



Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Σχολή Θετικών Επιστημών

Τμήματα Φυσικής και Πληροφορικής&Τηλεπικοινωνιών

ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟ ΔΙΠΛΩΜΑ ΕΙΔΙΚΕΥΣΗΣ ΣΤΗΝ ΡΑΔΙΟΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑ / ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ (Ρ/Η)

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

RF-Υποσύστημα στα 2.4GHz για ένα 2x2 MIMO test-bed: Σχεδιασμός και Αξιολόγηση επιδόσεων

ΓΙΩΡΓΟΣ Ι. ΦΟΒΑΚΗΣ

Επιβλέποντες:

Φραντζεσκάκης Δημήτριος,

Καθηγητής

Τμήμα Φυσικής, Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Αντώνης Α. Αλεξανδρίδης,

Διευθυντής Ερευνών

Ινστιτούτο Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών, ΕΚΕΦΕ «Δημόκριτος»

Αθήνα

Ιανουάριος 2014





Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών

Σχολή Θετικών Επιστημών

Τμήματα Φυσικής και Πληροφορικής&Τηλεπικοινωνιών

ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟ ΔΙΠΛΩΜΑ ΕΙΔΙΚΕΥΣΗΣ ΣΤΗΝ ΡΑΔΙΟΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑ / ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ (Ρ/Η)

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

RF-Υποσύστημα στα 2.4GHz για ένα 2x2 MIMO test-bed: Σχεδιασμός και Αξιολόγηση επιδόσεων

RF-Sub-System at 2.4GHz for a 2x2 MIMO test-bed: Design and Performance Evaluation

ΓΙΩΡΓΟΣ Ι. ΦΟΒΑΚΗΣ

(*AM: 2011117*)

Εγκρίθηκε από την τριμελή επιτροπή την ___ Ιανουαρίου 2014

.....

.....

Ε. Νισταζάκης

Δ. Φραντζεσκάκης

Καθηγητής

Επίκουρος Καθηγητής

Τμήμα Φυσικής ΕΚΠΑ Τμήμα Φυσικής ΕΚΠΑ Α. Αλεξανδρίδης

Διευθυντής Ερευνών

Ινστ. Πληροφ.& Τηλεπ. ΕΚΕΦΕ «Δημόκριτος»

Copyright © Γιώργος Ι.Φοβάκης, 2014

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσης 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 να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Τμήματος Φυσικής και Τμήματος Πληροφορικής&Τηλεπικοινωνιών του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών.

Η εργασία αυτή αφιερώνεται στην οικογένεια μου και στην "Φράνκυ"

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Με την εκπόνηση της εργασίας αυτής κλείνει για μένα ένας μεγάλος κύκλος σπουδών και είναι αρκετοί οι άνθρωποι που θέλω να ευχαριστήσω.

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Δρα. Αντώνη Αλεξανδρίδη, Ερευνητή Α΄ του Εργαστηρίου Ασύρματων Επικοινωνιών του Ινστιτούτου Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών του ΕΚΕΦΕ «Δημόκριτος», που είχε την επίβλεψη της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας. Θέλω να τον ευχαριστήσω ιδιαιτέρως για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε σχετικά με τις προτάσεις υλοποίησης και τις διάφορες πρωτοβουλίες που πήρα για την εκπόνηση της εργασίας αυτής καθώς και για την συμπαράσταση και υποστήριξή του όλο το χρονικό διάστημα αυτό.

Να ευχαριστήσω θερμά τον καθηγητή μου κ. Δημήτριο Φραντζεσκάκη απο τον Παν. Αθηνών (ΕΚΠΑ) για την συνεργασία μας και την βοήθεια του στην συνεπίβλεψη της εργασίας αυτής. Εκτός από πολύ καλός επιστήμονας είναι και πολύ μεγάλος δάσκαλος.

Η πορεία και η εξέλιξη της εργασίας αυτής θα ήταν ίσως διαφορετική χωρίς την βοήθεια του κ. Τάσου Σταθόπουλου, ο οποίος μου μετέδωσε με μεγάλη προθυμία και χαρά όλη την γνώση που είχε αποκομίσει περίπου ένα χρόνο πριν από το εργαστήριο αυτό, για τη μεταπτυχιακή εργασία του σχετικά με το σχεδιασμό και την υλοποίηση ενός ΜΙΜΟ συστήματος. Τον ευχαριστώ πολύ για το ενδιαφέρον που έδειξε και τη βοήθεια που μου παρείχε καθ΄όλη την διάρκεια της διπλωματικής μου και εύχομαι στο μέλλον να τον γνωρίσω και από κοντά αφού η όλη επικοινωνία μας έγινε μέσω email και skype !

Ιδιαίτερες ευχαριστίες στον Δρ. Κώστα Πέππα και στον υποψήφιο διδάκτωρ Μάρτιν Ζαμκοτσιάν για τις πολύτιμες γνώσεις τους και τη παραχώρηση του συστήματος που είχαν αναπτύξει. Και με τους δύο σε καθημερινή σχεδόν βάση συζητούσαμε και προσπαθούσαμε να λύσουμε τα διάφορα προβλήματα που εμφανιζόντουσαν. Πραγματικά ήταν μία πετυχημένη ομαδική δουλειά και είμαι πολύ χαρούμενος με το αποτέλεσμα.

Ένα μεγάλο ευχαριστώ στον τεχνικό του εργαστηρίου κ.Ελευθέριο Αδειλίνη για τις πολύ χρήσιμες συμβουλές του πάνω στο σχεδιασμό του πομποδέκτη. Είναι ο άνθρωπος που με καθοδήγησε στο πειραματικό κομμάτι της διπλωματικής αυτής. Η ψυχολογική υποστήριξη που μου παρείχε ήταν πολύ σημαντική όπως επίσης σημαντικές ήταν οι συζητήσεις που κάναμε σε επιστημονικά και όχι μόνο, θέματα.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον Δρα. Σωτήριο Ματακιά από το Παν. Αθηνών (ΕΚΠΑ) για τις πολύωρες συζητήσεις που κάναμε περί επιστημονικών και ευρύτερων θεμάτων. Η βοήθεια του στην εκπόνηση της εργασία αυτής ήταν για μένα πάρα πολύ σημαντική όπως και οι παρατηρήσεις και υποδείξεις του και εκτιμώ βαθύτατα το γεγονός, ότι ενώ ήταν αρκετά πιεσμένος, πάντα έβρισκε χρόνο να συζητήσει μαζί μου και να με συμβουλέψει με μεράκι και όρεξη.

Ένα μεγάλο ευχαριστώ στο προσωπικό του εργαστηρίου και συγκεκριμένα στο Δρα. Θοδωρή Ζερβό και στην Δρα. Ασημίνα Μιχαλοπούλου για τον σχεδιασμό ενός διαιρέτη ισχύος που ήταν καθοριστικής σημασίας για την λειτουργία του συστήματος που σχεδίασα καθώς και για την άριστη συνεργασία μας. Επίσης να ευχαριστήσω τον Δρα. Κωνσταντίνο Δαγκάκη, Ερευνητή Α' και Δρα. Φώτη Λαζαράκη, Ερευνητή Α' για την άριστη συνεργασία και επικοινωνία που είχαμε κατά την διάρκεια της εργασίας αυτής. Να ευχαριστήσω επίσης τον υποψήφιο διδάκτωρ Τάσο Παρασκευόπουλο για την άριστη συνεργασία μας σε επιστημονικό και φιλικό επίπεδο.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΙΜΟ	
1.1 Κέρδος Διαφορισμού (Diversity Gain)	
1.2 Κέρδος Κωδικοποίησης (Coding Gain)	
1.3Κέρδος Χωρικής Πολυπλεξίας (Space Multiplexing Gain)	
1.4 Μείωση Παρεμβολών (Interference Decrease)	
1.5 Μαθηματικό Μοντέλο ΜΙΜΟ	
1.5.1 Σχήμα Alamouti	
1.6 MIMO test-bed	
2. ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΕΝΟΣ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	
2.1 Αρχιτεκτονικές Πομπο-Δεκτών	
2.2 Μη-γραμμικότητες	
2.2.1 Αρμονικές Συχνότητες (Harmonic Frequencies)	
2.2.2 Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (Intermodulation Products)	
2.3.1 Εξωτερικός Θόρυβος	
2.3.2 Εσωτερικός Θόρυβος	
2.4 Μίκτες	
2.4.1 Κέρδος/Απώλειες Μετατροπής	53
2.4.2 Απομόνωση των Θυρών (Isolation)	
2.4.3 Σημείο Σύμπτυξης (1-dB Compression Point)	
2.4.4 Σημείο παρεμβολής 3^{n_s} τάξης (3^{n_a} order Intercept point IP3)	
2.5 Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου (LNA)	
2.5.1 Εύρος συχνοτήτων λειτουργίας (BandWidth)	
2.5.2 Εικόνα θορύβου (NF)	
2.5.3 Κέρδος (Gain)	
2.5.4 Σταθερότητα κέρδους (Gain Flatness)	
2.5.5 Γραμμικότητα (IdB.Comp.Point και OIP3)	
2.5.0 S-parameters	
2.5.7 Προσαρμογή στα ακρά του ΕΝΑ	
2.5.9 Λόγος Στάσιμων Κρμάτων (VSWR)	
2.5.10 Απομόνωση (Reverse Isolation) και Ενεργός Κατευθυντικότητα (Active Directivity)	
2.5.11 Ευστάθεια (Stability)	71
2.6 Εξασθενητές (Attenutor)	
2.7 Amouovortée (Isolators)	75
2.7.1 Λύση με Εξασθενητή	
2.7.2 Λύση με απομονωτή	
2.8 Φίλτρα	
2.9 Αλυσιδωτά Στάδια (Cascade Chains)	97
2.9.1 IIP _{3total} και ΟIP ₃ για αλυσίδα διατάξεων	
2.9.2 1dB.Compression Point για αλυσίδα διατάξεων	
2.93 Συντελεστής Θορύβου για ενεργές διατάζεις (NF for Active Devise)	
2.9.4 Συντελεστής θορύβου για παθητικές διατάξεις (NF for Passive Devises)	
2.9.5 Συντελεστής Θορύβου για αλυσίδα σταδίων (Cascade Noise Figure)	

2.10 Ευαισθησία (Sensitivity) και Ελάχιστο Ανιχνεύσιμο Σήμα (Minimum Detectable Signal)	101
2.11 Κορεσμός του δέκτη (Receiver Saturation Point)	104
2.12. Δυναμική περιοχή δέκτη και αποδιαρμοφωτή. Γενικά θέματα στα RF	113
3. ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΠΡΟΫΠΑΡΧΟΝΤΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ SISO	117
3.1 Πομπός DSP	117
3.2 Μικροκυματικός Μίκτης ZAD-6+ IF-Βαθμίδας	119
3.3 Κοινσταί λικό Φύλτου ΟΡΤ	125
3.3.1 Είσοδος -20 dBm στην είσοδο του μίκτη και χούση εξασθενητή 6dB	127
3.3.2 Σήμα -10 dBm στην είσοδο του μίκτη και χρήση εξασθενητή 6dB	132
3.4 Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου (LNA) του Πομπού	136
3.5 Μικροκυματικός Μίκτης ZX05-U432H+ RF-Βαθμίδας	141
3.5.1 Τροφοδοσία από γεννήτρια +6 dBm	142
3.5.2 Τροφοδοσία από γεννήτρια +13 dBm	144
3.6 Κεραία μικροταινιακού καλύμματος (Microstrip Patch Antenna) Πομπού	146
3.7 Σύστημα δέκτη	149
3.8 Πρώτος μικροκυματικός ενισχυτής (LNA) του Δέκτη	152
3.9 Κρυσταλλικό φίλτρο στον δέκτη	154
3.9.1 Έλεγχος του φάσματος πληροφορίας με χρήση γεννήτριας 30,010 MHz για τις IF βαθμίδες του πομποδέκτη	156
3.9.2 Έλεγχος του φάσματος πληροφορίας με χρήση γεννήτριας 30.013MHz για τις IF βαθμίδες του πομποδέκτη	158
3.10 Τελευταία βαθμίδα του δέκτη	160
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ SISO	165
	100
4.1 Επιλογή της Παραμέτρου Scale Factor του DSP	167
4.1.1 Σημείο Σύμπτυξης Εισόδου 1dB Πομπού	168
4.1.2 Βελτίωση Σημείου Σύμπτυξης και Αρχιτεκτονική Γ' για Πομπό	170
4.2. Επιλογή Κατωφλίου Ανίχνευσης στο DSP	173
4.3. Καθορισμός επιπέδου ισνύος λειτουργίας του δέκτη και επιπέδου τάσης του αποδιαμορφωτή	174
4.3.1 Ποοδιανοαφές RF Υπο-συστήματος	175
4.3.2 Εύρεση Δυναμικής Περιοχής του Αποδιαμορφωτή	183
	105
4.4 Μετρήσεις BER	187
4.4.1 Μετρήσεις με φίλτρο VBF-2435-Δέκτης Αρχιτεκτονικής Α'	187
4.4.2 Μετρησεις με χρηση Cavity φιλτρου-Δεκτης Αρχιτεκτονικης Β΄	195
4.5 Προβλήματα από τις κάρτες DSP	206
4.5.1 Πρόβλημα ελλειπούς φιλτραρίσματος	207
4.5.2 Πρόβλημα του Frequency Pulling	207
4.5.3 Πρόβλημα καθυστέρησης φάσης που εισάγει το Κρυσταλλικό φίλτρο	208
4.5.4 Ιδανική φέρουσα στην έξοδο του DSP "1MHz"	209
4.5.5 Πρόβλημα με τις διακυμάνσεις ισχύος στην έξοδο του DSP	210
4.5.6 Άλλα προβλήματα του Ψηφιακού μέρους	210
4 6 Στόγοι και Ανάλυση της Αμμοσίευσης	
4.6.1 Κωδικοποίηση Εικόνας με αλγόριθμο Packetized-SPIHT	
4.6.2 Πομπός και Δέκτης της Πλακέτας DSK	
4.6.3 Διαμόρφωση 16-HQAM	214

4.6.4 Δομή Υπερπλαισίου	
4.5.5 Αποτελέσματα Μετρήσεων	
5. ΣΥΣΤΗΜΑ ΜΙΜΟ ΠΟΥ ΥΛΟΠΟΙΗΘΗΚΕ	
5.1 Αναβάθμιση του συστήματος SISO	
5.1.1 Πομπός	
5.1.2 Δέκτης	
5.2 Σχεδίαση και Υλοποίηση Ενεργού Φίλτρου σε PCB	
5.2.1 Νέο Ενεργό Φίλτρο για σύστημα SISO	
5.3 Τροφοδοσία Συστήματος και Κατασκευή Διαιρέτη Ισχύος	
5.3.1 IF βαθμίδα	
5.3.2 RF-Βαθμίδα	
5.4 Μετρήσεις	
5.4.1 LOS συνθήκες	
5.4.2 N-LOS συνθήκες	
6. ΕΠΙΛΟΓΟΣ-ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΒΕΛΤΙΩΣΕΙΣ	
7. ВІВЛІОГРАФІА	

$EYPETHPIO \Sigma XHMAT \Omega N$

Σχήμα 1.1: Επίδραση καναλιού στο σήμα λήψης	28
Σχήμα 1.2: Κανάλι ΜΙΜΟ για Μ κεραίες λήψης και Ν κεραίες εκπομπής	29
Σχήμα 1.3: Χωρητικότητα συναρτήσει του μέσου σηματοθορυβικού λόγου λήψης ρ για τις περιπτώσεις συστήματος SISO κα συστήματος ΜΙΜΟ διαστάσεων 2X2	αι 33
Σχήμα 1.4: Κωδικοποίηση χώρου και χρόνου για χρονικές στιγμές Τ1 και Τ2	36
Σχήμα 1.5: Αναπαράσταση Κωδικοποίησης με σχήμα Alamouti για σύστημα ΜΙΜΟ 2Χ2	36
Σχήμα 2.1: Ομόδυνος Δέκτης #1	39
Σχήμα 2.2: Ομόδυνος Δέκτης #2	39
Σχήμα 2.3: Ετερόδυνος Δέκτης	40
Σχήμα 2.4: Μοντέλο μη-γραμμικής διάταξης	41
Σχήμα 2.5: Αρμονικές Συχνότητες από μη-γραμμική διάταξη	42
Σχήμα 2.6: Μοντέλο για προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης	42
Σχήμα 2.7: Παρεμβολή από προϊόντα τρίτης τάξης	44
Σχήμα 2.8: Προϊόντα 1ης,2ης και 3ης τάξης ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο μη γραμμικής διάταξης	45
Σχήμα 2.9: Σωστό και Λάθος φιλτράρισμα παρεμβολικών συχνοτήτων	45
Σχήμα 2.10: Αναπαράσταση θορύβου μίας αντίστασης ως τυχαίες πηγές	49
Σχήμα 2.11: Ισχύ θορύβου που μεταφέρεται σε ένα φορτίο RL απο μία αντίσταση θερμοκρασίας Τ	49

Σχήμα 2.12: Block διάγραμμα ενός μίκτη	50
Σχήμα 2.13: Double Balanced Diode Mixer	
Σχήμα 2.14: Double Balanced Fet Mixer	
Σχήμα 2.15: Σημείο σύμπτυξης 1dB	54
Σχήμα 2.16: Σημείο παρεμβολής 3ης τάξης	55
Σχήμα 2.17: Block διάγραμμα Ενισχυτή	58
Σχήμα 2.18: Εύρος Ζώνης Ενισχυτή	58
Σχήμα 2.19: Scattering Matrix για 1,2,3 port διάταξη	61
Σχήμα 2.20: Μοντέλο διάταξης 2 θυρών για ανάλυση S-παραμέτρων	62
Σχήμα 2.21: Προσαρμογή φορτίου σε πηγή	63
Σχήμα 2.22: Προσαρμογή πηγής σε γραμμή μεταφοράς και φορτίο	65
Σχήμα 2.23: Μελέτη S-παραμέτρων σε δίθυρο	66
Σχήμα 2.24: Συνάρτηση του VSWR με το ποσοστό ανακλώμενης ισχύος	67
Σχήμα 2.25: Συνάρτηση VSWR εισόδου και εξόδου του ενισχυτή ZFL-500HLN με τη συχνότητα	67
Σχήμα 2.26: Συνάρτηση VSWR του μίκτη ZFM-4212 με τη συχνότητα για θύρα RF	68
Σχήμα 2.27: Αναπαράσταση απομόνωσης για έναν ενισχυτή	68
Σχήμα 2.28: Συνάρτηση κέρδους και ενεργού κατευθυντικότητας του ενισχυτή ΖΧ60-272LN+ με την συχνότητα	69
Σχήμα 2.29: Εικόνα της S ₂₁ παραμέτρου για τον ενισχυτή ΖΧ60-272LN+ από τον VNA του εργαστηρίου	70
Σχήμα 2.30: Εικόνα της S ₁₂ παραμέτρου για τον ενισχυτή ΖΧ60-272LN+ από τον VNA του εργαστηρίου	70
Σχήμα 2.31: Μελέτη ευστάθειας για έναν ενισχυτή με χρήση S-παραμέτρων	71
Σχήμα 2.32: Block διάγραμμα Εξασθενητή	74
Σχήμα 2.33: Προβληματική προσαρμογή μεταξύ πηγής και φορτίου	74
Σχήμα 2.34: Βελτίωση προσαρμογής με χρήση εξασθενητή	75
Σχήμα 2.35: Block διάγραμμα για απομονωτή	76
Σχήμα 2.36: Μετατόπιση συχνότητας της πηγής η οποία δεν προσαρμόζεται σωστά σε φορτίο	76
Σχήμα 2.37: Γεννήτρια συνδεδεμένη με φορτίο. Συχνότητα της γεννήτριας εξαρτάται απο τον συντελεστή ανάκλασης τ φορτίου	ວນ 77
Σχήμα 2.38: Βελτίωση προσαρμογής μεταξύ γεννήτριας και φορτίου με χρήση εξασθενητή	78
Σχήμα 2.39: Βελτίωση προσαρμογής μεταξύ γεννήτριας και φορτίου με χρήση απομονωτή	79
Σχήμα 2.40: Συνάρτηση VSWR του μίκτη ZFM-4212 με τη συχνότητα για θύρα LO	
Σχήμα 2.41: Φίλτρο	81
Σχήμα 2.42: Κατανομή της προσπίπτων ισχύος σε ένα φιλτρο, σε ποσοστά ανάκλασης, απορρόφησης και εξόδου	81

Σχήμα 2.43: Block διάγραμμα ζωνοπερατού φίλτρου	
Σχήμα 2.44: Κατανομή εύρους ζώνης ζωνοπερατού φίλτρου	82
Σχήμα 2.45: Περιοχή διέλευσης, μετάβασης και αποκοπής ζωνοπερατού φίλτρου	83
Σχήμα 2.46: Φύλλο προδιαγραφών για Cavity φίλτρο	84
Σχήμα 2.47: Συνάρτηση Return Loss και S ₂₁) με συχνότητα για Cavity φίλτρο	
Σχήμα 2.48: Εικόνα της S11 παραμέτρου για το Cavity φιλτρο απο τον VNA του εργαστηρίου	85
Σχήμα 2.49: Εικόνα της S ₂₁ παραμέτρου για το Cavity φιλτρο απο τον VNA του εργαστηρίου	
Σχήμα 2.50: Προβλήματα λόγω ανάκλασης της 3ης τάξης ενδοδιαμόρφωσης ενός μίκτη, όταν ακολουθεί φίλτρο	
Σχήμα 2.51: Προβλήματα λόγω ανάκλασης της 3ης τάξης ενδοδιαμόρφωσης ενός μίκτη, όταν ακολουθεί ενισχυτής και φί	ίλτρο 87
Σχήμα 2.52: Μελέτη σχετικής φάσης μεταξύ προσπίπτων και εξερχόμενης τάσης σε φίλτρο	88
Σχήμα 2.53: Εύρος ζώνης και κεντρική συχνότητα σήματος πληροφορίας	89
Σχήμα 2.54: Σήμα πληροφορίας εισέρχεται σε φιλτρο#1 με απότομη καθυστέρηση φάσης	90
Σχήμα 2.55: Σήμα πληροφορίας εισέρχεται σε φιλτρο#2 με ομαλή καθυστέρηση φάσης	90
Σχήμα 2.56: Κατανομή ενεργών και παθητικών μικροκυματικών φίλτρων	91
Σχήμα 2.57: Αλυσίδα συστήματος Ν σταδίων	92
Σχήμα 2.58: Αλυσίδα με τρεις διατάζεις	93
Σχήμα 2.59: Αναπαράσταση εικόνας θορύβου ενός ενισχυτή, ενώ ακολουθεί αποδιαμορφωτής	94
Σχήμα 2.60: Μοντέλο Ενισχυτή για τον υπολογισμό της εικόνας θορύβου του	95
Σχήμα 2.61: Ισχύ εισόδου στην είσοδο και έξοδο ενός ενισχυτή	96
Σχήμα 2.62: Θερμοκρασία εισόδου και εξόδου από εξασθενητή	98
Σχήμα 2.63: Θερμοκρασία στην έξοδο αλυσίδας διατάξεων	99
Σχήμα 2.64: Μοντέλο ενισχυτή για θερμοκρασία εισόδου και εξόδου του	99
Σχήμα 2.65: Μοντέλο για τον υπολογισμό της θερμοκρασίας στην έξοδο αλυσίδας διατάξεων	100
Σχήμα 2.66: Σύστημα δέκτη με κεραία, διατάξεις και αποδιαμορφωτή	101
Σχήμα 2.67: Κατανομή P(e) με το SNR _{required}	102
Σχήμα 2.68: Σήμα MDS, επίπεδο θορύβου στην είσοδο και έξοδο του δέκτη και SNR _{required}	104
Σχήμα 2.69: Δέκτης με 5 στάδια	105
Σχήμα 2.70: Δέκτης του σχήματος 2.69 σε πρόγραμμα Genesys	106
Σχήμα 2.71: Cascade 1dBCP _{out} και Cascade Gain για το σχήμα 2.70	106
Σχήμα 2.72: Cascade 1dBCP _{in} και Cascade Gain για το σχήμα 2.70	107
Σχήμα 2.73: Φύλλο προδιαγραφών για τον μίκτη ΖΧ05-U432H+	109

Σχήμα 2.74: Φύλλο προδιαγραφών για τον μίκτη ΖΧ05-73L+	110
Σχήμα 2.75: Ολικό NF της αλυσίδας του Σχ.2.70 συναρτήση διάφορων τιμών NF της πρώτης βαθμίδας	111
Σχήμα 2.76: Ολικό NF της αλυσίδας του Σχ.2.70 συναρτήσει διάφορων τιμών ενίσχυσης της πρώτης βαθμίδας	111
Σχήμα 2.77: Δέκτης που μελετήθηκε προηγουμένως με εξασθενητή στην είσοδο του	112
Σχήμα 2.78: Cascade 1dBCP _{in} για το σχήμα 2.70 για διάφορες τιμές του εξασθενιτή	112
Σχήμα 2.79: Cascade NF για το σχήμα 2.70 για διάφορες τιμές του εξασθενιτή	113
Σχήμα 2.80: Ισχύ εισόδου στον αποδιαμορφωτή	114
Σχήμα 2.81: Διαδικασία blocking	115
Σχήμα 2.82: Συχνότητα μισής "IF"	116
Σχήμα 2.83: Η συχνότητα είδωλο	116
Σχήμα 3.1: Υλοποιημένο σχέδιο πομπού Αρχιτεκτονικής Β'	117
Σχήμα 3.2: Φάσμα ζωνοπερατού σήματος (Passband) σε περιβάλλον προγράμματος του DSP	118
Σχήμα 3.3: Φάσμα ζωνοπερατού σήματος (Passband) σε παλμογράφο FFT	118
Σχήμα 3.4: Μικροκυματικός μίκτης ZAD-6 που χρησιμοποιήθηκε στην IF-βαθμίδα του πομπού του RF-υποσυστήματος	119
Σχήμα 3.5: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του μίκτη ZAD-6+	120
Σχήμα 3.6 : Γεννήτριες για την τροφοδοσία των μικτών του πομποδέκτη που κατασκευάστηκε	120
Σχήμα 3.7: Φάσμα των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ σε περιβάλλον Genesys	121
Σχήμα 3.8 : Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -10dBm τροφοδοσία μίκτη +7α	dBm 123
Σχήμα 3.9 : Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -10dBm τροφοδοσία μίκτη -10	/dBm 123
Σχήμα 3.10 : Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ΖΑD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm	124
Σχήμα 3.11 : Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος 0dBm	124
Σχήμα 3.12 : Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος +5dBm	125
Σχήμα 3.13: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του μικροκυματικού κρυσταλλικού φίλτρου OPT	125
Σχήμα 3.14: Μικροκυματικό φίλτρο ΟΡΤ που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό του RF-υποσυστήματος	126
Σχήμα 3.15: Εύρος ζώνης του Μικροκυματικό φίλτρο ΟΡΤ	126
Σχήμα 3.16: Συνάρτηση μεταφοράς του μικροκυματικού κρυσταλλικού φίλτρου ΟΡΤ που χρησιμοποιήθηκε	127
Σχήμα 3.17: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του φίλτρου OPT ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδο συστήματος -20dBm	ວບ 127
Σχήμα 3.18: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm. Ο marker στην συχνότητα 29,99MHz.	128
Σχήμα 3.19: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος 20dBm. Ο marker στην συχνοτητα 29,99MHz	; - 129

Σχήμα 3.20: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται εξασθενητής 6dB με ισχύ εισόδου συστήματος -14dBm
Σχήμα 3.21: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του εξασθενητή ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος - 14dBm. O marker στην συχνότητα 29,99MHz
Σχήμα 3.22: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται εξασθενητής και μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -14dBm. Ο marker στην συχνότητα29,99MHz
Σχήμα 3.23: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -10dBm
Σχήμα 3.24: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -10dBm. Ο marker στην συχνότητα 29,99MHz
Σχήμα 3.25: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm. Ο marker στην συχνότητα 30,01MHz
Σχήμα 3.26: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος - 10dBm. O marker στην συχνότητα 29,99MHz
Σχήμα 3.27: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος - 10dBm. O marker στην συχνότητα 30,01MHz
Σχήμα 3.28: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται εξασθενητής 6dB με ισχύ εισόδου γεννήτριας -4dBm
Σχήμα 3.29: Φάσμα συχνοτήτων στην εξόδου του εξασθενητή ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος - 4dBm. O marker στην συχνότητα 29,99MHz
Σχήμα 3.30: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του εξασθενητή ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος - 14dBm. O marker στην συχνότητα 30,01 MHz
Σχήμα 3.31: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται εξασθενητής και μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -4dBm. Ο marker στην συχνότητα 29,99MHz
Σχήμα 3.32: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται εξασθενητής και μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -4dBm. Ο marker στην συχνότητα 30,01MHz
Σχήμα 3.33: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) ZFL-500LN+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm
Σχήμα 3.34: Ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA) ZFL-500LN+ που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό του RF-υποσυστήματος 138
Σχήμα 3.35: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ZFL-500LN+ ενώ προηγείται ο μίκτης ZAD-6+ και το φίλτρο OPT με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm. O marker στην συχνότητα 29,99MHz
Σχήμα 3.36: Διαφορά ισχύος μεταξύ βασικής συχνότητας 30MHz και της συχνότητας 30,02MHz στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ZFL-500LN+ ενώ προηγείται ο μίκτης ZAD-6+ και το φίλτρο OPT με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm.139
Σχήμα 3.37: Διαφορά ισχύος μεταξύ βασικής συχνότητας 30MHz και της δεύτερης αρμονικής της (60MHz) στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ZFL-500LN+ ενώ προηγείται ο μίκτης ZAD-6+ και το φίλτρο OPT με ισχύ εισόδου συστήματος - 20dBm
Σχήμα 3.38: Αρμονικές στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ZFL-500LN+ ενώ προηγείται ο μίκτης ZAD-6+ και το φίλτρο OPT με ισχύ εισόδου συστήματος -10dBm.O marker στην τρίτη αρμονική (90MHz)!
Σχήμα 3.39: Διαφορά ισχύος μεταξύ βασικής συχνότητας 30MHz και της τρίτης αρμονικής της (90MHz) στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ZFL-500LN+ ενώ προηγείται ο μίκτης ZAD-6+ και το φίλτρο OPT με ισχύ εισόδου συστήματος - 2dBm
Σχήμα 3.40: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του RF μίκτη του πομπού ZX05-U432H+, ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+, το φίλτρο OPT και ο LNA ZFL-500LN+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm

1
Σχήμα 3.61: Μικροκυματικός μίκτης ZFMA-4212+ που χρησιμοποιήθηκε στην RF-βαθμίδα του δέκτη του RF-υποσυστήματος
Σχήμα 3.60: Φίλτρο στενής ζώνης (BPF) VBF-2435+ που χρησιμοποιήθηκε στον δέκτη του RF-υποσυστήματος
υποσυστήματος
Σχημα 3.58: Ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA) ΖΧ60-272LN-S+ που χρησιμοποιήθηκε στην RF-βαθμίδα του δέκτη του RF-
Σχήμα 3.57: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργίας του πρώτου LNA στο υποσύστημα του δέκτη
Σχήμα 3.56: Παρεμβολικό σήμα, ισχύος συγκρίσιμης με την ισχύ της συχνότητας εκπομπής 2465 MHz για ισχύ εισόδου του πομπού -20dBm1
Σχήμα 3.55: Φάσμα συχνοτήτων που λαμβάνεται από την κεραία του δέκτη. Η ισχύ εισόδου του πομπού είναι -10 dBm και οι απώλειες καλωδίων (από την κεραία στο φασματογράφο) είναι 6 dB1
Σχήμα 3.54: Φάσμα συχνοτήτων που λαμβάνεται από την κεραία του δέκτη. Η ισχύ εισόδου του πομπού είναι -20 dBm και οι απώλειες καλωδίων (από την κεραία στο φασματογράφο) είναι 6 dB1
Σχήμα 3.53: Υλοποιημένο σχέδιο δέκτη1
Σχήμα 3.52: Ο πομπός με όλες τις μικροκυματικές διατάξεις μέσα στο κουτί του
Σχήμα 3.51: Κεραία Patch που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό και στον δέκτη του RF-υποσυστήματος1
Σχήμα 3.50: Κεραία Patch που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό και στον δέκτη του RF-υποσυστήματος σε περιβάλλον CST1
Σχήμα 3.49: Διάγραμμα του συντελεστή ανάκλασης S ₁₁ για την patch κεραία που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό και στον δέκτη του RF-υποσυστήματος
Σχήμα 3.48: Έξοδος της διαδικασίας κάτω μετατροπής (down conversion) του σήματος 2465MHz αφού εισέλθει στην είσοδο του μίκτη της RF Βαθμίδας του δέκτη
Σχήμα 3.47: Έξοδος της διαδικασίας κάτω μετατροπής (down conversion) του σήματος 2465MHz αφού εισέλθει στην είσοδο του μίκτη της RF Βαθμίδας του δέκτη
Σχήμα 3.46: Έξοδος της διαδικασίας κάτω μετατροπής (down conversion) των σημάτων 2465MHz και 2525MHz ,αφού εισέλθουν στην είσοδο του μίκτη της RF Βαθμίδας του δέκτη. Τα σήματα των 30MHz αλληλεπικαλύπτονται
Σχήμα 3.45: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του RF μίκτη του πομπού ZX05-U432H+, ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+, το φίλτρο OPT και ο LNA ZFL-500LN+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm. O marker συχνότητα 2495 MHz, span=200MHz και τροφοδοσία του μίκτη 11.5dBm
Σχήμα 3.44: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του RF μίκτη του πομπού ZX05-U432H+, ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+, το φίλτρο OPT και ο LNA ZFL-500LN+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm. Ο marker στην επιθυμητή συχνότητα 2465 MHz span=100MHz και τροφοδοσία του μίκτη +11.5dBm
Σχήμα 3.43: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του RF μίκτη του πομπού ZX05-U432H+, ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+, το φίλτρο OPT και ο LNA ZFL-500LN+ με ισχύ εισόδου γεννήτριας -20dBm. Ο marker στην συχνότητα 2495 MHz, span=200MHz και τροφοδοσία του μίκτη +4.5dBm.
Σχήμα 3.42: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του RF μίκτη του πομπού ZX05-U432H+, ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+, το φίλτρο OPT και ο LNA ZFL-500LN+ με ισχύ είσοδου γεννήτριας -20dBm. Ο marker στην επιθυμητή συχνότητα 2465 MHz, span=100MHz και τροφοδοσία του μίκτη +4.5dBm.

Σχήμα 3.63: Η συχνότητα των 4KHz όπως εξέρχεται από την τελευταία βαθμίδα του δέκτη για συχνότητα τροφοδοσίας τ βαθμίδων 30,010MHz	ων IF 157
Σχήμα 3.64: Η συχνότητα των 6KHz όπως εξέρχεται από την τελευταία βαθμίδα του δέκτη για συχνότητα τροφοδοσίας τ βαθμίδων 30,010MHz	ων IF 159
Σχήμα 3.65: Η συχνότητα των 7KHz όπως εξέρχεται από την τελευταία βαθμίδα του δέκτη για συχνότητα τροφοδοσίας τ βαθμίδων 30,010MHz	ων IF 159
Σχήμα 3.66 : Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργίας της εξόδου ολόκληρης της αλυσίδας του δέκτη	160
Σχήμα 3.67: Ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA) ZFL-500HLN+ που χρησιμοποιήθηκε στην IF-βαθμίδα του δέκτη του R υποσυστήματος	₹F- 160
Σχήμα 3.68: Ενεργό χαμηλοπερατό φίλτρο τοπολογίας Sallen-key που υλοποιήθηκε και χρησιμοποιήθηκε στον δέκτη του υποσυστήματος) RF- 161
Σχήμα 3.69: Εύρος ζώνης του Ενεργού Χαμηλοπερατού φίλτρο που χρησιμοποιήθηκε για τον δέκτη	162
Σχήμα 3.70 : Διάγραμμα SNR και το αντίστοιχο BER για δέκτη σε απόσταση από τον πομπό 2.5m, 0.7 m και 4 m	164
Σχήμα 3.71: Ο δέκτης με όλες τις μικροκυματικές διατάξεις μέσα στο κουτί του	164
Σχήμα 4.1: Συμβολισμοί ισχύων/τάσεων εισόδου και εξόδου στον πομποδέκτη	165
Σχήμα 4.2: Block διάγραμμα αρχικού Πομπού	168
Σχήμα 4.3: Πομπός του σχήματος 4.2 σε πρόγραμμα Genesys	169
Σχήμα 4.4: Cascade 1dBCPin για το σχήμα 4.3	169
Σχήμα 4.5: Πομπός Αρχιτεκτονικής Γ' σε πρόγραμμα Genesys	170
Σχήμα 4.6: Σχήμα 4.5: Cascade 1dBCPin για το σχήμα 4.5	170
Σχήμα 4.7: Cascade Gain για το σχήμα 4.5	172
Σχήμα 4.8: Cascade IIP3 για το σχήμα 4.5	172
Σχήμα 4.9: Block διάγραμμα για Πομπό Αρχιτεκτονικής Γ'	173
Σχήμα 4.10: Δέκτης Αρχιτεκτονικής Α'	175
Σχήμα 4.11: Φάσμα ζωνοπερατού σήματος (Passband) σε περιβάλλον προγράμματος του DSP	176
Σχήμα 4.12: Γραφική παράσταση του BER με Ε _b /No για κανάλι AWGN, Rayleigh και Rician	177
Σχήμα 4.13: Δέκτης Αρχιτεκτονικής Α' σε πρόγραμμα Genesys	178
Σχήμα 4.14: Cascade Gain και NF για το σχήμα 4.13	179
Σχήμα 4.15: Block διάγραμμα για πομποδέκτη	180
Σχήμα:4.16: Cascade 1dBCPin για το σχήμα 4.13	181
Σχήμα 4.17: Cascade IIP3 για το σχήμα 4.13	181
Σχήμα 4.18: Εξασθενητής 40dB με SMA κονέκτορες	183
Σχήμα 4.19: Ενεργό Φίλτρο με Ποτενσιόμετρο στην ενισχυτική βαθμίδα	184
Σχήμα 4.20: Δέκτης Αρχιτεκτονικής Α'	186

Σχήμα 4.21: Φίλτρο στενής ζώνης (BPF) VBF-2435+ που χρησιμοποιήθηκε στον δέκτη Αρχ.Α' του RF-υποσυστήματος	187
Σχήμα 4.22: BER συναρτήσει Scale Factor σύμφωνα με τον πίνακα 4.8	190
Σχήμα 4.23: BER συναρτήσει Scale Factor σύμφωνα με τον πίνακα 4.9	190
Σχήμα 4.24: BER συναρτήσει Scale Factor σύμφωνα με τον πίνακα 4.10	190
Σχήμα 4.25: Σύγκριση BER για SISO σύστημα, εξασθενητής για κανάλι διαφόρων τιμών. Πομπός Αρχ.Γ' και Δέκτης Αρχ.Α'	191
Σχήμα 4.26: Χώρος διεξαγωγής μετρήσεων. Πομποδέκτης με χρήση κεραιών	192
Σχήμα 4.27: Σύγκριση BER για χρήση εξασθενητών για κανάλι και χρήση κεραιών για	194
Πομπό Αρχ.Γ' και Δέκτη Αρχ.Α'	194
Σχήμα 4.28: Φίλτρο κοιλότητας (Cavity Filter) που χρησιμοποιήθηκε στον δέκτη Αρχ. Β' του RF-υποσυστήματος	195
Σχήμα 4.29: Δέκτης Αρχιτεκτονικής Β'	195
Σχήμα 4.31: Αναπαράσταση του προβλήματος της διασταυρούμενης διαμόρφωσης	197
Σχήμα 4.32: Δέκτης Αρχιτεκτονικής Β' σε πρόγραμμα Genesys	197
Σχήμα 4.33: Cascade Gain και NF για το σχήμα 4.31	198
Σχήμα:4.34: Cascade 1dBCPin για το σχήμα 4.31	198
Σχήμα 4.35: Cascade IIP3 για το σχήμα 4.31	198
Σχήμα 4.36. Δέκτης αρχιτεκτονική Β'	199
Σχήμα 4.37: Διασύνδεση πομπού με δέκτη μέσω εξασθενητή για προσομοίωση καναλιού	200
Σχήμα 4.38: Σχήμα 4.22: BER συναρτήσει Scale Factor σύμφωνα με τον πίνακα 4.11	202
Σχήμα 4.39: Σχήμα 4.22: BER συναρτήσει Scale Factor σύμφωνα με τον πίνακα 4.12	202
Σχήμα 4.40: Σχήμα 4.22: BER συναρτήσει Scale Factor σύμφωνα με τον πίνακα 4.13	202
Σχήμα 4.42: Σύγκριση BER για χρήση εξασθενητών για κανάλι και χρήση κεραιών για Πομπό Αρχ.Γ' και Δέκτη Αρχ.Β'	205
Σχήμα 4.43: Φάσμα ζωνοπερατού σήματος (Passband) σε περιβάλλον προγράμματος του DSP	206
Σχήμα 4.44: Φάσμα των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του πρώτου μίκτης άνω μετατροπής και κρυσταλλικό φίλτ	ρο 207
Σχήμα 4.45: Φάσμα των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του πρώτου μίκτης άνω μετατροπής και κρυσταλλικό φίλτ υπό συνθήκες Frequency Pulling	ρο 208
Σχήμα 4.46: Σήμα πληροφορίας ~14KHz εισέρχεται σε κρυσταλλικό φιλτρο	209
~20KHz	209
Σχήμα 4.47: Φάσμα των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του πρώτου μίκτης άνω μετατροπής και κρυσταλλικό φίλτ για φέρων εξόδου DSP, 1MHz.	ρο 209
Σχήμα 4.48: Πομπός αρχιτεκτονική Α'	211
Σχήμα 4.49: Δέκτης αρχιτεκτονική Α'	211
Σχήμα 4.50: Διάγραμμα βαθμίδων επεξεργασίας στη βασική ζώνη	213

Σχήμα 4.51: Αστερισμός ιεραρχικής διαμόρφωσης 16-HQAM με παράμετρο α=dHP/dLP	214
Σχήμα 4.52: Δομή υπερπλαισίου	215
Σχήμα 4.53: Εξοπλισμός του εργαστηρίου αναφορικά με το σύστημα που υλοποιήθηκε. Απεικονίζονται τόσο οι πλακέτες όσο και τα υποσυστήματα RF πομπού και δέκτη	DSK 216
Σχήμα 4.54: Ανακατασκευασμένη εικόνα για διάφορες τιμές του α και του S/N για πείραμα με χρήση εξασθενητή	217
Σχήμα 4.55: Ανακατασκευασμένη εικόνα για διάφορες τιμές του α και του S/N για πείραμα με χρήση κεραιών	217
Σχήμα 5.1: Πομπός Αρχιτεκτονικής Γ'	218
Σχήμα 5.2: Πομπός Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ	219
Σχήμα 5.3: Πομπός Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ σε περιβάλλον Genesys	219
Σχήμα 5.4: Cascade Gain για το σχήμα 5.3	220
Σχήμα 5.5: Cascade 1dBCPin για το σχήμα 5.3	220
Σχήμα 5.6: Cascade IIP3 για το σχήμα 5.3	220
Σχήμα 5.7: Πομπός Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ στο κουτί	221
Σχήμα 5.8: Πομπός Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ με δύο κλάδους	222
Σχήμα 5.9: Δέκτης Αρχιτεκτονικής Β'	223
Σχήμα 5.10: Δέκτης Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ	224
Σχήμα 5.11: Δέκτης Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ σε περιβάλλον Genesys	224
Σχήμα 5.12: Cascade IIP3 για το σχήμα 5.11	225
Σχήμα 5.13: Cascade Gain και NF για το σχήμα 5.11	225
Σχήμα 5.14: Cascade 1dBCPin για το σχήμα 5.11	225
Σχήμα 5.15: Δέκτης Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ στο κουτί	226
Σχήμα 5.16: Δέκτης Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ με δύο κλάδους	227
Σχήμα 5.17: Ενεργό χαμηλοπερατο φίλτρο τοπολογίας Sallen-key που υλοποιήθηκε και χρησιμοποιήθηκε στον δέκτη SIS(RF-υποσυστήματος	Ο του 228
Σχήμα 5.18: Τοπολογία Sallen-key	228
Σχήμα 5.19: Εύρος ζώνης του ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρο που χρησιμοποιήθηκε για τον δέκτη για το σύστημα SISO	229
Σχήμα 5.20: Σχηματική απεικόνιση ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα SISO σε περιβάλλον KiCad	230
Σχήμα 5.21: Σχηματική απεικόνιση ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου με διορθωμένη την βαθμίδα του φίλτρου για σύστημ SISO σε περιβάλλον KiCad	α 231
Σχήμα 5.22: Διαμόρφωση ακροδεκτών για Dual Op.Amp ολοκληρωμένο	232
Σχήμα 5.23: Σχηματική απεικόνιση ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα ΜΙΜΟ με χρήση δύο ολοκληρωμένων ΟΡΑ2604 σε περιβάλλον KiCad	233
Σχήμα 5.24: 3D απεικόνιση ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα ΜΙΜΟ με χρήση δύο ολοκληρωμένων ΟΡΑ260 περιβάλλον KiCad	04 σε 234

Σχήμα 5.25: Κάτοψη PCB του ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα ΜΙΜΟ με χρήση δύο ολοκληρωμένων OPA2 σε περιβάλλον KiCad	2604 234
Σχήμα 5.26: Διαμόρφωση ακροδεκτών για Quad Op.Amp ολοκληρωμένο	235
Σχήμα 5.27: Έλεγχος για ενεργό φίλτρο ΜΙΜΟ με χρήση Quad ολοκληρωμένου, πάνω σε BreadBoard	235
Σχήμα 5.28: Σχήμα 5.23: Σχηματική απεικόνιση ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα MIMO με χρήση Quad ολοκληρωμένου σε περιβάλλον KiCad	236
Σχήμα 5.29: 3D απεικόνιση ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα ΜΙΜΟ με χρήση Quad ολοκληρωμένου σε περιβάλλον KiCad	237
Σχήμα 5.30: Κάτοψη PCB του ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα MIMO με χρήση Quad ολοκληρωμένου σε περιβάλλον KiCad	237
Σχήμα 5.31: Το ενεργό φίλτρο για το σύστηα ΜΙΜΟ που υλοποιήθηκε με χρήση του LF-347	238
Σχήμα 5.32: Διαιρέτης Ισχύος Wilkinson με 4 θύρες εξόδου	239
Σχήμα 5.33: Απεικόνιση συστήματος SISO	240
Σχήμα 5.34: Απεικόνιση συστήματος ΜΙΜΟ	240
Σχήμα 5.35: Αναπαράσταση του χώρου διεξαγωγής μετρήσεων	241
Σχήμα 5.36: Κεραίες του Πομπού και η σχετική τους απόσταση	241
Σχήμα 5.37: Κεραίες του δέκτη και η σχετική τους απόσταση	242
Σχήμα 5.38: Σύγκριση λαθών για σύστημα SISO και ΜΙΜΟ για συνθήκες LOS	244
Σχήμα 5.39: Σύγκριση BER για σύστημα SISO και ΜΙΜΟ για συνθήκες LOS	245
Σχήμα 5.40: Σύγκριση λαθών για σύστημα SISO και ΜΙΜΟ για συνθήκες N-LOS	247
Σχήμα 5.41: Σύγκριση BER για σύστημα SISO και ΜΙΜΟ για συνθήκες N-LOS	248

ΠΙΝΑΚΕΣ

ΠΙΝΑΚΑΣ 2.1: ΠΡΟΪ́ΟΝΤΑ ΕΝΔΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ	43
ΠΙΝΑΚΑΣ 2.2: ΔΙΑΦΟΡΑ ΕΙΔΗ ΜΙΚΤΩΝ ΜΕ ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ	51
ΠΙΝΑΚΑΣ 23: ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΜΕ ΑΛΥΣΙΔΑ ΤΡΙΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ	93
ΠΙΝΑΚΑΣ 2.4: ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΜΕ ΑΛΥΣΙΔΑ ΠΕΝΤΕ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ	05
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.1: ΠΡΟΪΟΝΤΑ ΕΝΔΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΜΙΚΤΗ ΖΑD-6+ ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΕΣ ΤΙΜΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ (LO PORT)	22
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.2: ΠΡΟΪΌΝΤΑ ΕΝΔΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΜΙΚΤΗ ΖΑD-6+ ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΕΣ ΤΙΜΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΕΙΣΟΔΟΥ (IF PORT)	24

ΠΙΝΑΚΑΣ 3.3: ΠΡΟΪ́ΟΝΤΑ ΕΝΔΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟΥ ΤΟΥ ΜΙΚΤΗ ΖΑD-6+ ΚΑΙ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΦΙΑΤΡΟΥ ΟΡΤ ΣΤΟ ΠΟΜΠΟ ΜΕ ΙΣΧΥ ΕΙΣΟΔΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ -20DBM
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.4: ΠΡΟΪ́ΟΝΤΑ ΕΝΔΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΕΞΑΣΘΕΝΗΤΗ ΚΑΙ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΟΡΤ ΣΤΟ ΠΟΜΠΟ ΜΕ ΙΣΧΥ ΕΙΣΟΔΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ -14DBM130
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.5: ΠΡΟΪ́ΟΝΤΑ ΕΝΔΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΜΙΚΤΗ ΖΑD-6+ ΚΑΙ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΟΡΤ ΣΤΟ ΠΟΜΠΟ ΜΕ ΙΣΧΥ ΕΙΣΟΔΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ -4DBM
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.6: ΠΡΟΪ́ΟΝΤΑ ΕΝΔΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΕΞΑΣΘΕΝΗΤΗ ΚΑΙ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΟΡΤ ΣΤΟ ΠΟΜΠΟ ΜΕ ΙΣΧΥ ΕΙΣΟΔΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ -4DBM
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.7: ΑΡΜΟΝΙΚΕΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΕΝΙΣΧΥΤΗ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ ZFL-500LN+ ΜΕ ΤΙΣ ΑΝΤΙΣΤΟΙΧΕΣ ΤΙΜΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΟΥΣ
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.8: ΠΡΟΪ́ΟΝΤΑ ΕΝΔΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ RF ΜΙΚΤΗ ΤΟΥ ΠΟΜΠΟΥ ΖΧ05-U432H+, ΕΝΩ ΠΡΟΗΓΕΙΤΑΙ ΜΙΚΤΗΣ ΖΑD-6+, ΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΟΡΤ ΚΑΙ Ο LNA ZFL-500LN+ ΜΕ ΙΣΧΥ ΕΙΣΟΔΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ - 20DBM ΚΑΙ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑ ΜΙΚΤΗ +4.5 DBM
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.9: ΠΡΟΪ́ΟΝΤΑ ΕΝΔΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ RF ΜΙΚΤΗ ΤΟΥ ΠΟΜΠΟΥ ΖΧ05-U432H+, ΕΝΩ ΠΡΟΗΓΕΙΤΑΙ ΜΙΚΤΗΣ ΖΑD-6+, ΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΟΡΤ ΚΑΙ Ο LNA ZFL-500LN+ ΜΕ ΙΣΧΥ ΕΙΣΟΔΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ - 20DBM ΚΑΙ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑ ΜΙΚΤΗ +11.5 DBM
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.10: ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΑ ΣΗΜΑΤΑ ΣΤΗΝ ΚΕΡΑΙΑ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ ΓΙΑ ΕΙΣΟΔΟ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΤΟΥ ΠΟΜΠΟΥ -10DBM KAI -20DBM
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.11: ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΑ ΣΗΜΑΤΑ ΣΤΗΝ ΚΕΡΑΙΑ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ ΚΑΙ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΠΡΩΤΟΥ LNA ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ ΓΙΑ ΕΙΣΟΔΟ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΤΟΥ ΠΟΜΠΟΥ -10DBM ΚΑΙ -20DBM
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.12: ΠΡΟΪΟΝΤΑ ΕΝΔΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΟΡΤ ΣΤΟΝ ΔΕΚΤΗ ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ ΕΙΣΟΔΟΥ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ (3-17ΚΗΖ) ΚΑΙ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑ ΙΓ ΜΙΚΤΩΝ ΜΕ 30,010 MHZ156
ΠΙΝΑΚΑΣ 3.13: ΠΡΟΪΟΝΤΑ ΕΝΔΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΟΡΤ ΣΤΟΝ ΔΕΚΤΗ ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΕΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ ΕΙΣΟΔΟΥ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ (6-20KHZ) ΚΑΙ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑ ΙΓ ΜΙΚΤΩΝ ΜΕ 30,013 MHZ158
ΠΙΝΑΚΑΣ 14 : ΙΣΧΥ ΕΞΟΔΟΥ ΚΑΘΕ ΒΑΘΜΙΔΑ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ ΓΙΑ ΕΙΣΟΔΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΠΟΜΠΟΥ -10 DBM ΚΑΙ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΜΕ ΗΜΙΤΟΝΟ 10 KHZ
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.1: ΑΝΤΙΣΤΟΙΧΙΑ ΤΙΜΩΝ SCALE FACTOR ΣΕ ΙΣΧΥ (DBM)
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.2: ΤΙΜΕΣ SCALE FACTOR ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΑΝ ΣΤΑ ΠΕΙΡΑΜΑΤΑ
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.3: ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΠΟΜΠΟΥ ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗΣ Γ'
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.4: ΕΞΑΡΤΗΣΗ ΚΑΤΩΦΛΙΟΥ ΑΝΙΧΝΕΥΣΗΣ ΜΕ ΤΗΝ ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ V _{BBOUTPUT}
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.5: ΕΞΑΣΘΕΝΗΣΗ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΓΙΑ ΠΟΜΠΟ-ΔΕΚΤΗ ΜΕ GAIN ΚΑΙ ΧΩΡΙΣ
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.6: ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΔΕΚΤΗ ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗΣ Α'
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.7: ΤΙΜΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΗΝ ΕΙΣΟΔΟ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ Ρ _{RFINPUT} , ΓΙΑ ΤΙΣ ΟΠΟΙΕΣ ΕΧΟΥΜΕ ΤΑ ΒΕΛΤΙΣΤΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

ΠΙΝΑΚΑΣ 4.8: BER ΓΙΑ SISO ΣΥΣΤΗΜΑ, ΕΞΑΣΘΕΝΗΤΗΣ ΓΙΑ ΚΑΝΑΛΙ ΤΙΜΗΣ 45DB. ΠΟΜΠΟΣ ΑΡΧ.Γ' ΚΑΙ ΔΕΚΤΗΣ ΑΡΧ.Α'
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.9: BER ΓΙΑ SISO ΣΥΣΤΗΜΑ, ΕΞΑΣΘΕΝΗΤΗΣ ΓΙΑ ΚΑΝΑΛΙ ΤΙΜΗΣ 48DB. ΠΟΜΠΟΣ ΑΡΧ.Γ' ΚΑΙ ΔΕΚΤΗΣ ΑΡΧ.Α'
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.10: BER ΓΙΑ SISO ΣΥΣΤΗΜΑ, ΕΞΑΣΘΕΝΗΤΗΣ ΓΙΑ ΚΑΝΑΛΙ ΤΙΜΗΣ 53DB. ΠΟΜΠΟΣ ΑΡΧ.Γ' ΚΑΙ ΔΕΚΤΗΣ ΑΡΧ.Α'
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.11: BER ΓΙΑ SISO ΣΥΣΤΗΜΑ, ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΚΕΡΑΙΩΝ. ΠΟΜΠΟΣ ΑΡΧ.Γ' ΚΑΙ ΔΕΚΤΗΣ ΑΡΧ.Α'
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.12: ΣΥΓΚΡΙΣΗ <ber> ΓΙΑ ΧΡΗΣΗ ΕΞΑΣΘΕΝΗΤΩΝ ΓΙΑ ΚΑΝΑΛΙ ΚΑΙ ΧΡΗΣΗ ΚΕΡΑΙΩΝ ΓΙΑ ΠΟΜΠΟ ΑΡΧ.Γ' ΚΑΙ ΔΕΚΤΗ ΑΡΧ.Α'</ber>
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.13: ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΔΕΚΤΗ ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗΣ Β'
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.14: BER ΓΙΑ SISO ΣΥΣΤΗΜΑ, ΕΞΑΣΘΕΝΗΤΗΣ ΓΙΑ ΚΑΝΑΛΙ ΤΙΜΗΣ 45DB. ΠΟΜΠΟΣ ΑΡΧ.Γ' ΚΑΙ ΔΕΚΤΗΣ ΑΡΧ.Β'
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.15: BER ΓΙΑ SISO ΣΥΣΤΗΜΑ, ΕΞΑΣΘΕΝΗΤΗΣ ΓΙΑ ΚΑΝΑΛΙ ΤΙΜΗΣ 48DB. ΠΟΜΠΟΣ ΑΡΧ.Γ' ΚΑΙ ΔΕΚΤΗΣ ΑΡΧ.Β'
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.16: BER ΓΙΑ SISO ΣΥΣΤΗΜΑ, ΕΞΑΣΘΕΝΗΤΗΣ ΓΙΑ ΚΑΝΑΛΙ ΤΙΜΗΣ 48DB. ΠΟΜΠΟΣ ΑΡΧ.Γ' ΚΑΙ ΔΕΚΤΗΣ ΑΡΧ.Β'
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.17: BER ΓΙΑ SISO ΣΥΣΤΗΜΑ, ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΚΕΡΑΙΩΝ. ΠΟΜΠΟΣ ΑΡΧ.Γ' ΚΑΙ ΔΕΚΤΗΣ ΑΡΧ.Β'
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.18: ΣΥΓΚΡΙΣΗ <ber> ΓΙΑ ΧΡΗΣΗ ΕΞΑΣΘΕΝΗΤΩΝ ΓΙΑ ΚΑΝΑΛΙ ΚΑΙ ΧΡΗΣΗ ΚΕΡΑΙΩΝ ΓΙΑ ΠΟΜΠΟ ΑΡΧ.Γ' ΚΑΙ ΔΕΚΤΗ ΑΡΧ.Β'</ber>
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.19: ΤΙΜΕΣ SCALE FACTOR ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΑΝ ΣΤΑ ΠΕΙΡΑΜΑΤΑ
ΠΙΝΑΚΑΣ 4.20: ΒΕR ΤΩΝ ΣΥΡΜΩΝ ΗΡ ΚΑΙ LΡ ΚΑΙ ΟΙ ΑΝΤΙΣΤΟΙΧΕΣ ΤΙΜΕΣ PSNR ΠΟΥ ΠΡΟΚΥΠΤΟΥΝ ΓΙΑ ΤΑ ΔΥΟ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΣΕΝΑΡΙΑ
ΠΙΝΑΚΑΣ 5.1: ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΠΟΜΠΟΥ ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗΣ ΜΙΜΟ
ΠΙΝΑΚΑΣ 5.2: ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΔΕΚΤΗ ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗΣ ΜΙΜΟ
ΠΙΝΑΚΑΣ 5.3: ΣΥΧΝΟΤΙΚΗ ΣΥΜΠΕΡΙΦΟΡΑ ΕΝΕΡΓΟΥ ΧΑΜΗΛΟΠΕΡΑΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΓΙΑ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑ +5 ΚΑΙ +15VOLT
ΠΙΝΑΚΑΣ 5.4: ΣΥΧΝΟΤΙΚΗ ΣΥΜΠΕΡΙΦΟΡΑ ΓΙΑ ΕΝΕΡΓΟ ΧΑΜΗΛΟΠΕΡΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΜΕ ΔΙΟΡΘΩΜΕΝΗ ΤΗΝ ΒΑΘΜΙΔΑ ΤΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΓΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑ SISO
ΠΙΝΑΚΑΣ 5.5: ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΓΙΑ SISO ΣΕ ΣΥΝΘΗΚΕΣ LOS
ΠΙΝΑΚΑΣ 5.6: ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΙΜΟ ΣΕ ΣΥΝΘΗΚΕΣ LOS
ΠΙΝΑΚΑΣ 5.7: ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΙΚΟΣ ΠΙΝΑΚΑΣ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ SISO ΚΑΙ ΜΙΜΟ ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ LOS
ΠΙΝΑΚΑΣ 5.8: ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΓΙΑ SISO ΣΕ ΣΥΝΘΗΚΕΣ N-LOS

ΠΙΝΑΚΑΣ 5.9: ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΙΜΟ ΣΕ ΣΥΝΘΗΚΕΣ N-LOS	. 247
ΠΙΝΑΚΑΣ 5.10: ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΙΚΟΣ ΠΙΝΑΚΑΣ ΜΕΤΡΗΣΕΩΝ SISO ΚΑΙ ΜΙΜΟ ΓΙΑ ΣΥΝΘΗΚΕΣ Ν-LOS	. 247

Περίληψη

Οι κύριοι στόχοι αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη και κατανόηση της λειτουργίας ενός MIMO (Multiple Input Multiple Output) -test bed με έμφαση στην επικοινωνία πομπού - δέκτη σε RF συχνότητες καθώς και η υλοποίηση τέτοιων διατάξεων στα 2,4 GHz. Η υλοποίηση του συστήματος 2x2 MIMO έγινε, αφού βελτιστοποιήθηκε το προϋπάρχον σύστημα SISO (Single Input Single Output) που αναπτύχθηκε στο εργαστήριο Ασυρμάτων Επικοινωνιών (WiCom Lab), του Ινστιτούτου Πληροφορικής&Τηλεπικοινωνιών του Ε.Κ.Ε.Φ.Ε «Δημόκριτος», όπου και διεκπεραιώθηκε η εργασία αυτή.

Στο πρώτο κεφάλαιο της εργασίας γίνεται αναφορά γενικά για τα συστήματα MIMO. Παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα ενός τέτοιου συστήματος, σε σχέση με έναν απλό πομποδέκτη (σύστημα SISO). Επίσης περιγράφεται η τεχνική Alamouti που χρησιμοποιείται ευρέως στα συστήματα MIMO. Η κωδικοποίηση αυτή χρησιμοποιήθηκε στο σύστημα ΜΙΜΟ που αναπτύχθηκε.

Στην συνέχεια στο δεύτερο κεφάλαιο της εργασίας αναφέρονται τα βασικά χαρακτηριστικά της σχεδίασης ενός ασύρματου συστήματος. Γίνεται αναφορά σε όλες σχεδόν τις μικροκυματικές διατάξεις που χρησιμοποιήθηκαν όπως ο μίκτης, ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου, οι εξασθενητές και τα φίλτρα. Αναλύεται η επιλογή των προδιαγραφών βάσει των απαιτήσεων της εφαρμογής και η επιλογή των χαρακτηριστικών στον πομπό και στον δέκτη. Επιπλέον γίνεται εκτεταμένη αναφορά στους περιορισμούς και στα προβλήματα που δημιουργούνται σε αναλογικά συστήματα πομποδεκτών καθώς και τρόποι βελτίωσης της απόδοσής τους, ανάλογα με την εφαρμογή που επιδιώκουμε. Η διπλωματική αυτή έχει για αρχή ως στόχο την βελτιστοποίηση ενός προϋπάρχοντος συστήματος SISO που αναπτύχθηκε πριν ένα χρόνο στο εργαστήριο.

Στο τρίτο κεφάλαιο έγινε περιγραφή βήμα προς βήμα του προϋπάρχοντος συστήματος με έμφαση στην πλήρη κατανόηση της λειτουργίας και των προβλημάτων. Έπειτα, προτάθηκαν λύσεις, έγινε έρευνα αγοράς και προμήθεια νέων, συμπληρωματικών διατάξεων και τελικά στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα βήματα που έγιναν για αυτή τη βελτιστοποίηση. Επίσης γίνεται αναφορά της λειτουργίας και των προβλημάτων των καρτών DSP που χρησιμοποιήθηκαν ως πομπός και δέκτης. Έπειτα παρουσιάζονται οι μετρήσεις που έγιναν με το βελτιστοποιημένο σύστημα SISO με δύο τρόπους. Ο πρώτος ήταν με χρήση κεραιών μέσα στο χώρο του εργαστηρίου και ο δεύτερος ήταν με χρήση καλωδίων διασύνδεσης και εξασθενητών ως προσομοίωση του ελεύθερου χώρου (χωρίς παρεμβολές και φαινόμενα πολυδιόδευσης). Στο τέλος του κεφαλαίου γίνεται αναφορά στη δημοσίευση που έγινε με επιτυχία στα πλαίσια της διπλωματικής αυτής. Κλείνοντας, στο πέμπτο κεφάλαιο γίνεται περιγραφή των βημάτων που έγιναν για την υλοποίηση των δύο RF κλάδων του 2x2 MIMO, αφού βελτιστοποιήθηκε το σύστημα SISO. Επίσης περιγράφεται το ενεργό χαμηλοπερατό φίλτρο που υλοποιήθηκε σε PCB με δύο εισόδους και εξόδους καθώς και ο διαιρέτης ισχύος 1 προς 4 που επίσης υλοποιήθηκε για τις ανάγκες του συστήματος MIMO. Γίνεται καταγραφή μετρήσεων σε συνθήκες LOS και N-LOS και σύγκριση των επιδόσεων των συστημάτων SISO και MIMO.

Στο έκτο κεφάλαιο αναφέρονται τρόποι που μπορούν να επιφέρουν παραπάνω βελτίωση του συστήματος MIMO, ενώ στο έβδομο κεφάλαιο γίνεται καταγραφή της βιβλιογραφίας που χρησιμοποιήθηκε για την εργασία αυτή.

Λέξεις Κλειδιά

SISO, MIMO, RF-Front end, μίκτης, εξασθενητής, φίλτρο, ενισχυτής χαμηλού θορύβου, εικόνα θορύβου, σημείο σύμπυξης 1dB, ευαισθησία, αρμονικές, προιόντα ενδοδιαμόρφωσης, LOS, N-LOS

Abstract

The main goals of this thesis are the study and understanding of the operation of a MIMO (Multiple Input Multiple Output) system-test bed specialized in the communication between a transmitter and a receiver at 2.4GHz ISM band and also in the design and the implementation of such structures. The implementation of the 2x2 MIMO RF-Front End was done after the optimization of a SISO (Single Input Single Output) system which had already been implemented in the laboratory of Wireless Communications (WiCom) of Institute of Informatics and Telecommunications (IIT), National Centre for Scientific Research "Demokritos".

In the first chapter of the thesis there is a report about the operation of MIMO systems. The advantages of a system like this over SISO system are presented. A well known technique that is widely-used in MIMO systems is the Alamouti coding scheme. This technique is presented in the first chapter as it was used for the implementation of the MIMO system.

In the second chapter, we present the basic operating parameters of the design of a wireless system. A reference about almost all the microwave devices that were used is also made (mixers, LNAs, attenuators and filters). The specifications of the RF-Front End are reported. An analysis of specifications of each device is made according to the goals of this project. Furthermore, there is an extended report including the limitations and the problems which arise with the RF systems and some ways to improve their efficiency according to the application's goals. The first goal of this thesis is the optimization of an existing SISO system that had been implemented one year ago in the laboratory.

In the third chapter, we describe step by step the existing SISO system and we emphasize in the study of its operation and in the problems appeared. This work continues with the proposal of some solutions for the problems referred while, after a market- research is made, we obtain and use new or complementary devices. The forth chapter begins with the description of the process followed for this optimization. A reference is also made to the function and to some problems with the DSKs (Digital Starter Kits) from Texas Instrument that were used as transmitters and receivers of the baseband signal. Then, some measurements acquired by the optimized SISO system are presented with two different setups. The first setup is performed indoors in an office- laboratory and employs over-the-air real-time communication, while the second one includes attenuators, emulating the free space (avoiding interferences and multipath). This chapter closes with a reference to a paper published, based on the results of the Thesis described above. In the fifth chapter is presented an analysis of the steps followed for the implementation of the two RF chains of the 2x2 MIMO RF-Front end, after the optimization of the SISO system. Additionally, is given the design process through the use of PCB (Printed Circuit Board) of a LPF with two inputs and two outputs respectively and of a 4-way power divider. Measurements of a Line of Sight (LOS) and Non-Line of Sight (LOS) environment are also presented while a comparison between the performance of SISO and MIMO systems is made at the end of this chapter.

In the sixth chapter some methods for further enhancement of the system are presented, while in the seventh chapter the bibliography of the thesis is presented.

Key Words

SISO, MIMO, RF-Front end, mixer, attenuator, filter, lna, Noise Figure, 1dB. Compression Point, Sensitivity, Harmonic frequencies, Intermodulation Products, LOS, N-LOS

Every sentence I utter must be understood not as an affirmation, but as a question.

> Niels Bohr 1885-1962

<u>Εισαγωγή</u>

Οι ασύρματες επικοινωνίες έχουν εισχωρήσει σε μεγάλο βαθμό στη ζωή μας βρίσκοντας εφαρμογή σε μια ευρύτατη κατηγορία συστημάτων. Σημαντικό ζήτημα για την επιτυχή λειτουργία όλων των συστημάτων, είναι η δυνατότητα παροχής αξιόπιστων και όσο το δυνατόν ταχύτερων υπηρεσιών. Για την επίτευξη του στόχου αυτού απαιτείται η αντιμετώπιση της επίδρασης του ασύρματου καναλιού στην ισχύ του μεταδιδόμενου σήματος. Λαμβάνοντας υπόψη ότι η επίδραση του καναλιού εξαρτάται από την μορφολογία του περιβάλλοντος στο οποίο λειτουργεί το ασύρματο δίκτυο και την πιθανώς μεταβαλλόμενη θέση του δεκτή, η ακριβής γνώση της δεν είναι εφικτή. Για τον λόγο αυτό, η επίδραση του καναλιού μοντελοποιείται με χρήση στοχαστικών μοντέλων που χαρακτηρίζουν την επιρροή του καναλιού στην ισχύ του σήματος που φτάνει στο δεκτή. Με την βοήθεια των μοντέλων αυτών εκφράζονται οι στοχαστικές ιδιότητες των αυξομειώσεων της ισχύος που προκαλεί το ασύρματο κανάλι στο εκπεμπόμενο σήμα.



Σχήμα 1.1: Επίδραση καναλιού στο σήμα λήψης

Η σημαντική υποβάθμιση που προκαλεί το ασύρματο κανάλι στην ποιότητα της επικοινωνίας μπορεί να αντιμετωπιστεί με τη χρήση συστημάτων διαφορετισμού (Diversity). Βασική ιδέα των συστημάτων αυτών είναι η χρήση περισσότερων του ενός καναλιών για την μετάδοση του ιδίου σήματος από το πομπό στο δέκτη. Η

σημαντικότερη κατηγορία τέτοιων τεχνικών είναι, τα συστήματα διαφορισμού πολλαπλών εισόδων-πολλαπλών εξόδων (Multiple Input- Mulitple Output, MIMO) που βασίζονται στην χρήση πολλαπλών κεραιών εκπομπής και λήψης [1], [2], [3].

Ο όρος ΜΙΜΟ αναφέρεται στη χρήση πολλών κεραιών στην εκπομπή και τη λήψη.

4 Με τον τρόπο αυτό είναι δυνατή είτε η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης μιας ζεύξης (Spatial Multiplexing), είτε η βελτίωση της αξιοπιστίας της (Diversity Techniques) είτε συνδυασμός των δύο.

Ένα τυπικό σύστημα SISO (Single-Input Single-Output) όπου χρησιμοποιείται μία κεραία εκπομπής και μία κεραία λήψης ορίζεται ως αντίστοιχο ενός συστήματος MIMO όταν για τα δύο ταυτίζονται η ισχύ εκπομπής, το δεσμευμένο εύρος ζώνης ραδιοσυχνοτήτων και χρησιμοποιούνται στο ίδιο περιβάλλον διάδοσης. Τα πλεονεκτήματα ενός συστήματος MIMO έναντι του αντίστοιχου συστήματος SISO πηγάζουν από την αύξηση του:

- κέρδους κωδικοποίησης (Coding Gain)
- διαφορικού κέρδους (Diversity Gain)
- κέρδους χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing Gain)
- και από τη μείωση παρεμβολών (Interference Decrease)

Για τα προαναφερθέντα κέρδη θεωρείται ότι η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη είναι μηδενική, ώστε η επεξεργασία στις βαθμίδες μεταξύ της κάθε κεραίας λήψης και του κυκλώματος απόφασης δεν προσθέτει επιπλέον θόρυβο σε αυτόν που συνοδεύει το σήμα που λαμβάνεται από τις κεραίες του δέκτη. Με τον τρόπο αυτό, η επίδραση των προαναφερθέντων βαθμίδων επεξεργασίας όσον αφορά το σηματοθορυβικό λόγο θεωρείται αμελητέα. ένα σύστημα ΜΙΜΟ αποτελείται από Ν κεραίες εκπομπής και Μ κεραίες λήψης οι διαδρομές των σημάτων που προκύπτουν είναι ΝΧΜ τους φαίνεται



Σχήμα 1.2: Κανάλι ΜΙΜΟ για Μ κεραίες λήψης και Ν κεραίες εκπομπής

1.1 Κέρδος Διαφορισμού (Diversity Gain)

Ο όρος διαφορισμός (diversity) αναφέρεται στην εκμετάλλευση δύο ή περισσοτέρων αντιγράφων του εκπεμπόμενου σήματος πληροφορίας, τα οποία φτάνουν στον δέκτη μεταδιδόμενα μέσα από κανάλια με διαφορετικά χαρακτηριστικά. Σκοπός της τεχνικής αυτής είναι η αύξηση της λαμβανόμενης ενέργειας του σήματος με τον κατάλληλο συνδυασμό των πολλαπλών αντιγράφων του ίδιου σήματος πληροφορίας, που συλλέγει ο δέκτης. Υπάρχουν διάφορες τεχνικές διαφορισμού και στην ενότητα αυτή θα αναλυθούν οι τέσσερις επικρατέστερες [4], [5].

Διαφορισμός Χώρου ή Κεραίας (Space or Antenna Diversity)

Διακρίνεται σε :

- διαφορισμό εκπομπής (transmit antenna diversity) και
- διαφορισμό λήψης (receive antenna diversity).

Η απλούστερη και η πιο συχνά χρησιμοποιούμενη μέθοδος για να επιτύχουμε διαφοροποίηση του σήματος είναι μέσω της χρήσης πολλαπλών κεραιών λήψης, αλλά με την ίδια κεραία εκπομπής. Δεν απαιτεί ούτε επιπλέον ισχύ εκπομπής, αλλά ούτε επιπλέον εύρος ζώνης και πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας κεραίες λήψης ή εκπομπής τοποθετημένες σε ορισμένη απόσταση μεταξύ τους ώστε να έχουμε ανεξάρτητες- διαφορετικές διαλείψεις σε κάθε λαμβανόμενο σήμα. Οι κεραίες λήψης πρέπει να απέχουν αρκετά μεταξύ τους, ώστε οι πολλαπλές συνιστώσες του σήματος να φτάνουν στον δέκτη μέσω σημαντικά διαφορετικών διαδρομών. Σύμφωνα με διάφορες εκτιμήσεις, απαιτείται μια απόσταση μισού έως μερικών μηκών κύματος μεταξύ κάθε ζεύγους κεραιών λήψης, προκειμένου οι διαλείψεις των σημάτων να είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους. Οι απαιτήσεις χώρου λόγω της χρήσης πολλών κεραιών αποτελούν και το κυριότερο μειονέκτημα της τεχνικής αυτής.

Ηδη από τις αρχές της δεκαετίας του '50 χρησιμοποιείται επιτυχώς η τεχνική λήψης του ίδιου σήματος πληροφορίας από πολλές κεραίες στο δέκτη, ο λεγόμενος συνδυασμός μεγίστου λόγου (Maximum Ratio Combining-MRC).

Αν έχουμε Μ πομπούς και Ν δέκτες τότε, διαφορικό κέρδος επιτυγχάνεται στην περίπτωση όπου οι Ν·Μ διαδρομές του σήματος δεν ταυτίζονται και αυξάνει, όσο λιγότερο συσχετισμένες είναι αυτές, αφού τότε ο δέκτης λαμβάνει διαφορετικές εκδοχές των ίδιων συμβόλων εκπομπής. Ο μέγιστος αριθμός ανεξαρτήτων διαδρομών είναι ίσος προς Ν·Μ που αποτελεί το μέγιστο διαφορικό κέρδος.

Ας εξετασθεί η περίπτωση ενός συστήματος με μία κεραία εκπομπής και δύο κεραίες λήψης (SIMO). Στην περίπτωση αυτή, κάθε σύμβολο που αποστέλλεται από την κεραία εκπομπής λαμβάνεται υπό δύο εκδοχές, μία από κάθε κεραία λήψης. Όσο λιγότερο συσχετισμένες, άρα και διαφορετικές, είναι οι διαδρομές που ακολουθούνται από την κεραία εκπομπής προς κάθε μία από τις κεραίες λήψης τόσο περισσότερο διαφοροποιημένες είναι οι δύο εκδοχές του σήματος στις δύο κεραίες λήψης.

Αντίστοιχα, προκειμένου για την επίτευξη διαφορικού κέρδους σε σύστημα δύο κεραιών εκπομπής και μιας κεραίας λήψης (MISO), η διαφορά από την περίπτωση μιας κεραίας εκπομπής και δύο κεραιών λήψης (SIMO) έγκειται στο γεγονός ότι κάθε σύμβολο που στάλθηκε από τη μία κεραία εκπομπής κατά τη διάρκεια εκπομπής συμβόλου πρέπει να εκπεμφθεί και από την άλλη κεραία ώστε να φθάσει στο δέκτη μέσω δύο εναλλακτικών διαδρομών. Σε αυτό αναφέρεται η χωρική επεξεργασία που πραγματοποιείται στον πομπό, καθώς πρέπει να εξασφαλίσει ότι κάθε ψηφίο θα εκπεμφθεί και από τις δύο κεραίες εκπομπής ώστε να φθάσει στο δέκτη υπό δύο διαφορετικές εκδοχές που προκύπτουν από τις δύο διαδρομές μεταξύ των δύο κεραίων εκπομπής και της μιας κεραίας λήψης.

Γενικεύοντας τη λειτουργία MIMO, πρέπει για κάθε προς μετάδοση σύμβολο να εξασφαλισθεί ότι:

Φα φθάσει στις κεραίες του δέκτη μέσω δύο τουλάχιστον διαφορετικών διαδρομών, προκειμένου να επιτευχθεί για κάθε σύμβολο διαφορικό κέρδος.

Διαφορισμός Χρόνου (Time Diversity)

Είναι μηχανισμός περισσότερο εφαρμόσιμος σε συστήματα ψηφιακής μετάδοσης. Το ίδιο ψηφίο (bit) πληροφοριακού σήματος εκπέμπεται επανειλημμένα σε διαφορετικές χρονοθυρίδες (time slots) που απέχουν κάποιο χρονικό διάστημα ώστε οι διαλειπτικές διακυμάνσεις στις διαφορετικές αυτές επαναλήψεις να είναι ανεξάρτητες. Το πλεονέκτημα είναι ότι απαιτείται η χρήση μίας μόνο κεραίας. Το μειονέκτημα είναι ότι αργά κινούμενοι δέκτες απαιτούν μεγαλύτερη απόσταση χρονοθυρίδων πράγμα που μειώνει την απόδοση του συστήματος και επίσης απαιτείται μεγαλύτερος χρόνος μετάδοσης.

Διαφορισμός Πόλωσης (Polarization Diversity)

Ο διαφορισμός πόλωσης πραγματοποιείται όταν το ίδιο σήμα εκπέμπεται και λαμβάνεται από δυο κεραίες με διαφορετική πόλωση. Έχει παρατηρηθεί ότι οι διαδρομές μεταξύ πομπού και δέκτη με χρήση οριζόντιας και κάθετης πόλωσης είναι ασυσχέτιστες εξαιτίας των πολλαπλών ανακλάσεων. Η τεχνική αυτή απαιτεί επιπλέον χώρο, αλλά περιορίζεται σε μόνο δύο σήματα εκπομπής, ενώ απαιτεί 3dB περισσότερη ισχύ εκπομπής.

Διαφορισμός Συχνότητας (Frequency Diversity)

Στην περίπτωση του διαφορισμού συχνότητας τα πολλαπλά κανάλια εξασφαλίζονται μεταδίδοντας την ίδια πληροφορία βασικής ζώνης ταυτόχρονα σε διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων. Συνεπώς, σε αντίθεση με το διαφορισμό πόλωσης, ο διαφορισμός

συχνότητας δε θέτει κάποιον περιορισμό στον αριθμό κλάδων διαφορισμού που μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Ωστόσο, η χρήση πολλών συχνοτικών ζωνών για την μετάδοση της ίδιας πληροφορίας οδηγεί σε χαμηλή αξιοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης ως προς τον ρυθμό μετάδοσης και αυξάνει τις ανάγκες κατανάλωσης ισχύος στον πομπό. Σε ένα σύστημα διαφορισμού συχνότητας η κατάλληλη επιλογή της απόστασης ανάμεσα στις ζώνες συχνοτήτων που χρησιμοποιούνται εξασφαλίζει ασυσχέτιστους κλάδους διαφορισμού.

1.2 Κέρδος Κωδικοποίησης (Coding Gain)

Η έννοια του κέρδους κωδικοποίησης υπάρχει και στα συστήματα SISO και αναφέρεται στην προσάρτηση επιπλέον ψηφίων στα σύμβολα που απαρτίζουν τα προς αποστολή πακέτα, προκειμένου μια πιθανή αλλοίωση της πληροφορίας από το δίαυλο να μπορεί να ανιχνευθεί και ενδεχομένως να διορθωθεί από το δέκτη. Στην περίπτωση αυτή, για να επιτευχθεί συγκεκριμένη πιθανότητα λάθους απόφασης για κάποιο σύμβολο, στην είσοδο του αποκωδικοποιητή του δέκτη, απαιτείται μικρότερος σηματοθορυβικός λόγος (SNR) σε σχέση με την περίπτωση όπου το προς αποστολή σήμα δεν κωδικοποιείται. Ο σηματοθορυβικός λόγος αυτός συμβολίζεται με SNR_{SISO}. Αν με στόχο την κωδικοποίηση στα σύμβολα αυτά προστεθούν επιπλέον ψηφία από αντίστοιχο σύστημα ΜΙΜΟ, για να διατηρηθεί η ίδια πιθανότητα λάθους στην είσοδο του αποκωδικοποιητή του δέκτη απαιτείται ένας ακόμη μικρότερος σηματοθορυβικός λόγος SNR_{MIMO}.

Πλέον, για την επίτευξη της ίδιας πιθανότητας λάθους, ο σηματοθορυβικός λόγος που απαιτείται για ένα σύστημα ΜΙΜΟ είναι μικρότερος από τον αντίστοιχο του συστήματος SISO, καταλήγοντας στη μαθηματική διατύπωση του κέρδους διάταξης

$$CG = (SNR_{SISO}/SNR_{MIMO}) \qquad (1.1)$$

Για την επίτευξη κέρδους διάταξης σε ένα σύστημα MIMO απαιτείται η γνώση των χαρακτηριστικών του διαύλου στο δέκτη ή και στον πομπό που έχουν σχέση με τις αποσβέσεις και τις διαλείψεις που ο δίαυλος εισάγει στα διαδιδόμενα κύματα.

1.3Κέρδος Χωρικής Πολυπλεξίας (Space Multiplexing Gain)

Για την αύξηση της χωρητικότητας της ζεύξης χωρίς να αυξηθεί το εύρος ζώνης αλλά με χρήση περισσοτέρων κεραιών στην εκπομπή και τη λήψη, πραγματοποιείται ταυτόχρονη εκπομπή τόσων συμβόλων από τον πομπό όσες είναι οι κεραίες του. Συνεπώς έχουμε εκπομπή διαφορετικών συμβόλων για την ίδια χρονική στιγμή για κάθε κεραία εκπομπής. Για να επιτευχθεί στην πράξη η προαναφερθείσα αύξηση της χωρητικότητας, απαιτείται οι κεραίες του πομπού και του δέκτη να βρίσκονται σε επαρκή απόσταση μεταξύ τους ώστε να ελαχιστοποιείται η συσχέτιση των σημάτων. Επιπλέον, ο δίαυλος πρέπει να είναι πλούσιος σε σκεδαστές ώστε η πολυδιαδρομική διάδοση να οδηγεί σε ανεξαρτησία των σημάτων. Ακόμη και όταν δεν υφίσταται πλήρης ανεξαρτησία των σημάτων (δηλ. υπάρχει συσχέτιση), είναι δυνατή η αύξηση της χωρητικότητας όμως είναι περιορισμένη σε σχέση με την περίπτωση της πλήρους αποσυσχέτισης των σημάτων. Ως κέρδος χωρικής πολυπλεξίας ορίζεται η διαφορά της τιμής της χωρητικότητας μιας ζεύξης όπου χρησιμοποιείται σύστημα SISO από την τιμή της χωρητικότητας που επιτυγχάνει η ίδια ζεύξη όταν χρησιμοποιείται σύστημα MIMO.

Ένα παράδειγμα υπολογισμού του κέρδους κωδικοποίησης φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα που γίνεται σύγκριση μεταξύ ενός συστήματος SISO και ενός MIMO. Ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος σε κάθε μία από τις κεραίες λήψης να είναι ρ. Για $\rho = 15$ dB, το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας που συμβολίζεται στο σχήμα με SMG (Space-Multiplexing Gain), είναι περίπου ίσο με 4bps / Hz.



Σχήμα 1.3: Χωρητικότητα συναρτήσει του μέσου σηματοθορυβικού λόγου λήψης ρ για τις περιπτώσεις συστήματος SISO και συστήματος ΜΙΜΟ διαστάσεων 2X2

Επισημαίνεται ότι το κέρδος κωδικοποίησης και το διαφορικό κέρδος επιτυγχάνουν βελτίωση της αξιοπιστίας μιας ζεύξης ενώ το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας επιτυγχάνει αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων υπό δεδομένο εύρος ζώνης.

1.4 Μείωση Παρεμβολών (Interference Decrease)

Στις ασύρματες κυψελωτές επικοινωνίες η επαναχρησιμοποίηση συχνότητας (frequency reuse) αυξάνει την ομοκαναλική παρεμβολή. Συγκεκριμένα, όταν σε μια

κυψέλη χρησιμοποιείται πολυπλεξία ως προς τη συχνότητα (Frequency Division Multiplexing, FDM) οι χρησιμοποιούμενες συχνότητες σε κάθε κυψέλη είναι περισσότερες της μιας. Όμως, επειδή ο αριθμός των συνολικών συχνοτήτων ενός

κυψελωτού συστήματος είναι περιορισμένος, οι ίδιες συχνότητες επαναχρησιμοποιούνται σε κοντινές -ή στη χειρότερη περίπτωση γειτονικές- κυψέλες με αποτέλεσμα τα κανάλια κοντινών κυψελών που χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα να παρεμβάλλουν το ένα στο άλλο.

Μια λύση στο πρόβλημα αυτό παρέχουν τα συστήματα ΜΙΜΟ καθώς αυτά πραγματοποιούν την πολυπλεξία χωρικά και όχι ως προς τη συχνότητα. Πλέον, ο συγκεκριμένος αριθμός διαθέσιμων συχνοτήτων εξαντλείται δυσκολότερα λόγω της εξοικονόμησης φάσματος που επιτυγχάνεται από το γεγονός ότι οι κεραίες του ίδιου πομπού ενός συστήματος ΜΙΜΟ εκπέμπουν στην ίδια συχνότητα. Συνεπώς, το ίδιο κανάλι χρησιμοποιείται σε άλλη κυψέλη του συστήματος, λιγότερο κοντινή σε σχέση με ένα σύστημα που χρησιμοποιεί πολυπλεξία FDM με αποτέλεσμα τη μείωση της ομοκαναλικής παρεμβολής. Στον αντίποδα, το γεγονός ότι οι κεραίες του πομπού εκπέμπουν στο ίδιο κανάλι οδηγεί στην παρεμβολή μεταξύ των σημάτων που αυτές εκπέμπουν. Η παρεμβολή αυτή εκφράζεται μέσω της μεταξύ τους συσχέτισης. Ωστόσο, η εξασφάλιση κατάλληλων αποστάσεων μεταξύ των κεραιών εκπομπής και μεταξύ των κεραιών λήψης.

1.5 Μαθηματικό Μοντέλο ΜΙΜΟ

Έστω ένα σύστημα ΜΙΜΟ με Ν κεραίες εκπομπής και Μ κεραίες λήψης [6], [7], [8], [9]. Το συνολικό σήμα που εκπέμπεται στη διάρκεια μετάδοσης συμβόλου T_s φθάνει στις κεραίες του δέκτη με ισχύ S_P. Το διάνυσμα των σημάτων που εκπέμπονται από τις κεραίες εκπομπής συμβολίζεται ως $\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \dots & s_N \end{bmatrix}$ όπου s_i το σήμα που εκπέμπεται από την i-οστή κεραία εκπομπής.

Αντίστοιχα, ορίζεται το διάνυσμα των λαμβανόμενων σημάτων ως $y = \begin{bmatrix} y_1 & y_2 & \dots & y_M \end{bmatrix}$ όπου γί το σήμα που λαμβάνεται από την i-οστή κεραία λήψης. Η σχέση που συνδέει τα δύο διανύσματα είναι:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \tag{1.2}$$

όπου

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N} \\ \vdots & & & \\ \vdots & & & \\ \vdots & & & \\ h_{M1} & \dots & \dots & h_{MN} \end{bmatrix}$$
(1.3)

είναι ο πίνακας που περιγράφει τη συμπεριφορά του καναλιού, διαστάσεων MXN και **n** το διάνυσμα του θορύβου που εισάγει ο δίαυλος, μεγέθους MX1, ορισμένο στην είσοδο των κεραιών του δέκτη. Ο θόρυβος **n** θεωρείται λευκός, αθροιστικός που ακολουθεί την κανονική κατανομή (Additive White Gaussian Noise, AWGN) με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση N₀.

1.5.1 Σχήμα Alamouti

Το σχήμα Alamouti είναι μία κωδικοποίηση στο χώρο και στο χρόνο (STC – Space Time Coding) όπως φαίνεται και στο Σχήμα 5, το οποίο αποτελεί ένα πολύ μεγάλο κεφάλαιο στις ασύρματες επικοινωνίες. Ουσιαστικά συνδυάζει τα προς μετάδοση σήματα από διαφορετικές κεραίες χωρίς να αυξάνει τη συνολική ισχύ μετάδοσης ή το εύρος μετάδοσης. Στη περίπτωση αυτή έχουμε διαφορικό κέρδος (diversity gain) που προκύπτει από τις διαφορετικές διαδρομές των σημάτων μεταξύ πομπού – δέκτη και κέρδος κωδικοποίησης (coding gain) που προκύπτει από το πώς τα σύμβολα που μεταδίδονται συσχετίζονται με τις κεραίες μετάδοσης.

Σε ένα σύστημα 2X2 MIMO όπως αυτό στο Σχήμα 5, θεωρούμε ότι στέλνουμε δεδομένα σε χρονικές περιόδους (Time Slots). Ας παρατηρήσουμε δυο συνεχόμενες χρονικές περιόδους T1 και T2 κατά τις οποίες στέλνουμε τα σύμβολα x1 και x2. Τα σήματα που λαμβάνονται από το δέκτη τη πρώτη χρονική σχισμή T1 είναι

$$\begin{bmatrix} y_1^1 \\ y_2^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^1 \\ n_2^1 \end{bmatrix}$$
(1.4)

Θεωρώντας ότι το κανάλι παραμένει σταθερό για τη δεύτερη χρονική στιγμή τα λαμβανόμενα σήματα είναι:

$$\begin{bmatrix} y_1^2 \\ y_2^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^2 \\ n_2^2 \end{bmatrix}$$
(1.5)

Τα λαμβανόμενα σήματα τη χρονική σχισμή T1 στη κεραία 1 και 2 του δέκτη $\begin{bmatrix} y_1^1 \\ y_2^1 \end{bmatrix}$

ενώ τα αντίστοιχα για τη χρονική σχισμή Τ2 στη κεραία 1 και 2 του δέκτη $\begin{vmatrix} y_1^2 \\ y_2^2 \end{vmatrix}$.

Η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού από την j κεραία του πομπού στην i κεραία του δέκτη συμβολίζεται με \mathbf{h}_{ij} .

Ο θόρυβος τη χρονική σχισμή Τ1 στη κεραία 1 και 2 του δέκτη $\begin{bmatrix} n_1^1 \\ n_2^1 \end{bmatrix}$

ενώ για τη χρονική σχισμή Τ2 στη κεραία 1 και 2 του δέκτη $\begin{bmatrix} n_1^2 \\ n_2^2 \end{bmatrix}$

Στο παρακάτω σχήματα γίνεται αναπαράσταση του σχήματος Alamouti για MIMO 2X2 σύστημα.



Σχήμα 1.4: Κωδικοποίηση χώρου και χρόνου για χρονικές στιγμές Τ1 και Τ2



Σχήμα 1.5: Αναπαράσταση Κωδικοποίησης με σχήμα Alamouti για σύστημα ΜΙΜΟ 2Χ2
Για την ανάκτηση των αρχικών συμβόλων x1 και x2 συνδυάζουμε τις πληροφορίες για τα σήματα τις χρονικές σχισμές T1 και T2 και τελικά έχουμε:

$$\begin{bmatrix} y_1^1 \\ y_2^1 \\ y_1^{2^*} \\ y_2^{2^*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \\ h_{12}^* & -h_{11}^* \\ h_{22}^* & -h_{21}^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1^1 \\ n_2^1 \\ n_1^{2^*} \\ n_1^{2^*} \\ n_2^{2^*} \end{bmatrix}$$
(1.6)

Για να βρούμε τα σύμβολα x1, x2 και να γίνει ανάκτησή τους στο δέκτη χρειάζεται να βρούμε τον αντίστροφο του πίνακα Η. Αυτή είναι η διαδικασία που ακολουθείτε ώστε να ανακτήσουμε σε ένα πραγματικό σύστημα της πληροφορία. Στο σύστημα ΜΙΜΟ που αναπτύχθηκε στο εργαστήριο, έγινε χρήση του σχήματος Alamouti.

1.6 MIMO test-bed

Στόχος της εργασίας αυτής είναι η υλοποίηση μίας εργαστηριακής πλατφόρμας για ένα σύστημα ΜΙΜΟ ώστε να μπορούν να μελετηθούν τα χαρακτηριστικά τέτοιων συστημάτων εκτενώς. Η διάταξη που θα πρέπει να αναπτυχθεί ονομάζεται test-bed και αφορά την υλοποίηση ενός υποσυστήματος πομπού δέκτη για εφαρμογές 2x2MIMO σε RF συχνότητες. Η διάταξη αυτή θα χρησιμοποιηθεί για εφαρμογή διαφόρων αλγορίθμων και αξιολόγηση της απόδοσής τους μέσω μετρήσεων Bit Error Rate – BER και άλλων παραμέτρων. Ουσιαστικά η διάταξη test-bed θα επιτρέψει την έρευνα διαφόρων φαινομένων κατά την ασύρματη διάδοση σημάτων (όπως fading), τη σύγκριση διαφόρων τεχνικών διαμόρφωσης (QAM, QPSK, κλπ) και την ανάπτυξη μεθόδων και τεχνικών για βελτίωση της ποιότητας επικοινωνίας. Είναι σημαντικό να αναφερθεί ότι τα δεδομένα από τις μετρήσεις BER σε διάταξη MIMO.

Τη πρωτοβουλία αυτή ανέλαβε το Εργαστήριο Ασύρματων Επικοινωνιών (WiCom Lab), του Ινστιτούτου Πληροφορικής & Επικοινωνιών, του ΕΚΕΦΕ «Δημόκριτος» και αποτέλεσε το αντικείμενο αυτής της διπλωματικής εργασίας.

2. Σχεδίαση ενός Ασύρματου Τηλεπικοινωνιακού συστήματος

I have not failed. I've just found 10,000 ways that won't work.

Thomas A. Edison

1847-1931

<u>Εισαγωγή</u>

Ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα αποτελείται κυρίως από τρία τμήματα: (1) τον πομπό, (2) τον δίαυλο επικοινωνίας ή κανάλι και (3) τον δέκτη. Ο ρόλος του πομπού είναι η μετατροπή του σήματος πληροφορίας σε κατάλληλη μορφή για εκπομπή από την κεραία (εφόσον έχουμε ασύρματη μετάδοση), ενώ ο ρόλος του δέκτη είναι η εξαγωγή της πληροφορίας από το λαμβανόμενο σήμα. Η διάταξη που ενσωματώνει τις δύο παραπάνω λειτουργίες, επιτρέποντας την αμφίδρομη επικοινωνία μεταξύ δύο άκρων, χαρακτηρίζεται ως πομποδέκτης. Ο πομποδέκτης ενός συστήματος RF (Radio Frequency) όπου είναι το αντικείμενο μελέτης αυτής της διπλωματικής, αποτελείται από κάποιες βασικές διατάξεις όπως ο μίκτης, ο ταλαντωτής, ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου κ.α. τα οποία θα αναλυθούν παρακάτω. Επίσης θα γίνει περιγραφή των περιορισμών που θέτει το σύστημα από άποψη ισχύος, θορύβου κ.α

2.1 Αρχιτεκτονικές Πομπο-Δεκτών

Ομοδυνος Δέκτης

Η λειτουργία ενός πομπού υψηλών συχνοτήτων (RF) είναι η διαμόρφωση (modulation) του σήματος πληροφορίας (Baseband signal), η άνω μετατροπή του σήματος (up-conversion) σε πιο υψηλή συχνότητα από την αντίστοιχη που βρίσκεται το σήμα πληροφορίας και τέλος να το ενισχύει κατάλληλα. Το προς εκπομπή διαμορφωμένο σήμα ονομάζεται σήμα ραδιοσυχνότητας (Radio Frequency, RF).

Αν ο δέκτης ο όποιος λαμβάνει το RF σήμα που εκπέμπει ο πομπός, περιλαμβάνει έναν μίκτη που λειτουργεί με συχνότητα ταλαντωτή LO ίση με την συχνότητα του RF σήματος, έχουμε την περίπτωση του ομοδυνου δέκτη (Homodyne/Direct Receiver or zero IF Conversion) όπως φαίνεται στο Σχ. 2.1 [9], [10], [11].



Σχήμα 2.1: Ομόδυνος Δέκτης #1

Συνεπώς στην περίπτωση αυτή το RF σήμα μετατρέπεται σε σήμα βασικής ζώνης (Baseband¹) και οδηγείτε στον αποδιαμορφωτή. Στα ψηφιακά συστήματα συγκεκριμένα ο ομοδυνος δεκτής εχει την αρχιτεκτονική του Σχ.2.2 στο οποίο διαφοροποιείται η I και Q συνιστώσα.



Σχήμα 2.2: Ομόδυνος Δέκτης #2

Πάντα μετά τον μίκτη ακολουθεί ένα χαμηλοπερατο φίλτρο για να κόψει ανεπιθύμητες από τον μίκτη συχνότητες.

Η αρχιτεκτονική αυτή έχει αρκετά πλεονεκτήματα:

- Έχει μικρό αριθμό διατάξεων, συνεπώς εξασφαλίζει μειωμένη πολυπλοκότητα, μέγεθος και βάρος
- Δεν εμφανίζεται το φαινόμενο της συχνότητας ειδώλου αφού δεν υπάρχει ενδιάμεση συχνότητα (θα αναλυθεί παρακάτω η ορολογία αυτή)
- Εμφανίζει χαμηλή κατανάλωση ενέργειας αφού χρησιμοποιείται ένας LNA στην RF βαθμίδα

¹ Για να γίνει η επεξεργασία ενός σήματος πρέπει πάντα να μετατρέπεται σε σήμα βασικής ζώνης (BaseBand)

Ωστόσο τα μειονεκτήματα είναι σημαντικά γι'αυτο η αρχιτεκτονική του ομόδυνου δέκτη δεν είναι και τόσο δημοφιλής στις μέρες μας.

 Από τις μεγαλύτερες δυσκολίες που έχει να αντιμετωπίσει ένας ομόδυνος δέκτης είναι ότι ο ταλαντωτής πρέπει να έχει συχνότητα ακριβώς ίδια με του επιθυμητού RF σήματος. Όσο πάμε σε πιο υψηλές συχνότητες ακόμα και μια μικρή μετατόπιση συχνότητας από τον ταλαντωτή (Frequency Offset) έχει ως αποτέλεσμα την απώλεια του επιθυμητού σήματος βασικής ζώνης.

Ετεροδυνος Δέκτης

Η δεύτερη δημοφιλέστερη αρχιτεκτονική για την δημιουργία ενός δέκτη υψηλών συχνοτήτων είναι ο ετερόδυνος δέκτης (Heterodyne) ή ο δέκτης δύο σταδίων (dual conversion) ο οποίος ονομάζεται και υπερ-ετερόδυνος (Superheterodyne). Στην περίπτωση αυτή το σήμα πρώτα μετατρέπεται (down conversion) σε μία ενδιάμεση συχνότητα IF (Intermediate Frequency) και στην συνέχεια αφού περάσει από έναν δεύτερο μίκτη μετατρέπεται στο σήμα βασικής ζώνης όπου θα επεξεργαστεί από το σύστημα.



Σχήμα 2.3: Ετερόδυνος Δέκτης

Στην αρχιτεκτονική αυτή, μετά την πρώτη κάτω μετατροπή στην IF βαθμίδα, οι μη επιθυμητές συχνότητες φιλτράρονται από ένα φίλτρο IF που συνήθως είναι ένα κρυσταλλικό ή SAW φίλτρο. Τα φίλτρα αυτά προσφέρουν πολύ καλύτερη επιλεκτικότητα από τα αντίστοιχα LPF που υπάρχουν στους ομόδυνους δέκτες. Συνεπώς το σήμα θα προχωρήσει στις επόμενες βαθμίδες πιο "καθαρό" από παρεμβολές. Επίσης η σταδιακή κάτω μετατροπή σε ενδιάμεσες συχνότητες είναι και δεν χρειάζεται τόσο μεγάλη ακρίβεια όπως στην περίπτωση του ομόδυνου δέκτη. Τα μειονεκτήματα για αυτή τη αρχιτεκτονική είναι:

- Αυξημένη πολυπλοκότητα, κόστος, μέγεθος για το σύστημα
- Υπαρξη του σήματος ειδώλου. Αυτό έχει ως συνέπεια στην είσοδο του δέκτη υπάρχουν δυο RF φίλτρα. Το πρώτο μπαίνει πίσω από τον RF Amp και ονομάζεται Preselector Filter. Αυτό καθορίζει την ζώνη λειτουργίας (Band) όπου ανήκει το επιθυμητό σήμα. Για παράδειγμα αν χρησιμοποιούσαμε την ζώνη GSM-900 η ζώνη λειτουργίας είναι 935-960 MHz.

- Την επιλεκτικότητα την καθορίζει το φίλτρο που βρίσκεται μετά τον RF Amp που ονομάζεται Image Reject Filter. Το φίλτρο αυτό προστατεύει το σύστημα από τα σήματα ειδώλου, μισής IF (half-IF) κ.α όπως θα αναλυθούν στην τελευταία ενότητα του κεφαλαίου αυτού.
- Στην βαθμίδα του IF φίλτρου γίνεται η επιλογή του καναλιού στο οποίο ανήκει το φίλτρο. Για παράδειγμα αν είμαστε στο GSM-900 το κανάλι έχει εύρος ζώνης 200KHz συνεπώς και το φίλτρο IF.

2.2 Μη-γραμμικότητες

2.2.1 Αρμονικές Συχνότητες (Harmonic Frequencies)

Τα περισσότερα κυκλώματα που χρησιμοποιούνται στις διατάξεις RF είναι μη γραμμικά. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα όταν εφαρμοστεί ένα σήμα εισόδου x(t) συχνότητας ω σε μια τέτοια διάταξη στην έξοδο να εμφανιστεί ένα σήμα y(t) το οποίο θα αποτελείται από ένα ακέραιο γραμμικό συνδυασμό της συχνότητας εισόδου ω. Οι αρμονικές είναι σήματα με διαφορετικό πλάτος (πάντα μικρότερο από τη βασική συχνότητα) και προκύπτουν σε πολλαπλάσια της βασικής συχνότητας ω όπως φαίνεται στο Σχ.2.4 [11], [12].

$$x(t) \longrightarrow \begin{array}{c} RF \\ \Delta \iota \dot{\alpha} \tau \alpha \xi \eta \end{array} \longrightarrow y(t)$$

Σχήμα 2.4: Μοντέλο μη-γραμμικής διάταξης

$$x(t) = A\cos(\omega t) \tag{2.1}$$

 $y(t) = \alpha_1 A\cos(\omega t) + \alpha_2 A^2 \cos^2(\omega t) + \alpha_3 A^3 \cos^3(\omega t)$

 $\cos(x)\cos(y)=(1/2)\{\cos(x+y)+\cos(x-y)\}$

 $\cos^{2}(\omega t) = (1/2) \{1 + \cos(2\omega t)\}$

$$\cos^{3}(\omega t) = (1/4) \{3\cos(\omega t) + \cos(3\omega t)\}$$
(2.2)

καταλήγουμε ότι:

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



Σχήμα 2.5: Αρμονικές Συχνότητες από μη-γραμμική διάταξη

Ο όρος που περιέχει την n-αρμονική έχει συντελεστή τον παράγοντα Aⁿ. Ο πρώτος ορος του σήματος εξόδου (DC) δεν λαμβάνεται υπόψη στους υπολογισμούς μας. Οι αρμονικές συνήθως μετρώνται συνήθως σε dBc δηλαδή πόσα dB είναι κάτω από την ισχύ του σήματος βασικής συχνότητας. Σε ορισμένες περιπτώσεις πχ. όταν ένας ενισχυτής φτάσει στον κορεσμό του, οι αρμονικές συχνότητες αποκτάνε μεγάλες τιμές ισχύος και πρέπει να εξαλειφτούν από το σύστημα μου καθώς υπάρχει μεγάλη πιθανότητα να δημιουργήσουν προβλήματα. Η μείωση των αρμονικών γίνεται με φιλτράρισμα.

2.2.2 Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (Intermodulation Products)

Η μη γραμμική συμπεριφορά ενός κυκλώματος είναι δυνατόν να παρατηρηθεί μέσω των αρμονικών που δημιουργούνται, όταν ένα σήμα οδηγείται στην είσοδο ενός κυκλώματος όπως περιγράφτηκε στην προηγούμενη ενότητα. Σε κάποιες περιπτώσεις , όμως, η μη γραμμικότητα δεν μπορεί να εκτιμηθεί ικανοποιητικά μόνο από τις αρμονικές, οπότε μελετάται η «παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωσης» που παρουσιάζει ένα μη γραμμικό κύκλωμα.

Ενδοδιαμόρφωση (Intermodulation IM) είναι το φαινόμενο που παρατηρείται όταν δύο ή περισσότερα σήματα εισέλθουν μέσα σε ένα μη γραμμικό σύστημα όπου και διαμορφώνονται μεταξύ τους, οπότε στην έξοδο του συστήματος εμφανίζονται, εκτός των κυρίως σημάτων, και σήματα με συχνότητες ίσες με το άθροισμα ή τη διαφορά ακέραιων πολλαπλασίων των συχνοτήτων των σημάτων εισόδου. Αυτά τα παρασιτικά σήματα που είναι αποτέλεσμα του φαινομένου της ενδοδιαμόρφωσης χαρακτηρίζονται ως προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (IM products). Τα προϊόντα αυτά είναι ανεπιθύμητα.



Σχήμα 2.6: Μοντέλο για προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης

έστω ότι έχουμε για είσοδο σε μια μη-γραμμική διάταξη το εξής σήμα:

 $\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}_1 \cos(\omega_1 t) + \mathbf{A}_2 \cos(\omega_2 t)$

Η έξοδος που αναμένουμε είναι $y(t)=\alpha_1 x(t)+\alpha_2 x^2(t)+\alpha_3 x^3(t)$

Συνεπώς, κάνοντας τις πράξεις καταλήγουμε:

$$y(t) = a_1 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + a_2 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + a_3 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3$$
(2.3)

Αναλύοντας την παραπάνω σχέση και παραλείποντας τους dc όρους και τις αρμονικές, προκύπτουν τα ακόλουθα «προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης»:

Συχνότητα ΙΜ	Πλάτος ΙΜ	Συχνότητα ΙΜ	Πλάτος ΙΜ
ω1	$\left[\left(a_{1}A_{1} + 3a_{3}\frac{A_{1}^{3}}{4} + 3a_{3}\frac{A_{1}A_{2}^{2}}{2} \right) \cos \omega_{1}t \right]$	2w ₁ -w ₂	$3a_3\frac{A_1^2A_2}{4}\cos(2\omega_1-\omega_2)t$
ω2	$\left(a_{1}A_{2} + 3a_{3}\frac{A_{2}^{3}}{4} + 3a_{3}\frac{A_{2}A_{1}^{2}}{2}\right)\cos\omega_{2}t$	2ω ₁ +ω ₂	$3a_3\frac{A_1^2A_2}{4}\cos(2\omega_1+\omega_2)t$
$ 2\omega_2-\omega_1 $	$3a_3\frac{A_2^2A_1}{4}\cos(2\omega_2-\omega_1)t$	$\omega_1 + \omega_2$	$a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2) t$
$2\omega_2+\omega_1$	$3a_3\frac{A_2^2A_1}{4}\cos(2\omega_2+\omega_1)t$	$ \omega_1 - \omega_2 $	$\boxed{a_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2) t}$

Πίνακας 2.1: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης

. Η σχέση μεταξύ f_{IM} και $f_1, f_2, ...,$ μπορεί να εκφρασθεί γενικά:

$$f_{IM} = | mf_1 + nf_2 + \dots | \qquad \mu \epsilon \ m, n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$
(2.4)

Η τάξη του προϊόντος ΙΜ δίνεται από το άθροισμα n+m

Από τα παραπάνω προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης των σχέσεων (2. 3)-(2.4), αυτά που έχουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον είναι τα $3^{η_{\varsigma}}$ τάξης, στις συχνότητες **2ω₁-ω₂** και **2ω₂-ω₁**.

Αυτό οφείλεται στο ότι αν η διαφορά μεταξύ των $ω_1$ και $ω_2$ είναι μικρή, τότε οι συνιστώσες $2ω_1-ω_2$ και $2ω_2-ω_1$ βρίσκονται στην περιοχή των $ω_1,ω_2$ όπου μπορεί να βρίσκεται το ωφέλιμο σήμα. Το προϊόντα $3^{η_5}$ τάξης που οφείλονται στο άθροισμα $2ω_1+ω_2$ καθώς και $ω_2+2ω_1$ δεν θα μας απασχολήσουν καθώς βρίσκονται μακριά από την περιοχή ενδιαφέροντος και μπορούν εύκολα να φιλτραριστούν. Το ίδιο ισχύει και για τα προϊόντα $2η_5$ καξης κτλ...

Στο παρακάτω παράδειγμα υπάρχει ένα σήμα πληροφορίας με εύρος ζώνης 40MHz (820-860)MHz το οποίο λαμβάνεται από μια κεραία και οδηγείται σε έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου για ενίσχυση. Πολύ κοντά στο σήμα αυτό, βρίσκονται και δυο (2) παρεμβολικά σήματα έστω $ω_1$ =800 MHz και $ω_2$ =820 MHz τα οποία λαμβάνονται επίσης από την κεραία και ενισχύονται. Και τα τρία σήματα θα ενδοδιαμορφωθούν μεταξύ τους ωστόσο για το παράδειγμα αυτό θα τονιστούν τα προϊόντα 3^{ης} τάξης, στις συχνότητες **2ω₁-ω₂=780MHz** και **2ω₂-ω₁=840MHz**. Είναι τα παράγωγα των παρεμβολικών συχνοτήτων τα οποία βρίσκονται κοντά στην ζώνη των $ω_1, ω_8$ και συνεπώς στο σήμα ενδιαφέροντος.



Σχήμα 2.7: Παρεμβολή από προϊόντα τρίτης τάξης

Οπως παρατηρείται με την ενδοδιαμόρφωση των συχνοτήτων $ω_1$ και $ω_2$ ένα από τα προϊόντα 3ης τάξης (840MHz) βρίσκεται τελικά μέσα στη ζώνη συχνοτήτων του επιθυμητού σήματος και είναι αρκετά πιθανό να δημιουργήσει προβλήματα. Συνεχίζοντας στο ίδιο παράδειγμα θα παραθέσουμε στα παρακάτω γραφήματα τα προϊόντα 1ης,2ης,3ης και 4ης τάξης ενδοδιαμόρφωσης των σημάτων $ω_1$ =800MHz και $ω_2$ =840MHz ώστε να γίνει πιο κατανοητό που και πως κατανέμονται οι συχνότητες των προϊόντων στο φάσμα των συχνοτήτων.



Σχήμα 2.8: Προϊόντα 1ης,2ης και 3ης τάξης ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο μη γραμμικής διάταξης

Για την προστασία του σήματος των 40 MHz από τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που δημιουργήθηκαν από διπλανούς παρεμβολείς γίνεται χρήση φίλτρων. Ανάλογα με το εύρος ζώνης του φίλτρου μπορούμε να πετύχουμε την βέλτιστη επιλεκτικότητα για το σύστημα μας. Στο Σχ.2.9 παρουσιάζονται δύο φίλτρα τα οποία τοποθετούνται πριν τον LNA. Παρατηρείται ότι κάνοντας χρήση του Φιλτρου#2 δεν καταφέρουμε να απορρίψουμε τις παρεμβολικές συχνότητες. Το φίλτρο αυτό έχει κεντρική συχνότητα 840MHz (δηλαδή την κεντρική συχνότητα του σήματος πληροφορίας) αλλά εύρος ζώνης 80MHz. Η επιλεκτικότητα του φίλτρου με ίδια κεντρική συχνότητα αλλά πιο στενού εύρους ζώνης περίπου σαν το σήμα πληροφορίας δηλαδή 40MHz, απορρίπτουμε τις παρεμβολικές συχνότητες. Τελικά αυτές δεν εισέρχονται μέσα στον ενισχυτή αφού εξαφανίζονται από το φίλτρο και δεν δημιουργούνται προβλήματα.



Σχήμα 2.9: Σωστό και Λάθος φιλτράρισμα παρεμβολικών συχνοτήτων

Το παραπάνω παράδειγμα είναι πολύ ενδιαφέρον καθώς όπως αναλύθηκε τελικά τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης δημιουργήθηκαν από συχνότητες ω₁,ω₂ που βρίσκονται εκτός μπάντας λειτουργίας του συστήματος (αν υποθέσουμε ότι η μπάντα λειτουργίας είναι τα 40MHz). Υπάρχουν και οι συνήθεις περιπτώσεις όπως του μίκτη όπου το επιθυμητό σήμα ενδοδιαμορφώνει με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή και τελικά τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης μπορεί να συμπέσουν κοντά ή μέσα στην επιθυμητή έξοδο του μίκτη. Άλλα αυτό είναι διαφορετική περίπτωση από αυτή που εξετάστηκε στην παράγραφο αυτή.

Κλείνοντας την παράγραφο αυτή, να τονιστεί ότι υπάρχουν άλλες δυο πολύ σημαντικές μη γραμμικές λειτουργίες που εμφανίζονται συχνά σε μη γραμμικές διατάξεις. Οι λειτουργίες αυτές είναι Ι) Το σημείο σύμπτυξης εισόδου/εξόδου μιας διάταξης και ΙΙ) Το σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης εισόδου/εξόδου μιας διάταξης αντίστοιχα και θα μελετηθούν-αναλυθούν με λεπτομέρεια στην συνέχεια [13], [14].

2.3 Κατηγορίες Θορύβων

Θόρυβος (noise) ορίζεται το σύνολο των ανεπιθύμητων σημάτων, οι οποίες συνοδεύουν το σήμα και υποβαθμίζουν την ορθότητα και την ακρίβεια μιας μέτρησης. Ο θόρυβος αποτελεί σημαντικό μέγεθος στα τηλεπικοινωνιακά ηλεκτρονικά μιας και είναι μια σημαντική παράμετρος τη ποιότητας επικοινωνίας πομπού – δέκτη. Ακόμα και αν ξεφορτωθούμε όλες τις παρεμβολές που δημιουργούνται από τις μη-γραμμικές διατάξεις που χρησιμοποιούμαι, ακόμα και αν βρισκόμαστε σε ένα ιδανικό χώρο που δεν υπάρχουν παρεμβολές από άλλες συσκευές, πάντα θα υπάρχει ένα ανεπιθύμητο σήμα που θα φτάνει τελικά στον αποδιαμορφωτή του συστήματος και θα δημιουργεί προβλήματα. Ο θόρυβος είναι ένα τυχαίο σήμα και μπορεί να περιγραφεί με διαφορές στατιστικές μεθόδους άλλα

Ο θόρυβος μπορεί να δημιουργήσει σφάλματα τα οποία είναι-σχετίζονται άμεσα με τον λόγο σήματος προς θόρυβο ή SNR= $P_{signal}/P_{noise} =>$

• $SNR(dB)=P_{signal}(dBm)-P_{noise}(dBm)$ (2.5)

Τον λόγο SNR μπορούμε να τον υπολογίσουμε για την είσοδο μιας διάταξης SNRεισόδου (τι εισέρχεται στην διάταξη) καθώς και για την έξοδο SNRεξόδου (τι εξέρχεται). Ένα χρήσιμο μέτρο με το οποίο μπορεί να κριθεί το κατά πόσο μία συσκευή υποβαθμίζει το μέγεθος SNR μεταξύ της εισόδου και της εξόδου μίας διάταξης είναι ο λόγος² NF (Noise Figure)=SNRεισοδου/SNRεξόδου (linear) ή

• NF(dB)= SNRεισόδου(dBm)-SNRεξόδου(dBm) (2.6)

² Στα Ελληνικά ονομάζεται Εικόνα Θορύβου

Η εικόνα θορύβου μας δίνει μία ένδειξη στο πόσο θόρυβο εισάγει μία διάταξη στην έξοδο της. Όσο μεγαλύτερη η εικόνα θορύβου τόσο μεγαλύτερο είναι το SNRεισόδου σε σχέση με το SNRεξόδου.

Αν η ισχύ του σήματος P_{signal} είναι μεγαλύτερη από την ισχύ του θορύβου ο λόγος SNR θα είναι μεγάλος. Ανάλογα με το πόσο μεγάλος ή μικρός είναι αυτός ο λόγος καθορίζονται και τα σφάλματα που μπορεί να δημιουργηθούν στον αποδιαμορφωτή ο οποίος για να λειτουργήσει σωστά χρειάζεται ένα ελάχιστο λόγο SNR_{required} στην είσοδο του. Θα ακολουθήσει λεπτομερέστατη ανάλυση πάνω στις απαιτήσεις του αποδιαμορφωτή σε επόμενη ενότητα.

Υπάρχουν δυο κατηγορίες θορύβων: 1) Εσωτερικός θόρυβος από τις διατάξεις που χρησιμοποιούμε και 2) Εξωτερικός θόρυβος από το περιβάλλον [18], [19].

2.3.1 Εξωτερικός Θόρυβος

Ο εξωτερικός θόρυβος δημιουργείται από πηγές που βρίσκονται Ι) πάνω στην γη και ΙΙ) εκτός της γης.

I) Μεταξύ των συχνοτήτων 1 έως 600MHz, στις αστικές, προαστιακές και άλλες βιομηχανικές περιοχές, η ένταση του θορύβου που προκαλεί ο άνθρωπος είναι αρκετά σημαντικός ώστε να επηρεάσει τον δέκτη μας. Ο βιομηχανικός θόρυβος περιλαμβάνει πηγές θορύβου όπως το αυτοκίνητο, η ανάφλεξη του αεροσκάφους, ηλεκτρικές μηχανές και μηχανές ταχυτήτων, διαρροές από γραμμές υψηλών τάσεων και ένα μεγάλο αριθμό από βαριές ηλεκτρικές μηχανές. Οι λάμπες φθορισμού αποτελούν ισχυρή πηγή βιομηχανικού θορύβου και για το λόγο αυτό δεν θα πρέπει να χρησιμοποιούνται σε σημεία λήψης ή δοκιμών σήματος.

Επίσης σε υψηλότερες συχνότητες του φάσματος εμφανίζεται θόρυβος που οφείλεται σε πομπούς ραδιοφωνίας και τηλεόρασης, στην κινητή τηλεφωνία, ραντάρ κτλ.

II) Ο διαστημικός θόρυβος αποτελείται από τον ηλιακό και τον κοσμικό θόρυβο. Είναι εντονότερος στις συχνότητες από 20MHz ως 120MHz. Ο ήλιος είναι ένα μεγάλο σώμα με μεγάλη θερμοκρασία (πάνω από 6000 °C στην επιφάνεια του). Επομένως ακτινοβολεί σε ευρύ φάσμα συχνοτήτων όπου εκεί συμπεριλαμβάνονται οι συχνότητες που χρησιμοποιούνται στις επικοινωνίες. Ο κοσμικός θόρυβος προέρχεται από τα αστέρια που βρίσκονται στο διάστημα. Εφόσον τα αστέρια λάμπουν και έχουν υψηλές θερμοκρασίες, επομένως και αυτά εκπέμπουν θόρυβο κατά τον ίδιο τρόπο που εκπέμπει και ο ήλιος. Αν και βρίσκονται μακριά από την Γη, ωστόσο είναι τόσα πολλά σε αριθμό που η απόσταση δεν επηρεάζει την εκπομπή του θορύβου. Έτσι ο θόρυβος που λαμβάνουμε καλείται θερμικός θόρυβος και είναι κατανεμημένος ομοιόμορφα στον ουρανό. Ωστόσο είναι απερισκεψία να μιλάμε για θορύβους με ραδιοαστρονόμους καθώς αυτοί θεωρούν σημαντική πληροφορία οτιδήποτε εμείς θεωρούμε θόρυβο!

Επίσης μια πολύ σημαντική πηγή εξωτερικού θορύβου είναι ο ατμοσφαιρικός θόρυβος. Ο ατμοσφαιρικός θόρυβος προκαλείται από τις ξαφνικές εκκενώσεις των καταιγίδων και από άλλες φυσικές ηλεκτρικές διαταραχές που εμφανίζονται στην ατμόσφαιρα Η δύναμη πεδίου είναι περίπου αντιστρόφως ανάλογη της συχνότητας, έτσι ώστε ο θόρυβος αυτός να εμπλέκεται περισσότερο στην λήψη του ραδιοφώνου από ότι στη λήψη της τηλεόρασης. Ο ατμοσφαιρικός θόρυβος γίνεται λιγότερο έντονος σε συχνότητες πάνω από 30MHz.

2.3.2 Εσωτερικός Θόρυβος

Οι πιο σημαντικές πηγές του εσωτερικού θορύβου που αναπτύσσεται μέσα στις διατάξεις μιας ηλεκτρονικής διάταξης είναι Ι) Ο θόρυβος βολής ΙΙ) Θόρυβος Flicker και ΙΙΙ) Θερμικός θόρυβος.

I) Ο θόρυβος βολής (shot noise) περιγράφηκε από τον Schottky και εμφανίζεται, όποτε φορτισμένα σωματίδια διέρχονται μέσω επαφών pn (σε διόδους και τρανζίστορ) ή καταφθάνουν σε επιφάνειες ηλεκτροδίων (π.χ. ηλεκτρόνια στις ανόδους λυχνιών κενού, φωτολυχνιών και φωτοπολλαπλασιαστών). Γενικά, ο θόρυβος βολής έχει τα ίδια φασματικά χαρακτηριστικά με τον θερμικό θόρυβο (λευκός θόρυβος) και κατά κανόνα οι τιμές τάσης του είναι πολύ χαμηλότερες από εκείνες του θερμικού θορύβου. Γενικά ο θόρυβος βολής μπορεί να αγνοηθεί, εκτός από τις περιπτώσεις των φωτολυχνιών και των φωτοπολλαπλασιαστών, όπου πολλές φορές μπορεί να είναι και ο καθοριστικός παράγοντας επαναληψιμότητας των μετρήσεων.

II) Στις χαμηλές ακουστικές συχνότητες, ένας ελάχιστα αντιληπτός τύπος θορύβου ο οποίος ονομάζεται flicker ή αλλιώς θόρυβος διαμόρφωσης (modulation noise) εμφανίζεται στα τρανζίστορ. Είναι ανάλογος προς το ρεύμα του εκπομπού και της [θερμοκρασίας junction], αλλά από τη στιγμή που είναι επίσης αντίστροφα ανάλογος της συχνότητας, μπορεί να αγνοηθεί πλήρως για συχνότητες που υπερβαίνουν τα 500 Hz.

III) Η θερμική κίνηση φορέων ηλεκτρικού φορτίου είναι η αιτία του θερμικού θορύβου (thermal noise), που συναντάται σε κάθε ηλεκτρονικό κύκλωμα γνωστός και ως θόρυβος Johnson και θόρυβος Nyquist. Ο θερμικός θόρυβος υπάρχει πάντοτε στα άκρα μιας αντίστασης, ανεξάρτητα του εάν η ίδια διαρρέεται ή όχι από ηλεκτρικό ρεύμα. Η φύση του θερμικού θορύβου είναι καθαρά τυχαία, όπως ακριβώς η κατεύθυνση και η απόσταση, που μπορούν να κινηθούν τα ηλεκτρικά φορτία, απουσία ηλεκτρικού πεδίου. Δηλαδή, δεν υπάρχει συγκεκριμένη προτίμηση για μια πολικότητα, ένα πλάτος ή μια συχνότητα. Για τους λόγους αυτούς ο θερμικός θόρυβος είναι τυπικό παράδειγμα λευκού κανονικού θορύβου.



Σχήμα 2.10: Αναπαράσταση θορύβου μίας αντίστασης ως τυχαίες πηγές

Μπορούμε να θεωρήσουμε ότι μία αντίσταση εκπέμπει θόρυβο λόγω της κίνησης των ηλεκτρονίων, τα οποία έχουν μία συμπεριφορά όπως φαίνεται στα αριστερά του Σχ.2.10 δηλαδή σαν να είναι πηγές που ακτινοβολούν με τυχαίο πλάτος και φάση κατά μήκος των συχνοτήτων. Σαφώς όταν κάνουμε μία μελέτη για την ισχύ του σήματος και τον θόρυβο, πρέπει να ορίζουμε ένας εύρος συχνοτήτων πάνω στο οποίο γίνεται η μελέτη μας. Το ίδιο και με τον θόρυβο. Θεωρούμε ότι η τυχαία αυτή κατανομή των πηγών εισέρχεται σε ένα ιδανικό φίλτρο με εύρος ζώνης Β και τελικά η ισχύ θορύβου που μεταφέρεται σε ένα φορτίο το οποίο είναι συνδεδεμένο με την αντίσταση, είναι ανάλογη του εύρου ζώνης του φίλτρου.



Σχήμα 2.11: Ισχύ θορύβου που μεταφέρεται σε ένα φορτίο RL απο μία αντίσταση θερμοκρασίας Τ

Δηλαδή, η ισχύ θορύβου την οποία παράγει η αντίσταση είναι:

 $N_{in}=kT=N_{o}$ (Watt/Hz) (2.7), όπου K-σταθερά του Boltzman και T η θερμοκρασία της αντίστασης και τελικά η ισχύ θορύβου που φτάνει σε ένα φορτίο που είναι συνδεδεμένο με την αντίσταση και ανάμεσα τους υπάρχει ένα φίλτρο εύρους ζώνης B είναι:

 $P_n^{out} = kTB = N_0B$ (Watt) (2.8)

Γενικά θεωρούμε ως θερμοκρασία αναφοράς την θερμοκρασία δωματίου δηλαδή T=290K (είναι απλοποίηση δεν ισχύει πάντα όπως θα δούμε παρακάτω που κάθε διάταξη έχει την δική θερμοκρασία), συνεπώς η φασματική πυκνότητα θορύβου (spectral power density)N_o=-174dBm/Hz³.

2.4 Μίκτες

Από τις πιο σημαντικές μικροκυματικές διατάξεις είναι ο μίκτης ή μετατροπέας συχνότητας. Ο μίκτης είναι μία διάταξη που έχει τρεις (3) θύρες (port) και εμφανίζει μη γραμμική συμπεριφορά αφού αποτελείται από μη γραμμικά στοιχεία (διόδους, τρανζίστορ). Η λειτουργία του είναι να πολλαπλασιάζει δυο σήματα με σκοπό την δημιουργία ενός τρίτου που η συχνότητα του θα είναι συνδυασμός των συχνοτήτων των δυο πρώτων [20-28].



Σχήμα 2.12: Block διάγραμμα ενός μίκτη

<u>Κατηγορίες μικτών</u>

Οι mixers χωρίζονται σε δύο βασικές υποκατηγορίες. Υπάρχουν οι ενεργοί μίκτες (active mixers) και οι παθητικοί μίκτες (passive mixers). Η διαφορά τους είναι ότι οι παθητικοί μίκτες, ενώ έχουν καλύτερη γραμμικότητα, έχουν πολύ μεγάλη απώλεια μετατροπής (Conv.Loss), η οποία οδηγεί σε μεγαλύτερη εικόνα θορύβου (NF) απ' ότι οι ενεργοί μίκτες. Οι ενεργοί μίκτες, έχοντας κέρδος μετατροπής, έχουν μικρότερες απαιτήσεις κέρδους από τα στάδια επεξεργασίας που προηγούνται (π.χ. LNA) και μικρότερες απαιτήσεις όσον αφορά στο θόρυβο από τα στάδια που έπονται.

Επιπλέον, οι μίκτες χωρίζονται σε single balanced (μονά ισορροπημένοι) και double balanced (διπλά ισορροπημένοι). Τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των double balanced mixers. Η βασική διαφορά των δυο συνδεσμολογιών είναι ότι στους single-balanced μίκτες, αν έχουμε είσοδο στα RF και LO ports στην έξοδο του IF port τα σήματα RF και LO δεν έχουν απώλειες μετατροπής και τα δύο, αλλά μόνο το ένα από

³ Για τον υπολογισμό της τιμής αυτής No=kT_o=(1.38*10⁻²³)[J/Kelvin]*290[Kelvin]=4*10⁻¹⁸mWatt/Hz Συνεπώς N_o(dBm/Hz)=10log(N_o/mWatt)

τα δύο. Στους double-balanced και τα δύο σήματα εισόδου στην έξοδο υφίστανται μείωση της ισχύος τους λόγω απωλειών μετατροπής.

Η double-balanced μίκτες είναι πιο ευρέως χρησιμοποιούμενοι σε σχέση με τους single-balanced αν και έχουν πιο πολύπλοκη συνδεσμολογία. Κάποια από τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα τους παρατίθενται παρακάτω.

Mixer Type	Number of Diodes	RF Input Match	RF-LO Isolation	Conversion Loss	Third-Order Intercept	
Single ended	1	Poor	Fair	Good	Fair	
Balanced (90°)	2	Good	Poor	Good	Fair	
Balanced (180°)	2	Fair	Excellent	Good	Fair	
Double balanced	4	Poor	Excellent	Excellent	Excellent	
Image reject	2 or 4	Good	Good	Good	Good	

Πίνακας 2.2: Διάφορα είδη μικτών με πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα

Πλεονεκτήματα:

- Αυξημένη γραμμικότητα σε σχέση με τους single-balanced mixers.
- Μείωση των ανεπιθύμητων προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης άρτιας τάξης στην έξοδο του μίκτη.
- Καλύτερη απομόνωση μεταξύ των θυρών (ports).

Μειονεκτήματα:

- Απαιτείται μεγαλύτερη ισχύ στην θύρα του LO για να λειτουργήσει ο μίκτης
- Τουλάχιστον δυο Balun χρειάζονται στο κύκλωμα, προσθέτοντας πολυπλοκότητα και κόστος

Ένας μίκτης Double-Balanced μπορεί να υλοποιηθεί με χρήση διόδων ή FET σε σχηματισμό δαχτυλιδιού (ring) ή αστεριού (star). Όλοι οι μίκτες που χρησιμοποιήθηκαν στην εργασία ήταν Double Balanced Diode Ring Mixer όπως στο Σχ.2.13 ενώ στο Σχ.2.14 φαίνεται ένας Double-Dalanced Fet Mixer.



Σχήμα 2.14: Double Balanced Fet Mixer

Έστω ότι έχουμε ένα σήμα <u>εισόδου</u> το ω_{IF} και πολλαπλασιάζεται με το σήμα ω_{LO} που τροφοδοτεί έναν μίκτη για μπορέσει να λειτουργήσει σωστά με βάση τις προδιαγραφές του. Το αποτέλεσμα από τον πολλαπλασιασμό των δυο σημάτων (εκτός από τις αρμόνικες τους) είναι και ένας συνδυασμός των μεταξύ τους συχνοτήτων (προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης). Παρακάτω φαίνονται ενδεικτικά τα προϊόντα 1ης, 2ης και 3ης τάξης ενδοδιαμόρφωσης των σημάτων ω_{IF} και ω_{LO}.

- $_{\circ}$ 1η τάξη: $ω_{IF}$, $ω_{LO}$
- $\circ \quad 2\eta \ \text{takgen}: |\omega_{LO}\text{-}\omega_{IF}|, \ 2\omega_{IF}, \ 2\omega_{LO}, \ \omega_{LO}\text{+}\omega_{IF}$
- $\circ \quad 3\eta \tau \acute{\alpha} \xi \eta: |2\omega_{IF} \omega_{LO}|, |\omega_{IF} 2\omega_{LO}|, 3\omega_{IF}, 3\omega_{LO}, 2\omega_{IF} + \omega_{LO}, \omega_{IF} + 2\omega_{LO}|$

Γενικά στην έξοδο του ο μίκτης εμφανίζει $n\omega_{IF} \pm m\omega_{LO}$ όπου το άθροισμα n+m είναι ίσο με την τάξη των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης και όπου n και m είναι ακέραιοι n,m=0, ±1, ±2..

Για έναν καλό μίκτη οι συχνότητες $|\omega_{LO}-\omega_{IF}|$ και $\omega_{LO}+\omega_{IF}$ πρέπει να έχουν την μεγαλύτερη ισχύ σε σχέση με τις υπόλοιπες οι οποίες χαρακτηρίζονται ως παρεμβολικά σήματα (spurious signals). Όταν το σήμα εισόδου είναι το ω_{IF} όπως γράφτηκε παραπάνω, η διαδικασία ονομάζεται άνω μετατροπή (up-conversion) και μετατρέπεται σε ένα σήμα πιο υψηλής συχνότητας ω_{RF} που μπορεί να έχει όλες τις παραπάνω τιμές. Όταν γίνει η αντίστροφη διαδικασία και ένα σήμα ενδιαμεσης συχνότητας ω_{IF} και η διαδικασία ονομάζεται κάτω μετατροπή (down conversion).

Τα κυριότερα μεγέθη που χαρακτηρίζουν τους μίκτες παρατίθενται παρακάτω.

2.4.1 Κέρδος/Απώλειες Μετατροπής

Τα κυκλώματα μικτών τα οποία παρέχουν κέρδος μετατροπής (Conv. Gain) είναι οι ενεργοί μίκτες, ενώ οι παθητικοί μίκτες όπως αναφέρθηκε εμφανίζουν απώλειες μετατροπής (conversion loss).

Ως κέρδος μετατροπής (Conversion Gain) ενός μίκτη ορίζεται ο λόγος της διαθέσιμης ισχύος στην έξοδο του, γύρω από την επιθυμητή πλευρική, προς την διαθέσιμη ισχύ στην είσοδο του. Συνήθως εκφράζεται σε dB, σύμφωνα με τη σχέση:

 $CG=10log(P_{out}/P_{IN})$. Στους ενεργούς μίκτες, λόγω των ενεργών τους στοιχείων το CG είναι θετικό, ενώ στους παθητικούς προκύπτει αρνητικό και η απόλυτη τιμή ονομάζεται απώλεια μετατροπής (Conversion Loss).

4 Τυπικές τιμές απώλειας μετατροπής σε παθητικούς μίκτες είναι <10dB.

Επίσης για την σωστή λειτουργία του ένας μίκτης θα πρέπει να τροφοδοτείται με την απαιτουμένη με βάση τα χαρακτηριστικά του, τροφοδοσία από τον τοπικό ταλαντωτή $ω_{LO.}$ Αν ο μίκτης δεν πάρει την απαιτουμένη ισχύ τότε θα υπάρχουν αυξημένες απώλειες στην έξοδο, ανάλογες με το ποσό της ισχύος που δεν τον τροφοδοτήσαμε. Πχ. αν ένας μίκτης απαιτεί τροφοδοσία +10 dBm και αναγράφει ότι στις συχνότητες που μας ενδιαφέρουν θα έχει 8dB απώλειες και τελικά τον τροφοδοτήσουμε με +7dBm, τότε οι απώλειες θα αυξηθούν κατά 3dB.

2.4.2 Απομόνωση των Θυρών (Isolation)

Η απομόνωση μιας θύρας σε σχέση με μια άλλη (Port-to-Port Isolation) είναι ένα μέτρο της ισορροπίας μεταξύ των εσωτερικών κυκλωμάτων ενός μίκτη. Όταν αυτή είναι υψηλή, το ποσοστό της διαρροής ισχύος (leakage) μεταξύ των θυρών του μίκτη

θα είναι μικρό. Έστω ότι έχουμε LO–RF απομόνωση 40 dB, που υφίσταται το σήμα του τοπικού ταλαντωτή, όταν διαρρέει στην θύρα RF, με τερματισμένη την θύρα IF (έστω έχω βάλει ένα τερματισμό 500hm στην θύρα αυτή).

Αυτό σημαίνει ότι αν η θύρα του τοπικού ταλαντωτή διαρρέεται με +10dBm, η ισχύ που θα διαρρεύσει (leakage) στην θύρα του RF είναι 10dBm-40dBm =-30dBm. Το ποσό αυτής της ισχύος σε ορισμένες περιπτώσεις είναι ανησυχητικά μεγάλο. Αν ο δέκτης λαμβάνει σήματα της τάξης των -40dBm, όταν τα σήματα αυτά συναντήσουν τον παραπάνω μίκτης ώστε να μετατραπούν στην IF βαθμίδα, θα συναντήσουν το σήμα παρεμβολής από τον τοπικό ταλαντωτή. Στους ετερόδυνους δέκτες τα προβλήματα που παρουσιάζονται είναι μικρότερα σε σχέση με αυτά που δημιουργούνται στους ομόδυνους δέκτες όπου το σήμα πληροφορίας έχει την ίδια συχνότητα με του τοπικού ταλαντωτή.

Κατά ανάλογο τρόπο ορίζονται οι απομονώσεις LO – IF. Συνήθως στα datasheet των διατάξεων αναγράφεται το LO-IF και LO-RF Isolation που είναι και τα πιο κρίσιμα, καθώς συνήθως η θύρα του τοπικού ταλαντωτή είναι αυτή που διαρρέεται με την πιο μεγάλη ισχύ και υψηλή συχνότητα.

2.4.3 Σημείο Σύμπτυξης (1-dB Compression Point)

Η ισχύ εισόδου (σε dBm), για την οποία η έξοδος του μίκτη παρεκκλίνει από τη γραμμικότητα του και μειώνεται κατά 1dB από τη γραμμική στάθμη, ορίζεται ως σημείο σύμπτυξης εισόδου 1dB και φαίνεται χαρακτηριστικά στο Σχ.2.15.



Σχήμα 2.15: Σημείο σύμπτυξης 1dB

Το σημείο σύμπτυξης 1dB είναι το σημείο στο οποίο η έξοδος του μίκτη έχει μειωθεί κατά 1-dB από την τιμή που θα είχε αν το σύστημα παρέμενε γραμμικό δηλαδή:

$P1dB_{out}(dBm) = P1dB_{in}(dBm) + Gain(dB) - 1(dB)$ (2.9)

Fια έναν τυπικό double balanced mixer, το 1dB compression point είναι κατά 6dB περίπου χαμηλότερο από την ισχύ του LO.

Αυτό σημαίνει ότι μπορούμε να το αυξήσουμε με αύξηση της ισχύος του LO. Φυσικά θα δημιουργηθούν άλλα προβλήματα με την κίνηση αυτή και πρέπει να αντισταθμίσουμε τι είναι πιο σημαντικό για εμάς.

2.4.4 Σημείο παρεμβολής $3^{\eta\varsigma}$ τάξης (3^{rd} order Intercept point IP3)

Η ιδέα για σημείο σύμπτυξης $3_{\eta\varsigma}$ τάξης προήλθε από την ανάγκη ποσοτικοποίησης της παραμόρφωσης λόγω ενδοδιαμόρφωσης μιας συσκευής. Αυτή η παράμετρος είναι ίδια και για τους ενισχυτές, και μετριέται με παρόμοιο τρόπο. Για την μέτρηση των παραγώγων ενδοδιαμόρφωσης, πρέπει να εφαρμόσουμε στην είσοδο της γραμμικής διάταξης που εξετάζουμε δύο σήματα με πολύ κοντινές μεταξύ τους συχνότητες, f₁ και f₂ και ίσης ισχύος. Αυτό για παράδειγμα μπορεί πολύ συχνά να συμβεί σε έναν LNA που βρίσκεται στην είσοδο του δέκτη και λάβει το επιθυμητό σήμα f1 και έναν παρεμβολέα f2.



Σχήμα 2.16: Σημείο παρεμβολής 3ης τάξης

Στην περίπτωση του μίκτη που εξετάζουμε στην παράγραφο αυτή, τα προϊόντα τρίτης τάξης που προκύπτουν από την μίξη δύο σημάτων (ένα εκ των οποίων μπορεί να είναι το σήμα πληροφορίας μας) στην είσοδο της RF θύρας, με συχνότητα ταλαντωτή F_{LO}, προκύπτουν στις συχνότητες παρακάτω :

$$(2F_1 \pm F_2) \pm F_{LO}$$
$$(2F_2 \pm F_1) \pm F_{LO}$$

Τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που παρουσιάζουν περισσότερο ενδιαφέρον είναι τα παρακάτω επειδή πέφτουν πολύ κοντά στη IF ζώνη συχνοτήτων.

$$\begin{array}{c|c} (2F_1 - F_2) - F_{LO} \\ (2F_2 - F_1) - F_{LO} \end{array}$$

Η συμπεριφορά των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης ενός μίκτη γίνεται κατανοητή, δείχνοντας το σημείο παρεμβολής των προϊόντων αυτών με του βασικού σήματος, όπως φαίνεται στην χαρακτηριστική του Σχ.2.16. Η τετμημένη του σημείου όπου το πλάτος **εισόδου**, των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης (κόκκινη γραμμή) γίνεται ίσο με το πλάτος του βασικού και επιθυμητού μας σήματος (μπλε γραμμή), καλείται «σημείο σύμπτυξης 3^{ης} τάξης εισόδου», IIP3 (Input IP3). Η τεταγμένη του ίδιου σημείου καλείται «σημείο σύμπτυξης 3ης τάξης εξόδου», ΟIP3 (Output IP3). Η κλίση της γραμμής της αρμονικής 3ης τάξης έχει τριπλάσια κλίση από τη γραμμή της βασικής συχνότητας.

Για τους μίκτες σαν κανόνας ισχύει ότι:

Το σημείο συμπίεσης 1-dB βρίσκεται περίπου 10 με 20 dB χαμηλότερα από το σημείο σύμπτυξης 3ης τάξης εισόδου.

Το σημείο IP3 είναι μια πολύ σημαντική παράμετρος για ένα κύκλωμα, γιατί το χαρακτηρίζει ως προς τη γραμμικότητα. Αν είναι γνωστά τα σημεία IP3 διαφορετικών κυκλωμάτων, τότε αυτά μπορούν να συγκριθούν ως προς τη γραμμικότητά τους. Είναι προφανές ότι όσο μεγαλύτερο σημείο IP3 έχει ένα κύκλωμα, τόσο πιο γραμμικά συμπεριφέρεται.

Όσον αφορά στη χρησιμοποίηση αυτής της παραμέτρου, δηλαδή του IP3, πρέπει να δοθεί προσοχή τα εξής παρακάτω σημεία:

Το σημείο IP3 πρέπει να χρησιμοποιείται όταν δίνεται η τιμή του από τον κατασκευαστή (από τα datasheet), για να προβλέψει την απόδοση του κυκλώματος και ποτέ να μην επιχειρείται το αντίστροφο, δηλαδή από τη συμπεριφορά του κυκλώματος να υπολογίζεται η τιμή του, γιατί αυτό δεν ισχύει και οδηγεί σε παραπλανητικά αποτελέσματα. Πρέπει λοιπόν να τονιστεί, και να γίνει κατανοητό, πως το σημείο IP3 είναι μια νοητή παράμετρος που αποκτά σημασία, και μόνο τότε και κατ' αυτόν τον τρόπο μπορεί να χρησιμοποιηθεί, όταν δίνεται από τον κατασκευαστή η τιμή της, οπότε με την ερμηνεία της τιμής της μπορεί να γίνει αξιολόγηση της απόδοσης του κυκλώματος.

Όταν συγκρίνονται παρόμοιοι δέκτες από διαφορετικούς κατασκευαστές, οι τιμές του IP3 λαμβάνονται υπ' όψιν από τους χρήστες όσον αφορά την ποιότητα του δέκτη. Όμως για να γίνει μια αντικειμενική σύγκριση μεταξύ των δεκτών πρέπει όλοι να έχουν ελεγχθεί κάτω από τις ίδιες συνθήκες. Δέκτες από διαφορετικούς κατασκευαστές που έχουν κοντινές τιμές IP3 μπορεί να έχουν εντελώς διαφορετική γραμμικότητα και λειτουργία, αν η διαδικασία μέτρησης του IP3 δεν ήταν ίδια. Το IP3 είναι παράμετρος που εξαρτάται στο μέγιστο βαθμό από τη διαδικασία μέτρησης που χρησιμοποιείται. Χωρίς συγκεκριμένη διαδικασία μέτρησης, τα IP3 που δημοσιεύονται από τους κατασκευαστές πρέπει να είναι συγκρίσιμα με κάποιου είδους μετατροπή.

Η τιμή του IP3 που δίνεται στα φυλλάδια πληροφοριών ενός δέκτη εξαρτάται από τις συχνότητες ,τα επίπεδα των σημάτων και την περιβάλλουσα θερμοκρασία που επικρατεί κατά τη διάρκεια των μετρήσεων.

Πρέπει να δίνεται μεγάλη προσοχή στο διαχωρισμό μεταξύ IIP3 και OIP3. Μερικές φορές δίνεται το IP3 χωρίς διευκρίνιση για το αν πρόκειται για το IP3 εισόδου ή εξόδου.

Για αυτό πρέπει να γνωρίζει κανείς ότι

- Οι μίκτες χαρακτηρίζονται από το σημείο σύμπτυξης 3^{ης} τάξης εισόδου τους (IIP3), ενώ
- Οι ενισχυτές από το σημείο σύμπτυξης 3^{ης} τάξης εξόδου τους (OIP3), ώστε να δίνεται κάθε φορά η σωστή ερμηνεία στην παράμετρο IP3 για το εκάστοτε δίκτυο στο οποίο αναφέρεται αυτή.

To IP3 αλλάζει τιμή με την αλλαγή του κέρδους της διάταξης, και συγκεκριμένα εξαρτάται από αυτό σύμφωνα με τη σχέση:

$$\downarrow OIP3 = IIP3 + G \qquad (dB) \qquad (2.10)$$

όπου G το κέρδος της διάταξης υπό μελέτη.

Τέλος πολύ σημαντική παράμετρος είναι ο λόγος VSWR στις θύρες ενός μίκτη. Ανάλυση για την παράμετρο αυτή θα γίνει στην επόμενη παράγραφο 2.4.

2.5 Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου (LNA)

Στην παράγραφο αυτή θα δοθούν κάποιοι βασικοί ορισμοί και χαρακτηριστικά για τους ενισχυτές χαμηλού θορύβου (Low Noise Amplifier), οι οποίοι είναι βασικά στοιχεία των RF κυκλωμάτων. Παρουσιάζουν μεγάλη μη γραμμικότητα για αυτό και μελετούνται εκτενώς. Θα περιγράψουμε βασικά χαρακτηριστικά που συναντώνται

κατά την σχεδίαση ενός LNA, αλλά και άλλων μικροκυματικών διατάξεων. Επίσης θα γίνει αναφορά πως τα χαρακτηριστικά του ενισχυτή επηρεάζουν τη συνολική συμπεριφορά ενός πομποδέκτη. Τα περισσότερα από τα χαρακτηριστικά αυτά συναντώνται στα φύλλα προδιαγραφών των ενισχυτών χαμηλού θορύβου [29-33].



Σχήμα 2.17: Block διάγραμμα Ενισχυτή

Ένας ιδανικός ενισχυτής έχει για είσοδο ένα σήμα τάσης $V_{in}(t)$ και στην έξοδο του, αναπαράγει ακριβώς το σήμα αυτό με μεγαλύτερο το πλάτος κατά A_v φορές, όπου A_v είναι το κέρδος του ενισχυτή. Ο ενισχυτής είναι μια διάταξη με ηλεκτρονικά εξαρτήματα ορισμένα από το οποία παρουσιάζουν μη-γραμμική συμπεριφορά.



2.5.1 Εύρος συχνοτήτων λειτουργίας (BandWidth)

Σχήμα 2.18: Εύρος Ζώνης Ενισχυτή

Ένας ιδανικός ενισχυτής μπορεί και ενισχύει ομοιόμορφα (δηλαδή με ίδια ενίσχυση) όλες τις συχνότητες από DC μέχρι το άπειρο. Στην πράξη φυσικά ένας ενισχυτής έχει πεπερασμένο εύρος ζώνης συχνοτήτων λειτουργίας: BandWidth=ω_H-ω_L όπως φαίνεται για παράδειγμα στο Σχ.2.18. Το εύρος ζώνης ενός ενισχυτή είναι το σύνολο των συχνοτήτων που μπορεί να ενισχύει. Έξω από αυτό το εύρος συχνοτήτων

ο ενισχυτής μπορεί να εξακολουθεί να λειτουργεί, όμως τα χαρακτηριστικά της απόδοσής του διαφέρουν. Συγκεκριμένα έξω από την περιοχή εύρους ζώνης, η ενίσχυση είναι σαφώς διαφορετική έως μηδενική και δεν υπάρχει καλή προσαρμογή.

Συχνά γίνεται ένας διαχωρισμός μεταξύ συσκευών ευρείας ζώνης και στενής ζώνης. Ο συνήθης ορισμός για ένα σύστημα ευρείας ζώνης είναι ότι αυτό καλύπτει μια περιοχή συχνοτήτων η οποία είναι μεγαλύτερη από μία οκτάβα. Η περιοχή συχνοτήτων που καλύπτει ένα σύστημα στενού εύρους ζώνης είναι μικρότερη από μία οκτάβα. Να τονιστεί ότι όσο πιο ευρυζωνικός είναι ένας ενισχυτής τοσο πιο ακριβά κοστίζει.

2.5.2 Εικόνα θορύβου (NF)

Η εικόνα θορύβου (NF) είναι από τα πιο σημαντικά χαρακτηριστικά ενος ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Επειδή ο LNA γενικά είναι το δεύτερο στοιχείο της αλυσίδας του δέκτη (και σε άλλες εφαρμογές το πρώτο όπως για παράδειγμα στην δική μας εργασία) η εικόνα θορύβου του καθορίζει σε μεγάλο βαθμό τη συνολική εικόνα θορύβου του δέκτη.

4 Τυπική τιμή του συντελεστή θορύβου του LNA είναι τα 1-3 dB.

2.5.3 Κέρδος (Gain)

Το κέρδος ενός LNA ορίζεται ως ο λόγος της διαθέσιμης ισχύος στην έξοδο του ενισχυτή προς την ισχύ που παρέχεται στη θύρα εισόδου του. Εκφράζεται σε dB και αφορά το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του ενισχυτή.

Το κέρδος ενός ενισχυτή δε μένει σταθερό στο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του, αλλά μεταβάλλεται ελαφρά με τη συχνότητα. Συνήθως, στα φύλλα προδιαγραφών δίνεται η τυπική τιμή του κέρδους στο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του ενισχυτή.

Η σωστή επιλογή ενός LNA επηρεάζει σημαντικά τη λειτουργία του συστήματος. Όταν ο ενισχυτής βρίσκεται στην είσοδο του δέκτη, πρέπει να ενισχύει με κατάλληλη τιμή ισχύος το εξασθενημένο σήμα, χωρίς όμως να εισάγει μεγάλη ισχύ θορύβου (επιλογή LNA με χαμηλό NF).

Το κέρδος του LNA ρυθμίζει και την ανάγκη για υψηλότερο ή χαμηλότερο IIP3 για τα υπόλοιπα στάδια της αλυσίδας ενός δέκτη. Γενικά, η τιμή του θα πρέπει να είναι τέτοια ώστε η απαίτηση για γραμμικότητα των επόμενων σταδίων του δέκτη να είναι λογική, δηλαδή θα πρέπει οι τιμές που έχουν επιλεγεί να μην προκαλούν προβλήματα στις επόμενες βαθμίδες.

Η επιλογή του κέρδους ενίσχυσης είναι επίσης πολύ σημαντικό καθώς καθορίζει για παράδειγμα στον πομπό την μέγιστη ισχύ εκπομπής. Αυτό έχει σαν συνέπεια να καθορίζεται και η μέγιστη ακτίνα κάλυψης όπου ο δέκτης θα μπορεί να λάβει το σήμα και το επεξεργαστεί σωστά. Ανάλογα με την εφαρμογή που έχουμε κάθε φορά

να υλοποιήσουμε πρέπει να γίνει σωστή επιλογή των κερδών ενίσχυσης, του σημείου κορεσμού του ενισχυτή καθώς και του σημείου σύμπτυξης 3ης τάξης (τα δύο τελευταία θα περιγραφούν παρακάτω)

2.5.4 Σταθερότητα κέρδους (Gain Flatness)

Η σταθερότητα κέρδους περιγράφει τη διακύμανση του κέρδους ενός ενισχυτή στο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του σε κάποια συγκεκριμένη θερμοκρασία, η οποία ανήκει στο εύρος ζώνης θερμοκρασιών λειτουργίας του ενισχυτή.

Η σταθερότητα του κέρδους μετράται ως ο μέσος όρος, της διαφοράς μεταξύ του μέγιστου και του ελάχιστου κέρδους που παρουσιάζει ο ενισχυτής στο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του. Δηλαδή:

 $Gain \quad Flatness = \frac{MaxGain - MinGain}{2}$ (2.11)

Ωστόσο στα πλαίσια της εργασία αυτής, αυτή η παράμετρος δεν θα μας απασχολήσει.

2.5.5 Γραμμικότητα (1dB.Comp.Point και OIP3)

Διακρίνουμε τρεις περιοχές λειτουργίας: την γραμμική περιοχή, την μη γραμμική περιοχή στο εύρος της οποίας η ισχύ εξόδου αυξάνεται αλλά όχι ανάλογα προς την ισχύ εισόδου και η περιοχή κόρου όπου η ισχύ εξόδου είναι σταθερή ανεξάρτητη της στάθμης της ισχύος εισόδου.

Η γραμμική συμπεριφορά των ενισχυτών καθορίζεται από δύο παραμέτρους: από το σημείο σύμπτυξης 3ης τάξης, IP3 (Third Order Interception Point) και από το σημείο συμπίεσης 1-dB (1dB. Compression Point). Τις δυο παραμέτρους αυτές τις συναντήσαμε και σε προηγούμενη παράγραφο για τους μίκτες. Όσο υψηλότερα βρίσκονται τα σημεία αυτά σε σχέση με τη στάθμη των σημάτων που επεξεργάζεται ο ενισχυτής, τόσο πιο γραμμική θα είναι η επεξεργασία των σημάτων αυτών και τόσο μικρότερης στάθμης θα είναι τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης στην έξοδο του ενισχυτή. Πρέπει να τονιστεί ξανά οτι και οι δύο αυτοί παράμετροι αναφέρονται στην έξοδο του ενισχυτή σε αντίθεση με την περίπτωση των μικτών που αναφέρονται στην είσοδο. Ένας εμπειρικός κανόνας για τους ενισχυτές είναι άτι

4 OIP₃ (dBm)~1dB.Com.Point+10 (2.12)

Σε συστήματα ευρείας ζώνης, δηλαδή σε συστήματα όπου τα χρησιμοποιούμενα φίλτρα έχουν εύρος ζώνης μεγαλύτερο από μία οκτάβα, παίζουν ρόλο και οι μη γραμμικότητες 2^{ης} τάξης. Ανάλογα με το σημείο σύμπτυξης 3^{ης} τάξης ορίζεται και το σημείο σύμπτυξης 2^{ης} τάξης (second-order intercept point).

Τέλος, οι ενισχυτές ως μη γραμμικά στοιχεία χαρακτηρίζονται από αρμονική παραμόρφωση αφού είναι μη-γραμμικη διάταξη όπως περιγράφηκε και σε προηγούμενη ενότητα. Όσο χαμηλότερη είναι η στάθμη των σημάτων στην είσοδο

ενός ενισχυτή, τόσο πιο αμελητέα είναι η στάθμη των προϊόντων αρμονικής παραμόρφωσης.

2.5.6 S-parameters

Η λειτουργία των γραμμικών και ασθενώς γραμμικών συστημάτων μπορεί να περιγραφεί με την βοήθεια παραμέτρων που μετρώνται στις θύρες του συστήματος, χωρίς να υπάρχει ανάγκη αναλυτικής γνώσης των περιεχομένων του συστήματος. Ειδικότερα οι S-παράμετροι (Scattering-Parameters) χρησιμοποιούνται στην σχεδίαση μικροκυματικών συστημάτων, διότι μπορούν πιο εύκολα να μετρηθούν σε συνθήκες υψηλών συχνοτήτων λειτουργίας απ'οτι άλλες παράμετροι. Η μέτρηση των περισσοτέρων από τις άλλες παραμέτρους απαιτεί την βραχυκύκλωση και ανοιχτοκύκλωση των θυρών εισόδου και εξόδου του συστήματος, κάτι το οποίο είναι πολύ δύσκολο να γίνει στις υψηλές συχνότητες, καθώς είναι δύσκολο να παράγουμε ακριβή βραχυκυκλώματα και ανοιχτά κυκλώματα σε αυτές τις συχνότητες, λόγω των παρασιτικών επιδράσεων [34], [35], [36].

Οι S-παράμετροι από την άλλη μεριά, μετρώνται με την χρήση αντιστάσεων στην πηγή και το φορτίο, πράγμα που ικανοποιεί τις ανάγκες προσαρμογής για λειτουργία σε υψηλές συχνότητες. Για να κάνουμε χρήση των παραμέτρων σκέδασης χρησιμοποιούμε πίνακες (Scattering Matrix) οι οποίοι έχουν για συντελεστές Sπαραμέτρους, ο αριθμός των οποίων εξαρτάται από το πόσες θύρες έχει η διάταξη που θα μελετήσουμε. Η σχέση που συνδέει την διάσταση του πίνακα με τον αριθμό των θυρών της είναι 2^N, όπου N ο αριθμός των θυρών. Στο παρακάτω Σχ.2.19 δίνεται η μορφή πινάκων για μελέτη διάταξης 1 θύρας, 2 θυρών και 3 θυρών.

$$\begin{array}{ccc} (S_{11}) & (one - port) \\ \\ \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} & (two - port) \\ \\ \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} \end{array} & (three - port) \end{array}$$

Σχήμα 2.19: Scattering Matrix για 1,2,3 port διάταξη

Ένας συντελεστής S-παραμέτρου όπως παρατηρείται έχει δύο δείκτες S_{ij}, όπου με j συμβολίζεται η θύρα η οποία διεγείρεται από ένα σήμα τάσης (input-excited port) και με i η θύρα η οποία εκπέμπει ένα σήμα τάσης (output port). Το πιο εύκολο παράδειγμα για την κατανόηση των S-παραμέτρων είναι ένα δίθυρο πχ. ένας μικροκυματικός ενισχυτής. Με a δηλώνεται ένα προσπίπτων σήμα τάσης (Incident Voltage) <u>προς</u> μία θύρα, και με b ένα ανακλώμενο σήμα τάσης <u>από</u> μία θύρα.



Σχήμα 2.20: Μοντέλο διάταξης 2 θυρών για ανάλυση S-παραμέτρων

Με βάση των πίνακα για μια διάταξη 2-θυρων έχουμε τους παρακάτω τύπους:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{a_1} \\ \underline{a_2} \end{pmatrix}$$

 \succ b₁=S₁₁a₁+S₁₂a₂

 $b_2 = S_{21}a_1 + S_{22}a_2$

Αν θεωρήσουμε ότι η ως πηγή τάσης έχουμε ένα σήμα a_1 στην είσοδο της διάταξης προς μελέτη, ενώ για την έξοδο της διάταξης δεν υπάρχει σήμα, $a_2=0$, (έστω ότι το τερματίζουμε σε ένα φορτίο Z_0) η πρώτη σχέση μετατρέπεται ως:

S₁₁=b₁/a₁
 ενώ η δεύτερη σχέση
 S₂₁=b₂/a₁

Αντίστοιχα τερματίζοντας την είσοδο της διάταξης υπό μελέτη, α₁=0 και θεωρώντας μία πηγή τάσης με κατεύθυνση την έξοδο της διάταξης α₂ δηλαδή έχουμε:

> $S_{12}=b_1/a_2$ > $S_{22}=b_2/a_2$

Με βάση τα παραπάνω ορίζουμε ως:

 S_{11} = συντελεστής ανάκλασης κατά την ορθή φορά(input reflection coefficient)

 S_{12} = συντελεστής ανάκλασης κατά την ανάστροφη φορά (reverse transmission coefficient)

 S_{21} = συντελεστής διάδοσης κατά την ορθή φορά (forward transmission coefficient)

 S_{22} = συντελεστής διάδοσης κατά την ανάστροφη φορά (reverse reflection coefficient)

Πρέπει να τονιστεί άτι οι S-παράμετροι έχουν μέτρο και φάση. Το μέτρο τους μπορεί να εκφραστεί με γραμμικό τρόπο (linear) και με dB. Η έκφραση για dB είναι:

(Λόγος τάσεων) $S_{ij}(dB)=20log(|S_{ij}|)$ (2.13)

Οι S-παράμετροι είναι λόγοι τάσεων (a,b). Για να τους μετατρέψουμε σε λόγους ισχύος, απλά υψώνουμε στο τετράγωνο και με την προϋπόθεση οτι οι θύρες για τις οποίες υπολογίζονται οι S-παράμετροι έχουν εμπέδηση Z=500hm τότε:

(Λόγος ισχύων) $S_{ij}(dB)=10log(|S_{ij}|^2)$ (2.14)

2.5.7 Προσαρμογή στα άκρα του LNA

Σύμφωνα με το θεώρημα της μέγιστης μεταφοράς ισχύος, σε ένα φορτίο έστω Z_L (το οποίο έχει χωρητική και επαγωγική αντίσταση), θα πρέπει η σύνθετη αντίσταση της πηγής Z_{source} να είναι ίση με την συζυγής σύνθετη αντίσταση του φορτίου Z_L . Ωστόσο, αν δεν έχουμε τέλεια προσαρμογή ($Z_{source}=Z^*_{Load}$). ένα μέρος της ισχύος πρόσπτωσης $P_{incident}$, απορροφάται από το φορτίο και ένα άλλο μέρος ανακλάται

$$\mathbf{P}_{\text{incident}} = \mathbf{P}_{\text{absorbed}} + \mathbf{P}_{\text{reflected}}$$
(2.15)

Το προς τα εμπρός κύμα P_{inc} και το ανακλώμενο Pr_{ef} αλληλεπιδρούν μεταξύ τους και δημιουργείται ένα στάσιμο κύμα, το οποίο είναι ανεπιθύμητο.



Σχήμα 2.21: Προσαρμογή φορτίου σε πηγή

Είναι πολύ συχνό η προσαρμογή στην είσοδο μιας RF διάταξης και συγκεκριμένα ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου που εξετάζεται στην ενότητα αυτή να εκφράζεται μέσω της απώλειας επιστροφής (Return Loss) και του λόγου στάσιμων κυμάτων (VSWR).

2.5.8 Απώλεια επιστροφής (Return Loss)

Η απώλεια επιστροφής είναι ένα μέτρο του ποσού της ισχύος που προσπίπτειοδηγείται προς την θύρα εισόδου (ή εξόδου) του ενισχυτή (ή γενικά ενός φορτίου), προς την ισχύ που ανακλάται από την θύρα αυτή⁴.

Ορίζεται ως:

ReturnLoss (dB)=10 log | *Pincident* / Pr *eflect* |=-10log|P_{reflect}/P_{incident}|

$=-10\log(S_{11} ^{2})=-20\log(S_{11})$	(2.16)
όπου $ S_{11} ^2 = P_{reflect}/P_{incident} $	(2.17)

με βάση τις S-παραμέτρους που αναλύσαμε προηγουμένως.

Για παράδειγμα αν η απώλεια επιστροφής είναι 10 dB, σημαίνει ότι το 10% της ισχύος ανακλάται από το φορτίο όποιο και να είναι αυτό, ενώ το 90% απορροφάται.

Αν η απώλεια επιστροφής είναι 30 (dB)=10log(Pinc/Preflect)=>

 $30 = 10\log |\frac{Pincident}{Pr \ eflect}| \Rightarrow 1000 = |\frac{Pincident}{Pr \ eflect}| \Rightarrow$ Pr eflect = |1/1000| Pincident = 0.1% Pincident

Συνεπώς το 0.1% της ισχύος ανακλάται και το 99,99% απορροφάται απο το φορτίο.

Θέλουμε πάντα να έχουμε το μέγιστο συντελεστή απώλειας επιστροφής για την θύρα που εξετάζουμε.

⁴ Γενικά όταν δηλώνουμε απώλειες εκφράζουμε το νούμερο αυτό ως θετική ποσότητα πχ. Απώλειες 4dB. Ωστόσο το Return Loss σε μεγάλο αριθμό βιβλίων αναγράφεται και ως αρνητική ποσότητα.

2.5.9 Λόγος Στάσιμων Κυμάτων (VSWR)



Σχήμα 2.22: Προσαρμογή πηγής σε γραμμή μεταφοράς και φορτίο

Στα φύλλα προδιαγραφών των διαφόρων διατάξεων RF (οχι μονο των ενισχυτών) αντί της απώλειας επιστροφής δίνεται, συνήθως, ο λόγος στάσιμων κυμάτων, VSWR (Voltage Standing Wave Ratio) και ο συντελεστής ανάκλασης Γ. Αυτοί οι συντελεστές αποτελούν μέτρο της ανακλώμενης τάσης στη θύρα εισόδου (ή εξόδου) του ενισχυτή (ή γενικά της διάταξης υπό μελέτη), σε σχέση με την ισχύ που οδηγείται στη θύρα αυτή.

Ο λόγος των στάσιμων κυμάτων συνδέεται με την αντίσταση του φορτίου Z_L (έστω ότι είναι η αντίσταση εισόδου ενός ενισχυτή) και την αντίσταση της γραμμής μεταφοράς Z_o (έστω τα ομοαξονικά καλώδια που χρησιμοποιούμε για να συνδέσουμε μεταξύ τους τις διατάξεις), με τον παρακάτω τύπο:

$$VSWR = \frac{1 + \left| \frac{Zload - Zo}{Zload + Zo} \right|}{1 - \left| \frac{Zload - Zo}{Zload + Zo} \right|}$$
(2.18)

An Z_{Load} > Z_o , tóte VSWR= Z_{Load}/Z_o

Av $Z_{\text{Load}} < Z_o$, tóte VSWR= Z_o / Z_{Load}

Αν έχουμε τέλεια προσαρμογή $Z_{Load}=Z_o$, τότε VSWR=1 (Ιδανική κατάσταση)

Aν για παράδειγμα έχουμε $Z_{\text{Load}}=75\Omega$ και Zo=50Ω, τότε VSWR=75/50=1.5 Ο συντελεστής ανάκλασης ορίζεται ως $\Gamma = \frac{Zload - Zo}{Zload + Zo}$ (2.19)

και είναι ένας μιγαδικός αριθμός έχοντας πλάτος $|\Gamma|$ (συμβολίζεται και ρ) και φάση.

Για Γ=-1 το ανακλώμενο κύμα έχει διαφορά φάσης με το προσπίπτων 180° Για Γ=1 το ανακλώμενο κύμα έχει διαφορά φάσης με το προσπίπτων 0° Για Γ=0 1 δεν έχουμε ανάκλαση τέλεια προσαρμογή Το πλάτος του συντελεστή ανάκλασης ορίζεται συνάρτηση του VSWR ως:



Σχήμα 2.23: Μελέτη S-παραμέτρων σε δίθυρο

Το $|\Gamma|$ συνδέεται με τα S-parameters στην είσοδο και αντίστοιχα έξοδο του ενισχυτή με βάση τους τύπους:

Eίσοδος: 20log $|\Gamma_{input}|=20log|S_{11}|=20log|V_1^+/V_1^-|$ (dB)

Έξοδος: $20\log|\Gamma_{output}|=20\log|S_{22}|=20\log|V_2^+/V_1^-|$ (dB)

Και με βάση το προηγούμενο παράδειγμα όπου VSWR=1.5, άρα ρ=0.2

To $|\Gamma|$ παίρνει τιμές [0,1] και το VSWR [1, ∞]

Επίσης το Return loss συνδέεται με τα παραπάνω ως

Return loss (dB)=-20log($|S_{11}|$)=-20log($|\Gamma_{input}|$) (2.21)

Υψώνοντας τον συντελεστή ανάκλασης στο τετράγωνο βρίσκουμε τον λόγο ισχύων μεταξύ προσπίπτων και ανακλώμενου κύματος. Για ρ=(0.2)^2=0.04, συνεπώς Preflect=4%Pincident. Πολύ χρήσιμη είναι η παρακάτω γραφική παράσταση μεταξύ VSWR και ανακλώμενου ποσού ισχύος. Επίσης στο παράρτημα υπάρχει και πίνακας μεταξύ VSWR και Return Loss, που όπως παρατηρείται είναι προφανώς αντιστρόφως ανάλογα.



Σχήμα 2.24: Συνάρτηση του VSWR με το ποσοστό ανακλώμενης ισχύος

Να επισημάνω ότι οι συντελεστές VSWR,ρ,Γ χρησιμοποιούνται σε όλες τις διατάξεις RF, όταν χρειάζεται να χαρακτηριστεί η συμπεριφορά προσαρμογής κάποιας θύρας.

Η παρακάτω γραφική παράσταση είναι το VSWR συνάρτηση της συχνότητας για έναν LNA που χρησιμοποιήθηκε στα πλαίσια της εργασίας αυτής τον ZFL-500HLN+.



Σχήμα 2.25: Συνάρτηση VSWR εισόδου και εξόδου του ενισχυτή ZFL-500HLN με τη συχνότητα

Ο συγκεκριμένος ενισχυτής έχει εύρος ζώνης 10 με 500MHz. Όπως παρατηρείται η προσαρμογή είναι χειρότερη όταν λειτούργει η διάταξη στα όρια λειτουργίας της. Αυτό το γεγονός παρατηρείται και σε άλλες παραμέτρους όπως η ενίσχυση, η εικόνα θορύβου κτλ. Γενικά πρέπει να αποφεύγουμε να χρησιμοποιούμε τις διατάξεις στα όρια της λειτουργίας τους. Στο διάγραμμα αυτό φαίνεται η προσαρμογή για τις θύρες εξόδου και εισόδου του συγκεκριμένου ενισχυτή. Για παράδειγμα αν η συχνότητα λειτουργίας είναι 30 MHz για την θύρα εισόδου αντιστοιχεί VSWR περίπου 1.05 που με βάση την γραφική συνάρτηση το ποσοστό της ανακλώμενης ισχύος είναι κάτω από το 1%.

Αντίστοιχα για την θύρα RF του μίκτη ZFM-4212+ που χρησιμοποιήθηκε στον δέκτη του συστήματος που υλοποιήθηκε, η παρακάτω γραφική μας δίνει τον λόγο VSWR συνάρτηση της συχνότητας. Για την συχνότητα 2465 MHz που μας ενδιαφέρει το VSWR είναι περίπου 1.9, συνεπώς με βάση την συνάρτηση η ανακλώμενη ισχύ είναι 9%.



Σχήμα 2.26: Συνάρτηση VSWR του μίκτη ZFM-4212 με τη συχνότητα για θύρα RF

2.5.10 Απομόνωση (Reverse Isolation) και Ενεργός Κατευθυντικότητα (Active Directivity)



Σχήμα 2.27: Αναπαράσταση απομόνωσης για έναν ενισχυτή

Η απομόνωση (reverse isolation) του ενισχυτή χαμηλού θορύβου είναι εκείνη η παράμετρος που καθορίζει το ποσό της εξασθένισης ενός σήματος που από τη θύρα εξόδου του ενισχυτή κατευθύνεται προς τη θύρα εισόδου [37], [38]. Σε όρους παραμέτρους σκέδασης (S-parameters) ιδανικά το $S_{12}=0$. Ωστόσο μία τυπική τιμή της απομόνωσης ενός LNA είναι τα -20 dB⁵.

⁵ Αρκετές φορές στην βιβλιογραφία και αυτή η ποσότητα δίνεται σαν θετικός αρνητικός. Αν θεωρήσουμε ότι g_{rev} είναι η αρνητική ποσότητα έστω -20dB, η απόλυτη τιμή της I_{rev} είναι η θετική ποσότητα. $I_{rev} = |g_{rev}| = |20 \log_{10} |S_{12}||$

Επίσης μια πολύ σημαντική παράμετρος που συνδέεται άμεσα με την απομόνωση του ενισχυτή είναι η ενεργός κατευθυντικότητα (Active Directivity). Σε καμία περίπτωση δεν πρέπει να συνδέεται με την κατευθυντικότητα μίας κεραίας. Η παράμετρο αυτή είναι ιση με την διαφορά της απομόνωσης του ενισχυτή (Isolation) και του κέρδους του.

4 Active Directivity=Isolation-Gain.(2.22)

Αν αυτή η παράμετρος είναι μεγάλη, έχει ως αποτέλεσμα να μην επηρεάσει την διάταξη του ενισχυτή ένα φορτίο το οποίο είναι συνδεδεμένο με τον ενισχυτή και έχει μεγάλο VSWR εισόδου. Στην αντίθετη περίπτωση όμως που η ενεργός κατευθυντικότητα είναι χαμηλή, αν το φορτίο έχει μεγάλο VSWR εισόδου μπορεί να επηρεάσει την εμπέδηση εισόδου του ενισχυτή, το κέρδος, την σταθερότητα του κέρδους και το VSWR εξόδου του ενισχυτή. Από την άλλη αν η είσοδος του ενισχυτή είναι συνδεδεμένη με μία πηγή (μπορεί να είναι οτιδήποτε η πηγή πχ. ένας μίκτης) που έχει υψηλό VSWR εξόδου να επηρεαστεί η εμπέδηση εξόδου του ενισχυτή. Οπως γίνεται αντιληπτό, μετά το πρόβλημα στην άλλη βαθμίδα, η άλλη βαθμίδα στην επόμενη και πάει λέγοντας. Συγκεκριμένα για τους ενισχυτή S_{21} να είναι τουλάχιστον 20dB, ώστε να εξασφαλίζεται η σταθερότητα για τον ενισχυτή όπως θα αναλυθεί σε επομένη παράγραφο.



Σχήμα 2.28: Συνάρτηση κέρδους και ενεργού κατευθυντικότητας του ενισχυτή ΖΧ60-272LN+ με την συχνότητα

Στο Σχ.2.28 φαίνεται το κέρδος και η ενεργός κατευθυντικότητα (Active Directivity) ενός ενισχυτή που χρησιμοποιήθηκε ως πρώτη βαθμίδα στο σύστημα SISO και MIMO, στον δέκτη. Για την συχνότητα λειτουργίας 2465MHz παρατηρείτε ότι το Gain=14dB ενώ το Active Directivity=7 dB. Συνεπώς η απομόνωση Isolation=|S12|=Gain+Act.Directivity=21 dB για την συχνότητα αυτή.

Για να επαληθεύσουμε ότι η απομόνωση έχει αυτή την τιμή, μετρήσαμε τις Sπαραμέτρους του ενισχυτή αυτού κάνοντας χρήση ενός Vector Network Analyzer.

iew <u>F</u> ile <u>V</u> iew	<u>C</u> hannel	Sw <u>e</u> ep	Calibration	<u>I</u> race	<u>S</u> cale M ₃	arker Sy	istem 🖄	/indow <u>H</u> elp	8		_ 8 ×
Marker: 1 of 3		Mai	rker 2 2.4	65000000	GHz 📫	Marke	er 1	Marker 2	Marke	er 3	Off
821Log Mag 10.000dB/	50.00	8-521				1		1: > 2:	2.5250	00 GHz 00 GHz	14.14 dB 14.26 dB
0.000dB	40.00	2									
	30.00				.:	8					
	20.00 -		-		15 <u></u> 6	1	2		8		<u>a a</u> z
	10.00		· · · · · · · · ·				V	<u> </u>			
	0.00					25					
	-10.00										
	-20.00										
	-30.00		e 95		5a. 9 a	2		4.00	8		
	-40.00										
	-50.00 Ch1: Sta	art 2.200	100 GHz -		3				5	Stop 2.	70000 GHz
Status CH 1	: S21		C* 2-P SOL	.T							LCL

Σχήμα 2.29: Εικόνα της $|S_{21}|$ παραμέτρου για τον ενισχυτή ZX60-272LN+ από τον VNA του εργαστηρίου

<u>≣</u> ile ⊻iew	<u>C</u> hannel	Sweep	Calibratio	n <u>T</u> race	<u>S</u> cale M	arker Sy	istem <u>W</u> i	ndow <u>H</u> elp	2		X
Marker: 1 of 3		Ma	rker 2 2.4	\$65000000	GHz 🗧	Marke	er 1	Marker 2	Marke	r 3	Off
812Log Mag 10.000dB/	30.00	B-S12	9 (1) (1)			11		1:	2.5250	00 GHz 00 GHz	-20.85 dB -21.10 dB
-20.000dB	20.00 -	-								0.000.000	
	10.00							<u></u>			<u></u>
	0.00		s					or:	-		
	-10.00					110					
	-20.00						2				
	-30.00							7			
	-40.00										
	-50.00 -		a 2.								
	-60.00							90			
	-70.00	art 2 200	100 GH2							Stop 2	70000 GH2
Status CH 1	: \$12		C* 2-P SO	LT						etop et	LCL

Σχήμα 2.30: Εικόνα της $|S_{12}|$ παραμέτρου για τον ενισχυτή ZX60-272LN+ από τον VNA του εργαστηρίου

Στο Σχ.2.29 φαίνεται το διάγραμμα του πλάτους |S21|,το κέρδος δηλαδή, ενώ στο διάγραμμα Σχ.2.30 το διάγραμμα για το |S12| δηλαδή την απομόνωση. Στα διαγράμματα υπάρχουν διάφοροι δείκτες "markers". Εμάς μας ενδιαφέρουν αυτοί που αναφέρονται στην συχνότητα 2465MHz. Παρατηρώντας λοιπόν τα διαγράμματα αυτά το κέρδος του ενισχυτή είναι 14 dB και η απομόνωση 20dB.

Πρέπει να τονιστεί ξανά, ότι όλα τα μικροκυματικά που χρησιμοποιήθηκαν στην εργασία αυτή λειτουργούν με βάση τις προδιαγραφές τους μόνο όταν η είσοδο και η έξοδος τους είναι προσαρμοσμένες τέλεια σε εμπεδήσεις 50 Ohm.

2.5.11 Ευστάθεια (Stability)

Οποιαδήποτε συσκευή που παρουσιάζει κέρδος ισχύος είναι δυνατόν για κάποιους συνδυασμούς αντιστάσεων πηγής και φορτίου να καταστεί ασταθής και να οδηγηθεί σε ταλάντωση. Αυτό μπορεί να συμβεί για διάφορους λόγους [39], [40], [41]. Για παράδειγμα, στην πράξη, τα φίλτρα, οι κεραίες, οι ταλαντωτές και οι μίκτες δεν διατηρούν τις ονομαστικές τιμές των αντιστάσεών τους για ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου, π.χ. ενός φίλτρου που αποτελείται από πυκνωτές, πηνία, αντιστάσεις κτλ μεταβάλλονται ευρέως με τη συχνότητα, αφού στην πράξη είναι μιγαδικές αντιστάσεις (Impedance) αποτελούμενες από πραγματικό μέρος R (Resistance) και μιγαδικό μέρος Χ (Reactace). Στη ζώνη διέλευσης (PassBand) ένα φίλτρο παρουσιάζει αντίσταση Ζο, ενώ, καθώς η συχνότητα μεταβάλλεται και περνάμε στη ζώνη αποκοπής (StopBand), συμπεριφέρεται, συνήθως, ως βραχυκύκλωμα ή ανοικτοκύκλωμα. Έτσι, ένας ενισχυτής συνδεδεμένος με ένα φίλτρο, αν δεν είναι κατάλληλα σχεδιασμένος, είναι δυνατόν να ταλαντώσει καθώς η αντίσταση στο άκρο του μεταβάλλεται. Αν μελετήσουμε έναν ενισχυτή ως απλό δίθυρο και έχοντας για αντίσταση πηγής Zs και αντίσταση φορτίου ZL γραφούμε πάλι τον πινάκα για τις S-παραμέτρους και για διευκόλυνση κάνουμε αντικατάσταση όπου "a" και "b" με V^+ και V^- αναπαριστώντας πάλι σήματα τάσης με διαφορετικό συμβολισμό.



Σχήμα 2.31: Μελέτη ευστάθειας για έναν ενισχυτή με χρήση S-παραμέτρων

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \Longrightarrow \begin{pmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{pmatrix}$$

Έχοντας για τον συντελεστή ανάκλασης του φορτίου $\Gamma_L = V_2^+ / V_2^-$ και αναπτύσσοντας τον παραπάνω πίνακα έχουμε:

$$V_1^- = S_{11}V_1^+ + S_{12}V_2^+ = S_{11}V_1^+ + S_{12}\Gamma_L V_2^-$$
$$V_2^- = S_{21}V_1^+ + S_{22}V_2^+ = S_{21}V_1^+ + S_{22}\Gamma_L V_2^-$$

Λύνοντας ως προς V_2^- έχουμε: $V_2^- = \left(\frac{S_{21}}{1 - S_{22}\Gamma_L}\right) V_1^+$ και αντικαθιστώντας στην Εξ.

σχηματίζεται ο λόγος $\Gamma_{in} = \frac{V_1^-}{V_1^+} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}$ (2.23)

που εκφράζει τον συντελεστή ανάκλασης για την είσοδο του ενισχυτή.

Όπως παρατηρείται, ο συντελεστής ανάκλασης της εισόδου του ενισχυτή, εξαρτάται από τον συντελεστή ανάκλασης του φορτίου που "βλέπει" η έξοδος του ενισχυτή, Γ_L.

Ανάλογα αν κάνουμε αντικατάσταση στις παραπάνω σχέσεις για $\Gamma_s = V_1^+ / V_1^-$, για τον συντελεστή ανάκλασης εξόδου του ενισχυτή έχουμε:

$$\Gamma_{out} = \frac{V_2^-}{V_2^+} = S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s}$$
(2.24)

Συνεπώς και ο συντελεστής ανάκλασης εξόδου του ενισχυτή εξαρτάται από τον συντελεστή ανάκλασης της πηγής που βλέπει την είσοδο του ενισχυτή Γ_s

Στην ιδανική περίπτωση όπου ο συντελεστής ανάκλασης του φορτίου και της πηγής είναι Γ_L , $\Gamma_S=0$ τότε οι παραπάνω σχέσεις ισούται με $\Gamma_{in}=S_{11}$ και $\Gamma_{out}=S_{22}$ όπως είναι αναμενόμενο και όπως αναλύθηκε σε προηγούμενη ενότητα που εξετάστηκε μια διάταξη μεμονωμένα χωρίς να βρίσκεται σε σύνδεση στην έξοδο ή είσοδο της με άλλη διάταξη⁶.

Ένας ενισχυτής αν δεν είναι ευσταθής μπορεί να ταλαντώσει (να λειτουργήσει δηλαδή σαν ταλαντωτής. Για τον λόγο αυτό διακρίνονται δυο τύποι ευστάθειας:

- Ευστάθεια άνευ συνθήκης: Ισχύει ότι |Γ_{in}|<1 και |Γ_{out}|<1 για κάθε επιλογή παθητικού φορτίου ή πηγής
- Ευστάθεια υπό συνθήκη: Ισχύει ότι |Γ_{in}|<1 και |Γ_{out}|<1 για ορισμένο εύρος τιμών του παθητικού φορτίου και πηγής

⁶ Στην πράξη φυσικά οι σχέσεις $\Gamma_{in}=S_{11}$ και $\Gamma_{out}=S_{22}$ δεν ισχύουν αφού οι διατάξεις που είναι προσαρμοσμένες στα άκρα μιας διατάξεις αποκλείεται να είναι ιδανικές και να έχουν εμπέδηση 500hm. Συνεπώς πάντα, η μη-προσαρμογή μίας θύρας οποιαδήποτε διάταξης θα επηρεάζει τις υπόλοιπες που βρίσκονται στην αλυσίδα
Να τονιστεί ότι οι παραπάνω συνθήκες εξαρτώνται από την συχνότητα. Για ενα δίθυρο όπως του σχήματος, για να είναι ευσταθής άνευ συνθήκης σε δοσμένη συχνότητα θα πρέπει να ικανοποιούνται οι ανισότητες:

$$|\Gamma S| < 1 |\Gamma L| < 1 \Gamma_{in} = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| < 1 \Gamma_{out} = \left| S_{22} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_s}{1 - S_{11}\Gamma_s} \right| < 1$$

Με βάση τις παραπάνω εξισώσεις μπορούν να εξαχθούν μαθηματικά κριτήρια ευστάθειας. Συγκεκριμένα μπορεί να αποδεδειχθεί ότι ο ενισχυτής είναι άνευ συνθήκης σε δοσμένη συχνότητα όταν ικανοποιούνται οι συνθήκες:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2|S_{21}||S_{12}|}$$
(2.25)

όπου S_{ij} οι S-παράμετροι του κυκλώματος και Δ=S_{11}S_{22}- S_21S_12.

Αν K>1 και Δ<1, τότε το κύκλωμα είναι ευσταθές άνευ όρων. Η δυσκολία στη χρησιμοποίηση του Κ έγκειται στο ότι οι S-παράμετροι του κυκλώματος πρέπει να έχουν υπολογιστεί για ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων, ώστε να βεβαιώνεται ότι το Κ παραμένει μεγαλύτερο της μονάδας σε όλες τις συχνότητες ενδιαφέροντος. Από την τελευταία σχέση φαίνεται ότι καθώς το S₁₂ μειώνεται, καθώς αυξάνεται, δηλαδή, η απομόνωση του κυκλώματος (Reverse Isolation), η ευστάθειά του βελτιώνεται. Για τον λόγο αυτό πρέπει να χρησιμοποιούμαι ενισχυτές με το δυνατότερο υψηλότερο ενεργό κατευθυντικότητα όπως αναλύθηκε στην παράγραφο.

Ο συντελεστής Κ είναι ένας αυστηρός τρόπος μέτρησης της ευστάθειας, επειδή για τον υπολογισμό του επιτρέπει αυθαίρετη μεταβολή στις αντιστάσεις πηγής και φορτίου που βλέπει το κύκλωμα.

2.6 Εξασθενητές (Attenutor)

Σε ορισμένες περιπτώσεις, υπάρχει ανάγκη για εξασθένιση της ισχύος του σήματος. Για να λύσουμε το πρόβλημα αυτό, χρησιμοποιούμε διατάξεις που ονομάζονται εξασθενητές [42].



Σχήμα 2.32: Block διάγραμμα Εξασθενητή

Για έναν εξασθενητή ισχύει:

$$\binom{b1}{b2} = \binom{0}{a} \binom{a1}{a2}$$

Όπου α είναι το ποσοστό της εξασθένησης που βάζει η διάταξη, $|\alpha| < 1$. Με βάση τον παραπάνω τύπο $b_1 = \alpha^* a_2$ και $b_2 = a^* a_1$ οπότε καταλαβαίνουμε ότι η διάταξη είναι δικατευθυντική (εξασθενεί και προς τις δυο κατευθύνσεις). Αν για παράδειγμα,

 $b_2=\alpha^*a_1=>\gamma_{1\alpha} \alpha=0,7 => \alpha=b_2/a_1$ όπου είναι λόγος τάσεων. Υψώνοντας στο τετράγωνο έχουμε : $\alpha^2=(b_2/a_1)^2=>0.5=(b_2/a_1)^2=P_{out}/P_{in}$ όπου είναι λόγος ισχύων.

Συνεπώς η εξασθένιση είναι: (dB)=-10log($|a^2|$)=-(-3)=3. Το ίδιο ισχύει και για την ανάστροφη φορά παίρνοντας την σχέση $b_1=a^*a_2$.

Επίσης οι εξασθενητές χρησιμοποιούνται για την βελτίωση της παραμέτρου Return Loss που αναφέραμε προηγουμένως.



Σχήμα 2.33: Προβληματική προσαρμογή μεταξύ πηγής και φορτίου

Αν υποθέσουμε ότι έχουμε ένα φορτίο στο οποίο δεν έχουμε τέλεια προσαρμογή ισχύος και έτσι το Return Loss είναι 13dB. Αυτό σημαίνει ότι

 $13(dB)=10log(P_{inc}/P_{reflect})=>$ συνεπώς η ισχύ του ανακλώμενου σήματος είναι το 1/20 του προσπίπτων όπως φαίνεται και στο Σχ.2.33.

Αν για την εφαρμογή που κάνουμε δεν μας ικανοποιεί αυτό το ποσοστό ανάκλασης και θέλουμε καλύτερη προσαρμογή, τότε βάζοντας έναν εξασθενητή για παράδειγμα 6dB ανάμεσα στο φορτίο και την πηγή σημειώνουμε σημαντική βελτίωση της προσαρμογής.



Σχήμα 2.34: Βελτίωση προσαρμογής με χρήση εξασθενητή

Auto οφείλεται καθώς έχουμε μία βελτίωση κατά 12 dB του Return Loss, (6dB προς κάθε κατεύθυνση) συνεπώς το Return Loss πλέον είναι 13(dB)+12(dB)=25 dB και άρα το P_{reflect}=P_{inc}/320.

Ωστόσο, θα πρέπει να σημειωθεί ότι και το προσπίπτων σήμα ισχύος στο φορτίο είναι πλέον $P'_{inc}=P_{inc}/4$, αρα το ποσοστό που θα απορροφηθεί από το φορτίο είναι μικρότερο από την προηγούμενη περίπτωση που εξετάστηκε. Σε κάθε περίπτωση που τοποθετείται κάποιος εξασθενητής για τέτοια χρήση πρέπει να γίνεται μία αντιστάθμιση στο τι χάνουμε και τι κερδίζουμε. Πρέπει να είμαστε σίγουροι οτι το τελικό ποσό ισχύος που φτάνει στο φορτίο γίνεται ανεκτό με βάση τις προδιαγραφές όπου ορίζει το σύστημα μας.

2.7 Απομονωτές (Isolators)

Ένας **απομονωτής** είναι ένα παθητικό στοιχείο που επιτρέπει στα μικροκύματα να μεταδοθούν προς τη μία κατεύθυνση, αλλά όχι προς την αντίθετη κατεύθυνση. Είναι μια ειδική περίπτωση ενός κυκλοφορητή (Circulator), που απλά έχει την μεσαία θύρα (port) τερματισμένη σε ένα ιδανικό φορτίο όπως φαίνεται στο σχήμα. Ένας ιδανικός απομονωτής έχει μηδενική απώλεια ισχύος προς τη μία κατεύθυνση και άπειρη απώλεια στην αντίθετη κατεύθυνση. Το στοιχείο που είναι ανάλογο του απομονωτή στις χαμηλές συχνότητες είναι η δίοδος [43].



Σχήμα 2.35: Block διάγραμμα για απομονωτή

Για έναν απομονωτή ισχύει:

$$\binom{b_1}{b_2} = \binom{0 \ 0}{1 \ 0} \binom{a_1}{a_2}$$

Συνεπώς μόνο η S₂₁ παράμετρος υπάρχει και όλες οι άλλες είναι μηδενικές. Ιδανικά δηλαδή S₂₁^2=1= $P_{out}/P_{in} => \Sigma$ υνεπώς η ισχύ εισόδου στην διάταξη είναι ίση με την ισχύ εξόδου από αυτήν, ενώ η παράμετρος S₁₂=0 που σημαίνει ότι η διάταξη αυτή δεν είναι δι-κατευθυντική (non-reciprocal), αλλά λειτουργεί προς μία κατεύθυνση.

Σε αντίθεση με τον εξασθενητή που αναφέραμε στην προηγούμενη παράγραφο, ο απομονωτής είναι πιο κατάλληλος όταν πρέπει να βελτιωθεί η προσαρμογή δύο διατάξεων, καθώς ιδανικά δεν έχει απώλειες στην ορθή φορά (forward direction) του σήματος, ενώ στην ανάστροφη (reverse direction) δεν αφήνει καθόλου την ύπαρξη ανακλάσεων.



Σχήμα 2.36: Μετατόπιση συχνότητας της πηγής η οποία δεν προσαρμόζεται σωστά σε φορτίο

Αν έχουμε την περίπτωση όπου μία γεννήτρια ή ένας τοπικός ταλαντωτής πρέπει να τροφοδοτήσει ένα φορτίο με ισχύ +10dBm=10mWatt, το οποίο δεν είναι τέλεια προσαρμοσμένο θα υπάρξουν ανακλάσεις. Τα πιο σημαντικά προβλήματα που μπορεί να προκύψουν είναι:

- Πιθανή καταστροφή ή βλάβη της γεννήτριας/τοπικού ταλαντωτή
- Δημιουργία του φαινομένου "Frequency Pulling".

Αν γνωρίζουμε ότι για το φορτίο το VSWR=3.3 με βάση τους τύπους έχουμε $|\Gamma|=0,53\neq0$ και με βάση το Return Loss(dB)=5.5. Το ποσοστό της ισχύος που ανακλάται είναι 25% δηλαδή 2.5mWatt.

Frequency Pulling

Δυστυχώς η σύνθετη αντίσταση του φορτίου με το οποίο είναι συνδεδεμένη η πηγή (τοπικός ταλαντωτής-γεννήτρια) μπορεί να επηρεάσει την συχνότητα λειτουργιάς της πηγής. Συνεπώς η συχνότητα λειτουργίας είναι $\omega_0(\Gamma)$.



Σχήμα 2.37: Γεννήτρια συνδεδεμένη με φορτίο. Συχνότητα της γεννήτριας εξαρτάται απο τον συντελεστή ανάκλασης του φορτίου

Το φαινόμενο κατά το οποίο, η μεταβολή της σύνθετης αντίστασης του φορτίου προκαλεί μεταβολής της συχνότητας λειτουργίας της πηγής ονομάζεται "Frequency Pulling". Γενικά οι πηγές είναι σχεδιασμένες ώστε να λειτουργούν με βάση τις προδιαγραφές τους, όταν η θύρα εξόδου τους είναι τέλεια προσαρμοσμένη με ένα φορτίο, δηλαδή $\Gamma_L=0$. Σε οποιαδήποτε άλλη περίπτωση υπάρχουν αποκλείσεις τις συχνότητας. Συνεπώς μπορεί εμείς να κοιτάμε την ένδειξη της οθόνης της γεννήτριας να λέει 50KHz ενώ στην πραγματικότητα να υπάρχει μία απόκλιση μερικών KHz.

To "Frequency pulling" για μια συσκευή ορίζεται ως η μεγίστη απόκλιση συχνότητας από την συχνότητα λειτουργίας. Συνεπώς μπορεί να αναγράφεται στις προδιαγραφές μίας συσκευής "Απόκλιση λιγότερο από 2KHz για VSWR=2.5 ή μέγιστη απόκλιση

5KHz για 10 dB Return Loss". Συνεπώς είναι πολύ κρίσιμο μία πηγή να τερματίζεται σωστά.

2.7.1 Λύση με Εξασθενητή

Για την βελτίωση του Return Loss μπορούμε να τοποθετήσουμε έναν εξασθενητή, όπως αναφέραμε σε προηγούμενη ενότητα. Ωστόσο, θα υπάρξει και μείωση του ωφέλιμου σήματος κάτι το όποιο τις περισσότερες φόρες είναι ανεπιθύμητο. Για να δούμε τι θα γίνει στην περίπτωση τοποθέτησης ενός εξασθενητή:



Σχήμα 2.38: Βελτίωση προσαρμογής μεταξύ γεννήτριας και φορτίου με χρήση εξασθενητή

Τελικά στο φορτίο καταλήγουν 10mWatt/4=2.5mWatt. Το 28% του ποσού αυτού ανακλάται ενώ το υπόλοιπο 72%, δηλαδή **1.8mWatt απορροφάται από το φορτίο**.

Στην συνέχεια το ανακλώμενο σήμα υφίστανται και άλλη μείωση από την ανάστροφη φορά του εξασθενητή και τελικά το ανακλώμενο σήμα που φτάνει στην πηγή είναι:

Prec={(Pinc/4)*28%}/4=(0.7mWatt)/4=**0.175mWatt**~-8dBm, το οποίο ισοδυναμεί με το Return Loss των 17.5dB που "βλέπει" πλέον η γεννήτρια.

2.7.2 Λύση με απομονωτή

Αν τοποθετηθεί μεταξύ μιας γεννήτριας σήματος και του υπόλοιπου κυκλώματος, ο απομονωτής, μπορεί να ελαττώσει το ανακλώμενο κύμα προς τη γεννήτρια σε χαμηλότερο επίπεδο, έτσι ώστε η ποσότητα του ανακλώμενου κύματος που εισέρχεται στη γεννήτρια να είναι ελάχιστη.



Σχήμα 2.39: Βελτίωση προσαρμογής μεταξύ γεννήτριας και φορτίου με χρήση απομονωτή

Στο Σχ.2.39 βλέπουμε έναν απομονωτή με 6 dB απομόνωση και 0 dB προς τα εμπρός απώλεια παρεμβολής. Η ισχύ του σήματος που αφήνει τη γεννήτρια είναι 10 dBm=10mWatt. Επειδή ο απομονωτής έχει 0 dB προς τα εμπρός απώλεια παρεμβολής, η ισχύ του προς τα εμπρός κύματος παραμένει στα 10 dBm αφού περάσει μέσα από τον απομονωτή. Στη συνέχεια, το προς τα εμπρός κύμα βρίσκει το μη-προσαρμοσμένο φορτίο και ανακλάται πίσω.

Τελικά με την λύση του απομονωτή καταλήγουν στο φορτίο 10mWatt όσο δηλαδή η αρχική ισχύ. Το 28% της ισχύος ανακλάται και το 72%, δηλαδή 7.2mWatt απορροφάται από το φορτίο. Με χρήση εξασθενητή μόλις 1.8mWatt απορροφώνται από το φορτίο.

Καθώς το ανακλώμενο κύμα περνάει μέσα από τον απομονωτή, η ισχύ του ελαττώνεται κατά 6 dB, άρα τελικά το ανακλώμενο σήμα που φτάνει στην γεννήτρια είναι : $P_{rec}=(P_{inc}*28\%)/4=0.7$ mWatt~-1dBm πολύ μεγαλύτερο ποσοστό σε σχέση με το αντίστοιχο με χρήση εξασθενητή, το οποίο ισοδυναμεί με το Return Loss των 11.5 dB που βλέπει η γεννήτρια.

	Εξασθενητής 6dB	Απομονωτής 6dB
Return Loss	17.5 dB	11.5 dB
PAbsorbed by Load	1.8mWatt	7.2mWatt
Preflect to Generator	0.175mWatt	0.7mWatt

Συνοπτικά οι δύο περιπτώσεις που εξετάστηκαν!

Όπως παρατηρείτε με χρήση εξασθενητών έχουμε καλύτερο Return Loss, συνεπώς μικρότερη ισχύ από ανακλάσεις, αλλά η ισχύ που τελικά οδηγείται στο φορτίο είναι μικρότερη σε σχέση με το αν χρησιμοποιούσαμε απομονωτή. Βέβαια αυτή η σύγκριση έγινε με τις διατάξεις να έχουν ίδια τιμή εξασθένισης. Αν χρησιμοποιήσουμε απομονωτές με μεγαλύτερη εξασθένιση στην ανάστροφη κατεύθυνση, τελικά θα έχουμε αρκετά μειωμένη ισχύ ανακλάσεων ενώ ταυτόχρονα η

ισχύ που απορροφάται από το φορτίο θα είναι ισή με την εκπεμπόμενη. Συνήθως κάνουμε μια αντιστάθμιση της παραμέτρου που χρειαζόμαστε πιο πολύ για να λειτουργεί ικανοποιητικά το σύστημα μας. Τις πιο πολλές φορές χρειάζεται μεγάλο Return Loss καθώς εκτός του ότι υπάρχει μειωμένη ανακλώμενη ισχύ έχουμε πιο μεγάλη πιθανότητα να μην μεταβληθεί η συχνότητα της γεννήτριας λόγω του φαινόμενου pulling.

Προβλήματα προσαρμογής στις μικροκυματικες διατάξεις συναντιούνται συνήθως στις θύρες των μικτών οι οποίες δεν έχουν καλό VSWR και συγκεκριμένα η θύρα για τον τοπικό ταλαντωτή LO port.



Σχήμα 2.40: Συνάρτηση VSWR του μίκτη ZFM-4212 με τη συχνότητα για θύρα LO

Στην παραπάνω γραφική φαίνεται το λόγος VSWR συνάρτηση της συχνότητας για ένα μίκτη που χρησιμοποιήθηκε για το σύστημα SISO, για τον δέκτη. Για συχνότητα 2495MHz, παρατηρείται ότι το VSWR είναι περίπου στο 6. Αυτό σημαίνει ότι το Return Loss είναι 2.9dB και η ανακλώμενη ισχύ είναι περίπου 51%. Το πιο σοβαρό ίσως πρόβλημα είναι το "frequency pulling" όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, αφού με τόση κακή προσαρμογή της θύρας της γεννήτριας που τροφοδοτεί τον μίκτη σίγουρα υπάρχει μετατόπιση συχνότητας κατά ένα ποσοστό. Μετατόπιση της συχνότητας της γεννήτριας σημαίνει ότι η έξοδος στην ΙF θύρα (στην συγκεκριμένη περίπτωση επειδή ο μίκτης χρησιμοποιείται στο δέκτη) δεν είναι στην θεωρητική συχνότητα που περιμένουμε αλλά σε μία άλλη διαφορετική. Όπως θα αναλυθεί σε επόμενη ενότητα της εργασίας η μετατόπιση συχνότητας είναι καταστρεπτικά για το σήμα.

2.8 Φίλτρα

Φίλτρα ονομάζονται τα συστήματα που επιτρέπουν την διέλευση σημάτων των οποίων η συχνότητα είναι εντός της φασματικής τους ζώνης, ενώ αποκόπτουν τα σήματα με συχνοτικά χαρακτηριστικά εκτός της φασματικής τους ζώνης. Πρόκειται δηλαδή για μια διάταξη επιλογής συχνοτήτων, η οποία χρησιμοποιείται για να περιορίσει το φάσμα ενός σήματος σε μια συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων [44], [45].



Σχήμα 2.41: Φίλτρο

Ενα φίλτρο είναι μια παθητική διάταξη που αποτελείται από δύο θύρες οι οποίες είναι αμφίδρομες. Με βάση την θεωρία των S-παραμέτρων που αναφέραμε προηγουμένως έχουμε $|S_{21}|^2 = \frac{Pout}{Pin}$



Σχήμα 2.42: Κατανομή της προσπίπτων ισχύος σε ένα φιλτρο, σε ποσοστά ανάκλασης, απορρόφησης και εξόδου

Για ένα φίλτρο RF ισχύει ότι ένα μέρος της ισχύος του προσπίπτων σήματος (P_{inc}) (ανάλογα με την συχνότητα του φυσικά), θα απορροφηθεί από το φίλτρο και θα γίνει θερμότητα (P_{abs}), ένα μέρος θα ανακλαστεί στην θύρα εισόδου (P_{ref}) και ένα άλλο μέρος θα βγει απο την θύρα εξόδου (Pout).

$$P_{inc} = P_{ref} + P_{abs} + P_{out}$$

Ιδανικά ένα φίλτρο δεν έχει απώλειες αρά $P_{abs}=0$, ωστόσο στην πράξη στην περιοχή διέλευσης του φίλτρου υπάρχουν απώλειες 2-3 dB.

Τα φίλτρα χωρίζονται σε τέσσερις βασικές κατηγορίες :

- · Βαθυπερατά Φίλτρα (Low-pass filter)
- · Υψιπερατά Φίλτρα (High pass filter)
- · Ζωνοπερατά Φίλτρα (Band- pass filter)
- · Ζωνοφρακτικά Φίλτρα (Band- stop filter)

Ωστόσο θα κάνουμε μία ανάλυση για τα ζωνοπερατά RF φίλτρα με τα οποία ασχοληθήκαμε στην διπλωματική αυτή. Ο συμβολισμός ενός RF φίλτρου είναι συμφώνα με το σχήμα.



Σχήμα 2.43: Block διάγραμμα ζωνοπερατού φίλτρου

Για ένα ζωνοπερατό φίλτρο τα κύρια χαρακτηριστικά του είναι η κάτω συχνότητα αποκοπής f_L και η άνω συχνότητα αποκοπής f_H που καθορίζουν το εύρος ζώνης του φίλτρου $BW=f_H-f_L$ όπως φαίνεται Σχ.2.44.



Σχήμα 2.44: Κατανομή εύρους ζώνης ζωνοπερατού φίλτρου

Η συχνότητα αποκοπής είναι η συχνότητα κατά της οποία η ο λόγος $|S21|^2$ είναι 3dB πιο χαμηλά από την μέγιστη τιμή ισχύος που μπορεί να πάρει (0dB εξασθένιση) όπως φαίνεται και στο Σχ.2.44. Συνεπώς είναι η τιμή όπου P_{out}=0.5Pin. Υπάρχουν δύο συχνότητες οι οποίες επαληθεύουν την συνθήκη αυτή; μία πιο χαμηλή (f_L) και μία πιο υψηλή (f_H).Επίσης πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό ενός φίλτρου είναι η κεντρική του συχνότητα όπου ορίζεται ως: f_o=f_H-f_L/2. Με βάση το εύρος ζώνης ενός φίλτρου και την κεντρική του συχνότητα μπορούμε να ορίσουμε το συντελεστή ποιότητας Q (Quality Factor): f_c/BW. Συνεπώς όσο πιο στενό εύρος ζώνης το φίλτρο μας έχει μεγαλύτερη επιλεκτικότητα και μεγαλύτερο συντελεστή ποιότητας. Πιο αναλυτικά ένα ζωνοπερατό φίλτρο μπορεί να περιγραφεί από το Σχ.2.45.



Σχήμα 2.45: Περιοχή διέλευσης, μετάβασης και αποκοπής ζωνοπερατού φίλτρου

Στο παραπάνω σχήμα φαίνονται τρεις περιοχές του φίλτρου. Μεταξύ της συχνότητας f_L και f_H είναι η ζώνη διέλευσης (passband), μεταξύ f3 και f_L καθώς και μεταξύ f_H και f_4 είναι η ζώνη μετάβασης (transition band) και για f<f_3 και f>f_4 είναι η ζώνη αποκοπής (stopband). Ιδανικά θέλουμε η ζώνη μετάβασης να είναι όσο πιο απότομη γίνεται δηλαδή να μηδενίζεται. Το ποσό απότομη θα είναι η μετάβαση από την περιοχή διέλευσης προς την περιοχή αποκοπής καθορίζεται από το είδος του φίλτρου και τον αριθμό των πόλων του.

Επίσης στο Σχ.2.47 φαίνεται ότι στην συχνότητα f_4 και f_3 η εξασθένιση είναι 60dB. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα δηλώνεται η περιοχή της αποκοπής με τον τρόπο αυτό. Επίσης ο συντελεστής κυμάτωσης το "Ripple" που αναγράφεται στο παραπάνω σχήμα, εκφράζει το ποσό ομαλή είναι η περιοχή διέλευσης. Γενικά θέλουμε τον συντελεστή αυτό όσο πιο μικρό γίνεται. Μεγάλα προβλήματα δημιουργούνται όταν μέσα από ένα φίλτρο με μεγάλο συντελεστή κυμάτωσης περάσει ένα σήμα το οποίο

είναι διαμορφωμένο στο πλάτος.

Για παράδειγμα, στο δέκτη του συστήματος SISO και ΜΙΜΟ, χρησιμοποιήθηκαν φίλτρα Cavity, 8 πόλων. Οι προδιαγραφές των φίλτρων αυτών φαίνονται στο datasheet όπως στο Σχ.2.46



Σχήμα 2.46: Φύλλο προδιαγραφών για Cavity φίλτρο

Η κεντρική συχνότητα του φίλτρου είναι 2462 MHz, ενώ το εύρος ζώνης είναι 22MHz. Συνεπώς ο συντελεστής ποιότητας Q=fc/BW=2462/22=111 είναι πολύ μεγάλος. Πιο αναλυτικές λεπτομέρειες για το Return Loss των θυρών του φίλτρου, την ζώνη μετάβασης και αποκοπής παίρνουμε από την παρακάτω γραφική παράσταση που συμπεριλαμβάνεται στο datasheet του φίλτρου.



Σχήμα 2.47: Συνάρτηση Return Loss και $|S_{21}|$) με συχνότητα για Cavity φίλτρο

Παρατηρούμε ότι η ζώνη μετάβασης είναι περίπου 14MHz (=2487-2473) και είναι αρκετά μικρή. Το φίλτρο είναι αρκετά απότομο αφού τουλάχιστον 25MHz μακριά από την κεντρική συχνότητα οποιαδήποτε παρεμβολή και αν υπάρξει θα εξασθενίσει στην έξοδο του φίλτρου κατά 60 dB τουλάχιστον.

Αξιόλογο είναι να σχολιαστεί το Return Loss του φίλτρου. Στην περιοχή διέλευσης το Return Loss παίρνει τιμές από -25 μέχρι -35 dB. Οι τιμές αυτές εξασφαλίζουν στην ζώνη διέλευσης τέλεια προσαρμογή με μόλις 0.3% της ισχύος ανάκλαση, για Return Loss -25. Απο την άλλη καθώς μεταβαίνουμε στην περιοχή αποκοπής παρατηρείτε ότι το Return Loss συνέχεια μειώνεται και τελικά στην περιοχή αποκοπής είναι 0 dB που σημαίνει ότι ολόκληρη η ισχύ της συχνότητας που θα βρεθεί στην περιοχή αύτη θα ανακλαστεί.

Για να δούμε πιο αναλυτικά την συμπεριφορά του συγκεκριμένου φίλτρου έγινε χρήση του Vector Network Analyzer και πήραμε τις γραφικές συναρτήσεις των S₁₁ και S₂₁ παραμέτρων όπως φαίνεται στα παρακάτω σχήματα. Όντως, όπως και στο διαγράμματα με το Return Loss το διαγράμματα του S₁₁ παρουσιάζει ίδια συμπεριφορά. Στο Σχ.2.48 φαίνονται οι marker για μία συχνότητα που βρίσκεται στην περιοχή διέλευσης του φίλτρου f₂=2465MHz και αντιστοιχεί σε $|s_{11}|$ =-23dB ενώ για την συχνότητα f₁=2525MHz που βρίσκεται στην περιοχή αποκοπής του φίλτρου το |S₁₁|~0dB συνεπώς ανακλάται εξ'ολοκλήρου.

<u> </u>	<u>C</u> hannel	Sweep	Calibration	<u>I</u> race	<u>S</u> cale M	<u>a</u> rker Sy	stem <u>W</u>	(indow <u>H</u> elp			-8×
Marker: 1 of 3		Ma	rker 2 2.4	65000000	GHz 📑	Marke	er 1	Marker 2	Marker 3		Off
<mark>S11</mark> Log Mag 10.000dB/	30.00	B-S11	7 10			1 1		1:	2.525000	GHz GHz	-0.4302 dB -23.18 dB
-20.000dB	20.00							-			
	10.00							- 3 - 3 - 3 - 3 - 3 - 3 - 3 - 3 - 3 - 3			
	0.00 -)	ſ	<u>×</u>			
	-10.00					-					
	-20.00						2				
	-30.00 -						Λħ.				
	-40.00										<u></u>
	-50.00		a		5	e 7.		- 10 10.			ter te
	-60.00 -				9			- 59			- 5 <u>7</u>
	-70.00 Ch1: S	tart 2.200)00 GHz 💛		3					Stop 2.	70000 GHz
Status CH 1	: S11		C 2-P SOL	T							LCL

Σχήμα 2.48: Εικόνα της $|S_{11}|$ παραμέτρου για το Cavity φιλτρο απο τον VNA του εργαστηρίου

Στο Σχ.2.49 φαίνεται το διαγράμματα $|S_{21}|$ δηλαδή οι συχνότητες που έχουν εξέλθει το φίλτρου τι απώλειες παρουσιάζουν. Για την f₂=2465MHz, ισχύει ότι $|S_{21}|=P_{out}(dB)-P_{in}(dB)=-1.78dB$. Για την άλλη συχνότητα οι απώλειες είναι πολύ μεγάλες συνεπώς δεν εξέρχεται καθόλου από το φίλτρο.

≝ Eile ⊻iew	Channel	Sweep	Calibration	<u>I</u> race	<u>S</u> cale N	l <u>a</u> rker S	ystem	₩in	dow <u>H</u> elp)		-8×
Marker: 1 of 3		Ma	rker 2 2.4	65000000	GHz 🗧	Mark	er 1	N	larker 2	Mark	er 3	Off
S21Log Mag 10.000dB/	10.00	dB-S21							1:	2.5250	00 GHz	-76.74 dB
-40.000dB	0.00		1		50		2	-	9 2.8 5	2.1001		
	-10.00						\square		·			
	-20.00											
	-30.00											
	-40.00	-	-					~				
	-50.00											
	-60.00 -											
	-70.00	-	8 8			Mart 1		h	h.			
	-80.00	MAN	hell he all		N.A.N			1	THE		Nilundu	AN MALINAM
	Ch1: 5	itart 2.200)00 GHz								Stop 2	70000 GHz
Status CH 1	: S21		C 2-P SOL	.т								LCL

Σχήμα 2.49: Εικόνα της $|S_{21}|$ παραμέτρου για το Cavity φιλτρο απο τον VNA του εργαστηρίου

Όπως φάνηκε στα παραπάνω σχήματα, στην περιοχή αποκοπής ενός ζωνοπερατού φίλτρου το Return Loss τείνει στο μηδέν, συνεπώς οποιαδήποτε συχνότητα και να βρεθεί εκεί ανακλάται. Πολλά είναι τα προβλήματα που μπορούν να παρουσιαστούν λόγο αύτη της ιδιότητας του φίλτρων.



Σχήμα 2.50: Προβλήματα λόγω ανάκλασης της 3ης τάξης ενδοδιαμόρφωσης ενός μίκτη, όταν ακολουθεί φίλτρο

Για παράδειγμα, αν μετά από ένα μίκτη υπάρχει ένα φίλτρο παρουσιάζονται αρκετά προβλήματα. Το φίλτρο αφήνει να περάσει μόνο η επιθυμητή συχνότητα από τον μίκτη έστω LO-IF=30MHz η οποία κουβαλάει την πληροφορία προς μετάδοση, ενώ όλες οι υπόλοιπες συχνότητες ανακλώνται. Από τις συχνότητες που δεν θα περάσουν στην έξοδο του φίλτρου, άλλα θα ανακλαστούν είναι και το τρίτης τάξης προϊόν ενδοδιαμόρφωσης 2*LO-IF. Όταν ανακλαστεί αύτη η συχνότητα θα γυρίσει πίσω στο μίκτη. Στην συνέχεια θα λειτουργήσει σαν σήμα εισόδου στην IF θύρα του μίκτη και άρα θα ξαναβγεί στην έξοδο της RF θύρας. Συνεπώς έχοντας για IF σήμα εισόδου την συχνότητα 2*LO-IF στην έξοδο του μίκτη θα υπάρχουν τα εξής παράγωγα 2ης τάξης: LO+(2*LO-IF)=**3*LO-F** και LO-(2*LO-IF)=(**LO-IF**)_{interferer} Το σήμα (LO-IF)_{interferer} θεωρείται ως ένα σήμα παρεμβολής και επικαλύπτει το επιθυμητό σήμα που θέλουμε να μεταδώσουμε. Το ποσό πρόβλημα θα προκαλέσει στο σήμα πληροφορίας έχει να κάνει κυρίως με την σχετική ισχύ μεταξύ των δυο σημάτων.



Σχήμα 2.51: Προβλήματα λόγω ανάκλασης της 3ης τάξης ενδοδιαμόρφωσης ενός μίκτη, όταν ακολουθεί ενισχυτής και φίλτρο

Το πρόβλημα γίνεται ακόμα μεγαλύτερο, αν μεταξύ του μίκτη και του φίλτρου υπάρχει και ένας ενισχυτής. Ο ενισχυτής ενισχύει όλες τις συχνότητες εξόδου του φίλτρου. Στις περιπτώσεις που μεσολαβεί ένας ενισχυτής, επιλεγούμε ώστε στα χαρακτηριστικά του να έχει υψηλή απομόνωση (isolation) ώστε να μειώσει όλες τις ανακλώμενες συχνότητες και να μην φτάσουν στο μίκτη και τελικά να μην έχουμε το πρόβλημα που αναλύθηκε προηγουμένως.

Να τονιστεί ότι για να λειτουργήσει το φίλτρο με βάση τις προδιαγραφές που γράφονται στο datasheet θα πρέπει η είσοδος και η έξοδος να βρίσκονται προσαρμοσμένες σε διατάξεις που έχουν Z=50 Ohm. Σε διαφορετική περίπτωση δεν ισχύουν τα παραπάνω.

Ως τώρα έχει γίνει ανάλυση των S-παραμέτρων χρησιμοποιώντας μόνο το πλάτος τους. Έχει αναφερθεί προηγουμένως ότι οι S-παράμετροι έχουν πλάτος άλλα και φάση. Συνεπώς, $S_{21}(\omega) = \operatorname{Re}\{S_{21}(\omega)\} + j\operatorname{Im}\{S_{21}(\omega)\} = |S_{21}(\omega)|e^{j \angle S_{21}(\omega)}$,

η φάση του S₂₁(ω) ορίζεται ως :
$$\angle S_{21}(\omega) = \tan^{-1}\left[\frac{\operatorname{Im}\{S_{21}(\omega)\}}{\operatorname{Re}\{S_{21}(\omega)\}}\right]$$
 (2.26)

και περιγράφει την σχετική φάση μεταξύ του σήματος πρόσπτωσης στην θύρα εισόδου του φίλτρου (P_{in} ή V_{in} το ίδιο κάνει στην προκειμένη περίπτωση) και του σήματος στην έξοδο του φίλτρου (P_{out} ή V_{in}).



Σχήμα 2.52: Μελέτη σχετικής φάσης μεταξύ προσπίπτων και εξερχόμενης τάσης σε φίλτρο

Για ένα προσπίπτων σήμα τάσης ισχύει $V_1^+(z=z_1) = V_{01}^+ e^{-j\beta z_1}$ ενώ για το εξερχόμενο σήμα $V_2^+(z=z_2) = V_{02}^- e^{+j\beta z_2} = S_{21}V_{01}^+ e^{+j\beta z_1} = \left|S_{21}\right| V_{01}^+ e^{+j(\beta z_1 + \angle S_{21})}$ με

β=2π/λ (rads/m) η σταθερά διάδοσης.

Όπως καταλαβαίνουμε υπάρχει μετατόπιση φάσης (phase shift) κατά $\angle S_{21}$ rads μεταξύ του εισερχομένου και εξερχόμενου κύματος τάσης. Όπως έχουμε αναφέρει οι S-parameters είναι συνάρτηση της συχνότητας ω, συνεπώς η παραπάνω σχέση είναι διαφορετική για κάθε συχνότητα. Ο λόγος για την μετατόπιση φάσης είναι η καθυστέρηση διάδοσης (propagation delay) η οποία φυσικά είναι διαφορετική σε κάθε συχνότητα.

Η καθυστέρηση διάδοσης εκφράζει ότι χρειάζεται ένα χρονικό διάστημα ώστε να διαδοθεί το σήμα από την είσοδο στην έξοδο του φίλτρου.

Για σήμα εισόδου $Vin(t) = A\cos(\omega t)$ το σήμα εξόδου γίνεται $Vout(t) = B\cos\omega(t - \tau) = B\cos t(\omega t - \omega \tau)$

Συνεπώς υπάρχει μία καθυστέρηση "τ" seconds, που έχει ως αποτέλεσμα μετατόπιση φάσης κατά "-ωτ" rads. Ακόμα και σταθερή να ήταν η καθυστέρηση για όλες τις συχνότητες τ(ω)=const. η μετατόπιση φάσης εξαρτάται από την συχνότητα συνεπώς η έξοδος V_{out} θα ήταν διαφορετική για κάθε συχνότητα.

Όλη αύτη η μελέτη είναι εξαιρετικά χρήσιμη κυρίως όταν γίνεται χρήση μικροκυματικών φίλτρων. Επειδή όταν μεταφέρουμε πληροφορία, χρειάζεται κάποιο εύρος ζώνης σημαίνει πρακτικά ότι υπάρχει ένα εύρος συχνοτήτων. Κάθε συχνότητα από αυτές διαδίδεται μέσα από το φίλτρο με διαφορετική ταχύτητα λόγω της διαφορετικής καθυστέρησης "τ(ω)" που υφίστανται. Η καθυστέρηση αύτη γράφεται και ως $\tau(\omega) = \frac{d \angle S_{21}(\omega)}{d\omega}$ (2.27) και ορίζεται ως καθυστέρηση φάσης (phase delay) και θα ασχοληθούμε μαζί της στα παρακάτω σχήματα [46].

Συνεπώς στην έξοδο θα φτάσουν σε διαφορετική χρονική στιγμή οι συχνότητες που αποτελούν το εύρος ζώνης του σήματος και αρά την πληροφορία, έχοντας σαν αποτέλεσμα το τελικό σήμα να είναι παραμορφωμένο. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται διασπορά (dispersion).

Για παράδειγμα στην εισόδου ενός φίλτρου υπάρχει ένα σήμα πληροφορίας που έχει την μορφή του Σχ.2.53 Το σήμα έχει εύρος ζώνης $2\pi B_s$ και κεντρική συχνότητα ω_s .



Σχήμα 2.53: Εύρος ζώνης και κεντρική συχνότητα σήματος πληροφορίας

Το σήμα εισέρχεται σε ένα φίλτρο που η καθυστέρηση φάσης για κάθε συχνότητα "τ(ω)" δίνεται από την γραφική συνάρτηση που φαίνεται στο Σχ.2.54



Σχήμα 2.54: Σήμα πληροφορίας εισέρχεται σε φιλτρο#1 με απότομη καθυστέρηση φάσης

Η συχνότητες της πληροφορίας θα καθυστερήσουν σε διαφορετική χρονική στιγμή όπως φαίνεται από το σχήμα. Δυστυχώς η συνάρτηση της καθυστέρησης φάσης μεταβάλλεται πολύ έντονα και αυτό θα δημιουργήσει προβλήματα. Το ποσό έντονα μεταβάλλεται φαίνεται από την διαφορά Δτ. Γενικά επιθυμούμε αύτη η διαφορά μεταξύ της μέγιστης και ελάχιστης καθυστέρησης που υφίστανται οι συχνότητες να τείνει στο μηδέν, δηλαδή όλες οι συχνότητες να καθυστερούν το ίδιο. Στο επόμενο παράδειγμα φαίνεται το σήμα πληροφορίας που μελετήθηκε, όταν εισέρχεται σε ένα άλλο φίλτρο.



Σχήμα 2.55: Σήμα πληροφορίας εισέρχεται σε φιλτρο#2 με ομαλή καθυστέρηση φάσης

Όπως παρατηρείτε στο φίλτρο αυτό η καθυστέρηση φάσης είναι σχεδόν σταθερή κατά μήκος των συχνοτήτων της πληροφορίας που θέλουμε να μεταφέρουμε, όποτε δεν θα δημιουργηθούν πολλά προβλήματα.

Γενικά ισχύει ότι:

- Σε φίλτρα τα οποία το εύρος ζώνης τους είναι πολύ μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης της πληροφορίας B_{filter}>>B_{signal} η καθυστέρησης φάσης είναι σχεδόν σταθερή κατά μήκος των συχνοτήτων ενδιαφέροντος μας.
- Σε φίλτρα τα οποία το εύρος ζώνης τους είναι συγκρίσιμο με του εύρους ζώνης πληροφορίας B_{filter}~B_{signal} τότε δημιουργούνται προβλήματα.

Ανάλογα με τη μορφή της συνάρτησης μεταφοράς των φίλτρων, υπάρχουν τέσσερις βασικοί τύποι φίλτρων, τα φίλτρα Chebychev, τα φίλτρα Butterworth, τα φίλτρα Elliptical και τα φίλτρα Bessel. Κάθε τύπος φίλτρου έχει τα δικά του πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα κάτι το οποίο δεν θα αναλυθεί στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής. Ωστόσο πρέπει να τονιστεί οτι :

- Ανάλογα με την τάξη (N-order) ενος φίλτρου μεταβάλλεται και η καθυστέρηση φάσης. Όσο πιο μεγάλη η τάξη του φίλτρου (συνεπώς έχει μεγαλύτερο αριθμό πόλων) τόσο πιο απότομα μεταβαίνουμε από την περιοχή διέλευσης στην περιοχή αποκοπής. Φίλτρα μεγαλύτερης τάξης, παρουσιάζουν μεγαλύτερη καθυστέρηση ομάδας κατά μήκος του εύρους ζώνης τους.
- Επίσης όσο πιο στενό είναι το εύρος ζώνης ενός φίλτρου, για σταθερή κεντρική συχνότητα, έχουμε πιο υψηλό συντελεστή ποιότητας κάτι το οποίο είναι επιθυμητό καθώς έχουμε καλύτερη επιλεκτικότητα, ωστόσο έχουμε μεγαλύτερες μεταβολές της καθυστέρησης φάσης κατά μήκος του εύρους ζώνης του φίλτρου.



Σχήμα 2.56: Κατανομή ενεργών και παθητικών μικροκυματικών φίλτρων

2.9 Αλυσιδωτά Στάδια (Cascade Chains)



Σχήμα 2.57: Αλυσίδα συστήματος Ν σταδίων

Στην πράξη, στα RF συστήματα, τα σήματα υφίστανται επεξεργασία από διαδοχικά (μη γραμμικά) στάδια. Σε συστήματα αυτού του είδους, που αποτελούνται από πολλά διασυνδεδεμένα στοιχεία μεταξύ τους σχηματίζοντας μια αλυσίδα έχει νόημα να χρησιμοποιήσουμε τη θεωρία αλληλουχίας (Cascade theory) για τη απλούστερη περιγραφή και ανάλυση του όλου συστήματος. Η θεωρία βασίζεται στο ότι από τη στιγμή που η έξοδος του ενός στοιχείου είναι η είσοδος του επόμενου το κάθε στοιχείο επηρεάζει τη συνολική απόδοση του συστήματος αλλά και τη λειτουργία των στοιχείων μετά από αυτό. Αυτή η προσέγγιση τέτοιων πολύπλοκων συστημάτων διευκολύνει πολύ τη μελέτη και περιγραφή ενός τέτοιου συστήματος [19], [47].

2.9.1 IIP_{3total} και ΟΙΡ₃ για αλυσίδα διατάξεων

Για το σημείο σύμπτυξης τρίτης τάξης για μία αλυσίδα διατάξεων ισχύει για την είσοδο:

$$\frac{1}{IIP_{3total}} = \frac{1}{IIP_{3,1}} + \frac{G_1}{IIP_{3,2}} + \frac{G_1G_2}{IIP_{3,3}} + \dots + \frac{G_1G_2G_{n-1}}{IIP_{3,n}}$$
(2.28)

όπου IIP_{3total} είναι το συνολικό σημείο σύμπτυξης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης στην είσοδο της αλυσίδας εκφρασμένο σε Watt και IIP_{3n} το σημείο σύμπτυξης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης εισόδου του n-οστού σταδίου της αλυσίδας, επίσης εκφρασμένο σε Watt. Το G_n αντιπροσωπεύει το κέρδος ισχύος του n-οστού σταδίου της αλυσίδας.

συνεπώς με βάση την σχέση αυτή το σημείο σύμπτυξης τρίτης τάξης όλης της αλυσίδας για την έξοδο δίνεται από :

$$\frac{1}{OIP_{3total}} = \frac{1}{G_2....G_nOIP_{3,1}} + \frac{1}{G_3....G_nOIP_{3,2}} + + \frac{1}{OIP_{3,n}}$$



Σχήμα 2.58: Αλυσίδα με τρεις διατάξεις

n-στάδιο	10	20	30
Power Gain (dB)	+15	-3	+15
Power Gain (Linear)	31.62	0.5	31.62
OPI ₃ (dBm)	+21	∞^7	+25
OIP ₃ (mWatt)	125.9	∞	316.2

Πίνακας	23: Πα	ράδειγμα	με αλ	υσίδα ΄	τριών	διατάξεων

Με βάση τα παραπάνω για τον υπολογισμό του σημείου σύμπτυξης 3ης τάξης για την έξοδο της αλυσίδα του Σχ.2.58 κάνουμε τα παρακάτω.

- Μετατρέπουμε τα κέρδη της κάθε διάταξης από dB σε όρους γραμμικούς
- > Επίσης μετατρέπουμε τα OIP₃ από dBm σε Watt
- Χρησιμοποιούμε τον τύπο για τον υπολογισμό του OIP_{3total}, όπου το αποτέλεσμα θα είναι σε Watt.
- \blacktriangleright Για μετατροπή σε dBm => 10log(OIP_{3total}/mWatt)

Συνεπώς:

$$\begin{aligned} \frac{1}{OIP_{3total}} &= \frac{1}{G_2 G_3 OIP_{3,1}} + \frac{1}{G_3 OIP_{3,2}} + \frac{1}{OIP_{3,3}} \Longrightarrow \\ \frac{1}{OIP_{3total}} &= \frac{1}{(125.9)(0.5)(31.62)} + \frac{1}{(\infty)(31.62)} + \frac{1}{316.2} \Longrightarrow \\ OIP_{3total} &= 273mWatt = 24dBm \end{aligned}$$

Kai an θέλουμε να βρούμε το IIP_{3total}: OIP3(dBm)=IIP3(dBm)+Gain(dB), υπολογίζουμε το ολικό κέρδος όλης της αλυσίδας $G_{total}=27 \text{ dB}$, άρα

IIP₃=OIP₃-Gain_{total}=24dBm-27dB=-3dBm

 $^{^7}$ τα φίλτρα ειναι παθητικές και γραμμικές διατάξεις συνεπώς δεν έχουν προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης , αρά και ${\rm IIP}_3{\rm -OIP}_3$

2.9.2 1dB.Compression Point για αλυσίδα διατάξεων

[http://www.alphalpha.org/radar/rf/rf1_e.html]

Εξίσου σημαντική είναι η γνώση του σημείου σύμπτυξης ολόκληρης της αλυσίδας ενός δέκτη. Όταν είναι γνωστό το 1dB.Comp.Point_{input} για ολόκληρο τον δέκτη, ουσιαστικά είναι γνωστό ποια είναι η μέγιστη ισχύ εισόδου του σήματος που θα φτάσει στον δέκτη, ώστε να μην κορεστεί κάποια από τις βαθμίδες του. Για το σημείο σύμπτυξης εξόδου, αντίστοιχα γνωρίζουμε την μεγίστη ισχύ εξόδου από τον δέκτη, χωρίς να υπάρξει κάποιου είδος κορεσμός. Οπως αναφέραμε προηγουμένως ισχύει οτι P1dB_{out}(dBm)=P1dB_{in}(dBm)+Gain(dB)-1(dB)

Για τον υπολογισμό του PldB_{out,total} χρησιμοποιούμε την ίδια φόρμουλα που χρησιμοποιήσαμε για το OIP_{3total}, συνεπώς:

$$\frac{1}{1dB.C.Point_{out,total}} = \frac{1}{G_2....G_n 1dB.C.Point_{out,1}} + \frac{1}{G_3....G_n 1dB.C.Point_{out,2}} + + \frac{1}{1dB.C.Point_{out,n}}$$

Στην συνέχεια αν χρειαζόμαστε το **P1dB**_{in}(**dBm**) λύνουμε με βάση τον παραπάνω τύπο.

2.93 Συντελεστής Θορύβου για ενεργές διατάξεις (NF for Active Devise)

Οπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, στον αποδιαμορφωτή πρέπει να φτάσει ένα συγκεκριμένο επίπεδο SNR ώστε να μπορεί να δουλέψει με βάση τις προδιαγραφές του συστήματος. Συνεπώς για να φτάσουμε το SNR σε ένα τέτοιο επίπεδο, πρέπει να ενισχύουμε επαρκώς το εξασθενημένο σήμα που φτάνει στον δέκτη με χρήση ενισχυτών. Το πρόβλημα είναι ότι ναι μεν ο ενισχυτής ,ενισχύει το επιθυμητό σήμα P_s^{in} άρα $P_s^{out}=GP_s^{in}$,ενισχύει τον θόρυβο που δέχεται στην είσοδο του (P_n^{in}) , άλλα εισάγει και δικό του θόρυβο με αποτέλεσμα $P_n^{out}=GP_n^{in}+Noise_{amp}$ και άρα τελικά το SNR_{out}<SNR_{in} όπως φαίνεται και στο Σχ.2.59.



Σχήμα 2.59: Αναπαράσταση εικόνας θορύβου ενός ενισχυτή, ενώ ακολουθεί αποδιαμορφωτής

Κάθε ενισχυτής στην πραγματικότητα, στην έξοδο του μειώνει το SNR. Γενικά ισχύει ότι το SNR που εισέρχεται στην είσοδο ενός δέκτη είναι σαν λόγος η μεγαλύτερη τιμή που μπορεί να δει το σύστημα.

Καθώς ο λόγος SNR περνάει από τις υπόλοιπες βαθμίδες ενός δέκτη το SNR συνεχώς θα μειώνεται καθώς κάθε βαθμίδα εισάγει τον δικό της θόρυβο.

Συνεπώς για να γίνει σωστά η λειτουργία ενός δέκτη υπάρχουν οι εξής προκλήσεις:

1. Αύξηση της ισχύος του εξασθενημένου σήματος που λαμβάνεται από την κεραία του δέκτη, ώστε να μπορεί να ανιχνευτεί-επεξεργαστεί από τον αποδιαμορφωτή

2. Δεν πρέπει όμως ο λόγος SNR που θα εντοπίσει ο αποδιαμορφωτής να είναι χαμηλότερος από κάποια όρια

Για να υπολογίσουμε την ισχύ θορύβου σε έναν ενισχυτή πιο αναλυτικά χρησιμοποιούμε το μοντέλο που φαίνεται στο Σχ.2.60. Θεωρούμε ότι ο ενισχυτής έχει μία πηγή εσωτερικού θορύβου με φασματική πυκνότητα ισχύος N_n/G , ενώ δέχεται στην είσοδο του θόρυβο με φασματική πυκνότητα ισχύος (Watt/Hz) N_{in} .



Σχήμα 2.60: Μοντέλο Ενισχυτή για τον υπολογισμό της εικόνας θορύβου του

Στην έξοδο του ο ενισχυτής πολλαπλασιάζει και τον θόρυβο τον εξωτερικό και τον θόρυβο που ο ίδιος δημιουργεί με το κέρδος του άρα ως έξοδο έχουμε:

$N_{out}=GN_{in}+N_n$	(Watt/Hz)	(2.30)	
out - m m	(· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	()	

Οπως αναφέρθηκε στον τύπο (2.7) θα εκφράσουμε τις φασματικές πυκνότητες ισχύος συναρτήσει των θερμοκρασιών Τ τους:

\triangleright	N _{in} =kT _{in}	(2.31)
\triangleright	$N_{out} = kT_{out}$	(2.32)
≻	$N_n/G = kT_{equivalent}$	(2.33)

Η T_e δηλώνει την ισοδύναμη θερμότητα που αναπτύσσεται στο εσωτερικό του ενισχυτή λόγω του θορύβου που εισάγει. Είναι μία παράμετρος του ενισχυτή και δηλώνει πόσο θόρυβο μπορεί να εισάγει αυτός. Αν για παράδειγμα T_e=0k, ο ενισχυτής θεωρείται ιδανικός και δεν εισάγει εσωτερικό θόρυβο. Συνεπώς με βάση τις σχέσεις (2.30), (2.31) (2.32) και (2.33) καταλήγουμε:

•
$$T_{out}=G(T_{in}+T_e)$$
 (2.34)

και υποθέτοντας οτι ο ενισχυτής έχει ένα πεπερασμένο εύρος ζώνης λειτουργίας, η ισχύ θορύβου εξόδου με βάση τον τύπο (2.8) γίνεται:

•
$$P_n^{out} = N_{out}B = GKB(T_{in}+T_e)$$

Με βάση τα προηγούμενα θα προσπαθήσουμε να βρούμε τον λόγο του SNR_{in} προς τον λόγο του SNR_{out} για τον ενισχυτή με βάση το παρακάτω Σχ.2.61



Σχήμα 2.61: Ισχύ εισόδου στην είσοδο και έξοδο ενός ενισχυτή

Με βάση τις προηγούμενες σχέσεις έχουμε :

$$SNR_{out} = \frac{P_s^{out}}{P_n^{out}} = \frac{GP_s^{in}}{GKB(T_{in} + T_e)} = \frac{P_s^{in}}{KB(T_{in} + T_e)} \quad \text{kat} \quad SNR_{in} = \frac{P_s^{in}}{P_n^{in}} = \frac{P_s^{in}}{KT_{in}B}$$

Παίρνοντας τον λόγο αυτόν των δυο:

$$\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{P_s^{in}}{P_n^{in}} = \frac{P_s^{in}}{KT_{in}B} \left\{ \frac{K(Tin + Te)B}{P_s^{in}} \right\} = \frac{T_{in} + T_e}{T_{in}} = 1 + \frac{T_e}{T_{in}}$$
(2.35)

Συνεπώς βλέπουμε ότι ο λόγος αυτός εξαρτάται από δύο παραμέτρους:

- 1. Την T_{in} που είναι παράμετρος ανεξάρτητη από την διάταξη του ενισχυτή
- 2. Το Te που είναι η παράμετρος που εξαρτάται από τον ενισχυτή

Επειδή η θερμοκρασία T_e θα είναι πάντα μεγαλύτερη του 0K ο λόγος αυτός θα είναι πάντα μεγαλύτερος της μονάδας (1), συνεπώς όπως είπαμε και προηγουμένως το $SNR_{out} < SNR_{in}$ πάντα.

Ορίζουμε ως εικόνα θορύβου Noise Figure = $\frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = 1 + T_e/T_{in} > 1$ (2.36)

Θεωρούμε γενικά το T_{in} =290K ως θερμοκρασία αναφοράς ,άρα NF=1+Te/290

Η εικόνα θορύβου είναι αδιάστατο μέγεθος, όπως το κέρδος και συνεπώς εκφράζεται σε dB ως $NF(dB)=10\log_{10}(NF)$

2.9.4 Συντελεστής θορύβου για παθητικές διατάξεις (NF for Passive Devises)

Στην προηγούμενη παράγραφο έγινε μία ανάλυση υπολογισμού της εικόνας θορύβου για τους ενισχυτές. Ωστόσο, το σύστημα του πομποδέκτη που μελετήθηκε στην εργασία αυτή περιλαμβάνει και άλλες διατάξεις που δεν έχουν κέρδος άλλα απώλειες, όπως οι μίκτες, εξασθενητές και φίλτρα. Για την σωστή μελέτη του συστήματος πρέπει να γίνει κατανοητό ποια είναι η εικόνα θορύβου για αυτές τις διατάξεις.

Θεωρούμε ότι μια παθητική διάταξη έχει κέρδος G<1 οπότε εισάγει εξασθένιση A=1/G>1 (2.37). Επίσης μία τέτοια διάταξη έχει φυσική θερμοκρασία T και μία ισοδύναμη θερμοκρασία λόγω του θορύβου που παράγει T_e =(A-1)T=(A-1)290 (2.38), αφού τις περισσότερες φορές θεωρούμε ως φυσική θερμοκρασία 290K.



Σχήμα 2.62: Θερμοκρασία εισόδου και εξόδου από εξασθενητή

Μοντελοποιούμε μια παθητική διάταξη έτσι ώστε να ισχύει ο τύπος (2.34) $T_{out}=G(T_{in}+T_e)$. Οπότε μαζί με (2.37) και (2.38) τελικά έχουμε:

$$T_{out} = G(T_{in} + T_e) = \frac{T_{in} + T_e}{A} = \frac{T_{in}}{A} + \frac{(A - 1)290}{A} \Longrightarrow$$
$$T_{out} = \frac{T_{in}}{A} - \frac{290}{A} + 290$$
(2.39)

Με βάση αυτόν τον τύπο μπορούμε να καταλήξουμε σε δύο παραδοχές:

- ✓ Αν η διάταξη μας είναι ιδανική και δεν εισάγει εξασθένιση Α=1, και άρα T_{out}=T_{in}, δηλαδή η διάταξη δεν εισάγει δικό της εσωτερικό θόρυβο
- ✓ Αν η εξασθένιση είναι πολύ μεγάλη, τότε η θερμοκρασία εισόδου Tin, που είναι ανάλογη του θορύβου εισόδου Ν_{in}, απορροφάται πλήρως από την διάταξη. Άρα η θερμοκρασία στην έξοδο της διάταξης T_{out}=290k ίση με την φυσική θερμοκρασία της.

Κάνοντας χρήση της εικόνας θορύβου που αποδείξαμε προηγουμένως για τον ενισχυτή ότι ισούται: $NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = 1 + \frac{T_e}{290}$ και κάνοντας αντικατάσταση της ισοδύναμης θερμοκρασίας λόγω του θορύβου που παράγει η παθητική διάταξη Te=(A-1)290 αποδεικνύεται ότι: NF=A (2.40)

> Έτσι η εικόνα θορύβου μίας παθητικής διάταξης είναι ίση με την εξασθένιση της!

2.9.5 Συντελεστής Θορύβου για αλυσίδα σταδίων (Cascade Noise Figure)

Στην πράξη έχουμε πολλές διαφορετικές βαθμίδες την μία μετά την άλλη, που ως σύνολο παράγουν ένα συνολικό κέρδος G, και μία ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου από τον ολικό θόρυβο που παράγουν.



Σχήμα 2.63: Θερμοκρασία στην έξοδο αλυσίδας διατάξεων

Συνεπώς είναι απαραίτητο να μπορούμε υπολογίζουμε κάθε φορά την εικόνα θορύβου του συστήματος μας (του δέκτη συγκεκριμένα). Για το κάνουμε αυτό θα ξεκινήσουμε θεωρώντας ότι κάθε βαθμίδα από τις τρεις, από τις οποίες για παράδειγμα αποτελείται ο δέκτης του $\Sigma \chi$.2.63 έχει δικό της κέρδος G_n και δικιά της ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου T_{en} .

Ορίζουμε ότι οι τρεις βαθμίδες αυτές αποτελούν ένα σύστημα με κέρδος $G=G_1G_2G_3$ και θερμοκρασία T_e , οπότε ισχύει αυτό που έχουμε αναφέρει και προηγουμένως με ότι $T_{out}=G(T_{in}+T_e)$



Σχήμα 2.64: Μοντέλο ενισχυτή για θερμοκρασία εισόδου και εξόδου του

Το ζητούμενο εδώ είναι η ολική ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου και από τα τρία στάδια T_e. Για τον υπολογισμό χρησιμοποιούμε για διευκόλυνση το μοντέλο του Σχ.2.65



Σχήμα 2.65: Μοντέλο για τον υπολογισμό της θερμοκρασίας στην έξοδο αλυσίδας διατάξεων

Από το σχήμα αυτό συμπεραίνουμε ότι:

 $\circ \quad T_{out1} = G_1(T_{in} + T_{e1})$

$$\circ \quad T_{out2} = G_2(T_{out1} + T_{e2})$$

 $\circ T_{out3} = G_3(T_{out2} + T_{e3})$

Άρα συνδυάζοντας τις εξισώσεις αυτές καταλήγουμε ότι $T_{out}=T_{out3}$ άρα:

$$T_{out3} = G_1 G_2 G_3 (T_{in} + T_{e1}) + G_2 G_3 (T_{e2}) + G_3 (T_{e3})$$

Συνεπώς, αφού $T_{out}=G(T_{in}+T_e)$

$$T_{e} = \frac{T_{out}}{G_{total}} - T_{in} = \frac{G_{1}G_{2}G_{3}(T_{in} + T_{e1}) + G_{2}G_{3}(T_{e2}) + G_{3}(T_{e3})}{G_{1}G_{2}G_{3}} - T_{in} = T_{e1} + \frac{T_{e2}}{G_{1}} + \frac{T_{e3}}{G_{1}G_{2}}$$

$$\epsilon\pi i\sigma\eta\varsigma NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = 1 + \frac{T_{e}}{290}$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις αυτές έχουμε τελικά για την εικόνα θορύβου οτι:

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1G_2}$$

Γενικεύοντας για Ν βαθμίδες έχουμε τελικά για την εικόνα θορύβου:

$$NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1G_2} + \frac{NF_4 - 1}{G_1G_2G_3} + \dots + \frac{NF_N - 1}{G_1G_2G_3 \dots G_{N-1}}$$
(2.41)

Για να κρατήσουμε την εικόνα θορύβου όσο πιο χαμηλά γίνεται σε μια αλυσίδα από διατάξεις πρέπει ο πρώτος όρος NF₁ να έχει πολύ χαμηλή τιμή αλλά και πολύ μεγάλο κέρδος G₁, ώστε οι υπόλοιποι όροι NF₂-1/G₁ κτλ, να γίνουν όσο πιο μικροί γίνονται. Η πρώτη διάταξη της αλυσίδας έχει τον πιο σημαντικό ρόλο στην διαμόρφωση του ολικού NF. Συνήθως επιλέγεται μία τέτοια διάταξη να είναι ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου, LNA.

2.10 Ευαισθησία (Sensitivity) και Ελάχιστο Ανιχνεύσιμο Σήμα (Minimum Detectable Signal)

Αν υποθέσουμε ότι έχουμε ένα δέκτη με ολικό κέρδος G, ολική εικόνα θορύβου και εύρος ζώνης του φίλτρου της IF βαθμίδας B_{IF} και ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου T_e μπορούμε εύκολα με όσα έχουμε αναφέρει να προσδιορίσουμε πόση είναι η ισχύ του θορύβου στην έξοδο των βαθμίδων του δέκτη, δηλαδή στην είσοδο του αποδιαμορφωτή, έστω ότι είναι ένα DSP, όπως φαίνεται και στο Σχ.2.66 [47], [48], [49].



Σχήμα 2.66: Σύστημα δέκτη με κεραία, διατάξεις και αποδιαμορφωτή

Γνωρίζουμε ότι $T_{out}=G(T_{in}+T_e)$ όπου $T_{in}=T_{antenna}=290$ K, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι σε ένα σύστημα η θερμοκρασία εισόδου είναι η θερμοκρασία της κεραίας όπου ισούται ως αναφορά με την θερμοκρασία δωματίου. Συνεπώς,

 $T_{out}=G(290+T_e)$ και επίσης $T_e=(NF-1)290$. Συνδυάζοντας τις δύο αυτές σχέσεις καταλήγουμε ότι: $T_{out}(K)=GF290$, αρά η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου με βάση τον ορισμό, στην έξοδο $N_{out}(Watt/Hz)=kT_{out}=kGF290$. Συνεπώς η ισχύ του θορύβου στην έξοδο του δέκτη είναι

• $P_n^{out} = N_{out}(Watt/Hz)B_{IF} = kGNF290B_{IF}^{8}$

ή λογαριθμικά P_n^{out} (dBm)=-174(dBm)+10logB_{IF}(dB)+NF(dB)+G(dB)

ενώ η ισχύ του σήματος στην έξοδο του δέκτη είναι

$$\bullet$$
 P_s^{out}=GP_sⁱⁿ

ETGI,
$$SNR_{RX}^{out} = \frac{P_s^{out}}{P_n^{out}} = \frac{G_{RX}P_s^{in}}{F_{RX}G_{RX}kT_{in}B_{IF}} = \frac{P_s^{in}}{F_{RX}kT_{in}B_{IF}} = SNR_{De \, \mathrm{mod}\, ulator}^{in}$$
 (2.42)

Η τιμή SNRⁱⁿ_{Demodulator} που χρειάζεται ο αποδιαμορφωτής ώστε να μπορεί σωστά να επεξεργαστεί την πληροφορία που λαμβάνεται, εξαρτάται από τον τρόπο διαμόρφωσης, από το περιβάλλον που γίνεται η ασύρματη μετάδοση, από τον τύπο του αποδιαμορφωτή κ.α. Θα συμβολίσουμε την τιμή αυτή ως SNR_{required} αφού είναι ένας λόγος που <u>απαιτείται</u> ώστε ο αποδιαμορφωτής να λειτουργήσει σωστά. Η ποιότητα της πληροφορίας που τελικά λαμβάνει ο αποδιαμορφωτής εξαρτάται άμεσα από τον λόγο SNR_{required}. Στα ψηφιακά συστήματα, η ποιότητα μιας ζεύξης καθορίζεται από τον αριθμό των λαθών που εντοπίζονται (που είναι σε bits) σε σχέση με τον συνολικό αριθμό bits που λαμβάνονται. Ο λάθος αριθμός bits προς των συνολικό που λαμβάνει ο δέκτης εκφράζεται μέσω της συνάρτησης P(e) ή του ρυθμού BER(bit error rate). Όπως φαίνεται στο Σχ.2.67 ανάλογα με τον τρόπο διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται, για να πετυχουμε την ίδια τιμή πιθανότητας λαθών P(e), απαιτείται διαφορετικός λόγος SNR στην είσοδο του αποδιαμορφωτή.



Σχήμα 2.67: Κατανομή P(e) με το SNR_{required}

⁸ Με Ν συμβολίζω την φασματική πυκνότητα (Watt/Hz) ενώ την ισχύ με Ρ με(Watt)

Όπως παρατηρείται από τον παραπάνω τύπο το SNR_{required} εξαρτάται από την εικόνα θορύβου του αποδιαμορφωτή και συγκεκριμένα η εξάρτηση αυτή είναι αντιστρόφως ανάλογη. Για αυτό τον λόγο προσπαθούμε να είναι το δυνατόν μικρότερη, με βάση την επιλογή των διατάξεων που θα κάνουμε, η εικόνα θορύβου. Το μέγεθος B_{IF} εξαρτάται από το εύρος ζώνης της πληροφορίας που θέλουμε να μεταδώσουμε, συνεπώς δεν γίνεται να το βελτιώσουμε, σε αντίθεση με την εικόνα θορύβου που αν χρησιμοποιήσουμε τις βέλτιστες διατάξεις με την καλύτερη τοποθέτηση στον δέκτη θα έχουμε μείωση της. Το μέγεθος το όποιο μπορούμε να μεταβάλουμε πιο "εύκολα" είναι η ισχύ εισόδου στο σύστημα του δέκτη P_sⁱⁿ (αφού εξαρτάται από την απόσταση μεταξύ πομπού-δέκτη και την ισχύ που εκπέμπει ο πομπός).

Για να ισχύει η σχέση (2.42) θα πρέπει δηλαδή $P_s^{in} = F_{RX} kT_{in} B_{IF} SNR_{required}$

που αν εκφραστεί λογαριθμικά (ισχύ 10log₁₀):

$$P_{s}^{in} = 10\log_{10}\left[\frac{F_{R_{x}}kT_{in}B_{IF}SNR_{D}^{\min}}{1mW}\right] = 10\log_{10}\left[\frac{F_{R_{x}}kT_{in}B_{IF}SNR_{D}^{\min}}{1mW} \frac{1Hz}{1Hz}\right] \Rightarrow$$

$$P_{s}^{in}(dBm) = 10\log_{10}F_{R_{x}}(dB) + 10\log_{10}\left[kT_{in} \frac{1Hz}{1mW}\right](dBm) + 10\log_{10}\left[\frac{B_{IF}}{1Hz}\right](dB) + 10\log_{10}SNR_{required}(dB)$$

$$MDS$$

Η ισχύ P_s^{in} εκφράζει την ευαισθησία του δέκτη, δηλαδή το επίπεδο ισχύος που απαιτείται στην είσοδο του δέκτη όπως φαίνεται και στο Σχ.2.67 ώστε να πετύχουμε την αντίστοιχη πιθανότητα λαθών P(e) που έχουμε ορίσει βάση τις προδιαγραφές.

Ως MDS(Minimum Detectable Sensitivity) ορίζουμε την ελάχιστη ισχύ σήματος,

• $MDS(dBm) = -174(dBm) + 10logB_{IF}(dB) + NF(dB)$ (2.44)

που αν την λάβει ο δέκτης, τότε στην έξοδο του (δηλαδή στην είσοδο του αποδιαμορφωτή) θα δημιουργηθεί ένα σήμα το όποιο θα είσαι ίσο με την ισχύ θορύβου. Αυτή η ισχύ θορύβου στην <u>είσοδο</u> του αποδιαμορφωτή καθορίζει το επίπεδο θορύβου (noise floor) που ισούται με τον παρακάτω τύπο:

•
$$P^{out}_{n} = MDS * G = P^{out}_{n}(dBm) = -174(dBm) + 10logB_{IF}(dB) + NF(dB) + G(dB)$$
 (2.45)



Σχήμα 2.68: Σήμα MDS, επίπεδο θορύβου στην είσοδο και έξοδο του δέκτη και SNR_{required}

Ο δέκτης δεν μπορεί να εντοπίσει κάποιο σήμα που έχει ισχύ χαμηλότερη από την ισχύ του MDS.

Ο δέκτης για να εντοπίσει κάποιο σήμα, θα πρέπει αυτό να έχει την ισχύ του MDS. Ωστόσο δεν σημαίνει ότι ο αποδιαμορφωτής είναι σε θέση να μπορέσει να επεξεργαστεί σωστά το σήμα αυτό. Για να μπορέσει να επεξεργαστεί σωστά το σήμα χρειάζεται τον ανάλογο με την εφαρμογή που κάνουμε λόγο SNR_{required} να προστεθεί στο MDS, όπως αναφέραμε προηγουμένως [50], [52].

2.11 Κορεσμός του δέκτη (Receiver Saturation Point)

Με βάση τα όσα αναλύθηκαν προηγουμένως ορίσαμε πια είναι η ελάχιστη ισχύ εισόδου στο σύστημα του δέκτη ώστε να μπορέσει ο αποδιαμορφωτής να επεξεργαστεί σωστά την πληροφορία (sensitivity). Ωστόσο, υπάρχει και το άνω όριο ισχύος του δέκτη. Το όριο αυτό καθορίζεται από την ισχύ που μπορεί να οδηγήσει σε κορεσμό έστω και μία διάταξη του δέκτη. Έστω και μία διάταξη να κορεστεί, φτάνει ώστε να πούμε ότι ο δέκτης λειτούργει στην μη-γραμμική περιοχή του.

Σε προηγούμενες παραγράφους αναφερθήκαμε για το σημείο σύμπτυξης στην είσοδο της αλυσίδας και είναι ακριβώς αυτό που χρειάζεται για τον προσδιορισμό του άνω ορίου ισχύος που μπορεί να λειτουργήσει ο δέκτης.

Για παράδειγμα, υπάρξει ο δέκτης του παρακάτω σχήματος.



Σχήμα 2.69: Δέκτης με 5 στάδια

n-στάδιο	10	20	30	4o	50
1dB.Comp.Point _{out (} dBm)	+10	x	-3	+14	∞
1dB.Comp.Pointout (mWatt)	10	×	2	25	×
Power Gain (dB)	+10	-1	-6	+15	-2
Power Gain (Linear)	10	0.8	0.25	31.6	0.63
NF (dB)	1.5	1	6	3	2
NF (Linear)	1.41	1.25	4	2	1.58

Πίνακας 2.4: Παράδειγμα με αλυσίδα πέντε διατάξεων

Σε προηγούμενη ενότητα αναφέραμε ότι για το σημείο σύμπτυξης στην έξοδο μίας αλυσίδας διατάξεων ισχύει:

$$\frac{1}{1dB.C.Point_{out,total}} = \frac{1}{G_2....G_n 1dB.C.Point_{out,1}} + \frac{1}{G_3....G_n 1dB.C.Point_{out,2}} + \dots + \frac{1}{1dB.C.Point_{out,n}}$$

Συνεπώς εφαρμόζοντας τον τύπο αυτό για την αλυσίδα διατάξεων του παραπάνω σχήματος καταλήγουμε ότι η μέγιστη ισχύ που μπορεί να αποδώσει ο δέκτης αυτός στην έξοδο του είναι:

$$\frac{1}{1dB.C.Point_{out,total}} = 213 \Longrightarrow 1dB.C.Point_{out,total} = 4.6mWatt = +6.7dBm$$

και η μέγιστη ισχύ σήματος που μπορεί να δεχτεί ο δέκτης χωρίς να κορεστεί είναι :

P1dBCP_{out}(dBm)=P1dBCP_{in}(dBm)+Gain(dB)-1(dB)=>

 $P1dBCP_{in}(dBm) = 6.7(dBm) - 16(dB) + 1 = -8.3dBm$

Ωστόσο με βάση τον παραπάνω τύπο δεν είναι ευδιάκριτο ποια διάταξη είναι αυτή που κορενεται πιο γρήγορα. Η γνώση της διάταξης αυτής είναι πολύ σημαντική καθώς μας επιτρέπει στο να γίνονται καίριες αλλαγές στην αρχιτεκτονική του δέκτη με στόχο την βέλτιστη λειτουργία.

Μία σκέψη για το ποια βαθμίδα κορενεται πρώτη (ως είσοδος) είναι να θεωρηθεί ότι η βαθμίδα με το χαμηλότερο σημείο κορεσμού 1dBCP_{in} είναι αυτό το στοιχείο. Η θεώρηση αυτή ωστόσο δεν είναι σωστή, καθώς η ενίσχυση και η εξασθένιση που εισάγουν όλες οι διατάξεις που βρίσκονται πριν από την διάταξη υπό μελέτη,

καθορίζουν τελικά την μέγιστη ισχύ εισόδου στο δέκτη P_s^{in} , με βάση την οποία η διάταξη αυτή θα κορεστεί.

Κάνοντας χρήση του λογισμικού Genesys σχεδιάζουμε τον δέκτη που αναλύθηκε στο παραπάνω σχήμα.

	RFAmp_Stage1	Mixer_Stage3	RFAmp_Stage4 G=15dB	
	NF=1.5dB BPF_Stage2	LO=7dBm	NF=3dB	BPF_Stage5
	OP1dB=10dBm IL=1dB	IP1dB=3dBm	OP1dB=14dBm	IL=2dB Termination_Load
CW1				$ZO=50\Omega$
CWSource_1 E=30MHz				
Pwr=-20dBm				
		wrOscillator_2 F=90MHz		
		Pwr=7dBm		

Σχήμα 2.70: Δέκτης του σχήματος 2.69 σε πρόγραμμα Genesys

Στις γραφικές που ακολουθούν παρατίθενται το σημείο σύμπτυξης εισόδου και εξόδου ολόκληρης της αλυσίδας και το ολικό κέρδος που εισάγουν οι διατάξεις. Να τονίσω ότι η ανάλυση έχει γίνει στάδιο-στάδιο για να είναι ευδιάκριτο ποια διάταξη επιδράει περισσότερο στο κάθε μέγεθος που μελετάμε.



Σχήμα 2.71: Cascade 1dBCP_{out} και Cascade Gain για το σχήμα 2.70



Σχήμα 2.72: Cascade 1dBCP_{in} και Cascade Gain για το σχήμα 2.70

<u>n₁=LNA#1</u>

Μελετώντας την πρώτη βαθμίδα του δέκτη, είναι γνωστό ότι ο LNA έχει 1dBCP_{out} =10dBm. Μετατρέποντας ανάλογα βρίσκουμε το σημείο κορεσμού για την είσοδο του ενισχυτή και αντίστοιχα του δέκτη είναι 1dBCP_{in} =+1dBm. Συνεπώς, αν έρθει σήμα εισόδου στο δέκτη +1dBm ο LNA θα κορεστεί και άρα όλη η αλυσίδα.

<u>n2=φίλτρο BPF#1</u>

Το φίλτρο στην πράξη δεν έχει σημείο κορεσμού. Ωστόσο υπάρχει ένα επίπεδο ισχύος όπου καταστρέφεται. Για την εφαρμογή αυτή θεωρούμε ότι το P1dCPB_{in} του φίλτρου είναι άπειρο δηλαδή έχει πολύ μεγάλη τιμή. Ωστόσο, παρατηρώντας την γραφική του Σχ.2.72 βλέπουμε ότι το ολικό 1dBCP_{in} συμπεριλαμβάνοντας την βαθμίδα του φίλτρου είναι ακριβώς το ίδιο με την περίπτωση που ήταν ο ενισχυτής μόνος του. Από την άλλη στο Σχ.2.71 παρατηρείται ότι το ολικό 1dBCP_{out} στην έξοδο του φίλτρου είναι μικρότερο από την περίπτωση που υπήρχε μόνο ο ενισχυτής και αυτό συμβαίνει καθώς το φίλτρο εισάγει εξασθένιση 1 dB (αν γίνουν οι πράξεις αποδεικνύεται εύκολα).

<u>n₃= Mixer</u>

Για τον μίκτη ισχύει 1dBCP_{in} =+3dBm και έχει το χαμηλότερο σημείο σύμπτυξης από όλες τις διατάξεις που βρίσκονται στο δέκτη. Ο μίκτης δεν είναι κατευθείαν συνδεδεμένος με την είσοδο του δέκτη καθώς μεσολαβούν άλλες δυο βαθμίδες πριν

από αυτόν. Θα πρέπει να αφαιρέσουμε από το σημείο κορεσμού του μίκτη, τα κέρδη και τις εξασθενίσεις των προηγούμενων βαθμίδων, ώστε τελικά να υπολογίσουμε ποια είναι η ισχύ εισόδου στο δέκτη που θα προκαλέσει κορεσμό του μίκτη. Χρησιμοποιώντας την φόρμουλα () υπολογίζουμε ότι το ολικό 1dBCP_{in} =-6.5dBm (δηλαδή όλης της αλυσίδας συμπεριλαμβανομένου του μίκτη) ενώ αντίστοιχα το 1dBCP_{out} =-4.8dBm. Άρα αν ένα σήμα ισχύος -6.5dBm φτάσει στο δέκτη ο μίκτης και συνεπώς όλη η αλυσίδα θα κορεστεί. Αν υπάρχει κάποια βαθμίδα πιο μετά που κορένεται σε πιο χαμηλή ισχύ από αυτή του δέκτη (-6.5dBm) θα φανεί στην συνέχεια της ανάλυσης.

n₄=LNA#2

Στην συνέχεια θα υπολογιστεί το σημείο σύμπτυξης εξόδου της αλυσίδας συμπεριλαμβανομένου του δεύτερου ενισχυτή. Με βάση τον τύπο () έχουμε:

 $\frac{1}{1dB.C.Point_{out,total}} = \frac{1}{G_2G_3G_41dB.C.Point_{out,1}} + \frac{1}{G_41dB.C.Point_{out,3}} + \frac{1}{1dB.C.Point_{out,4}} = 132 \Longrightarrow$ $1dB.C.Point_{out,total} = 7.5mWatt = 8.8dBm$

Με βάση τον αλγόριθμο του προγράμματος Genesys υπολογίζεται ίδια τιμή για το σημείο σύμπτυξης εξόδου. Συνεπώς, κάνοντας την μετατροπή από είσοδο σε έξοδο για το σημείο σύμπτυξης, προσέχοντας ότι το κέρδος που θα μπει στην μετατροπή είναι 10dBm, καταλήγουμε ότι το ολικό 1dBCP_{in} =-8.2 dBm. Με βάση αυτόν τον υπολογισμό η ισχύ εισόδου ώστε να κορεστεί ο δέκτης είναι -8.2dBm ακόμα πιο χαμηλά δηλαδή από την τιμή -6.5dBm που υπολογίσαμε προηγουμένως.

n5=φίλτρο BPF#2

Η τελευταία βαθμίδα του δέκτη είναι ένα ζωνοπερατό φίλτρο. Όπως και το προηγούμενο φίλτρο του δέκτη, δεν επηρεάζει το ολικό 1dBCP_{in} ωστόσο επηρεάζει το 1dBCP_{out} το οποίο τελικά παίρνει την τιμή 6.7dBm.

Για ισχύ εισόδου <u>τουλάχιστον -8.2dBm</u> στο σύστημα του δέκτη, η βαθμίδα του δεύτερου ενισχυτή κορένεται και συνεπώς ολόκληρος ο δέκτης. Οπότε επιθυμούμε να λαμβάνουμε σήματα <u>χαμηλότερης ισχύος</u> από τα -8.2dBm.

Μεθόδοι για Βελτίωση-Αυξηση του Input 1dB.Compression Point του δέκτη

<u>Τρόπος Α</u>

Ένας τρόπος να βελτιώσουμε το σημείου κορεσμού είναι να διαλέξουμε διατάξεις με πιο μεγάλο σημείο κορεσμού και να αντικατασταθούν τα στάδια στην αλυσίδα που προκαλούν πρόβλημα. Στο παράδειγμα που αναλύθηκε προηγουμένως θα μπορούσε
να αντικατασταθεί ο δεύτερος ενισχυτής και ο μίκτης ανάλογα (οι διατάξεις που παίζουν τον πιο σημαντικό ρόλο στο παράδειγμα αυτό) με άλλες καλύτερων προδιαγραφών, συγκεκριμένα όσων αφορά τον σημείο κορεσμού. Ωστόσο, δεν υπάρχει κάποιο τέλεια μικροκυματική διάταξη σε όλα της τα χαρακτηριστικά, αλλά υπάρχει μια διάταξη που ταιριάζει καλύτερα στις προδιαγραφές του δέκτη (ή πομπού ανάλογα) που σχεδιάζουμε.

Στην διάρκεια της εργασίας αυτής χρειάστηκε να αντικατασταθεί ένας μίκτης της RF βαθμίδας του πομπού με έναν άλλο, καθώς δεν ταιριάζω με τις προδιαγραφές και με τις δυνατότητες του συστήματος που αναπτύσσαμε. Συγκεκριμένα, υπήρχε ο μίκτης ZX05-U432H+, ο οποίος όπως γράφει και στο φύλλο προδιαγραφών του στο Σχ. χαρακτηρίζεται ως up-converter. Ο λόγος είναι ότι μπορούμε να βάλουμε ως είσοδο στο μίκτη αυτόν σήμα μεγάλης ισχύος μέχρι και +17dBm (1dB.Compression Point) μέχρι να κορεστεί. Επίσης έχει αρκετά υψηλό σημείο παρεμβολής εισόδου 3ης τάξης, 26dBm. Η τιμή αυτή συμβαδίζει με τον κανόνα που αναφέραμε στο 1. ότι το σημείο σύμπτυξης εισόδου για τους μικτες είναι 10 με 20 dB χαμηλότερα από το σημείο παρεμβολής 3ης τάξης. Ωστόσο, αυτός ο μίκτης υστερεί στο ότι χρειάζεται πολύ μεγάλη ισχύ τροφοδοσίας από τοπικό ταλαντωτή. Επειδή ήταν εκτός των δυνατοτήτων του εξοπλισμού που διαθέτουμε, χρησιμοποιήθηκε ο μίκτης ΖΧ05-73L+, ο οποίος απαιτεί +4dBm τροφοδοσία για να λειτουργήσει, αλλά έχει πολύ χαμηλό σημείο σύμπτυξης (μόλις +1dBm) και συνεπώς σημείο παρεμβολής 3ης τάξης. Άρα δεν υπάρχει τέλεια μικροκυματική διάταξη.

Up Converter Frequency Mixer ZX05-U432H+ Level 17 (LO Power +17 dBm) 0.1 to 3900 MHz Maximum Ratings Features up converter mixer low conversion loss, 7.5 dB typ. high IP3, 26 dB typ. CASE STYLE: EL 905 -40°C to 85°C Operating Temperature Connectors Model SMA ZX95-U432H-S+ Storage Temperature -55°C to 100°C IF Power 100mW Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded rugged construction + RoHS compliant in accordance small size protected by US patents, 6,790,049 and 7,027,795 with EU Directive (2002/95/EC) The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications. **Coaxial Connections** Applications LO 3 IF (IN) 1 • wide band receivers RF (OUT)

	Electrical Specifications											
	FREQUENCY (MHz)	(co	DNVERSI LOSS* (dB)	ON	LO-I ISOL (d	F (IN) Ation B)	LO-RF ISOL	F (OUT) ATION IB)	IP3 at center band (dBm)		
IF (IN)	LO	RF (OUT)	Тур.	σ**	Max.	Тур.	Min.	Тур.	Min.	Тур.		
0.1-800	1100-4250	1100-3900	7.5	0.2	9.8	24	13	35	26	26		
1 dB COMPR. * Conversion I ** σ is a stand	dB COMPR.+14 dBm typ. Conversion Loss at 30 MHz IF 0 is a standard deviation											

Price \$48.95 Qty. (1-24)

Σχήμα 2.73: Φύλλο προδιαγραφών για τον μίκτη ZX05-U432H+

109

Level 4 (LO Power +4	dBm) 2400 to	IDE 7000	BA MF	ND Iz	-	Z	X05	-73L	.+
Depending Temperature -40°C to 85°C Storage Temperature -55°C to 100°C RF Power 50mW Remained damage may occur if any of these limits are exceeded. Storage Temperature Coaxial Connections 2 LO 2 RF 3 IF 1	Features • wide bandwidth, 2400 to 7 · low conversion loss, 6.2 df • high L-R isolation, 30 dB tp • excellent IF BW, DC to 300 • rugged construction • small size • useable as up and down or • protected by US patents, 6 Applications • satellite up and down commu- · defense radar and commu • line of sight links • WiFI • blue tooth • VSAT • ISM	200 MHz 3 typ. /p. 10 MHz 20 onverter ,790,049 erters nications	and 7,02	7,795		Connectors SMA + RoHS with I The +Suffix e. Compliance. S methodologies	CASE ST Model ZX05-73 Compliar EU Directi So been added Se our web sit s and gualificati	VLE: FL905 Pr L-S+ \$4 ht in according ive (2002 in order to ide a for RoHS Co ona	ice Q 148.95 (1-1 prdance 2/95/EC) ntify RoHS ompliance
			El€	ectrica	I Specific	ations			
	FREQUENCY (MHz)	CONV	ERSION (dB)	LOSS*	LO-RF IS (d	OLATION B)	LO-IF IS((d	DLATION B)	IP3 at cente band (dBm)
	t-f, IF	Typ.	σ	Max.	Тур.	Min.	Тур.	Min.	Тур.
	2400-7000 DC-3000								

Σχήμα 2.74: Φύλλο προδιαγραφών για τον μίκτη ZX05-73L+

<u>Τρόπος Β</u>

Ένας εναλλακτικός και πιο φτηνός τρόπος τις περισσότερες φόρες να αυξηθεί το σημείο σύμπτυξης ενός δέκτη, είναι να τοποθετηθούν κάποιες διατάξεις όπως οι εξασθενητές ώστε να μειώσουν το σήμα εισόδου στις βαθμίδες του δέκτη. Οι εξασθενητές πρέπει να μπουν πίσω από τις διατάξεις που κορενονται πιο γρήγορα. Ωστόσο ανάλογα την θέση στην αλυσίδα που θα εισέρθουν θα μεταβληθεί προφανώς η εικόνα θορύβου ολόκληρης της αλυσίδας, με την σειρά του το MDS θα γίνει όλο και πιο υψηλό, θα μεταβληθεί η ευαισθησία και η ισχύ θορύβου στην είσοδο του αποδιαμορφωτή.

Για την κατανόηση της εικόνας θορύβου θα κάνουμε έναν υπολογισμό για το παράδειγμα του Σχ.2.70 που αναλύθηκε προηγουμένως. Θα υπολογίσουμε το συνολικό NF της αλυσίδας με βάση τον τύπο (2.41). Με χρήση του προσομοιωτικού προγράμματος καταγράφεται η εικόνα θορύβου της αλυσίδας στο Σχ.2.75 για τρεις διαφορετικές τιμές εικόνας θορύβου της πρώτης διάταξης δηλαδή του LNA.



Σχήμα 2.75: Ολικό NF της αλυσίδας του Σχ.2.70 συναρτήση διάφορων τιμών NF της πρώτης βαθμίδας

Παρατηρείτε στην γραφική αυτή, ότι, όταν η πρώτη διάταξη, έχει μεγαλύτερη εικόνα θορύβου επηρεάζει και την τελική εικόνα θορύβου όλης της αλυσίδας όπως αναφέρθηκε και στην θεωρία. Για την παραπάνω ανάλυση, παρατηρείται ότι το κέρδος του ενισχυτή είναι αρκετά χαμηλό μόλις 10 dB και δεν βοηθάει ώστε τελικά η εικόνα θορύβου της αλυσίδας να μείνει σε επίπεδα κοντά στην εικόνα θορύβου του ενισχυτή. Αν κρατήσουμε σταθερή την εικόνα θορύβου του ενισχυτή έστω NF=1.75 dB και κάνουμε ένα "Sweep" για διάφορες τιμές της ενίσχυσης του, καταλήγουμε στην παρακάτω γραφική Σχ.2.76



Σχήμα 2.76: Ολικό NF της αλυσίδας του Σχ.2.70 συναρτήσει διάφορων τιμών ενίσχυσης της πρώτης βαθμίδας

Όπως είναι αναμενόμενο με βάση την εξίσωση (2.41) της εικόνας θορύβου μιας αλυσίδας, όσο μεγαλύτερη είναι η ενίσχυση του πρώτου σταδίου G₁ τόσο μικρότερη είναι η εικόνα θορύβου ενός δέκτη.

Για την βελτίωση του Input 1dB.Compession Point ενός δέκτη όπως στο Σχ.2.77 τοποθετούμε δοκιμαστικά έναν εξασθενητή ανάμεσα στον πρώτο ενισχυτή και το φίλτρο. Στην γραφική Σχ.2.78 φαίνεται πως μεταβάλλεται το σημείο σύμπτυξης εισόδου της αλυσίδας για διαφορετικές τιμές του εξασθενητή, ενώ στο Σχ.2.79 πως μεταβάλλεται το NF της αλυσίδας σε σχέση με τις τιμές του εξασθενητή.

÷			÷	÷	•							•										·		· ·			÷	÷	÷	÷	÷	÷	÷	÷	•	•	•						÷	÷	÷			÷
																						1.1		$\epsilon = \epsilon$									۰.		·	·	·	<u>.</u> .										•
								Ŗ	FAr	np_	Sta	igė.	1										•	Mixe	r_Și Sain	age	3			·			. '	(FA	mp 3=1	_St 5dE	age 3	4			•							
÷			·	÷				c	P1	dB=	100	, dBin	n '				E	BPF	_St	age	2 ·			LO	=7'd	Bm	ė			÷				1	4F=	3dE	3		E	BPF	_Sta	age	5 ·					÷
÷			÷															IŁ	.=1	dB∙				IP1dE	3=-6	dBr	n:						· (DP1	dB	=14	dBr	n -		IL	.=2d	В÷		·				÷
·	1	С	N			·		•	$\left[\right]$	~		•		Γ	7] ·		\sim	Ű	•	·	÷	7		Х	·	·	·	·	·	÷	•	·			•	• •			\sim	/		·	·	۰.		•
Ì					_	F.	1		٦,	/	2		8	1	1	5	F.	5	2	2	-	5		-('	X	\mathbb{V}	7		<u> </u>	÷				7		/	>	4		•	$\widehat{}$	ン	3					ļ
		C١	vs	ou	rce	_1									Attri	_1.		1	BPF	_Sta	ige2 - Bl	PF R	штт	FR						ŀ.,				. '											٠Z	D=5	Ω0	
	1	J	H	301	AH:	z .									_=3	dB			Des	crip	tion	1 = B	Band	pass	Butt	erw	orth	Filt	er																			
	1	~~	ŗ=	-10	υġ	вŵ																			1																							
				÷																		÷		· ·			÷	÷	÷	÷		÷											÷	÷				
·			÷	÷	·		•	•			·	•			•						•	•				÷	÷	·		÷	÷		·	•		•	•			-	•	·		·	÷	•		÷
÷			•	·	•						•	•			•			•			·	-{(r	}—	2		÷	÷	·	÷	·	·	÷	·	•	•	•		•		•	·	÷	·	÷	•	•	•
																					1	· `	\sim	<u>.</u>	2			1					1	•					1						1			•
·				·	•							•				-					!	PWR	Ușci - on	ilator	_2		·	·	÷	·		-	·											·	·			
																							-90	wir 12																								
																						- P\	∧r=7	'dBm																								

Σχήμα 2.77: Δέκτης που μελετήθηκε προηγουμένως με εξασθενητή στην είσοδο του



Σχήμα 2.78: Cascade 1dBCP in για το σχήμα 2.70 για διάφορες τιμές του εξασθενιτή

Όπως είναι αναμενόμενο, παραπάνω εξασθένηση του σήματος στην είσοδο σχεδόν του δέκτη, θα έχει αποτέλεσμα οι διατάξεις να κορεστούν σε πιο υψηλή ισχύ εισόδου. Αυτό είναι φυσικά κάτι επιθυμητό άλλα πρέπει να κάνουμε μια εξισορρόπηση μεταξύ τους οφέλους από αυτή τη διαδικασία και των μειονεκτημάτων. Στο Σχ.2.79 φαίνεται πως μεταβάλλεται η εικόνα θορύβου συνάρτηση των διαφόρων τιμών εξασθένησης.



Σχήμα 2.79: Cascade NF για το σχήμα 2.70 για διάφορες τιμές του εξασθενιτή

Δυστυχώς όπως παρατηρείται μεγαλύτερη τιμή εξασθένισης, έχεις ως αποτέλεσμα την αύξηση της εικόνας θορύβου. Είναι αρκετά κρίσιμο το σημείο στο όποιο είναι τοποθετημένος ο εξασθένησης. Όσο πιο κοντά στην αρχή της αλυσίδας τόσο πιο σημαντική θα είναι η επίδραση του στο τελικό αποτέλεσμα.

2.12. Δυναμική περιοχή δέκτη και αποδιαρμοφωτή. Γενικά θέματα στα RF

Αφού καθορίστηκε στις παραπάνω παραγράφους πιο είναι το μέγιστο σήμα εισόδου στο δέκτη (1dB.Compression Point_{input}) και πιο είναι το ελάχιστο που μπορεί να επεξεργαστεί σωστά (Sensitivity) είμαστε πλέον σε θέση να ορίσουμε την δυναμική περιοχή του δέκτη⁹.

Dynamic Range (dB)=1dB.Comp.Point_{input}(dBm) - Sensitivity(dBm) (2.42)

Ωστόσο όλη η ανάλυση ως τώρα αφορά τις διατάξεις της αλυσίδας του δέκτη και όχι τον αποδιαμορφωτή. Δηλαδή, το γεγονός ότι ένα σήμα στην είσοδο του δέκτη έχει ισχύ που βρίσκεται μέσα στα πλαίσια της δυναμικής περιοχής δεν σημαίνει απαραίτητα ότι θα επεξεργαστεί από τον αποδιαμορφωτή.

Υπάρχουν κάποιοι περιορισμοί. Σίγουρα όμως αν η ισχύ εισόδου ενός σήματος είναι έκτος της δυναμικής περιοχής δεν θα μπορεί να επεξεργαστεί σωστά και να πάρουμε αποτελέσματα.

⁹ Στην βιβλιογραφία πολλές φορές, η δυναμική περιοχή αναγράφεται και ως η διάφορα μεταξύ του 1dB CP με το ελάχιστο ανιχνεύσιμο σήμα (MDS).



Σχήμα 2.80: Ισχύ εισόδου στον αποδιαμορφωτή

Η ισχύ εισόδου που μπαίνει στον αποδιαμορφωτή δηλώνεται με βάση το Σχ.2.80 ως P_D^{in} . Κάθε αποδιαμορφωτής έχει μία μεγίστη τιμή ισχύος που μπορεί να αντέξει και μία ελάχιστη. Συνεπώς έχει μία δικιά του δυναμική περιοχή.

$$P_D^{max} \leq P_D^{in} \leq P_D^{min}$$

Η δυναμική περιοχή ενός αποδιαμορφωτή ορίζεται ως η διαφορά της μέγιστης και της ελάχιστης τιμής ισχύος που μπορεί να ανταποκριθεί και ονομάζεται ως Instantaneous Dynamic Range,

•
$$IDR(dB) = P_D^{max} (dBm) - P_D^{min} (dBm)$$
 (2.43)

🖊 Τυπικές τιμές για την Δυναμική Περιοχή ενός Αποδιαμορφωτή είναι 30-60 dB

Ι. Σήματα φραγής (Blocking)

Πολύ σοβαρό πρόβλημα στην επίδοση του δέκτη μπορεί να δημιουργηθεί όταν σήματα με συχνότητα κοντινή στου επιθυμητού σήματος, με μεγάλη ισχύ, περάσουν από τα φίλτρα του δέκτη και προκαλέσουν κορεσμό σε κάποια από τις βαθμίδες του. Στην περίπτωση αυτή το ολικό κέρδος του δέκτη, λόγω του κορεσμού θα μειωθεί με αποτέλεσμα η εικόνα θορύβου να αυξηθεί. Το πρόβλημα γίνεται πιο μεγάλο αν κορεστεί κάποια από τις πρώτες βαθμίδες του δέκτη. Αύξηση της εικόνας θορύβου, προκαλεί αύξηση του MDS και της ευαισθησίας του δέκτη. Συνεπώς το επιθυμητό σήμα δεν θα ενισχυθεί με το κανονικό κέρδος του δέκτη άλλα με λιγότερο. Το επιθυμητό σήμα στην είσοδο του αποδιαμορφωτή μειώνεται (μπορεί να βρεθεί κάτω από το επίπεδο θορύβου στην έξοδο) ενώ η ισχύ θορύβου αυξάνεται , με συνέπεια το (SNR) _{RX}^{out} να μειωθεί [52], [19].



Σχήμα 2.81: Διαδικασία blocking

Η διαφορά μεταξύ της ευαισθησίας του δέκτη και ενός σήματος που μπορεί να δημιουργήσει προβλήματα ονομάζεται receiver blocking.

II. Διασταυρούμενη διαμόρφωση

Ένα άλλο φαινόμενο που συμβαίνει όταν ένα επιθυμητό σήμα και ένα ισχυρό σήμα παρεμβολής περάσουν μέσα από ένα μη γραμμικό σύστημα είναι αυτό της «διασταυρούμενης διαμόρφωσης» (Cross Modulation). Κατά το φαινόμενο αυτό, γίνεται μεταφορά της διαμόρφωσης (και του θορύβου) του σήματος παρεμβολής στο πλάτος του ασθενούς σήματος.

Η επίδραση του φαινομένου αυτού γίνεται αρκετά έντονη όταν το επιθυμητό σήμα είναι διαμορφωμένο στο πλάτος.

ΙΙΙ. Πρόβλημα 'Μισής ΙΓ'

Ένα άλλο φαινόμενο που εμφανίζεται στους ετερόδυνους δέκτες, είναι αυτό της μισής IF. Υποθέτουμε ότι εκτός από το επιθυμητό σήμα RF, η κεραία συλλέγει και ένα σήμα παρεμβολής ,Interferer (συμβολισμός στο Σχ f_{un-desired}), το οποίο βρίσκεται ανάμεσα στην συχνότητα του ταλαντωτή LO και τη συχνότητα του επιθυμητού σήματος . Η συχνότητα παρεμβολής ονομάζεται ως μισή IF αφού αν κάνει μίξη με την συχνότητα του ταλαντωτή θα έχουμε σαν αποτέλεσμα:LO-Interferer=IF/2.

Το επιθυμητό σήμα RF (f_{desired}, Σχ.2.82) δημιουργεί το επιθυμητό IF ως, LO-RF. Αν το σήμα παρεμβολής περάσει από τα φίλτρα της RF βαθμίδας οδηγείται προς την κάτω μετατροπή συχνότητας με τον RF μίκτη. Συνεπώς έχουμε διάφορα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης από την μίξη με τον ταλαντωτή, με πιο σημαντικό αυτό της 4ης τάξης ενδοδιαμόρφωσης 2LO-2Interferer=IF_{Interferer}, το οποίο είναι στην ίδια συχνότητα με την επιθυμητή συχνότητα IF και δημιουργείται επικάλυψη.

Μια δεύτερη περίπτωση είναι το σήμα παρεμβολής να μεταφερθεί στη συχνότητα IF/2 και στη συνέχεια αρμονικές που θα δημιουργηθούν στην έξοδο του μίκτη (και συγκεκριμένα η δεύτερη αρμονική του) να πέσουν μέσα στο φάσμα του σήματος πληροφορίας.¹⁰



Σχήμα 2.82: Συχνότητα μισής "ΙF"

Για την αντιμετώπιση του προβλήματος μισής ΙF πρέπει να επιλεχτεί φίλτρο που να έχει αρκετή εξασθένηση στη παρεμβολή συχνότητα.

IV. Image Freq Response

Το φαινόμενο της συχνότητα ειδώλου είναι από τα πιο συνηθισμένα που παρατηρούνται κατά την σχεδίαση μικροκυματικών διατάξεων και πρέπει να αντιμετωπιστούν πολύ προσεχτικά. Η συχνότητα είδωλο βρίσκεται σε απόσταση κατά IF από την συχνότητα του ταλαντωτή LO. Στο Σχ. η επιθυμητή συχνότητα βρίσκεται κατά IF αριστερά από τον ταλαντωτή, ενώ η συχνότητα είδωλο κατά IF δεξιά. Συνεπώς είναι η συμμετρική συχνότητα σε σχέση με τον ταλαντωτή κατά IF.

Επίσης στο Σχ.2.83 φαίνεται η περιοχή διέλευσης ενός φίλτρου που μπορεί να μπει πριν από τον RF μίκτη στο δέκτη ώστε να κόψει την συχνότητα είδωλο.¹¹



Σχήμα 2.83: Η συχνότητα είδωλο

¹⁰ Στον πομποδέκτη που σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε στην εργασία αυτή, το σήμα μισής IF αντιστοιχεί σε συχνότητα 2480MHz και κόβεται οριακά από το φίλτρο της RF βαθμίδας

¹¹ Τα ίδια με την παραπάνω υποσημείωση ισχύουν για την συχνότητα 2525MHz που είναι η συχνότητα είδωλο για το σύστημα μας

3. Τεχνική Περιγραφή Προϋπάρχοντος συστήματος SISO

If I could explain it to the average person, I wouldn't have been worth the Nobel Prize.

Richard P. Feynman

1918-1988

<u>Εισαγωγή</u>

Στην ενότητα αυτή θα γίνει μια αναλυτική περιγραφή του συστήματος SISO που έχει ήδη αναπτυχθεί στο εργαστήριο και μια αναφορά των διατάξεων από τις οποίες αποτελείται [6]. Θα γίνει η διάκριση μεταξύ του πομπού και του δεκτή. Να υπενθυμίσω ότι για τον πομπό έχουν αναπτυχτεί δυο αρχιτεκτονικές ενώ για τον δέκτη μια. Θα γίνει περιγραφή της Β αρχιτεκτονικής του πομπού που είχε καλύτερα αποτελέσματα. Είναι σημαντικό να τονίσω ότι, όλες οι εικόνες από τον φασματογράφο (spectrum analyzer) που παρατίθενται παρακάτω είναι για σήμα εισόδου ένα ημίτονο (single tone) από γεννήτρια και όχι από το DSP.

3.1 Πομπός DSP

Η αρχιτεκτονική Β που αναπτύχτηκε για τον πομπό του SISO σεναρίου φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 3.1: Υλοποιημένο σχέδιο πομπού Αρχιτεκτονικής Β'

Η κάρτα DSP που χρησιμοποιήθηκε για τον πομπό (η ίδια χρησιμοποιείται και για δέκτης) έχει σαν έξοδο ένα ζωνοπερατό σήμα (Passband) το οποίο έχει κεντρική συχνότητα $f_c=10$ KHz και εύρος ζώνης BW=14KHz. Το φάσμα αυτού του σήματος παρατίθεται παρακάτω στο Σχ. 3.2 από το περιβάλλον προγράμματος της κάρτας DSP ενώ στο Σχ. 3.3 φαίνεται το φάσμα από φωτογραφία που τραβήχτηκε στην οθόνη ενός παλμογράφου με δυνατότητα FFT.



Σχήμα 3.2: Φάσμα ζωνοπερατού σήματος (Passband) σε περιβάλλον προγράμματος του DSP



Σχήμα 3.3: Φάσμα ζωνοπερατού σήματος (Passband) σε παλμογράφο FFT

Να επισημάνω ότι η ισχύ του σήματος που εξέρχεται από τον πομπό μπορεί να μεταβληθεί ανάλογα με την εφαρμογή που θέλουμε να επιδιώξουμε. Οι τιμές ισχύος που φαίνονται στις παραπάνω εικόνες είναι ενδεικτικές.

3.2 Μικροκυματικός Μίκτης ZAD-6+ IF-Βαθμίδας

Στην συνεχεία το σήμα εισέρχεται στην είσοδο ενός μίκτη αρχιτεκτονικής Double Balanced (όλοι οι μίκτες που χρησιμοποιήθηκαν στο σύστημα του πομποδέκτη ήταν αυτής της αρχιτεκτονικής) όπως ο παρακάτω:



Σχήμα 3.4: Μικροκυματικός μίκτης ZAD-6 που χρησιμοποιήθηκε στην IF-βαθμίδα του πομπού του RF-υποσυστήματος

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει για την σωστή λειτουργιά του ο μίκτης πρέπει να παίρνει την απαιτουμένη με βάση τις προδιαγραφές τροφοδοσία. Η τροφοδοσία των μικτών του πομποδέκτη που κατασκευάστηκε, έγινε με χρήση RF γεννητριών (Rohde & Schwarz) του εργαστηρίου όπως στο Σχ. 3.6. Ο συγκεκριμένος μίκτης χρειάζεται +7dBm για να λειτουργήσει σωστά. Για το σήμα εισόδου δεν υπάρχει κάποια ελάχιστη τιμή ώστε να λειτουργήσει αποδοτικά. Στο σχήμα που ακολουθεί έχει ετοιμαστεί σε περιβάλλον Genesys η έξοδος του συγκεκριμένου μίκτη και τα ανάλογα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης.

Να τονίσω σε αυτό το σημείο ότι οι τιμές ισχύος που αναγράφονται στο παρακάτω σχήμα δεν προέρχονται από τους αλγορίθμους του προγράμματος, καθώς δεν μπορούμε να εισάγουμε ακριβώς τα χαρακτηριστικά του μίκτη και της γεννήτριας που χρησιμοποιούμε. Συνεπώς οι τιμές ισχύος που θα παίρναμε, αν δεν βάζαμε τα χαρακτηριστικά αυτά, δεν θα ανταποκρίνονταν στην πραγματικότητα. Για να γίνει ακριβής μελέτη των αποτελεσμάτων ενός πειράματος με ένα προσομοιωτικό πρόγραμμα πρέπει όσο το δυνατόν όλες οι παράμετροι που εισάγουμε στις διατάξεις του προγράμματος να πλησιάζουν όσο το δυνατόν περισσότερο με αυτά που έχουμε στο εργαστήριο, πράγμα το οποίο δεν είναι και το πιο εύκολο. Οι τιμές ισχύος που αναγράφονται είναι οι τιμές που καταγράφτηκαν από το εργαστήριο καταγράφοντας την ισχύ εξόδου των σημάτων του συγκεκριμένου μίκτη στον φασματογράφο (spectrum analyzer). Η είσοδος που χρησιμοποιήθηκε στην είσοδο του μίκτη ήταν ημίτονο (single-tone) ισχύος -20dBm όπως φαίνεται στην Σχ. 3.5 και όχι σήμα από το DSP με εύρος ζώνης 14KHz. Ουσιαστικά γίνεται ένας έλεγχος των διατάξεων με χρήση ενός ημιτόνου στην είσοδος τους, ώστε να γίνει κατανοητή η απόκριση τους.



Σχήμα 3.5: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του μίκτη ZAD-6+



Σχήμα 3.6 : Γεννήτριες για την τροφοδοσία των μικτών του πομποδέκτη που κατασκευάστηκε.

Το επιθυμητό σήμα εξόδου του μίκτη είναι τα 30MHz. Όλες οι υπόλοιπες συχνότητες που εξέρχονται από τον μίκτη για την εφαρμογή αυτή είναι ανεπιθύμητες και με κάποιο τρόπο πρέπει να μειωθούν μερικώς ή πλήρως, καθώς υπάρχει περίπτωση να δημιουργηθούν προβλήματα στις επόμενες βαθμίδες του πομπού.

Το παρακάτω σχήμα, Σχ. 3.7 παρατίθενται για να είναι πιο κατανοητό πως κατανέμονται οι ζώνες συχνοτήτων και ποιες είναι οι αλληλοεπικαλύψεις που γίνονται στην έξοδο του μίκτη.



Σχήμα 3.7: Φάσμα των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ σε περιβάλλον Genesys

Με βάση το παραπάνω σχήμα υπάρχουν αρκετά σημεία που πρέπει να σχολιαστούν:

Όπως παρατηρείται το επιθυμητό σήμα εξόδου του μίκτη 30MHz με εύρος ζώνης 14KHz δεν είναι τελείως καθαρό, καθώς παρεμβάλλονται μέσα σε αυτό και άλλα σήματα. Το προϊόν τρίτη τάξης ενδοδιαμόρφωσης f_{LO}-2f_{Sourse} έχει επίπεδο ισχύος -65dBm και εύρος ζώνης διπλάσιο από του επιθυμητού σήματος. Να υπενθυμίσω ότι αθροίζονται τα εύρη ζώνης των εκαστοτε σημάτων που ενδοδιαμορφώνονται [56]. Δηλαδή: Αν f_{3order}=f₁-2f₂ τότε για το εύρος ζώνης ισχύει ότι BW_{3order}=BW_{f1}+2BW_{f2}. Στην συγκεκριμένη περίπτωση του παραπάνω σχήματος f₁=f_{LO} η συχνότητα της γεννήτριας και έχω θεωρήσει ότι δεν έχει BW.

Ωστόσο αυτό δεν είναι σωστό καθώς στην πράξη η γεννήτρια έχει εύρος ζώνης και αυτό είναι της τάξης του 1-3KHz. Ανάλογα και τα τετάρτης τάξης προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης έχουν 3BW εύρος ζώνης.

Επειδή τα εύρη ζώνης των συχνοτήτων που κάνουν μίξη αθροίζονται όπως με τον παραπάνω τρόπο, τελικά και το επιθυμητό σήμα δεν έχει εύρος ζώνης 14 KHz, αλλά 14KHz+BW_{L.O}. Πρέπει να έχουμε όσο μπορούμε πιο μακριά από το επιθυμητό μας σήμα όλες τις άλλες παρεμβολικές συχνότητες, αφού στην πράξη το εύρος του επιθυμητού σήματος είναι παραπάνω από 14KHz.

- Όπως θα φανεί αργότερα, δεν είναι τόσο τα προϊόντα τρίτης και τέταρτης τάξης αυτά που δημιουργούν προβλήματα στο επιθυμητό σήμα (30MHz), ανεξάρτητα αν έχουν μεγάλο εύρος ζώνης και δημιουργούν επικάλυψη σε αυτό. Ο λόγος είναι ότι τα επίπεδα ισχύος των παραπάνω προϊόντων είναι αρκετά χαμηλότερα από του σήματος ισχύος του επιθυμητού (περίπου 60dB χαμηλότερα). Επίσης στην έξοδο του μίκτη εμφανίζεται και το σήμα του τοπικού ταλαντωτή 30,01 MHz (στην εφαρμογή μας χρησιμοποιήσαμε γεννήτρια) το οποίο δεν θα μας ανησυχήσει λόγο του χαμηλού επιπέδου ισχύος. Αν το σήμα αυτό είχε ένα μη-αμελητέο εύρος ζώνης (αν για παράδειγμα χρησιμοποιούνταν αντί για γεννήτρια ένα VCO χωρίς μηχανισμό PLL) θα μπορούσε να βλάψει το επιθυμητό σήμα αν αλληλοεπικαλύπτοταν οι ζώνες συχνοτήτων τους και αν η ισχύ του ήταν φυσικά πιο δυνατή.
- ο Το μεγαλύτερο πρόβλημα στην έξοδο του μίκτη είναι το σήμα που είναι προϊόν δεύτερης τάξης ενδοδιαμόρφωσης συγκεκριμένα; $f_{L.0}+f_{Sourse}=30.010+10=30.020$ KHz. Το σήμα αυτό έχει εύρος ζώνης ισο με το επιθυμητό σήμα και απέχει μόλις (τα άκρα τους) 6 KHz από το σήμα των 30 MHz. Οπως θα φανεί στην επομένη ενότητα, το φίλτρο το οποίο ακολουθεί τον μίκτη θα δυσκολευτεί να μειώσει όλη την ισχύ του παρεμβολικού σήματος αυτού, για τον λόγο ότι είναι παρά πολύ κοντά στην επιθυμητή μας συχνότητα και κεντρική συχνότητα του φίλτρου που χρησιμοποιήθηκε ($F_c=30$ MHz).

Όπως έχει αναφερθεί για την σωστή λειτουργιά ενός μίκτη απαιτείται και η κατάλληλη τροφοδοσία του. Ωστόσο αρκετές φορές, λόγω απωλειών των καλωδίων, ο μίκτης δεν τροφοδοτείται όπως νομίζουμε, αλλά με λιγότερη ισχύ. Στον παρακάτω πίνακα έχει γίνει μια μελέτη για την συμπεριφορά του μίκτη ZAD-6+ ανάλογα με το ποσό ισχύος που τον τροφοδοτούμε. Να τονιστεί ότι για την σωστή λειτουργία του ο μίκτης αυτός χρειάζεται +7dBm.

	Συχνότητα (KHz)									
Τροφοδοσία	LO	LO±IF	LO±2IF	LO±3IF						
Μίκτη LO port (dBm)	30.010	30.010±10	30.010±20	30.010±30						
			(dBm)	1)						
+7	-60	-18	-63	-62						
+3	-58	-19	-62	-61						
0	-57	-20	-65	-61						
-10	-65	-28	-	-58						

Πίνακας 3.1: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ για διαφορετικές τιμές ισχύος τροφοδοσίας (LO Port). Μπορούμε να συμπεράνουμε ότι ο συγκεκριμένος μίκτης μπορεί να αποδώσει με βάση τις προδιαγραφές ακόμα και όταν η τροφοδοσία είναι 7 dB λιγότερα από την ονομαστική τάση τροφοδοσίας του. Στην περίπτωση ωστόσο που τροφοδοτείται με 17dB λιγότερο έχουμε έντονα τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τετάρτου βαθμού και μειωμένη την επιθυμητή ισχύ των προϊόντων δεύτερης τάξης ενδοδιαμόρφωσης. Στο Σχ.3.8 φαίνεται η έξοδος του μίκτη για τροφοδοσία +7dBm και στο Σχ.3.9 η έξοδος για τροφοδοσία -10 dBm. Και στα δύο σχήματα διακρίνονται τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης μέχρι και τετάρτου βαθμού.



Σχήμα 3.8 : Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -10dBm τροφοδοσία μίκτη +7dBm



Σχήμα 3.9 : Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -10dBm τροφοδοσία μίκτη -10dBm

Πρέπει να τονιστεί στο σημείο αυτό, ότι ο μίκτης αυτός έχει σημείο κορεσμού (1dB. Compression Point) τα +1dBm. Αν η ισχύ εισόδου ξεπεράσει την τιμή αυτή, σαν αποτέλεσμα θα έχουμε κάποια προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης να εμφανιστούν με αυξημένη την ισχύ τους και τα προϊόντα δεύτερης τάξης ενδοδιαμόρφωσης $f_{LO}\pm f_{IF}$ (που μας ενδιαφέρουν) να εμφανιστούν με χαμηλότερη ισχύ δηλαδή το Conversion Loss να αυξηθεί (για τον μίκτη αυτόν είσοδο του κάθε μίκτη μακριά από τα σημεία κορεσμού. Στον Πινάκα 3.2 που ακολουθεί έγινε καταγραφή της εξόδου του μίκτη

για διαφορετικά επίπεδα ισχύος στην είσοδο του ενώ η τροφοδοσία από γεννήτρια του μίκτη είναι σταθερή +7dBm.

		Συχνότητα (KHz)								
Είσοδος	LO	LO±IF	LO±2IF	LO±3IF						
Μίκτη IF port (dBm)	30.010	30.010±10	30.010±20	30.010±30						
			(dBm)							
-20	-60	-28	-80	-						
-10	-60	-18	-76	-						
0	-50	-10	-63	-40						
+5	-50	-8	-55	-24						





Σχήμα 3.10 : Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm.



Σχήμα 3.11 : Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος 0dBm.



Σχήμα 3.12 : Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος +5dBm.

Οπως παρατηρείται με τα παραπάνω σχήματα, όταν η ισχύ εισόδου ξεπεράσει το σημείο κορεσμού πλέον η επιθυμητή συχνότητα f_{LO} - f_{IF} (30MHz) εμφανίζει παραπάνω απώλειες από το κανονικό και αυτό φαίνεται έντονα στο Σχ. 3.12 όταν η είσοδος είναι +5dBm. Αν η τιμή εισόδου βρισκόταν χαμηλότερα από το σημείο κορεσμού τότε η έξοδος θα είχε ισχύ -3dBm. Στην περίπτωση αυτή που βρισκόμαστε πιο ψηλά από το σημείο κορεσμού η έξοδος έχει αυξημένες απώλειες κατά +5 dB. Επίσης τα προϊόντα τετάρτης τάξης ενδοδιαμόρφωσης είναι σε αρκετά υψηλά επίπεδα.

3.3 Κρυσταλλικό Φίλτρο ΟΡΤ



Σχήμα 3.13: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του μικροκυματικού κρυσταλλικού φίλτρου OPT

Μετά την έξοδο του μίκτη που περιγράφτηκε προηγουμένως, ακολουθεί ένα κρυσταλλικό φίλτρο. Ο σκοπός για τον οποίο χρησιμοποιήθηκε το φίλτρο αυτό είναι ότι χρειαζόμαστε μόνο την συχνότητα 30MHz να οδηγήσουμε στην επομένη βαθμίδα και όχι όλες τις συχνότητες που εξέρχονται από τον μίκτη. Συνεπώς όλες τις

ανεπιθύμητες συχνότητες πρέπει να τις αφαιρέσουμε με κάποιο τρόπο από το σύστημα. Αυτό γίνεται με την χρήση ενός φίλτρου.

Το συγκεκριμένο φίλτρο που χρησιμοποιήθηκε έχει μικρό εύρος ζώνης περίπου 18KHz και κεντρική συχνότητα τα 30MHz. Το εύρος ζώνης του φίλτρου μετρήθηκε με την λειτουργία του "tracking generator" του φασματογράφου και φαίνεται στο Σχ. 3.15.



Σχήμα 3.14: Μικροκυματικό φίλτρο ΟΡΤ που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό του RFυποσυστήματος



Σχήμα 3.15: Εύρος ζώνης του Μικροκυματικό φίλτρο ΟΡΤ

Στο Σχ. 3.16 φαίνονται τέσσερις (4) συχνότητες που θα απασχολήσουν την μελέτη που θα γίνει και οι αντίστοιχες εξασθενήσεις που υφίστανται από το φίλτρο. Φαίνεται η επιθυμητή 30 MHz= f_{LO} - f_{Source} (προϊόν δεύτερης τάξης ενδοδιαμόρφωσης) και οι ανεπιθύμητες : i) συχνότητα της γεννήτριας (30,01 MHz) ii) προϊόν δεύτερης τάξης ενδοδιαμόρφωσης f_{LO} + f_{Source} =30,02 MHz και iii) προϊόν τρίτης τάξης

ενδοδιαμόρφωσης f_{LO} -2 f_{Source} =29,99 MHz. Η παρακάτω γραφική παράσταση δείχνει πόσο εξασθένηση εισάγει το φίλτρο ανά συχνότητα.

Η περιοχή διέλευσης (Passband) εισάγει μια εξασθένηση περίπου 2-3 dB σε όσες συχνότητες βρίσκονται εντός της περιοχής αυτής, ενώ για την περιοχή εκτός της ζώνης διέλευσης η εξασθένηση ακολουθεί μια κατανομή όπως φαίνεται στο Σχ. 3.16. Συνεπώς η συχνότητα της γεννήτριας (30,01MHz) και η συχνότητα 29,99MHz έχουν πολύ μικρή εξασθένηση (περίπου 3-5 dB) καθώς είναι μόλις λίγο έξω από την περιοχή διέλευσης, ενώ η συχνότητα 30,02MHz έχει μεγαλύτερη εξασθένηση (περίπου 35dB).



Σχήμα 3.16: Συνάρτηση μεταφοράς του μικροκυματικού κρυσταλλικού φίλτρου OPT που χρησιμοποιήθηκε

3.3.1 Είσοδος -20 dBm στην είσοδο του μίκτη και χρήση εξασθενητή 6dB



Σχήμα 3.17: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του φίλτρου OPT ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm

Ακολουθεί πίνακας με τις τιμές ισχύος των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης μετά την έξοδο του μίκτη και μετά την έξοδο του φίλτρου. Υπενθυμίζεται ότι η είσοδος στον μίκτη έχει ισχύ -20dBm.

>		E	ίσοδος συστι	ήματος -20dBm			
Προϊόν Ενδοδιαμόρφωσης	Συχνότητα (MHz)	Έξοδος του μ 6+ (dBr	ίκτη ZAD- n)	Έξοδος του φ (dBm)	ίλτρου		
10	LO	-60)	-62,3			
	30,010						
20	LO +/- Source	-	+	-	+		
20	30,010 +/- 10	-28	-28	-28,5	-61		
20	LO + - 2*Source	-	+	-	+		
50	30,010 +/- 20	-80	-80	-76	-90		

Πίνακας 3.3: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης στην εξόδου του μίκτη ZAD-6+ και στην έξοδο του φίλτρου OPT στο πομπό με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm

Η έξοδος του μίκτη και αντίστοιχα του φίλτρου OPT όπως φαίνεται στην εικόνα του φασματογράφου είναι η η παρακάτω:



Σχήμα 3.18: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm. Ο marker στην συχνότητα 29,99MHz.



Σχήμα 3.19: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm. Ο marker στην συχνοτητα 29,99MHz.

Από τα παραπάνω σχήματα μπορούμε να συμπεράνουμε:

- Η επιθυμητή συχνότητα των 30MHz συνοδεύεται και από άλλες συχνότητες που είναι κοντά της σε πιο χαμηλά επίπεδα ισχύος. Δυστυχώς το φίλτρο το οποίο χρησιμοποιούμε δεν μπορεί να κόψει τελείως τις ανεπιθύμητες συχνότητες. Το εύρος ζώνης του φίλτρου είναι περίπου 18KHz και μονό αν ήταν ιδανικό θα μπορούσε να μειώσει εντελώς τις συχνότητες των 30,01, 30,02 και 29,99 MHz. Προφανώς ένα πραγματικό φίλτρο δεν μπορεί να το κάνει αυτό, άρα ανάλογα με τον τρόπο που είναι κατασκευασμένο (crystal φίλτρο στην συγκεκριμένη περίπτωση) έχει και την ανάλογη συχνοτική συμπεριφορά.
- Η πιο σημαντική παρεμβολή που μπορεί να προκύψει στο σήμα των 30MHz είναι από την συχνότητα των 30,02 MHz, της οποίας τα επίπεδα ισχύος απέχουν περίπου 30dB από του επιθυμητού σήματος και φυσικά έχει εύρος ζώνης ισο με του επιθυμητού σήματος. Δυο βαθμίδες πιο μετά ακολουθεί ο δεύτερος μίκτης.
- Τα σήματα των 30MHz και 30,02MHz βρίσκονται τόσο κοντά και η μίξη τους με τον ταλαντωτή των 2465 MHz (που ακολουθεί) μπορεί να δημιουργήσει παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης που ίσως να βρεθούν κοντά στην περιοχή ενδιαφέροντος.

Αξιόλογο είναι να σχολιαστεί ότι το επίπεδο ισχύος του προϊόντος τρίτης τάξης ενδοδιαμόρφωσης f_{LO} -2 f_{IF} δηλαδή 29,99 MHz στην έξοδο του φίλτρου έχει

μεγαλύτερη τιμή από την έξοδο του μίκτη (δηλαδή πρακτικά έχουμε ενίσχυση). Αυτό φυσικά οδηγεί σε διάφορα ερωτήματα. Ίσως κάποιο πρόβλημα προσαρμογής μεταξύ του φίλτρου και του μίκτη δημιουργεί κάποια σήματα τα οποία ανακλώνται και εισέρχονται πάλι στον μίκτη.

- Για να λυθεί το πρόβλημα αυτό, έγινε χρήση ενός εξασθενητή 6dB ανάμεσα στον μίκτη και το φίλτρο όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχ. 3.20.
- Εφαρμόστηκε ισχύ εισόδου στον μίκτη -14dBm, με συνέπεια στην έξοδο του μίκτη και συνεπώς στην είσοδο του εξασθενητή να έχουμε ισχύ -22dBm (8dB οι απώλειες του συγκεκριμένου μίκτη για τα 10KHz είσοδο και 30,01MHz ταλαντωτή).
- Η έξοδος του εξασθενητή και συγκεκριμένα η είσοδος του φίλτρου είναι πάλι -28dBm όσο και στην προηγούμενη περίπτωση που δεν υπήρχε εξασθενητής, ώστε να μπορέσουμε να βγάλουμε σωστά συμπεράσματα.



Σχήμα 3.20: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του φίλτρου OPT ενώ προηγείται εξασθενητής 6dB με ισχύ εισόδου συστήματος -14dBm

		Είσο	δος συστή	ματος -14d	Bm		
Προϊόν Ενδοδιαμόρφω σ ης	Συχνότητα (MHz)	Έξοδος τ εξασθενη (dBm)	ου τή	Έξοδος 1 ΟΡΤ	του φίλτρου (dBm)		
10	LO 30.010	-76		-85			
2	LO +/- Source	-	+	-	+		
20	30,010 +/- 10	-27	27	-29,9	-61,8		
20	LO +/- 2*Source	-	+	_	+		
50	30,010 +/- 20	-75	-75	-78	-85		

Με την εφαρμογή του εξασθενητή κάνουμε την παρακάτω μελέτη.

Πίνακας 3.4: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του εξασθενητή και στην έξοδο του φίλτρου ΟΡΤ στο πομπό με ισχύ εισόδου συστήματος -14dBm

Συμπεράσματα:

Με την χρήση του εξασθενητή η έξοδος του φίλτρου είναι φυσιολογική. Όλες οι τιμές ισχύος των συχνοτήτων εξέρχονται από την έξοδο του φίλτρου εξασθενημένες έστω και με ένα μικρό ποσό (αυτές που βρίσκονται στην περιοχή διέλευσης έχουν εξασθένιση 2-3 dB).



Σχήμα 3.21: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του εξασθενητή ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -14dBm. Ο marker στην συχνότητα 29,99MHz.



Σχήμα 3.22: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται εξασθενητής και μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -14dBm. O marker στην συχνότητα29,99MHz.

3.3.2 Σήμα -10 dBm στην είσοδο του μίκτη και χρήση εξασθενητή 6dB



Σχήμα 3.23: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του φίλτρου OPT ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -10dBm

Αξιοσημείωτα είναι τα αποτελέσματα από δόκιμες με χρήση του παραπάνω μίκτη και φίλτρου με ισχύ εισόδου μεγαλύτερη από τα -20dBm που αναφέραμε παραπάνω και συγκεκριμένα με -10dBm. Να επισημάνω στο σημείο αυτό ότι, οι τιμές ισχύος - 20 και -10 dBm με τις οποίες γίνονται οι δοκιμές με χρήση ημιτόνου, είναι αρκετά κρίσιμες αφού σε αυτά τα επίπεδα ισχύος εκπέμπει το σήμα πληροφορίας το DSP. Όπως ειπώθηκε προηγουμένως το σημείο κορεσμού του μίκτη, είναι +1dBm.

Η έξοδος του μίκτη και στην συνέχεια του φίλτρου για την ισχύ εισόδου -10dBm παρατίθεται στον πίνακα:

		Είσ	οδος συσι	τήματος -10dBm	
Προϊόν Ενδοδιαμόρφωσης	Συχνότητα (MHz)	Έξοδος του μίκτ (dBm)	τη ZAD-	Έξοδος του φ (dBi	ίλτρου ΟΡΤ m)
10	LO 30,010	-58		-51	1
20	LO +/- Source	-	+	-	+
20	30,010 +/- 10	-17,7	-17,7	-18,3	-50,9
30	LO +/- 2*Source	-	+	-	+
50	30,010 +/- 20	-63	-63	-58	-90

Πίνακας 3.5: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ και του φίλτρου OPT στο πομπό με ισχύ εισόδου συστήματος -4dBm

Πάλι παρατηρείται το ίδιο πρόβλημα τώρα σε δυο συχνότητες. Η κεντρική συχνότητα της γεννήτριας 30,01MHz και το προϊόν τρίτης τάξης ενδοδιαμόρφωσης 29,99 MHz είναι πιο ψηλά σε ισχύ στην έξοδο του φίλτρου. Στις εικόνες που ακολουθούν φαίνεται πριν και μετά το φίλτρο οι αντίστοιχες συχνότητες με τις ισχύ τους.



Σχήμα 3.24: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -10dBm. Ο marker στην συχνότητα 29,99MHz.



Σχήμα 3.25: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του μίκτη ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm. Ο marker στην συχνότητα 30,01MHz.



Σχήμα 3.26: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -10dBm. Ο marker στην συχνότητα 29,99MHz.

PEAK			1								
10 dB/			-	Λ	1				1	:	
	MARKER 30.01040 -51.16 d	HHz		T							
		İ			Â		٨				
HA SE					l						-
CURR			¥.		i						
	1.1	4				1		υ.			1.

Σχήμα 3.27: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -10dBm. Ο marker στην συχνότητα 30,01MHz.

Συνεπώς θα κάνουμε πάλι χρήση εξασθενητή 6dB και καταγράφουμε τα αποτελέσματα:



Σχήμα 3.28: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του φίλτρου OPT ενώ προηγείται εξασθενητής 6dB με ισχύ εισόδου γεννήτριας -4dBm

			Είσοδος συ	στήματος -4d	Bm
Προϊόν Ενδοδιαμόρφωσης	Συχνότητα (MHz)	Έξοδ εξασ((dl	ος του θενητή Bm)	Έξοδος το ΟΡΤ	ου φίλτρου (dBm)
10	LO 30,010	-:	53		54
	LO +/- Source	-	+	-	+
20	30,010 +/- 10	-18	-18	-20	-52
30	LO +/- 2*Source	-	+	-	+
50	30,010 +/- 20	-60	-60	-62	-90

Πίνακας 3.6: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του εξασθενητή και στην έξοδο του φίλτρου OPT στο πομπό με ισχύ εισόδου συστήματος -4dBm

Συμπεράσματα:

- Και πάλι έχουμε βελτίωση των αποτελεσμάτων καθώς οι τιμές ισχύος των συχνοτήτων μετά το φίλτρο είναι πιο χαμηλές από ότι στην είσοδο του όπως ήταν το αναμενόμενο.
- Να επισημανθεί ότι έγιναν δόκιμες και για εξασθένηση 3dB άλλα το πρόβλημα δεν λύθηκε.
- Όπως έχει αναφερθεί στα μικροκυματικά φίλτρα ενός μέρος των συχνοτήτων οι όποιες βρίσκονται στην περιοχή αποκοπής γίνονται θερμότητα και ένα μέρος ανακλώνται δημιουργώντας προβλήματα. Με την χρήση εξασθενητή περιορίζουμε αυτά τα προβλήματα. Ωστόσο μειώνεται και η διαθέσιμη ισχύ εκπομπής του σήματος.
- Επίσης από τις προδιαγραφές του φίλτρου γνωρίζουμε ότι η αντίσταση εισόδου του είναι 50 +/- 2 Ohm. Συνεπώς παρουσιάζεται και πρόβλημα προσαρμογής, με αποτέλεσμα την δημιουργία ανεπιθύμητων ανακλάσεων.

Στις εικόνες που ακολουθούν φαίνονται στην έξοδο του εξασθενητή και αντίστοιχα του φίλτρου οι συχνότητες που μας προβλημάτισαν.



Σχήμα 3.29: Φάσμα συχνοτήτων στην εξόδου του εξασθενητή ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -4dBm. Ο marker στην συχνότητα 29,99MHz.



Σχήμα 3.30: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του εξασθενητή ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -14dBm. Ο marker στην συχνότητα 30,01 MHz.



Σχήμα 3.31: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται εξασθενητής και μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -4dBm. O marker στην συχνότητα 29,99MHz.



Σχήμα 3.32: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του φίλτρου ΟΡΤ ενώ προηγείται εξασθενητής και μίκτης ZAD-6+ με ισχύ εισόδου συστήματος -4dBm. Ο marker στην συχνότητα 30,01MHz.

3.4 Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου (LNA) του Πομπού



Σχήμα 3.33: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) ZFL-500LN+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm.

Στην συνέχεια οι συχνότητες που εξέρχονται από το κρυσταλλικό φίλτρο κατευθύνονται σε ένα μικροκυματικό ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA). Ο λόγος για

το όποιον θελήσαμε να εισάγουμε έναν τέτοιο ενισχυτή και συγκεκριμένα πριν τον δεύτερο μίκτη είναι :

- Το σήμα πρέπει να ενισχυθεί επαρκώς ώστε να μπορεί να διαδοθεί στον χώρο που κάνουμε τις μετρήσεις και παρά τις απώλειες που θα έχει να φτάσει στην κεραία του δεκτή με ένα ικανοποιητικό επίπεδο ισχύος. Αν η ισχύ με την οποία φτάνει στο δεκτή, αρκεί ώστε να γίνει η επεξεργασία του σήματος από τον αποδιαμορφωτή (DSP_{receiver}), αυτό κρίνεται από τον υπολογισμό που έχουμε κάνει ήδη για την ευαισθησία του δέκτη. Ίσως αυτή η διαδικασία είναι από τις πιο κρίσιμες για την σωστή λειτουργιά του πομποδέκτη.
- Συνήθως η χρήση μικροκυματικών ενισχυτών γίνεται στο τέλος όλης της βαθμίδας του πομπού. Φυσικά αυτό προϋποθέτει την χρήση κάποιου φίλτρου μετά την τελευταία μίξη ώστε στην είσοδο του ενισχυτή να υπάρχει μονό το επιθυμητό σήμα προς μετάδοση και όχι και άλλα σήματα. Στο πομπό αρχιτεκτονικής Β δεν υπήρξε τέτοιο φίλτρο με αποτέλεσμα η έξοδος του τελευταίου μίκτη να παράγει αρκετές συχνότητες και όχι μονό μια.
- Η ανάγκη για ενίσχυση του σήματος όπως αναλύθηκε προηγουμένως ήταν απαραίτητη (όσες και να είναι οι συνέπειες από την έλλειψη φίλτρου), συνεπώς κρίθηκε ως η βέλτιστη λύση, να τοποθετηθεί ένας ενισχυτής <u>πριν</u> τον δεύτερο μίκτη. Με αύτη τη διαδικασία αποφεύχθηκε το πρόβλημα των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης που θα μπορούσαν να δημιουργηθούν στην έξοδο ενός ενισχυτή που θα βρίσκονταν μετά τον δεύτερο μίκτη, αφού στην είσοδο του θα υπήρχαν παραπάνω από ένα σήματα (λόγω της εξόδου του μίκτη). Το τελευταίο αυτό σενάριο υπήρξε κατά την υλοποίηση του πομπού αρχιτεκτονικής Α Πομπού (δεν θα εξεταστεί αυτή η αρχιτεκτονική στα πλαίσια της εργασίας αυτής) οπού πλήθος συχνοτήτων εισήλθαν στην είσοδο του ενισχυτή κάνοντας ενδοδιαμορφώσεις και συνεπώς η έξοδος του ενισχυτή ήταν μία πληθώρα σημάτων που στάλθηκαν στον δέκτη.

Το μοντέλο του ενισχυτή που χρησιμοποιήθηκε ήταν το: ZFL-500LN+ και φαίνεται στην παρακάτω Σχ. 3.34. Ο ενισχυτή αυτός έχει χαμηλό Noise Figure:2.9 dB, μεγίστη ισχύ εξόδου +8dBm και ενίσχυση στην συχνότητα των 30MHz που μας ενδιαφέρει 28dB. Πολύ κρίσιμο είναι το επίπεδο ισχύος εισόδου στον ενισχυτή ώστε να αποφύγουμε τον κορεσμό του. Συγκεκριμένα η μέγιστη ισχύ εξόδου για τον ενισχυτή αυτόν είναι +8dBm (+1dB. Compression Point). Όταν εισέλθει παραπάνω ισχύ εισόδου από το επιτρεπτό, η επιθυμητή ισχύ εξόδου στην συχνότητα ενδιαφέροντος μειώνεται ενώ οι αρμονικές της συχνότητας αυτής γίνονται όλο και πιο μεγάλες.

Συνεπώς στην είσοδο του συστήματος του πομπού για να μην κορεστεί ο ενισχυτής θα πρέπει το μέγιστο επίπεδο ισχύος που θα εισέρθει να είναι -10dBm.



Σχήμα 3.34: Ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA) ZFL-500LN+ που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό του RF-υποσυστήματος

Όλα τα σήματα τα οποία εξέρχονται από τον φίλτρο που προηγείται του ενισχυτή ενισχύονται περίπου με την ίδια ενίσχυση 28dB. Η εικόνα που παίρνουμε στην έξοδο του ενισχυτή είναι η παρακάτω Σχ. 3.35. Να τονιστεί ότι δεν έγινε χρήση εξασθενητή σε προηγούμενες βαθμίδες για την ανάλυση αυτή.



Σχήμα 3.35: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ZFL-500LN+ ενώ προηγείται ο μίκτης ZAD-6+ και το φίλτρο OPT με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm. Ο marker στην συχνότητα 29,99MHz.

Πρέπει να γίνει ξεκάθαρο ότι οι συχνότητες που φαίνονται στο παραπάνω Σχ.3.35 θα εισέρθουν στην εισόδου και του δευτέρου μίκτη. Αν ο ενισχυτής φτάσει στο κορεσμό η δεύτερη αρμονική 60MHz και η τρίτη 90 MHz ίσως κερδίσουν ένα αξιόλογο επίπεδο ισχύος ώστε να προκαλέσουν προβλήματα. Η συχνότητα με την πιο υψηλή τιμή ισχύος είναι η επιθυμητή 30MHz. Η πιο επικίνδυνη συχνότητα (από άποψη παρεμβολών) είναι η 30,02 MHz όπως τονίσαμε και σε προηγούμενη παράγραφο καθώς έχει 33 dB διάφορα από την συχνότητα 30 MHz οπως φαίνεται στο Σχ. 3.36 όταν για είσοδο συστήματος έχουμε -20dBm Σχ. 3.33.



Σχήμα 3.36: Διαφορά ισχύος μεταξύ βασικής συχνότητας 30MHz και της συχνότητας 30,02MHz στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ZFL-500LN+ ενώ προηγείται ο μίκτης ZAD-6+ και το φίλτρο OPT με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm.

Στο σημείο αυτό θα γίνει μια ανάλυση της γραμμικής και της μη-γραμμικής περιοχής λειτουργίας του ενισχυτή. Όπως αναγράφεται στον πινάκα που ακολουθεί, όταν η ισχύ εισόδου στου συστήματος είναι -20 dBm τότε ο ενισχυτής λειτούργει στην γραμμική περιοχή του και η συχνότητα ενδιαφέροντος φαίνεται στο Σχ. 3.35. Επίσης η διάφορα της με την δεύτερη αρμονική του ενισχυτή είναι αρκετά μεγάλη μόλις 33dB όπως φαίνεται στο Σχ. 3.37.

Καθώς αυξάνεται η ισχύ εισόδου στο σύστημα, η ενίσχυση που προσφέρει ο ενισχυτής στο επιθυμητό σήμα όπως παρατηρείται μειώνεται ,ενώ η ισχύ των αρμονικών μεγαλώνουν. Στο Σχ. 3.38 είναι η εικόνα της εξόδου του ενισχυτή για ισχύ -10 dBm. Είναι εύκολο να παρατηρηθεί ότι οι αρμονικές έχουν κερδίσει μεγάλο ποσό ισχύος . Στο Σχ.3.39 ο ενισχυτής λειτουργεί πλήρως στην μη-γραμμική περιοχή του με την ισχύ της τρίτης αρμονικής του να απέχει από την θεμελιώδη συχνότητα μόλις 17dB.

Δεν είναι μόνο η διάφορα των αρμονικών από την επιθυμητή συχνότητα που μας ενδιαφέρει. Αν οι αρμονικές έχουν τόσο μεγάλα επίπεδα ισχύος και ενδοδιαμορφώσουν σε επόμενα στάδια με άλλες συχνότητες, τότε αυξάνονται οι πιθανότητες για παρεμβολές στο σύστημα από ανεπιθύμητες συχνότητες αξιοσημείωτης ισχύος.

Ισχύ εισόδου Συστήματος (dBm)	Ισχύ εισόδου στον LNA (dBm)	ω 30MHz (dBm)	Ενίσχυση του σήματος (dB)	2ω 60MHz (dBm)	3ω 90MHz (dBm)
-20	-30	+1	+29	-35	-45
-10	-20	+5	+25	-28	-35
-2	-10	+8	+18	-15	-9

Πίνακας 3.7: Αρμονικές συχνότητες στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ZFL-500LN+ με τις αντίστοιχες τιμές ισχύος τους



Σχήμα 3.37: Διαφορά ισχύος μεταξύ βασικής συχνότητας 30MHz και της δεύτερης αρμονικής της (60MHz) στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ZFL-500LN+ ενώ προηγείται ο μίκτης ZAD-6+ και το φίλτρο OPT με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm.





REF 1	5.0 dBa	AT	TEN 3	8 dB					17.85 dB	MARKER
.06		Ŷ.								NUKARL
10 dB/		A	-			-	-	:		DELTA
	MARKER & -60.3 MH 17.95 dB				1		:	Å		NKR CNT
NA SB SC FC CORR					A	:		ŀ		MKNOISE On <u>off</u>
		-			Д					MARKERS
	a.s.s.		-	-		-	min		betano	HORE

Σχήμα 3.39: Διαφορά ισχύος μεταξύ βασικής συχνότητας 30MHz και της τρίτης αρμονικής της (90MHz) στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου ZFL-500LN+ ενώ προηγείται ο μίκτης ZAD-6+ και το φίλτρο OPT με ισχύ εισόδου συστήματος -2dBm.

3.5 Μικροκυματικός Μίκτης ΖΧ05-U432H+ RF-Βαθμίδας



Σχήμα 3.40: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργιάς του RF μίκτη του πομπού ZX05-U432H+, ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+, το φίλτρο OPT και ο LNA ZFL-500LN+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm



Σχήμα 3.41: Μικροκυματικός μίκτης ZX05-U432H+που χρησιμοποιήθηκε στην RF-βαθμίδα του πομπού στου RF-Υποσυστήματος

Η τελευταία βαθμίδα του υπάρχοντος πομπού είναι ένας μίκτης και όχι ένα φίλτρο ή ένας ενισχυτής. Ο μίκτης αυτός για να λειτουργήσει αποδοτικά χρειάζεται τροφοδοσία +17dBm. Η ανάγκη του για τόσο μεγάλα επίπεδα ισχύος τροφοδοσίας, του δίνει το πλεονέκτημα ότι στην είσοδο του μπορεί να αντέξει χωρίς να κορεστεί μέχρι και σήματα ισχύος +14dBm. Οι μίκτες που για να λειτουργήσουν σωστά χρειάζονται λιγότερη ισχύ τροφοδοσίας συνεπάγεται ότι έχουν και χαμηλότερο επίπεδο κορεσμού. Δυστυχώς στην περίπτωση μας, δεν μπορέσαμε να δώσουμε την απαιτουμένη ισχύ λόγο περιορισμών ισχύος που μπορεί να αδώσει γεννήτρια του εργαστηρίου. Ο μίκτης αυτός δεν μπορεί να αποδώσει σωστά και δεν έχει την αναμενόμενη συμπεριφορά με βάση τις προδιαγραφές.

3.5.1 Τροφοδοσία από γεννήτρια +6 dBm

Όταν γίνεται μελέτη του συστήματος με πομπό και δέκτη πρέπει να χρησιμοποιήσουμε για την γεννήτρια των 2495 MHz δυο καλώδια (γραμμές μεταφοράς) που θα τροφοδοτήσουν τους RF-Mixers του πομποδέκτη (ένα κανάλι για τον πομπό και ένα για τον δέκτη με χρήση διαιρέτη ισχύος, power divider). Η γεννήτρα αύτη στην συχνότητα των 2495 MHz μπορεί να αποδώσει μέγιστο +13 dBm όμως όταν γίνει χρήση divider σε κάθε κανάλι πηγαίνει περίπου +4.5dBm (λόγω των μεγάλων απωλειών που έχει ο power divider και απωλειών που έχουν τα καλώδια).

Στην έξοδο του μίκτη αυτού θα εμφανιστούν τα παρακάτω προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης όπως φαίνεται στο Πίνακα 3.8.

Προϊόν	Συμαιόσησα (ΜΗΖ)	Είσοδος συστήματος -20dBm		
Ενδοδιαμόρφωσης		Έξοδος του μίκτη ΖΧ05-U432H (dBm)		
1.0	LO	-43		
10	2.495			
20	LO +/- Source	-	+	
20	2.495 +/- 30	-25	-25	
20	LO +/- 2*Source	-	+	
50	2.495 +/- 60	-70	-33	
10	LO +/- 3*Source			
40	2.495 +/- 90	-37	-37	

Πίνακας 3.8: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του RF μίκτη του πομπού ZX05-U432H+, ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+, το φίλτρο OPT και ο LNA ZFL-500LN+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm και τροφοδοσία μίκτη +4.5 dBm

Η εικόνα της εξόδου του ανωτέρω μίκτη φαίνεται στο Σχ. 3.42. Διακρίνεται η κεντρική συχνότητα της γεννήτριας 2495MHz και τα προϊόντα δεύτερης τάξης ενδοδιαμόρφωσης δεξιά και αριστερά της. Η επιθυμητή συχνότητα με την οποία

θέλουμε να μεταδώσουμε το σήμα στο δέκτη είναι εκείνη στην οποία βρίσκεται ο marker του οργάνου δηλαδή η 2465 MHz. Όλες οι υπόλοιπες είναι ανεπιθύμητες.



Σχήμα 3.42: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του RF μίκτη του πομπού ZX05-U432H+, ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+, το φίλτρο OPT και ο LNA ZFL-500LN+ με ισχύ είσοδου γεννήτριας -20dBm. O marker στην επιθυμητή συχνότητα 2465 MHz, span=100MHz και τροφοδοσία του μίκτη +4.5dBm.

Για την δυνατότητα παρατήρησης προϊόντων μεγαλύτερης τάξης χρησιμοποιείται η επιλογή του spectrum analyzer το "span" που δίνει την δυνατότητα μελέτης μεγαλύτερου φάσματος συχνοτήτων γύρω από την κεντρική συχνότητα(στην συγκεκριμένη περίπτωση η κεντρική είναι τα 2495 MHz και εκεί βρίσκεται και ο marker όπως φαίνεται στην παρακάτω Σχ.3.43).



Σχήμα 3.43: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του RF μίκτη του πομπού ZX05-U432H+, ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+, το φίλτρο OPT και ο LNA ZFL-500LN+ με ισχύ εισόδου γεννήτριας -20dBm. O marker στην συχνότητα 2495 MHz, span=200MHz και τροφοδοσία του μίκτη +4.5dBm.

Όπως παρατηρείται από τη Σχ. 3.43 τα προϊόντα τρίτης τάξης $f_{LO} \pm 60$ MHz=2555MHz και 2435 MHz δεν είναι συμμετρικά όπως θα έπρεπε στην έξοδο ενός μίκτη. Αυτό οφείλεται στο ότι ο μίκτης δεν τροφοδοτείται σωστά οπότε και η συμπεριφορά του είναι μη-αναμενόμενη.

Η είσοδος του μίκτη είναι η συχνότητα 30MHz με ισχύ περίπου 0dBm. Με βάση τις προδιαγραφές του μίκτη (αν του δίναμε τροφοδοσία +17dBm) η απώλειες σε ισχύ στην έξοδο για τα προϊόντα δεύτερης τάξης (Conversion loss) θα ήταν περίπου 10.5 dB. Προφανώς στην περίπτωση που εξετάζεται στην ενότητα αυτή δεν υπήρξε η αναμενόμενη συμπεριφορά για τους λόγους που αναφέρθηκαν προηγουμένως, και έτσι η έξοδος είχε ισχύ -25.5 dBm δηλαδή ποσοστό απωλειών περίπου 15 dB παραπάνω από ότι θα έπρεπε κανονικά. Το μέγεθος των απωλειών αυτό είναι πάρα πολύ μεγάλο και πρέπει να αντιμετωπιστεί με κατάλληλο τρόπο, όπως θα φανεί σε επομένη ενότητα της εργασίας.

3.5.2 Τροφοδοσία από γεννήτρια +13 dBm

Εξετάζοντας μονό τον πομπό (χωρίς να γίνει χρήση του διαιρέτη ισχύος στην γεννήτρια για τροφοδοσία και του δέκτη) η γεννήτρια τροφοδοτεί με +11.5 dBm (1.5 dB απώλειες από το καλώδιο) τον μίκτη, ώστε να παρατηρηθεί ποια είναι η συμπεριφορά του μίκτη, πλέον με τροφοδοσία αρκετά πιο κοντά στην απαιτουμένη (+17dBm). Γίνεται καταγραφή των συχνοτήτων και των αντιστοίχων ισχύων της εξόδου του μίκτη στον παρακάτω πίνακα. Και πάλι η είσοδος του συστήματος θεωρείται -20 dBm.

Προϊόν	Συγνότητα (MHz)	Είσοδος συστήματος -20dBm				
Ενδοδιαμόρφωσης		Έξοδος του μίκτη ZX05-U432H+ (dBm)				
1.0	LO +13dBm	28				
10	2495	-28				
20	LO +/- Source	-	+			
20	2495 +/- 30	-11	-11			
20	LO +/- 2*Source	-	+			
50	2495 +/- 60	-42	-42			
40	LO +/- 3*Source	-	+			
40	2495 +/- 90	-48	-48			

Πίνακας 3.9: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του RF μίκτη του πομπού ZX05-U432H+, ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+, το φίλτρο OPT και ο LNA ZFL-500LN+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm και τροφοδοσία μίκτη +11.5 dBm
Το Σχ. 3.44 έχει ως επιλογή στον φασματογράφο span 100MHz και αντίστοιχα το Σχ. 3.45 έχει span 200 MHz, οπως φαίνεται στις παρακάτω εικόνες.



Σχήμα 3.44: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του RF μίκτη του πομπού ZX05-U432H+, ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+, το φίλτρο OPT και ο LNA ZFL-500LN+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm. O marker στην επιθυμητή συχνότητα 2465 MHz, span=100MHz και τροφοδοσία του μίκτη +11.5dBm.



Σχήμα 3.45: Φάσμα συχνοτήτων στην έξοδο του RF μίκτη του πομπού ZX05-U432H+, ενώ προηγείται μίκτης ZAD-6+, το φίλτρο OPT και ο LNA ZFL-500LN+ με ισχύ εισόδου συστήματος -20dBm. O marker συχνότητα 2495 MHz, span=200MHz και τροφοδοσία του μίκτη 11.5dBm.

Όπως ήταν αναμενόμενο η απόκριση του μίκτη με τροφοδοσία κοντά στην επιθυμητή (+17dBm) είναι πολύ πιο κοντά στις τιμές που περιμένουμε . Ουσιαστικά έχουμε απώλειες μόνο 1 dB από το αναμενόμενο σε σύγκριση με την προηγούμενη ενότητα που είχαμε απώλειες 15 dB. Οι συχνότητες είναι συμμετρικά κατανεμημένες γύρω από την συχνότητα του ταλαντωτή (2495MHz). Τα σήματα αυτά οδηγούνται στην κεραία του πομπού και εκπέμπονται προς τον δέκτη με ότι αυτό συνεπάγεται.

3.6 Κεραία μικροταινιακού καλύμματος (Microstrip Patch Antenna) Πομπού

Η κεραία που χρησιμοποιήθηκε για τον πομπό και τον δέκτη του συστήματος ήταν μια Patch κεραία με κεντρική συχνότητα τα 2.4 GHz, εύρος ζώνης 50 MHz, μεγίστη ενίσχυση 8dB και ήταν κυκλικά πολωμένη. Η επιθυμητή συχνότητα εκπομπής είναι τα 2465 GHz ωστόσο με κάποιο τρόπο (εφόσον δεν υπήρχαν φίλτρα σε διαθεσιμότητα) έπρεπε να εξασθενήσουν οι ανεπιθύμητες συχνότητες και κυρίως η συχνότητα 2525 MHz που έχει και την μεγαλύτερη ισχύ (ιση ακριβώς με του επιθυμητού σήματος, αφού είναι συμμετρική της συχνότητας του ταλαντωτή).

Στο σημείο αυτό κρίνεται σωστό να γίνει μια αναφορά για το πόσο κρίσιμο ειναι το φιλτράρισμα των ανεπιθύμητων συχνοτήτων του πομπού.

Η συχνότητα 2525MHz είναι η συχνότητα ειδώλου για το επιθυμητό σήμα 2465 MHz και αυτό φαίνεται εύκολα αναλύοντας την διαδικασία που θα γίνει όταν τα δυο αυτά σήματα θα φτάσουν στο δέκτη. Αφού ενισχυθούν, αν το φιλτράρισμα δεν είναι επαρκές ώστε να κόψει το σήμα 2525 MHz θα πάνε στον μίκτη της RF Βαθμίδας του δέκτη ώστε να υποβιβαστούν σε MHz (down-conversion). Συγκεκριμένα, θα γίνει η παρακάτω διαδικασία.



Σχήμα 3.46: Έξοδος της διαδικασίας κάτω μετατροπής (down conversion) των σημάτων 2465MHz και 2525MHz ,αφού εισέλθουν στην είσοδο του μίκτη της RF Βαθμίδας του δέκτη. Τα σήματα των 30MHz αλληλεπικαλύπτονται.



Σχήμα 3.47: Έξοδος της διαδικασίας κάτω μετατροπής (down conversion) του σήματος 2465MHz αφού εισέλθει στην είσοδο του μίκτη της RF Βαθμίδας του δέκτη.



Σχήμα 3.48: Έξοδος της διαδικασίας κάτω μετατροπής (down conversion) του σήματος 2525MHz αφού εισέλθει στην είσοδο του μίκτη της RF Βαθμίδας του δέκτη.

Συνεπώς το ένα σήμα θα "πέσει" πάνω στο άλλο και υπάρχει μεγάλη πιθανότητα να καταστραφεί η πληροφορία.

Ωστόσο, ακόμα και αν υπάρχει φίλτρο στον δέκτη και να φιλτράρει την ανεπιθύμητη συχνότητα των 2525MHz πάλι δημιουργούνται σημαντικά προβλήματα, λόγω προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης που ίσως δημιουργηθούν με ισχυρές γειτονικές συχνότητες που υπάρχουν σε αφθονία στην ζώνη ISM 2.4GHz που λειτουργεί το σύστημα.

Με βάση τα παραπάνω, το φιλτράρισμα στο πομπό της συχνότητας 2525 MHz κρίνεται αναγκαίο. Για την μείωση της ισχύος του σήματος αυτού, χρησιμοποιήθηκε όπως αναφέρθηκε μια κεραία με εύρος ζώνης 50MHz=(2375 - 2425).

Παρατηρώντας το διάγραμμα του συντελεστή ανάκλασης S_{11} Σχ. 3.49 για την συγκεκριμένη κεραία παρατηρείται ότι στις συχνότητες μακριά από την περιοχή του εύρους ζώνης της κεραίας αντιστοιχεί ένα μεγάλο ποσοστό ανάκλασης ισχύος και συνεπώς το ποσοστό ισχύος που εκπέμπεται για τις συχνότητες αυτές μειώνεται. Έτσι η συχνότητα 2525 MHz θα έχει μεγαλύτερη "εξασθένιση" (P_{reflect}~40%) σε σχέση με την επιθυμητή συχνότητα των 2465 MHz όπως φαίνεται από το σχήμα. Έγινε μια καλή προσπάθεια να χρησιμοποιηθεί το εύρος ζώνης της κεραίας ως ένα μέσο να μειωθούν οι μη ωφέλιμες συχνότητες εκπομπής.

Βέβαια με την συγκεκριμένη κεραία ναι μεν, έχουμε ένα μεγάλο ποσοστό της ισχύος της συχνότητας 2525 MHz που ανακλάται και δεν εκπέμπεται, ωστόσο ένα σεβαστό ποσοστό ισχύος αντιστοιχεί και για την επιθυμητή συχνότητα καθώς και αυτή βρίσκεται εκτός τους εύρους ζώνης της κεραίας. Κλείνοντας να σημειωθεί ότι, μια κεραία σε ένα πραγματικό σύστημα δεν χρησιμοποιείται ως φίλτρο, αφού μπορεί να δημιουργηθούν σημαντικά προβλήματα από την ισχύ των ανακλώμενων σημάτων

που επιστρέφουν προς την πηγή. Η δημιουργία στάσιμων κυμάτων είναι αναπόφευκτη και η χρήση τουλάχιστον ενός απομονωτή είναι αναγκαία.



Σχήμα 3.49: Διάγραμμα του συντελεστή ανάκλασης S_{11} για την patch κεραία που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό και στον δέκτη του RF-υποσυστήματος



Σχήμα 3.50: Κεραία Patch που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό και στον δέκτη του RFυποσυστήματος σε περιβάλλον CST



Σχήμα 3.51: Κεραία Patch που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό και στον δέκτη του RFυποσυστήματος

Στο παρακάτω Σχ.3.52 φαίνεται ο πομπός που υλοποιήθηκε και αναλύθηκε προηγουμένως με όλες τις βαθμίδες του.



Σχήμα 3.52: Ο πομπός με όλες τις μικροκυματικές διατάξεις μέσα στο κουτί του

3.7 Σύστημα δέκτη

Το σύστημα του δέκτη το όποιο αναπτύχτηκε φαίνεται στο παρακάτω Σχ. 3.53. Όλα τα σήματα που εκπέμπονται από τον πομπό όπως φάνηκε σε προηγούμενη ενότητα φτάνουν στην κεραία του δέκτη που είναι ακριβώς η ίδια με αυτή του πομπού και εισέρχονται στο σύστημα του δέκτη. Να επισημανθεί ξανά ότι όλη η προηγούμενη ανάλυση υλοποιήθηκε με σήμα εισόδου 10KHz από γεννήτρια του εργαστηρίου. Το σήμα οδηγείται στην πρώτη βαθμίδα του δέκτη μέσω ενός καλωδίου (που συνδέει την κεραία λήψης με τον LNAZX60) με απώλειες περίπου 6dB. Η απόσταση μεταξύ της κεραίας του πομπού και του δέκτη για την μελέτη που γίνεται αυτή τη στιγμή είναι περίπου δύο (2) μέτρα. Όπως θα γίνει κατανοητό αργότερα δεν είναι ο καθοριστικός παράγοντας της επίδοσης του συστήματος μόνο η απόσταση.



Σχήμα 3.53: Υλοποιημένο σχέδιο δέκτη

Οι συχνότητες και αντίστοιχα οι τιμές ισχύος στην κεραία του δέκτη παρατίθενται στον πινάκα παρακάτω. Έγινε καταγραφή δυο περιπτώσεων; ισχύ εισόδου συστήματος με -10 και -20 αντίστοιχα dBm την κάθε φορά.

Ποοϊόν			Είσοδος α	συστήματος		
Γιροιον Ενδοδιαμόρφω σ ης	Συχνότητα (MHz)	-10dBm		-20dBm		
]	Κεραία του δέκτη (dBm)			
LO		72 72			•	
10	2.495	-72		-75		
20	LO +/- Source	-	+	-	+	
	2495 +/- 30	-52	-65	-65	-76	
LO +/- 2*Source		-	+	-	+	
50	2495 +/- 60	-69	-	-80	-	
40	LO +/- 3*Source	-	+	-	+	
	2495 +/- 90	-67	-	-74	_	

Πίνακας 3.10: Λαμβανόμενα σήματα στην κεραία του δέκτη για είσοδο του συστήματος του πομπού -10dBm και -20dBm.



Σχήμα 3.54: Φάσμα συχνοτήτων που λαμβάνεται από την κεραία του δέκτη. Η ισχύ εισόδου του πομπού είναι -20 dBm και οι απώλειες καλωδίων (από την κεραία στο φασματογράφο) είναι 6 dB.



Σχήμα 3.55: Φάσμα συχνοτήτων που λαμβάνεται από την κεραία του δέκτη. Η ισχύ εισόδου του πομπού είναι -10 dBm και οι απώλειες καλωδίων (από την κεραία στο φασματογράφο) είναι 6 dB.

Όπως είναι αναμενόμενο όταν ο πομπός στέλνει με μεγαλύτερη ισχύ οι ισχύ των σημάτων που φτάνουν στον δέκτη είναι μεγαλύτερης έντασης.Επίσης όπως αναμενόταν, οι συχνότητες που βρίσκονται πιο "μακριά" από την κεντρική συχνότητα της κεραίας εξασθένησαν περισσότερο από αυτές που ήταν πιο "κοντά". Ουσιαστικά αυτό θέλαμε να πετύχουμε, την κεραία ως "φίλτρο".¹²

Να τονιστεί ότι κατά την παρατήρηση του φάσματος συχνοτήτων πάνω στην κεραία του δέκτη παρατηρήθηκε ότι στην ζώνη συχνοτήτων που ασχολούμαστε

¹² Πρέπει να τονιστεί ότι τελικά η ισχύ των σημάτων (2465&2525 MHz) που φτάνουν στο δέκτη, εξαρτάται από τις ανακλάσεις που θα υποστούν μέσα στο χώρο διεξαγωγής των πειραμάτων. Δεν είναι λίγες οι φορές που η συχνότητα 2525MHz φτάνει με μεγαλύτερη ισχύ στο δέκτη.

2.4-2.5 GHz, παρεμβάλλονται σήματα ισχύος πολύ ισχυρά από διαφορές συσκευές που βρίσκονται στο κοντινό χώρο (πχ WiFi). Στην περίπτωση που ο πομπός στέλνει με είσοδο -20 dBm τα παρεμβολικά αυτά σήματα βρίσκονται αρκετά κοντά ή αρκετές φόρες επικαλύπτουν το επιθυμητό σήμα (2465 MHz) με αποτέλεσμα την καταστροφή της πληροφορίας που στέλνετε. Με βάση αυτή την παραδοχή κρίνεται πιο σωστό να στέλνουμε με ισχύ -10 dBm και λίγο παραπάνω (με προσοχή καθώς θα δημιουργηθεί κορεσμός του ενισχυτή του πομπού). Στο παρακάτω Σχ. 3.56 φαίνεται μια παρεμβολή η οποία έχει ισχύ συγκρίσιμη με του επιθυμητού σήματος και βρίσκεται συχνοτικά αρκετά κοντά; περίπου 15 MHz.



Σχήμα 3.56: Παρεμβολικό σήμα, ισχύος συγκρίσιμης με την ισχύ της συχνότητας εκπομπής 2465 MHz για ισχύ εισόδου του πομπού -20dBm.

3.8 Πρώτος μικροκυματικός ενισχυτής (LNA) του Δέκτη



Σχήμα 3.57: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργίας του πρώτου LNA στο υποσύστημα του δέκτη

Έπειτα τα σήματα από την κεραία του δέκτη κατευθύνονται στην είσοδο ενός ενισχυτή LNA. Ο βασικός λόγος ύπαρξης αυτής της διάταξης είναι να ενισχύει το επιθυμητό σήμα το όποιο φτάνει αρκετά εξασθενημένο στο δέκτη. Επίσης βασικό χαρακτηριστικό του LNA που βρίσκεται στο πρώτο στάδιο του δέκτη είναι να έχει χαμηλή εικόνα θορύβου (Noise Figure) και μεγάλη ενίσχυση καθώς η πρώτη βαθμίδα

μιας αλυσίδας είναι αυτή που καθορίζει τη τελική ισχύ θορύβου σε ένα δέκτη. Τα σήματα με τις αντίστοιχες τιμές ισχύος που εξέρχονται από τον ενισχυτή φαίνονται στο παρακάτω πινάκα:

		Είσοδος συστήματος							
Προϊόν Ενδοδιαμόρφω σ ης	Συγνότητα	-100		-10dBm		-20dBm			
	(MHz)	Κεραίο	ι του	LNA Z	X60-	Κερα	ία του	LNA 2	ZX60-
		(dBr	n)	(dBr	n)	(dE	Sm)	(dE	LIN+ Bm)
10	LO	-72	2	-65	5	-7	73	-6	58
10	2.495								
20	LO +/- Source	-	+	-	+	-	+	-	+
20	2495 +/- 30	-52	-65	-39	-53	-65	-76	-55	-66
30	LO +/- 2*Source	-	+	-	+	-	+	-	+
50	2495 +/- 60	-69	-	-58	-	-80	-	-70	-
40	LO +/- 3*Source	-	+	-	+	-	+	-	+
	2495 +/- 90	-67	-	-55	-	-74	-	-64	-

Πίνακας 3.11: Λαμβανόμενα σήματα στην κεραία του δέκτη και στην έξοδο του πρώτου LNA του δέκτη για είσοδο του συστήματος του πομπού -10dBm και -20dBm

Το μοντέλο του ενισχυτή που χρησιμοποιήθηκε ήταν το: ZFL-500LN+ και φαίνεται στο Σχ. 3.58. Ο ενισχυτής αυτός έχει χαμηλό NF:0.76 dB, μεγίστη ισχύ εξόδου 18dBm και ενίσχυση στην συχνότητα 2465MHz περίπου 14dB.



Σχημα 3.58: Ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA) ZX60-272LN-S+ που χρησιμοποιήθηκε στην RF-βαθμίδα του δέκτη του RF-υποσυστήματος

3.9 Κρυσταλλικό φίλτρο στον δέκτη



Σχήμα 3.59: Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργίας του μικροκυματικόύ κρυσταλλικού φίλτρου ΟΡΤ στον δέκτη

Τα σήματα μετά τον πρώτο LNA του δέκτη αφού περάσουν από ένα φίλτρο με εύρος ζώνης 200 MHz (δεν βοηθάει ώστε να απομονωθεί το επιθυμητό σήμα των 2465MHz από την συχνότητα είδωλο και όλες τις συχνότητες που βρίσκονται στην 2.4GHz-ISM ζώνη) κατευθύνεται σε ένα μίκτη της RF-βαθμίδας ο όποιος θα μετατρέψει τα σήματα που βρίσκονται σε συχνότητες GHz, σε σήματα των MHz (down-conversion). Έπειτα τα σήματα θα περάσουν από ένα κρυσταλλικό φίλτρο , ακριβώς το ίδιο που μελετήθηκε για την αρχιτεκτονική του πομπού. Το φιλτρο VBF-2435 και ο μίκτης ZFM 4212+ παρατίθενται στις παρακάτω εικόνες.



Σχήμα 3.60: Φίλτρο στενής ζώνης (BPF) VBF-2435+ που χρησιμοποιήθηκε στον δέκτη του RF-υποσυστήματος



Σχήμα 3.61: Μικροκυματικός μίκτης ZFMA-4212+ που χρησιμοποιήθηκε στην RF-βαθμίδα του δέκτη του RF-υποσυστήματος

- Υπενθυμίζεται ότι η συχνότητα των 2465MHz προκύπτει από σήμα εισόδου 10KHz στην εισόδου πομπού αφού πρώτα ανέβει στα 30MHz (upconversion). Φυσικά ο στόχος του πειράματος αυτής της ενότητας, είναι να μπορέσει ένα φάσμα συχνοτήτων από 3 μέχρι 17 KHz να μεταδοθεί από τον πομπό στο δέκτη χωρίς να παραμορφωθεί.
- Αν όλες οι συχνότητες του φάσματος με χρήση ημιτόνου μεταδοθούν χωρίς παραμόρφωση μπορούμε να συμπεράνουμε ότι, αν στείλουμε με τον πομπό DSP, σήμα πληροφορίας αυτού του εύρους ζώνης και με την ισχύ που κάνουμε την δοκιμή σε αυτή την ενότητα, τότε ο δέκτης θα λάβει το σήμα πληροφορίας χωρίς κανένα πρόβλημα.
- Για την παρακάτω εξέταση της εξόδου του φίλτρου OPT στο δέκτη, συνδέθηκε η θύρα εξόδου του με τον φασματογράφο. Μεταβάλλοντας κάθε φορά την συχνότητα έγινε καταγραφή των επίπεδων ισχύος της επιθυμητής κάθε φορά συχνότητας της IF βαθμίδας (MHz δηλαδή) και των αντιστοίχων ανεπιθύμητων σημάτων τους παρακάτω πίνακες.

3.9.1 Έλεγχος του φάσματος πληροφορίας με χρήση γεννήτριας 30,010 MHz για τις IF βαθμίδες του πομποδέκτη

Στον παρακάτω πινάκα παρουσιάζεται η απόκριση του φίλτρου OPT όταν με την γεννήτρια δοκιμάσουμε συχνότητες εύρους από 3 μέχρι 17 KHz.

			Προϊόντ	α Ενδοδιαμ	ιόρφωσης	
		LO-3*IF	LO-2*IF	LO-IF	LO	LO+IF
3 K	Hz					1
		30,001	30,003	30,007	30,010	30,013
Ιστά ασόδου σουσού	-20dBm	-75	-	-60,6	-90	-68
10χ0 είδοδου πομπου	-10dBm	-71	-	-51	-	-60
5 K	Hz					
		29,995	30,000	30,005	30,010	30,015
Ιστά ασόδου σουσού	-20dBm	-81	-92	-64	-90	-88
10χ0 είδοδου πομπου	-10dBm	-80	-82	-50	-78	-79
7 KHz						
		29,989	29,996	30,003	30,010	30,017
Ιστά εισόδου πουπού	-20dBm	-91	-97	-62	-89	-95
10,00 2100000 10,0000	-10dBm	-91	-82	-51	-76	-96
10 K	Hz					
		29,980	29,990	30,000	30,010	30,020
Ιστά εισόδου πουπού	-20dBm	-	-97	-70	-92	-
10χ0 είδοδου πομπου	-10dBm	-	-89	-50	-82	-
13 H	KHz					
		29,971	29,984	29,997	30,010	30,023
Ισχύ εισόδου πομπού	-20dBm	-	-	-67	-94	-
	-10dBm	-	-	-50	-87	-
17 H	KHz					
		29,959	29,976	29,993	30,010	30,027
Ισχύ εισόδου πομπού	-20dBm	-	-	-66	-95	-
ισχυ εισοοου πομπου	-10dBm	-	-	-51	-87	-

Πίνακας 3.12: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του φίλτρου OPT στον δέκτη για διάφορες συχνότητες εισόδου του συστήματος (3-17KHz) και τροφοδοσία IF μικτών με 30,010 MHz.

Να υπενθυμίσω οτι το εύρος ζώνης του φίλτρου OPT είναι από 29,99 MHz μέχρι 30,01 MHz δηλαδή περίπου 20 KHz. Συνεπώς όσες συχνότητες δημιουργηθούν στην έξοδο του μίκτη ZFM 4212+ και βρίσκονται μέσα στο εύρος ζώνης αυτό, δεν θα εξασθενήσουν (στην πράξη θα εξασθενήσουν κατά 2-3dB). Στόχος είναι να διαφυλαχτούν μόνο τα προϊόντα δεύτερης τάξης ενδοδιαμόρφωσης $f_{IF}=f_{LO}-2f_{IF}$ ώστε να βρίσκονται μέσα στο εύρος ζώνης του φίλτρου.

Όπως έχει αναφερθεί και σε προηγούμενη παράγραφο η πιο "επικίνδυνη" παρεμβολή προέρχεται από το προϊόν δεύτερης τάξης ενδοδιαμόρφωσης $f_{RF}=f_{LO}+f_{FF}$ καθώς το επίπεδο ισχύος του είναι πολύ κοντά στο αντίστοιχο του επιθυμητού σήματος. Χαρακτηριστικό παράδειγμα είναι η συχνότητα 3 KHz όπως φαίνεται και στο παραπάνω Πινάκα 3.12 όπου η συχνότητα 30.013 KHz ($f_{LO}+f_{IF}$) βρίσκεται μόλις 3 KHZ από την συχνότητα που τελειώνει η περιοχή διέλευσης του φίλτρου OPT. Συνεπώς η συχνότητα αυτή θα έχει πολύ μικρή εξασθένιση από το φίλτρο και δύσκολα θα μειωθεί αρκετά η ισχύ της, προκαλώντας παραμόρφωση στο επιθυμητό κάθε φορά σήμα όπως φαίνεται στο Σχ. 3.62 και αντίστοιχα στο Σχ. 3.63 για την συχνότητα 4KHz.



Σχήμα 3.62: Η συχνότητα των 3KHz όπως εξέρχεται από την τελευταία βαθμίδα του δέκτη για συχνότητα τροφοδοσίας των IF βαθμίδων 30,010MHz.



Σχήμα 3.63: Η συχνότητα των 4KHz όπως εξέρχεται από την τελευταία βαθμίδα του δέκτη για συχνότητα τροφοδοσίας των IF βαθμίδων 30,010MHz

Παρατηρείται ότι από την συχνότητα 10 μέχρι 17 KHz το φάσμα των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης είναι πολύ πιο καθαρό σε σχέση με τις συχνότητες 3 μέχρι 10 KHz, επειδή οι συχνότητες των προϊόντων βρίσκονται πιο μακριά από την περιοχή διέλευσης του OPT φίλτρου αρά δέχονται και μεγαλύτερη εξασθένιση.

3.9.2 Έλεγχος του φάσματος πληροφορίας με χρήση γεννήτριας 30.013MHz για τις IF βαθμίδες του πομποδέκτη

Ένας πιθανός τρόπος επίλυσης του προβλήματος του παρεμβολικού προϊόντος ενδοδιαμόρφωσης $f_{RF}=f_{LO}+f_{IF}$ θα ήταν η συχνότητα αυτή να βρίσκεται όσο το δυνατόν πιο μακριά από εκεί που τελειώνει η ζώνη διέλευσης του φίλτρου. Για να επιτευχθεί αυτό πρέπει να βάλουμε την συχνότητα του ταλαντωτή να βρίσκεται πιο ψηλά για παράδειγμα στα 30.013KHz και το φάσμα πληροφορίες να ξεκινάει πλέον από τα 6 μέχρι τα 20 KHz. Ο μοναδικός περιορισμός για να επιτευχθεί αυτό είναι αν το DSP μπορέσει να κάνει up-conversion το φάσμα με κεντρική πλέον 13 KHz και όχι 10 KHz όπως είναι τώρα το σύστημα. Στην περίπτωση αυτή το φάσμα συχνοτήτων θα είναι από 6 μέχρι 20 KHz (μετατοπισμένο κατά 3 KHz σε σχέση με την αρχική μας παραδοχή) όπως φαίνεται στον Πινάκα 3.13.

		Προϊόντα Ενδοδιαμόρφωσης				
		LO-3*IF	LO-2*IF	LO-IF	LO	LO+IF
	•	•				
		29,995	30,001	30,007	30,013	30,016
Ιστά εισόδου νευμάτοιας	-20dBm	-100	-100	-70	-61	-
	-10dBm	-96	-93	-51	-98	-
	8 KHz		-			
		29,991	29,997	30,005	30,013	30,021
Ισνή εισόδου νευμήτοιας	-20dBm	-	-100	-71	-100	-
	-10dBm	-	-88	-52	-92	-
	10KHz					
		29,983	29,993	30,003	30,013	30,023
Ισχύ εισόδου γεννήτριας	-20dBm	-	-103	-70	-103	-
	-10dBm	-	-84	-50	-88	-
	13 KHz					
		29,974	29,987	30,000	30,013	30,026
Ισνή εισόδου νευμήτοιας	-20dBm	-		-70	-100	-
	-10dBm	-	-95	-51	-90	-
	16 KHz					
		29,965	29,981	29.997	30,013	30,029
Ισχύ εισόδου γεννήτριας	-20dBm	-	-	-75	-103	-
	-10dBm	-	-	-51	-98	-
20 KHz						
		29,953	29,973	29,993	30,013	30,033
Ισική εισόδου γευμήτοι ας	-20dBm	-	-	-73	-102	-
Ισχυ εισοδού γεννητριας	-10dBm	-	-	-53	-96	-

Πίνακας 3.13: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του φίλτρου OPT στον δέκτη για διάφορες συχνότητες εισόδου του συστήματος (6-20KHz) και τροφοδοσία IF μικτών με 30,013 MHz.

Όπως παρατηρείται όλο το φάσμα συχνοτήτων είναι καθαρό χωρίς παραμορφώσεις. Στα Σχ. 3.64 και Σχ. 3.65 παρατίθενται οι αντίστοιχες συχνότητες που στην προηγούμενη ενότητα είχαν πρόβλημα. Η μόνη παραμόρφωση που υπάρχει στις συχνότητες του φάσματος είναι ότι δεν είναι ομοιόμορφα ενισχυμένες από το χαμηλοπερατό (LPF) ενεργό φίλτρο της τελευταίας βαθμίδας του δέκτη (δεν φαίνεται στα παρακάτω σχήματα). Για την διόρθωση της ομοιόμορφης ενίσχυσης πρέπει να γίνει βελτίωση του ενεργού φίλτρου.



Σχήμα 3.64: Η συχνότητα των 6KHz όπως εξέρχεται από την τελευταία βαθμίδα του δέκτη για συχνότητα τροφοδοσίας των IF βαθμίδων 30,010MHz



Σχήμα 3.65: Η συχνότητα των 7KHz όπως εξέρχεται από την τελευταία βαθμίδα του δέκτη για συχνότητα τροφοδοσίας των IF βαθμίδων 30,010MHz

Όπως παρατηρείται οι συχνότητες 6 και 7 KHz δεν έχουν κάποια παραμόρφωση. Το ίδιο ακριβώς ισχύει και για τις επόμενες συχνότητες του φάσματος 8 μέχρι 20 KHz. Είναι πολύ σημαντικό για το πείραμα που γίνεται όλες οι συχνότητες να ειναι όσο το δυνατόν μη-παραμορφωμενες καθώς έτσι ελαχιστοποιούνται οι πιθανότητες καταστροφής της πληροφορίας που μεταφέρεται από το εύρος ζώνης συχνοτήτων.



3.10 Τελευταία βαθμίδα του δέκτη

Σχήμα 3.66 : Block διάγραμμα για την εξέταση λειτουργίας της εξόδου ολόκληρης της αλυσίδας του δέκτη



Σχήμα 3.67: Ενισχυτής χαμηλού θορύβου (LNA) ZFL-500HLN+ που χρησιμοποιήθηκε στην ΙF-βαθμίδα του δέκτη του RF-υποσυστήματος

Μετά το φίλτρο OPT το σήμα ενισχύεται παραπάνω με έναν ενισχυτή (LNA) της IF βαθμίδας κέρδους 20dB Σχ. 3.67 και κατευθύνεται σε έναν μίκτη IF βαθμίδας ίδιο με αυτόν που χρησιμοποιήθηκε στον πομπό. Ο μίκτης αυτός (ZAD-6+) θα μετατρέψει το σήμα από την συχνότητα των MHz στο ακουστικό φάσμα των KHz. Τέλος το σήμα θα εισέρθει στην είσοδο ενός ενεργού φίλτρου όπου θα πάρει την κατάλληλη τάση για να μπορεί να επεξεργαστεί σωστά από την κάρτα DSP. Το φίλτρο που σχεδιάστηκε είχε jumper και μπορούσαν να επιλεγούν δύο επίπεδα ενίσχυσης του σήματος 10 και 20 dB και φαίνεται στο Σχ. 3.68.



Σχήμα 3.68: Ενεργό χαμηλοπερατό φίλτρο τοπολογίας Sallen-key που υλοποιήθηκε και χρησιμοποιήθηκε στον δέκτη του RF-υποσυστήματος

Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται οι τιμές ισχύος για την συχνότητα 10 KHz ανάλογα με την διάταξη από την οποία εξέρχεται¹³.

Διάταξη	Κεραία Δέκτη	LNA ZX060- 272LN+	Filter VBF- 2435	Mixer ZFM- 4212+	Filter OPT	LNA ZFL- 500HLN	Mixer ZAD- 6+
Ισχύ (dBm)	-52	-39	-41	-48	-50	-30	-37

Πίνακας 14 : Ισχύ εξόδου κάθε βαθμίδα του δέκτη για είσοδος συστήματος πομπού -10 dBm και συχνότητα με ημίτονο 10 KHz

Εξετάζοντας την τάση που παίρνουμε στην έξοδο του ενεργού φίλτρου στο εύρος συχνοτήτων που μας ενδιαφέρουν (3 με 17 KHz) παρατηρήθηκε ότι οι συχνότητες 3 μέχρι 10 KHz είναι κάπως παραμορφωμένες όπως ειπώθηκε και στην προηγούμενη

¹³ Δεν έχει γίνει αναφορά της ισχύος στην έξοδο του ενεργού φίλτρου καθώς δεν είναι γνωστή η εμπέδηση εισόδου και εξόδου του.

ενότητα. Ο λόγος για το οποίο συμβαίνει εξηγήθηκε στην προηγούμενη παράγραφο. Επίσης η δυνατότητα που μας προσφέρει η επιλογή κέρδους του ενεργού φίλτρου είναι πολύ σημαντική καθώς βοηθάει στην καλύτερη κατανόηση του συστήματος αφού μας δίνει την δυνατότητα να πειραματιστούμε με δύο επίπεδα ισχύος στην είσοδο του DSP. Ωστόσο όπως φαίνεται στο Σχ. 3.69 δεν είναι όλες οι συχνότητες ομοιόμορφα ενισχυμένες με αποτέλεσμα σε κάποιες συχνότητες η ενίσχυση να είναι +20 dB οπως η αναγραφόμενη τιμή ενίσχυσης του φίλτρου για την ανάλογη θέση του jumper, ενώ σε κάποιες άλλες να είναι +15 dB. Το ίδιο ισχύει για την επιλογή jumper +10dB. Φταίει η αρχιτεκτονική της βαθμίδας του **φίλτρου** τριών πόλων της διάταξης.



Σχήμα 3.69: Εύρος ζώνης του Ενεργού Χαμηλοπερατού φίλτρο που χρησιμοποιήθηκε για τον δέκτη

Συμπεράσματα:

- Θα πρέπει να αποφεύγεται τα σήματα που εισέρχονται στις διατάξεις του πομπού να πλησιάζουν τα σημεία κορεσμού τους καθώς δημιουργούνται αρκετά προβλήματα όπως παρουσιάστηκε στις προηγούμενες παραγράφους.
- Επίσης πολύ σοβαρό είναι το θέμα της καταστροφής μιας διάταξης λόγω τροφοδοσίας του με επίπεδα ισχύος πάνω από τις προδιαγραφές.
- Να τονιστεί ότι το σημείο κορεσμού για τους μίκτες αφορά την ισχύ εισόδου ενώ για τους ενισχυτές την ισχύ εξόδου.

- Επίσης ένα μεγάλο πρόβλημα είναι η απώλεια ισχύος του μίκτη ZX05-U432H
 στην RF βαθμίδα στο πομπό λόγο ελλειπούς τροφοδοσίας του από την γεννήτρια.
- Από τις σημαντικότερες πήγες προβλημάτων θεωρείται η συχνότητα ειδώλου
 2525 MHz η οποία εκπέμπεται στον ελεύθερο χώρο από την κεραία του πομπού.
- Για την μείωση του επιπέδου ισχύος της συχνότητας αυτής χρησιμοποιείται η κεραία σαν φίλτρο με όλα τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που αυτό συνεπάγεται.
- Όπως τονίστηκε ο πρώτος ενισχυτής στην είσοδο του δέκτη πρέπει να έχει χαμηλή εικόνα θορύβου (NF) και υψηλή ενίσχυση ώστε να κρατήσει τον λόγο S/N της αλυσίδας του δέκτη σε ικανοποιητικά επίπεδα
- Μεγάλη προσοχή στην επιλογή του ζωνοπερατού φίλτρου στην είσοδο του δέκτη. Το υπάρχον φίλτρο έχει τόσο μεγάλο εύρος ζώνης που δεν απορρίπτει τις ανεπιθύμητες συχνότητες που βρίσκονται στην ζώνη συχνοτήτων που δουλεύουμε.
- Στις χαμηλές συχνότητες του φάσματος πληροφορίας (3-10) KHz η έξοδος από την τελευταία βαθμίδα του δέκτη είναι μερικώς ή πλήρως παραμορφωμένη λόγω παρεμβολικών σημάτων που δεν μπορεί να εξαλείψει το φίλτρο OPT.
- Με βάση όλα τα προηγούμενα, οι μετρήσεις για BER που έγιναν με βάση τις αρχιτεκτονικές του πομπού και του δέκτη που περιγράφτηκαν στην ενότητα αυτή, έδειξαν ότι για διάφορες αποστάσεις μεταξύ πομπού και δέκτη η καλύτερη τιμή που καταφέραμε ήταν 8,3*10^(-3).



Σχήμα 3.70 : Διάγραμμα SNR και το αντίστοιχο BER για δέκτη σε απόσταση από τον πομπό $2.5 \rm{m}, 0.7 \rm{~m}$ και 4 m



Σχήμα 3.71: Ο δέκτης με όλες τις μικροκυματικές διατάξεις μέσα στο κουτί του

Κεφάλαιο 4. Βελτιστοποίηση συστήματος SISO

I have been impressed with the urgency of doing.

Knowing is not enough; we must apply.

Being willing is not enough; we must do.

Leonardo da Vinci

1452-1519

Εισαγωγή

Στο προηγούμενο κεφάλαιο έγινε εκτενής αναφορά για την συμπεριφορά της κάθε διάταξης του πομποδέκτη. Επίσης έγινε καταγραφή των προβλημάτων που έχουν δημιουργηθεί. Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει ανάλυση της συμπεριφοράς του πομποδέκτη όταν γίνεται χρήση των DSP καρτών, δηλαδή όταν στέλνουμε πληροφορία που είναι και ο σκοπός της δημιουργίας του πομποδέκτη. Με βάση αυτό γίνεται περιγραφή ενός πλάνου λειτουργίας του ασύρματου συστήματος (Link Budget). Θα γίνει μια επισκόπηση της λειτουργίας των DSP και ποιοι είναι οι σημαντικότεροι περιορισμοί που εισάγουν οι κάρτες αυτές. Τέλος γίνεται αναφορά στην δημοσίευση με χρήση των καρτών DSP και του RF-υποσυστήματος SISO που έγινε στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας.

Για την διευκόλυνση της ανάλυσης που θα ακολουθήσει, στο παρακάτω σχήμα φαίνονται οι συμβολισμοί των διαφόρων ισχύων, ανάλογα με την θέση πάνω στο σύστημα που μελετάται.



Σχήμα 4.1: Συμβολισμοί ισχύων/τάσεων εισόδου και εξόδου στον πομποδέκτη

Από μετρήσεις που έγιναν με το σύστημα που αναφέρθηκε στην προηγούμενη ενότητα, χρησιμοποιώντας τον πομπό αρχιτεκτονικής Β' και τον δέκτη αρχιτεκτονικής Α', το BER δεν βελτιωνόταν όταν η απόσταση των δυο κεραιών ήταν πιο μικρή (όπως αναμένεται από την θεωρία). Σε πληθώρα μετρήσεων καμία δεν είχε τιμή καλύτερη από 10^{-2} , συνεπώς έπρεπε να εξεταστούν όλα τα σενάρια του προβλήματος¹⁴.

Σε πρώτο στάδιο, αφού είχαν γίνει αρκετές μετρήσεις με χρήση κεραιών και όλης της αλυσίδας SISO μέσα στο χώρο που γίνονται τα πειράματα, καταλήγουμε στα εξής:

- Η τοποθέτηση της κεραίας του δέκτη είναι καθοριστικής σημασίας αφού λίγα εκατοστά μετακίνησης της, μας δίνει τελείως διαφορετικά αποτελέσματα. Κύριος λόγος είναι το φαινόμενο του fading που για πολλούς λόγους ηλεκτρομαγνητικής φύσης μπορούμε να παρατηρήσουμε, για τις συχνότητες που δουλεύουμε, μεγάλες διακυμάνσεις στο σήμα της κεραίας για ελάχιστες μετατοπίσεις (λ=12cm το μήκος κύματος για την συχνότητα λειτουργίας).
- Επίσης πολύ σημαντική, είναι η κατανόηση της επιλογής κατάλληλης τιμής κατωφλίου στο λογισμικό του DSP. Όταν ολοκληρώνεται μια μέτρηση, ο δέκτης παραλαμβάνει δύο αρχεία τα οποία πρέπει να φτάσουν με το σωστό μέγεθος bits. Αν δεν γίνει αυτό, το σύστημα δεν πρόκειται να βγάλει ούτε 10⁻¹ BER. Τα δύο αρχεία αυτά είναι αποτέλεσμα της κωδικοποίησης πηγής που έχουμε εισάγει στο σύστημα¹⁵. Για το κάθε αρχείο γίνεται ξεχωριστά υπολογισμός BER όπως θα φανεί και στους πίνακες που ακολουθούν (High και Low Priority). Οπότε ένα άλλο πρόβλημα είναι ότι μερικές μετρήσεις έφταναν με το σωστό μέγεθος των δυο αρχείων άρα μπορούσε να γίνει επεξεργασία των δυο αρχείων και να βγάλουμε συμπεράσματα και άλλες όχι. Οπότε ξεκίνησε μια χρονοβόρα διαδικασία εύρεσης και κατανόησης του κατωφλίου ανίχνευσης.
- Μετά από αρκετές μετρήσεις μπόρεσε να γίνει κατανοητό πιο είναι το σωστό επίπεδο κατωφλίου το οποίο είναι σε άμεση εξάρτηση με την τάση εισόδου στην είσοδο του DSP_{receiver} (P_{BBoutput}). Η μέτρηση της τάσης εισόδου στην κάρτα DSP έγινε με χρήση παλμογράφου.
- Επίσης πολύ σημαντικό είναι το γεγονός ότι η τοποθέτηση της κεραίας του δέκτη στην ίδια θέση, έχει σαν αποτέλεσμα διαφορετικά BER ανάλογα με την ώρα που γίνεται η μέτρηση. Συνήθως το μεσημέρι τα αποτελέσματα των μετρήσεων έχουν μεγάλες μεταβολές σε σχέση με τις απογευματινές ώρες που είναι πιο σταθερά. Ο λόγος για τον όποιο συμβαίνει αυτό, είναι παρεμβολές

¹⁴ Μετρήσεις που έγιναν στο Πανεπιστήμιο KTH (Widelab IR-SB-IR-0316) έδειξαν ότι ένα BER της τάξης 10⁻³ είναι ικανοποιητικό για τέτοιου είδους εφαρμογή.

 $^{^{15}}$ Θα γίνει σε παρακάτω ενότητα πιο λεπτομερής ανάλυση για τα δύο αυτά αρχεία

από συσκευές που εκπέμπουν στην ISM 2.4GHz μπάντα, πολύ κοντά στο χώρο που γίνονται οι μετρήσεις μου.

 Με βάση τα προηγούμενα θεωρήθηκε σωστό να ξεκινήσουν μετρήσεις με βάση ένα ιδανικό κανάλι ώστε να μην επηρεάζονται οι μετρήσεις από τις παρεμβολές του καναλιού ούτε από την θέση που θα μπει κάθε φορά η κεραία στο χώρο. Έγινε χρήση διάφορων σταθερών τιμών εξασθένησης (fixed attenuators¹⁶) για να προσομοιώσουμε ένα ιδανικό κανάλι.

4.1 Επιλογή της Παραμέτρου Scale Factor του DSP

Στα πλαίσια της εργασίας αυτής, στάλθηκε εικόνα γκρι-κλίμακας διαστάσεων 512x512 pixels κωδικοποιημένη με εφαρμογή του αλγορίθμου Packetized Spiht (θα αναλυθεί παρακάτω). Συγκεκριμένα η εικόνα προς αποστολή είναι η Lena.bmp, που αποτελεί κοινή αναφορά σε εφαρμογές επεξεργασίας σήματος ως εικόνα γκρι κλίμακας (gray-scaled).

Η τιμές ισχύος εκπομπής των καρτών DSP εξαρτώνται από την παράμετρο του "Scale Factor" και παίρνουν τιμές από 1000 μέχρι 10.000. Για να γίνει κατανοητό ποια είναι η σχέση που συνδέει την τιμή αυτής της παραμέτρου με τιμές ισχύος, έγινε μετατροπή μονάδων όπως φαίνεται στον Πινάκα 4.1.

Ωστόσο όταν έχουμε ως επιλογή παραμέτρου τις τιμές 9000 και 10.000 η ισχύ εξόδου φτάνει στα +13 και μερικές φορές τα +14 dBm, επίπεδα ισχύος που μπορούν να δημιουργήσουν βλάβη στην πρώτη βαθμίδα του πομπού. Επίσης ακόμα και οι χαμηλότερες παράμετροι δημιουργούν προβλήματα με τον κορεσμό του ενισχυτή του πομπού. Το μπλοκ διάγραμμα του πομπού ήταν το εξής Σχ.4.2.

Scale Factor	Χωρίς Εξασθενητή (dBm)	Mε εξασθενητή 9dB (dBm)
1000	-9 to +2	-18 to -6
2000	-7 to +3	-16 to -6
3000	-4 to +3	-13 to -4
4000	-1 to +5	-10 to -4
5000	0 to +5	-9 to -4
6000	+1 to +5	-8 to -4
7000	+2 to +5	-7 to -4
8000	+3 to +6	-6 to -4
9000	+4 to +8	-5 to -1
10.000	+5 to +13	-4 to +3

Πινάκας 4.1: Αντισ	στοιχία τιμώ ν	Scale Factor	σε Ισχύ (dBm)
--------------------	-----------------------	--------------	---------------

 $^{^{16}}$ Οι εξασθενητές σταθερής απόσβεσης ονομάζονται και PADs

Η μόνη διαφορά του πομπού του παρακάτω σχήματος με του πομπού που αναλύθηκε στην προηγούμενη ενότητα (αρχιτεκτονικής Β'), είναι ότι στην πρώτη βαθμίδα έχει τοποθετηθεί ένας άλλος μίκτης. Ο λόγος για την αντικατάσταση είναι ότι ο νέος μίκτης απαιτεί 3dB χαμηλότερη ισχύ τροφοδοσίας από τοπικό ταλαντωτή και αυτό διευκόλυνε την υλοποίηση του συστήματος MIMO από άποψη κατανάλωσης ισχύος. Να τονίσω ότι ο νέος μίκτης έχει σημείο σύμπτυξης +1dBm όπως και ο παλιός.



Σχήμα 4.2: Block διάγραμμα αρχικού Πομπού

Το πρόβλημα της πιθανότητας ζημιάς του πρώτου μίκτη λύθηκε τοποθετώντας έναν εξασθενητή $9dB^{17}$ μεταξύ της κάρτας του DSP και του πρώτου μίκτη όπως φαίνεται στο Σχ.4.3. Τελικά τα επίπεδα ισχύος διαμορφώνονται όπως φαίνεται στην δεξιά στήλη του Πίνακα 4.1, ενώ στην μεσαία στήλη είναι τα αντίστοιχα επίπεδα χωρίς εξασθενητή . Για τα περισσότερα πειράματα που γίνανε χρησιμοποιήθηκαν τιμές παραμέτρων 2000, 4000, 6000 και 8000 όπως φαίνεται στον Πινάκα 4.2.

Αν και λύθηκε το πρόβλημα περί πιθανότητας βλάβης του πρώτου μίκτη, το πρόβλημα του κορεσμού του ενισχυτή του πομπού δεν λύθηκε. Η μέγιστη τιμή ισχύος για να μην κορεστεί το σύστημα είναι -10 dBm και προκύπτει από την παρακάτω ανάλυση.

4.1.1 Σημείο Σύμπτυξης Εισόδου 1dB Πομπού

Με βάση την ανάλυση που έγινε στην ενότητα 2.11 θα υπολογίσουμε ιδανικά μέσω προσομοιωτικού προγράμματος ποια είναι η μέγιστη ισχύ εισόδου-εξόδου στο πομπό

¹⁷ Η τιμή των 9dB εξασφαλίζει ότι οι περισσότερες τιμές της παραμέτρου Scale Factor του DSP δεν θα δημιουργήσουν προβλήματα κορεσμού στον μίκτη της πρώτης βαθμίδας

ώστε να μη φτάσει στο κορεσμό¹⁸. Για αρχή, δημιουργείται το Block διάγραμμα του πομπού στο περιβάλλον Genesys όπως φαίνεται στο Σχ.4.3



Σχήμα 4.3: Πομπός του σχήματος 4.2 σε πρόγραμμα Genesys

Με βάση το Σχ.4.3 προκύπτει η γραφική παράσταση για το σημείο σύμπτυξης 1dB για την είσοδο του πομπού όπως φαίνεται στο Σχ.4.4



Σχήμα 4.4: Cascade 1dBCP_{in} για το σχήμα 4.3

Συνεπώς, πρέπει η ισχύ στην είσοδο του πομπού να μείνει κάτω από τα -10dBm. Επίσης παρατηρώντας την γραφική, η διάταξη που καθορίζει το σημείο σύμπτυξης είναι ο ενισχυτής.

¹⁸ Ο εξασθενητής 9dB δεν περιλαμβάνεται στο block διάγραμμα καθώς θεωρούμε ότι πηγαίνει σαν ζευγάρι με το DSP. Άρα, όταν αναφέρω ως ισχύ εξόδου του DSP θα εννοώ στην πραγματικότητα την ισχύ εξόδου στην έξοδο του εξασθενητή που βρίσκεται μετά το DSP όπως φαίνεται στα δεξιά του Πινάκα 4.1. Επίσης Σχ.4.13.

4.1.2 Βελτίωση Σημείου Σύμπτυξης και Αρχιτεκτονική Γ' για Πομπό

Για τους παρακάτω τρεις (3) λόγους τοποθετήθηκε επιπλέον ένας εξασθενητής +6dB μεταξύ πρώτου μίκτη και του κρυσταλλικού φίλτρου OPT στο σύστημα του πομπού. Η μορφή του πομπού που διαμορφώνεται με την εισαγωγή του εξασθενητή θα μείνει ίδια μέχρι και το σύστημα MIMO. Η αρχιτεκτονική του πομπού αυτού ονομάζεται Γ'.

Ιον: Πλέον με την τοποθέτηση εξασθενητή 6dB ανάμεσα στο πρώτο μίκτη και στο φίλτρο OPT όπως φαίνεται στο Σχ.4.9, το σύστημα του πομπού δεν κορένεται για είσοδο -10dBm αλλά για -4 dBm. Οπότε μπορώ να χρησιμοποιήσω τα Scale Factor μέχρι 8000 με ασφάλεια.



Σχήμα 4.5: Πομπός Αρχιτεκτονικής Γ' σε πρόγραμμα Genesys



Σχήμα 4.6: Σχήμα 4.5: Cascade 1dBCPin για το σχήμα 4.5

- 2ον: Όπως έχει αναφερθεί στην Ενότητα 3.3.2, παρουσιάζονται κάποια προβλήματα λόγω ελλειπούς προσαρμογής μεταξύ των βαθμίδων του μικτη και του ΟΡΤ φίλτρου με αποτέλεσμα την ενίσχυση κάποιον ανεπιθύμητων συχνοτήτων. Για να λυθεί αυτό το πρόβλημα τοποθετήθηκε εξασθενητής 6 dB.
- 3ον: Με την χρήση εξασθενητών για προσομοίωση ιδανικού καναλιού όπως θα φανεί σε επόμενη παράγραφο του κεφαλαίου αυτού, έγινε καταγραφή των επιπέδων ισχύος που αν εισέρθουν στην είσοδο του δέκτη (P_{RFinput}) θα έχουμε BER με τιμές καλύτερες από 10⁻³. <u>Τα επίπεδα αυτά ισχύος όπως αναφέρονται πιο κάτω είναι από -52 μέχρι -62 dBm</u>. Ωστόσο τοποθετώντας την κεραία του δέκτη μέσα στο δωμάτιο και κάνοντας χρήση ενός ημιτόνου με ισχύ ανάλογη των Scale Factor που χρησιμοποιήθηκαν στα πειράματα με τους εξασθενητές για κανάλι, παρατηρήθηκε ότι η ισχύ που λαμβάνει ο δέκτης για LOS συνθήκες είναι -45 μέχρι -52 dBm. Αυτά τα επίπεδα ισχύος απέχουν αρκετά από αυτά που κατέγραψα παραπάνω για την σωστή λειτουργία του συστήματος. Οπότε γίνεται χρήση εξασθενητή στο σημείο που αναφέρθηκε ώστε να κατεβάσουμε τα επίπεδα ισχύος στα επιθυμητά.

Scale Factor	Χωρίς εξασθενητή (dBm)	Με εξασθενητή 9dB (dBm)
2000	-7 to +4	-16 to -5
4000	-1 to +6	-10 to -3
6000	+1 to +6	-8 to -3
8000	+3 to +7	-6 to -2

Συνεπώς ο πομπός διαμορφώνεται ως αρχιτεκτονικής Γ', όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχ.4.9. Επίσης να υπενθυμίσω ότι στο δεύτερο μίκτη του πομπού, η ισχύ από την γεννήτρια που τον τροφοδοτεί είναι μόλις 4 με 4.5dBm λόγω των πολύ μεγάλων απωλειών ισχύος που παρουσιάζει ο διαιρέτης ισχύος που υπάρχει στην έξοδο της γεννήτριας. Αυτό φυσικά έχει σαν αποτέλεσμα ο πομπός στην πράξη να μην ενισχύει το σήμα που δέχεται στην είσοδο του, P_{BBin} , αλλά να παρουσιάζει απώλειες κατά 12dB. Ο λόγος είναι ότι ο τελευταίος μίκτης δεν παίρνει την απαιτούμενη ισχύ από την γεννήτρια όπως αναλύθηκε με λεπτομέρεια στο προηγούμενο κεφάλαιο της εργασίας.

Στον πίνακα 4.3 υπάρχουν συγκεντρωτικά τα χαρακτηριστικά για τον πομπό αρχιτεκτονικής Γ'. Η γραφική παράσταση του κέρδους και του IIP3 ανά βαθμίδα παρουσιάζεται στο Σχ.4.7 και Σχ.4.8.



Σχήμα 4.7: Cascade Gain για το σχήμα 4.5





Βασικά Χαρακτηριστικά Πομπού Αρχιτεκτονικής Γ'				
Ενίσχυση (Gain) (dB)	-12			
1dB. Compression Point Input (dBm)	-4			
1dB. Compression Point Output (dBm)	-17			
IIP3 (dBm)	+0.6			
OIP3 (dBm)	-11.4			
Μέγιστο Εύρος Ζώνης Πληροφορίας (Hz)	20KHz			

Πίνακας 4.3: Βασικά Χαρακτηριστικά Πομπού Αρχιτεκτονικής Γ'



Σχήμα 4.9: Block διάγραμμα για Πομπό Αρχιτεκτονικής Γ'

4.2. Επιλογή Κατωφλίου Ανίχνευσης στο DSP

Ξεκινώντας τις μετρήσεις με χρήση εξασθενητών για κανάλι και με τιμές παραμέτρων από 2000 έως 8000 scale factor έχοντας το κατώφλι της πλακέτας DSP στο «160» που αντιστοιχούσε για πείραμα μεταξύ των πλακετών¹⁹, δεν λαμβάνονταν τα δύο αρχεία (HP και LP) με το σωστό μέγεθος. Οπότε αρχίσαμε να μεταβάλλουμε το κατώφλι ώστε να δούμε πότε θα έρθουν τα δυο αρχεία με το σωστό μέγεθος, δηλαδή πότε θα ανιχνευτεί σωστά το σήμα από τον δέκτη. Το κατώφλι είναι συνάρτηση της τάσης του σήματος και της τάσης του θορύβου. Διαφορετικές τιμές θορύβου έχουμε όταν γίνεται πείραμα Ι) με εξασθενητές για κανάλι και χρήση όλου του πομποδέκτη, II) όταν κάνουμε πείραμα με κεραίες και III) όταν γίνεται πείραμα απλά συνδέοντας τις δυο κάρτες DSP με ένα καλώδιο.

Με βάση τις μετρήσεις που έγιναν με χρήση <u>εξασθενητή ως κανάλι</u> και με χρήση <u>κεραιών</u> συμπέρανα τα παρακάτω για την εξάρτηση της τάσης εισόδου και του κατωφλίου.

Τάση Εισόδου στο $DSP_{receiver}(p-p)$ Volt	Τιμές Κατωφλίου Ανίχνευσης
V _{BBoutput}	
10-12	40
9-10	38
4,6-6	30
1,5-2	15
<1	5

¹⁹ Όταν διασυνδέεται η κάρτα DSP του πομπού με του δέκτη με καλώδιο BNC μεταξύ τους, το κατώφλι ανίχνευσης είναι αρκετά υψηλό επειδή ο θόρυβος του συστήματος σε σχέση με το σήμα είναι πολύ χαμηλότερος

Πίνακας 4.4: Εξάρτηση Κατωφλίου Ανίχνευσης με την Τάση Εισόδου V_{BBoutput}

Για τον παραπάνω πίνακα έγινε χρήση του πομπού αρχιτεκτονικής Γ' και του δέκτη αρχιτεκτονικής Α', όπως φαίνεται στο Σχ.4.10. Η ενίσχυση του ενεργού φίλτρου της τελευταίας βαθμίδας του δέκτη ήταν μεταβλητή. Αλλαγές διατάξεων που έγιναν στο σύστημα του πομποδέκτη κατά την διάρκεια της εργασίας, έδειξαν ότι δεν επηρεάζουν τις τιμές κατωφλίου που έχουν καταγραφεί στον Πινάκα 4.3. Μόνο η τάση στην είσοδο των DSP καθορίζει το κατώφλι.

Πρέπει να είναι ξεκάθαρο ότι το κατώφλι χρησιμοποιείται για την ανίχνευση του σήματος και μόνο. Δεν μεταβάλλεται το BER του σήματος ανάλογα με το κατώφλι.

Μετρήσεις έδειξαν ότι για ένα Scale Carrier²⁰ της τάξης των «20» και με τιμές κατωφλίου όπως στον παραπάνω πίνακα, πλέον μπορούμε να πάρουμε μετρήσεις και να υπολογίσουμε το BER. Παράλληλα με τον υπολογισμό του κατωφλίου πρέπει να γίνει υπολογισμός της δυναμικής περιοχής των καρτών DSP^{21} (Instantaneous Dymanic Range). Υπάρχει το ενδεχόμενο, αν το σήμα τάσης $P_{BBoutput}$ στην είσοδο του DSP δέκτη, είναι πιο χαμηλό ή πιο υψηλό από αυτό που μπορεί να εντοπίσει η κάρτα με βάση τις προδιαγραφές της, να μη γίνεται σωστή επεξεργασία του σήματος.

4.3. Καθορισμός επιπέδου ισχύος λειτουργίας του δέκτη και επιπέδου τάσης του αποδιαμορφωτή

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, υπήρχαν αρκετά προβλήματα σε μετρήσεις που έγιναν στην αρχή με χρήση κεραιών. Πέρα από τις παρεμβολές και την θέση της κεραίας του δέκτη που επηρέαζαν την απόδοση του συστήματος, πολύ σημαντικιά ήταν η κατανόηση της δυναμικής περιοχής του δέκτη και αντίστοιχα του αποδιαμορφωτή. Ίσως από τα πιο δύσκολα θέματα που έπρεπε να αντιμετωπιστούν.

Όπως αναφέρθηκε στην θεωρία, η δυναμική περιοχή του δέκτη ορίζεται ως η διαφορά, της τιμής ισχύος στην είσοδο του δέκτη που προκαλεί στο σύστημα κορεσμό (Input 1dB.Compression Point) με την τιμή ισχύος που ισούται με την ευαισθησία του δέκτη (Sensitivity).

Dynamic Range (dB)=1dB.Comp.Point_{input}(dBm) - Sensitivity(dBm) (2.42)

²⁰ Επίσης σημαντικό ζήτημα για την ανίχνευση του σήματος είναι η παράμετρος που μεταβάλουμε στο λογισμικό του DSP πομπού (παράλληλα με το Scale Factor) το Scale Carrier. Όλα τα παραπάνω που περιέγραψα ισχύουν για τιμή «20» στην συγκεκριμένη παράμετρο. Αν η τιμή αυτή είναι πολύ χαμηλή δεν πρόκειται να εντοπιστεί το σήμα από το DSP, όσο χαμηλό και αν είναι το κατώφλι (ελάχιστη τιμή κατωφλίου ανίχνευσης «2»).

²¹ Δεν έγινε ακριβής καταγραφή της δυναμικής περιοχής των καρτών DSP στα πλαίσια της εργασίας αυτής

4.3.1 Προδιαγραφές RF Υπο-συστήματος

Για τον υπολογισμό της δυναμικής περιοχής του δέκτη συνεπώς χρειαζόμαστε δυο τιμές:

- Σημείο Σύμπτυξης 1dB. στην είσοδο του δέκτη
- Ευαισθησία του Δέκτη



Σχήμα 4.10: Δέκτης Αρχιτεκτονικής Α'

Αφού υπολογιστεί η ευαισθησία του δέκτη στην συνέχεια θα υπολογίσουμε την απαιτούμενη ισχύ εκπομπής από τον πομπό μέσω του Link Budget. Τα Link Budgets είναι πολύ συνηθισμένα για τον υπολογισμό ισχύος εκπομπής για ασύρματα κανάλια, και είναι ένας καλός τρόπος να αξιολογηθεί ο απαιτούμενος εξοπλισμός ενός πομπού προς εγκατάσταση (πχ. τι είδους ενισχυτές θα χρησιμοποιηθούν κτλ).

Ο ρόλος του Link Budget είναι να προβλέψει, για ορισμένη εξασθένηση μεταξύ πομπού και δέκτη (Path Loss) και ευαισθησία του δέκτη, πόση ισχύ απαιτείται από τον πομπό.

Θα ξεκινήσουμε την ανάλυση με τον υπολογισμό της ευαισθησίας του δέκτη. Συμφώνα με τον τύπο (2.43) η ευαισθησία δίνεται :

$$P_{s}^{in}(dBm) = 10\log_{10} NF_{R_{x}}(dB) + 10\log_{10} \left[kT_{o} \ \frac{1Hz}{1mW} \right] (dBm) + 10\log_{10} \left[\frac{B_{IF}}{1Hz} \right] (dB) + 10\log_{10} SNR_{required}(dB)$$
(2.43)
$$P_{s}^{in}(dBm) = NF_{R_{x}}(dB) + (-174)(dBm) + 10\log_{10} \left[\frac{B_{IF}}{1Hz} \right] (dB) + SNR_{required}(dB) \Rightarrow$$
$$P_{s}^{in}(dBm) = MDS(dBm) + SNR_{required}(dB)$$

Για αρχή θα πρέπει να βρούμε τις παραμέτρους NF και SNR_{required} για τον δέκτη του συστήματος μας.

SNRrequired

Το σήμα που προκύπτει από την διαμόρφωση 16QAM στην πλακέτα DSP του πομπού, στην συνέχεια υπερδειγματολειπτείται (up-sample) με παράγοντα x4 και στην συνέχεια χρησιμοποιείται ως είσοδος σε φίλτρο ρίζας ανυψωμένου συνημίτονου(root raised cosine, RRC) για να λύσει τα προβλήματα τις διασυμβολικής παρεμβολής (ISI). Πριν την υπερδειγματοληψία κάθε δείγμα αντιστοιχούσε σε ένα σύμβολο. Μετά την διαδικασία αυτή κάθε 4 δείγματα αντιστοιχούν σε ένα σύμβολο οπότε έχουμε συνολικά 64 δείγματα.

Στην συνέχεια η έξοδος του φίλτρου αποτελείται από μια συμφασική συνιστώσα Ι και μία ορθογωνική συνιστώσα Q, για τις οποίες πραγματοποιείται άνω-μετατροπή συχνότητας σε μια μικρή φέρουσα ιση με 10KHz η οποία μπορεί, λόγω της μικρής τιμής της, να θεωρηθεί ως σήμα βασικής ζώνης.

Το εύρος ζώνης πληροφορίας είναι 14KHz και βρίσκεται γύρω από την κεντρική συχνότητα των 10KHz όπως φαίνεται στο Σχ.4.11.



Σχήμα 4.11: Φάσμα ζωνοπερατού σήματος (Passband) σε περιβάλλον προγράμματος του DSP

To SNR_{required} που υπάρχει στον τύπο (2.43) υπολογίζεται με βάση τον παρακάτω τύπο:

$$SNR_{required} = (\frac{E_b}{N_o})_{req}(\frac{R_b}{BW_{IF}})$$

Ο λόγος E_b/N_o (energy per bit to noise power density) είναι ένα μέγεθος που μετράει ενέργεια ανά Hz φάσματος και είναι αντίστοιχο του SNR αλλά για ψηφιακές επικοινωνίες. Αυτό μετράται πάντα στην είσοδο του αποδιαμορφωτή και δείχνει ουσιαστικά πόσο δυνατό είναι το σήμα που λαμβάνεται. Διαφορετικοί τύποι διαμόρφωσης (BPSK, QPSK, QAM, 16QAM, 8PSK κτλ) έχουν διαφορετικές καμπύλες σε σχέση με το BER και το E_b/N_o .

Η ποσότητα (E_b/N_o) θα υπολογιστεί με βάση την γραφική παράσταση (E_b/N_o) συνάρτηση του BER για διαμόρφωση 16QAM και κατανομή καναλιού Rice. Στην περίπτωση του πειράματος αυτού έχουμε LOS επαφή και αρκετά αντίγραφα του σήματος λόγω πολυδιόδευσης (multipath), συνεπώς πιο σωστό είναι να ακολουθήσουμε κατανομή Rice. Στο επόμενο κεφάλαιο της διπλωματικής θα γίνουν δοκιμές και σε περιπτώσεις που δεν υπάρχει οπτική επαφή (NLOS) για να δείξουμε ότι ένα σύστημα MIMO υπερισχύει ενός απλού SISO.



Σχήμα 4.12: Γραφική παράσταση του BER με E_b/No για κανάλι AWGN, Rayleigh και Rician

Η συχνότητα/ρυθμός δειγματοληψίας της πλακέτας DSP είναι f_s =44100 samples/sec. Εφοσον έχουμε πλέον 4 samples/symbol (με την διαδικασία της υπερδειγματοληψίας) υπολογίζεται εύκολα ότι ο ρυθμός συμβόλων ανά δευτερόλεπτο είναι:

 \triangleright R_{symbol}=11.025 symbols/sec.

Συνεπώς για διαμόρφωση 16-QAM το απαιτούμενο Bit Rate υπολογίζεται:

 \triangleright R_{bit}=R_{symbol}log₂(M=4bit/symbol)=44,1kbps

Έτσι, αν υποθέσουμε ότι χρειαζόμαστε BER της τάξης των 10^{-6} με βάση το Σχ.4.12 για κανάλι Rice χρειαζόμαστε $E_b/N_o \sim 27 dB$.

Άρα:

$$SNR_{required} = (\frac{E_b}{N_o})_{req}(\frac{R_b}{BW_{IF}}) \Longrightarrow$$

 $SNR_{required}(dB) = E_b/N_o (dB) + 10log(R_b/BW_{IF}) \sim 27 (dB) + 5 (dB) = 32 dB$

<u>NF_{total}</u>

Στην συνέχεια υπολογίζουμε τη συνολική εικόνα θορύβου του δέκτη αρχιτεκτονικής Α' του Σχ.4.10 που χρησιμοποιήθηκε στα πρώτα στάδια της υλοποίησης του πομποδέκτη. Κάνουμε χρήση του προγράμματος Genesys και αφού δημιουργήσουμε το block διάγραμμα στο Σχ.4.13 φτιάχνουμε την γραφική παράσταση του NF και του κέρδους του δέκτη όπως φαίνεται στο Σχ.4.14.



Σχήμα 4.13: Δέκτης Αρχιτεκτονικής Α' σε πρόγραμμα Genesys



Σχήμα 4.14: Cascade Gain και NF για το σχήμα 4.13

Συνεπώς με βάση τη παραπάνω ιδανική ανάλυση η συνολική εικόνα θορύβου του δέκτη είναι 4.42dB. Στην θεωρία είχαμε αναφέρει ότι όταν ένα σύστημα δέκτη είναι βέλτιστα σχεδιασμένο, η συνολική εικόνα θορύβου του δέκτη είναι περίπου στην ίδια τάξη με την αντίστοιχη της πρώτης βαθμίδας του, έστω του LNA στην ανάλυση αυτή. Φυσικά για να ισχύει το παραπάνω θα πρέπει η πρώτη βαθμίδα να έχει υψηλή ενίσχυση. Στο δέκτη μας, ο LNA δεν έχει τόσο μεγάλη ενίσχυση, μόλις 14 dB, αλλά έχει πολύ χαμηλό NF.

Πρέπει να τονίσω ότι στην ανάλυση που έγινε δεν συμπεριλαμβάνεται το ενεργό φίλτρο που είναι και η τελευταία βαθμίδα του δέκτη. Ο λόγος είναι ότι η αντίσταση εισόδου του ενεργού φίλτρου είναι μερικά KOhm ενώ η αντίσταση εξόδου του μερικά Ohm. Συνεπώς πρέπει να μετατραπεί η ενίσχυση τάσης που κάνει το φίλτρο αυτό σε ενίσχυση ισχύος για να μπει στον υπολογισμό το συνολικού κερδους και NF του δέκτη. Είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε ακριβώς τις τιμές της αντίστασης εισόδου και εξόδου του φίλτρου κάτι το οποίο δεν μελετήθηκε λόγω έλλειψης χρόνου και πρέπει οπωσδήποτε να γίνει²². Επίσης πρέπει να υπολογιστεί με ακρίβεια η εικόνα θορύβου του ενεργού φίλτρου.

Γενικά, επειδή βρίσκεται στην τελευταία βαθμίδα του δέκτη η επίδραση που θα έχει στο συνολικό NF είναι αρκετά μικρή. Θεωρούμε ότι το ενεργό φίλτρο είναι ζευγάρι

²² Η τάξη της αντίστασης εισόδου των μερικών KOhm στο ενεργό φίλτρο δημιουργεί προβλήματα στην προσαρμογή της IF θύρας του μίκτη που προηγείται αυτού του φίλτρου. Ίσως χρειαστεί κάποιο κύκλωμα προσαρμογής για να λυθεί το πρόβλημα.

με το DSP δέκτη, όπως ανάλογα θεωρήθηκε στον πομπό, ότι ο εξασθενητής 9 dB είναι ζευγάρι με το DSP πομπού όπως φαίνεται στο Σχ.4.13.



Σχήμα 4.15: Block διάγραμμα για πομποδέκτη

Έτσι με βάση το NF και το SNR_{required} που υπολογίστηκαν, η ευαισθησία του δέκτη είναι σύμφωνα με τον τύπο (2.43)

$$P_{s}^{in}(dBm) = NF_{R_{x}}(dB) + (-174)(dBm) + 10\log_{10}\left[\frac{B_{IF}}{1Hz}\right](dB) + SNR_{required}(dB)$$

=> 4.4(dB)-174dBm+10log(20KHz/Hz)(dB)+32dB~-95dBm

Συνεπώς, θεωρητικά, αν στην είσοδο του δέκτη έρθει σήμα -95dBm το σύστημα μπορεί να ανταποκριθεί και να δώσει BER της τάξης 10^{-6} . Βέβαια θα πρέπει να πληρούνται και οι συνθήκες τις δυναμικής περιοχής του αποδιαμορφωτή για να γίνει σωστή επεξεργασία του σήματος. Δηλαδή τα -95dBm ενισχύονται με το κέρδος του δέκτη (+15dBm) και στην είσοδο του ενεργού φίλτρου έχουμε πλέον -80dBm.

Στην συνέχεια πρέπει να καθορίσουμε την ενίσχυση του ενεργού φίλτρου ώστε τελικά η τάση που θα εισέρχεται στην είσοδο του αποδιαμορφωτή P_{BBout} να είναι αρκετή ώστε να μπορεί να γίνει επεξεργασία. Για τις ανάγκες αυτής της διαδικασίας όπως και της διαδικασίας εύρεσης του κατωφλίου που αναφέρθηκε σε προηγούμενη παράγραφο, έγινε τροποποίηση της ενισχυτικής βαθμίδας του ενεργού φίλτρου που ήδη υπήρχε, με ποτενσιόμετρο.

Παραπάνω λεπτομέρειες για το ενισχυτικό φίλτρο θα δωθούν στο επόμενο κεφάλαιο.

Στις παρακάτω γραφικές παραστάσεις φαίνεται το σημείο σύμπτυξης εισόδου για τον δέκτη της αρχιτεκτονικής Α' και αντίστοιχα το IIP3.


Σχήμα:4.16: Cascade 1dBCPin για το σχήμα 4.13



Σχήμα 4.17: Cascade IIP3 για το σχήμα 4.13

Το σημείο σύμπτυξης είναι αρκετά υψηλό, 22dBm οπότε δεν θα μας απασχολήσει τόσο.

Απώλειες διαδρομής και Ισχύ Εκπομπής

Το πλεονέκτημα σε αυτή τη μελέτη είναι ότι έχουμε στατικό πομπό και δέκτη οπότε μπορούμε να υπολογίσουμε με σχετική ακρίβεια την εξασθένηση του σήματος. Με αυτό τον τρόπο μπορούμε να προσδιορίσουμε την ισχύ εκπομπής του πομπού και την αντίστοιχη ευαισθησία του δέκτη. Η απόσταση πομπού–δέκτη αναμένεται να είναι 5 μέτρα κατά μέγιστο. Παρακάτω χρησιμοποιώντας το μοντέλο διάδοσης σε ελεύθερο χώρο μπορούμε να έχουμε μια εκτίμηση της εξασθένησης που θα υποστεί το σήμα του πομπού μέχρι να φτάσει στο δέκτη.

4 Path Loss(dB)= $34.44+20\log(f)+20\log(d)-G_{TX}-G_{RX}$

, όπου f η συχνότητα μετάδοσης (σε MHz), d η απόσταση που διανύει το σήμα (σε Km), και το κέρδος των κεραιών του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα (σε dBi).

Για την συχνότητα λειτουργίας του συστήματος f=2465MHz και με χρήση κεραιών Patch που έγιναν όλα τα πειράματα για το σενάριο SISO, Gain_{TX} και Gain_{RX}=6dBi έχουμε για απόσταση 5 μέτρα εξασθενίσεις όπως φαίνονται στον Πινάκα 4.5. Επίσης φαίνεται και η εξασθένηση του καναλιού όταν γίνεται χρήση εξασθενητών για κανάλι όπου δεν έχουμε καθόλου ενίσχυση από τον πομπό και τον δέκτη.

Απόσταση (m)	1	2	3	4	5
Eξασθένηση (dB) Gain=6dBi	28	34	37	-40	42
Eξασθένηση (dB) Gain=0dBi	40	46	49	52	54

Πίνακας 4.5: Εξασθένηση καναλιού για πομπό-δέκτη με Gain και χωρίς

Έτσι γνωρίζοντας την ευαισθησία του δέκτη και ξέροντας την εξασθένηση του σήματος από τον πομπό μπορούμε να ορίσουμε τα ελάχιστα όρια εκπομπής του πομπού:

 \downarrow P_{transmitter}(dBm)=Sensitivity(dBm)+Path Loss(dB)=-95dBm+55dBm=-40dBm

Συνεπώς αν ο πομπός στείλει με αυτή την τιμή ισχύος με δεδομένες απώλειες καναλιού, ο δέκτης θα λάβει ισχύ ίση με την ευαισθησία του.

Μία άλλη παράμετρος που προκύπτει είναι αυτή του fade margin (περιθώριο εξασθένησης). Λόγω fading υπάρχει περίπτωση ένα σήμα να έρθει τελείως εκτός φάσης. Στη περίπτωση αυτή γίνεται υπέρθεση με το λιγότερο παραμορφωμένο σήμα και προκύπτει τελικό σήμα αρκετά εξασθενημένο. Για αυτή τη περίπτωση προτιμάται να αφήνεται ένα περιθώριο στο SNR ώστε να μπορέσει το σύστημα να καταλάβει το σήμα που ήρθε. Το περιθώριο αυτό ονομάζεται fade margin, αλλά στο χώρο που διεξάγονται τα πειράματα και σε απόσταση το πολύ 5m δεν χρειάζεται να ληφθεί υπόψη.

4.3.2 Εύρεση Δυναμικής Περιοχής του Αποδιαμορφωτή

Με βάση τα παραπάνω μπορεί κανείς να συνειδητοποιήσει ότι το σύστημα μας δεν είναι και το πιο απαιτητικό. Η ευαισθησία των -95dBm είναι ένα επίπεδο αρκετά χαμηλό και εύκολα ο πομπός μπορεί να παρέχει κατάλληλη ισχύ εκπομπής για να πετύχει αυτό το όριο. Από τους πιο σημαντικούς παράγοντες που η στάθμη αυτή είναι τόσο χαμηλή είναι το εύρος ζώνης πληροφορίας που στέλνουμε μόλις 20KHz.

Ωστόσο, όπως αναφέρθηκε και στην θεωρία δεν είναι μόνο τα επίπεδα ισχύος του δέκτη που καθορίζουν την συνολική απόδοση του συστήματος, είναι και η συμπεριφορά του αποδιαμορφωτή, στην προκειμένη περίπτωση των καρτών DSP.

Ξεκινήσαμε πειράματα με χρήση κεραιών, αλλά λόγω των προβλημάτων όπως αυτά που αναφέρθηκαν στην εισαγωγή του κεφαλαίου αυτού, κρίθηκε πιο αποτελεσματικό να γίνει χρήση σταθερών καναλιών. Οι εξασθενητές προσομοιώνουν ελεύθερο χώρο. Οι τιμές των εξασθενητών ήταν ανάλογες της απόσβεσης που υπάρχει όταν κάνουμε χρήση του πομποδέκτη μέσα στο χώρο των πειραμάτων. Ένας από τους εξασθενητές που χρησιμοποιήθηκαν φαίνεται στο Σχ.4.18.



Σχήμα 4.18: Εξασθενητής 40dB με N-type/SMA κονέκτορες

Κάνοντας δοκιμές με χρήση εξασθενητή καναλιού 40 dB και με χρήση των αρχιτεκτονικών δέκτη A' και πομπού αρχιτεκτονικής Γ', υπολογίζαμε BER: 10⁻⁶ (το μέγιστο δηλαδή) και PSNR (Peak-SNR εκφράζει την μέγιστη τιμή της ποιότητας της εικόνας που λαμβάνεται στο δέκτη λόγω της κωδικοποίησης πηγής που έχουμε βάλει στο σύστημα) 35,67 που είναι και η μέγιστη τιμή του. Η τιμή του εξασθενητή καναλιού 40dB εξασφαλίζει στο σύστημα μας ότι για οποιαδήποτε χρήση της παραμέτρου Scale Factor γίνει από το λογισμικό της κάρτας DSP, ο δέκτης θα λάβει ισχύ τουλάχιστον μεγαλύτερης τιμής από την ευαισθησία του (-95dBm). Καταγράφοντας τις παραμέτρους για αυτή την μέτρηση και κυρίως την τάση εισόδου (~ $P_{BBoutput}$) στο DSP, η οποία τελικά καθορίζει αν η πλακέτα DSP μπορεί να

λειτουργήσει ανάλογα με την τάση εισόδου της, προσπάθησα να κάνω και μέτρηση με χρήση κεραιών. Η διαδικασία που ακολούθησα ήταν η εξής:

- Ιδανικά για κάθε Scale Factor που χρησιμοποιήθηκε, η ισχύ εισόδου στο δέκτη P_{RFinput} ικανοποιεί τα κριτήρια της ευαισθησίας. Συνεπώς με βάση την ανάλυση που έγινε παραπάνω θα έπρεπε να παίρνουμε για όλες τις τιμές του Scale Factor, BER=10⁻⁶. Αυτό όμως δεν έγινε. Για δεδομένες τιμές της παραμέτρου αυτού επιτυγχάναμε το μέγιστο BER, υπό την προϋπόθεση της σωστής ενίσχυσης από το ενεργό φίλτρο όπως θα αναλυθεί στην επόμενη παράγραφο. Για τις υπόλοιπες τιμές της παραμέτρου δεν παίρναμε τέλειο BER, όσο και να μεταβάλαμε την ενίσχυση του ενεργού φίλτρου.
- Συνεπώς στην πράξη για το σύστημα μας, υπάρχει περιορισμός και αυτός δεν είναι η δυναμική περιοχή του δέκτη ούτε του αποδιαμορφωτή.
 - Στην συνέχεια, χρησιμοποιήθηκε ένα ημίτονο με ισχύ όσο και το Scale Factor (Πίνακας 4.1) ως σήμα εισόδου στο Πομπό (P_{BBinput}) και μετρήθηκε ποια είναι η τάση με την οποία φτάνει στο δέκτη (το σήμα P_{BBoutput}) με χρήση του παραπάνω εξασθενητή καναλιού (40 dB)²³.Προσπάθησα με την χρήση του ποτενσιόμετρου που είχα βάλει στην ενεργό βαθμίδα, του ενεργού φίλτρου (PCB) να μεταβάλω την ενίσχυση τάσης του σήματος. Αυτή η μέθοδος είχε μεγάλη επιτυχία καθώς καθορίστηκε η στάθμη τάσης στην είσοδο του DSP με την οποία λειτουργεί αρκετά κοντά στις ιδανικές τιμές που θέλουμε. Οι στάθμες αυτές είναι από 700mVolt(p-p) μέχρι 6Volt(p-p). Να τονίσω ξανά ότι δεν είχαμε τέλεια απόδοση του συστήματος για όλες τις τιμές του Scale Factor (δηλαδή για όλες τις τιμές ισχύος ανάλογα) ανεξάρτητα με το πως μεταβάλαμε την τάση του ποτενσιόμετρου. Η τιμές αυτές αναλύονται παρακάτω με λεπτομέρεια.



Σχήμα 4.19: Ενεργό Φίλτρο με Ποτενσιόμετρο στην ενισχυτική βαθμίδα

 $^{^{23}}$ Η τιμή της τάσης αυτής βρίσκεται με χρήση παλμογράφου

Στην συνέχεια τοποθετήθηκαν οι κεραίες στο σύστημα του πομπού και του δέκτη. Τοποθετήθηκε η κεραία του δέκτη τυχαία σε ένα σημείο και έγινε η παραπάνω διαδικασία. Προφανώς η τάση που παρουσιάζονταν στην είσοδο του παλμογράφου από την έξοδο του δέκτη (~P_{BBoutput}) ήταν διαφορετική σε σχέση με όταν είχα εξασθενητή 40dB. Οπότε θεωρώντας ότι, η ισχύ με την οποία εκπέμπει ο πομπός ικανοποιεί την ευαισθησία του δέκτη (-95dBm) καθορίστηκε η τάση του σήματος στην είσοδο του αποδιαμορφωτή. Αν αυτή η τάση γινόταν ίση με τις στάθμες που καταγράφηκαν παραπάνω, κάνοντας χρήση εξασθενητή 40dB, περίμενα να έχω τέλεια απόδοση BER. Η διόρθωση της τάσης που χρειαζόταν το σύστημα έγινε με μεταβολή του ποτενσιόμετρου που έχει το ενεργό φίλτρο.

Δυστυχώς όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, δεν ισχύει όπως αναφέρθηκε από την θεωρία, ότι αν ο δέκτης πάρει ισχύ μεγαλύτερη ή ιση με την ευαισθησία που υπολογίσαμε, θα αποδώσει ιδανικά. Έγινε καταγραφή των Scale Factor και αντίστοιχα των επιπέδων ισχύος που όταν εισέρχονται στο σύστημα του δέκτη, κάνοντας χρήση εξασθενητών για κανάλι το σύστημα αποδίδει καλά. Αυτό για δεδομένο εύρος ενίσχυσης τάσης όπως αυτά που καταγράφτηκαν παραπάνω.

Όταν έγινε χρήση κεραιών προσπαθήσαμε να πετυχουμε τις ίδιες τιμές ισχύος στην είσοδο του δέκτη. Όμως επειδή το σήμα είναι διαμορφωμένο σε φάση και πλάτος (16QAM) με τον τρόπο αυτό παρέχουμε στο σύστημα ένα ικανοποιητικό επίπεδο ισχύος.

- Με χρήση κεραιών, αν ο δέκτης τοποθετηθεί σε σωστό σημείο, το <u>πλάτος</u> όλων των σημάτων που συμβάλουν στην κεραία (λόγω multipath) θα είναι κάποιου επιπέδου, που εμπειρικά έχουμε βρει ότι αποδίδει σωστά αποτελέσματα.
- Για την <u>φάση</u> των σημάτων στο αναλογικό κομμάτι δεν γίνεται να επέμβουμε. Αυτό είναι καθαρά πρόβλημα που πρέπει να λυθεί μέσω της επεξεργασίας σήματος. Αξίζει να τονιστεί ότι αυτά τα προβλήματα λόγω multipath δεν παρουσιάζονται, όταν γίνεται χρήση εξασθενητή, όποτε τα πράγματα είναι πιο απλοποιημένα στην περίπτωση αυτή, καθώς για να λειτουργήσει το σύστημα, το μόνο που πρέπει να πληρείται είναι η ισχύ στην είσοδο του δέκτη, P_{RFinput} και η τάση στη είσοδο του αποδιαμορφωτή, P_{BBoutput}.



Σχήμα 4.20: Δέκτης Αρχιτεκτονικής Α'

Βασικά Χαρακτηριστικά Δέκτη Αρχιτεκτονικής Α ^{,24}											
Ενίσχυση (Gain) (dB)	+15.3										
1dB. Compression Point Input (dBm)	-22.5										
1dB. Compression Point Output (dBm)	-8.5										
IIP3 (dBm)	-9.5										
OIP3 (dBm)	+5.8										
Εικόνα Θορύβου NF (dB)	+4.42										
Μέγιστο Εύρος Ζώνης Πληροφορίας (Hz)	20KHz										

Πίνακας 4.6: Βασικά Χαρακτηριστικά Δέκτη Αρχιτεκτονικής Α'

 $^{^{24}}$ Το ενεργό φίλτρο δεν συμπεριλαμβάνεται στην ανάλυση αυτή για τους λόγους που προαναφέρθηκαν

4.4 Μετρήσεις BER

Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν οι μετρήσεις για το BER που έγιναν με το σύστημα του πομπού αρχιτεκτονικής Γ' και δέκτη αρχιτεκτονικής Α' με χρήση του ζωνοπερατού φίλτρου VBF-2435 της εταιρείας Mini-Circuits καθώς επίσης και μετρήσεις με χρήση του ίδιου πομπού με δέκτη αρχιτεκτονικής Β' κάνοντας χρήση φίλτρου κοιλότητας (Cavity Φιλτρο).

4.4.1 Μετρήσεις με φίλτρο VBF-2435-Δέκτης Αρχιτεκτονικής Α'

Στην παράγραφο αυτή γίνεται χρήση του φίλτρου VBF-2435 που έχει εύρος ζώνης BW=200 MHz. Θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα με χρήση εξασθενητών για κανάλι και σύγκριση με τα αντίστοιχα όταν κάνουμε χρήση κεραιών του συστήματος.



Σχήμα 4.21: Φίλτρο στενής ζώνης (BPF) VBF-2435+ που χρησιμοποιήθηκε στον δέκτη Αρχ.Α' του RF-υποσυστήματος

Χρήση εξασθενητών για κανάλι

Έγινε χρήση τριών διαφορετικών τιμών εξασθένησης για κανάλι. Οι τιμές αυτές 45 μέχρι 53 dB αντιστοιχούν σε απώλειες της ισχύος σήματος συχνότητας 2465MHz για αποστάσεις 2 μέχρι 5 μέτρα. Η αρχιτεκτονική του πομπού είναι αρχιτεκτονικής Γ' όπως το Σχ.4.9 ενώ του δέκτη αρχιτεκτονικής Α' όπως το Σχ.4.20.

Συγκεκριμένα στο παρακάτω Πίνακα 4.7 φαίνεται πόση είναι η ισχύ στην είσοδο του δέκτη ($P_{RFinput}$) ανάλογα με την τιμή του εξασθενητή που εφαρμόζουμε κάθε φορά.

Αυτές είναι οι τιμές ισχύος εισόδου που με βάση αρκετές μετρήσεις που έγιναν, αποδίδουν καλυτέρα για εύρος εισόδου τάσης στον αποδιαμορφωτή, από 700mVolt(p-p) μέχρι 6Volt(p-p) ! Για τον υπολογισμό τους, χρησιμοποιήθηκαν διάφορες τιμές ισχύος (ανάλογες με τις τιμές των Scale Factor που χρησιμοποιούμε) ενός σήματος ημιτόνου που στάλθηκε από τον πομπό και μετρήθηκε πως φτάνει στον δέκτη.

Τιμή εξασθενητή προσομοίωσης	Ισχύ εισόδου στο σύστημα του δέκτη
καναλιού(dB)	P _{RFinput (dBm)}
45	-52 to -55
48	-55 to -58
53	-59 to -62

Πίνακας 4.7: Τιμές Ισχύος στην είσοδο του δέκτη $P_{\rm RFinput},$ για τις οποίες έχουμε τα βέλτιστα αποτελέσματα

				VBF	with 45 dF	3 PAD				(<hp> + <lp>)/2</lp></hp>
				20	00 Scale Fa	actor			< x >	= < BER >
HP	6,60E-05	5,34E-06	1,20E-06	6,78E-05	5,10E-05	8,90E-06	2,40E-05	1,10E-05	2,94E-05	2 12E 02
LP	8,60E-04	7,20E-03	5,60E-03	5,60E-03	1,20E-03	3,40E-03	6,70E-03	3,20E-03	4,22E-03	2,12E-03
BER	4,63E-04	3,60E-03	2,80E-03	2,83E-03	6,26E-04	1,70E-03	3,36E-03	1,61E-03	2,12E-03	
PSNR	24,21	27,56	32,57	26,78	32,45	26,76	27,78	28,65	28,34	
\times	$>\!$	>	\land	40	00 Scale Fa	actor	\geq	>	$>\!\!\!\!>$	\searrow
HP	8,90E-06	3,40E-06	5,76E-06	2,73E-05	9,20E-05	6,60E-06	2,40E-06	1,10E-06	1,84E-05	7.67E.04
LP	6,91E-04	4,20E-04	8,90E-04	4,40E-04	4,10E-04	8,90E-03	1,40E-04	2,30E-04	1,52E-03	7,07E-04
BER	3,50E-04	2,12E-04	4,48E-04	2,34E-04	2,51E-04	4,45E-03	7,12E-05	1,16E-04	7,67E-04	
PSNR	32,88	30,05	31,67	29,64	27,64	26,74	32,83	33,86	30,66	
$>\!$	$>\!\!\!<$	$>\!$	\searrow	60	00 Scale Fa	actor	\geq	>	$>\!$	\searrow
HP	2,3E-06	5,60E-06	4,46E-05	7,79E-06	2,60E-05	3,34E-06	1,00E-06	8,32E-06	1,24E-05	1 11E 04
LP	1,70E-04	3,20E-05	3,30E-05	8,90E-05	5,00E-04	3,40E-04	1,00E-06	5,10E-04	2,09E-04	1,11E-04
BER	8,62E-05	1,88E-05	3,88E-05	4,84E-05	2,63E-04	1,72E-04	1,00E-06	2,59E-04	1,11E-04	
PSNR	31,84	33,67	31,83	34,65	27,83	31,73	35,67	32,1	32,41	
$>\!$	$>\!$	>	\searrow	80	00 Scale Fa	actor	\triangleright	>	>	\searrow
HP	1,00E-06	8,89E-06	1,23E-06	3,71E-06	1,00E-06	2,65E-06	2,43E-06	1,00E-06	2,74E-06	5 30E 06
LP	1,00E-06	3,67E-05	4,59E-06	4,21E-06	1,00E-06	8,90E-06	5,55E-06	1,00E-06	7,87E-06	5,501-00
BER	1,00E-06	2,28E-05	2,91E-06	3,96E-06 1,00E-06		5,78E-06	3,99E-06	1,00E-06	5,30E-06	
PSNR	35,67	33,87	35,66	34,98	35,67	33,78	34,67	35,67	35,00	

Πίνακας 4.8: BER για SISO σύστημα, εξασθενητής για κανάλι τιμής 45dB. Πομπός Αρχ.Γ' και Δέκτης Αρχ.Α'

				VBF	F with 48 dI	3 PAD				(<hp> + <lp>)/2</lp></hp>
				20	000 Scale Fa	actor			< x >	= <ber></ber>
HP	4,45E-04	8,34E-05	4,94E-05	8,23E-06	1,90E-05	8,90E-05	3,74E-05	6,91E-05	1,00E-04	
LP	9,45E-04	3,34E-03	4,54E-04	6,33E-03	6,71E-04	4,90E-03	6,40E-03	3,98E-02	7,86E-03	3,98E-03
BER	6,95E-04	1,71E-03	2,52E-04	3,17E-03	3,45E-04	2,49E-03	3,22E-03	1,99E-02	3,98E-03	
PSNR	26,67	28,94	26,45	24,74	29,56	19,65	24,45	19,76	25,02	
\succ	\searrow	\searrow	\searrow	40	00 Scale Fa	actor	\searrow	\searrow	\geq	\searrow
HP	4,50E-05	3,95E-05	1,87E-04	1,98E-06	9,20E-05	8,56E-06	4,44E-06	1,10E-06	4,74E-05	
LP	6,67E-04	4,45E-04	8,91E-04	4,93E-03	1,76E-03	1,43E-03	4,45E-03	5,65E-04	1,89E-03	9,70E-04
BER	3,56E-04	2,42E-04	5,39E-04	2,47E-03	9,26E-04	7,19E-04	2,23E-03	2,83E-04	9,70E-04	
PSNR	29,54	27,95	28,67	28,56	22,65	31,54	27,56	33,95	28,80	
\ge	\geq	\geq		60	000 Scale Fa	actor	\geq	\geq	> <	
HP	5,60E-05	8,50E-04	6,70E-05	6,90E-05	2,34E-04	1,00E-06	8,90E-05	1,00E-06	1,71E-04	
LP	8,60E-05	8,31E-04	8,90E-04	5,78E-04	7,34E-04	1,00E-06	6,10E-04	1,00E-06	4,66E-04	3,19E-04
BER	7,10E-05	8,41E-04	4,79E-04	3,24E-04	4,84E-04	1,00E-06	3,50E-04	1,00E-06	3,19E-04	
PSNR	31,6	23,54	22,67	20,89	26,7	35,67	24,76	35,67	27,6875	
\geq	>	\geq		80	000 Scale Fa	actor	\geq	\geq	\triangleright	
HP	5,54E-05	6,23E-05	8,92E-06	5,65E-06	8,57E-06	6,62E-05	8,88E-06	1,00E-06	2,71E-05	
LP	4,44E-05	9,77E-05	5,86E-05	2,13E-05	2,80E-04	5,60E-05	1,76E-05	1,00E-06	7,21E-05	4,96E-05
BER	4,99E-05	8,00E-05	3,38E-05	1,35E-05	1,44E-04	6,11E-05	1,32E-05	1,00E-06	4,96E-05	
PSNR	21,56	32,33	33,46	34,76	33,91	28,99	31,22	35,67	31,49	

Πίνακας 4.9: BER για SISO σύστημα, εξασθενητής για κανάλι τιμής 48dB. Πομπός Αρχ.Γ' και Δέκτης Αρχ.Α'

				VBF	with 53 dF	3 PAD				(<hp> + <lp>)/2</lp></hp>
				20	00 Scale Fa	actor			< x >	= <ber></ber>
HP	1,77E-03	8,23E-04	5,55E-04	2,54E-04	6,43E-05	4,52E-04	2,20E-03	4,77E-04	8,24E-04	
LP	2,34E-03	8,98E-03	2,17E-02	3,66E-02	9,55E-03	9,83E-04	7,71E-02	6,78E-03	2,05E-02	1,07E-02
BER	2,06E-03	4,90E-03	1,11E-02	1,84E-02	4,81E-03	7,18E-04	3,97E-02	3,63E-03	1,07E-02	
PSNR	13,45	25,67	23,67	17,56	26,76	24,56	10,2	19,7	20,19	
$>\!$	>	$>\!$	\land	40	00 Scale Fa	actor	\triangleright	>	>	\searrow
HP	7,65E-05	9,45E-04	2,20E-05	3,45E-05	8,43E-05	6,94E-04	3,51E-05	2,00E-04	2,61E-04	2,50E-03
LP	4,40E-04	8,50E-03	6,31E-03	1,20E-02	6,34E-03	3,30E-03	9,70E-04	1,20E-04	4,75E-03	
BER	2,58E-04	4,72E-03	3,17E-03	6,02E-03	3,21E-03	2,00E-03	5,03E-04	1,60E-04	2,50E-03	
PSNR	27,89	23,45	24,89	18,56	25,78	24,34	29,74	25,73	25,04	
\succ	\searrow	>	\land	60	00 Scale Fa	actor	\triangleright	\searrow	\searrow	\searrow
HP	9,60E-05	2,34E-05	8,92E-06	6,66E-06	8,98E-06	7,50E-05	7,24E-05	1,87E-04	5,98E-05	
LP	8,92E-04	7,55E-05	8,40E-04	6,65E-04	6,34E-05	8,35E-05	8,83E-05	9,37E-04	4,56E-04	2,58E-04
BER	4,94E-04	4,95E-05	4,24E-04	3,36E-04	3,62E-05	7,93E-05	8,04E-05	5,62E-04	2,58E-04	
PSNR	30,7	32,76	33,76	33,89	34,2	31,87	27,98	24,78	31,24	
\times	$\left \right\rangle$	>	\langle	80	00 Scale Fa	actor	\ge	$\left \right\rangle$	\geq	\searrow
HP	3,80E-06	2,77E-06	7,50E-05	6,40E-06	1,00E-06	3,10E-05	3,40E-05	1,00E-06	1,94E-05	
LP	3,80E-06	7,81E-06	8,94E-05	6,13E-06	1,00E-06	3,62E-05	5,60E-05	1,00E-06	2,52E-05	2,23E-05
BER	3,80E-06	5,29E-06	8,22E-05	6,27E-06	1,00E-06	3,36E-05	4,50E-05	1,00E-06	2,23E-05	
PSNR	33,45	32,45	27,94	34,34	35,67	32,65	33,56	35,67	33,21	

Πίνακας 4.10: BER για SISO σύστημα, εξασθενητής για κανάλι τιμής 53dB. Πομπός Αρχ.Γ' και Δέκτης Αρχ.Α'



Σχήμα 4.22: BER συναρτήσει Scale Factor σύμφωνα με τον πίνακα 4.8



Σχήμα 4.23: BER συναρτήσει Scale Factor σύμφωνα με τον πίνακα 4.9



Σχήμα 4.24: BER συναρτήσει Scale Factor σύμφωνα με τον πίνακα 4.10

Στην παρακάτω γραφική παράσταση φαίνονται τα αποτελέσματα των τριών πινάκων Πίνακας 4.9, 4.10 και 4.11.



Σχήμα 4.25: Σύγκριση BER για SISO σύστημα, εξασθενητής για κανάλι διαφόρων τιμών. Πομπός Αρχ.Γ' και Δέκτης Αρχ.Α'

Συμπεράσματα:

- Με βάση τις παραπάνω γραφικές παρατηρούμε ότι για σταθερό Scale Factor, όσο μεγαλώνει η εξασθένιση του καναλιού το BER γίνεται και πιο μεγάλο. Αυτό είναι και το λογικό και είναι αναμενόμενο από την θεωρία.
- Επίσης μπορούμε να παρατηρήσουμε κάθε κανάλι ξεχωριστά. Αυξάνοντας την ισχύ του Scale Factor μειώνεται το BER. Και αυτό είναι αναμενόμενο από την θεωρία, με βάση την προϋπόθεση βέβαια να μην υπάρχει κορεσμός κάποιας βαθμίδας. Στην δική μας περίπτωση δεν υπάρχει κορεσμός αφού το σημείο σύμπτυξης εισόδου του δέκτη και του πομπού είναι σε ασφαλή επίπεδα.

<u>Χρήση κεραιών στο σύστημα SISO</u>

Αφού έγιναν οι μετρήσεις με χρήση εξασθενητών για κανάλι κάνουμε μετρήσεις τοποθετώντας τις κεραίες στο σύστημα του πομπού και του δέκτη. Σε όλες τις μετρήσεις που έγιναν εδώ υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη, οι μετρήσεις έγιναν σε πλούσιο από αντικείμενα περιβάλλον (χώρος εργαστηρίου) παρουσία και άλλων ανθρώπων στο χώρο. Στον παρακάτω πινάκα παρατίθενται διάφορες τιμές BER με χρήση κεραιών σε διάφορα σημεία του δωματίου, με την προϋπόθεση ότι η ισχύ στην είσοδο του δέκτη ($P_{RFinput}$) να είναι από -52 μέχρι -62 dBm, τιμές ισχύος που με βάση την χρήση εξασθενητή είδαμε ότι παρέχουν καλά αποτελέσματα. Και πάλι η ενισχυτική βαθμίδα ρυθμίστηκε ανάλογα ώστε στην είσοδο του αποδιαμορφωτή να έχουμε τάση από 700mVolt(p-p) μέχρι 6Volt(p-p).



Σχήμα 4.26: Χώρος διεξαγωγής μετρήσεων. Πομποδέκτης με χρήση κεραιών

				VB	F with Ante	ennas				(<hp> + <lp>)/2</lp></hp>
				20	00 Scale Fa	actor			< x >	= <ber></ber>
HP	5,15E-05	3,23E-02	5,40E-04	8,00E-06	3,00E-05	2,07E-06	9,81E-04	5,87E-06	4,24E-03	9 79E 02
LP	7,13E-03	5,10E-02	5,40E-04	1,60E-02	3,10E-02	4,00E-06	8,76E-04	3,61E-05	1,33E-02	8,78E-05
BER	3,59E-03	4,17E-02	5,40E-04	8,00E-03	1,55E-02	3,04E-06	9,29E-04	2,10E-05	8,78E-03	
PSNR	22,67	11,23	23,5	18	15,6	28,87	19,8	16	19,45875	
\geq	\searrow	\succ	\land	40	00 Scale Fa	actor	\setminus	\geq	>	\searrow
HP	3,30E-06	9,38E-05	1,12E-06	1,00E-03	6,87E-05	3,40E-05	5,10E-03	2,10E-02	3,41E-03	1.10E.02
LP	6,71E-04	5,76E-03	8,68E-06	3,00E-02	5,23E-02	9,80E-04	3,20E-02	4,11E-02	2,04E-02	1,19E-02
BER	3,37E-04	2,93E-03	4,90E-06	1,55E-02	2,62E-02	5,07E-04	1,86E-02	3,11E-02	1,19E-02	
PSNR	32,67	18,76	33,67	15,87	16,8	22	15,92	12,32	21,00125	
\ge	\succ	\ge	\searrow	60	00 Scale Fa	actor	\geq	\ge	\geq	\searrow
HP	2,20E-06	8,10E-06	3,00E-04	2,10E-04	1,00E-06	7,70E-06	8,90E-05	3,00E-05	8,10E-05	1.04E.02
LP	7,30E-04	8,92E-05	4,00E-04	2,78E-02	6,15E-06	7,30E-06	3,10E-04	9,71E-04	3,79E-03	1,94E-05
BER	3,66E-04	4,87E-05	3,50E-04	1,40E-02	3,58E-06	7,50E-06	2,00E-04	5,01E-04	1,94E-03	
PSNR	34,46	32,45	25,67	15,99	35,67	34,67	24,76	23,2	28,35875	
\geq	\geq	\geq	\searrow	80	00 Scale Fa	actor	\setminus	\geq	\geq	\triangleright
HP	6,51E-06	3,20E-06	5,28E-03	8,20E-05	3,20E-05	1,00E-06	3,80E-06	8,10E-03	1,69E-03	2 26E 02
LP	7,80E-06	3,20E-04	1,52E-02	8,20E-05	4,90E-04	1,00E-06	4,00E-05	8,10E-03	3,03E-03	2,30E-03
BER	7,16E-06	1,62E-04	1,02E-02	8,20E-05	2,61E-04	1,00E-06	2,19E-05	8,10E-03	2,36E-03	
PSNR	34,52	33,22	14,5	25,7	26,8	35,67	31,22	16,72	27,29	

Πίνακας 4.11: BER για SISO σύστημα, με χρήση κεραιών. Πομπός Αρχ.Γ' και Δέκτης

Αρχ.Α'

Συμπεράσματα:

- Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε από τα BER των μετρήσεων ανα Scale Factor, υπάρχουν μεγάλες διακυμάνσεις από μέτρηση σε μέτρηση. Χαρακτηριστικά, οι μετρήσεις που παίρνουμε διαφέρουν μέχρι και 4 τάξεις μεγέθους (από 10⁻² μέχρι 10⁻⁶). Συνεπώς μπορούμε να συμπεράνουμε ότι το κανάλι είναι ασταθές και το VBF-2435 που βρίσκεται στο δέκτη δεν μπορεί να μας εξασφαλίσει σταθερότητα στα αποτελέσματα.
- Το φίλτρο VBF-2435 καλύπτει εύρος ζώνης [2340-2540]. Συνεπώς η συχνότητα είδωλο 2525MHz και η συχνότητα μισής IF=2480MHz εισέρχονται κανονικά στο σύστημα του δέκτη προκαλώντας πληθώρα προβλημάτων.
- Στους πίνακες 4.8, 4.9 και 4.10 που παρουσιάστηκαν παραπάνω με χρήση εξασθενητών για κανάλι, υπάρχει διαφορά μέχρι 3 τάξεις μεγέθους από μέτρηση σε μέτρηση.

•

Στο σημείο αυτό πρέπει να αναφερθεί ότι <u>η μέση τιμή του BER</u> δεν είναι αντιπροσωπευτικό κριτήριο για να βγάλει κάποιος σωστά συμπεράσματα καθώς για παράδειγμα αν έχουμε 4 τιμές με BER 10⁻⁶ και μία τιμή με 10⁻² ο μέσος όρος του BER για αυτές τις 6 τιμές είναι 2*10⁻³. Το φαινόμενο αυτό παρατηρείται έντονα όταν κάνουμε μετρήσεις με χρήση κεραιών.

Ωστόσο, στον παρακάτω πίνακα παραθέτω τις μέσες τιμές των BER ανά Scale Factor σε περίπτωση καναλιού με εξασθενητή και σε περίπτωση που κάνουμε χρήση κεραιών.

Scale Factor	Χρήση εξασθενητή προσομοίωσης καναλιού	Χρήση Patch Κεραιών στο πομπό και δέκτη Α'
	<bi< td=""><td>ER></td></bi<>	ER>
2000	5,59E-03	8,78E-03
4000	1,41E-03	1,19E-02
6000	2,29E-04	1,94E-03
8000	2,27E-05	2,36E-03

Πίνακας 4.12: Σύγκριση <BER> για χρήση εξασθενητών για κανάλι και χρήση κεραιών για Πομπό Αρχ.Γ' και Δέκτη Αρχ.Α'.

Πρέπει να τονιστεί με βάση τον πίνακα 4.12 ότι και στις δυο περιπτώσεις με την αύξηση του Scale Factor έχουμε βελτίωση των αποτελεσμάτων. Τέλος για να είναι πιο εμφανές ότι έχουμε αρκετά μεγάλη απόκλιση των τιμών BER όταν κάνουμε χρήση κεραιών σε σχέση με την χρήση εξασθενητή παρατίθενται η γραφική συνάρτηση του Σχ.4.27. Πήραμε δείγματα 32 μετρήσεων από τους παραπάνω πίνακες για κάθε περίπτωση και κάναμε την σύγκριση. Ο κατακόρυφος άξονας την γραφικής είναι λογαριθμικός.



Σχήμα 4.27: Σύγκριση BER για χρήση εξασθενητών για κανάλι και χρήση κεραιών για Πομπό Αρχ.Γ' και Δέκτη Αρχ.Α'.

4.4.2 Μετρήσεις με χρήση Cavity φίλτρου-Δέκτης Αρχιτεκτονικής Β'



Σχήμα 4.28: Φίλτρο κοιλότητας (Cavity Filter) που χρησιμοποιήθηκε στον δέκτη Αρχ. Β' του RF-υποσυστήματος

Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν τα αποτελέσματα των μετρήσεων με χρήση του φίλτρου κοιλότητας (Cavity Filter) που αγοράστηκε για αντικατάσταση του VBF-2435. Το εύρος ζώνης του φίλτρου αυτού είναι πολύ στενό και αυτό έχει ως αποτέλεσμα η περιοχή διέλευσης του δέκτη να γίνει περίπου το 1/7 από όσο ήταν προηγουμένως (~30 MHz τώρα 200 MHz πριν). Οι μετρήσεις γίνανε για ίδιες τιμές Scale Factor και εξασθενητών προσομοίωσης καναλιού. Πρέπει να τονιστεί ότι αν τοποθετήσουμε το φίλτρο Cavity στην θέση του παλαιού VBF χωρίς κάποια τροποποίηση στην αρχιτεκτονική του δέκτη, τα αποτελέσματα των μετρήσεων δεν είναι καλά, ακόμα και με χρήση εξασθενητών καναλιού δηλαδή ιδανικού περιβάλλοντος.

Συνεπώς για να γίνει χρήση του φίλτρου Cavity δημιουργήθηκε η αρχιτεκτονική Β' στο δέκτη όπως φαίνεται στο Σχ.4.29.



Σχήμα 4.29: Δέκτης Αρχιτεκτονικής Β'

Χαρακτηριστικό όλων των μικροκυματικών φίλτρων είναι ότι η περιοχή διέλευσης έχει σύνθετη αντίσταση 50 Ohm ενώ στις υπόλοιπες περιοχές αντίσταση διαφορετική όπως αναφέρθηκε εκτενώς στην θεωρία. Συνεπώς στις περιοχές αυτές αν υπάρξει κάποια συχνότητα θα ανακλαστεί και θα δημιουργήσει προβλήματα.

Στο παρακάτω Σχ.4.30 φαίνεται το διάγραμμα της παραμέτρου $|S_{11}|$ για το φίλτρο Cavity, συναρτήσει των συχνοτήτων όπως μετρήθηκε με χρήση του VNA του εργαστηρίου. Στον marker 1 είναι η ανεπιθύμητη συχνότητα 2525 MHz η οποία εκπέμπεται από τον πομπό και μάλιστα με ισχύ σχεδόν ίση με την επιθυμητή συχνότητα 2465 MHz, ένδειξη με marker 2. Η συχνότητα παρεμβολέας όπως φαίνεται ανακλάται εξ'ολοκλήρου.

ie <u>F</u> ile <u>V</u> iew	<u>C</u> hannel S	Sw <u>e</u> ep	Calibration	<u>T</u> race	<u>S</u> cale M	<u>a</u> rker Sy	stem <u>W</u>	(indow <u>H</u> elp		_8 ×
Marker: 1 of 3		Ma	rker 2 2.4	65000000	GHz 🗧	Marke	er 1	Marker 2	Marker 3	Off
S11Log Mag 10.000dB/	30.00	I-S11						1:	2.525000 G	Hz -0.4302 dB Hz -23.18 dB
-20.000dB	20.00				50			0.000	100000000000000000000000000000000000000	
	10.00									
	0.00						C	<u>A</u> 1	<u>10 800 - 1</u>	
	-10.00				<i>a</i>		-			
	-20.00						2			_
	-30.00						nrvy	+		
	-40.00									
	-50.00				5. S					
	-60.00				· · · · · ·			- 12 - 22		
	-70.00Ch1: Sta	art 2.200	100 GHz -		S			- 25	Sto	p 2.70000 GHz
Status CH 1	: S11		C 2-P SOL	т						LCL

Σχήμα 4.30: Εικόνα της $|S_{11}|$ παραμέτρου για το Cavity φίλτρο από τον VNA του εργαστηρίου

Πίσω από το Cavity φίλτρο, βρίσκεται ένας ενισχυτής LNA. Όπως αναφέραμε στην θεωρία, ένας ενισχυτής μπορεί να μπει στη αστάθεια, όταν η θύρα εισόδου ή εξόδου του δεν είναι προσαρμοσμένες σωστά. Επειδή δεν υπάρχει φίλτρο στην έξοδο του πομπού, ο LNA στην είσοδο του δέκτη δέχεται στην είσοδο του δύο σήματα (με μεγάλη ισχύ και πάρα πολλά άλλα με χαμηλότερη), το επιθυμητό 2465 MHz και το ανεπιθύμητο 2525MHz.

Το σήμα 2525MHz αφού ενισχυθεί προχωράει προς το φίλτρο και στην συνέχεια ανακλάται από αυτό. Το γεγονός αυτό μπορεί να κάνει τον ενισχυτή να συμπεριφέρεται στην αστάθεια με αποτέλεσμα η συμπεριφορά του να μην είναι αυτή που παρουσιάζεται στις προδιαγραφές. Η αστάθεια αυτή του ενισχυτή μπορεί να επηρεάσει και την συμπεριφορά του στην επιθυμητή συχνότητα των 2465MHz που βρίσκεται η πληροφορία.

Με όσο μεγαλύτερη ισχύ στέλνει ο πομπός (μεγαλύτερο Scale Factor) τόσο μεγαλύτερη θα είναι προφανώς η ανακλώμενη ισχύ του παρεμβολέα και προφανώς

του στάσιμου που θα δημιουργηθεί. Ίσως με την χρήση ενός μετρητή στασίμων κυμάτων, θα μπορούσαμε να μετρήσουμε την ισχύ του στάσιμου που δημιουργείται και να καταλάβουμε καλύτερα πόσο σοβαρό είναι για την υποβάθμιση του συστήματος μας.

Όπως αναφέραμε στην θεωρία, όταν το επιθυμητό σήμα και ένα ισχυρό σήμα παρεμβολής περάσουν μέσα από ένα μη γραμμικό σύστημα, τον ενισχυτή στην περίπτωση αυτή, δημιουργείται το φαινόμενο της «διασταυρούμενης διαμόρφωσης» (Cross Modulation). Κατά το φαινόμενο αυτό, γίνεται μεταφορά της διαμόρφωσης (και του θορύβου) του σήματος παρεμβολής στο πλάτος του επιθυμητού σήματος. Με όσο πιο μεγάλες τιμές της παραμέτρου Scale Factor εκπέμπει ο πομπός τόσο πιο έντονο είναι το πρόβλημα. Υπάρχει και το ενδεχόμενο οι ανακλώμενη συχνότητα 2525MHz να εισέρχεται ξανά στην είσοδο του ενισχυτή και να κάνει το πρόβλημα ακόμα πιο σύνθετο.



Σχήμα 4.31: Αναπαράσταση του προβλήματος της διασταυρούμενης διαμόρφωσης

Για να αντιμετωπίσουμε το πρόβλημα με τις ανακλάσεις που προέκυψε, έγινε χρήση εξασθενητών στην είσοδο του Cavity φίλτρου. Επίσης τοποθετήθηκε και ένας εξασθενητής στην έξοδο του φίλτρου ώστε να κάνει καλύτερη προσαρμογή με τον μίκτη που ακολουθεί. Η απόδοση του συστήματος βελτιώνεται αρκετά με την χρήση και αυτού του εξασθενητή.

Η μορφή του δέκτη αρχιτεκτονικής Β' με χρήση Cavity φίλτρου έχει την μορφή του Σχ.4.29 ενώ το Block διάγραμμα του δέκτη σε περιβάλλον Genesys φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Γίνεται η μελέτη των παραμέτρων Gain, NF, 1dBCP_{in} και IIP3.

•	•	•	•	•	. (ZX (N P1(OIP:	60_ G=1 IF=0 IB= 3=3	272L 4dB 18dE 18.5 1.5d	N 3 dBr Bm	- - - - -	•	•	•	· ·		Cavi	ity_f =2d	ilte B		- · ·		· ·	•		Z Con IP	FM_ nvGa NF= 1dB= 23=1	4212 in=-8 8dB 1dB 3dBr	e BdB m m	· ·	Cry	stal_ L=20	Filt	er -	Zf OP OI	E_5 G=2 NF= 1dB P3=	00H 0dE 4dE = 16 30d	LN 3 dBn Bm	ni	c	onv LÖ IP1c IIP3	ZAD0 Gain =7dE IB=1 =13d	6 =-8d Bm dBm IBm	B .	 · · ·	•
•	с	w		_	3	•		\geq		12	•		Ş		8	-	XXX		5	• •	-	٠Ş		10	•{	RL		7	- · ·		$\tilde{\sim}$		6	•	-	\geq		9	· ·	-()-	4	 Po	→ ort '4
	·CI	NS =24	oui 465	rce_ MH	3 z.	•	•	· ·	•	•	•	·At .L=	tn_2 :3dE		•	•	÷	•	•			Attn_	_1: IB.	•	•		1	•	• •		•	•	• •	•		•	•	•	• •		2			 ZO:	=50Ω
	P	∧ŗ=	- <u>60</u>)dB	m																																								
	:	:	÷			:		· ·		÷		÷	:					:	:			· ·	÷		_	1	:	:					• •				:		· · ·				· ·		:
		•										•	•		•			·						0	V	\vdash	1	•											6	U)	2				
										÷	÷	÷							:				÷.	RF_	Qsc	illato	or .								÷	÷) I	F_0	scil	lator				

Σχήμα 4.32: Δέκτης Αρχιτεκτονικής Β' σε πρόγραμμα Genesys



Σχήμα 4.33: Cascade Gain και NF για το σχήμα 4.31







Σχήμα 4.35: Cascade IIP3 για το σχήμα 4.31



Σχήμα 4.36. Δέκτης αρχιτεκτονική Β'

Βασικά Χαρακτηριστικά Δέκτη Αρχιτεκτονικής Β'											
Ενίσχυση (Gain) (dB)	9.3										
1dB. Compression Point Input (dBm)	-16.8										
1dB. Compression Point Output (dBm)	-8.5										
IIP3 (dBm)	-3.5										
OIP3 (dBm)	5.8										
Εικόνα Θορύβου NF (dB)	8.81										
Μέγιστο Εύρος Ζώνης Πληροφορίας (Hz)	20KHz										

Πίνακας 4.13: Βασικά Χαρακτηριστικά Δέκτη Αρχιτεκτονικής Β'

Χρήση εξασθενητών για κανάλι

Και στην περίπτωση χρήσης φίλτρων Cavity θα γίνει η ίδια διαδικασία που ακολουθήθηκε προηγουμένως. Επιλέγουμε για χρήση ορισμένους εξασθενητές με διάφορες τιμές εξασθένησης και παίρνουμε μετρήσεις.



Σχήμα 4.37: Διασύνδεση πομπού με δέκτη μέσω εξασθενητή για προσομοίωση καναλιού

				Cavit	y with 45 d	B PAD				(<hp>+<lp>)/2</lp></hp>
				20	00 Scale Fa	actor			< x >	= <ber></ber>
HP	2,35E-05	8,87E-06	5,40E-05	3,35E-05	1,00E-06	5,51E-05	6,70E-05	4,00E-06	3,09E-05	
LP	8,60E-05	7,20E-05	5,40E-05	7,80E-05	1,00E-06	8,80E-05	9,10E-04	3,21E-05	1,65E-04	9,80E-05
BER	5,48E-05	4,04E-05	5,40E-05	5,58E-05	1,00E-06	7,16E-05	4,89E-04	1,81E-05	9,80E-05	
PSNR	31,25	34,89	28,67	28,87	35,67	26,78	28,05	33,65	30,97875	
\succ	$\left \right\rangle$	\searrow	\searrow	40	00 Scale Fa	actor	\searrow	\searrow	>	\searrow
HP	6,78E-05	1,20E-05	1,76E-06	1,00E-06	5,56E-05	8,86E-04	7,10E-05	3,32E-05	1,41E-04	
LP	7,00E-04	9,85E-04	8,90E-04	1,00E-06	5,56E-05	9,30E-04	7,10E-05	8,32E-05	4,64E-04	3,03E-04
BER	3,84E-04	4,99E-04	4,46E-04	1,00E-06	5,56E-05	9,08E-04	7,10E-05	5,82E-05	3,03E-04	
PSNR	27,87	30,05	33,67	35,67	31,86	23,6	25,89	32,5	30,13875	
\succ	$\left.\right>$	\succ	\searrow	60	00 Scale Fa	actor	\searrow	\succ	\geq	\searrow
HP	4,50E-04	2,10E-05	6,40E-04	8,96E-03	7,70E-03	8,80E-05	2,10E-05	9,30E-05	2,25E-03	
LP	3,30E-04	8,92E-03	3,20E-02	8,96E-03	7,70E-03	5,50E-04	8,92E-03	2,50E-03	8,74E-03	5,49E-03
BER	3,90E-04	4,47E-03	1,63E-02	8,96E-03	7,70E-03	3,19E-04	4,47E-03	1,30E-03	5,49E-03	
PSNR	22,56	28,95	18,75	12,65	14,7	26,98	25,95	16,26	20,85	
\succ	\ge	\geq	\searrow	80	00 Scale Fa	actor	\geq	\geq	\geq	\searrow
HP	3,30E-04	2,30E-04	4,40E-04	3,07E-03	4,80E-05	4,21E-04	1,60E-04	1,80E-04	6,10E-04	
LP	4,00E-02	3,90E-02	4,50E-03	3,07E-03	8,30E-03	3,90E-02	2,00E-02	1,20E-03	1,94E-02	1,00E-02
BER	2,02E-02	1,96E-02	2,47E-03	3,07E-03	4,17E-03	1,97E-02	1,01E-02	6,90E-04	1,00E-02	
PSNR	15,35	14,29	23,56	11,76	24,76	13,56	16,86	22,8	17,87	

Πίνακας 4.14: BER για SISO σύστημα, εξασθενητής για κανάλι τιμής 45dB. Πομπός Αρχ.Γ' και Δέκτης Αρχ.Β'

				Cavity with 48 dB PAD						(<hp> + <lp>)/2</lp></hp>
				2000 Scale Factor					< x >	= <ber></ber>
HP	6,60E-05	1,00E-06	4,56E-05	7,70E-06	2,43E-06	7,50E-05	1,92E-05	4,56E-05	3,28E-05	
LP	9,45E-05	1,00E-06	4,54E-04	4,50E-04	2,20E-06	7,50E-05	3,20E-05	4,56E-05	1,44E-04	8,86E-05
BER	8,03E-05	1,00E-06	2,50E-04	2,29E-04	2,32E-06	7,50E-05	2,56E-05	4,56E-05	8,86E-05	
PSNR	32,35	35,67	28,96	33,22	34,32	31,4	32,91	31,83	32,5825	
\ge	\geq	\geq	\geq	4000 Scale Factor		\geq	\geq	\geq	\geq	
HP	3,40E-05	7,20E-05	8,67E-04	8,60E-05	3,54E-05	6,00E-05	6,70E-06	7,32E-05	1,54E-04	
LP	3,40E-05	5,60E-04	5,00E-03	8,60E-05	7,87E-04	6,00E-05	2,12E-03	9,10E-05	1,09E-03	6,23E-04
BER	3,40E-05	3,16E-04	2,93E-03	8,60E-05	4,11E-04	6,00E-05	1,06E-03	8,21E-05	6,23E-04	
PSNR	32,38	29,84	24,98	30,85	26,95	30,95	31,84	26,81	29,325	
\geq	\geq	\geq	\square	6000 Scale Factor			\geq	\geq	\geq	
HP	5,00E-06	2,34E-04	2,26E-04	8,98E-04	7,90E-05	1,12E-04	8,10E-04	3,56E-06	2,96E-04	
LP	5,00E-06	6,67E-04	5,65E-04	8,98E-04	9,72E-04	8,54E-04	8,83E-04	4,51E-05	6,11E-04	4,54E-04
BER	8,62E-05	1,88E-05	3,88E-05	4,84E-05	2,63E-04	1,72E-04	1,00E-06	2,59E-04	4,54E-04	
PSNR	35,67	22,1	27,89	27,76	31,87	21,77	24,56	30,1	27,715	
\succ	\searrow	\searrow	\searrow	8000 Scale Factor			\searrow	\searrow	>>	\searrow
HP	2,70E-04	3,34E-04	1,23E-04	7,80E-03	5,50E-04	5,00E-04	3,65E-04	3,94E-04	1,29E-03	
LP	2,70E-04	3,70E-02	1,23E-04	1,67E-02	1,90E-02	5,00E-04	8,50E-02	4,87E-02	2,59E-02	1,36E-02
BER	2,70E-04	1,87E-02	1,23E-04	1,23E-02	9,78E-03	5,00E-04	4,27E-02	2,45E-02	1,36E-02	
PSNR	26,67	15,67	28,95	12,87	12,8	25,6	13,76	15,12	18,93	

Πίνακας 4.15: BER για SISO σύστημα, εξασθενητής για κανάλι τιμής 48dB. Πομπός Αρχ.Γ' και Δέκτης Αρχ.Β'

				Cavity with 53 dB PAD						(<hp> + <lp>)/2</lp></hp>
				2000 Scale Factor				< x >	= <ber></ber>	
HP	7,77E-06	6,67E-06	2,40E-05	8,50E-05	4,76E-04	5,00E-06	7,12E-06	6,10E-05	8,41E-05	
LP	8,45E-04	6,67E-05	7,40E-04	5,00E-04	2,50E-04	5,00E-04	7,12E-06	3,90E-05	3,68E-04	2,26E-04
BER	4,26E-04	3,67E-05	3,82E-04	2,93E-04	3,63E-04	2,53E-04	7,12E-06	5,00E-05	2,26E-04	
PSNR	25,54	22,43	23,67	23,76	10,76	26,76	27,84	17,84	22,325	
\times	\succ	\geq	\land	4000 Scale Factor			\smallsetminus	\geq	\geq	\searrow
HP	1,65E-03	8,54E-04	4,98E-03	5,76E-04	4,10E-04	2,30E-04	8,00E-04	5,80E-04	1,36E-03	
LP	6,76E-03	3,40E-03	4,98E-03	3,00E-04	4,10E-04	6,00E-02	2,00E-02	5,80E-04	1,21E-02	6,71E-03
BER	4,21E-03	2,13E-03	4,98E-03	4,38E-04	4,10E-04	3,01E-02	1,04E-02	5,80E-04	6,71E-03	
PSNR	9,94	16,85	12,87	15,76	24,98	15,76	13,76	21,22	16,3925	
\succ	$>\!$	$>\!$	\searrow	6000 Scale Factor			\geq	$>\!$	$>\!$	
HP	1,00E-04	4,56E-04	4,00E-04	8,70E-05	5,00E-04	2,20E-04	2,60E-04	7,60E-04	3,48E-04	
LP	1,00E-02	8,60E-03	4,00E-02	2,20E-02	4,30E-03	5,60E-02	2,60E-04	7,60E-04	1,77E-02	9,04E-03
BER	5,05E-03	4,53E-03	2,02E-02	1,10E-02	2,40E-03	2,81E-02	2,60E-04	7,60E-04	9,04E-03	
PSNR	20,08	16,8	17,54	12,34	17,87	18,65	19	15,43	17,21375	
$\left \right>$	$>\!$	>	\searrow	8000 Scale Factor			\geq	>	$>\!$	
HP	2,20E-03	6,00E-03	6,56E-03	4,50E-03	7,90E-03	7,90E-03	6,56E-03	7,40E-03	6,13E-03	
LP	3,00E-02	3,00E-02	2,56E-02	4,50E-03	5,00E-02	7,90E-02	4,40E-02	7,40E-03	3,38E-02	2,00E-02
BER	1,61E-02	1,80E-02	1,61E-02	4,50E-03	2,90E-02	4,35E-02	2,53E-02	7,40E-03	2,00E-02	
PSNR	12,76	8,94	7,67	14,7	6,89	9,23	9,5	10,56	10,03125	

Πίνακας 4.16: BER για SISO σύστημα, εξασθενητής για κανάλι τιμής 48dB. Πομπός Αρχ.Γ' και Δέκτης Αρχ.Β'



Σχήμα 4.38: Σχήμα 4.22: BER συναρτήσει Scale Factor σύμφωνα με τον πίνακα 4.11











Σχήμα 4.41: Σύγκριση BER για SISO σύστημα, εξασθενητής για κανάλι διαφόρων τιμών. Πομπός Αρχ.Γ' και Δέκτης Αρχ.Β'

Συμπεράσματα:

Κάνοντας μετρήσεις με την αρχιτεκτονική του δέκτη Β' όπως περιγράφτηκε παραπάνω, τα αποτελέσματα είναι αρκετά διαφοροποιημένα από την περίπτωση που χρησιμοποιήσαμε το VBF δηλαδή αρχιτεκτονική δέκτη Α΄. Παρατηρούμε:

- Από το διάγραμμα Σχ.4.41 που έχει συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα από όλους τους πίνακες, όταν αυξήσουμε το Scale Factor από 4000 και μετά, το BER αυξάνεται, δηλαδή η απόδοση χαλάει.
- Με βάση τις μετρήσεις που έκανα για τιμές 1000,2000,3000 Scale factor (δεν έχουν καταγραφεί όλες αυτές σε πίνακα) έχουμε σταθερό BER με ελαφρά μείωση του, αυξάνοντας το Scale Factor. Από την τιμή 4000-5000 και πάνω όπως φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα έχουμε τα αντίθετα αποτελέσματα.
- Αυτό το φαινόμενο παρατηρήθηκε και με χρήση εξασθενητή για κανάλι που γίνεται αναφορά τώρα αλλά και με χρήση κεραιών και ίσως είναι αποτέλεσμα της δημιουργίας στασίμων κυμάτων στην είσοδο του δέκτη όπως αναλύθηκε προηγουμένως.
- Πιθανή λύση για αυτό είναι η τοποθέτηση φίλτρου στην έξοδο του πομπού.
 Με τον τρόπο αυτό το σύστημα θα γλιτώσει πληθώρα ανεπιθύμητων συχνοτήτων που μπορεί να προσβάλουν το σύστημα

<u>Χρήση κεραιών</u>

Στον παρακάτω πίνακα γίνεται καταγραφή μετρήσεων με χρήση του Cavity φίλτρου στον δέκτη και χρήση κεραιών. Όλες οι μετρήσεις έγιναν μέσα στο χώρο που βρίσκομαι με τα παιδιά.

				Cavity with Antennas					(<hp> + <lp>)/2</lp></hp>	
				2000 Scale Factor				< x >	= <ber></ber>	
HP	6,72E-05	7,81E-06	5,00E-05	8,12E-06	4,28E-05	2,07E-05	6,30E-06	8,80E-06	2,65E-05	
LP	8,41E-05	9,90E-05	5,00E-05	7,10E-05	1,44E-04	4,00E-05	2,40E-04	5,11E-04	1,55E-04	9,07E-05
BER	7,57E-05	5,34E-05	5,00E-05	3,96E-05	9,34E-05	3,04E-05	1,23E-04	2,60E-04	9,07E-05	
PSNR	33,48	31,23	27,76	32,45	33,12	28,87	33,2	28,88	31,12375	
\succ	\searrow	\searrow	\searrow	4000 Scale Factor			\searrow	\succ		\searrow
HP	2,40E-04	8,67E-03	6,22E-04	1,10E-04	8,62E-03	8,65E-04	7,38E-05	7,65E-05	2,41E-03	
LP	2,41E-02	5,40E-03	6,70E-02	2,12E-04	7,67E-03	6,78E-03	6,12E-03	8,31E-03	1,57E-02	9,05E-03
BER	1,22E-02	7,04E-03	3,38E-02	1,61E-04	8,15E-03	3,82E-03	3,10E-03	4,19E-03	9,05E-03	
PSNR	25,67	25,67	25,67	25,67	25,67	25,67	25,67	25,67	25,67	
\succ	\geq	\geq		6000 Scale Factor			\ge	\geq		
HP	3,25E-05	2,00E-04	7,70E-03	3,60E-05	8,80E-04	3,08E-03	2,85E-04	6,60E-05	1,53E-03	
LP	9,82E-03	3,10E-02	8,80E-03	8,92E-03	4,40E-02	4,96E-03	1,20E-03	5,10E-03	1,42E-02	7,88E-03
BER	4,93E-03	1,56E-02	8,25E-03	4,48E-03	2,24E-02	4,02E-03	7,43E-04	2,58E-03	7,88E-03	
PSNR	27,76	18,75	13,92	26,95	17,3	12,92	24,76	22	20,545	
\geq	\geq	\geq	\square	8000 Scale Factor			\smallsetminus	\geq	\geq	
HP	3,15E-02	4,80E-02	6,20E-03	4,52E-02	7,90E-03	7,40E-03	8,64E-03	8,90E-02	3,05E-02	
LP	8,20E-02	4,80E-02	5, 13E-03	6, 80E-02	4,40E-02	7,40E-03	4,43E-02	8,90E-02	4,85E-02	3,95E-02
BER	5,68E-02	4,80E-02	5,66E-03	5,66E-02	2,60E-02	7,40E-03	2,65E-02	8,90E-02	3,95E-02	
PSNR	14,56	11,56	17,5	14,31	18,78	10,56	8,54	12,58	13,55	

Πίνακας 4.17: BER για SISO σύστημα, με χρήση κεραιών. Πομπός Αρχ.Γ' και Δέκτης Αρχ.Β'

Συμπεράσματα:

Παρατηρώντας για κάθε Scale Factor τα αποτελέσματα των BER ανά μέτρηση, τα αποτελέσματα είναι αρκετά θετικά!

- Παρατηρείται ότι η διακύμανση των BER ανά μέτρηση είναι το μέγιστο 2 τάξεις μεγέθους (δεν ισχύει για όλα τα Scale Factor σε μερικά είναι και 1 τάξη) σε αντίθεση με τη περίπτωση του φίλτρου VBF που είχαμε αποκλίσεις μέχρι και 4 τάξεις μεγέθους.
- Επειδή το εύρος ζώνης του φίλτρου είναι πιο στενό (σε σχέση με το VBF) δεν υπάρχουν μεγάλες αποκλίσεις από τις παρεμβολές που υπάρχουν στο χώρο. Ο μόνος παράγοντας που υποβιβάζει το σύστημα είναι η αύξηση του Scale

Factor πάνω από ένα όριο (συνήθως πάνω από 4000-5000 αρχίζουν τα προβλήματα) αλλά αυτό είναι ελεγχόμενο από τον χρήστη.

Scale Factor	Χρήση εξασθενητή προσομοίωσης καναλιού	Χρήση Patch Κεραιών στο πομπό και δέκτη Β'				
	<ber></ber>					
2000	1,38E-04	9,07E-05				
4000	2,55E-03	9,05E-03				
6000	4,99E-03	7,88E-03				
8000	1,45E-02	3,95E-02				

Πίνακας 4.18: Σύγκριση <BER> για χρήση εξασθενητών για κανάλι και χρήση κεραιών για Πομπό Αρχ.Γ' και Δέκτη Αρχ.Β'.

Στο παρακάτω διάγραμμα φαίνονται τα αποτελέσματα 32 μετρήσεων που έγιναν με χρήση εξασθενητή για κανάλι και χρήση κεραιών. Όπως παρατηρείται η απόκλιση των δυο σεναρίων είναι αρκετά πιο μικρή σε σχέση με την περίπτωση της προηγούμενης ενότητας ,που οι αποκλίσεις ήταν έντονες.



Σχήμα 4.42: Σύγκριση BER για χρήση εξασθενητών για κανάλι και χρήση κεραιών για Πομπό Αρχ.Γ' και Δέκτη Αρχ.Β'.

4.5 Προβλήματα από τις κάρτες DSP

Όπως έχει ήδη αναφερθεί η έξοδος της κάρτας DSP, P_{BBin}, είναι ένα ζωνοπερατό σήμα με κεντρική συχνότητα 10KHz και εύρος ζώνης 14KHz όπως φαίνεται και στο Σχ.4.43. Το σήμα αυτό πρέπει να μετατραπεί σε συχνότητα GHz με χρήση μικροκυματικών διατάξεων. Η μορφή του σήματος όπως βγαίνει από το DSP δημιουργεί προβλήματα που δεν γίνεται να διορθωθούν από το αναλογικό μέρος, σε μεγάλο ποσοστό.



Σχήμα 4.43: Φάσμα ζωνοπερατού σήματος (Passband) σε περιβάλλον προγράμματος του DSP

Η φέρουσα συχνότητα που δημιουργεί η κάρτα DSP είναι μόλις 10KHz και είναι συγκρίσιμη με το εύρος ζώνης πληροφορίας που μεταφέρει. Συνεπώς είναι δύσκολο να θεωρήσουμε τα 10KHz ως φέρον σήμα.

Το πρόβλημα με την μορφή αυτή του σήματος φαίνεται πιο εύκολα, όταν προσπαθήσουμε να κάνουμε την πρώτη άνω μετατροπή στα 30MHz με χρήση ενός μίκτη όπως φαίνεται στο παρακάτω Σχ.4.44. Ένα από τα προβλήματα της χαμηλής εξόδου του DSP είχε αναφερθεί και στο (3.9.2), όπου οι συχνότητες του φάσματος από 3 μέχρι 10KHz φτάνουν στο αποδιαμορφωτή παραμορφωμένες. Ο λόγος όπως θα αναλυθεί και παρακάτω είναι ο περιορισμός που εισάγει η φέρουσα συχνότητα των 10KHz του DSP.

4.5.1 Πρόβλημα ελλειπούς φιλτραρίσματος



Σχήμα 4.44: Φάσμα των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του πρώτου μίκτης άνω μετατροπής και κρυσταλλικό φίλτρο

Τα επιθυμητό σήμα είναι στα 30MHz. Αρκετά δίπλα του σε απόσταση μόλις 10KHz (κατά ακέραια πολλαπλάσια συγκεκριμένα) βρίσκονται ανεπιθύμητες συχνότητες. Συνεπώς χρειαζόμαστε ένα φίλτρο το οποίο να έχει εύρος ζώνης μικρότερο από 20KHz για να κόψει τις συχνότητες αυτές. Δυστυχώς με τον τρόπο αυτό, περιορίζεται κατευθείαν ο σχεδιασμός του πομπού στην επιλογή του φίλτρου που θα τοποθετήσουμε στο πρώτο στάδιο άνω μετατροπής. Το ίδιο πρόβλημα υπάρχει και στο στάδιο του δέκτη και εκεί οι συνθήκες είναι ακόμα χειρότερες, αφού το σήμα έχει διασχίσει το κανάλι και μπορεί να έχει υποστεί κάποια μετατόπιση συχνότητας. Φυσικά ένα φίλτρο δεν είναι ιδανικό όπως προβάλλεται στο Σχ.4.41 άλλα έχει μημηδενική ζώνη μετάβασης. Αν αυτή είναι μεγάλη, το πρόβλημα είναι ακόμα μεγαλύτερο καθώς δεν φιλτράρονται σωστά οι ανεπιθύμητες συχνότητες των 30,01MHz και 29,99MHz.

4.5.2 Πρόβλημα του Frequency Pulling

Επίσης όπως έχει αναφερθεί στην θεωρία (4.7) υπάρχει το φαινόμενο του "Frequency Pulling". Λόγω κακής προσαρμογής της θύρας LO τού μίκτη με την γεννήτρια που είναι συνδεδεμένος, μπορεί να υπάρχει μια μικρή μετατόπιση συχνότητας. Δηλαδή να χρειάζεται η γεννήτρια να δώσει 30.010KHz και λόγω μιας

μικρής μετατόπισης συχνότητας να δώσει 30.006KHz. Τα αποτελέσματα θα είναι καταστροφικά στο σενάριο αυτό, καθώς το φίλτρο που θα έχουμε τοποθετήσει θα έχει ακόμα κεντρική συχνότητα 30MHz την ίδια στιγμή που το σήμα θα είναι σε άλλη κεντρική συχνότητα. Πιο κατανοητό γίνεται στο Σχ.4.42.



Σχήμα 4.45: Φάσμα των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του πρώτου μίκτης άνω μετατροπής και κρυσταλλικό φίλτρο υπό συνθήκες Frequency Pulling.

Όπως παρατηρείται στο Σχ.4.42 το φίλτρο δεν περιορίζει τις ανεπιθύμητες συχνότητες, καθώς μερικές από αυτές βρίσκονται εντος των ορίων του εύρους ζώνης του. Αν η πληροφορία ήταν στην συχνότητα 30.006KHz (LO+IF) θα είχαμε και απώλεια πληροφορίας λόγω φιλτραρίσματος.

Απώλεια πληροφορίας μπορεί να συμβεί στην περίπτωση που εξετάζεται τώρα (πληροφορία με κεντρική συχνότητα 30MHz) αν η γεννήτρια έχει μετατόπιση συχνότητας κατά 6KHz, αλλά προς το μηδέν.

4.5.3 Πρόβλημα καθυστέρησης φάσης που εισάγει το Κρυσταλλικό φίλτρο

Ακόμα και αν θεωρήσουμε την ιδανική περίπτωση που το φίλτρο που έχουμε τοποθετήσει δεν υφίστανται το φαινόμενο του Frequency Pulling, άλλα κόβει και τις ανεπιθύμητες συχνότητες τέλεια, λόγω της κατασκευής του και του στενού εύρους ζώνης του έχουμε το πρόβλημα με την καθυστέρηση φάσης που αναφερθήκαμε στο (4.8).

Στην περίπτωση μας, όπου το εύρος ζώνης πληροφορίας ~14KHz είναι συγκρίσιμο με το εύρος ζώνης του Κρυσταλλικού φίλτρου ~20KHz που έχουμε τοποθετήσει, εμφανίζεται αρκετά έντονα το πρόβλημα αυτό.



Σχήμα 4.46: Σήμα πληροφορίας ~14KHz εισέρχεται σε κρυσταλλικό φιλτρο ~20KHz

4.5.4 Ιδανική φέρουσα στην έξοδο του DSP "1MHz"

Τα προβλήματα αυτά θα μπορούσαν εύκολα να έχουν λυθεί αν το DSP μπορούσε να δημιουργήσει μία πραγματική φέρουσα συχνότητα πολύ μεγαλύτερη από το εύρος ζώνης που μεταφέρει. Αν για παράδειγμα το DSP μπορούσε να βγάλει 1MHz φέρον μεταφέροντας το ίδιο εύρος ζώνης τα περισσότερα από τα προβλήματα που ανέφερα παραπάνω δεν θα υπήρχαν. Σύμφωνα με το Σχ.4.44:



Σχήμα 4.47: Φάσμα των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο του πρώτου μίκτης άνω μετατροπής και κρυσταλλικό φίλτρο για φέρων εξόδου DSP, 1MHz.

Στην περίπτωση αυτή, δεν παρουσιάζεται κανένα από τα προβλήματα που περιγράφτηκαν παραπάνω καθώς οι συχνότητες απέχουν "αρκετά" μεταξύ τους ώστε καμία ανεπιθύμητη συχνότητα να μην υπάρχει κοντά στο εύρος ζώνης πληροφορίας του σήματος. Επίσης ακόμα και τεχνοοικονομικά ένα φίλτρο με πιο μεγάλο εύρος ζώνης δεν είναι τόσο απαιτητικό στην σχεδίαση, αρά δεν έχει μεγάλες αποκλίσεις στις προδιαγραφές του σε σχέση με την πράξη και είναι σαφώς πιο οικονομικό.

4.5.5 Πρόβλημα με τις διακυμάνσεις ισχύος στην έξοδο του DSP

Επίσης πάρα πολύ σοβαρό είναι το πρόβλημα με τις διακυμάνσεις ισχύος στην έξοδο του DSP. Όπως αναφέραμε και προηγουμένως, με βάση την επιλογή της παραμέτρου Scale Factor μπορούμε να μεταβάλουμε την ισχύ του σήματος.

Scale Factor	Χωρίς εξασθενητή (dBm)	Με εξασθενητή 9dB (dBm)
2000	-7 to +4	-16 to -5
4000	-1 to +6	-10 to -3
6000	+1 to +6	-8 to -3
8000	+3 to +7	-6 to -2

Πίνακας 4.19: Τιμές Scale Factor που χρησιμοποιήθηκαν στα πειράματα

Όπως παρατηρείται κάθε τιμή της παραμέτρου αυτής αντιστοιχεί σε τιμές ισχύος όπου έχουν διακυμάνσεις από 4 μέχρι 7 dB. Αυτό δημιουργούσε συνεχώς προβλήματα, αφού στην περίπτωση που η τιμή Scale Factor είχε την χαμηλότερη τιμή (για ένα Scale Factor) δεν δημιουργούσε προβλήματα κορεσμού ή κάποιου άλλου προβλήματος σε μια διάταξη, αλλά στην περίπτωση της υψηλής τιμής γινόταν το αντίθετο. Συνεπώς έπρεπε να υπολογίζουμε κάθε φορά προσεγγιστικά την ισχύ σε dBm για παράδειγμα που εισέρχεται στον δέκτη. Οι δυσκολίες που προκαλεί αυτό είναι πολύ μεγάλες στο σχεδιασμό του πομποδέκτη και πρέπει οπωσδήποτε να διορθωθούν από το ψηφιακό μέρος.

4.5.6 Άλλα προβλήματα του Ψηφιακού μέρους

Τα παραπάνω ήταν προβλήματα που δημιουργούνταν από το ψηφιακό μέρος, και επηρέαζαν άμεσα την αρχιτεκτονική του πομποδέκτη. Ωστόσο υπάρχουν και κάποια ζητήματα που δεν μπορεί το αναλογικό κομμάτι να τα αντιληφτεί. Αυτά είναι:

- Υπάρχουν θέματα στο συγχρονισμό
- Υπάρχουν θέματα στην εκτίμηση καναλιού
- Παρατηρείται περιστροφή του Constellation Diagram μέσα στο κανάλι

4.6 Στόχοι και Ανάλυση της Δημοσίευσης

<u>Εισαγωγή</u>

Στα πλαίσια της διπλωματικής εργασίας έγινε μία δημοσίευση με χρήση του πομπού Αρχιτεκτονικής Γ' και του δέκτη Αρχιτεκτονικής Α' όπως αναλύθηκε σε προηγούμενη παράγραφο [57]. Η εικόνα που χρησιμοποιήθηκε για τη μετάδοση είναι η Lena.bmp. Από την πλευρά του αναλογικού κομματιού έπρεπε το σύστημα του πομποδέκτη να είναι όσο πιο αποδοτικό γίνεται.



Σχήμα 4.49: Δέκτης αρχιτεκτονική Α'

Για την κωδικοποίηση της εικόνας υλοποιήθηκε ο αλγόριθμος P-SPIHT (Packetized Set Partitioning in Hierarchical Trees) προκειμένου να διαχωριστεί ο

συρμός ψηφίων πληροφορίας σε δύο επίπεδα προτεραιότητας. Στη συνέχεια, οι συρμοί πληροφορίας των δύο επιπέδων διαμορφώθηκαν κατά 16-HQAM προκειμένου να αποδοθεί περισσότερη ισχύ εκπομπής στο επίπεδο HP. Τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη χρησιμοποιήθηκαν πλακέτες DSK (Digital Starter Kits) της εταιρίας Texas Instruments. Η επίδοση του συστήματος μελετάται για διάφορες τιμές S/N και ως προς το μέγιστο σηματοθορυβικό λόγο (peak signal to noise ratio, PSNR) που αφορά την απόκλιση των τιμών των εικονοστοιχείων κατά την απεικόνιση στο δέκτη σε σύγκριση με την πρότυπη, ασυμπίεστη εικόνα.

Οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν υπό διάφορες συνθήκες διάδοσης και για διάφορες τιμές της παραμέτρου διαμόρφωσης που καθορίζει την αντιστοιχία ισχύος εκπομπής στα ψηφία των δύο επιπέδων.

4.6.1 Κωδικοποίηση Εικόνας με αλγόριθμο Packetized-SPIHT

Η ασύρματη μετάδοση συμπιεσμένων εικόνων αποτελεί ένα ενδιαφέρον εγχείρημα λόγω της αλληλεξάρτησης των ψηφίων του συρμού πληροφορίας. Δυστυχώς, ακόμη και ένας ελάχιστος ρυθμός σφαλμάτων ενδέχεται να επιφέρει απώλεια συγχρονισμού του συρμού, καθώς η εσφαλμένη ανίχνευση ενός ψηφίου είναι πιθανό να προκαλέσει την αφαίρεση της δυνατότητας ανάκτησης των υπολοίπων ψηφίων του συρμού που ακολουθούν.

Στην παρούσα εργασία υιοθετείται η τεχνική Packetized-SPIHT όπου επιπλέον η πληροφορία που προκύπτει από την συμπίεση του κάθε πακέτου διαχωρίζεται σε δύο συρμούς προτεραιότητας HP (High Priority) και LP (Low Priority).

Σε σύγκριση με τον κλασικό αλγόριθμο SPIHT, ο Packetized SPIHT είναι πιο ανθεκτικός σε σφάλματα που προέρχονται από το δίαυλο λόγω του διαχωρισμού του συρμού πληροφορίας σε πακέτα τα οποία κωδικοποιούνται ανεξάρτητα. Πλέον, η εσφαλμένη ανίχνευση ενός ψηφίου επηρεάζει την ανάκτηση μόνο του πακέτου στο οποίο ανήκει.

Παρέχοντας άνιση προστασία έναντι λαθών (unequal error protection, UEP) με τη διαμόρφωση των συρμών των δύο επιπέδων σε ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM, παρέχεται μεγαλύτερη προστασία στα ψηφία υψηλής προτεραιότητας (HP) που εξασφαλίζουν το συγχρονισμό μεταξύ πομπού και δέκτη.

Η ιεραρχική διαμόρφωση (HQAM) αποτελεί την πλέον διαδεδομένη τεχνική κωδικοποίησης υπέρθεσης όπου λαμβάνεται υπόψη ανομοιόμορφος αστερισμός κατά τη διαμόρφωση προκειμένου να αποδοθούν διαφορετικά επίπεδα προστασίας στα διάφορα ψηφία. Η διαμόρφωση HQAM έχει ήδη υιοθετηθεί από διάφορα πρότυπα, όπως είναι τα DVB-H, DVB-SH και το WiMAX (IEEE 802.16) και έχει αποδειχθεί ως τεχνική διαμόρφωσης που επιτυγχάνει ικανοποιητική απόδοση ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους και τη χωρητικότητα του συστήματος.

Η μετάδοση της κωδικοποιημένης κατά P-SPIHT εικόνας Lena.bmp πραγματοποιείται σε ασύρματο περιβάλλον υλοποιώντας ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM.



Σχήμα 4.50: Διάγραμμα βαθμίδων επεξεργασίας στη βασική ζώνη

4.6.2 Πομπός και Δέκτης της Πλακέτας DSK

Αναφορικά με τον πομπό, οι δυαδικοί συρμοί ΗΡ και LP που εφαρμόζονται στην είσοδο της πλακέτας DSK του πομπού, δημιουργούνται κατόπιν κωδικοποίησης της πηγής πληροφορίας (source coding), δηλαδή της εικόνας. Η κωδικοποίηση πηγής απεικονίζεται στο ομώνυμο πλαίσιο Source Encoder που αποτελείται από την υλοποίηση του αλγορίθμου P-SPIHT κατόπιν εφαρμογής του μετασχηματισμού Wavelet. Οι δύο βαθμίδες της κωδικοποίησης πηγής υλοποιήθηκαν μέσω προγράμματος Visual C++. Οι συρμοί υψηλής προτεραιότητας HP και χαμηλής προτεραιότητας LP τροφοδοτούν την πλακέτα DSK του πομπού, όπου πραγματοποιείται επεξεργασία στη βασική ζώνη. Τα στάδια που υλοποιήθηκαν κατά τον προγραμματισμό της πλακέτας DSK απεικονίζονται στο Σχ. 4.42.

Αρχικά αποδίδονται συνδυαστικά οι συρμοί των δύο επιπέδων προτεραιότητας σε ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM. Το σήμα που προκύπτει υπερδειγματοληπτείται (upsample) με παράγοντα ×4 και, στη συνέχεια, χρησιμοποιείται ως είσοδος σε φίλτρο ρίζας ανυψωμένου συνημιτόνου (root raised cosine, RRC). Η έξοδος του φίλτρου αποτελείται από μια συμφασική συνιστώσα Ι και μια ορθογωνική συνιστώσα Q, για τις οποίες πραγματοποιείται άνω-μετατροπή συχνότητας σε μια μικρή φέρουσα ίση με 10kHz, η οποία μπορεί, λόγω της μικρής τιμής της, να θεωρηθεί ως σήμα βασικής ζώνης. Το σήμα των 10kHz χρησιμοποιείται για να τροφοδοτήσει το υποσύστημα RF του πομπού. Τα στάδια που υλοποιήθηκαν κατά τον προγραμματισμό της πλακέτας DSK απεικονίζονται στο Σχ.4.42 στο πλαίσιο TMS320C6713 DSK, Transmitter.

Δυστυχώς η πλακέτα δεν μπορεί να πραγματοποιήσει άνω μετατροπή συχνότητα σε συχνότητα πιο υψηλή από 10KHz. Αυτό δημιούργησε αρκετά προβλήματα στην υλοποίηση του συστήματος RF και θα αναλυθεί στην τελευταία παράγραφο της του κεφαλαίου αυτού.

Όπως φαίνεται στο πλαίσιο TMS320C6713 DSK, Receiver, ο δέκτης ακολουθεί την αντίστροφη διαδικασία από τον πομπό ώστε να ανιχνεύσει τους συρμούς HP και LP και να τροφοδοτήσει τον αποκωδικοποιητή πηγής που απεικονίζεται στο πλαίσιο Source Decoder. Ο αποκωδικοποιητής πηγής ανακτά την αρχική εικόνα.

4.6.3 Διαμόρφωση 16-HQAM

Τα ψηφία των συρμών HP και LP αποδίδονται συνδυαστικά σε ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM. Επειδή οι δύο συρμοί προτεραιότητας έχουν ίδιο μήκος, από τα 4 ψηφία που διαμορφώνονται σε κάθε σύμβολο του αστερισμού, τα 2 μεγαλύτερης ισχύος αποδίδονται στο επίπεδο HP και τα υπόλοιπα 2 στο επίπεδο LP. Ο λόγος των ισχύων που αποδίδονται στα δύο επίπεδα παρέχεται από την παράμετρο διαμόρφωσης $\alpha = d_{HP}/d_{LP}$, όπως απεικονίζεται στο Σχ. 4.43, όπου *d*_{HP} είναι η ελάχιστη απόσταση μεταξύ σημείων που διαμορφώνουν διαφορετική ακολουθία ψηφίων HP ενώ η αντίστοιχη απόσταση για τα ψηφία του επιπέδου LP είναι ίση με *d*_{LP}. Όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του α , τόσο βελτιώνεται η επίδοση ως προς τη μέση πιθανότητα λάθους του επιπέδου HP σε αντίθεση με την επιδείνωση της επίδοσης του επιπέδου LP.



Σχήμα 4.51: Αστερισμός ιεραρχικής διαμόρφωσης 16-HQAM με παράμετρο α=dHP/dLP

4.6.4 Δομή Υπερπλαισίου



Σχήμα 4.52: Δομή υπερπλαισίου

Κατά τη διάρκεια της μετάδοσης διακρίνονται τρία είδη πλαισίων, κάθε ένα εκ των οποίων αποτελείται από 512 δείγματα.

 Πλαίσια φέροντος (carrier frames), που αποτελούνται από δείγματα ημιτόνου με συχνότητα 10kHz, δηλαδή ίση με τη φέρουσα συχνότητα του σήματος βασικής ζώνης. Αυτό το φέρον χρησιμεύει στη μεριά του δέκτη αφενός για την ανίχνευση την έναρξης μετάδοσης και, αφετέρου, για την εκτίμηση της συχνότητας του φέροντος.
 Οπως αναφέραμε προηγουμένως μπορούμε να μεταβάλουμε την ισχύ των πλασίων φέροντος προς μετάδοση μέσω της παραμέτρου Scale Carrier.

 Πλαίσια συγχρονισμού (Synch frames), που μεταδίδουν μια γνωστή στο δέκτη ακολουθία εκπαίδευσης (training sequence) μήκους 128 ψηφίων με σκοπό τον συγχρονισμό των μεταξύ πομπού και δέκτη.

 Πλαίσια δεδομένων, που περιλαμβάνουν μια γνωστή στο δέκτη ακολουθία-πιλότο (pilot sequence) μήκους 8 ψηφίων για την εκτίμηση του διαύλου και τα σύμβολα δεδομένων τα οποία ακολουθούν την ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM και αντιστοιχούν σε 120 ψηφία καθενός εκ των δύο επιπέδων HP και LP. Τα 120 ψηφία δεδομένων μπορούμε επίσης να αυξήσουμε και να μειώσουμε την ισχύ τους μέσω της παραμέτρου Scale Factor.

Στο Σχ.4.44 παρουσιάζεται η δομή των παραπάνω πλαισίων. Κάθε υπερπλαίσιο (superframe) αποτελείται από 3 πλαίσια φέροντος, 1 πλαίσιο συγχρονισμού και 12 πλαίσια δεδομένων. Αυτή η οργάνωση των πλαισίων σε υπερπλαίσιο βελτιώνει την επίδοση του συστήματος, καθώς η εκτίμηση συχνότητας και ο συγχρονισμός μεταξύ πομπού και δέκτη πραγματοποιούνται περιοδικά.

4.5.5 Αποτελέσματα Μετρήσεων

Στα πλαίσια επαλήθευσης λειτουργίας της πειραματικής διάταξης μεταδόθηκε μία εικόνα bitmap γκρι- κλίμακας διαστάσεων 512 \times 512, Lena.bmp. Τα 131072 ψηφία πληροφορίας των συρμών HP και LP ισοκατανέμονται σε [2**x**131072/4**x**120]= 547

πλαίσια δεδομένων. Όπως διακρίνεται στο Σχήμα 4.44, κάθε πλαίσιο δεδομένων περιλαμβάνει 120 σύμβολα διαμορφωμένα κατά 16-HQAM. Με δεδομένη τη δομή του υπερπλαισίου, μεταδίδονται [547/12] = 46 υπερπλαίσια, εκ των οποίων τα πρώτα 45 είναι πλήρη ενώ το τελευταίο περιλαμβάνει μόλις 7 πλαίσια δεδομένων. Στα πλαίσια αξιολόγησης της πειραματικής διάταξης μελετώνται δύο σενάρια.

Στο πρώτο σενάριο, εφαρμόζεται εξασθενητής σταθερής απόσβεσης 53dB μεταξύ του υποσυστήματος RF του πομπού και του δέκτη. Με αυτό τον τρόπο εξομοιώνεται περιβάλλον διάδοσης ελευθέρου χώρου.

Στο δεύτερο σενάριο, το σήμα των 2465MHz εκπέμπεται από κεραία Patch του πομπού και εντός του χώρου του εργαστηρίου Ασυρμάτων Επικοινωνιών του ΕΚΕΦΕ "Δ". Αντίστοιχα, λαμβάνεται από την κεραία Patch του δέκτη προκειμένου να τροφοδοτήσει το υποσύστημα RF. Οι υπολογιστές (PC), οι πλακέτες DSK καθώς και τα υποσυστήματα RF του πομπού και του δέκτη που χρησιμοποιήθηκαν κατά τη διαδικασία του πειράματος απεικονίζονται στο Σχήμα 4.45.



Σχήμα 4.53: Εξοπλισμός του εργαστηρίου αναφορικά με το σύστημα που υλοποιήθηκε. Απεικονίζονται τόσο οι πλακέτες DSK όσο και τα υποσυστήματα RF πομπού και δέκτη

Τα πειραματικά αποτελέσματα των δύο σεναρίων αποτυπώνονται στο Πίνακα 4.16 ως προς το BER των δύο επιπέδων προτεραιότητας, BERhp και BERlp, καθώς και ως προς την τιμή του PSNR της ανακτηθείσας εικόνας. Επιπλέον δίνονται οι αντίστοιχοι λόγοι S/N και η παράμετρος της ιεραρχικής διαμόρφωσης α . Όπως προκύπτει από τις μετρήσεις, η ομοιόμορφη διαμόρφωση QAM ($\alpha = 1$) αδυνατεί να επιτύχει υψηλές τιμές PSNR για χαμηλούς λόγους S/N, εξ αιτίας της ανεπαρκούς προστασίας του συρμού HP. Από την άλλη μεριά, σημαντική βελτίωση του BERhp παρατηρείται όταν εφαρμόζεται ιεραρχική διαμόρφωση 16-HQAM με παραμέτρους a=4 και a=1.75 στο πρώτο και δεύτερο σενάριο, αντίστοιχα. Η βελτίωση του BERhp οδηγεί σε αύξηση της τιμής του PSNR, δηλαδή βελτιωμένη ποιότητα της ανακτηθείσας εικόνας, όπως διαπιστώνεται από τη σύγκριση του Σχ. 4.46(α) με το Σχ. 4.46(β) και του Σχ. 4.47(α) με το Σχ.4.47(β) για τα δύο σενάρια. Τέλος, διαπιστώνεται ότι και τα δύο σενάρια επιτυγχάνουν υψηλές τιμές PSNR για υψηλούς λόγους S/N. Η σχεδόν τέλεια ανάκτηση της εικόνας και για τα δύο σενάρια, όπως διαπιστώνεται αντίστοιχα από τα
		$\alpha = 1$	$\alpha = 1$	$\alpha = 4$
	(S/N) (dB)	25.6	13.6	13.6
Εξασθευμτής	BER_{HP}	0	$2.77 imes 10^{-4}$	7.69×10^{-6}
Equoterniting	BER_{LP}	7.69×10^{-6}	2.2×10^{-2}	2.8×10^{-2}
	PSNR(dB)	35.19	18.2	22.58
		$\alpha = 1$	$\alpha = 1$	$\alpha = 1.75$
	(S/N) (dB)	32.1	19.8	19.8
Keogice Patch	BER_{HP}	0	5.18×10^{-3}	2.85×10^{-4}
Reputes I aten	$\mathrm{BER}_{\mathrm{LP}}$	2.31×10^{-5}	4.49×10^{-2}	5.24×10^{-2}
	PSNR(dB)	34.54	7.76	9.67

Σχ. 4.46(γ) και 4.47(γ), επαληθεύει την ορθότητα σχεδιασμού και υλοποίησης της πειραματικής διάταξης.

Πίνακας 4.20: BER των συρμών HP και LP και οι αντίστοιχες τιμές PSNR που προκύπτουν για τα δύο πειραματικά σενάρια



(a) $\alpha = 1$, $PSNR = (\beta) \alpha = 4$, $PSNR = (\gamma) \alpha = 1$, PSNR = 18.2dB, S/N = 13.6dB 22.58dB, S/N = 13.6dB 35.19dB, S/N = 25.6dB

Σχήμα 4.54: Ανακατασκευασμένη εικόνα για διάφορες τιμές του α και του S/N για πείραμα με χρήση εξασθενητή



(a) $\alpha = 1$, $PSNR = (\beta) \alpha = 1.75$, $PSNR = (\gamma) \alpha = 1$, PSNR = 7.76dB, S/N = 19.8dB 9.67dB, S/N = 19.8dB 34.54dB, S/N = 32.1dB

Σχήμα 4.55: Ανακατασκευασμένη εικόνα για διάφορες τιμές του α και του S/N για πείραμα με χρήση κεραιών

5. Σύστημα ΜΙΜΟ που υλοποιήθηκε

I visualize a time when we will be to robots what dogs are to humans, and I'm rooting for the machines.

> Claude Shannon 1916-2001

Εισαγωγή

Στο προηγούμενο κεφάλαιο, έγινε περιγραφή του συστήματος SISO που αναπτύχτηκε και υλοποιήθηκε στο Εργαστήριο. Η επικοινωνία μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ικανοποιητική και σταθερή αφού χρησιμοποιήθηκαν φίλτρα κοιλότητας στο δέκτη. Το επόμενο και τελευταίο στάδιο της εργασίας είναι ο σχεδιασμός ενός συστήματος 2x2 MIMO που να βασίζεται στο υπάρχον σύστημα SISO. Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν τα βήματα για την υλοποίηση του συστήματος MIMO. Στόχος με την δημιουργία του συστήματος MIMO είναι η βελτίωση των επιδόσεων του αντίστοιχου συστήματος SISO.

5.1 Αναβάθμιση του συστήματος SISO

5.1.1 Πομπός

Για το σύστημα SISO χρησιμοποιήθηκε ο πομπός αρχιτεκτονικής Γ' όπως φαίνεται στο Σχ.5.1.



Σχήμα 5.1: Πομπός Αρχιτεκτονικής Γ'

Στην αρχιτεκτονική αυτή, όπως έχει αναφερθεί, ο μίκτης της RF βαθμίδας χρειάζεται +17dBm για να λειτουργήσει σωστά. Εμείς από τις γεννήτριες δίνουμε μόνο +4dBm. Ο λόγος για τον οποίο δεν είχε αντικατασταθεί ο μίκτης αυτός πιο πριν, είναι ότι ο ενισχυτής LNA ZFL-500LN+ που είχαμε στην διάθεση μας θα έφερνε στο κορεσμό αρκετά γρήγορα τον αντικαταστάτη του μίκτη ZX05-U432H+ δηλαδή τον ZX05-73L+. Ο τελευταίος ήταν η βέλτιστη επιλογή από άποψη τροφοδοσίας αφού χρειαζόταν για να λειτουργήσει σωστά +4dBm.

Με βάση όλα αυτά, αποφασίστηκε να αντικατασταθεί ο ενισχυτής LNA ZFL-500LN+, με το μοντέλο LNA ZFL-1000LN+ το οποίο έχει μικρότερο Gain=20dB, και ο μίκτης ZX05-U432H+ με τον μίκτη ZX05-73L+ όπως φαίνεται στο Σχ.5.2. Με μώβ παρουσιάζονται οι βαθμίδες που αλλάχτηκαν, σε σχέση με τις αντίστοιχες όταν είχαμε πομπό Αρχ.Β' στο Σχ.3.1. δηλαδή όταν ξεκίνησε η διπλωματική αυτή.



Σχήμα 5.2: Πομπός Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ Με βάση το παραπάνω block διάγραμμα σχεδιάζουμε σε περιβάλλον Genesys.



Σχήμα 5.3: Πομπός Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ σε περιβάλλον Genesys



Σχήμα 5.6: Cascade IIP3 για το σχήμα 5.3

Ο πομπός που χρησιμοποιήθηκε τελικά στο σύστημα ΜΙΜΟ φαίνεται στην παρακάτω εικόνα. Η εικόνα τραβήχτηκε κατά την διάρκεια δοκιμών για σύστημα SISO με τα καινούργια υλικά. Αφού το σύστημα με τις καινούργιες διατάξεις λειτουργούσε σωστά χωρίς προβλήματα, στην συνέχεια κατασκευάστηκε ο κλώνος αυτή της βαθμίδας ώστε να γίνει ΜΙΜΟ πομπός.



Σχήμα 5.7: Πομπός Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ στο κουτί

Βασικά Χαρακτηριστικά Πο	μπού Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ									
Ενίσχυση (Gain) (dB)	-3									
1dB. Compression Point Input (dBm)	-5.26									
1dB. Compression Point Output (dBm)	-9.2									
IIP3 (dBm)	3.3,									
OIP3 (dBm)	0									
Μέγιστο Εύρος Ζώνης Πληροφορίας (Hz) 20KHz										

Πίνακας 5.1: Βασικά Χαρακτηριστικά Πομπού Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ

Συμπεράσματα:

- Η ενίσχυση του πομπού είναι κατά 10dB μεγαλύτερη σε σχέση με τον πομπό Αρχ. Γ'.
- Το 1dB.Comp.Point εισόδου έχει παραμείνει στα ίδια επίπεδα όπως και στην Αρχ. Γ'.
- Η μέγιστη ισχύ εξόδου του πομπού με μείωση κατά 1dB (1dB. Comp. Point εξόδου) είναι -9.2dBm ενώ στην Αρχ. Γ' ήταν -17dB.
- Ο μίκτης της RF βαθμίδας δεν υπολειτουργεί πλέον. Τροφοδοτείται από γεννήτρια με την κατάλληλη ισχύ.



Σχήμα 5.8: Πομπός Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ με δύο κλάδους

5.1.2 Δέκτης

Για το σύστημα SISO όπως έχει αναφερθεί χρησιμοποιήθηκε ο δέκτης Αρχ.Β' όπως παρατίθεται στο παρακάτω Σχ.5.9



Σχήμα 5.9: Δέκτης Αρχιτεκτονικής Β'

Για την δημιουργία ενός δέκτη που μπορεί με την δημιουργία ενός αντιγράφου του, να γίνει ΜΙΜΟ δέκτης, χρειάστηκαν μερικές αλλαγές στο δέκτη Αρχ.Β'.

 I) Ο μίκτης της RF βαθμίδας ZFM-4212 για να λειτουργήσει σωστά χρειάζεται +7dBm. Ωστόσο εμείς τον τροφοδοτούσαμε με +4dBm, λόγω των μεγάλων απωλειών που είχε ο διαιρέτης ισχύος.

Με την δημιουργία συστήματος MIMO 2x2 θα έχουμε τέσσερις (4) μίκτες στην RF συχνότητα και θα πρέπει να τροφοδοτούνται από κοινή γεννήτρια RF. Η γεννήτρια έχει μέγιστη έξοδο +13dBm και πρέπει να τροφοδοτήσει τέσσερις μίκτες. Συνεπώς έγινε επιλογή για τους μίκτες της RF βαθμίδας, διατάξεων που να θέλουν χαμηλή ισχύ για να μπορούν να λειτουργήσουν λαμβάνοντας φυσικά υπόψιν ότι θα χρειαστεί να σχεδιαστεί ένας νέος διαιρέτης ισχύος (1 προς 4, με ελάχιστες απώλειες 6dB) και θα αναλυθεί παρακάτω.

Η αντικατάσταση του μίκτη ZFM-4212 έγινε με τον μίκτη ZX05-73L+ που χρησιμοποιήθηκε και στον πομπό MIMO.

II) Επίσης ο ενισχυτής ZFL-500HLN+ αντικαταστάθηκε με το μοντέλο ZFL-1000LN+ καθώς δεν υπήρχε πλέον από την εταιρεία διαθέσιμο αυτό το μοντέλο. Η αγορά του ZFL-500HLN+ έγινε περίπου πριν ένα χρόνο, αλλά πλέον η εταιρεία τους κατάργησε. Για το σύστημα δέκτη ΜΙΜΟ χρειάζονται δύο κλάδοι SISO με ίδια χαρακτηριστικά. Συνεπώς έγινε αγορά δύο ενισχυτών ZFL-1000LN+.

III) Επίσης ο μίκτης ZAD-6+ της IF βαθμίδας αντικαταστάθηκε, με το μοντέλο ZX05-1L+ για λόγους απαίτησης ισχύος. Ο νέος μίκτης απαιτεί +3dBm για να λειτουργήσει σωστά ενώ ο παλιός +7dBm. Με την δημιουργία του συστήματος MIMO 2x2 χρειαστήκαμε για την τροφοδοσία των μικτών IF βαθμίδας κοινή γεννήτρια με μέγιστη έξοδο +13dBm. Για διαιρέτες ισχύος χρησιμοποιήθηκαν BNC-T αντάπτορες οι οποίοι εισάγουν 3-4dB απώλειες.

IV) Για την τελευταία βαθμίδα του δέκτη σχεδιάστηκε και υλοποιήθηκε σε PCB καινούργιο ενεργό φίλτρο ώστε να μπορεί να ενισχύει και τις βαθμίδες του MIMO δέκτη και θα αναλυθεί σε παρακάτω παράγραφο.

Στο παρακάτω Σχ.5.10 φαίνεται η αρχιτεκτονική για το δέκτη που χρησιμοποιήθηκε στο ΜΙΜΟ σύστημα.





 	ZX60 G= NF= OP1dB OIP3=	_272LN 14dB 0.8dB =18.5d 31.5dB	N Bm Im	· · ·	· · ·	· · ·	Cav IL	ity_Fi _=2dE	ilter.			· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	•	Cor P	ZX05_ nvGai NF=8 21dB= P3=10	_73L n=-8 3dB 1dB)dBr	dB m n	. (Cryst IL=	al_Fil 2dB	ter	 	FL_1 G=2 NF=2 P1dE IP3=1	000L 0dB 2.9dB 1=3dE 14dB	N Bm m	Ċ	ZX Conv(IP1d IIP3	:05_1 Gain= B=0d =16dE	L -8dB Bm 3m	•	· · ·	•
cw	3	\geq	12		>	8		$\widetilde{\mathcal{X}}$			•	• \$	-	10	RL	<u>}</u>	7				6	· ·		\geq	•	9)	4	 Pi	→ ort 4
CWSource_ F=2465MHz	3 · · z	· ·	• •	Attr L=3	_2 dB.	· ·		• •	· ·	•	•	Attn_ L=3dE	1- 3	· ·	: :	۱Ì	• •		:		:	· ·	:	· ·	•		· ·	2	· ·		ZO	=50Ω
Pwr=-60dBn	n														1.1																	
		· ·		• •			•					· ·			÷																	
							•							·	. I												~.					
				• •								· ·		h)((~	V)	Ц,				
							• •							9	·	· .									•	. \	Ζ.	. 1				
													, R	F_Os	cillato	r,										IĘ_(Qsciļl	ator				

Σχήμα 5.11: Δέκτης Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ σε περιβάλλον Genesys



Σχήμα 5.14: Cascade 1dBCPin για το σχήμα 5.11

Ο δέκτης με τις νέες διατάξεις όπως αναφέρθηκε παραπάνω. Για ενεργό φίλτρο φαίνεται στην παρακάτω εικόνα το παλιό φίλτρο πού έχει μία θύρα εισόδου και εξόδου.



Σχήμα 5.15: Δέκτης Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ στο κουτί

Βασικά Χαρακτηριστικά Δέ	κτη Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ
Ενίσχυση (Gain) (dB)	9.3
1dB. Compression Point Input (dBm)	-19
1dB. Compression Point Output (dBm)	-11
IIP3 (dBm)	-4.7
OIP3 (dBm)	4.6
Εικόνα Θορύβου NF (dB)	7.9
Μέγιστο Εύρος Ζώνης Πληροφορίας (Hz)	20KHz

Πίνακας 5.2: Βασικά Χαρακτηριστικά Δέκτη Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ

Συμπεράσματα:

 Σχεδόν όλα τα χαρακτηριστικά του δέκτη ΜΙΜΟ είναι ίδια με του δέκτη Αρχ.Β'.

Στην παρακάτω εικόνα φαίνεται ο δέκτης ΜΙΜΟ υλοποιημένος με όλες τις διατάξεις. Η τροφοδοσία των μικτών της ΙF βαθμίδας γίνεται μέσα στο κουτί με χρήση BNC-T. Επίσης φαίνεται το ενεργό φίλτρο που κατασκευάστηκε με χρήση PCB.



Σχήμα 5.16: Δέκτης Αρχιτεκτονικής ΜΙΜΟ με δύο κλάδους

5.2 Σχεδίαση και Υλοποίηση Ενεργού Φίλτρου σε PCB

Σε ένα δέκτη η αλυσίδα των εξαρτημάτων τελειώνει πάντα με ένα φίλτρο (συνήθως χαμηλοπερατό-LPF). Ο σκοπός του φίλτρου είναι να εμποδίσει οποιεσδήποτε συχνότητες έχουν δημιουργηθεί από τις προηγούμενες βαθμίδες όπως μίκτες κλπ.

Το ενεργό φίλτρο που είχε σχεδιαστεί και υλοποιηθεί πριν ένα χρόνο, αποτελούνταν από δύο βαθμίδες. Η πρώτη βαθμίδα ήταν ένα φίλτρο 3 πόλων Butterworth σε

τοπολογία Sallen-key [53], [54], [55]. Η δεύτερη βαθμίδα ήταν ένας τελεστικός ενισχυτής σε μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία. Είχε τη δυνατότητα επιλογής δύο ενισχύεων 10 και 20 dB και φαίνεται στο Σχ.5.17. Επίσης η τροφοδοσία του φίλτρου ήταν +5V και η τροφοδοσία του κυκλώματος ήταν μονής τροφοδοσίας (Single Supply). Το ολοκληρωμένο που χρησιμοποιήθηκε είναι το OPA2604.



Σχήμα 5.17: Ενεργό χαμηλοπερατο φίλτρο τοπολογίας Sallen-key που υλοποιήθηκε και χρησιμοποιήθηκε στον δέκτη SISO του RF-υποσυστήματος

Η τοπολογία Sallen-Key φαίνεται στο Σχ.5.18.



Σχήμα 5.18: Τοπολογία Sallen-key

και η συνάρτηση μεταφοράς είναι:

$$\frac{V_0}{V_i} = \frac{\frac{1}{C1C2C3R1R2R3}}{s^3 + s^2 \left(\frac{1}{C1R1} + \frac{1}{C1R2} + \frac{1}{C2R3} + \frac{1}{C2R2}\right) +}$$
$$\frac{1}{+s \left(\frac{1}{C2C3R2R3} + \frac{1}{C1C2R2R3} + \frac{1}{C1C2R1R3} + \frac{1}{C1C2R1R2}\right) + \frac{1}{C1C2C3R1R2R3}}$$

Αρχικά εξετάζοντας την συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου αυτού με χρήση φασματογράφου παίρνουμε την παρακάτω εικόνα:



Σχήμα 5.19: Εύρος ζώνης του ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρο που χρησιμοποιήθηκε για τον δέκτη για το σύστημα SISO

Όπως παρατηρείται δεν είναι όλες οι συχνότητες του φάσματος ομοιόμορφα ενισχυμένες. Η κάθε υποδιαίρεση του φασματογράφου είναι 1.7KHz και ο "marker" ένδειξης δείχνει τα 11KHz. Οι συχνότητες από 3μέχρι 9KHz και 13 μέχρι 17 KHz δεν έχουν την θεωρητική ενίσχυση των 10 dB ή 20dB της ενισχυτικής βαθμίδας.

Συχνότητα (KHz)	+5Vc	olt	+15V	/olt
$V_{in}=22mV(p-p)$	Low Gain	High Gain	Low Gain	High Gain
		V _{out} (n	nVolt) p-p	
3	80	224	224	632
5	80	240	224	640
7	84	224	216	616
10	75	224	208	592
13	50	176	170	504
15	25	150	160	440
17	10	128	128	368
Ενίσχυση στα 10KHz (dB)	11	20	19.5	28

Πίνακας 5.3: Συχνοτική συμπεριφορά ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για τροφοδοσία +5 και +15Volt.

Με βάση τον πίνακα αυτό παρατηρείται ότι:

 Με τροφοδοσία +15 Volt, η τάση εξόδου αυξάνεται κατά 10dB και στις δύο επιλογές ενίσχυσης.

II) Επίσης η ενίσχυση μεταξύ των άκρων του φάσματος (3 και 17KHz) διαφέρει κατά το διπλάσιο. Δεν ενισχύεται όλο το φάσμα που βρίσκεται η πληροφορία ομοιόμορφα.

III) Η συχνότητα αποκοπής είναι περίπου στα 15-17KHz για όλες τις περιπτώσεις

Το σχηματικό διάγραμμα του φίλτρου αυτού δίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 5.20: Σχηματική απεικόνιση ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα SISO σε περιβάλλον KiCad

5.2.1 Νέο Ενεργό Φίλτρο για σύστημα SISO

Με βάση τα προηγούμενα σε πρώτο στάδιο αφού αλλάξαμε την τροφοδοσία του ενεργού φίλτρου από +5V σε +15V, έγινε η διόρθωση της βαθμίδας του φίλτρου ώστε να μπορεί να ενισχύεται ομοιόμορφα όλο το φάσμα. Έγινε αντικατάσταση των αντιστάσεων R2 και R4 και των πυκνωτών C1 και C4. Επίσης τοποθετήθηκε ποτενσιόμετρο στην θέση της R7, ώστε να έχουμε μεταβλητή ενίσχυση.



Σχήμα 5.21: Σχηματική απεικόνιση ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου με διορθωμένη την βαθμίδα του φίλτρου για σύστημα SISO σε περιβάλλον KiCad

Με χρήση μεταβλητής αντίστασης μπορούμε να κάνουμε έλεγχο της δυναμικής περιοχής του αποδιαμορφωτή (DSP) όπως αναλύθηκε στο κεφάλαιο 4.3.2. Το νέο ενεργό φίλτρο έχει πιο ομοιόμορφη απόκριση γύρω από το φάσμα των 14KHz που μας ενδιαφέρει. Στον παρακάτω πίνακα παρατίθεται η έξοδος του φίλτρου για τυχαία ενίσχυση όταν για είσοδο χρησιμοποιείται τάση 70mV(p-p).

Συχνότητα (KHz)	
V _{in} =70mV(p-p)	V _{out} (mVolt) p-p
3	800
5	900
7	1
10	1
13	1
15	1
17	1
19	950
20	830
21	700

Πίνακας 5.4: Συχνοτική συμπεριφορά για ενεργό χαμηλοπερατό φίλτρο με διορθωμένη την βαθμίδα του φίλτρου για σύστημα SISO

Η συχνότητα αποκοπής για το νέο φίλτρο που σχεδιάστηκε είναι από 21 μέχρι 23KHz. Ωστόσο εξασφαλίζεται μία ομοιομορφία στην ενίσχυση του φάσματος.

5.2.2 Ενεργό Φίλτρο για σύστημα ΜΙΜΟ

Για το σύστημα MIMO όπου θα έχουμε δύο δέκτες, χρειάστηκε η κατασκευή ενός φίλτρου σε PCB με δύο εισόδους και δύο εξόδους αλλά με κοινή τροφοδοσία +15V.

Σε πρώτο στάδιο σχεδιάστηκε ένα φίλτρο που περιείχε δύο chip OPA2604. Το ολοκληρωμένο αυτό αποτελείται από δύο τελεστικούς ενισχυτές και η διαμόρφωση των ακροδεκτών του φαίνεται στο Σχ.5.22



PIN CONFIGURATION

Σχήμα 5.22: Διαμόρφωση ακροδεκτών για Dual Op. Amp ολοκληρωμένο

Το σχηματικό τού φίλτρου αποτελούμενο από δύο ολοκληρωμένα φαίνεται στην παρακάτω εικόνα. Να τονίσω ότι για εισόδους στα φίλτρα χρησιμοποιήθηκαν SMA ανταπτορες, ώστε να γίνει πιο εύκολη η σύνδεση με καλώδιο SMA με τον μίκτη που προηγείται του φίλτρου.



Σχήμα 5.23: Σχηματική απεικόνιση ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα ΜΙΜΟ με χρήση δύο ολοκληρωμένων ΟΡΑ2604 σε περιβάλλον KiCad

Το πρόγραμμα KiCad με το οποίο σχεδιάστηκε το φίλτρο έχει πληθώρα επιλογών, από τις σημαντικότερες είναι η απεικόνιση σε 3D του επιθυμητού κυκλώματος. Στο Σχ.524 φαίνεται αυτή η απεικόνιση. Επίσης στο Σχ.5.25 φαίνεται η κάτοψη του PCB πάλι από το περιβάλλον του προγράμματος.



Σχήμα 5.24: 3D απεικόνιση ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα ΜΙΜΟ με χρήση δύο ολοκληρωμένων OPA2604 σε περιβάλλον KiCad



Σχήμα 5.25: Κάτοψη PCB του ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα ΜΙΜΟ με χρήση δύο ολοκληρωμένων OPA2604 σε περιβάλλον KiCad

Ωστόσο, προτάθηκε μία πιο ευέλικτη λύση για την δημιουργία του ΜΙΜΟ ενεργού φίλτρου. Αυτό είναι η χρήση ενός QUAD ολοκληρωμένου, που θα περιέχει τέσσερις (4) τελεστικούς ενισχυτές. Με τον τρόπο αυτό εξοικονομούμε χώρο στην πλακέτα, καθώς θα γίνει πιο μικρή σε μέγεθος και κόστος, αφού τα ολοκληρωμένα OPA2604 είναι ακριβότερα απο τα QUAD.

Πριν γίνει επιλογή για τα ολοκληρωμένα OPA2604 έγινε χρήση αρκετών άλλων ολοκληρωμένων μεταξύ αυτών τα G358, AD712JN και LF412. Ωστόσο τα περισσότερα παρουσίαζαν παραμόρφωση ή κορεσμό για τάση εξόδου χαμηλότερη του 1Volt(rms). Το ολοκληρωμένο OPA2604 ωστόσο, παρουσιάζει κορεσμό στα 3.70Volt (rms) και καθόλου παραμόρφωση σε κάποια από τις συχνότητες του φάσματος. Η συμπεριφορά του είναι άψογη και σε αυτό οφείλεται φυσικά και η τιμή του.

Η διαμόρφωση των ακροδεκτών για ένα ολοκληρωμένο QUAD φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



PIN CONNECTIONS (top view)



Αρχικά, σχεδιάσαμε πάνω σε Breadboard ένα κύκλωμα με δύο ενεργά φίλτρα και ένα ολοκληρωμένο όπως φαίνεται στο Σχ.5.27.



Σχήμα 5.27: Έλεγχος για ενεργό φίλτρο MIMO με χρήση Quad ολοκληρωμένου, πάνω σε BreadBoard

Έγιναν δοκιμές με τρία (3) ολοκληρωμένα QUAD ώστε η συμπεριφορά του κάθε κλάδου του φίλτρου MIMO να είναι παρόμοια με αυτή του φίλτρου με χρήση του OPA2604. Τα chips που δοκιμάστηκαν ήταν τα εξής:

- LF-347 J-FET Quad OP.AMP
- o TL-074 J-FET Quad OP.AMP
- LM-324 Low Power Quad OP.AMP

Το σχηματικό στο πρόγραμμα KiCad πλέον παίρνει τη μορφή του παρακάτω σχήματος.



Σχήμα 5.28: Σχήμα 5.23: Σχηματική απεικόνιση ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα ΜΙΜΟ με χρήση Quad ολοκληρωμένου σε περιβάλλον KiCad

Τελικά το ολοκληρωμένο που είχε συμπεριφορά πιο κοντά με το OPA2604 είναι το LF-347 οπότε αυτό χρησιμοποιήθηκε στην σχεδίαση και κατασκευή που έγινε. Το ολοκληρωμένο LM-324 απορρίφτηκε λόγω χαμηλής τάσης εξόδου ~2Volt(rms), ενώ το TL-074 κυρίως λόγω παραμόρφωσης σε συχνότητες του επιθυμητού φάσματος. Η 3D απεικόνιση του κυκλώματος φαίνεται στο Σχ.5.29 ενώ το PCB στο Σχ.5.30.



Σχήμα 5.29: 3D απεικόνιση ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα MIMO με χρήση Quad ολοκληρωμένου σε περιβάλλον KiCad



Σχήμα 5.30: Κάτοψη PCB του ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου για σύστημα MIMO με χρήση Quad ολοκληρωμένου σε περιβάλλον KiCad

Το φίλτρο που τελικά ενσωματώθηκε στο κουτί του δέκτη ΜΙΜΟ φαίνεται στο Σχ.5.29. Δίπλα στα ποτενσιόμετρα υπάρχουν ακροδέκτες "Test Point" ώστε με χρήση ωμόμετρου να μπορούμε να μετράμε την τιμή κάθε φορά της μεταβλητής αντίστασης. Το φίλτρο έχει μέγιστη τάση κορεσμού τα 3.50V(rms).



Σχήμα 5.31: Το ενεργό φίλτρο για το σύστηα ΜΙΜΟ που υλοποιήθηκε με χρήση του LF-347

5.3 Τροφοδοσία Συστήματος και Κατασκευή Διαιρέτη Ισχύος

Η τροφοδοσία των μικτών του πομποδέκτη που κατασκευάστηκε ήταν ένα ζήτημα που μας απασχόλησε ιδιαιτέρως κατά την διάρκεια αυτής της διπλωματικής. Οι μίκτες του συστήματος χωρίζονται σε αυτούς της ΙF βαθμίδας και στους μίκτες της RF βαθμίδας.

5.3.1 IF βαθμίδα

Στην διάθεση μας είχαμε δύο μικροκυματικές γεννήτριες. Η μία για την IF βαθμίδα και η άλλη για την RF βαθμίδα. Για τις ενδιάμεσες συχνότητες η γεννήτρια είχε ως μέγιστη έξοδο τα +13dBm. Για το σύστημα SISO αρχικά είχαμε χρησιμοποιήσει τους μίκτες ZAD-6+ σε πομπό και δέκτη, όπου ο καθένας χρειαζόταν για να λειτουργήσει σωστά, τροφοδοσία +7dBm. Η γεννήτρια τροφοδοτούσε ένα BNC-T το οποίο εισήγαγε απώλειες περίπου 3dB ενώ τα καλώδια είχαν απώλειες περίπου 0.5dB.

Συνεπώς το μέγιστο με το οποίο μπορούσε να τροφοδοτήσει τον κάθε μίκτη ήταν +9dBm. Για το σύστημα SISO δεν υπήρξε κάποιο πρόβλημα τροφοδοσίας. Ωστόσο για το σύστημα MIMO που σχεδιάστηκε, αν χρησιμοποιούσαμε τους ίδιους μίκτες θα παρουσιάζονταν προβλήματα καθώς θα χρειαζόμασταν για κάθε κουτί (πομπού και

αντίστοιχα δέκτη) επιπλέον BNC-T καθώς και παραπάνω καλώδια. Αυτό θα είχε ως αποτελέσματα σε κάθε έναν από τους τέσσερις μίκτες IF να πηγαίνουν περίπου 4 με 5 dBm ισχύος. Για τον λόγο αυτό αποφασίστηκε η αντικατάσταση των μικτών ZAD-6+ με τους ZX05-1L+ που χρειάζονται +3dBm.

5.3.2 RF-Βαθμίδα

Για τους μίκτες της RF βαθμίδας το πρόβλημα ήταν ακόμα μεγαλύτερο καθώς ο διαιρέτης ισχύος που είχαμε εισήγαγε πολύ μεγάλες απώλειες των 7dB. Και αυτή η γεννήτρια έχει ώς μέγιστο εξόδου τα +13dBm. Ο μίκτης που είχαμε αρχικά τοποθετήσει στο πομπό χρειαζόταν για να λειτουργήσει +17dBm ενώ ο αντίστοιχος του δέκτη +7dBm. Για το σύστημα MIMO σαφώς χρειαζόταν η επιλογή διαφορετικών μικτών. Τελικά για την RF βαθμίδα χρησιμοποιήθηκαν οι μίκτες ZX05-73L+ όπου χρειάζονται +4dBm. Για την τροφοδοσία τους σχεδιάστηκε και κατασκευάστηκε διαιρέτης ισχύος Wilkinson με απώλειες 6dB σε κάθε θύρα και εμπέδηση εισόδου και εξόδου 50 Ohm. Ο διαιρέτης ισχύος που κατασκευάστηκε είναι στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 5.32: Διαιρέτης Ισχύος Wilkinson με 4 θύρες εξόδου

5.4 Μετρήσεις

Αφού εξετάστηκε το σύστημα SISO στην προηγούμενη ενότητα, τώρα θα εξεταστεί το σύστημα MIMO και οι βελτιώσεις που αποφέρει στο σύστημα. Θέλουμε να δείξουμε ότι το σύστημα πολλαπλών κεραιών προσφέρει μία μείωση των λαθών έναντι ενός απλού πομποδέκτη.



Σχήμα 5.34: Απεικόνιση συστήματος ΜΙΜΟ

Ο χώρος στον οποίο γίνονται οι μετρήσεις είναι ένα δωμάτιο του εργαστηρίου. Μέσα στο χώρο αυτό υπάρχει πληθώρα αντικειμένων (γραφεία, ντουλάπες, καρέκλες κτλ) και δημιουργείται έτσι ένα πλούσιο περιβάλλον από ανακλάσεις. Οι μετρήσεις που γίνανε χωρίζονται σε δύο κατηγορίες:

- I) Η πρώτη περίπτωση είναι όταν ο πομποδέκτης έχει οπτική επαφή (Line of Sight LOS) συνεπώς μπορούμε να θεωρήσουμε μια κατανομή Rice για την ζεύξη μας
- II) Η δεύτερη περίπτωση είναι όταν ο πομποδέκτης δεν έχει οπτική επαφή (N-LOS) και η λήψη γίνεται κυρίως από αντίγραφα του αρχικού σήματος.

Στο παρακάτω Σχ.5.35 είναι μία αναπαράσταση του χώρου που έγιναν οι μετρήσεις. Ο κεραίες του πομπού είναι τύπου Patch (Gain=6dB) και βρίσκονται σε σταθερή θέση. Συμβολίζονται με TX1 και TX2 αντίστοιχα. Η απόσταση μεταξύ των κεραιών του πομπού δεν μεταβλήθηκε κατά την διάρκεια των μετρήσεων και ήταν ίση με 3λ \rightarrow^{25} .

Οι κεραίες του δέκτη ωστόσο τοποθετήθηκαν σε διάφορες θέσεις (συνολικά 6) μέσα στο δωμάτιο. Οι κεραίες αυτές είναι δίπολα, τα οποία μπορούσαμε να τα τοποθετήσουμε και σε απόσταση 3λ το ένα από το άλλο. Το ύψος των κεραιών πομπού και δέκτη είναι περίπου 170cm.

 $^{^{25}}$ Gia thu sucu
óthta 2465MHz, to $\lambda {=} 12 \text{cm}$



Σχήμα 5.35: Αναπαράσταση του χώρου διεξαγωγής μετρήσεων



Σχήμα 5.36: Κεραίες του Πομπού και η σχετική τους απόσταση



Σχήμα 5.37: Κεραίες του δέκτη και η σχετική τους απόσταση

5.4.1 LOS συνθήκες

Στο πρώτο στάδιο μετρήσεων τοποθετήθηκε ο πομπός και ο δέκτης σε σημείο ώστε να υπάρχει μεταξύ τους οπτική επαφή . Να τονίσω ότι όλες οι μετρήσεις που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο ήταν σε συνθήκες οπτικής επαφής μέσα στο δωμάτιο. Όταν δεν υπήρχε οπτική επαφή η ζεύξη δεν απέδιδε ικανοποιητικά.

Έχοντας δύο κεραίες για πομπό και δύο για δέκτη έχουμε ουσιαστικά τέσσερις (4) διαφορετικές επιλογές καναλιού (για σύστημα SISO). Είναι αναμενόμενο λοιπόν αυτές οι τέσσερις επιλογές για το σύστημα SISO να μην έχουν την ίδια επίδοση αφού το σήμα κάθε φορά θα κάνει διαφορετική διαδρομή. Οι αποστάσεις που είναι τοποθετημένες οι κεραίες για πομπό και δέκτη είναι συγκρίσιμες του μήκους κύματος. Όπως έχει αναφερθεί αρκετές φορές, η μετατόπιση της κεραίας του πομπού ή του δέκτη σε απόσταση συγκρίσιμη με το μήκος κύματος έχει ως αποτέλεσμα

Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι πλέον το σήμα πληροφορίας αποτελείται από 6.000bit και η διάρκεια μετάδοσης είναι κάτι λιγότερο από 1 δευτερόλεπτο. Όλες οι μετρήσεις που έγιναν στο προηγούμενο κεφάλαιο αποτελούνται από 60.000 bit και η διάρκεια μετάδοσης ήταν 6 δευτερόλεπτα. Με τον τρόπο αυτό μείωσης του αριθμού των bit καταφέρνουμε την μείωση του χρόνου μετάδοσης και άρα την ταχύτητα της επαναληψιμότητας των μετρήσεων.

	\geq	Sinle Input- Sinle Output (SISO)												
			L	OS, Sc	ale Fact	or=5000), Inforn	nation B	its=600	0				
	Εσφαλμένα ΗΡ Bit	2937	2980	1960	1860	2456	1705	2130	2821	2123	2568			
TX1>RX1	Εσφαλμένα LP Bit	3086	3010	2700	2500	2678	2456	2589	2845	2793	2975			
	<hp+lp></hp+lp>	3012	2995	2330	2180	2567	2081	2360	2833	2458	2772			
	Εσφαλμένα ΗΡ Bit	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
TX1>RX2	Εσφαλμένα LP Bit	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
	<hp+lp></hp+lp>	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0			
	Εσφαλμένα ΗΡ Bit	2456	2345	2757	2156	1890	2674	2895	3123	2678	2643			
TX2>RX1	Εσφαλμένα LP Bit	2860	2765	2134	3415	2468	2134	3122	3321	2899	2996			
	<hp+lp></hp+lp>	2658	2555	2446	2786	2179	2404	3009	3222	2789	2820			
	Εσφαλμένα ΗΡ Bit	825	384	767	2386	486	434	479	2405	879	678			
TX2>RX2	Εσφαλμένα LP Bit	2160	1740	2176	2456	1984	1894	1784	2051	1459	1345			
	<hp+lp></hp+lp>	1493	1062	1472	2421	1235	1164	1132	2228	1169	1012			

Στο παρακάτω πίνακα φαίνονται τα αποτελέσματα για τέσσερις διαφορετικούς συνδυασμούς συστήματος SISO.

Πίνακας 5.5: Μετρήσεις για SISO σε συνθήκες LOS

Στους πίνακες γίνεται η καταγραφή των ψηφίων (bit) που στην λήψη ήταν λάθος. Δεν πρέπει να συγχέεται αυτό με το BER. Στην συνέχεια γίνεται χρήση του συστήματος MIMO, δηλαδή 2 κεραίες για πομπό και δύο για λήψη. Παρατηρείται οτι η ισχύ μετάδοσης με το σύστημα MIMO είναι μικρότερη σε σχέση με την αντίστοιχη για το σύστημα SISO. Αυτό είναι απαραίτητο ώστε να μπορεί κάποιος να συγκρίνει το δύο συστήματα.

			Multi	ple Input	t- Multip	le Outpu	ıt (MIM	O)							
		LOS, Scale Factor=3000, Information Bits=6000													
Εσφαλμένα ΗΡ Bit	46	42	43	41	45	41	45	43	45	42					
Εσφαλμένα LP Bit	112	41	41	47	48	45	46	78	63	45					
<hp+lp></hp+lp>	79	42	42	44	47	43	46	61	54	44					

Πίνακας 5.6: Μετρήσεις για ΜΙΜΟ σε συνθήκες LOS

Στον παρακάτω πίνακα συγκεντρώνονται τα δεδομένα από τους δύο προηγούμενους πίνακες. Για κάθε μέτρηση από τις δέκα συνολικά που καταγράφονται στους πίνακες

αυτούς, υπολογίζεται η μέση τιμή των λαθών για τα ψηφία της υψηλής και χαμηλής προτεραιότητας (HP και LP).

				L	. OS , Sc	ale Fact	or=5000), Inforr	nation I	Bits=600)0		Μέσος Όρος όλων των μετρήσεων	Μέσος Όρος για Σύστημα SISO
	TX1>RX1	<hp+ LP></hp+ 	3012	2995	2330	2180	2567	2081	2360	2833	2458	2772	2559	
SISO	TX1>RX2	<hp+ LP></hp+ 	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1721
5150	TX2>RX1	<hp+ LP></hp+ 	2658	2555	2446	2786	2179	2404	3009	3222	2789	2820	2687	
	TX2>RX2	<hp+ LP></hp+ 	1493	1062	1472	2421	1235	1164	1132	2228	1169	1012	1639	
				L	OS, Sca	ale Fact	or=3000), Inform	nation I	Bits=600	00			
MIMO		<hp+ LP></hp+ 	79	41,5	42	44	46,5	43	45,5	60,5	54	43,5	50	50

Πίνακας 5.7: Συγκεντρωτικός πίνακας μετρήσεων SISO και ΜΙΜΟ για συνθήκες LOS



Σχήμα 5.38: Σύγκριση λαθών για σύστημα SISO και ΜΙΜΟ για συνθήκες LOS

Διαιρώντας τον αριθμό των εσφαλμένων bit προς το συνολικό αριθμό μετάδοσης (6000) υπολογίζουμε το BER. Η παρακάτω γραφική συνάρτηση δείχνει το BER για τα συστήματα SISO και MIMO.



Σχήμα 5.39: Σύγκριση BER για σύστημα SISO και ΜΙΜΟ για συνθήκες LOS Συμπεράσματα:

- Όπως ήταν αναμενόμενο κάποιος πομποδέκτης του συστήματος SISO θα επιτύγχανε πολύ καλή απόδοση. Το πείραμα έγινε σε συνθήκες οπτικής επαφής και σε απόσταση αντίστοιχη με αυτή που έγιναν τα πειράματα για σύστημα SISO στο προηγούμενο κεφάλαιο.
- Ωστόσο, οι 3 από τους 4 συνδυασμούς SISO δεν είχαν καλή απόδοση και αυτό αποτελεί πλέον επιβεβαίωση όσων είχαν αναφερθεί προηγουμένως για την σημασία της σχετικής θέσης μεταξύ πομπού και δέκτη.
- Το σύστημα ΜΙΜΟ δεν αποδίδει καλύτερα από το καλύτερο σύστημα SISO που απέδωσε άριστα και αυτό είναι κάτι που το περιμέναμε για συνθήκες LOS. Το σύστημα ΜΙΜΟ αποδίδει σε περιβάλλον πλούσιο από ανακλάσεις και σκεδάσεις συνεπώς όταν η ζεύξη ευνοεί την απευθείας επικοινωνία μεταξύ των πομπών και δεκτών δεν αποδίδει σωστά.
- Ωστόσο, αν υπολογίσουμε το μέσο όρο των λάθών που έγιναν στο σύστημα SISO σε σχέση με αυτά του συστήματος MIMO, το δεύτερο έχει αρκετά καλύτερη επίδοση.
- Όπως θα φανεί και παρακάτω το σύστημα ΜΙΜΟ είναι πιο ευέλικτο όταν η ζεύξη δεν γίνεται σε ιδανικό περιβάλλον.

5.4.2 N-LOS συνθήκες

Στο δεύτερο στάδιο των μετρήσεων τοποθετήθηκαν οι δέκτες σε σημείο του δωματίου όπου δεν έχουν οπτική επαφή με τους πομπούς. Με βάση το Σχ.5.35 τα σημεία αυτά είναι το Δ,Ε και Ζ. Το σήμα το οποίο λαμβάνεται από την κεραία του δέκτη έχει εξασθενήσει κατά την διάδοση του. Η εξασθένιση όπως έχει αναφερθεί προκαλείται 10ν) από τις απώλειες διάδοσης (συναρτήσει της απόστασης μειώνεται η ισχύ του σήματος), 20ν) λόγω του φαινομένου της πολυδιόδευσης (multipath) τελικά μπορεί το σήμα στην είσοδο της κεραίας να είναι εξασθενημένο και 30ν) λόγω της απορρόφησης από τα υλικά που βρίσκονται στο χώρο που γίνεται η ζεύξη. Τα πειράματα έγιναν σε δωμάτιο με ξύλινα αντικείμενα, τοίχους, παράθυρα με τζάμι. Για να γίνει το περιβάλλον πιο πλούσιο τοποθετήθηκαν και δύο μεγάλες μεταλλικές επιφάνειες κοντά στο τρίποδο που βρίσκονται οι δέκτες.

Στον παρακάτω πίνακα γίνεται πάλι καταγραφή των λαθών για τα τέσσερα συστήματα SISO.

\geq	\geq			Si	inle Inpu	t- Sinle	Output (SISO)			
			Ν	-LOS, S	Scale Fac	tor=5000	, Informa	ation Bit	s=6000		
	Εσφαλμένα ΗΡ Bit	2680	2789	2456	2134	2345	2456	1745	2123	1543	1874
TX1>RX1	Εσφαλμένα LP Bit	3156	2989	2839	2673	2782	2834	2312	2465	2123	2456
	<hp+lp></hp+lp>	2918	2889	2648	2404	2564	2645	2029	2294	1833	2165
	Εσφαλμένα ΗΡ Bit	758	356	843	945	1235	1567	678	845	904	567
TX1>RX2	Εσφαλμένα LP Bit	1243	2245	2144	2356	3052	1894	1041	1234	1238	3471
	<hp+lp></hp+lp>	1000	1300	1493	1650	2143	1730	859	1039	1071	2019
	Εσφαλμένα ΗΡ Bit	2346	2154	2367	1763	1945	2056	1696	1677	1234	2633
TX2>RX1	Εσφαλμένα LP Bit	2672	2673	2859	2176	2317	2185	2316	2364	2357	3034
	<hp+lp></hp+lp>	2509	2414	2613	1970	2131	2121	2006	2021	1796	2834
	Εσφαλμένα HP Bit	2869	2678	2345	2474	2678	2672	2876	2678	2784	2783
TX2>RX2	Εσφαλμένα LP Bit	2757	3015	2745	2895	2895	3014	3123	2976	2988	3016
	<hp+lp></hp+lp>	2813	2847	2545	2685	2787	2843	3000	2827	2886	2900

Πίνακας 5.8: Μετρήσεις για SISO σε συνθήκες N-LOS

Όπως και προηγουμένως γίνεται καταγραφή και των επιδόσεων του συστήματος ΜΙΜΟ ενώ στο Σχ.5.40 και Σχ.5.41 βλέπουμε συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα για το σύστημα SISO και ΜΙΜΟ για συνθήκες μη-οπτικής επαφής

			Μ	ultiple In	put- Mult	iple Outp	out (MIM	0)		
			N-LC	S, Scale	Factor=30	00, Inforn	nation Bits	s=6000		
Εσφαλμένα HP Bit	45	45	51	48	42	45	45	43	47	53
Εσφαλμένα LP Bit	48	48	78	53	43	78	79	45	53	89
<hp+lp></hp+lp>	47	47	65	51	43	62	62	44	50	71

Πίνακας 5.9: Μετρήσεις για ΜΙΜΟ σε συνθήκες N-LOS

				N-	LOS, S	cale Fac	tor=500)0, Info	rmation	Bits=60	000		Μέσος Όρος όλων των μετρήσεων	Μέσος Όρος για Σύστημα SISO
	TX1>RX1	<hp+lp></hp+lp>	2918	2889	2648	2404	2564	2645	2029	2294	1833	2165	2439	
SIEO	TX1>RX2	<hp+lp></hp+lp>	1001	1301	1494	1651	2144	1731	860	1040	1071	2019	1431	2221
5150	TX2>RX1	<hp+lp></hp+lp>	2509	2414	2613	1970	2131	2121	2006	2021	1796	2834	2241	2231
	TX2>RX2	<hp+lp></hp+lp>	2813	2847	2545	2685	2787	2843	3000	2827	2886	2900	2813	
				N-	LOS, S	cale Fac	tor=300	00, Info	rmation	Bits=60)00			
MIMO		<hp+lp></hp+lp>	47	47	65	51	43	62	62	44	50	71	54	54

Πίνακας 5.10: Συγκεντρωτικός πίνακας μετρήσεων SISO και ΜΙΜΟ για συνθήκες N-LOS



Σχήμα 5.40: Σύγκριση λαθών για σύστημα SISO και ΜΙΜΟ για συνθήκες N-LOS



Σχήμα 5.41: Σύγκριση BER για σύστημα SISO και ΜΙΜΟ για συνθήκες N-LOS

Συμπεράσματα:

- Κανένα σύστημα SISO δεν απέδωσε ικανοποιητικά. Σε συνθήκες μη οπτικής επαφής, τα λάθη σε πολλές μετρήσεις ξεπερνούσαν τα μισά από τον συνολικό αριθμό bit που στέλνοναν. Οι ανακλάσεις λόγω φαινομένου multipath που δημιουργούνται είναι καταστροφικές για το σύστημα SISO.
- Να τονιστεί ότι και στις τρείς θέσεις N-LOS για το σύστημα SISO, η επίδοση δεν ήταν καλή.
- Το σύστημα ΜΙΜΟ στις συνθήκες αυτές του πειράματος κυριαρχεί. Η επίδοση του είμαι πολύ καλύτερη από τις αντίστοιχες των συστημάτων SISO και αυτό αποτελεί την απόδειξη, ότι το σύστημα λειτουργεί ικανοποιητικά.
- Να τονίσω ότι οι κεραίες του δέκτη μπορούσαν να τοποθετηθούν σε μέγιστη απόσταση μεταξύ τους, 3λ. Δοκιμές γίνανε ανά λ/2, αλλά τα αποτελέσματα δεν άλλαξαν ιδιαίτερα. Ουσιαστικά δοκιμάστηκε το diversity-receiver.
- Για τις κεραίες του πομπού σε όλα τα πειράματα που έγιναν ήταν σε σταθερά σημεία τοποθετημένες και οι αποστάσεις μεταξύ τους ήταν 3λ.

Όπου και να ταξιδέψω η Ελλάδα με πληγώνει.

Γιώργος Σεφέρης

1900-1971

Κλείνοντας την εργασία αυτή, θα γίνει επισκόπηση της εργασίας που έγινε καθώς και των βελτιώσεων που μπορούν να γίνουν στο σύστημα που υλοποιήθηκε.

Σε πρώτο στάδιο έγινε αντικατάσταση του μίκτη της RF βαθμίδας στον πομπό, που δεν έπαιρνε σωστή τροφοδοσία από την γεννήτρια. Το πρόβλημα που δημιουργείται με την λάθος τροφοδοσία ενός μίκτη είναι, έκτος από τις επιπλέον απώλειες ισχύος στην έξοδο του, η μη-αναμενόμενη συμπεριφορά του με βάση τις προδιαγραφές. Επίσης, τοποθετήθηκε φίλτρο στενής ζώνης (Cavity) στην είσοδο του δέκτη. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα τον περιορισμό ανεπιθύμητων συχνοτήτων.

Επίσης τοποθετήθηκε εξασθενητής στην έξοδο του DSP, με σκοπό την μείωση ισχύος εξόδου για αποφυγή κορεσμού κάποιον διατάξεων του πομπού και αποφυγή πρόκλησης ζημιάς σε κάποιες άλλες διατάξεις. Οι πρώτες ενδείξεις ότι το σύστημα SISO μπορεί να λειτουργήσει και μάλιστα τέλεια, ήρθαν με την χρήση ενός εξασθενητή για προσομοίωση καναλιού. Έως τότε, δεν ήταν γνωστό καν, αν το σύστημα μπορεί να πιάσει την μέγιστη απόδοση και συνεπώς αρκετά σενάρια για το τι είναι λάθος υπήρχαν. Επίσης για να είναι δυνατός ο έλεγχος της δυναμικής περιοχής του DSP τοποθετήθηκε μεταβλητή αντίσταση στην τελευταία βαθμίδα του δέκτη που ήταν ένα ενεργό χαμηλοπερατό φίλτρο. Αποτέλεσμα όλων αυτών όπως αναλύθηκε λεπτομερώς στο Κεφάλαιο 4, ήταν η δημιουργία ενός συστήματος SISO ικανού να στείλει μία εικόνα με εύρος ζώνης 14KHz, σε απόσταση μέχρι 5 μέτρα με επιτυχία.

Αφού βελτιστοποιήθηκε το σύστημα SISO, αποφασίστηκε η σχεδίαση ενός συστήματος ΜΙΜΟ που θα αποτελούνται από δύο κλάδους για πομπό και αντίστοιχα για δέκτη του συστήματος SISO. Ο στόχος του συστήματος ΜΙΜΟ ήταν η μείωση των λαθών ανά μέτρηση σε σχέση με το σύστημα SISO, όπως και τελικά έγινε.

Το υπάρχον σύστημα ΜΙΜΟ μπορεί να βελτιωθεί και παραπάνω. Κάποιες από τις προτάσεις είναι οι εξής:

 Τοποθέτηση φίλτρου (Cavity) στους πομπούς του συστήματος MIMO. Με τον τρόπο αυτό δεν θα υπάρχει το πρόβλημα κορεσμού του μίκτη της RF- βαθμίδας, αφού ο ενισχυτής θα τοποθετηθεί μετά τον μίκτη. Το σχηματικό για τον πομπό αυτό θα είναι της μορφής:

Μίκτης IF Κρυσταλλικό Μίκτης RF Φίλτρο Ενισχυτής Βαθμίδας Φίλτρο Βαθμίδας Cavity	Μίκτης ΙΕ Βαθμίδας		Κρυσταλλικό Φίλτρο		Μίκτης RF Βαθμίδας			Φίλτρο Cavity	, .	Ενισχυτής	- - - - -	→
---	-----------------------	--	-----------------------	--	-----------------------	--	--	------------------	------------	-----------	-----------------------	---

Με βάση αυτή την συνδεσμολογία δεν υπάρχει κάποιος περιοριστικός παράγοντας του ενισχυτή που θα τοποθετηθεί. Ανάλογα με την εφαρμογή (ποια είναι η επιθυμητή εμβέλεια) γίνεται κατάλληλη επιλογή της παραμέτρου Scale Factor και του ενισχυτή.

- Επίσης με την τοποθέτηση του φίλτρου στο πομπό, δεν θα δημιουργείται η συχνότητα είδωλο 2525MHz με όσα προβλήματα αύτη δημιουργεί στο σύστημα.
- Οι κάρτες DSP που έχουμε στο εργαστήριο δεν μπορούν να βγάλουν κεντρική συχνότητα παραπάνω από 10KHz. Οπως αναλύθηκε στο κεφάλαιο 4.5 τα προβλήματα που δημιουργούνται είναι αρκετά. Ίσως η αντικατάσταση των καρτών με άλλες που θα έχουν προδιαγραφές πιο κοντά στην εφαρμογή που κάνουμε είναι μία λύση.
- Σημαντικό πρόβλημα που πρέπει να διορθωθεί είναι η ισχύ εξόδου των καρτών DSP. Όπως φαίνεται σε ένα φασματογράφο, η ισχύ δεν είναι σταθερή αλλά έχει πολλές αποκλίσεις. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την δυσκολία εκτίμησης της ισχύος που φτάνει στο δέκτη, άρα και του σημείου κορεσμού της διάταξης.
- Επίσης πολύ σημαντικό θέμα το οποίο πρέπει να λυθεί είναι η δυναμική περιοχή του αποδιαμορφωτή δηλαδή στην περίπτωση μας της κάρτας DSP.
 Με την γνώση της δυναμικής περιοχής θα είναι πλέον πιο εύκολη και σωστή η ρύθμιση με ποτενσιόμετρο του ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου στο δέκτη.
- Αφού βρεθεί η δυναμική περιοχή του αποδιαμορφωτή στην συνέχεια θα μπορέσουμε να βρούμε ακριβώς ποια είναι η δυναμική περιοχή του δέκτη.
- Στην ανάλυση που έγινε στο κεφάλαιο 4.3.1 όπως τονίστηκε δεν συμπεριλήφθηκε καθόλου η βαθμίδα του ενεργού φίλτρου αφού δεν είναι γνωστή η ακριβής εμπέδηση εισόδου και εξόδου του, καθώς και η εικόνα θορύβου που εισάγει (NF).
- Ο μίκτης της ΙF βαθμίδας του δέκτη συνδέεται με το ενεργό φίλτρο. Για να λειτουργήσει σωστά ένας μίκτης θα πρέπει όλες οι θύρες του να είναι τερματισμένες σε εμπέδηση 500hm. Η θύρα IF για τον μίκτη αυτόν είναι προσαρμοσμένη στην είσοδο του φίλτρου που προσεγγιστικά έχει εμπέδηση

μερικά kOhm. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την δυσλειτουργία του μίκτη χωρίς να είναι γνωστό σε τι βαθμό και πως επηρεάζει τις προηγούμενες βαθμίδες. Ένα κύκλωμα προσαρμογής μεταξύ των δύο αυτών βαθμίδων ίσως είναι μια πιθανή λύση.

- Επίσης όταν προσδιοριστεί ακριβώς η δυναμική περιοχή του δέκτη, θα ήταν καλό να τοποθετηθεί μία βαθμίδα αυτόματης ενίσχυσης-απόσβεσης (Automatic Gain Control, AGC) στην IF βαθμίδα του δέκτη.
- Τέλος, θα ήταν ενδιαφέρον να γίνουν πειράματα ΜΙΜΟ για διάφορες αποστάσεις μεταξύ των κεραιών του πομπού και του δέκτη. Στα πειράματα που έγιναν η απόσταση μεταξύ των κεραιών του πομπού ήταν σταθερή 3λ. Για τις κεραίες του δέκτη οι αποστάσεις κυμαίνονταν από λ/2 μέχρι 3λ. Κάνοντας διάφορες δοκιμές με τις αποστάσεις αυτές θα φανεί κατά πόσο επηρεάζεται η συσχέτιση των σημάτων με την σχετική απόσταση των κεραιών του πομπού και δέκτη.
- Για την πλήρη κατανόηση του καναλιού στο χώρο που διεξάγονται τα πειράματα θα βοηθήσει πολύ η δημιουργία μιας γραφικής παράστασης του SNR που μετράει ο αποδιαμορφωτής με το αντίστοιχο BER και να γίνει σύγκριση με κάποια γραφική παράσταση από τις γνωστές θεωρητικές κατανομές (Rice, Nakagami κτλ).
- Ενδιαφέρουσα θα ήταν η αντικατάσταση του ενεργού χαμηλοπερατού φίλτρου στην τελευταία βαθμίδα του δέκτη με κάποιο αντίστοιχο φίλτρο αλλά πιο πολλών πόλων. Το φίλτρο που υπάρχει τώρα είναι 3 πόλων και παρουσιάζει συχνότητα αποκοπής περίπου 21-23KHz. Το ιδανικό θα ήταν η συχνότητα αποκοπής να είναι κοντά στα 17KHz αλλά με ομοιόμορφη ενίσχυση του επιθυμητού φάσματος.
- Αντίστοιχα και για τον πομπό, έχει παρατηρηθεί ότι το φάσμα στην έξοδο του DSP (με χρήση φασματογράφου έγινε η παρατήρηση αυτή) κάποιες χρονικές στιγμές δεν περιορίζεται στις συχνότητες 3 με 17KHz. Συνεπώς εμφανίζονται κάποιες μη-επιθυμητές συχνότητες μάλλον στην έξοδο του DAC. Για την επίλυση του προβλήματος αυτού μπορεί να τοποθετεί ένα απλό χαμηλοπερατό φίλτρο όπως αυτό που προτάθηκε στην προηγούμενη παράγραφο.
- Οι πομποί πρέπει να απομονωθούν, καθώς όταν εκπέμπει ο ένας, ο άλλος λαμβάνει ένα ποσό ισχύος και αυτό δημιουργεί προβλήματα. Η χρήση απομονωτών στις εξόδους των πομπών θα είναι μια καλή λύση.

7. ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

Όποιος έχει το πόδι του έξω από τη φωτιά, μπορεί εύκολα να δώσει

συμβουλές σ' αυτούς που καίγονται

Αισχύλος

525 *π.*X-456 *π.*X

[1] Γιαρματσίδης Παναγιώτης, "Μελέτη αποκωδικοποίησης ΜΙΜΟ συστημάτων με την χρήση της υποβέλτιστης τεχνικής DELTA για την ελαχιστοποίηση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας, Χανιά, 2012

[2] Τσίτση Τριανταφυλλιά&Σχίζα Θεοδώρα, "Τεχνολογίες ΜΙΜΟ στις ασύρματες επικοινωνίες και κώδικες Alamouti", Λάρισα, 2013

[3] Dr. Jacob Sharony, "Introduction to Wireless MIMO- Theory and Applications", Center of Excellence in Wireless&IT, Stony Brook University, 2006

[4] Κωνσταντίνος Πέππας, "Συστήματα Πολλαπλής μετάδοσης πολλαπλής λήψης για ασύρματα δίκτυα", Αθήνα, 2006

[5] Μάρτιν Ο. Ζαμκοτσιάν, " Συστήματα ΜΙΜΟ διπλής πόλωσης για κινητές δορυφορικές επικοινωνίες", Αθήνα, 2009

[6] Αναστάσιος Σταθόπουλος, " Σχεδιασμός και Ανάπτυξη ενός RF υποσυστήματος 2χ2 MIMO test-bed", Πάτρα, 2012

[7] Μητσολίδου Χαρίκλεια, "Μελέτη Χωρητικότητας Συστήματος Κεραιών Πολλαπλών Εισόδων-Πολλαπλών Εξόδων (ΜΙΜΟ)", Θεσσαλονίκη, 2011

[8] Σωφρονιάδης Γεώργιος, "Μελέτη και Ανάλυση Ασύρματων Συστημάτων με χρήση κεραιών ΜΙΜΟ", Λάρισα, 2011

[9] William F. Egan, Ph.D. "Practical RF System Design", Santa Clara University

[10] Springer Link, " Overview of Wireless Receiver Architectures", 2002

[11] Νικόλαος Β. Λαδερός, Δημήτριος Α. Μιχαλόπουλος, Χρήστος Π. Σκοτάδης, "Μετρήσεις και μοντέλα ενδοδιαμόρφωσης σε ασύρματους πομποδέκτες", Αθήνα ,2005

[12] Σωτήριος Ματακιάς. Σημειώσεις μαθήματος για "Σχεδίαση Τηλεπικοινωνιακών VLSI κυκλωμάτων"

[13] Anritsu, «Intermodulation Distortion (IMD) Measurements,» Anritsu, 2000.
[14] Aeroflex, "Intermodulation Distortion", 2005

[15] Ralph J.Pasquinelli, "Noise in RF systems", Fermilab

[16] http://www.stanford.edu/class/ee252/handouts/, "Noise in Antennas"

[17] Noise Wave.com, "Application Note Noise Frequently Asked Questions"

[18] Jim Stiles, " Noise Figure of Passive Devices", Univ. of Kansas, 2005

[19] Texas Instruments Technical Brief, "Understanding and Enhancing Sensitivity in Receivers for Wireless Applications", 1999

[20] Prof. Ali M. Niknejad, "Introduction to Mixers", Berkeley, 2005

[21] NCJU Electrical Engineering Department, "Chapter 09, Mixer Design"

[22] J. Dabrowski, "Intro to RF Front-End Design", Linköping University

[23] Ferenc Marki& Christopher Marki, Ph.D, "Mixer Basics Primer, a Tutorial for RF&Microwave Mixers", Morgan Hill, 2010

[24] Lian Devlin, "Mixers", Essex

[25] Iulian Rosu, "RF Mixers"

[26] Mini Circuits, Application Note, "How to select a Mixer"

[27] Mini Circuits, Application Note, "Modern Mixer Terms Defined"

[28] Mini Circuits Application Note, "Frequently asked questions about mixers"

[29] Φραγκούλη Χρυσούλα, Σακελλαρίου Ανδρέας, "Κυκλώματα Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου σε Υψηλές Συχνότητες", Θεσσαλονίκη, 2006

[30] Iulian Rosu, "LNA Design"

[31] J. Dabrowski "Low Noise Amplifiers", Linköping University

[32] Mini Circuits, Application Note "Amplifier Terms Defined"

[33] Introduction to Wideband Low-Noise Amplifier in Wireless Communication

[34] Basics of S-Parameters, part 1

[35] Fritz Caspers, "RF Engineering Basic Concepts: S-Parameters", Aarhus, 2010

[36] Prof. L Dunleavy, "S-Parameters", University of South Florida,

[37] http://www.microwaves101.com/encyclopedia/ampdirectivity.cfm, "Active Directivity of Amplifiers"

[38] Mini Circuits, Application Note "Modern Amplifier Terms Defined"

[39] Παπαθεολόγου Θεοδοσία, "Σχεδίαση Μικροκυματικών Ευρυζωνικών Ενισχυτών Χαμηλού Θορύβου", Θεσσαλονίκη, 2008

[40] LNA Design Using SpectreRF Application Note, Cadence

[41] Al Ward, "Stability and LNAs", Enfield, CT, 2011

[42]] Jim Stiles, " Attenuators", Univ. of Kansas, 2005

[43]] Jim Stiles, " Circulators", Univ. of Kansas, 2005

[44] I. D. Robertson, " RF&Microwave Filters: LumpeD&Distributed", 2008

[45] Jim Stiles, "Filters", Univ. of Kansas, 2005

[46] Applied Radio Labs, "Group Delay Explanations and Applications", 1999

[47] Agilent Fundamentals of RF and Microwave Noise Figure Measurements

[48] Jim Stiles, "Minimum Detectable Signal", Univ. of Kansas, 2005

[49] H.Miranda, "Receiver Architectures", 2007

[50] http://www.phys.hawaii.edu/~anita/new/papers/militaryHandbook, "Receiver Sensitivity/Noise"

[51] http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/rf-noise-sensitivity/receiver-sensitivity-performance-tutorial.php

[52] Prof. Ali M. Niknejad, "Intercept Point, Gain Compression and Blocking", Berkeley, 2005

[53] J. Karki, "Analysis of the Sallen-Key Architecture," Texas Instruments,

Sep 2002.

[54] R. Mancini, "Op Amps for Everyone, Chapter 16.3.2," Texas Instruments,

August 2002.

[55] "OKAWA Electric Design," [Online]. Available: http://sim.okawadenshi.jp/en/OPseikiLowkeisan.htm.

[56] http://edocs.soco.agilent.com/display/sv201001/Intermods

[57] M. Zamkotsian, K. Peppas, G. Fovakis, F. Lazarakis, A. Alexandridis, K. Dangakis, and P. Cottis, "Wireless SPIHT-encoded image transmission employing hierarchical modulation: A DSP implementation", *IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT), 2013*

Mini-Circuits[°]

return loss Vs. VSWR

table of return loss vs. voltage standing wave ratio

RETURN LOSS VSW (dB)	RETURN R LOSS VSW (dB)	RETURN R LOSS (dB)	VSWR	RETURN LOSS (dB)	VSWR	RETURN LOSS (dB)	VSWR
46.064 1.01	13.842 1.51	9,485	2.01	7.327	2.51	5,999	3.01
40.086 1.02	13.708 1.52	9.428	2.02	7.294	2.52	5.970	3.02
36.607 1.03	13.577 1.53	9.372	2.03	7.262	2.53	5.956	3.03
34.151 1.04	13.449 1.54	9.317	2.04	7.230	2.54	5.935	3.04
32.256 1.05	13.324 1.55	9.262	2.05	7.198	2.55	5.914	3.05
30.714 1.06	13.201 1.56	9.208	2.06	7.167	2.56	5.893	3.06
29.417 1.07	13.081 1.57	9.155	2.07	7.135	2.57	5.872	3.07
28.299 1.08	12.964 1.58	9.103	2.08	7.105	2.58	5.852	3.08
27.318 1.09	12.849 1.59	9.051	2.09	7.074	2.59	5.832	3.09
26.444 1.10) 12.736 1.60) 8.999	2.10	7.044	2.60	5.811	3.10
25.658 1.11	12.625 1.61	8.949	2.11	7.014	2.61	5.791	3.11
24.943 1.12	12.518 1.62	8.899	2.12	6.984	2.62	5.771	3.12
24.289 1.13	12.412 1.63	8 8.849	2.13	6.954	2.63	5.751	3.13
23.686 1.14	12.308 1.64	8.800	2.14	6.925	2.64	5.732	3.14
23.127 1.15	12.207 1.65	8.752	2.15	6.896	2.65	5.712	3.15
22.607 1.16	<u> </u>	8.705	2.16	6.867	2.66	5.693	3.16
22.120 1.17	12.009 1.67	8.657	2.17	6.839	2.67	5.674	3.17
21.664 1.18	8 11.913 1.68	8.611	2.18	6.811	2.68	5.654	3.18
21.234 1.19	0 11.818 1.69	8.565	2.19	6.783	2.69	5.635	3.19
20.828 1.20) 11.725 1.70) 8.519	2.20	6.755	2.70	5.617	3.20
20.443 1.21	11.634 1.71	8.474	2.21	6.728	2.71	5.598	3.21
20.079 1.22	11.545 1.72	8.430	2.22	6.700	2.72	5.579	3.22
19.732 1.23	11.457 1.73	8.386	2.23	6.673	2.73	5.561	3.23
19.401 1.24	11.370 1.74	8.342	2.24	6.646	2.74	5.542	3.24
19.085 1.25	11.285 1.75	8.299	2.25	6.620	2.75	5.524	3.25
18.783 1.26	5 11.202 1.76	8.257	2.26	6.594	2.76	5.506	3.26
18.493 1.27	11.120 1.77	8.215	2.27	6.567	2.77	5.488	3.27
18.216 1.28	3 11.039 1.78	8.1/3	2.28	6.541	2.78	5.470	3.28
17.949 1.29	0 10.960 1.79	8.138	2.29	6.516	2.79	5.452	3.29
17.690 1.30	10.881 1.80	8.091	2.30	6.490	2.80	5.435	3.30
17.445 1.3	10.804 1.8	8.051	2.31	6.465	2.81	5.417	3.31
1/.20/ 1.32		8.011	2.32	6.440	2.82	5.400	3.32
		5 7.972	2.33	0.415	2.83	5.383	3.33
		1.933	2.34	0.390	2.84	5.305	<u>3.34</u>
16.040 1.00		7.894	2.30	0.300	2.83	5.348	3.30
16 101 1 0		7 010	∠.30 2.27	6 217	2.00	5.001	2 27
15 026 1 20		7.010 7.701	2.37	6 202	2.07	5 202	<u>3.37</u> 3.32
15.750 1.50	10.270 1.00	7.701	2.30	6 270	2.00	5 291	3.30
15 563 1 40	10.230 1.05	7.744	2.37	6.276	2.07	5 265	3.10
15 385 1 /1		7.707	2.40	6 223	2.70	5 2/18	3.40
15 211 1 / 2		7.071	2.41	6 200	2.71	5 232	3.47
15 043 1 43	9 968 1 93	7 599	2.72	6 177	2.72	5 216	3.43
14 879 1 44	9 904 1 94	7 564	2.44	6 154	2.94	5 200	3 44
14 719 1 4	9842 1.9	7 529	2 45	6 1 3 1	2.95	5 184	3 45
14.564 1.46	9,780 1.96	7.494	2.46	6.109	2.96	5.168	3.46
14.412 1.47	9.720 1.97	7.460	2.47	6.086	2.97	5.152	3.47
14.264 1.48	9.660 1.98	3 7.426	2.48	6.064	2.98	5.137	3.48
14.120 1.49	9.601 1.99	7.393	2.49	6.042	2.99	5.121	3.49
13.979 1.50	9.542 2.00	7.360	2.50	6.021	3.00	5.105	3.50



In Stock... Immediate Delivery For Custom Versions Of Standard Models Consult Our Applications Dept.



	THE EFFECT OF VSWR ON						TRANSMITTED POWER						
VSWR	VSWR (dB)	RETURN LOSS (dB)	TRANS. LOSS (dB)	VOLT. REFL. COEFF.	POWER TRANS. (%)	POWER REFL. (%)	VSWR	VSWR (dB)	RETURN LOSS (dB)	TRANS. LOSS (dB)	VOLT. REFL. COEFF.	POWER TRANS. (%)	POWER REFL. (%)
1 00	0	× ź	000	00	100.0	0	1 6/	13	12.3	263	24	Q/ 1	5.0
1.00	.0	46 1	.000	.00	100.0	.0	1.64	4.0	12.0	276	25	93.8	6.2
1.02	.2	40.1	.000	.00	100.0	.0	1.68	4.5	11.9	.289	.25	93.6	6.4
1.03	.3	36.6	.001	.01	100.0	.0				.200	0	0010	0.1
1.04	.3	34.2	.002	.02	100.0	.0	1.70	4.6	11.7	.302	.26	93.3	6.7
						-	1.72	4.7	11.5	.315	.26	93.0	7.0
1.05	.4	32.3	.003	.02	99.9	.1	1.74	4.8	11.4	.329	.27	92.7	7.3
1.06	.5	30.7	.004	.03	99.9	.1	1.76	4.9	11.2	.342	.28	92.4	7.0
1.07	.6	29.4	.005	.03	99.9	.1	1.78	5.0	11.0	.356	.28	92.1	7.9
1.08	.7	28.3	.006	.04	99.9	.1							
1.09	.7	27.3	.008	.04	99.8	.2	1.80	5.1	10.9	.370	.29	91.8	8.2
							1.82	5.2	10.7	.384	.29	91.5	8.5
1.10	.8	26.4	.010	.05	99.8	.2	1.84	5.3	10.6	.398	.30	91.3	8.7
1.11	.9	25.7	.012	.05	99.7	.3	1.86	5.4	10.4	.412	.30	91.0	9.0
1.12	1.0	24.9	.014	.06	99.7	.3	1.88	5.5	10.3	.426	.31	90.7	9.3
1.13	1.1	24.3	.016	.06	99.6	.4	4 00	5.0	40.0	4.40	04	00.4	0.0
1.14	1.1	23.7	.019	.07	99.6	.4	1.90	5.6	10.2	.440	.31	90.4	9.6
1 15	1 2	22.1	021	07	00.5	Б	1.92	5.7 5.9	10.0	.404	.32 22	90.1	9.9
1.10	1.2	23.1	.021	.07	99.5 00 5	.5 5	1.94	5.0 5.8	9.9	.400	.32 32	09.0 80.5	10.2
1.10	1.5	22.0	.024	.07	99.5 QQ 4	.5	1.90	5.0	9.0 9.7	.403	.52	89.5	10.5
1.17	1.4	22.1	030	.00	99.4	.0	1.30	5.5	5.1	.437	.00	03.2	10.0
1.10	1.4	21.7	033	.00	99.2	.7	2 00	6.0	95	512	33	88.9	11 1
1.10	1.0	2112	.000	.00	00.2	.0	2.50	8.0	7.4	.881	.43	81.6	18.4
1.20	1.6	20.8	.036	.09	99.2	.8	3.00	9.5	6.0	1.249	.50	75.0	25.0
1.21	1.7	20.4	.039	.10	99.1	.9	3.50	10.9	5.1	1.603	.56	69.1	30.9
1.22	1.7	20.1	.043	.10	99.0	1.0	4.00	12.0	4.4	1.938	.60	64.0	36.0
1.23	1.8	19.7	.046	.10	98.9	1.1							
1.24	1.9	19.4	.050	.11	98.9	1.1	4.50	13.1	3.9	2.255	.64	59.5	40.5
							5.00	14.0	3.5	2.553	.67	55.6	44.4
1.25	1.9	19.1	.054	.11	98.8	1.2	5.50	14.8	3.2	2.834	.69	52.1	47.9
1.26	2.0	18.8	.058	.12	98.7	1.3	6.00	15.6	2.9	3.100	.71	49.0	51.0
1.27	2.1	18.5	.062	.12	98.6	1.4	6.50	16.3	2.7	3.351	.73	46.2	53.8
1.28	2.1	18.2	.066	.12	98.5	1.5						<i></i>	
1.29	2.2	17.9	.070	.13	98.4	1.6	7.00	16.9	2.5	3.590	.75	43.7	56.2
4 00	0.0	477	075	40	00.0	4 7	7.50	17.5	2.3	3.817	.76	41.5	58.5
1.30	2.3	17.7	.075	.13	98.3	1.7	8.00	18.1	2.2	4.033	.78	39.5	60.5
1.32	2.4	16.9	.003	.14	90.1	1.9	0.00	10.0	2.1 1.0	4.240	.79	31.1	02.3 64.0
1.34	2.5	16.3	1093	.15	97.9 07.7	2.1	9.00	19.1	1.9	4.437	.00	30.0	04.0
1.38	2.7	15.9	112	16	97.5	2.5	9 50	19.6	18	4 626	81	34.5	65.5
1.00	2.0	10.0		.10	07.0	2.0	10.00	20.0	1.0	4 807	.01	33.1	66.9
1.40	2.9	15.6	.122	.17	97.2	2.8	11.00	20.8	1.6	5.149	.83	30.6	69.4
1.42	3.0	15.2	.133	.17	97.0	3.0	12.00	21.6	1.5	5.466	.85	28.4	71.6
1.44	3.2	14.9	.144	.18	96.7	3.3	13.00	22.3	1.3	5.762	.86	26.5	73.5
1.46	3.3	14.6	.155	.19	96.5	3.5							
1.48	3.4	14.3	.166	.19	96.3	3.7	14.00	22.9	1.2	6.040	.87	24.9	75.1
							15.00	23.5	1.2	6.301	.88	23.4	76.6
1.50	3.5	14.0	.177	.20	96.0	4.0	16.00	24.1	1.1	6.547	.88	22.1	77.9
1.52	3.6	13.7	.189	.21	95.7	4.3	17.00	24.6	1.0	6.780	.89	21.0	79.0
1.54	3.8	13.4	.201	.21	95.5	4.5	18.00	25.1	1.0	7.002	.89	19.9	80.1
1.56	3.9	13.2	.213	.22	95.2	4.8		_					_
1.58	4.0	13.0	.225	.22	94.9	5.1	19.00	25.6	.9	7.212	.90	19.0	81.0
1.00		40 -	000		o (=	F 0	20.00	26.0	.9	7.413	.90	18.1	81.9
1.60	4.1	12.7	.238	.23	94.7	5.3	25.00	28.0	./	8.299	.92	14.8	85.2
1.62	4.2	12.5	.250	.24	94.4	0.C	30.00	29.5	.0	9.035	.94	12.5	C.10