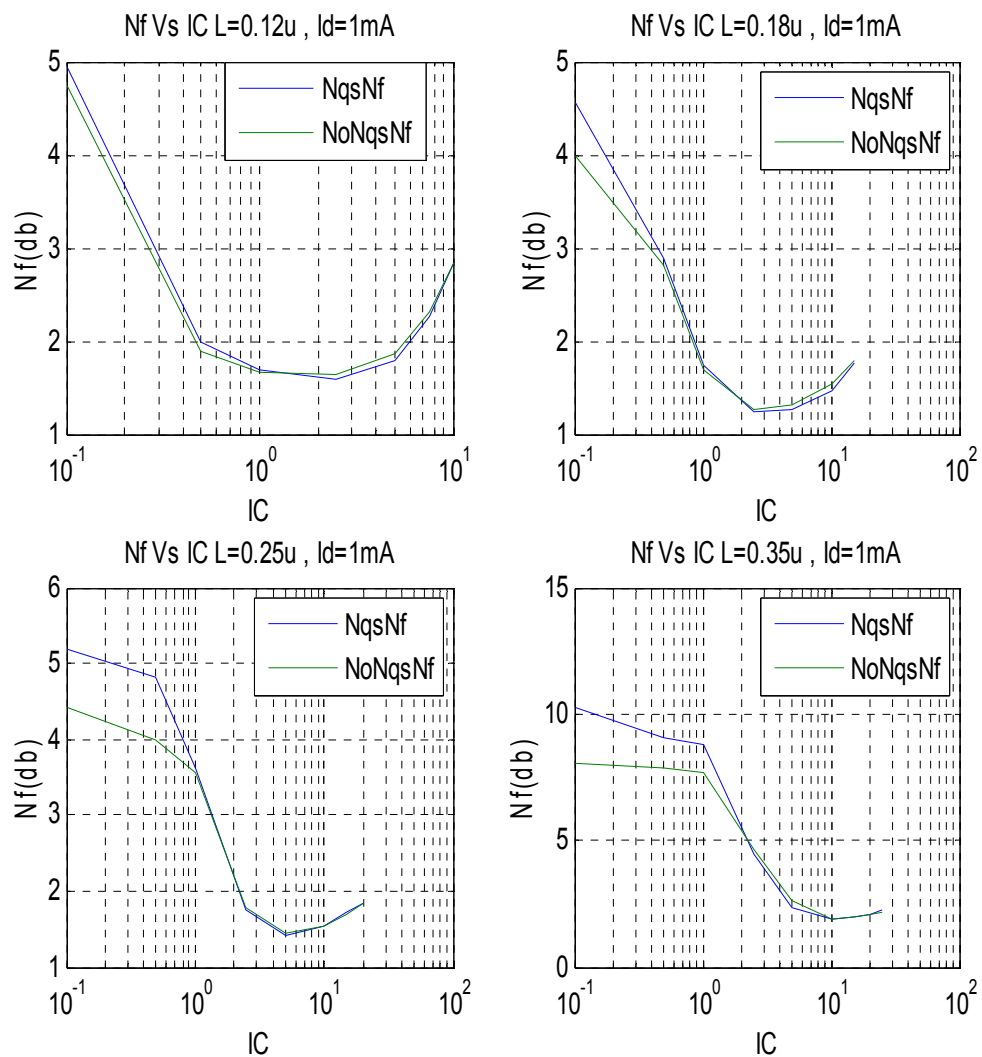
Τα γραφήματα που ακολουθούν έχουν σχεδιαστεί στο Matlab όπου για κάθε I_d και κάθε L φαίνεται η γραφική αναπαράσταση του θορύβου ως προς το IC συγκριτικά για τα δύο μοντέλα.

$I_d=100\mu A$



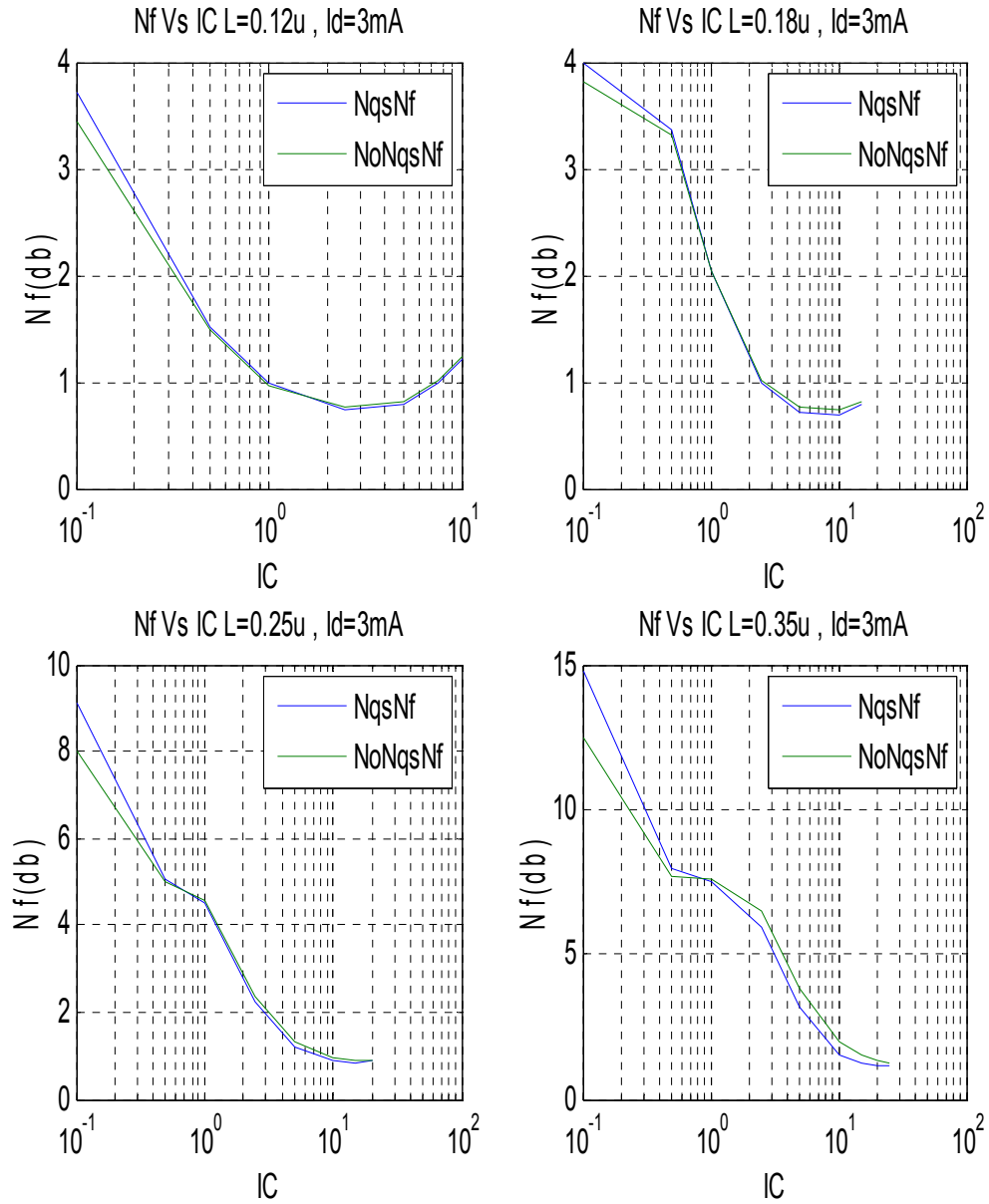
Σχ 6.10- $I_d=100\mu A$ $f=5.5GHz$ Σύγκριση NF μεταξύ NQS & NoNQS μοντέλου για διάφορα L .

Id=1mA



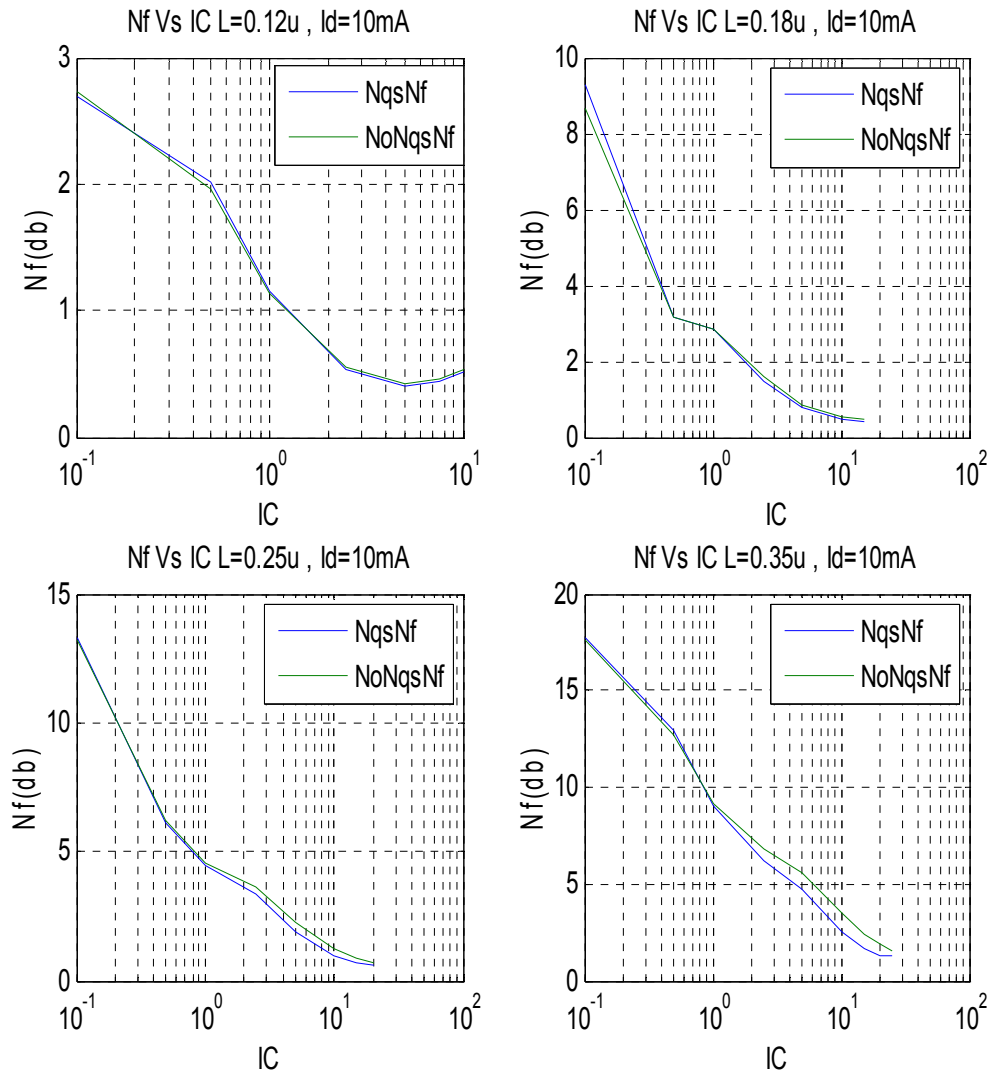
Σχ 6.11-Id=1mA f=5.5GHz Σύγκριση NF μεταξύ NQS & NoNQS μοντέλου για διάφορα L.

Id=3mA



Σχ 6.12-Id=3mA f=5.5GHz Σύγκριση NF μεταξύ NQS & NoNQS μοντέλου για διάφορα L.

Id=10mA



Σχ 6.13-Id=10mA f=5.5GHz Σύγκριση NF μεταξύ NQS & NoNQS μοντέλου για διάφορα L.

Όπως προκύπτει από τη θεωρία, η επιρροή του NQS θορύβου αναμένεται πιο έντονη σε όσο το δυνατόν χαμηλότερη αντιστροφή και όσο το δυνατόν μεγαλύτερο μήκος καναλιού. Αυτό γιατί η συχνότητα αποκοπής είναι ανάλογη του IC και αντιστρόφως ανάλογη του τετραγώνου του L. Υπο αυτές τις συνθήκες, πλησιάζει αρκετά τη συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος με αποτέλεσμα να φαίνεται έντονα η επίδραση του NQS

θορύβου. Αυτό το συμπέρασμα βγαίνει από τα παραπάνω γραφήματα και μάλιστα προκύπτει ότι η επίδραση αυτή είναι πιο έντονη όσο μικρότερο είναι το ρεύμα καναλιού.

6.2 Ανάλυση με χρήση μη ιδανικών πηνίων

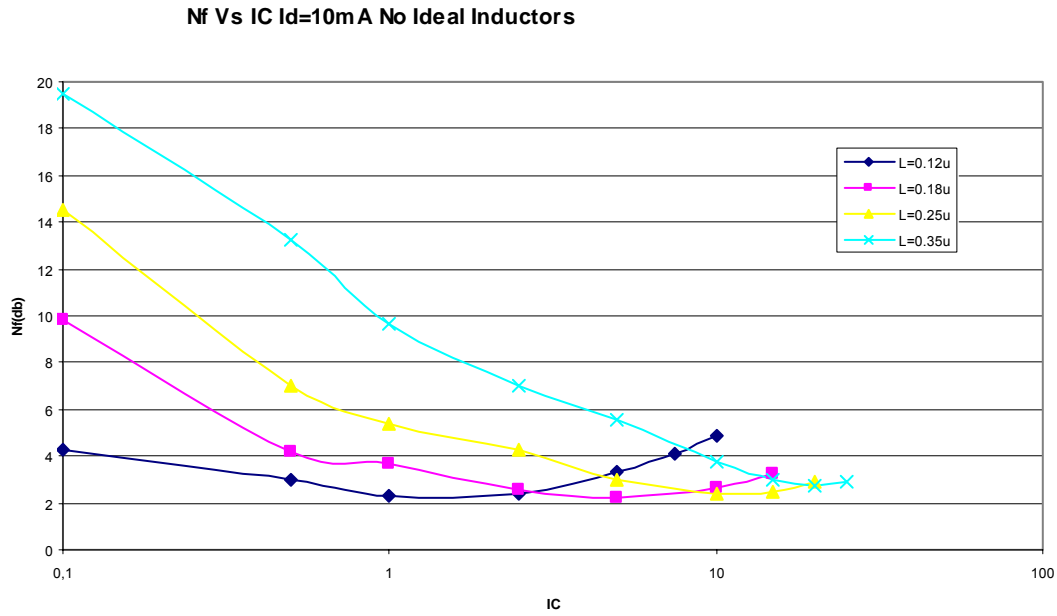
Οι μέχρι στιγμής προσωμειώσεις του LNA μας δίνουν ένα πολύ χαμηλό συντελεστή θορύβου εξαιτίας της χρήσης ιδανικών πηνίων που έχουν μηδενικές απώλειες όπου ο συντελεστής ποιότητας Q των πηνίων έχει πάρα πολύ μεγάλη τιμή. Στην πραγματικότητα όμως τα πηνία δεν είναι ιδανικά και έτσι πρέπει να καθορίσουμε το Q στη συγκεκριμένη τεχνολογία και με συχνότητα λειτουργίας τα 5.5GHz. Θα μπορούσαμε θεωρητικά να χρησιμοποιήσουμε πηνία υψηλού Q εξωτερικά του ολοκληρωμένου κυκλώματος (off-chip inductors) όμως στην πράξη αυτό δεν είναι εφαρμόσιμο και έτσι χρησιμοποιούμε εσωτερικά σπειρωτά πηνία (spiral printed inductors) των οποίων το Q κυμαίνεται από 4 έως 6.

Στα μη ιδανικά πηνία ισχύει ότι : $Q = \frac{\text{Im}(Z_{11})}{\text{Re}(Z_{11})} = \frac{2\pi F_0 L}{R_L} = \frac{\omega_0 L}{R_L}$ όπου L είναι η αυτεπαγωγή του πηνίου

και R_L η σειριακή του αντίσταση. Επιλέγοντας $Q=5$ και $\omega_0 = 2\pi F_0 = 6.28 \cdot 5.5\text{GHz}$ υπολογίσαμε τη σειριακή αντίσταση του καθενός από τα τρία πηνία που χρησιμοποιήθηκαν σύμφωνα με τους παρακάτω τύπους.

$$R_{LS} = \frac{\omega_0 \cdot L_S}{Q}, \quad R_{LG} = \frac{\omega_0 \cdot L_G}{Q}, \quad R_{LD} = \frac{\omega_0 \cdot L_D}{Q}$$

Οι αντιστάσεις αυτές, ιδιαίτερα στις περιπτώσεις που μας ενδιαφέρουν, είναι αρκετά μικρές για να επηρεάσουν την Dc συμπεριφορά του κυκλώματος και κατά συνέπεια μεγέθη όπως : DcGain, Vearly, $G_m \cdot U_t / I_d$, W_t . Ωστόσο όπως ήταν αναμενόμενο, επηρεάζουν αρνητικά το συντελεστή θορύβου του ενισχυτή μας. Στο παρακάτω γράφημα που προέκυψε από αρκετές προσωμειώσεις, φαίνεται για κάθε L ποια IC μας δίνουν το καλύτερο noise figure χωρίς να χαλάνε πολύ τα υπόλοιπα trade-offs. Έτσι για $L=0.12\mu\text{m}$ έχουμε IC=1, για $L=0.18\mu\text{m}$ έχουμε IC=5, για $L=0.25\mu\text{m}$ έχουμε IC=10 και για $L=0.35\mu\text{m}$ έχουμε IC=20.



Σχ 6.14-Id=10mA f=5.5GHz NF vs IC για διάφορα L (No Ideal Inductors)

ενώ στον παρακάτω πίνακα φαίνονται για κάθε περίπτωση από τις παραπάνω ,οι τιμές των μεγεθών που μας ενδιαφέρουν.

Πίνακας 6.1-Βέλτιστες περιπτώσεις

L(μm)	IC	DcGain(dB)	Gm*Ut/Id	Vearly(Volt)	Wt(GHz)	NF(dB)
0,12	1	50,7	0,382	1,3	348	2,316
0,18	5	55,6	0,218	3,5	271	2,214
0,25	10	57,6	0,168	5	178	2,353
0,35	20	56,4	0,123	5,4	116	2,755

6.2.1 Επιλογή Id=10mA

Όλες οι παραπάνω προσομοιώσεις έγιναν για ρεύμα ίσο με 10mA. Αυτό γιατί με τη χρήση μη ιδανικών πηνίων παρατηρήσαμε ότι ο θόρυβος του LNA όχι μόνο είναι μεγαλύτερος όπως ήταν και αναμενόμενο αλλά πετυχαίνει και τη βέλτιστη τιμή του για αρκετά μεγάλο W και άρα αρκετά μεγάλο ρεύμα σε σχέση με την ανάλυση όταν έχουμε ιδανικά πηνία. Έτσι ξεχωριστά για κάθε L έχουμε:

L=0.12μm:

Ενώ με τη χρήση ιδανικών πηνίων το πλάτος που μας έδινε βέλτιστο noise figure ήταν $W=200-300\mu\text{m}$ περίπου, με τη χρήση μη ιδανικών πηνίων είναι $W=900\mu\text{m}$ περίπου. Από τον παρακάτω πίνακα παρατηρούμε ότι για τέτοιο πλάτος και IC μεγαλύτερο του 1 το ρεύμα υπερβαίνει κατά πολύ τα 10mA και άρα έχουμε πολύ μεγάλη κατανάλωση πράγμα το οποίο δεν το θέλουμε.

Πίνακας 6.2

IC	Id(mA)	Nf(dB)
0,1	1,1	7,057
0,5	5,5	2,997
1	11	2,292
2,5	27,5	ID>>10mA High Consumption
5	55,1	ID>>10mA High Consumption
7,5	82,6	ID>>10mA High Consumption
10	110	ID>>10mA High Consumption

Όπως φαίνεται η επιλογή Id=10mA και IC=1 ήταν η καλύτερη δυνατή

L=0.18μm:

Ενώ με τη χρήση ιδανικών πηνίων το πλάτος που μας έδινε βέλτιστο noise figure ήταν $W=150-200\mu\text{m}$ περίπου, με τη χρήση μη ιδανικών πηνίων είναι $W=600\mu\text{m}$ περίπου. Από τον παρακάτω πίνακα παρατηρούμε ότι για τέτοιο πλάτος και IC μεγαλύτερο του 2.5 το ρεύμα υπερβαίνει κατά πολύ τα 10mA και άρα έχουμε πολύ μεγάλη κατανάλωση πράγμα το οποίο δεν το θέλουμε.

Πίνακας 6.3

IC	Id(mA)	Nf(dB)
0,1	0,395	11,378
0,5	1,98	4,911
1	3,95	3,552
2,5	9,88	2,533
5	19,8	ID>>10mA High Consumption
10	39,5	ID>>10mA High Consumption
15	59,3	ID>>10mA High Consumption

Παρατηρούμε ότι για IC=2.5 έχουμε την καλύτερη τιμή του noise figure για $W=600\mu\text{m}$ (2.533). Όμως για IC=5 και Id=10mA οπότε και μικρότερο W, το noise figure έχει ακόμα καλύτερη τιμή (2.214) όπως είδαμε παραπάνω γιαντό και επιλέγουμε αυτήν την περίπτωση ως βέλτιστη.

L=0.25μm:

Ενώ με τη χρήση ιδανικών πηνίων το πλάτος που μας έδινε βέλτιστο noise figure ήταν $W=75-125\mu\text{m}$ περίπου, με τη χρήση μη ιδανικών πηνίων είναι $W=400\mu\text{m}$ περίπου. Από τον παρακάτω πίνακα παρατηρούμε ότι για τέτοιο πλάτος και I_C μεγαλύτερο του 5 το ρεύμα υπερβαίνει κατά πολύ τα 10mA και άρα έχουμε πολύ μεγάλη κατανάλωση πράγμα το οποίο δεν το θέλουμε.

Πίνακας 6.4

I_C	$I_d(\text{mA})$	$N_f(\text{dB})$
0,1	0,171	15,973
0,5	0,857	8,229
1	1,71	6,013
2,5	4,28	3,9
5	8,57	2,926
10	17,1	$I_D \gg 10\text{mA}$ High Consumption
15	25,7	$I_D \gg 10\text{mA}$ High Consumption
20	34,3	$I_D \gg 10\text{mA}$ High Consumption

Παρατηρούμε ότι για $I_C=5$ έχουμε την καλύτερη τιμή του noise figure για $W=600\mu\text{m}$ (2.926). Όμως για $I_C=5$ και $I_d=10\text{mA}$ οπότε και μικρότερο W , το noise figure έχει ακόμα καλύτερη τιμή (2.353) όπως είδαμε παραπάνω γιαντό και επιλέγουμε αυτήν την περίπτωση ως βέλτιστη.

L=0.35μm:

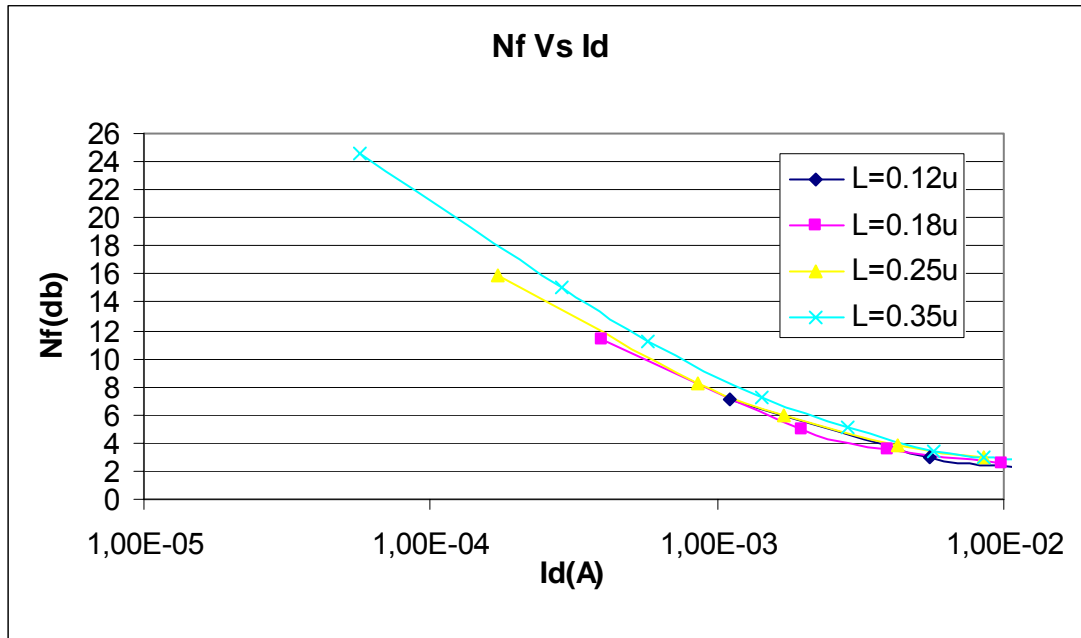
Ενώ με τη χρήση ιδανικών πηνίων το πλάτος που μας έδινε βέλτιστο noise figure ήταν $W=60-90\mu\text{m}$ περίπου, με τη χρήση μη ιδανικών πηνίων είναι $W=200\mu\text{m}$ περίπου. Από τον παρακάτω πίνακα παρατηρούμε ότι για τέτοιο πλάτος και I_C μεγαλύτερο του 5 το ρεύμα υπερβαίνει κατά πολύ τα 10mA και άρα έχουμε πολύ μεγάλη κατανάλωση πράγμα το οποίο δεν το θέλουμε.

Πίνακας 6.5

I_C	$I_d(\text{mA})$	$N_f(\text{dB})$
0,1	0,0571	24,605
0,5	0,286	14,998
1	0,571	11,157
2,5	1,43	7,275
5	2,86	5,111
10	5,71	3,474
15	8,57	2,969
20	11,4	2,87
25	14,3	$I_D \gg 10\text{mA}$ High Consumption

Όπως φαίνεται η επιλογή $I_d=10\text{mA}$ και $I_C=20$ ήταν η καλύτερη δυνατή.

Σαν συμπέρασμα μπορούμε να πούμε ότι για κάθε L, μικρά IC μας δίνουν βέλτιστο θόρυβο για $I_d < 10\text{mA}$ όμως η τιμή του είναι αρκετά μεγάλη ενώ μεγάλα IC μας δίνουν βέλτιστο θόρυβο με πολύ καλές τιμές όμως η τιμή του ρεύματος ξεπερνάει κατά πολύ τα 10mA και έτσι έχουμε μεγάλη κατανάλωση. Έτσι ο καθορισμός του ρεύματος στα 10mA εκ των πραγμάτων κρίνεται ως σωστή επιλογή καθώς και αρκετά καλό θόρυβο μας δίνει και κατανάλωση μέσα στα όρια των προδιαγραφών του συστήματος. Στο παρακάτω γράφημα φαίνεται η διακύμανση του noise figure ως προς το I_d για κάθε L. Έχουμε πάρει μέγιστο $I_d = 10\text{mA}$ καθώς μεγαλύτερες τιμές, όπως έχουμε δει δεν μας είναι χρήσιμες.

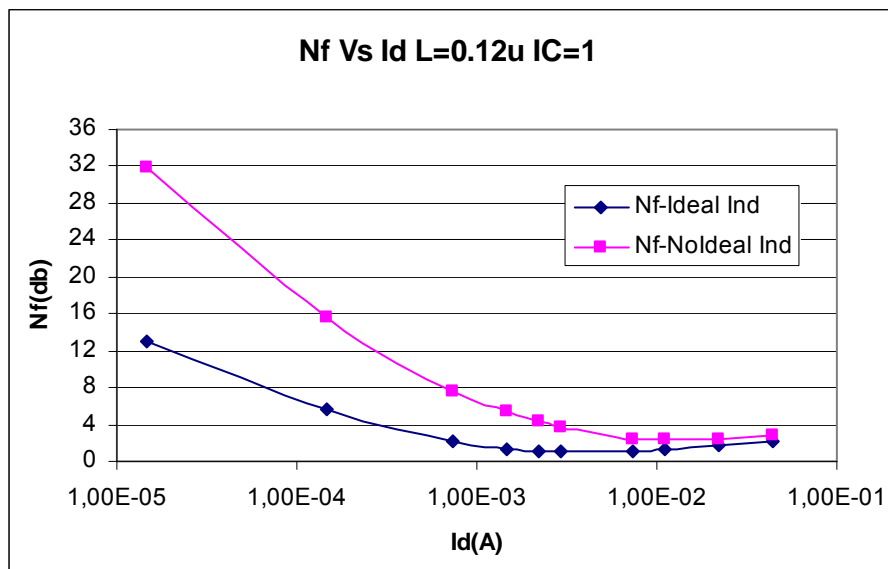


Σχ 6.15-Nf vs Id για διάφορα L και για σταθερό W για κάθε L

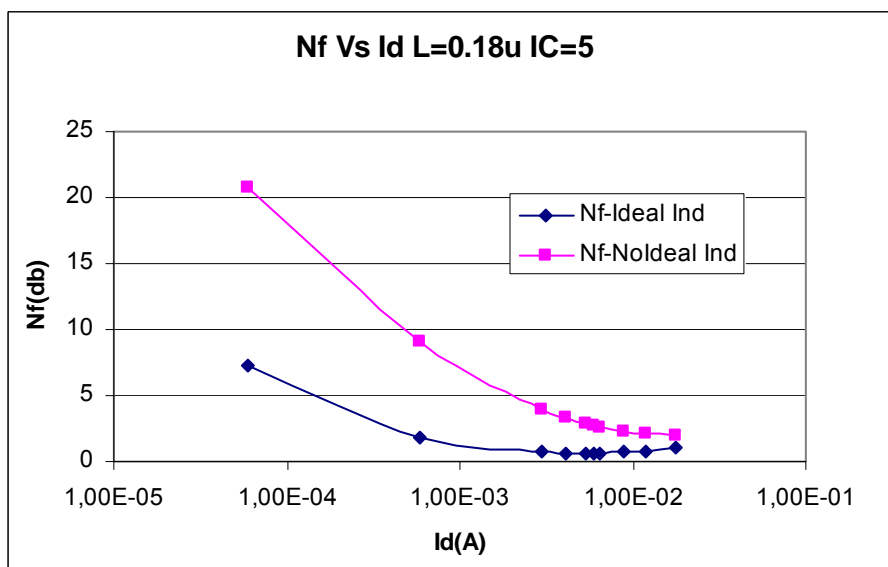
6.2.2 Σύγκριση ανάλυσης με και χωρίς ιδανικά πηνία

Με την επιλογή του ρεύματος $I_d = 10\text{mA}$ έχουμε μέχρι στιγμής βρει για κάθε L ποιο IC μας δίνει βέλτιστο θόρυβο. Για αυτές τις βέλτιστες περιπτώσεις ακολουθεί παρακάτω η σύγκριση του συντελεστή θορύβου των αναλύσεων με και χωρίς τη χρήση ιδανικών πηνίων. Έτσι:

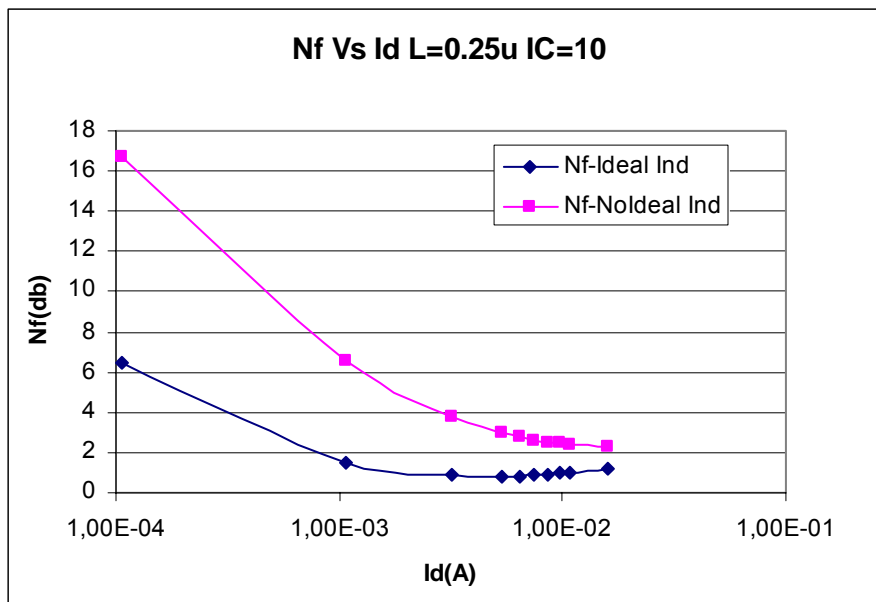
Για $L=0.12\mu\text{m}$ και $IC=1$:



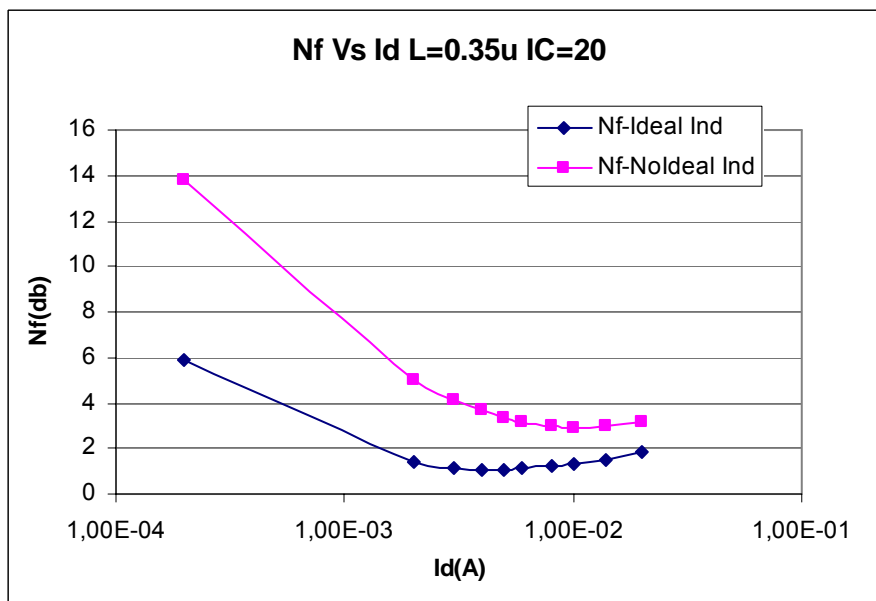
Για $L=0.18\mu\text{m}$ και $IC=5$:



Για $L=0.25\mu\text{m}$ και $IC=10$:



Για $L=0.35\mu\text{m}$ και $IC=20$:

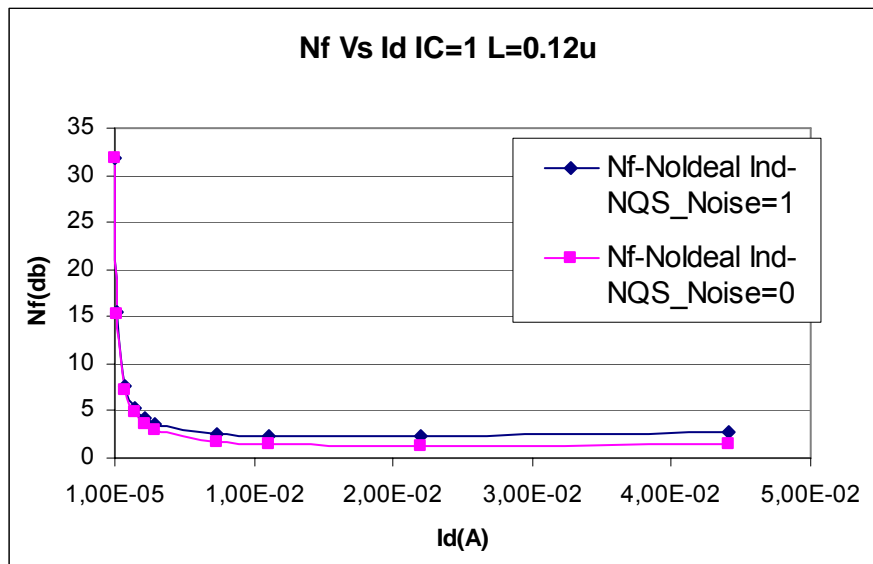


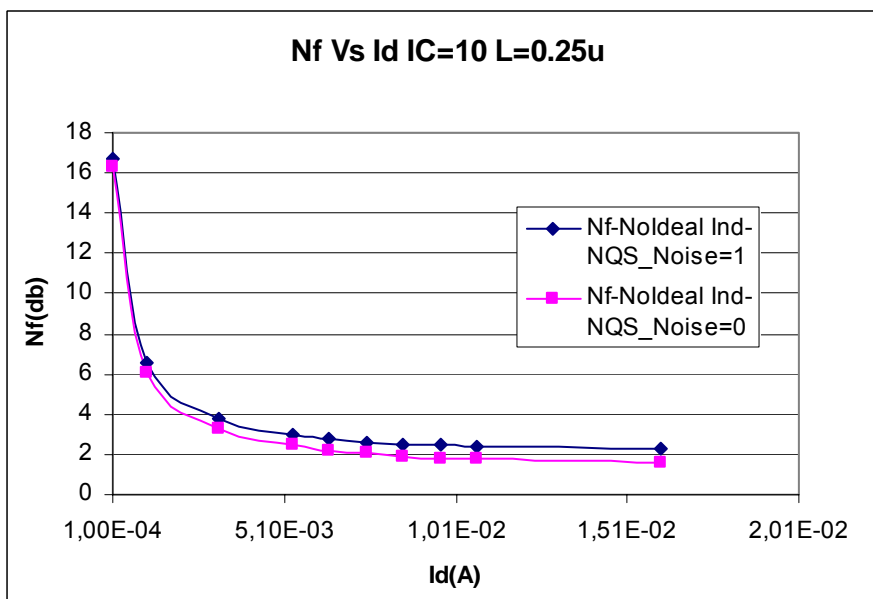
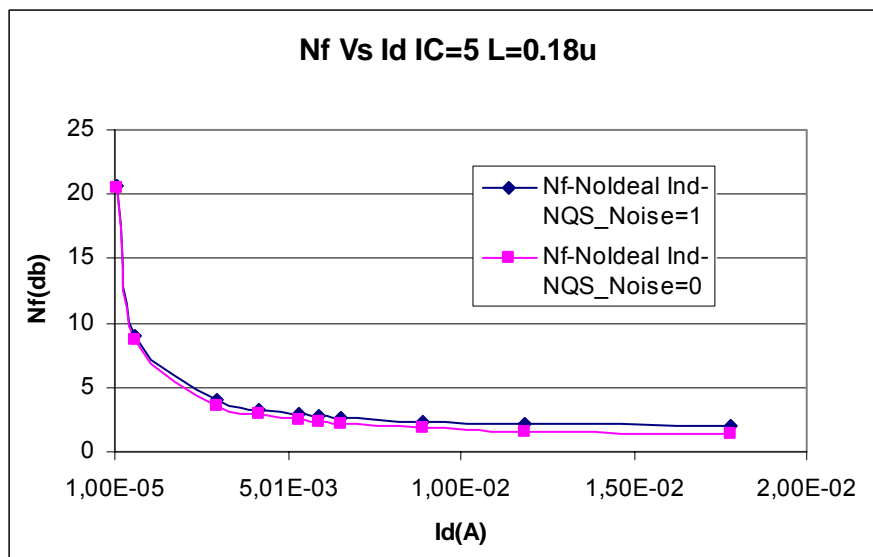
Σχ 6.16-Σύγκριση NF για ανάλυση με ιδανικά και πραγματικά πηνία για τις ιδανικές περιπτώσεις(IC,L)

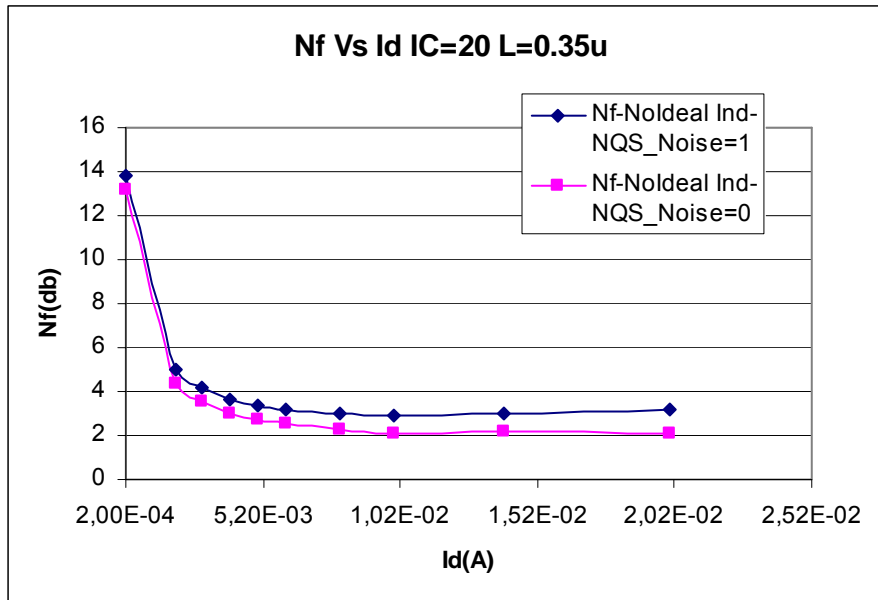
Παρατηρούμε όντως ότι με τη χρήση μη ιδανικών πηγών ο θόρυβος είναι όντως μεγαλύτερος ενώ η διαφορά είναι πιο έντονη όσο μικρότερο είναι το ρεύμα καναλιού.

6.2.3 Σύγκριση αναλύσεων με και χωρίς Induced Gate Noise(IGN)

Υπάρχει μία παράμετρος στο EKV3 μοντέλο του τρανζίστορ στο ADS (NQS-Noise) η οποία όταν είναι ενεργοποιημένη (=1) λαμβάνει υπόψιν την επίδραση του IGN ενώ όταν είναι απενεργοποιημένη (=0) δεν την λαμβάνει. Για τις βέλτιστες περιπτώσεις που είδαμε παραπάνω ακολουθεί η σύγκριση των αναλύσεων για NQS-Noise=1 και NQS-Noise=0. Πρέπει να διευκρινιστεί εδώ ότι η παράμετρος αυτή έχει να κάνει με το αν λαμβάνουμε υπόψιν μας το Induced Gate Noise και δεν πρέπει να μπερδεύεται με την ανάλυση και σύγκριση του θορύβου των 2 EKV3 μοντέλων που χρησιμοποιήσαμε και η οποία παρουσιάστηκε νωρίτερα σε αυτό το κεφάλαιο. Όπως ήταν αναμενόμενο η παρουσία του IGN μας δίνει μεγαλύτερο noise figure.





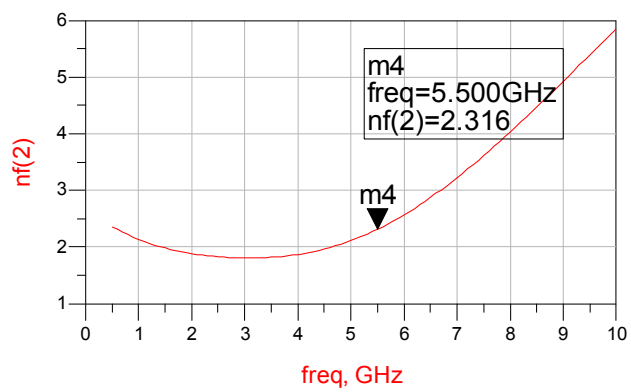
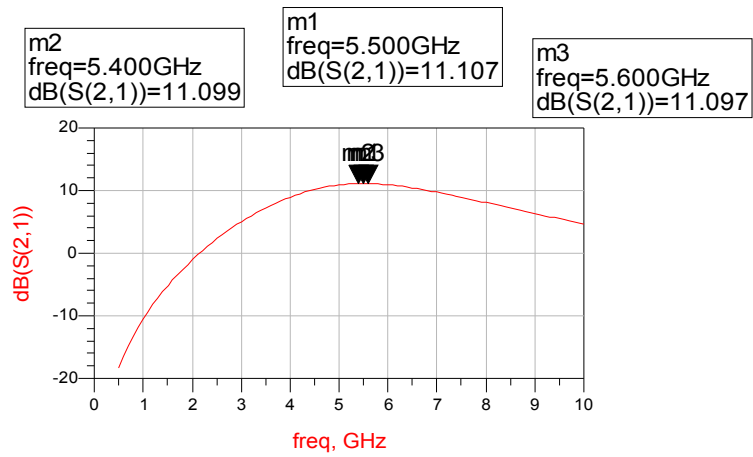


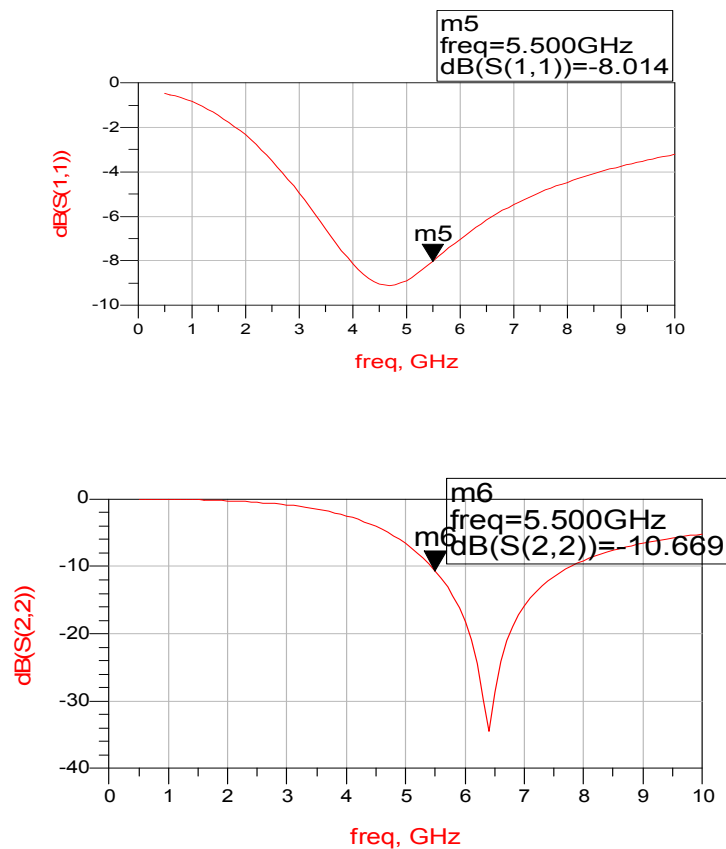
Σχ 6.17-Σύγκριση NF για IGN=1 και IGN=0 για τις βέλτιστες περιπτώσεις (IC,L)

6.2.4 Πλήρης ανάλυση και σύγκριση βέλτιστων περιπτώσεων

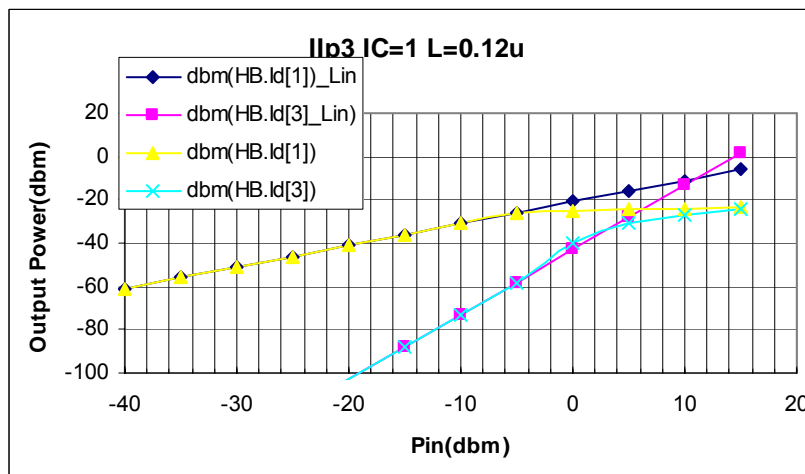
Με τη μέχρι τώρα μελέτη, έχουμε καταλήξει σε τέσσερις βέλτιστες περιπτώσεις, μία για κάθε διαφορετικό μήκος καναλιού L . Αναλύοντας περαιτέρω αυτές τις περιπτώσεις ως προς τη γραμμικότητα και τις s -παραμέτρους μπορούμε να καταλήξουμε σε μία από αυτές για την τελική υλοποίηση του ενισχυτή μας. Έτσι παρακάτω παρατίθενται τα αποτελέσματα αυτών των περιπτώσεων καθώς και ένας συγκριτικός πίνακας που θα βοηθήσει στην τελική μας επιλογή.

L=0.12μm και IC=1:



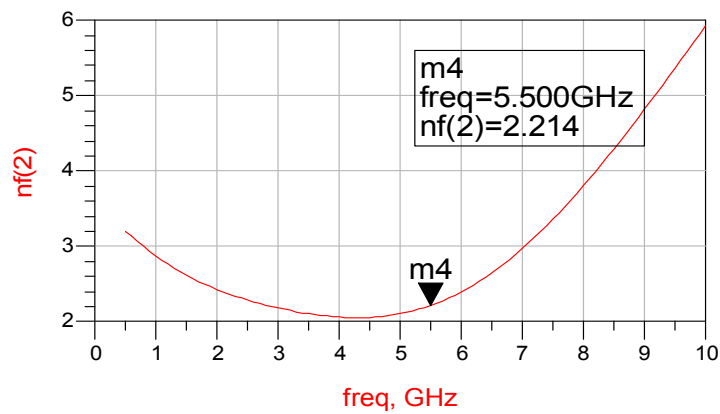
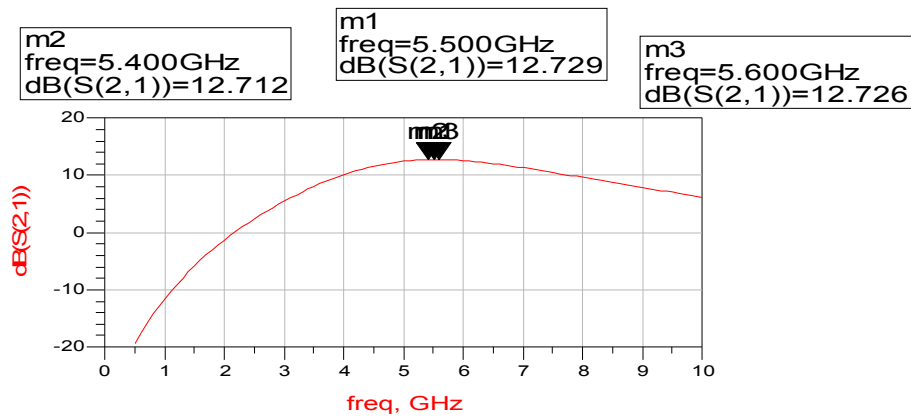


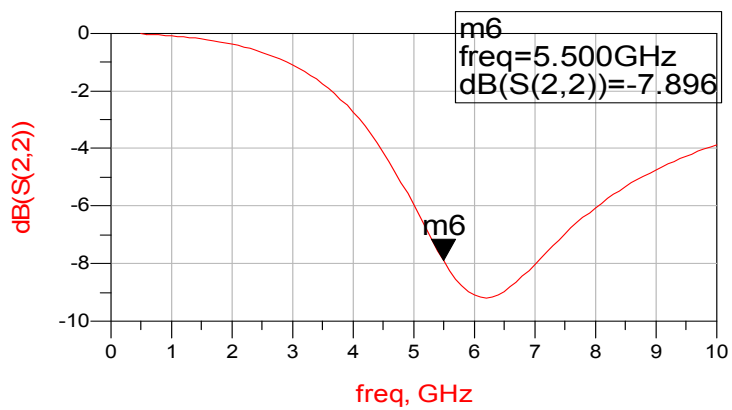
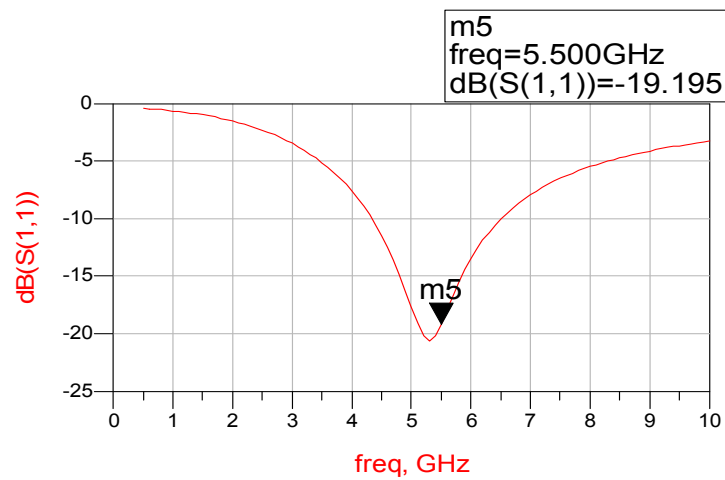
Σχ 6.18-S21,S11,S22,Nf vs Freq Id=10mA, L=0.12u, IC=1



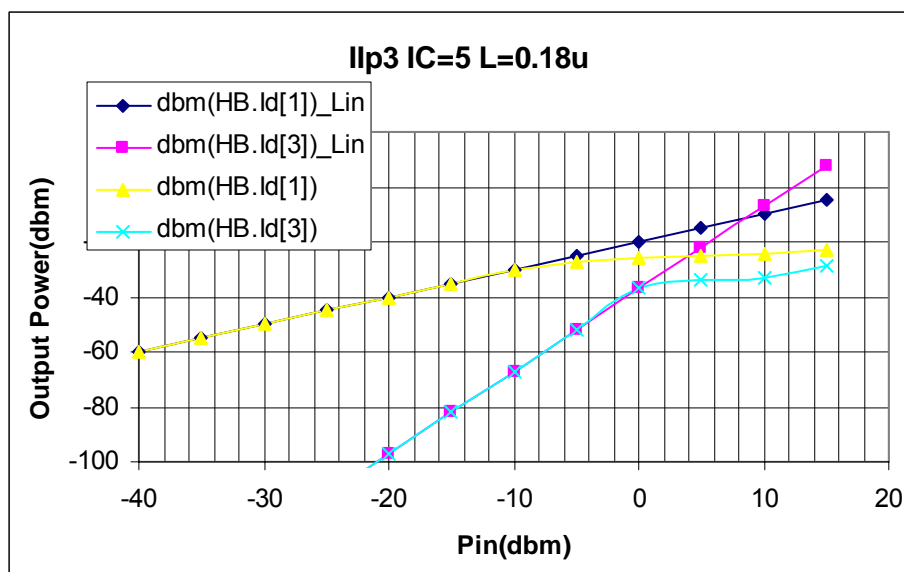
Σχ 6.19-Μέτρηση IIP3 Id=10mA, L=0.12u, IC=1

L=0.18μm και IC=5:



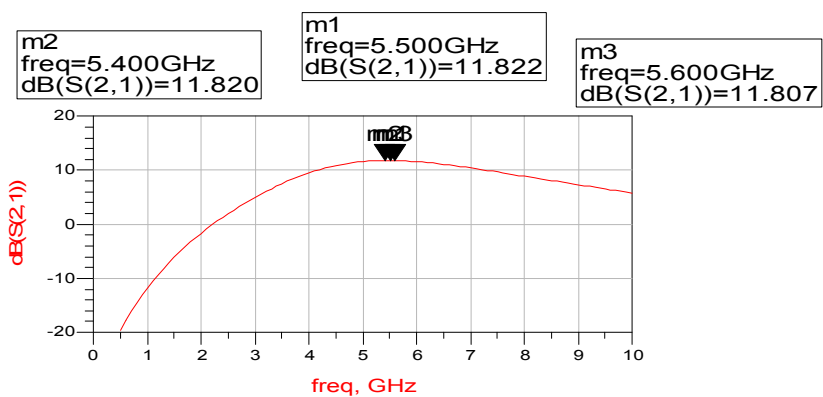


Σχ 6.20-S21,S11,S22,Nf vs Freq Id=10mA, L=0.18u, IC=5

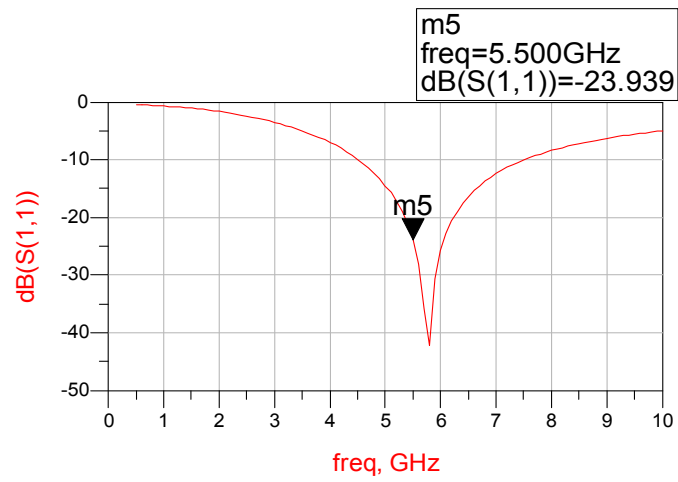
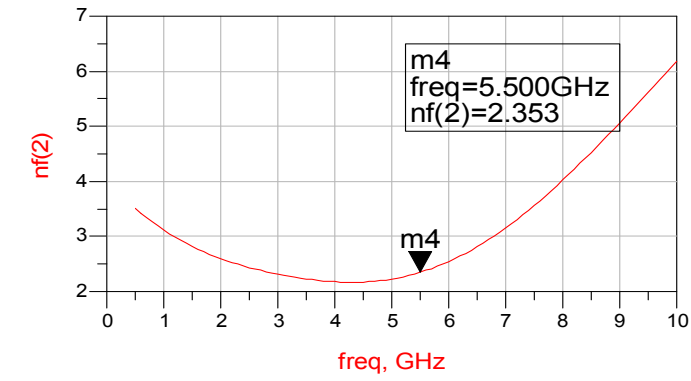


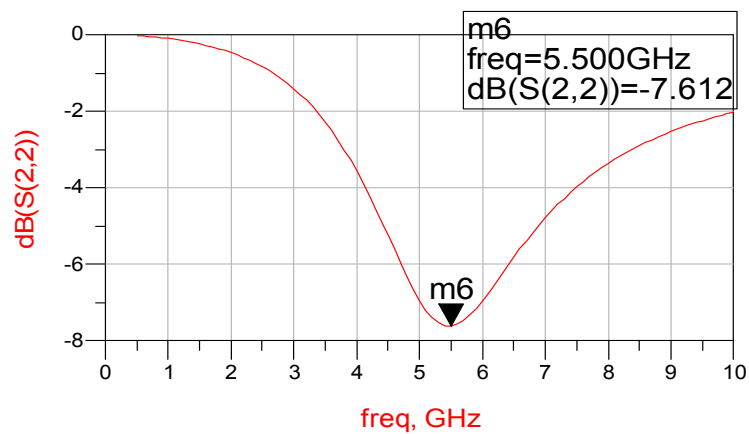
Σχ 6.21-Μέτρηση Ilp3 Id=10mA, L=0.18u, IC=5

L=0.25μm και IC=10:

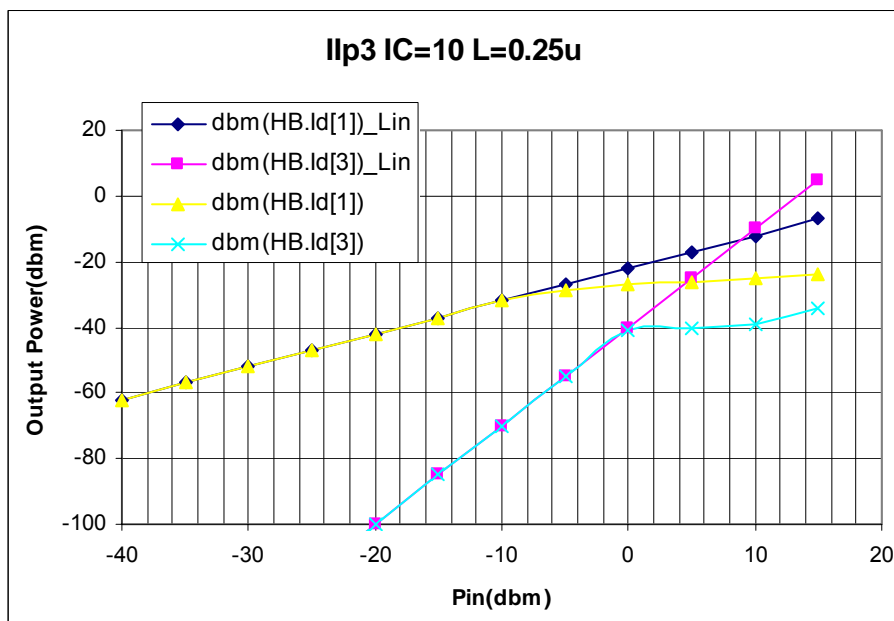


Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm



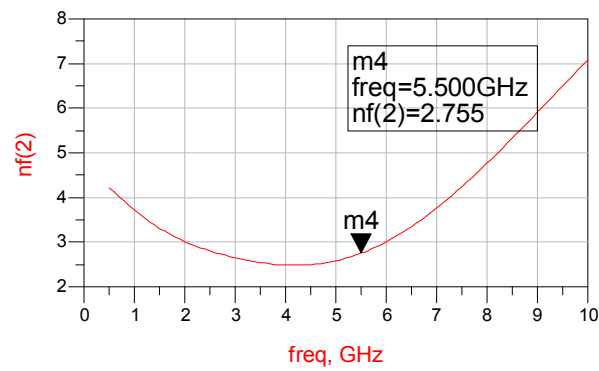
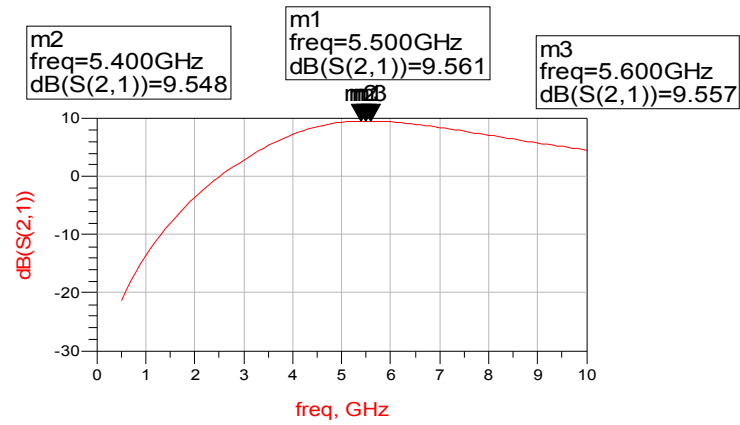


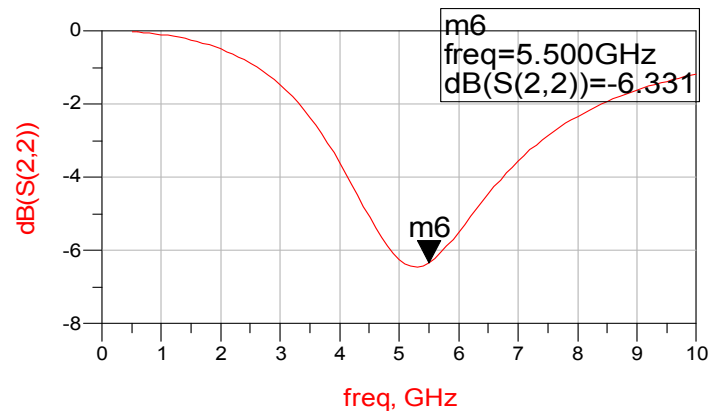
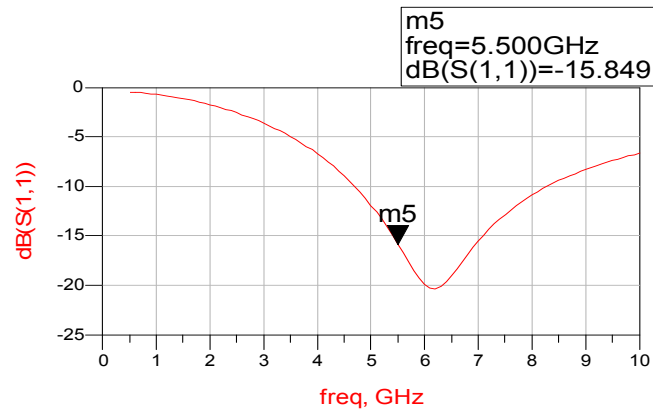
Σχ 6.22-S21,S11,S22,Nf vs Freq Id=10mA, L=0.25u, IC=10



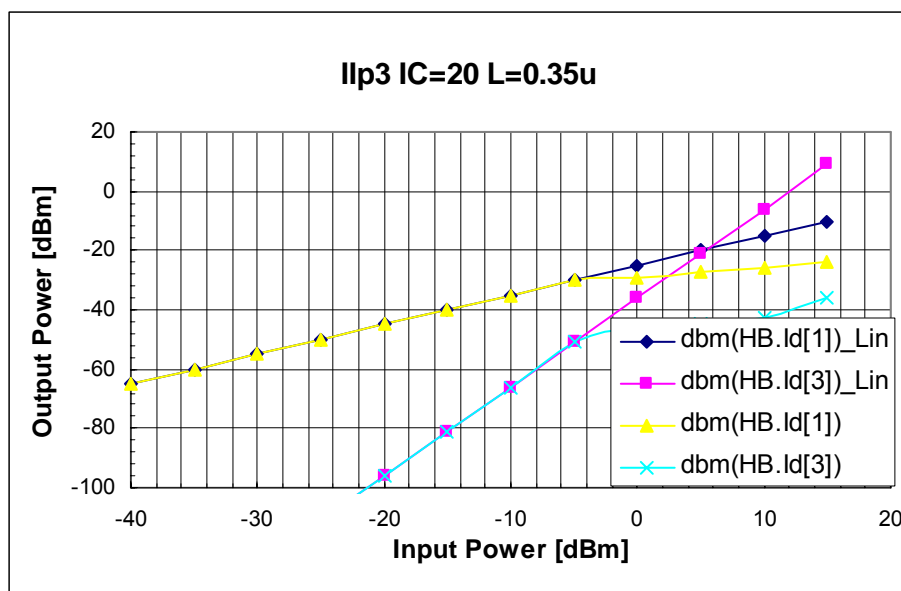
Σχ 6.23-Μέτρηση IIP3 Id=10mA, L=0.25u, IC=10

L=0.35μm και IC=20:





Σχ 6.24-S21,S11,S22,Nf vs Freq Id=10mA, L=0.35u, IC=20



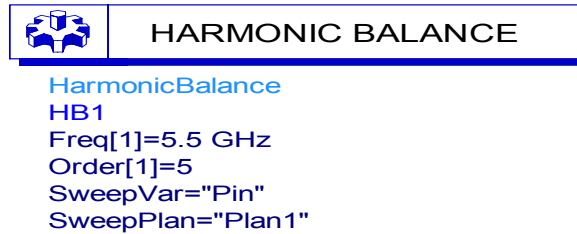
Σχ 6.25-Μέτρηση IIP3 Id=10mA, L=0.35u, IC=20

Τα γραφήματα του συντελεστή θορύβου και των s-παραμέτρων ως προς τη συχνότητα προέκυψαν από ανάλυση μέσα στο ADS με τη χρήση του object SP(S-parameter simulation) το οποίο φαίνεται παρακάτω

S-PARAMETERS

S_Param
 SP1
 Start=100 MHz
 Stop=10 GHz
 Step=100 MHz

Το I_{p3} για κάθε περίπτωση προέκυψε από την harmonic balance προσομείωση στο ADS και τη μεταφορά των αποτελεσμάτων στο Excell για τη σχεδίαση των γραφημάτων. Το HB object του ADS φαίνεται παρακάτω:



Το σημείο I_{p3} στην Harmonic Balance ανάλυση είναι το σημείο του άξονα x (Ισχύς εισόδου σε dbm) που τέμνονται η γραμμική προέκταση της πρώτης αρμονικής του ρεύματος με την γραμμική προέκταση της τρίτης αρμονικής του ρεύματος.

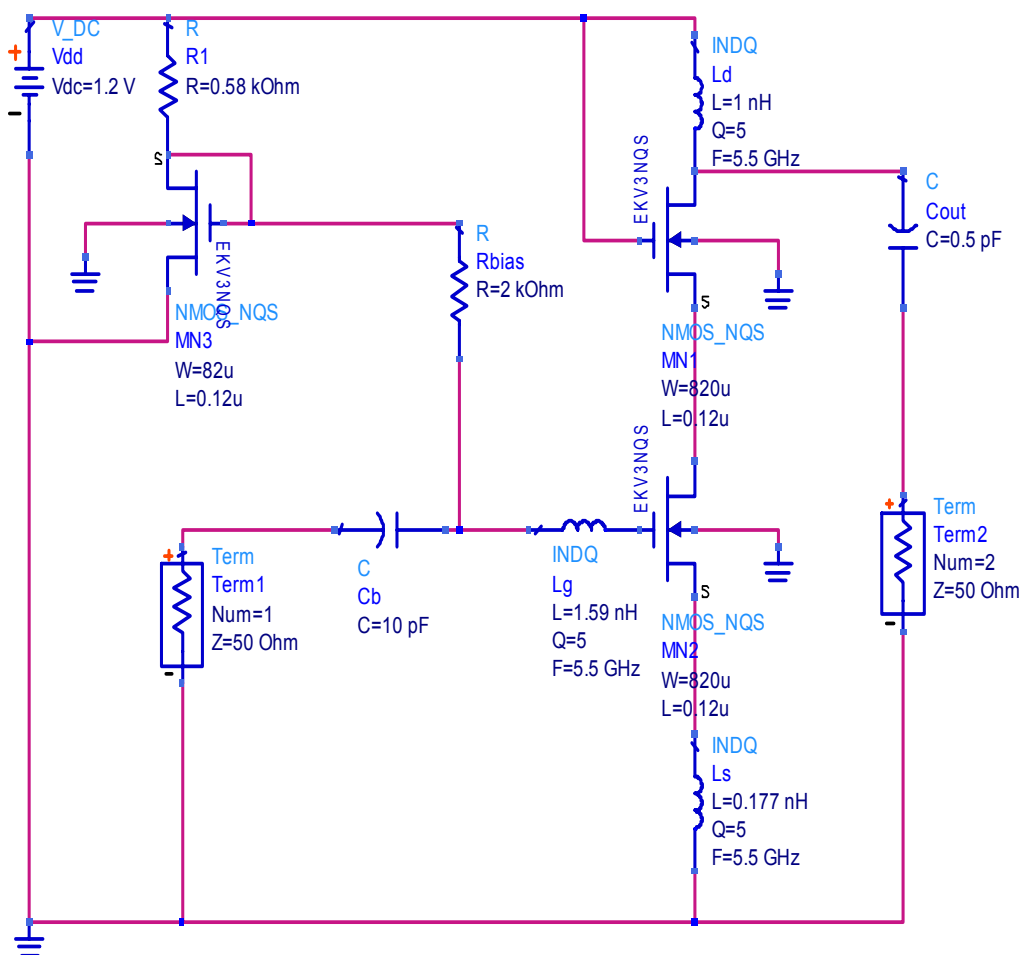
Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται όλες οι τιμές των μεγεθών που μας ενδιαφέρουν καθώς και οι τιμές των προδιαγραφών του συστήματος έτσι ώστε να μπορεί να γίνει και η ανάλογη σύγκριση.

Πίνακας 6.6-Συγκεντρωτικά αποτελέσματα

L(μm)	IC	Nf(dB)	S21(dB)	S11(dB)	S22(dB)	I_{p3} (dbm)	DcGain(dB)	Gm*Ut/Id	Wt(GHz)
Specifications		<3	>10	<-10	<-10	>-20	>50	>0.3	>170
0.12	1	2.316	11.1	-8	-10.7	11	50,7	0,382	348
0.18	5	2.214	12.7	-19.2	-7.9	8,6	55,6	0,218	271
0.25	10	2.353	11.8	-23.9	-7.61	9	57,6	0,168	178
0.35	20	2.755	9.56	-15.8	-6.33	5,6	56,4	0,123	116

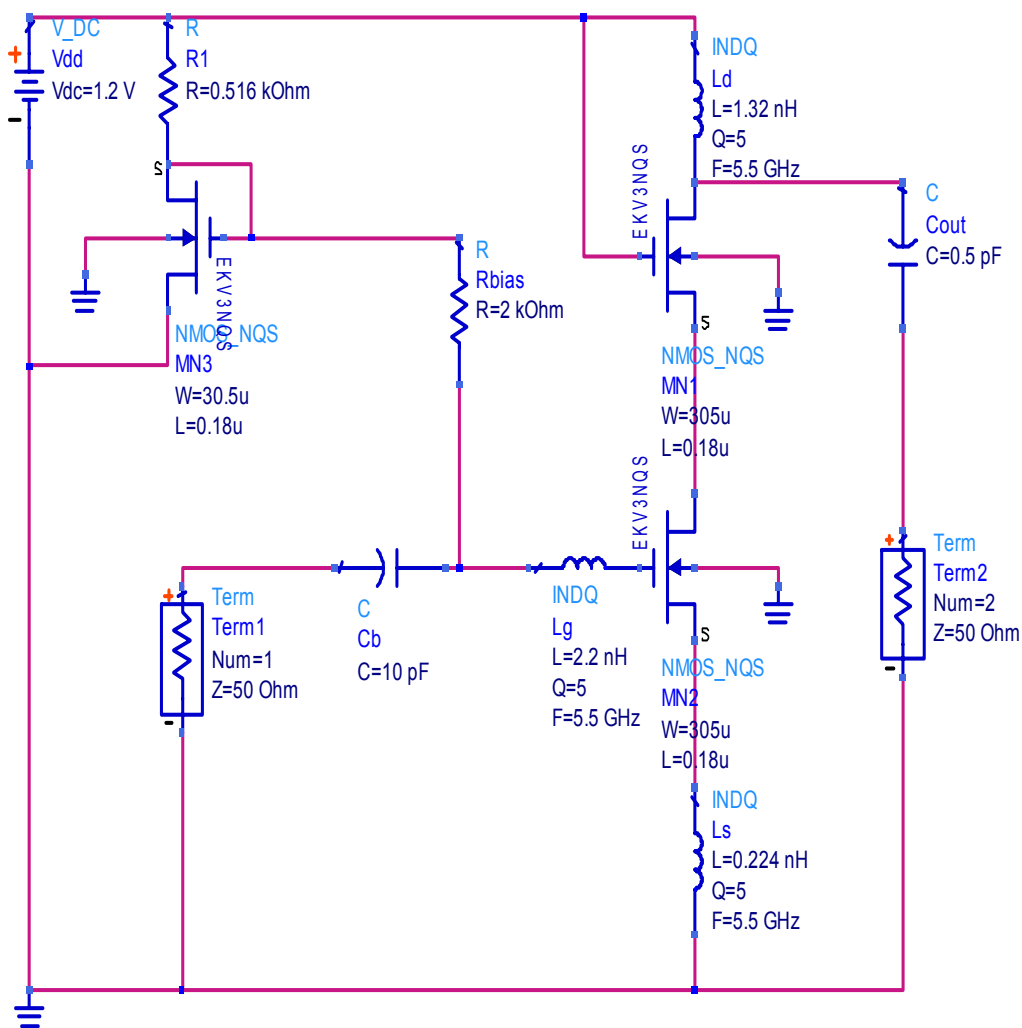
Βλέπουμε ότι οι 2 πρώτες περιπτώσεις ($L=0.12, 0.18\mu\text{m}$) είναι πιο κοντά στις προδιαγραφές γιαυτό και κρίνονται οι πιο κατάλληλες για τη σχεδίαση του ενισχυτή μας. Παρατηρούμε ότι σε αυτές τις δύο ικανοποιούνται όλα τα tradeoffs καθώς έχουμε καλό noise figure, καλή γραμμικότητα, καλό frequency response κέρδος (S_{21}), ικανοποιητικές input/output return απώλειες και καλό εγγενές εύρος ζώνης (W_t) ενώ η λειτουργία στη μέτρια αντιστροφή ($IC=1, IC=5$) μας εξασφαλίζει καλό Dc κέρδος και καλό συντελεστή transconductance efficiency. Η τιμή του ρεύματος είναι $I_d=10\text{mA}$ με αποτέλεσμα να έχουμε και χαμηλή κατανάλωση $P_{min}=V_{dd}*I=V_{dd}*(I_d+I_{cm})=1.2*(10+1)=13.2\text{mW}$ όπου I_{cm} το ρεύμα του καθρέπτη ρεύματος. Παρακάτω παρουσιάζεται η τελική μορφή του κυκλώματος του ενισχυτή για τις δύο παραπάνω καλύτερες περιπτώσεις όπου πλέον υπάρχουν και οι αριθμητικές τιμές των στοιχείων.

L=0.12μm και IC=1:



Σχ 6.26-Κύκλωμα LNA και τιμές στοιχείων για L=0.12u και IC=1

L=0.18μm και IC=5:



Σχ 6.27-Κύκλωμα LNA και τιμές στοιχείων για L=0.18u και IC=5

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 : ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ-ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

7.1 Συμπεράσματα

Παρακάτω ακολουθεί ένας πίνακας που συγκρίνει τον LNA αυτής της διπλωματικής εργασίας με προηγούμενες χρονικά υλοποιήσεις ο οποίος είναι πολύ χρήσιμος για την εξαγωγή σημαντικών συμπερασμάτων όπως θα δούμε και παρακάτω [11].

7.1 Πίνακας σύγκρισης διαφόρων υλοποιήσεων

Ανάφορες	Fc (GHz)	Nf (dB)	Gate Length (μm)	Pdc (mW)	S21 (dB)	S11 (dB)	S22 (dB)	Πp3
This Work	5.5	2.316	0.12	13.2	11.1	-8	-10.7	11
	5.5	2.214	0.18	13.2	12.7	-19.2	-7.9	8.6
U.Lott MESFET	5.5	3.5	0.7	9.9	14.85	na	na	na
S.Yoo,D.Heo J.Laskar,S.Taylor Mesfet	5	1.9	0.6	13.2	10.9	-21	-10	5
J.J Kucera Mesfet	5	1.8	0.6	6	16.5	-16	-4	-6
M.Soyuer SiGe HBT	5.8	2.1	0.5x10 (emitter)	13	13	-6	-4	-10.5
H.Samavati,R.Rategh T.Lee CMOS	5	4.8	0.24	7.2	18	-12	na	na
E.Westerweek CMOS	5.25	5.3	0.25	6	6.8	-10.4	-11.6	-3.5
P.Leroux,Msteyaert CMOS	5.2	2.1	0.25	9	17	-10	na	na
H.Hashemi CMOS	5.25	4.5	0.35	10	15.5	-15	na	5.6
D.J Cassan,J.R Long CMOS	5.75	1.8	0.18	21.6	14.1	-11	-11	4.2
C.Y Cha,S.G Lee CMOS	5.2	2.45	0.35	26.4	19.3	na	na	-6.1
H.W Chiu,S.S Lu Y.S Lin CMOS	5.2	2.17	0.25	10	11	-45	-15	0.3

Τα συμπεράσματα που εξάγονται από την εργασία αυτή είναι πάρα πολύ σημαντικά. Καταρχήν φαίνεται και στην πράξη ότι η εξέλιξη της τεχνολογίας έχει οδηγήσει στη λειτουργία των κυκλωμάτων σε μέτρια και ασθενή αντιστροφή με αποτέλεσμα να εκμεταλλευόμαστε πλήρως τα πλεονεκτήματα που μας προσφέρει αυτή η περιοχή λειτουργίας. Ωστόσο υπάρχουν και κάποια μειονεκτήματα τα οποία για να αντιμετωπιστούν έπρεπε να ακολουθηθούν ορισμένες τεχνικές σχεδίασης ενώ βασικό μέλημα μας ήταν να μπορέσουμε να ικανοποιήσουμε όλα τα trade offs της σχεδίασης πράγμα που επιτεύχθηκε, όπως φάνηκε και από τα αποτελέσματα σε πολύ μεγάλο βαθμό.

Σπουδαίο ρόλο στην επιτυχή υλοποίηση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου έπαιξε η χρήση ενός συνεχές μοντέλου για τα τρανζίστορ, του EKV3 το οποίο μας επέτρεψε να κινούμαστε γραμμικά σε όλες τις περιοχές λειτουργίας και έτσι να μπορούμε να αναλύουμε και να συγκρίνουμε τα αποτελέσματα που μας έδινε η κάθε μία. Μέχρι τώρα κανένα άλλο μοντέλο δεν έδινε τέτοια ευχαίρεια με αποτέλεσμα η δημιουργικότητα των σχεδιαστών να περιορίζεται στα στενά όρια της ισχυρής αντιστροφής.

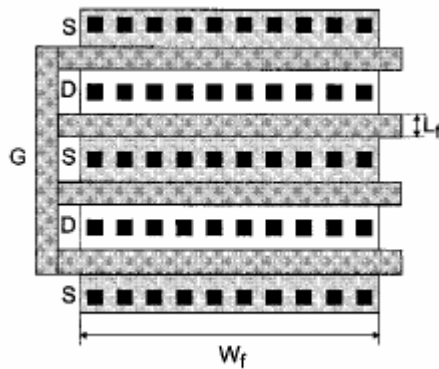
Ο συντελεστής θορύβου αποτελεί το πιο σημαντικό μέγεθος που πρέπει να βελτιστοποιηθεί κατά τη σχεδίαση ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου πράγμα το οποίο επιτεύχθηκε ενώ η ανάλυση του ήταν πλήρης καθώς μελετήθηκαν και περιλίφθηκαν περιπτώσεις όπως : NQS θόρυβος, Induced Gate και substrate θόρυβος στην ασθενή αντιστροφή. Έτσι είμαστε σίγουροι ότι η σχεδίαση μας προσεγγίζει σε μεγάλο βαθμό την πραγματικότητα.

Εκτός από το θόρυβο όμως έπρεπε να βελτιστοποιηθούν και άλλα μεγέθη πολύ σημαντικά για ένα LNA όπως κέρδος, γραμμικότητα και άλλα. Εξετάζοντας και αναλύοντας με υπομονή όλα τα αποτελέσματα καταφέραμε να πετύχουμε ικανοποιητικές τιμές για όλα τα σημαντικά μεγέθη προσέχοντας πάντα μήπως η βελτιστοποίηση κάποιου από αυτά προκαλούσε τα αντίθετα αποτελέσματα σε κάποιο άλλο. Μέγιστη σημασία στην ανάλυση μας έπαιξε η όσο το δυνατόν μικρότερη κατανάλωση και αυτό επιτεύχθηκε με τη χρήση χαμηλής τροφοδοσίας αλλά και της διατήρησης του ρεύματος σε χαμηλά επίπεδα χωρίς να επηρεάζονται αρνητικά μεγέθη όπως το κέρδος του ενισχυτή μας.

Σίγουρα επιδέχονται πολλές βελτιώσεις στη σχεδίαση μας, ωστόσο μπορεί να πει κανείς ότι η μελέτη της συμπεριφοράς του ενισχυτή υπό όλες τις πιθανές συνθήκες λειτουργίας (Από ασθενή μέχρι ισχυρή αντιστροφή, από μικρά σε μεγάλα μήκη καναλιού, υπό διάφορες τιμές ρεύματος) δίνει την ευκαιρία σε μελλοντικούς σχεδιαστές να εξάγουν πολύτιμα συμπεράσματα για το προς τα που πρέπει να κινηθούν ανάλογα με τις προδιαγραφές της εφαρμογής που θέλουν να υλοποιήσουν.

7.2 Εφαρμογές

Όπως ήδη έχουμε αναφέρει, βασική λειτουργία ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου είναι να τοποθετείται στο πρώτο στάδιο ενός δέκτη και να ενισχύει το σήμα ελαχιστοποιώντας το θόρυβο που περνά στα επόμενα στάδια. Πρέπει εδώ να αναφέρουμε ότι για να μπορεί να λειτουργήσει ένα RF κύκλωμα σε πραγματικές συνθήκες πρέπει να γίνει και η κατάλληλη σχεδίαση σε φυσικό επίπεδο (layout). Τα RF MOS τρανζίστορ συνήθως σχεδιάζονται ως αρκετά μεγάλες συσκευές έτσι ώστε να πετύχουν την επιθυμητή διαγωγιμότητα που απαιτείται έτσι ώστε να λειτουργούν σωστά σε ραδιοσυχνότητες. Συνήθως σχεδιάζονται σε φυσικό επίπεδο ως multifinger συσκευές όπως φαίνεται στο σχήμα 7.1 [12] επειδή στις σύγχρονες CMOS τεχνολογίες σχεδίασης το μέγιστο μήκος του κάθε finger, που αντιστοιχεί στο πλάτος W_f του κάθε finger, περιορίζεται. Αυτό οφείλεται στο λεγόμενο narrow-line effect, το οποίο αυξάνει την αντίσταση του νοθευμένου πολυπυριτίου όσο το πλάτος του κάθε finger μειώνεται. Συνήθως τα τρανζίστορ σε φυσικό επίπεδο σχεδιάζονται με 10 ή περισσότερα fingers ενώ το ολικό πλάτος του τρανζίστορ δίνεται από τη σχέση $W_{ολ} = N_f * W_f$.



Σχ 7.1-Layout ενός τυπικού RF CMOS τρανζίστορ

Άλλη μία σημαντική διαδικασία που πρέπει να υλοποιηθεί πριν ένας LNA και γενικότερα ένα RF κύκλωμα βγει στην παραγωγή είναι η ESD προστασία [13]. Με τη μείωση του πάχους του οξειδίου της πύλης, τα CMOS κυκλώματα γίνονται πιο ευαίσθητα στην επιρροή ηλεκτροστατικών φαινομένων (ESD). Για παράδειγμα, ένας LNA συνήθως συνδέεται με τον 'έξω κόσμο' μέσω μιας κεραίας και έτσι μπορεί να είναι εκτεθειμένος σε ESD φαινόμενα. Το να παρέχουμε αποτελεσματική ESD προστασία σε ένα κύκλωμα απαιτεί η παρεχόμενη προστασία να μην επηρεάζει αρνητικά την απόδοση του κυκλώματος. Σε κυκλώματα όπως οι LNA η ESD προστασία επιτυγχάνεται με τη χρήση επαγωγικών στοιχείων τα οποία επιτυγχάνουν να απομονώσουν το κυρίως κύκλωμα από τα ESD ρεύματα με αποτέλεσμα να μην επηρεάζεται η απόδοση των κυκλωμάτων.

Η ραγδαία ανάπτυξη των ασύρματων δικτύων με την εφαρμογή της WiMax τεχνολογίας καθιστά επιτακτική ανάγκη τη σχεδίαση τηλεπικοινωνιακών συστημάτων (Συστήματα πομπών και δεκτών) που να μπορούν να αξιοποιήσουν στο έπακρο τις δυνατότητες αυτής της τεχνολογίας. Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου αυτής της διπλωματικής εργασίας πληρεί αυτές τις προϋποθέσεις και μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ένα τέτοιο δέκτη καθώς είναι σχεδιασμένος με βάση την πιο σύγχρονη CMOS τεχνολογία.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] T.H.Lee, “The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits”, Cambridge University Press, 1998.
- [2] Behzad Razavi, “Design of Analog CMOS Integrated Circuits”, University of California, 2000
- [3] A.-S. Porret, “Design of a Low-Power and Low-Voltage UHF Transceiver Integrated in a CMOS Process”, *Ph.D.Thesis N^o 2542*, Swiss Federal Institute of Technology, Lausanne (EPFL), Switzerland, 2002.
- [4] A.-S. Porret, C. Enz, “Non-Quasi-Static (NQS) Thermal Noise Modeling of the MOS Transistor”, *SPIE Int. Symp. On Fluctuation and Noise*, Santa Fe, June 2, 2003.
- [5] V. H. Varotto Baroncini, O. Da Costa Gouveia-Filho, “Design of RF CMOS Low Noise Amplifiers Using a Current Based MOSFET Model”, *Proc. SBCCI 2004*, pp. 82-87, Pernambuco, Brazil, September 7-11, 2004.
- [6] D.M. Binkley, C.E. Hopper, S.D. Tucker, B.C. Moss, J.M. Rochelle, D.P. Foty, “A CAD Methodology for Optimizing Transistor Current and Sizing in Analog CMOS Design”, *IEEE Trans. Computer-Aided Design of Int. Circ & Systems.*, pp. 225-237, Vol. 22, N^o 2, February 2003.
- [7] M. Bucher, F. Krummenacher, A. Bagizos, “EKV3.0 MOS Transistor Model for Advanced Analog IC Design”, *EKV Users’ Meeting/Workshop*, EPFL, November 4-5, 2004.
- [8] M. Bucher, D.Kazazis, F. Krummenacher, D. Binkley, D. Foty, Y. Papananos, “Analysis of Transconductances at all Levels of Inversion in Deep Submicron CMOS”, *9th IEEE Conf. on Electronics, Circ. & Syst. (ICECS 2002)*, Vol III, pp. 1183-1186, Dubrovnik, Croatia, September 15-18, 2002.
- [9] D. K. Shaeffer, T. H. Lee, “A 1.5V, 1.5GHz CMOS Low Noise Amplifier”, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, VOL. 32, N^o 5, May 1997.
- [10] J.-S. Goo, H.-T. Ahn, D. J. Ladwig, Z. Yu, T. H. Lee, R. W. Dutton, “A Noise Optimization Technique for Integrated Low-Noise Amplifiers”, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, VOL. 37, N^o 8, pp. 994-1002, August 2002.

- [11] H.-W. Chiu, S.-S. Lu, Y.-S. Lin, “A 2.17-dB NF 5-GHz-Band Monolithic CMOS LNA With 10-mW DC Power Consumption”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, VOL. 53, *N*⁰ 3, pp. 813-824, March 2005.
- [12] C. Enz, “An MOS Transistor Model for RF IC Design Valid in All Regions of Operation”, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, VOL. 50, *N*⁰ 1, pp. 342-359, January 2002.
- [13] D. Linten, S. Thijs, M. I. Natarajan, P. Wambacq, W. Jeamsaksiri, J. Ramos, A. Mercha, S. Jenei, S. Donnay, S. Decoutere, “A 5-GHz Fully Integrated ESD-Protected Low-Noise Amplifier in 90-nm RFC MOS”, *IEEE Journal of Solid State Circuits*, VOL. 40, *N*⁰ 7, pp. 1434-1442, July 2005.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Ι

Με βάση τα μεγέθη που υπολογίζονται πειραματικά παραπάνω και σε συνδιασμό με τις μαθηματικές σχέσεις που παρουσιάστηκαν στα κεφάλαια 2,3,4,5 προκύπτουν οι τιμές των στοιχείων του κυκλώματος ανάλογα με την περίπτωση που θέλουμε να εξετάσουμε. Στον παρακάτω πίνακα παραθέτονται συγκεντρωτικά όλες αυτές οι σχέσεις.

Μέγεθος	Σχέση
L_{eff}	$L_{eff} = L + DL + DLC$
W	$W = \frac{I_{spec} L_{eff}}{I_0}$
I_0	$I_0 = n_0 \mu_0 C_{ox} U_T^2$
I_{spec}	$I_{spec} = \frac{I_d}{IC}$
x_f, x_r	$x_f = \sqrt{0.25 + IC}, x_r = 0.5$
C_{gs}	$C_{gs} = (\frac{2WL_{eff}C_{ox}}{3})(1 - \frac{0.5x_f + x_r + x_r^2}{(x_f + x_r)^2}) + C_{ov}$
C_{gd}	$C_{gd} = (\frac{2WL_{eff}C_{ox}}{3})(1 - \frac{x_f^2 + x_f + 0.5x_r}{(x_f + x_r)^2}) + C_{ov}$
C_{gb}	$C_{gb} = WL_{eff}C_{ox}(1 + C_{gs} + C_{gd})(\frac{n-1}{n})$
C_{ov}	$C_{ov} = L_{ov}C_{ox}W$
$DCGain_{M1}(dB)$	$DCGain_{M1}(dB) = 20 \log(\frac{g_{m-M1}}{g_{ds-M1}})$
$DCGain_{M2}(dB)$	$DCGain_{M2}(dB) = 20 \log(\frac{g_{m-M2}}{g_{ds-M2}})$
$DCGain_{LNA}(dB)$	$DCGain_{LNA}(dB) = 20 \log(\frac{g_{m-M1}}{g_{ds-M1}})(\frac{g_{m-M2}}{g_{ds-M2}}) \cdot 0.5$
$V_{early-M1}$	$V_{early-M1} = \frac{I_d}{g_{ds-M1}} - V_d$
$V_{early-M2}$	$V_{early-M2} = \frac{I_d}{g_{ds-M2}} + V_d - V_{dd}$

Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm

W_t	$W_t = \frac{g_{m-M1}}{C_{gs}}$
f_t	$f_t = \frac{W_t}{2\pi}$

L_s	$L_s = \frac{R_s}{\omega_T} \cdot \frac{(C_{gs} + C_{gb})}{C_{gs}}$
L_g	$L_g = \frac{1}{\omega_0^2 (C_{gs} + C_{gb})}$
v_g'	$V_g' = v_g - v_t + phi + gamma \cdot \sqrt{phi}$
v_p	$v_p = v_g' - phi - gamma \cdot (\sqrt{v_g' + \frac{gamma^2}{4}}) - \frac{gamma}{2}$
n	$n = 1 + \frac{gamma}{2\sqrt{phi + v_p}}$
R_{ls}	$R_{ls} = \omega_0 * L_s / Q$
R_{lg}	$R_{lg} = \omega_0 * L_g / Q$
R_{ld}	$R_{ld} = \omega_0 * L_d / Q$
Q, ω_0	$Q=5, \omega_0=34.5\text{GHz}$

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ II

Παρακάτω παρουσιάζονται αναλυτικά οι παράμετροι του EKV3 μοντέλου για 0.12μm για ένα NMOS τρανζίστορ :

***General	*** Mobility	*** RSCE	*** Temp params
+ COX = 12.25m	+ KP = 524u	+ LR = 55n	+ TCV = 579u
+ XJ = 20.0n	+ E0 = 10.0G	+ QLR = 2.8m	+ BEX = -1.8
+ VTO = 225m	+ E1 = 380.0MEG	+ NLR = 150m	+ TETA = 6.25m
+ PHIF = 0.5	+ ETA = 1.8	*** INWE	+ UCEX = 0.8
+ GAMMA = 0.25	+ ZC = 1.0	+ WR = 80n	+ TLAMBDA = 0
+ GAMMAG = 14	+ THC = 0	+ QWR = 470u	+ TE0EX = -15
+ N0 = 1.04	*** VSAT / CLM	+ NWR = 5.5m	+ TE1EX = 1.5
***QM [fine tuning]	+ UCRIT = 3.6MEG	*** Charge Sharing	*** Overlap Caps
+ AQM = 0.5	+ LAMBDA = 0.2	+ LETA = 385m	+ LOV = 30.0n
	+ DELTA = 1.65	+ LETA2 = 0	+ GAMMAOV = 2.5
	*** Geometrical	+ WETA = 450m	+ VFBOV = 250m
	+ DL = -23n	*** DIBL	
	+ DW = -32n	+ ETAD = 0.41	
	+ WDL = 0	+ SIGMAD = 1	
	+ LDW = 1.5n		

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ ΙΙΙ

Inversion-Coefficient Based Design of RF CMOS Low-Noise Amplifiers

Nikolaos Mavredakis

Department of Electronics and Computer Engineering
Technical University of Crete (TUC)
73100 Chania, Crete, Greece

nmavredakis@yahoo.gr

Matthias Bucher

bucher@electronics.tuc.gr

Abstract—This paper presents a methodology for the design of a CMOS Low-Noise Amplifier (LNA) operating at 5.5GHz. As an example, the design of a narrow-band cascade LNA intended for WiMax application in the frequency range from 5-6GHz is analyzed, using an 0.12μm CMOS technology. Trade-offs in the design, such as noise figure, gain, linearity are explored, based on the inversion coefficient and channel length of the MOS transistors. The design accounts for the effect of induced gate noise in the MOSFETs, and the non-ideal passive inductors using the EKV3.0 MOSFET model. It is clearly shown how reduced channel length also leads to lower levels of inversion for best LNA performance.

Keywords: CMOS, RF, LNA, EKV model, induced gate noise, moderate inversion.

Introduction

The Low-Noise Amplifier is a critical component in RF receivers. Its design involves many trade-offs among performance, cost, power consumption and more [1][2][3][4]. Advanced CMOS process technology offers a favorable platform for the high-volume production of a broad range of consumer applications requiring wireless communication, where RF front-ends are integrated together with base-band circuitry on a single chip. On the other hand, on-chip passives, such as inductors, have limited quality factors, and hence impact the performance of the actual circuits.

More particularly, the design of the LNA involves trade-offs among gain, bandwidth, noise, power consumption, and linearity. These trade-offs are complex, and adequate methods leading to optimal design are scarce. Furthermore, compact models for circuit-level design of such circuits have been incomplete or simply inadequate to address such design. The lack of accounting for induced gate noise, as well as non-quasistatic (NQS) effects occurring in the MOS

channel at high frequencies have constituted a serious limitation to the success of LNA design [1].

In the present work, a common-source, cascade LNA is designed for potential application in WiMax receivers.

TABLE I. LNA DESIGN PARAMETERS

Technology	0.12μm CMOS	
Supply Voltage	V_{DD}	1.2V
Channel Length	L	0.12μm, 0.18μm, 0.25μm, 0.35μm
Drain Current	I_D	100uA, 1mA, 3mA, 10mA

Essential ingredients to the present study are the following:

- (a) A design methodology, based on the inversion coefficient (IC) [5][6], is used as the basis of exploration of the LNA performance.
- (b) The general framework of analytic expressions available in the EKV MOST model [7][8].
- (c) The EKV3.0 compact model [9], which includes induced gate noise, as well as NQS effects, has been used. The design kit in ADS based on a Verilog-A code of EKV3.0 has been adapted to an 0.12μm CMOS technology.

Induced gate noise occurs at high frequencies when the channel thermal noise is capacitively coupled to the gate of the MOS transistor [1][2][3]. The effect of induced gate noise on LNAs was so far usually considered theoretically since until recently such effects were not readily available in compact models (e.g. [4]). The EKV3.0 MOST model [8][9] has been extended to account for this effect and is used in the present work.

MOS transistor sizing over all levels of inversion and channel lengths is an important aspect of advanced CMOS design [5][6]. This method is adapted in the present work to

address LNA design, according to Table I. Further ingredients to the present method are found in [1][2][3][4].

Finally, RF application of CMOS devices, puts demanding requirements on the compact MOST model [10][11]. The model should account for harmonic distortion over bias, channel length and frequency, layout-dependent parasitics and many more [9][11].

EKV MOS Transistor Model

Drain current

The MOS transistor drain current in the context of the EKV model is expressed as [7],

$$I_D = I_F - I_R = I_{SPEC} \cdot (i_f - i_r) \quad (1)$$

where the specific current is the normalization current defined as,

$$I_{SPEC} = 2 \cdot n \cdot \beta \cdot U_T^2 \quad (2)$$

where $\beta = \mu \cdot C'_{ox} \cdot W / L$ is the gain factor, and W and L the device width and length, respectively. i_f and i_r are the symmetric forward and reverse normalized currents. Each of these currents is related to inversion charge densities q_s and q_d at source and drain [8],

$$i_{f(r)} = q_{s(d)}^2 + q_{s(d)} \quad (3)$$

which in turn relate to the terminal voltages [8],

$$v_p - v_{s(d)} = 2q_{s(d)} + \ln(q_{s(d)}) \quad (4)$$

Terminal voltages are normalized to the thermodynamic potential $U_T = k \cdot T / q$,

$$v_p = V_p / U_T \quad v_{s(D)} = V_{s(D)} / U_T \quad (5)$$

where the pinch-off voltage V_p and slope factor n are function of the gate voltage [7],

$$V_p \cong \frac{V_G - V_{TO}}{n} \quad n \equiv \frac{dV_G}{dV_p} = 1 + \frac{\gamma}{2\sqrt{V_p + \phi}} \quad (6)$$

In the above, V_{TO} is the threshold voltage, γ the substrate factor and ϕ amounts to twice the Fermi potential.

The inversion coefficient (IC) in MOS transistor offers a convenient way to relate the drain current to the fundamental physics of the device,

$$IC = I_D / I_{SPEC} \quad (7)$$

which, usually, implies saturation operation. Levels of $IC > 10$ correspond to operation in strong inversion, $0.1 > IC > 10$ moderate inversion and $IC < 0.1$ weak inversion [5][6][7].

Transconductances

The MOS transistor transconductances are related to inversion charge densities at source and drain [7][8],

$$g_{ms(d)} = (I_{SPEC} / U_T) \cdot q_{s(d)} \quad (8)$$

$$g_m = (g_{ms} - g_{md}) / n \quad (9)$$

The transconductances (in saturation) may also be related to the inversion coefficient [6][8],

$$\frac{g_{ms} \cdot U_T}{I_D} = G(IC) \quad \frac{g_m \cdot U_T}{I_D} = \frac{G(IC)}{n} \quad (10)$$

$$G(IC) = [1/2 + \sqrt{1/4 + IC}]^{-1} \quad (11)$$

Capacitances

In the MOS transistor, the important capacitances can be expressed as functions of the inversion charge densities at source and drain, or, alternatively, as functions of the variables $\chi_{f(r)} = q_{s(d)} + 1/2 = \sqrt{1/4 + i_{f(r)}} + 1/2$ [8]

$$\frac{C_{GS}}{C'_{ox} \cdot W \cdot L} = \frac{2}{3} \cdot \left[1 - \frac{\chi_r^2 + \chi_r + 1/2 \cdot \chi_f}{(\chi_f + \chi_r)^2} \right] \quad (12)$$

$$\frac{C_{GD}}{C'_{ox} \cdot W \cdot L} = \frac{2}{3} \cdot \left[1 - \frac{\chi_f^2 + \chi_f + 1/2 \cdot \chi_r}{(\chi_f + \chi_r)^2} \right] \quad (13)$$

$$\frac{C_{GB}}{C'_{ox} \cdot W \cdot L} = \frac{n-1}{n} \cdot \left[1 - \frac{C_{GS} + C_{GD}}{C'_{ox} \cdot W \cdot L} \right] \quad (14)$$

and finally the overlap capacitance, though strictly speaking bias-dependent [9], is approximated as

$$C_{OV} = C'_{ox} \cdot W \cdot L_{OV} \quad (15)$$

where L_{OV} denotes the L_{DD} overlap length. Finally the total gate capacitance can be written,

$$C_{GG} = C_{GS} + C_{GD} + C_{GB} + 2C_{OV} \quad (16)$$

Transition frequency

Transition frequency may be expressed as,

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_{GG}} \cong \frac{\mu \cdot U_T}{L^2} \left(\sqrt{\frac{1}{4} + i_f} - \frac{1}{2} \right) \quad (17)$$

Other features of EKV3

Other features complementing the model are thermal noise – accounting for increased short-channel noise due to carrier heating and other effects – and induced gate noise.

LNA Design Example

The present LNA is a cascode LNA with source degeneration [1] shown in Fig. 1. The LNA is implemented in an 0.12μm CMOS technology, and is biased with $V_{DD}=1.2V$. All transistor lengths are chosen to be the same, while the width of the current mirror transistor is chosen to be 1/10th of the width of the main transistor [1].

In the present work, we consider the LNA design for various channel lengths ($L=0.12, 0.18, 0.25, 0.35\mu m$), bias currents ($I_D=100\mu A, 1mA, 3mA, 10mA$) as in Table I.

The values of the inductors are found as follows [1][4],

$$L_S = \frac{R_S}{\omega_T} \cdot \frac{C_{GG}}{C_{GS} + C_{OV}} \quad L_G = \frac{1}{\omega_0^2 \cdot C_{GG}} \quad (18)$$

where $R_S = 50\Omega$ and $\omega_0 = 2\pi \cdot 5.5GHz$. Note that ω_T is strongly bias- and geometry-dependent, and in the present procedure, has been obtained from the simulation with EKV3.0.

Fig. 2 presents transconductance to current ratio g_m/I_D , Early voltage I_D/g_{ds} , DC gain g_m/g_{ds} , transition frequency ω_T and noise figure NF for the main transistor versus inversion coefficient IC , for a fixed drain current $I_D = 1mA$ and at a frequency of $f = 5.5GHz$. The tendencies for the 3 first parameters are as expected [5][6], e.g. the DC gain improves for lower IC and higher L . Similarly, the rise of transition frequency with reduced L and increased IC is also expected. Note that the range of IC for each channel length is such that a reasonable high frequency gain results.

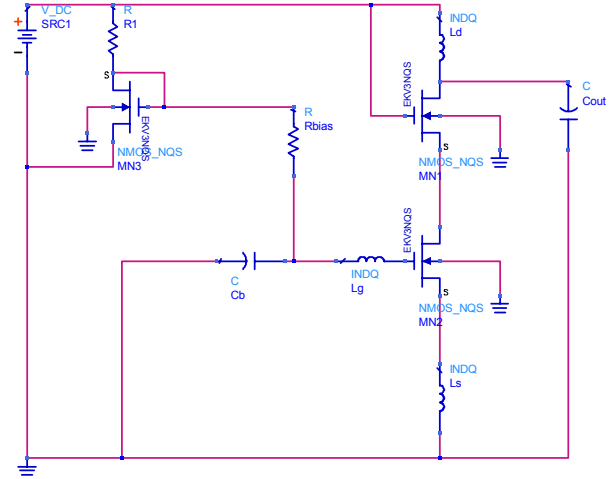


Figure 1. Common source cascode LNA with bias circuitry.

Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου στα 5.5 GHz σε τεχνολογία CMOS 0.12μm

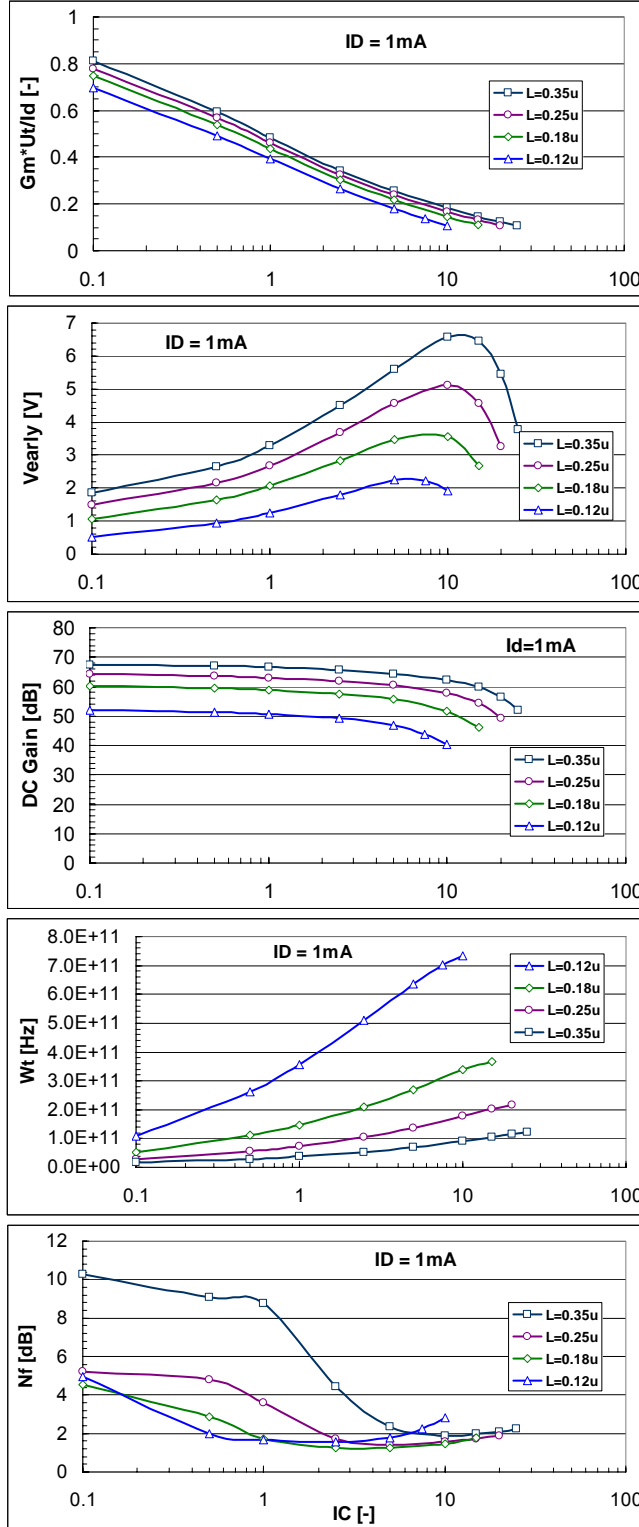


Figure 2. $I_D=1\text{mA}$, $f=5.5\text{GHz}$. Transconductance efficiency, Early voltage, DC gain, transition frequency, and noise figure versus inversion coefficient (IC), for various channel lengths.

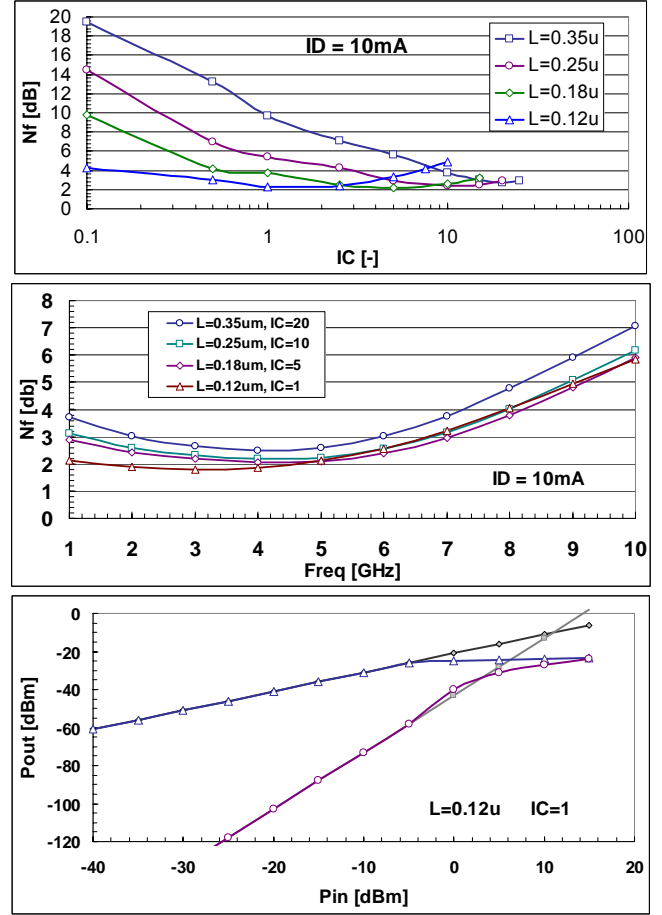


Figure 3. Noise figure NF versus IC and versus frequency (at optimal IC) for different channel lengths, and IIP_3 for $L=0.12\mu\text{m}$, $IC=1$. $I_D=10\text{mA}$ in all cases. Summary see Table II.

TABLE II. LNA PERFORMANCE SUMMARY

ID = 10mA 5.5GHz	L [μm]	0.12	0.18	0.25	0.35
	IC [-]	1	5	10	20
S21 [dB]		11.1	12.7	11.8	9.6
NF [dB]		2.3	2.2	2.4	2.8
S11 [dB]		-8.0	-19.2	-23.9	-15.8
IIP3 [dBm]		11.0	8.6	9.0	5.6

Clearly, the Table II shows that under constant power consumption, best LNA performance is obtained with lower levels of inversion when channel length is reduced. The LNA gain S_{21} and the noise figure are not very significantly affected by different pairs of IC and L, however, the reflection coefficient S_{11} appears to worsen with shorter channel length while linearity, in terms of IIP_3 , improves. For the optimum cases of IC, NF is then represented versus frequency. IIP_3 is represented for $L = 0.12\mu\text{m}$. A

performance summary of the LNA is given in Table II. The DC power consumption for this case is 13.2mW.

Conclusions

In summary, the present paper has presented the design of a cascade LNA operating at 5.5 GHz e.g. for WiMax application, using an 0.12μm CMOS technology and operating under 1.2V VDD. The compact model used is EKV3.0, containing induced gate noise and NQS effects. Importantly, the design method based on inversion coefficient brings additional insight into the trade-offs among the key design variables, such as DC gain, transition frequency, noise figure and linearity. The trend towards operation at lower levels of inversion when choosing shorter channel lengths has been clearly exemplified.

ACKNOWLEDGMENT

A. Bazigos is gratefully acknowledged for providing the EKV3.0 design kit for 0.12μm CMOS technology in ADS.

REFERENCES

- [1] T. H. Lee, "The Design of CMOS Radio-Frequency Integrated Circuits", Cambridge University Press, 1998.
- [2] A.-S. Porret, "Design of a Low-Power and Low-Voltage UHF Transceiver Integrated in a CMOS Process", *Ph.D. Thesis N° 2542*, Swiss Federal Institute of Technology, Lausanne (EPFL), Switzerland, 2002.
- [3] A.-S. Porret, C. Enz, "Non-Quasi-Static (NQS) Thermal Noise Modeling of the MOS Transistor", *SPIE Int. Symp. On Fluctuation and Noise*, Santa Fe, June 2, 2003.
- [4] V. H. Varotto Baroncini, O. Da Costa Gouveia-Filho, "Design of RF CMOS Low Noise Amplifiers Using a Current Based MOSFET Model", *Proc. SBCCI 2004*, pp. 82-87, Pernambuco, Brazil, September 7-11, 2004.
- [5] D. M. Binkley, C. E. Hopper, S. D. Tucker, B. C. Moss, J. M. Rochelle, D. P. Foty, "A CAD Methodology for Optimizing Transistor Current and Sizing in Analog CMOS Design", *IEEE Trans. Computer-Aided Design of Int. Circ. & Syst.*, pp. 225-237, Vol. 22, N° 2, February 2003.
- [6] M. Bucher, D. Kazazis, F. Krummenacher, D. Binkley, D. Foty, Y. Papananos, "Analysis of Transconductances at All Levels of Inversion in Deep Submicron CMOS", *9th IEEE Conf. on Electronics, Circ. & Syst. (ICECS 2002)*, Vol. III, pp. 1183-1186, Dubrovnik, Croatia, September 15-18, 2002.
- [7] C. Enz, F. Krummenacher, E. Vittoz, "An Analytical MOS Transistor Model Valid in All Regions of Operation and Dedicated to Low-Voltage and Low-Current Applications", *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*, Vol. 8, pp. 83-114, 1995.
- [8] M. Bucher, "Analytical MOS Transistor Modelling for Analog Circuit Simulation", *Ph. D. Thesis N° 2114 (1999)*, Swiss Federal Institute of Technology, Lausanne (EPFL), Switzerland, 2000.
- [9] M. Bucher, A. Bazigos, F. Krummenacher, J.-M. Sallese, C. Enz, "EKV3.0: An Advanced Charge Based MOS Transistor Model", in W. Grabinski, B. Nauwelaers, D. Schreurs (Eds.), *Transistor Level Modeling for Analog/RF IC Design*, pp. 67-95, Springer, ISBN 1-4020-4555-7, 2006.
- [10] M. Bucher, A. Bazigos, N. Nastos, Y. Papananos, F. Krummenacher, S. Yoshitomi, "Analysis of Harmonic Distortion in Deep Submicron CMOS", *11th IEEE Int. Conf. on Electronics, Circ. & Syst. (ICECS 2004)*, pp. 395-398, Tel Aviv, Israel, December 13-15, 2004.
- [11] S. Yoshitomi, "Challenges of Compact Modeling for Deep-Submicron RF-CMOS Devices", *12th Int. Conf. on Mixed Design (MIXDES 2005)*, Krakow, Poland, 22-25 June 2005.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ IV

Πίνακες Μετρήσεων

Χρήση Ιδανικών πηνίων

A) απλό EKV3 μοντέλο

Id=100mA

L(m)	IC	Id(A)	W(m)	vd(V)	vg(V)
1,20E-07	0,1	1,00E-04	8,17E-05	0,843	0,341
1,20E-07	0,5	1,00E-04	1,63E-05	0,77	0,418
1,20E-07	1	1,00E-04	8,17E-06	0,73	0,461
1,20E-07	2,5	1,00E-04	3,27E-06	0,659	0,536
1,20E-07	5	1,00E-04	1,63E-06	0,583	0,619
1,20E-07	7,5	1,00E-04	1,09E-06	0,522	0,686
1,20E-07	10	1,00E-04	8,17E-07	0,468	0,746
1,80E-07	0,1	1,00E-04	1,52E-04	0,89	0,299
1,80E-07	0,5	1,00E-04	3,03E-05	0,82	0,37
1,80E-07	1	1,00E-04	1,52E-05	0,783	0,409
1,80E-07	2,5	1,00E-04	6,07E-06	0,719	0,475
1,80E-07	5	1,00E-04	3,03E-06	0,652	0,545
1,80E-07	10	1,00E-04	1,52E-06	0,559	0,644
1,80E-07	15	1,00E-04	1,01E-06	0,483	0,725
2,50E-07	0,1	1,00E-04	2,33E-04	0,927	0,263
2,50E-07	0,5	1,00E-04	4,67E-05	0,86	0,331
2,50E-07	1	1,00E-04	2,33E-05	0,825	0,368
2,50E-07	2,5	1,00E-04	9,34E-06	0,764	0,43
2,50E-07	5	1,00E-04	4,67E-06	0,702	0,494
2,50E-07	10	1,00E-04	2,33E-06	0,617	0,585
2,50E-07	15	1,00E-04	1,56E-06	0,55	0,653
2,50E-07	20	1,00E-04	1,17E-06	0,493	0,713
3,50E-07	0,1	1,00E-04	3,50E-04	0,953	0,238
3,50E-07	0,5	1,00E-04	7,00E-05	0,888	0,304
3,50E-07	1	1,00E-04	3,50E-05	0,854	0,339
3,50E-07	2,5	1,00E-04	1,40E-05	0,796	0,398
3,50E-07	5	1,00E-04	7,00E-06	0,737	0,459
3,50E-07	10	1,00E-04	3,50E-06	0,657	0,541
3,50E-07	15	1,00E-04	2,33E-06	0,596	0,604
3,50E-07	20	1,00E-04	1,75E-06	0,543	0,658
3,50E-07	25	1,00E-04	1,40E-06	0,496	0,708

R1(Ω)	Gds1	Gm1	Gds2	Gm2	Nf(dB)
1,28E+05	6,84E-05	0,00235	9,01E-05	0,00233	8,721
9,83E+04	5,45E-05	0,00173	6,67E-05	0,00173	6,819
8,57E+04	4,67E-05	0,0014	5,46E-05	0,001385	6,69
6,97E+04	3,52E-05	9,51E-04	3,84E-05	9,48E-04	6,741
5,77E+04	2,77E-05	6,28E-04	2,68E-05	6,28E-04	7,506
4,94E+04	2,54E-05	4,76E-04	2,14E-05	4,82E-04	8,681
4,24E+04	2,57E-05	3,82E-04	1,81E-05	3,93E-04	15,533
1,23E+05	4,56E-05	2,54E-03	6,27E-05	2,47E-03	9,372
1,01E+05	3,65E-05	1,87E-03	4,78E-05	1,91E-03	4,827
9,11E+04	3,17E-05	1,57E-03	3,98E-05	1,55E-03	4,54
7,78E+04	2,48E-05	1,11E-03	2,94E-05	1,11E-03	5,074
6,73E+04	2,02E-05	7,94E-04	2,21E-05	7,91E-04	5,8
5,48E+04	1,71E-05	5,17E-04	1,55E-05	5,19E-04	6,532
4,56E+04	1,80E-05	3,85E-04	1,24E-05	3,93E-04	7,943
1,24E+05	3,71E-05	2,68E-03	5,46E-05	2,63E-03	12,551
1,06E+05	3,00E-05	2,03E-03	4,12E-05	2,02E-03	4,867
9,57E+04	2,59E-05	1,67E-03	3,40E-05	1,62E-03	4,004
8,34E+04	2,03E-05	1,21E-03	2,57E-05	1,18E-03	4,507
7,35E+04	1,66E-05	8,92E-04	1,97E-05	8,85E-04	5,43
6,15E+04	1,40E-05	6,11E-04	1,43E-05	6,04E-04	6,488
5,36E+04	1,34E-05	4,67E-04	1,16E-05	4,70E-04	7,017
4,73E+04	1,47E-05	3,79E-04	9,93E-06	3,86E-04	7,387
1,25E+05	3,17E-05	2,81E-03	4,91E-05	2,76E-03	10,031
1,07E+05	2,57E-05	2,14E-03	3,66E-05	2,12E-03	8,693
1,00E+05	2,20E-05	1,76E-03	3,03E-05	1,74E-03	5,208
8,72E+04	1,72E-05	1,28E-03	2,26E-05	1,28E-03	4,746
7,77E+04	1,41E-05	9,59E-04	1,75E-05	9,51E-04	5,527
6,70E+04	1,16E-05	6,77E-04	1,31E-05	6,74E-04	6,68
5,96E+04	1,08E-05	5,31E-04	1,07E-05	5,31E-04	7,396
5,37E+04	1,11E-05	4,39E-04	9,26E-06	4,44E-04	7,873
4,80E+04	1,26E-05	3,76E-04	8,20E-06	3,82E-04	8,163

Id=1mA

L(m)	IC	Id(A)	W(m)	vd(V)	vg(V)
1,20E-07	0,1	1,00E-03	8,17E-04	0,843	0,341
1,20E-07	0,5	1,00E-03	1,63E-04	0,77	0,418
1,20E-07	1	1,00E-03	8,17E-05	0,73	0,461
1,20E-07	2,5	1,00E-03	3,27E-05	0,659	0,536
1,20E-07	5	1,00E-03	1,63E-05	0,583	0,619
1,20E-07	7,5	1,00E-03	1,09E-05	0,522	0,686
1,20E-07	10	1,00E-03	8,17E-06	0,468	0,746
1,80E-07	0,1	1,00E-03	1,52E-03	0,89	0,299
1,80E-07	0,5	1,00E-03	3,03E-04	0,82	0,37
1,80E-07	1	1,00E-03	1,52E-04	0,783	0,409
1,80E-07	2,5	1,00E-03	6,07E-05	0,719	0,475
1,80E-07	5	1,00E-03	3,03E-05	0,652	0,545
1,80E-07	10	1,00E-03	1,52E-05	0,559	0,644

1,80E-07	15	1,00E-03	1,01E-05	0,483	0,725
2,50E-07	0,1	1,00E-03	2,33E-03	0,927	0,263
2,50E-07	0,5	1,00E-03	4,67E-04	0,86	0,331
2,50E-07	1	1,00E-03	2,33E-04	0,825	0,368
2,50E-07	2,5	1,00E-03	9,34E-05	0,764	0,43
2,50E-07	5	1,00E-03	4,67E-05	0,702	0,494
2,50E-07	10	1,00E-03	2,33E-05	0,617	0,585
2,50E-07	15	1,00E-03	1,56E-05	0,55	0,653
2,50E-07	20	1,00E-03	1,17E-05	0,493	0,713
3,50E-07	0,1	1,00E-03	3,50E-03	0,953	0,238
3,50E-07	0,5	1,00E-03	7,00E-04	0,888	0,304
3,50E-07	1	1,00E-03	3,50E-04	0,854	0,339
3,50E-07	2,5	1,00E-03	1,40E-04	0,796	0,398
3,50E-07	5	1,00E-03	7,00E-05	0,737	0,459
3,50E-07	10	1,00E-03	3,50E-05	0,657	0,541
3,50E-07	15	1,00E-03	2,33E-05	0,596	0,604
3,50E-07	20	1,00E-03	1,75E-05	0,543	0,658
3,50E-07	25	1,00E-03	1,40E-05	0,496	0,708

R1(Ω)	Gds1	Gm1	Gds2	Gm2	Nf(dB)
1,28E+04	6,85E-04	0,0235	9,01E-04	0,0233	4,729
9,83E+03	5,47E-04	0,0173	6,70E-04	0,01727	1,899
8,57E+03	4,70E-04	0,014	5,50E-04	0,01396	1,651
6,97E+03	3,63E-04	9,80E-03	3,97E-04	9,80E-03	1,634
5,77E+03	3,00E-04	6,80E-03	2,90E-04	6,80E-03	1,857
4,94E+03	2,83E-04	5,27E-03	2,38E-04	5,35E-03	2,324
4,24E+03	2,89E-04	4,30E-03	2,04E-04	4,40E-03	2,83
1,23E+04	4,56E-04	2,54E-02	6,27E-04	2,47E-02	4
1,01E+04	3,65E-04	1,90E-02	4,78E-04	1,91E-02	2,807
9,11E+03	3,18E-04	1,57E-02	3,99E-04	1,56E-02	1,698
7,78E+03	2,50E-04	1,13E-02	2,97E-04	1,12E-02	1,257
6,73E+03	2,09E-04	8,22E-03	2,29E-04	8,19E-03	1,32
5,48E+03	1,87E-04	5,60E-03	1,69E-04	5,65E-03	1,532
4,56E+03	2,00E-04	4,30E-03	1,39E-04	4,37E-03	1,798
1,24E+04	3,71E-04	2,68E-02	5,46E-04	2,63E-02	4,409
1,06E+04	3,00E-04	2,03E-02	4,13E-04	2,02E-02	4
9,57E+03	2,59E-04	1,68E-02	3,41E-04	1,63E-02	3,573
8,34E+03	2,04E-04	1,22E-02	2,58E-04	1,19E-02	1,781
7,35E+03	1,69E-04	9,05E-03	2,00E-04	9,00E-03	1,441
6,15E+03	1,47E-04	6,41E-03	1,50E-04	6,37E-03	1,54
5,36E+03	1,46E-04	5,05E-03	1,26E-04	5,10E-03	1,699
4,73E+03	1,62E-04	4,20E-03	1,10E-04	4,27E-03	1,837
1,25E+04	3,17E-04	2,81E-02	4,91E-04	2,76E-02	8,047
1,07E+04	2,57E-04	2,14E-02	3,66E-04	2,12E-02	7,863
1,00E+04	2,20E-04	1,77E-02	3,03E-04	1,75E-02	7,684
8,72E+03	1,72E-04	1,28E-02	2,27E-04	1,29E-02	4,649
7,77E+03	1,42E-04	9,60E-03	1,77E-04	9,55E-03	2,577
6,70E+03	1,19E-04	6,95E-03	1,34E-04	6,92E-03	1,928
5,96E+03	1,14E-04	5,60E-03	1,13E-04	5,59E-03	1,939
5,37E+03	1,19E-04	4,70E-03	9,96E-05	4,78E-03	2,036
4,80E+03	1,38E-04	4,11E-03	8,98E-05	4,17E-03	2,137

Id=3mA

L(m)	IC	Id(A)	W(m)	vd(V)	vg(V)
1,20E-07	0,1	3,00E-03	2,45E-03	0,843	0,341
1,20E-07	0,5	3,00E-03	4,90E-04	0,77	0,418
1,20E-07	1	3,00E-03	2,45E-04	0,73	0,461
1,20E-07	2,5	3,00E-03	9,81E-05	0,659	0,536
1,20E-07	5	3,00E-03	4,90E-05	0,583	0,619
1,20E-07	7,5	3,00E-03	3,27E-05	0,522	0,686
1,20E-07	10	3,00E-03	2,45E-05	0,468	0,746
1,80E-07	0,1	3,00E-03	4,55E-03	0,89	0,299
1,80E-07	0,5	3,00E-03	9,10E-04	0,82	0,37
1,80E-07	1	3,00E-03	4,55E-04	0,783	0,409
1,80E-07	2,5	3,00E-03	1,82E-04	0,719	0,475
1,80E-07	5	3,00E-03	9,10E-05	0,652	0,545
1,80E-07	10	3,00E-03	4,55E-05	0,559	0,644
1,80E-07	15	3,00E-03	3,03E-05	0,483	0,725
2,50E-07	0,1	3,00E-03	7,00E-03	0,927	0,263
2,50E-07	0,5	3,00E-03	1,40E-03	0,86	0,331
2,50E-07	1	3,00E-03	7,00E-04	0,825	0,368
2,50E-07	2,5	3,00E-03	2,80E-04	0,764	0,43
2,50E-07	5	3,00E-03	1,40E-04	0,702	0,494
2,50E-07	10	3,00E-03	7,00E-05	0,617	0,585
2,50E-07	15	3,00E-03	4,67E-05	0,55	0,653
2,50E-07	20	3,00E-03	3,50E-05	0,493	0,713
3,50E-07	0,1	3,00E-03	1,05E-02	0,953	0,238
3,50E-07	0,5	3,00E-03	2,10E-03	0,888	0,304
3,50E-07	1	3,00E-03	1,05E-03	0,854	0,339
3,50E-07	2,5	3,00E-03	4,20E-04	0,796	0,398
3,50E-07	5	3,00E-03	2,10E-04	0,737	0,459
3,50E-07	10	3,00E-03	1,05E-04	0,657	0,541
3,50E-07	15	3,00E-03	7,00E-05	0,596	0,604
3,50E-07	20	3,00E-03	5,25E-05	0,543	0,658
3,50E-07	25	3,00E-03	4,20E-05	0,496	0,708

R1(Ω)	Gds1	Gm1	Gds2	Gm2	Nf(dB)
4,27E+03	2,05E-03	0,0704	2,70E-03	0,0698	3,43
3,28E+03	1,68E-03	0,053	2,00E-03	0,0516	1,476
2,86E+03	1,44E-03	0,043	1,66E-03	0,042	0,971
2,32E+03	1,11E-03	3,00E-02	1,17E-03	2,90E-02	0,761
1,92E+03	9,03E-04	2,05E-02	8,74E-04	2,05E-02	0,812
1,65E+03	8,51E-04	1,59E-02	7,16E-04	1,61E-02	1,007
1,41E+03	8,71E-04	1,30E-02	6,14E-04	1,33E-02	1,235
4,10E+03	1,36E-03	7,62E-02	1,88E-03	7,40E-02	3,814
3,36E+03	1,09E-03	5,70E-02	1,43E-03	5,70E-02	3,301
3,04E+03	9,52E-04	4,70E-02	1,21E-03	4,70E-02	2,031
2,59E+03	7,50E-04	3,38E-02	8,92E-04	3,36E-02	1,015
2,24E+03	6,27E-04	2,49E-02	6,87E-04	2,46E-02	0,761
1,83E+03	5,60E-04	1,68E-02	5,07E-04	1,69E-02	0,726

1,52E+03	6,03E-04	1,30E-02	4,18E-04	1,32E-02	0,804
4,14E+03	1,11E-03	8,05E-02	1,64E-03	7,89E-02	8,009
3,53E+03	8,99E-04	6,09E-02	1,24E-03	6,06E-02	5,019
3,19E+03	7,79E-04	5,04E-02	1,05E-03	5,00E-02	4,566
2,78E+03	6,12E-04	3,66E-02	7,73E-04	3,56E-02	2,379
2,45E+03	5,06E-04	2,72E-02	6,00E-04	2,70E-02	1,345
2,05E+03	4,42E-04	1,93E-02	4,52E-04	1,92E-02	0,949
1,79E+03	4,37E-04	1,52E-02	3,79E-04	1,53E-02	0,895
1,58E+03	4,86E-04	1,26E-02	3,30E-04	1,28E-02	0,896
4,16E+03	9,52E-04	8,42E-02	1,47E-03	8,27E-02	12,425
3,57E+03	7,72E-04	6,42E-02	1,10E-03	6,37E-02	7,727
3,34E+03	6,61E-04	5,30E-02	9,10E-04	5,24E-02	7,631
2,91E+03	5,16E-04	3,83E-02	6,81E-04	3,84E-02	6,46
2,59E+03	4,26E-04	2,88E-02	5,30E-04	2,87E-02	3,837
2,23E+03	3,59E-04	2,09E-02	4,03E-04	2,08E-02	2,023
1,99E+03	3,43E-04	1,69E-02	3,40E-04	1,68E-02	1,515
1,79E+03	3,58E-04	1,41E-02	2,99E-04	1,44E-02	1,334
1,60E+03	4,14E-04	1,24E-02	2,70E-04	1,26E-02	1,262

Id=10mA

L(m)	IC	Id(A)	W(m)	vd(V)	vg(V)
1,20E-07	0,1	1,00E-02	8,17E-03	0,843	0,341
1,20E-07	0,5	1,00E-02	1,63E-03	0,77	0,418
1,20E-07	1	1,00E-02	8,17E-04	0,73	0,461
1,20E-07	2,5	1,00E-02	3,27E-04	0,659	0,536
1,20E-07	5	1,00E-02	1,63E-04	0,583	0,619
1,20E-07	7,5	1,00E-02	1,09E-04	0,522	0,686
1,20E-07	10	1,00E-02	8,17E-05	0,468	0,746
1,80E-07	0,1	1,00E-02	1,52E-02	0,89	0,299
1,80E-07	0,5	1,00E-02	3,03E-03	0,82	0,37
1,80E-07	1	1,00E-02	1,52E-03	0,783	0,409
1,80E-07	2,5	1,00E-02	6,07E-04	0,719	0,475
1,80E-07	5	1,00E-02	3,03E-04	0,652	0,545
1,80E-07	10	1,00E-02	1,52E-04	0,559	0,644
1,80E-07	15	1,00E-02	1,01E-04	0,483	0,725
2,50E-07	0,1	1,00E-02	2,33E-02	0,927	0,263
2,50E-07	0,5	1,00E-02	4,67E-03	0,86	0,331
2,50E-07	1	1,00E-02	2,33E-03	0,825	0,368
2,50E-07	2,5	1,00E-02	9,34E-04	0,764	0,43
2,50E-07	5	1,00E-02	4,67E-04	0,702	0,494
2,50E-07	10	1,00E-02	2,33E-04	0,617	0,585
2,50E-07	15	1,00E-02	1,56E-04	0,55	0,653
2,50E-07	20	1,00E-02	1,17E-04	0,493	0,713
3,50E-07	0,1	1,00E-02	3,50E-02	0,953	0,238
3,50E-07	0,5	1,00E-02	7,00E-03	0,888	0,304
3,50E-07	1	1,00E-02	3,50E-03	0,854	0,339
3,50E-07	2,5	1,00E-02	1,40E-03	0,796	0,398
3,50E-07	5	1,00E-02	7,00E-04	0,737	0,459
3,50E-07	10	1,00E-02	3,50E-04	0,657	0,541
3,50E-07	15	1,00E-02	2,33E-04	0,596	0,604
3,50E-07	20	1,00E-02	1,75E-04	0,543	0,658

3,50E-07 25 1,00E-02 1,40E-04 0,496 0,708

R1(Ω)	Gds1	Gm1	Gds2	Gm2	Nf(dB)
1,28E+03	6,85E-03	0,2347	9,01E-03	0,2327	2,729
9,83E+02	5,50E-03	0,175	6,75E-03	0,174	1,964
8,57E+02	4,82E-03	0,143	5,60E-03	0,141	1,141
6,97E+02	3,63E-03	9,80E-02	3,97E-03	9,80E-02	0,553
5,77E+02	3,00E-03	6,80E-02	2,90E-03	6,80E-02	0,421
4,94E+02	2,84E-03	5,30E-02	2,40E-03	5,40E-02	0,462
4,24E+02	3,00E-03	4,30E-02	2,07E-03	4,50E-02	0,532
1,23E+03	4,56E-03	2,55E-01	6,27E-03	2,47E-01	8,659
1,01E+03	3,64E-03	1,90E-01	4,75E-03	1,90E-01	3,168
9,11E+02	3,22E-03	1,58E-01	4,00E-03	1,56E-01	2,829
7,78E+02	2,51E-03	1,13E-01	2,97E-03	1,12E-01	1,564
6,73E+02	2,07E-03	8,20E-02	2,30E-03	8,20E-02	0,862
5,48E+02	1,90E-03	5,70E-02	1,71E-03	5,70E-02	0,513
4,56E+02	2,00E-03	4,30E-02	1,40E-03	4,40E-02	0,461
1,24E+03	3,71E-03	2,68E-01	5,46E-03	2,63E-01	13,163
1,06E+03	3,00E-03	2,03E-01	4,13E-03	2,02E-01	6,224
9,57E+02	2,60E-03	1,68E-01	3,46E-03	1,65E-01	4,548
8,34E+02	2,05E-03	1,22E-01	2,63E-03	1,21E-01	3,619
7,35E+02	1,70E-03	9,10E-02	2,00E-03	9,00E-02	2,242
6,15E+02	1,48E-03	6,50E-02	1,51E-03	6,40E-02	1,21
5,36E+02	1,46E-03	5,05E-02	1,26E-03	5,10E-02	0,866
4,73E+02	1,62E-03	4,20E-02	1,11E-03	4,30E-02	0,703
1,25E+03	3,17E-03	2,81E-01	4,91E-03	2,76E-01	17,597
1,07E+03	2,57E-03	2,14E-01	3,66E-03	2,12E-01	12,725
1,00E+03	2,20E-03	1,77E-01	3,03E-03	1,75E-01	9,16
8,72E+02	1,72E-03	1,28E-01	2,24E-03	1,27E-01	6,813
7,77E+02	1,43E-03	9,70E-02	1,78E-03	9,60E-02	5,588
6,70E+02	1,20E-03	7,00E-02	1,34E-03	6,90E-02	3,488
5,96E+02	1,14E-03	5,60E-02	1,12E-03	5,60E-02	2,435
5,37E+02	1,21E-03	4,80E-02	9,99E-04	4,80E-02	1,868
4,80E+02	1,37E-03	4,10E-02	9,01E-04	4,20E-02	1,546

B) NQS EKV3 μοντέλο

Id=100μA

L(m)	IC	Id(A)	W(m)	vd(V)	vg(V)
1,20E-07	0,1	1,00E-04	8,17E-05	0,641	0,354
1,20E-07	0,5	1,00E-04	1,63E-05	0,585	0,431
1,20E-07	1	1,00E-04	8,17E-06	0,554	0,474
1,20E-07	2,5	1,00E-04	3,27E-06	0,499	0,55
1,20E-07	5	1,00E-04	1,63E-06	0,438	0,634
1,20E-07	7,5	1,00E-04	1,09E-06	0,39	0,703
1,20E-07	10	1,00E-04	8,17E-07	0,347	0,767
1,80E-07	0,1	1,00E-04	1,52E-04	0,685	0,309
1,80E-07	0,5	1,00E-04	3,03E-05	0,632	0,38

1,80E-07	1	1,00E-04	1,52E-05	0,603	0,419
1,80E-07	2,5	1,00E-04	6,07E-06	0,553	0,486
1,80E-07	5	1,00E-04	3,03E-06	0,5	0,556
1,80E-07	10	1,00E-04	1,52E-06	0,425	0,657
1,80E-07	15	1,00E-04	1,01E-06	0,365	0,74
2,50E-07	0,1	1,00E-04	2,33E-04	0,734	0,271
2,50E-07	0,5	1,00E-04	4,67E-05	0,681	0,339
2,50E-07	1	1,00E-04	2,33E-05	0,653	0,376
2,50E-07	2,5	1,00E-04	9,34E-06	0,605	0,438
2,50E-07	5	1,00E-04	4,67E-06	0,555	0,502
2,50E-07	10	1,00E-04	2,33E-06	0,485	0,592
2,50E-07	15	1,00E-04	1,56E-06	0,431	0,662
2,50E-07	20	1,00E-04	1,17E-06	0,384	0,726
3,50E-07	0,1	1,00E-04	3,50E-04	0,773	0,245
3,50E-07	0,5	1,00E-04	7,00E-05	0,721	0,311
3,50E-07	1	1,00E-04	3,50E-05	0,693	0,346
3,50E-07	2,5	1,00E-04	1,40E-05	0,646	0,405
3,50E-07	5	1,00E-04	7,00E-06	0,597	0,466
3,50E-07	10	1,00E-04	3,50E-06	0,531	0,549
3,50E-07	15	1,00E-04	2,33E-06	0,48	0,612
3,50E-07	20	1,00E-04	1,75E-06	0,437	0,668
3,50E-07	25	1,00E-04	1,40E-06	0,398	0,718

R1(Ω)	Gds1	Gm1	Gds2	Gm2	Nf(dB)
1,08E+05	8,63E-05	0,0027	9,01E-05	0,00233	9,088
8,59E+04	6,58E-05	0,0019	6,67E-05	0,00173	7,038
7,66E+04	5,54E-05	0,0015	5,46E-05	0,001385	6,785
6,42E+04	4,19E-05	0,001	3,84E-05	9,48E-04	6,592
5,34E+04	3,44E-05	0,00064	2,68E-05	6,28E-04	7,409
4,55E+04	3,42E-05	0,00047	2,14E-05	4,82E-04	9,017
3,89E+04	3,92E-05	0,00037	1,81E-05	3,93E-04	17,536
1,10E+05	5,68E-05	0,0029	6,27E-05	2,47E-03	9,948
9,25E+04	4,37E-05	0,00208	4,78E-05	1,91E-03	5,047
8,41E+04	3,74E-05	0,00168	3,98E-05	1,55E-03	4,638
7,31E+04	2,92E-05	0,00116	2,94E-05	1,11E-03	5,008
6,35E+04	2,43E-05	0,00081	2,21E-05	7,91E-04	5,681
5,19E+04	2,30E-05	0,00052	1,55E-05	5,19E-04	6,473
4,29E+04	2,93E-05	0,00038	1,24E-05	3,93E-04	9,502
1,15E+05	4,51E-05	0,003	5,46E-05	2,63E-03	13,986
9,88E+04	3,52E-05	0,0022	4,12E-05	2,02E-03	5,419
9,00E+04	2,99E-05	0,00178	3,40E-05	1,62E-03	4,272
7,96E+04	2,33E-05	0,00126	2,57E-05	1,18E-03	4,591
7,08E+04	1,92E-05	0,00091	1,97E-05	8,85E-04	5,536
5,99E+04	1,70E-05	0,00061	1,43E-05	6,04E-04	6,643
5,20E+04	1,84E-05	0,00047	1,16E-05	4,70E-04	7,11
4,48E+04	2,48E-05	0,00037	9,93E-06	3,86E-04	7,858
1,17E+05	3,82E-05	0,0032	4,91E-05	2,76E-03	12,645
1,02E+05	2,98E-05	0,0023	3,66E-05	2,12E-03	10,17
9,56E+04	2,52E-05	0,0019	3,03E-05	1,74E-03	6,4
8,37E+04	1,94E-05	0,00133	2,26E-05	1,28E-03	5,166
7,55E+04	1,60E-05	0,00098	1,75E-05	9,51E-04	5,857
6,51E+04	1,37E-05	0,00069	1,31E-05	6,74E-04	7,073
5,81E+04	1,37E-05	0,00053	1,07E-05	5,31E-04	7,782

5,20E+04	1,59E-05	0,00044	9,26E-06	4,44E-04	8,219
4,63E+04	2,20E-05	0,00037	8,20E-06	3,82E-04	8,302

Id=1mA

L(m)	IC	Id(A)	W(m)	vd(V)	vg(V)
1,20E-07	0,1	1,00E-03	8,17E-04	0,641	0,354
1,20E-07	0,5	1,00E-03	1,63E-04	0,585	0,431
1,20E-07	1	1,00E-03	8,17E-05	0,554	0,474
1,20E-07	2,5	1,00E-03	3,27E-05	0,499	0,55
1,20E-07	5	1,00E-03	1,63E-05	0,438	0,634
1,20E-07	7,5	1,00E-03	1,09E-05	0,39	0,703
1,20E-07	10	1,00E-03	8,17E-06	0,347	0,767
1,80E-07	0,1	1,00E-03	1,52E-03	0,685	0,309
1,80E-07	0,5	1,00E-03	3,03E-04	0,632	0,38
1,80E-07	1	1,00E-03	1,52E-04	0,603	0,419
1,80E-07	2,5	1,00E-03	6,07E-05	0,553	0,486
1,80E-07	5	1,00E-03	3,03E-05	0,5	0,556
1,80E-07	10	1,00E-03	1,52E-05	0,425	0,657
1,80E-07	15	1,00E-03	1,01E-05	0,365	0,74
2,50E-07	0,1	1,00E-03	2,33E-03	0,734	0,271
2,50E-07	0,5	1,00E-03	4,67E-04	0,681	0,339
2,50E-07	1	1,00E-03	2,33E-04	0,653	0,376
2,50E-07	2,5	1,00E-03	9,34E-05	0,605	0,438
2,50E-07	5	1,00E-03	4,67E-05	0,555	0,502
2,50E-07	10	1,00E-03	2,33E-05	0,485	0,592
2,50E-07	15	1,00E-03	1,56E-05	0,431	0,662
2,50E-07	20	1,00E-03	1,17E-05	0,384	0,726
3,50E-07	0,1	1,00E-03	3,50E-03	0,773	0,245
3,50E-07	0,5	1,00E-03	7,00E-04	0,721	0,311
3,50E-07	1	1,00E-03	3,50E-04	0,693	0,346
3,50E-07	2,5	1,00E-03	1,40E-04	0,646	0,405
3,50E-07	5	1,00E-03	7,00E-05	0,597	0,466
3,50E-07	10	1,00E-03	3,50E-05	0,531	0,549
3,50E-07	15	1,00E-03	2,33E-05	0,48	0,612
3,50E-07	20	1,00E-03	1,75E-05	0,437	0,668
3,50E-07	25	1,00E-03	1,40E-05	0,398	0,718

R1(Ω)	Gds1	Gm1	Gds2	Gm2	Nf(dB)
1,08E+04	8,64E-04	0,027	9,01E-04	0,0233	4,943
8,59E+03	6,61E-04	0,0191	6,70E-04	0,01727	1,98
7,66E+03	5,58E-04	0,0152	5,50E-04	0,01396	1,691
6,42E+03	4,33E-04	0,0102	3,97E-04	9,80E-03	1,588
5,34E+03	3,73E-04	0,0069	2,90E-04	6,80E-03	1,799
4,55E+03	3,81E-04	0,00527	2,38E-04	5,35E-03	2,268
3,89E+03	4,43E-04	0,00421	2,04E-04	4,40E-03	2,828

1,10E+04	5,68E-04	0,029	6,27E-04	2,47E-02	4,552
9,25E+03	4,38E-04	0,0208	4,78E-04	1,91E-02	2,876
8,41E+03	3,75E-04	0,01686	3,99E-04	1,56E-02	1,727
7,31E+03	2,95E-04	0,01177	2,97E-04	1,12E-02	1,228
6,35E+03	2,51E-04	0,00841	2,29E-04	8,19E-03	1,263
5,19E+03	2,50E-04	0,00566	1,69E-04	5,65E-03	1,463
4,29E+03	3,27E-04	0,00423	1,39E-04	4,37E-03	1,764
1,15E+04	4,51E-04	0,0302	5,46E-04	2,63E-02	5,193
9,88E+03	3,52E-04	0,022	4,13E-04	2,02E-02	4,821
9,00E+03	3,00E-04	0,01788	3,41E-04	1,63E-02	3,614
7,96E+03	2,34E-04	0,01265	2,58E-04	1,19E-02	1,742
7,08E+03	1,95E-04	0,00926	2,00E-04	9,00E-03	1,399
5,99E+03	1,79E-04	0,00647	1,50E-04	6,37E-03	1,546
5,20E+03	2,00E-04	0,00508	1,26E-04	5,10E-03	1,715
4,48E+03	2,75E-04	0,00416	1,10E-04	4,27E-03	1,856
1,17E+04	3,82E-04	0,0315	4,91E-04	2,76E-02	10,267
1,02E+04	2,98E-04	0,0231	3,66E-04	2,12E-02	9,102
9,56E+03	2,52E-04	0,0187	3,03E-04	1,75E-02	8,754
8,37E+03	1,94E-04	0,01332	2,27E-04	1,29E-02	4,428
7,55E+03	1,61E-04	0,0099	1,77E-04	9,55E-03	2,323
6,51E+03	1,41E-04	0,00707	1,34E-04	6,92E-03	1,853
5,81E+03	1,44E-04	0,00564	1,13E-04	5,59E-03	1,971
5,20E+03	1,70E-04	0,00476	9,96E-05	4,78E-03	2,108
4,63E+03	2,39E-04	0,00407	8,98E-05	4,17E-03	2,235

Id=3mA

L(m)	IC	Id(A)	W(m)	vd(V)	vg(V)
1,20E-07	0,1	3,00E-03	2,45E-03	0,641	0,354
1,20E-07	0,5	3,00E-03	4,90E-04	0,585	0,431
1,20E-07	1	3,00E-03	2,45E-04	0,554	0,474
1,20E-07	2,5	3,00E-03	9,81E-05	0,499	0,55
1,20E-07	5	3,00E-03	4,90E-05	0,438	0,634
1,20E-07	7,5	3,00E-03	3,27E-05	0,39	0,703
1,20E-07	10	3,00E-03	2,45E-05	0,347	0,767
1,80E-07	0,1	3,00E-03	4,55E-03	0,685	0,309
1,80E-07	0,5	3,00E-03	9,10E-04	0,632	0,38
1,80E-07	1	3,00E-03	4,55E-04	0,603	0,419
1,80E-07	2,5	3,00E-03	1,82E-04	0,553	0,486
1,80E-07	5	3,00E-03	9,10E-05	0,5	0,556
1,80E-07	10	3,00E-03	4,55E-05	0,425	0,657
1,80E-07	15	3,00E-03	3,03E-05	0,365	0,74
2,50E-07	0,1	3,00E-03	7,00E-03	0,734	0,271
2,50E-07	0,5	3,00E-03	1,40E-03	0,681	0,338
2,50E-07	1	3,00E-03	7,00E-04	0,653	0,376
2,50E-07	2,5	3,00E-03	2,80E-04	0,605	0,438
2,50E-07	5	3,00E-03	1,40E-04	0,555	0,502
2,50E-07	10	3,00E-03	7,00E-05	0,485	0,592
2,50E-07	15	3,00E-03	4,67E-05	0,431	0,662
2,50E-07	20	3,00E-03	3,50E-05	0,384	0,726
3,50E-07	0,1	3,00E-03	1,05E-02	0,951	0,245
3,50E-07	0,5	3,00E-03	2,10E-03	0,721	0,311
3,50E-07	1	3,00E-03	1,05E-03	0,693	0,346

3,50E-07	2,5	3,00E-03	4,20E-04	0,646	0,405
3,50E-07	5	3,00E-03	2,10E-04	0,597	0,466
3,50E-07	10	3,00E-03	1,05E-04	0,531	0,549
3,50E-07	15	3,00E-03	7,00E-05	0,48	0,612
3,50E-07	20	3,00E-03	5,25E-05	0,437	0,668
3,50E-07	25	3,00E-03	4,20E-05	0,398	0,718

R1(Ω)	Gds1	Gm1	Gds2	Gm2	Nf(dB)
3,60E+03	0,0026	0,081	2,70E-03	0,0698	3,718
2,86E+03	2,00E-03	0,0574	2,00E-03	0,0516	1,525
2,55E+03	1,67E-03	0,0455	1,66E-03	0,042	0,994
2,14E+03	1,30E-03	0,0305	1,17E-03	2,90E-02	0,74
1,78E+03	1,12E-03	0,0207	8,74E-04	2,05E-02	0,785
1,52E+03	1,15E-03	0,01587	7,16E-04	1,61E-02	0,984
1,30E+03	1,34E-03	0,0127	6,14E-04	1,33E-02	1,22
3,66E+03	1,70E-03	0,087	1,88E-03	7,40E-02	3,986
3,08E+03	1,31E-03	0,06248	1,43E-03	5,70E-02	3,363
2,80E+03	1,12E-03	0,05049	1,21E-03	4,70E-02	2,036
2,44E+03	8,86E-04	0,0353	8,92E-04	3,36E-02	0,976
2,12E+03	7,55E-04	0,0253	6,87E-04	2,46E-02	0,71
1,73E+03	7,50E-04	0,017	5,07E-04	1,69E-02	0,681
1,43E+03	9,86E-04	0,01276	4,18E-04	1,32E-02	0,783
3,82E+03	1,36E-03	0,0908	1,64E-03	7,89E-02	9,083
3,30E+03	1,05E-03	0,066	1,24E-03	6,06E-02	5,073
3,00E+03	9,00E-04	0,05371	1,05E-03	5,00E-02	4,515
2,65E+03	7,01E-04	0,03793	7,73E-04	3,56E-02	2,227
2,36E+03	5,86E-04	0,02778	6,00E-04	2,70E-02	1,193
2,00E+03	5,40E-04	0,01947	4,52E-04	1,92E-02	0,865
1,73E+03	6,00E-04	0,01524	3,79E-04	1,53E-02	0,846
1,49E+03	8,24E-04	0,01249	3,30E-04	1,28E-02	0,866
3,91E+03	1,14E-03	0,095	1,47E-03	8,27E-02	14,784
3,40E+03	8,95E-04	0,0694	1,10E-03	6,37E-02	7,974
3,19E+03	7,55E-04	0,0562	9,10E-04	5,24E-02	7,517
2,79E+03	5,83E-04	0,03996	6,81E-04	3,84E-02	5,954
2,52E+03	4,82E-04	0,02973	5,30E-04	2,87E-02	3,181
2,17E+03	4,23E-04	0,02122	4,03E-04	2,08E-02	1,557
1,94E+03	4,32E-04	0,01697	3,40E-04	1,68E-02	1,232
1,73E+03	5,12E-04	0,0143	2,99E-04	1,44E-02	1,153
1,54E+03	7,20E-04	0,01225	2,70E-04	1,26E-02	1,187

Id=10mA

L(m)	IC	Id(A)	W(m)	vd(V)	vg(V)
1,20E-07	0,1	1,00E-02	8,17E-03	0,641	0,354
1,20E-07	0,5	1,00E-02	1,63E-03	0,585	0,431
1,20E-07	1	1,00E-02	8,17E-04	0,554	0,474
1,20E-07	2,5	1,00E-02	3,27E-04	0,499	0,55
1,20E-07	5	1,00E-02	1,63E-04	0,438	0,634
1,20E-07	7,5	1,00E-02	1,09E-04	0,39	0,703

1,20E-07	10	1,00E-02	8,17E-05	0,347	0,767
1,80E-07	0,1	1,00E-02	1,52E-02	0,89	0,299
1,80E-07	0,5	1,00E-02	3,03E-03	0,632	0,38
1,80E-07	1	1,00E-02	1,52E-03	0,603	0,419
1,80E-07	2,5	1,00E-02	6,07E-04	0,553	0,486
1,80E-07	5	1,00E-02	3,03E-04	0,5	0,556
1,80E-07	10	1,00E-02	1,52E-04	0,425	0,657
1,80E-07	15	1,00E-02	1,01E-04	0,365	0,74
2,50E-07	0,1	1,00E-02	2,33E-02	0,927	0,263
2,50E-07	0,5	1,00E-02	4,67E-03	0,681	0,339
2,50E-07	1	1,00E-02	2,33E-03	0,653	0,376
2,50E-07	2,5	1,00E-02	9,34E-04	0,605	0,438
2,50E-07	5	1,00E-02	4,67E-04	0,555	0,502
2,50E-07	10	1,00E-02	2,33E-04	0,485	0,592
2,50E-07	15	1,00E-02	1,56E-04	0,431	0,662
2,50E-07	20	1,00E-02	1,17E-04	0,384	0,726
3,50E-07	0,1	1,00E-02	3,50E-02	0,953	0,238
3,50E-07	0,5	1,00E-02	7,00E-03	0,721	0,311
3,50E-07	1	1,00E-02	3,50E-03	0,693	0,346
3,50E-07	2,5	1,00E-02	1,40E-03	0,646	0,405
3,50E-07	5	1,00E-02	7,00E-04	0,597	0,466
3,50E-07	10	1,00E-02	3,50E-04	0,531	0,549
3,50E-07	15	1,00E-02	2,33E-04	0,48	0,612
3,50E-07	20	1,00E-02	1,75E-04	0,437	0,668
3,50E-07	25	1,00E-02	1,40E-04	0,398	0,718

R1(Ω)	Gds1	Gm1	Gds2	Gm2	Nf(dB)
1,08E+03	0,0086	0,2702	9,01E-03	0,2327	2,693
8,59E+02	6,60E-03	0,1908	6,75E-03	0,174	2,014
7,66E+02	5,59E-03	0,1517	5,60E-03	0,141	1,154
6,42E+02	4,34E-03	0,1017	3,97E-03	9,80E-02	0,535
5,34E+02	3,74E-03	0,069	2,90E-03	6,80E-02	0,406
4,55E+02	3,83E-03	0,05297	2,40E-03	5,40E-02	0,447
3,89E+02	4,46E-03	0,04241	2,07E-03	4,50E-02	0,523
1,23E+03	4,57E-03	0,235	6,27E-03	2,47E-01	9,28
9,25E+02	4,38E-03	0,20803	4,75E-03	1,90E-01	3,174
8,41E+02	3,75E-03	0,16868	4,00E-03	1,56E-01	2,827
7,31E+02	2,95E-03	0,11776	2,97E-03	1,12E-01	1,483
6,35E+02	2,52E-03	0,08427	2,30E-03	8,20E-02	0,771
5,19E+02	2,51E-03	0,05684	1,71E-03	5,70E-02	0,457
4,29E+02	3,29E-03	0,04258	1,40E-03	4,40E-02	0,432
1,25E+03	3,71E-03	0,25	5,46E-03	2,63E-01	13,254
9,88E+02	3,52E-03	0,22	4,13E-03	2,02E-01	6,144
9,00E+02	3,00E-03	0,17879	3,46E-03	1,65E-01	4,431
7,96E+02	2,34E-03	0,12655	2,63E-03	1,21E-01	3,354
7,08E+02	1,95E-03	0,09271	2,00E-03	9,00E-02	1,911
5,99E+02	1,80E-03	0,06486	1,51E-03	6,40E-02	0,97
5,20E+02	2,01E-03	0,05096	1,26E-03	5,10E-02	0,706
4,48E+02	2,76E-03	0,04179	1,11E-03	4,30E-02	0,599
1,25E+03	3,17E-03	0,265	4,91E-03	2,76E-01	17,776
1,02E+03	2,98E-03	0,2313	3,66E-03	2,12E-01	12,955
9,56E+02	2,52E-03	0,1874	3,03E-03	1,75E-01	9,071
8,37E+02	1,94E-03	0,13322	2,24E-03	1,27E-01	6,255

7,55E+02	1,61E-03	0,0991	1,78E-03	9,60E-02	4,682
6,51E+02	1,41E-03	0,07078	1,34E-03	6,90E-02	2,55
5,81E+02	1,44E-03	0,05653	1,12E-03	5,60E-02	1,689
5,20E+02	1,71E-03	0,0477	9,99E-04	4,80E-02	1,302
4,63E+02	2,40E-03	0,04087	9,01E-04	4,20E-02	1,228

Χρήση μη ιδανικών πηνίων

Id=10mA

L(m)	IC	Id(A)	W(m)	vd(V)	vg(V)	R1(Ω)	Gds1	Gm1	Nf(dB)
1,20E-07	0,1	1,00E-02	8,20E-03	0,641	0,354	2,85E+02	8,67E-03	0,2712	4,236
1,20E-07	0,5	1,00E-02	1,64E-03	0,585	0,431	5,53E+02	6,65E-03	0,192	2,974
1,20E-07	1	1,00E-02	8,20E-04	0,554	0,474	5,80E+02	5,47E-03	0,1486	2,316
1,20E-07	2,5	1,00E-02	3,28E-04	0,499	0,55	5,58E+02	4,35E-03	0,102	2,42
1,20E-07	5	1,00E-02	1,64E-04	0,438	0,634	4,91E+02	3,77E-03	0,0695	3,296
1,20E-07	7,5	1,00E-02	1,09E-04	0,39	0,703	4,28E+02	3,83E-03	0,053	4,144
1,20E-07	10	1,00E-02	8,20E-05	0,347	0,767	3,69E+02	4,48E-03	0,0426	4,855
1,80E-07	0,1	9,98E-03	1,52E-02	0,89	0,299	6,70E+01	4,56E-03	0,2545	9,806
1,80E-07	0,5	1,00E-02	3,05E-03	0,632	0,38	3,15E+02	4,41E-03	0,2094	4,169
1,80E-07	1	1,00E-02	1,53E-03	0,603	0,419	4,26E+02	3,76E-03	0,1692	3,699
1,80E-07	2,5	1,00E-02	6,10E-04	0,553	0,486	5,14E+02	2,97E-03	1,18E-01	2,54
1,80E-07	5	1,00E-02	3,05E-04	0,5	0,556	5,16E+02	2,53E-03	0,0848	2,214
1,80E-07	10	1,00E-02	1,52E-04	0,425	0,657	4,58E+02	2,51E-03	0,0568	2,624
1,80E-07	15	9,98E-03	1,01E-04	0,365	0,74	3,86E+02	3,29E-03	0,0426	3,269
2,50E-07	0,1	1,00E-02	2,34E-02	0,927	0,263	1,20E+01	3,73E-03	0,2692	14,516
2,50E-07	0,5	1,00E-02	4,68E-03	0,681	0,339	1,38E+02	3,53E-03	0,2205	6,984
2,50E-07	1	1,00E-02	2,34E-03	0,653	0,376	2,47E+02	3,01E-03	0,1796	5,368
2,50E-07	2,5	1,00E-02	9,36E-04	0,605	0,438	3,94E+02	2,34E-03	0,1268	4,273
2,50E-07	5	1,00E-02	4,68E-04	0,555	0,502	4,60E+02	1,96E-03	0,0929	2,963
2,50E-07	10	1,00E-02	2,34E-04	0,485	0,592	4,65E+02	1,80E-03	0,0651	2,353
2,50E-07	15	1,00E-02	1,56E-04	0,431	0,662	4,29E+02	2,01E-03	0,051	2,475
2,50E-07	20	1,00E-02	1,17E-04	0,384	0,726	3,82E+02	2,76E-03	0,0418	2,874
3,50E-07	0,1	9,99E-03	3,50E-02	0,953	0,238	1,75E+00	3,17E-03	0,2806	19,514
3,50E-07	0,5	9,99E-03	7,00E-03	0,721	0,311	4,10E+01	2,98E-03	0,2313	13,276
3,50E-07	1	9,99E-03	3,50E-03	0,693	0,346	9,70E+01	2,52E-03	0,1874	9,647
3,50E-07	2,5	9,99E-03	1,40E-03	0,646	0,405	2,26E+02	1,94E-03	0,1332	7,042
3,50E-07	5	9,99E-03	7,00E-04	0,597	0,466	3,33E+02	1,61E-03	0,0991	5,597
3,50E-07	10	9,99E-03	3,50E-04	0,531	0,549	3,97E+02	1,41E-03	0,0708	3,786
3,50E-07	15	1,00E-02	2,34E-04	0,48	0,612	4,00E+02	1,45E-03	0,0568	3,009
3,50E-07	20	9,99E-03	1,75E-04	0,437	0,668	3,80E+02	1,71E-03	0,0477	2,755
3,50E-07	25	9,99E-03	1,40E-04	0,398	0,718	3,48E+02	2,40E-03	0,0409	2,906

Βέλτιστο W

L(m)	IC	W(m)	vd(V)	vg(V)	R1(Ω)	Gds1	Gm1	Nf(dB)	NfNoIGN(dB)
1,20E-07	0,1	9,00E-04	0,641	0,354	8,31E+03	9,51E-04	0,0298	7,057	4,323
1,20E-07	0,5	9,00E-04	0,585	0,431	1,21E+03	3,65E-03	0,1054	2,997	1,836
1,20E-07	1	9,00E-04	0,554	0,474	5,18E+02	6,15E-03	0,1671	2,292	1,471
1,20E-07	2,5	9,00E-04	0,499	0,55	1,64E+02	1,20E-02	0,28	ID>>10mA High Consumption	
1,20E-07	5	9,00E-04	0,438	0,634		1,70E-02	0,3148	ID>>10mA High Consumption	
1,20E-07	7,5	9,00E-04	0,39	0,703		3,20E-02	0,4376	ID>>10mA High Consumption	
1,20E-07	10	9,00E-04	0,347	0,767		4,90E-02	0,4674	ID>>10mA High Consumption	
1,80E-07	0,1	6,00E-04	0,685	0,309	2,39E+04	2,24E-04	0,0115	11,378	9
1,80E-07	0,5	6,00E-04	0,632	0,38	3,66E+03	8,67E-04	0,0412	4,911	3,152
1,80E-07	1	6,00E-04	0,603	0,419	1,60E+03	1,50E-03	0,0666	3,552	2,245
1,80E-07	2,5	6,00E-04	0,553	0,486	5,22E+02	2,90E-03	0,1164	2,533	1,65
1,80E-07	5	6,00E-04	0,5	0,556		5,00E-03	0,1669	ID>>10mA High Consumption	
1,80E-07	10	6,00E-04	0,425	0,657		9,90E-03	0,2244	ID>>10mA High Consumption	
1,80E-07	15	6,00E-04	0,365	0,74		1,96E-02	0,2531	ID>>10mA High Consumption	
2,50E-07	0,1	4,00E-04	0,734	0,271	5,89E+04	7,74E-05	0,0052	15,973	14,443
2,50E-07	0,5	4,00E-04	0,681	0,339	9,20E+03	3,01E-04	0,0188	8,229	6,01
2,50E-07	1	4,00E-04	0,653	0,376	4,07E+03	5,14E-04	0,0307	6,013	4,177
2,50E-07	2,5	4,00E-04	0,605	0,438	1,35E+03	1,00E-03	0,0542	3,9	2,577
2,50E-07	5	4,00E-04	0,555	0,502	5,72E+02	1,70E-03	0,0794	2,926	1,947
2,50E-07	10	4,00E-04	0,485	0,592		3,10E-03	0,1114	ID>>10mA High Consumption	
2,50E-07	15	4,00E-04	0,431	0,662		5,10E-03	0,1307	ID>>10mA High Consumption	
2,50E-07	20	4,00E-04	0,384	0,726		9,40E-03	0,1429	ID>>10mA High Consumption	
3,50E-07	0,1	2,00E-04	0,773	0,245	1,88E+05	2,18E-05	0,0018	24,605	23,943
3,50E-07	0,5	2,00E-04	0,721	0,311	3,06E+04	8,53E-05	0,0066	14,998	13,158
3,50E-07	1	2,00E-04	0,693	0,346	1,37E+04	1,44E-04	0,0107	11,157	9,131
3,50E-07	2,5	2,00E-04	0,646	0,405	4,67E+03	2,78E-04	0,019	7,275	5,556
3,50E-07	5	2,00E-04	0,597	0,466	2,04E+03	4,59E-04	0,0283	5,111	3,797
3,50E-07	10	2,00E-04	0,531	0,549	8,54E+02	8,06E-04	0,0404	3,474	2,453
3,50E-07	15	2,00E-04	0,48	0,612	4,91E+02	1,20E-03	0,0485	2,969	2,088
3,50E-07	20	2,00E-04	0,437	0,668	3,20E+02	2,00E-03	0,0545	2,87	2,06
3,50E-07	25	2,00E-04	0,398	0,718		3,40E-03	0,0584	ID>>10mA High Consumption	

Σύγκριση ιδανικών και πραγματικών πηγών

L=0.12μm και IC=1

W(m)	vd(V)	vg(V)	R1(Ω)	Gm1	NfNoL(dB)	R1(Ω)-real inductors	NfL(dB)	NfL_NoIGN(dB)
1,20E-06	0,554	0,474	5,22E+05	1,99E-04	13,05	9,50E+05	31,86	31,79
1,20E-05	0,554	0,474	5,22E+04	0,002	5,605	5,71E+04	15,566	15,21
6,00E-05	0,554	0,474	1,04E+04	0,011	2,077	1,03E+04	7,68	7,151
1,20E-04	0,554	0,474	5,22E+03	0,022	1,342	4,98E+03	5,327	4,774
1,80E-04	0,554	0,474	3,48E+03	0,033	1,095	3,26E+03	4,255	3,692
2,40E-04	0,554	0,474	2,61E+03	0,045	0,998	2,39E+03	3,643	3,065
6,00E-04	0,554	0,474	1,04E+03	1,11E-01	1,036	8,52E+02	2,474	1,764

Σχεδίαση Ενισχυτή χαμηλού Θορύβου στα 5.5GHz με τεχνολογία CMOS 0.12μm

9,00E-04	0,554	0,474	6,95E+02	0,1671	1,199	5,18E+02	2,292	1,471
1,80E-03	0,554	0,474	3,48E+02	0,3343	1,633	2,00E+02	2,373	1,302
3,60E-03	0,554	0,474	1,74E+02	0,6686	2,113	6,30E+01	2,769	1,488

L=0.18μm και IC=5

W(m)	vd(V)	vg(V)	R1(Ω)	Gm1	NfNoL(dB)	R1(Ω)-real inductors	NfL(dB)	NfL_NoIGN(dB)
1,80E-06	0,5	0,556	1,07E+05	4,64E-04	7,287	1,40E+05	20,714	20,479
1,80E-05	0,5	0,556	1,07E+04	0,005	1,818	1,14E+04	9,05	8,66
9,00E-05	0,5	0,556	2,14E+03	0,025	0,713	2,02E+03	3,994	3,595
1,26E-04	0,5	0,556	1,53E+03	0,035	0,666	1,41E+03	3,322	2,911
1,62E-04	0,5	0,556	1,19E+03	0,045	0,664	1,07E+03	2,917	2,489
1,80E-04	0,5	0,556	1,07E+03	0,05	0,67	9,47E+02	2,768	2,33
1,98E-04	0,5	0,556	9,73E+02	0,055	0,68	8,51E+02	2,648	2,199
2,70E-04	0,5	0,556	7,14E+02	0,075	0,741	5,93E+02	2,335	1,841
3,60E-04	0,5	0,556	5,35E+02	0,1	0,832	4,18E+02	2,143	1,591
5,40E-04	0,5	0,556	3,57E+02	0,15	1,018	2,49E+02	2,018	1,355

L=0.25μm και IC=10

W(m)	vd(V)	vg(V)	R1(Ω)	Gm1	NfNoL(dB)	R1(Ω)-real inductors	NfL(dB)	NfL_NoIGN(dB)
2,50E-06	0,485	0,592	5,60E+04	6,62E-04	6,421	6,64E+04	16,696	16,264
2,50E-05	0,485	0,592	5,60E+03	0,007	1,477	5,68E+03	6,605	6,084
7,50E-05	0,485	0,592	1,87E+03	0,021	0,85	1,73E+03	3,76	3,269
1,25E-04	0,485	0,592	1,12E+03	0,035	0,817	9,78E+02	2,957	2,442
1,50E-04	0,485	0,592	9,33E+02	0,042	0,841	7,92E+02	2,75	2,218
1,75E-04	0,485	0,592	8,00E+02	0,049	0,875	6,61E+02	2,609	2,055
2,00E-04	0,485	0,592	7,00E+02	0,056	0,915	5,64E+02	2,513	1,936
2,25E-04	0,485	0,592	6,22E+02	0,063	0,957	4,88E+02	2,44	1,839
2,50E-04	0,485	0,592	5,60E+02	0,07	1,001	4,30E+02	2,39	1,764
3,75E-04	0,485	0,592	3,73E+02	0,104	1,225	2,50E+02	2,317	1,571

L=0.35μm και IC=20

W(m)	vd(V)	vg(V)	R1(Ω)	Gm1	NfNoL(dB)	R1(Ω)-real inductors	NfL(dB)	NfL_NoIGN(dB)
3,50E-06	0,437	0,668	2,62E+04	9,26E-04	5,904	2,94E+04	13,834	13,172
3,50E-05	0,437	0,668	2,62E+03	0,01	1,375	2,50E+03	5,008	4,354
5,25E-05	0,437	0,668	1,75E+03	0,014	1,153	1,58E+03	4,158	3,531
7,00E-05	0,437	0,668	1,31E+03	0,019	1,084	1,15E+03	3,668	3,041
8,75E-05	0,437	0,668	1,05E+03	0,024	1,077	8,90E+02	3,368	2,73
1,05E-04	0,437	0,668	8,75E+02	0,029	1,1	7,19E+02	3,176	2,518
1,40E-04	0,437	0,668	6,56E+02	0,038	1,192	5,05E+02	2,977	2,268
1,75E-04	0,437	0,668	5,25E+02	0,048	1,301	3,81E+02	2,877	2,11
2,45E-04	0,437	0,668	3,75E+02	0,067	1,533	2,41E+02	2,999	2,143
3,50E-04	0,437	0,668	2,62E+02	0,095	1,852	1,41E+02	3,144	2,134

