

Σύγκριση Απλοποιημένης Μεθόδου Πραγματικής Συχνότητας με Μεθόδους Κατανεμημένης Ενίσχυσης στη Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου για Εφαρμογές Ευρείας Ζώνης 3.1-10.6 GHz

Νικόλαος Χατζηαθανασίου^α και Ευαγγελία Καραγιάννη^β

^αΕθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών, Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών

^βΣχολή Ναυτικών Δοκίμων, Τομέας Συστημάτων Μάχης, Ναυτικών Επιχειρήσεων, Θαλασσίων Επιστημών, Ναυτιλίας, Ηλεκτρονικών και Τηλεπικοινωνιών

Abstract. A Simplified Real Frequency Technique (SRFT) is being implemented with MATLAB in order to design a Low Noise Amplifier (LNA) for UWB (Ultra Wide Band) applications, working in the 3.1-10.6 GHz frequency zone. Additionally two other designs are being examined based on the distributed amplification method, in order to compare the techniques and highlight the advantages of the new SRFT technique.

Keywords: Low Noise Amplifier, Ultra-Wide Band, Simplified Real Frequency Technique, Distributed Systems, Microwave Integrated Circuits, Design, Optimization.

PACS: 85.40.Qx, 84.30.Le, 06.20.fb, 06.30.Ft, 84.40.Xb, 84.30.Vn, 84.40.Dc, 89.20.Ff, 02.50.Ng

ΤΟ ΠΡΟΤΥΠΟ ULTRA WIDE BAND

Ο ενισχυτής που σχεδιάζεται στην παρούσα εργασία προορίζεται για συσκευές που υποστηρίζουν την τεχνολογία Ευρείας Ζώνης Ultra-Wide Band (UWB). Πρόκειται για μια ασύρματη τεχνολογία που έχει σαν στόχο να υποστηρίζει υπηρεσίες μεταφοράς δεδομένων σε πάρα πολύ υψηλούς ρυθμούς. Γι' αυτό και το διατιθέμενο φάσμα συχνοτήτων είναι πολύ μεγάλο.

Σύμφωνα με την Ομοσπονδιακή Επιτροπή Επικοινωνιών των Ηνωμένων Πολιτειών Αμερικής (FCC) το UWB αναφέρεται σε κάθε τεχνολογία με εύρος ζώνης που είτε υπερβαίνει τα 500 MHz ή το 20% της κεντρικής συχνότητας λειτουργίας. Το Φεβρουάριο 2002 η FCC κατοχυρώνει για την τεχνολογία UWB το διάστημα συχνοτήτων 3.1 -10.6 GHz και το Νοέμβριο 2005 η Ένωση Εθνικών Τηλεπικοινωνιών Αμερικής (ITU) εκδίδει έκθεση συστάσεων γι' αυτήν την τεχνολογία. Η FCC όρισε ως μέγιστο όριο εκπομπής ισχύος από τους πομπούς UWB την τιμή -41.3 dBm/MHz [1]. Πρόκειται για πολύ χαμηλή τιμή που είναι της τάξης του θορύβου που προκαλούν διάφορες οικιακές συσκευές.

Το UWB εμφανίζεται σε δύο εκδοχές [2]: Το παλμικό (pulsed UWB) και το UWB με χρήση OFDM (Ορθογωνική Πολύπλεξη με Διάρθρωση Συχνότητας) ή άλλες συναφείς τεχνολογίες παράλληλων φερόντων. Η πρώτη εκδοχή είναι η πλέον διαδεδομένη. Εδώ, το εκπεμπόμενο σήμα αποτελείται από πολύ στενούς παλμούς. Μερικά ελκυστικά χαρακτηριστικά του pulsed

UWB είναι τα εξής: Ανοχή σε φαινόμενα multipath, διότι η διάρκεια του παλμού UWB είναι πολύ μικρότερη από την εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης. Αυτό σημαίνει ότι τα αντίγραφα του σήματος λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης θα φτάσουν στο δέκτη πολύ μετά την άφιξη του κανονικού σήματος [3]. Όμως, ακριβώς γι' αυτό το λόγο, θα υπάρξουν προβλήματα διασυμβολικής παρεμβολής. Ένα άλλο πλεονέκτημα είναι ότι στην περίπτωση των παραδοσιακών τεχνικών μετάδοσης, απαιτούνται τοπικοί ταλαντωτές και μίκτες για τη διαμόρφωση του φέροντος για την εκπομπή και για την αποδιαμόρφωση στη λήψη, κάτι που δε συμβαίνει στο UWB. Επίσης, υπάρχει η δυνατότητα πολύ υψηλού ρυθμού μετάδοσης και τέλος λόγω της χαμηλής ισχύος εκπομπής, δεν απαιτείται ενισχυτής ισχύος για τη μετάδοση όπως συμβαίνει με άλλες τεχνικές μετάδοσης.

Γενικά, πρόκειται για τεχνολογία που προορίζεται για επικοινωνίες και προσωπικά δίκτυα κλειστού χώρου. Χαρακτηριστική εφαρμογή της τεχνολογίας αυτής είναι η ασύρματη μεταφορά δεδομένων Video μεταξύ συσκευών που υποστηρίζουν το εν λόγω πρότυπο. Άλλες εφαρμογές του UWB είναι η απεικόνιση μέσω ραντάρ, συλλογή δεδομένων από αισθητήρες, εφαρμογές εντοπισμού και παρακολούθησης ακριβείας κ.α.

ΜΕΘΟΔΟΣ ΚΑΤΑΝΕΜΗΜΕΝΗΣ ΕΝΙΣΧΥΣΗΣ

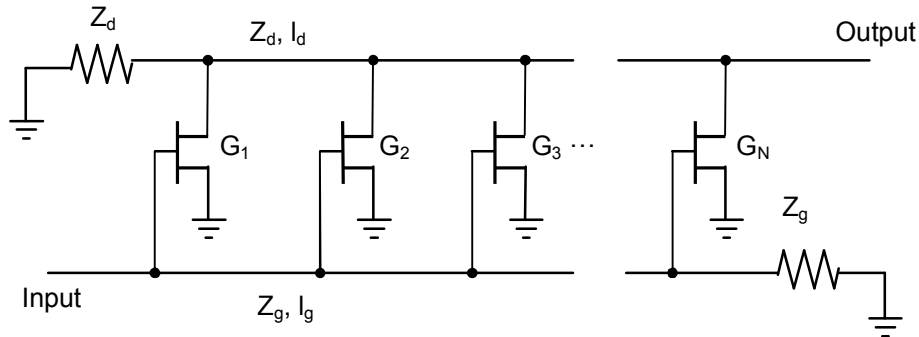
Στους συμβατικούς ενισχυτές που βασίζονται σε τρανζίστορ (αλλά και παλιότερα στους ενισχυτές λυχνιών κενού) υπάρχει ένας εγγενής περιορισμός στο γινόμενο κέρδος επί εύρος συχνοτήτων που μπορεί να επιτευχθεί. Αυτό σημαίνει ότι δεν μπορεί κανείς να σχεδιάσει ένα ενισχυτή που να λειτουργεί και σε πολύ υψηλές συχνότητες και σε πολύ υψηλό κέρδος. Έτσι κάνουμε πάντοτε ένα συμβιβασμό στις απαιτήσεις μας. Ανάλογα με την εφαρμογή μπορούμε να σχεδιάσουμε ένα ενισχυτή μεγάλου κέρδους σε σχετικά μικρό εύρος ζώνης ή ένα ενισχυτή που επιτυγχάνει μέτριο κέρδος σε μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων. Ο εγγενής αυτός περιορισμός έγκειται στις παρασιτικές χωρητικότητες που έχουν τα τρανζίστορ στην είσοδο και την έξοδο τους [4]. Έτσι αν βάλουμε στη σειρά δύο ενισχυτικές βαθμίδες, με τη δεύτερη να ενισχύει το σήμα από την έξοδο της πρώτης, τότε φυσικά το κέρδος θα αυξηθεί στις χαμηλές συχνότητες, αλλά θα μειώνεται στις υψηλές λόγω της συνολικής αυξημένης χωρητικότητας.

Ο παραπάνω περιορισμός αίρεται με την εφαρμογή της κατανεμημένης ενίσχυσης. Στους κατανεμημένους ενισχυτές οι χωρητικότητες εισόδου και εξόδου που περιορίζουν το εύρος ζώνης των τρανζίστορ, απορροφούνται σε γραμμές μεταφοράς που συνδέουν τα τρανζίστορ μεταξύ τους. Η γραμμή μεταφοράς (ιδανική) δεν παραμορφώνει με κανένα τρόπο ένα σήμα και έχει απεριόριστο εύρος ζώνης. Μία όψη αυτού είναι το γεγονός ότι η αντίσταση Z που παρουσιάζει η γραμμή (η χαρακτηριστική αντίσταση της γραμμής) έχει μία σταθερή (θετική) τιμή σε όλες τις συχνότητες. Επομένως σύμφωνα με τη σχέση

$$A_V(f) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = g \cdot Z(f) \quad (1)$$

όπου g η διαγωγιμότητα ($I_{out} = g \cdot V_{in}$), το κέρδος του ενισχυτή είναι επίσης σταθερό με τη συχνότητα. Τώρα η σχέση (1) μας λέει ότι μπορούμε να αυξήσουμε το κέρδος του ενισχυτή αν αυξήσουμε το g . Αυτό μπορεί να γίνει για παράδειγμα αν οδηγήσουμε το σήμα εισόδου σε πολλά ίδια τρανζίστορ και μετά “συλλέξουμε” το ρεύμα που δίνει το καθένα και το οδηγήσουμε στο φορτίο μας. Με αυτόν τον τρόπο η ισοδύναμη διαγωγιμότητα του ενισχυτή πολλαπλασιάζεται κατά το πλήθος των τρανζίστορ. Αυτή η οδήγηση του σήματος εισόδου στα τρανζίστορ, καθώς και η οδήγηση του ρεύματος εξόδου των στο φορτίο γίνονται με τη χρήση των γραμμών μεταφοράς που απορροφούν τις χωρητικότητες των τρανζίστορ. Το τίμημα που πληρώνει κανείς για την επέκταση της λειτουργίας του ενισχυτή σε μεγάλες συχνότητες είναι η χρονική καθυστέρηση που υφίσταται το σήμα εξόδου κατά τη διέλευσή του από την γραμμή

μεταφοράς μέχρι να φθάσει στο φορτίο. Σε εφαρμογές που αυτή η καθυστέρηση δεν διαδραματίζει σπουδαίο ρόλο, η χρησιμοποίηση του κατανεμημένου ενισχυτή είναι εφικτή. Το κυκλωματικό διάγραμμα ενός κατανεμημένου ενισχυτή φαίνεται παρακάτω.



ΣΧΗΜΑ 6. Κατανεμημένος Ενισχυτής

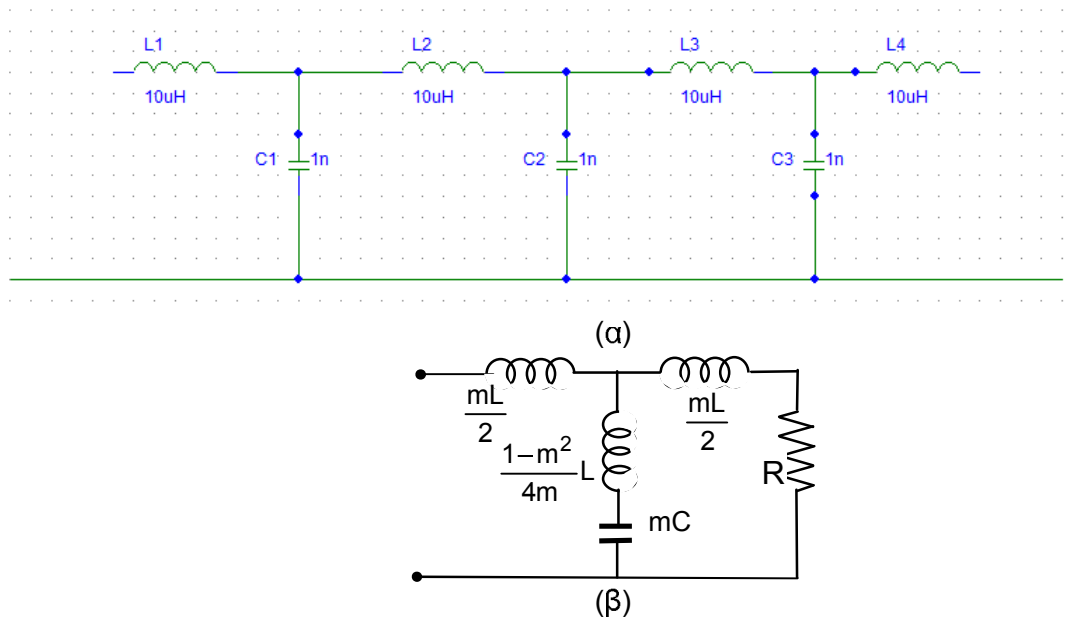
Βλέπουμε ότι υπάρχουν δύο γραμμές μεταφοράς. Η μία από αυτές χρησιμοποιείται για να μεταφέρει το σήμα προς ενίσχυση στον ακροδέκτη της πύλης Gate των τρανζίστορ και η δεύτερη παραλαμβάνει το ενισχυμένο από κάθε τρανζίστορ σήμα στον ακροδέκτη εξόδου Drain και το οδηγεί προς το φορτίο. Από τις ονομασίες των δύο αυτών ακροδεκτών η γραμμή εισόδου ονομάζεται Gate line και η γραμμή εξόδου Drain line. Η Gate line έχει χαρακτηριστική αντίσταση Z_g και η Drain line Z_d .

Η ενίσχυση έγκειται στο μηχανισμό λειτουργίας του τρανζίστορ και μοντελοποιείται ως μία πηγή ρεύματος εξαρτώμενη από την τάση εισόδου. Το ρεύμα που δίνει το κάθε τρανζίστορ προστίθεται με το ρεύμα των υπολοίπων με αποτέλεσμα να έχουμε στο φορτίο μεγάλο ρεύμα. Στην ουσία πρόκειται για μία διάταξη παράλληλων μονοπατιών ρεύματος, τα οποία συναντούνται για να δώσουν το επιθυμητό μεγάλο ρεύμα στην έξοδο. Προκειμένου τα ρεύματα αυτά να προστίθεται εν φάση θα πρέπει το χρονικό διάστημα που απαιτείται για να διανύσει το σήμα την απόσταση ανάμεσα σε δύο τρανζίστορ στις δύο γραμμές μεταφοράς να είναι το ίδιο. Αυτό επιτυγχάνεται με κατάλληλη επιλογή των μηκών l_g , l_d και των παραγόντων διάδοσης φάσης (phase propagation factor) β_g , β_d στις δύο γραμμές μεταφοράς, ώστε να ισχύει $\beta_g \cdot l_g = \beta_d \cdot l_d$. Τερματίζουμε τις δύο γραμμές μεταφοράς στο ένα άκρο τους με αντιστάσεις ίσες με την χαρακτηριστική αντίσταση των δύο γραμμών, προκειμένου να μην έχουμε ανακλάσεις. Επίσης τερματίζουμε τη γραμμή εξόδου με ένα φορτίο που έχει αντίσταση ίση με τη χαρακτηριστική αντίσταση Z_d της γραμμής για να έχουμε μέγιστη μεταφορά ισχύος. Από την παραπάνω περιγραφή συμπεραίνουμε ότι το κέρδος ενίσχυσης είναι ανάλογο με το πλήθος των τρανζίστορ. Σε ένα κατανεμημένο ενισχυτή με N το πλήθος τρανζίστορ που έχουν διαγωγιμότητα g_m , το κέρδος τάσης A_v στο φορτίο Z_d είναι $A_v = \frac{N \cdot g_m \cdot Z_d}{2}$. Ο παράγοντας $\frac{1}{2}$ οφείλεται στο γεγονός

ότι το ρεύμα στη θύρα εξόδου σε κάθε τρανζίστορ έχει δύο συνιστώσες. Η μία κατευθύνεται προς το φορτίο και η άλλη απορροφάται χωρίς ανακλάσεις στην άλλη άκρη της γραμμής εξόδου. Η παραπάνω σχέση μας δείχνει ότι μπορούμε να μεγαλώνουμε το κέρδος απεριόριστα με τη χρησιμοποίηση ολοένα και περισσότερων τρανζίστορ. Επίσης από την ανάλυση αυτή προκύπτει ότι κέρδος είναι ομοιόμορφο.

Αντί των γραμμών μεταφοράς που στην επίπεδη (planar) τεχνολογία είναι συνήθως μικροταινίες μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε και τεχνητές γραμμές μεταφοράς αποτελούμενες από συγκεντρωμένα (lumped) στοιχεία, όπως πυκνωτές και πηνία. Αυτό γινόταν σε περασμένες δεκαετίες όταν οι δυνατότητες της επίπεδης τεχνολογίας ήταν περιορισμένες και δεν μας επέτρεπαν να έχουμε κυκλώματα με τα ενεργά στοιχεία (τρανζίστορ) αλλά και τα παθητικά (γραμμές μεταφοράς, πηνία, πυκνωτές) ολοκληρωμένα πάνω στο ίδιο υπόστρωμα. Μία

τεχνητή γραμμή μεταφοράς για τη gate line και τη drain line μπορεί να έχει τη μορφή του σχήματος 2.



ΣΧΗΜΑ 2. (α) Τεχνητή γραμμή μεταφοράς (β) m-παραγώμενο φίλτρο (m-derived filter) ως τερματισμός της γραμμής

Μία παραλλαγή του κατανεμημένου ενισχυτή είναι ο ενισχυτής μήτρας (matrix amplifier) στον οποίο χρησιμοποιούνται περισσότερα του ενός τρανζίστορ ανά βαθμίδα ώστε κάθε βαθμίδα να δίνει μεγαλύτερο κέρδος ή να έχει καλύτερη συμπεριφορά στις υψηλότερες συχνότητες. Έτσι για παράδειγμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν ενισχυτικό κύτταρο η σειριακή τοπολογία (cascode) [5].

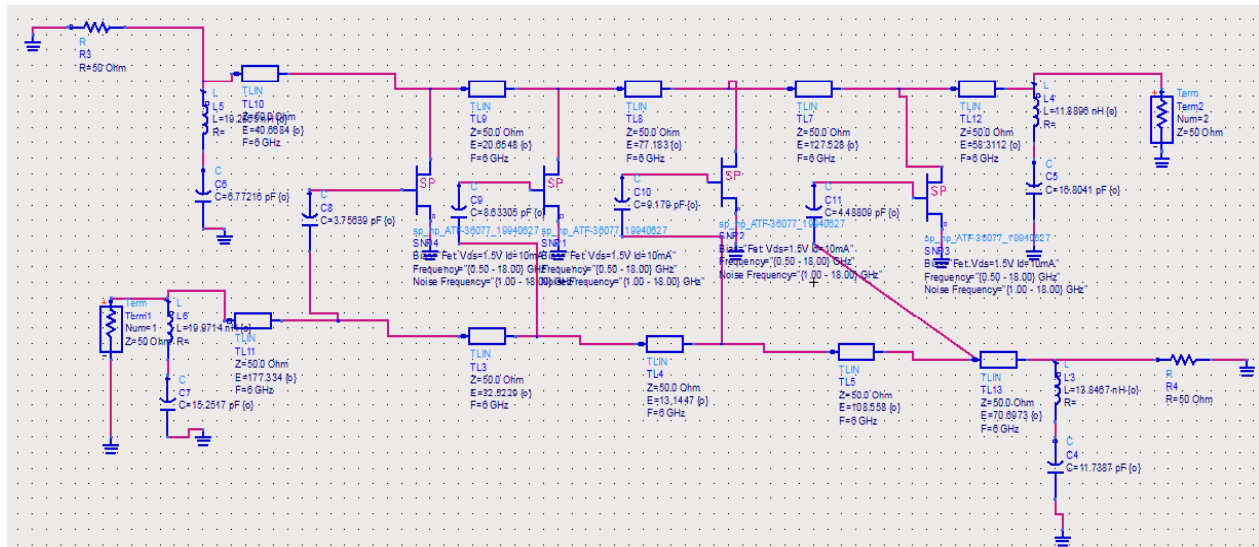
Μία συνήθης τακτική για την αύξηση του εύρους ζώνης του κατανεμημένου ενισχυτή μέσω της μείωσης της ανά μέτρο χωρητικότητας της γραμμής μεταφοράς στην πύλη και την αύξηση της ισχύος εξόδου, είναι η σύνδεση ενός πυκνωτή κατάλληλης χωρητικότητας $q \cdot C_{gs}$ στην πύλη των τρανζίστορ [6], [7], [8], [9].

Όσον αφορά την επίδοση των κατανεμημένων ενισχυτών ως προς το θόρυβο, στο [10] περιγράφεται το γεγονός ότι για σχετικά μεγάλο αριθμό τρανζίστορ η εικόνα θορύβου μειώνεται. Στον θόρυβο των κατανεμημένων ενισχυτών συμβάλλουν οι αντιστάσεις τερματισμού και ο εσωτερικός θόρυβος των FETs.

1^η Σχεδίαση: Κατανεμημένος Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου

Το τρανζίστορ που χρησιμοποιήσαμε για τον κατανεμημένο ενισχυτή είναι το PHEMT ATF-36077 από την AVAGO TECHNOLOGIES. Είναι ένα ψευδομορφικό High Electron Mobility Transistor που βασίζεται σε GaAs και λειτουργεί με εξαιρετικά μικρό θόρυβο. Όταν είναι κατάλληλα προσαρμοσμένο στην είσοδό του επιτυγχάνει εικόνα θορύβου που κυμαίνεται μεταξύ 0.3 dB στο 1GHz μέχρι 0.65 dB στα 18GHz. Το δε κέρδος ισχύος πέφτει από τα 25 dB σε DC λειτουργία στα 15 dB σε συχνότητα 16 GHz.

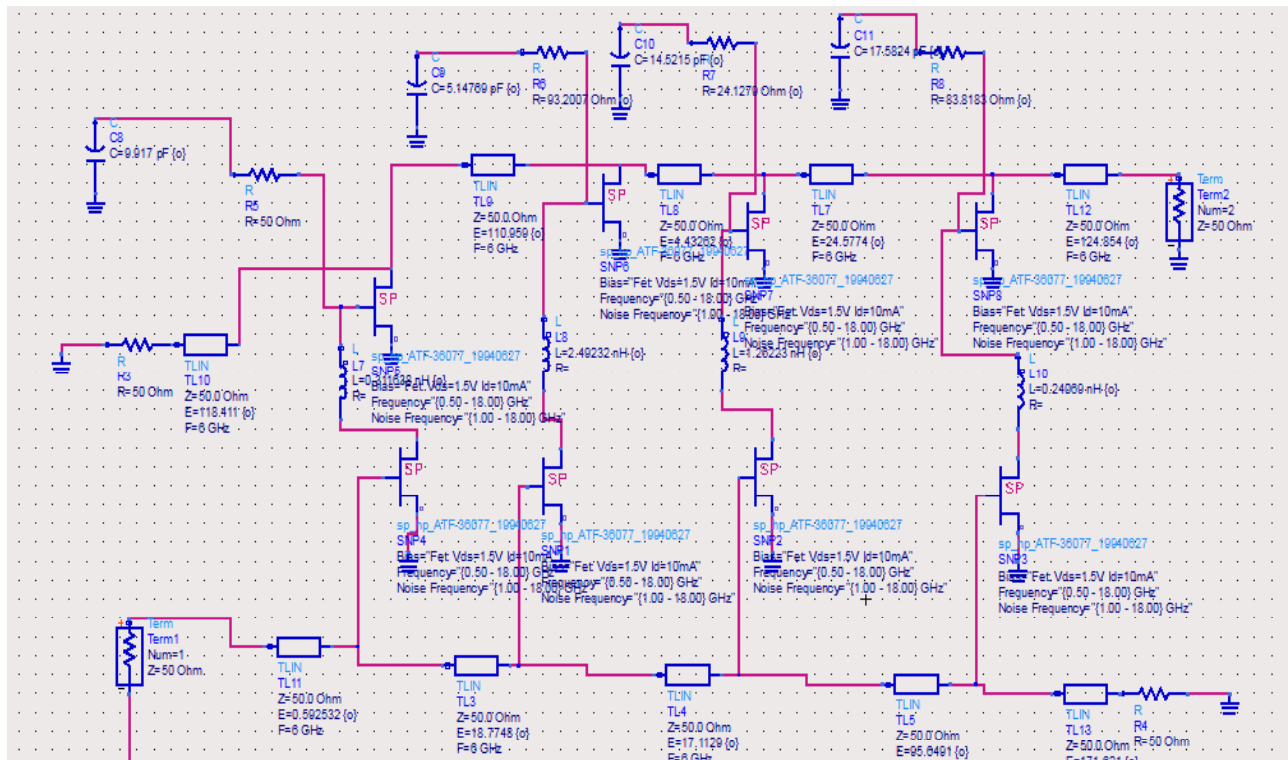
Στο σχήμα 5, από τις γραφικές παραστάσεις (α), (β) και (γ), παρατηρούμε ότι το κέρδος είναι μέτριο, η εικόνα θορύβου εφάμιλλη με αυτήν που παρουσιάζεται στο [10] και ο συντελεστής ανάκλασης εισόδου είναι μέτριος.



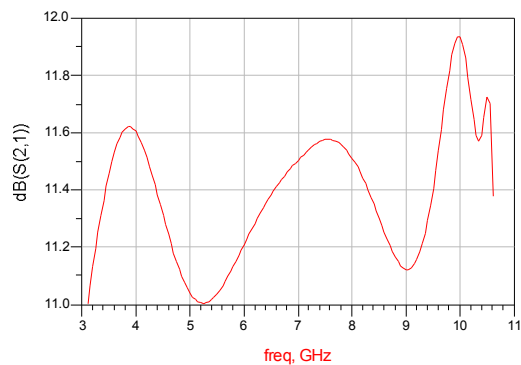
ΣΧΗΜΑ 3. Η σχεδίαση του LNA

2^η Σχεδίαση: Matrix Amplifier

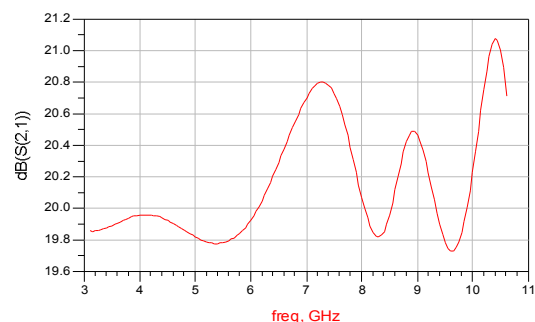
Μπορούμε να βελτιώσουμε το παραπάνω φτωχό κέρδος του ενισχυτή χρησιμοποιώντας ένα matrix amplifier, όπως παρουσιάζεται στο [11].



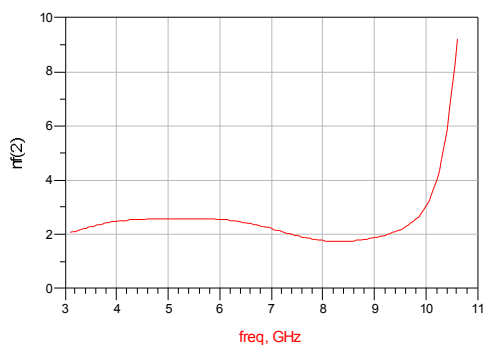
ΣΧΗΜΑ 4. Matrix Amplifier



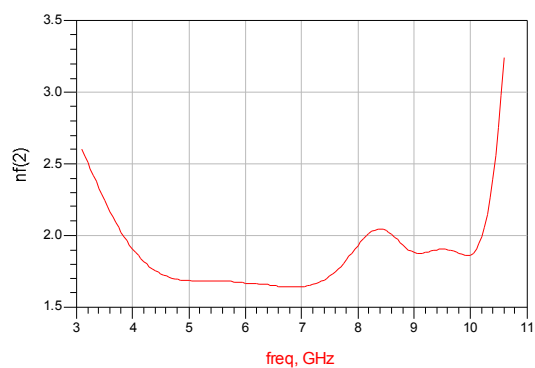
(α)



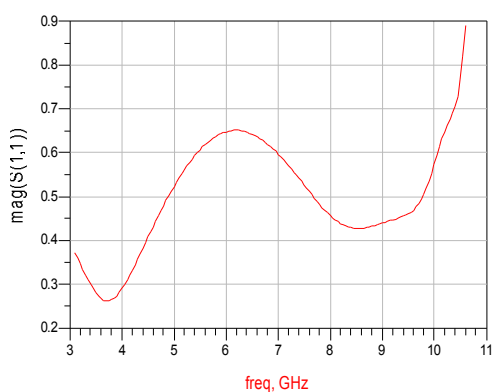
(δ)



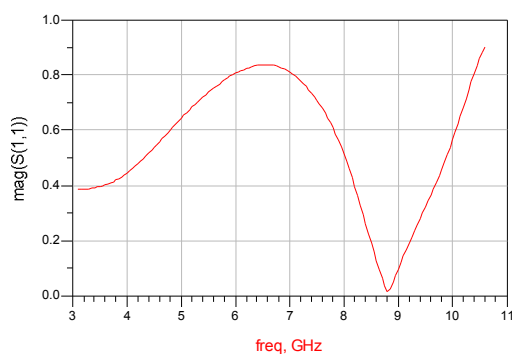
(β)



(ε)



(γ)



(στ)

ΣΧΗΜΑ 5. Η επίδοση των ενισχυτών όσον αφορά το κέρδος (α), (δ), την εικόνα θορύβου (β), (ε) και το συντελεστή ανάκλασης εισόδου (γ), (στ). Η πρώτη στήλη (α), (β) και (γ) είναι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του κατανομμένου ενισχυτή του σχήματος 1, ενώ η δεύτερη στήλη (δ), (ε) και (στ) είναι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του matrix amplifier του σχήματος 2.

Κάθε ενισχυτικό κύτταρο στον παραπάνω καταναμεμένο ενισχυτή αποτελείται από δύο FETs συνδεδεμένα σε σειρά σε συνδεσμολογία κοινής πηγής. Με το κύκλωμα αυτό αυξάνεται κατά πολύ η ισοδύναμη διαγωγιμότητα του ενισχυτικού κυττάρου σε σχέση με τη διαγωγιμότητα του καθενός τρανζίστορ ξεχωριστά. Το πηνίο L (peaking inductor) χρησιμοποιείται για τη βελτίωση της απόκρισης συχνότητας στις υψηλές συχνότητες.

Χρησιμοποιώντας κατάλληλες τιμές για την αντίσταση R και τον πυκνωτή C, καθώς και για το πηνίο L μπορούμε να κάνουμε την ισοδύναμη διαγωγιμότητα περίπου σταθερή στο διάστημα συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιήσαμε τη βελτιστοποίηση του ADS από την οποία φάνηκε ότι ο ενισχυτής έχει πολύ καλή επίδοση χωρίς τη χρήση των πυκνωτών $q \cdot C_{GS}$ και των m-derived filter τερματισμών.

Το σχηματικό στο ADS παρουσιάζεται στο σχήμα 4.

Παρατηρούμε ότι το κέρδος είναι περίπου 20-21 dB, δηλαδή σχεδόν διπλάσιο σε σχέση με τον προηγούμενο καταναμεμένο ενισχυτή. Επίσης τόσο ο συντελεστής ανάκλασης εισόδου όσο και η εικόνα θορύβου είναι σαφώς καλύτεροι.

ΑΠΛΟΠΟΙΗΜΕΝΗ ΜΕΘΟΔΟΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

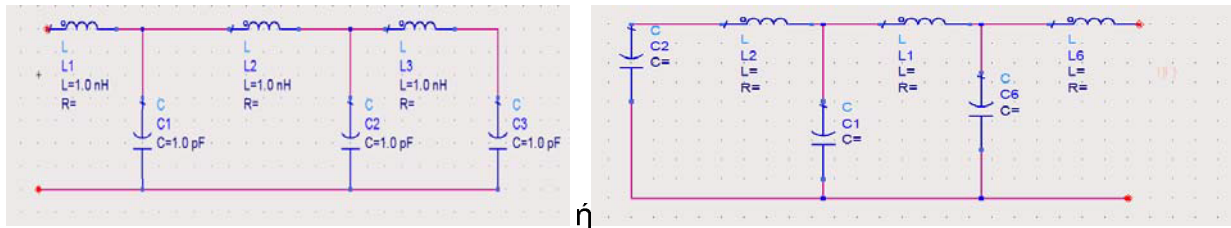
Η απλοποιημένη μέθοδος πραγματικής συχνότητας (Simplified Real Frequency Technique - SRFT)[12] αποτελεί μία παραλλαγή της μεθόδου που εισήγαγε το 1979 ο Carlin [13]. Πρόκειται για μία αριθμητική μέθοδο βελτιστοποίησης που χρησιμοποιείται κατά κόρο για τη σχεδίαση κυκλωμάτων προσαρμογής ενός τρανζίστορ σε εφαρμογές μεγάλου εύρους συχνοτήτων. Οι περισσότερες αριθμητικές μέθοδοι που χρησιμοποιούνται στα διάφορα σχεδιαστικά πακέτα CAD προϋποθέτουν καταρχήν από το χρήστη να επιλέξει μία λογική κυκλωματική τοπολογία με κάποιες αρχικές τιμές. Στη συνέχεια η επίδοση του κυκλώματος βελτιστοποιείται με την κατάλληλη αλλαγή των τιμών των παθητικών στοιχείων που συνθέτουν το κύκλωμα. Η βελτιστοποίηση αυτή γίνεται βάσει μίας αντικειμενικής συνάρτησης (objective function) που θέτει ο χρήστης και στην οποία αποτυπώνεται η επιθυμητή απόκριση του κυκλώματος που θέλει να σχεδιάσει. Πρόκειται για μία συνάρτηση των τιμών των παθητικών στοιχείων $X \{X_1, X_2, \dots, X_n\}$ του κυκλώματος προσαρμογής, καθώς και των δεδομένων αντίστασης $Z_L = R_L + jX_L$ (ή αγωγιμότητας ή παραμέτρων σκέδασης) του φορτίου (Load) κεραίας ή ενισχυτή που θέλουμε να προσαρμόσουμε σε μία ζώνη συχνοτήτων ω . Ένα παράδειγμα αντικειμενικής συνάρτησης προς βελτιστοποίηση είναι το Κέρδος Ισχύος Μεταφοράς (Transducer Power Gain) TPG που ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος στο φορτίο προς τη διαθέσιμη ισχύ που δίνει μία γεννήτρια στην είσοδο. Επιθυμούμε να είναι όσο γίνεται πιο μεγάλο και σταθερό στη ζώνη συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει. Σε μαθηματικούς όρους, θέλουμε το $T = T(\omega, Z_L, X_1, X_2, \dots, X_n)$ να προσεγγίζει την τιμή T_0 που επιλέγει ο χρήστης. Έτσι, σχηματίζουμε μία συνάρτηση σφάλματος $\varepsilon(\omega) = T(\omega, R_L(\omega), X_L(\omega), X_1, X_2, \dots, X_n) - T_0$, την οποία θέλουμε να ελαχιστοποιήσουμε. Στην τεχνική βιβλιογραφία υπάρχουν πολλά αριθμητικά πακέτα ελαχιστοποίησης της παραπάνω συνάρτησης, αλλά είναι συνήθως κατάλληλα μόνο για κυκλώματα στενού εύρους ζώνης με συνήθως δύο μόνο άεργα στοιχεία (πυκνωτές/πηνία).

Επιπλέον, το πρόβλημα ελαχιστοποίησης της συνάρτησης σφάλματος $\varepsilon(\omega)$ καθίσταται έντονα μη γραμμικό. Η απλοποιημένη μέθοδος πραγματικής συχνότητας παρακάμπτει την παραπάνω δυσκολία με το να εκφράζει τους συντελεστές σκέδασης του στη μορφή:

$$S_{ij} = \frac{h(p)}{g(p)} = \frac{h_n p^n + h_{n-1} p^{n-1} + \dots + h_1 p + h_0}{g_k p^k + \dots + g_1 p + g_0} \quad (2)$$

Στη συνέχεια κατασκευάζουμε τη συνάρτηση σφάλματος συναρτήσει των συντελεστών σκέδασης της παραπάνω μορφής και η ελαχιστοποίηση γίνεται πλέον ως προς τους

συντελεστές h_i του πολυωνύμου $h(p)$ πράγμα που όπως αποδεικνύεται καθιστά το πρόβλημα μη γραμμικό, αλλά με μη γραμμικότητα τάξης δύο, ανεξάρτητα από το πλήθος των στοιχείων του κυκλώματος. Στη θεωρία της βελτιστοποίησης είναι γνωστό ότι, αν η μη γραμμικότητα της αντικειμενικής συνάρτησης είναι τάξης μεγαλύτερης του δύο, τότε κάποιος μπορεί να παγιδευτεί σε τοπικά ελάχιστα και η ίδια η σύγκλιση της αριθμητικής μεθόδου είναι αμφίβολη. Επιπλέον, σε αυτές τις περιπτώσεις το τελικό αποτέλεσμα είναι πολύ εξαρτώμενο από τις αρχικές αυθαίρετες τιμές των μεταβλητών που υπεισέρχονται στη βελτιστοποίηση. Από την άλλη μεριά στην SRFT η μη γραμμικότητα είναι τάξης δύο - και η σύγκλιση είναι σχεδόν βέβαιη. Η κυκλωματική τοπολογία είναι αυτή ενός βαθυπερατού L-C φίλτρου όπως φαίνεται στο σχήμα 6.



ΣΧΗΜΑ 6. Προσομοίωση γραμμής μεταφοράς

Το αν φίλτρο αυτό θα ξεκινά με ένα παράλληλο πυκνωτή ή με ένα εν σειρά πηνίο, προκύπτει από τη σύνθεση της αντίστασης εισόδου του, όπως θα δούμε παρακάτω.

Στην SRFT, είναι δυνατόν το κύκλωμα προσαρμογής να αποτελείται και από γραμμές μεταφοράς. Σε αυτήν την περίπτωση θεωρούμε ότι όλες οι γραμμές έχουν το ίδιο ηλεκτρικό μήκος και η βελτιστοποίηση γίνεται ως προς τη χαρακτηριστική αντίστασή τους. Υπάρχει η δυνατότητα το κύκλωμα να περιέχει και μετασχηματιστές που ως γνωστόν μπορούν ιδανικά να μετασχηματίζουν και αντιστάσεις σε άπειρο εύρος ζώνης. Η χρήση μετασχηματιστών δίνει περισσότερους βαθμούς ελευθερίας, αλλά στην πράξη είναι δύσκολο να χρησιμοποιηθούν σε ένα κύκλωμα.

Επιπλέον, ο χρήστης έχει τη δυνατότητα να χρησιμοποιήσει στην παραπάνω βασική L-C τοπολογία και εν σειρά πυκνωτές ή πηνία εν παραλλήλω που κάνουν τη διάταξη μας ζωνοπερατή.

Τα βασικά βήματα στην υλοποίηση ενός αλγορίθμου βασισμένου στην SRFT είναι τα εξής:

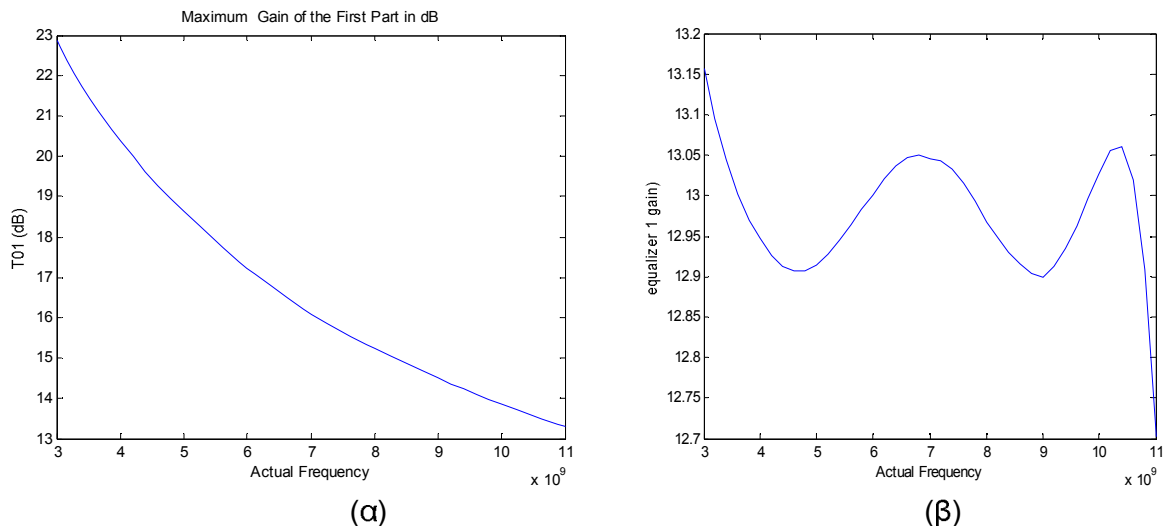
- 1) Αρχικοποίηση των συντελεστών h_i του πολυωνύμου $h(p) = h_n p^n + h_{n-1} p^{n-1} + \dots + h_0$ που εμφανίζεται στον αριθμητή του συντελεστή ανάκλασης (κανονικοποιημένο ως προς τη μοναδιαία αντίσταση) $S = h(p)/g(p)$ της σχέσης (2) του κυκλώματος προσαρμογής (equalizer). Η αρχικοποίηση αυτή είναι αυθαίρετη αν και μπορείς κανείς να κάνει μία αρχικοποίηση που να έχει νόημα για το πρόβλημά μας [14].
- 2) Με βάση την επιλογή του αριθμού k της σχέσης (2) είναι δυνατό να βρεθούν οι συντελεστές g_i του πολυωνύμου $g(p)$ που εμφανίζεται στον παρανομαστή του συντελεστή ανάκλασης (κανονικοποιημένο ως προς τη μοναδιαία αντίσταση) $S = h(p)/g(p)$ του προσαρμοστικού κυκλώματος (equalizer). Τα βήματα για την κατασκευή του πολυωνύμου αυτού περιγράφονται στο [16] και βασίζονται στο γεγονός ότι το προσαρμοστικό κύκλωμα είναι χωρίς απώλειες.
- 3) Έχοντας πλέον κατασκευάσει (αρχικοποιήσει) το συντελεστή ανάκλασης S εκφράζουμε τη συνάρτηση σφάλματος συναρτήσει του S και των παραμέτρων σκέδασης του φορτίου που θέλουμε να προσαρμόσουμε (οι παράμετροι σκέδασης για το φορτίο πρέπει να είναι φυσικά γνωστοί εκ των προτέρων). Το φορτίο αυτό μπορεί να είναι είτε παθητικό, όπως μία κεραία, είτε ενεργό όπως ένα FET.
- 4) Ελαχιστοποιούμε τη συνάρτηση σφάλματος με τον αλγόριθμο ελαχίστων τετραγώνων. Έτσι βρίσκουμε το βελτιστοποιημένο πολυώνυμο $h(p)$.

- 5) Επαναλαμβάνουμε το βήμα 2) για να βρούμε το βέλτιστο πολυώνυμο $g(p)$.
- 6) Κατασκευάζουμε το συντελεστή ανάκλασης $S=h(p)/g(p)$ και από αυτόν την αντίσταση εισόδου $Z_{in} = \frac{1-S}{1+S} = \frac{g(p)-h(p)}{g(p)+h(p)}$ που είναι ένα ρητό πολυώνυμο ως προς p .
- 7) Η διαδικασία που οδήγησε στα πολυώνυμα g από το πολυώνυμο h στο βήμα 5) εξασφαλίζει ότι η αντίσταση εισόδου $Z_{in} = \frac{1-S}{1+S} = \frac{g(p)-h(p)}{g(p)+h(p)}$ είναι συνθέσιμη [15] με ένα δίκτυο L-C.
- C. Σε μαθηματική ορολογία το πολυώνυμο $g(p)=g_k p^k + g_{k-1} p^{k-1} + \dots + g_0$ είναι Hurwitz, δηλαδή με ρίζες μόνο στο τρίτο και τέταρτο τεταρτημόριο του μιγαδικού επιπέδου και θετικούς πραγματικούς συντελεστές. Εκφράζοντας το Z_{in} στην μορφή μερικών κλασμάτων είναι δυνατή η εξαγωγή των τιμών των χωρητικότητων και των αυτεπαγωγών του δικτύου L-C τερματισμένου σε μοναδιαία αντίσταση.

3^η Σχεδίαση: Μέθοδος SRFT

Ακολουθώντας το [16] υλοποιήσαμε ρουτίνες στο Matlab για τη σχεδίαση προσαρμοστικών κυκλωμάτων στην είσοδο και έξοδο και του P-HEMT ATF-36007 της AVAGO στη ζώνη 3-11 GHz. Η συχνότητα κανονικοποίησης ήταν $f_{nom}=11$ GHz. Η υλοποίηση αυτή δεν περιλαμβάνει μετασχηματιστές, ούτε εν σειρά πυκνωτές ή εν παραλλήλω πηνία. Η σχεδίαση έγινε σε δύο βήματα. Στο πρώτο βήμα σχεδιάστηκε το προσαρμοστικό κύκλωμα εισόδου έχοντας το FET τερματισμένο από τη μεριά εξόδου σε χαρακτηριστική αντίσταση 50 Ohm.

Ο στόχος τον οποίο θέσαμε στη συνάρτηση σφάλματος προέκυψε μετά από εύρεση του μέγιστου κέρδους ισχύος μεταφοράς TPG (Transducer Power Gain) που μπορεί να δώσει ένα μονόδρομο τρανζίστορ, όταν είναι βέλτιστα προσαρμοσμένο στην είσοδο από κάποιο ιδεατό κύκλωμα, στο διάστημα συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει. Το TPG αυτό δίνεται από την σχέση (3).



ΣΧΗΜΑ 7. (α) Μέγιστο κέρδος με προσαρμοσμένη την είσοδο και (β) Βελτιστοποιημένο κέρδος με κύκλωμα προσαρμογής εισόδου.

$$T_{01} = \frac{|S_{21}(\omega)|^2}{1 - |S_{11}(\omega)|^2} \quad (3)$$

Η σχέση αυτή ισχύει σαν μία πρώτη εκτίμηση για το τρανζίστορ μας, αφού αυτό δεν είναι μονόδρομο. Η γραφική παράσταση της σχέσης αυτής ως προς τη συχνότητα φαίνεται στο σχήμα 7(α).

Το TPG έχοντας ένα προσαρμοστικό κύκλωμα στην είσοδο του FET δίνεται από τη σχέση:

$$T_1(\omega) = \frac{|S_{21F}|^2 |S_{21}|^2}{|1 - S_{22F} S_{11}|^2} \quad (4)$$

όπου S_{21F} και S_{22F} είναι οι παράμετροι σκέδασης που αναφέρονται στο κύκλωμα προσαρμογής. Το S_{21F} αναφέρεται στη μεταφορά ισχύος από αριστερά προς τα δεξιά και το S_{22} στο συντελεστή ανάκλασης της ισχύος που προσπίπτει από το FET προς τα αριστερά στο προσαρμοστικό κύκλωμα. Είναι $S_{22F} = h_F/g_F$ και $S_{21F} = 1/g_F$. Ο στόχος που θέσαμε είναι το TPG να είναι ίσο με 13 dB, δηλαδή το ελάχιστο στην παραπάνω γραφική παράσταση του σχήματος 7(α).

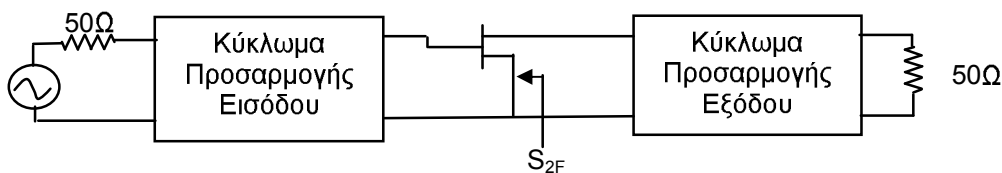
Έτσι η συνάρτηση σφάλματος error1 είναι η εξής :

$$\text{error1} = 10 \log \left(\frac{|S_{21F}|^2 \cdot |S_{21}|^2}{|1 - S_{22F} S_{11}|^2} \right) - 13 \quad (5)$$

Χρησιμοποιήσαμε μία τυχαία αρχικοποίηση για το διάνυσμα h , με $h = [-1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1]$. Το h έχει 5 στοιχεία με αποτέλεσμα το τελικό κύκλωμα να έχει 5 παθητικά στοιχεία. Η βελτιστοποίηση είχε ως αποτέλεσμα το TPG που φαίνεται στο σχήμα 7(β). Όπως παρατηρούμε πρόκειται για μία πολύ καλή προσέγγιση.

Στο δεύτερο στάδιο προσθέτουμε και το κύκλωμα προσαρμογής εξόδου του τρανζίστορ και βελτιστοποιούμε το ολικό TPG. Επειδή όμως το τρανζίστορ που χρησιμοποιούμε είναι εκ κατασκευής καλά προσαρμοσμένο στην αντίσταση των 50 Ohms, το προσαρμοστικό κύκλωμα εξόδου μπορεί να προσφέρει μία μικρή μόνο βελτίωση. Ας προσπαθήσουμε λοιπόν το κύκλωμα αυτό να προσφέρει μια σταθερή ενίσχυση 0.7 dB. Οπότε θέτουμε ως στόχο το τελικό TPG να είναι $13 + 0.7 = 13.7$ dB (τα 13 dB προκύπτουν από το TPG του προηγούμενου σταδίου).

Το κύκλωμά μας θα έχει τη μορφή [17] του σχήματος 9.



ΣΧΗΜΑ 9. Ενισχυτής με κυκλώματα προσαρμογής στην είσοδο και την έξοδο

Το τελικό TPG που βελτιστοποιείται στο βήμα αυτό δίνεται από την εξής σχέση :

$$T_2(\omega) = T_1(\omega) \cdot \frac{|S_{21B}|^2}{|1 - S_{2F} S_{11B}|^2} \quad (6)$$

όπου $T_1(\omega)$ είναι το TPG που επιτεύχθηκε στο προηγούμενο στάδιο, $S_{21B} = 1/g_B$ είναι η παράμετρος μεταφοράς ισχύος στο δεύτερο κύκλωμα προσαρμογής – κύκλωμα προσαρμογής

εξόδου (back end matching network) από αριστερά προς δεξιά, και S_{2F} είναι η παράμετρος σκέδασης που φαίνεται στο παραπάνω σχήμα και ισούται με

$$S_{2F} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}S_{22F}}{1 - S_{11}S_{22F}} \quad (7)$$

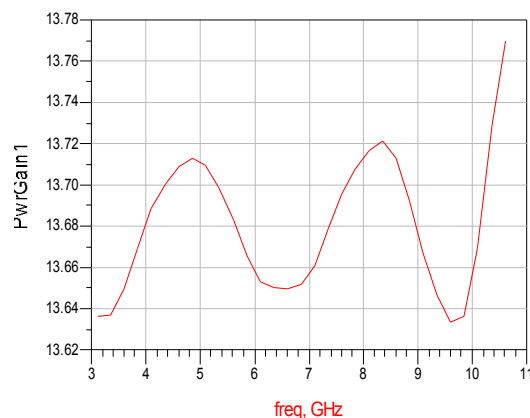
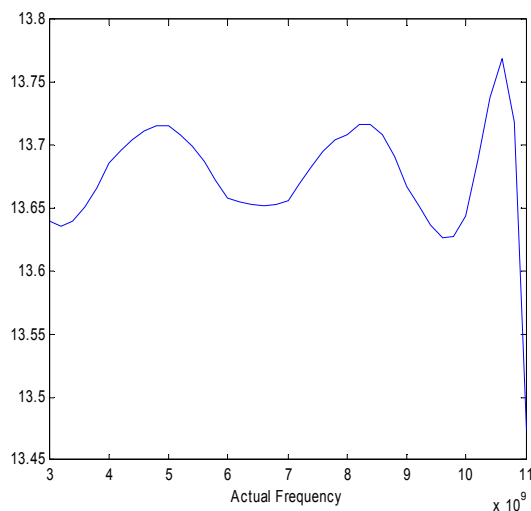
Το S_{22F} στην παραπάνω σχέση ισούται με h_F/g_F όπου h_F, g_F είναι τα πολυώνυμα που περιγράφουν το πρώτο κύκλωμα προσαρμογής (εισόδου) και προέκυψαν από τη βελτιστοποίηση του πρώτου σταδίου.

Η συνάρτηση σφάλματος (error function) αυτού του σταδίου δίνεται από τη σχέση:

$$\text{error}_2 = 10 \cdot \log(T_2(\omega)) - 13.7$$

Χρησιμοποιώντας και πάλι μία αυθαίρετη αρχικοποίηση $h = [-1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1]$ (το κύκλωμα προσαρμογής θα περιέχει 6 στοιχεία) το TPG που επιτυγχάνεται παρουσιάζεται στο σχήμα 10(α).

Αυτή η γραφική παράσταση δεν προέκυψε από προσομοίωση στο ADS αλλά από υπολογισμό του TPG (στο MATLAB) συναρτήσεως των παραμέτρων σκέδασης του τρανζίστορ και των συντελεστών ανάκλασης των κυκλωμάτων προσαρμογής εισόδου και εξόδου (equalizers) που προέκυψαν μετά από τη βελτιστοποίηση. Βλέπουμε ότι στο διάστημα 3-11 GHz έχουμε μία απόκλιση από το στόχο των 13.7 dB της τάξης του $-0.22\text{dB} < \Delta T < 0.07\text{dB}$. Ο στόχος επετεύχθη με άριστη προσέγγιση.



ΣΧΗΜΑ 10. (α) Τελικό κέρδος με τη SRFT (β) Κέρδος ισχύος μεταφοράς μετά την προσομοίωση

Τα πολυώνυμα που προέκυψαν από τη βελτιστοποίηση είναι τα εξής :

Για το κύκλωμα προσαρμογής εισόδου είναι:

$$h_F = [0.7706 \ 1.2850 \ 0.7948 \ 0.6418 \ -0.1236 \ 0]$$

$$g_F = [0.7706 \ 2.6921 \ 4.4258 \ 4.7448 \ 3.0830 \ 1.0000]$$

Για το δεύτερο προσαρμοστικό κύκλωμα είναι :

$$h_B = [4.4353 \ 2.8273 \ 6.5209 \ 2.8844 \ 2.0559 \ 0.4783 \ 0]$$

$$g_B = [4.4353 \ 8.6576 \ 14.0695 \ 13.9405 \ 9.9071 \ 4.4769 \ 1.0000]$$

Για τη σύνθεση των κυκλωμάτων χρησιμοποιούμε μία ρουτίνα `synthesis.m` η οποία δέχεται στην είσοδό της τα αντεστραμμένα διανύσματα h, g και δίνει στην έξοδο τις τιμές των πυκνωτών και πηνίων που θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε. Έτσι έχουμε τις εξής τιμές:

$$L_1=0.7924 \text{ nH} \quad C_2=0.561 \text{ pF} \quad L_3=1.0682 \text{ nH} \quad C_4=0.367 \text{ pF} \quad L_5=0.2803 \text{ nH}$$

Για το κύκλωμα προσαρμογής εξόδου, η ρουτίνα `synthesis.m` μας δίνει :

$$L_1= 1.1007 \text{ nH} \quad C_2= 0.4477 \text{ pF} \quad L_3= 1.3901 \text{ nH} \quad C_4= 0.4859 \text{ pF} \quad L_5= 1.0939 \text{ nH} \quad C_6= 0.2235 \text{ pF}.$$

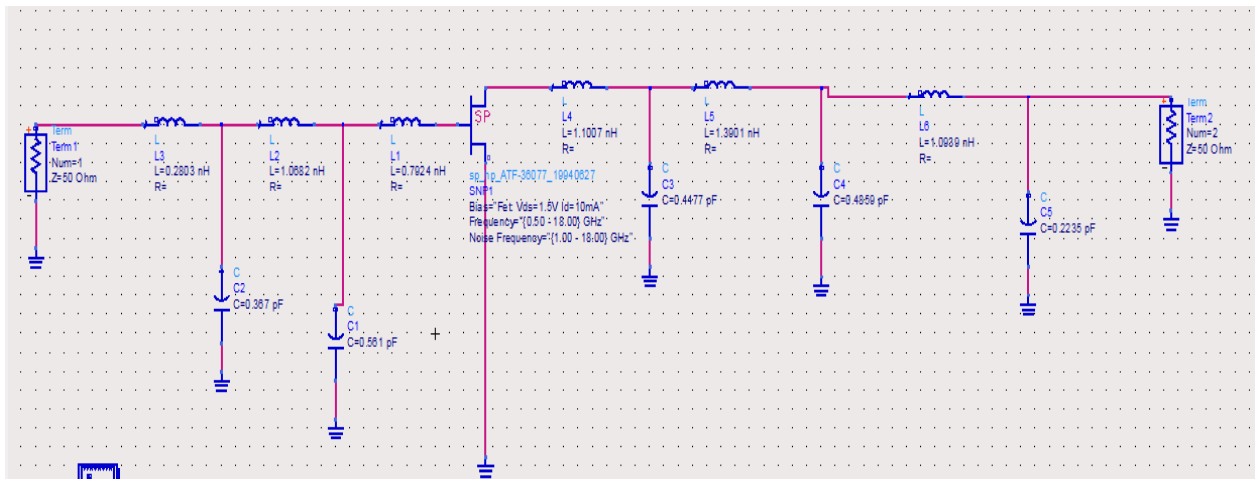
Αν χρησιμοποιήσουμε τώρα το κύκλωμα αυτό στο ADS θα προκύψει η σχεδίαση, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 11.

Κάνοντας προσομοίωση στο κύκλωμα αυτό στο διάστημα 3.1-10.6 GHz, προκύπτει το κέρδος ισχύος μεταφοράς που φαίνεται στο σχήμα 10(β).

Η προσομοίωση αυτή με το ADS συμφωνεί απολύτως με το TPG του σχήματος 10(α) που υπολογίσαμε θεωρητικά μέσω των βελτιστοποιημένων παραμέτρων σκέδασης των δύο κυκλωμάτων προσαρμογής. Αυτό σημαίνει ότι η σύνθεση των κυκλωμάτων είναι επιτυχής.

Θα πρέπει όμως να εξετάσουμε και την ευστάθεια του ενισχυτή. Θα θεωρήσουμε ότι στην είσοδο και έξοδό του συνδέονται φορτία 50Ω. Η συνθήκη για να είναι ευσταθής ο ενισχυτής στην είσοδο και έξοδο είναι οι συντελεστές ανάκλασης εισόδου και εξόδου να έχουν μέτρο μικρότερο του ένα. Βλέπουμε ότι και τα δύο μέτρα είναι μικρότερα του ένα σε όλο το διάστημα συχνοτήτων (σχήμα 12). Επομένως ο ενισχυτής είναι ευσταθής στην τυπική περίπτωση που στην είσοδο και έξοδό του συνδέονται φορτία των 50 Ω.

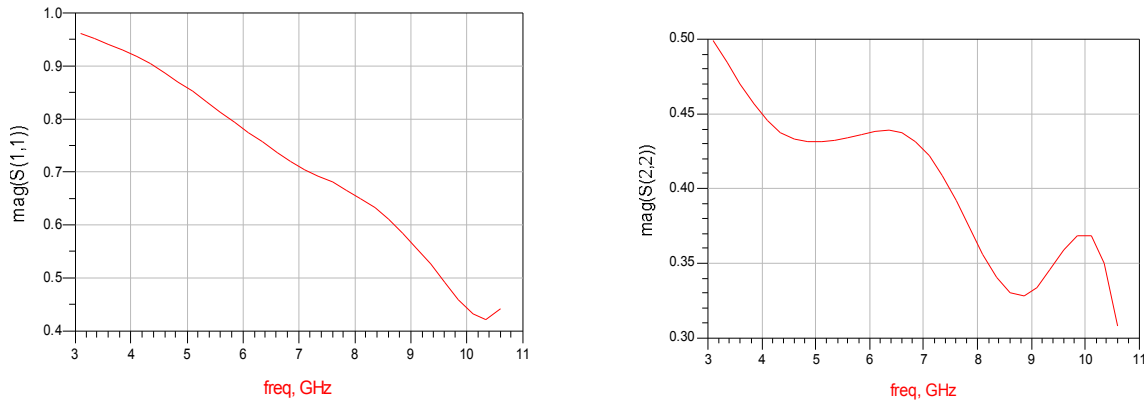
Τέλος πρέπει να δούμε και την εικόνα θορύβου στην έξοδο του ενισχυτή. Βλέπουμε ότι η μέγιστη εικόνα θορύβου είναι 1.04 dB (σχήμα 13) που είναι μία αποδεκτή τιμή.



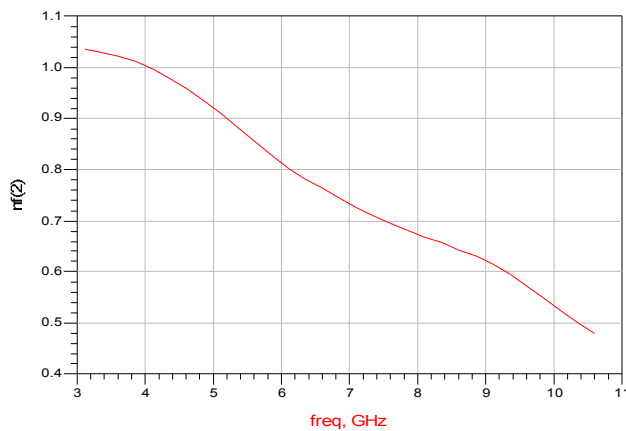
ΣΧΗΜΑ 11. Κύκλωμα Ενισχυτή υπό την SRFT

Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι σύμφωνα με το φύλλο δεδομένων του κατασκευαστή του PHEMT που χρησιμοποιούμε, το τρανζίστορ παρουσιάζει το φαινόμενο της σχετικά μικρής μόνο επιδείνωσης της εικόνας θορύβου όταν στην είσοδό του παρουσιάζεται σύνθετη αντίσταση λίγο ή πολύ διαφορετική από τη σύνθετη αντίσταση που καθιστά την εικόνα θορύβου τη μικρότερη δυνατή. Το φαινόμενο αυτό καθιστά δυνατή τη λειτουργία του τρανζίστορ ως ενισχυτή μικρού θορύβου σε μεγάλο εύρος ζώνης (broadband LNA). Η σύνθετη αντίσταση στην είσοδο μπορεί να έχει μεγάλες διακυμάνσεις σε ένα τόσο μεγάλο εύρος συχνοτήτων, αλλά αυτό επηρεάζει

ελάχιστα το θόρυβο στην έξοδο του ενισχυτή. Έτσι παρόλο που η παραπάνω βελτιστοποίηση με την SRFT που πραγματοποιήσαμε δεν έλαβε υπόψη την απαίτηση για μικρό θόρυβο η εικόνα θορύβου εξόδου είναι ανεκτή. Παρόλα αυτά οι Gunes και Bilgin ενσωμάτωσαν επιτυχώς στην Απλοποιημένη Μέθοδο Πραγματικής Συχνότητας και την απαίτηση για μικρό θόρυβο, αλλά και μικρό λόγο στάσιμων κυμάτων [18]. Επίσης, όπως περιγράφεται στο [12], η SRFT μπορεί εύκολα να επεκταθεί και για την σύνδεση σε σειρά ενισχυτικών βαθμίδων με ενεργά



ΣΧΗΜΑ 12. Απόκριση των (α) S_{11} και (β) S_{22}



ΣΧΗΜΑ 13. Εικόνα θορύβου

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Γενικά η απλοποιημένη μέθοδος πραγματικής συχνότητας (SRFT) είναι η πιο πολλά υποσχόμενη μέθοδος, όπως άλλωστε περιγράφεται στο [18]. Στην εργασία τους αυτή, οι Gunes και Bilgin κατάφεραν με συστηματικό τρόπο χρησιμοποιώντας τη SRFT να επιτύχουν τα καλύτερα δυνατά αποτελέσματα ως προς το σταθεροποιημένο κέρδος, την εικόνα θορύβου, και το λόγο στάσιμων κυμάτων. Συγκεκριμένα χρησιμοποίησαν τα δεδομένα από το datasheet του ενεργού στοιχείου για να βρουν τον καλύτερο δυνατό συνδυασμό για τα παραπάνω μεγέθη σε μία σειρά από συχνότητες για τις οποίες οι κατασκευάστριες εταιρίες έδιναν δεδομένα για τα

τρανζίστορ. Οι συνδυασμοί αυτοί αποτέλεσαν και τους στόχους προς επίτευξη μέσω της σύνθεσης των προσαρμοστικών κυκλωμάτων εισόδου και εξόδου με τη SRFT.

Στη δική μας εργασία δείξαμε ένα μόνο μέρος των δυνατοτήτων της SRFT υλοποιώντας κατάλληλες ρουτίνες στο MATLAB. Πραγματικά, με την SRFT πετύχαμε την καλύτερη δυνατή σταθεροποίηση του κέρδους του ενισχυτή (στην τιμή 14 dB) σε όλο το UWB φάσμα, πράγμα που είναι βασική απαίτηση στις τεχνολογίες UWB. Η εικόνα θορύβου επίσης ήταν πάρα πολύ καλή (0.7 db), όπως και ο συντελεστής ανάκλασης εξόδου (0.3 σε απόλυτους αριθμούς). Το μόνο μειονέκτημα στην υλοποίησή μας ήταν ο συντελεστής ανάκλασης στην είσοδο με μέση τιμή 0.75.

Στη σχεδίαση που αναπτύχθηκε στην παρούσα εργασία, χρησιμοποιήθηκε μόνο μία ενισχυτική βαθμίδα, με αποτέλεσμα το κέρδος να είναι μικρό, όμως ανεκτό για ένα ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Μεγαλύτερο κέρδος επιτυγχάνουμε όταν χρησιμοποιούμε περισσότερα ενισχυτικά κύτταρα σε σειρά. Πράγματι, στη μέθοδο της κατανεμημένης ενίσχυσης, και μάλιστα στην περίπτωση του κατανεμημένου ενισχυτή μήτρας (matrix distributed amplifier) έχουν επιτευχθεί πολύ καλά αποτελέσματα, δεδομένης ιδιαίτερως της χαμηλής εικόνας θορύβου, πράγμα όχι συνηθισμένο για ένα κατανεμημένο ενισχυτή. Πιο συγκεκριμένα, πετύχαμε κέρδος γύρω στο 20.4 dB, εικόνα θορύβου 2 dB και μέτριο συντελεστή ανάκλασης εισόδου με τιμή 0.4.

Η απλοποιημένη μέθοδος πραγματικής συχνότητας έδωσε εξαιρετικά αποτελέσματα όσον αφορά στο κέρδος και στο θόρυβο, συγκρινόμενη με τις μεθόδους κατανεμημένης ενίσχυσης.

REFERENCES

1. FCC 02-48, Federal Communications Commission, April 22, 2002.
2. Stephen Wood, Roberto Aiello, *Essentials of UWB*, Cambridge University Press, 2008, pp.12-16.
3. Win, Scholtz, "On the Robustness of Ultra-Wide Bandwidth Signals in Dense Multipath Environments" *IEEE COMMUNICATIONS LETTERS* 2, 51-53 (1998).
4. Wong, *Fundamentals of distributed amplification*, Artech House, 1993, pp. 10-20.
5. Lee, The design of CMOS radio-frequency integrated circuits, second edition, Cambridge University press, 2004, pp. 248.
6. E. A. Karagianni, N. K. Uzunoglu, A Distributed Transmission Line Amplifier with Constant Gain Operating DC up to 40 GHz for Wideband Telecommunication Applications, 8th International Conference on Advances in Communications and Control, pp. 501-504, 2001.
7. Bahl, *Fundamentals of RF and Microwave Transistor Amplifiers*, Wiley, 2009, pp. 72.
8. Kim, B, Tserng, H.Q, *Electronic Letters* 20, pp. 288-289 (1984)
9. Ayasli, Miller, Mozzi, Hanes, "Capacitively Coupled Traveling-Wave Power Amplifier", *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES* 32, 1704-1709 (1984)
10. Aitchison, "The Intrinsic Noise Figure of the MESFET Distributed Amplifier", *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES* 33, pp. 460-466 (1985).
11. Guan, Nguyen, "Low-power-consumption and high-gain CMOS distributed amplifiers using cascade of inductively coupled common-source gain cells for UWB systems", *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES* 54 pp. 3278-3283 (2006).
12. Yarman, Carlin, "A Simplified Real Frequency Technique Applied to Broadband Multistage Microwave Amplifiers", *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES* 30 pp. 2216-2222 (1982).
13. Carlin, Komiak, "A new method of broad-band equalization applied to microwave amplifiers", *IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES* 24, pp. 170-175 (1977).
14. Σχεδίαση Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου για Εφαρμογές Ευρείας Ζώνης 3.1-10.6GHz, Διπλωματική Εργασία, Νικόλαος Χατζηθανασίου, ΕΚΠΑ, 2011.
15. Yarman, *Design of Ultra Wideband Antenna Matching Networks*, Springer, 2008, pp. 190-197.
16. Yarman, *DESIGN OF ULTRA WIDEBAND POWER TRANSFER NETWORK*, Wiley, 2010, pp.634-686
17. Yarman, *DESIGN OF ULTRA WIDEBAND POWER TRANSFER NETWORK*, Wiley, 2010, pp. 636
18. F. Gunes, C. Bilgin, "A GENERALIZED DESIGN PROCEDURE FOR A MICROWAVE AMPLIFIER: A TYPICAL APPLICATION EXAMPLE", *Progress In Electromagnetics Research* B10, pp. 1-19 (2008).