



**Πανεπιστήμιο Θεσσαλίας**

**Τμήμα Μηχανικών Ηλεκτρονικών  
Υπολογιστών, Τηλεπικοινωνιών και Δικτύων**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ CMOS ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΑΜΗΛΟΥ  
ΘΟΡΥΒΟΥ ΣΤΑ 5 GHz**

**ΑΛΕΞΑΝΔΡΟΣ Θ. ΖΑΧΑΡΑΤΟΣ**

**ΕΠΙΒΛΕΠΟΝΤΕΣ ΚΑΘΗΓΗΤΕΣ**

**ΣΤΑΜΟΥΛΗΣ ΓΕΩΡΓΙΟΣ**

**ΠΛΕΣΣΑΣ ΦΩΤΙΟΣ**

**Βόλος 2011**



# **ΠΡΟΛΟΓΟΣ**

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει ως σκοπό την παρουσίαση διαφόρων δομών ενισχυτών χαμηλού θορύβου για εφαρμογές στην περιοχή συχνοτήτων των 5 GHz.

Η προσομοίωση των συγκεκριμένων δομών γίνεται με το πρόγραμμα Advanced Design System 2008 Update 2. Δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στη μέτρηση των S- παραμέτρων (S21 , S11) , του δείκτη θορύβου (noise figure), του σημείου συμπίεσης 1dB (1 dB compression point) και του όρου IP3 (προϊόν ενδοδιαμόρφωσης 3<sup>ης</sup> τάξης).

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>ΠΡΟΛΟΓΟΣ</b> .....	2
<b>ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ</b> .....	3
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 : ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b> .....	6
1.1 Εισαγωγή .....	6
1.2 Σκοπός της διπλωματικής εργασίας .....	6
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 : ΓΕΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ RF ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ</b> .....	7
2.1 Σηματοθορυβικός λόγος SNR .....	7
2.2 Θόρυβος .....	7
2.2.1 Πηγές θορύβου .....	8
2.2.1.1 Θερμικός θόρυβος ( thermal noise) .....	8
2.2.1.2 Θόρυβος βολής ( short noise ) .....	8
2.2.1.3 Θόρυβος Flicker .....	8
2.2.2 Παράγοντας θορύβου (noise factor).....	9
2.2.3 Δείκτης θορύβου ( noise figure ) .....	9
2.2.3.1 Εξαγωγή noise figure δέκτη .....	10
2.3 Μη γραμμικότητες .....	11
2.3.1 Αρμονική Παραμόρφωση .....	12
2.3.2 Ενδοδιαμόρφωση .....	13
2.3.2.1 Εξαγωγή IIP3 δέκτη .....	15
2.3.3 Συμπίεση κέρδους .....	18
2.3.4 Blocking .....	19
2.4 Ενισχυτές χαμηλού θορύβου ( Low Noise Amplifiers).....	19
2.4.1 Γενικά .....	19
2.4.2 Χαρακτηριστικά του LNA .....	20
2.4.3 Χωρητικότητα υπερκάλυψης πύλης - υποδοχέα (Cgd) .....	21
2.4.4 Δικτυώματα προσαρμογής .....	22
2.4.5 Cascode LNA .....	23
2.4.5.1 Δείκτης Θορύβου του ενισχυτή cascode .....	24
2.4.5.2 Κέρδος του ενισχυτή cascode .....	24
2.4.5.3 Προσαρμογή ισχύος .....	25
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 : Βασική δομή LNA</b> .....	27

<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 : Δομές LNA με χρησιμοποίηση τριών πηνίων – προσομοιώσεις και αποτελέσματα</b> .....	<b>31</b>
<b>4.1</b> Επιλογή DC σημείου πόλωσης .....	<b>31</b>
<b>4.2</b> Επιλογή κατάλληλης συνδεσμολογίας για LNA .....	<b>32</b>
<b>4.3</b> Δομές κοινής πηγής .....	<b>36</b>
<b>4.3.1</b> Απλή δομή LNA με 3 πηνία .....	<b>36</b>
<b>4.3.2</b> LNA με χρήση καθρέφτη ρεύματος .....	<b>40</b>
<b>4.3.3</b> Επέκταση με προσθήκη κασκοδικού σταδίου .....	<b>43</b>
<b>4.3.4</b> Προσθήκη ενός ακόμα C-S σταδίου .....	<b>46</b>
<b>4.4</b> Δομές LNA με διαφορικό ζεύγος .....	<b>49</b>
<b>4.4.1</b> Πλήρης διαφορικός LNA ενός σταδίου .....	<b>50</b>
<b>4.4.2</b> Single-ended διαφορικός LNA ενός σταδίου .....	<b>54</b>
<b>4.4.3</b> Διαφορικός LNA ενός σταδίου με C-S στάδιο στην έξοδο .....	<b>57</b>
<b>4.4.4</b> Πλήρης διαφορικός LNA δύο σταδίων .....	<b>59</b>
<b>4.4.5</b> Single-ended διαφορικός LNA δύο σταδίων .....	<b>62</b>
<b>4.5</b> Αποτελέσματα .....	<b>66</b>
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 : ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ</b> .....	<b>67</b>
<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α' : Advanced Design System TUTORIAL</b> .....	<b>68</b>
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</b> .....	<b>80</b>



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## Εισαγωγή

### 1.1 Εισαγωγή

---

Οι τεχνολογικές εφαρμογές καθημερινής χρήσης των τελευταίων ετών είναι πάρα πολλές και σε πολλές από αυτές έχουμε να κάνουμε με ασύρματη μετάδοση ομιλίας και δεδομένων. Επομένως, είναι μεγάλη η ανάγκη για ύπαρξη αξιόπιστων συσκευών μετάδοσης και λήψης δεδομένων. Σε ένα περιβάλλον με την ύπαρξη ηλεκτρομαγνητικού θορύβου αλλά και πολλών καναλιών μετάδοσης που μοιράζονται την ίδια περιοχή του τηλεπικοινωνιακού φάσματος η ανάγκη για υψηλή απόδοση συγκεντρώνεται στο δέκτη.

Σε κάθε RF δέκτη ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου αποτελεί την πρώτη βαθμίδα μετά την κεραία και το φίλτρο επιλογής συχνοτήτων. Είναι επομένως απαραίτητο να υπάρξει όσο το δυνατόν μεγαλύτερο κέρδος με την προσθήκη όσο το δυνατόν μικρότερης ποσότητας θορύβου στις επόμενες βαθμίδες του δέκτη που ακολουθούν.

Η τεχνολογία CMOS αποτελεί τη βασική επιλογή στην τεράστια αγορά των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Το χαμηλό κόστος και η πολύ μικρή επιφάνεια που παρέχει αποτελούν σημαντικά πλεονεκτήματα και την καθιστούν ιδιαίτερα ελκυστική για την ανάπτυξη εφαρμογών, όπως οι δέκτες GPS. Βεβαίως, παρουσιάζει και αρκετά μειονεκτήματα όπως η δημιουργία του διακοπτικού θορύβου αλλά και η ανάγκη χρήσης εξωτερικών στοιχείων στον RF δέκτη. Παρά τα συγκεκριμένα μειονεκτήματα, το εξαιρετικά χαμηλό κόστος που συνοδεύει την τεχνολογία CMOS την καθιστά εξαιρετικά ελκυστικά.

### 1.2 Σκοπός της διπλωματικής εργασίας

---

Σκοπός της παρούσας εργασίας είναι η παρουσίαση και η προσομοίωση διαφόρων τοπολογιών ενισχυτών χαμηλού θορύβου. Συγκεκριμένα, παρουσιάζονται δύο βασικές δομές (βασικός ενισχυτής με χρήση τριών πηνίων και ενισχυτής με χρήση διαφορικού ζεύγους) και κάποιες επεκτάσεις τους για βελτίωση της απόδοσής τους.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

## Γενικά χαρακτηριστικά της RF σχεδίασης

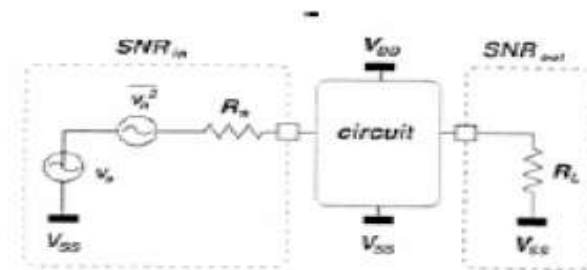
### 2.1 Σηματοθορυβικός λόγος (SNR)

Ο σηματοθορυβικός λόγος αποτελεί μέτρο της καθαρότητας του σήματος . Ορίζεται ως:

$$SNR = \frac{Available\_Signal\_Power}{Available\_Noise\_Power\_in\_Signal\_Bandwidth} \quad (2.1)$$

Για παράδειγμα, το  $SNR_{in}$  του σήματος εισόδου στην Εικόνα 2.1 είναι:

$$SNR_{in} = \frac{P_{av,s}}{P_{av,n}} = \frac{\frac{u_s^2}{4R_s}}{k T \Delta f} \quad (2.2)$$



Εικόνα 2.1:Σχήμα ορισμού SNR<sub>in</sub>.

Στις ιδανικές διατάξεις ενισχύονται ισόποσα τόσο το σήμα όσο και ο θόρυβος , κάτι που δεν επηρεάζει το SNR.Στην πραγματικότητα όμως δεν υπάρχουν τέτοιες διατάξεις αφού κάθε ενισχυτής προσθέτει θόρυβο στο σήμα, υποβαθμίζοντας έτσι το SNR .

Το συγκεκριμένο υποκεφάλαιο (2.1) βασίζεται στην εργασία [9]. Ότι ακολουθεί μέχρι και το τέλος του δεύτερου κεφαλαίου βασίζεται στην εργασία [4].

### 2.2 Θόρυβος

Πρόκειται για τον ηλεκτρονικό θόρυβο των υποκυκλωμάτων του front end μέρους του δέκτη. Αυτός προστίθεται στον AWGN (Additive White Gaussian Noise) του καναλιού δημιουργώντας παρεμβολές και άρα μείωση του SNR.



## 2.2.1 Πηγές Θορύβου

### 2.2.1.1 Θερμικός θόρυβος (thermal noise)

Δημιουργείται από την τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων που προέρχεται από τη θερμική ενέργεια. Παρουσιάζεται σε στοιχεία που παρουσιάζουν αντίσταση και είναι ανάλογος της θερμοκρασίας. Η φυσική του σημασία είναι ότι λόγω της κίνησης των ηλεκτρονίων δημιουργούνται περιοχές αυξημένης συγκέντρωσης ηλεκτρονίων. Επειδή το συνολικό φορτίο πρέπει να παραμείνει μηδέν, παρατηρείται μία αντίστοιχη συγκέντρωση οπών σε ένα άλλο σημείο. Έτσι, δημιουργείται τοπικά μία διαφορά δυναμικού. Επειδή η παραπάνω διαδικασία είναι τυχαία, έχει συμπεριφορά θορύβου. Ο θόρυβος αυτής της μορφής υπάρχει ακόμα και αν η αντίσταση δεν διαρρέεται από ρεύμα. Είναι λευκός θόρυβος έως και τα  $10^{13}$  Hz και η φασματική πυκνότητα ισχύος του (power spectral density, PSD) είναι επίπεδη με τιμή που δίνεται από τη σχέση:

$$\frac{\bar{v}^2}{\Delta f} = 4kTR, \frac{\bar{i}^2}{\Delta f} = 4kT \frac{1}{R} \quad (2.3)$$

όπου  $\bar{v}^2$  και  $\bar{i}^2$  είναι η μέση τετραγωνική τιμή τάσεως και θορύβου αντίστοιχα,  $k$  είναι η σταθερά Boltzmann ( $1.38 \cdot 10^{-23}$  J/K),  $T$  είναι η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin,  $\Delta f$  το εύρος του θορύβου σε Hz και  $R$  είναι η αντίσταση. Βλέπουμε ότι η επιλογή του αντιστάτη παίζει μεγάλο ρόλο στη συμπεριφορά του κυκλώματος όσον αφορά στο θόρυβο.

### 2.2.1.2 Θόρυβος βολής (shot noise)

Παρουσιάζεται σε οποιοδήποτε ενεργειακό φάσμα και εμφανίζεται στις διόδους και τα διπολικά τρανζίστορ. Παρουσιάζεται όταν μία συγκέντρωση φορέων που έχουν δυναμική ενέργεια περάσουν κάποιο συγκεκριμένο ενεργειακό όριο. Επειδή η δυναμική ενέργεια των φορέων είναι τυχαία, ο αριθμός των φορέων που κατέχουν ικανή ενέργεια να περάσουν το συγκεκριμένο ενεργειακό φάσμα είναι τυχαίος. Αυτό ακριβώς το τυχαίο μεταφράζεται σε θόρυβο βολής. Σε αντίθεση με το θερμικό θόρυβο, ο θόρυβος βολής υπάρχει μόνο σε στοιχεία που διαρρέονται από ρεύμα. Στα περισσότερα σύγχρονα στοιχεία είναι λευκός για αρκετά GHz. Η PSD είναι επίπεδη με τιμή που δίνεται από τη σχέση:

$$\frac{\bar{i}^2}{\Delta f} = 2qI_{DC} \quad (2.4)$$

όπου το  $q$  αναφέρεται στο φορτίο του ηλεκτρονίου σε coulomb και το  $I_{DC}$  είναι το σταθερό ρεύμα που διαρρέει το στοιχείο.

### 2.2.1.3 Θόρυβος Flicker

Ονομάζεται και 1/f θόρυβος. Προέρχεται από τον τυχαίο εγκλωβισμό του φορτίου στο σημείο επαφής του οξειδίου με το υπόστρωμα σιλικόνης στα τρανζίστορ τύπου MOS και σε κάποια

στοιχεία αντίστασης. Όσο περισσότερο ρεύμα διαρρέει το ενεργό στοιχείο, τόσο αυξάνει ο ρυθμός εγκλωβισμού των φορτίων. Η σταθερά χρόνου της διαδικασίας αυτής δημιουργεί ένα χαμηλόσυχο σήμα θορύβου, του οποίου η PSD δίνεται από τη σχέση:

$$\frac{\bar{i}^2}{\Delta f} = k \frac{I_{DC}^{\alpha}}{f} \quad (2.5)$$

όπου  $K$  και  $\alpha$  (με τιμές από 0.5 έως 2) είναι σταθερές που εξαρτώνται από τη φύση του στοιχείου, ενώ  $I_{DC}$  είναι το σταθερό ρεύμα. Ο θόρυβος αυτής της μορφής είναι σημαντικός στις χαμηλές συχότητες ενώ μετά από μερικά MHz γίνεται ασήμαντος.

Γενικά θα μπορούσαμε να διαχωρίσουμε το θόρυβο στα κυκλώματα σε δύο υποκατηγορίες: τον προσθετικό θόρυβο (additive noise) ο οποίος προστίθεται στο πλάτος του επιθυμητού σήματος και τον θόρυβο φάσης (phase noise) ο οποίος προστίθεται στη φάση του σήματος.

### 2.2.2 Παράγοντας Θορύβου (noise factor)

Περιγράφει την υποβάθμιση του SNR από τους ενισχυτές με την προσθήκη θορύβου στο σήμα. Μαθηματικά ορίζεται από τη σχέση:

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{\frac{P_{av,s}}{P_{av,n}}}{\frac{G P_{av,s}}{G P_{av,n} + G P_{n,eq}}} \quad (2.6)$$

όπου ο όρος  $G P_{n,eq}$  αναφέρεται στο θόρυβο ισχύος στην έξοδο και ο όρος  $P_{n,eq}$  στην ισχύ στην είσοδο. Οι όροι  $SNR_{in}$  και  $SNR_{out}$  αναφέρονται στο σηματοθορυβικό λόγο της εισόδου και εξόδου του κυκλώματος αντίστοιχα, κάτι που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

Ο παράγοντας θορύβου δεν εκφράζεται σε dB.

### 2.2.3 Δείκτης Θορύβου (noise figure)

Η συγκεκριμένη ποσότητα χρησιμοποιείται πολύ περισσότερο από τον noise factor. Η σχέση που συνδέει τις δύο ποσότητες είναι:

$$NF = 10 \log (F) \quad (2.7)$$

Ο δείκτης θορύβου χρησιμοποιείται για το χαρακτηρισμό του προσθετικού θορύβου σε ένα σύστημα και περιορίζεται σε καταστάσεις που το φορτίο εισόδου είναι μία αντίσταση. Περιγράφει το πόσο ο εσωτερικά παραγόμενος θόρυβος επηρεάζει το SNR. Είναι εκφρασμένος σε dB και ορίζεται συνήθως για εύρος ζώνης ενός Hz για μία δεδομένη συχνότητα. Μαθηματικά ορίζεται από την ακόλουθη σχέση:

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{S_{in} N_{out}}{S_{out} N_{in}} \quad (2.8)$$

όπου  $N_{in}$  είναι η ισχύς θορύβου εισόδου και ορίζεται ως ο θόρυβος της αντίστασης εισόδου και  $N_{out}$  είναι η ισχύς θορύβου εξόδου που περιλαμβάνει τη συνεισφορά θορύβου των κυκλωματικών στοιχείων του συστήματος. Για  $S_{out} = GS_{in}$  όπου  $G$  είναι το κέρδος ισχύος του συστήματος, παίρνουμε την εναλλακτική σχέση:

$$NF = \frac{N_{out}}{G N_{in}} \tag{2.9}$$

Τέλος ο θόρυβος στην έξοδο μπορεί αν μοντελοποιηθεί ως εξής:

$$N_{out} = N_{device} + G N_{source\_resistance} \tag{2.10}$$

όπου το  $N_{device}$  χαρακτηρίζει το θόρυβο του συστήματος και το  $N_{source\_resistance}$  αναφέρεται στο θόρυβο που εισάγει μόνο η πηγή. Τότε:

$$NF = \frac{N_{device} + G N_{source\_resistance}}{G N_{source\_resistance}} \tag{2.11}$$

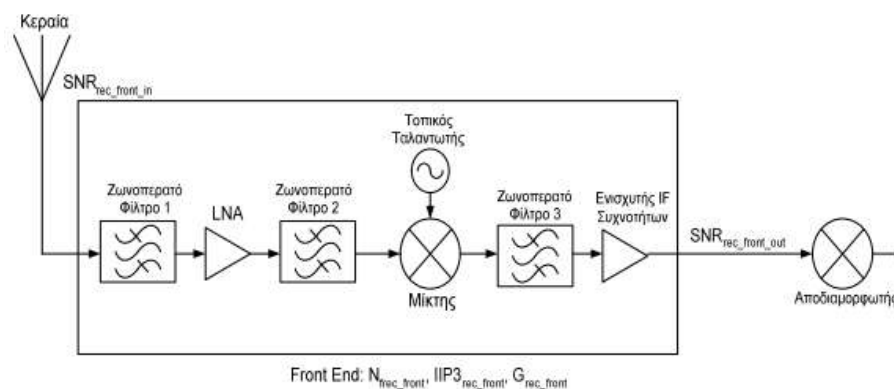
Σε επίπεδο συστήματος είναι σημαντικό να οριστεί το NF σε μία ολόκληρη αλυσίδα και να συσχετιστούν οι επιμέρους δείκτες με τα κέρδη κάθε σταδίου για να μπορέσουν να οριστούν τα NF κάθε υποκυκλώματος. Αυτό γίνεται με την εξίσωση Friss:

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - G_1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{NF_k - 1}{G_1 G_2 \dots G_{k-1}} \tag{2.12}$$

Το  $NF_n$  είναι ο δείκτης θορύβου του  $n^{\text{στου}}$  σταδίου και  $G_n$  είναι το κέρδος ισχύος του  $n^{\text{στου}}$  σταδίου. Η παραπάνω σχέση δείχνει ότι ο θόρυβος στο front end κυριαρχείται από το θόρυβο του πρώτου σταδίου δηλαδή του LNA. Γενικά απαιτείται όσο το δυνατόν μικρότερο NF.

### 2.2.3.1 Εξαγωγή Noise Figure δέκτη

Για τη συγκεκριμένη διαδικασία θα χρησιμοποιηθεί η τοπολογία του ετερόδунου δέκτη.(Εικόνα 2.2)



Εικόνα 2.2:Τοπολογία του ετερόδунου δέκτη.

Γενικά ισχύει ότι:

$$NF_{rec\_front} = SNR_{rec\_front\_in} - SNR_{rec\_front\_out} \quad (2.13)$$

Το πρότυπο για το οποίο υλοποιείται το σύστημα παρέχει το  $SNR_{rec\_front\_out}$  και το  $S_{rec\_front\_in}$ . Το πρώτο αποτελεί οριακή συνθήκη του συστήματος και η ελάχιστη τιμή του είναι τέτοια ώστε να ελαχιστοποιηθούν τα λάθη αποδιαμόρφωσης. Το δεύτερο αποτελεί την ελάχιστη τιμή σήματος, που ορίζεται στην οριακή κατάσταση για την οποία το ληφθέν σήμα έχει την ελάχιστη τιμή του και ο θόρυβος τη μέγιστη. Για τη συγκεκριμένη τιμή σήματος εισόδου η λήψη είναι αδύνατη.

Για τον υπολογισμό του AGWN του καναλιού, κάνουμε την παραδοχή ότι ο λευκός θόρυβος του καναλιού ορίζεται από το θερμικό θόρυβο της κεραίας εκπομπής που είναι ανάλογος της αντίστασης  $R_s$ . Ολοκληρώνοντας το θόρυβο αυτό για το εύρος ζώνης θορύβου  $B$  προκύπτει η:

$$N_{rec\_front\_in} = 10 \log \bar{v}^2 = 10 \log 4kTR_s B \quad (2.14)$$

με την τιμή του  $B$  να καθορίζεται από το ζωνοπερατό φίλτρο 3 (BandPass Filter 3, BPF3) του ετερόδυνου δέκτη που είναι αυτό με το μικρότερο εύρος ζώνης και ορίζεται ως  $B_{BPF3}$ . Η (2.14) γίνεται:

$$N_{rec\_front\_in} = 10 \log(4kTR_s) - 10 \log\left(\frac{B_{BPF3}}{1Hz}\right) \quad (2.15)$$

Άρα, το  $SNR_{rec\_front\_in}$  μπορεί να γραφτεί σε dB ως :

$$\begin{aligned} SNR_{rec\_front\_in} &= S_{rec\_front\_in} - N_{rec\_front\_in} \\ &= S_{rec\_front\_in} - (10 \log(4kTR_s) - 10 \log\left(\frac{B_{BPF3}}{1Hz}\right)) \end{aligned} \quad (2.16)$$

Τέλος, μπορούμε να καταλήξουμε στην (2.17) η οποία και υπολογίζει τον δείκτη θορύβου του Front End του δέκτη εφαρμόζοντας στην (2.13) την (2.16):

$$\begin{aligned} NF_{rec\_front} &= S_{rec\_front\_in} - (10 \log(4kTR_s) - 10 \log\left(\frac{B_{BPF3}}{1Hz}\right)) \\ &\quad - SNR_{rec\_front\_out} \end{aligned} \quad (2.17)$$

Όλα τα στοιχεία της (2.17) αποτελούν παραμέτρους του προτύπου.

## 2.3 Μη Γραμμικότητες

Τα κυκλώματα του RF Front-End είναι μη γραμμικά. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τον υποβιβασμό στη συχνότητα ενδιαφέροντος των παραμορφώσεων που βρίσκονται σε συχνότητες εκτός ζώνης και άρα την παραμόρφωση του σήματος και τη μείωση του SNR στην έξοδο του δέκτη.

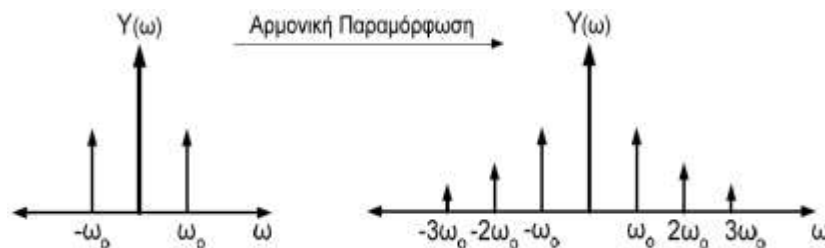
Επίσης, τα ίδια τα κυκλώματα παράγουν θόρυβο από τη φύση τους ο οποίος ενισχύεται και τελικά μειώνει το SNR στην έξοδο.

Για λόγους απλούστευσης, αναφερόμαστε σε μη γραμμικότητες 3<sup>ης</sup> τάξεως οι οποίες είναι οι πιο διαδεδομένες στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα και δεν έχουν μνήμη. Μαθηματικά μοντελοποιούνται από τη σχέση:

$$y(t) = a_1s(t) + a_2s^2(t) + a_3s^3(t) \tag{2.18}$$

όπου  $s(t)$  είναι το σήμα εισόδου και  $y(t)$  είναι το σήμα εξόδου . Αποτέλεσμα της μη γραμμικότητας είναι η δημιουργία παραμόρφωσης.

### 2.3.1 Αρμονική Παραμόρφωση



Εικόνα 2.3: Η διαδικασία της αρμονικής παραμόρφωσης.

Χρησιμοποιώντας τη (2.18) και θεωρώντας έναν και μόνο τόνο στην είσοδο του συστήματος ( $s(t) = A\cos\omega_0t$ ) η έξοδος γίνεται:

$$y(t) = a_1A\cos\omega_0t + a_2A^2\cos^2\omega_0t + a_3A^3\cos^3\omega_0t = \frac{a_2A^2}{2} + (a_1A + \frac{3a_3A^3}{4})\cos\omega_0t + \frac{a_2A^2}{2}\cos2\omega_0t + \frac{a_3A}{4}\cos3\omega_0t \tag{2.19}$$

Ως αρμονική παραμόρφωση ορίζουμε το λόγο του πλάτους μίας αρμονικής προς το πλάτος του βασικού τόνου. Για τις τρίτες αρμονικές και θεωρώντας ότι  $a_1A \gg 3a_3 A^3 / 4$  , έχουμε:

$$HD_3 = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} A^2 \tag{2.20}$$

Ο μετασχηματισμός Fourier της (2.19) δίνει:

$$\begin{aligned}
 Y(\omega) = & a_2 A^2 \pi \delta(\omega) \\
 & + \pi \left( \alpha_1 A + \frac{3\alpha_3 A^3}{4} \right) [\delta(\omega - \omega_0) \\
 & + \delta(\omega + \omega_0)] \pi \frac{\alpha_2 A^2}{2} [\delta(\omega - 2\omega_0) + \delta(\omega + 2\omega_0)] \\
 & + \pi \frac{\alpha_3 A^3}{4} [\delta(\omega - 3\omega_0) + \delta(\omega + 3\omega_0)]
 \end{aligned} \tag{2.21}$$

Συνήθως η αρμονική παραμόρφωση δεν αποτελεί πρόβλημα στη σχεδίαση του LNA, αφού οι συχνότητες πολλαπλάσια του  $\omega_0$  μπορούν εύκολα να φιλτραριστούν.

### 2.3.2 Ενδοδιαμόρφωση

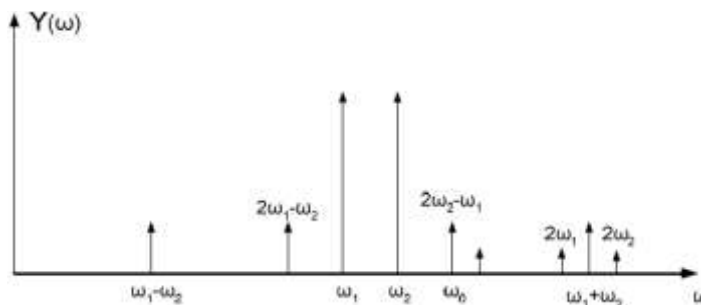
Εμφανίζεται όταν παραπάνω από ένας τόνος είναι παρών στην είσοδο του συστήματος (two tone test). Το σήμα εισόδου είναι της μορφής  $s(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$ . Η (2.18) γίνεται:

$$\begin{aligned}
 y(t) = & a_1 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + \\
 & a_2 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + a_3 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3
 \end{aligned} \tag{2.22}$$

Από την επίλυση της (2.22), έχουμε για προϊόντα 1<sup>ης</sup>, 2<sup>ης</sup> και 3<sup>ης</sup> τάξης:

$$\begin{aligned}
 \omega_1 \pm \omega_2 : & a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2) t + a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t \\
 2\omega_1 \pm \omega_2 : & \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2) t + \frac{3\alpha_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2) t \\
 2\omega_2 \pm \omega_1 : & \frac{3\alpha_3 A_2^2 A_1}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1) t + \frac{3\alpha_3 A_2^2 A_1}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1) t
 \end{aligned} \tag{2.23}$$

Ο μετασχηματισμός Fourier δίνει το ακόλουθο φάσμα.



Εικόνα 2.4: Το φάσμα σε two tone test ενός μη γραμμικού συστήματος.

Το προϊόν ενδοδιαμόρφωσης σε συχνότητα  $2\omega_2 - \omega_1$  αλλά και αυτό σε συχνότητα  $2\omega_1 - \omega_2$  βρίσκονται πολύ κοντά στα σήματα με συχνότητες  $\omega_1$  και  $\omega_2$  και έτσι το φιλτράρισμα γίνεται αδύνατο. Το μόνο που μπορεί να γίνει είναι να κρατηθεί η τιμή του σήματος στις συγκεκριμένες συχνότητες σε όσο το δυνατόν πιο χαμηλά επίπεδα.

Λόγω της ενδοδιαμόρφωσης αλλάζει και ο ορισμός του SNR ως εξής:

$$SNRD = \frac{P_{av,s}}{P_{av,n} + P_{in}} \quad (2.24)$$

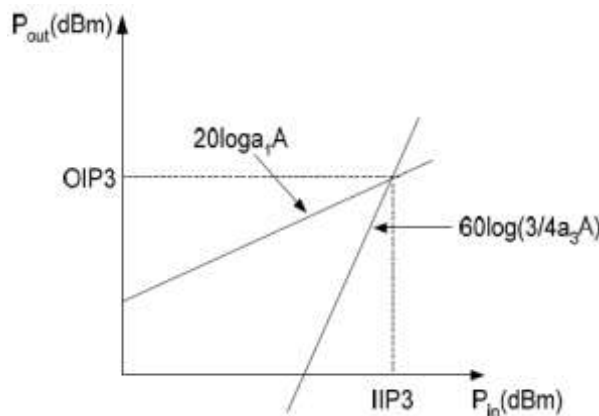
όπου  $P_{in}$  είναι η συνδυασμένη ισχύς των ενδοδιαμορφωμένων σημάτων που βρίσκονται μέσα στη ζώνη του σήματος.

Για να δώσουμε ένα μέτρο για την παραμόρφωση αυτή ορίζουμε την παραμόρφωση 3<sup>ης</sup> τάξης λόγω ενδοδιαμόρφωσης (3<sup>rd</sup> order intermodulation distortion, IMD3 ) ως το λόγο του πλάτους του προϊόντος ενδοδιαμόρφωσης ( $I_{D3}$ ) προς το πλάτος του βασικού τόνου εξόδου ( $I_{D1}$ ) ενός γραμμικού συστήματος ( $y(t) = a_1 A \cos \omega_0 t$ ,  $a_1$  το γραμμικό κέρδος του μικρού σήματος.

$$IMD3 = \frac{I_{D3}}{I_{D1}} \quad (2.25)$$

Ωστόσο, προτιμάμε σαν δείκτη απόδοσης του κυκλώματος να χρησιμοποιούμε τον όρο IP3 (3<sup>rd</sup> order intercept point ). Από την (2.23) βλέπουμε ότι το πλάτος εισόδου αυξάνεται με ρυθμό  $A$  ενώ το πλάτος του των προϊόντων 3<sup>ης</sup> τάξης με ρυθμό  $A^3$ . Σε λογαριθμική κλίμακα προκύπτουν οι σχέσεις  $20 \log a_1 A$  και  $60 \log(3/4 * a_3 A^3)$ . Το σημείο IP3 ορίζεται ως το σημείο τομής σε λογαριθμική κλίμακα της ισχύος εισόδου (IIP3, Input 3<sup>rd</sup> order intercept point) με την ισχύ εξόδου (OIP3, Output 3<sup>rd</sup> order intercept point) όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.5. Άρα:

$$20 \log(a_1 A_{IP3}) = 60 \log\left(\frac{3}{4} a_3 A_{IP3}^3\right) \Rightarrow A_{IP3} = \sqrt[3]{\frac{4}{3} \frac{a_1}{a_3}} \quad (2.26)$$



Εικόνα 2.5: IIP3 & OIP3 για μη γραμμικό κύκλωμα.

Ιδιαίτερα σημαντικό είναι το μέγεθος IIP3 το οποίο μας δίνει την τιμή ισχύος εισόδου για το οποίο τόσο το κέρδος όσο και το προϊόν 3<sup>ης</sup> τάξης ενδοδιαμόρφωσης έχουν την ίδια ισχύ εξόδου. Θέλουμε όσο το δυνατόν μεγαλύτερο IIP3.

Τέλος, εξάγουμε και τις σχέσεις οι οποίες περιγράφουν τις μη γραμμικότητες ολόκληρου του συστήματος μέσω της μη γραμμικότητας κάθε σταδίου. Για μία αλυσίδα από  $n$  στάδια ισχύει:

$$\frac{1}{A_{IP3}^2} \approx \frac{1}{A_{IP3,1}^2} + \frac{a_{1,1}^2}{A_{IP3,2}^2} + \frac{a_{1,1}^2 a_{1,2}^2}{A_{IP3,3}^2} + \dots + \frac{a_{1,1}^2 a_{1,2}^2 \dots a_{1,n-1}^2}{A_{IP3,n}^2} \quad (2.27)$$

Το κρισιμότερο στάδιο για τη γραμμικότητα είναι το τελευταίο αφού διαχειρίζεται και μεγαλύτερο σήμα.

Η (2.27) μπορεί να γραφτεί συναρτήσει του :

i. IIP3:

$$\frac{1}{IIP3} \approx \frac{1}{IIP3,1} + \frac{a_{1,1}^2}{IIP3,2} + \frac{a_{1,1}^2 a_{1,2}^2}{IIP3,3} + \dots + \frac{a_{1,1}^2 a_{1,2}^2 \dots a_{1,n-1}^2}{IIP3,n} \quad (2.28)$$

ii. Κέρδους ισχύος  $G_n$  του  $n^{\text{στου}}$  σταδίου ( $G_n = a_{1,1}^2$ ):

$$\frac{1}{IIP3} \approx \frac{1}{IIP3,1} + \frac{G_1}{IIP3,2} + \frac{G_1 G_2}{IIP3,3} + \dots + \frac{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}{IIP3,n} \quad (2.29)$$

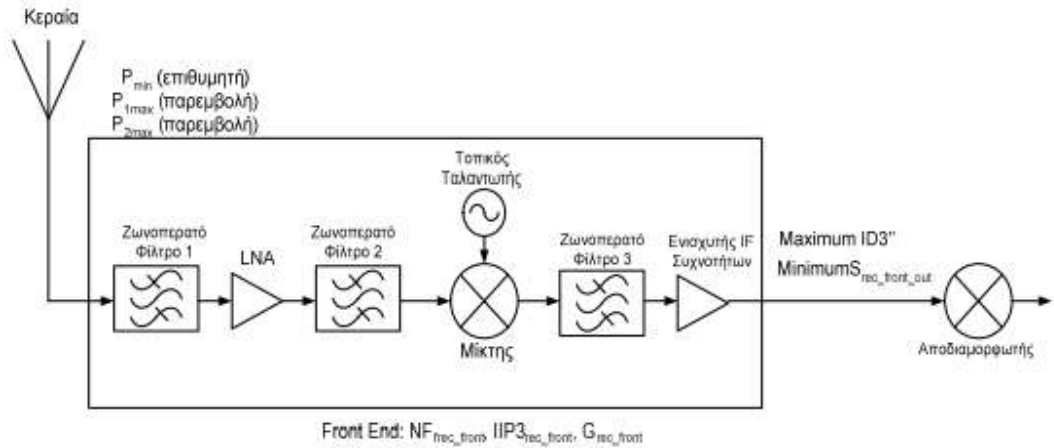
iii. OIP3:

$$\frac{1}{OIP3} \approx \frac{1}{G_2 \dots G_n OIP3,1} + \frac{1}{G_3 \dots G_n OIP3,2} + \frac{1}{G_4 \dots G_n OIP3,3} + \dots + \frac{1}{OIP3,n} \quad (2.30)$$

### 2.3.2.1 Εξαγωγή IIP3 δέκτη ( $IIP3_{rec\_front}$ )

Για την επίτευξη όσο το δυνατόν μεγαλύτερου  $IIP3_{rec\_front}$  θα πρέπει η συνεισφορά των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη. Το προϊόν ενδοδιαμόρφωσης 3<sup>ης</sup> τάξης που εμφανίζεται στην έξοδο του front end συμβολίζεται ως IID3'' και θα πρέπει η τιμή του να είναι μικρότερη από την ελάχιστη τιμή του σήματος στην έξοδο του δέκτη που συμβολίζεται ως  $S_{rec\_front\_out}$ . Θα εξεταστεί επομένως η περίπτωση στην οποία το IID3'' είναι μέγιστο και το  $S_{rec\_front\_out}$  ελάχιστο. Αυτό σημαίνει ελάχιστο  $S_{rec\_front\_in}$  αλλά και μέγιστη τιμή από τους παρεμβολείς. Θεωρούμε ότι οι παρεμβολές προέρχονται από χρήστες γειτονικών καναλιών ενώ η μέγιστη τιμή σήματος των χρηστών και η απόστασή τους από το κανάλι ενδιαφέροντος εμπεριέχεται στις προδιαγραφές του συστήματος.





Εικόνα 2.6: Παράμετροι γραμμικότητας στον ετερόδυνο δέκτη.

Εξετάζουμε τους δύο πιο κοντινούς χρήστες και θεωρούμε ότι:

- Το επιθυμητό σήμα εισόδου έχει ελάχιστη τιμή  $P_{min}$  και βρίσκεται σε συχνότητα  $F$ .
- Η πρώτη παρεμβολή έχει μέγιστη τιμή  $P_{1MAX}$  και βρίσκεται στην κοντινή συχνότητα  $F+a$ .
- Η δεύτερη παρεμβολή έχει μέγιστη τιμή  $P_{2MAX}$  και βρίσκεται στην κοντινή συχνότητα  $F+a$ .

Η παραπάνω κατάσταση περιγράφεται στην Εικόνα 2.6.

Αρχικά, ορίζουμε το  $S_{rec\_front\_out}$  βάση των παραμέτρων του front end:

$$MinimumS_{rec\_front\_out} = P_{min} + G_{rec\_front} \tag{2.31}$$

Έπειτα πρέπει να υπολογίσουμε το  $maximumID3''$ . Ξεκινάμε κάνοντας τις ακόλουθες παραδοχές:

1. Η γραμμικότητα του συστήματος ορίζεται κυρίως από τη μη γραμμικότητα του LNA και του μίκτη με την προϋπόθεση ότι το BPF3 και ο ενισχυτής ενδιάμεσων συχνοτήτων είναι γραμμικά στοιχεία τα οποία ενισχύουν τη μη γραμμικότητα στην είσοδο τους αλλά δεν εισάγουν μη γραμμικότητες εσωτερικά.
2. Ορίζουμε  $P_{1MAX} = P_{2MAX} = P_{1,2average}$ .
3. Στην είσοδο του LNA και του μίκτη θεωρούμε ότι οι παρεμβολές είναι δύο τόνων και με την εφαρμογή two-tone test βρίσκουμε το IIP3.

Έτσι έχουμε:

$$IIP3_{LNA\_mixer} = \frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} - \frac{IM3}{2} \tag{2.32}$$

όπου το IM3 ορίζεται ως η διαφορά της μέγιστης τιμής του τρίτου τόνου ενδοδιαμόρφωσης από την ελάχιστη τιμή του πρώτου τόνου. Αφού ενδιαφερόμαστε για την μέγιστη τιμή του ID3:

$$IM3_{LNA\_mixer} = maximumID3 - maximumID1 \quad (2.33)$$

Ο όρος  $maximumID1$  δίνεται από τη σχέση:

$$maximumID1 = \frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} + G_{LNA\_mixer} \quad (2.34)$$

όπου  $G_{LNA\_mixer}$  είναι το κέρδος του ενισχυτή και του μίκτη. Χρησιμοποιώντας την (2.33) και την (2.32) παίρνουμε την:

$$maximumID3 = \frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} + G_{LNA\_mixer} + 2\left(\frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} - IIP3_{LNA\_mixer}\right) \quad (2.35)$$

Το δεύτερο ζητούμενό μας όμως είναι να βρούμε τον μέγιστο τελικό τόνο παραμόρφωσης στην έξοδο του front end ( $ID3''$ ) ο οποίος προκύπτει από την ενίσχυση του τόνου  $maximumID3$  από τον IF ενισχυτή. Άρα:

$$maximumID3'' = maximumID3 + G_{BF3\_IF} \quad (2.36)$$

Έχοντας όμως βρει το  $maximumID3$  από την (2.35):

$$maximumID3'' = \frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} + G_{LNA\_mixer} + 2\left(\frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} - IIP3_{LNA\_mixer}\right) + G_{BF3\_IF} \quad (2.37)$$

$$maximumID3'' = \frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} + G_{rec\_front} + 2\left(\frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} - IIP3_{rec\_front}\right) \quad (2.38)$$

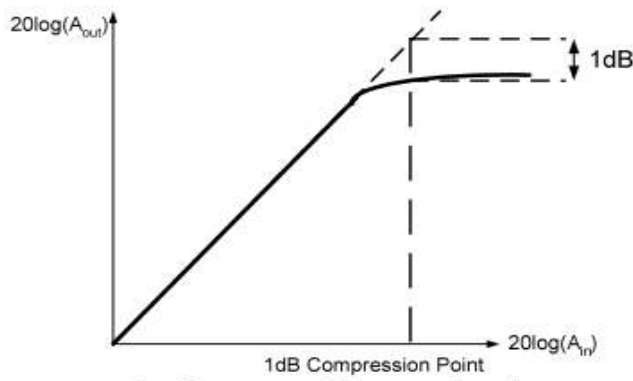
Θεωρούμε ότι η παρεμβολή  $ID3''$  συμπεριφέρεται σαν προσθετικός θόρυβος που ακολουθεί Γκαουσιανή Κατανομή και ότι δεν υπάρχουν άλλες πηγές θορύβου. Επομένως:

$$\begin{aligned} SNR_{de\ mod\ in} &= SNR_{rec\_front\_out} = minimumS_{rec\_front\_out} - maximumID3'' \\ &= P_{in\_min} + G_{rec\_front} - \left(\frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} + G_{rec\_front}\right) \\ &\quad + 2\left(\frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} - IIP3_{rec\_front}\right) \end{aligned} \quad (2.39)$$

Εάν ο όρος  $SNR_{de\ mod\ in}$  δοθεί από τις προδιαγραφές του συστήματος μπορεί εύκολα να υπολογιστεί το ζητούμενο  $IIP3$  του δέκτη.

### 2.3.3 Συμπίεση Κέρδους

Το συγκεκριμένο φαινόμενο εμφανίζεται εξαιτίας της παρουσίας μεγάλου σήματος στην είσοδο του κυκλώματος και επηρεάζει τη λειτουργία του LNA. Το μεγάλο σήμα οδηγεί τον LNA στον κορεσμό, με αποτέλεσμα να είναι πλέον ανεπηρέαστος από την περαιτέρω αύξηση του σήματος στην είσοδο και ουσιαστικά να παύει να λειτουργεί σαν ενισχυτής. Πλέον η έξοδος έχει συμπιεστεί και εισάγονται μη γραμμικότητες στο σύστημα.



Εικόνα 2.7:Ορισμός 1dB compression point.

Από το δεύτερο όρο της εξίσωσης (2.19), δηλαδή τον:

$$y(t) = \left( a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} \right) \cos \omega_0 t = \left( a_1 + \frac{3a_3 A^2}{4} \right) A \cos \omega_0 t \quad (2.40)$$

Βλέπουμε ότι καθώς το σήμα εισόδου αυξάνεται ο δεύτερος όρος της παραπάνω σχέσης γίνεται πιο σημαντικός αφού αυτός καθορίζει το εάν θα προκύψει κορεσμός. Άρα είναι απαραίτητο να οριστεί μία ποσότητα που θα ορίζει το επίπεδο του σήματος εισόδου πέρα από το οποίο το φαινόμενο γίνεται σημαντικό, με αποτέλεσμα να ορίζουμε το σημείο στο οποίο το γραμμικό κέρδος σήματος στην έξοδο έχει συμπιεστεί κατά 1 dB (Εικόνα 2.7). Μαθηματικά:

$$\left( a_1 A + \frac{3a_3 A_{1dB}^2}{4} \right) \Big|_{dB} = a_1 \Big|_{dB} - 1 \text{ dB} \quad (2.41)$$

Η (2.41) γράφεται και ως εξής:

$$20 \log \left| a_1 + \frac{3a_3 A_{1dB}^2}{4} \right| = 20 \log |a_1| - 20 \log(1.122) \quad (2.42)$$

Το  $A_{1dB}$  δίνεται από:

$$A_{1dB} = \sqrt{0.145 \left| \frac{a_1}{a_3} \right|} \quad (2.43)$$

### 2.3.4 Blocking

Το συγκεκριμένο φαινόμενο περιγράφει την κατάσταση στην οποία ένα ασθενές σήμα που συνοδεύεται από μία ισχυρή παρεμβολή εισάγεται σε ένα κύκλωμα και συμπιέζεται. Έστω ότι έχουμε ένα τέτοιο σήμα, το  $s(t) = A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$ , όπου  $A_0$  το επιθυμητό σήμα και  $A_1$  μία ισχυρή παρεμβολή. Τότε από την (2.14) στη συχνότητα ενδιαφέροντος παίρνουμε:

$$y(t) = \left( a_1 A_0 + \frac{3a_3 A_0^3}{4} + \frac{3a_3 A_0 A_1^2}{2} \right) \cos \omega_0 t + \dots \quad (2.44)$$

Αν η παρεμβολή είναι πολύ πιο ισχυρή από το σήμα, δηλαδή εάν  $A_1 \gg A_2$  τότε προκύπτει:

$$y(t) = \left( a_1 + \frac{3a_3 A_1^2}{2} \right) A_0 \cos \omega_0 t + \dots \quad (2.45)$$

Όσο πιο αρνητικό γίνεται το  $a_3$  τόσο πιο πολύ μειώνεται το κέρδος και όταν αυτό μηδενιστεί, τότε το σήμα έχει μπλοκάρει (blocking).

## 2.4 Ενισχυτές χαμηλού θορύβου ( Low Noise Amplifiers )

### 2.4.1 Γενικά

Ο LNA αποτελεί το πρώτο κύκλωμα του front end κομματιού του δέκτη γιατί έχει τη δυνατότητα να ενισχύει το σήμα με την ελάχιστη εισαγωγή θορύβου. Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό, ειδικά στην περίπτωση κατά την οποία το προς λήψη σήμα είναι οριακά πάνω από το επίπεδο λευκού θορύβου του καναλιού. Τότε, και η παραμικρή επιπλέον κυκλωματική συνεισφορά θορύβου από το σύστημα θα έκανε τη λήψη αδύνατη.

Όπως είδαμε εξάλλου και από την (2.12) ο θόρυβος στο πρώτο στάδιο της αλυσίδας του συστήματος παίζει καταλυτικό ρόλο. Η (2.12) μπορεί να γραφτεί ισοδύναμα και ως εξής:

$$NF_{rec\_front} = \left( \frac{1}{G_{LNA}} \right) (NF_{subsequent} - 1) + NF_{LNA} \quad (2.46)$$

όπου το  $NF_{subsequent}$  αναφέρεται στο θόρυβο που δίνουν οι είσοδοι των κυκλωμάτων των επόμενων σταδίων, το  $NF_{LNA}$  στο δείκτη θορύβου του ενισχυτή LNA και  $G_{LNA}$  στο κέρδος του. Από την παραπάνω σχέση είναι προφανές ότι ο δείκτης θορύβου των επόμενων σταδίων διαιρείται με το κέρδος του LNA ενώ ο κυκλωματικός θόρυβος του LNA προστίθεται απευθείας στο ληφθέν σήμα. Επομένως είναι ξεκάθαρη η απαίτησή μας από τον LNA για μικρό δείκτη θορύβου και μεγάλο κέρδος κάτι που βέβαια δεν επιτυγχάνεται εύκολα. Δεδομένη είναι επίσης και η απαίτησή μας για χαμηλή τάση τροφοδοσίας και χαμηλή κατανάλωση.

Τέλος, αναφερόμαστε μόνο σε CMOS ενισχυτές αφού η συγκεκριμένη τεχνολογία συνεπάγεται μικρότερο κόστος και μικρότερη επιφάνεια ολοκληρωμένου.

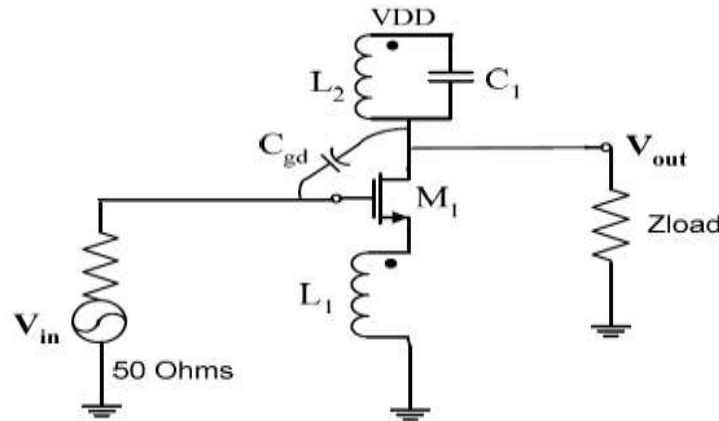
### 2.4.2 Χαρακτηριστικά του LNA

Εκτός από τα παραπάνω, ο LNA έχει και αρκετά άλλα χαρακτηριστικά τα οποία επηρεάζουν σε μεγάλο τη συμπεριφορά του κυκλώματος. Τα σημαντικότερα από αυτά παρουσιάζονται στη συνέχεια.

- I. Καλή συμπεριφορά IIP3 και 1dB Compression Point. Είδαμε από την (2.24) ότι κυρίαρχο ρόλο στη γραμμικότητα του συστήματος παίζει το τελευταίο στάδιο και όχι το πρώτο, το οποίο και αποτελεί ο LNA. Ωστόσο, η απαίτηση για μεγάλο κέρδος μπορεί να οδηγήσει σε παραμόρφωση του σήματος από το αρχικό στάδιο.
- II. Καλή απομόνωση εισόδου – εξόδου (Reserve Isolation). Η παράμετρος αυτή δίνεται από την S-παράμετρο  $S_{12}$  η οποία και αποτελεί το συντελεστή ανάστροφου σήματος. Έχει μεγάλη σημασία λόγω της παρουσίας του τοπικού ταλαντωτή (LO) στο front end κομμάτι του δέκτη. Πιο συγκεκριμένα, το LO σήμα το οποίο έχει συνήθως πολύ μεγαλύτερη τιμή πλάτους από το σήμα εισόδου και βρίσκεται κοντά στη συχνότητα με το RF σήμα βρίσκει μονοπάτια προς την είσοδο του LNA με αποτέλεσμα να γίνεται αδύνατη η λήψη εξαιτίας της υπέρθεσής του στο ασθενές RF σήμα. Επίσης, η προσαρμογή εισόδου και η σταθερότητα του συστήματος είναι σε καλύτερα επίπεδα όσο η αντίστροφη απομόνωση παραμένει υψηλή .
- III. Καλή προσαρμογή (matching) της σύνθετης αντίστασης του ενισχυτή με τη σύνθετη αντίσταση της κεραίας. Η καλή προσαρμογή ισχύος ανάμεσα στην κεραία και την είσοδο του συστήματος ουσιαστικά ελαχιστοποιεί τις απώλειες κέρδους αφού εξασφαλίζει στην ισχύ τη μέγιστη τιμή της. Επίσης, με την καλή προσαρμογή παρέχεται μεγαλύτερη σταθερότητα στο σύστημα αλλά και καλή συμπεριφορά θορύβου.
- IV. Χαμηλή κατανάλωση. Η χαμηλή κατανάλωση ισοδυναμεί όχι μόνο με μεγαλύτερη διάρκεια ζωής της μπαταρίας αλλά και με διατήρηση της θερμοκρασίας του συστήματος. Με αυτόν τον τρόπο τα στοιχεία του κυκλώματος λειτουργούν υπό τυπικές συνθήκες και δεν υπάρχει κίνδυνος αλλαγής της συμπεριφοράς του ενισχυτή.
- V. Μεγάλο εύρος ζώνης 3dB (3dB Bandwidth). Στους ενισχυτές κοινής ζώνης, η ενίσχυση βασίζεται σε έναν LC συντονισμό. Οποιαδήποτε μεταβολή των τυπικών τιμών του πυκνωτή ή του πηνίου μεταφέρει την καμπάνα συντονισμού στη συχνότητα (μας ενδιαφέρει η λειτουργία του στη ζώνη συχνοτήτων για κέρδος ίσο με  $A_{max} - 3 \text{ dB}$  ). Πρέπει τότε ο LNA να μπορεί να ανταπεξέλθει σε αυτήν την κατάσταση και η ενίσχυση που προσφέρει να είναι εντός των προδιαγραφών του προτύπου.
- VI. Μεγάλο εύρος ζώνης με το λόγο στάσιμων κυμάτων να παραμένει μικρότερος του 2. Η συγκεκριμένη παράμετρος δείχνει την ποιότητα μεταφοράς του σήματος μέσα στον ενισχυτή. Λόγω της μικροκυματικής φύσης του σήματος δημιουργούνται στάσιμα κύματα, τα οποία μεγαλώνουν όσο απομακρύνονται από τη συχνότητα στην οποία γίνεται προσαρμογή. Τα κύματα αυτά πρέπει να κρατηθούν όσο το δυνατόν μικρότερα. Αυτό έχει ιδιαίτερη σημασία στη περίπτωση που το πρότυπο έχει μεγάλη ζώνη συχνοτήτων και επομένως απαιτείται matching ευρείας ζώνης.

### 2.4.3 Χωρητικότητα υπερκάλυψης πύλης - υποδοχέα ( $C_{gd}$ )

Η απαίτηση για χαμηλή τροφοδοσία δημιουργεί περιορισμό στον αριθμό των τρανζίστορ που μπορούν να τοποθετηθούν μεταξύ των τροφοδοσιών. Πιο συγκεκριμένα, τόσο οι τάσεις κατωφλίου ( $V_{\gamma}$ ) και  $V_{DS}$  όσο και τα πηνία και οι αντιστάτες που καταναλώνουν επίσης μέρος της τροφοδοσίας καθορίζουν τον αριθμό των τρανζίστορ που μπορούν να χτιστούν.



Εικόνα 2.8: Απλός ενισχυτής χαμηλού θορύβου με ένα τρανζίστορ.

Η δυνατότητα χρησιμοποίησης μόνο ενός τρανζίστορ (Εικόνα 2.8) δεν καλύπτει την απομόνωση εισόδου - εξόδου που θέτει το σύστημα, κάτι που οφείλεται στη χωρητικότητα  $C_{gd}$  που παρουσιάζεται στο σχήμα. Πρόκειται για τη χωρητικότητα υπερκάλυψης πύλης - υποδοχέα (gate-drain overlap capacitance) και είναι ένα αναπόφευκτο παρασιτικό φαινόμενο για κάθε MOSFET τρανζίστορ.

Η  $C_{gd}$  προκαλεί :

1. Τη μείωση του κέρδους του ενισχυτή κοινής πηγής.
2. Τη μείωση της συχνότητας μοναδιαίου κέρδους του ενισχυτή σύμφωνα με τον τύπο:

$$f_t = \frac{g_m}{2\pi (C_{gd} + C_{gs})} \quad (2.47)$$

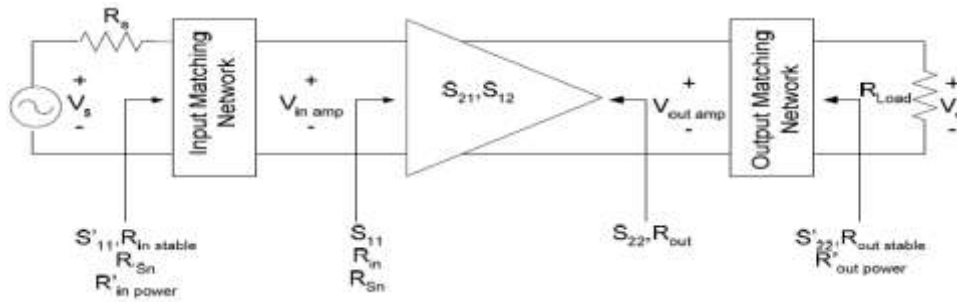
όπου  $C_{gs}$  είναι η χωρητικότητα πύλης πηγής.

3. Την αύξηση της συνολικής χωρητικότητας εισόδου  $C_{eq}$  ως εξής:

$$C_{eq} = C_{gd} (1 + A_v) \quad (2.48)$$

Οδηγούμαστε λοιπόν στο συμπέρασμα ότι μία δομή με μόνο ένα τρανζίστορ δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη σχεδίαση ενός LNA. Λύση στο πρόβλημα της  $C_{gd}$  δίνει ο cascode LNA ο οποίος όμως είναι ακατάλληλος για χαμηλή τροφοδοσία.

2.4.4 Δικτυώματα Προσαρμογής



Εικόνα 2.9: Σχηματικό διάγραμμα ενός γενικού LNA.

Βλέπουμε στην Εικόνα 2.9 ότι η ανάλυση του LNA αποτελείται από τρία στάδια:

- Το δικτύωμα προσαρμογής εισόδου (Input Matching Network, IMN).
- Το δικτύωμα προσαρμογής εξόδου (Output Matching Network, OMN).
- Τον ενισχυτή.

Οι S παράμετροι που χρησιμοποιούνται ορίζονται ως εξής :

- $S_{21}$  : Κέρδος κατά την ορθή φορά διάδοσης του σήματος,  $A_f$
- $S_{12}$  : Συντελεστής ανάστροφης μετάδοσης σήματος,  $A_r$
- $S_{11}$  : Εμπέδηση εισόδου  $R_{in}$
- $S_{22}$  : Εμπέδηση εξόδου  $R_{out}$

Τα δικτυώματα προσαρμογής παίζουν καταλυτικό ρόλο στη λειτουργία του LNA αφού εξασφαλίζουν στο σύστημα καλή συμπεριφορά θορύβου, σταθερότητα και μέγιστη μεταφορά ισχύος από την κεραία στην είσοδο του LNA .

Η βέλτιστη συμπεριφορά θορύβου επιτυγχάνεται με την προσαρμογή θορύβου. Αρκεί στην Εικόνα 2.9 να αφαιρέσουμε τα δικτυώματα και να εφαρμόσουμε πηγές θορύβου που ορίζονται με τις ισοδύναμες πηγές  $\bar{v}^2$  και  $\bar{i}^2$  . Αποδεικνύεται ότι η τιμή της  $R_s$  θα πρέπει να ισούται με μία θεωρητική αντίσταση  $R_{sn}$ . Είτε τα  $\bar{v}^2, \bar{i}^2$  είναι συσχετιζόμενα ,είτε ασυσχέτιστα ο LNA παρουσιάζει στην είσοδο αντίσταση  $R'_{sn}$  διαφορετική της βέλτιστης  $R_{sn}$  . Σκοπός του δικτυώματος προσαρμογής είναι να κάνει την  $R'_{sn}$  ίση με  $R_{sn}$ .

Για τη σταθερότητα του συστήματος πραγματοποιείται προσαρμογή σύνθετης αντίστασης. Θεωρούμε πάλι ότι αφαιρούμε τα δικτυώματα προσαρμογής. Τότε έχουμε:

$$S_{11} = \frac{Z_0 - R_{in}}{Z_0 + R_{in}}$$

$$S_{22} = \frac{Z_0 - R_{out}}{Z_0 + R_{out}} \tag{2.49}$$

Η  $S_{11}$  μπορεί να γραφτεί ως εξής :

$$S_{11} = \frac{\text{reflected\_power}}{\text{incident\_power}} \Big|_{\text{input}} \quad (2.50)$$

Για να εξασφαλιστεί η σταθερότητα του συστήματος απαιτείται η  $S_{11}$  να γίνει ίση με το μηδέν αφού σε διαφορετική περίπτωση δημιουργείται μία ταλάντωση. Από την (2.49) βλέπουμε ότι μηδενισμός της  $S_{11}$  σημαίνει  $Z_0 = R_{in}$ . Ομοίως για την  $S_{22}$  απαιτείται  $Z_0 = R_{out}$ . Με τον τρόπο αυτό τα δικτυώματα προσαρμογής μετασχηματίζουν την εμπέδηση εισόδου και εξόδου σε  $R'_{in\_stable}$  και  $R'_{out\_stable}$  αντίστοιχα οι οποίες και ελαχιστοποιούν το ποσό της ανακλώμενης ισχύος. Οι συνήκες σταθερότητας που προκύπτουν είναι:

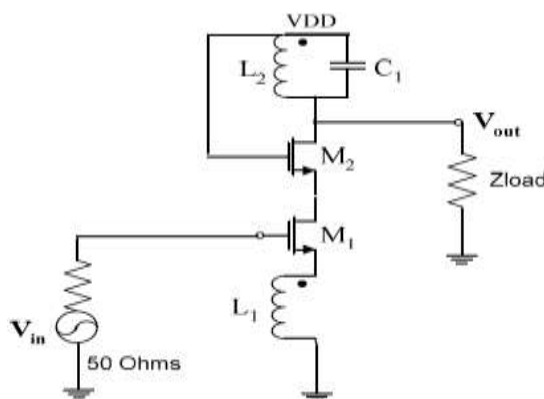
$$S_{11} = \frac{Z_0 - R'_{in\_stable}}{Z_0 + R'_{in\_stable}} \quad (2.51)$$

$$S_{22} = \frac{Z_0 - R'_{out\_stable}}{Z_0 + R'_{out\_stable}}$$

Τέλος, η μεγαλύτερη προσφορά των δικτυωμάτων προσαρμογής αφορά στην προσαρμογή ισχύος. Επιτυγχάνεται μέγιστη μεταφορά ισχύος από την πηγή εισόδου στην είσοδο του LNA και από τον LNA στο φορτίο όταν  $R_{in} = R_s$ . Τότε λέμε ότι η εμπέδηση εισόδου μετασχηματίζεται σε  $R'_{in\_power}$ . Ουσιαστικά απαιτείται να γίνει το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης εισόδου ίσο με το μηδέν και να μετασχηματιστεί το πραγματικό τιμή 50 Ω, που αποτελεί το βιομηχανικό πρότυπο. Οι τιμές των  $R'_{in\_power}$ ,  $R'_{in\_stable}$  και  $R'_{sn}$  δεν είναι ίσες.

### 2.4.5 Cascode LNA

Αποτελεί την πιο διαδεδομένη μορφή LNA αφού αποτελεί το σάνταρ της βιομηχανίας και έχει χρησιμοποιηθεί σε όλα σχεδόν τα εμπορικά προϊόντα. Μεγάλο της πλεονέκτημα είναι ότι αδρανοποιεί την χωρητικότητα υπερκάλυψης πύλης– υποδοχέα  $C_{gd}$ , χρησιμοποιεί δύο τρανζίστορ ανάμεσα στις τροφοδοσίες (το  $M_1$  που είναι κοινής πηγής και το  $M_2$  που είναι κοινής πύλης ) όπως φαίνεται και στην Εικόνα 2.10.



Εικόνα 2.10: Ενισχυτής cascode (CS-CG).



Μεγάλο μειονέκτημα του cascode LNA αποτελεί το γεγονός ότι η λύση της χρησιμοποίησης του δεν είναι βέλτιστη για συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας.

### 2.4.5.1 Δείκτης Θορύβου του ενισχυτή cascode

Από την (2.12) έχουμε δει ότι ο συνολικός θόρυβος ενός ενισχυτή κυριαρχείται από το θόρυβο του πρώτου σταδίου, το οποίο στη συγκεκριμένη περίπτωση αποτελεί το τρανζίστορ κοινής πηγής  $M_1$ . Ο δείκτης θορύβου μπορεί να οριστεί ως:

$$NF = \frac{N_{amp\_core} + N_{in}}{N_{in}} = 1 + \frac{N_{amp\_core}}{N_{in}} \quad (2.52)$$

Όπου  $N_{amp\_core}$  είναι ο θόρυβος από το κυρίως κύκλωμα ενισχυτή και  $N_{in}$  ο θόρυβος από την αντίσταση εισόδου πηγής.

Εφαρμόζοντας την (2.52) στον LNA και θεωρώντας ότι ο θόρυβος κυριαρχείται από το θερμικό θόρυβο του ρεύματος υποδοχής του  $M_1$  ( $I_{D1}$ ) καταλήγουμε στη σχέση:

$$NF = \frac{4kT \frac{2}{3} \frac{1}{g_m}}{4kTR_s} = 1 + \frac{2}{3 g_m R_s} \quad (2.53)$$

Εισάγωντας και το θόρυβο των πηνίων  $L_1$  και  $L_2$  τελικά προκύπτει η:

$$NF = 1 + \frac{4kT \frac{2}{3} g_m}{g_m^2 Q^2 4kTR_s} = 1 + \frac{2}{3 g_m Q^2 R_s} \quad (2.54)$$

όπου :

$$Q = \frac{1}{g_m \frac{L_2}{C}} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C}} = \frac{1}{R} \frac{1}{\omega_c C} \quad (2.55)$$

Βλέπουμε δηλαδή ο δείκτης θορύβου καθορίζεται αποκλειστικά και μόνο από παραμέτρους που ορίζει ο σχεδιαστής.

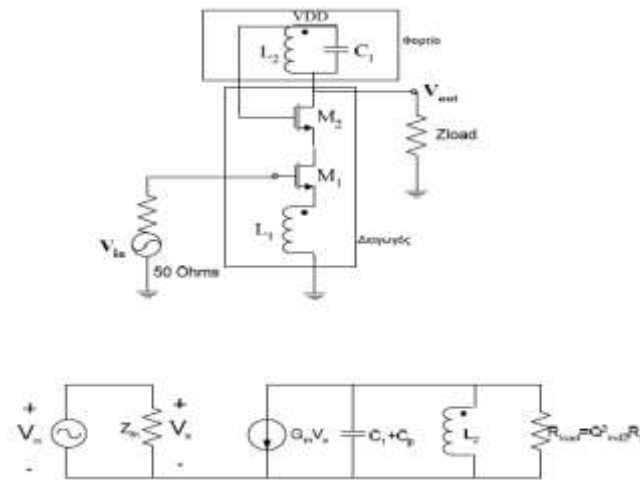
### 2.4.5.2 Κέρδος του ενισχυτή cascode

Το κέρδος της συγκεκριμένης δομής δίνεται κυρίως από το τρανζίστορ κοινής πύλης  $M_2$ .

$$G_m = \frac{g_m}{\frac{g_m}{C} L_2 \omega_c C} \frac{1}{j} = \frac{1}{j \omega_c L_2} \quad (2.56)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_p}}$$

$$Q_2 = \omega_c \frac{L_2}{R_p}$$



Εικόνα 2.11:Κύκλωμα ανάλυσης κέρδους του cascode LNA.

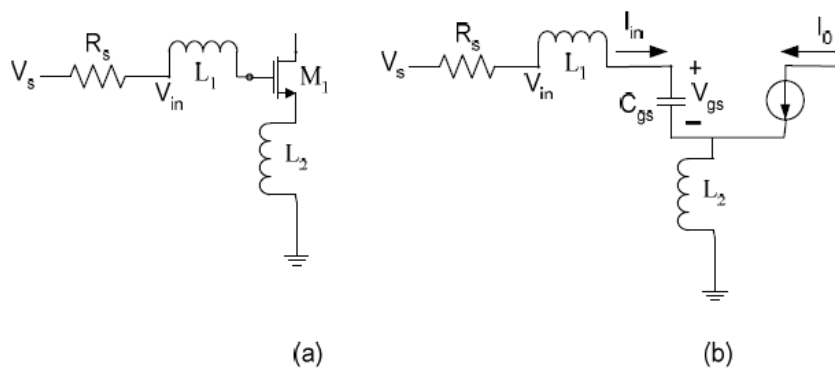
Χρησιμοποιώντας την Εικόνα 2.11 ( $R_p$  και  $C_p$  είναι οι παρασιτικές χωρητικότητες και αντιστάσεις του κυκλώματος ) που παρουσιάζει τον ενισχυτή με διαχωρισμένο το στάδιο του διαγωγού και του φορτίου αλλά και το ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος σε συνδυασμό με τον ορισμό ορισμένων παραμέτρων (2.56) παίρνουμε τον ορισμό κέρδους:

$$A_v = G_m \left( \frac{1}{j\omega C_1} // j\omega L_1 \right) = \left( \frac{1}{j\omega L_1} \right) \frac{j \omega_c L_2}{1 - \omega_c^2 L_2 C_1} = \frac{L_2}{L_1} \frac{1}{1 - \omega_c^2 L_2 C_1} \tag{2.57}$$

Βλέπουμε ότι το κέρδος δεν εξαρτάται σε καμία περίπτωση από τη διαγωγιμότητα  $g_m$ , κάτι πολύ θετικό αφού το κύκλωμα παραμένει σταθερό και ανεξάρτητο από τις μεταβολές τάσης, θερμοκρασίας και κατασκευαστικών παραμέτρων. Επίσης, επιτυγχάνεται απομόνωση εισόδου – εξόδου αφού το σήμα στην πηγή του  $M_1$  και την υποδοχή του  $M_2$  είναι πολύ μικρό.

**2.4.5.3 Προσαρμογή ισχύος**

Ζητούμενο είναι να επιτευχθεί μέγιστη μεταφορά ισχύος. Για το λόγο αυτό πρέπει το πραγματικό μέρος της εμπέδησης του ενισχυτή να ισούται με το βιομηχανικό πρότυπο των 50 Ω και το φανταστικό της μέρος ίσο με το μηδέν.



Εικόνα 2.12:Κύκλωμα για την εξαγωγή συνθήκης προσαρμογής.

Στην Εικόνα 2.12 βλέπουμε το κυκλωματικό ισοδύναμο του δικτύωματος προσαρμογής, το οποίο ουσιαστικά αποτελείται από τα πηνία  $L_1$  και  $L_2$ . Από το σχήμα b της Εικόνας 2.12 παίρνουμε τις σχέσεις:

$$V_{in} = I_{in} (j\omega L_1 + j\omega L_2) + I_{in} \left( \frac{1}{j\omega C_{gs}} \right) + I_0 j\omega L_2 \quad (2.58)$$

$$I_0 = g_m V_{gs} = g_m I_{in} \frac{1}{j\omega C_{gs}} \quad (2.59)$$

Ο συνδυασμός τους δίνει:

$$V_{in} = I_{in} \left[ j\omega(L_1 + L_2) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m L_2}{C_{gs}} \right] \quad (2.60)$$

$$\Rightarrow Z_{in} = \frac{V_{in}}{I_{in}} = j\omega(L_1 + L_2) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m L_2}{C_{gs}}$$

Για να γίνει η προσαρμογή πρέπει  $Z_{in} = R_s = 50 \Omega$  και το φανταστικό μέρος ίσο με το μηδέν. Ταυτόχρονα πρέπει να ισχύει:

$$\omega_c(L_1 + L_2) = \frac{1}{\omega_c C_{gs}} \Rightarrow (L_1 + L_2)C_{gs} = \frac{1}{\omega_c^2} \quad (2.61)$$

$$R_s = \frac{g_m}{C_{gs}} L_2 \quad (2.62)$$

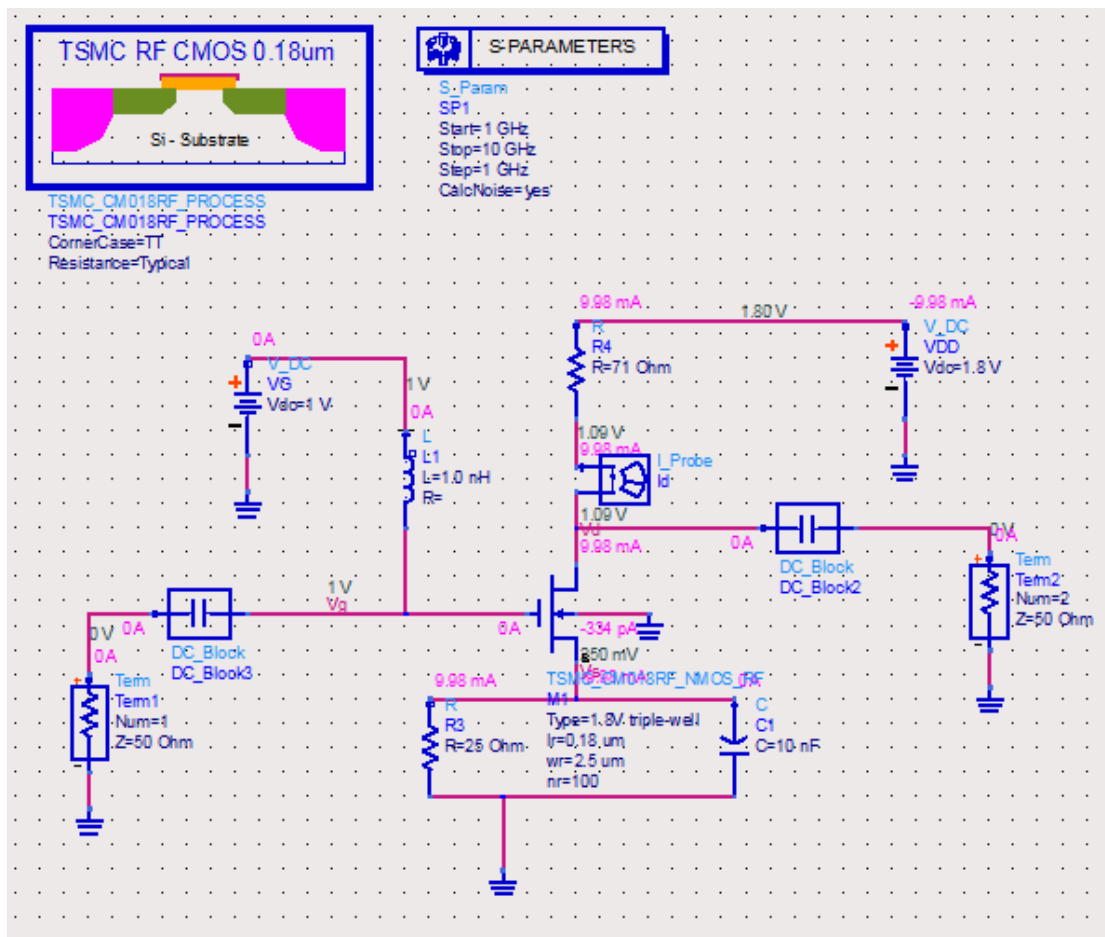
Φαίνεται ότι οι συνθήκες προσαρμογής είναι αρκετά απλές.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

## Βασική δομή LNA.

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε τη βασικότερη δομή ενισχυτή χαμηλού θορύβου χωρίς όμως να επικεντρωθούμε στη βελτιστοποίηση της απόδοσής του. Απλά θα παρουσιαστούν κάποια ενδεικτικά αποτελέσματα της λειτουργίας του LNA και πιο συγκεκριμένα, οι S-παράμετροί του ( $S_{11}, S_{12}, S_{21}, S_{22}$ ) αλλά και οι συντελεστές θορύβου του ( $nf_2, NF_{min}$ ). Οι απαιτούμενες προσομοιώσεις θα γίνουν στο πρόγραμμα ADS2008.

Η συγκεκριμένη δομή ενισχυτή χαμηλού θορύβου είναι η ακόλουθη: (Εικόνα 3.1)



Εικόνα 3.1 Κλασική δομή LNA .

Πρόκειται για μία κλασική δομή ενισχυτή κοινής πηγής. Το σήμα εισόδου συνδέεται στην πύλη και η αντίσταση φορτίου στην υποδοχή. Το κύκλωμα μοιάζει με ένα δίθυρο δίκτυο με τη θύρα εισόδου ανάμεσα στην πύλη και την πηγή (γη) και την πύλη εξόδου ανάμεσα την υποδοχή

και την πηγή (γη) . Η πηγή είναι συνεπώς κοινή στις δύο θύρες και γι'αυτό η τοπολογία ονομάζεται κοινής πηγής ή γειωμένης πηγής [1].

Το παραπάνω design έχει υλοποιηθεί στην τεχνολογία TSMC RF CMOS 0.18um. Το τρανζίστορ που χρησιμοποιούμε είναι το NMOS RF transistor της συγκεκριμένης τεχνολογίας με μία αλλαγή στο πλάτος αφού επιλέξαμε nr= 100 αντί για nr= 16 και άρα το συνολικό πλάτος γίνεται  $100 * 2.5 \mu\text{m} = 250 \mu\text{m}$ . Επιλέγουμε σαν τάση τροφοδοσίας  $V_{DD} = 1.8 \text{ V}$  ενώ την πύλη την τροφοδοτούμε με διαφορετική πηγή τάσης  $V_G = 1 \text{ V}$ , έτσι ώστε να υπάρχουν περισσότεροι βαθμοί ελευθερίας . Τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο χρησιμοποιούνται οι κατασκευαστικά καθιερωμένες αντιστάσεις των 50 Ω ενώ σημαντικό ρόλο στη λειτουργία του κυκλώματος παίζουν τα 2 DC\_Blocks που χρησιμοποιούνται . Πρόκειται για δύο ιδανικούς πυκνωτές (coupling capacitors) που στο πεδίο του DC εμποδίζουν το ρεύμα να πάει στις δύο αντιστάσεις των 50 Ω λειτουργώντας ως βραχυκυκλώματα στη συχνότητα σήματος, διατηρώντας έτσι την πόλωση. Τέλος, οι τιμές του πυκνωτή και του πηνίου δεν επηρεάζουν τις τιμές του ρεύματος πόλωσης που έχει επιτευχθεί και έτσι τυχαία κάναμε τη συγκεκριμένη επιλογή (10 nF και 1 nH αντίστοιχα ). Συνήθως επιλέγονται τιμές της τάξης των nH και nF. Οι τιμές των δύο αντιστάσεων θα υπολογιστούν παρακάτω. Επίσης, η χρησιμοποίηση του πυκνωτή στην πηγή παράλληλα με την αντίσταση πηγής εξασφαλίζει μεγάλο κέρδος ταυτόχρονα με καλή πόλωση. Το κέρδος δεν επηρεάζεται από την τιμή της αντίστασης πηγής αφού αυτή είναι βραχυκυκλωμένη στη συχνότητα του σήματος.

Έχουμε επιλέξει  $V_{DD} = 1.8 \text{ V}$  και  $V_G = 1 \text{ V}$ . Επίσης, επιλέγουμε να έχουμε ρεύμα πόλωσης  $I_D = 10 \text{ mA}$  (0.01 A ). Εξαιτίας των χαρακτηριστικών του τρανζίστορ αλλά και των επιλογών μας προκύπτουν οι τιμές  $V_D = 1.1 \text{ V}$  και  $V_S = 0.25 \text{ V}$  όπως φαίνεται και στην Εικόνα 3.1. Επομένως,

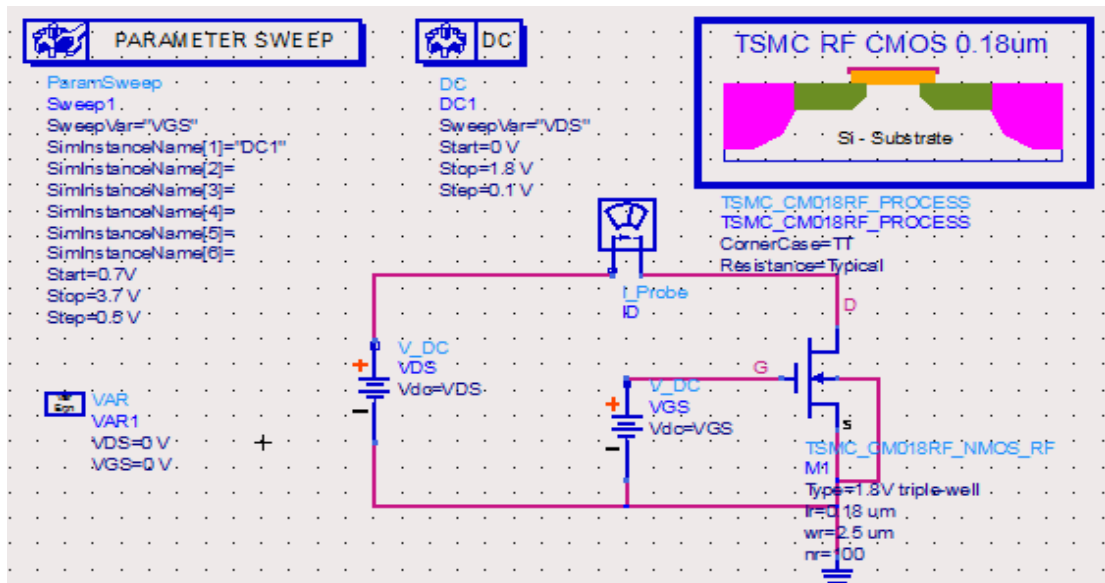
$$R_D = \frac{V_{DD} - V_D}{I_D} = \frac{1.8 \text{ V} - 1.1 \text{ V}}{0.01 \text{ A}} = 71 \Omega .$$

Ακόμα, με το δεδομένο ότι  $I_D = I_S$  (αφού  $I_G = 0$ ) προκύπτει

$$R_S = \frac{V_S}{I_S} = \frac{0.25 \text{ V}}{0.01 \text{ A}} = 25 \Omega .$$

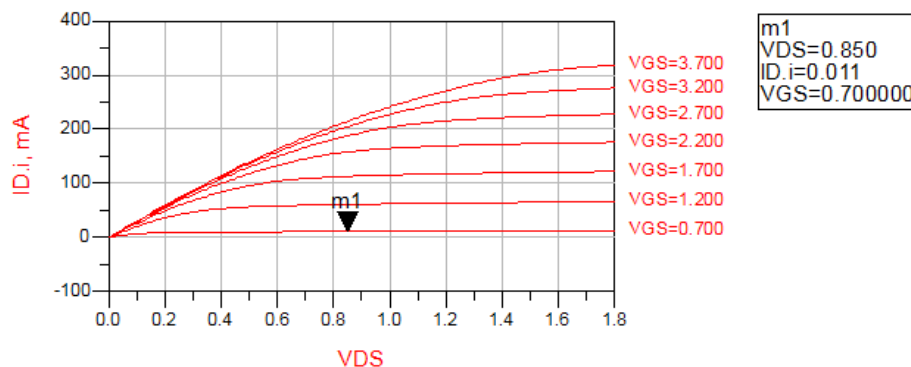
Οι δύο αυτές αντιστάσεις επαληθεύουν την επιλογή μας για  $I_D \approx 10 \text{ mA}$ .

Οι τιμές του ρεύματος πόλωσης επιβεβαιώνονται από την προσομοίωση του παρακάτω κυκλώματος. (Εικόνα 3.2)



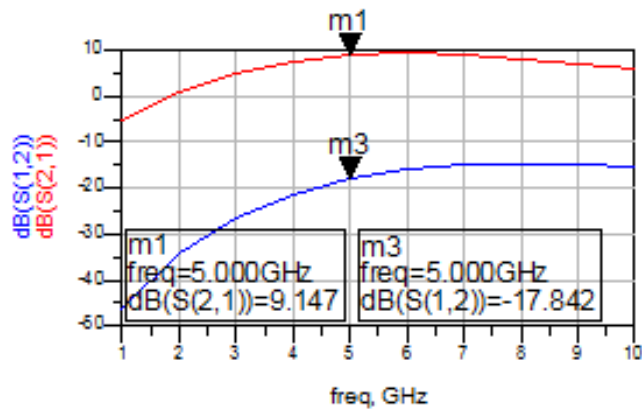
Εικόνα 3.2:Κύκλωμα επιβεβαίωσης ρευμάτων πόλωσης .

Βλέπουμε στην Εικόνα 3.3 ότι για  $V_{DS} \approx 0.85 \text{ V}$  ( $1.1 \text{ V} - 0.25 \text{ V}$ ) και  $V_{GS} \approx 0.7$  ( $1 \text{ V} - 0.3 \text{ V}$ ) το τρανζίστορ βρίσκεται σε κορεσμό ( $V_{DS} \geq V_{GS} - V_t$ ) και το αντίστοιχο ρεύμα πόλωσης είναι  $I_D \approx 10 \text{ mA}$  . Άρα έχουμε το σημείο ηρεμίας ή σημείο dc πόλωσης Q ( $10 \text{ mA}, 0.85 \text{ V}$ ).

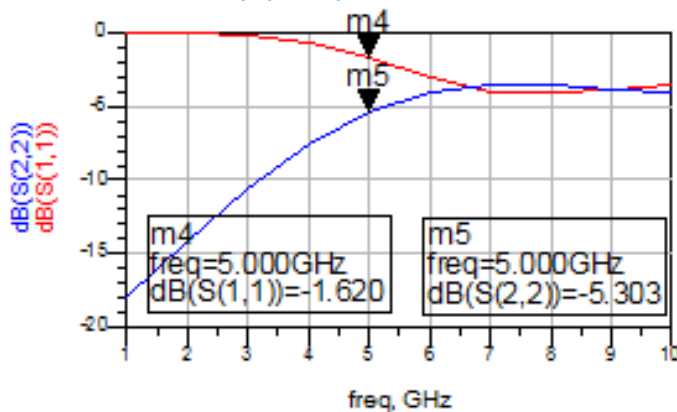


Εικόνα 3.3 Επιλογή ρεύματος (ID) και τάσεων πόλωσης (VDS , VGS) .

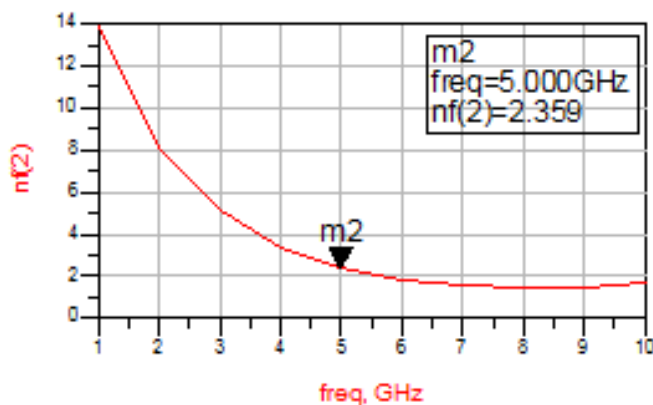
Επειδή ζητούμενο μας είναι ο υπολογισμός των S-παραμέτρων αλλά και η μέτρηση των επιπέδων θορύβου στη συχνότητα λειτουργίας των GPS δηλαδή στη συχνότητα των 5 GHz επιλέγουμε την αντίστοιχη S-PARAMETERS προσομοίωση με επιλεγμένη την επιλογή CalcNoise στο αρχικό μας κύκλωμα (Εικόνα 3.1), τα αποτελέσματα της οποίας φαίνονται παρακάτω:



Εικόνα 3.4: Κέρδος και ανάστροφο κέρδος του LNA. Και οι δύο τιμές είναι αρκετά ικανοποιητικές αφού το S21 πρέπει να είναι όσο το δυνατό μεγαλύτερο και το S12 το πολύ -10.



Εικόνα 3.5: S11 και S22 του LNA. Βλέπουμε ότι και οι δύο τιμές δεν μας ικανοποιούν αφού απαιτούμε να είναι το πολύ ίσες με -10.



Εικόνα 3.6: Δείκτης θορύβου στην έξοδο. Ούτε αυτή η τιμή μας ικανοποιεί αφού απαιτούμε να είναι μικρότερη του 2 στη θεμελιώδη συχνότητα.

Βλέπουμε ότι δεν ανταποκρίνονται όλες οι τιμές στις απαιτήσεις μας, κάτι αναμενόμενο λόγω της τυχαίας επιλογής τιμών. Αυτό θα επιτευχθεί χρησιμοποιώντας διαφορετικές συνδεσμολογίες στο επόμενο κεφάλαιο, όπου ζητούμενο θα είναι η βέλτιστη απόδοση του ενισχυτή χαμηλού θορύβου και όχι απλά η παρουσίαση της λειτουργίας του. Τέλος αναφέρουμε ότι στη συχνότητα των 5 GHz η τιμή του πυκνωτή δεν επιλέγεται τυχαία, ενώ και η τιμή του πηνίου πρέπει να τουλάχιστον της τάξης των mH ώστε να μην επιτρέπει στο AC σήμα να περάσει στην πύλη  $V_G$ .

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

## *Δομές ενισχυτών χαμηλού θορύβου με χρησιμοποίηση τριών πηνίων – προσομοιώσεις και αποτελέσματα*

### **4.1 ΕΠΙΛΟΓΗ dc ΣΗΜΕΙΟΥ ΠΟΛΩΣΗΣ**

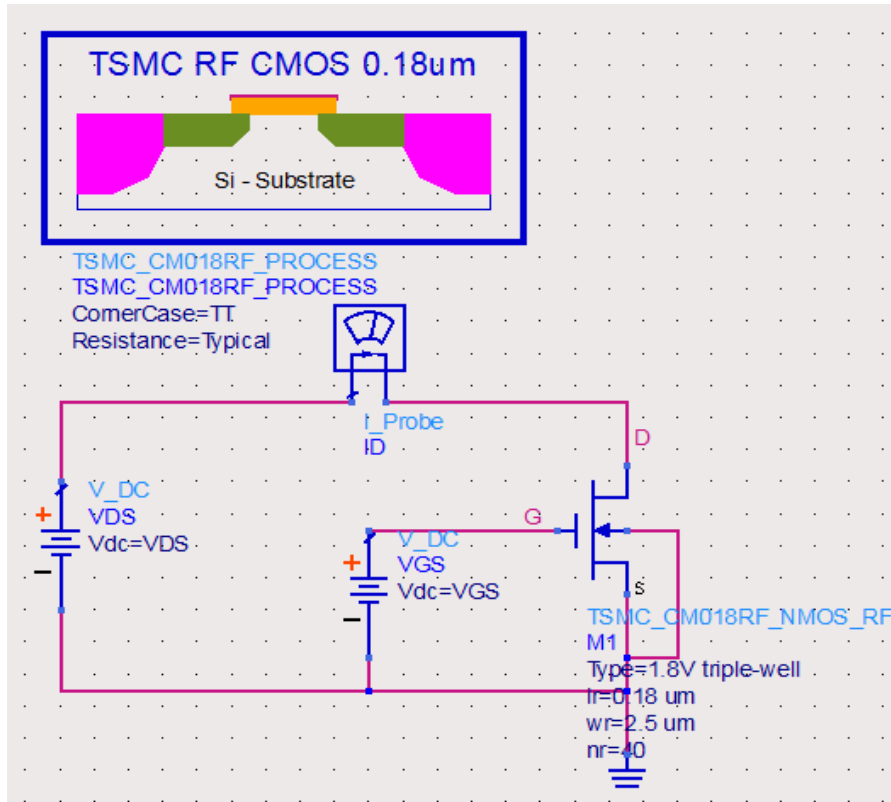
---

Πρόκειται για το πρώτο βήμα στην υλοποίηση ενός ενισχυτή. Έτσι και στη δική μας περίπτωση, ξεκινάμε επιλέγοντας το ρεύμα και τις τάσεις πόλωσης.

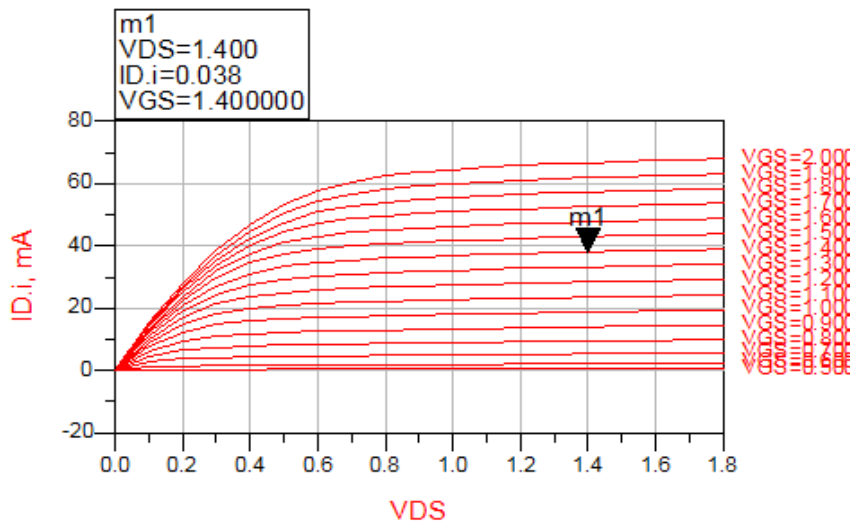
Το τρανζίστορ που θα χρησιμοποιήσουμε σε ολόκληρη την εργασία είναι το TSMC\_CM018RF\_NMOS\_RF της τεχνολογίας TSMC RF CMOS 0.18um v2.0. Επιλέγουμε επίσης να δουλέψουμε με πλάτος τρανζίστορ ίσο με 100  $\mu\text{m}$  και για αυτό το λόγο θέτουμε number of fingers ( $n_f$ ) = 40 , το οποίο πολλαπλασιαζόμενο με το υπάρχον default πλάτος (2.5  $\mu\text{m}$ ) μας δίνει το ζητούμενο πλάτος  $w = 100 \mu\text{m}$ .

Στην Εικόνα 4.1 παρουσιάζεται το κύκλωμα εκτίμησης του ρεύματος πόλωσης  $I_d$  του τρανζίστορ μας ενώ στην Εικόνα 4.2 το αποτέλεσμα αυτής της DC προσομοίωσης. Μοναδικό ζητούμενο είναι το τρανζίστορ να λειτουργεί στην περιοχή του κορεσμού, κάτι που εξασφαλίζεται από τις επιλογές μας (ικανοποιείται η συνθήκη  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$ ) .Πιο συγκεκριμένα, επιλέγουμε ρεύμα πόλωσης  $I_d = 38 \text{ mA}$  το οποίο προκύπτει για  $V_{DS} = 1.4 \text{ V}$  και  $V_{GS} = 1.4 \text{ V}$ . Επομένως, το σημείο Q έχει συντεταγμένες τα παραπάνω  $I_d$  και  $V_{DS}$  που καθορίζουν αντίστοιχα το dc ρεύμα στην υποδοχή και τη dc τάση στην υποδοχή.





Εικόνα 4.1:Κύκλωμα εκτίμησης του ρεύματος πόλωσης  $I_d$  του TSMC\_CM018RF\_NMOS\_RF τρανζίστορ μας μέσω DC προσομοίωσης.

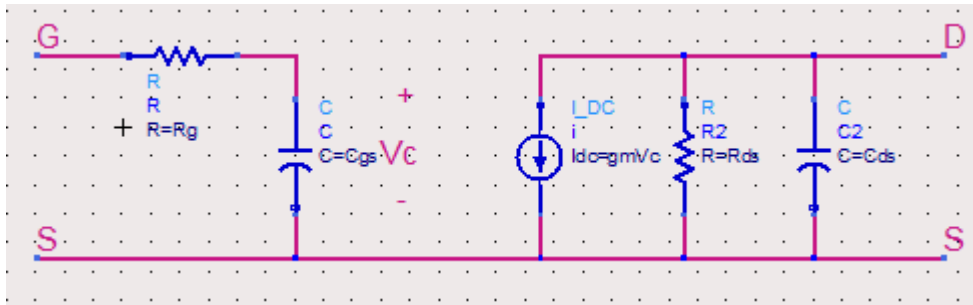


Εικόνα 4.2:Αποτέλεσμα DC προσομοίωσης . Επιλέγεται ρεύμα πόλωσης = 38 mA και τάσεις  $V_{DS} = V_{GS} = 1.4$  V.

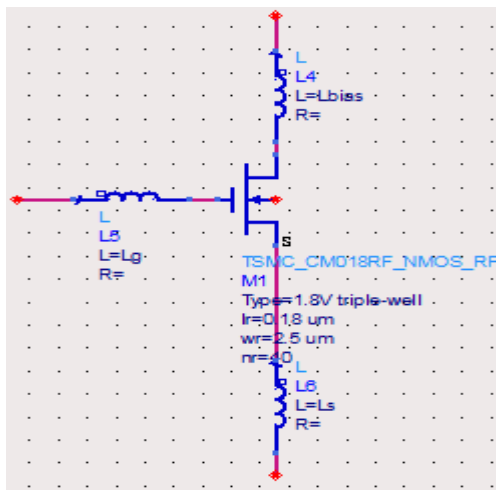
## 4.2 ΕΠΙΛΟΓΗ ΚΑΤΑΛΛΗΛΗΣ ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑΣ ΓΙΑ LNA

Επόμενο βήμα είναι η επιλογή της κατάλληλης συνδεσμολογίας για την υλοποίηση του LNA μας. Πιο συγκεκριμένα, δεν θα χρησιμοποιήσουμε την κλασική συνδεσμολογία που παρουσιάζεται

στην Εικόνα 4.3 (μοντέλο μικρού σήματος), αλλά επιπλέον θα χρησιμοποιούμε τρία πηνία. Ένα συνδέεται στην πηγή ( $L_s$ ), ένα στην υποδοχή ( $L_{bias}$ ) και ένα στη πύλη ( $L_g$ ). (Εικόνα 4.4)



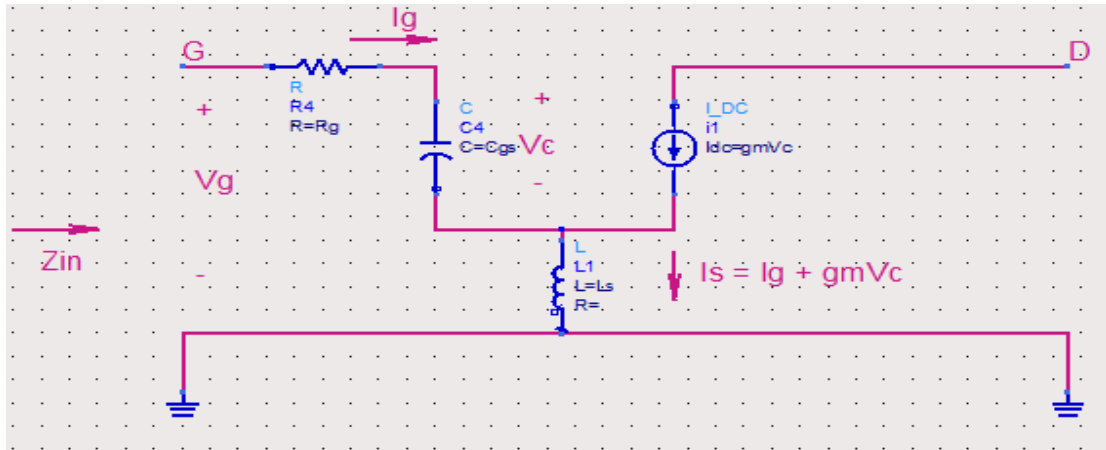
Εικόνα 4.3:Κλασική διάταξη MOSFET (κύκλωμα μικρού σήματος).



Εικόνα 4.4: Αρχικό σχηματικό LNA με τη χρήση 3 πηνίων .

Στη συνέχεια θα δείξουμε πως γίνεται η προσαρμογή με τη μετάβαση από την κλασική διάταξη της Εικόνας 4.3 στην τροποποιημένη τοπολογία της Εικόνας 4.4.

Ξεκινώντας , αντικαθιστούμε την παράλληλη σύνδεση του πυκνωτή  $C_{ds}$  με την αντίσταση  $R_{ds}$  που συνδέεται στην πηγή του MOSFET με ένα νέο πηνίο  $L_s$ . (Εικόνα 4.5)



Εικόνα 4.5: Διάταξη με προσθήκη ενός πηνίου  $L_s$ .

$$\text{Έχουμε λοιπόν } Z_{in} = \frac{V_g}{I_g} \quad (4.1)$$

Από το νόμο ρευμάτων του Kirchhoff :

$$V_g = I_g R_g + V_c + I_s j \omega L_s \text{ όπου } V_c = \frac{1}{j \omega C_{gs}} I_g . \text{ Θέτω επίσης } s = j\omega .$$

$$\text{Προκύπτει επομένως: } V_c = \frac{1}{s C_{gs}} I_g \text{ ενώ από Ν.Ρ.Κ. } I_s = I_g + g_m V_c .$$

Η (4.1) τελικά γίνεται :

$$\begin{aligned} Z_{in} &= \frac{I_g R_g + V_c + I_s j \omega L_s}{I_g} = \frac{I_g R_g + \frac{I_g}{s C_{gs}} + (I_g + g_m V_c) j \omega L_s}{I_g} = \frac{I_g R_g + \frac{I_g}{s C_{gs}} + \left( I_g + \frac{g_m I_g}{s C_{gs}} \right) s L_s}{I_g} = R_g + \frac{1}{s C_{gs}} + \\ & s \left( 1 + \frac{g_m}{s C_{gs}} \right) L_s = \\ & = R_g + \frac{1}{s C_{gs}} + s L_s + \frac{L_s g_m}{s C_{gs}} \end{aligned} \quad (4.2)$$

Συνεχίζοντας με την (4.2) έχουμε:

$$\begin{aligned} Z_{in} &= R_g + \frac{L_s g_m}{C_{gs}} + s \left( \frac{1}{s^2 C_{gs}} + L_s \right) = R_g + \frac{L_s g_m}{C_{gs}} + j\omega \left( \frac{1}{(j\omega)^2 C_{gs}} + L_s \right) \\ &= R_g + \frac{L_s g_m}{C_{gs}} + j\omega \left( L_s - \frac{1}{\omega^2 C_{gs}} \right) = R_g + \frac{L_s g_m}{C_{gs}} + j \left( \omega L_s - \frac{\omega}{\omega^2 C_{gs}} \right) = \\ &= R_g + \frac{L_s g_m}{C_{gs}} + j \left( \omega L_s - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right) . \end{aligned}$$

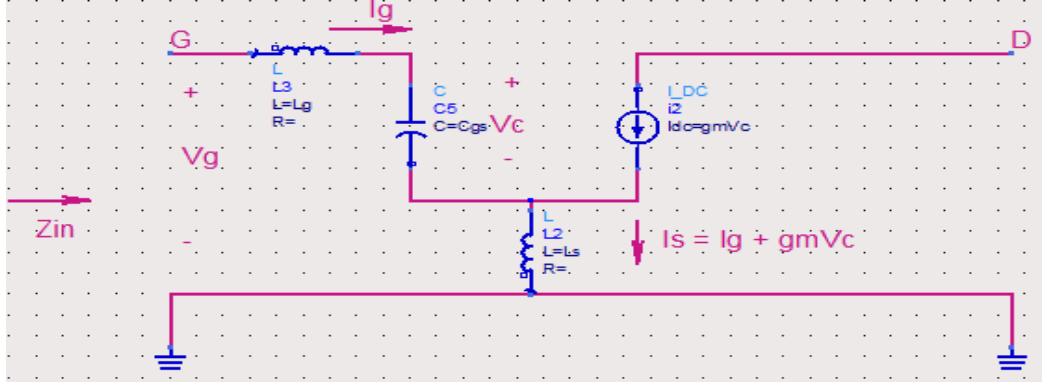
$$\text{Για τα MOSFET όμως } R_g = 0 \text{ και επομένως: } Z_{in} = \frac{L_s g_m}{C_{gs}} + j \left( \omega L_s - \frac{1}{\omega C_{gs}} \right) .$$

Προκειμένου να επιτευχθεί προσαρμογή, πρέπει το πραγματικό μέρος της παραπάνω εξίσωσης να ισούται με την αντίσταση εισόδου  $R_s = 50 \Omega$  και το φανταστικό της μέρος να ισούται με το μηδέν. Έχουμε δηλαδή:

$$\frac{L_s g_m}{C_{gs}} = 50 \Omega \quad (4.3) \quad \text{και}$$

$$\omega L_s - \frac{1}{\omega C_{gs}} = 0 \Rightarrow \omega^2 L_s C_{gs} = 1 \Rightarrow L_s = \frac{1}{C_{gs} \omega^2} \quad (4.4)$$

Τέλος, τοποθετούμε ένα ακόμα πηνίο  $L_g$  αντικαθιστώντας την αντίσταση  $R_g$  στην πύλη του MOSFET σαν καλώδιο διασύνδεσης του ολοκληρωμένου. (Εικόνα 4.6)



Εικόνα 4.6: Διάταξη με την προσθήκη του πηνίου  $L_g$ .

Έχουμε επομένως :

$$Z_{in} = \frac{V_g}{I_g} = \frac{I_g (j\omega L_g) + I_g \frac{1}{j\omega C_{gs}} + I_s j\omega L_s}{I_g} = \frac{I_g (j\omega L_g) + I_g \frac{1}{j\omega C_{gs}} + (I_g + \frac{I_g g_m}{j\omega C_{gs}}) j\omega L_s}{I_g}$$

$$= j\omega L_g + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + j\omega L_s + \frac{L_s g_m}{C_{gs}} = j\omega (L_g + L_s) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{L_s g_m}{C_{gs}}.$$

Για να γίνει η προσαρμογή, πρέπει το πραγματικό μέρος της παραπάνω εξίσωσης να ισούται με την αντίσταση των 50 Ω και το φανταστικό της μέρος να ισούται με το μηδέν.

$$\text{Άρα: } j\omega (L_g + L_s) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} = 0 \Rightarrow -\omega (L_g + L_s) = -\frac{1}{\omega C_{gs}} \Rightarrow$$

$$(L_g + L_s) = \frac{1}{\omega^2 C_{gs}} \quad (4.5)$$

$$\text{Θέτοντας τώρα για τα πηνία } Q_L = \frac{\omega L \omega l}{R_s} \Rightarrow L \omega l = \frac{Q_L R_s}{\omega} \Rightarrow L_g + L_s = \frac{Q_L R_s}{\omega} \Rightarrow$$

$$L_g = \frac{Q_L R_s}{\omega} - L_s \quad (4.6)$$

Όπου  $\omega = \omega_0$  = γωνιακή συχνότητα και  $Q_L$  ο quality factor για τα πηνία.

Για τη συχνότητα των 5 GHz :  $\omega = 2\pi \cdot 5 \cdot 10^9 \text{ Hz} = \pi \cdot 10^{10} \text{ rad/sec}$ .

$$\text{Επίσης, λύνοντας την (5) ως προς } C_{gs}: C_{gs} = \frac{1}{\omega_0^2 (L_g + L_s)} \quad (4.7)$$

Το συγκεκριμένο υποκεφάλαιο (4.2) βασίζεται στις πηγές [1],[5].

### 4.3 Δομές κοινής πηγής

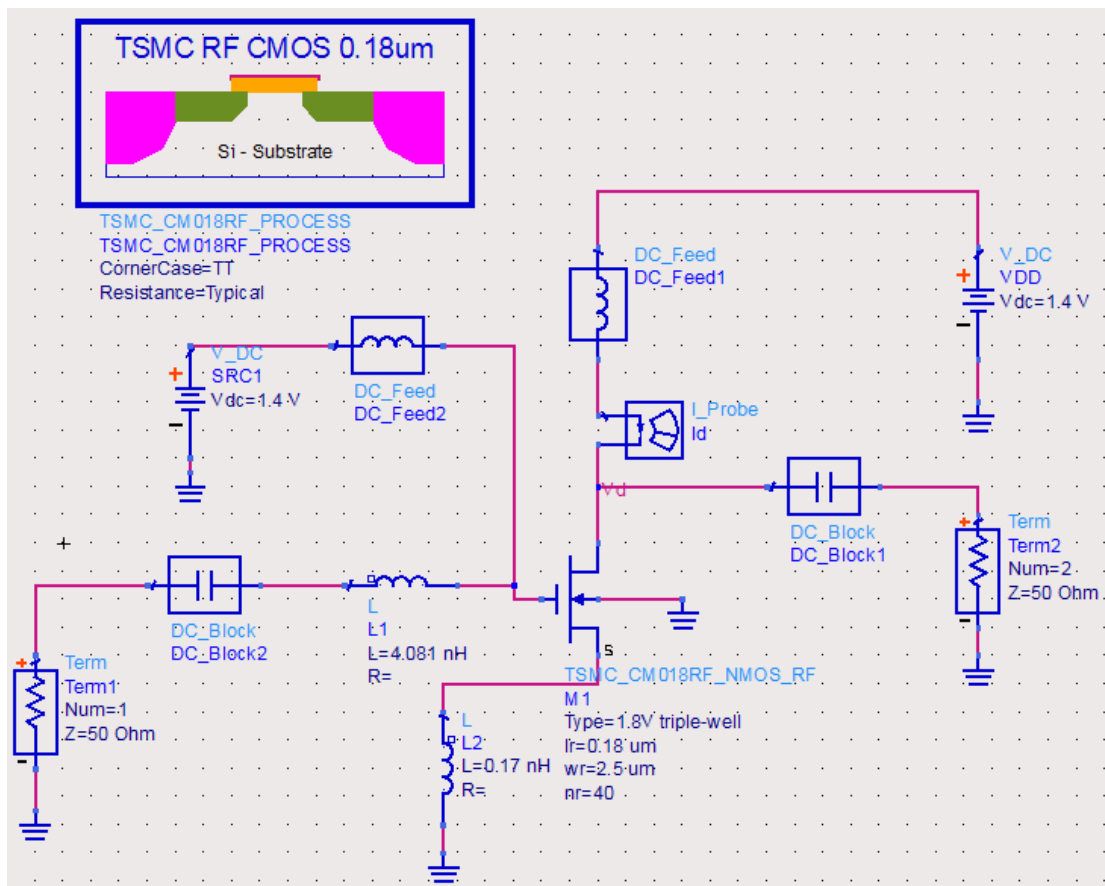
Στη συνέχεια θα παρουσιάσουμε αναλυτικά διάφορες δομές ενισχυτών χαμηλού θορύβου ( LNA ) κοινής πηγής επικεντρώνοντας στους παράγοντες:

- S21 (dB): Κέρδος , με την απαίτηση να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερο.
- S11 (dB): Εμπέδηση εισόδου , με την απαίτηση να είναι το πολύ -10.
- NF (dB): Δείκτης θορύβου , με την απαίτηση να είναι το πολύ 2.
- IP3 (dBm): Τιμή της ισχύος εισόδου , για την οποία το γραμμικό κέρδος και το προϊόν ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης έχουν την ίδια τιμή στην ισχύ εξόδου.
- 1 dB compression point (dBm) : Τιμή της ισχύος εισόδου , για την οποία το πραγματικό και το γραμμικό κέρδος έχουν την ίδια τιμή στην ισχύ εξόδου.

Ξεκινάμε, με την πιο απλή δομή ενισχυτή χαμηλού θορύβου:

#### 4.3.1 Απλή δομή LNA με 3 πηνία

Η συγκεκριμένη υλοποίηση παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.7.



Εικόνα 4.7: Δομή LNA με τη χρήση τριών πηνίων.

Χρησιμοποιούμε το τρανζίστορ που περιγράψαμε παραπάνω, το οποίο και είναι πολωμένο με  $I_d = 38 \text{ mA}$  και  $V_{DS} = V_{GS} = 1.4 \text{ V}$ . Για να διατηρηθεί αυτή η πόλωση, χρησιμοποιούνται τα 2 DC\_Blocks στην είσοδο και την έξοδο του ενισχυτή κοινής πηγής (είσοδος  $V_{DS}$  και έξοδος  $V_{GS}$ ) που

χρησιμοποιούμε. Τα DC\_Blocks είναι δομές που μπλοκάρουν το dc ρεύμα. Επίσης, βλέπουμε τη χρησιμοποίηση 2 DC\_Feeds τα οποία λειτουργούν ως πηνία με μεγάλες τιμές. Ακόμα, τόσο στην είσοδο όσο και την έξοδο χρησιμοποιούμε αντιστάσεις των 50 Ω. Για τη μεν είσοδο η συγκεκριμένη τιμή είναι η καθιερωμένη αντίσταση της κεραίας εισόδου, για τη δε έξοδο η συγκεκριμένη τιμή δεν έχει ιδιαίτερη σημασία αφού μετά την έξοδο του LNA θα μπορούσε να τοποθετηθεί οποιαδήποτε δομή με αντίσταση διάφορη των 50 Ω. Για τυπικούς λόγους, θα χρησιμοποιούμε τη συγκεκριμένη αντίσταση στην έξοδο. Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι χρησιμοποιούμε ιδανικά πηνία και ιδανικούς πυκνωτές.

Μένει να καθοριστούν οι τιμές των δύο πηνίων  $L_g$  και  $L_s$  ( στο δικό μας σχήμα  $L_1$  και  $L_2$  αντίστοιχα). Ξεκινάμε με την τιμή του  $L_s$ , η πρέπει να έχει μία τιμή της τάξης των nH και περιορίζεται μόνο από το μέγιστο μέγεθος επαγωγής που επιτρέπει κάθε τεχνολογία. Συνήθως αυτό είναι 10 nH αφού οτιδήποτε μεγαλύτερο θα ήταν πολύ μεγάλο για να τοποθετηθεί στο τσιπ. Στη συγκεκριμένη περίπτωση επιλέγουμε  $L_s = 0.17$  nH.

Επόμενο βήμα αποτελεί ο υπολογισμός της τιμής του  $L_g$ . Η συγκεκριμένη τιμή υπολογίζεται από τη σχέση (4.6) που υπάρχει παραπάνω. Βλέπουμε ότι στη συγκεκριμένη σχέση χρησιμοποιείται ο παράγοντας  $Q_L$  (optimal Q) τον οποίο και θα πρέπει να υπολογίσουμε [5].

Έχουμε :  $Q_L = \sqrt{1 + \frac{1}{p}}$  όπου  $p = \frac{\delta \alpha^2}{5\gamma}$ . Συνήθως,  $\gamma = 2$ ,  $\delta = 4$  και  $\alpha = 0.9$ .

Άρα,  $p = \frac{4(0.9)^2}{5.4} = 0.162$  και τελικά:

$$Q_L = \sqrt{1 + \frac{1}{0.162}} = 2.67 \quad (4.8)$$

Από την (4.6) έχουμε:  $L_g = \frac{Q_L R_s}{\omega} - L_s$ , όπου:

$$Q_L = 2.67 \text{ από την (4.8),}$$

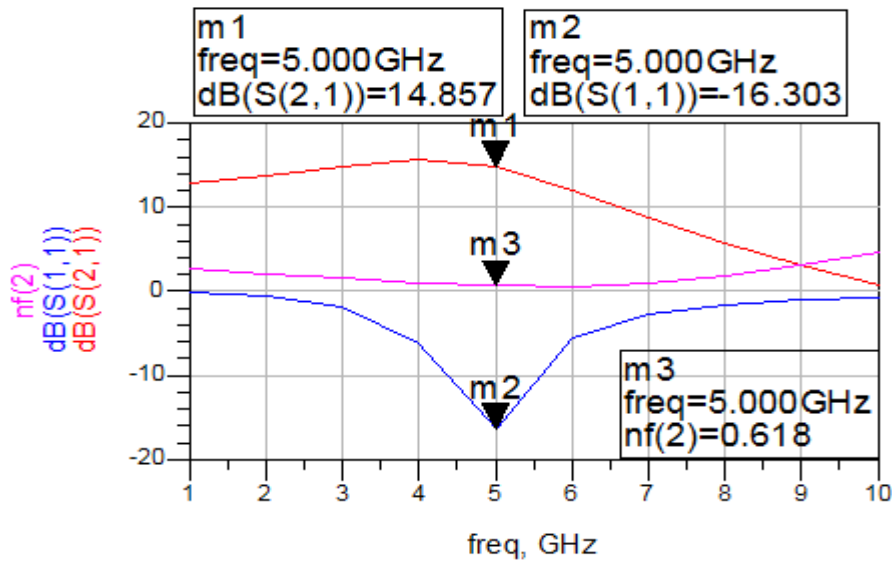
$$\omega = \pi 10^{10} = 3.14 10^{10} \text{ rad/sec,}$$

$$R_s = 50 \Omega \text{ και}$$

$$L_s = 0.17 \text{ nH.}$$

Προκύπτει τελικά  $L_g = 4.081$  nH .

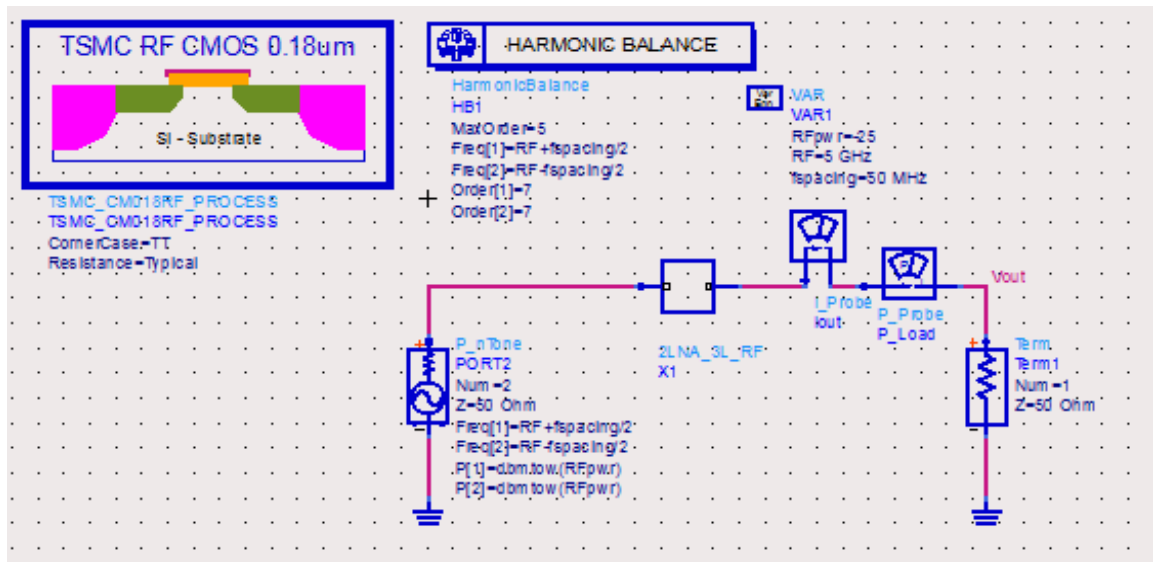
Για όλες τις παραπάνω τιμές και πραγματοποιώντας μία S-PARAMETERS προσομοίωση προκύπτουν τα αποτελέσματα της Εικόνας 4.8.



Εικόνα 4.8: Κέρδος, S11 και nf2 για τον LNA με 3 πηνία.

Αυτό που μένει για την ολοκλήρωση της παρουσίασης της συγκεκριμένης δομής είναι η μέτρηση των IP3 και 1 dB compression point. Για τον υπολογισμό του πρώτου χρησιμοποιείται το κύκλωμα της Εικόνας 4.9 ενώ για τον υπολογισμό του δεύτερου χρησιμοποιείται το κύκλωμα της Εικόνας 4.11. Μετράμε μέχρι προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 5<sup>ης</sup> τάξης ενώ χρησιμοποιούμε  $f_{\text{spacing}} = 50$  MHz για τη θεμελιώδη συχνότητα των 5 GHz.

Τα προϊόντα 1<sup>ης</sup> τάξης είναι στις συχνότητες 5025 και 4975 MHz, της 3<sup>ης</sup> τάξης στις 5075 και 4925 MHz και της 5<sup>ης</sup> τάξης στις 6025 και 4875 MHz. (Αυτό ισχύει για όλες τις παρόμοιες μετρήσεις στα κυκλώματα που ακολουθούν.) Ισχύς εισόδου= -25.



Εικόνα 4.9 : Κύκλωμα υπολογισμού IP3 [7].

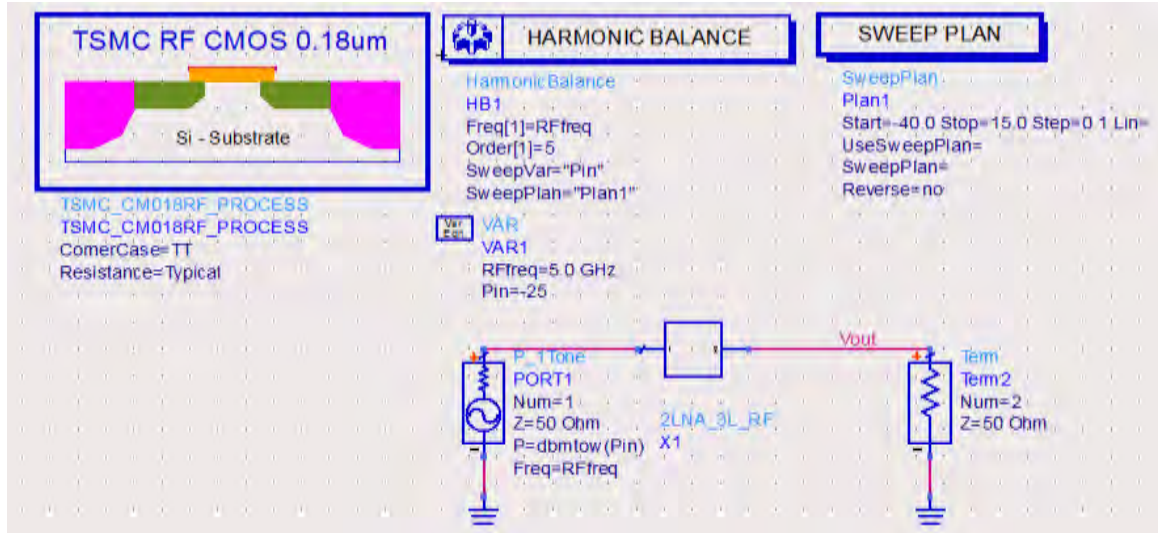
Στην Εικόνα 4.10 βλέπουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και τις δύο εξισώσεις που χρησιμοποιήθηκαν και δίνουν το ίδιο αποτέλεσμα.

TOI	ip3
14.491	14.491

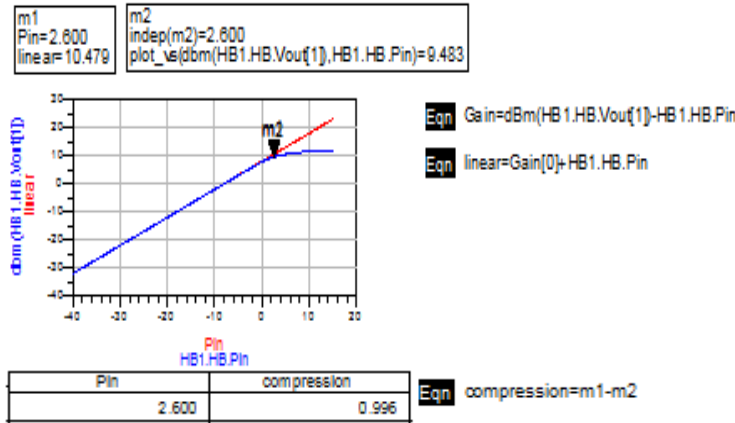
Eqn TOI=ipn(HB.Vout,0,HB.Iout,i,{1,0},{2,-1},3)  
 Eqn ip3=ip3\_out\|Vout,{1,0},{2,-1},50

Εικόνα 4.10: Μέτρηση IP3 [7].

Ακολουθεί ο υπολογισμός του 1 dB compression point για τη συγκεκριμένη δομή, με τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και τις εξισώσεις που χρησιμοποιούνται να παρουσιάζονται στην Εικόνα 4.12.



Εικόνα 4.11:Κύκλωμα υπολογισμού 1 dB compression point. Ισχύς εισόδου=-25 [5],[8].



Εικόνα 4.12: Μέτρηση 1 dB compression point [5],[8].

Τα αποτελέσματα των παραπάνω προσομοιώσεων παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στον παρακάτω πίνακα.

ΚΥΚΛΩΜΑ	S21 (dB)	S11 (dB)	nf2 (dB)	IP3 (dBm)	1dB(dBm)
LNA_3 πηνία	14.857	-16.303	0.618	14.491	2.6



Βλέπουμε ότι η τιμή του κέρδους είναι ικανοποιητική αφού είναι αρκετά μεγαλύτερη του 10, ενώ τόσο η τιμή S11 όσο και η τιμή nf2 είναι εξαιρετικές αφού βρίσκονται πολύ μακριά από τον ελάχιστο στόχο του -10 και του 2 που είχαμε θέσει αντίστοιχα.

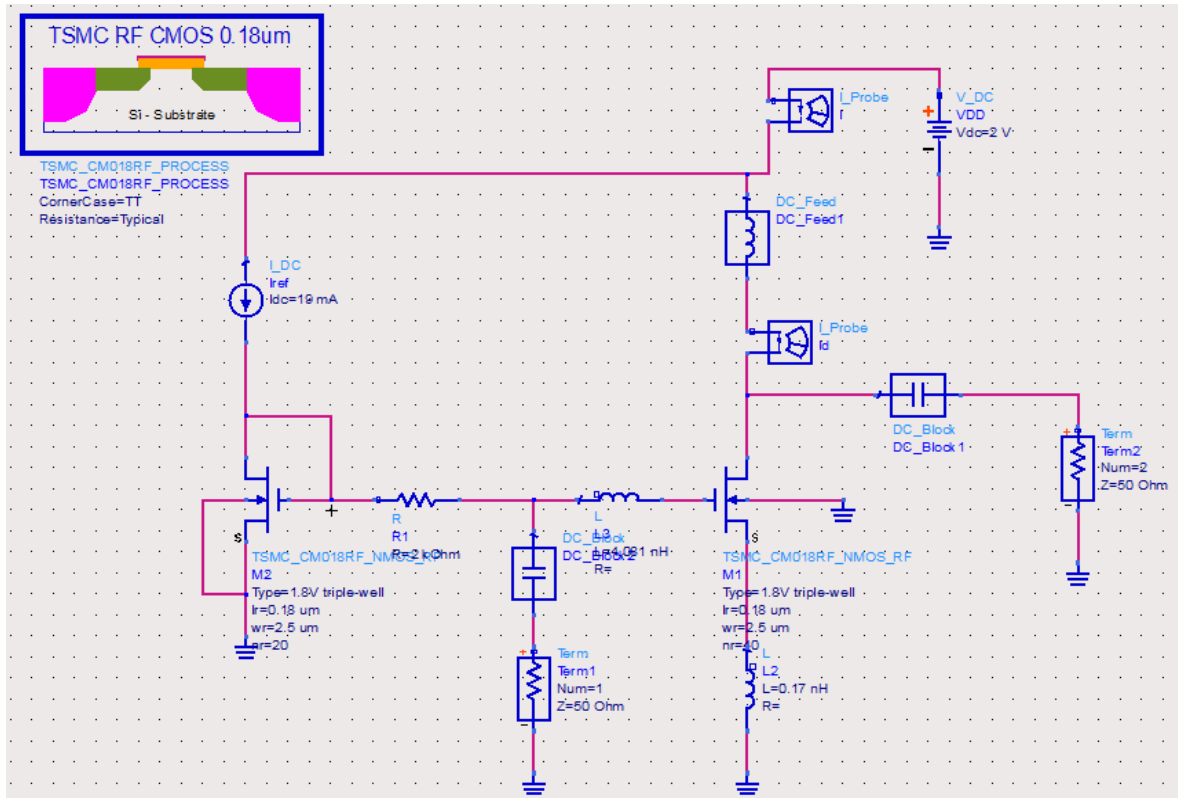
Στη συνέχεια επεκτείνουμε την παραπάνω δομή με την προσθήκη ενός καθρέφτη ρεύματος.

### 4.3.2 LNA με χρήση καθρέφτη ρεύματος

Η συγκεκριμένη διάταξη παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.13. Έχουμε προσθέσει έναν καθρέφτη ρεύματος και μία πηγή ρεύματος. Με τον καθρέφτη ρεύματος, παράγεται ένα σταθερό dc ρεύμα σε μία θέση του κυκλώματος και αναπαράγεται σε διάφορες άλλες θέσεις για την πόλωση των διαφόρων σταδίων ενίσχυσης (οδήγηση ρεύματος). Επίσης, μία πολύ μεγάλη αντίσταση των 2 kΩ η οποία χρησιμοποιείται για την απομόνωση του καθρέφτη ρεύματος από την RF είσοδο. Για τον καθρέφτη ρεύματος επιλέγουμε πλάτος  $w = 50 \mu\text{m}$  (άρα θέτω  $n\tau = 20$ ), ενώ για την πηγή ρεύματος επιλέγουμε  $I_{ref} = 19 \text{ mA}$ . Ικανοποιείται δηλαδή η σχέση:

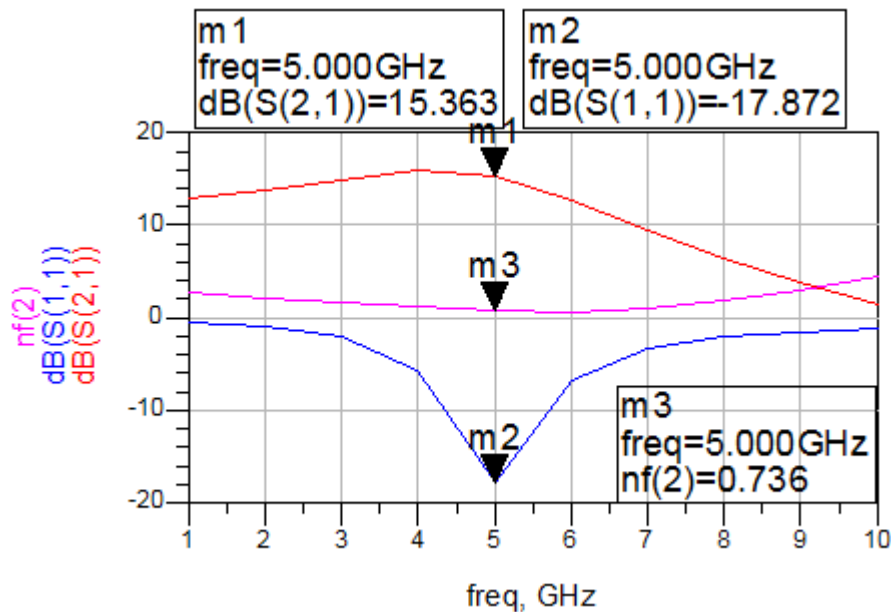
$$I_d = I_{ref} \left( \frac{K1}{K2} \right) = I_{ref} \frac{(W/L)_1}{(W/L)_2} = I_{ref} \frac{W1}{W2} = I_{ref} \frac{100 \mu\text{m}}{50 \mu\text{m}} = 2 I_{ref} = 38 \text{ mA}.$$

η οποία και περιγράφει τη λειτουργία του βασικού καθρέφτη ρεύματος για τα δύο τρανζίστορ M1, M2. Το ρεύμα πόλωσης  $I_d$  σχετίζεται με το ρεύμα αναφοράς  $I_{ref}$  βάσει του λόγου διαστάσεων των δύο τρανζίστορ. Στην ειδική περίπτωση όπου χρησιμοποιούμε δύο πανομοιότυπα τρανζίστορ τότε  $I_d = I_{ref}$  και το κύκλωμα αναπαράγει απλώς το ρεύμα αναφοράς στον ακροδέκτη εξόδου δηλαδή σαν καθρέφτη ρεύματος [1],[2],[3].



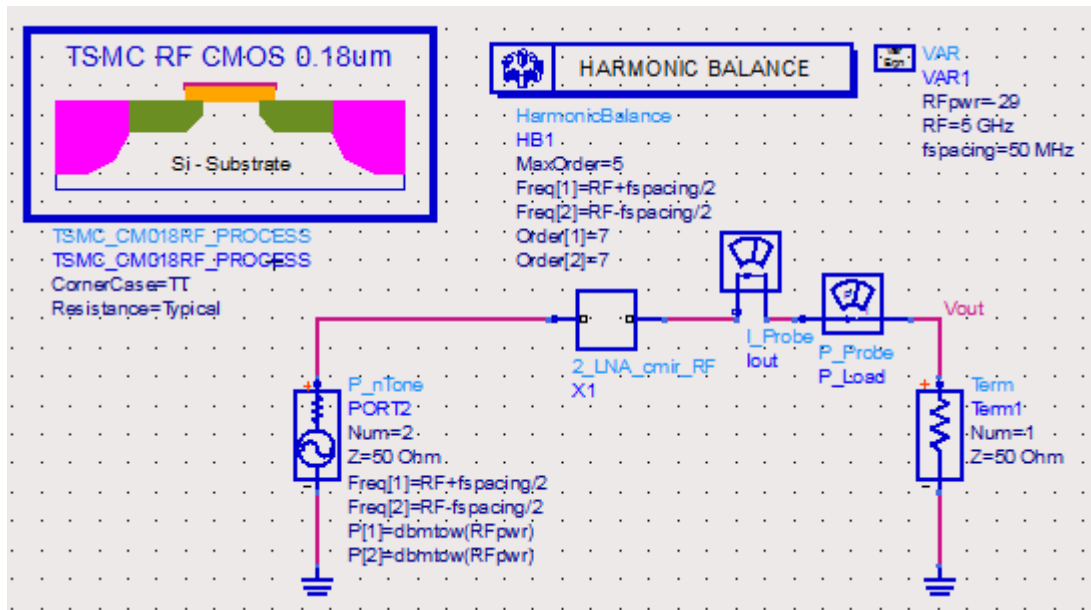
Εικόνα 4.13: Δομή LNA με τη χρήση καθρέφτη ρεύματος . Η τιμή της τάσης VDD αλλάζει από τα 1.4 στα 2 V προκειμένου να διατηρηθεί το ρεύμα πόλωσης στα 38 mA. Επίσης, η τιμή της αντίστασης R1 πρέπει να είναι πολύ μεγάλη και γι'αυτό επιλέγεται η τιμή των 2 kΩ [5].

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της παραπάνω διάταξης παρουσιάζονται στην Εικόνα 4.14.



Εικόνα 4.14:Κέρδος, S11 και nf2 για τον LNA με καθρέφτη ρεύματος.

Ακολουθεί η μέτρηση του IP3.

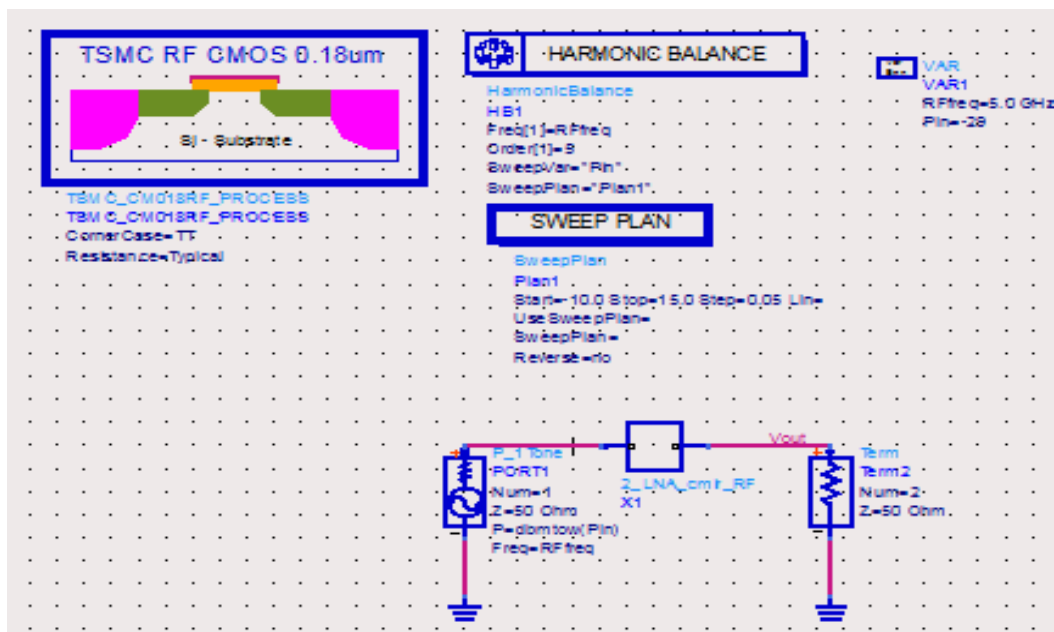


Εικόνα 4.15:Κύκλωμα υπολογισμού IP3. Ισχύς εισόδου=-29 [7].

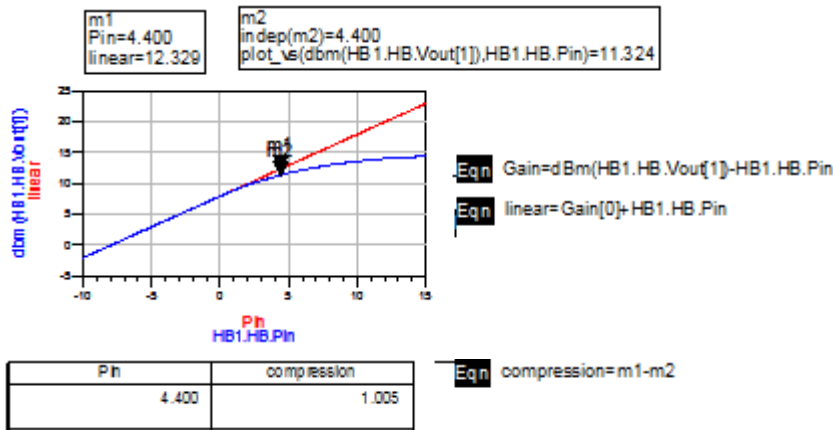
TOI	ip3	Eqn
21.997	21.997	TOI=ipn(HB.Vout,0,HB.lout,i,{1,0},{2,-1},3)
		ip3=ip3_out(Vout,{1,0},{2,-1},50)

Εικόνα 4.16:Μέτρηση IP3 [7].

Τέλος, υλοποιείται η μέτρηση του 1 dB compression point.



Εικόνα 4.17:Κύκλωμα υπολογισμού 1 dB compression point. Ισχύς εισόδου=-29 [5],[8].



Εικόνα 4.18:Μέτρηση 1 dB compression point [5],[8].

Τα αποτελέσματα των παραπάνω προσομοιώσεων παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στον παρακάτω πίνακα.

ΚΥΚΛΩΜΑ	S21 (dB)	S11 (dB)	nf2 (dB)	IP3 (dBm)	1dB(dBm)
LNA_καθρέφτης ρεύματος	15.363	-17.782	0.736	21.997	4.4

Βλέπουμε μία μικρή αύξηση του κέρδους (0.5 dB) και μία μικρή βελτίωση στην τιμή S11. Αντίθετα αυξάνεται λίγο η τιμή nf2, χωρίς όμως να δημιουργεί κάποιο πρόβλημα αφού παραμένει αισθητά μικρότερη του 2 .Οι τιμές IP3 και 1dB compression point παρουσίασαν σημαντική αύξηση .

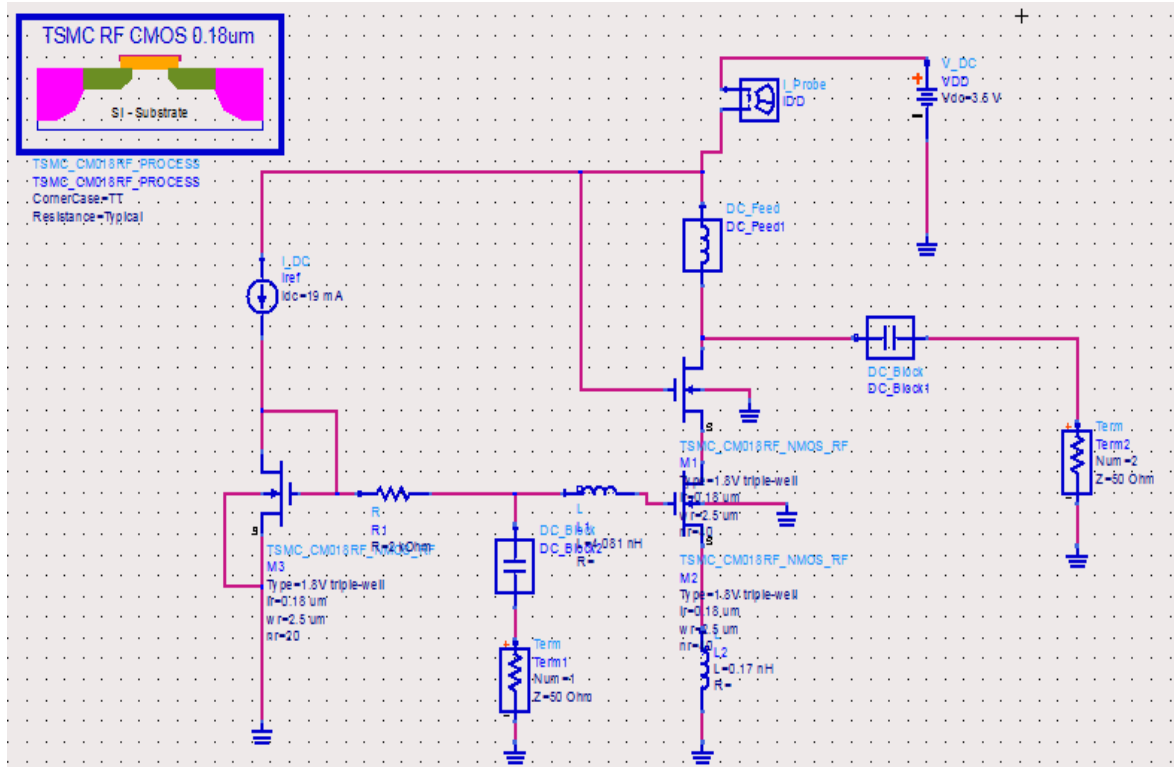
Στη συνέχεια, στην υπάρχουσα δομή προσθέτουμε κασκοδικό (cascode) στάδιο.

### 4.3.3 Επέκταση με προσθήκη κασκοδικού σταδίου.

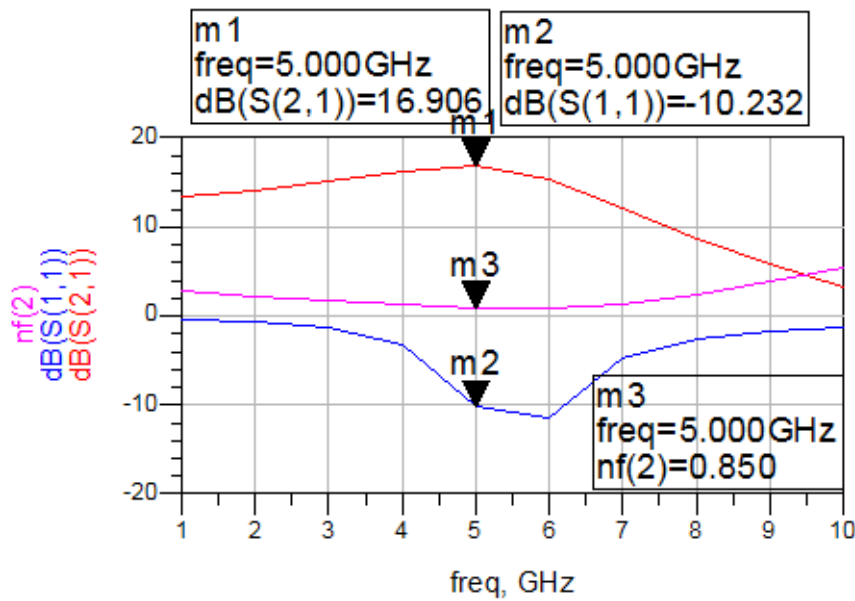
Η κασκοδική ( cascode) δομή είναι ένας συνδυασμός μίας συσκευής κοινής πηγής (σε αυτή την περίπτωση ο LNA μας ) με ένα φορτίο κοινής πύλης. Η χρησιμοποίηση σαν φορτίο ενός επιπλέον τρανζίστορ έχει ως αποτέλεσμα, καλύτερη συμπεριφορά ως προς το κέρδος της δομής σε σχέση με τη χρησιμοποίηση μίας αντίστασης ή ενός πυκνωτή. Το σκεπτικό στο οποίο βασίζεται ο cascode ενισχυτής είναι ο συνδυασμός της υψηλής αντίστασης εισόδου και της μεγάλης διαγωγιμότητας που επιτυγχάνει ένας ενισχυτής κοινής πηγής με την ιδιότητα απομόνωσης ρεύματος και την ανώτερη απόκριση υψηλών συχνοτήτων του κυκλώματος κοινής πύλης. Και οι δύο ενισχυτές λειτουργούν στην περιοχή κορεσμού ενώ διαρρέονται από το κοινό ρεύμα πόλωσης  $I_d$  [1],[2],[3].

Το επιπλέον τρανζίστορ έχει τις ίδιες ρυθμίσεις σε πλάτος και μήκος με το αρχικό τρανζίστορ του LNA μας ( $w = 100 \mu\text{m}$  . Μία ακόμα αλλαγή που είναι απαραίτητη, είναι η αύξηση της τάσης παροχής από τα 2 V στα 3.6 V προκειμένου να διατηρηθούν οι αρχικές τιμές πόλωσης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος.

Η συγκεκριμένη δομή παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.19, ενώ τα αποτελέσματα της προσομοίωσής του παρουσιάζονται στην Εικόνα 4.20.

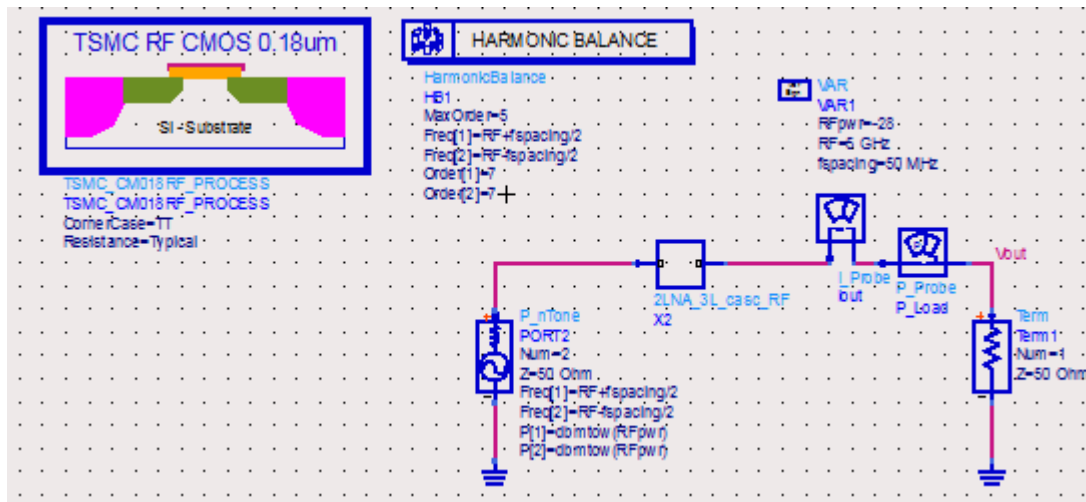


Εικόνα 4.19:Κασκοδικός LNA ενός σταδίου [5].



Εικόνα 4.20:Κέρδος, S11 και nf2 για τον cascode LNA ενός σταδίου.

Ακολουθεί η μέτρηση του IP3.



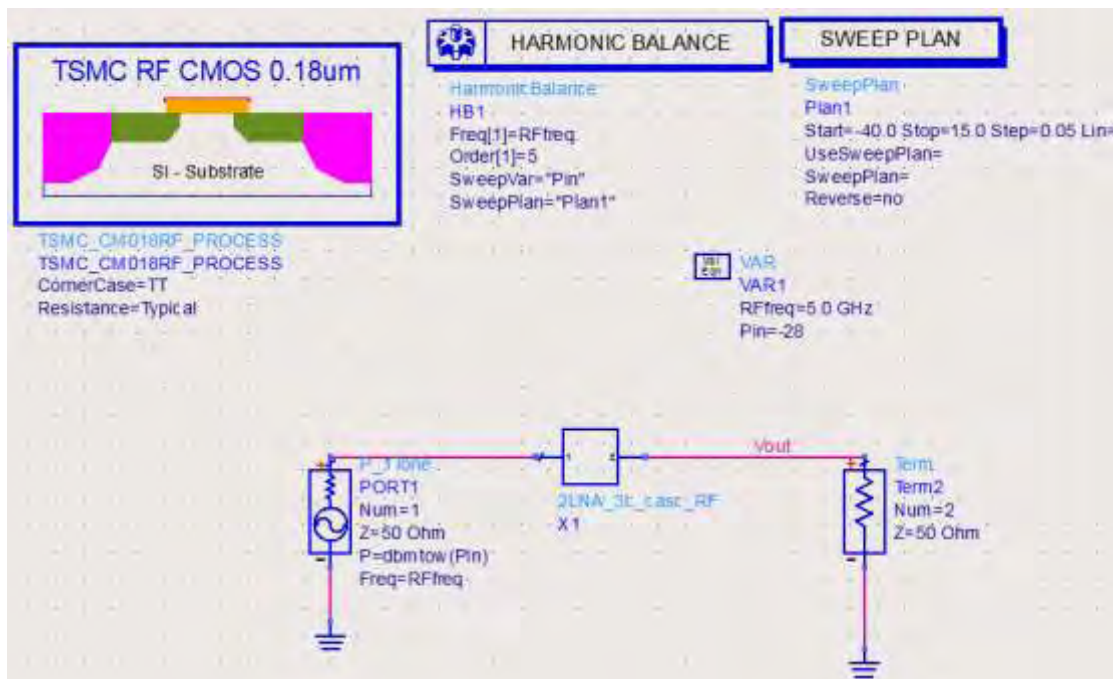
Εικόνα 4.21:Κύκλωμα υπολογισμού IP3. Ισχύς εισόδου=-28 [7].

TOI	IP3
20.853	20.853

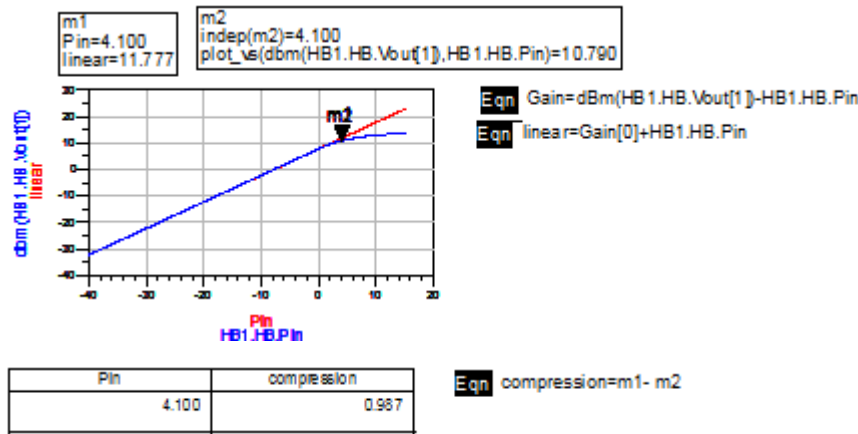
Eqn TOI=ipn(HB.Vout,0,HB.Iout,i,{1,0},{2,-1},3)  
 Eqn ip3=ip3\_out\Vout,{1,0},{2,-1},50

Εικόνα 4.22: Μέτρηση IP3 [7].

Τέλος, υλοποιείται η μέτρηση του 1 dB compression point.



Εικόνα 4.23:Κύκλωμα υπολογισμού 1 dB compression point . Ισχύς εισόδου = -28 [5],[8].



Εικόνα 4.24:Μέτρηση 1 dB compression point [5],[8].

Τα αποτελέσματα των παραπάνω προσομοιώσεων παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στον παρακάτω πίνακα.

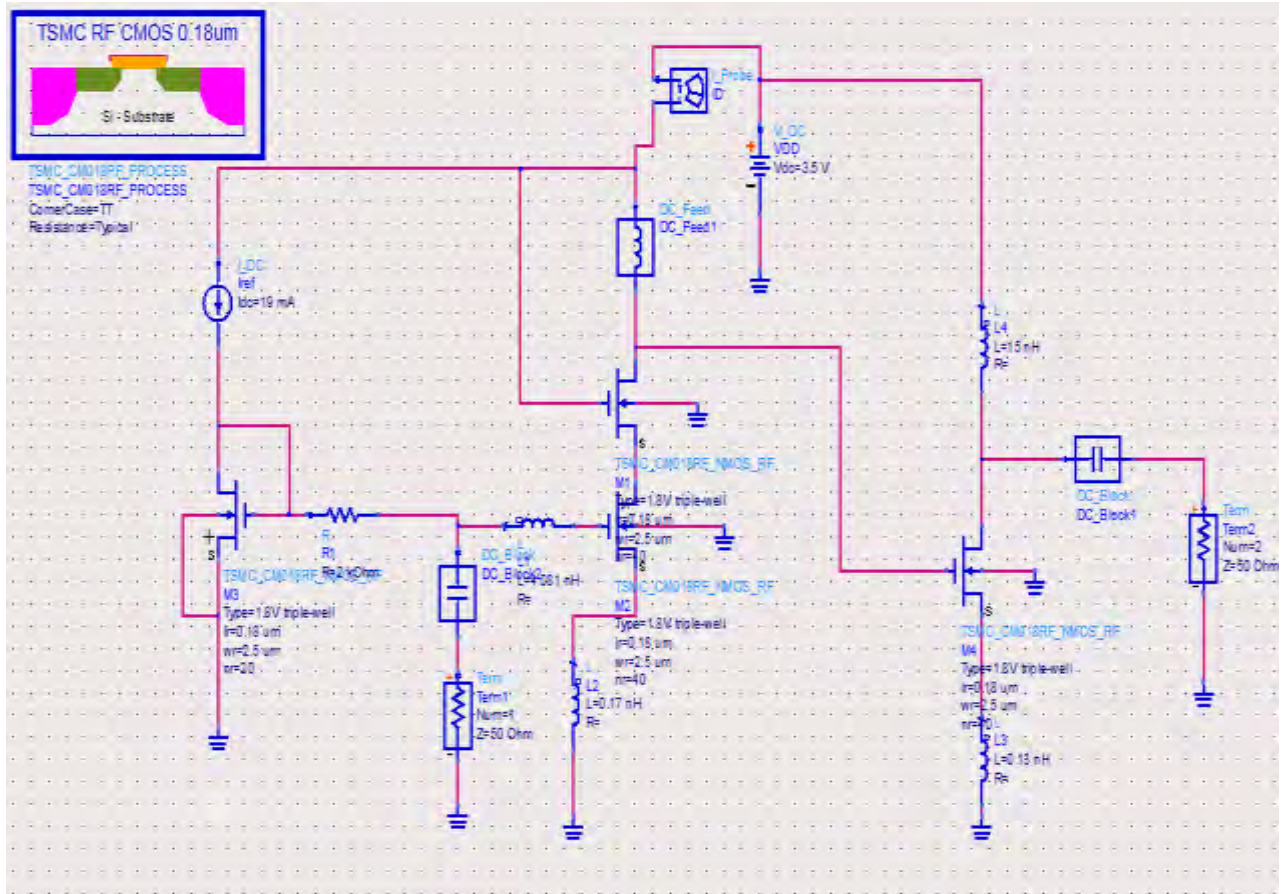
ΚΥΚΛΩΜΑ	S21 (dB)	S11 (dB)	nf2 (dB)	IP3 (dBm)	1dB(dBm)
LNA_cascode	16.906	-10.232	0.850	20.853	4.1

Βλέπουμε, μία αισθητή βελτίωση του κέρδους αφού η τιμή του αυξήθηκε γύρω στο 1.5 dB. Αντίθετα η τιμή S11 βρίσκεται στο αποδεκτό όριο ενώ η τιμή nf2 παρά τη μικρή της αύξηση βρίσκεται αρκετά κάτω από το όριο .Οι τιμές IP3 και 1dB compression point παρουσίασαν μία αμελητέα πτώση.

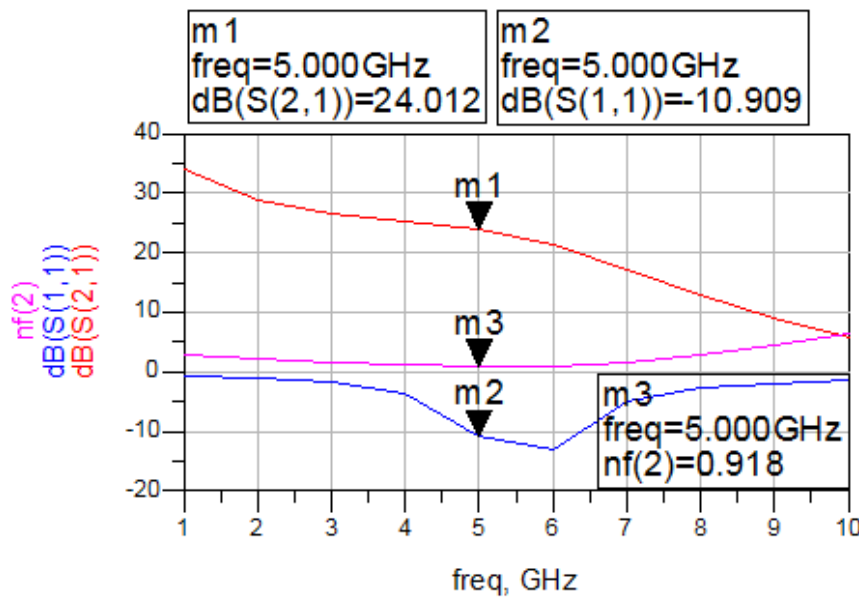
Τέλος, προσθέτουμε ένα ακόμα C-S στάδιο στην έξοδο του ενισχυτή.

#### 4.3.4 Προσθήκη ενός ακόμα C-S σταδίου

Για να αυξήσουμε ακόμα περισσότερο το περιθώριο κέρδους του ενισχυτή μας προσθέτουμε ένα ακόμα C-S στάδιο (η πηγή συνδέεται μέσω ενός πηνίου στη γείωση) στην έξοδο του ενισχυτή. Το αυξημένο κέρδος βελτιώνει το δείκτη θορύβου του δέκτη αφού ο δείκτης θορύβου του δεύτερου σταδίου μειώνεται κατά  $\approx 1/\text{κέρδος\_LNA}$ . Πιο συγκεκριμένα χρησιμοποιείται ένα επιπλέον τρανζίστορ ίδιου πλάτους στην έξοδο το οποίο ζευγαρώνει με την ήδη υπάρχουσα δομή. Έτσι, η νέα πύλη συνδέεται στην υποδοχή του κασκοδικού ενισχυτή μας ενώ η νέα υποδοχή συνδέεται μέσω ενός μεγάλου πηνίου στην τροφοδοσία προκειμένου να λάβει το απαιτούμενο ρεύμα για να βρεθεί σε κορεσμό. Το νέο αυτό πηνίο αρκεί να έχει μία αρκετά μεγάλη τιμή και έτσι εδώ επιλέγουμε την τιμή των 15 nH η οποία μετά από αρκετές παραμετρικές δοκιμές μας δίνει τα μέγιστα δυνατά αποτελέσματα. Με τον ίδιο τρόπο, δηλαδή με παραμετρικές δοκιμές επιλέγουμε την τιμή των 0.13 nH (και όχι 0.18 nH) για το πηνίο της νέας πηγής. Η τιμή της τροφοδοσίας παραμένει σταθερή στα 3.5 V. Η δομή αυτή παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.25.



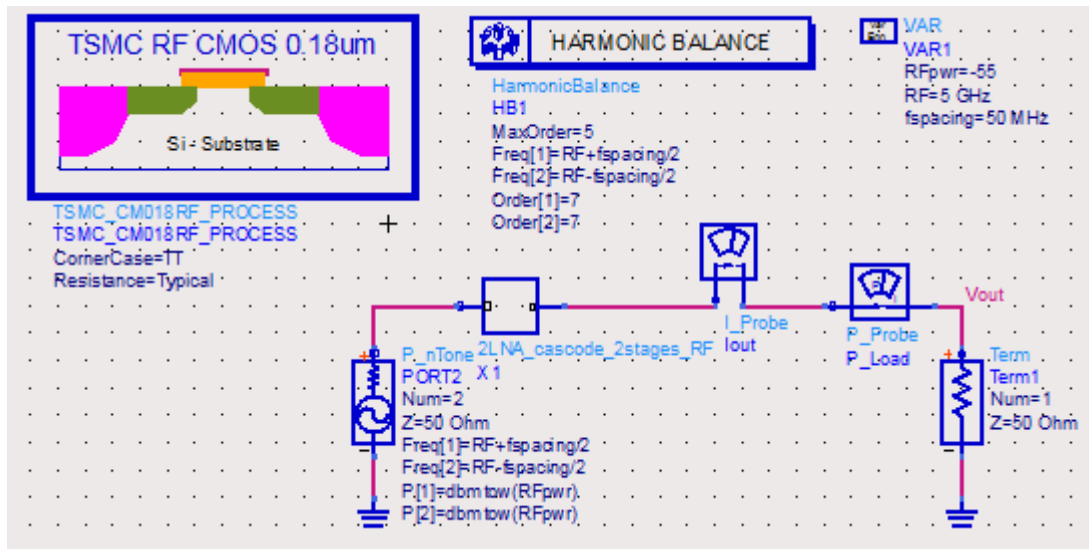
Εικόνα 4.25:Κασκοδικός LNA δύο σταδίων [5].



Εικόνα 4.26: Κέρδος, S11 και nf2 για τον cascode LNA δύο σταδίων. Το κέρδος έγινε αρκετά μεγαλύτερο του 20.



Ακολουθεί η μέτρηση του IP3.



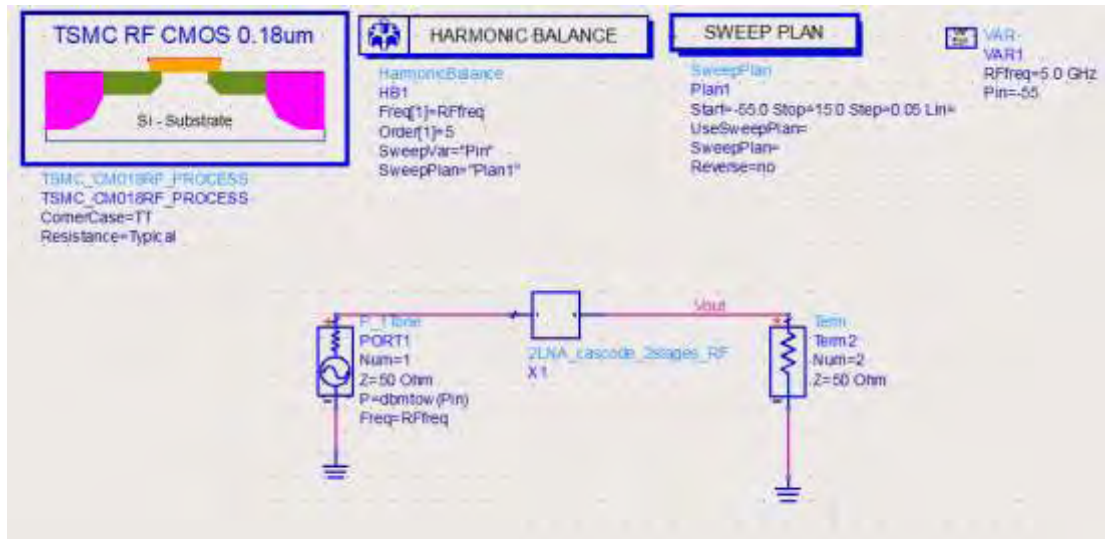
Εικόνα 4.27: Κύκλωμα υπολογισμού IP3 Ισχύς εισόδου=-55 [7].

TOI	ip3
22.233	22.233

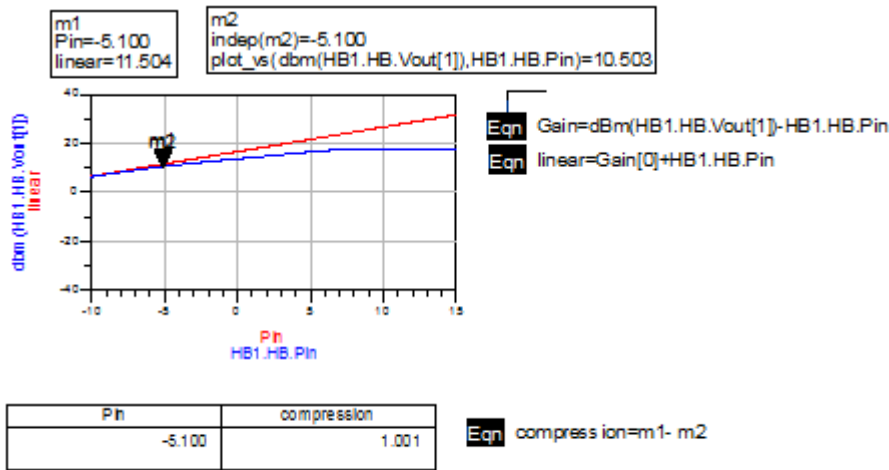
Eqn TOI=ipn(HB.Vout,0,HB.Iout,i,{1,0},{2,-1},3)  
 Eqn ip3=ip\_3\_out(Vout,{1,0},{2,-1},50)

Εικόνα 4.28 Μέτρηση IP3 [7].

Τέλος, υλοποιείται η μέτρηση του 1 dB compression point.



Εικόνα 4.29:Κύκλωμα υπολογισμού 1 dB compression point.Ισχύς εισόδου=-55 [5],[8].



Εικόνα 4.30: Μέτρηση 1 dB compression point [5],[8].

Τα αποτελέσματα των παραπάνω προσομοιώσεων παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στον παρακάτω πίνακα.

ΚΥΚΛΩΜΑ	S21 (dB)	S11 (dB)	nf2 (dB)	IP3 (dBm)	1dB(dBm)
LNA_cascode_C-S έξοδος	24.012	-10.909	0.918	22.253	-5.1

Σημειώθηκε μία πολύ μεγάλη αύξηση του κέρδους, της τάξης των 7.106 dB.Επίσης βελτιώθηκε ελάχιστα η τιμή S11 ενώ η τιμή nf2 για πρώτη φορά πλησίασε το 1. Η τιμή του IP3 αυξήθηκε ελάχιστα ενώ του 1dB compression point έγινε αρνητική.

#### 4.4 Δομές LNA με διαφορικό ζεύγος

Στη συνέχεια θα παρουσιάσουμε αναλυτικά διάφορες δομές ενισχυτών χαμηλού θορύβου ( LNA ) με διαφορικό ζεύγος επικεντρώνοντας στους παράγοντες:

- S21 (dB):Κέρδος, με την απαίτηση να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερο.
- S11 (dB): Εμπέδηση εισόδου, με την απαίτηση να είναι το πολύ -10.
- NF (dB): Δείκτης θορύβου , με την απαίτηση να είναι το πολύ 2.
- IP3 (dBm):Τιμή της ισχύος εισόδου, για την οποία το γραμμικό κέρδος και το προϊόν ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης έχουν την ίδια τιμή στην ισχύ εξόδου.
- 1 dB compression point (dBm) : Τιμή της ισχύος εισόδου, για την οποία το πραγματικό και το γραμμικό κέρδος έχουν την ίδια τιμή στην ισχύ εξόδου.

#### 4.4.1 Πλήρης διαφορικός LNA ενός σταδίου

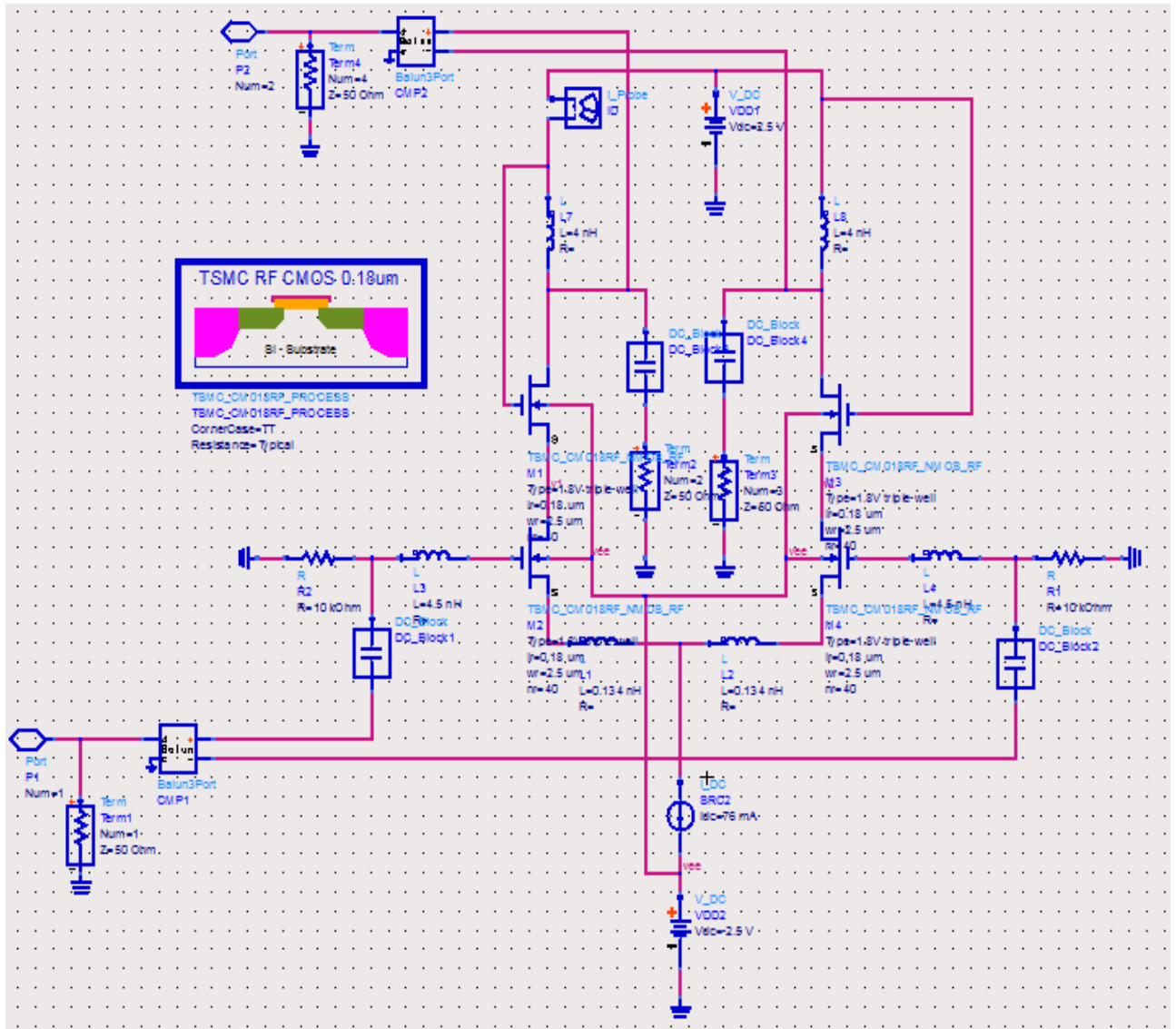
Η συγκεκριμένη δομή παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.31. Πρόκειται για τη βασική δομή ενός διαφορικού ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Όπως είναι γνωστό η συγκεκριμένη δομή παρουσιάζει βέλτιστη συμπεριφορά ως προς το θόρυβο, ενώ σημαντικό μειονέκτημα αποτελεί το γεγονός ότι απαιτείται μεγαλύτερη κατανάλωση ισχύος. Κάθε μισό του διαφορικού ενισχυτή είναι στην πραγματικότητα ένας απλός LNA κοινής πηγής με ρεύμα πόλωσης στα 38 mA όπως και προηγουμένως. Για το λόγο αυτό οι δύο αυτοί απλοί LNA δεν γειώνονται όπως πριν αλλά συνδέονται σε μία πηγή ρεύματος ίση με  $2 * 38 = 76$  mA. Μία ακόμα σημαντική διαφορά αποτελεί το γεγονός ότι το σώμα όλων των τρανζίστορ δεν γειώνεται αλλά αντίθετα συνδέονται στην αρνητική τροφοδοσία των - 2.5 V. Με τον τρόπο αυτό εξασφαλίζεται η λειτουργία σαν διαφορικός ενισχυτής αφού  $I_{d1} + I_{d2} = I$  [1],[2],[3].

Το διαφορικό σήμα σε κάθε LNA είσοδο τροφοδοτείται με τη χρήση ενός ιδανικού μετασχηματιστή balun (balanced to unbalanced). Εναλλακτικά, θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε δύο AC πηγές κάθε μία στα 0.5 V και με αντίθετη πολικότητα. Σε περίπτωση που χρησιμοποιείται και ένας δεύτερος μετασχηματιστής balun στην έξοδο της δομής (όπως στη συγκεκριμένη περίπτωση) μιλάμε για πλήρως διαφορικό LNA (η έξοδος λαμβάνεται μεταξύ των δύο υποδοχών) ενώ σε περίπτωση που δεν χρησιμοποιείται και δεύτερος μετασχηματιστής μιλάμε για single – ended LNA (η έξοδος λαμβάνεται μεταξύ μίας από τις δύο υποδοχές και της γείωσης). Στην πρώτη περίπτωση το σήμα ξανασηματίζεται στην έξοδο [6].

Η τιμή των πηνίων φορτίου  $L_7$  και  $L_8$  προκύπτει από τα σχέση:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_{out} L_{Load}}}. \text{ Για πυκνωτή φορτίου } 0.4 \text{ pF το } L_{Load} \text{ γίνεται:}$$

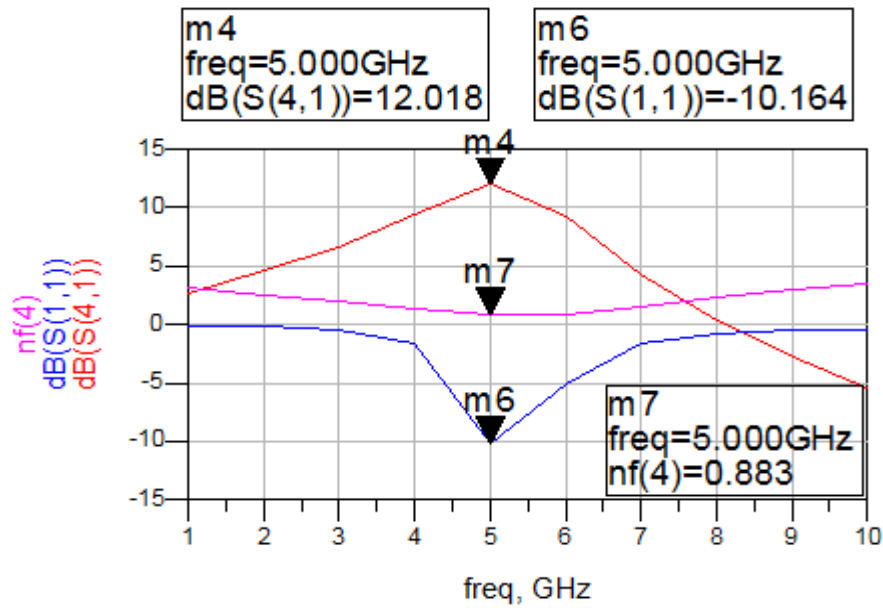
$$L_{Load} = \frac{1}{(2\pi f_0)^2 C_{out}} = \frac{1}{(2\pi \cdot 5 \cdot 10^9)^2 \cdot 0.4 \cdot 10^{-12}} = 2.53 \text{ nH}.$$



Εικόνα 4.31: Πλήρης διαφορικός ενισχυτής ενός σταδίου. Χρησιμοποιούνται δύο μετασηματιστές , τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο . Το διαφορικό κέρδος αλλά και ο δείκτης θορύβου υπολογίζονται στην έξοδο P2 [6].

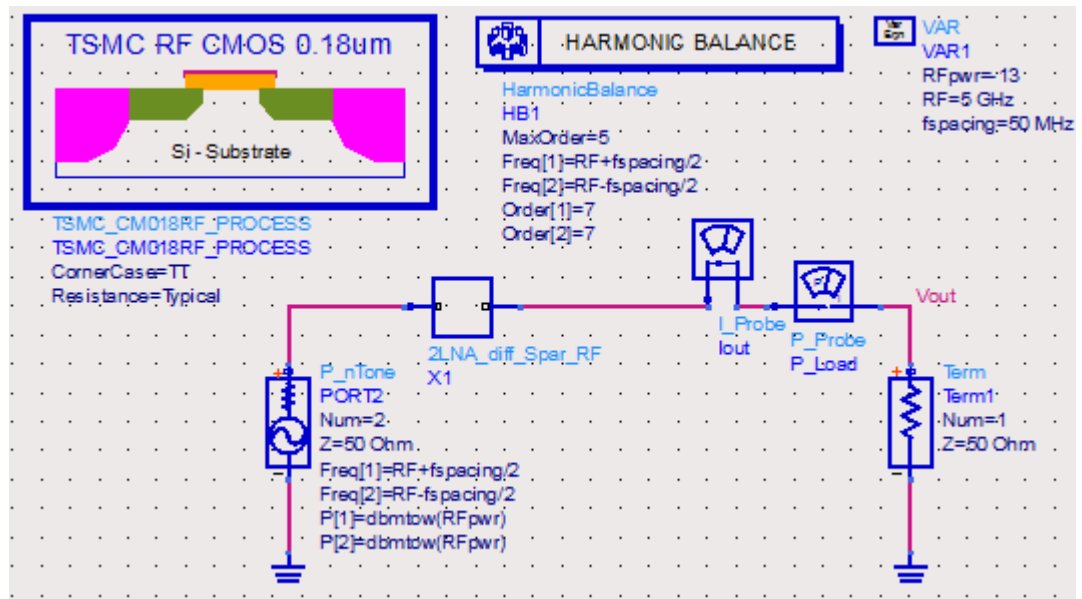
Στο παραπάνω κύκλωμα παρατηρούμε ότι πολλές τιμές έχουν αλλάξει. Οι συγκεκριμένες αλλαγές γίνονται προκειμένου να επιτευχθούν όσο το δυνατόν υψηλότερες τιμές κέρδους και καταλήγουμε σε αυτές μετά από πολλές παραμετρικές δοκιμές. Έτσι, τα πηνία φορτίου ( $L_7, L_8$ ) παίρνουν την τιμή 4 nH αντί για 2.53 nH που υπολογίσαμε παραπάνω. Επίσης, οι τιμές των πηνίων πηγής  $L_1, L_2$  γίνονται 0.134 nH από 0.17 nH και οι τιμές των πηνίων πύλης ( $L_3, L_4$ ) γίνονται 4.5 nH από 4.081 nH που ήταν στις προηγούμενες δομές μας. Τέλος, οι τιμές των δύο αντιστάσεων πρέπει να είναι αρκετά μικρές και γι'αυτό τις ορίζουμε στα 10 kΩ.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης S-PARAMETERS παρουσιάζονται στην Εικόνα 4.32.



Εικόνα 4.32:Κέρδος, S11 και noise figure για τον πλήρη διαφορικό ενισχυτή ενός σταδίου.

Ακολουθεί η μέτρηση του IP3.



Εικόνα 4.33:Κύκλωμα υπολογισμού IP3. Ισχύς εισόδου=-13 [7].

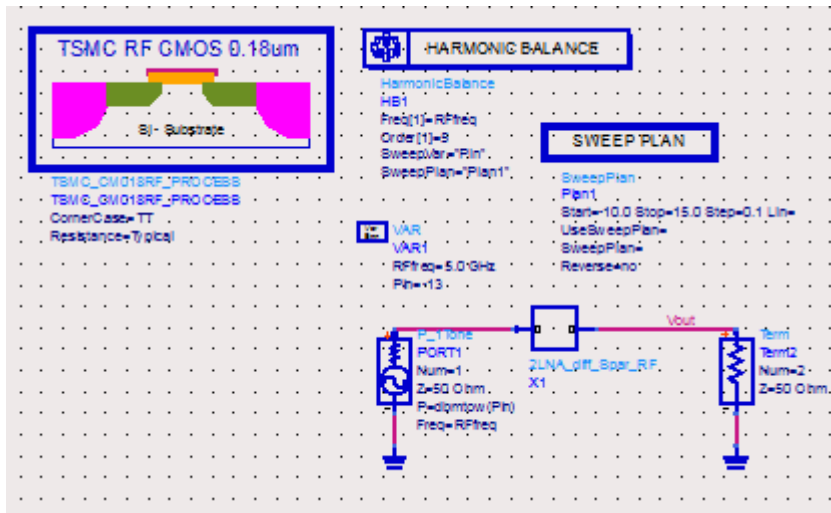
TOI	ip3
20.203	20.203

Eqn TOI=ipn(HB.Vout,0,HB.louti,{1,0},{2,-1},3)

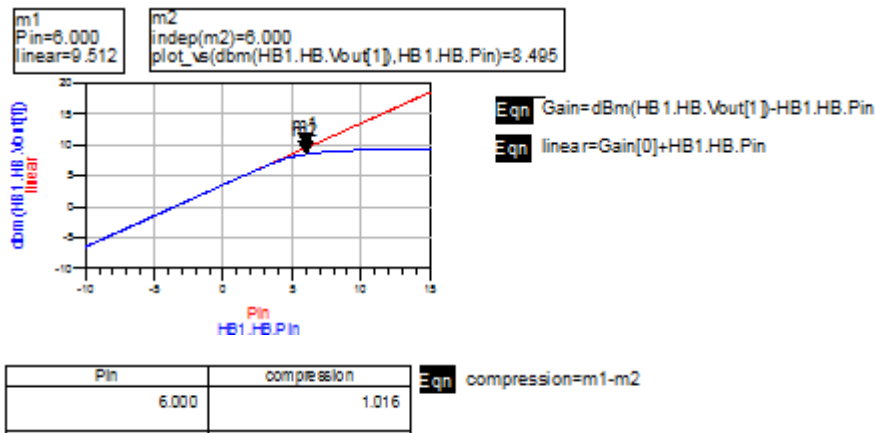
Eqn ip3=ip3\_out(Vout,{1,0},{2,-1},50)

Εικόνα 4.34:Μέτρηση IP3 [7].

Τέλος, υλοποιείται η μέτρηση του 1 dB compression point.



Εικόνα 4.35:Κύκλωμα υπολογισμού 1 dB compression point. Ισχύς εισόδου = -13 [6],[8].



Εικόνα 4.36:Μέτρηση 1 dB compression point [6],[8].

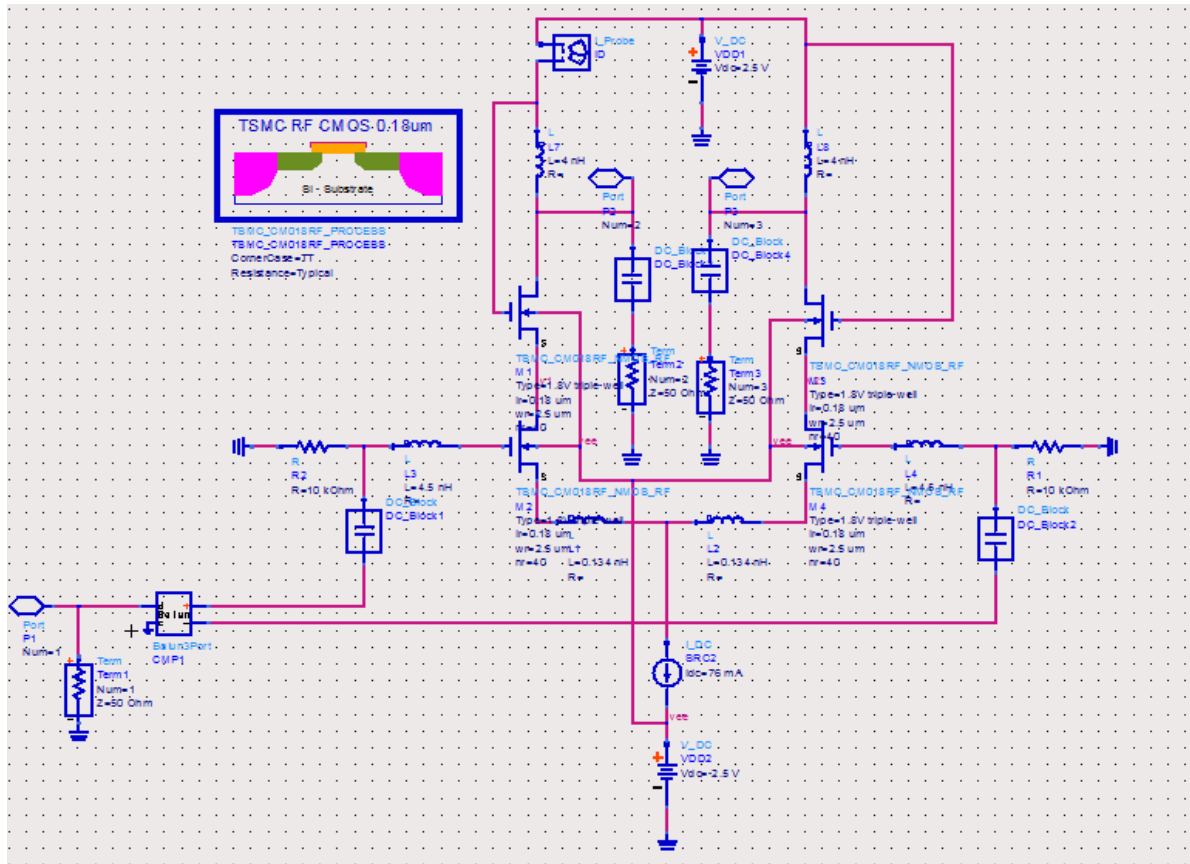
Τα αποτελέσματα των παραπάνω προσομοιώσεων παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στον παρακάτω πίνακα.

ΚΥΚΛΩΜΑ	S41 (dB)	S11 (dB)	nf4 (dB)	IP3 (dBm)	1dB(dBm)
LNA_διαφορικός με 1 στάδιο	12.018	-10.164	0.883	20.203	6

Βλέπουμε ότι οι τιμές άλλαξαν σημαντικά . Το κέρδος μειώθηκε κατά 12 dB από το προηγούμενο κύκλωμα παραμένοντας όμως αρκετά πάνω από το όριο των 10 dB. Οι υπόλοιπες τιμές δεν παρουσίασαν κάποια σημαντική μεταβολή, με εξαίρεση το 1dB compression point που ξαναπόκτησε θετική τιμή.

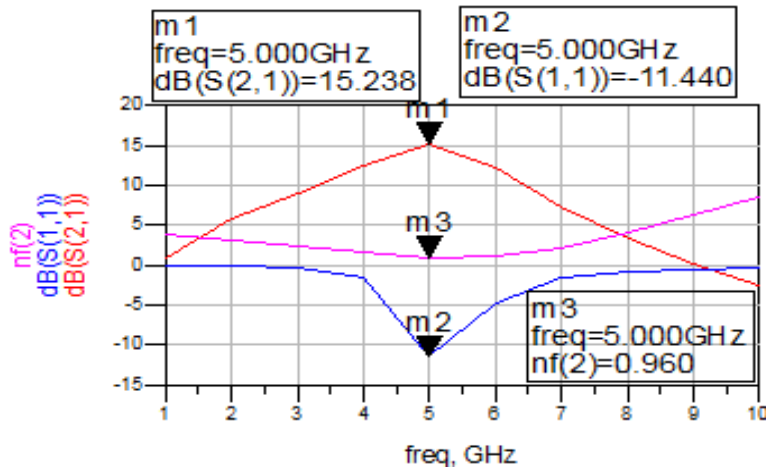
### 4.4.2 Single - ended διαφορικός LNA ενός σταδίου

Η συγκεκριμένη δομή παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.37. Σε σχέση με πριν η μοναδική διαφορά είναι ότι χρησιμοποιείται μόνο ένας μετασχηματιστής στην είσοδο και το κέρδος και ο δείκτης θορύβου μετριούνται στις θύρες P2 ή P3. Και για τις δύο περιπτώσεις οι μετρήσεις είναι ακριβώς οι ίδιες και γι'αυτό θα παρουσιάσουμε μόνο τις μετρήσεις για την έξοδο P2.



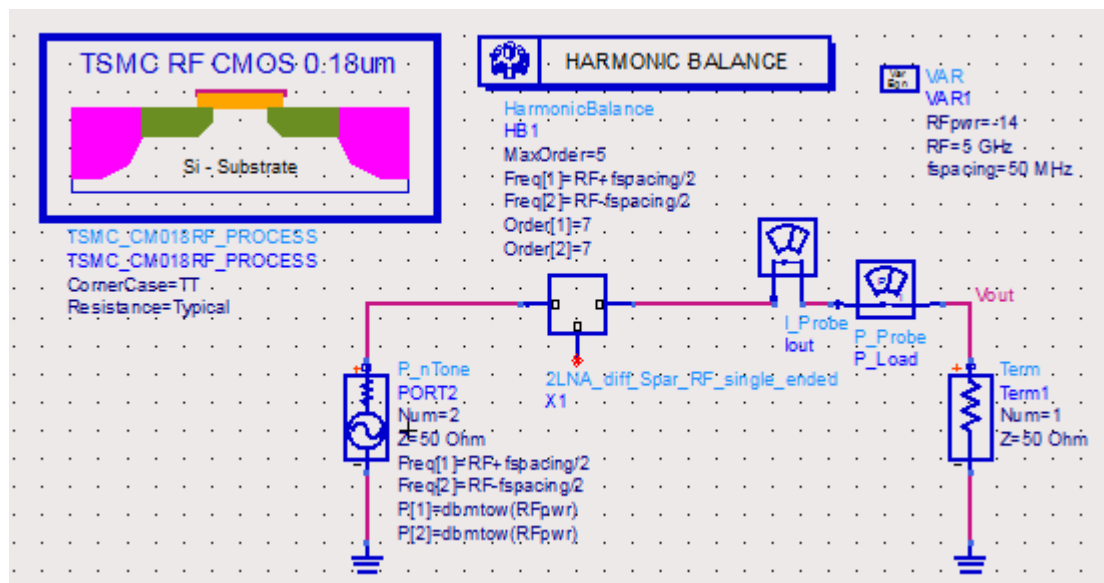
Εικόνα 4.37: Single – ended διαφορικός ενισχυτής ενός σταδίου. Χρησιμοποιείται μόνο ένας μετασχηματιστής στην είσοδο .

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης S-PARAMETERS παρουσιάζονται στην Εικόνα 4.38.



Εικόνα 4.38:Κέρδος, S11 και noise figure για τον single-ended διαφορικό ενισχυτή ενός σταδίου.

Ακολουθεί η μέτρηση του IP3.



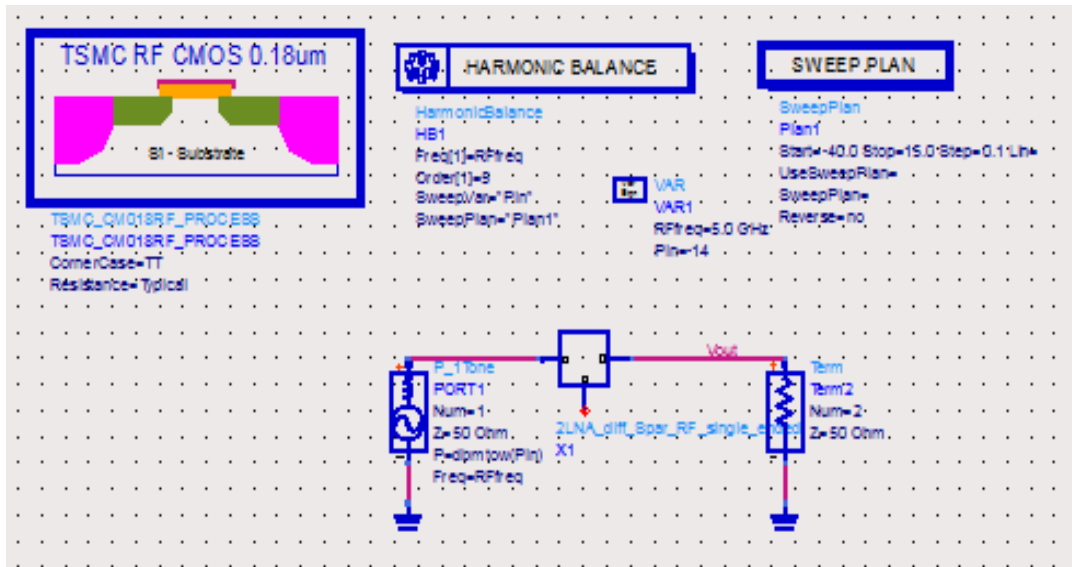
Εικόνα 4.39:Κύκλωμα υπολογισμού IP3. Ισχύς εισόδου=-1 [7].

TOI	ip3	Eqn TOI=ipn(HB.Vout,0,HB.Iout,i,{1,0},{2,-1},3)
21.203	21.203	Eqn ip3=ip3_out\Vout,{1,0},{2,-1},50)

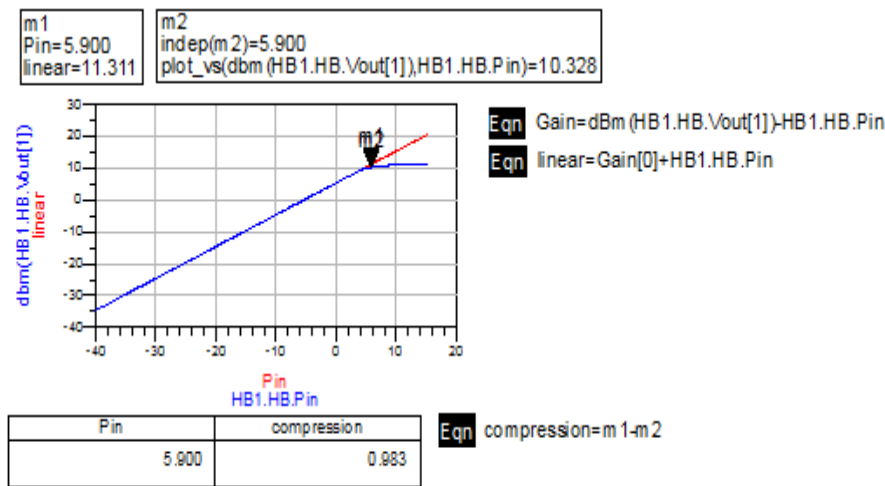
Εικόνα 4.40: Μέτρηση IP3 [7].



Τέλος, υλοποιείται η μέτρηση του 1 dB compression point.



Εικόνα 4.41:Κύκλωμα υπολογισμού 1 dB compression point. Ισχύς εισόδου=-14 [6],[8].



Εικόνα 4.42: Μέτρηση 1 dB compression point [6],[8].

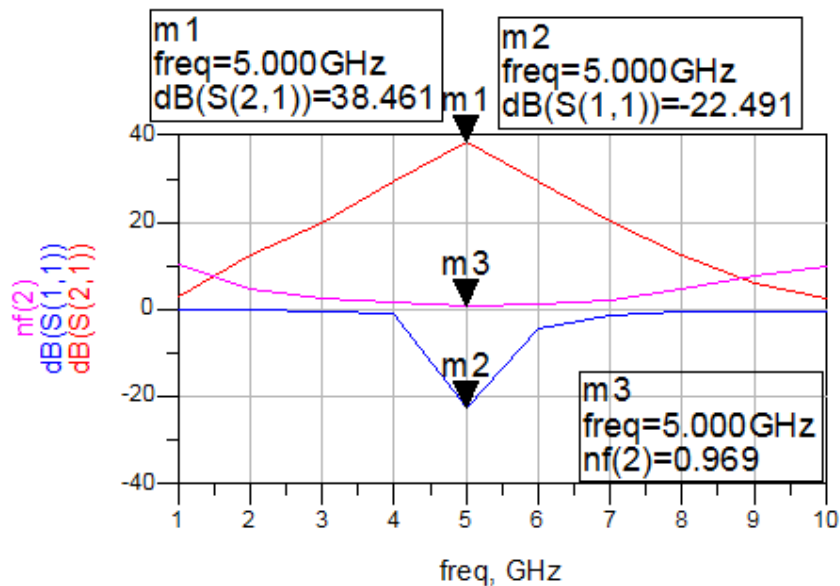
Τα αποτελέσματα των παραπάνω προσομοιώσεων παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στον παρακάτω πίνακα.

ΚΥΚΛΩΜΑ	S21 (dB) S31	S11 (dB)	nf2 (dB) nf3	IP3 (dBm)	1dB(dBm)
LNA_διαφορικός με 1 στάδιο_single ended	15.238	-11.440	0.960	14.502	-17.9

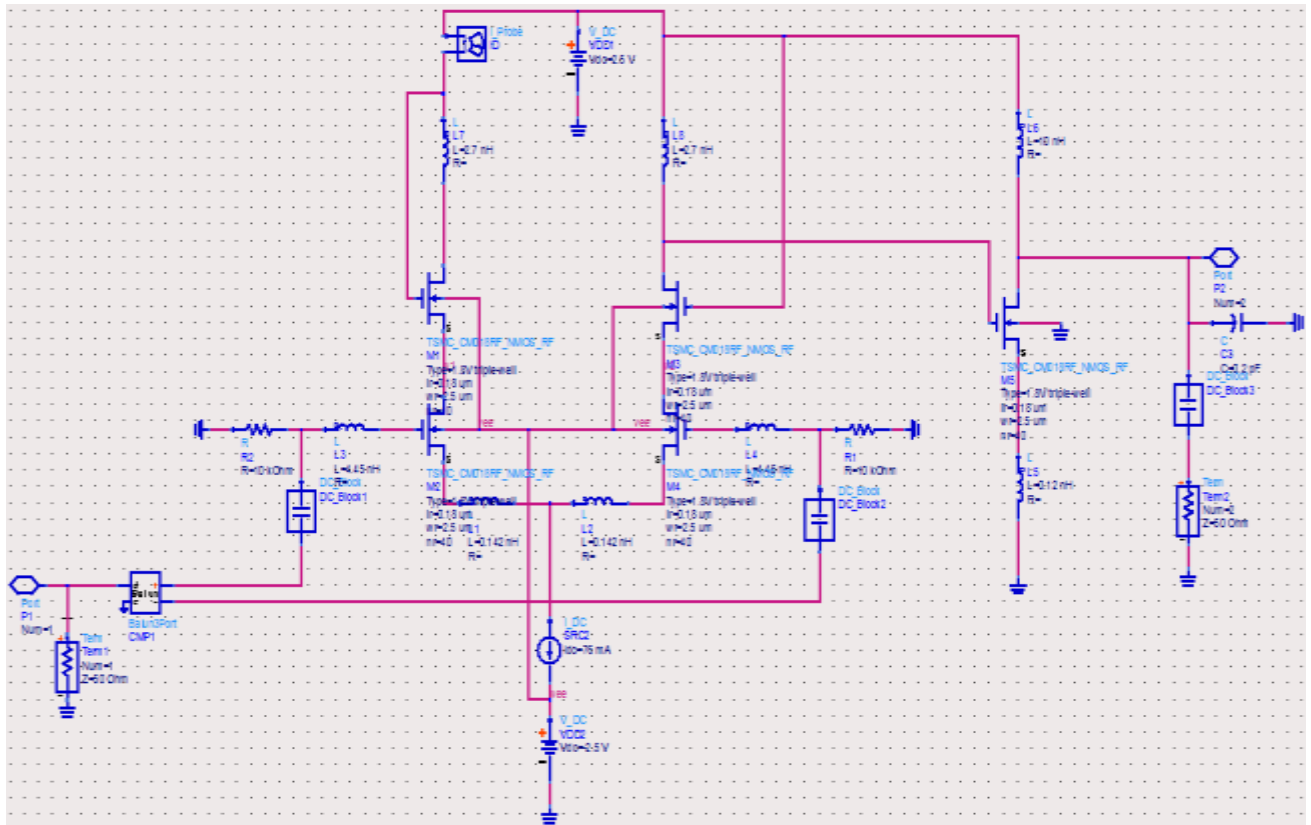
Σε αυτήν την περίπτωση, το κέρδος παρουσίασε μία αύξηση της τάξης των 3.22 dB. Μία μικρή βελτίωση παρουσίασε η τιμή S11 ενώ ο nf2 αυξήθηκε ελάχιστα. Τέλος, το IP3 μειώθηκε σημαντικά, ενώ το 1dB compression point εμφάνισε την πολύ μικρή αρνητική τιμή των -17.9 dBm.

### 4.4.3 Διαφορικός LNA με C-S στάδιο στην έξοδο

Για να αυξήσουμε ακόμα περισσότερο το περιθώριο κέρδους του ενισχυτή μας προσθέτουμε ένα ακόμα C-S στάδιο στην έξοδο του ενισχυτή. Το αυξημένο κέρδος βελτιώνει το δείκτη θορύβου του δέκτη αφού ο δείκτης θορύβου του δεύτερου σταδίου μειώνεται κατά  $\approx 1/\text{κέρδος\_LNA}$ . Η τελική δομή παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.44. Παρατηρούμε ότι και τα πέντε τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται πλέον έχουν ακριβώς τα ίδια χαρακτηριστικά και το ίδιο πλάτος των 100  $\mu\text{m}$ . Παρατηρούμε επίσης, ότι παρουσιάζονται κάποιες αλλαγές στα ήδη υπάρχουσα πηνία ενώ για τα δύο νέα επιλέγονται οι συγκεκριμένες τιμές ( $L_5 = 0.12 \text{ nH}$ ,  $L_6 = 10 \text{ nH}$ ) μετά από παραμετρικές δοκιμές. Με τον ίδιο τρόπο, τα πηνία πηγής ( $L_1, L_2$ ) παίρνουν την τιμή 0.14 nH, τα πηνία πύλης ( $L_3, L_4$ ) την τιμή 4.45 nH και τα πηνία φορτίου ( $L_7, L_8$ ) την τιμή 2.7 nH. Αποτέλεσμα της συγκεκριμένης δομής είναι η μεγάλη αύξηση του κέρδους πάνω από τα 38 dB όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.43.

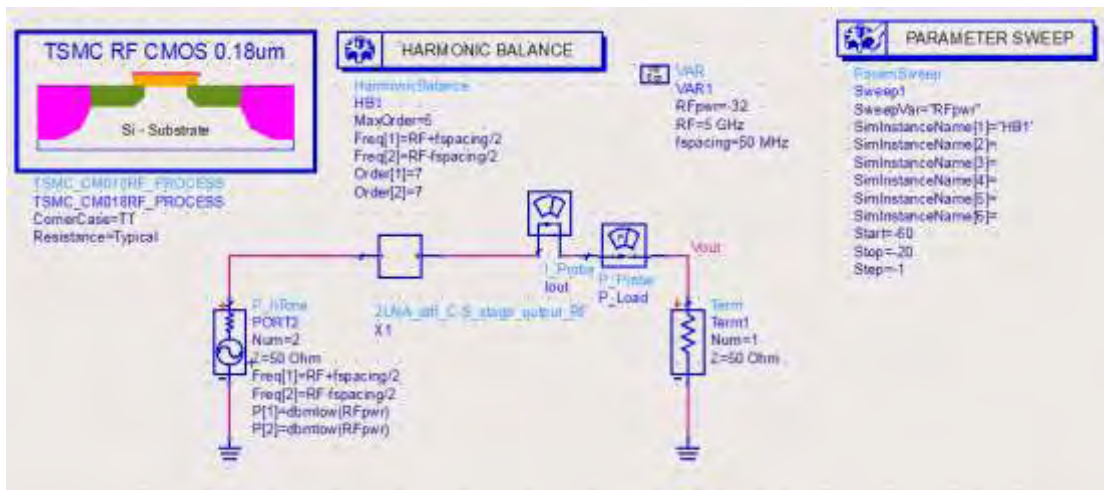


Εικόνα 4.43:Κέρδος, S11 και noise figure για τον διαφορικό ενισχυτή με C-S στάδιο στην έξοδο.



Εικόνα 4.44: Διαφορικός ενισχυτής με C-S στάδιο στην έξοδο [6].

Ακολουθεί η μέτρηση του IP3.



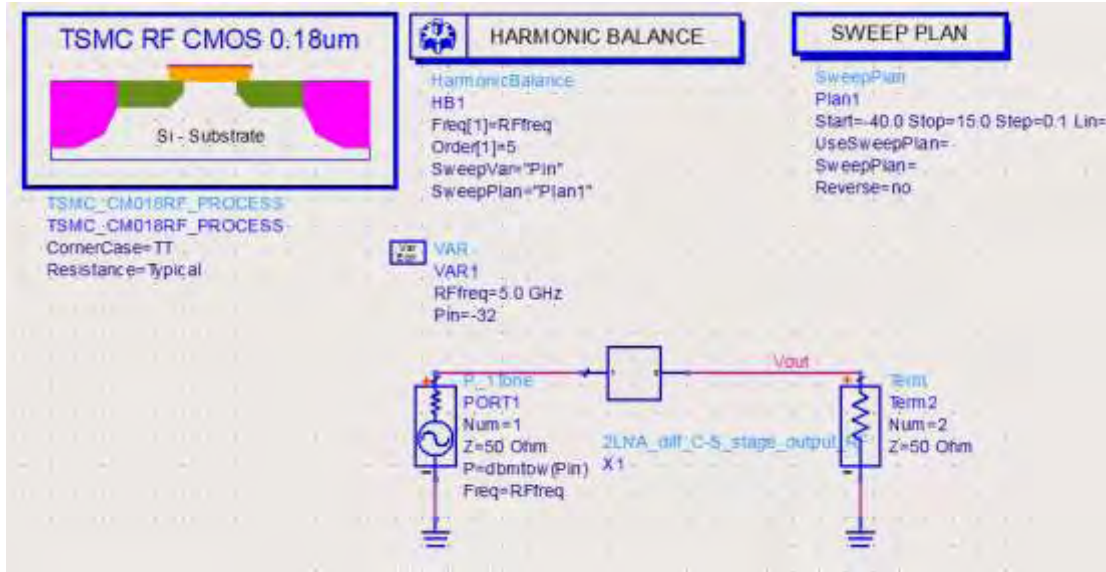
Εικόνα 4.45: Κύκλωμα υπολογισμού IP3. Ισχύς εισόδου=-32 [7].

TOI	ip3
20.882	20.882

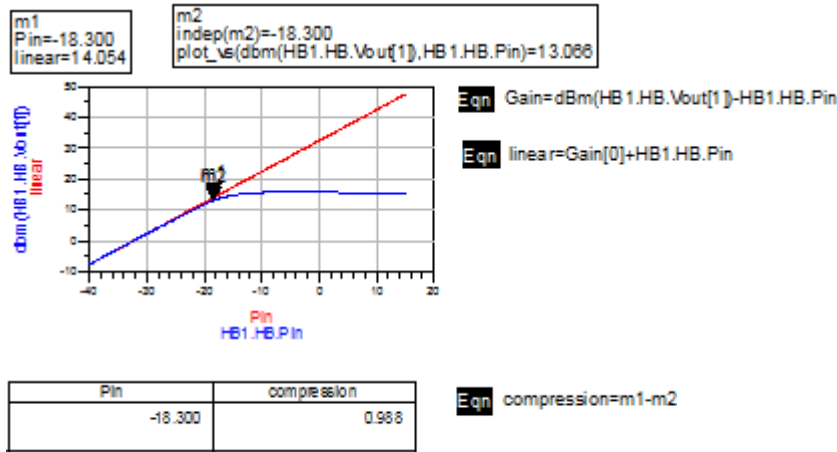
Eqn TOI=ipn(HB.Vout,0,HB.Iouti,{1,0},{2,-1},3)  
Eqn ip3=ip3\_out{Vout,{1,0},{2,-1},50}

Εικόνα 4.46: Μέτρηση IP3 [7].

Τέλος, υλοποιείται η μέτρηση του 1 dB compression point.



Εικόνα 4.47: Κύκλωμα υπολογισμού 1 dB compression point. Ισχύς εισόδου = -32 [6],[8].



Εικόνα 4.48: Μέτρηση 1 dB compression point [6],[8].

Τα αποτελέσματα των παραπάνω προσομοιώσεων παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στον παρακάτω πίνακα.

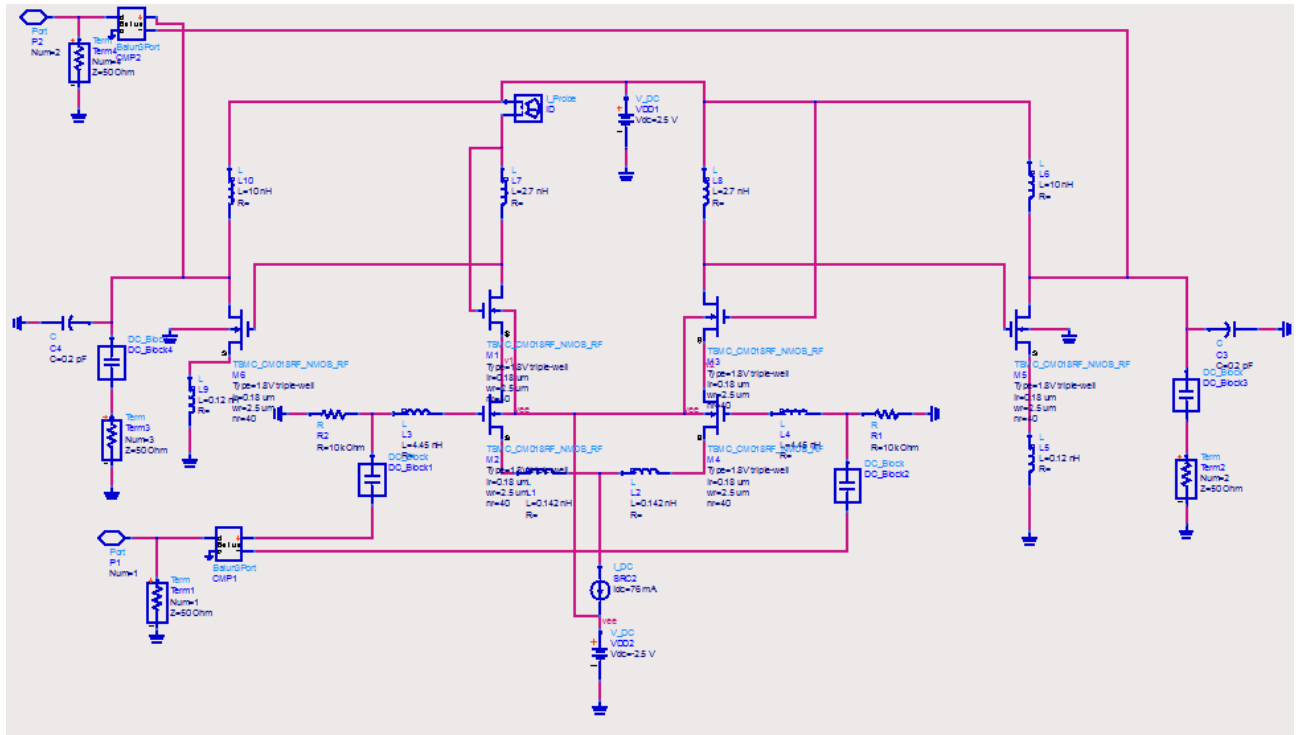
ΚΥΚΛΩΜΑ	S21 (dB)	S11 (dB)	nf2 (dB)	IP3 (dBm)	1dB(dBm)
LNA_διαφορικός_ C-S έξοδος	38.461	-22.491	0.969	20.882	-18.3

Το κέρδος εκτοξεύτηκε στα 38.461 dB παρουσιάζοντας μία αύξηση 25 dB. Επίσης, η τιμή S11 είναι η καλύτερη που έχουμε δει ως τώρα αφού απομακρύνθηκε κατά πολύ από το όριο που έχουμε θέσει. Οι τιμές των nf2 και 1dB compression point παραμένουν σχεδόν αμετάβλητες ενώ το IP3 αυξήθηκε κατά 6 περίπου dBm.

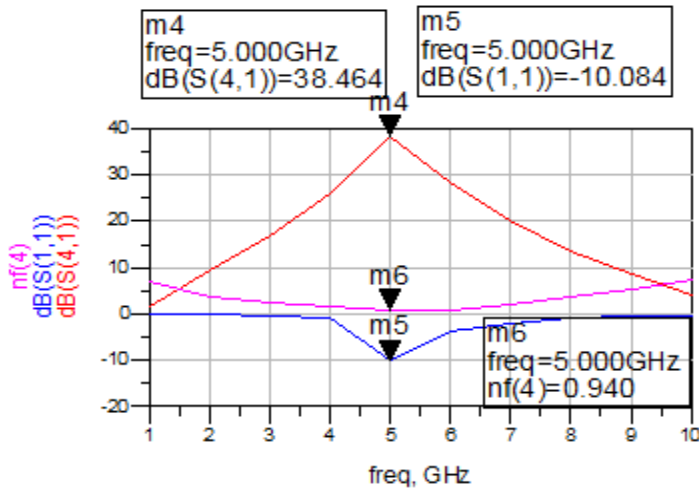
#### 4.4.4 Πλήρης διαφορικός LNA δύο σταδίων

Πρόκειται για έναν ολοκληρωμένο διαφορικό ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Υλοποιείται με την προσθήκη ενός επιπλέον C-S σταδίου στην έξοδο του ενισχυτή. Επίσης είναι απαραίτητη η χρησιμοποίηση ενός ακόμα μετασχηματιστή balun που τοποθετείται στην έξοδο προκειμένου να

μετρήσουμε διαφορικό κέρδος. Οι τιμές όλων των υπόλοιπων στοιχείων διατηρούνται ίδιες ενώ και τα έξι τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται έχουν ακριβώς τα ίδια χαρακτηριστικά. Η δομή αυτή παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.49.

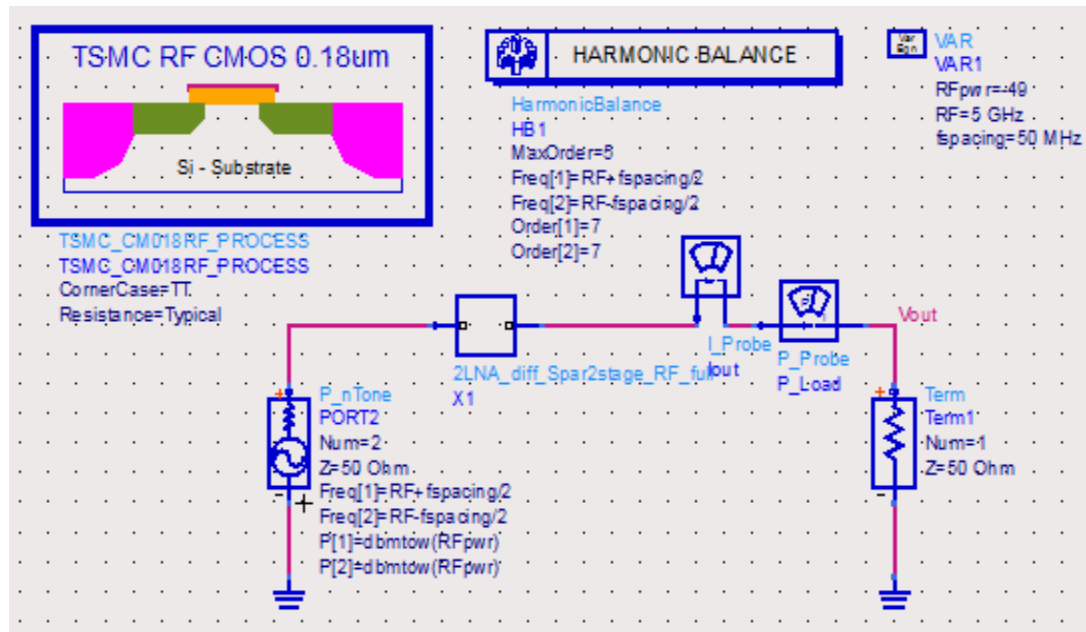


Εικόνα 4.49: Πλήρης διαφορικός ενισχυτής δύο σταδίων. Χρησιμοποιούνται δύο μετασχηματιστές, τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο. Το διαφορικό κέρδος αλλά και ο δείκτης θορύβου υπολογίζονται στην έξοδο P2.



Εικόνα 4.50:Κέρδος, S11 και noise figure για τον διαφορικό ενισχυτή δύο σταδίων.

Ακολουθεί η μέτρηση του IP3.



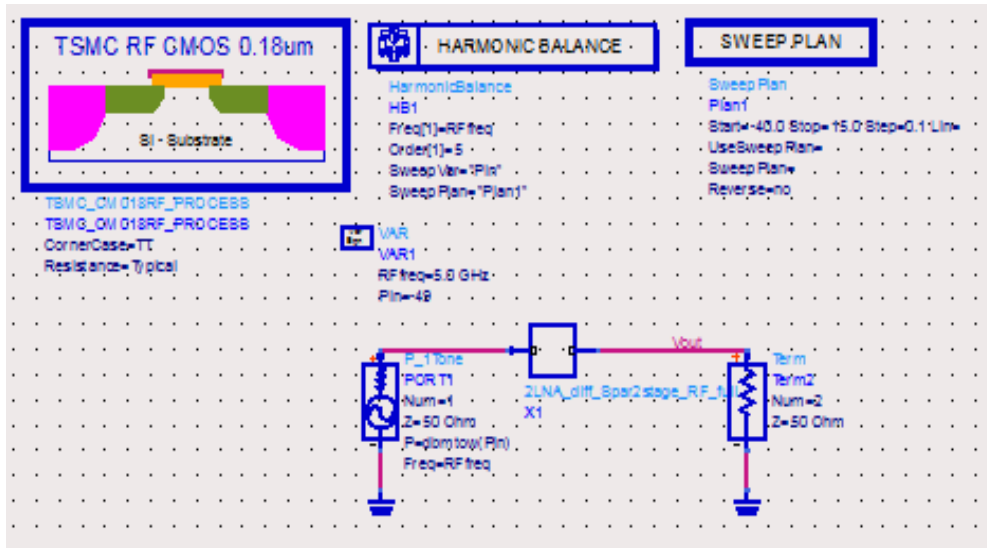
Εικόνα 4.51:Κύκλωμα υπολογισμού IP3. Ισχύς εισόδου = -49 [7].

TOI	ip3
14.502	14.502

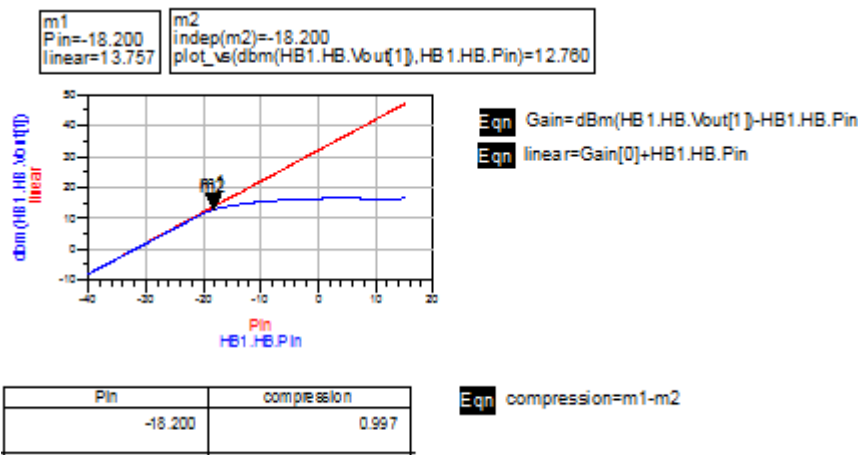
Eqn TOI=ipn(HB.Vout,0,HB.Iout1,{1,0},{2,-1},3)  
Eqn ip3=ip3\_out(Vout,{1,0},{2,-1},50)

Εικόνα 4.52:Μέτρηση IP3 [7].

Τέλος, υλοποιείται η μέτρηση του 1 dB compression point.



Εικόνα 4.53:Κύκλωμα υπολογισμού 1 dB compression point. Ισχύς εισόδου=-49 [6],[8].



Εικόνα 4.54:Μέτρηση 1 dB compression point [6],[8].

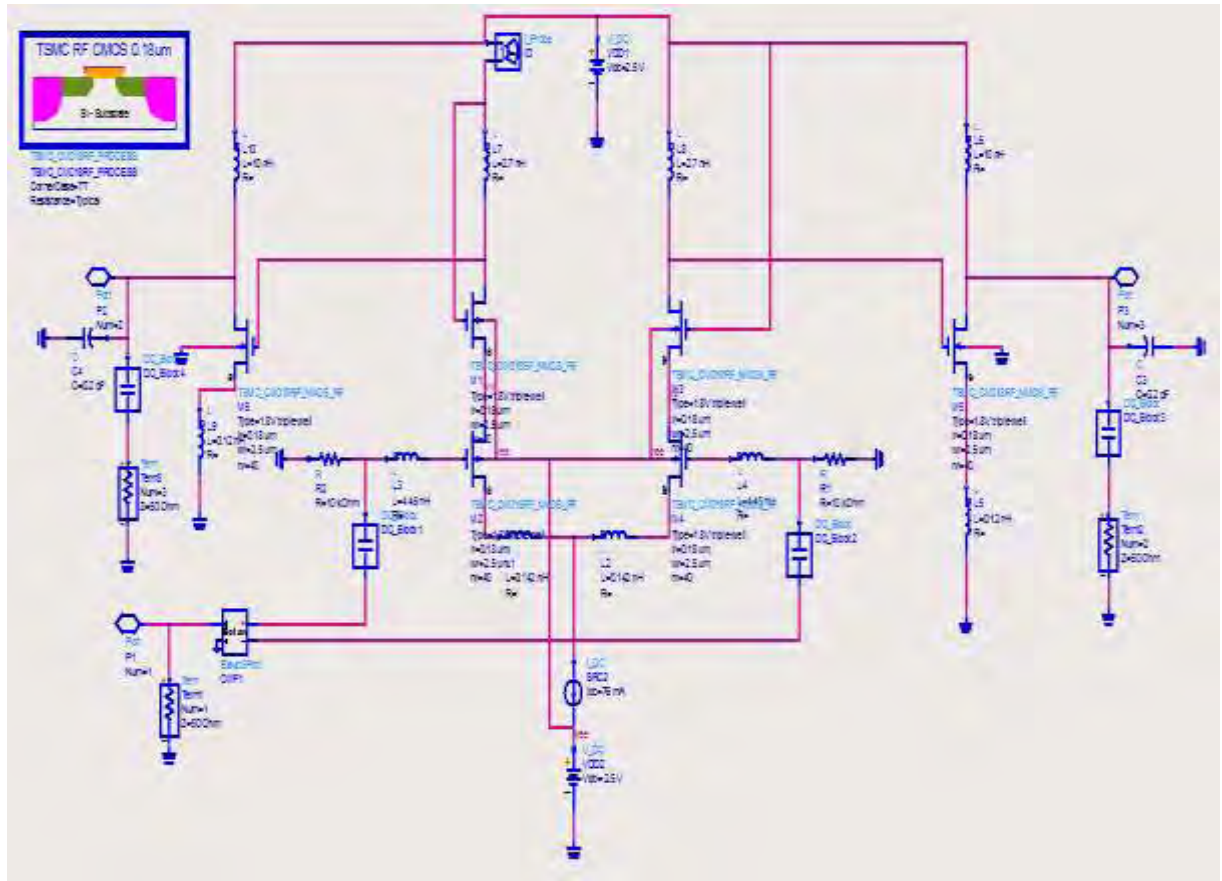
Τα αποτελέσματα των παραπάνω προσομοιώσεων παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στον παρακάτω πίνακα.

ΚΥΚΛΩΜΑ	S41 (dB)	S11 (dB)	nf4 (dB)	IP3 (dBm)	1dB(dBm)
LNA_διαφορικός με 2 στάδια	38.464	-10.084	0.940	14.502	-18.2

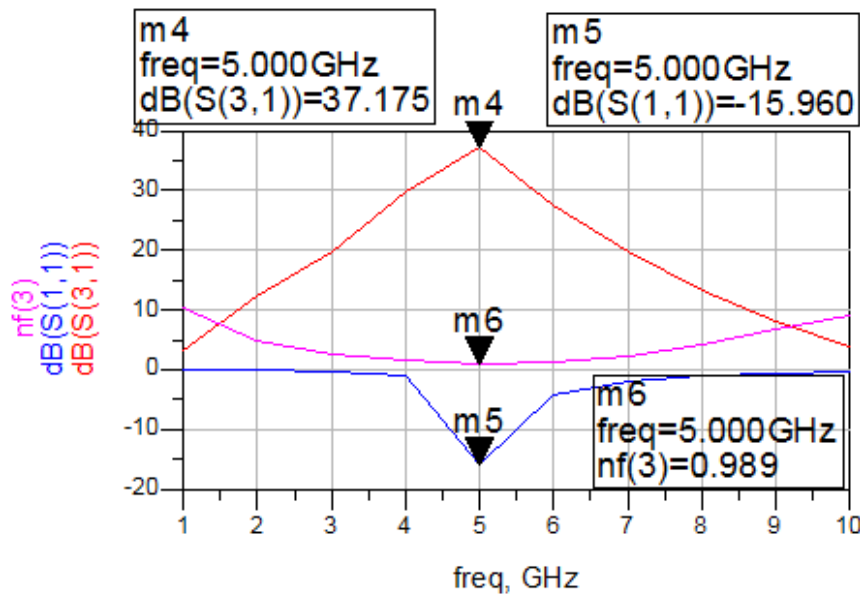
Παρατηρούμε, ότι το κέρδος, το nf4 αλλά και το 1dB compression point παρέμειναν σχεδόν ίδια. Αντίθετα, η τιμή S11 απέκτησε πάλι οριακή τιμή. Το IP3 μειώθηκε κατά περίπου 6.3 dBm.

#### 4.4.5 Single – ended διαφορικός LNA δύο σταδίων

Η συγκεκριμένη δομή παρουσιάζεται στην Εικόνα 4.55. Σε σχέση με πριν η μοναδική διαφορά είναι ότι χρησιμοποιείται μόνο ένας μετασχηματιστής στην είσοδο και το κέρδος και ο δείκτης θορύβου μετριοούνται στις θύρες P2 ή P3. Και για τις δύο περιπτώσεις οι μετρήσεις είναι ακριβώς οι ίδιες και γι'αυτό θα παρουσιάσουμε μόνο τις μετρήσεις για την έξοδο P2.



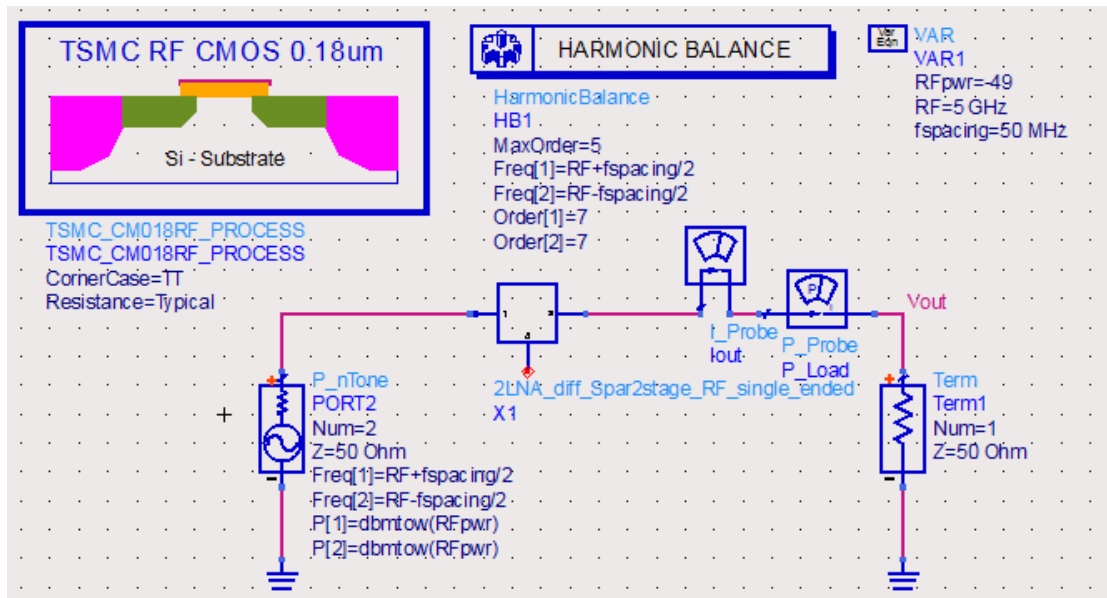
Εικόνα 4.55:Single-ended διαφορικός ενισχυτής δύο σταδίων.



Εικόνα 4.56:Κέρδος, S11 και noise figure για τον single-ended διαφορικό ενισχυτή δύο σταδίων.



Ακολουθεί η μέτρηση του IP3.



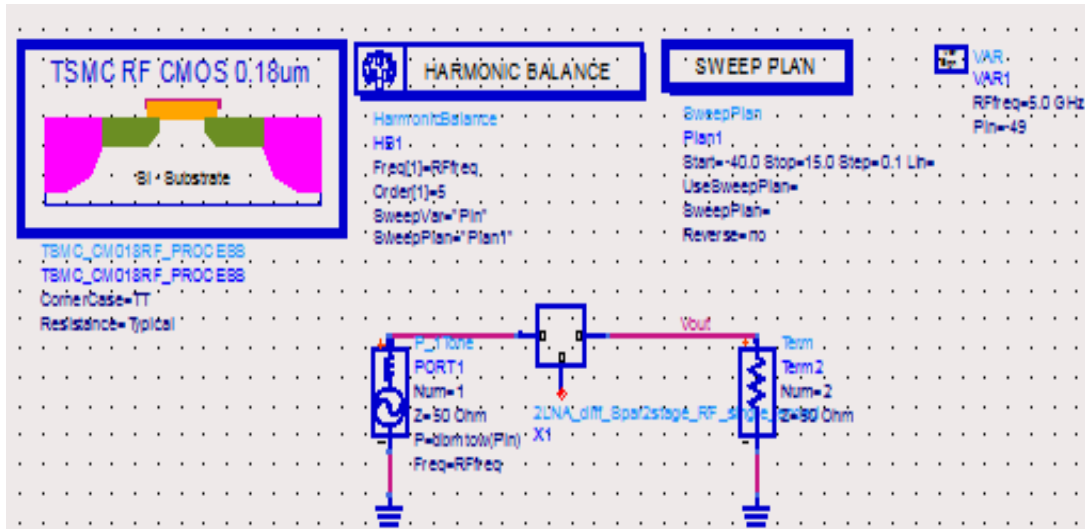
Εικόνα 4.57:Κύκλωμα υπολογισμού IP3. Ισχύς εισόδου=-49 [7].

TOI	ip3
14.502	14.502

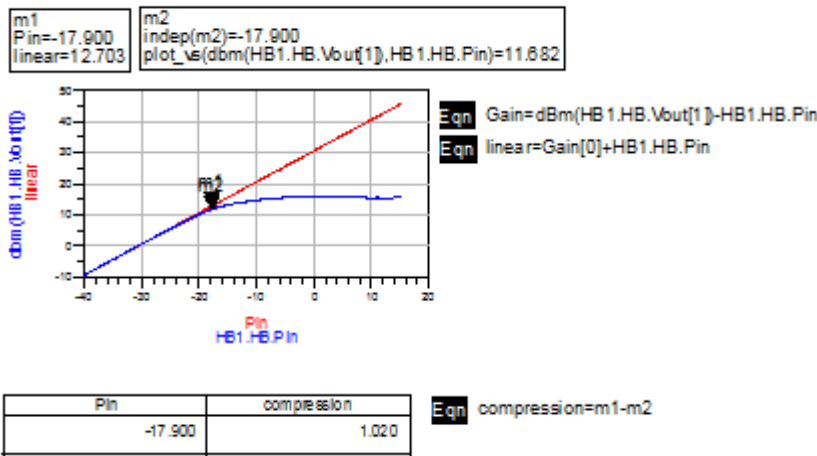
Eqn TOI=ipn(HB.Vout,0,HB.Iouti,{1,0},{2,-1},3)  
Eqn ip3=ip3\_out(Vout,{1,0},{2,-1},50)

Εικόνα 4.58:Μέτρηση IP3 [7].

Τέλος, υλοποιείται η μέτρηση του 1 dB compression point.



Εικόνα 4.59:Κύκλωμα υπολογισμού 1 dB compression point. Ισχύς εισόδου=-49 [6],[8].



Εικόνα 4.60: Μέτρηση 1 dB compression point [6],[8].

Τα αποτελέσματα των παραπάνω προσομοιώσεων παρουσιάζονται συγκεντρωτικά στον παρακάτω πίνακα.

ΚΥΚΛΩΜΑ	S31 (dB) S21	S11 (dB)	nf3 (dB) nf2	IP3 (dBm)	1dB(dBm)
LNA_διαφορικός με 2 στάδια_single ended	37.175	-15.960	0.989	14.502	-17.9

Στο τελευταίο κύκλωμα, παρατηρούμε μία μικρή πτώση του κέρδους συνοδευόμενη όμως από μία ικανοποιητική βελτίωση στην τιμή S11. Η τιμή nf2 παρέμεινε κοντά στο 1, ενώ τόσο το IP3 όσο και το 1dB compression point παρέμειναν σχεδόν σταθερά.

## 4.5 Αποτελέσματα

Συγκεντρωτικά, όλα τα αποτελέσματα των παραπάνω προσομοιώσεων παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα:

ΚΥΚΛΩΜΑ	S21 (dB)	S11 (dB)	nf2 (dB)	IP3 (dBm)	1dB(dBm)
LNA_3 πηνία	14.857	-16.303	0.618	14.491	2.6
LNA_καθρέφτης ρεύματος	15.363	-17.782	0.736	21.997	4.4
LNA_cascode	16.906	-10.232	0.850	20.853	4.1
LNA_cascode_C-S έξοδος	24.012	-10.909	0.918	22.253	-5.1
LNA_διαφορικός με 1 στάδιο	S41 12.018	-10.164	nf4 0.883	20.203	6
LNA_διαφορικός με 1 στάδιο_single ended	15.238 and S31	-11.440	0.960 and nf3	14.502	-17.9
LNA_διαφορικός_C-S έξοδος	38.461	-22.491	0.969	20.882	-18.3
LNA_διαφορικός με 2 στάδια	S41 38.464	-10.084	nf4 0.940	14.502	-18.2
LNA_διαφορικός με 2 στάδια_single ended	37.175 and S31	-15.960	0.989 and nf3	14.502	-17.9

- ❖ Στον διαφορικό LNA ενός σταδίου και στον διαφορικό LNA δύο σταδίων το κέρδος αναφέρεται ως S41 και όχι ως S21 γιατί η έξοδος μετράται στον Term4 και όχι στον Term2. Ομοίως και ο δείκτης θορύβου αναφέρεται ως nf4 και όχι ως nf2.
- ❖ Στον διαφορικό LNA ενός σταδίου με single-ended έξοδο και στον διαφορικό LNA δύο σταδίων με single-ended έξοδο το κέρδος αναφέρεται ως S31 και ως S21 γιατί η έξοδος μπορεί να μετρηθεί στον Term3 και στον Term2 δίνοντας τα ίδια ακριβώς αποτελέσματα. Ομοίως και ο δείκτης θορύβου αναφέρεται ως nf3 και ως nf2. Είναι αποκλειστικά θέμα επιλογής του σημείου μέτρησης της εξόδου.
- ❖ Η επιλογή της τιμής της ισχύος εισόδου για τον υπολογισμό των IP3 και 1dB compression point έγινε με ένα αυθαίρετο κριτήριο. Πιο συγκεκριμένα, επέλεξα την τελευταία τιμή ισχύος από ένα σύνολο γειτονικών τιμών, για την οποία δύο διαδοχικές τιμές IP3 και 1dB compression point διαφέρουν κατά περίπου 0.1. (Παραμετρικές μετρήσεις )

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

## *Συμπεράσματα*

Όπως είδαμε στο κεφάλαιο 4 παρουσιάστηκαν εννιά διαφορετικές τοπολογίες .Από τις απλές τοπολογίες LNA, δηλαδή από αυτές που δεν χρησιμοποιούν διαφορικό ζεύγος μακράν την καλύτερη επίδοση με βάση το κέρδος παρουσίασε ο κασκοδικός (cascode) ενισχυτής χαμηλού θορύβου δύο σταδίων με κέρδος πάνω από τα 24 dB (24.012).

Από τις τοπολογίες που χρησιμοποιούν διαφορικό ζεύγος αξιοσημείωτη επίδοση σχετικά με το κέρδος παρουσιάζουν οι διαφορικοί ενισχυτές δύο σταδίων (τόσο ο πλήρης διαφορικός όσο και ο single-ended ) αλλά και ο διαφορικός ενισχυτής με C-S στάδιο στην έξοδο. Για αυτές τις τοπολογίες το κέρδος έφθασε αλλά και ξεπέρασε τα 37 dB .

Τέλος, αξίζει να δούμε ότι και οι εννιά τοπολογίες ικανοποιούν την ελάχιστη απαίτηση για την τιμή  $S_{11}$ , με τις τιμές τους να ποικίλουν από τα -10 μέχρι και τα -22.5 dB.

Επίσης, πολύ ικανοποιητικές είναι και οι τιμές του δείκτη θορύβου αφού όλες οι τοπολογίες δίνουν τιμή μικρότερη του 1 όταν η συνηθισμένη ελάχιστη τιμή είναι τα 2 dB. Καλύτερη συμπεριφορά ως προς το θόρυβο παρουσιάζει ο ενισχυτής με τρία πηνία ενώ τη χειρότερη ο διαφορικός ενισχυτής με ένα επιπλέον C-S στάδιο στην έξοδο, με τις μεταξύ τους διαφορές να είναι ουσιαστικά μηδενικές. Βέβαια, σε αυτήν την εξαιρετική συμπεριφορά ως προς το θόρυβο, καθοριστικό ρόλο παίζει και η χρησιμοποίηση ιδανικών - και όχι πραγματικών - πηνίων και πυκνωτών σε όλες τις τοπολογίες. Η χρησιμοποίηση πραγματικών πηνίων και πυκνωτών θα προκαλούσε σημαντικές αλλαγές σε όλες τις παραμέτρους που μελετάμε.

# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α'

## *Παρουσίαση των βασικών λειτουργιών του Advanced Design System 2008.*

### Advanced Design System TUTORIAL

#### 1. Τρόποι λειτουργίας

##### 1.1. Προσομοίωση κυκλωμάτων (circuit simulation)

Στην πιο απλή του μορφή το ADS έχει την ίδια λειτουργικότητα με άλλα προγράμματα SPICE όπως το PSPICE. Υπάρχει μία γραφική διεπαφή χρήστη για τη σχεδίαση διαγραμμάτων κυκλώματος (Schematic Entry). Όπως σε πολλά εμπορικά προγράμματα SPICE, το συγκεκριμένο λογισμικό περιλαμβάνει ένα σημαντικό αριθμό προ-ορισμένων βιβλιοθηκών. Από τη στιγμή που το ADS εστιάζει σε RF και σχεδίαση μικροκυμάτων, η πλειοψηφία των συσκευών στις βιβλιοθήκες είναι RF και συσκευές μικροκυμάτων. Υπάρχουν όμως και μερικά FET μικρής συχνότητας και BJT. Εάν θέλουμε να προσομοιώσουμε ηλεκτρονικά κυκλώματα ισχύος θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε ένα πιο κατάλληλο πακέτο.

Υπάρχουν αρκετές διαφορετικές προσομοιώσεις που μπορεί να πραγματοποιήσει το ADS. Μερικές από αυτές μπορούν να βρεθούν σε παραδοσιακούς SPICE προσομοιωτές. Οι πιο πολύπλοκες μορφές προσομοίωσης είναι επίσης διαθέσιμες σε άλλα λογισμικά σχεδίασης όπως το Microwave Office. Οι προσομοιώσεις που χρησιμοποιεί το ADS είναι οι εξής:

- DC Ανάλυση (DC Analysis): Το πρώτο βήμα σε οποιαδήποτε προσομοίωση είναι ο καθορισμός του σημείου πόλωσης. Αυτή η προσομοίωση το κάνει αυτό. Λαμβάνει υπόψη τη μη-γραμμική συμπεριφορά των τρανζίστορ και των άλλων κυκλωματικών στοιχείων.
- AC Ανάλυση (AC Analysis) : Αυτή η ανάλυση πραγματοποιεί μία ανάλυση μικρού σήματος του κυκλώματος. Η DC ανάλυση πραγματοποιείται για να καθοριστεί το σημείο ισορροπίας. Σε αυτό το σημείο πόλωσης τα τρανζίστορ και τα άλλα μη-γραμμικά στοιχεία γίνονται γραμμικά. Με άλλα λόγια τα τρανζίστορ αντικαθίστανται από ισοδύναμα τους κυκλώματα που αποτελούνται από αντιστάτες, πυκνωτές, πηνία και πηγές τάσης και ρεύματος. Η ανάλυση αυτού του τύπου είναι κατάλληλη μόνο για μικρά σήματα.
- Ανάλυση S-παραμέτρων (S-Parameter Analysis): Αποτελεί το μικροκυματικό ισοδύναμο της ανάλυσης AC και ισχύουν τα ίδια πράγματα. Είναι ιδιαίτερα διαδεδομένη στη σχεδίαση μικροκυματικών κυκλωμάτων.

- Παροδική Ανάλυση (Transient Analysis): Τόσο η AC όσο και η ανάλυση S-παραμέτρων κάνουν γραμμικό το κύκλωμα και λειτουργούν στο πεδίο της συχνότητας. Η Transient ανάλυση προβλέπει την απόδοση του κυκλώματος στο πεδίο του χρόνου. Επομένως περιλαμβάνει όλες τις μη-γραμμικές ιδιότητες των εξαρτημάτων (components). Η συγκεκριμένη προσομοίωση όμως μπορεί να πάρει πολύ χρόνο και να παράγει μεγάλες ποσότητες δεδομένων.
- Αρμονική ισορροπία (Harmonic Balance ): Όταν σχεδιάζουμε ένα κύκλωμα με μη-γραμμικά στοιχεία συνήθως ενδιαφερόμαστε μόνο για την αλληλεπίδραση ενός ζευγαριού συχνοτήτων. Αυτή η ανάλυση λαμβάνει υπόψη τα μη γραμμικά στοιχεία του κυκλώματος και περιορίζει την ανάλυση σε μερικές σημαντικές συχνότητες. Αυτό είναι συνήθως πιο γρήγορο από το να κάνουμε μία πλήρη transient ανάλυση και μετά να εξάγουμε την απαιτούμενη πληροφορία από το σήμα χρόνου χρησιμοποιώντας τεχνικές μετασχηματισμού Fourier.

Υπάρχουν και κάποιοι άλλοι τρόποι προσομοίωσης που είναι διαθέσιμοι στο ADS (Large Signal S-Parameters(LSSS), Circuit Envelope ,Gain Compression (XDB), Budget Analysis). Παρόλο που δεν είναι τρόπος προσομοίωσης, υπάρχει ακόμα ένα εργαλείο βελτιστοποίησης που μας επιτρέπει το να ποικίλει μία παράμετρος.

## 1.2. Προσομοίωση Συστήματος (System Simulation)

Το ADS επίσης επιτρέπει την προσομοίωση κυκλωμάτων και συστημάτων που χρησιμοποιούν επεξεργασία ψηφιακών σημάτων. Αυτή η προσομοίωση κυκλώματος βασίζεται στον ελεγκτή ροής δεδομένων (Ptolemy), που αναπτύχθηκε από το Πανεπιστήμιο της Καλιφόρνια, Berkeley. Αυτό το εργαλείο ανάλυσης είναι σημαντικό γιατί στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα το σχήμα διαμόρφωσης είναι ψηφιακό και το αναλογικό σήμα λήψης απαιτεί αρκετή επεξεργασία για τη εξαγωγή δεδομένων (για παράδειγμα , στο OFDM που χρησιμοποιείται στην επίγεια ψηφιακή τηλεόραση απαιτείται ένας FFT). Το ADS μας επιτρέπει να προσομοιώσουμε ένα μέρος του κυκλώματος χρησιμοποιώντας συμβατικά εργαλεία προσομοίωσης και το υπόλοιπο του συστήματος χρησιμοποιώντας τον ελεγκτή ροής δεδομένων.

## 2. Αρχίζοντας με το ADS

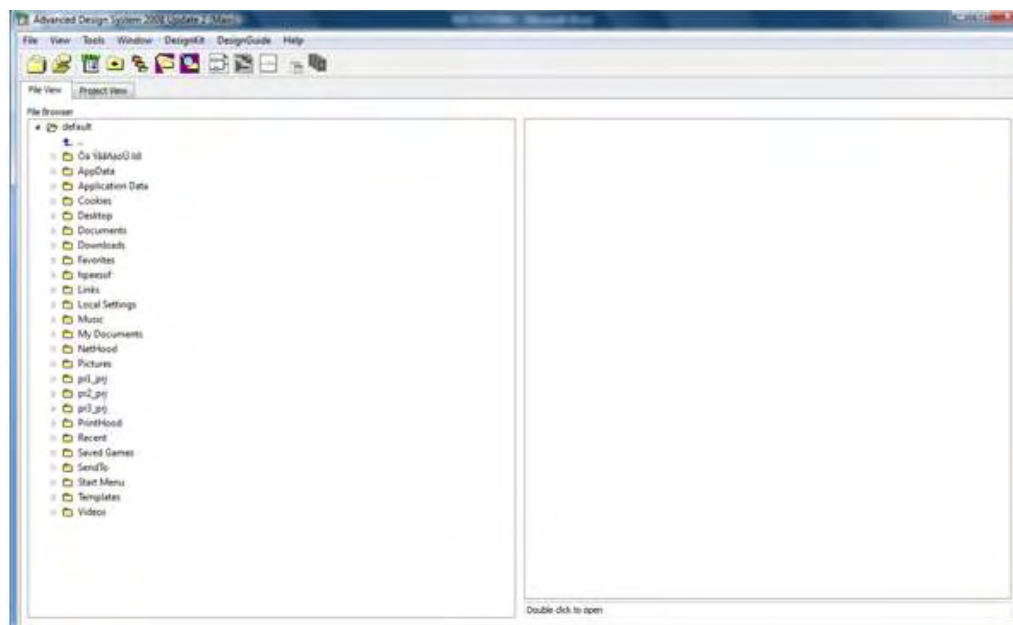
Όταν ξεκινήσεις το ADS εμφανίζονται αρκετά παράθυρα. Μόνο δύο όμως από αυτά είναι σημαντικά: το παράθυρο *Getting Started with ADS* (Εικόνα A1) και κυρίως παράθυρο ADS (Εικόνα A2). Τα άλλα παράθυρα συνήθως χρησιμοποιούνται για να δίνουν πληροφορίες στο χρήστη.

Το παράθυρο *Getting Started with ADS* αποτελεί τον πιο γρήγορο τρόπο εκκίνησης και δίνει τη δυνατότητα για τη εκκίνηση ενός νέου project (*Create a new project*), το άνοιγμα ενός ήδη υπάρχοντος project (*Open an existing project*) και το άνοιγμα παραδειγμάτων (*Open an example project*).



Εικόνα Α1:Παράθυρο εκκίνησης του ADS.

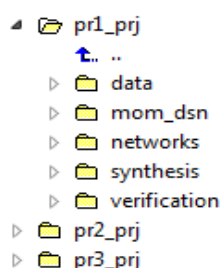
Το κυρίως ADS παράθυρο παρέχει την ίδια λειτουργικότητα αλλά παρέχει και κάποιες άλλες δυνατότητες οι οποίες είναι ιδιαίτερα χρήσιμες στον πιο εξειδικευμένο χρήστη.



Εικόνα Α2:Κυρίως ADS παράθυρο.

### 3. Project

Ένα κομμάτι εργασίας που αποτελείται από σχήματα (δίκτυα) και αποτελέσματα (δεδομένα) οργανώνεται σε ένα project. Κάθε project είναι ένα αυτόνομο τμήμα εργασίας. Φυσικά ένα project είναι ένας κατάλογος (directory) στο σύστημα αρχείων του υπολογιστή που περιέχει διάφορους άλλους καταλόγους (directories). Τα σχήματά μας αποθηκεύονται σε έναν κατάλογο που ονομάζεται δίκτυα (networks). Κάθε σχηματικό (schematic) αποθηκεύεται σε ξεχωριστό αρχείο με την κατάληξη **dsn**. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων μας αποθηκεύονται στον κατάλογο δεδομένων με την κατάληξη **ds**. Οι άλλοι καταλόγοι και τα άλλα αρχεία αποθηκεύουν πληροφορίες απαραίτητες για τη σωστή λειτουργία του ADS και δεν θα πρέπει να διαγραφούν ή να αλλάξουν. Το ADS με προκαθορισμένο τρόπο δίνει τη κατάληξη **\_prj** στο τέλος κάθε ονόματος project που δίνουμε (Αυτό βέβαια μπορεί να αλλάξει εάν θέλουμε όπως φαίνεται στην Εικόνα Α3).

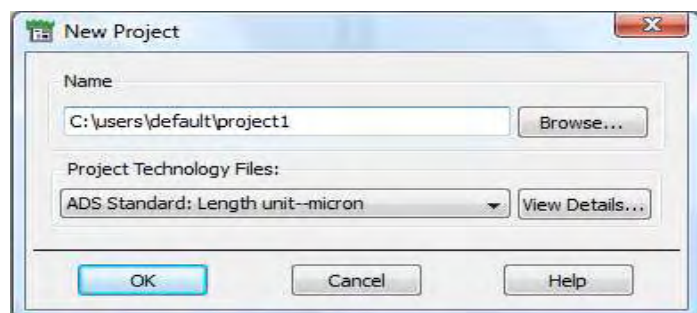


Εικόνα Α3: Παράθυρο εμφάνισης των ήδη υπάρχοντων και καινούργιων project.

### 4. Προσομοίωση πρώτου κυκλώματος

Σε αυτό το σημείο του tutorial θα παρουσιάσουμε αρκετά στάδια μίας απλής DC προσομοίωσης.

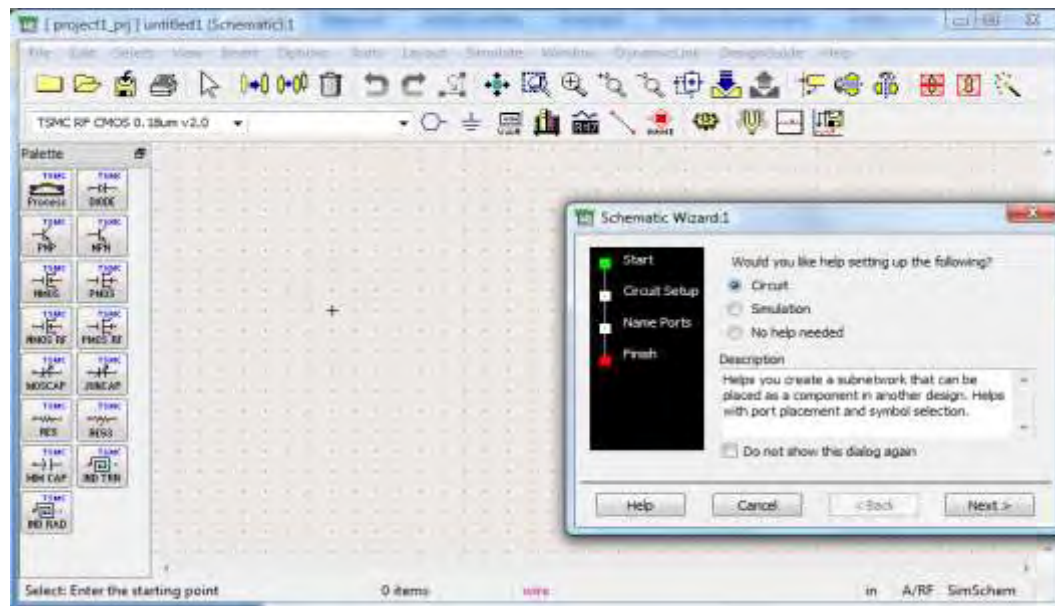
1. Ξεκινώντας, ανοίγουμε ένα καινούργιο project επιλέγοντας *File->New Project* το οποίο ανοίγει ένα πλαίσιο διαλόγου για την επιλογή του ονόματος του project. Επίσης, το πλαίσιο αυτό μας δίνει τη δυνατότητα να επιλέξουμε το προκαθορισμένο μέγεθος μονάδας. Έστω ότι επιλέγουμε σαν μέγεθος ένα micron και σαν ονομασία project *project1\_prj*. (Εικόνα Α4)



Εικόνα Α4: Παράθυρο δημιουργίας καινούργιου project.

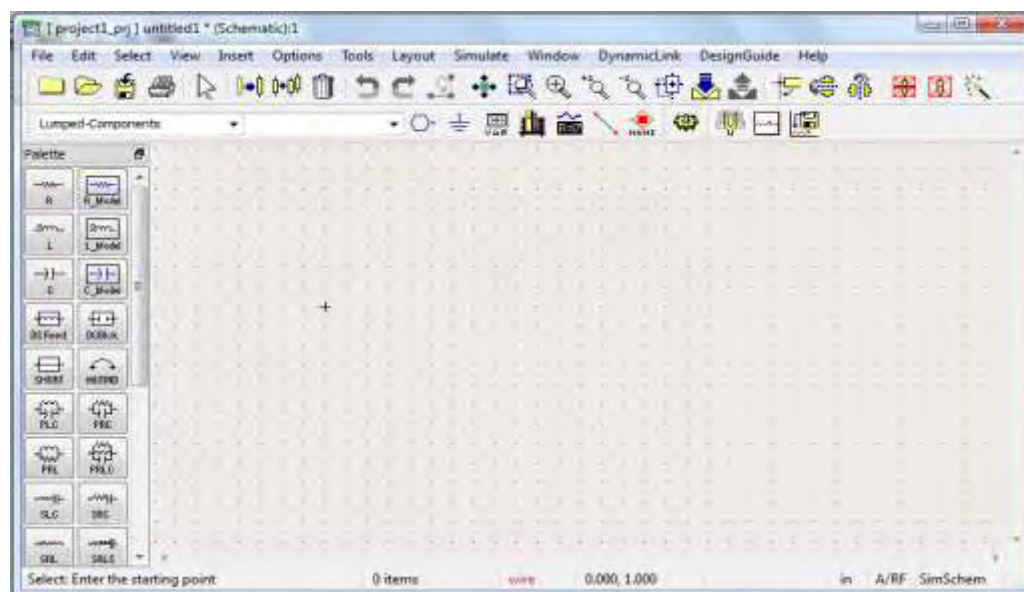
Πατώντας *OK* εμφανίζονται δύο νέα παράθυρα. Το ένα περιλαμβάνει ένα schematic wizard και το άλλο ένα ανώνυμο σχηματικό φύλλο (schematic sheet). Για την ώρα ας αγνοήσουμε το schematic wizard. (Εικόνα Α5)





Εικόνα Α5:Σχηματικό φύλλο εργασίας.

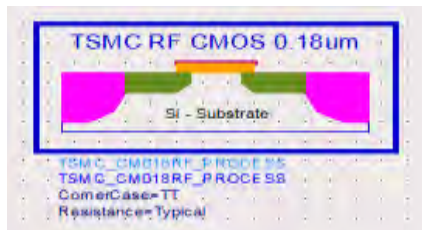
2. Στα αριστερά του παραθύρου εμφανίζεται ένα σύνολο εξαρτημάτων (components). Αυτά τοποθετούνται στο σχηματικό (schematic) με την τεχνική του drag and drop. Ο ακριβής τύπος των components που είναι διαθέσιμα μπορεί να αλλάξει επιλέγοντας τον κατάλληλο τύπο από το μενού που βρίσκεται παραπάνω. Για παράδειγμα, στην Εικόνα Α6 φαίνεται η επιλογή *Lumped-Components*. Στην κορυφή του schematic υπάρχει μία ποικιλία πλήκτρων γρήγορης πρόσβασης. Τοποθετώντας το ποντίκι πάνω από αυτά τα εικονίδια εμφανίζεται σε νέο παράθυρο η ενέργεια κάθε πλήκτρου. (Εικόνα Α6)



Εικόνα Α6:Σχηματικό φύλλο εργασίας. Ξεχωρίζει η επιλογή *Lumped-Components* από το μενού επιλογής τύπου εξαρτημάτων του κυκλώματος μας αλλά και τα εικονίδια γρήγορης πρόσβασης.

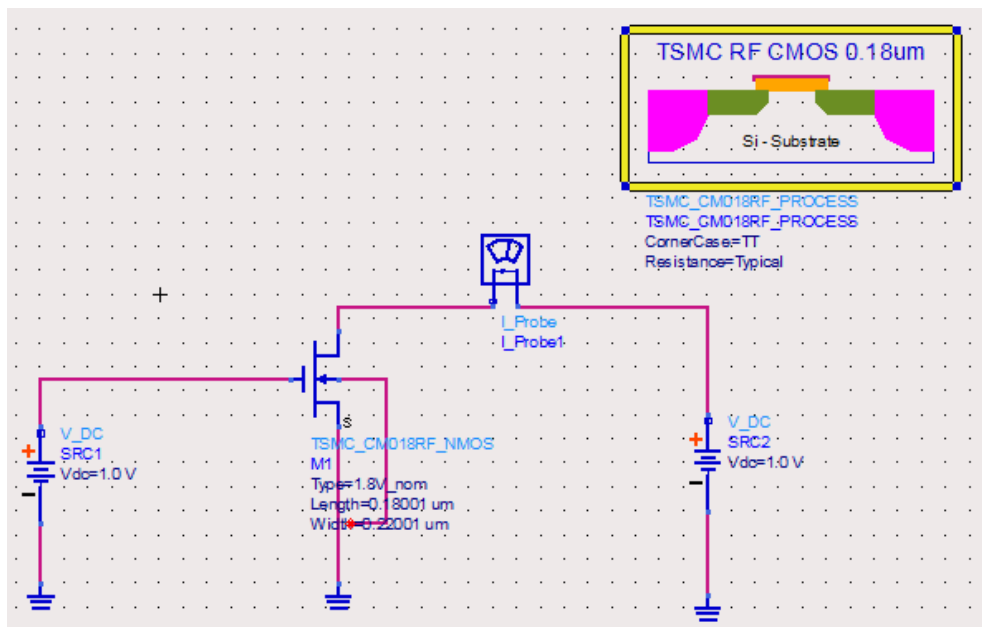
3. Για τις ανάγκες της συγκεκριμένης εφαρμογής θα χρησιμοποιήσουμε την τεχνολογία TSMC RF CMOS 0.18um (Η συγκεκριμένη τεχνολογία περιλαμβάνει πραγματικά –και όχι ιδανικά - εξαρτήματα) Έτσι, επιλέγουμε σαν τύπο *components*, τον τύπο TSMC RF CMOS 0.18um

v2.0. Το πρώτο βήμα είναι να επιλέξουμε το εικονίδιο TSMC\_CM018RF\_PROCESS από τη συγκεκριμένη παλέτα, το οποίο και τοποθετούμε με drag and drop στο schematic. (Εικόνα A7)



Εικόνα A7: Εικονίδιο που παρουσιάζει την τεχνολογία που χρησιμοποιούμε (TSMC RF CMOS 0.18um).

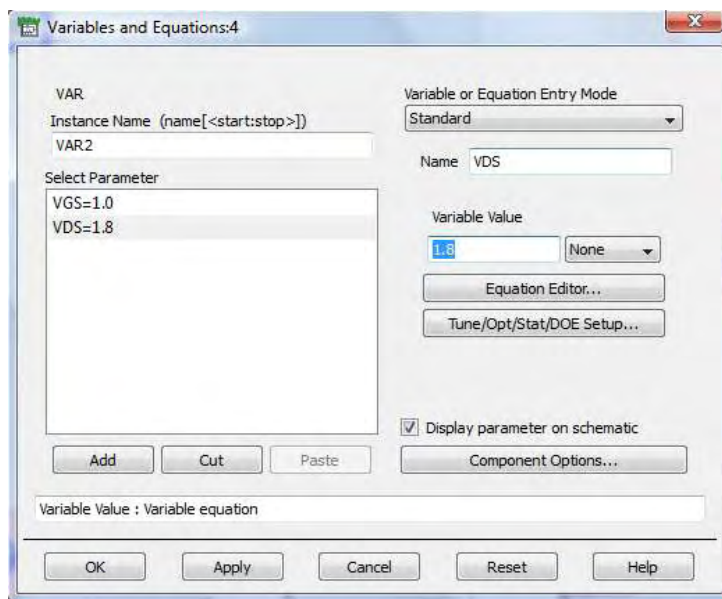
4. Επόμενο βήμα είναι η επιλογή του TSMC\_CM018RF\_NMOS\_RF τρανζίστορ από τον ίδιο τύπο components. Με τον ίδιο τρόπο τοποθετούμε δύο πηγές τάσεις από το Sources-Freq Domain component. Τέλος, επιλέγουμε ένα όργανο ένδειξης ρεύματος (current probe) από το Probe Components αλλά και τρεις γειώσεις από το μενού πλήκτρων γρήγορης εκκίνησης. (Εικόνα A8)



Εικόνα A8: Κύκλωμα πόλωσης για το nMOS τρανζίστορ της τεχνολογίας μας.

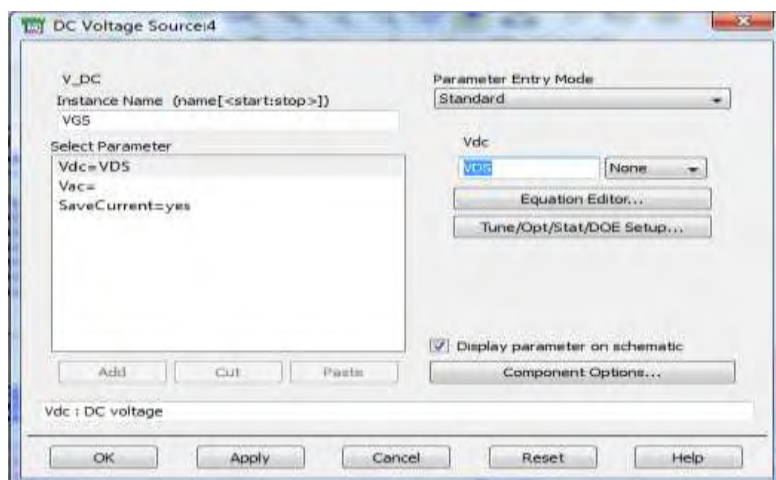
Η σύνδεση των στοιχείων γίνεται με τη χρήση του πλήκτρου Insert Wire από το ίδιο μενού.

5. Στη συνέχεια πρέπει να πούμε στον προσομοιωτή ποιες είναι οι μεταβλητές μας. Σε αυτή την περίπτωση είναι οι  $V_{GS}$  και  $V_{DS}$ . Για να γίνει αυτό, περιλαμβάνουμε το εξάρτημα μεταβλητών (variable component) το οποίο μπορεί να βρεθεί τόσο στο data items component όσο και στο μενού γρήγορης εκκίνησης. Κάνοντας διπλό κλικ στο συγκεκριμένο εικονίδιο ανοίγει το παράθυρο Variables and Equations. Εκεί θέτουμε  $V_{DS} = 1.8$  και  $V_{GS} = 1.0$  και έπειτα πατάμε Apply. (Εικόνα A9)



Εικόνα A9:Μενού μέσω του οποίου θέτουμε συγκεκριμένες τιμές για τις τάσεις πόλωσης του τρανζίστορ μας.

6. Έπειτα, πρέπει να θέσουμε την μία πηγή τάσης σε  $V_{DS}$  και την άλλη σε  $V_{GS}$ . Αυτό γίνεται κάνοντας διπλό κλικ πάνω στο εικονίδιο της πηγής τάσης και γράφοντας ανάλογα  $V_{GS}$  ή  $V_{DC}$  στο αντίστοιχο πλαίσιο κάτω από το Vdc όπως φαίνεται στην Εικόνα A10:



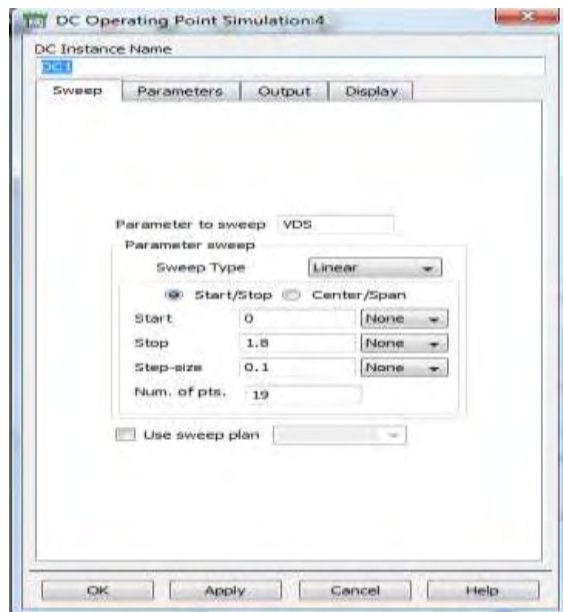
Εικόνα A10:Μενού μέσω του οποίου θέτουμε τις τάσεις πόλωσης του τρανζίστορ μας ίσες με κάποια μεταβλητή και όχι με συγκεκριμένες τιμές.

Επίσης, δίνεται η δυνατότητα να ορίσουμε κάποιο δικό μας *Instance Name* για κάθε πηγή τάσης. Για παράδειγμα μπορούμε να δώσουμε τις ονομασίες  $V_{GS}$  και  $V_{GS1}$ .

Πλέον, οποιαδήποτε αλλαγή στις τιμές των πηγών τάσεως γίνεται από το πλαίσιο *Variables and Equations* και όχι μέσω των εικονιδίων των πηγών τάσης.

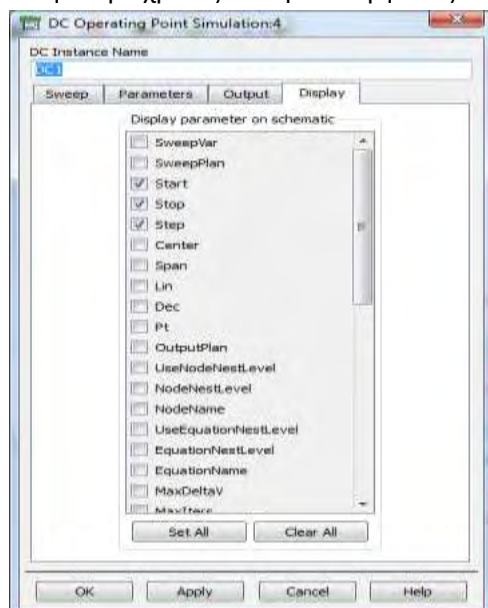
7. Το επόμενο βήμα είναι να πούμε στον προσομοιωτή τι είδους προσομοίωση θέλουμε να πραγματοποιήσει. Αυτό γίνεται τοποθετώντας στο σχηματικό κάποιο από τα διαθέσιμα *Simulation Components*. Εάν τοποθετηθούν παραπάνω από ένα, τότε θα πραγματοποιηθούν περισσότερες προσομοιώσεις. Στη συγκεκριμένη περίπτωση θέλουμε να πραγματοποιηθεί μία DC προσομοίωση. Έτσι, τοποθετούμε το *DC Simulation Component* στο

schematic. Είναι αυτό με εικονίδιο ένα γρανάζι. Σε περίπτωση που δεν δώσουμε κάποια δεδομένα στο συγκεκριμένο component η DC ανάλυση θα γίνει με βάση κάποιες προκαθορισμένες τιμές. Όμως, θέλουμε να χρησιμοποιήσουμε αυτό το component για να επεξεργαστούμε κάποια από τις μεταβλητές μας. Για να γίνει αυτό κάνουμε διπλό κλικ πάνω στο συγκεκριμένο component. Με τον τρόπο αυτό ανοίγει ένα πλαίσιο με αρκετές καρτέλες. Η προκαθορισμένη καρτέλα είναι η *Sweep*. Εκεί προσθέτουμε τη μεταβλητή που σαρώνουμε (*Sweep*) δηλαδή την  $V_{DS}$  αλλά και το μέγεθος εκκίνησης (*Start*), τερματισμού (*Stop*) και βήματος (*Step-size*). Θέτουμε αντίστοιχα 0, 1.8 και 0.1. (Εικόνα A11)



Εικόνα A11:Μενού εκκίνησης μίας DC προσομοίωσης.

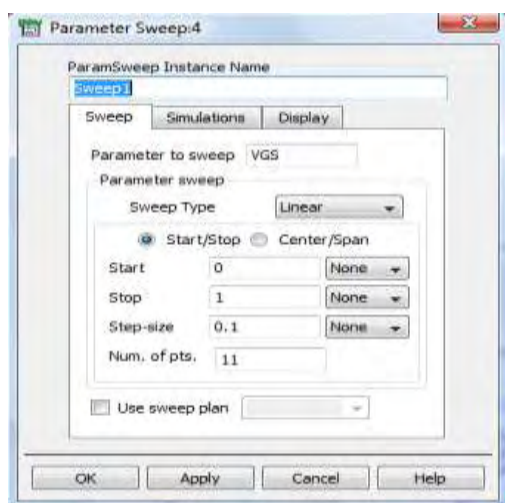
Όμως οι συγκεκριμένες επιλογές δεν είναι προκαθορισμένες και για να τις ενεργοποιήσουμε χρειάζεται η επιλογή τους από την καρτέλα της Εικόνας A12.



Εικόνα A12:Ενεργοποίηση των μεγεθών εκκίνησης, τερματισμού και βήματος.

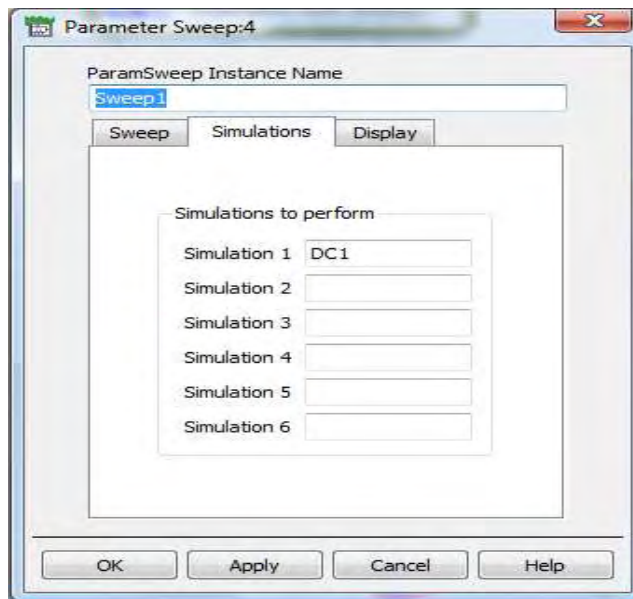
Εάν θέλαμε να προσομοιώσουμε το κύκλωμα αμέσως μετά από τη συγκεκριμένη διαδικασία η προσομοίωση θα γινόταν για την προκαθορισμένη τιμή της  $V_{GS}$  μεταβλητής. Αυτό που πραγματικά θέλουμε είναι να επαναλαμβάνεται η DC προσομοίωση για κάθε διαφορετική τιμή της  $V_{GS}$ .

8. Υπάρχει ένα ειδικό component που ονομάζεται *PARAMETER SWEEP* που μας δίνει αυτή τη δυνατότητα (Χρησιμοποιείται για κάθε προσομοίωση που αφορά δύο ή περισσότερες μεταβλητές). Επίσης δουλεύει για οποιονδήποτε άλλο τύπο προσομοίωσης και βρίσκεται στις αντίστοιχες παλέτες. Για να αλλάξουμε τις παραμέτρους ελέγχου τοποθετούμε το component στο schematic και έπειτα κάνουμε διπλό κλικ. Εκεί ορίζουμε την παράμετρο σάρωσης αλλά και το εύρος. Στη συγκεκριμένη περίπτωση επιλέγουμε ως *Parameter to sweep* την  $V_{GS}$  και θέτουμε *Start* = 0, *Stop* = 1 και *Step-size* = 0.1. (Εικόνα A13)



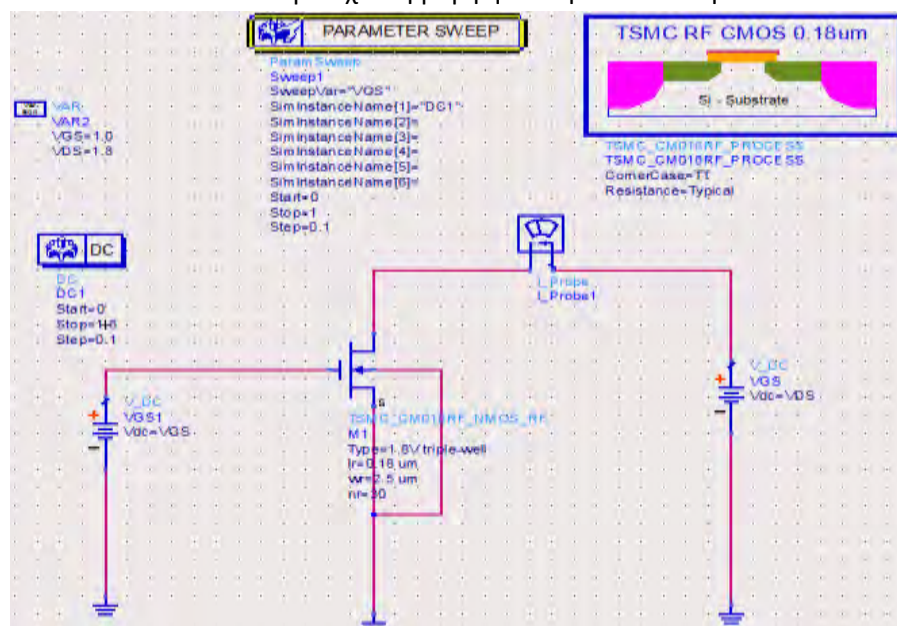
Εικόνα A13: Αντιστοίχιση των μεγεθών εκκίνησης τερματισμού και βήματος σε συγκεκριμένες αριθμητικές τιμές για τη μεταβλητή  $V_{GS}$ , μέσω της επιλογής *Parameter Sweep:4*.

Μένει ακόμα να καθορίσουμε την επιλογή για κάθε τιμή της  $V_{GS}$ . Γίνεται πληκτρολογώντας στην καρτέλα *Simulations* σαν instance name το *DC1*. (Εικόνα A14)



Εικόνα A14:Αντιστοίχιση της DC προσομοίωσης του κυκλώματός μας (DC1), με τη μεταβλητή VGS μέσω της επιλογής Parameter Sweep:4/Simulations.

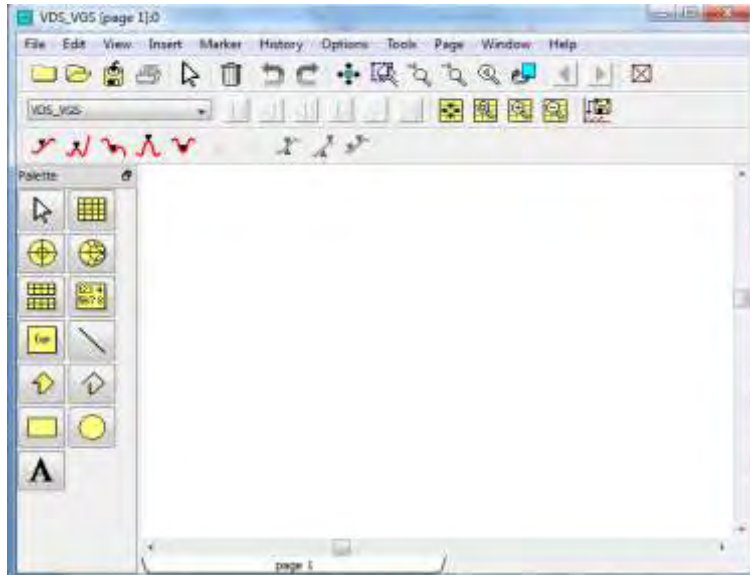
Πλέον το κύκλωμα έχει τη μορφή που φαίνεται στην Εικόνα A15:



Εικόνα A15:Ολοκληρωμένο το κύκλωμα πόλωσης του nMOS τρανζίστορ M1. Έχουν προστεθεί τα εικονίδια εκτέλεσης DC προσομοίωσης, αντιστοίχισης του στιγμιότυπου της DC προσομοίωσης με τη μεταβλητή  $V_{GS}$  και αντιστοίχισης των μεταβλητών  $V_{DS}$ ,  $V_{GS}$  σε συγκεκριμένες αρχικές τιμές.

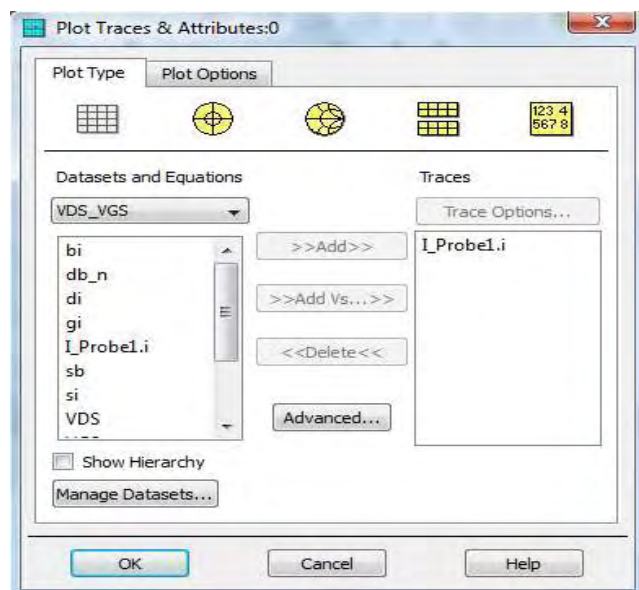
9. Όπως πολλές εφαρμογές στα windows το schematic μπορεί να σωθεί από το File (File->Save Design As... ) μενού. Αυτό επίσης μετονομάζει το φύλλο από ανώνυμο σε οποιαδήποτε ονομασία θέλουμε. Μπορούμε να επιλέξουμε την ονομασία  $V_{DS\_V_{GS}}$ . Εάν δεν γίνει κάποια αλλαγή, μετά την προσομοίωση τα δεδομένα προσομοίωσης αποθηκεύονται σε ένα σύνολο δεδομένων με την ονομασία  $V_{DS\_V_{GS}}$  και ανοίγει ένα επιπλέον παράθυρο με την ίδια ονομασία. Πλέον μπορεί να πραγματοποιηθεί η προσομοίωση επιλέγοντας *Simulate->Simulate* ή πατώντας F7.

10. Το νέο παράθυρο που ανοίγει μας επιτρέπει να παρουσιάσουμε τα αποτελέσματα με μία ποικιλία τρόπων περιλαμβανομένων και διαγραμμάτων Smith. Ο τύπος γράφου επιλέγεται από τη μπάρα εργαλείων στα αριστερά. Περιλαμβάνονται πολικά και διαγράμματα Smith, πίνακες και κανονικές ΧΥ αναπαράστασεις. (Εικόνα Α16)

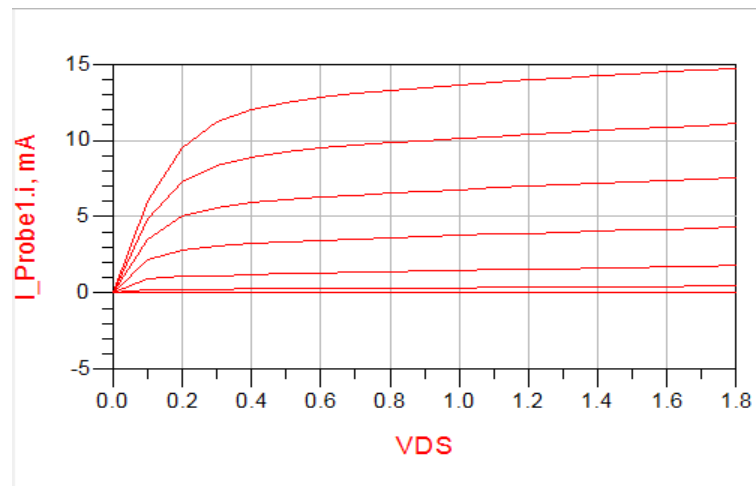


Εικόνα Α16:Παράθυρο εμφάνισης αποτελεσμάτων.

Επιλέγουμε την ΧΥ αναπαράσταση που βρίσκεται πάνω δεξιά. Μπορούμε να τοποθετήσουμε το εικονίδιο στο παράθυρο με drag and drop. Αυτόματα ανοίγει ένα νέο πλαίσιο που μας επιτρέπει να αλλάξουμε τις παραμέτρους της σχέσης. Για να προσθέσουμε κάποια ποσότητα, την επιλέγουμε από το *Plot Traces & Attributes* παράθυρο και έπειτα κάνουμε κλικ στο *Add*. Επιλέγουμε *I\_Probe1*, κάνουμε *Add* (Εικόνα Α17) και το ADS αυτόματα παράγει τη γραφική παράσταση που φαίνεται στην Εικόνα Α18.



Εικόνα Α17:Παράθυρο επιλογής των μεγεθών που θέλουμε να μετρήσουμε αλλά και του τρόπου παρουσίασής τους.



Εικόνα A18:Γραφική παράσταση του ρεύματος  $I_{DS}$  πόλωσης με την τάση πόλωσης  $V_{DS}$  για διάφορες τιμές της τάσης  $V_{GS}$  του κυκλώματος της Εικόνας A15.



# **ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ**

- [1] Adel S. Sedra / Kenneth C. Smith, Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα, 3<sup>η</sup> έκδοση , 1994, Τόμος Α', Επιμέλεια ελληνικής έκδοσης: Γιάννης Ε. Παπανάνος , Τομέας Πληροφορικής ΕΜΠ
- [2] Adel S. Sedra / Kenneth C. Smith, Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα, 5<sup>η</sup> έκδοση , 2010, Τόμος Α', Επιμέλεια ελληνικής έκδοσης: Γιάννης Ε. Παπανάνος , Τομέας Πληροφορικής ΕΜΠ
- [3] Gray, Hurst, Lewis, Meyer , Ανάλυση και σχεδίαση αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων , τέταρτη αμερικανική έκδοση , Επιμέλεια ελληνικής έκδοσης : Κωνσταντίνος Ψυχαλίνος, Επικ. Καθηγητής Πανεπιστήμιο Πατρών
- [4] Γεώργιος Σ. Βιτζηλαίος , Διδακτορική διατριβή « Σχεδίαση ολοκληρωμένων ενισχυτών χαμηλού θορύβου τεχνολογίας nm CMOS με χρήση μαγνητικής ανάδρασης για ασύρματες ευρυζωνικές εφαρμογές», Ε.Μ.Π Αθήνα 2006
- [5] J P Silver, MOS COMMON –SOURCE LNA Design Tutorial (RF, RFIC & Microwave Theory, Design )
- [6] J P Silver, MOS Differential LNA Design Tutorial (RF , RFIC & Microwave Theory, Design )
- [7] RF, RFIC & Microwave Theory, Design ([www.rfic.co.uk](http://www.rfic.co.uk) ) , « 1dB Compression Point, 20 dBm 1 dB Gain Change Saturated Output Power»
- [8] Agilent EEsof EDA, Overview on Low – Power Mixer Design Example Using ADS
- [9] Φραγκούλη Χρυσούλα / Σακελλαρίου Ανδρέας, Διπλωματική εργασία «Κυκλώματα ενισχυτών χαμηλού θορύβου σε υψηλές συχνότητες», Α.Π.Θ., Θεσσαλονίκη 2006