Πολυτεχνείο Κρήτης
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του φοιτητή
του Τμήματος Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Πολυτεχνείου Κρήτης

Κυριακόπουλου Ιωάννη
Αριθμός Μητρώου: 2002030033

Design of RF Amplifiers in 0.25um CMOS technology
(Σχεδίαση ενισχυτών RF σε 0.25um CMOS τεχνολογία)

Μέλη της Εξεταστικής Επιτροπής:
Επ.Καθ. Ματτίας Μπούχερ (Επιβλέπων)
Αν.Καθ. Κωνσταντίνος Μπάλας
Καθ. Κωνσταντίνος Καλαϊτζάκης

Χανιά 2012

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Κεφάλαιο 1 : *ΕΙΣΑΓΩΓΗ*

1.1 RF (Radio Frequency) και Ασύρματη τεχνολογία

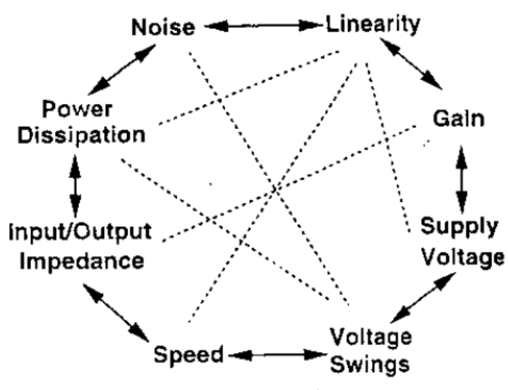
Μια απλή παρατήρηση των όσων συμβαίνουν γύρω μας, αρκεί για να πειστούμε ότι η ασύρματη τεχνολογία έχει μπει για τα καλά στη ζωή μας. Το κινητό που πριν μερικά χρόνια φάνταζε υπερβολή σήμερα θεωρείται κάτι αυτονόητο και το GPS που αποτελούσε είδος πολυτελείας, τείνει να γίνει βάσικός εξοπλισμός για κάθε αυτοκίνητο. Η κοινή συνιστώσα των παραπάνω παραδειγμάτων και άλλων τόσων χιλιάδων ασύρματων εφαρμογών, είναι η ανάπτυξη της RF τεχνολογίας.

Ο όρος RF (Radio Frequency) αφορά τον τρόπο της επικοινωνίας των ασύρματων τεχνολογιών κάθε είδους. Τα RF κύματα είναι ηλεκτρομαγνητικά και διαδίδονται με την ταχύτητα του φωτός (300.000 km/s). Φυσικά δεν είναι ορατά με το γυμνό μάτι αφού οι συχνότητες μετάδοσης τους είναι πολύ χαμηλότερες απο αυτές του ορατού φωτός. Παρακάτω παρατίθεται μία λίστα με ραδιοσυχνότητες καθώς και του τύπου λειτουργίας που αυτές εξυπηρετούν (Πίνακας 1.1).[1]

Aeronautical/Maritime	9 KHz - 535 KHz
AM radio	535 KHz - 1,700 KHz
Shortwave radio	5.9 MHz - 26.9 MHz
Citizen's Band (CB)	26.96 MHz - 27.41 MHz
TV stations 2-6	54 MHz - 88 MHz
FM radio	88 MHz - 108 MHz
TV stations 7-13	174 MHz - 220 MHz
Cell phones CDMA	824 MHz - 849 MHz
Cell phones GSM	869 MHz - 894 MHz
Air Traffic Control	960 MHz - 1,215 MHz
GPS	1,227 MHz - 1,575 MHz
Cell phones PCS	1,850 MHz - 1,990 MHz

Πίνακας 1.1

Σκοπός των κυκλωμάτων RF είναι η μεταφορά αναλογικών σημάτων με μεγάλο δυναμικό εύρος σε υψηλές συχνότητες. Οι συμβιβασμοί που πρέπει να ακολουθηθούν κατά το σχεδιασμό των κυκλωμάτων αυτών φαίνονται στο παρακάτω οκτάγωνο (Σχήμα 1.1).[8]



Σχήμα 1.1 : RF Design octagon

Αυτοί είναι οι δείκτες απόδοσης ενός RF κυκλώματος οι οποίοι δεν δρουν μονοσήμαντα, αλλά αλληλεπιδρούν. Για παράδειγμα, όπως θα παρουσιαστεί και παρακάτω, μια αύξηση στο κέρδος του ενισχυτή κοινής πύλης, μέσω της αύξησης της διαγωγιμότητας του ενεργού στοιχείου (τρανζίστορ), θα επιφέρει μείωση της εικόνας του θορύβου με άμεσο αντίκτυπο την αύξηση της κατανάλωσης. Έτσι λοιπόν γίνεται αντιληπτό ότι τα διάφορα trade-offs που δημιουργούνται κατα τη διάρκεια της σχεδίασης πρέπει να λαμβάνονται σοβαρά υπ’όψην απο το σχεδιαστή.

1.2 Μη γραμμικότητα (Non linearity)

Ένα σύστημα είναι *γραμμικό* (linear) αν και μόνο αν

$$T[\alpha_1\{x_1[n]\} + a_2\{x_2[n]\}] = a_1 T[\{x_1[n]\}] + a_2 T[\{x_2[n]\}].$$

Διαφορετικά το σύστημα είναι *μη γραμμικό* (non linear).[2]

Στον τομέα της ηλεκτρονικής ένα κύκλωμα είναι γραμμικό όταν για μια ημιτονοειδή τάση εισόδου συχνότητας *f*, οποιαδήποτε έξοδος αυτού (το ρεύμα διαμέσου οποιουδήποτε στοιχείου του κυκλώματος, ή η τάση ανάμεσα σε οποιαδήποτε 2 σημεία) είναι επίσης ημιτονοειδής με την ίδια συχνότητα *f*. Παραδείγματα απο *γραμμικά* κυκλώματα είναι οι ιδανικοί ενισχυτές, *differentiators* και *integrators*, ή οποιοδήποτε κύκλωμα το οποίο αποτελείται αποκλειστικά απο ιδανικά στοιχεία, όπως αντιστάτες, πυκνωτές και πηνία. Κάποια παραδείγματα απο κυκλώματα και στοιχεία τα οποία λειτουργούν με *μη γραμμικό* τρόπο είναι οι δίοδοι, τα τρανζίστορ όταν βρίσκονται στον κορεσμό, πηνία με σιδερένιο πυρήνα (όταν αυτός βρίσκεται στον κόρο), *mixers* και *modulators* καθώς και ψηφιακά λογικά κυκλώματα.[3]

Η μη γραμμικότητα στα αναλογικά και *RF* κυκλώματα μπορεί να οδηγήσει σε ενδιαφέροντα και πολύ σημαντικά φαινόμενα. Ένα μη γραμμικό χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα μπορεί να εκφραστεί με την παρακάτω σειρά *Taylor*:[4]

$$y_{(t)} \approx a_1 x_{(t)} + a_2 x_{(t)}^2 + a_3 x_{(t)}^3$$

- <u>Harmonics</u>

Αν εφαρμοστεί ένα ημιτονοειδές σήμα $x_{(t)}=Acos\omega t$ συχνότητας f σε ένα μη γραμμικό σύστημα συνεχούς χρόνου τότε η έξοδος γενικά παράγει συνιστώσες συχνοτήτων οι οποίες είναι ακέραιοι πολλαπλασιασμένοι με την συχνότητα εισόδου.

$$y_{(t)} \approx a_1 Acos\omega t + a_2 A^2 cos^2 \omega t + a_3 A^3 cos^3 \omega t$$

$$y(t) = \alpha_1 A \cos\omega t + \frac{\alpha_2 A^2}{2}(1 + \cos 2\omega t) + \frac{\alpha_3 A^3}{4}(3\cos\omega t + \cos 3\omega t)$$

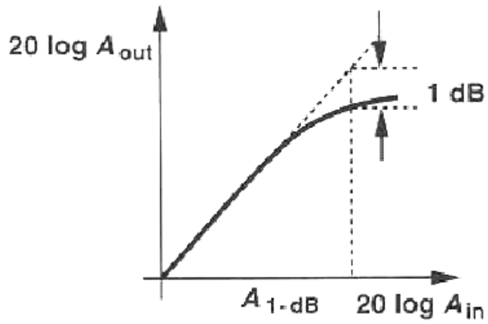
$$= \frac{\alpha_2 A^2}{2} + \left(\alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4}\right)\cos\omega t + \frac{\alpha_2 A^2}{2}\cos 2\omega t + \frac{\alpha_3 A^3}{4}\cos 3\omega t$$

Στην παραπάνω σχέση ο όρος με την συχνότητα εισόδου ονομάζεται «θεμελιώδης» (*fundamental*) και οι μεγαλύτερη σε τάξη όροι ονομάζονται «αρμονικές» (*harmonics*). Οι αρμονικές είναι γενικά ανεπιθύμητες διότι υπάρχει περίπτωση να εμπίπτουν μέσα στο εύρος λειτουργίας αλλων ασύρματων πρωτοκόλλων και να προκαλούν την αλλοίωσή τους.[4]

- <u>Gain compression</u>

Το κέρδος μικρού σήματος για ένα κύκλωμα συνήθως υπολογίζεται υποθέτοντας ότι οι «αρμονικοί» όροι ειναι αμελητέοι. Αναφερόμενοι στο παραπάνω παράδειγμα αν ο όρος a_1A είναι πολύ μεγαλύτερος απο τους υπόλοιπους που εμπεριέχουν το A, τότε το κέρδος μικρού σήματος ισούται με α_1. Καθώς όμως αυξάνεται το πλάτος του σήματος εισόδου το κέρδος αρχίζει να ακολουθεί μη γραμμική άνοδο. Στην πραγματικότητα η μη γραμμικότητα αυτή μπορεί να εκφραστεί με το πόσο μεταβάλλεται η αύξηση του κέρδους του μικρού σήματος κατά την αύξηση του σήματος εισόδου (στο παράδειγμά μας φαίνεται ότι υπεισέρχεται ο όρος $3a_3A^3/4$).

Στα *RF* κυκλώματα που μελετάμε, η επίδραση ονομάζεται ποσοτικά «*1-dB compression point*» και ορίζεται ως το σημείο εκείνο του σήματος εισόδου που προκαλεί μία πτώση στο κέρδος μικρού σήματος κατά 1 dB (Γράφημα 1.1).



Γράφημα 1.1

Το «*1-dB compression point*» βρίσκεται τυπικά γύρω στα -20 και -25 dBm σε έναν τυπικό *RF* ενισχυτή.[4]

- <u>Desensitization and blocking</u>

  Όπως προαναφέρθηκε λόγω του *gain compression* ένα ισχυρό σήμα έχει την τάση να μειώνει το «μέσο» κέρδος του κυκλώματος. Αν έχουμε αντίστοιχα ένα ασθενές σήμα τότε θα έρθουμε αντιμέτωποι με ένα σχεδόν ανύπαρκτο κέρδος. Το φαινόμενο αυτό καλείται «*desensitization*».

  Στο σχεδιασμό *RF* κυκλωμάτων ο όρος «*blocking signal*» συχνά αναφέρεται στις διατάξεις που απευαισθητοποιούν («*desensitize*») ένα κύκλωμα ακόμα κι αν το κέρδος δεν είναι 0.[4]

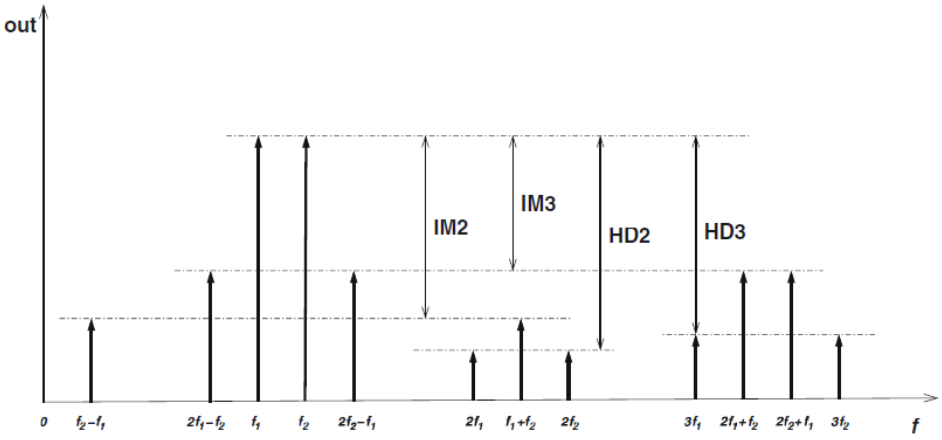
- <u>Cross modulation</u>

  Το γεγονός αυτό είναι το αποτέλεσμα της μεταφοράς του διαμορφωμένου πλάτους ενός ισχυρού ανεπιθύμητου φορέα επάνω στον επιθυμητό φορέα μετάδοσης του σήματος. Ένα παράδειγμα είναι η ταυτόχρονη μετάδοση ανεξάρτητων τηλεοπτικών σημάτων, όπου η μη-γραμμικότητα καταστρέφει το πλάτος του κάθε σήματος και το παρεμβάλει στα γειτονικά του.[4]

- <u>Intermodulation distortion[4,8]</u>

  Κατά βάση υπάρχουν δύο είδη μελέτης της μη-γραμμικότητας σε ένα σύστημα. Μία ασθενής μη-γραμμικότητα μπορεί να εκφραστεί και να μελετηθεί απο μια σειρά *Taylor*, όπως είδαμε νωρίτερα στην παράγραφο για τις *Harmonics*, όπου αποτελείται απο τον *fundamental* όρο και απο τους *harmonics* όρους. Το δεύτερο είδος μελέτης της μη-γραμμικότητας σε ένα σύστημα γίνεται με την *intermodulation distortion analysis*.

  Δύο τόνοι, ίσης ισχύος, εφαρμόζονται στην είσοδο με συχνότητες f_1, f_2 και μελετώνται οι παράμετροι της ενδοδιαμόρφωσης μαζί με τους θεμελιώδεις όρους. Παρακάτω φαίνονται οι έξοδοι για ένα σύστημα δεύτερης και τρίτης τάξης παραμόρφωσης.

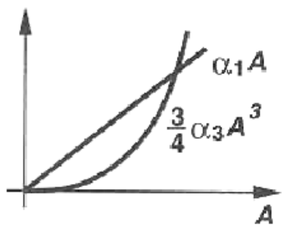


Γράφημα 1.2

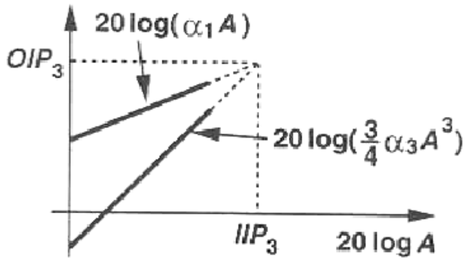
Δίπλα απο τους θεμελιώδεις όρους στην έξοδο, παρατηρούνται δεύτερης και τρίτης τάξης αρμονικοί όροι και δεύτερης και τρίτης τάξης ενδοδιαμορφωμένα παράγωγα (*products*). Η ενδοδιαμόρφωση δεύτερης τάξης δημιουργεί τα «*second order products*» στις συχνότητες $\pm(f_1 - f_2)$ και $\pm(f_1 + f_2)$. Η ενδοδιαμόρφωση τρίτης τάξης δημιουργεί τα «*third order products*» στις συχνότητες $\pm(2f_1 - f_2), \pm(2f_2 - f_1)\ και\ \pm(2f_1 + f_2)$ (Γράφημα 1.2).

Η εξασθένιση των σημάτων λόγω της ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης απο τους δύο γειτονικούς φορείς είναι πολύ κοινό και πολύ σημαντικό φαινόμενο.

Για την έκφρασή του χρησιμοποιείται μια παράμετρος που ονομάζεται «*third intercept point*» (*IP₃*). Αυτό είναι το σημείο τομής των δύο γραφικών, του κερδους του σήματος εισόδου και του παραγώγου (*product*) τρίτης τάξης της ενδοδιαμόρφωσης που παρεμβάλεται στο σήμα.



Γράφημα 1.3



Γράφημα 1.4

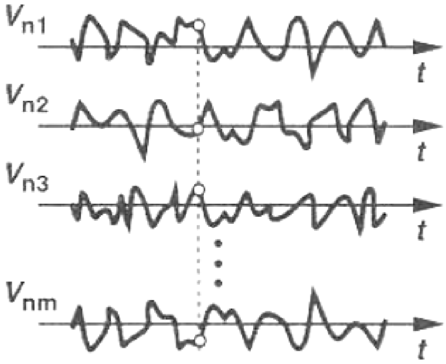
Το σημείο IIP_3 στον οριζόντιο άξονα προσδιορίζεται περίπου αν προσαυξήσουμε κατά 12 με 15dB το σημείο *1-dB compression point* που αναλύθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο.

1.3 Θόρυβος (Noise)

1.3.1 Χαρακτηριστικά Θορύβου

Ο θόρυβος είναι μια τυχαία διαδικασία. Η δυσκολία στη μελέτη του έγκειται στο γεγονός ότι δεν μπορεί να προβλεφθεί η συμπεριφορά του σε διάρκεια χρόνου. Για την πλήρη γνώση του χρειάζεται ένας άπειρος αριθμός μετρήσεων, όπου κάθε μέτρηση θα διαρκεί άπειρο χρόνο. Κάτι τέτοιο είναι αδύνατο. Πως λοιπόν μελετάται; Την απάντηση έρχεται να μας δώσει η στατιστική. Η κατασκευή ενός στατιστικού μοντέλου μας δίνει κάποιες πολύ σημαντικές πληροφορίες οι οποίες είναι χρήσιμες στην ανάλυση των κυκλωμάτων.[4]

- <u>Στατιστικός μέσος όρος</u>
  Υποθέτοντας οτι έχουμε ένα σύστημα με πανομοιότυπους αντιστάτες και μελετώντας το θόρυβο των τάσεων (για μεγάλο χρονικό διάστημα) παίρνουμε κάποιες κυματομορφές που αφορούν το στιγμιαίο πλάτος του για κάθε χρονική στιγμή (*sample function*) όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Γράφημα1.5

Απο τις παραπάνω γραφικές προκύπτει ο τύπος του στατιστικού μέσου όρου:

$$\overline{n(t)} = \int_{-\infty}^{\infty} n(t)P_n(n)dn$$

Όπου $P_n(n)$ η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της διαδικασίας.

- <u>Συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας</u>
  Είναι μια σχέση που περιγράφει το πόσο πιθανό είναι να συμβεί ένα γεγονός της τυχαίας μεταβλητής που μελετάται σε μια δεδομένη χρονική στιγμή. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας είναι αυτή που περιγράφει τον θόρυβο σε έναν αντιστάτη και ακολουθεί γκαουσιανή κατανομή. Η *Gaussian PDF* (*probability density function*) ορίζεται ως:

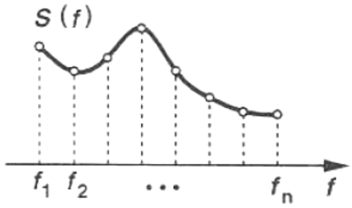
$$P_x(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} exp \frac{-(x-m)}{2\sigma^2}$$

όπου σ τυπική απόκλιση και m μέση τιμή.

- <u>Φασματική πυκνότητα ισχύος</u>
  Πολλές φορές είναι απαραίτητη η αναγωγή της μελέτης των σημάτων στο πεδίο της συχνότητας λόγω του γεγονότος ότι στο πεδίο του χρόνου η πληροφορία που λαμβάνουμε είναι περιορισμένη. Έτσι ορίζεται η φασματική πυκνότητα ισχύος (*power spectral density PSD*) του θορύβου που δείχνει πόση ισχύ έχει το σήμα ανα διαφορετική περιοχή συχνότητας *df*. Η συνάρτηση φάσματος για στατική διαδικασία ορίζεται ως:

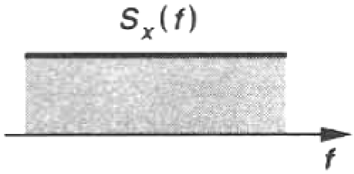
$$S_x(f) = F[R_x(\tau)]$$

Όπου R_x η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της τυχαίας διαδικασίας $x_{(t)}$.[5]
Το φάσμα έχει την ακόλουθη γενική μορφή:



Γράφημα 1.6

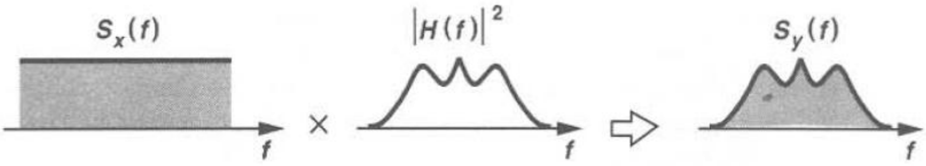
Ένα παράδειγμα θορύβου είναι ο λευκός θόρυβος (*white noise*) όπου η κυματομορφή του φάσματός του είναι η ακόλουθη:



Γράφημα 1.7

Παρατηρείται ότι το πλάτος της $S_x(f)$ είναι ίδιο για όλες της συχνότητες.
Αν ένα σήμα με φασματική πυκνότητα ισχύος $S_x(f)$ εισάγεται σε ένα γραμμικό χρονικά αμετάβλητο σύστημα με συνάρτηση μεταφοράς $H(f)$ τότε η έξοδος του φάσματος δίνεται απο τη σχέση[4]:

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



Γράφημα 1.7

- <u>Λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR)</u>[4]
  Ο λόγος σήματος προς θόρυβο (*signal to noise ratio*) ορίζεται ως:

$$SNR = \frac{Μέση\ ισχύς\ σήματος\ πληροφορίας}{Μέση\ ισχύς\ του\ θορύβου}$$

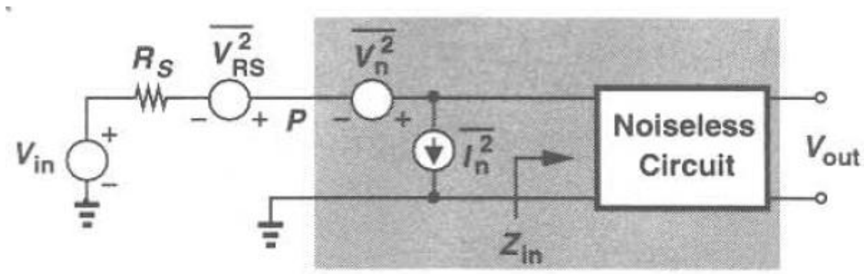
Μπορεί να μετρηθεί είτε στην είσοδο (SNR_{in}), είτε στην έξοδο (SNR_{out}).

Ο λόγος των δύο αυτών *SNR* αποτελεί το **Noise Figure**:

$$noise\ figure = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}}$$

Στη μελέτη των *RF* κυκλωμάτων το *noise figure* είναι πολύ σημαντικό αφού μας υποδηλώνει το κατά πόσο το *SNR* μειώνεται καθώς το σήμα περνάει μέσα απο το σύστημα. Αν το σύστημα δεν εισάγει καθόλου θόρυβο τότε $SNR_{out}=SNR_{in}$, άσχετα απο το κέρδος. Στην πραγματικότητα κάτι τέτοιο δεν μπορεί να επιτευχθεί, έτσι $NF>1$.

Ας υπολογίσουμε το *noise figure* στο παρακάτω απλό κύκλωμα (Σχήμα 1.2)[4]:



Σχήμα 1.2

Υποθέτουμε ότι το SNR_{in} είναι ο λόγος του σήματος της τάσης εισόδου προς το θόρυβο που παράγεται απο την αντίσταση της πηγής , R_s, και μοντελοποιείται απο τη $\overline{V_{RS}^2}$. Αν το κέρδος τάσης απο τη V_{in} στην είσοδο του κυκλώματος (σημείο *P*) είναι ίσο με *α*, τότε το *SNR* στο σημείο *P* θα είναι:

$$SNR_{in} = \frac{a^2 V_{in}^2}{a^2 V_{RS}^2}$$

Για ένα κέρδος τάσης A_v απο το *P* στο V_{out} το *SNR* στην έξοδο θα ισούται με:

$$\begin{aligned} SNR_{\text{out}} &= \frac{\alpha^2 A_v^2 V_{\text{in}}^2}{[\overline{V_{RS}^2} + \overline{(V_n + I_n R_S)^2}]\alpha^2 A_v^2} \\ &= \frac{V_{\text{in}}^2}{[\overline{V_{RS}^2} + \overline{(V_n + I_n R_S)^2}]}, \end{aligned}$$

Όπου V_n και I_nR_s προσθέτονται πριν τετραγωνιστούν για τον υπολογισμό της συσχέτισης.

Έτσι έχουμε:

$$NF = \frac{\overline{V_{RS}^2} + \overline{(V_n + I_n R_S)^2}}{\overline{V_{RS}^2}}$$
$$= 1 + \frac{\overline{(V_n + I_n R_S)^2}}{\overline{V_{RS}^2}}.$$

Με $V_{RS}^2 = 4kTR_S$, συνεχίζοντας έχουμε:

$$NF = \frac{4kTR_S + \overline{(V_n + I_n R_S)^2}}{4kTR_S}$$
$$= \frac{A^2[4kTR_S + \overline{(V_n + I_n R_S)^2}]}{A^2} \frac{1}{4kTR_S}$$
$$= \frac{V_{n,out}^2}{A^2} \frac{1}{4kTR_S},$$

Με $A = \alpha A_\upsilon$ και $V_{n,out}^2$ να αντιπροσωπεύει το συνολικό θόρυβο στην έξοδο. [4]

1.3.2 Τύποι Θορύβου

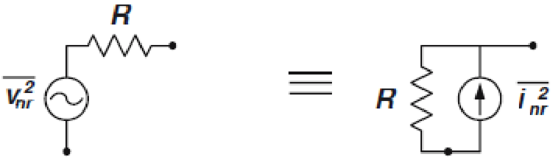
Τα αναλογικά σήματα που παράγονται στα ολοκληρωμένα κυκλώματα αλλοιώνονται απο δύο τύπους θορύβου. Ο πρώτος προκαλείται απο τις ηλεκτρονικές συσκευές και ο δεύτερος δημιουργείται απο το περιβάλλον. Στο κεφάλαιο αυτό θα εστιάσουμε την προσοχή μας στον πρώτο τύπο. Ακολουθούν τα είδη θορύβου του τύπου αυτού.[8,9]

- ***Θερμικός Θόρυβος (Thermal Noise)***

  Η πιο γνωστή πηγή θορύβου είναι ο θερμικός θόρυβος. Η τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων που βρίσκονται μέσα σε έναν αντιστάτη προκαλεί αλλοιώσεις στην μετρούμενη τάση στα άκρα αυτού. Καλείται και λευκός θόρυβος αφού η γραφική της φασματικής πυκνότητας ισχύος του είναι μια ευθεία γραμμή σε όλο το πεδίο των συχνοτήτων. Η παραγώμενη ισχύς του θορύβου, η οποία είναι ίδια σε κάθε αντιστάτη δίνεται απο τη σχέση:

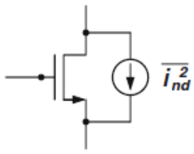
  $$P_{av,n} = kT\Delta f$$

  Με k σταθερα Boltzmann ($1.38\text{x}10^{-23}$ J/K), T η απόλυτη θερμοκρασία σε K και Δf το εύρος ζώνης σε Hz. Για διευκόλυνση στους υπολογισμούς πολλές φορές ο θόρυβος μετατρέπεται σε πηγή τάσης συνδεδεμένη σε σειρά με τον αντιστάτη, ή πηγή ρεύματος συνδεδεμένη παράλληλα.[8],[9]



$$\overline{v_{nr}^2} = 4kTR\Delta f \qquad\qquad \overline{i_{nr}^2} = \frac{4kT}{R}\Delta f.$$

Ας δούμε όμως τώρα τον τρόπο που επηρεάζει ο θερμικός θόρυβος τα MOS τρανζίστορ. Είναι προφανές ότι στην γραμμική περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ παρουσιάζεται θερμικός θόρυβος αφού αύτη παρομοιάζεται με έναν ελεγχόμενο αντιστάτη. Ο θόρυβος αυτός μπορεί να μοντελοποιηθεί με μια πηγή ρεύματος συνδεδεμένη όπως φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 1.3

Το ρεύμα θορύβου στην υποδοχή (*drain noise current*) υπολογίζεται οτι είναι:

$$\overline{I_{nd}^2} = 4kT\gamma g_{d0}\Delta f$$

Όπου g_{d0} η διαγωγιμότητα μεταξύ υποδοχής-πηγής για $V_{DS}=0$. Η παράμετρος γ ισούται με 1 για μηδενική V_{DS} και για μεγάλο μήκος καναλιού και μειώνεται σταδιακά παίρνοντας την τιμή 2/3 στον κορεσμό. Όμως σε τρανζίστορ *NMOS* μικρού μήκους καναλιού, η αποτελεσματική θερμοκρασία των φορέων είναι κατά πολύ μεγαλύτερη λόγω του μεγάλου ηλεκτρικού πεδίου στο κανάλι. Έχει αναφερθεί οτι το γ μπορεί να πάρει αρκετά μεγάλες τιμές με αυτές να κυμαίνονται γύρω στο 2, 3 ή ακόμα και μεγαλύτερες. Τα *PMOS* τρανζίστορ συνήθως έχουν μικρότερες τιμές γ σε σχέση με τα *NMOS*.[9]

Induced Gate Noise

Μια άλλη πηγή θερμικού θορύβου δημιουργείται απο το γεγονός ότι η πύλη (*gate*) του τρανζίστορ είναι συνδεμένη χωρητικά (*capacitively*) με το κανάλι. Έτσι ο θόρυβος στο *drain* οδηγεί στη δημιουργία μια τάσης με θόρυβο στο *gate*.

$$\overline{I_{nd}^2} = 4kT\delta g_{g,NQS}\Delta f,$$

Με

$$g_{g,NQS} = \omega^2 C_{gs}^2 r_{g,NQS}$$

και *δ=4/3* για τρανζίστορ μεγάλου μήκους καναλιού. Αυτό σημαίνει ότι $\delta = 2 \times \gamma$. Το τελευταίο μπορεί να αποδειχθεί ότι ισχύει και για τρανζιστορ μικρού μήκους καναλιού αφού υπάρχει άμεση αλληλεπίδραση του θορύβου που δημιουργείται στο *drain* με αυτόν του *gate*.[9]

- ***1/f 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. Ο τύπος αυτού του θορύβου ονομάζεται *1/f* ή *Flicker*.

$$\overline{I_{nf}^2} = \frac{K_f}{f} \omega_T^2 W L \Delta_f$$

Όπου K_f είναι σταθερά, f η συχνότητα, ω_T ο παλμός αποκοπής και W,L πλάτος και μήκος καναλιού του τρανζίστορ, αντίστοιχα.[9]

- ***Shot Θόρυβος***

  Ο θόρυβος αυτός σχετίζεται καθαρά με τη φύση του ηλεκτρικού φορτίου. Δημιουργείται από τη ροή του ρεύματος που διαπερνά έναν αγωγό και σχετίζεται άμεσα απο τις διακριτές χρονικές στιγμές που κινείται κάθε ξεχωριστό ηλεκτρικό φορτίο. Το ρεύμα που δημιουργείται δίνεται παρακάτω:

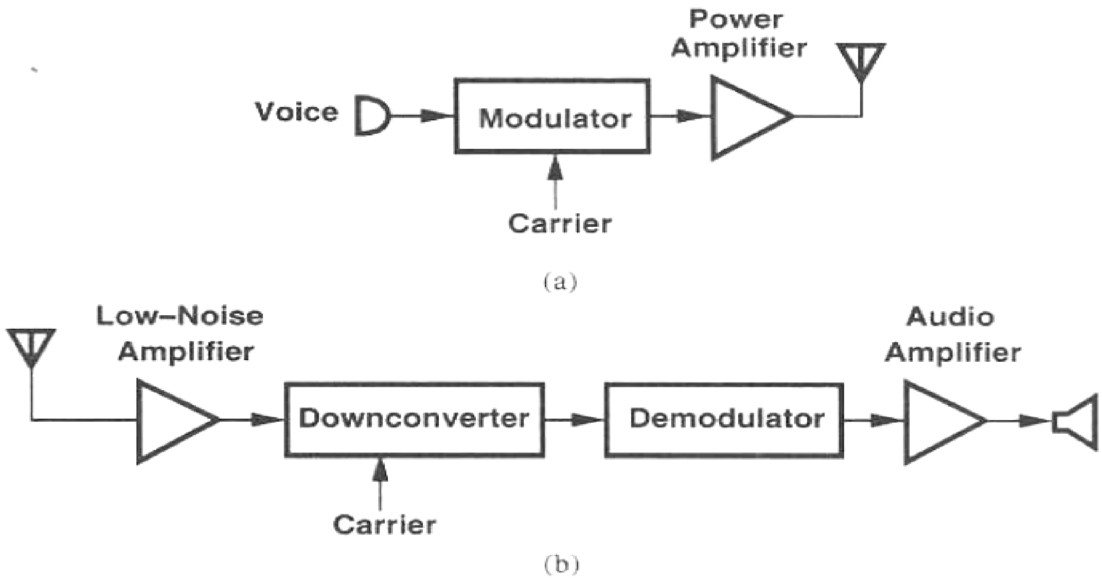
$$\overline{I_{nsh}^2} = 2qI_{DC}\Delta_f$$

Όπου q είναι το ηλεκτρικό φορτίο του ηλεκτρονίου (~$1.6*10^{-19}$C) και I_{DC} το ρεύμα DC που διέρχεται απο τον αγωγό. Σε δομές πυριτίου ο θόρυβος αυτός υπάρχει λόγω των *pn-junctions*. Έτσι γίνεται ο κυρίαρχος θόρυβος στα διπολικά τρανζίστορ όπου μεγάλα φορτία ρεύματος διακινούνται μέσω της βάσης (*base*) και του συλλέκτη (*collector*). [9]

1.4 Απο τη θεωρία στην πράξη

Ο σχεδιασμός των διάφορων κυκλωμάτων *RF* γίνεται χρησιμοποιώντας τον υπολογιστή μέσω συγκεκριμμένων προγραμμάτων σχεδίασης, μελετώντας προσεκτικά τα φάσματα των σημάτων κατα το *simulation*.

Ας δούμε λοιπόν μία γενική εικόνα της διάταξης *RF*.



Σχήμα 1.4

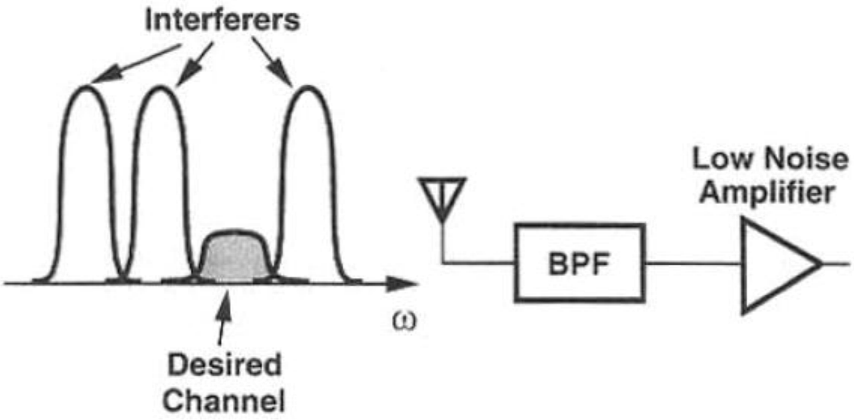
Στο σχήμα 1.4 (a) παρουσιάζεται η διάταξη του πομπού. Το σήμα που παράγεται απο το μικρόφωνο διαμορφώνεται με έναν φορέα υψηλής συχνότητας και το αποτέλεσμα ενισχύεται ώστε να γίνει δυνατή η σωστή εκπομπή του απο την κεραία. Στο σχήμα 1.4 (b) παρουσιάζεται η διάταξη του δέκτη. Το σήμα που λαμβάνεται, ενισχύεται απο έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου (*LNA*), το φάσμα εκφράζεται σε χαμηλότερη συχνότητα χρησιμοποιώντας εναν *downconverter* (συνήθως *mixer*), για να διευκολυνθεί η επακόλουθη αποδιαμόρφωση. Η αποδιαμορφωμένη έξοδος ενισχύεται για να εισέλθει στο ηχείο που είναι το τελικό στάδιο του δέκτη.

Η υλοποίηση ενός *RF* κυκλώματος είναι άμεσα συνδεδεμένη με τα υλικά που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων του. Έτσι η απόδοση, το κόστος και το χρονικό σημείο εισαγωγής των υλικών στην αγορά είναι τρεις βασικοί παράγοντες που επηρεάζουν την επιλογή των τεχνολογιών στην ανταγωνιστική βιομηχανία των *RF*.

Τα τελευταία χρόνια έχει επικρατήσει η *CMOS* τεχνολογία στην κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.[2]

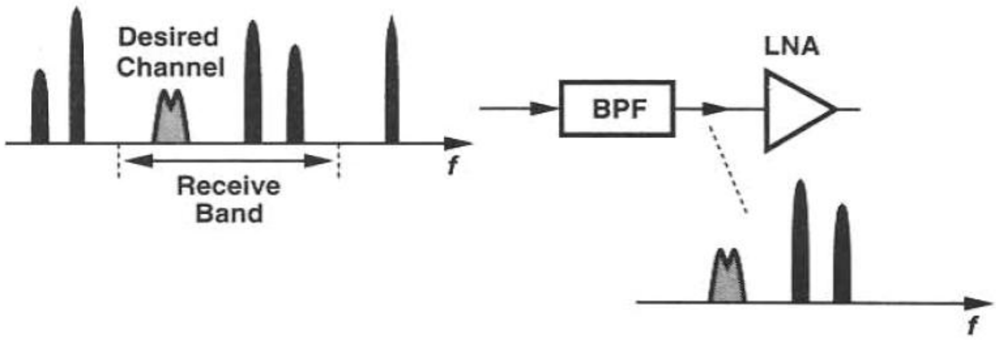
1.4.1 Αρχιτεκτονικές δεκτών

Ο δέκτης πρέπει να είναι σε θέση να λάβει το επιθυμητό κανάλι όπου περιέχεται η μεταδιδόμενη πληροφορία ακυρώνοντας επαρκώς τους γειτονικούς δυνατούς παρεμβολείς (*Interferers*).



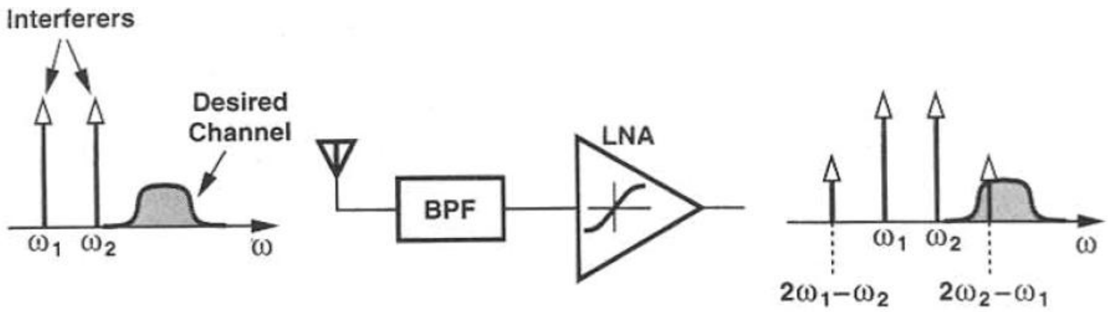
Σχήμα 1.5

Στον δέκτη τοποθετείται ένα *bandpass filter* (BPF) με υψηλό *Quality factor* (Q-factor) ώστε να δημιουργηθεί ένα narrow passband για να αποκλειστούν όσο το δυνατόν περισσότερο οι γειτονικοί παρεμβολείς. Το φίλτρο αυτό επιλέγει τη ζώνη (*band*) ενδιαφέροντος και όχι το κανάλι (*channel*) ενδιαφέροντος.[4]



Σχήμα 1.6

Παρατηρώντας το παραπάνω σχήμα βλέπουμε ότι το επιθυμητό κανάλι μετάδοσης συνοδεύεται και απο κάποιους αρκετά σημαντικούς γειτονικούς παρεμβολείς ακόμα και μετά την έξοδό του απο το φίλτρο BPF. Αυτό επηρεάζει την γραμμικότητα των επόμενων σταδίων του δέκτη και πιο συγκεκριμμένα αυτή του LNA. Όπως αναλύθηκε παραπάνω (υποκεφάλαιο *Intermodulation Distortion*) τα ενδοδιαμορφωμένα παράγωγα που δημιουργούνται λόγω της μη γραμμικότητας αλλοιώνουν το επιθυμητό κανάλι εκπομπής πέφτοντας μέσα σε αυτό. Καθώς η τρίτης τάξης παραμόρφωση είναι η πιο σημαντική, το IP_3 του κάθε σταδίου πρέπει να είναι αρκετά υψηλό ώστε να αποφεύγεται η καταστροφή του σήματος απο τα ενδοδιαμορφωμένα παράγωγα (Σχήμα 1.7).[4]



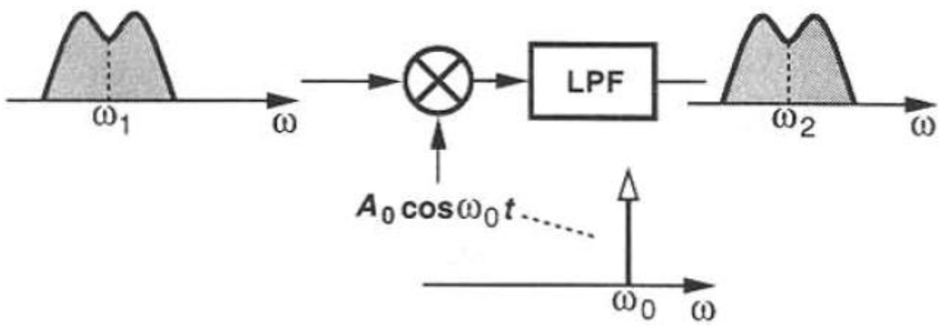
Σχήμα 1.7

Ετερόδυνοι δέκτες

Μια αρχιτεκτονική δέκτη που χρησιμοποιείται για την λήψη του επιθυμητού σήματος είναι η ετερόδυνη (heterodyne). Όπως αναφέρθηκε προηγούμενα για την όσο το δυνατόν καλύτερη αποκοπή των υψηλών παρεμβολών χρειάζεται ένα φίλτρο με υψηλό Q. Στην ετερόδυνη αρχιτεκτονική οι συχνότητες λήψης μεταφράζονται σε χαμηλότερες, ώστε το απαιτούμενο Q να είναι αρκετά χαμηλότερο. Για να επιτευχθεί αυτό, πριν το LPF, γίνεται μίξη με ένα ημιτονοειδές σήμα $A_0\cos\omega_0 t$ και έτσι η κεντρική συχνότητα εισόδου ω_1 του σήματος μετατοπίζεται στην ω_2 του εξερχόμενου σήματος μετά τη μίξη. Ισχύει ότι $\omega_0=\omega_1-\omega_2$. Φυσικά δημιουργείται και ένα δεύτερο πανομοιότυπο σήμα στην περιοχή με συχνότητα $2\omega_1-\omega_2$. Για την αποκοπή των περιττών ακολουθεί το LPF (Σχήμα 1.8).

Η διαδικασία αυτή ονομάζεται «*downconversion mixing*» ή απλά «*downconversion*». Το ημιτονοειδές σήμα παράγεται απο ένα τοπικό ταλαντωτή (local oscillator) με συχνότητα $\omega_{LO}=\omega_0$.

Το κέντρο του *downconverted band* (ω_2) καλείται «*intermediate frequency*» (*IF*).[4]

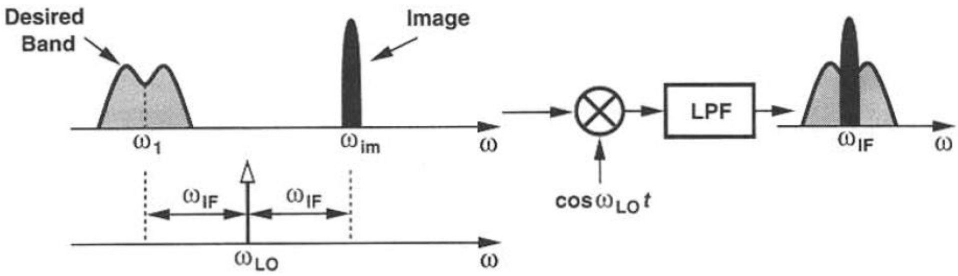


Σχήμα 1.8

Χρησιμοποιώντας την ετερόδυνη αρχιτεκτονική παρουσιάζονται ορισμένα προβλήματα κατά την εφαρμογή. Ένα πολύ σημαντικό είναι το πρόβλημα της εικόνας.

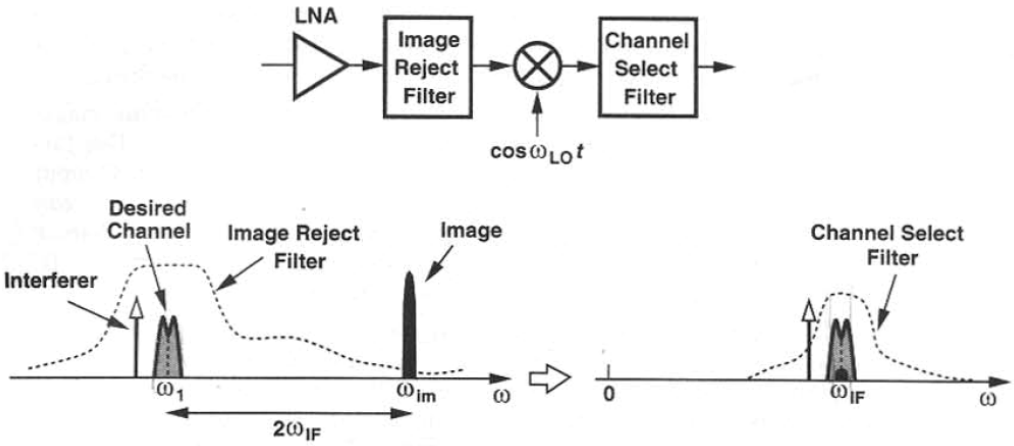
- Problem of Image

Για τον καθορισμό της συχνότητας LO καθώς και της IF λαμβάνεται υπ’όψην η «image frequency». Μετά τη μίξη με το ημιτονοειδές σήμα η «downconverted» έξοδος βρίσκεται συμμετρικά πάνω και κάτω απο την συχνότητα LO. Έτσι αν το σήμα που μας ενδιαφέρει βρίσκεται στην συχνότητα $\omega_1=\omega_{LO}-\omega_{IF}$ τότε η εικόνα του θα βρίσκεται γύρω απο την συχνότητα $2\omega_{LO}-\omega_1=\omega_{LO}+\omega_{IF}$. (Σχήμα 1.9)



Σχήμα 1.9

Για να διορθωθεί το πρόβλημα της εικόνας χρειάζεται να τοποθετηθεί ένα φίλτρο που θα την αποκόπτει (image-reject filter). Το φίλτρο ρυθμίζεται να έχει πλάτος $2\omega_{IF}$. (Σχήμα 1.10)

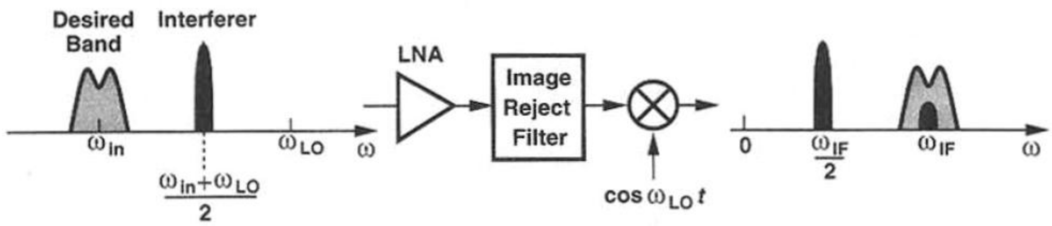


Σχήμα 1.10

Ένα σημαντικό μειονέκτημα της παραπάνω διάταξης είναι το γεγονός ότι το «image-reject» φίλτρο αντιμετωπίζεται ως παθητικό εξωτερικό *component* με αποτέλεσμα το προηγούμενο στάδιο του LNA να επηρεάζεται ως προς το κέρδος, το θόρυβο, τη σταθερότητα και γενικά τα διάφορα trade-offs του ενισχυτή.

- Problem of Half IF

Υποθέτουμε οτι μαζί με την επιθυμητή ζώνη μετάδοσης βρίσκεται ένας παρεμβολέας ακριβώς στη μέση των συχνοτήτων ω_{in} και ω_{LO} όπως στο σχήμα παρακάτω.

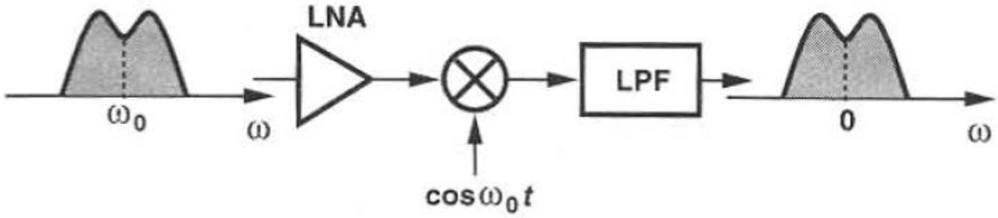


Σχήμα 1.11

Αν κατα το «downconversion», ο παρεμβολέας υποστεί παραμόρφωση δεύτερης τάξης και ο ταλαντωτής LO περιέχει αρκετά μεγάλη αρμονική δευτέρας τάξης, τότε στην συχνότητα IF θα εμπεριέχει ένα μέρος του παρεμβολέα. (Σχήμα 1.11)

Ομόδυνοι δέκτες

Στην ομόδυνη αρχιτεκτονική δέκτη, η οποία ονομάζεται και «*direct-conversion*» ή «*zero-IF*», η συχνότητα LO είναι ίδια με αυτή του φορέα εισόδου ($\omega_{LO}=\omega_1$). Έτσι η συχνότητα IF είναι μηδέν ($\omega_{IF}=0$). Απαιτείται μόνο ένα φίλτρο «low-pass» και δεν χρειάζεται το «image-reject» φίλτρο αφού δεν υπάρχει το πρόβλημα της εικόνας. Έτσι δεν επηρεάζονται τα trade-offs του LNA. (Σχήμα 1.12)[4]



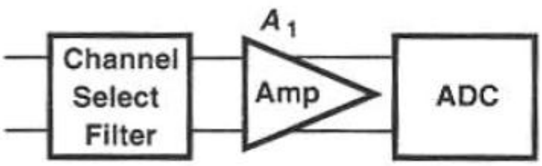
Σχήμα 1.12

Χρησιμοποιώντας όμως και την ομόδυνη αρχιτεκτονική παρουσιάζονται κάποια προβλήματα.

- <u>Channel Selection</u>

Το γεγονός ότι έχουμε ένα ενεργό «low-pass» φίλτρο καθιστά πιο δύσκολη την αποκοπή των παρεμβολέων εκτός του μεταδιδόμενου σήματος σε σχέση με την προηγούμενη διάταξη όπου υπήρχε το παθητικό φίλτρο. Υπάρχουν τρείς διαφορετικές διατάξεις που θα αναληθούν ακολούθως της διαδικασίας εξαγωγής της επιθυμητής ζώνης καναλιού.

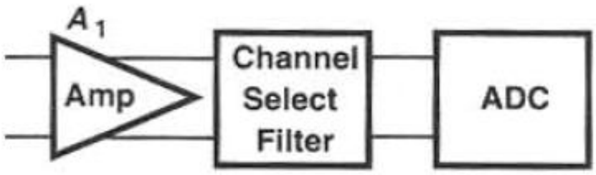
i.



Σχήμα 1.13

Στο παραπάνω σχήμα ένα χαμηλοπερατό φίλτρο αποκόπτει τους παρεμβολείς που βρίσκονται εκτός της ζώνης ενδιαφέροντος, επιτρέποντας στο A_1 να είναι ένας μη-γραμμικός, υψηλού κέρδους ενισχυτής και στο ADC να έχει μεσαίο δυναμικό εύρος. Το φίλτρο επιβάλλεται να έχει στενά όρια θορύβου και γραμμικότητας.

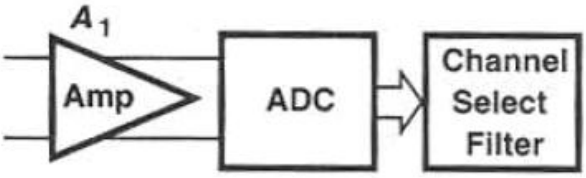
ii.



Σχήμα 1.14

Στο παραπάνω σχήμα το χαμηλοπερατό φίλτρο τοποθετείται μετά απο τον ενισχυτή επιτρέποντάς του μεγαλύτερο εύρος τιμών στα απαιτούμενα επίπεδα θορύβου. Το βάρος στην επιτυχία της διάταξης αυτής έγκειται στις υψηλές επιδόσεις του ενισχυτή A_1. Ένας γραμμικός διαφορικός ενισχυτής ενός σταδίου μπορεί να προσδώσει στη διάταξη κάποιο κέρδος πριν την αποκοπή των περιττών. Επίσης μπορεί να τοποθετηθεί και άλλος ένας ενισχυτής ανάμεσα στο φίλτρο και το ADC για να ξεπεραστεί ο θόρυβος που δημιουργείται.

iii.

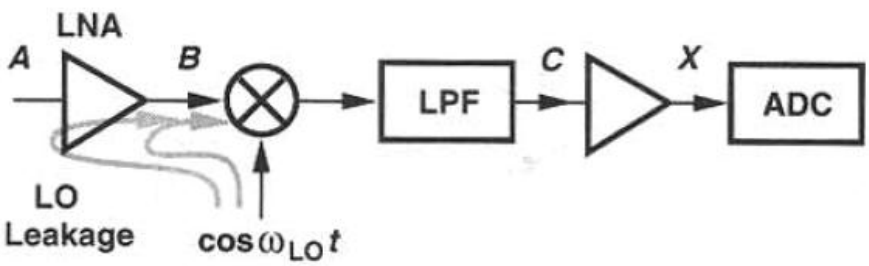


Σχήμα 1.15

Η τρίτη παραλλαγή της διάταξης φαίνεται παραπάνω, όπου αφορά την πιθανότητα φιλτραρίσματος του καναλιού στον ψηφιακό τομέα. Στην περίπτωση αυτή το ADC πρέπει να έχει υψηλή γραμμικότητα ώστε να ψηφιοποιήσει το σήμα με την μικρότερη ενδοδιαμόρφωση των παρεμβολέων και παράγωντας πολύ μικρότερα επίπεδα θερμικού θορύβου απο το επίπεδο του σήματος (τάξης λίγων εκατοντάδων *microvolts*).

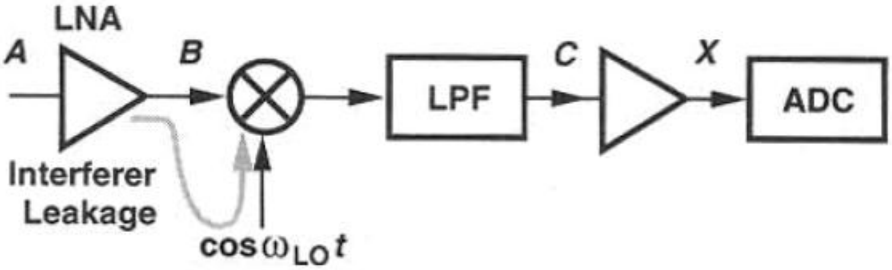
- DC Offsets

Μελετώντας πιο εμπεριστατομένα την ομόδυνη αρχιτεκτονική δέκτη παρουσιάζονται ορισμένα drawbacks που θα αναληθούν παρακάτω.



Σχήμα 1.16

Η απομόνωση μεταξύ του LO port και των εισόδων του μίκτη και του LNA δεν είναι άπειρη. Έτσι μια ποσότητα του μεταδιδόμενου σήματος διαρρέεται απο το LO port στα σημεία A και B (Σχήμα 1.16). Το γεγονός αυτό καλείται «LO leakage» και μεταφέρεται απο την χωρητική σύζευξη και την σύζευξη υποστρώματος, ή αν το σήμα LO προέρχεται εξωτερικά του συστήματος μέσω της σύζευξης με καλώδιο. Ακολούθως το σήμα μαζί με την διαρροή του LO εισέρχεται στον μίκτη όπου και μιξάρεται με το σήμα LO. Στο σημείο C του παραπάνω σχήματος παράγεται ένα DC-component και το φαινόμενο καλείται «self-mixing». Ένα παρόμοιο φαινόμενο παρατηρείται αν ένας δυνατός παρεμβολέας υπεισέλθει απο τον LNA ή την είσοδο του μίκτη στο LO port και γίνει μίξη με τον εαυτό του. (Σχήμα 1.17)



Σχήμα 1.17

Συνεχίζοντας την ανάλυση το συνολικό κέρδος στο σημείο X είναι τυπικά γύρω στα 80 και 100dB ώστε το εισερχόμενο σήμα της ταξης των microvolt να ενισχυθεί ώστε να είναι σε θέση να ψηφιοποιηθεί απο έναν χαμηλού κόστους και κατανάλωσης ADC. Τυπικά το σήμα ενισχύεται κατα 25 με 30 dB διαπερνώντας τον συνδιασμό του LNA και του μίκτη.

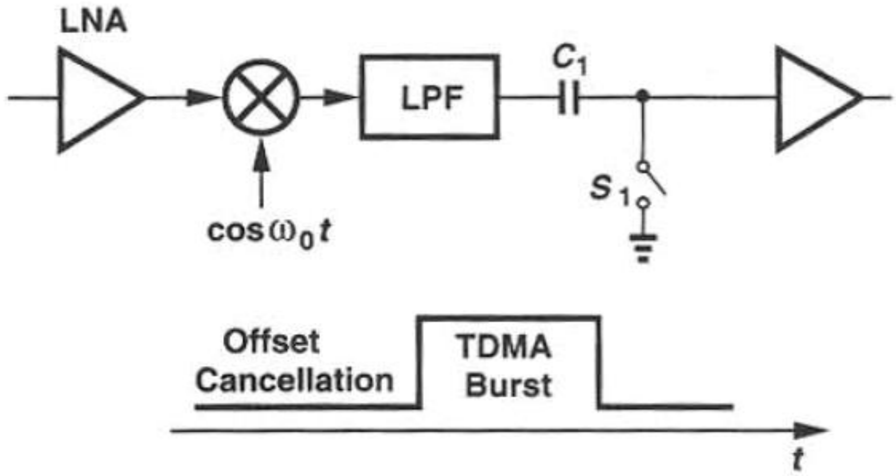
Ας δούμε τώρα ένα παράδειγμα που κάνει πιο κατανοητή την ανάλυση του offset απο το self-mixing που λαμβάνει χώρα στο στάδιο του μίκτη του παραπάνω κυκλώματος του σχήματος 1.16. Υποθέτουμε ότι το σήμα LO έχει πλάτος 0.63V (=0dBm σε σύστημα 50Ω) και παρουσιάζει εξασθένιση 60dB στο σημείο A. Αν το κέρδος του LNA και του μίκτη είναι 30dB, τότε το offset που παράγεται στην έξοδο του μίκτη είναι της τάξης των 10mV. Σημειώνοντας ότι το επιθυμητό επίπεδο του μεταδιδόμενου σήματος στο σημείο αυτό είναι πολύ χαμηλό, της τάξης των $30\mu V_{rms}$. Έτσι αν ενισχυθεί απ'ευθείας απο το κέρδος του LNA-μίκτη (50-70dB), η offset τάση θα έχει ως αποτέλεσμα τον κορεσμό των ακολουθούμενων κυκλωμάτων, απαγορεύοντας έτσι την ενίσχυση του επιθυμιτού καναλιού.

Το πρόβλημα του offset μεγαλοποιείται αν το self-mixing διαφοροποιείται ανάλογα με το χρόνο. Αυτό συμβαίνει όταν το σήμα LO διαφεύγει προς την κεραία και αντανακλάται σε κινούμενα αντικείμενα, επιστρέφοντας στον δέκτη.

Απο την παραπάνω ανάλυση καταλαβαίνουμε ότι χρειάζεται να βρεθεί τρόπος ώστε να ακυρώνεται το offset που δημιουργείται.

Μια μέθοδος που χρησιμοποιείται για το offset cancelation έχει να κάνει με τον πομπό. Το baseband σήμα του πομπού μπορεί να κωδικοποιηθεί έτσι ώστε μετά την διαμόρφωση και το downconversion, να έχει λίγη ενέργεια κοντά στο DC. Αυτό ονομάζεται «DC-free coding» και βρίσκει εφαρμογή στα wideband κανάλια μετάδοσης ώστε κατά την μεταφορά και αποκωδικοποίηση δεν θα έχουμε μεγάλη πτώση στο data-rate.

Μια άλλη μέθοδος που βρίσκει εφαρμογή είναι η χρήση των ανενεργών χρονικών διαστημάτων στην ψηφιακή ασύρματη μετάδοση που λαμβάνουν το ρόλο της ακύρωσης του offset. Παρακάτω φαίνεται ένα παράδειγμα.



Σχήμα 1.18

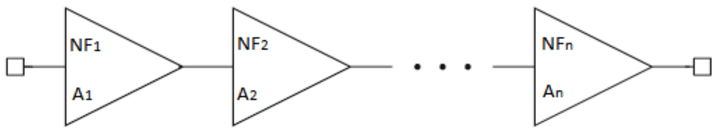
Στο Σχήμα 1.18 ο πυκνωτής C_1 αποκόπτει το offset, αποθηκεύοντάς το ανάμεσα στο TDMA Burst, και εμφανίζει μια εικονική περιοχή μηδενικής συχνότητας κατά τη λήψη του σήματος. Στην πράξη αποθηκεύεται στον C_1 μεγάλος θερμικός θόρυβος εξ'αιτίας του S_1 κάτι που μας οδηγεί στην τοποθέτηση πυκνωτή μεγάλης χωρητικότητας (noise=kT/C).

Μια γενική δυσκολία στη αντιμετώπιση του offset στον δέκτη είναι το γέγονός ότι εμπλέκονται μαζί με τους γειτονικούς ανεπιθύμητους παρεμβολείς που εμφανίζονται σε τυχαιές χρονικές στιγμές.

Κλείνοντας επισημαίνουμε ότι στην ετερόδινη αρχιτεκτονική δεκτών που αναλύθηκε παραπάνω το πρόβλημα του offset δεν είναι τόσο μεγάλο και αυτό διότι η συχνότητα LO δεν είναι ίση με την συχνότητα εισόδου. Έτσι μπορεί να αφαιρεθεί εύκολα το DC-offset, αφού το IF σήμα είναι μακριά απο τη μηδενική συχνότητα.[4]

1.4.2 Μελέτη του θορύβου στη βαθμίδα ενός δέκτη

Στο σχήμα 1.4 (b) φαίνεται μια αλληλουχία απο *components* συνδεδεμένα μεταξύ τους. Έστω ότι το κάθε ένα ξεχωριστό κομμάτι (*block*) της σχεδίασης μας έχει γραμμικό κερδος (*gain*) A_i και *noise factor* NF_i όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 1.19

Αν θεωρήσουμε ότι κάθε επιμέρους *component* πρόκειται να μετρηθεί ξεχωριστά απο τα υπόλοιπα τότε κάθε ξεχωριστό *block* πρέπει να έχει εμπέδηση εισόδου αλλά και εξόδου, ίση με 50Ω, για να επιτευχθεί το απαραίτητο *matching*. Αντίθετα αν ο δέκτης πρόκειται να μετρηθεί ως ένα κύκλωμα θα πρέπει στην είσοδο και στην έξοδό του να έχουμε προσαρμογή στα 50Ω και ενδιάμεσα η εμπέδηση εξόδου καθε *block* θα πρέπει να είναι ίση με την εμπέδηση εισόδου του επόμενου.
Ο ισοδύναμος θόρυβος στην είσοδο του τελευταίου *block*, χαρακτηριζόμενος απο τον *noise factor* του, NF_n, εκφράζεται συναρτήσει της εισόδου του προϊγούμενου *block* διαιρούμενου με το κέρδος του A_n. Ακολουθεί η σχέση που μας δίνει το *NF* στην είσοδο του τελευταίου *block*:

$$NF_{n-1,n} = NF_{n-1} + \frac{NF_n - 1}{A_{n-1}}$$

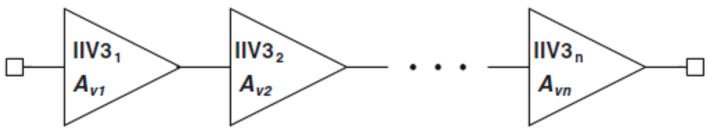
Συνεχίζοντας ακολουθιακά για κάθε ένα ξεχωριστό μέρος της αλληλουχίας, έχουμε:

$$F = F_1 + \sum_{i=2}^{n} \frac{F_i - 1}{\prod_{k=2}^{i} G_{i-1}}$$

Παρατηρώντας την παραπάνω σχέση σημειώνεται ότι για κάθε επόμενο στάδιο της διάταξης, για τον υπολογισμό του θορύβου στην είσοδό του, προστίθενται και όλα τα επιμέρους στάδια που προηγούνται. Έτσι συμπεραίνουμε ότι το αρχικό στάδιο του δέκτη είναι το πιο σημαντικό και προχωρώντας, τα επόμενα στάδια γίνονται σταδιακά ολοένα και λιγότερο σημαντικά. Γενικά σε έναν δέκτη επιζητούμε όσο το δυνατόν μικρότερο *NF* και όσο το δυνατόν μεγαλύτερο κέρδος (φυσικά πολυ περισσότερο στα αρχικά στάδια που, όπως είδαμε έχουν τη μεγαλύτερη σημασία για το σύνολο).[9]

1.4.3 Μελέτη της γραμμικότητας στην βαθμίδα ενός δέκτη

Καθώς το σήμα γίνεται ισχυρότερο, το ποσοστό της παραμόρφωσης αυξάνεται. Ομοίως με τον θόρυβο και η *IIV3* (*input referred intercept voltage*) εξετάζεται στην είσοδο. Έχουμε το ακόλουθο διάγραμμα:



Σχήμα 1.20

Τα διάφορα *blocks* (Σχήμα 1.20) θεωρούνται χωρίς θόρυβο, μη-γραμμικά και χαρακτηρίζονται απο το κέρδος τάσης A_{vi} και $IIV3_i$. Για χάρην απλότητας η εμπέδηση εισόδου κάθε *block* θεωρείται άπειρη και η εμπέδηση εξόδου μηδενική. Υπολογίζοντας την τάση εξόδου του πρώτου *block*, δημιουργείται το παράγωγο (*product*) τρίτης τάξης της ενδοδιαμόρφωσης:

$$V_{im3,1} = \frac{A_{v1} V^3}{IIV3_1^2}$$

Όπου V είναι το πλάτος της τάσης εισόδου. Είναι σαφές ότι $V_{im3,1} = A_{v1} V$ για $V = IIV3_1$. Ο υπολογισμός των παραγώγων ενδοδιαμόρφωσης για την έξοδο του δεύτερου σταδίου εμπεριέχει τον ενισχυμένο όρο $V_{im3,1}$ στην έξοδο του πρώτου *block* και το ενδοδιαμορφωμένο παράγωγο του δεύτερου *block*:

$$\begin{aligned} V_{im3,tot2} &= A_{v2} V_{im3,1} + \frac{A_{v2} \left(A_{v1} V\right)^3}{\mathrm{IIV3}_2^2} \\ &= \frac{A_{v2} A_{v1} V^3}{\mathrm{IIV3}_1^2} + \frac{A_{v2} \left(A_{v1} V\right)^3}{\mathrm{IIV3}_2^2} \end{aligned}$$

Το συνολικό *IIV3* των δυο αυτών *blocks* μπορεί να υπολογιστεί:

$$\begin{aligned} \frac{1}{\mathrm{IIV3}_{tot}^2} &= \frac{V_{im3,tot2}}{A_{v2} A_{v1} V^3} \\ &= \frac{1}{\mathrm{IIV3}_1^2} + \frac{A_{v1}^2}{\mathrm{IIV3}_2^2} \end{aligned}$$

Η επέκταση του παραπάνω για περισσότερα *blocks* μας δίνει:

$$\frac{1}{\mathrm{IIV3}_{tot}^2} = \frac{1}{\mathrm{IIV3}_1^2} + \sum_{i=2}^{n} \frac{\prod_{k=1}^{i-1} A_{vk}^2}{\mathrm{IIV3}_i^2}$$

Η παραπάνω σχέση μας υποδεικνύει ότι αφού το κέρδος αυξάνεται προχωρώντας στα επόμενα στάδια του δέκτη, το *IIV3* των επόμενων *blocks* πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερο ώστε να διατηρείται το συνολικό IIV3 σε υψηλά επίπεδα.[9]

1.4.4 Sensitivity και Dynamic Range στην βαθμίδα ενός δέκτη

Η **ευαισθησία** (*sensitivity*) ενός RF δέκτη ορίζεται ως το χαμηλότερο επίπεδο σήματος που μπορεί να ανιχνευθεί με ένα αποδεκτό *SNR*. Η σχέση που δίνει την ευαισθησία σε θερμοκρασία δωματίου είναι:

$$P_{in,min} = -174\, dBm/Hz + NF + 10logB + SNR_{min}$$

Με B το εύρος ζώνης (*bandwidth*) και SNR_{min} το μικρότερο *signal-to-noise ratio*.

Το **δυναμικό εύρος** (*dynamic range*) ορίζεται ως η αναλογία του μέγιστου επιπέδου σήματος που μπορεί να αντέξει ένα κύκλωμα, προς το ελάχιστο επίπεδο που το κύκλωμα παρέχει μια ικανοποιητική ποιότητα σήματος. Στα αναλογικά κυκλώματα το *dynamic range* αναφέρεται στην αναλογία του *full-scale* επιπέδου σήματος εισόδου, προς το επίπεδο όπου *SNR=1*. Με τον όρο *full-scale* τυπικά εννοούμε το επίπεδο όπου το κύκλωμα βρίσκεται σε δυνατό κορεσμό και το χαμηλότερο επίπεδο καθορίζεται απο το *noise-floor*.[4]

Η μελέτη του δυναμικού εύρους στα *RF* κυκλώματα είναι λίγο πιο περίπλοκη. Υποθέτουμε ότι έχουμε έναν απλό *common-source* ενισχυτή. Για τον καθορισμό του *full-scale* επιπέδου του κυκλώματος μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το σημείο της τάσης εισόδου όπου το τρανζίστορ περνάει απο την τριοδική περιοχή στην περιοχή του κορεσμού. Αν όμως έχουμε ως είσοδο μια ημιτονοειδή τάση τότε η έξοδος του κυκλώματος παρουσιάζει μια μεγάλη παραμόρφωση. Επίσης το ελάχιστο κάτω όριο που μας ενδιαφέρει, παρουσιάζει *SNR* μεγαλυτερο της μονάδος. Για τους λόγους αυτούς πρέπει να αναγάγουμε τη μελέτη μας στο άνω όριο του δυναμικού εύρους της ενδοδιαμορφωμένης συμπεριφοράς και το κάτω όριο στην ευαισθησία (sensitivity) που ορίστηκε προηγουμένως. Αυτή η αναγωγή καλείται «*spurious-free dynamic range*» (*SFDR*).[4]

Το άνω όριο του δυναμικού εύρους καθορίζεται απο το μέγιστο επίπεδο της εισόδου δύο τόνων, όπου το τρίτης τάξης ενδοδιαμορφωμένο παράγωγο δεν υπερβαίνει το *noise floor*. Μπορούμε να γράψουμε:

$$P_{IIP3} = P_{in} + \frac{P_{out} - P_{IM,out}}{2}$$

Όπου $P_{IM,out}$ συμβολίζει την ισχύ του IM_3 παραγώγου στην έξοδο.
Αφού $P_{out} = P_{in} + G$ και $P_{IM,out} = P_{IM,in} + G$, με G το κέρδος ισχύος του κυκλώματος και $P_{IM,in}$ είναι το επίπεδο εισόδου του IM_3 παραγώγου, έχουμε:

$$\begin{aligned} P_{IIP3} &= P_{\text{in}} + \frac{P_{\text{in}} - P_{IM,\text{in}}}{2} \\ &= \frac{3P_{\text{in}} - P_{IM,\text{in}}}{2} \end{aligned}$$

Και αφού: $P_{in} = \frac{2P_{IIP3}+P_{IM,in}}{3}$
Το επίπεδο εισόδου όπου το *IM* παράγωγο γίνεται ίσο με το *noise floor* θα δίνεται απο τον τύπο:

$$P_{\text{in,max}} = \frac{2P_{IP3} + F}{3}$$

Όπου *F= -174 dBm + NF + 10log B.*

Το *SFDR* είναι η διαφορά μεταξύ του $P_{in,max}$ και του $P_{in,min}$:

$$\begin{aligned} SFDR &= \frac{2P_{IIP3} + F}{3} - (F + SNR_{\min}) \\ &= \frac{2(P_{IIP3} - F)}{3} - SNR_{\min} \end{aligned}$$

Για παράδειγμα αν ένας δέκτης με $NF = 9dB$, $P_{IIP3} = -15dBm$ και $B = 200KHz$ απαιτεί ένα $SNR_{min} = 12dB$, τότε $SFDR=53dB$.
Το «*spurious-free dynamic range*» (*SFDR*), αντιπροσωπεύει το μέγιστο επίπεδο αντοχής ενός δέκτη που παράγει ένα σήμα αποδεκτής ποιότητας για ένα χαμηλό επίπεδο εισόδου.[4]

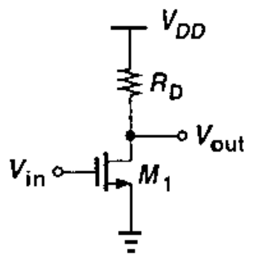
Κεφάλαιο 2: *ΒΑΣΙΚΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΑΝΑΛΟΓΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ*

Μία βασική αναλογική δομή ορίζεται σαν ένα σύνολο απο ένα ή περισσότερα τρανζίστορ συνδεδεμένα με συγκεκριμμένο τρόπο ώστε να επιτευχθεί είτε μετατροπή τάσης σε ρεύμα (*voltage-to-current conversion*), είτε ρεύματος σε τάση (*current-to-voltage conversion*), είτε και τα δύο. Είναι προφανές ότι απαιτείται πόλωση ρεύματος ή τάσης, που πραγματοποιείται με μια αλλη βασική αναλογική δομή.

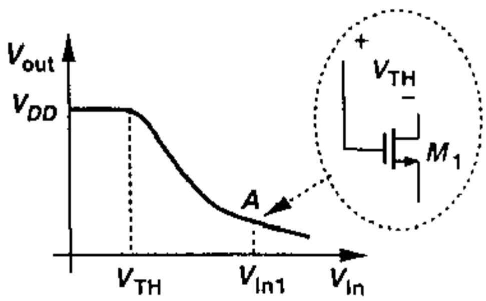
Δύο ή περισσότερες αναλογικές δομές συνδεδεμένες, αποτελούν μια πολύπλοκη αναλογική δομή που αποκαλείται *analog cell*. Ένα *analog cell* πραγματοποιεί μια αναλογική διαδικασία όπως: ενισχυτής τάσης ή ρεύματος (*voltage or current amplifier*), *voltage follower*, *comparator*, *multiplier*. Παρακάτω θα παρουσιαστουν ορισμένες πολύ σημαντικές αναλογικές δομές.[6]

I. Τοπολογία ενισχυτή κοινής πηγής (*common source*)

Στην συνδεσμολογία κοινής πηγής (*common source*), η πηγή (*source*) του τρανζίστορ συνδέεται στην γείωση, το σήμα εισόδου εφαρμόζεται στην πύλη (*gate*) και το σήμα εξόδου λαμβάνεται απο την υποδοχή (*drain*). [8]



Σχήμα 2.1



Γράφημα 2.1

Στην V_{in} εφαρμόζεται ασθενές σήμα (Σχήμα 2.1), το οποίο μετατρέπεται σε ρεύμα εξόδου i_d. Το ρεύμα i_d μετατρέπεται σε τάση V_{out} στην έξοδο. Σημειώνεται ότι η εμπέδηση εισόδου στο κύκλωμα είναι πολύ υψηλή σε χαμηλές συχνότητες.

Το τρανζίστορ M_1 είναι αρχικά κλειστό και η τάση εξόδου V_{out} είναι ίση με V_{DD}. Καθώς η τάση εισόδου V_{in} αυξάνεται από το μηδέν και πλησιάζει την τάση V_{TH}, το τρανζίστορ αρχίζει να λειτουργεί σχηματίζοντας ένα ρεύμα που διαπερνάει την R_D και ρίχνοντας την τάση εξόδου V_{out} (Γράφημα 2.1). Αν η τάση V_{DD} δεν είναι αρκετά χαμηλή τότε το τρανζίστορ θα βρεθεί σε κορεσμό όπου θα ισχύει:

$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH})^2$$

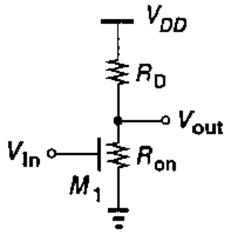
Μια περαιτέρω αύξηση της τάσης εισόδου έχει ως αποτέλεσμα την πτώση της τάσης εξόδου (Γράφημα 2.1). Το τρανζίστορ συνεχίζει να βρίσκεται στον κορεσμό μέχρι η τάση εισόδου V_{in} ξεπεράσει την τάση εξόδου V_{out} κατά V_{TH} (σημείο A στο Γράφημα 2.1). Στο σημείο αυτό ισχύει:

$$V_{out} = V_{in1} - V_{TH} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in1} - V_{TH})^2$$

Για $V_{in} > V_{in1}$, το τρανζίστορ εισέρχεται στην τριοδική περιοχή και ισχύει:

$$V_{out} = V_{DD} - R_D \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} [2(V_{in} - V_{TH})V_{out} - V_{out}^2]$$

Αν η V_{in} είναι αρκετά μεγάλη, το τρανζίστορ οδηγείται στην «βαθειά τριοδική περιοχή» (*deep triode region*) και το κύκλωμα μετατρέπεται στο παρακάτω (Σχήμα 2.2) με $V_{out} \ll 2(V_{in} - V_{TH})$.



Σχήμα 2.2

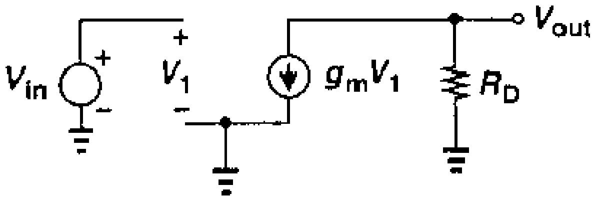
Έχουμε: $V_{out} = V_{DD} \frac{R_{on}}{R_{on}+R_D} = \frac{V_{DD}}{1+\mu_n C_{ox} \frac{W}{L} R_D (V_{in} - V_{TH})}$

Το κέρδος τάσης ασθενούς σήματος είναι:

$$A_{v0} = \frac{\partial v_{out}}{\partial v_{in}} = -R_D \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{in} - V_{TH}) = -g_m R_D$$

Με $g_m = \mu_n C_{ox} \left({W}/{L}\right)(V_{GS} - V_{TH})$. [8]

Το μοντέλο μικρού σήματος για τη συνδεσμολογία common source είναι:

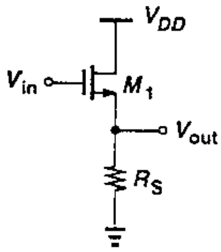


Σχήμα 2.3

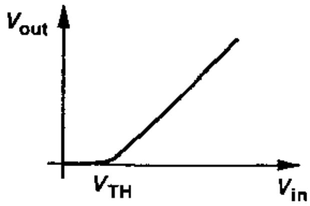
II. Τοπολογία ενισχυτή κοινής υποδοχής (*source follower*)

Η προηγούμενη ανάλυση που έγινε (τοπολογία *common source*) μας υποδεικνύει ότι για να πετύχουμε υψηλό κέρδος τάσης με περιορισμένη τάση τροφοδοσίας πρέπει η εμπέδηση R_D να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη. Αν όμως το κύκλωμά μας έχει μια εμπέδηση R_D χαμηλή, τότε χρειάζεται να τοποθετήσουμε έναν «*buffer*» μετά τον ενισχυτή ώστε να αυξήσουμε την εμπέδηση αυτή. Ο *source follower* μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ένας *voltage buffer*.

Στην συνδεσμολογία κοινής υποδοχής, η υποδοχή συνδέεται στην τροφοδοσία, το σήμα εισόδου εφαρμόζεται στην πύλη και το σήμα εξόδου λαμβάνεται απο την πηγή.



Σχήμα 2.4



Γράφημα 2.2

Η τάση V_{out} στην έξοδο θα ακολουθεί τις αλλαγές της τάσης εισόδου. Αρχικά, για τιμές της V_{in} μικρότερες απο το V_{TH}, το τρανζίστορ M_1 είναι κλειστό και $V_{out}=0$. Καθώς η τάση εισόδου αυξάνεται το τρανζίστορ σταδιακά εισέρχεται στην περιοχή κορεσμού και ένα ρεύμα I_{D1} διαρρέει την αντίσταση R_s. Η V_{out} ακολουθεί την ανοδική πορεία της V_{in} αλλά με μια διαφορά (*level shift*) ίση με V_{GS} (Γράφημα 2.2). Για την τάση εξόδου μπορεί να γραφεί:

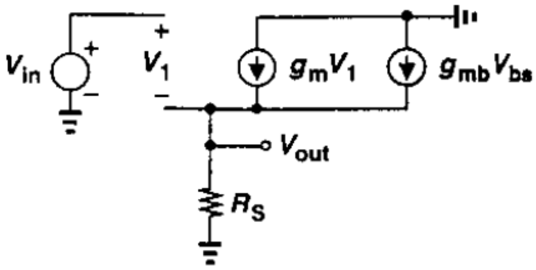
$$V_{out} = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_{in} - V_{TH} - V_{out})^2 R_s$$

Αν παραγωγίσουμε και τα δυο μέρη της παραπάνω εξίσωσης ως προς V_{in}, υπολογίζουμε το κέρδος τάσης μικρού σήματος.[8]

Το κέρδος τάσης ασθενούς σήματος είναι: $A_v = \frac{g_m R_S}{1+(g_m+g_{mb})R_S}$ [7,8]

Με $g_m = \mu_n C_{ox}\left({W}/{L}\right)(V_{in} - V_{TH} - V_{out})$.[8]

Το μοντέλο μικρού σήματος για τη συνδεσμολογία common drain είναι:



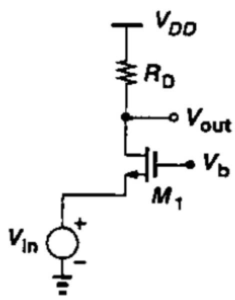
Σχήμα 2.5

Η αντίσταση εξόδου θα είναι: $R_{out} = \frac{1}{g_m+g_{mb}}$.

III. Τοπολογία ενισχυτή κοινής πύλης (*common gate ή current buffer*)

Όπως είδαμε στους ενισχυτές κοινής πηγής και και κοινής υποδοχής, το σήμα εισόδου εφαρμόζεται στην πύλη του MOSFET. Μια άλλη περίπτωση που θα μελετήσουμε εκτενώς στην εργασία αυτή είναι η εφαρμογή του σήματος εισόδου στην πηγή (*source*). Η πύλη συνδέεται σε μια DC-τάση για να παρέχει τις κατάλληλες προϋποθέσεις λειτουργίας του τρανζίστορ. Σημειώνεται ότι το ρεύμα που διαρρέει το ενεργό στοιχείο διέρχεται μέσα απο την πηγή του σήματος εισόδου V_{in}.

Στην συνδεσμολογία κοινής πύλης, η πύλη συνδέεται στην τροφοδοσία, το σήμα εισόδου εφαρμόζεται στην πηγή (*source*) και το σήμα εξόδου λαμβάνεται στην υποδοχή (*drain*).



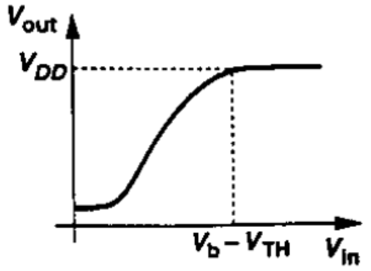
Σχήμα 2.6

Ας μελετήσουμε το παραπάνω κύκλωμα ώστε να εξάγουμε κάποια πολύτιμα συμπεράσματα. Υποθέτουμε ότι το σήμα εισόδου V_{in} έχει μια μεγάλη αρχική τιμή και σταδιακά μειώνεται. Για $V_{in} \geq V_b - V_{TH}$ το M_1 είναι κλειστό και έτσι V_{out}=V_{DD} (Γράφημα 2.3). Για χαμηλότερες τιμές της τάσης V_{in} το τρανζίστορ βρίσκεται στην περιοχή κορεσμού, και διαρρέεται απο ρεύμα I_D:

$$I_D = \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_b - V_{in} - V_{TH})^2$$

Για την τάση εξόδου στην περιοχή κορεσμού ισχύει:

$$V_{out} = V_{DD} - \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_b - V_{in} - V_{TH})^2 R_D$$



Γράφημα 2.3

Καθώς μειώνεται η τάση εισόδου, το τρανζίστορ μεταβαίνει στην τριοδική περιοχή (Γράφημα 2.3). Το σημείο μετάβασης απο τον κορεσμό στην τριοδική περιοχη υπολογίζεται:

$$V_b - V_{TH} = V_{DD} - \frac{1}{2}\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_b - V_{in} - V_{TH})^2 R_D$$

Το κέρδος τάσης ασθενούς σήματος υπολογίζεται παραγωγίζοντας την τάση εξόδου V_{out} ως προς την τάση εισόδου V_{in}:

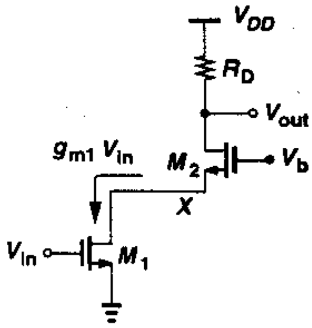
$$\frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} = -\mu_n C_{ox}\frac{W}{L}(V_b - V_{in} - V_{TH})\left(-1 - \frac{\partial V_{TH}}{\partial V_{in}}\right) R_D$$

Με $\partial V_{TH}/\partial V_{in} = \partial V_{TH}/\partial V_{SB} = \eta$, έχουμε:

$$\begin{aligned}\frac{\partial V_{out}}{\partial V_{in}} &= \mu_n C_{ox}\frac{W}{L}R_D(V_b - V_{in} - V_{TH})(1+\eta)\\ &= g_m(1+\eta)R_D\end{aligned}$$

IV. Τοπολογία ενισχυτή *cascode*

Όπως προαναφέρθηκε το σήμα εισόδου σε ένα επίπεδο *common gate* μπορεί να είναι ρεύματος. Επίσης γνωρίζουμε ότι το τρανζίστορ σε διάταξη *common source* μετατρέπει ένα σήμα τάσης σε σήμα ρεύματος. Συνδιασμός λοιπόν αυτών των δύο διατάξεων ακολουθητικά, έχει ως αποτέλεσμα την *cascode* τοπολογία.

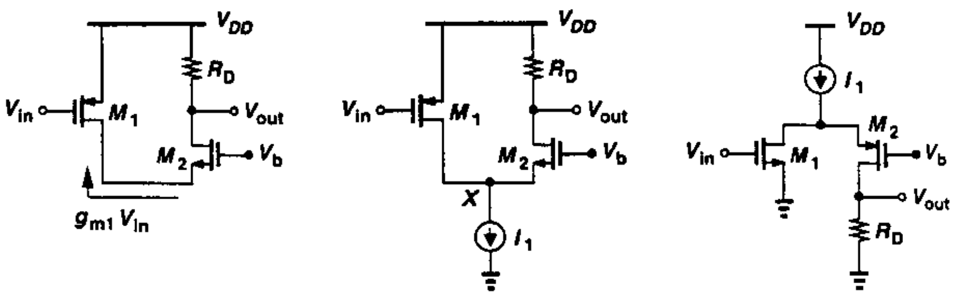


Σχήμα 2.7

Το τρανζίστορ M_1 παράγει εξ'αιτίας της τάσης V_{in} ένα ασθενές σήμα ρεύματος διαμέσου της υποδοχής (*drain*) και στην συνέχεια το τρανζίστορ M_2 οδηγεί το ρεύμα αυτό διαμέσου της αντίστασης R_D. Καλούμε το M_1 συσκευή εισόδου και το M_2 συσκευή *cascode*. Η συνδεσμολογία *cascode* φαίνεται να υπερτερεί έναντι της απλής *common source* τοπολογίας.

V. Τοπολογία ενισχυτή *folded cascode*

Επεκτείνοντας την ιδέα του *cascode* ενισχυτή δημιουργείται ένα άλλο κύκλωμα τοποθετώντας διαφορετικά ήδη τρανζίστορ (*PMOS-NMOS*) στη συσκευή εισόδου και στη συσκευή cascode. Έτσι δημιουργούνται τα παρακάτω κυκλώματα.



Σχήμα 2.8

Οι παραπάνω τοπολογίες καλούνται *folded cascode* διότι το μικρό σήμα του ρεύματος «διπλώνεται» (*folded*) πάνω ή κάτω.

Κεφάλαιο 3 : *ΣΧΕΔΙΑΣΗ LNA*

3.1 Απαιτήσεις LNA

- **Matching**

Το πρώτο στάδιο ενός δέκτη είναι ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου (*LNA*) του οποίου κύρια λειτουργία ειναι να προσφέρει αρκετό κέρδος για τα επόμενα στάδια προσθέτοντας όσο το δυνατόν λιγότερο θόρυβο γίνεται. Για να πραγματοποιηθεί κάτι τέτοιο πρέπει να εξασφαλίζεται συγκεκριμμένη εμπέδηση εισόδου ίση με 50Ω ώστε να εχουμε βέλτιστο *input matching*, καθώς και συγκεκριμμένη εμπέδηση εξόδου ίση με 50Ω ώστε να έχουμε βέλτιστο *output matching*. Φυσικά κάτι τέτοιο δεν θα επιτευχθεί εισάγωντας απλά μια ωμική αντίσταση στην είσοδο του ενισχυτή και μια στην έξοδο διότι το κύκλωμα επιβαρύνεται σημαντικά με τον απευκταίο θόρυβο. Στη συνέχεια θα παρουσιαστεί αναλυτικά η διαδικασία του *matching*.

Υπάρχουν δυο κύριοι λόγοι που επιθυμούμε *matching* στην εμπέδηση εισόδου. Ο πρώτος είναι ότι αφού επιτευχθεί αυτό, μας οδηγεί στο να αποφύγουμε την αντανάκλαση (*reflection*) πάνω στην γραμμή μετάδοσης του *LNA* και δεύτερον παρέχεται σωστή απόληξη για έναν πιθανό *SAW-filter* (*Surfave Acoustic Wave*) που προηγείται του ενισχυτή.

Αφού επιτευχθεί το *impedance matching* ακολουθεί το *noise-matching* που είναι απαραίτητο για να έχουμε ένα χαμηλό *noise-figure* (*NF*). Οι προυποθέσεις στο *noise-matching* δεν είναι τόσο αυστηρές και λόγω του γεγονότος ότι έχει προηγηθεί το *impedance-matching*, είναι εύκολο να επιτευχθεί.[9]

- **Noise Figure**

Ο *LNA* αποτελεί το πρώτο στάδιο ενός δέκτη και έτσι θέτει το κάτω όριο του εφικτού *noise figure* ολόκληρης της αλληλουχίας των *components*. Πρέπει να επιτευχθεί ένα πολύ χαμηλό *NF* κάτι που γίνεται όλο και πιο αναγκαίο σε δέκτες μεγάλης ευαισθησίας όπου το σήμα ειναι πολύ ασθενές (π.χ. *GPS*).[9]

- **Κέρδος Τάσης και Κέρδος Ισχύος (*Voltage Gain and Power Gain*)**

Όπως είδαμε στο 1^{o} κεφάλαιο (υποκεφάλαιο: *Μελέτη του θορύβου στη βαθμίδα ενός δέκτη*), ο θόρυβος που δημιουργείται στα επόμενα στάδια του δέκτη έχει άμεση σχέση με το κέρδος του πρώτου σταδίου, δηλαδή του *LNA*. Όσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος στον ενισχυτή τόσο μικρότερος είναι ο θόρυβος στα επόμενα στάδια του δέκτη. Αν αναφερόμαστε σε *mixer* τότε πρέπει να βελτιστοποιηθεί το κέρδος της τάσης (*voltage gain*), ενώ αν έχουμε *stand-alone*

LNA με εξωτερική οδήγηση 50Ω, βελτιστοποιούμε το κέρδος ισχύος (*power gain*).

Μπορεί να οδηγηθεί κάποιος στο συμπέρασμα, με όσα αναφέρθηκαν παραπάνω, ότι αν μεγιστοποιηθεί το κέρδος του ενισχυτή αμελώντας όλα τα υπόλοιπα στάδια του δέκτη θα επιτευχθεί το επιθυμητό αποτέλεσμα. Κάτι τέτοιο όμως πρέπει να αποφεύγεται διότι θα οδηγήσει σε αυξανόμενα επίπεδα σήματος στον *mixer* και σε μεγάλα προβλήματα γραμμικότητας.

Το κέρδος τάσης σε έναν *LNA* πρέπει να ρυθμίζεται ώστε να μεγιστοποιείται το *δυναμικό εύρος* του συνόλου του δέκτη.[9]

- **Ενδοδιαμορφωμένη παραμόρφωση (*Intermodulation Distortion*)**

Παρόμοια με το noise-figure του δέκτη, όπου το κάτω όριό του είναι άμεσα συνδεδεμένο με το noise-figure του *LNA*, έτσι και το *IIP3* του δέκτη (παράγωγο 3ης τάξης ενδοδιαμόρφωσης) είναι άμεσα επηρεασμένο απο το άνω όριο του *IIP3* του *LNA*. Κάποιες εφαρμογές δεκτών έχουν πιο αυστηρές απαιτήσεις γραμμικότητας. Καθώς προχωρούμε στα επόμενα στάδια του δέκτη απαιτούμε και καλύτερη γραμμικότητα διότι στενεύει το δυναμικό εύρος ολοένα και περισσότερο ακολουθώντας το *path* του δέκτη. Έτσι ο *LNA* που αποτελεί και το πρώτο στάδιο του δέκτη πρέπει να παρέχει το υψηλότερο δυναμικό εύρος απο όλα τα επομενα *blocks*.[9]

- **Αντίστροφη Απομόνωση (*Reverse Isolation*)**

Με τον όρο αντίστροφη απομόνωση ορίζουμε το $-S_{12}$, όπου το S_{12} είναι το αντίστροφο κέρδος (*reverse gain*) του *LNA*. Επιθυμούμε να έχουμε όσο γίνεται υψηλότερη αντίστροφη απομόνωση. Υπάρχουν τρεις κύριοι λόγοι:

Ο πρώτος αφορά την παρασιτική εκπομπή του δέκτη. Το σήμα που έρχεται απο τον τοπικό ταλαντωτή μπορεί να διαχωριστεί και να εισέλθει ξανά στον μίκτη και απο εκεί στην έξοδο του *LNA*. Το σήμα μπορεί να φτάσει στην κεραία μέσω του αντίστροφου κέρδους του *LNA*. Όσο υψηλότερη είναι η *reverse isolation* τόσο χαμηλότερη είναι η «παρασιτική επιστροφή» στην κεραία. Συνήθως μια τιμή απο 25dB έως 30dB είναι αρκετή.

Ο δεύτερος λόγος είναι ότι το *matching* στην είσοδο γίνεται όλο και πιο αξιόπιστο, αυξάνοντας το *reverse isolation*. Συνήθως ένα χαμηλό *reverse isolation* οδηγεί σε μειωμένο κέρδος αφού η εγγενής ανάδραση (*feedback*) του αντίστροφου κέρδους μικραίνει την απόδοση του σήματος.

Ο τρίτος και τελευταίος λόγος είναι η εσωτερική σταθερότητα (*intrinsic stability*) που θα αναληθεί ακολούθως.[9]

- **Ευστάθεια (*Stability*)**

Ένα κύκλωμα είναι ανεξάρτητα ευσταθές αν για οποιοδήποτε συνδιασμό πηγής και φορτίου εμπέδησης παραμένει ευσταθές. Η παράμετρος μ_s περιγράφει αν ένα κύκλωμα είναι ανεξάρτητα ευσταθές, χρησιμοποιώντας τις S-παραμέτρους.

$$\mu_s = \frac{1-|S_{11}|^2}{|S_{22}-S_{11}^*\Delta|+|S_{21}S_{12}|} > 1$$

Με $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$.

Η ανεξάρτητη ευστάθεια είναι πολύ δύσκολο να επιτευχθεί σε υψηλές συχνότητες. [9]

Η παράμετρος ευστάθειας K (*Stern stability factor*) χαρακτηρίζει την ευστάθεια ενός κυκλώματος και ορίζεται με την παρακάτω εξίσωση:

$$K = \frac{1+|\Delta|^2-|S_{11}|^2-|S_{22}|^2}{2|S_{21}||S_{12}|}$$

Με $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$

Όταν K>1 και Δ<1, τότε το κύκλωμα είναι ευσταθές άνευ όρων. Η διερεύνηση της ευστάθειας πρέπει να γίνει χρησιμοποιώντας τις S-παραμέτρους για ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων για επιβεβαιωθεί ότι ο K παραμένει μεγαλύτερος της μονάδος για όλες τις συχνότητες αυτές. Καθώς η σύζευξη (S_{12}) μειώνεται, δηλαδή μεγαλώνει η reverse isolation, η σταθερότητα βελτιώνεται. Η παραπάνω εξίσωση ισχύει για την ευστάθεια μικρών σημάτων. Αν το κύκλωμα είναι ευσταθές ανευ όρων για μικρό σήμα εισόδου, τότε δεν είναι πιθανό να μην είναι ευσταθές για μεγάλο σήμα εισόδου.

Μαζί με τα μετρήσιμα μεγέθη K και Δ, μπορούν να χρησιμοποιηθούν και οι κύκλοι ευστάθειας πηγής και φόρτου ώστε να ελεγχεί αν ο ενισχυτής LNA είναι ευσταθής.

Έτσι ο κύκλος ευστάθειας εισόδου αφορά τον κύκλο όπου $|\Gamma_{out}| = 1$ στο Smith chart του Γ_S και ο κύκλος ευστάθειας εξόδου αφορά τον κύκλο όπου $|\Gamma_{in}| = 1$ στο Smith chart του Γ_L.

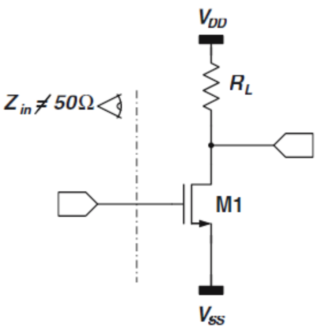
- **Single-ended vs. Differential**

Ο κύριος λόγος που χρησιμοποιούμε *differential* τοπολογία είναι το γεγονός ότι ελαχιστοποιεί τα *common mode*. Επίσης αφαιρεί το θόρυβο της παροχής τάσης στην έξοδο και απαλήφει τους άρτιους όρους *harmonics* που παρουσιάζονται. Όμως η τοπολογία αυτή απαιτεί την διπλάσια ισχύ για την ίδια απόδοση που θα είχε ένας *single-ended* ενισχυτής.[9]

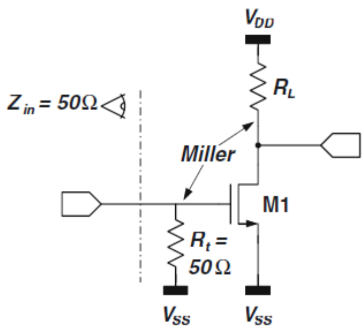
3.2 Τοπολογίες RF ενισχυτών χαμηλού θορύβου

- **The Inductively Degenerated Common Source LNA**

Ξεκινώντας απο το απλό κύκλωμα του *common-source* (Σχήμα 3.1), αρχικό μας μέλημα είναι να κάνουμε τις απαραίτητες ρυθμίσεις ώστε να παρέχεται θετικό κέρδος απο τον ενισχυτή. Ένα απο τα προβλήματα που πρέπει να αντιμετωπίσουμε είναι η αμιγώς χωρητική εμπέδηση εισόδου. Με σκοπό να δημιουργήσουμε την απαραίτητη εμπέδηση εισόδου *50Ω* (ώστε να επιτευχθεί το *matching*), τοποθετούμε μια τερματική ωμική αντίσταση παράλληλα στην είσοδο του LNA (Σχήμα 3.2).



Σχήμα 3.1



Σχήμα 3.2

Η αντίσταση εισόδου για γωνιακή συχνότητα AC ρεύματος $\omega >> 1/(R_T C_{dc,in})$ είναι:

$$Z_{in} = \frac{R_S}{1 + \frac{j\omega}{\omega_p}}$$

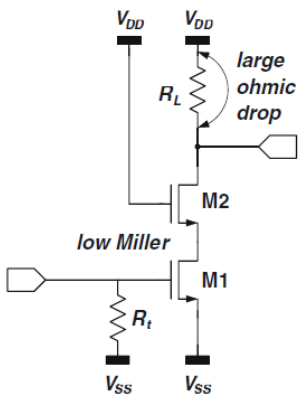
Όπου

$$\omega_p = \frac{1}{R_S(C_{gs} + MC_{gd})}$$

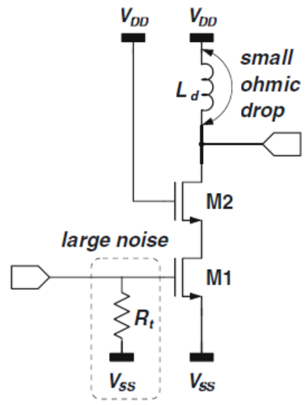
M είναι ο παράγοντας που αναφέρεται στο φαινόμενο *Miller* και R_S=50Ω η αντίσταση στην πηγή του τρανζίστορ. Το φαινόμενο *Miller* για το παραπάνω κύκλωμα εκφράζεται ως:

$$M = 1 + g_{m1}R_L$$

Το φαινόμενο αυτό περιορίζει σε μεγάλο βαθμό την απόδοση της συχνότητας και έχει ως επακόλουθο ένα πολύ μικρό *reverse isolation.*
Για να μειώσουμε λοιπόν το φαινόμενο *Miller*, προσθέτουμε άλλο ένα τρανζίστορ σε συνδεσμολογία *cascode*, όπως φαίνεται παρακάτω (Σχήμα 3.3) :



Σχήμα 3.3



Σχήμα 3.4

Αν $R_L << r_{ds2}$,με r_{ds2} την αντίσταση εξόδου του κασκοδικά συνδεδεμένου τρανζίστορ M2, τότε ο παράγοντας *Miller* γίνεται:

$$M = 1 + \frac{g_{m1}}{g_{m2}} \approx 2$$

Ένα πρόβλημα με το κύκλωμα που δημιουργήσαμε είναι ότι η R_L πρέπει να είναι μεγάλη ώστε να έχουμε υψηλό κέρδος. Όμως κατι τέτοιο θα είχε ως αποτέλεσμα μεγάλη DC πτώση τάσης στα άκρα της αντίστασης R_L. Για να λειτουργήσει σωστά το κύκλωμα πρέπει η τάσεις στα άκρα των M1, M2 τρανζίστορς να είναι υψηλές, έτσι $V_{DS,sat} = V_{GS} - V_T$. Οπότε και:

$$R_L < \frac{V_{DD} - V_{DS,sat,1} - V_{DS,sat,2}}{I_{DC}}$$

Το κέρδος τάσης του κυκλώματος περιορίζεται και είναι:

$$A_v < g_{m1}R_L = 2 \times \frac{V_{DD} - V_{DS,sat,1} - V_{DS,sat,2}}{V_{DS,sat,1}}$$

Για τον περιορισμό της μεγάλης πτώσης τάσης που συμβαίνει λόγω της μεγάλης ωμικής αντίστασης που έχει τοποθετηθεί, υπάρχει λύση.
Μπορεί να γίνει αντικατάσταση της αντίστασης αυτής απο ένα πηνίο L_D (Σχήμα 3.4). Το πηνίο τοποθετείται παράλληλα με την παρασιτική χωρητικότητα στην έξοδο του κυκλώματος για τη συγκεκριμμένη συχνότητα του φορέα μετάδοσης f_0. Η νέα αντίσταση φορτίου δίνεται απο τη σχέση:

$$R_L = R_{L,s}(Q_L^2 + 1)$$

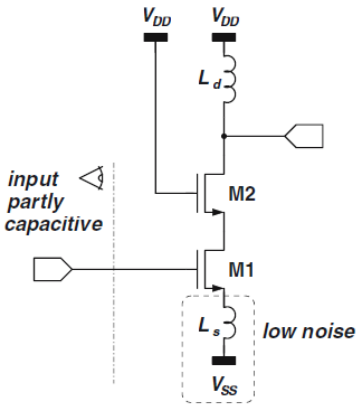
Με $R_{L,s}$ είναι η αντίσταση που είναι συνδεδεμένη σε σειρά με το πηνίο και:

$$Q_L = \frac{\omega_0 L_d}{R_{L,s}}$$

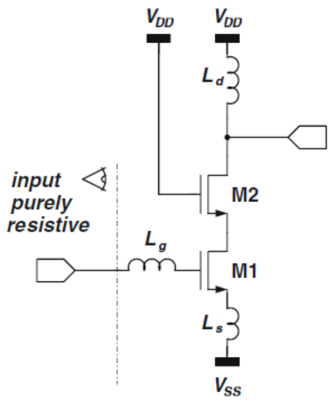
Η τοποθέτηση του πηνίου έχει ως αποτέλεσμα η πτώση τάσης πλέον να εξαρτάται απο την $R_{L,s}$ εσωτερική ωμική αντίσταση του πηνίου, η οποία είναι αρκετά μικρή, και το κέρδος που εξαρτάται άμεσα απο την R_L μπορεί να είναι αρκετά μεγάλο αυξάνοντας την αντίσταση αυτή. Ο *noise factor* του κυκλώματος παραμελώντας το τρανζίστορ M2 είναι:

$$F \approx 2 + \frac{\gamma}{\alpha}\frac{4}{g_{m1}R_S} + \frac{4}{g_{m1}^2 R_S R_L}$$

Εχουμε μεγάλο *noise figure,* εξ'αιτίας της ωμικής αντίστασης που έχει τοποθετηθεί στην είσοδο για το απαραίτητο input matching. Μπορούμε να αντικαταστήσουμε και την αντίσταση αυτή με ένα πηνίο (Σχήμα 3.5):



Σχήμα 3.5



Σχήμα 3.6

Η εμπέδηση εισόδου (χωρίς την παρασιτική χωρητικότητα C_{gd}):

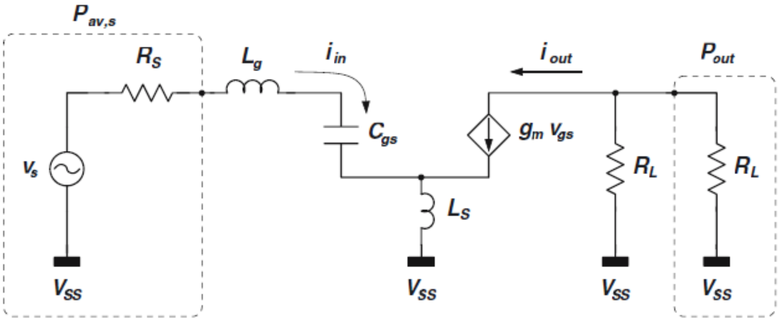
$$Z_{in} = \frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_s + \omega_T L_s$$

Για συχνότητα λειτουργίας f_0 , δηλαδή όταν $\omega_0(L_g + L_s) = \frac{1}{\omega_0 C_{gs}}$, η παραπάνω εμπέδηση απλοποιείται σε:

$$Z_{in} = \omega_T L_s$$

Το πηνίο L_s ρυθμίζεται ώστε το πραγματικό του μέρος να ισούται με 50Ω και το φανταστικό με 0 στη συχνότητα ω_0 (Σχήμα 3.6).

Για τον υπολογισμό του κέρδους, δημιουργούμε το ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος (Σχήμα 3.7).



Σχήμα 3.7

Έχουμε:

$$\begin{aligned} v_s &= j\omega L_s(i_{in} + i_{out}) \\ &= i_{in}(j\omega L_s + \frac{g_m}{C_{gs}} L_s) \end{aligned}$$

Και

$$v_{in} = j\omega L_g i_{in} + v_{gs} + v_s$$

Η ισχύς στην είσοδο θα δίνεται απο τη σχέση:

$$P_{av,s} = \frac{v_s^2}{4R_S}$$

Το ρεύμα στην είσοδο θα ισούται με:

$$i_{in} = \frac{v_s}{2R_S} = \sqrt{\frac{P_{av,s}}{R_S}}$$

Το ρεύμα στην έξοδο θα ισούται με:

$$i_{out} = i_{in}\frac{\omega_T}{\omega_0}$$

Η ισχύς στην έξοδο θα δίνεται απο τη σχέση:

$$P_{out} = (\frac{i_{out}}{2})^2 R_L$$

Το κέρδος ισχύος θα είναι:

$$G_T = \frac{P_{out}}{P_{av,s}} = \frac{R_L}{4R_S}\left(\frac{\omega_T}{\omega_0}\right)^2$$

Ας δούμε τώρα πως συμπεριφέρεται το *noise figure* στο κύκλωμα που έχουμε δημιουργήσει. Θα λάβουμε υπ'όψηιν μας τον κλασικό θόρυβο καναλιού του τρανζίστορ M1 και τον θερμικό θόρυβο της R_L και θα αγνοήσουμε της συμβολή στον θόρυβο του τρανζίστορ M2 και άλλων παρασιτικών πηγών θορύβου.
Ο *noise factor* του κυκλώματος θα είναι:

$$\begin{aligned} F &\approx 1 + (F_d - 1) + (F_L - 1) \\ &\approx 1 + \frac{\gamma}{\alpha} g_m R_S \left(\frac{\omega_0}{\omega_T}\right)^2 + 4\left(\frac{\omega_0}{\omega_T}\right)^2 \frac{R_S}{R_L} \end{aligned}$$

Όπου (F_D - 1) και (F_L – 1) αντιπροσωπεύουν τη συμβολή του M1 στον θόρυβο και R_L η εισοδύναμη αντίσταση φόρτου.
Το F_D-1 μπορεί να γραφεί και:

$$F_d - 1 = \frac{\gamma}{4\alpha g_m R_S} \cdot \frac{1}{Q_{in}^2}$$

Όπου $Q_{in} = \frac{v_{gs}}{v_s} = \frac{1}{2\omega_0 C_{gs} R_s}$ και ο αριθμός 4 που βρίσκεται στον παρονομαστή αφορά το γεγονός ότι μόνο το μισό του ρεύματος θορύβου στο *drain* περνάει στη έξοδο εξ'αιτίας της ανάδρασης του πηνίου L_s. Επίσης $(F_L - 1) = G_T^{-1}$ το οποίο μειώνεται καθώς αυξάνεται η R_L, αφού μια άπειρη R_L έχει ως αποτέλεσμα μηδενικό ρεύμα θορύβου στην έξοδο. Ακόμα μειώνεται καθώς αυξάνεται το κλάσμα $\frac{\omega_T}{\omega_0}$ αφού το κέρδος του κυκλώματος αυξάνεται και η συμβολή του θερμικού θορύβου που δημιουργεί η R_L γίνεται ολοένα και λιγότερο σημαντική.

Για ένα σταθερό ρεύμα που διαρρέει την συνδεσμολογία ισχύει:

$$(F_d - 1) \propto \frac{1}{(V_{GS} - V_T)^3} \propto W^{3/2}$$

Βλέπουμε ότι κρατώντας σταθερό το ρεύμα, το *Noise Figure* μειώνεται δραματικά καθώς αυξάνεται το V_{GS}-V_T.

Για ένα σταθερό πλάτος τρανζίστορ έχουμε:

$$(F_d - 1) \propto \frac{1}{(V_{GS} - V_T)} \propto \frac{1}{\sqrt{I}}.$$

Βλέπουμε ότι κρατώντας σταθερές τις παραμέτρους της συσκευής, αν η τάση εφαρμογής στα άκρα της αυξάνεται, τότε βελτιώνεται το *Noise Figure* εξ'αιτίας της αύξησης του ω_T^2 που γίνεται ταχύτερα απο την αύξηση του g_m. Αυξάνοντας είτε το I_{DS} είτε το V_{GS}-V_T , επίσης μειώνεται σταδιακά και το *Noise Figure*.

Για μια σταθερή τάση V_{GS}-V_T , ο *Noise Factor* είναι:

$$(F_d - 1) \propto W \propto I$$

Εδώ συμβαίνει μια ασυνήθιστη συμπεριφορά. Αυξάνοντας το ρεύμα αυξάνεται και το *noise Figure*. Αυτό εξηγείται ως εξής: Σταθερό V_{GS}-V_T , συνεπάγεται και σταθερό ω_T κάτι που σημαίνει και σταθερό κέρδος ρεύματος και αμετάβλητο τετραγωνικό ρεύμα θορύβου στο *source* του τρανζίστορ. Το τελευταίο είναι ανάλογο του g_m του τρανζίστορ M1 και άρα ανάλογο του ρεύματος εφαρμογής. Άρα το *noise figure* είναι ανάλογο του *bias current*.

Γενικά για μικρότερες τεχνολογίες τρανζίστορ βελτιώνεται το *noise figure*. Όμως ο ειδικός noise factor γ, τείνει να αυξάνεται καθώς μειώνεται το μήκος του *gate*. Ο λόγος είναι διότι το ηλεκτρικό πεδίο που δημιουργείται μέσα στο μικρό κανάλι αυξάνεται, δημιουργώντας υψηλότερη θερμοκρασία στα ηλεκτρόνια απο ότι έχει το πλαίσιο στο οποίο κινούνται. Για να χαμηλώσουμε το γ προτείνεται να ρίξουμε την τάση ανάμεσα στο *drain* και στο *source* ώστε να κρατήσουμε χαμηλό το ηλεκτρικό πεδίο στο κανάλι.

Πως συμπεριφέρεται η γραμμικότητα στο παραπάνω κύκλωμα;
Έχει αναφερθεί ότι, για ένα *NMOS* τρανζίστορ στην περιοχή του κορεσμού, το τρίτης τάξης ενδοδιαμορφωμένο ρεύμα στην έξοδο είναι ίσο με τον θεμελιώδη όρο (*IM3=1*), για ένα πλάτος τάσης :

$$\begin{aligned} \mathrm{IV3} &= \sqrt{\frac{4}{3}\left|\frac{a_1}{a_3}\right|} \\ &= \sqrt{\frac{4}{3}\frac{V_{GST}\left(2+\Theta V_{GST}\right)\left(1+\Theta V_{GST}\right)^2}{\Theta}} \end{aligned}$$

Υπολογίζοντας την ισχύ της πηγής έχουμε:

$$\mathrm{IIP3}\ [\mathrm{W}] = \frac{\mathrm{IV3}^2}{2 \times 4Q_{in}^2 R_S} = \frac{\mathrm{IV3}^2 \omega_0^2 C_{gs}^2 R_S}{2}$$

Και

$$\text{IIP3 [W]} = \frac{1}{8R_S}\frac{4}{3}\frac{V_{GST}\left(2+\Theta V_{GST}\right)\left(1+\Theta V_{GST}\right)^2}{\Theta}\frac{1}{Q_{in}^2}$$

Εκφράζοντας την παραπάνω σχέση σε [dBm] έχουμε:

$$\text{IIP3 [dBm]} = 5.25 + 10\log\left(\frac{V_{GST}\left(2+\Theta V_{GST}\right)\left(1+\Theta V_{GST}\right)^2}{\Theta}\right) - 20\log\left(Q_{in}\right)$$

Αντικαθιστώντας το Q_{in} έχουμε:

$$\text{IIP3} = 5.25 + 10\log\left(\frac{V_{GST}\left(2+\Theta V_{GST}\right)\left(1+\Theta V_{GST}\right)^2}{\Theta}\right) + 20\log\left(2\omega_0 R_S C_{gs}\right)$$

Ο πρώτος όρος της σχέσης είναι σταθερός και αφορά το γινόμενο της μετατροπής απο Volt σε mW (10log(1000/2x50)) και του παράγοντα 4/3 του *IV3*. Ο δεύτερος όρος αναπαριστά το *IV3* του M1 και ο τελευταίος όρος το συντελεστή ποιότητας (*quality factor*) της εισόδου.
Το σημείο εξόδου τρίτης τάξης ενδοδιαμόρφωσης δίνεται απο την σχέση:

$$\text{OIP3} = \text{IIP3} \times G_T$$

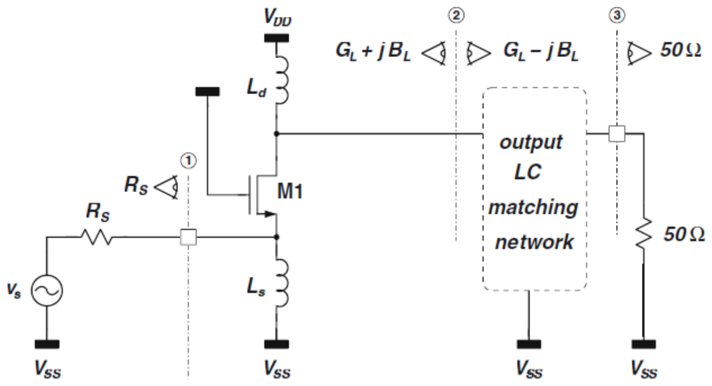
Δηλαδή:

$$\text{OIP3} = 5.25 + 10\log\left(\frac{V_{GST}\left(2+\Theta V_{GST}\right)\left(1+\Theta V_{GST}\right)^2}{\Theta}\right) + 10\log\left(g_m^2 R_L R_S\right)$$

Συμπερασματικά καταλήγουμε ότι ο μόνος σίγουρος τρόπος για να βελτιώσουμε τη γραμμικότητα σε έναν *LNA* είναι να αυξήσουμε την κατανάλωση του ρεύματος.[9]

- **The common gate LNA – Μια πιο λεπτομερής ανάλυση**

Ένα απλοποιημένο κύκλωμα ενός common gate ενισχυτή φαίνεται παρακάτω (Σχήμα 3.8) :

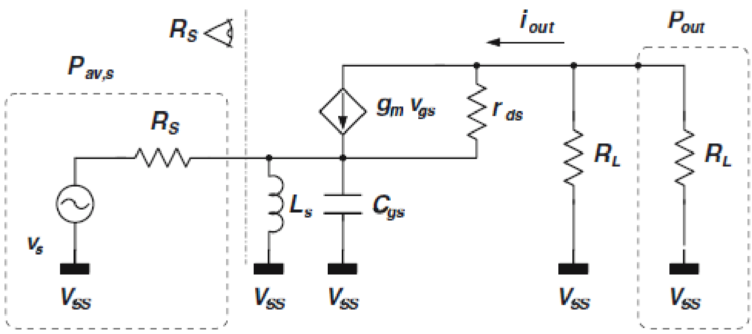


Σχήμα 3.8

Ο *common gate LNA* είναι ο κύριος ανταγωνιστής της προηγούμενης συνδεσμολογίας που παρουσιάστηκε, της *inductively degenerated common-source* (Σχήμα 3.7).
Ο λόγος είναι η ωμική εμπέδηση εισόδου. Στην *common-gate* συνδεσμολογία το σήμα εισόδου εισέρχεται απο το *source*. Η αντίσταση εισόδου είναι $1/g_m$, δηλαδή το αντίστροφο της διαγωγιμότητας. Γνωρίζοντας ότι επιθυμούμε *matching* στην είσοδο ίσο με 50Ω, μπορούμε να το εκφράσουμε και με τη διαγωγιμότητα όπου είναι 20mS (*mSiemens*).

i. Input matching

Ας δούμε στο σημείο αυτό πιο εμπεριστατομένα, πως μπορεί να επιτευχθεί ένα τέτοιο *matching* στην είσοδο για το συγκεκριμμένο κύκλωμα που παρουσιάστηκε παραπάνω. Για τη μελέτη αυτή θα μας είναι πολύ χρήσιμο να δημιουργήσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος (Σχήμα 3.9) :



Σχήμα 3.9

Η εμπέδηση που φαίνεται στην είσοδο του *LNA* (αμελώντας την χωρητικότητα εισόδου) είναι:

$$Z_{in} = \frac{1}{g_m + g_{mb}} \frac{2r_{ds} + R_L}{2r_{ds}}$$

Η R_s πρέπει να ρυθμιστεί ώστε να ισούται με την Z_{in}. Για μεγαλύτερο g_m, η απαιτούμενη αντίσταση φορτίου (*load resistance*) αυξάνεται δραματικά, ώστε να έχουμε μια σωστή εμπέδηση εισόδου. Όσο το μέγεθος του τρανζίστορ δεν αλλάζει, η αντίσταση της R_L για ζητούμενη εμπέδηση εισόδου 50Ω, θα δίνεται απο τον τύπο:

$$R_L = 2\left(R_S\left(g_m + g_{mb}\right) - 1\right) r_{ds} = 2(ng_m R_S - 1)r_{ds}$$

Όπου:

$$n = \frac{g_m + g_{mb}}{g_m} \quad \text{και} \quad r_{ds} = \frac{1}{\Lambda I_{DS}}$$

Έχω:

$$R_L = 2\frac{ng_m R_S - 1}{\Lambda I_{DS}} = \frac{4nR_S}{\Lambda\left(V_{gs} - V_T\right)} - \frac{2}{\Lambda I_{DS}}$$

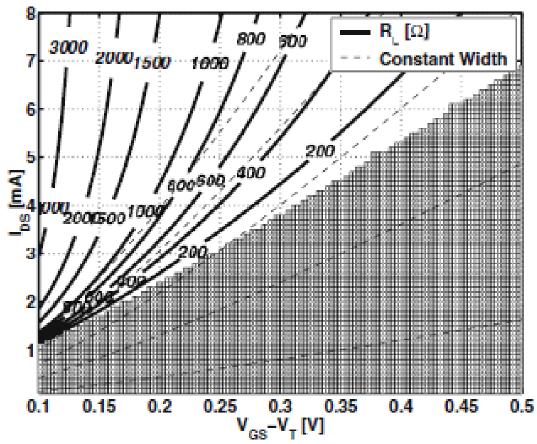
Αν, υπολογίζοντας την παραπάνω σχέση, προκύψει αρνητική τιμή στην R_L τότε χρειάζεται η προσθήκη έξτρα *matching* συνδεσμολογίας. Με άλλα λόγια πρέπει:

$$g_m > \frac{1}{nR_s} \approx 17mS$$

Ένα κύριο μειονέκτημα της εμπέδησης εισόδου είναι ότι εξαρτάται κατα ένα μεγάλο βαθμό απο την r_{ds}. Αυτή η αντίσταση δεν είναι ακόμα αρκετά γνωστή και δεν έχει μοντελοποιηθεί με ακριβή τρόπο. Μια παρέκλιση του 50% είναι πιθανή. Επίσης και η εμπέδηση εισόδου παρουσιάζει μεγάλες αποκλίσεις κατά τις διακυμάνσεις της διαδικασίας.

Τοποθετώντας μια αντίσταση R_{dsx} ανάμεσα στο *drain* και το *source*, οι διακυμάνσεις μπορούν να εξαληφθούν (Σχήμα 3.9). Επίσης τοποθετούμε και έναν πυκνωτή σε σειρά συνδεδεμένο με την αντίσταση ώστε να μην διαταραχθεί το *DC-biasing*. Προσθέτοντας όμως έναν αντιστάτη θα έχουμε και ορισμένα αρνητικά αποτελέσματα. Το κέρδος του κυκλώματος θα μειωθεί και το *noise figure* θα αυξηθεί κάτι που δεν το επιθυμούμε, οπότε η προσθήκη της R_{dsx} θα πρέπει να χρησιμοποιείται όταν είναι απολύτως αναγκαία.

Ακολουθεί μια γραφική αναπαράσταση της απαιτούμενης αντίστασης φόρτου R_L



Γράφημα 3.1

Στο Γράφημα 3.1 η περιοχή κάτω και προς τα δεξιά είναι χρωματισμένη διότι δεν μπορεί να επιτευχθεί *matching* στην είσοδο και άρα δεν μας ενδιαφέρει. Η απαιτούμενη R_L αυξάνεται προχωρώντας προς την ανω αριστερή πλευρά του γραφήματος. Αυτό εξηγείται απο το γεγονός ότι για μικρό V_{GS}- V_T ο πρώτος όρος της εξίσωσης της R_L γίνεται αρκετά μεγάλος και αντίστοιχα για υψηλό ρεύμα, ο δεύτερος όρος ελαχιστοποιείται. Επίσης αν το g_m είναι αρκετά μεγαλύτερο απο 17mS τότε ο δεύτερος όρος της εξίσωσης που μας υπολογίζει την αντίσταση R_L μπορεί να απαληφθεί. Έτσι η αντίσταση φόρτου εξαρτάται μόνο απο τις μεταβολές της τάσης και την σχέση V_{GS}- V_T. Η μέγιστη τιμή που μπορεί να πάρει η αντίσταση αυτή εξαρτάται απο την τεχνολογία του τρανζίστορ και τα υλικά που είναι φτιαγμένο (πλήθος μεταλλικών στρωμάτων, αντοχή των φύλλων του μετάλλου, απόσταση μεταξύ τους κλπ.) Συνήθως είναι της τάξης του ενός (1) έως δύο (2) *kiloOhm*.

ii. Power Gain

Υποθέτοντας ότι έχει επιτευχθεί το *input matching*, το ρεύμα εξόδου (ίσο με το ρεύμα εισόδου) θα είναι:

$$i_{out} = i_{in} = \sqrt{\frac{P_{av,s}}{R_S}}$$

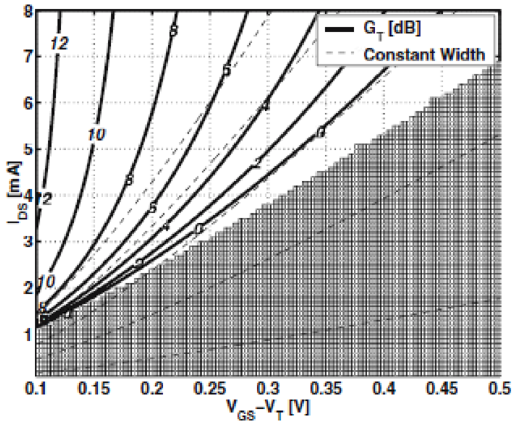
Με μια παρόμοια ανάλυση που έγινε και για τον *common-source* ενισχυτή καταλήγουμε στο:

$$G_T = \frac{R_L}{4R_S}$$

Αντικαθιστώντας έχω:

$$G_T = \frac{1}{2}\left(ng_m - \frac{1}{R_S}\right)r_{ds}$$

Ακολουθεί το γράφημα του κέρδους:

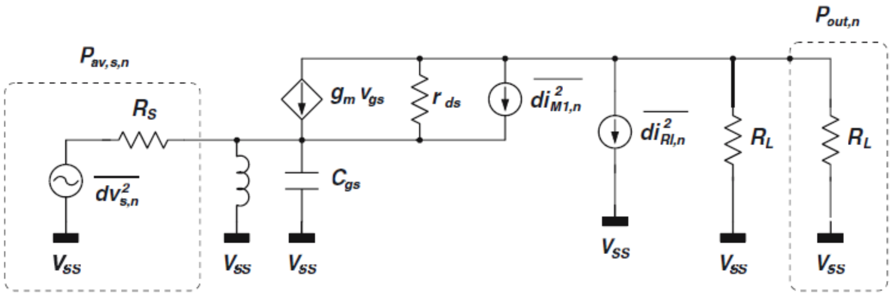


Γράφημα 3.2

Παρατηρούμε στο Γράφημα 3.2 ότι το κέρδος έχει άμεση σχέση με την αντίσταση φόρτου και μεταβάλλονται ανάλογα. Έτσι προχωρώντας προς την πάνω και αριστερή γωνία του γραφήματος το κέρδος ισχύος αυξάνεται. Συγκρίνοντάς το όμως με το αντίστοιχο κέρδος ισχύος του common source ενισχυτή είναι πολύ χαμηλότερο (5 εως 10dB κέρδος στον *common gate* ενώ 25dB αντίστοιχα στην *common source* συνδεσμολογία).

iii. Noise Figure

Ο υπολογισμός του *Noise Factor* βασίζεται στο παρακάτω κύκλωμα μικρού σήματος:



Σχήμα 3.10

Λαμβάνονται υπ’όψην μόνο ο κλασικός θόρυβος στο *drain* του καναλιού και ο θερμικός θόρυβος της αντίστασης φόρτου R_L.
Ο *noise factor* υπολογίζεται προσεγγιστικά ακολούθως:

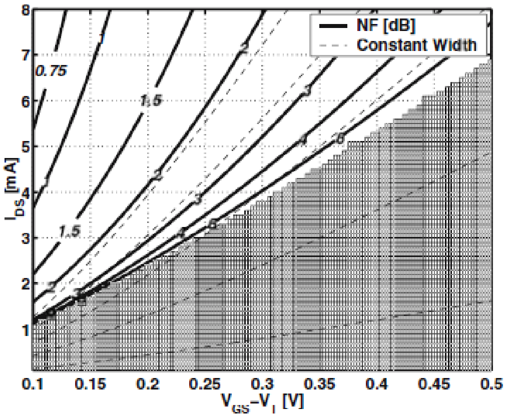
$$
\begin{aligned}
F &\approx 1 + (F_d - 1) + (F_L - 1) \\
&\approx 1 + \frac{\gamma g_m}{\alpha} \frac{4r_{ds}^2 R_S}{(2r_{ds} + R_L)^2} + \frac{4R_S}{R_L}
\end{aligned}
$$

Όπου $F_L - 1 = G_T^{-1}$ και αντικαθιστώντας την R_L έχουμε:

$$
F \approx 1 + \frac{\gamma}{n g_m R_S} + \frac{2R_S}{(n g_m R_S - 1)\, r_{ds}}
$$

Βλέπουμε ότι το $(F_D - 1)$ μπορεί θεωρητικά να γίνει αυθαίρετα χαμηλό, απλά αυξάνοντας την διαγωγιμότητα. Αυτό είναι ένα μεγάλο πλεονέκτημα του *common gate* ενισχυτή. Η απόδοση του *CG LNA* όσον αφορά το *noise figure* και το κέρδος ισχύος είναι χαμηλό σε χαμηλές συχνότητες σε σχέση με τα αντίστοιχα του *CS LNA*. Όμως ο θόρυβος στον *CS* ενισχυτή είναι ανάλογος με το τετράγωνο της συχνότητας λειτουργίας και το κέρδος ισχύος αντιστρόφως ανάλογο με το τετράγωνο της

συχνότητας λειτουργίας. Ως αποτέλεσμα αυτών η απόδοση πέφτει δραματικά καθώς αυξάνεται η συχνότητα λειτουργίας. Στις υψηλές συχνότητες φαίνεται να υπερτερεί ο *common gate LNA*.
Παρακάτω δίνεται το γράφημα του *noise figure* για τον *CG-LNA*:



Γράφημα 3.3

Όπως και στο γράφημα με το κέρδος, ομοίως και εδώ (Γράφημα 3.3) το noise figure βελτιώνεται καθώς κινούμαστε πάνω και αριστερά, δηλαδή για μεγαλύτερες τιμές διαγωγιμότητας g_m. Είναι ενδιαφέρουσα η σύγκριση της γραφικής του θορύβου με αυτήν της αντίστασης φόρτου. Η κίνησή τους είναι σχεδόν πανομοιότυπη.

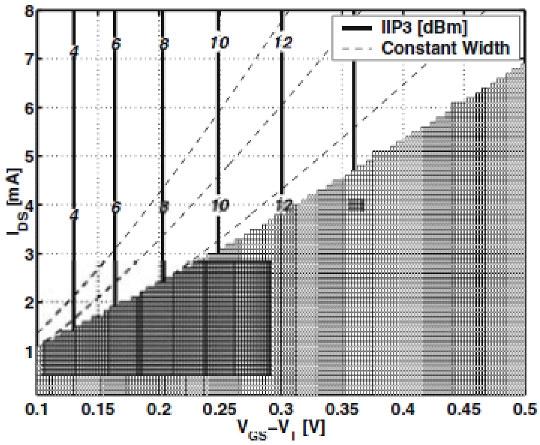
iv. Linearity

Αναλογικά με την προηγούμενη παρουσίαση της γραμμικότητας στον common source LNA, καταλήγουμε στο:

$$\mathrm{IIP3} = 11.25 + 10\log\left(\frac{V_{GST}\left(2+\Theta V_{GST}\right)\left(1+\Theta V_{GST}\right)^2}{\Theta}\right)$$

Συγκρίνοντάς τη με την αντίστοιχη γραμμικότητα του CS LNA, ο τελευταίος όρος $(-20\log(Q_{in}))$ έχει αντικατασταθεί με +6dB αφού $v_{gs} = \frac{v_s}{2}$,αντί για $v_{gs} = Q_{in}v_s$ που ισχύει στον common source ενισχυτή.

Το αποτέλεσμα φαίνεται και γραφικά παρακάτω:



Γράφημα 3.4

Αφού δεν υπεισέρχεται ο συντελεστής ποιότητας Q_{in} στον υπολογισμό του *IIP3*, το τελευταίο εξαρτάται μονο απο τη $V_{GS} - V_T$, όπως σε ένα απλό MOS τρανζίστορ. Η απουσία του συντελεστή ποιότητας μας επιτρέπει μεγαλύτερες τιμές *IIP3* συγκρινόμενες με τις αντίστοιχες της *common source* διάταξης του ενισχυτή.[9]

Κεφάλαιο 4: Τοπολογία του ενισχυτή

Παρακάτω παρουσιάζεται λεπτομερώς η διαδικασία της σχεδίασης του LNA. Αρχικά παρουσιάζονται οι προδιαγραφές της υλοποίησης και ακολούθως αναλύεται το κύκλωμα του ενισχυτή επεξηγώντας καθε επιλογή του εκάστοτε στοιχείου που χρησιμοποιήθηκε στη δεδομένη θέση. Τέλος γίνονται και μαθηματικοί υπολογισμοί που προκύπτουν τα διάφορα μεγέθη, απαραίτητα για την σχεδίαση μας.

4.1 Προδιαγραφές

Για την σχεδίαση του ενισχυτή λήφθηκαν υπ'όψην οι παρακάτω προδιαγραφές:

- Η τάση τροφοδοσίας κρατήθηκε σταθερή και ίση με 1.2V καθόλη τη διάρκεια της σχεδίασης (Vdd=1.2Volt).
- Η σχεδίαση έγινε σε *CMOS* τεχνολογία 0.25um (μήκος καναλιού l=0.25um) με τη χρήση του *BSIM3V3.24 nmos device* μοντέλου για την υλοποίηση του τρανζιστορ.
- Η συχνότητα λειτουργίας του κυκλώματος επιλέχθηκε στα 5GHz και πρόκειται για μία *narrowband* σχεδίαση.
- Το ρεύμα I_D που διέρρεε το τρανζίστορ ήταν 0.5mA, 1mA, 2mA, 3mA, 5mA και 10mA και το επίπεδο αναστροφής *IC* για κάθε περίπτωση ρεύματος κυμάνθηκε από 2 έως 50 ώστε να βρούμε την βέλτιστη περιοχή λειτουργίας του τρανζίστορ για κάθε περίπτωση.

Οι άλλες παράμετροι ήταν μεταβλητές με στόχο την επίτευξη των παρακάτω:

- Χαμηλός θόρυβος (low NF < 3.0dB)
- Εμπέδηση εισόδου/εξόδου 50Ω
- Reverse Isolation 20dB
- Χαμηλή κατανάλωση (low dc power consumption < 15mW)
- Χαμηλές input/output return απώλειες (< -10dB)
- Καλή γραμμικότητα (sufficient input $P1dB$> -20dBm
  και high input IP3> -10dBm)
- Χαμηλό κόστος (low cost)
- Ικανοποιητικό κέρδος S21> 10dB

4.2 Μαθηματικό μοντέλο του LNA

Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν οι μαθηματικές σχέσεις που συνδέουν τα διάφορα στοιχεία του ενισχυτή ώστε να επιτευχθούν οι προδιαγραφές που έχουμε θέσει ως στόχο.

Παράμετροι τρανζίστορ

Thermal voltage: U_T = 0.025 Volt

Oxide thickness: T_{OX} = 5.8E-09 (από *spice* του μοντέλου *BSIM3v3.24*)

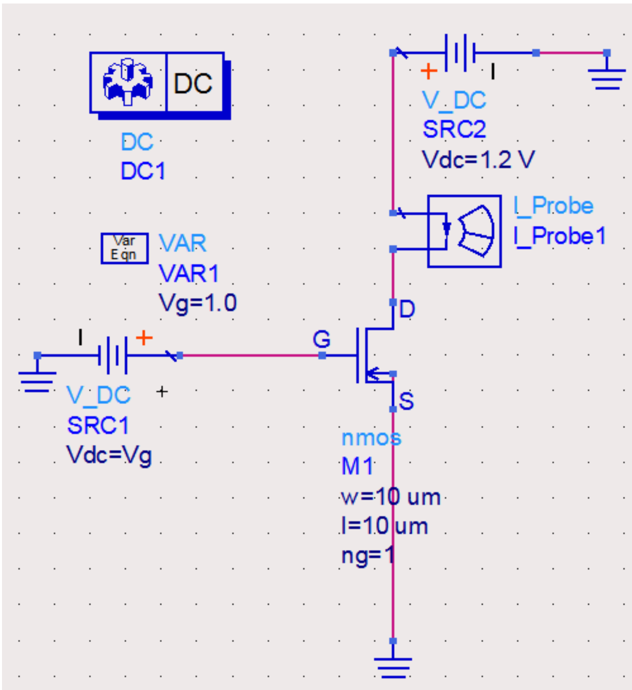
E_{OX} = 3.45E-11

$C_{OX} = \frac{Eox}{Tox}$ = 5.948E-03

L_{eff} = 0.19um

Εξαγωγή των παραμέτρων n_0, I_0 [10],[11],[12]

Ο σχεδιασμός των παρακάτω κυκλωμάτων έγινε χρησιμοποιώντας το σχεδιαστικό εργαλείο του προγράμματος σχεδιασμού και προσομοίωσης ADS (*Advanced Design System 2009 update 1*).



Σχήμα 4.1 – Κύκλωμα για τον υπολογισμό παραμέτρων του τρανζίστορ

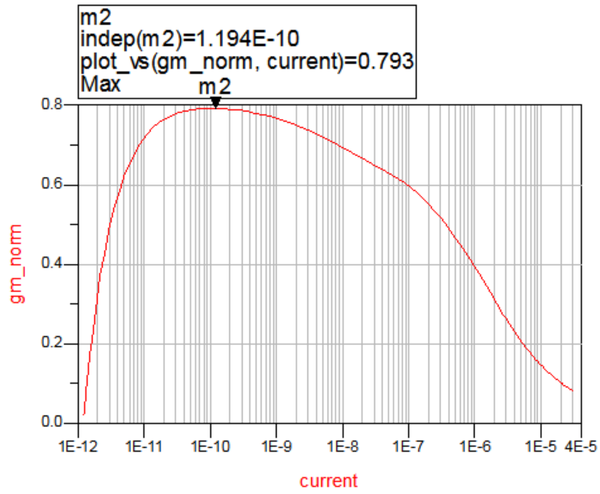
Στο παραπάνω Σχήμα 4.1 η τάση στο drain ρυθμίστικε στα 1.2Volt και έγινε *DC-Simulation* στο *ADS* κάνοντας *sweep* την τάση Vg απο 0 – 1.2Volt. Όπως φαίνεται για το τρανζίστορ ισχύουν W=L=10um.

Δημιουργούμε την κανονικοποιημένη έκφραση του g_m (*Eqn - Equation Editor* στο *ADS*)

Eqn gm=diff(I_Probe1.i) Eqn current=I_Probe1.i[0::119]

Eqn gm_norm=abs(gm*0.025/current)

Η *gm_norm* γίνεται *plot* ως προς *current* (ρεύμα I_d) (Γράφημα 4.2).



Γράφημα 4.1 Υπολογισμός παράγοντα κλίσης (n_0)

Το μέγιστο σημείο της γραφικής συμβαίνει για μικρή τιμή του ρεύματος I_d κάτι που μας υποδεικνύει ότι βρισκόμαστε σε ασθενή αναστροφή:

Έτσι

$$IC \approx 0.0001$$

Και

$$G(IC) = \frac{1}{1/2 + \sqrt{1/4 + IC}} \approx 1$$

Η συνάρτηση G(IC) είναι ο ιδανικός (κανονικοποιημένος) λόγος διαγωγιμότητας προς ρεύμα.

Ιδανικά ισχύει

$$g_m \frac{U_T}{I_D} = \frac{1}{n} G(IC)$$

Με G(IC)=1, έχω:

$$max = g_m \frac{U_T}{I_D} = \frac{1}{n}$$

Αφορά το μέγιστο του γραφήματος 4.1. Προφανώς *max≈0.8*.

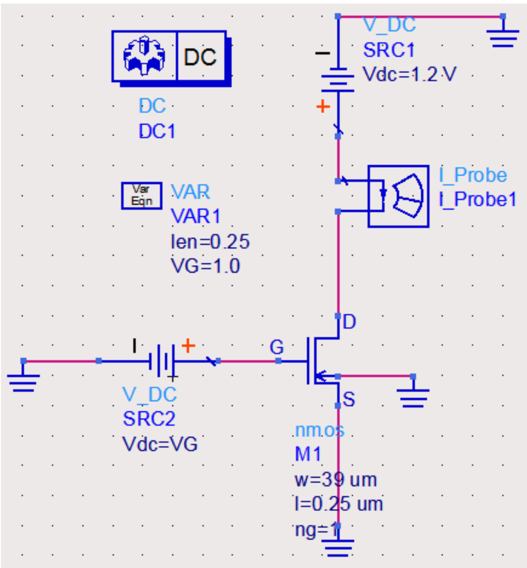
Μέσω της σχέσης:

$max = \frac{1}{n}$ => $\mathbf{n_0 = 1.25}$ (Παράγοντας κλίσης).

<u>Υπολογισμός του I_0</u>:

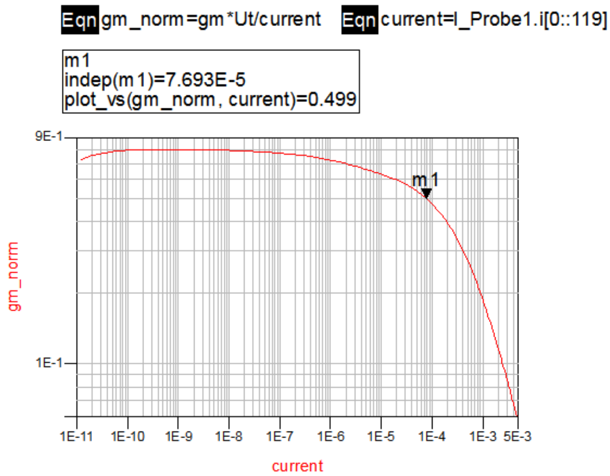
Το I_0 είναι ένα ρεύμα τεχνολογίας που είναι ανεξάρτητο απο τις συνθήκες πόλωσης καθώς και απο το μήκος και πλάτος του τρανζίστορ. Για τον υπολογισμό του ακολουθείται η παρακάτω διαδικασία.

Υπολογίζουμε το I_{spec} στο παρακάτω κύκλωμα με τις συγκεκριμμένες παραμέτρους που μας ενδιαφέρουν.



Σχήμα 4.2 – Κύκλωμα για τον υπολογισμό του I_{spec}

Κατασκευάζω το γράφημα:



Γράφημα 4.1 Υπολογισμός I_{spec}

Το σημείο του γραφήματος 4.2 που η κανονικοποιημένη έκφραση του g_{mg} ισούται με g_{ms}/n_0, όπου g_{ms}=0.618[;] και n_0=1.25, αντιστοιχεί στο ρεύμα τεχνολογίας I_{spec}.

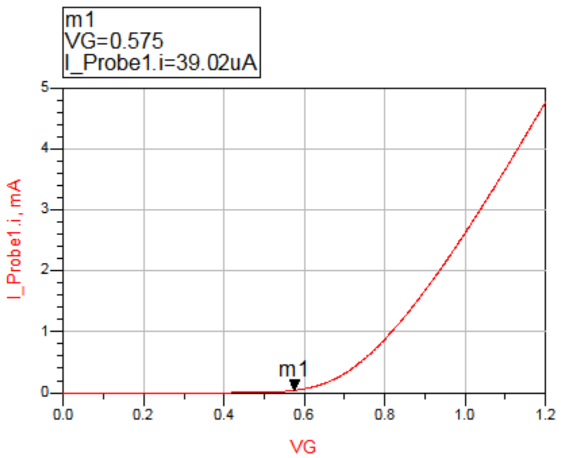
$$\boldsymbol{I_{spec} = 7.7 \times 10^{-7} A}$$

Απο τον τύπο $I_{spec} = I_0 \frac{W}{L}$, με W=39e-6 και L_{eff}=0.19e-6 προκύπτει ότι:

$$\boldsymbol{I_0 = 3.8 \times 10^{-7} A}$$

<u>Υπολογισμός του V_{TH}</u>:

Κατασκευάζω το παρακάτω γράφημα όσον αφορά το κύκλωμα του σχήματος 4.2:



Γράφημα 4.2 Υπολογισμός V_{TH}

Το σημείο m1 αφορά την τάση κατωφλίου αφού I_{spec} =770nA και το V_{TH} βρίσκεται στο σημείο όπου το ρεύμα ισούται με ${I_{spec}}/{2} = 390nA$

Έτσι: **V_{TH}=0.58Volt**.

4.3 Συμπεριφορά του Common Gate ενισχυτή ως προς τη μεταβολή του ρεύματος I_D και του δείκτη αναστροφής IC.

Ακολουθεί μια διεξοδική διερεύνηση της λειτουργίας του *common gate* ενισχυτή για διάφορες τιμές ρεύματος I_d (1, 2, 5, 10mA) και για διάφορα επίπεδα αναστροφής IC(2, 5, 10, 20, 50).

Παρακάτω παρατήθενται οι μαθηματικοί υπολογισμοί που θα καθορίσουν την τάση στην πύλη που πρέπει να εφαρμοστεί (V_g), καθώς και το πλάτος W του τρανζίστορ για την περίπτωση του ενισχυτή όπου διαρρέεται απο ρεύμα I_d=1mA και βρίσκεται γύρω στην moderate inversion με IC=10.

<u>Για την V_g έχω:</u>

$$I_D = I_0 \frac{W}{L}(q_s^2 + q_s)$$

Και
$$IC = \frac{I_D}{I_0 \frac{W}{L}} \qquad (1)$$

Άρα
$$IC = q_s^2 + q_s \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow \qquad q_s = \sqrt{\frac{1}{4} + IC} - \frac{1}{2}$$

Με *IC=10*, έχω **q_s=2.7**

Επίσης
$$\frac{V_p - V_s}{U_T} = 2q_s + \ln q_s$$

Με V_s=0 V και $V_p = \frac{V_g - V_{TH}}{n_0}$, έχω:

$$\boldsymbol{V_g = [(2q_s + \ln q_s) * n_0 * U_T] + V_{TH}}$$

Αντικαθιστώντας:

V_g=0.78V

Για το πλάτος W έχω:
Απο τη σχέση (1) προκύπει ότι:

$$\boldsymbol{W = \frac{I_D * L}{IC * I_0}}$$

Αντικαθιστώντας (όπου $L=L_{eff}=19\mu m$):

W=50μm.

Με την ίδια μεθοδολογία υπολογίζουμε και τις υπόλοιπες τιμές της τάσης που εφαρμόζεται στην πύλη κατά περίπτωση, καθώς και τις τιμές του πλάτους του τρανζίστορ.

Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται τα αποτελέσματα.

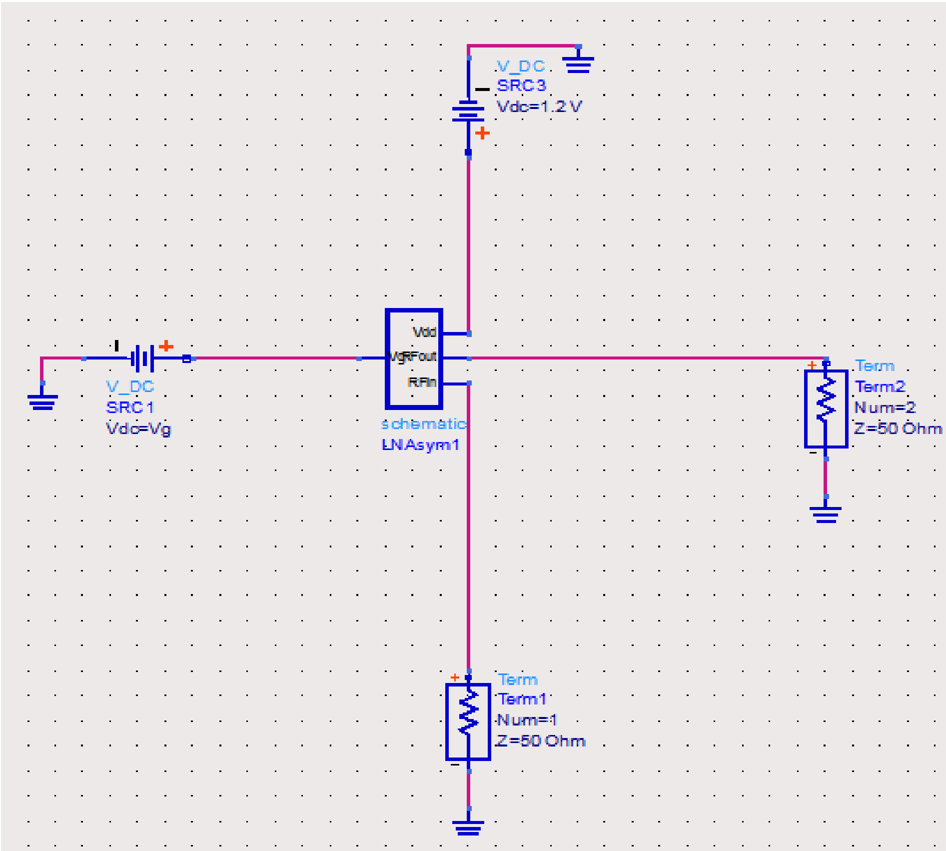
Id (A)	IC	qs	VG-Vth (V)	W (m)	Vg (V)
1,00E-03	2	1	0,0625	2,500E-04	0,6495
2,00E-03	2	1	0,0625	5,000E-04	0,6495
5,00E-03	2	1	0,0625	1,250E-03	0,6495
1,00E-02	2	1	0,0625	2,500E-03	0,6495
1,00E-03	5	1,79129	0,13017	1,000E-04	0,717172204
2,00E-03	5	1,79129	0,13017	2,000E-04	0,717172204
5,00E-03	5	1,79129	0,13017	5,000E-04	0,717172204
1,00E-02	5	1,79129	0,13017	1,000E-03	0,717172204
1,00E-03	10	2,70156	0,1999	5,000E-05	0,786904825
2,00E-03	10	2,70156	0,1999	1,000E-04	0,786904825
5,00E-03	10	2,70156	0,1999	2,500E-04	0,786904825
1,00E-02	10	2,70156	0,1999	5,000E-04	0,786904825
1,00E-03	20	4	0,29332	2,500E-05	0,880321699
2,00E-03	20	4	0,29332	5,000E-05	0,880321699
5,00E-03	20	4	0,29332	1,250E-04	0,880321699
1,00E-02	20	4	0,29332	2,500E-04	0,880321699
1,00E-03	30	5	0,36279	1,667E-05	0,949794935
2,00E-03	30	5	0,36279	3,333E-05	0,949794935
5,00E-03	30	5	0,36279	8,333E-05	0,949794935
1,00E-02	30	5	0,36279	1,667E-04	0,949794935
1,00E-03	50	6,58872	0,47071	1,000E-05	1,057712703
2,00E-03	50	6,58872	0,47071	2,000E-05	1,057712703
5,00E-03	50	6,58872	0,47071	5,000E-05	1,057712703
1,00E-02	50	6,58872	0,47071	1,000E-04	1,057712703

Πίνακας 4.1- Συγκεντρωτικά Στοιχεία ρύθμισης V_g και W

4.3.1 Κύκλωμα common gate LNA

Το κύκλωμα που αφορά την περίπτωση του ενισχυτή όπου διαρρέεται απο ρεύμα I_d=1mA και βρίσκεται γύρω στην moderate inversion με IC=10, είναι αυτό που μας δίνει τα καλύτερα αποτελέσματα συνολικά.

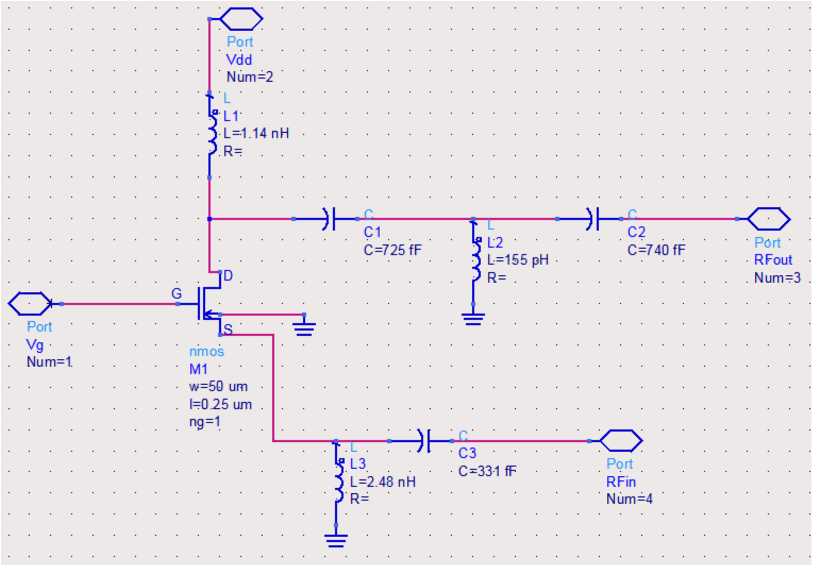
Δημιουργούμε την παρακάτω συνδεσμολογία ενισχυτή κοινής πύλης (*common gate LNA*).



Σχήμα 4.3 Τοπολογια ενισχυτή

Ο σχεδιασμός του *common gate LNA* έγινε χρησιμοποιώντας το σχεδιαστικό εργαλείο του προγράμματος σχεδιασμού και προσομοίωσης *ADS* (*Advanced Design System 2009 update 1*).

Στο Σχήμα 4.3 διακρίνουμε τη σταθερή, καθ'όλη τη διάρκεια της εκτέλεσης, τάση στο *drain* Vdd=1.2Volt *(SRC3)*. Επίσης υπάρχει και μία τάση στο *gate SRC1*, όπου μετά απο διερεύνηση η τιμή της ρυθμίστικε στα 0.78Volt. Τα *Term1* και *Term2* χρειάζονται για την εξαγωγή των *S*-παραμέτρων κατά την προσομοίωση.



Σχήμα 4.4 Κύκλωμα για I_d=1mA & IC=10 (inside schematic)

Στο Σχήμα 4.4 (*inside schematic*) έχουμε το βασικό στοιχείο της σχεδίασής μας, το τρανζίστορ, με πλάτος καναλιού W που θα μεταβάλλεται ανάλογα με την τιμή του ρεύματος που επιθυμούμε να διαρρέει το κύκλωμα και το επίπεδο αναστροφής κατά περίπτωση. Το μήκος καναλιού ρυθμίζεται σταθερό με τιμή L=0.25μm αλλά στους θεωρητικούς υπολογισμούς λαμβάνεται η τιμή L_{eff}=0.19μm.

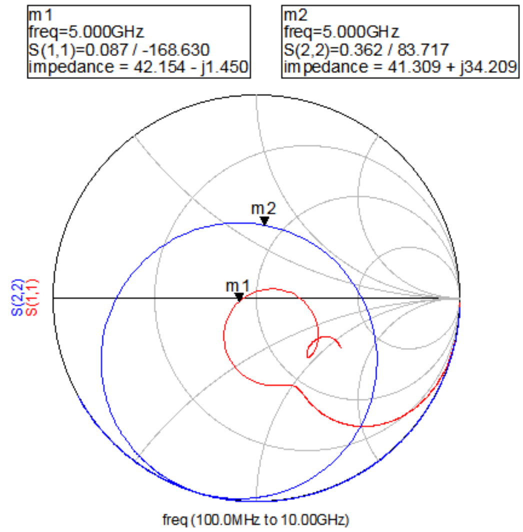
Επίσης διακρίνουμε το πηνίο *L3* και τον πυκνωτή *C3* στην είσοδο (*source*) του τρανζίστορ όπου αποβλέπει στην εξουδετέρωση της παρασιτικής χωρητικότητας C_{gs} που δημιουργείται ανάμεσα στην πηγή (*source*) και την πύλη (*gate*) και την ρύθμιση της αντίστασης εισόδου στα 50Ω ώστε να επιτευχθεί το απαραίτητο *input matching*. Ομοίως τα στοιχεία *C1, C2* και *L2* θα ρυθμίσουν την αντίσταση εξόδου στα 50Ω αντίστοιχα για το *output matching*. (Οι συγκεκριμμένες τιμές του σχήματος αφορούν το *matching* όπου I_d*=1mA* και *IC=10*).

4.3.2 Ανάλυση του ενισχυτή

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει μια λεπτομερείς ανάλυση των *tradeoffs* που καλύπτονται μέσω της συγκεκριμμένης συνδεσμολογίας.

Input Matching

Μέσω της προσομοίωσης που έγινε χρησιμοποιώντας το ADS πήραμε τα παρακάτω αποτελέσματα.
Απεικονίζοντας την εμπέδηση εισόδου/εξόδου στο *Smith Chart*, είχαμε τα ακόλουθα:



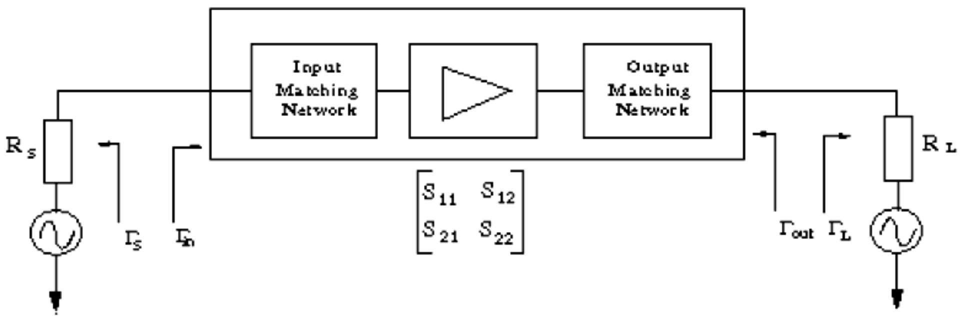
Γράφημα 4.3 - Εμπέδηση εισόδου/εξόδου

Στο Γράφημα 4.3, διακρίνουμε την εμπέδηση εισόδου (*impedance*), όπου στα 5GHz βλέπουμε ότι το πραγματικό μέρος είναι ιδανικό και ίσο με 42Ω (Z_{0Real}=42.154) και το φανταστικό μέρος είναι περίπου ίσο με μηδέν ($Z_{0Imaginary}$= j1.450).

Επίσης διακρίνουμε την εμπέδηση εξόδου, όπου στα 5GHz έχουμε ένα ιδανικό πραγματικό μέρος, ίσο με 41.309 και ένα φανταστικό μέρος αποδεκτό ίσο με 34.209.

S-Parameters

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε τον γενικό *two-port* ενισχυτή που απεικονίζεται παρακάτω:



Σχήμα 4.5

Αυτός χαρακτηρίζεται από την εξίσωση:

$$\begin{bmatrix} b_S \\ b_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_S \\ a_L \end{bmatrix}$$

Όπου b_S και b_L είναι το ανακλώμενο σήμα στην είσοδο και έξοδο του LNA και α_S, α_L το εισερχόμενο σήμα στην είσοδο και έξοδο.

Ορίζονται ως:

$$a_S = \frac{V_{in}}{2\sqrt{R_s}} + \frac{\sqrt{R_s}}{2} I_{in} \qquad b_S = \frac{V_{in}}{2\sqrt{R_s}} - \frac{\sqrt{R_s}}{2} I_{in}$$

$$a_L = \frac{V_{out}}{2\sqrt{R_L}} + \frac{\sqrt{R_L}}{2} I_{out} \qquad b_L = \frac{V_{out}}{2\sqrt{R_L}} - \frac{\sqrt{R_L}}{2} I_{out}$$

Απο τη θεωρία των κυκλωμάτων γνωρίζουμε ότι οι ανακλώμενοι συντελεστές εισόδου/εξόδου εκφράζονται με τις παρακάτω εξισώσεις:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{21}S_{12}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \qquad \Gamma_{out} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_S}{1 - S_{11}\Gamma_S}$$

Κανονικοποιούμε την αρχική εξίσωση ως προς την εμπέδηση εισόδου/εξόδου. Έτσι ο ανακλώμενος συντελεστής στην πηγή (*source*) Γ_S και ο ανακλώμενος συντελεστής φορτίου (*load*) Γ_L, είναι μηδέν.

$$\Gamma_S = \Gamma_L = 0$$

Άρα:

$$\Gamma_{in} = S_{11}$$

$$\Gamma_{out} = S_{22}$$

Προφανώς λοιπόν ο συντελεστής $\boldsymbol{S_{11}}$ αναφέρεται στο ανακλώμενο σήμα στην είσοδο και επιθυμούμε να είναι όσο το δυνατόν μικρότερο στην περιοχή λειτουργίας μας.

Επίσης ο συντελεστής $\boldsymbol{S_{22}}$ αναφέρεται στο ανακλώμενο σήμα στην έξοδο και ομοίως επιθυμούμε να είναι όσο γίνεται μικρότερος.

Το κέρδος (*gain*) του ενισχυτή που μελετάμε έχει άμεση σχέση με τον συντελεστή $\boldsymbol{S_{21}}$ των S-παραμέτρων και αποζητούμε να είναι όσο το δυνατόν υψηλότερο.

Υπάρχουν τρία είδη κέρδους ισχύος που χρησιμοποιούνται συχνά στο σχεδιασμο των LNAs:

- *G_T Transducer Power Gain*

Το κέρδος αυτό ορίζεται με την αναλογία της ισχύος που διανέμεται στο φορτίο (load) ως προς την ισχύ που παρέχεται απο την πηγή (source). Εκφράζεται με την παρακάτω εξίσωση:

$$G_T = \frac{1-|\Gamma_s|^2}{|1-S_{11}\Gamma_s|^2}|S_{21}|^2\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-\Gamma_{out}\Gamma_L|^2}$$

Αν

$$\Gamma_S = \Gamma_L = 0$$

Τότε:

$$G_T = |S_{21}|^2$$

- *G_p Operating Power Gain*

Ορίζεται με την αναλογία της ισχύος που διανέμενται στο φορτίο (load) ως προς την ισχύ εισόδου του δικτύου. Εκφράζεται με την εξίσωση:

$$G_P = \frac{1}{1-|\Gamma_{in}|^2}|S_{21}|^2\frac{1-|\Gamma_L|^2}{|1-S_{22}\Gamma_L|^2}$$

Η κανονικοποιημένη έκφραση του κέρδους είναι (με $\Gamma_s=\Gamma_L=0$):

$$G_P = \frac{1}{1-|S_{11}|^2}|S_{21}|^2$$

- *G_A Available Power Gain*

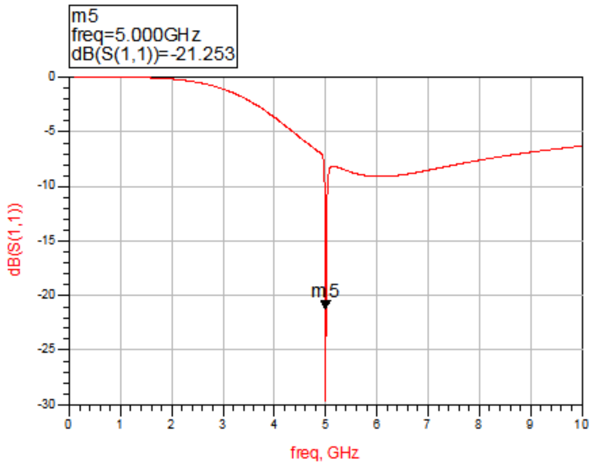
Ορίζεται ως η αναλογία μεταξύ της διαθέσιμης ισχύος του δικτύου προς την διαθέσιμη ισχύ της πηγής. Εκφράζεται με την κανονικοποιημένη έκφραση:

$$G_A = |S_{21}|^2\frac{1}{1-|S_{22}|^2}$$

Τέλος η *reverse isolation* (ανάστροφη απομόνωση) ενός *LNA* καθορίζει το ποσό του LO σήματος που χάνεται απο τον *Mixer* προς την κεραία. Μη επαρκής απομόνωση μπορεί να προκαλέσει ανάδραση ακόμη και αστάθεια στον ενισχυτή. Η *reverse isolation* χαρακτηρίζεται απο την *reverse transducer gain power*, $|\boldsymbol{S_{12}}|^2$. Πρέπει να ελαχιστοποιείται οσο γίνεται περισσότερο.

Ακολουθούν τα γραφήματα των S-Παραμέτρων του ενισχυτή μας, για να δούμε αν έχουν επιτευχθεί τα *tradeoffs*.

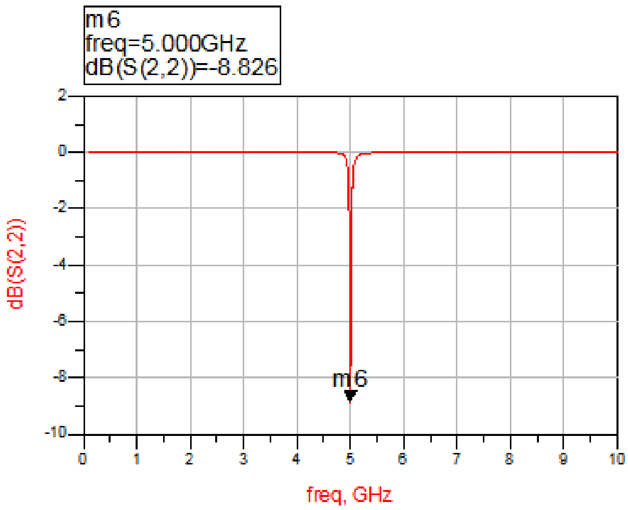
Αρχικά δημιουργούμε το γράφημα για το S(1,1) *input reflection*:



Γράφημα 4.4 – S(1,1) Input Reflection

Παρατηρούμε ότι στη συχνότητα 5GHz επιτυγχάνουμε *Input Reflection* ιδιαίτερα χαμηλό και ίσο με S(1,1)=-21.253.

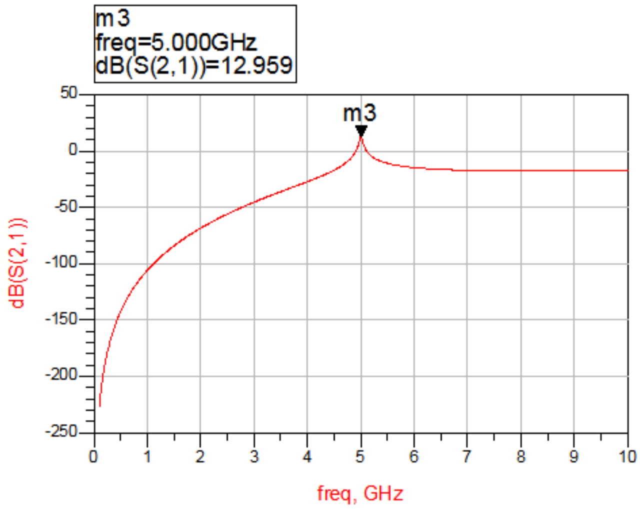
Συνεχίζοντας δημιουργούμε το γράφημα για το S(2,2) *output reflection*:



Γράφημα 4.5 – S(2,2) Output Reflection

Παρατηρούμε ότι στη συχνότητα 5GHz επιτυγχάνουμε *Output Reflection* χαμηλό και ίσο με S(2,2)=-8.826.

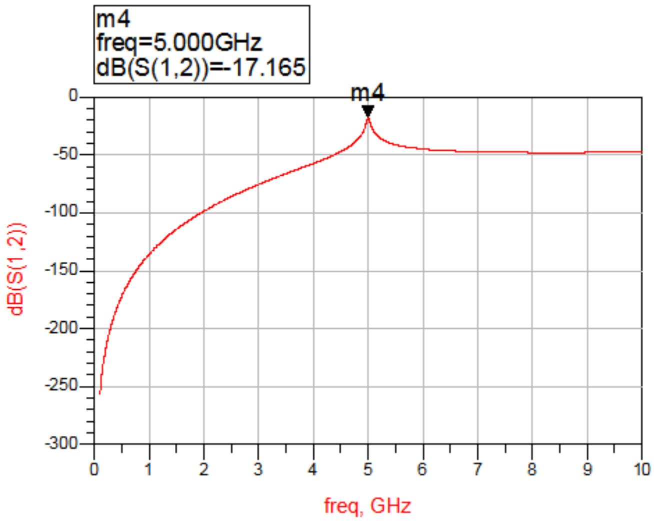
Για το S(2,1) *Transducer Power Gain* (*Forward Gain*) έχουμε:



Γράφημα 4.6 – S(2,1) Forward Gain

Παρατηρούμε ότι στη συχνότητα 5GHz επιτυγχάνουμε υψηλό Forward Gain και ίσο με S(2,1)=12.959.

Τέλος ακολουθεί το γράφημα του S(1,2) *Reverse Isolation*:

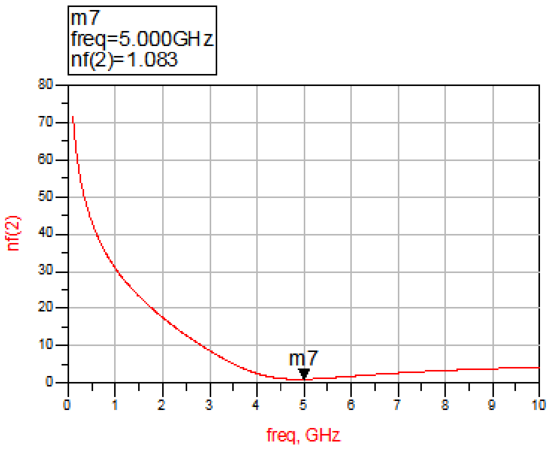


Γράφημα 4.7 – S(1,2) Reverse Isolation

Παρατηρούμε ότι στη συχνότητα 5GHz επιτυγχάνουμε *Reverse Isolation* χαμηλό και ίσο με S(1,2)=-17.165.

Θόρυβος (Noise Figure)

Δημιουργήθηκε το *Noise Figure* του *common gate* ενισχυτή:



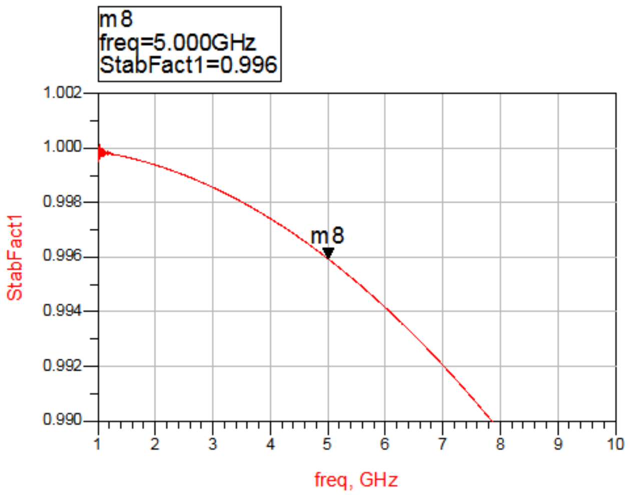
Γράφημα 4.8 – NF (Noise Figure)

Παρατηρούμε ότι στα 5GHz επιτυγχάνεται ιδιαίτερα χαμηλό Noise Figure και ίσο με NF=1.083.

Ευστάθεια (Stability)

Η ευστάθεια σε ένα κύκλωμα χαρακτηρίζεται απο τον παράγοντα K (*stability factor*), όπου επιθυμούμε η τιμή του να βρίσκεται κοντά στο 1 και κατα προτίμηση μεγαλύτερη απο αυτό.

Δημιουργήθηκε γράφημα του *stability factor* (*K*) του *common gate* ενισχυτή:

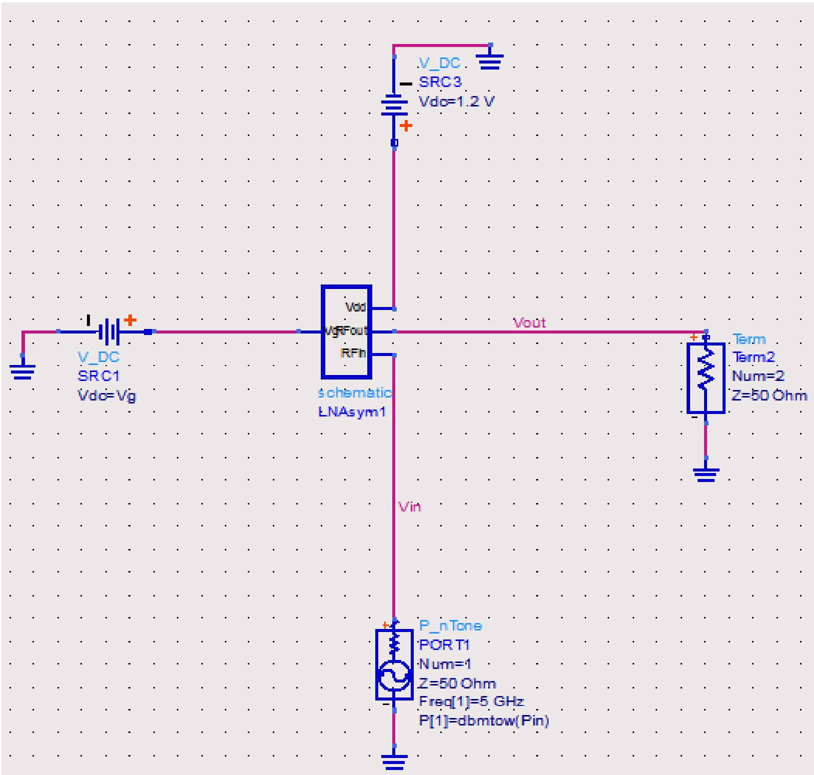


Γράφημα 4.9 – K (Stability factor)

Παρατηρούμε ότι στα 5GHz ο stability factor είναι K=0.996.

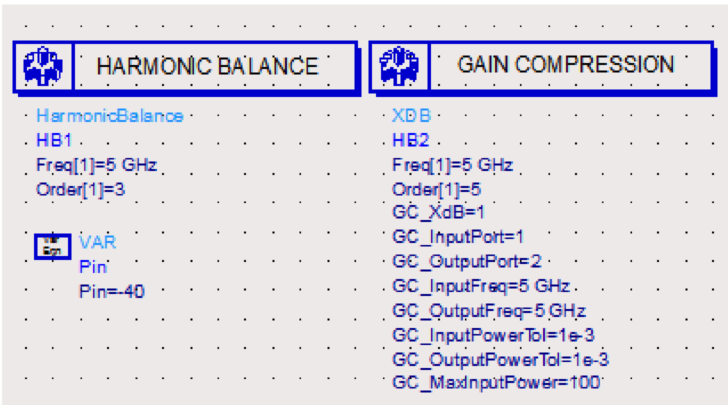
Γραμμικότητα (Linearity)

Για την ανάλυση της γραμμικότητας του ενισχυτή, το σχηματικό μεταβάλλεται στο ακόλουθο:



Σχήμα 4.6 (Gain compression)

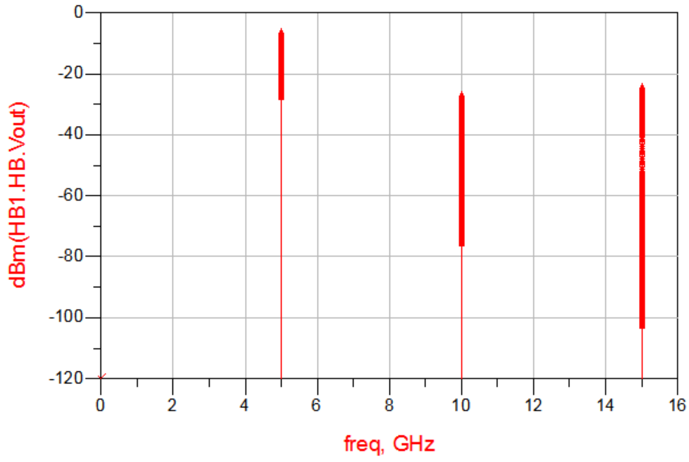
Το simulation έγινε χρησιμοποιώντας τα ακόλουθα:



Σχήμα 4.7 (Simulation)

- <u>Harmonics</u>

Η γραφική των αρμονικών τρίτης τάξης είναι η ακόλουθη:



Γράφημα 4.10 – Harmonics

- <u>Gain Compression</u>

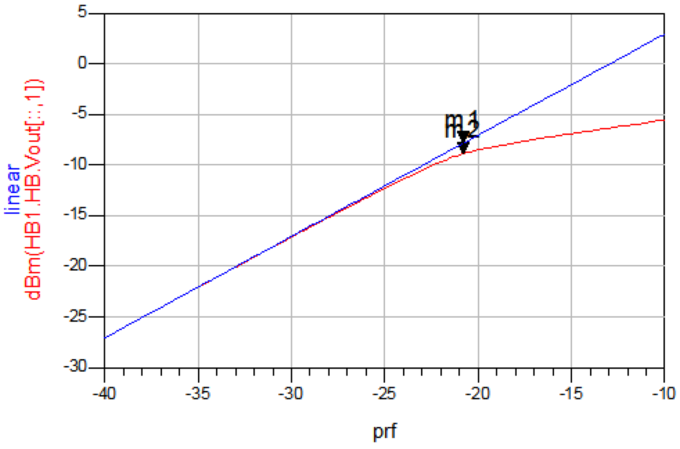
Όπως έχουμε ήδη αναλύσει (*Κεφάλαιο 1.2 Non Linearity*), αν ένας ενισχυτής οδηγηθεί αρκετά ισχυρά θα ξεκινήσει σταδιακά να μεταβάλλεται η γραμμικότητά του και να παρατηρείται μια πτώση στο κέρδος, γνωστή ως gain compression. Η μέτρηση της παραμόρφωσης αυτής δίνεται μέσω του 1dB-gain compression point.
Ας δούμε πως συμπιέζεται το κέρδος στην συνδεσμολογία που αναλύουμε.

Δημιουργήθηκαν οι εξισώσεις στο ADS:

Eqn Gain=dbm(HB1.HB.Vout[1])-Pin   Eqn linear=Gain[0]+Pin

Η πρώτη υπολογίζει το κέρδος του ενισχυτή σε πραγματικές συνθήκες, αφού μας δίνει τη διαφορά της ισχύς εξόδου ως προς την ισχύ εισόδου για κάθε P_{in}.
Η δεύτερη εξίσωση μας δίνει το κέρδος του ενισχυτή ιδανικά, αφού αυξάνεται γραμμικά όσο αυξάνεται και η ισχύς εισόδου.

Κάνοντας *sweep* το Pin απο -40dBm έως -10dBm παίρνω την ακόλουθη γραφική που αφορά τις δύο παραπάνω εξισώσεις.



Γράφημα 4.11 – 1dB Compression Point

Τοποθετώντας τα δύο σημεία στις γραφικές έχω:

m1
prf=-20.800
linear=-7.849

m2
prf=-20.800
dBm(HB1.HB.Vout[::,1])=-8.867

Όπως έχει ήδη αναφερθεί το 1dB compression point ορίζεται ως το σημείο εκείνο του σήματος εισόδου που προκαλεί μία πτώση στο κέρδος μικρού σήματος κατά 1 dB.

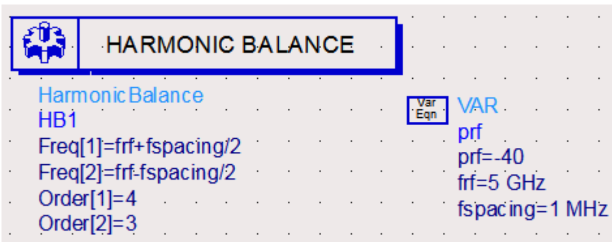
Έτσι:

Eqn compression=m1-m2

prf	compression
-20.800	1.018

- <u>Intermodulation Distortion</u>

Όπως έχει ήδη αναφερθεί (*Κεφάλαιο 1.2 Non Linearity)* δύο τόνοι ίσης ισχύος εφαρμόζονται στην είσοδο με συχνότητες F_1, F_2.



F_1=5(GHz) + ½(MHz)

F_2=5(GHz) + ½(MHz)

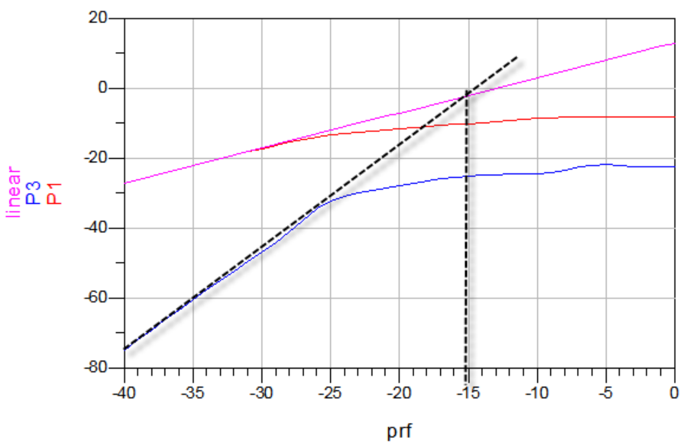
Δημιουργήθηκαν οι εξισώσεις στο ADS:

Eqn P1=dbm(mix(HB.Vout,{1,0})) Eqn P3=dbm(mix(HB.Vout,{1,-2}))

Η πρώτη εξίσωση αποτελεί την ένωση των δύο σημάτων, των δύο συχνοτήτων, όπου το πρώτο σήμα πολλαπλασιάζεται με 1 (για συχνότητα F1) και το δεύτερο σήμα πολλαπλασιάζεται με μηδέν (για συχνότητα F2). Άρα δημιουργούμε τον θεμελιώδη όρο (fundamental) της ενδοδιαμορφωμένης παραμόρφωσης.

Η δεύτερη εξίσωση αποτελεί την ένωση των δύο σημάτων, των δύο συχνοτήτων, όπου το πρώτο σήμα πολλαπλασιάζεται με 1 (για συχνότητα F1) και το δεύτερο σήμα πολλαπλασιάζεται με -2 (για συχνότητα F2). Άρα δημιουργούμε τον παράγοντα τρίτης τάξης (third order product) της ενδοδιαμορφωμένης παραμόρφωσης.

Δημιουργείται η παρακάτω γραφική:



Γράφημα 4.13 – IIP3, για I_D=1mA & IC=10

Το σημείο τομής της ασύμπτωτης του παραγώγου τριτης τάξης ενδοδιαμόρφωσης και αυτής του θεμελιώδους όρου, προβάλλοντάς το στον άξονα των x, μας δίνει το third intercept point (IIP3). Προφανώς στον ενισχυτή που μελετάμε ειναι $IIP3 \approx -15\ dBm$.

4.3.3 Συγκεντρωτικά αποτελέσματα και κατασκευή του FoM(Figure of Merit)

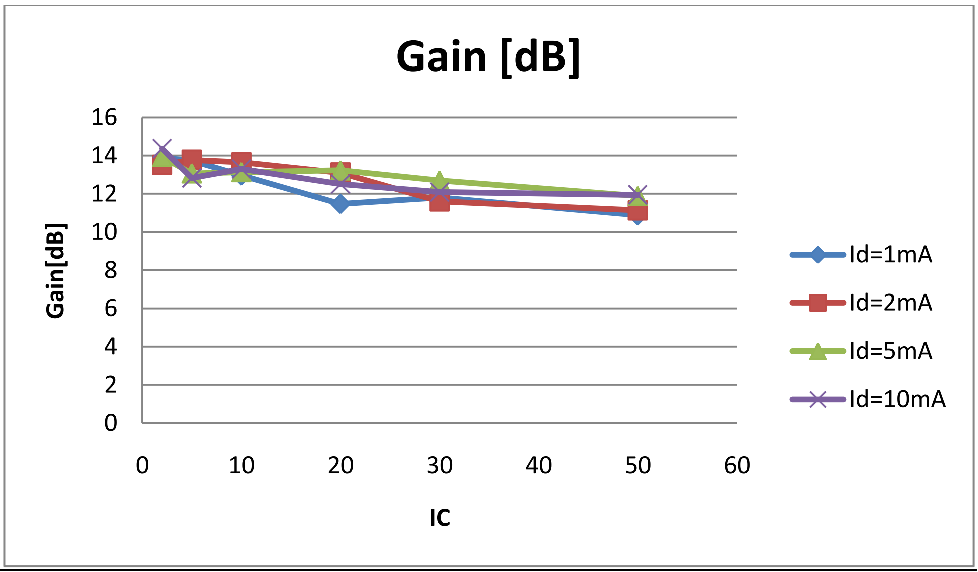
Ακολουθεί ο συγκεντρωτικός πίνακας που περιέχει το κέρδος (Gain), τον θόρυβο (NF), το IIP3 και την ισχύ (P_{DC}) κάθε κυκλώματος.

Id (A)	IC	Gain [dB]	IIP3[mW]	Fc[GHz]	NF	PDC[mW]
1,00E-03	2	13,88	0,00398	5	1,452	1,2
2,00E-03	2	13,51	0,0158	5	1,542	2,4
5,00E-03	2	13,93	0,01	5	1,609	6
1,00E-02	2	14,374	0,0631	5	1,557	12
1,00E-03	5	13,74	0,01	5	1,45	1,2
2,00E-03	5	13,774	0,0063	5	1,216	2,4
5,00E-03	5	13,069	0,0158	5	1,458	6
1,00E-02	5	12,832	0,05	5	1,528	12
1,00E-03	10	12,959	0,0251	5	1,083	1,2
2,00E-03	10	13,653	0,0126	5	1,131	2,4
5,00E-03	10	13,136	0,0079	5	1,232	6
1,00E-02	10	13,3	0,2	5	0,931	12
1,00E-03	20	11,475	0,0794	5	1,147	1,2
2,00E-03	20	13,104	0,0251	5	0,758	2,4
5,00E-03	20	13,224	0,01	5	0,713	6
1,00E-02	20	12,508	0,0199	5	1,08	12
1,00E-03	30	11,814	0,0251	5	1,304	1,2
2,00E-03	30	11,612	0,0631	5	1,239	2,4
5,00E-03	30	12,692	0,0251	5	0,707	6
1,00E-02	30	12,09	0,02	5	1,08	12
1,00E-03	50	10,878	0,0199	5	1,454	1,2
2,00E-03	50	11,14	0,05	5	0,857	2,4
5,00E-03	50	11,884	0,0398	5	0,704	6
1,00E-02	50	11,946	0,0316	5	0,765	12

Πίνακας 4.2- Συγκεντρωτικά Στοιχεία Gain, IIP3, NF, P_{DC}

Δημιουργούμε τα γραφήματα:

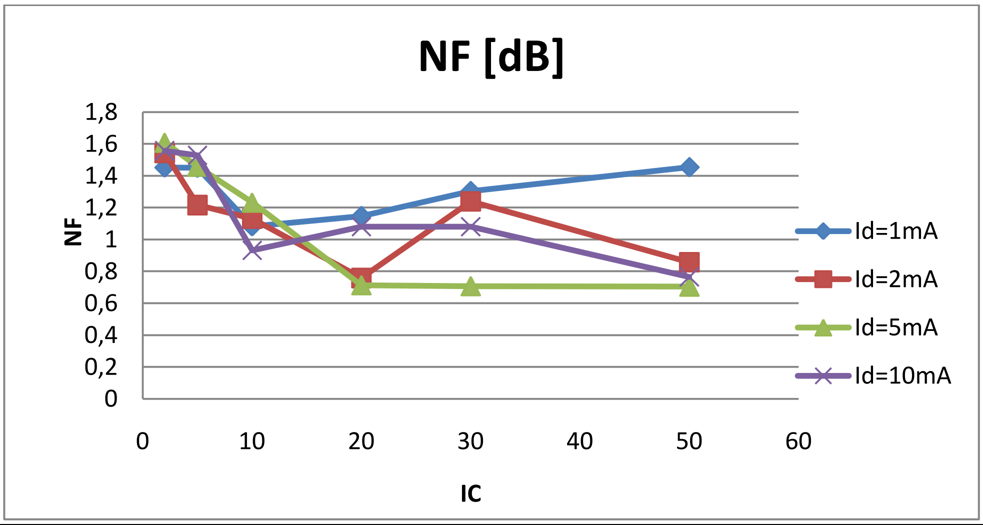
- <u>Κέρδος (Gain)</u>



Γράφημα 4.14 – Gain common gate για διάφορες τιμές ρεύματος

Παρατηρούμε ότι το κέρδος του common gate ενισχυτή μας κυμαίνεται απο 11dB έως 14dB.

- <u>Θόρυβος (NF)</u>



Γράφημα 4.15 – NF common gate για διάφορες τιμές ρεύματος

Παρατηρούμε ότι ο θόρυβος του common gate ενισχυτή μας κυμαίνεται σε χαμηλα επίπεδα απο 0.7dB έως 1.6dB.

- <u>Figure of Merit</u>
  Το Figure of Merit είναι ένας δείκτης συνολικής απόδοσης του κυκλώματος μας. Συγκρίνοντας τα FoM κάθε κυκλώματος μπορούμε να εξάγουμε το συνολικά βέλτιστο κύκλωμα. Ο μαθηματικός τύπος που χρησιμοποιήθηκε είναι:

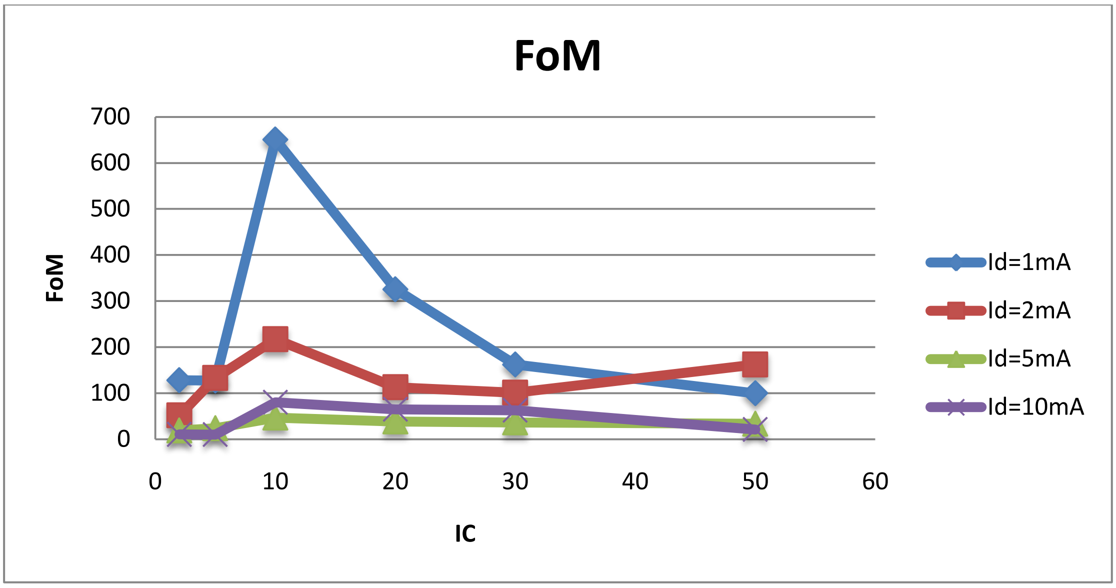
$$FoM = \frac{Gain[abs] * F[GHz]}{(NF - 1)[abs] * P_{DC}[mW]}$$

Στον παρακάτω πίνακα υπολογίζεται το FoM για κάθε κύκλωμα:

Id (A)	IC	FoM
1,00E-03	2	127,9499
2,00E-03	2	51,92958
5,00E-03	2	19,0613
1,00E-02	2	10,75254
1,00E-03	5	127,2222
2,00E-03	5	132,8511
5,00E-03	5	23,77911
1,00E-02	5	10,12626
1,00E-03	10	650,5522
2,00E-03	10	217,1279
5,00E-03	10	47,18391
1,00E-02	10	80,31401
1,00E-03	20	325,2551
2,00E-03	20	112,8099
5,00E-03	20	38,39721
1,00E-02	20	65,14583
1,00E-03	30	161,9243
2,00E-03	30	101,2204
5,00E-03	30	36,09784
1,00E-02	30	62,96875
1,00E-03	50	99,8348
2,00E-03	50	162,296
5,00E-03	50	33,45721
1,00E-02	50	21,18085

Πίνακας 4.3- Συγκεντρωτικά αποτελέσματα FoM

Δημιουργούμε το γράφημα:



Γράφημα 4.16 – Γράφημα δεικτών απόδοσης (FoM)

Παρατηρούμε ότι ο δείκτης απόδοσης του κυκλώματος είναι υψηλότερος για I_d=1mA και επίπεδο αναστροφής IC=10 και ίσος με FoM=650.55. Προηγήθηκε λεπτομερής ανάλυση του ενισχυτή αυτού στην αρχή του κεφαλαίου.

Κεφάλαιο 5: Συμπεράσματα – Μελλοντική εργασία - Εφαρμογές

Στη εργασία αυτή έγινε μια λεπτομερής αναφορά στις συνθήκες που πρέπει να λαμβάνει υπ’όψην του ο σχεδιαστής κατά τη δημιουργία ενός κυκλώματος ενισχυτή χαμηλού θορύβου (*LNA*). Αναλύθηκαν εις βάθος οι διάφορες παράμετροι που πρέπει να ακολουθούνται ώστε να επιτύχουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα, δηλαδή τη απρόσκοπτη ενίσχυση του σήματος στον δέκτη με όσο το δυνατόν μικρότερη απώλεια πληροφορίας. Στη συνέχεια το θεωρητικό αυτό μέρος της παρουσίασης, βρήκε εφαρμογή στη δημιουργία ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου τύπου *common gate* (κοινής πύλης). Βασιζόμενοι αρχικά στους μαθηματικούς τύπους προσδιορίσαμε τις παραμέτρους που διέπουν το τρανζίστορ της σχεδίασης μας και στη συνέχεια, μέσα απο πειραματισμούς και ενδελεχή ανάλυση καταλήξαμε στο βέλτιστο κύκλωμα που εμπεριέχει τα συγκεκριμμένα ηλεκτρικά στοιχεία που προστέθηκαν ώστε να επιτυγχάνονται οι προδιαγραφές που υποχρεούμασταν να ακολουθήσουμε. Παρακάτω παρουσιάζεται ο πίνακας με τα συγκεντρωτικά στοιχεία όπου καταδεικνύεται το επιθυμητό αποτέλεσμα.

Δείκτες Απόδοσης

I_D (mA)	F_c (GHz)	NF (dB)	S_{11} (dB)	S_{22} (dB)	S_{21} (dB)	S_{12} (dB)	IIP3 (dBm)	IC	P_{DC} (mW)
1	5	1.083	-21.253	-8.826	12.959	-17.156	-16	10	1.2

Πίνακας 5.1 Δείκτες απόδοσης

Ακολουθεί συγκριτικός πίνακας με προηγούμενες υλοποιήσεις common gate ενισχυτών.

	This Work	[13]	[14]	[15]
Supply [V]	1.2	0.032	1.5	1
Power [mW]	1.2	0.026	0.21	14.5
Freq. [GHz]	5	0.868	2.2	6.8
Gain [dB]	12.959	12.89	13.9	18
NF [dB]	1.083	4.51	5.14	3
Tech [um]	0.25	0.25	0.18	0.18
Topology	CG	CG	CG	CG
FoM	650.55	122.88	35.17	4.22

Πίνακας 5.2 Σύγκριση μεταξύ προηγούμενων υλοποιήσεων

Παρατηρούμε ότι το βέλτιστο κύκλωμά μας που επιτυγχάνεται για I_d=1mA και IC=10, παρουσιάζει ένα αρκετά καλό κέρδος και μία αρκετά χαμηλή τιμή θορύβου με αποτέλεσμα ο συνολικός δείκτης απόδοσης να είναι πολύ υψηλός σε σχέση με άλλες προηγούμενες υλοποιήσεις.

Σαν μελλοντική εργασία προτείνεται η σχεδίασή του σε φυσικό επίπεδο (*layout*), ώστε να χρησιμοποιηθεί στην πράξη σαν το πρώτο *component* ενός δέκτη.

ΑΝΑΦΟΡΕΣ

[1] http://www.wisegeek.com/what-is-rf.htm

[2] TEL201slides_2.pdf ΤΗΛ 201: ΣΗΜΑΤΑ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ Τμήμα ΗΜΜΥ, Πολυτεχνείο Κρήτης

[3] http://en.wikipedia.org/wiki/Linear_circuit

[4] RF Microelectronics, Behzad Razavi

[5] Συστήματα Τηλεπικοινωνιών, John G. Proakis - Masoud Salehi

[6] Structured Analog CMOS Design Based on the Device Inversion Level Danica STEFANOVIC

[7] HRY311: Ηλεκτρονική ΙΙ- Διάλεξη 2β:Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου MOSFET Α. Σαμέλης, Πολυτεχνείο Κρήτης

[8] Design of Analog CMOS Integrated Circuits, Behzad Razavi, University of California, 2000

[9] LNA-ESD CO-DESIGN FOR FULLY INTEGRATED CMOS WIRELESS RECEIVERS, Paul Leroux and Michiel Steyaert, Springer

[10] An Efficient Parameter Extraction Methodology for the EKV MOST Model, Matthias Bucher, Christophe Lallement and Christian C. Enz

[11] Estimating key parameters in the EKV MOST model for analogue design and simulation, Gerson A. S. Machado, Christian C. Enz, and Matthias Bucher

[12] Analysis of Transconductances at All Levels of Inversion in Deer Submicron CMOS, Matthias Bucher, Dimitrios Kazazis, Francois Krummenacher, David Binkley, Daniel Foty, Yannis Papananos

[13] A Low Power, Variable Common Gate LNA, Thomas St¨ucke, Niels Christoffers, Rainer Kokozinski, Stephan Kolnsberg, and Bedrich J. Hosticka

[14] A 1.5V, 140μA CMOS Ultra-Low Power Common-Gate LNA, C. J. Jeong W. Qu, Y. Sun, D. Y. Yoon, S. K. Han and S. G. Lee.

[15] A Scalable Wideband Low-Noise Amplifeir consisting of CMOS Inverter Circuits for Multi-Standard RF Receivers, Tomoya Nakajima, Shuhei Amakawa, Noboru Ishihara, and Kazuya Masu.