



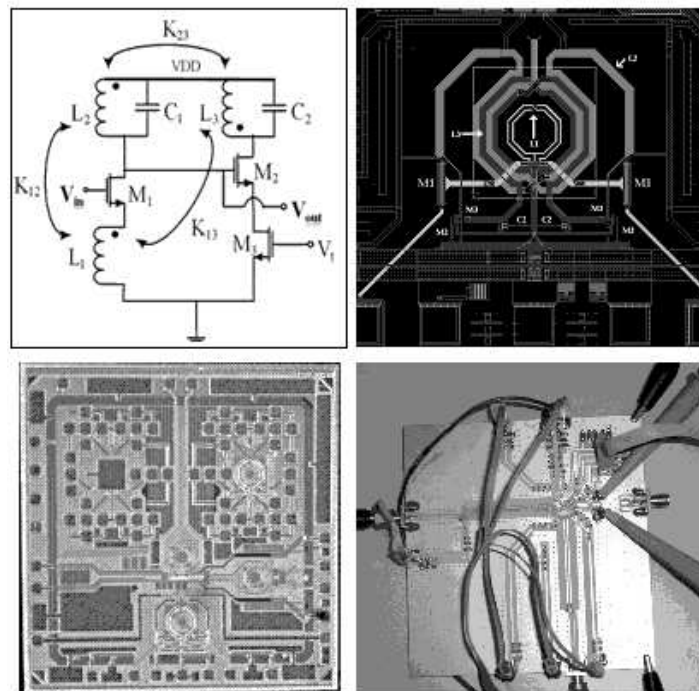
ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ
ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ nm CMOS ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ
ΓΙΑ ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ



ΓΕΩΡΓΙΟΣ Σ. ΒΙΤΖΗΛΛΙΟΣ, MSc, DIC
ΔΙΠΛΩΜΑΤΟΥΧΟΣ ΦΥΣΙΚΟΣ

ΑΘΗΝΑ, 2006



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

**ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

**ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ
ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ nm CMOS ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ
ΓΙΑ ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΕΣ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ**

ΓΕΩΡΓΙΟΣ Σ. ΒΙΤΖΗΛΛΙΟΣ, MSc, DIC

ΔΙΠΛΩΜΑΤΟΥΧΟΣ ΦΥΣΙΚΟΣ

Συμβουλευτική Επιτροπή: Ιωάννης Παπανάνος

Ελευθέριος Καγιάφας

Ιωάννης Αβαριτσιώτης

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την

.....
Ιωάννης Παπανάνος
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Ελευθέριος Καγιάφας
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Ιωάννης Αβαριτσιώτης
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Νικόλαος Ουζούνoglou
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Γεώργιος Στασινόπουλος
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Νικόλαος Μαράτος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Απόστολος Σαμέλης
Επ. Καθηγητής Π.Κ

Αθήνα, Οκτώμβριος 2006

.....
Γεώργιος Σ. Βιτζηλαίος
Διδάκτωρ Ε.Μ.Π.

Copyright © Γεώργιος Σ. Βιτζηλαίος 2006
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. **All rights reserved**

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση ότι αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς το συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν το συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευτεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

*ΣΤΟΥΣ ΓΟΝΕΙΣ ΜΟΥ,
ΣΤΕΦΑΝΟ ΚΑΙ ΘΕΟΔΩΡΑ,
ΓΙΑ ΤΑ ΟΣΑ ΜΟΥ ΕΧΟΥΝ ΠΡΟΣΦΕΡΕΙ*

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

| | |
|--|------|
| ΑΦΙΕΡΩΣΗ | i |
| ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ | iii |
| ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ | vii |
| ΛΙΣΤΑ ΠΙΝΑΚΩΝ | ix |
| ΛΙΣΤΑ ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΩΝ | xi |
| ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ | xiii |
| ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ | xv |
| ΠΡΟΛΟΓΟΣ | xvii |
| ABSTRACT | xix |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο: ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΑ | |
| 1.1 Εισαγωγή | 1 |
| 1.2 Σκοποί και στόχοι της Διατριβής..... | 4 |
| 1.3 Δομή της Διατριβής..... | 6 |
| Βιβλιογραφία..... | 7 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο : ΣΥΓΧΡΟΝΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ WLAN | |
| 2.1 Εισαγωγή..... | 9 |
| 2.2 Γενική Δομή Ασύρματου Πομποδέκτη..... | 10 |
| 2.3 Τεχνικές Ψηφιακής Διαμόρφωσης Σήματος | 11 |
| 2.3.1 Γενικά | 11 |
| 2.3.2 Η Τεχνική BPSK..... | 12 |
| 2.3.3 Η Τεχνική διαμόρφωσης QPSK..... | 13 |
| 2.4 Ανάλυση Καναλιού..... | 16 |
| 2.4.1 Εισαγωγή Λευκού Θορύβου..... | 17 |
| 2.4.2 Πολυδιαδρομική Διάλειψη (Multipath Fading)..... | 19 |
| 2.4.2.1 Μοντέλο του χρονικά μεταβαλλόμενου καναλιού..... | 20 |
| 2.4.2.2 Διάλειψη Περιβάλλουσας (Envelope Fading)..... | 21 |
| 2.5 Αρχιτεκτονικές Δέκτη..... | 24 |
| 2.5.1 Γενικά | 24 |
| 2.5.2 Γενική Φιλοσοφία σχεδίασης..... | 24 |
| 2.5.2.1 Ο Ετερόδυνος Δέκτης..... | 25 |
| 2.5.2.2 Ο Ομόδυνος Δέκτης..... | 26 |
| 2.5.3 Μη-ιδανικότητες και Σχεδιαστικές Παράμετροι | 27 |
| 2.5.3.1 Μη-γραμμικότητες..... | 27 |
| 2.5.3.1.1 Αρμονική Παραμόρφωση..... | 27 |
| 2.5.3.1.2 Ενδοδιαμόρφωση..... | 28 |

| | | |
|-----------|---|----|
| 2.5.3.1.3 | Συμπίεση Κέρδους..... | 31 |
| 2.5.3.1.4 | Blocking..... | 32 |
| 2.5.3.2 | Θόρυβος..... | 33 |
| 2.5.3.2.1 | Πηγές Θορύβου..... | 33 |
| 2.5.3.2.2 | Δείκτης Θορύβου..... | 34 |
| 2.5.4 | Εξαγωγή του NF και IIP3 του δέκτη..... | 35 |
| 2.5.4.1 | Εξαγωγή του NF_{rec_front} | 35 |
| 2.5.4.2 | Εξαγωγή του $IIP3_{rec_front}$ | 37 |
| 2.5.5 | Διαχωρισμός των προδιαγραφών NF και IIP3 σε υποκυκλώματα..... | 39 |
| 2.5.6 | Σχεδιαστικές Προδιαγραφές του LNA..... | 40 |
| 2.6 | Επίλογος..... | 40 |
| | Βιβλιογραφία..... | 42 |

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο : ΔΟΜΕΣ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (LNA)

| | | |
|-------|--|----|
| 3.1 | Εισαγωγή..... | 45 |
| 3.2 | Η ανάγκη για ενισχυτές χαμηλού θορύβου..... | 46 |
| 3.3 | Σχεδίαση υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας..... | 47 |
| 3.4 | Υλοποιήσεις Ενισχυτων Χαμηλού Θορύβου..... | 50 |
| 3.5 | Ο ενισχυτής Cascode..... | 51 |
| 3.5.1 | Δικτυώματα προσαρμογής..... | 53 |
| 3.5.2 | Δείκτης Θορύβου του ενισχυτή Cascode..... | 55 |
| 3.5.3 | Κέρδος του ενισχυτή Cascode..... | 57 |
| 3.6 | Ο ενισχυτής Μονής Μαγνητικής Ανάδρασης..... | 58 |
| 3.6.1 | Εναλλακτική προσέγγιση..... | 61 |
| 3.7 | Επίλογος..... | 63 |
| | Βιβλιογραφία..... | 64 |

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο : Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ (TTL)

| | | |
|-------|--|----|
| 4.1 | Εισαγωγή..... | 67 |
| 4.2 | Ο Ενισχυτής TTL: Γενικά..... | 69 |
| 4.3 | Ανάλυση του Ενισχυτή TTL..... | 70 |
| 4.3.1 | Η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή..... | 70 |
| 4.3.2 | Η εξαγωγή του δείκτη θορύβου του ενισχυτή..... | 75 |
| 4.3.3 | Η απομόνωση εισόδου-εξόδου του ενισχυτή..... | 79 |
| 4.3.4 | Η διαφορική λειτουργία του ενισχυτή..... | 81 |
| 4.3.5 | Η σταθερότητα του ενισχυτή..... | 81 |
| 4.4 | Σύγκριση και Αξιολόγηση του Ενισχυτή TTL..... | 83 |
| 4.4.1 | Αύξηση του κέρδους του ενισχυτή..... | 83 |
| 4.4.2 | Αύξηση της εμπέδησης εξόδου του ενισχυτή..... | 84 |
| 4.4.3 | Αύξηση της απομόνωσης εισόδου-εξόδου του ενισχυτή..... | 85 |
| 4.4.4 | Διατήρηση χαμηλού δείκτη θορύβου του ενισχυτή..... | 86 |
| 4.4.5 | Αποδοτική φυσική σχεδίαση του ενισχυτή..... | 87 |
| 4.4.6 | Υπόλοιπα χαρακτηριστικά του ενισχυτή..... | 88 |
| 4.5 | Αποτελέσματα προσομοιώσεων του Ενισχυτή TTL..... | 88 |

| | | |
|-------|--|-----|
| 4.5.1 | Προσομοιώσεις απόκρισης κέρδους και απομόνωσης εισόδου-εξόδου του ενισχυτή συναρτήσει των συντελεστών ζεύξης | 90 |
| 4.5.2 | Προσομοιώσεις του τριπλού μετασχηματιστή | 92 |
| 4.5.3 | Προσομοιώσεις των βασικών προδιαγραφών του προτεινόμενου ενισχυτή | 94 |
| 4.5.4 | Προσομοιώσεις επιμέρους χαρακτηριστικών του προτεινόμενου ενισχυτή | 100 |
| 4.5.5 | Πίνακας των συγκεντρωτικών αποτελεσμάτων του προτεινόμενου ενισχυτή | 102 |
| 4.6 | Επίλογος | 102 |
| | Βιβλιογραφία | 104 |

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο : ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΡΟΠΑΡΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΓΡΑΜΜΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ

| | | |
|-------|--|-----|
| 5.1 | Εισαγωγή | 107 |
| 5.2 | Μη γραμμότητες του τρανζίστορ τύπου MOSFET | 108 |
| 5.3 | Τεχνικές γραμμικοποίησης ενισχυτών χαμηλού θορύβου | 110 |
| 5.3.1 | Feedforward Linearization (γραμμικοποίηση εμπρόσθιας τροφοδότησης) | 111 |
| 5.3.2 | Προπαραμόρφωση (predistortion) | 113 |
| 5.3.3 | Μεταπαραμόρφωση (Postdistortion) | 116 |
| 5.3.4 | Μη γραμμική ανάδραση (nonlinear feedback)..... | 117 |
| 5.4 | Προτεινόμενη τεχνική προπαραμόρφωσης για την γραμμικοποίηση ενισχυτών χαμηλού θορύβου | 119 |
| 5.4.1 | Γενικά..... | 119 |
| 5.4.2 | Η προτεινόμενη δομή: Κυκλωματική κατασκευή..... | 121 |
| 5.4.3 | Πρώτη προτεινόμενη τεχνική: Επίτευξη υψηλής γραμμικοποίησης και ελάχιστης συνεισφοράς θορύβου μέσω βελτιστοποίησης των $i_d v_d$ χαρακτηριστικών | 122 |
| 5.4.4 | Δεύτερη προτεινόμενη τεχνική: Επίτευξη μέγιστης γραμμικοποίησης μέσω της βέλτιστης φάσης του σήματος προπαραμόρφωσης..... | 125 |
| 5.4.5 | Τρίτη προτεινόμενη τεχνική: Επίτευξη μέγιστου εύρους γραμμικοποίησης μέσω της εισαγωγής σημείου μέγιστης γραμμικότητας (sweet spot)..... | 129 |
| 5.4.6 | Χρήση των τριών τεχνικών για βελτιστοποίηση της απόδοσης γραμμικότητας του ενισχυτή χαμηλού θορύβου | 130 |
| 5.5 | Αποτελέσματα των προσομοιώσεων της προτεινόμενης τεχνικής προπαραμόρφωσης..... | 133 |
| 5.6 | Επίλογος | 134 |
| | Βιβλιογραφία | 136 |

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

| | | |
|-----|---|-----|
| 6.1 | Εισαγωγή | 141 |
| 6.2 | Περιγραφή του ολοκληρωμένου κυκλώματος που κατασκευάστηκε | 142 |
| 6.3 | Περιγραφή της πλακέτας μέτρησης που κατασκευάστηκε | 144 |
| 6.4 | Περιγραφή του συστήματος μετρήσεων | 145 |

| | |
|---|-----|
| 6.5 Πειραματικά Αποτελέσματα..... | 146 |
| 6.5.1 Μετρήσεις S-παραμέτρων του RF front end..... | 146 |
| 6.5.2 Μετρήσεις κέρδους..... | 147 |
| 6.5.3 Μετρήσεις συμπίεσης κέρδους..... | 149 |
| 6.5.4 Μετρήσεις θορύβου..... | 150 |
| 6.5.5 Μετρήσεις γραμμικότητας..... | 151 |
| 6.5.6 Μετρήσεις απόδοσης ολοκληρωμένου μετασχηματιστή | 152 |
| 6.5.7 Κατανάλωση της τοπολογίας | 154 |
| 6.6 Επίλογος | 154 |
| Βιβλιογραφία | 155 |

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7^ο ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ-ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

| | |
|---|-----|
| 7.1 Εισαγωγή | 157 |
| 7.2 Σχεδίαση Ενισχυτών ενός τρανζίστορ..... | 158 |
| 7.3 Τεχνικές γραμμικοποίησης Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου..... | 159 |
| 7.4 Συμπεράσματα..... | 160 |
| Βιβλιογραφία..... | 162 |

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

| | |
|--|-----|
| ΚΩΔΙΚΑΣ MATLAB ΓΙΑ ΤΗ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ TTL..... | 163 |
|--|-----|

ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

| | |
|---|----|
| Σχήμα 1 Σχηματικό διάγραμμα ενός τυπικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος..... | 10 |
| Σχήμα 2 Τυπικό δίκτυο WLAN..... | 11 |
| Σχήμα 3 (α) BPSK διαμορφωτής (β) BPSK αποδιαμορφωτής..... | 12 |
| Σχήμα 4 (α) QPSK διαμορφωτής, (β) QPSK αποδιαμορφωτής..... | 14 |
| Σχήμα 5 Ο διαμορφωτής OQPSK..... | 15 |
| Σχήμα 6 Συνάρτηση πυκνότητας-πιθανότητας παρουσία θορύβου..... | 16 |
| Σχήμα 7 Πιθανά Μονοπάτια του σήματος..... | 19 |
| Σχήμα 8 Σχηματικό Διάγραμμα του ετερόδυνου δέκτη..... | 25 |
| Σχήμα 9. Σχηματικό Διάγραμμα του ομόδυνου δέκτη..... | 26 |
| Σχήμα 10. Η διαδικασία της αρμονικής παραμόρφωσης..... | 27 |
| Σχήμα 11 Το φάσμα σε Two-Tone Test ενός μη γραμμικού συστήματος..... | 28 |
| Σχήμα 12 Ορισμοί του OIP3 και IIP3 σε ένα μη γραμμικό κύκλωμα..... | 29 |
| Σχήμα 13 Ορισμός του 1dB compression point..... | 30 |
| Σχήμα 14 Ορισμός παραμέτρων θορύβου στον ετερόδυνο δέκτη..... | 35 |
| Σχήμα 15 Ορισμός παραμέτρων γραμμικότητας στον ετερόδυνο δέκτη..... | 36 |
| Σχήμα 16 Ορισμός των εμπεδήσεων εισόδου εξόδου του κάθε σταδίου..... | 39 |
| Σχήμα 17 Τυπικές προδιαγραφές διαφόρων WLAN προτύπων..... | 39 |
| Σχήμα 18 Δομή ενός απλού LNA με ένα τρανζίστορ..... | 48 |
| Σχήμα 19. Υλοποίηση LNA με πυκνωτές αντιστάθμισης..... | 50 |
| Σχήμα 20. Υλοποίηση LNA με πηνίο συντονισμού..... | 51 |
| Σχήμα 21. Σχηματικό διάγραμμα ενός γενικού LNA..... | 52 |
| Σχήμα 22. Τυπικός ενισχυτής τύπου cascode..... | 52 |
| Σχήμα 23. Κύκλωμα για την εξαγωγή της συνθήκης προσαρμογής..... | 54 |
| Σχήμα 24. Κύκλωμα για την ανάλυση κέρδους του ενισχυτή cascode..... | 56 |
| Σχήμα 25. Εναλλακτικά μοντέλα για την εφαρμογή ανάδρασης μέσω ενός μετασχηματιστή..... | 58 |
| Σχήμα 26. Ο Ενισχυτής STL και το αντίστοιχο κύκλωμα ασθενούς σήματος..... | 58 |
| Σχήμα 27. a) το μοντέλο ασθενούς σήματος του ενισχυτή STL. b) Διάγραμμα ροής σήματος κατά την ορθή φορά c) Διάγραμμα ροής σήματος κατά την ανάστροφη φορά. | 59 |
| Σχήμα 28. Η διαδικασία δημιουργίας του ενισχυτή TTL..... | 68 |
| Σχήμα 29. Το μοντέλο ασθενούς σήματος του ενισχυτή TTL..... | 69 |
| Σχήμα 30. Το συμπληρωμένο μοντέλο ασθενούς σήματος του ενισχυτή TTL..... | 73 |
| Σχήμα 31. Η διαφορική ειδοχή του προτεινόμενου ενισχυτή..... | 80 |
| Σχήμα 32. Τεχνική σταθεροποίησης της τοπολογίας..... | 82 |
| Σχήμα 33. Σύγκριση της απόκρισης κέρδους των ενισχυτών STL και TTL στην περίπτωση που ενισχυτές επιτυγχάνουν την ίδια απομόνωση εισόδου-εξόδου. Παρουσιάζονται τα κέρδη της διαφορικής τοπολογίας, του ενισχυτή μονής εισόδου και εξόδου και το κέρδος του δικτύωματος προσαρμογής..... | 83 |
| Σχήμα 34. Σύγκριση της απόκρισης απομόνωσης εισόδου- εξόδου των ενισχυτών STL και TTL στην περίπτωση που ενισχυτές επιτυγχάνουν το ίδιο κέρδος..... | 85 |
| Σχήμα 35. Σύγκριση των δεικτών θορύβου (NF) των ενισχυτών STL και TTL..... | 86 |
| Σχήμα 36. Το layout του διαφορικού τριπλού μετασχηματιστή..... | 87 |
| Σχήμα 37. Ο ενισχυτής TTL σε επίπεδο layout..... | 89 |
| Σχήμα 38. Το σχηματικό διάγραμμα της προσομοίωσης..... | 89 |
| Σχήμα 39. Γραφικές κέρδους και απομόνωσης συναρτήσει των συντελεστών ζεύξης..... | 91 |
| Σχήμα 40. Το τελικό layout του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή, λαμβάνοντας υπόψη τις συνδέσεις με τα τρανζίστορ του ενισχυτή..... | 93 |
| Σχήμα 41. Οι επιδόσεις του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή συναρτήσει της συχνότητας. | 93 |
| Σχήμα 42. Η απόκριση κέρδους του ενισχυτή που κατασκευάστηκε..... | 95 |
| Σχήμα 43. Η απόκριση απομόνωσης εισόδου-εξόδου του ενισχυτή που κατασκευάστηκε..... | 96 |
| Σχήμα 44. Ο λόγος στασίμων κυμάτων του ενισχυτή που κατασκευάστηκε..... | 97 |
| Σχήμα 45. Ο δείκτης θορύβου του ενισχυτή που κατασκευάστηκε..... | 97 |
| Σχήμα 46. Η γραμμικότητα του ενισχυτή που κατασκευάστηκε..... | 98 |
| Σχήμα 47. Η παράμετρος S11 του ενισχυτή που κατασκευάστηκε..... | 99 |

| | |
|--|-----|
| Σχήμα 48. Το πραγματικό και το φανταστικό μέρος της σύνθετης αντίστασης εισόδου του ενισχυτή TTL..... | 99 |
| Σχήμα 49. Το μέτρο της εμπέδησης εξόδου του ενισχυτή που κατασκευάστηκε..... | 99 |
| Σχήμα 50. Κύκλοι σταθερότητας εισόδου του ενισχυτή που κατασκευάστηκε..... | 100 |
| Σχήμα 51. Αποκρίσεις κέρδους και απομόνωσης συναρτήσει της <i>V_{tune}</i> του ενισχυτή που κατασκευάστηκε...101 | 101 |
| Σχήμα 52. Αποκρίσεις κέρδους συναρτήσει των μεταβολών τροφοδοσίας και θερμοκρασίας του ενισχυτή που κατασκευάστηκε..... | 101 |
| Σχήμα 53. Απλό μη γραμμικό μοντέλο του τρανζίστορ τύπου MOSFET..... | 109 |
| Σχήμα 54. Απλοποιημένο διάγραμμα γραμμικοποίησης εμπρόσθιας τροφοδότησης..... | 111 |
| Σχήμα 55. Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος <i>feedforward</i> | 112 |
| Σχήμα 56. Μοντελοποίηση της τεχνικής προπαραμόρφωσης..... | 113 |
| Σχήμα 57. Τεχνικές <i>predistortion</i> | 115 |
| Σχήμα 58. Τεχνικές <i>Postdistortion</i> | 116 |
| Σχήμα 59. Παραδείγματα εφαρμογής μη γραμμικής ανάδρασης..... | 118 |
| Σχήμα 60. Η δομή STP και η προτεινόμενη δομή γραμμικοποίησης..... | 120 |
| Σχήμα 61. Απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα της προτεινόμενης δομής..... | 122 |
| Σχήμα 62. Τυπικές γραφικές των παραγώνων 1 ^{ης} , 2 ^{ης} και 3 ^{ης} τάξεως του προτεινόμενου προπαραμορφωτή (PP) και του προπαραμορφωτή STP σε συνάρτηση με την τάση στον κόμβο πύλης του τρανζίστορ M ₁ | 123 |
| Σχήμα 63. Εφαρμογή ανάδρασης μέσω ενός μετασχηματιστή..... | 125 |
| Σχήμα 64. Διανυσματική ανάλυση στην περίπτωση εφαρμογής αρνητικής και θετικής ανάδρασης μέσω ενός ολοκληρωμένου μετασχηματιστή..... | 126 |
| Σχήμα 65. Διανυσματική διαδικασία προπαραμόρφωσης λαμβάνοντας υπόψη τον ολοκληρωμένο μετασχηματιστή..... | 127 |
| Σχήμα 66. Βελτιστοποίηση της γραμμικότητας μέσω της ευθυγράμμισης των διανυσμάτων..... | 128 |
| Σχήμα 67. Βελτιστοποίηση της γραμμικότητας μέσω της εισαγωγής <i>sweet spot</i> | 129 |
| Σχήμα 68. Η διαδικασία βελτιστοποίησης του προπαραμορφωτή..... | 131 |
| Σχήμα 69. Αποκρίσεις κέρδους (S ₂₁), απομόνωσης εισόδου-εξόδου (S ₁₂), δείκτη θορύβου (NF) και γραμμικότητας (IIP ₃) του προτεινόμενου προπαραμορφωτή..... | 132 |
| Σχήμα 70. Φωτογραφία του ολοκληρωμένου συστήματος..... | 142 |
| Σχήμα 71. Σχηματικό Διάγραμμα του Συστήματος..... | 143 |
| Σχήμα 72. Διάγραμμα <i>Layout</i> της δομής Ελέγχου..... | 143 |
| Σχήμα 73. Τομή της κατασκευασμένης πλακέτας..... | 144 |
| Σχήμα 74. Διάγραμμα των τριών επιπέδων της πλακέτας μέτρησης. (α) Επίπεδο RF σημάτων (β) επίπεδο γείωσης (c) επίπεδο DC σημάτων..... | 144 |
| Σχήμα 75. Φωτογραφία της πλακέτας μετρήσεων..... | 145 |
| Σχήμα 76. Σχηματικό διάγραμμα του συστήματος μετρήσεων..... | 146 |
| Σχήμα 77. Μετρήσεις της παραμέτρου S ₁₁ στο κατασκευασμένο κύκλωμα..... | 147 |
| Σχήμα 78. Πειραματικά αποτελέσματα κέρδους του RF front-end..... | 148 |
| Σχήμα 79. Πειραματικά αποτελέσματα κέρδους του RF front-end συναρτήσει της τάσης <i>V_{tune}</i> | 149 |
| Σχήμα 80. Πειραματικά αποτελέσματα της συμπίεσης κέρδους του RF front-end..... | 150 |
| Σχήμα 81. Πειραματικά αποτελέσματα της μέτρησης γραμμικότητας του συστήματος..... | 151 |
| Σχήμα 82. Πειραματικά αποτελέσματα της μέτρησης του τριπλού μετασχηματιστή..... | 152 |
| Σχήμα 83. Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος επεξεργασίας μετρήσεων..... | 153 |
| Σχήμα 84. Ο Ενισχυτής TTL..... | 158 |
| Σχήμα 85. Η προτεινόμενη δομή προπαραμόρφωσης..... | 159 |

ΛΙΣΤΑ ΠΙΝΑΚΩΝ

| | | |
|--------------------|---|-----|
| ΠΙΝΑΚΑΣ Ι | ΣΧΕΔΙΑΣΤΙΚΕΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΤΟΥ LNA..... | 40 |
| ΠΙΝΑΚΑΣ ΙΙ | ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΙΚΕΣ ΕΠΙΔΟΣΕΙΣ ΤΟΥ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΟΥ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗ..... | 94 |
| ΠΙΝΑΚΑΣ ΙΙΙ | ΣΥΝΟΛΙΚΗ ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΤΟΥ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ TTL..... | 102 |
| ΠΙΝΑΚΑΣ ΙV | ΣΥΝΟΛΙΚΗ ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ..... | 134 |
| ΠΙΝΑΚΑΣ V | ΕΞΑΓΩΓΗ ΤΩΝ ΤΙΜΩΝ ΤΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΟΥ ΤΡΙΠΛΟΥ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗ..... | 153 |

ΛΙΣΤΑ ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΩΝ

ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ ΣΕ ΔΙΕΘΝΗ ΠΕΡΙΟΔΙΚΑ

1. G. Vitzilaios, Y. Papananos, G. Theodoratos, A. Vasilopoulos, "A 1-V, 5.5-GHz, CMOS LNA with Multiple Magnetic Feedback" (accepted for publication in the IEEE TCAS-II Journal)
2. G. Vitzilaios, Y. Papananos, G. Theodoratos, K. S. Vryssas, "Magnetic-Feedback Based Predistortion Method for Low-Noise Amplifier Linearization" (accepted for publication in the IEEE TCAS- II journal.)
3. A. Vasilopoulos, G. Vitzilaios, G. Theodoratos, Y. Papananos, "A 1-V Reconfigurable Integrated Active-RC Filter with 73 dB Dynamic Range" (accepted for publication in the IEEE JSSC Journal)
4. G. Theodoratos, G. Vitzilaios, A. Vasilopoulos, Y. Papananos, "A 1-V, 5GHz Receiver Front-End for Broadband Wireless Applications" (submitted for revision for the IEEE JSSC Journal)

ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ ΣΕ ΔΙΕΘΝΗ ΣΥΝΕΔΡΙΑ

1. G. Vitzilaios, Y. Papananos, G. Theodoratos, A. Vasilopoulos, "A Low-Voltage CMOS LNA with Multiple Magnetic Feedback for WLAN Applications," IEEE 2006 International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS).
2. A. Vasilopoulos, G. Vitzilaios, G. Theodoratos, Y. Papananos, "A low-voltage, highly linear, integrated, active-RC filter," IEEE Research in Microelectronics and Electronics, 2005 PhD, vol. 1, pp. 39-42, July 2005.
3. G. Theodoratos, A. Vasilopoulos, G. Vitzilaios, Y. Papananos, "Calculating Distortion in Active CMOS Mixers Using Volterra Series," IEEE 2006 International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS).

ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ

-Α-

AWGN: Additive White Gaussian Noise
 AM: Amplitude Modulation
 ASK: Amplitude Shift Keying
 $A_{1\text{db}}$: 1dB Compression Point
 AC: Alternative Current

-Β-

BER: Bit Error Rate
 BPSK: Binary Phase Shift Keying
 BB: Baseband
 BPF: Bandpass Filter
 BJT: Bipolar Junction Transistor
 BICMOS: Bipolar and CMOS

-C-

CMOS: Complementary Metal Oxide Semiconductor
 CDMA: Code Division Multiple Access
 C: Capacitance
 C_{gd} : Gate-Drain Overlap Capacitance
 C_{gs} : Gate-Source Overlap Capacitance

-D-

DSP: Digital Signal Processing
 DC: Direct Current

-E-

-

-F-

FM: Frequency Modulation
 FDM: Frequency Division Multiplexing

FSK: Frequency Shift Keying
 FET: Field Effect Transistor
 1G: First Generation

-G-

G_x : Gain
 GSM: Groupe Spéciale Mobile

-H-

HPF: Highpass Filter

-I-

I: Current
 IEEE: Institute of Electrical and Electronic Engineers
 I/Q: In Phase/Quadrature
 ISI: Intersymbol Interference
 IF: Intermediate Frequency
 IIP3: Third order Input Intercept Point
 ID1: 1st Order Intermodulation Product
 ID3: 3rd Order Intermodulation Product
 IMN: Input Matching Network

-J-

-

-K-

k : coupling Factor

-L-

L_x : Inductor
 LAN: Local Area Network
 LNA: Low-Noise-Amplifier

LPF: Lowpass Filter
LO: Local Oscillator

- \mathcal{M} -

MOS: Metal Oxide semiconductor
M: Mutual Inductance
 M_x : Transistor
MODEM: Modulator-Demodulator

- \mathcal{N} -

NF: Noise Figure

- \mathcal{O} -

OIP3: Output 3rd Order Intercept Point
OQPSK: Offset Quadrature Phase Shift Keying
OMN: Output Matching Network

- \mathcal{P} -

PM: Phase Modulation
PSK: Phase Shift Keying
PDF: Probability Distribution Function
PAM: Pulse Amplitude Modulation
PSD: Power Spectral Density

- \mathcal{Q} -

Q: Quality Factor
QPSK: Quadrature Phase Shift Keying

- \mathcal{R} -

R: Resistor
RF: Radio Frequency

- \mathcal{S} -

S_x : Signal
SAW: Surface Acoustic Wave

SoC: System on Chip
STL: Single Transformer
SNR: Signal-to-Noise Ratio
STP: Shunt Transistor Predistorter
2G: Second Generation

- \mathcal{T} -

TDMA: Time Division Multiplexing
TTL: Triple Transformer LNA
3G: Third Generation

- \mathcal{U} -

-

- \mathcal{V} -

VSWR: Voltage Standing Wave Ratio

- \mathcal{W} -

WLAN: Wireless Local Area Network
WCDMA: Wideband Code Division Multiple Access

- \mathcal{X} -

-

- \mathcal{Y} -

-

- \mathcal{Z} -

Z_x : Impedance

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η παρούσα διδακτορική διατριβή εκπονήθηκε στο ερευνητικό εργαστήριο της Ομάδας Σχεδίασης Μικροηλεκτρονικών Κυκλωμάτων του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου στη διάρκεια των ακαδημαϊκών ετών 2002-2006. Τα χρόνια αυτά υπήρξαν για μένα ιδιαίτερα εποικοδομητικά, ευχάριστα και δημιουργικά, και σε αυτό συνετέλεσαν αυτοί που, έμμεσα ή άμεσα και με τον τρόπο του ο καθένας, βοήθησαν σημαντικά στο να καταφέρω να ολοκληρώσω την προσπάθειά μου και να παρουσιάσω την εργασία αυτή. Θα προσπαθήσω να εκφράσω με λόγια και όσο καλύτερα μπορώ στην εισαγωγή αυτή τις ολόθερμες ευχαριστίες για την αμέριστη βοήθεια και την πολλαπλή υποστήριξη των ανθρώπων εκείνων που σε οποιαδήποτε δυσκολία ήταν δίπλα μου, μου έδιναν λύσεις, κουράγιο και δύναμη. Στην προσπάθεια μου αυτή δεν ήμουν ποτέ μόνος, και γι' αυτό τους ευγνωμονώ.

Κατ' αρχάς θέλω να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή κ. Ιωάννη Παπανάνο. Η εμπιστοσύνη, η διαρκής βοήθεια και η αποτελεσματική καθοδήγησή του ήταν καταλυτικές για να μπορέσει να ολοκληρωθεί αυτή η διατριβή. Ο κ. Παπανάνος σε όλα τα επίπεδα και καθ' όλη τη διάρκεια των χρόνων ενασχόλησής μου με την παρούσα εργασία μου έδωσε πολύτιμες συμβουλές και κατευθύνσεις, αφιέρωσε πολύ χρόνο στο να με βοηθήσει σε οποιονδήποτε τομέα υπήρχε ανάγκη και φρόντισε για την επιστημονική μου κατάρτιση δίνοντάς μου την ευκαιρία να ασχοληθώ με μια πληθώρα ερευνητικών προγραμμάτων. Επιπλέον, ο κ. Παπανάνος συνέβαλε και με προσωπική εργασία στο κομμάτι της τεχνικής υλοποίησης της διατριβής. Ευχαριστώ επίσης τον κ. Α. Κική για την παροχή καθοδήγησης και τεχνικής υποστήριξης στο πειραματικό κομμάτι της διατριβής. Ιδιαίτερα ευχαριστώ τους Δρ. Ν. Νάστο για την βοήθειά του στο κομμάτι του χαρακτηρισμού του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή, και Δρ. Ε. Ζερβάκη για την βοήθειά του στην κατασκευή της πλακέτας μετρήσεων. Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω τον οργανισμό **MOSIS**, για την χρηματοδότηση της κατασκευής του ολοκληρωμένου συστήματος που εξετάζεται στην παρούσα εργασία.

Θέλω επίσης να ευχαριστήσω θερμά την οικογένειά μου, τους γονείς μου Στέφανο και Θεοδώρα, τα αδέρφια μου Γιάννη και Λία και τη θεία μου Ελισάβετ. Η αγάπη τους, η υποστήριξή τους και η πίστη τους σε μένα μου ήταν απαραίτητα εφόδια στην προσπάθειά μου. Η εργασία αυτή αφιερώνεται στους γονείς μου, οι οποίοι μοιράστηκαν τις αγωνίες και τις δυσκολίες, με στήριξαν ηθικά και προσπάθησαν με όποιον τρόπο μπορούσαν να με διευκολύνουν σε αυτή την προσπάθεια. Σε αυτούς οφείλω τα πάντα.

Οι φίλοι και συνεργάτες Κ. Κριθινάκη, Α. Κυρανάς, Ν. Νάσκας, Ε. Ζερβάκης, Ν. Νάστος, Α. Βασιλόπουλος, Κ. Βρυσάς, Γ. Θεοδωράτος, Α. Μπαζιγός, Ε. Κυτωνάκη και Π. Σιμιτσάκης βοήθησαν τα χρόνια της διατριβής να είναι ευχάριστα και δημιουργικά και τους ευχαριστώ για την βοήθειά τους στο επιστημονικό και τεχνικό τμήμα της εργασίας. Τέλος, ευχαριστώ θερμά τη Λώρα Κουντουριώτη για την πολύτιμη συμπαράσταση και τη διαρκή υποστήριξή της, καθώς και τους Νίκο Ψαρρό, Νίκο Οικονόμου και Γιώργο Καρακατσάνη που ήταν πάντα δίπλα μου. Η φιλία τους είναι ανεκτίμητη.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα διδακτορική διατριβή αναφέρεται στη σχεδίαση και βελτιστοποίηση της λειτουργίας ολοκληρωμένων Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου τεχνολογίας **nm CMOS** για ασύρματες ευρυζωνικές εφαρμογές, υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας και κατανάλωσης και για συχνότητες μεγαλύτερες των **5GHz**. Στα πλαίσια της εργασίας ερευνάται η χρήση της μαγνητικής ανάδρασης σε επίπεδο ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, με σκοπό τη δημιουργία μιας νέας ενισχυτικής δομής, που αναφέρεται ως Ενισχυτής Τριπλής Μαγνητικής Ανάδρασης (**Triple Transformer Low-Noise Amplifier, TTL**) και στην υλοποίηση μιας τεχνικής Προπαραμόρφωσης για γραμμικοποίηση Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου.

Με βάση τα παραπάνω, η διδακτορική διατριβή χωρίζεται σε δυο διακριτά τμήματα: Στο πρώτο τμήμα, παρουσιάζεται και αναλύεται πλήρως η τεχνική του Ενισχυτή Τριπλής Μαγνητικής Ανάδρασης. Η δομή αποτελείται από ενισχυτικό στάδιο ενός μόνο τρανζίστορ και από στάδιο αντιστάθμισης. Το στάδιο αντιστάθμισης σκοπό έχει να αυξήσει την απομόνωση εισόδου-εξόδου του ενισχυτή (η μειωμένη τιμή της οποίας αποτελεί το σοβαρότερο πρόβλημα σε ενισχυτικές δομές ενός τρανζίστορ) χωρίς όμως να υπάρχει μείωση του κέρδους της τοπολογίας. Εδώ ακριβώς έγκειται και η βασική καινοτομία του προτεινόμενου ενισχυτή, αφού το περιορισμένο κέρδος αποτελεί ένα τυπικό φαινόμενο των βιβλιογραφικά αναφερόμενων δομών, όπου κέρδος και απομόνωση εισόδου είναι άμεσα εξαρτώμενα.

Η αρχή λειτουργίας της δομής βασίζεται σε έναν Τριπλό Μετασχηματιστή και στην μέσω αυτού ταυτόχρονη εφαρμογή θετικής και αρνητικής ανάδρασης σε διαφορετικούς κόμβους της τοπολογίας, χωρίς οι αναδράσεις αυτές να αλληλοαναιρούνται. Με τον τρόπο αυτό, η τεχνική κάνει τους ορισμούς του κέρδους και της απομόνωσης εισόδου-εξόδου σχετικά ανεξάρτητους. Η προτεινόμενη δομή καταφέρνει να εισαγάγει δυο προσθετικά σήματα αρνητικής ανάδρασης, που αυξάνουν την απομόνωση εισόδου-εξόδου, και ένα σήμα θετικής ανάδρασης, που αντισταθμίζει τη μείωση του συντελεστή ποιότητας του πηνίου φορτίου, που ο μετασχηματιστής δημιουργεί και που προκαλεί ελάττωση του κέρδους και της εμπέδησης εξόδου. Έτσι καταργείται η ανάγκη για το **cascode** τρανζίστορ, διατηρείται η ικανότητα λειτουργίας υπό χαμηλή τροφοδοσία και το κέρδος και η απομόνωση εισόδου-εξόδου μπορούν να λάβουν μεγάλες τιμές.

Η χρήση του σταδίου αντιστάθμισης δεν επηρεάζει σημαντικά την απόδοση θορύβου του ενισχυτή, ενώ με τον κατάλληλο σχεδιασμό του τριπλού μετασχηματιστή είναι δυνατόν η σχεδίαση να γίνει ιδιαίτερα αποδοτική όσον αφορά την επιφάνεια πάνω στο ολοκληρωμένο που ο ενισχυτής καταλαμβάνει. Τέλος, ο ενισχυτής είναι ιδιαίτερα κατάλληλος για εφαρμογές όπου ένα ολοκληρωμένο σύστημα ολοκληρώνεται πάνω στη ψηφίδα (**System on Chip, SoC**), λόγω της αυξημένης εμπέδησης εξόδου που παρουσιάζει, και είναι κατάλληλος για υψίσυχνες εφαρμογές.

Στο δεύτερο τμήμα της εργασίας παρουσιάζεται η υλοποίηση μιας τεχνικής προπαραμόρφωσης, η οποία συνδυάζει μια σειρά επιμέρους τεχνικών, ώστε να επιτευχθεί μέγιστη γραμμικοποίηση ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου σε ένα μεγάλο εύρος τιμών ισχύος εισόδου. Αυτό επιτυγχάνεται με την ελάχιστη μείωση του κέρδους και την ελάχιστη αύξηση του θορύβου της τοπολογίας.

Κατ' αρχάς, παρουσιάζεται η δομή ενός ισχυρά μη γραμμικού κλάδου προπαραμόρφωσης, του οποίου η έντονα μη γραμμική φύση βασίζεται στα εξής: Στον εκφυλισμό του βασικού τρανζίστορ του προπαραμορφωτή, στην εφαρμογή μη γραμμικής ανάδρασης στο

τρανζίστορ εκφυλισμού και στην μαγνητική ζεύξη μη γραμμικών προϊόντων στην έξοδο του προπαραμορφωτή. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται η δημιουργία των επιθυμητών προϊόντων γραμμικοποίησης με την ελάχιστη τιμή για τα δημιουργούμενα προϊόντα 1^{ης} τάξης, που οδηγούν σε μείωση του κέρδους και αύξηση του δείκτη θορύβου της τοπολογίας.

Σε ένα δεύτερο επίπεδο, η τεχνική εισάγει ένα “**sweet spot**” στη συνάρτηση μεταφοράς προϊόντων 3^{ης} τάξης του ενισχυτή, που ουσιαστικά είναι μια βελτίωση της γραμμικότητας σε μια περιορισμένη περιοχή τιμών ισχύος εισόδου, και που οφείλεται στη συμπίεση κέρδους του βασικού τρανζίστορ του κλάδου προπαραμόρφωσης.

Τέλος, χρησιμοποιείται ένας ολοκληρωμένος μετασχηματιστής, ο οποίος έχει διπλό ρόλο: Καταρχήν, στρέφει τα προϊόντα προπαραμόρφωσης υπό κατάλληλη γωνία, ώστε να ευθυγραμμισθούν με τις μη γραμμικότητες που παράγει ο βασικός ενισχυτής και έτσι να επιτευχθεί μέγιστη γραμμικοποίηση μέσω της αμοιβαίας ακύρωσης των διανυσμάτων. Κατά δεύτερο, χρησιμοποιείται για να ορίσει την τιμή ισχύος εισόδου που προκύπτει το **sweet spot** και να το μετακινήσει κατάλληλα, ώστε να επιτευχθεί μέγιστη γραμμικοποίηση σε ένα μεγάλο εύρος τιμών ισχύος εισόδου. Η τεχνική είναι ιδιαίτερα κατάλληλη για εφαρμογές χαμηλής τροφοδοσίας και χρησιμοποιεί δυο εξωτερικές τάσεις ελέγχου για να επιτευχθεί η βέλτιστη απόδοση.

Τα αναφερόμενα στην παρούσα διατριβή κυκλώματα σχεδιάστηκαν σε μια **nm-scale CMOS** τεχνολογία, που ήταν η **IBM 0.13um CMOS-RF**. Κατασκευάστηκε και ελέγχθηκε ο ενισχυτής Τριπλής Μαγνητικής Ανάδρασης ως τμήμα ενός **front-end** για **WLAN** εφαρμογές. Οι πειραματικές μετρήσεις, απέδειξαν την λειτουργικότητα του ενισχυτή, είναι σύμφωνες με την αρχή λειτουργίας και είναι σε αρκετά καλή συμφωνία με τις προσομοιώσεις που έγιναν.

ABSTRACT

This dissertation focuses on the design and optimization of integrated CMOS Low-Noise Amplifiers for broadband wireless applications, under low supply voltage and low power consumption, for operation frequencies above 5GHz. In particular, the application of magnetic feedback in integrated circuits is investigated in order to design a novel amplifier topology, refer to as a Triple Transformer Low-Noise Amplifier (TTL) and to introduce a predistortion technique suitable for Low-Noise-Amplifier linearization.

The dissertation Thesis is separated into two independent sections: First, the introduced topology of the Triple Transformer Low-Noise-Amplifier topology is presented and fully characterized. The design consists of a single transistor amplifying stage and a compensating stage. The latter stage is aimed to improve the reverse isolation of the amplifier (that is probably the most serious limitation of a single transistor amplifier topology) without sacrificing gain to do so. This is the main contribution of the design, since reduced gain is the typical drawback of the topologies stated in the bibliography, where gain and reverse isolation are directly related.

The operation principle of the topology relies on an integrated triple transformer and on the simultaneous application of positive and negative feedback at different nodes of the topology, without mutual cancellation. Under these conditions, the amplifier makes the definitions of gain and reverse isolation relatively independent. The design introduces two additive negative feedback signals that improve the reverse isolation of the amplifier, and a positive feedback signal that compensates for the reduction of the Quality Factor of the load inductor, created by the negative feedback, which reduces the gain and output impedance of the topology. The methodology eliminates the need for a cascode transistor, facilitates low voltage supply operation and allows for high values of gain and reverse isolation to be achieved.

The introduction of the compensating stage does not degrade the noise performance of the amplifier, while under appropriate layout of the integrated transformer, the design can be area efficient. Finally, the topology is especially suitable for System-on-Chip (SoC) applications due to the high output impedance provided and allows for high frequency operation.

In the second part of the thesis, a predistortion linearization technique suitable for Low-Noise-Amplifier applications is introduced, that combines a series of techniques in order to achieve maximum linearization for a significant range of input power values, with minimum degradation of the amplifier gain and Noise Figure.

First, the design of a highly non-linear predistortion branch is analyzed, that depends on the degeneration of the main transistor of the predistorter, on the application of non-linear feedback at the degenerating transistor and on the magnetic coupling of non-linear products at the output node of the predistorter. This methodology allows for the generation of the required distortion products with the minimum generation of 1st order products that lead to gain reduction and noise performance degradation.

Second, the topology introduces a sweet spot in the 3rd order product transfer characteristic of the amplifier, which effectively is an improvement of the linearity performance in a narrow range of input power values. In particular, it is created by the gain compression of the main transistor of the predistorter.

Finally, an integrated transformer is utilized whose role is double: firstly, it is used to phase shift the predistortion products in order for them to be aligned with the distortion products of the main amplifier. This way, maximum non-linearity cancellation is achievable through vector cancellation. Secondly, it is used to shift the position of the sweet spot, placing it in a particular value of input power. This way, the range of input power that linearity improvement occurs can be maximized. The technique is especially suited for low voltage applications and in order for all conditions to occur, two externally controlled voltages are required.

The above referred designs have been designed and simulated in a nm scale CMOS technology, and in particular IBM's 0.13um CMOS-RF. The Triple Transformer LNA has been fabricated and tested, and the measured results are proving the operation principle of the circuit and are in accordance with the simulations made.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΙΚΑ

1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα λεγόμενα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα δημιουργήθηκαν στις αρχές της δεκαετίας του 1980 με την παρουσίαση των αναλογικών κυψελωτών συστημάτων, τα οποία ορίστηκαν ως η Πρώτη Γενιά (**First Generation, 1G**). Τα συστήματα αυτά χρησιμοποιούσαν διαμόρφωση συχνότητας για κωδικοποίηση ομίλιας και πολυπλεξία συχνότητας (**Frequency Division Multiplexing, FDM**) ως τεχνική πρόσβασης. Υποστήριζαν μόνο επικοινωνίες φωνής, είχαν χαμηλή ποιότητα ήχου, χαμηλή χωρητικότητα κυψέλης, χαμηλή διάρκεια μπαταρίας και ήταν επιρρεπή σε υποκλοπές.

Η ραγδαία αύξηση του αριθμού των χρηστών οδήγησε στην απαίτηση για μεγαλύτερη χωρητικότητα κυψέλης. Ως αποτέλεσμα, στις αρχές της δεκαετίας του 1990 δημιουργήθηκε η Δεύτερη Γενιά (**Second Generation, 2G**). Σε αντίθεση με τα αναλογικά δίκτυα της Πρώτης Γενιάς, τα 2G συστήματα βασίζονται σε ψηφιακή διαμόρφωση και περίπλοκη ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Τα δίκτυα αυτά κατηγοριοποιούνται με δύο τεχνικές πρόσβασης: Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Χρόνου (**Time Division Multiple Access TDMA**) και Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Κώδικα (**Code Division Multiple Access CDMA**). Το δίκτυο GSM (**Groupe Spéciale Mobile**), βασισμένο σε TDMA τεχνική έγινε σε παγκόσμιο επίπεδο το πιο διαδεδομένο ψηφιακό ασύρματο δίκτυο, λόγω της γρήγορης δημιουργίας του και της παγκόσμιας αποδοχής του ως ένα πανευρωπαϊκό πρότυπο, το οποίο επιτρέπει την περιαγωγή (**roaming**) σε ολόκληρη την Ευρωπαϊκή Ένωση. Αυτή η τελευταία δυνατότητα του δικτύου αποδείχθηκε τόσο χρήσιμη, ώστε το GSM να υιοθετηθεί σε διάφορα μέρη του πλανήτη. Αν και

ανώτερη από την TDMA, η CDMA υπερίσχυσε μόνο στην Βόρεια Αμερική, στην Ιαπωνία και στην Νότια Κορέα. Γενικά, τα δίκτυα 2G παρέχουν αυξημένη χωρητικότητα κυψέλης και αυξημένη ποιότητα φωνής, καθώς επίσης και δυνατότητα ασύρματης μετάδοσης δεδομένων και μια πληθώρα ψηφιακών υπηρεσιών, όπως αναμονή και προώθηση κλήσεων, αναγνώριση κλήσης και άλλα. Παράλληλα με τα συστήματα προσωπικών τηλεπικοινωνιών, άρχισε η διαδικασία δημιουργίας τοπικών δικτύων μεταφοράς δεδομένων και τέθηκε και το θέμα της περιοχής συχνοτήτων, που θα λειτουργήσουν τα δίκτυα αυτά.

Η απαίτηση για εφαρμογές υψηλού ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας, όπως για πρόσβαση στο διαδίκτυο και ασύρματο video, οδήγησαν στη δημιουργία των συστημάτων της λεγόμενης Τρίτης Γενιάς (Third Generation, 3G), στο τέλος του 2001. Δύο εναλλακτικά πρότυπα συστήματα 3G προτάθηκαν: Η Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Κώδικα Ευρείας Ζώνης (Wideband Code Division Multiple Access, WCDMA) και η CDMA2000. Οι διαφορές μεταξύ των δύο αυτών προτύπων είναι σχετικά μικρές, κατά κύριο λόγο μικρές ανακολουθίες στην επιλογή ορισμένων παραμέτρων, αλλά με μια βασική διαφορά: αν θα πρέπει ή όχι να συγχρονίζονται οι σταθμοί βάσης. Η CDMA2000 δημιουργήθηκε σαν η εξέλιξη της CDMA τεχνικής των συστημάτων 2G, ενώ η WCDMA προτάθηκε ως ο αντικαταστάτης του GSM.

Στο σημείο αυτό πρέπει να κάνουμε ένα σημαντικό σχόλιο: όπως είναι φυσικό, η εξέλιξη και η αναβάθμιση των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων δεν είναι ούτε στιγμιαία ούτε παγκόσμια· αντίθετα, σε πολλές περιπτώσεις υπάρχει έντονη διαμάχη για την επικράτηση κάποιου προτύπου. Παράλληλα, νομοθετικές ρυθμίσεις, όπως η πολιτική της 'τεχνολογικής ουδετερότητας' (policy of technology neutrality) που εφαρμόζεται στις ΗΠΑ και παρέχει τις άδειες στους παροχείς υπηρεσιών να επιλέγουν ελεύθερα το πρότυπο που θα υπηρετήσουν, δημιουργούν μια πληθώρα δικτύων, καναλιών, ζωνών συχνοτήτων κτλ. που πρέπει να συνυπάρξουν. Τα παραπάνω, σε συνδυασμό με την αύξηση των χρηστών και με την απαίτησή τους για ασύρματες επικοινωνίες μεταφοράς δεδομένων (π.χ. τοπικά ασύρματα δίκτυα) έχει πιέσει ιδιαίτερα το χρήσιμο κομμάτι του φάσματος των συχνοτήτων.

Η νέα αυτή κατάσταση θέτει πολλές και μεγάλες προκλήσεις σε όλο το φάσμα της σχεδίασης ενός ασύρματου δικτύου: απαιτούνται νέα πρότυπα, νέες και αποδοτικότερες μέθοδοι πρόσβασης και κωδικοποίησης, βέλτιστη χρήση των σταθμών βάσης, αυξημένη ασφάλεια και πολλές άλλες παράμετροι, οι οποίες αποτελούν αντικείμενο έντονης και συστηματικής έρευνας από τους μηχανικούς Τηλεπικοινωνιών και Δικτύων. Φυσικό επακόλουθο είναι να υπάρξει και αντίστοιχη πίεση στο σχεδιασμό του φυσικού επιπέδου (physical layer), και επομένως στην ψηφιακή και αναλογική σχεδίαση ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Τα παραπάνω ισχύουν εξίσου σε όλα τα Τηλεπικοινωνιακά δίκτυα, ανεξαρτήτως του είδους της πληροφορίας που μεταφέρεται (φωνή, δεδομένα κτλ.).

Σε κυκλωματικό επίπεδο, ο σκοπός της έρευνας έχει επικεντρωθεί στη δημιουργία τερματικών μικρού μεγέθους και χαμηλού κόστους, τα οποία θα μπορούν να προγραμματιστούν για διάφορες εφαρμογές. Επομένως, η σύγχρονη τάση είναι η δημιουργία ψηφιακών πομποδεκτών. Η δημιουργία και η σχεδίαση ενός ψηφιακού πομποδέκτη, όμως, δεν είναι ακόμα υλοποιήσιμη με τα σημερινά δεδομένα, και για το λόγο αυτό αναλογικά κυκλώματα τα οποία διαμορφώνουν και μετασχηματίζουν την πληροφορία είναι απαραίτητα. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, η υλοποίηση των μελλοντικών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων θέτει νέες προκλήσεις στη σχεδίαση, τόσο σε επίπεδο κυκλώματος όσο και σε επίπεδο συστήματος. Κυκλωματικά, ο καθοριστικός παράγοντας είναι η υλοποίηση υψηλών ρυθμών μετάδοσης πληροφορίας: αυτό μεταφράζεται στην απαίτηση για κανάλια με μεγάλο εύρος ζώνης, λήψη συνεχούς χρόνου και, λόγω των διαθέσιμων ζωνών συχνοτήτων, υψηλές συχνοτήτες εκπομπής και λήψης (μεγαλύτερες

από 2 GHz). Δε θα ήταν υπερβολή να αναφέρουμε ότι τα νέα αυτά δεδομένα απαιτούν δραστικές αλλαγές στον τρόπο σχεδίασης, μια νέα μεθοδολογία σχεδίασης βασισμένη στις νέες ανάγκες. Η άποψη αυτή ενισχύεται και από το γεγονός ότι τα σύγχρονα αυτά συστήματα θα πρέπει να υλοποιηθούν με τη χρήση χαμηλών τάσεων τροφοδοσίας (~1V) και προφανώς χωρίς απώλειες στην απόδοση σε σχέση με τα σημερινά συστήματα. Στην περίπτωση αυτή η πρόκληση είναι σαφής: ο (αναλογικός) σχεδιαστής δεν έχει τη δυνατότητα να 'χτίσει' έναν ικανοποιητικό αριθμό τρανζίστορ μεταξύ των τροφοδοσιών. Ακόμα και με σύγχρονες τεχνολογίες, σε πολλές περιπτώσεις ο μέγιστος αριθμός τρανζίστορ περιορίζεται σε δύο ή ακόμα και σε ένα στοιχείο. Αναπόφευκτα, λοιπόν, ένας τεράστιος αριθμός τοπολογιών γίνεται ακατάλληλος υπό συνθήκες χαμηλής τάσης. Είναι σαφές ότι ο σχεδιασμός των μελλοντικών αυτών συστημάτων απαιτεί δραστικές αλλαγές στο αναλογικό τμήμα του συστήματος και νέες βασικές κυκλωματικές δομές και συστηματικές υλοποιήσεις θα είναι απαραίτητες.

Τα συστήματα ασυρμάτων τοπικών δικτύων (Wireless Local Area Networks, WLAN) αποτελούν ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα συστήματος που επηρεάζεται από τις σύγχρονες απαιτήσεις και εξελίξεις. Ένα τυπικό πρότυπο WLAN, όπως το IEEE 802.11.a έχει ρυθμό μετάδοσης που φτάνει τα 54 Mbits/s, ζώνη συχνοτήτων με μέγιστο τα 5,725-5,825 GHz και απόσταση καναλιών 20MHz. Ένα αντίστοιχο πρότυπο, όπως το ETSI BRAN HiperLan1 έχει ρυθμό μετάδοσης που φτάνει τα 23 Mbits/s, ζώνη συχνοτήτων τα 5,150-5,300 GHz και απόσταση καναλιών 23,5294 MHz, 100MHz και 150 MHz. Το βασικό στοιχείο που διαφοροποιεί τα WLAN από τα δίκτυα Κινητής Τηλεφωνίας είναι σίγουρα η περιοχή συχνοτήτων λειτουργίας, η οποία είναι στην περιοχή των 5-6 GHz. Συχνότητες αυτής της περιοχής θέτουν αρκετές προκλήσεις στον αναλογικό σχεδιαστή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Αν θέλαμε να δώσουμε μια πρώτη παράμετρο που περιπλέκει και δυσκολεύει τη σχεδίαση, αυτή θα ήταν το γεγονός ότι μια υψηλή συχνότητα περιορίζει τις απόλυτες τιμές των πηνίων και των πυκνωτών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για υψίσυχο συντονισμό. Έτσι, υπό συνθήκες μπορούν να προκύψουν προβλήματα κέρδους, εμπέδησης εξόδου αλλά και κατασκευαστικά που αναφέρονται στην μικροκυματική φύση της σχεδίασης. Προφανώς, τα προβλήματα αυτά είναι ανάλογα με την ειδική λειτουργία που το κύκλωμα επιτελεί.

Σε συστηματικό επίπεδο, η σύγχρονη τάση σχεδίασης απαιτεί μεγάλο βαθμό ολοκλήρωσης, με απώτερο σκοπό τη δημιουργία ολοκληρωμένων συστημάτων (System-On-Chip, SoC). Ένας τέτοιος βαθμός ολοκλήρωσης είναι ιδιαίτερα επιθυμητός για λόγους (μικρού) μεγέθους και (οικονομικής και εύχρηστης) συσκευασίας (packaging), καθώς επίσης και λόγω του συνολικά μειωμένου κόστους μιας τέτοιας κατασκευής. Η μετάβαση σε μιας τέτοιας λογικής σχεδίαση επηρεάζει κυρίως τα υψίσυχα κυκλώματα του συστήματος. Ενώ η κλασική σχεδίαση επέτρεπε τμήματα της αναλογικής επεξεργασίας σήματος να γίνεται από εξωτερικά στοιχεία, όπως παραδείγματος χάρη η διαδικασία φιλτραρίσματος (που επιτελούνταν από υψηλής ποιότητας SAW (Surface Acoustic Wave) φίλτρα), σε μία σύγχρονη σχεδίαση απαιτείται να γίνεται εσωτερικά του ολοκληρωμένου. Πρέπει επομένως ο σχεδιαστής, εκτός από την on-chip υλοποίηση των εξωτερικών αυτών στοιχείων, να προσαρμόσει τα ήδη ολοκληρωμένα τμήματα στις νέες συνθήκες που προκύπτουν από την πλήρη ολοκλήρωση του συστήματος.

Στις παραπάνω παραγράφους δόθηκε επιγραμματικά το πλαίσιο στο οποίο κινείται η σύγχρονη σχεδίαση ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, και έγινε σαφές ότι αποτελεί ένα χώρο έντονης ερευνητικής δραστηριότητας στον τομέα των αναλογικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Η παρούσα διδακτορική διατριβή εντάσσεται στον ευρύτερο χώρο της σχεδίασης υψίσυχων αναλογικών κυκλωμάτων για εφαρμογές WLAN. Στην επόμενη ενότητα θα παρουσιαστεί το ειδικότερο αντικείμενο της ερευνάς που έγινε, καθώς και οι σκοποί και οι στόχοι της παρούσας εργασίας.

1.2 Σκοποί και Στόχοι της Διατριβής

Η νέα κατάσταση στο χώρο των τηλεπικοινωνιών, που περιγράφηκε παραπάνω, δεν επηρέασε σε μεγάλο βαθμό τις βασικές δομές των πομποδεκτών. Παρόλη την εξέλιξη της τεχνολογίας οι χρησιμοποιούμενες δομές πομπού και δέκτη είναι γνωστές εδώ και αρκετές δεκαετίες. Χαρακτηριστικά μπορεί να αναφερθεί ότι η δομή του υπερετεροδύνου δέκτη είναι γνωστή από τη δεκαετία του 1920, αφού προτάθηκε από τον **Armstrong** το 1918. Η εξέλιξη της τεχνολογίας άφησε ανεπηρέαστες τις βασικές δομές πομποδεκτών και η έρευνα εστιάστηκε στη βελτίωση της απόδοσης του συστήματος μέσω της καλύτερης και αποδοτικότερης σχεδίασης των επιμέρους τμημάτων του πομποδέκτη.

Στο πλαίσιο αυτό, θα μπορούσε να λεχθεί ότι η χρήση του Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου (**Low-Noise-Amplifier, LNA**) σαν το πρώτο στοιχείο μιας αλυσίδας δέκτη για την αναλογική επεξεργασία σήματος δεν είναι σε καμία περίπτωση καινούρια, αφού ήδη από τη δεκαετία του 1920 είχε εντοπιστεί η ανάγκη της αποτελεσματικής ενίσχυσης του ασθενούς σήματος που έφτανε στην κεραία με την ελάχιστη προσθήκη θορύβου και με όσο το δυνατό λιγότερη παραμόρφωση. Αν και οι ανάγκες και οι απαιτήσεις της εποχής από τότε μέχρι σήμερα έχουν αλλάξει εντελώς, σχεδόν κάθε ασύρματο σύστημα τηλεπικοινωνιών χρησιμοποιεί κάποια δομή Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου. Όλα αυτά τα χρόνια παρουσιάστηκε μια πληθώρα δομών, με μια κοινή απαίτηση: τη μείωση του θορύβου του ενισχυτή σε όσο το δυνατόν μικρότερες τιμές. Ο λόγος είναι προφανής. Η τυχαία φύση του σήματος θορύβου κάνει αδύνατη οποιαδήποτε προσπάθεια απομόνωσης ή εξουδετέρωσης του θορύβου με επεξεργασία σήματος, και επιπλέον ο θόρυβος ενισχύεται από τις ενισχυτικές βαθμίδες του συστήματος. Συνδυάζοντας τα παραπάνω με το εν γένει ασθενές επιθυμητό σήμα στην κεραία, γίνεται σαφές ότι η απόδοση θορύβου του **LNA** είναι καταλυτική για την ποιότητα της λήψης. Μια κακή απόδοση πιθανόν να οδηγήσει σε μερική ή και ολική απώλεια της πληροφορίας.

Οι δομές των Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου κατατάσσονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες ανάλογα με το εύρος ζώνης που παρουσιάζουν ενίσχυση σήματος. Ονομαστικά οι κατηγορίες είναι: Ενισχυτές Χαμηλού Θορύβου Ευρείας Ζώνης (**Wideband LNA**) και Ενισχυτές Χαμηλού Θορύβου Στενής Ζώνης (**Narrowband LNA**). Η διαφορά είναι ότι στην περίπτωση των Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου Ευρείας Ζώνης το εύρος ενίσχυσης είναι μεγάλο και πέραν του χρήσιμου εύρους συχνοτήτων, ενώ οι Ενισχυτές Χαμηλού Θορύβου Στενής Ζώνης βασίζονται στην αρχή του συντονισμού, για να ενισχύσουν το σήμα στο χρήσιμο μόνο εύρος συχνοτήτων. Η ενίσχυση σε ευρεία ζώνη είναι η παλαιότερη τεχνική και βασίζεται στην βελτιστοποίηση της σχεδίασης ενισχυτών με συμβατικές κυκλωματικές μεθόδους. Η ενίσχυση στενής ζώνης είναι, σε επίπεδο ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, μια σχετικά νέα τεχνική, η οποία έγινε εφικτή βάσει στην έρευνα που έχει γίνει στο χώρο δημιουργίας ολοκληρωμένων πηνίων. Εκ φύσεως, η ενίσχυση στενής ζώνης δίνει καλύτερα αποτελέσματα, έχει καλύτερες επιδόσεις θορύβου και κατανάλωσης και προτιμάται στις περισσότερες εφαρμογές.

Εστιάζοντας στους Ενισχυτές Χαμηλού Θορύβου Στενής Ζώνης, θα μπορούσαμε να πούμε ότι αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων και, όπως είναι φυσικό, αποτέλεσαν χώρο εκτεταμένης έρευνας. Το αποτέλεσμα ήταν να προκύψουν δομές υψηλής ποιότητας και απόδοσης, κατάλληλες για τις σύγχρονες απαιτήσεις. Από τις δομές αυτές σίγουρα η πιο διαδεδομένη και αποτελεσματική αποδείχθηκε η δομή **cascade**, η οποία συνδυάζει ένα στάδιο κοινής πύλης και ένα στάδιο κοινής πηγής, για να δημιουργήσει έναν αξιόπιστο και σχετικά εύκολο στη σχεδίαση ενισχυτή. Χαρακτηριστικά αναφέρουμε ότι, σύμφωνα με τη βιβλιογραφία, τουλάχιστον μέχρι το 2004 η συντριπτική πλειοψηφία των εμπορικών

εφαρμογών χρησιμοποιούσαν αυτή τη δομή. Ο ενισχυτής **cascode** περιορίζεται όμως από μια βασική παράμετρο: απαιτεί τουλάχιστον δύο τρανζίστορ μεταξύ των τροφοδοσιών. Αυτό αποτελεί ένα θεμελιώδη περιορισμό της τοπολογίας, η οποία δεν είναι βέλτιστη σε συνθήκες χαμηλής τάσης και σε πολλές περιπτώσεις είναι αδύνατο να λειτουργήσει.

Σε αυτό ακριβώς το σημείο εστιάστηκε το πρώτο από τα δύο αντικείμενα της έρευνας που παρουσιάζεται σε αυτή την εργασία. Σκοπός της έρευνας ήταν η δημιουργία και υλοποίηση μια δομής Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου Στενής Ζώνης, κατάλληλου για συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας, ο οποίος θα έχει παρόμοια απόδοση με τον ενισχυτή **cascode** με τη χρήση ενός μόνο τρανζίστορ. Στα πλαίσια της εργασίας παρουσιάζεται η τεχνική της Πολλαπλής Μαγνητικής Ανάδρασης, η οποία με κατάλληλη χρήση θετικής και αρνητικής μαγνητικής ανάδρασης σε συγκεκριμένους κόμβους της σχεδίασης επιτυγχάνει ταυτόχρονα μεγάλες τιμές κέρδους και απομόνωσης εισόδου-εξόδου (**reverse isolation**). Με την τεχνική αυτή εξαιρέθηκε η ανάγκη χρήσης σταδίου κοινής πύλης (**cascode**) και παράλληλα αντιμετωπίστηκαν τα προβλήματα περιορισμένου κέρδους, που αντιμετώπιζαν εναλλακτικές τοπολογίες ενισχυτών ενός τρανζίστορ. Στην εργασία παρουσιάζεται ο προτεινόμενος Ενισχυτής Τριπλής Μαγνητικής Ανάδρασης (**Triple Transformer Low-Noise Amplifier, TTL**), ο οποίος λόγω της αυξημένης εμπέδησης εξόδου που παρουσιάζει είναι ιδιαίτερα κατάλληλος για **SoC** εφαρμογές. Ο προτεινόμενος ενισχυτής συνδυάστηκε με έναν μίκτη σχεδιασμένο στην ίδια τεχνολογία, ο οποίος αποτελεί αντικείμενο έρευνας του συνεργάτη Υποψήφιου Διδάκτορα Γεράσιμου Θεοδωράτου, με σκοπό τη δημιουργία του υψίσυχνου τμήματος (**front-end**) ενός δέκτη **WLAN** στην περιοχή συχνοτήτων των **5GHz**. Τα πειραματικά αποτελέσματα απέδειξαν την αρχή λειτουργίας, την καταλληλότητα χρήσης του ενισχυτή σε συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας και την επίτευξη τυπικών προδιαγραφών που θέτουν τα πρότυπα **WLAN**.

Το δεύτερο τμήμα της παρούσας διδακτορικής διατριβής παραμένει στο γενικό πλαίσιο της σχεδίασης Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας, αλλά το ενδιαφέρον εστιάζεται στη βελτιστοποίηση της απόδοσης γραμμικότητας του ενισχυτή. Η βελτιστοποίηση επιτυγχάνεται μέσω μιας νέας δομής προπαραμόρφωσης του σήματος (**predistortion**), η οποία βασίζεται σε Μαγνητική Ανάδραση και που είναι κατάλληλη για χρήση υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας. Η δομή είναι ιδιαίτερα κατάλληλη για λειτουργία χαμηλού θορύβου λόγω της ιδιαίτερα μη γραμμικής φύσεως του κυκλώματος προπαραμόρφωσης. Αυτό είναι δυνατό διότι ο έντονα μη γραμμικός προπαραμορφωτής επιτρέπει τη δημιουργία των απαιτούμενων μη γραμμικών σημάτων, με την ελάχιστη παραγωγή σημάτων που οδηγούν στη μείωση του κέρδους του ενισχυτή και που αυξάνουν το θόρυβο της τοπολογίας. Επιπλέον, η χρήση μαγνητικής ανάδρασης επιτυγχάνει τη βέλτιστη γραμμικοποίηση μέσω της επεξεργασίας της φάσεως του σήματος προπαραμόρφωσης. Η αρχή λειτουργίας βασίζεται στη μαγνητική ανάδραση και στην διανυσματική εξουδετέρωση των μη γραμμικοτήτων του **LNA** από μη γραμμικά σήματα που παράγονται από τον προπαραμορφωτή, μέσω της δημιουργίας της ιδανικής διαφοράς φάσης μεταξύ των διανυσμάτων αυτών. Τέλος, η τεχνική επιτυγχάνει την μεγιστοποίηση του εύρους τιμών ισχύος εισόδου στο οποίο επιτυγχάνεται γραμμικοποίηση μέσω της τοποθέτησης ενός δεύτερου ελάχιστου (**sweet spot**) στη συνάρτηση προϊόντων 3^{rd} τάξης του ενισχυτή και μέσω της βέλτιστης σχετικής τοποθέτησης των δύο ελάχιστων στην χαρακτηριστική συνάρτηση προϊόντων 3^{rd} τάξης του **LNA**.

Με βάση τα παραπάνω, ο τελικός στόχος της παρούσας διατριβής είναι να παράσχει στο σχεδιαστή λύσεις στην σχεδίαση Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας. Παρουσιάζεται μια νέα τοπολογία η οποία δίνει την δυνατότητα λειτουργίας υψηλού κέρδους με ικανοποιητική απόδοση απομόνωσης εισόδου-εξόδου, ενώ μια νέα τεχνική προπαραμόρφωσης δίνει την δυνατότητα γραμμικοποίησης ενός ενισχυτή σε ένα μεγάλο εύρος

τιμών ισχύος εισόδου με ελάχιστη μείωση στο κέρδος και με μικρή συνεισφορά στο θόρυβο του ενισχυτή.

1.3 Δομή της Διατριβής

Το επόμενο κεφάλαιο της παρούσας διατριβής αναφέρεται στο σχεδιασμό ενός σύγχρονου συστήματος WLAN. Το κεφάλαιο είναι γενικής φύσεως και αντιμετωπίζει αρχικά τη σχεδίαση από πλευράς συστήματος. Αναφέρεται η δομή του γενικού πομποδέκτη και παρουσιάζονται κάποιες βασικές τεχνικές διαμόρφωσης. Στη συνέχεια γίνεται λόγος για το κανάλι μετάδοσης και γίνεται ανάλυση για τα φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα (εισαγωγή θορύβου, **multipath fading** κ.α.). Οι επόμενες παράγραφοι αναφέρονται σε αρχιτεκτονικές δέκτη και στη γενική μεθοδολογία σχεδίασης που ακολουθείται. Με βάση τα παραπάνω, η ανάλυση συνεχίζει σε κυκλωματικό επίπεδο και γίνεται μια εκτενής ανάλυση για τα φαινόμενα και προβλήματα που προκύπτουν από τη μη γραμμική φύση των κυκλωμάτων και από την εισαγωγή θορύβου. Σκοπός της μαθηματοποίησης αυτής είναι να γίνει η εξαγωγή βασικών σχεδιαστικών παραμέτρων του συστήματος και ο διαχωρισμός των προδιαγραφών σε υποκυκλώματα. Το κεφάλαιο θα τελειώσει με τις προδιαγραφές ενός τυπικού **LNA**, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συμφωνία με το πρότυπο **802.11.a**.

Το τρίτο κεφάλαιο αναφέρεται σε γνωστές ήδη δομές ενισχυτών χαμηλού θορύβου, που εν δυνάμει θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας, θέτοντας έτσι το πλαίσιο που κινείται η έρευνα στον τομέα των σύγχρονων **LNA**. Θα σχολιαστούν τόσο η ανάγκη όσο και οι προκλήσεις που προκύπτουν υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας, ενώ θα παρουσιαστούν και θα κριθούν ορισμένες βιβλιογραφικά προτεινόμενες δομές. Ιδιαίτερη ανάλυση θα γίνει σε δύο δομές: τον ενισχυτή **cascode**, που αποτελεί την πλέον χρησιμοποιημένη δομή και που η απόδοσή του θέτει το στόχο που καλείται να επιτύχει κάθε εναλλακτική σχεδίαση και ο ενισχυτής Μονής Μαγνητικής Ανάδρασης, ο οποίος αποτελεί μια αξιοσημείωτη πρόταση, η οποία όμως αντιμετωπίζει μια σειρά προβλημάτων. Το κεφάλαιο θα κλείσει με την αναφορά των προβλημάτων που ο προτεινόμενος ενισχυτής καλείται να αντιμετωπίσει.

Στο κεφάλαιο 4 θα παρουσιαστεί η πλήρης ανάλυση του ενισχυτή Τριπλής Μαγνητικής Ανάδρασης, που αποτέλεσε το πρώτο τμήμα της συγκεκριμένης έρευνας. Οι βασικές συμπεριφορές του ενισχυτή θα αναλυθούν μαθηματικά και ποιοτικά, ώστε να γίνει σαφές το πώς η τοπολογία λύνει τα βασικά προβλήματα των δομών που αναφέρονται στο κεφάλαιο 3 και το γιατί η δομή είναι ιδιαίτερα κατάλληλη για **SoC** εφαρμογές. Τα παραπάνω θα υποστηριχθούν με μια πλήρη σειρά προσομοιώσεων, που είναι σύμφωνες με την αρχή λειτουργίας που παρουσιάστηκε.

Στη συνέχεια και στο πέμπτο κεφάλαιο θα παρουσιαστεί το δεύτερο τμήμα της έρευνας που έγινε στα πλαίσια της παρούσας διδακτορικής διατριβής. Θα παρουσιαστεί η τεχνική προπαραμόρφωσης που προτείνεται και που είναι κατάλληλη για λειτουργία χαμηλού θορύβου. Αρχικά, στο κεφάλαιο θα παρουσιαστούν βιβλιογραφικά γνωστές τεχνικές γραμμικοποίησης και θα κριθεί η καταλληλότητά τους για χρήση σε συνδυασμό με ενισχυτές χαμηλού θορύβου. Στη συνέχεια θα γίνει ποιοτική και μαθηματική περιγραφή της προτεινόμενης δομής, η οποία θα υποστηριχθεί με μια πλήρη σειρά προσομοιώσεων.

Το έκτο κεφάλαιο της εργασίας αναφέρεται στα πειραματικά αποτελέσματα που λήφθηκαν και αναφέρονται στη συμπεριφορά του ενισχυτή Τριπλής Μαγνητικής Ανάδρασης. Θα παρουσιαστεί το ολοκληρωμένο σύστημα που κατασκευάστηκε, καθώς επίσης και η διαδικασία

και το σύστημα μετρήσεων. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων θα συγκριθούν με τις προσομοιώσεις και ο ενισχυτής θα αξιολογηθεί.

Η παρούσα εργασία θα τελειώσει στο κεφάλαιο 7, στο οποίο παρουσιάζονται τα συμπεράσματα της έρευνας και η προτεινόμενη μελλοντική εργασία που μπορεί να γίνει πάνω στο αντικείμενο. Τέλος, θα παρουσιαστούν στο παράρτημα Α οι κώδικες του προγράμματος **MATLAB** που χρησιμοποιήθηκαν για την βελτιστοποίηση της σχεδίασης.

Βιβλιογραφία

- [1] Jussi Ryynanen, "Low-Noise-Amplifiers for Integrated Multi-Mode Direct-Conversion Receivers", Helsinki University of Technology, Electronic Circuit Design Laboratory, 2004.
- [2] T. Rappaport, A. Annamalai, R. Buehrer and W. Tranter, "Wireless Communication: Past Events and a Future Perspective", IEEE Communication Mag., pp 148-160, May 2002
- [3] Hirad Samavati, Hamid R. Rategh, and Thomas H. Lee, "A 5-GHz Wireless LAN receiver front-end, IEEE JSSC, pp 765-772, May 2005.
- [4] B. Leung, VLSI for Wireless Communications, New Jersey, Prentice Hall, 2002, pp. 74-105.
- [5] D.J. Cassan and J.R. Long, " A 1-V Transformer Feedback Low-Noise Amplifier for 5-GHz Wireless LAN in 0.18-um CMOS," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 38 No. 3 pp. 427-435, Mar. 2003.
- [6] V. Aparin, "Linearization of CDMA Receiver Front-End" , PhD Thesis, University of California, San Diego, 2005
- [7] http://www.rfcafe.com/references/electrical/wlan_bands.htm
- [8] Prommak, C.; Kabara, J.; Tipper, D.; Charnsripinyo, C.; "Next generation wireless LAN system design" MILCOM 2002. Proceedings, Volume 1, 7-10 Oct. 2002 Page(s):473 - 477
- [9] Wiegandt, D.A.; Nassar, C.R.; "High-performance 802.11a wireless LAN via carrier-interferometry orthogonal frequency division multiplexing at 5 GHz" Global Telecommunications Conference, 2001. GLOBECOM '01. IEEE Volume 6, 25-29 Nov. 2001 Page(s):3579 – 3582
- [10] Kalogrias, C.; Robertson, C.; "Performance analysis of the IEEE 802.11a WLAN standard optimum and sub-optimum receiver in frequency-selective, slowly fading Nakagami channels with AWGN and pulsed-noise interference" Military Communications Conference, 2004. MILCOM 2004. IEEE Volume 2, 31 Oct.-3 Nov. 2004 Page(s):736 – 743
- [11] Jui-Hung Yeh; Jyh-Cheng Chen; Chi-Chen Lee; "WLAN standards" Potentials, IEEE Volume 22, Issue 4, Oct-Nov 2003 Page(s):16 – 22
- [12] Wang Shunman; Tao Ran; Wang Yue; Ren Dawei; Song zhiqun; "Design and test to SoC in WLAN system" Communications, Circuits and Systems, 2004. ICCAS 2004. 2004 International Conference on Volume 2, 27-29 June 2004 Page(s):1424 – 1428

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

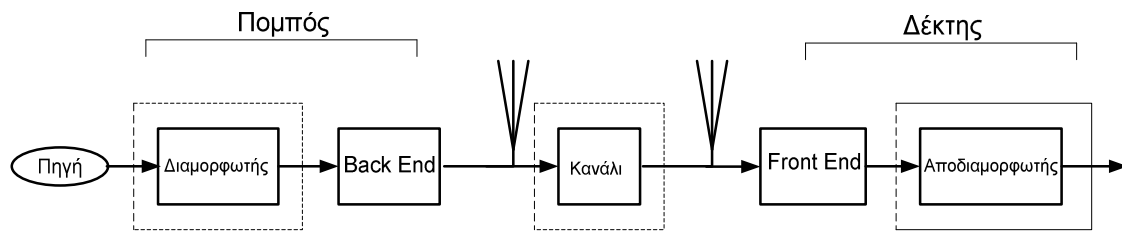
ΣΥΓΧΡΟΝΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ WLAN

2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Το κεφάλαιο αυτό αναφέρεται στα σύγχρονα δίκτυα WLAN. Η ανάλυση ενός τέτοιου δικτύου από τη σκοπιά της θεωρίας Δικτύων ή από τη σκοπιά του Τηλεπικοινωνιακού μηχανικού είναι πέρα από τους σκοπούς αυτής της εργασίας και γι' αυτό το λόγο η αναφορά στον τομέα αυτό θα είναι μικρή. Γεγονός όμως είναι ότι ο σχεδιαστής ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, ο οποίος είναι τελικά επιφορτισμένος με την ευθύνη της υλοποίησης του συστήματος, πρέπει να έχει ένα ευρύ πεδίο γνώσεων, οι οποίες προέρχονται από αρκετούς χώρους της επιστήμης του Ηλεκτρονικού Μηχανικού.

Η δυνατότητα χρήσης των πληροφοριών αυτών για τη σχεδίαση δεν είναι πάντα εύκολη. Παραδείγματος χάρη, μια ανάλυση τεχνικών διαμόρφωσης από την τηλεπικοινωνιακή σκοπιά εστιάζεται στην αναφορά των σχεδιαστικών συμβιβασμών με βάση παραμέτρους όπως την χωρητικότητα του καναλιού και του λόγου σήματος προς θόρυβο (**Signal to Noise Ratio, SNR**) του αποδιαμορφωτή. Προφανώς, η πληροφορία αυτή έχει μικρή αξία για τον σχεδιαστή του ολοκληρωμένου, ο οποίος ενδιαφέρεται για τον συνολικό **SNR** του δέκτη. Επίσης, η χωρητικότητα του καναλιού είναι μια παράμετρος άσχετη ως προς τη σχεδίαση, αφού ο σχεδιαστής δεν έχει έλεγχο πάνω της. Αντιστοίχως, τα καθαρά μικροκυματικά κείμενα εστιάζουν σε παραμέτρους όπως το σημείο **Third-order Intercept Point (IIP3)** που είναι μια ένδειξη για τις μη γραμμικότητες για κάθε υποκύκλωμα, χωρίς να αναφέρονται στο πώς επηρεάζουν οι παράμετροι αυτοί τη συνολική συμπεριφορά του δέκτη.

Είναι λοιπόν σαφές ότι υπάρχει ένα κενό, το οποίο καλείται να αντιμετωπίσει ο μηχανικός



Σχήμα 1 Σχηματικό διάγραμμα ενός τυπικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος.

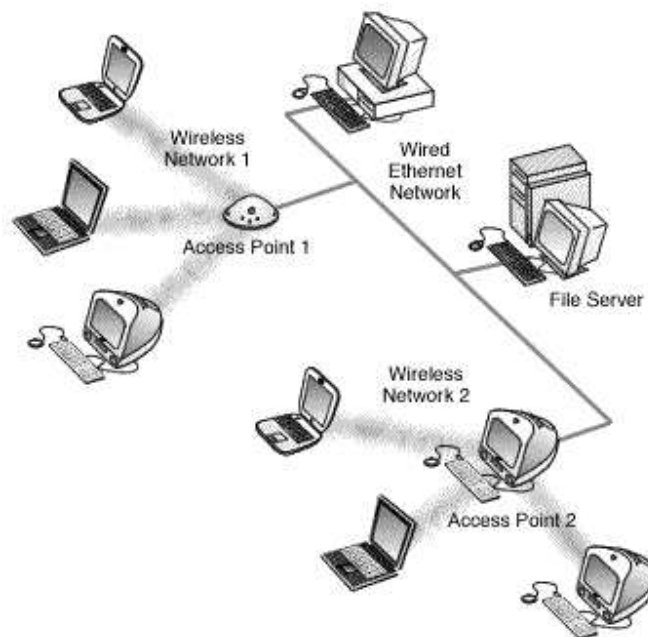
που κάνει τη συστηματική μελέτη του πομποδέκτη σε επίπεδο κυκλώματος. Σκοπός του κεφαλαίου είναι να προσεγγίσει το πρόβλημα της ασύρματης μετάδοσης στα WLAN από συστηματική άποψη και με κυκλωματική έμφαση: για το λόγο αυτό θα ακολουθηθεί μια γενική θεώρηση, η οποία θα ξεκινήσει με τη γενική περιγραφή ενός τυπικού τηλεπικοινωνιακού συστήματος σε επίπεδο σχεδιαγραμμάτων (**block diagram**). Στη συνέχεια θα αναφερθούμε στις μεθόδους διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στα WLAN, ενώ θα γίνει μια εκτενέστερη αναφορά στις μεθόδους διαμόρφωσης του προτύπου 802.11.a, το οποίο είναι το πρότυπο για το οποίο σχεδιάστηκε ο LNA.

Η επόμενη ενότητα αναφέρεται στην ανάλυση του καναλιού, που στη συγκεκριμένη περίπτωση των ασυρμάτων δικτύων είναι ο αέρας. Η ανάλυση του καναλιού είναι μια σύνθετη διαδικασία, η οποία άπτεται του αντικειμένου του Τηλεπικοινωνιακού Μηχανικού. Από σχεδιαστική άποψη, είναι απαραίτητο να γίνει περιγραφή δύο βασικών φαινομένων που λαμβάνουν χώρα στο κανάλι και επηρεάζουν τις προδιαγραφές του συστήματος. Αυτά είναι τα φαινόμενα της προσθήκης λευκού θορύβου στο κανάλι (**Additive White Gaussian Noise, AWGN**) και της Πολυδιαδρομικής Διάλειψης (**Multipath Fading**), ενώ από την ανάλυση θα δειχθεί πώς επηρεάζεται ο SNR του δέκτη.

Στη συνέχεια θα αναφερθούν οι δομές πομπού και δέκτη που χρησιμοποιούνται σε σύγχρονα ασύρματα τοπικά δίκτυα, ώστε να γίνει σαφής η λειτουργικότητα του LNA στα πλαίσια του ασύρματου δέκτη. Ιδιαίτερη έμφαση θα δοθεί στην αρχιτεκτονική του Ετερόδυνου δέκτη ή δέκτη ενδιάμεσης μετατροπής (**Heterodyne or IF Conversion Receiver**), η οποία είναι η επιλεγμένη δομή του δέκτη που κατασκευάστηκε.

2.2 Γενική Δομή Ασύρματου Πομποδέκτη

Στο σχήμα 1 παρουσιάζεται σε σχηματικό διάγραμμα η γενική μορφή του πομποδέκτη που χρησιμοποιείται στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες. Η δομή αυτή, σε γενικά πλαίσια πάντα, είναι κοινή για όλα τα ασύρματα δίκτυα, ανεξαρτήτως από το είδος της πληροφορίας που μεταδίδεται, τη συχνότητα εκπομπής, την απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη κ.α.. Η δομή αποτελείται από τον πομπό, το κανάλι μετάδοσης, που είναι ο αέρας στη συγκεκριμένη περίπτωση, και από τον δέκτη. Στο τυπικό ψηφιακό τηλεπικοινωνιακό σύστημα, ο διαμορφωτής λαμβάνει την πληροφορία σε ψηφιακή μορφή (**bit stream**) και το διαμορφώνει με την κατάλληλη τεχνική διαμόρφωσης για τη συγκεκριμένη εφαρμογή σε ένα φέρον κύμα υψηλής συχνότητας (**High frequency carrier**). Το λεγόμενο **'back-end'** τμήμα λαμβάνει το διαμορφωμένο σήμα, και το μετασχηματίζει κατάλληλα ώστε να γίνει ικανό για μετάδοση. Το σήμα στη συνέχεια εκπέμπεται και το κανάλι εισάγει θόρυβο, παρεμβολές κτλ. και γενικά παραμορφώνει το σήμα. Το παραμορφωμένο αυτό σήμα λαμβάνεται από την κεραία του δέκτη, μετασχηματίζεται και επεξεργάζεται από τα κυκλώματα του λεγόμενου **'front-end'**, ώστε να έρθει τελικά σε μια μορφή τέτοια ώστε να γίνει δυνατή η αποδιαμόρφωση (μέσω του αποδιαμορφωτή) και η λήψη της πληροφορίας.



Σχήμα 2 Τυπικό δίκτυο WLAN

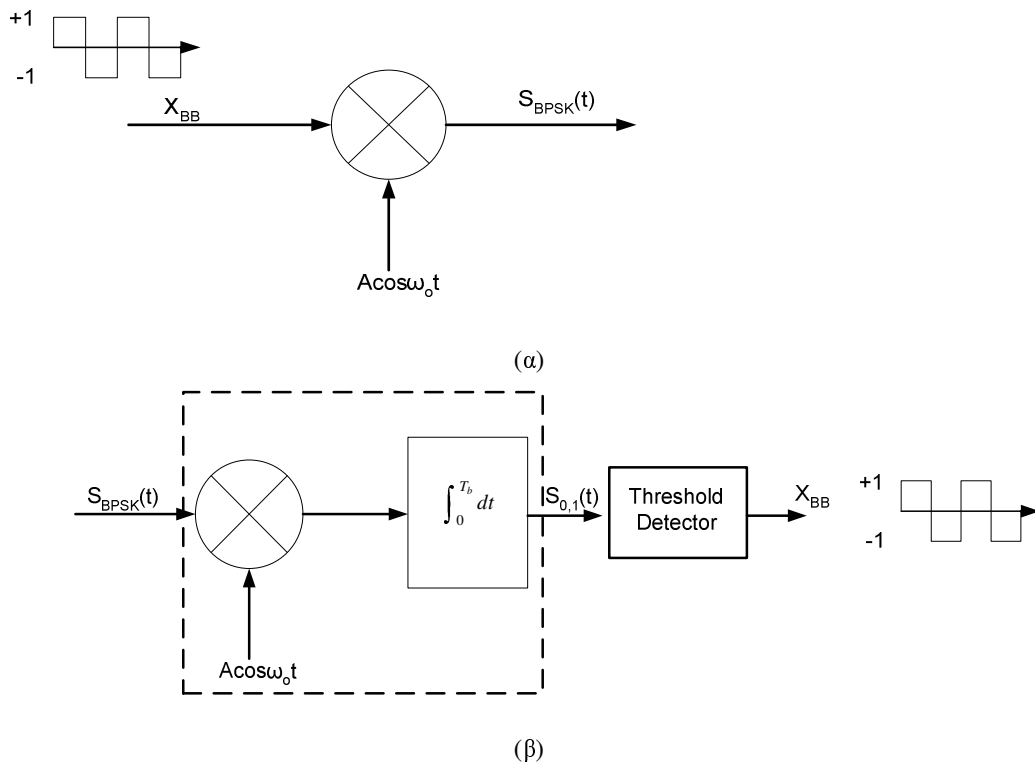
Το αντικείμενο της παρούσας εργασίας αναφέρεται στο 'Front-End' κομμάτι, που παρουσιάζεται στο σχήμα 1. Σε αυτό το κεφάλαιο όμως η έμφαση θα δοθεί στα κομμάτια του διαμορφωτή και αποδιαμορφωτή, που παρουσιάζονται εντός των διακεκομμένων γραμμών στο σχήμα. Από την ανάλυση των τμημάτων θα προκύψουν οι βασικές προδιαγραφές για το front-end. Στο σχήμα 2 παρουσιάζεται σχηματικά ένα τυπικό σύστημα WLAN, όπως χρησιμοποιείται σήμερα. Προφανώς τα WLAN εντάσσονται στη γενική κατηγορία των συστημάτων που περιγράφηκαν. Στην επόμενη παράγραφο θα περιγραφούν οι τεχνικές διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται, με έμφαση στην τεχνική QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying), η οποία - στις διάφορες μορφές της - χρησιμοποιείται στα WLAN που υπηρετούν το πρότυπο 802.11.α.

2.3 Τεχνικές Ψηφιακής Διαμόρφωσης Σήματος

2.3.1 Γενικά

Στους 'ψηφιακούς' πομποδέκτες το φέρον κύμα διαμορφώνεται από ένα ψηφιακό σήμα χαμηλών συχνοτήτων (Baseband). Τα ψηφιακά αντίστοιχα της αναλογικής διαμόρφωσης πλάτους (Amplitude Modulation, AM), φάσης (Phase Modulation, PM) και συχνότητας (Frequency Modulation, FM) ονομάζονται Amplitude Shift Keying (ASK), Phase Shift Keying (PSK) και Frequency Shift Keying (FSK). Στα σύγχρονα συστήματα, οι τεχνικές PSK και FSK βρίσκουν μεγαλύτερη χρησιμότητα λόγω της μικρότερης ευαισθησίας τους στον θόρυβο πλάτους. Για την ανάλυση του διαμορφωτή και αποδιαμορφωτή (MODulator, DEMmodulator, MODEM) μπορούμε να ορίσουμε τρεις βασικούς παράγοντες που χαρακτηρίζουν την ποιότητα λειτουργίας τους. Αυτοί είναι η ποιότητα του σήματος, η απόδοση φάσματος και η απόδοση ισχύος.

Η ποιότητα του ψηφιακού σήματος χαρακτηρίζεται από την παράμετρο BER (Bit Error Rate), που ορίζεται ως η μέση τιμή των bit με λανθασμένη τιμή που παρατηρούνται στην έξοδο



Σχήμα 3 (α) BPSK διαμορφωτής (β) BPSK αποδιαμορφωτής.

διαιρεμένη με το συνολικό αριθμό των **bit** που λαμβάνονται στη μονάδα του χρόνου. Ο σκοπός είναι να υπολογιστεί η πιθανότητα λάθους υπό μη ιδανικές συνθήκες μετάδοσης και λήψης. Η επιλογή της τεχνικής διαμόρφωσης επηρεάζει κυλιωματικά την απόδοση του **modem** λόγω της επίδρασής της στο **SNR** και το **BER**. Η επίδραση αυτή μπορεί να μεταφραστεί για παράδειγμα στο ότι οι τεχνικές διαμόρφωσης με υψηλό **BER** αυξάνουν την αντίσταση του δέκτη στο θόρυβο καναλιού και στην καταστροφική παρεμβολή (**destructive interference**) που δημιουργείται από το **Multipath Fading**. Τεχνικές που υπάρχουν σε αυτή την κατηγορία είναι οι τεχνικές **PSK**, οι οποίες χρησιμοποιούνται στα σύγχρονα **WLAN**. Πιο συγκεκριμένα, στις επόμενες παραγράφους θα αναλυθούν οι τεχνικές **BPSK** (**Binary Phase Shift Keying**), **QPSK** (**Quadrature Phase-Shift Keying**) και **OQPSK** (**Offset Quadrature Phase-Shift Keying**).

2.3.2 Η Τεχνική BPSK

Στην τεχνική **BPSK** η διαμόρφωση γίνεται στη φάση του φέροντος κύματος. Για μια συχνότητα φέροντος, υπάρχουν δύο πιθανές φάσεις, από τις οποίες η μια αντιστοιχεί σε λογικό '0' και η άλλη σε λογικό '1'. Καθώς αλλάζει το ψηφιακό σήμα, η φάση του φέροντος αλλάζει μεταξύ δύο γωνιών, που είναι 180° εκτός φάσεως. Επομένως, τα δύο σήματα $s_0(t)$ και $s_1(t)$ που χρησιμοποιούνται για την αναπαράσταση του συμβόλου 0 και 1 ορίζονται ως:

$$s_0(t) = A \cos \omega_0 t \quad (2.1)$$

$$s_1(t) = A \cos(\omega_0 t + \pi) = -A \cos \omega_0 t \quad (2.2)$$

Η υλοποίηση του **BPSK** διαμορφωτή παρουσιάζεται στο σχήμα 3 (α). Στο σχήμα 3 (β)

παρουσιάζεται το σχηματικό διάγραμμα του σύμφωνου αποδιαμορφωτή¹. Αν θεωρηθεί ότι το κανάλι είναι ιδανικό, τότε το σήμα εξόδου του διαμορφωτή $S_{\text{BFSK}}(\mathbf{t})$ είναι ίδιο με το σήμα εισόδου του αποδιαμορφωτή. Επειδή $s_0(\mathbf{t}) = -s_1(\mathbf{t})$, το συσχετιζόμενο σήμα στον ανιχνευτή κατωφλίου (threshold detector) θα είναι:

$$\phi(t) = A \cos \omega_0 t \quad (2.3)$$

Αν η συχνότητα φέροντος f_0 καθοριστεί να είναι ίση με:

$$f_0 = n_0 / T_b, \quad n_0: \text{ακέραιος}, \quad (2.4)$$

τότε θα έχουμε δύο συσχετιζόμενα σήματα εξόδου τα οποία θα είναι ανάλογα με το εάν εκπέμφθηκε λογικό 0 ή λογικό 1:

$$\text{Λογικό 1:} \quad s_1(t) = \int_0^{T_b} (-A \cos \omega_0 t)(A \cos \omega_0 t) dt = -\frac{A^2 T_b}{2} \quad (2.5)$$

$$\text{Λογικό 0:} \quad s_0(t) = \int_0^{T_b} (A \cos \omega_0 t)(A \cos \omega_0 t) dt = \frac{A^2 T_b}{2} \quad (2.6)$$

Στη συνέχεια το σήμα εξόδου του ολοκληρωτή συγκρίνεται με ένα κατώφλι που ορίζεται να είναι 0, δημιουργώντας την Baseband ψηφιακή πληροφορία.

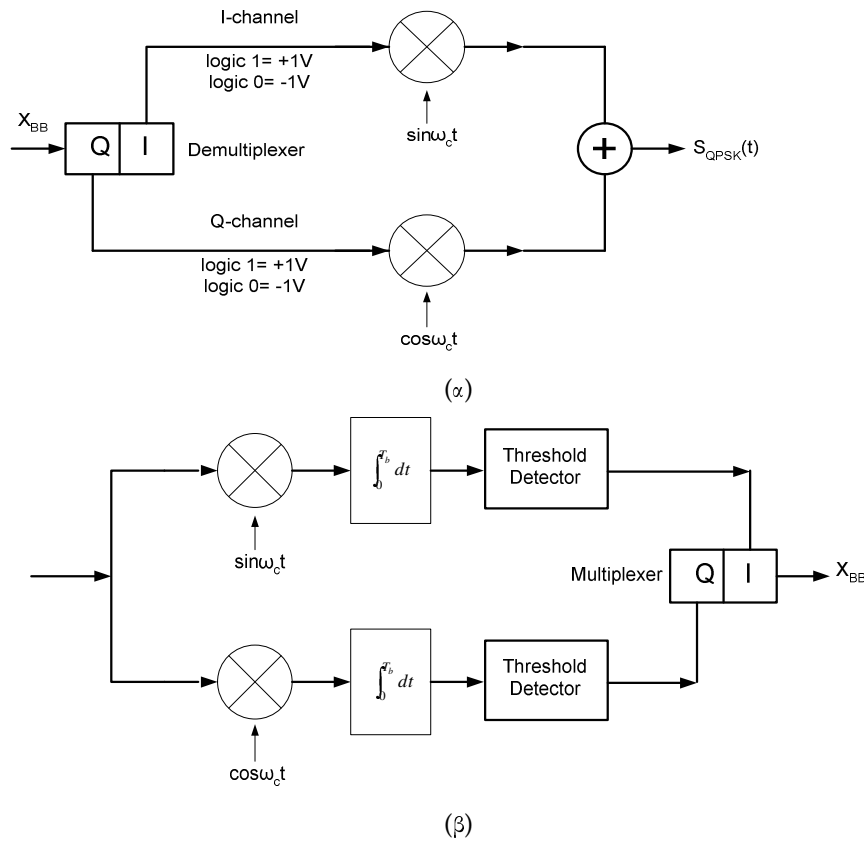
2.3.3 Η Τεχνική διαμόρφωσης QPSK

Η τεχνική QPSK (Quadrature Phase-Shift Keying) είναι μια ακόμα μορφή διαμόρφωσης φάσης σταθερής περιβάλλουσας. Η βασική της διαφορά από τη μέθοδο BPSK που περιγράφηκε παραπάνω είναι ότι εδώ έχουμε πάνω από δύο αναπαραστάσεις για το ψηφιακό σήμα εισόδου. Η τεχνική αυτή, στις διάφορες παραλλαγές της, χρησιμοποιείται στο πρότυπο IEEE 802.11.a. Αυτές οι πολλαπλές αναπαραστάσεις του σήματος εισόδου ονομάζονται M-ary signals, όπου M είναι ο δυνατός αριθμός αναπαραστάσεων του σήματος. Η τεχνική QPSK είναι μια M-ary τεχνική κωδικοποίησης, όπου το M έχει την τιμή 4, αφού ένα QPSK σήμα εξόδου μπορεί να λάβει 4 διαφορετικές φάσεις εξόδου. Γενικά μιλάμε για M-ary σηματοδότηση (M-ary Signaling), εάν ικανοποιείται η σχέση:

$$N = \log_2 M \quad (2.7)$$

όπου N είναι ο αριθμός των bit στην έξοδο του διαμορφωτή και M είναι ο αριθμός των πιθανών καταστάσεων εξόδου, όταν υπάρχουν N bits. Σε συμφωνία με τα παραπάνω, με τη χρήση διαμόρφωσης QPSK μπορούν να υπάρξουν τέσσερις διαφορετικές φάσεις εξόδου για μια συχνότητα φέροντος κύματος. Προφανώς, αυτές οι τέσσερις διαφορετικές φάσεις εξόδου πρέπει να χαρακτηρίζονται και να ορίζονται πλήρως από τέσσερις διαφορετικές καταστάσεις εισόδου. Λόγω του ότι το ψηφιακό σήμα στην είσοδο του διαμορφωτή QPSK είναι προφανώς δυαδικό,

¹ Απόδοση του όρου coherent demodulator. Στην σύμφωνη αποδιαμόρφωση, ο δέκτης έχει πλήρη γνώση για το σημείο αναφοράς φάσης του φέροντος κύματος, οπότε θεωρείται ότι ο πομπός είναι 'κλειδωμένος' με το δέκτη.

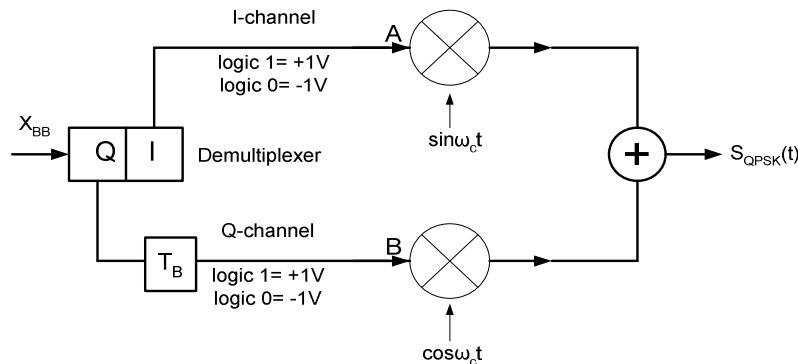


Σχήμα 4 (α) QPSK διαμορφωτής, (β) QPSK αποδιαμορφωτής

χρειάζεται παραπάνω από ένα **bit** εισόδου για να δημιουργηθούν τέσσερις διαφορετικές καταστάσεις εισόδου. Για τη δημιουργία του σήματος εισόδου χρησιμοποιούνται δυο **bit** ($N=2$ στην σχέση 2.7), τα οποία δίνουν τέσσερις διαφορετικές καταστάσεις για την είσοδο: 00, 01, 10 και 11. Επομένως, με τον τύπο αυτό διαμόρφωσης η ψηφιακή πληροφορία εισόδου συνδυάζεται σε ομάδες των δύο **bit** (που στη συγκεκριμένη περίπτωση ονομάζονται **dibits**). Κάθε κώδικας **dibit** δημιουργεί μια από τις τέσσερις διαφορετικές φάσεις εξόδου.

Μια πιθανή υλοποίηση ενός διαμορφωτή QPSK παρουσιάζεται στο σχήμα 4. Είναι απαραίτητο να προστεθεί ένας αποπολυπλέκτης (**demultiplexer**), ο οποίος δημιουργεί μια ακολουθία **dibit** από τη δυαδική πληροφορία εισόδου. Σκοπός του αποπολυπλέκτη είναι να διαχωρίσει τη δυαδική πληροφορία σε δύο διαφορετικά μονοπάτια, δημιουργώντας δύο νέες δυαδικές ακολουθίες. Η λειτουργία του είναι τέτοια ώστε, εάν ένα **bit** ακολουθήσει το ένα μονοπάτι, που συμβατικά ονομάζεται I-κανάλι (**I-channel**), το επόμενο **bit** θα ακολουθήσει υποχρεωτικά το άλλο κανάλι, που ονομάζεται Q-κανάλι (**Q-channel**). Προφανώς, ο ρυθμός των **bit** της πληροφορίας εισόδου σε κάθε κανάλι ισούται με τον μισό ρυθμό των **bit** που παρέχονται στην είσοδο πριν από το διαχωρισμό. Από εδώ και πέρα, η διαμόρφωση γίνεται με τον ίδιο τρόπο που γίνεται στην περίπτωση της BPSK διαμόρφωσης.

Στην περίπτωση όμως της QPSK χρειάζεται μια επιπλέον συσκευή, η οποία θα θέτει το φέρων κύμα στο κανάλι I ($\sin\omega_c t$) 90 μοίρες εκτός φάσης σε σχέση με το κανάλι Q ($\cos\omega_c t$). Τελικά, τα δυο BPSK σήματα στα δυο κανάλια προστίθενται μέσω ενός γραμμικού αθροιστή, ώστε να



Σχήμα 5 Ο διαμορφωτής OQPSK

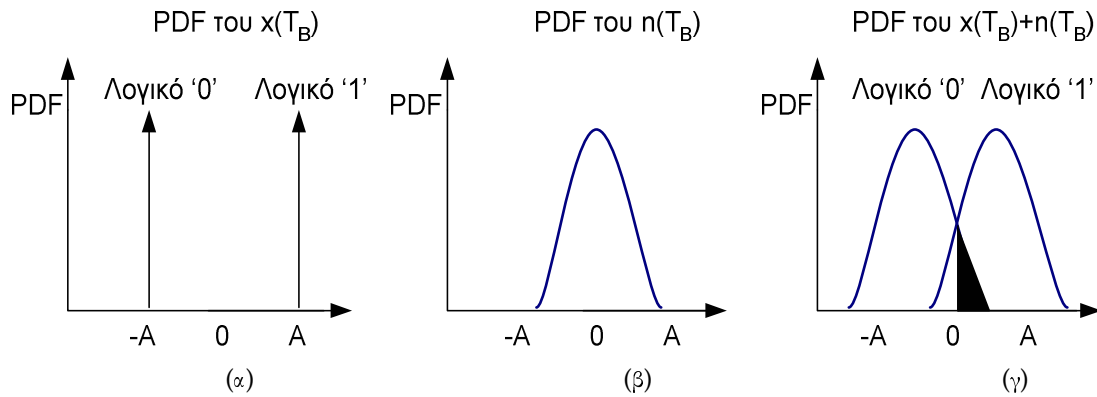
δημιουργηθεί το τελικό QPSK σήμα. Αυτό το σήμα εξόδου αποτελείται από τμήματα σε φάση (In-phase), $s_I(t)$, και σήματα 90 μοίρες εκτός φάσης (Quadrature), $s_Q(t)$, και μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$s_{QPSK}(t) = \pm A \cos \omega_c t \pm A \sin \omega_c t \quad (2.8)$$

το οποίο δίνει τις τέσσερις πιθανές εξόδους. Το σήμα εξόδου αλλάζει μόνο όταν δυο bit έχουν καταχωρηθεί στον αποπολυπλέκτη. Το QPSK σήμα δίνει τέσσερα πιθανά σημεία στον δυδιάστατο χώρο. ($M=4$).

Στο σχήμα 4 (β) παρουσιάζεται ο QPSK αποδιαμορφωτής. Ο αποδιαμορφωτής αυτός αποτελείται από δύο μίκτες, οι οποίοι έχουν κοινή είσοδο, και από ένα αντίστοιχο σύμφωνο (coherent) σήμα αναφοράς $\varphi_1(t) = \cos \omega_c t$ και $\varphi_2(t) = \sin \omega_c t$. Με τον τρόπο αυτό το σήμα εισόδου στον αποδιαμορφωτή είναι το ίδιο με το σήμα εξόδου στον αποδιαμορφωτή ($S_{QPSK}(t)$). Τα σήματα $s_I(t)$ και $s_Q(t)$ μπορούν να ανιχνευτούν ανεξάρτητα στα δύο διαφορετικά μονοπάτια του αποδιαμορφωτή, αφού τα σήματα $s_I(t) \cos \omega_c t$ και $s_Q(t) \sin \omega_c t$ είναι ορθογώνια σήματα. Με τον τρόπο αυτό η αποδιαμόρφωση στο κάθε μονοπάτι γίνεται με τον ίδιο τρόπο που γίνεται στην BPSK περίπτωση, δηλαδή ισχύουν οι σχέσεις 2.5 και 2.6. Τα σήματα εξόδου των ολοκληρωτών, που ονομάζονται x_I και x_Q , συγκρίνονται με μια τιμή κατωφλίου που ορίζεται ίση με 0. Για το κανάλι I, αν $x_I < 0$, τότε αποφασίζεται ότι το bit έχει τιμή 0, αν $x_I > 0$, τότε αποφασίζεται ότι το bit έχει τιμή 1. Το κανάλι Q λειτουργεί με τον ίδιο ακριβώς τρόπο, αλλά το αποτέλεσμα του είναι ανεξάρτητο από το κανάλι I. Τελικά, οι δύο δυαδικές ακολουθίες που προκύπτουν από τα δύο κανάλια συνδυάζονται με έναν πολυπλέκτη, για να παράγουν τελικά το αρχικό σήμα που εκπέμφθηκε.

Παραλλαγή της QPSK τεχνικής αποτελεί η λεγόμενη OQPSK (Offset Quadrature Phase Shift Keying) τεχνική. Η κλασική QPSK παρουσιάζει μεγάλες αλλαγές φάσης στο τέλος κάθε συμβόλου που εκπέμπεται, και για το λόγο αυτό το εύρος ζώνης του συμβόλου είναι ιδιαίτερα μεγάλο. Εάν το εύρος ζώνης του συμβόλου είναι συγκρίσιμο με το εύρος ζώνης του καναλιού, τότε το σύμβολο θα παραμορφωθεί από το κανάλι. Για να ελαχιστοποιηθεί αυτό το φαινόμενο, δημιουργήθηκε η παραλλαγή που ονομάστηκε OQPSK. Ο πομπός της τεχνικής αυτής παρουσιάζεται στο σχήμα 5. Το σχήμα αυτό είναι αντίστοιχο με τον διαμορφωτή του σχήματος 4 (α), με την διαφορά ότι στο κανάλι Q έχει εισαχθεί ένα στοιχείο καθυστέρησης. Με τον τρόπο αυτό τα κανάλια I και Q έχουν μια διαφορά στους χρονισμούς τους, που ισούται με μισή περίοδο του συμβόλου που εκπέμπεται. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται μη ταυτόχρονη αλλαγή στους



Σχήμα 6 Συνάρτηση πυκνότητας-πιθανότητας παρουσία θορύβου

κόμβους A και B . Αντί να έχουμε μια αλλαγή φάσης κατά 180 μοίρες, τώρα η αλλαγή φάσης είναι μόνο 90 μοίρες.

2.4 Ανάλυση του καναλιού

Σκοπός της ενότητας αυτής είναι να εισαγάγει τις μη-ιδανικότητες στο μέσο μετάδοσης, που στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι ο αέρας, και να αναλυθεί το πώς επιδρά ένα μη ιδανικό κανάλι στη διαδικασία εκπομπής και λήψης.

2.4.1 Εισαγωγή Λευκού Θορύβου

Σε οποιοδήποτε πραγματικές συνθήκες πρέπει να θεωρηθεί ότι στο μέσο διάδοσης του σήματος εισάγεται θόρυβος. Για ένα δεδομένο πλάτος σήματος, εάν το ποσό του θορύβου είναι αρκετά μεγάλο, θα υπάρξουν λάθη στη λήψη της πληροφορίας. Για ένα δεδομένο πρότυπο, όπως παραδείγματος χάρη το 802.11.a, ο αριθμός των λαθών που μπορούμε να ανεχτούμε ορίζεται από παραμέτρους όπως το BER.

Από σχεδιαστική άποψη, θα ήταν χρήσιμο να συσχετιστεί η παράμετρος BER με την παράμετρο SNR, η οποία έχει νόημα για τον σχεδιαστή. Για λόγους απλοστευσης θα θεωρηθεί προς το παρόν ότι το κανάλι εισάγει μόνο λευκό θόρυβο (Additive White Gaussian Noise, AWGN). Αν θεωρηθεί ένα σήμα $x(t)$ τη χρονική στιγμή $t=T_B$, το οποίο αναλύεται έστω στο I κανάλι ενός QPSK αποδιαμορφωτή, τότε το σήμα αυτό μπορεί να έχει δύο διαφορετικές τιμές, έστω A και $-A$ με κατώφλι απόφασης ίσο με 0 . Η συνάρτηση πυκνότητας-πιθανότητας (probability distribution function, PDF) παρουσιάζεται στο σχήμα 6.

Αν δεν υπήρχε θόρυβος στο κανάλι, τότε το ληφθέν σήμα $x(T_B)$ θα είχε την κατανομή που παρουσιάζεται στο σχήμα 6 (α). Στο σχήμα 6 (β) παρουσιάζεται η PDF του AWGN του καναλιού, η οποία ακολουθεί μια κανονική Γκαουσιανή κατανομή $n(T_B)$ με χαρακτηριστική απόκλιση σ_n . Αν τώρα θεωρηθεί ότι υπάρχει θόρυβος στο κανάλι, το σήμα $x(T_B)$ γίνεται $A+n(T_B)$ και $-A+n(T_B)$. Αφού ο θόρυβος $n(t)$ δεν μπορεί να καθοριστει σαν παράμετρος και είναι ανεξάρτητος από το σύμβολο $x(T_B)$ που μεταδίδεται, όταν προστίθεται με το σύμβολο, γίνεται συνέλιξη των συναρτήσεων πυκνότητας-πιθανότητας τους. Η PDF του σήματος $x(T_B)$ παρουσιάζεται στο σχήμα 6 (γ). Αν το μέγεθος του θορύβου είναι μεγάλο, όπως φαίνεται στην περίπτωση του σχήματος, υπάρχει μια σημαντική υπερκάλυψη μεταξύ των δυο PDF που

αντιστοιχούν στο λογικό '1' και το λογικό '0'. Αυτό σημαίνει ότι δημιουργείται ένα λάθος κάθε φορά που το σήμα $A + \mathbf{n}(T_B)$ γίνεται μικρότερο του μηδενός ή το σήμα $-A + \mathbf{n}(T_B)$ γίνεται μεγαλύτερο του μηδενός. Στην περίπτωση αυτή η πιθανότητα να ληφθεί λογικό '0' (-A) είναι η ίδια με αυτή του να ληφθεί λογικό '1' (+A) και ίση με $\frac{1}{2}$. Επομένως, η πιθανότητα να γίνει ένα λάθος όταν στέλνεται ένα λογικό '0' είναι ίση με το γινόμενο του $\frac{1}{2}$ επί την πιθανότητα να γίνει ένα λάθος που εξαρτάται από το γεγονός ότι έχουμε υπερκάλυψη στις PDF. Η πιθανότητα του τελευταίου δίνεται από την επιφάνεια που περικλείεται από την PDF του σήματος $x(T_B)$ και αντιστοιχεί στο λογικό '0' (-A), αλλά εκτεταμένη από το 0 μέχρι το ∞ . Σχηματικά, η περιοχή αυτή παρουσιάζεται γραμμοσκιασμένη στο σχήμα 6 (γ). Επομένως, η συνολική πιθανότητα να γίνει ένα λάθος όταν μεταδίδεται ένα λογικό '0' δίνεται από:

$$P_{e0} = \frac{1}{2} \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left(-\frac{(x - (-A))^2}{2\sigma_n^2}\right) dx \quad (2.9)$$

όπου σ_n είναι η χαρακτηριστική απόκλιση της PDF για $\mathbf{n}(t)$. Λόγω συμμετρίας, $P_{e1} = P_{e0}$. Επομένως, το συνολικό λάθος είναι $P_e = 2P_{e0}$. Για το συνολικό λάθος θα έχουμε:

$$P_e = \int_{\frac{-A}{\sigma_n}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy = Q(A/\sigma_n) \quad (2.10)$$

Από την παραπάνω σχέση γίνεται προφανές ότι το συνολικό λάθος P_e εξαρτάται από την ποσότητα A/σ_n , η οποία θα δειχθεί ότι σχετίζεται με το SNR. Για να γίνει αυτό, θα πρέπει να οριστεί η ενέργεια του ληφθέντος σήματος E_d . Γενικά, θα μπορούσε να γραφτεί ότι η ενέργεια αυτή θα είναι:

$$E_d = \int_{-\infty}^{\infty} |p_0(t) - p_1(t)|^2 dt \quad (2.11)$$

όπου $p_0(t)$ και $p_1(t)$ είναι τα σήματα που αντιστοιχούν στα λογικά '1' και '0'. Ο θόρυβος $\mathbf{n}(t)$ έχει ενέργεια που ισούται με $N_0/2$. Ο λόγος των δύο είναι: *ενέργεια ληφθέντος σήματος/θόρυβος* = $2E_d/N_0$. Από τον ορισμό του SNR, αφού ο παλμός έχει πλάτος A (-A) = $2A$, ο παραπάνω λόγος μπορεί να γραφεί ως $(2A)^2/\sigma_n^2$. Από την ισοδυναμία έχουμε ότι:

$$(2A)^2/\sigma_n^2 = 2E_d/N_0 \quad (2.12)$$

η σχέση 2.10 γίνεται:

$$P_e = Q(\sqrt{(E_d/(2N_0))}) \quad (2.13)$$

Εφαρμόζοντας την σχέση αυτή για ένα από τα δύο κανάλια της QPSK διαμόρφωσης, έχουμε:

$$E_d = \int_{-\infty}^{\infty} |p_0(t) - p_1(t)|^2 dt = \int_0^{T_b} (2A \cos \omega_0 t)^2 dt = 2A^2 T_b \quad (2.14)$$

Αν τα $p_0(t)$ και $p_1(t)$ είναι ημιτονοειδείς συναρτήσεις, τότε η E_d γίνεται $E_d=2A^2T_b$. Στην συγκεκριμένη περίπτωση το A είναι το πλάτος της ημιτονοειδούς συνάρτησης και T_b είναι η περίοδος. Μπορεί τώρα να οριστεί μια νέα παράμετρος, η E_b , η οποία ορίζεται ως η μέση ενέργεια ανά bit, η οποία είναι ίση με $E_b=A^2T_b/2$. Προκύπτει ότι $E_d=4E_b$. Η σχέση 2.10 γίνεται:

$$P_e = Q\left(\sqrt{(2E_b/N_0)}\right) \quad (2.15)$$

Σχεδιαστικά, θα ήταν χρήσιμο να εκφραστεί η P_e συναρτήσει του SNR. Η σχέση που τα συνδέει είναι:

$$E_b/N_0 = SNR \times (f_n/R_b) \quad (2.16)$$

όπου f_n είναι το εύρος ζώνης του θορύβου και R_b είναι ο ρυθμός μετάδοσης των συμβόλων. Σε κάθε μονοπάτι του QPSK αποδιαμορφωτή θα έχουμε:

$$P_e = Q\left(\sqrt{2 \times SNR \times (f_n/R_b)}\right) \quad (2.17)$$

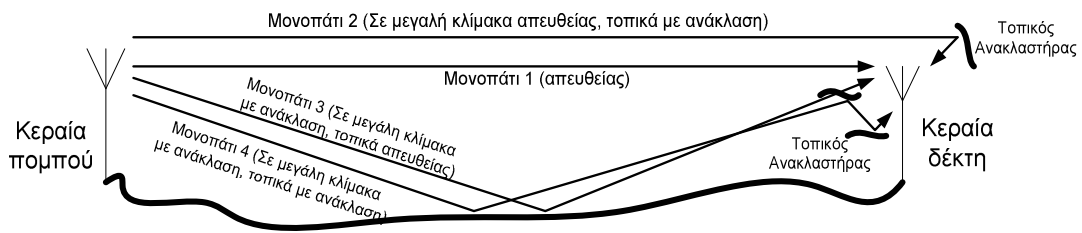
Από τα παραπάνω μπορεί να εξαχθεί μια μεθοδολογία για το πώς μπορούν να συνδυαστούν τα παραπάνω, για να ληφθούν χρήσιμες για την σχεδίαση πληροφορίες. Η P_e είναι η πιθανότητα να γίνει κάποιο λάθος, όταν μεταδίδεται ένα σύμβολο. Επομένως, η 2.17 μπορεί να αναλυθεί ως ακολούθως: για ένα δεδομένο BER (το οποίο είναι προδιαγραφή του προτύπου) η εξίσωση δίνει το απαραίτητο SNR στην είσοδο του αποδιαμορφωτή, για να επιτευχθεί το επιθυμητό BER. Τελικά μπορεί να σχεδιαστεί μια γραφική παράσταση BER συναρτήσει του SNR, η οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη σχεδίαση.

2.4.2 Πολυδιαδρομική Διάλειψη (Multipath Fading)

Στην ενότητα αυτή θα αναλυθεί το φαινόμενο του **Multipath Fading** και θα δειχθεί με ποιο τρόπο δημιουργεί την απαίτηση για καλύτερη απόδοση του δέκτη. Το φαινόμενο είναι συνδεδεμένο με το φαινόμενο της απώλειας διαδρομής (**Path Loss**). Το φαινόμενο του **Path Loss** αποσβένει το εκπεμπόμενο σήμα και θέτει το κατώτερο όριο σήματος που αναμένεται στο δέκτη. Το φαινόμενο του **Multipath fading** είναι ένα πιο σύνθετο φαινόμενο, που επηρεάζει το σήμα ποικιλοτρόπως: Κατ' αρχάς, όπως και το φαινόμενο του **Path Loss**, αποσβένει το σήμα. Η απόσβεση αυτή προστίθεται στην απόσβεση του **Path Loss**. Μαζί με τον AWGN που εν γένει υπάρχει στο κανάλι, η συνολική απόσβεση στην ισχύ του συνολικού σήματος ορίζει το όριο στο SNR που απαιτείται στον αποδιαμορφωτή, για να επιτύχει ένα συγκεκριμένο BER. Το **Multipath Fading** δημιουργεί όμως και παραμόρφωση, που προκαλεί διασυμβολική παρεμβολή (**Intersymbol Interference, ISI**), που επίσης μειώνει το BER.

Γενικά, θα μπορούσε να λεχθεί ότι το **Path Loss** είναι ένα φαινόμενο που επηρεάζει ιδιαίτερα στις περιπτώσεις μετάδοσης σε μεγάλη απόσταση, ενώ το **Multipath Fading** είναι φαινόμενο τοπικής μετάδοσης, σε χωρικά κοντινές αποστάσεις από την κεραία του δέκτη. Για το λόγο αυτό το **Multipath Fading** είναι ένα φαινόμενο που επηρεάζει ιδιαίτερα την περίπτωση των WLAN.

Για την ανάλυση του φαινομένου μπορούμε να θεωρήσουμε το διάγραμμα που παρουσιάζεται στο σχήμα 7. Στο σχήμα φαίνονται τα διαφορετικά μονοπάτια που μπορεί να ακολουθήσει το σήμα, μέσω των ανακλάσεων που μπορεί να συναντήσει στο δρόμο του. Μια αρχική διαχώριση θα ήταν μεταξύ των δρόμων 1 και 3, όπου έχουμε ανάκλαση μακριά από την



Σχήμα 7. Πιθανά Μονοπάτια του σήματος

κεραία λήψης. Σε αυτή την περίπτωση, λόγω του ότι αυτές οι ανακλάσεις ορίζονται από στατικά εμπόδια, η ανάλυση του φαινομένου είναι σχετικά απλή, ενώ η φύση της παρεμβολής είναι πάντα καταστροφική. Στην άλλη περίπτωση, που περιγράφεται από τους δρόμους 2 και 4, έχουμε τοπικές ανακλάσεις που προέρχονται από κινητά και ακίνητα εμπόδια που βρίσκονται σε κοντινή απόσταση από την κεραία λήψης. Σε αυτή την περίπτωση, η παρεμβολή μπορεί να είναι εποικοδομητική ή καταστροφική, ανάλογα με την κατάσταση.

Τα φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα υπό συνθήκες τοπικής ανάκλασης μελετώνται από το φαινόμενο του **Multipath Fading**. Για την μελέτη του φαινομένου αρκεί η ανάλυση των μονοπατιών 1 και 2 που παρουσιάζονται στο σχήμα 7, αφού σε τοπικό επίπεδο μπορεί να θεωρηθεί ότι τα μονοπάτια 3 και 4 συμπεριφέρονται με τον ίδιο τρόπο. Γενικά, λόγω των πολλαπλών δρόμων που μπορεί να ακολουθήσει το σήμα δημιουργώντας καταστροφική ή εποικοδομητική παρεμβολή, μπορούν να λάβουν χώρα τα εξής φαινόμενα:

- Έντονες διακυμάνσεις στην ισχύ της περιβάλλουσας του φέροντος κύματος, η οποία ονομάζεται διάλεια περιβάλλουσας.
- Παραμόρφωση στο σχήμα της δημιουργημένης περιβάλλουσας, η οποία δημιουργεί **ISI** στο σήμα της ζώνης διέλευσης. Η παραμόρφωση αυτή είναι συνάρτηση της σχετικής καθυστέρησης των διαφόρων ανακλωμένων σημάτων. Η ανάλυση τέτοιων καθυστερημένων σημάτων μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας τη θεωρία ανάλυσης φίλτρων, ώστε να έχουμε μια απόκριση συχνότητας για το κανάλι. Ανάλογα με το εάν η απόκριση συχνότητας του καναλιού είναι σταθερή στο μικρό εύρος ζώνης που καταλαμβάνει το σήμα, έχουμε επίπεδη διάλεια (**flat fading**) ή επιλεκτική ως προς τη συχνότητα διάλεια (**frequency select fading**). Στην περίπτωση του **fast fading** δεν υπάρχει **ISI**, ενώ υπάρχει στην περίπτωση του **frequency select fading**.
- Μεταβολές της φάσης του σήματος λόγω της κίνησης των τοπικών ανακλαστήρων στην περιοχή του δέκτη. Αυτό δημιουργεί το φαινόμενο του **Doppler shift**. Αν οι αλλαγές του καναλιού είναι αρκετά γρήγορες, δημιουργείται το φαινόμενο της γρήγορης διάλειψης (**fast fading**).

Γενικά, στο κανάλι υπάρχει ένας μεγάλος αριθμός ανακλωμένων σημάτων, με τυχαία πλάτη και με χρονικά μεταβαλλόμενη φύση, λόγω της τυχαίας φύσεως των ακολουθιών των **bit** και λόγω της κίνησης των τοπικών ανακλαστήρων. Για την πλήρη ανάλυση του καναλιού, θα πρέπει να δημιουργηθεί ένα πλήρες στατιστικό μοντέλο. Μια τέτοια ανάλυση άπτεται του αντικειμένου του τηλεπικοινωνιακού μηχανικού και είναι πέρα από τους σκοπούς αυτής της εργασίας. Από σχεδιαστική άποψη, όμως, είναι σημαντικό να αναλυθεί το φαινόμενο του **Multipath Fading** και να δειχθεί πώς το φαινόμενο αυτό δημιουργεί την απαίτηση για αυξημένο **SNR** στο δέκτη.

2.4.2.1 Μοντέλο του χρονικά μεταβαλλόμενου καναλιού

Για την ανάλυση του χρονικά μεταβαλλόμενου καναλιού, μπορεί να θεωρηθεί ότι το σήμα εισόδου στο κανάλι είναι ένα σήμα διαμόρφωσης πλάτους παλμού (Pulse Amplitude Modulation, PAM) στη ζώνη διέλευσης. Το σήμα αυτό δημιουργείται από τη διαμόρφωση ενός Baseband σήματος με ένα υψίσυχο σήμα φέροντος. Το Baseband σήμα είναι μια ακολουθία παλμών, που δημιουργείται με τη διαμόρφωση κατά πλάτος με ένα δεδομένο σχήμα. Εναλλακτικά, το PAM σήμα μπορεί να θεωρηθεί ότι δημιουργείται από δύο ημιτονοειδή σήματα της ίδιας συχνότητας, που είναι 90 μοίρες εκτός φάσης, τα οποία διαμορφώνονται από τα πραγματικά και φανταστικά μέρη του μιγαδικού Baseband σήματος. Το σήμα αυτό μπορεί να εξειδικευτεί, για να δημιουργήσει την QPSK διαμόρφωση που απαιτείται για WLAN εφαρμογές. Μια πιθανή αναπαράσταση αυτού του σήματος είναι:

$$x_T(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left[s_i(t) \cdot e^{j2\pi f_c t} \right] = \sqrt{2} \left[\sum_{m=-\infty}^{\infty} A_m g(t - mT_b) e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.18)$$

όπου $x_T(t)$ είναι το εκπεμπόμενο PAM σήμα, $s_i(t)$ είναι το Baseband PAM σήμα, f_c είναι η συχνότητα φέροντος, A_m είναι μια κωδικοποιημένη ακολουθία συμβόλων, $g(t)$ είναι το σχήμα του παλμού της ακολουθίας και T_b είναι η περίοδος του συμβόλου. Λόγω της μη ομοιογένειας του μέσου διάδοσης και των πολλαπλών ανακλάσεων, υπάρχει μεταβολή του σήματος που τελικά λαμβάνεται από τον δέκτη. Το ληφθέν σήμα μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$x_R(t) = \sum_i a_i(t) x_T(t - \tau_i(t)) \quad (2.19)$$

όπου $a_i(t)$ είναι ο παράγοντας απόσβεσης στο i -οστό μονοπάτι με καθυστέρηση $\tau_i(t)$. Από την (2.18) μπορεί να αντικατασταθεί το $x_T(t)$:

$$x_R(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left[\left\{ \sum_i a_i(t) s_i(t - \tau_i(t)) \cdot e^{j2\pi f_c \tau_i(t)} \right\} \cdot e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.20)$$

Εναλλακτικά, μπορούμε να γράψουμε:

$$x_R(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left[\left\{ \sum_i a_i(t) \sum_m A_m g(t - mT_b - \tau_i(t)) \cdot e^{j2\pi f_c \tau_i(t)} \right\} \cdot e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.21)$$

ή, λαμβάνοντας υπόψη μόνο το πρώτο bit:

$$x_{R,m=0}(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left[\left\{ \sum_i a_i(t) e^{j2\pi f_c \tau_i(t)} A_0 g(t - \tau_i(t)) \right\} \cdot e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.22)$$

Από τη σχέση (2.22) μπορούν να προσδιοριστούν τρία βασικά προβλήματα, που είναι πιθανό να προκύψουν σε ένα κανάλι όπου υπάρχει **multifading**:

- I. Από τη σχέση (2.22) προκύπτει ότι το σήμα $x_{R,m=0}$ αποτελείται από το άθροισμα ενός αριθμού από χρονικά μεταβαλλόμενα διανύσματα (φάσορες) εξαιτίας των πολλαπλών

διαδρομών που μπορεί να ακολουθήσει το σήμα, από τα οποία το καθένα έχει φάσεις $\phi_i = 2\pi f_c \tau_i(t)$. Επομένως, στην περίπτωση που η $\varphi_i(t)$ αλλάξει κατά 360 μοίρες, θα επέλθει μια σημαντική αλλαγή στο πλάτος του $x_{R,m=0}$, επειδή το φέρον κύμα του αρχικού σήματος και το φέρον κύμα του ανακλώμενου σήματος αλληλεπιδρούν καταστροφικά. Η $\varphi_i(t)$ θα αλλάξει κατά 360 μοίρες, όταν η $\tau_i(t)$ αλλάξει κατά $1/f_c$. Αφού η $1/f_c$ είναι ένας μικρός αριθμός, η $\varphi_i(t)$ μπορεί να αλλάξει κατά 360 μοίρες με μια μικρή αλλαγή στην απόσταση που διανύει το σήμα, για να φτάσει από την κεραία του πομπού στην κεραία του δέκτη. Επομένως, το πλάτος του $x_{R,m=0}$ αλλάζει γρήγορα, δημιουργώντας το φαινόμενο του **envelope fading** που θα αναλυθεί στην επόμενη παράγραφο.

- II. Αν θεωρήσουμε ένα ιδανικό κανάλι το οποίο όμως έχει πεπερασμένο εύρος ζώνης, και εφαρμόσουμε ένα PAM σήμα, οι παλμοί θα επεκταθούν χρονικά και θα επιδράσουν με τους γειτονικούς τους παλμούς. Το γεγονός αυτό προκαλεί ISI που επιδρά στο BER. Αν θεωρηθεί ένας παλμός με τιμή μονάδα τη χρονική στιγμή t_0 και τιμή μηδέν τις χρονικές στιγμές $t_0 + kT$, όπου k είναι ένας πολλαπλασιαστικός παράγοντας, τότε η έξοδος του αποδιαμορφωτή θα είναι:

$$x_R = (kT_b) = \sum_{m=-\infty}^{m=+\infty} A_m p(kT_b - mT_b) = A_0 + \sum_{m \neq 0} A_m p(kT_b - mT_b) \quad (2.23)$$

όπου A_m είναι η κωδικοποιημένη ακολουθία των συμβόλων και $p(t)$ είναι ο παλμός. Αν συγκριθεί η εξίσωση (2.23) (ιδανικό κανάλι) με την εξίσωση (2.22) (κανάλι με **Multipath Fading**), υπάρχει αρκετή ομοιότητα. Στην (2.23) το σήμα αποτελείται από το επιθυμητό σύμβολο A_0 , συν τις παρεμβολές λόγω του περιορισμένου εύρους καναλιού. Στη σχέση (2.22) το ληφθέν σήμα αποτελείται από το σύμβολο A_0 διαμορφωμένο κατά $e^{j2\pi f_c t}$, συν παρεμβολές που δημιουργούνται από το καθυστερημένο αντίγραφο του συμβόλου που εκπέμφθηκε, πάλι διαμορφωμένο κατά $e^{j2\pi f_c t}$. Το φαινόμενο, που ονομάζεται **frequency selective fading**, δημιουργεί ISI, που μεταφράζεται σε απαίτηση για αύξηση του SNR.

- III. Αν η συχνότητα στην εξίσωση (2.22) αλλάξει με το χρόνο λόγω της κίνησης των τοπικών ανακλαστήρων, τότε η φάση του $x_R(t)$ θα αλλάξει επίσης. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται **fast fading**.

Από τα παραπάνω φαινόμενα, το φαινόμενο του **envelope fading** θα εξηγηθεί περαιτέρω και θα δειχθεί πώς δημιουργεί την απαίτηση για αυξημένο SNR, που είναι μια σχεδιαστική παράμετρος απαραίτητη για την υλοποίηση του δέκτη.

2.4.2.2 Διάλειαση Περιβάλλουσας (Envelope Fading)

Για να αναλυθεί η περίπλοκη φύση των πολλαπλών ανακλάσεων, θα χρησιμοποιηθεί μια συνάρτηση πυκνότητας-πιθανότητας για την περιγραφή του πλάτους του PAM σήματος. Αποδεικνύεται ότι αυτή η συμπεριφορά μπορεί να μοντελοποιηθεί με μια κατανομή **Rayleigh**. Η εξίσωση (2.22) μπορεί να ξαναγραφεί ως εξής:

$$x_R(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left[\left\{ \sum_i a_i(t) s_i(t - \tau_i(t)) \cdot e^{j2\pi f_c \tau_i(t)} \right\} \cdot e^{j2\pi f_c t} \right] = \sqrt{2} \operatorname{Re} \left[\left\{ \sum_i A_i(t) \cdot e^{j\phi_i(t)} \right\} \cdot e^{j2\pi f_c t} \right] \quad (2.24)$$

όπου $A_i(\mathbf{t})$ είναι το αποσβησμένο, χαμηλόσυχνο σήμα και $\varphi_i(\mathbf{t})$ είναι η φάση του i -οστού δρόμου του σήματος. Αν ο δέκτης θεωρηθεί στατικός, τότε η μετατόπιση φάσης που εισάγει το κανάλι στο i -οστό μονοπάτι μπορεί να εκφραστεί ως:

$$\phi_i = 2\pi f_c \tau_i = 2\pi \frac{c}{\lambda} \cdot \frac{s_i}{c} = 2\pi \frac{s_i}{\lambda} \quad (2.25)$$

όπου λ είναι το μήκος κύματος του φέροντος κύματος και s_i είναι η επιπλέον απόσταση που διήνυσε το ανακλώμενο κύμα σε σχέση με το κύμα που προσπίπτει κατατεθειάν στην κεραία. Αφού η s_i είναι τυχαία, τότε και οι φάσεις φ_i θα είναι τυχαίες. Αν θεωρήσουμε ότι οι φάσεις αυτές είναι ομοιογενώς κατανομημένες από 0 έως 2π και γράφοντας τα μιγαδικά μέρη της εξίσωσης (2.22) στα πραγματικά και φανταστικά τους μέρη, μπορούμε να πάρουμε την $x_R(\mathbf{t})$ με βάση τους **in-phase** και **quadrature** όρους της:

$$x_R(t) = s_I(t) \cos(2\pi f_c t) - s_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.26)$$

όπου

$$s_I(t) = \sum_i A_i(t) \cos(\phi_i) \quad \text{και} \quad s_Q(t) = \sum_i A_i(t) \sin(\phi_i) \quad (2.27)$$

με αρκετά καλή προσέγγιση τα $s_I(\mathbf{t})$, $s_Q(\mathbf{t})$ μπορούν να θεωρηθούν κατανομές κατά **Gauss**. Επομένως η περιβάλλουσα του ληφθέντος σήματος είναι:

$$x_R(t)_{envelope} = \sqrt{s_I(t)^2 + s_Q(t)^2} \quad (2.28)$$

ενώ η PDF του πλάτους είναι κατανομή κατά **Rayleigh**. Με βάση τα παραπάνω, θα δειχθεί πώς το φαινόμενο του **envelope fading** οδηγεί τελικά στην απαίτηση για αυξημένο **SNR** στην είσοδο του αποδιαμορφωτή, που αποτελεί σχεδιαστική παράμετρο. Λόγω της πολυπλοκότητας του φαινομένου, εξετάζεται μόνο η **fast fading** περίπτωση και θεωρούμε ότι δεν έχουμε **ISI**. Στη συγκεκριμένη περίπτωση, μας ενδιαφέρει η μεταβολή πλάτους του **baseband** σήματος και, επομένως, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την εξίσωση (2.20) και να εξαλείψουμε τον όρο $e^{j2\pi f_c t}$. Η σχέση (2.20) γίνεται:

$$x_{R,baseband}(t) = a(t)s_1(t)\exp(-j\theta(t)) \quad (2.29)$$

όπου $a(\mathbf{t})$ είναι το κέρδος του καναλιού και $\theta(\mathbf{t})$ είναι η μετατόπιση φάσης του καναλιού. Από την εξίσωση (2.29), το φαινόμενο του **multipath fading** μπορεί να εξηγηθεί ως μια πολλαπλασιαστική διακύμανση του κέρδους στο εκπεμπόμενο σήμα $s_1(\mathbf{t})$. Αν θεωρηθεί ότι το κανάλι περιλαμβάνει λευκό θόρυβο, η σχέση (2.29) γίνεται:

$$x_{R,baseband}(t) = a(t)s_1(t)\exp(-j\theta(t)) + n(t) \quad (2.30)$$

όπου $n(\mathbf{t})$ είναι **AWGN** στο κανάλι.

Για να υπολογιστεί η πιθανότητα να γίνει κάποιο λάθος, θα χρησιμοποιήσουμε δεσμευμένες πιθανότητες. Κατ' αρχάς, η πιθανότητα να γίνει κάποιο λάθος, εάν θεωρηθεί ότι το πλάτος του σήματος έχει κάποια συγκεκριμένη τιμή A_{specific} είναι η συζευγμένη πιθανότητα δύο περιπτώσεων: (1) η πιθανότητα να υπάρξει ένα γεγονός που το πλάτος λαμβάνει τη συγκεκριμένη

τιμή A_{specific} και (2) η πιθανότητα του γεγονότος είτε το $A_{\text{specific}} - n(T_b)$ να γίνει μικρότερο του μηδενός, είτε το $-A_{\text{specific}} + n(T_b)$ να γίνει μεγαλύτερο του μηδενός. Η πιθανότητα της δεύτερης περίπτωσης εξαρτάται από την τιμή του A_{specific} και από την τυπική απόκλιση του $n(T_b)$. Αφού αυτές οι δύο περιπτώσεις θεωρούνται ανεξάρτητες, η συζευγμένη πιθανότητα είναι το γινόμενο των δύο περιπτώσεων. Η συνολική πιθανότητα P_e είναι το ολοκλήρωμα των συζευγμένων πιθανοτήτων. Η πιθανότητα αυτή είναι:

$$P_e = \int_0^{\infty} p(X) P_e(X) dX \quad (2.31)$$

όπου $p(X)$ είναι η PDF του X εξαιτίας της διάλειψης, που είναι η πιθανότητα της περίπτωσης (1), $P_e(X)$ είναι η πιθανότητα λάθους για ένα συγκεκριμένο $\text{SNR}=X$, όπου X είναι $X = a^2 E_b / N_0$, a είναι το κέρδος, που δίδεται από την (2.29), και τα E_b, N_0 δίδονται στις σχέσεις (2.11-2.17). Η $P_e(X)$ μπορεί να θεωρηθεί ως η πιθανότητα της δεύτερης περίπτωσης. Η παράμετρος a μοντελοποιεί τη διακύμανση του πλάτους λόγω της διάλειψης και είναι κανονικοποιημένη ως προς το E_b / N_0 . Κατά προσέγγιση, η κατανομή πιθανότητας του πλάτους μπορεί να θεωρηθεί κατανομή κατά Rayleigh. Επομένως, η παράμετρος a^2 και κατ' επέκταση η X ακολουθούν μια κατανομή της μορφής:

$$p(X) = \frac{1}{\Gamma} \exp\left(-\frac{X}{\Gamma}\right) \quad (2.32)$$

όπου το Γ είναι:

$$\Gamma = \frac{E_b}{N_0} \bar{a}^2 \quad (2.33)$$

και έχει τη φυσική σημασία του μέσου SNR.

Από την παραπάνω ανάλυση έγινε σαφές ότι είναι δυνατόν οι μη-ιδανικότητες και τα ποικίλα φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα στο κανάλι να αναλυθούν και να εξαχθούν χρήσιμες πληροφορίες για τη σχεδίαση, που δίνονται συναρτήσει του SNR, που είναι απαραίτητος για την σχεδίαση. Στις επόμενες παραγράφους θα παρουσιαστούν οι βασικές δομές δεκτών που χρησιμοποιούνται στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα και χρησιμοποιούνται και στα WLAN. Στη συνέχεια, θα γίνει μια παρουσίαση της διαδικασίας που ακολουθείται για να 'μοιραστούν' οι προδιαγραφές του συστήματος στα επιμέρους υποκυκλώματα, έτσι ώστε τελικά να εξαχθούν οι σχεδιαστικές παράμετροι για τον Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου που αποτελεί το ερευνητικό κομμάτι του πρώτου τμήματος αυτής της εργασίας.

2.5 Αρχιτεκτονικές Δέκτη

2.5.1 Γενικά

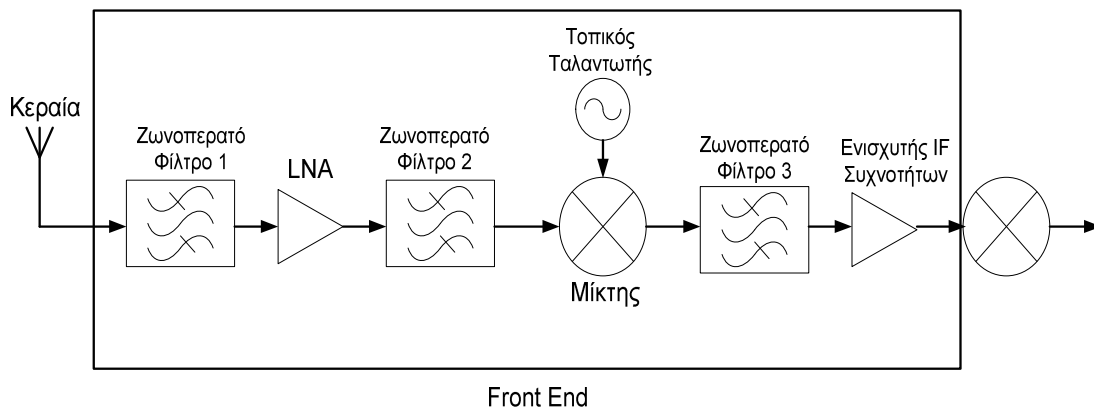
Η αρχιτεκτονική του δέκτη είναι το λεγόμενο "front-end" κομμάτι του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Ο γενικός σκοπός του υποσυστήματος αυτού είναι να λάβει το σήμα και να το μεταφέρει με τέτοιο τρόπο και με τέτοια μορφή στον αποδιαμορφωτή, ώστε να είναι δυνατή η σωστή και αποτελεσματική αποκωδικοποίηση του σήματος. Η σχεδίαση της

αρχιτεκτονικής του δέκτη πρέπει να λαμβάνει υπόψη όλα τα φαινόμενα που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο, δηλαδή τις μη ιδανικότητες του καναλιού, την εισαγωγή λευκού θορύβου, το φαινόμενο του **Multipath Fading** κτλ, καθώς επίσης και να αφήνει περιθώρια ασφαλείας για μια σειρά φαινομένων που ανήκουν στην ευρύτερη κατηγορία της παρεμβολής και δημιουργούν την απαίτηση για αυξημένο **SNR**. Τέτοια φαινόμενα είναι η παρεμβολή γειτονικού καναλιού, η παρεμβολή μέσα στο ίδιο το κανάλι και η παρεμβολή από την εκπομπή από άλλα ασύρματα πρότυπα. Όλα αυτά τα φαινόμενα θεωρούνται πηγή θορύβου για τον αποδιαμορφωτή και αυξάνουν τις **SNR** απαιτήσεις. Η γενική φιλοσοφία σχεδίασης του **Front end** παρουσιάζεται στην επόμενη ενότητα.

2.5.2 Γενική Φιλοσοφία σχεδίασης

Όπως ήδη αναφέρθηκε, σκοπός του **Front end** είναι να καταπολεμήσει το χαμηλό **SNR** στην είσοδο του αποδιαμορφωτή, μέσω της επεξεργασίας του ληφθέντος σήματος (μαζί με τον **AWGN**, παρεμβολές κτλ), πριν δοθεί για αποδιαμόρφωση. Αυτό μπορεί να γίνει με διάφορους τρόπους:

- a. Με τη μείωση του **AWGN** και των παρεμβολών. Αυτό μπορεί να γίνει με τη χρήση ενός φίλτρου στο **Front end**, το οποίο θα φιλτράρει τα δύο αυτά ανεπιθύμητα φαινόμενα. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται φιλτράρισμα καναλιού (**channel filtering**). Στην πράξη, εάν η συχνότητα λήψης είναι υψηλή (**RF**), τότε το φιλτράρισμα θα πρέπει να γίνει σε ένα μικρό εύρος στην υψηλή αυτή συχνότητα. Αν και θεωρητικά εύκολη, η διαδικασία αυτή δεν είναι πρακτικά υλοποιήσιμη και ιδιαίτερα ακριβή.
- b. Με την ενίσχυση του σήματος στην **RF** συχνότητα. Η διαδικασία αυτή γίνεται με την προσθήκη ενός ενισχυτή μέσα στο **Front end** κατάλληλου για υψηλή λειτουργία. Στην τεχνική αυτή, η κεραία μεταφέρει το σήμα σε έναν ενισχυτή, ο οποίος οδηγεί το σήμα στον αποδιαμορφωτή. Δυστυχώς, το επιθυμητό σήμα, στη χειρότερη περίπτωση, είναι τόσο μικρό που απαιτείται μια πολύ μεγάλη ενίσχυση, για να φτάσει ο **SNR** στη είσοδο του αποδιαμορφωτή σε τέτοια επίπεδα, ώστε να γίνει αποτελεσματική αποδιαμόρφωση. Επίσης, με τον ενισχυτή αυτόν θα γίνει και η αντίστοιχη ενίσχυση του **AWGN** και των παρεμβολών. Ειδικά οι παρεμβολές, που συνήθως είναι σήματα με μεγάλη ισχύ, είναι πιθανό να οδηγήσουν τον ενισχυτή στον κορεσμό, ενώ αν ληφθεί υπόψη η μη γραμμική του φύση, θα υπάρξει πρόβλημα με τα προϊόντα ενδοπαραμόρφωσης, που θα παρουσιαστούν στη συχνότητα του σήματος.
- c. Με ενίσχυση του σήματος στην **RF** συχνότητα, αφού όμως πρώτα θα έχει γίνει φιλτράρισμα των παρεμβολών. Με την τεχνική αυτή, η ισχύς των παρεμβολών μειώνεται σε τέτοια επίπεδα ώστε να μη δημιουργούνται τα φαινόμενα που περιγράφηκαν παραπάνω (b). Η διαδικασία αυτή ονομάζεται φιλτράρισμα συμπίεσης παρεμβολών (**interference suppression filtering**). Ενώ σαν διαδικασία το φιλτράρισμα αυτό βελτιώνει την απόδοση, εάν γίνει σε **RF** συχνότητες απαιτείται πολύ μεγάλη συμπίεση των παρεμβολών για να μπορέσει να ληφθεί το απαραίτητο **SNR** και επομένως, το φιλτράρισμα συμπίεσης παρεμβολών δεν γίνεται στις **RF** συχνότητες.
- d. Από τα παραπάνω γίνεται προφανές ότι πρέπει να υπάρξει μια συμβιβαστική και συνδυαστική λύση. Αυτή θα ήταν να γίνει μια μερική ενίσχυση στις **RF** συχνότητες, ώστε να μειωθούν οι απαιτήσεις για το φιλτράρισμα συμπίεσης παρεμβολών. Παράλληλα, θα πρέπει να μεταφερθεί το μερικά ενισχυμένο σήμα σε μια χαμηλότερη συχνότητα, η οποία αναφέρεται ως ενδιάμεση συχνότητα (**IF, intermediate frequency**). Στη συχνότητα αυτή θα γίνει μία επιπλέον ενίσχυση του σήματος και είναι δυνατό να



Σχήμα 8. Σχηματικό Διάγραμμα του ετερόδουνο δέκτη

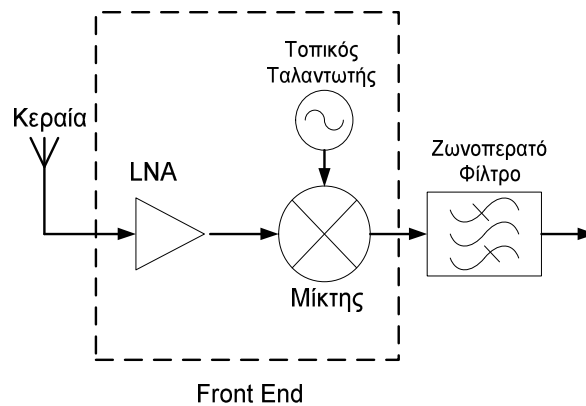
επιτευχθεί αποτελεσματικό φιλτράρισμα των παρεμβολών. Η επιλογή της **IF** και του φίλτρου είναι συνάρτηση του επιθυμητού **SNR** που απαιτείται να παρουσιάζεται στην είσοδο του αποδιαμορφωτή, ο οποίος τελικά θα μετατρέψει την **IF** στη συχνότητα βασικής ζώνης (**BaseBand Frequency, BB**) στην οποία θα γίνει η ψηφιακή επεξεργασία σήματος.

Η λογική που παρουσιάζεται στο **d**, αποτελεί τη βασική λογική που ακολουθείται στο μεγαλύτερο μέρος των γνωστών τοπολογιών του **Front End**. Στη λογική αυτή βασίζονται οι δύο τοπολογίες δέκτη, που παρουσιάζονται παρακάτω.

2.5.2.1 Ο Ετερόδουνος Δέκτης

Στο σχήμα 8 παρουσιάζεται ένας τυπικός ετερόδουνος δέκτης. Στο σχήμα αυτό, το ζωνοπερατό φίλτρο, που βρίσκεται αμέσως μετά την κεραία, χρησιμοποιείται για να επιλέξει το εύρος συχνοτήτων ενδιαφέροντος και χρησιμοποιείται για να συμπιέσει τα προϊόντα παραμόρφωσης που προέρχονται από σήματα εκτός ζώνης. Προφανώς, η ζώνη διέλευσης του φίλτρου περιλαμβάνει όλο το φάσμα το οποίο οι χρήστες του προτύπου μπορούν να χρησιμοποιήσουν για επικοινωνία. Στα **WLAN** συστήματα που υπηρετούν το πρότυπο **802.11.a** για παράδειγμα, οι ζώνες που απαιτούνται είναι στα **5150-5250, 5250-5350 και 5725-5825 MHz**. Στη συνέχεια, υπάρχει ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου, ο οποίος πρέπει να ενισχύσει το σήμα της κεραίας με την ελάχιστη παραμόρφωση και με την ελάχιστη εισαγωγή θορύβου. Ο ενισχυτής αυτός ακολουθείται από ένα ζωνοπερατό φίλτρο, το οποίο χρησιμοποιείται για την απόρριψη του ειδώλου (**image reject filter**). Το φίλτρο αυτό είναι απαραίτητο για να γίνει η διαδικασία της μίξης, που ακολουθεί στη συνέχεια. Η διαδικασία γίνεται μέσω ενός μίκτη και ενός τοπικού ταλαντωτή (**local oscillator**). Τον μίκτη ακολουθεί ακόμα ένα ζωνοπερατό φίλτρο. Στο σημείο αυτό ο σχεδιαστής έχει δύο δυνατότητες, προκειμένου να γίνει η επιλογή του καναλιού του κάθε χρήστη: Ο τοπικός ταλαντωτής ή το ζωνοπερατό φίλτρο πρέπει να μπορεί να είναι συντονιζόμενα. Στη συνέχεια, το υποβιβασμένο στη συχνότητα σήμα ενισχύεται περαιτέρω από έναν ενισχυτή (**IF amplifier**) και πλέον το σήμα λαμβάνεται από τον αποδιαμορφωτή, για να γίνει η μετατροπή του σε κατάλληλη μορφή για την Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος.

Μια παραλλαγή του ετερόδουνο δέκτη αποτελεί η υπερετερόδουνη τοπολογία, η οποία χρησιμοποιεί δύο μίκτες με τους αντίστοιχούς τοπικούς ταλαντωτές, για να υποβιβάσει το **RF** σήμα σε δύο διαδοχικές ενδιάμεσες συχνότητες, πριν το σήμα μεταφερθεί στον αποδιαμορφωτή, έτσι ώστε να χαλαρώσουν οι προδιαγραφές φιλτραρίσματος στα διάφορα στάδια της διαδικασίας.



Σχήμα 9. Σχηματικό Διάγραμμα του ομόδουνο δέκτη

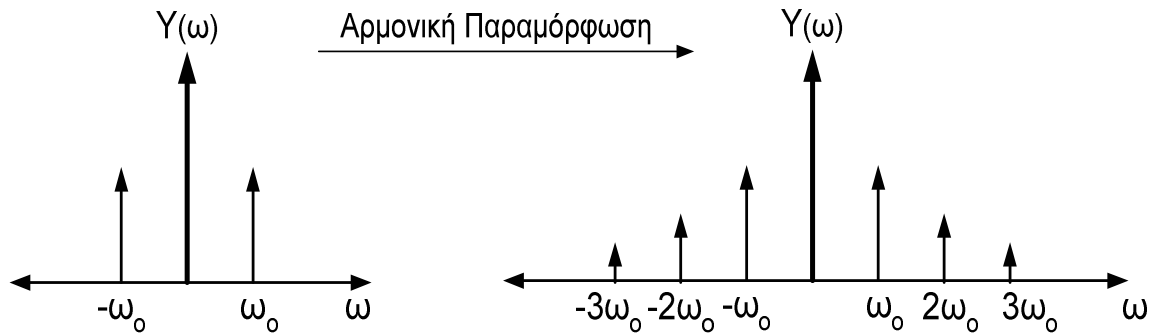
2.5.2.2 Ο Ομόδουνος Δέκτης

Στο σχήμα 9 παρουσιάζεται η εναλλακτική δομή του ομόδουνο δέκτη. Η ειδοποιός διαφορά από τον ετερόδουνο δέκτη έγκειται στο γεγονός ότι η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή ισούται με τη συχνότητα του RF σήματος, δηλαδή η συχνότητα υποβιβάζεται κατευθείαν στη βασική ζώνη για να γίνει επεξεργασία σήματος από τα ψηφιακά ηλεκτρονικά του δέκτη. Η τοπολογία απαιτεί μόνο ένα βαθυπερατό φίλτρο, σχετικά υψηλής τάξης.

Η απλή αυτή τοπολογία έχει δυο, βασικά πλεονεκτήματα σε σχέση με τον ετερόδουνο δέκτη που παρουσιάστηκε παραπάνω. Κατ' αρχάς, δεν υπάρχει το πρόβλημα που προκύπτει από τον υποβιβασμό του ειδώλου, αφού η συχνότητα υποβιβασμού είναι πολύ χαμηλή. Το αποτέλεσμα είναι να μην απαιτείται φίλτρο απόρριψης του ειδώλου και ο LNA δεν απαιτείται να οδηγεί ένα φορτίο 50Ω . Κατά δεύτερον, το φίλτρο της ενδιάμεσης συχνότητας και οι ενισχυτές βασικής ζώνης αντικαθίστανται με ένα βαθυπερατό φίλτρο, έτσι ώστε να μειώνεται η επιφάνεια του ολοκληρωμένου και γενικότερα γίνεται πιο απλή η ολοκλήρωση του όλου συστήματος.

Παράλληλα, όμως, η δομή έχει και αρκετά προβλήματα, τα οποία περιορίζουν την απόδοση του δέκτη. Κατ' αρχάς, οι απαιτήσεις ποιότητας του φίλτρου που απαιτείται γίνονται πολύ αυστηρές, ώστε να γίνει επιτυχής επιλογή του καναλιού. Τόσο από άποψη διακριτικής ικανότητας, συμπεριφοράς γραμμικότητας και θορύβου αρκετές φορές οι προδιαγραφές είναι δύσκολο να επιτευχθούν, και έτσι συχνά το πρόβλημα μετατοπίζεται στον LNA, όπου απαιτείται μεγαλύτερο κέρδος και καλύτερη συμπεριφορά θορύβου. Ένα σημαντικό πρόβλημα αποτελούν επίσης οι μεταβολές της DC τάσης. Μια ακατάλληλη DC στάθμη είναι πιθανό να παραμορφώσει το σήμα στην έξοδο και να φέρει τα στάδια που ακολουθούν το front-end στον κορεσμό, με αποτέλεσμα να μην μπορεί να γίνει η λήψη. Δυστυχώς, στον ομόδουνο δέκτη είναι σχετικά εύκολο να δημιουργηθούν έντονες μεταβολές στην DC στάθμη μέσω του φαινομένου του 'self-mixing'. Το φαινόμενο δημιουργείται λόγω του ότι η απομόνωση μεταξύ του τοπικού ταλαντωτή (LO) και του LNA δεν είναι άπειρη. Επομένως, το LO σήμα εμφανίζεται στην είσοδο του LNA, ενισχύεται από αυτόν και τελικά υποβιβάζεται από τον μίκτη στο DC, παράγοντας μια συνιστώσα η οποία δημιουργεί τα προβλήματα που προαναφέρθηκαν. Για το λόγο αυτό οι ομόδουνοι δέκτες είναι απαραίτητο να έχουν πολύπλοκα συστήματα ανάδρασης, που διορθώνουν τη συνιστώσα του DC (DC servo κυκλώματα), τα οποία προφανώς αυξάνουν δραστικά την πολυπλοκότητα της δομής.

Προφανώς, η κάθε τοπολογία έχει συγκεκριμένα υπέρ και κατά, τα οποία ανάλογα με την περίπτωση ζυγίζονται, για να γίνει η τελική επιλογή της τοπολογίας.



Σχήμα 10. Η διαδικασία της αρμονικής παραμόρφωσης

2.5.3 Μη Ιδανικότητες και Σχεδιαστικές Παράμετροι

Στο υποκεφάλαιο αυτό θα γίνει μια σύντομη αναφορά στις σχεδιαστικές παραμέτρους που χρησιμοποιούνται για την σχεδίαση των διαφόρων κυκλωμάτων του **RF front-end**, οι οποίες ουσιαστικά εξάγονται από τις εγγενείς μη-ιδανικότητες των κυκλωμάτων αυτών. Κατ' αρχάς, τα κυκλώματα αυτά είναι μη γραμμικά. Το βασικό αποτέλεσμα αυτής της μη γραμμικότητας είναι ότι μπορεί να υποβιβάσει στη συχνότητα ενδιαφέροντος παραμορφώσεις που βρίσκονται σε συχνότητες εκτός ζώνης με αποτέλεσμα να παραμορφώνεται το σήμα. Το τελικό αποτέλεσμα είναι να μειώνεται ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην έξοδο του δέκτη. Κατά δεύτερον, τα κυκλώματα αυτά παράγουν θόρυβο από τη φύση τους, ο οποίος ενισχύεται και τελικά μειώνει τον SNR στην έξοδο. Στις επόμενες ενότητες τα δύο αυτά φαινόμενα θα αναλυθούν και θα εξαχθούν οι σχετικές με αυτά σχεδιαστικές παράμετροι.

2.5.3.1 Μη Γραμμικότητες

Πριν γίνει η ανάλυση των φαινομένων που σχετίζονται με τη μη γραμμικότητα, πρέπει να γίνουν μερικές αρχικές παραδοχές: Για λόγους απλούστευσης, θα αναφερθούμε σε γραμμικότητες 3^{ης} τάξεως, οι οποίες έχουν τη μεγαλύτερη επίδραση σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα. Παράλληλα, θα θεωρηθεί ότι οι μη γραμμικότητες αυτές δεν έχουν μνήμη. Μη γραμμικότητες αυτής της μορφής μπορούν να μοντελοποιηθούν μαθηματικά ως εξής:

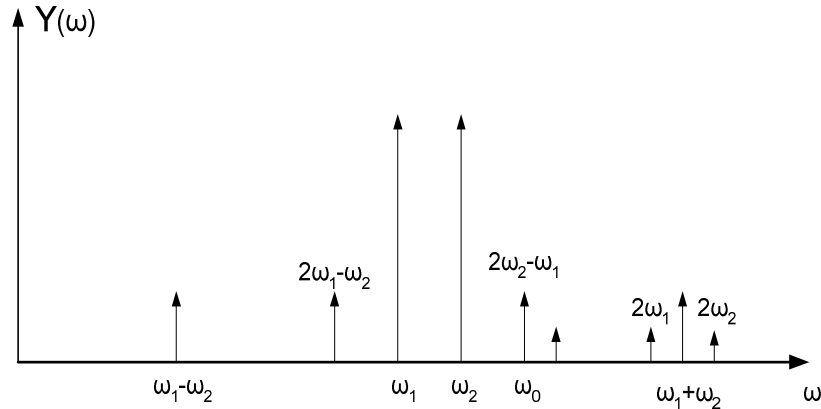
$$y(t) = a_1 s(t) + a_2 s^2(t) + a_3 s^3(t) \quad (2.34)$$

όπου $s(t)$ είναι το σήμα εισόδου, $y(t)$ είναι το σήμα εξόδου και η μη γραμμικότητα δεν έχει μνήμη. Εξαιτίας της μη γραμμικότητας προκαλείται παραμόρφωση.

2.5.3.1.1 Αρμονική Παραμόρφωση

Γράφοντας τη σχέση (2.34) και θεωρώντας ως είσοδο έναν τόνο της μορφής $s(t) = A \cos \omega_0 t$, η έξοδος του μη γραμμικού συστήματος θα είναι:

$$\begin{aligned} y(t) &= a_1 A \cos \omega_0 t + a_2 A^2 \cos^2 \omega_0 t + a_3 A^3 \cos^3 \omega_0 t = \\ &= \frac{a_2 A^2}{2} + \left(a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} \right) \cos \omega_0 t + \frac{a_2 A^2}{2} \cos 2\omega_0 t + \frac{a_3 A}{4} \cos 3\omega_0 t \end{aligned} \quad (2.35)$$



Σχήμα 11. Το φάσμα σε Two-Tone Test ενός μη γραμμικού συστήματος

Η αρμονική παραμόρφωση ορίζεται ως ο λόγος πλάτους μιας συγκεκριμένης αρμονικής ως προς το πλάτος του βασικού τόνου. Για τις τρίτες αρμονικές και θεωρώντας ότι $a_1 A \gg \frac{3a_3 A^3}{4}$, έχουμε:

$$HD_3 = \frac{1}{4} \frac{a_3}{a_1} A^2 \quad (2.36)$$

Στη συνέχεια παίρνουμε τον μετασχηματισμό κατά Fourier της σχέσεως (2.35)

$$Y(\omega) = a_2 A^2 \pi \delta(\omega) + \pi \left(a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} \right) [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] + \pi \frac{a_2 A^2}{2} [\delta(\omega - 2\omega_0) + \delta(\omega + 2\omega_0)] + \pi \frac{a_3 A^3}{4} [\delta(\omega - 3\omega_0) + \delta(\omega + 3\omega_0)] \quad (2.37)$$

Συνήθως η αρμονική παραμόρφωση δεν αποτελεί βασικό πρόβλημα στη σχεδίαση του LNA.

2.5.3.1.2 Ενδοδιαμόρφωση

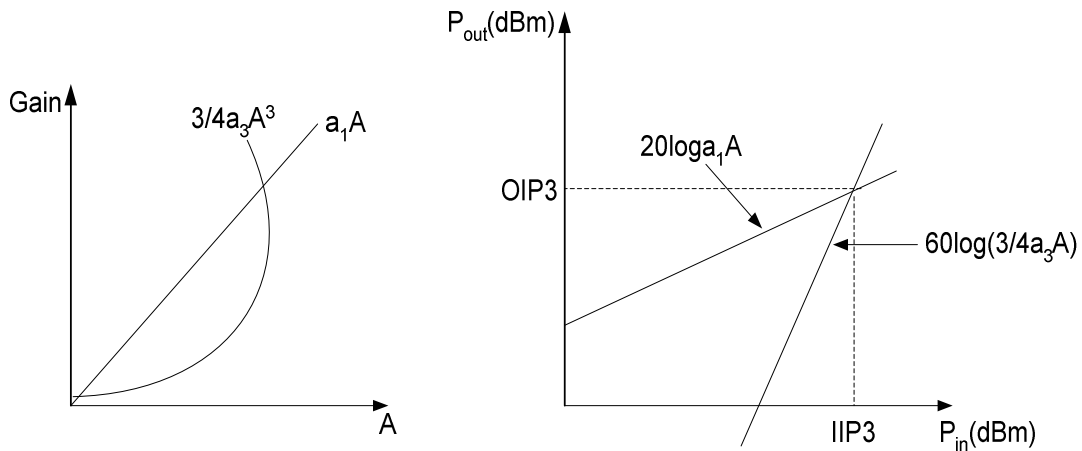
Το φαινόμενο αυτό παρουσιάζεται, όταν παραπάνω από ένας τόνος είναι παρών στην είσοδο του συστήματος. Το φαινόμενο συνήθως χαρακτηρίζεται με τη διαδικασία που ονομάζεται «two-tone test», στο οποίο θεωρούμε δύο ισχυρούς παρεμβολείς να υπάρχουν στην είσοδο του δέκτη, οι οποίοι ορίζονται ως $A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$. Χρησιμοποιώντας τη σχέση (2.34) έχουμε:

$$y(t) = a_1 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + a_2 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + a_3 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3 \quad (2.38)$$

Λύνοντας την παραπάνω σχέση, έχουμε για τα προϊόντα 1^{ης}, 2^{ης} και 3^{ης} τάξης:

$$\begin{aligned} \omega_1 \pm \omega_2 &: a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2) + a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t \\ 2\omega_1 \pm \omega_2 &: \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 + \omega_2) t + \frac{3a_3 A_1^2 A_2}{4} \cos(2\omega_1 - \omega_2) t \\ 2\omega_2 \pm \omega_1 &: \frac{3a_3 A_2^2 A_1}{4} \cos(2\omega_2 + \omega_1) t + \frac{3a_3 A_2^2 A_1}{4} \cos(2\omega_2 - \omega_1) t \end{aligned} \quad (2.39)$$

Ο μετασχηματισμός κατά Fourier δίνει το φάσμα του σχήματος 11. Στο παραπάνω σχήμα είναι



Σχήμα 12. Ορισμοί του OIP3 και IIP3 σε ένα μη γραμμικό κύκλωμα.

προφανές ότι το προϊόν ενδοδιαμόρφωσης σε συχνότητα $2\omega_2 - \omega_1$ βρίσκεται στη συχνότητα ω_0 και προφανώς παραμορφώνει το επιθυμητό σήμα. Επιπλέον, τα σήματα με συχνότητα ω_1 και ω_2 βρίσκονται κοντά στη συχνότητα του επιθυμητού σήματος. Αυτό κάνει τις απαιτήσεις φιλτραρίσματος πολύ αυστηρές και πρακτικά δεν μπορεί να γίνει πρακτικό φιλτράρισμα. Έτσι, η μόνη λύση είναι να κρατηθεί η τιμή του σήματος στη συχνότητα $2\omega_2 - \omega_1$ σε χαμηλά επίπεδα.

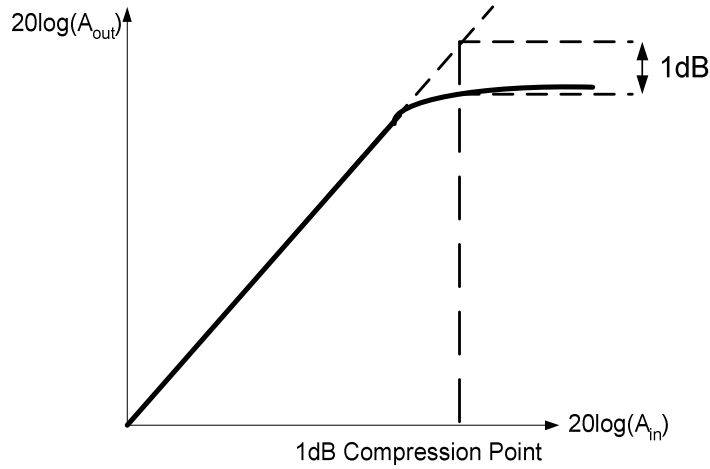
Για να δώσουμε ένα μέτρο για την παραμόρφωση αυτή, ορίζουμε την παραμόρφωση 3^{ης} τάξης λόγω ενδοδιαμόρφωσης (3rd order intermodulation distortion, IMD3). Αυτή ορίζεται ως ο λόγος του πλάτους του προϊόντος ενδοδιαμόρφωσης I_{D3} ως προς το πλάτος του βασικού τόνου εξόδου, I_{D1} ενός γραμμικού συστήματος, το οποίο γράφεται ως $y(t) = a_1 A \cos \omega_0 t$, όπου a_1 είναι το γραμμικό κέρδος μικρού σήματος. Επομένως:

$$IMD3 = \frac{I_{D3}}{I_{D1}} \quad (2.40)$$

Λόγω του ότι ο παραπάνω συμβολισμός είναι γενικά δύσχρηστος, ορίζουμε ως δείκτη απόδοσης του κυκλώματος την ποσότητα που ονομάζεται «third-order intercept point, IP3». Από τη σχέση (2.38) είναι προφανές ότι καθώς το σήμα εισόδου A αυξάνεται, το σήμα στην έξοδο είναι ανάλογο του A (πολλαπλασιασμένο με το κέρδος ασθενούς σήματος a_1). Όσον αφορά τα προϊόντα 3^{ης} τάξης, από τη σχέση (2.39) διαφαίνεται ότι αυτά αυξάνονται με ρυθμό A^3 . Αυτό φαίνεται στο πρώτο διάγραμμα του σχήματος 12. Στο δεύτερο διάγραμμα η ίδια σχέση δίνεται σε λογαριθμική κλίμακα και χρησιμοποιώντας ισχύ αντί για πλάτος σήματος. Από το σχήμα αυτό φαίνεται ότι ο ρυθμός αύξησης του I_{D3} είναι τριπλάσιος από το ρυθμό αύξησης του I_{D1} . Το σημείο IP3 ορίζεται ως το σημείο τομής των δύο γραφημάτων. Επομένως, θα μπορούσαμε να ορίσουμε το σημείο A_{IP3} ως εξής:

$$20 \log(a_1 A_{IP3}) = 60 \log\left(\frac{3}{4} a_3 A_{IP3}^3\right) \Rightarrow A_{IP3} = \sqrt{\frac{4}{3} \frac{a_1}{a_3}} \quad (2.41)$$

Το σημείο τομής ορίζει δύο συντεταγμένες πάνω στους άξονες του σχήματος 12, οι οποίες ορίζονται ως το «Output 3rd order Intercept Point, OIP3» και το «Input 3rd order Intercept Point IIP3». Γενικά, τα δύο αυτά σημεία χρησιμοποιούνται σαν σχεδιαστικές παραμέτρους.



Σχήμα 13. Ορισμός του 1dB compression point

Σε επίπεδο συστήματος, είναι χρήσιμο να εξαχθούν σχέσεις για το πώς οι μη γραμμικότητες του κάθε σταδίου συνδέονται με τις μη γραμμικότητες των σταδίων που ακολουθούν και τελικά οι σχέσεις αυτές να συνδυαστούν, για να πάρουμε τη μη γραμμικότητα ολόκληρου του πομποδέκτη. Εάν θεωρήσουμε μια αλυσίδα από n στάδια που τελικά αποτελούν τον δέκτη, αποδεικνύεται ότι η συνολική μη γραμμικότητα της αλυσίδας δίδεται από τον τύπο:

$$\frac{1}{A_{IP3}^2} \approx \frac{1}{A_{IP3,1}^2} + \frac{a_{1,1}^2}{A_{IP3,2}^2} + \frac{a_{1,1}^2 a_{1,2}^2}{A_{IP3,3}^2} + \dots + \frac{a_{1,1}^2 a_{1,2}^2 \dots a_{1,n-1}^2}{A_{IP3,n}^2} \quad (2.42)$$

όπου $a_{1,n}$ είναι το γραμμικό κέρδος μικρού σήματος του $n^{\text{του}}$ σταδίου. Στη σχέση αυτή πρέπει να γίνει μια σημαντική παρατήρηση: καθώς το σήμα περνάει από στάδιο σε στάδιο, η συνεισφορά στη γραμμικότητα αυξάνεται, λόγω του ότι το στάδιο είναι αναγκασμένο να διαχειρίζεται μεγαλύτερο σήμα. Θεωρητικά λοιπόν, το πιο κρίσιμο στάδιο για τη γραμμικότητα είναι το τελευταίο, το οποίο θα διαχειριστεί το μεγαλύτερο σήμα. Η εξίσωση (2.42) μπορεί να γραφεί με διάφορες μορφές, για να γίνει πιο εύχρηστη στην ανάλυση του συστήματος. Επομένως μπορούμε να γράψουμε:

1. Συναρτήσε του $IP3$:

$$\frac{1}{IP3} \approx \frac{1}{IP3,1} + \frac{a_{1,1}^2}{IP3,2} + \frac{a_{1,1}^2 a_{1,2}^2}{IP3,3} + \dots + \frac{a_{1,1}^2 a_{1,2}^2 \dots a_{1,n-1}^2}{IP3,n} \quad (2.43)$$

2. Συναρτήσε του κέρδους ισχύος G_n του $n^{\text{του}}$ σταδίου, όπου $G_n = a_{1,1}^2$.

$$\frac{1}{IP3} \approx \frac{1}{IP3,1} + \frac{G_1}{IP3,2} + \frac{G_1 G_2}{IP3,3} + \dots + \frac{G_1 G_2 \dots G_{n-1}}{IP3,n} \quad (2.44)$$

3. Συναρτήσε του $OIP3$, όπου το $OIP3$ του $n^{\text{του}}$ σταδίου συνδέεται με το $IP3$ με τη σχέση $OIP3,n = a_{1,n}^2 IP3,n$

$$\frac{1}{OIP3} \approx \frac{1}{G_2 \dots G_n OIP3,1} + \frac{1}{G_3 \dots G_n OIP3,2} + \frac{1}{G_4 \dots G_n OIP3,3} + \dots + \frac{1}{OIP3,n} \quad (2.45)$$

2.5.3.1.3 Συμπίση Κέρδους

Το φαινόμενο αυτό παρατηρείται παρουσία μεγάλου σήματος στην είσοδο ενός κυκλώματος και επηρεάζει, κυρίως, τα ενισχυτικά στάδια της αλυσίδας και επομένως και τον LNA. Ουσιαστικά, παρουσία μεγάλου σήματος, ο ενισχυτής έρχεται στον κορεσμό και παρατηρείται ψαλιδισμός του σήματος. Προφανώς, από το σημείο αυτό και μετά οποιαδήποτε αύξηση του σήματος στην είσοδο δεν ενισχύεται περαιτέρω στην έξοδο και το κύκλωμα δεν συμπεριφέρεται πλέον σαν ενισχυτής. Στην κατάσταση αυτή η έξοδος έχει συμπιεστεί. Με συμπιεσμένη έξοδο, έχουμε εισαγωγή μη γραμμικοτήτων στο σύστημα. Αυτό γίνεται σαφές με την εξέταση του 2^{ου} όρου της εξίσωσης (2.35) που ουσιαστικά είναι στην συχνότητα ενδιαφέροντος:

$$y(t) = \left(a_1 A + \frac{3a_3 A^3}{4} \right) \cos \omega_0 t = \left(a_1 + \frac{3a_3 A^2}{4} \right) A \cos \omega_0 t \quad (2.46)$$

Στην περίπτωση που το a_3 είναι αρνητικό, ο 2^{ος} όρος της παραπάνω εξίσωσης μειώνει το κέρδος. Καθώς το σήμα εισόδου αυξάνεται, ο δεύτερος όρος γίνεται πιο σημαντικός, με την έννοια ότι φέρνει το ενεργό στοιχείο στον κορεσμό. Επομένως είναι ανάγκη να οριστεί μια ποσότητα, που θα ορίζει το επίπεδο του σήματος εισόδου που το φαινόμενο γίνεται σημαντικό. Για το λόγο αυτό ορίζεται το σημείο στο οποίο το γραμμικό κέρδος μικρού σήματος στην έξοδο έχει συμπιεστεί κατά 1dB, (1dB compression point, A_{1dB}). Μαθηματικοποιώντας τα παραπάνω έχουμε τον παρακάτω ορισμό για το σημείο αυτό:

$$\left(a_1 + \frac{3a_3 A_{1dB}^2}{4} \right) \Big|_{dB} = a_1 \Big|_{dB} - 1dB \quad (2.47)$$

Η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί σε dB ως εξής:

$$20 \log \left| a_1 + \frac{3a_3 A_{1dB}^2}{4} \right| = 20 \log |a_1| - 20 \log 1.122 \quad (2.48)$$

Τέλος, το A_{1dB} δίνεται από:

$$A_{1dB} = \sqrt{0.145 \left| \frac{a_1}{a_3} \right|} \quad (2.49)$$

Ο παραπάνω ορισμός παρουσιάζεται και γραφικά και στο σχήμα 13.

2.5.3.1.4 Blocking

Το φαινόμενο αυτό σχετίζεται άμεσα με το φαινόμενο της συμπίσης κέρδους που περιγράφηκε παραπάνω. Ουσιαστικά περιγράφει την κατάσταση στην οποία ένα ασθενές σήμα, που συνοδεύεται από μια ισχυρή παρεμβολή, εισάγεται σε ένα κύκλωμα, το οποίο συμπιέζει το σήμα. Αν θεωρήσουμε ότι έχουμε ένα σήμα της μορφής $s(t) = A_0 \cos \omega_0 t + A_1 \cos \omega_1 t$, όπου A_1 είναι μια ισχυρή παρεμβολή και A_0 είναι το επιθυμητό σήμα, η εξίσωση (2.35) δίνει για τους όρους στη συχνότητα ενδιαφέροντος:

$$y(t) = \left(a_1 A_0 + \frac{3a_3 A_0^3}{4} + \frac{3a_3 A_0 A_1^2}{2} \right) \cos \omega_0 t + \dots \quad (2.50)$$

Αν η παρεμβολή είναι πολύ πιο ισχυρή από το σήμα, δηλαδή μπορεί να θεωρηθεί ότι $A_1 \gg A_0$, τότε η παραπάνω εξίσωση γίνεται:

$$y(t) = \left(a_1 + \frac{3a_3 A_1^2}{2} \right) A_0 \cos \omega_0 t + \dots \quad (2.51)$$

Εάν το a_3 είναι αρνητικό, το κέρδος του κυκλώματος μειώνεται λόγω της παρεμβολής. Εάν η παρεμβολή γίνει τόσο μεγάλη που το κέρδος πέσει στο μηδέν, τότε το σήμα έχει μπλοκαριστεί (**blocking**).

Στις παραπάνω ενότητες αναφέρθηκαν συνοπτικά τα κυκλωματικά προβλήματα που προκύπτουν λόγω της μη γραμμικής φύσεως των κυκλωμάτων. Στις επόμενες ενότητες θα περιγραφούν τα προβλήματα που προκύπτουν από την εισαγωγή θορύβου από τα διάφορα κυκλώματα και πώς επηρεάζεται το σύστημα.

2.5.3.2 Θόρυβος

Σε αυτή την ενότητα αναφερόμαστε στον κυκλωματικό θόρυβο των υποκυκλωμάτων του **front end**. Αυτός ο θόρυβος θα προστεθεί στον **AWGN** του καναλιού, θα δημιουργήσει παρεμβολές και θα μειώσει περαιτέρω το **SNR**. Κατ' αρχάς θα αναφερθούν οι πηγές θορύβου που παρουσιάζονται σε ένα ολοκληρωμένο, ενώ θα οριστούν ο θερμικός θόρυβος (**thermal noise**), ο θόρυβος βολής (**shot noise**) και ο θόρυβος **Flicker**.

2.5.3.2.1 Πηγές Θορύβου

1. **Θερμικός Θόρυβος:** Ο θόρυβος αυτός προέρχεται από την τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων που προέρχεται από τη θερμική ενέργεια. Παρουσιάζεται σε στοιχεία που παρουσιάζουν αντίσταση και είναι ανάλογος της θερμοκρασίας. Η φυσική σημασία του θορύβου αυτής της μορφής είναι ότι λόγω της τυχαίας κίνησης των ηλεκτρονίων, παρατηρούνται περιοχές αυξημένης συγκέντρωσης ηλεκτρονίων. Επειδή το συνολικό φορτίο πρέπει να παραμείνει μηδέν, παρατηρείται μια αντίστοιχη συγκέντρωση οπών σε ένα άλλο σημείο. Το αποτέλεσμα είναι να δημιουργηθεί τοπικά μια διαφορά δυναμικού. Λόγω του ότι η παραπάνω διαδικασία είναι τυχαία, έχει συμπεριφορά θορύβου. Ο θόρυβος της μορφής αυτής υπάρχει ακόμα και εάν η αντίσταση δεν διαρρέεται από ρεύμα. Ο θερμικός θόρυβος είναι λευκός έως και 10^{13} Hz, και η φασματική πυκνότητα ισχύος του (**power spectral density, PSD**) είναι επίπεδη, με τιμή που δίνεται από την εξίσωση (2.52):

$$\frac{\bar{v}^2}{\Delta f} = 4kTR, \quad \frac{\bar{i}^2}{\Delta f} = 4kT \frac{1}{R} \quad (2.52)$$

όπου \bar{v}^2 και \bar{i}^2 είναι μέση τετραγωνική τιμή τάσεως και ρεύματος θορύβου αντίστοιχα, **k** είναι η σταθερά **Boltzmann**, **T** είναι η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς **Kelvin** και **R** είναι η αντίσταση.

2. **Θόρυβος Βολής:** Ο θόρυβος αυτός παρουσιάζεται σε οποιοδήποτε ενεργειακό φράγμα, και εμφανίζεται στις διόδους και στα διπολικά τρανζίστορ. Παρουσιάζεται, όταν μια

συγκέντρωση φορέων που έχουν δυναμική ενέργεια περάσουν ένα συγκεκριμένο ενεργειακό όριο. Λόγω του ότι η δυναμική ενέργεια των φορέων είναι τυχαία, ο αριθμός των φορέων που κατέχουν ικανή ενέργεια να περάσουν το συγκεκριμένο ενεργειακό φάσμα, η συγκέντρωση των φορέων που τελικά περνάει το όριο είναι τυχαίος. Αυτό ακριβώς το τυχαίο μεταφράζεται σε θόρυβο βολής. Προφανώς, ο θόρυβος αυτός υπάρχει μόνο σε στοιχεία που διαρρέονται από ρεύμα σε αντίθεση με το θερμικό θόρυβο. Στα περισσότερα σύγχρονα στοιχεία ο θόρυβος αυτός είναι λευκός για αρκετά GHz. Η PSD είναι επίπεδη, με τιμή που δίνεται από:

$$\frac{\bar{i}^2}{\Delta f} = 2qI_{DC} \quad (2.53)$$

Το q στην συγκεκριμένη περίπτωση αναφέρεται στο φορτίο του ηλεκτρονίου σε coulomb και το I_{DC} είναι το σταθερό ρεύμα που διαρρέει το στοιχείο.

3. **Θόρυβος Flicker:** Ο θόρυβος αυτός ονομάζεται και $1/f$ θόρυβος και προέρχεται καθώς το φορτίο εγκλωβίζεται τυχαία στο σημείο επαφής του οξειδίου με το υπόστρωμα σιλικόνης στα τρανζίστορ τύπου MOS και σε κάποια στοιχεία αντίστασης. Όσο περισσότερο ρεύμα διαρρέει το ενεργό στοιχείο, τόσο αυξάνει ο ρυθμός που εγκλωβίζονται τα φορτία. Η σταθερά χρόνου της διαδικασίας αυτής δημιουργεί ένα χαμηλόσυχο σήμα θορύβου, του οποίου η PSD δίνεται από:

$$\frac{\bar{i}^2}{\Delta f} = K \frac{I_{DC}^\alpha}{f} \quad (2.54)$$

όπου K και α (με τιμές από 0.5 έως 2) είναι σταθερές που εξαρτώνται από τη φύση του στοιχείου, ενώ I_{DC} είναι το σταθερό ρεύμα. Ο θόρυβος αυτής της μορφής είναι ιδιαίτερα σημαντικός στις χαμηλές συχνότητες. Μετά από μερικά MHz, δεν είναι σημαντικός.

Γενικά, θα μπορούσαμε να διαχωρίσουμε το θόρυβο στα κυκλώματα σε δύο υποκατηγορίες: τον προσθετικό θόρυβο (**additive noise**) και τον φασικό θόρυβο (**phase noise**). Ο προσθετικός θόρυβος χαρακτηρίζεται ως θόρυβος που προστίθεται στο πλάτος του επιθυμητού σήματος, ενώ ο φασικός θόρυβος προστίθεται στη φάση του σήματος. Ανάλογα με το προς εξέταση κύκλωμα, χρησιμοποιείται η κατάλληλη μορφή θορύβου. Παραδείγματος χάρη, στον LNA και τον μίκτη είναι πιο εύκολο να χρησιμοποιηθεί ο προσθετικός θόρυβος, ενώ ο **frequency synthesizer** χαρακτηρίζεται καλύτερα μέσω του φασικού θορύβου. Για τον χαρακτηρισμό του **additive noise**, χρησιμοποιούμε την ποσότητα που ονομάζεται Δείκτης Θορύβου (**Noise Figure**, NF) που ορίζεται στην επόμενη παράγραφο.

2.5.3.2.2 Δείκτης Θορύβου

Η παράμετρος αυτή χρησιμοποιείται για το χαρακτηρισμό του προσθετικού θορύβου σε ένα σύστημα και περιορίζεται σε καταστάσεις που το φορτίο εισόδου είναι μια αντίσταση. Η παράμετρος περιγράφει το πόσο ο εσωτερικά παραγόμενος θόρυβος του συστήματος επηρεάζει το SNR. Συνήθως ορίζεται για ένα εύρος ζώνης ενός Hz για μια δεδομένη συχνότητα. Μαθηματικά ο δείκτης θορύβου ορίζεται ως εξής:

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{S_{in}N_{out}}{S_{out}N_{in}} \quad (2.55)$$

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

$$NF = \frac{N_{out}}{GN_{in}} \quad (2.56)$$

Τέλος, μπορεί να θεωρηθεί ότι ο θόρυβος στην έξοδο μπορεί να μοντελοποιηθεί ως εξής:

$$N_{out} = N_{device} + G \cdot N_{source_resistance} \quad (2.57)$$

όπου N_{device} χαρακτηρίζει το θόρυβο του συστήματος και $N_{source_resistance}$ αναφέρεται στο θόρυβο που εισάγει μόνο η πηγή. Υπό αυτούς τους ορισμούς έχουμε:

$$NF = \frac{N_{device} + G \cdot N_{source_resistance}}{G \cdot N_{source_resistance}} \quad (2.58)$$

Σε επίπεδο συστήματος, είναι σημαντικό να οριστεί το NF σε μια ολόκληρη αλυσίδα και να συσχετιστούν οι επιμέρους δείκτες θορύβου με τα κέρδη του κάθε σταδίου, για να μπορέσουν τελικά να οριστούν τα NF κάθε υποκύκλωματος. Αυτό γίνεται με τη λεγόμενη εξίσωση του **Friis**:

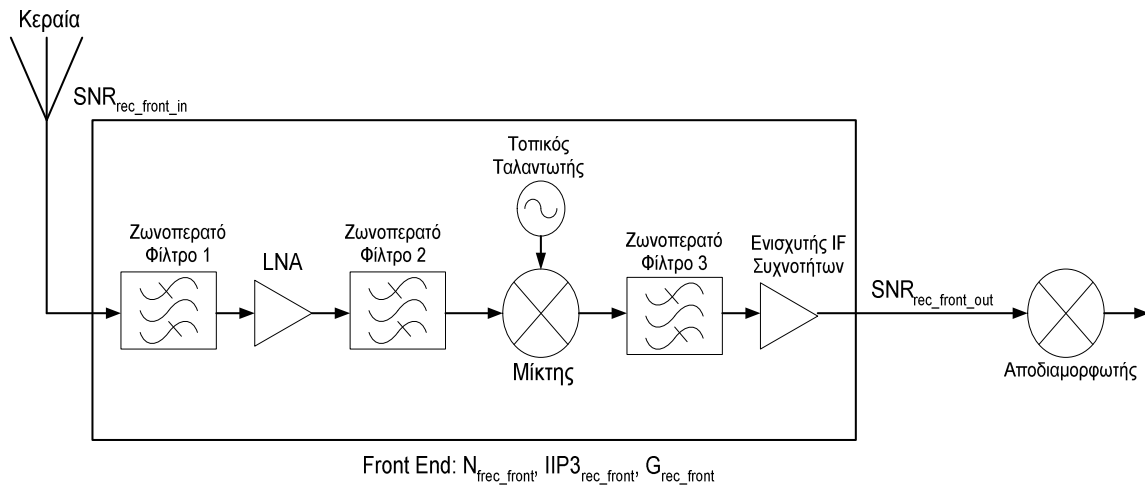
$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - G_1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{NF_k - 1}{G_1 G_2 \dots G_{k-1}} \quad (2.59)$$

Στην εξίσωση αυτή NF_n είναι ο δείκτης θορύβου του $n^{σ\tau\omicron\upsilon}$ σταδίου, ενώ G_n είναι το κέρδος ισχύος του $n^{σ\tau\omicron\upsilon}$ σταδίου. Η παραπάνω σχέση δείχνει ότι ο θόρυβος στο **front end** κυριαρχείται από το θόρυβο του πρώτου σταδίου, που στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι ο **LNA**. Συγκρίνοντας τη σχέση (2.59) με την αντίστοιχη σχέση (2.44) που προέκυψε για τη γραμμικότητα μιας αλυσίδας κυκλωμάτων, είναι προφανές ότι ο θόρυβος και η παραμόρφωση κυριαρχούνται από ένα στάδιο, που στην περίπτωση του NF είναι το πρώτο, ενώ για το **IIP3** είναι το τελευταίο. Γενικά, πάντως, σε ένα **front end** απαιτείται όσο το δυνατόν μικρότερο NF και μεγαλύτερο **IIP3**. Στην επόμενη ενότητα, θα παρουσιαστεί η διαδικασία που ακολουθείται, για να εξαχθούν οι δύο αυτές παράμετροι για ένα δέκτη που εξυπηρετεί ένα συγκεκριμένο πρότυπο. Για λόγους πληρότητας, θα κρατήσουμε την ανάλυση γενική.

2.5.4 Εξαγωγή του NF και **IIP3** του δέκτη

Σκοπός της ενότητας αυτής είναι να παρουσιαστεί συνοπτικά και σε γενικές γραμμές η διαδικασία που ακολουθείται, για να μετατραπουν οι οριακές συνθήκες που τίθενται από το πρότυπο σε σχεδιαστικές παραμέτρους που μπορεί να χρησιμοποιήσει ο αναλογικός σχεδιαστής. Για το λόγο αυτό, θεωρούμε ότι οι βασικές παράμετροι ενδιαφέροντος για τη σχεδίαση αποτελούν τα NF , **IIP3** και G του δέκτη, όπως ορίστηκαν στις προηγούμενες παραγράφους. Οι οριακές συνθήκες που προκύπτουν από την ανάλυση του μέσου διάδοσης, τη διαδικασία κωδικοποίησης, το είδος και την ποιότητα των ψηφιακών ηλεκτρονικών του **DSP** κτλ. θα χρησιμοποιηθούν για να γίνει η εξαγωγή αυτή.

Για την μελέτη που θα γίνει θα χρησιμοποιηθεί η γενική τοπολογία του ετερόδυνου δέκτη



Σχήμα 14. Ορισμός παραμέτρων θορύβου στον ετερόδυνο δέκτη

που παρουσιάστηκε στην ενότητα 2.5.2.1, και ο λόγος είναι ότι η τοπολογία αυτή χρησιμοποιήθηκε για την κατασκευή του ολοκληρωμένου της παρούσας εργασίας. Η τοπολογία παρουσιάζεται ξανά στο σχήμα 14. Στο σχήμα αυτό έχουμε θεωρήσει ξεχωριστά το τμήμα του front end από τον αποδιαμορφωτή, και έχουμε ορίσει τις παραμέτρους N_{rec_front} , $IIP3_{rec_front}$, G_{rec_front} που αναφέρονται αποκλειστικά σε αυτό. Επίσης, ορίζουμε ως $SNR_{rec_front_in}$ το λόγο σήματος προς θόρυβο, που η κεραία μεταφέρει εντός του ολοκληρωμένου. Σημειώνουμε επίσης ότι η ανάλυση γίνεται θεωρώντας σήματα σε dB.

2.5.4.1 Εξαγωγή του NF_{rec_front}

Στο σχήμα 14, γενικά ισχύει:

$$NF_{rec_front} = SNR_{rec_front_in} - SNR_{rec_front_out} \quad (2.60)$$

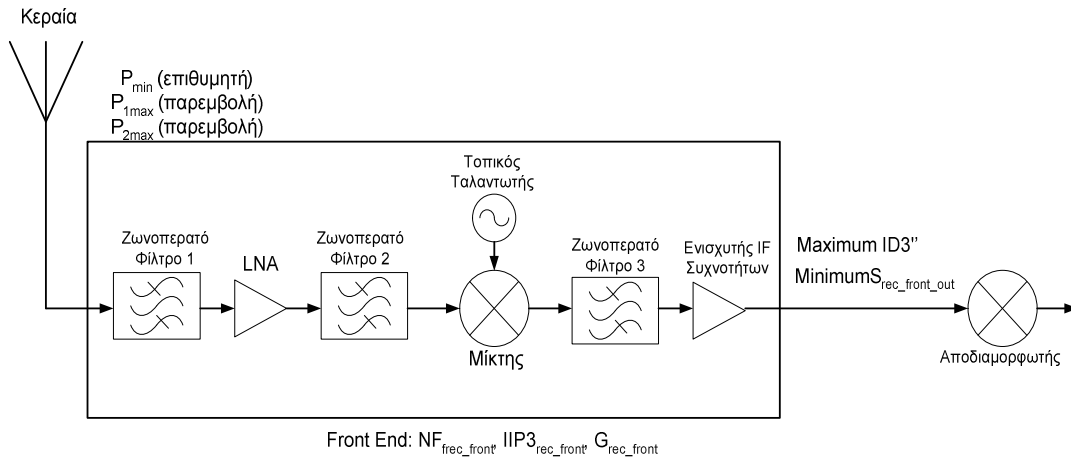
Το $SNR_{rec_front_out}$ αποτελεί οριακή συνθήκη του συστήματος και παρέχεται από το πρότυπο. Το $SNR_{rec_front_in}$ είναι συνάρτηση της διαδικασίας κωδικοποίησης και η ελάχιστη τιμή του είναι τέτοια, ώστε να ελαχιστοποιηθούν τα λάθη της αποδιαμόρφωσης. Παράλληλα, το πρότυπο παρέχει την ελάχιστη τιμή σήματος $S_{rec_front_in}$, που ορίζεται στην οριακή κατάσταση του το ληφθέν σήμα στην κεραία είναι στην ελάχιστη τιμή του, ενώ ο θόρυβος είναι στο μέγιστο. Κάτω από αυτή την τιμή, δεν μπορεί να γίνει λήψη.

Στη συνέχεια, πρέπει να υπολογιστεί ο AGWN του καναλιού. Αυτή είναι μια σύνθετη διαδικασία, όπως έχει αναφερθεί στις προηγούμενες παραγράφους, αλλά σαν μια καλή προσέγγιση μπορεί να θεωρηθεί ότι ο λευκός θόρυβος του καναλιού ορίζεται από το θερμικό θόρυβο της κεραίας εκπομπής, που είναι ανάλογος της αντίστασής της R_s .² Ολοκληρώνοντας το θόρυβο αυτό για το εύρος ζώνης θορύβου, B , έχουμε:

$$N_{rec_front_in} = 10 \log \bar{v}^2 = 10 \log 4kTR_s B \quad (2.61)$$

Η τιμή του B καθορίζεται από το ζωνοπερατό φίλτρο του σχήματος 14, που έχει το μικρότερο

² Η συνήθης τιμή της αντίστασης της κεραίας θεωρείται πως είναι 50Ω.



Σχήμα 15. Ορισμός παραμέτρων γραμμικότητας στον ετερόδουνο δέκτη

εύρος ζώνης, που στον ετερόδουνο δέκτη είναι το ζωνοπερατό φίλτρο (BandPass Filter, BPF) 3 και ορίζεται ως B_{BPF3} . Επομένως, η σχέση (2.61) γίνεται:

$$N_{rec_front_in} = 10\log(4kTR_s) - 10\log\left(\frac{B_{BPF3}}{1Hz}\right) \quad (2.62)$$

Το $SNR_{rec_front_in}$ μπορεί να γραφεί σε dB ως εξής:

$$SNR_{rec_front_in} = S_{rec_front_in} - N_{rec_front_in} = S_{rec_front_in} - \left(10\log_{10}(4kTR_s) - 10\log_{10}\frac{B_{BPF3}}{1Hz}\right) \quad (2.63)$$

Τελικά, από τη σχέση (2.60) μέσω της (2.63), έχουμε:

$$NF_{rec_front} = S_{rec_front_in} - \left(10\log_{10}(4kTR_s) - 10\log_{10}\frac{B_{BPF3}}{1Hz}\right) - SNR_{rec_front_out} \quad (2.64)$$

Η σχέση (2.64) είναι απλή αλλά γενική και θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σε οποιοδήποτε πρότυπο, ενώ όλα τα στοιχεία που περιέχει αποτελούν παραμέτρους του προτύπου. Στη συνέχεια, θα εξαχθεί μια παρόμοια σχέση για το $IIP3$.

2.5.4.2 Εξαγωγή του $IIP3_{rec_front}$

Για να επιτευχθεί το βέλτιστο $IIP3_{rec_front}$ θα πρέπει να έχουμε όσο το δυνατόν μικρότερη συνεισφορά προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης από τους παρεμβολείς. Το προϊόν ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης, που τελικά παρουσιάζεται στην έξοδο του front end συμβολίζεται ως $ID3''$. Το προϊόν αυτό θα πρέπει να έχει τιμή μικρότερη από το ελάχιστο σήμα που περιμένουμε στην έξοδο του δέκτη, $S_{rec_front_out}$. Επομένως, θα εξεταστεί η περίπτωση που το $S_{rec_front_out}$ είναι ελάχιστο και το $ID3''$ μέγιστο. Αυτό μεταφράζεται στην είσοδο ως ελάχιστο $S_{rec_front_in}$ και μέγιστη τιμή για τους παρεμβολείς. Θα θεωρήσουμε ότι οι παρεμβολές αυτές προέρχονται από τους χρήστες που βρίσκονται στα γειτονικά κανάλια, ενώ η μέγιστη τιμή σήματος των χρηστών και η απόστασή τους από το κανάλι ενδιαφέροντος εμπεριέχονται στις προδιαγραφές του συστήματος. Αν εξετάσουμε τους δύο πιο κοντινούς χρήστες και θεωρήσουμε ότι:

1. Το επιθυμητό σήμα εισόδου έχει ελάχιστη τιμή P_{min} και βρίσκεται σε συχνότητα F

2. Η πρώτη παρεμβολή έχει μέγιστη τιμή P_{1max} και βρίσκεται στην κοντινή συχνότητα $F+a$
3. Η δεύτερη παρεμβολή έχει μέγιστη τιμή P_{2max} και βρίσκεται στην κοντινή συχνότητα $F+2a$,

τότε η κατάσταση που περιγράφεται στο σχήμα 15 μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάλυση του καναλιού. Κατ' αρχάς, θα πρέπει να οριστεί το ελάχιστο σήμα $S_{rec_front_out}$ βάσει των παραμέτρων του **front end**. Ο ορισμός αυτός δίνεται στη σχέση (2.65)

$$MinimumS_{rec_front_out} = P_{min} + G_{rec_front} \quad (2.65)$$

Στη συνέχεια θα πρέπει να εξαχθεί η τιμή του $ID3''$ σε συνάρτηση της μέγιστης ισχύος των παρεμβολών και της ισχύος του σήματος εισόδου. Στο σημείο αυτό κάνουμε τις εξής δύο παραδοχές:

1. Η γραμμικότητα του συστήματος ορίζεται κυρίως από τη μη γραμμικότητα του **LNA** και του μίκτη, με την προϋπόθεση ότι το **BPF3** και ο ενισχυτής ενδιάμεσων συχνοτήτων είναι γραμμικά στοιχεία, τα οποία ενισχύουν τη μη γραμμικότητα στην εισοδό τους, χωρίς να εισάγουν μη γραμμικότητες εσωτερικά. Αν και η παραδοχή αυτή είναι υπό μια έννοια υπερβολική, δίνει μια καλή προσέγγιση του συστήματος.
2. Για λόγους απλοστευσης, θα χρησιμοποιήσουμε τον μέσο όρο της μέγιστης ισχύος των παρεμβολών, δηλαδή $P_{1max}=P_{2max}=P_{1,2average}$
3. Για την εισοδο του συστήματος του **LNA** και του μίκτη, θα θεωρήσουμε ότι οι παρεμβολές είναι δύο τόνοι και θα εφαρμόσουμε **two-tone test**, για να βρούμε το **IIP3**.

Υπό αυτές τις συνθήκες, θα έχουμε για το $IIP3_{LNA_mixer}$:

$$IIP3_{LNA_mixer} = \frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} - \frac{IM3}{2} \quad (2.66)$$

Το $IM3$ ορίζεται ως η διαφορά του $3^{ου}$ μείον τον $1^{ο}$ τόνο,

$$IM3_{LNA_mixer} = ID3 - ID1 \quad (2.67)$$

Προφανώς, θα πρέπει να πάρουμε τη μέγιστη τιμή για το $ID3$ και για αυτό το λόγο η προηγούμενη σχέση γράφεται ως εξής:

$$IM3_{LNA_mixer} = \max imumID3 - \min imumID1 \quad (2.68)$$

Ο τόνος $\max imumID1$ δίνεται από τη σχέση:

$$\max imumID1 = \frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} + G_{LNA_mixer} \quad (2.69)$$

όπου G_{LNA_mixer} είναι το κέρδος ισχύος του **LNA** και του μίκτη. Με βάση τα παραπάνω, μπορούμε να αντικαταστήσουμε και να βρούμε τη μέγιστη τιμή του $ID3$.

$$\max imumID3 = \frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} + G_{LNA_mixer} + 2 \left(\frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} - IIP3_{LNA_mixer} \right) \quad (2.70)$$

Για να βρούμε τον τελικό τόνο παραμόρφωσης στην έξοδο του **front end**, $ID3''$, θα πρέπει να θεωρήσουμε ότι ο τόνος **maximumID3** ενισχύεται από τον **IF** ενισχυτή. Επομένως έχουμε:

$$\text{maximumID3}'' = \text{minimumID3} + G_{BF3_IF} \quad (2.71)$$

Επομένως, αντικαθιστώντας την εξίσωση (2.70) στην (2.71) έχουμε:

$$\text{maximumID3}'' = \frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} + G_{LNA_mixer} + 2 \left(\frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} - IIP3_{LNA_mixer} \right) + G_{BF3_IF} \quad (2.72)$$

$$\text{maximumID3}'' = \frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} + G_{rec_front} + 2 \left(\frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} - IIP3_{rec_front} \right) \quad (2.73)$$

Η παραπάνω σχέση δίνει τη μέγιστη παραμόρφωση συναρτήσει του $IIP3_{rec_front}$. Για να μπορέσει να εξαχθεί η σχέση για το απαιτούμενο $IIP3$ του δέκτη, θα πρέπει να θεωρήσουμε ότι η παρεμβολή $ID3''$ συμπεριφέρεται ως θόρυβος με τιμή $n_{ID3''}$ και να τον συσχετίσουμε με το **SNR**, που αποτελεί προδιαγραφή του συστήματος. Μπορούμε να θεωρήσουμε ότι ο θόρυβος αυτός είναι προσθετικός και ότι ακολουθεί μια Γκαουσιανή Κατανομή. Για την ανάλυση θα θεωρήσουμε ότι οι άλλες πηγές θορύβου (**AGWN** στο κανάλι, κυκλωματικός θόρυβος) είναι μηδέν. Επομένως:

$$\begin{aligned} SNR_{de\ mod_in} &= SNR_{rec_front-out} = \text{minimum}S_{rec_front-out} - \text{maximumID3}'' = \\ &= P_{in_min} + G_{rec_front} - \left(\frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} + G_{rec_front} + 2 \left(\frac{P_{1MAX} + P_{2MAX}}{2} - IIP3_{rec_front} \right) \right) \end{aligned} \quad (2.74)$$

Αν θεωρήσουμε ότι η προδιαγραφή του SNR_{demod_in} δίνεται από τις προδιαγραφές του συστήματος, μπορούμε να λύσουμε την παραπάνω εξίσωση και να βρούμε το απαιτούμενο $IIP3$ του δέκτη.

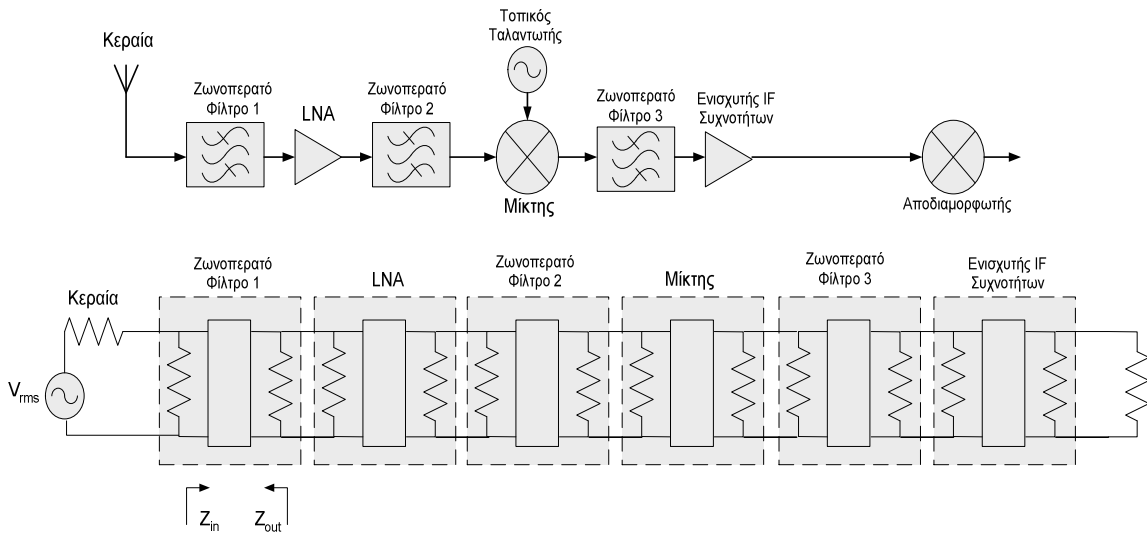
Στις ενότητες 2.5.4.1 και 2.5.4.2 προέκυψαν δύο απλές σχέσεις ((2.64) και (2.74)), οι οποίες δίνουν μια προσέγγιση για το συνολικό **NF** και $IIP3$ ενός δέκτη. Για τις παραπάνω σχέσεις έγιναν αρκετές παραδοχές, αλλά σίγουρα δίνουν μια καλή προσέγγιση για τη συμπεριφορά του συστήματος. Στην επόμενη παράγραφο θα παρουσιαστεί η διαδικασία που ακολουθείται, για να γίνει ο διαχωρισμός των προδιαγραφών σε καθένα υποκύκλωμα του δέκτη.

2.5.5 Διαχωρισμός των προδιαγραφών **NF** και $IIP3$ σε υποκύκλωμα

Η διαδικασία που ακολουθείται για τον διαχωρισμό των προδιαγραφών σε υποκύκλωμα είναι επαναληπτική και γίνεται διαδοχικά, μέχρι να ικανοποιηθούν οι προδιαγραφές του προτύπου. Κατ' αρχάς, πρέπει να διαχωριστεί το κέρδος ισχύος από το κέρδος τάσεως:

$$G_i = A_{v,i}^2 \frac{R_{in,i}}{R_{out,i}} \quad (2.75)$$

όπου G_i , $A_{v,i}$, $R_{in,i}$ και $R_{out,i}$ είναι το κέρδος ισχύος, το κέρδος τάσεως, η αντίσταση τερματισμού εισόδου και η αντίσταση τερματισμού εξόδου αντίστοιχα του $i^{\text{οστού}}$ σταδίου. Αυτό παρουσιάζεται



Σχήμα 16. Ορισμός των εμπεδήσεων εισόδου εξόδου του κάθε σταδίου

| Wireless Data | | | | | | |
|------------------------------|---|--|--|---|--|---|
| Standard | CDPD Cellular Digital Packet Data (WAN) | Bluetooth | HomeRF | IEEE 802.11b | IEEE 802.11a | IEEE 802.15.4 ZigBee |
| Mobile Frequency Range (MHz) | Rx: 869-894 Tx: 824-849 | 2402-2480 (North America & Europe) 2447-2473 (Spain) 2448-2482 (France) 2473-2495 (Japan) | 2402-2480 (North America & Europe) 2447-2473 (Spain) 2448-2482 (France) 2473-2495 (Japan) | 2401-2462 1000 mW/MHz (North America) 2412-2472 100 mW/MHz (Europe) 2483 10 mW/MHz (Japan) | 5150-5250 (USA lower band) 5250-5350 (USA middle band) 5725-5825 (USA upper band) | 2402-2480 1000 mW/MHz (N. America) 2412-2472 100 mW/MHz (Europe) 2483 10 mW/MHz (Japan) |
| Multiple Access Method | FDMA | Frequency hopping | Frequency hopping | CSMA/CA | CSMA/CA | TDMA |
| Duplex Method | FDD | TDD | TDD | TDD | TDD | FDD |
| Number of Channels | 832 | 79 (23 in Japan, Spain, France) | | FHSS: 79 DSSS: 11 | | |
| Users Per Channel | 1 | 7 active, 200 inactive | 8 active | 127 | 127 | 255 |
| Channel Spacing | 30 kHz | 1 MHz | 1 MHz, 3.5 MHz | FHSS: 1 MHz DSSS: 25 MHz | OFDM: 20 MHz | 4 MHz |
| Modulation | GMSK (0.5 Gaussian Filter) | Shaped Binary FM (0.5 Gaussian Filter) | FHSS (0.5 Gaussian Filter) | FHSS: GFSK (0.5 Gaussian Filter) DSSS: DBPSK (1/MB/s) DQPSK (2 MB/s) CCK: QPSK (11 Mb/s) | OFDM: QPSK, QAM (0.5 Gaussian filter) OFDM: BPSK (5.5 Mb/s) OFDM: 16QAM (24, 26 Mb/s) OFDM: 64QAM (54 Mb/s) | GFSK (0.5 Gaussian Filter) |
| Channel Bit Rate | 19.2 kb/s | 1 Mb/s symbol rate 721 kb/s raw data 56 kb/s return | 1 Mb/s symbol rate 1.6, 10 Mbps | 1, 2 or 11 MB/s | 12 Mb/s symbol rate 5.5-54 Mb/s | 250/28 kb/s |

Σχήμα 17. Τυπικές προδιαγραφές διαφόρων WLAN προτύπων

και στο σχήμα 16, που φαίνονται σχηματικά οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του κάθε σταδίου. Επομένως, για κάθε στάδιο θα οριστεί το κέρδος τάσης, οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου και στη συνέχεια το κέρδος ισχύος του σταδίου.

Η διαδικασία που πρέπει να ακολουθηθεί περιλαμβάνει την εξαγωγή από το πρότυπο του απαιτούμενου κέρδους της αλυσίδας, καθώς και τις απαιτήσεις για γραμμικότητα και για θόρυβο. Στη συνέχεια ο διαχωρισμός γίνεται λαμβάνοντας υπόψη τις εξισώσεις (2.64) και (2.74). Αν από την ανάλυση προκύψει ότι είναι κυκλωματικά δύσκολο ή αδύνατο να ικανοποιηθούν οι προδιαγραφές από το υποκύκλωμα, τότε η διαδικασία επαναλαμβάνεται. Διαφαίνεται λοιπόν ότι για να γίνει η σχεδίαση είναι απαραίτητο να υπάρξει μια διαρκής αλληλεπίδραση μεταξύ αναλογικού σχεδιαστή και του μηχανικού που σχεδιάζει το σύστημα, ώστε να επιτευχθεί η τελική λύση.

Στα πλαίσια αυτής της εργασίας, σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε ένας LNA για WLAN εφαρμογές, που υπηρετεί το πρότυπο 802.11a. Λόγω του ότι δεν σχεδιάστηκε ολόκληρο το

σύστημα, οι σχεδιαστικές προδιαγραφές του LNA βρέθηκαν βιβλιογραφικά και παρουσιάζονται στην επόμενη παράγραφο. Για λόγους πληρότητας όμως, στο σχήμα 17 παρουσιάζεται μια λίστα τυπικών προδιαγραφών συστήματος των διαφόρων WLAN προτύπων.

2.5.6 Σχεδιαστικές Προδιαγραφές του LNA

Όλη η παραπάνω διαδικασία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να οριστούν τελικά κάποιες βασικές προδιαγραφές για τη σχεδίαση του Ενισχυτή Χαμηλού Θορύβου, οι οποίες θα έχουν νόημα από σχεδιαστική άποψη και θα μπορούν να ελεγχθούν από τυπικούς προσομοιωτές και να μετρηθούν δίνοντας μια πλήρη εικόνα για τη συμπεριφορά του ενισχυτή. Στο παρόν κείμενο δεν γίνεται η ανάλυση για το πώς εξήχθησαν οι παρακάτω προδιαγραφές, αλλά είναι σύμφωνες με τη βιβλιογραφία[5].

Στον Πίνακα I παρουσιάζεται ένα σετ τυπικών προδιαγραφών ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου για το πρότυπο 802.11.a

ΠΙΝΑΚΑΣ I

Σχεδιαστικές Παράμετροι του LNA

| Παράμετρος | Τιμή |
|--|---------|
| Κεντρική Συχνότητα | 5GHZ |
| Απομόνωση Εισόδου-Εξόδου (Reverse Isolation, S_{12}) | >20 dB |
| Δείκτης Θορύβου, NF | <2dB |
| IIP3 | >0dBm |
| Τερματισμός εισόδου | 50 Ω |
| Return Loss | >10dB |
| Εύρος Ζώνης 3-dB | >150MHz |

Ο παραπάνω πίνακας περιλαμβάνει τις βασικές σχεδιαστικές παραμέτρους που θέτει το πρότυπο. Επιπλέον όμως, ο προς σχεδίαση LNA αποφασίστηκε να σχεδιαστεί με τάση τροφοδοσίας το 1Volt, έτσι ώστε να είναι κατάλληλος για μελλοντικές εφαρμογές, ενώ σκοπός είναι να επιτευχθεί η μικρότερη δυνατή κατανάλωση.

2.6 Επίλογος

Σε αυτό το κεφάλαιο αναφέρθηκαν με συντομία κάποια γενικά χαρακτηριστικά ενός δέκτη που χρησιμοποιείται σε τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές. Σκοπός το κεφαλαίου ήταν να καταστήσει σαφή τα διάφορα φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα στο κανάλι διάδοσης και πώς αυτά

επηρεάζουν τη σχεδίαση του τηλεπικοινωνιακού δέκτη. Ξεκινώντας από αυτή τη βάση, παρουσιάστηκε μια φιλοσοφία σχεδίασης για το πώς μπορεί να σχεδιαστεί ένα **front end**. Στη συνέχεια παρουσιάστηκαν εν συντομία δυο βασικές δομές δέκτη, ο ομόδυνος και ο ετερόδυνος δέκτης. Η τοπολογία του ετερόδυνου δέκτη αναπτύχθηκε περαιτέρω, λόγω του ότι η συγκεκριμένη δομή χρησιμοποιήθηκε για την κατασκευή του ολοκληρωμένου συστήματος που παρουσιάζεται σε αυτή την εργασία.

Η συνέχεια του κεφαλαίου επικεντρώθηκε στο κυκλωματικό τμήμα του δέκτη και αναφέρθηκε το πώς η κυκλωματική υλοποίηση εισάγει θόρυβο και παραμόρφωση στο ληφθέν σήμα. Στο σημείο αυτό έγινε μια μαθηματικοποίηση των φαινομένων θορύβου και παραμόρφωσης και προέκυψαν εξισώσεις που δίνουν κατευθυντήριες γραμμές για τη συστηματική σχεδίαση του δέκτη, και το πώς μεταφράζονται οι προδιαγραφές προτύπου σε σχεδιαστικές προδιαγραφές. Τέλος, αναφέρθηκε η διαδικασία που ακολουθείται, για να εξαχθούν οι τελικές σχεδιαστικές προδιαγραφές του κάθε υποκυκλώματος.

Με βάση τα παραπάνω, στο τέλος του κεφαλαίου δόθηκαν οι προδιαγραφές, τις οποίες πρέπει να ικανοποιήσει ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου, που σχεδιάστηκε για το πρώτο μέρος της παρούσας διδακτορικής διατριβής.

Βιβλιογραφία

- [1] Jussi Ryynanen, "Low-Noise-Amplifiers for Integrated Multi-Mode Direct-Conversion Receivers", Helsinki University of Technology, Electronic Circuit Design Laboratory, 2004.
- [2] T. Rappaport, A. Annamalai, R. Buehrer and W. Tranter, "Wireless Communication: Past Events and a Future Perspective", IEEE Communication Mag, pp 148-160, May 2002
- [3] Hirad Samavati, Hamid R. Rategh, and Thomas H. Lee, "A 5-GHz Wireless LAN receiver front-end, IEEE JSSC, pp 765-772, May 2005.
- [4] B. Leung, VLSI for Wireless Communications, New Jersey, Prentice Hall, 2002, pp. 74-105.
- [5] D.J. Cassan and J.R. Long, " A 1-V Transformer Feedback Low-Noise Amplifier for 5-GHz Wireless LAN in 0.18-um CMOS," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 38 No. 3 pp. 427-435, Mar. 2003.
- [6] Nam Jin Song; Dohyong Kim; Jinwook Burm; Jin Soo Park; "SiGe front-end transceiver components for 802.11a WLAN applications" Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium, 2004. Digest of Papers. 2004 IEEE 6-8 June 2004 Page(s):527 – 530
- [7] Min Lin; Yongming Li; Hongyi Chen; "A 5-GHz CMOS front-end circuit with low power, low noise and variable gain for WLAN applications" VLSI Technology, Systems, and Applications, 2003 International Symposium on 2003 Page(s):280 – 283
- [8] Min Lin; Haiyong Wang; Yongming Li; Hongyi Chen; "A novel CMOS front-end circuit with low power, low noise and variable gain for 5-GHz WLAN applications" Circuits and Systems, 2002. MWSCAS-2002. The 2002 45th Midwest Symposium on Volume 2, 4-7 Aug. 2002 Page(s):II-266 - II-269 vol.2
- [9] Gilbert, B.; "The multi-tanh principle: a tutorial overview" Solid-State Circuits, IEEE Journal of Volume 33, Issue 1, Jan. 1998 Page(s):2 – 17
- [10] D. D. Weiner and J. E. Spina, Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits with Application to Nonlinear Interference Effects. New York: Van Nostrand, 1980.
- [11] Julian J. Bussgang, Leonard Ehrman, and James W. Graham. Analysis of Nonlinear Systems with Multiple Inputs. Proceedings of the IEEE, 62(8):1088-1119, August 1974.
- [12] S. Maas, Nonlinear Microwave Circuits, Second Edition, Artech House, Norwood.
- [13] S. Boyd, L. O. Chua, and C. Desoer, "Analytical foundations of Volterra series," IMA Journal of Mathematical Control and Information, Vol. 1, 1984, pp. 243-282.
- [14] R. H. Flake, "Volterra series representation of time-varying nonlinear systems," in Proc Second Int. Congress of IFAC on Automatic Control (Basel, Switzerland) 1963, paper no. 408/1.

- [15] R. H. Flake, "Volterra Series Representation of Nonlinear Systems," *IEEE Trans. Appl. Ind.*, vol. 81, pp. 330-335, Jan. 1963.
- [16] L. C. Thomas, "Broadband linearization of transistor amplifiers," presented at the 1967 ISSCC.
- [17] S. Narayanan, "Transistor distortion analysis using Volterra series representation," *Bell Syst. Tech. J.*, pp. 991-1024, May-June 1967.
- [18] S. Narayanan, "Intermodulation distortion of cascaded transistors," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. SC-4, pp. 97-106, June 1969.
- [19] S. Narayanan, "Application of Volterra series to intermodulation distortion of transistor feedback amplifier," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-17, pp. 518-527, Nov. 1970.
- [20] Meer, D.E.; "noise figures [linear transducers]" Education, IEEE Transactions on Volume 32, Issue 2, May 1989 Page(s):66 – 72
- [21] Meer, D.E.; "Noise figures [two-port linear transducers]" Aerospace and Electronics Conference, 1989. NAECON 1989., Proceedings of the IEEE 1989 National 22-26 May 1989 Page(s):269 - 276 vol.1

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΔΟΜΕΣ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (LNA)

3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σκοπός του κεφαλαίου αυτού είναι να παρουσιάσει μια σειρά από γνωστές τοπολογίες ενισχυτών χαμηλού θορύβου και να αναφερθούν τα υπέρ και τα κατά κάθε τοπολογίας. Μέσω αυτής της διαδικασίας θα γίνουν σαφείς κάποιες θεμελιώδεις και γενικές απαιτήσεις των κυκλωμάτων ενισχυτών χαμηλού θορύβου, βασικά προβλήματα που πρέπει να λυθούν και η βαρύτητα που κάθε σχεδιαστική παράμετρος έχει, ώστε τελικά να γίνουν οι απαραίτητοι συμβιβασμοί. Τα παραπάνω θα συνδυαστούν με την απαίτηση των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων για χαμηλή τάση τροφοδοσίας και χαμηλή κατανάλωση, που θέτουν νέες προκλήσεις στη σχεδίαση.

Στην ανάλυση που θα ακολουθήσει θα αναφερθούν τοπολογίες ολοκληρωμένων ενισχυτών στενής ζώνης: δεν θα αναφερθούν μικροκυματικοί LNA λόγω του ότι η φιλοσοφία σχεδίασης είναι διαφορετική και πέρα από του σκοπούς αυτής της εργασίας. Επιπροσθέτως, οι ενισχυτές που θα αναλυθούν θα είναι υλοποιήσεις σε τεχνολογία CMOS, ενώ υλοποιήσεις με διπολικά τρανζίστορ ή σε BiCMOS τεχνολογία, παρόλο που σε αρκετές περιπτώσεις συμπεριφέρονται καλύτερα από την αντίστοιχη CMOS τοπολογία, δεν θα αναλυθούν. Ο λόγος είναι ότι σε ένα σύγχρονο σύστημα υπάρχει η τάση να ολοκληρώνεται και το ψηφιακό και το αναλογικό τμήμα σε CMOS τεχνολογία. Οι βασικοί λόγοι για την τάση αυτή είναι το μικρότερο κόστος των CMOS τεχνολογιών και η μικρότερη επιφάνεια του ολοκληρωμένου. Επιπρόσθετα, ο κατασκευασμένος

LNA είναι φτιαγμένος σε CMOS τεχνολογία και επομένως θα είναι δυνατό να γίνει μια σύγκριση με γνωστές CMOS τοπολογίες.

Στις πρώτες ενότητες του κεφαλαίου θα αναλυθούν αρχικά οι λόγοι που οδηγούν στην απαίτηση το πρώτο κύκλωμα του **front end** να ενισχύει το σήμα με την ελάχιστη εισαγωγή θορύβου. Αυτή η ανάλυση έχει γίνει σε ένα μεγάλο βαθμό στο προηγούμενο κεφάλαιο: στο κεφάλαιο αυτό η ανάλυση αυτή θα ολοκληρωθεί και θα γίνει μια εκτενής αναφορά στις υπόλοιπες, εκτός του χαμηλού θορύβου, απαιτήσεις που ένα τέτοιο κύκλωμα έχει. Στα παραπάνω θα προστεθεί η απαίτηση για χαμηλή τροφοδοσία και κατανάλωση, έτσι ώστε στο τέλος των εισαγωγικών αυτών ενοτήτων ο αναγνώστης να έχει μια καλή εικόνα για το πώς πρέπει να είναι σχεδιασμένος ένας αξιόπιστος LNA.

Οι επόμενες ενότητες αναφέρονται στην ανάλυση γνωστών δομών ενισχυτών χαμηλού θορύβου. Ιδιαίτερη μνεία θα γίνει σε δύο βασικές δομές: τον ενισχυτή τύπου **cascode**, που αποτελεί την πιο διαδεδομένη δομή LNA και του ενισχυτή Μονής Μαγνητικής Ανάδρασης (**Single Transformer LNA, STL**), που αποτελεί μια από τις βασικές δομές LNA ενός τρανζίστορ. Από την ανάλυση που θα παρουσιαστεί θα γίνει σαφές γιατί η αξιόπιστη λύση του ενισχυτή **Cascode** δεν είναι βέλτιστη υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας και θα διαφανούν τα προβλήματα που έχει ο ενισχυτής **STL**. Τέλος, θα αναφερθούν τα προβλήματα που καλείται να λύσει η προτεινόμενη τοπολογία.

3.2 Η Ανάγκη για Ενισχυτές Χαμηλού Θορύβου

Η ουσιαστική ανάγκη που οδηγεί στην απαίτηση το πρώτο στοιχείο της αλυσίδας να είναι ένας LNA είναι ο συνδυασμός του πολύ ασθενούς σήματος, που υπό συνθήκες λαμβάνεται από την κεραία και του τρόπου που ο θόρυβος επεξεργάζεται από την αλυσίδα. Είναι πιθανό το προς λήψη σήμα να είναι οριακά πάνω από το επίπεδο λευκού θορύβου του καναλιού (**AGWN**) και επομένως η οποιαδήποτε κυκλωματική συνεισφορά θορύβου από το σύστημα να είναι καταστροφική. Παράλληλα, η εξίσωση του **Friis (2.74)** ορίζει την καταλυτική σημασία που έχει ο θόρυβος του πρώτου σταδίου για τη συμπεριφορά του συστήματος. Η εξίσωση αυτή μπορεί να γραφεί, σε μια καλή προσέγγιση, ως εξής:

$$NF_{rec_front} = \left(\frac{1}{G_{LNA}} \right) (NF_{subsequent} - 1) + NF_{LNA} \quad (3.1)$$

όπου $NF_{subsequent}$ αναφέρεται στη συνεισφορά θορύβου, αναγόμενη στην είσοδο των κυκλωμάτων που ακολουθούν τον LNA, ενώ G_{LNA} και NF_{LNA} αναφέρονται στο κέρδος ισχύος και στο Δείκτη Θορύβου του ενισχυτή, αντιστοίχως. Από τη σχέση αυτή διαφαίνεται ότι η συνεισφορά θορύβου των επόμενων σταδίων διαιρείται με το κέρδος του LNA, ενώ ο κυκλωματικός θόρυβος του LNA προστίθεται απευθείας στο ληφθέν σήμα. Το προφανές συμπέρασμα είναι ότι ο ενισχυτής απαιτείται να έχει μεγάλο κέρδος και μικρό NF. Οι δύο αυτές απαιτήσεις είναι δύσκολο να επιτευχθούν ταυτόχρονα και για το λόγο αυτό είναι απαραίτητο να γίνουν κάποιοι συμβιβασμοί.

Εκτός όμως από τα παραπάνω, ο LNA πρέπει να έχει και αρκετά άλλα χαρακτηριστικά που επηρεάζουν έμμεσα ή άμεσα τη συμπεριφορά του συστήματος. Τα πιο σημαντικά από αυτά τα χαρακτηριστικά αναφέρονται παρακάτω:

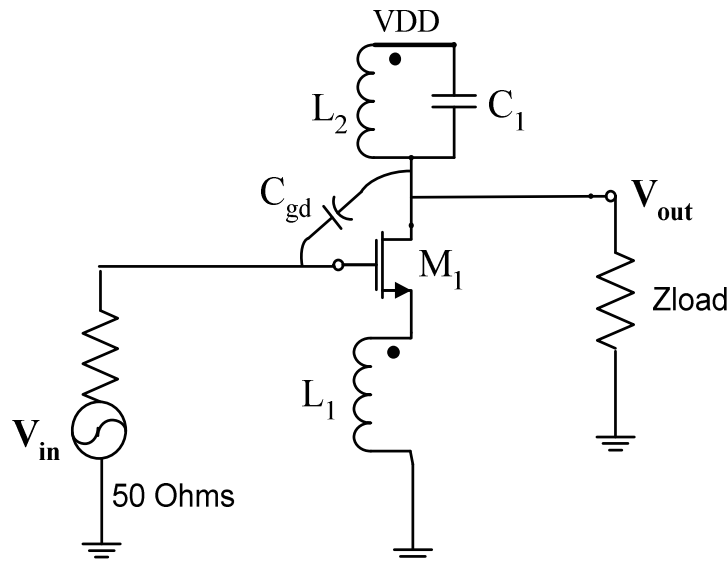
1. **Καλή συμπεριφορά IIP3 και 1dB Compression Point.** Αν και η εξίσωση (2.74) του προηγούμενου κεφαλαίου υποδηλώνει ότι το πρώτο στάδιο της αλυσίδας δεν έχει άμεση

- σημασία για τη γραμμικότητα του συστήματος, η απαίτηση για μεγάλο κέρδος για τον LNA πιθανόν να οδηγήσει σε παραμόρφωση του σήματος από το αρχικό στάδιο.
2. *Καλή απομόνωση εισόδου-εξόδου (Reverse Isolation)* Η παράμετρος αυτή, που ουσιαστικά δίνεται από την *S*-παράμετρο S_{12} (που θα οριστεί στη συνέχεια του κεφαλαίου) έχει ιδιαίτερη σημασία λόγω της παρουσίας του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (LO) Το LO σήμα, το οποίο συνήθως έχει πολύ μεγαλύτερη τιμή πλάτους από το σήμα εισόδου και βρίσκεται κοντά στη συχνότητα με το RF σήμα, βρίσκει παρασιτικά μονοπάτια προς την είσοδο του LNA. Η υπέρθεση του σήματος αυτού στο ασθενές RF σήμα είναι καταστροφική και η λήψη γίνεται αδύνατη.
 3. *Καλή προσαρμογή (matching) της αντίστασης εισόδου του ενισχυτή με την αντίσταση της κεραίας.* Ο βασικός λόγος που πρέπει να γίνει προσαρμογή είναι για τη μέγιστη μεταφορά ισχύος από την κεραία στην είσοδο και επομένως να μην έχουμε απώλειες κέρδους. Παράλληλα, όμως, η σωστή προσαρμογή είναι σημαντική για τη σταθερότητα του συστήματος, αφού η μικροκυματική φύση των σημάτων δημιουργεί μηχανισμούς ταλαντώσεων, που είναι συνάρτηση των ισοδύναμων φορτίων που το σήμα «βλέπει».
 4. *Μεγάλο εύρος ζώνης 3dB (3dB Bandwidth).* Αυτή η απαίτηση προέρχεται από το γεγονός ότι η λειτουργία ενίσχυσης στους ενισχυτές στενής ζώνης βασίζεται σε έναν LC συντονισμό. Αν για οποιονδήποτε λόγο οι τυπικές τιμές του πυκνωτή ή του πηνίου μεταβληθούν, η καμπάνα συντονισμού μεταφέρεται στη συχνότητα. Πρέπει λοιπόν ο LNA να μπορεί να αντεπεξέλθει σε μια τέτοια κατάσταση και η ενίσχυση που προσφέρει να είναι εντός των προδιαγραφών του προτύπου.
 5. *Μεγάλο εύρος ζώνης, όπου ο λόγος στασίμων κυμάτων (Vdtag Stand Wave Ratio VSWR) παραμένει μικρότερος του 2.* Η παράμετρος αυτή ουσιαστικά δείχνει την ποιότητα της μεταφοράς σήματος μέσα στον ενισχυτή. Από τη μικροκυματική φύση του σήματος θα δημιουργηθούν στάσιμα κύματα, τα οποία υπό συνθήκες θα δημιουργήσουν προβλήματα και, επομένως, πρέπει να κρατηθούν όσο το δυνατόν μικρότερα. Αυτό έχει ιδιαίτερη σημασία στην περίπτωση που το πρότυπο έχει μια σχετικά μεγάλη ζώνη συχνοτήτων για τους χρήστες και, επομένως, απαιτείται **matching** ευρείας ζώνης.
 6. *Χαμηλή Κατανάλωση.* Εκτός από τον προφανή λόγο του ότι είναι επιθυμητό οποιοδήποτε σύστημα να καταναλώνει λίγη ισχύ μεγιστοποιώντας τη διάρκεια ζωής της μπαταρίας, αυξημένη κατανάλωση ρεύματος αυξάνει τη θερμοκρασία του συστήματος και, επομένως τα κυκλωματικά στοιχεία παύουν να λειτουργούν υπό τυπικές συνθήκες. Υπό προϋποθέσεις, αυτό μπορεί να οδηγήσει σε ανεπιθύμητες μεταβολές της συμπεριφοράς του ενισχυτή.

Από τα παραπάνω γίνεται σαφές ότι η σχεδίαση του LNA είναι μια σύνθετη διαδικασία που απαιτεί να καλυφθεί μια πληθώρα προδιαγραφών, οι οποίες, αν και δεν συνδέονται με τη βασική απαίτηση για ενίσχυση με χαμηλό θόρυβο, είναι απαραίτητες για να λειτουργήσει ο LNA υπό πραγματικές συνθήκες. Στα σύγχρονα συστήματα και, κυρίως, σε αυτά που θα παρουσιαστούν τα επόμενα χρόνια, γίνεται μια διαρκής προσπάθεια να μειωθεί στο ελάχιστο η τάση τροφοδοσίας. Το γεγονός αυτό θέτει τη σχεδίαση σε νέες βάσεις, που θα αναλυθούν στην επόμενη ενότητα.

3.3 Σχεδίαση Υπό Συνθήκες Χαμηλής Τροφοδοσίας

Υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας, το βασικό πρόβλημα που προκύπτει είναι στον αριθμό των τρανζίστορ που μπορούν να «χτιστούν» μεταξύ των τροφοδοσιών. Στη συνήθη τους λειτουργία τα τρανζίστορ λειτουργούν στον κόρσο και στην ισχυρή αναστροφή και αυτό, ουσιαστικά, μεταφράζεται σε απαιτήσεις τάσεως για τους διάφορους κόμβους του κυκλώματος. Ακόμα και οι απλές σχέσεις μπορούν να παράσχουν μια ένδειξη για το πρόβλημα που προκύπτει: για να είναι



Σχήμα 18 Δομή ενός απλού LNA με ένα τρανζίστορ

ένα τρανζίστορ στον κόρο και την ισχυρή αναστροφή, θα πρέπει:

$$\begin{aligned} V_{gs} &> V_T \\ V_{ds} &> V_{gs} - V_T \end{aligned} \quad (3.2)$$

όπου V_{gs} είναι η DC διαφορά δυναμικού μεταξύ πύλης και πηγής, V_{ds} η DC διαφορά δυναμικού μεταξύ υποδοχέα και πηγής και V_T είναι η τιμή της τάσης κατωφλίου για τη συγκεκριμένη τεχνολογία. Στη σχεδίαση, η τιμή της V_{ds} θα καθοριστει από την απαιτούμενη V_{gs} , που είναι συνάρτηση του πλάτους του σήματος εισόδου - ώστε να εξακολουθεί το τρανζίστορ να δουλεύει στην ισχυρή αναστροφή - και της τιμής του V_T . Ακόμα και σε πολύ σύγχρονες τεχνολογίες (όπως η IBM CMOS 9RF_DM 0.09 μ m) η τιμή της τάσης κατωφλίου παραμένει στα επίπεδα των 350mV. Υπό αυτή την έννοια και, αν θεωρήσουμε σαν μια τυπική ελάχιστη τιμή του V_{ds} τα 500mV, γίνεται προφανές ότι σε τάση τροφοδοσίας 1V οριακά χωρούν να «χτιστούν» δύο τρανζίστορ ανάμεσα στις τροφοδοσίες.

Αν συνδυάσουμε το παραπάνω με το γεγονός ότι μεταξύ των τροφοδοσιών πρέπει να υπάρχουν και άλλα στοιχεία, όπως πηνία και αντιστάσεις, τα οποία καταναλώνουν τμήμα της τροφοδοσίας (voltage headroom) προκειμένου να λειτουργήσουν, καθίσταται σαφές ότι μια ενισχυτική τοπολογία με δύο χτισμένα τρανζίστορ, αν μη τι άλλο, θα παρουσιάσει προβλήματα συμπίεσης κέρδους. Στην περίπτωση τροφοδοσιών της τάξεως του 0.8V, είναι σχεδόν βέβαιο ότι στο μέλλον οι ενισχυτές χαμηλού θορύβου θα είναι τοπολογίες ενός τρανζίστορ.

Η προφανής ερώτηση που προκύπτει είναι γιατί αυτό αποτελεί πρόβλημα στη σχεδίαση. Η απάντηση είναι ότι ένας απλός LNA ενός τρανζίστορ, που παρουσιάζεται στο σχήμα 18, δεν μπορεί να καλύψει την προδιαγραφή απομόνωσης εισόδου-εξόδου, που θέτει το σύστημα. Αυτό οφείλεται στις παρασιτικές χωρητικότητες του τρανζίστορ και συγκεκριμένα στη χωρητικότητα C_{gd} που παρουσιάζεται στο σχήμα. Η C_{gd} είναι η χωρητικότητα υπερχάλυψης πύλης-υποδοχέα (gate-drain overlap capacitance) και είναι ένα αναπόφευκτο παρασιτικό φαινόμενο σε ένα

οποιοδήποτε τρανζίστορ τύπου MOSFET, που προκαλείται από τη διάχυση του υποδοχέα κάτω από το στρώμα πολυπυριτίου, που αποτελεί την πύλη.

Η χωρητικότητα αυτή εισάγει ένα μη αναστρέφον μονοπάτι για το σήμα μεταξύ εισόδου και εξόδου, το οποίο μειώνει το κέρδος του ενισχυτή, αφού τα σήματα στην είσοδο και την έξοδο έχουν, ιδανικά, διαφορά φάσης 180° . Επιπλέον, δημιουργείται μέσω του πυκνωτή ένα μονοπάτι ανάδρασης μεταξύ των κόμβων εισόδου και εξόδου το οποίο μεταφέρει σήμα και μειώνει την απομόνωση μεταξύ των κόμβων αυτών. Παράλληλα, η χωρητικότητα αυτή μειώνει την συχνότητα μοναδιαίου κέρδους του ενισχυτή, σύμφωνα με τον απλό τύπο:

$$f_t = \frac{gm}{2\pi(C_{gd} + C_{gs})} \quad (3.3)$$

όπου C_{gs} είναι η χωρητικότητα πύλης-πηγής. Ακόμα, η επίδρασή της στη συνολική χωρητικότητα εισόδου πολλαπλασιάζεται λόγω του φαινομένου Miller, δίνοντας μια συνολική χωρητικότητα εισόδου C_{eq} της τάξης:

$$C_{eq} = C_{gd}(1 + A_v) , \quad (3.4)$$

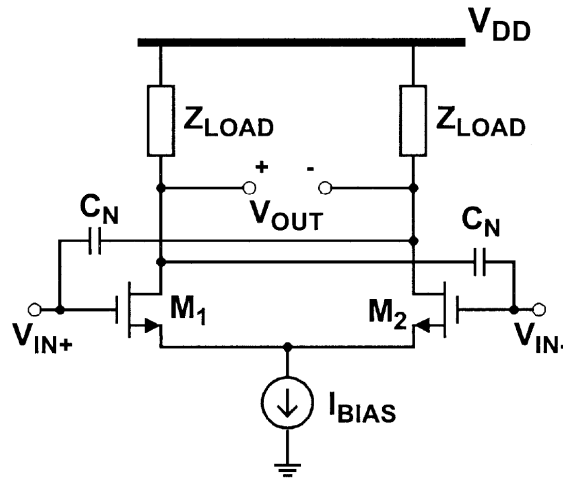
εάν θεωρηθεί δομή κοινής πηγής. Η αυξημένη αυτή χωρητικότητα προκαλεί μείωση της δυνατότητας του ενισχυτή για υψηλή λειτουργία και υπό συνθήκες μετασχηματίζει την ισοδύναμη αντίσταση εισόδου του ενισχυτή σε τιμές, οι οποίες δυσκολεύουν τον αποτελεσματικό μετασχηματισμό της αντιστάσεως εισόδου στην επιθυμητή τιμή των 50Ω .

Στα πλαίσια της εργασίας αυτής δοκιμάστηκε σε επίπεδο προσομοίωσης η τιμή του **reverse isolation** της τοπολογίας (μέσω της μέτρησης της παραμέτρου S_{12}) για διάφορες τιμές κέρδους και διαστάσεων τρανζίστορ και διαφάνηκε ότι στην καλύτερη περίπτωση η μέγιστη τιμή που μπορεί η δομή να επιτύχει απείχε κατά 8dB από την ελάχιστη προδιαγραφή του προτύπου **802.11.a**. Είναι λοιπόν σαφές ότι η δομή στην απλή της μορφή δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη σχεδίαση ενός LNA.

Η καλύτερη, ίσως, λύση για το πρόβλημα θα ήταν η χρήση ενός **cascode** τρανζίστορ, αλλά η τεχνική αυτή δεν είναι εφικτή λόγω της περιορισμένης τροφοδοσίας. Είναι λοιπόν απαραίτητο να βρεθούν εναλλακτικές τοπολογίες, που θα αδρανοποιούν την χωρητικότητα C_{gd} . Στην επόμενη ενότητα θα παρουσιαστούν δύο τέτοιες τεχνικές, οι οποίες όμως δεν είναι βέλτιστες και τυγχάνουν μικρής αποδοχής.

3.4 Υλοποιήσεις Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου

Η πρώτη από τις προτεινόμενες τεχνικές για LNA ενός τρανζίστορ παρουσιάζεται στο σχήμα 19. Η αρχή λειτουργίας της τοπολογίας είναι να εισάγεται επιπλέον μονοπάτια για το σήμα, έτσι ώστε το συνολικό σήμα που διαρρέει την παρασιτική χωρητικότητα C_{gd} να είναι μηδέν. Τα μονοπάτια αυτά στο σχήμα περιλαμβάνουν τους δύο πυκνωτές C_N . Η τεχνική αυτή ανήκει στη γενικότερη κατηγορία της «αδρανοποίησης» (**neutralization**) των παρασιτικών χωρητικοτήτων. Η τοπολογία μπορεί να υλοποιηθεί μόνο σε διαφορικές τοπολογίες LNA. Αυτό συμβαίνει διότι απαιτείται να έχουμε σήματα με 180° διαφορά φάσης. Γενικά, η τοπολογία λειτουργεί ως εξής: Αφού η τοπολογία κοινής πηγής δημιουργεί σήματα με 180° διαφορά φάσης μεταξύ

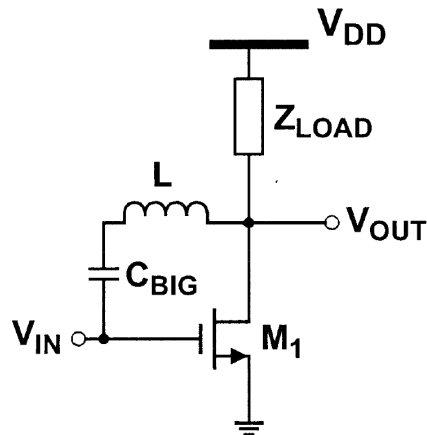


Σχήμα 19. Υλοποίηση LNA με πυκνωτές αντιστάθμισης

εισόδου και εξόδου, η χιαστή σύνδεση των πυκνωτών C_N εισάγει ένα σήμα στον υποδοχέα του τρανζίστορ, που θεωρητικά είναι με διαφορά φάσης 180° με το σήμα που διαρρέει την παρασιτική χωρητικότητα C_{gd} . Αν με κάποιο τρόπο καταφέρουμε να κάνουμε τις χωρητικότητες C_{gd} και C_N ίσες, τότε θα έχουμε πετύχει να αδρανοποιήσουμε την παρασιτική χωρητικότητα και να αυξήσουμε την απομόνωση εισόδου-εξόδου.

Αν και η τοπολογία έχει θεωρητική βάση, μια σειρά προβλημάτων την κάνουν ακατάλληλη για τη σχεδίαση LNA, τουλάχιστον σε μαζική παραγωγή. Αυτά είναι:

1. Η τοπολογία απαιτεί η τιμή της C_N να είναι ακριβώς ίση με την παρασιτική χωρητικότητα που θέλουμε να αδρανοποιήσουμε. Αυτό είναι ιδιαίτερα δύσκολο να το πετύχουμε, διότι η τιμή της παρασιτικής αντίστασης μπορεί να έχει μοντελοποιηθεί με βάση λανθασμένη εκτίμηση και υπάρχει και η κατασκευαστική ανοχή της τεχνολογίας. Επιπλέον, λόγω του ότι οι πυκνωτές αυτοί δεν είναι φτιαγμένοι από το ίδιο υλικό είναι πιθανό να αλλάξουν τιμή, ανάλογα σε ποια κατάσταση (*fast*, *slow* ή *typ*) θα βρεθούν τα κατασκευασμένα τρανζίστορ, ενώ δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν κατάλληλες *layout* τεχνικές, για να επιτευχθεί καλή προσαρμογή μεταξύ των δύο πυκνωτών. Επίσης, οι πυκνωτές αυτοί είναι πιθανόν να συμπεριφέρονται διαφορετικά στην αύξηση της θερμοκρασίας, ώστε η τιμή τους να μην αλλάζει ανάλογα. Αυτή η αλλαγή στη σχετική τιμή των πυκνωτών δεν θα είχε ιδιαίτερη σημασία, αν η ανάδραση που γινόταν μέσω της C_N δεν ήταν θετική: απλά θα μειωνόταν το αποτέλεσμα της αδρανοποίησης. Αφού, όμως, η συνολική ανάδραση (που ορίζεται από το άθροισμα των ρευμάτων που διαρρέουν τις C_{gd} και C_N) μπορεί να γίνει καθαρά θετική (στην περίπτωση που $C_{gd} < C_N$), τότε θα έχουμε έναν ενισχυτή με θετική ανάδραση μεταξύ εισόδου και εξόδου. Σε αυτή την περίπτωση ο ενισχυτής είναι πιθανό να ταλαντώσει, ενώ δεν υπάρχει κάποιος εξωτερικός μηχανισμός, για να μειώσει τη θετική ανάδραση.
2. Ακόμα και αν με κατάλληλες διαδικασίες οι τιμές των πυκνωτών γίνουν ίσες, δεν έχουν λυθεί τα άλλα προβλήματα που η παρασιτική χωρητικότητα δημιουργεί. Αυτό συμβαίνει διότι με την τεχνική αυτή διπλασιάζεται η ισοδύναμη χωρητικότητα στους υποδοχείς των τρανζίστορ. Το αποτέλεσμα θα είναι η χρήση μικρότερου πηνίου στον κόμβο εξόδου, που έχει άμεση επίπτωση στο κέρδος και το εύρος ζώνης του κατασκευασμένου ενισχυτή. Παράλληλα, επηρεάζεται το φανταστικό μέρος της σύνθετης εμπέδησης εισόδου του



Σχήμα 20. Υλοποίηση LNA με πηνίο συντονισμού.

ενισχυτή, γεγονός που μπορεί να δυσκολέψει τη προσαρμογή για μέγιστη μεταφορά ισχύος στον ενισχυτή.

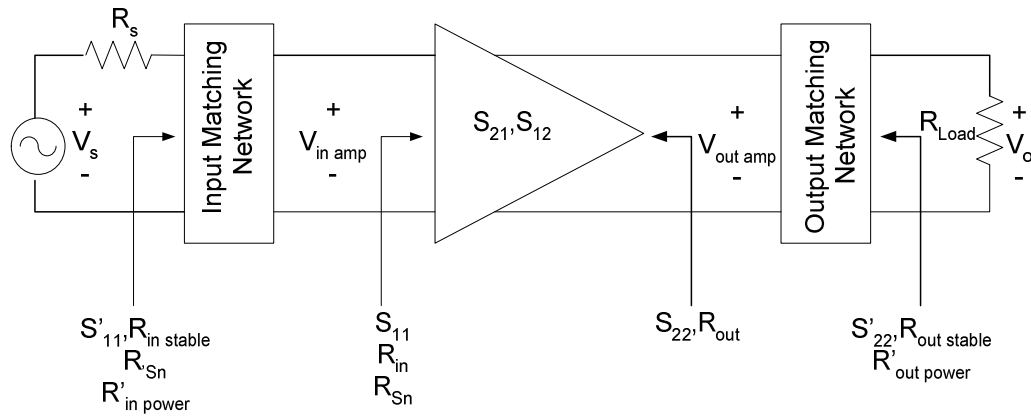
3. Η τοπολογία δεν μπορεί να λειτουργήσει αν ο LNA δεν είναι διαφορικός.

Για τους παραπάνω λόγους η τοπολογία κρίνεται ότι δεν είναι βέλτιστη και ότι είναι πιθανόν να προκύψουν προβλήματα σταθερότητας, τα οποία δεν θα μπορούν να λυθούν.

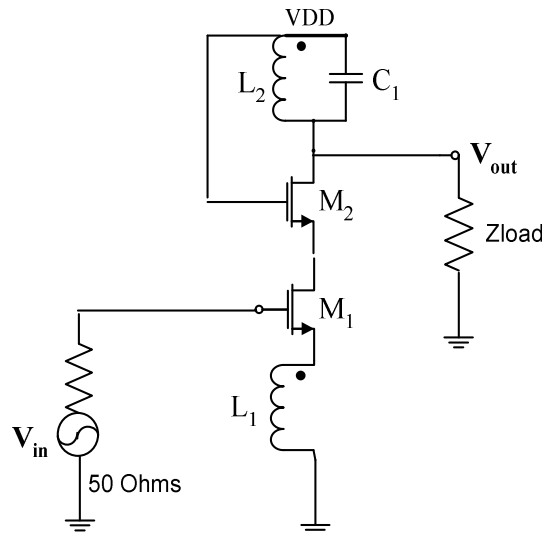
Η επόμενη τοπολογία, που παρουσιάζεται, βασίζεται στην αρχή του συντονισμού και το σχηματικό της διάγραμμα είναι το σχήμα 20. Το πηνίο L χρησιμοποιείται για να συντονιστεί με την παρασιτική χωρητικότητα C_{gd} , ενώ ο πυκνωτής C_{BIG} χρησιμοποιείται για να αποκόψει την DC συνιστώσα της εξόδου από το να υπερτεθεί σε αυτή της εισόδου.

Και στην περίπτωση αυτή, ενώ υπάρχει το θεωρητικό υπόβαθρο, η τοπολογία δεν είναι συνήθως πρακτική για ολοκληρωμένες εφαρμογές. Ο λόγος είναι διότι το απαιτούμενο πηνίο συνήθως απαιτείται να έχει μεγάλες τιμές και είναι αντισυμβατικό να ολοκληρωθεί. Στην περίπτωση που ολοκληρωθεί, τότε ο συνδυασμός του με την χωρητικότητα C_{BIG} φορτώνει υπερβολικά την είσοδο του LNA, με αποτέλεσμα να υπάρχουν προβλήματα οδήγησης, προσαρμογής και περιορισμού του κέρδους. Επίσης, λόγω του ότι ο συντελεστής ποιότητας του ολοκληρωμένου πηνίου είναι εν γένει μικρός, αυτό θα έχει αντίκτυπο στον θόρυβο του ενισχυτή, αυξάνοντας το NF. Από την άλλη, αν το πηνίο δεν ολοκληρωθεί και φτιαχτεί εξωτερικά με μικροκυματικές τεχνικές, τότε προκύπτει το θέμα ότι απαιτείται ένα επιπλέον pin στο ολοκληρωμένο, το οποίο αυξάνει το κόστος. Παράλληλα, το πηνίο πρέπει πλέον να συντονιστεί με ένα πολύπλοκο δικτύωμα, που θα περιλαμβάνει τα παρασιτικά του bond wire και της συσκευασίας. Αυτό περιπλέκει τη διαδικασία και για κάθε κατασκευασμένο LNA πρέπει να φτιάχνεται ένα ειδικό πηνίο.

Για τους παραπάνω λόγους, ούτε η παραπάνω τοπολογία χαιρεί καθολικής παραδοχής. Στις επόμενες ενότητες θα αναλυθούν δυο βασικές δομές και θα γίνει και μαθηματική ανάλυση. Η πρώτη δομή θα είναι η δομή του cascode ενισχυτή, η οποία είναι η πιο ευρέως χρησιμοποιούμενη. Σύμφωνα με τη βιβλιογραφία, σχεδόν όλα τα προϊόντα παραγωγής χρησιμοποιούν αυτή την τοπολογία. Ο λόγος είναι η αξιοπιστία και ο σχετικά εύκολος τρόπος σχεδίασης της δομής. Η ανάλυση αυτή θα είναι ιδιαίτερα χρήσιμη, για να συγκριθεί με την απόδοση του προτεινόμενου ενισχυτή. Η επόμενη δομή θα είναι η δομή STL, η οποία θα συγκριθεί επίσης με τον προτεινόμενο ενισχυτή, για να φανούν τα συγκριτικά του πλεονεκτήματα.



Σχήμα 21. Σχηματικό διάγραμμα ενός γενικού LNA



Σχήμα 22. Τυπικός ενισχυτής τύπου cascode

3.5 Ο ενισχυτής Cascode

Πριν αρχίσουμε την ανάλυση, θα γίνει μια αναφορά στο γενικό κομμάτι της σχεδίασης που μπορεί να εφαρμοστεί σχεδόν σε όλες τις τοπολογίες των LNA. Στο σχήμα 21 παρουσιάζεται ένα σχηματικό διάγραμμα ενός γενικού LNA, όπου ορίζονται και οι S -παράμετροι που θα χρησιμοποιηθούν στη συνέχεια. Γενικά, η ανάλυση του ενισχυτή χωρίζεται σε τρία στάδια: το δικτύωμα προσαρμογής εισόδου (Input Matching Network, IMN), τον ενισχυτή και το δικτύωμα προσαρμογής εξόδου (Output Matching Network, OMN). Στο σχήμα 21 φαίνονται τα σημεία ορισμού των S -παράμετρων που θα χρησιμοποιηθούν για την ανάλυση του κυκλώματος. Με απλούς ορισμούς, οι παράμετροι ορίζονται ως:

- S_{21} → Το κέρδος κατά την ορθή φορά διάδοσης του σήματος, A_f
- S_{12} → Ο συντελεστής ανάστροφης μετάδοσης σήματος, A_r
- S_{11} → Η εμπέδηση εισόδου R_{in}
- S_{22} → Η εμπέδηση εξόδου R_{out}

Οι παραπάνω παράμετροι ορίζονται έτσι πάνω στον ενισχυτή. Τα υπόλοιπα σύμβολα θα γίνουν σαφή στη συνέχεια της ανάλυσης.

3.5.1 Δικτυώματα προσαρμογής

Τα δικτυώματα προσαρμογής, μεταξύ άλλων, χρησιμοποιούνται για να διατηρήσουν τη συμπεριφορά συχνότητας των υψίσυχνων κυκλωμάτων, εξασφαλίζουν τη βέλτιστη συμπεριφορά από άποψη θορύβου και την σταθερότητα του συστήματος, καθώς και τη μέγιστη μεταφορά ισχύος μεταξύ των υποκυκλωμάτων του **front end**. Κατ' αρχάς, θα εξεταστεί ο τρόπος με τον οποίο τα δικτυώματα αυτά εξασφαλίζουν καλή συμπεριφορά θορύβου και σταθερότητα στο σύστημα. Στο σχήμα 21 θεωρούμε ότι αφαιρούμε το δικτύωμα προσαρμογής και εφαρμόζουμε πηγές θορύβου, που ορίζονται με τις ισοδύναμες πηγές \bar{v}_i^2, \bar{i}_i^2 για την τάση και το ρεύμα θορύβου αντίστοιχα. Αποδεικνύεται ότι για βέλτιστη συμπεριφορά θορύβου η τιμή της R_s θα πρέπει να είναι ίση με μια θεωρητική αντίσταση R_{sn} . Αν τα \bar{v}_i^2, \bar{i}_i^2 είναι ασυσχέτιστα, τότε η R_{sn} δίνεται από:

$$R_{sn} = \frac{\sqrt{\bar{v}_i^2}}{\sqrt{\bar{i}_i^2}} \quad (3.2)$$

Αν τα \bar{v}_i^2, \bar{i}_i^2 είναι συσχετιζόμενα, τότε η εξίσωση (3.2) είναι πιο περίπλοκη. Και στις δύο περιπτώσεις όμως, η τιμή - που η ισοδύναμη αντίσταση που ο LNA παρουσιάζει στην είσοδο - είναι διαφορετική από την βέλτιστη τιμή της R_{sn} . Σκοπός του δικτυώματος προσαρμογής είναι να μετασχηματίσει την εμπέδηση εισόδου του ενισχυτή R'_{sn} και να την κάνει ίση με την R_{sn} .

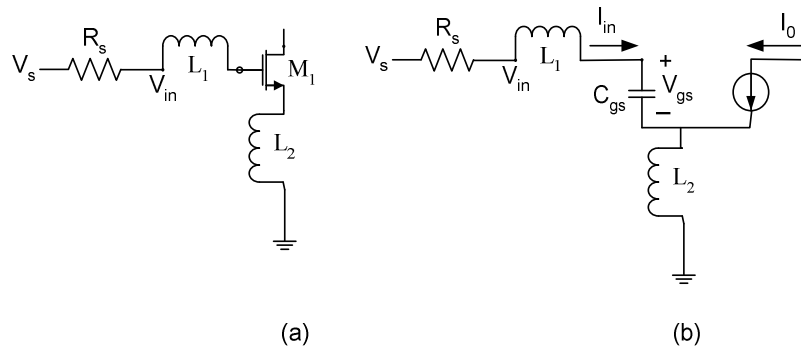
Σε ό,τι αφορά τη σταθερότητα του συστήματος, θα πρέπει να θεωρηθεί αρχικά ότι το δικτύωμα προσαρμογής αφαιρείται και από την είσοδο και από την έξοδο. Επομένως έχουμε:

$$\begin{aligned} S_{11} &= \frac{Z_0 - R_{in}}{Z_0 + R_{in}} \\ S_{22} &= \frac{Z_0 - R_{out}}{Z_0 + R_{out}} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Από τους ορισμούς των S -παραμέτρων μπορεί να εξαχθεί η συνθήκη για τη σταθερότητα του συστήματος. Η S_{11} μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$S_{11} = \left. \frac{\text{reflected_power}}{\text{incident_power}} \right|_{input} \quad (3.4)$$

Από την παραπάνω σχέση γίνεται σαφές ότι, εάν η S_{11} έχει τιμή κοντά στο 1, τότε η ανακλώμενη ισχύς γίνεται περίπου ίση με την προσπίπτουσα ισχύ και, επομένως, δεν εισέρχεται σήμα στον ενισχυτή. Το αποτέλεσμα είναι να δημιουργηθούν στάσιμα κύματα, τα οποία είναι ουσιαστικά μια ταλάντωση. Για να εξασφαλιστεί η σταθερότητα του συστήματος, θα πρέπει η τιμή της S_{11} (και αντιστοίχως της S_{22}) να τείνουν στο μηδέν. Από την εξίσωση (3.3) αυτό μεταφράζεται στην απαίτηση η R_{in} να είναι κοντά σε τιμή με την Z_0 . Επομένως, με τη χρήση των δικτυωμάτων προσαρμογής μετασχηματίζεται η εμπέδηση εισόδου και εξόδου έτσι, ώστε η εμπέδηση εισόδου του συστήματος να μετασχηματιστεί σε μια τιμή R'_{in_stable} (και αντιστοίχως R'_{out_stable}) η οποία θα



Σχήμα 23. Κύκλωμα για την εξαγωγή της συνθήκης προσαρμογής

ελαχιστοποιήσουν το ποσό της ανακλώμενης ισχύος. Επομένως, η συνθήκη για σταθερότητα γράφεται ως εξής:

$$S_{11} = \frac{Z_0 - R'_{in_stable}}{Z_0 + R'_{in_stable}} \quad (3.4)$$

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

Εδώ πρέπει να σχολιαστεί ότι προφανώς η τιμή της R'_{in_stable} και η τιμή της R'_{sn} στην τυπική περίπτωση δεν είναι ίσες.

Τέλος, η σημαντικότερη ίσως λειτουργία των δικτυωμάτων προσαρμογής εισόδου και εξόδου είναι να μεταφέρουν τη μέγιστη ισχύ από την πηγή εισόδου στην είσοδο του LNA και αντιστοίχως να μεταφέρουν τη μέγιστη ισχύ από τον LNA στο φορτίο. Η συνθήκη για να γίνει κάτι τέτοιο, είναι :

$$R_{in} = R_s \quad (3.5)$$

Για το λόγο αυτό ορίζουμε ότι, για μέγιστη μεταφορά ισχύος, πρέπει το δικτύωμα προσαρμογής της εισόδου να μετασχηματίσει την εμπέδηση εισόδου σε μια τιμή R'_{in_power} . Εδώ πρέπει να γίνει το εξής σχόλιο: επειδή οι τιμές των R'_{in_stable} , R'_{sn} και R'_{in_power} δεν είναι ίσες, είναι στην ευχέρεια του σχεδιαστή να βρει τον βέλτιστο συμβιβασμό των τιμών αυτών, για να ικανοποιήσει σε ικανοποιητικό βαθμό τις προδιαγραφές θορύβου, σταθερότητας και μεταφοράς ισχύος.

Τα παραπάνω θα εφαρμοστούν στον ενισχυτή τύπου **cascode** που παρουσιάζεται στο σχήμα 22. Η δομή του ενισχυτή αυτής της μορφής έχει το εξής πλεονέκτημα: το κέρδος δίνεται κατά κύριο λόγο από το τρανζίστορ M_2 , που είναι σε τοπολογία κοινής πύλης. Με τον τρόπο αυτό το σήμα στην πηγή του M_2 , (και στον υποδοχέα του M_1) έχει πολύ μικρή τιμή. Αυτό δίνει στον σχεδιαστή τη δυνατότητα να εξετάσει τα δύο στάδια ξεχωριστά, χωρίς μεγάλο ποσοστό λάθους. Αυτή η παραδοχή θα ακολουθηθεί σε όλες τις αναλύσεις που θα ακολουθήσουν.

Η βασική επιδίωξη του δικτυώματος προσαρμογής είναι να κάνει το φανταστικό μέρος της σύνθετης αρχικής εμπέδησης του ενισχυτή ίσο με το μηδέν και να μετασχηματίσει το

πραγματικό μέρος της κάνοντάς το ίσο με 50Ω , που αποτελεί το στάνταρ της βιομηχανίας. Στην πιο απλή μορφή του, το δικτύωμα προσαρμογής παρουσιάζεται στο σχήμα 23, και ουσιαστικά αποτελείται από τα πηνία L_1 και L_2 . Το πηνίο L_2 είναι το πηνίο που εκφυλίζει (**degeneration**) τον ενισχυτή, ενώ το πηνίο L_1 είναι το καλώδιο διασύνδεσης (**bond wire**) του ολοκληρωμένου, μαζί με ένα πηνίο που συμπληρώνει την αυτεπαγωγή και την φέρνει στην επιθυμητή τιμή. Στο σχήμα 23. b μπορούμε να γράψουμε τις εξής σχέσεις:

$$V_{in} = I_{in}(j\omega L_1 + j\omega L_2) + I_{in}\left(\frac{1}{j\omega C_{gs}}\right) + I_o j\omega L_2 \quad (3.6)$$

Ανεξάρτητα, έχουμε:

$$I_o = g_m V_{gs} = g_m I_{in} \frac{1}{j\omega C_{gs}} \quad (3.7)$$

Οι δύο παραπάνω σχέσεις δίνουν:

$$\begin{aligned} V_{in} &= I_{in} \left[j\omega(L_1 + L_2) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m L_2}{C_{gs}} \right] \Rightarrow \\ \Rightarrow Z_{in} &= \frac{V_{in}}{I_{in}} = j\omega(L_1 + L_2) + \frac{1}{j\omega C_{gs}} + \frac{g_m L_2}{C_{gs}} \end{aligned} \quad (3.8)$$

Για να επιτευχθεί η προσαρμογή, θα πρέπει το φανταστικό μέρος να είναι μηδέν και $Z_{in} = R_s = 50\Omega$. Επομένως, θα πρέπει ταυτόχρονα να ισχύει:

$$\omega_c(L_1 + L_2) = \frac{1}{\omega_c C_{gs}} \rightarrow (L_1 + L_2)C_{gs} = \frac{1}{\omega_c^2} \quad (3.9)$$

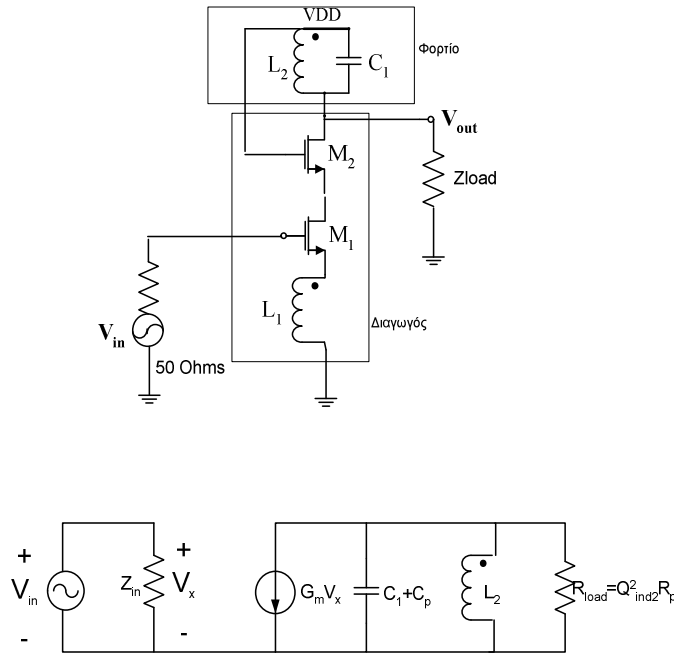
$$R_s = \frac{g_m}{C_{gs}} L_2 \quad (3.10)$$

Υπό αυτές τις συνθήκες επιτυγχάνεται η μέγιστη μεταφορά ισχύος και θεωρείται ότι το κύκλωμα είναι προσαρμοσμένο. Είναι σαφές ότι οι συνθήκες προσαρμογής για τον **cascode LNA** είναι αρκετά απλές, πράγμα που κάνει τον ενισχυτή ιδιαίτερα ελκυστικό.

3.5.2 Δείκτης Θορύβου του ενισχυτή Cascode

Για την εξαγωγή του δείκτη θορύβου της τοπολογίας, θα γίνει ξανά η παραδοχή ότι τα στάδια κοινής πηγής και κοινής πύλης μπορούν να μελετηθούν ανεξάρτητα, χωρίς να υπάρχει μεγάλο ποσοστό λάθους. Σύμφωνα με την εξίσωση του Friis (2.59), ο θόρυβος του ενισχυτή κυριαρχείται από το θόρυβο του πρώτου σταδίου, που στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι το τρανζίστορ M_1 στο σχήμα 22. Παράλληλα, μπορεί να θεωρηθεί ότι ο θόρυβος κυριαρχείται από τον θερμικό θόρυβο του ρεύματος υποδοχέα (**drain current, I_d**) του τρανζίστορ M_1 . Για την εξαγωγή του NF μπορούμε να ορίσουμε εναλλακτικά τον δείκτη θορύβου ως εξής:

$$NF = \frac{N_{amp_core} + N_{in}}{N_{in}} = 1 + \frac{N_{amp_core}}{N_{in}} \quad (3.11)$$



Σχήμα 24. Κύκλωμα για την ανάλυση κέρδους του ενισχυτή cascode

όπου $N_{\text{amp_core}}$ είναι ο θόρυβος που προέρχεται από το κυρίως κύκλωμα του ενισχυτή και N_{in} είναι ο θόρυβος που προέρχεται από την αντίσταση εισόδου της πηγής. Εφαρμόζοντας τη σχέση αυτή στον cascode LNA, έχουμε:

$$NF = \frac{4kT \frac{2}{3} \frac{1}{g_m}}{4kTR_s} = 1 + \frac{2}{3g_m R_s} \quad (3.12)$$

Προφανώς, για λόγους πληρότητας θα πρέπει να ληφθούν υπόψη τα δύο πηνία L_1 και L_2 . Η ανάλυση που τα συμπεριλαμβάνει στην δομή υπάρχει στην βιβλιογραφία, και εδώ θα παρατεθεί η τελική σχέση που προκύπτει, που είναι:

$$NF = 1 + \frac{4kT \frac{2}{3} g_m}{g_m^2 Q^2 (4kTR_s)} = 1 + \frac{2}{3g_m Q^2 R_s} \quad (3.13)$$

όπου:

$$Q = \frac{1}{g_m \frac{L_2}{C}} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C}} = \frac{1}{R} \frac{1}{\omega_c C} \quad (3.14)$$

Και στην περίπτωση αυτή παρατηρείται ότι ο δείκτης θορύβου της τοπολογίας είναι καλά ορισμένος και εξαρτάται από σχεδιαστικές παραμέτρους που, εύκολα ορίζει ο σχεδιαστής.

3.5.3 Κέρδος του ενισχυτή Cascode

Για την ανάλυση του κέρδους του ενισχυτή, θα χρησιμοποιηθεί το σχήμα 24, που παρουσιάζεται ο ενισχυτής με διαχωρισμένα το στάδιο του διαγωγού και του φορτίου και το

ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος. Στο σχήμα αυτό R_p και C_p αναφέρονται οι παρασιτικές χωρητικότητες και αντιστάσεις του κυκλώματος. Στο κύκλωμα αυτό οι διάφοροι παράμετροι ορίζονται ως εξής:

$$\begin{aligned} G_m &= \frac{g_m}{C} \frac{1}{j\omega_c L_2} = \frac{1}{j\omega_c L_2} \\ \omega_c &= \frac{1}{\sqrt{L_2 C_p}} \\ Q_2 &= \omega_c \frac{L_2}{R_p} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Με βάση τις εξισώσεις που παρουσιάζονται στη σχέση (3.15), το κέρδος του ενισχυτή ορίζεται παρακάτω:

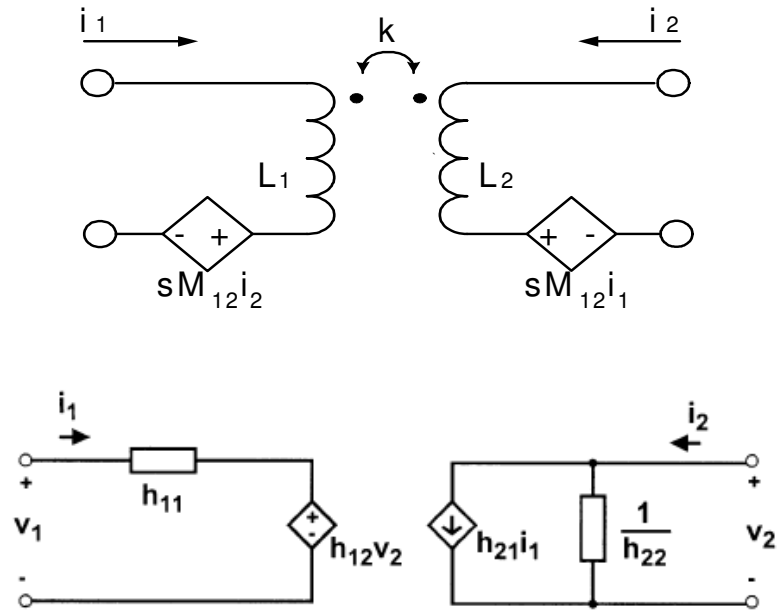
$$A_v = G_m \left(\frac{1}{j\omega C_1} // j\omega L_1 \right) = \left(\frac{1}{j\omega L_1} \right) \frac{j\omega_c L_2}{1 - \omega_c^2 L_2 C_1} = \frac{L_2}{L_1} \frac{1}{1 - \omega_c^2 L_2 C_1} \quad (3.16)$$

Η σχέση αυτή φανερώνει ότι, τελικά, η σχέση που ορίζει το κέρδος του ενισχυτή ορίζεται ως λόγος πηνίων και δεν εξαρτάται τελικά από τα g_m του ενισχυτή, γεγονός που είναι επιθυμητό για την σταθερότητα του κυκλώματος σε μεταβολές τάσεως τροφοδοσίας, θερμοκρασίας και κατασκευαστικών παραμέτρων.

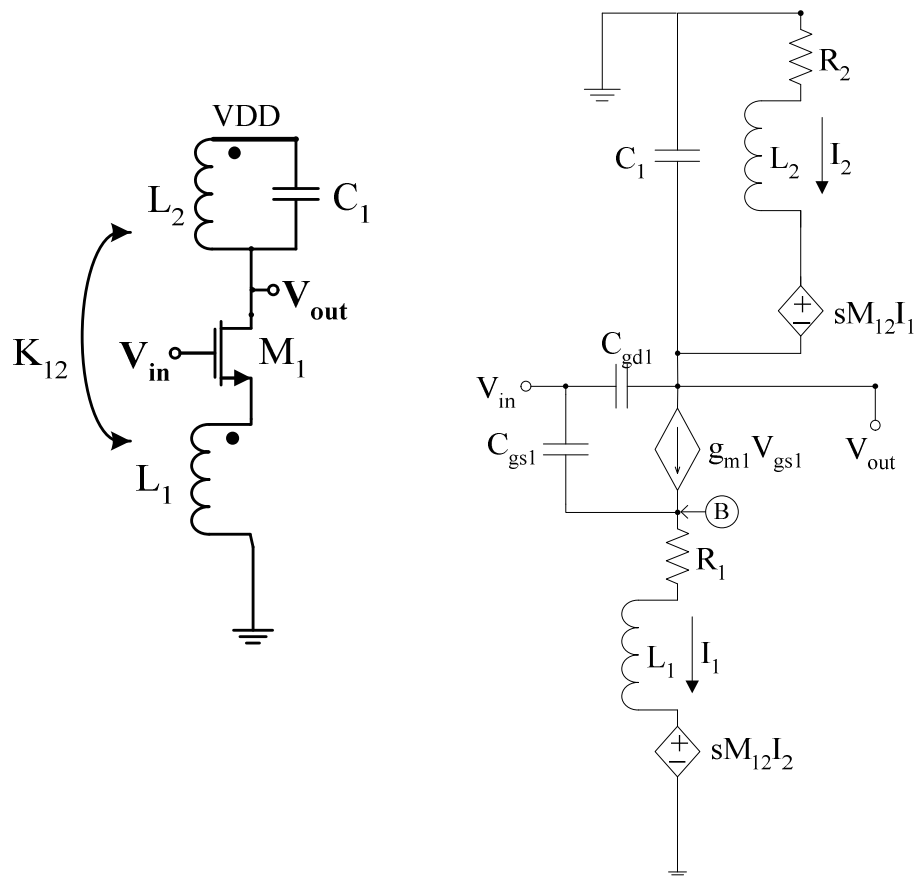
Στις παραπάνω ενότητες παρουσιάστηκαν εν συντομία οι βασικές κατασκευαστικές διαδικασίες που ακολουθούνται για τη σχεδίαση ενός ενισχυτή τύπου **cascode**. Έγινε σαφές ότι τόσο η σχεδίαση των δικτυωμάτων προσαρμογής όσο και η σχεδίαση του πυρήνα του ενισχυτή ορίζονται από σχετικά απλές μαθηματικές σχέσεις, καθώς επίσης ότι η συμπεριφορά του ενισχυτή ορίζεται από παραμέτρους, οι οποίες είναι εύχρηστες από σχεδιαστική άποψη. Αν τα παραπάνω συνδυαστούν με το γεγονός ότι λόγω του ότι στη δομή του ενισχυτή αυτής της μορφής το κέρδος δίνεται κατά κύριο λόγο από το τρανζίστορ M_2 , που είναι σε τοπολογία κοινής πύλης, το σήμα στην πηγή του M_2 , (και στον υποδοχέα του M_1) έχει πολύ μικρή τιμή και, έτσι, έχουμε πολύ καλή συμπεριφορά απομόνωσης της εισόδου από την έξοδο. Δεν είναι λοιπόν περιεργό ότι η δομή αυτή αποτελεί το στάνταρ της βιομηχανίας και ότι (τουλάχιστον μέχρι το 2005, όπως βιβλιογραφικά αναφέρεται) η δομή έχει χρησιμοποιηθεί σχεδόν σε όλα τα εμπορικά προϊόντα.

Παρόλα αυτά, υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας, η δομή παρουσιάζει προβλήματα, τα οποία ήδη έχουν αναφερθεί, και, τελικά, στο μέλλον είναι σχεδόν σίγουρο ότι δεν θα αποτελεί τη βέλτιστη λύση. Ανεξάρτητα όμως, η τοπολογία θέτει τα στάνταρ της τυπικής απόδοσης ενός **LNA** με τα σημερινά δεδομένα και, τα σύγχρονα συστήματα σχεδιάζονται με βάση αυτή. Είναι λοιπόν απαραίτητο, η οποιαδήποτε εναλλακτική τοπολογία παρουσιαστεί, να επιτυγχάνει παρόμοια απόδοση.

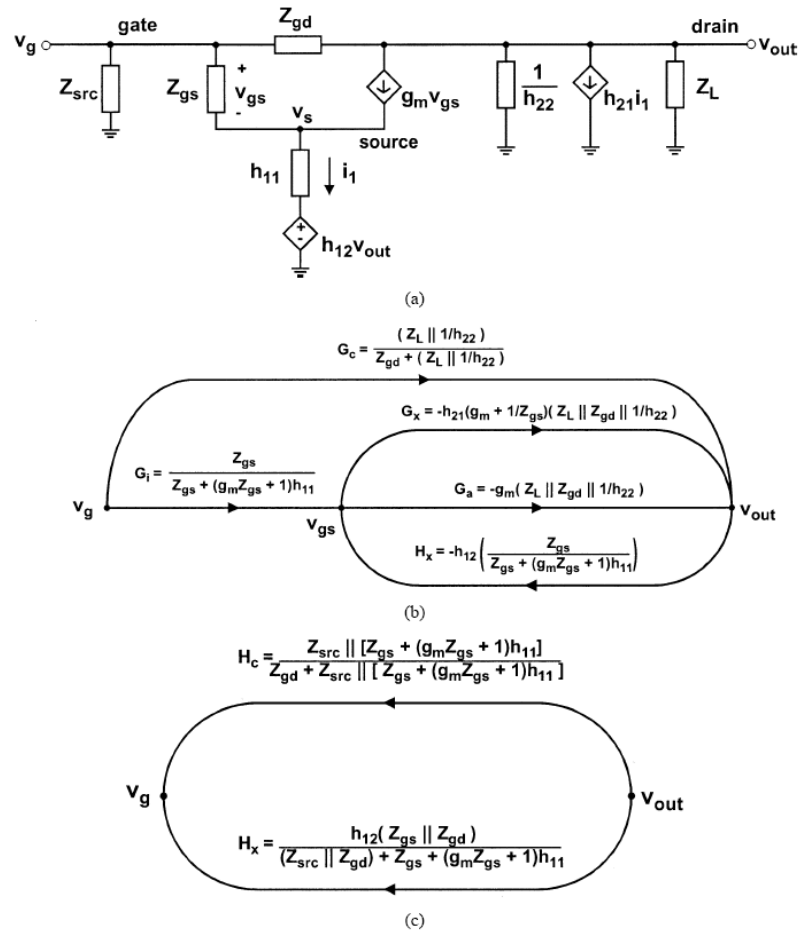
Στην επόμενη ενότητα παρουσιάζεται μια τέτοια δομή, η οποία προσεγγίζει τη συμπεριφορά του **cascode** ενισχυτή. Από την ανάλυση που θα γίνει, θα διαφανούν τα προβλήματα της τοπολογίας, και θα γίνει σαφές το τι προσπαθούμε να πετύχουμε με την προτεινόμενη δομή του ενισχυτή, που είναι αντικείμενο του επόμενου κεφαλαίου.



Σχήμα 25. Εναλλακτικά μοντέλα για την εφαρμογή ανάδρασης μέσω ενός μετασχηματιστή [5] [6]



Σχήμα 26. Ο Ενισχυτής STL και το αντίστοιχο κύκλωμα ασθενούς σήματος



Σχήμα 27. α) το μοντέλο ασθενούς σήματος του ενισχυτή STL. β) Διάγραμμα ροής σήματος κατά την ορθή φορά. γ) Διάγραμμα ροής σήματος κατά την ανάστροφη φορά. [5]

3.6 Ο ενισχυτής Μονής Μαγνητικής Ανάδρασης

Η δομή του ενισχυτή Μονής Μαγνητικής Ανάδρασης (Single Transformer LNA, STL) παρουσιάστηκε το 2003 στη δημοσίευση D.J. Cassan and J.R. Long, "A 1-V Transformer Feedback Low-Noise Amplifier for 5-GHz Wireless LAN in 0.18-um CMOS," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 38 No. 3 pp. 427-435, Mar. 2003. Η δομή και το αντίστοιχο μοντέλο ασθενούς σήματος παρουσιάζονται στο σχήμα 26. Όπως διαφαίνεται στο σχήμα, τα πηνία L_1 και L_2 είναι σε ζεύξη και με την έννοια αυτή σχηματίζουν ένα μετασχηματιστή. Γενικά, μέσω του μετασχηματιστή είναι δυνατό να εφαρμοστεί ανάδραση μεταξύ δύο κόμβων, η οποία μπορεί να είναι θετική ή αρνητική. Το είδος της ανάδρασης ορίζεται από τη φυσική σχεδίαση του μετασχηματιστή, μέσω της φοράς της καλωδίωσης (**wiring**) των πηνίων. Η φορά του καλωδίου ουσιαστικά ορίζει τη φορά του ρεύματος, και, αντιστοίχως, το ηλεκτρομαγνητικό πεδίο.

Για τη μοντελοποίηση της ανάδρασης αυτής μπορούν να χρησιμοποιηθούν τα ισοδύναμα μοντέλα που παρουσιάζονται στο σχήμα 25. Το πρώτο ισοδύναμο [6], μοντελοποιεί την ανάδραση μέσω δυο εξαρτημένων πηγών τάσης από ρεύμα. Η καλωδίωση των πηνίων καταδεικνύεται από τις τελείες στο σχήμα και, στην προκειμένη περίπτωση, η ανάδραση είναι

θετική. Το μοντέλο αυτό έχει ίσως περισσότερη σημασία στην ανάλυση ασθενούς σήματος και θα προτιμάται, όπου είναι δυνατόν. Το δεύτερο μοντέλο που παρουσιάζεται στο σχήμα βασίζεται στη μοντελοποίηση του μετασχηματιστή μέσω των \mathbf{h} -παραμέτρων και, ουσιαστικά, μοντελοποιεί την ανάδραση μέσω μιας πηγής τάσεως εξαρτώμενης από ρεύμα και μια πηγή ρεύματος εξαρτώμενης από τάση. Ο λόγος που παρουσιάζεται είναι διότι χρησιμοποιήθηκε στην ανάλυση του STL στο δημοσιευμένο κείμενο [5]. Στο μοντέλο αυτό ισχύουν οι ακόλουθες παραδοχές:

$$\begin{aligned} h_{11} &= s(1 - k^2)L_{11} \approx 0 \\ h_{12} &= -\frac{k}{n} \approx -\frac{1}{n} \\ h_{21} &= \frac{k}{n} \approx \frac{1}{n} \\ h_{22} &= \frac{1}{sL_{22}} \approx 0 \end{aligned} \quad (3.17)$$

όπου $n = \sqrt{L_{22}/L_{11}}$ και $k = M/\sqrt{L_{11}L_{22}}$. Στους συμβολισμούς αυτούς, M είναι η αμοιβαία επαγωγή μεταξύ του πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος πηνίου του μετασχηματιστή. Με βάση τους παραπάνω ορισμούς, το μοντέλο ασθενούς σήματος του ενισχυτή STL παρουσιάζεται στο σχήμα 26.

Πριν παρουσιαστούν οι σχέσεις που εξάγονται από το παραπάνω σχήμα, είναι ιδιαίτερα χρήσιμο να γίνει μια ποιοτική ανάλυση του ενισχυτή μαγνητικής ανάδρασης. Από την εξέταση του ισοδύναμου μοντέλου ασθενούς σήματος, που παρουσιάζεται στο σχήμα 26, παρατηρούμε ότι η μοντελοποίηση της ανάδρασης γίνεται από δύο εξαρτώμενες από ρεύμα πηγές τάσεως, οι οποίες έχουν μέτρο $sM_{12}I_1$ και $sM_{12}I_2$ και φορά που καταδεικνύεται στο σχήμα 26. Η πηγή $sM_{12}I_1$ ουσιαστικά δημιουργεί αρνητική ανάδραση στον ενισχυτή. Ποιοτικά αυτό μπορεί να εξηγηθεί, εάν εφαρμόσουμε μια μικρή θετική τάση δοκιμής στον κόμβο V_{in} . Η εφαρμογή αυτής της τάσης συνεπάγεται αύξηση του ρεύματος υποδοχέα του τρανζίστορ M_1 , το οποίο με τη σειρά του δημιουργεί αυξημένη πτώση τάσης πάνω στο πηνίο L_2 . Πρακτικά αυτό αναγκάζει την τάση στον κόμβο εξόδου να μειωθεί. Τα παραπάνω μεταφράζονται σε μία αντίστοιχη αύξηση της διαφοράς δυναμικού πάνω στο πηνίο L_1 , η οποία όμως θα έχει την αντίθετη φορά σε σχέση με αυτήν στο πηνίο L_2 , λόγω της καλωδίωσης του μετασχηματιστή, που ορίζεται από τις τελείες. Επομένως, η τάση στην πηγή του τρανζίστορ αυξάνεται, γεγονός που ουσιαστικά συνεπάγεται αρνητική ανάδραση. Αυτή η ανάδραση είναι προσθετική στην ανάδραση που δημιουργεί το πηνίο L_1 , λόγω εκφυλισμού.

Η μαθηματικοποίηση της παραπάνω ανάλυσης μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας το σχήμα 27. Το σήμα εισόδου είναι η τάση V_g στην πύλη του τρανζίστορ M_1 , ενώ το σήμα λάθους (**error signal**) θεωρείται η τάση V_{gs} μεταξύ της πύλης και της πηγής του τρανζίστορ. Οι τάσεις αυτές αθροίζονται στον κόμβο V_{gs} . Το πρωτεύον ενεργό μονοπάτι σήματος αποτελείται από τον διαιρέτη τάσης μεταξύ της τάσης στην πύλη και της τάσης V_{gs} του τρανζίστορ (G_1), το οποίο διεγείρει την εξαρτώμενη από τάση πηγή ρεύματος του τρανζίστορ FET και δημιουργεί μια τάση στην έξοδο μέσα του ενεργού μονοπατιού σήματος G_a . Η μετάδοση κατά την ορθή φορά του σήματος δια μέσου του μετασχηματιστή μοντελοποιείται από το μονοπάτι G_x , ενώ η ανάδραση μέσω του μετασχηματιστή μοντελοποιείται μέσω του μονοπατιού H_x . Από τη στιγμή που η παράμετρος h_{12} είναι αρνητική (λόγω της δομής του μετασχηματιστή), το μονοπάτι ανάδρασης αφαιρείται από το μονοπάτι του σήματος που εφαρμόζεται στην είσοδο. Αυτό ακριβώς είναι το επιθυμητό σήμα αρνητικής ανάδρασης: μειώνει την τάση μεταξύ της πύλης και της πηγής και, έτσι, μειώνει το κέρδος του ενισχυτή. Το τελευταίο μονοπάτι σήματος είναι ένα παθητικό

μονοπάτι διάδοσης κατά την ορθή φορά δια μέσου της παρασιτικής χωρητικότητας υπερκάλυψης G_C . Από τη στιγμή που η παρασιτική χωρητικότητα συνδέεται απευθείας με μια ανεξάρτητη πηγή τάσεως V_g η ανάρδραση μέσω της C_{gd} δεν επηρεάζει την ροή σήματος κατά την ορθή φορά.

Το κέρδος τάσεως δίνεται από τη σχέση:

$$A_V = \frac{V_{out}}{V_g} = \frac{G_C + G_i(G_a + G_x)}{1 - H_x(G_a + G_x)} = \frac{-(Z_L // Z_{gd})\beta(s) - (Z_L // Z_{gd})\left(\frac{\beta(s)+1}{n}\right) + Z_L // Z_{gd}}{Z_{gs} + \frac{\beta(s)(Z_L // Z_{gd})}{n} + \frac{(\beta(s)+1)(Z_L // Z_{gd})}{n^2}} \quad (3.18)$$

όπου ο μετασχηματιστής θεωρείται ιδανικός και $\beta(s) = g_m Z_{gs}$ είναι το κέρδος ρεύματος του τρανζίστορ FET. Ο αριθμητής της παραπάνω σχέσης αποτελείται από το κέρδος του ενισχυτή αναγόμενο στο ρεύμα πύλης του τρανζίστορ ($V_{out} = N(s)i_g$) και ο παρονομαστής ορίζει την εμπέδηση, που το κύκλωμα παρουσιάζει 'κοιτώντας' προς την πύλη του τρανζίστορ ($V_g = D(s)i_g = D(s)V_g/i_g$). Ο αριθμητής αποτελείται από τρεις όρους: το ενεργό κέρδος μέσω της διαγωγιμότητας του τρανζίστορ, την παθητική μετάδοση σήματος μέσω του μετασχηματιστή και την παθητική μετάδοση σήματος μέσω της χωρητικότητας C_{gd} . Από τα παραπάνω διαφαίνεται ότι η μεταφορά σήματος και από τις δύο κατευθύνσεις τελικά περιπλέκει την ανάλυση και η συνθήκη κατά την οποία επιτυγχάνεται η εξουδετέρωση της χωρητικότητας C_{gd} δεν είναι προφανής.

Για το λόγο αυτό χρησιμοποιούμε το γράφημα που παρουσιάζεται στο σχήμα 27 c. Υπό αυτές τις συνθήκες, η τάση εξόδου V_{out} θεωρείται ανεξάρτητη μεταβλητή και η τάση στην πύλη του τρανζίστορ είναι εξαρτημένη μεταβλητή. Στο σχήμα θεωρούμε ότι οποιαδήποτε εμπέδηση συνδέει την ανεξάρτητη μεταβλητή δεν έχει καμία επίδραση και δεν παρουσιάζεται στο σχήμα. Οι δύο βρόγχοι του σχήματος μοντελοποιούν την ανάστροφη διάδοση σήματος μέσω του μετασχηματιστή (H_x) και την ανάστροφη μετάδοση σήματος μέσω της χωρητικότητας C_{gd} (H_C). Από τη στιγμή που η h_{12} είναι αρνητική, οι δύο αυτοί βρόγχοι μπορούν εν δυνάμει να σχεδιαστούν, ώστε να αλληλοεξουδετερωθούν και να αδρανοποιήσουν την χωρητικότητα. Μια προσεγγιστική σχέση, που ορίζει τη συνθήκη, είναι η εξής:

$$\frac{n}{k} \approx \frac{C_{gs}}{C_{gd}} \quad (3.20)$$

3.6.1 Εναλλακτική προσέγγιση

Αν και η παραπάνω ανάλυση είναι πλήρης, δεν είναι εύχρηστη ως προς την ανάλυση και τη σύγκριση με άλλες δομές. Για τον λόγο αυτό θα παραθέσουμε στη συνέχεια δύο απλές σχέσεις για τον ενισχυτή STL, οι οποίες όμως είναι σε μια εύχρηστη μορφή, που επιτρέπει τη σύγκριση μεταξύ των διαφόρων δομών. Αναλύοντας το ισοδύναμο ασθενούς σήματος του σχήματος 26, έχουμε το σύστημα:

$$\begin{aligned} (V_{in} - V_{out})C_{gd1} &= (V_{out} - sM_{12}I_1)\left(\frac{1}{R_2 + sL_2}\right) + V_{out}sC_1 - gm_1(V_{in} - V_B) \\ (V_{in} - V_B)sC_{gs1} + gm_1(V_{in} - V_B) &= (V_B - sM_{12}I_2)\left(\frac{1}{R_1 + sL_1}\right) \\ I_2 &= \frac{0 - (V_{out} - sM_{12}I_1)}{R_2 + sL_2} \end{aligned} \quad (3.21)$$

Από τη λύση του συστήματος μπορεί να βρεθεί η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή STL. Στη συνέχεια θα δοθούν οι σχέσεις:

$$v_{source} = I_1 R_1 + I_1 s L_1 + s M_{12} I_2 \quad (3.22)$$

η οποία δίνει την τάση στην πηγή του τρανζίστορ και:

$$\frac{v_{out}}{i_2} = \frac{R_2 + s L_2}{s^2 L_2 C + s(R_2 C_1 + \gamma M_{12} I_1) + 1} \quad (3.23)$$

η οποία δίνει την ισοδύναμη εμπέδηση εξόδου του ενισχυτή και αποτελεί μια ένδειξη για το κέρδος. Στην παραπάνω σχέση, η παράμετρος γ' συνδέει το ρεύμα i_1 με την τάση εξόδου και μπορεί να βρεθεί από τη λύση του συστήματος που παρουσιάζεται στη σχέση (3.21). Οι σχέσεις (3.22) και (3.23) θα χρησιμοποιηθούν στο επόμενο κεφάλαιο για να γίνει μια άμεση σύγκριση μεταξύ των τοπολογιών.

Εδώ θα πρέπει να γίνει ένα σημαντικό σχόλιο: όπως διαφαίνεται από τη σχέση (3.22), η τάση στην πηγή του τρανζίστορ έχει έναν παραπάνω όρο ($s M_{12} I_2$) ο οποίος περιπλέκει αρκετά τη διαδικασία της δημιουργίας του δικτύωματος προσαρμογής σε σχέση με την τοπολογία του ενισχυτή **cascode**. Αυτό επηρεάζει κυρίως το εύρος συχνοτήτων στο οποίο μπορεί να επιτευχθεί η πλήρης προσαρμογή, ο λόγος στάσιμων κυμάτων κτλ. Παράλληλα, όλες οι βασικές σχέσεις (κέρδος, δείκτης θορύβου), οι οποίες ήταν απλές στην **cascode** τοπολογία, έχουν γίνει αρκετά περίπλοκες και εξαρτώνται από πολλές κατασκευαστικές παραμέτρους στην STL τοπολογία.

Από τα παραπάνω γίνεται προφανές ότι μέσω μαγνητικής ανάδρασης είναι δυνατόν να αδρανοποιηθεί η χωρητικότητα C_{gd} και, επομένως, να καλυφθεί η προδιαγραφή για την απομόνωση εισόδου-εξόδου του ενισχυτή. Παρόλα αυτά, υπάρχει μια σειρά προβλημάτων που υπάρχουν στη δομή και θα παρουσιαστούν στη συνέχεια:

1. Η τοπολογία επιτυγχάνει τη βελτίωση της απομόνωσης εισόδου-εξόδου μέσω μιας σημαντικής μείωσης στο κέρδος του ενισχυτή. Αυτό διαφαίνεται και από τις σχέσεις (3.22) και (3.23). Εκτός από την απαιτούμενη αρνητική ανάδραση (που περιγράφεται από τον όρο $s M_{12} I_2$ στη σχέση (3.22) και ουσιαστικά μειώνει το κέρδος, το κέρδος ελαττώνεται μέσω της μείωσης της ισοδύναμης εμπέδησης εξόδου, λόγω του όρου $\gamma s M_{12} I_1$ στη σχέση (3.23). Ο όρος αυτός είναι ένα ανεπιθύμητο προϊόν της διαδικασίας ανάδρασης, ο οποίος δεν βοηθάει στην βελτίωση του **reverse isolation**.
2. Η μειωμένη εμπέδηση εξόδου του ενισχυτή δεν είναι βέλτιστη όταν η εφαρμογή απαιτεί πλήρη ολοκλήρωση του συστήματος. Η εν γένει χαμηλή τιμή της εμπέδησης εξόδου σε υψίσυχη λειτουργία μειώνεται περαιτέρω λόγω του όρου $\gamma s M_{12} I_1$ στη σχέση (3.23), γεγονός που κάνει τον ενισχυτή να μην έχει ικανοποιητική απόδοση, όταν το φορτίο είναι μεγάλο και φανταστικό, όπως συμβαίνει στις **on-chip** εφαρμογές. Από τη στιγμή που η σύγχρονη τάση είναι για **SoC (System on Chip)** λύσεις, προφανώς ο ενισχυτής STL δεν αποτελεί βέλτιστη λύση.
3. Η χρήση της μαγνητικής ανάδρασης περιορίζει τόσο τις απόλυτες όσο και τις σχετικές διαστάσεις των πηνίων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν, αφού ο συντελεστής ζεύξης είναι άμεσα συνδεδεμένος με τη χωροταξική διάταξη των πηνίων.
4. Λόγω της δομής, δεν υπάρχει τρόπος να αλληλεπιδράσουν οι ενισχυτές σε μια διαφορετική τοπολογία, με αποτέλεσμα οι διαφορές τόσο στο πλάτος όσο και στη φάση μεταξύ των

διαφορικών εισόδων να μην μπορούν να αντισταθμιστούν και να μεταφέρονται ενισχυμένες στην έξοδο.

5. Βάσει της δομής δεν υπάρχουν εξωτερικά ή εσωτερικά σημεία ελέγχου της ανάδρασης, ώστε να γίνει βελτιστοποίηση της απόδοσης σε ένα κατασκευασμένο κύκλωμα.

Τα παραπάνω προβλήματα αντιμετωπίζονται με την προτεινόμενη δομή του ενισχυτή που αποτελεί αντικείμενο του πρώτου τμήματος αυτής της διδακτορικής διατριβής.

3.7 Επίλογος

Σκοπός του κεφαλαίου ήταν να παρουσιάσει κάποιες βασικές δομές ενισχυτών χαμηλού θορύβου που εν δυνάμει θα μπορούσαν να λειτουργήσουν υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας. Για κάθε μια από αυτές αναφέρθηκαν πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα, και σχολιάστηκε το κατά πόσο θα μπορούσαν να θεωρηθούν τοπολογίες γενικού σκοπού. Από την ανάλυση έγινε σαφές ότι, βιβλιογραφικά, δεν έχει αναφερθεί κάποια τοπολογία η οποία θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί ευρέως και να είναι γενικού σκοπού. Παράλληλα, παρουσιάστηκαν με αρκετή λεπτομέρεια δυο βασικές δομές: ο ενισχυτής τύπου **cascode** και ο ενισχυτής μονής μαγνητικής ανάδρασης. Από την ανάλυση διαφάνηκαν οι λόγοι που έκαναν την απλή, καλά ορισμένη και αποτελεσματική δομή του **cascode** ενισχυτή το βιομηχανικό στάνταρ, τα προηγούμενα χρόνια. Έγινε επίσης σαφές ότι, όταν ο στόχος της σχεδίασης είναι η ελάχιστη δυνατή τροφοδοσία, η δομή αυτή σίγουρα δεν αποτελεί πλέον τη βέλτιστη λύση. Τέλος, παρουσιάστηκε η δομή του ενισχυτή **STL** που βιβλιογραφικά, αποτελεί την πιο ολοκληρωμένη πρόταση για ενισχυτή ενός τρανζίστορ με δυνατότητα ολοκλήρωσης. Σκοπός της παρουσίασης ήταν να γίνει σαφής η αρχή λειτουργίας, καθώς και τα προβλήματα που η τοπολογία έχει, ώστε να οριστεί πλήρως το πλαίσιο της σχεδίασης της προτεινόμενης δομής ενισχυτή, που αποτελεί αντικείμενο του επόμενου κεφαλαίου.

Βιβλιογραφία

- [1] Jussi Ryynanen, "Low-Noise-Amplifiers for Integrated Multi-Mode Direct-Conversion Receivers", Helsinki University of Technology, Electronic Circuit Design Laboratory, 2004.
- [2] T. Rappaport, A. Annamalai, R. Buehrer and W. Tranter, "Wireless Communication: Past Events and a Future Perspective", IEEE Communication Mag., pp 148-160, May 2002
- [3] Hirad Samavati, Hamid R. Rategh, and Thomas H. Lee, "A 5-GHz Wireless LAN receiver front-end, IEEE JSSC, pp 765-772, May 2005.
- [4] B. Leung, VLSI for Wireless Communications, New Jersey, Prentice Hall, 2002, pp. 74-105.
- [5] D.J. Cassan and J.R. Long, " A 1-V Transformer Feedback Low-Noise Amplifier for 5-GHz Wireless LAN in 0.18-um CMOS," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 38 No. 3 pp. 427-435, Mar. 2003.
- [6] B. Georgescu, H. Pekau, J. Haslett, and J. McRory, " Tunable Coupled Inductor Q-Enhancement for Parallel Resonant LC Tanks." IEEE Transactions On Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 50, No. 10 pp 705-713, Oct.2003
- [7] A. R. Shahani, D.K. Shaeffer, and T.H. Lee, " A 12mW wide dynamic range CMOS front-end for a portable GPS receiver," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 32, pp 2061-2070, Dec. 1997
- [8] T. P. Liu, E. Westerwick, N. Rohami, and R. Yan, "5-GHz CMOS radio transceiver front-end chipset," IEEE Int. Solid-State Circuits (ISSCC) Dig Tech. Papers, Feb.2000 pp.320-321
- [9] D. K. Shaeffer, and T.H. Lee, " A-1.5V, 1.5-GHz CMOS Low Noise Amplifier," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.32, No.5 pp 745-759, May 1997
- [10] M. P. van der Heijden, L.C.N. de Vreede, and J.N. Burghartz, " On the Design of Unilateral Dual Loop Feedback Low-Noise Amplifiers With Simultaneous Noise, Impedance and IIP3 Match," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.39 No.10, pp 1127-1136, Oct. 2004
- [11] S. Pipilos and Y. Tsvividis, " RLC Active Filters with Electronically Tunable Centre Frequency and Quality Factor," Electronics Letters, Vol. 30, Issue 6, pp.472 – 474, Mar. 1994
- [12] J. R. Long, "Monolithic Transformers for Silicon RF IC Design," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 35 pp. 1368-1382, Sep. 2000
- [13] T. Nguyen, C.Kim, G.Ihm, M.Yang, and S. Lee, "CMOS Low-Noise Amplifier Design Optimization Techniques," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.52, No.5, May 2004

- [14] Y. K. Koutsoyannopoulos, and Y. Papananos, " Systematic Analysis and Modeling of Integrated Inductors and Transformers in RF IC Design," IEEE Transactions On Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing Vol. 47, No. 8 pp 699-713, Aug.2000
- [15] V. Aparin, "Linearization of CDMA Receiver Front-End" , PhD Thesis, University of California, San Diego, 2005
- [16] A.R. Shahani, D.K. Shaeffer ,and T.H. Lee, "A 12m W wide dynamic range CMOS front-end for a portable GPS receiver," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 32, pp. 2061–2070, Dec. 1997.
- [17] J.J. Zhou and D.J. Allstot, "Monolithic transformers and their application in a differential CMOS low-noise amplifier," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 33, pp.2020–2027, Dec. 1998
- [18] F.Behbahani, J.C.Leete, Y.Kishigami, A.Roithmeier, K.Hoshino, and A.A.Abidi, "A 2.4-GHz low-IF receiver for wideband WLAN in 0.6-um CMOS — Architecture and front-end," IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 35, pp. 1908–1916, Dec. 2000
- [19] R.Leroux, J.Janssens, and M.Steyaert, "A 0.8 dB ESD-protected 9mW CMOS LNA," in IEEE Int. Solid-State Circuits (ISSCC) Dig. Tech. Papers, Feb. 2001 , pp.410–411.
- [20] T.P. Liu, E. Westerwick, N. Rohani, and R. Yan, "5-GHz CMOS radio transceiver front-end chipset," in IEEE Int. Solid-State Circuits (ISSCC) Dig. Tech. Papers, Feb. 2000, pp. 320–321
- [21] H. Samavati, H. Rategh, and T.H. Lee, "A 5-GHz CMOS wireless LAN receiver front end" IEEE J. Solid-State Circuits, vol.35, pp. 765–772, May 2000.

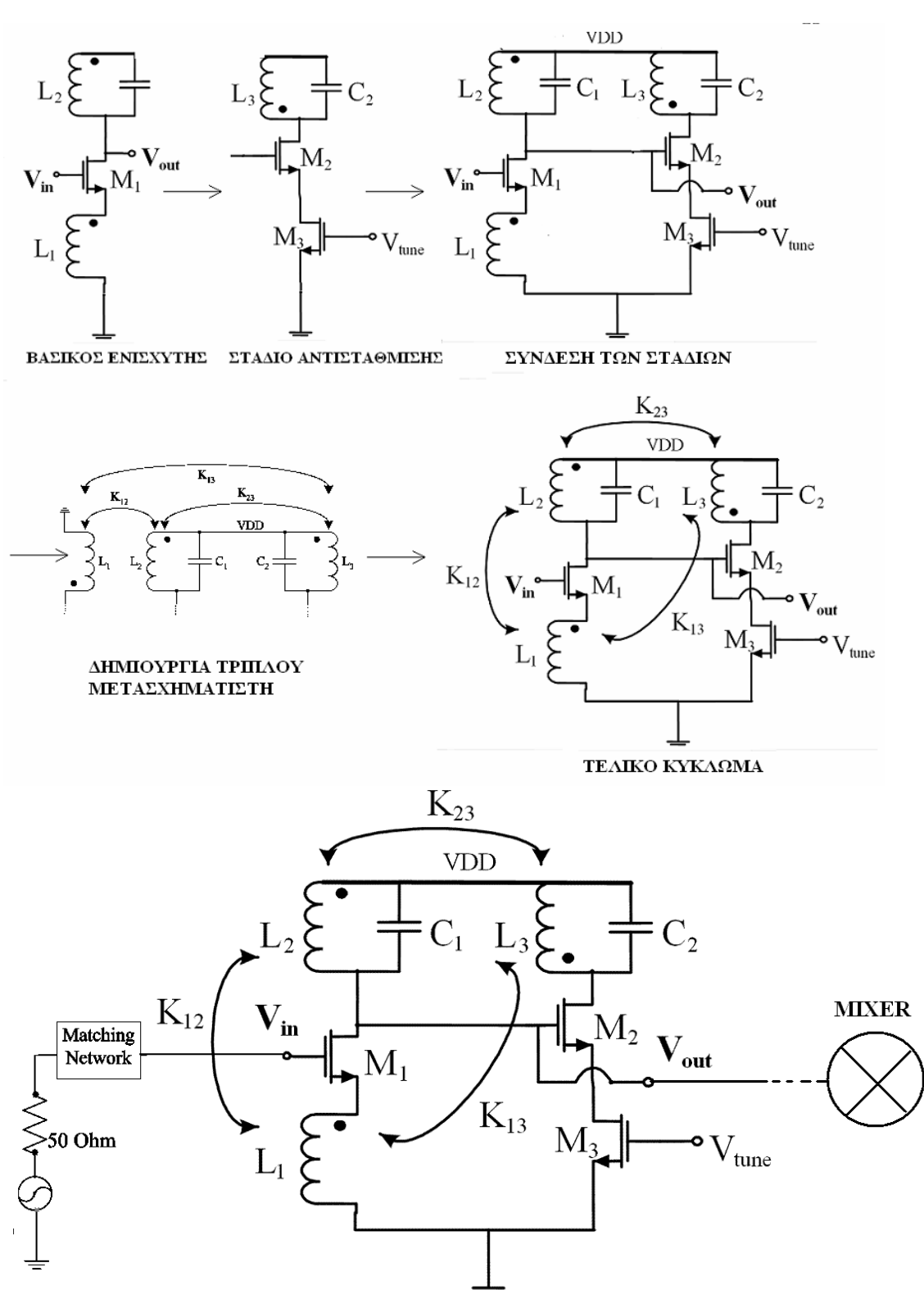
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ ΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΝΑΔΡΑΣΗΣ (TTL)

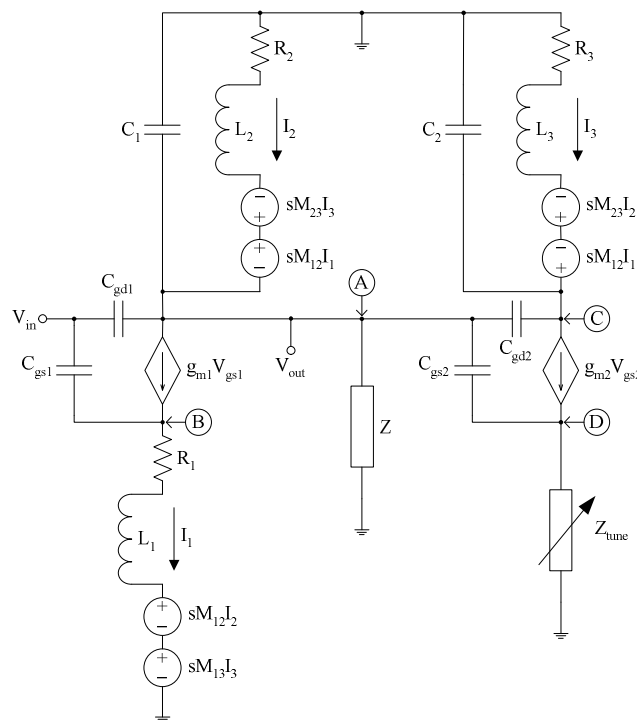
4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σκοπός του κεφαλαίου αυτού είναι να παρουσιάσει μια νέα δομή ενισχυτή χαμηλού θορύβου, χαμηλής τροφοδοσίας. Η προτεινόμενη δομή ονομάζεται Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου Πολλαπλής Μαγνητικής Ανάδρασης (Triple Transformer Low-Noise Amplifier, TTL). Με τη νέα αυτή τοπολογία επιτυγχάνεται ταυτόχρονα η ικανοποιητική απομόνωση μεταξύ εισόδου και εξόδου, εξαλείφοντας την ανάγκη για το *cascode* τρανζίστορ, ενώ επιλύονται και αρκετά από τα προβλήματα της δομής STL, που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Πιο συγκεκριμένα, η νέα δομή δεν αντιμετωπίζει προβλήματα μείωσης κέρδους, ενώ μπορεί ο σχεδιαστής να ορίσει το επίπεδο εμπέδησης εξόδου, ανάλογα με τις ανάγκες της σχεδίασης. Αυτό είναι ένα πολύ χρήσιμο χαρακτηριστικό, αφού κάνει τη δομή ιδιαίτερα κατάλληλη για SoC εφαρμογές. Επίσης, υπάρχει η δυνατότητα να ελεγχθεί η διαδικασία ανάδρασης μέσω μιας εξωτερικής τάσης ελέγχου, η οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο της τιμής του κέρδους της τοπολογίας σε ένα εύρος τιμών. Τέλος, λόγω της προτεινόμενης δομής του τριπλού μετασχηματιστή η φυσική σχεδίαση και το *layout* του LNA διευκολύνονται.

Η αρχή λειτουργίας της νέας δομής βασίζεται στην ταυτόχρονη εφαρμογή θετικής και αρνητικής ανάδρασης, χωρίς αυτές οι αναδράσεις να αλληλοεξουδετερώνονται. Αυτό



Σχήμα 28. Η διαδικασία δημιουργίας του ενισχυτή TPA και το τελικό κύκλωμα



Σχήμα 29. Το μοντέλο ασθενούς σήματος του ενισχυτή TTL

επιτυγχάνεται μέσω μαγνητικής ανάδρασης σε διαφορετικούς κόμβους της δομής. Η τοπολογία εξασφαλίζει τη σταθερότητα της δομής υπό συνθήκες θετικής ανάδρασης μέσω του εξωτερικού της ελέγχου και με τη χρήση τεχνικών σταθεροποίησης του κυκλώματος σε υψηλές συχνότητες.

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί η πλήρης εξίσωση, που δίνει τη συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή λαμβάνοντας υπόψη όλες τις χωρητικότητες των τρανζίστορ. Επίσης, θα δοθεί ένα σετ εξισώσεων που δίνει με αρκετά μεγάλη ακρίβεια τις συνεισφορές θορύβου από τα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος, ώστε να είναι δυνατή η εξαγωγή του δείκτη θορύβου της τοπολογίας χωρίς τη χρήση του προσομοιωτή. Τέλος, θα παρουσιαστεί και ένα σύστημα εξισώσεων, η λύση του οποίου δίνει τη συνάρτηση μεταφοράς από την έξοδο προς την είσοδο και που η ελαχιστοποίηση της οποίας δίνει τη βέλτιστη συμπεριφορά όσον αφορά την απομόνωση της εισόδου από την έξοδο. Όλα τα παραπάνω συστήματα εξισώσεων είναι πλήρη και περιλαμβάνουν βασικές παραμέτρους των μοντέλων, τόσο των ενεργών όσο και των παθητικών στοιχείων του κυκλώματος. Αυτό έγινε, ώστε τα συστήματα αυτά να λυθούν μέσω του μαθηματικού προγράμματος **MATLAB** και να γίνουν επαναληπτικές λύσεις, ώστε να βρεθεί η βέλτιστη, η οποία θα ελαχιστοποιεί ή θα μεγιστοποιεί, αντιστοίχως, τις παραμέτρους ενδιαφέροντος.

4.2 Ο Ενισχυτής TTL: Γενικά

Στο σχήμα 28 παρουσιάζεται η διαδικασία δημιουργίας του ενισχυτή πολλαπλής μαγνητικής ανάδρασης. Όπως διαφαίνεται στο σχήμα, ο βασικός ενισχυτής της τοπολογίας είναι μια απλή δομή ενός τρανζίστορ, το οποίο περιλαμβάνει το ενισχυτικό τρανζίστορ M_1 , το κύκλωμα συντονισμού (resonant tank) που αποτελείται από το πηνίο L_2 και τον πυκνωτή C_1 , και το πηνίο εκφυλισμού L_1 . Στη συνέχεια εισάγεται ένα υποκύκλωμα αντιστάθμισης. Το υποκύκλωμα αυτό αποτελείται από ένα κύκλωμα συντονισμού αποτελούμενο από τον πυκνωτή C_2 και το πηνίο L_3 (εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι η συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος αυτού είναι

υψηλότερη από τη συχνότητα λειτουργίας, για λόγους που θα εξηγηθούν στη συνέχεια), από το ενισχυτικό τρανζίστορ M_2 και το τρανζίστορ M_3 , το οποίο δουλεύει στην τριόδο και είναι εφοδιασμένο με μια εξωτερική τάση ελέγχου. Το υποκύκλωμα αντιστάθμισης συνδέεται στην έξοδο του βασικού ενισχυτή και τα τρία πηνία σχεδιάζονται και τοποθετούνται χωροταξικά με τέτοιο τρόπο, ώστε να δημιουργήσουν έναν τριπλό μετασχηματιστή.

Η τριπλή αυτή ζεύξη δημιουργεί τρία μονοπάτια ανάδρασης, που ανάλογα με την καλωδίωση των πηνίων (που καταδεικνύεται από την τελεία στο σχήμα) μπορεί να είναι θετική ή αρνητική. Στην συγκεκριμένη τοπολογία, που παρουσιάζεται στο σχήμα 28, η ανάδραση είναι αρνητική όσον αφορά τις ζεύξεις που μοντελοποιούνται από τους βρόγχους k_{12} και k_{13} , ενώ είναι θετική όσον αφορά τη ζεύξη λόγω του βρόγχου k_{23} . Μια ιδιαίτερα σημαντική παρατήρηση που πρέπει να γίνει εδώ είναι ότι η θετική και οι αρνητικές αναδράσεις εφαρμόζονται σε διαφορετικούς κόμβους της δομής, με αποτέλεσμα να μην αναιρούν η μια την άλλη. Μπορεί, επομένως, ο σχεδιαστής να τις αντιμετωπίσει ανεξάρτητα και να τις χρησιμοποιήσει κατάλληλα, για να επιτύχει ταυτόχρονα τη βέλτιστη απομόνωση εισόδου- εξόδου χωρίς να υπάρχει η αντίστοιχη μείωση του κέρδους.

Στο σχήμα 29 παρουσιάζεται το μοντέλο ασθενούς σήματος του ενισχυτή TTL. Η παρατήρηση που πρέπει να γίνει είναι ότι, στην περίπτωση αυτή λόγω της πολλαπλής ανάδρασης, έχουμε δύο εξαρτώμενες από ρεύμα πηγές τάσεως εν σειρά με το πηνίο φορτίου και δύο εξαρτώμενες από ρεύμα πηγές τάσεως εν σειρά το πηνίο εκφυλισμού, σε αντίθεση με τον ενισχυτή STL που υπήρχε μόνο μια. Θα δειχθεί στη συνέχεια με ποιο τρόπο οι πηγές αυτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την βελτίωση της απόδοσης του ενισχυτή.

Σε ένα πρώτο επίπεδο και εξετάζοντας εντελώς ποιοτικά το κύκλωμα, θα μπορούσαμε να πούμε ότι με την τοπολογία καταφέρνουμε να έχουμε δύο πηγές τάσης εξαρτώμενες από ρεύμα εν σειρά με το πηνίο εκφυλισμού ($sM_{12}I_2 + sM_{13}I_3$), οι οποίες δρουν προσθετικά και παράγουν το επιθυμητό σήμα, που αυξάνει την απομόνωση εισόδου-εξόδου. Ταυτόχρονα και ανεξάρτητα έχουμε και δύο πηγές τάσης εξαρτώμενες από ρεύμα ($sM_{12}I_2 - sM_{23}I_3$) εν σειρά με το πηνίο φορτίου, οι οποίες έχουν αντίθετο πρόσημο και μπορούν να αναιρέσουν η μια την άλλη και, έτσι, να αποφύγουμε τη μείωση κέρδους του ενισχυτή. Τα παραπάνω θα αποδειχθούν από την ανάλυση που ακολουθεί.

4.3 Ανάλυση του Ενισχυτή TTL

4.3.1 Η συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή

Για την ανάλυση του ενισχυτή θα χρησιμοποιηθεί το ισοδύναμο κύκλωμα που παρουσιάζεται στο σχήμα 29. Στο σχήμα αυτό το τρανζίστορ M_3 , που όπως έχει ήδη αναφερθεί, λειτουργεί στην γραμμική περιοχή, έχει αντικατασταθεί με το μοντέλο μιας μεταβλητής αντίστασης, ενώ στα μοντέλα του τρανζίστορ έχουν συμπεριληφθεί οι παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ πύλης και πηγής (C_{gs}) και μεταξύ πύλης και υποδοχής (C_{gd}). Επίσης ορίζονται τέσσερις ενδιάμεσοι κόμβοι A,B,C,D που καταδεικνύονται στο σχήμα και θα χρησιμοποιηθούν στην ανάλυση.

Εξετάζοντας το σχήμα 29, οι άγνωστοι είναι τα ρεύματα I_1 , I_2 και I_3 καθώς και οι τάσεις στους κόμβους A,B,C και D, όπως καταδεικνύονται στο σχήμα. Γράφοντας τις εξισώσεις κόμβων για τα ρεύματα, προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις:

$$\begin{aligned}
 I_2 &= \frac{0 - (V_A + sM_{12}I_1 - sM_{23}I_3)}{R_2 + sL_2} \\
 I_1 &= \frac{V_B - (sM_{12}I_2 - sM_{13}I_3)}{R_1 + sL_1} \\
 I_3 &= \frac{0 - (V_C - sM_{13}I_1 - sM_{23}I_2)}{R_3 + sL_3}
 \end{aligned} \tag{4.1}$$

Σε αυτό το σημείο θεωρούμε ότι οι τάσεις V_A, V_B, V_C είναι ενδιάμεσες μεταβλητές και θεωρούνται προς στιγμή γνωστές. Υπό αυτή την παραδοχή, τα ρεύματα I_1, I_2, I_3 μπορούν να γραφούν συναρτήσει αυτών των τάσεων.

$$\begin{aligned}
 I_2(R_2 + sL_2) + I_1(sM_{12}) + I_3(-sM_{23}) &= -V_A \\
 I_2(sM_{12}) + I_1(R_1 + sL_1) + I_3(-sM_{13}) &= V_B \\
 I_2(-sM_{23}) + I_1(-sM_{13}) + I_3(R_3 + sL_3) &= -V_C
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

Οι παραπάνω εξισώσεις μπορούν να γραφούν υπό μορφή συστήματος:

$$\begin{bmatrix} R_2 + sL_2 & sM_{12} & -sM_{23} \\ sM_{12} & R_1 + sL_1 & -sM_{13} \\ -sM_{23} & -sM_{13} & R_3 + sL_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_2 \\ I_1 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_A \\ V_B \\ -V_C \end{bmatrix} \tag{4.3}$$

Το σύστημα μπορεί να λυθεί και να δώσει τις τιμές των ρευμάτων. Η λύση του συστήματος δίδεται παρακάτω :

$$D = (R_2 + sL_2)[(R_1 + sL_1)(R_3 + sL_3) - (sM_{13})^2] - sM_{12}[sM_{12}(R_3 + sL_3) - s^2M_{13}M_{23}] - sM_{23}[-s^2M_{12}M_{13} + sM_{23}(R_1 + sL_1)]$$

$$D_{I_2} = \begin{bmatrix} -V_A & sM_{12} & -sM_{23} \\ V_B & R_1 + sL_1 & -sM_{13} \\ -V_C & -sM_{13} & R_3 + sL_3 \end{bmatrix} =$$

$$= -V_A[(R_1 + sL_1)(R_3 + sL_3) - (sM_{13})^2] - V_B[sM_{12}(R_3 + sL_3) - s^2M_{13}M_{23}] - V_C[-s^2M_{12}M_{13} + sM_{23}(R_1 + sL_1)]$$

$$D_{I_1} = \begin{bmatrix} R_1 + sL_1 & -V_A & -sM_{23} \\ sM_{12} & V_B & -sM_{13} \\ -sM_{23} & -V_C & R_3 + sL_3 \end{bmatrix} =$$

$$= V_A[sM_{12}(R_3 + sL_3) - s^2M_{13}M_{23}] + V_B[(R_2 + sL_2)(R_3 + sL_3) - (sM_{23})^2] + V_C[-(R_2 + sL_2)sM_{13} + s^2M_{12}M_{23}]$$

$$D_{I3} = \begin{bmatrix} R_2 + sL_2 & sM_{12} & -V_A \\ sM_{12} & R_1 + sL_1 & V_B \\ -sM_{23} & -sM_{13} & -V_C \end{bmatrix} =$$

$$-V_A[-s^2M_{12}M_{13} + sM_{23}(R_1 + sL_1)] - V_B[-sM_{13}(R_2 + sL_2) + s^2M_{12}M_{23}] - V_C[(R_2 + sL_2)(R_1 + sL_1) - (sM_{12})^2]$$

Για να γίνει πιο απλή η λύση του συστήματος, ορίζονται εκ νέου οι ενδιάμεσες μεταβλητές $P_{A,B,C}$, $S_{A,B,C}$ και $S'_{A,B,C}$. Επομένως, προκύπτει το νέο σύστημα εξισώσεων, που παρουσιάζεται παρακάτω.

$$I_2 = \frac{D_{I2}}{D} = P_A V_A + P_B V_B + P_C V_C$$

$$I_1 = \frac{D_{I1}}{D} = S_A V_A + S_B V_B + S_C V_C \quad (4.4)$$

$$I_3 = \frac{D_{I3}}{D} = S'_A V_A + S'_B V_B + S'_C V_C$$

Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι εξισώσεις κόμβων του κυκλώματος του σχήματος 29, οι οποίες με τη βοήθεια των παραπάνω εξισώσεων θα δώσουν την τελική συνάρτηση μεταφοράς του κυκλώματος. (Στις σχέσεις αυτές οι τάσεις στους κόμβους A, B, C, D εξακολουθούν να θεωρούνται γνωστές).

$$(V_{in} - V_A)sC_{gd1} + I_2 + (0 - V_A)sC_1 = \frac{V_A}{Z} + (V_A - V_C)sC_{gd2} - (V_A - V_D)sC_{gs2} + gm_1(V_{in} - V_B)$$

$$gm_1(V_{in} - V_B) + (V_{in} - V_B)sC_{gs1} = I_S$$

$$(0 - V_C)sC_2 + I_3 = (V_C - V_A)sC_{gd2} + gm_2(V_A - V_D) \quad (4.5)$$

$$gm_2(V_A - V_D) + (V_A - V_D)sC_{gs2} = \frac{V_D}{Z_{tune}}$$

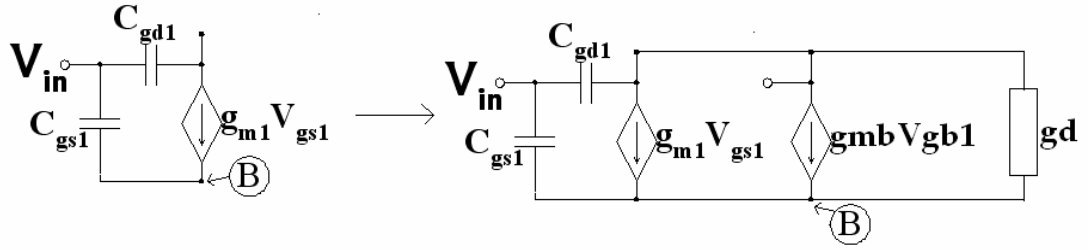
Συνδυάζοντας τις παραπάνω εξισώσεις με τις εξισώσεις (9), προκύπτουν οι ακόλουθες εξισώσεις :

$$V_A(sC_{gd1} + sC_1 + \frac{1}{Z} + sC_{gd2} + sC_{gs2} - P_A) + V_B(-gm_1 - P_B) + V_C(-sC_{gd2} - P_C) + V_D(-sC_{gs2}) = V_{in}(sC_{gd1} - gm_1)$$

$$V_A S_A + V_B(S_B + gm_1 + sC_{gs1}) + V_C S_C + V_D \cdot 0 = V_{in}(gm_1 + sC_{gs1}) \quad (4.6)$$

$$V_A(S'_A + sC_{gd2} - gm_2) + V_B S'_B + V_C(S'_C - sC_2 - sC_{gd2}) + V_D gm_2 = 0$$

$$V_A(gm_2 + sC_{gs2}) + V_B \cdot 0 + V_C \cdot 0 + V_D(-gm_2 - sC_{gs2} - \frac{1}{Z_{tune}}) = 0$$



Σχήμα 30. Το συμπληρωμένο μοντέλο ασθενούς σήματος του ενισχυτή TTL

Το παραπάνω σύστημα μπορεί να λυθεί και να δώσει την τελική συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή:

$$\begin{bmatrix} s(C_{cgd1} + C_{gd2} + C_{gs2}) + Z^{-1} - P_A & -(g_{m1} + P_B) & -(sC_{gd2} + P_C) & -sC_{gs2} \\ S_A & S_B + g_{m1} + sC_{gd2} & S_C & 0 \\ S'_A + sC_{gd2} - g_{m2} & S'_B & S'_C - s(C_2 + C_{gd2}) & g_{m2} \\ g_{m2} + sC_{gs2} & 0 & 0 & -g_{m2} + sC_{gs2} + Z_{tune}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{out} \\ V_B \\ V_C \\ V_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sC_{gd1} - g_{m1} \\ g_{m1} + sC_{gs1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \bullet V_{in} \quad (4.7)$$

Στο σύστημα αυτό η τάση V_A έχει αντικατασταθεί με την τάση V_{out} και το σύστημα μπορεί να λυθεί, για να δώσει τη συνάρτηση μεταφοράς. Για λόγους πληρότητας, στην εξίσωση αυτή θα μπορούσαν να συμπεριληφθούν και δύο ακόμα φαινόμενα της μοντελοποίησης του τρανζίστορ: η ισοδύναμη εμπέδηση εξόδου g_d και η διαγωγιμότητα λόγω του φαινομένου σώματος g_{mb} . Ουσιαστικά, χρησιμοποιούμε το ισοδύναμο μοντέλο για το τρανζίστορ, που παρουσιάζεται στο σχήμα 30. Επίσης, χρησιμοποιούμε ισοδύναμα μοντέλα για τις χωρητικότητες, που βασίζονται σε συγκέντρωση και μεταφορά φορτίου και είναι της μορφής που χρησιμοποιούν οι προσομοιωτές. Υπό αυτές τις συνθήκες, το σύστημα (4.7), που δίνει τη συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$\begin{bmatrix} (-s(C_{cgd1} + C_{gd2} + C_{gs2}) + Z^{-1} + g_{ds2} - P_A) & (g_{m1} + P_B + g_{mbd} + g_{ds1}) - sC_{ds1} & -sC_{gd2} + P_C & -sC_{gs2} \\ S_A + g_{ds1} - sC_{gd2} & S_B - g_{m1} - g_{ds1} - g_{mbd} - sC_{gd2} & S_C & 0 \\ S'_A - sC_{gd2} - g_{m2} & S'_B & S'_C - g_{ds2} - s(C_2 + C_{gd2}) & g_{m2} + g_{mbd} + g_{ds2} - sC_{ds2} \\ g_{m2} - sC_{gs2} & 0 & g_{ds2} - sC_{sd2} & -(g_{m2} + g_{ds2} + g_{mbd} + sC_{gs2} + Z_{tune}^{-1}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ou} \\ V_B \\ V_C \\ V_D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} sC_{gd1} - g_{m1} \\ g_{m1} + sC_{gs1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \bullet V_{in} \quad (4.8)$$

Η εξίσωση (4.8) μπορεί να λυθεί και θα δώσει την πλήρη συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή. Λόγω της πολυπλοκότητας της εξίσωσης που προκύπτει, είναι δύσκολο να εξαχθούν συμπεράσματα ως προς τη φυσική σημασία της εξίσωσης. Για το λόγο αυτό θα δοθούν, όπως και

στην περίπτωση του ενισχυτή STL, απλές εξισώσεις οι οποίες όμως διατηρούν τη φυσική σημασία της διαδικασίας. Αυτές είναι:

1. Η ισοδύναμη εμπέδηση εξόδου του ενισχυτή TTL. Στη σχέση αυτή, οι παράμετροι a και β συνδέουν τα ρεύματα I_3 και I_1 με την τάση εξόδου, αντίστοιχα, και μπορούν να βρεθούν από τη λύση της εξίσωσης (4.8).

$$\frac{v_{out}}{i_2} = \frac{R_2 + sL_2}{s^2 L_2 C + s(R_2 C_1 - \alpha M_{23} I_3 + \beta M_{12} I_1) + 1} \quad (4.9)$$

2. Η τάση στον κόμβο πηγής του ενισχυτικού τρανζίστορ M_1

$$v_{source} = I_1 R_1 + I_1 s L_1 + s M_{12} I_2 + s M_{13} I_3 \quad (4.10)$$

Οι δύο παραπάνω σχέσεις θα χρησιμοποιηθούν, περαιτέρω για να συγκριθούν οι δομές σε επόμενη ενότητα αυτού του κεφαλαίου.

Από τη μελέτη των απλών αυτών εξισώσεων προκύπτουν εν τούτοις δύο πολύ σημαντικά αποτελέσματα. Από την εξίσωση 4.9 προκύπτει ότι στον παρονομαστή της εξίσωσης υπάρχουν πλέον δύο όροι με διαφορετικό πρόσημο: ο όρος $\beta M_{12} I_2$, που προέρχεται από τη ζεύξη των πηνίων L_1 και L_2 και που ουσιαστικά μειώνει το κέρδος της τοπολογίας χωρίς να προσφέρει στην αύξηση της απομόνωσης εισόδου-εξόδου, και ο όρος $-\alpha M_{23} I_3$, ο οποίος προέρχεται από το στάδιο αντιστάθμισης (λόγω της ζεύξης των πηνίων L_3 και L_2) και που μπορεί να χρησιμοποιηθεί, για να εξαλείψει τον όρο $\beta M_{12} I_2$. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται τόσο η αύξηση του κέρδους της τοπολογίας, όσο και η αύξηση της εμπέδησης εξόδου. Υπό συνθήκες και εάν είναι απαραίτητο, ο όρος $-\alpha M_{23} I_3$ μπορεί να γίνει μεγαλύτερος από τον $\beta M_{12} I_2$, ώστε να έχουμε περαιτέρω αύξηση του κέρδους μέσω της αύξησης του συντελεστή ποιότητας του πηνίου L_2 . Σε αυτή την περίπτωση, λόγω της αυξημένης θετικής ανάδρασης, θα πρέπει να υπάρξει πρόβλεψη, ώστε ο ενισχυτής να μην ταλαντώσει. Το θέμα της ευστάθειας του ενισχυτή θα αποτελέσει αντικείμενο επόμενης ενότητας.

Η εξίσωση 4.10 περιλαμβάνει δύο όρους, που προέρχονται από τη μαγνητική ζεύξη: ο όρος $s M_{12} I_2$, που προέρχεται από την ζεύξη των πηνίων L_1 και L_2 και ο όρος $s M_{23} I_3$ λόγω της ζεύξης των πηνίων L_3 και L_2 . Και οι δύο αυτοί όροι, λόγω της κατάλληλης φοράς των μαγνητικών πεδίων, αποτελούν βρόγχους αρνητικής ανάδρασης, που αυξάνουν την απομόνωση μεταξύ εισόδου και εξόδου της τοπολογίας. Με τον τρόπο αυτό, η απαιτούμενη μαγνητική ανάδραση μοιράζεται και είναι δυνατό να επιτευχθεί το επιθυμητό αποτέλεσμα με μικρότερους συντελεστές ζεύξης μεταξύ των πηνίων. Αυτό είναι ιδιαίτερα σημαντικό όσον αφορά τη φυσική σχεδίαση (layout) του ενισχυτή.

Τέλος, πρέπει να τονιστεί ότι, αφού η θετική και αρνητική ανάδραση εφαρμόζονται σε διαφορετικούς κόμβους της τοπολογίας, δεν υπάρχει αμοιβαία εξουδετέρωση και το ποσό της κάθε ανάδρασης μπορεί να οριστεί σχετικά ανεξάρτητα από της άλλης. Με βάση τα παραπάνω, γίνεται σαφές ότι με την προτεινόμενη τοπολογία μπορούμε πλέον να επιτύχουμε ταυτόχρονα μεγάλο κέρδος, ικανοποιητική απομόνωση εισόδου-εξόδου και να ορίσουμε το επίπεδο εμπέδησης εξόδου, που η εφαρμογή απαιτεί.

Στις επόμενες ενότητες θα μελετηθούν η απόδοση του ενισχυτή όσο αφορά το

θορύβου, καθώς και η απόδοση σχετικά με την απομόνωση της εισόδου από την έξοδο.

4.3.2 Η εξαγωγή του δείκτη θορύβου του ενισχυτή

Η εξαγωγή του δείκτη θορύβου του ενισχυτή με θεωρητικούς υπολογισμούς είναι μια αρκετά πολύπλοκη διαδικασία, η οποία όμως είναι απαραίτητο να γίνει τόσο λόγω της σπουδαιότητας του θορύβου ως προδιαγραφής για τον LNA, όσο και διότι η μαθηματικοποίηση των σχέσεων μπορεί να χρησιμοποιηθεί με την χρήση κατάλληλων μαθηματικών προγραμμάτων, (τα οποία θα λύνουν τα συστήματα με επαναληπτικές διαδικασίες ώστε να προκύψει ελαχιστοποίηση καταλλήλων μεταβλητών) με απώτερο σκοπό τη βελτιστοποίηση της σχεδίασης για ελαχιστοποίηση του θορύβου.

Η διαδικασία εξαγωγής του θορύβου της τοπολογίας βασίζεται στον ορισμό του είδους και του ποσού θορύβου που εισάγουν τα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος και στη λύση της συνάρτησης μεταφοράς, θεωρώντας ως είσοδο το σήμα θορύβου και έξοδο την πραγματική έξοδο του ενισχυτή. Η ανάλυση που ακολουθεί είναι πλήρης και λαμβάνει υπόψη τόσο τα ενεργά (τρανζίστορ) όσο και τα παθητικά (παρασιτικές αντιστάσεις) στοιχεία του κυκλώματος. Οι σχέσεις που δόθηκαν στην προηγούμενη ενότητα θα χρησιμοποιηθούν για να εξαχθούν τα συστήματα εξισώσεων, που παρουσιάζονται παρακάτω. Για λόγους χώρου, θα οριστούν ενδιάμεσες μεταβλητές:

$$D = (R_2 + sL_2)[(R_1 + sL_1)(R_3 + sL_3) - (sM_{13})^2] - sM_{12}[sM_{12}(R_3 + sL_3) - s^2M_{13}M_{23}] - sM_{23}[-s^2M_{12}M_{13} + sM_{23}(R_1 + sL_1)]$$

$$P_A = \frac{(sM_{13})^2 - (R_1 + sL_1)(R_3 + sL_3)}{D}$$

$$P_B = \frac{(sM_{13}sM_{23} - sM_{12}(R_3 + sL_3))}{D}$$

$$P_C = \frac{(-sM_{12}sM_{23} + sM_{23}(R_1 + sL_1))}{D}$$

$$S_A = \frac{(sM_{12}(R_3 + sL_3) - sM_{13}sM_{32})}{D}$$

$$S_B = \frac{((R_2 + sL_2)(R_3 + sL_3) - sM_{23})^2}{D}$$

$$S_{CC} = \frac{(-sM_{12}sM_{23} + (R_3 + sL_3)sM_{13})}{D}$$

$$S_{AT} = \frac{(-sM_{12}sM_{31} + sM_{23}(R_1 + sL_1))}{D}$$

$$S_{BT} = \frac{(-sM_{31}(R_2 + sL_2) + sM_{21}sM_{32})}{D}$$

$$S_{CT} = \frac{(sM_{12})^2 - (R_2 + sL_2)(R_1 + sL_1)}{D}$$

$$P(1,1) = P_A - Z^{-1} - g_{ds1} - s(C_1 + C_{dd1} + C_{gg2})$$

$$P(1,2) = P_B + g_{m1} + g_{mbs1} - sC_{ds1} + g_{ds1}$$

$$P(1,3) = P_C - sC_{gd2}$$

$$P(1,4) = -sC_{gs2}$$

$$P(2,1) = -S_A + g_{ds1} - sC_{sd1}$$

$$P(2,2) = -S_B - g_{m1} - g_{ds1} - g_{mbs1} - sC_{ss1}$$

$$P(2,3) = -S_{CC}$$

$$P(2,4) = 0$$

$$P(3,1) = S_{AT} - sC_{gd2} - g_{m2}$$

$$P(3,2) = S_{BT}$$

$$P(3,3) = S_{CT} - g_{ds2} - s(C_2 + C_{dd2})$$

$$P(3,4) = g_{m2} + g_{mbs2} + g_{ds2} - sC_{ds2}$$

$$P(4,1) = g_{m2} - sC_{sg2}$$

$$P(4,2) = 0$$

$$P(4,3) = g_{ds2} - sC_{sd2}$$

$$P(4,4) = -(g_{m2} + g_{ds2} + g_{mbs2} + sC_{ss2} + R_{tune}^{-1})$$

$$I(1,1) = sC_{gd1} + g_{m1}$$

$$I(2,1) = -g_{m1} + sC_{sg1}$$

Με βάση τις παραπάνω μεταβλητές θα οριστούν τα συστήματα εξισώσεων, που ορίζουν τις συνεισφορές θορύβου από τα διάφορα στοιχεία του κυκλώματος.

1. Συνεισφορά θορύβου από το τρανζίστορ M_1

Για να ορίσουμε το θόρυβο, ορίζουμε το θόρυβο του τρανζίστορ ως εξής:

$$I_{th} = \gamma K T g_{m1} \tag{4.11}$$

Το σύστημα που δίνει την τάση θορύβου στην έξοδο είναι:

$$\begin{bmatrix} P(1,1) & P(1,2) & P(1,3) & P(1,4) & -I(1,1) \\ P(2,1) & P(2,2) & P(2,3) & P(2,4) & -I(2,1) \\ P(3,1) & P(3,2) & P(3,3) & P(3,4) & -I(3,1) \\ P(4,1) & P(4,2) & P(4,3) & P(4,4) & -I(4,1) \\ -sC_{gd1} & -sC_{gs1} & 0 & 0 & -Z_{in}^{-1} + sC_{gg1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} I_{thM1}$$

2. Συνεισφορά θορύβου από το τρανζίστορ M_2

Για να ορίσουμε το θόρυβο που προέρχεται από το τρανζίστορ M_2 , χρησιμοποιούμε την εξίσωση 4.11 και ορίζουμε το σύστημα που δίνει την τάση θορύβου στην έξοδο:

$$\begin{bmatrix} P(1,1) & P(1,2) & P(1,3) & P(1,4) & -I(1,1) \\ P(2,1) & P(2,2) & P(2,3) & P(2,4) & -I(2,1) \\ P(3,1) & P(3,2) & P(3,3) & P(3,4) & -I(3,1) \\ P(4,1) & P(4,2) & P(4,3) & P(4,4) & -I(4,1) \\ -sC_{gd1} & -sC_{gs1} & 0 & 0 & -Z_{in}^{-1} + sC_{gg1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \\ -1 \\ 0 \end{bmatrix} I_{thM2}$$

3. Συνεισφορά θορύβου από την παρασιτική αντίσταση στην πηγή του τρανζίστορ M_2

Για να ορίσουμε το θόρυβο που προέρχεται από την παρασιτική αντίσταση στην πηγή του τρανζίστορ M_2 , χρησιμοποιούμε την ακόλουθη σχέση:

$$V_{thR2} = 4KTR_{tune} \quad (4.12)$$

και ορίζουμε το σύστημα που δίνει την τάση θορύβου στην έξοδο:

$$\begin{bmatrix} P(1,1) & P(1,2) & P(1,3) & P(1,4) & -I(1,1) \\ P(2,1) & P(2,2) & P(2,3) & P(2,4) & -I(2,1) \\ P(3,1) & P(3,2) & P(3,3) & P(3,4) & -I(3,1) \\ P(4,1) & P(4,2) & P(4,3) & P(4,4) & -I(4,1) \\ -sC_{gd1} & -sC_{gs1} & 0 & 0 & -Z_{in}^{-1} + sC_{gg1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ R_{tune}^{-1} \\ 0 \end{bmatrix} I_{thM2}$$

4. Συνεισφορά θορύβου από την παρασιτική αντίσταση του πηνίου L_2

Για να ορίσουμε το θόρυβο που προέρχεται από την παρασιτική αντίσταση του πηνίου L_2 , χρησιμοποιούμε την εξίσωση 4.12, που δίνει το θερμικό θόρυβο της αντίστασης, και ορίζουμε το σύστημα που δίνει την τάση θορύβου στην έξοδο:

$$\begin{bmatrix} P(1,1) & P(1,2) & P(1,3) & P(1,4) & -I(1,1) \\ P(2,1) & P(2,2) & P(2,3) & P(2,4) & -I(2,1) \\ P(3,1) & P(3,2) & P(3,3) & P(3,4) & -I(3,1) \\ P(4,1) & P(4,2) & P(4,3) & P(4,4) & -I(4,1) \\ -sC_{gd1} & -sC_{gs1} & 0 & 0 & -Z_{in}^{-1} + sC_{gs1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -P_A \\ S_A \\ -S_{AT} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{thR2}$$

5. Συνεισφορά θορύβου από την παρασιτική αντίσταση του πηνίου L_1

Για να ορίσουμε το θόρυβο που προέρχεται από την παρασιτική αντίσταση του πηνίου L_1 , χρησιμοποιούμε την εξίσωση 4.12, που δίνει το θερμικό θόρυβο της αντίστασης, και ορίζουμε το σύστημα που δίνει την τάση θορύβου στην έξοδο:

$$\begin{bmatrix} P(1,1) & P(1,2) & P(1,3) & P(1,4) & -I(1,1) \\ P(2,1) & P(2,2) & P(2,3) & P(2,4) & -I(2,1) \\ P(3,1) & P(3,2) & P(3,3) & P(3,4) & -I(3,1) \\ P(4,1) & P(4,2) & P(4,3) & P(4,4) & -I(4,1) \\ -sC_{gd1} & -sC_{gs1} & 0 & 0 & -Z_{in}^{-1} + sC_{gs1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -P_B \\ S_B \\ -S_{BT} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{thR1}$$

6. Συνεισφορά θορύβου από την παρασιτική αντίσταση του πηνίου L_3

Για να ορίσουμε το θόρυβο που προέρχεται από την παρασιτική αντίσταση του πηνίου L_3 , χρησιμοποιούμε την εξίσωση 4.12 που δίνει το θερμικό θόρυβο της αντίστασης, και ορίζουμε το σύστημα που δίνει την τάση θορύβου στην έξοδο:

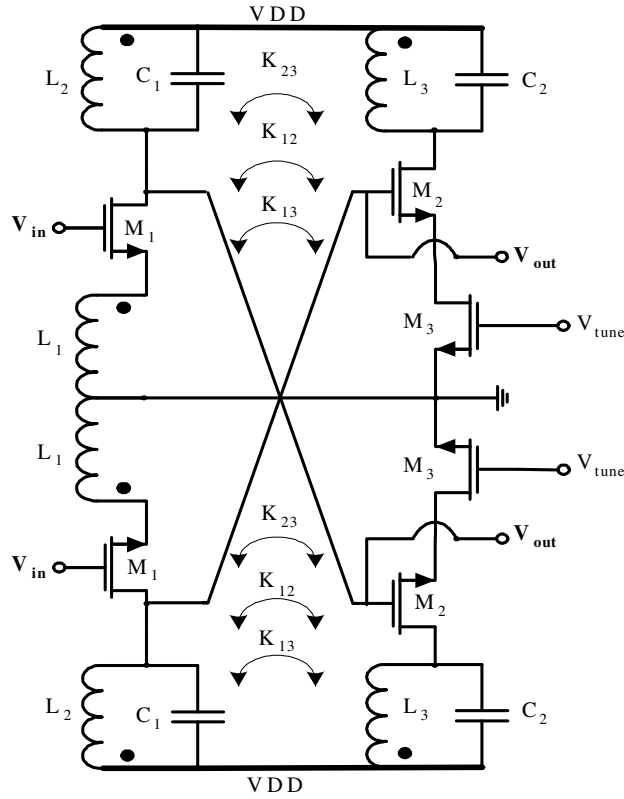
$$\begin{bmatrix} P(1,1) & P(1,2) & P(1,3) & P(1,4) & -I(1,1) \\ P(2,1) & P(2,2) & P(2,3) & P(2,4) & -I(2,1) \\ P(3,1) & P(3,2) & P(3,3) & P(3,4) & -I(3,1) \\ P(4,1) & P(4,2) & P(4,3) & P(4,4) & -I(4,1) \\ -sC_{gd1} & -sC_{gs1} & 0 & 0 & -Z_{in}^{-1} + sC_{gs1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \\ V_D \\ V_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -P_C \\ S_{CC} \\ -S_{CT} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} V_{thR3}$$

Από τη λύση των παραπάνω συστημάτων προκύπτουν οι συνεισφορές θορύβου, που προέρχονται από το κύκλωμα. Στον κώδικα **MATLAB**, που παρατίθεται στο παράρτημα αυτής της εργασίας, έχουν περιληφθεί και οι πηγές θορύβου που προέρχονται από το δικτύωμα προσαρμογής και, επομένως, η ανάλυση θορύβου είναι πλήρης. Από τις προσομοιώσεις που έγιναν, αποδείχτηκε ότι ο κώδικας **MATLAB** υπολογίζει το **NF** της τοπολογίας σε συμφωνία με την προσομοίωση του προγράμματος **CADENCE** σε ποσοστό **0,1%**. Υπό αυτή την έννοια, ο κώδικας θεωρήθηκε αξιόπιστος και με βάση αυτόν έγινε η βελτιστοποίηση της τοπολογίας, αφού στον κώδικα υπήρχαν βρόγχοι οι οποίοι έλυναν επαναληπτικά τα συστήματα εξισώσεων με σκοπό να ελαχιστοποιούσαν το δείκτη θορύβου με ταυτόχρονη βέλτιστη συμπεριφορά όσο αν αφορά το κέρδος και την απομόνωση εισόδου-εξόδου. Από τις προσομοιώσεις αλλά και από τον κώδικα βελτιστοποίησης διαφαίνεται ότι το στάδιο αντιστάθμισης συνεισφέρει στη συνολική ποσότητα θορύβου σε ποσοστό λιγότερο από **4%**, ακόμα και στην περίπτωση που το ρεύμα που διαρρέει το στάδιο αυτό οριστεί στη μέγιστη τιμή του. Αυτό είναι μια πολύ σημαντική παρατήρηση, αφού ουσιαστικά αποδεικνύεται ότι η εισαγωγή του σταδίου αντιστάθμισης βελτιώνει την απόδοση κέρδους και απομόνωσης εισόδου-εξόδου χωρίς όμως να επηρεάζει δραστικά την απόδοση θορύβου του ενισχυτή.

Ποιοτικά, μπορούμε να εξηγήσουμε την ελάχιστη αύξηση του συντελεστή θορύβου του ενισχυτή, αν θεωρήσουμε ότι ο θερμικός θόρυβος της παρασιτικής αντίστασης R_3 του πηνίου L_3 του σταδίου αντιστάθμισης επάγεται στην έξοδο με κέρδος μικρότερο της μονάδας, αφού ο συντελεστής ζεύξης k_{23} είναι, σε κάθε περίπτωση, μικρότερος της μονάδας (στις προσομοιώσεις, ο συντελεστής ζεύξης είχε ονομαστική τιμή ίση με **0.8**, ο οποίος τελικά μετρήθηκε ίσος με **0.72** από τις προσομοιώσεις που έγιναν με το λογισμικό λύσης του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου). Στην περίπτωση που εξετάζουμε, η τιμή της παρασιτικής αυτής αντίστασης είναι εν γένει μικρή, λόγω μικρής τιμής του πηνίου και λόγω σχετικά μεγάλου συντελεστή ποιότητας (οι προσομοιώσεις έδειξαν τιμή για το συντελεστή ποιότητας ίση με **16**, ενώ οι προσομοιώσεις μαγνητικού πεδίου έδειξαν αντίστοιχη τιμή ίση με **14.2**). Επομένως, η συνεισφορά θορύβου από την αντίσταση αυτή είναι ελάχιστη. Επιπροσθέτως, το σταθερό ρεύμα που διαρρέει το στάδιο αντιστάθμισης είναι μικρό (της τάξεως των **1-1.5mA**) και το τρανζίστορ M_3 , που λειτουργεί στην γραμμική περιοχή λειτουργίας έχει μικρό μήκος. Όταν οι συνεισφορές θορύβου των δύο αυτών στοιχείων επαχθούν στην έξοδο (και πάλι με κέρδος μικρότερο της μονάδας, αφού επάγονται μέσω του μετασχηματιστή L_3, L_2 με συντελεστή ζεύξης **0.72**) αναμένουμε να έχουν πολύ μικρή συνεισφορά στο συνολικό θόρυβο της τοπολογίας.

4.3.3 Η απομόνωση εισόδου-εξόδου του ενισχυτή

Η μελέτη της απομόνωσης εισόδου-εξόδου αποτελεί ένα πολύ σημαντικό τμήμα της ανάλυσης, αφού, όπως έχει ήδη αναφερθεί, από τη στιγμή που έχουμε τοπολογίες με ένα μόνο τρανζίστορ το πρόβλημα μειωμένης απομόνωσης είναι εγγενές. Στην περίπτωση του συστήματος ενός δέκτη, η προδιαγραφή αποκτά ιδιαίτερη σημασία, διότι υπάρχει στον μίκτη που ακολουθεί τον ενισχυτή το πολύ ισχυρό σήμα του τοπικού ταλαντωτή (**LO signal**). Το σήμα αυτό, που χρησιμοποιείται για να ανοιγοκλείνει τα τρανζίστορ του μίκτη, μπορεί μέσω παρασιτικών δρόμων να παρουσιαστεί στην είσοδο του ενισχυτή, να υπερτεθεί στο λαμβανόμενο σήμα και ουσιαστικά να καταστρέψει τη διαδικασία της λήψης. Το πιο κρίσιμο μονοπάτι στην περίπτωση μας είναι αυτό διαμέσου της παρασιτικής χωρητικότητας C_{gd} . Για να αναλυθεί το φαινόμενο, θεωρούμε ένα σήμα στην έξοδο του ενισχυτή και βρίσκουμε τη συνάρτηση μεταφοράς, θεωρώντας ως κόμβο εξόδου την είσοδο του ενισχυτή. Με βάση τις παραπάνω παραδοχές, έχουμε το ακόλουθο σύστημα:



Σχήμα 31. Η διαφορετική εκδοχή του προτεινόμενου ενισχυτή.

$$\begin{bmatrix}
 Z_{in}^{-1} + sC_{gg1} & sC_{gs1} & 0 & 0 \\
 g_{m1} - sC_{sg1} & -(S_B + g_{m1} + g_{ds1} + g_{mbs1} + sC_{ss1}) & -S_{CC} & 0 \\
 0 & S_{BT} & S_{CT} - g_{ds2} - s(C_2 + C_{dd2}) & g_{m2} + g_{mbs2} + g_{ds2} - sC_{ds2} \\
 0 & 0 & g_{ds2} - sC_{sd2} & -(g_{m2} + g_{ds2} + g_{mbs2} + sC_{ss2} + Z_{tune}^{-1})
 \end{bmatrix}
 \begin{bmatrix}
 V_A \\
 V_B \\
 V_C \\
 V_D
 \end{bmatrix} =
 \begin{bmatrix}
 sC_{gd1} \\
 S_A + sC_{dg2} - g_{ds1} \\
 -S_{AT} + sC_{dg2} + g_{m2} \\
 -g_{m2} + sC_{sg2}
 \end{bmatrix} V_{OUT}$$

Με βάση το παραπάνω σύστημα, μπορούμε να αποκτήσουμε μια καλή ένδειξη για την απόδοση του ενισχυτή. Χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα **MATLAB**, είναι δυνατό να ελαχιστοποιήσουμε τη συνάρτηση του παραπάνω συστήματος, δηλαδή να θέσουμε την τιμή του V_{out}/V_{in} όσο το δυνατό μικρότερη.

Στις παραπάνω ενότητες παρουσιάστηκε η μαθηματική ανάλυση, που καλύπτει τον πυρήνα του προτεινόμενου ενισχυτή. Όπως είναι προφανές, η πλήρης ανάλυση είναι δύσκολο να γίνει με χειρόγραφους υπολογισμούς και είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθεί κάποιου είδους προσομοιωτής. Παρόλα αυτά, όμως, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε μια απλουστευμένη μορφή των εξισώσεων αυτών, για να συγκρίνουμε τη δομή με αυτές που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο και για να αξιολογήσουμε την απόδοσή της. Πριν γίνει, όμως, αυτό θα

παρουσιάσουμε τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά του προτεινόμενου ενισχυτή, ώστε η σύγκριση να μπορεί να είναι πλήρης.

4.3.4 Η διαφορική λειτουργία του ενισχυτή

Η προτεινόμενη δομή μπορεί να λειτουργήσει ως διαφορικός ενισχυτής βάσει της τοπολογίας που παρουσιάζεται στην προηγούμενη σελίδα, στο σχήμα 31. Το σχήμα 31 περιλαμβάνει το συνολικό ενισχυτή διαφορικής εισόδου και εξόδου. Όπως φαίνεται στο σχήμα, οι κόμβοι εξόδου των ενισχυτών έχουν διασταυρωθεί και η φορά της καλωδίωσης των πηνίων των σταδίων αντιστάθμισης έχουν αναστραφεί (η φορά ορίζεται από την τελεία στο σχήμα). Ουσιαστικά, το στάδιο αντιστάθμισης κάθε ενισχυτή έχει ως είσοδο την έξοδο του συμπληρωματικού του ενισχυτή. Γι' αυτό το λόγο έχει γίνει και η αλλαγή της φοράς της καλωδίωσης, ώστε οι αναδράσεις να παραμένουν σωστές στην περίπτωση που το σήμα του σταδίου αντιστάθμισης είναι σε διαφορά φάσης 180° , σε σχέση με τον απλό ενισχυτή μονής εισόδου-εξόδου.

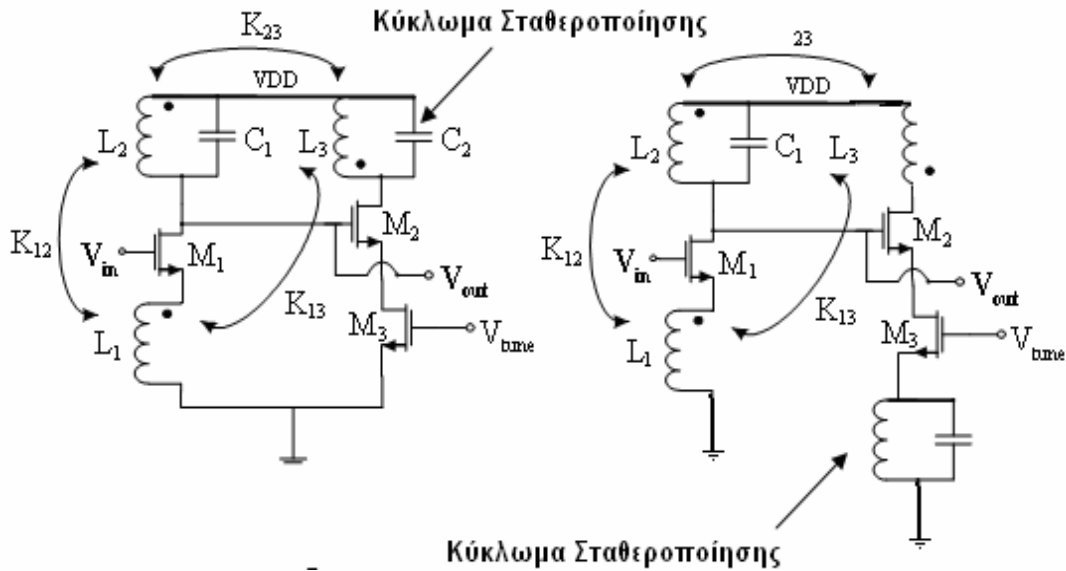
Με τη χρήση αυτής της τοπολογίας, είναι δυνατή η εξάλειψη των πιθανών διαφορών στο πλάτος των διαφορικών εισόδων του ενισχυτή. Τέτοιες διαφορές είναι σχεδόν βέβαιο ότι θα υπάρξουν, κυρίως λόγω των μη ιδανικοτήτων του **balun** που χρησιμοποιείται στην πλακέτα, για να εισαχθεί το σήμα στο ολοκληρωμένο. Τυπικές τιμές για τις διαφορές αυτές είναι της τάξεως των 1 με 2dB, ανάλογα με τον κατασκευαστή. Ο μηχανισμός που εξαλείφει αυτές τις διαφορές βασίζεται στο ότι το ποσοστό της αύξησης του κέρδους, λόγω ανάδρασης στον κόμβο εξόδου του ενισχυτή που έλαβε υψηλό σήμα στην είσοδό του, ορίζεται από το σήμα εξόδου του ενισχυτή που έλαβε χαμηλότερο σήμα στην είσοδό του, με αποτέλεσμα περιορισμένη αύξηση του κέρδους από το στάδιο αντιστάθμισης. Το αντίστροφο συμβαίνει στο συμπληρωματικό ενισχυτή, όπου παρατηρείται σημαντική αύξηση του κέρδους λόγω θετικής ανάδρασης. Αφού το συνολικό κέρδος του ενισχυτή ορίζεται από το συνιστάμενο κέρδος του απ' ευθείας κέρδους της τοπολογίας και της συνεισφοράς κέρδους λόγω της αναδράσεως, τα κέρδη στους δύο κόμβους εξόδου τείνουν να εξισωθούν. Προφανώς, το ποσοστό που μπορεί να βελτιωθεί η απόδοση είναι συνάρτηση του μέγιστου κέρδους, που το στάδιο αντιστάθμισης μπορεί να δώσει, το οποίο είναι της τάξεως των 3-4dB. Σε μια τυπική περίπτωση, η διαφορά πλάτους που περιμένουμε από το **balun** είναι της τάξεως του 1-2dB, και επομένως περιμένουμε μια αρκετά καλή απόδοση από τον διαφορικό LNA. Αξίζει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση του ενισχυτή μονής ανάδρασης, τα κέρδη στους δύο κόμβους δεν αλληλεπιδρούν και, επομένως, μια οποιαδήποτε διαφορά στα διαφορικά σήματα εξόδου όχι μόνο δεν θα εξαλειφθεί, αλλά θα ενισχυθεί σε ποσοστό ίδιο με το κέρδος της τοπολογίας.

4.3.5 Η σταθερότητα του ενισχυτή

Σε έναν οποιονδήποτε ενισχυτή, ανεξαρτήτως της τοπολογίας και της συχνότητας λειτουργίας, είναι απαραίτητο να διασφαλιστεί η σταθερότητα του συστήματος. Στη συγκεκριμένη περίπτωση του προτεινόμενου ενισχυτή, από την εξίσωση (4.9) η σταθερότητα του συστήματος θα μπορούσε να διασφαλιστεί, εάν:

$$\alpha M_{23} I_3 \leq R_2 C_1 + \beta M_{12} I_1 \quad (4.13)$$

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, οι παράγοντες α και β μπορούν να βρεθούν από τη λύση του συστήματος που δίνεται στην εξίσωση (4.8). Η παραπάνω ανισότητα ουσιαστικά διασφαλίζει ότι δεν θα υπάρξει μετακίνηση ενός πόλου της συνάρτησης μεταφοράς λόγω θετικής αναδράσεως στο δεξιό μιγαδικό ημιπίεδο, το οποίο θα σήμαινε ότι ο ενισχυτής θα ταλάνωνε υπό οποιοσδήποτε



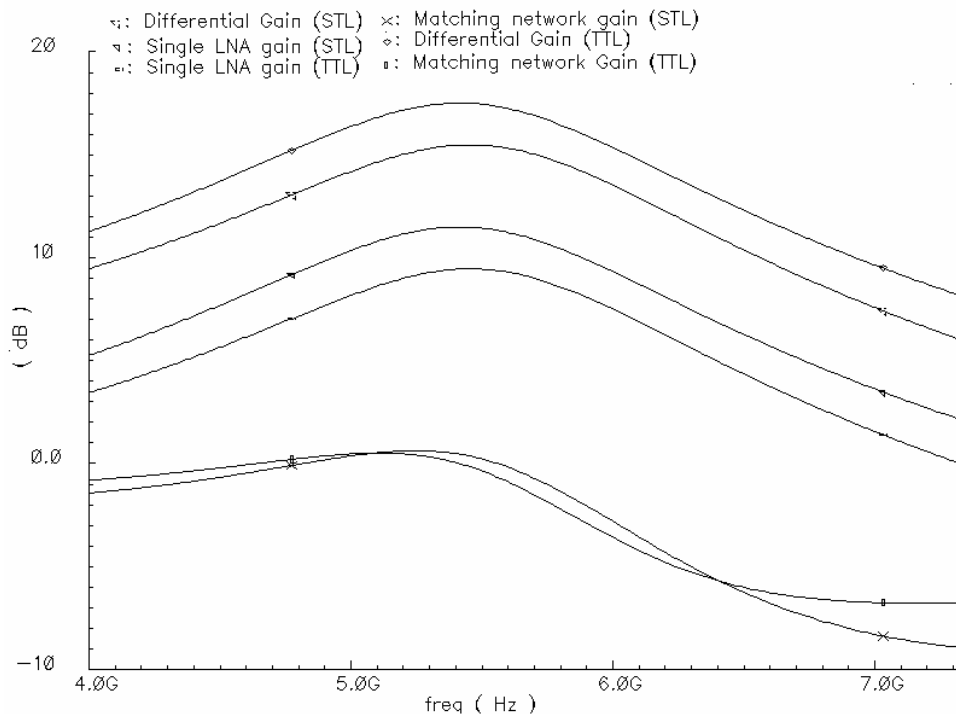
Σχήμα 32. Τεχνική σταθεροποίησης της τοπολογίας

συνθήκες. Με βάση την παραπάνω ανισότητα ορίζεται επίσης και το όριο της αύξησης του κέρδους λόγω ανάδρασης. (Πρέπει εδώ να σημειώσουμε ότι μέσω της τάσεως V_{tune} η ανισότητα (4.13) μπορεί να ικανοποιηθεί υπό οποιεσδήποτε συνθήκες, με αντίστοιχη μείωση του κέρδους). Η σχέση (4.13) δεν λαμβάνει υπόψη τη μη γραμμική φύση του κυκλώματος ούτε την εξάρτηση του βρόγχου ανάδρασης από τη συχνότητα. Επομένως, ήταν απαραίτητο να χρησιμοποιηθεί μια επιπλέον τεχνική, η οποία λαμβάνει υπόψη τα παραπάνω.

Στο σχήμα 32 παρουσιάζονται δυο εκδοχές της τεχνικής σταθεροποίησης. Η τεχνική βασίζεται στο συντονισμό του πηνίου του κυκλώματος αντιστάθμισης με έναν παράλληλο πυκνωτή C_2 . Ο λόγος που γίνεται αυτός ο συντονισμός είναι για να μειώσει το αντισταθμιστικό ρεύμα ασθενούς σήματος, που διαρρέει το πηνίο L_3 σε υψηλές συχνότητες, με σκοπό να μειώσει τη θετική ανάδραση στις υψηλές αυτές συχνότητες και, επομένως, να σταθεροποιήσει τον ενισχυτή. Η τεχνική αυτή επηρεάζει τη συχνότητα συντονισμού του βασικού πηνίου φορτίου του ενισχυτή, με αποτέλεσμα η νέα συχνότητα συντονισμού να δίνεται πλέον από τον τύπο:

$$f_{res} \approx \frac{1}{\sqrt{L_1(C_1 + C_2) + C_1 C_2 R_1 R_2}} \quad (4.14)$$

Εάν η τιμή του πυκνωτή C_1 , που αναπαριστά το χωρητικό φορτίο από το στάδιο εξόδου του μίκτη, είναι μεγάλη και ο υψίσυχνος συντονισμός δεν μπορεί να επιτευχθεί, πρέπει να χρησιμοποιηθεί η εναλλακτική τεχνική, που παρουσιάζεται στο σχήμα 32. Η αρχή λειτουργίας της τεχνικής είναι η ίδια και σε αυτή την περίπτωση, αλλά η συχνότητα συντονισμού του πηνίου φορτίου μένει αναλλοίωτη. Το βασικό μειονέκτημα της τεχνικής είναι το επιπλέον πηνίο (δύο πηνία στην περίπτωση του διαφορικού ενισχυτή), το οποίο αυξάνει δραστικά το εμβαδόν της τοπολογίας και δημιουργεί πρόβλημα στη χωροταξική τοποθέτηση των στοιχείων του ενισχυτή, η οποία δεν μπορεί να είναι βέλτιστη. Από τις προσομοιώσεις που έγιναν διαφαίνεται ότι ο ενισχυτής μπορεί να παραμείνει σταθερός ακόμα και στη χειρότερη περίπτωση ακραίων προσομοιώσεων (corner simulations) με αύξηση του κέρδους τουλάχιστον 2dB.



Σχήμα 33. Σύγκριση της απόκρισης κέρδους των ενισχυτών STL και TTL στην περίπτωση που ενισχυτές επιτυγχάνουν την ίδια απομόνωση εισόδου-εξόδου. Παρουσιάζονται τα κέρδη της διαφορικής τοπολογίας, του ενισχυτή μονής εισόδου και εξόδου και το κέρδος του δικτύωματος προσαρμογής.

Με την ενότητα αυτή ολοκληρώθηκε η παρουσίαση της θεωρητικής ανάλυσης του ενισχυτή Πολλαπλής Μαγνητικής Ανάδρασης. Στις επόμενες ενότητες θα γίνει η σύγκριση και η αξιολόγηση της δομής τόσο σε θεωρητικό επίπεδο όσο και σε επίπεδο προσομοιώσεων.

4.4 Σύγκριση και Αξιολόγηση του Ενισχυτή TTL

Όπως προαναφέραμε στην αρχή του κεφαλαίου, ο ενισχυτής πρέπει ταυτόχρονα να διατηρεί τη δυνατότητα λειτουργίας υπό τις νέες συνθήκες, που τα μοντέρνα τηλεπικοινωνιακά συστήματα επιβάλλουν, αλλά και να λύνει τα προβλήματα που έχει η τοπολογία της μονής μαγνητικής ανάδρασης, τα οποία αναφέρονται στη σχετική ενότητα (3.5.2) του προηγούμενου κεφαλαίου. Για να γίνει η σύγκριση και η αξιολόγηση των δομών STL και TTL, θα χρησιμοποιηθούν τόσο οι θεωρητικές σχέσεις που προκύπτουν όσο και κατάλληλα επιλεγμένα αποτελέσματα προσομοιώσεων. Αν και προφανώς η προσομοίωση δεν έχει την έννοια της απόδειξης, όλες οι προσομοιώσεις που έγιναν είναι σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας και αποτελούν μια σοβαρή ένδειξη για την πραγματική συμπεριφορά του ενισχυτή.

4.4.1 Αύξηση του κέρδους του ενισχυτή

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η προτεινόμενη δομή ενισχυτή δίνει στο χρήστη τη δυνατότητα να αυξήσει το κέρδος μέσω μαγνητικής ανάδρασης, χωρίς να θυσιάζει την αυξημένη απομόνωση εισόδου-εξόδου. Αυτό επιτυγχάνεται εφαρμόζοντας θετική ανάδραση στην έξοδο και αντισταθμίζοντας τη μείωση του συντελεστή ποιότητας του πηνίου εξόδου, από την οποία

υποφέρει ο ενισχυτής STL. Αυτό διαφαίνεται συγκρίνοντας τις σχέσεις:

$$\text{STL:} \quad \frac{v_{out}}{i_2} = \frac{R_2 + sL_2}{s^2L_2C + s(R_2C_1 + \gamma M_{12}I_1) + 1}$$

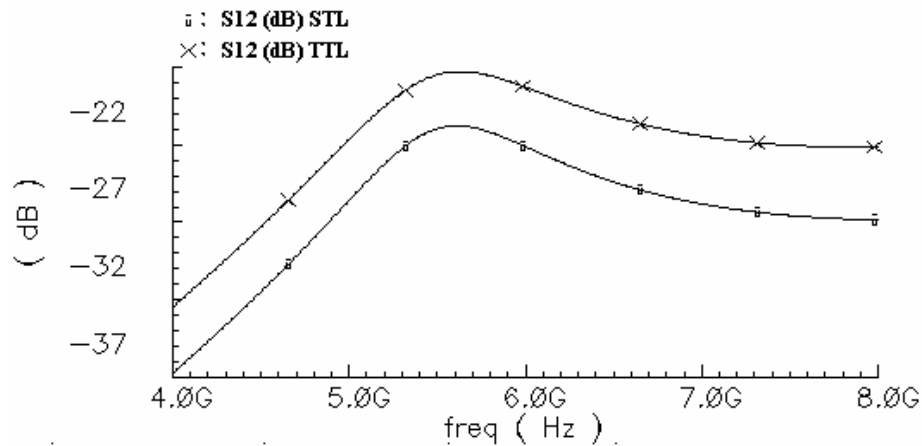
$$\text{TTL:} \quad \frac{v_{out}}{i_2} = \frac{R_2 + sL_2}{s^2L_2C + s(R_2C_1 - \alpha M_{23}I_3 + \beta M_{12}I_1) + 1}$$

Στις σχέσεις αυτές οι όροι που δίνονται από τους όρους $\beta M_{12}I_1$ και $\gamma M_{12}I_1$ αποτελούν τους μη επιθυμητούς όρους, που δεν συμμετέχουν στην αύξηση της απομόνωσης εισόδου-εξόδου και μειώνουν το κέρδος μέσω της μείωσης του συντελεστή ποιότητας του πηνίου φορτίου. Μπορούμε εύκολα να παρατηρήσουμε ότι στην περίπτωση του ενισχυτή TTL υπάρχει ο όρος $-\alpha M_{23}I_3$, ο οποίος έχει διαφορετικό πρόσημο από τον μη επιθυμητό όρο και, έτσι, μπορεί να τον εξαλείψει πλήρως. Αν υπάρχει ανάγκη για μεγαλύτερο κέρδος και εάν το πηνίο εξόδου είναι πηνίο χαμηλού Q, τότε η θετική ανάδραση μπορεί να αυξηθεί αυξάνοντας αντίστοιχα και τον όρο $-\alpha M_{23}I_3$. Η αύξηση αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί, για να αντισταθμίσει την πτώση τάσης λόγω της παρασιτικής αντίστασης του πηνίου φορτίου, αυξάνοντας το συντελεστή ποιότητάς του (**Q-enhancement**). Προφανώς η αύξηση αυτή περιορίζεται από τις προδιαγραφές εύρους ζώνης του ενισχυτή που μειώνεται καθώς αυξάνεται το Q. Από την μελέτη που έγινε διαφαίνεται ότι ο συντελεστής ποιότητας μπορεί να αυξηθεί κατά **8 (6→14)**, χωρίς να ξεφύγουν οι προδιαγραφές εύρους ζώνης του ενισχυτή. Τα παραπάνω μπορούν να υποστηριχθούν και από κατάλληλες προσομοιώσεις. Πιο συγκεκριμένα, η προσομοίωση που έγινε (σχήμα 33) είναι η περίπτωση που οι δύο ενισχυτές (STL και TTL) έχουν την ίδια ακριβώς απόδοση απομόνωσης εισόδου-εξόδου στη συχνότητα ενδιαφέροντος και που είναι εντός προδιαγραφών του προτύπου 802.11a. Για την προσομοίωση ο πυρήνας της σχεδίασης (ενισχυτικό τρανζίστορ M_1 , πηνίο φορτίου L_2 και πηνίο εκφυλισμού L_1) έχουν ακριβώς τις ίδιες τιμές και το ρεύμα DC, που διαρρέει το ενισχυτικό τρανζίστορ, είναι ακριβώς το ίδιο. Ως σχεδιαστικές παράμετροι χρησιμοποιήθηκαν οι συντελεστές ζεύξης και προφανώς η εισαγωγή του σταδίου αντιστάθμισης. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης έδειξαν ότι το κέρδος του ενισχυτή μπορεί στην περίπτωση αυτή, να αυξηθεί κατά τουλάχιστον **2.3dB**. Η αύξηση αυτή είναι σημαντική, αφού οι ενισχυτές που εξετάζουμε είναι ενισχυτές χαμηλού θορύβου υψηλού κέρδους: η προδιαγραφή που εξαγάγαμε στο κεφάλαιο 2 απαιτεί κέρδη μεγαλύτερα από **15dB**. Υπό αυτή την έννοια, καταφέρνουμε να πετύχουμε, σε απόλυτο αριθμό, μια αρκετά μεγάλη αύξηση του κέρδους.

4.4.2 Αύξηση της εμπέδησης εξόδου του ενισχυτή

Από τη μέχρι τώρα ανάλυση, έχει γίνει σαφές ότι η σύγχρονη τάση στα μοντέρνα τηλεπικοινωνιακά συστήματα είναι να ολοκληρώνονται όσο το δυνατόν περισσότερα υποσυστήματα του πομποδέκτη σε μια και μόνο ψηφίδα, για λόγους όπως είναι το μειωμένο κόστος και μέγεθος, καθώς επίσης και για λόγους ευκολότερης και φτηνότερης συσκευασίας του συστήματος. Υπό αυτή την έννοια, σε ένα μοντέρνο σύστημα ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου είναι πολύ πιθανό να μην οδηγεί ένα φορτίο χαμηλής εμπέδησης (που συνήθως ήταν **50 Ohm**, που αποτελούσαν το ισοδύναμο φορτίου του SAW φίλτρου), αλλά ένα μεγάλο εσωτερικό φορτίο. Το φορτίο αυτό κατά πάσα πιθανότητα θα είναι χωρητικό και θα είναι ο ακροδέκτης πύλης ενός τρανζίστορ.

Είναι, λοιπόν, προφανές ότι όσο βρισκόμαστε **on-chip** απαιτείται ο ενισχυτής να έχει μεγάλη εμπέδηση εξόδου, όπως άλλωστε ισχύει για όλους σχεδόν τους ενισχυτές που οδηγούν φορτία εσωτερικά του ολοκληρωμένου. Στην περίπτωση του ενισχυτή STL αυτό δεν ισχύει. Η



Σχήμα 34. Σύγκριση της απόκρισης απομόνωσης εισόδου- εξόδου των ενισχυτών STL και TTL στην περίπτωση που ενισχυτές επιτυγχάνουν το ίδιο κέρδος

εμπέδηση εξόδου, η οποία είναι εξαρχής χαμηλή, εάν ο συντελεστής ποιότητας του φορτίου είναι μικρός, μειώνεται περαιτέρω λόγω της μαγνητικής ανάδρασης. Η μειωμένη αυτή εμπέδηση εξόδου ουσιαστικά δημιουργεί μια διαίρεση τάσης, όταν ο ενισχυτής φορτωθεί, και επομένως εν γένει ο ενισχυτής STL αντιμετωπίζει προβλήματα σε SoC εφαρμογές. Αντιθέτως, ο ενισχυτής TTL είναι ιδιαίτερα κατάλληλος, αφού η εμπέδηση εξόδου αυξάνεται λόγω της θετικής ανάδρασης. Για λόγους πληρότητας, θα αναφερθούν ξανά οι σχέσεις που δίνουν τις εμπεδήσεις εξόδου:

STL:
$$\frac{v_{out}}{i_2} = \frac{R_2 + sL_2}{s^2L_2C + s(R_2C_1 + \gamma M_{12}I_1) + 1}$$

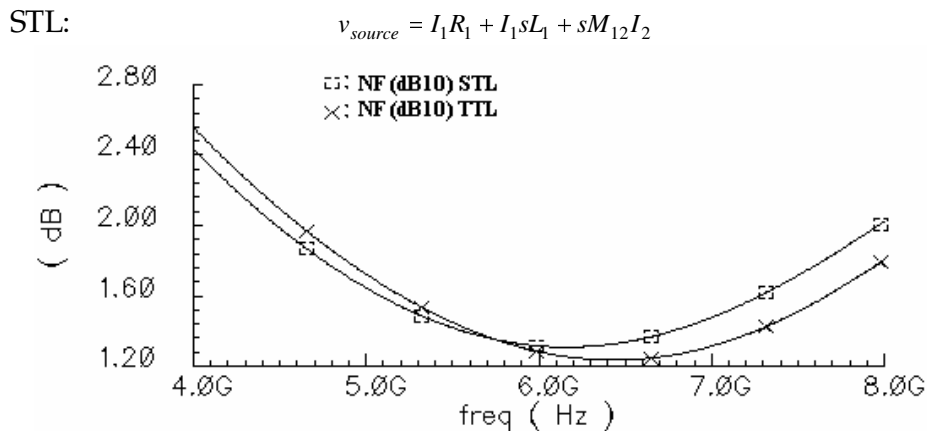
TTL:
$$\frac{v_{out}}{i_2} = \frac{R_2 + sL_2}{s^2L_2C + s(R_2C_1 - \alpha M_{23}I_3 + \beta M_{12}I_1) + 1}$$

Τα αποτελέσματα προσομοίωσης που έγιναν έδειξαν ότι με την προτεινόμενη μέθοδο μπορεί να αυξηθεί η ισοδύναμη εμπέδηση εξόδου μέχρι και 4 φορές (30Ohm→120Ohm) και, επομένως, να αυξηθεί η ικανότητα οδήγησης του ενισχυτή.

4.4.3 Αύξηση της απομόνωσης εισόδου-εξόδου του ενισχυτή

Ένα από τα βασικότερα χαρακτηριστικά του ενισχυτή που προτείνεται είναι το γεγονός ότι μπορούμε ταυτόχρονα να επιτύχουμε αυξημένη απομόνωση εισόδου-εξόδου, χωρίς να θυσιάσουμε το υψηλό κέρδος της τοπολογίας. Αυτή η επιθυμητή ιδιότητα προέρχεται από το γεγονός ότι εφαρμόζεται ταυτόχρονα θετική και αρνητική ανάδραση σε διαφορετικούς κόμβους της τοπολογίας, χωρίς αμοιβαία εξουδετέρωση. Αν θεωρήσουμε λοιπόν τις διαδικασίες ανεξάρτητες, αρκεί να εξεταστούν οι αρνητικές αναδράσεις, που συνεισφέρουν στην αύξηση της απομόνωσης. Οι σχέσεις είναι:

TTL:
$$v_{source} = I_1R_1 + I_1sL_1 + sM_{12}I_2 + sM_{13}I_3$$



Σχήμα 35. Σύγκριση των δεικτών θορύβου (NF) των ενισχυτών STL και TTL.

Από τις παραπάνω σχέσεις γίνεται σαφές ότι υπάρχει σήμα αρνητικής ανάδρασης, που χρησιμοποιείται για την αύξηση του **reverse isolation** της τοπολογίας. Το σημαντικό όμως είναι ότι στην περίπτωση του ενισχυτή TTL το επιθυμητό σήμα παράγεται αθροιστικά από τους όρους $sM_{12}I_2 + sM_{13}I_3$, ενώ στην περίπτωση του ενισχυτή STL υπάρχει μόνο ο όρος $sM_{12}I_2$. Το να υπάρχουν δύο όροι μαγνητικής αρνητικής ανάδρασης βοηθάει πολλαπλώς τη σχεδίαση.

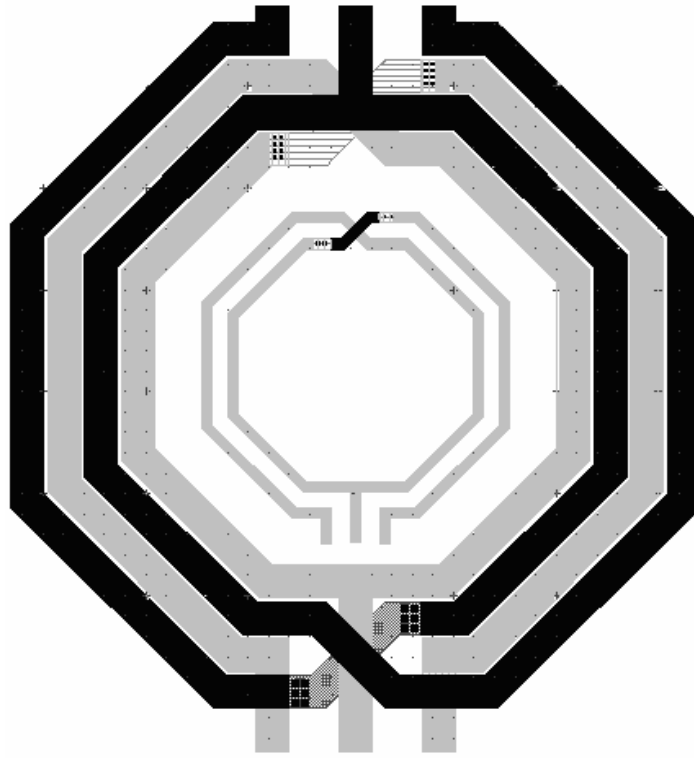
Κατ' αρχάς, μειώνονται οι απαιτούμενοι συντελεστές ζεύξης μεταξύ των πηνίων και, επομένως, διευκολύνεται η φυσική σχεδίαση (**layout**). Κατά δεύτερον, μπορεί να μειωθεί ο συντελεστής ζεύξης k_{12} . Αν ο συντελεστής αυτός μειωθεί, αυτομάτως μειώνεται και ο όρος $\beta M_{12}I_1$ που μειώνει το κέρδος του ενισχυτή. Τέλος, ο επιπλέον βαθμός ελευθερίας μπορεί να χρησιμοποιηθεί, για να βελτιστοποιηθούν και άλλες παράμετροι της σχεδίασης, όπως π.χ. η συμπεριφορά θορύβου, η οποία είναι συνάρτηση του μετασχηματιστή και των ζεύξεων.

Τα παραπάνω είναι σύμφωνα με τις προσομοιώσεις που έγιναν. Συγκεκριμένα, στο σχήμα 34 παρουσιάζεται η απόκριση της απομόνωσης εισόδου-εξόδου των ενισχυτών στην περίπτωση που επιτυγχάνεται το ίδιο κέρδος στη συχνότητα λειτουργίας. Οι υπόλοιπες συνθήκες είναι όπως περιγράφηκαν στην ενότητα 4.4.1. Στην περίπτωση αυτή, οι ενισχυτές έχουν κέρδος ίσο με 15 dB, αλλά ο ενισχυτής TTL επιτυγχάνει καλύτερη απόδοση κατά 3.5dB σε σχέση με τον ενισχυτή STL. Σχολιάζοντας, θα μπορούσαμε να πούμε ότι η σχέση κέρδους και απομόνωσης εισόδου-εξόδου στην περίπτωση του προτεινόμενου ενισχυτή δεν είναι γραμμική, αλλά για μικρότερα κέρδη ο ενισχυτής μπορεί να δώσει καλύτερα αποτελέσματα στο **reverse isolation**. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι μπορούμε να έχουμε ανεξάρτητα μεγάλες θετικές και αρνητικές αναδράσεις. Με βάση τη δομή όμως, υπάρχει ένα όριο στο ποσοστό αντιστάθμισης μέσω θετικής ανάδρασης που μπορούμε να επιτύχουμε, που είναι συνάρτηση του αρχικού συντελεστή ποιότητας του πηνίου φορτίου. Επομένως, η θετική ανάδραση είναι λιγότερο αποτελεσματική σαν διαδικασία σε σχέση με την αρνητική ανάδραση.

4.4.4 Διατήρηση χαμηλού δείκτη θορύβου του ενισχυτή

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει σε προηγούμενη ενότητα (4.2), η ανάλυση αποδεικνύει ότι η εισαγωγή του σταδίου αντιστάθμισης δεν επηρεάζει σημαντικά την απόδοση θορύβου του ενισχυτή. Αυτό διαφαίνεται και από τα αποτελέσματα προσομοίωσης που παρουσιάζονται στο σχήμα 35. Οι συνθήκες προσομοίωσης είναι οι ίδιες με της ενότητας 4.4.1 και στη συγκεκριμένη περίπτωση οι ενισχυτές επιτυγχάνουν την ίδια απομόνωση εισόδου-εξόδου. Από το σχήμα

διαφαίνεται ότι υπάρχει μια αύξηση του δείκτη θορύβου της τάξεως του **0.1dB**. Μια τέτοια



Σχήμα 36. Το layout του διαφορικού τριπλού μετασχηματιστή.

μείωση είναι μικρή και σε απόλυτο μέγεθος αλλά και σε συνδυασμό με τις βελτιώσεις που η προτεινόμενη δομή επιτυγχάνει στα άλλα χαρακτηριστικά του ενισχυτή.

4.4.5 Αποδοτική φυσική σχεδίαση του ενισχυτή

Ο προτεινόμενος ενισχυτής ανήκει στην κατηγορία των ενισχυτών που ενισχύουν το σήμα σε μια στενή ζώνη συχνοτήτων (**narrowband LNA**) και, προφανώς, η αρχή λειτουργίας του βασίζεται στη χρήση πηνίων. Όπως είναι γνωστό, τα ολοκληρωμένα πηνία καταλαμβάνουν πολύ μεγάλο εμβαδόν πάνω στην ψηφίδα, και υπό αυτή την έννοια είναι αντιοικονομικό να υπάρχει ένας μεγάλος αριθμός πηνίων. Στην προκειμένη περίπτωση του ενισχυτή TTL και υπό διαφορική λειτουργία απαιτούνται έξι πηνία. Λόγω του ότι, όμως, τα πηνία απαιτείται να δημιουργούν έναν τριπλό μετασχηματιστή, είναι δυνατόν με κατάλληλη χωροταξική τοποθέτηση να καταλαμβάνουν τον ελάχιστο δυνατό χώρο πάνω στο ολοκληρωμένο. Στο σχήμα 36 παρουσιάζεται το layout του προτεινόμενου τριπλού μετασχηματιστή που χρησιμοποιήθηκε για τη δημιουργία του διαφορικού ενισχυτή. Εσωτερικά παρουσιάζεται το πηνίο εκφυλισμού, ενώ τα εξωτερικά πηνία είναι το πηνίο φορτίου και το πηνίο του σταδίου αντιστάθμισης. Όπως διαφαίνεται στο σχήμα, η σχεδίαση είναι ιδιαίτερα αποδοτική, αφού στη συγκεκριμένη περίπτωση έχουμε έξι πηνία στο χώρο ενός διαφορικού πηνίου.

Η σχεδίαση με βάση την προτεινόμενη λογική δίνει στον σχεδιαστή παραπάνω βαθμούς ελευθερίας σε σχέση με τον ενισχυτή STL. Ο βασικός λόγος είναι το ότι, από τη στιγμή που η αρνητική ανάδραση είναι προσθετική και προέρχεται από τη ζεύξη των δύο εξωτερικών πηνίων με το εσωτερικό, οι συντελεστές ζεύξεις δεν απαιτείται να έχουν μεγάλες τιμές. Σχεδιαστικά αυτό

μεταφράζεται στο ότι το εσωτερικό πηνίο μπορεί να απομακρυνθεί από τα εξωτερικά πηνία και να μπορεί να έχει το επιθυμητό πάχος καλωδίου και αριθμό σπειρών. Επιπλέον μειώνεται και η παρασιτική χωρητικότητα.

Επιπρόσθετα, παύει να υπάρχει ισχυρή εξάρτηση μεταξύ της τιμής του πηνίου και του συντελεστή ζεύξης. Στην περίπτωση του ενισχυτή **STL**, που υπήρχε η απαίτηση για μια μεγάλη τιμή ζεύξης, το εσωτερικό και εξωτερικό πηνίο έπρεπε να έχουν παρόμοιες διαστάσεις, και, έτσι, η ελάχιστη τιμή του πηνίου εκφυλισμού δεν μπορούσε να είναι μικρή. Αυτό περιορίζει το μέγιστο κέρδος που ο ενισχυτής **STL** μπορεί να δώσει.

4.4.6 Υπόλοιπα χαρακτηριστικά του ενισχυτή

Στα υπόλοιπα χαρακτηριστικά του ενισχυτή θα πρέπει να αναφερθεί το ότι η χρήση του σταδίου αντιστάθμισης δεν αυξάνει σημαντικά την κατανάλωση του ενισχυτή, αφού σε επίπεδο προσομοίωσης διαφαίνεται ότι κατανάλωση ρεύματος της τάξης του **1.2mA** είναι ικανή να φέρει τον ενισχυτή στην κατάσταση μέγιστου κέρδους.

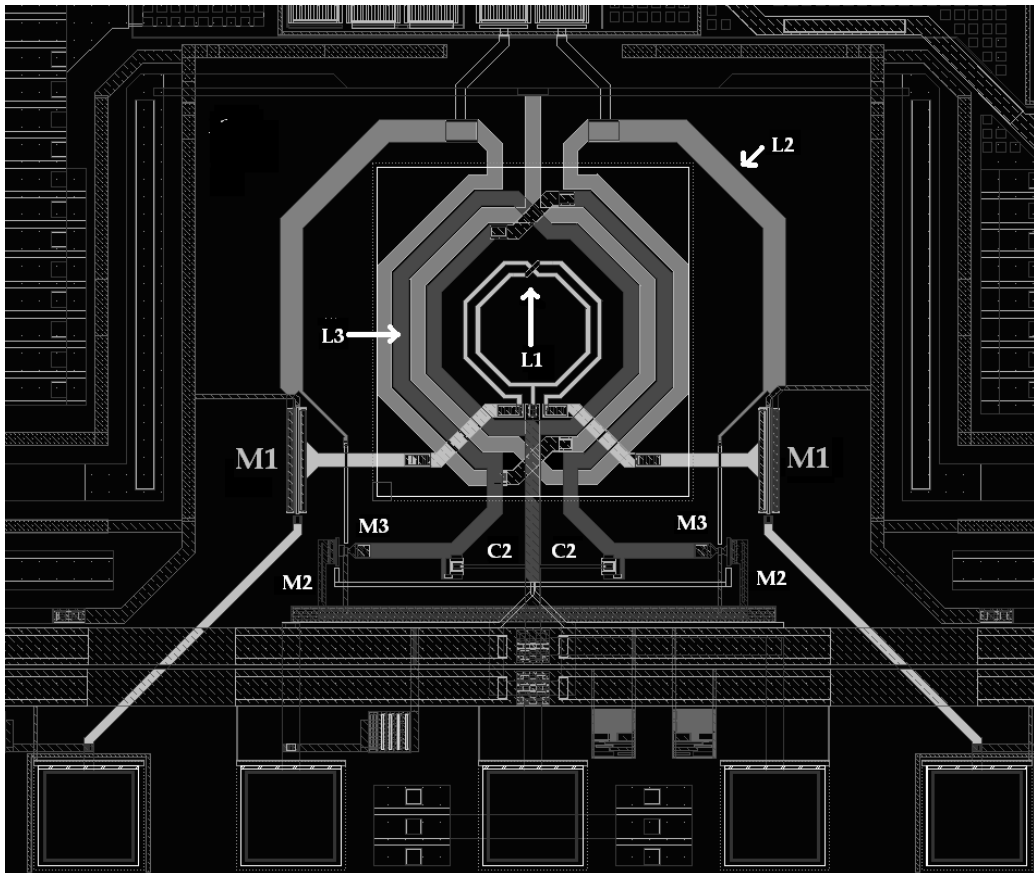
Επιπρόσθετα, ο ενισχυτής **TTL** είναι εφοδιασμένος με μια εξωτερική τάση ελέγχου, η οποία ελέγχει τη θετική και μια από τις αρνητικές αναδράσεις. Υπό συνθήκες, ο έλεγχος αυτής της τάσεως θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για διαδικασίες αυτόματης ρύθμισης του κέρδους του ενισχυτή. Με βάση τις προσομοιώσεις, διαφαίνεται ότι το εύρος ρύθμισης του κέρδους είναι της τάξεως των **4.5dB**, χωρίς ο ενισχυτής να είναι εκτός προδιαγραφών απομόνωσης εισόδου-εξόδου. Ένα τέτοιο εύρος δεν είναι αρκετό για τις ανάγκες του όλου συστήματος, αλλά μπορεί να χρησιμοποιηθεί προσθετικά, εάν υπάρξει τέτοια ανάγκη.

Από την παραπάνω σύγκριση και αξιολόγηση έγινε σαφές ότι στη θεωρητική του βάση η προτεινόμενη δομή επιλύει τα βασικά προβλήματα του ενισχυτή **STL**, παραμένει κατάλληλη για χρήση υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας και είναι ικανή να λειτουργήσει αποτελεσματικά σε **SoC** εφαρμογές. Στην επόμενη ενότητα, θα αναλυθούν οι προσομοιώσεις που έγιναν και που είναι σύμφωνες με την αρχή λειτουργίας.

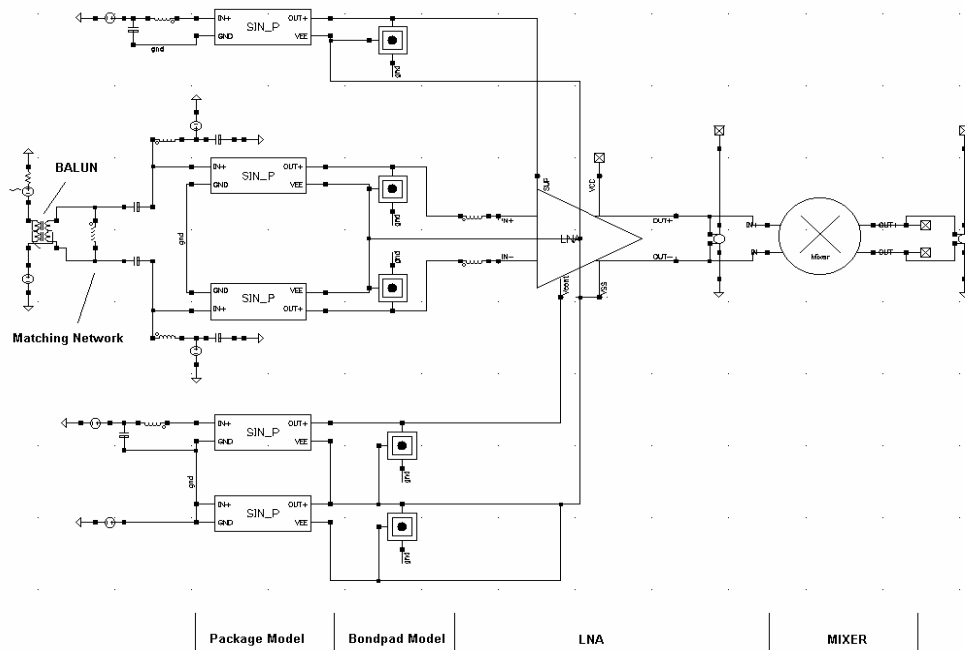
4.5 Αποτελέσματα προσομοιώσεων του Ενισχυτή **TTL**

Η προτεινόμενη τοπολογία σχεδιάστηκε σε τεχνολογία με ελάχιστο μήκος καναλιού **0.13um** της **IBM**, με οκτώ διαθέσιμα μέταλλα, από τα οποία τα δύο, τα οποία αποτελούν τα δύο πάνω επίπεδα των στρωμάτων των μετάλλων, είναι χάλκινα και αυξημένου πάχους, κατάλληλα για σχεδίαση ολοκληρωμένων πηνίων με αυξημένο συντελεστή ποιότητας. Για την προσομοίωση χρησιμοποιήθηκαν πλήρη μοντέλα προσομοίωσης μιας τυπικής συσκευασίας τύπου **QFN (Quad-Flat-No-Lead)**, η οποία έχει τη δυνατότητα να λειτουργήσει μέχρι τα **12GHz**. Παράλληλα, χρησιμοποιήθηκαν μοντέλα για τα σημεία επαφής (**Bondpads**), ενώ κάποια κρίσιμα παρασιτικά εξήχθησαν με χειρόγραφους υπολογισμούς.

Για τον ολοκληρωμένο μετασχηματιστή χρησιμοποιήθηκαν αρχεία προσομοίωσης, που ελήφθησαν από την προσομοίωση του μετασχηματιστή με λογισμικό λύσης του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου (**EM software, Agilent MOMENTUM™**). Από την προσομοίωση αυτή ελήφθησαν αρχεία **S**-παραμέτρων, τα οποία χρησιμοποιήθηκαν στις διάφορες προσομοιώσεις. Το φορτίο που χρησιμοποιήθηκε ήταν ένας μίκτης σχεδιασμένος στην ίδια τεχνολογία για χρήση σε συστήματα **WLAN**. Η δομή και η σχεδίαση του μίκτη αποτελεί αντικείμενο έρευνας του συναδέλφου υποψηφίου διδάκτορα Γεράσιμου Θεοδωράτου.



Σχήμα 37. Ο ενισχυτής TPA σε επίπεδο layout



Σχήμα 38. Το σχηματικό διάγραμμα της προσομοίωσης

Για τον πλήρη χαρακτηρισμό της δομής, οι προσομοιώσεις έγιναν μετά την εξαγωγή των παρασιτικών χωρητικότητων, επαγωγών και αντιστάσεων. Τα παρασιτικά αυτά εξήχθησαν μέσω του εργαλείου RCX του Calibre. Το σύνολο των προσομοιώσεων έγινε με το εργαλείο Spectre analog environment του σχεδιαστικού πακέτου Cadence.

Στο σχήμα 37 παρουσιάζεται η δομή του ενισχυτή τριπλής μαγνητικής ανάδρασης στο επίπεδο layout, ενώ στο σχήμα 38 παρουσιάζεται το σχηματικό διάγραμμα της προσομοίωσης.

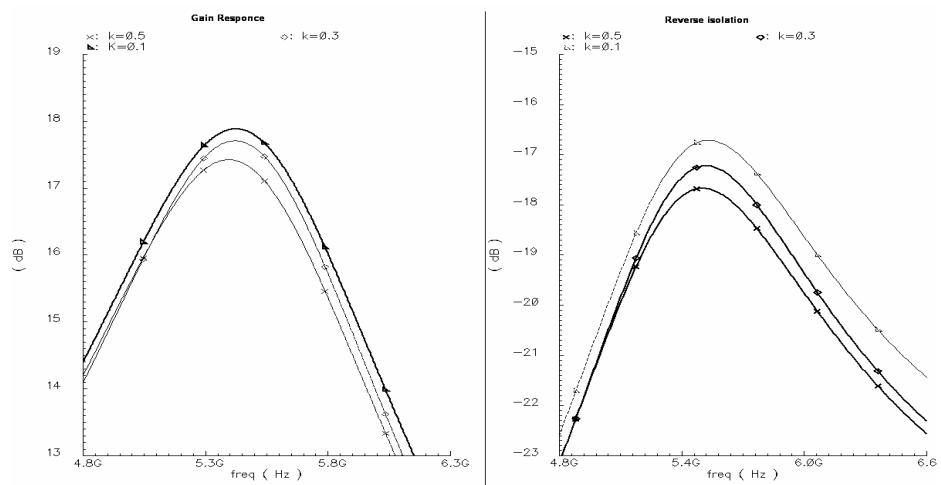
4.5.1 Προσομοιώσεις απόκρισης κέρδους και απομόνωσης εισόδου-εξόδου του ενισχυτή συναρτήσει των συντελεστών ζεύξης

Στη ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν αποτελέσματα προσομοιώσεων, τα οποία αποδεικνύουν την αρχή λειτουργίας και αποτελούν ένδειξη για την απόδοση του ενισχυτή, όταν θα κατασκευαστεί. Υπ' αυτή την έννοια, θα πρέπει να δειχθεί ότι:

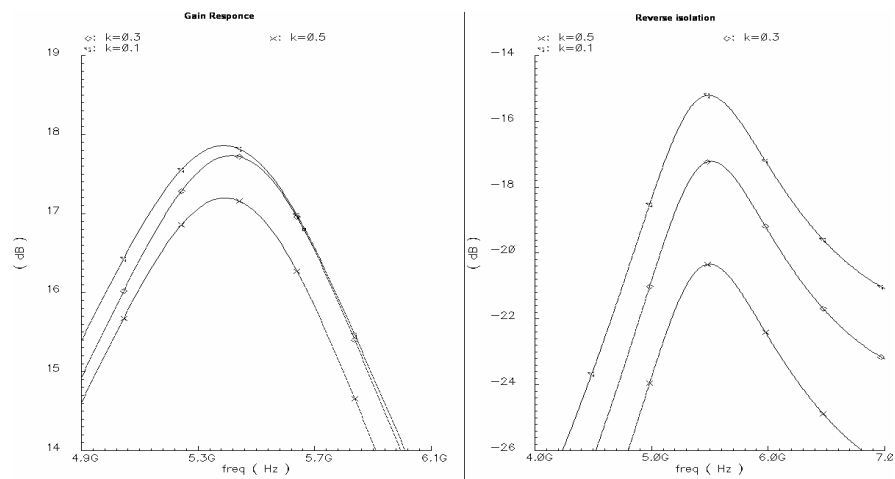
1. Η ανάδραση μεταξύ πηνίου φορτίου και πηνίου εκφυλισμού, καθώς επίσης και μεταξύ πηνίου του σταδίου αντιστάθμισης είναι αρνητικές.
2. Η ανάδραση μεταξύ του πηνίου του σταδίου αντιστάθμισης και του πηνίου φορτίου είναι θετική.
3. Οι αρνητικές αναδράσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την αύξηση της απομόνωσης εισόδου-εξόδου του ενισχυτή.
4. Η θετική ανάδραση μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αύξηση του κέρδους τάσεως του ενισχυτή.
5. Οι αναδράσεις αυτές δεν αλληλοεξουδετερώνονται.

Για να δειχθούν τα παραπάνω, θα χρησιμοποιηθούν οι αποκρίσεις κέρδους και απομόνωσης εισόδου-εξόδου του ενισχυτή θεωρώντας ως μεταβλητές τους συντελεστές ζεύξης. Σε κάθε περίπτωση θεωρούμε ότι κατασκευαστικά μπορούμε να μεταβάλουμε την τιμή του συντελεστή ζεύξης κατά ένα εύρος τιμών $\pm 20\%$ της ονομαστικής τιμής που έχουν στο τελικό σχέδιο, και, επομένως, σε κάθε γράφημα θα υπάρχουν τρεις γραφικές παραστάσεις. Με βάση τα παραπάνω, θα παρουσιαστούν τρία σετ γραφικών κέρδους και απομόνωσης εισόδου-εξόδου, θεωρώντας κάθε φορά ότι δύο από τους συντελεστές ζεύξης K_{12} , K_{23} και K_{13} παραμένουν σταθεροί και μεταβάλλεται μόνο ο τρίτος.

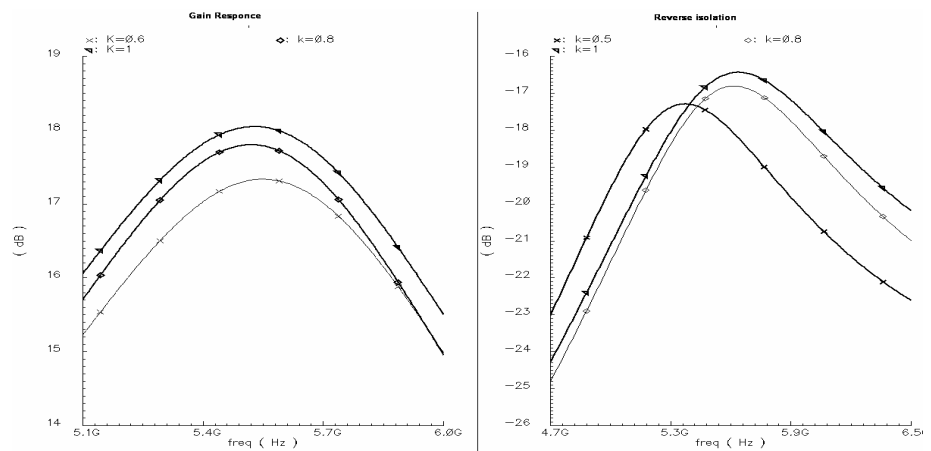
Εδώ πρέπει να τονιστεί ότι όλα τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται αναφέρονται σε κυκλώματα, στα οποία η αντίσταση εισόδου έχει μετασχηματιστεί έτσι, ώστε να ισούται με 50Ω και αυτό γίνεται με μικρές αλλαγές στις τιμές των στοιχείων του δικτύωματος προσαρμογής που παρουσιάζεται στο σχήμα 38. Πρέπει επίσης να αναφερθεί ότι, για να μπορέσει να γίνει μια άμεση σύγκριση, η τιμή φορτίου του πυκνωτή κάθε φορά μικρορυθμίζεται έτσι, ώστε η συχνότητα συντονισμού να είναι πάντα ακριβώς κεντραρισμένη στα 5.5GHz , που αποτελεί τη μέση συχνότητα λειτουργίας του συστήματος. Η ρύθμιση αυτή του φορτίου ήταν απαραίτητο να γίνει, γιατί - όπως αναφέρθηκε στην ενότητα περί σταθερότητας του συστήματος - η χρήση του σταδίου αντιστάθμισης επηρεάζει τη συχνότητα συντονισμού στον κόμβο εξόδου. (Δεν χρησιμοποιήθηκε στη σχεδίαση η εναλλακτική μέθοδος που απαιτεί επιπλέον πηνία αλλά αφήνει ανεπηρέαστη τη συχνότητα συντονισμού, αφού απαιτείται μεγάλη αύξηση του εμβადού). Παρόλα αυτά, στο τελικό σχέδιο, που θα έχουν επιλεγεί οι βέλτιστοι συντελεστές ζεύξης, προφανώς δεν απαιτείται μια τέτοια ρύθμιση.



Κέρδος και απομόνωση εισόδου-εξόδου στην περίπτωση μεταβολής του συντελεστή ζεύξης K_{13} (K_{12} και K_{23} σταθερά)



Κέρδος και απομόνωση εισόδου-εξόδου στην περίπτωση μεταβολής του συντελεστή ζεύξης K_{12} (K_{13} και K_{23} σταθερά)



Κέρδος και απομόνωση εισόδου-εξόδου στην περίπτωση μεταβολής του συντελεστή ζεύξης K_{23} (K_{13} και K_{12} σταθερά)

Σχήμα 39. Γραφικές κέρδους και απομόνωσης συναρτήσεις των συντελεστών ζεύξης

Στις προσομοιώσεις που παρουσιάζονται θεωρούμε ότι ο ενισχυτής είναι στην κατάσταση αυξημένου κέρδους, δηλαδή η θετική ανάδραση είναι μεγάλη, αλλά μακριά από το όριο που ο ενισχυτής τείνει να ταλαντώσει. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται στο σχήμα 39.

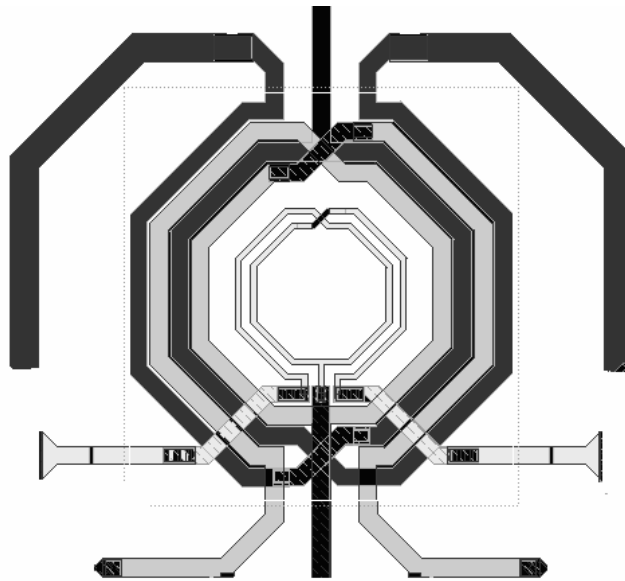
Στα παραπάνω αποτελέσματα πρέπει να γίνουν δυο σημαντικές παρατηρήσεις. Κατ' αρχάς, με βάση τα παραπάνω διαφαίνεται ότι οι προσομοιώσεις είναι σύμφωνες με την αρχή λειτουργίας του ενισχυτή, που έγκειται στο ότι τόσο η απόκριση κέρδους όσο και η απόκριση απομόνωσης εισόδου-εξόδου είναι συνάρτηση και των τριών βρόγχων μαγνητικής ανάδρασης, με την ανάδραση που αναπαρίσταται από τη ζεύξη K_{23} να είναι θετική, ενώ οι ζεύξεις που αναπαρίστανται από τις ζεύξεις K_{12} και K_{13} να είναι αρνητικές. Αυτό διαφαίνεται από την αντίστοιχη αύξηση ή μείωση του κέρδους, ανάλογα με το είδος της ανάδρασης. Παράλληλα, γίνεται σαφές ότι οι ζεύξεις επιδρούν και στη συνάρτηση απομόνωσης εισόδου-εξόδου, αφού η συμπεριφορά που παρουσιάζεται στις γραφικές παραστάσεις του σχήματος 39 δείχνει ότι και οι δύο αρνητικές αναδράσεις βελτιώνουν την απόκριση απομόνωσης.

Η δεύτερη και ίσως σημαντικότερη παρατήρηση είναι ότι η απόκριση κέρδους και απομόνωσης εισόδου-εξόδου είναι διαφορετική για κάθε μια ζεύξη, με την έννοια ότι, αν αυξομειώσουμε την κάθε μια από αυτές κατά τον ίδιο βαθμό, τα χαρακτηριστικά του ενισχυτή θα επηρεασθούν με διαφορετικό τρόπο και σε διαφορετικό βαθμό. Η παρατήρηση αυτή είναι ιδιαίτερα σημαντική, διότι σημαίνει ότι μπορεί να βρεθεί ένα βέλτιστο σημείο λειτουργίας. Πιο συγκεκριμένα, η ζεύξη K_{12} επιδρά κατά ένα πολύ μεγάλο βαθμό στην αύξηση της απομόνωσης εισόδου-εξόδου, ενώ η ζεύξη K_{23} επιτρέπει την αύξηση του κέρδους χωρίς μεγάλο κόστος στην απομόνωση εισόδου-εξόδου. (Επειδή η ονομαστική τιμή της ζεύξης θετικής ανάδρασης είναι ήδη μεγάλη, δεν παρατηρούνται μεγάλες μεταβολές κέρδους στην προσομοίωση. Η επίδρασή της είναι πολύ πιο έντονη υπό συνθήκες χαμηλότερου κέρδους, αλλά αυτό δεν είναι αντικείμενο μελέτης στη συγκεκριμένη εργασία, που αναφέρεται σε ενισχυτές υψηλού κέρδους). Λόγω αυτής της διαφορετικής εξάρτησης είναι δυνατό να επιλεγεί ο κατάλληλος συνδυασμός ζεύξεων, ώστε να επιτευχθεί η επιθυμητή σχέση κέρδους-απομόνωσης στη συχνότητα λειτουργίας. Η ζεύξη K_{13} , λόγω της πιο ομαλής σχέσης κέρδους και απομόνωσης εισόδου-εξόδου που παρουσιάζει, χρησιμοποιείται ως συμπληρωματική, για να επιτευχθεί το τελικό αποτέλεσμα.

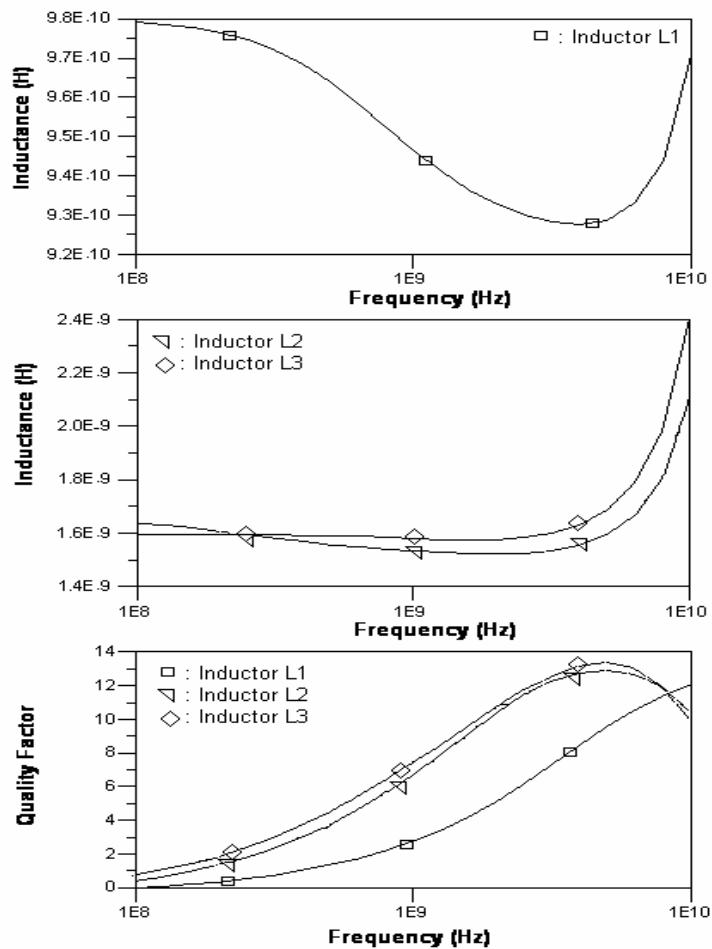
Είναι προφανές ότι με τη συγκεκριμένη τοπολογία υπάρχει μια πληθώρα παραμέτρων που επηρεάζουν τόσο το κέρδος όσο και τη απομόνωση εισόδου-εξόδου και είναι συναρτήσεις των διατάσεων των ενεργών και παθητικών στοιχείων του κυκλώματος, του DC ρεύματος πόλωσης καθώς και των πολλαπλών ζεύξεων που ο ενισχυτής εισάγει. Για το λόγο αυτό, στο παράρτημα της παρούσας εργασίας παρουσιάζεται ο κώδικας **MATLAB**, ο οποίος λύνει επαναληπτικά την συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή, με σκοπό τη βέλτιστη συμπεριφορά του ενισχυτή μέσω της ταυτόχρονης μεγιστοποίησης του κέρδους και της απομόνωσης εισόδου-εξόδου.

4.5.2 Προσομοιώσεις του τριπλού μετασχηματιστή

Το πιο κρίσιμο σχεδιαστικά τμήμα του προτεινόμενου ενισχυτή είναι η δημιουργία του τριπλού μετασχηματιστή. Αυτό είναι ιδιαίτερα κρίσιμο, γιατί η μη σωστή μοντελοποίηση τόσο των τιμών των πηνίων όσο και των συντελεστών ζεύξης αλλάζει ουσιαστικά τη συμπεριφορά του κυκλώματος. Οι προσομοιώσεις έγιναν με πρόγραμμα λύσης του μαγνητικού πεδίου (**EM software**). Το λογισμικό ήταν το **Agilent MOMENTUM™** και οι προσομοιώσεις έγιναν με την αμέριστη βοήθεια του επιβλέποντος καθηγητή κ. Ι. Παπανάνου, τον οποίο ευχαριστώ ιδιαίτερα. Η διαδικασία που ακολουθήθηκε ήταν η εισαγωγή του **layout** του μετασχηματιστή στο



Σχήμα 40. Το τελικό layout του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή, λαμβάνοντας υπόψη τις συνδέσεις με τα τρανζίστορ του ενισχυτή



Σχήμα 41. Οι επιδόσεις του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή συναρτήσει της συχνότητας.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΙΙ

ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΙΚΕΣ ΕΠΙΔΩΣΕΙΣ ΤΟΥ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΟΥ
ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗ.

| Parameter | Quantity |
|--|--------------------------|
| Frequency | 5.5Ghz |
| Degeneration Inductor (L_1) | 0.93nH |
| Load Inductor (L_2) | 1.63nH |
| Compensating circuit inductor (L_3) | 1.74nH |
| Coupling Coefficients (K_{13}, K_{23}, K_{12}) | 0.296, 0.755, 0.288 |
| Quality Factors (Q_1, Q_2, Q_3) | 11.65, 14.7, 9.9 |
| Inductance value range (3GHz-8GHz) (L_1) | 0.928nH-0.943nH |
| Inductance value range (3GHz-8GHz) (L_2) | 1.53nH-1.81nH |
| Inductance value range (3GHz-8GHz) (L_3) | 1.6nH-1.98nH |
| Phase imbalance (L_1, L_2, L_3) | 0.7deg, 0.71deg, 0.71deg |
| Technology | IBM CMOS 0.13um |

πρόγραμμα **MOMENTUM**, η εξαγωγή S -παραμέτρων από τη λύση του μαγνητικού πεδίου και τελικά η εξαγωγή των τιμών του καθενός πηνίου συναρτήσει της συχνότητας, καθώς και η εξαγωγή των συντελεστών ποιότητας και ζεύξης συναρτήσει της συχνότητας. Η πληροφορία που ελήφθη εισήχθη με κατάλληλη μορφή σε περιβάλλον **Cadence**, όπου έγιναν προσομοιώσεις ισχυρού σήματος. Για λόγους πληρότητας, οι τελικές προσομοιώσεις που έγιναν ελάμβαναν υπόψη τις συνδέσεις του μετασχηματιστή με τα τρανζίστορ του κυκλώματος, αφού προφανώς τα καλώδια σύνδεσης εισάγουν επιπλέον επαγωγή, η οποία επηρεάζει τη συμπεριφορά του ενισχυτή. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων παρουσιάζονται στο σχήμα 41, ενώ στον πίνακα ΙΙ παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοιώσεων, όπως προέκυψαν από το τελικό κύκλωμα.

Με βάση αυτά τα τελικά αποτελέσματα ο ενισχυτής βελτιστοποιήθηκε στην τελική του μορφή με το πρόγραμμα **MATLAB**, θεωρώντας ως παραμέτρους τα μεγέθη των τρανζίστορ και τα ρεύματα πόλωσης.

4.5.3 Προσομοιώσεις βασικών προδιαγραφών του προτεινόμενου ενισχυτή

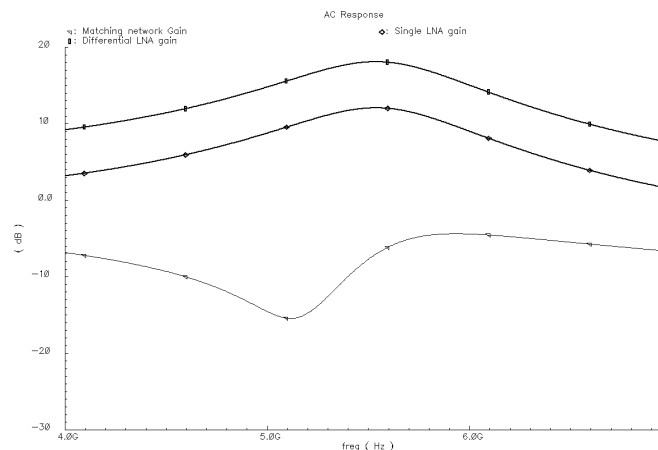
Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστεί μια σειρά προσομοιώσεων, που έγιναν για τον χαρακτηρισμό των βασικών προδιαγραφών σχεδίασης, όπως περιγράφηκαν στον πίνακα Ι του 1^{ου} κεφαλαίου. Οι προσομοιώσεις που θα δειχθούν είναι:

1. Προσομοίωση κέρδους του ενισχυτή συναρτήσει της συχνότητας
2. Προσομοίωση απομόνωσης εισόδου-εξόδου συναρτήσει της συχνότητας
3. Λόγος στασίμων κυμάτων συναρτήσει της συχνότητας
4. Δείκτης θορύβου συναρτήσει της συχνότητας
5. Γραμμικότητα του ενισχυτή (**IIP3**) συναρτήσει της ισχύος εισόδου
6. Προσομοίωση της παραμέτρου S_{11} σε χάρτη **Smith**

- 7. Μέτρο του πραγματικού και φανταστικού μέρους της ισοδύναμης εμπέδησης εισόδου συναρτήσει τη συχνότητας
- 8. Μέτρο της εμπέδησης εξόδου συναρτήσει της συχνότητας

Θα δοθεί επίσης πίνακας συγκεντρωτικών αποτελεσμάτων και κάθε αποτέλεσμα θα σχολιαστεί ξεχωριστά.

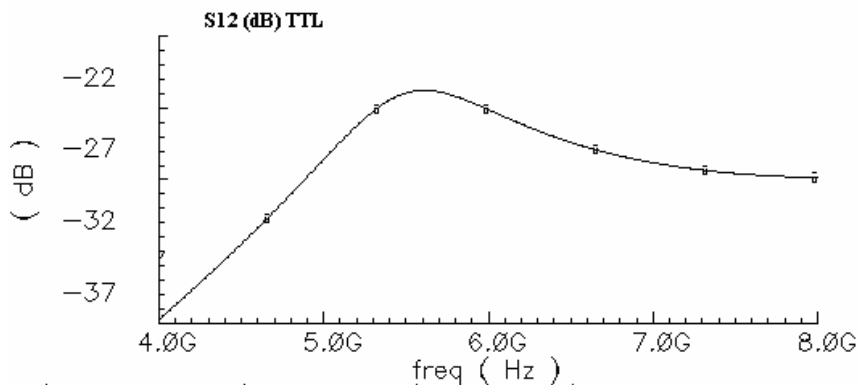
1. Προσομοίωση κέρδους του ενισχυτή συναρτήσει της συχνότητας



Σχήμα 42. Η απόκριση κέρδους του ενισχυτή που κατασκευάσθηκε

Στο σχηματικό διάγραμμα κέρδους (σχήμα 42) διαφαίνεται ότι ο κατασκευασμένος ενισχυτής επιτυγχάνει κέρδος 17.3dB στη συχνότητα λειτουργίας, η οποία επιλέχθηκε να είναι 5.5GHz. Το εύρος 3dB του ενισχυτή γύρω από την κεντρική συχνότητα είναι 1.4GHz, το οποίο είναι ιδιαίτερα σημαντικό, αφού κατασκευαστικά περιμένουμε αποκλίσεις από τις ονομαστικές τιμές των στοιχείων του κυκλώματος, που θα επηρεάσουν τη συχνότητα συντονισμού. Ένα τέτοιο εύρος ενίσχυσης είναι ικανό να αντισταθμίσει τις κατασκευαστικές αποκλίσεις. Παράλληλα, το κέρδος του δικτύματος προσαρμογής είναι χαμηλό, της τάξεως των -4dB, το οποίο είναι σημαντικό τόσο για τον καλύτερο ορισμό του κέρδους, ανεξαρτήτως του δικτύματος προσαρμογής, όσο και για λόγους γραμμικότητας.

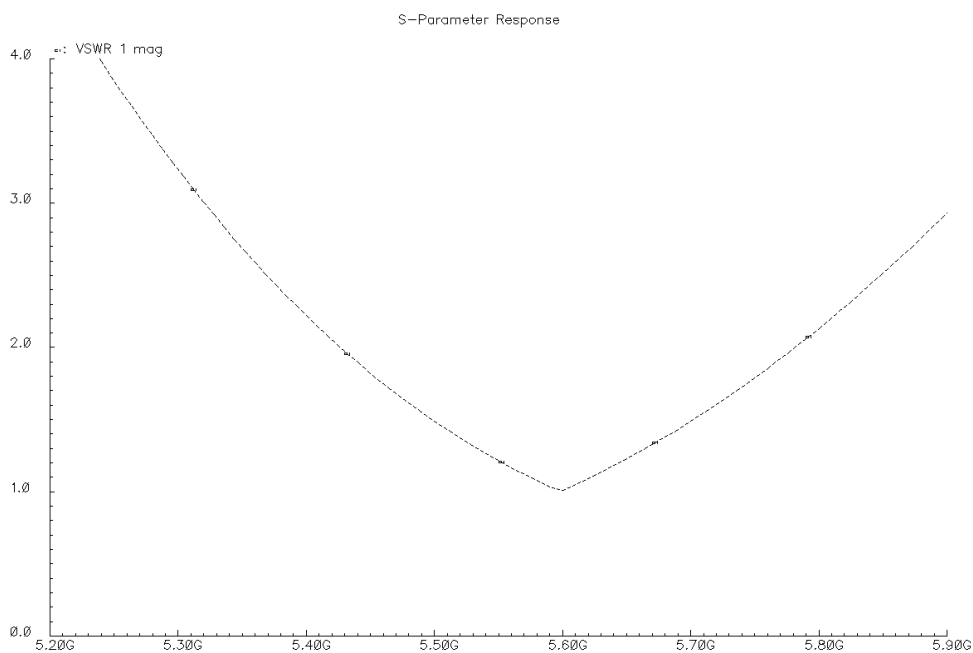
2. Προσομοίωση απομόνωσης εισόδου-εξόδου συναρτήσει της συχνότητας



Σχήμα 43. Η απόκριση απομόνωσης εισόδου-εξόδου του ενισχυτή που κατασκευάσθηκε

Από τη γραφική παράσταση του σχήματος 43 παρατηρούμε ότι στην περίπτωση που ο ενισχυτής δίνει κέρδος 17.3dB, η απομόνωση εισόδου-εξόδου είναι της τάξεως των -23dB. Η παράμετρος αυτή είναι εντός προδιαγραφών του προτύπου 802.11.a, όπως αναφέρεται στον πίνακα I του πρώτου κεφαλαίου. Εδώ πρέπει να σχολιαστεί ότι για χαμηλότερα κέρδη, η απομόνωση εισόδου-εξόδου είναι καλύτερη, όπως θα δειχθεί στις παραμετρικές προσομοιώσεις που παρατίθενται στη συνέχεια.

3. Λόγος στασίμων κυμάτων συναρτήσει της συχνότητας



Σχήμα 44. Ο λόγος στασίμων κυμάτων του ενισχυτή που κατασκευάσθηκε

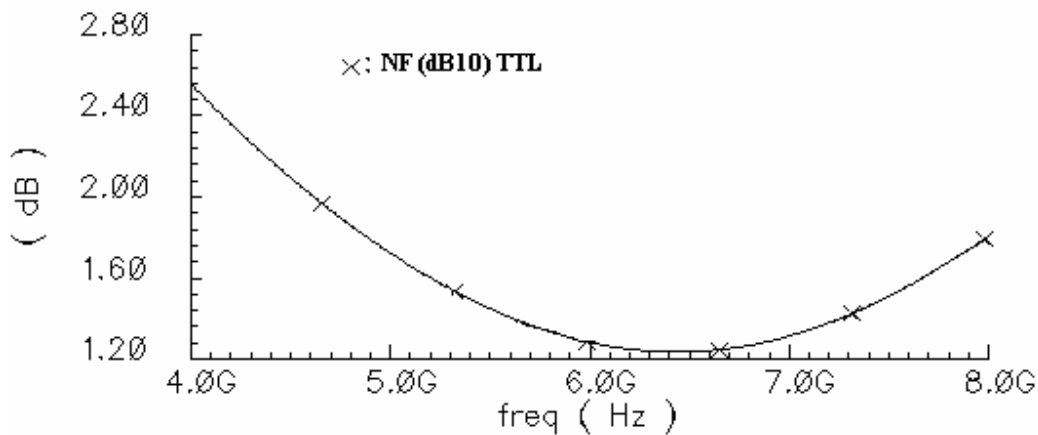
Σε κάθε ενισχυτή είναι απαραίτητο ο λόγος στασίμων κυμάτων να παραμείνει μικρός και σε όσο το μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων. Οι βασικοί λόγοι είναι ότι αποτελεί μια ένδειξη για την ποιότητα της προσαρμογής και για τη σταθερότητα του κυκλώματος. Παράλληλα, επειδή σε κανονικές συνθήκες λειτουργίας τα κανάλια λήψης εκτείνονται φασματικά πέρα από την κεντρική συχνότητα λήψης, ο λόγος στασίμων πρέπει να είναι μικρότερος του 2 για το εύρος που εκτείνονται τα κανάλια του προτύπου.

Με την προτεινόμενη τοπολογία ο λόγος στασίμων κυμάτων παραμένει μικρότερος του 2 για ένα εύρος συχνοτήτων 650MHz γύρω από την κεντρική συχνότητα και, υπό αυτή την έννοια, ο ενισχυτής είναι εντός προδιαγραφών του WLAN προτύπου.

4. Δείκτης θορύβου συναρτήσει της συχνότητας

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, η προδιαγραφή θορύβου αποτελεί ίσως τη σημαντικότερη από τις προδιαγραφές ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Η συμπεριφορά θορύβου του ενισχυτή συναρτήσει της συχνότητας παρουσιάζεται στο σχήμα 45.

Από το παρακάτω σχήμα διαφαίνεται ότι ο δείκτης θορύβου παραμένει μικρότερος του 2dB για ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Το σημείο που ο δείκτης θορύβου ελαχιστοποιείται είναι

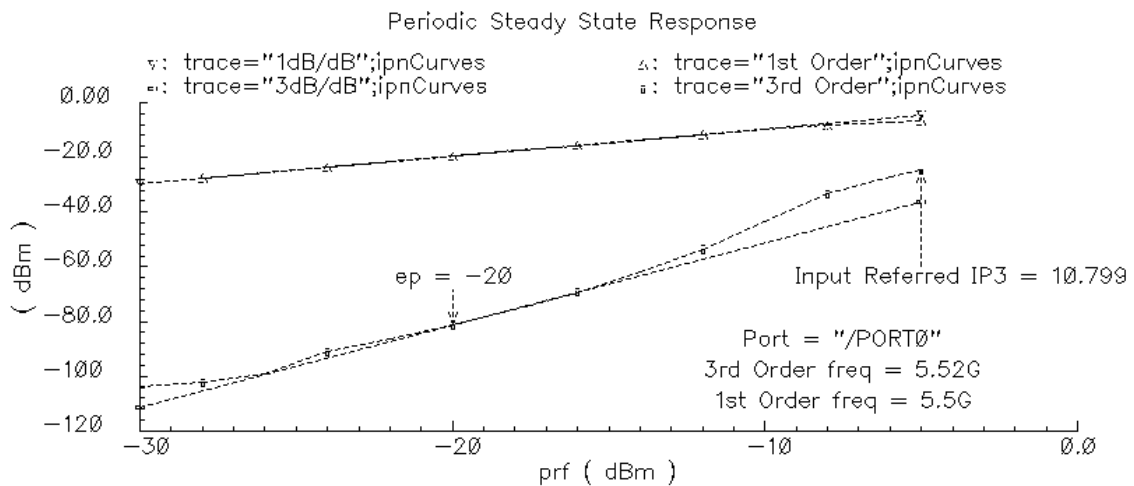


Σχήμα 45. Ο δείκτης θορύβου του ενισχυτή που κατασκευάστηκε

υψηλότερα στη συχνότητα από ό,τι η συχνότητα μεγαλύτερου κέρδους. Αυτό το φαινόμενο προέρχεται από το δικτύωμα προσαρμογής, αφού τα σημεία βέλτιστης μεταφοράς ισχύος και ελάχιστου δείκτη θορύβου αποδεικνύεται ότι απαιτούν διαφορετική προσαρμογή.

Το δικτύωμα προσαρμογής που επιλέχθηκε αποτελεί τον καλύτερο συμβιβασμό για την κάλυψη των διαφόρων, συχνά αντικρουόμενων, προδιαγραφών του ενισχυτή και βελτιστοποιήθηκε μέσω του προγράμματος **MATLAB**, που παρουσιάζεται στο παράρτημα αυτής της εργασίας.

5. Γραμμικότητα του ενισχυτή (IIP3) συναρτήσει της ισχύος εισόδου



Σχήμα 46. Η γραμμικότητα του ενισχυτή που κατασκευάστηκε

Η γραμμικότητα του ενισχυτή δίνεται στο σχήμα 46 συναρτήσει της παραμέτρου IIP3. Για το φορτίο του ενισχυτή χρησιμοποιήθηκε ισοδύναμο φορτίο με μέτρο ίσο με το φορτίο που ο ολοκληρωμένος μίκτης παρέχει στον ενισχυτή.

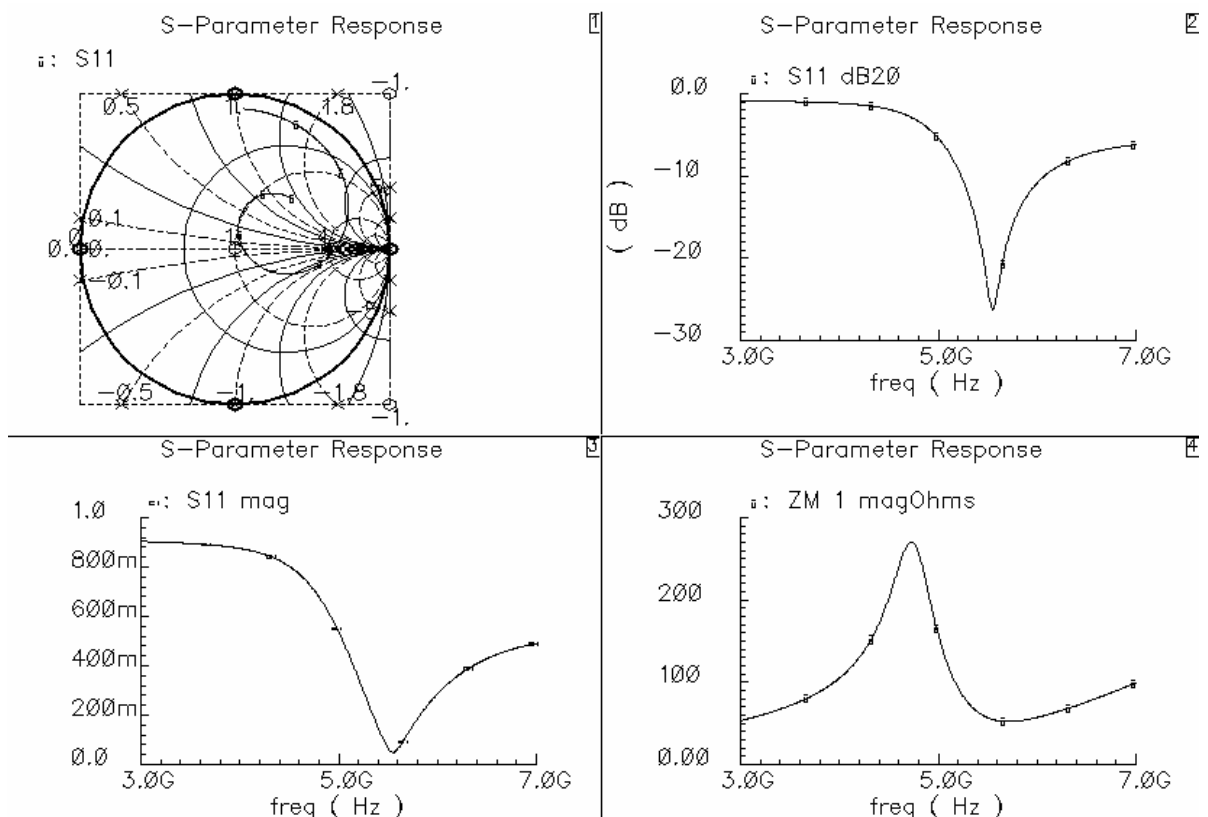
Η τιμή της γραμμικότητας που παρουσιάζεται είναι ιδιαίτερα αυξημένη, διότι χρησιμοποιήθηκε η τεχνική της βέλτιστης πόλωσης εισόδου για να γραμμικοποιηθεί ο ενισχυτής.

Η τεχνική βασίζεται στο γεγονός ότι, καθώς αυξάνεται η πόλωση ενός τρανζίστορ, υπάρχει ένα σημείο όπου η 3^η παράγωγος του ρεύματος-συλλέκτη προς την τάση πύλης-πηγής γίνεται μηδέν και, επομένως, εάν ο ενισχυτής πολωθεί σε αυτή την τάση, τότε θα υπάρξει μια σημαντική αύξηση της γραμμικότητας.

Η παραπάνω τεχνική έχει το μειονέκτημα ότι το σημείο πόλωσης που γραμμικοποιείται ο ενισχυτής είναι πολύ συγκεκριμένο και η απόδοση μειώνεται δραστικά σε πολώσεις γύρω από αυτό το σημείο. Τα αποτελέσματα προσομοιώσεων έδειξαν ότι μια μεταβολή του σημείου πόλωσης κατά 50mV οδηγούσε σε απώλεια 6dB στην απόδοση γραμμικότητας του κυκλώματος. Παρόλη την απώλεια αυτή, όμως, ο ενισχυτής παραμένει αρκετά γραμμικός, γεγονός που οφείλεται στην τοπολογία ενός τρανζίστορ και στο γεγονός ότι ιδιαίτερη προσοχή δόθηκε σχεδιαστικά, ώστε να μη δίνει κέρδος το δικτύωμα προσαρμογής.

Η χρήση της παραπάνω τεχνικής οδήγησε σε μια αύξηση της κατανάλωσης κατά 30%, αφού οι επιδόσεις θορύβου και κέρδους μπορούσαν να επιτευχθούν με μικρότερη κατανάλωση. (Ουσιαστικά το τρανζίστορ εισόδου πολώθηκε στα 630mV, ώστε να επιτύχουμε τη βέλτιστη πόλωση της πύλης του τρανζίστορ.)

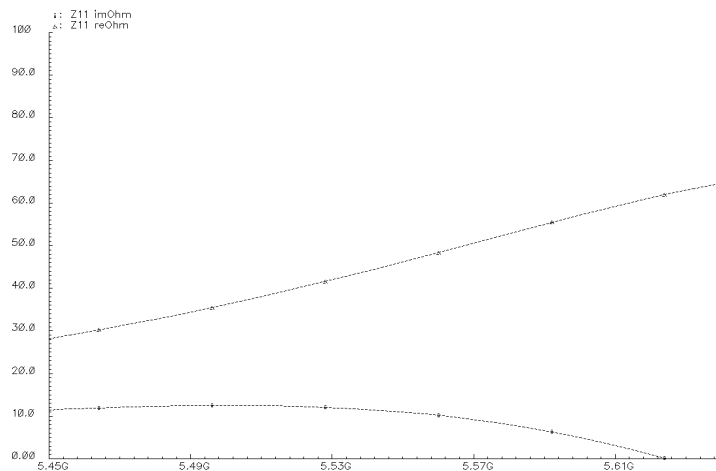
6. Προσομοίωση της παραμέτρου S11 σε χάρτη Smith



Σχήμα 47. Η παράμετρος S11 του ενισχυτή που κατασκευάσθηκε

Στο σχήμα 47 παρουσιάζεται η παράμετρος S11 για ένα εύρος συχνοτήτων 3-8GHz. Ο ενισχυτής παραμένει προσαρμοσμένος για ένα ικανό εύρος, ώστε να είναι κατάλληλος για WLAN εφαρμογές.

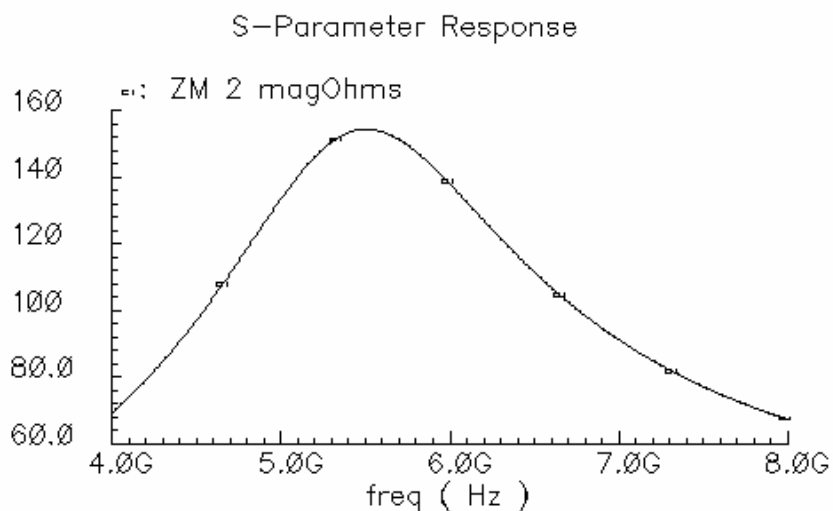
7. Μέτρο του πραγματικού και φανταστικού μέρους της ισοδύναμης εμπέδησης εισόδου συναρτήσει τη συχνότητας



Σχήμα 48. Το πραγματικό και το φανταστικό μέρους της σύνθετης αντίστασης εισόδου του ενισχυτή TTL.

Τα παραπάνω αποτελέσματα αναφέρονται στην περίπτωση που δεν χρησιμοποιείται δικτύωμα προσαρμογής. Λόγω του ότι το φανταστικό μέρος είναι σχετικά μικρό και το πραγματικό τείνει στα 50Ohm, ο ενισχυτής είναι δυνατό να προσαρμοστεί με σχετικά απλά δικτυώματα προσαρμογής.

8. Μέτρο της εμπέδησης εξόδου συναρτήσει της συχνότητας



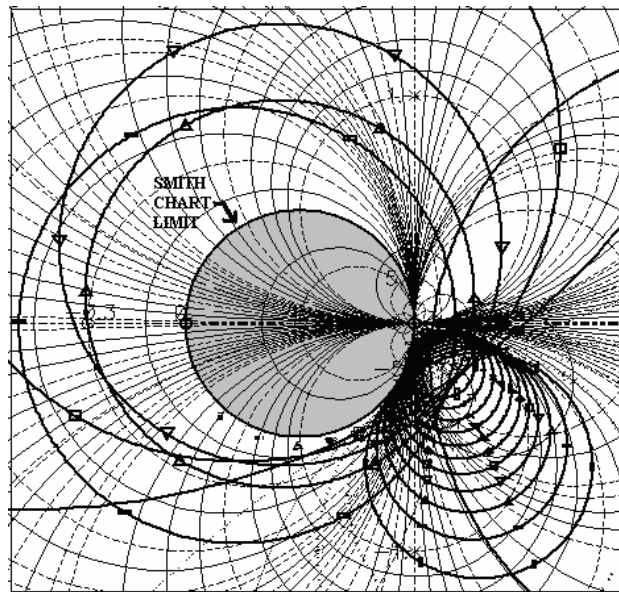
Σχήμα 49. Το μέτρο της εμπέδησης εξόδου του ενισχυτή που κατασκευάσθηκε

Η παραπάνω γραφική παράσταση αναφέρεται στο μέτρο της εμπέδησης εξόδου του κατασκευασμένου ενισχυτή. Μέσω της θετικής ανάδρασης, η ισοδύναμη εμπέδηση εξόδου αυξήθηκε κατά 5 φορές σε σχέση με τον ενισχυτή STL (30→150 Ohm). Επομένως, ο ενισχυτής είναι κατάλληλος για SoC εφαρμογές.

4.5.4 Προσομοιώσεις επιμέρους χαρακτηριστικών του προτεινόμενου ενισχυτή

Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν αποτελέσματα προσομοιώσεων των επιμέρους χαρακτηριστικών του ενισχυτή, τα οποία είναι όμως απαραίτητα για τον πλήρη χαρακτηρισμό της τοπολογίας.

1. Η μικροκυματική σταθερότητα του συστήματος



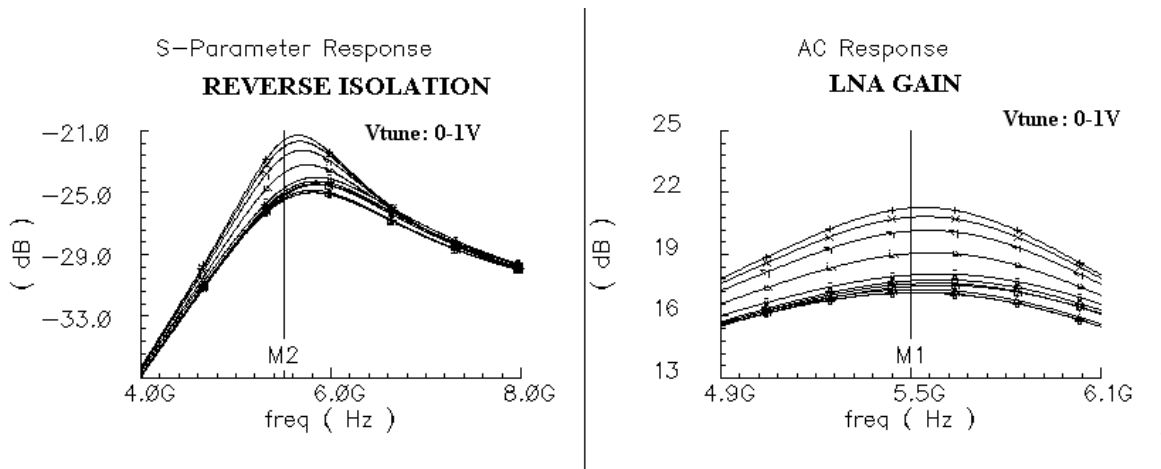
Σχήμα 50. Κύκλοι σταθερότητας εισόδου του ενισχυτή που κατασκευάστηκε

Ο προτεινόμενος ενισχυτής σκοπό έχει να χρησιμοποιηθεί σε SoC εφαρμογές και, υπ' αυτή την έννοια, μπορεί να εξεταστεί μικροκυματικά η σταθερότητα του ενισχυτή μόνο στην είσοδο. Από τις προσομοιώσεις των κύκλων σταθερότητας εισόδου (input stability circles) διαφαίνεται ότι ο ενισχυτής είναι σταθερός, ανεξαρτήτως των συνθηκών (unconditionally stable) στην είσοδο.

2. Η απόκριση του ενισχυτή συναρτήσει της τάσης ελέγχου V_{tune}

Όπως έχει αναφερθεί ήδη, η θετική και η μια από τις αρνητικές αναδράσεις είναι ελεγχόμενες από την τάση ελέγχου V_{tune} . Η τάση αυτή θεωρητικά θα μπορούσε να εξουδετερώσει πλήρως τη θετική ανάδραση, στην περίπτωση που το ρεύμα DC πόλωσης στο στάδιο αντιστάθμισης γινόταν μηδέν. Παράλληλα, το κέρδος θα μπορούσε να τεθεί στη μέγιστη τιμή του, εάν η τάση ελέγχου έπαιρνε τη μέγιστη τιμή της, που στην περίπτωση που εξετάζουμε είναι το 1 V, που αποτελεί άλλωστε και την τροφοδοσία του συστήματος. Η απόκριση του ενισχυτή συναρτήσει αυτής της τάσεως παρουσιάζεται στο σχήμα 51, όπου συγκρίνονται τόσο η απόδοση κέρδους όσο και η απόδοση απομόνωσης εισόδου-εξόδου του ενισχυτή TTL.

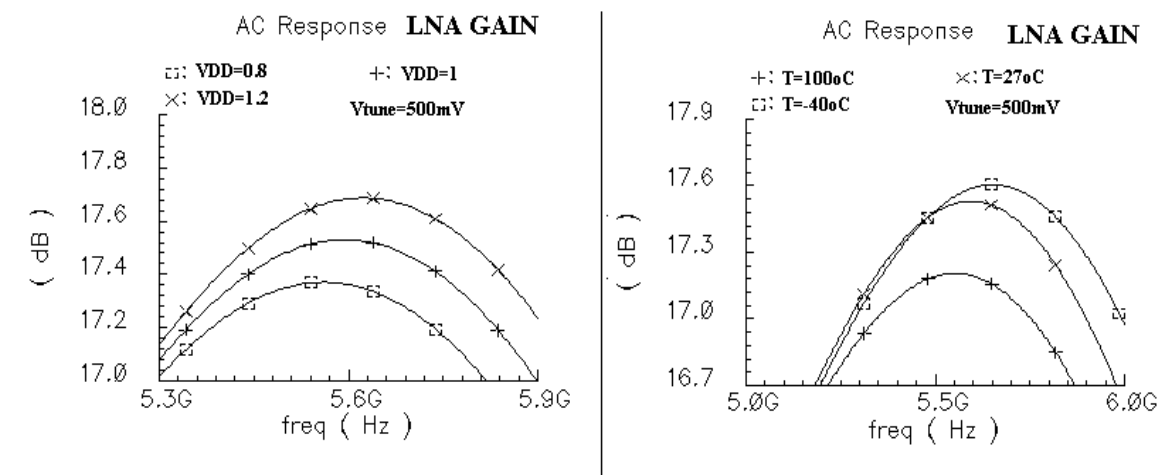
Τα αποτελέσματα αποδεικνύουν την αρχή λειτουργίας του ενισχυτή, αφού στη συγκεκριμένη προσομοίωση διαφαίνεται ότι μπορεί το κέρδος να αυξηθεί κατά 5.1dB



Σχήμα 51. Αποκρίσεις κέρδους και απομόνωσης συναρτήσει της V_{tune} του ενισχυτή που κατασκευάστηκε

(16.4→21.5), ενώ η αντίστοιχη μείωση στην απόκριση απομόνωσης εισόδου-εξόδου είναι 3.8dB (-25.1→-21.3). Με βάση τα παραπάνω αποδεικνύεται ότι, ακόμα και στην περίπτωση μέγιστου κέρδους ο ενισχυτής μένει εντός προδιαγραφών (reverse isolation < -20dB), ενώ παραμένει σταθερός. (Η σταθερότητα ελέγχθηκε με πολλαπλές transient προσομοιώσεις στην κατάσταση μέγιστου κέρδους).

3. Η απόκριση του ενισχυτή συναρτήσει των μεταβολών της τάσεως τροφοδοσίας και της θερμοκρασίας.



Σχήμα 52. Αποκρίσεις κέρδους συναρτήσει των μεταβολών τροφοδοσίας και θερμοκρασίας του ενισχυτή που κατασκευάστηκε

Για να εξασφαλιστεί η σωστή λειτουργία του ενισχυτή, απαιτείται να υπάρχουν οι ελάχιστες μεταβολές στην απόκριση του ενισχυτή, καθώς μεταβάλλεται η τάση τροφοδοσίας και η θερμοκρασία. Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του σχήματος 52 διαφαίνεται ότι εκτός του ότι το κέρδος του ενισχυτή δεν επηρεάζεται σημαντικά, η τάση ελέγχου V_{tune} είναι ικανή να αντισταθμίσει τη μείωση ή την αύξηση του κέρδους, όπου αυτή παρατηρείται.

4.5.5 Πίνακας συγκεντρωτικών αποτελεσμάτων του προτεινόμενου ενισχυτή

ΠΙΝΑΚΑΣ ΙΙΙ

ΣΥΝΟΛΙΚΗ ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΤΟΥ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ TTL

| Parameter | Quantity |
|---|-------------------------|
| Frequency | 5.5 GHz |
| LNA Gain | 17.2 dB |
| Noise Figure | 1.6 dB |
| Maximum IIP3* | +13 dBm |
| 3 dB Bandwidth | 1.4 GHz |
| Supply Voltage | 1 V |
| Power Dissipation | 24.8 mW |
| VWSR range (<2) | 650 MHz |
| Compensating stage power consumption | 2.5 mW |
| Gain tuning range ($V_{\text{tune}} 0.3\text{V} - 0.8\text{V}$) | 15.3 dB – 18.9 dB |
| Reverse Isolation | -23 dB |
| IIP3 deterioration ($V_{\text{optimum}} \pm 10\%$) | 6 dBm, 6.6 dBm |
| LNA sensitivity to V_{tune} (Gain = 17.5dB, Temp -40 °C – 100 °C) | 380 mV – 580 mV |
| LNA sensitivity to V_{tune} (Gain = 17.5dB, VDD $\pm 20\%$) | 350 mV – 620 mV |
| Technology | CMOS 0.13 μm |

*: through optimum gate biasing [6]

Στον παραπάνω πίνακα παρουσιάζονται τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα των προσομοιώσεων που έγιναν για το χαρακτηρισμό του προτεινόμενου ενισχυτή Τριπλής Μαγνητικής Ανάδρασης. Σχολιάζοντας, μπορούμε να αναφέρουμε ότι ο ενισχυτής είναι εντός προδιαγραφών ενός τυπικού συστήματος WLAN, όπως το 802.11.a. Στα αρνητικά της συγκεκριμένης σχεδίασης θα μπορούσε να αναφερθεί η αυξημένη κατανάλωση, η οποία όμως δικαιολογείται από τη χρήση της τεχνικής γραμμικοποίησης, που αναφέρθηκε σε προηγούμενη ενότητα.

4.6 Επίλογος

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο παρουσιάστηκε μια νέα δομή ενισχυτή χαμηλού θορύβου, ο οποίος αναφέρεται ως Ενισχυτής Τριπλής Μαγνητικής Ανάδρασης (Triple Transformer LNA, TTL). Από την ανάλυση που έγινε αποδείχθηκε ότι η προτεινόμενη χρήση πολλαπλών βρόγχων ανάδρασης, οι οποίοι εφαρμόζονται σε διαφορετικούς κόμβους και δεν αναιρούν ο ένας τον άλλο, είναι μια αποδοτική τεχνική, η οποία μπορεί να κάνει τους ορισμούς του κέρδους και της απομόνωσης εισόδου-εξόδου σχετικά ανεξάρτητες. Η τεχνική καταφέρει να εισαγάγει δύο προσθετικά σήματα αρνητικής ανάδρασης, που αυξάνουν την απομόνωση εισόδου-εξόδου και ένα σήμα θετικής ανάδρασης, που αντισταθμίζει τη μείωση του συντελεστή ποιότητας του πηνίου

φορτίου, που ο μετασχηματιστής εισάγει και που μειώνει το κέρδος και την εμπέδηση εξόδου. Με τον τρόπο αυτό καταργείται η ανάγκη για το **cascode** τρανζίστορ, διατηρείται η ικανότητα λειτουργίας υπό χαμηλή τροφοδοσία και το κέρδος και η απομόνωση εισόδου-εξόδου μπορούν να λάβουν μεγάλες τιμές.

Παράλληλα, η χρήση του σταδίου αντιστάθμισης δεν επηρεάζει σημαντικά την απόδοση θορύβου του ενισχυτή, ενώ με τον κατάλληλο σχεδιασμό του τριπλού μετασχηματιστή είναι δυνατόν η σχεδίαση να γίνει ιδιαίτερα αποδοτική όσον αφορά την επιφάνεια πάνω στο ολοκληρωμένο που ο ενισχυτής καταλαμβάνει.

Τέλος, ο ενισχυτής είναι ιδιαίτερα κατάλληλος για εφαρμογές **SoC**, λόγω της αυξημένης εμπέδησης εξόδου που παρουσιάζει, και είναι κατάλληλος για υψίσυχνες εφαρμογές. Ο λόγος είναι ότι σε υψηλές συχνότητες, που αναγκαστικά το φορτίο του ενισχυτή πρέπει να είναι μικρό για να επιτευχθεί ο υψίσυχνος συντονισμός, το κέρδος μπορεί να αυξηθεί όχι μέσω αύξησης της τιμής του πηνίου αλλά μέσω της αύξησης του συντελεστή ποιότητάς του. Με τον τρόπο αυτό καταφέρνουμε όχι μόνο να έχουμε εφαρμογές σε υψηλότερη συχνότητα, αλλά πλέον η σχεδίαση και βελτιστοποίηση του σταδίου εισόδου του ολοκληρωμένου μίκτη, που αποτελεί το φορτίο του ενισχυτή, μπορεί να γίνει ανεξάρτητα, αφού πλέον οι απαιτήσεις για το φορτίο που παρέχει ο μίκτης στον **LNA** γίνονται πιο χαλαρές.

Αποτελεί πεποίθηση του ερευνητή ότι σε μελλοντικές εφαρμογές, που οι τάσεις τροφοδοσίας θα μειωθούν σε επίπεδα κάτω του **1V** και πλέον ενισχυτικά στάδια με ένα μόνο τρανζίστορ θα αποτελούν μονόδρομο, η χρήση ανάδρασης μέσω μαγνητικού πεδίου θα αποτελέσει αντικείμενο έντονης ερευνητικής μελέτης. Από την παραπάνω εργασία αποδείχθηκε ότι η εφαρμογή πολλαπλής μαγνητικής ανάδρασης όχι μόνο είναι εφικτή, αλλά και μπορεί να λύσει μια πληθώρα προβλημάτων, που προκύπτουν από τη χρήση ενός μόνο τρανζίστορ.

Είναι σίγουρο, όμως, ότι για να γίνουν τέτοιες δομές ικανές να χρησιμοποιηθούν σε βιομηχανικές εφαρμογές απαιτείται καλύτερη και αποδοτικότερη μοντελοποίηση των διαφόρων στοιχείων και, κυρίως, στον τομέα της μοντελοποίησης και χαρακτηρισμού των ολοκληρωμένων μετασχηματιστών.

Βιβλιογραφία

- [1] Jussi Ryynanen, "Low-Noise-Amplifiers for Integrated Multi-Mode Direct-Conversion Receivers", Helsinki University of Technology, Electronic Circuit Design Laboratory, 2004.
- [2] Hirad Samavati, Hamid R. Rategh, and Thomas H. Lee, "A 5-GHz Wireless LAN receiver front-end, IEEE JSSC, pp 765-772, May 2005.
- [3] B. Leung, VLSI for Wireless Communications, New Jersey, Prentice Hall, 2002, pp. 74-105.
- [4] D.J. Cassan and J.R. Long, " A 1-V Transformer Feedback Low-Noise Amplifier for 5-GHz Wireless LAN in 0.18-um CMOS," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 38 No. 3 pp. 427-435, Mar. 2003.
- [5] V. Aparin, "Linearization of CDMA Receiver Front-End" , PhD Thesis, University of California, San Diego, 2005
- [6] B. Georgescu, H. Pekau, J. Haslett, and J. McRory, " Tunable Coupled Inductor Q-Enhancement for Parallel Resonant LC Tanks." IEEE Transactions On Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing, Vol. 50, No. 10 pp 705-713, Oct.2003
- [7] A. R. Shahani, D.K. Shaeffer, and T.H. Lee, " A 12mW wide dynamic range CMOS front-end for a portable GPS receiver," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 32, pp 2061-2070, Dec. 1997
- [8] T. P. Liu, E. Westerwick, N. Rohami, and R. Yan, "5-GHz CMOS radio transceiver front-end chipset," IEEE Int. Solid-State Circuits (ISSCC) Dig Tech. Papers, Feb.2000 pp.320-321
- [9] D. K. Shaeffer, and T.H. Lee, " A-1.5V, 1.5-GHz CMOS Low Noise Amplifier," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.32, No.5 pp 745-759, May 1997
- [10] M. P. van der Heijden, L.C.N. de Vreede, and J.N. Burghartz, " On the Design of Unilateral Dual Loop Feedback Low-Noise Amplifiers With Simultaneous Noise, Impedance and IIP3 Match," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.39 No.10, pp 1127-1136, Oct. 2004
- [11] S. Pipilos and Y. Tsvividis, " RLC Active Filters with Electronically Tunable Centre Frequency and Quality Factor," Electronics Letters, Vol. 30, Issue 6, pp.472 – 474, Mar. 1994
- [12] J. R. Long, "Monolithic Transformers for Silicon RF IC Design," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 35 pp. 1368-1382, Sep. 2000
- [13] T. Nguyen, C.Kim, G.Ihm, M.Yang, and S. Lee, "CMOS Low-Noise Amplifier Design Optimization Techniques," IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol.52, No.5, May 2004

- [14] Y. K. Koutsoyannopoulos, and Y. Papananos, " Systematic Analysis and Modeling of Integrated Inductors and Transformers in RF IC Design," IEEE Transactions On Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing Vol. 47, No. 8 pp 699-713, Aug.2000
- [15] V.Aparin and C.Persico, "Effect of out - of - band terminations on intermodulation distortion in common - emitter circuits, " IEEE MIT - SInt. Microwave Symp. Dig , vol.3 , pp. 977-980 , 1999
- [16] A.R. Shahani, D.K. Shaeffer ,and T.H. Lee,"A 12m W wide dynamic range CMOS front-end for a portable GPS receiver, "IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 32, pp. 2061–2070, Dec. 1997.
- [17] J.J. Zhou and D.J. Allstot, "Monolithic transformers and their application in a differential CMOS low-noise amplifier, "IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 33, pp.2020–2027, Dec. 1998
- [18] F.Behbahani, J.C.Leete, Y.Kishigami, A.Roithmeier, K.Hoshino, and A.A.Abidi, "A 2.4-GHz low-IF receiver for wideband WLAN in 0.6-um CMOS — Architecture and front-end,"IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 35, pp. 1908–1916, Dec. 2000
- [19] R.Leroux, J.Janssens, and M.Steyaert, "A 0.8 dB ESD-protected 9mW CMOS LNA," in IEEE Int. Solid-State Circuits (ISSCC) Dig. Tech. Papers, Feb. 2001 , pp.410–411.
- [20] T.P. Liu, E. Westerwick, N. Rohani, and R. Yan, "5-GHz CMOS radio transceiver front-end chipset," in IEEE Int. Solid-State Circuits (ISSCC) Dig. Tech. Papers, Feb. 2000, pp. 320–321
- [21] H. Samavati, H. Rategh, and T.H. Lee, "A 5-GHz CMOS wireless LAN receiver front end" IEEE J. Solid-State Circuits, vol.35, pp. 765–772, May 2000.
- [22] V.Aparin and L.E.Larson , "Analysis and reduction of cross modulation distortion in CDMA receivers, " IEEE Trans. Microwave Theory Tech. , vol. 51 , no. 5, pp. 1591- 1602, May 2003.
- [23] V.Aparin and L.E.Larson, "Linearization of monolithic LNAs using low-frequency low-impedance input termination, " Europ. Solid-State Circ. Conf. , pp. 137-140, Sept. 2003.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΡΟΠΑΡΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΓΙΑ ΤΗ ΓΡΑΜΜΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Η ανάγκη για γραμμικά κυκλώματα σε μια αλυσίδα δέκτη είναι προφανής, λόγω του ότι η ύπαρξη μη γραμμικοτήτων προκαλεί μια πληθώρα ανεπιθύμητων φαινομένων, που αναφέρθηκαν στο Κεφάλαιο 2. Μερικά από αυτά είναι η εισαγωγή αρμονικών, η ενδοδιαμόρφωση και ενδοπαραμόρφωση, η απευαισθητοποίηση και η συμπίεση κέρδους. Όλα αυτά τα φαινόμενα μειώνουν την ποιότητα της λήψης και είναι απαραίτητο να βρεθούν τρόποι γραμμικοποίησης της αλυσίδας. Η ανάγκη αυτή μεταφέρεται στα υποκυκλώματα του συστήματος, όπου απαιτείται το καθένα από αυτά να είναι όσο το δυνατόν πιο γραμμικό. Αναπόφευκτα, ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου απαιτείται να σχεδιαστεί όσο πιο γραμμικός γίνεται. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση κάποιων τεχνικής γραμμικοποίησης.

Μια πληθώρα τεχνικών γραμμικοποίησης έχουν βιβλιογραφικά παρουσιαστεί. Επιλεκτικά αναφέρουμε την προπαραμόρφωση (**predistortion**), την μεταπαραμόρφωση (**postdistortion**), την εφαρμογή γραμμικής ή μη γραμμικής ανάδρασης (**linear or non-linear feedback**), την τεχνική βέλτιστης πόλωσης πύλης (**optimum gate biasing**), την τεχνική τερματισμών εκτός εύρους λήψης (**out of band terminations**) και την τεχνική μετάδοσης κατά την ορθή φορά (**feedforward**). Η κάθε μια από τις τεχνικές αυτές επιτυγχάνει γραμμικοποίηση, αλλά λόγω του ότι στην

πλειονότητά τους έχουν σχεδιαστεί για γραμμικοποίηση ενισχυτών ισχύος δεν είναι όλες ιδιαίτερα κατάλληλες για γραμμικοποίηση ενισχυτών χαμηλού θορύβου, όπου οι απαιτήσεις για χαμηλό θόρυβο είναι πρωταρχικής σημασίας.

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστεί μια νέα τεχνική γραμμικοποίησης, κατάλληλη για ενισχυτές χαμηλού θορύβου, που βασίζεται στην προπαραμόρφωση του σήματος εισόδου του ενισχυτή. Η τεχνική βασίζεται στην αναίρεση των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης του LNA, που οδηγεί στη γραμμικοποίηση της τοπολογίας. Η τεχνική επιτυγχάνει την αύξηση της γραμμικότητας του ενισχυτή με την ελάχιστη μείωση του κέρδους και την ελάχιστη αύξηση του δείκτη θορύβου της τοπολογίας, ενώ επιτυγχάνει γραμμικοποίηση σε ένα μεγάλο εύρος ισχύων εισόδου. Τα παραπάνω επιτυγχάνονται με τη χρήση των παρακάτω τεχνικών:

- **Χρήση προπαραμορφωτή υψηλής μη γραμμικότητας.** Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνουμε μέγιστη τιμή του χρήσιμου σήματος, που χρησιμοποιείται για την αναίρεση των μη γραμμικών προϊόντων του βασικού ενισχυτή, με την ελάχιστη τιμή του σήματος, που μειώνει το κέρδος της τοπολογίας.
- **Εισαγωγή σημείου αυξημένης γραμμικότητας (sweet spot) στη συνάρτηση μεταφοράς και μετακίνηση του.** Η εισαγωγή ενός επιπλέον σημείου αυξημένης γραμμικότητας και η τοποθέτησή του σε συγκεκριμένη τιμή ισχύος εισόδου επιτρέπει τη μεγιστοποίηση του εύρους γραμμικοποίησης. Η μετακίνηση επιτυγχάνεται μέσω μαγνητικής ανάδρασης
- **Μέγιστη αναίρεση προϊόντων παραμόρφωσης μέσω ευθυγράμμισης του σήματος προπαραμόρφωσης με τα μη γραμμικά προϊόντα του βασικού ενισχυτή.** Τα παραπάνω επιτυγχάνονται με τη χρήση ενός ολοκληρωμένου μετασχηματιστή και με τη χρήση των μη ιδανικοτήτων του όσον αφορά την φάση μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος πηνίου, που στη συγκεκριμένη περίπτωση χρησιμοποιείται προς όφελος του σχεδιαστή.

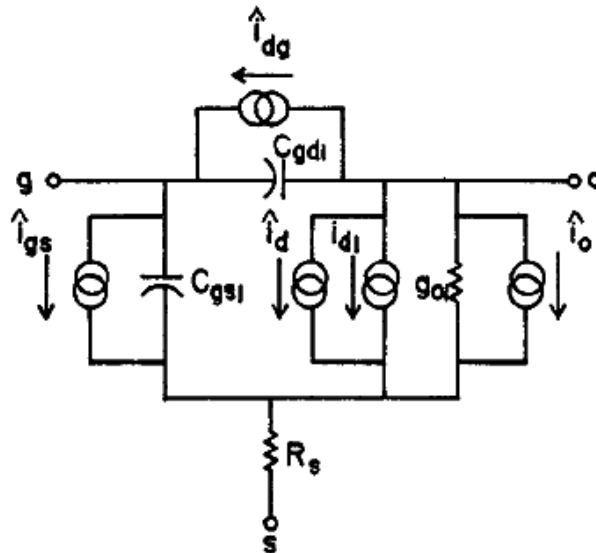
Τα παρακάτω θα γίνουν σαφή και θα μαθηματικοποιηθούν στις επόμενες ενότητες.

Το κεφάλαιο θα αρχίσει με μια σύντομη αναφορά στους λόγους που προκαλούν τις μη γραμμικές συμπεριφορές στο τρανζίστορ τύπου MOSFET και, στη συνέχεια, θα γίνει μια σύντομη αναφορά στις πιο σημαντικές τεχνικές γραμμικοποίησης, όπως αυτές βιβλιογραφικά αναφέρονται. Η ανάλυση της προτεινόμενης τεχνικής θα παρουσιαστεί στη συνέχεια και θα γίνει ανάλυση για το πώς η τεχνική γραμμικοποιεί τον ενισχυτή, χωρίς να επιβαρύνονται οι συμπεριφορές κέρδους και χαμηλού θορύβου. Τα παραπάνω θα υποστηριχθούν με τα κατάλληλα αποτελέσματα προσομοιώσεων, που λήφθηκαν μέσω του προγράμματος Cadence.

Το κεφάλαιο θα ολοκληρωθεί με τα συμπεράσματα που προκύπτουν και με την μελλοντική εργασία που θα γίνει πάνω στην συγκεκριμένη τεχνική.

5.2 Μη γραμμικότητες του τρανζίστορ τύπου MOSFET

Στην ενότητα αυτή θα γίνει μια σύντομη παρουσίαση της μελέτης του βασικού δομικού στοιχείου της τοπολογίας, του τρανζίστορ τύπου MOSFET, όσον αφορά τη γραμμικότητα που το στοιχείο αυτό παρουσιάζει. Πρέπει να τονιστεί ότι η ανάλυση που θα παρουσιαστεί δεν είναι σε καμία περίπτωση πλήρης και χρησιμοποιεί το λεγόμενο «σχεδόν γραμμικό» (almost linear) μοντέλο για το τρανζίστορ. Η ανάλυση, όμως, υποστηρίζεται από μια



Σχήμα 53. Απλό μη γραμμικό μοντέλο του τρανζιστορ τύπου MOSFET

πληθώρα αναφορών [6]→[48]. Στο μοντέλο αυτό, οι πηγές ρεύματος i_d , i_{dg} , i_{gs} και i_o αναπαριστούν τους όρους υψηλότερης τάξης της δυναμοσειράς, που προσεγγίζει την μη γραμμική φύση του κάθε στοιχείου. Από τη στιγμή που θεωρούμε ασθενείς μη γραμμικότητες, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι η χαρακτηριστική εξίσωση του κάθε μη γραμμικού στοιχείου μπορεί να προσεγγιστεί με μια δυναμοσειρά, που περιέχει τρεις όρους.

Για να βρούμε τη μη γραμμική συνάρτηση, που συνδέει το ρεύμα εξόδου (που στη συγκεκριμένη περίπτωση θεωρούμε ότι είναι το ρεύμα που διαρρέει τον κόμβο υποδοχέα του τρανζιστορ), I_d συναρτήσει της τάσεως μεταξύ των κόμβων πύλης και πηγής V_{gs} , από την DC ανάλυση του τρανζιστορ έχουμε:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{oxide} \frac{W}{L} (V_{gs} - V_T)^2 \tag{5.1}$$

$$V_T = V_{T0} + \gamma \left[\sqrt{2\phi_t + V_{SB}} - \sqrt{2\phi_t} \right] \tag{5.2}$$

Η εξίσωση αυτή σε μια πιο γενική και εύχρηστη μορφή μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$I_d = I_{dss} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^n \tag{5.3}$$

όπου I_{dss} είναι το ρεύμα του κόμβου υποδοχέα, αν θεωρήσουμε μηδενική τιμή της τάσεως V_{gs} , V_p είναι η **pinch-off** τάση του συγκεκριμένου τρανζιστορ και η παράμετρος n θεωρούμε ότι μπορεί να μεταβάλλεται σε ένα εύρος από 1.5 έως 2.5. Αν θεωρήσουμε ότι το τρανζιστορ είναι σε κατάσταση λειτουργίας, που ορίζεται ως (V_{gs0}, I_{d0}) , τότε μπορούμε να αναπτύξουμε τη σχέση 5.1 σε ένα ανάπτυγμα Taylor, που περιέχει τρεις όρους και είναι της μορφής:

$$i_d(v_{gs}) = g_m^{(1)} v_{gs} + g_m^{(2)} v_{gs}^2 + g_m^{(3)} v_{gs}^3 \tag{5.4}$$

όπου:

$$i_d = I_d - I_{d0} \quad (5.5)$$

$$v_{gs} = V_{gs} - V_{gs0} \quad (5.6)$$

$$g_m^{(1)} = \left. \frac{dI_d}{dV_{gs}} \right|_{V_{gs0}} = -\frac{nI_{dss}}{V_p} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^{n-1} \bigg|_{V_{gs0}} \quad (5.7)$$

$$g_m^{(2)} = \left. \frac{1}{2} \frac{d^2 I_d}{dV_{gs}^2} \right|_{V_{gs0}} = -\frac{n(n-1)I_{dss}}{2V_p^2} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^{n-2} \bigg|_{V_{gs0}} \quad (5.8)$$

$$g_m^{(2)} = \left. \frac{1}{6} \frac{d^3 I_d}{dV_{gs}^3} \right|_{V_{gs0}} = -\frac{n(n-1)(n-2)I_{dss}}{6V_p^3} \left(1 - \frac{V_{gs}}{V_p} \right)^{n-3} \bigg|_{V_{gs0}} \quad (5.9)$$

Οι σταθεροί όροι στις παραπάνω εξισώσεις μπορούν να βρεθούν, αν θεωρήσουμε ότι ισχύει:

$$\frac{I_d}{g_m^{(1)}} = -\frac{1}{n}(V_p - V_{gs}) \quad (5.10)$$

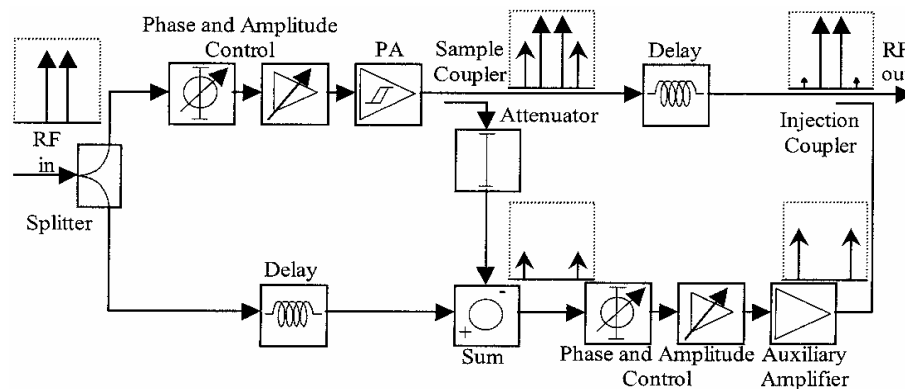
Όπως γίνεται σαφές από τα παραπάνω, σε ένα πρώτο επίπεδο αλλά με αρκετή ακρίβεια για τους σκοπούς αυτής της εργασίας, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε για την ανάλυση των μη γραμμικοτήτων των συστημάτων που μελετάμε το απλό μοντέλο του αναπτύγματος της δυναμοσειράς που παρουσιάζεται στη σχέση 5.4. Από άποψη πληρότητας και, κυρίως, λόγω του ότι αναφερόμαστε σε υψηλές συχνότητες, θα έπρεπε να λάβουμε υπόψη την εξάρτηση από τη συχνότητα των στοιχείων του κυκλώματος και, επομένως, μια τεχνική ανάλυσης των γραμμικοτήτων βασισμένη σε σειρές **Volterra**, στις οποίες οι σταθεροί όροι του αναπτύγματος της σειράς είναι εξαρτώμενοι από τη συχνότητα, θα ήταν σαφώς ανώτερη. Για το λόγο αυτό ο αναγνώστης παραπέμπεται στις αναφορές του κεφαλαίου [6]→[48].

Τέλος, πρέπει να αναφέρουμε ότι παρόμοιες σχέσεις με αυτές που προαναφέρθηκαν μπορούν να γραφούν και για τις υπόλοιπες πηγές ρεύματος, που παρουσιάζονται στο σχήμα 53, λαμβάνοντας υπόψη φαινόμενα, όπως η παρασιτική χωρητικότητα πύλης – πηγής C_{gs} και η εμπέδηση εξόδου του τρανζίστορ g_{d0} .

5.3 Τεχνικές γραμμικοποίησης ενισχυτών χαμηλού θορύβου

Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν επιγραμματικά τεχνικές γραμμικοποίησης που εν δυνάμει μπορούν να χρησιμοποιηθούν για γραμμικοποίηση LNA. Κάθε μια τεχνική θα περιγραφεί επιγραμματικά και θα γίνει μια κρίση για την καταλληλότητα της τεχνικής για τη

χρήση της σε LNA. Αυτό είναι απαραίτητο να γίνει, γιατί οι τεχνικές έχουν σχεδιαστεί κατά κύριο



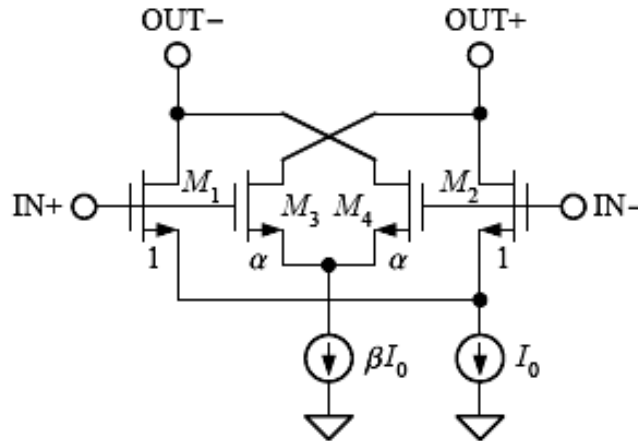
Σχήμα 54 Απλοποιημένο διάγραμμα γραμμικοποίησης εμπρόσθιας τροφοδότησης.

λόγο για γραμμικοποίηση ενισχυτών ισχύος, που οι απαιτήσεις και οι προδιαγραφές είναι αρκετά διαφορετικές.

5.3.1 Feedforward Linearization (γραμμικοποίηση εμπρόσθιας τροφοδότησης)

Η γραμμικοποίηση εμπρόσθιας τροφοδότησης (*feedforward linearization*) είναι μια αρκετά εύκολη στην υλοποίησή της τεχνική γραμμικοποίησης ενισχυτών ισχύος, η οποία είναι αρκετά διαδεδομένη σε εμπορικά προϊόντα. Σκοπός της τεχνικής είναι να μειώνει την αναγέννηση του φάσματος, περιορίζοντας τα παράγωγα της παραμόρφωσης στην έξοδο του ενισχυτή. Στο σχήμα 54 παρουσιάζεται ένα απλοποιημένο διάγραμμα συστήματος γραμμικοποίησης. Στην αρχή της διαδικασίας το υψίσυχο σήμα εισόδου διαχωρίζεται σε δυο διαφορετικά μονοπάτια. Στο κάτω μονοπάτι εισάγεται μια καθυστέρηση (μέσω του πηνίου), ενώ το πάνω μονοπάτι περιέχει τον προς γραμμικοποίηση ενισχυτή. Το σήμα περνώντας από τον PA παραμορφώνεται, και, πλέον, στην έξοδο υπάρχουν προϊόντα υψηλότερης τάξης, τα οποία ουσιαστικά αποτελούν μη γραμμική παραμόρφωση.

Στη συνέχεια, εξασθενημένο δείγμα του μη γραμμικού ενισχυμένου σήματος στην έξοδο του PA αφαιρείται από το καθυστερημένο αρχικό RF σήμα εισόδου. Το αποτέλεσμα της διαδικασίας είναι ότι, καθώς το RF σήμα εισόδου είναι και το επιθυμητό, ενώ το εξασθενημένο σήμα της εξόδου του PA, εκτός από το επιθυμητό σήμα περιέχει και αρμονικές συνιστώσες λόγω της μη γραμμικής φύσης του, η διαφορά των δύο σημάτων εμπεριέχει μόνο τις ανεπιθύμητες αρμονικές συνιστώσες. Το παραγόμενο σήμα, που προέρχεται από τη διαφορά των δύο παραπάνω σημάτων, στη συνέχεια ενισχύεται από έναν PA, που απαιτείται να είναι γραμμικός και, κατόπιν, αφαιρείται από το σήμα εξόδου του μη γραμμικού PA, το οποίο έχει υποστεί μια καθυστέρηση, ώστε τελικά τα δυο σήματα να συγχρονιστούν και να αφαιρεθούν με σωστή φάση. Αν θεωρηθεί ότι ο γραμμικός ενισχυτής ισχύος δεν εισάγει προϊόντα παραμόρφωσης, τότε πράγματι, όταν το σήμα εξόδου του αφαιρεθεί από την καθυστερημένη εκδοχή του σήματος εξόδου του μη γραμμικού PA, ιδανικά θα αναιρέσει τις μη γραμμικότητες, που προκύπτουν στην έξοδο του συστήματος, με αποτέλεσμα η τελική έξοδος να είναι μία γραμμική αναπαράσταση του σήματος εισόδου. Προφανώς, το σύστημα που παρουσιάζεται στο σχήμα 54 είναι ιδιαίτερα πολύπλοκο και δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για γραμμικοποίηση LNA. Ένα κυκλωματικό παράδειγμα της παραπάνω τεχνικής με δυνατότητα να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές LNA φαίνεται στο σχήμα 55. Το διαφορικό ζεύγος που δημιουργείται από τα τρανζίστορ M_1 και M_2 θα μπορούσε να



Σχήμα 55 Σχηματικό διάγραμμα κυκλώματος feedforward

θεωρηθεί ως ο βασικός ενισχυτής, ενώ τα τρανζίστορ $M_{3,4}$ δημιουργούν ένα διαφορικό ζευγος, το οποίο είναι ο βοηθητικός ενισχυτής, ο οποίος σκοπό έχει να αναιρέσει τα προϊόντα 3^{ης} τάξης που δημιουργούν αρμονική παραμόρφωση. Αν θεωρηθεί ότι τα τρανζίστορ ακολουθούν τον τετραγωνικό νόμο, τότε το συνολικό διαφορικό ρεύμα δίδεται από την παρακάτω σχέση:

$$i_{out} = v_{in} \sqrt{KI_0} \sqrt{1 - \frac{Kv_{in}^2}{4I_0}} - v_{in} \sqrt{aK\beta I_0} \sqrt{1 - \frac{aKv_{in}^2}{4bI_0}} \quad (5.11)$$

όπου v_{in} είναι το διαφορικό σήμα εισόδου, K είναι η παράμετρος διαγωγιμότητας των τρανζίστορ $M1$ και $M2$ και τα a και β συντελεστές κλίμακας, οι οποίοι ορίζονται στο σχήμα 55. ($\alpha < 1$ και $\beta < 1$). Αν θεωρηθεί σε ένα πρώτο επίπεδο ότι η μη γραμμική έξοδος του ενισχυτή δίδεται από τη δυναμοσειρά:

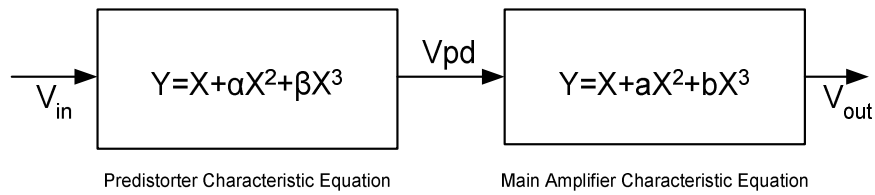
$$i_{out} = g_1 u_{in} + g_2 u_{in}^2 + g_3 u_{in}^3 + \dots \quad (5.12)$$

τότε οι συντελεστές γίνονται:

$$g_1 = \frac{I_0}{\phi_t} \frac{4a}{(1+a^2)}, g_3 = \frac{I_0}{6\phi_t^3} \frac{4a(a^2 - 4a + 1)}{(1+a)^4} \quad (5.13)$$

Αν ο συντελεστής β σχεδιαστεί έτσι, ώστε να είναι ίσος με το α , ο όρος g_3 γίνεται μηδέν και η διαγωγιμότητα μειώνεται κατά $(1+\alpha^2)$. Για να υπάρξει η ελάχιστη μείωση του κέρδους, θα πρέπει το a να είναι όσο μικρότερο γίνεται.

Η παραπάνω τεχνική είναι ιδιαίτερα ευσταθής, αφού πρόκειται για μια τεχνική ανοιχτού βρόγχου. Στα αρνητικά της τεχνικής περιλαμβάνεται το γεγονός ότι η τεχνική βασίζεται σε τεχνικές καθυστερήσεις του σήματος στους δυο κλάδους, οι οποίες πρέπει να είναι ακριβώς ίσες, ώστε τελικά να γίνει η αφαίρεση εν φάση και έτσι να έχουμε την πλήρη αναιρέση των προϊόντων 3^{ης} τάξης. Επομένως, η τεχνική απαιτεί παρά πολύ καλό ταιριασμα των δυο διαφορετικών δρόμων του σήματος, γεγονός που στην πράξη είναι αρκετά δύσκολο. Αυτό αποδεικνύεται, άλλωστε, από τις σχέσεις που δόθηκαν παραπάνω και αναφέρονται στα τρανζίστορ του LNA. Από τις σχέσεις



Σχήμα 56 Μοντελοποίηση της τεχνικής προπαραμόρφωσης.

αυτές είναι προφανές ότι απαιτούνται πολύ συγκεκριμένες τιμές για τις κατασκευαστικές παραμέτρους των τρανζίστορ. Είναι γνωστό ότι σε ένα πραγματικό σύστημα οι τιμές αυτές επηρεάζονται δραστικά από παραμέτρους, όπως η τάση τροφοδοσίας, η θερμοκρασία, η γήρανση του συστήματος κτλ. Επομένως ο σχεδιαστής πρέπει να δημιουργήσει επιπλέον βρόγχους ανάδρασης-ελέγχου (που γίνεται συνήθως με τη χρησιμοποίηση τόνων – πιλότων και την παρακολούθηση της εξόδου του LNA για τα παράγωγα της παραμόρφωσης), ειδικά κυκλώματα πόλωσης και γενικώς να αυξήσει την πολυπλοκότητα του συστήματος, για να εξασφαλίσει την καλή λειτουργία. Αυτό επιβαρύνει σημαντικά τη συμπεριφορά θορύβου του ενισχυτή.

Επίσης, προβλήματα δημιουργεί το γεγονός ότι η τεχνική απαιτεί τη χρήση ενός γραμμικού LNA, για να γίνει η εξάλειψη των παραμορφώσεων, γεγονός που προφανώς περιλαμβάνει ποσοστά λάθους, αφού σίγουρα ο LNA δεν είναι απόλυτα γραμμικός. Υπ’ αυτή την έννοια, δεν είναι σίγουρο πάντα ότι η τεχνική είναι αποτελεσματική όσον αφορά την κατανάλωση ισχύος. Αν δηλαδή ο γραμμικός LNA χρησιμοποιούταν μόνος του στην είσοδο χωρίς γραμμικοποίηση, πιθανόν να έδινε παρόμοια αποτελέσματα με την ίδια κατανάλωση ισχύος.

5.3.2 Προπαραμόρφωση (predistortion)

Η βασική ιδέα στην τεχνική αυτή είναι η εισαγωγή ενός μη γραμμικού στοιχείου, το οποίο θα αναιρέσει την παραμόρφωση, που ήδη υπάρχει στο σύστημα. Στην περίπτωση της προπαραμόρφωσης, το μη γραμμικό στοιχείο, το οποίο ονομάζεται γραμμικοποιητής (linearizer), τοποθετείται πριν από τον ενισχυτή έτσι, ώστε η συνολική απόκριση να είναι γραμμική. Προφανώς, δεν είναι δυνατόν να έχουμε ταυτόχρονη ανίχνευση των μη γραμμικοτήτων όλων των τάξεων και, επομένως, ο predistorter σχεδιάζεται έτσι, ώστε να αναιρέσει μια μη γραμμικότητα κάποιας συγκεκριμένης τάξης. Συνήθως η σχεδίαση γίνεται για την ανίχνευση των μη γραμμικοτήτων 3^{ης} τάξης. Ο βασικός λόγος είναι ότι η γραμμικότητα αυτή ορίζει το IMD3 και την αύξηση κέρδους (gain expansion) ή συμπίεση κέρδους (gain compression) του LNA. Επομένως, ο linearizer πρέπει να προκαλεί συμπίεση ή αύξηση κέρδους, αναλόγως με τη συμπεριφορά κέρδους του προς γραμμικοποίηση ενισχυτή. Το δικτύωμα του linearizer μπορεί να είναι εν σειρά ή παράλληλο, παθητικό ή ενεργό. Λόγω του ότι η τεχνική αυτή χρησιμοποιήθηκε στην έρευνα αυτή, θα αναλυθεί περαιτέρω.

Στο σχήμα 56 παρουσιάζεται ένα αφηρημένο μοντέλο της τεχνικής προπαραμόρφωσης. Το μη γραμμικό σύστημα μοντελοποιείται ως ένα σύστημα χωρίς μνήμη, που περιλαμβάνει μη γραμμικότητες 2^{ης} και 3^{ης} τάξεως. Επομένως, ο προπαραμορφωτής και το μη γραμμικό σύστημα μοντελοποιούνται από χαρακτηριστικές εξισώσεις, που είναι πολυώνυμα 3^{ης} τάξεως. Για λόγους απλούστευσης, στη συγκεκριμένη περίπτωση μοντελοποιείται μόνο το μέτρο της χαρακτηριστικής εξίσωσης. Επιπλέον, το κέρδος των δύο συστημάτων κανονικοποιείται και γίνεται ίσο με τη

μονάδα. Στη συγκεκριμένη περίπτωση η σχέση μεταξύ εισόδου και εξόδου μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$V_{out} = V_{in} + (\alpha + a)V_{in}^2 + (\beta + 2a\alpha + b)V_{in}^3 + (3a\alpha + a\alpha^2 + 2\beta a)V_{in}^4 + (3b\alpha^2 + 3\beta b + 2a\beta a)V_{in}^5 + \dots \quad (5.14)$$

Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ότι το συνολικό σύστημα είναι 9^{ης} τάξεως. Από σχεδιαστικής άποψης, οι πιο σημαντικοί όροι είναι οι πρώτοι τρεις, τόσο διότι χαρακτηρίζουν επαρκώς τη συμπεριφορά του συστήματος, όσο και διότι είναι δύσκολο σχεδιαστικά να ελέγχονται ταυτόχρονα και ανεξάρτητα παραπάνω μη γραμμικοί σχεδιαστικοί όροι, ιδιαίτερα εάν το κέρδος του συστήματος είναι, κατά κύριο λόγο, γραμμικό (δηλαδή a και $b \ll 1$) και το σήμα εισόδου είναι μικρό ($V_{in} \ll 1$).

Η παραπάνω εξίσωση μπορεί να βελτιστοποιηθεί συναρτήσει των όρων α και β της χαρακτηριστικής εξίσωσης του προπααραμορφωτή, ώστε να βρεθούμε σε μια κατάσταση μέγιστης γραμμικότητας. Οι συνθήκες αυτές παρέχονται στις σχέσεις (5.15).

$$\alpha_{optimum} = -a \quad (5.15)$$

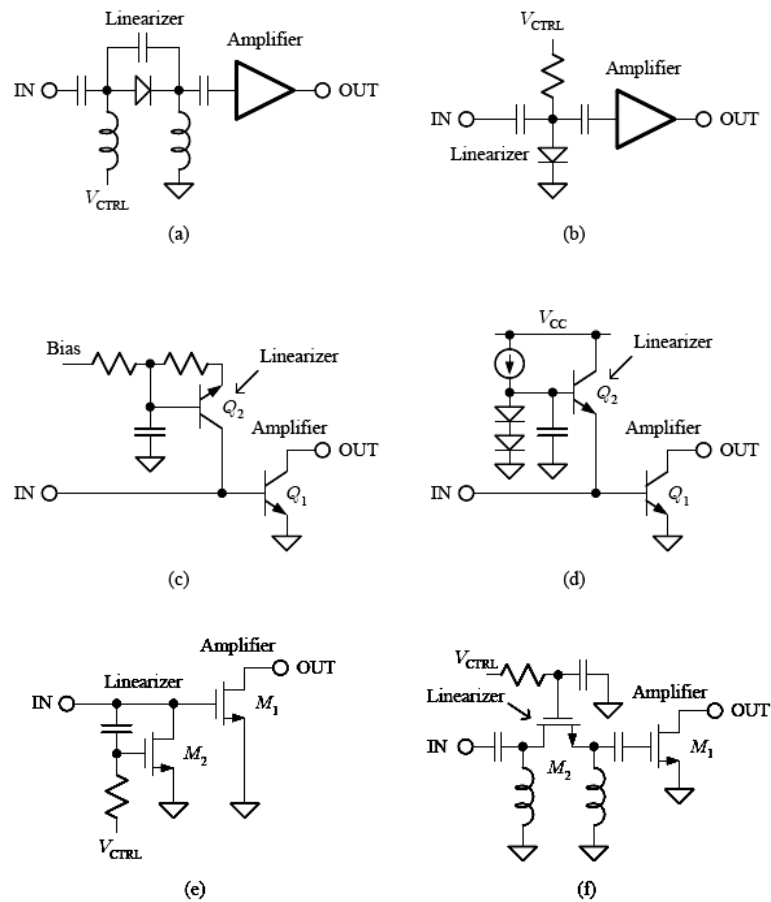
$$\beta_{optimum} = 2a^2 - b$$

Υπό τις προαναφερθείσες συνθήκες, η μέγιστη ακύρωση των μη γραμμικοτήτων του συστήματος πραγματοποιείται. Στην πράξη, όμως, είναι πρακτικά αδύνατο να επιτευχθούν οι δύο αυτές συνθήκες ταυτόχρονα χωρίς το σύστημα να γίνει πολύ πολύπλοκο (και, επομένως, να είναι δύσκολο να επιτευχθεί η χαμηλή εισαγωγή θορύβου στον ενισχυτή) και λαμβάνοντας υπόψη τη σχετική φάση των σημάτων, που είναι απαραίτητο να γίνει όταν έχουμε υφίσταται σχεδίαση, όπως είναι άλλωστε το σύστημα ασύρματου τοπικού δικτύου που εξετάζουμε.

Είναι, λοιπόν, απαραίτητο να γίνει μια σειρά από συμβιβασμούς, οι οποίοι θα αποτελούν τη βέλτιστη λύση για τη σχεδίαση ενισχυτών χαμηλού θορύβου, όπου προφανώς οι προδιαγραφές θορύβου είναι πρωταρχικής σημασίας. Αυτό μεταφράζεται σχεδιαστικά σε τοπολογίες με τον ελάχιστο αριθμό τρανζίστορ, τα οποία θα έχουν μικρή κατανάλωση (μειώνοντας έτσι το θόρυβο που προέρχεται από το ρεύμα) και που θα μεταφέρουν τον παραγόμενο θόρυβο με το ελάχιστο κέρδος στην έξοδο του ενισχυτή.

Στη συνέχεια της ενότητας θα δοθούν κάποια τυπικά κυκλώματα, που βιβλιογραφικά αναφέρονται και που χρησιμοποιούνται για να γραμμικοποιήσουν, κυρίως, ενισχυτές ισχύος. Θα εξηγηθεί ποιοτικά η συμπεριφορά τους και θα γίνει μια πρώτη κρίση για την καταλληλότητα των κυκλωμάτων για λειτουργία σε ενισχυτές χαμηλού θορύβου. Τα κυκλώματα που παρουσιάζονται χρησιμοποιούν διόδους, διπολικά τρανζίστορ και τρανζίστορ τύπου MOSFET. Τα κυκλώματα διόδων και διπολικών τρανζίστορ δίνονται απλά για λόγους πληρότητας, αφού βασική αρχή της παρούσας εργασίας είναι ότι διαθέτουμε μια καθαρά ψηφιακή CMOS τεχνολογία και τέτοια στοιχεία δεν είναι διαθέσιμα. Υπ' αυτή την έννοια, μόνο τα δύο τελευταία κυκλώματα που παρουσιάζονται αποτελούν τεχνικές ενδιαφέροντος, και θα αναλυθούν περαιτέρω. Τα εν λόγω κυκλώματα παρουσιάζονται στο σχήμα 57.

Η τεχνική στο σχήμα 57.a, βασίζεται στο γεγονός ότι, όταν αυξηθεί η ισχύς εισόδου, η μέση τιμή του dc ρεύματος στη διόδο αυξάνεται λόγω ανορθώσεως. Το αποτέλεσμα είναι ότι η ισοδύναμη εν σειρά αντίσταση αυξάνεται, προκαλώντας αύξηση του κέρδους.



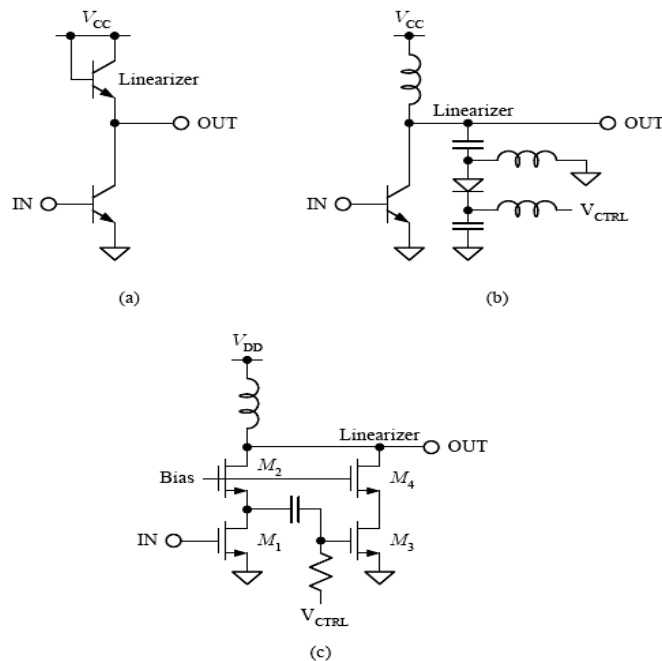
Σχήμα 57. Τεχνικές predistortion.

Στο σχήμα 57.b., το ανορθωμένο dc ρεύμα αυξάνεται με την αύξηση της ισχύος εισόδου. Επειδή όμως η διόδος πολώνεται μέσω μιας αντίστασης, η πτώση τάσης πάνω στη διόδο αυξάνεται, αυξάνοντας την ισοδύναμη παράλληλη αντίσταση και προκαλώντας αύξηση του κέρδους.

Η τεχνική στο σχήμα 57.c. είναι παρόμοια με την τεχνική στο σχήμα 57.b., αλλά στη συγκεκριμένη περίπτωση η διόδος δημιουργείται από την ορθά πολωμένη διόδο βάσης-συλλέκτη του τρανζίστορ Q_2 . Όταν η πτώση τάσης στη διόδο μειώνεται, τότε το dc σημείο πόλωσης του βασικού τρανζίστορ του ενισχυτή αυξάνεται και, με τον τρόπο αυτό, η συμπίεση κέρδους του τρανζίστορ αναιρείται.

Στο σχήμα 57.d. παρουσιάζεται μια παρόμοια τεχνική, που βασίζεται σε ενεργή πόλωση του τρανζίστορ του linearizer.

Η τεχνική του σχήματος 57.e χρησιμοποιεί ένα παράλληλο τρανζίστορ MOS, το οποίο είναι πολωμένο κοντά στην τάση κατωφλιού, στο οποίο η τρίτη παράγωγος της συνάρτησης μεταφοράς του είναι αρνητική. Η συνολική απόκριση μπορεί να σχεδιαστεί έτσι, ώστε να έχουν αναιρεθεί τα προϊόντα 3^{ης} τάξης, αφού η τρίτη παράγωγος της συνάρτησης μεταφοράς του βασικού τρανζίστορ είναι θετική. Η τεχνική αυτή, λόγω της χαμηλής κατανάλωσης στο τρανζίστορ του προπαραμορφωτή, αποτελεί μια κατάλληλη τεχνική για ενισχυτές χαμηλού θορύβου, και θα αποτελέσει τη βασική δομή της προτεινόμενης τεχνικής. Για το λόγο αυτό θα



Σχήμα 58 Τεχνικές Postdistortion .

αναλυθεί περαιτέρω σε επόμενη ενότητα.

Τέλος, στο σχήμα 57.f η τεχνική βασίζεται στο γεγονός ότι το FET χρησιμοποιείται ως διακόπτης, που συμπεριφέρεται ως μεταβλητή αντίσταση. Όταν είναι πολωμένο κοντά στην τάση pinch-off, τότε η αντίστασή του αυξάνεται με την αυξανόμενη ισχύ εισόδου, προκαλώντας αύξηση του κέρδους. Δυστυχώς, η τεχνική αυξάνει υπέρμετρα το θόρυβο και είναι κατάλληλη μόνο για γραμμικοποίηση ενισχυτών ισχύος.

Το βασικό πρόβλημα με την τεχνική αυτή είναι ότι πρέπει να σχεδιαστεί ένας πρακτικός linearizer με την κατάλληλη συνάρτηση μεταφοράς. Μεταβολές στη συνάρτηση μεταφοράς του LNA, οι οποίες προέρχονται από τις διαδικασίες κατασκευής, απαιτούν κυκλώματα tuning του linearizer, τα οποία αυξάνουν υπερβολικά την πολυπλοκότητα του κυκλώματος. Ένα μεγάλο πρόβλημα είναι επίσης το γεγονός ότι ο linearizer, ο οποίος είναι ένα μη γραμμικό κύκλωμα, έχει μια συνάρτηση μεταφοράς που περιέχει προϊόντα πολλών τάξεων. Από αυτά, μόνο κάποια είναι χρήσιμα για την αναίρεση των προϊόντων 3^{ης} τάξης. Τα υπόλοιπα, όμως, προϊόντα συνεισφέρουν στη μη γραμμικότητα με έμμεσους τρόπους, μέσω διαδικασιών μίξης, με αποτέλεσμα η αναίρεση να μην είναι πλήρης. Παράλληλα, η μη γραμμικότητα του ίδιου του linearizer ενισχύεται από το βασικό ενισχυτή.

Παρόλα αυτά, η τεχνική εν δυνάμει μπορεί να χρησιμοποιηθεί χωρίς ιδιαίτερη αύξηση του δείκτη θορύβου της τοπολογίας, και, επομένως, υπάρχει δυναμική για πρακτικές εφαρμογές.

5.3.3 Μεταπαραμόρφωση (Postdistortion)

Η τεχνική είναι παρόμοια με την προηγούμενη, αλλά στην περίπτωση αυτή ο linearizer τοποθετείται μετά το βασικό ενισχυτή. Παραδείγματα της τεχνικής φαίνονται στο σχήμα 58. Το πρώτο παράδειγμα χρησιμοποιεί έναν εκθετικό μετατροπέα ρεύματος σε τάση, με τη μορφή ενός

φορτίου σε σύνδεση διόδου. Σε πολύ χαμηλές συχνότητες, το φορτίο αναιρεί τις μη γραμμικότητες του τρανζίστορ εισόδου, παράγοντας μια γραμμική τάση.

Η δεύτερη τεχνική χρησιμοποιεί μια ανάστροφη πολωμένη δίοδο στην έξοδο, για να αναιρέσει τις μη γραμμικότητες της χωρητικότητας βάσης συλλέκτη.

Η τρίτη τεχνική είναι μια ενεργή τεχνική γραμμικοποίησης. Σε μια πρώτη ανάλυση, μπορούμε να θεωρήσουμε το εξής: Αν η τάση πύλης-πηγής του τρανζίστορ M_1 είναι χωρίς παραμόρφωση και ίση με την v_{in} , η τάση πύλης-πηγής του τρανζίστορ M_3 είναι και αυτή μη παραμορφωμένη λόγω της δράσης **postdistortion** του τρανζίστορ M_2 , παρόλο που το ρεύμα στο M_1 είναι παραμορφωμένο. Αν δεν ληφθεί υπόψη το φαινόμενο σώματος και αν θεωρηθεί ότι τα M_1 και M_2 έχουν τις ίδιες διαστάσεις, τότε ισχύει ότι:

$$v_{gs3} = -v_{in} \quad (5.16)$$

και τα ρεύματα στα M_1 και M_3 είναι:

$$i_1 = g_1 v_{in} + g_2 v_{in}^2 + g_3 v_{in}^3 + \dots \quad (5.17)$$

$$i_2 = -\sigma_1 v_{in} + \sigma_2 v_{in}^2 - \sigma_3 v_{in}^3 + \dots$$

Αν τα δυο ρεύματα προστεθούν, τότε:

$$i_{out} = (g_1 - \sigma_1) v_{in} + (g_2 + \sigma_2) v_{in}^2 + (g_3 - \sigma_3) v_{in}^3 + \dots \quad (5.18)$$

Λόγω του ότι η τρίτη παράγωγος του FET είναι μη μονοτονική συνάρτηση της τάσης πύλης-πηγής, είναι δυνατόν να πολωθεί το M_1 έτσι, ώστε:

$$g_3 = \sigma_3 \quad (5.19)$$

$$\sigma_1 \ll g_1$$

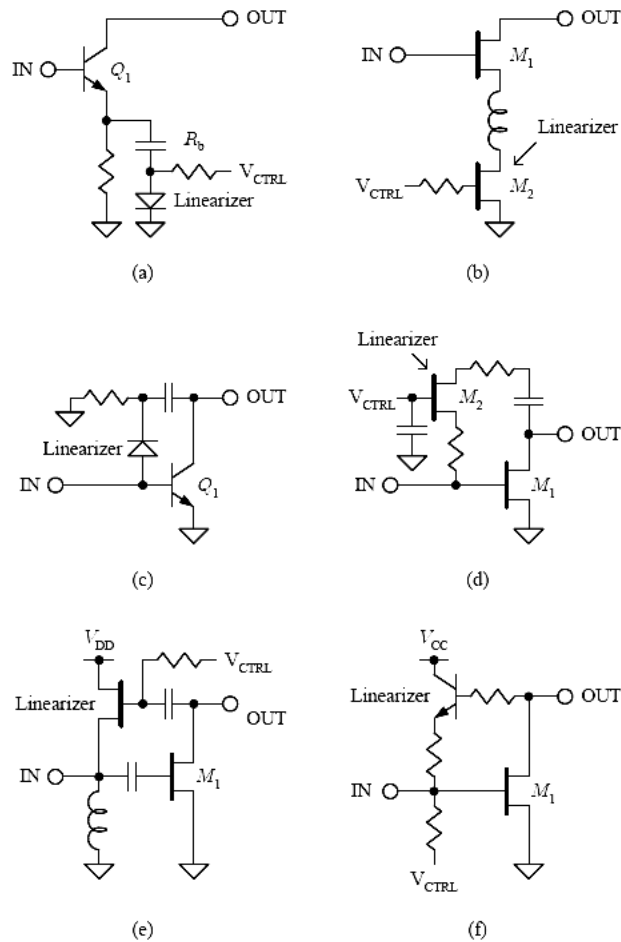
Για να ισχύουν τα παραπάνω, θα πρέπει το M_1 να πολωθεί στην ισχυρή ανάστροφη και το M_3 κοντά στην τάση κατωφλίου.

Γενικά, η τεχνική θεωρείται ότι έχει το πρόβλημα ότι περιορίζει την **power added efficiency, (PAE)**, η οποία είναι μια παράμετρος μεγάλης σημασίας για τη σχεδίαση PA. Για σχεδίαση LNA, η τεχνική έχει χρησιμοποιηθεί σε μια πληθώρα εφαρμογών και διάφορες παραλλαγές της έχουν δώσει αρκετά καλά αποτελέσματα.

5.3.4 Μη γραμμική ανάδραση (nonlinear feedback)

Η τεχνική αναφέρεται στη χρήση ενός **linearizer** όπως αναφέρθηκε στις περιπτώσεις του **pre & post distortion** αλλά αυτή τη φορά μέσα στον βρόγχο ανάδρασης. Παραδείγματα της τεχνικής παρουσιάζονται στο σχήμα 59.

Το κύκλωμα στο σχήμα 59.a χρησιμοποιεί ένα μη γραμμικό κύκλωμα εκφυλισμού του εκπομπού, το οποίο αναιρεί την αύξηση κέρδους που δημιουργεί το Q_1 σε επίπεδο ασθενούς



Σχήμα 59. Παραδείγματα εφαρμογής μη γραμμικής ανάδρασης

σήματος. Εάν αυξηθεί η ισχύς εισόδου, η **dc** παράμετρος του ανορθωμένου ρεύματος αυξάνει.

Αφού όλο το **dc** ρεύμα της διόδου περνάει μέσω της R_b , η τάση πάνω στη διόδο μειώνεται, αυξάνοντας την ισοδύναμη αντίσταση εκφυλισμού στον εκπομπό και προκαλεί συμπίεση του κέρδους.

Η τεχνική στο σχήμα 59.b. το FET M_2 δουλεύει στην τριόδο περιοχή και χρησιμεύει, για να αναιρέσει την συμπίεση κέρδους του τρανζίστορ M_1 . Όταν αυξάνει η ισχύς στη είσοδο, το ρεύμα που διαρρέει το τρανζίστορ M_2 ψαλλιδίζεται στο κάτω όριο, με αποτέλεσμα η **dc** συνιστώσα να αυξάνεται. Επειδή όλο το **dc** ρεύμα του M_2 περνάει μέσα από το M_1 , το αυξημένο ρεύμα προκαλεί αύξηση του κέρδους. Το αποτέλεσμα είναι μια μείωση της παραμόρφωσης 3^{ης} τάξης περίπου 3-5dB.

Τα υπόλοιπα κυκλώματα λειτουργούν με παρόμοιο τρόπο.

Γενικά, το θεωρητικό υπόβαθρο της τεχνικής μπορεί να εξηγηθεί χρησιμοποιώντας το κλασικό κυκλωματικό διάγραμμα εφαρμογής ανάδρασης, που αναφέρεται στη βιβλιογραφία. Αν η δυναμοσειρά που περιγράφει το κέρδος ανοικτού βρόγχου δίδεται από:

$$y(t) = a_1 e(t) + a_2 e^2(t) + a_3 e^3(t) + \dots \quad (5.20)$$

και η δυναμοσειρά που περιγράφει το κέρδος κλειστού βρόγχου μοντελοποιείται με συντελεστές b_n , τότε ο συντελεστής των προϊόντων 3^{ns} τάξης του κέρδους κλειστού βρόγχου δίδεται από:

$$c_3 = \frac{a_3}{(1+T)^4} - \frac{2a_2^2}{a_1} \frac{T}{(1+T)^5} - a_1^4 \left[\frac{b_3}{(1+T)^4} - \frac{2b_2^2}{b_1} \frac{T}{(1+T)^5} \right] - \frac{4a_1^2 a_2 b_2}{(1+T)^5} \quad (5.21)$$

όπου το $T = \alpha_1 b_1$. Σε σύγκριση με την εξίσωση:

$$c_3 = \frac{a_3}{(1+T)^4} - \frac{2a_2^2}{a_1} \frac{T}{(1+T)^5} \quad (5.22)$$

που ισχύει στην περίπτωση της απλής ανάδρασης, παρατηρούμε ότι οι δυο πρώτοι όροι είναι οι ίδιοι και περιγράφουν την παραμόρφωση τρίτης τάξης σε έναν ενισχυτή με απλή ανάδραση. Ο τρίτος όρος περιγράφει τη συνολική παραμόρφωση του δικτυώματος ανάδρασης σε σχέση με έναν γραμμικό ενισχυτή. Τέλος, ο τέταρτος όρος περιγράφει την επίδραση στη γραμμικότητα των όρων 2^{ns} τάξης, τόσο του ενισχυτή όσο και του δικτυώματος ανάδρασης. Αν για λόγους απλούστευσης οι επιδράσεις των όρων 2^{ns} τάξης αγνοηθούν, δηλαδή θεωρήσουμε ότι:

$$a_2 = b_2 = 0 \quad (5.23)$$

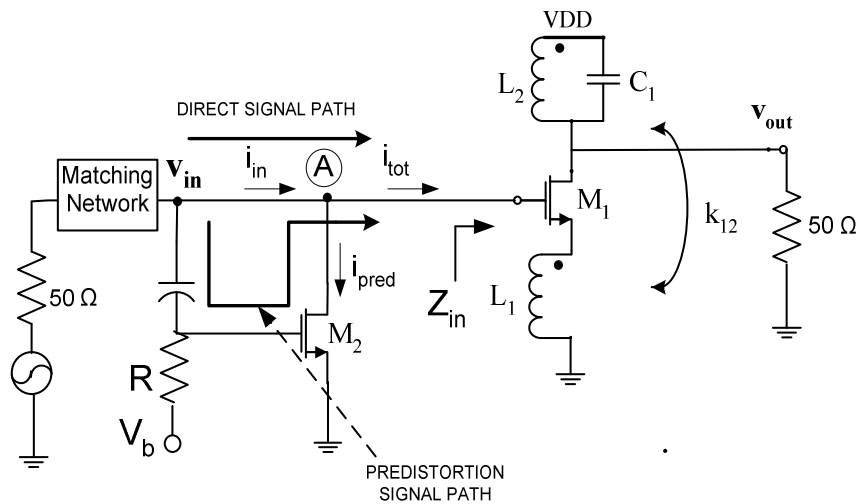
τότε μπορούμε να πούμε ότι η παραμόρφωση τρίτης τάξης, σε σχέση με την παραμόρφωση του ενισχυτή ανοικτού βρόγχου, έχει συμπιεστεί κατά ένα συντελεστή $(1-T)^4$, όπως προηγουμένως, αλλά η μη γραμμικότητα 3^{ns} τάξης του δικτυώματος ανάδρασης δεν έχει συμπιεστεί καθόλου. Αν θεωρηθεί ότι το κέρδος βρόγχου είναι πολύ μεγάλο ($T \gg 1$), αυτή η μη γραμμικότητα ενισχύεται κατά έναν παράγοντα $1/\beta_1^4$, όπου $\beta_1 < 1$, ενώ αν το κέρδος βρόγχου είναι μικρό, τότε ενισχύεται κατά έναν παράγοντα α_1^4 , όπου α_1 είναι το κέρδος ασθενούς σήματος ανοικτού βρόγχου του ενισχυτή.

Αν χρησιμοποιηθεί **nonlinear feedback**, για να γραμμικοποιηθεί ένας ενισχυτής, τότε η συνεισφορά του στη συνολική παραμόρφωση πρέπει να είναι συγκρίσιμη με αυτή του προς γραμμικοποίηση ενισχυτή, που σημαίνει ότι οι μη γραμμικότητες του δικτυώματος ανάδρασης θα πρέπει να είναι α_1^4 φορές πιο ασθενείς από τις μη γραμμικότητες του ενισχυτή. Επειδή, όμως, η τιμή του α_1 είναι τυπικά πολύ μεγάλη, ακόμα και μικρές μεταβολές στις μη γραμμικότητες του δικτυώματος ανάδρασης θα έχουν μεγάλη επίδραση στη συνεισφορά τους στη συνολική μη γραμμική παραμόρφωση. Για το λόγο αυτό η τεχνική αυτή δεν έχει μεγάλη αποδοχή.

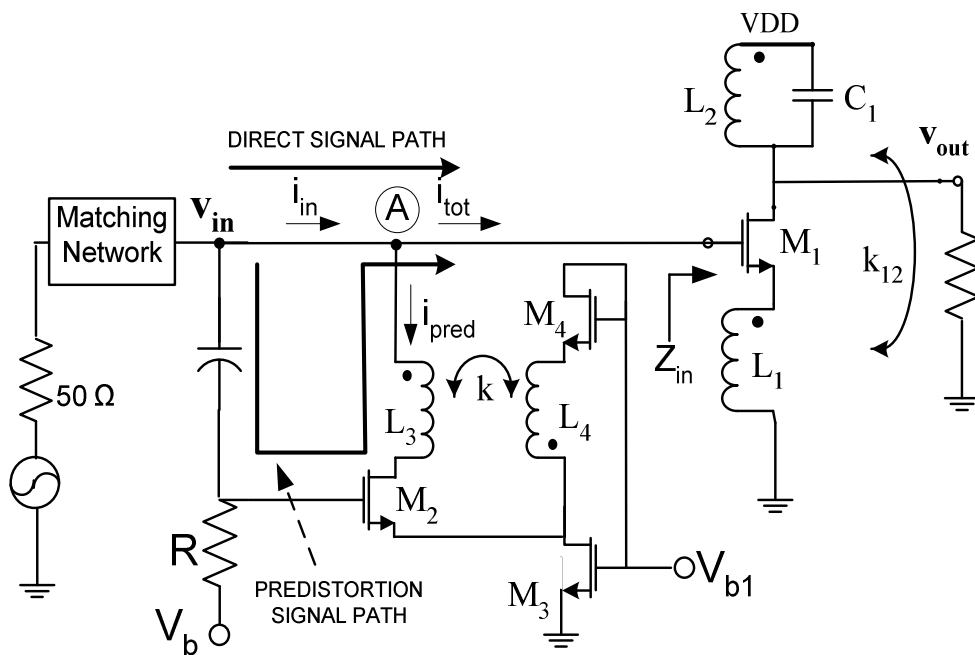
5.4 Προτεινόμενη τεχνική προπαραμόρφωσης για τη γραμμικοποίηση ενισχυτών χαμηλού θορύβου

5.4.1 Γενικά

Έχοντας παρουσιάσει ένα σύνολο από βιβλιογραφικά προτεινόμενες τεχνικές γραμμικοποίησης, στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστεί η προτεινόμενη τεχνική γραμμικοποίησης που βασίζεται στην προπαραμόρφωση. Η τεχνική βασίζεται στη λογική που παρουσιάζεται στο σχήμα 57.e. σε επίπεδο θεωρίας, αλλά με μια πληθώρα συμπληρωματικών τεχνικών επιτυγχάνει τόσο τη βέλτιστη απόδοση, όσο και την ελάχιστη εισαγωγή θορύβου στην



(α) Ο ενισχυτής μονού τρανζίστορ (Shunt Transistor Predistorter, STP)



(β) Η προτεινόμενη δομή προπαραμόρφωσης.

Σχήμα 60. Η δομή STP και η προτεινόμενη δομή γραμμικοποίησης.

τοπολογία. Για τη μελέτη της τεχνικής, αρχικά θα γίνει μια παράλληλη σύγκριση της προτεινόμενης τοπολογίας με τον απλό προπαραμορφωτή, που παρουσιάζεται στο σχήμα 57.e. Οι δύο δομές παρουσιάζονται στο σχήμα 60. Και στις δύο περιπτώσεις έχουμε θεωρήσει ότι τόσο το φορτίο εισόδου όσο και το φορτίο εξόδου είναι ίσο με 50 Ohm, ενώ οι ενισχυτές έχουν δικτύωμα προσαρμογής για μέγιστη μεταφορά ισχύος. Η δομή LNA, που χρησιμοποιήθηκε, είναι η γνωστή δομή του Ενισχυτή Μονής Μαγνητικής Ανάδρασης STL, που παρουσιάστηκε στα προηγούμενα κεφάλαια, και είναι κατάλληλος για λειτουργία χαμηλής τροφοδοσίας (1V), ενώ από τη φύση του είναι αρκετά γραμμικός. Αυτό αποτελεί ένα επιθυμητό χαρακτηριστικό, αφού - όπως

θα δειχτεί στη συνέχεια - η προτεινόμενη τοπολογία επιτυγχάνει γραμμικοποίηση της τάξης των +10dB (IP3) σε ενισχυτές που είναι ήδη πολύ γραμμικοί.

Εξετάζοντας τις δύο δομές παράλληλα, μπορούμε να πούμε ότι το ρεύμα υποδοχέα i_d μπορεί να χαρακτηριστεί από ένα ανάπτυγμα σειράς Taylor της τάσεως πύλης γύρω από το σημείο πόλωσης. Το ρεύμα εξόδου μπορεί επομένως να προσεγγιστεί ως εξής:

$$i_d(v_g) = \left. \frac{dI_d}{dV_g} \right|_{V_g=V_G} v_g + \frac{1}{2} \left. \frac{d^2 I_D}{dV_g^2} \right|_{V_g=V_G} v_g^2 + \frac{1}{6} \left. \frac{d^3 I_D}{dV_g^3} \right|_{V_g=V_G} v_g^3 = g_m^{(1)} v_g + g_m^{(2)} v_g^2 + g_m^{(3)} v_g^3 \quad (5.24)$$

Στην παραπάνω σχέση, οι παράμετροι I_D και V_G είναι παράμετροι ισχυρού σήματος και είναι το ρεύμα υποδοχέα και η τάση πύλης αντίστοιχα, οι παράμετροι v_g και i_d είναι στοιχειώδεις μεταβολές του ρεύματος υποδοχέα και τάσεως πύλης γύρω από το DC σημείο ηρεμίας (I_D, V_G) αντίστοιχα, ενώ η παράμετρος $g_m^{(n)}$ αναφέρεται στην παράγωγο n^{th} τάξεως του ρεύματος I_D προς την τάση V_G . Υπό κατάλληλες συνθήκες πόλωσης, το τρανζίστορ M_2 μπορεί να χρησιμοποιηθεί, ώστε να παράγει προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης (3rd order Intermodulation Distortion, IMD3), τα οποία θα έχουν την αντίθετη πολικότητα με τα παραγόμενα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης, που προκύπτουν από το τρανζίστορ M_1 και υπ' αυτή την έννοια να γραμμικοποιήσουν τον ενισχυτή μέσω της αφαίρεσης και ακύρωσης των μη γραμμικών όρων.

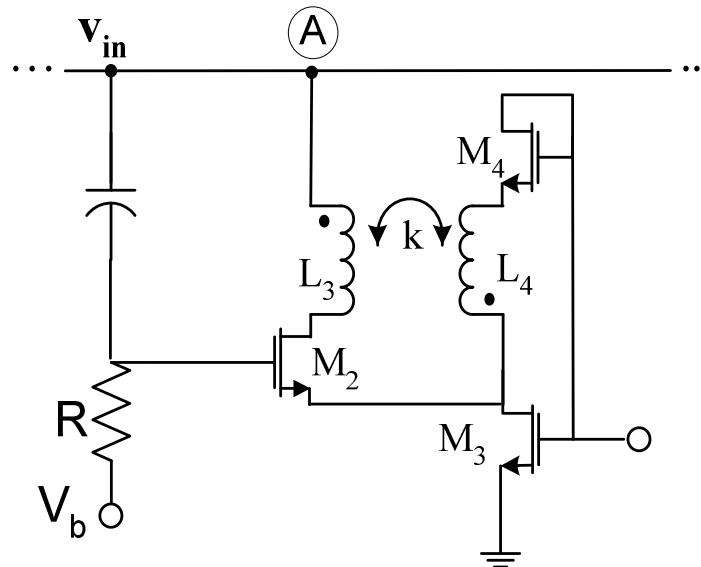
Ενώ η βασική αυτή αρχή λειτουργίας είναι κοινή στους δύο γραμμικοποιητές, η δομή STP αντιμετωπίζει τέσσερα βασικά προβλήματα:

- Μείωση του κέρδους της τοπολογίας του ενισχυτή. Όπως θα αποδειχθεί στη συνέχεια, εκτός από μη γραμμικά προϊόντα, ο προπαραμορφωτής αναπόφευκτα εισάγει και όρους προϊόντων 1^{ης} τάξης, που αφαιρούνται από το κέρδος της τοπολογίας. Στον STP ενισχυτή, δεν υπάρχει δυνατότητα μείωσης των ανεπιθύμητων αυτών προϊόντων.
- Προβλήματα καθυστέρησης φάσης. Λόγω της υψίσυχνης φύσης της σχεδίασης, τα παραγόμενα προϊόντα έχουν και φασικό περιεχόμενο, το οποίο δεν είναι δυνατό να αγνοηθεί. Μια ακατάλληλη φάση οδηγεί σε περιορισμένη ακύρωση των μη γραμμικοτήτων.
- Μη βέλτιστη συμπεριφορά θορύβου.
- Σημαντική εξάρτηση από τον όρο $g_m^{(3)}$, ο οποίος μειώνεται δραστικά μακριά από το σημείο βέλτιστης DC πόλωσης, γεγονός που μειώνει τη γραμμικοποίηση που ο προπαραμορφωτής μπορεί να επιτύχει.

Τα παραπάνω προβλήματα αντιμετωπίζονται με την προτεινόμενη τεχνική, που θα παρουσιαστεί στην επόμενη ενότητα. Στο σχήμα 61 παρουσιάζεται ο προπαραμορφωτής χωρίς τα υπόλοιπα στοιχεία της τοπολογίας, ώστε να γίνει πιο απλή η μελέτη του.

5.4.2 Η προτεινόμενη δομή: Κυκλωματική κατασκευή

Ο προτεινόμενος προπαραμορφωτής περιλαμβάνει τα τρανζίστορ M_2 , M_3 και M_4 . Το τρανζίστορ M_4 είναι πολωμένο κοντά στην τάση κατωφλίου του τρανζίστορ, και παρέχει ένα ισχυρά μη γραμμικό φορτίο στο τρανζίστορ M_3 . Ο κόμβος εξόδου του τρανζίστορ M_3 συνδέεται με τον κόμβο πηγής του τρανζίστορ M_2 και, επομένως, μπορεί να θεωρηθεί ότι το τρανζίστορ M_3



Σχήμα 61. Απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα της προτεινόμενης δομής.

εκφυλίζει το τρανζίστορ M_2 . Το τρανζίστορ M_2 είναι και αυτό πολωμένο κοντά στην τάση κατωφλίου μέσω της τάσεως V_b . Παράλληλα, στη δομή υπάρχουν τα πηνία L_3 και L_4 , τα οποία σχηματίζουν έναν ολοκληρωμένο μετασχηματιστή. Η αντίσταση R έχει μεγάλη τιμή και χρησιμοποιείται για την απομόνωση του σήματος από τον κόμβο πόλωσης, ενώ ο πυκνωτής C , ο οποίος έχει και αυτός μεγάλη τιμή, χρησιμοποιείται για να μεταφέρει το σήμα εισόδου στην πύλη του τρανζίστορ M_2 . Στη συνέχεια, θα αναλυθούν οι τρεις τεχνικές που λύνουν τα προαναφερθέντα προβλήματα.

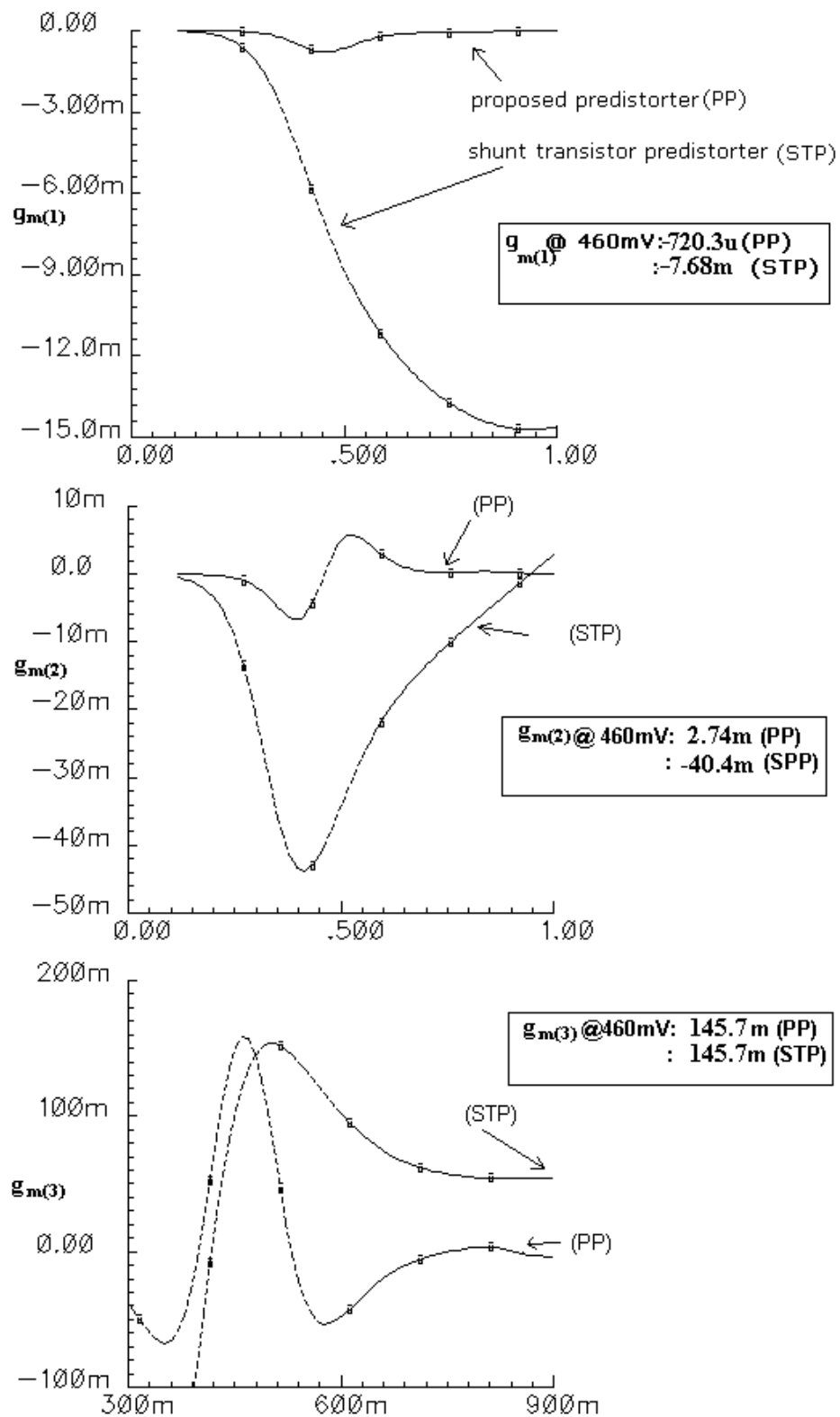
5.4.3 Πρώτη προτεινόμενη τεχνική: Επίτευξη υψηλής γραμμικοποίησης και ελάχιστης συνεισφοράς θορύβου μέσω βελτιστοποίησης των i_d, v_d χαρακτηριστικών

Με την προτεινόμενη δομή, είναι δυνατόν να επιτευχθεί υψηλή τιμή γραμμικοποίησης και ελάχιστη συνεισφορά θορύβου μέσω βελτιστοποίησης των i_d, v_d χαρακτηριστικών του προπαραμορφωτή. Για την ανάλυση, θα παραλείψουμε προς στιγμή τον ολοκληρωμένο μετασχηματιστή και θα αναλύσουμε τα κυκλώματα, που παρουσιάζονται στο σχήμα 59. Θα γίνει μια ανάλυση 1^{ης} τάξης που ισχύει ταυτόχρονα στον ενισχυτή STP και στην προτεινόμενη δομή.

Εφαρμόζοντας τον νόμο ρευμάτων του Kirchoff (Kirchoff Current Law KCL) στον κόμβο A, μπορούμε να βρούμε το συνολικό ρεύμα που ρέει προς τον LNA:

$$i_{tot} = i_{in} - i_{pred} \quad (5.25)$$

Στη σχέση αυτή, ο όρος i_{pred} αναφέρεται στο ρεύμα υποδοχέα του τρανζίστορ M_2 . Αν θεωρηθεί ότι η τιμή της αντίστασης R είναι ικανά μεγάλη, τότε η τάση V_{in} θα εμφανιστεί στον κόμβο πύλης του τρανζίστορ M_2 και υπ' αυτές τις συνθήκες μπορούμε να γράψουμε το ανάπτυγμα Taylor για την παράμετρο i_{pred} :



Σχήμα 62 Τυπικές γραφικές των παραγώγων 1^{ης}, 2^{ης} και 3^{ης} τάξεως του προτεινόμενου προπαραμορφωτή (PP) και του προπαραμορφωτή STP σε συνάρτηση με την τάση στον κόμβο πύλης του τρανζίστορ M₁

$$i_{pred} = i_{d2}(v_{in}) = g_{m2}^{(1)}v_{in} + g_{m2}^{(2)}v_{in}^2 + g_{m2}^{(3)}v_{in}^3 \quad (5.26)$$

Το συνολικό ρεύμα εξόδου του LNA (i_{in}) μπορεί να βρεθεί, αν αθροιστούν η συνεισφορά ρεύματος από το κατευθείαν μονοπάτι σήματος (**direct signal path**) με τη συνεισφορά σήματος από το μονοπάτι που περιλαμβάνει τον προπαραμορφωτή (**predistortion signal path**). Το σήμα μέσω του κατευθείαν μονοπατιού σήματος δίνεται από τη σχέση 5.27:

$$i_{d1(direct_path)}(v_{in}) = g_{m1}^{(1)}v_{in} + g_{m1}^{(2)}v_{in}^2 + g_{m1}^{(3)}v_{in}^3 \quad (5.27)$$

ενώ το σήμα μέσω του μονοπατιού που περιλαμβάνει τον προπαραμορφωτή, μπορεί να βρεθεί, αν μετασχηματιστεί το σήμα ρεύματος στο αντίστοιχο σήμα τάσεως στον κόμβο πύλης του τρανζίστορ M_1 :

$$v_{pred} = i_{d2}(v_{in})Z_{in} = (g_{m2}^{(1)}v_{in} + g_{m2}^{(2)}v_{in}^2 + g_{m2}^{(3)}v_{in}^3)Z_{in} \quad (5.28)$$

Στην παραπάνω σχέση, η παράμετρος Z_{in} αποτελεί την ισοδύναμη εμπέδηση εισόδου που ο ενισχυτής παρουσιάζει στον προπαραμορφωτή. Το σήμα της σχέσεως 5.28 στη συνέχεια ενισχύεται από το τρανζίστορ M_1 , ώστε τελικά να παράσχει τη συνεισφορά ρεύματος του σήματος προπαραμόρφωσης στο συνολικό ρεύμα εξόδου.

$$i_{d1(predistortion_path)}(v_{pred}) = g_{m1}^{(1)}v_{pred} + g_{m1}^{(2)}v_{pred}^2 + g_{m1}^{(3)}v_{pred}^3 \quad (5.29)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση 5.28 στη σχέση 5.29 και προσθέτοντας τη σχέση 5.27, μπορούμε να λύσουμε και να πάρουμε τη συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή με προπαραμόρφωση. Αναλύοντας τους όρους 1^{ης} και 3^{ης} τάξης, λαμβάνουμε:

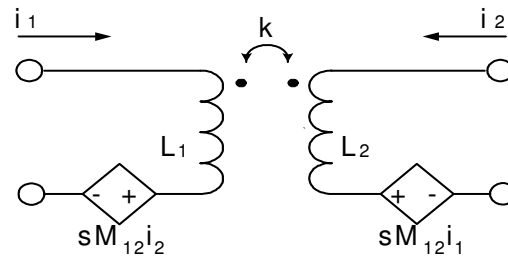
$$\begin{aligned} i_{d1} &= (i_{d1(direct_path)} + i_{d1(predistortion_path)}) \approx g_{m1}^{(1)}(v_{in} - v_{pred}) + g_{m1}^{(3)}(v_{in}^3 - v_{pred}^3) \approx \\ &\approx (g_{m1}^{(1)} - g_{m1}^{(1)}(g_{m2}^{(1)}Z_{in}))v_{in} + (g_{m1}^{(3)} - g_{m1}^{(1)}(g_{m2}^{(3)}Z_{in}))v_{in}^3 \end{aligned} \quad (5.30)$$

Η παραπάνω εξίσωση μπορεί να αναλυθεί περαιτέρω, ώστε να βρεθούν οι συνθήκες κάτω από τις οποίες η βέλτιστη συμπεριφορά γραμμικοποίησης και ελάχιστης μείωσης κέρδους επιτυγχάνονται. Οι συνθήκες αυτές είναι:

$$(g_{m1}^{(1)}(g_{m2}^{(1)}Z_{in}(v_{in}))) \rightarrow 0 \Rightarrow g_{m2}^{(1)} \rightarrow 0 \quad (5.31)$$

$$(g_{m1}^{(3)}v_{in}^3 = g_{m1}^{(1)}(g_{m2}^{(3)}Z_{in}(v_{in})^3)) \quad (5.32)$$

Υπό τη συνθήκη που περιγράφεται από τη σχέση 5.31, η ελάχιστη μείωση του κέρδους του ενισχυτή και η ελάχιστη αύξηση του δείκτη θορύβου της τοπολογίας μπορούν να επιτευχθούν,



Σχήμα 63. Εφαρμογή ανάδρασης μέσω ενός μετασχηματιστή

αφού το σήμα 1^{ης} τάξης που προκύπτει από το μονοπάτι προπαραμόρφωσης και αφαιρείται από το κέρδος του ενισχυτή θα τείνει στο μηδέν και το ίδιο θα ισχύει και για το θόρυβο, που εξαρτάται από το ρεύμα και προέρχεται από το τρανζίστορ M₂. Υπό τη συνθήκη που περιγράφεται από τη σχέση 5.32, η μέγιστη αναίρεση των μη γραμμικοτήτων του ενισχυτή μπορεί να επιτευχθεί. Στο σχήμα 62, συγκρίνονται τυπικές γραφικές των παραγώγων 1^{ης}, 2^{ης} και 3^{ης} τάξεως του προτεινόμενου προπαραμορφωτή (PP) και του προπαραμορφωτή STP σε συνάρτηση με την τάση στον κόμβο πύλης του τρανζίστορ M₁.

Η εξέταση των παραπάνω γραφικών αποκαλύπτει ότι η τιμή της παραμέτρου $g_{m2}^{(1)}$ μπορεί να παραμείνει μικρή (9% της αντίστοιχης τιμής της τοπολογίας STP), ενώ η τιμή της παραμέτρου $g_{m2}^{(3)}$ είναι η ίδια και στις δύο περιπτώσεις. Τα παραπάνω αποδεικνύουν ότι με την προτεινόμενη τοπολογία η τιμή του $g_{m2}^{(1)}$ μπορεί να μειωθεί κατά περίπου μια τάξη μεγέθους, για να επιτευχθεί η συνθήκη 5.31, ενώ η συνθήκη 5.32 ικανοποιείται στον ίδιο βαθμό από τις δύο τοπολογίες.

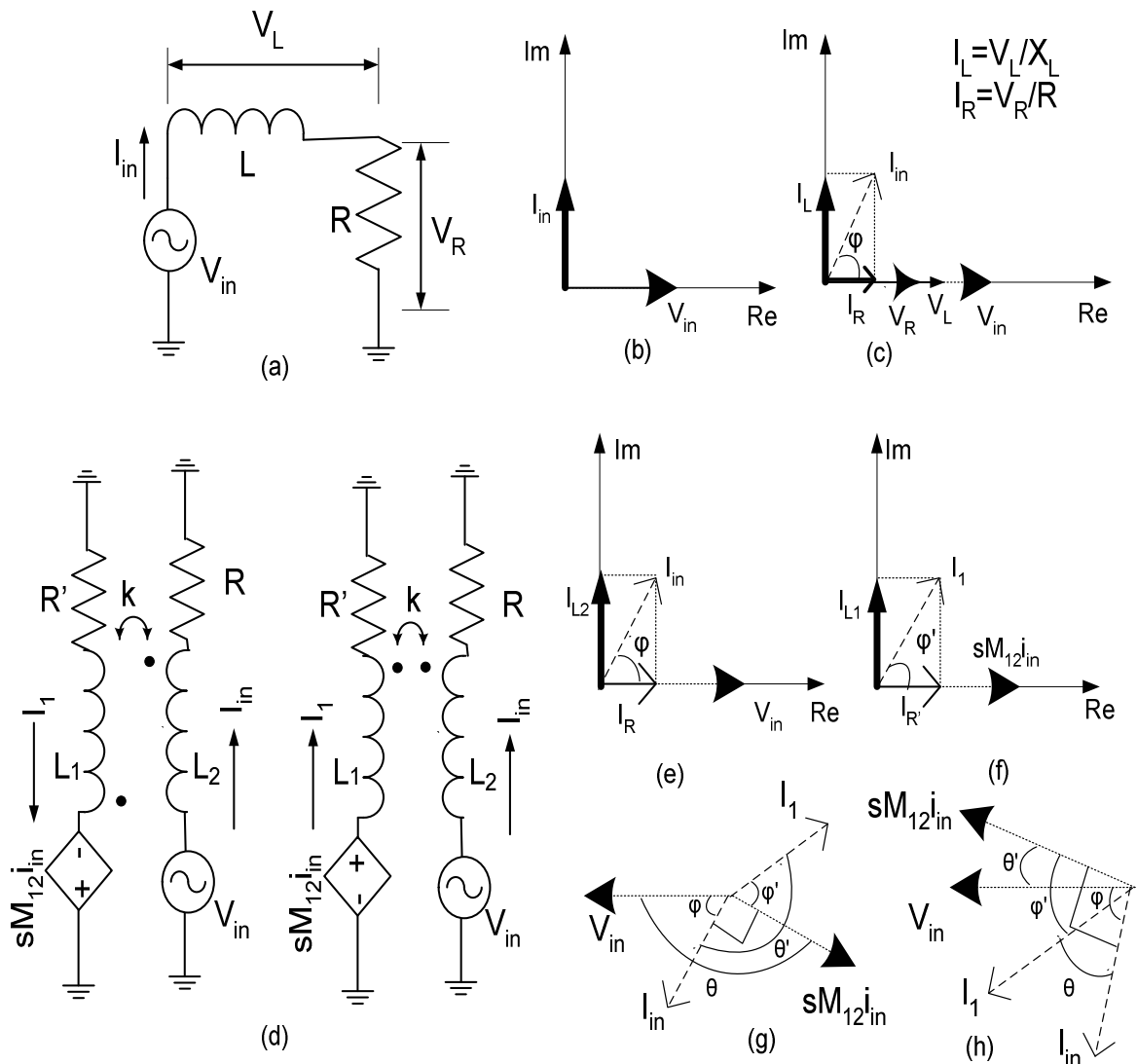
Εξετάζοντας ποιοτικά τις παραπάνω συμπεριφορές, μπορούμε να αναφέρουμε ότι η συμπεριφορά της προτεινόμενης τοπολογίας προέρχεται από την ιδιαίτερα μη γραμμική φύση του κυκλώματος του προπαραμορφωτή, που οφείλεται στον εκφυλισμό του τρανζίστορ M₂ από ένα τρανζίστορ, που έχει ένα πολύ μη γραμμικό φορτίο. Αυτό προφανώς σημαίνει τη σημαντική αύξηση του όρου $g_{m2}^{(3)}$ σε σχέση με τον όρο $g_{m2}^{(1)}$.

5.4.4 Δεύτερη προτεινόμενη τεχνική: Επίτευξη μέγιστης γραμμικοποίησης μέσω της βέλτιστης φάσης του σήματος προπαραμόρφωσης

Στο σημείο αυτό και οι δύο δομές που συγκρίνονται υποφέρουν από ένα σημαντικό πρόβλημα: Στις υψηλές συχνότητες, που τα μοντέρνα συστήματα WLAN δουλεύουν, όλες οι ποσότητες σήματος πρέπει να αντιμετωπίζονται ως διανύσματα, τα οποία είναι επιρρεπή σε μετατοπίσεις φάσεως. Υπ’ αυτή την έννοια, η εξίσωση 5.25 της προηγούμενης παραγράφου πρέπει να γραφεί σε διανυσματική μορφή:

$$\vec{I}_{tot} = \vec{I}_{in} - \vec{I}_{pred} \tag{5.33}$$

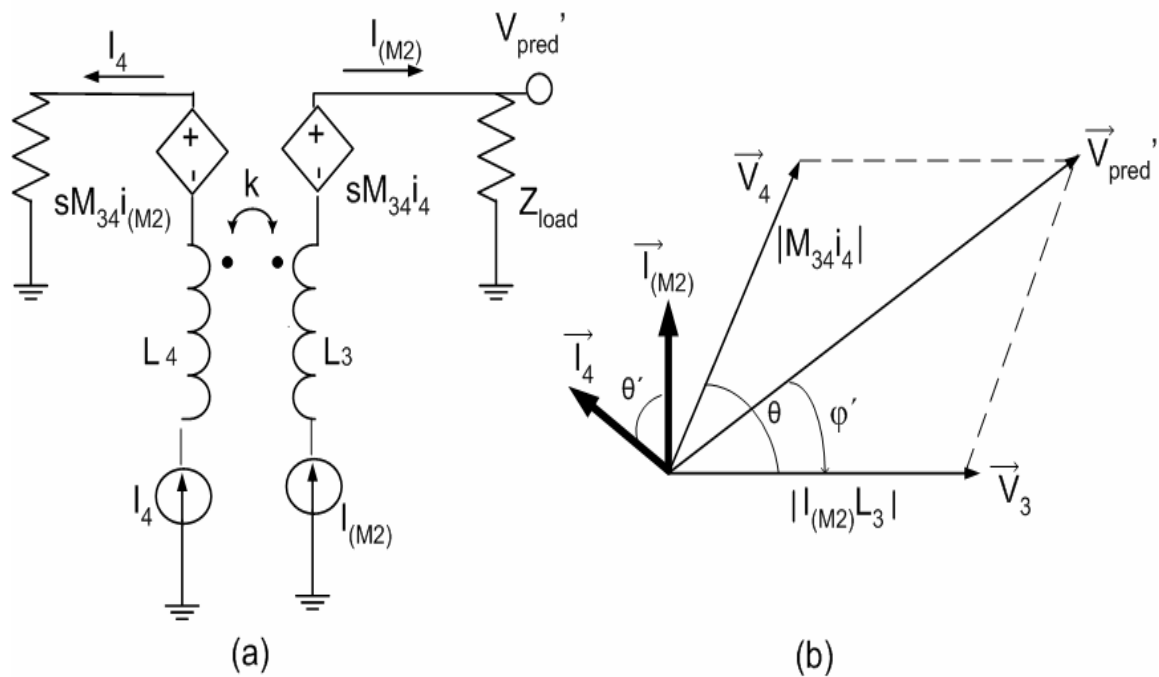
Όταν η σχετική φάση των δύο αυτών διανυσμάτων απομακρυνθεί από τη βέλτιστη τιμή των 0 μοιρών, το φαινόμενο της προπαραμόρφωσης μειώνεται και η διαδικασία γραμμικοποίησης παύει



Σχήμα 64. Διανυσματική ανάλυση στην περίπτωση εφαρμογής αρνητικής και θετικής ανάδρασης μέσω ενός ολοκληρωμένου μετασχηματιστή.

να έχει οποιοδήποτε αποτέλεσμα, όταν η σχετική διαφορά φάσης γίνει 90 μοίρες. Είναι, λοιπόν, απαραίτητο να εξασφαλιστεί σχεδιαστικά η κατάλληλη διαφορά φάσης μεταξύ των διανυσμάτων αυτών.

Η δεύτερη προτεινόμενη τεχνική επιλύει αυτό το πρόβλημα και βασίζεται στο γεγονός ότι ο ολοκληρωμένος μετασχηματιστής (που το ισοδύναμο μοντέλο του παρουσιάζεται στο σχήμα 63) μπορεί να χρησιμοποιηθεί, για να αλλάξει και να ορίσει τη φάση μεταξύ των διανυσμάτων. Από την ανάλυση που ακολουθεί, θαδειχθεί ότι, όταν αναφερόμαστε σε ολοκληρωμένους μετασχηματιστές, η εντός υψίσυχνης ζώνης διαφορά φάσης μεταξύ των ρευμάτων και μεταξύ των επαγόμενων τάσεων στο πρωτεύον και στο δευτερεύον πηνίο του μετασχηματιστή απομακρύνεται κατά ένα σημαντικό από την ιδανική διαφορά των 0 μοιρών (θετική ανάδραση) ή των 180 μοιρών (αρνητική ανάδραση). Αυτή ακριβώς η μη ιδανικότητα χρησιμοποιείται στη σχεδίαση προς όφελος του σχεδιαστή.



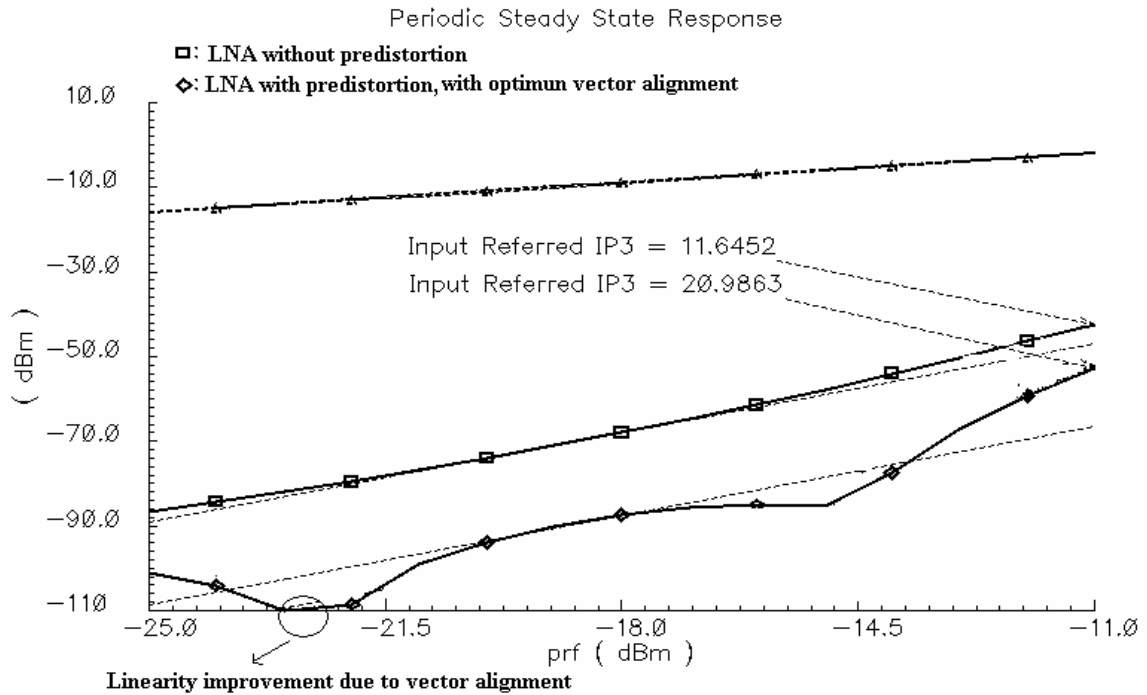
Σχήμα 65 Διανυσματική διαδικασία προπαραμόρφωσης λαμβάνοντας υπόψη τον ολοκληρωμένο μετασχηματιστή

Στο σχήμα 64 παρουσιάζεται η διανυσματική ανάλυση στην περίπτωση που εφαρμόζεται σήμα σε ένα ολοκληρωμένο πηνίο και σε έναν ολοκληρωμένο μετασχηματιστή. Στο σχήμα 64.a παρουσιάζεται η εφαρμογή σήματος σε ένα ολοκληρωμένο πηνίο με φορτίο. Στο σχήμα 64.b εξετάζεται η περίπτωση που η τιμή του πηνίου είναι μεγάλη. Αν θεωρήσουμε ότι $L \gg R$, τότε τα διανύσματα του ρεύματος και της τάσεως είναι σε ορθή γωνία μεταξύ τους και έχουμε την ιδανική περίπτωση.

Σε ολοκληρωμένες εφαρμογές, οι τιμές των πηνίων που μπορούν να επιτευχθούν είναι στο εύρος των nH και, επομένως, δεν μπορεί να μη ληφθεί υπόψη το πραγματικό μέρος της εμπέδησης, που θέτει το φορτίο R . Τα αντίστοιχα διανύσματα παρουσιάζονται στο σχήμα 64.c., όπου είναι προφανές ότι υπάρχει μια μετατόπιση του διανύσματος του ρεύματος, που καταδεικνύεται από τη φασική γωνία φ και προέρχεται από το γεγονός ότι η τιμή του X_R γίνεται συγκρίσιμη με την τιμή του X_L .

Στο σχήμα 64.d παρουσιάζεται η περίπτωση εφαρμογής σήματος σε ένα ολοκληρωμένο μετασχηματιστή στην περίπτωση της αρνητικής και της θετικής ανάδρασης. Τα σήματα ρεύματος και τάσης στο πηνίο L_2 παρουσιάζονται στο σχήμα 64.e. Όπως έχει ήδη αναφερθεί, υπάρχει μια διακριτή και σημαντική διαφορά φάσης, ίση με φ , μεταξύ των διανυσμάτων. Το σήμα εισόδου επάγεται στο πηνίο L_1 μέσω της από ρεύμα εξαρτώμενης πηγής τάσεως $sM_{12}i_{in}$ και παρέχει ένα σήμα τάσεως υπό ορθή γωνία σε σχέση με το ρεύμα I_{in} . Η μη μηδενική τιμή της αντίστασης R' στο σχήμα 64.d θα δημιουργήσει μια διαφορά φάσης φ' μεταξύ της $sM_{12}i_{in}$ και του ρεύματος i_1 που προκύπτει, όπως διαφαίνεται στο σχήμα 64.f.

Τα διανύσματα που προκύπτουν αθροίζονται υπό τις κατάλληλες φασικές συνθήκες στα σχήματα 64.g (αρνητική ανάδραση) και 64.h (θετική ανάδραση). Από τα δύο αυτά σχήματα γίνεται προφανές ότι υπάρχει μια διακριτή μετατόπιση της φάσης από την ιδανική περίπτωση των 180° και 0° κατά θ και θ' στα διανύσματα τάσης και ρεύματος αντίστοιχα. Μια πολύ σημαντική



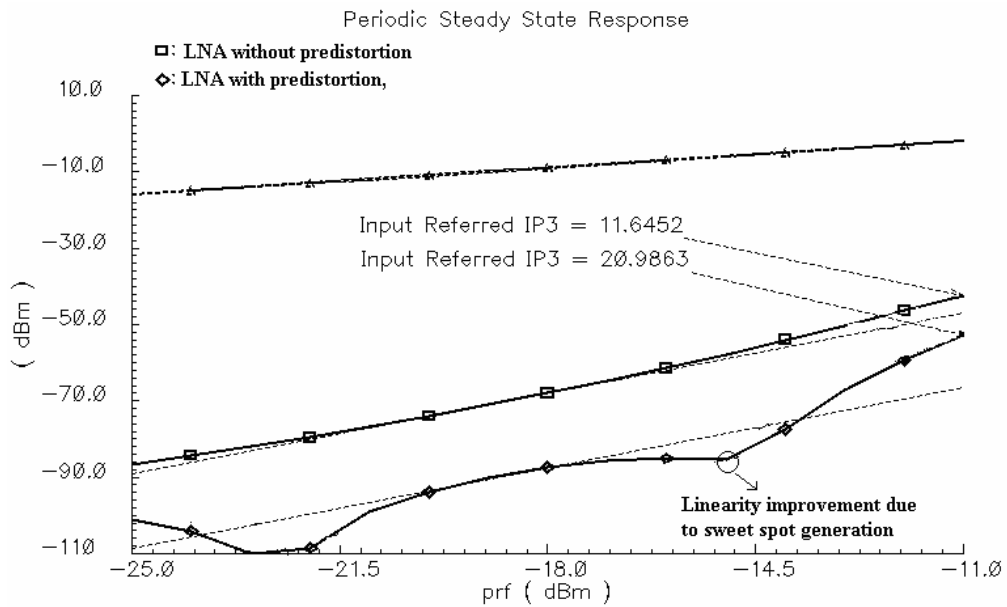
Σχήμα 66 Βελτιστοποίηση της γραμμικότητας μέσω της ευθυγράμμισης των διανυσμάτων

παρατήρηση είναι ότι η τιμή του συντελεστή ζεύξης ($M = k\sqrt{L_1L_2}$) επηρεάζει μόνο την τιμή του μέτρου της εξαρτημένης πηγής $sM_{12}\vec{i}_{in}$ και αλλαγή της τιμής του δεν επηρεάζει τις τιμές των γωνιών θ και θ' .

Στο σχήμα 65 παρουσιάζεται διανυσματικά και απλοποιημένα η διαδικασία προπαραμόρφωσης λαμβάνοντας υπόψη τη συμπεριφορά του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή. Η πηγή ρεύματος $I_{(M2)}$ αναπαριστά το ρεύμα προπαραμόρφωσης στον κόμβο υποδοχέα του τρανζίστορ M_2 , ενώ η παράμετρος Z_{load} αναπαριστά το ισοδύναμο φορτίο που ο βασικός ενισχυτής παρουσιάζει στο τρανζίστορ M_2 . Το σήμα V_{pred}' είναι το τροποποιημένο σήμα προπαραμόρφωσης στον κόμβο πύλης του τρανζίστορ M_1 και το ρεύμα I_4 είναι το μη γραμμικό ρεύμα που διαρρέει το πηνίο L_4 . Όταν τα πηνία είναι σε ζεύξη (σχήμα 65 α), τα αντίστοιχα διανύσματα ρεύματος και τάσης παρουσιάζονται στο σχήμα 65.b. Η διαφορά φάσης μεταξύ των διανυσμάτων $I_{(M2)}$ και I_4 παρουσιάζεται ως θ και μεταξύ των διανυσμάτων των επαγόμενων τάσεων V_3 και V_4 ως θ' . Και οι δύο αυτές έχουν δειχθεί καθ' υπερβολή και αυτό έγινε για λόγους παρουσίασης.

Σύμφωνα με την ανάλυση που προηγήθηκε, οι γωνίες θ και θ' είναι σταθερές, διαφορετικές από 0° (ιδανική περίπτωση), ορίζονται από τις τιμές των πηνίων L_3 και L_4 και δεν είναι συνάρτηση του συντελεστή ζεύξης. Εδώ πρέπει να τονιστεί ότι το διάνυσμα V_3 ουσιαστικά αναπαριστά το σήμα προπαραμόρφωσης V_{pred} στην περίπτωση που ο συντελεστής ζεύξης είναι ίσος με το μηδέν. Για να βρεθεί το τροποποιημένο σήμα προπαραμόρφωσης V_{pred}' , θα πρέπει να γίνει διανυσματικά η πρόσθεση μεταξύ των τάσεων V_3 και V_4 . Η πρόσθεση αυτή δίνει:

$$\vec{V}_{pred}' = (j\omega L_3)\vec{I}_{(M_2)} + (j\omega M_{34})\vec{I}_4 = (j\omega L_3)\vec{I}_{(M_2)} + (j\omega k\sqrt{L_3L_4})\vec{I}_4 \quad (5.34)$$



Σχήμα 67 Βελτιστοποίηση της γραμμικότητας μέσω της εισαγωγής sweet spot

Το τροποποιημένο αυτό σήμα έχει μέτρο και φάση που δίνονται από τις εξισώσεις 5.25 και 5.26 αντιστοίχως.

$$magV_{pred} = \sqrt{\left[|i_{(M_2)}L_3| + |i_4M_{34}|\cos\theta\right]^2 + \left[|i_4M_{34}|\sin\theta\right]^2} \quad (5.35)$$

$$phaseV_{pred} = \phi = \arctan\left(\frac{|i_4M_{34}|\sin\theta}{|i_{(M_2)}L_3| + |i_4M_{34}|\cos\theta}\right) \quad (5.36)$$

Επομένως, γίνεται σαφές ότι μέσω του μετασχηματιστή καταφέραμε να μετατοπίσουμε τη φάση του σήματος προπαραμόρφωσης κατά μια γωνία ϕ , σε σχέση με την περίπτωση που δεν υπήρχε ζεύξη μεταξύ των πηνίων (περίπτωση που ορίζεται από το διάνυσμα V_3). Μια πολύ σημαντική παρατήρηση είναι ότι η γωνία αυτή μπορεί να ελεγχθεί μέσω του διανύσματος V_4 , είτε μέσω της αλλαγής του συντελεστή ζεύξης k , είτε μέσω της τιμής του ρεύματος i_4 , όπως γίνεται σαφές από την εξίσωση (5.24).

Με την παραπάνω μέθοδο ο σχεδιαστής μπορεί να μετατοπίσει την αρχική φάση του σήματος προπαραμόρφωσης, ώστε η συνθήκη που παρουσιάζεται στη σχέση 5.33 να ικανοποιηθεί. Γραφικά, τα παραπάνω παρουσιάζονται στο σχήμα 66, όπου η ευθυγράμμιση των διανυσμάτων προκαλεί το τοπικό ελάχιστο για ισχύ εισόδου ίση με -23 dBm.

5.4.5 Τρίτη προτεινόμενη τεχνική: Επίτευξη μέγιστου εύρους γραμμικοποίησης μέσω της εισαγωγής σημείου μέγιστης γραμμικότητας (sweet spot)

Η παραπάνω προτεινόμενη τεχνική βελτιστοποιεί τη γραμμικότητα του ενισχυτή, αλλά επειδή η φάση των διανυσμάτων είναι συνάρτηση της ισχύος εισόδου, η γραμμικοποίηση περιορίζεται όταν η ισχύς εισόδου μεταβάλλεται. Επιπρόσθετα, η γραμμικότητα μειώνεται μέσω

του φαινομένου της «αυτοπόλωσης» (self biasing effect). Η τοπολογία είναι self biased λόγω του ότι το αρχικό σημείο πόλωσης είναι κοντά στην τάση κατωφλίου. Όταν το παραπάνω φαινόμενο επιδράσει, μετατοπίζει το σημείο πόλωσης της τοπολογίας και, επομένως, η γραμμικότητα μειώνεται λόγω της δραστηκής μείωσης του όρου $g_m^{(3)}$ μακριά από το σημείο βέλτιστης πόλωσης.

Η τρίτη προτεινόμενη τεχνική σκοπό έχει να μεγιστοποιήσει το εύρος ισχύων εισόδου, στο οποίο ο ενισχυτής παραμένει γραμμικός. Αυτό επιτυγχάνεται με την εισαγωγή στην συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή ενός «sweet spot», που ουσιαστικά είναι μια τοπική βελτίωση της γραμμικότητας του ενισχυτή για περιορισμένο εύρος ισχύος εισόδου. Από φυσικής άποψης, η δημιουργία του sweet spot μπορεί να προέλθει από μια σειρά φαινομένων. Στη συγκεκριμένη περίπτωση του προτεινόμενου ενισχυτή το sweet spot δημιουργείται από την αύξηση κέρδους (gain expansion) ενός τρανζίστορ.

Πιο συγκεκριμένα, το sweet spot δημιουργείται για ισχύ εισόδου ίση με 14.6dBm, όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 67. Για τη συγκεκριμένη τοπολογία ο μηχανισμός που το δημιουργεί είναι η συμπίεση κέρδους του τρανζίστορ M_2 , η οποία διασφαλίζεται ότι θα δημιουργηθεί σε χαμηλές τιμές της ισχύος εισόδου μέσω της εξής διαδικασίας: Η ανάδραση μέσω του τρανζίστορ M_4 αυξάνει την τάση εξόδου στον κόμβο υποδοχέα του τρανζίστορ M_3 με γρήγορο ρυθμό, όταν η τιμή της ισχύος εισόδου αυξάνεται. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη συμπίεση κέρδους του τρανζίστορ M_2 , λόγω αυξημένης τάσης στον κόμβο πηγής. Η συμπίεση κέρδους του τρανζίστορ M_2 παρουσιάζεται στο σχήμα 62 και πιο συγκεκριμένα στη γραφική παράσταση του $g_m^{(1)}$, και με τη συγκεκριμένη σχεδίαση παρουσιάζεται για μια τάση πόλωσης ίση με 510mV.

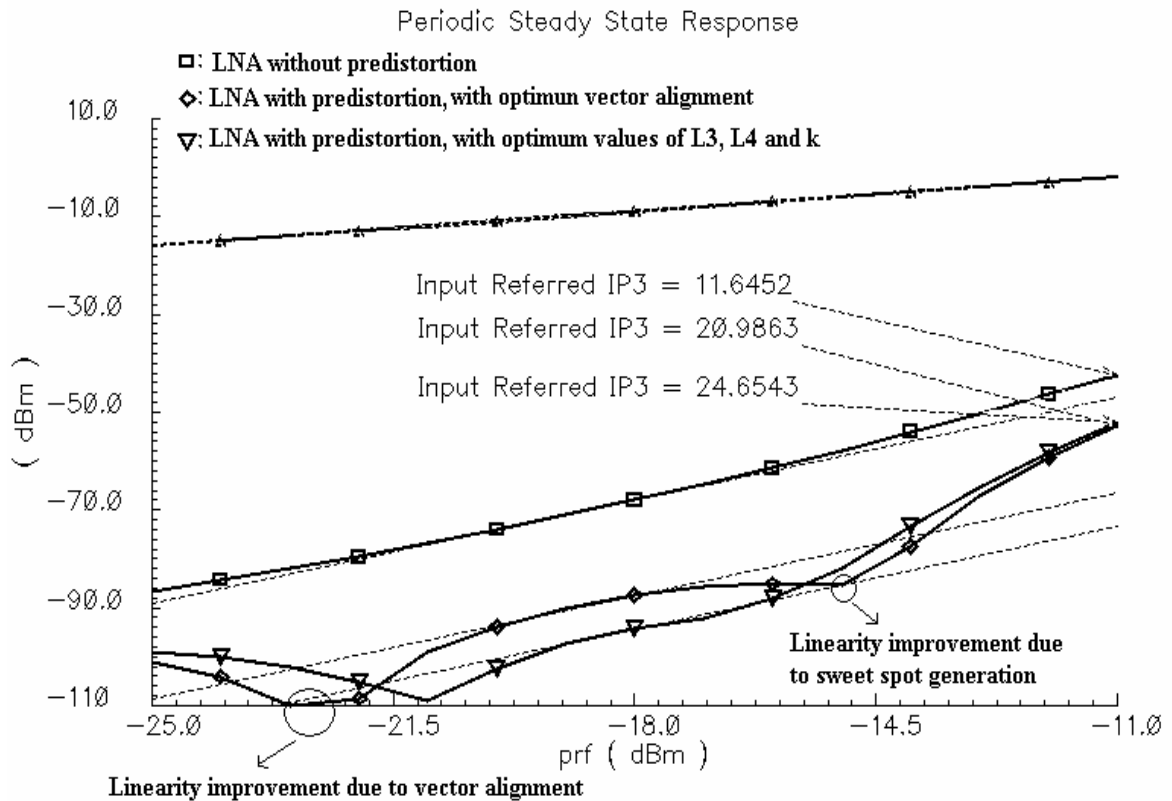
Προφανώς, το μειονέκτημα της τεχνικής είναι ότι το sweet spot επιτυγχάνει βελτίωση της γραμμικότητας για ένα περιορισμένο εύρος ισχύων εισόδου, αλλά υπάρχει τρόπος να μετακινηθεί η θέση του, δηλαδή να έχουμε sweet spot για μια διαφορετική ισχύ εισόδου. Ο μηχανισμός που μας δίνει αυτή τη δυνατότητα βασίζεται στη χρήση του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή και συγκεκριμένα, στη δράση ανάδρασης που ο μετασχηματιστής προσφέρει. Στην περίπτωση που εξετάζουμε, η ανάδραση στο πηνίο L_4 χρησιμοποιείται για να αυξήσει την τάση στον κόμβο πηγής του τρανζίστορ M_2 με έναν ακόμα πιο γρήγορο ρυθμό, γεγονός που οδηγεί στη συμπίεση κέρδους του τρανζίστορ M_2 σε ακόμα πιο χαμηλές τιμές ισχύος εισόδου. Επομένως, το sweet spot μπορεί να τοποθετηθεί σε επίπεδο που ο σχεδιαστής επιθυμεί.

Επομένως, μέχρι στιγμής έχουμε περιγράψει τρεις μηχανισμούς που συμβάλλουν στη βελτιστοποίηση της γραμμικότητας. Στην επόμενη ενότητα θα αναλυθεί η διαδικασία που χρησιμοποιείται για να βελτιστοποιηθεί η συνολική συμπεριφορά του ενισχυτή.

5.4.6 Χρήση των τριών τεχνικών για βελτιστοποίηση της απόδοσης γραμμικότητας του ενισχυτή χαμηλού θορύβου

Με βάση τα παραπάνω, έχουμε τρεις διακριτούς τρόπους να βελτιώσουμε τη γραμμικότητα, και, επιπλέον, διαθέτουμε και ένα μηχανισμό μετακίνησης της περιοχής βελτιστοποίησης, που δημιουργείται από το sweet spot μέσω ανάδρασης. Η λογική που ακολουθείται είναι η μετακίνηση του τοπικού ελάχιστου, που δημιουργείται από το sweet spot κοντά στο τοπικό ελάχιστο, που δημιουργεί η ευθυγράμμιση των διανυσμάτων. Με αυτό τον τρόπο καταφέρνουμε να επιτύχουμε βελτιστοποίηση της γραμμικότητας για ένα μεγάλο εύρος τιμών ισχύος εισόδου, γεγονός που αποτελεί ένα από τα βασικά προτερήματα του ενισχυτή και τον διαφοροποιεί από τις βιβλιογραφικά αναφερόμενες τεχνικές [1][2][3], οι οποίες παρουσιάζουν

βελτιστοποίηση της γραμμικότητας για πολύ μικρότερα εύρη ισχύων εισόδου και για πολύ



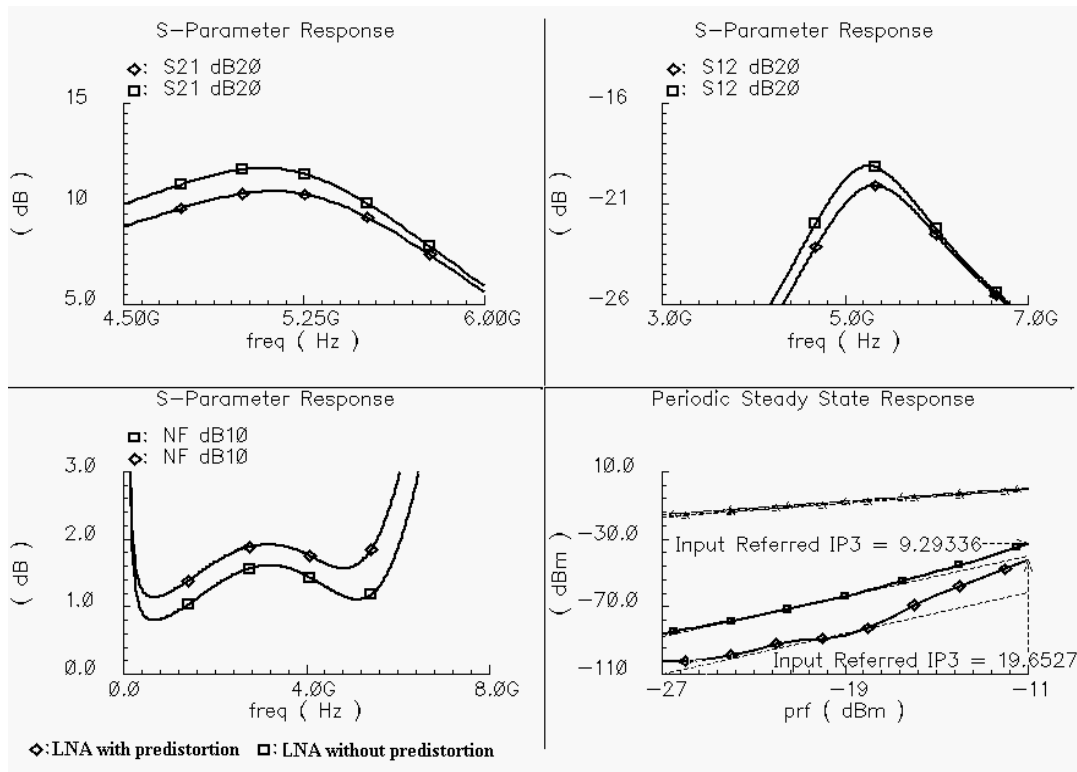
Σχήμα 68. Η διαδικασία βελτιστοποίησης του προπαραμορφωτή

χαμηλότερες τιμές ισχύος. Είναι προφανές ότι θεωρητικά η γραμμικοποίηση απαιτείται να γίνει στο πάνω όριο ισχύος, που είναι πιθανόν να λάβει ο LNA, κάτι που επιτυγχάνεται με την προτεινόμενη τεχνική.

Στο σχήμα 68 παρουσιάζεται η διαδικασία βελτιστοποίησης, όπου δείχνεται το πώς μπορεί ο σχεδιαστής να ελέγξει μέσω της μετακίνησης του **sweet spot** τη γραμμικότητα που επιθυμεί και το εύρος στο οποίο αυτή επιτυγχάνεται.

Πρέπει να αναφερθεί ότι η τιμή του συντελεστή ζεύξης περιορίζεται από το ποσό ανάδρασης που απαιτείται, για να έρθουν τα δύο τοπικά ελάχιστα κοντά και υπ' αυτή την έννοια είναι σημαντικό να επιλεγθούν σωστά οι τιμές των πηνίων L_3 και L_4 , ώστε η αρχική γωνία θ να μεταφέρει το μετατοπισμένο κατά φάση διάνυσμα του προπαραμορφωτή στην περιοχή μέγιστης γραμμικοποίησης, με βάση τη διαδικασία που περιγράφηκε στην ενότητα 5.4.4. Η διαδικασία προπαραμόρφωσης μπορεί να ελεγχθεί ηλεκτρονικά μέσω μιας τάσης ελέγχου (η οποία μεταβάλλει την τιμή του ρεύματος I_4 στις εξισώσεις 5.35, 5.36). Επειδή όμως η διαδικασία μετατόπισης φάσης δεν είναι ανεξάρτητη από την διαδικασία μετατόπισης του **sweet spot**, είναι απαραίτητο να υπάρξουν δύο ηλεκτρονικά ελεγχόμενες τάσεις πόλωσης στην τοπολογία, όπως διαφαίνεται στο σχηματικό διάγραμμα του σχήματος 59 (V_b , V_{b1}). Αυτό δίνει τη δυνατότητα να επιτευχθεί μέγιστη γραμμικοποίηση ταυτόχρονα και από τις δύο τεχνικές.

Συνοψίζοντας, η σχεδιαστική αρχή του προτεινόμενου προπαραμορφωτή βασίζεται σε τρεις παράγοντες:



Σχήμα 69 Αποκρίσεις κέρδους (S21), απομόνωσης εισόδου εξόδου (S12) δείκτη θορύβου (NF) και γραμμικότητας (IP3) του προτεινόμενου προπαραμορφωτή.

Πρώτον, χρησιμοποιείται ένας ισχυρά μη γραμμικός κλάδος προπαραμόρφωσης, ο οποίος παρέχει έναν όρο $g_{m2}^{(3)}$ με τιμή κατάλληλη να χρησιμοποιηθεί για ακύρωση των μη γραμμικοτήτων, ενώ παράλληλα ο όρος $g_{m2}^{(1)}$ κρατείται σε χαμηλή τιμή. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται η ελάχιστη μείωση του κέρδους και η ελάχιστη συνεισφορά θορύβου από τον προπαραμορφωτή.

Δεύτερον, η τεχνική που βασίζεται στον ολοκληρωμένο μετασχηματιστή και συγκεκριμένα κάνοντας χρήση των μη ιδανικοτήτων του προς όφελος του σχεδιαστή, επιτυγχάνει βέλτιστη αποδοτικότητα όσον αφορά τη γραμμικοποίηση, μέσω ευθυγράμμισης των διανυσμάτων και ακύρωσης των μη γραμμικών προϊόντων του βασικού ενισχυτή.

Τρίτον, ο κλάδος προπαραμόρφωσης εισάγει ένα **sweet spot** στη συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή. Η ισχύς εισόδου για την οποία το **sweet spot** δημιουργείται ορίζεται από τον σχεδιαστή μέσω της ανάδρασης του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή και μπορεί να χρησιμοποιηθεί, για να μεγιστοποιηθεί το εύρος ισχύος εισόδου που επιτυγχάνεται γραμμικοποίηση.

Η χρήση δύο τάσεων ελέγχου διασφαλίζει ότι θα υπάρχει βελτίωση στην απόδοση γραμμικότητας, όταν θα υπάρξουν μεταβολές στις ονομαστικές τιμές των στοιχείων του κυκλώματος και, ιδιαιτέρως, στις τιμές των πηνίων του μετασχηματιστή, που είναι αρκετά πιθανόν να μεταβληθούν κατά τη διαδικασία κατασκευής. Αυτό επιτυγχάνεται διαλέγοντας, μέσω των τάσεων ελέγχου, το σχετικό ποσοστό που η κάθε τεχνική γραμμικοποίησης συμμετέχει και

συμβάλλει στην συνολική συμπεριφορά γραμμικότητας του κυκλώματος, όπως αυτή ορίζεται από τον κατασκευασμένο ενισχυτή.

Στην επόμενη ενότητα θα παρουσιαστούν αποτελέσματα προσομοιώσεων, που είναι σύμφωνα με την αρχή λειτουργίας που περιγράφηκε στις προηγούμενες ενότητες.

5.5 Αποτελέσματα προσομοιώσεων της προτεινόμενης τεχνικής προπαραμόρφωσης

Για την προσομοίωση των συμπεριφορών του ενισχυτή με και χωρίς προπαραμόρφωση προσομοιώθηκαν κυκλώματα που σχεδιάστηκαν σε μια τυπική ψηφιακή CMOS τεχνολογία, με ελάχιστο μήκος καναλιού 0.13 μm της IBM. Η τάση τροφοδοσίας που επιλέχθηκε ήταν 1V και όλες οι προσομοιώσεις έγιναν θεωρώντας ότι τα κυκλώματα είναι προσαρμοσμένα σε ένα τυπικό φορτίο, που επιλέχθηκε ίσο με 50 Ohm.

Για τις προσομοιώσεις που παρουσιάζονται χρησιμοποιήθηκε ένα τυπικό μοντέλο συσκευασίας QFN, όπως αυτό παρέχεται από τη Murata. Οι προσομοιώσεις έγιναν με ισοδύναμα μοντέλα για τους μετασχηματιστές με παραμέτρους που εξήχθησαν με το πρόγραμμα Agilent MOMENTUM™. Ο προσομοιωτής που χρησιμοποιήθηκε ήταν το περιβάλλον Analog Environment (Spectre RF) του προγράμματος Cadence™.

Σε όλες τις προσομοιώσεις ο βασικός ενισχυτής έχει κρατηθεί ακριβώς ο ίδιος αναφορικά με την κατανάλωση, την τάση πόλωσης και τις διαστάσεις τόσο των παθητικών όσο και των ενεργών στοιχείων. Μικρές αλλαγές στα δικτυώματα προσαρμογής ήταν αναγκαίο να γίνουν στις διάφορες προσομοιώσεις, ώστε κάθε φορά να καλύπτεται η απαίτηση για μέγιστη μεταφορά ισχύος (ο ενισχυτής δεν ήταν προσαρμοσμένος για βέλτιστη γραμμικότητα).

Στο σχήμα 69 παρουσιάζονται προσομοιώσεις που αφορούν τις αποκρίσεις κέρδους (S21), απομόνωσης εισόδου-εξόδου (S12) δείκτη θορύβου (NF) και γραμμικότητας (IIP3) του προτεινόμενου προπαραμορφωτή. Από τις γραφικές αυτές παραστάσεις διαφαίνεται ότι η εισαγωγή του προπαραμορφωτή δημιουργεί μια πτώση του κέρδους κατά 1dB, η οποία προφανώς μπορεί να αποδοθεί στη μη μηδενική τιμή της παραμέτρου $g_{m2}^{(1)}$, η οποία αν και μικρή, έχει μια διακριτή τιμή. Αντιστοίχως, παρατηρείται και μια μείωση κατά 0.44dB στην τιμή του συντελεστή θορύβου της τοπολογίας, που μπορεί να εξηγηθεί τόσο λόγω της εισαγωγής θορύβου από τα κυκλωματικά στοιχεία του προπαραμορφωτή, όσο και λόγω του μειωμένου κέρδους της τοπολογίας. Ωστόσο, η συνολική τιμή του δείκτη θορύβου παραμένει κάτω από 2 σε όλη την ζώνη ενδιαφέροντος ενός WLAN συστήματος, που υπηρετεί το 802.11.a πρότυπο. Παράλληλα, με την προτεινόμενη τοπολογία η απομόνωση εισόδου-εξόδου είναι καλύτερη κατά 1dB.

Όσον αφορά τη γραμμικότητα του συστήματος, έχουμε μια βελτίωση της τάξεως των 10.3dB σε ένα σημαντικό εύρος τιμών ισχύος εισόδου, που κυμαίνεται από -26dBm → -17dBm. Η βελτίωση αυτή είναι μεγάλη και σε μεγάλο εύρος και λόγω απόδοσης αντισταθμίζει τη μείωση κέρδους και αύξησης του θορύβου. Η αύξηση που παρέχεται στη γραμμικότητα είναι ιδιαίτερα σημαντική και λόγω του ότι αναφερόμαστε σε ενισχυτές, που από τη φύση τους είναι πολύ γραμμικοί (η αρχική τιμή του IIP3 της τοπολογίας ήταν +9dB).

Στον πίνακα IV παρουσιάζεται συγκεντρωτικά η σύγκριση των ενισχυτών, με και χωρίς τη χρήση προπαραμόρφωσης, όσο αφορά τις βασικές προδιαγραφές του ενισχυτή αλλά και κάποιες

ΠΙΝΑΚΑΣ IV

ΣΥΝΟΛΙΚΗ ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

| Parameter | Without Predistortion | Proposed Topology |
|---|-----------------------|-------------------|
| Frequency | 5GHz | 5GHz |
| LNA Gain (S21) | 11.6dB | 10.6dB |
| Coupling Coefficient (k) | - | 0.8 |
| Noise Figure | 1.15dB | 1.59dB |
| IIP3 | +9.4dB | +19.7dB |
| Input Power Range (IIP3=constant) | -28dBm--14dBm | -26dBm--17dBm |
| Improved IIP3 sensitivity ($L_3, L_4 \pm 20\%$) | - | +17.8dB–18.5dB |
| Improved IIP3 sensitivity ($k \pm 20\%$) | - | +18.6dB–19.6dB |
| 3dB Bandwidth | 1.49GHz | 1.6GHz |
| Reverse Isolation (S12) | 19.1dB | 20.1dB |
| Supply Voltage | 1V | 1V |
| Power Dissipation | 15.3mW | 15.4mW |
| Predistortion stage current consumption | - | 0.110mA |
| Technology | CMOS 0.13um | CMOS 0.13um |

βασικές προδιαγραφές που αναφέρονται στην ευαισθησία του ενισχυτή σε μεταβολές των τιμών των πηνίων καθώς και του συντελεστή ζεύξης μεταξύ τους. Οι δύο αυτές παράμετροι επιλέχθηκαν λόγω του ότι κατασκευαστικά είναι οι πιο ευαίσθητοι.

Η μελέτη του παραπάνω πίνακα αποκαλύπτει μια σειρά χαρακτηριστικών του ενισχυτή, τα οποία είναι ιδιαίτερα χρήσιμα κατά τη σχεδίαση. Κατ' αρχάς, παρατηρούμε ότι η εισαγωγή του κυκλώματος προπαραμόρφωσης επηρεάζει ελάχιστα την κατανάλωση του συστήματος, αφού η αύξηση της κατανάλωσης είναι της τάξης του **0.1mW**. Κατά δεύτερον, η διαδικασία γραμμικοποίησης εξακολουθεί να είναι παραγωγική ακόμα και σε μεταβολές των τιμών των πηνίων και του συντελεστή ζεύξης του μετασχηματιστή κατά $\pm 20\%$, που ουσιαστικά αποτελεί το όριο των μεταβολών που περιμένουμε από τη διαδικασία κατασκευής. Σε καμία προσομοίωση δεν παρατηρήθηκε μείωση πάνω από **1.9dB** στην τιμή της γραμμικότητας, γεγονός που οφείλεται στις δύο τάσεις ελέγχου, που χρησιμοποιούνται για βελτιστοποίηση της απόδοσης. Υπ' αυτή την έννοια, τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων είναι ενθαρρυντικά για τη σωστή λειτουργία του ολοκληρωμένου όταν κατασκευαστεί.

5.6 Επίλογος

Σ' αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάστηκε μια νέα τεχνική γραμμικοποίησης, κατάλληλη για ενισχυτές χαμηλού θορύβου, που βασίζεται στην προπαραμόρφωση. Η τεχνική είναι κατάλληλη για ασύρματες τηλεπικοινωνίες ευρείας ζώνης (**Broadband Wireless Applications**) και είναι σχεδιασμένη με τέτοιον τρόπο, ώστε να αντιμετωπίζονται ταυτόχρονα τα πιο σημαντικά προβλήματα που προκύπτουν από τη διαδικασία προπαραμόρφωσης. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται μέγιστη γραμμικοποίηση στις υψηλές συχνότητες που λειτουργούν οι εφαρμογές που αποτελούν αντικείμενο έρευνας της παρούσας εργασίας.

Στα πλαίσια αυτά, προτάθηκε η δομή ενός ισχυρά μη γραμμικού κλάδου προπαραμόρφωσης, ο οποίος επιτυγχάνει την ταυτόχρονη ικανοποίηση των συνθηκών ελάχιστης

μείωσης κέρδους και μέγιστης γραμμικότητας, με την ελάχιστη αύξηση του δείκτη θορύβου της τοπολογίας. Η βέλτιστη συμπεριφορά επιτυγχάνεται με την προτεινόμενη τεχνική μετατόπισης της φάσης με τη χρήση ενός ολοκληρωμένου μετασχηματιστή, η οποία διασφαλίζει μέγιστη ακύρωση των μη γραμμικών προϊόντων μέσω ευθυγράμμισης των διανυσμάτων. Επιπλέον, μέγιστη γραμμικοποίηση σε ένα σημαντικό εύρος τιμών ισχύος εισόδου διασφαλίζεται με την εισαγωγή και την διαμέσου μαγνητικής ανάδρασης μετατόπισης ενός “sweet spot” στη συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή.

Η προτεινόμενη διαδικασία ελέγχεται από δύο τάσεις ελέγχου οι οποίες μπορούν να αντισταθμίσουν την μείωση της γραμμικότητας που προκύπτουν από την διαδικασία κατασκευής.

Βιβλιογραφία

- [1] T.W.Kim, B.Kim and K.Lee "Highly Linear Receiver Front-End Adopting MOSFET Transconductance Linearization by Multiple Gated Transistors," IEEE JSSC, Vol. 39 No. 1 pp. 223-229, Jan. 2004
- [2] V. Aparin, G. Brown, L.E. Larson " Linearization of CMOS LNA's Via Optimum Gate Biasing," IEEE ISCAS 2004 IV , pp 748-751
- [3] M.G. Kim, C. H. Kim, H. K Yu, " An FET-Level Linearization Method using a Predistortion Branch FET" IEEE Microwave And Guided Wave Letters, Vol.9, No.6 pp 233-235, Jun. 1999
- [4] Hiran Samavati, Hamid R. Rategh, and Thomas H. Lee, "A 5-GHz Wireless LAN receiver front-end, IEEE JSSC, pp 765-772, May 2005.
- [5] B. Leung, VLSI for Wireless Communications, New Jersey, Prentice Hall, 2002, pp. 74-105.
- [6] D.J. Cassan and J.R. Long, " A 1-V Transformer Feedback Low-Noise Amplifier for 5-GHz Wireless LAN in 0.18-um CMOS," IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 38 No. 3 pp. 427-435, Mar. 2003.
- [7] V. Aparin, "Linearization of CDMA Receiver Front-End" , PhD Thesis, University of California, San Diego, 2005
- [8] V.Aparin, L.E Larson, "Modified Derivative Superposition Method for linearizing FET low-noise-amplifiers" .IEEE transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol32, pp.571-581, Feb 2005
- [9] D. D. Weiner and J. E. Spina, Sinusoidal Analysis and Modeling of Weakly Nonlinear Circuits with Application to Nonlinear Interference Effects. New York: Van Nostrand, 1980.
- [10] Julian J. Bussgang, Leonard Ehrman, and James W. Graham. Analysis of Nonlinear Systems with Multiple Inputs. Proceedings of the IEEE , 62(8):1088-1119, August 1974.
- [11] S. Maas, Nonlinear Microwave Circuits, Second Edition, Artech House, Norwood.
- [12] S. Boyd, L. O. Chua, and C. Desoer, "Analytical foundations of Volterra series," IMA Journal of Mathematical Control and Information, Vol. 1, 1984, pp. 243-282.

- [13]R. H. Flake, "Volterra series representation of time-varying nonlinear systems," in Proc. Second Int. Congress of IFAC on Automatic Control (Basel, Switzerland) 1963, paper no. 408/1.
- [14]R. H. Flake, "Volterra Series Representation of Nonlinear Systems," IEEE Trans. Appl. Ind., vol. 81, pp. 330-335, Jan. 1963.
- [15]L. C. Thomas, "Broadband linearization of transistor amplifiers," presented at the 1967 ISSCC.
- [16]S. Narayanan, "Transistor distortion analysis using Volterra series representation," Bell Syst. Tech. J., pp. 991-1024, May-June 1967.
- [17]S. Narayanan, "Intermodulation distortion of cascaded transistors," IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-4, pp. 97-106, June 1969.
- [18]S. Narayanan, "Application of Volterra series to intermodulation distortion of transistor feedback amplifier," IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-17, pp. 518-527, Nov. 1970.
- [19]R. G. Meyer, M. J. Sensa, and R. Eschenbach, "Cross-modulation and intermodulation in amplifiers at high frequencies," IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-7, pp. 16-23, Feb. 1972.
- [20]S. Narayanan and H. C. Poon, "An analysis of distortion in bipolar transistors using integral charge control model and Volterra series," IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-20, pp. 341-351, July 1973.
- [21]Y. L. Kuo and J. D. Witkowski, "Computer aided distortion analysis of bipolar transistor circuits," in Proc. 1972 IEEE Int. Symp. Circuit Theory, Apr. 1972.
- [22]Y. L. Kuo, "Distortion analysis of bipolar transistor circuits," IEEE Trans. Circuit Theory, vol. CT-20, pp. 709-716, Nov. 1973.
- [23]W. M. C. Sansen and R. G. Meyer, "Distortion in bipolar transistor variable-gain amplifiers," IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-8, pp. 275-282, Aug. 1973.
- [24]D. A. George, "Continuous nonlinear systems," Tech. Rep. 355, MIT Research Lab. Electronics, July 1959.
- [25]A. M. Khadr, and R. H. Johnston, "Distortion in High-Frequency FET Amplifiers," IEEE J. Solid State Circuits, vol. SC-9, pp. 180-189, Aug. 1974.

- [26] J. Bussgang, L. Ehrman, and J. W. Graham, "Analysis of nonlinear systems with multiple inputs," *Proc IEEE*, vol.62, pp.1088-1119, Aug.1974.
- [27] K. Gopal, "Nonlinear distortion analysis of networks with bipolar transistors," M.A.Sc. thesis, Univ. Waterloo, Waterloo, Ont., Canada Mar. 1975.
- [28] R. G. Meyer, and M. L. Stephens, "Distortion in Variable-Capacitance Diodes," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. SC-10, pp. 47-54, Feb. 1975.
- [29] L. O. Chua and C.-Y. Ng, "Frequency domain analysis of nonlinear systems: general theory," *IEEE J. Electron. Circuits Syst.*, vol. 3, pp.165-185, 1979.
- [30] C. S. Yen, "High-Frequency Distortion in Emitter-Driven Variable-Gain Pairs," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. SC-15, pp. 375-377, June 1980.
- [31] S. Boyd, Y. S. Tang, and L. O. Chua, "Measuring Volterra kernels," *IEEE Trans Circuits Syst.*, vol. CAS-30, pp. 571-577, Aug. 1983.
- [32] S. Boyd and L. O. Chua, "Fading memory and the problem of approximating nonlinear operators with Volterra series," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-32 pp. 1150-1161, Nov. 1985.
- [33] S. A. Maas and A. Crosmun, "Modeling the gate I/V characteristic of a GaAs MESFET for Volterra-series analysis," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, pp. 1134-1136, July 1989.
- [34] P. Wambacq, G. Gielen, and W. Sansen, "Symbolic simulation of harmonic distortion in analog integrated circuits with weak nonlinearities," in *Proc. ISCAS*, pp. 536-539, May 1990.
- [35] P. Wambacq and W. Sansen, *Distortion Analysis of Analog Integrated Circuits*. Norwell, MA: Kluwer, 1998.
- [36] P. Wambacq, G. E. Gielen, and P. R. Kinget, "High-frequency distortion analysis of analog integrated circuits," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 46, pp. 335-345, Mar. 1999.
- [37] J. Lee, W. Kim, Y. Kim, T. Rho, and B. Kim, "Intermodulation mechanism and linearization of AlGaAs/GaAs HBT's," *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 45, pp. 2065-2072, Dec. 1997.

- [38]L. Bin and S. Prasad, "Intermodulation analysis of the collector-up In-GaAs/InAlAs/InP HBT using Volterra series," *IEEE Trans Microwave Theory Tech*, vol. 46, pp. 1321–1323, Sept. 1998.
- [39]K. L. Fong, R. G. Mayer, "High-frequency nonlinearity analysis of common-emitter and differential-pair transconductance stages," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 33, pp. 548–555, Apr. 1998.
- [40]J. Vuolevi and T. Rahkonen, "A Volterra model for common-source FET amplifiers in third order intermodulation distortion simulations," in *Proc Eur. Conf. Circuit Theory and Design (ECCTD)*, Helsinki, Finland, pp. II-41–II-41, Aug. 28–31, 2001.
- [41]A. Heiskanen and T. Rahkonen, "5th-order multi-tone Volterra simulator with component-wise output," in *Proc IEEE Int. Symp. Circuits Systems (ISCAS)*, vol. 3, Phoenix, AZ, May 26–29, 2002, pp. 591–594.
- [42]R. A. Baki, C. Beainy, and M. N. E.-Gamal, "Distortion Analysis of High-Frequency Log-Domain Filters Using Volterra Series," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 50, pp. 1–11, Jan. 2003.
- [43]C.-C. Hsu and J.-T. Wu, "A Highly Linear 125-MHz CMOS Switched-Resistor Programmable-Gain Amplifier," *IEEE J. Solid State Circuits*, vol. 38, pp. 1663–1670, Oct. 2003.
- [44]J. Vuolevi and T. Rahkonen, "Analysis of Third-Order Intermodulation Distortion in Common-Emitter BJT and HBT Amplifiers," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 50, pp. 994–1001, Dec. 2003.
- [45]R. B. Swerdlow, "Analysis of Intermodulation Noise in Frequency Converters by Volterra Series," *IEEE Trans Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-26, pp. 305–313, Apr. 1978.
- [46] S. Maas, "Two-tone intermodulation in diode mixers," *IEEE Trans Microwave Theory and Techniques*, vol. MTT-35, pp. 307–314, Mar. 1987.
- [47]S. Maas and D. Neilson, "Modelling MESFET's for intermodulation analysis of mixers and amplifiers," *IEEE Trans Microwave Theory and Techniques*, vol. 38, pp. 1964–1971, Dec. 1990.
- [48]P. Li, L. T. Pileggi, "Efficient per-nonlinearity distortion analysis for analog and RF circuits," *IEEE Trans on CAD of Integrated Circuits and Systems*, vol. 22, pp. 1297–1309, Oct. 2003

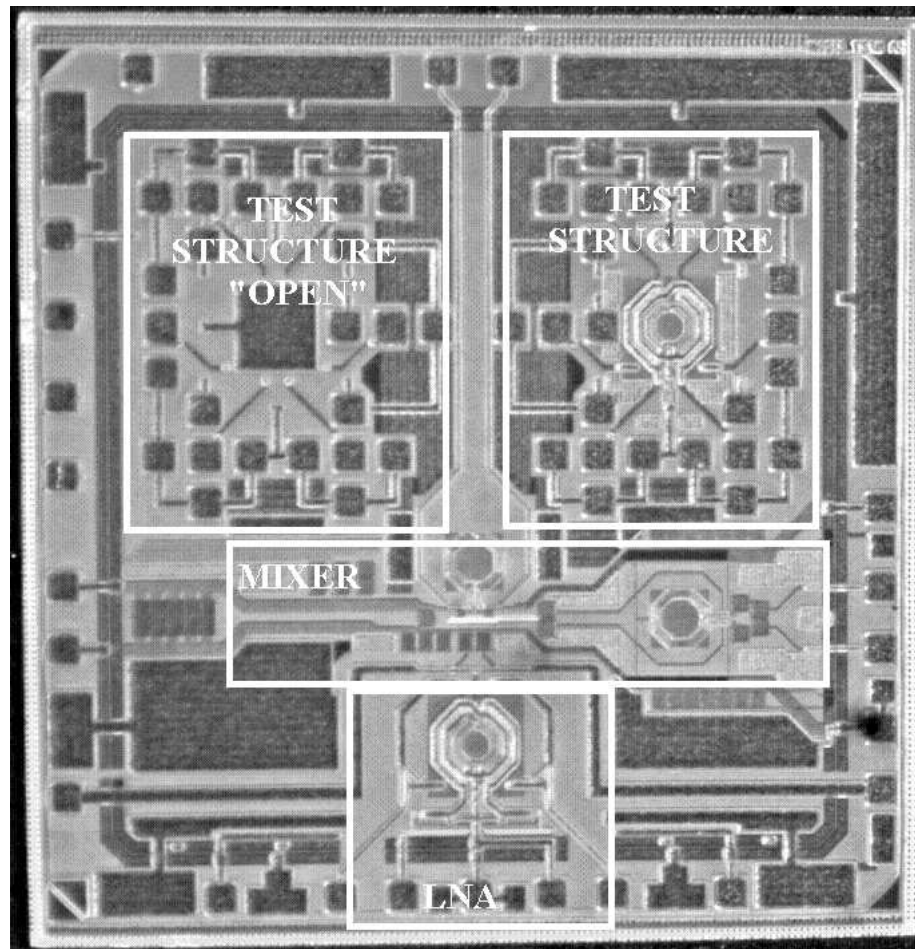
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σε πειραματικό επίπεδο, στην παρούσα εργασία μελετήθηκε η συμπεριφορά του προτεινόμενου ενισχυτή Τριπλής Μαγνητικής Ανάδρασης. Πιο συγκεκριμένα, σε συνεργασία με τον συνάδελφο Υποψήφιο Διδάκτορα Γεράσιμο Θεοδωράτο, κατασκευάστηκε ολοκληρωμένο **front-end** που περιελάμβανε τον προτεινόμενο ενισχυτή και ένα μίκτη κατάλληλο για εφαρμογές WLAN, ο οποίος αποτελεί αντικείμενο έρευνας του κ. Θεοδωράτου. Τα εν λόγω κυκλώματα κατασκευάστηκαν στην τεχνολογία **IBM CMOS-RF 0.13 DM**, η οποία έχει ελάχιστο μήκος καναλιού **0.13μm** και επτά διαθέσιμα μέταλλα, από τα οποία τα δύο είναι χάλκινα και μεγάλου πάχους. Υπό αυτή την έννοια, είναι ιδιαίτερα κατάλληλα για την δημιουργία ολοκληρωμένων πηνίων. Το **front-end** κατασκευάστηκε μέσω του προγράμματος υποστήριξης πανεπιστημιακής έρευνας της **MOSIS**.

Τα κατασκευασμένα ολοκληρωμένα τοποθετήθηκαν σε πλακέτα τύπου **Rogers**, πάχους **0.338mm**, η οποία σχεδιάστηκε μέσω του προγράμματος **Protel™**. Οι ψηφίδες δεν είχαν τοποθετηθεί σε κάποια συσκευασία, και για τον λόγω αυτό η διαδικασία του **wirebonding** έγινε κατευθείαν πάνω στην πλακέτα, χάρη στην πολύτιμη βοήθεια του Δρ. Ε. Ζερβάκη και της εταιρίας **Theon S.A**. Η διαδικασία των μετρήσεων έγινε εν μέρη στο εργαστήριο Ηλεκτρονικής του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου και εν μέρη στην εταιρία **Theta S.A.**, η οποία παρείχε τον κατάλληλο εργαστηριακό εξοπλισμό. Η τέλεση των μετρήσεων έγινε με την πολύτιμη συμβολή



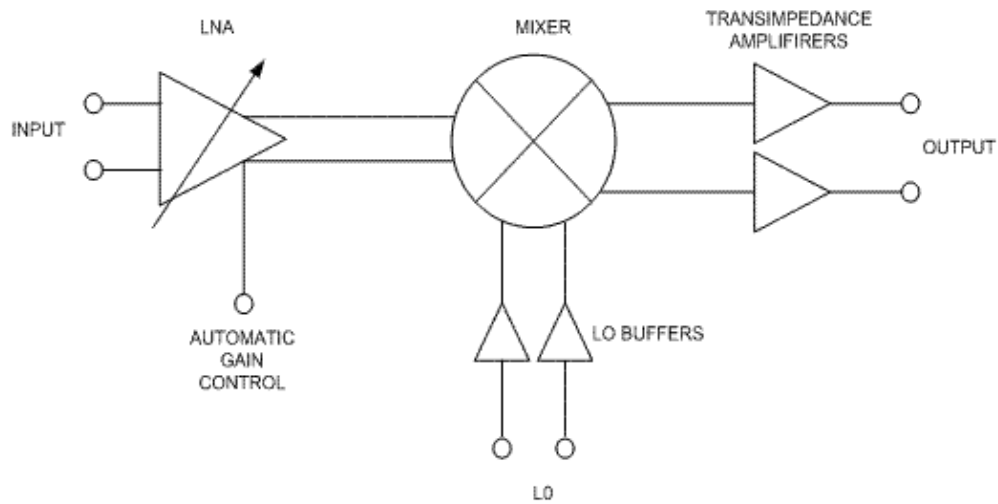
Σχήμα 70 Φωτογραφία του ολοκληρωμένου συστήματος

και καθοδήγηση του κ. Α. Κική. Τέλος, ο χαρακτηρισμός του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή έγινε στο *probe station* του Εργαστηρίου Ηλεκτρονικής με την βοήθεια του Δρ. Ν. Νάστου.

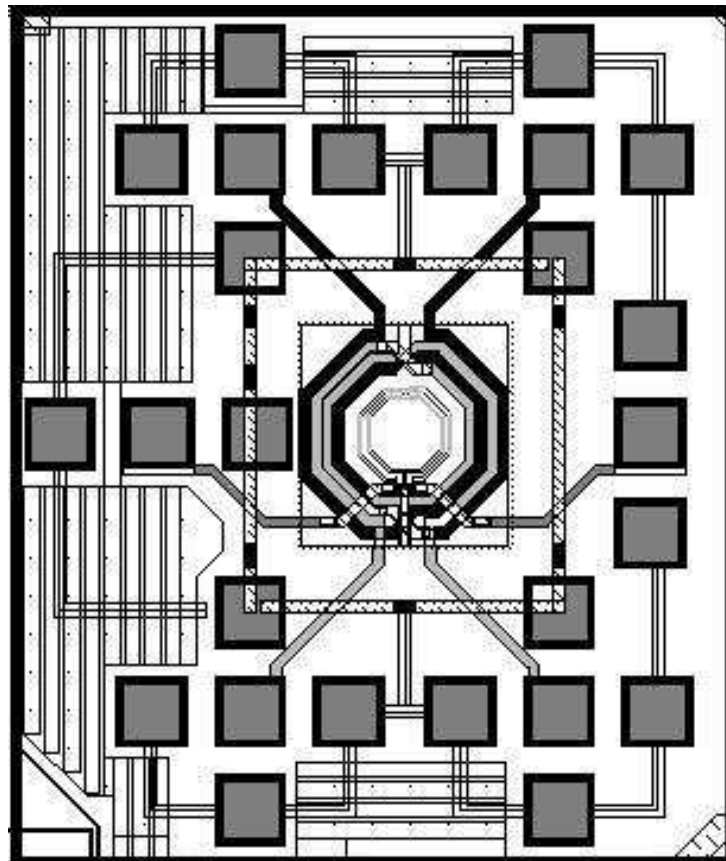
Στο παρόν κεφάλαιο αρχικά θα γίνει η περιγραφή του ολοκληρωμένου κυκλώματος που κατασκευάστηκε, και στη συνέχεια θα γίνει περιγραφή της πλακέτας μετρήσεων και της πειραματικής διαδικασίας που ακολουθήθηκε. Θα ακολουθήσουν οι πειραματικές μετρήσεις που λήφθηκαν, ενώ το κεφάλαιο θα κλείσει με την σύγκριση των μετρήσεων με τα δεδομένα των προσομοιώσεων και η αξιολόγησή τους.

6.2 Περιγραφή του ολοκληρωμένου κυκλώματος που κατασκευάστηκε

Στο σχήμα 70 παρουσιάζεται μικροφωτογραφία του ολοκληρωμένου συστήματος που κατασκευάστηκε. Όπως διαφαίνεται το σύστημα περιλαμβάνει τον προς εξέταση ενισχυτή χαμηλού θορύβου, ο οποίος οδηγεί εσωτερικά τον μίκτη, και δύο δομές ελέγχου (οι οποίες είναι ένα αντίγραφο του τριπλού μετασχηματιστή και η δομή "open", η οποία χρησιμοποιείται για την εξαγωγή των παρασιτικών και την αφαίρεσή τους κατά τη διαδικασία χαρακτηρισμού. Λόγω έλλειψης χώρου, δεν συμπεριλήφθηκαν οι δομές "short" και "through"). Στο σχήμα 71

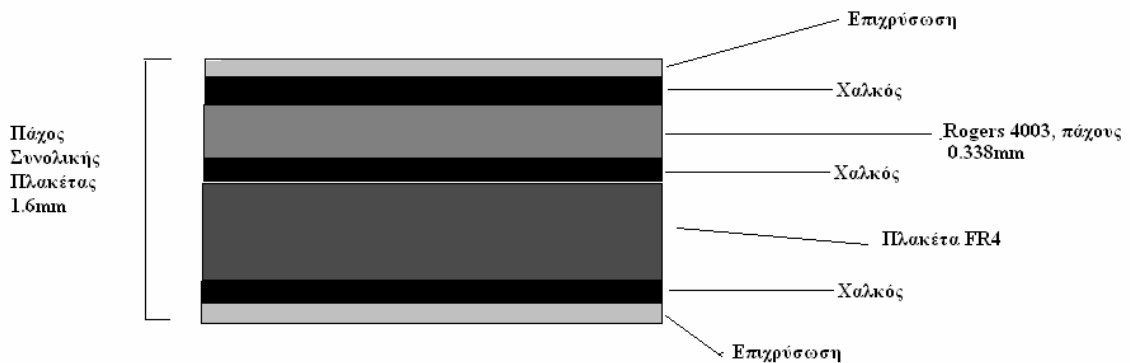


Σχήμα 71 Σχηματικό Διάγραμμα του Συστήματος

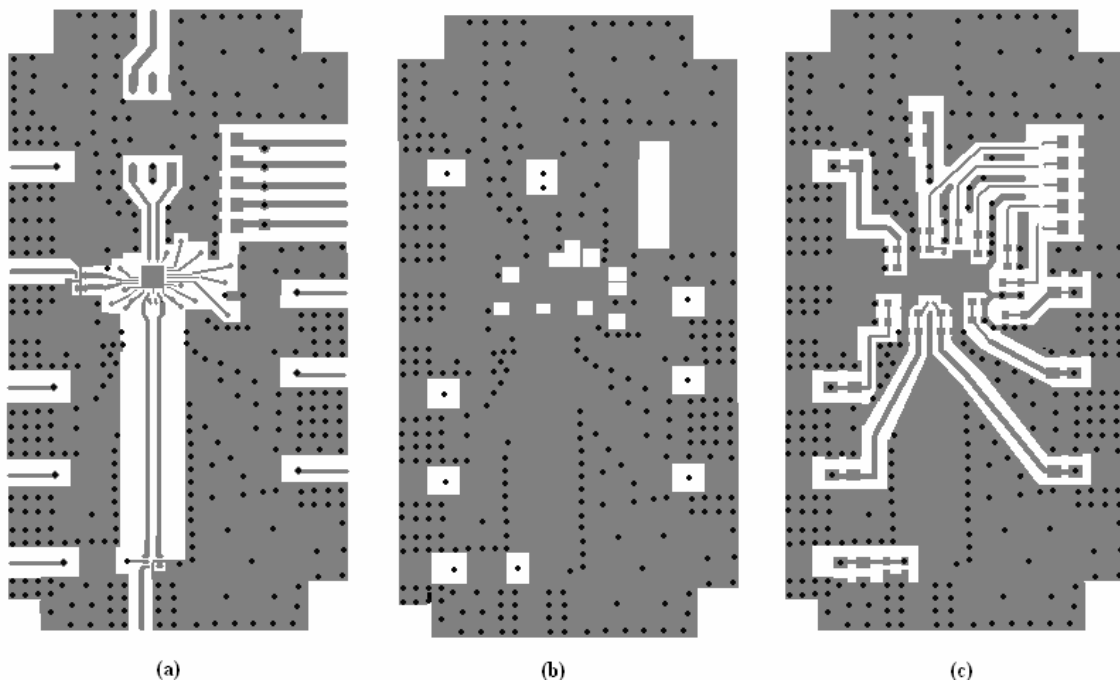


Σχήμα 72 Διάγραμμα Layout της δομής Ελέγχου.

παρουσιάζεται το σχηματικό διάγραμμα του συστήματος, ενώ στο σχήμα 72 παρουσιάζεται η δομή ελέγχου σε επίπεδο **layout**. Στο σχήμα αυτό παρουσιάζεται η προτεινόμενη δομή που επιτρέπει την ταυτόχρονη τοποθέτηση τεσσάρων κεφαλών μέτρησης, ώστε τα πηνία να χαρακτηρίζονται πλήρως (συμπεριλαμβανομένου και του συντελεστή ζεύξης) ανά δύο.



Σχήμα 73 Τομή της κατασκευασμένης πλακέτας.

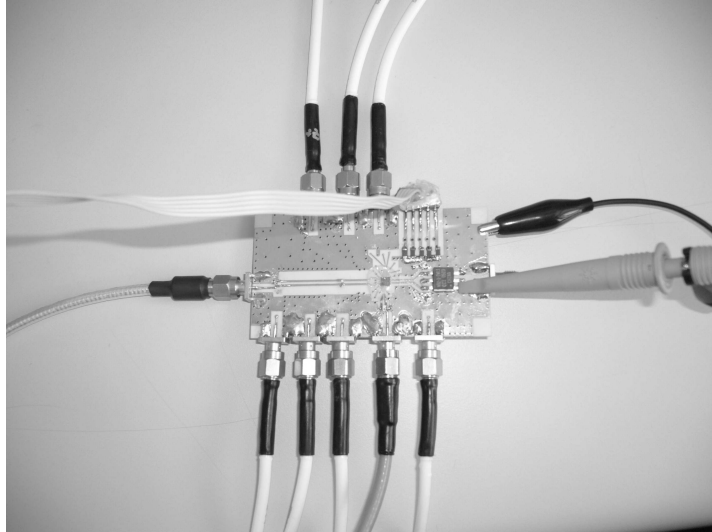


Σχήμα 74 Διάγραμμα των τριών επιπέδων της πλακέτας μέτρησης.
(α) Επίπεδο RF σημάτων (β) επίπεδο γείωσης (γ) επίπεδο DC σημάτων

6.3 Περιγραφή της πλακέτας μέτρησης που κατασκευάστηκε

Για την διαδικασία των μετρήσεων, το ολοκληρωμένο κύκλωμα τοποθετήθηκε στην κατάλληλη πλακέτα μέτρησης, η οποία είναι τριών επιπέδων. Στο σχήμα 73 παρουσιάζεται η πλακέτα σε τομή. Για την σχεδίαση, ακολουθήθηκαν οι εξής κανόνες:

1. Διαχωρισμός των RF σημάτων από τα σήματα DC. Τα σήματα διαχωρίστηκαν με τέτοιο τρόπο ώστε να βρίσκονται σε διαφορετικό επίπεδο, και ενδιάμεσα να βρίσκεται επίπεδο γείωσης. Με τον τρόπο αυτό ελαχιστοποιείται η μεταφορά RF σήματος στην τροφοδοσία και στους κόμβους πόλωσης των κυκλωμάτων.



Σχήμα 75 Φωτογραφία της πλακέτας μετρήσεων

2. Χρήση πολλαπλών τροφοδοσιών και γειώσεων. Χρησιμοποιώντας πέντε pins τροφοδοσίας και αντίστοιχα γείωσης, ελαχιστοποιείται η παρασιτική επαγωγή που προέρχεται από τα bond wires.
3. Χρήση πολλαπλών πυκνωτών DC ζεύξης και τοποθέτησή τους σε όλο το μήκος των γραμμών. Οι πυκνωτές, οι οποίοι έχουν τιμές από 0.3pF-100pF, εξασφαλίζουν την γείωση των DC κλάδων σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων.
4. Χρήση πολλαπλών συνδέσεων γείωσης μεταξύ των επιπέδων, για την ομοιομορφία της αναφοράς γείωσης σε όλα τα σημεία του ολοκληρωμένου
5. Ελαχιστοποίηση της απόστασης των συνδέσεων της πλακέτας με το ολοκληρωμένο, προς αποφυγή παρασιτικής χωρητικότητας.
6. Χρήση γραμμών μεταφοράς μήκους $\lambda/2$, για εξασφάλιση της προσαρμογής.

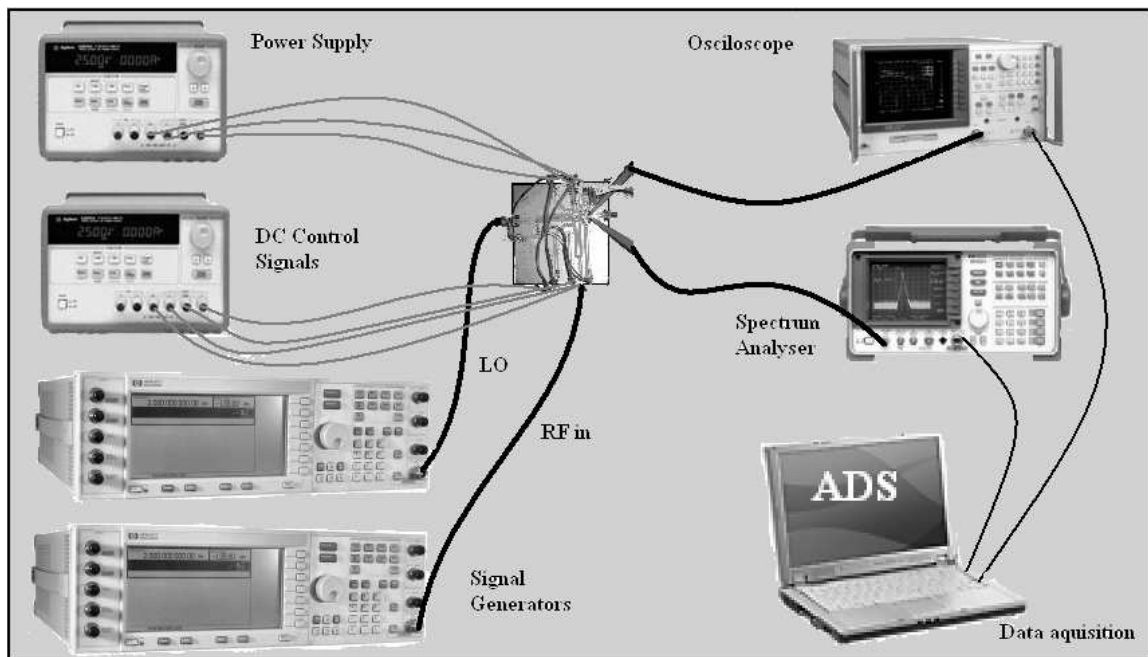
Στο σχήμα 75 παρατίθεται σχηματικό διάγραμμα των τριών επιπέδων της πλακέτας, και στο σχήμα 76 φωτογραφία της ολοκληρωμένης πλακέτας.

6.4 Περιγραφή του συστήματος μετρήσεων

Για τον πλήρη χαρακτηρισμό του κατασκευασμένου συστήματος, απαιτείται μια σειρά μετρήσεων για τα βασικά και για τα επιμέρους χαρακτηριστικά του. Εδώ πρέπει να αναφέρουμε ότι από τη στιγμή που το σύστημα είναι on-chip, ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου και ο μίκτης δεν μπορούν να μετρηθούν ανεξάρτητα, αλλά πλέον θα θεωρηθούν μια ενιαία αλυσίδα. Αυτό σημαίνει ότι ουσιαστικά θα μετρηθεί το υποβιβασμένο στη συχνότητα σήμα που παρέχει ο μίκτης, και από τη μελέτη του θα εξαχθούν έμμεσα οι αποδώσεις των κυκλωμάτων ξεχωριστά. Αυτό είναι δυνατό διότι τόσο ο LNA όσο και ο μίκτης έχουν τάσεις ελέγχου και σημεία αναφοράς τα οποία σχετίζονται με την συμπεριφορά τους.

Πιο συγκεκριμένα, και μόνο στην περίπτωση του LNA, αφού ο μίκτης αποτελεί αντικείμενο έρευνας του κ. Θεοδωράτου και δεν θα γίνει αναφορά στην παρούσα εργασία, υπάρχει η τάση ελέγχου V_{tune} (σχήμα 28, σελ 66) η οποία ουσιαστικά ορίζει το ρεύμα που διαρρέει το

στάδιο αντιστάθμισης της προτεινόμενης τοπολογίας. Όπως έχει αναφερθεί στο κεφάλαιο 4,



Σχήμα 76 Σχηματικό διάγραμμα του συστήματος μετρήσεων.

αναλόγως του ρεύματος που διαρρέει το συγκεκριμένο κλάδο, ορίζεται το κέρδος της τοπολογίας. Στον πίνακα III, σελ 101 αναφέρεται ότι θεωρητικά σε επίπεδο προσομοιώσεων το κέρδος της τοπολογίας μπορεί να οριστεί σε ένα εύρος της τάξεως των 3.5dB. Υπό αυτή την έννοια, από το εύρος που θα προκύψει από τις μετρήσεις θα μπορούσαμε να εξάγουμε πληροφορίες για τους συντελεστές ζεύξης και για το κέρδος του ενισχυτή.

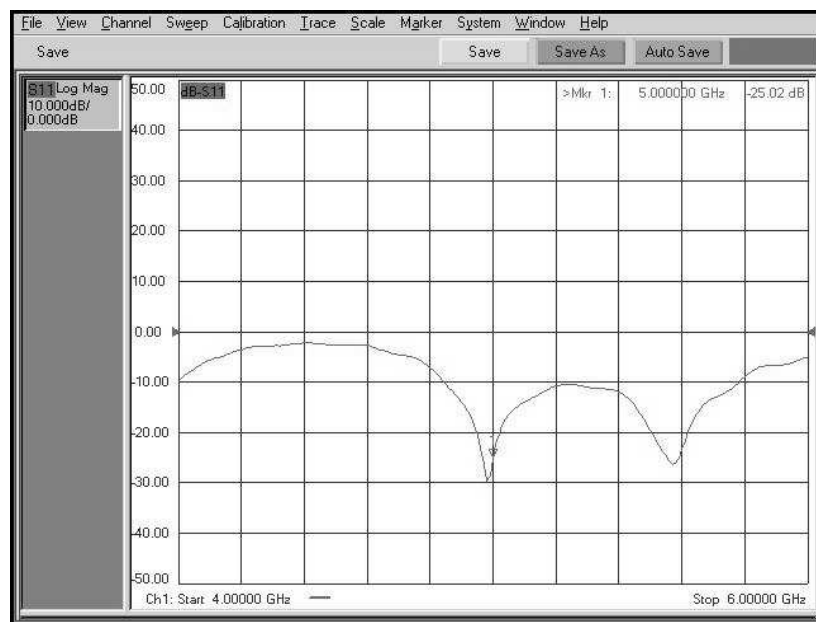
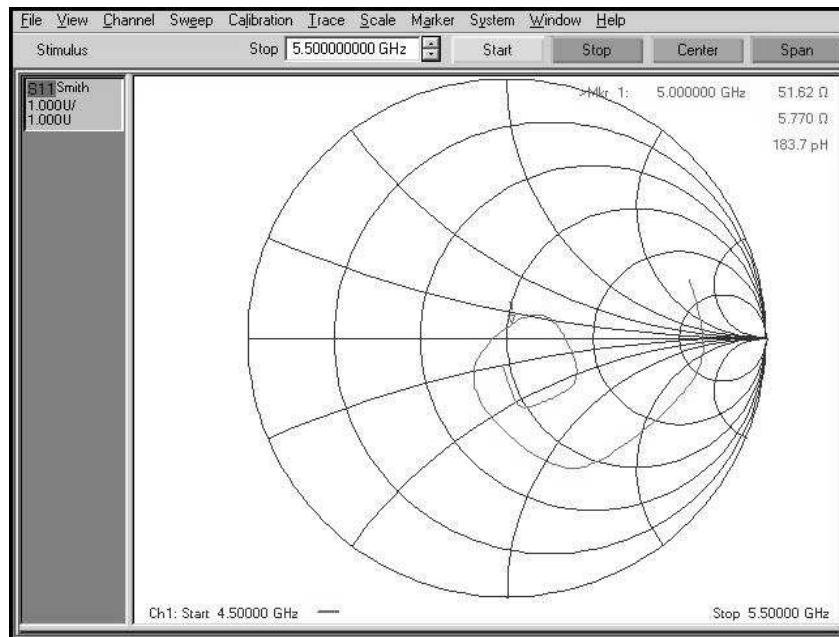
Για τον χαρακτηρισμό των κυκλωμάτων χρησιμοποιήθηκε το σύστημα που παρουσιάζεται στο σχήμα 77. Για την λήψη των δεδομένων, χρησιμοποιήθηκε ψηφιακός παλμογράφος και αναλυτής φάσματος, ενώ η πληροφορία επεξεργάστηκε μέσω υπολογιστή. Στις επόμενες παραγράφους θα παρουσιαστούν οι εξής μετρήσεις:

- Κέρδος της τοπολογίας και εύρος ελέγχου του κέρδους συναρτήσει της τάσεως V_{tune} .
- Δείκτης Θορύβου της τοπολογίας
- Γραμμικότητα της τοπολογίας συναρτήσει του PIP3.
- 1dB Compression Point
- Κατανάλωση

6.5 Πειραματικά Αποτελέσματα

6.5.1 Μετρήσεις S-παραμέτρων του RF front end

Για την εξακρίβωση της κατάστασης προσαρμογής της τοπολογίας, μετρήθηκε με Network Analyser η παράμετρος S-11 στην είσοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Θεωρητικά, ο ενισχυτής επιλέχθηκε να προσαρμοστεί στην συνθήκη μέγιστης μεταφοράς ισχύος, αφού από τις προσομοιώσεις διαφαίνεται ότι υπό την συνθήκη αυτή, οι συμπεριφορές θορύβου, κέρδους, γραμμικότητας και απομόνωσης είναι ικανοποιητικές.

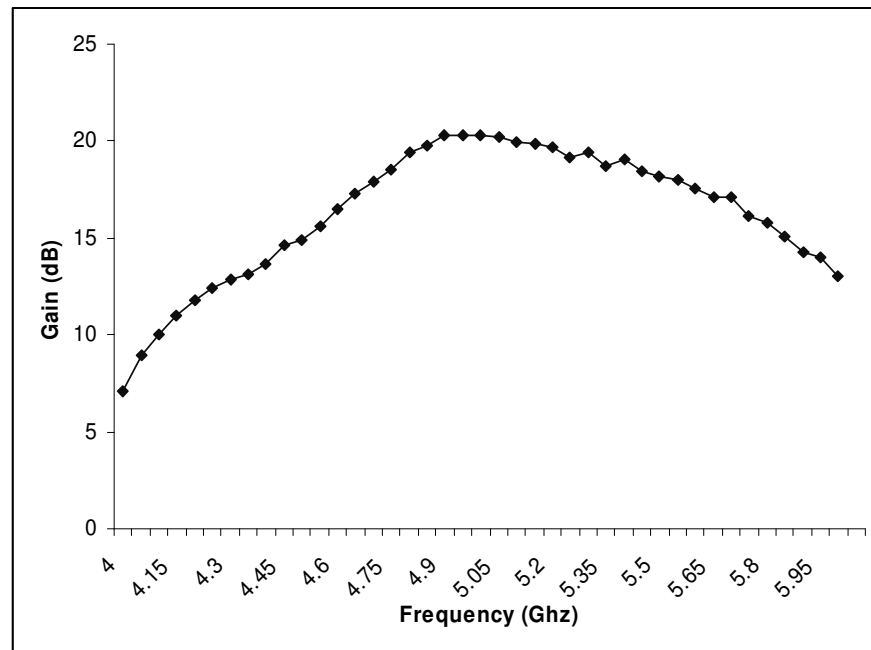


Σχήμα 77 Μετρήσεις της παραμέτρου S11 στο κατασκευασμένο κύκλωμα.

Από τη μελέτη των παραπάνω γραφημάτων προκύπτει ότι ο ενισχυτής είναι καλά προσαρμοσμένος στη συνθήκη μέγιστου κέρδους. Λόγω των ιδιοτήτων της δομής, η προσαρμογή δεν επιτυγχάνεται σε ιδιαίτερα μεγάλο εύρος συχνοτήτων, αλλά παραμένει σε ικανοποιητικά επίπεδα για την συχνότητα μετρήσεων ($S_{11} < -20$)

6.5.2 Μετρήσεις κέρδους

Το front-end που κατασκευάστηκε μετρήθηκε ως σύνολο, και επομένως οι προσομοιώσεις που παρουσιάζονται αναφέρονται στην συνολική απόκριση του ενισχυτή χαμηλού



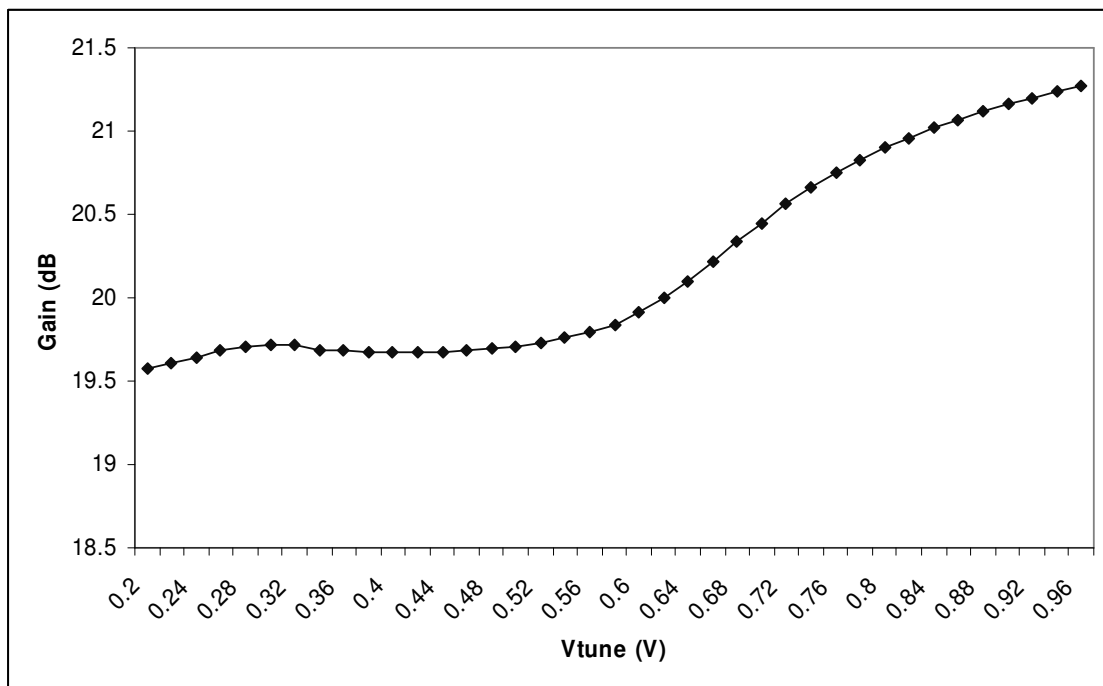
Σχήμα 78 Πειραματικά αποτελέσματα κέρδους του RF front-end.

θορύβου και του μίκτη. Υπό αυτή την έννοια δεν μπορεί να γίνει μια άμεση σύγκριση με τις προσομοιώσεις του LNA, αλλά τα αποτελέσματα θα συγκριθούν έμμεσα. Στο σχήμα 78 παρουσιάζεται η συνολική απόκριση κέρδους του εξεταζόμενου συστήματος:

Από τη μελέτη του παραπάνω σχήματος προκύπτει ότι το κέρδος της τοπολογίας έχει μέγιστη τιμή ίση με 20.33dB , το οποίο επιτυγχάνεται σε συχνότητα ίση με 4.95 GHz . Η συχνότητα συντονισμού σε επίπεδο προσομοιώσεων είχε τεθεί ίση με 5GHz . Εδώ πρέπει να σχολιάσουμε ότι αναγκαστήκαμε να μειώσουμε τη συχνότητα συντονισμού, που ήταν 5.5GHz στο κεφάλαιο 4, και ο βασικός λόγος ήταν οι παρασιτικές χωρητικότητες που προέκυψαν κατά τη διαδικασία του layout. Ο λόγος που στο κεφάλαιο 4 χρησιμοποιήθηκε συχνότητα συντονισμού ίση με 5.5GHz ήταν για να είναι η ανάλυση σε συμφωνία με την δημοσίευση 1 της σελίδας xi.

Το κέρδος που προκύπτει είναι σε αρκετά καλή συμφωνία με τις προσομοιώσεις που έγιναν, εντός πειραματικού λάθους που μπορεί να προέρχεται από κατασκευαστικούς παράγοντες όπως η απώλεια των γραμμών, οι απώλειες του balun εισόδου, η μη ιδανική προσαρμογή κ.α. Πρακτικά, αν θεωρήσουμε ότι ο κατασκευασμένος μίκτης έχει ακριβώς ίδιο κέρδος με την προσομοίωση (7dB), τότε μπορούμε να πούμε ότι ο LNA έχει κέρδος στη συχνότητα συντονισμού ίσο με 14.3dB . Στην χειρότερη αυτή περίπτωση, υπάρχει μια απώλεια κέρδους 2.3dB , από την ονομαστική τιμή που το κέρδος είχε στις προσομοιώσεις. Επίσης παρατηρούμε ότι η συχνότητα κατά την οποία το κέρδος μειώνεται κατά 3dB έχει ένα εύρος ίσο με 1GHz ($4.65\text{GHz} \rightarrow 5.65\text{GHz}$), το οποίο είναι ένα ικανό εύρος για τυπικές WLAN εφαρμογές. Υπάρχει μια διαφορά 400MHz σε σχέση με τις προσομοιώσεις, γεγονός που μπορεί να εξηγηθεί λόγω της συμπεριφοράς του μίκτη συναρτήσει της συχνότητας, η οποία περιορίζει το εύρος ενίσχυσης του LNA.

Στο σχήμα 79 παρουσιάζεται η μεταβολή κέρδους του συνολικού συστήματος συναρτήσει της τάσεως ελέγχου Vtune του προτεινόμενου ενισχυτή.



Σχήμα 79 Πειραματικά αποτελέσματα κέρδους του RF front-end συναρτήσει της τάσης Vtune.

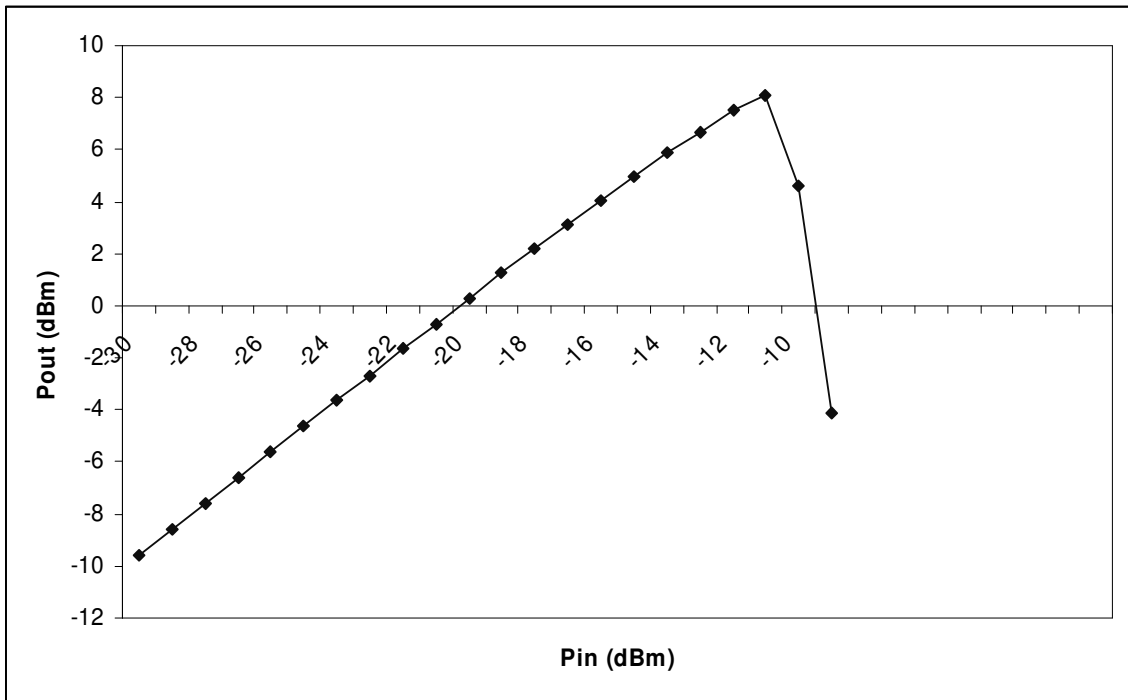
Από το σχήμα διαφαίνεται ότι καθώς η τάση Vtune αυξάνεται, για τάση ίση με 0.48V το στάδιο αντιστάθμισης ανοίγει και λόγω θετικής αναδράσεως το κέρδος του ενισχυτή αυξάνει. Η παραπάνω συμπεριφορά είναι σύμφωνη με την αρχή λειτουργίας του ενισχυτή, αλλά παρατηρείται απόκλιση από τις προσομοιώσεις. Πιο συγκεκριμένα, σε επίπεδο προσομοίωσης το κέρδος του ενισχυτή μεταβαλλόταν σε ένα εύρος 3.2dB, ενώ στις αντίστοιχες μετρήσεις η μεταβολή ήταν 1.8dB.

Το παραπάνω φαινόμενο μπορεί να εξηγηθεί αν θεωρήσουμε ότι κατασκευαστικά οι τιμές των πηνίων και των συντελεστών ζεύξης στον τριπλό μετασχηματιστή έχουν αποκλίνει από τις ονομαστικές τιμές τους. Σύμφωνα με την συμπεριφορά της μέτρησης, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι υπάρχει μείωση της θετικής ανάδρασης ή αντίστοιχη αύξηση της αρνητικής ανάδρασης ή ένας συνδυασμός των παραπάνω. Παρόλα αυτά όμως, η συμπεριφορά του ενισχυτή είναι σωστή και σε συμφωνία με την αρχή λειτουργίας.

6.5.3 Μετρήσεις συμπίεσης κέρδους

Η συμπίεση κέρδους αποτελεί πρόβλημα για τις δομές δέκτη, και η ανάλυση του φαινομένου έχει γίνει στο κεφάλαιο 2, στην παράγραφο των Μη Ιδανικοτήτων (2.5.3.1.3, σελίδα 31). Στην συγκεκριμένη περίπτωση του συστήματος που εξετάζουμε, η συμπίεση κέρδους προέρχεται βασικά από τον ολοκληρωμένο μίκτη, ο οποίος περιλαμβάνει μεταξύ των τροφοδοσιών (1V) δύο τρανζίστορ και μια αντίσταση φορτίου. Λόγω των απαιτήσεων κέρδους της αλυσίδας, οι αντιστάσεις ήταν 330 Ohm, με αποτέλεσμα να υπάρχει μια σημαντική πτώση τάσεως πάνω σε αυτές.

Υπό αυτή την έννοια, η συμπίεση κέρδους που παρουσιάζεται στο σχήμα 80 δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για χαρακτηρισμό του προτεινόμενου ενισχυτή, αφού το φαινόμενο ορίζεται από το μίκτη. Για τον λόγο αυτό δεν θα γίνει σύγκριση με δεδομένα προσομοίωσης. Σαν γενικό



Σχήμα 80 Πειραματικά αποτελέσματα της συμπίεσης κέρδους του RF front-end

σχόλιο όμως, θα μπορούσαμε να αναφέρουμε ότι η συνολική συμπεριφορά συμπίεσης κέρδους είναι εντός τυπικών προδιαγραφών WLAN.

6.5.4 Μετρήσεις θορύβου

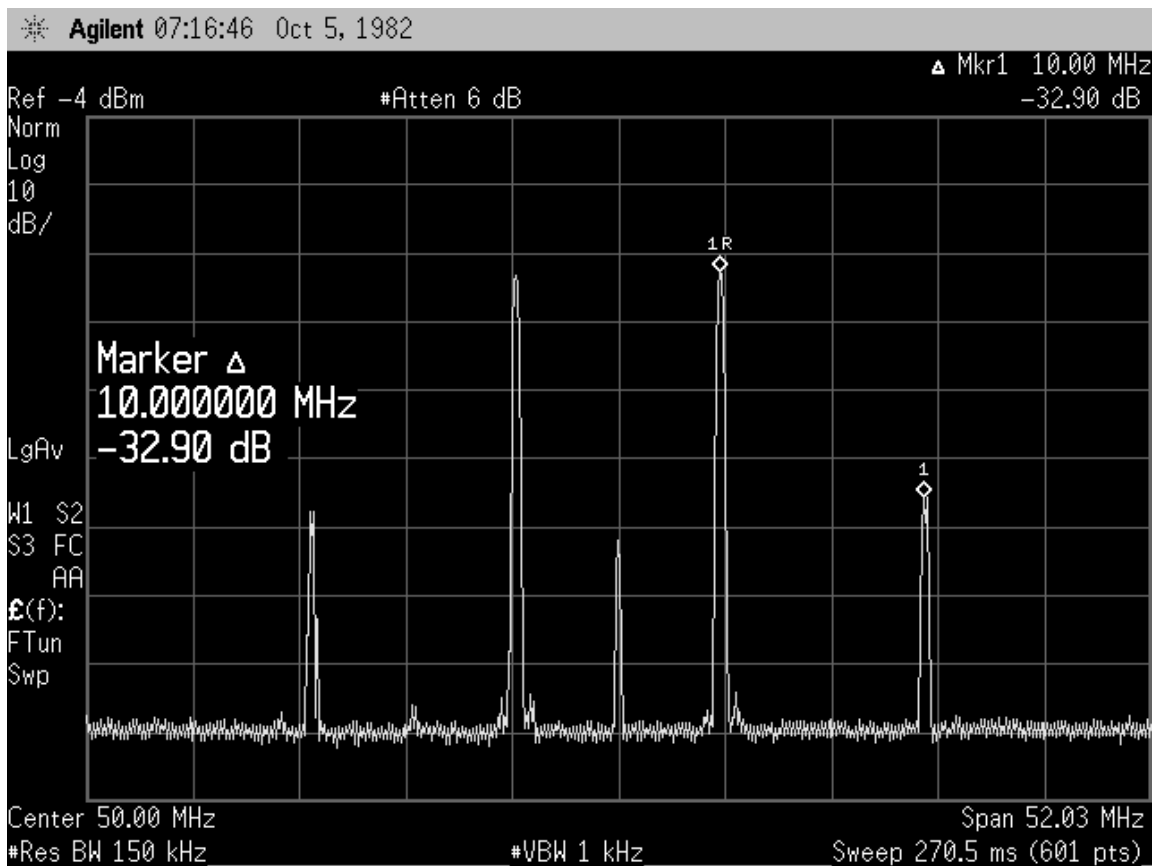
Οι μετρήσεις θορύβου που έγιναν περιελάμβαναν την μέτρηση του επιπέδου θορύβου του σήματος στην εισοδο, την αντίστοιχη μέτρηση του σήματος θορύβου στην έξοδο και την έμμεση εξαγωγή του δείκτη θορύβου. Για τον υπολογισμό του Noise Figure κάθε σταδίου, χρησιμοποιήθηκαν οι τύποι:

$$NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{S_{in}N_{out}}{S_{out}N_{in}}$$

$$NF = \frac{N_{device} + G \cdot N_{source_resistance}}{G \cdot N_{source_resistance}}$$

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

Που παρουσιάστηκαν στο δεύτερο κεφάλαιο. Οι μετρήσεις έδειξαν ένα δείκτη θορύβου της τάξεως του 2.63 dB. Από τις παραπάνω σχέσεις και θεωρώντας ότι ο μίκτης λειτουργεί ιδανικά (κέρδος: 7dB και Noise Figure 14) μπορούμε να ορίσουμε ένα κέρδος ίσο με 14.3 dB στον ενισχυτή, γεγονός που μεταφράζεται σε ένα δείκτη θορύβου για την τοπολογία ίσο με 1.8dB. Η τιμή αυτή είναι αυξημένη σε σχέση με την τιμή που προέκυψε από τις προσομοιώσεις. Η σχετική αύξηση θα μπορούσε να εξηγηθεί σε ένα πρώτο επίπεδο λόγω του περιορισμένου κέρδους του



Σχήμα 81 Πειραματικά αποτελέσματα της μέτρησης γραμμικότητας του συστήματος

ενισχυτή, και σε ένα δεύτερο στην ακρίβεια μέτρησης του αναλυτή φάσματος που χρησιμοποιήθηκε. Η διαφορά που παρατηρείται θεωρείται ότι είναι εντός πειραματικού λάθους και η μετρημένη τιμή κρίνεται ικανοποιητική.

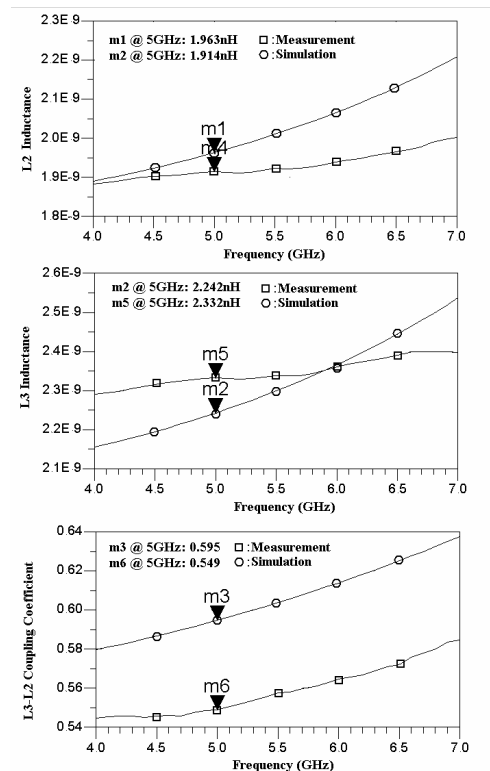
6.5.5 Μετρήσεις γραμμικότητας

Οι μετρήσεις γραμμικότητας στο προς εξέταση σύστημα (σχήμα 81) έγιναν με τεστ δύο τόνων (two tone test) και μετρήσεις με αναλυτή φάσματος. Όπως και στην προηγούμενη ενότητα, το σύστημα εξετάστηκε συνολικά και οι επιμέρους τιμές βρέθηκαν με την χρήση κατάλληλων μαθηματικών τύπων, που στη συγκεκριμένη περίπτωση είναι:

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

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

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

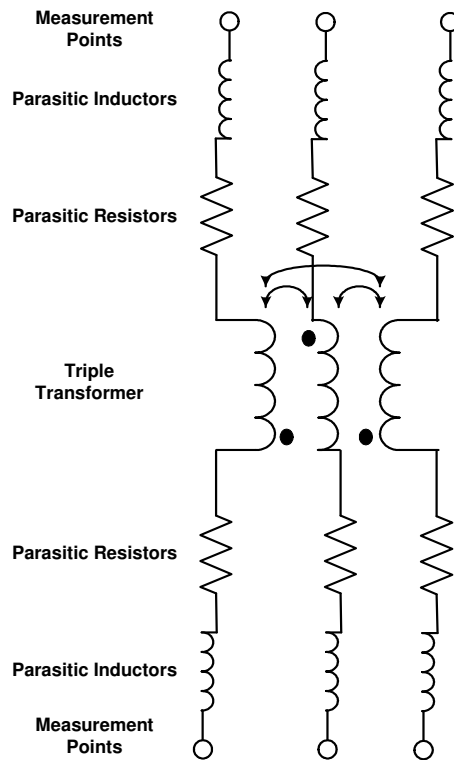


Σχήμα 82 Πειραματικά αποτελέσματα της μέτρησης του τριπλού μετασχηματιστή.

Θεωρώντας ότι ο μίκτης συμπεριφέρεται ιδανικά (κέρδος: 7dB, $IP3 = 10\text{dBm}$), τότε ο ενισχυτής έχει γραμμικότητα της τάξεως των +6dBm. Η τιμή αυτή είναι σε καλή συμφωνία με τις προσομοιώσεις, αν θεωρήσουμε ότι ο ενισχυτής δεν έχει πολωθεί στο σημείο βέλτιστης γραμμικότητας, που αντιστοιχεί σε τάση πόλωσης 630mV. Η διαφορά των 0.6dB που προκύπτει είναι εντός πειραματικού λάθους.

6.5.6 Μετρήσεις απόδοσης ολοκληρωμένου μετασχηματιστή

Η δομή του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή ελέγχθηκε κατευθείαν πάνω στην επιφάνεια του ολοκληρωμένου, με τη χρήση probe station. Τα πειραματικά αποτελέσματα που προέκυψαν, παρουσιάζονται στο σχήμα 82. Στο σχήμα διαφαιίνεται μια σχετική διαφορά σε σχέση με τις προσομοιώσεις, ειδικά στην τιμή του εσωτερικού ηνίου και του συντελεστή ζεύξης του με τα εξωτερικά ηνία. Η διαφορά αυτή είναι αναμενόμενη, για μια σειρά από λόγους. Κατ' αρχάς, στις μετρήσεις αυτές πρέπει να γίνει deembedding το οποίο δεν είναι δυνατόν να γίνει πλήρως λόγω του ότι δεν υπάρχουν όλες οι κατάλληλες δομές (short και through). Κατά δεύτερον, στις μετρήσεις πρέπει να αφαιρεθεί το παρασιτικό ηνίο σύνδεσης του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή με το σημείο μέτρησης, που αυξάνει την μετρημένη τιμή της επαγωγής και μειώνει δραστικά τον μετρημένο συντελεστή ζεύξης. Για το λόγω αυτό έγιναν χειρόγραφοι υπολογισμοί, λαμβάνοντας υπόψη τις διαστάσεις και την αντίσταση φύλλου του καλωδίου σύνδεσης, όπως διαφαιίνεται στο σχήμα 83. Οι υπολογισμοί που προέκυψαν είναι προσεγγιστικοί και έγιναν μόνο για την συχνότητα ενδιαφέροντος. Τα αποτελέσματα που προέκυψαν παρουσιάζονται στον πίνακα V, όπου η συχνότητα υπολογισμού θεωρήθηκε πως ήταν τα 5GHz. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στην επόμενη σελίδα.



Σχήμα 83 Σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος επεξεργασίας μετρήσεων.

ΠΙΝΑΚΑΣ V

Εξαγωγή των τιμών των στοιχείων του Τριπλού μετασχηματιστή

| Παράμετρος | Μετρημένη Τιμή | Επεξεργασμένη Τιμή |
|---|----------------|--------------------|
| Κεντρική Συχνότητα | 5GHz | 5GHZ |
| Τιμή Εξωτερικού Πηνίου | 2.33/1.963 nH | ≈2.2nH |
| Τιμή Εσωτερικού Πηνίου | 1.77nH | ≈0.9nH |
| Συντελεστής Ζεύξης Εξωτερικών Πηνίων | 0.595 | ≈0.62 |
| Συντελεστής Ζεύξης Εξωτερικού-Εσωτερικού Πηνίου | 0.2 | ≈0.34 |

Η μελέτη που έγινε ουσιαστικά απέδειξε ότι υπάρχει μικρή απόκλιση μεταξύ μετρημένης τιμής και προσομοίωσης, (5% στην τιμή των πηνίων και 8% στον συντελεστή ζεύξης), η οποία μειώνεται περαιτέρω εάν χρησιμοποιήσουμε το σχήμα 83 για να επεξεργαστούμε τις μετρήσεις. Η διαφορά είναι λίγο αυξημένη στην περίπτωση του εσωτερικού πηνίου και τον συντελεστή ζεύξης του με τα εξωτερικά πηνία. Ιδιαίτερο ενδιαφέρον έχει τέλος το γεγονός ότι ο συντελεστής ζεύξης μεταξύ

εσωτερικού και εξωτερικού πηνίου παρουσιάζεται αυξημένος, γεγονός που εξηγεί, σε ορισμένο βαθμό, την μικρή απώλεια κέρδους που παρουσιάζει ο ενισχυτής.

6.5.7 Κατανάλωση της τοπολογίας

Η τοπολογία του ενισχυτή, λόγω του ότι έχει ανεξάρτητες τροφοδοσίες από το μίκτη, μετρήθηκε και βρέθηκε ίση με 27mA , η οποία είναι αυξημένη σε σχέση με την κατανάλωση της προσομοίωσης που ήταν 24mA . Η αύξηση της κατανάλωσης ουσιαστικά προέρχεται από το στάδιο αντιστάθμισης, το οποίο διαφαίνεται ότι καταναλώνει περίπου διπλάσιο ρεύμα σε σχέση με την ονομαστική του τιμή ($1.2\text{mA}-2.6\text{mA}$). Το γεγονός θα μπορούσε να εξηγηθεί θεωρώντας ότι το ολοκληρωμένο έχει βρεθεί σε κατάσταση "slow" όσον αφορά τα τρανζίστορ. Η αύξηση της κατανάλωσης μπορεί επίσης να αποδοθεί στην έντονη εξάρτηση του ρεύματος από την παρασιτική αντίσταση του πηνίου εκφυλισμού. Μια μικρή αστοχία στην τιμή αυτή, είναι πολύ πιθανό να οδηγήσει στην αυξημένη αυτή κατανάλωση.

6.6 Επίλογος

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάστηκαν οι πειραματικές μετρήσεις που έγιναν στο ολοκληρωμένο σύστημα που κατασκευάστηκε. Οι πειραματικές μετρήσεις, σε ικανοποιητικό βαθμό, είναι σε συμφωνία με τα αποτελέσματα προσομοιώσεων και σε όλες τις περιπτώσεις οι συμπεριφορές είναι οι θεωρητικά αναμενόμενες. Συμπερασματικά, εντός πειραματικού λάθους, οι μετρήσεις κρίνονται ικανοποιητικές και θεωρητικά οι βασικές προδιαγραφές ενός τυπικού WLAN προτύπου μπορούν να καλυφθούν με ένα δέκτη της προτεινόμενης μορφής. Προφανώς, το σύστημα που εξετάστηκε δεν αποτελεί μια ολοκληρωμένη λύση, αλλά ως βάση για ένα **front-end**. Κρίνοντας το ως τέτοια, μπορούμε να αναφέρουμε ότι η σχεδίαση ήταν επιτυχής και αποτελεί μια από τις πρώτες εφαρμογές δέκτη με τάση τροφοδοσίας το 1V που βιβλιογραφικά αναφέρονται.

Η περιγραφή και μελέτη του συστήματος έχει κατατεθεί προς κρίση για το περιοδικό **IEEE Journal of Solid State Circuits**.

Σε ένα επόμενο επίπεδο έρευνας, θα γίνει κατασκευή της δομής γραμμικοποίησης, και θα γίνουν οι αντίστοιχες μετρήσεις, όπως θα αναφερθεί στο επόμενο κεφάλαιο, που σκοπό έχει να περιγράψει τη μελλοντική εργασία που έγινε πάνω στο αντικείμενο και να παρουσιάσει τα γενικά συμπεράσματα της παρούσας εργασίας.

Βιβλιογραφία

- [1] Jussi Ryynanen, "Low-Noise-Amplifiers for Integrated Multi-Mode Direct-Conversion Receivers", Helsinki University of Technology, Electronic Circuit Design Laboratory, 2004.
- [2] T. Rappaport, A. Annamalai, R. Buehrer and W. Tranter, "Wireless Communication: Past Events and a Future Perspective", IEEE Communication Mag., pp 148-160, May 2002
- [3] Hirad Samavati, Hamid R. Rategh, and Thomas H. Lee, "A 5-GHz Wireless LAN receiver front-end, IEEE JSSC, pp 765-772, May 2005.
- [4] B. Leung, VLSI for Wireless Communications, New Jersey, Prentice Hall, 2002, pp. 74-105.
- [5] V. Aparin, "Linearization of CDMA Receiver Front-End" , PhD Thesis, University of California, San Diego, 2005
- [6] http://www.rfcafe.com/references/electrical/wlan_bands.htm

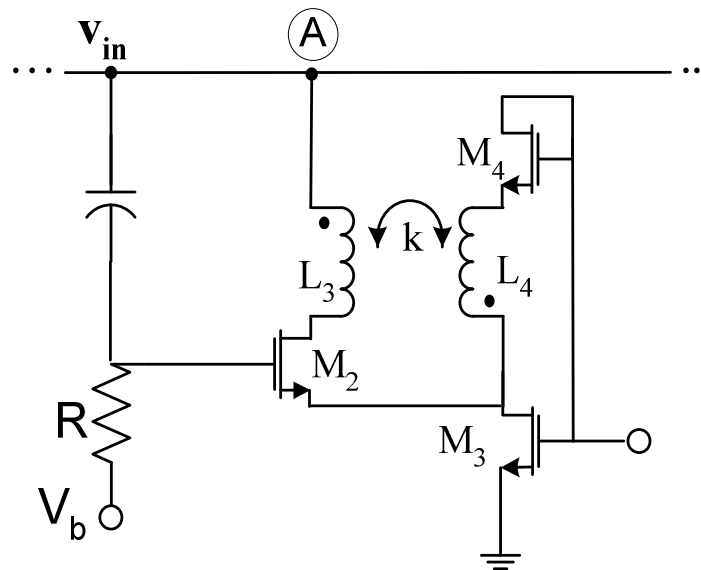
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ- ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

7.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στα δυο προηγούμενα κεφάλαια παρουσιάστηκαν οι δύο βασικές δομές, που αποτέλεσαν το αποτέλεσμα της έρευνας του συγγραφέα και που αναφέρονται στο γενικό τομέα της σχεδίασης Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας. Και οι δύο προτεινόμενες δομές έχουν γίνει ανεξάρτητα δεκτές προς δημοσίευση στο περιοδικό *IEEE Transactions in Circuits And Systems II: Express Briefs* του *Institute of Electrical and Electronic Engineering (IEEE)*. Οι δύο προτεινόμενες δομές έγιναν δεκτές ως καινοτομικές ιδέες και επομένως για τη δημοσίευσή τους δεν απαιτήθηκε υποστήριξη από μετρήσεις σε κατασκευασμένα ολοκληρωμένα.

Παρόλα αυτά, όπως αναφέραμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, ο ενισχυτής TTL κατασκευάστηκε και οι μετρήσεις που έγιναν απέδειξαν την λειτουργικότητα του συγκεκριμένου ενισχυτή. Είναι επίσης σαφές ότι, απαιτείται σε ένα μελλοντικό επίπεδο, να γίνει η κατασκευή των κυκλωμάτων και της τεχνικής γραμμικοποίησης και να γίνουν όλες οι απαραίτητες μετρήσεις για να αποδείξουν την αξιοπιστία και λειτουργικότητα των προτεινόμενων δομών. Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν κάποιες προτάσεις του συγγραφέα για τη βελτίωση των δομών και κάποιες αρχικές σκέψεις για εναλλακτικές δομές που θα είναι στο γενικό χώρο της σχεδίασης δομών LNA και στη γραμμικοποίησής τους.



Σχήμα 85. Η προτεινόμενη δομή προπαραμόρφωσης.

των πηνίων. Εάν γίνει κάτι τέτοιο, είναι προφανές ότι θα υπάρχει σαφές πλεονέκτημα όσον αφορά τον χώρο που ο ενισχυτής καταλαμβάνει πάνω στο ολοκληρωμένο, αφού πλέον ο χώρος θα ορίζεται μόνο από τον ολοκληρωμένο μετασχηματιστή. Στην κατεύθυνση αυτή τα αποτελέσματα είναι ενθαρρυντικά και θα βασιστούν στη δουλειά του συναδέλφου Νικολάου Νάστου [1] [4], ο οποίος στα πλαίσια της διδακτορικής του διατριβής μελέτησε τα φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα σε τέτοιες περιπτώσεις.

Τέλος, θα συνδυαστεί η προτεινόμενη δομή ενισχυτή με κάποια τεχνική γραμμικοποίησης, και, κατά προτίμηση, με την προτεινόμενη τεχνική της παρούσας ερευνάς, έτσι ώστε να δοθεί στον σχεδιαστή μια πλήρης λύση στη σχεδίαση ενισχυτών χαμηλού θορύβου υπό συνθήκες χαμηλής τροφοδοσίας.

7.3 Τεχνικές γραμμικοποίησης Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου

Είναι σαφές ότι ο χώρος της γραμμικοποίησης ενισχυτών χαμηλού θορύβου αποτελεί αντικείμενο εντατικής έρευνας και στο μέλλον θα παρουσιαστούν διάφορες τοπολογίες γραμμικοποίησης. Σύμφωνα με την ανάλυση που έγινε στο προηγούμενο κεφάλαιο, η πρόταση να χρησιμοποιηθούν οι μη ιδανικότητες των ολοκληρωμένων μετασχηματιστών για βελτιστοποίηση της γραμμικότητας ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου θα αποτελέσει τομέα έρευνας και σε εναλλακτικές τεχνικές γραμμικοποίησης. Πιο συγκεκριμένα, θα αναλυθεί το πώς η βελτιστοποίηση της φάσεως μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε τεχνικές μεταπαραμόρφωσης (**postdistortion**), οι οποίες έχουν ήδη προταθεί. Η τεχνική της **modified superposition method** [3] είναι μια από τις τεχνικές αυτές και αποτελεί σχεδιαστικά μια κατάλληλη τεχνική, για να χρησιμοποιηθούν ολοκληρωμένοι μετασχηματιστές.

Όσον αφορά την προτεινόμενη τεχνική, αντικείμενο έρευνας θα αποτελέσει η μελέτη της προτεινόμενης τεχνικής σε **BICMOS** τεχνολογία. Όπως έχει γίνει σαφές στο προηγούμενο κεφάλαιο, μια από τις βασικές ιδέες της σχεδίασης αποτελεί το γεγονός ότι χρησιμοποιείται ένας

ιδιαίτερα μη γραμμικός βρόγχος προπαραμόρφωσης για τη γραμμικοποίηση του ενισχυτή. Αν υπάρξει η δυνατότητα χρήσης διπολικών τρανζίστορ, το τρανζίστορ M_4 του σχήματος 71 μπορεί να γίνει διπολικό και έτσι το ισοδύναμο φορτίο να γίνει ακόμα πιο μη γραμμικό, ώστε να επιτευχθούν οι στόχοι του προηγούμενου κεφαλαίου.

Παράλληλα, επιδίωξη του συγγραφέα είναι να γραφεί και για την προτεινόμενη τεχνική προπαραμόρφωσης αντίστοιχος κώδικας στο πρόγραμμα **MATLAB**TM, όπως έγινε και για τον ενισχυτή Τριπλής Μαγνητικής Ανάδρασης, ώστε να μπορέσει η διαδικασία να βελτιστοποιηθεί, μεγιστοποιώντας τη γραμμικότητα με την ελάχιστη μείωση του κέρδους και αύξησης του θορύβου.

Τέλος, όπως και για τον ενισχυτή που προτάθηκε στο κεφάλαιο 4, θα επιδιώξουμε να τοποθετήσουμε τα ενεργά στοιχεία του προπαραμορφωτή εντός του ολοκληρωμένου μετασχηματιστή, με απώτερο σκοπό να καταλαμβάνει ο προπαραμορφωτής τον ελάχιστο χώρο πάνω στο ολοκληρωμένο.

7.4 Συμπεράσματα

Στην παρούσα διδακτορική διατριβή παρουσιάστηκαν κυκλωματικές τεχνικές για τη σχεδίαση και βελτιστοποίηση Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου χαμηλής τάσεως τροφοδοσίας για **WLAN** εφαρμογές.

Παρουσιάστηκε αρχικά μια νέα δομή ενισχυτή χαμηλού θορύβου, ο οποίος αναφέρεται ως Ενισχυτής Τριπλής Μαγνητικής Ανάδρασης (**Triple Transformer LNA, TTL**). Αποδείχθηκε ότι η προτεινόμενη χρήση πολλαπλών βρόγχων ανάδρασης, οι οποίοι εφαρμόζονται σε διαφορετικούς κόμβους και δεν αναιρούν ο ένας τον άλλο, είναι μια αποδοτική τεχνική, η οποία μπορεί να κάνει τον ορισμό του κέρδους και της απομόνωσης εισόδου-εξόδου σχετικά ανεξάρτητο. Η τεχνική καταφέρει να εισαγάγει δυο προσθετικά σήματα αρνητικής ανάδρασης, που αυξάνουν την απομόνωση εισόδου-εξόδου και ένα σήμα θετικής ανάδρασης, που αντισταθμίζει την μείωση του συντελεστή ποιότητας του πηνίου φορτίου, που ο μετασχηματιστής εισάγει και που μειώνει το κέρδος και την εμπέδηση εξόδου. Με τον τρόπο αυτό καταργείται η ανάγκη για το **cascode** τρανζίστορ (που προφανώς περιορίζει την ελάχιστη τροφοδοσία που μπορεί να χρησιμοποιηθεί), διατηρείται η ικανότητα λειτουργίας υπό χαμηλή τροφοδοσία και το κέρδος και η απομόνωση εισόδου-εξόδου μπορούν να λάβουν μεγάλες τιμές. Παράλληλα, η χρήση του σταδίου αντιστάθμισης δεν επηρεάζει σημαντικά την απόδοση θορύβου του ενισχυτή, ενώ με τον κατάλληλο σχεδιασμό του τριπλού μετασχηματιστή είναι δυνατόν η σχεδίαση να γίνει ιδιαίτερα αποδοτική όσο αφορά την επιφάνεια πάνω στο ολοκληρωμένο, που ο ενισχυτής καταλαμβάνει. Τέλος, ο ενισχυτής είναι ιδιαίτερα κατάλληλος για εφαρμογές **SoC**, λόγω της αυξημένης εμπέδησης εξόδου που παρουσιάζει, και είναι κατάλληλος για υψίσυχρες εφαρμογές.

Η δομή κατασκευάστηκε σε τεχνολογία με ελάχιστο μήκος καναλιού **0.13 um** της **IBM**, και τα πειραματικά αποτελέσματα ήταν, εντός λογικών και αναμενόμενων αποκλίσεων, κοντά στα δεδομένα της προσομοίωσης. Έτσι, η λειτουργικότητα του ενισχυτή αποδείχθηκε και πειραματικά, και ο ενισχυτής μπορεί να θεωρηθεί πλέον ως μια υποψήφια δομή για την νέα γενιά συστημάτων τηλεπικοινωνιών, όπου οι απαιτήσεις χαμηλής τροφοδοσίας αποτελούν βασική σχεδιαστική προδιαγραφή.

Στη συνέχεια, παρουσιάστηκε μια νέα τεχνική γραμμικοποίησης, κατάλληλη για ενισχυτές χαμηλού θορύβου, που βασίζεται στην προπαραμόρφωση και που είναι σχεδιασμένη με τέτοιο τρόπο, ώστε να αντιμετωπίζονται ταυτόχρονα τα πιο σημαντικά προβλήματα που προκύπτουν από τη διαδικασία προπαραμόρφωσης. Με την τεχνική αυτή επιτυγχάνεται μέγιστη γραμμικοποίηση στις υψηλές συχνότητες που λειτουργούν οι εφαρμογές, που αποτελούν αντικείμενο έρευνας στην παρούσα εργασία, μέσω της δομής ενός ισχυρά μη γραμμικού κλάδου προπαραμόρφωσης, του οποίου η έντονα με γραμμική φύση βασίζεται στα εξής: Εκφυλισμό του βασικού τρανζίστορ του προπαραμορφωτή, εφαρμογή μη γραμμικής ανάδρασης στο τρανζίστορ εκφυλισμού και μαγνητική ζεύξη μη γραμμικών προϊόντων στην έξοδο του προπαραμορφωτή. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται η δημιουργία των επιθυμητών προϊόντων γραμμικοποίησης με την ελάχιστη τιμή για τα δημιουργούμενα προϊόντα 1^{ης} τάξης που οδηγούν σε μείωση του κέρδους και αύξηση του δείκτη θορύβου της τοπολογίας. Ο προπαραμορφωτής αυτός επιτυγχάνει την ταυτόχρονη ικανοποίηση των συνθηκών ελάχιστης μείωσης κέρδους και μέγιστης γραμμικότητας με την ελάχιστη αύξηση του δείκτη θορύβου της τοπολογίας. Η βέλτιστη συμπεριφορά επιτυγχάνεται με την προτεινόμενη τεχνική μετατόπισης της φάσης, που βασίζεται στη χρήση ενός ολοκληρωμένου μετασχηματιστή, η οποία διασφαλίζει μέγιστη ακύρωση των μη γραμμικών προϊόντων μέσω ευθυγράμμισης των διανυσμάτων. Επιπλέον, μέγιστη γραμμικοποίηση σε ένα σημαντικό εύρος τιμών ισχύος εισόδου διασφαλίζεται με την εισαγωγή και την μετατόπιση ενός “sweet spot” στη συνάρτηση μεταφοράς του ενισχυτή χρησιμοποιώντας μαγνητική ανάδραση. Η προτεινόμενη διαδικασία ελέγχεται από δύο τάσεις ελέγχου, οι οποίες μπορούν να αντισταθμίσουν την μείωση της γραμμικότητας που προκύπτουν από τη διαδικασία κατασκευής.

Σε ένα επόμενο στάδιο η παραπάνω τεχνική θα υλοποιηθεί σε τεχνολογία με ελάχιστο μήκος καναλιού ίσο με **90nm**, και θα χρησιμοποιηθούν οι προτάσεις που έγιναν στις προηγούμενες παραγράφους του κεφαλαίου

Οι δύο παραπάνω τεχνικές, ο συνδυασμός τους και η μελλοντική εργασία που θα γίνει στον τομέα αυτό της Ηλεκτρονικής είναι πιθανό να δώσει λύσεις στη σχεδίαση σύγχρονων Τηλεπικοινωνιακών Συστημάτων, με βάση τις νέες ανάγκες και απαιτήσεις που έχουν προκύψει. Ιδιαίτερα όσο αφορά την απαίτηση για χαμηλή τροφοδοσία, είναι σίγουρο ότι και οι δύο δομές μπορεί να αποτελέσουν υποψήφιες υλοποιήσεις. Προφανώς, υπάρχουν μεγάλα περιθώρια στην έρευνα στο συγκεκριμένο χώρο και είναι πεποίθηση του συγγραφέα ότι στο άμεσο μέλλον θα παρουσιαστεί μια πληθώρα δομών και στους δύο τομείς όπου η παρούσα διδακτορική διατριβή επικεντρώθηκε.

Στο σημείο αυτό τελειώνει η παρούσα μελέτη, που αποτελεί την πρόταση της διδακτορικής διατριβής του συγγραφέα. Στο παράρτημα, που ακολουθεί, θα παρουσιαστούν οι κώδικες **MATLABTM**, που χρησιμοποιήθηκαν για τη σχεδίαση του ενισχυτή Τριπλής Μαγνητικής Ανάδρασης.

Βιβλιογραφία

- [1] «Integrated Inductors over MOSFETs – Experimental Results of a Three Dimensional Integrated Structure”, Nikolaos Nastos, Yannis Papananos, IEEE Int. Symposium on Circuits and Systems 2003 (ISCAS 2003), Bangkok, Thailand
- [2] D.J. Cassan and J.R. Long, “ A 1-V Transformer Feedback Low-Noise Amplifier for 5-GHz Wireless LAN in 0.18-um CMOS,” IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol. 38 No. 3 pp. 427-435, Mar. 2003.
- [3] V. Aparin, “Linearization of CDMA Receiver Front-End” , PhD Thesis, University of California, San Diego, 2005
- [4] «High Frequency Operation of a MOSFET under an Integrated Inductor’s Magnetic Field”, Nikolaos Nastos, Yannis Papananos, ICECS 2002, Dubrovnik, Croatia
- [5] «MOSFET Model Benchmarking Using a Novel CAD Tool”, Nikolaos Nastos, Yannis Papananos, Microelectronics Microsystems and Nanotechnology Conference (MMN 2000), Athens, Greece 2000

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

ΚΩΔΙΚΑΣ ΜΑΤΛΑΒ ΓΙΑ ΤΗ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ TTL

Στο παράρτημα αυτό θα παρουσιαστεί ο κώδικας που γράφτηκε σε γλώσσα **MATLAB** και που χρησιμοποιήθηκε για τη βελτιστοποίηση του ενισχυτή Τριπλής Μαγνητικής Ανάδρασης. Ο κώδικας περιλαμβάνει όλα τα στάδια της σχεδίασης, δηλαδή υπολογίζει και βελτιστοποιεί και τα δικτυώματα προσαρμογής εισόδου και εξόδου. Παράλληλα, περιλαμβάνει και επαναληπτικούς βρόγχους, για να γίνει ταυτόχρονη βελτιστοποίηση του κέρδους, δείκτη θορύβου και απομόνωσης εισόδου-εξόδου.

Ο κώδικας που ακολουθεί είναι σχολιασμένος για καλύτερη κατανόηση των διαδοχικών σταδίων και, για λόγους καλύτερης απόδοσης, τα σχόλια είναι διαφορετικού μεγέθους και διαφορετικής γραμματοσειράς σε σχέση με το υπόλοιπο κείμενο.

```

function
[L2,Ccap,dB_NF,dB_abs_Gain_CcapTOout,dB_Gain_VIN]=LNA_ALL(Cload,L1,R
1,f,C1,C2,Lp,Rp,LsT,RsT,Ls,Rs,gml,gmbs1,gds1,Cdd1,Cdg1,Cds1,Cgd1,Cgg
1,Cgs1,Csd1,Csg1,Css1,gm2,gmbs2,gds2,Cdd2,Cdg2,Cds2,Cgd2,Cgg2,Cgs2,C
sd2,Csg2,Css2,Rtune,K12,K23,K13)

%[L2,Ccap,dB_NF,dB_abs_Gain_CcapTOout,dB_Gain_VIN]=LNA_ALL(368e-
15,1.1e-9,1,6e9,0,0.6e-12,0.8e-9,3,0.8e-9,3,0.2e-9,0.75,20.19e-
3,2.753e-3,902e-6,11.25e-15,-17.06e-15,6.543e-15,-10.94e-15,42.15e-
15,-29.96e-15,-286.1e-18,-21.05e-15,22.44e-15,8.587e-3,1.005e-
3,449.2e-6,5.809e-15,-8.541e-15,3.031e-15,-5.64e-15,20.42e-15,-
14.27e-15,-143e-18,-10e-15,10.95e-15,200,0.2,0.8,0.2);
M12=K12*sqrt(Ls*Lp);
M23=K23*sqrt(LsT*Lp);
M13=K13*sqrt(Ls*LsT);
s=j*2*pi*f;
w=2*pi*f;
%Calculation of the gain from the gate of input transistor to output
V21=s*M12;
V23=-s*M23;
V12=s*M12;
V13=-s*M13;
V31=-s*M13;
V32=-s*M23;
Z=1/(s*Cload);
DI=(Rp+s*Lp)*((Rs+s*Ls)*(RsT+s*LsT)-V13*V31)-V12*(V21*(RsT+s*LsT)-
V31*V23)+V32*(V21*V13-V23*(Rs+s*Ls));
PA=(V31*V13-(Rs+s*Ls)*(RsT+s*LsT))/DI;
PB=(V31*V23-V21*(RsT+s*LsT))/DI;
PC=(-V21*V13+V23*(Rs+s*Ls))/DI;
SA=(V12*(RsT+s*LsT)-V13*V32)/DI;
SB=((Rp+s*Lp)*(RsT+s*LsT)-V23*V32)/DI;
SCC=(-V12*V23+(Rp+s*Lp)*V13)/DI;
SAT=(-V12*V31+V32*(Rs+s*Ls))/DI;
SBT=(-V31*(Rp+s*Lp)+V21*V32)/DI;
SCT=(V12*V21-(Rp+s*Lp)*(Rs+s*Ls))/DI;
P=zeros(4,4);
I=zeros(4,1);
P(1,1)=PA-(1/Z)-gds1-s*(C1+Cdd1+Cgg2);
P(1,2)=PB+gml+gmbs1-s*Cds1+gds1;
P(1,3)=PC-s*Cgd2;
P(1,4)=-s*Cgs2;
P(2,1)=-SA+gds1-s*Csd1;
P(2,2)=-SB-gml-gds1-gmbs1-s*Css1;
P(2,3)=-SCC;
P(2,4)=0;
P(3,1)=SAT-s*Cdg2-gm2;
P(3,2)=SBT;
P(3,3)=SCT-gds2-s*(C2+Cdd2);
P(3,4)=gm2+gmbs2+gds2-s*Cds2;
P(4,1)=gm2-s*Csg2;
P(4,2)=0;
P(4,3)=gds2-s*Csd2;
P(4,4)=- (gm2+gds2+gmbs2+s*Css2+(1/Rtune));
I(1,1)=s*Cdg1+gml;
I(2,1)=-gml+s*Csg1;
I(3,1)=0;
I(4,1)=0;
X=P\I;
Gain=X(1,1);

```

```

GgTOout=s*(Cgg1+Cgd1*(X(1,1))+Cgs1*(X(2,1)));
ZgTOout=1/GgTOout;
%Calculation of matching network for perfect match
R2=2;
syms L2
%R2=(3*L2)/(0.8e-9);
Z_L1TOout=s*L1+R1+ZgTOout;
G_L1TOout=1/Z_L1TOout;
A=real(G_L1TOout)+(R2/(R2^2+(w*L2)^2));
B=imag(G_L1TOout)-((w*L2)/(R2^2+(w*L2)^2));
D=A/(A^2+B^2);
F=-B/(A^2+B^2);
SS=D-50;
L2 = solve(SS, 'L2');
L2_1=eval(char(L2(1)));
L2_2=eval(char(L2(2)));
if (L2_1>0) & (imag(L2_1)<1e-20)
    L2=L2_1;
elseif (L2_2>0) & (imag(L2_2)<1e-20)
    L2=L2_2;
else
    L2=-1;
end
%R2=(3*L2)/(0.8e-9);
A=real(G_L1TOout)+(R2/(R2^2+(w*L2)^2));
B=imag(G_L1TOout)-((w*L2)/(R2^2+(w*L2)^2));
D=A/(A^2+B^2);
F=-B/(A^2+B^2);
Z_L2TOout=D+j*F;
syms Ccap
SSS=F-1/(w*Ccap);
Ccap = solve(SSS, 'Ccap');
Ccap = eval(char(Ccap));
if (Ccap>0) & (imag(Ccap)<1e-20)
    Ccap=Ccap;
else
    Ccap=-1;
end
Z_CcapTOout=1/(s*Ccap)+1/(1/(s*L2+R2)+1/(ZgTOout+s*L1+R1));
%Calculation of the overall gain (Matching network included).
Gain_CcapTOout=(Z_L2TOout/(Z_L2TOout+1/(s*Ccap)))*(ZgTOout/(ZgTOout+
s*L1+R1))*Gain;
abs_Gain_CcapTOout=abs(Gain_CcapTOout);
dB_abs_Gain_CcapTOout=20*log10(abs_Gain_CcapTOout);
%Calculation of noise contributions to output and NF
Thermocrasia=27;
T=273.15 + Thermocrasia;
gamma1=8/3;
gamma2=8/3;
Rin_ext=50;
Ginter=(1/(s*L2+R2))+1/(Rin_ext+(1/(s*Ccap)));
Zinter=1/Ginter;
ZgTOin=Zinter + s*L1 + R1;
K=1.3806226e-23;
%Calculation of output noise due to the M1 (input transistor)
IthM1_2=gamma1*K*T*gm1;
M1th(1,1)=P(1,1);
M1th(1,2)=P(1,2);
M1th(1,3)=P(1,3);

```

```

M1th(1,4)=P(1,4);
M1th(1,5)=-I(1,1);
I1th(1,1)=+1;
M1th(2,1)=P(2,1);
M1th(2,2)=P(2,2);
M1th(2,3)=P(2,3);
M1th(2,4)=P(2,4);
M1th(2,5)=-I(2,1);
I1th(2,1)=-1;
M1th(3,1)=P(3,1);
M1th(3,2)=P(3,2);
M1th(3,3)=P(3,3);
M1th(3,4)=P(3,4);
M1th(3,5)=-I(3,1);
I1th(3,1)=0;
M1th(4,1)=P(4,1);
M1th(4,2)=P(4,2);
M1th(4,3)=P(4,3);
M1th(4,4)=P(4,4);
M1th(4,5)=-I(4,1);
I1th(4,1)=0;
M1th(5,1)=-s*Cgd1;
M1th(5,2)=-s*Cgs1;
M1th(5,3)=0;
M1th(5,4)=0;
M1th(5,5)=-((1/ZgTOin)+s*Cgg1);
I1th(5,1)=0;
GainVV1=M1th\I1th;
GainV1=GainVV1(1,1);
VNoutM1_2=((abs(GainV1))^2)*IthM1_2;
abs(GainV1);

```

%Calculation of output noise due to the M2

```

IthM2_2=gamma2*K*T*gm2;
M2th(1,1)=P(1,1);
M2th(1,2)=P(1,2);
M2th(1,3)=P(1,3);
M2th(1,4)=P(1,4);
M2th(1,5)=-I(1,1);
I2th(1,1)=0;
M2th(2,1)=P(2,1);
M2th(2,2)=P(2,2);
M2th(2,3)=P(2,3);
M2th(2,4)=P(2,4);
M2th(2,5)=-I(2,1);
I2th(2,1)=0;
M2th(3,1)=P(3,1);
M2th(3,2)=P(3,2);
M2th(3,3)=P(3,3);
M2th(3,4)=P(3,4);
M2th(3,5)=-I(3,1);
I2th(3,1)=1;
M2th(4,1)=P(4,1);
M2th(4,2)=P(4,2);
M2th(4,3)=P(4,3);
M2th(4,4)=P(4,4);
M2th(4,5)=-I(4,1);
I2th(4,1)=-1;
M2th(5,1)=-s*Cgd1;
M2th(5,2)=-s*Cgs1;
M2th(5,3)=0;

```

```

M2th(5,4)=0;
M2th(5,5)=-((1/ZgTOin)+s*Cgg1);
I2th(5,1)=0;
GainVV2=M2th\I2th;
GainV2=GainVV2(1,1);
VNoutM2_2=((abs(GainV2))^2)*IthM2_2;
abs(GainV2);

```

%Calculation of output noise due to the Rtune (Resistor at the source of M2)

```

VthZt_2=4*K*T*Rtune;
Rtth(1,1)=P(1,1);
Rtth(1,2)=P(1,2);
Rtth(1,3)=P(1,3);
Rtth(1,4)=P(1,4);
Rtth(1,5)=-I(1,1);
IRtth(1,1)=0;
Rtth(2,1)=P(2,1);
Rtth(2,2)=P(2,2);
Rtth(2,3)=P(2,3);
Rtth(2,4)=P(2,4);
Rtth(2,5)=-I(2,1);
IRtth(2,1)=0;
Rtth(3,1)=P(3,1);
Rtth(3,2)=P(3,2);
Rtth(3,3)=P(3,3);
Rtth(3,4)=P(3,4);
Rtth(3,5)=-I(3,1);
IRtth(3,1)=0;
Rtth(4,1)=P(4,1);
Rtth(4,2)=P(4,2);
Rtth(4,3)=P(4,3);
Rtth(4,4)=P(4,4);
Rtth(4,5)=-I(4,1);
IRtth(4,1)=+1/Rtune;
Rtth(5,1)=-s*Cgd1;
Rtth(5,2)=-s*Cgs1;
Rtth(5,3)=0;
Rtth(5,4)=0;
Rtth(5,5)=-((1/ZgTOin)+s*Cgg1);
IRtth(5,1)=0;
GainVVRt=Rtth\IRtth;
GainVRt=GainVVRt(1,1);
VNoutRt_2=((abs(GainVRt))^2)*VthZt_2;
abs(GainVRt);

```

%Calculation of output noise due to the Rp (Lp parasitic resistance)

```

VthRp_2=4*K*T*Rp;
Rpth(1,1)=P(1,1);
Rpth(1,2)=P(1,2);
Rpth(1,3)=P(1,3);
Rpth(1,4)=P(1,4);
Rpth(1,5)=-I(1,1);
IRpth(1,1)=-PA;
Rpth(2,1)=P(2,1);
Rpth(2,2)=P(2,2);
Rpth(2,3)=P(2,3);
Rpth(2,4)=P(2,4);
Rpth(2,5)=-I(2,1);
IRpth(2,1)=SA;
Rpth(3,1)=P(3,1);
Rpth(3,2)=P(3,2);
Rpth(3,3)=P(3,3);

```

```

Rpth(3,4)=P(3,4);
Rpth(3,5)=-I(3,1);
IRpth(3,1)=-SAT;
Rpth(4,1)=P(4,1);
Rpth(4,2)=P(4,2);
Rpth(4,3)=P(4,3);
Rpth(4,4)=P(4,4);
Rpth(4,5)=-I(4,1);
IRpth(4,1)=0;
Rpth(5,1)=-s*Cgd1;
Rpth(5,2)=-s*Cgs1;
Rpth(5,3)=0;
Rpth(5,4)=0;
Rpth(5,5)=-((1/ZgTOin)+s*Cgg1);
IRpth(5,1)=0;
GainVVRp=Rpth\IRpth;
GainVRp=GainVVRp(1,1);
VNoutRp_2=((abs(GainVRp))^2)*VthRp_2;
abs(GainVRp);
%Calculation of output noise due to the Rs ( Ls parasitic resistance )
VthRs_2=4*K*T*Rs;
Rsth(1,1)=P(1,1);
Rsth(1,2)=P(1,2);
Rsth(1,3)=P(1,3);
Rsth(1,4)=P(1,4);
Rsth(1,5)=-I(1,1);
IRsth(1,1)=-PB;
Rsth(2,1)=P(2,1);
Rsth(2,2)=P(2,2);
Rsth(2,3)=P(2,3);
Rsth(2,4)=P(2,4);
Rsth(2,5)=-I(2,1);
IRsth(2,1)=SB;
Rsth(3,1)=P(3,1);
Rsth(3,2)=P(3,2);
Rsth(3,3)=P(3,3);
Rsth(3,4)=P(3,4);
Rsth(3,5)=-I(3,1);
IRsth(3,1)=-SBT;
Rsth(4,1)=P(4,1);
Rsth(4,2)=P(4,2);
Rsth(4,3)=P(4,3);
Rsth(4,4)=P(4,4);
Rsth(4,5)=-I(4,1);
IRsth(4,1)=0;
Rsth(5,1)=-s*Cgd1;
Rsth(5,2)=-s*Cgs1;
Rsth(5,3)=0;
Rsth(5,4)=0;
Rsth(5,5)=-((1/ZgTOin)+s*Cgg1);
IRsth(5,1)=0;
GainVVRs=Rsth\IRsth;
GainVRs=GainVVRs(1,1);
VNoutRs_2=((abs(GainVRs))^2)*VthRs_2;
abs(GainVRs);
%Calculation of output noise due to the RsT ( LsT parasitic resistance )
VthRsT_2=4*K*T*RsT;
RsTth(1,1)=P(1,1);
RsTth(1,2)=P(1,2);
RsTth(1,3)=P(1,3);

```

```

RsTth(1,4)=P(1,4);
RsTth(1,5)=-I(1,1);
IRsTth(1,1)=-PC;
RsTth(2,1)=P(2,1);
RsTth(2,2)=P(2,2);
RsTth(2,3)=P(2,3);
RsTth(2,4)=P(2,4);
RsTth(2,5)=-I(2,1);
IRsTth(2,1)=SCC;
RsTth(3,1)=P(3,1);
RsTth(3,2)=P(3,2);
RsTth(3,3)=P(3,3);
RsTth(3,4)=P(3,4);
RsTth(3,5)=-I(3,1);
IRsTth(3,1)=-SCT;
RsTth(4,1)=P(4,1);
RsTth(4,2)=P(4,2);
RsTth(4,3)=P(4,3);
RsTth(4,4)=P(4,4);
RsTth(4,5)=-I(4,1);
IRsTth(4,1)=0;
RsTth(5,1)=-s*Cgd1;
RsTth(5,2)=-s*Cgs1;
RsTth(5,3)=0;
RsTth(5,4)=0;
RsTth(5,5)=-((1/ZgTOin)+s*Cgg1);
IRsTth(5,1)=0;
GainVVRsT=RsTth\IRsTth;
GainVRsT=GainVVRsT(1,1);
VNoutRsT_2=((abs(GainVRsT))^2)*VthRsT_2;
abs(GainVRsT);

Zin=1/(s*Ccap)+1/(1/(s*L2+R2)+1/(ZgTOout+s*L1+R1));
Gain_inTOout=(Z_L2TOout/(Z_L2TOout+1/(s*Ccap)))*(ZgTOout/(ZgTOout+s*
L1+R1))*Gain;
abs_Gain_inTOout=abs(Gain_inTOout);
dB_abs_Gain_inTOout=20*log10(abs_Gain_inTOout);
%Calculation of output noise due to the Rin_ext ( RsIN = 50 Ohm)
VthRin_ext_2=4*K*T*Rin_ext;
GainVRin_ext=(Zin/(Zin+Rin_ext))*Gain_inTOout;
VNoutRin_ext_2=((abs(GainVRin_ext))^2)*VthRin_ext_2;
abs(GainVRin_ext);
%Calculation of output noise due to the R2 ( L2 parasitic resistance )
VthR2_2=4*K*T*R2;
Z_R2=1/((1/(Rin_ext+(1/(s*Ccap))))+(1/(ZgTOout+R1+s*L1)));
GainVR2=(Z_R2/(Z_R2+s*L2+R2))*(ZgTOout/(ZgTOout+R1+s*L1))*Gain;
VNoutR2_2=((abs(GainVR2))^2)*VthR2_2;
abs(GainVR2);
%Calculation of output noise due to the R1 ( L1 parasitic resistance )
VthR1_2=4*K*T*R1;
Z_R1=1/((1/(s*L2+R2))+1/(Rin_ext+(1/(s*Ccap)))));
GainVR1=(ZgTOout/(ZgTOout+Z_R1+s*L1+R1))*Gain;
VNoutR1_2=((abs(GainVR1))^2)*VthR1_2;
abs(GainVR1);
% NF Calculation
NF = (VNoutM1_2 + VNoutM2_2 + VNoutRt_2 + VNoutRp_2 + VNoutRs_2 +
VNoutRsT_2 + VNoutRin_ext_2 + VNoutR2_2 +
VNoutR1_2)/((abs(GainVRin_ext)^2)*VthRin_ext_2);
dB_NF=10*log10(NF);

```

```

%output integrated noise (Volt^2/Hz)
int_noise = VNoutM1_2 + VNoutM2_2 + VNoutRt_2 + VNoutRp_2 +
VNoutRs_2 + VNoutRsT_2 + VNoutRin_ext_2 + VNoutR2_2 + VNoutR1_2;

    fprintf('M1      contributes %12.8f', (VNoutM1_2*100)/int_noise);
    fprintf(' %% \n');

fprintf('M2      contributes %12.8f', (VNoutM2_2*100)/int_noise);
fprintf(' %% \n');

fprintf('Rtune   contributes %12.8f', (VNoutRt_2*100)/int_noise);
fprintf(' %% \n');

fprintf('Rp      contributes %12.8f', (VNoutRp_2*100)/int_noise);
fprintf(' %% \n');

fprintf('Rs      contributes %12.8f', (VNoutRs_2*100)/int_noise);
fprintf(' %% \n');

fprintf('RsT     contributes %12.8f', (VNoutRsT_2*100)/int_noise);
fprintf(' %% \n');

fprintf('Rin_ext contributes
%12.8f', (VNoutRin_ext_2*100)/int_noise);
fprintf(' %% \n');

fprintf('R2      contributes %12.8f', (VNoutR2_2*100)/int_noise);
fprintf(' %% \n');

fprintf('R1      contributes %12.8f', (VNoutR1_2*100)/int_noise);
fprintf(' %% \n');

% VNoutM1_2
% VNoutM2_2
% VNoutRt_2
% VNoutRp_2
% VNoutRs_2
% VNoutRsT_2
% VNoutRin_ext_2
% VNoutR2_2
% VNoutR1_2
% dB_Gain_inTOout=20*log10(abs(Gain_inTOout))
% dB_Gain_GateTOout=20*log10(abs(Gain))
%
dB_Gain_mat=20*log10(abs((Z_L2TOout/(Z_L2TOout+1/(s*Ccap)))*(ZgTOout
/(ZgTOout+s*L1+R1))))

%Calculation of VIN/Vout (we need to minimize this parameter for good Output to
input isolation)
PP=zeros(4,4);
PP(1,1)=(1/ZgTOin)+s*Cggl;
PP(1,2)=s*Cgsl;
PP(1,3)=0;
PP(1,4)=0;
PP(2,1)=gm1-s*Csgl;
PP(2,2)=-(SB+gm1+gds1+gmbs1+s*Css1);
PP(2,3)=-SCC;

```



```
PP(2,4)=0;
PP(3,1)=0;
PP(3,2)=SBT;
PP(3,3)=SCT-gds2-s*(C2+Cdd2);
PP(3,4)=gm2+gmbs2+gds2-s*Cds2;
PP(4,1)=0;
PP(4,2)=0;
PP(4,3)=gds2-s*Csd2;
PP(4,4)=-(gm2+gds2+gmbs2+s*Css2+(1/Rtune));
II(1,1)=-s*Cgd1;
II(2,1)=SA+s*Csd1-gds1;
II(3,1)=-SAT+s*Cdg2+gm2;
II(4,1)=-gm2+s*Csg2;
XX=PP\II;
Gain_VIN=XX(1,1);
dB_Gain_VIN=20*log10(abs(Gain_VIN));
```