
ΑΛΕΞΑΝΔΡΕΙΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ

Α.Τ.Ε.Ι. Θεσσαλονίκης
Τμήμα Ηλεκτρονικής

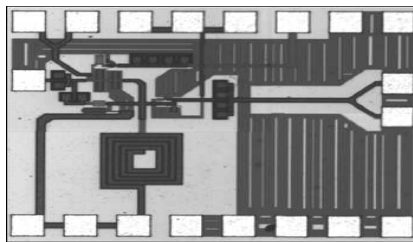


ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΕΥΘΥΜΙΑΔΗΣ ΕΛΕΥΘΕΡΙΟΣ
Κ.Α.Σ.:502511

ΠΙΤΤΟΣ ΜΑΡΙΟΣ
Κ.Α.Σ.:502555

**ΘΕΜΑ: ΜΕΛΕΤΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΧΑΜΗΛΟΥ
ΘΟΡΥΒΟΥ ΓΙΑ RF ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ**



ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΡΙΑ:
ΔΡΑΚΑΚΗ ΜΑΡΙΑ

Α.Τ.Ε.Ι.Θ. ΘΕΣΣΑΛΟΝΙΚΗΣ 2008

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία έχει ως αντικείμενο την παρουσίαση και μελέτη κυκλωμάτων ενισχυτών χαμηλού θορύβου (LNA). Συγκεκριμένα παρουσιάζονται τρία μοντέλα ενισχυτών από όπου προκύπτουν διαγράμματα για τον συντελεστή θορύβου (noise figure) και τις S-παραμέτρους μέσω του προγράμματος CADENCE. Τα πηνία που χρησιμοποιούμε στις προσομοιώσεις των ενισχυτών θα τοποθετούνται με τρεις διαφορετικούς τρόπους. Ο πρώτος είναι μέσω της βιβλιοθήκης “*AnalogLib*” του CADENCE ως εξαρτήματα. Ο δεύτερος είναι μέσω της βιβλιοθήκης “*inductors_opt*” η οποία προσαρμόζεται στο λογισμικό του CADENCE ύστερα από δική μας παρέμβαση. Τέλος η προσομοίωση των πηνίων θα γίνει μέσω του προγράμματος Advanced Design System 2004A. Τελικός σκοπός μας είναι μια σύγκριση όσον αφορά την επίδοση δημοφιλών στην σύγχρονη βιβλιογραφία τοπολογιών LNA.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	1
1.1 Σκοπός της διπλωματικής εργασίας.....	2
1.2 Δομή της διπλωματικής εργασίας.....	2

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ ΣΕ ΥΨΗΛΕΣ

ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ.....	3
2.1 Γενικά χαρακτηριστικά της RF σχεδίασης.....	3
2.1.1 Σηματοθορυβικός λόγος(SNR) και παράγοντας θορύβου (Noise Factor)...	3
2.1.2 Προσαρμογή σύνθετης αντίστασης, ισχύος και θορύβου.....	5
2.1.3 Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης.....	5
2.2 Πηγές θορύβου.....	7
2.2.1 Θερμικός θόρυβος αντιστάτη.....	7
2.2.2 Θερμικός θόρυβος σε MOS τρανζίστορ.....	7
2.2.2.1 Θόρυβος MOS καναλιού.....	7
2.2.2.2 Επαγόμενος θόρυβος πύλης.....	7
2.2.3 Θόρυβος 1/f.....	8
2.2.4 Κρουστικός θόρυβος.....	8
2.3. Απαιτήσεις των ενισχυτών χαμηλού θορύβου (LNA).....	8
2.3.1 Προσαρμογή (Matching).....	8
2.3.2 Συντελεστής θορύβου(Noise Figure).....	9
2.3.3 Κέρδος τάσης ή Κέρδος ισχύος.....	9
2.3.4 Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης.....	10
2.3.5 Ανάστροφη απομόνωση.....	11
2.3.6 Σταθερότητα.....	11
2.4 Γενικές τοπολογίες ενισχυτών χαμηλού θορύβου.....	12
2.4.1 Ενισχυτής κοινής πηγής με επαγωγική ανάδραση.....	12
2.4.2 Ενισχυτής Κοινή Πύλης.....	13
2.4.3 Ενισχυτής Shunt-Feedback.....	13
2.4.4 Ενισχυτής Noise-Cancelling Wide-band.....	14
2.5 Εύρος ζώνης ενισχυτών χαμηλού θορύβου.....	15

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

3.4.1 Υλοποίηση προσομοιώσεων μέσω ADS.....	42
3.4.2 Προσομοιώσεις των πηγών των ενισχυτών.....	43
3.4.2.1 Πηγίο Α.....	43
3.4.2.2 Πηγίο Β.....	45
3.4.2.3 Πηγίο Γ.....	46
3.4.2.4 Πηγίο Δ.....	48
3.4.2.5 Πηγίο Ε.....	49

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΧΑΜΗΛΟΥ

ΘΟΡΥΒΟΥ.....	52
--------------	----

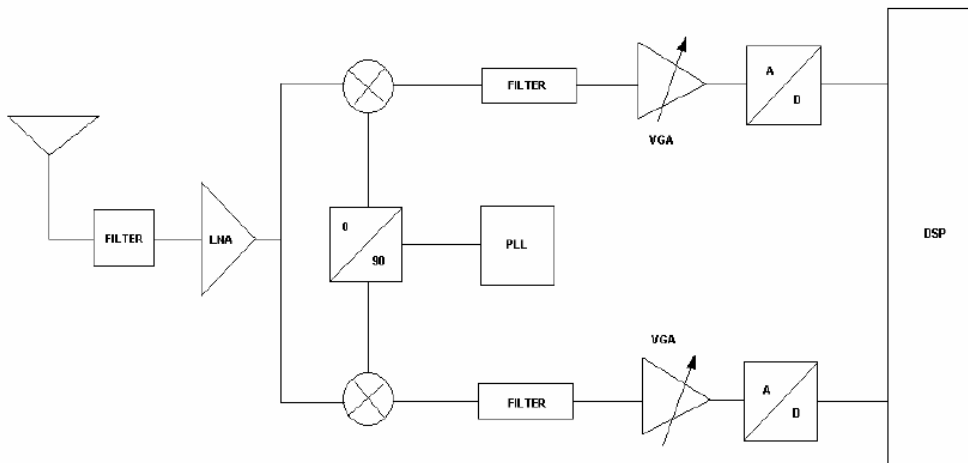
4.1 Μοντέλο πρώτου ενισχυτή.....	52
4.1.1 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω της “AnalogLib”.....	55
4.1.2 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω της “inductors_opt”.....	57
4.1.3 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω του ADS.....	59
4.1.4 Σχολιασμός των αποτελεσμάτων.....	62
4.2 Μοντέλο δεύτερου ενισχυτή.....	65
4.2.1 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω της “AnalogLib”.....	68
4.2.2 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω της “inductors_opt”.....	71
4.2.3 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω του ADS.....	73
4.2.4 Σχολιασμός αποτελεσμάτων.....	75
4.3 Μοντέλο τρίτου ενισχυτή.....	77
4.3.1 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω της “AnalogLib”.....	78
4.3.2 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω της “inductors_opt”.....	80
4.3.3 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω του ADS.....	83
4.3.4 Σχολιασμός αποτελεσμάτων.....	85
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	
ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ	
ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ	87
5.1 Γενικοί περιορισμοί στην απόδοση.....	87
5.2 Συγκριτική μελέτη των διαφορετικών τοπολογιών.....	88
5.3 Προτάσεις για επιλογή ενισχυτή.....	92
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	94
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ	
A	95
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ	
B	96

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Εισαγωγή

Αν επιχειρούσαμε να καταγράψουμε τις σημαντικότερες εξελίξεις των τελευταίων 15 ετών στον κλάδο του ηλεκτρολόγου μηχανικού, η ραγδαία ανάπτυξη των τηλεπικοινωνιών θα καταλάμβανε μία από τις πρώτες θέσεις. Μία απλή ματιά στις τεχνολογικές εφαρμογές καθημερινής χρήσης αρκεί για να μας πείσει. Από τα συστήματα Blue Tooth, μέχρι το υλικό των Wireless LAN εφαρμογών και τα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας έχουμε να κάνουμε με ασύρματη μετάδοση ομιλίας και δεδομένων. Η ίδια η έννοια της ασύρματης επικοινωνίας εισάγει την απαίτηση για μικρές, φορητές και ταυτόχρονα αξιόπιστες συσκευές μετάδοσης-λήψης. Παρά την πληθώρα τηλεπικοινωνιακών πρωτοκόλλων και ειδών διακινούμενης πληροφορίας βρισκόμαστε και πάλι αντιμέτωποι με το κλασικό τηλεπικοινωνιακό μοντέλο πομπού-μέσου μετάδοσης-δέκτη. Σε περιβάλλον με έντονη την παρουσία ηλεκτρομαγνητικού θορύβου και πολλών καναλιών μετάδοσης που μοιράζονται την ίδια περιοχή του διαθέσιμου τηλεπικοινωνιακού φάσματος, οι απαιτήσεις για υψηλή απόδοση αφορούν κυρίως τον *δέκτη*.



Σχήμα 1.1 Αρχιτεκτονική *direct conversion* δέκτη

Σε έναν RF δέκτη ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου αποτελεί την πρώτη βαθμίδα, μετά την κεραία και το φίλτρο επιλογής συχνότητας. Είναι φανερό η ανάγκη για όσο το δυνατόν μεγαλύτερο κέρδος, χωρίς την προσθήκη σημαντικής ποσότητας θορύβου στις βαθμίδες που ακολουθούν. Από την δεκαετία του '60 όπου πρωτοεμφανίστηκαν τα συστήματα CMOS η συγκεκριμένη τεχνολογία έχει εξελιχθεί έτσι ώστε σήμερα να αποτελεί το βασική επιλογή στην τεράστια αγορά των ψηφιακών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Το χαμηλό κόστος (σε σχέση με

τις διπολικές Si ή τις ακόμα πιο σπάνιες GaAs, SiGe και SOI τεχνολογίες) καθώς και η δυνατότητα ολοκλήρωσης των RF αναλογικών κυκλωμάτων μαζί με έναν ψηφιακό επεξεργαστή πάνω στο ίδιο πλακίδιο καθιστά την τεχνολογία CMOS ιδιαίτερα ελκυστική για την ανάπτυξη εφαρμογών, όπως οι δέκτες για συστήματα Blue Tooth. Είναι φανερό ότι με αυτό τον τρόπο η επιφάνεια του ολοκληρωμένου μειώνεται σημαντικά. Ωστόσο υπάρχουν κάποια αρκετά σοβαρά μειονεκτήματα. Τα ψηφιακά κυκλώματα αποτελούν την γενεσιουργό αιτία του διακοπτικού θορύβου, που μπορεί να επηρεάσει αρνητικά την λειτουργία ενός ευαίσθητου RF ενισχυτή. Ένα ακόμα μειονέκτημα προκύπτει από την ανάγκη για εξωτερικά στοιχεία στο τμήμα RF. Για παράδειγμα σε έναν CMOS ασύρματο δέκτη οι υψηλής ποιότητας μίκτες θα πρέπει να υλοποιηθούν εκτός του chip κάτι που αυξάνει το συνολικό κόστος. Παρά τα υπάρχοντα εμπόδια η τεχνολογία CMOS παραμένει ελκυστική για εφαρμογές RF χάρη στο χαμηλό της κόστος. Καθώς η κλίμακα ολοκλήρωσης αυξάνει για να επιτευχθεί υψηλότερη ταχύτητα και χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος, αυξάνεται και η συχνότητα f_t (συχνότητα στην οποία έχουμε κέρδος ρεύματος ίσο με την μονάδα) γεγονός που επιτρέπει υψηλότερες συχνότητες λειτουργίας.

1.2 Σκοπός της διπλωματικής εργασίας

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η προσομοίωση και συγκριτική μελέτη βασικών τοπολογιών ενισχυτών χαμηλού θορύβου. Παράλληλα με τα ενισχυτικά κυκλώματα θα μελετηθεί η επίδραση διαφορετικών μοντέλων πηνίων (ενσωματωμένες βιβλιοθήκες και πρωτότυπο φυσικό σχέδιο) στην λειτουργία των LNA.

1.3 Δομή της διπλωματικής εργασίας

Η διπλωματική αυτή εργασία είναι χωρισμένη στις παρακάτω θεματικές ενότητες:

Κεφάλαιο 2 : Τοπολογίες LNA, προδιαγραφές στην σχεδίαση LNA, θόρυβος

Κεφάλαιο 3 : Ολοκληρωμένα πηνία για χρήση σε κυκλώματα ενισχυτών χαμηλού θορύβου, εξαγωγή γεωμετρικών χαρακτηριστικών με το μοντέλο του Yuc, ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση φυσικού σχεδίου με το λογισμικό ADS.

Κεφάλαιο 5 : Συγκριτική παρουσίαση των τοπολογιών, σχολιασμός των αποτελεσμάτων , γενικά συμπεράσματα

Παράρτημα: Αρχεία MATLAB, τροποποιημένα αρχεία SKILL, χαρακτηριστικά τεχνολογίας CMOS 0.35 μm .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ ΣΕ ΥΨΗΛΕΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ

Στο κεφάλαιο αυτό θα κάνουμε μια γενική εισαγωγή και παρουσίαση των ενισχυτών χαμηλού θορύβου σε υψηλές συχνότητες (*Low-noise Amplifiers-LNA*). Θα αναφερθούμε στα γενικά χαρακτηριστικά σχεδίασής τους, στις προδιαγραφές λειτουργίας τους καθώς και σε κάποιες βασικές τοπολογίες που χρησιμοποιούνται για τη σχεδίαση τέτοιου είδους κυκλωμάτων. Επί τροχάδην οι προδιαγραφές αυτές αφορούν κυρίως την χαμηλή κατανάλωση ισχύος, το εύρος ζώνης και ασφαλώς την ανοχή στο θόρυβο, για τον οποίο θα γίνει εκτενέστερη ανάλυση, αφού αποτελεί βασικό κριτήριο σχεδίασης και επιλογής ενός τέτοιου κυκλώματος. Στο σημείο αυτό αρχίζει και γίνεται φανερή η σημασία των ενισχυτών χαμηλού θορύβου. Σκοπός του LNA είναι να ενισχύσει το εισερχόμενο RF (Radio-Frequency) σήμα όσο περισσότερο γίνεται χωρίς να προσθέσει κάποιο σημαντικό ποσό θορύβου. Το επίπεδο σήματος, που προκύπτει από την ενίσχυση, θα πρέπει να βρίσκεται πάνω από το επίπεδο του θορύβου των επόμενων σταδίων (μίκτες κ.τ.λ.).

2.1 Γενικά χαρακτηριστικά της RF σχεδίασης

2.1.1 Σηματοθορυβικός λόγος (SNR) και παράγοντας θορύβου (Noise Factor).

Ο σηματοθορυβικός λόγος **SNR** (*signal to noise ratio*) αποτελεί ένα μέτρο της καθαρότητας του σήματος. Ο ορισμός του δίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$SNR = \frac{\text{Available_Signal_Power}}{\text{Available_Noise_Power_in_Signal_Bandwidth}} \quad (2.1)$$

Για παράδειγμα το SNR_{in} του σήματος εισόδου στο σχήμα 2.1 θα είναι:

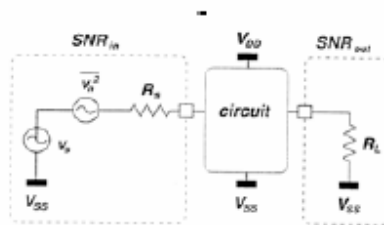
$$SNR_{in} = \frac{P_{av,s}}{P_{av,n}} = \frac{u_s^2}{4R_s k \cdot T \cdot \Delta f} \quad (2.2)$$

όπου με Δf συμβολίζεται το εύρος ζώνης του σήματος.

Μία ιδανική ενισχυτική διάταξη θα ενισχύσει ισόποσα το σήμα και τον θόρυβο γεγονός που δεν θα επηρεάσει τον παράγοντα SNR . στην πραγματικότητα όμως δεν υπάρχουν ιδανικές διατάξεις, καθώς ένας οποιοσδήποτε ενισχυτής υποβαθμίζει το SNR αφού προσθέτει θόρυβο στο σήμα. Μαθηματικά αυτό περιγράφεται από τον παράγοντα θορύβου (noise factor) του ενισχυτικού block:

$$F = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{\frac{P_{s,s}}{P_{s,n}}}{\frac{G \cdot P_{s,s}}{G \cdot P_{s,n} + G \cdot P_{n,eq}}} \quad (2.3)$$

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



Σχήμα 2.1

Η προηγούμενη εξίσωση μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

$$F = \frac{P_{s,n} + P_{n,eq}}{P_{s,n}} \quad (2.4)$$

γεγονός που μας δείχνει ότι ο παράγοντας θορύβου είναι το συνολικό ισοδύναμο της ισχύος του θορύβου στην είσοδο διά της ισχύος του θορύβου της πηγής. Η ποσότητα *noise figure* (συντελεστής ή εικόνα θορύβου, NF) χρησιμοποιείται πολύ συχνότερα από τον παράγοντα θορύβου (*noise factor*). Η σχέση που συνδέει τις δύο ποσότητες είναι:

$$NF = 10 \log(F) \quad (2.5)$$

Οι τιμές του NF κυμαίνονται ανάμεσα στο 0 και το ∞ . Στην περίπτωση των ενισχυτών χαμηλού θορύβου, το κύκλωμα συνήθως οδηγείται από μία πηγή των 50Ω (συχνά η σύνθετη αντίσταση της κεραίας λήψης) και ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο δίνεται πλέον ως:

$$SNR_{in} = \frac{u_s^2}{4kT_{eff}R_s\Delta f} \quad (2.6)$$

όπου $50 R_s = \Omega$ και T_{eff} είναι η ενεργός θερμοκρασία θορύβου της κεραίας. Προκειμένου να έχουμε μία έκφραση του noise factor ανεξάρτητης της θερμοκρασίας της κεραίας, ο παράγοντας F_{LNA} ορίζεται με βάση την θερμοκρασία θορύβου της πηγής ίση με την φυσική θερμοκρασία δωματίου:

$$F_{LNA} = \frac{kT_c \Delta f + P_{n,eq}}{kT_c \Delta f} = 1 + \frac{P_{n,eq}}{kT_c \Delta f} \quad (2.7)$$

2.1.2 Προσαρμογή σύνθετης αντίστασης, ισχύος και θορύβου.

Η προσαρμογή σύνθετης αντίστασης είναι ένας όρος που χρησιμοποιείται συχνά στο αντικείμενο των γραμμών μετάδοσης. Κάθε γραμμή μετάδοσης χαρακτηρίζεται από μία χαρακτηριστική σύνθετη αντίσταση Z_c . Υποθέτοντας ότι η γραμμή τερματίζεται από μία σύνθετη αντίσταση Z και ότι μέσω της γραμμής μεταδίδεται ένα κύμα τάσης V^+ θα έχουμε την παρουσία και ενός ανακλώμενου κύματος V^- . Ισχύει η σχέση:

$$V^- = \Gamma V^+ \quad (2.8)$$

$$\text{Όπου} \quad \Gamma = \frac{Z - Z_c}{Z + Z_c} \quad (2.9)$$

προφανώς για $\Gamma=0$ δηλαδή για $Z=Z_c$ δεν έχουμε ανάκλαση κύματος.

Η προσαρμογή ισχύος δεν σχετίζεται με την προσαρμογή σύνθετης αντίστασης. Υποθέτοντας ότι μία πηγή τάσης με εσωτερική σύνθετη αντίσταση Z_s οδηγεί ένα φορτίο με σύνθετη αντίσταση Z_L επιτυγχάνουμε μέγιστη μεταφορά ισχύος στο φορτίο όταν ισχύει

$$Z_s = Z_L \quad (2.10)$$

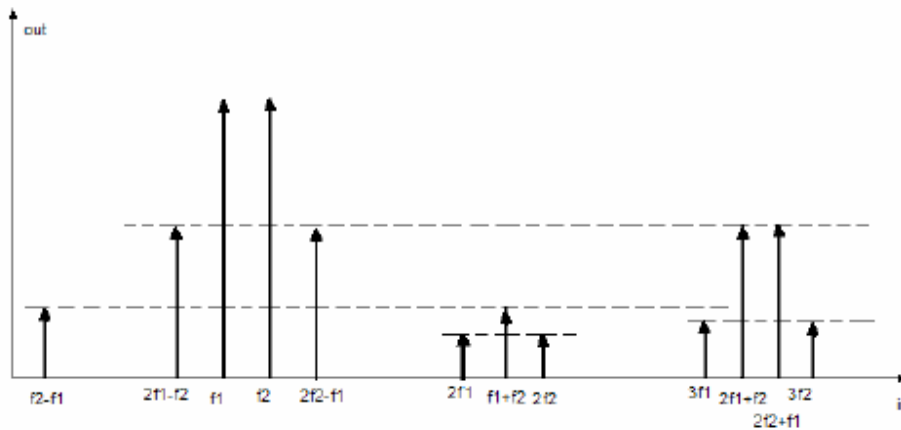
Τότε η μέγιστη ισχύς που καταναλίσκεται στο φορτίο είναι:

$$P_{\text{max}} = \frac{V_s}{4 \text{Re}(Z_s)} = P_{\text{av}} \quad (2.11)$$

Βλέπουμε ότι η προσαρμογή σύνθετης αντίστασης και ισχύος είναι αρκετά συναφείς μεταξύ τους. Η προσαρμογή θορύβου είναι τελείως ασυσχέτιστη με τις δύο προηγούμενες. Το ζητούμενο εδώ είναι ο καλός σηματοθορυβικός λόγος και κατά συνέπεια χαμηλό *noise figure* (NF). Για κάποιο 2-θυρο η προσαρμογή θορύβου επιτυγχάνεται όταν η σύνθετη αντίσταση της πηγής οδηγεί σε ελαχιστοποίηση του συντελεστή θορύβου.

2.1.3 Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης

Η γραμμικότητα των κυκλωμάτων εξετάζεται συνήθως με την χρήση της ανάλυσης της αρμονικής παραμόρφωσης ή της παραμόρφωσης ενδοδιαμόρφωσης. Στην πρώτη περίπτωση εφαρμόζουμε στην είσοδο ένα ημιτονικό σήμα και στην συνέχεια μετράμε την θεμελιώδη συχνότητα καθώς και τις αρμονικές στην έξοδο. Στην ανάλυση ενδοδιαμόρφωσης εφαρμόζουμε στην είσοδο δύο τόνους και στην συνέχεια εξετάζουμε τους θεμελιώδεις όρους μαζί με τους όρους ενδοδιαμόρφωσης.



Σχήμα 2.2

Στο παραπάνω σχήμα έχουμε τις αρμονικές εξόδου για ένα σύστημα με διαμόρφωση δεύτερης και τρίτης τάξης. Θεωρούμε ότι οι δύο τόνοι εισόδου αντιστοιχούν στις συχνότητες f_1 και f_2 , εκτός από τις θεμελιώδεις συχνότητες στην έξοδο έχουμε ακόμα τις αρμονικές δεύτερης και τρίτης τάξης και τα προϊόντα της ενδοδιαμόρφωσης δεύτερης και τρίτης τάξης. Έτσι η ενδοδιαμόρφωση δεύτερης τάξης θα δώσει όρους στις συχνότητες $+(f_1-f_2)$, $-(f_1-f_2)$ καθώς και στις $+(f_1+f_2)$, $-(f_1+f_2)$. Αν οι τόνοι f_1 , f_2 βρίσκονται κοντά στη φέρουσα f_c τότε $f_1-f_2 \approx \Phi 0$ (σήμα που φιλτράρεται από το DC στάδιο) και $f_1+f_2 \approx \Phi 2f_c$, συνιστώσα που θα εξαλειφτεί από ένα χαμηλοπερατό φίλτρο. Η ενδοδιαμόρφωση τρίτης τάξης θα δώσει όρους στις συχνότητες: $+(2f_1-f_2)$, $-(2f_1-f_2)$, $+(2f_2-f_1)$, $-(2f_2-f_1)$ και $+(2f_1+f_2)$, $-(2f_1+f_2)$. Όταν οι τόνοι εισόδου έχουν τιμές κοντά στη φέρουσα ο τελευταίος όρος έχει τιμή κοντά στο $3f_c$ και θα φιλτραρισθεί. Οι υπόλοιποι βρίσκονται μέσα στην ζώνη του σήματος και επομένως μπορούν να θεωρηθούν ως θόρυβος, ο οποίος επηρεάζει το σήμα. Γι' αυτό ο ορισμός του SNR που αναφέρθηκε προηγουμένως επεκτείνεται ως εξής:

$$SNDR = \frac{P_{av,s}}{P_{av,n} + P_m} \quad \text{Signal to Noise and Distortion Ratio} \quad (2.12)$$

όπου P_{im} είναι η συνδυασμένη ισχύς των ενδοδιαμορφωμένων σημάτων που βρίσκονται μέσα στην ζώνη του σήματος. Ο λόγος του πλάτους των τρίτης τάξης ενδοδιαμορφωμένων σημάτων προς το πλάτος του θεμελιώδους σήματος ονομάζεται $IM3$. Η σχέση από την οποία δίνεται είναι:

$$IM3 = \frac{3}{4} \frac{|a_3|}{|a_1|} \cdot U^2 \quad (2.13)$$

όπου το U είναι το πλάτος του σήματος εισόδου. Το πλάτος εισόδου για το οποίο ισχύει $IM3=1$ ονομάζεται $IIP3$ (Input Referred Third Order Intermodulation Intercept Point) και δίνεται ως:

$$IIP3 = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{|a_1|}{|a_3|}} \quad (2.14)$$

Είναι δηλαδή η τιμή της ισχύος εισόδου για την οποία η τρίτη αρμονική στη έξοδο έχει το ίδιο πλάτος με την πρώτη. Αν η τιμή a_1 είναι πολύ μεγαλύτερη συγκριτικά με την a_3 και η a_2 είναι αμελητέα τότε η τιμή του $IIP3$ θα είναι μεγάλη και στην έξοδο θα έχουμε μια γραμμική έκδοση του σήματος εισόδου για μεγάλο εύρος πλάτους εισόδου.

2.2 Πηγές θορύβου

2.2.1 Θερμικός θόρυβος αντιστάτη.

Ίσως η πιο γνωστή πηγή θορύβου είναι ο θερμικός θόρυβος ενός αντιστάτη. Είναι λευκός θόρυβος και ονομάζεται ακόμα και θόρυβος Gauss (*Gaussian*) αφού το πλάτος του σήματος θορύβου ακολουθεί κατανομή Gauss. Η διαθέσιμη ισχύς του, που είναι ίδια για κάθε τιμή αντίστασης, είναι:

$$P_{av} = kT\Delta f \quad (2.14)$$

,όπου k είναι η σταθερά Boltzmann ($1.38 \cdot 10^{-23} \text{ J/K}$), T η απόλυτη θερμοκρασία σε K και Δf το εύρος του θορύβου σε Hz. Η παραπάνω έκφραση συνήθως μετατρέπεται σε μία πηγή τάσης θορύβου εν σειρά ή μία πηγή ρεύματος θορύβου εν παραλλήλω. Οι αντίστοιχες εκφράσεις τους είναι:

$$\overline{u_w^2} = 4kTR\Delta f \quad \text{και} \quad \overline{i_w^2} = \frac{4kT}{R} \Delta f \quad (2.15)$$

Παρατηρούμε ότι οι πηγές αυτές εξαρτώνται από την τιμή της αντίστασης, επομένως η επιλογή του αντιστάτη παίζει μεγάλο ρόλο στην συμπεριφορά του κυκλώματος, όσον αφορά τον θόρυβο.

2.2.2 Θερμικός θόρυβος σε MOS τρανζίστορ

2.2.2.1 Θόρυβος MOS καναλιού

Όπως είναι αναμενόμενο τα τρανζίστορ MOS στην γραμμική περιοχή λειτουργίας αποτελούν πηγές θερμικού θορύβου, αφού τα γραμμικά MOS τρανζίστορ είναι ουσιαστικά ελεγχόμενες αντιστάσεις. Το ρεύμα θορύβου της εκροής υπολογίζεται από την εξίσωση:

$$\overline{i_{nd}^2} = 4kT\gamma g_{d0}\Delta f \quad (2.16)$$

2.2.2.2 Επαγόμενος θόρυβος πύλης

Εφόσον η πύλη είναι χωρητικά συζευγμένη με το κανάλι, ο θόρυβος εκροής οδηγεί επίσης σε θόρυβο πύλης.

$$\overline{i_{ng}^2} = 4kT\delta g_{g,n2s}\Delta f \quad (2.17)$$

2.2.3 Θόρυβος 1/f

Ο θόρυβος 1/f ή ροζ θόρυβος είναι πολύ σημαντικός στους CMOS RF δέκτες. Όπως το όνομα ήδη υποδηλώνει αυτός ο τύπος θορύβου έχει κατανομή που αυξάνεται όσο μεγαλώνει η συχνότητα. Γι αυτό το λόγο δεν είναι ιδιάζουσας σημασίας σε έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου που λειτουργεί στην μικροκυματική περιοχή. Για λόγους πληρότητας δίνουμε την σχέση υπολογισμού:

$$\overline{i_{1/f}^2} = \frac{K_f}{f} \omega_1^2 WL\Delta f \quad (2.18)$$

2.2.4 Κρουστικός θόρυβος

Ο θόρυβος αυτός δημιουργείται όταν μία ροή ρεύματος διασχίζει ένα φράγμα δυναμικού, όπου η διακριτότητα των χρόνων άφιξης των μεμονωμένων φορτίων αυξάνει το ρεύμα θορύβου. Η σχέση υπολογισμού είναι:

$$\overline{i_{nsh}^2} = 2qI_{DC}\Delta f \quad (2.19)$$

2.3. Απαιτήσεις των ενισχυτών χαμηλού θορύβου(LNA)

2.3.1 Προσαρμογή (Matching)

Αν λάβουμε υπόψη μας ένα LNA που τροφοδοτείται διαμέσου μιας γραμμής μεταφοράς 50Ω , η οποία προέρχεται από κάποια κεραία ή από κάποιο εξωτερικό φίλτρο επιλογής συχνότητας. Αρχικά μας ενδιαφέρει η απαίτηση για προσαρμογή ισχύος. Από τη στιγμή που ένα MOS τρανζίστορ οδηγείται κυρίως από πηγή τάσης δεν απαιτείται προσαρμογή ισχύος εισόδου για υψηλή τιμή ισχύος εξόδου. Επιπλέον είναι ενδιαφέρον να έχουμε ανοιχτό κύκλωμα στην είσοδο αφού κάτι τέτοιο οδηγεί σε μεγαλύτερη τάση εισόδου και συνεπώς σε μεγαλύτερο ρεύμα εξόδου. Σε μια τέτοια περίπτωση καταλαβαίνουμε ότι δεν απαιτείται προσαρμογή ισχύος. Για μία πηγή όμως 50Ω η προσαρμογή ισχύος είναι ταυτόσημη με την προσαρμογή σύνθετης αντίστασης, γιατί έτσι αποτρέπεται η ακτινοβολία στην γραμμή μεταφοράς που οδηγεί το LNA και ακόμα παρέχει σωστό τερματισμό στο φίλτρο που προηγείται. Αυτή η αντίσταση τερματισμού απαιτείται για να εγγυηθεί την απόκριση συχνότητας του φίλτρου τόσο στη ζώνη διέλευσης, όσο και στη ζώνη αποκοπής. Στη ζώνη διέλευσης μια λανθασμένη αντίσταση τερματισμού, μπορεί να οδηγήσει σε επιπλέον εξασθένιση. Το φίλτρο αποτελεί την πρώτη βαθμίδα του ενισχυτή και η εξασθένιση του σήματος υπάρχει αλλά λόγω της ύπαρξης της σύνθετης αντίστασης των 50Ω στη έξοδο θα έχει τον ίδιο θόρυβο ισχύος με την κεραία εκπομπής. Γενικά εξασθένιση του σήματος κατά 3dB προκαλεί μείωση του SNR κατά 3dB, το οποίο αντιστοιχεί σε συντελεστή θορύβου 3dB. Οποιαδήποτε επιπλέον εξασθένιση κατά 1dB αυξάνει τον συντελεστή θορύβου κατά 1dB, γεγονός που πρέπει να αποφευχθεί. Όσον αφορά τη ζώνη αποκοπής και σε αυτήν την περίπτωση ο σωστός τερματισμός κρίνεται απαραίτητος για να μην αλλάξει η συμπεριφορά του κυκλώματος. Έτσι μια είσοδος κοντά στα 50Ω είναι πολύ σημαντική σε κάθε περίπτωση. Στην περίπτωση προσαρμογής θορύβου σκοπός είναι να παρέχεται η ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση εισόδου σε κάποιο κύκλωμα, με σκοπό την ελαχιστοποίηση του συντελεστή θορύβου του. Συχνά ο συντελεστής αυτός έχει σταθερή συμπεριφορά γύρω από την μέγιστη τιμή του, τότε η προσαρμογή της σύνθετης αντίστασης αποφέρει ικανοποιητικά χαμηλό συντελεστή θορύβου. Στον κλασικό μικροκυματικό σχεδιασμό ο ενισχυτής διατηρείται σταθερός αφού γίνει η επιλογή του και στη συνέχεια της σχεδίασης επιλέγεται η ισοδύναμη πηγή και η σύνθετη αντίσταση φορτίου που να επιφέρει σταθερή ενίσχυση με ικανοποιητική προσαρμογή σύνθετης αντίστασης και χαμηλό συντελεστή θορύβου.

2.3.2 Συντελεστής θορύβου(Noise Figure)

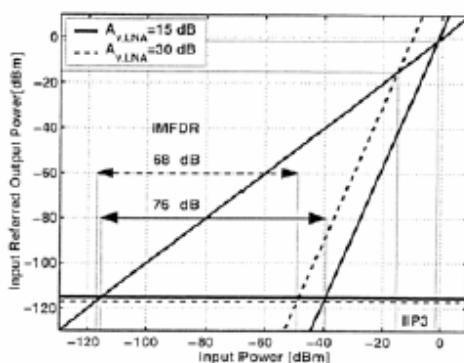
Πέρα από το φίλτρο επιλογής καναλιού, το LNA είναι το πρώτο μπλοκ ενός δέκτη και έτσι καθορίζει ένα κατώτερο όριο θορύβου για ολόκληρο τον δέκτη. Σημαντικό είναι το όριο αυτό να διατηρείται σε χαμηλές τιμές. Η απαίτηση αυτή γίνεται ακόμα πιο απαραίτητη για δέκτες υψηλής ευαισθησίας, όπως GPS συστήματα, όπου το επίπεδο σήματος που πρέπει να ανιχνευθεί είναι πολύ χαμηλό.

2.3.3 Κέρδος τάσης ή Κέρδος ισχύος

Όπως ξέρουμε ο θόρυβος των “μονάδων” που ακολουθούν το LNA συμπίεζεται από το κέρδος του LNA. Συνεπώς για ένα δέκτη το κέρδος πρέπει να είναι μεγάλο για να ελαχιστοποιήσει το ποσοστό θορύβου από τον down-conversion μίκτη ο οποίος αφού οδηγείται από τάση αυτό που πρέπει να βελτιστοποιηθεί είναι το κέρδος τάσης. Μόνο όταν το LNA οδηγείται από μια εξωτερική πηγή των 50Ω, το κέρδος ισχύος θεωρείται σαν βελτιστοποίηση. Σε κανονικές συνθήκες το επίπεδο εξόδου του ενισχυτή προσδιορίζεται από το υπάρχον φορτίο, δηλαδή την είσοδο του μίκτη. Για ένα γραμμικό μίκτη αυτό μπορεί να είναι είτε το χωρητικό φορτίο της πύλης του γραμμικού MOS τρανζίστορ, είτε το φορτίο αντίστασης της αγωγιμότητας μεταξύ εκροής και πηγής. Αν το RF σήμα οδηγεί την πύλη, τότε η τάση στην πύλη θα πρέπει να μεγιστοποιηθεί και το κέρδος τάσης είναι το βασικό κριτήριο. Αν ο ενισχυτής οδηγεί την πηγή του τρανζίστορ, τότε το ρεύμα που το διαρρέει θα πρέπει να μεγιστοποιηθεί. Κατά τον σχεδιασμό του ενισχυτή μπορεί να γίνει προσπάθεια να αυξηθεί το κέρδος ανεξάρτητα από το υπόλοιπα τμήματα του κυκλώματος. Κάτι τέτοιο όμως δεν είναι θεμιτό αφού αυξάνοντας το κέρδος του, αυξάνονται και τα επίπεδα σήματος στο μίκτη και μπορεί να προκληθούν προβλήματα γραμμικότητας. Η εξίσωση :

$$\frac{1}{IIV3_{tot}^2} = \frac{1}{IIV3_1^2} + \sum_{i=2}^n \frac{\prod_{k=1}^{i-1} A_{ik}^2}{IIV3_i^2} \quad (2.18)$$

,δείχνει ότι το $IIP3$ αυξάνει γραμμικά με το κέρδος του ενισχυτή. Γενικά μπορούμε να πούμε ότι το κέρδος τάσης για ένα ενισχυτή χαμηλού θορύβου πρέπει να είναι τέτοιο ώστε να μεγιστοποιεί το δυναμικό εύρος ολόκληρου του δέκτη. Αν τα ακόλουθα τμήματα είναι γραμμικά αλλά με θόρυβο, τότε το κέρδος αυξάνεται και αντίστροφα. Στο *σχήμα 2.4* βλέπουμε τη επίδραση του κέρδους ενός LNA στο IMFDR (intermodulation free dynamic range) για ένα δέκτη που αποτελείται από LNA και μίκτη.



Σχήμα 2.4

Το IMFDR προσδιορίζεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$IMFDR[dB] \approx \frac{2}{3} IIP3[dB] - \frac{2}{3} (P_{avn} + P_{n,eq})[dB] \quad (2.19)$$

,όπου $P_{avn} + P_{n,eq} = 10 \log \left(\frac{1}{2} kT + NF \right)$ είναι ο συνολικά αναφερόμενος θόρυβος ενέργειας εισόδου του μίκτη. Το IMFDR είναι το εύρος σήματος ανάμεσα στο επίπεδο όπου το πρωταρχικό σήμα αρχίζει να γίνεται ορατό και το επίπεδο όπου το 3ης τάξης ενδοδιαμόρφωση γίνεται ορατό. Οι προδιαγραφές του LNA και του μίκτη του σχήματος φαίνονται στον επόμενο πίνακα.

Specification	Receiver 1	Receiver 2
NF_{LNA}	3 dB	3 dB
$IIP3_{LNA}$	0 dBm	0 dBm
$A_{v,LNA}$	15 dB	30 dB
NF_{mix}	15 dB	15 dB
$IIP3_{mix}$	15 dBm	15 dBm

Σχήμα 2.5

Η μόνη διαφορά ανάμεσα στους 2 δέκτες είναι το κέρδος τάσης του LNA που είναι 15Db και 30dB αντίστοιχα. Στο σχήμα ακόμα βλέπουμε ότι το δυναμικό εύρος του δέκτη μειώνεται κατά 8dB όταν αυξάνεται το κέρδος τάσης του LNA αφήνοντας τις άλλες παραμέτρους αμετάβλητες.

2.3.4 Παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης

Παρόμοια με το ποσοστό θορύβου του δέκτη, που έχει χαμηλότερα όρια από το ποσοστό θορύβου του ενισχυτή και το IIP3 του δέκτη έχει υψηλότερα όρια από το IIP3 του ενισχυτή. Σε πολλές εφαρμογές οι γραμμικές προδιαγραφές δεν προκαλούν δυσκολίες στον σχεδιασμό του δέκτη. Κάποιες εφαρμογές έχουν υψηλότερες απαιτήσεις σε γραμμικότητα και επιπλέον σε κάποιες περιπτώσεις έχουμε την ύπαρξη μεγάλων σημάτων στην περιοχή της ζώνης συχνοτήτων. Συνεπώς το δυναμικό εύρος των σημάτων μειώνεται επιπλέον στον δέκτη, όταν τα σήματα είναι σταθερά στις προδιαγραφές γραμμικότητας. Το γεγονός αυτό υπαγορεύει ότι ο ενισχυτής απαιτεί υψηλότερο δυναμικό εύρος από τα άλλα τμήματα του κυκλώματος.

2.3.5 Ανάστροφη απομόνωση

Η ανάστροφη απομόνωση προσδιορίζεται ως $-S_{12}$ όπου το S_{12} είναι το αντίστροφο κέρδος του LNA. Τρεις είναι οι αιτίες που οδηγούν σε αύξηση της αντίστροφης απομόνωσης. Η πρώτη είναι ότι το σήμα που έρχεται από τον τοπικό ταλαντωτή μπορεί να διπλασιαστεί μέσω του μίκτη στην έξοδο του ενισχυτή. Έτσι το σήμα μπορεί να φτάσει στην κεραία εκπομπής του, διαμέσου του ανάστροφο κέρδους του LNA. Συνήθως κάποια τιμή του που να κινείται γύρω στα 20 dB με 30 dB είναι αρκετή. Ένας άλλος λόγος για αύξηση της ανάστροφης απομόνωσης είναι ότι η προσαρμογή εισόδου είναι πιο αξιόπιστη όσο η

ανάστροφη απομόνωση είναι υψηλή. Και τέλος, ένας ακόμα λόγος είναι η σταθερότητα του ενισχυτή.

2.3.6 Σταθερότητα

Υπάρχουν πολλοί τρόποι για την περιγραφή και τη σχεδίαση σταθερών ενισχυτών. Για RF και μικροκυματικούς ενισχυτές είναι ενδιαφέρον να προσδιοριστεί το νόημα της σταθερότητας χωρίς συνθήκες. Ένα κύκλωμα είναι σταθερό χωρίς συνθήκες, αν για κάθε συνδυασμό πηγής και φορτίου, είναι σταθερό. Η απλή παράμετρος μ_s μπορεί να περιγράψει την χωρίς συνθήκες σταθερότητα σαν μια συνάρτηση S-παραμέτρων:

$$\mu_s = \frac{1 - |S_{11}|^2}{|S_{22} - S_{11}^* \Delta| + |S_{21} S_{12}|} > 1 \quad (2.20)$$

,όπου το Δ είναι ο πίνακας των S-παραμέτρων: $\Delta = S_{11} S_{22} - S_{12} S_{21}$.

Γενικά το μ_s αυξάνεται όταν το S_{12} μειώνεται. Αύξηση της αντίστροφης απομόνωσης διευκολύνει τον σχεδιασμό της σταθερότητας. Τέλος όταν είναι $S_{12} = 0$ η εξίσωση θα γίνει:

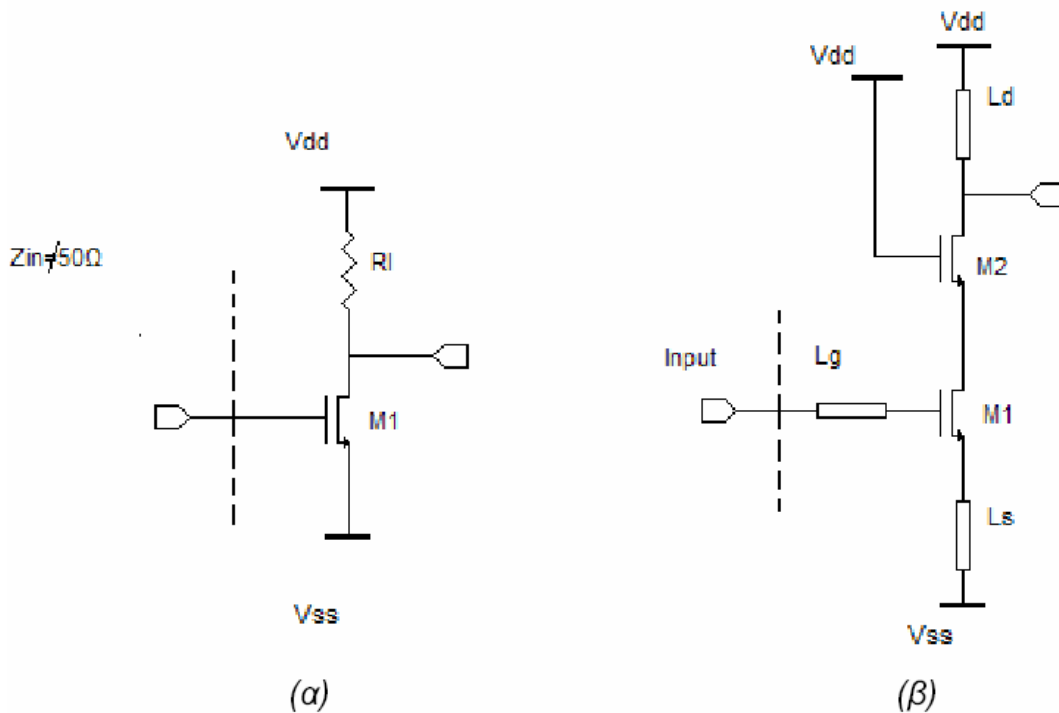
$$\mu_s = \frac{1}{|S_{22}|} > 1 \quad \text{ή} \quad |S_{22}| < 1. \quad (2.21)$$

Για τα ολοκληρωμένα κυκλώματα ενισχυτών CMOS η προσομοίωση και ο σχεδιασμός για σταθερότητα χωρίς συνθήκες είναι αρκετά δύσκολη, ειδικά στις υψηλές συχνότητες..

2.4 Γενικές τοπολογίες ενισχυτών χαμηλού θορύβου

2.4.1 Ενισχυτής κοινής πηγής με επαγωγική ανάδραση

Η πιο δημοφιλής τοπολογία στη σχεδίαση των ενισχυτών χαμηλού θορύβου σε υψηλές συχνότητες είναι η γνωστή ως ενισχυτής κοινής πηγής με επαγωγική ανάδραση (*Inductively Degenerated Common Source LNA*). Το σχηματικό της μοντέλο στηρίζεται στο *σχήμα 2.6(α)* και στη σταδιακή μετατροπή του στο *σχήμα 2.6(β)* έτσι ώστε να ικανοποιούνται τα βασικά κριτήρια για την ορθή σχεδίαση ενισχυτών.

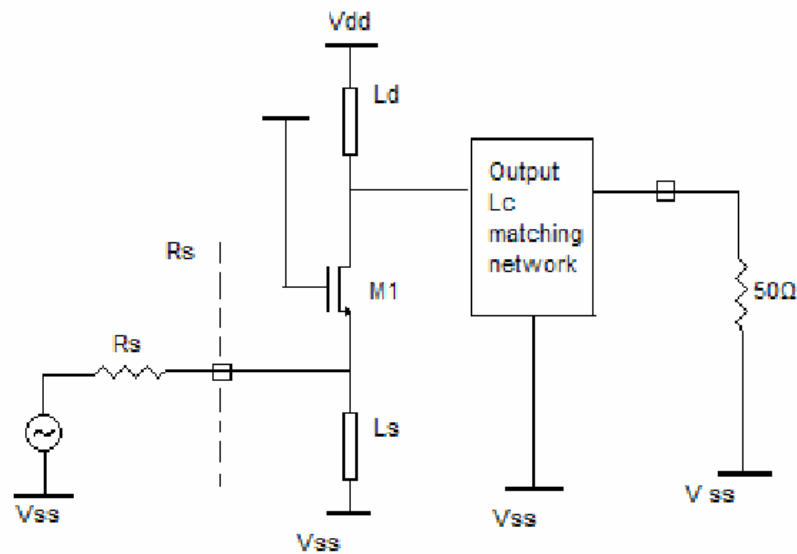


Σχήμα 2.6

Στη διάρκεια της σταδιακής μετατροπής του κυκλώματος αρχικά λαμβάνουμε υπόψη μας την ανάγκη για ύπαρξη θετικού κέρδους, που ικανοποιείται με τον ενισχυτή κοινής πηγής με ένα τρανζίστορ που λειτουργεί στη βασική ζώνη. Ένα ακόμα στοιχείο που θα πρέπει να αλλάξει είναι η καθαρά χωρητική σύνθετη αντίσταση εισόδου στη θέση της οποία τελικά θα έχουμε είσοδο με αντίσταση. Ένα επιπλέον εμπόδιο είναι ότι χρειαζόμαστε πολύ υψηλή τιμή στην αντίσταση $L R$ γεγονός που στη DC λειτουργία θα προκαλέσει μεγάλη πτώση τάσης στην αντίσταση φορτίου. Έτσι προκειμένου το κύκλωμα να λειτουργεί σωστά η τάση που έχουμε στα τρανζίστορ $M1$ και $M2$ πρέπει να είναι μεγαλύτερη από $V_{DS sat}$. Αντικαθιστώντας την $L R$ με ένα $PMOS$ τρανζίστορ μπορούμε να περιορίσουμε την πτώση τάσης αν και με τον τρόπο αυτό θα προσθέσουμε ένα επιπλέον ποσό θορύβου. Επιπλέον, όπως βλέπουμε και στο σχήμα 2.6(β) η $L R$ έχει αντικατασταθεί από ένα πηνίο Ld , ώστε ο ενισχυτής να λειτουργεί ικανοποιητικά σε ένα εύρος συχνοτήτων με κέντρο τη φέρουσα. Τέλος, αυτού του είδους οι ενισχυτές δίνουν συνήθως συντελεστή θορύβου περίπου 6dB, τιμή πολύ μεγάλη για τις περισσότερες εφαρμογές. Για την μείωση της τιμή αυτής προστίθεται στο κύκλωμα το πηνίο Ls , στη θέση μιας αντίστασης τερματισμού. Με τον τρόπο αυτό καταλήγουμε σε ένα ενισχυτή που ικανοποιεί όλες τις απαιτήσεις που αναφέρθηκαν σε προηγούμενες παραγράφους και μπορούμε στη συνέχεια να υπολογίσουμε τις αναλυτικές τιμές για τις παραμέτρους του που θέλαμε να ικανοποιήσουμε. Σε επόμενο κεφάλαιο θα προσομοιώσουμε αναλυτικότερα έναν ενισχυτή που στηρίζεται στην τοπολογία αυτή.

2.4.2 Ενισχυτής Κοινή Πύλης

Στο σχήμα που ακολουθεί έχουμε την τοπολογία ενός ενισχυτή κοινής πηγής (*Common-Gate LNA*).



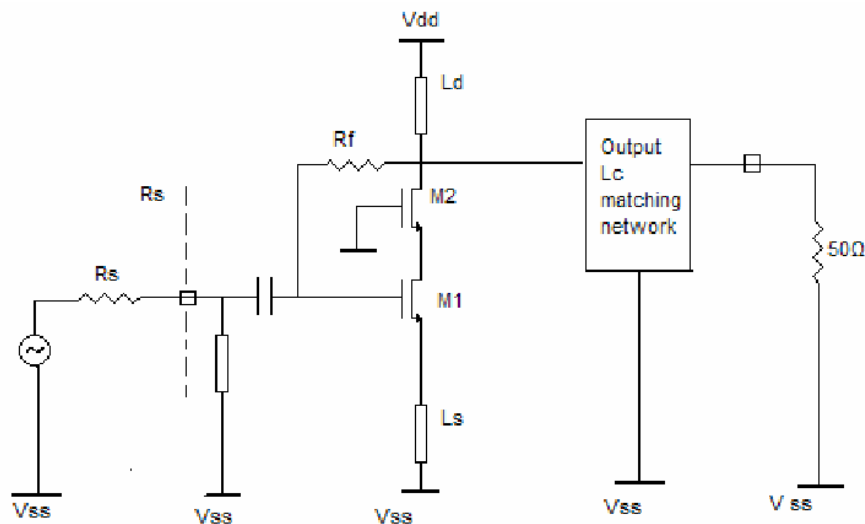
Σχήμα 2.7

Η τοπολογία αυτή αποτελεί τον βασικό ανταγωνιστή της προηγούμενης και ο λόγος είναι προφανής, αφού στην είσοδο του έχουμε ωμική σύνθετη αντίσταση. Στην περίπτωση αυτή το σήμα οδηγείται στην πηγή του τρανζίστορ εισόδου αντί για την πύλη. Η αντίσταση εισόδου είναι ανάστροφη της διαγωγιμότητας και υπολογίζεται ότι η τιμή της θα πρέπει να είναι περίπου 50Ω για σωστή προσαρμογή εισόδου. Μελετώντας την απόδοση του ενισχυτή μπορούμε να δούμε ότι στη περίπτωση του ενισχυτή κοινής πηγής και στην προσπάθεια να έχουμε χαμηλό συντελεστή θορύβου και υψηλό κέρδος, η απόδοσή του είναι χαμηλή για τις χαμηλές συχνότητες, ειδικά αν τον συγκρίνουμε με την προηγούμενη τοπολογία. Στις υψηλές όμως συχνότητες η απόδοσή ενισχυτών κοινής πηγής μειώνεται αισθητά και αυτή των ενισχυτών κοινής πύλης αυξάνεται. Το γεγονός αυτό οφείλεται στο ότι, στην τοπολογία κοινής πηγής ο θόρυβος είναι ανάλογος του τετραγώνου της συχνότητας λειτουργίας και το κέρδος ισχύος αντιστρόφως ανάλογο του τετραγώνου της συχνότητας, πράγμα που δεν παρατηρείται για τις ενισχυτικές μονάδες με τοπολογία κοινής πύλης.

2.4.3 Ενισχυτής Shunt-Feedback

Στο επόμενο σχήμα παρουσιάζεται η τοπολογία *shunt-feedback*. Ο ενισχυτής αποτελείται από ένα τρανζίστορ κοινής πηγής και ένα κασκωδικό τρανζίστορ στη συνέχεια για την μείωση του φαινομένου *Miller*. Η αντίσταση R_f προστίθεται με σκοπό να έχουμε όρο αντίστασης στην σύνθετη αντίσταση εισόδου. Η συνδεσμολογία της χωρητικότητας παράλληλα με πηνίο, έχει αντίστοιχη λειτουργία με την τοπολογία κοινής πύλης. Αγνοώντας την ανατροφοδότηση μέσω της R_f μπορούμε να υπολογίσουμε την σύνθετη αντίσταση εισόδου και το κέρδος της ενισχυτικής μονάδας. Ο συντελεστής θορύβου είναι ικανοποιητικά χαμηλός στην περιοχή όπου η τιμή της R_f είναι υψηλή.

Γενικά ο θόρυβος όμως στην τοπολογία αυτή έχει υψηλότερη τιμή συγκριτικά με τις δύο προηγούμενες τοπολογίες και η γραμμικότητά του είναι συγκρίσιμη με αυτήν της τοπολογίας κοινής πύλης.

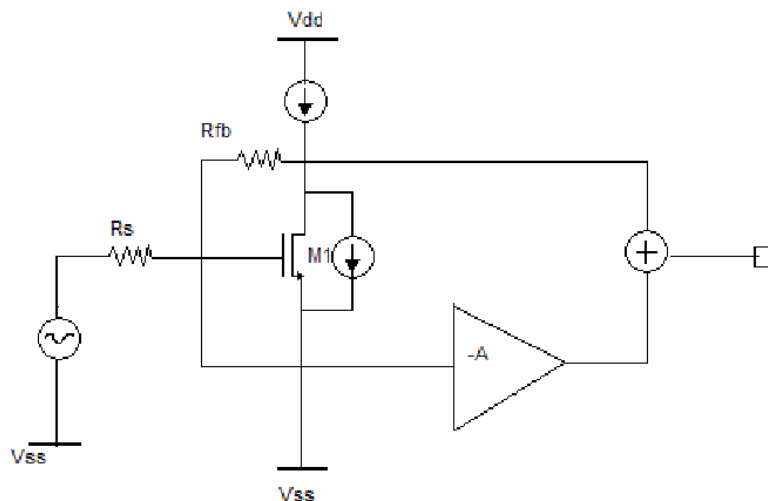


Σχήμα 2.8

Ένα βασικό πλεονέκτημα αυτής της σχεδίασης είναι ότι, όπως και τα κοινής πύλης LNA, μπορούν να χρησιμοποιηθούν τόσο σε εφαρμογές βασικής ζώνης όσο και σε ευρυζωνικά συστήματα. Σε τέτοια περίπτωση υπάρχουν κάποιες αλλαγές στη σχεδίαση, αφού κάποια στοιχεία μένουν εκτός της σχεδίασης του *chip*. Σε επόμενο κεφάλαιο θα μελετήσουμε αναλυτικά ένα μοντέλο που στηρίζεται στην συγκεκριμένη τοπολογία και λειτουργεί σε *UWB* (Ultra-Wide Band)

2.4.4 Ενισχυτής Noise-Cancelling Wide-band

Στο σχήμα που ακολουθεί βλέπουμε μια πολύ ενδιαφέρουσα τοπολογία ενισχυτών χαμηλού θορύβου, η οποία στηρίζεται στον ενισχυτή *shunt-feedback* που αναφέραμε στην προηγούμενη παράγραφο. Η έξοδος τοποθετείται στην έξοδο της προηγούμενης τοπολογίας ενίσχυσης. Η βασική ιδέα λειτουργίας του είναι ότι το σήμα εισόδου έχει διαφορά φάσης 180° από το σήμα στην έξοδο, ενώ ο θόρυβος τάσης στην έξοδο είναι σε φάση με τον αντίστοιχο στην είσοδο. Συνεπώς το συνολικό σήμα εισόδου, ανατροφοδοτείται δια μέσου μιας ενισχυτικής μονάδας με αναστροφή χωρίς θόρυβο και προστίθεται στη έξοδο, ώστε ο θόρυβος στο τρανζίστορ *M1* να εξαφανίζεται ενώ το σήμα να ενισχύεται.



Σχήμα 2.9

2.5 Εύρος ζώνης ενισχυτών χαμηλού θορύβου

Το εύρος ζώνης (*bandwidth*) ενός LNA είναι σημαντικό για δύο λόγους. Πρέπει να καλύπτει ολόκληρο το εύρος σήματος και πρέπει να το κάνει αυτό λαμβάνοντας υπόψη τις παραμέτρους της τεχνολογίας κατασκευής και θερμοκρασίας λειτουργίας. Μια πιθανή απαίτηση μπορεί να είναι ότι το κέρδος σε *single band* δεν πρέπει να είναι λιγότερο από 1dB από το μέγιστο μέσα στην περιοχή λειτουργίας. Για τον υπολογισμό των 3dB εύρος ζώνης του LNA είναι ενδιαφέρον να προσδιοριστεί η συνολική παράμετρος κέρδους του:

$$Q_{LNA} \square \frac{\omega_0}{3dBBW} \quad (2.22)$$

Το εύρος ζώνης μπορεί να αυξηθεί με διαφορετική συχνότητα συντονισμού ανάμεσα στην είσοδο και την έξοδο. Παρόλα αυτά το τελικό κέρδος ισχύος είναι πιο ευαίσθητο σε κατασκευαστικές αποκλίσεις, αφού μπορούν να απομακρύνουν αυτές τις συχνότητες ακόμα περισσότερο. Για να το αποφύγουμε αυτό θα πρέπει οι ανεξάρτητοι συντελεστές ποιότητας (*Q-factors*) να μειωθούν και έτσι να οδηγηθούμε σε μείωση του κέρδους του κυκλώματος. Για το λόγο αυτό θα πρέπει τα δίκτυα συντονισμού σε είσοδο και έξοδο να έχουν ως κεντρική συχνότητα την ίδια. Να σημειωθεί ότι είναι:

$$Q_{LNA,in} = \frac{\omega_0}{\omega_{gs,-3dB,+} - \omega_{gs,-3dB,-}} \quad (2.23)$$

,όπου ω είναι η κεντρική συχνότητα στην οποία το $Q_{in} = \frac{u_{gs}}{u_s}$ είναι μέγιστο και τα $\omega_{ge,-3dB,+}$ και $\omega_{gs,-3dB,-}$ είναι η ανώτερη και η κατώτερη συχνότητα στα 3dB του Q_{in} .

Για την έξοδο του LNA έχουμε:

$$Q_{LNA,out} = \frac{\omega_0}{\omega_{out,-3dB,+} - \omega_{out,-3dB,-}}, \quad (2.24)$$

όπου ω_0 είναι η κεντρική συχνότητα για φορτίο 50Ω και τα $\omega_{out,-3dB,+}$ και $\omega_{out,-3dB,-}$ είναι η ανώτερη και κατώτερη συχνότητα για -3dB της τάσης εξόδου. Το $Q_{LNA out}$ εξαρτάται τμηματικά από το Q_L που δίνεται:

$$Q_L = \frac{R_L}{\omega_0 L_d} \quad (2.25)$$

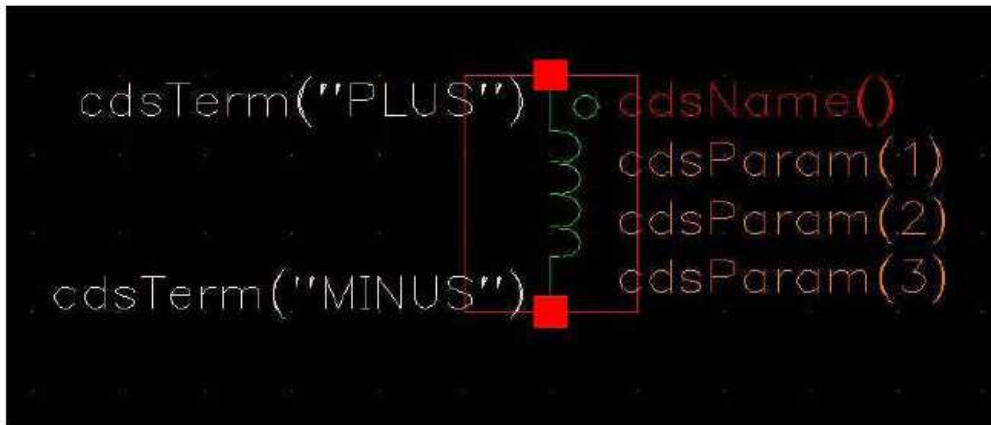
και είναι μικρότερο για μεγαλύτερο πηνίο και το ίδιο L/R . Στην είσοδο η συμβατότητα για διαφορετικά δίκτυα προσαρμογής και ιδιαίτερα για on-chip ολοκλήρωση είναι ιδιαίτερα περιορισμένη. Στην έξοδο, το εύρος ζώνης του LNA μπορεί να αυξηθεί, αυξάνοντας την επαγωγή στο φορτίο, για δεδομένη αντίσταση φορτίου. Η παραπάνω ενέργεια οδηγεί σε μείωση της συχνότητας αυτοσυντονισμού και πιθανώς αποτρέπει την όποια προσαρμογή μέσω χωρητικού διαιρέτη. Κάποιες φορές μια επιπλέον αντίσταση ή MOS τρανζίστορ τοποθετείται παράλληλα με τον πηνίο για να μειώσει επιπλέον το Q . Τέλος συχνά μειώνουμε το L/R για να αποφύγουμε προβλήματα σταθερότητας που οφείλονται στο υψηλό κέρδος.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΠΗΝΙΩΝ

Στο κεφάλαιο αυτό θα ασχοληθούμε με την προσομοίωση και τη μοντελοποίηση των πηνίων, τα οποία θα χρησιμοποιήσουμε στη συνέχεια στα μοντέλα των ενισχυτών χαμηλού θορύβου. Το CADENCE όσον αφορά τα ολοκληρωμένα πηνία περιέχει το εξάρτημα "ind" που βρίσκεται στη βιβλιοθήκη "analogLib". Το symbol view του "ind" φαίνεται στο σχήμα 3.1. Το εξάρτημα αυτό όμως

ουσιαστικά αποτελεί μια ιδανική επαγωγή και απέχει πολύ από την πραγματικότητα. Σε αυτό δε λαμβάνονται υπόψη φαινόμενα που παρατηρούνται σ' ένα ολοκληρωμένο πηνίο όπως τα παρασιτικά στοιχεία που περιέχει (σειριακή αντίσταση, χωρητικότητα), το επιδερμικό φαινόμενο και το φαινόμενο σύζευξης μεταξύ των σπειρών και του υποστρώματος.



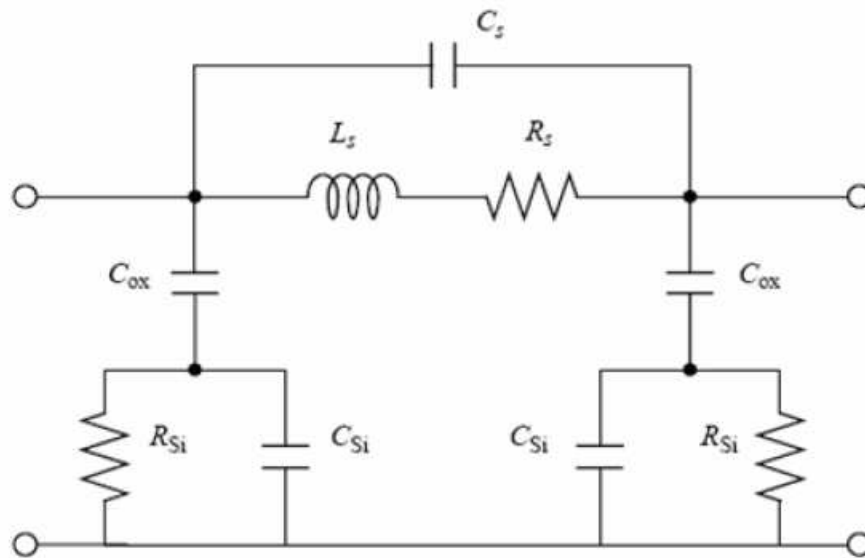
Σχήμα 3.1. Symbol view του εξαρτήματος "ind" της βιβλιοθήκης "analogLib"

Για το λόγο αυτό ενώ θα γίνει και προσομοίωση των ενισχυτών με τα πηνία από την βιβλιοθήκη "analogLib", θα χρησιμοποιήσουμε και πηνία που θα προέρχονται τόσο από το ADS2004A (Advanced Design System), όσο και από ένα αυτοματοποιημένο εργαλείο [4] που έχει αναπτυχθεί και βρίσκεται ενσωματωμένο στο λογισμικό του CADENCE με την μορφή της βιβλιοθήκης "inductors_opt". Στη συνέχεια του κεφαλαίου δίνονται αναλυτικά οι προσομοιώσεις όλων των πηνίων που θα χρησιμοποιηθούν στους ενισχυτές και με τους δύο τρόπους.

3.1 Μοντέλο Yue

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω τα ολοκληρωμένα πηνία που περιέχει το CADENCE στη βιβλιοθήκη "analogLib" αποτελούν μια ιδανική επαγωγή και

απέχουν πολύ από την πραγματικότητα. Για το λόγο αυτό έχει δημιουργηθεί ένα πλήρες μοντέλο στο λογισμικό του CADENCE που να καλύπτει τα προηγούμενα κενά. Για να θεωρηθεί ένα μοντέλο πλήρες θα πρέπει να περιέχει το φυσικό σχέδιο του εξαρτήματος (layout view), το ισοδύναμο σχηματικό του κύκλωμα (schematic view) , σύμβολο του εξαρτήματος για μετέπειτα χρήση του (symbol view) καθώς και μια έκφραση για τον προσομοιωτή που χρησιμοποιείται (π.χ. SpectreS view). Τα ολοκληρωμένα πηνία που θα περιγραφούν στη βιβλιοθήκη αυτή είναι τετραγωνικά και οκταγωνικά και βασίζονται στο μοντέλο των P.Yue και S.Wong με τα αντίστοιχα στοιχεία και εξισώσεις που τα χαρακτηρίζουν. Το μοντέλο αυτό δίνεται στο παρακάτω σχήμα και περιγράφει πλήρως τα φαινόμενα του υποστρώματος και το επιδερμικό φαινόμενο.



Σχήμα 3.2

Τα στοιχεία του ισοδύναμου κυκλώματος του σχήματος 1 έχει βρεθεί [5] πως δίνονται από τους παρακάτω τύπους :

$$R_s = \frac{\rho \cdot l}{w \cdot t_{eff}}$$

$$C_s = N \cdot w^2 \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{t_{oxM1-M2}}$$

$$C_{ox} = \frac{1}{2} \cdot l \cdot w \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}}$$

$$R_{si} = \frac{2}{l \cdot w \cdot G_{sub}}$$

$$C_{si} = \frac{1}{2} \cdot l \cdot C_{sub}$$

$$L_s = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot l \cdot \left(\ln \frac{l}{N(w+t)} - 0.2 - 0.47N + (N-1) \left(\ln \left(\sqrt{1 + \left(\frac{l}{4Nd^+} \right)^2} + \frac{l}{4Nd^+} \right) - \sqrt{1 + \left(\frac{4Nd^+}{l} \right) + \frac{4Nd^+}{l}} \right) \right)$$

Με

$$t_{eff} = \delta \left(1 - e^{-\frac{l}{\delta}} \right)$$

$$d = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} \quad , \text{το βάθος διείσδυσης (skin depth)}$$

$$d^+ = (w+s) \frac{(3N-2N_i-1)(N_i+1)}{3(2N-N_i-1)} \quad \text{ή} \quad d^+ = (w+s) \frac{(N+1)}{3}$$

(για ακέραιο αριθμό σπειρών)

Όπου

ρ : η ειδική αντίσταση της μεταλλικής γραμμής του πηνίου

l : το συνολικό μήκος όλων των τμημάτων του πηνίου

ε_{ox} : η διηλεκτρική σταθερά του στρώματος οξειδίου SiO₂ μεταξύ πηνίου και υποστρώματος

t_{ox} : το πάχος του στρώματος οξειδίου SiO₂ μεταξύ πηνίου και υποστρώματος

t_{oxM1-M2} : το πάχος οξειδίου ανάμεσα στο πηνίο και το underpass

C_{sub} : η χωρητικότητα υποστρώματος πυριτίου Si ανά μονάδα επιφάνεια

G_{sub} : η αγωγιμότητα υποστρώματος πυριτίου Si ανά μονάδα επιφάνειας.

t : το πάχος της μεταλλικής γραμμής

μ : η μαγνητική διαπερατότητα του μετάλλου

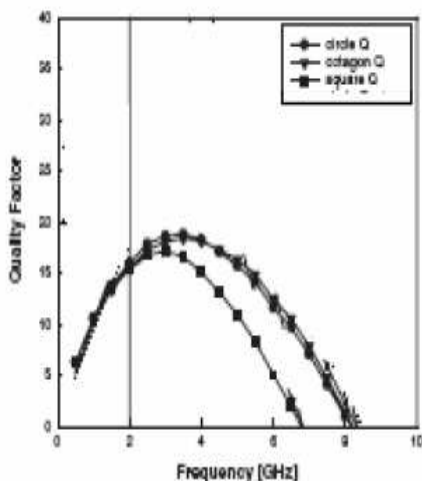
f : η συχνότητα

μ₀ : η μαγνητική διαπερατότητα του κενού

N_i : το ακέραιο μέρος των N σπειρών

3.2 Επιλογή γεωμετρίας πηνίων

Για την σχεδίαση του φυσικού σχεδίου (layout) των πηνίων μπορούμε να επιλέξουμε ανάμεσα από κάποιες διαφορετικές γεωμετρίες, ανάλογα με το είδος της σχεδίασης που υποστηρίζει η τεχνολογία που χρησιμοποιούμε. Οι συνηθέστερες είναι τα τετραγωνικά, οκταγωνικά και κυκλικά πηνία, ενώ μπορούμε ακόμα να έχουμε εξαγωνικά και εικοσαγωνικά πηνία. Ο παράγοντας ο οποίος μας βοηθάει στην τελικά επιλογή του πηνίου που θα χρησιμοποιήσουμε είναι ο συντελεστής ποιότητας Q , ο οποίος θέλουμε να έχει τη βέλτιστη τιμή. Ο συντελεστής αυτός επηρεάζεται από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά σχεδίασης όπως η εσωτερική και εξωτερική διάμετρος του πηνίου, ο αριθμός των σπειρών, το πάχος τους, το διάκενο ανάμεσά τους και φυσικά η τιμή της επαγωγής του πηνίου. Με βάση τα χαρακτηριστικά αυτά μπορούμε να υπολογίσουμε την τιμή του συντελεστή ποιότητας σε συνάρτηση με τη συχνότητα f . Το διάγραμμα που ακολουθεί είναι το αποτέλεσμα μελέτης [6] του συντελεστή αυτού για πηνία με διαφορετική γεωμετρία. Η σύγκριση γίνεται ανάμεσα σε τετραγωνικά, οκταγωνικά και κυκλικά πηνία, τα οποία έχουν τις ίδιες παραμέτρους φυσικής σχεδίασης (διάμετρο, αριθμό σπειρών, διάκενο, πάχος σπειρών) και σαν αποτέλεσμα έχουμε τον συντελεστή Q σε συνάρτηση με τη συχνότητα f . Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε η τιμή του συντελεστή Q αυξάνεται σε συνάρτηση με την συχνότητα και για τα τρία είδη πηνίων μέχρι μια μέγιστη τιμή και στη συνέχεια μειώνεται όταν αναφερόμαστε σε υψηλότερες τιμές της συχνότητας. Για τα οκταγωνικά και τα κυκλικά πηνία παρατηρούμε ότι έχουμε σχεδόν την ίδια μεταβολή στην τιμή του Q σε όλο το εύρος μεταβολής της συχνότητας. Για τα τετραγωνικά πηνία, αν και έχουν τις ίδιες παραμέτρους φυσικής σχεδίασης, παρατηρούμε ότι μέχρι την μέγιστη τιμή του Q ακολουθούν την ίδια μεταβολή, ενώ στη συνέχεια και για μεγαλύτερες τιμές της συχνότητας υπάρχει κάποια διαφοροποίηση και ο συντελεστής ποιότητάς τους μειώνεται, όσο αυξάνεται η συχνότητα.



Σχήμα 3.3 Συντελεστής ποιότητας σε συνάρτηση συχνότητας. Οι δύο πρώτες καμπύλες είναι για οκταγωνικά και κυκλικά πηνία. Η τελευταία καμπύλη συμβολίζει τα τετραγωνικά πηνία

Καταλήγουμε συνεπώς ότι προτιμότερη είναι η χρήση οκταγωνικών ή κυκλικών πηνίων, ανάλογα με το τι υποστηρίζει η τεχνολογία σχεδίασης, ειδικότερα για τις υψηλές συχνότητες. Στις συχνότητες όμως που θα γίνει η σχεδίαση των πηνίων για την συγκεκριμένη διπλωματική εργασία (1-5GHz), η τιμή του συντελεστή ποιότητας για τα τετραγωνικά πηνία δεν απέχει από αυτήν των οκταγωνικών πηνίων. Αν λάβουμε ακόμα υπόψη μας το γεγονός ότι η σχεδίαση πηνίων, χωρίς κάποιο αυτοματοποιημένο εργαλείο είναι ευκολότερη για τετραγωνικά πηνία, θα κάνουμε χρήση και των δύο αυτών επιλογών σχεδίασης(τετραγωνικών και οκταγωνικών) που μας παρέχει η τεχνολογία **TECH_C35B4** που χρησιμοποιούμε, ανάλογα με τις απαιτήσεις που έχουμε κάθε φορά.

3.3 Πηνία μέσω της βιβλιοθήκης “inductors_opt”

Στα επόμενα κεφάλαια θα μελετηθούν συνολικά τρεις τοπολογίες ενισχυτών οι οποίες ανάμεσα στα στοιχεία τους περιλαμβάνουν συνήθως τρία πηνία. Από αυτά τα πηνία εμείς θα μελετήσουμε διεξοδικά μόνο αυτά των οποίων οι τιμές βρίσκονται μέσα στα όρια που δίνονται στη συνέχεια:

- $1\text{nH} \leq L \leq 20\text{nH}$
- $500\text{MHz} \leq f \leq 6\text{GHz}$
- $50\mu\text{m} \leq d_{\text{out_max}} \leq 1000\mu\text{m}$

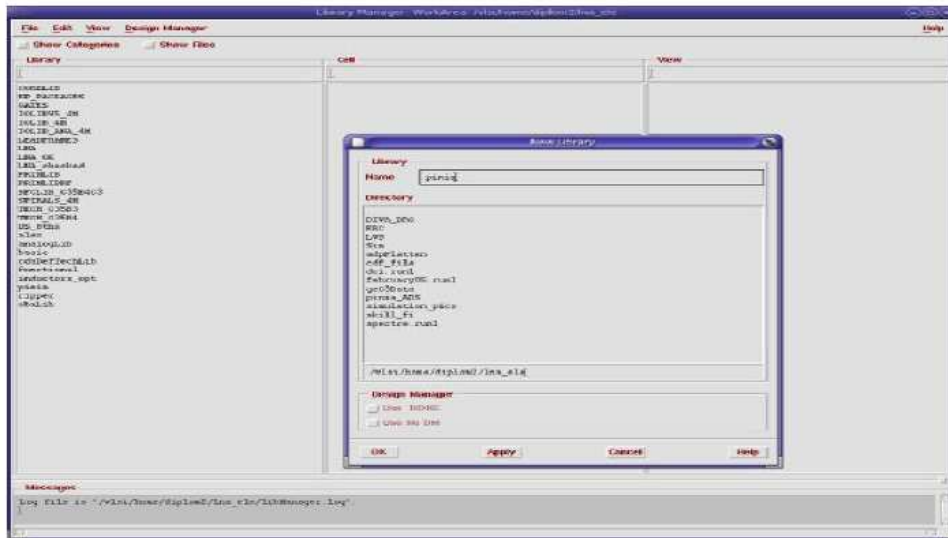
Όσα πηνία έχουν πολύ μεγαλύτερη τιμή από τα παραπάνω όρια θεωρούνται ότι είναι στοιχεία(επαγωγές) εκτός του κυκλώματος (off-chip inductance) και θα λαμβάνονται σαν εξαρτήματα από την βιβλιοθήκη “analogLib” με τη μορφή “ind”. Ακόμα όσα έχουν τιμές μικρότερες του κάτω ορίου για την τιμή της επαγωγής θεωρείται ότι είναι παρασιτικές επαγωγές των συνδέσεων και επίσης θα τα λαμβάνουμε σαν εξαρτήματα από την βιβλιοθήκη “analogLib” ,χωρίς επιπλέον μελέτη τους.

3.3.1 Δημιουργία βιβλιοθήκης

Από την στιγμή που έχουμε ενσωματώσει την βιβλιοθήκη “inductors_opt” στο path του CADENCE όπου εργαζόμαστε, θα χρειαστεί να φτιάξουμε και μια επιπλέον βιβλιοθήκη, στην οποία θα βρίσκονται όλα τα views από τα πηνία τα οποία μας ενδιαφέρουν. Για να πετύχουμε κάτι τέτοιο από το κεντρικό παράθυρο του CADENCE ανοίγουμε τον “Library Manager”, όπου επιλέγουμε :

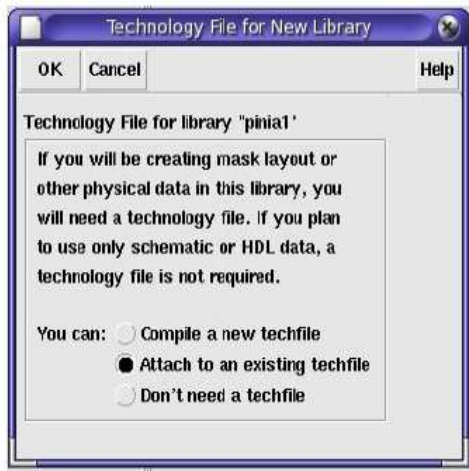
File → New → Library

Στη συνέχεια εμφανίζεται η φόρμα του επόμενου σχήματος, όπου ζητείται το όνομα της καινούργιας βιβλιοθήκης, την οποία ονομάζουμε “pinia”.



Σχήμα 3.4

Στη συνέχεια μας ζητείται να δηλώσουμε ένα τεχνολογικό αρχείο που θα συνοδεύει τη νέα βιβλιοθήκη και σύμφωνα με το οποίο θα γίνεται η φυσική σχεδίαση (layout) του εξαρτήματος. Η τεχνολογία που χρησιμοποιούμε είναι όπως έχουμε ήδη αναφέρει η “**TECH_C35B4**” και το αρχείο που την περιγράφει βρίσκεται εγκατεστημένο στο CADENCE. Έτσι από το παράθυρο “*Technology File for New Library*” επιλέγουμε το “*Attach to an existing techfile*” όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.5(α). Στη νέα φόρμα που εμφανίζεται “*Attach Design Library to Technology File*” επιλέγουμε την τεχνολογία “**TECH_C35B4**” σχήμα 3.5(β).



(α)



(β)

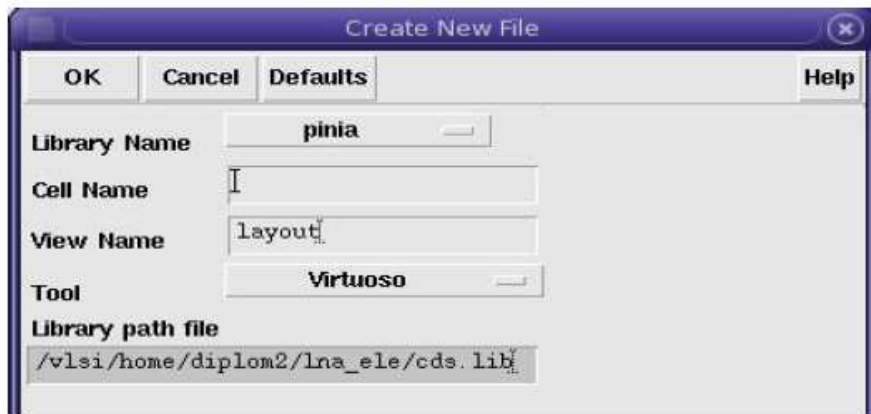
Σχήμα 3.5

3.3.2 Δημιουργία φυσικού σχεδίου(layout) οκταγωνικών πηνίων

Αφού δημιουργήσουμε τη βιβλιοθήκη “*pinia*” το επόμενο βήμα είναι η δημιουργία των cell που θα περιέχουν όλα τα απαραίτητα views για την περιγραφή του μοντέλου. Αρχικά θα δημιουργήσουμε το layout view του μοντέλου. Από το “*Library Manager*” διαλέγουμε τη βιβλιοθήκη “*pinia*” και επιλέγουμε :

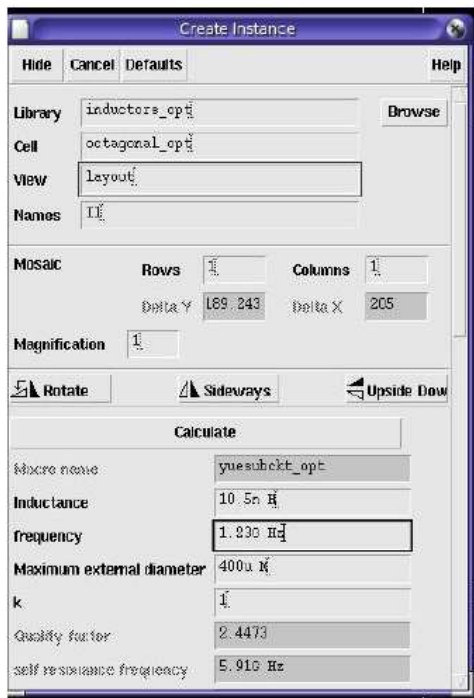
File → *New* → *Cell View*

Στη συνέχεια εμφανίζεται η παρακάτω φόρμα στην οποία συμπληρώνουμε κάθε φορά το όνομα του πηνίου που θέλουμε να παράγουμε στο *Cell Name* και δηλώνοντας ότι πρόκειται για *layout view*. (Το εργαλείο Virtuoso είναι το πακέτο που χρησιμοποιεί το CADENCE για το φυσικό σχέδιο των κυκλωμάτων)

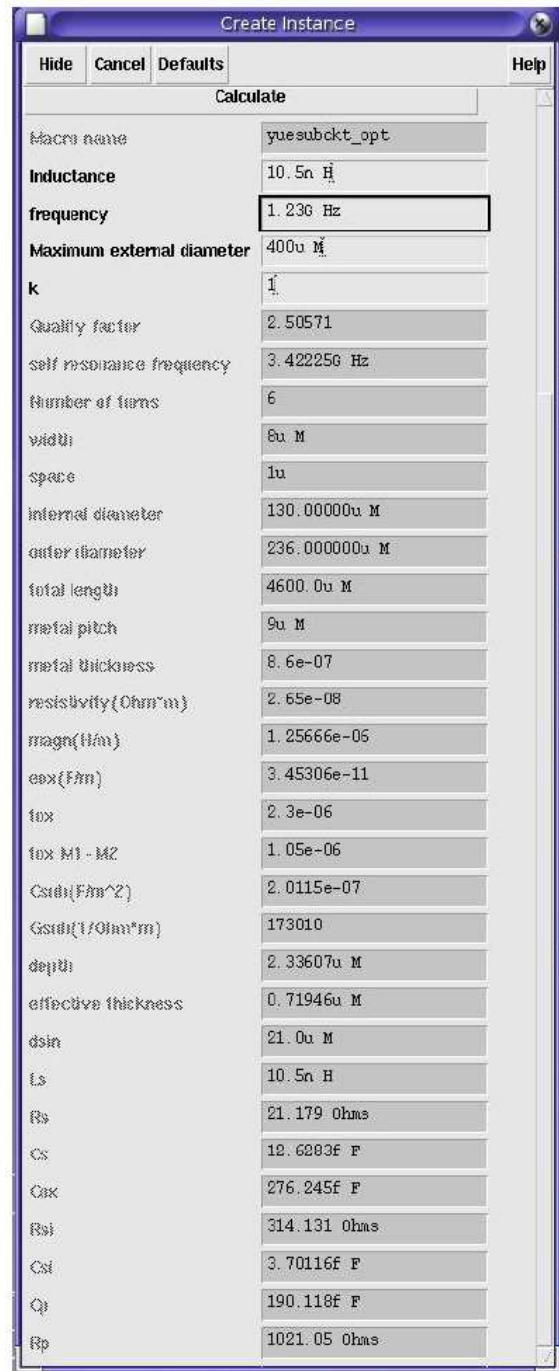


Σχήμα 3.6

Μόλις ανοίξει το νέο παράθυρο επιλέγουμε “*Add Instance*” και στο παράθυρο που εμφανίζεται στη συνέχεια κάνουμε Browse και επιλέγουμε να εισάγουμε από την βιβλιοθήκη “inductors_opt” το cell view “octagonal_opt”.



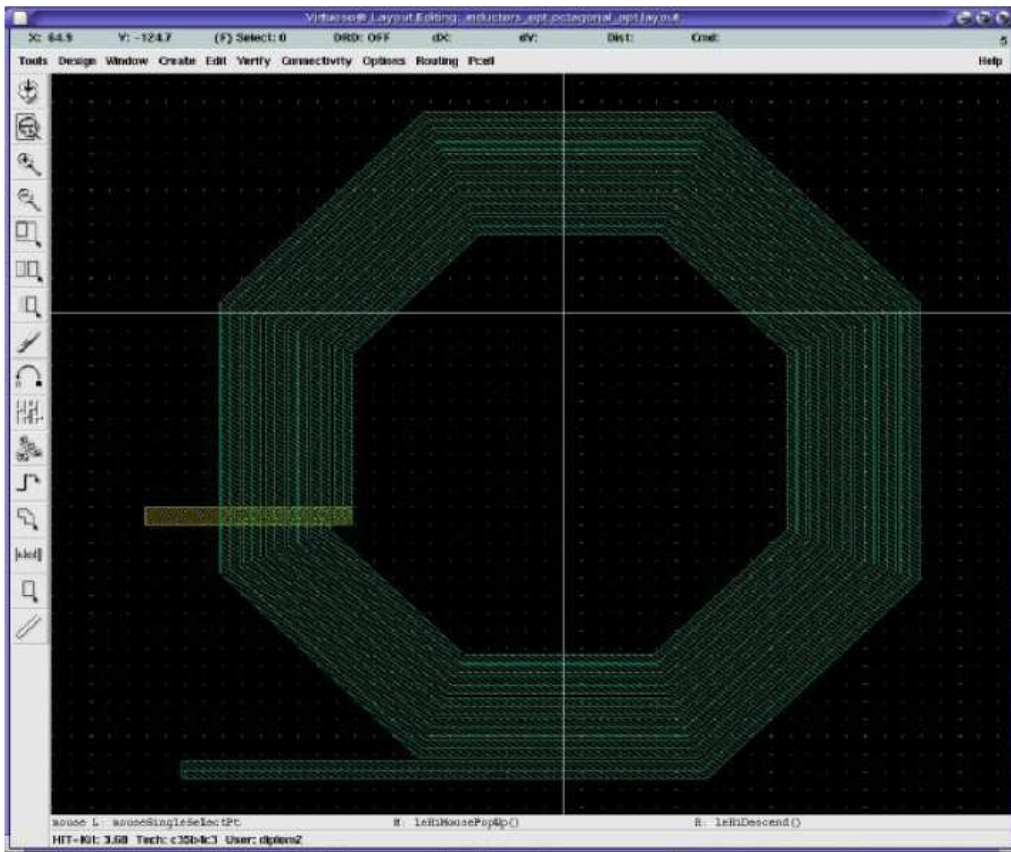
(α)



(β)

Σχήμα 3.7

Αμέσως μετά από αυτή την επιλογή εμφανίζεται το παράθυρο στο οποίο δηλώνουμε κάθε φορά την τιμή της επαγωγής (L) και την τιμή της συχνότητας (f) του πηνίου που θέλουμε να μελετήσουμε. Στα πεδία που ζητάνε την τιμή του " k " και της "**Maximum External Diameter**" διατηρούμε τις τιμές 1 και 400 μm αντίστοιχα μια και μετά από μελέτη που έγινε [4] βγήκε το συμπέρασμα ότι οι τιμές αυτές οδηγούν στις καλύτερες προσομοιώσεις των πηνίων και στις καλύτερες τιμές των συντελεστών ποιότητας Q . Πατώντας την επιλογή "*calculate*" γίνεται ο υπολογισμός του πηνίου που θέλουμε και εμφανίζεται το νέο παράθυρο με το φυσικό του σχέδιο.



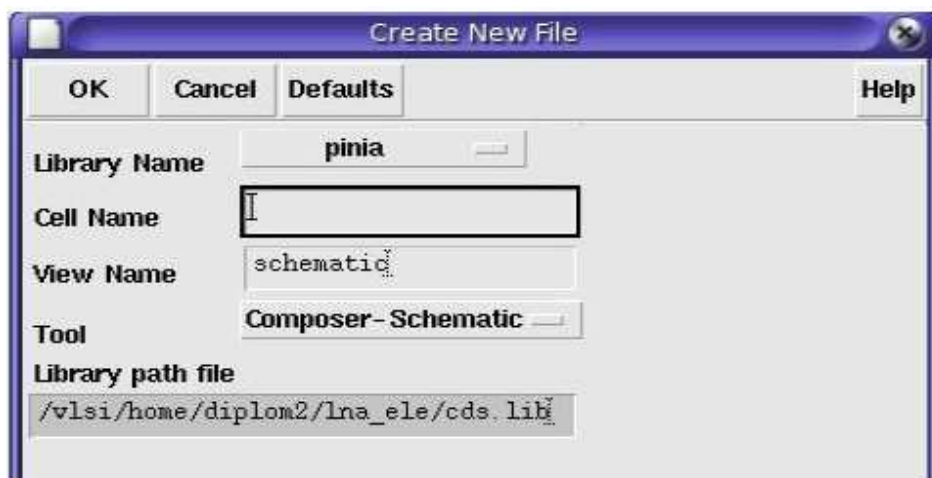
Σχήμα 3.8

3.3.3 Δημιουργία ισοδύναμου κυκλωματικού μοντέλου

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει τα ολοκληρωμένα πηνία που χρησιμοποιούμε μοντελοποιούνται από ένα ισοδύναμο κύκλωμα που περιλαμβάνει παρασιτικές αντιστάσεις και χωρητικότητες, έτσι ώστε να λαμβάνονται υπόψη τα φαινόμενα που κυριαρχούν στο πηνίο. Στη παράγραφο αυτή θα δείξουμε πως εισάγουμε το ισοδύναμο αυτό κύκλωμα, κάτι που γίνεται με τρόπο αντίστοιχο με αυτόν που εισάγουμε και το φυσικό σχέδιο. Από το παράθυρο του Library Manager και αφού έχουμε επιλέξει τη βιβλιοθήκη μας "*pinia*" επιλέγουμε:

File → *New* → *CellView*

Αμέσως μετά εμφανίζεται και η επόμενη φόρμα την οποία συμπληρώνουμε επιλέγοντας τα ίδια ονόματα που χρησιμοποιήσαμε και προηγουμένως για κάθε πηνίο για το πεδίο *Cell Name* και “*schematic*” το πεδίο *View Name*. (Το εργαλείο *Composer-Schematic* είναι το πρόγραμμα που χρησιμοποιεί το CADENCE για τη δημιουργία και επεξεργασία σχηματικών κυκλωμάτων).



Σχήμα 3.9

Μετά τις επιλογές αυτές εμφανίζεται ένα κενό παράθυρο σχηματικού όπου πρέπει να κατασκευάσουμε το ισοδύναμο κύκλωμα. Η ιδανική επαγωγή, οι αντιστάσεις και οι χωρητικότητες λαμβάνονται με εισαγωγή των εξαρτημάτων “*ind*”, “*res*” και “*cap*” αντίστοιχα της βιβλιοθήκης “*analogLib*”. Αυτό γίνεται επιλέγοντας από το menu :

Add → *Instance*

και κάνοντας *Browse* τα αντίστοιχα εξαρτήματα. Το γενικό μοντέλο του ισοδύναμου που δημιουργούμε δίνεται στο επόμενο σχήμα. Οι τιμές των εξαρτημάτων αυτών δίνονται από τις εξισώσεις στην αρχή του κεφαλαίου και μέσω του αυτοματοποιημένου εργαλείου που έχουμε αναφέρει, ο υπολογισμός των τιμών γίνεται αυτόματα ορίζοντας κάθε φορά την τιμή της επαγωγής (**L**) και την τιμή της συχνότητας (**f**) του πηνίου που θέλουμε να μελετήσουμε. Αν μέσα στο παράθυρο στο *Scematic Editor* κάνουμε *Browse* και προσθέσουμε από την βιβλιοθήκη “*inductors_opt*” ένα *symbol view* του πηνίου, εμφανίζεται μια φόρμα στην οποία ορίζουμε τις τιμές της επαγωγής και της συχνότητας.

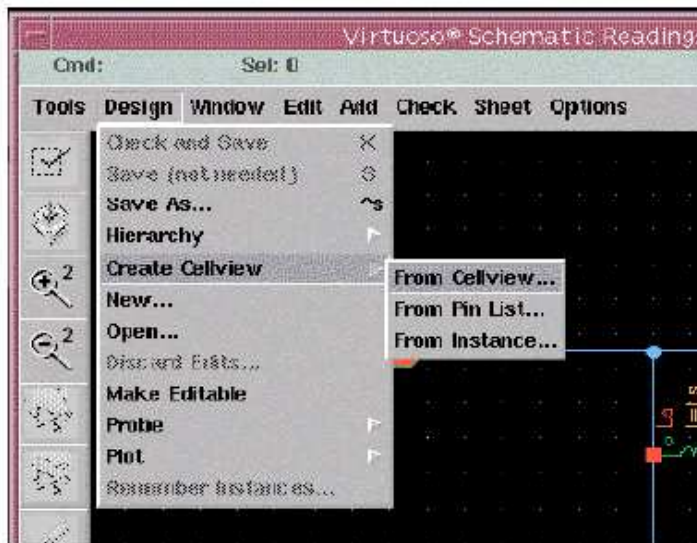


Σχήμα 3.10

3.3.4 Δημιουργία του συμβόλου του μοντέλου

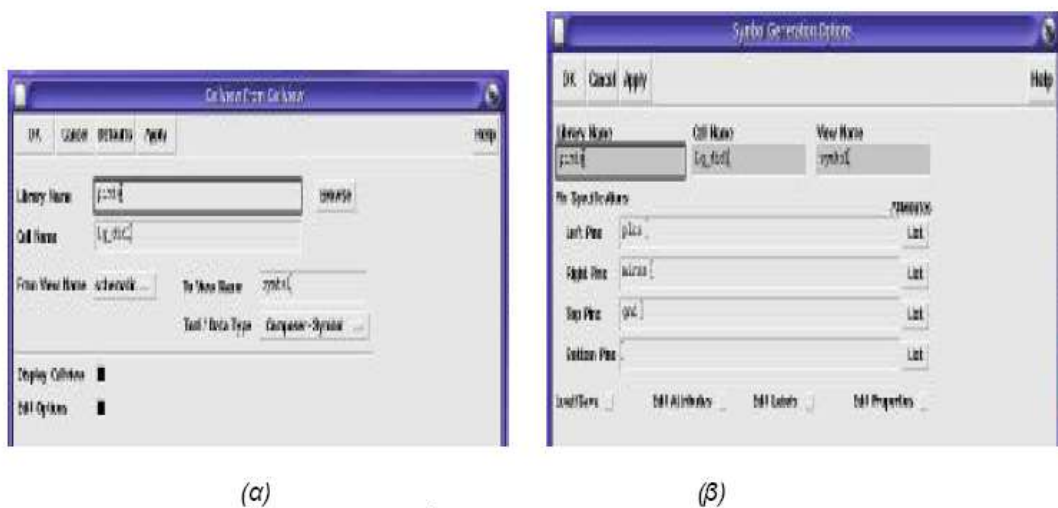
Επόμενο βήμα στην εισαγωγή του μοντέλου του πηνίου στους ενισχυτές χαμηλού θορύβου που θα μελετήσουμε είναι η δημιουργία συμβόλου για το μοντέλο έτσι ώστε να το χρησιμοποιούμε στη συνέχεια σε διάφορα RF κυκλώματα. Από το *Schematic Editor* ανοίγουμε το cell “*yue_model_opt*” της βιβλιοθήκης “*inductors_opt*”. Στη συνέχεια επιλέγουμε:

Design → *Create Cellview* → *From Cellview*



Σχήμα 3.11

Στη συνέχεια εμφανίζεται η παρακάτω φόρμα.

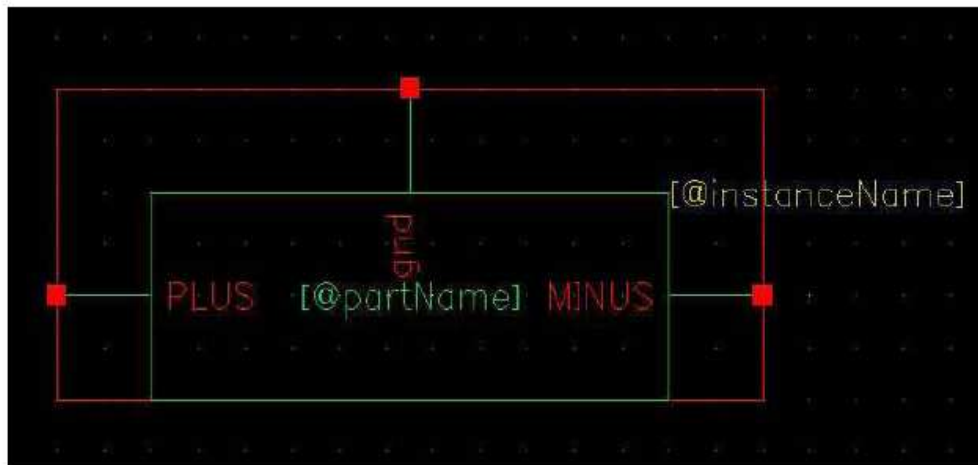


(α)

(β)

Σχήμα 3.12

Επιλέγουμε OK και εμφανίζεται το παράθυρο “*Symbol Generation Options*”. Βλέπουμε πως στη φόρμα αυτή εμφανίζονται οι ακροδέκτες (pins) που ορίστηκαν κατά τη δημιουργία του ισοδύναμου κυκλωματικού μοντέλου. Επιλέγοντας ξανά OK ανοίγει αυτόματα ο Symbol Editor με το σύμβολο του σχήματος 3.13.



Σχήμα 3.13

3.3.5 Προσομοίωση πηνίων για τα μοντέλα των ενισχυτών μέσω της βιβλιοθήκης “*inductors_opt*”

Στην παράγραφο αυτή θα εφαρμόσουμε όσα έχουμε πει παραπάνω, στην παράγραφο 3.3.4 για τα συγκεκριμένα πηνία που θα χρησιμοποιήσουμε στα επόμενα κεφάλαια στα μοντέλα των ενισχυτών που θα μελετήσουμε . Στο φυσικό σχέδιο (layout) των πηνίων δεν θα αναφερθούμε εκτενέστερα για κάθε πηνίο αφού δεν θα το χρησιμοποιήσουμε στη συνέχεια στους ενισχυτές μας.

3.3.5.1 Πηνίο A

Το πρώτο πηνίο που θα δοθεί έχει τιμές $L=10.5\text{nH}$ και $f=1.23\text{GHz}$.Για να πάρουμε το ισοδύναμο κυκλωματικό μοντέλο ακολουθούμε τα βήματα που περιγράφονται αναλυτικά στην παράγραφο 3.3.4. Αφού σχεδιάσουμε το γενικό ισοδύναμο κύκλωμα, που δίνεται και στο σχήμα 3.10, θα ακολουθήσουμε την διαδικασία που περιγράφεται παραπάνω για να ορίσουμε τις τιμές των εξαρτημάτων. Στην φόρμα που θα εμφανιστεί θα ορίσουμε $L=10.5\text{n}$, $f=1.23\text{GHz}$, $k=1$ και $d_out_max=400\mu\text{m}$ όπως φαίνεται στο επόμενο σχήμα και στη συνέχεια θα πατήσουμε το κουμπί “*calculate*” και η ολοκληρωμένη μορφή του πίνακα των εξαρτημάτων θα φαίνεται στην διπλανή φόρμα:

Calculate	
Macro name	yuesubckt_opt
Inductance	10.5n H
frequency	1.23G Hz
Maximum external diameter	400u M
k	1
Quality factor	2.4473

(α)

Calculate	
Macro name	yuesubckt_opt
inductance	10.5n H
frequency	1.23G Hz
Maximum external diameter	400u M
k	1
Quality factor	2.50571
self resonance frequency	3.42225G Hz
Number of turns	6
width	8u M
space	1u
internal diameter	130.00000u M
outer diameter	236.00000u M
total length	4600.0u M
metal pitch	9u M
metal thickness	0.6e-07
resistivity(Ohm*m)	3.65e-08
nsign(N/m)	1.25663e-06

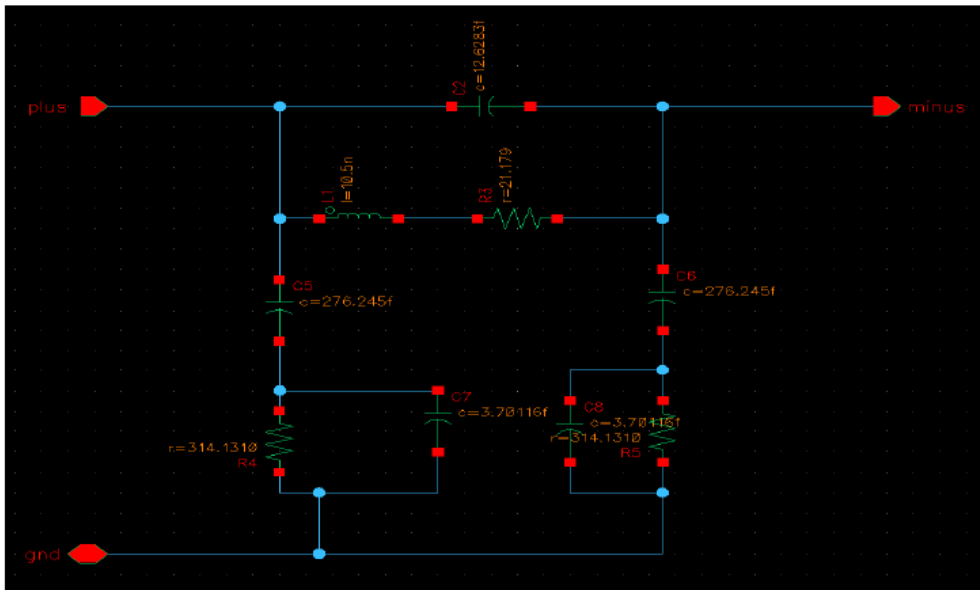
(β)

cos(F/n)	3.45306e-11
foa	3.2e-06
foa M1-M2	1.05e-06
Coa(f/n^2)	2.0115e-07
Coab(f/Ohm*m)	173010
depl0	2.33607u M
effective thickness	0.71946u M
da0n	21.0u M
La	10.5n H
Ra	21.179 Ohms
Ca	12.6293f F
Coa	276.245f F
Ra1	314.131 Ohms
Co1	3.70116f F
Qi	190.118f F
Rp	1021.05 Ohms

(γ)

Σχήμα 3.14

Με βάση τις τιμές αυτές το ισοδύναμο σχηματικό μοντέλο θα δίνεται από το παρακάτω σχήμα, το οποίο στη συνέχεια θα μετατρέψουμε σε “κουτάκι” με τον τρόπο που είπαμε πιο πάνω και θα το χρησιμοποιούμε στο μοντέλο του ενισχυτή.



Σχήμα 3.15

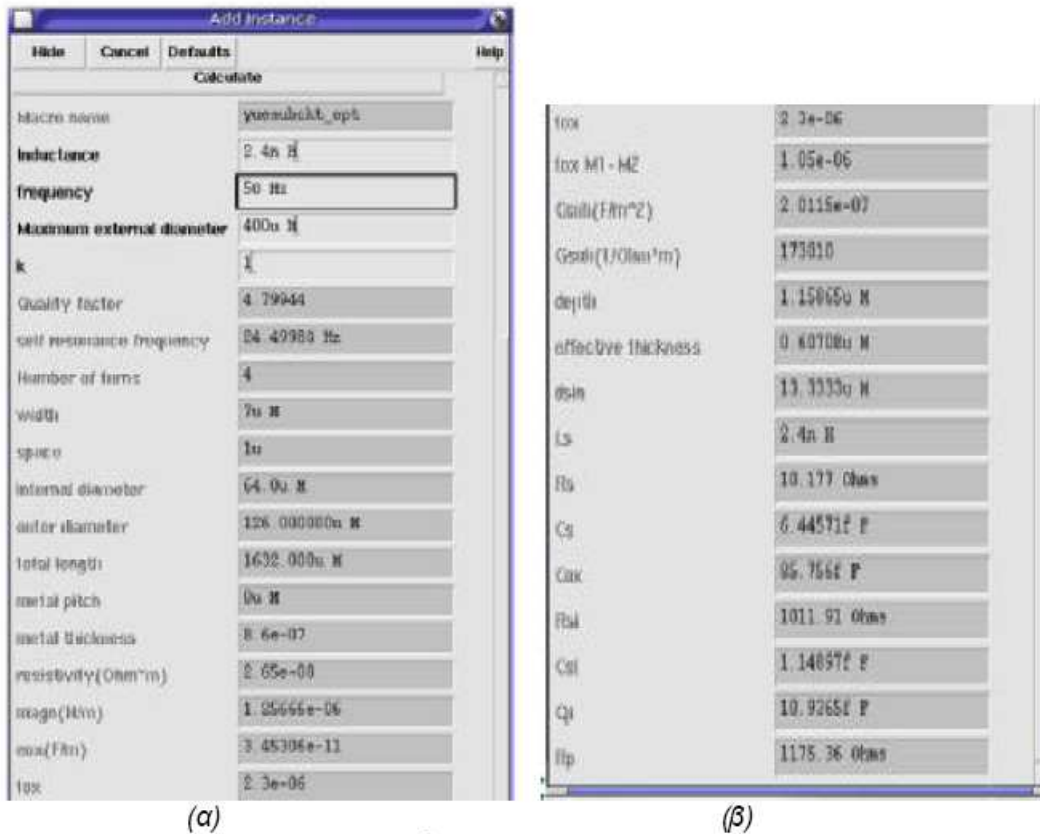
3.3.5.2 Πηνίο Β

Το δεύτερο πηνίο που θα δοθεί έχει τιμές $L=2.4\text{ nH}$ και $f=5\text{ GHz}$. Για να πάρουμε το ισοδύναμο κυκλωματικό μοντέλο ακολουθούμε τα βήματα που περιγράφονται αναλυτικά σε προηγούμενη παράγραφο. Αφού σχεδιάσουμε το γενικό ισοδύναμο κύκλωμα, που δίνεται και στο σχήμα 3.10, θα ακολουθήσουμε την διαδικασία που περιγράφεται παραπάνω για να ορίσουμε τις τιμές των εξαρτημάτων. Στην φόρμα που θα εμφανιστεί θα ορίσουμε $L=2.4\text{ nH}$, $f=5\text{ GHz}$, $k=1$ και $d_{\text{out_max}}=400\mu\text{m}$ όπως φαίνεται στο σχήμα: και στη συνέχεια θα πατήσουμε το κουμπί “calculate” και η ολοκληρωμένη μορφή του πίνακα των εξαρτημάτων θα φαίνεται στις επόμενες φόρμες :

Calculate	
Macro name	yuesubckt_opt
Inductance	2.4n H
frequency	5G Hz
Maximum external diameter	400u M
k	1

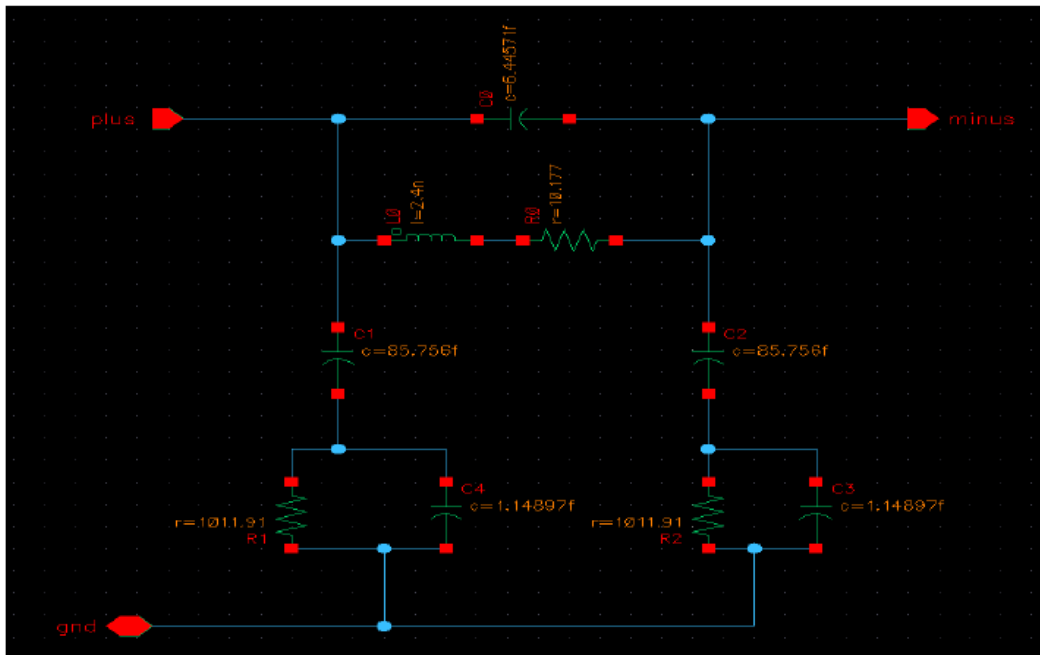
Σχήμα 3.16

Στη συνέχεια θα πατήσουμε το κουμπί “calculate” και η ολοκληρωμένη μορφή του πίνακα των εξαρτημάτων θα φαίνεται στην επόμενη φόρμα



Σχήμα 3.17

Με βάση τις τιμές αυτές το ισοδύναμο σχηματικό μοντέλο θα δίνεται από το παρακάτω σχήμα, το οποίο στη συνέχεια θα μετατρέψουμε σε *symbol* με τον τρόπο που είπαμε πιο πάνω και θα το χρησιμοποιούμε στο μοντέλο του ενισχυτή.



Σχήμα 3.18

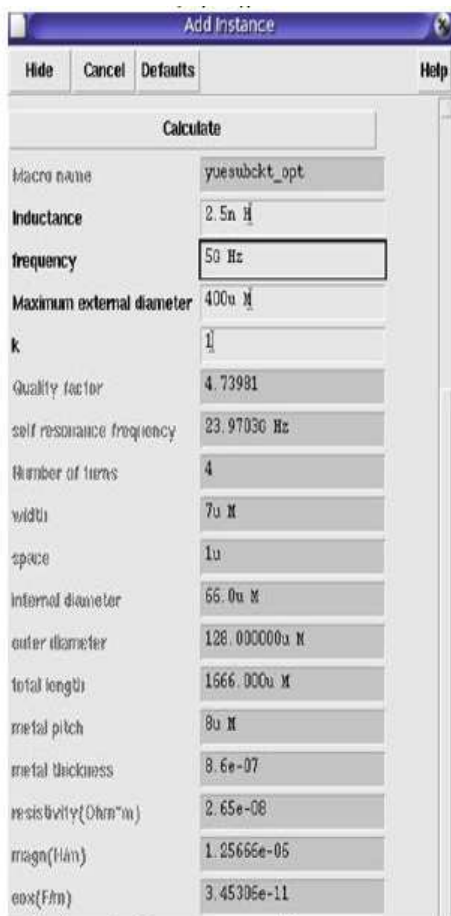
3.3.5.3 Πηνίο Γ

Το τρίτο πηνίο που θα δοθεί έχει τιμές $L=2.5\text{ nH}$ και $f=5\text{ GHz}$. Για να πάρουμε το ισοδύναμο κυκλωματικό μοντέλο ακολουθούμε την ίδια διαδικασία. Αφού σχεδιάσουμε το γενικό ισοδύναμο κύκλωμα, που δίνεται και στο σχήμα 3.10, θα ακολουθήσουμε την διαδικασία που περιγράφεται παραπάνω για να ορίσουμε τις τιμές των εξαρτημάτων. Στην φόρμα που θα εμφανιστεί θα ορίσουμε $L=2.5\text{ nH}$, $f=5\text{ GHz}$, $k=1$ και $d_{\text{out_max}}=400\mu\text{m}$ όπως φαίνεται:

Calculate	
Macro name	yuesubckt_opt
Inductance	2.5n H
frequency	50 Hz
Maximum external diameter	400u M
k	1
Quality factor	2.4473

Σχήμα 3.19

Στη συνέχεια θα πατήσουμε το κουμπί “calculate” και η ολοκληρωμένη μορφή του πίνακα των εξαρτημάτων θα είναι η παρακάτω:

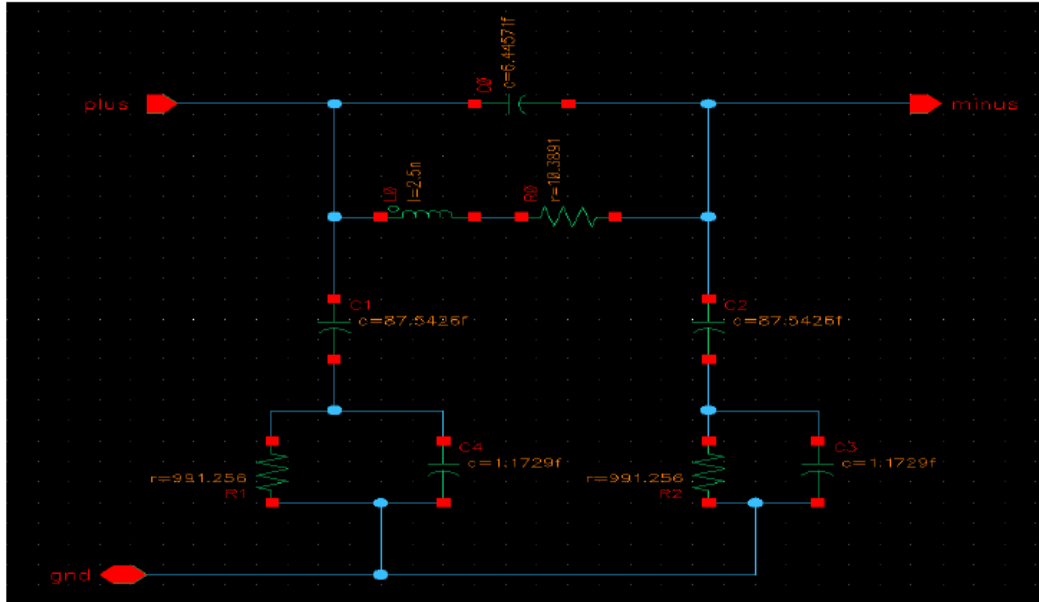


Σχήμα 3.20 (α)

tox	2.3e-06
tox M1 - M2	1.05e-06
Csidi(F/m ²)	2.0115e-07
Gsidi(1/Ohm*m)	173010
dsip0i	1.15865u M
effective thickness	0.60708u M
dsin	13.3333u M
Is	2.5n H
Rs	10.3691 Ohms
Cs	6.44571f F
Csk	87.5426f F
Rsi	991.256 Ohms
Csi	1.17291f F
Qi	11.1643f F
Rp	1151.37 Ohms

(β)

Με βάση τις τιμές αυτές το ισοδύναμο σχηματικό μοντέλο θα δίνεται από το παρακάτω σχήμα, το οποίο στη συνέχεια θα μετατρέψουμε σε symbol και θα το χρησιμοποιούμε στο μοντέλο του ενισχυτή.



Σχήμα 3.21

3.3.5.4 Πηνίο Δ

Το τέταρτο πηνίο που θα δοθεί έχει τιμές $L=3$ nH και $f=3$ GHz . Στην φόρμα που θα εμφανιστεί θα ορίσουμε $L=3$ nH , $f=3$ GHz , $k=1$ και $d_out_max=400\mu\text{m}$ όπως φαίνεται στο επόμενο σχήμα και στη συνέχεια θα πατήσουμε το κουμπί “*calculate*” και η ολοκληρωμένη μορφή του πίνακα των εξαρτημάτων θα είναι στις ακόλουθες φόρμες :

Calculate	
Macro name	yuesubckt_opt
Inductance	3n H
frequency	3G Hz
Maximum external diameter	400u M
k	1

Σχήμα 3.22

Add Instance	
Calculate	
Macro name	yuesubckt_opt
Inductance	3n H
frequency	3G Hz
Maximum external diameter	400u M
k	1
Quality factor	4.16436
self resonance frequency	13.08190 Hz
Number of turns	4
width	9u M
space	1u
internal diameter	80u M
outer diameter	158.000000u M
total length	2040.00u M
metal pitch	10u M
metal thickness	8.6e-07
resistivity(Ohm*m)	2.65e-08
magn(H/m)	1.25666e-06
ε₀(F/m)	3.45306e-11

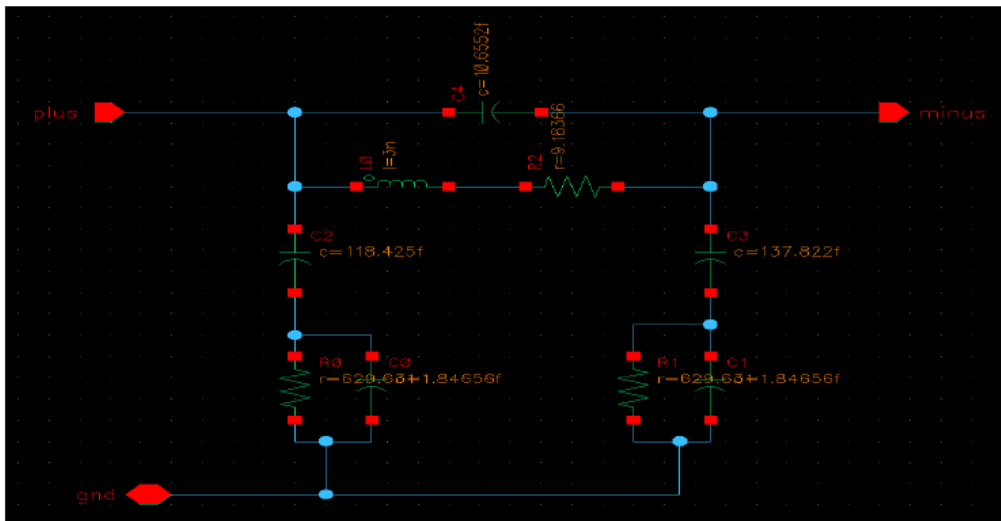
(α)

tox	2.3e-06
tox M1 - M2	1.05e-06
Csrl(F/m ²)	2.0115e-07
Gsrl(1/Ohm*m)	173010
deplu	1.49582u M
effective thickness	0.6541u M
dsin	16.6667u M
Ls	3n H
Rs	9.18366 Ohms
Cs	10.6552f F
Cox	137.822f F
Rsl	629.631 Ohms
Csl	1.84656f F
Ql	38.1109f F
Rp	881.944 Ohms

(β)

Σχήμα 3.23

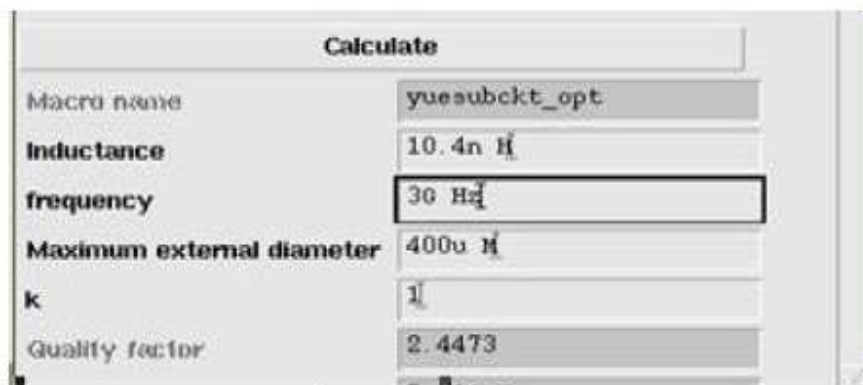
Με βάση τις τιμές αυτές το ισοδύναμο σχηματικό μοντέλο που θα χρησιμοποιούμε στο μοντέλο του ενισχυτή δίνεται:



Σχήμα 3.24

3.3.5.5 Πηνίο Ε

Το πέμπτο πηνίο που θα δοθεί έχει τιμές $L=10.5 \text{ nH}$ και $f=3\text{GHz}$. Στην φόρμα που θα εμφανιστεί θα ορίσουμε $L=10.5\text{nH}$, $f=3\text{GHz}$, $k=1$ και $d_{\text{out_max}}=400\mu\text{m}$ όπως φαίνεται:



Σχήμα 3.25

Στη συνέχεια θα πατήσουμε το κουμπί “calculate” και η ολοκληρωμένη μορφή του πίνακα των εξαρτημάτων θα είναι:

Calculate	
Macro name	yesubckt_opt
Inductance	10.4n H
frequency	30 Hz
Maximum external diameter	400u M
k	1
Quality factor	2.39278
self resonance frequency	9.914440 Hz
Number of turns	8
width	3u M
space	1u
internal diameter	75.0u M
outer diameter	137.000000u M
total length	3531.000u M
metal pitch	4u M
metal thickness	8.6e-07
resistivity(Ohm*m)	2.65e-08
magn(H/m)	1.25666e-06
$\epsilon_{ox}(F/m)$	3.45306e-11

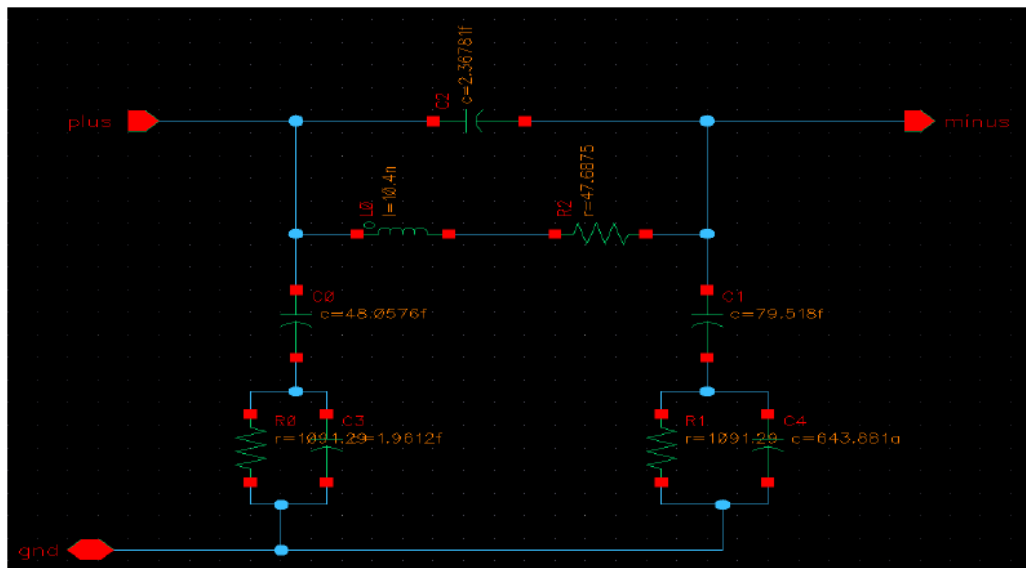
(a)

$\epsilon_{ox}(F/m)$	3.45306e-11
f_{ox}	2.3e-06
$f_{ox} M1 - M2$	1.05e-06
$Cst(\theta)(F/m^2)$	2.0115e-07
$Gst(\theta)(1/Ohm*m)$	173010
depth	1.49582u M
effective thickness	0.6541u M
dsln	12.0u M
L_s	10.4n H
R_s	47.6875 Ohms
C_s	2.36781f F
C_{ox}	79.518f F
R_{sl}	1091.29 Ohms
C_{sl}	1.06539f F
Q_i	21.9885f F
R_p	1528.6 Ohms

(β)

Σχήμα 3.26

Με βάση τις τιμές αυτές το ισοδύναμο σχηματικό μοντέλο του πηνίου που θα χρησιμοποιούμε στο μοντέλο του ενισχυτή είναι:



Σχήμα 3.27

3.4 Μοντελοποίηση των πηνίων μέσω των S-παραμέτρων

Στις επόμενες παραγράφους θα ασχοληθούμε με την προσομοίωση πηνίων μέσω του προγράμματος ADS 2004A (Advanced Design System). Το ADS είναι ένα ολοκληρωμένο πακέτο λογισμικού που διαθέτει πολλά εργαλεία για τη σχεδίαση, προσομοίωση και τον έλεγχο ποικίλων διατάξεων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ηλεκτρονικές ή τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές.

Οι προσομοιώσεις των ολοκληρωμένων πηνίων πραγματοποιήθηκαν μέσω του προγράμματος *momentum* που διαθέτει το ADS. Πρόκειται για έναν ηλεκτρομαγνητικό προσομοιωτή που βασίζεται στη μέθοδο στιγμών (Method of Moments). Τα βασικά πλεονεκτήματα του εργαλείου αυτού είναι ότι είναι δυνατή μια προσαρμόσιμη δειγματοληψία στη συχνότητα (adaptive frequency sampling) για γρήγορα και ακριβή αποτελέσματα και ότι η απεικόνιση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης είναι αρκετά κατανοητή στο χρήστη. Περισσότερες πληροφορίες για το momentum στο [10]

Σκοπός αυτής της διαδικασίας είναι τελικά η σύγκριση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων των ενισχυτών τόσο με τα πηνία που θα προέρχονται με χρήση των S-παραμέτρων από το ADS όσο και με πηνία που προέρχονται από την βιβλιοθήκη "*inductors_opt*". Τα πηνία που θα προσομοιώσουμε στο ADS προέρχονται από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά των πηνίων που δημιουργήσαμε στο CADENCE. Μέσω των προγραμμάτων που είχαν δημιουργηθεί η διαδικασία αυτή θα ήταν μια μετατροπή του φυσικού σχεδίου του CADENCE σε αρχεία .gds. Λόγω όμως δυσκολίας στο να λειτουργήσει σωστά το φυσικό σχέδιο στο CADENCE αυτό που θα κάνουμε είναι σχεδίαση του layout στο ADS για την οποία θα χρησιμοποιήσουμε τις διαστάσεις που προκύπτουν για κάθε πηνίο αφού ορίσουμε την τιμή της επαγωγής και της συχνότητας και ύστερα από τη διαδικασία calculate σχ3.28. Τα πεδία που θα χρειαστούμε είναι αυτά που φαίνονται στο επόμενο πίνακα και αλλάζουν για κάθε πηνίο ανάλογα με την επαγωγή και τη συχνότητα του.

Calculate	
Macro name	yuesubckt_opt
Inductance	10.4n H
frequency	3G Hz
Maximum external diameter	400u M
k	1
Quality factor	2.39278
self resonance frequency	9.91444G Hz
Number of turns	8
width	3u M
space	1u
internal diameter	75.0u M
outer diameter	137.000000u M
total length	3531.000u M
metal pitch	4u M
metal thickness	8.6e-07
resistivity(Ohm*m)	2.65e-08
magn(H/m)	1.25666e-06

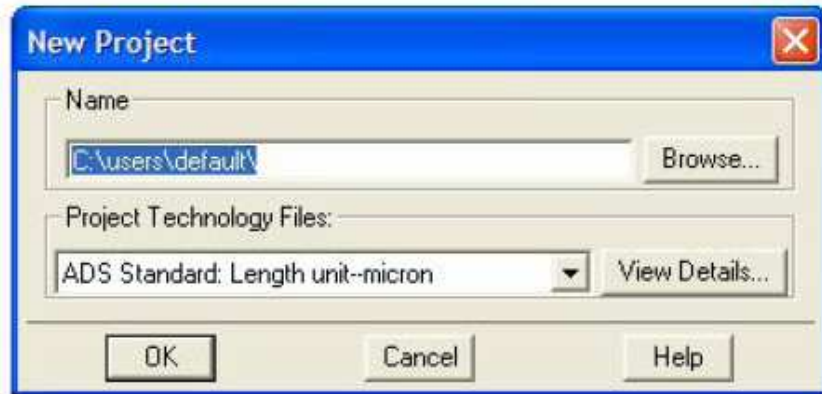
Σχήμα 3.28

3.4.1 Διαδικασία δημιουργίας πηνίων

Για να σχεδιάσουμε λοιπόν ένα πηνίο , από το κεντρικό μενού του ADS επιλέγουμε:

File → *New Project*

και στο παράθυρο που εμφανίζεται γράφουμε το όνομα του αρχείου που θέλουμε να δημιουργήσουμε και πατάμε OK.



Σχήμα 3.29

Στη συνέχεια επιλέγουμε: *Window* → *New Layout*

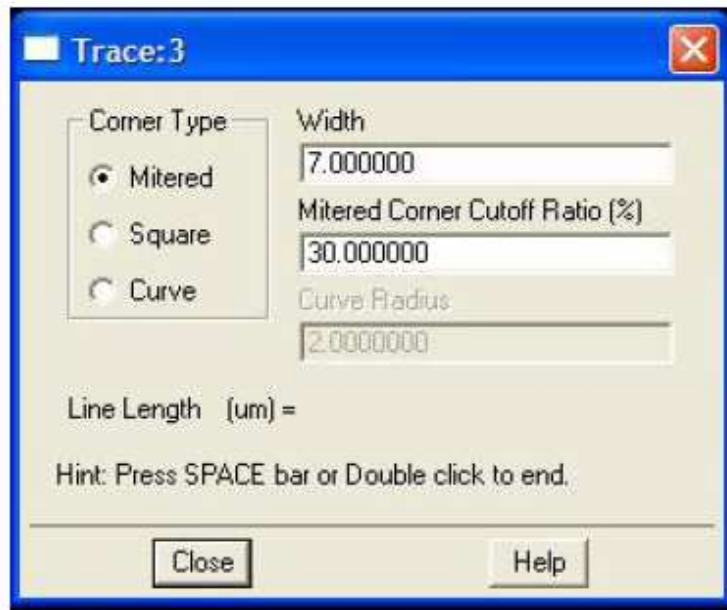
Και εμφανίζεται το παράθυρο στο οποίο θα σχεδιάσουμε το πηνίο καθώς και ένα παράθυρο με τα στρώματα των μετάλλων που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε για τη σχεδίαση . Επιλέγουμε το μέταλλο με το οποίο θέλουμε να σχεδιάσουμε το πηνίο που στην συγκεκριμένη περίπτωση θα είναι:

Cond2 → *metal4* (για τις σπείρες του πηνίου)

Cond → *metal 3* (για το underpass)

Hole → *via3* (για τη σύνδεση των δύο μετάλλων)

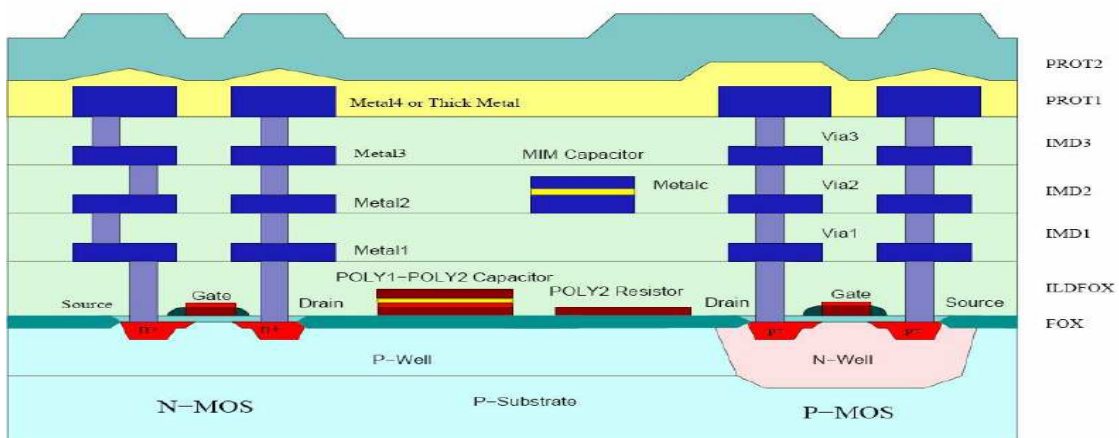
Από το μενυ του βρίσκεται στο παράθυρο του σχηματικού και από την επιλογή *Options* ορίζουμε το *Grid Spacing* που μας βοηθάει καλύτερα στην σχεδίαση που θέλουμε. Στη συνέχεια από το παράθυρο *Insert Trace* ορίζουμε το *Width* του πηνίου στο παράθυρο που δίνεται στη συνέχεια από τις τιμές του μας δίνει ο προηγούμενος πίνακας για το κάθε πηνίο. Στο ίδιο παράθυρο επιλέγουμε και το είδος της γωνίας που θέλουμε. Για να αποφύγουμε τα παρασιτικά ρεύματα που μπορούν να δημιουργηθούν λόγω του φαινομένου των άκρων στις γωνίες του, προτιμάται η επιλογή *mitered*.



Σχήμα 3.30

3.4.2 Προσδιορισμός χαρακτηριστικών του υποστρώματος

Σημαντικό ρόλο στην προσομοίωση των πηνίων παίζει ο προσδιορισμός των χαρακτηριστικών του υποστρώματος ο οποίος καθορίζει την επίδραση των παρασιτικών στοιχείων. Ο προσδιορισμός αυτός εξαρτάται από την τεχνολογία που χρησιμοποιούμε. Η τεχνολογία που χρησιμοποιήθηκε για τις προσομοιώσεις που κάναμε είναι η *AMS CMOS 0.35 με 4 μέταλλα*. Η επόμενη εικόνα απεικονίζει τα στρώματα οξειδίων και μετάλλων που υποστηρίζει η τεχνολογία και σε συνδυασμό με τα χαρακτηριστικά που δίνονται στο παράρτημα Α μπορούμε να ορίσουμε τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά των στρωμάτων του πηνίου.



Σχήμα 3.31

Τα πηνία δημιουργήθηκαν σε στρώμα μετάλλου-4, το underpass σε στρώμα μετάλλου- 3 και για την διασύνδεσή τους χρησιμοποιήθηκε Via 3. Οι τιμές για το πάχος των στρωμάτων ορίστηκαν με βάση το παραπάνω σχηματικό διάγραμμα .

- Substrate→ P-Substrate
- SiO2_0→ FOX+ILDFOX+IMD1+IMD2, δηλαδή το πάχος του οξειδίου από το υπόστρωμα μέχρι το μέταλλο 3
- SiO2→IMD3, το πάχος του οξειδίου μεταξύ των δύο μετάλλων
- Cond→ Metal3, το πάχος του μετάλλου 3
- Cond2→ Metal4, το πάχος του μετάλλου 4
- Hole(via)→Via3

Οι τιμές για διαπερατότητα των οξειδίων, του υποστρώματος και την αγωγιμότητα των μετάλλων είναι επίσης διαθέσιμες στα δεδομένα της τεχνολογίας.

Sub_Parameters Layers	Thickness (um)	Permitivity (Re)	Permitivity (Conduct./ Loss Tang)	Permeability (Re)	Permeability (Loss Tang.)
Free Space		1	0	1	0
SiO2	1	3.9	0	1	0
SiO2_0	2.935	3.9	0	1	0
Substrate	725	11.7	0	1	0
GND			0		

Πίνακας 1 Παράμετροι υποστρώματος

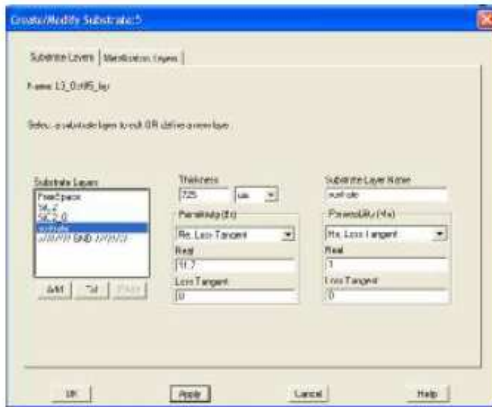
Metal Parameters Layers	Thickness (um)	Impedance (Ohm/square)-Re	Impedance (Ohm/square)-Imag.
Cond	0.64	0.07	0
Cond2	0.925	0.04	0
Hole (Via 3)	0	1.2	0

Πίνακας 2 Παράμετροι μετάλλων και via

Από το μενού επιλέγουμε :

Momentum → *Substrate* → *Create / Modify*

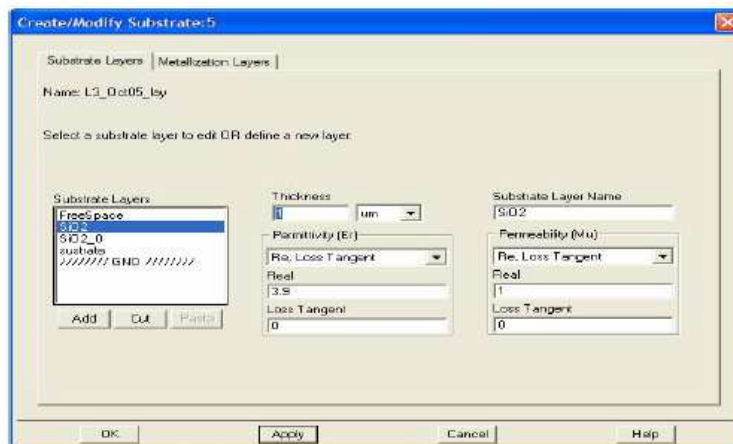
Συμπληρώνουμε το πεδίο *Substrate Layers* σύμφωνα με τις παραμέτρους του υποστρώματος. Σύμφωνα με την τεχνολογία θα έχουμε ένα στρώμα πυριτίου Si (Substrate) και πάνω από αυτό δύο στρώματα οξειδίου SiO2 (SiO2 και SiO2_0). Η εικόνα που θα έχει τελικά το υπόστρωμα φαίνεται στα σχήματα 3.32 (α), (β), (γ) όπου φαίνονται και τα χαρακτηριστικά των στρωμάτων Substrate, του SiO2 και του SiO2_0 αντίστοιχα.



(α)



(β)



(γ)

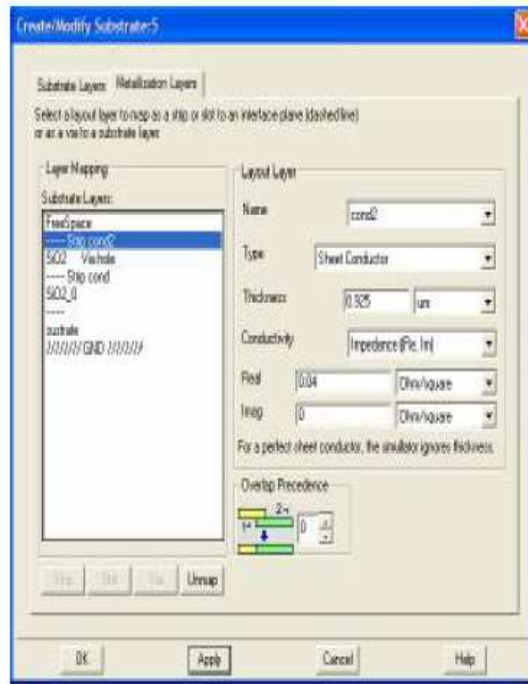
Σχήμα 3.32 Προσδιορισμός της μορφής του υποστρώματος και των χαρακτηριστικών του για
 (α) το υπόστρωμα Si
 (β) το στρώμα οξειδίου SiO_{2_0}
 (γ) το στρώμα οξειδίου SiO₂

Επίσης συμπληρώνουμε στο πεδίο *Metallization Layers* το είδος μετάλλου και τα

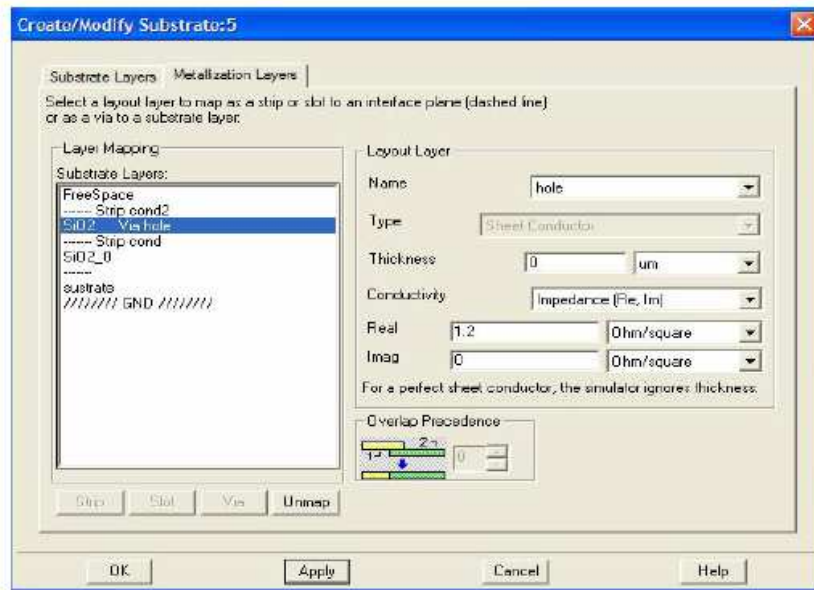
χαρακτηριστικά τους όπως φαίνεται στο επόμενο σχήμα (α) και (β) για το μέταλλο *cond* και τι *cond2* αντίστοιχα και στο (γ) για την επαφή *hole* .



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 3.33 Προσδιορισμός των μετάλλων και των χαρακτηριστικών τους
 (α) cond (β) cond2 (γ) hole

3.4.3 Υλοποίηση προσομοιώσεων μέσω ADS

Στην παράγραφο αυτή θα εξηγήσουμε συνοπτικά πως γίνεται η προσομοίωση πηνίων μέσω του ADS-Momentum. Συγκεκριμένα αφού σχεδιάσουμε τα πηνία με βάση τα γεωμετρικά τους χαρακτηριστικά που πήραμε από το CADENCE, θα τα προσομοιώσουμε και στη συνέχεια μέσω των διαγραμμάτων Smith, θα λάβουμε καμπύλες όπου θα φαίνεται η επαγωγή τους (L) καθώς και ο συντελεστής ποιότητάς τους(Q). Για να γίνει αυτό, επιλέγουμε το menu:

Momentum → *Simulation* → *S – parameters*.

Στο εικονίδιο που εμφανίζεται στην οθόνη προσδιορίζουμε τον τύπο σάρωσης της συχνότητας (*Sweep Type*) ως "προσαρμόσιμο" (*adaptive*), ο οποίος είναι καταλληλότερος για γρήγορα και ακριβή αποτελέσματα. Στο ίδιο παράθυρο ορίζουμε την αρχική και την τελική συχνότητα (*start / stop*). Οι τιμές τους εξαρτώνται από το στόχο της προσομοίωσης. Όσο μεγαλύτερο είναι το εύρος της συχνότητας, τόσο πιο αργά πραγματοποιείται η διαδικασία, εφόσον η σάρωση της διαρκεί περισσότερο, αλλά συγχρόνως μας προσφέρει καλύτερα αποτελέσματα αφού είναι πιο ακριβής. Το εύρος συχνότητας που χρησιμοποιήσαμε για τις προσομοιώσεις που ακολουθούν θα είναι 0.5-30 GHz και ο αριθμός των σημείων δειγματοληψίας ορίστηκε 250. Αφού ορίσουμε όσες παραμέτρους είναι απαραίτητες για την προσομοίωση στα πεδία του παραπάνω πίνακα, ξεκινάμε την προσομοίωση. Από τα αποτελέσματα που παράγονται μας

ενδιαφέρουν τα διαγράμματα Smith για κάθε πηνίο, από τα οποία με τον τρόπο που δίνεται στο παράρτημα Β και μέσω ενός προγράμματος MATLAB θα πάρουμε για κάθε πηνίο τα διαγράμματα L και Q συναρτήσει της συχνότητας f.

3.4.4 Προσομοιώσεις των πηνίων των ενισχυτών

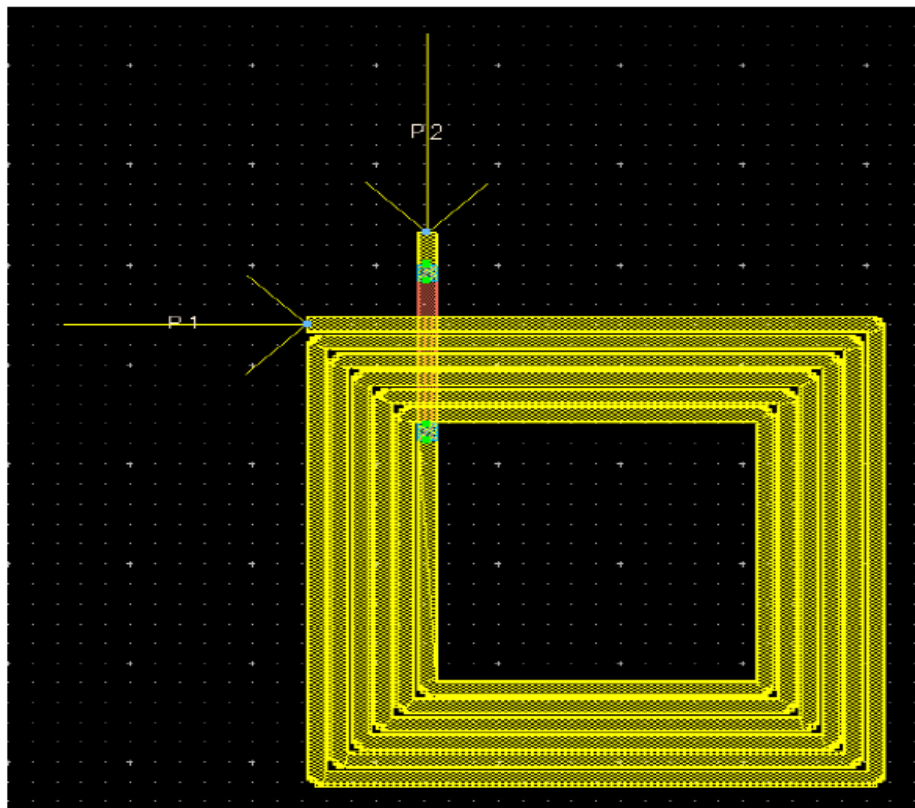
Στην παράγραφο αυτή θα δείξουμε το φυσικό σχέδιο για κάθε πηνίο που θα χρησιμοποιήσουμε όπως επίσης και τα διαγράμματα L και Q συναρτήσει της συχνότητας f, που αναφέραμε πριν. Για το φυσικό σχέδιο στην περίπτωση αυτή θα χρησιμοποιήσουμε τετραγωνικά και όχι οκταγωνικά πηνία, αν και όπως έχουμε ήδη αναφέρει τα δεύτερα υπερτερούν έναντι των πρώτων χωρίς όμως σημαντικές διαφοροποιήσεις. Αυτό θα συμβεί γιατί η σχεδίαση τους είναι σαφώς πιο εύκολη και τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά που λαμβάνουμε μέσω του αυτοματοποιημένου εργαλείου που αναφέραμε είναι τα ίδια τόσο για τα τετραγωνικά όσο και τα οκταγωνικά πηνία.

3.4.4.1 Πηνίο A

Το πρώτο πηνίο που θα προσομοιώσουμε μέσω του ADS θα έχει τιμές $L=10.5\text{nH}$ και $f=1.23\text{GHz}$. Ύστερα από μοντελοποίησή του μέσω του CADENCE θα λάβουμε τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του, τα οποία δίνονται :

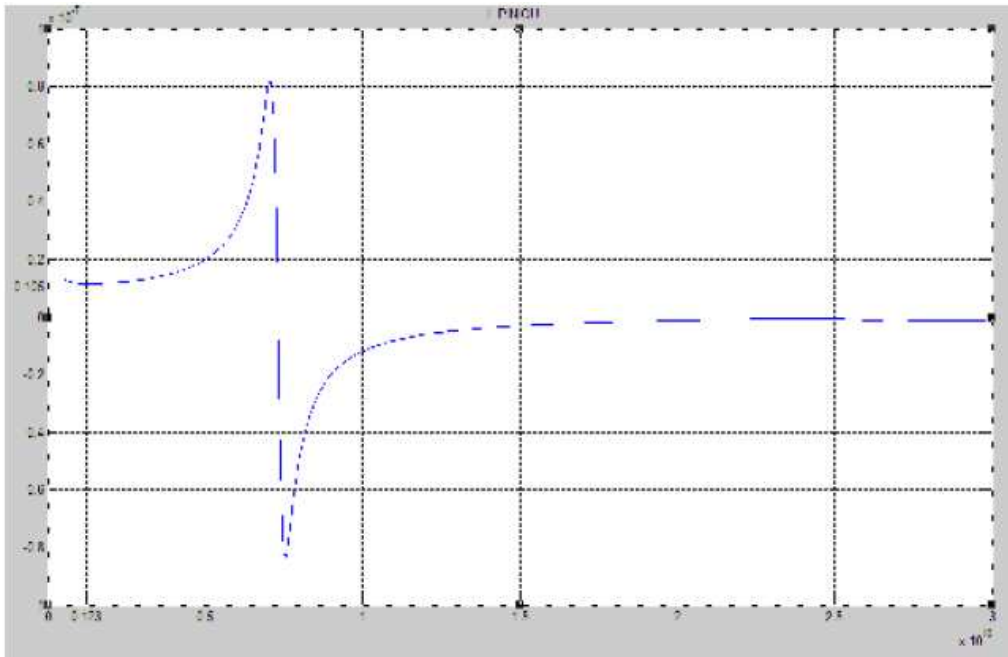
$N=6$ $w=8\mu\text{M}$ $s=1\mu\text{M}$ $d_{in}=130\mu\text{M}$ $d_{out}=236\mu\text{M}$

Με βάση τις τιμές αυτές και όσα αναφέραμε πιο πάνω θα σχεδιάσουμε το πηνίο στο ADS το οποίο θα έχει τελικά τη μορφή του επόμενου σχήματος.

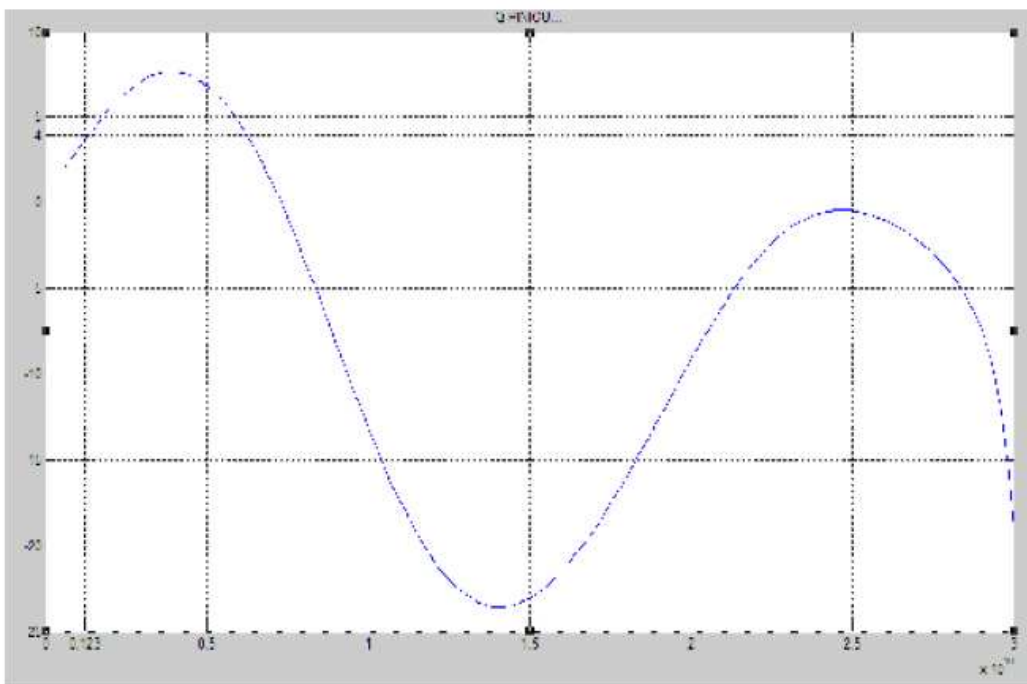


Σχήμα 3.34

Από το σχήμα 3.35 (α) προκύπτει η τιμή της επαγωγής 10.5 nH ακριβώς για την συχνότητα των 1.23 GHz . Από το διάγραμμα (β) βλέπουμε ότι $Q=4$ για την ίδια τιμή συχνότητας. Έχουμε πετύχει την τιμή επαγωγής που θέλαμε και συντελεστή ποιότητας καλύτερο από την προηγούμενη περίπτωση. Στα διαγράμματα φαίνεται επίσης η συχνότητα αυτοσυντονισμού του πηνίου που έχει τιμή 7.5 GHz . Είναι το σημείο στο οποίο μηδενίζεται η επαγωγή και το πηνίο αρχίζει να συμπεριφέρεται ως χωρητικότητα.



(a)



(β)

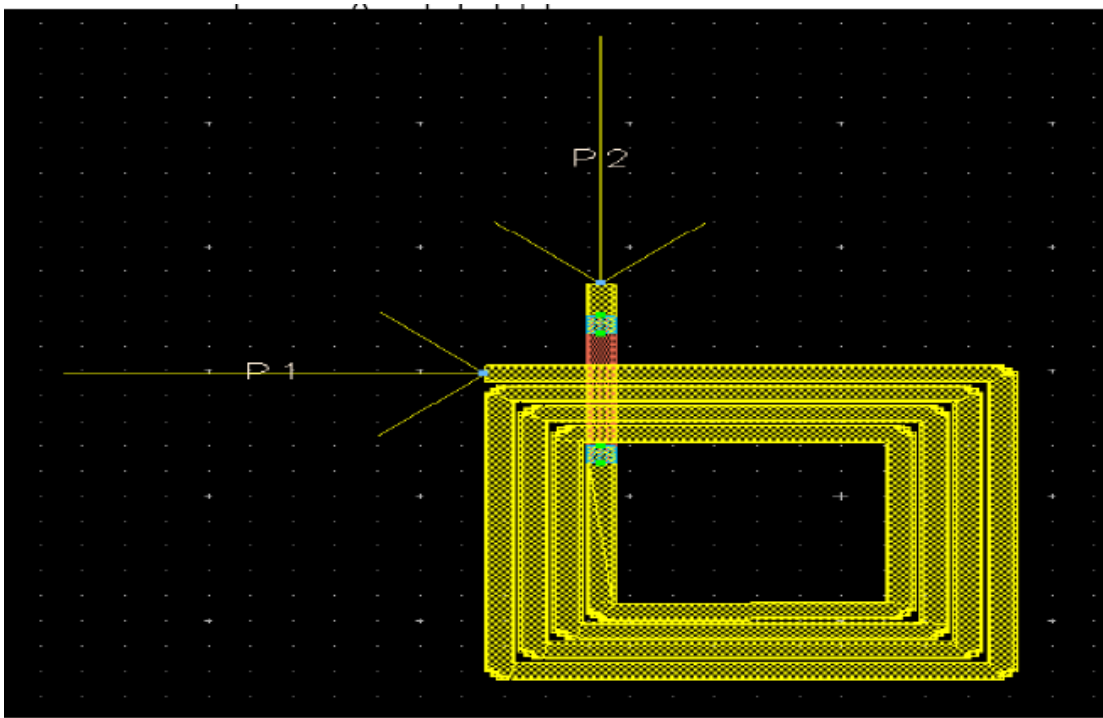
Σχήμα 3.3

3.4.4.2 Πηνίο Β

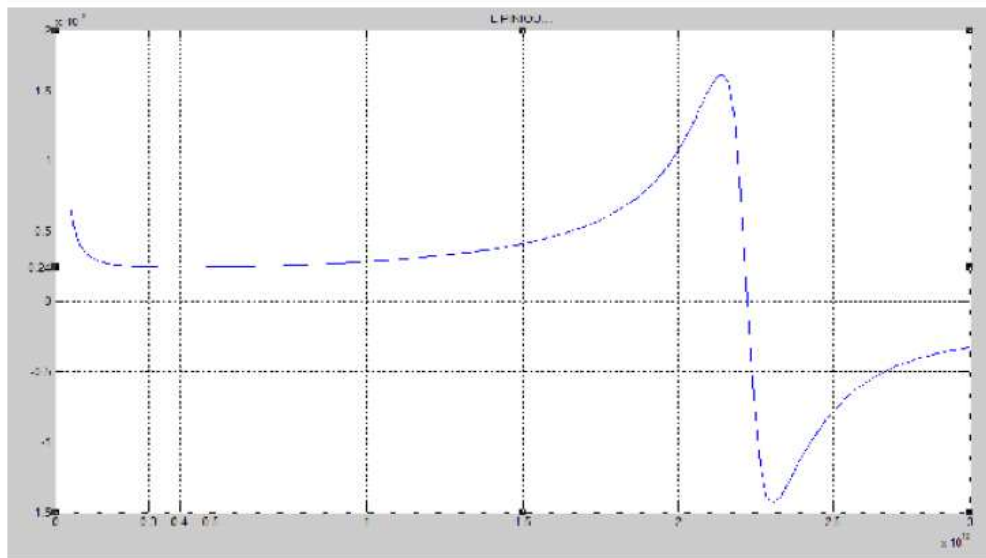
Το δεύτερο πηνίο θα έχει επαγωγή $L=2.4 \text{ nH}$ και συχνότητα $f=5\text{GHz}$. Τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά που προκύπτουν θα είναι :

$$N=4 \quad s=1\mu\text{M} \quad d_{in}=64\mu\text{M} \quad d_{out}=126\mu\text{M}$$

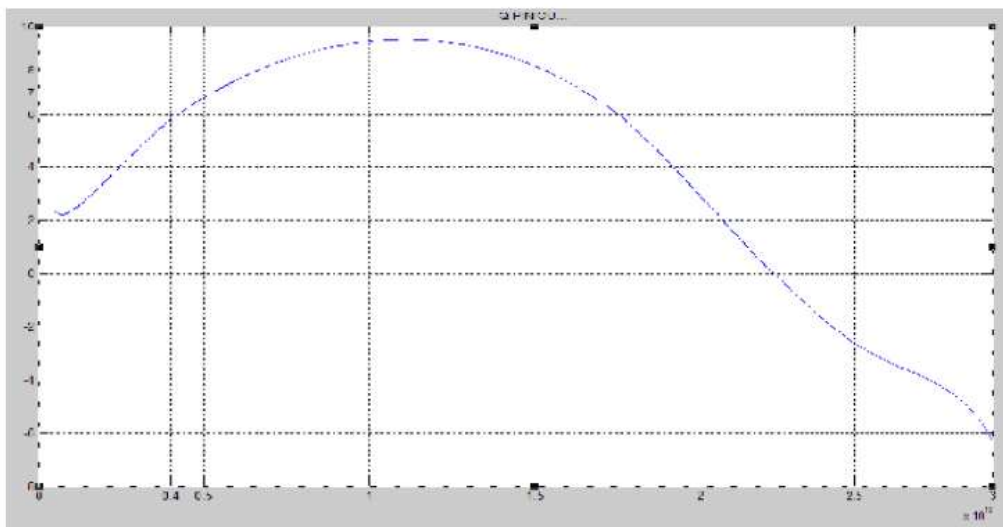
Οπότε και το πηνίο θα έχει την μορφή που ακολουθεί:



Σχήμα 3.36



(α)



(β)

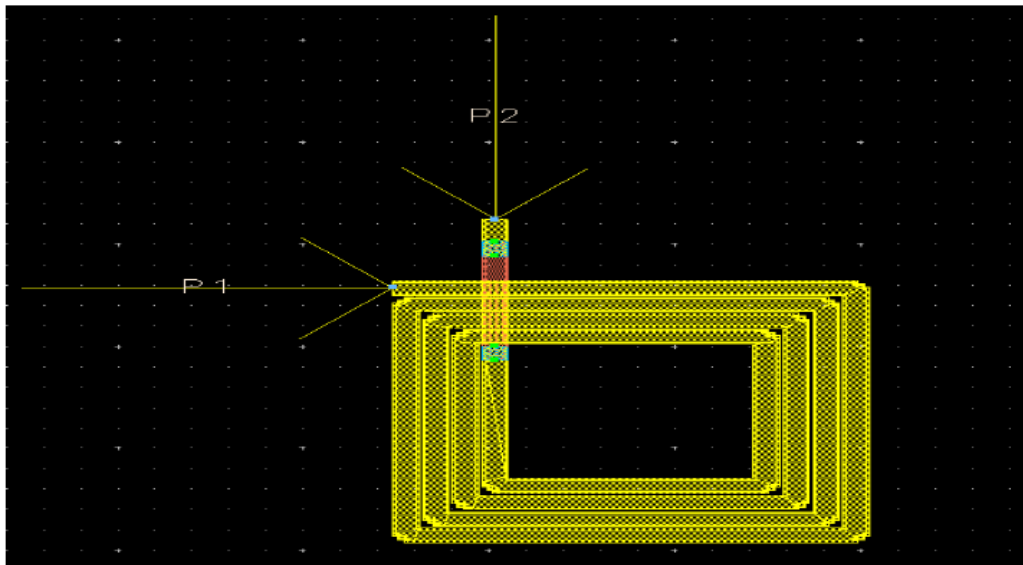
Σχήμα 3.37

Από το σχήμα 3.37 (α) προκύπτει η τιμή της επαγωγής 2.4 nH για τιμή συχνότητας από 3 ως 5GHz. Από το διάγραμμα (β) βλέπουμε ότι Q κινείται στις τιμές 6-7 για το ίδιο εύρος συχνοτήτων. Έχουμε πετύχει την τιμή επαγωγής που θέλαμε και συντελεστή ποιότητας καλύτερο από την προηγούμενη περίπτωση. Στα διαγράμματα φαίνεται επίσης η συχνότητα αυτοσυντονισμού του πηνίου που έχει τιμή 22 GHz.

3.4.4.3 Πηνίο Γ

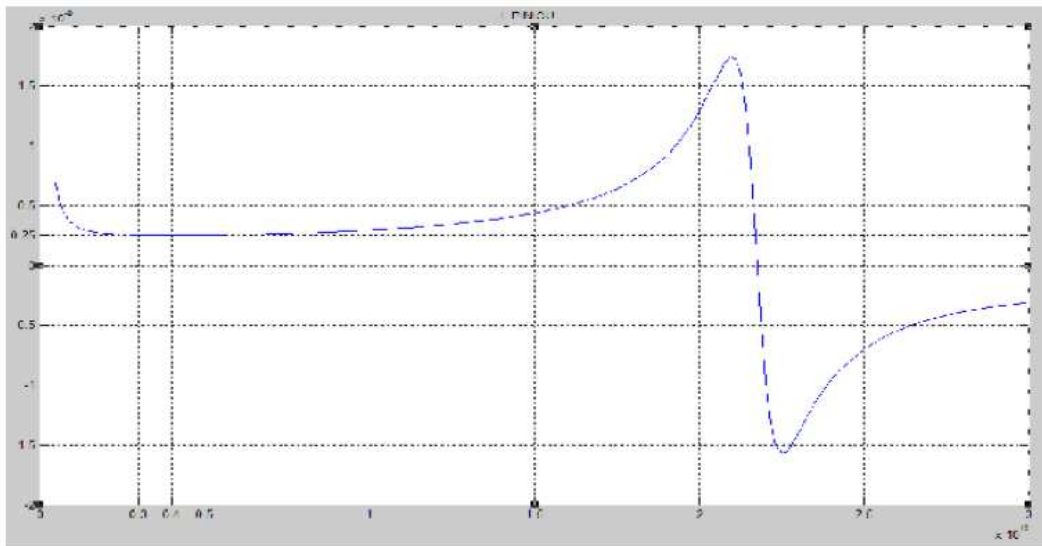
Στο τρίτο πηνίο έχουμε τιμές $L=2.5$ nH και $f=5$ GHz από όπου θα δημιουργήσουμε το επόμενο πηνίο με γεωμετρικά χαρακτηριστικά:

$$N=4 \quad w=7\mu\text{M} \quad s=1\mu\text{M} \quad d_{in}=66\mu\text{M} \quad d_{out}=128\mu\text{M}$$

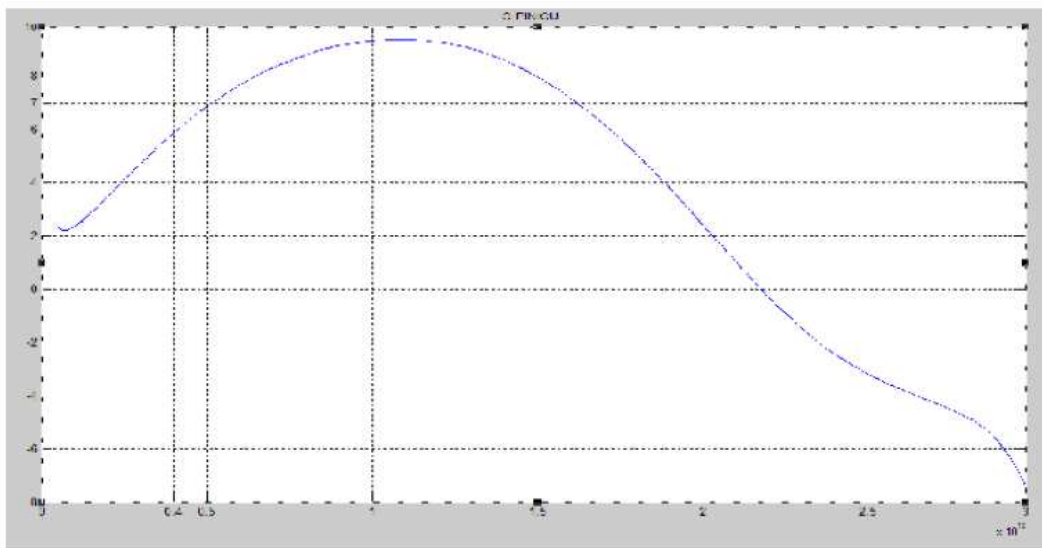


Σχήμα 3.38

Από το σχήμα 3.39 (α) προκύπτει η τιμή της επαγωγής 2.5 nH για τιμή συχνότητας από 3 ως 5GHz. Από το διάγραμμα (β) βλέπουμε ότι Q κινείται στις τιμές 6-7 για το ίδιο εύρος συχνοτήτων. Έχουμε πετύχει την τιμή επαγωγής που θέλαμε και συντελεστή ποιότητας καλύτερο από την προηγούμενη περίπτωση για μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων. Στα διαγράμματα φαίνεται επίσης η συχνότητα αυτοσυντονισμού του πηνίου που έχει τιμή 21.5 GHz.



(a)



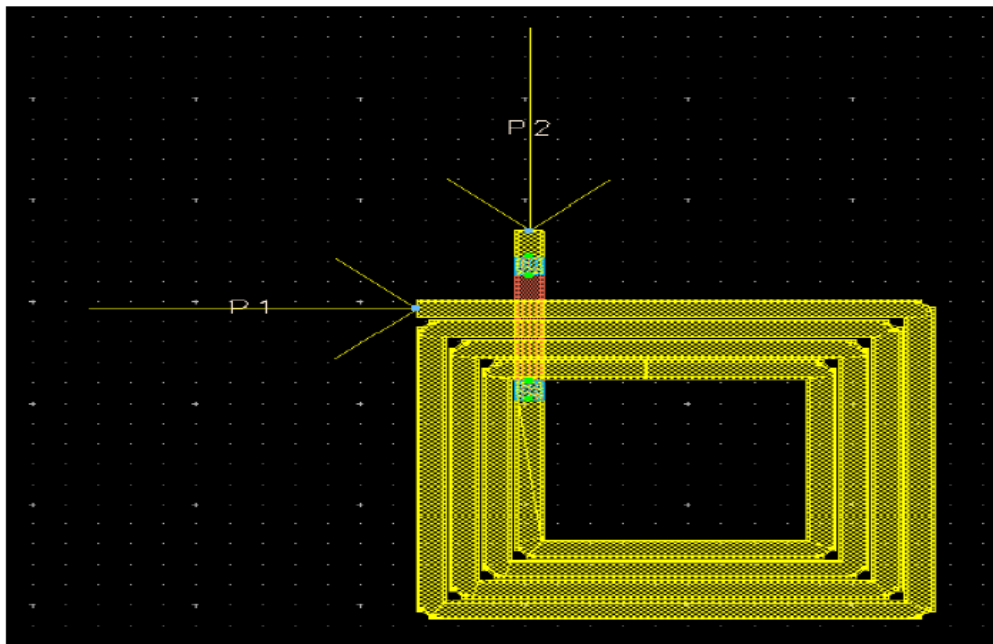
(β)

Σχήμα 3.39

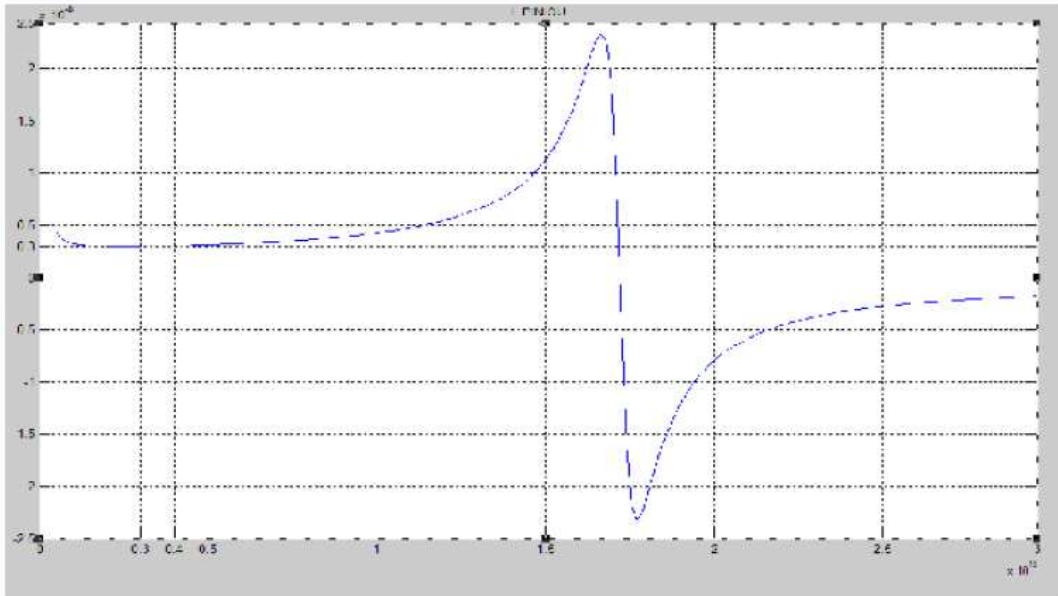
3.4.4.4 Πηνίο Δ

Στο επόμενο πηνίο οι τιμές είναι $L=3\text{ nH}$ και $f=5\text{GHz}$ και οδηγούν σε ένα πηνίο το οποίο θα έχει την ακόλουθη μορφή και τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του θα είναι:

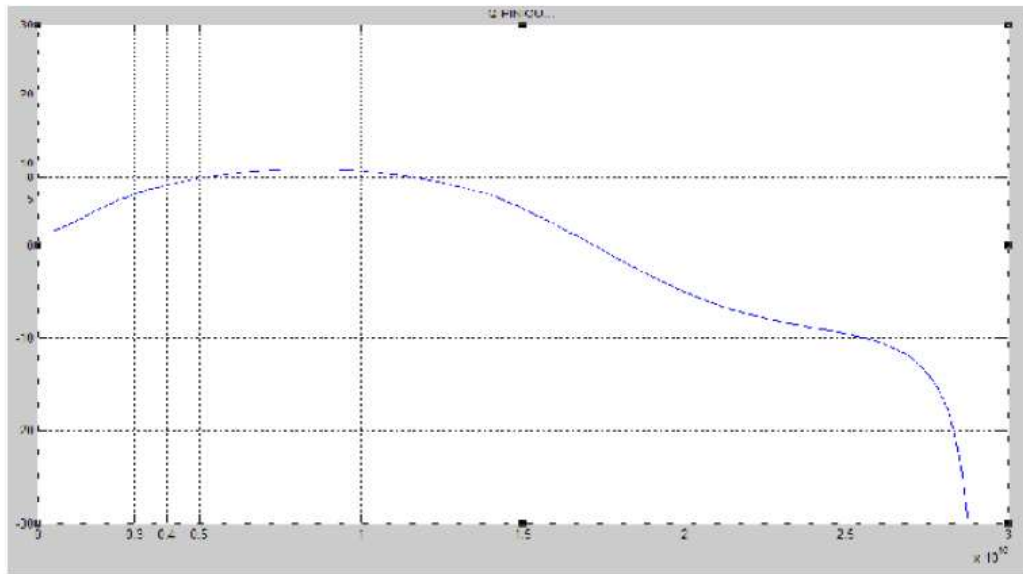
$$N=4 \quad w=9\mu\text{M} \quad s=1\mu\text{M} \quad d_{in}=80\mu\text{M} \quad d_{out}=158\mu\text{M}$$



Σχήμα 3.40



(α)



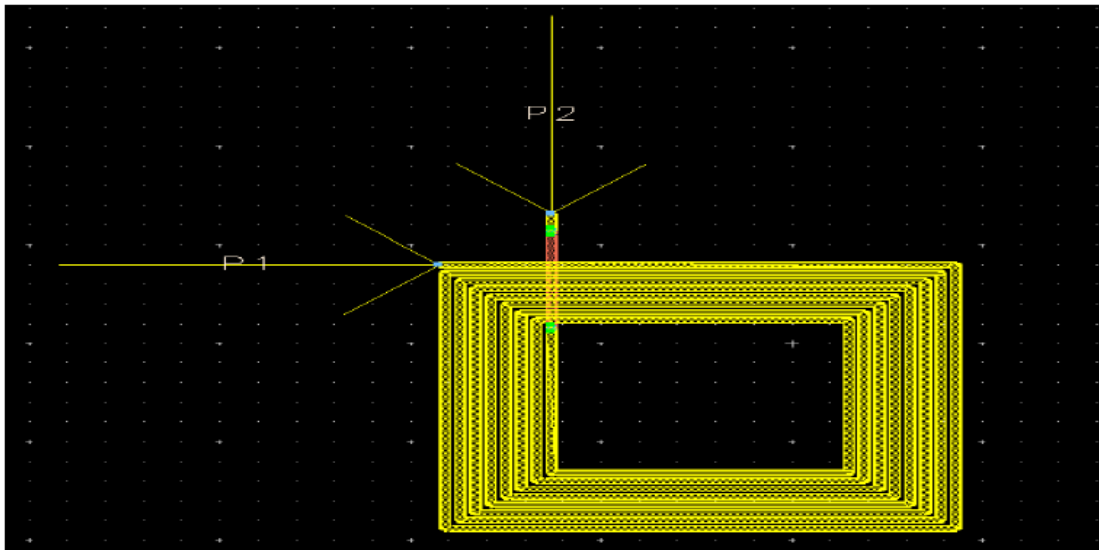
(β)
Σχήμα 3.41

Από το σχήμα 3.41 (α) προκύπτει η τιμή της επαγωγής 3 nH για τιμή συχνότητας από 3 ως 5GHz. Από το διάγραμμα (β) βλέπουμε ότι Q κινείται στις τιμές 5-8 για το ίδιο εύρος συχνοτήτων. Έχουμε πετύχει την τιμή επαγωγής που θέλαμε και συντελεστή ποιότητας καλύτερο από την προηγούμενη περίπτωση. Στα διαγράμματα φαίνεται επίσης η συχνότητα αυτοσυντονισμού του πηνίου που έχει τιμή 17.5 GHz.

3.4.4.5 Πηνίο Ε

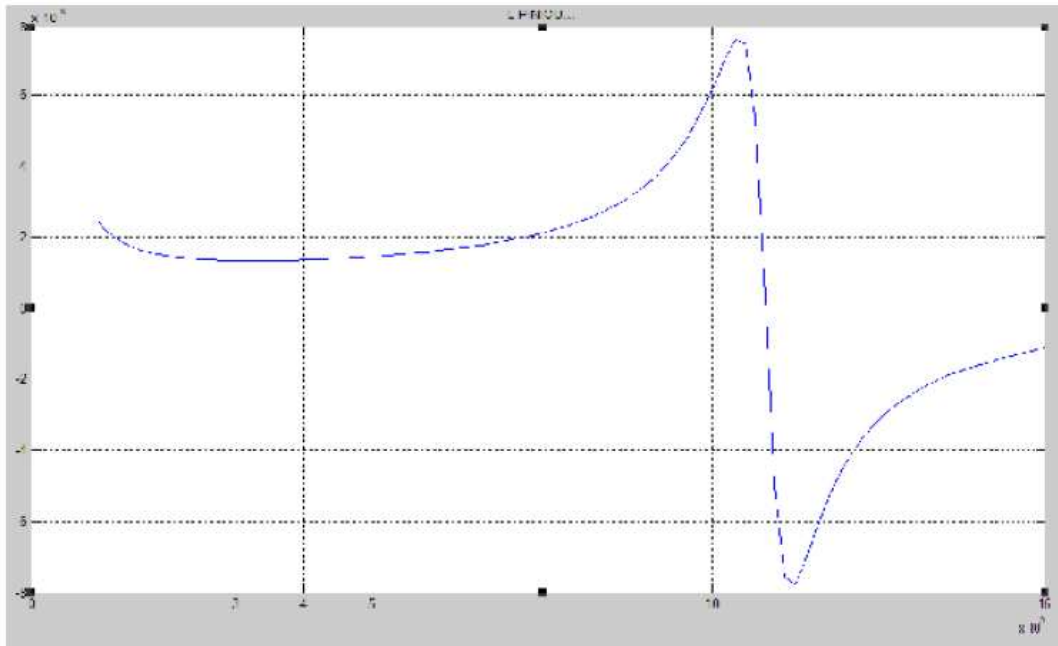
Το τελευταίο πηνίο που θα προσομοιώσουμε και θα χρησιμοποιήσουμε στους ενισχυτές στη συνέχεια με τιμές επαγωγής $L=10.5$ nH και συχνότητας $f=3$ GHz δίνεται στο επόμενο σχήμα και έχει γεωμετρικά χαρακτηριστικά:

$$N=8 \quad w=3\mu\text{M} \quad s=1\mu\text{M} \quad d_{in}=75\mu\text{M} \quad d_{out}=137\mu\text{M}$$

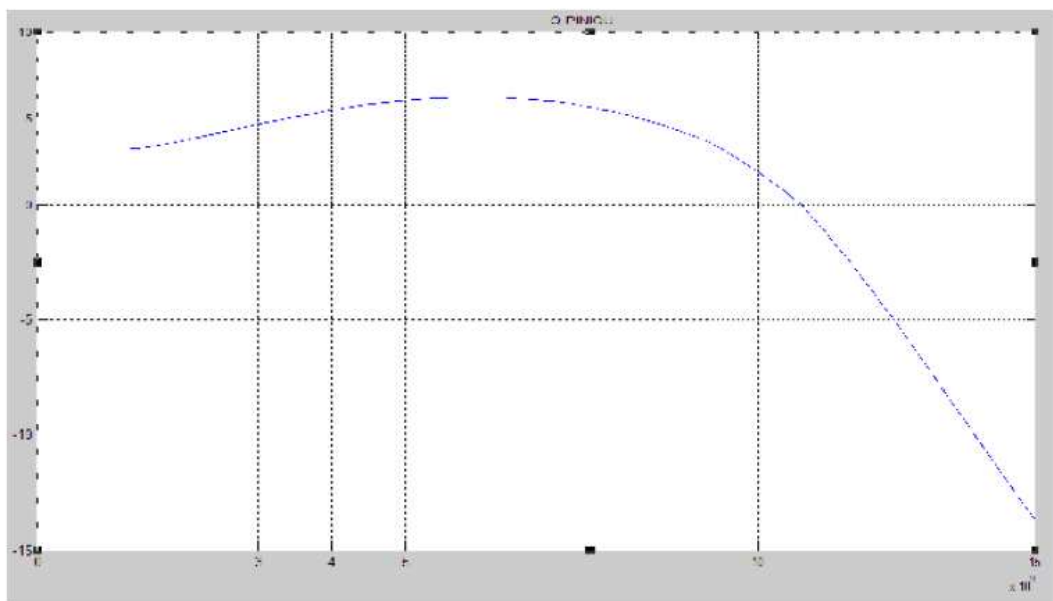


Σχήμα 3.42

Από το σχήμα 3.43 (α) προκύπτει η τιμή της επαγωγής 11.5 nH για τιμή συχνότητας από 3GHz. Από το διάγραμμα (β) βλέπουμε ότι Q έχει τιμή 5 για την ίδια συχνότητα. Έχουμε πετύχει συντελεστή ποιότητας καλύτερο από την προηγούμενη περίπτωση αλλά υπάρχει μια μικρή απόκλιση στην τιμή της επαγωγής. Η επίδραση αυτής της απόκλισης θα φανεί στις προσομοιώσεις του ενισχυτή. Στα διαγράμματα φαίνεται επίσης η συχνότητα αυτοσυντονισμού του πηνίου που έχει τιμή 11 GHz.



(α)



(β)

Σχήμα 3.43

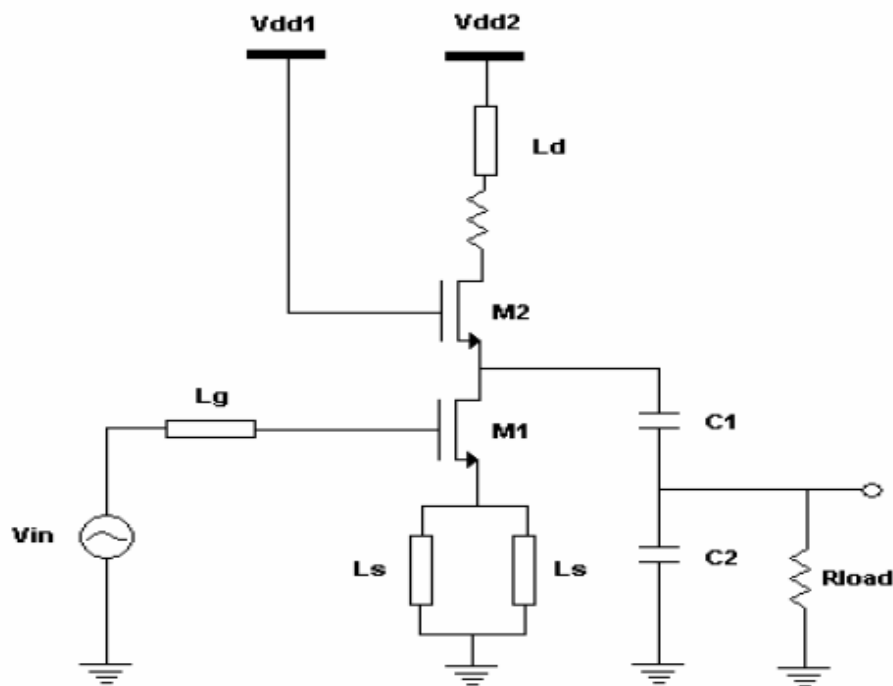
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιάσουμε τρία μοντέλα ενισχυτών χαμηλού θορύβου. Με την προσομοίωση τους σκοπός μας είναι να μελετήσουμε την συμπεριφορά τους και να παρουσιάσουμε το κέρδος που παρουσιάζουν σε συγκεκριμένες συχνότητες καθώς επίσης και την εικόνα θορύβου τους. Η μελέτη τους θα γίνει σε τρία βήματα. Στο πρώτο οι ενισχυτές θα περιέχουν ως πηνία τα ιδανικά εξαρτήματα “*ind*” τα οποία προέρχονται από την βιβλιοθήκη “*AnalogLib*” του CADENCE. Στο επόμενο βήμα, θα λαμβάνουμε τα πηνία μέσω της βιβλιοθήκης “*inductors_opt*”. Για την τελευταία προσομοίωση, τα πηνία θα τοποθετηθούν στον ενισχυτή ύστερα από την προσομοίωση των S-παραμέτρων τους με το πρόγραμμα ADS. Για κάθε ενισχυτή θα σχολιαστούν οι διαφορές των αποτελεσμάτων.

4.1 Μοντέλο πρώτου ενισχυτή

Ο πρώτος ενισχυτής που θα παρουσιαστεί στην συνέχεια, είναι βασισμένος σε μια από τις πιο δημοφιλείς στην βιβλιογραφία τοπολογίες [1], αυτή του ενισχυτή κοινής πηγής με επαγωγική ανάδραση (inductively degenerated common source LNA).



Σχήμα 4.1

Ο ενισχυτής είναι σχεδιασμένος για λειτουργία στην ζώνη εκπομπής L2 του συστήματος GPS (1.2276 GHz). Η προτεινόμενη τοπολογία στοχεύει στην επίτευξη πολύ χαμηλού επιπέδου θορύβου ($NF \sim 1$ dB) κάτι που υπαγορεύεται από την φύση των πολύ ασθενών σημάτων εισόδου. Χαρακτηριστικά αναφέρουμε ότι το ελάχιστο επίπεδο ισχύος για την ζώνη L2 είναι -136 dBm. Το κύκλωμα προσαρμογής στην έξοδο πρέπει να μετασχηματίζει το τυπικό φορτίο των 50 Ω σε ένα ωμικό "μονοπάτι" με σύνθετη αντίσταση R_L και την ίδια στιγμή να παρέχει το ακριβές ποσό της παράλληλης χωρητικότητας που απαιτείται για να εξουδετερωθεί η ενεργός αυτεπαγωγή στην εκροή του M2. Αντιμετωπίζουμε επομένως ένα πρόβλημα με δύο βαθμούς ελευθερίας και συγκεκριμένα τις τιμές των πυκνωτών C_1 και C_2 . Πιο συγκεκριμένα, για κάθε πηνίο που υλοποιείται υπάρχει υλοποιήσιμος συνδυασμός των C_1 και C_2 που ικανοποιεί τους πιο πάνω περιορισμούς. Στην συγκεκριμένη υλοποίηση οι βέλτιστες τιμές είναι 2 pF και 0.5 pF αντίστοιχα. Αρχικά έγινε η προσαρμογή του μεγέθους των τρανζίστορ όπως αναφέρονται στην βιβλιογραφία, με τα δεδομένα της τεχνολογίας των 0.35 μm που χρησιμοποιήσαμε [1]. Έτσι οι τιμές για τις διαστάσεις των τρανζίστορ είναι: M_1 $W/L=630/0.35 \mu m$ και M_2 $W/L=350/0.35 \mu m$. Δεδομένης της τεχνολογίας που χρησιμοποιήσαμε με το λογισμικό του CADENCE (AMS 0.35 μm) η κύρια τροφοδοσία V_{dd2} τέθηκε αρχικά στην τυπική τιμή των 3.3V. Οι αρχικές όμως προσομοιώσεις έδειξαν μία συμπεριφορά του κυκλώματος που απέκλινε πολύ από την επιθυμητή. Μετά από δοκιμές επιλέχτηκε η τιμή των 2 Volts για την

τροφοδοσία του κυκλώματος. Μέσα από τις ίδιες προσομοιώσεις φάνηκε και η ανάγκη για την παρουσία μιας συνεχούς τάσης στην πύλη του τρανζίστορ M1, η οποία στο σχεδιαστικό εργαλείο του CADENCE τοποθετήθηκε σε σειρά με την V_{in} . Ο επόμενος κρίσιμος παράγοντας για την λειτουργία του ενισχυτή, όπως φαίνεται και από το *σχήμα 4.1* είναι η πόλωση του τρανζίστορ M2. Λανθασμένη εκτίμηση της τιμής της V_{dd1} μπορεί πολύ εύκολα να οδηγήσει τον ενισχυτή εκτός περιθωρίων λειτουργίας, γι αυτό απαιτείται ένας πρώτος σχετικά ακριβής υπολογισμός της V_{G2} . Οι DC εξισώσεις που περιγράφουν την λειτουργία του στοιχείου MOS στην γραμμική περιοχή είναι οι ακόλουθες:

$$I_{ds} = \beta \left[(V_{gs} - V_t)V_{ds} - \frac{V_{ds}^2}{2} \right], \quad 0 < V_{ds} < V_{gs} - V_t \quad (4.1)$$

Όπου
$$\beta = \frac{\mu E}{t_{ox}} \left(\frac{W}{L} \right) \quad (4.2)$$

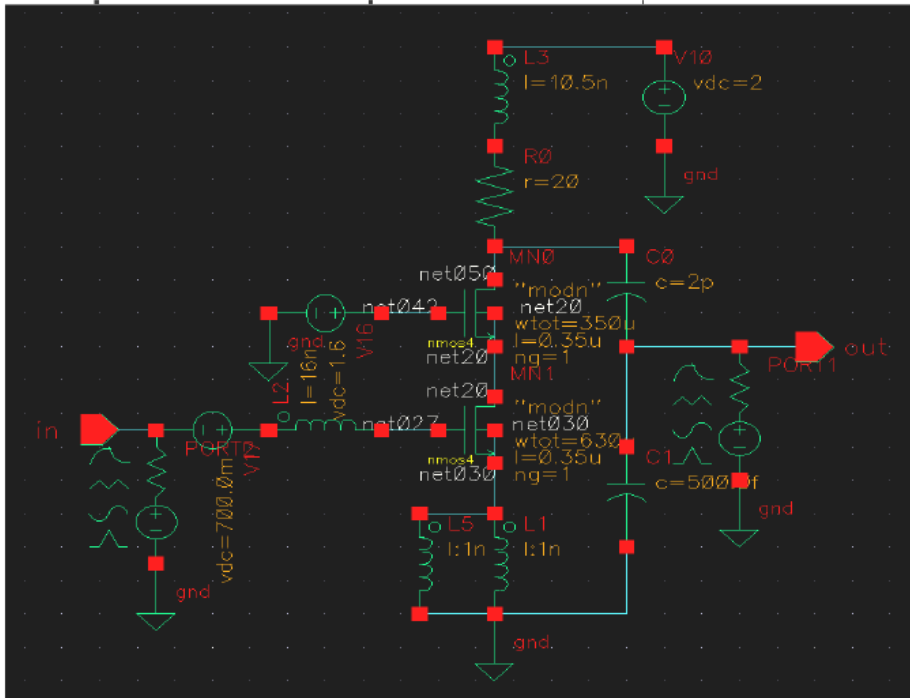
Για το M2 πρέπει να ισχύει: $V_{GS} - V_T = 0.2 \text{ V}$. Η DC ανάλυση έδειξε ότι για να ικανοποιούνται με κάποια σχετική ακρίβεια οι προαπαιτήσεις για τον ενισχυτή, πρέπει το ρεύμα I_{DS} να βρίσκεται στην περιοχή των 2-6 mA.

Επομένως αφού
$$V_d = V_{dd} - I_{ds} R \quad (4.1)$$

προκύπτει ότι $V_d = 1.5 \text{ V}$ και η εξίσωση 4.1 δίνει $V_{GS} = 1.6 \text{ V}$. Τελικά και επειδή $V_{GS} \approx V_{dd1}$ καταλήγουμε στην τιμή των 1.6 V για την εξωτερική τροφοδοσία V_{dd1} .

4.1.1 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω της “AnalogLib”

Αρχικά θα εξετάσουμε το κύκλωμα το οποίο σχεδιάστηκε με χρήση του στοιχείου “ind” της ενσωματωμένης βιβλιοθήκης “AnalogLib” του CADENCE. Το σχηματικό του κυκλώματος σε αυτή την περίπτωση σχεδίασης φαίνεται στο επόμενο σχήμα.



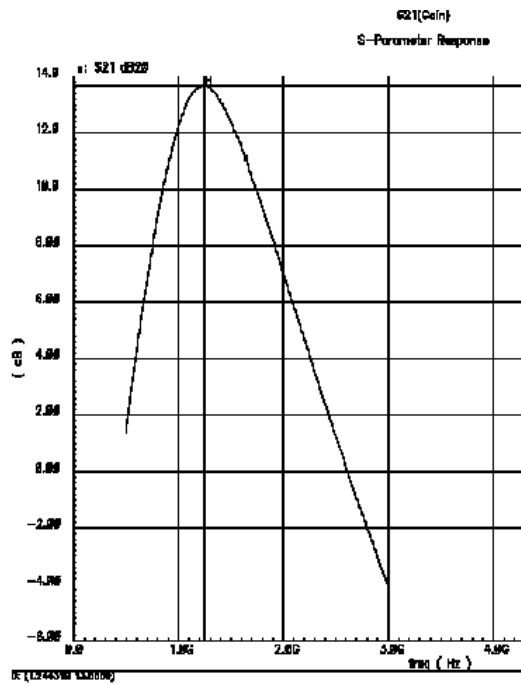
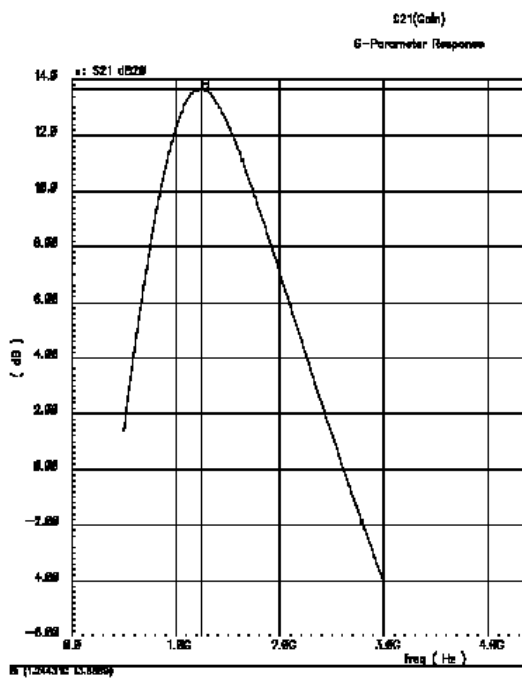
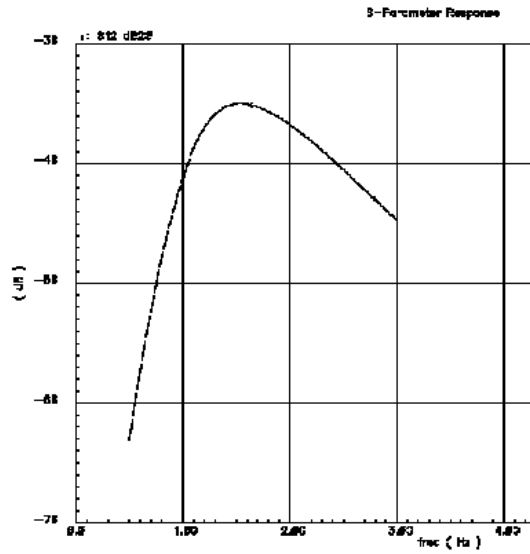
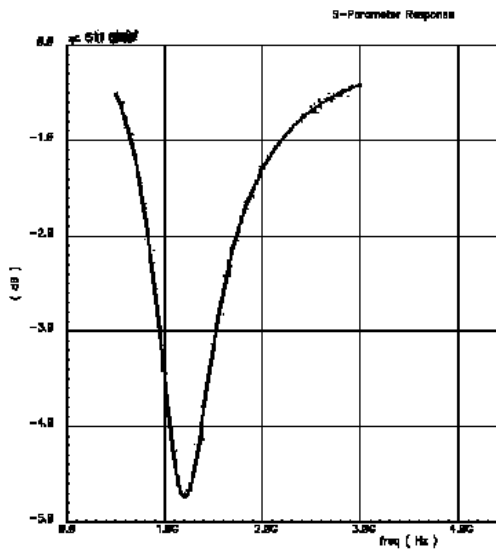
Σχήμα 4.3 Ενισχυτής με πηνία από την βιβλιοθήκη analoglib

Στο σχηματικό φαίνεται αρχικά περίεργη η παρουσία μιας πηγής στην έξοδο του κυκλώματος στην ουσία όμως πρόκειται για ένα port τερματισμού (περιέχεται στην analoglib) με 50 Ω αντίσταση και την τιμή 0 στα πεδία *DC voltage* και *AC amplitude*. Πρέπει να αναφέρουμε ότι η παρουσία αυτού του στοιχείου είναι απαραίτητη για την εκτέλεση της προσομοίωσης και κυρίως για την εξαγωγή της καμπύλης του *noise figure*. Το λογισμικό CADENCE απαιτεί τον ορισμό από τον χρήστη ενός *port* εισόδου και ενός *port* εξόδου, διαφορετικά η προσομοίωση σταματάει.

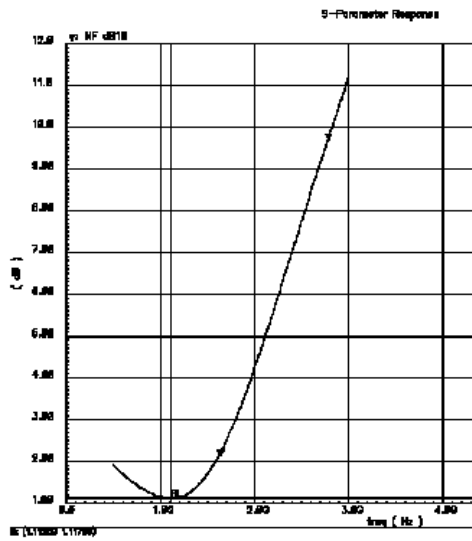
Στο εργαλείο Analog Artist Environment επιλέχτηκε:

Analysis→*Choose*→*SP*.

Σαν *sweep variable* ορίστηκε η συχνότητα με αρχική τιμή 0.5 GHz και τελική 3 GHz. Ο αριθμός των βημάτων είναι 200. Οι γραφικές παραστάσεις των S-παραμέτρων και του συντελεστή θορύβου σε συνάρτηση με τη συχνότητα δίνονται στα σχήματα που ακολουθούν.



Σχήμα 4.4 (α)παράμετρος S11 , (β) παράμετρος S12 ,
(γ) παράμετρος S21 (δ) παράμετρος S22



σχήμα 4.5 Εικόνα θορύβου

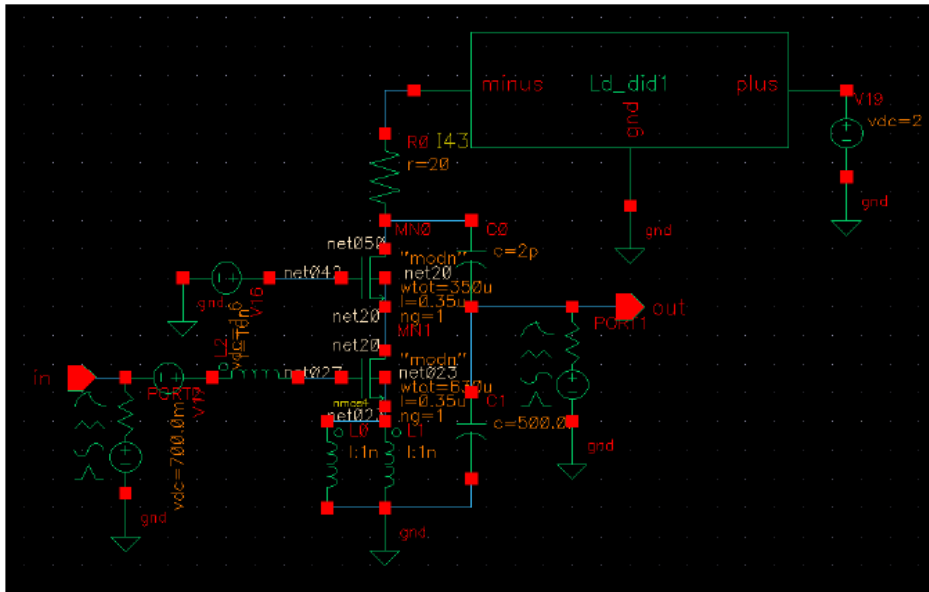
Supply Voltage	2 V
Current Consumption	4.2 mA
Power Consumption	8.4 mW
S11	-4.7 dB
S12	-35 dB
S21	13.6 dB
S22	-5.4 dB
NF	1.117 dB

Πίνακας 4.1

Τα αποτελέσματα της προηγούμενης προσομοίωσης συνοψίζονται στον παραπάνω πίνακα.

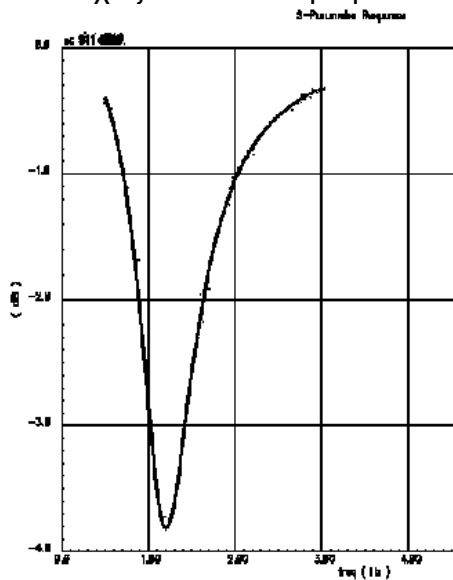
4.1.2 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω της “*inductors_opt*”

Στην συνέχεια παρουσιάζεται το σχηματικό του ενισχυτή με χρήση του μοντέλου πηνίων “*octagonal_opt*” από την βιβλιοθήκη “*inductors_opt*”.

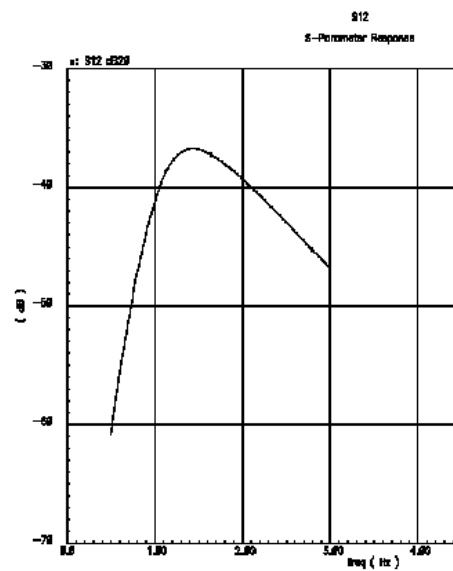


Σχήμα 4.6 Σχηματικό του ενισχυτή με χρήση της βιβλιοθήκης *inductors_opt*

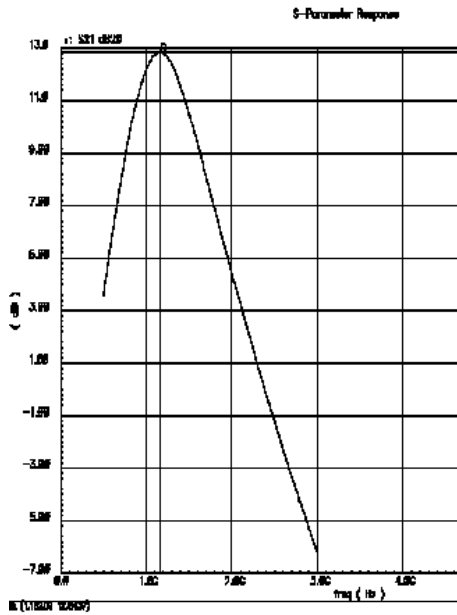
Αξίζει να σημειώσουμε ότι το σύμβολο του πηνίου που ενσωματώνει το μοντέλο της βιβλιοθήκης "*inductors_opt*" (μοντέλο του Yue) έχει τρεις ακροδέκτες για την σύνδεσή του στο κύκλωμα. Ο τρίτος ακροδέκτης που παρέχεται συνδέεται πάντα στην γείωση και αντιπροσωπεύει την σύζευξη του υποστρώματος, πάνω από το οποίο «χτίζονται» τα στρώματα του μετάλλου, με την γη.



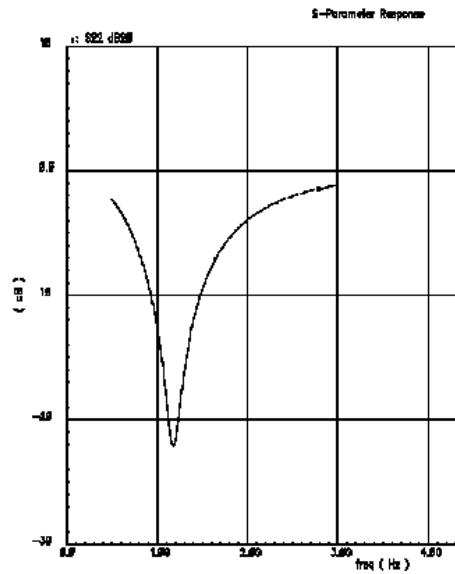
(α)



(β)



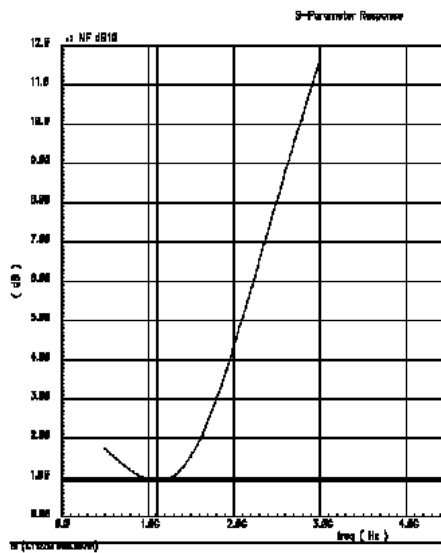
(γ)



(δ)

Σχήμα 4.7 (α) παράμετρος S11 (β) παράμετρος S12

(γ) παράμετρος S11 (δ) παράμετρος S12



Σχήμα 4.8 Εικόνα θορύβου

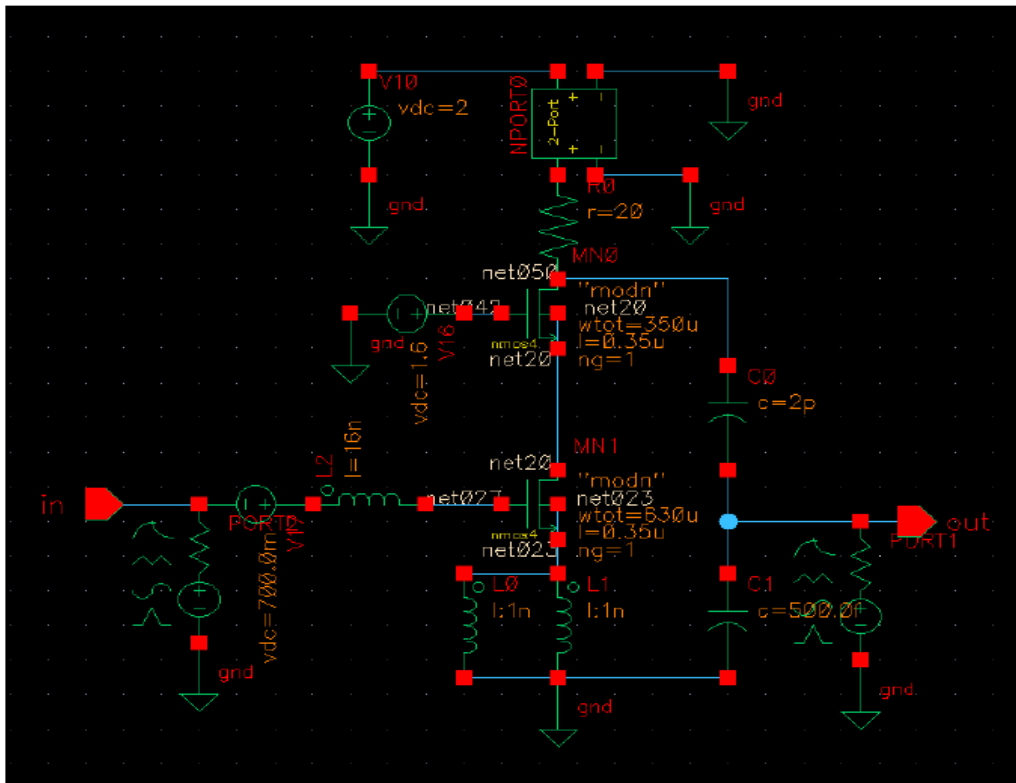
Τα συνοπτικά αποτελέσματα της προσομοίωσης παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα

Supply Voltage	2 V
Current Consumption	4.3 mA
Power Consumption	8.6 mW
S11	-3.85 dB
S12	-36.5 dB
S21	12.84 dB
S22	-22 db
NF	0.908 dB

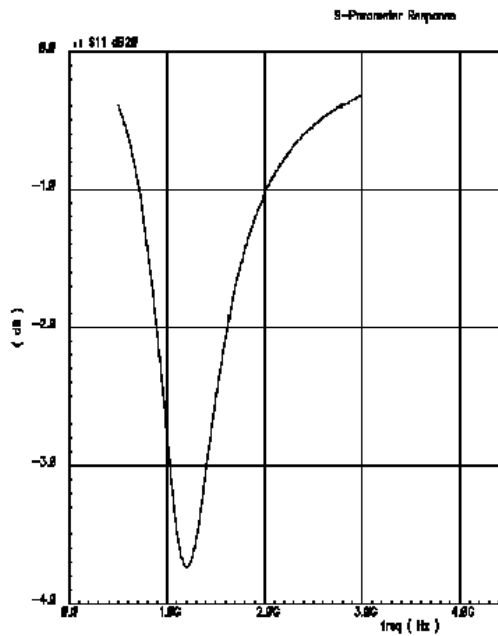
Πίνακας 4.2

4.1.3 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω του ADS

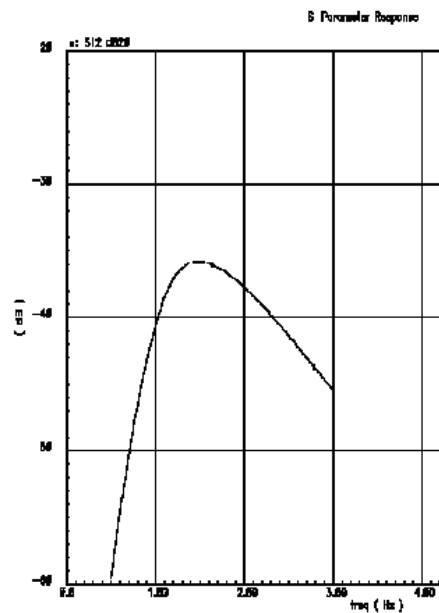
Στην τελευταία προσομοίωση του ενισχυτή χρησιμοποιήθηκαν οι S παράμετροι του πηνίου όπως προέκυψαν από την ηλεκτρομαγνητική του ανάλυση με το λογισμικό ADS. Οι παράμετροι αυτοί με την μορφή αρχείου *.s2p δόθηκαν ως είσοδος στο δίθυρο στοιχείο "2port" της βιβλιοθήκης "AnalogLib". Ένας βασικός περιορισμός που αφορά το στοιχείο αυτό, είναι ότι δεν επιτρέπει προσομοιώσεις στο πεδίο του χρόνου, όπως για παράδειγμα η transient ανάλυση, κάτι αναμενόμενο αφού οι S παράμετροι αναφέρονται αποκλειστικά στο πεδίο της συχνότητας. Στην περίπτωση μας όμως αυτό δεν αποτελεί πρόβλημα γιατί ενδιαφερόμαστε για την συχνотική απόκριση του κυκλώματος. Το κύκλωμα που ακολουθεί αντιστοιχεί στο σχηματικό του ενισχυτή. Ακολουθούν οι γραφικές παραστάσεις μετά την προσομοίωση για τις S-παραμέτρους και τον συντελεστή θορύβου του ενισχυτή. Όπως παρατηρούμε από το σχήμα 4.11 ο συντελεστής θορύβου του ενισχυτή σε αυτή την περίπτωση είναι χαμηλότερος σε σχέση με τις προσομοιώσεις που προηγήθηκαν.



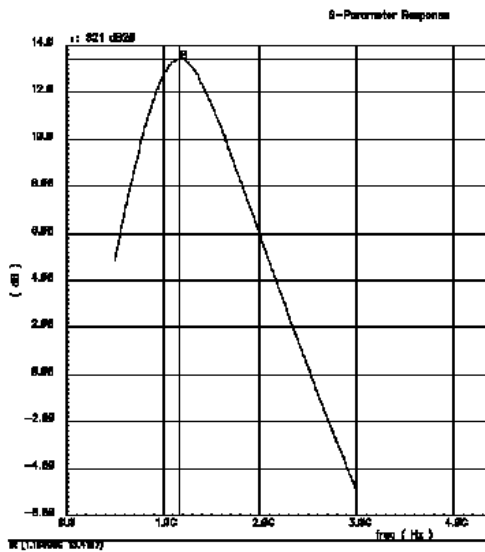
Σχήμα 4.9 Σχηματικό του ενισχυτή με το στοιχείο 2port



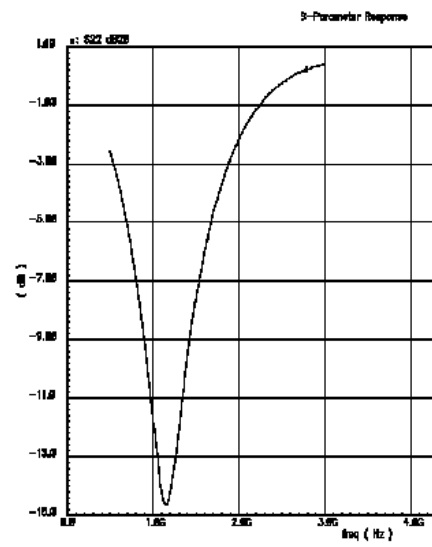
(α)



(β)

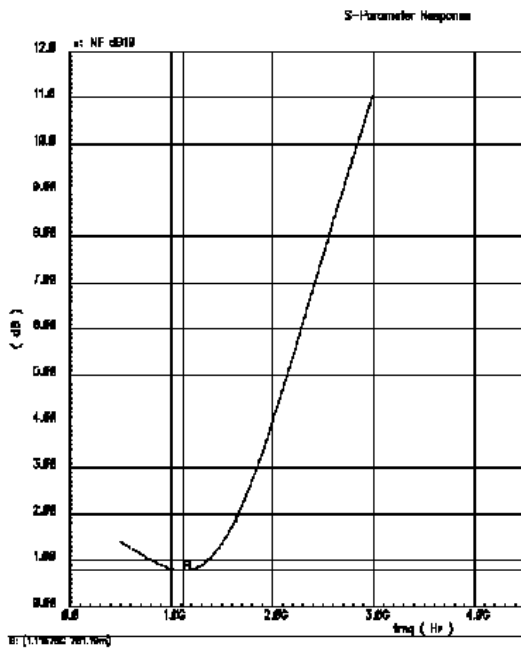


(γ)



(δ)

Σχήμα 4.10 (α) παράμετρος S11 (β)παράμετρος S12
(γ) παράμετρος S11 (δ) παράμετρος S12



Σχήμα 4.11 Εικόνα θορύβου

Supply Voltage	2 V
Current Consumption	8.2 mW
Power Consumption	4.1 mA
S11	-3.75 dB
S12	-36.5 dB
S21	13.41 dB
S22	-22 db
NF	0.781 dB

Πίνακας 4.3 Συνοπτικά αποτελέσματα

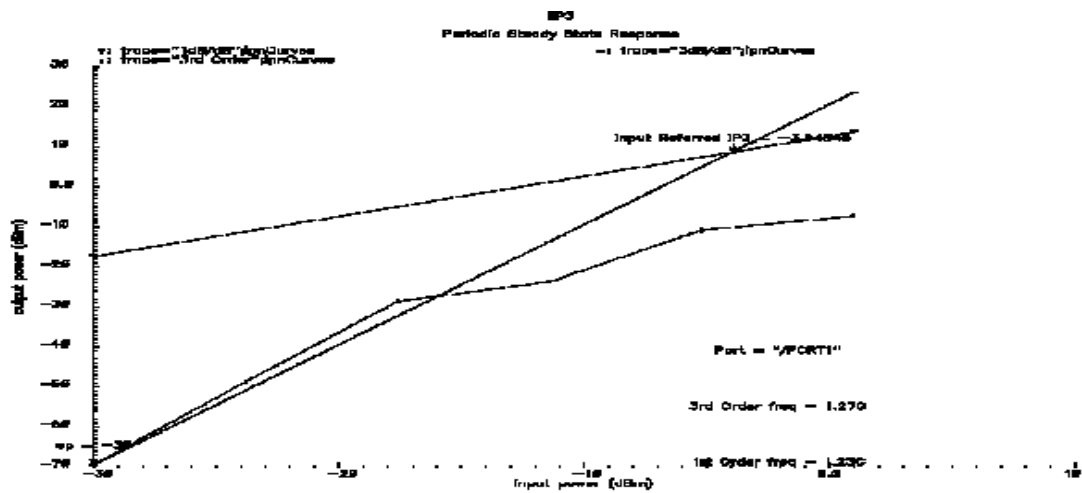
4.1.4 Σχολιασμός των αποτελεσμάτων

Από την εξέταση των αποτελεσμάτων παρατηρούμε ότι ο ενισχυτής εμφανίζει την ελάχιστη τιμή NF και την μέγιστη τιμή κέρδους σε συχνότητα διαφορετική από αυτήν που προβλέπεται θεωρητικά. Πιο συγκεκριμένα:

- Χρησιμοποιώντας την *analoglib* παίρνουμε ως αποτέλεσμα $NF_{min}=1.117$ dB και $G_{max}=13.6$ dB για συχνότητα $f_1=1.1125$ GHz $f_2=1.244$ GHz αντίστοιχα.
- Χρησιμοποιώντας την βιβλιοθήκη *inductors_opt* προκύπτουν $NF_{min}=0.908$ dB και $G_{max}=12.843$ dB για συχνότητες $f_1=1.125$ GHz και $f_2=1.162$ GHz
- Χρησιμοποιώντας τα αποτελέσματα από το ADS $NF_{min}=0.781$ και $G_{max}=13.41$ dB για συχνότητες $f_1=1.116$ GHz και $f_2=1.166$ GHz.

Η μέση τιμή του κέρδους για την συχνότητα των 1.23 GHz είναι 13.12 dB, ενώ η αντίστοιχη τιμή για το NF είναι 1.1 dB. Η μικρότερη απόκλιση-μιλώντας κυρίως για την συχνότητα συντονισμού- από την θεωρητική συμπεριφορά παρουσιάζεται με την χρήση των πηνίων της "*AnalogLib*", αποτέλεσμα απόλυτα φυσιολογικό αφού τα συγκεκριμένα μοντέλα θεωρούνται ιδανικά. Στην περίπτωση αυτή επιτυγχάνεται και η μέγιστη τιμή του κέρδους. Ο ενισχυτής που εξετάζουμε παρουσιάζει την καλύτερη συμπεριφορά στον συνδυασμό ελάχιστου *noise factor* και μέγιστου κέρδους όταν το πηνίο *Ld* μοντελοποιείται μέσω των *S* παραμέτρων του. Η χειρότερη απόκριση όσον αφορά τον θόρυβο εμφανίζεται με την χρήση των μοντέλων της βιβλιοθήκης "*inductors_opt*". Το γεγονός αυτό υποδεικνύει μια σχετική αδυναμία του μοντέλου του *Yue* και ταυτόχρονα την αξιοπιστία της ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης μέσω ADS. Άλλωστε κατά την χρήση του ADS επιλέχτηκε μια αρκετά αναλυτική εξέταση του πηνίου με 250 σημεία δειγματοληψίας στην ζώνη των 0.5-30 GHz, που επιτρέπει μια πιο ρεαλιστική ανάλυση και για το συνολικό κύκλωμα.

Τέλος στο επόμενο σχήμα μπορούμε να δούμε το σημείο *IIP3*, που αποτελεί μέτρο της γραμμικότητας του ενισχυτή. Η τιμή που έχει είναι -3.943 dBm, τιμή η οποία βρίσκεται μέσα στα όρια που ορίζονται από την θεωρία.

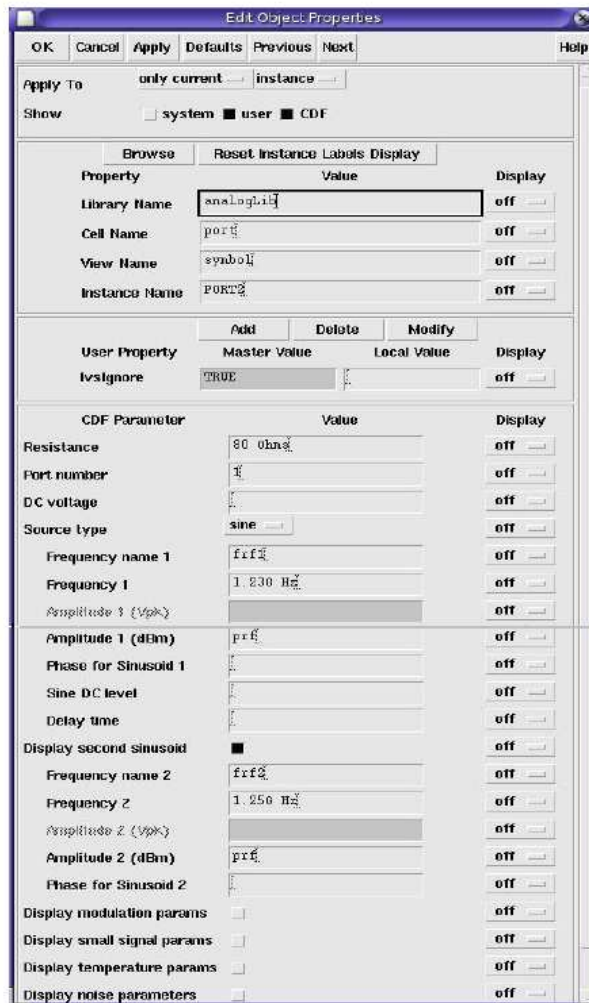


Σχήμα 4.12

Για να εκτιμηθεί η γραμμικότητα του κυκλώματος (εύρεση του σημείου IIP3) είναι απαραίτητο να γίνει η προσομοίωση pss (periodic steady state analysis). Στην είσοδο του ενισχυτή εφαρμόζονται δύο τόνοι, ένας στην συχνότητα λειτουργίας και ένας σε συχνότητα ελάχιστα υψηλότερη. Η μέθοδος που εφαρμόζεται στην βιομηχανία και σε εργαστηριακές μετρήσεις θέλει τις δύο συχνότητες να απέχουν κατά 1 MHz. Παρ' όλα αυτά συχνή είναι και η χρήση διαστήματος των 10 MHz.

Από το σχηματικό του ενισχυτή, αλλάζουμε τις ιδιότητες του port εισόδου.

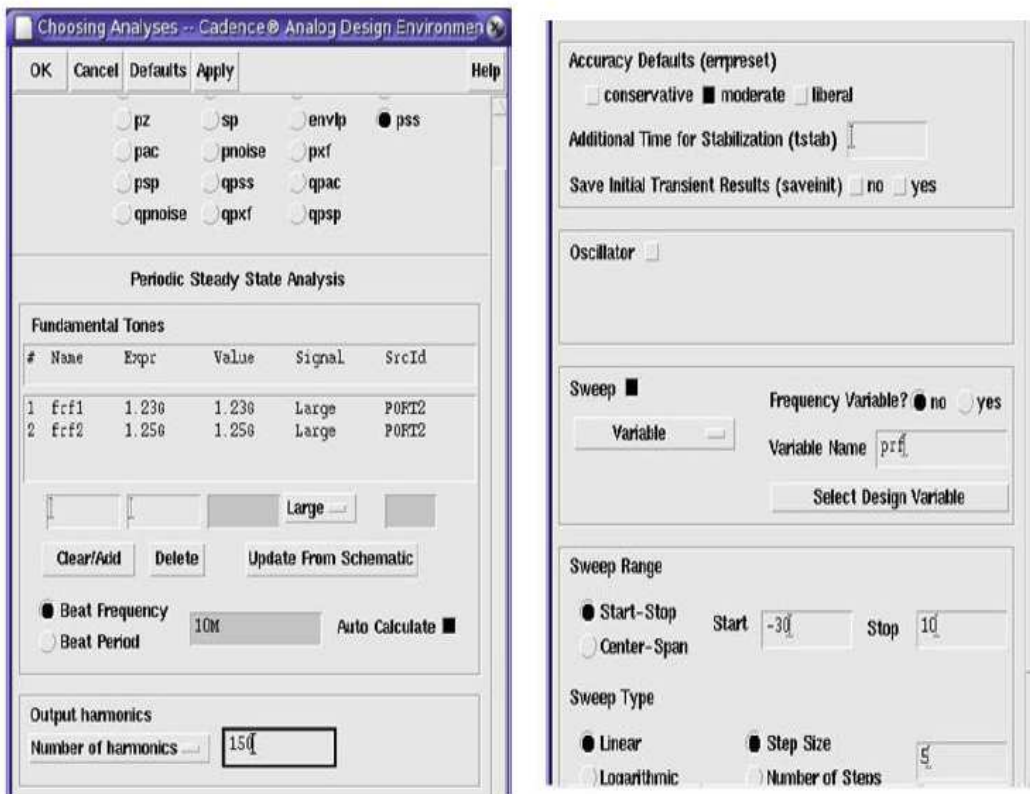
- Αρχικά επιλέγουμε *display second sinusoid*
- Στην συνέχεια ορίζουμε την τιμή του δεύτερου τόνου εισόδου. Στο πεδίο *frequency 2* βάλουμε την τιμή 1.25 GHz.
- Τα πεδία *amplitude 1 (Vpk)* και *amplitude 2 (Vpk)* αφήνονται κενά. Στα πεδία *amplitude 1,2* συμπληρώνουμε *prf*.



Από το περιβάλλον το *Analog Design Environment* επιλέγουμε :

Analysis→*Choose*→*pss*

Εμφανίζεται το μενού που θα ορίσουμε τις παραμέτρους της προσομοίωσης στο σχήμα που ακολουθεί.



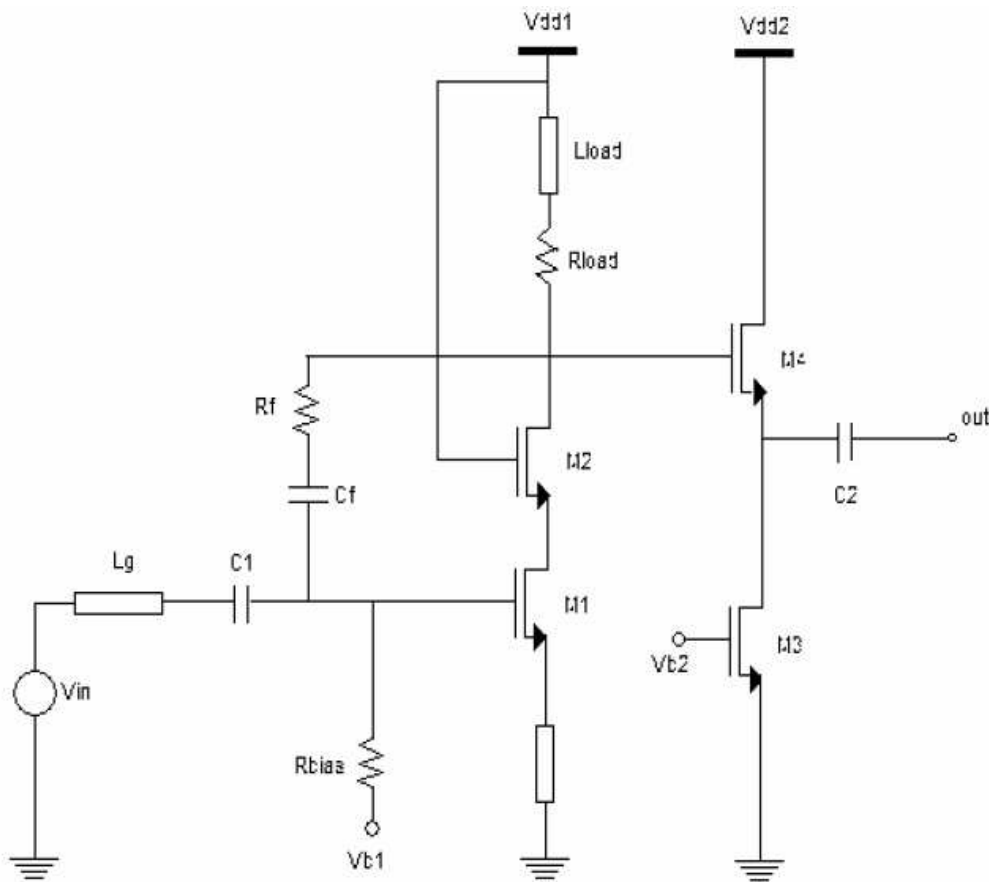
Στο πεδίο *fundamental tones* εμφανίζονται αυτόματα οι συχνότητες εισόδου. Επιλέγουμε *auto calculate* και το πεδίο *Beat Frequency* συμπληρώνεται αυτόματα. Εναλλακτικά μπορεί ο χρήστης να ορίσει μόνος του το βήμα που θα απέχουν οι αρμονικές μεταξύ τους, θα πρέπει όμως οι δύο θεμελιώδεις συχνότητες να είναι ακέραια πολλαπλάσια του βήματος. Στο πεδίο *number of harmonics* συμπληρώνουμε κατάλληλο αριθμό από πλήθος αρμονικών. Οι συχνότητες για τις οποίες θα μπορεί να γίνει ανάλυση στην συνέχεια ξεκινάνε από τον *DC* όρο και στην συνέχεια έχουν τις τιμές $f_n = \text{beat frequency} \times n$, $1 < n < \text{number of harmonics}$. Δεδομένου ότι θέλουμε να μελετήσουμε την επίδραση συχνοτήτων (3^η αρμονική) που βρίσκονται ελάχιστα ψηλότερα από την θεμελιώδη συχνότητα λειτουργίας επιλέγουμε 150 για τον αριθμό των αρμονικών. Επιλέγουμε στην συνέχεια την μεταβλητή που θα μεταβάλλεται κατά την προσομοίωση. Η μεταβλητή αυτή είναι η *prf* και αντιπροσωπεύει την ισχύ (σε *dBm*) του σήματος εισόδου. Στα πεδία *start-stop* επιλέξαμε -30 και 10. Προσοχή πρέπει να δοθεί στον αριθμό των βημάτων (*steps*). Η συγκεκριμένη προσομοίωση απαιτεί γενικά πολύ χρόνο και ένας μεγάλος αριθμός από βήματα θα καθυστερήσει αρκετά την διαδικασία. 5 είναι μια καλή επιλογή για τον αριθμό των βημάτων. Μετά την εκτέλεση της προσομοίωσης, από το *Analog Environment* επιλέγουμε:

Results → *direct plot* → *IIPN curves*.

Στο πεδίο *1st order harmonic* επιλέγουμε την συχνότητα λειτουργίας και στο πεδίο *3^d order harmonic* επιλέγουμε 1.27 GHz, η οποία αντιστοιχεί στο $2 \pm (2f_2 - f_1)$.

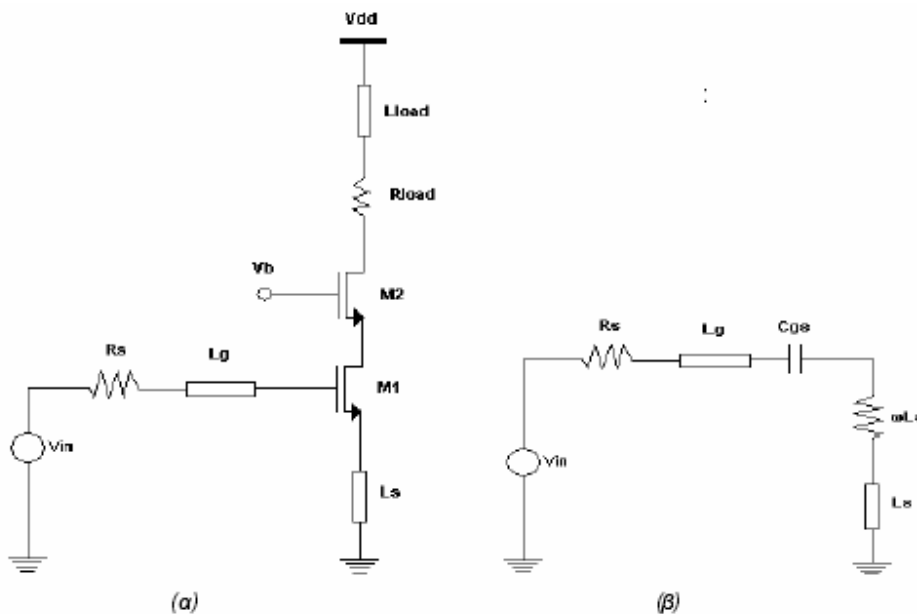
4.2 Μοντέλο δεύτερου ενισχυτή

Το κύκλωμα του επόμενου ενισχυτή [2] εντάσσεται επίσης στην γενική τοπολογία των ενισχυτών με επαγωγική ανάδραση. Ωστόσο όπως θα φανεί και από το σχηματικό διάγραμμα υπάρχουν ορισμένες πολύ σημαντικές διαφοροποιήσεις.



Σχήμα 4.13 Σχηματικό του ενισχυτή

Η παρουσιαζόμενη τοπολογία συνδυάζει έναν LNA στενής ζώνης με μία ωμική ανάδραση. Η ανάδραση μέσω της αντίστασης R_f προσφέρει προσαρμογή στην είσοδο για ένα μεγάλο εύρος ζώνης, ενώ μειώνει παράλληλα την τιμή του *noise factor*. Η τοπολογία αυτή αναφέρεται στην βιβλιογραφία ως *ultra-wideband (UWB) LNA* [2] και αποτελεί την μία από τις δύο υπάρχουσες για ενισχυτές CMOS ευρείας ζώνης. Η άλλη ονομάζεται *κατανεμημένη*. Κανονικά παρουσιάζει και αυτή χαρακτηριστικά λειτουργίας ευρείας ζώνης, αλλά οι υλοποιήσεις αυτής της μορφής καταναλώνουν μεγάλο συνεχές ρεύμα λόγω των πολλαπλών βαθμίδων ενίσχυσης. Για την καλύτερη κατανόηση της παρούσας σχεδίασης θεωρούμε αρχικά την βαθμίδα που αποτελεί μία τυπική κασκωδική διάταξη LNA στενής ζώνης.



Σχήμα 4.14 (α) LNA στενής ζώνης (β) Ισοδύναμο κύκλωμα στην είσοδο

Το πηνίο L_s προστίθεται για την ταυτόχρονη προσαρμογή θορύβου και εισόδου και το πηνίο L_g για την προσαρμογή της σύνθετης αντίστασης μεταξύ της εσωτερικής αντίστασης της πηγής και της εισόδου του LNA. Στο σχήμα 4.14 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα μικρού σήματος στην είσοδο του ενισχυτή. Ο πυκνωτής C_{gs} αντιπροσωπεύει την χωρητικότητα μεταξύ πύλης και πηγής του τρανζίστορ M_1 . Η ω_T είναι η συχνότητα αποκοπής του M_1 . Ο εν σειρά συνδυασμός των στοιχείων στο κύκλωμα έχει επιλεγεί έτσι ώστε να συντονίζεται στις συχνότητες που μας ενδιαφέρουν. Σε έναν τυπικό LNA ο συντελεστής ποιότητας Q δίνεται από την εξίσωση:

$$Q = \frac{1}{(R_s + \omega_T L_s) \cdot \omega_0 \cdot C_{gs}} \quad (4.3)$$

Ο συντελεστής αυτός γενικά προτιμάται να είναι υψηλός για υψηλό κέρδος και χαμηλό θόρυβο. Από την στιγμή που η ζώνη των -3 dB ενός κυκλώματος RLC εν σειρά είναι αντιστρόφως ανάλογη του συντελεστή ποιότητας Q ($BW_{-3dB} = \omega_0 / Q_{NB}$), το κύκλωμα του σχ. 22 είναι ακατάλληλο για λειτουργία ευρείας ζώνης. Στην προτεινόμενη τοπολογία (σχ. 4.13) ο ρόλος της αντίστασης R_f είναι να μειώσει τον συντελεστή Q της βαθμίδας στενής ζώνης και κατά συνέπεια να αυξήσει το εύρος ζώνης του συνολικού κυκλώματος. Ο συντελεστής Q του κυκλώματος στο σχ. 4.13 υπολογίζεται προσεγγιστικά από την σχέση:

$$Q_{NB} = \frac{1}{[R_s + \omega_0 L_s + \frac{(\omega_0 L_g)^2}{R_{fM}}] \cdot \omega_0 \cdot C_g} \quad (4.4)$$

Η R_{fM} αντιπροσωπεύει την ισοδύναμη αντίσταση εισόδου κατά Miller της R_f και δίνεται από την σχέση :

$$R_{fM} = \frac{R_f}{1 - A_v} \quad (4.5)$$

A_v είναι το κέρδος ανοιχτού βρόχου του LNA.

Παραδείγματος χάριν, για να σχεδιαστεί ένας ενισχυτής ευρείας ζώνης που καλύπτει μία συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων, ο ενισχυτής στενής ζώνης θα βελτιστοποιηθεί στην κεντρική συχνότητα. Στην συνέχεια η ζώνη των -3 dB του ισοδύναμου κυκλώματος μικρού σήματος στην είσοδο του ενισχυτή μπορεί να ρυθμιστεί με την κατάλληλη επιλογή της R_f .

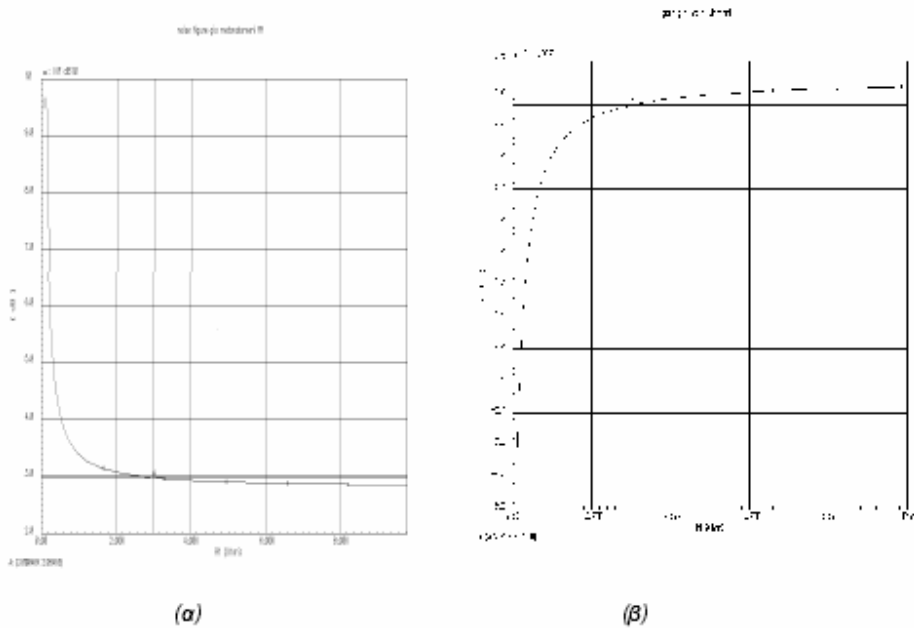
Το πηνίο L_{load} στην έξοδο χρησιμοποιείται για την ρύθμιση του μεγίστου της απόκρισης του ενισχυτή και ο πυκνωτής C_f για την ac σύζευξη. Ο ακόλουθος τάσης αποτελούμενος από τα τρανζίστορ M_3 και M_4 παρέχει προσαρμογή ευρείας ζώνης στην έξοδο.

Στην διαδικασία προσαρμογής της παρουσιαζόμενης τοπολογίας από την βιβλιογραφία [2] στα δεδομένα της τεχνολογίας που χρησιμοποιήσαμε ακολουθήθηκαν τα παρακάτω βήματα:

1. Το width των τρανζίστορ διπλασιάστηκε εφόσον μεταβήκαμε από τα 0.18 μm στα 0.35 μm . Για το M_1 έχουμε $W/L=640/0.35 \mu\text{m}$ και για το M_2 $W/L=480/0.35 \mu\text{m}$.
2. Το L_{load} είναι 2.4 nH με συντελεστή Q περίπου 4.8.
3. Τα τρανζίστορ του ακόλουθου τάσης είναι M_3 με $W/L=160/0.35 \mu\text{m}$ και M_4 με $W/L=80/0.35 \mu\text{m}$.

4. Οι τιμές των πολώσεων ύστερα από διαδοχικές δοκιμές ορίστηκαν ως $V_{b1}=0.86$ και $V_{b2}=1.5$ V.

5. Η R_f ορίστηκε στα 3 kΩ ύστερα από παραμετρική ανάλυση για να εξετασθεί η επίδρασή της στο κέρδος και την εικόνα θορύβου του ενισχυτή. Οι αντίστοιχες γραφικές παραστάσεις παρατίθενται στην συνέχεια.



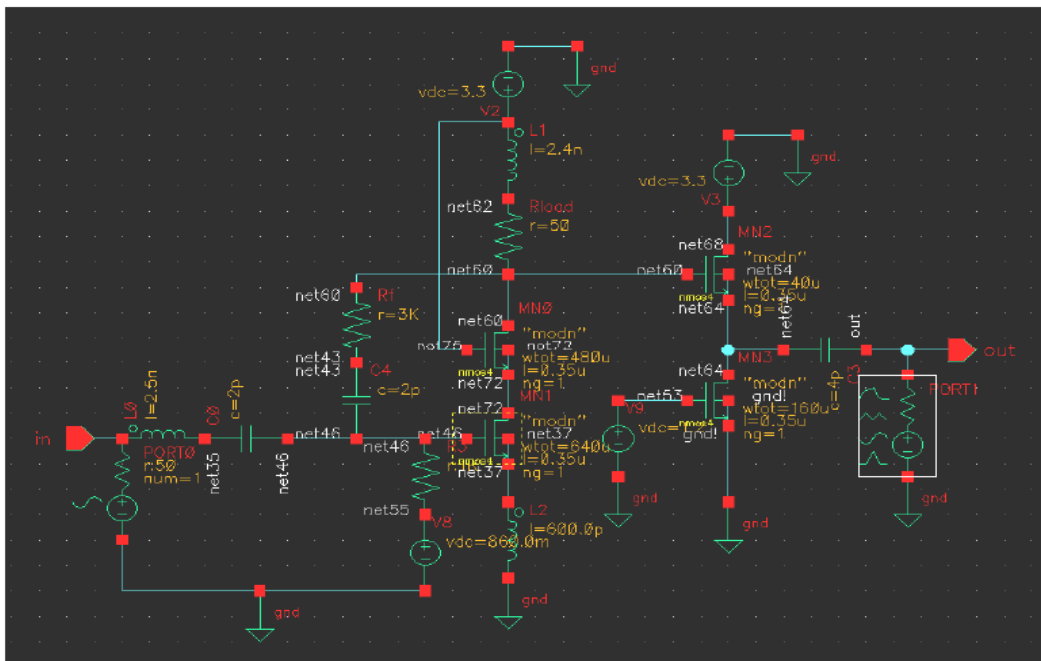
Σχήμα 4.15 (α) Επίδραση της R_f στην εικόνα του θορύβου

(β) Επίδραση της R_f στο κέρδος

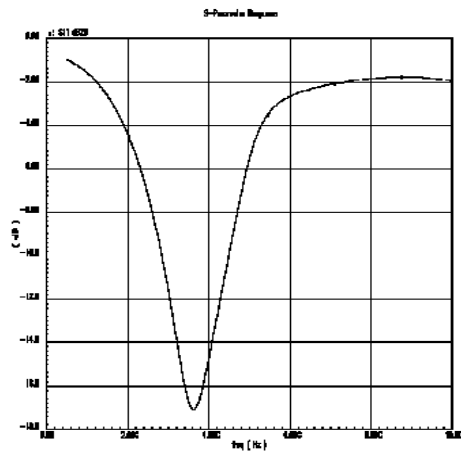
Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.15 η εικόνα του θορύβου «πιάνει» την ελάχιστη τιμή των 2.9 dB για $R_f=3$ kΩ και για μεγαλύτερες τιμές μένει πρακτικά αμετάβλητη. Όσον αφορά το κέρδος, με την παραπάνω τιμή της R_f , το κύκλωμα ενισχύει το εισερχόμενο σήμα κατά 8 περίπου dB. Για μεγαλύτερες τιμές της αντίστασης δεν παρατηρούνται σημαντικές αλλαγές. Με βάση την παραπάνω ανάλυση ορίστηκε η R_f στα 3 kΩ. Στην συνέχεια παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του ενισχυτή για κάθε μία από τις τρεις διαφορετικές μοντελοποιήσεις των πηνίων L_g και L_{load} . Οι προσομοιώσεις εκτελέστηκαν στην περιοχή των 0.5 – 15 GHz.

4.2.1 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω της “AnalogLib”

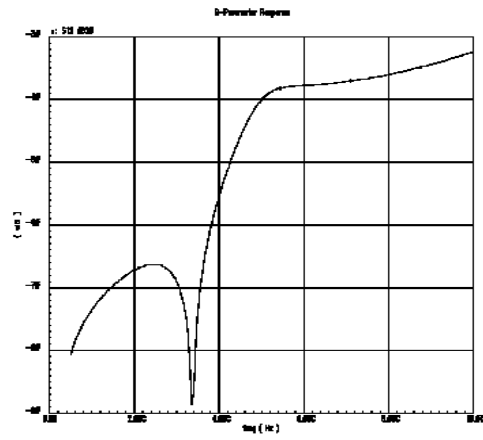
Αρχικά, όπως και στον πρώτο ενισχυτή, θα εξετάσουμε το κύκλωμα το οποίο σχεδιάστηκε με χρήση του στοιχείου “ind” της ενσωματωμένης βιβλιοθήκης “AnalogLib” του CADENCE. Το σχηματικό του κυκλώματος σε αυτή την περίπτωση σχεδίασης φαίνεται στο επόμενο σχήμα. Ακολουθούν τα διαγράμματα για τις S-παραμέτρους και το συντελεστή θορύβου και ο πίνακας όπου δίνονται τα στοιχεία τους.



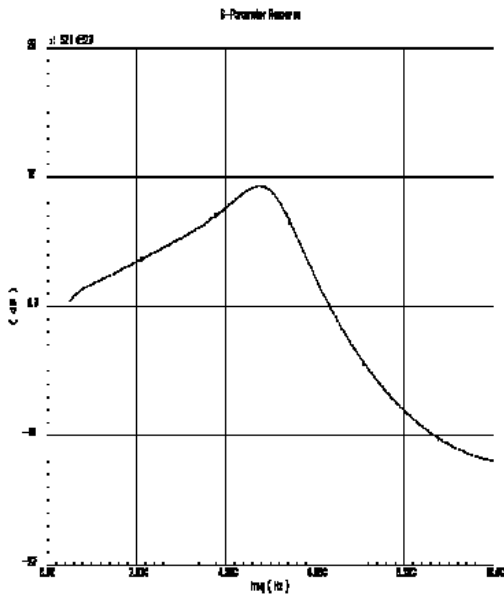
Σχήμα 4.16 Σχηματικό του ενισχυτή στο CADENCE με πηνία από την analoglib



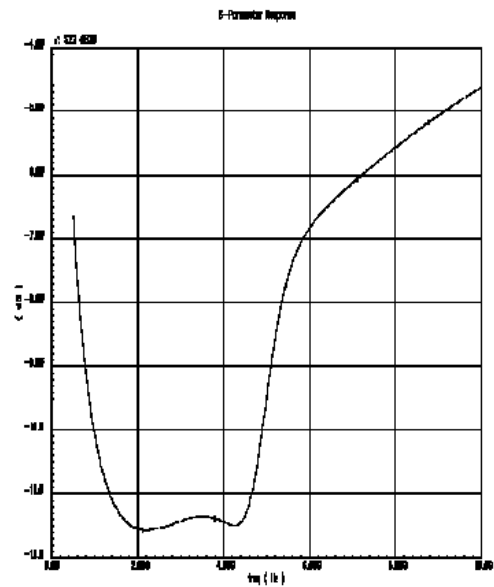
(α)



(β)



(γ)



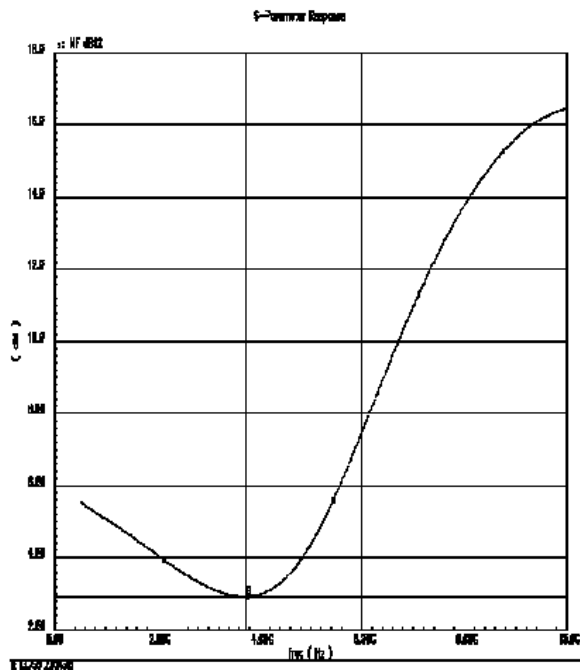
(δ)

Σχήμα 4.17 (α) παράμετρος S21

(β) παράμετρος S22

(γ) παράμετρος S21

(δ) παράμετρος S22



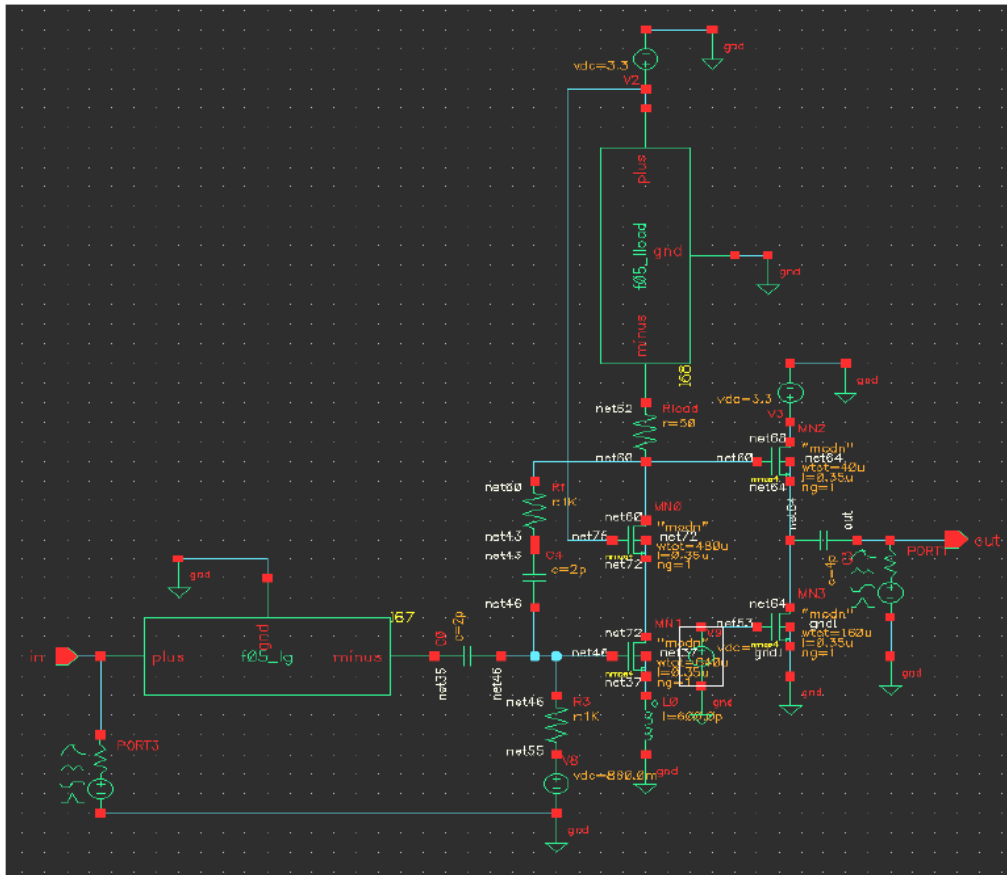
Σχήμα 4.18 Εικόνα θορύβου

Supply Voltage	3.3 V
Current Consumption	11.57 mA
Power Consumption	38.2 mW
S11	-17 dB
S12	-88.5 dB
S21	9.5 dB
S22	-11.5 db
NF	2.92 dB

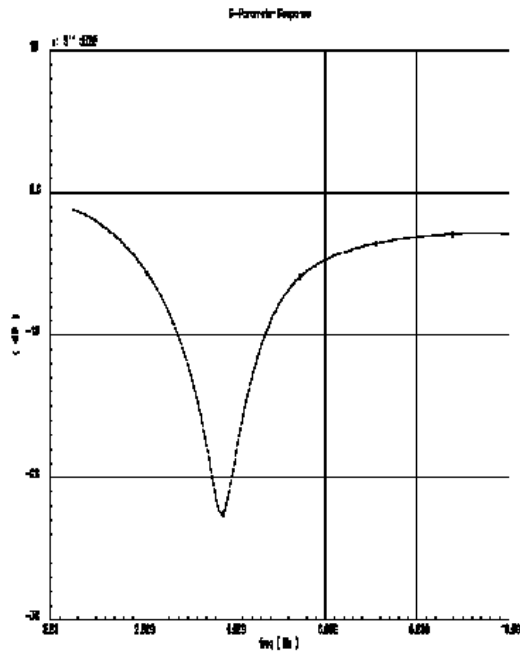
Πίνακας 4.4

4.2.2 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω της “inductors_opt”

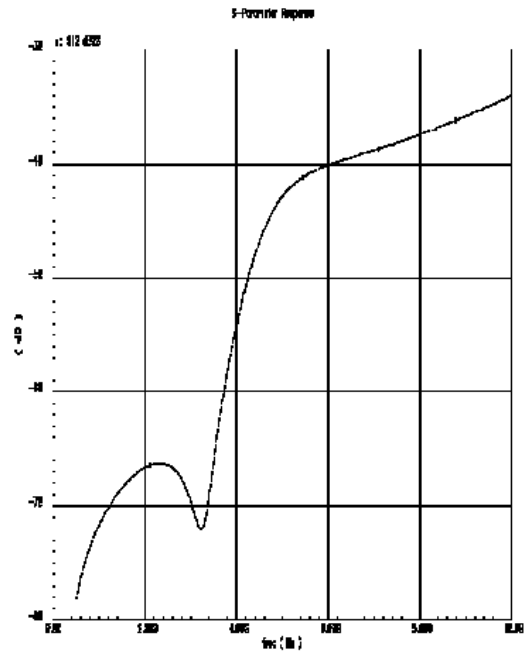
Στην συνέχεια παρουσιάζεται το σχηματικό του ενισχυτή με χρήση του μοντέλου πηνίων “octagonal_opt” από την βιβλιοθήκη “inductors_opt”. Ακολουθούν τα διαγράμματα για τις S-παραμέτρους και το συντελεστή θορύβου .



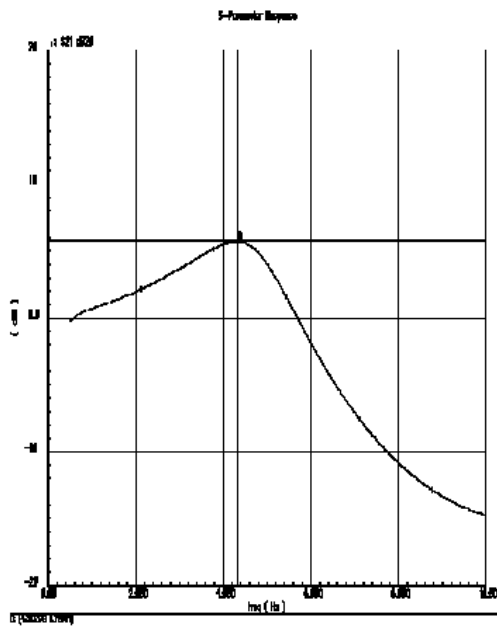
Σχήμα 4.19 Σχηματικό με χρήση στοιχείων από την *inductors_opt*



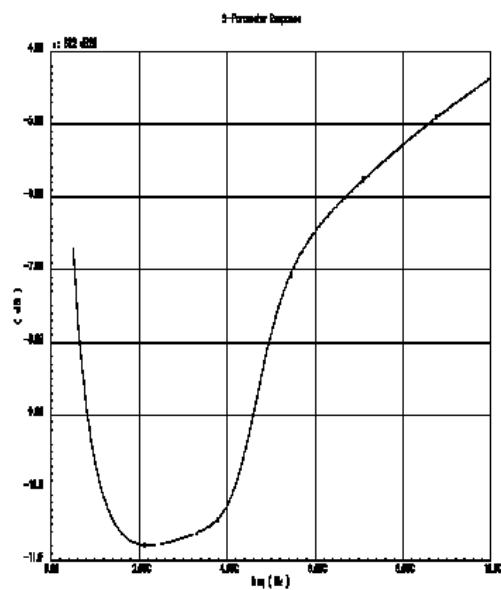
(α)



(β)

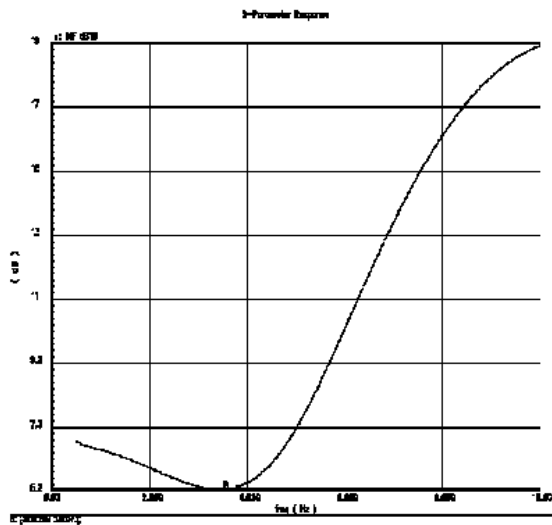


(γ)



(δ)

Σχήμα 4.20 (α) παράμετρος S11 (β) παράμετρος S12
(γ)παράμετρος S21 (δ) παράμετρος S22



Σχήμα 4.21 Εικόνα θορύβου

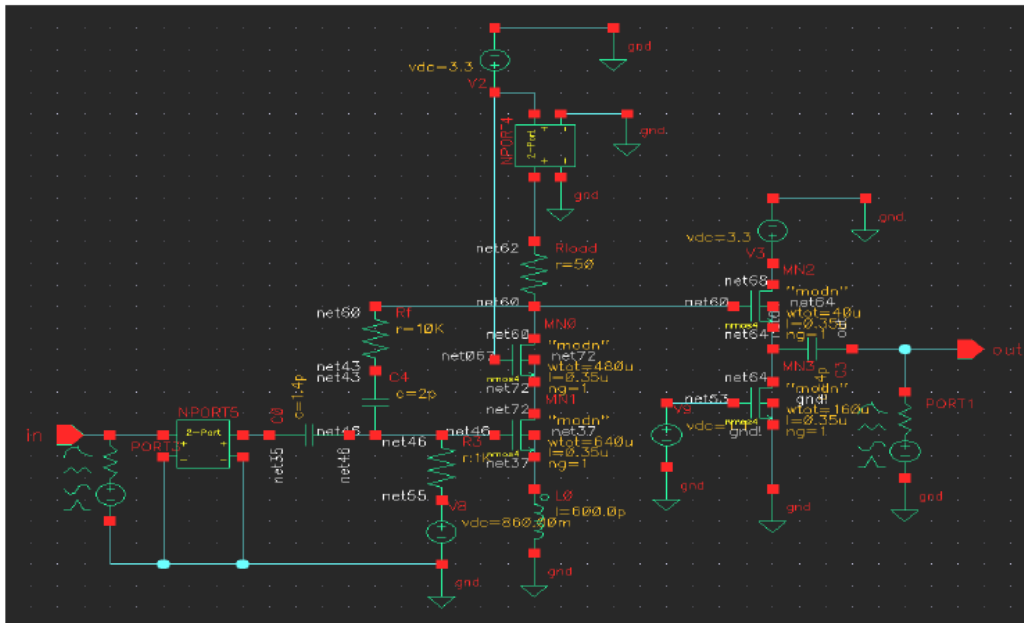
Supply Voltage	3.3 V
Current Consumption	9.27 mA
Power Consumption	30.6 mW
S11	-23 dB
S12	-72 dB
S21	5.5 dB
S22	-10.8 dB
NF	5 dB

Πίνακας 4.5

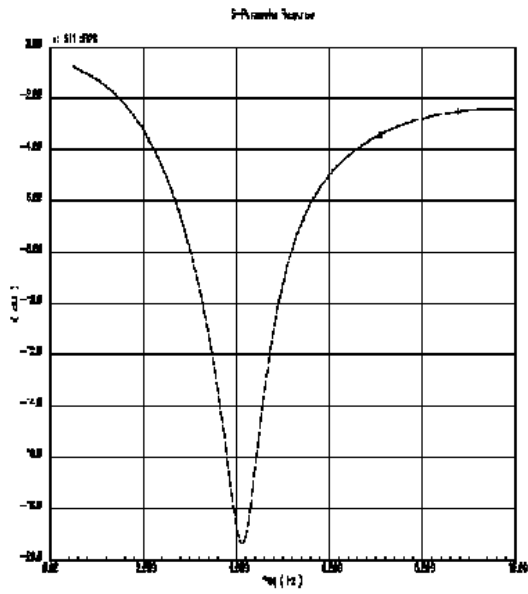
Τα συνοπτικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρατίθενται στον παραπάνω πίνακα.

4.2.3 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω του ADS

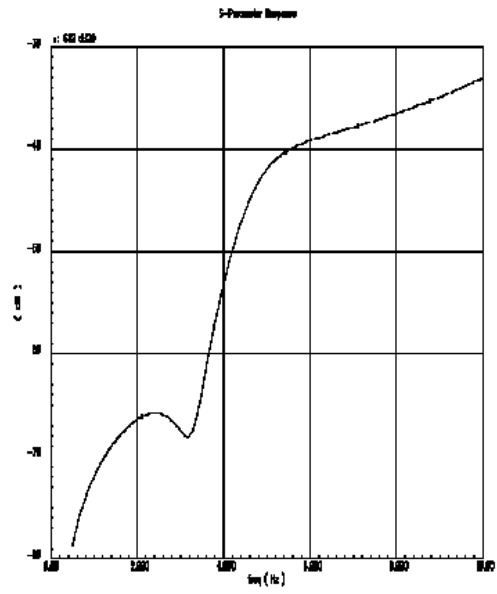
Τέλος παραθέτουμε το σχηματικό στο CADENCE και την σχετική ανάλυση του ενισχυτή, με την χρήση των στοιχείων 2port που ενσωματώνουν τις S παραμέτρους των πηνίων



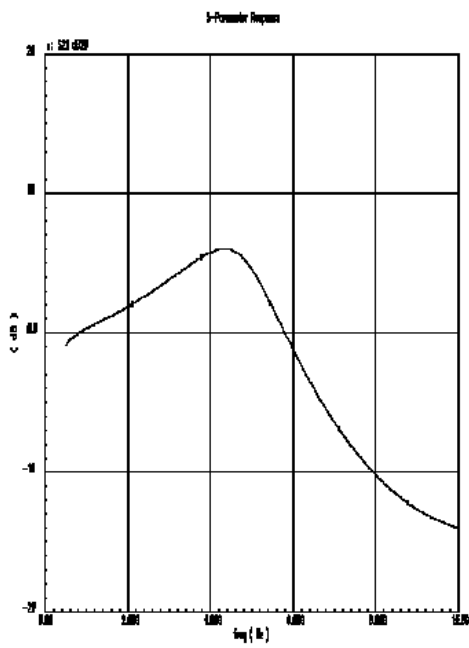
Σχήμα 4.22 Σχηματικό με χρήση των στοιχείων 2port



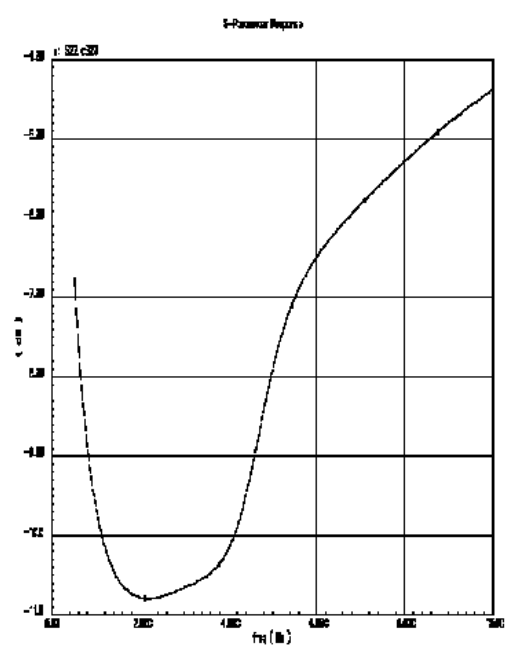
(α)



(β)



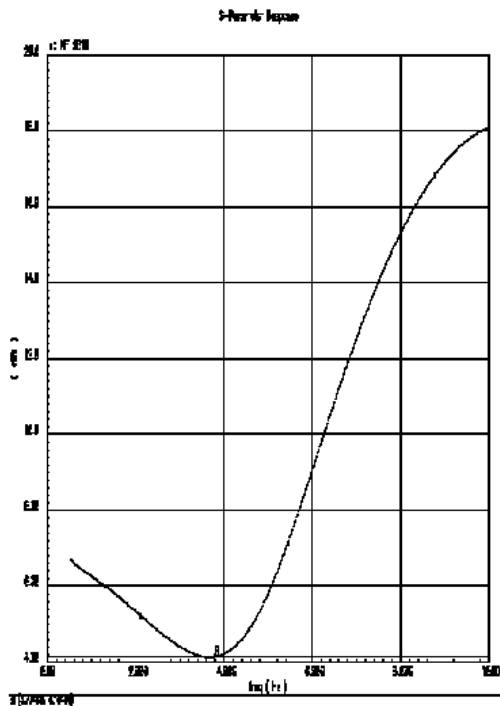
(γ)



(δ)

Σχήμα 4.23 (α) παράμετρος S11 (β) παράμετρος S12

(γ) : παράμετρος S11 (δ) : παράμετρος S11



Σχήμα 4.24 Εικόνα θορύβου

Supply Voltage	3.3 V
Current Consumption	9.4 mA
Power Consumption	31.02 mW
S11	-19.2 dB
S12	-68 dB
S21	6 dB
S22	-10.8 dB
NF	4.1 dB

Πίνακας 4.6

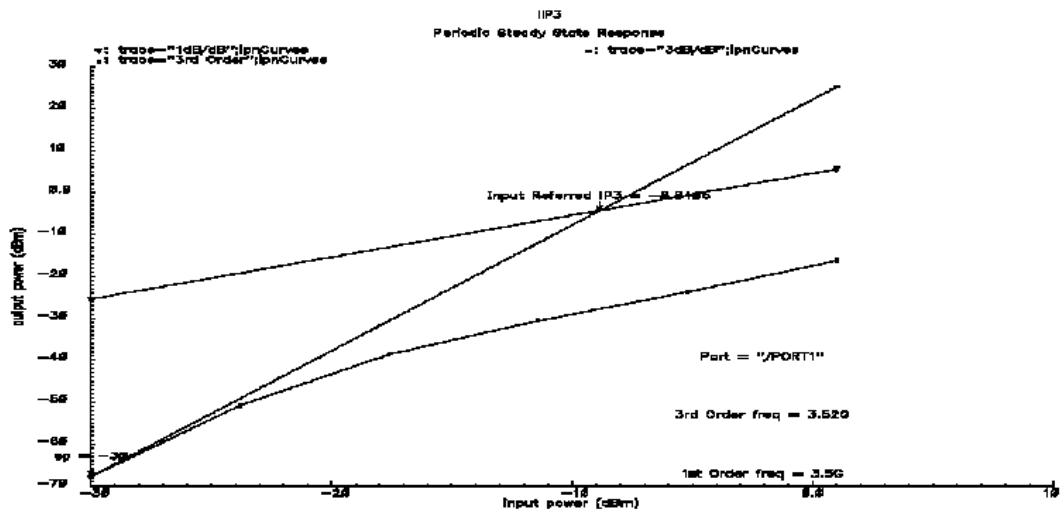
4.2.4 Σχολιασμός αποτελεσμάτων

Ο ενισχυτής που παρουσιάστηκε έχει σαν βασικό στόχο σχεδίασης την λειτουργία σαν μέρος ενός UWB συστήματος. Αυτό πρακτικά σημαίνει ικανοποιητικό κέρδος για ένα μεγάλο εύρος ζώνης γύρω από την κεντρική συχνότητα λειτουργίας και ταυτόχρονα την ικανοποίηση κάποιων ελάχιστων κριτηρίων που αφορούν τον συντελεστή θορύβου. Όπως φάνηκε, από τις γραφικές παραστάσεις που απεικονίζουν την μεταβολή της παραμέτρου S21, ο ενισχυτής κατορθώνει να ενισχύσει το εισερχόμενο RF σήμα για την περιοχή συχνοτήτων από 3 ως 5 GHz. Η μέση τιμή του κέρδους που προκύπτει από τις τρεις προσομοιώσεις είναι 7.07 dB. Όπως και στην περίπτωση του προηγούμενου ενισχυτή το μέγιστο κέρδος (9.5 dB) εμφανίζεται όταν γίνεται χρήση των ιδανικών πηνίων της βιβλιοθήκης *analoglib*. Για τις υλοποιήσεις που βασίζονται στην βιβλιοθήκη *inductors_opt* και τα αποτελέσματα του λογισμικού ADS οι τιμές είναι 5.5 και 6 dB αντίστοιχα. Πρέπει να τονίσουμε ότι η μέγιστη τιμή των 9.5 dB συμφωνεί σχεδόν απόλυτα με τα αποτελέσματα στην βιβλιογραφία. Οι σημαντικές αποκλίσεις των άλλων δύο περιπτώσεων οφείλονται κατά κύριο λόγο στον χαμηλό συντελεστή ποιότητας των πηνίων.

Η χαμηλότερη τιμή του θορύβου εμφανίζεται στην προσομοίωση με ιδανικά πηνία και είναι 2.92 dB για την συχνότητα των 3.7 GHz. Για τα πηνία της *inductors_opt* προκύπτει ελάχιστη τιμή θορύβου 5 dB στα 3.5 GHz και για την περίπτωση του ADS 4.1 dB στα 3.77 GHz. Για τις τρεις διαφορετικές εκδοχές των

χρησιμοποιούμενων πηνίων ο ενισχυτής έχει μέση κατανάλωση ρεύματος 10 mA από πηγή τροφοδοσίας 3.3 V και η μέση κατανάλωση ισχύος είναι 33.2 mW.

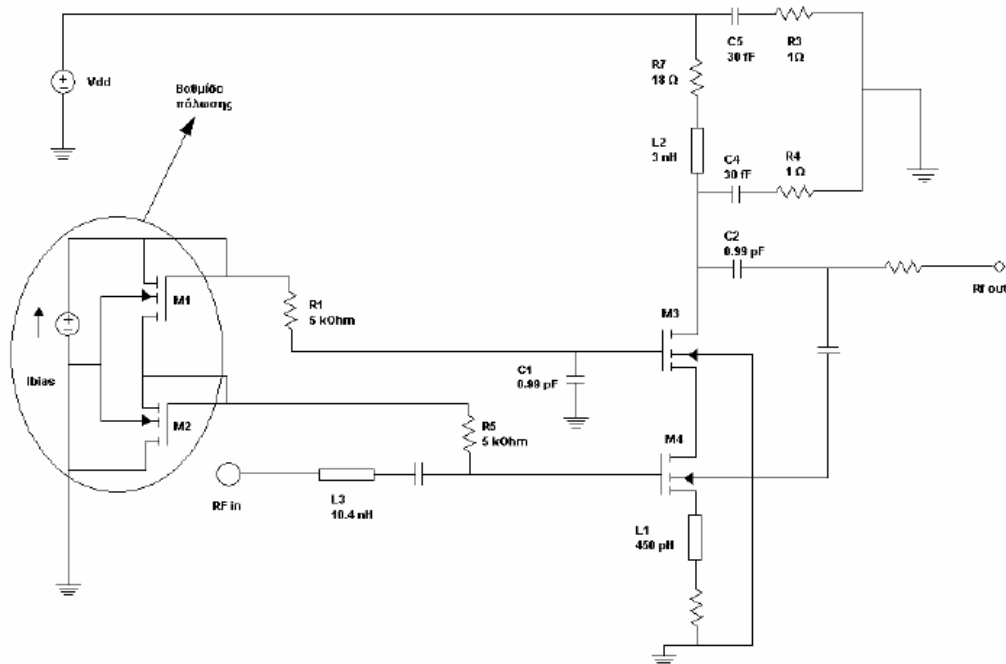
Στο ακόλουθο σχήμα έχουμε την γραφική παράσταση για την ενδοδιαμόρφωση (IIP3). Στους δύο άξονες έχουμε την ισχύ εισόδου και την ισχύ εξόδου και το σημείο τομής των δύο ευθειών είναι στο σημείο -8.8405 dBm . Η τιμή αυτή είναι αρκετά χαμηλή, αλλά παρόλα αυτά είναι μέσα στα αναμενόμενα όρια.



Σχήμα 4.25 IIP3

4.3 Μοντέλο τρίτου ενισχυτή

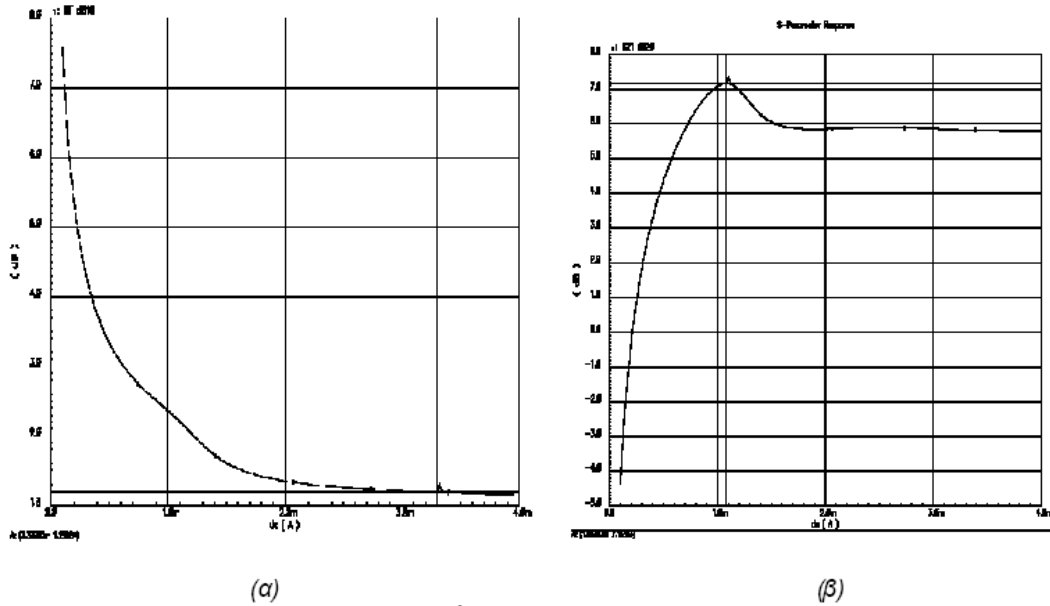
Ο ενισχυτής που θα παρουσιαστεί στην συνέχεια [3] παρουσιάζει έναν διαφορετικό τρόπο αντιμετώπισης του προβλήματος της πόλωσης των τρανζίστορ της ενισχυτικής βαθμίδας. Όσον αφορά το υπόλοιπο τμήμα της σχεδίασης ο ενισχυτής ακολουθεί την γενική τοπολογία των κυκλωμάτων που παρουσιάστηκαν στις προηγούμενες παραγράφους.



Σχήμα 4.26 Γενικό σχηματικό

Το επιπλέον κύκλωμα πόλωσης αποτελείται από τα τρανζίστορ M_1 και M_2 και την πηγή σταθερού ρεύματος I_{bias} . Τα M_1 και M_2 είναι συνδεδεμένα έτσι ώστε να λειτουργούν σαν αντιστάτες και ισχύει ο λόγος $W_2/W_1=2$. Ουσιαστικά η διάταξη αποτελεί έναν διαιρέτη ρεύματος που για λόγους οικονομίας στην επιφάνεια ολοκλήρωσης κατά την CMOS υλοποίηση δεν χρησιμοποιεί κανονικές αντιστάσεις. Από την αντίσταση R_1 περνάνε επομένως τα $2/3$ του I_{bias} και από την αντίσταση R_5 το $1/3$. Έτσι η τάση στην πύλη του M_3 είναι $2I_{bias}R_1/3=3.33$ V και η τάση στην πύλη του M_4 $I_{bias}R_5/3=1.342$ V. Η τιμή του ρεύματος I_{bias} ρυθμίζει το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ M_4 και γι αυτό έχει άμεση επίδραση στην συνολική συμπεριφορά του ενισχυτή. Στην συχνότητα των 3 GHz, όπου προβλέπεται να λειτουργήσει ο ενισχυτής, εξετάστηκε με δύο προσομοιώσεις ο ρόλος του I_{bias} . Η πρώτη αφορά την μεταβολή της εικόνας θορύβου και η δεύτερη

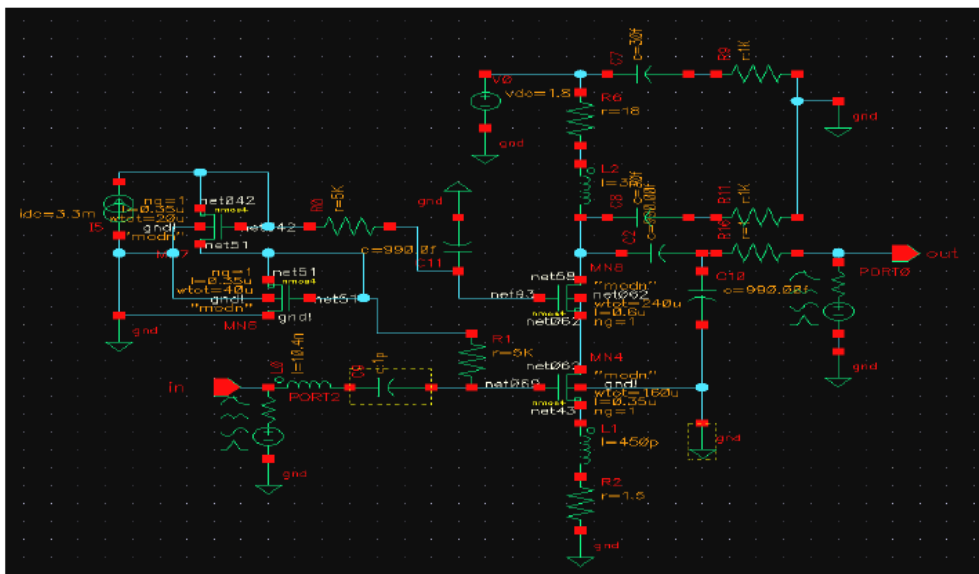
την μεταβολή του κέρδους συναρτήσει του I_{bias} . Οι καμπύλες που προέκυψαν από την παραμετρική ανάλυση παρατίθενται στην συνέχεια.



Σχήμα 4.27

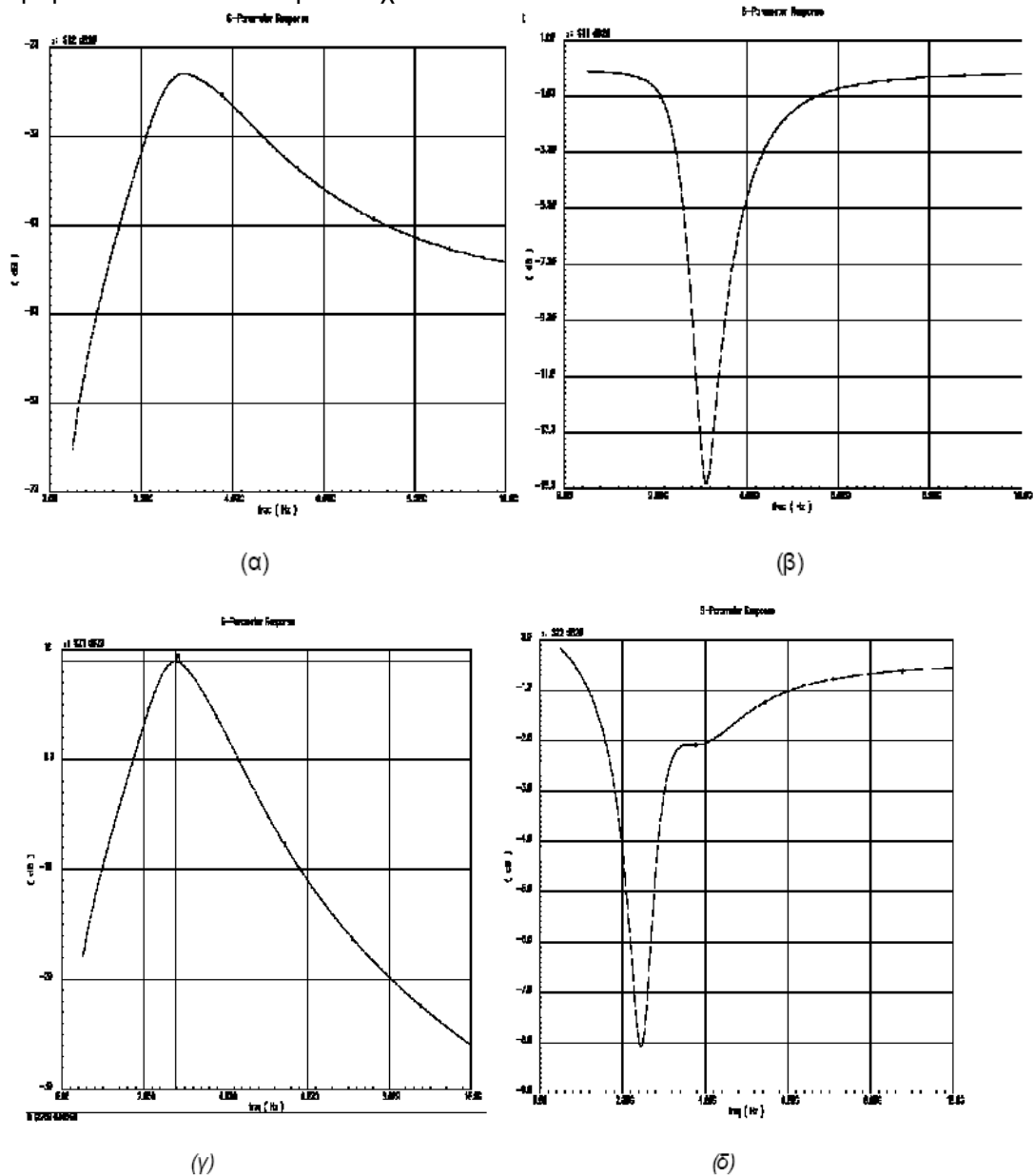
Υπάρχει μια δυσκολία στην επιλογή της ακριβούς τιμής του ρεύματος I_{bias} γιατί ο παράγοντας θορύβου ελαχιστοποιείται στην περιοχή μετά τα 3.3 mA, ενώ το κέρδος παρουσιάζει μέγιστο στην περιοχή του 1.1 mA. Τελικά στην σχεδίαση επιλέχτηκε να ελαχιστοποιηθεί ο θόρυβος, έναντι της μείωσης του κέρδους. Έτσι η τιμή του I_{bias} ορίστηκε στα 3.3 mA.

4.3.1 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω της “AnalogLib”

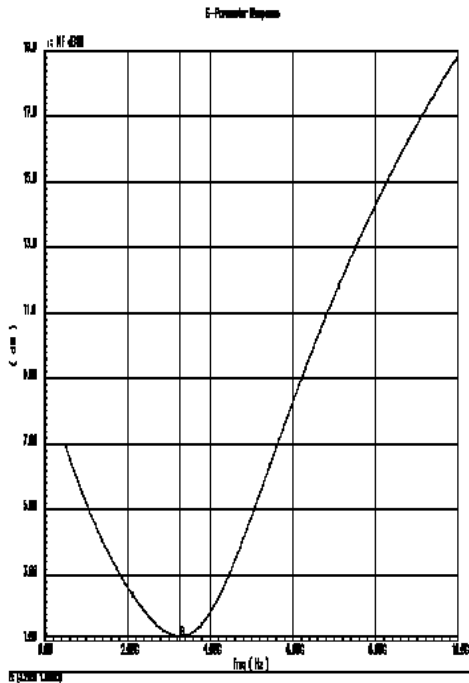


Σχήμα 4.27 Σχηματικό του ενισχυτή στο CADENCE

Κατά την διαδικασία σχεδίασης του ενισχυτή στο σχηματικό εργαλείο του CADENCE προστέθηκε στην έξοδο ένα ροτ τερματισμού που λειτουργεί ουσιαστικά σαν φορτίο 50 Ω. Το κύκλωμα προβλέπεται να λειτουργήσει βέλτιστα στην συχνότητα των 3 GHz. Οι προσομοιώσεις εκτελέστηκαν στην περιοχή των 0.5-10 GHz με 200 βήματα ενδιάμεσης δειγματοληψίας. Οι γραφικές παραστάσεις των S παραμέτρων και της εικόνας του θορύβου ακολουθούν στην συνέχεια.



Σχήμα 4.28 α) παράμετρος S₁₁ β) παράμετρος S₁₂
 γ) παράμετρος S₂₁ δ) παράμετρος S₂₂



Σχήμα 4.29 Εικόνα θορύβου

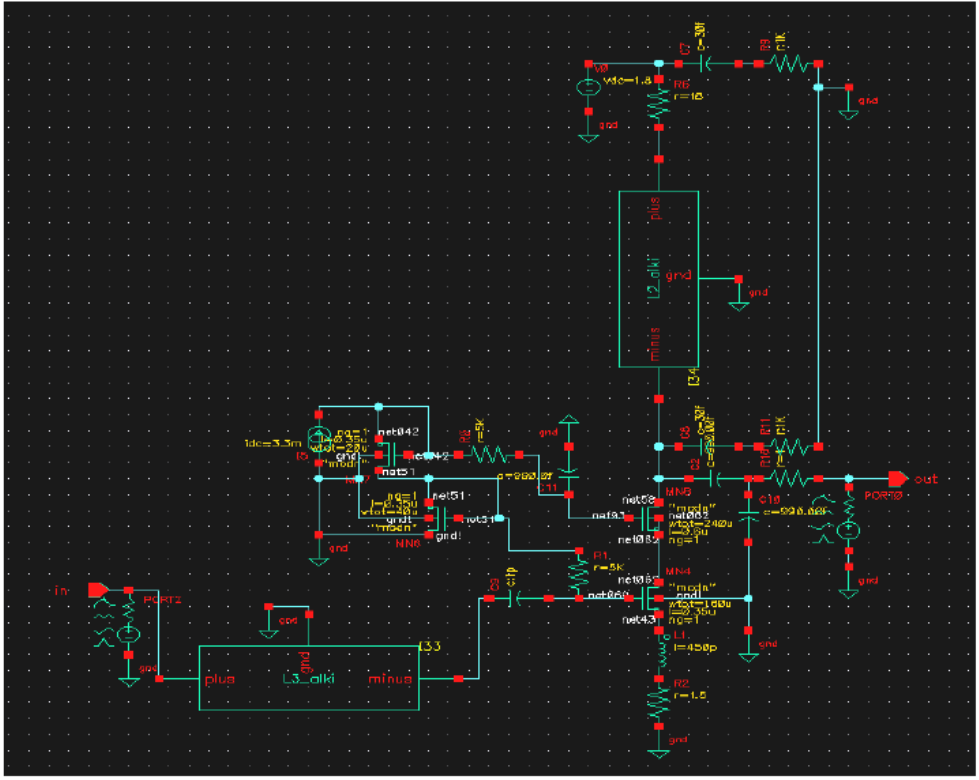
Supply Voltage	1.8 V
Current Consumption	23.5 mA
Power Consumption	42.3 mW
S11	-14.8 dB
S12	-23 dB
S21	9 dB
S22	-8.1 db
NF	1.18 dB

Πίνακας 4.7

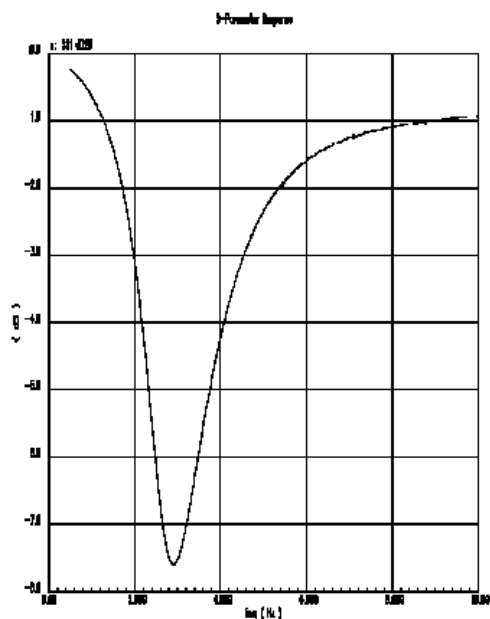
Στον προηγούμενο πίνακα συνοψίζονται τα αποτελέσματα της προηγούμενης προσομοίωσης.

4.3.2 Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω της “*inductors_opt*”

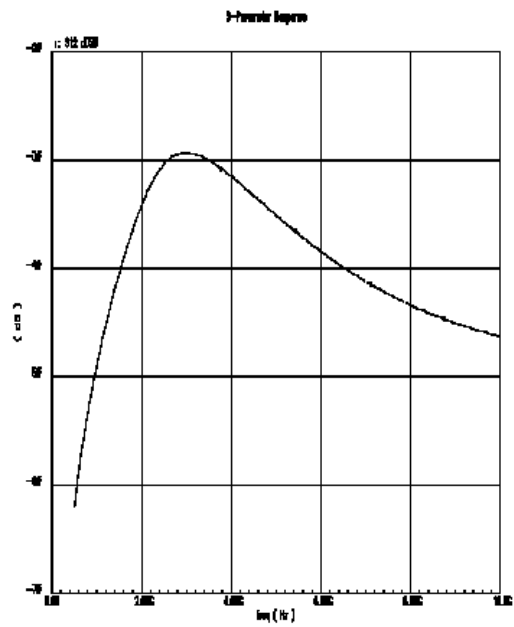
Ακολουθεί στην συνέχεια η προσομοίωση του ενισχυτή με χρήση των πηνίων από την βιβλιοθήκη *inductors_opt*. Το σχηματικό του ενισχυτή στο CADENCE φαίνεται στο επόμενο σχήμα και στη συνέχεια ακολουθεί η απεικόνιση των S-παραμέτρων, και του συντελεστή θορύβου.



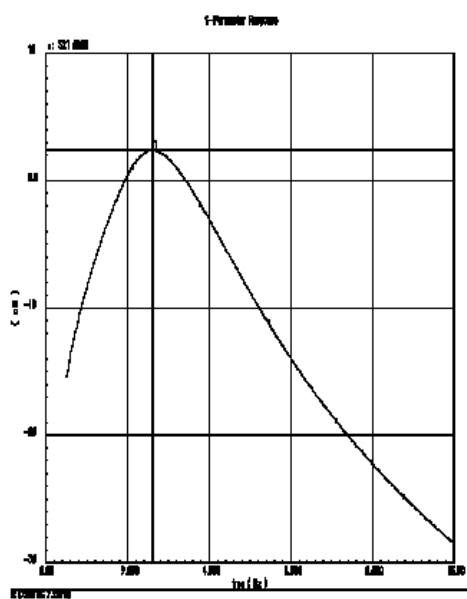
Σχήμα 4.30 Σχηματικό με χρήση πηνίων από την inductors_opt



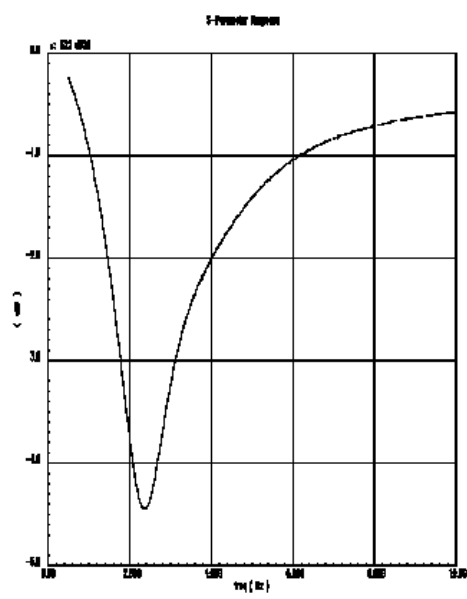
(α)



(β)

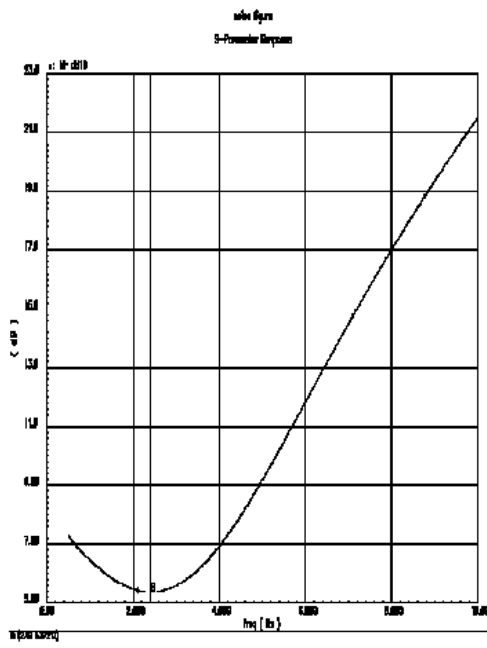


(γ)



(δ)

Σχήμα 4.31 (α) παράμετρος S11 (β) παράμετρος S12
(γ) παράμετρος S21 (δ) παράμετρος S22



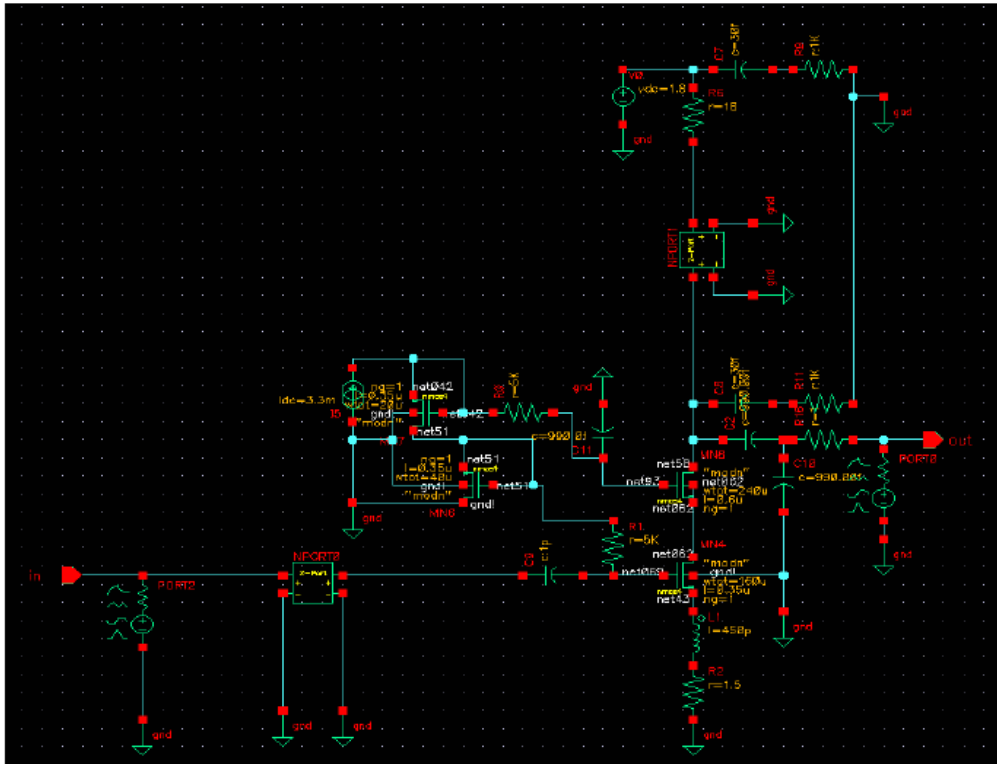
Σχήμα 4.32 Εικόνα θορύβου

Supply Voltage	1.8 V
Current Consumption	23.8 mA
Power Consumption	42.9 mW
S11	-7.65 dB
S12	-29 dB
S21	2.35 dB
S22	-4.45 dB
NF	5.37 dB

Πίνακας 4.8

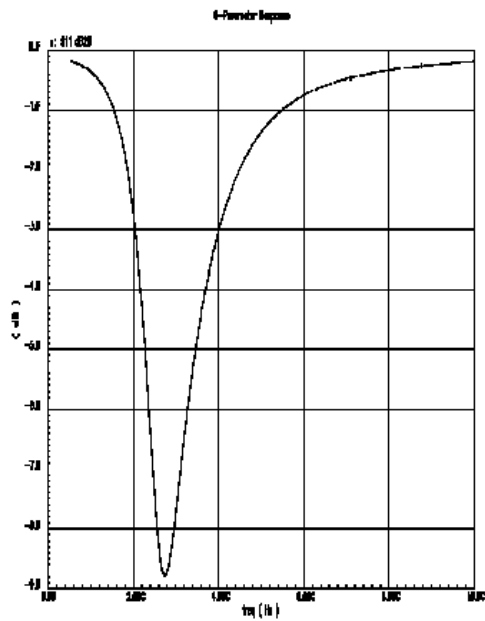
4.3.3. Προσομοίωση του ενισχυτή με πηνία μέσω του ADS

Τέλος παραθέτουμε το σχηματικό στο CADENCE και την σχετική ανάλυση του ενισχυτή, με την χρήση των στοιχείων 2port που ενσωματώνουν τις S παραμέτρους των πηνίων. Το σχηματικό που προκύπτει σε αυτήν περίπτωση δίνεται στο επόμενο σχήμα.

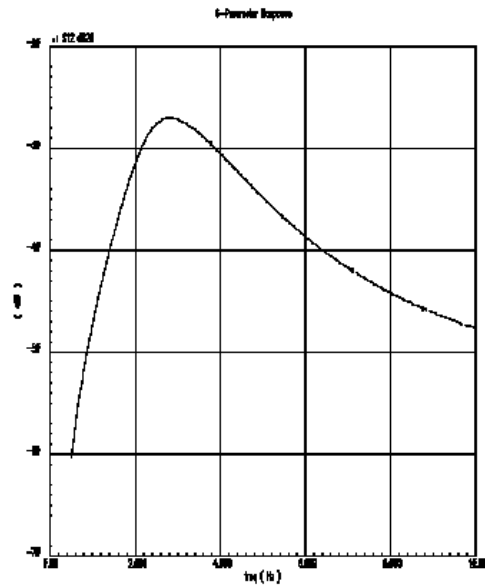


Σχήμα 4.33 Σχηματικό με χρήση των στοιχείων 2port

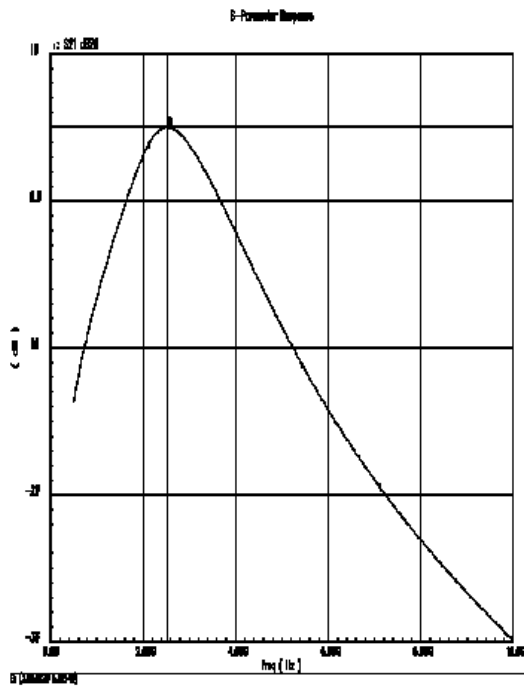
Στα επόμενα σχήματα βλέπουμε τις γραφικές παραστάσεις των S-παραμέτρων και της εικόνας θορύβου του κυκλώματος, όπως προκύπτουν όταν η προσομοίωση γίνει με το είδος των πηνίων που αναφέραμε παραπάνω. Στο τέλος δίνεται και ο πίνακας των αποτελεσμάτων που προκύπτουν από τις γραφικές παραστάσεις.



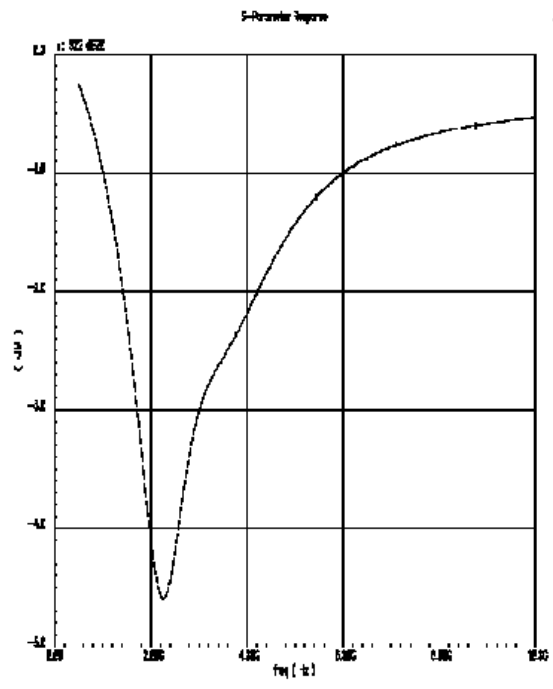
(α)



(β)



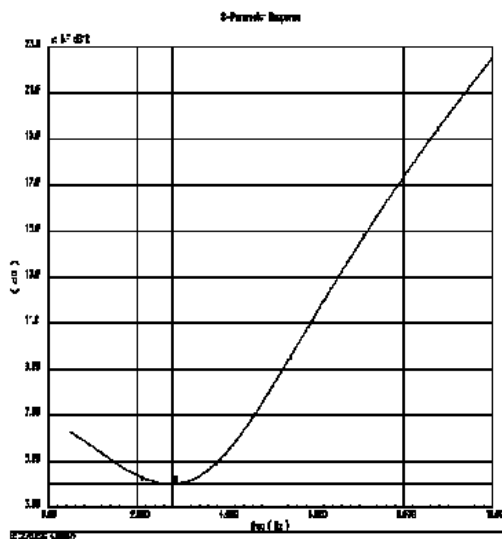
(γ)



(δ)

Σχήμα 4.34 (α) παράμετρος S_{11} (β) παράμετρος S_{12}

(γ) παράμετρος S_{21} (δ) παράμετρος S_{22}



Σχήμα 4.35 Εικόνα θορύβου

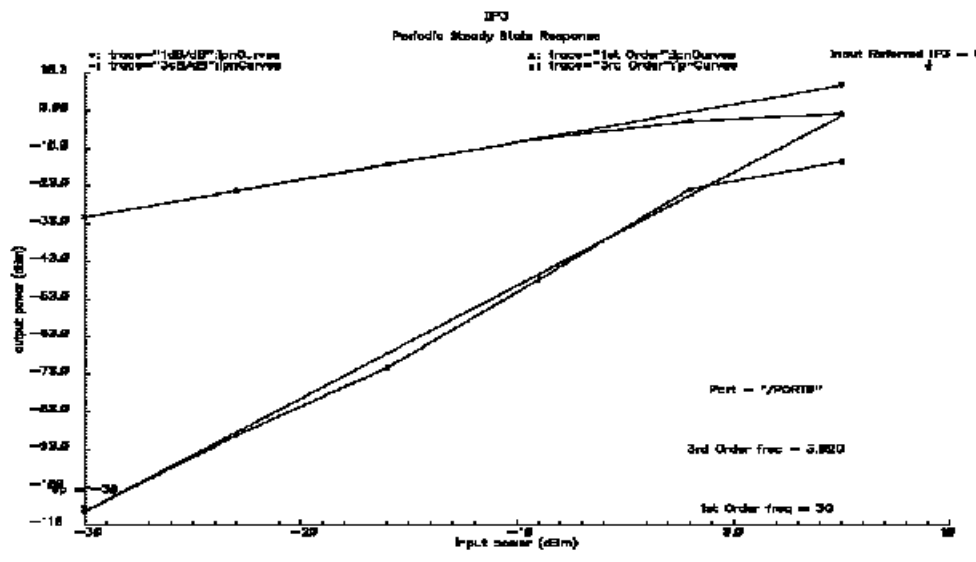
Supply Voltage	1.8 V
Current Consumption	23.6 mA
Power Consumption	42.5 mW
S11	-8.8 dB
S12	-26.5 dB
S21	5.02 dB
S22	-4.6 db
NF	4 dB

Πίνακας 4.9

4.3.4 Σχολιασμός αποτελεσμάτων

Αξίζει να παρατηρηθεί ότι η ο ενισχυτής που μόλις παρουσιάστηκε είναι ο πιο ευαίσθητος από τους τρεις στην αλλαγή του μοντέλου των πηνίων. Τα χαρακτηριστικά λειτουργίας με τα πηνία της βιβλιοθήκης “*analoglib*” κρίνονται πολύ ικανοποιητικά με βάση τα standars της βιβλιογραφίας. Η τιμή του παράγοντα θορύβου είναι στα 1.18 dB, ενώ το κέρδος στα 9 dB. Όταν γίνεται όμως χρήση των μοντέλων που προσεγγίζουν την πραγματική συμπεριφορά των ολοκληρωμένων αυτεπαγωγών η συμπεριφορά του κυκλώματος διαφοροποιείται πολύ. Για τα πηνία της βιβλιοθήκης “*inductors_opt*” το κέρδος μειώνεται κατά 6 σχεδόν dB και ο θόρυβος αυξάνεται κατά 2.5 dB περίπου. Προφανώς στην συχνότητα λειτουργίας του ενισχυτή η παρασιτική συμπεριφορά του πηνίου, που προβλέπει το μοντέλο Yuc υπερσχύει της κανονικής λειτουργίας. Στην περίπτωση και αυτής της τοπολογίας η προσομοίωση με βάση τις S παραμέτρους από την ηλεκτρομαγνητική ανάλυση δίνει τον μέσο όρο των αποτελεσμάτων. Το κέρδος έχει την τιμή των 5 dB και ο παράγοντας θορύβου στα 4 dB.

Τέλος στο τελευταίο σχήμα έχουμε το διάγραμμα για το IIP3, δηλαδή την ένδειξη για το πόσο γραμμικός είναι ο υπό μελέτη ενισχυτής. Από το σημείο τομής των δύο γραμμών που μας ενδιαφέρουν στη μελέτη αυτή παρατηρούμε ότι αυτό βρίσκεται στην τιμή 9 dBm, γεγονός που υποδεικνύει ότι αναφερόμαστε σε έναν πολύ γραμμικό κύκλωμα.



Σχήμα 4.36 IIP3

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ

Στο τελευταίο αυτό κεφάλαιο θα κάνουμε μια γενική σύνοψη των αποτελεσμάτων στα οποία καταλήξαμε κατά τη διάρκεια της μελέτης διαφορετικών μοντέλων ενισχυτικών μονάδων. Θα προσπαθήσουμε να προσδιορίσουμε σε ποιες περιπτώσεις έχουμε ρεαλιστικότερα αποτελέσματα κατά την προσομοίωση των ενισχυτών και ποια είναι τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα σε κάθε περίπτωση. Τελικός σκοπός μας άλλωστε είναι να καταλήξουμε στο μοντέλο το οποίο θα μπορούσε να θεωρηθεί ως η καταλληλότερη επιλογή για μια συγκεκριμένη εφαρμογή ενίσχυσης σήματος στις μικροκυματικές συχνότητες.

5.1 Γενικοί περιορισμοί στην απόδοση

Η ενσωμάτωση παθητικών στοιχείων όπως πυκνωτές και αντιστάτες στα ολοκληρωμένα κυκλώματα μικροκυματικών συχνοτήτων είναι διαδικασία ρουτίνας γιατί η υλοποίησή τους σε CMOS είναι εύκολο να μοντελοποιηθεί. Αντίθετα η ολοκλήρωση των αυτεπαγωγών είναι που παρουσιάζει τις μεγαλύτερες απαιτήσεις, τόσο θεωρητικά όσο και πρακτικά. Παρόλο που οι γραμμές διασύνδεσης επιτρέπουν την επίτευξη υψηλού συντελεστή ποιότητας Q (τυπικές τιμές 20-50) η τιμή της αυτεπαγωγής τους είναι περιορισμένη και ευαίσθητη στις τυχαίες διακυμάνσεις της παραγωγής. Από την άλλη πλευρά τα επίπεδα σπειροειδή πηνία έχουν χαμηλό συντελεστή ποιότητας Q , αλλά η αυτεπαγωγή τους μπορεί να προσδιοριστεί με ακρίβεια ακόμα και για μεγάλο εύρος κατασκευαστικών διακυμάνσεων. Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας δοκιμάστηκαν τρία διαφορετικά μοντέλα, των απαιτούμενων για την λειτουργία των ενισχυτών, πηνίων. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν και στις τρεις περιπτώσεις αποκλίνουν από το σημείο αναφοράς, δηλαδή τις τιμές των μετρήσεων στην βιβλιογραφία. Αυτό κατ' αρχήν είναι κάτι αναμενόμενο δεδομένης της προσαρμογής όλων των κυκλωμάτων στην διαθέσιμη τεχνολογία σχεδίασης (CMOS 0.35 μm 4-μετάλλων). Η τεχνολογία αυτή επιβάλλει εξ' αρχής την υποβάθμιση όλων των χαρακτηριστικών αφού σε σύγκριση με την βιβλιογραφία μεταβαίνουμε σε χαμηλότερο επίπεδο ολοκλήρωσης. Η διαδικασία μπορεί να θεωρηθεί ως η αντίστροφη της κλιμάκωσης σταθερού πεδίου [11].

5.2 Συγκριτική μελέτη των διαφορετικών τοπολογιών

Με βάση την προηγούμενη ανάλυση, καταλήγουμε στην μέθοδο της εξαγωγής των S παραμέτρων από το λογισμικό *ADS* ως την πιο ρεαλιστική. Στην συνέχεια οι συγκρίσεις των επιμέρους χαρακτηριστικών των συνολικών κυκλωμάτων θα γίνουν με σημείο αναφοράς τα αποτελέσματα των αντίστοιχων προσομοιώσεων. Η σύγκριση των κυκλωματικών τοπολογιών θα γίνει με βάση τον παράγοντα θορύβου (noise factor), το κέρδος ισχύος, την κατανάλωση DC ισχύος και την γραμμικότητα δηλαδή την παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης.

Κύκλωμα χαρακτηριστικά	Ενισχυτής 1	Ενισχυτής 2	Ενισχυτής 3
S21 (max)	13.41 dB	7 dB	5.02 dB
Noise Factor (min)	0.781 dB	4.1 dB	4 dB
IIP3	-3.94 dBm	-8.84 dBm	9 dBm
Power Consumption	8.5 mW	31.02 mW	42.5 mW

Πίνακας 5.4 Σύνοψη των χαρακτηριστικών των ενισχυτών

Η πρώτη παρατήρηση που μπορεί να γίνει είναι ότι υπάρχει μια σαφής υπεροχή όλων των χαρακτηριστικών του κυκλώματος [1] που παρουσιάστηκε αρχικά. Ο ενισχυτής αυτός εκτός από το ικανοποιητικό κέρδος εμφανίζει και εξαιρετική συμπεριφορά όσον αφορά τον θόρυβο. Η ελάχιστη τιμή των 0.781 dB είναι από τις μικρότερες που έχουν παρουσιαστεί στην βιβλιογραφία. Στην συχνότητα λειτουργίας των 1.23 GHz η τιμή του NF είναι περίπου 0.9 dB , παραμένει δηλαδή σε πολύ χαμηλά επίπεδα. Η γραμμικότητα του κυκλώματος βρίσκεται πάνω από τον μέσο όρο, με την παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης να επηρεάζει δραστικά για ισχύ σήματος εισόδου 0.4 W . Η κατανάλωση ισχύος είναι εξαιρετική με την τιμή των 8.4 mW να επαρκεί για οποιοδήποτε φορητό *RF* σύστημα. Η συγκεκριμένη υλοποίηση πετυχαίνει τον βασικό της στόχο, να ενισχύσει δηλαδή το σήμα στενής ζώνης μειώνοντας παράλληλα τον θόρυβο των υπόλοιπων βαθμίδων.

Η ανάλυση της δεύτερης κυκλωματικής τοπολογίας (*shunt-feedback amplifier*) εμφανίζει κάποιους από τους συμβιβασμούς που γίνονται στην συνολική απόδοση, όταν δοθεί βάρος σε ένα συγκεκριμένο χαρακτηριστικό λειτουργίας. Ο συγκεκριμένος ενισχυτής [2] αποτελεί μέρος ενός *UWB* συστήματος και η σχεδίαση έχει γίνει με κριτήριο την ικανοποιητική λειτουργία για ένα μεγάλο εύρος ζώνης. Για να αυξηθεί το εύρος ζώνης του κυκλώματος, μειώνεται ο συντελεστής ποιότητας. Η σχετική ανάλυση έγινε στην παράγραφο 4.2. Μια από τις μεθόδους που χρησιμοποιούνται είναι η τοποθέτηση ενός αντιστάτη ή ενός γραμμικού *MOS* τρανζίστορ (στην περίπτωση μας χρησιμοποιήθηκε αντιστάτης)

σε σειρά με το πηνίο L_{load} . Η μείωση όμως του Q με αυτό τον τρόπο δεν γίνεται χωρίς αντάλλαγμα γιατί ο κάθε αντιστάτης συνοδεύεται από μία ανάλογη πηγή θορύβου. Η τοπολογία χρησιμοποιεί επίσης μια αντίσταση R_f για την παράλληλη ανάδραση τάσης. Ο παράγοντας θορύβου για τον LNA μπορεί να γραφτεί ως:

$$F \approx 1 + \frac{R_s}{R_f} + \left(\frac{\gamma}{\alpha} g_m R_{out} + 1 \right) G_T^{-1} \quad (5.1)$$

Ο δεύτερος όρος αντιπροσωπεύει την συνεισφορά στο θόρυβο της αντίστασης ανάδρασης. Συνήθως είναι ο κυρίαρχος όρος. Όπως είδαμε και στην παράγραφο 2.4.3, η R_f πρέπει να είναι μεγάλη για να μειωθεί δραστικά ο παράγοντας θορύβου. Τελικά η ελάχιστη τιμή του NF των 4.1 dB για συχνότητα 3.77 GHz είναι αρκετά υψηλότερη από την αντίστοιχη του πρώτου ενισχυτή.

Από την άλλη πλευρά το κύκλωμα επιτυγχάνει ικανοποιητική ενίσχυση στην περιοχή των $3\text{-}5 \text{ GHz}$ ενώ η γραμμικότητά του ($IIP3 \sim -8.8 \text{ dBm}$) παραμένει μέσα στα standar των υλοποιήσεων που έχουν παρουσιαστεί στην βιβλιογραφία. Συμβιβασμός όμως έχει γίνει και στην κατανάλωση ισχύος. Ο ενισχυτής χρειάζεται ρεύμα περίπου 10 mA από πηγή τροφοδοσίας 3.3 V που οδηγεί σε αρκετά μεγάλη κατανάλωση.

Η τελευταία τοπολογία [3] που παρουσιάστηκε διαφέρει ως προς τις άλλες δύο όσον αφορά την τροφοδοσία της κασκωδικής διάταξης. Το κύκλωμα είναι σχεδιασμένο να λειτουργήσει σαν ενισχυτής βασικής ζώνης στην κεντρική συχνότητα των 3 GHz . Παρουσιάζει χαμηλό κέρδος ελάχιστα πάνω από 5 dB και μια μέτρια συμπεριφορά στον θόρυβο, ο παράγοντας θορύβου πάντως είναι ελάχιστα καλύτερος σε σχέση με την τοπολογία *shunt-feedback*. Το χαρακτηριστικό στο οποίο πλεονεκτεί ξεκάθαρα είναι η γραμμικότητα με το σημείο $IIP3$ να βρίσκεται στα 9 dBm . Παρά την χαμηλή παρεχόμενη ενίσχυση, που μπορεί να βελτιωθεί με καλύτερη επανασχεδίαση, το κύκλωμα θα μπορούσε να παίξει τον ρόλο της δεύτερης βαθμίδας σε μια ενισχυτική διάταξη. Σε μια τέτοια περίπτωση το ήδη ενισχυμένο σήμα θα απαιτούσε πολύ γραμμική συμπεριφορά από τα επόμενα στάδια ενίσχυσης, ώστε η έξοδος της τελικής διάταξης να μην περιέχει σημαντική παραμόρφωση ενδοδιαμόρφωσης. Το μεγαλύτερο ίσως μειονέκτημα του συγκεκριμένου LNA είναι και πάλι η μεγάλη κατανάλωση ισχύος, που θα αποτελεί πρόβλημα για οποιαδήποτε εφαρμογή φορητού δέκτη μικροκυματικών συχνοτήτων.

5.3 Προτάσεις για επιλογή ενισχυτή

Ο σχεδιαστής που καλείται να σχεδιάσει ένα κύκλωμα *RF* όπως οι LNA βρίσκεται αντιμέτωπος με ένα πολυδιάστατο πρόβλημα βελτιστοποίησης. Οι λύσεις που επιδέχεται είναι περισσότερες από μία δεδομένου ότι η τελική επιλογή εξαρτάται τόσο από την σύστημα, μέρος του οποίου θα αποτελέσει ο ενισχυτής, όσο και από την διαθέσιμη CMOS τεχνολογία. Στην σύγκριση που προηγήθηκε φάνηκε ότι η κυριότερη ανταλλαγή γίνεται μεταξύ του κέρδους και του εύρους ζώνης. Ένας ενισχυτής που προορίζεται να λειτουργήσει μέσα σε ένα στενό περιθώριο γύρω από την κεντρική συχνότητα λειτουργίας, μπορεί εύκολα να εμφανίσει μεγάλο κέρδος μετά από προσεκτική σχεδίαση των κυκλωμάτων προσαρμογής σε είσοδο και έξοδο. Αντίθετα αν αυτό που επιθυμείται είναι ένας ενισχυτής ευρείας ζώνης, οδηγούμαστε στην επιλογή τοπολογίας όπως η *shunt-feedback* η οποία μέσω ανάδρασης μειώνει το *Q* και το κέρδος αλλά αυξάνει μεγαλώνει την ζώνη των -3 dB .

Σε όλες τις τοπολογίες φάνηκε ότι η ελλιπής μοντελοποίηση των πηνίων μπορεί να οδηγήσει σε λανθασμένη εκτίμηση της παρασιτικής τους συμπεριφοράς και κατά συνέπεια στην υποβάθμιση όλων των χαρακτηριστικών λειτουργίας του ενισχυτή. αυτεπαγωγής και της συχνότητας λειτουργίας των πηνίων. Φαίνεται επομένως καθαρά η ανάγκη για την ύπαρξη ακριβέστερων μοντέλων και εργαλείων λογισμικού που θα παράγουν το βέλτιστο φυσικό σχέδιο, δεδομένης της αυτεπαγωγής και της συχνότητας λειτουργίας. Από κει και πέρα όμως, μόνο η κλιμάκωση προς τα κάτω της χρησιμοποιούμενης τεχνολογίας μπορεί να συνεισφέρει περαιτέρω στην μείωση του θορύβου στα κυκλώματα LNA και την ταυτόχρονη αύξηση του κέρδους.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1] Paul Leroux, "Low Noise Amplification in CMOS high-frequency receivers", June 2004

[2] Chang-Wan Kim, Min-Suk Kang, Phan Tuan anh, Hoon-Tae Kim, and Sang-Gug Lee, "An Ultra WideBand CMOS Low Noise Amplifier for 3-5 GHz UWB System", in IEEE journal of Solid-State Circuits, Vol.40, No.2, February 2005

[3] Z.Cui, J.J Liou. "A spice-like reliability model for deep-submicron CMOS technology", available online at www.sciencedirect.com, September 2005

[4] Σ.Ελευθεράκης, "Ανάπτυξη προγράμματος για βέλτιστη σχεδίαση ολοκληρωμένων πηνίων", διπλωματική εργασία Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών Α.Π.Θ, 2005

[5] Sunderarajan S. Mohan, Maria del Mar Hershenson, Stephen P. Boyd, and Thomas H. Lee, "Simple accurate expressions for planar spiral inductances", in IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.34, No.10, October 1999

[6] Jong-Min Lee, Tae-Woo Lee, Sung Ho Park, Byoung-Gue Min, Moon Pyung Park, Kyung-Ho Lee and In-Hoon Choi, "Comparison of frequency responses of spiral inductors with different figures", 2001

[7] Frank Ellinger, "26-42 GHz SOI CMOS Low Noise Amplifier", in IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.39, No.3, March 2004

[8] Hans-Dieter Wohlmuth Werner Simbörger, "A High-IP3 RF Receiver Chip Set for Mobile Radio Base Stations up to 2 GHz", in IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.36, No.7, July 2001

[9] spectreRF User's Guide

[10] ADS 2004A User's Guide

[11] N.H Weste, K.Eshraghian, "Σχεδίαση Ολοκληρωμένων Κυκλωμάτων CMOS VLSI", εκδόσεις Παπασωτηρίου

[12] Zhenbiao Li, Richard Quintal, and Kenneth K. O, "A Dual-Band CMOS front-end with two gain modes for wireless LAN applications", in IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.39, No 11, November 2004

[13] David J. Cassan and John R. Long, "A 1-V Transformer-feedback Low Noise Amplifier for 5-GHz wireless LAN in 0.18 μm CMOS", in IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.38, No.3, March 2003

[14] Pietro Andreani and Henrik Sjoland, "Noise Optimization of an inductively degenerated CMOS Low Noise Amplifier", in IEEE Transactions on Circuits And Systems-II: Analog and digital signal processing, Vol.48, No.9, September 2001

[15] Federico Bruccoleri, Eric A.M. Klumperink and Bram Nauta, "Wide-Band CMOS Low Noise Amplifier exploiting thermal noise canceling", in IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.39, No.2, February 2004

[16] Jiwei Chen and Bingxue Shi, "Impact of intrinsic channel resistance on noise performance of CMOS LNA"

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

ΚΩΔΙΚΑΣ ΜΑΤΛΑΒ ΓΙΑ ΕΞΑΓΩΓΗ S-ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ

Για τον υπολογισμό των L,Q,R των πηγίων χρησιμοποιήθηκε το παρακάτω m-file

```

function LQR
[ freq rS11]=textread('realS11.dat','%f%f','headerlines',1);
[ freq iS11]=textread('imagS11.dat','%f%f','headerlines',1);
[ freq rS12]=textread('realS12.dat','%f%f','headerlines',1);
[ freq iS12]=textread('imagS12.dat','%f%f','headerlines',1);
[ freq rS21]=textread('realS21.dat','%f%f','headerlines',1);
[ freq iS21]=textread('imagS21.dat','%f%f','headerlines',1);
[ freq rS22]=textread('realS22.dat','%f%f','headerlines',1);
[ freq iS22]=textread('imagS22.dat','%f%f','headerlines',1);
S11=rS11+i*S11;
S12=rS12+i*S12;
S21=rS21(:,1)+i*S21;
S22=rS22+i*S22;
Y11=(1/50)*((1+S22).*(1-S11)+S12.*S21)/((1+S11).*(1+S22)-S12.*S21);
L=(imag(1./Y11))./(2*pi*freq);
Q=(imag(1./Y11))./(real(1./Y11));
R=2*pi*freq.*L/Q;
figure(1)
plot(freq,L)
title('L PINIOU...');
figure(2)
plot(freq,Q)
title('Q PINIOU...');
figure(3)
plot(freq,R)
title('R PINIOU...');

```

Στο περιβάλλον του ADS ανοίγουμε το παράθυρο αποτελεσμάτων για το πηνίο που μας ενδιαφέρει με την επιλογή *display*→*data window*. Επιλέγουμε μία προς μία τις S-παραμέτρους από τα διαγράμματα *Smith* και από το μενού *file* επιλέγουμε: *export*→*tab delimited ASCII file*. Με την διαδικασία αυτή οι S-παραμέτροι του κάθε πηνίου αποθηκεύονται σε ASCII αρχεία με τα πραγματικά και τα φανταστικά τους μέρη κατά στήλες. Στην συνέχεια διαχωρίζουμε το κάθε ένα από αυτά σε άλλα δύο, ένα που περιέχει το πραγματικό μέρος και ένα που περιέχει το φανταστικό. Τα αρχεία ονομάζονται ως *realS**.dat* και *imagS**.dat* και στην συνέχεια δίνονται ως είσοδοι στο πρόγραμμα.