

Εθνικό Μετσοβίο Πολύτεχνειο Σχολή Ηλεκτρολογών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών Τομέας Συστηματών Μεταδοσής Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών

Μελέτη και Σχεδίαση Επίγειου Σταθμού για Νανοδορυφόρο

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΕΛΕΥΘΕΡΙΑΣ Χ. ΜΟΥΡΤΖΑΝΟΥ

Επιβλέπων : Φίλιππος Κωνσταντίνου Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2004



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ Σχολή Ηλεκτρολογών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών Τομέας Συστηματών Μεταδοσής Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών

Μελέτη και Σχεδίαση Επίγειου Σταθμού για Νανοδορυφόρο

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΕΛΕΥΘΕΡΙΑΣ Χ. ΜΟΥΡΤΖΑΝΟΥ

Επιβλέπων : Φίλιππος Κωνσταντίνου Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 31^η Μαρτίου 2004.

..... Φίλιππος Κωνσταντίνου Καθηγητής Ε.Μ.Π. Νικόλαος Ουζούνογλου Καθηγητής Ε.Μ.Π. Χρήστος Καψάλης Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2004

Ευχαριστίες

Ευχαριστώ θερμά τον Καθηγητή μου κ.Φίλιππο Κωνσταντίνου για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα θέμα εξαιρετικά ενδιαφέρον, για τις καίριες παρατηρήσεις και συμβουλές του, αλλά και για τον ενθουσιασμό για επιστημονική γνώση που μου μετέδωσε. Ευχαριστώ ιδιαίτερα τον υπεύθυνο της διπλωματικής εργασίας Ηλία Κατημερτζόγλου για την αμέριστη υποστήριξη -επιστημονική και ηθική- και τη συνεχή του καθοδήγηση καθ'ολη τη διάρκεια της εργασίας. Ευχαριστώ, ακόμα, τον υποψήφιο διδάκτορα Κωνσταντίνο Κακόγιαννη για την πολύτιμη βοήθεια που προσέφερε στην περάτωση της εργασίας. Ευχαριστώ, τέλος, τους συμφοιτητές μου της ομάδας του νανοδορυφόρου για την πολύ καλή συνεργασία.

Περίληψη

Η παρούσα διπλωματική εργασία εντάσσεται σε ένα διαπανεπιστημιακό πρόγραμμα για τη μελέτη και κατασκευή ενός νανοδορυφόρου, με την ονομασία MUSTANG (Multi University Space Technology & Advanced Nanosatellite Group).

Σκοπός της διπλωματικής εργασίας ήταν η μελέτη και η σχεδίαση επίγειου σταθμού για νανοδορυφόρο. Αρχικά, πραγματοποιήθηκε μελέτη της ραδιοζεύξης και των βασικών εννοιών που διέπουν τη σχεδίαση RF συστημάτων. Στη συνέχεια έγινε προσδιορισμός των παραμέτρων σχεδίασης για τον πομπό και το δέκτη και επιλογή αρχιτεκτονικών. Ακολούθησε μελέτη των χαρακτηριστικών και εξαγωγή προδιαγραφών για τα επιμέρους στοιχεία του πομπού και του δέκτη. Τελικά, επιλέχθηκαν τα κατάλληλα μοντέλα από την αγορά.

Ο επίγειος σταθμός που σχεδιάστηκε ικανοποιεί όλες τις προδιαγραφές για αξιόπιστη λειτουργία, διασφαλίζοντας την απαιτούμενη ποιότητα στη ζεύξη με το δορυφόρο. Ταυτόχρονα, χαρακτηρίζεται από απλότητα σχεδίασης, λογικό κόστος και δυνατότητα μεταφοράς.

Λέξεις Κλειδιά

Νανοδορυφόρος, Επίγειος Σταθμός, Ραδιοζεύξη, Δορυφορικές Επικοινωνίες, Θόρυβος, Γραμμικότητα, Σχεδίαση Συστημάτων Ραδιοσυχνοτήτων, Ετερόδυνη Αρχιτεκτονική, Φίλτρα, Ενισχυτές, Μίκτες, Τοπικοί Ταλαντωτές, Διαμορφωτές/Αποδιαμορφωτές.

Abstract

The present thesis is a part of a multi university program named MUSTANG (Multi University Space Technology & Advanced Nanosatellite Group) with overall objective the design and construction of a nanosatellite.

The scope of this thesis was the study and the design of a nanosatellite ground station. Initially, the radio link and the basic concepts in RF design were examined. Following steps were the specification of the design parameters and the selection of architecture for the transmitter and the receiver. After that, the features of the individual components of the transmitter and the receiver were studied and the relevant specifications were defined. Based on the above, the proper components available in the market were selected.

The designed ground station meets all the requirements for a reliable operation and provides the quality of service needed for a reliable radio link with the satellite. In addition to that, it is simple in design, portable and reasonable in cost.

Key Words

Nanosatellite, Ground Station, Link Budget, Satellite Communications, Noise, Linearity, RF Design, Heterodyne Architecture, Filters, Amplifiers, Mixers, Local Oscillators, Modulators/Demodulators.

Πινακάς Περιεχομένων

| Ευχαριστιές | 5 |
|--|----|
| Перілнұн | 7 |
| Abstract | 8 |
| Πινακάς Περιεχομένων | 9 |
| Κεφαλαίο 1 εισαγωγή | 17 |
| 1.1. NANOΔOPYФOPOI | 18 |
| 1.2. ТО ПРОГРАММА MUSTANG | 19 |
| 1.3 Ο ΕΠΙΓΕΙΟΣ ΣΤΑΘΜΟΣ | 20 |
| Κεφαλαίο 2 το σύστημα - βασικά χαρακτηριστικά | 21 |
| 2.1 ΤΡΟΧΙΕΣ | 22 |
| 2.1.1 Περίπτωση Επίγειου Σταθμού στην Αθήνα | 23 |
| 2.1.2 Περίπτωση Επίγειου Σταθμού στο Southampton | 28 |
| 2.2 ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ | 30 |
| 2.3 ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΨΗΦΙΩΝ | 31 |
| 2.4 ΡΥΘΜΟΣ ΕΣΦΑΛΜΕΝΩΝ ΨΗΦΙΩΝ | 31 |
| 2.5 ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑ ΔΟΡΥΦΟΡΟΥ – ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ | 32 |
| Κεφαλαίο 3 αναλύστη ραδιοζεύξης | 33 |
| 3.1 ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΗ ΙΣΧΥΣ ΣΤΗΝ ΕΙΣΟΔΟ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ | 34 |
| 3.2. ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΚΕΡΑΙΑΣ | 36 |
| 3.2.1 Η Απολαβή (Κέρδος) | 36 |
| 3.2.2 Γωνιακό Εύρος Δέσμης Κεραίας, θ _{3dB} | 38 |
| 3.3 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ | 40 |
| 3.3.1 Απώλειες Ελευθέρου Χώρου | 40 |
| 3.3.2 Απώλειες Λόγω Εξασθένισης στην Ατμόσφαιρα | 43 |
| 3.3.2.1 Η επίδραση των ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων | 44 |
| 3.3.2.2 Η εξασθένιση από τα ατμοσφαιρικά αέρια | 47 |
| 3.3.2.3 Σπινθηρισμός | 48 |
| 3.3.3 Η Επίδραση του Εδάφους – Φαινόμενα Πολλαπλών Διαδρομών | 49 |
| 3.3.4 Απώλειες Λόγω Ασυμφωνία των Πολώσεων | 49 |
| 3.3.5 Απώλειες Λόγω Κακής Σκόπευσης της Κεραίας | 52 |

| 3.3.6 Απώλειες στον Εξοπλισμό Εκπομπής και Λήψης |
|--|
| 3.3.7 Συμπεράσματα |
| 3.3.7.1 Συγκεντρωτικά αποτελέσματα για τις απώλειες ισχύος της ραδιοζεύξης |
| 3.3.7.2 Τελική μορφή εξίσωσης Friis |
| Κεφαλαίο 4 βασικές εννοίες στη σχεδιάση rf συστηματών |
| 4.1 ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΤΗΝ ΕΙΣΟΔΟ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ |
| 4.1.1 Λευκός Θόρυβος |
| 4.1.2 Θερμικός Θόρυβος |
| 4.1.3 Μεγέθη Απόδοσης Θορύβου |
| 4.1.3.1 Ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου |
| 4.1.3.2 Συντελεστής θορύβου |
| 4.1.4 Συντελεστής Θορύβου Αλυσίδας Δικτύων |
| 4.1.5 Θερμοκρασία Θορύβου Εξασθενητή |
| 4.1.6 Θερμοκρασία Θορύβου Κεραίας |
| 4.1.6.1 Η κεραία του δορυφόρου |
| 4.1.6.2 Η κεραία του επίγειου σταθμού |
| 4.1.7 Θερμοκρασία Θορύβου στην Είσοδο του Δέκτη |
| 4.2 ΛΟΓΟΣ ΣΗΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΘΟΡΥΒΟ ΣΤΗΝ ΕΙΣΟΔΟ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ |
| 4.3 ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ |
| 4.3.1 Βασικοί Ορισμοί |
| 4.3.2 Συνέπειες Μη Γραμμικότητας |
| 4.3.2.1 Αρμονικές |
| 4.3.2.2 Συμπίεση κέρδους |
| 4.3.2.3 Σήματα φραγής και απευαισθητοποίηση |
| 4.3.2.4 Διασταυρούμενη διαμόρφωση |
| 4.3.2.5 Ενδοδιαμόρφωση |
| 4.4 ΕΥΑΙΣΘΗΣΙΑ ΔΕΚΤΗ |
| 4.5 ΔYNAMIKH ΠΕΡΙΟΧΗ |
| Κεφαλαίο 5 προσδιορισμός παραμέτρων σχεδιάσης πομπού και |
| ΔΕΚΤΗ ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ |
| 5.1 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΓΙΑ ΤΟ ΔΕΚΤΗ ΤΟΥ ΕΠΙΓΕΙΟΥ |
| ΣΤΑΘΜΟΥ |
| 5.1.1 Υπολογισμός του Απαιτούμενου Λόγου E_b/N_o |
| 5.1.1.1 Το σχήμα διαμόρφωσης |
| 5.1.1.2 Κωδικοποίηση |
| 5.1.2 Υπολογισμός Ευαισθησίας Δέκτη |
| 5.1.3 Υπολογισμός Συντελεστή Θορύβου Δέκτη |
| 5.1.4 Υπολογισμός Κέρδους Δέκτη |
| 5.1.5 Συμπληρωματικοί Υπολογισμοί |

| 5.1.5.1 Υπολογισμός του μέγιστου σήματος στην είσοδο του δέκτη | |
|--|-------------|
| 5.1.5.2 Υπολογισμός της ισχύος θορύβου στην έισοδο του δέκτη | |
| 5.2 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΓΙΑ ΤΟΝ ΠΟΜΠΟ | TOY |
| ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ | |
| 5.2.1 Υπολογισμός Ισχύος στην Έξοδο του Ενισχυτή Ισχύος | |
| 5.2.2 Υπολογισμός Κέρδους Πομπού | |
| 5.3 ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΠΟΜΠΟ ΚΑΙ ΤΟ ΔΕΚΤΗ | I 118 |
| Κεφαλαίο 6 αρχιτεκτονική πομπολεκτή επιγείου σταθμου | 12 |
| 6.1 H APXITEKTONIKH TOY ΔΕΚΤΗ | |
| 6.1.1 Η Ετερόδυνη Αρχιτεκτονική | |
| 6.1.1.1 Το πρόβλημα του RF Φιλτραρίσματος | |
| 6.1.1.2 Η λύση που δίνει η ετερόδυνη αρχιτεκτονική | |
| 6.1.1.3 Το πρόβλημα του ειδώλου | |
| 6.1.1.4 Το πρόβλημα της συχνότητας half-IF | |
| 6.1.1.5 Ολοκλήρωση της τοπολογίας του δέκτη | |
| 6.1.2 Λοιπές Αρχιτεκτονικές | |
| 6.1.2.1 Ετερόδυνη αρχιτεκτονική με διπλή προς τα κάτω μετατόπιση συχνότη | jτας. 13 |
| 6.1.2.2 Ομόδυνη Αρχιτεκτονική | |
| 6.1.2.3 Άλλες Αρχιτεκτονικές | |
| 6.2 Н АРХІТЕКТОЛІКН ТОУ ПОМПОУ | |
| 6.2.1 Αρχιτεκτονική με Μονή Άνω Μετατόπιση Συχνότητας | |
| 6.2.2 Αρχιτεκτονική με Διπλή Άνω Μετατόπιση Συχνότητας | |
| 6.2.2.1 Παρουσίαση της αρχιτεκτονικής | |
| 6.2.2.2 Ολοκλήρωση της τοπολογίας του πομπού | |
| Κεφαλαίο 7 ο δεκτής του επιγείου σταθμού | |
| 7.1 ΓΕΝΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΔΕΚΤΗ | 14 |
| 7.1.1 Γενικά Χαρακτηριστικά-Τοπολογία Δέκτη | 14 |
| 7.1.2 Γενικά Κριτήρια Επιλογής Στοιχείων Δέκτη | 14 |
| 7.1.2.1 Κριτήρια που αφορούν την κυκλωματική συμπεριφορά των στοιχείων | <i>i</i> 14 |
| 7.1.2.2 Κριτήρια που αφορούν γενικά χαρακτηριστικά των στοιχείων | 14 |
| 7.1.2.3 Συγκεντρωτικά αποτελέσματα | 15 |
| 7.1.3 Επιλογή Κατασκευαστών | 15 |
| 7.2 ΤΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ | 15 |
| 7.3 ΕΠΙΛΟΓΗ ΕΝΔΙΑΜΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΓΙΑ ΤΟ ΔΕΚΤΗ | |
| 7.3.1 Κριτήρια Επιλογής Ενδιάμεσης Συχνότητας | |
| 7.3.1.1 Εύρεση "χρυσής τομής" μεταξύ καταπίεσης ειδώλου-επιλογής καναλι | ού 15 |
| 7.3.1.2 Τοποθέτηση του ειδώλου σε μη θορυβώδες περιβάλλον | |
| 7.3.1.3 Το ζήτημα του I/Q mismatch | |
| 7.3.1.4 Διαθεσιμότητα στην αγορά | |

| 7.3.2 Επιλογή της Κατάλληλης Ενδιάμεσης Συχνότητας |
|--|
| 7.3.3 Επιλογή Μεταξύ High-side Injection και Low-side injection |
| 7.3.4 Συμπεράσματα για την Επιλογή της Ενδιάμεσης Συχνότητας |
| 7.4 TO RF ΦΙΛΤΡΟ |
| 7.4.1 Γενικά Περί Φίλτρων |
| 7.4.1.1 Ορισμός |
| 7.4.1.2 Τύποι φίλτρων |
| 7.4.1.3 Ορολογία και χαρακτηριστικά φίλτρων |
| 7.4.1.4 Τύποι φίλτρων ανάλογα με τη μορφή της συνάρτησης μεταφοράς |
| 7.4.1.5 Τάξη φίλτρων |
| 7.4.1.6 Εύρος ζώνης θορύβου |
| 7.4.1.7 Γραμμικότητα φίλτρων |
| 7.4.1.8 Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου φίλτρων |
| 7.4.1.9 Τεχνολογίες υλοποίησης φίλτρων |
| 7.4.2 Βασικά Ζητήματα Επιλογής Φίλτρων |
| 7.4.2.1 Επιλεκτικότητα Φίλτρων |
| 7.4.2.2 Ο κυρίαρχος συμβιβασμός στη συμπεριφορά των φίλτρων |
| 7.4.3 Επιλογή RF Φίλτρου |
| 7.4.3.1 Προδιαγραφές RF φίλτρου |
| 7.4.3.2 Επιλογή τεχνολογίας κατασκευής και κατασκευαστή |
| 7.5 Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (LNA) |
| 7.5.1 Χαρακτηριστικά LNA |
| 7.5.1.1 Εύρος συχνοτήτων λειτουργίας |
| 7.5.1.2 Συντελεστής θορύβου |
| 7.5.1.3 Κέρδος |
| 7.5.1.4 Γραμμικότητα |
| 7.5.1.5 Μέγιστη στάθμη σήματος εισόδου |
| 7.5.1.6 Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου |
| 7.5.1.7 Ποιότητα προσαρμογής στα άκρα του LNA |
| 7.5.1.8 Απομόνωση (Reverse Isolation) |
| 7.5.1.9 Ευστάθεια |
| 7.5.2 Τεχνολογίες Υλοποίησης |
| 7.5.3 Επιλογή LNA |
| 7.5.3.1 Προδιαγραφές LNA |
| 7.5.3.2 Επιλογή LNA |
| 7.6 ΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΑΠΟΡΡΙΨΗΣ ΕΙΔΩΛΟΥ (IMAGE – REJECT FILTER) |
| 7.6.1 Προδιαγραφές Image-Reject Φίλτρου |
| 7.6.1.1 Απόσβεση |
| 7.6.1.2 Προδιαγραφές που αφορούν την επιλεκτικότητα του φίλτρου |
| 7.6.1.3 Σύνοψη χαρακτηριστικών image-reject φίλτρου |
| 7.6.2 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή |

| 7.7 Ο ΜΙΚΤΗΣ | 212 |
|---|-----|
| 7.7.1 Γενικά Περί Μικτών | 213 |
| 7.7.1.1 Γενική περιγραφή | 213 |
| 7.7.1.2 Ενεργοί και παθητικοί μίκτες | 214 |
| 7.7.1.3 Χαρακτηριστικά μικτών | 215 |
| 7.7.1.4 Ανωφελείς αποκρίσεις | 221 |
| 7.7.1.5 Τοπολογίες μικτών | 222 |
| 7.7.2 Επιλογή Μίκτη | 225 |
| 7.7.2.1 Επιλογή μεταξύ ενεργού και παθητικού μίκτη | 225 |
| 7.7.2.2 Ανωφελείς αποκρίσεις | 226 |
| 7.7.2.3 Επιλογή μοντέλου μίκτη | 228 |
| 7.8 TO INJECTION ΦΙΑΤΡΟ | 230 |
| 7.8.1 Σκοπός Injection Φίλτρου | 230 |
| 7.8.2 Προδιαγραφές Injection Φίλτρου | 231 |
| 7.8.2.1 Βασικές προδιαγραφές | 231 |
| 7.8.2.2 Επιλογή μεταξύ βαθυπερατού και ζωνοπερατού μοντέλου | 232 |
| 7.8.2.3 Σύνοψη χαρακτηριστικών injection φίλτρου | 233 |
| 7.8.3 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή | 234 |
| 7.9 Ο ΤΟΠΙΚΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ (LO) | 236 |
| 7.9.1 Γενικά Χαρακτηριστικά Ταλαντωτών | 237 |
| 7.9.1.1 Ιδανικοί και μη ιδανικοί ταλαντωτές | 237 |
| 7.9.1.2 Φάσμα μη ιδανικού συνθέτη συχνοτήτων | 239 |
| 7.9.1.3 Θόρυβος φάσης και μίξη σημάτων | 242 |
| 7.9.2 Υλοποίηση Ταλαντωτών – Βρόχοι Κλειδώματος Φάσης (PLL) | 243 |
| 7.9.2.1 Βασικά χαρακτηριστικά βρόχου κλειδώματος φάσης | 243 |
| 7.9.2.2 Κρυσταλλικός ταλαντωτής αναφοράς | 244 |
| 7.9.2.3 Διαιρέτες M και N (prescalers) | 246 |
| 7.9.2.4 Συγκριτής φάσης | 247 |
| 7.9.2.5 Φίλτρο βρόχου | 247 |
| 7.9.2.6 Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (VCO) | 248 |
| 7.9.2.7 Συμπεράσματα | 248 |
| 7.9.3 Επιλογή Συνθέτη Συχνοτήτων για το Δέκτη | 250 |
| 7.9.3.1 Προδιαγραφές | 250 |
| 7.9.3.2 Επιλογή συνθέτη συχνοτήτων | 252 |
| 7.9.3.3 Επιλογή κρυστάλλου αναφοράς | 253 |
| 7.10 ΤΟ ΠΡΩΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΕΝΔΙΑΜΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ | 255 |
| 7.10.1 Σκοπός IF Φίλτρου | 255 |
| 7.10.2 Προδιαγραφές ΙF Φίλτρου | 256 |
| 7.10.2.1 Προδιαγραφές που αφορούν την επιλεκτικότητα | 257 |
| 7.10.2.2 Σύνοψη χαρακτηριστικών IF φίλτρου | 258 |
| 7.10.3 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή | 258 |

| 7.11 Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΕΝΔΙΑΜΕΣΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ (IFA) | . 260 |
|--|-------|
| 7.11.1 Προδιαγραφές IFA | . 260 |
| 7.11.2 Επιλογή IFA | . 262 |
| 7.12 ΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΚΑΝΑΛΙΟΥ | . 263 |
| 7.12.1 Σκοπός Φίλτρου Επιλογής Καναλιού | . 263 |
| 7.12.2 Προδιαγραφές Φίλτρου Επιλογής Καναλιού | . 264 |
| 7.12.2.1 Εύρος ζώνης 3-dB φίλτρου | . 264 |
| 7.12.2.2 Τύπος και τάξη φίλτρου | . 265 |
| 7.12.2.3 Υπόλοιπες προδιαγραφές | . 266 |
| 7.12.2.4 Σύνοψη χαρακτηριστικών φίλτρου επιλογής καναλιού | . 268 |
| 7.12.3 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή | . 268 |
| 7.12.4 Προσδιορισμός Ισοδύναμου Εύρους Θορύβου Δέκτη | 270 |
| 7.13 Ο ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗΣ QPSK | . 271 |
| 7.13.1 Σκοπός Αποδιαμορφωτή | . 271 |
| 7.13.2 Προδιαγραφές Αποδιαμορφωτή | . 272 |
| 7.13.3 Επιλογή Αποδιαμορφωτή | . 272 |
| Κεφαλαίο 8 ο πομπός του επιγείου σταθμού | 275 |
| 8.1 ΓΕΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ – ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΠΟΜΠΟΥ | . 276 |
| 8.2 ΓΕΝΙΚΑ ΚΡΙΤΗΡΙΑ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΠΟΜΠΟΥ | . 277 |
| 8.2.1 Κριτήρια που Αφορούν την Κυκλωματική Συμπεριφορά των Στοιχείων | . 277 |
| 8.2.1.1 Κέρδος | . 277 |
| 8.2.1.2 Γραμμικότητα | 280 |
| 8.2.1.3 Συντελεστής θορύβου | . 281 |
| 8.2.1.4 Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | . 281 |
| 8.2.3 Κριτήρια που Αφορούν τα Γενικά Χαρακτηριστικά των Στοιχείων | . 281 |
| 8.3 ΕΠΙΛΟΓΗ ΕΝΔΙΑΜΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΓΙΑ ΤΟΝ ΠΟΜΠΟ | . 282 |
| 8.3.1 Κριτήρια Επιλογής Ενδιάμεσης Συχνότητας | . 282 |
| 8.3.1.1 Διαφορές πλάτους και φάσης κατά την QPSK διαμόρφωση | . 282 |
| 8.3.1.2 Επιλεκτικότητα IF φίλτρων | 282 |
| 8.3.1.3 Ρύθμιση της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή | . 283 |
| 8.3.1.4 Σήματα διαρροής κατά τη μίξη | . 283 |
| 8.3.1.5 Ρύθμιση των ανωφελών αποκρίσεων της μίξης | . 283 |
| 8.3.1.6 Δυνατότητα χρησιμοποίησης κοινών στοιχείων με το δέκτη | . 284 |
| 7.8.2 Επιλογή Ενδιάμεσης Συχνότητας | 285 |
| 8.4 Ο ΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗΣ | 285 |
| 8.4.1 Γενικά Περί Διαμόρφωσης και Αποδιαμόρφωσης | . 286 |
| 8.4.2 Η Διαμόρφωση και Αποδιαμόρφωση QPSK | 286 |
| 8.4.3 Χαρακτηριστικά QPSK Διαμορφωτών / Αποδιαμορφωτών | 290 |
| 8.4.4 Επιλογή Διαμορφωτή | . 291 |
| 8.4.4.1 Προδιαγραφές | . 291 |

| 8.4.4.2 Επιλογή μοντέλου διαμορφωτή | 292 |
|--|-----|
| 8.5 ΤΟ ΠΡΩΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΕΝΔΙΑΜΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (IF1) | 294 |
| 8.5.1 Σκοπός Φίλτρου IF1 | 294 |
| 8.5.2 Προδιαγραφές Φίλτρου IF1 | 295 |
| 8.5.3 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή | 297 |
| 8.6 Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΕΝΔΙΑΜΕΣΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ (IFA) | 298 |
| 8.6.1 Προδιαγραφές IFA | 298 |
| 7.6.2 Επιλογή IFA | 300 |
| 8.7 TO ΔΕΥΤΕΡΟ ΦΙΑΤΡΟ ΕΝΔΙΑΜΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (IF2) | 302 |
| 8.7.1 Προδιαγραφές Φίλτρου IF2 | 302 |
| 8.7.2 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή | 304 |
| 8.8 Ο ΜΙΚΤΗΣ | 304 |
| 8.8.1 Γενική Περιγραφή | 304 |
| 8.8.2 Επιλογή Μίκτη | 305 |
| 8.8.2.1 Επιλογή μεταξύ ενεργού και παθητικού μίκτη | 305 |
| 8.8.2.2 Ανωφελείς αποκρίσεις στην έξοδο του μίκτη | 306 |
| 8.8.2.3 Προδιαγραφές μίκτη | 307 |
| 8.8.2.4 Επιλογή μοντέλου μίκτη | 309 |
| 8.9 TO INJECTION ΦΙΛΤΡΟ | 311 |
| 8.9.1 Προδιαγραφές Injection Φίλτρου | 312 |
| 8.9.2 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή | 314 |
| 8.10 Ο ΤΟΠΙΚΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ | 315 |
| 8.10.1 Προδιαγραφές Συνθέτη Συχνοτήτων | 315 |
| 8.10.2 Επιλογή Συνθέτη Συχνοτήτων | 317 |
| 8.10.3 Επιλογή Κρυστάλλου Αναφοράς | 318 |
| 8.11 ΤΟ ΠΡΩΤΟ RF ΦΙΛΤΡΟ (RF1) | 320 |
| 8.11.1 Σκοπός Φίλτρου | 320 |
| 8.11.2 Προδιαγραφές Φίλτρου | 320 |
| 8.11.3 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή | 322 |
| 8.12 Ο ΜΕΤΑΒΛΗΤΟΣ ΕΞΑΣΘΕΝΗΤΗΣ | 324 |
| 8.12.1 Γενικά Περί Εξασθενητών | 324 |
| 8.12.1.1 Βασικά χαρακτηριστικά | 324 |
| 8.12.1.2 Λόγοι χρησιμοποίησης εξασθενητών στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα | 325 |
| 8.12.2 Λόγοι Χρησιμοποίησης Εξασθενητή στην Αλυσίδα του Πομπού | 326 |
| 8.12.3 Επιλογή Εξασθενητή | 326 |
| 8.12.3.1 Προδιαγραφές εξασθενητή | 326 |
| 8.12.3.2 Επιλογή μεταξύ ψηφιακού και αναλογικού εξασθενητή | 327 |
| 8.12.3.3 Επιλογή μοντέλου εξασθενητή | 328 |
| 8.13 Ο ΠΡΟΕΝΙΣΧΥΤΗΣ | 330 |
| 8.13.1 Προδιαγραφές Προενισχυτή | 330 |
| 8.13.2 Επιλογή Προενισχυτή | 332 |

| 8.14 Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΥΨΗΛΗΣ ΙΣΧΥΟΣ (HPA) | 333 |
|---|-----|
| 8.14.1 Χαρακτηριστικά Ενισχυτών Υψηλής Ισχύος | 333 |
| 8.14.1.1 Απόδοση ως προς τη διαθέσιμη ισχύ (efficiency) | 334 |
| 8.14.1.2 Περιθώριο ισχύος (back-off) | 334 |
| 8.14.1.3 Ανωφελείς συνιστώσες εξόδου | 335 |
| 8.14.2 Επιλογή Ενισχυτή Υψηλής Ισχύος | 335 |
| 8.14.2.1 Προδιαγραφές ενισχυτή υψηλής ισχύος | 335 |
| 8.14.2.2 Επιλογή μοντέλου ενισχυτή υψηλής ισχύος | 337 |
| 8.15 ΤΟ ΔΕΥΤΕΡΟ RF ΦΙΑΤΡΟ (RF2) | 338 |
| 8.15.1 Σκοπός Φίλτρου | 338 |
| 8.15.2 Προδιαγραφές Φίλτρου | 339 |
| 8.15.3 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή | 342 |
| Κεφαλαίο 9 Συγκεντρωτικά αποτελέσματα για τον πομπο και το | 345 |
| ДЕКТН | 345 |
| 9.1 ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΔΕΚΤΗ | 346 |
| 9.1.1 Η Τελική Τοπολογία του Δέκτη | 346 |
| 9.1.2 Υπολογισμός Τελικών Μεγεθών Δέκτη | 348 |
| 9.1.2.1 Υπολογισμός κέρδους δέκτη | 348 |
| 9.1.2.2 Υπολογισμός σήματος εξόδου δέκτη | 348 |
| 9.1.2.3 Υπολογισμός συντελεστή θορύβου δέκτη | 351 |
| 9.1.2.4 Υπολογισμός σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του αποδιαμορφωτή | 352 |
| 9.1.2.5 Υπολογισμός ευαισθησίας δέκτη | 353 |
| 9.1.2.6 Υπολογισμός σημείων P_{1-dB} και IIP3 δέκτη | 353 |
| 9.1.2.7 Υπολογισμός δυναμικής περιοχής δέκτη | 354 |
| 9.1.3 Σύνοψη Αποτελεσμάτων Δέκτη | 355 |
| 9.1.4 Υπολογισμός Κόστους Δέκτη | 459 |
| 9.2 ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΟΜΠΟΥ | 360 |
| 9.2.1 Η Τελική Τοπολογία του Πομπού | 360 |
| 9.2.2 Υπολογισμός Τελικών Μεγεθών Πομπού | 363 |
| 9.2.2.1 Υπολογισμός κέρδους πομπού και ισχύος εξόδου | 363 |
| 9.2.2.2 Υπολογισμός σημείων IIP3 και P_{1-dB} του πομπού | 364 |
| 9.2.2.3 Υπολογισμός εύρους τιμών ισχύος εξόδου αποδιαμορφωτή | 365 |
| 9.2.2.4 Υπολογισμός EIRP επίγειου σταθμού | 367 |
| 9.1.3 Σύνοψη Αποτελεσμάτων Πομπού | 368 |
| 9.1.4 Υπολογισμός Κόστους Πομπού | 371 |
| Βιβλιογραφία | 373 |
| Парартнма | 377 |

ΚΕΦΑΛΑΙΟ Ι ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται αναφορά στην έννοια του νανοδορυφόρου, καθώς και στο διαπανεπιστημιακό πρόγραμμα MUSTANG. Τέλος, παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά, βάσει των οποίων σχεδιάστηκε ο επίγειος σταθμός.

Με τη διαρκή εξέλιξη της τεχνολογίας καθίσταται δυνατή η κατασκευή δορυφόρων όλο και μικρότερου μεγέθους, χαμηλού κόστους και με τροχιές που το ύψος και το είδος τους ποικίλλει. Οι δορυφόροι αυτοί μπορούν να εκτελέσουν λειτουργίες, για τις οποίες μέχρι πρότινος, χρησιμοποιούνταν μόνο μεγάλου μεγέθους δορυφόροι. Αποτέλεσμα αυτής της τεχνολογικής εξέλιξης είναι και οι λεγόμενοι νανοδορυφόροι.

Ένας νανοδορυφόρος είναι μια μικρογραφία ενός δορυφόρου. Το βάρος του είναι περιορισμένο και συνήθως δεν ξεπερνά τα 10 kg. Η τροχιά του είναι χαμηλού ύψους, LEO (Low Earth Orbit) και στην περίπτωση του υπό εξέταση συστήματος το ύψος της είναι ίσο με 600 km. Οι περιορισμοί που υπεισέρχονται στην κατασκευή ενός τέτοιου δορυφόρου είναι οι μικρές διαστάσεις που θα πρέπει να καταλαμβάνει και -λόγω αυτών- η μικρή διαθέσιμη ισχύς. Στο σχήμα 1.1 φαίνεται ο νανοδορυφόρος "Munin", ο οποίος κατασκευάστηκε και εκτοξεύτηκε στο πλαίσιο κοινού ερευνητικού προγράμματος, στο οποίο συμμετείχαν το Swedish Institute of Space Physics, το Umeå University, το Luleå University of Technology και το Southwest Research Institute.



ΣΧΗΜΑ 1.1 Ο νανοδορυφόρος "Munin".

<u>1.2</u> то программа "mustang"



ΣΧΗΜΑ 1.2 Ζεύγος νανοδορυφόρων.

Η παρούσα διπλωματική εργασία εντάσσεται σε ένα ευρύτερο ερευνητικό πλαίσιο, το οποίο έχει ως σκοπό την μελέτη και κατασκευή ενός ζεύγους νανοδορυφόρων, που θα βρίσκονται σε συγκεκριμένη τροχιά γύρω από τη γη και σε σταθερή απόσταση μεταξύ τους (σχήμα 1.2). Θα μπορούν να ανταλλάσσουν πληροφορίες τόσο μεταξύ τους, όσο και με δύο επίγειους σταθμούς, τοποθετημένους ο ένας στην Ελλάδα και ο άλλος στην Αγγλία.

Κάθε δορυφόρος θα πρέπει να χαρακτηρίζεται από απλότητα στη σχεδίαση και όσο το δυνατό χαμηλότερο κόστος. Για τους δύο αυτούς λόγους και όπου αυτό είναι δυνατό, θα προτιμηθεί η χρησιμοποίηση εμπορικά διαθέσιμων στοιχείων (Commercial Off the Shelf Components, COTS). Το συνολικό βάρος κάθε νανοδορυφόρου υπολογίζεται περίπου ίσο με 10 kg, ενώ η διαθέσιμη ισχύς για τη λειτουργία του 15 W.

Πρόκειται για ένα διαπανεπιστημιακό πρόγραμμα, που φέρει την ονομασία MUSTANG (Multi University Space Technology & Advanced Nanosatellite Group) και στο οποίο συμμετέχουν :

- Το Πανεπιστήμιο του Southampton
- Το Πανεπιστήμιο του Cranfield
- Το Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο

Η μελέτη που εκπονήθηκε από την πλευρά του Ε.Μ.Π. αφορά στα υποσυστήματα του δορυφόρου, του επίγειου σταθμού και της δορυφορικής ζεύξης και χωρίζεται σε πέντε τμήματα. Αυτά είναι :

- 1. Μελέτη Δορυφορικής Ζεύξης Νανοδορυφόρου (Link Budget).
- 2. Μελέτη και Σχεδίαση Επίγειου Σταθμού (Ground Station).
- 3. Σχεδίαση Πομποδέκτη Νανοδορυφόρου (Telecommunication Payload).
- 4. Σύστημα Εντοπισμού Θέσης Νανοδορυφόρου (GPS).
- 5. Ενδοεπικοινωνία Νανοδορυφόρων με Laser.

1.3 Ο ΕΠΙΓΕΙΟΣ ΣΤΑΘΜΟΣ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία πραγματοποιήθηκε μελέτη και σχεδίαση του επίγειου σταθμού του συστήματος, με σκοπό την κατασκευή του από τα Πανεπιστήμια που συμμετέχουν στο MUSTANG.

Τα ζητούμενα για τον επίγειο σταθμό ήταν τα ακόλουθα:

- Απλότητα στη σχεδίαση
- Χαμηλό κόστος
- Αξιόπιστη λειτουργία
- Δυνατότητα μεταφοράς

Ο επίγειος σταθμός σχεδιάστηκε ώστε να ικανοποιεί όλα τα παραπάνω χαρακτηριστικά.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΙΙ ΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ – ΒΑΣΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ

Ο επίγειος σταθμός αποτελεί τμήμα ενός δορυφορικού συστήματος. Για να καταστεί δυνατή η σχεδίασή του πρέπει να είναι γνωστά κάποια βασικά χαρακτηριστικά του συστήματος, όπως η διάταξη στο χώρο (τροχιές δορυφόρων, χρόνοι ζεύξης με τον σταθμό κτλ), η συχνότητα λειτουργίας, ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων και η απαιτούμενη αξιοπιστία ως προς τη μετάδοση. Σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιαστούν τα στοιχεία αυτά, πάνω στα οποία θα στηριχτεί η σχεδίαση του επίγειου σταθμού.

<u>2.1</u> ΤΡΟΧΙΕΣ

Αρχικά, θα παρουσιαστούν τα χαρακτηριστικά εκείνα γύρω από την τροχιά του δορυφόρου, τα οποία θα δώσουν μία εικόνα για το πώς είναι το σύστημα στο χώρο και το χρόνο. Έτσι, θα κατανοηθεί καλύτερα η προς υλοποίηση ζεύξη.

Πρόκειται για ένα σύστημα που αποτελείται από ένα νανοδορυφόρο ο οποίος βρίσκεται σε τροχιά LEO (Low Earth Orbit) 600km από τη γη. Μετά από ανάλογη μελέτη [1] προκύπτει ότι ο τύπος της τροχιάς του δορυφόρου θα είναι ελικοειδής με μετατόπιση σε διαδοχικά περάσματα από τον ισημερινό ευθέως ανάλογα της περιόδου της τροχιάς. Η τροχιά θα προσεγγίζει ένα "ηλιο-σύγχρονο" μοντέλο (sunsynchronous orbit model), δηλαδή το επίπεδό της θα παραμένει περίπου σταθερό αναφορικά με τον ήλιο. Η κλίση της τροχιάς σε σχέση με το ισημερινό επίπεδο θα είναι 97,79° και η περίοδός της 96,684 min.

Στο σχήμα 2.1 έχει σχεδιαστεί με τη βοήθεια του προγράμματος Satellite Tool Kit η προβολή των τροχιών ενός δορυφόρου που βρίσκεται σε ύψος 600 Km και η τροχιά του έχει κλίση 93° σε σχέση με το επίπεδο του ισημερινού, δηλαδή, τροχιά παραπλήσια με αυτή που μελετήθηκε.



ΣΧΗΜΑ 2.1 Προβολή τροχιών δορυφόρου, που βρίσκεται σε ύψος 600 Km και η τροχιά του έχει κλίση 93°.

2.1.1 Περίπτωση Επίγειου Σταθμού στην Αθήνα

Ο προς σχεδίαση επίγειος σταθμός θα εγκατασταθεί στις εγκαταστάσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου στο Δήμο Ζωγράφου. Στη θέση αυτή αντιστοιχούν:

γεωγραφικό πλάτος $lat_{gs} = 38,13^{\circ}$ γεωμετρικό μήκος $long_{gs} = 23,75^{\circ}$

Ο δορυφόρος πραγματοποιεί 14,9 περιστροφές ανά ημέρα, από τις οποίες μόνο σε 4-5 πραγματοποιείται ζεύξη με τον επίγειο σταθμό. Ζεύξη καθίσταται εφικτή, όταν ο επίγειος σταθμός βρίσκεται μέσα στην περιοχή κάλυψης του δορυφόρου και ταυτόχρονα ο δορυφόρος στη δέσμη κάλυψης του επίγειου σταθμού. Για να ικανοποιείται το τελευταίο θα πρέπει ο δορυφόρος να έχει περάσει την ελάχιστη γωνία ανύψωσης πάνω από την οποία μπορεί να "δει" ο επίγειος σταθμός, η οποία έχει επιλεγεί ίση με 5° ε_{min} =5°, [1] (σχήμα 2.2). Η ελάχιστη γωνία ανύψωσης ανόσταση δορυφόρου επίγειου σταθμού, η οποία είναι D_{max} = 2333 Km.



ΣΧΗΜΑ 2.2 Γωνία ανύψωσης και απόσταση δορυφόρου-επίγειου σταθμού.

Στο σχήμα 2.3 φαίνεται η περιοχή κάλυψης του δορυφόρου για την οποία πραγματοποιείται ζεύξη με τον επίγειο σταθμό, ενώ στο σχήμα 2.4 παρουσιάζεται η περίπτωση όπου η περιοχή κάλυψης είναι τέτοια ώστε η ζεύξη δεν είναι εφικτή (ο επίγειος σταθμός βρίσκεται στο όριο της περιοχής κάλυψης).



ΣΧΗΜΑ 2.3 Περιοχή κάλυψης και απόσταση ζεύξης για τροχιά ύψους 600 Km (εφικτή ζεύξη).



ΣΧΗΜΑ 2.4 Περιοχή για τροχιά ύψους 600 Km (μη εφικτή ζεύξη).

Η μέγιστη γωνία ανύψωσης για το σύστημα θα είναι $\varepsilon_{max} = 89,1915^{\circ}$, στην οποία αντιστοιχεί η ελάχιστη απόσταση δορυφόρου - επίγειου σταθμού, $D_{min} = 600,8$ Km.

Ο μέγιστος χρόνος ζεύξης μεταξύ δορυφόρου και επίγειου σταθμού είναι $T_{max} = 10,5$ min, ενώ ο μέσος χρόνος ζεύξης είναι 8,34 min. Η διάρκεια ζεύξης επίγειου σταθμού - δορυφόρου ανά ημέρα είναι $T_{day} = 35,3$ min, ενώ η μέση διάρκεια ζεύξης ανά περιστροφή είναι $T_{rot2} = 2,37$ min.

Η μέγιστη γωνιακή ταχύτητα του δορυφόρου όπως φαίνεται από τον επίγειο σταθμό είναι θ'_{max} =0,72 deg / sec.

Οι παράμετροι τροχιάς που θα χρησιμεύσουν στη μελέτη του επίγειου σταθμού συνοψίζονται στον πίνακα 2.1.

| Παράμετρος | Σύμβολο | Μονάδες | Τιμή |
|--------------------------------------|--------------------|-----------|--------|
| Ύψος τροχιάς | Н | km | 600 |
| Γεωγραφικό πλάτος | lat _{gs} | deg | 38,13 |
| Γεωμετρικό μήκος | long _{gs} | deg | 23,75 |
| Ελάχιστη γωνία ανύψωσης | € _{min} | deg | 5 |
| Μέγιστη απόσταση | D _{max} | km | 2333 |
| Μέγιστη γωνία ανύψωσης | ε _{max} | deg | 90 |
| Ελάχιστη απόσταση | D_{min} | km | 600 |
| Αριθμός περιστροφών ζεύξης ανά ημέρα | | | 4-5 |
| Διάρκεια ζεύξης ανά ημέρα | T _{day} | min | 35,3 |
| Μέση διάρκεια ζεύξης | T_{mean} | min | 8,34 |
| Μέγιστος χρόνος ζεύξης | T _{max} | min | 10,5 |
| Μέγιστη γωνιακή ταχύτητα | θ'_{max} | deg / sec | O,7208 |

Πίνακας 2.1 Χαρακτηριστικά τροχιάς επίγειου σταθμού τοποθετημένου στην Πολυτεχνούπολη Ζωγράφου

Στη συνέχεια εξηγείται το πώς τα παραπάνω μεγέθη σχετίζονται με τη σχεδίαση του επίγειου σταθμού:

- Οι χρόνοι Τ_{max}, Τ_{mean}, Τ_{day} που ο δορυφόρος είναι ορατός επιτρέπουν τον υπολογισμό της μέγιστης, της μέσης και της ανά ημέρα χρονικής διάρκειας κατά τις οποίες μπορούν να μεταδοθούν πληροφορίες από και προς το δορυφόρο. Επομένως, δίνεται η δυνατότητα να υπολογιστεί η ποσότητα πληροφορίας που μπορεί να μεταδοθεί σε αυτά τα χρονικά διαστήματα, καθώς και η απαιτούμενη ισχύς για τη μετάδοση.
- Η μέγιστη απόσταση δορυφόρου-επίγειου σταθμού, D_{max}, αποτελεί τη χειρότερη περίπτωση (worst case) για τη ζεύξη και βάσει αυτής θα γίνει ο υπολογισμός των απωλειών ελευθέρου χώρου για την άνω και την κάτω ζεύξη.
- Ο επίγειος σταθμός αναμένεται να έχει κατευθυντική κεραία, η οποία προκειμένου να παρακολουθεί το δορυφόρο για όλο το χρονικό διάστημα που αυτός είναι ορατός θα πρέπει να περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα όχι μικρότερη από αυτή του δορυφόρου. Για το λόγο αυτό είναι απαραίτητα η γνώση της μέγιστης γωνιακής ταχύτητας του δορυφόρου, θ΄_{max.}

Τα επίγεια ίχνη των τροχιών του δορυφόρου, όταν ο επίγειος σταθμός είναι τοποθετημένος στην Αθήνα, φαίνονται στα σχήματα 2.5 και 2.6. Με γαλάζιο χρωματίζονται οι περιστροφές εκείνες κατά τις οποίες σημειώνεται ζεύξη μεταξύ δορυφόρου και επίγειου σταθμού.



ΣΧΗΜΑ 2.5 Επίγεια ίχνη τροχιών δορυφόρου (σταθμός βάσης στην Αθήνα).



ΣΧΗΜΑ 2.6 Επίγεια ίχνη τροχιών δορυφόρου (σταθμός βάσης στην Αθήνα).

2.1.2 Περίπτωση Επίγειου Σταθμού στο Southampton

Στην περίπτωση που ο σταθμός βάσης είναι τοποθετημένος στην περιοχή του Southampton ($lat_{gs} = -1,38^{\circ}, long_{gs} = 51^{\circ}$), προκύπτει ο πίνακας 2.2.

| Παράμετρος | Σύμβολο | Μονάδες | Τιμή |
|--------------------------------------|--------------------|-----------|---------|
| Ύψος τροχιάς | Н | Km | 600 |
| Γεωγραφικό πλάτος | lat _{gs} | deg | -1,38 |
| Γεωμετρικό μήκος | long _{gs} | deg | 51 |
| Ελάχιστη γωνία ανύψωσης | € _{min} | deg | 5 |
| Μέγιστη απόσταση | D _{max} | Km | 2329 |
| Μέγιστη γωνία ανύψωσης | ε _{max} | deg | 89,9729 |
| Ελάχιστη απόσταση | D_{min} | Km | 600 |
| Αριθμός περιστροφών ζεύξης ανά ημέρα | | | 6 |
| Διάρκεια ζεύξης ανά ημέρα | T _{day} | min | 45,638 |
| Μέγιστος χρόνος ζεύξης | T _{max} | min | 10,4315 |
| Μέγιστη γωνιακή ταχύτητα | θ'_{max} | deg / sec | 0,7217 |

Πίνακας 2.2 Χαρακτηριστικά τροχιάς επίγειου σταθμού τοποθετημένου στην περιοχή Tov Southampton.

Συγκρίνοντας τα στοιχεία του παραπάνω πίνακα με αυτά του πίνακα 2.1, προκύπτει ότι στην περίπτωση που ο επίγειος σταθμός βρίσκεται στο Southampton η η συνολική χρονική διάρκεια επαφής είναι μεγαλύτερη. Επομένως, μπορεί να μεταδοθεί και να ληφθεί μεγαλύτερη ποσότητα πληροφορίας. Πάντως, είτε ο επίγειος σταθμός βρίσκεται στην Αθήνα είτε στο Southampton, δεν είναι βέβαιο ότι ο δορυφόρος θα μεταδίδει ή θα λαμβάνει πληροφορίες καθ'όλη τη διάρκεια της ζεύξης. Αυτό θα εξαρτηθεί από το σύστημα τροφοδοσίας ηλεκτρικής ισχύος του δορυφόρου.

Τα επίγεια ίχνη των τροχιών του δορυφόρου στην περίπτωση που ο επίγειος σταθμός βρίσκεται στο Southampton φαίνονται στα σχήματα 2.7 και 2.8. Με γαλάζιο χρωματίζονται και πάλι οι περιστροφές εκείνες κατά τις οποίες σημειώνεται ζεύξη μεταξύ δορυφόρου και επίγειου σταθμού.



ΣΧΗΜΑ 2.7 Επίγεια ίχνη τροχιών δορυφόρου (σταθμός βάσης στο Southampton).



ΣΧΗΜΑ 2.8 Επίγεια ίχνη τροχιών δορυφόρου (σταθμός βάσης στο Southampton).

2.2 ΣΥΧΝΟΤΗΤΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ

Οι συχνότητες λειτουργίας για την άνω και κάτω ζεύξη επιλέχθηκαν σύμφωνα με τους διεθνείς κανονισμούς της ITU, βάσει της διαθεσιμότητας του ραδιοφάσματος και ώστε να μην παρεμβάλλουν με άλλα επίγεια ή δορυφορικά δίκτυα.

Λόγω των περιορισμών ισχύος στο δορυφόρο, αυτό που επιδιώχθηκε ήταν να επιλεγούν όσο το δυνατό χαμηλότερες συχνότητες λειτουργίας, ώστε να μειωθούν οι απώλειες της ζεύξης λόγω του μέσου μετάδοσης (απώλειες ελευθέρου χώρου, απόσβεση αερίων, σπινθηρισμοί, απόσβεση λόγω βροχής, αποπόλωση λόγω βροχής), οι οποίες αυξάνουν με την αύξηση της συχνότητας λειτουργίας. Να σημειωθεί ότι το προς μετάδοση εύρος ζώνης σημάτων του συστήματος είναι μικρό, γεγονός που συνηγόρησε στην επιλογή χαμηλών σχετικά συχνοτήτων.

Έτσι, βάσει των διεθνών κανονισμών, αλλά και των αναγκών του συστήματος επιλέχθηκε η S-band και συγκεκριμένα οι συχνότητες:

- $f_{uplink} = 2,06 \text{ GHz}$
- $f_{downlink} = 2,25 \text{ GHz}$

Η συχνότητα άνω ζεύξης, $f_{uplink} = 2060$ MHz, ανήκει στη ζώνη συχνοτήτων 2025 - 2100 MHz η οποία διατίθεται για την άνω ζεύξη δορυφορικών συστημάτων με σκοπό την εξερεύνηση της γης ή του διαστήματος ή άλλες διαστημικές εφαρμογές, καθώς και σε επίγεια ραδιοσυστήματα, fixed ή κινητά. Η συχνότητα κάτω ζεύξης, $f_{downlink} = 2250$ MHz, ανήκει στη ζώνη συχνοτήτων 2200-2290 MHz που διατίθεται για την κάτω ζεύξη δορυφορικών συστημάτων, καθώς και σε επίγεια ραδιοσυστήματα.

2.3 ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΨΗΦΙΩΝ

Ο ρυθμός μετάδοσης ψηφιακής πληροφορίας, δηλαδή ο αριθμός των μεταδιδόμενων ψηφίων ανά δευτερόλεπτο εξαρτάται από το είδος και την ποσότητα της μεταδιδόμενης πληροφορίας στο σύστημα. Ως πιθανότερη λειτουργία του υπό σχεδίαση συστήματος θεωρείται η μετάδοση φωνής και δεδομένων από το δορυφόρο προς τον επίγειο σταθμό. Ακόμα, ο δορυφόρος θα στέλνει στον επίγειο σταθμό δεδομένα σε σχέση με τη θέση του και την κατάσταση των λειτουργιών του. Με βάση αυτά, ο ρυθμός μετάδοσης ψηφίων για την κάτω ζεύξη ορίστηκε ίσος με 250kbps.

Στην άνω ζεύξη, ο επίγειος σταθμός , πέρα από τα δεδομένα τηλεμετρίας και ελέγχου, είναι πιθανό να μεταδίδει προς το δορυφόρο και σήματα φωνής. Ο ρυθμός μετάδοσης για την άνω ζεύξη ορίστηκε στα 100 kbps. Άρα:

- R_{uplink} = 100 kbps
- $R_{downlink} = 250 \text{ kbps}$

2.4 ΡΥΘΜΟΣ ΕΣΦΑΛΜΕΝΩΝ ΨΗΦΙΩΝ

Στο προς σχεδίαση σύστημα αυτό που ενδιαφέρει είναι η αξιόπιστη μετάδοση της πληροφορίας από και προς το δορυφόρο. Η αξιοπιστία του συστήματος μετράται στο δέκτη μετά την αποδιαμόρφωση και αποκωδικοποίηση, μέσω του ποσοστού των λανθασμένων ψηφίων, BER (Bit Error Rate). Σε ό,τι αφορά την κάτω ζεύξη, ένας ικανοποιητικός ρυθμός λαθών στο δέκτη του επίγειου σταθμού είναι 10⁻⁶. Στην άνω ζεύξη όπου μεταδίδονται δεδομένα ελέγχου και τηλεμετρίας του δορυφόρου απαιτείται μεγαλύτερη αξιοπιστία και έτσι ένας ικανοποιητικός ρυθμός λαθών είναι 10⁻⁹. Επομένως:

- BER_{uplink} = 10^{-9}
- BER_{downlink} = 10^{-6}

2.5 ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑ ΔΟΡΥΦΟΡΟΥ – ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ

Επειδή η επικοινωνία δορυφόρου - επίγειου σταθμού δεν είναι συνεχής, το μοντέλο επικοινωνίας θα είναι το λεγόμενο "store and forward". Ο δορυφόρος θα λαμβάνει τη μεταδιδόμενη πληροφορία και θα την αποθηκεύει για να την μεταδόσει σε επόμενη χρονική στιγμή. Κατά τη διάρκεια της ζεύξης, η επικοινωνία δορυφόρου – επίγειου σταθμού θα είναι half-duplex, δηλαδή θα γίνεται αποστολή και λήψη δεδομένων τόσο από το δορυφόρο, όσο και από τον επίγειο σταθμό, αλλά όχι ταυτόχρονα. Για το λόγο αυτό μετά την κεραία τοποθετείται μεταγωγέας ραδιοσυχνοτήτων (RF switch), ο οποίος θα ανοιγοκλείνει κατάλληλα, επιτρέποντας στον επίγειο σταθμό να πραγματοποιεί είτε εκπομπή είτε λήψη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΙΙΙ ΑΝΑΛΥΣΗ ΡΑΔΙΟΖΕΥΞΗΣ

Σε αυτό το κεφάλαιο, γνωρίζοντας την τροχιά της δορυφόρου, τις συχνότητες λειτουργίας, το είδος και το ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων θα παρουσιαστεί η ραδιοζεύξη μεταξύ δορυφόρου-επίγειου σταθμού. Θα γίνει αναφορά, ποιοτικά και ποσοτικά, στα χαρακτηριστικά που διέπουν τη δορυφορική ζεύξη, τα οποία αφορούν τον πομπό και το δέκτη του νανοδορυφόρου και του επίγειου σταθμού, αλλά και το μέσο διάδοσης.

3.1 ΛΑΜΒΑΝΟΜΕΝΗ ΙΣΧΥΣ ΣΤΗΝ ΕΙΣΟΔΟ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ



<u>ΣΧΗΜΑ 3.1</u> Άνω και κάτω ζεύξη μεταξύ δορυφόρου-επίγειου σταθμού.

Η ζεύξη του υπό μελέτη συστήματος αποτελείται από δύο μέρη: την άνω ζεύξη (uplink) μεταξύ του επίγειου σταθμού, που έχει ρόλο πομπού και του νανοδορυφόρου, που έχει ρόλο δέκτη και την κάτω ζεύξη (downlink), όπου ο δορυφόρος έχει το ρόλο του πομπού και ο επίγειος σταθμός το ρόλο του δέκτη (Σχήμα 3.1).

Αρχικά, θα μελετηθεί η απλή ζεύξη μεταξύ ενός πομπού και ενός δέκτη, οι ποίοι βρίσκονται τοποθετημένοι σε απόσταση R μεταξύ τους (Σχήμα 3.2). Εάν η κεραία του πομπού ήταν ισοτροπική, η εκπεμπόμενη ισχύς P_T θα είχε ομοιόμορφη χωρική κατανομή, δηλαδή θα κατανέμονταν ομοιόμορφα πάνω σε μία σφαίρα. Έτσι, η πυκνότητα ισχύος στο δέκτη θα ήταν:

$$I(R) = P_T / 4\pi R^2$$
 (3.1)

Στην περίπτωση, όμως, που η κεραία του πομπού έχει κέρδος G_T, η προηγούμενη σχέση γράφεται:

$$I(R) = P_T G_T / 4\pi R^2$$
(3.2)


<u>ΣΧΗΜΑ 3.2</u> Απλή ζεύξη μεταξύ πομπού και δέκτη σε απόσταση R.

Η ισχύς P_R που οδηγείται στην είσοδο του δέκτη συνδέεται με την πυκνότητα ισχύος που προσπίπτει στην κεραία αυτού μέσω της ενεργού επιφάνειας A_R της κεραίας [4]:

$$P_{\rm R} = A_{\rm R} \ I({\rm R}) \tag{3.3}$$

Η ενεργός επιφάνεια A_R συνδέεται με το κέρδος G_R της κεραίας με τη σχέση:

$$A_R = G_R \lambda^2 / 4\pi \tag{3.4}$$

Ο συνδυασμός των σχέσεων (3.2), (3.3) και (3.4), οδηγεί στη γνωστή εξίσωση του Friis [4], η οποία υπολογίζει τη λαμβανόμενη ισχύ στην είσοδο του δέκτη:

$$P_{\rm R} = (P_{\rm T} G_{\rm T}) (\lambda / 4\pi R)^2 G_{\rm R}$$
(3.5)

Είναι χρήσιμο να ειδωθεί η τελευταία σχέση ως γινόμενο τριών όρων: ενός που αφορά στον πομπό, ενός που αφορά στο μέσο διάδοσης και ενός που αφορά στο δέκτη.

- Το γινόμενο P_TG_T της εκπεμπόμενης ισχύος επί το κέρδος της κεραίας είναι η 'Ίσοδύναμη ισοτροπικά ακτινοβολούμενη ισχύς " (EIRP) και αποτελεί το σημαντικότερο χαρακτηριστικό κάθε πομπού.
- Ο όρος L_{FS} = (4πR/λ)², εκφράζει τις απώλειες ελευθέρου χώρου, δηλαδή τις απώλειες από τη διάδοση σε κενό χώρο. Αυτές οφείλονται στη σφαιρική

κατανομή της ηλεκτρομαγνητικής ισχύος, που είναι αποτέλεσμα της σφαιρικής φύσης στη διάδοση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος.

• Το κέρδος G_R είναι ο τρίτος όρος του γινομένου και αφορά στο δέκτη.

Η προηγούμενη ανάλυση ισχύει για την ιδανική περίπτωση, όπου δεν υπάρχουν άλλες απώλειες πέρα από αυτές του κενού χώρου. Επιπλέον, για τις κεραίες προϋποθέτει συνθήκες βέλτιστης προσαρμογής και προσανατολισμού. Στην πραγματικότητα, όμως, στην δορυφορική ζεύξη υπεισέρχονται αρκετοί παράγοντες που μειώνουν την ισχύ που φτάνει στην είσοδο του δέκτη. Οι επιπρόσθετες απώλειες της ζεύξης οφείλονται σε διάφορες αιτίες:

- Απώλειες που οφείλονται στην εξασθένιση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων κατά τη διάδοσή τους διαμέσου της ατμόσφαιρας.
- 2. Απώλειες στον εξοπλισμό εκπομπής και λήψης.
- 3. Απώλειες που οφείλονται σε κακή σκόπευση της κεραίας.
- 4. Απώλειες λόγω ασυμφωνίας των πολώσεων.

Στη ενότητα 3.3 παρουσιάζονται οι απώλειες κάθε κατηγορίας, καθώς και οι τιμές που αυτές λαμβάνουν στην περίπτωση του συστήματος νανοδορυφόρουεπίγειου σταθμού, βάσει μελέτης που έγινε από την ομάδα του Link Budget [1].

3.2 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΚΕΡΑΙΑΣ

3.2.1 Απολαβή (Κέρδος)

Η απολαβή (κέρδος) μιας κεραίας είναι, ως γνωστόν, ο λόγος της ισχύος που ακτινοβολείται (ή λαμβάνεται) ανά μονάδα στερεάς γωνίας από την κεραία προς μία δεδομένη διεύθυνση, προς την ισχύ που ακτινοβολείται (ή λαμβάνεται) ανά μονάδα

στερεάς γωνίας από μία ισοτροπική κεραία, η οποία τροφοδοτείται με την ίδια ισχύ. Στην ανάλυση της ραδιοζεύξης που έγινε στην προηγούμενη παράγραφο και όπου υπολογίστηκε η λαμβανόμενη ισχύς στην είσοδο του δέκτη (σχέση 3.5), αναφέρονται τα κέρδη G_T , G_R των κεραιών εκπομπής και λήψης. Οι τιμές αυτές αφορούν στη διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας της κεραίας, όπου τα κέρδη παίρνουν τη μέγιστη τιμή τους. Δηλαδή, γράφοντας G_T , G_R εννοούμε G_{Tmax} , G_{Rmax} . Αυτή η μέγιστη απολαβή (κέρδος) κάθε κεραίας συνδέεται με την ενεργό επιφάνεια της κεραίας με τη σχέση (3.4), που επαναλαμβάνεται εδώ:

$$G_{\text{max}} = (4\pi / \lambda^2) A_{\text{R}}$$
(3.6)

Εάν η κεραία έχει κυκλική επιφάνεια ή είναι ανακλαστήρας διαμέτρου D και γεωμετρικής επιφάνειας $A = \pi D^2/4$ (όπως συμβαίνει με την κεραία του επίγειου σταθμού που είναι παραβολικό κάτοπτρο), ισχύει $A_R = \eta A$.

Η απόδοση η της κεραίας ισούται με το γινόμενο διάφορων συντελεστών, διαμέσου των οποίων λαμβάνονται υπόψη ο νόμος πρόσπτωσης ακτινοβολίας στην κεραία, οι απώλειες από διάχυση, οι ατέλειες της επιφάνειας, οι απώλειες από τις ωμικές αντιστάσεις και η μη προσαρμογή σύνθετων αντιστάσεων, κ.τ.λ. Η τιμή της απόδοσης η κυμαίνεται τυπικά μεταξύ 55% και 75%.

Συνδυάζοντας τις σχέσεις που αναφέρθηκαν, προκύπτει:

$$G_{\text{max}} = \eta (\pi D / \lambda)^2 = \eta (\pi D f / c)^2$$
(3.7)

Η σχέση (3.7) εκφράζει την εξάρτηση του κέρδους της κεραίας από τις γεωμετρικές της διαστάσεις (διάμετρο) και τη συχνότητα λειτουργίας. Για δεδομένη συχνότητα, καθώς μεγαλώνει η διάμετρος της κεραίας, μεγαλώνει με εξάρτηση τετραγώνου και το κέρδος.



3.2.2 Γωνιακό Εύρος Δέσμης Κεραίας, θ_{3dB}

ΣΧΗΜΑ 3.3 Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας όπου φαίνονται το εύρος θ_{3dB} και η μέγιστη απολαβή G_{max} (a) Πολική αναπαράσταση (b) Καρτεσιανή αναπαράσταση.

Το εύρος δέσμης 3dB, θ_{3dB} , αντιστοιχεί στη γωνία του διάγραμματος ακτινοβολίας της κεραίας η οποία σχηματίζεται από τις διευθύνσεις στις οποίες η απολαβή ελαττώνεται στο μισό της μέγιστης τιμής της (σχήμα 3.3). Το εύρος θ_{3dB} εξαρτάται από τις διαστάσεις (διάμετρο) της κεραίας και τη συχνότητα λειτουργίας και συγκεκριμένα από το λόγο τους, λ / D. Η εξάρτηση αυτή εμπεριέχει ένα συντελεστή, του οποίου η τιμή σχετίζεται με την πρόσπτωση της ακτινοβολίας στην κεραία. Για ομοιόμορφη πρόσπτωση ο συντελεστής λαμβάνει τιμή 58,5°, ενώ για μη ομοιόμορφη πρόσπτωση η τιμή του εξαρτάται από τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά της πρόσπτωσης της ακτινοβολίας. Μια τιμή που χρησιμοποιείται συχνά είναι των 70°, οπότε η πλήρης έκφραση για το εύρος θ_{3dB} είναι η ακόλουθει:

$$\theta_{3dB}(^{\circ}) = 70 (\lambda / D) = 70 (c / f D)$$
 (3.8)

Από τη σχέση (3.8) φαίνεται ότι όσο αυξάνουν η συχνότητα και η διάμετρος της κεραίας, τόσο πιο μικρό γίνεται το γωνιακό εύρος θ_{3dB} και αντίστοιχα η δέσμη ακτινοβολίας της κεραίας.

Η απολαβή της κεραίας σε διεύθυνση θ, G (θ), σε σχέση με τη διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας, G_{max} , δίνεται για μικρές γωνίες θ ($0 \le \theta \le \theta_{3dB}/2$) από τη σχέση:

$$G(\theta)_{dBi} = G_{max, dBi} - 12(\theta / \theta_{3dB})^2 (dBi)$$
(3.9)

Από την προηγούμενη ανάλυση προκύπτει ότι τόσο το κέρδος, όσο και το γωνιακό εύρος θ_{3dB} εξαρτώνται από το λόγο D/λ, αλλά με τρόπο αντίστροφο. Έπεται, λοιπόν, ότι η μεταξύ τους σχέση θα είναι ανεξάρτητη από το λόγο αυτό, γεγονός που συνάγεται συνδυάζοντας τις σχέσεις (3.8) και (3.9):

$$G_{max} = \eta \left(\pi 70 / \theta_{3dB} \right)^2$$
 (3.10)

Για η=0,6 η σχέση (3.10) εκφρασμένη σε dBi γράφεται:

$$G_{\text{max, dBi}} = 44,6 - 20 \log \theta_{3dB} \text{ (dBi)}$$
 (3.11a)

$$ή$$

 $θ_{3dB} = 170 / 10^{Gmax, dBi / 20}$
(3.11β)

Η σχέση μέγιστης απολαβής της κεραίας G_{max, dBi} και γωνιακού εύρους δέσμης θ_{3dB} για διάφορους βαθμούς απόδοσης παρουσιάζεται στο σχήμα 3.4.



ΣΧΗΜΑ 3.4 Απολαβή κεραίας στη διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας ως συνάρτηση του γωνιακού εύρους δέσμης θ_{3dB} για τρεις τιμές απόδοσης ($\eta = 0,5, \eta = 0,6$ και $\eta = 0,7$).

<u>3.3</u> ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΙΣΧΥΟΣ ΔΟΡΥΦΟΡΙΚΗΣ ΖΕΥΞΗΣ

3.3.1 Απώλειες Ελευθέρου Χώρου

Απώλειες ελευθέρου χώρου $L_{FS} = (4\pi R/\lambda)^2$ είναι οι απώλειες που υπολογίζονται για κύματα τα οποία διαδίδονται στον ελεύθερο χώρο μεταξύ δύο κεραιών με γνωστά χαρακτηριστικά ακτινοβολίας, όπως είναι οι ισοτροπικές κεραίες. Ο ελεύθερος χώρος ορίζεται ως ένα ιδανικό ισοτροπικό μέσο χωρίς απώλειες, με γραμμική συμπεριφορά, στο οποίο η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων γίνεται μέσω ομόκεντρων σφαιρικών κυμάτων. Οι απώλειες ελευθέρου χώρου είναι όρος ανάλογος του τετραγώνου της απόστασης του δορυφόρου από τον επίγειο σταθμό και του τετραγώνου της συχνότητας λειτουργίας.

Στους γεωστατικούς δορυφόρους η απόσταση από τον επίγειο σταθμό παραμένει σταθερή με αποτέλεσμα οι απώλειες ελευθέρου χώρου να εξαρτώνται αποκλειστικά από την συχνότητα. Στο σχήμα 3.5 παρουσιάζεται αυτή η εξάρτηση για ένα γεωστατικό δορυφόρο και έναν επίγειο σταθμό τοποθετημένο ακριβώς κάτω από το δορυφόρο σε απόσταση Ro=35786 km. Παρατηρούμε ότι στους γεωστατικούς δορυφόρους οι απώλειες ελευθέρου χώρου είναι της τάξης των 200 dB.

Επειδή στην κάτω ζεύξη το σήμα φτάνει στο δέκτη πολύ πιο εξασθενημένο σε σχέση με αυτό της άνω ζεύξης, η συχνότητα λειτουργίας της κάτω ζεύξης επιλέγεται συνήθως μικρότερη από αυτή της άνω ζεύξης, ώστε να μειωθούν κατά το δυνατό οι απώλειες ελευθέρου χώρου.

Στη περίπτωσή του υπό μελέτη συστήματος, ο δορυφόρος έχει χαμηλή τροχιά (600 km), οπότε η τάξη μεγέθους των απωλειών θα είναι σημαντικά μικρότερη. Ταυτόχρονα, πρόκειται για μη γεωστατικό δορυφόρο και επομένως η απόσταση δορυφόρου-επίγειου σταθμού είναι μεταβλητή και ανάλογη της γωνίας ανύψωσης. Επομένως, κατά το διάστημα που ο δορυφόρος θα είναι ορατός από το σταθμό, οι απώλειες κάθε στιγμή θα μεταβάλλονται ανάλογα με το τετράγωνο της απόστασης και άρα ανάλογα με τη γωνία ανύψωσης. Όσο μικραίνει η γωνία ανύψωσης τόσο αυξάνουν οι απώλειες ελευθέρου χώρου. Οι μεγαλύτερες απώλειες εισάγονται στην

περίπτωση της ελάχιστης γωνίας ανύψωσης (5°), οπότε η απόσταση γίνεται μέγιστη και ίση με 2333Km.



ΣΧΗΜΑ 3.5 Η εξασθένιση στον ελεύθερο χώρο

Οι μικρότερες απώλειες παρουσιάζονται όταν η γωνία ανύψωσης γίνεται μέγιστη (90°), οπότε σημειώνεται η ελάχιστη απόσταση δορυφόρου-επίγειου σταθμού, D_{min} = 600 Km.

Στα σχήματα 3.6 - 3.9 παρουσιάζονται οι απώλειες ελευθέρου χώρου σε συνάρτηση με το χρόνο και τη γωνία ανύψωσης, για την άνω ζεύξη ($f_{up} = 2,06 \text{ GHz}$) και κάτω ζεύξη ($f_{down} = 2,25 \text{ GHz}$). Ως χρόνος ζεύξης λαμβάνεται ο μέγιστος χρόνος ζεύξης, $T_{max} = 630 \text{ sec}$.



ΣΧΗΜΑ 3.6 Παράσταση των απωλειών ελευθέρου χώρου σε συνάρτηση με το χρόνο για το μέγιστο χρονικό διάστημα ζεύξης (άνω ζεύξη).



<u>ΣΧΗΜΑ 3.7</u> Παράσταση των απωλειών ελευθέρου χώρου σε συνάρτηση με τη γωνία ανύψωσης για το μέγιστο χρονικό διάστημα ζεύξης (άνω ζεύξη).



<u>ΣΧΗΜΑ 3.8</u> Παράσταση των απωλειών ελευθέρου χώρου σε συνάρτηση με το χρόνο για το μέγιστο χρονικό διάστημα ζεύξης (κάτω ζεύξη).



ΣΧΗΜΑ 3.9 Παράσταση των απωλειών ελευθέρου χώρου σε συνάρτηση με τη γωνία ανύψωσης για το μέγιστο χρονικό διάστημα ζεύξης (κάτω ζεύξη).

Ένας τρόπος για να μειωθούν οι απώλειες ελευθέρου χώρου θα ήταν η μείωση της συχνότητας λειτουργίας της ραδιοζεύξης, πράγμα που δε γίνεται γιατί αφενός η συχνότητα έχει ήδη καθοριστεί και αφετέρου η συχνότητα υπεισέρχεται και σαν παράμετρος στο κέρδος της κεραίας του επίγειου σταθμού (παραβολικό κάτοπτρο), με τετραγωνική εξάρτηση. Ένας άλλος τρόπος θα ήταν να αυξηθεί η ελάχιστη γωνία ανύψωσης, κάτι που, όμως, θα μείωνε το μέσο και το μέγιστο χρονικό διάστημα της ζεύξης. Άλλωστε, με κατάλληλο χειρισμό των υπολοίπων παραμέτρων του συστήματος (ισχύς εκπομπής, κατάλληλο σχήμα διαμόρφωσης, κωδικοποίηση, κέρδος κεραίας), μπορεί να επιτευχθεί απόλυτα αξιόπιστη μετάδοση.

Από τις τιμές των απωλειών που προκύπτουν για τις διάφορες γωνίες ανύψωσης στην εξίσωση του Friis θα χρησιμοποιηθεί η τιμή που αντιστοιχεί στη χειρότερη περίπτωση ζεύξης, δηλαδή στη μέγιστη απόσταση ή γωνία ανύψωσης 5°. Καταλήγοντας:

| Απώλειες ελευθέρου χώρου | | | | | |
|---|------------------------------|--|--|--|--|
| Άνω ζεύξη (f _{up} = 2,06 GHz) | $L_{FS} = 166,06 \text{ dB}$ | | | | |
| Κάτω ζεύξη (f _{down} = 2,25 GHz) | $L_{FS} = 166,79 \text{ dB}$ | | | | |

3.3.2 Απώλειες λόγω εξασθένισης στην ατμόσφαιρα

Στις δορυφορικές μεταδόσεις, τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα περνούν διαμέσου της ατμόσφαιρας. Η σύσταση της ατμόσφαιρας, αλλά και φαινόμενα που συμβαίνουν σε αυτή όπως π.χ. βροχή, χιόνι κτλ, οδηγούν σε μεταβολές του πλάτους και της πόλωσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, καθώς και σε διάχυση και διάθλαση αυτών. Στην περιοχή συχνοτήτων που αφορά τις δορυφορικές επικοινωνίες (1 έως 30 GHz), δύο είναι οι περιοχές της ατμόσφαιρας που ασκούν επίδραση: Η τροπόσφαιρα και η ιονόσφαιρα. Η τροπόσφαιρα εκτείνεται πρακτικά από το έδαφος μέχρι το ύψος των 15 km. Σε αυτήν την περιοχή σχηματίζονται τα σύννεφα και η θερμοκρασία μειώνεται με το ύψος με ρυθμό περίπου 6.5C° ανά km μέχρι την τιμή των -50 C° στο ανώτατο όριο της. Πέρα από την τροπόσφαιρα σχηματίζεται η στρατόσφαιρα όπου η θερμοκρασία θεωρείται ότι παραμένει σταθερή. Η ιονόσφαιρα βρίσκεται μεταξύ περίπου 70 και 1000 Km. Οι περιοχές όπου η επίδρασή τους είναι μέγιστη είναι κοντά στο έδαφος για την τροπόσφαιρα και σε ύψος της τάξης των 400 km για την ιονόσφαιρα. Ποιοτική και ποσοτική παρουσίαση των επιδράσεων της ατμόσφαιρας δίνεται στη συνέχεια.

3.3.2.1 Η επίδραση των ατμοσφαιρικών κατακρημνίσεων

Η πιο σοβαρή ατμοσφαιρική επίδραση στις δορυφορικές μεταδόσεις είναι η παρουσία βροχόπτωσης στη διαδρομή του σήματος. Το μήκος κύματος της ακτινοβολίας που μεταδίδεται είναι μικρό (30cm –1cm, για συχνότητες 1 - 30 GHz, αντίστοιχα) και από κάποια συχνότητα και πάνω είναι της ίδιας τάξεως μεγέθους με τα σταγονίδια της βροχής. Οι σταγόνες της βροχής σκεδάζουν και απορροφούν την προσπίπτουσα ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία, προκαλώντας απόσβεση πολλαπλάσια από αυτή που προκαλείται από την ατμόσφαιρα απουσία βροχής. Σημειώνεται ότι η συμβολή της σκέδασης και της απορρόφησης στην τελική εξασθένιση του διαδιδόμενου κύματος εξαρτάται από τη σχέση του μεγέθους των υδρομετεωριτών με το μήκος κύματος. Για μήκη κύματος που είναι μεγάλα σε σύγκριση με το μέγεθος της σταγόνας π.χ στην περιοχή SHF, η εξασθένιση του ραδιοκύματος λόγω απορρόφησης θα υπερτερεί έναντι της σκέδασης. Αντίστροφα, για μήκη κύματος που είναι μικρά σε σύγκριση με τη βροχοσταγόνα π.χ. στην ΕΗF περιοχή, η σκέδαση θα κυριαρχεί. Πάντως, το αποτέλεσμα είναι απόσβεση του μεταδιδόμενου κύματος, αλλά και μεταβολή της πόλωσης αυτού.

Για να παραμείνει αξιόπιστη η μετάδοση κατά τη διάρκεια της βροχόπτωσης, απαιτείται εκπομπή σημαντικά μεγαλύτερης ισχύος (περιθώριο ισχύος), ώστε να υπερσκελιστεί η μέγιστη πρόσθετη απόσβεση που προκαλεί η βροχόπτωση. Κατά συνέπεια, είναι αναγκαία η γνώση της ακριβούς τιμής της πρόσθετης απόσβεσης για τη σωστή σχεδίαση του δορυφορικού επικοινωνιακού συστήματος. Γενικά, η αναμενόμενη πρόσθετη απόσβεση εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας, το ύψος βροχόπτωσης και το μήκος της διαδρομής του ραδιοκύματος μέσα στη βροχή. Η τιμή της εξασθένισης λόγω βροχής L_{RAIN} δίνεται από το γινόμενο της ειδικής εξασθένισης γ_R και του ενεργού μήκους διαδρομής υπό βροχή L_e (km), δηλαδή είναι:

$$L_{RAIN} = \gamma_R L_e \quad (dB) \tag{3.12}$$

Το μήκος της διαδρομής υπό βροχή, L_e, αυξάνεται, όσο μειώνεται η γωνία ανύψωσης. Μειώνεται με την αύξηση της έντασης της βροχόπτωσης, επειδή τότε τα σύννεφα που προκαλούν τη βροχή είναι πιο κοντά στο έδαφος. Η τιμή της γ_R εξαρτάται από τη συχνότητα και την ένταση R_p (mm/h) της βροχόπτωσης.

Το αποτέλεσμα είναι μία τιμή εξασθένισης η οποία υπερβαίνεται κατά τη διάρκεια του ετήσιου ποσοστού χρόνου p (%). Η ένταση R_p είναι η τιμή της βροχόπτωσης που υπερβαίνεται κατά τη διάρκεια του ετήσιου ποσοστού χρόνου p. Εάν δεν υπάρχουν ακριβή στατιστικά στοιχεία για τις μετεωρολογικές κατακρημνίσεις για την τοποθεσία του επίγειου σταθμού που περιλαμβάνεται στο σύστημα ραδιοζεύξης, μπορούν να χρησιμοποιηθούν τα δεδομένα του πίνακα 3.1. Οι κλιματικές ζώνες για την Ευρώπη και την Αφρική φαίνονται στο σχήμα 3.10.

Το ετήσιο ποσοστό χρόνου που χρησιμοποιείται πιο συχνά είναι p=0,01% και αντιστοιχεί σε 53 λεπτά ανά έτος. Στην Ευρώπη, για την ανάλυση συστημάτων χρησιμοποιείται ένα ετήσιο ποσοστό βροχόπτωσης $R_{0,01}$ περίπου ίσο με 30 mm/h.H Ελλάδα όπου θα τοποθετηθεί ο επίγειος σταθμός της ζεύξης ανήκει στην κλιματική ζώνη L, όπως και άλλες περιοχές της Μεσογείου. Το κοινό χαρακτηριστικό των περιοχών αυτών είναι οι καταιγίδες (έντονη κατακρήμνιση για μικρό χρονικό διάστημα), που αυξάνουν την τιμή του R_p σε σχέση με την υπόλοιπη Ευρώπη.

| Ποσοστό | Κλιματική ζώνη επί του χάρτη | | | | | | | | | | | | | | |
|---------|------------------------------|-----|-----|-----|-----|-----|----|----|----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| % του | Α | В | С | D | Е | F | G | Η | J | Κ | L | М | Ν | Р | Q |
| χρόνου | | | | | | | | | | | | | | | |
| 1.0 | < 0.1 | 0.5 | 0.7 | 2.1 | 0.6 | 1.7 | 3 | 2 | 8 | 1.5 | 2 | 4 | 5 | 12 | 24 |
| 0.3 | 0.8 | 2 | 2.8 | 4.5 | 2.4 | 4.5 | 7 | 4 | 13 | 4.2 | 7 | 11 | 15 | 34 | 49 |
| 0.1 | 2 | 3 | 5 | 8 | 6 | 8 | 12 | 10 | 20 | 12 | 15 | 22 | 35 | 65 | 72 |
| 0.03 | 5 | 6 | 9 | 13 | 12 | 15 | 20 | 18 | 28 | 23 | 33 | 40 | 65 | 105 | 96 |
| 0.01 | 8 | 12 | 15 | 19 | 22 | 28 | 30 | 32 | 35 | 42 | 60 | 63 | 95 | 145 | 115 |
| 0.003 | 14 | 21 | 26 | 29 | 41 | 54 | 45 | 55 | 45 | 70 | 105 | 95 | 140 | 200 | 142 |
| 0.001 | 22 | 32 | 42 | 42 | 70 | 78 | 65 | 83 | 55 | 100 | 150 | 120 | 180 | 250 | 170 |

Πίνακας 3.1 Οι κλιματικές ζώνες βροχής: η ένταση βροχόπτωσης που υπερβαίνεται (mm/h).





Οι παράμετροι γ_R και L_e της σχέσης (3.6), υπολογίζονται βάσει αναλυτικής διαδικασίας [1], από την οποία εξάγεται τελικά η εξασθένιση λόγω βροχής για την τοποθεσία που θα τοποθετηθεί ο επίγειος σταθμός, δηλαδή την Αθήνα. Υπολογίζεται ότι:



Η αμελητέα επίδραση της βροχής ήταν αναμενόμενη, εξαιτίας της πολύ χαμηλής συχνότητας του φέροντος κύματος του συστήματος.

Εξίσου αμελητέα είναι η εξασθένηση λόγω νέφωσης ή ομίχλης, φαινόμενα που ούτως ή άλλως προκαλούν μικρή εξασθένιση σε σύγκριση με τη βροχή και, επιπλέον, στατιστικά χαρακτηρίζουν σε μικρό βαθμό τη χώρα μας. Ανάλογα συμβαίνουν και με την εξασθένιση λόγω νέφωσης πάγου.

3.3.2.2 Η εξασθένιση από τα ατμοσφαιρικά αέρια

Το φαινόμενο της απορρόφησης στην ατμόσφαιρα προκαλείται κυρίως από την ύπαρξη γραμμών απορρόφησης του οξυγόνου και των υδρατμών και εξαρτάται από τη συχνότητα, από τη γωνία ανύψωσης, από το υψόμετρο του σταθμού και από τη συγκέντρωση των ατμών του νερού. Η ατμόσφαιρα παρουσιάζει έναν αριθμό παραθύρων στο ραδιοφάσμα, στα οποία η απόσβεση των ραδιοκυμάτων είναι μικρή. Η εξασθένιση είναι αμελητέα σε συχνότητες μικρότερες από 10 GHz και δεν υπερβαίνει τα 1 με 2 dB στα 22 GHz (τη συχνότητα που αντιστοιχεί σε μια ζώνη απορρόφησης από ατμό νερού) για μέση ατμοσφαιρική υγρασία και γωνίες ανύψωσης μεγαλύτερες από 10°. Αυτά φαίνονται στο σχήμα 3.11, όπου παρουσιάζεται η εξάρτηση της ατμοσφαιρικής απόσβεσης από τη συχνότητα για διάφορες γωνίες ανύψωσης.



ΣΧΗΜΑ 3.11 Η εξασθένιση που οφείλεται σε ατμοσφαιρικά αέρια ως συνάρτηση της συχνότητας και της γωνίας ανύψωσης Ε για μια τυπική ατμόσφαιρα.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.11, για τις φέρουσες συχνότητες των 2,06 GHz και 2,25 GHz του υπό μελέτη συστήματος, για την ελάχιστη γωνία ανύψωσης των 5° οι τιμή των απωλειών είναι περίπου 0,2 dB. Οι απώλειες μειώνονται σημαντικά καθώς η γωνία ανύψωσης αυξάνεται και στη μέγιστη γωνία των 90° δεν ξεπερνούν τα 0,02 dB. Στην παρούσα μελέτη θα ληφθεί υπόψη η χειρότερη περίπτωση, δηλαδή οι απώλειες για γωνία ανύψωσης 5°. Επομένως:

Εξασθένιση από ατμοσφαιρικά αέρια

 $L_{atm} \cong 0,2 \text{ dB}$

3.3.2.3 Σπινθηρισμός

Ο σπινθηρισμός εκφράζει τις διακυμάνσεις στο πλάτος του ραδιοκύματος που οφείλονται σε διακυμάνσεις του δείκτη διάθλασης της τροπόσφαιρας και της ιονόσφαιρας. Το από κορυφή σε κορυφή πλάτος αυτών των διακυμάνσεων, σε συχνότητα 11 GHz και μέτρια γεωγραφικά πλάτη, μπορεί να υπερβεί το 1dB για ποσοστό 0,01% του χρόνου.

Η τροπόσφαιρα και η ιονόσφαιρα έχουν διαφορετικούς δείκτες διάθλασης. Ο δείκτης διάθλασης της τροπόσφαιρας ελαττώνεται όταν αυξάνεται το ύψος, είναι συνάρτηση των μετεωρολογικών συνθηκών και είναι ανεξάρτητος από τη συχνότητα. Ο δείκτης διάθλασης της ιονόσφαιρας εξαρτάται από τη συχνότητα και τη συγκέντρωση ηλεκτρονίων στην ιονόσφαιρα. Και οι δύο δείκτες υπόκεινται σε γρήγορες τοπικές μεταβολές. Η διάθλαση προκαλεί καμπυλότητα στην πορεία του κύματος, διακυμάνσεις στην ταχύτητα του κύματος και άρα και στο χρόνο μετάδοσης. Ο πιο ενοχλητικός σπινθηρισμός είναι ο επίγειος σταθμός βρίσκεται κοντά στον ισημερινό.

Στην υπό μελέτη ραδιοζεύξη οι απώλειες λόγω σπινθηρισμού, $L_{\sigma\pi\iota\nu\theta}$, θεωρούνται μηδενικές, επειδή στατιστικά δεν είναι πολύ συχνές. Άρα:

48

Απώλειες λόγω σπινθηρισμού

 $L_{\sigma\pi\iota\nu\theta} \cong 0 dB$

3.3.3 Η Επίδραση του Εδάφους – Φαινόμενα Πολλαπλών Διαδρομών

Όταν η κεραία του επίγειου σταθμού έχει μικρή διάμετρο και άρα μεγάλο εύρος δέσμης, το λαμβανόμενο φέρον κύμα μπορεί να είναι το άθροισμα ενός κύματος το οποίο λαμβάνεται απευθείας και ενός κύματος ισοδύναμου πλάτους, το οποίο λαμβάνεται μετά από ανάκλαση στο έδαφος ή σε αντικείμενα του περιβάλλοντος χώρου (κτίρια κτλ.). Στην περίπτωση που το εξ ανάκλασης λαμβανόμενο κύμα έχει αντίθετη φάση από το απευθείας λαμβανόμενο, το άθροισμά τους έχει ως αποτέλεσμα μεγάλη εξασθένιση.

Στο παρόν σύστημα το πρόβλημα των πολλαπλών διοδεύσεων δεν υφίσταται, επειδή, αφενός ο επίγειος σταθμός θα τοποθετηθεί σε μέρος όπου δεν θα υπάρχουν αντικείμενα που θα μπορούσαν να προκαλέσουν ανάκλαση και αφετέρου η κεραία που θα χρησιμοποιηθεί θα έχει μεγάλη κατευθυντικότητα και η ζεύξη με το δορυφόρο θα πραγματοποιείται για γωνία ανύψωσης μεγαλύτερη από 5°, έτσι ώστε τυχόν κύμα από ανάκλαση να αποκλείεται.

3.3.4 Απώλειες Λόγω Ασυμφωνίας των Πολώσεων

Η επιλογή της πόλωσης της κεραίας είναι πολύ σημαντικός παράγοντας σε μία ζεύξη, καθώς θα πρέπει η πόλωση της κεραίας του πομπού και επομένως του εκπεμπόμενου σήματος να ταυτίζεται με την πόλωση της κεραίας λήψης. Απώλειες λόγω ασυμφωνίας (μη προσαρμογής) των πολώσεων είναι οι απώλειες που παρατηρούνται όταν η κεραία λήψης δεν είναι ευθυγραμμισμένη με την πόλωση του λαμβανόμενου

κύματος. Αυτές οι απώλειες είναι αποτέλεσμα της μετάδοσης δια μέσου της ατμόσφαιρας, αλλά μπορεί να οφείλονται και στην μη ευθυγράμμιση του επιπέδου πόλωσης της κεραίας λήψης με εκείνο του προσπίπτοντος κύματος.

Η αποπόλωση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος, κατά τη μετάδοση διαμέσου της ατμόσφαιρας, οφείλεται στην ύπαρξη νεφών βροχής και πάγου στην τροπόσφαιρα, αλλά και στη στροφή Faraday, φαινόμενο που εισάγει η ιονόσφαιρα.

Οι κυριότεροι παράμετροι του μέσου της βροχής που συμβάλλουν στην αποπόλωση του σήματος είναι η μη σφαιρικότητα των σταγόνων και η γωνία κλίσης αυτών ως προς την κατακόρυφο, που οφείλεται στην κατεύθυνση του ανέμου στη συγκεκριμένη περιοχή. Η αποπόλωση λόγω βροχής έχει ως συνέπεια τη μεταφορά ενέργειας από μία πόλωση στην ορθογωνική της και έχει δυσμενή αποτελέσματα, ιδιαίτερα στην περίπτωση συστημάτων που κάνουν χρήση της τεχνικής επαναχρησιμοποίησης συχνότητας μέσω ορθογωνικής πόλωσης [6]. Τότε, οι δύο ορθογωνικές συνιστώσες παρεμβαίνουν η μία στην άλλη.

Τα νέφη πάγου, όπου οι παγοκρύσταλλοι σε μεγάλο ύψος βρίσκονται σε μία περιοχή κοντά στην ισοθερμική 0°C, είναι επίσης αίτιο μεταβολής της πόλωσης, το όποιο σε αντίθεση με τη βροχή, είναι φαινόμενο που δε συνοδεύεται από εξασθένιση.

Η ιονόσφαιρα προκαλεί στροφή του επιπέδου πόλωσης ενός γραμμικά πολωμένου κύματος, φαινόμενο που ονομάζεται στροφή Faraday. Η γωνία στροφής είναι αντιστρόφως ανάλογη με το τετράγωνο της συχνότητας. Είναι συνάρτηση της συγκέντρωσης των ηλεκτρονίων της ιονόσφαιρας και κατά συνέπεια μεταβάλλεται με το χρόνο, την εποχή και τη φάση του ηλιακού κύκλου. Η τάξη μεγέθους της στροφής είναι μερικές μοίρες στα 4 GHz. Η στροφή Faraday έχει ως αποτέλεσμα, για μικρό ποσοστό του χρόνου, μια εξασθένιση L_{POL} (dB) = -20 log (cosγ), του φέροντος κύματος, όπου γ είναι η γωνία μεταξύ του επιπέδου πόλωσης της κεραίας λήψης και του επίπεδου πόλωσης του προσπίπτοντος κύματος. Ακόμα, συνεπάγεται την εμφάνιση μιας συνιστώσας με διαφορά πόλωσης, η οποία δημιουργεί πρόβλημα στην περίπτωση που χρησιμοποιούνται ταυτόχρονα δύο ορθογωνικές πολώσεις. Ενδεικτικά σημειώνεται ότι για συχνότητα 4 GHz και γωνία στροφής 9°, σημειώνεται εξασθένιση μση με L_{POL} (dB) = -20 log (cos9°) = 0,1dB.

Συμπερασματικά, κατά τη μετάδοση διαμέσου της ατμόσφαιρας, η πόλωση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος εάν είναι κυκλική μπορεί να αλλάξει σε ελλειπτική, ενώ εάν πρόκειται για γραμμικά πολωμένο κύμα μπορεί να προκληθεί στροφή στο

50

επίπεδο πόλωσής του. Να σημειωθεί ότι σε μία ραδιοζεύξη με κυκλική πόλωση, το εκπεμπόμενο κύμα είναι κυκλικά πολωμένο μόνο στον άξονα της κεραίας. Η πόλωσή του γίνεται ελλειπτική εκτός του άξονα.

Αποτέλεσμα όλων των παραπάνω είναι η πόλωση της κεραίας λήψης να μην ταυτίζεται πλήρως με την πόλωση του λαμβανομένου κύματος. Στην περίπτωση της γραμμικής πόλωσης, εάν το επίπεδο πόλωσης της κεραίας σχηματίζει γωνία ψ με το επίπεδο πόλωσης του προσπίπτοντος κύματος, οι απώλειες λόγω ασυμφωνίας πόλωσης είναι:

$$L_{POL} (dB) = -20 \log (\cos \psi) \qquad (3.13)$$

Εάν η κεραίας λήψης είναι κυκλικά πολωμένη και λαμβάνει σήμα γραμμικά πολωμένο, οι απώλειες πόλωσης είναι:

$$L_{POL} = 3dB \tag{3.14}$$

Υπενθυμίζεται ότι μία κεραία που σχεδιάζεται να εκπέμπει ή να λαμβάνει ένα κύμα δεδομένης πόλωσης, δεν μπορεί ούτε να εκπέμψει ούτε να λάβει την ορθογωνική πόλωση της λειτουργίας της.

Στο υπό μελέτη σύστημα η κεραία του δορυφόρου έχει κυκλική πόλωση [7], γεγονός που επιβάλλει την χρησιμοποίηση κεραία όμοιας πόλωσης στον επίγειο σταθμό. Η εκτιμώμενη τιμή για τις απώλειες πόλωσης στο παρόν σύστημα είναι τα 3 dB. Άρα:

Απώλειες λόγω ασυμφωνίας πόλωσης

 $L_{POL} = 3dB$

3.3.5 Απώλειες Λόγω Κακής Σκόπευσης της Κεραίας

Στην εξίσωση του Friis, θεωρήθηκαν συνθήκες βέλτιστου προσανατολισμού, δηλαδή ότι οι κεραίες του πομπού και του δέκτη είναι ευθυγραμμισμένες ώστε να εκπέμπουν και να λαμβάνουν στη διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας. Στην πράξη η ευθυγράμμιση των γωνιών εκπομπής και λήψης δεν είναι τέλεια, με αποτέλεσμα να εμφανίζεται ένα σφάλμα σκόπευσης, δηλαδή απόκλιση από τη διεύθυνση της μέγιστης ακτινοβολίας (απολαβής), τόσο στην εκπομπή, όσο και στη λήψη. Αυτή η απόκλιση, όπως φαίνεται και από τη σχέση (3.9), έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της απολαβής, G (θ), σε σχέση με τη μέγιστη απολαβή G_{max}, κατά την ποσότητα G_{max}, dBi – G (θ) dBi = 12 (θ / θ_{3dB})² = L. Κατα συνέπεια, οι απώλειες που εισάγονται λόγω έλλειψης ευθυγράμμισης των γωνιών εκπομπής θ_T και λήψης θ_R υπολογίζονται από τη σχέση:

$$L_{T} = 12 (\theta_{T} / \theta_{3dB})^{2}$$
 (dB) (3.15)

$$L_{R} = 12 (\theta_{R} / \theta_{3dB})^{2}$$
 (dB) (3.16)



<u>ΣΧΗΜΑ 3.12</u> Μη ευθυγράμμιση μεταξύ των κεραιών εκπομπής και λήψης.

Στην περίπτωση του υπό εξέταση συστήματος η κεραία του επίγειου σταθμού θα είναι παραβολικό κάτοπτρο, διαμέτρου 2,5 m. Ένα τυπικό σφάλμα σκόπευσης για τέτοια κεραία είναι $\theta = 0,25^{\circ}$, όπου έχουν ληφθεί υπόψη το διάγραμμα ακτινοβολίας της και η ακρίβεια του επίγειου σταθμού για στόχευση και παρακολούθηση του δορυφόρου. Η γωνία εύρους 3dB είναι περίπου 3,7° (3,72° για την εκπομπή, 3,64° για τη λήψη). Χρησιμοποίώντας τις (3.14), (3.15), προκύπτει ότι οι απώλειες λόγω κακής σκόπευσης της κεραίας του επίγειου σταθμού, τόσο για την άνω, όσο και για την κάτω ζεύξη είναι της τάξης των 0,05 dB

Σε ό,τι αφορά στην κεραία του δορυφόρου, αυτή είναι μία 'S- Band Patch Antenna', της οποίας το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι τέτοιο ώστε καλύπτει όλη την ορατή επιφάνεια της γης [7]. Επειδή η δέσμη αυτής της κεραίας έχει μεγάλο εύρος, οι απώλειες λόγω του σφάλματος σκόπευσης είναι αμελητέες.

Συμπερασματικά:

| Απώλειες λόγω κακής σκόπευσης της κεραίας | | | | | |
|---|--|--|--|--|--|
| (Επίγειος σταθμός) | | | | | |
| Uplink | $\mathbf{L}_{\mathrm{T}} = 0, 05 \; \mathrm{dB}$ | | | | |
| Downlink | $L_{\rm R}=0,05~{\rm dB}$ | | | | |

| Απώλειες λόγω κακής σκόπευσης της κεραίας | | | | |
|---|----------------|--|--|--|
| (Δορυφόρος) | | | | |
| Uplink | $L_{T} = 0 dB$ | | | |
| Downlink | $L_R = 0 dB$ | | | |

3.3.6 Απώλειες στον Εξοπλισμό Εκπομπής και Λήψης



ΣΧΗΜΑ 3.13 Απώλειες στον εξοπλισμό εκπομπής και λήψης.

Στον εξοπλισμό εκπομπής, πρόκειται για τις απώλειες L_{FTX} μεταξύ της κεραίας και του πομπού (σχήμα 3.13). Στο υπό μελέτη σύστημα αυτές οι απώλειες οφείλονται στη γραμμή μεταφοράς (ομοαξονικό καλώδιο) που συνδέει την κεραία με τον πομπό, καθώς και στο μεταγωγέα ραδιοσυχνοτήτων (RF switch), που ρυθμίζει το αν θα γίνεται εκπομπή ή λήψη. Η γραμμή μεταφοράς είναι, συνήθως, ομοαξονικό καλώδιο και οι απώλειες που εισάγει είναι ανάλογες του μήκους του καλωδίου. Για ένα μέτριας εξασθένισης καλώδιο δεν ξεπερνούν για μήκος 10m τα 0,25 dB.

Δεδομένων των απωλειών στον εξοπλισμό εκπομπής, L_{FTX} , για να τροφοδοτηθεί η κεραία με μία ισχύ P_T , είναι αναγκαίο να παρέχεται μία ισχύς P_{TX} στην έξοδο του πομπού, τέτοια ώστε:

$$\mathbf{P}_{\mathrm{TX}} = \mathbf{L}_{\mathrm{FTX}} \, \mathbf{P}_{\mathrm{T}} \tag{3.17}$$

Ανάλογα, στον εξοπλισμό λήψης, η γραμμή μεταφοράς και ο μεταγωγέας ραδιοσυχνοτήτων (RF switch) εισάγουν απώλειες L_{FRX} (σχήμα 3.13), έτσι ώστε η ισχύς του σήματος στην είσοδο του δέκτη να είναι, σε σχέση με την ισχύ P_R στα άκρα της κεραίας:

$$P_{RX} = P_R / L_{FTX}$$
(3.18)

Σε ό,τι αφορά τον επίγειο σταθμό, η γραμμή μεταφοράς και το switch είναι κοινά για την εκπομπή και τη λήψη. Οι απώλειες που εισάγουν θεωρούνται ίσες με 2 dB, τιμή συντηρητική, η οποία, όμως, μπορεί να καλύπτει απώλειες που εισάγουν άλλα μέρη του πομπού ή του δέκτη.

Στο δορυφόρο, εξαιτίας του εξαιρετικά μικρού μεγέθους του, η γραμμή μεταφοράς που ενώνει την κεραία με τον πομπό και το δέκτη θα έχει πολύ μικρό μήκος και άρα θα εισάγει αμελητέες απώλειες. Εξαιτίας της τοπολογίας του κυκλώματος του πομποδέκτη [7,σελ.85], εκτός από τη γραμμή μεταφοράς, μεταξύ της κεραίας και του πομποδέκτη παρεμβάλλονται ένα RF φίλτρο και ένας μεταγωγέας ραδιοσυχνοτήτων, που εισάγουν απώλειες 1 dB και 0,5 dB, αντίστοιχα. Έτσι, συνολικά, οι απώλειες υπολογίζονται στα 1,5 dB.

Συμπερασματικά:

| Απώλειες στον εξοπλισμό εκπομπής και λήψης (Επίγειος σταθμός) | | | | |
|--|------------------|--|--|--|
| Εκπομπή | $L_{FTX} = 2 dB$ | | | |
| Λήψη | $L_{FRX} = 2 dB$ | | | |

| Απώλειες στον εξοπλισμό εκπομπής και λήψης | | | | | |
|--|----------------------------|--|--|--|--|
| (Δορυφόρος) | | | | | |
| Εκπομπή | $L_{FTX} = 1,5 \text{ dB}$ | | | | |
| Λήψη | $L_{FRX} = 1,5 \text{ dB}$ | | | | |

3.3.7 Συμπεράσματα

3.3.7.1 Συγκεντρωτικά αποτελέσματα για τις απώλειες ισχύος της ραδιοζεύξης

Από την ανάλυση που έγινε στις προηγούμενες παραγράφους προκύπτει ότι η βασική πηγή εξασθένισης του μεταδιδόμενου σήματος είναι οι απώλειες ελευθέρου χώρου. Πολύ μικρότερες είναι οι απώλειες που οφείλονται στην ασυμφωνία της πόλωσης και στην κακή σκόπευση της κεραίας, ενώ αμελητέες είναι οι απώλειες που οφείλονται σε ατμοσφαιρικά φαινόμενα. Οι απώλειες στον εξοπλισμό εκπομπής και λήψης είναι ένα μέγεθος που συνδέει την ισχύ που εκπέμπεται ή λαμβάνεται από την κεραία με την ισχύ που εκπέμπεται ή λαμβάνεται από τον πομπό και το δέκτη, αντίστοιχα, και γιαυτό θα μπορούσαν να συζητηθούν και κατά την παρουσίαση του πομποδέκτη. Για λόγους πληρότητας εξετάστηκαν εδώ.

Τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα της ανάλυσης της ραδιοζέυξης παρουσιάζονται στον πίνακα 3.2.

| Είδος απωλειών | Σύμβολο | Τιμή (dB) |
|--|-------------------------------------|-----------|
| Διάδοση ελευθέρου χώρου (Άνω ζεύξη) | L _{FSup} | 166,06 |
| Διάδοση ελευθέρου χώρου (Κάτω ζεύξη) | L _{FSdown} | 166,79 |
| Ατμοσφαιρικές κατακρημνίσεις | L _{RAIN} | 0 |
| Ατμοσφαιρικά αέρια | L _{atm} | 0,2 |
| Σπινθηρισμός | $L_{\sigma\pi\iota u	heta}$. | 0 |
| Ασυμφωνία πόλωσης | L _{POL} | 3 |
| Κακή σκόπευση της κεραίας (Επίγειος σταθμός) | $L_{T,}L_{R}$ | 0,05 |
| Κακή σκόπευση της κεραίας (Δορυφόρος) | $L_{T,}L_{R}$ | 0 |
| Εξοπλισμός εκπομπής και λήψης (Επίγειος | | |
| σταθμός) | L_{FTX}, L_{FRX} | 2 |
| Εξοπλισμός εκπομπής και λήψης (δορυφόρος) | L _{FTX} , L _{FRX} | 1,5 |

Πίνακας 3.2 Απώλειες ισχύος της ζεύξης

3.3.7.2 Τελική μορφή εξίσωσης Friis

Λαμβάνοντας υπόψη όλες τις πηγές απώλειας, η εξίσωση του Friis (σχέση 3.5) που δίνει την ισχύ του σήματος στην είσοδο του δέκτη γράφεται:

$$P_{RX} = (P_{TX} G_{TMAX} / L_T L_{FTX}) (1 / L_{FS} L_A) (G_{RMAX} / L_R L_{FRX} L_{POL})$$
(3.19)

kai se dB:

$$P_{RX} = (P_{TX} + G_{TMAX} - L_T - L_{FTX}) - (L_{FS} + L_A) + (G_{RMAX} - L_R - L_{FRX} - L_{POL})$$

(3.20)

Στις σχέσεις (3.19), (3.20) με L_A συμβολίζεται η εξασθένιση των κυμάτων στην ατμόσφαιρα εκφρασμένη σε dB: $L_A = L_{RAIN} + L_{atm} + L_{σπινθ.}$

Όπως και στην εξίσωση (3.5), έτσι και στις (3.19), (3.20) διακρίνονται τρεις όροι:

Ο πρώτος είναι η ενεργός ισοτροπικά ακτινοβολούμενη ισχύς (EIRP) του πομπού, στην οποία έχουν ληφθεί υπόψη η μείωση του κέρδους της κεραίας λόγω του σφάλματος σκόπευσης και η μείωση της ισχύος που βγαίνει από τον πομπό, λόγω των στοιχείων που παρεμβάλλονται μεταξύ αυτού και της κεραίας:

$$EIRP = P_{TX} + G_{TMAX} - L_T - L_{FTX} \qquad (dB) \qquad (3.21)$$

 Ο δεύτερος όρος εκφράζει την απώλεια μετάδοσης L, η οποία περιλαμβάνει τις απώλειες ελευθέρου χώρου και την εξασθένιση της ατμόσφαιρας:

$$L = L_{FS} + L_A \qquad (dB) \tag{3.22}$$

Ο τρίτος όρος αφορά στην απολαβή G του εξοπλισμού λήψης. Σε αυτή έχουν ληφθεί υπόψη οι απώλειες λόγω ασυμφωνία της πόλωσης της κεραίας με την πόλωση του λαμβανομένου κύματος, οι απώλειες λόγω του σφάλματος στόχευσης της κεραίας και η απόσβεση που εισάγουν τα στοιχεία μεταξύ κεραίας και δέκτη:

$$G = G_{RMAX} - L_R - L_{FRX} - L_{POL} \qquad (dB) \qquad (3.23)$$

Η σχέση (3.20) θα χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό του ελάχιστου σήματος που φτάνει στον δέκτη του επίγειου σταθμού (§5.1.2).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΙV ΒΑΣΙΚΕΣ ΕΝΝΟΙΕΣ ΣΤΗ ΣΧΕΔΙΑΣΗ RF ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

Για να καταστεί δυνατή η σχεδίαση ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος, θα πρέπει να εξεταστούν κάποιες βασικές έννοιες που χαρακτηρίζουν το σύστημα, οι οποίες πηγάζουν από τη θεωρία των σημάτων και των συστημάτων. Οι έννοιες αυτές είναι ο θόρυβος και η μη γραμμικότητα, η οποία εξετάζεται υπό το πρίσμα των αποτελεσμάτων που επιφέρει, όπως είναι η αρμονική παραμόρφωση, η συμπίεση κέρδους, η παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωσης και άλλα. Τα φαινόμενα αυτά εξετάζονται στο παρόν κεφάλαιο και καταδεικνύεται ο τρόπος με τον οποίο επηρεάζουν το σύστημα. Ακόμη, γίνεται αναφορά σε δύο βασικά μεγέθη ενός δέκτη, την ευαισθησία και τη δυναμική περιοχή.

4.1 ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΤΗΝ ΕΙΣΟΔΟ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ

Θόρυβος, γενικά, είναι κάθε σήμα με μηδενικό πληροφοριακό περιεχόμενο, το οποίο προστίθεται στα χρήσιμα πληροφοριακά σήματα, μειώνοντας, έτσι, την ικανότητα του δέκτη να αναπαράγει ικανοποιητικά τη μεταδιδόμενη πληροφορία. Ο θόρυβος αποτελείται από ασυσχέτιστα σήματα διαφορετικής προέλευσης που συντίθενται κατά τυχαίο τρόπο και περιγράφεται μαθηματικά ως τυχαία διαδικασία.

Οι πιθανές πηγές θορύβου στις δορυφορικές επικοινωνίες προέρχονται είτε από τον εξωτερικό θόρυβο που εισέρχεται στο δέκτη μέσω της κεραίας, είτε από τον εσωτερικό θόρυβο των κυκλωμάτων του δέκτη. Στην πρώτη κατηγορία κατατάσσεται ο θόρυβος που οφείλεται στην ηλιακή δραστηριότητα, τη γαλαξιακή ακτινοβολία και την ατμόσφαιρα. Ο κυκλωματικός θόρυβος οφείλεται σε δύο φαινόμενα. Αφενός, στην τυχαία κίνηση των ηλεκτρονίων σε ένα παθητικό στοιχείο ή κύκλωμα, οπότε ονομάζεται θερμικός θόρυβος και αφετέρου, στην τυχαία διακύμανση του αριθμού φορέων σε ένα ενεργό στοιχείο, οπότε ονομάζεται θόρυβος βολής.

Τα φέροντα κύματα που προέρχονται από πομπούς διαφορετικούς από εκείνον που θέλουμε να λάβουμε, ταξινομούνται επίσης σαν θόρυβος. Αυτός ο θόρυβος περιγράφεται με τον όρο παρεμβολή.

ΣΧΗΜΑ 4.1 Δυαδικό σήμα παραμορφωμένο από θόρυβο.

4.1.1 Λευκός Θόρυβος

Οι ποσοτικοί υπολογισμοί του θορύβου στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα βασίζονται κυρίως στην έννοια του λευκού θορύβου. Η ισχύς του θορύβου αυτού θεωρείται ομοιόμορφα κατανεμημένη σε ένα πολύ μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Η φασματική



ΣΧΗΜΑ 4.2 Φασματική πυκνότητα λευκού θορύβου.

πυκνότητα ισχύος N_0 του λευκού θορύβου θεωρείται σταθερή για κάθε συχνότητα (σχήμα 4.2).

Ως στοχαστικό σήμα ο λευκός θόρυβος έχει κατανομή πυκνότητας πιθανότητας τύπου Gauss με μηδενική μέση τιμή. Ο λευκός θόρυβος είναι προσθετικής μορφής, δηλαδή προστίθεται στο επιθυμητό σήμα και συνήθως αναφέρεται ως προσθετικός λευκός θόρυβος τύπου Gauss (Additive White Gaussian Noise, AWGN).

Χαρακτηριστικές περιπτώσεις λευκού θορύβου είναι ο θερμικός θόρυβος και ο θόρυβος που προέρχεται από την ηλιακή δραστηριότητα και την ηλιακή ακτινοβολία. Οι πραγματικές πηγές θορύβου δεν έχουν πάντοτε σταθερή φασματική πυκνότητα. Όμως, το μοντέλο του λευκού θορύβου είναι κατάλληλο για την αναπαράσταση του πραγματικού θορύβου, ο οποίος παρατηρείται σε στενό εύρος ζώνης, όπου μπορεί να θεωρηθεί σταθερός.

Η ισοδύναμη ισχύς θορύβου N (W) που λαμβάνεται από ένα δέκτη με ισοδύναμο εύρος ζώνης θορύβου B_N , που συνήθως προσαρμόζεται στο εύρος ζώνης B του επιθυμητού διαμορφωμένου σήματος ($B_N = B$), δίνεται από τη σχέση:

$$N = N_0 B_N \qquad (W) \tag{4.1}$$

4.1.2 Θερμικός Θόρυβος

Η τυχαία κίνηση των ελεύθερων ηλεκτρονίων σε μία αντίσταση της οποίας η θερμοκρασία είναι πάνω από το απόλυτο μηδέν δημιουργεί τάση θορύβου στα άκρα

της. Η δίπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου αυτού δίνεται από τη σχέση:

$$S_n(f) = 2(h|f|) / [exp(h|f|/(kT_s) - 1]$$
 (4.2)

όπου: f η συχνότητα λειτουργίας σε Hz

- h η σταθερά του Planck (h = 6.2×10^{-34} Js)
- k η σταθερά του Boltzmann (k = 1.38×10^{-23} J/ °K)
- T_s η φυσική θερμοκρασία της αντίστασης σε $^\circ \! K$

Για συνήθεις θερμοκρασίες (μέχρι 300°K) και για συχνότητες μέχρι 6000GHz, η σχέση (4.2) προσεγγίζεται με πολύ καλή ακρίβεια από την απλή σχέση:

$$S_n(f) = 2kT_s \tag{4.3}$$

Επομένως, η ισχύς θερμικού θορύβου που παράγεται από την αντίσταση σε ένα ζωνοπερατό εύρος Β είναι:

$$P_v = 4 kT_s B \tag{4.4}$$

και η μέγιστη ισχύς θερμικού θορύβου που μπορεί να αποδώσει η αντίσταση υπό συνθήκες προσαρμογής:

$$N_{\alpha v} = k T_s B \tag{4.5}$$

Η σχέση (4.5) δίνει τη διαθέσιμη ισχύ θερμικού θορύβου που προκαλείται στα άκρα μιας αντίστασης. Είναι ανεξάρτητο από την τιμή της αντίστασης και εξαρτάται μόνο από τη φυσική της θερμοκρασία. Γενικά, οι πηγές θορύβου κατά τους διάφορους υπολογισμούς λαμβάνονται υπόψη μέσω της διαθέσιμης ισχύος θορύβου. Αυτό συμβαίνει για δύο λόγους. Αφενός, επειδή στην πράξη επιδιώκεται η μέγιστη μεταβίβαση ισχύος και, κατά συνέπεια, η προσαρμογή ισχύος των διαφόρων στοιχείων και συστημάτων. Αφετέρου, διότι οι υπολογισμοί πρέπει να καλύπτουν τη



ΣΧΗΜΑ 4.3 Ισοδύναμο κύκλωμα θορυβώδους αντίστασης.

χειρότερη περίπτωση, κατά την οποία κάθε πηγή θορύβου υπεισέρχεται με τη μέγιστη ισχύ θορύβου που μπορεί να ακδώσει.

Από τη σχέση (4.5) προκύπτει η διαθέσιμη (δίπλευρη) φασματική πυκνότητα ισχύος μιας αντίστασης:

$$S_{\alpha\nu}(f) = N_{\alpha\nu} 2 B = kT_s/2$$
(4.6)

Σύμφωνα με τα προηγούμενα, μια θορυβώδης αντίσταση R ισοδυναμεί με αθόρυβη αντίσταση ίδιας τιμής σε σειρά με πηγή θορύβου μέσης τετραγωνικής τιμής τάσης (σχήμα 4.3):

$$v^2(t) = 4RkT_sB \tag{4.7}$$

Αυτή η πηγή θορύβου αποδίδει διαθέσιμη ισχύ θορύβου ίση με τη διαθέσιμη ισχύ θορύβου της θορυβώδους αντίστασης, που βρίσκεται σε φυσική θερμοκρασία T_s. Δηλαδή:

$$N = N_{\alpha v} = k T_s B \tag{4.8}$$

Στην περίπτωση που μία θορυβώδης αντίσταση συνδεθεί στην είσοδο ενός γραμμικού κυκλώματος με συνάρτηση μεταφοράς H(f), τότε ο θερμικός της θόρυβος μεταδίδεται μέσω αυτού σύμφωνα με το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 4.4.

Στο παραπάνω κύκλωμα η θορυβώδης αντίσταση αντικαθίσταται από την αντίστοιχη πηγή θορύβου και αθόρυβη αντίσταση που ενσωματώνεται στο γραμμικό κύκλωμα. Η γενική σχέση που συνδέει τις φασματικές πυκνότητες τάσης εισόδου v^2 (t)

R



ΣΧΗΜΑ 4.4 Θορυβώδης αντίσταση στην είσοδο γραμμικού κυκλώματος.

$$S_{vo}(f) = S_{vi}(f) |H(f)|^2$$
(4.9)

Από το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 4.4 προκύπτει:

$$S_{vo}(f) = 2RkT_s |G(f)|^2$$
 (4.10)

όπου G(f) η συνάρτηση μεταφοράς του δικτύου που προκύπτει μετά την ενσωμάτωση της αθόρυβης αντίστασης R στο γραμμικό δίκτυο.

4.1.3 Μεγέθη Απόδοσης Θορύβου

4.1.3.1 Ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου

Χρησιμοποιώντας το μοντέλο του λευκού θορύβου και την ανάλυση της τελευταίας ενότητας, η φασματική πυκνότητα ισχύος του λευκού θορύβου που μεταβιβάζεται από μία πηγή θορύβου σε προσαρμοσμένο φορτίο γράφεται:

$$N_o = k T_s \tag{4.11}$$

 $v^2(t)$



ΣΧΗΜΑ 4.5 Ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου θορυβώδους δικτύου.

Η θερμοκρασία Τ_s ονομάζεται ισδούναμη θερμοκρασία θορύβου της πηγής θορύβου. Η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου ενός θορυβώδους στοιχείου ή κυκλώματος είναι η φυσική θερμοκρασία σε °Κ μιας αντίστασης που παράγει στο ίδιο εύρος συχνοτήτων την ίδια διαθέσιμη ισχύ θορύβου.

Σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα κάθε ενεργό δίκτυο, όπως π.χ. ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου και κάθε παθητικό δίκτυο, όπως π.χ. ένα φίλτρο ή ένας κυματοδηγός παράγει θόρυβο, ο οποίος προστίθεται στο **Ερρμβινδερχεδί Κτυο** σύστημα. Έστω ένα δίθυρο σύστημα κέρδους G και μία πηγή θορύβου θερμοκρασίας T_s συνδεδεμένη στην είσοδό του. Η ισχύς θορύβου στην έξοδο του δικτύου και σε εύρος συχνοτήτων B είναι:

$$N = k T_s B G + N_n \tag{4.12}$$

όπου N_n είναι η ισχύς θορύβου που παράγεται στην έξοδο του δικτύου από τις εσωτερικές πηγές θορύβου σε αυτό. Η σχέση (4.12) μπορεί να γραφτεί στη μορφή:

$$N = k B (T_s + T_e) G$$
(4.13)

όπου

$$T_e = N_n / GkB \tag{4.14}$$

Από τις προηγούμενες σχέσεις φαίνεται ότι η ισχύς θορύβου N_n μπορεί να θεωρηθεί ότι παράγεται από μία υποθετική πηγή θορύβου ισοδύναμης θερμοκρασίας T_e συνδεδεμένη στην είσοδο του συστήματος (σχήμα 4.5). Επομένως, κάθε θορυβώδες δίκτυο μπορεί να χαρακτηριστεί με τη βοήθεια της ισοδύναμης

θερμοκρασίας θορύβου του (equivalent noise temperature). Η θερμοκρασία $T_s + T_e$ ορίζεται ως η θερμοκρασία θορύβου του συστήματος ανηγμένη στην είσοδό του.

Κατά συνέπεια, κάθε θορυβώδες δίθυρο σύστημα μπορεί να αντικατασταθεί από ένα αθόρυβο του ίδιου κέρδους και από μια πρόσθετη πηγή θορύβου ισοδύναμης θερμοκρασίας Τ_e συνδεδεμένη στην είσοδό του. Ας σημειωθεί ότι η εξωτερική πηγή θορύβου και οι εσωτερικές πηγές θεωρούνται ασυσχέτιστες και άρα τα ενεργειακά τους αποτελέσματα προστίθενται.

4.1.3.2 Συντελεστής θορύβου

Ένα ακόμη μέγεθος που χρησιμοποιείται για να αποδώσει τον εσωτερικό θόρυβο ενός διθύρου συστήματος είναι ο συντελεστής θορύβου (Noise Figure, NF). Ο συντελεστής θορύβου ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος θορύβου εξόδου του θορυβώδους δικτύου προς την ισχύ θορύβου εξόδου απουσία εσωτερικών πηγών θορύβου, με την υπόθεση ότι η πηγή θορύβου στην είσοδο του δικτύου είναι ισοδύναμης θερμοκρασίας $T_s = T_o = 290^\circ K$. Δηλαδή:

$$NF = (k T_o B G + N_n) / (k T_o B G)$$
(4.15)

ή

$$NF = 1 + T_e / T_o$$
 (4.16)

Ο συντελεστής θορύβου σχετίζεται με τους σηματοθορυβικούς λόγους εισόδου, CNR_{in} και εξόδου, CNR_{out}, του δικτύου. Συγκεκριμένα ισχύει:

$$NF = (CNR_{in} / CNR_{out}) |_{T_s = 290^{\circ}K}$$

$$(4.17)$$

4.1.4 Συντελεστής Θορύβου Αλυσίδας Δικτύων

Στο σχήμα 4.6 φαίνονται m δίθυρα διαδοχικά συνδεδεμένα. Κάθε δίθυρο i έχει



ΣΧΗΜΑ 4.6 Συντελεστής θορύβου αλυσίδας δικτύων.

κέρδος G_i, συντελεστή θορύβου NF_i και ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου T_{ei}. Η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου της αλυσίδας σχεταταπό τη σχέση:

$$T_{e} = T_{e1} + T_{e2} / G_{1} + T_{e3} / G_{1} G_{2} + \dots + T_{em} / G_{1} G_{2} \dots G_{m-1}$$
(4.18)

Χρησιμοποιώντας τη σχέση (4.16), ο συντελεστής θορύβου της αλυσίδας γράφεται:

$$NF = NF_1 + (NF_2 - 1) / G_1 + (NF_3 - 1) / G_1 G_2 + ... + (NF_m - 1) / G_1 G_2 ... G_{m-1}$$
(4.19)

Από τις σχέσεις (4.18) και (4.19) προκύπτει ότι ο συντελεστής θορύβου της αλυσίδας καθορίζεται σε μεγάλο βαθμό από τις αρχικές βαθμίδες και κυρίως από την πρώτη. Εάν η πρώτη βαθμίδα έχει μεγάλο κέρδος, τότε ο συνολικός συντελεστής θορύβου της αλυσίδας καθορίζεται κυρίως από αυτήν την πρώτη βαθμίδα

Η σχέση (4.19) είναι ιδιαίτερα σημαντική για τη σχεδίαση του δέκτη του επίγειου σταθμού. Από τη στιγμή που θα καθοριστεί ο απαιτούμενος συντελεστής θορύβου για το δέκτη, τα στοιχεία που θα αποτελέσουν το σύστημα λήψης θα πρέπει να έχουν κατάλληλα κέρδη και συντελεστές θορύβου, ώστε με εφαρμογή της (4.17) ο συνολικός NF που θα προκύψει να μην υπερβαίνει τον επιθυμητό. G₂, T₂, N

4.1.5 Θερμοκρασία Θορύβου Εξασθενητή



ΣΧΗΜΑ 4.7 Εξασθενητής.

Ένας εξασθενητής είναι ένα δίθυρο στοιχείο το οποίο περιέχει μόνο παθητικά εξαρτήματα (που μπορούν να θεωρηθούν σαν αντιστάσεις), όλα σε θερμοκρασία T_{ϵ} , η οποία γενικά είναι η θερμοκρασία του περιβάλλοντος. Εάν ο εξασθενητής εισάγει απόσβεση L_{ϵ} , τότε η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου στην είσοδό του θα είναι:

$$\mathbf{L}_{\varepsilon}, \ \mathbf{T}_{\varepsilon}$$
$$\mathbf{T}_{\varepsilon} = (\mathbf{L}_{\varepsilon} - 1) \mathbf{T}_{\varepsilon}$$
(4.20)

Εάν $T_{\epsilon} = T_{o} = 290$ °K, τότε από τις (4.16) και (4.20) προκύπτει ότι ο συντελεστής θορύβου του εξασθενητή ταυτίζεται με την απόσβεση που αυτός εισάγει. Δηλαδή:

$$NF_{\varepsilon} = L_{\varepsilon} \tag{4.21}$$

Η σχέση (4.21) θα χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό του συντελεστή θορύβου των παθητικών στοιχείων του επίγειου σταθμού (π.χ. φίλτρα, μίκτες).

4.1.6 Θερμοκρασία Θορύβου Κεραίας

Ο θόρυβος σε ένα δέκτη προκαλείται όχι μόνο από τα εσωτερικά κυκλώματα που αυτός περιέχει, αλλά και από τον εξωτερικό θόρυβο που εισέρχεται στο δέκτη διαμέσου της κεραίας. Η κεραία του δέκτη εκτός από το χρήσιμο σήμα συλλέγει θόρυβο από ακτινοβολούντα σώματα, όταν ο θόρυβος αυτός είναι μέσα στο εύρος ζώνης του συστήματος και επίσης μέσα στο διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας. Κατά συνέπεια, η κεραία θεωρείται σαν μια πηγή θορύβου και χαρακτηρίζεται από μια θερμοκρασία θορύβου T_A.

Έστω $T_b(\theta, \varphi)$ η θερμοκρασία λαμπρότητας ενός ακτινοβολούντος σώματος το οποίο βρίσκεται σε μια διεύθυνση (θ,φ), όπου η συνάρτηση κέρδους της κεραίας έχει τιμή G(θ,φ). Η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας προκύπτει με ολοκλήρωση των συνεισφορών όλων των ακτινοβολούντων σωμάτων που βρίσκονται μέσα στο διάγραμμα ακτινοβολίας της. Επομένως:

$$T_{A} = (1/4\pi) \iint T_{b}(\theta, \varphi) G(\theta, \varphi) \sin\theta \, d\theta \, d\varphi \tag{4.22}$$

4.1.6.1 Η κεραία του δορυφόρου

Ο θόρυβος που λαμβάνεται από την κεραία ενός δορυφόρου είναι θόρυβος από τη γη και από το διάστημα. Το εύρος δέσμης της κεραίας του δορυφόρου είναι μικρότερο ή ίσο από τη γωνία με την οποία ο δορυφόρος βλέπει τη γη. Για γεωστατικούς δορυφόρους η γωνία αυτή είναι 17,5°, ενώ στην περίπτωση του υπό εξέταση συστήματος είναι περίπου 90° με αποτέλεσμα η μέγιστη συνεισφορά στο θόρυβο να είναι εκείνη της γης.

Γενικά. η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας εξαρτάται από τη συχνότητα και από τη θέση του δορυφόρου στην τροχιά [6]. Όταν η δέσμη είναι στενή η θερμοκρασία θορύβου εξαρτάται από τη συχνότητα και την περιοχή κάλυψης. Οι ηπειρωτικές περιοχές εκπέμπουν περισσότερο θόρυβο από τους ωκεανούς.

Στο υπό μελέτη σύστημα δεν υπάρχουν ακριβείς εκτιμήσεις για το θόρυβο που λαμβάνεται από την κεραία του δορυφόρου, ο οποίος προκαλείται βασικά από τη γη. Μια συντηρητική εκτίμηση για τους υπολογισμούς είναι η τιμή 300°K.

4.1.6.2 Η κεραία του επίγειου σταθμού

Ο θόρυβος που λαμβάνεται από την κεραία του επίγειου σταθμού προέρχεται από τον ουρανό και από την ακτινοβολία της γης. Θα εξεταστεί υπό συνθήκες "καθαρού ουρανού" και υπό συνθήκες βροχής.

(a) Συνθήκες "καθαρού ουρανού ". Σε συχνότητες μεγαλύτερες από 2 GHz, ο θόρυβος που συλλέγει η κεραία οφείλεται κυρίως στην μη ιονισμένη περιοχή της ατμόσφαιρας, η οποία, ως απορροφητικό μέσο μετάδοσης, αποτελεί πηγή θορύβου. Απουσία μετεωρολογικών σχηματισμών (συνθήκες που περιγράφονται ως "καθαρός ουρανός") η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας περιέχει συνεισφορές που οφείλονται στον ουρανό και στο περιβάλλον έδαφος.

Η συνεισφορά θορύβου του ουρανού υπολογίζεται από την έκφραση (4.22), όπου T_b(θ,φ) είναι η θερμοκρασία λαμπρότητας του ουρανού στη διεύθυνση (θ,φ). Στην πράξη, το μόνο μέρος του ουρανού που ουσιαστικά συνεισφέρει στο σύνολο είναι εκείνο που βρίσκεται στη διεύθυνση του άξονα της κεραίας, αφού μόνο σε αυτή τη διεύθυνση η απολαβή G(θ,φ) έχει υψηλή τιμή. Έτσι, η συνεισφορά θορύβου του καθαρού ουρανού, T_{SKY}, μπορεί να παρομοιαστεί με τη θερμοκρασία λαμπρότητας για τη γωνία ανύψωσης της κεραίας. Το σχήμα 4.8 δείχνει τη θερμοκρασία λαμπρότητας του καθαρού ουρανού συναρτήσει της συχνότητας και της γωνίας ανύψωσης. Καθίσταται σαφές ότι όσο περισσότερο στρέφεται η κεραία προς τον ορίζοντα (όσο μειώνεται η γωνία ανύψωσης), τόσο αυξάνεται η θερμοκρασία θορύβου. Για το σύστημα νανοδορυφόρου - επίγειου σταθμού, όπου f_{downlink} = 2,25 GHz και για γωνία ανύψωσης 5° (χειρότερη περίπτωση) η θερμοκρασία λαμπρότητας του καθαρού ουρανού είναι περίπου 20°K.

Εκτός από ουράνιο θόρυβο, η κεραία συλλέγει θόρυβο εξαιτίας της ακτινοβολίας από τη γη. Η ακτινοβολία από το έδαφος, κοντά στον επίγειο σταθμό, λαμβάνεται κυρίως από τους πλευρικούς λοβούς του διαγράμματος ακτινοβολίας της κεραίας, αλλά και από τον κύριο λοβό, όταν η γωνία ανύψωσης είναι μικρή. Η συνεισφορά κάθε λοβού υπολογίζεται από τη σχέση $T_i = G_i$ ($\Omega_i / 4\pi$) T_G , όπου G_i είναι η μέση απολαβή λοβού στερεάς γωνίας Ω_i και T_G η θερμοκρασία λαμπρότητας (ακτινοβολίας) του εδάφους. Το άθροισμα των συνεισφορών αυτών δίνει τη θερμοκρασία θορύβου λόγω της ακτινοβολίας από τη γη, T_{GROUND} . Σε ό,τι αφορά


ΣΧΗΜΑ 4.8 Θερμοκρασία λαμπρότητας του καθαρού ουρανού σα συνάρτηση της συχνότητας και της γωνίας ανύψωσης.

στον υπολογισμό της θερμοκρασία λαμπρότητας του εδάφους T_G , τα ακόλουθα μπορούν να θεωρηθούν μια πρώτη προσέγγιση:

- $T_G = 290^{\circ}$ K, για πλευρικούς λοβούς των οποίων η γωνία ανύψωσης Ε είναι μικρότερη από -10°.
- $T_G = 150^{\circ}K$, $-10^{\circ} < E < 0^{\circ}$

-
$$T_G = 50^{\circ}K, 0^{\circ} < E < 10^{\circ}$$

- $T_G = 10^{\circ}K$, $10^{\circ} < E < 90^{\circ}$

Η συνολική θερμοκρασία θορύβου που εισέρχεται στο σύστημα του επίγειου σταθμού μέσω της κεραίας δίνεται από τη σχέση:

$$T_A = T_{SKY} + T_{GROUND}$$
(4.23)

Στο θόρυβο T_A της κεραίας μπορεί να προστεθεί και ο θόρυβος που οφείλεται σε ξεχωριστές πηγές (π.χ. ήλιος, σελήνη), οι οποίες βρίσκονται κοντά στον άξονα της κεραίας. Για μια ραδιοπηγή φαινόμενης γωνιακής διαμέτρου α, η οποία στη συχνότητα που ενδιαφέρει έχει θερμοκρασία θορύβου T_n μετρημένη στο επίπεδο του εδάφους (όπου έχει ληφθεί υπόψη η εξασθένιση από την ατμόσφαιρα), η επιπρόσθετη θερμοκρασία θορύβου ΔT_A στη θερμοκρασία θορύβου T_A της κεραίας είναι:

$$\begin{split} \Delta T_{A} &= T_{n} \left(\alpha / \theta_{3dB} \right)^{2} , \qquad \theta_{3dB} > \alpha \\ \Delta T_{A} &= T_{n} , \qquad \theta_{3dB} < \alpha \end{split} \tag{4.24}$$

ópou θ_{3dB} to eúroc désmus tuc keraíac.

Στην περίπτωση επίγειων σταθμών που "βλέπουν" γεωστατικούς δορυφόρους, ως πηγές για τον επιπρόσθετο θόρυβο ΔT_A εξετάζονται ο ήλιος και η σελήνη, τα οποία έχουν φαινόμενη γωνιακή διάμετρο ίση με 0,5°. Όταν αυτά τα ουράνια σώματα είναι ευθυγραμμισμένα με τον επίγειο σταθμό -γεωμετρική κατάσταση που μπορεί να προβλεφθεί-, τότε υπάρχει σημαντική αύξηση της θερμοκρασίας θορύβου. Για παράδειγμα, στα 12 GHz μια κεραία διαμέτρου 13 m υφίσταται μια αύξηση θερμοκρασίας θορύβου λόγω του ήλιου που μπορεί να φτάσει τα ΔT_A =12000 °K. Για τη σελήνη η αύξηση είναι το πολύ 250 °K στα 4 GHz. Γενικά, η ΔT_A είναι συνάρτηση της συχνότητας και της διαμέτρου της κεραίας.

Στο σχήμα 4.9 φαίνεται η διακύμανση της θερμοκρασίας θορύβου της κεραίας, Τ_A, για συνθήκες καθαρού ουρανού, συναρτήσει της γωνίας ανύψωσης Ε, για διάφορους τύπους κεραιών σε διαφορετικές συχνότητες,. Όπως φαίνεται στο σχήμα, η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας ελαττώνεται, όταν αυξάνεται η γωνία ανύψωσης.



ΣΧΗΜΑ 4.9 Τυπικές τιμές θερμοκρασίας θορύβου κεραίας Τ_A σα συνάρτηση της γωνίας ανύψωσης Ε.

(β) Συνθήκες βροχής. Στην περίπτωση μετεωρολογικών σχηματισμών, όπως τα σύννεφα και η βροχή, η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας αυξάνεται. Οι σχηματισμοί αυτοί αποτελούν ένα μέσο που απορροφά και άρα επανεκπέμπει. Επομένως, ο μετεωρολογικός σχηματισμός θα μπορούσε να θεωρηθεί ως στοιχείο εξασθένησης, σαν αυτό του σχήματος 4.11. Χρησιμοποιώντας τη λογική της θερμοκρασίας θορύβου ενός συστήματος που παρουσιάζεται στην επόμενη παράγραφο και τη σχέση (4.26), η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας γράφεται:

$$T_{A} = T_{SKY} / A_{RAIN} + T_{m} (1 - 1 / A_{RAIN}) + T_{GROUND}$$
(4.25)

όπου A_{RAIN} είναι η εξασθένιση και T_m η μέση θερμοδυναμική θερμοκρασία των μετεωρολογικών σχηματισμών. Η θερμοκρασία T_m μπορεί να θεωρηθεί ίση με 275 °K [6].

Βάσει της προηγούμενης μελέτης εξάγεται το συμπέρασμα ότι η θερμοκρασία θορύβου Τ_A της κεραίας του επίγειου σταθμού είναι συνάρτηση: της συχνότητας, της γωνίας ανύψωσης και των ατμοσφαιρικών συνθηκών (καθαρός ουρανός ή βροχή).

Στο υπό μελέτη σύστημα η κεραία του επίγειου σταθμού είναι παραβολικό κάτοπτρο διαμέτρου 2,5 m και γωνιακού εύρους δέσμης $\theta_{3dB} = 3,7^{\circ}$. Η ελάχιστη γωνία ανύψωσης είναι $E = 5^{\circ}$. Σε ό,τι αφορά την παρουσία μετεωρολογικών σχηματισμών τα συμπεράσματα της παραγράφου 3.3.2 μπορούν να φανούν χρήσιμα. Τελικά προκύπτει ότι η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας του επίγειου σταθμού δεν θα ξεπερνά τους 250 °K [1].

Τα αποτελέσματα για τις θερμοκρασίες θορύβου των κεραιών του νανοδορυφόρου και του επίγειου σταθμού φαίνονται στον πίνακα 4.1.

| Θερμοκρασία Θορύβου Κεραίας | Σύμβολο | Τιμή (°K) |
|-----------------------------|------------------|------------|
| Δορυφόρος | T _{ASL} | 300 |
| Επίγειος σταθμός | T _{AGS} | 250 |

Πίνακας 4.1 Θερμοκρασίες θορύβου κεραιών συστήματος



4.1.7 Θερμοκρασία Θορύβου στην Είσοδο του Δέκτη

ΣΧΗΜΑ 4.10 Σύστημα λήψης. Υπολογισμός της συνολικής θερμοκρασίας θορύβου στην είσοδο του δέκτη.

Στην παράγραφο αυτή θα υπολογιστεί η θερμοκρασία θορύβου στην είσοδο του δέκτη στο σύστημα λήψης που φαίνεται στο σχήμα 4.10. Το σύστημα αποτελείται από την κεραία η οποία συνδέεται με το δέκτη μέσω ενός παθητικού κυκλώματος. Η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας συμβολίζεται με T_A και η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη με T_{eRX}. Το παθητικό κύκλωμα (π.χ. γραμμή μεταφοράς) βρίσκεται σε θερμοδυναμική θερμοκρασία T_F ≅ T_O(=290°K) και εισάγει εξασθένιση L_{FRX} ≥1, η οποία αντιστοιχεί σε απολαβή G_{FRX} = 1 / L_{FRX}, μικρότερη της μονάδας.

Για να υπολογιστεί η συνολική θερμοκρασία στην είσοδο του δέκτη $T_{TOT} = T_{2}$, θα πρέπει πρώτα να υπολογιστεί η συνολική θερμοκρασία T_1 στην είσοδο του εξασθενητή. Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (4.18) και (4.20) για την ισοδύναμη θερμοκρασία αλυσίδας δικτύων και τη θερμοκρασία θορύβου εξασθενητή, αντίστοιχα, προκύπτει:

$$T_1 = T_A + (L_{FRX} - 1)T_F + T_{eRX} / G_{FRX}$$
(4.26)

Δηλαδή, η θερμοκρασία θορύβου στην είσοδο του εξασθενητή είναι το άθροισμα της θερμοκρασίας θορύβου της κεραίας, η οποία είναι ασυσχέτιστη πηγή θορύβου και της θερμοκρασίας θορύβου του υποσυστήματος που αποτελείται από τη γραμμή μεταφοράς και το δέκτη σε σειρά. Η συνολική θερμοκρασία θορύβου στην είσοδο του δέκτη, T_2 , θα προκύψει από την T_1 , η οποία στην είσοδο του δέκτη θα είναι εξασθενημένη κατά τον παράγοντα 1/ L_{FRX} , λόγω της διέλευσής της από το παθητικό κύκλωμα. Έτσι:

$$T_{2} = T_{1} / L_{FRX}$$

$$\dot{\eta}$$

$$T_{2} = T_{A} / L_{FRX} + T_{F} (1 - 1 / L_{FRX}) + T_{eRX}$$
(4.27)

όπου έχει γίνει η αντικατάσταση $G_{FRX} = 1 / L_{FRX}$.

Γενικά, η συνεισφορά θορύβου σε ένα σύστημα λήψης υπολογίζεται μέσω της θερμοκρασίας θορύβου σε ένα δεδομένο σημείο στο σύστημα, συνήθως στην είσοδο του δέκτη. Τότε η θερμοκρασία θορύβου (όπως η T₂) ονομάζεται "θερμοκρασία θορύβου του συστήματος" στην είσοδο του δέκτη. Βρίσκεται, αθροίζοντας στο επιλεγμένο σημείο όλες τις συνεισφορές θορύβου από την κεραία μέχρι την είσοδο του δέκτη και όλες τις συνεισφορές από το δεδομένο σημείο και μετά.

Τέλος, αξίζει να σημειωθεί η επίδραση της απώλειας L_{FRX} της γραμμής τροφοδοσίας στη συνολική θερμοκρασία θορύβου του συστήματος, όπως αυτή προκύπτει από τη σχέση (4.27). Η απώλεια L_{FRX} ελαττώνει το θόρυβο από την κεραία (T_A / L_{FRX}), αλλά συνεισφέρει στο θόρυβο (T_F (1 – 1 / L_{FRX})), έχοντας τελικά ως αποτέλεσμα την αύξηση της θερμοκρασίας θορύβου του συστήματος. Κάθε 0,1 dB εξασθένησης στη διαδρομή του σήματος από την κεραία προς το δέκτη συνεισφέρει 290(1-10^{0,01}) = 6,6°K στη συνολική θερμοκρασία θορύβου του συστήματος στην είσοδο του δέκτη.

Επομένως, για να υλοποιηθεί ένα σύστημα λήψης με μικρή θερμοκρασία θορύβου, είναι ουσιαστικής σημασίας να περιοριστούν οι απώλειες από την κεραία προς το δέκτη. Αυτό επιτυγχάνεται μειώνοντας όσο το δυνατόν περισσότερο τις απώλειες που εισάγουν παθητικά κυκλώματα που μεσολαβούν.

4.2 ΛΟΓΟΣ ΣΗΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΘΟΡΥΒΟ ΣΤΗΝ ΕΙΣΟΔΟ ΤΟΥ ΔΕΚΤΗ

Στην προηγούμενη παράγραφο υπολογίστηκε η θερμοκρασία θορύβου του συστήματος στην είσοδο του δέκτη. Κατά συνέπεια, η συνολική ισχύς θορύβου στην είσοδο του δέκτη θα είναι (για $T_2 = T$):

$$N = k T B_{IF}$$
(4.28)

όπου B_{IF} το εύρος ζώνης ενδιάμεσων συχνοτήτων.

Η ισχύς του σήματος που λαμβάνεται στην είσοδο του δέκτη είναι εκείνη του φέροντος κύματος και υπολογίστηκε από τη σχέση (3.19). Θα ισχύει, δηλαδή:

$$C = P_{RX} \tag{4.29}$$

$$C = (P_{TX} G_{TMAX} / L_T L_{FTX}) (1 / L_{FS} L_A) (G_{RMAX} / L_R L_{FRX} L_{POL})$$
(4.30)

Ένα από τα σημαντικότερα μέτρα που χαρακτηρίζουν μια τηλεπικοινωνιακή ασύρματη ζεύξη είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του δέκτη του τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Αυτός ορίζεται ως:

$$CNR = C/N = P_{RX} / N = (P_{TX} G_{TMAX} G_{RMAX} / L) (1 / k T B_{IF})$$
(4.31)

όπου P_{RX} , η ισχύς που λαμβάνεται στο δέκτη

 P_{TX} , η ισχύς που εκπέμπεται από τον πομπό

G_{TMAX}, το κέρδος της κεραίας του πομπού κατά τη διεύθυνση της μέγιστης απολαβής

G_{RMAX}, το κέρδος της κεραίας του δέκτη κατά τη διεύθυνση της μέγιστης απολαβής

L, ο παράγοντας που παριστάνει τις συνολικές απώλειες της ζεύξης (συμπεριλαμβανομένων και των απωλειών κενού χώρου)

k, η σταθερά του Boltzman

Τ, η συνολική θερμοκρασία θορύβου στην είσοδο του δέκτη, υπολογιζόμενη με τη λογική της προηγούμενης παραγράφου

B_{IF}, το εύρος ζώνης ενδιάμεσων συχνοτήτων

Ο λόγος σήματος προς θόρυβο C/N υπονοεί τη γνώση του εύρους ζώνης B_{IF} του δέκτη, το οποίο καταλαμβάνει το διαμορφωμένο φέρον κύμα. Συμβαίνει, όμως κατά το σχεδιασμό ενός συστήματος να απαιτείται η εκτίμηση της ποιότητας της ραδιοζεύξης πριν καθοριστεί το είδος των εκπεμπόμενων κυμάτων. Σε αυτήν την περίπτωση το εύρος ζώνης είναι άγνωστο. Εάν αντί της ισχύος θορύβου N, χρησιμοποιηθεί η πυκνότητα θορύβου N_o ($N_o = N / B_{IF}$) στην είσοδο του δέκτη, τότε ο λόγος C/ N_o είναι ανεξάρτητος του εύρους ζώνης B_{IF} . Ο λόγος σήματος προς πυκνότητα θορύβου είναι εκείνος που χρησιμοποιείται ευρύτερα και γράφεται:

ή

$$C/N_{o} = (P_{TX} G_{TMAX} / L_{T} L_{FTX}) (1 / L_{FS} L_{A}) (G / T) (1 / k)$$
 (4.33)

όπου με G συμβολίζεται η σύνθετη απολαβή κατά τη λήψη.

Στην τελευταία σχέση διακρίνονται οι ακόλουθοι επιμέρους παράγοντες:

- (P_{TX} G_{TMAX}/ L_T L_{FTX}): η ισοδύναμη ισοτροπικά ακτινοβολούμενη ισχύς (EIRP) από τον πομπό. Χαρακτηρίζει τον εξοπλισμό εκπομπής.
- (1/ L FS LA): οι απώλειες ελευθέρου χώρου LFS, που εξαρτώνται από την απόσταση R και τη συχνότητα της ζεύξης, και οι απώλειες LA λόγω της διάδοσης των κυμάτων στην ατμόσφαιρα. Ο όρος αυτός χαρακτηρίζει το μέσο μετάδοσης.
- [(G_{RMAX} / L_R L_{FRX} L_{POL})] / Τ ή G/T : ο λόγος της σύνθετης απολαβής λήψης προς τη θερμοκρασία θορύβου του συστήματος στην είσοδο του δέκτη. Ονομάζεται δείκτης ποιότητας του εξοπλισμού λήψης και παίζει σημαντικό ρόλο στη σχεδίαση των επίγειων σταθμών, επειδή μόνο μέσω αυτού του παράγοντα είναι δυνατόν να βελτιωθεί ο σηματοθορυβικός λόγος. Τα υπόλοιπα μεγέθη εξαρτώνται από στοιχεία που λαμβάνονται υπόψη κατά την εγκατάσταση του δορυφορικού συστήματος.

ή

Η γνώση του λόγου C/ N_o είναι ιδιαίτερα σημαντική τόσο σε αναλογικά, όσο και σε ψηφιακά συστήματα. Με διαίρεση του λόγου αυτού με το εύρος ζώνης, προκύπτει ο λόγος σήματος προς την ισχύ θορύβου σε αναλογικά συστήματα. Σε ψηφιακά συστήματα χρησιμοποιείται ο λόγος της ενέργειας ενός bit προς την πυκνότητα θορύβου E_b/N_o . Αυτός προκύπτει ως το γινόμενο του C/ N_o επί τη χρονική διάρκεια ενός bit, T_b. Προφανώς ισχύει: T_b = 1/R, όπου R (bits/sec) ο ρυθμός μετάδοσης ψηφίων της ζεύξης. Επομένως:

$$E_{b}/N_{o} = (P_{TX} G_{TMAX} / L_{T} L_{FTX}) (1 / L_{FS} L_{A}) (G / T) (1 / k) (1 / R)$$
(4.34)
$$E_{b}/N_{o} = (P_{TX} G_{TMAX} G_{RMAX} / L_{FS} L_{A} L_{\gamma}) (1 / k T R)$$
(4.35)

Στην περίπτωση του υπό μελέτη συστήματος, η γνώση του E_b/N_o που απαιτείται ώστε το σύστημα να είναι αξιόπιστο θα αποτελέσει το εφαλτήριο για τον υπολογισμό των βασικών παραμέτρων του πομπού και του δέκτη του επίγειου σταθμού.

4.3 ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

4.3.1 Βασικοί Ορισμοί

Γραμμικό είναι το σύστημα που, όταν η είσοδός του μπορεί να αναλυθεί σε ένα άθροισμα –με τον κατάλληλο συντελεστή βάρους- πολλών σημάτων, τότε η έξοδος είναι η επαλληλία ή υπέρθεση των αποκρίσεων του συστήματος σε κάθε ένα από τα σήματα της εισόδου. Δηλαδή, εάν για τις εισόδους $x_1(t)$ και $x_2(t)$ ισχύει:

$$x_1(t) \to y_1(t), \qquad x_2(t) \to y_2(t)$$
 (4.36)

τότε θα ισχύει:

$$\alpha x_1(t) + b x_2(t) \rightarrow \alpha y_1(t) + b y_2(t)$$
 (4.37)

όπου α, b σταθερές.

Οποιοδήποτε σύστημα δεν ικανοποιεί αυτόν τον ορισμό είναι μη γραμμικό. Έτσι, ένα σύστημα με μη μηδενικές αρχικές συνθήκες είναι μη γραμμικό. Επίσης, μη γραμμικό είναι και το σύστημα της μορφής: y(t) = ax(t) + b. Το τελευταίο ανήκει σε παραπλήσια κατηγορία συστημάτων, γνωστή ως διαφορικά γραμμικά συστήματα (τα συστήματα αυτά απαντούν γραμμικά σε μεταβολές της εισόδου).

Χρονικά αμετάβλητο λέγεται ένα σύστημα, όταν μία χρονική ολίσθηση τ στο σήμα εισόδου προκαλεί την ίδια χρονική ολίσθηση στο σήμα εξόδου. Δηλαδή, εάν $x(t) \rightarrow y(t)$, τότε:

$$\mathbf{x}(\mathbf{t} - \mathbf{\tau}) \to \mathbf{y}(\mathbf{t} - \mathbf{\tau}) \tag{4.38}$$

Εάν δεν ικανοποιείται η τελευταία σχέση, το σύστημα είναι χρονικά μεταβλητό.

Σύστημα χωρίς μνήμη είναι το σύστημα στο οποίο η έξοδος δεν εξαρτάται από προηγούμενες τιμές της εισόδου. Για ένα γραμμικό, χωρίς μνήμη σύστημα, ισχύει:

$$\mathbf{y}(\mathbf{t}) = \alpha \mathbf{x}(\mathbf{t}) \tag{4.39}$$

όπου α είναι συνάρτηση του χρόνου εάν το σύστημα είναι χρονικά μεταβλητό.

Για ένα μη γραμμικό, χωρίς μνήμη σύστημα, η σχέση εισόδου-εξόδου μπορεί να προσεγγιστεί από το πολυώνυμο:

$$y(t) = \alpha_0 + \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t) + \dots$$
(4.40)

όπου α_i είναι συναρτήσεις του χρόνου εάν το σύστημα είναι χρονικά μεταβλητό.

Το παραπάνω σύστημα εμφανίζει περιττή συμμετρία όταν για είσοδο – x(t), η έξοδος είναι –y(t). Αυτό προκύπτει εάν στην (4.40) ισχύει $a_j = 0$, για κάθε j ζυγό. Ένα κύκλωμα που εμφανίζει περιττή συμμετρία ονομάζεται διαφορικό ή ισοσταθμισμένο (balanced).

Όταν η έξοδος του συστήματος εξαρτάται και από τις προηγούμενες τιμές της εισόδου, τότε το σύστημα ονομάζεται σύστημα με μνήμη ή δυναμικό σύστημα. Έτσι, ένα γραμμικό, χρονικά αμετάβλητο, δυναμικό σύστημα περιγράφεται από τη γνωστή συνελικτική σχέση:

$$y(t) = h(t) * x(t)$$
 (4.41)

Τέλος, όταν ένα σύστημα είναι ταυτόχρονα μη γραμμικό και δυναμικό, τότε η κρουστική του απόκριση μπορεί να προσσεγγιστεί με τη βοήθεια των σειρών Volterra [27].

4.3.2 Συνέπειες Μη Γραμμικότητας

Η κατανόηση της συμπεριφοράς των μη γραμμικών συστημάτων είναι πολύ σημαντική για τη σχεδίαση ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Και αυτό, γιατί στην πράξη κανένα κυκλωματικό στοιχείο δεν παρουσιάζει απόλυτα γραμμική συμπεριφορά. Τα διάφορα στοιχεία (ενισχυτές, μίκτες, φίλτρα κτλ.) που θα αποτελέσουν τον επίγειο σταθμό παρουσιάζουν, άλλα σε μικρότερο και άλλα σε μεγαλύτερο βαθμό, μη γραμμική συμπεριφορά.

Έστω ένα μη γραμμικό, χωρίς μνήμη, χρονικά μεταβλητό σύστημα που μπορεί να προσεγγιστεί από τη σχέση:

$$y(t) \approx \alpha_1 x(t) + \alpha_2 x^2(t) + \alpha_3 x^3(t)$$
 (4.42)

όπου α_j συναρτήσεις του χρόνου. Για λόγους απλότητας η ανάλυση θα περιοριστεί σε σύστημα αυτής της μορφής.

Στην τελευταία σχέση έχει θεωρηθεί ότι η επίδραση του όρου α_0 (που αναπαριστά στοιχεία αποθήκευσης) και των μη γραμμικών όρων μεγαλύτερης τάξης στην αναπαράσταση του συστήματος είναι αμελητέα.

4.3.2.1 Αρμονικές

Εάν στο μη γραμμικό σύστημα της σχέσης (4.42) εφαρμοστεί ημιτονοειδής είσοδος, τότε στην έξοδο θα παρουσιαστούν όροι με συχνότητες που είναι ακέραια πολλαπλάσια της συχνότητας εισόδου. Για x(t) = A cosωt, η (4.42) δίνει:

$$y(t) = \alpha_1 A \cos \omega t + \alpha_2 A^2 \cos^2 \omega t + \alpha_3 A^3 \cos^3 \omega t$$
(4.43)

$$= \alpha_1 A \cos \omega t + \alpha_2 A^2 / 2 (1 + \cos 2\omega t) + \alpha_3 A^3 / 4 (3 \cos \omega t + \cos 3\omega t)$$
 (4.44)

$$= \alpha_2 A^2/2 + (\alpha_1 A + 3\alpha_3 A^3/4) \cos \omega t + \alpha_2 A^2/2 \cos 2\omega t + \alpha_3 A^3/4 \cos 3\omega t$$
(4.45)

Στην (4.45), ο όρος που περιέχει τη συχνότητα εισόδου ονομάζεται "θεμελιώδης ", ενώ οι όροι που περιέχουν πολλαπλάσια αυτής της συχνότητας (2ω, 3ω κ.ο.κ.) ονομάζονται "αρμονικές ".

Στην σχέση αυτή παρατηρούμε ότι οι άρτιας τάξης αρμονικές προκύπτουν από τα a_j με j άρτιο. Έτσι, εάν το σύστημα παρουσιάζει περιττή συμμετρία ($a_j = 0$, j άρτιο), οι άρτιας τάξης αρμονικές εξαφανίζονται. Στην πράξη, λόγω ατελειών στην προσαρμογή, η συμμετρία του κυκλώματος δεν είναι τέλεια και οι αρμονικές άρτιας τάξης είναι πεπερασμένες.

Μία δεύτερη παρατήρηση για την (4.45) είναι ότι η n-οστη αρμονική περιέχει έναν όρο ανάλογο του Aⁿ και άλλους όρους ανάλογους υψηλότερων δυνάμεων του n. Όταν το A είναι μικρό οι τελευταίοι θεωρούνται αμελητέοι και γίνεται η υπόθεση ότι η n-οστη αρμονική του συστήματος είναι προσεγγιστικά ανάλογη του Aⁿ.

4.3.2.2 Συμπίεση κέρδους

Ο υπολογισμός του κέρδους ασθενούς σήματος σε ένα κύκλωμα γίνεται θεωρώντας τις αρμονικές αμελητέες. Εάν στη σχέση (4.45) το πλάτος Α του σήματος εισόδου είναι μικρό, τότε ο παράγοντας α₁Α είναι πολύ μεγαλύτερος από όλους τους άλλους παράγοντες που περιέχουν το A και επομένως: $y(t) = \alpha_1 A \cos \omega t$. Δηλαδή, το σύστημα παρουσιάζει κέρδος ασθενούς σήματος ίσο με α_1 .

Εάν το πλάτος Α του σήματος αρχίσει να αυξάνει, τότε το κέρδος ασθενούς σήματος θα διαφοροποιηθεί από τη σταθερή τιμή a_1 : ο όρος $3a_3A^3/4$ δεν είναι πλέον αμελητέος και το κέρδος γίνεται ίσο με $a_1 + 3a_3A^2/4$. Έτσι, το σύστημα παύει να συμπεριφέρεται ως γραμμικό. Η μη γραμμικότητα που εισάγεται γίνεται αντιληπτή ως μεταβολή του κέρδους ασθενούς σήματος του κυκλώματος συναρτήσει του πλάτους A του σήματος εισόδου.

Στα περισσότερα κυκλώματα για πολύ μεγάλες τιμές του σήματος εισόδου το κέρδος τείνει να μηδενιστεί. Για να ισχύει αυτό, θα πρέπει α₃<0. Κατα συνέπεια, ενώ μέχρι μία τιμή του πλάτους Α το κέρδος είναι σταθερό και ίσο με α₁, καθώς το Α μεγαλώνει και χάνεται η γραμμικότητα του κυκλώματος, αρχίζει να μειώνεται. Δηλαδή, γίνεται μία φθίνουσα συνάρτηση του πλάτους Α.

Το πλάτος Α του σήματος εισόδου που αντιστοιχεί σε μείωση του κέρδους ασθενούς σήματος κατά 1 dB ονομάζεται "σημείο συμπίεσης 1-dB" (1-dB Compression Point) και συμβολίζεται ως A_{1-dB} (ή P_{1-dB} όταν πρόκειται για ισχύ). Εάν απεικονιστεί σε λογαριθμική κλίμακα το πλάτος εξόδου συναρτήσει του πλάτους της εισόδου, τότε το σημείο συμπίεσης 1-dB είναι το σημείο στο οποίο το πλάτος της εξόδου έχει μειωθεί κατά 1 dB από την τιμή που θα είχε εάν το σύστημα παρέμενε γραμμικό (σχήμα 4.11).

Το σημείο συμπίεσης 1-dB υπολογίζεται από την (4.45), γράφοντας:

$$20 \log \left| \alpha_1 + 3\alpha_3 A_{1-dB} \right|^2 = 20 \log \left| \alpha_1 \right| - 1 dB$$
(4.46)



ΣΧΗΜΑ 4.11 Σημείο συμπίεσης 1-dB, A_{1-dB}, μη γραμμικού κυκλώματος.

Επομένως:

$$A_{1-dB} = (0,145 | \alpha_1 / \alpha_3 |)^{1/2}$$
(4.47)

Το σημείο συμπίεσης 1-dB είναι πολύ σημαντική παράμετρος για ένα κύκλωμα, γιατί αποτελεί ένα μέτρο της μέγιστης ισχύος (ή τάσης) που μπορεί να εφαρμοστεί στην είσοδο του κυκλώματος. Εφαρμόζοντας ισχύ εισόδου μερικά dB κάτω από το σημείο P_{1-dB}, διασφαλίζεται λειτουργία στη γραμμική περιοχή και το κέρδος του κυκλώματος είναι το μέγιστο δυνατό.

Τυπική τιμή του σημείου P_{1-dB} για ενισχυτή της RF βαθμίδας ενός δέκτη είναι περίπου τα -20 έως τα -25 dBm (63,2 έως 35,6 mV_{pp} σε 50-Ω σύστημα). Πολλές φορές στα φύλλα προδιαγραφών των στοιχείων δίνεται η τιμή της εξόδου που αντιστοιχεί στο σημείο P_{1-dB} . Η τιμή αυτή αποτελεί ένα μέτρο της μέγιστης ισχύος που μπορεί να αποδώσει το στοιχείο στην έξοδό του.

Κατά την επιλογή στοιχείων για τον επίγειο σταθμό, το σημείο συμπίεσης 1-dB θα αποτελέσει παράμετρο επιλογής, ιδιαίτερα σημαντική για τον πομπό.

4.3.2.3 Σήματα φραγής και απευαισθητοποίηση

Θα εξεταστεί η περίπτωση κατά την οποία ένα ασθενές επιθυμητό σήμα εφαρμόζεται ως είσοδος σε ένα κύκλωμα που εμφανίζει χαρακτηριστικά συμπίεσης, μαζί με ένα ισχυρό σήμα παρεμβολής. Τότε, το ισχυρό σήμα τείνει να μειώσει το "μέσο" κέρδος του κυκλώματος, με αποτέλεσμα το ασθενές σήμα να αντιμετωπίσει πολύ μικρό, έως μηδενικό, κέρδος. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται "απευαισθητοποίηση" (desensitization).

Έστω $x_1(t) = A_1 \cos \omega_1 t$ το ασθενές επιθυμητό σήμα και $x_2(t) = A_2 \cos \omega_2 t$ το ισχυρό σήμα παρεμβολής. Εφαρμόζοντας το άθροισμά τους ως είσοδο x(t) στην (4.42), προκύπτει:

$$y(t) = (\alpha_1 A_1 + 3\alpha_3 A_1^{3/4} + 3\alpha_3 A_1 A_2^{2/2}) \cos \omega_1 t + \dots$$
(4.48)

Η τελευταία σχέση, για $A_1 << A_2$ γίνεται:

$$y(t) = (\alpha_1 + 3\alpha_3 A_2^2/2) A_1 \cos \omega_1 t + \dots$$
 (4.49)

Το κέρδος για το επιθυμητό σήμα είναι (α₁ + 3α₃ $A_2^2/2$), δηλαδή φθίνουσα συνάρτηση του A₂, για α₃<0. Το πλάτος που επηρεάζει το κέρδος του επιθυμητού σήματος είναι το A₂ και όχι το A₁, όπως στη σχέση (4.43). Για πολύ μεγάλο A₂ το κέρδος γίνεται μηδέν, οπότε το επιθυμητό σήμα δεν εμφανίζεται στην έξοδο του κυκλώματος. Λέγεται τότε ότι το σήμα "φράσσεται" από το ισχυρό σήμα παρεμβολής, το οποίο ονομάζεται "σήμα φραγής" (Blocking Signal).

Στη σχεδίαση RF κυκλωμάτων, ο όρος "σήματα φραγής" αναφέρεται συνήθως σε παρεμβολές που απευαισθητοποιούν ένα κύκλωμα, χωρίς αυτό να σημαίνει ότι το κέρδος του γίνεται αναγκαστικά μηδέν. Πολλά RF κυκλώματα πρέπει να μπορούν να λειτουργούν αξιόπιστα παρουσία σημάτων φραγής ισχυρότερων κατά 60 ή 70 dB από τα επιθυμητά.

Στο υπό μελέτη σύστημα, οι συχνότητες λειτουργίας είναι 2,06 GHz και 2,25 GHz. Σε αυτές τις συχνότητες παρεμβολές πολύ ισχυρότερες από το λαμβανόμενο σήμα μπορούν να προέλθουν μόνο από επίγεια δίκτυα. Όμως, η κεραία του επίγειου σταθμού είναι ιδιαίτερα κατευθυντική και η ζεύξη με το δορυφόρο πραγματοποιείται για γωνία ανύψωσης μεγαλύτερη από 5°. Επομένως, παρεμβολές μπορούν να εισέλθουν στο σύστημα κυρίως μέσω των πλευρικών λοβών της κεραίας. Η εκτίμηση για τα σήματα αυτά είναι πως, επειδή προέρχονται από δίκτυα όπως το DCS και το UMTS, θα είναι αρκετά χαμηλής στάθμης (όχι μεγαλύτερης από –70 dBm) και δεν θα είναι ικανά να απευαισθητοποιήσουν το δέκτη.

4.3.2.4 Διασταυρούμενη διαμόρφωση

Ένα άλλο φαινόμενο που συμβαίνει όταν ένα ασθενές 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 (ή του θορύβου) του σήματος παρεμβολής στο πλάτος του ασθενούς σήματος. Αυτό γίνεται φανερό και από την (4.49), όπου οι μεταβολές του πλάτους A_2 του σήματος παρεμβολής επηρεάζουν το πλάτος του σήματος εξόδου στη συχνότητα ω₁[12].

Διασταυρούμενη διαμόρφωση συμβαίνει συχνά σε ενισχυτές που πρέπει να επεξεργαστούν ταυτόχρονα πολλά ανεξάρτητα σήματα, όπως στους πομπούς καλωδιακής τηλεόρασης.

Το φαινόμενο αυτό δε θα απασχολήσει κατά τη σχεδίαση του επίγειου σταθμού.

4.3.2.5 Ενδοδιαμόρφωση

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

Εάν στην είσοδο ενός μη γραμμικού κυκλώματος εφαρμοστούν δύο σήματα διαφορετικών συχνοτήτων, τότε στην έξοδο θα εμφανιστούν συνιστώσες οι οποίες δεν θα είναι αρμονικές των συχνοτήτων εισόδου. Το φαινόμενο αυτό καλείται "ενδοδιαμόρφωση "(Intermodulation). Η ενδοδιαμόρφωση δημιουργείται από τη μίξη (πολλαπλασιασμό) των δύο σημάτων εισόδου, όταν το άθροισμά τους υψώνεται σε δύναμη μεγαλύτερη της μονάδας.

Έστω ότι στη σχέση (4.42) εφαρμόζεται η είσοδος x (t) = $A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t$. Τότε:

$$y(t) = \alpha_1 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t) + \alpha_2 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^2 + + \alpha_3 (A_1 \cos \omega_1 t + A_2 \cos \omega_2 t)^3$$
(4.50)

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

• Stic succentres $\omega_1 \pm \omega_2$, ta proiónta:

$$\alpha_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 + \omega_2)t + \alpha_2 A_1 A_2 \cos(\omega_1 - \omega_2)t \qquad (4.51)$$



ΣΧΗΜΑ 4.12 Ενδοδιαμόρφωση σε ένα μη γραμμικό κύκλωμα.

• Stig succéthies $2\omega_1 \pm \omega_2$, ta proiónta:

$$3\alpha_{3}A_{1}^{2}A_{2}/4\cos(2\omega_{1}+\omega_{2})t + 3\alpha_{3}A_{1}^{2}A_{2}/4\cos(2\omega_{1}-\omega_{2})t$$
(4.52)

• στις συχνότητες $2\omega_2 \pm \omega_1$,τα προϊόντα:

$$3\alpha_{3}A_{2}^{2}A_{1}/4\cos(2\omega_{2}+\omega_{1})t + 3\alpha_{3}A_{2}^{2}A_{1}/4\cos(2\omega_{2}-\omega_{1})t$$
(4.53)

Στις θεμελιώδεις συχνότητες $ω_1$, $ω_2$ λαμβάνονται οι όροι:

$$(\alpha_1 A_1 + 3\alpha_3 A_1^{3}/4 + 3\alpha_3 A_1 A_2^{2}/2) \cos \omega_1 t + (\alpha_1 A_2 + 3\alpha_3 A_2^{3}/4 + 3\alpha_3 A_2 A_1^{2}/2) \cos \omega_2 t$$
(4.54)

Από τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης των σχέσεων (4.51) - (4.53), αυτά που έχουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον είναι τα $3^{\eta\varsigma}$ τάξης, στις συχνότητες $2\omega_1 - \omega_2$ και $2\omega_2 - \omega_1$. Αυτό οφείλεται στο ότι εάν η διαφορά μεταξύ των ω_1 , ω_2 είναι μικρή, τότε οι συνιστώσες $2\omega_1 - \omega_2$ και $2\omega_2 - \omega_1$ βρίσκονται στην περιοχή των ω_1 , ω_2 (σχήμα 4.12).

Ένας τρόπος να μετρηθεί η παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωσης είναι το τεστ "δύο τόνων". Σε αυτό τίθεται $A_1 = A_2 = A$. Ο λόγος του πλάτους των προϊόντων τρίτης τάξης ($3a_3A^3/4$) προς το γινόμενο a_1A μετράται σε dBc και πληροφορεί πόσα dB κάτω από το πλάτος του φέροντος στην έξοδο είναι το πλάτος των 3^{η_5} τάξης προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης.

Το φαινόμενο της ενδοδιαμόρφωσης παίζει μείζονα ρόλο στα RF συστήματα. Θα περιγραφεί η συνήθης στην πράξη περίπτωση, κατά την οποία, στην είσοδο ενός μη γραμμικού συστήματος οδηγείται ένα ασθενές επιθυμητό σήμα συνοδευόμενο από δύο ισχυρές παρεμβολές σε παραπλήσιες με αυτό συχνότητες. Τότε, κάποιο από τα



3^{ης} τάξης προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης των σημάτων παρεμβολής, θα βρεθεί μέσα στο φάσμα του επιθυμητού σήματος (σχήμα 4.13). Αποτέλεσμα αυτής της κατάστασης είναι η παραμόρφωση του επιθυμητού σήματος, η οποία συμβαίνει τόσο σε σήματα διαμορφωμένα κατά πλάτος, όσο και σε σήματα διαμορφωμένα κατά γωνία.

Η αλλοίωση των σημάτων από τα 3^{ης} τάξης προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης ω Μη γραμμικό παραπλήσιων παρεμβολών ποσοτικοποιείται μέσω μίας παραμέτρου που ονομαζεται "σημείο σύμπτυξης 3^{ης} τάξης", IP₃ (third intercept point).

Το σημείο IP₃ ενός μη γραμμικού κυκλώματος προσδιορίζεται με ένα τεστ δύο τόνων, όπου το πλάτος Α των παρεμβολών επιλέγεται αρκετά μικρό. Με τον τρόπο αυτό, οι μη γραμμικοί όροι υψηλής τάξης είναι αμελητέοι και το κέρδος του κυκλώματος είναι σχετικά σταθερό και ίσο με α₁. Από τις σχέσεις (4.52), (4.53) και (4.54) προκύπτει ότι, καθώς το πλάτος Α των παρεμβολών αυξάνει, οι θεμελιώδεις όροι αυξάνουν ανάλογα με το Α, ενώ τα 3^{ης} τάξης προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης αυξάνουν ανάλογα με το A^3 .

Το σημείο IP₃ απεικονίζεται στο σχήμα 4.14. Σε αυτό, παριστάνονται σε λογαριθμική κλίμακα το πλάτος των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης και το πλάτος των θεμελιωδών όρων εξόδου, συναρτήσει του πλάτους Α των παρεμβολών εισόδου. Παρατηρείται ότι ότι το πλάτος των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης αυξάνεται με τριπλάσιο ρυθμό από εκείνο των θεμελιωδών όρων. Το σημείο IP₃ είναι η τομή των δύο ευθειών. Το πλάτος των σημάτων εισόδου, για το οποίο τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης γίνονται ίσα με τους θεμελιώδεις όρους εξόδου (τετμημένη), καλείται "σημείο σύμπτυξης 3^{ης} τάξης εισόδου ", IIP₃ (input IP₃). Η τεταγμένη



Μία απλή έκφραση για το σημείο IP₃ εξάγεται από τη σχέση (4.42), εάν ως είσοδος θεωρηθεί η $x(t) = A \cos \omega_1 t + A \cos \omega_2 t$. Τότε:

$$y(t) = (\alpha_1 + 9\alpha_3 A^2/4) A \cos \omega_1 t + (\alpha_1 + 9\alpha_3 A^2/4) A \cos \omega_2 t + + 3\alpha_3 A^3/4 \cos(2\omega_1 - \omega_2) t + 3\alpha_3 A^3/4 \cos(2\omega_2 - \omega_1) t + \dots$$
(4.55)
IIP3 20 logA

Eάν $\alpha_1 >> 9\alpha_3 A^2/4$, σύμφωνα με τον ορισμό που δόθηκε προηγουμένως το σημείο σύμπτηξης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης εισόδου, A_{IP3} , Θ_{α} δίνεται από τη σχέση:

$$\begin{vmatrix} \alpha_{1} & | A_{IP3} = 3 & | \alpha_{3} & | A_{IP3} & 3/4$$

$$\dot{\eta}$$

$$A_{IP3} = (4 & | \alpha_{1} / \alpha_{3} & | /3)^{1/2}$$

$$(4.56)$$

To shieid súmptuky $3^{\eta\varsigma}$ tákys ekódou IP3 the ekódou $\theta \alpha$ eívai íso me $\alpha_1 A_{IP3}$.

Να σημειωθεί ότι εάν δεν ισχύει η υπόθεση $a_1 >> 9a_3 A^2/4$, τότε το σημείο IP3, θα πρέπει να προσδιοριστεί γραφικά [2].

Το σημείο IP3 μπορεί εύκολα να προσδιοριστεί εάν είναι γνωστά τα πλάτη εισόδου και εξόδου του συστήματος. Εάν A_{in} είναι το πλάτος εισόδου των παρεμβολών στις συχνότητες $\omega_{1,\omega_{2}}$, $A_{\omega_{1,\omega_{2}}}$ το αντίστοιχο πλάτος εξόδου και A_{IM3} το πλάτος των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης, τότε από την (4.55) προκύπτει:

$$A_{\omega 1,\omega 2} / A_{IM3} = |\alpha_1| A_{in} / (3 |\alpha_3| A_{in}^{3}/4)$$
(4.58)

$$= 4 |\alpha_1| / 3 |\alpha_3| A_{in}^2$$
 (4.59)

Χρησιμοποιώντας την (4.57), η (4,59) γράφεται:

$$A_{\omega 1,\omega 2} / A_{IM3} = A_{IP3}^{2} / A_{in}^{2}$$
(4.60)

kai se dB:

$$20 \log A_{\rm IP3} = \frac{1}{2} \left(20 \log A_{\omega 1,\omega 2} - 20 \log A_{\rm IM3} \right) + 20 \log A_{\rm in}$$
(4.61)

Όταν ένα επιθυμητό σήμα, οδηγείται στην είσοδο μη γραμμικού κυκλώματος μαζί με δύο παρεμβολές, τότε ισχύει:

$$A_{\text{sig,out}} / A_{\text{sig,in}} \approx A_{\text{int,out}} / A_{\text{int,in}}$$
 (4.62)

όπου το A_{sig} , αφορά το πλάτος του σήματος και το A_{int} το πλάτος παρεμβολής. Η τελευταία σχέση σε συνδυασμό με την (4.60) δίνει:

$$A_{\text{sig,out}} / A_{\text{IM3,out}} = A_{\text{sig,in}} A^2_{\text{IP3}} / A^3_{\text{int,in}}$$
(4.63)

Η σχέση (4.61) επιτρέπει να γίνει εκτίμηση της παραμόρφωσης που υφίσταται το σήμα από τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης των παρεμβολών.

Τέλος, από τις (4.47) και (4.57), εξάγεται η σχέση μεταξύ του σημείου συμπίεσης 1-dB και του σημείου σύμπτυξης 3^{ης} τάξης εισόδου:

$$A_{1-dB} / A_{IP3} = (0,145)^{1/2} / (4/3)^{1/2}$$

 $\dot{\eta}$
 $A_{1-dB} / A_{IP3} \approx -9,6 \text{ dB}$ (4.64)

Επομένως, το σημείο συμπίεσης 1-dB βρίσκεται περίπου 9,6 dB χαμηλότερα από το σημείο σύμπτυξης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης εισόδου.

Το σημείο IP3 είναι μία πολύ σημαντική παράμετρος για ένα κύκλωμα, γιατί το χαρακτηρίζει ως προς τη γραμικότητα. Εάν 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.

Στην πράξη, στα RF συστήματα, τα σήματα υφίστανται επεξεργασία από διαδοχικά (μη γραμμικά) στάδια. Κατά συνέπεια, είναι σημαντικό να είναι γνωστός ο τρόπος με τον οποίο τα χαρακτηριστικά κάθε σταδίου επηρεάζουν τη συνολική γραμμικότητα της αλυσίδας.

Εάν α₁, β₁ κτλ. είναι τα κέρδη ασθενούς σήματος και A_{IP3,1}, A_{IP3,2} τα σημεία IP3 εισόδου του πρώτου, δεύτερου κτλ. σταδίου, αντίστοιχα, τότε το συνολικό σημείο IP3 στην είσοδο της αλυσίδας θα δίνεται από την προσεγγιστική σχέση [12]:

$$1/A_{IP3}^{2} = 1/A_{IP3,1}^{2} + \alpha_{1}^{2}/A_{IP3,2}^{2} + \alpha_{1}^{2}\beta_{1}^{2}/A_{IP3,3}^{2} + \dots$$
(4.65)

Από την τελευταία σχέση προκύπτει ότι εάν κάθε στάδιο έχει κέρδος μεγαλύτερο της μονάδας, τότε η μη γραμμικότητα των τελευταίων σταδίων της αλυσίδας παίζει αποφασιστικό ρόλο, καθώς το συνολικό σημείο IP3 σε κάθε στάδιο μειώνεται από το συνολικό κέρδος του προηγούμενου σταδίου.

Αυτό είναι αναμενόμενο, επειδή όσο μεγαλύτερο είναι το κέρδος πριν από κάποιο στάδιο, τόσο μεγαλύτερα είναι τα σήματα που δέχεται ως είσοδο το στάδιο αυτό και άρα τόσο μεγαλύτερα τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που παράγονται στην έξοδό του. Συνεπώς, το συνολικό σύστημα που θα κατασκευαστεί θα πρέπει να αποτελείται από κυκλώματα, τα οποία, δεδομένων των μέγιστων σημάτων που αναμένονται στην είσοδο της αλυσίδας, θα λειτουργούν σε ανεκτά επίπεδα μη γραμμικότητας. Με αυτή τη λογική θα επιλεγούν τα στοιχεία του επίγειου σταθμού, σε ότι αφορά στη γραμμικότητα.

Χρησιμοποιώντας μεγέθη ισχύος, η σχέση (4.65) γράφεται:

$$1/P_{IP3} = 1/P_{IP3,1} + 1/(P_{IP3,2}/G_1) + 1/(P_{IP3,3}/G_1G_2) + \dots$$
(4.66)

όπου P_{IP3} είναι το συνολικό σημείο σύμπτυξης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης στην είσοδο της αλυσίδας εκφρασμένο σε Watt και $P_{IP3, i}$ το σημείο σύμπτυξης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης εισόδου του i-οστου σταδίου της αλυσίδας, επίσης εκφρασμένο σε Watt. Το G_i αντιπροσωπεύει το κέρδος ισχύος του i-οστου σταδίου της αλυσίδας.

4.4 ΕΥΑΙΣΘΗΣΙΑ ΔΕΚΤΗ

Ως ευαισθησία δέκτη ορίζεται το ελάχιστο σήμα που μπορεί να δεχτεί ένα σύστημα ως είσοδο, προκειμένου να ικανοποιείται ο απαιτούμενος για αξιόπιστη λειτουργία σηματοθορυβικός λόγος.

Εάν είναι γνωστός ο ελάχιστος απαιτούμενος σηματοθορυβικός λόγος, καθώς και τα χαρακτηριστικά του συστήματος ως προς το θόρυβο, τότε είναι δυνατός ο υπολογισμός του ελάχιστου σήματος που μπορεί το σύστημα να ανιχνεύσει.

Ο σηματοθορυβικός λόγος C/N, δίνεται από τη σχέση:

$$C/N = P_{RX} / N = P_{RX} / k T B_{IF}$$
 (4.67)

όπου P_{RX} το λαμβανόμενο σήμα στην είσοδο του δέκτη, Τ η συνολική θερμοκρασία θορύβου του συστήματος στην είσοδο του δέκτη και B_{IF} το εύρος ζώνης ενδιάμεσων συχνοτήτων. Για ελάχιστο απαιτούμενο σηματοθορυβικό λόγο (C/N)_{min}, το ελάχιστο λαμβανόμενο σήμα, δηλαδή η ευαισθησία του δέκτη θα είναι:

$$SENS = P_{RX,min} = k B_{IF} T (C/N)_{min}$$
(4.68)

Για συστήματα με ψηφιακή διαμόρφωση, ο λόγος της ενέργειας ενός bit προς τη φασματική πυκνότητα θορύβου E_b/N_o , συνδέεται με το λόγο C/N με τη σχέση:

$$E_b/N_o = (C/N) (B_{IF}/R)$$
 (4.69)

όπου R ο ρυθμός μετάδοσης ψηφίων.

Έτσι, η (4.68) γράφεται:

$$P_{RX,min} = k T R (E_b/N_o)_{min}$$
(4.70)

Τόσο η σχέση (4.68), όσο και η σχέση (4.70) είναι ιδιαίτερα σημαντικές, καθώς συσχετίζουν το ελάχιστο λαμβανόμενο σήμα στην είσοδο του δέκτη με τα χαρακτηριστικά θορύβου του συστήματος λήψης και τον ελάχιστο σηματοθορυβικό

λόγο που απαιτείται για την αξιόπιστη λειτουργία του συστήματος. Οι σχέσεις αυτές (όπως και οι σχέσεις της §4.2) αποτελούν συνδετικό κρίκο μεταξύ της εξίσωσης που περιγράφει τη ραδιοζεύξη (εξίσωση Friis) και της εξίσωσης που συνδέει το ρυθμό εσφαλμένων ψηφίων με το σηματοθορυβικό λόγο (§5.1). Έτσι, παρέχουν μία εποπτική εικόνα ολόκληρου του ασύρματου συστήματος.

Τέλος, οι σχέσεις αυτές επιτρέπουν τον υπολογισμό του NF του δέκτη, εφόσον είναι γνωστά το ελάχιστο λαμβανόμενο σήμα και ο ελάχιστος απαιτούμενος σηματοθορυβικός λόγος.

Για την θερμοκρασία θορύβου Τ, ισχύει: T = T_a + T_e, όπου T_a η θερμοκρασία θορύβου που φτάνει στην είσοδο του δέκτη, η οποία είναι το άθροισμα των συνεισφορών θορύβου της κεραίας και των κυκλωμάτων που μεσολαβούν μεταξύ κεραίας και δέκτη, και T_e η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη. Για το συντελεστή θορύβου του δέκτη ισχύει T_e = (NF –1) T_O. Βάσει αυτών, η σχέση (4.68) γράφεται:

$$P_{RX,min} = k B_{IF} (T_A + (NF - 1) T_O) (C/N)_{min}$$
(4.71)

Εάν επιπλέον $T_A = T_O = 290^{\circ}K$, τότε:

$$P_{RX,min} = k B_{IF} T_O NF (C/N)_{min}$$
(4.72)

Εκφράζοντας την τελευταία σε dB, εξάγεται η γνωστή σχέση:

$$P_{RX,min} (dBm) = -174 dBm/Hz + 10 \log B_{IF} + NF(dB) + (C/N)_{min}$$
(4.73)

Παρόλο που οι σχέσεις (4.72) και (4.73) χρησιμοποιούνται κάποιες φορές αντί της (4.68), πρέπει να καταστεί σαφές ότι ισχύουν μόνο όταν η θερμοκρασία θορύβου που φτάνει στο δέκτη είναι 290°Κ. Αυτό δεν ισχύει στην περίπτωση του υπό εξέταση συστήματος, καθώς ο θόρυβος που φτάνει στην είσοδο του δέκτη και προέρχεται από την κεραία ($T_A = 250$ °K) και από τα παθητικά κυκλώματα που μεσολαβούν μέχρι το δέκτη είναι ισοδύναμης θερμοκρασίας διάφορης των 290°K. Επομένως, η σχέση που θα χρησιμοποιηθεί είναι η (4.68), από την οποία θα εξαχθεί ο συντελεστής θορύβου του προς σχεδίαση δέκτη.

4.5 ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ

Η δυναμική περιοχή ενός συστήματος ορίζεται γενικά ως ο λόγος της μέγιστης στάθμης σήματος εισόδου που το σύστημα μπορεί να ανεχθεί προς την ελάχιστη στάθμη σήματος εισόδου για την οποία το σύστημα λειτουργεί αξιόπιστα.

Το πώς θα εκφραστεί ποσοτικά αυτός ο ορισμός εξαρτάται από την εφαρμογή. Για παράδειγμα, για έναν ενισχυτή ισχύος το κάτω όριο της δυναμικής περιοχής είναι ο θόρυβος και το άνω όριο το σημείο συμπίεσης 1-dB. Αυτή είναι ουσιαστικά η περιοχή γραμμικής λειτουργίας του ενισχυτή και ονομάζεται γραμμική δυναμική περιοχή. Επομένως, η γραμμική δυναμική περιοχή ενός στοιχείου ορίζεται ως ο λόγος του σημείου συμπίεσης 1-dB, P_{1-dB}, προς το επίπεδο θορύβου του στοιχείου. Τα μεγέθη αυτά μπορεί να αφορούν την είσοδο ή την έξοδο του στοιχείου.

Στα συστήματα λήψης ως κάτω όριο για τη γραμμική δυναμική περιοχή μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ευαισθησία του συστήματος.

Στους ενισχυτές χαμηλού θορύβου, στους μίκτες, αλλά και γενικότερα στη σχεδίαση RF συστημάτων, το άνω όριο της δυναμικής περιοχής προσδιορίζεται με βάση τη συμπεριφορά ως προς την ενδοδιαμόρφωση και το κάτω όριο βάσει της ευαισθησίας. Η δυναμική περιοχή που ορίζεται με αυτόν τον τρόπο καλείται δυναμική περιοχή χωρίς ανωφελείς αποκρίσεις (Spurious-Free Dynamic Range, SFDR).

Πιο συγκεκριμένα, το άνω όριο ορίζεται ως η μέγιστη στάθμη σήματος εισόδου σε ένα τεστ δύο τόνων για την οποία τα 3^{ης} τάξης προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης δεν υπερβαίνουν το επίπεδο θορύβου. Εκφράζοντας τις ποσότητες της σχέσης (4.61) σε dBm, αυτή ξαναγράφεται ως:

$$P_{IIP3} = P_{in} + (P_{out} - P_{IM,out}) / 2$$
 (dBm) (4.74)

όπου $P_{IM,out}$ είναι η ισχύς των $3^{\eta\varsigma}$ τάξης προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδο. Προφανώς ισχύει $P_{out} = P_{in} + G$ και $P_{IM,out} = P_{IM,in} + G$, όπου G το κέρδος ισχύος του κυκλώματος σε dB και $P_{IM,in}$ η στάθμη των $3^{\eta\varsigma}$ τάξης προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης ανηγμένη στην είσοδο. Τότε, η (4.74) παίρνει τη μορφή:

$$P_{IIP3} = P_{in} + (P_{in} - P_{IM,in}) / 2$$
 (dBm) (4.75)

Τελικά:

$$P_{in} = (2P_{IIP3} + P_{IM,in}) / 3 \quad (dBm)$$
(4.76)

To ζητούμενο μέγιστο σήμα εισόδου $P_{in, max}$, που θα αποτελέσει το άνω όριο της δυναμικής περιοχής, είναι αυτό για το οποίο $P_{IM,in} = 10 \log (kT B_{IF}) = N$. Για το $P_{in} = P_{in, max}$, η (4.76) γράφεται:

$$P_{in,max} = (2P_{IIP3} + N) / 3$$
 (dBm) (4.77)

Σύμφωνα με τα παραπάνω, η δυναμική περιοχή χωρίς ανωφελείς αποκρίσεις θα δίνεται, εκφρασμένη σε dB, από τη σχέση:

$$SFDR = P_{in,max} - SENS$$
 (dB) (4.78)

όπου με SENS ($≡ P_{RX,min}$) έχει συμβολιστεί η ευαισθησία.

Η δυναμική περιοχή χωρίς ανωφελείς αποκρίσεις αντιπροσωπεύει τη μέγιστη σχετική στάθμη παρεμβολών που το σύστημα μπορεί να ανεχτεί στην είσοδο του, ώστε να διατηρήσει την αξιόπιστη λειτουργία του.

Στη διεθνή βιβλιογραφία δίνονται και άλλοι ορισμοί για τη δυναμική περιοχή. Σε ό,τι αφορά τη δυναμική περιοχή χωρίς ανωφελείς αποκρίσεις, ως κάτω όριο μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ο θόρυβος [2]. Ακόμα, για τη δυναμική περιοχή ενός δέκτη ως άνω όριο χρησιμοποιείται το σημείο IP3 και ως κάτω όριο η ευαισθησία[2]. Ο ορισμός που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα ενότητα είναι πολύ διαδεδομένος και ο αυστηρότερος από όλους, γιατί δίνει τη στενότερη δυναμική περιοχή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ Υ ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΠΟΜΠΟΥ ΚΑΙ ΔΕΚΤΗ ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ

Στα κεφάλαια που προηγήθηκαν εξετάστηκαν τα θέματα που σχετίζονται με τη σχεδίαση του επίγειου σταθμού, τα οποία παρέχουν το απαιτούμενο υπόβαθρο για να μπορέσουν να καθοριστούν τα βασικά χαρακτηριστικά του συστήματος. Σε αυτό το κεφάλαιο υπολογίζονται τα χαρακτηριστικά του πομπού και του δέκτη, η ικανοποίηση των οποίων αποτέλεσε αυστηρό περιορισμό κατά την επιλογή των επιμέρους στοιχείων του πομπού και του δέκτη.

5.1 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΓΙΑ ΤΟ ΔΕΚΤΗ ΤΟΥ ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ

Στο κεφάλαιο ΙΙ παρουσιάστηκαν οι συχνότητες λειτουργίας του συστήματος, ο ρυθμός μετάδοσης ψηφίων, R και ο ρυθμός εσφαλμένων ψηφίων, BER. Για να επιλεγούν τα κατάλληλα στοιχεία που θα αποτελέσουν το δέκτη του επίγειου σταθμού, χρειάζεται να είναι γνωστά τα ακόλουθα χαρακτηριστικά του δέκτη: ο λόγος E_b/N_o στην είσοδο του αποδιαμορφωτή, η ευαισθησία, ο συντελεστής θορύβου και το κέρδος. Τα δύο τελευταία, που είναι τα πιο σημαντικά για την επιλογή των επιμέρους στοιχείων του δέκτη, προκύπτουν από τα δύο πρώτα. Στη συνέχεια προσδιορίζονται τα χαρακτηριστικά του δέκτη. Η σειρά που χρησιμοποιήθηκε δεν είναι τυχαία. Επιτρέπει με τον υπολογισμό κάποιου χαρακτηριστικού την εύρεση και των υπολοίπων.

5.1.1 Υπολογισμός του Απαιτούμενου Λόγου E_b/N_o

Όταν είναι γνωστή η απαιτούμενη αξιοπιστία για ένα σύστημα -η οποία εκφράζεται μέσω του επιθυμητού για το σύστημα BER-, μπορεί να υπολογιστεί ο επιθυμητός λόγος E_b/N_o στην είσοδο του αποδιαμορφωτή του συστήματος. Ο λόγος E_b/N_o προσδιορίζεται βάσει του χρησιμοποιούμενου είδους διαμόρφωσης και της χρησιμοποίησης, ή μη, κωδικοποίησης. Επειδή η μελέτη πάνω στη διαμόρφωση και την κωδικοποίηση είναι κοινή για τις δύο ζεύξεις, την άνω και την κάτω, θα υπολογιστούν οι λόγοι E_b/N_o και για τις δύο ζεύξεις. Ακόμα, για τις δύο ζεύξεις θα

5.1.1.1 Το σχήμα διαμόρφωσης

Κριτήρια επιλογής σχήματος διαμόρφωσης

Όταν σχεδιάζεται ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα, παίζει σημαντικό ρόλο το είδος της διαμόρφωσης που θα επιλεγεί, καθώς σχετίζεται με χαρακτηριστικά, όπως, ο απαιτούμενος σηματοθορυβικός λόγος για επίτευξη κατάλληλης αξιοπιστίας, το φάσμα που θα καταλαμβάνει το μεταδιδόμενο σήμα και η απαίτηση για γραμμικότητα. Τα κριτήρια επιλογής σχήματος διαμόρφωσης είναι τα ακόλουθα:

- Η συμπεριφορά ως προς τον απαιτούμενο σηματοθορυβικό λόγο για επίτευξη κατάλληλης αξιοπιστίας.
- Η συμπεριφορά ως προς το φάσμα του μεταδιδόμενου σήματος.
- Η συμπεριφορά ως προς τη μη γραμμικότητα.
- Το κόστος και η πολυπλοκότητα των διαμορφωτών/αποδιαμορφωτών.

Η συμπεριφορά ως προς τον απαιτούμενο σηματοθορυβικό λόγο για επίτευξη κατάλληλης αξιοπιστίας αποτελεί το πρώτο κριτήριο επιλογής σχήματος διαμόρφωσης.

Όπως είναι γνωστό, η αξιοπιστία ενός συστήματος μετράται μέσω του ρυθμού εσφαλμένων ψηφίων (BER), ο υπολογισμός του οποίου γίνεται στο ψηφιακό κομμάτι του συστήματος, μετά τον αποκωδικοποιητή (εφόσον γίνεται χρήση κωδικοποίησης). Η απόφαση για το εάν το εισερχόμενο αναλογικό σήμα αναπαριστά "λογικό 1" ή "λογικό 0" λαμβάνεται στον αποδιαμορφωτή. Η ορθότητα της απόφασης αυτής, εξαρτάται από το λόγο σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του αποδιαμορφωτή.

Επομένως, για να επιτευχθεί η απαιτούμενη αξιοπιστία για το σύστημα, δηλαδή το επιθυμητό BER, θα πρέπει στην είσοδο του αποδιαμορφωτή να υπάρχει ο κατάλληλος σηματοθορυβικός λόγος. Η απαιτούμενη τιμή του λόγου E_b/N_o εξαρτάται από το είδος της χρησιμοποιούμενης διαμόρφωσης.

Στον πίνακα 5.1 φαίνεται η πιθανότητα εσφαλμένου ψηφίου στην έξοδο του αποδιαμορφωτή -έννοια ταυτόσημη με το ρυθμό εσφαλμένων ψηφίων- συναρτήσει του λόγου E_b/N_o , για διάφορα είδη διαμόρφωσης[1]:

| Διαμόρφωση | Πιθανότητα εσφαλμένου ψηφίου | Φασματική απόδοση (bps/Hz) |
|-----------------------|---|--|
| BPSK | $rac{1}{2} erfc \left(\sqrt{rac{E_b}{N_0}} ight)$ | 1 |
| DE-BPSK | $erfc\left(\sqrt{rac{E_b}{N_0}} ight)$ | 1 |
| D-BPSK | $\frac{1}{2}\exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right)$ | 1 |
| QPSK | $rac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{rac{E_b}{N_0}} ight)$ | 2 |
| DE-QPSK | $erfc\left(\sqrt{rac{E_b}{N_0}} ight)$ | 2 |
| D-QPSK | $4 erfc \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right)$ | 2 |
| π/4-QPSK | $rac{1}{2} erfc \left(\sqrt{rac{E_b}{N_0}} ight)$ | 2 |
| OQPSK | $rac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{rac{E_b}{N_0}} ight)$ | 2 |
| BFSK (μη ομόδυνη) | $\frac{1}{2}\exp\left(-\frac{E_b}{2N_0}\right)$ | $\frac{R_{b}}{2\cdot \left(\Delta f + R_{b}\right)}$ |
| MSK | $rac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{rac{E_b}{N_0}} ight)$ | 2 |
| GMSK | $rac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{rac{E_b}{N_0}} ight)$ | 2 |
| M-PSK (μη ομόδυνη) | $erfc\left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\sin\left(\frac{\pi}{2M}\right)\right]$ | $\frac{1}{2}\log_2(M)$ |
| QAM | $2\left(1-\frac{1}{\sqrt{M}}\right)\operatorname{erfc}\left\{\sqrt{\frac{3E_{b}}{2(M-1)N_{0}}}\right\}$ | $\log_2(M)$ |
| M-FSK (ομόδυνη) | $\leq (M-1)Q\left(\sqrt{\frac{E_b \log_2 M}{N_0}}\right)$ | $\frac{2 \cdot \log_2(M)}{M+3}$ |

Πίνακας 5.1 Πιθανότητα εσφαλμένου ψηφίου και φασματική απόδοση για διάφορες διαμορφώσεις

Η συνάρτηση erfc(u) ονομάζεται συμπληρωματική συνάρτηση λάθους και δίνεται από τη σχέση:

$$erfc(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_{u}^{+\infty} e^{-z^2} dz = 1 - erf(u)$$
(5.1)

όπου erf(u) η συνάρτηση λάθους, erf $(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^u e^{-z^2} dz$ [13].

Η συνάρτηση erfc(u) είναι φθίνουσα συνάρτηση του λόγου E_b/N_o και επομένως το ίδιο θα ισχύει και για την πιθανότητα εσφαλμένου ψηφίου. Όσο μικρότερο είναι το απαιτούμενο BER, δηλαδή όσο μεγαλύτερη η απαιτούμενη αξιοπιστία, τόσο μεγαλύτερο E_b/N_o απαιτείται στην είσοδο του αποδιαμορφωτή.

Στον πίνακα 5.1 φαίνεται ότι για τον ίδιο λόγο E_b/N_o , τα διάφορα σχήματα διαμόρφωσης δίνουν διαφορετική πιθανότητα εσφαλμένου ψηφίου. Ισοδύναμα, για να επιτευχθεί η ίδια πιθανότητα σφάλματος απαιτείται διαφορετικός λόγος E_b/N_o . Η αξία της επιλογής του κατάλληλου τύπου διαμόρφωσης έγκειται στο ότι για δεδομένη αξιοπιστία, χρησιμοποιώντας το κατάλληλο σχήμα διαμόρφωσης, μπορεί να ελαττωθεί ο απαιτούμενος λόγος E_b/N_o στην είσοδο του αποδιαμορφωτή. Αυτό σημαίνει ότι μπορεί να μειωθεί η ισχύς εκπομπής του συστήματος ή να αυξηθεί η ανεκτικότητα ως προς το θόρυβο.

Ένα δεύτερο κριτήριο επιλογής σχήματος διαμόρφωσης αποτελεί η συμπεριφορά ως προς το φάσμα του μεταδιδόμενου σήματος. Αυτό σημαίνει ότι ενδιαφέρει η σχέση που θα έχει το φάσμα του σήματος βασικής ζώνης (δηλαδή το φάσμα πριν την αποδιαμόρφωση) με το φάσμα του διαμορφωμένου σήματος. Η συμπεριφορά του τύπου της διαμόρφωσης ως προς το φάσμα καλείται φασματική απόδοση Γ και ορίζεται ως ο λόγος του ρυθμού μετάδοσης ψηφίων του καναλιού R ενός φέροντος (ο οποίος αντιπροσωπεύει το ρυθμό εισερχομένων ψηφίων στο διαμορφωτή) προς το εύρος ζώνης λειτουργίας, το οποίο καταλαμβάνει το σήμα μετά την αποδιαμόρφωση. Ισχύει, δηλαδή:

$$\Gamma = \mathbf{R} / \mathbf{B} \tag{5.2}$$

Στον πίνακα 5.1 δίνεται η φασματική απόδοση για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης.

Η φασματική απόδοση αποτελεί πολύ σημαντικό κριτήριο επιλογής για συστήματα όπου το διατιθέμενο εύρος ζώνης λειτουργίας είναι περιορισμένο και άρα θα πρέπει να γίνει η καλύτερη δυνατή εκμετάλλευση αυτού, δηλαδή να σταλεί όσο το δυνατόν περισσότερη πληροφορία.

Ένα τρίτο κριτήριο επιλογής σχήματος διαμόρφωσης είναι η συμπεριφορά ως προς τη μη γραμμικότητα. Η μορφή του φάσματος που έχει το διαμορφωμένο σήμα διαφέρει από διαμόρφωση σε διαμόρφωση. Κάποιες διαμορφωμένες κυματομορφές είναι ιδιαίτερα ευαίσθητες στη μη γραμμικότητα. Έτσι, ανάλογα με τον τύπο διαμόρφωσης, το διαμορφωμένο σήμα είναι δυνατό να χάσει μέρος της πληροφορίας του ή να αντιμετωπίσει εξάπλωση στο φάσμα του, όταν περνάει μέσα από μη γραμμικά στοιχεία , όπως οι ενισχυτές. Το φαινόμενο αυτό παίζει σημαντικό ρόλο στους ενισχυτές ισχύος, όπου για να ληφθεί η μέγιστη δυνατή ισχύ, επιβάλλεται λειτουργία στη μη γραμμική περιοχή του κόρου. Αν το σχήμα διαμόρφωσης δεν το επιτρέπει, αυτό δεν είναι δυνατό.

Τέλος, κριτήριο επιλογής αποτελεί το κόστος των διαμορφωτών και των αποδιαμορφωτών κάθε σχήματος διαμόρφωσης, καθώς και η πολυπλοκότητά τους.

Επιλογή σχήματος διαμόρφωσης

Μετά από μελέτη της ομάδας του Link Budget [1], αποφασίστηκε η χρησιμοποίηση της διαμόρφωσης QPSK. Η διαμόρφωση QPSK παρουσιάζει καλή φασματική απόδοση, ικανοποιητικό, σε σχέση με τις υπόλοιπες, απαιτούμενο λόγο E_b/N_o και το κυριότερο, οι QPSK διαμορφωτές και οι αποδιαμορφώτες είναι ευρέως διαθέσιμοι στην αγορά και παρουσιάζουν χαμηλό κόστος και μικρή πολυπλοκότητα.

Όμως, οι διαμορφωμένες κατά QPSK κυματομορφές είναι ευαίσθητες στη μη γραμμικότητα, εξαιτίας της οποίας μπορεί να χάσουν την πληροφορία που μεταφέρουν ή να υπάρξει εξάπλωση στο φάσμα τους. Επομένως, είναι υποχρεωτική η γραμμική ενίσχυση, γεγονός που αποτελεί το μοναδικό μειονέκτημα της χρήσης της QPSK στο υπό μελέτη σύστημα. Αυτό αφορά ειδικά στο δορυφόρο, γιατί αποκλείει τη λειτουργία του ενισχυτή υψηλής ισχύος του πομπού στον κόρο και, κατά συνέπεια, την εκπομπή της μέγιστης δυνατής ισχύος. Περιορίζεται, δηλαδή, η εκπεμπόμενη ισχύς στην κάτω ζεύξη. • $Y \pi 0 \lambda 0 \gamma 1 \sigma \mu 0 \zeta \tau 0 \upsilon E_b / N_0 \gamma 1 \alpha \tau \eta \nu QPSK$

Από τον πίνακα 5.1 προκύπτει ότι για τη διαμόρφωση QPSK ισχύει:

$$P_{e} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \{ (E_{b}/N_{o})^{1/2} \}$$
(5.3)

Στην κάτω ζεύξη, ο επιθυμητός ρυθμός εσφαλμένων ψηφίων είναι 10^{-6} . Επομένως, ο απαιτούμενος λόγος E_b/N_o στην είσοδο του αποδιαμορφωτή στο δέκτη του επίγειου σταθμού, υπολογιζόμενος από την (5.3), είναι:

$(E_b/N_o)_{downlink} = 10,5 \text{ dB}$

Στην άνω ζεύξη, ο λόγος E_b/N_o , για τον οποίο επιτυγχάνεται η επιθυμητή αξιοπιστία, που αντιστοιχεί σε BER = 10⁻⁹, υπολογίζεται από τη σχέση (5.3) ίσος με:

$(E_b/N_o)_{uplink} = 12,6 \text{ dB}$

Ο λόγος αυτός αφορά στην είσοδο του αποδιαμορφωτή στο δέκτη του δορυφόρου.

Η σχέση (5.3) είναι θεωρητική. Στην πράξη, η υπολογιζόμενη τιμή του λόγου E_b/N_o θα δώσει BER μεγαλύτερο από το θεωρητικά αναμενόμενο. Αυτό οφείλεται στον τρόπο υλοποίησης του αποδιαμορφωτή. Για να ληφθεί η θεωρητικά αναμενόμενη τιμή του BER, πρέπει να αυξηθεί κατά κάποιο ποσό ο λόγος E_b/N_o . Το ποσό αυτό, που εκφράζει την υποβάθμιση λόγω της ποιότητας υλοποίησης του αποδιαμορφωτή, κυμαίνεται μεταξύ 0,5 και 1,5 dB, ανάλογα με την τεχνολογία και το εξεταζόμενο BER.

Στο υπό μελέτη σύστημα, η αύξηση του E_b/N_o λόγω των ατελειών στην κατασκευή του αποδιαμορφωτή, θα ληφθεί υπόψη στην εξίσωση του σηματοθορυβικού λόγου με την εισαγωγή σε αυτή ενός περιθωρίου ασφαλείας.

Φασματική απόδοση της QPSK

Από τον πίνακα 5.1 προκύπτει ότι η φασματική απόδοση της QPSK είναι ίση με 2 bits/s/Hz. Αυτό σημαίνει ότι με κάθε Hertz μεταφέρονται δύο bits (ή ένα σύμβολο).

Όπως και παραπάνω, αυτή είναι η θεωρητική τιμή για τη φασματική απόδοση της QPSK. Ατέλειες στο δέκτη, όπως οι μη γραμμικότητες και το μη ιδανικό φιλτράρισμα, μειώνουν τη φασματική απόδοση της QPSK στο 1,4–1,6 bits/s/Hz.

Θεωρώντας τη χειρότερη περίπτωση για τη φασματική απόδοση, δηλαδή την τιμή 1,4 bits/s/Hz, από την (5.2) υπολογίζεται το φάσμα του διαμορφωμένου σήματος για την κάτω ζεύξη, όπου R downlink =250 kbps:

 $B_{\text{downlink}} = R_{\text{downlink}} / \Gamma = (250 \text{ kbits/s}) / (1.4 \text{ bits/s/Hz})$

 $B_{downlink} = 179 \text{ kHz}$

Με την ίδια παραδοχή για τη φασματική απόδοση, υπολογίζεται από την (5.2) το φάσμα του διαμορφωμένου σήματος της άνω ζεύξης (R=100 kbps):

 $B_{uplink} = R_{uplink} / \Gamma = (100 \text{ kbits/s}) / (1.4 \text{ bits/s/Hz})$

$$B_{uplink} = 71 \text{ kHz}$$

5.1.1.2 Κωδικοποίηση

Η ανάγκη κωδικοποίησης

Όπως φάνηκε από την προηγούμενη μελέτη, η πιθανότητα σφάλματος σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα είναι συνάρτηση του λόγου E_b/N_o . Η σχέση που συνδέει το σηματοθορυβικό λόγο E_b/N_o με το λόγο C/ N_o , όπου C η ισχύς του φέροντος είναι:

$$E_b/N_o = C T_b / N_o = C / N_o R$$
 (5.4)

όπου T_b η χρονική διάρκεια ενός bit.

Από την προηγούμενη σχέση φαίνεται ότι, εάν μειωθεί η ισχύς C του φέροντος ή αυξηθεί ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων, θα μειωθεί ο λόγος E_b/N_o και κατ'επέκταση από την (5.3), θα αυξηθεί η πιθανότητα λάθους. Επομένως θα μειωθεί η αξιοπιστία του συστήματος.

Στα δορυφορικά συστήματα επικοινωνίας είναι επιθυμητό να μειωθεί η πιθανότητα λάθους στο δέκτη, ενώ ταυτόχρονα υπάρχει περιορισμός στη λαμβανόμενη ισχύ του σήματος, καθώς και στο διαθέσιμο εύρος ζώνης. Στις δορυφορικές μεταδόσεις τόσο η μέγιστη εκπεμπόμενη ισχύς, όσο και το διαθέσιμο εύρος ζώνης καθορίζονται από διάφορες διεθνείς συμβάσεις ή άλλους λόγους, ανεξάρτητους από τη βέλτιστη πιθανότητα λάθους. Με δεδομένους τους περιορισμούς αυτούς, ο μόνος τρόπος που υπάρχει για τη μείωση της πιθανότητας λάθους είναι η κωδικοποίηση.

Η εικόνα αυτή αφορά και το υπό μελέτη σύστημα, καθώς η ζεύξη νανοδορυφόρου - επίγειου σταθμού είναι ζεύξη περιορισμένης ισχύος. Ο δορυφόρος, λόγω του μικρού του μεγέθους δεν μπορεί να εκπέμψει μεγάλη ισχύ. Μάλιστα, το ζητούμενο είναι να εκπέμψει όσο το δυνατόν μικρότερη ισχύ. Για να επιτευχθεί αυτό, διατηρώντας ταυτόχρονα την ποιότητα στη μετάδοση, είναι απαραίτητη η κωδικοποίηση.

Κατά την κωδικοποίηση, ο κωδικοποιητής προσθέτει συστηματικά ψηφία (bits), στα προς μετάδοση ψηφία πληροφορίας. Τα πρόσθετα αυτά ψηφία, αν και δεν περιέχουν πληροφορία, δίνουν τη δυνατότητα στον αποκωδικοποιητή να ανιχνεύει ή και να διορθώνει σφάλματα μετάδοσης που έχουν προκύψει κατά τη μετάδοση του σήματος. Με τον τρόπο αυτό μειώνεται η πιθανότητα λάθους κατά τη μετάδοση. Δηλαδή, με τον ίδιο σηματοθορυβικό λόγο επιτυγχάνεται μικρότερη πιθανότητα λάθους ή , αντίστροφα, για να επιτευχθεί η ίδια πιθανότητα λάθους χρειάζεται μικρότερος σηματοθορυβικός λόγος.

Η μείωση στον απαιτούμενο σηματοθορυβικό λόγο με τη χρήση κωδικοποίησης, ποσοτικοποιείται με το κέρδος κωδικοποίησης. Ως κέρδος κωδικοποίησης G_c ορίζεται ο λόγος:

$$G_{c} = (E_{b}/N_{o})_{u} / (E_{b}/N_{o})_{c}$$
(5.5)

όπου $(E_b/N_o)_u$ και $(E_b/N_o)_c$ οι λόγοι ενέργειας bit προς τη συχνότητα θορύβου στη λέξη της πληροφορίας χωρίς και με κωδικοποίηση αντίστοιχα, έτσι ώστε στο δέκτη να επιτυγχάνεται ο ίδιος ρυθμός εσφαλμένων ψηφίων. Ο ορισμός αυτός προϋποθέτει ότι ο ρυθμός μετάδοσης της πληροφορίας είναι ο ίδιος είτε χρησιμοποιείται κωδικοποίηση είτε όχι. Αυτό σημαίνει ότι ο ρυθμός μετάδοσης της κωδικοποιημένης λέξης είναι μεγαλύτερος σε σχέση με αυτόν της μη κωδικοποιημένης.

Η επιλογή κωδικοποίησης

Ως αντιστάθμισμα στα οφέλη που προσφέρει, η κωδικοποίηση αυξάνει την πολυπλοκότητα, άρα και το κόστος του συστήματος. Πέρα από αυτό, στην περίπτωση του δορυφόρου, ο κωδικοποιητής, κατά τη λειτουργία του, θα καταναλώνει κάποιο ποσό ισχύος. Δεδομένου ότι η ισχύς τροφοδοσίας που διατίθεται στα διάφορα κυκλώματα του δορυφόρου είναι περιορισμένη, θα πρέπει να εξεταστεί εάν, εν τέλει, τα πλεονεκτήματα που προσφέρει η κωδικοποίηση υπερτερούν των μειονεκτημάτων.

Η ομάδα από το Πανεπιστήμιο του Southampton μελέτησε τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της χρήσης κωδικοποίησης και κατέληξε ότι τα πρώτα υπερσκελίζουν τα δεύτερα [15].

Επιπλέον, η ομάδα του Link Budget από το Ε.Μ.Π. μελέτησε τους διάφορους τύπους κωδικοποίησης και τους συνέκρινε με βάση τρία κριτήρια: το κέρδος κωδικοποίησης που παρουσιάζουν, την επίδοσή τους για κανάλι που εμφανίζει λευκό προσθετικό θόρυβο Γκαουσιανής μορφής, όπως το κανάλι του συστήματός, και τέλος, βάσει της πολυπλοκότητας υλοποίησης [1]. Η πρότασή της ήταν η χρησιμοποίηση ενός συνελικτικού κώδικα, ο οποίος θα αποκωδικοποιείται με τη βοήθεια του αλγορίθμου Viterbi. Αυτός ο συνδυασμός προσφέρει το μεγαλύτερο κέρδος κωδικοποίησης, ανεκτή πολυπλοκότητα στην υλοποίηση και πολύ καλή επίδοση σε κανάλι λευκού προσθετικού θορύβου Γκαουσιανής μορφής.

Με βάση όλα τα παραπάνω αποφασίστηκε ότι στην κάτω ζεύξη θα γίνει χρήση κωδικοποίησης. Πιο συγκεκριμένα, επιλέχθηκε κωδικοποιητής που υποστηρίζει λειτουργία Viterbi με ρυθμό κωδικοποίησης 1/2 και κέρδος κωδικοποίησης, για ρυθμό εσφαλμένων ψηφίων 10⁻⁶, 5,2dB [7],[15].

Ρυθμός κωδικοποίησης 1/2 σημαίνει ότι κάθε ψηφίο πληροφορίας που εισέρχεται στον κωδικοποιητή, δημιουργεί στην έξοδό του δύο ψηφία. Επομένως, ο ρυθμός μετάδοσης της κάτω ζεύξης, που χωρίς κωδικοποίηση ήταν 250 kbps, με τη χρήση κωδικοποίησης διπλασιάστηκε. Στα 500 kbps που μεταδίδει ο δορυφόρος προς τον επίγειο σταθμό, η πληροφορία εξακολουθεί να είναι 250 kbps.

Ο λόγος E_b/N_o που χωρίς κωδικοποίηση ήταν 10,5 dB, με το κέρδος κωδικοποίησης των 5,2 dB μειώνεται στα 5,3 dB.

Οι τελικές τιμές για το ρυθμό μετάδοσης της κάτω ζεύξης και για το λόγο E_b/N_o στον αποδιαμορφωτή του δέκτη στον επίγειο σταθμό είναι:

 $R_{downlink} = 500 \text{ kbps}$ $(E_b/N_o)_{downlink} = 5,3 \text{ dB}$

Από τη σχέση (5.2), θα υπολογιστεί το φάσμα του μεταδιδόμενου σήματος, για φασματική απόδοση 1,4 bits/sec/Hz:

 $B = R / \Gamma = 500 \text{ kbps} / 1,4 \text{ bps/Hz}$

 $B_{downlink} \cong 360 \text{ kHz}$

Στην άνω ζεύξη, επειδή δεν υπάρχει περιορισμός στην ισχύ εκπομπής από τον επίγειο σταθμό, δεν είναι αναγκαία η χρήση κωδικοποίησης. Έτσι, δε θα χρησιμοποιηθεί κωδικοποίηση. Ο ρυθμός μετάδοσης ψηφίων για την άνω ζεύξη παραμένει 100 kbps και ο απαιτούμενος λόγος E_b/N_o στον αποδιαμορφωτή του δέκτη του δορυφόρου εξακολουθεί να είναι 12,6 dB. Άρα:

R_{uplink}=100 kbps

 $(E_b/N_o)_{uplink} = 12,6 \text{ dB}$

Το φάσμα του μεταδιδόμενου σήματος στην άνω ζεύξη, παραμένει αυτό που υπολογίστηκε σε προηγούμενη παράγραφο:

$$B_{uplink} = 71 \text{ kHz}$$

5.1.2 Υπολογισμός Ευαισθησίας Δέκτη

Από τη στιγμή που υπολογίστηκε ο απαιτούμενος λόγος E_b/N_o για την κάτω ζεύξη, το επόμενο βήμα είναι ο υπολογισμός της ευαισθησίας που θέλουμε να έχει ο δέκτης.

Στο υπό μελέτη σύστημα ο επίγειος σταθμός θα πρέπει να μπορεί να ανιχνεύει με αξιοπιστία όλα τα σήματα που στέλνονται από το δορυφόρο. Για να ισχύει αυτό, αρκεί ο δέκτης του επίγειου σταθμού να μπορεί να ανιχνεύει αξιόπιστα το ελάχιστο σήμα που του στέλνει ο δορυφόρος. Αυτό είναι το σήμα που λαμβάνεται για γωνία ανύψωσης 5°, για την οποία η απόσταση δορυφόρου επίγειου σταθμού γίνεται μέγιστη και ίση με 2333 km.

Η ευαισθησία του δέκτη είναι το ελάχιστο σήμα που φτάνει σε αυτόν και μπορεί να ανιχνευτεί αξιόπιστα (§4.4). Όμως, το μικρότερο σήμα που θα πρέπει να ανιχνεύει ο δέκτης αξιόπιστα είναι αυτό που φτάνει για γωνία ανύψωσης 5° και άρα το σήμα αυτό θα ταυτίζεται με την ευαισθησία του δέκτη. Επομένως, η ευαισθησία του δέκτη θα δίνεται από τη σχέση (3.20):



ΣΧΗΜΑ 5.1 Το EIRP του δορυφόρου.
$$SENS = P_{RXmin} = (P_{TX} + G_{TMAX} - L_T - L_{FTX}) - (L_{FS} + L_A) + (G_{RMAX} - L_R - L_{FRX} - L_{POL})$$
(5.6)

Οι αριθμητικές τιμές των αποσβέσεων στην παραπάνω σχέση έιναι αποτελέσματα της παρουσίασης που έγινε στο κεφάλαιο 3 και βρίσκονται στον πίνακα 3.2. Απομένει να δοθούν οι τιμές για την ισχύ εκπομπής P_{TX} και το κέρδος G_{TMAX} του δορυφόρου και η τιμή G_{RMAX} για το κέρδος της κεραίας του επίγειου σταθμού.

Στη συνέχεια, γίνεται η "φυσική" περιγραφή της πορείας του σήματος από τη στιγμή που εξέρχεται από τον πομπό του δορυφόρου μέχρι τη στιγμή που φτάνει στην είσοδο του δέκτη του επίγειου σταθμού, όπου παρουσιάζονται και οι τιμές P_{TX} , G_{TMAX} και G_{RMAX} .

Ο όρος $(P_{TX}+G_{TMAX}-L_T-L_{FTX})$ της (5.6) αποτελεί το EIRP του δορυφόρου και προσδιορίζεται βάσει της μελέτης που έγινε για το δορυφόρο [7]. Σύμφωνα με τη μελέτη αυτή, το σήμα στην έξοδο του πομπού του δορυφόρου θα έχει ισχύ 1 W ή 0 dBW. Η ισχύς αυτή μειώνεται, καθώς το σήμα περνάει από το μεταγωγέα ραδιοσυχνοτήτων, που προκαλεί εξασθένηση 0,5 dB και από το RF φίλτρο, το οποίο εισάγει εξασθένηση 1 dB. Στη συνέχεια το σήμα διέρχεται από την κεραία, της οποίας το κέρδος είναι 6 dBi και εκπέμπεται προς τη γη. Έτσι, το EIRP του δορυφόρου θα είναι 4,5 dBW (σχήμα 5.1).

Στη συνέχεια το σήμα διαδίδεται προς τον επίγειο σταθμό και κατά τη διάδοση υφίσταται απώλειες που περιγράφονται από το δεύτερο όρο της (5.6). Οι απώλειες διάδοσης υπολογίζονται: $L_{FS} + L_A = 166,79 \text{ dB} + 0,2 \text{ dB} = 166,99 \text{ dB}.$

Το σήμα φτάνει πολύ εξασθενημένο στην κεραία του δέκτη, η οποία είναι παραβολικό κάτοπτρο διαμέτρου 2,5 m και κέρδους 33,375 dB. Λόγω ασυμφωνίας των πολώσεων κεραίας και σήματος, αλλά και λόγω ατελειών στη σκόπευση της κεραίας το σήμα υφίσταται επιπλέον απώλειες, 3 dB και 0,05 dB, αντίστοιχα. Τελικά, το σήμα οδηγείται στην είσοδο του δέκτη, χάνοντας συνολικά άλλα 2 dB από τον μεταγωγέα ραδιοσυχνοτήτων και από το ομοαξονικό καλώδιο, τα οποία παρεμβάλλονται μεταξύ της κεραίας και του δέκτη. Έτσι, η σύνθετη απολαβή από την κεραία θα είναι: $G_{RMAX} - L_R - L_{FRX} - L_{POL} = 33,375 dBi - 0,05 dB - 2 dB - 3dB =$



= 28,325 dB. Αυτά φαίνονται στο σχήμα 5.2, όπου σημειώνεται και το σημείο στο οποίο υπολογίζεται η ευαισθησία του δέκτη.

Επομένως, εφαρμόζοντας τη σχέση (5.6), το ελάχιστο σπαι πω διαγίτατη στην είσοδο του δέκτη θα είναι:

προς πομπό

 P_{RXmin} = 4,5 dBW – 166,99 dB + 28,325 dB ≅ – 134,2 dB Γραμμή **IL** = 1dB Μεταφοράς P_{RXmin} = –104,2 dBm

Αυτή θα έιναι και η ευαισθησία του προς σχεδίαση δέκτη. Δηλαδή:

$$SENS = P_{RXmin} = -104,2 \text{ dBm}$$

SENS

IL = 1dB

5.1.3 Υπολογισμός Συντελεστή Θορύβου Δέκτη

Η ευαισθησία του δέκτη, σύμφωνα με τα αποτελέσματα της §4.4, συνδέεται με τον ελάχιστο απαιτούμενο σηματοθορυβικό λόγο E_b/N_o για τον οποίο επιτυγχάνεται αξιόπιστη λειτουργία με τη σχέση:

$$P_{RX,min} = k T R (E_b/N_o)_{min}$$
(5.7)

όπου Τ η ισοδύναμη θερμοκρασία του συστήματος στην είσοδο του δέκτη.

Η παραπάνω σχέση είναι θεωρητική και δε λαμβάνει υπόψη τυχόν ατέλειες στην κατασκευή του δέκτη του επίγειου σταθμού ή του πομπού του νανοδορυφόρου, οι οποίες θα μειώσουν το λαμβανόμενο λόγο E_b/N_o στην είσοδο του αποδιαμορφωτή. Προκειμένου, λοιπόν, να ληφθούν υπόψη οι ατέλειες αυτές, εισάγεται στη σχέση (5.7) μία ποσότητα που ονομάζεται "περιθώριο ασφαλείας " (margin) και συμβολίζεται με Μ. Το περιθώριο ασφαλείας στη συγκεκριμένη περίπτωση λαμβάνεται ίσο με 3 dB, που σημαίνει ότι διπλασιάζεται ο απαιτούμενος λόγος E_b/N_o στην είσοδο του αποδιαμορφωτή. Στο περιθώριο ασφαλείας λαμβάνονται υπόψη και οι ατέλειες κατασκευής του αποδιαμορφωτή. Η σχέση (5.7) γράφεται τώρα:

$$SENS = k T R_{downlink} M (E_b/N_o)_{downlink}$$
(5.8)

όπου $(E_b/N_o)_{downlink}$ και $R_{downlink}$ είναι ο ελάχιστος απαιτούμενος σηματοθορυβικός λόγος και ο ρυθμός μετάδοσης για την κάτω ζεύξη, τα οποία υπολογίστηκαν στην §5.5.1.2.

Εκφράζοντας τη σχέση (5.8) σε dB και επιλύοντας ως προς Τ, θα υπολογίσουμε την ισοδύναμη θερμοκρασία του συστήματος στην είσοδο του δέκτη. Έτσι, έχουμε:

$$T (dB) = SENS (dB) - k (dB) - R_{downlink} (dB) - (E_b/N_o)_{downlink} (dB) - M(dB)$$

$$\Rightarrow$$
 T (dB) = 29,11 dB°K



ΣΧΗΜΑ 5.3 Υπολογισμός της ισοδύναμης θερμοκρασίας θορύβου στην είσοδο του δέκτη.

Εκφραζόμενη σε °K, η ισοδύναμη θερμοκρασία του συστήματος στην είσοδο του δέκτη θα είναι:

Από την τιμή αυτή θα υπολογιστεί η ισοδύναμη θερμοκρασία του δέκτη, T_{eRX} . Στο σχήμα 5.3 φαίνεται το σύστημα λήψης, στο οποίο ο μεταγωγέας ραδιοσυχνοτήτων και η γραμμή μεταφοράς παριστάνονται ως παθητικά στοιχεία και και εισάγουν αποσβέσεις L_{sw} και L_{TL} , αντίστοιχα. Όλο το σύστημα βρίσκεται σε φυσική θερμοκρασία $T_o = 290^{\circ}$ K.

Δουλεύοντας παρόμοια με την §4.1.6, υπολογίζεται η θερμοκρασία θορύβου Τ₁ στην έξοδο της κεραίας:

$$T_{1} = T_{A} + (L_{sw} - 1)T_{o} + [(L_{TL} - 1)T_{o}] / G_{sw} + T_{eRX} / G_{sw} G_{TL}$$

= $T_{A} + (L_{sw} - 1)T_{o} + [(L_{TL} - 1)T_{o}] L_{sw} + T_{eRX} L_{sw} L_{TL}$ (5.9)

όπου $G_{sw} = 1/L_{sw}$ και $G_{TL} = 1/L_{TL}$.

Στην είσοδο του δέκτη, αυτός ο θόρυβος που εκφράζεται μέσω της T_1 θα έχει εξασθενίσει κατά L_{sw} , περνώντας από το μεταγωγεά ραδιοσυχνοτήτων και κατά L_{TL} , κατά τη διέλευσή του από τη γραμμή μεταφοράς. Επομένως, η συνολική του εξασθένιση θα είναι L_{sw} L_{TL} . Έτσι, η ισοδύναμη θερμοκρασία του συστήματος στην είσοδο του δέκτη θα είναι:

$$T = T_{1} / L_{sw} L_{TL}$$

= $T_{A} / L_{sw} L_{TL} + (L_{sw} - 1)T_{o} / L_{sw} L_{TL} + (L_{TL} - 1)T_{o} / L_{TL} + T_{eRX}$ (5.10)

Η θερμοκρασία θορύβου της κεραίας T_A είναι 250°K (§4.1.6.2). Με αριθμητική αντικατάσταση η (5.10) δίνει:

$$T = 250 / 10^{0.1} 10^{0.1} + (10^{0.1} - 1) 290 / 10^{0.1} 10^{0.1} + (10^{0.1} - 1) 290 / 10^{0.1} + T_{eRX}$$

T = 264,77 + T_{eRX} (5.11)

Από τη σχέση (5.11) φαίνεται ότι ο θόρυβος που φτάνει στην είσοδο του δέκτη, και οφείλεται στο θόρυβο που μπαίνει από την κεραία και στο θόρυβο που εισάγουν ο μεταγωγέας ραδιοσυχνοτήτων και η γραμμή μεταφοράς, είναι ισοδύναμης θερμοκρασίας 264,77°K. Αντικαθιστώντας T = 814,7°K, προκύπτει η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη:

T_{eRX} =549,93°K

Αυτή η θερμοκρασία θορύβου, αντιστοιχεί σε συντελεστή θορύβου του δέκτη:

$$NF = 1 + T_{eRX} / T_o = 2,9$$

kai se dB:

$$NF = 4,6 dB$$

Αυτό σημαίνει ότι για να τηρούνται οι προδιαγραφές της ευαισθησίας (-104,2 dBm) και του λόγου E_b/N_o (5,3dB) του δέκτη, θα πρέπει ο συντελεστής θορύβου του δέκτη να μην ξεπερνά τα 4,6 dB.

5.1.4 Υπολογισμός Κέρδους Δέκτη

Το ελάχιστο κέρδος που θα πρέπει να έχει ο υπό σχεδίαση δέκτης είναι η διαφορά του ελάχιστου σήματος εισόδου στο δέκτη, δηλαδή της ευαισθησίας, από το ελάχιστο σήμα που μπορεί να ανιχνεύσει ο αποδιαμορφωτής του δέκτη.

Το κέρδος, σε αντίθεση με το συντελεστή θορύβου, δεν είναι μια παράμετρος που θα πρέπει να καθοριστεί ακριβώς, πριν από τη σχεδίαση του δέκτη και αυτό γιατί υπάρχουν πολλά είδη αποδιαμορφωτών και το ελάχιστο σήμα εισόδου διαφέρει από τον ένα στον άλλο. Μετά από έρευνα αγοράς προέκυψε ότι μια από τις χαμηλότερες τιμές ισχύος που οι αποδιαμορφωτές μπορούν να δεχτούν ως ελάχιστο σήμα εισόδου είναι τα –60 dBm. Έτσι, μπορούμε να έχουμε μία εκτίμηση του ελάχιστου κέρδους του δέκτη:

$\mathbf{Gmin} = -60 \mathrm{dBm} - (-104, 2 \mathrm{\,dBm}) \cong \mathbf{44dB}$

Η ακριβής τιμή του κέρδους του δέκτη θα καθοριστεί μετά την επιλογή των συγκεκριμένων στοιχείων που θα απαρτίσουν το δέκτη. Ο αποδιαμορφωτής θα πρέπει να επιλεγεί έτσι, ώστε να μπορεί να ανιχνεύσει το ελάχιστο σήμα που οδηγείται στην είσοδό του.

5.1.5 Συμπληρωματικοί Υπολογισμοί

5.1.5.1 Υπολογισμός του Μέγιστου Σήματος στην Είσοδο του Δέκτη

Μέγιστο σήμα φτάνει στην είσοδο του δέκτη, όταν η απόσταση επίγειου σταθμούδορυφόρου γίνεται ελάχιστη. Αυτό συμβαίνει για γωνία ανύψωσης 90°, οπότε η απόσταση νανοδορυφόρου-επίγειου σταθμού είναι 600 km. Για τον υπολογισμό του μέγιστου σήματος στην είσοδο του δέκτη θα χρησιμοποιηθεί, όπως και στην περίπτωση του υπολογισμού της ευαισθησίας, η εξίσωση του Friis (σχέση (3.18)).

$$P_{RXmax} = (P_{TX} + G_{TMAX} - L_T - L_{FTX}) - (L_{FS} + L_A) + (G_{RMAX} - L_R - L_{FRX} - L_{POL})$$
(5.12)

ή

Στην αριθμητική αντικατάσταση θα χρησιμοποιηθούν οι τιμές που χρησιμοποιήθηκαν και για τον υπολογισμό της ευαισθησίας, με εξαίρεση τις απώλειες ελευθέρου χώρου, οι οποίες θα είναι, τώρα: $L_{FS} = 10\log (4\pi R / \lambda)^2 = 155,1 \text{ dB}$. Έτσι, προκύπτει:

$$P_{RXmax} = -122,5 \text{ dBW}$$
$$P_{Rxmax} = -92,5 \text{ dBm}$$

Η γνώση του μέγιστου σήματος στην είσοδο ενός δέκτη χρησιμεύει στην κατάλληλη επιλογή ως προς το σημείο IIP3 και το σημείο συμπίεσης 1-dB τα επιμέρους στοιχεία του δέκτη. Στο υπό μελέτη σύστημα, το μέγιστο σήμα στην είσοδο του δέκτη είναι πολύ χαμηλής στάθμης και βρίσκεται ούτως ή άλλως πολύ χαμηλότερα από τα σημεία IIP3 και P_{1-dB} κάθε βαθμίδας.

5.1.5.2 Υπολογισμός της ισχύος θορύβου στην είσοδο του δέκτη

Η γνώση του ισοδύναμου εύρους θορύβου επιτρέπει τον υπολογισμό σε κάθε βαθμίδα του δέκτη την ισχύ του θορύβου. Το ισοδύναμο εύρος ζώνης θορύβου, συνήθως, ταυτίζεται με το εύρος ζώνης των φίλτρων που χρησιμοποιούνται στη βαθμίδα ενδιάμεσων συχνοτήτων. Τα φίλτρα αυτά επιλέγουν το μεταδιδόμενο σήμα μέσα από ένα ευρύτερο φάσμα συχνοτήτων και ιδανικά, το εύρος ζώνης τους πρέπει να ταυτίζεται με αυτό του σήματος.

Η αντίστοιχη μελέτη (§7.12.4) έδειξε ότι το ισοδύναμο εύρος ζώνης θορύβου για το δέκτη του επίγειου σταθμού είναι ίσο με:

$$B_N = B_{IF} = 367 \text{ kHz}$$

Η γνώση αυτή επιτρέπει τον υπολογισμό της ισχύος του θορύβου σε οποιοδήποτε σημείο της αλυσίδας του δέκτη. Στην παρούσα ενότητα θα υπολογιστεί η ισχύς του θορύβου που οδηγείται στην είσοδο του δέκτη, η οποία οφείλεται στο θόρυβο που εισέρχεται στο σύστημα από την κεραία και στο θόρυβο που εισάγουν ο μεταγωγέας ραδιοσυχνοτήτων και η γραμμή μεταφοράς. Η ισοδύναμη θερμοκρασία αυτού του θορύβου, όπως φαίνεται στη σχέση (5.11) έχει τιμή $T_{\alpha} = 264,8^{\circ}$ K. Επομένως, η ισχύς του θορύβου είναι:

$$N_{\alpha} = 10 \log k T_{\alpha} B_{N}$$
 (5.13)
= -148,7 dBW
 $N_{\alpha} = -118,7 dBm$

Όπως ήταν αναμενόμενο, η τιμή της ισχύος θορύβου που προέκυψε είναι πολύ χαμηλότερη από την τιμή της ισχύος του ελάχιστου σήματος εισόδου στο δέκτη, δηλαδή την ευαισθησία. Διαφορετικά το σύστημα δε θα ήταν υλοποιήσιμο.

ή

5.2 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΣΧΕΔΙΑΣΗΣ ΓΙΑ ΤΟΝ ΠΟΜΠΟ ΤΟΥ ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ

Για να γίνει η επιλογή των επιμέρους στοιχείων του πομπού, δύο είναι τα χαρακτηριστικά που θα πρέπει να προσδιοριστούν: η ισχύς στην έξοδο του ενισχυτή υψηλής ισχύος του πομπού και το κέρδος του πομπού. Μεγέθη όπως ο απαιτούμενος λόγος E_b/N_o και η ευαισθησία χαρακτηρίζουν το δέκτη της άνω ζεύξης, δηλαδή το δέκτη του νανοδορυφόρου, και όχι τον πομπό του επίγειου σταθμού. Επιπλέον, δεν έχει νόημα ο υπολογισμός συντελεστη θορύβου για τον πομπό, καθώς το σήμα στον πομπό έχει μεγάλη τιμή, συντριπτικά μεγαλύτερη από το θόρυβο και έτσι όσος θόρυβος και να προστίθεται από τα επιμέρους στοιχεία του πομπού δεν το επηρεάζει. Να σημειωθεί ότι θόρυβος ή παρεμβολές που να εισέρχονται στο σύστημα από το εξωτερικό περιβάλλον δεν υπάρχουν. Έτσι, το σήμα που μεταδίδεται μέσα στον πομπό είναι, ως ένα βαθμό, ελεγχόμενο.

5.2.1 Υπολογισμός Ισχύος στην Έξοδο του Ενισχυτή Υψηλής Ισχύος





Η τελευταία βαθμίδα του συστήματος εκπομπής του επίγειου σταθμού φαίνεται στο σχήμα 5.4 Στην τελευταία του βαθμίδα, ο πομπός αποτελείται από τον ενισχυτή ισχύος (HPA) και από ένα RF φίλτρο. Η ισχύς στην έξοδο του πομπού συμβολίζεται με P_{TX}, ενώ η ισχύς στην έξοδο του ενισχυτή υψηλής ισχύος με P_{HPA}. Οι δύο αυτές ποσότητες, εκφρασμένες σε dB, συνδέονται με τη σχέση:

$$P_{TX} = P_{HPA} - L_{Rffilter} \qquad (dB)$$
(5.14)

όπου $L_{Rffilter}$ η απόσβεση που εισάγει το RF φίλτρο, η οποία μετά από μελέτη (§8.15) προέκυψε ότι θα είναι 3 dB.

Η ισχύς P_{TX} του πομπού συνδέεται με το υπόλοιπο σύστημα της άνω ζεύξης, δηλαδή με το δέκτη του νανοδορυφόρου, μέσω της εξίσωσης του σηματοθορυβικού λόγου, ανάλυση της οποίας έχει γίνει στην §4.2 :

$$(E_{b}/N_{o})_{uplink} = (P_{TX} G_{TMAX} / L_{T} L_{FTX}) (1 / L_{FS} L_{A}) (G_{RMAX} / L_{R} L_{FRX} L_{POL}) / kT_{sat}R_{uplink}$$
(5.15)

Όπως και στην περίπτωση της κάτω ζεύξης, έτσι και για την άνω ζεύξη, στην σχέση (5.15) θα συμπεριληφθεί ένας παράγοντας μέσω του οποίου θα λαμβάνονται υπόψη τυχόν ατέλειες στην κατασκευή του πομπού του επίγειου σταθμού και του δέκτη του νανοδορυφόρου. Το περιθώριο αυτό ασφαλείας (margin), τίθεται στην περίπτωση της άνω ζεύξης ίσο με 6 dB. Αυτό σημαίνει ότι στην είσοδο του αποδιαμορφωτή του νανοδορυφόρου ουσιαστικά απαιτείται τετραπλάσιος σηματοθορυβικός λόγος E_b/N_o . Συμπεριλαμβάνοντας το περιθώριο ασφαλείας, η (5.15), εκφρασμένη σε dB, γράφεται:

$$(E_b/N_o)_{uplink} = (P_{TX} + G_{TMAX} - L_T - L_{FTX}) - (L_{FS} + L_A) + (G_{RMAX} - L_R - L_{FRX} - L_{POL}) - (k + T_{sat} + R_{uplink}) - M \qquad (dB)$$
(5.16)

Ο λόγος $(E_b/N_o)_{uplink}$ στο δέκτη του νανοδορυφόρου και ο ρυθμός μετάδοσης R_{uplink} προέκυψαν από την ανάλυση της §5.1.1. Για αξιοπιστία που αντιστοιχεί σε ρυθμό εσφαλμένων ψηφίων, BER, ίσο με 10⁻⁹, με χρησιμοποίηση διαμόρφωσης QPSK και χωρίς τη χρήση κωδικοποίησης, ο απαιτούμενος λόγος E_b/N_o της άνω ζεύξης είναι ίσος με 12,6 dB. Ο ρυθμός μετάδοσης ψηφίων είναι 100 kbps.

Οι τιμές για τις διάφορες απώλειες στο μέσο μετάδοσης, στον πομπό και το δέκτη έχουν δοθεί στον πίνακα 3.2. Το κέρδος G_{TMAX} της κεραίας του επίγειου σταθμού, η οποία είναι παραβολικό κάτοπτρο διαμέτρου 2,5 m, για τη συχνότητα της άνω ζεύξης (2,06 GHz) είναι ίσο με 3,185 dBi.

Βάσει της αντίστοιχης μελέτης[7], το κέρδος G_{RMAX} της κεραίας του νανοδορυφόρου είναι ίσο με +6 dBi, ενώ η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου του συστήματος λήψης είναι $T_{sat} = 580^{\circ}$ K.

Με αριθμητική αντικατάσταση στην (5.16) προκύπτει η απαιτούμενη ισχύς στην έξοδο του πομπού:

$$P_{TX} = 1,3 \text{ dBW} = 31,3 \text{ dBm}$$
ή
 $P_{TX} = 1,4 \text{ W}$

Από τη σχέση (5.14) η απαιτούμενη ισχύς από τον ενισχυτή υψηλής ισχύος του πομπού είναι:

$$P_{HPA}$$
 = 4,3 dBW = 34,3 dBm $\dot{\eta}$ $$P_{HPA}$$ = 2,7 W

Αυτή είναι η ελάχιστη τιμή της ισχύος εκπομπής από τον ενισχυτή υψηλής ισχύος. Άρα:

P_{HPA} = 34,3 dBm

5.2.2 Υπολογισμός Κέρδους Πομπού

Το κέρδος του πομπού είναι η διαφορά της ισχύος του σήματος στην έξοδο του διαμορφωτή από την ισχύ του σήματος στην έξοδο του πομπού:

$$G = P_{TX} - P_{mod.out}$$
(5.17)

Η ακριβής τιμή που θα λάβει το κέρδος του πομπού θα εξαρτηθεί από την επιλογή συγκεκριμένου διαμορφωτή και επομένως δεν είναι εκ των προτέρων γνωστή.

<u>5.3</u> ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΠΟΜΠΟ ΚΑΙ ΤΟ ΔΕΚΤΗ

Στον παρακάτω πίνακα φαίνονται οι προδιαγραφές του προς σχεδίαση δέκτη, όπως αυτές προέκυψαν από την ανάλυση των προηγούμενων παραγράφων.

| Χαρακτηριστικά Δέκτη | Μονάδες | Τιμή |
|---------------------------|---------|---------|
| Επίγειου Σταθμού | | |
| $Λ$ όγος E_b/N_o (min) | dB | 5,3 |
| Ευαισθησία | dBm | - 104,2 |
| Συντελεστής Θορύβου (max) | dB | 4,6 |
| Κέρδος (min) | dB | ≅44 |

Πίνακας 5.2 Τα χαρακτηριστικά του δέκτη του επίγειου σταθμού

Από τα χαρακτηριστικά του πίνακα 5.2, τα δύο πρώτα αποτελούν δεδομένα του συστήματος, ενώ τα επόμενα δύο πρέπει να ικανοποιούνται από την επιλογή των επιμέρους στοιχείων του δέκτη.

Στον πίνακα 5.3 παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά του προς σχεδίαση πομπού.

| Χαρακτηριστικά Πομπού | Μονάδες | Τιμή |
|--|---------|------------------------|
| Επίγειου Σταθμού | | |
| Ισχύς Εξόδου Πομπού, Ρ _{TX} (min) | dBm | 31,3 |
| Ισχύς Εξόδου ΗΡΑ, P _{HPA} (min) | dBm | 34,3 |
| Κέρδος | dB | $P_{TX} - P_{mod.out}$ |

Πίνακας 5.3 Τα χαρακτηριστικά του πομπού του επίγειου σταθμού

Όλα τα χαρακτηριστικά του πίνακα 5.3 θα πρέπει να ικανοποιούνται από την επιλογή των επιμέρους στοιχείων για τον πομπό.

Να σημειωθεί ότι χαρακτηριστικά όπως η δυναμική περιοχή και το συνολικό σημείο IIP3 για τον πομπό και το δέκτη θα υπολογιστούν μετά την επιλογή συγκεκριμένων στοιχείων για τον πομπό και το δέκτη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ VI ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΗ ΠΟΜΠΟΔΕΚΤΗ ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει η παρουσίαση των αρχιτεκτονικών που επιλέχθηκαν για τον πομπό και το δέκτη. Θα εξηγηθούν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των αρχιτεκτονικών αυτών, καθώς και η λογική με την οποία συνδέονται μεταξύ τους τα διάφορα στοιχεία της αλυσίδας. Επίσης, θα γίνει αναφορά στις αρχιτεκτονικές που απορρίφθηκαν.

<u>6.1</u> H APXITEKTONIKH TOY Δ EKTH

Τα κύρια κριτήρια επιλογής αρχιτεκτονικής για το δέκτη είναι η αξιοπιστία ως προς την ανάκτηση της ληφθείσας πληροφορίας, η πολυπλοκότητα, που συνδέεται με την ευκολία στην υλοποίηση, και το κόστος. Υπάρχουν διάφορες αρχιτεκτονικές που προτείνονται στη βιβλιογραφία. Οι κυριότερες από αυτές είναι η ετερόδυνη αρχιτεκτονική με μονή ή διπλή προς τα κάτω μετατόπιση συχνότητας, η ομόδυνη αρχιτεκτονική, η αρχιτεκτονική απόρριψης-ειδώλου και η digital-IF αρχιτεκτονική [12]. Συγκρίνοντας τις αρχιτεκτονικές αυτές μεταξύ τους με βάση τα κριτήρια που αναφέρθηκαν, καταλήξαμε στην επιλογή της ετερόδυνης αρχιτεκτονικής με μονή προς τα κάτω μετατόπιση συχνότητας.

6.1.1 Η Ετερόδυνη Αρχιτεκτονική

6.1.1.1 Το πρόβλημα του RF φιλτραρίσματος



ΣΧΗΜΑ 6.1 Το σήμα που φτάνει στο δέκτη μαζί με παρεμβολές

Το σήμα που εκπέμπεται από το νανοδορυφόρο λαμβάνεται αρχικά από την κεραία του επίγειου σταθμού. Μαζί με το σήμα, εισέρχονται στο σύστημα του δέκτη μέσω της κεραίας και παρεμβολές (σχήμα 6.1). Σκοπός του δέκτη είναι να επιλέξει και να

επεξεργαστεί το επιθυμητό σήμα, απορρίπτοντας τις γειτονικές παρεμβολές. Για το λόγο αυτό στην αρχή της αλυσίδας του δέκτη τοποθετείται το RF φίλτρο.

Παρότι στα φίλτρα θα γίνει λεπτομερής αναφορά στο επόμενο κεφάλαιο είναι χρήσιμο στο σημείο αυτό να οριστεί ο συντελεστής ποιότητας ενός φίλτρου. Ο συντελεστής ποιότητας ορίζεται ως λόγος της κεντρικής συχνότητας του φίλτρου προς το εύρος ζώνης στο οποίο η καταπίεση του διερχόμενου σήματος είναι 3 dB. Συμβολίζεται με Q. Για συγκεκριμένη κεντρική συχνότητα, όσο πιο στενό είναι το εύρος ζώνης των 3dB, δηλαδή, όσο πιο επιλεκτικό είναι ένα φίλτρο, τόσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής ποιότητας του φίλτρου.

Το επιθυμητό για το RF φίλτρο θα ήταν να μπορεί να επιλέγει το στενό κανάλι εισόδου (360 kHz), το οποίο βρίσκεται σε πολύ υψηλή συχνότητα (2,25 GHz), απορρίπτοντας όλες τις γειτονικές παρεμβολές. Κάτι τέτοιο, όμως, θα αντιστοιχούσε σε φίλτρο πολύ μεγάλου συντελεστή ποιότητας, δηλαδή, εξαιρετικά μεγάλης επιλεκτικότητας. Φίλτρο με τόσο μεγάλο συντελεστή ποιότητας είναι πολύ δύσκολο να κατασκευαστεί. Αλλά ακόμα και να μπορούσε να κατασκευαστεί, θα είχε πολύ μεγάλες απώλειες, καθώς όσο πιο επιλεκτικό είναι ένα φίλτρο, τόσο μεγαλύτερη είναι η απόσβεση που εισάγει.

Από τη σχέση που δίνει το συντελεστη θορύβου μιας αλυσίδας (σχέση (4.17)), προκύπτει ότι εάν το πρώτο στοιχείο μιας αλυσίδας, όπως είναι το RF φίλτρο, έχει πολύ μεγάλη απόσβεση, τότε ο συντελεστής θορύβου της αλυσίδας γίνεται πολύ μεγάλος. Κατά συνέπεια, θα ήταν απαγορευτικό να χρησιμοποιηθεί RF φίλτρο με μεγάλη απόσβεση, όσο επιλεκτικό και να ήταν αυτό.

Επομένως, στο RF φίλτρο θα πρέπει να γίνει ένας συμβιβασμός μεταξύ της επιλεκτικότητας και της απόσβεσης. Δίνοντας έμφαση στο δεύτερο (για να επιτευχθεί χαμηλό NF), ο ρόλος του φίλτρου περιορίζεται στο να κάνει μία πρώτη επιλογή ζώνης συχνοτήτων, αφήνοντας έξω από αυτή όσο το δυνατόν περισσότερες παρεμβολές (σχήμα 6.2).



ΣΧΗΜΑ 6.2 Επιλογή ζώνης συχνοτήτων από το RF φίλτρο

6.1.1.2 Η λύση που δίνει η ετερόδυνη αρχιτεκτονική

Η ετερόδυνη αρχιτεκτονική δίνει λύση στο πρόβλημα του φιλτραρίσματος του επιθυμητού σήματος, μετατοπίζοντας το φάσμα του σε χαμηλότερη συχνότητα. Εκεί, ο απαιτούμενος συντελεστής ποιότητας για τα φίλτρα επιλογής καναλιού είναι πολύ μικρότερος. Κατά συνέπεια, τα φίλτρα αυτά είναι εύκολα υλοποιήσιμα και η απόσβεση που εισάγουν είναι ανεκτή. Άρα, επιτυγχάνεται το ζητούμενο: φιλτράρισμα του σήματος με μικρή συνεισφορά στο θόρυβο της αλυσίδας του δέκτη.

Η μετατόπιση του φάσματος του σήματος σε χαμηλή συχνότητα γίνεται με τη βοήθεια ενός μίκτη, ο οποίος μπορεί να θεωρηθεί ένας απλός αναλογικός πολλαπλασιαστής. Για να γίνει μετατόπιση της RF συχνότητας του φέροντος σήματος $ω_1$ στη συχνότητα $ω_2$, το σήμα συχνότητας $ω_1$ πολλαπλασιάζεται με μία ημιτονοειδή κυματομορφή A₀cos $ω_0$ t, όπου $ω_0 = ω_1 - ω_2$, που παράγεται από έναν τοπικό ταλαντωτή (Local Oscillator, LO). Έτσι, το φάσμα του σήματος μετατοπίζεται γύρω από τις συχνότητες $ω_2$ και $2ω_1-ω_2$. Ένα ζωνοπερατό φίλτρο επιλέγει τη ζώνη περί τη συχνότητα $ω_2$, απορρίπτοντας εκείνη περί τη συχνότητα $2ω_1-ω_2$. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται "προς τα κάτω μετατόπιση συχνότητας "(σχήμα6.3). Η συχνότητα $ω_2$ ονομάζεται "ενδιάμεση συχνότητα "(Intermediate Frequency, IF) και συμβολίζεται με $ω_{\rm IF}$.



ΣΧΗΜΑ 6.3 Απλή προς τα κάτω μετατροπή συχνότητας

Επειδή ο μίκτης είναι ένα στοιχείο εξαιρετικά θορυβώδες και συνήθως παθητικό, για να βελτιωθεί ο σηματοθορυβικός λόγος του συστήματος πριν από το μίκτη τοποθετείται ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου (Low Noise Ampifier, LNA) (σχήμα6.4).

Να σημειωθεί ότι καθώς το σήμα μετά από το RF φίλτρο συνοδεύεται από παρεμβολές, είναι πολύ σημαντική η γραμμικότητα των επόμενων βαθμίδων και κυρίως του ενισχυτή χαμηλού θορύβου και του μίκτη. Αυτό συμβαίνει για να αποφευχθεί, κατά το δυνατό, η δημιουργία προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης, τα οποία είναι είναι δυνατόν να βρεθούν στην περιοχή συχνοτήτων του επιθυμητού σήματος και να το παραμορφώσουν.



ΣΧΗΜΑ 6.4 Εισαγωγή LNA στην αλυσίδα για μείωση του θορύβου

6.1.1.3 Το πρόβλημα του ειδώλου

Η αλυσίδα του δέκτη, όπως έχει διαμορφωθεί μέχρι στιγμής, φαίνεται στο σχήμα 6.4. Το κύριο μειονέκτημα σε αυτή είναι η συχνότητα ειδώλου και τα αποτελέσματά της. Το πρόβλημα έγκειται στο ότι ένας απλός πολλαπλασιαστής, όπως ο μίκτης, κατά τη μίξη δε διατηρεί το πρόσημο της διαφοράς των συχνοτήτων εισόδου. Για παράδειγμα, εάν $x_a(t) = A \cos \omega_a t$ και $x_b(t) = B \cos \omega_b t$ είναι οι κυματομορφές εισόδου στο μίκτη, τότε η μορφή $\cos(\omega_a - \omega_b)t$ δε διαφοροποιείται από τη μορφή $\cos(\omega_b - \omega_a)t$.

Στην ετερόδυνη αρχιτεκτονική, η φέρουσα συχνότητα του επιθυμητού σήματος βρίσκεται στη θέση $\omega_1 = \omega_{LO} - \omega_{IF}$. Μετά τη μίξη μετατοπίζεται στις θέσεις $2\omega_1 + \omega_{IF}$ και ω_{IF} και στη συνέχεια με το φιλτράρισμα επιλέγεται η συνιστώσα στη θέση ω_{IF} . Τυχόν παρεμβολή που βρίσκεται στη συχνότητα $\omega_{im} = \omega_{LO} + \omega_{IF}$, μετά τη μίξη μετατοπίζεται στις συχνότητες $2\omega_{im} - \omega_{IF}$ και ω_{IF} και με το ζωνοπερατό φιλτράρισμα επιλέγεται η συνιστώσα στη θέση ω_{IF} .

Ίδια θα ήταν τα αποτελέσματα μετά το φιλτράρισμα και στην περίπτωση που η φέρουσα συχνότητα βρισκόταν στη θέση $\omega_1 = \omega_{LO} + \omega_{IF}$ και η τυχόν παρεμβολή στη συχνότητα $\omega_{im} = \omega_{LO} - \omega_{IF}$.



<u>ΣΧΗΜΑ 6.5</u> Το πρόβλημα του ειδώλου στην ετερόδυνη αρχιτεκτονική

Επομένως, οι ζώνες συχνοτήτων που είναι τοποθετημένες συμμετρικά πάνω και κάτω από τη συχνότητα ω_{LO} του τοπικού ταλαντωτή με τη μίξη μετατοπίζονται στην ίδια κεντρική συχνότητα (σχήμα 6.5) και το επιθυμητό σήμα παραμορφώνεται. Η συχνότητα η οποία είναι συμμετρική ως προς την ω_{LO} με τη φέρουσα συχνότητα του σήματος ονομάζεται "συχνότητα ειδώλου" και η παρεμβολή που βρίσκεται στη συχνότητα αυτή ονομάζεται "είδωλο". Η συχνότητα ειδώλου απέχει από τη φέρουσα συχνότητα του επιθυμητού σήματος κατά 2ω_F.

Είναι προφανές ότι, για να αντιμετωπιστεί η παραμόρφωση του σήματος, μετά τη μίξη, από το είδωλο, θα πρέπει το τελευταίο να εξαλειφθεί ή τουλάχιστον να καταπιεστεί, πριν από τη μίξη. Αυτό γίνεται με την προσθήκη ενός φίλτρου μεταξύ του LNA και του μίκτη. Το φίλτρο αυτό ονομάζεται "φίλτρο απόρριψης ειδώλου " (image-reject filter). Όπως φαίνεται στο σήμα 6.6 το φίλτρο σχεδιάζεται έτσι, ώστε να έχει μικρές απώλειες στην επιθυμητή ζώνη συχνοτήτων και μεγάλη εξασθένιση στην περιοχή του ειδώλου, δύο απαιτήσεις που ικανοποιούνται ταυτόχρονα, εάν η απόσταση 2ω_{IF} του ειδώλου από τη φέρουσα συχνότητα είναι αρκετά μεγάλη.



ΣΧΗΜΑ 6.6 Η καταπίεση του ειδώλου μέσω του image- reject φίλτρου

Η απόσταση 2ω_{IF} δεν μπορεί να είναι οσοδήποτε μεγάλη. Όπως είδαμε, βασική επιδίωξη της ετερόδυνης αρχιτεκτονικής είναι να μετατοπίσει την κεντρική συχνότητα του φέροντος σε μια συχνότητα με πολύ χαμηλότερη τιμή, όπου η επιλογή καναλιού θα μπορεί να πραγματοποιηθεί μέσω εύκολα υλοποιήσιμων φίλτρων. Καθώς, αυξάνει η απόσταση 2ω_{IF}, ταυτόχρονα αυξάνει και η ω_{IF}, δηλαδή, το κέντρο της προς τα κάτω μετατοπισμένης ζώνης συχνοτήτων μετά τη μίξη, πράγμα που σημαίνει ότι απαιτούνται φίλτρα με μεγαλύτερο συντελεστή ποιότητας για την επιλογή καναλιού. Άρα, η ανάγκη για επαρκή καταπίεση του ειδώλου περιορίζεται από την ανάγκη για αποτελεσματική επιλογή του καναλιού. Και τα δύο εξαρτώνται από την τιμή της ενδιάμεσης συχνότητας ω_{IF}.

Στο σχήμα 6.7 παρουσιάζονται δύο περιπτώσεις για τη συχνότητα ω_{IF}. Στην πρώτη, η ω_{IF} είναι υψηλή και στη δεύτερη χαμηλή.



ΣΧΗΜΑ 6.7 Καταπίεση ειδώλου – Επιλεξιμότητα καναλιού για (α) υψηλή ενδιάμεση συχνότητα (β) χαμηλή ενδιάμεση συχνότητα.

Στην περίπτωση που η ενδιάμεση συχνότητα ω_{IF} είναι υψηλή, επιτυγχάνεται ουσιαστική καταπίεση του ειδώλου. Όμως, για ανεκτή απόσβεση και κόστος, το φίλτρο επιλογής καναλιού δεν μπορεί να είναι ιδιαίτερα επιλεκτικό. Έτσι, δεν καταπιέζονται επαρκώς οι γειτονικές με το επιθυμητό σήμα παρεμβολές (σχήμα 6.7α).

Όταν η ενδιάμεση συχνότητα ω_{IF} είναι χαμηλή, επιτυγχάνεται η επιθυμητή επιλεκτικότητα για το φίλτρο επιλογής καναλιού, με αποτέλεσμα να καταπιέζονται σε πολύ μεγάλο βαθμό οι παρεμβολές. Στην περίπτωση αυτή, όμως, το είδωλο βρίσκεται πιο κοντά στο φέρον, με αποτέλεσμα, για ανεκτή απόσβεση και κόστος, να μην καταπιέζεται επαρκώς από το φίλτρο απόρριψης ειδώλου (σχήμα 6.7β).

Επομένως, στην ετερόδυνη αρχιτεκτονική υπάρχει συμβιβασμός μεταξύ καταπίεσης ειδώλου και επιλογής καναλιού.

Τέλος, πρέπει να σημειωθεί ότι στην αντιμετώπιση του προβληματος του ειδώλου βοηθά η κατάλληλη επιλογή RF φίλτρου και ενισχυτή χαμηλού θορύβου.

High-side injection – Low- side injection



ΣΧΗΜΑ 6.8 Το φάσμα στην IF συχνότητα για low-side injection.

Σε ό,τι αφορά τη συχνότητα $ω_{LO}$ του τοπικού ταλαντωτή, αυτή, προφανώς, μπορεί να βρίσκεται υψηλότερα ή χαμηλότερα από τη φέρουσα RF συχνότητα $ω_1$. Δηλαδή, $ω_{LO} = ω_1 + ω_{IF}$ ή $ω_{LO} = ω_1 - ω_{IF}$, οπότε το είδωλο θα βρίσκεται και αυτό υψηλότερα ή χαμηλότερα από τη φέρουσα συχνότητα, στις θέσεις $ω_{im} = ω_1 + 2ω_{IF}$ ή $ω_{im} = ω_1 - 2ω_{IF}$, αντίστοιχα. Η περίπτωση κατά την οποία $ω_{LO} > ω_{RF}$ ονομάζεται " high-side injection", ενώ η περίπτωση όπου $ω_{LO} < ω_{RF}$, ονομάζεται " low-side injection".

Μεταξύ των δύο, επιλέγεται, συνήθως η περίπτωση που αντιστοιχεί σε λιγότερο θορυβώδες περιβάλλον για το είδωλο. Εάν δεν υπάρχει μεγάλη διαφορά, προτιμάται να γίνει low-side injection, επειδή ο τοπικός ταλαντωτής θα παράγει χαμηλότερη συχνότητα και άρα θα είναι πιο εύκολα υλοποιήσιμος, με καλύτερα χαρακτηριστικά θορύβου φάσης και χαμηλότερο κόστος.

Όταν επιλέγεται να γίνει high-side injection, πρέπει να λαμβάνεται υπόψη το γεγονός ότι σε αυτήν την περίπτωση το φάσμα μετά την κάτω μετατόπιση συχνότητας θα είναι αντεστραμμένο. Το γιατί εξηγείται στη συνέχεια.

Έστω ότι το φάσμα του RF σήματος εκτείνεται από τη συχνότητα ω_1 έως τη συχνότητα ω_2 ($\omega_1 < \omega_2$) και η κεντρική του συχνότητα είναι η ω_{RF} . Στην περίπτωση του low-side injection η κεντρική RF συχνότητα, ω_{RF} , θα μετατοπιστεί στην ενδιάμεση συχνότητα ω_{IF} , σύμφωνα με τη σχέση: $\omega_{RF} - \omega_{LO} = \omega_{IF}$. Τα άκρα του φάσματος, δηλαδή οι συχνότητες ω_1 , ω_2 ,θα μετατοπιστούν και αυτά με τις σχέσεις: $\omega_1 - \omega_{LO} = \omega_{IF,1}$ και $\omega_2 - \omega_{LO} = \omega_{IF,2}$ (σχήμα 6.8). Επειδή η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή είναι μικρότερη από τις συχνότητες του RF φάσματος, όταν η συχνότητα $ω_1$ μετατοπιστεί στη συχνότητα $ω_{IF,1}$ θα εξακολουθεί να είναι η χαμηλότερη συνιστώσα του IF φάσματος. Ομοίως, η συχνότητα $ω_2$, θα μετατοπιστεί στην $ω_{IF,2}$ και θα εξακολουθεί να είναι η μεγαλύτερη συχνότητα του IF φάσματος. Δηλαδή, το IF φάσμα θα έχει ακριβώς την ίδια μορφή με το RF φάσμα.

Στην περίπτωση του high-side injection, η κεντρική RF συχνότητα, $ω_{RF}$, θα μετατοπίστει στην ενδιάμεση συχνότητα $ω_{IF}$, σύμφωνα με τη σχέση: $ω_{LO} - ω_{RF} = ω_{IF}$. Οι συχνότητες $ω_1$, $ω_2$, θα μετατοπιστούν με τις σχέσεις: $ω_{LO} - ω_1 = ω_{IF,1}$ και $ω_{LO} - ω_2 = ω_{IF,2}$. Επειδή, όμως, η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή είναι μεγαλύτερη από τις συχνότητες του RF φάσματος και $ω_1 < ω_2$, θα ισχύει $ω_{IF,1} > ω_{IF,2}$. Δηλαδή, η συχνότητα $ω_1$ θα μετατοπιστεί στη συχνότητα $ω_{IF,1}$, η οποία θα είναι η μεγαλύτερη συχνότητα του IF φάσματος (και όχι η μικρότερη, όπως συμβαίνει για low-side injection). Αντίστοιχα, η συχνότητα $ω_2$, θα μετατοπιστεί στην $ω_{IF,2}$, η οποία θα είναι η χαμηλότερη συχνότητα του IF φάσματος (σχήμα 6.9). Γενικά, οι συχνότητες που βρίσκονται υψηλότερα από την RF φέρουσα συχνότητα πριν τη μετατόπιση, μετά την μετατόπιση θα βρίσκονται χαμηλότερα από την IF συχνότητα. Επομένως, στην περίπτωση του high-side injection το φάσμα του σήματος αντιστρέφεται.

Το φαινόμενο της αντιστροφής του φάσματος (frequency inversion), δεν παραμορφώνει το σήμα. Η πληροφορία εξακολουθεί να είναι παρούσα. Για να ανακτηθεί το φάσμα στην αρχική του μορφή, αρκεί να τοποθετηθεί ένας αντιστροφέας (inverter) σε κάποιο σημείο της επεξεργασίας των δεδομένων.



ΣΧΗΜΑ 6.9 Το φάσμα στην IF συχνότητα για high-side injection.



6.1.1.4 Το πρόβλημα της συχνότητας half-IF

ΣΧΗΜΑ 6.10 Η συχνότητα $(\omega_1 + \omega_{LO})/2$.

Στο εδάφιο αυτό εξετάζεται η περίπτωση, κατά την οποία μετά το RF φιλτράρισμα υπάρχει ένα σήμα παρεμβολής στη συχνότητα ($ω_1 + ω_{LO}$)/2. Το σήμα αυτό απέχει από τη συχνότητα $ω_1$ του επιθυμητού σήματος κατά $ω_{IF}$ /2 (σχήμα 6.10). Λόγω αρμονικής παραμόρφωσης στον LNA και το μίκτη, θα παραχθεί η 2^η αρμονική του σήματος παρεμβολής, στη συχνότητα $ω_1 + ω_{LO}$. Ταυτόχρονα, στον τοπικό ταλαντωτή θα παραχθεί η 2^η αρμονική της συχνότητας $ω_{LO}$ που παράγει, δηλαδή η συχνότητα $2ω_{LO}$. Αποτέλεσμα της μίξης των δύο αρμονικών, θα είναι ένα σήμα παρεμβολής στη συχνότητα ($ω_1 + ω_{LO}$) – $2ω_{LO} = ω_{IF}$, δηλαδή στη συχνότητα του επιθυμητού σήματος (σχήμα 6.11α).

Παράλληλα, η αρχική παρεμβολή, συχνότητας ($\omega_1 + \omega_{LO}$)/2, μετά τη μίξη θα μετατοπιστεί στη συχνότητα ($\omega_1 + \omega_{LO}$)/2 – $\omega_{LO} = (\omega_1 - \omega_{LO})/2 = \omega_{IF}/2$. Εάν σε κάποιο σημείο της IF βαθμίδας του δέκτη, το μετατοπισμένο αυτό σήμα υποστεί αρμονική παραμόρφωση, τότε η 2^{ης} τάξης αρμονική του θα συμπέσει με τη συχνότητα ω_{IF} του επιθυμητού σήματος (σχήμα 6.11β).

Και στις δύο περιπτώσεις που περιγράφτηκαν, το αποτέλεσμα της ύπαρξης παρεμβολής στη συχνότητα ($\omega_1 + \omega_{LO}$)/2 (απόστασης ω_{IF} /2 από τη φέρουσα RF συχνότητα) είναι η παραμόρφωση του επιθυμητού σήματος. Το φαινόμενο αυτό συνιστά το πρόβλημα "της συχνότητας half-IF" στην ετερόδυνη αρχιτεκτονική.





ΣΧΗΜΑ 6.11 Το πρόβλημα της συχνότητας half-IF στην ετερόδυνη αρχιτεκτονική.

Για να αντιμετωπιστεί, είναι αναγκαίο να περιοριστεί η 2^{ης} τάξης αρμονική παραμόρφωση στην RF και την IF βαθμίδα. Ταυτόχρονα, θα πρέπει να καταπιεστεί η 2^η αρμονική της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή. Για το λόγο αυτό, μεταξύ του ταλαντωτή και του μίκτη τοποθετείται ένα βαθυπερατό φίλτρο. Τέλος, ουσιαστική αντιμετώπιση του προβλήματος επιτυγχάνεται με την καταπίεση της συχνότητας half-IF από το RF φίλτρο και το φίλτρο απόρριψης ειδώλου.

6.1.1.5 Ολοκλήρωση της τοπολογίας του δέκτη

Σύμφωνα με τα όσα αναφέρθηκαν, η μέχρι στιγμής τοπολογία του δέκτη, είναι αυτή του σχήματος 6.12. Έχουν προστεθεί το image-reject φίλτρο, καθώς και το βαθυπερατό φίλτρο μεταξύ του μίκτη και του τοπικού ταλαντωτή.



ΣΧΗΜΑ 6.12 Τοπολογία του δέκτη.

Η μέχρι στιγμής τοπολογία του δέκτη περιέχει ένα ενεργό στοιχείο, τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου με τυπικό κέρδος τα 15-20 dB. Τα υπόλοιπα στοιχεία είναι παθητικά, με εξαίρεση το μίκτη, ο οποίος ενδέχεται να είναι ενεργός, αλλά χαμηλού κέρδους. Από τα αποτελέσματα, όμως, του προηγούμενου κεφαλαίου προκύπτει ότι ο δέκτης εκτιμάται να έχει κέρδος περίπου 44 dB. Έτσι, είναι αναγκαίο στην αλυσίδα του δέκτη, μετά το IF φίλτρο, να προστεθεί ένας ενισχυτής. Μετά τον ενισχυτή και ακριβώς πριν τον αποδιαμορφωτή θα τοποθετηθεί ακόμα ένα φίλτρο ενδιάμεσης συχνότητας, το οποίο θα κάνει την τελική επιλογή του καναλιού πριν την αποδιαμόρφωση, καταπιέζοντας παρεμβολές και αρμονικές από τις προηγούμενες βαθμίδες και κυρίως από την τελευταία, δηλαδή τον ενισχυτή.

Η τελική τοπολογία του δέκτη παρουσιάζεται στο σχήμα 6.13.



ΣΧΗΜΑ 6.13 Η ολοκληρωμένη τοπολογία του δέκτη.

Στο επόμενο κεφάλαιο, θα γίνει η επιλογή των επιμέρους στοιχείων του δέκτη.

6.1.2 Λοιπές Αρχιτεκτονικές

6.1.2.1 Ετερόδυνη αρχιτεκτονική με διπλή προς τα κάτω μετατόπιση συχνότητας

Μία άλλη υλοποίηση που προσφέρει η ετερόδυνη αρχιτεκτονική είναι η διπλή προς τα κάτω μετατροπή συχνότητας πραγματοποιείται σε δύο στάδια. Σε αυτή, η προς τα κάτω μετατόπιση συχνότητας. Κάθε στάδιο ακολουθείται από φιλτράρισμα και ενίσχυση του σήματος.

Η τοπολογία αυτή προσφέρει το πλεονέκτημα ότι γίνεται μερική επιλογή του επιθυμητού καναλιού σε προοδευτικά χαμηλότερες συχνότητες, με αποτέλεσμα να απαιτείται όλο και μικρότερος συντελεστής ποιότητας για τα φίλτρα που θα χρησιμοποιηθούν. Έτσι, πραγματοποιείται με βέλτιστο τρόπο η επιλογή του επιθυμητού καναλιού. Αυτό συνεπάγεται, όμως, την προσθήκη στην τοπολογία του σχήματος 6.10 ενός μίκτη, ενός τοπικού ταλαντωτή, ενός ενισχυτή και δύο φίλτρων, κάτι που αυξάνει την πολυπλοκότητα και το κόστος του συστήματος λήψης.

Η τοπολογία που επιλέχθηκε για το δέκτη λειτουργεί αποδοτικά ως προς το φιλτράρισμα του επιθυμητού σήματος, δεδομένου ότι η RF συχνότητα λειτουργίας του συστήματος δεν είναι ιδιαίτερα μεγάλη. Έτσι, δεν υπάρχει λόγος να αυξηθεί το κόστος και η πολυπλοκότητα δέκτη, με τη χρήση διπλής προς τα κάτω μετατροπής συχνότητας. Εάν βρισκόμασταν σε υψηλότερες συχνότητες λειτουργίας, ίσως η χρησιμοποίηση διπλής κάτω μετατόπισης συχνότητας να ήταν προτιμότερη επιλογή.

6.1.2.2 Ομόδυνη αρχιτεκτονική

Μια άλλη δυνατότητα για την υλοποίηση του δέκτη θα ήταν η χρησιμοποίηση ομόδυνης αρχιτεκτονικής. Στην αρχιτεκτονική αυτή πραγματοποιείται απευθείας μετατόπιση του φάσματος του σήματος από την περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων στην βασική ζώνη, δηλαδή γύρω από τη βασική συχνότητα.

Η αρχιτεκτονική αυτή είναι απλή στην υλοποίηση και προσφέρει δύο σημαντικά πλεονεκτήματα έναντι της ετερόδυνης αρχιτεκτονικής. Πρώτον, δεν υπάρχει το πρόβλημα του ειδώλου, καθώς ω_{IF}=0. Έτσι, δε χρειάζεται να χρησιμοποιηθεί φίλτρο απόρριψης ειδώλου. Δεύτερον, τα IF φίλτρα και ο IF ενισχυτής αντικαθίστανται από βαθυπερατά φίλτρα και ενισχυτές χαμηλής ζώνης, τα οποία υλοποιούνται σε ολοκληρωμένη μορφή και άρα έχουν χαμηλό κόστος.

Η ομόδυνη αρχιτεκτονική, όμως, έχει πολύ σημαντικά μειονεκτήματα, εξαιτίας των οποίων απορρίφθηκε εξαρχής ως λύση για την υλοποίηση του δέκτη.

Καταρχάς, η τελική ενίσχυση και επιλογή του καναλιού γίνονται στη βασική ζώνη, όπου λαμβάνει χώρα και η μετατροπή του σήματος από αναλογικό σε ψηφιακό. Ο τρόπος με τον οποίο θα κατανεμηθούν στην αλυσίδα το βαθυπερατό φίλτρο, ο ενισχυτής βασικής ζώνης και ο μετατροπέας αναλογικού σήματος σε ψηφιακό, προϋποθέτει διάφορους συμβιβασμούς και επιβάλει αυστηρούς περιορισμούς ως προς τα χαρακτηριστικά των στοιχείων αυτών, κάτι που δε συμβαίνει σε τόσο μεγάλο βαθμό στην ετερόδυνη αρχιτεκτονική.

Ένα δεύτερο σημαντικό μειονέκτημα αυτής της αρχιτεκτονικής είναι το ότι, καθώς το φάσμα του σήματος βρίσκεται γύρω από τη μηδενική συχνότητα, είναι δυνατό εξωγενείς DC τάσεις να παραμορφώσουν το σήμα και κυρίως, να οδηγήσουν σε κορεσμό τις επόμενες βαθμίδες. Αυτές οι DC τάσεις οφείλονται στη διαρροή σήματος από τον τοπικό ταλαντωτή στις εισόδους του LNA και του μίκτη, καθώς και στη διαρροή κάποιας μεγάλης παρεμβολής από την είσοδο του LNA ή του μίκτη προς τον τοπικό ταλαντωτή. Οι διαρροές αυτές συμβαίνουν εξαιτίας της πεπερασμένης απομόνωσης μεταξύ της θύρας του τοπικού ταλαντωτή και των θυρών εισόδου του μίκτη και του LNA. Και στις δύο περιπτώσεις τα σήματα που διέρρευσαν, κατά τη μίξη θα πολλαπλασιαστούν με τον εαυτό τους, παράγοντας, έτσι, DC συνιστώσες, οι οποίες θα αλλοιώσουν το επιθυμητό σήμα και, καθώς η τιμή τους αναμένεται πολύ επόμενες βαθμίδες επεξεργασίας. Άρα, δε θα είναι δυνατή η περαιτέρω επεξεργασία του σήματος.

Ένα τρίτο μειονέκτημα της ομόδυνης αρχιτεκτονικής έγκειται στο διαχωρισμό των ακολουθιών Ι και Q από τις οποίες αποτελείται το QPSK σήμα, κατά την αποδιαμόρφωση του σήματος. Ο διαχωρισμός αυτός δημιουργεί διαφορές φάσεις και πλάτους μεταξύ των δύο ακολουθιών, οι οποίες οδηγούν σε αύξηση της πιθανότητας λάθους του συστήματος.

Επιπλέον, στην ομόδυνη αρχιτεκτονική το φαινόμενο της ενδοδιαμόρφωσης άρτιας τάξης δεν είναι αμελητέο. Όπως είδαμε στο κεφάλαιο 4, ένα 2^{ης} τάξης προϊόν ενδοδιαμόρφωσης δύο παρεμβολών στις συχνότητες $ω_1, ω_2$, βρίσκεται στη συχνότητα $ω_1-ω_2$. Ένα τέτοιο προϊόν μπορεί να δημιουργηθεί λόγω μη γραμμικότητας του LNA, αλλά και της θύρας εισόδου του μίκτη. Λόγω ατελούς κατασκευής του μίκτη ένα μέρος του σήματος εισόδου, άρα και του 2^{ης} τάξης προϊόντος ενδοδιαμόρφωσης, περνάει από τη θύρα εισόδου απευθείας στην έξοδό του, χωρίς να υποστεί κάτω μετατροπή συχνότητας. Έτσι, το προϊόν ενδοδιαμόρφωσης, παραμορφώνοντας το σήμα.

Τέλος, επειδή στην ομόδυνη αρχιτεκτονική η επεξεργασία του σήματος γίνεται ουσιαστικά στη βασική ζώνη, ο θόρυβος των στοιχείων της βασικής ζώνης επηρεάζει σημαντικά την αξιοπιστία του συστήματος. Καθώς το φάσμα του σήματος εκτείνεται περί της μηδενικής συχνότητας, ένα είδος θορύβου, ο "θόρυβος 1/f "(flicker noise) των στοιχείων βασικής ζώνης, έρχεται να παίξει βασικό ρόλο στην αξιόπιστη επεξεργασία του σήματος, καθώς το αλλοιώνει σημαντικά, ιδιαίτερα σε υλοποιήσεις με C-MOS τρανζίστορ.

Τα παραπάνω προβλήματα είτε δεν υπάρχουν είτε είναι ήσσονος σημασίας στην ετερόδυνη αρχιτεκτονική. Καθίσταται, έτσι, αυτή σαφώς προτιμότερη από την ομόδυνη αρχιτεκτονική.

6.1.2.3 Άλλες αρχιτεκτονικές

Αρχιτεκτονικές όπως η αρχιτεκτονική απόρριψης-ειδώλου και η ψηφιακή-IF αρχιτεκτονική απευθύνονται σε συστήματα με μεγαλύτερες απαιτήσεις από το

136

σύστημα που μελετάται είτε γιατί αυτά βρίσκονται σε περιβάλλον με πολλές παρεμβολές είτε γιατί επεξεργάζονται ταυτόχρονα πολλά κανάλια. Έτσι, δεν προτιμήθηκαν.

<u>6.2</u> Н АРХІТЕКТОЛІКН ТОУ ПОМПОУ

Σε αντίθεση με την περίπτωση του δέκτη, για την υλοποίηση του οποίου προσφέρονται διάφορες αρχιτεκτονικές, οι αρχιτεκτονικές για τον πομπό είναι περιορισμένες. Αυτό συμβαίνει γιατί το σήμα στον πομπό είναι ισχυρό, κατά πολύ ισχυρότερο από το θόρυβο που δημιουργείται από τα στοιχεία της αλυσίδας του πομπού και επιπλέον, δεν υπάρχουν παρεμβολές ούτε θόρυβος εισερχόμενα στο σύστημα από το εξωτερικό περιβάλλον. Πρέπει, ακόμα, να σημειωθεί ότι στο σύστημα που μελετάται υπάρχει μόνο ένα κανάλι. Έτσι, θέματα όπως μείωση του θορύβου του συστήματος, απόρριψη παρεμβολών και επιλεκτικότητα δεν παίζουν κυρίαρχο ρόλο στη διαδικασία εκπομπής του σήματος από τον πομπό.

Αυτό που κάνει ο πομπός είναι να διαμορφώνει το σήμα βασικής ζώνης, να πραγματοποιεί προς τα πάνω μετατόπιση της συχνότητάς του και, ενισχύοντάς το κατάλληλα, να το εκπέμπει. Στο προηγούμενο κεφάλαιο υπολογίστηκε η ισχύς εκπομπής του πομπού. Εκεί παρουσιάστηκαν τα τελευταία στάδια επεξεργασίας του πομπού, τα οποία είναι η ενίσχυση του σήματος από τον ενισχυτή υψηλής ισχύος (HPA) και το φιλτράρισμα από ένα ζωνοπερατό φίλτρο. Ο ρόλος του τελευταίου είναι να απορρίψει τις αρμονικές από τον ενισχυτή υψηλής ισχύος και οποιεσδήποτε άλλες παρεμβολές ή προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης και να περιορίσει το εκπεμπόμενο σήμα σε μία επιθυμητή ζώνη συχνοτήτων, ώστε να εξασφαλίζεται ότι το σήμα δε θα παρεμβάλλει σε άλλα δίκτυα.

Στην ενότητα αυτή θα καθοριστεί η υπόλοιπη τοπολογία του πομπού, από το διαμορφωτή μέχρι τον ενισχυτή ισχύος. Δύο είναι οι αρχιτεκτονικές που προσφέρονται για το σκοπό αυτό: η αρχιτεκτονική με μονή προς τα πάνω μετατόπιση συχνότητας και η αρχιτεκτονική με διπλή προς τα πάνω μετατόπιση συχνότητας. Θα

παρουσιαστεί η πρώτη και, καταδεικνύοντας το βασικό πρόβλημα που παρουσιάζει, θα επιλεγεί η δεύτερη, με την οποία το πρόβλημα αντιμετωπίζεται.

6.2.1 Αρχιτεκτονική με Μονή Άνω Μετατόπιση Συχνότητας

Στην αρχιτεκτονική με μονή προς τα πάνω μετατόπιση συχνότητας, κατά τη διαμόρφωση, το φάσμα του σήματος βασικής ζώνης μετατοπίζεται απευθείας γύρω από την RF συχνότητα εκπομπής. Η τοπολογία του πομπού στην περίπτωση αυτή φαίνεται στο σχήμα 6.14.



ΣΧΗΜΑ 6.14 Αρχιτεκτονική με μονή άνω μετατόπιση συχνότητας.

Η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή στο διαμορφωτή είναι ίση με την RF συχνότητα εκπομπής του φέροντος ($\omega_{LO} = \omega_{RF}$). Το ζωνοπερατό φίλτρο μετά το διαμορφωτή καλείται να καταπιέσει τη δεύτερη αρμονική που βγαίνει από αυτόν.

Η τοπολογία αυτή έχει δύο μειονεκτήματα. Το πρώτο είναι ότι επειδή ο τοπικός ταλαντωτής λειτουργεί σε πολύ υψηλή συχνότητα, κατά τη διαμόρφωση, θα δημιουργηθούν διαφορές φάσεις και πλάτους μεταξύ των ακολουθιών Ι και Q, με αποτέλεσμα να παραμορφωθεί το προς μετάδοση σήμα.

Το δεύτερο και βασικότερο μειονέκτημα της τοπολογίας είναι η διαταραχή του τοπικού ταλαντωτή από τον ενισχυτή ισχύος (PA). Το σήμα στην έξοδο του ενισχυτή ισχύος έχει πολύ μεγάλη ισχύ και το φάσμα του βρίσκεται γύρω από τη συχνότητα ω_{LO} του τοπικού ταλαντωτή. Ένα μέρος αυτού του ισχυρού σήματος διαρρέει προς τα πίσω, προς τον τοπικό ταλαντωτή (LO) του διαμορφωτή (σχήμα 6.15). Παρά τις διάφορες τεχνικές που χρησιμοποιούνται για την απομόνωση του ελεγχόμενου από τάση ταλαντωτή (VCO) του LO, το "θορυβώδες " σήμα που διαρρέει από τον ενισχυτή ισχύος αλλοιώνει το φάσμα του ταλαντωτή. Λόγω αυτής της διαταραχής, η συχνότητα που παράγει ο τοπικός ταλαντωτής διαφέρει από την επιθυμητή. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται "διαρροή σήματος " από τον ενισχυτή ισχύος στον τοπικό ταλαντωτή (injection pulling ή injection locking).



ΣΧΗΜΑ 6.15 Διαρροή της εξόδου του ενισχυτή ισχύος στον ταλαντωτή.

Είναι προφανές ότι για να αντιμετωπιστεί το φαινόμενο της διαρροής προς τον ταλαντωτή, θα πρέπει το φάσμα της εξόδου του ενισχυτή ισχύος να βρίσκεται υψηλότερα ή χαμηλότερα από τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή. Αυτό, ακριβώς, επιτυγχάνεται με την αρχιτεκτονική διπλής άνω μετατόπισης συχνότητας.

6.2.2 Αρχιτεκτονική με Διπλή Άνω Μετατόπιση Συχνότητας

6.2.2.1 Παρουσίαση της αρχιτεκτονικής

Στην αρχιτεκτονική αυτή (σχήμα (6.16)), κατά τη διαμόρφωση, το σήμα βασικής ζώνης μετατοπίζεται αρχικά σε μία συχνότητα $ω_1$ πολύ χαμηλότερη από την RF συχνότητα εκπομπής. Στη συνέχεια, με τη βοήθεια ενός μίκτη το σήμα μετατοπίζεται στην επιθυμητή συχνότητα εκπομπής $ω_{RF}$. Ο τοπικός ταλαντωτής που συνδέεται στο μίκτη παράγει τη συχνότητα $ω_2$. Έτσι, στην έξοδο του μίκτη το φάσμα του σήματος εισόδου θα έχει μετατοπιστεί σε δύο ζώνες συχνοτήτων, μία γύρω από τη συχνότητα $ω_1 - ω_2$ και μία γύρω από τη συχνότητα $ω_1 + ω_2 = ω_{RF}$. Οι ζώνες αυτές έχουν το ίδιο πλάτος.

Ανάμεσα στο μίκτη και το διαμορφωτή τοποθετείται ένα ζωνοπερατό φίλτρο, το οποίο, όπως και στην περίπτωση της μονής προς τα άνω μετατόπισης συχνότητας, θα καταπιέσει τις αρμονικές του σήματος που εξέρχεται από το διαμορφωτή. Μεταξύ του μίκτη και του ενισχυτή ισχύος τοποθετείται ένα ζωνοπερατό RF φίλτρο, για να καταπιέσει την ανεπιθύμητη ζώνη συχνοτήτων που προέκυψε από τη μίξη, γύρω από τη συχνότητα $ω_1 - ω_2$. Για να είναι ικανοποιητική η απόρριψη, το φίλτρο θα πρέπει να πετυχαίνει στη ζώνη αυτή καταπίεση της τάξης των 50-60 dB. Ταυτόχρονα, το φίλτρο θα πρέπει να καταπιέζει τυχόν παράγωγα από τη διαδικασία της μίξης που βρίσκονται κοντά στην επιθυμητή ζώνη συχνοτήτων.



ΣΧΗΜΑ 6.16 Η αρχιτεκτονική με διπλή άνω μετατόπιση συχνότητας.

Η αρχιτεκτονική διπλής άνω μετατόπισης συχνότητας προσφέρει διάφορα πλεονεκτήματα. Καταρχάς, εξαλείφει το πρόβλημα της διαταραχής της συχνότητας από διαρροή του σήματος του ενισχυτή ισχύος. Πράγματι, το ισχυρό σήμα στην έξοδο του PA βρίσκεται στη συχνότητα $ω_1 + ω_2$, η οποία απέχει πολύ από τις συχνότητες $ω_1$, $ω_2$ των τοπικών ταλαντωτών του συστήματος. Έτσι, το σήμα διαρροής δεν επηρεάζει τη λειτουργία τους.

Ακόμα, καθώς η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή στο διαμορφωτή είναι αρκετά χαμηλή, οι διαφορές πλάτους και φάσεις μεταξύ των ακολουθιών Ι και Q είναι σχεδόν αμελητέες και έτσι δεν έχουμε παραμόρφωση του προς μετάδοση σήματος.

Ένα τρίτο πλεονέκτημα αυτής της αρχιτεκτονικής είναι ότι το φίλτρο ανάμεσα στο διαμορφωτή και το μίκτη λειτουργεί σε μία αρκετά χαμηλή συχνότητα. Έτσι, μπορεί να είναι πολύ επιλεκτικό, χωρίς να εισάγει μεγάλη απόσβεση.

Συμπερασματικά, η αρχιτεκτονική διπλής άνω μετατόπισης συχνότητας είναι η βέλτιστη επιλογή για υλοποίηση του πομπού.

6.2.2.2 Ολοκλήρωση της τοπολογίας του πομπού



ΣΧΗΜΑ 6.17 Μέχρι στιγμής τοπολογία του πομπού.

Η μέχρι στιγμής τοπολογία του πομπού φαίνεται στο σχήμα 6.17. Στο προηγούμενο κεφάλαιο είδαμε ότι το κέρδος του πομπού αναμένεται γύρω στα 40 dB. Τα στοιχεία που έχουν χρησιμοποιηθεί στην αλυσίδα του πομπού, πλην του ενισχυτή ισχύος, είναι παθητικά. Για να επιτευχθεί το αναμενόμενο κέρδος θα πρέπει σε κάποιο σημείο της αλυσίδας να προστεθεί ένας ενισχυτής. Το καταλληλότερο σημείο για το σκοπό αυτό είναι στο τμήμα της ενδιάμεσης συχνότητας, μεταξύ του ΙF φίλτρου και του μίκτη. Αυτό, γιατί οι ενισχυτές σε χαμηλότερες συχνότητες είναι φθηνότεροι και, επιπλέον, είναι γενικά προτιμότερο το κέρδος μιας αλυσίδας να κατανέμεται σχετικά ομοιόμορφα στα IF και RF τμήματα.

Είναι σκόπιμο να απορριφθούν όλες οι ανεπιθύμητες συνιστώσες της εξόδου του ενισχυτή, πριν από τη μίξη. Για το λόγο αυτό, μεταξύ ενισχυτή και μίκτη τοποθετείται ένα φίλτρο, το οποίο είναι επιλεκτικό και, ταυτόχρονα, λόγω της χαμηλής συχνότητας δεν εισάγει μεγάλη απόσβεση στην αλυσίδα.

Βάσει των παραπάνω η τελική τοπολογία του πομπού φαίνεται στο σχήμα 6.18. Να σημειωθεί ότι πριν τον ενισχυτή ισχύος ενδέχεται να προστεθεί ένας προενισχυτής, του οποίου ο ρόλος θα είναι να φέρει τη στάθμη του σήματος στην είσοδο του HPA στο επιθυμητό επίπεδο. Ακόμα, σε κάποιο σημείο της RF βαθμίδας ενδέχεται να προστεθεί ένας μεταβλητός εξασθενητής, ο οποίος θα κάνει το σύστημα περισσότερο ευέλικτο. Όλα αυτά θα εξαρτηθούν από την επιλογή συγκεκριμένων στοιχείων για τον πομπό.



ΣΧΗΜΑ 6.18 Η τοπολογία του πομπού.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ VII Ο ΔΕΚΤΗΣ ΤΟΥ ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ

Στο κεφάλαιο αυτό γίνεται η επιλογή συγκεκριμένων στοιχείων για το δέκτη του επίγειου σταθμού. Θα παρουσιαστούν τα γενικά κριτήρια επιλογής για τα στοιχεία του δέκτη. Θα γίνει αναφορά στο περιβάλλον παρεμβολής του επίγειου σταθμού και θα επιλεγεί η κατάλληλη ενδιάμεση συχνότητα για το δέκτη. Στη συνέχεια, θα εξεταστεί κάθε στοιχείο ξεχωριστά ως προς τα γενικά χαρακτηριστικά που παρουσιάζει, αλλά και ως προς τις προδιαγραφές που θα πρέπει να έχει για να ικανοποιεί τις απαιτήσεις του συστήματος λήψης. Μετά από έρευνα αγοράς, επιλέγεται το κατάλληλο για ένταξη στην αλυσίδα του δέκτη μοντέλο.
7.1 ΓΕΝΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΔΕΚΤΗ

7.1.1 Γενικά Χαρακτηριστικά- Τοπολογία Δέκτη

Τα χαρακτηριστικά και η τοπολογία του δέκτη, όπως προέκυψαν από τη μελέτη των κεφαλαίων 5 και 6 παρουσιάζονται στο σχήμα 7.1.



(α)

| Χαρακτηριστικά Δέκτη Επίγειου Σταθμού | Μονάδες | Τιμή |
|--|---------|---------|
| Λόγος Ε _b /N _o | dB | 5,3 |
| Ευαισθησία (Ελάχιστο Σήμα Λήψης) | dBm | - 104,2 |
| Μέγιστο Σήμα Λήψης | dBm | - 92,5 |
| Συντελεστής Θορύβου (Μέγιστη Τιμή) | dB | 4,6 |
| Κέρδος (Ελάχιστη Τιμή)) | dB | ≅44 |
| Εύρος Ζώνης Σήματος | kHz | 360 |

(β)

ΣΧΗΜΑ 7.1 Το σύστημα λήψης. (α) Τοπολογία. (β) Χαρακτηριστικά

7.1.2 Γενικά Κριτήρια Επιλογής Στοιχείων Δέκτη

Για το δέκτη του σχήματος 7.1 θα πρέπει να επιλεγούν συγκεκριμένα στοιχεία, που θα ικανοποιούν τα χαρακτηριστικά του και θα υλοποιούν με αξιόπιστο τρόπο την τοπολογία του. Η επιλογή τους θα γίνει με βάση κάποια γενικά κριτήρια που παρουσιάζονται στις παραγράφους που ακολουθούν.

7.1.2.1 Κριτήρια που αφορούν την κυκλωματική συμπεριφορά των στοιχείων

Συμπεριφορά ως προς το θόρυβο

Η συμπεριφορά ως προς το θόρυβο, είναι βασικό κριτήριο επιλογής για τα στοιχεία του δέκτη. Για το συντελεστή θορύβου του δέκτη θα πρέπει να ισχύει (σχήμα 7.1β):

$$NF \le 4,6 \text{ dB} \tag{7.1}$$

Ο συντελεστής θορύβου της αλυσίδας του δέκτη, βάσει της σχέσης (4.17) γράφεται:

$$NF = NF_{RFFilter} + (NF_{LNA} - 1) / G_{RF Filter} + (NF_{Im,Rej,F.} - 1) / G_{RF Filter} G_{LNA} + (NF_{mixer} - 1) / G_{RF Filter} G_{LNA} G_{Im,Rej,F.} + (NF_{IF Filter1} - 1) / G_{RF Filter} G_{LNA} G_{Im,Rej,F} G_{mixer} + (NF_{IF Ampl.} - 1) / G_{RF Filter} G_{LNA} G_{Im,Rej,F} G_{mixer} G_{IF Filter1} + (NF_{IF Filter2} - 1) / G_{RF Filter} G_{LNA} G_{Im,Rej,F} G_{mixer} G_{IF Filter1} G_{IF Ampl.}$$
(7.2)

Επομένως, τα στοιχεία της αλυσίδας του δέκτη θα πρέπει να έχουν κατάλληλα κέρδη και συντελεστές θορύβου, ώστε ο συντελεστής θορύβου του δέκτη να μην ξεπερνάει τα 4,6 dB.

Όπως φαίνεται από τη σχέση (7.2), ο συνολικός συντελεστής θορύβου του δέκτη, καθορίζεται ουσιαστικά από τα πρώτα στάδια της αλυσίδας του. Άρα, ειδικά για τα πρώτα στοιχεία της αλυσίδας του δέκτη απαιτείται υψηλό κέρδος και χαμηλός συντελεστής θορύβου (για τα ενεργά στοιχεία) ή χαμηλή απόσβεση (για τα παθητικά στοιχεία).

Συμπεριφορά ως προς το κέρδος

Το κέρδος των στοιχείων της αλυσίδας δίνεται σε dB από τη σχέση:

$$G (dB) = G_{RF Filter} + G_{LNA} + G_{Im.Rej.F} + G_{mixer} + G_{IF Filter1} + G_{IF Ampl.} + G_{IF Filter2}$$
(7.3)

Το κέρδος του δέκτη θα πρέπει να είναι τέτοιο, ώστε το ελάχιστο σήμα που φτάνει στην είσοδο του αποδιαμορφωτή να μπορεί να ανιχνευτεί από αυτόν. Θα πρέπει, δηλαδή, να ισχύει:

$$G = P_{dem.in} - P_{Rx,min}$$
(7.4)

Προφανώς, η σχέση (7.4) δίνει μια ελάχιστη τιμή για το κέρδος του δέκτη. Στο κεφάλαιο 5, δόθηκε μία εκτίμηση για το ελάχιστο κέρδος του δέκτη, $G \cong 44 \text{ dB}$.

Καταλήγοντας, τα στοιχεία του δέκτη θα πρέπει να έχουν κατάλληλα κέρδη, ώστε το συνολικό κέρδος του δέκτη να είναι το αναμενόμενο και ταυτόχρονα, σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν για το συντελεστή θορύβου, ο συνολικός συντελεστής θορύβου να μην υπερβαίνει τα 4,6 dB.

Συμπεριφορά ως προς τη γραμμικότητα

Η συμπεριφορά ως προς τη γραμμικότητα ενός προς επιλογή στοιχείου χαρακτηρίζεται από δύο μεγέθη στα φύλλα προδιαγραφών του: το σημείο συμπίεσης 1-dB, P_{1-dB} και το σημείο σύμπτυξης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης, IP3. Όσο χαμηλότερα βρίσκεται το σήμα εισόδου από το σημείο P_{1-dB} ενός στοιχείου, τόσο πιο γραμμική είναι η επεξεργασία του από το στοιχείο αυτό, με την έννοια ότι το πλάτος του σήματος εξόδου θα είναι ανάλογο του πλάτους του σήματος εισόδου (το κέρδος είναι σταθερό). Έπίσης, όσο χαμηλότερα βρίσκεται το σήμα εισόδου από το σημείο IP3 του στοιχείου, τόσο χαμηλότερης στάθμης είναι τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης στην έξοδο του στοιχείου. Στην περίπτωση αλυσίδας μη γραμμικών στοιχείων, τα χαρακτηριστικά κάθε στοιχείου επηρεάζουν τη συνολική γραμμικότητα της αλυσίδας: η ανάγκη για γραμμικότητα των τελευταίων σταδίων της αλυσίδας είναι μεγαλύτερη, καθώς το σήμα εισόδου σε αυτά έχει ενισχυθεί από τα προηγούμενα στάδια και είναι μεγαλύτερης στάθμης (άρα απαιτούνται υψηλότερα σημεία P_{1-dB} και IP3).

Η γραμμικότητα αποτελεί κριτήριο επιλογής των στοιχείων του δέκτη, αλλά όχι ιδιαίτερα σημαντικό. Αυτό συμβαίνει για διάφορους λόγους. Καταρχάς, το σήμα εισόδου στο δέκτη είναι ιδιαίτερα χαμηλό (η μέγιστη τιμή του είναι – 92,5 dBm). Επομένως, σε όλα τα στάδια του δέκτη, η στάθμη του σήματος βρίσκεται πολύ χαμηλότερα από τα σημεία P_{1-dB} και IP3 που παρουσιάζουν τυπικά τα διάφορα στοιχεία της αγοράς. Επιπλέον, το σήμα αποτελείται από ένα μόνο φέρον και έτσι, το πρόβλημα δημιουργίας προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης λόγω αλληλεπίδρασης μεταξύ γειτονικών φερόντων -έντονο σε συστήματα με πολλαπλά φέροντα- δεν υπάρχει. Έτσι, ο ουσιαστικός λόγος για τον οποίο ενδιαφέρει η γραμμικότητα των διαφόρων στοιχείων του δέκτη, είναι η θωράκισή του απέναντι στα αποτελέσματα που μπορεί να έχει η είσοδος σε αυτόν παρεμβολών από το εξωτερικό περιβάλλον. Οι παρεμβολές αυτές μπορεί να έχουν πλάτος αρκετά μεγαλύτερο από το σήμα και εάν το συνολικό σημείο IIP3 του κυκλώματος δεν είναι αρκετά υψηλό, τότε τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης από γειτονικές με το σήμα παρεμβολές μπορεί να έχουν πλάτος ικανό να παραμορφώσει σημαντικά το σήμα.

Επομένως, κατά την επιλογή των στοιχείων θα προτιμηθούν στοιχεία με σχετικά υψηλά σημεία P_{1-dB} και IIP3, δεδομένου ότι ικανοποιούνται οι απαιτήσεις ως προς το συντελεστή θορύβου και το κέρδος.

Σωστή προσαρμογή μεταξύ των αντιστάσεων των στοιχείων

Για να μη χάνεται μέρος της ισχύος που μεταφέρεται από το ένα στοιχείο στο άλλο, αλλά και για να διατηρούνται τα χαρακτηριστικά που αναφέρονται στα φύλλα προδιαγραφών, θα πρέπει η αντίσταση εξόδου κάθε στοιχείου να είναι ίδια με την αντίσταση εισόδου του επόμενου σταδίου στην αλυσίδα του δέκτη και ταυτόχρονα, η αντίσταση εισόδου του στοιχείου θα πρέπει να είναι η ίδια με την αντίσταση εξόδου του προηγούμενου σταδίου. Επομένως, τα διάφορα στοιχεία που επιλέγονται θα πρέπει να είναι σωστά προσαρμοσμένα μεταξύ τους, ως προς τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου.

7.1.2.2 Κριτήρια που αφορούν γενικά χαρακτηριστικά των στοιχείων

Εμπορικά διαθέσιμα στοιχεία

Η επιλογή θα γίνει ανάμεσα σε εμπορικά διαθέσιμα στοιχεία (Commercial Off the Shelf Components, COTS). Αυτό σημαίνει ότι τα στοιχεία που θα επιλεγούν θα ανήκουν στα προϊόντα καταλόγου που προσφέρουν οι διάφορες εταιρίες, χωρίς να χρειάζεται να κατασκευαστούν βάσει ειδικής παραγγελίας (custom-made στοιχεία). Τα μόνα στοιχεία για τα οποία ενδέχεται να γίνει ειδική παραγγελία είναι τα φίλτρα.

Όγκος

Δεν υπάρχει πρόβλημα όγκου στη επιλογή των στοιχείων. Σε αντίθεση με το νανοδορυφόρο όπου το ζήτημα του όγκου είναι σημαντικό, στον επίγειο σταθμό δεν υπάρχει σοβαρός περιορισμός. Ο επίγειος σταθμός θα είναι ενδεχομένως φορητός, κάτι που δεν αποκλείει ο συνήθης όγκος των στοιχείων που διατίθενται στην αγορά.

Τροφοδοσία

Δεν υπάρχει πρόβλημα τροφοδοσίας στην επιλογή των στοιχείων. Σε αντίθεση με το νανοδορυφόρο, όπου το ζήτημα της τροφοδοσίας είναι μείζον (η τροφοδοσία βασίζεται στις ηλιακές κυψέλες, οι οποίες είναι περιορισμένης επιφάνειας), στον επίγειο σταθμό η παροχή ισχύος γίνεται από το τοπικό δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Στην περίπτωση που ο σταθμός είναι φορητός, θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί γεννήτρια ηλεκτρικού ρεύματος για την τροφοδοσία του.

Κόστος

Το κόστος αποτελεί βασικό κριτήριο επιλογής. Ανάμεσα σε στοιχεία με παραπλήσια χαρακτηριστικά, θα προτιμηθούν εκείνα που έχουν το χαμηλότερο κόστος.

Απλότητα - Ευκολία στην υλοποίηση

Η απλότητα στη λειτουργία αποτελεί κριτήριο επιλογής για τα στοιχεία του επίγειου σταθμού. Γενικά, δε θα προτιμηθούν συσκευές με εξεζητημένες δυνατότητες λειτουργίας, καθώς το ίδιο το σύστημα λήψης είναι απλό ως προς τη σχεδίαση και τις απαιτήσεις του. Άλλωστε, κάτι τέτοιο θα αύξανε το κόστος. Επιπλέον, θα προτιμηθούν συσκευές, οι οποίες για τη λειτουργία τους δεν απαιτούν μεγάλο αριθμό εξωτερικών κυκλωμάτων ή εάν απαιτούν, η προσθήκη των απαιτούμενων κυκλωμάτων γίνεται πριν την αποστολή, από την κατασκευάστρια εταιρία.

Διακριτά – On-chip στοιχεία

Τα περισσότερα στοιχεία στην αγορά παρέχονται σε δύο μορφές: την ολοκληρωμένη (on-chip) και τη διακριτή (connectorized) μορφή. Τα διακριτά στοιχεία παρουσιάζουν το πλεονέκτημα της ευκολίας στη χρήση, αφού μπορούν να συνδεθούν με άλλα διακριτά στοιχεία μέσω ομοαξονικών καλωδίων και δεν απαιτούν, συνήθως, επιπρόσθετα κυκλώματα για τη λειτουργία τους. Το κόστος τους, όμως, είναι υψηλότερο από εκείνο των στοιχείων σε ολοκληρωμένη μορφή.

Τα on-chip στοιχεία αφορούν, κυρίως, εφαρμογές όπου ο όγκος αποτελεί βασικό ζητούμενο. Σε αυτήν την περίπτωση, τα στοιχεία του προς υλοποίηση συστήματος τοποθετούνται πάνω σε πλακέτα (PC board). Για την ομαλή λειτουργία του συστήματος, πέρα από τα on-chip στοιχεία απαιτείται συχνά ένας αριθμός προσαρμοστικών κυκλωμάτων. Η υλοποίηση ενός συστήματος αποκλειστικά με onchip στοιχεία, αν και μπορεί να παρέχει μεγαλύτερη ευελιξία ως προς τις επιδόσεις του συστήματος, απαιτεί υποδομή και είναι δυσκολότερη από την αντίστοιχη υλοποίηση με διακριτά στοιχεία.

Πρέπει να σημειωθεί ότι είναι δυνατή η χρήση on-chip στοιχείων σε connectorized συστήματα. Αυτό γίνεται, με τη βοήθεια πλακετών (evaluation

boards), οι οποίες διατίθενται από τις κατασκευάστριες εταιρίες, περιλαμβάνουν τα on-chip στοιχεία και έχουν ως σκοπό την εκτίμηση της επίδοσης των τελευταίων. Έχουν ακροδέκτες σε connectorized μορφή και μπορούν να συνδεθούν με οποιοδήποτε διακριτό στοιχείο. Το κόστος τους, όμως, μπορεί να είναι συγκρίσιμο με εκείνο των αντίστοιχων διακριτών στοιχείων.

Για το σύστημα του δέκτη, επειδή δεν υπάρχει πρόβλημα όγκου και η ευκολία στην υλοποίηση αποτελεί ζητούμενο, θα προτιμηθούν διακριτά στοιχεία. Όπου η διαφορά στο κόστος είναι πολύ μεγάλη, θα χρησιμοποιηθούν στοιχεία σε ολοκληρωμένη μορφή, συνοδευόμενα από evaluation boards.

7.1.2.3 Συγκεντρωτικά αποτελέσματα

Συγκεφαλαιώνοντας, τα κριτήρια βάσει των οποίων θα επιλεγούν τα διάφορα στοιχεία του δέκτη είναι τα ακόλουθα:

- Χαμηλό NF
- Υψηλό Κέρδος ή Χαμηλή Απόσβεση
- Καλή συμπεριφορά ως προς τη γραμμικότητα
- Σωστή προσαρμογή μεταξύ των αντιστάσεων
- Εμπορικά διαθέσιμα στοιχεία
- Χαμηλό Κόστος
- Απλότητα Ευκολία στην υλοποίηση
- Κατά προτίμηση διακριτά στοιχεία

Πρέπει να σημειωθεί ότι τα παραπάνω είναι τα γενικότερα κριτήρια επιλογής των στοιχείων του δέκτη. Κάθε μεμονωμένο στοιχείο της αλυσίδας του δέκτη (π.χ. RF φίλτρο, LNA, μίκτης κτλ.) παρουσιάζει ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τα οποία θα ληφθούν υπόψη κατά την επιλογή κατάλληλου μοντέλου από την αγορά.

7.1.3 Επιλογή Κατασκευαστών

Η επιλογή των κατάλληλων στοιχείων του δέκτη έγινε μετά από εκτεταμένη έρευνα αγοράς ανάμεσα από ένα πλήθος μοντέλων που προσφέρονται από τις κατασκευάστριες εταιρίες. Ο αριθμός των εταιριών με RF και IF προϊόντα είναι πολύ μεγάλος. Σημειώνονται εδώ, ενδεικτικά, κάποιες από τις εταιρίες αυτές,:

- Mini-Circuits
- RF Micro-Devices
- Analog Devices
- Agilent Technologies
- Maxim
- Qualcomm
- Z-Communications
- Synergy Microwave
- Hittite Microwave
- MITEQ
- JCA Technology
- Sawtek
- Alpha Industries
- National Semiconductors
- Lorch Microwave
- Integrated Microwave

Τελικώς, επιλέχθηκαν τα καταλληλότερα προϊόντα από αυτές και άλλες εταιρίες.

<u>7.2</u> ΤΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗΣ

Στο προηγούμενο εδάφιο παρουσιάστηκαν τα γενικά κριτήρια επιλογής των στοιχείων του δέκτη. Για να γίνει, όμως, σωστά η επιλογή αυτή είναι απαραίτητη η γνώση του περιβάλλοντος παρεμβολής του πομπού και του δέκτη. Αυτό σημαίνει ότι είναι αναγκαία η γνώση των συστήματων που λειτουργούν σε συχνότητες παραπλήσιες με τις συχνότητες λειτουργίας του επίγειου σταθμού. Για το δέκτη η γνώση αυτή μεταφράζεται σε γνώση του είδους και του μεγέθους των παρεμβολών που εισέρχονται σε αυτόν από το εξωτερικό περιβάλλον. Στον πομπό η γνώση αυτή οδηγεί σε περιορισμό του εκπεμπόμενου φάσματος σε κατάλληλο εύρος, ώστε να μην παρεμβάλει σε δίκτυα γειτονικών συχνοτήτων.

Ο Οργανισμός ETSI (European Telecommunication Standards Institute) παρουσιάζει σε ένα πίνακα την κατανομή των συχνοτήτων σε διάφορες ζώνες και τις υπηρεσίες στις οποίες έχουν παραχωρηθεί οι ζώνες αυτές [17]. Παρακάτω, παρουσιάζεται ένα κομμάτι αυτού του πίνακα, το οποίο αφορά την περιοχή συχνοτήτων που ενδιαφέρει προκειμένου να μελετηθεί το περιβάλλον παρεμβολής του επίγειου σταθμού. Η περιοχή αυτή αφορά τις συχνότητες 1805 MHz –2500 MHz. Ανάλογο πίνακα έχει καταρτίσει και η Εθνική Επιτροπή Τηλεπικοινωνιών και Ταχυδρομείων της Ελλάδας [16].

| Frequency band start | Frequency band end | Frequency band unit | European Common Allocation | Use (in ETSI) |
|----------------------------|--------------------------|---------------------------|---|------------------------------|
| 1805 | 1880 | MHz | FIXED MOBILE | GSM 1800 |
| 1880 | 1885 | MHz | MOBILE Fixed | DECT |
| 1885 | 1900 | MHz | MOBILE Fixed | DECT |
| 1900 | 1930 | MHz | FIXED MOBILE | UMTS / IMT-2000 |
| 1930 | 1970 | MHz | FIXED MOBILE | UMTS / IMT-2000 |
| 1970 | 1980 | MHz | FIXED MOBILE | UMTS / IMT-2000 |
| 1980 | 2010 | MHz | FIXED MOBILE MOBILE SATELLITE (E/S) | IMT-2000 satellite component |
| | | | | S-PCN |
| | | | | AES |
| 2010 | 2025 | MHz | FIXED MOBILE | UMTS / IMT-2000 |

| 2025 | 2110 | MHz | EARTH EXPLORATION SATELLITE (E/S) FIXED MOBILE SPACE OPERATION (E/S) SPACE RESEARCH (E/S) | Fixed Radio Links |
|--------|--------|-----|---|--|
| 2110 | 2120 | MHz | FIXED | UMTS / IMT-2000 |
| | | | MOBILE SPACE RESEARCH (deep space) (E/S) | |
| 2170 | 2200 | MHz | FIXED | IMT-2000 satellite component |
| | | | MOBILE MOBILE-SATELITE (S/E) | |
| | | | | S-PCN |
| | | | | AES |
| 2200 | 2290 | MHz | EARTH EXPLORATION SATELLITE (S/E)(S/S) FIXED MOBILE SPACE OPERATION (S/E)(S/S) SPACE RESEARCH (S/E)(S/S) | Fixed Radio Links |
| 2290 | 2300 | MHz | FIXED MOBILE except Aeronautical Mobile SPACE RESEARCH (deep | (none) |
| 2300 | 2400 | MHz | FIXED | Amateur |
| | | | MOBILE Amateur Radiolocation | |
| 2400 | 2450 | MHz | FIXED | Short-Range Devices |
| | | | MOBILE Amateur Amateur Satellite | (including RFID and motion sensors) |
| | | | | Radio LANs |
| | | | | Automatic Vehicle Identification for Railways (2446 to 2454 MHz) |
| | | | | Amateur |
| 2450 | 2483,5 | MHz | FIXED MOBILE | Short-Range Devices (including RFID and motion sensors) |
| | | | | Radio LANs |
| | | | | Automatic Vehicle Identification for Railways (2446 to 2454 MHz) |
| 2483,5 | 2500 | MHz | FIXED MOBILE MOBILE SATELLITE (S/E) | Fixed Radio Links |
| | | | | S-PCN |
| | | | | AES |
| 2500 | 2520 | MHz | MOBILE except Aeronautical mobile MOBILE SATELLITE (S/E) Fixed | |
| 2520 | 2655 | MHz | FIXED MOBILE expect Aeronautical Mobile | Fixed Radio Links |

Πίνακας 7.1 Κατανομή ζωνών συχνοτήτων από τον ETSI.

Στον παραπάνω πίνακα με σκούρο χρώμα σκιάζονται οι ζώνες συχνοτήτων στις οποίες εντάσσονται οι συχνότητες λειτουργίας του υπό μελέτη συστήματος. Η συχνότητα λειτουργίας της άνω ζεύξης, fuplink = 2060MHz, ανήκει στη ζώνη

συχνοτήτων 2025-2110 MHz. Η ζώνη αυτή διατίθεται για την άνω ζεύξη δορυφορικών συστημάτων με σκοπό την εξερεύνηση της γης ή του διαστήματος ή άλλες διαστημικές εφαρμογές, καθώς και σε επίγεια ραδιοσυστήματα, fixed ή κινητά. Σε ανάλογες υπηρεσίες διατίθεται και η ζώνη συχνοτήτων 2200-2290 MHz, στην οποία εντάσσεται η συχνότητα λειτουργίας της κάτω ζεύξης, $f_{downlink} = 2250$ MHz. Να σημειωθεί ότι οι ζώνη αυτή αφορά την κάτω ζεύξη των δορυφορικών συστημάτων.

Με πιο ανοικτή σκίαση σημειώνονται οι ζώνες συχνοτήτων που απέχουν περί τα 200 MHz από τις συχνότητες λειτουργίας του συστήματος, οι οποίες είναι και οι πιο πιθανές για παρεμβολή με τον πομπό και το δέκτη.

Σε ό,τι αφορά τον πομπό, το σήμα που εκπέμπεται από αυτόν είναι δυνατόν -εάν το φάσμα του δεν περιοριστεί κατάλληλα από το RF φίλτρο του πομπού- να παρεμβάλει στις γειτονικές ζώνες συχνοτήτων, οι οποίες διατίθενται σε μελλοντικά επίγεια κινητά συστήματα τηλεπικοινωνιών (UMTS, IMT-2000), σε δορυφορικά συστήματα κινητών τηλεπικοινωνιών και άλλα δορυφορικά ή επίγεια συστήματα. Παρεμβολή θα μπορούσε να υπάρξει και με τα συστήματα που ανήκουν στην ίδια ζώνη συχνοτήτων με τη συχνότητα λειτουργίας του πομπού.

Στην περίπτωση του δέκτη, παρεμβολές στην είσοδό του είναι δυνατόν να προέλθουν :

- Από συστήματα που λειτουργούν στην ίδια ζώνη συχνοτήτων.
- Από συστήματα που λειτουργούν σε χαμηλότερες ζώνες συχνοτήτων, οι οποίες διατίθενται κυρίως στα συστήματα κινητών τηλεπικοινωνιών IMTS, IMT-2000, σε δορυφορικές κινητές υπηρεσίες, αλλά και σε fixed συστήματα.
- Από συστήματα που λειτουργούν σε υψηλότερες ζώνες συχνοτήτων, οι οποίες διατίθενται για χρήση από fixed συστήματα, από κινητά συστήματα, αλλά και από ερασιτεχνικά συστήματα.

Μελετώντας πιο λεπτομερώς τα δίκτυα παρεμβολής στο δέκτη, εκτιμάται ότι το μέγεθος των παρεμβολών από αυτά δε θα ξεπεράσει τα –70dBm. Σαφέστερη εικόνα για το μέγεθος και το είδος των παρεμβολών μπορεί να αποκτηθεί με μετρήσεις στο ακριβές σημείο που θα τοποθετηθεί ο επίγειος σταθμός.

7.3 ΕΠΙΛΟΓΗ ΕΝΔΙΑΜΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΓΙΑ ΤΟ ΔΕΚΤΗ

7.3.1. Κριτήρια Επιλογής Ενδιάμεσης Συχνότητας

Από τη στιγμή που παρουσιάστηκε το περιβάλλον παρεμβολής για το δέκτη θα πρέπει να επιλεγεί η κατάλληλη ενδιάμεση συχνότητα λειτουργίας του. Η επιλογή αυτή, η οποία είναι κρίσιμη για την αξιόπιστη λειτουργία του δέκτη, εξαρτάται από διάφορους παράγοντες, οι οποίοι αποτελούν ταυτόχρονα και κριτήρια επιλογής. Τα κριτήρια αυτά παρουσιάζονται στις παραγράφους που ακολουθούν.

7.3.1.1 Εύρεση "χρυσής τομής" μεταξύ καταπίεσης ειδώλου-επιλογής καναλιού.

Στην §6.1.1.3 παρουσιάστηκε η άμεση σχέση που έχει η επιλογή της ΙF συχνότητας με το συμβιβασμό: "καταπίεση ειδώλου – επιλογή καναλιού". Όσο μεγαλύτερη είναι η IF συχνότητα, τόσο μεγαλύτερη είναι η απόσταση 2ω_{IF} του ειδώλου από τη φέρουσα RF συχνότητα και άρα τόσο μεγαλύτερη η καταπίεσή του από το imagereject φίλτρο, για δεδομένη απόσβεση, άρα και επιλεκτικότητα. Υπενθυμίζεται, ότι οι απώλειες των RF φίλτρων δεν μπορεί να είναι ιδιαίτερα μεγάλες, καθώς συνεισφέρουν σημαντικά στο συνολικό συντελεστή θορύβου του δέκτη. Η αύξηση της συχνότητας IF, σημαίνει και αύξηση της συχνότητας λειτουργίας των IF φίλτρων επιλογής καναλιού και άρα αύξηση της απαιτούμενης επιλεκτικότητα εκ μέρους τους. Όμως, για δεδομένη απόσβεση και κόστος των IF φίλτρων, η επιλεκτικότητά τους μειώνεται, με αποτέλεσμα μαζί με το επιθυμητό κανάλι να περνάνε και ανεπιθύμητες παρεμβολές, όχι επαρκώς καταπιεσμένες από το φίλτρο.

Επομένως, κατά την επιλογή IF συχνότητας το ζητούμενο είναι η επίτευξη μίας "χρυσής τομής" μεταξύ της καταπίεσης του ειδώλου και της επιλογής του καναλιού: Πρέπει η IF συχνότητα να είναι αρκετά μεγάλη ώστε το είδωλο να μπορεί να καταπιεστεί επαρκώς από το image-reject φίλτρο, αλλά τέτοια ώστε να

επιτυγχάνεται αξιόπιστη επιλογή του καναλιού από φθηνά και εύκολα στην υλοποίηση IF φίλτρα.

Προφανώς, με την κατάλληλη επιλογή IF συχνότητας καταπιέζεται λιγότερο ή περισσότερο και η συχνότητα half-IF.

7.3.1.2 Τοποθέτηση του ειδώλου σε μη θορυβώδες περιβάλλον

Πέρα από την ανάγκη του να βρίσκεται η συχνότητα ειδώλου αρκετά μακρυά από τη φέρουσα συχνότητα, το επιθυμητό είναι να μη βρίσκεται το είδωλο σε ιδιαίτερα θορυβώδες περιβάλλον, ώστε η στάθμη του να είναι χαμηλή. Έτσι, καλό είναι να αποφευχθεί η τοποθέτηση του ειδώλου σε ζώνες συχνοτήτων που διατίθενται σε συστήματα κινητών επικοινωνιών, σε συστήματα ραδιοτηλεοπτικής εκπομπής, σε ισχυρά ασύρματα τοπικά δίκτυα, σε ερασιτεχνικά συστήματα ή σε υπηρεσίες της πολιτικής αεροπορίας.

7.3.1.3 Το ζήτημα του I/Q mismatch

Κατά το διαχωρισμό των ακολουθιών Ι και Q από τις οποίες αποτελείται το QPSK σήμα από τον I/Q αποδιαμορφωτή δημιουργούνται διαφορές φάσεις και πλάτους μεταξύ των δύο ακολουθιών, οι οποίες οδηγούν σε αύξηση της πιθανότητας λάθους του συστήματος. Όσο χαμηλότερη είναι η συχνότητα στην οποία λειτουργεί ο τοπικός ταλαντωτής του αποδιαμορφωτή (η οποία είναι ίση με την IF συχνότητα), τόσο μικρότερες είναι οι διαφορές φάσης και πλάτους που εισάγονται και άρα τόσο πιο αξιόπιστα γίνεται η αποδιαμόρφωση του σήματος.

7.3.1.4 Διαθεσιμότητα στην αγορά

Ένα βασικό κριτήριο για την επιλογή της IF συχνότητας είναι η διαθεσιμότητα στην αγορά των διαφόρων στοιχείων (μικτών, φίλτρων, ενισχυτών, αποδιαμορφωτών κτλ.)

που θα χρησιμοποιηθούν. Υπάρχουν κάποιες συγκεκριμένες συχνότητες οι οποίες χρησιμοποιούνται ως ενδιάμεσες συχνότητες σε πολλές εφαρμογές, εξαιτίας της μεγάλης διαθεσιμότητας στοιχείων στην αγορά, ιδιαίτερα φίλτρων . Ενδεικτικά αναφέρονται τα 10,7 MHz, τα 45 MHz, τα 70 MHz, τα 140 MHz, τα 200 MHz, τα 400 MHz. Γενικά, για το εύρος συχνοτήτων DC – 500 MHz προσφέρεται μια μεγάλη γκάμα προϊόντων.

7.3.2 Επιλογή της Κατάλληλης Ενδιάμεσης Συχνότητας

Με βάση τα κριτήρια που αναφέρθηκαν προηγουμένως, θα γίνει η επιλογή της κατάλληλης IF συχνότητας για το δέκτη.

Μετά από μελέτη πάνω στις ιδιότητες των φίλτρων, προέκυψε το συμπέρασμα ότι για να καταπιέζεται επαρκώς το είδωλο από το image-reject φίλτρο, θα πρέπει η συχνότητα ειδώλου να απέχει από την φέρουσα συχνότητα των 2,25 GHz τουλάχιστον 200 MHz, γεγονός που οδηγεί σε IF συχνότητα μεγαλύτερη από 100 MHz. Δηλαδή:

$$f_{\rm IF} > 100 \,\,{\rm MHz}$$
 (7.5)

Επιπλέον, έρευνα σε διάφορες εταιρίες που κατασκευάζουν φίλτρα οδήγησε στο συμπέρασμα ότι για να είναι υλοποιήσιμο ένα φίλτρο, θα πρέπει το εύρος ζώνης 3-dB του φίλτρου ως ποσοστό της φέρουσας συχνότητας (%BW_{3dB}) να μην είναι μικρότερο από 0,1%. Το εύρος ζώνης 3 dB του φίλτρου επιλογής καναλιού θα πρέπει να ισούται με το εύρος ζώνης του καναλιού, δηλαδή BW_{3dB} = 360 kHz. Άρα, για να είναι υλοποιήσιμο το φίλτρο θα πρέπει:

$$BW > 0,1\% f_{IF} \implies f_{IF} < 360 \text{ MHz}$$

$$(7.6)$$

Από τις σχέσεις (7.5),(7.6), φαίνεται ότι η ενδιάμεση συχνότητα του δέκτη θα πρέπει να βρίσκεται στο εύρος συχνοτήτων 100 – 360 MHz, δηλαδή:

$$100 \text{ MHz} < f_{IF} < 360 \text{ MHz}$$
 (7.7)

Λαμβάνοντας υπόψη και τα υπόλοιπα κριτήρια επιλογής για την ενδιάμεση συχνότητα του δέκτη, καταλήξαμε ότι η καταλληλότερη επιλογή είναι η συχνότητα:

$$f_{IF} = 140 \text{ MHz}$$

7.3.3 Επιλογή Μεταξύ High-side Injection και Low-side Injection.

Η επιλογή μεταξύ high-side injection και low-side injection είναι σημαντική, γιατί επηρεάζει την δομή και τη λειτουργία του δέκτη. Η επιλογή αυτή εξαρτάται από τους ακόλουθους παράγοντες, όπως αυτοί προκύπτουν για κάθε περίπτωση (high-side injection low-side injection):

- Από τη θέση του ειδώλου.
- Από τη θέση της συχνότητας half-IF.
- Από τη θέση των υπόλοιπων συνιστωσών που παράγουν κατά τη μίξη επικίνδυνες ανωφελείς αποκρίσεις.
- Από τα χαρακτηριστικά του τοπικού ταλαντωτή.
- Από τη μορφή του φάσματος μετά τη μίξη, δηλαδή από το εάν προκύπτει ή όχι αντιστροφή αυτού.

Αυτοί οι παράγοντες εξετάζονται στη συνέχεια για τις περιπτώσεις low-side και high-side injection και επιλέγεται η καταλληλότερη από τις δύο.

Low-side injection

Στην περίπτωση του low-side injection η συχνότητα f_{LO} του τοπικού ταλαντωτή βρίσκεται χαμηλότερα από τη φέρουσα RF συχνότητα. Η τιμή της είναι:

```
f_{LO} = f_{RF} - f_{IF} \implies
f_{LO} = 2110 \text{ MHz}
```

Το είδωλο βρίσκεται στη συχνότητα:

$$f_{im} = f_{RF} - 2f_{IF} = 1970 \text{ MHz}$$

Η συχνότητα 1970 MHz έχει διατεθεί στο σύστημα κινητών επικοινωνιών τρίτης γενιάς UMTS (πίνακας 7.1). Το είδωλο, δηλαδή, βρίσκεται σε θορυβώδες περιβάλλον.

Η συχνότητα half-IF θα είναι:

$$f_{half-IF} = f_{RF} - f_{IF}/2 = 2180 \text{ MHz}$$

Η συχνότητα 2180 MHz διατίθεται σε επίγεια και δορυφορικά δίκτυα κινητών επικοινωνιών (πίνακας 7.1). Επομένως, η συχνότητα half-IF είναι τοποθετημένη σε θορυβώδες περιβάλλον.

Συνεπώς, στην περίπτωση του low-side injection το είδωλο και η συχνότητα half-IF είναι τοποθετημένα σε θορυβώδες περιβάλλον. Όμως, με κατάλληλη επιλογή RF και image-reject φίλτρων μπορεί να επιτευχθεί επαρκής καταπίεσή τους.

Ανάλογα ισχύουν για τις συνιστώσες συχνότητες που κατά τη μίξη δημιουργούν επικίνδυνες ανωφελείς αποκρίσεις για το σύστημα. Αυτές φαίνονται στο σχήμα 7.2, όπου εικονίζεται και η φέρουσα RF συχνότητα (βλ. §7.7.1.4, §7.7.2.2).



Η περίπτωση του low-side injection έχει το πλεονέκτημα ότι ο τοπικός ταλαντωτής λειτουργεί σε χαμηλότερη συχνότητα (έναντι του high-side injection) και άρα έχει καλύτερα χαρακτηριστικά. Επιπλέον, όπως δείχθηκε στο εδάφιο 6.1.1.3, όταν γίνεται low-side injection δεν υπάρχει αντιστροφή του φάσματος μετά τη μίξη.

High-side injection

Στην περίπτωση του high-side injection η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή βρίσκεται υψηλότερα από τη φέρουσα RF συχνότητα. Η τιμή της είναι:

 $f_{LO} = f_{RF} + f_{IF} \implies$ $f_{LO} = 2390 \text{ MHz}$

Το είδωλο θα βρίσκεται στη συχνότητα:

$$f_{im} = f_{RF} + 2f_{IF} = 2530 \text{ MHz}$$

Στη συχνότητα 2530 MHz δεν υπάρχουν δημόσια συστήματα κινητής τηλεφωνίας ή άλλα ισχυρά ασύρματα δίκτυα (πίνακας 7.1). Το ίδιο ισχύει και για το περιβάλλον της συχνότητας half-IF:

$$f_{half-IF} = f_{RF} + f_{IF}/2 = 2320 \text{ MHz}$$

Επομένως, η περίπτωση του high-side injection παρουσιάζει το σημαντικό πλεονέκτημα ότι το είδωλο και η συχνότητα half-IF είναι τοποθετημένα σε μη θορυβώδες περιβάλλον και άρα η στάθμη τους αναμένεται εξαιρετικά μικρή.

Ανάλογα ισχύουν για τις συνιστώσες συχνότητες που κατά τη μίξη δημιουργούν επικίνδυνες ανωφελείς αποκρίσεις για το σύστημα, οι οποίες εικονίζονται στο σχήμα 7.3 μαζί με τη φέρουσα RF συχνότητα (βλ. §7.7.1.4, §7.7.2.2)



Υπάρχει όμως ένα σοβαρό μειονέκτημα: όταν κατά την προς τα κάτω μετατόπιση συχνότητας γίνεται high-side injection (§6.1.1.3), το φάσμα του σήματος που προκύπτει μετά τη μίξη είναι αντεστραμμένο. Για να γίνει ανάκτηση του αρχικού μη αντεστραμμένου φάσματος υπάρχουν δύο δυνατότητες (για την επιλεγμένη ετερόδυνη αρχιτεκτονική):

- Αποδιαμόρφωση σε συχνότητα μεγαλύτερη από την DC. Κάτι τέτοιο, όμως, συνεπάγεται αύξηση της πολυπλοκότητας και του κόστους της DSP βαθμίδας του δέκτη.
- Χρησιμοποίηση αποδιαμορφωτή με ενσωματωμένη λειτουργία αντιστροφής φάσματος. Αποδιαμορφωτές που εκτός από τη λειτουργία της αποδιαμορφώσης εκτελούν και επιπλέον λειτουργίες επεξεργασίας σήματος έχουν υψηλό κόστος.

Κατά συνέπεια, παρά το γεγονός ότι η χρησιμοποίηση high-side injection παρουσιάζει το σημαντικό πλεονέκτημα ότι το είδωλο και η συχνότητα half-IF βρίσκονται σε περιβάλλον χαμηλού θορύβου, απορρίπτεται, γιατί συνεπάγεται αύξηση του κόστους και της πολυπλοκότητας του συστήματος.

Επιλογή

Σύμφωνα με τα παραπάνω, καταλληλότερη για το δέκτη του επίγειου σταθμού είναι η χρησιμοποίηση low-side injection. Οι συχνότητες που σχετίζονται με την επιλογή αυτή είναι η ακόλουθες:

> $f_{LO} = 2110 \text{ MHz}$ $f_{im} = 1970 \text{ MHz}$ $f_{half-IF} = 2180 \text{ MHz}$

Στο σχήμα 7.4 φαίνονται οι συχνότητες που αφορούν τη λειτουργία του δέκτη, όπως αυτές προέκυψαν με την επιλογή της IF συχνότητας και τη χρησιμοποίηση low-side injection.



ΣΧΗΜΑ 7.4 Οι συχνότητες που σχετίζονται με τη λειτουργία του δέκτη.

7.3.4 Συμπεράσματα Για την Επιλογή της Ενδιάμεσης Συχνότητας

Για την ενδιάμεση συχνότητα που επιλέχθηκε, το εύρος ζώνης 3-dB των IF φίλτρων επιλογής καναλιού, ως ποσοστό της IF συχνότητας είναι:

$$(\% BW)_{IF} = 360 \text{kHz} / 140 \text{ MHz} = 0.26\%$$

ποσοστό που αντιστοιχεί σε υλοποιήσιμα φίλτρα.

Το είδωλο (f_{im} = 1970 MHz) απέχει από τη φέρουσα RF συχνότητα κατά 280 MHz, απόσταση με τη οποία επιτυγχάνεται η επαρκής καταπίεσή του από το imagereject φίλτρο. Σημαντική καταπίεση επιτυγχάνεται, όπως θα δειχτεί στη συνέχεια, και από το RF φίλτρο.

Η συχνότητα half-IF (f_{half-IF} = 2180 MHz) απέχει από τη φέρουσα συχνότητα κατά 70 MHz, γεγονός που επιτρέπει την καταπίεσή της ως ένα βαθμό από το imagereject φίλτρο, αλλά και από το RF φίλτρο. Ούτως ή άλλως, όμως, η συχνότητα αυτή επιδρά αρνητικά στη λειτουργία του δέκτη, μόνο εάν εμφανιστούν σε αυτόν φαινόμενα αρμονικής παραμόρφωσης $2^{\eta\varsigma}$ τάξης. Εάν αυτά περιοριστούν, τότε η επίδρασή της μειώνεται σημαντικά.

Επιπλέον, στην ΙF συχνότητα που επιλέχθηκε τα χαρακτηριστικά του I/Q αποδιαμορφωτή είναι πολύ καλά και η αποδιαμόρφωση γίνεται με την ελάχιστη παραμόρφωση του σήματος.

Τέλος, για την επιλεγμένη συχνότητα των 140 MHz υπάρχει μία μεγάλη γκάμα προϊόντων στη αγορά.

Επομένως, με τη συχνότητα IF που επιλέχθηκε επιτυγχάνονται τα ακόλουθα:

- ✓ Γίνεται επιτυχής επιλογή καναλιού από υλοποιήσιμα IF φίλτρα (% BW \cong 0,3).
- Επιτυγχάνεται επαρκής καταπίεση του ειδώλου.
- Επιτυγχάνεται καταπίεση ως ένα βαθμό της συχνότητας half-IF.
- Η αποδιαμόρφωση έχει πολύ καλά χαρακτηριστικά.
- Παρέχεται μία μεγάλη γκάμα προϊόντων από την αγορά.

Από το εδάφιο που ακολουθεί και μετά, ξεκινάει η ανάλυση και η επιλογή των στοιχείων του δέκτη, εξετάζοντας διαδοχικά τα στοιχεία της αλυσίδας με τη σειρά που είναι τοποθετημένα σε αυτή, αρχίζοντας από το RF φίλτρο και καταλήγοντας στον αποδιαμορφωτή.

<u>7.4</u> TO RF ΦΙΛΤΡΟ

Σκοπός του RF φίλτρου, όπως έχει ήδη αναφερθεί (§6.1.1.1), είναι να κάνει μία πρώτη επιλογή ζώνης συχνοτήτων, αφήνοντας έξω από αυτή όσο το δυνατόν περισσότερες παρεμβολές. Για το λόγο αυτό καλείται και "preselector" ή "preselection filter", δηλαδή φίλτρο προεπιλογής.

7.4.1 Γενικά Περί Φίλτρων

Για να γίνει κατάλληλη επιλογή RF φίλτρου, θα πρέπει να αναφερθούμε στα γενικά χαρακτηριστικά που παρουσιάζουν τα φίλτρα. Όσα αναφέρονται σε αυτό το εδάφιο ισχύουν, προφανώς, για όλα τα φίλτρα της τοπολογίας τόσο του πομπού όσο και του δέκτη. Έτσι, δε θα επαναλαμβάνονται κάθε φορά που εξετάζεται κάποιο από τα φίλτρα αυτά.

7.4.1.1 Ορισμός

Φίλτρο είναι ένα δίθυρο δίκτυο το οποίο χρησιμοποιείται για να επιτρέπει την επιλεκτική διέλευση ή εξασθένιση μίας συγκεκριμένης ζώνης συχνοτήτων. Ένα φίλτρο θα πρέπει:

- Να επιτρέπει τη διέλευση του επιθυμητού σήματος, με τη μικρότερη δυνατή απόσβεση και παραμόρφωση.
- Να εξασθενεί κατά το μέγιστο δυνατό όλα τα ανεπιθύμητα σήματα.

Η επιλογή των κατάλληλων φίλτρων για ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα παίζει πολύ σημαντικό ρόλο για τη λειτουργία του συστήματος. Λανθασμένη επιλογή φίλτρων μπορεί να υπονομεύσει σε μεγάλο βαθμό την αξιοπιστία του.

Συνάρτηση μεταφοράς

Η όλη συμπεριφορά ενός φίλτρου χαρακτηρίζεται από τη συνάρτηση μεταφοράς του, H(jω), με ω=2πf, όπου f η συχνότητα ενός ημιτονοειδούς σήματος εισόδου. Η συνάρτηση μεταφοράς αποτελείται από πόλους και μηδενικά. Ανάλογα με τη θέση των πόλων και των μηδενικών στο πεδίο των μιγαδικών αριθμών διαμορφώνεται και η μορφή της απόκρισης πλάτους, |H(jω)| και της απόκρισης φάσης της συνάρτησης μεταφοράς $\angle H(jω)$. Γενικά, όσο η συχνότητα jω πλησιάζει κάποιο πόλο, τόσο αυξάνει η απόκριση πλάτους της συνάρτησης μεταφοράς, ενώ όσο η συχνότητα jω πλησιάζει κάποιο μηδενικό, τόσο η απόκριση πλάτους μειώνεται. Ταυτόχρονα, στην περιοχή ενός πόλου ή μηδενικού, η φάση της συνάρτησης μεταφοράς αλλάζει πολύ γρήγορα με τη συχνότητα [18].

Έτσι, ρυθμίζοντας κατάλληλα τον αριθμό και τη θέση των πόλων και των μηδενικών οι σχεδιαστές των φίλτρων δημιουργούν την επιθυμητή κάθε φορά μορφή για την απόκριση πλάτους και φάσης του φίλτρου, δηλαδή την επιθυμητή συνάρτηση μεταφοράς και, κατ'επέκταση, το επιθυμητό φίλτρο.

7.4.1.2 Τύποι φίλτρων

Ανάλογα με την απόκριση πλάτους τους, τα φίλτρα διακρίνονται σε τέσσερις τύπους: στα βαθυπερατά (Low-Pass), τα υψιπερατά (High-Pass), τα ζωνοπερατά (Band-Pass) και τα ζωνοφρακτικά (Band-Stop) φίλτρα.

- Τα βαθυπερατά φίλτρα (LPF) επιτρέπουν τη διέλευση μόνο των χαμηλότερων συνιστωσών συχνοτήτων ενός σήματος, ενώ αποκόπτουν τις υψηλότερες συνιστώσες συχνότητες.
- Τα υψιπερατά φίλτρα (HPF) επιτρέπουν τη διέλευση των υψηλότερων συνιστωσών συχνοτήτων ενός σήματος, ενώ αποκόπτουν τις χαμηλότερες συχνότητες.

- Τα ζωνοπερατά φίλτρα (BPF) επιτρέπουν μόνο τη διέλευση μίας ζώνης
 συχνοτήτων, ενώ καταπιέζουν όλα τα σήματα που βρίσκονται υψηλότερα και χαμηλότερα αυτής της ζώνης.
- Τα ζωνοφρακτικά, τέλος, φίλτρα επιτρέπουν τη διέλευση όλων των συχνοτήτων
 εκτός μίας ζώνης συχνοτήτων, την οποία καταπιέζουν σημαντικά.

Όλα τα φίλτρα στις τοπολογίες του πομπού και του δέκτη είναι ζωνοπερατά, με εξαίρεση τα φίλτρα μεταξύ μίκτη και τοπικού ταλαντωτή, τα οποία και στις δύο τοπολογίες είναι βαθυπερατά.

7.4.1.3 Ορολογία και χαρακτηριστικά φίλτρών.

Στη συνέχεια θα αναφερθούν τα χαρακτηριστικά τα οποία είναι αναγκαία ώστε να δοθεί μία σαφής εικόνα της συμπεριφοράς ενός φίλτρου. Όλοι οι παρακάτω όροι αναφέρονται στην απόκρισης πλάτους ενός φίλτρου.

Ζώνες διέλευσης, μετάβασης και φραγής.

- Ζώνη διέλευσης (Passband). Η περιοχή συχνοτήτων την οποία ένα φίλτρο αφήνει να περάσει με την ελάχιστη δυνατή εξασθένιση. Συνήθως, το όριο της ζώνης διέλευσης τοποθετείται εκεί όπου η εξασθένιση που εισάγει το φίλτρο είναι ίση με 3dB.
- Ζώνη Φραγής(Stopband). Η περιοχή συχνοτήτων την οποία ένα φίλτρο καταπιέζει σε ένα προκαθορισμένο βαθμό. Ως αρχή της ζώνης φραγής δηλώνεται συχνά η συχνότητα στην οποία το φίλτρο πετυχαίνει εξασθένιση ίση με 20 dB, όμως η ζώνη αυτή μπορεί να ξεκινάει και από μεγαλύτερα επίπεδα εξασθένισης (π.χ. 40 dB). Αυτό εξαρτάται από την εφαρμογή.



ΣΧΗΜΑ 7.5 Οι ζώνες διέλευσης, φραγής και μετάβασης σε ένα βαθυπερατό φίλτρο.

Ζώνη μετάβασης (Transition Band). Η ζώνη συχνοτήτων μεταξύ της ζώνης διέλευσης και της ζώνης φραγής. Ιδανικά, το φίλτρο θα έπρεπε να περνάει κατευθείαν από τη ζώνη διέλευσης στη ζώνη φραγής. Όμως, αυτό δε συμβαίνει στα πραγματικά φίλτρα. Σε εφαρμογές στενού εύρους ζώνης, επιθυμείται η μετάβαση από τη μία ζώνη στην άλλη να είναι όσο το δυνατόν πιο απότομη, δηλαδή, η ζώνη μετάβασης να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη.

Στο σχήμα 7.5, παρουσιάζονται οι παραπάνω όροι, για ένα βαθυπερατό φίλτρο. Εντελώς ανάλογα ισχύουν και για τους υπόλοιπους τύπους φίλτρων. Τα όρια των ζωνών έχουν τοποθετηθεί στα επίπεδα εξασθένισης 3dB και 40 dB.

Κεντρική συχνότητα, συχνότητα αποκοπής, εύρος ζώνης και απόσβεση.

- Κεντρική συχνότητα (Center frequency). Το ακριβές μαθηματικό κέντρο ενός ζωνοπερατού ή ενός ζωνοφρακτικού φίλτρου. Συμβολίζεται με f_c.
- Συχνότητα αποκοπής (Cutoff frequency). Η συχνότητα στην οποία η απόκριση πλάτους ενός φίλτρου είναι 3 dB χαμηλότερη από τη μέση απόκριση στη ζώνη διέλευσης και συνεχίζει, από αυτή τη συχνότητα και μετά, να μειώνεται. Στα βαθυπερατά και τα υψιπερατά φίλτρα η συχνότητα αποκοπής, f_{co}, αποτελεί το όριο της ζώνης διέλευσης (σχήμα 7.5). Στα ζωνοπερατά φίλτρα ορίζονται δύο

συχνότητες αποκοπής, η κάτω, f_{low} , και η άνω, f_{high} . Ανάλογα ισχύουν και για τα ζωνοφρακτικά φίλτρα.



ΣΧΗΜΑ 7.6 Απόσβεση, εύρος ζώνης, κεντρική συχνότητα και συχνότητες αποκοπής ζωνοπερατού φίλτρου.

Εύρος ζώνης (Bandwidth). Όταν γίνεται αναφορά στο εύρος ζώνης ενός ζωνοπερατού φίλτρου, συνήθως, εννοείται το εύρος ζώνης των 3 dB, δηλαδή η περιοχή συχνοτήτων στα άκρα της οποίας η εξασθένιση που εισάγει το φίλτρο είναι ίση με 3 dB. Συχνά, η εταιρίες κατασκευής φίλτρων, το αναφέρουν ως ποσοστό της κεντρικής συχνότητας f_c, δηλαδή % BW. Προφανώς ισχύει:

$$BW = BW_{3dB} = |f_{high} - f_{low}|$$
(7.8)

Ανάλογα, μπορεί να οριστεί το εύρος ζώνης και για άλλες τιμές εξασθένισης, π.χ. 0,1 dB, 0,5 dB, 6 dB, 40 dB, 60 dB κτλ.

 Απόσβεση (Insertion Loss). Η εγγενής απώλεια ισχύος που παρουσιάζει ένα φίλτρο στη ζώνη διέλευσης, όταν οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του είναι προσαρμοσμένες στις αντιστάσεις του συστήματος. Συμβολίζεται με IL και μετράται σε dB. Η εξασθένιση που εισάγει η απόκριση πλάτους ενός φίλτρου είναι προσθετική στην απόσβεση του φίλτρου. Το σχήμα 7.6 παρουσιάζει τους παραπάνω όρους για ένα ζωνοπερατό φίλτρο. Επιπλέον, στα 20 dB εξασθένισης έχει οριστεί η αρχή της ζώνης αποκοπής.



Χαρακτηριστικά γνωρίσματα τη μορφής της απόκρισης πλάτους ενός φίλτρου

ΣΧΗΜΑ 7.7 Χαρακτηριστικά γνωρίσματα της μορφής της απόκρισης πλάτους ενός βαθυπερατού φίλτρου.

- Κυμάτωση πλάτους (Amplitude ripple). Οι διακυμάνσεις (ταλαντώσεις) της απόκρισης πλάτους ενός φίλτρου, ιδιαίτερα στη ζώνη διέλευσης. Κυμάτωση πλάτους μεγαλύτερη από 0,5 dB είναι, συνήθως, μη αποδεκτή σε συστήματα ψηφιακής διαμόρφωσης. Γενικά, η μεγάλη κυμάτωση προκαλεί αύξηση της πιθανότητα λάθους στα ψηφιακά συστήματα. Τα φίλτρα τύπου Chebychev παρουσιάζουν πάντα κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης, η οποία, όμως, με κατάλληλη σχεδίαση μπορεί να μειωθεί στο 0,1 dB ή και λιγότερο.
- Αρχικός ρυθμός αποκοπής (Initial roll-off). Ο αρχικός ρυθμός αποκοπής μετρά το πόσο γρήγορα μειώνεται η απόκριση πλάτους (πόσο απότομη είναι η κλίση της) από τη στιγμή που υπερβαίνουμε τη συχνότητα αποκοπής και για όσο βρισκόμαστε στη ζώνη μετάβασης.

Τελικός ρυθμός αποκοπής (Ultimate roll-off). Καθώς προχωράμε από τη ζώνη μετάβασης στη ζώνη φραγής (συγκεκριμένα, για συχνότητες που απέχουν πολύ από τους πόλους και τα μηδενικά της συνάρτησης μεταφοράς), το πλάτος της συνάρτησης μεταφοράς θα μειώνεται με σταθερό ρυθμό. Ο ρυθμός αυτός εξαρτάται από τη διαφορά του αριθμού των πόλων και των μηδενικών της συνάρτησης μεταφοράς του φίλτρου και ονομάζεται τελικός ρυθμός αποκοπής. Για το ρυθμό αυτό ισχύει η σχέση:

Η τελευταία σχέση είναι θεωρητική. Στην πράξη, εξαιτίας παραγόντων υλοποίησης του φίλτρου, μπορεί να μην είναι δυνατό να επιτευχθεί ο θεωρητικός τελικός ρυθμός αποκοπής.

- Μέγιστη καταπίεση (Ultimate attenuation). Οι μαθηματικές εξισώσεις που αναπαριστούν τις συναρτήσεις μεταφοράς των φίλτρων, προβλέπουν ότι η μέγιστη καταπίεση που μπορεί να επιτύχει ένα φίλτρο τείνει στο άπειρο (το πλάτος θα μειώνεται σταθερά, με τον τελικό ρυθμό αποκοπής). Στην πραγματικότητα, όμως, εξαιτίας της υλοποίησής τους, τα φίλτρα μπορούν να φτάσουν ως ένα βαθμό καταπίεσης, τον οποίο δεν μπορούν να υπερβούν. Αυτή είναι η μέγιστη καταπίεση ενός φίλτρου. Η μέγιστη καταπίεση μπορεί να κυμαίνεται από 30 dB για εμπορικά, μικρού μεγέθους ζωνοπερατά φίλτρα.
- Επανασυντονισμός (Re-entrant response). Σε μία ή περισσότερες συχνότητες της ζώνης φραγής η καταπίεση που πετυχαίνει ένα φίλτρο μπορεί να αλλάξει ξαφνικά και από π.χ. 90 dB να γίνει 20 dB. Αυτή η απόκριση ονομάζεται re-entrant response και, ,όπως και η μέγιστη καταπίεση, είναι ένα πρόβλημα υλοποίησης, δηλαδή εξαρτάται από το πώς κατασκευάστηκε ένα φίλτρο, τι είδους στοιχεία χρησιμοποιήθηκαν, πώς είναι τοποθετημένα κτλ. (ουσιαστικά, τα ανεπιθύμητα φαινόμενα που σχετίζονται με την υλοποίηση του φίλτρου συνδυάζονται για να

δημιουργήσουν πόλους που δεν υπήρχαν στην αρχικά συνάρτηση μεταφοράς). Ο επανασυντονισμός ενός φίλτρου δεν είναι δυνατό να προβλεφθεί μαθηματικά.

Όλοι οι παραπάνω όροι έχουν απεικονιστεί στο σχήμα 7.7.

Συντελεστής ποιότητας και shape factor

- Συντελεστής ποιότητας Q (quality factor). Ο λόγος της κεντρικής συχνότητας ενός φίλτρου προς το εύρος ζώνης 3-dB του φίλτρου. Όσο πιο στενό είναι το εύρος ζώνης ενός φίλτρου για την ίδια κεντρική συχνότητα, τόσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής ποιότητας του φίλτρου. Το Q είναι, επίσης, δυνατό να αναφέρεται στο συντελεστή ποιότητας των μεμονωμένων στοιχείων που απαρτίζουν ένα φίλτρο. Σε αυτή την περίπτωση σε ό,τι αφορά στα πηνία των LC φίλτρων, όσο χαμηλότερο είναι το Q κάθε μεμονωμένου στοιχείου, τόσο μεγαλύτερη θα είναι η απόσβεση του φίλτρου. Ακόμα, για τα μεμονωμένα στοιχεία του φίλτρου χαμηλό Q σημαίνει και μικρότερη καταπίεση στη ζώνη φραγής απ'ότι αν το φίλτρο απαρτιζόταν από στοιχεία με υψηλό Q.
- Shape factor. Μετράει το πόσο απότομα μεταβαίνει η απόκριση πλάτους ενός ζωνοπερατού φίλτρου από τη ζώνη διέλευσης στη ζώνη φραγής, είναι δηλαδή ένα μέτρο του πόσο απότομη είναι η απόκριση πλάτους ενός ζωνοπερατού φίλτρου. Ορίζεται ως ο λόγος του εύρους ζώνης των 60 dB προς το εύρος ζώνης των 3 dB του φίλτρου. Δηλαδή:

Shape factor =
$$BW_{60dB} / BW_{3dB}$$
 (7.10)

Προφανώς, σε ένα ιδανικό φίλτρο το shape factor θα έπαιρνε τη μικρότερη τιμή του, θα ήταν, δηλαδή, ίσο με 1.

Καθυστέρηση ομάδας φίλτρου

Στη συνέχεια αναφέρεται ένα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό ενός φίλτρου, το οποίο αφορά την απόκριση φάσης του φίλτρου: την καθυστέρηση ομάδας.

Ένα σήμα μπορεί να θεωρηθεί ότι αποτελείται από ένα άθροισμα μονοχρωματικών συχνοτήτων, οι οποίες συνθέτουν το φάσμα του. Ένα φίλτρο, ανάλογα με τα χαρακτηριστικά σχεδίασης που έχει, σε κάθε μονοχρωματική συνιστώσα συχνότητα $ω_0$, θα προκαλεί μία μετατόπιση φάσης $β_0$, η οποία μπορεί να εκληφθεί ως χρονική καθυστέρηση, t_{pd}. Η καθυστέρηση αυτή ονομάζεται *phase delay time ή carrier delay time*.

Εάν το φίλτρο προκαλούσε την ίδια χρονική καθυστέρηση σε όλες τις συνιστώσες συχνότητες ενός σήματος, τότε δε θα υπήρχε καμία παραμόρφωση στο φάσμα του σήματος. Στην πραγματικότητα, όμως, δε συμβαίνει κάτι τέτοιο. Το φίλτρο προκαλεί διαφορετική χρονική καθυστέρηση (δηλαδή διαφορετική μετατόπιση φάσης) στις συνιστώσες συχνότητες του σήματος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να αλλάζει ο συσχετισμός φάσεων του μετασχηματισμού Fourier του σήματος και να συμβαίνει παραμόρφωση του σήματος. Αυτό, λοιπόν, που ουσιαστικά ενδιαφέρει είναι η διαφορική χρονική καθυστέρηση (differential group delay) που προκαλεί ένα φίλτρο στις συνιστώσες συχνότητες ενός σήματος και όχι η απόλυτη χρονική καθυστέρηση σε κάθε μία από αυτές.

Η καθυστέρηση ομάδας (group delay) ενός φίλτρου μετράει τη διαφορική χρονική καθυστέρηση που προκαλεί αυτό, δηλαδή προσδιορίζει εάν κάποιες συνιστώσες συχνότητες θα καθυστερήσουν περισσότερο από άλλες και κατά πόσο. Ορίζεται ως η παράγωγος της απόκρισης φάσης του φίλτρου ως προς τη συχνότητα (t_{gd} = $-\partial\beta/\partial\omega$) και μετράται σε nanoseconds. Παράδειγμα της καθυστέρηση ομάδας ενός φίλτρου φαίνεται στο σχήμα 7.6.



ΣΧΗΜΑ 7.8 Η καθυστέρηση ομάδας ενός βαθυπερατού φίλτρου.

Μία επίπεδη καμπύλη για την καθυστέρηση ομάδας σημαίνει ότι όλες οι συνιστώσες συχνότητες ενός σήματος περνάνε από το φίλτρο με την ίδια χρονική καθυστέρηση. Μία ανώμαλη καμπύλη από την άλλη σημαίνει ότι κάποιες συνιστώσες

συχνότητες θα περάσουν από το φίλτρο με μεγαλύτερη χρονική καθυστέρηση. Συνήθως, η καμπύλη της καθυστέρησης ομάδας παρουσιάζει κορυφές (peaks) στην περιοχή της συχνότητας αποκοπής, f_{co}, ενός βαθυπερατού φίλτρου, όπως φαίνεται και στο σχήμα 7.8. Στα ζωνοπερατά φίλτρα οι κορυφές παρουσιάζονται κοντά στα άκρα της ζώνης διέλευσης.

Η καθυστέρηση ομάδας ενός φίλτρου εξαρτάται από την επιλεκτικότητά του. Όσο στενότερη είναι η ζώνη μετάβασης ενός φίλτρου, δηλαδή όσο πιο επιλεκτικό είναι αυτό, τόσο μεγαλύτερες είναι και οι κορυφές της καθυστέρησης ομάδας.

Η παραμόρφωση λόγω καθυστέρησης ομάδας δεν αποτελεί πρόβλημα σε συστήματα που χρησιμοποιούν διαμόρφωση πλάτους. Σε συστήματα, όμως, που χρησιμοποιούν διαμόρφωση φάσης (όπως το σύστημα του επίγειου σταθμού) ή συχνότητας η παραμόρφωση αυτή μπορεί να παραμορφώσει σημαντικά το σήμα.

7.4.1.4 Τύποι φίλτρων ανάλογα με τη μορφή της συνάρτησης μεταφοράς.

Ανάλογα με τη μορφή τη συνάρτησης μεταφοράς τους, υπάρχουν τέσσερις βασικοί τύποι φίλτρων: τα φίλτρα Butterworth, τα φίλτρα Chebychev, τα φίλτρα Bessel και τα ελλειπτικά φίλτρα ή φίλτρα Cauer. Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά κάθε τύπου για το βαθυπερατό μοντέλο, τα οποία είναι εντελώς αντίστοιχα και για τα υψιπερατά, τα ζωνοπερατά και τα ζωνοφρακτικά μοντέλα.

Φίλτρα τύπου Butterworth

Το φίλτρο τύπου Butterworth είναι το πιο κοινό φίλτρο. Στην απλή του μορφή αποτελείται μόνο από πόλους και κανένα μηδενικό. Το σχήμα 7.7 δείχνει την απόκριση πλάτους ενός Butterworth βαθυπερατού φίλτρου, 5 πόλων. Η απεικόνιση στον άξονα της συχνότητας είναι λογαριθμική, ώστε να είναι περισσότερο εμφανή τα χαρακτηριστικά της απόκρισης πλάτους. Η συχνότητα αποκοπής έχει συμβολιστεί ως $f_{c,3dB}$.



ΣΧΗΜΑ 7.9 Η απόκριση πλάτους ενός βαθυπερατού φίλτρου Butterworth, 5 πόλων.

Στο σχήμα 7.9 παρατηρούνται τα ακόλουθα για την απόκριση πλάτους του βαθυπερατού φίλτρου Butterworth. Καταρχάς, στο μεγαλύτερο μέρος της ζώνης διέλευσης το φίλτρο δεν προκαλεί καμία εξασθένιση. Επίσης, σε όλη τη ζώνη διέλευσης η απόκριση πλάτους δεν εμφανίζει καμία κυμάτωση. Καθώς η συχνότητα αυξάνεται, η εξασθένιση του φίλτρου αυξάνεται επίσης, αργά στην αρχή, και στη συνέχεια περισσότερο, καθώς υπερβαίνεται η συχνότητα αποκοπής. Η μετάβαση από τη ζώνη μετάβασης στη ζώνη φραγής είναι ομαλή. Επιπλέον, ότι το φίλτρο αποκτά τον τελικό του ρυθμό αποκοπής σχεδόν αμέσως μετά τη συχνότητα αποκοπής. Γενικά, όλη η απόκριση πλάτους του φίλτρου Butterworth χαρακτηρίζεται από ομαλότητα.

Από ομαλότητα χαρακτηρίζεται η καμπύλη της απόκρισης φάσης και η καμπύλη της καθυστέρησης ομάδας. Η τελευταία παρουσιάζει κορυφή στην περιοχή της συχνότητας αποκοπής.

Εξαιτίας της απλότητάς της, η απόκριση πλάτους του φίλτρου Butterworth θα αποτελέσει μέτρο σύγκρισης για τις αποκρίσεις πλάτους των υπόλοιπων τύπων φίλτρων.

Φίλτρα τύπου Chebychev

Το φίλτρο τύπου Chebychev είναι το δεύτερο πιο κοινό φίλτρο σε χρήση. Όπως και το φίλτρο Butterworth, έτσι και αυτό αποτελείται μόνο από πόλους, οι οποίοι, όμως

είναι διαφορετικά διατεταγμένοι από εκείνους του φίλτρου Butterworth. Στο σχήμα 7.10 φαίνεται η απόκριση πλάτους ενός βαθυπερατού φίλτρου Chebychev, 5 πόλων. Με διακεκομμένη γραμμή σημειώνεται η απόκριση πλάτους του αντίστοιχου (δηλαδή με τον ίδιο αριθμό πόλων και ίδια συχνότητα αποκοπής) φίλτρου Butterworth, ώστε να μπορεί να γίνει σύγκριση.



ΣΧΗΜΑ 7.10 Η απόκριση πλάτους ενός βαθυπερατού φίλτρου Chebychev, 5 πόλων.

Στο παραπάνω σχήμα παρατηρούνται τα ακόλουθα. Καταρχάς, στη ζώνη διέλευσης υπάρχει κυμάτωση. Επίσης, ο αρχικός ρυθμός αποκοπής είναι αρκετά απότομος, πολύ πιο απότομος από τον αντίστοιχο ρυθμό αποκοπής του φίλτρου Butterworth. Για το φαινόμενο αυτό ευθύνεται η ύπαρξη κυμάτωσης στη ζώνη διέλευσης. Γενικά, όσο μεγαλύτερη κυμάτωση επιτρέπεται στη ζώνη διέλευσης, τόσο πιο απότομος είναι ο αρχικός ρυθμός αποκοπής.

Σε ό,τι αφορά τον τελικό ρυθμό αποκοπής, αυτός, όπως έχει αναφερθεί, εξαρτάται από τη διαφορά του αριθμού των πόλων και των μηδενικών. Άρα, καθώς και τα δύο φίλτρα του σχήματος έχουν 5 πόλους (και κανένα μηδενικό) θα έχουν τον ίδιο τελικό ρυθμό αποκοπής, δηλαδή οι αποκρίσεις πλάτους τους από κάποια συχνότητα και μετά θα είναι παράλληλες. Εξαιτίας, όμως, της διαφοράς στον αρχικό ρυθμό αποκοπής, το φίλτρο Chebychev θα καταπιέζει πολύ περισσότερο από το αντίστοιχο Butterworth φίλτρο κάθε συχνότητα στη ζώνη φραγής.

Σε ό,τι αφορά στην απόκριση φάσης και την καθυστέρηση ομάδας, εξαιτίας της σχεδίασης του Chebychev φίλτρου, παρουσιάζουν κυμάτωση. Πιο συγκεκριμένα, η καμπύλη της καθυστέρησης ομάδας παρουσιάζει κορυφές και κοιλάδες με μέγιστη, την κορυφή στη συχνότητα αποκοπής. Η κορυφή αυτή είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη μέγιστη κορυφή του φίλτρου Butterworth.

Καταλήγοντας, το φίλτρο Chebychev είναι περισσότερο επιλεκτικό από το αντίστοιχο φίλτρο Butterworth. Το τελευταίο, όμως, παρουσιάζει καλύτερη συμπεριφορά στη ζώνη διέλευσης και καλύτερα χαρακτηριστικά ως προς την καθυστέρηση ομάδας.

Φίλτρα τύπου Bessel



ΣΧΗΜΑ 7.11 Η απόκριση πλάτους ενός βαθυπερατού φίλτρου Bessel, 5 πόλων.

Τα φίλτρα τύπου Bessel αποτελούνται και αυτά μόνο από πόλους. Όπως φαίνεται στο σχήμα 7.11 η απόκριση πλάτους του φίλτρου Bessel εμφανίζει φτωχή επιλεκτικότητα, πολύ μικρότερη από εκείνη του αντίστοιχου Butterworth. Γενικά, η απόκριση πλάτους του φίλτρου Bessel χαρακτηρίζεται από μεγάλη ομαλότητα. Όμως, το φίλτρο Butterworth εμφανίζει μικρότερη εξασθένιση στη ζώνη διέλευσης και μεγαλύτερη εξασθένιση στη ζώνη φραγής. Να σημειωθεί ότι και οι τρεις τύποι φίλτρων που έχουμε εξετάσει έχουν τον ίδιο τελικό ρυθμό αποκοπής.

Εκεί που υπερέχει το φίλτρο Bessel έναντι όλων των άλλων είναι στα χαρακτηριστικά φάσης και καθυστέρησης ομάδας. Σε όλη τη ζώνη διέλευσης η απόκριση φάσης είναι εξαιρετικά γραμμική και η καμπύλη της καθυστέρησης ομάδας επίπεδη, για να μειωθεί ομαλά μετά τη συχνότητα αποκοπής μέχρι το μηδέν. Γενικά, το φίλτρο Bessel εμφανίζει άριστη συμπεριφορά ως προς τα μεταβατικά φαινόμενα.

Τα φίλτρα Bessel είναι ιδανικά για την επεξεργασία παλμών.

Ελλειπτικά φίλτρα (φίλτρα Cauer)

Τα ελλειπτικά φίλτρα, εν αντιθέσει με τα υπόλοιπα φίλτρα που εξετάστηκαν, εμφανίζουν πόλους και μηδενικά. Τα φίλτρα που αποτελούνται μόνο από πόλους εμφανίζουν μεγάλη εξασθένιση στη ζώνη φραγής, αλλά η μετάβαση από τη ζώνη διέλευσης στη ζώνη φραγής δεν είναι πάντα όσο απότομη θα απαιτούσαν κάποιες εφαρμογές. Ως προς αυτό τα χαρακτηριστικό υπερέχουν τα ελλειπτικά φίλτρα.

Τα ελλειπτικά φίλτρα ή φίλτρα Cauer, χαρακτηρίζονται από εξαιρετικά απότομη μετάβαση από τη ζώνη διέλευσης στη ζώνη φραγής στην απόκριση πλάτους τους. Ως αντιστάθμισμα αυτής της ιδιότητας, στη ζώνη φραγής η απόκριση πλάτους τους εμφανίζει μεγάλες κυματώσεις, με αποτέλεσμα η καταπίεση που επιτυγχάνεται να μην είναι ιδιαίτερα μεγάλη. Η ζώνη διέλευσης των ελλειπτικών φίλτρων μπορεί να εμφανίζει και αυτή κυμάτωση, αλλά μπορεί να είναι και επίπεδη. Στο σχήμα 7.12 φαίνεται η απόκριση πλάτους ενός βαθυπερατού ελλειπτικού φίλτρου πέντε πόλων και τεσσάρων μηδενικών. Με διακεκομμένη γραμμή σημειώνεται η απόκριση πλάτους που ίδιο αριθμό πόλων και την ίδια συχνότητα αποκοπής) φίλτρου Butterworth.



ΣΧΗΜΑ 7.12 Η απόκριση πλάτους ενός βαθυπερατού ελλειπτικού φίλτρου, 5 πόλων και 4 μηδενικών.

Σε ότι αφορά τον τελικό ρυθμό αποκοπής, επειδή το φίλτρο αποτελείται και από μηδενικά αυτός θα είναι αρκετά μικρότερος από εκείνο των φίλτρων που έχουν μόνο πόλους.

Η απόκριση συχνότητας και η καθυστέρηση ομάδας για τα ελλειπτικά φίλτρα, στην περιοχή της συχνότητας αποκοπής παρουσιάζουν έντονη μεταβολή. Στην περιοχή αυτή, σε σχέση με τους άλλους τύπους φίλτρων, τα ελλειπτικά φίλτρα παρουσιάζουν τη μεγαλύτερη καθυστέρηση ομάδας.

Εξαιτίας των χαρακτηριστικών τους, τα ελλειπτικά φίλτρα χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές όπου απαιτείται μεγάλη εξασθένηση κοντά στη ζώνη διέλευσης.

Σύγκριση τύπων φίλτρων

Από τα φίλτρα που αποτελούνται μόνο από πόλους το φίλτρο Chebychev είναι το πιο επιλεκτικό. Ακολουθεί το φίλτρο Butterworth και τελευταίο βρίσκεται το φίλτρο Bessel. Και τα τρία φίλτρα έχουν τον ίδιο τελικό ρυθμό αποκοπής. Η σειρά σε ό,τι αφορά την απόκριση φάσης και την καθυστέρηση ομάδας (για τα φίλτρα που αποτελούνται μόνο από πόλους) είναι αντίστροφη. Δηλαδή, την καλύτερη συμπεριφορά την έχει το φίλτρο Bessel, ακολουθεί το Butterworth και τελευταίο είναι το Chebychev. Εντάσσοντας στη σύγκριση και τα ελλειπτικά φίλτρα πρέπει να σημειωθεί ότι η απόκριση πλάτους τους απευθύνεται σε εφαρμογές όπου ενδιαφέρει μεγάλη καταπίεση ακριβώς μετά τη ζώνη διέλευσης, ενώ σε πιο υψηλές ή χαμηλές συχνότητες η εξασθένηση μπορεί να μην είναι αρκετά μικρότερος από των υπολοίπων, ενώ παρουσιάζουν τη μεγαλύτερη καθυστέρηση ομάδας από όλους τους τύπους.

7.4.1.5 Τάξη φίλτρων.

Η τάξη ενός φίλτρου ισούται με τον αριθμό των πόλων του. Όσο μεγαλύτερη είναι η τάξη ενός φίλτρου τόσο περισσότερα κυκλώματα απαιτούνται για την υλοποίησή του και άρα τόσο μεγαλύτερη είναι η απόσβεση του φίλτρου. Καθώς μεγαλύτερη τάξη σε ένα φίλτρο σημαίνει και μεγαλύτερη επιλεκτικότητα (για την ίδια ζώνη διέλευσης), γίνεται σαφές ότι υπάρχει ένα trade-off μεταξύ επιλεκτικότητας και απόσβεσης.

Επίσης, μεγαλύτερη τάξη σε ένα φίλτρο σημαίνει και μεγαλύτερη πολυπλοκότητα ως προς την υλοποίηση και, συνήθως, μεγαλύτερο κόστος.

7.4.1.6 Εύρος ζώνης θορύβου

Η τελική ευαισθησία ενός δέκτη και το επίπεδο θορύβου είναι μεγέθη απόλυτα εξαρτημένα από το εύρος ζώνης θορύβου του τελευταίου ΙΓ φίλτρου στην αλυσίδα ενός δέκτη. Το εύρος ζώνης θορύβου είναι παράμετρος των φίλτρων. Είναι αυτό που καθορίζει το επίπεδο της ισχύος θορύβου που ένα φίλτρο θα αφήσει να περάσει βάσει της μορφής της ζώνης διέλευσής του. Παρότι το εύρος ζώνης ως έννοια αφορά όλα τα είδη φίλτρων, χρησιμοποιείται κυρίως για τα ζωνοπερατά φίλτρα.

Το εύρος ζώνης θορύβου ενός φίλτρου είναι το εύρος ζώνης B_N ενός ιδανικού (τετραγωνικού φίλτρου), ίδιας απόσβεσης με το μη ιδανικό φίλτρο, το οποίο επιτρέπει τη διέλευση του ίδιου ποσού ισχύος θορύβου με το μη ιδανικό φίλτρο. Δηλαδή, στο φορτίο R_L που είναι συνδεδεμένο στην έξοδο του φίλτρου θα αποδίδεται και στις δύο περιπτώσεις (του ιδανικού και του μη ιδανικού φίλτρου) η ίδια ισχύς θορύβου.

Για μεγέθη ισχύος, το εύρος ζώνης θορύβου δίνεται από τη σχέση:

$$B_{N}(Hz) = 1/H_{pk} \int_{0}^{\infty} H(j\omega) \partial f$$
(7.10)

όπου H($j\omega$) και H_{pk} οι αποκρίσεις πλάτους ενός αυθαίρετου ζωνοπερατού φίλτρου και του αντίστοιχου ιδανικού φίλτρου.

Συχνά το εύρος ζώνης θορύβου οποιουδήποτε αυθαίρετου ζωνοπερατού φίλτρου προσεγγίζεται από το εύρος 3-dB του φίλτρου. Στην πραγματικότητα, το εύρος ζώνης θορύβου βρίσκεται, συνήθως, κάπου μεταξύ του εύρους ζώνης 3-dB και του εύρους ζώνης 6-dB. Η ακριβής σχέση του εύρους ζώνης θορύβου με το εύρος ζώνης 3-dB εξαρτάται από την τάξη του φίλτρου, καθώς και από τον τύπο του(Chebychev, Butterworth κτλ.). Στο σχήμα 7.13 φαίνεται αυτή η σχέση για φίλτρα διαφόρων τύπων και τάξεων.


ΣΧΗΜΑ 7.13 Το εύρος ζώνης θορύβου για διάφορα ζωνοπερατά φίλτρα.

7.4.1.7 Γραμμικότητα φίλτρων.

Σε σχέση με τη γραμμικότητα των υπόλοιπων στοιχείων που απαρτίζουν ένα σύστημα (π.χ. ενισχυτές, μίκτες κτλ.) η γραμμικότητα των φίλτρων είναι κατά πολύ μεγαλύτερη. Κατά τον υπολογισμό του συνολικού σημείου σύμπτυξης 3^{ης} τάξης εισόδου ενός συστήματος, το σημείο IIP3 των φίλτρων τίθεται, συνήθως, από +40 dBm έως +100 dBm. Τα διάφορα προγράμματα προσομοίωσης συστημάτων (π.χ. ADS) θεωρούν τα φίλτρα ιδανικά γραμμικά με σημείο σύμπτυξης στο άπειρο.

7.4.1.8 Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου φίλτρων.

Για να μη χάνεται μέρος της ισχύος που μεταφέρεται από το ένα στοιχείο στο άλλο, θα πρέπει η αντίσταση εξόδου του φίλτρου να είναι ίδια με την αντίσταση εισόδου του επόμενου σταδίου της αλυσίδας του συστήματος και ταυτόχρονα, η αντίσταση εισόδου του φίλτρου θα πρέπει να είναι η ίδια με την αντίσταση εξόδου του προηγούμενου σταδίου. Στην πράξη, εξαιτίας της υλοποίησης, απόλυτη προσαρμογή δεν είναι δυνατή. Επομένως, επιθυμείται οι τιμές των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου του φίλτρου να βρίσκονται όσο το δυνατόν πλησιέστερα στις αντιστάσεις των στοιχείων με τα οποία είναι συνδεδεμένο.

Πέρα από απώλεια ισχύος η μη καλή προσαρμογή των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου του φίλτρου μπορεί να προκαλέσει αλλαγές στην απόκριση πλάτους του φίλτρου με την εμφάνιση σημαντικής κυμάτωσης και απόσβεσης, τόσο στη ζώνη διέλευσης, όσο και στη ζώνη φραγής.

Η προσαρμογή των αντιστάσεων μεταξύ των στοιχείων εκφράζεται συνήθως μέσω του λόγου στασίμων κυμάτων (VSWR) ή της επιστρεφόμενης απώλειας (return loss), όροι που χρησιμοποιούνται εντελώς ισοδύναμα και υπάρχουν πίνακες αντιστοιχίας μεταξύ των τιμών τους. Ως επιστρεφόμενη απώλεια ορίζεται η μέτρηση, εκφραζόμενη σε dB, της διαφοράς μεταξύ της ισχύος του σήματος που οδηγείται στην είσοδο του φίλτρου και της ισχύος που επιστρέφεται ή αντανακλάται από την είσοδο προς τα πίσω. Τα περισσότερα φίλτρα μπορούν πολύ εύκολα να σχεδιαστούν με μία επιστρεφόμενη απώλεια της τάξης των 10dB ή μεγαλύτερη.

7.4.1.9 Τεχνολογίες υλοποίησης φίλτρων.

Υπάρχουν διάφορες τεχνολογίες υλοποίησης φίλτρων. Κάθε τεχνολογία αφορά διαφορετική ζώνη συχνοτήτων, όπου χρησιμοποιείται συχνότερα εξαιτίας του μεγέθους, της τιμής και της απόδοσης των φίλτρων που παράγει. Οι κυριότερες τεχνολογίες φίλτρων που χρησιμοποιούνται στην πράξη είναι οι ακόλουθες:

- Διακριτά LC Φίλτρα
- Κρυσταλλικά Φίλτρα
- Κατανεμημένα Φίλτρα
- Φίλτρα Κοιλότητας
- Φίλτρα Ceramic Resonator
- SAW Φίλτρα
- Κεραμικά Φίλτρα

Διακριτά LC Φίλτρα

Τα διακριτά LC φίλτρα είναι πολύ διαδεδομένα στη βιομηχανία κατασκευής φίλτρων, καθώς μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε διάφορες εφαρμογές, κατασκευάζονται εύκολα και η λειτουργία τους είναι αρκετά προβλέψιμη. Επιπλέον, τα LC φίλτρα έχουν χαμηλό κόστος.

Τα φίλτρα αυτά λειτουργούν στο εύρος συχνοτήτων 1kHz – 10 GHz. Όμως, όσο αυξάνει η συχνότητα τόσο αυξάνει και η δυσκολία στην υλοποίηση. Τα LC φίλτρα είναι μικρότερα στο μέγεθος, αλλά μεγαλύτερης απόσβεσης, από τα φίλτρα κατανεμημένων στοιχείων και δεν παράγουν ανωφελείς αποκρίσεις, οι οποίες αποτελούν σημαντικό μειονέκτημα στα κρυσταλλικά φίλτρα. Όμως, τα LC φίλτρα δεν έχουν την ευστάθεια ή τον υψηλό συντελεστή ποιότητας των κρυσταλλικών φίλτρων ή των φίλτρων κατανεμημένων στοιχείων, γεγονός που τα κάνει ακατάλληλα για εφαρμογές πολύ στενού εύρους ζώνης.

Κρυσταλλικά Φίλτρα

Οι συντονιστές (resonators) των κρυσταλλικών φίλτρων (crystal filters) αποτελούνται από κρυστάλλους χαλαζία (quartz). Τα κρυσταλλικά φίλτρα χαρακτηρίζονται από πολύ μικρή απόσβεση (άρα μπορεί να επιτευχθεί υψηλός συντελεστής ποιότητας) και από υψηλή ευστάθεια. Έτσι, μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ζωνοπερατές ή ζωνοφρακτικές εφαρμογές πολύ στενού εύρους ζώνης, εισάγοντας ταυτόχρονα χαμηλή απόσβεση. Εξαιτίας, όμως, του τρόπου υλοποίησής τους τα κρυσταλλικά φίλτρα εμφανίζουν ανωφελείς αποκρίσεις, ακόμα και σε συχνότητες ελαφρώς υψηλότερες από την ζώνη συχνοτήτων. Εμφανίζουν, δηλαδή συντονισμούς και σε άλλες συχνότητες. Τα κρυσταλλικά φίλτρα χρησιμοποιούνται για συχνότητες από 10 kHz έως και υψηλότερα από 400 MHz.

Υπάρχουν δύο είδη κρυσταλλικών φίλτρων: τα μονολιθικά και τα διακριτά κρυσταλλικά φίλτρα. Στα μονολιθικά κρυσταλλικά φίλτρα τα στοιχεία συντονισμού κατασκευάζονται στο ίδιο κομμάτι χαλαζία, ενώ στα διακριτά κρυσταλλικά φίλτρα συσκευάζονται ξεχωριστά και στη συνέχεια ενώνονται για να δημιουργήσουν το φίλτρο.

Εξαιτίας του τρόπου υλοποίησής τους, τα μονολιθικά κρυσταλλικά φίλτρα είναι συνήθως μικρότερα και χαμηλότερου κόστους από τα διακριτά κρυσταλλικά φίλτρα. Επίσης, είναι πιο αξιόπιστα, έχουν μεγαλύτερη ευστάθεια και μικρότερη επίπεδη απόσβεση από τα διακριτά.

Τα διακριτά κρυσταλλικά φίλτρα εμφανίζουν καλύτερα χαρακτηριστικά χειρισμού ισχύος από τα μονολιθικά κρυσταλλικά φίλτρα και αποτελούν, συνήθως, καλύτερη επιλογή για εφαρμογές πολύ στενού ή πολύ μεγάλου εύρους ζώνης. Επίσης, επιτρέπουν μεγαλύτερη ευελιξία, σε ό,τι αφορά την επιλογή τοπολογίας του δικτύου (π.χ. σχεδίαση δικτύου με έντονα ασύμμετρη απόδοση).

Κεραμικά Φίλτρα

Τα κεραμικά φίλτρα (ceramic filters) μοιάζουν πολύ με τα κρυσταλλικά φίλτρα. Τα στοιχεία συντονισμού υλοποιούνται με πιεζοηλεκτρικά υλικά, παρόλο που οι συντελεστές ποιότητας των κεραμικών υλικών είναι πολύ μικρότεροι από εκείνους του χαλαζία. Τα κεραμικά φίλτρα υπερτερούν έναντι των υπολοίπων σε χαμηλό κόστος και μικρό μέγεθος. Κατασκευάζονται κυρίως για ασύρματα τερματικά και αποτελούν τη βέλτιστη επιλογή για εφαρμογές με συγκεκριμένη κεντρικής συχνότητα και συγκεκριμένο εύρος ζώνης. Οι συχνότητες λειτουργίας τους μπορεί να είναι από λίγα kHz, έως πολλά GHz.

Φίλτρα Κοιλότητας

Στα φίλτρα κοιλότητας (cavity filters), η LC δομή συντονισμού ενός διακριτού φίλτρου αντικαθίσταται από μία κοιλότητα συντονισμού. Η ενέργεια περνάει από κοιλότητα σε κοιλότητα έχοντας τοποθετήσει ανοίγματα μεταξύ των κοιλοτήτων. Η κεντρική συχνότητα του φίλτρου είναι αντιστρόφως ανάλογη με το μέγεθος της κοιλότητας, ενώ το εύρος ζώνης του φίλτρου είναι ανάλογο με το μέγεθος του ανοίγματος μεταξύ των κοιλοτήτων. Έτσι, το όριο στην κεντρική συχνότητα, το εύρος ζώνης και την ευστάθεια του φίλτρου σχετίζεται άμεσα με τις κατασκευαστικές αντοχές και τη μηχανική ευστάθεια έναντι του χρόνου και της θερμοκρασίας.

Τα φίλτρα κοιλότητας εμφανίζουν υψηλότερους συντελεστές ποιότητας και άρα μεγαλύτερη επιλεκτικότητα από τα LC φίλτρα. Επίσης, τείνουν να είναι

183

περισσότερο ευσταθή από τα τελευταία. Εμφανίζουν σχετικά χαμηλή απόσβεση και μπορούν να κατασκευαστούν για συχνότητες από DC έως 50 GHz.

Φίλτρα Ceramic Resonator

Τα φίλτρα ceramic resonator είναι όμοια με τα φίλτρα κοιλότητας, με τη μόνη διαφορά ότι η κοιλότητα είναι γεμισμένη με διηλεκτρικό υλικό προκειμένου να μειωθεί το μέγεθος του συντονιστή. Οι συντονιστές ενώνονται μεταξύ τους είτε με την ίδια τεχνική που χρησιμοποιείται στα φίλτρα κοιλότητας είτε με εξωτερικές συνδέσεις. Η ύπαρξη διηλεκτρικού αυξάνει την απόσβεση των φίλτρων και την κάνει μεγαλύτερη από την απόσβεση των φίλτρων κοιλότητας. Κάποια φίλτρα ceramic resonator μπορούν να ρυθμιστούν κατάλληλα με μετακίνηση μιας διηλεκτρικής ακίδας μέσα και έξω από την κοιλότητα συντονισμού. Τα φίλτρα ceramic resonator χρησιμοποιούνται πολύ συχνά ως RF φίλτρα προεπιλογής σε κινητές τηλεφωνικές συσκευές και σε ασύρματα τοπικά δίκτυα.

Φίλτρα SAW (Surface Acoustic Wave)

Τα φίλτρα SAW μετατρέπουν το σήμα εισόδου σε ακουστική κυματομορφή και στη συνέχεια την διοχετεύουν σε ένα κρυσταλλικό μέσο. Η απόκριση του φίλτρου εξαρτάται από τη δομή που χρησιμοποιείται για τη διοχέτευση και τη συλλογή της ακουστικής ενέργειας. Καθώς οι δομές αυτές εναποτίθενται απευθείας πάνω στο κρυσταλλικό μέσο, ο σχεδιαστής είναι αυτός που καθορίζει τις ιδιότητες του φίλτρου.

Τα SAW φίλτρα μπορούν να αντικαταστήσουν τα LC φίλτρα σε διάφορες εφαρμογές, από 20 MHz έως 1 GHz, όμως, συνήθως, εμφανίζουν πολύ μεγάλη απόσβεση (6-25 dB). Πάντως, τα SAW φίλτρα έχουν το μικρότερο shape factor, δηλαδή την πιο απότομη απόκριση πλάτους, από όλα τα άλλα είδη φίλτρων. Ταυτόχρονα, όμως, η καμπύλη της καθυστέρησης ομάδας στη ζώνη διέλευσης παρουσιάζει μεγάλες κυματώσεις.

Με τα SAW φίλτρα μπορούν να υλοποιηθούν εξεζητημένες ανάγκες σχεδίασης. Γενικά, η υλοποίηση ενός custom-made SAW φίλτρου μπορεί να είναι δαπανηρή και χρονοβόρα.

Κατανεμημένα φίλτρα

Τα κατανεμημένα φίλτρα (distributed filters) αποτελούνται από μικροταινίες τοποθετημένες πάνω σε ένα διηλεκτρικό υπόστρωμα –ένα pc board. Τα φίλτρα αυτά λειτουργούν ως φίλτρα στενής ή ευρείας ζώνης σε συχνότητες από 500 MHz έως 40 GHz. Είναι χαμηλού κόστους και έχουν υψηλά Q σε υψηλές συχνότητες. Ανάλογα με τη συχνότητα και την εφαρμογή μπορεί να καταλάβουν αρκετό χώρο πάνω σε μία πλακέτα.

7.4.2 Βασικά Ζητήματα Επιλογής Φίλτρων.

Προηγουμένως, εξετάστηκαν τα βασικά θέματα που σχετίζονται με τα φίλτρα. Πριν γίνει επιλογή συγκεκριμένων φίλτρων για το σύστημα, θα εξεταστούν δύο βασικά θέματα που σχετίζονται με τη συμπεριφορά των φίλτρων, τα οποία αποτελούν βασικά ζητούμενα για την απόδοσή τους στο σύστημα: η επιλεκτικότητα και η απόσβεση.

7.4.2.1 Επιλεκτικότητα φίλτρων

Η επιλεκτικότητα είναι ένα από τα κύρια ζητούμενα στη συμπεριφορά των φίλτρων. Εξαρτάται από τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Από το %BW_{3dB} ή ισοδύναμα από το συντελεστή ποιότητας Q του φίλτρου. Όσο μικρότερο είναι το εύρος ζώνης των 3 dB σε σχέση με την κεντρική συχνότητα του φίλτρου και άρα όσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής ποιότητας του φίλτρου, τόσο περιορίζονται τα σήματα που το φίλτρο αφήνει να περάσουν και τόσο συντομότερα αρχίζει η αποκοπή των υπολοίπων ανεπιθύμητων σημάτων.
- Από τον τύπο του φίλτρου (Chebychev, Butterworth κτλ). Για την ίδια ζώνη διέλευσης (δηλαδή, το ίδιο %BW_{3dB} ή το ίδιο Q), οι διάφοροι τύποι φίλτρων παρουσιάζουν διαφορετική επιλεκτικότητα, που σημαίνει ότι την ίδια συχνότητα

στη ζώνη μετάβασης ή αποκοπής την καταπιέζουν λιγότερο ή περισσότερο. Εάν εξαιρεθούν τα φίλτρα Cauer που αφορούν συγκεκριμένες εφαρμογές, τα πιο επιλεκτικά είναι τα φίλτρα Chebychev.

- Από την τάξη του φίλτρου. Για τους διάφορους τύπους φίλτρων η επιλεκτικότητα μεγαλώνει, όσο μεγαλώνει και η τάξη του φίλτρου. Για παράδειγμα, για την ίδια ζώνη διέλευσης, ένα φίλτρο Chebychev 5^{ης} τάξης είναι περισσότερο επιλεκτικό από ένα φίλτρο Chebychev 3^{ης} τάξης.
- Από την τεχνολογία υλοποίησης του φίλτρου. Κάποιες τεχνολογίες κατασκευής φίλτρων παρουσιάζουν πιο απότομη απόκριση πλάτους σε σχέση με τις υπόλοιπες (π.χ. SAW φίλτρα). Επιπλέον, εξαιτίας της μικρής απόσβεσης που συναντάται σε κάποιες τεχνολογίες είναι δυνατό να επιτευχθούν μεγαλύτερα Q και άρα μεγαλύτερες επιλεκτικότητες.

7.4.2.2 Ο κυρίαρχος συμβιβασμός στη συμπεριφορά των φίλτρων.

Κατά την εξαγωγή των προδιαγραφών ενός φίλτρου πρέπει να ληφθεί υπόψη ένα βασικό trade-off μεταξύ δύο πολύ βασικών του χαρακτηριστικών: της επιλεκτικότητας και της απόσβεσης. Για να γίνει κατανοητό αυτό το trade-off θα εξεταστούν τα χαρακτηριστικά από τα οποία εξαρτάται η απόσβεση ενός φίλτρου. Αυτή εξαρτάται:

- Από το %BW ή ισοδύναμα από το συντελεστή ποιότητας του φίλτρου. Όσο μικρότερο είναι το εύρος ζώνης του φίλτρου σε σχέση με την κεντρική συχνότητα ή όσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής ποιότητας ενός φίλτρου, τόσο μεγαλύτερη είναι η απόσβεση που εισάγει το φίλτρο.
- Από την τάξη του φίλτρου. Όσο μεγαλύτερη είναι η τάξη ενός φίλτρου, τόσο μεγαλύτερη είναι η απόσβεση που εισάγει το φίλτρο στο σύστημα. Αυτό συμβαίνει γιατί μεγαλύτερη τάξη ισοδυναμεί με περισσότερα τμήματα για την κατασκευή του φίλτρου.
- Από την τεχνολογία κατασκευής του φίλτρου. Για παράδειγμα, τα φίλτρα κοιλότητας, εμφανίζουν εγγενώς μικρή απόσβεση, μικρότερη από εκείνη των

φίλτρων ceramic resonator, ενώ τα SAW φίλτρα εμφανίζουν σχετικά μεγάλη απόσβεση.

Επομένως, τα χαρακτηριστικά εκείνα που κάνουν ένα φίλτρο περισσότερο επιλεκτικό, ταυτόχρονα αυξάνουν την απόσβεσή του. Άρα, υπάρχει το trade-off:

Απόσβεση - Επιλεκτικότητα

7.4.3 Επιλογή RF Φίλτρου.

7.4.3.1 Προδιαγραφές RF φίλτρου.



Στο σχήμα 7.14 φαίνεται το περιβάλλον παρεμβολής του RF φίλτρου, βάσει όσων συζητήθηκαν προηγουμένως σε αυτό το κεφάλαιο. Επίσης, φαίνεται και ο ρόλος του RF φίλτρου. Επειδή η κεντρική συχνότητα του RF φίλτρου είναι τα 2,25 GHz, δεν είναι δυνατόν το Q του φίλτρου αυτού να είναι όσο μεγάλο θα ήταν το επιθυμητό, γιατί κάτι τέτοιο, εκτός του ότι θα ισοδυναμούσε με πολύ μεγάλη απόσβεση, θα αντιστοιχούσε σε μη υλοποιήσιμο φίλτρο (%BW \cong 0,02).

Από το RF φίλτρο ζητούνται τα ακόλουθα:

- Εισάγοντας επιτρεπτή απόσβεση για το σύστημα, να κάνει μία όσο το δυνατόν καλύτερη πρώτη επιλογή συχνοτήτων.
- Να καταπιέζει σε κάποιο βαθμό τη συχνότητα half-IF.
- Να καταπιέζει σε κάποιο βαθμό τη συχνότητα ειδώλου.
- Να καταπιέζει σε κάποιο βαθμό τις υπόλοιπες ανωφελείς αποκρίσεις.
- Να καταπιέζει σε κάποιο βαθμό τυχόν διαρροή του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, που είναι συνδεδεμένος με το μίκτη, προς την κεραία.
- Όλα τα παραπάνω να πραγματοποιούνται με την ελάχιστη δυνατή παραμόρφωση του σήματος από φίλτρο.
- Το κόστος του RF φίλτρου να είναι λογικό.

Βάσει των παραπάνω, θα γίνει εξαγωγή των βασικών προδιαγραφών του RF φίλτρου.

 Κεντρική Συχνότητα. Καταρχάς, η κεντρική συχνότητα του φίλτρου είναι η RF συχνότητα λειτουργίας του συστήματος. Αυτή είναι η πρώτη προδιαγραφή για το RF φίλτρο. Δηλαδή:

$$f_c = 2,25 \text{ GHz}$$

Απόσβεση. Η δεύτερη προδιαγραφή για το φίλτρο είναι η απόσβεση. Επειδή το φίλτρο είναι παθητικό στοιχείο, η απόσβεσή του θα ισούται με το συντελεστή θορύβου του. Όπως φαίνεται στη σχέση (7.2) η οποία δίνει το συνολικό συντελεστή θορύβου του δέκτη, η απόσβεση του φίλτρου προστίθεται απευθείας στον υπόλοιπο συνολικό συντελεστή θορύβου του δέκτη. Επειδή για αυτόν θα πρέπει ναι σχύει NF ≤ 4,6 dB, μια λογική τιμή για την απόσβεση του φίλτρου είναι 1,5 dB. Δηλαδή:

$$IL = 1,5 dB$$

Η τελευταία προδιαγραφή αποτελεί και βασικό περιορισμό. Δηλαδή, μπορούμε να συμβιβαστούμε με οποιαδήποτε λογική επιλεκτικότητα του φίλτρου,

η προδιαγραφή για την απόσβεσή του, όμως, θα πρέπει να ικανοποιείται οπωσδήποτε. Να σημειωθεί ότι τα 1,5 dB αποτελούν τη μέγιστη τιμή για την απόσβεση.

 Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου. Εφόσον το σύστημα του δέκτη είναι 50 Ω, για τις αντιστάσεις του φίλτρου θα ισχύει:

> Αντίσταση Εισόδου: 50 Ω Αντίσταση Εξόδου: 50 Ω

 Λόγος στάσιμων κυμάτων (VSWR). Για να μην υπάρξει ουσιαστική απώλεια ισχύος ή σημαντική παραμόρφωση στις αποκρίσεις πλάτους του φίλτρου, θα πρέπει να ισχύει:

Η τελευταία σχέση αντιστοιχεί σε return loss >10 dB. Μία λογική τιμή για το λόγο στάσιμων κυμάτων είναι το VSWR $\cong 1.5:1$

Μέγιστη καταπίεση (Ultimate rejection). Η μέγιστη καταπίεση που θα πρέπει να επιτυγχάνει το Rf φίλτρο στην πράξη, θέλουμε να είναι περίπου 60 dB. Δηλαδή:

Ultimate rejection
$$\cong 60 \text{ dB}$$

Σε ότι αφορά στην επιλεκτικότητα του φίλτρου, με δεδομένη την τιμή της απόσβεσης και το κόστος (χαμηλό), θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερη, ώστε να καταπιέζονται όσο το δυνατόν περισσότερα ανεπιθύμητα σήματα στο περιβάλλον του δέκτη.

Επιπλέον, επιθυμούνται η καταπίεση σε κάποιο βαθμό της συχνότητας half-IF, της συχνότητας ειδώλου και του τυχόν σήματος διαρροής από τον τοπικό ταλαντωτή.

Επιλογή τύπου φίλτρου

Από τους διαφόρους τύπους φίλτρων που παρουσιάστηκαν σε αυτό το κεφάλαιο δύο είναι οι τύποι που ενδιαφέρουν: τα φίλτρα Chevychev και τα φίλτρα Butterworth. Εκ των δύο, τα φίλτρα Chebychev είναι, για το ίδιο %BW, περισσότερο επιλεκτικά. Επομένως, με τον ίδιο αριθμό πόλων, δηλαδή την ίδια τάξη και την ίδια απόσβεση, με τα φίλτρα Chebychev επιτυγχάνεται μεγαλύτερη επιλεκτικότητα. Επιπλέον, τα φίλτρα Chebychev υλοποιούνται από όλους σχεδόν τους κατασκευαστές φίλτρων. Επομένως, κρατώντας την κυμάτωση σε κάποιο ανεκτό επίπεδο, ο τύπος Chebychev είναι η καλύτερη επιλογή για το RF φίλτρο.

Οι τύποι Bessel και Cauer απορρίφθηκαν, γιατί ο πρώτος παρουσιάζει ελάχιστη επιλεκτικότητα, ενώ ο δεύτερος δεν παρουσιάζει μεγάλη καταπίεση στη ζώνη φραγής. Επιπλέον, δεν υλοποιούνται από πολλούς κατασκευαστές φίλτρων.

Αφού επιλέχθηκε ο τύπος Chebychev, θα πρέπει να οριστεί η μέγιστη κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης. Να σημειωθεί ότι υπάρχει trade-off μεταξύ της κυμάτωσης και του αρχικού ρυθμού αποκοπής της απόκρισης πλάτους του φίλτρου: όσο μεγαλύτερη είναι η κυμάτωση τόσο πιο απότομος είναι ο αρχικός ρυθμός αποκοπής. Έχοντας αυτό κατά νου, καθώς και την ανάγκη για όσο το δυνατό μικρότερη παραμόρφωση του σήματος, ορίζονται ως μέγιστη επιτρεπόμενη κυμάτωση τα 0,5 dB.

Συμπερασματικά:

Προτεινόμενος τύπος φίλτρου: Chebychev

Μέγιστη αποδεκτή κυμάτωση: 0,5 dB

Επιλογή τάξης και %BW φίλτρου

Μετά από έρευνα προέκυψε ότι ένα φίλτρο Chebychev με %BW_{3dB} = 5 και τάξης 5^{ης} ικανοποιεί την προδιαγραφή της απόσβεσης και εμφανίζει καλά χαρακτηριστικά καταπίεσης. Επιπλέον, τόσο η 5^η τάξη, όσο και το 5% του εύρους ζώνης αποτελούν συνήθεις παραμέτρους υλοποίησης φίλτρων Chebychev από τους κατασκευαστές φίλτρων.

Προσομοιώσεις που έγιναν στο πρόγραμμα ADS έδειξαν ότι ένα φίλτρο Chebychev με κυμάτωση 0,5 dB, 5^{ης} τάξης και 5% BW παρουσιάζει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά καταπίεσης:

- Καταπίεση 40 dB: στη συχνότητα 2140 MHz.
- Καταπίεση 60 dB: στη συχνότητα 2000 MHz.
- Καταπίεση της συχνότητας half-IF κατά 18,3 dB.
- Καταπίεση της συχνότητας ειδώλου κατά 60 dB.

Η επιλεκτικότητα του RF φίλτρου είναι ικανοποιητική. Βέβαια, κατά την υλοποίηση του φίλτρου στην πράξη μπορεί να υπάρξουν διαφοροποιήσεις. Εάν κάποιο από τα παραπάνω (σχεδιαστικά) χαρακτηριστικά καταπίεσης δεν ικανοποιείται απόλυτα -δεδομένης της απόσβεσης και του κόστους- θα υπάρξει ανεκτικότητα, καθώς την ουσιαστική καταπίεση της συχνότητας ειδώλου και την καταπίεση σε κάποιο βαθμό της συχνότητας half-IF θα τις κάνει το image-reject φίλτρο.

Επομένως:

Tάξη φίλτρου : 5^{η} % BW_{3dB} = 5

Το ποσοστιαίο εύρος ζώνης που επιλέχθηκε αντιστοιχεί σε συντελεστή ποιότητας Q = 20 και σε εύρος ζώνης $BW_{3dB} = 112.5$ MHz.

Σύνοψη χαρακτηριστικών RF φίλτρου

Βάσει όλων των προηγούμενων, στον πίνακα 7.2 συνοψίζονται τα επιθυμητά χαρακτηριστικά του RF φίλτρου.

| Παράμετρος | Τιμή |
|--------------------------------------|-----------------------|
| Κεντρική Συχνότητα (f _c) | 2250 MHz |
| Απόσβεση (IL) | \leq 1,5 dB |
| Τύπος | Chebychev |
| Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple) | 0,5 dB |
| Τάξη | 5 |
| Εύρος ζώνης (BW _{3db}) | 5% |
| Μέγιστη καταπίεση | $\cong 60 \text{ dB}$ |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| VSWR | < 2.0:1 |

Πίνακας 7.2 Βασικές προδιαγραφές RF φίλτρου.

7.4.3.2 Επιλογή τεχνολογίας κατασκευής και κατασκευαστή.

Δεδομένης της κεντρικής συχνότητάς του, το RF φίλτρο μπορεί να υλοποιηθεί με τις ακόλουθες τεχνολογίες:

- LC Φίλτρα
- Κεραμικά Φίλτρα
- Φίλτρα Κοιλότητας
- Φίλτρα Ceramic Resonator
- Κατανεμημένα Φίλτρα

Επειδή η επιθυμητή επιλεκτικότητα δεν είναι εξεζητημένη (% $BW_{3dB} > 1$), η τεχνολογία κατασκευής θα επιλεγεί βάσει της απόσβεσης και του κόστους. Τα LC φίλτρα είναι χαμηλού κόστους, όμως παρουσιάζουν αυξημένη απόσβεση. Τα φίλτρα



ΣΧΗΜΑ 7.15 Κεραμικά φίλτρα από την εταιρία Lorch Microwave.

κοιλότητας παρουσιάζουν χαμηλή απόσβεση, αλλά το κόστος τους είναι μεγαλύτερο από αυτό των υπολοίπων τεχνολογιών. Τελικά, η επιλογή θα γίνει μεταξύ των κεραμικών και των ceramic resonator φίλτρων. Από αυτά θα επιλεγούν τα πρώτα, γιατί το κόστος τους είναι το χαμηλότερο και η απόσβεση που παρουσιάζουν λογική.

Μετά από έρευνα αγοράς βρέθηκαν διάφορες εταιρίες κατασκευής κεραμικών φίλτρων. Μια καλή επιλογή είναι η εταιρία Lorch Microwave [21], η οποία κατασκευάζει αξιόπιστα κεραμικά φίλτρα χαμηλού κόστους (σχήμα 7.15).

Τα χαρακτηριστικά των φίλτρων αυτών φαίνονται στον πίνακα 7.3α.

| Παράμετρος | Τιμή |
|------------------|----------------|
| Εύρος συχνοτήτων | 400 – 3000 MHz |
| Εύρος Ζώνης | 0,5 - 5 % |
| Αριθμός τμημάτων | 2 - 6 |
| Τυπικό VSWR | 1.5: 1 |
| Χειρισμός Ισχύος | 1 Watt avg. |

Πίνακας 7.3α Χαρακτηριστικά των κεραμικών φίλτρων της εταιρίας Lorch Microwave.

Σύμφωνα με τα αναλυτικά στοιχεία που δίνει η εταιρία για τα φίλτρα της, η απόσβεση που επιτυγχάνεται, δεδομένων των υπολοίπων προδιαγραφών, και με κατάλληλη επιλογή μεγέθους του συντονιστή (π.χ. 4mm) είναι περί το 1,5 dB

(βλ.παράρτημα). Γενικά, όσο μεγαλύτερο είναι το μέγεθος του συντονιστή τόσο χαμηλότερη είναι η απόσβεση του φίλτρου.

Ως προς την επιλεκτικότητα, τα χαρακτηριστικά που επιτυγχάνονται είναι παρόμοια με τα χαρακτηριστικά που προκύπτουν από την προσομοίωση στο ADS. Επιπλέον, τα φίλτρα της εταιρίας αυτής παρέχονται και σε connectorized μορφή, γεγονός που θα διευκολύνει την υλοποίηση του δέκτη.

Μετά από επικοινωνία με την εταιρία, δόθηκε η προσφορά που παρουσιάζεται στον πίνακα 7.3β.

| Κωδικός μοντέλου | 5DF6M-2250/A112-S |
|--------------------------------------|-----------------------------|
| Τεχνολογία φίλτρου | Κεραμικό |
| Κεντρική Συχνότητα (f _c) | 2250 MHz |
| Τύπος | Chebychev |
| Κυμάτωση | 0,5 dB |
| Αριθμός τμημάτων | 5 |
| Εύρος ζώνης (BW3dB) | 112 MHz (5%) |
| Απόσβεση | 1,5 dB max @ f _c |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| VSWR (Τυπική τιμή) | 2:1 |
| Συσκευασία | Connectorized |
| Κόστος | \$ 275 |

Πίνακας 7.3β Προσφορά από την εταιρία Lorch Microwave για το RF φίλτρο.

Το μέγεθος του συντονιστή που προτείνεται από την εταιρία είναι τα 6mm. Η απόσβεση που προκύπτει για αυτό το μέγεθος συντονιστή και τα χαρακτηριστικά του πίνακα 7.3β είναι περίπου 1,01 dB.

Ενδεικτικά, αναφέρονται και οι ακόλουθες εταιρίες που κατασκευάζουν κεραμικά φίλτρα, με ανάλογα χαρακτηριστικά:

- Integrated Microwave
- Anatech Electronics, Inc
- KW Microwave

<u>7.5</u> Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΧΑΜΗΛΟΥ ΘΟΡΥΒΟΥ (LNA)

Μετά την έξοδό του από το RF φίλτρο, το σήμα οδηγείται στον ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Σκοπός του LNA είναι να ενισχύσει το πολύ εξασθενημένο σήμα που φτάνει σε αυτόν, καθιστώντας, έτσι, δυνατή την περαιτέρω επεξεργασία του και συντελώντας στο συνολικό κέρδος του δέκτη. Παράλληλα, επειδή βρίσκεται στην αρχή της αλυσίδας του δέκτη, θα πρέπει να διατηρήσει χαμηλά το συνολικό συντελεστή θορύβου του δέκτη με δύο τρόπους: πρώτον, έχοντας ο ίδιος χαμηλό συντελεστή θορύβου και δεύτερον, έχοντας αρκετά μεγάλο κέρδος, ούτως ώστε να μειωθεί η συνεισφορά στο θόρυβο των επόμενων στοιχείων της αλυσίδας.

7.5.1 Χαρακτηριστικά LNA

Στη συνέχεια περιγράφονται τα βασικά χαρακτηριστικά του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, τα οποία συναντούνται στους ενισχυτές γενικότερα, αλλά και σε άλλα στοιχεία των πομποδεκτών. Τα περισσότερα από τα χαρακτηριστικά αυτά συναντώνται στα φύλλα προδιαγραφών των ενισχυτών χαμηλού θορύβου και επομένως η γνώση τους είναι απαραίτητη για την επιλογή του κατάλληλου μοντέλου από την αγορά.

7.5.1.1 Εύρος συχνοτήτων λειτουργίας

Το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας είναι εκείνο το εύρος συχνοτήτων στο οποίο οι ενισχυτές εμφανίζουν τα χαρακτηριστικά του φύλλου προδιαγραφών τους. Έξω από αυτό το εύρος συχνοτήτων ο ενισχυτής μπορεί να εξακολουθεί να λειτουργεί, όμως τα χαρακτηριστικά της απόδοσής του διαφέρουν.

Συχνά γίνεται ένας διαχωρισμός μεταξύ συσκευών ευρείας ζώνης και στενής ζώνης. Ο συνήθης ορισμός για ένα σύστημα ευρείας ζώνης είναι ότι αυτό καλύπτει

μία περιοχή συχνοτήτων η οποία είναι μεγαλύτερη από μία οκτάβα. Η περιοχή συχνοτήτων που καλύπτει ένα σύστημα στενού εύρους ζώνης είναι μικρότερη από μία οκτάβα.

Στο σχήμα 7.16 φαίνεται το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας ενός ενισχυτή. Τα όριά του έχουν συμβολιστεί με f_{low} και f_{high} .

7.5.1.2 Συντελεστής Θορύβου.

Ο συντελεστής θορύβου είναι το σημαντικότερο χαρακτηριστικό του ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Επειδή ο LNA είναι το 2° στοιχείο της αλυσίδας του δέκτη (και σε άλλες εφαρμογές το 1°) ο συντελεστής θορύβου του καθορίζει σε μεγάλο βαθμό το συνολικό συντελεστή θορύβου του δέκτη. Τυπική τιμή του συντελεστή θορύβου του LNA είναι τα 2 dB.

7.5.1.3 Κέρδος.

Το κέρδος ενός LNA ορίζεται ως λόγος της διαθέσιμης ισχύς 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 δεν 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.



ΣΧΗΜΑ 7.16 Το κέρδος ενισχυτή στο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του.

Το κέρδος του LNA επηρεάζει σημαντικά τη λειτουργία του συστήματος, με τους εξής τρόπους:

- Συντελεί σημαντικά στην ενίσχυση του ασθενούς σήματος που φτάνει στην είσοδο του LNA και στο συνολικό κέρδος του δέκτη.
- Καθώς ο LNA είναι η 2^η βαθμίδα της αλυσίδας του δέκτη, ένα αρκετά μεγάλο κέρδος μειώνει σημαντικά το θόρυβο που συνεισφέρουν τα επόμενα στάδια του δέκτη.
- Οπως φαίνεται στη σχέση που δίνει το συνολικό IIP3 του δέκτη (σχέση (4.63)), το κέρδος του LNA ρυθμίζει και την ανάγκη για υψηλότερο ή χαμηλότερο IIP3 για το μίκτη και τα υπόλοιπα στάδια της αλυσίδας του δέκτη. Γενικά, η τιμή του θα πρέπει να είναι τέτοια ώστε η απαίτηση για γραμμικότητα των επομένων σταδίων του δέκτη να είναι λογική.

Τυπική τιμή κέρδους για τον LNA είναι τα 20 dB.

Σταθερότητα κέρδους (Gain Flatness)

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

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

Gain Flatness = (Max Gain – Min Gain)
$$/2$$
 (7.11)

7.5.1.4 Γραμμικότητα.

Η γραμμική συμπεριφορά των ενισχυτών καθορίζεται από δύο παραμέτρους: από το σημείο σύμπτυξης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης, IIP3 και από το σημείο συμπίεσης 1-dB. 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 $3^{\eta\varsigma}$ τάξης στην έξοδο του ενισχυτή. Τυπικά η τιμή για το σημείο IIP3 ενός LNA κυμαίνεται από –10 dBm έως 0 dBm.

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)[18].

Τέλος, οι ενισχυτές ως μη γραμμικά στοιχεία χαρακτηρίζονται από αρμονική παραμόρφωση. Όσο χαμηλότερη είναι η στάθμη των σημάτων στην είσοδο ενός ενισχυτή, τόσο πιο αμελητέα είναι η στάθμη των προϊόντων αρμονικής παραμόρφωσης.

7.5.1.5 Μέγιστη στάθμη σήματος εισόδου

Στις προδιαγραφές των ενισχυτών, αλλά και των περισσότερων στοιχείων, αναφέρεται η μέγιστη τιμή του σήματος εισόδου που μπορεί να εφαρμοστεί ασφαλώς στην είσοδό τους. Υπέρβαση αυτού του μέγιστου ορίου, μπορεί να συνεπάγεται αυξημένη παραμόρφωση, χειροτέρευση του συντελεστή θορύβου, μείωση του κέρδους, ακόμα και αχρήστευση της συσκευής.

7.5.1.6 Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου.

Για τη μέγιστη μεταβίβαση ισχύος από το ένα στοιχείο της αλυσίδας στο άλλο χρησιμοποιείται συζυγής προσαρμογή μεταξύ των στοιχείων. Επομένως, η αντίσταση εισόδου του LNA θα πρέπει να ισούται με την αντίσταση εξόδου της προηγούμενης βαθμίδας, συνήθως του RF φίλτρου. Αντίστοιχα, η αντίσταση εξόδου του LNA θα πρέπει να ισούται με την αντίσταση εισόδου της επόμενης βαθμίδας, συνήθως του image-reject φίλτρου. Να σημειωθεί ότι οι σχεδιαστές των φίλτρων σχεδιάζουν τα φίλτρα υποθέτοντας ότι οι αντιστάσεις πηγής και φορτίου που συνδέονται στη είσοδο και την έξοδο τους, θα ισούνται με τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου τους. Διαφορετικά, η επίδοση των φίλτρων θα αλλάξει. Ταυτόχρονα, κακή προσαρμογή στα άκρα ενός ενισχυτή μπορεί να οδηγήσει και σε μεταβολή της απόκρισης συχνότητας του ενισχυτή. Άρα, λοιπόν, στα άκρα του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, αλλά και των ενισχυτών γενικότερα, πρέπει να έχουμε όσο το δυνατόν καλύτερη προσαρμογή.

Οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου ενός ενισχυτή μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία και τη συχνότητα. Οι δοθείσες αντιστάσεις στα φύλλα προδιαγραφών ισχύουν για το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του ενισχυτή και για δοθέν εύρος θερμοκρασιών.

Η συνήθης τιμή για τις αντιστάσεις ενός LNA είναι τα 50 $\Omega.$

7.5.1.7 Ποιότητα προσαρμογής στα άκρα του LNA.

Θα γίνει αναφορά στην ποιότητα προσαρμογής στην είσοδο ενός ενισχυτή. Ανάλογα ισχύουν για την έξοδό του.

Η ποιότητα της προσαρμογής στην είσοδο ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου εκφράζεται μέσω της απώλειας επιστροφής (return loss) και του λόγου στασίμων κυμάτων (VSWR).

Απώλεια επιστροφής (Return Loss)

Η απώλεια επιστροφής είναι ένα μέτρο του ποσού της ισχύος που ανακλάται από τη θύρα εισόδου (ή εξόδου) του ενισχυτή, σε σχέση με την ισχύ που οδηγείται στη θύρα αυτή. Ορίζεται ως:

Return Loss =
$$20 \log |\rho|$$
 (7.12)

και μετράται σε dB.

Στην τελευταία σχέση, ρ είναι ο συντελεστής ανάκλασης για μία αντίσταση πηγής R_o και για αντίσταση εισόδου του ενισχυτή Z_{in}. Αυτός ορίζεται ως:

$$\rho = (Z_{in} - R_o) / (Z_{in} + R_o)$$
(7.13)

Για να κατανοηθεί καλύτερα τη σύνδεση της απώλειας επιστροφής με τη διαφορά στην τιμή των αντιστάσεων Z_{in} και R_o , η διαφορά αυτή θα συμβολιστεί με ΔR , δηλαδή $Z_{in} = R_o + \Delta R$. Τότε:

$$\rho = \Delta R / (2R_o + \Delta R) \tag{7.14}$$

Έτσι, απώλεια επιστροφής που κυμαίνεται από -15dB (ρ=0,18) έως -20 dB (ρ=0,1) ισοδυναμεί με διαφορά μεταξύ των αντιστάσεων ΔR $\approx 15 - 9$ Ω. Στη πράξη για να διατηρηθεί αυτό το εύρος διακύμανσης στην απώλεια επιστροφής, το εύρος διακύμανσης του ΔR θα πρέπει να είναι στενότερο.

Η τιμή -15 dB είναι τυπική τιμή της απώλειας επιστροφής ενός LNA.

Λόγος Στάσιμων Κυμάτων (VSWR)

Στα φύλλα προδιαγραφών των διαφόρων στοιχείων αντί της απώλειας επιστροφής δίνεται, συνήθως, ο λόγος στασίμων κυμάτων, WSWR (Voltage Standing Wave Ratio). Και αυτός αποτελεί μέτρο της ανακλώμενης ισχύος στη θύρα εισόδου (ή εξόδου) του ενισχυτή, σε σχέση με την ισχύ που οδηγείται στη θύρα αυτή και συνδέεται με το συντελεστη ανάκλασης μέσω της σχέσης:

$$|\rho| = (VSWR - 1) / (VSWR + 1)$$
 (7.15)

Η τιμή του VSWR κυμαίνεται από τη θεωρητική τιμή 1:1 (ρ= 0) για τέλεια προσαρμογή έως και περισσότερο από 20:1 (ρ=0,9) για απόλυτη απουσία προσαρμογής.

Ο λόγος στάσιμων κυμάτων συνδέεται με την απώλεια επιστροφής με τη σχέση:

ή

$$VSWR = (1 + 10^{ReturnLoss/20}) / (1 - 10^{ReturnLoss/20})$$
(7.17)

Στην τυπική τιμή της απώλειας επιστροφής –15 dB, αντιστοιχεί VSWR ίσο με 1.43:1.

7.5.1.8 Απομόνωση (Reverse Isolation).

Όπως έχει αναφερθεί, ένα μέρος του σήματος του τοπικού ταλαντωτή διαρρέει προς την κεραία. Υπεύθυνα για την καταπίεση αυτού του σήματος είναι το image-reject φίλτρο, το RF φίλτρο και ο LNA. 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. Τυπική τιμή της απομόνωσης ενός LNA είναι τα 20 dB.

7.5.1.9 Ευστάθεια

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. Για παράδειγμα, στη 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 μεταβάλλονται ευρέως με τη συχνότητα. Στη ζώνη διέλευσης ένα φίλτρο παρουσιάζει αντίσταση Z_o , ενώ, καθώς η συχνότητα μεταβάλλεται και περνάμε στη ζώνη αποκοπής, συμπεριφέρεται, συνήθως, ως βραχυκύκλωμα ή ανοικτοκύκλωμα. Έτσι, ένας ενισχυτής συνδεδεμένος με ένα φίλτρο, εάν δεν είναι κατάλληλα σχεδιασμένος, είναι δυνατόν να ταλαντώσει καθώς η αντίσταση στο άκρο του μεταβάλλεται.

Ένα κύκλωμα λέμε ότι είναι ευσταθές άνευ όρων όταν δεν πρόκειται να ταλαντώσει για οποιοδήποτε συνδυασμό αντιστάσεων πηγής και φορτίου.

Όταν το κύκλωμα δεν ταλαντώνει μόνο όταν οι αντιστάσεις πηγής και φορτίου ανήκουν σε ένα συγκεκριμένο εύρος τιμών, τότε το κύκλωμα ονομάζεται ευσταθές υπό όρους.

Η ποσότητα που χρησιμοποιείται, συνήθως, για το χαρακτηρισμό της ευστάθειας ενός κυκλώματος είναι ο συντελεστής ευστάθειας Stern (Stern stability factor), ο οποίος ορίζεται ως:

$$\mathbf{K} = (1 + |\Delta|^2 - |\mathbf{S}_{11}|^2 - |\mathbf{S}_{22}|^2) / 2 |\mathbf{S}_{21}| |\mathbf{S}_{12}|$$
(7.18)

όπου S_{ij} οι s-παράμετροι του κυκλώματος και $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}$.

Εάν K > 1 και Δ < 1, τότε το κύκλωμα είναι ευσταθές άνευ όρων. Η δυσκολία στη χρησιμοποίηση του K έγκειται στο ότι οι s-παράμετροι του κυκλώματος πρέπει να έχουν υπολογιστεί για ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων, ώστε να βεβαιώνεται ότι το K παραμένει μεγαλύτερο της μονάδας σε όλες τις συχνότητες. Από την τελευταία σχέση φαίνεται ότι καθώς το S_{12} μειώνεται, καθώς αυξάνεται, δηλαδή, η απομόνωση του κυκλώματος, η ευστάθειά του βελτιώνεται.

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.

Πάντως, οποιοσδήποτε ενισχυτής αγοράζεται από το εμπόριο θα πρέπει να προδιαγράφεται ως ευσταθής άνευ όρων για όλες τις τιμές και φάσεις των αντιστάσεων πηγής και φορτίου.

7.5.2 Τεχνολογίες Υλοποίησης.

Οι τεχνολογίες που έχουν επικρατήσει για την κατασκευή ενισχυτών χαμηλού θορύβου, είναι οι ακόλουθες:

- Διπολικά Τρανζίστορ, Si ή SiGe.
- Τρανζίστορ Πεδίου (FETs), GaAs
- Διπολικά Τρανζίστορ Ετεροδομής (HBTs)
- Τρανζίστορ Υψηλής Κινητικότητας Ηλεκτρονίων (HEMTs)

Σε ό,τι αφορά στη χρήση τους για την κατασκευή ενισχυτών χαμηλού θορύβου, θα επισημανθεί η συμπεριφορά ως προς το θόρυβο που εμφανίζουν οι τεχνολογίες αυτές.

Τα διπολικά τρανζίστορ (bipolar transistors) πέρα από τον θερμικό θόρυβο, εξαιτίας της δομής τους, προκαλούν και θόρυβο βολής. Η ποιότητα λειτουργίας τους σε υψηλές συχνότητες είναι μέτρια.

Τα τρανζίστορ πεδίου (Field Effect Transistors, FETS) συνεισφέρουν θόρυβο κυρίως θερμικής προέλευσης, ο οποίος μπορεί να μειωθεί με κατάλληλη επιλογή του τύπου του ημιαγωγού και των γεωμετρικών χαρακτηριστικών του τρανζίστορ. Ειδικά με χρήση GaAs, η απόδοση ως προς το θόρυβο είναι πολύ καλή.

Ακόμα πιο βελτιωμένα χαρακτηριστικά ως προς το θόρυβο παρέχουν τα τρανζίστορ υψηλής κινητικότητας ηλεκτρονίων (High Electron Mobility Transistors, HEMTs), ιδιαίτερα σε υψηλές συχνότητες (20 GHz).

Τέλος, τα διπολικά τρανζίστορ ετεροδομής (Heterojunction Bipolar Transistors, HBTs) με χρήση SiGe ή GaAs έχουν πολύ καλή απόδοση και ιδιαίτερα με χρήση SiGe επιτυγχάνεται πολύ χαμηλός συντελεστής θορύβου.

Όλες οι παραπάνω τεχνολογίες χρησιμοποιούνται όχι μόνο για την κατασκευή LNAs, άλλα και για την κατασκευή ενισχυτών γενικότερα. Χαρακτηρίζονται από αξιοπιστία και χαμηλό κόστος και οι συχνότητες λειτουργίας τους φτάνουν μέχρι και τα 100 GHz. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν πέρα από εφαρμογές χαμηλού θορύβου και σε εφαρμογές ευρείας ζώνης, αλλά και σε εφαρμογές που απαιτούν μεγαλύτερα επίπεδα ισχύος.

7.5.3 Επιλογή LNA.

7.5.3.1 Προδιαγραφές LNA.

Εύρος συχνοτήτων λειτουργίας



<u>ΣΧΗΜΑ 7.17</u> Σήματα εισόδου στον LNA.

Ο LNA του συστήματος θα δέχεται ως είσοδο του το σήμα εξόδου του RF φίλτρου (σχήμα 7.17). Στη ζώνη διέλευσης του RF φίλτρου, εκτός από το επιθυμητό σήμα, είναι δυνατό να περιλαμβάνονται σήματα παρεμβολής, τα οποία δεν καταπιέστηκαν. Ακόμα, στο σήμα εισόδου του LNA θα περιλαμβάνονται, εξασθενημένες από το RF φίλτρο, ανωφελείς αποκρίσεις, στις οποίες εντάσσονται το είδωλο και το σήμα παρεμβολής στη συχνότητα half-IF.

Από τα παραπάνω γίνεται σαφές ότι το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του LNA θα πρέπει να είναι αρκετά στενό, οπωσδήποτε μικρότερο από μία οκτάβα, ώστε να ενισχύονται το επιθυμητό σήμα και όσο το δυνατό λιγότερες παρεμβολές. Ακόμη είναι επιθυμητό η συχνότητα ειδώλου να βρίσκεται εκτός του εύρους συχνοτήτων λειτουργίας του ενισχυτή, ώστε το είδωλο να μην ενισχύεται.

Συντελεστής θορύβου – Κέρδος LNA

Για να ικανοποιούνται οι συνθήκες NF $\leq 4,6$ dB και G_{min} $\cong 44$ dB για το δέκτη, το κέρδος του LNA θα πρέπει να υπερβαίνει τα 20 dB και ο συντελεστής θορύβου του να είναι μικρότερος από 2 dB:

$G_{LNA} > 20 \text{ dB}$ NF < 2 dB (\cong 1,5 dB)

• Σταθερότητα κέρδους

Μία ικανοποιητική τιμή για τη σταθερότητα του κέρδους είναι το 1dB. Δηλαδή:

Gain Flatness $\cong 1 dB$

• Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου

Εφόσον το σύστημα του δέκτη είναι 50 Ω, για τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου θα ισχύει:

Αντίσταση Εισόδου: 50 Ω Αντίσταση Εξόδου: 50 Ω

Λόγος στάσιμων κυμάτων

Για διατήρηση των χαρακτηριστικών της απόκρισης πλάτους των φίλτρων, αλλά και της απόκρισης συχνότητας του ενισχυτή, και για να μην υπάρξει ουσιαστική απώλεια ισχύος θα πρέπει:

VSWR ≤ 1.5:1

• Σημεία P_{1-dB} και IIP3

Όπως έχει αναφερθεί, η γραμμικότητα δεν αποτελεί αυστηρό κριτήριο επιλογής για τα στοιχεία του δέκτη. Επομένως, δεν υπάρχει αυστηρή προδιαγραφή σε ό,τι αφορά τα σημεία P_{1-dB} και IIP3. Άλλωστε, στα περισσότερα μοντέλα της αγοράς τα σημεία P_{1-dB} και IIP3 δεν είναι χαμηλότερα από τις τυπικές τους τιμές (-10 dBm – 0 dBm). Πάντως, μεταξύ στοιχείων με περίπου όμοιες τις υπόλοιπες προδιαγραφές και το κόστος, θα προτιμηθεί εκείνο με τα υψηλότερα P_{1-dB} και IIP3.

Απομόνωση

Μία λογική τιμή για την απομόνωση του LNA είναι τα 20 dB. Στα φύλλα προδιαγραφών συνήθως δεν αναφέρεται η απομόνωση, όμως οι περισσότερες εταιρίες κατασκευάζουν LNA με ικανοποιητική απομόνωση. Πάντως, το σήμα διαρροής από τον τοπικό ταλαντωτή, πριν φτάσει στην κεραία, θα έχει καταπιεστεί από το image-reject φίλτρο και από το RF φίλτρο.

7.5.3.2 Επιλογή μοντέλου LNA



ΣΧΗΜΑ 7.18 Το μοντέλο ZQL-2700MLNW της εταιρίας Mini-Circuits.

Μετά από έρευνα αγοράς, βάσει των προδιαγραφών που αναφέρθηκαν παραπάνω επιλέχθηκε ως καταλληλότερο για την τοπολογία του δέκτη το μοντέλο ZQL-2700MLNW της εταιρίας Mini-Circuits (σχήμα 7.18). Τα χαρακτηριστικά του φαίνονται στον πίνακα 7.4.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | TIMH |
|--|----------------|
| Εύρος Συχνοτήτων Λειτουργίας | 2200- 2400 MHz |
| Συντελεστής Θορύβου (NF) | 1,3 dB |
| Κέρδος | 25 dB |
| Σταθερότητα Κέρδους | 1 dB |
| Σημείο Συμπίεσης 1-dB εξόδου (P _{1-db}) | +25 dBm |
| Σημείο Σύμπτυξης 3 ^{ης} τάξης εξόδου (ΟΙΡ3) | +38 dBm |
| Μέγιστη στάθμη εισόδου | +3 dBm |
| Αντίσταση | 50 Ω |
| Λόγος Στάσιμων Κυμάτων (VSWR) εισόδου | 1.25:1 |
| Λόγος Στάσιμων Κυμάτων (VSWR) εξόδου | 1.15:1 |
| Κατανάλωση Ισχύος | 15 V, 325 mA |
| Συσκευσία | Connectorized |
| Κόστος | \$ 281,95 |

Πίνακας 7.4 Χαρακτηριστικά του μοντέλου ZQL-2700MLNW της εταιρίας Mini-Circuits.

Για το μοντέλο που επιλέχθηκε ισχύουν τα ακόλουθα:

- Το εύρος ζώνης λειτουργίας του είναι στενό και οι συχνότητες ειδώλου και half-IF βρίσκονται έξω από αυτό.
- Ο συντελεστής θορύβου και το κέρδος του έχουν τιμές πολύ καλύτερες από τις προδιαγραφόμενες, γεγονός που δίνει ευρωστία στη σχεδίαση του δέκτη.
- Η προσαρμογή στα άκρα του είναι πολύ καλή (αντιστάσεις εισόδου-εξόδου, 50 Ω και τιμή του λόγου VSWR χαμηλότερη από την προδιαγραφόμενη)
- Έχει πολύ καλά χαρακτηριστικά γραμμικότητας, αφού τα σημεία P_{1-db} και IP3, εάν αναχθούν στην είσοδο, βρίσκονται πολύ υψηλότερα από τις τυπικές τους τιμές.
- Το κόστος του είναι χαμηλό.

Η επίδοση, δηλαδή, του LNA που επιλέχθηκε όχι μόνο ικανοποιεί, αλλά υπερτερεί της προδιαγραφόμενης, χωρίς αυτό να συνεπάγεται υψηλό κόστος. Να σημειωθεί ότι LNA που επιλέχθηκε είναι σε connectorized μορφή.

Εναλλακτικά θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί το μοντέλο JCA23-302 της εταιρίας JCA Technology.

<u>7.6</u> ΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΑΠΟΡΡΙΨΗΣ ΕΙΔΩΛΟΥ (IMAGE-REJECT FILTER).

Ο βασικός ρόλος του image-reject φίλτρου είναι να καταπιέσει το είδωλο, ώστε να αποφευχθεί η παραμόρφωση του επιθυμητού σήματος μετά την προς τα κάτω μετατόπιση συχνότητας. Για τον ίδιο λόγο το φίλτρο θα πρέπει να καταπιέζει σε ικανοποιητικό βαθμό τη συχνότητα half-IF. Επιπλέον, θα πρέπει να καταπιέζει το σήμα διαρροής από τον τοπικό ταλαντωτή που είναι συνδεδεμένος στο μίκτη. Τέλος, θα πρέπει να έχει αρκετά στενό φάσμα ώστε να εμποδίζει κατά το δυνατό να φτάνουν στο μίκτη παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης ή αρμονικής παραμόρφωσης του LNA.

7.6.1 Προδιαγραφές Image-Reject Φίλτρου.

Οι προδιαγραφές του image-reject φίλτρου διαφοροποιούνται σε σχέση με εκείνες του RF φίλτρου, μόνο σε ό,τι αφορά την απόσβεση και την επιλεκτικότητα. Οι υπόλοιπες παραμένουν οι ίδιες. Δηλαδή:

- Κεντρική Συχνότητα: $f_c = 2250 \text{ MHz}$
- Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου: 50 Ω
- VSWR < $2.0:1 (\cong 1.5:1)$
- Μέγιστη καταπίεση $: \cong 60 \text{ dB}$

7.6.1.1 Απόσβεση

To image-reject φίλτρο είναι τρίτο στην αλυσίδα του δέκτη και δεδομένου του μεγάλου κέρδους της προηγούμενης βαθμίδας (LNA) επιτρέπεται να εισάγει απόσβεση μεγαλύτερη εκείνης του RF φίλτρου. Μία ικανοποιητική τιμή για την απόσβεση του φίλτρου αυτού είναι τα 3 dB. Επομένως:

IL = 3 dB

7.6.1.2 Προδιαγραφές που αφορούν την επιλεκτικότητα του φίλτρου.

Λόγω της καλής επιλεκτικότητας και της ευρείας διάδοσης στην αγορά, και για το image-reject φίλτρο προτείνεται ο τύπος Chebychev. Η κυμάτωση της απόκρισης πλάτους του δεν θα πρέπει να υπερβαίνει τα 0,5 dB.

Σε ό,τι αφορά την καταπίεση, το image-reject φίλτρο θα πρέπει να επιτυγχάνει:

- Καταπίεση 60 dB (ή και μεγαλύτερη) στη συχνότητα 1970 MHz (συχνότητα ειδώλου).
- Σημαντική καταπίεση στη συχνότητα 2180 MHz (συχνότητα half-IF).
- Σημαντική καταπίεση στη συχνότητα 2110 MHz (συχνότητα σήματος διαρροής από τον τοπικό ταλαντωτή).
- Σημαντική καταπίεση των υπόλοιπων ανωφελών αποκρίσεων (σχήμα 7.2).

Προσομοιώσεις στο πρόγραμμα ADS έδειξαν ότι για φίλτρο Chebychev $5^{\eta\varsigma}$ τάξης, κυμάτωσης 0,5 dB και $BW_{3dB} = 5\%$ f_c επιτυγχάνονται:

- Καταπίεση 40 dB: στη συχνότητα 2140 MHz.
- Καταπίεση 60 dB: στη συχνότητα 2000 MHz.

Στις συχνότητες που ενδιαφέρουν επιτυγχάνονται:

- Καταπίεση της συχνότητας half-IF κατά 18,3 dB.
- Καταπίεση της συχνότητας ειδώλου κατά 60 dB.

Η επιλεκτικότητα του image-reject φίλτρα, όπως ήταν αναμενόμενο, είναι ίδια με του RF φίλτρου. Με την επιλογή αυτή το είδωλο καταπιέζεται επαρκώς, όμως, η συχνότητα half-IF εξασθενεί μόνο κατά 18,3 dB. Το φαινόμενο της half-IF συχνότητας περιορίζεται έντονα με την προσθήκη βαθυπερατού φίλτρου μεταξύ μίκτη και τοπικού ταλαντωτή, οπότε απορρίπτεται η 2^η αρμονική του τελευταίου. Έτσι, ένα φίλτρο 5^{ης} τάξης και 5% BW θα μπορούσε να είναι η τελική επιλογή.

Εάν το BW_{3dB} του φίλτρου Chebychev μειωθεί από 5% σε 4% (ενώ η τάξη και η κυμάτωση παραμένουν ίδιες), τα χαρακτηριστικά της καταπίεσης γίνονται:

- Καταπίεση 40 dB: στη συχνότητα 2170 MHz.
- Καταπίεση 60 dB: στη συχνότητα 2040 MHz.

Στις συχνότητες που ενδιαφέρουν:

- Καταπίεση της συχνότητας half-IF κατά 31,2 dB.
- Καταπίεση της συχνότητας ειδώλου κατά 60 dB.

Υπάρχει, δηλαδή, μία μικρή μεταβολή (30 και 40 MHz, αντίστοιχα) στις συχνότητες όπου επιτυγχάνεται η καταπίεση των 40 dB και 60 dB. Υπάρχει, ακόμα, ουσιαστική μεταβολή στην καταπίεση της συχνότητας half-IF, η οποία από 18,3 dB για 5% BW_{3dB}, γίνεται 31,2 dB. Οι υπόλοιπες ανωφελείς αποκρίσεις καταπιέζονται επαρκώς.

Η αύξηση στην απόσβεση που πρόκειται να επιφέρει η μείωση του BW_{3dB} από 5% σε 4%, δεν αναμένεται μεγάλη. Εάν η διαφορά στο κόστος είναι μικρή, είναι προτιμότερη η επιλογή του 4% BW για το image-reject φίλτρο.

Συμπερασματικά:

Προτεινόμενος τύπος φίλτρου: Chebychev Μέγιστη αποδεκτή κυμάτωση (ripple): 0,5 dB Τάξη φίλτρου : 5^η

$BW_{3dB} = 4\% f_c$

Το ποσοστιαίο εύρος ζώνης που επιλέχθηκε αντιστοιχεί σε συντελεστή ποιότητας Q = 25 και σε εύρος ζώνης BW = 90 MHz.

7.6.1.3 Σύνοψη χαρακτηριστικών image-reject φίλτρου.

Οι προδιαγραφές του image-reject φίλτρου φαίνονται στον πίνακα 7.5.

| Παράμετρος | Τιμή |
|----------------------------------|---------------------|
| Κεντρική Συχνότητα (fc) | 2250 MHz |
| Απόσβεση (IL) | $\leq 3 \text{ dB}$ |
| Τύπος | Chebychev |
| Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple) | 0,5 dB |
| Τάξη | 5 |
| Εύρος ζώνης (BW _{3dB}) | 4% |
| Καταπίεση @1970 MHz | 60 dB |
| Μέγιστη καταπίεση | 60 dB |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| VSWR | < 2.0:1 |

Πίνακας 7.5 Προδιαγραφές image-reject φίλτρου.

7.6.2 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή.

Για τους ίδιους λόγους που επιλέχθηκαν τα κεραμικά φίλτρα ως η καταλληλότερη τεχνολογία κατασκευής για το RF φίλτρο, επιλέγονται και για το image-reject φίλτρο. Και πάλι, η εταιρία Lorch Microwave αποτελεί μία καλή επιλογή.

Σύμφωνα με τα στοιχεία που παρέχει η εταιρία για την επιλεκτικότητα των κεραμικών φίλτρων της, η καταπίεση που επιτυγχάνεται στη συχνότητα ειδώλου υπερβαίνει τα 60 dB, ενώ η καταπίεση της συχνότητας half-IF είναι περίπου 24 dB.

Μετά από επικοινωνία με την εταιρία δοθηκε η προσφορά του πίνακα 7.5.

| Κωδικός μοντέλου | 5DF6M-2250/A90-S |
|--------------------------------------|---------------------------|
| Τενολογία φίλτρου | Κεραμικό |
| Κεντρική Συχνότητα (f _c) | 2250 MHz |
| Τύπος | Chebychev |
| Κυμάτωση | 0,5 dB |
| Αριθμός τμημάτων | 5 |
| Εύρος ζώνης (BW3dB) | 90 MHz (4%) |
| Απόσβεση | 3 dB max @ f _c |
| Καταπίεση@1970 MHz | 60 dB min |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| VSWR (Τυπική τιμή) | 2:1 |
| Συσκευασία | Connectorized |
| Κόστος | \$ 275 |

Πίνακας 7.5 Προσφορά από την εταιρία Lorch Microwave για το image-reject φίλτρο.

Το μέγεθος συντονιστή που προτείνεται από την εταιρία είναι τα 6 mm. Η απόσβεση που προκύπτει για αυτό το μέγεθος συντονιστή και τα χαρακτηριστικά του πίνακα 7.5 είναι περίπου 1,27 dB.

<u>7.7</u> Ο ΜΙΚΤΗΣ

Σκοπός του μίκτη, ενός κατεξοχήν μη γραμμικού στοιχείου, είναι η προς τα κάτω μετατόπιση της RF φέρουσας συχνότητας του σήματος. Η φέρουσα συχνότητα που προκύπτει στην έξοδο του μίκτη θα είναι η $f_{IF} = 140$ MHz.

7.7.1 Γενικά Περί Μικτών.

7.7.1.1 Γενική περιγραφή.



ΣΧΗΜΑ 7.19 Η τοπολογία ενός μίκτη.

Θα περιγραφούν τα χαρακτηριστικά ενός μίκτη στην αλυσίδα ενός δέκτη. Αντίστοιχα ισχύουν για την αλυσίδα του πομπού.

Ένας μίκτης αποτελείται από τρεις θύρες (σχήμα 7.19). Την RF θύρα (RF port), την LO θύρα (LO port) και την IF θύρα (IF port). Οι θύρες RF και LO αποτελούν τις θύρες εισόδου, ενώ η θύρα IF αποτελεί τη θύρα εξόδου. Στη θύρα RF εφαρμόζεται το RF σήμα του οποίου η συχνότητα πρόκειται να μετατοπιστεί προς τα κάτω και στην LO θύρα η περιοδική κυματομορφή που δημιουργείται από τον συνδεδεμένο σε αυτή τοπικό ταλαντωτή. Η λειτουργία του μίκτη συνίσταται στο να μετατοπίζει το φάσμα του RF σήματος εισόδου σε δύο συχνότητες, f_{IF}:

$$f_{\rm IF} = f_{\rm LO} \pm f_{\rm RF} \tag{7.19}$$

όπου f_{LO} και f_{RF} , οι συχνότητες του τοπικού ταλαντωτή και η RF φέρουσα συχνότητα του επιθυμητού σήματος. Τα μετατοπισμένα φάσματα του RF σήματος εισόδου εμφανίζονται στην IF θύρα εξόδου. Ένα ζωνοπερατό IF φίλτρο, τοποθετημένο μετά το μίκτη, επιλέγει τη συχνότητα που ενδιαφέρει, ενώ απορρίπτει την άλλη (σχήμα 7.20).



ΣΧΗΜΑ 7.20 Η λειτουργία του μίκτη.

7.7.1.2 Ενεργοί και παθητικοί μίκτες.

Οι περισσότεροι μίκτες που διατίθενται στην αγορά είναι παθητικοί. Αυτό σημαίνει ότι, κατά τη διέλευση μέσα από αυτούς, το σήμα αντιμετωπίζει απώλεια ισχύος.

Υπάρχουν, όμως και ενεργοί μίκτες. Οι ενεργοί μίκτες παρέχουν κέρδος, συντελώντας στη μείωση του θορύβου που συνεισφέρεται από τα επόμενα στάδια της αλυσίδας του δέκτη. Ταυτόχρονα ενισχύουν το σήμα.

Εξαιτίας του κέρδους τους, οι ενεργοί μίκτες χρησιμοποιούνται ευρέως στα RF συστήματα. Επιπλέον, απαιτούν χαμηλά επίπεδα ισχύος από τον LO (-10 - 0 dBm). Όμως, τα σημεία IIP3 και P_{1-dB}, που παρουσιάζουν είναι, συνήθως, χαμηλά, ενώ ο συντελεστής θορύβου υψηλός (10-15 dB). Οι περισσότεροι ενεργοί μίκτες δεν είναι προσαρμοσμένοι στη συνήθη αντίσταση 50 Ω των συστημάτων, με αποτέλεσμα να απαιτούνται εξωτερικά RLC κυκλώματα για την προσαρμογή των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου τους στις αντιστάσεις πηγής και φορτίου.

Οι παθητικοί μίκτες, παρουσιάζουν τυπικά μεγαλύτερη γραμμικότητα και ταχύτητα στην απόδοσή τους. Επιπλέον, έχουν συντελεστές θορύβου μικρότερους από εκείνους των ενεργών μικτών και η αντιστάσεις εισόδου και εξόδου τους είναι συχνά προσαρμοσμένες στα 50 Ω. Παρουσιάζουν, όμως, το μειονέκτημα ότι απαιτούν αρκετά υψηλά επίπεδα ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή (0-27dBm), καθιστώντας συχνά υποχρεωτική τη χρησιμοποίηση ενισχυτή μεταξύ του LO και του μίκτη. Αυτό, όμως, αυξάνει το κόστος και μπορεί να μειώσει την ποιότητα λειτουργίας του συστήματος.

7.7.1.3 Χαρακτηριστικά μικτών.

Κέρδος Μετατροπής (Conversion Gain)

Σε αντίθεση με άλλα στοιχεία, στους μίκτες είναι αναγκαία η διάκριση μεταξύ του κέρδους τάσης και του κέρδους ισχύος.Το κέρδος μετατροπής τάσης ενός μίκτη ορίζεται ως η rms τιμή της τάσης του IF σήματος προς την rms τιμή της τάσης του RF σήματος. Το κέρδος μετατροπής τάσης μπορεί να μετρηθεί με την εφαρμογή μίας ημιτονοειδούς κυματομορφής συχνότητας ω_{RF} στην RF θύρα του μίκτη και την παρατήρηση στη συνέχεια του πλάτους της προς τα κάτω μετατοπισμένης κυματομορφής συχνότητας ω_{IF} που εξέρχεται από τη θύρα IF.

Το κέρδος μετατροπής ισχύος ορίζεται ως η ισχύς του IF σήματος που αποδίδεται στην αντίσταση φορτίου διαιρεμένη με τη διαθέσιμη ισχύ του RF σήματος στην αντίσταση πηγής. Εάν η αντίσταση εισόδου και η αντίσταση φορτίου του μίκτη είναι και οι δύο ίσες με την αντίσταση πηγής, για παράδειγμα 50 Ω, τότε το κέρδος μετατροπής τάσης και το κέρδος μετατροπής ισχύος του μίκτη, εκφραζόμενα σε dB, είναι ίσα.

Επειδή το image-reject φίλτρο που είναι συνδεδεμένο στην RF θύρα του μίκτη έχει, συνήθως, αντίσταση 50 Ω, είναι αναγκαία η προσαρμογή της αντίστασης εισόδου του μίκτη σε αυτήν την τιμή αντίστασης πηγής. Η αντίσταση φορτίου του μίκτη, μπορεί να είναι διαφορετική από 50 Ω, ειδικά όταν η IF συχνότητα είναι μικρότερη από 100 MHz. Τα περισσότερα IF φίλτρα για $f_{IF} < 100$ MHz έχουν αντίσταση εισόδου που κυμαίνεται από 500 Ω έως 1000 Ω. Επομένως, η αντίσταση εξόδου του μίκτη θα πρέπει να είναι προσαρμοσμένη σε αντίσταση φορτίου διαφορετική από 50 Ω έως 1000 Ω. Επομένως, η αντίσταση εξόδου του μίκτη σα πρέπει να είναι προσαρμοσμένη σε αντίσταση φορτίου διαφορετική από 50 Ω. Σε αυτήν την περίπτωση, το κέρδη μετατροπής τάσης και ισχύος, εκφραζόμενα σε dB, διαφέρουν, κάτι που θα πρέπει να ληφθεί υπόψη κατά τον υπολογισμό του συνολικού κέρδους, συντελεστή θορύβου και IIP3 του δέκτη.

Το κέρδος μετατροπής δεν είναι σταθερό στα εύρος συχνοτήτων λειτουργίας ενός μίκτη, αλλά μεταβάλλεται με τη συχνότητα (ειδικά την RF) και σε αρκετές περιπτώσεις η διακύμανσή του υπερβαίνει τα 5 dB. Ακόμα, μεταβάλλεται με την τάση τροφοδοσίας, τη θερμοκρασίας λειτουργίας και το επιπέδο ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή.
Στους ενεργούς μίκτες το κέρδος μετατροπής είναι θετικό και κυμαίνεται, συνήθως, από 5- 14 dB. Στους παθητικούς μίκτες είναι αρνητικό και αναφέρεται και ως απώλεια μετατροπής (conversion loss), η οποία είναι θετική. Τυπική τιμή της απώλειας μετατροπής είναι τα 6-7 dB.

Στα φύλλα προδιαγραφών, δίνεται το κέρδος μετατροπής ισχύος, θεωρώντας, συνήθως, ότι οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του μίκτη είναι προσαρμοσμένες στα 50 Ω.

Συντελεστής Θορύβου



ΣΧΗΜΑ 7.21 Φάσματα κατά την κάτω μετατόπιση συχνότητας στην ετερόδυνη αρχιτεκτονική.

Ο συντελεστής θορύβου ενός μίκτη θα οριστεί για δύο περιπτώσεις: για την περίπτωση της ετερόδυνης και την περίπτωση της ομόδυνης αρχιτεκτονικής. Και στις δύο περιπτώσεις ο μίκτης θεωρείται αθόρυβος, με μοναδιαίο κέρδος.

Στην ετερόδυνη αρχιτεκτονική, το φάσμα που οδηγείται στην RF θύρα του μίκτη αποτελείται από το επιθυμητό σήμα και από το θερμικό θόρυβο, στη ζώνη του σήματος και στη ζώνη του ειδώλου. Κατά την προς τα κάτω μετατόπιση συχνότητας, το σήμα, ο θόρυβος στη ζώνη του σήματος και ο θόρυβος στη συχνότητα ειδώλου μετατοπίζονται στη συχνότητα ω_{IF} (σχήμα 7.21). Έτσι, ο σηματοθορυβικός λόγος στην έξοδο του μίκτη είναι ο μισός από το σηματοθορυβικό λόγο στην είσοδό του, εάν η απόκριση συχνότητας εισόδου του μίκτη είναι η ίδια για τη ζώνη του επιθυμητού σήματος και για τη ζώνη της συχνότητας ειδώλου, δηλαδή:

$$SNR_{in} / SNR_{out} = 2 = NF$$
(7.20)

Άρα, ο συντελεστής θορύβου του αθόρυβου μίκτη είναι ίσος με 3 dB (και όχι 0 dB, όπως θα αναμενόταν).

Ο συντελεστής θορύβου που υπολογίζεται με τον παραπάνω τρόπο ονομάζεται συντελεστής θορύβου "μονής πλευρικής ζώνης" (single-sideband noise figure, SSB NF).



ΣΧΗΜΑ 7.22 Φάσματα κατά την κάτω μετατόπιση συχνότητας στην ομόδυνη αρχιτεκτονική.

Στην ομόδυνη αρχιτεκτονική, οι σηματοθορυβικοί λόγοι στην είσοδο και την έξοδο του αθόρυβου μίκτη είναι ίσοι (δεν υπάρχει είδωλο και άρα θερμικός θόρυβος ειδώλου). Συνεπώς, ο συντελεστής θορύβου του μίκτη είναι ίσος με 0 dB και ονομάζεται συντελεστής θορύβου "διπλής πλευρικής ζώνης" (double-sideband noise figure, DSB NF).

Σύμφωνα με τα παραπάνω, ο συντελεστής θορύβου μονής πλευρικής ζώνης ενός μίκτη είναι κατά 3 dB μεγαλύτερος από το συντελεστή διπλής πλευρικής ζώνης, εάν ο μίκτης παρουσιάζει το ίδιο κέρδος στη φέρουσα συχνότητα του επιθυμητού σήματος και στη συχνότητα ειδώλου. Κατά τη μέτρηση του συντελεστή θορύβου ενός μίκτη, υπολογίζεται ο συντελεστής θορύβου διπλής πλευρικής ζώνης και με πρόσθεση 3 dB προκύπτει ο συντελεστής θορύβου μονής πλευρικής ζώνης.

Στα φύλλα προδιαγραφών αναγράφεται, συνήθως, ο συντελεστής θορύβου μονής πλευρικής ζώνης. Όπως το κέρδος μετατροπής, έτσι και ο συντελεστής θορύβου μεταβάλλεται με τη συχνότητα, τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου, τη

θερμοκρασία, την τάση τροφοδοσίας και τη στάθμη του σήματος του τοπικού ταλαντωτή.

Ο συντελεστής θορύβου (SSB) για τους ενεργούς μίκτες κυμαίνεται τυπικά από 10 έως 15 dB. Στους παθητικούς μίκτες η τιμή του είναι 0,5 – 1 dB μεγαλύτερη από την τιμή της απώλειας μετατροπής.

Απομόνωση θυρών (Port-to-Port Isolation)



ΣΧΗΜΑ 7.23 Σήματα διαρροής μεταξύ των θυρών ενός μίκτη.

Εξαιτίας προβλημάτων υλοποίησης, μέρος του σήματος που εφαρμόζεται σε μία θύρα του μίκτη, διαρρέει προς τις άλλες δύο, χωρίς να υποστεί μετατόπιση συχνότητας (σχήμα 7.23). Ως απομόνωση μεταξύ δύο θυρών ενός μίκτη ορίζεται το ποσό κατά το οποίο εξασθενεί ένα σήμα διαρροής από τη μία θύρα προς την άλλη.

Μεταξύ των θυρών LO και RF του μίκτη υπάρχει σήμα διαρροής από τον τοπικό ταλαντωτή προς τον ενισχυτή και τελικά προς την κεραία. Εάν το ισχυρό αυτό σήμα δεν καταπιεστεί κατάλληλα, είναι δυνατόν κατά την εκπομπή του από την κεραία να παρεμβάλλει σε άλλα συστήματα. Για το λόγο αυτό, πέρα από καλή απομόνωση στο μίκτη, απαιτείται η περαιτέρω καταπίεσή του από το image-reject και το RF φίλτρο.

Ταυτόχρονα, υπάρχει σήμα διαρροής από την RF θύρα στην LO θύρα, γεγονός που επιτρέπει -απουσία καλής απομόνωσης- την αλληλεπίδραση μεγάλων σημάτων παρεμβολής παρόντων στην RF θύρα με τον τοπικό ταλαντωτή, με αποτέλεσμα τη διαταραχή της λειτουργίας του.

Μεταξύ των θυρών LO και IF υπάρχουν σήματα διαρροής και προς τις δύο κατευθύνσεις. Αυτό που ενδιαφέρει είναι το σήμα διαρροής από τη θύρα LO στη

θύρα IF. Εάν εξακολουθεί να υπάρχει ισχυρό σήμα διαρροής και μετά το IF φιλτράρισμα που ακολουθεί τη μίξη, είναι δυνατή η απευαισθητοποίηση του επόμενου σταδίου της αλυσίδας, π.χ. του ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας.

Τέλος, μεταξύ των θυρών RF και IF ενδιαφέρει η διαρροή σήματος από την RF προς την IF θύρα. Πάντως, τα σήματα διαρροής από την RF βαθμίδα δεν έχουν μεγάλη στάθμη.

Η απομόνωση ενός μίκτη κυμαίνεται τυπικά από 15 έως 25 dB.

Απαίτηση ισχύος στη θύρα του τοπικού ταλαντωτή (LO drive)

Το επίπεδο της ισχύος που εισέρχεται στη θύρα LO ενός μίκτη παίζει πολύ σημαντικό ρόλο για τη λειτουργία του. Το κέρδος μετατροπής, ο συντελεστής θορύβου και η γραμμικότητα ενός μίκτη μεταβάλλονται έντονα συναρτήσει της ισχύος που παρέχεται από τον τοπικό ταλαντωτή. Συχνά, στα φύλλα προδιαγραφών επισυνάπτονται γραφικές παραστάσεις όπου φαίνεται η μεταβολή αυτή. Ωστόσο, αρκετοί μίκτες, κυρίως παθητικοί, προδιαγράφονται για συγκεκριμένο επίπεδο ισχύος από τον LO και, εάν υπάρξει διαφοροποίηση από αυτό, η επίδοσή τους μπορεί να υποβαθμιστεί.

Αυτό που ενδιαφέρει στις περισσότερες εφαρμογές είναι η εύρεση του μίκτη που παρέχει τα επιθυμητά χαρακτηριστικά με το χαμηλότερο δυνατό επίπεδο ισχύος από τον LO. Αυτό συμβαίνει, επειδή το κόστος και η δυσκολία στην υλοποίηση ενός LO αυξάνονται όσο μεγαλώνει η ισχύς που θα πρέπει να παρέχει στην έξοδό του. Όταν απαιτούνται μεγάλα επίπεδα ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή, είναι αναγκαία η χρήση ενισχυτή μεταξύ μίκτη και τοπικού ταλαντωτή, γεγονός που μπορεί να υποβαθμίσει την αξιοπιστία του συστήματος.

Όπως έχει αναφερθεί, οι ενεργοί μίκτες απαιτούν για τη λειτουργία τους χαμηλά επίπεδα ισχύος από τον LO (-10 - 0 dBm). Αντίθετα, το επίπεδο ισχύος για την λειτουργία των παθητικών μικτών κυμαίνεται από 0 dBm έως 27 dBm.

Το σήμα του LO θα πρέπει να είναι το ισχυρότερο παρόν σήμα στο μίκτη (τουλάχιστον 10 dB μεγαλύτερο από τα υπόλοιπα σήματα), ώστε στην έξοδο του μίκτη να δημιουργούνται όσο το δυνατόν λιγότερα ανεπιθύμητα σήματα.

Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου

Οι θύρες των μικτών (με εξαίρεση την LO) δεν είναι προσαρμοσμένες στη συνήθη αντίσταση των 50 Ω. Για το λόγο αυτό προτείνονται από τις εταιρίες κατάλληλα προσαρμοστικά κυκλώματα.

Τα χαρακτηριστικά επίδοσης για τους μίκτες στα φύλλα προδιαγραφών, ισχύουν υπό την προϋπόθεση ότι έχει γίνει προσαρμογή στην αντίσταση των 50 Ω, για όλες τις θύρες.

Γραμμικότητα



ΣΧΗΜΑ 7.24 Τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης στη θύρα IF του μίκτη.

Kai στους μίκτες, η γραμμικότητα καθορίζεται από τα σημεία σύμπτυξης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης, IIP3 και συμπίεσης 1-dB, P_{1-dB}. Το σημείο σύμπτυξης, υπολογίζεται, κατά τα γνωστά, με το τεστ δύο τόνων f_{RF1}, f_{RF2} στη θύρα RF του μίκτη. Η μόνη διαφορά είναι ότι τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης των f_{RF1}, f_{RF2} μετρούνται στη θύρα IF και είναι μετατοπισμένα σε συχνότητα. Όπως φαίνεται στο σχήμα 7.24, βρίσκονται στις θέσεις $(2f_{R1} - f_{R2}) \pm f_{LO}$ και $(2f_{R2} - f_{R1}) \pm f_{LO}$.

Το σημείο συμπίεσης 1-dB είναι η στάθμη του σήματος εισόδου που αντιστοιχεί σε μείωση του κέρδους μετατροπής κατά 1-dB (ή αύξηση της απώλειας μετατροπής κατά 1-dB.

Τα σημεία IIP3 και P_{1-dB} εξαρτώνται έντονα από το επίπεδο ισχύος στη θύρα LO. Αύξηση της ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή οδηγεί σε αύξηση της γραμμικότητας του κυκλώματος. Τα σημεία IIP3 και P_{1-dB} εξαρτώνται, επίσης, από την προσαρμογή στις θύρες του μίκτη (καλή προσαρμογή βελτιώνει τη γραμμικότητα) και από τη συχνότητα λειτουργίας. Στους ενεργούς μίκτες, τα σημεία IIP3 και P_{1-dB} είναι ιδιαίτερα χαμηλά. Το σημείο IIP3 αυτών κυμαίνεται τυπικά από –5 dBm έως 5 dBm. Οι παθητικοί μίκτες παρουσιάζουν πολύ καλύτερα χαρακτηριστικά γραμμικότητας. Το σημείο IIP3 είναι, συνήθως, μεγαλύτερο από 15 dBm.

7.7.1.4 Ανωφελείς αποκρίσεις (spurious responses).

Εξαιτίας του τρόπου υλοποίησης, στην έξοδο ενός μίκτη εκτός από τις συνιστώσες $f_{IF} = f_{LO} \pm f_{RF}$, το θόρυβο και τα προιόντα ενδοδιαμόρφωσης, θα υπάρχουν ανεπιθυμήτα σήματα τα οποία θα περιλαμβάνουν το RF σήμα (στην f_{RF}) και τις αρμονικές του, το σήμα από τον τοπικό ταλαντωτή (στην f_{LO}) και τις αρμονικές του, και γενικά κάθε συνδυασμό:

$$|m f_{LO} + n f_{RF}|, m, n = \pm 0, 1, 2....$$
 (7.21)

συμπεριλαμβανομένου του επιθυμητού σήματος και του ειδώλου. Τα ανεπιθύμητα αυτά σήματα ονομάζονται ανωφελείς αποκρίσεις (spurious responses). Τα περισσότερα από τα σήματα αυτά θα απορριφθούν από το IF φίλτρο. Κάποια, όμως, θα βρεθούν μέσα στη ζώνη διέλευσης του IF φίλτρου ή αρκετά κοντά σε αυτή, οπότε δεν θα καταπιεστούν αρκετά.

Πρέπει να σημειωθεί ότι η συχνότητα f_{RF} δεν αφορά μόνο τη φέρουσα συχνότητα του επιθυμητού σήματος. Αναπαριστά τη συχνότητα οποιουδήποτε σήματος βρίσκεται στην είσοδο του μίκτη, το οποίο μπορεί να είναι γειτονικό κανάλι (σε σύστημα με πολλαπλά φέροντα) ή παρεμβολή. Αναπαριστά, ουσιαστικά, κάθε συχνότητα που βρίσκεται στη ζώνη διέλευσης του image-reject φίλτρου, η έξοδος του οποίου τροφοδοτείται στην είσοδο του μίκτη. Επομένως, κάθε σήμα στην ζώνη διέλευσης του image-reject φίλτρου μπορεί να δημιουργήσει επικίνδυνες ανωφελείς αποκρίσεις.

Κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος, με τη βοήθεια προγραμμάτων software, υπολογίζονται οι ανωφελείς αποκρίσεις στην έξοδο ενός μίκτη. Το RF φίλτρο και το φίλτρο απόρριψης ειδώλου θα πρέπει να καταπιέζουν εκείνες που πρόκειται να βρεθούν στη ζώνη διέλευσης του IF φίλτρου. Στα φύλλα προδιαγραφών των μικτών, υπάρχουν, συνήθως, πίνακες όπου φαίνεται η στάθμη των ανωφελών αποκρίσεων σε σχέση με τη στάθμη του επιθυμητού σήματος στην έξοδο του μίκτη, για διάφορες τιμές των m και n. Γενικά, όσο μεγαλύτερη είναι η τάξη (m+n) ενός ανεπιθύμητου σήματος, τόσο μικρότερη είναι η ισχύς του. Άρα, αυτό που ενδιαφέρει, κυρίως, είναι οι ανωφελείς αποκρίσεις χαμηλής τάξης.

Η ισχύς των ανωφελών αποκρίσεων στην έξοδο ενός μίκτη εξαρτάται έντονα από την ισχύ των σημάτων εισόδου, από την τοπολογία και τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του μίκτη.

7.7.1.5 Τοπολογίες μικτών.

Single-Ended μίκτες

Η τοπολογία ενός single-ended μίκτη είναι εξαιρετικά απλή (σχήμα 7.25). Η μετατόπιση της συχνότητας του RF σήματος γίνεται με τη βοήθεια ενός μη γραμμικού στοιχείου, το οποίο μπορεί να είναι μία δίοδος, ένα τρανζίστορ ή ένας ενισχυτής που δουλεύει στον κόρο. Σε κάθε περίπτωση, το μη γραμμικό στοιχείο παίζει το ρόλο διακόπτη, ο οποίος ανοιγοκλείνει ανάλογα με την τιμή της τάσης του σήματος του τοπικού ταλαντωτή. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται η μετατόπιση της συχνότητας του RF σήματος.



ΣΧΗΜΑ 7.25 Single-ended μίκτης με δίοδο ως μη γραμμικό στοιχείο.

Εξαιτίας της απλότητάς τους, οι single-ended μίκτες έχουν πολύ χαμηλό κόστος. Όμως, η επίδοσή τους είναι κάτω του μετρίου. Παρουσιάζουν μεγάλη

απώλεια μετατροπής (10-20 dB) και μηδενική απομόνωση. Επιπλέον, απαιτούν μεγάλα επίπεδα ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή, προκειμένου να καταπιέζονται σε κάποιο βαθμό οι ανωφελείς αποκρίσεις που παράγονται από τις άρτιες αρμονικές του. Σε αντίθετη περίπτωση, στην έξοδο του μίκτη εμφανίζονται όλοι οι συνδυασμοί $|mf_{LO} + nf_{RF}|$ με όχι ασήμαντες στάθμες ισχύος. Τέλος, είναι αναγκαία η χρησιμοποίηση κυκλωμάτων προσαρμογής στις θύρες εισόδου και εξόδου τους.

Οι single-ended μίκτες χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές στενού εύρους ζώνης, όπου το κύριο κριτήριο επιλογής είναι το κόστος.

Απλά ισοσταθμισμένοι μίκτες (single-balanced mixers)



ΣΧΗΜΑ 7.26 Ο απλά ισοσταθμισμένος μίκτης.

Ο απλά ισοσταθμισμένος μίκτης είναι μία βελτιωμένη εκδοχή του single-ended μίκτη. Η διαφορά έγκειται στη χρησιμοποίηση ενός μετασχηματιστή ισοσταθμισμένου-σεμη ισοσταθμισμένο ή του λεγόμενου " balun" και μίας δεύτερης διόδου (σχήμα 7.26). Και σε αυτήν την τοπολογία οι δίοδοι παίζουν το ρόλο διακόπτη και ελέγχονται από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή. Η παρουσία του balun "ακυρώνει" το σήμα του τοπικού ταλαντωτή στις θύρες RF και IF [18]. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται μεγάλη απομόνωση LO:RF και LO:IF. Αυτό είναι το πλεονέκτημα της τοπολογίας του απλά ισοσταθμισμένου μίκτη. Η RF:IF απομόνωση εξακολουθεί να είναι ελάχιστη.

Σε ό,τι αφορά τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά, εξαιτίας των επιπλέον στοιχείων που περιέχει, το κόστος του απλά ισοσταθμισμένου μίκτη είναι μεγαλύτερο από εκείνο του single-ended μίκτη. Η συμπεριφορά του ως προς τις ανωφελείς αποκρίσεις είναι καλύτερη από του single-ended, επειδή δεν υπάρχει LO σήμα στην IF θύρα. Όμως, το απαιτούμενο επίπεδο ισχύος από τον LO είναι μεγαλύτερο (απαιτούνται τουλάχιστον 3 dBm). Τέλος, ο απλά ισοσταθμισμένος μίκτης έχει ίδιες απώλειες μετατροπής με τον single-ended μίκτη (10-20 dB) και όμοια προβλήματα προσαρμογής.

Διπλά ισοσταθμισμένοι μίκτες (double-balanced mixers)

Ο διπλά ισοσταθμισμένος μίκτης έχει την καλύτερη επίδοση σε σχέση με τις τοπολογίες που εξετάστηκαν [18]. Αποτελείται από δύο μετασχηματιστές ισοστασθμισμένου-σε-μη ισοσταθμισμένο και από ένα δακτύλιο διόδων (diode ring) (σχήμα 7.27).



ΣΧΗΜΑ 7.27 Ο διπλά ισοσταθμισμένος μίκτης.

Η τοπολογία του διπλά ισοσταθμισμένου μίκτη έχει τα ακόλουθα πολύ σημαντικά χαρακτηριστικά:

- Υψηλή απομόνωση μεταξύ όλων των θυρών.
- Καταπίεση των ανωφελών αποκρίσεων άρτιας τάξης. Με τον τρόπο αυτό μειώνεται το πρόβλημα της half-IF.
- Πλήρη αξιοποίηση της RF ισχύος και άρα τη μικρότερη δυνατή απώλεια μετατροπής (τυπικά 7-10 dB).

Μειονέκτημα της τοπολογίας αποτελεί η υψηλή απαίτηση ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή. Τυπικά απαιτούνται τουλάχιστον 7 dBm. Επιπλέον, και αυτή η τοπολογία παρουσιάζει πρόβλημα προσαρμογής.

Στους διπλά ισοσταθμισμένους μίκτες ανήκει η πολύ διαδεδομένη στην πράξη τοπολογία Gilbert-cell, η οποία υλοποιεί ενεργούς μίκτες [12]. Η απομόνωση που προσφέρεται είναι μεγαλύτερη από εκείνη των παθητικών μικτών και ισχύουν όλα όσα έχουν αναφερθεί στο εδάφιο 7.7.1.2 για τους ενεργούς μίκτες.

7.7.2 Επιλογή Μίκτη.

7.7.2.1 Επιλογή μεταξύ ενεργού και παθητικού μίκτη.

Το πρώτο βήμα για την επιλογή κατάλληλου μίκτη για το δέκτη είναι η επιλογή μεταξύ ενεργού και παθητικού μίκτη. Οι ενεργοί μίκτες παρουσιάζουν:

- Κέρδος μετατροπής.
- Χαμηλή απαίτηση ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή.
- Υψηλό συντελεστή θορύβου.
- Χαμηλή γραμμικότητα.

Οι παθητικοί μίκτες παρουσιάζουν:

- Απώλεια μετατροπής.
- Υψηλή απαίτηση ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή.
- Σχετικά χαμηλό συντελεστή θορύβου.
- Υψηλή γραμμικότητα.

Εκείνα που βαραίνουν ιδιαίτερα στην επιλογή ενεργού ή παθητικού μίκτη για το δέκτη του επίγειου σταθμού είναι το κέρδος και η απαίτηση σε ισχύ από τον τοπικό ταλαντωτή. Αυτά θα εξεταστούν στη συνέχεια.

Ο συντελεστής θορύβου αποτελεί δευτερεύον κριτήριο για τον εξής λόγο: η διαφορά των 5 dB στους συντελεστές θορύβου των ενεργών και των παθητικών μικτών, δεν παίζει σημαντικό ρόλο στο συνολικό συντελεστή θορύβου του δέκτη. Αυτό συμβαίνει, κυρίως, εξαιτίας του υψηλού κέρδους του LNA. Επιπλέον, όπως έχει εξηγηθεί, η γραμμικότητα δεν αποτελεί σημαντικό κριτήριο επιλογής γενικά για τα στοιχεία του δέκτη.

Έστω ότι υπάρχουν δύο μίκτες προς επιλογή: ένας ενεργός, με τυπικό κέρδος 8 dB και ένας παθητικός τυπικού κέρδους – 7 dB. Εάν επιλεγεί ο ενεργός, η διαφορά στο συνολικό κέρδος του δέκτη, σε σχέση με την περίπτωση χρήσης του παθητικού μίκτη, ανέρχεται στα 15 dB. Επομένως, με τη χρήση ενεργού μίκτη μειώνεται η απαίτηση για πολύ μεγάλο κέρδος από την IF βαθμίδα (από τον ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας εφόσον χρησιμοποιείται μόνο ένας IFA) και εξαλείφεται η ενδεχόμενη ανάγκη χρήσης δύο IFA σε αυτήν.

Επιπλέον, το επιθυμητό είναι να επιλεγεί μίκτης που να απαιτεί όσο το δυνατό χαμηλότερη ισχύ από τον τοπικό ταλαντωτή, κυρίως λόγω διαθεσιμότητας στην αγορά και κόστους του τελευταίου. Άρα και πάλι ο ενεργός μίκτης αποτελεί προτιμότερη επιλογή.

Συνεπώς, εξαιτίας της συνεισφοράς του στο συνολικό κέρδος του δέκτη και της χαμηλής απαίτησης σε ισχύ από τον τοπικό ταλαντωτή, επιλέγεται ενεργός μίκτης για το δέκτη.

7.7.2.2 Ανωφελείς αποκρίσεις.

Ο μίκτης στην αλυσίδα του δέκτη έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

$$\begin{split} \Sigma & \text{def} RF: \qquad f_{RF} = 2250 \text{ MHz} \\ & \text{Endiamestry successful} \\ & \text{Endiamestry successful} \\ & \text{Successful} RF: \qquad f_{IF} = 140 \text{ MHz} \\ & \text{Successful} RF: \qquad f_{LO} = 2110 \text{ MHz} \text{ (low-side injection)}. \end{split}$$

Όπως έχει δειχτεί, στην έξοδο του μίκτη παράγονται ανωφελείς αποκρίσεις που δίνονται από τη σχέση:

226

$$|m f_{LO} + n f_{RF}|, m, n = \pm 0, 1, 2....$$
 (7.22)

Με τη βοήθεια του προγράμματος AppCad 3.0.2. της εταιρίας Agilent υπολογίστηκαν οι συνιστώσες f_{RF} στο διάστημα 1970 – 2250 MHz που στην έξοδο του μίκτη παράγουν ανωφελείς αποκρίσεις οι οποίες βρίσκονται στο εύρος ζώνης του IF φίλτρου (139,8 – 140,2 MHz, με $f_c = 140$ MHz). Ο υπολογισμός αφορά μέχρι και την 5^η αρμονική των f_{RF} και f_{LO} (m = n = 0, 1, 2..., 5).

| f _{RF, LOW} (MHz) | f _{RF,HIGH} (MHz) | m | n |
|----------------------------|----------------------------|-----|-----|
| 2082,0 | 2082,0 | - 5 | 5 |
| 2075,0 | 2075,1 | - 4 | 4 |
| 2063,3 | 2063,4 | - 3 | 3 |
| 2039,9 | 2040,1 | - 2 | 2 |
| 1969,8 | 1970,2 | - 1 | 1 |
| 2249,8 | 2250,2 | 1 | - 1 |
| 2179,9 | 2180,1 | 2 | - 2 |
| 2156,6 | 2156,7 | 3 | - 3 |
| 2145,0 | 2145,1 | 4 | - 4 |
| 2138,0 | 2138,0 | 5 | - 5 |

Τα αποτελέσματα του AppCad φαίνονται στον πίνακα 7.6.

Πίνακας 7.6 Οι συνιστώσες που παράγουν επικίνδυνες ανωφελείς αποκρίσεις στην έζοδο του μίκτη.

Στον παραπάνω πίνακα διακρίνονται για το συνδυασμό (m,n) = (1, -1) η φέρουσα συχνότητα του επιθυμητού σήματος (2250 MHz), για τον συνδυασμό (-1, 1) η συχνότητα ειδώλου (1970 MHz) και για το συνδυασμό (2, -2) η συχνότητα half-IF (2180 MHz). Τα αποτελέσματα του πίνακα απεικονίζονται στο σχήμα 7.28.



Όσο μεγαλύτερη είναι η τάξη των ανωφελών αποκρίσεων στην έξοδο του μίκτη, τόσο μικρότερη είναι η στάθμη αυτών. Με τη λογική αυτή οι RF συνιστώσες που οδηγούν σε ανωφελείς αποκρίσεις μεγάλης τάξης, αναπαριστώνται στο σχήμα 7.28 με χαμηλότερη στάθμη. Να σημειωθεί ότι τα παραπάνω αποτελέσματα αφορούν τις επικίνδυνες RF συνιστώσες στην περίπτωση που δεν χρησιμοποιούνται φίλτρα μεταξύ της κεραίας και του μίκτη. Με τη χρησιμοποίηση RF και image-reject φίλτρων οι συνιστώσες αυτές γίνονται αμελητέες. Η ζώνη διέλευσης του image-reject φίλτρου (2205 – 2295 MHz) δεν περιέχει καμία επικίνδυνη RF συνιστώσα.

7.7.2.3 Επιλογή μοντέλου μίκτη.

Ο ενεργός μίκτης που θα επιλεγεί θα πρέπει να έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Όσο το δυνατό μεγαλύτερο κέρδος (> 5 dB).
- Οσο το δυνατό χαμηλότερο συντελεστή θορύβου (< 15 dB), ώστε να ικανοποιείται η σχέση (7.1).
- Kalý apomónast metakú twn qurán ($\cong 20 \text{ dB}$).
- Ανεκτή γραμμικότητα.
- Θύρα LO προσαρμοσμένη σε αντίσταση 50 Ω με λόγο στάσιμων κυμάτων μικρότερο από 2.0:1.



ΣΧΗΜΑ 7.29 Ο μίκτης ΜΑΧ2682 της εταιρίας Maxim.

Επειδή ο προς επιλογή μίκτης είναι ενεργός, η απαίτηση για χαμηλή ισχύ από τον LO ικανοποιείται αυτόματα και, έτσι, δεν αποτελεί ζητούμενο. Η απαίτηση για προσαρμογή στη θύρα LO προκύπτει από το γεγονός ότι οι περισσότεροι ενεργοί μίκτες της αγοράς παρέχουν προσαρμογή στη θύρα αυτή. Αντίθετα, δεν παρέχεται προσαρμογή στις θύρες RF και IF, αλλά προτείνονται από τις εταιρίες κυκλώματα προσαρμογής.

Μετά από έρευνα αγοράς βρέθηκαν διάφορα μοντέλα που ικανοποιούν τις προηγούμενες απαιτήσεις. Επειδή τα μοντέλα αυτά παρέχονται σε ολοκληρωμένη μορφή, για την εύκολη χρησιμοποίησή τους στο connectorized σύστημα του δέκτη και για καλύτερη εκτίμηση των χαρακτηριστικών τους είναι απαραίτητο να συνοδεύονται από evaluation boards. Τα μοντέλα που δεν συνοδεύονταν από evaluation boards απορρίφθηκαν. Τελικά, επιλέχθηκε το μοντέλο MAX2682 της εταιρίας Maxim (σχήμα 7.29). Τα χαρακτηριστικά του φαίνονται στον πίνακα 7.7.

Να σημειωθεί ότι οι τιμές του κέρδους, του συντελεστή θορύβου και του σημείου IIP3 του πίνακα ισχύουν για επίπεδο ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή, P_{LO} , ίσο με 0 dBm. Για $P_{LO} = -2$ dBm, το μόνο που διαφοροποιείται ελάχιστα είναι το σημείο IIP3, το οποίο γίνεται ίσο με 3,5 dBm.

Εναλλακτικά, θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί το μοντέλο AD8343 της Analog Devices. Ο βασικός λόγος απορρίφθηκε είναι το γεγονός ότι οι θύρες εισόδου και εξόδου απαιτούν σήματα σε διαφορική μορφή. Αυτό σημαίνει ότι πέρα από κυκλώματα για την προσαρμογή των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου χρειάζονται και κυκλώματα μετασχηματισμού των σημάτων από single-ended σε διαφορική μορφή (baluns) και αντίστροφα, πράγμα που αυξάνει τη δυσκολία χρησιμοποίησής του στην πράξη. Τέλος, εναλλακτική πρόταση αποτελεί και το μοντέλο RF2459 της RF Micro-Devices, το οποίο όμως υστερεί, κυρίως γιατί δεν έχει προσαρμοσμένη τη θύρα LO.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | TIMH | |
|---|----------------|--|
| Εύρος Λειτουργίας RF Συχνότητας | 400 - 2500 MHz | |
| Εύρος Λειτουργίας Συχνότητας LO | 400 - 2500 MHz | |
| Εύρος Λειτουργίας ΙF Συχνότητας | 10 - 500 MHz | |
| Απαίτηση Ισχύος από LO | – 14 - 0 dBm | |
| Κέρδος Μετατροπής Ισχύος | 9 dB | |
| Συντελεστής θορύβου (Μονής Πλευρικής Ζώνης) | 12 dB | |
| Σημείο Σύμπτυξης 3 ^{ης} τάξης εισόδου (IIP3) | +2 dBm | |
| Απώλεια Επιστροφής στη Θύρα LO | -15 dB | |
| Απομόνωση LO- RF | 21 dB | |
| Απομόνωση LO- IF | 17 dB | |
| Συσκευασία | Ολοκληρωμένο | |
| Κόστος μίκτη | \$0,92 | |
| Κόστος evaluation board | \$100 | |

Πίνακας 7.7 Χαρακτηριστικά του μοντέλου ΜΑΧ2682 της εταιρίας Maxim.

<u>7.8</u> TO INJECTION ΦΙΛΤΡΟ

7.8.1 Σκοπός Injection Φίλτρου

To injection φίλτρο τοποθετείται μεταξύ του μίκτη και του τοπικού ταλαντωτή. Σκοπός του είναι η καταπίεση της δεύτερης αρμονικής της συχνότητας του σήματος από τον τοπικό ταλαντωτή. Με τον τρόπο αυτό περιορίζεται το φαινόμενο της half-IF και οι ανωφελείς συνιστώσες στην έξοδο του μίκτη που παράγονται από τις αρμονικές του τοπικού ταλαντωτή.

7.8.2 Προδιαγραφές Injection Φίλτρου.

7.8.2.1 Βασικές προδιαγραφές



Το κύριο χαρακτηριστικό του injection φίλτρου είναι ότι θα πρέπει να καταπιέζει τη δεύτερη αρμονική του τοπικού ταλαντωτή, η οποία βρίσκεται στη συχνότητα $f_{stop} = 4220$ MHz, τουλάχιστον κατά 60 dB. Επομένως:

Καταπίεση στη συχνότητα $f_{stop} = 4220 \text{ MHz}$: 60 dB

Ταυτόχρονα, θα πρέπει να επιτρέπει τη διέλευση της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή, f_{LO} = 2110 MHz, με τη μικρότερη δυνατή παραμόρφωση και απόσβεση. Επομένως, η συχνότητα f_{LO} θα πρέπει να βρίσκεται στη ζώνη διέλευσης του φίλτρου (εάν πρόκειται για βαθυπερατό φίλτρο) ή να είναι η κεντρική συχνότητα του φίλτρου (εάν πρόκειται για ζωνοπερατό φίλτρο).

Η απόσβεση του φίλτρου είναι επιθυμητό να μην υπερβαίνει το 1dB, ώστε να μειώνεται όσο το δυνατό λιγότερο η στάθμη του σήματος από τον LO:

$$IL \le 1 \text{ dB}$$

7.8.2.2 Επιλογή μεταξύ βαθυπερατού και ζωνοπερατού μοντέλου.

Βάσει των προηγούμενων προδιαγραφών, υπάρχουν δύο δυνατότητες για τον τύπο του φίλτρου: είτε θα είναι βαθυπερατό είτε ζωνοπερατό. Με προσομοίωση στο προόγραμμα ADS προέκυψαν τα χαρακτηριστικά της συνάρτησης μεταφοράς για τους δύο αυτούς τύπους.

Καταρχάς, η απαιτούμενη επιλεκτικότητα επιτυγχάνεται με συνάρτηση μεταφοράς τύπου Chebychev, τόσο για το βαθυπερατό, όσο και για το ζωνοπερατό μοντέλο. Η μέγιστη αποδεκτή κυμάτωση είναι ίση με 0,5 dB και για τις δύο περιπτώσεις.

Σε ό,τι αφορά το βαθυπερατό μοντέλο, η προσομοίωση έδειξε ότι για φίλτρο Chebychev, κυμάτωσης 0,5 dB και με συχνότητα αποκοπής $f_{co} = 2400$ MHz επιτυγχάνεται:

- Καταπίεση της συχνότητας 4220 MHz κατά 50 dB, με φίλτρο 6^{ης} τάξης.
- Καταπίεση της συχνότητας 4220 MHz κατά 60 dB, με φίλτρο 7^{ης} τάξης.

Πρέπει να σημειωθεί ότι για βαθυπερατά φίλτρα, η 6^η και η 7^η τάξη δεν είναι ιδιαίτερα μεγάλες σε ό,τι αφορά την υλοποίηση, σε αντίθεση με τα ζωνοπερατά. Αυτό συμβαίνει γιατί ένα ζωνοπερατό φίλτρο αποτελείται ουσιαστικά από ένα βαθυπερατό και ένα υψιπερατό κομμάτι, με αποτέλεσμα να απαιτεί περισσότερα τμήματα για την υλοποίησή του σε σχέση με το ίδιας τάξης βαθυπερατό ή υψιπερατό.

Για ζωνοπερατό φίλτρο τύπου Chebychev, κυμάτωσης 0,5 dB η προσομοίωση έδειξε ότι η συχνότητα 4220 MHz καταπιέζεται κατά 60 dB με φίλτρο $3^{\eta\varsigma}$ τάξης, του οποίου το εύρος ζώνης μπορεί να φτάσει και το 20% της κεντρικής συχνότητας, $f_c = 2110$ MHz.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στον πίνακα 7.8.

| Βαθυπερατό φίλτρο | | Ζωνοπερατό φίλτρο | |
|--------------------------|-----------|------------------------|-----------------|
| Τύπος | Chebychev | Τύπος | Chebychev |
| Μέγιστη | | Μέγιστη | |
| Κυμάτωση (dB) | 0,5 | Κυμάτωση (dB) | 0,5 |
| Συχνότητα | | Κεντρική | |
| αποκοπής, f_{co} (MHz) | 2400 | Συχνότητα, f_c (MHz) | 2110 |
| Απαιτούμενη τάξη | | Εύρος Ζώνης 3-dB, | |
| για καταπίεση 50 dB | 6η | BW _{3dB} | Μέχρι 20% f_c |
| Απαιτούμενη τάξη | | Απαιτούμενη τάξη | |
| για καταπίεση 60 dB | 7η | για καταπίεση 60 dB | 3η |

Πίνακας 7.8 Χαρακτηριστικά βαθυπερατού και ζωνοπερατού μοντέλου για το injection φίλτρο.

Μεταξύ του βαθυπερατού και του ζωνοπερατού φίλτρου θα προτιμηθεί εκείνο που έχει χαμηλότερη απόσβεση και κόστος. Επειδή η επιλεκτικότητα του injection φίλτρου δεν είναι μεγάλη, η απόσβεση προβλέπεται χαμηλή τόσο για το βαθυπερατό όσο και για το ζωνοπερατό μοντέλο. Σε ό,τι αφορά το κόστος, συνήθως τα βαθυπερατά φίλτρα έχουν μικρότερο κόστος από τα ζωνοπερατά. Επειδή το ζωνοπερατό φίλτρο είναι χαμηλής τάξης η διαφορά στο κόστος αναμένεται μικρή.

Μετά από έρευνα αγοράς, προέκυψε ότι τα βαθυπερατά φίλτρα, για την επιθυμητή επιλεκτικότητα, ανταποκρίνονται καλύτερα στην προδιαγραφή της απόσβεσης και στο κόστος. Επομένως, το injection φίλτρο θα είναι βαθυπερατό, κατά προτίμηση 7^{ης} τάξης.

7.8.2.3 Σύνοψη χαρακτηριστικών injection φίλτρου.

Οι προδιαγραφές του injection φίλτρου φαίνονται στον πίνακα 7.9. Σε αυτές περιλαμβάνονται και οι προδιαγραφές για τη μέγιστη καταπίεση, τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου και το λόγο στασίμων κυμάτων.

| Παράμετρος | Τιμή |
|---------------------------------------|-------------|
| Τύπος | Chebychev |
| Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple) | 0,5 dB |
| Τάξη | 7 |
| Συχνότητα Αποκοπής (f _{co}) | 2400 MHz |
| Καταπίεση @ 4220MHz | 60 dB |
| Απόσβεση (IL) | $\leq 1 dB$ |
| Μέγιστη καταπίεση | 60 dB |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| VSWR | < 2.0:1 |

Πίνακας 7.9 Προδιαγραφές injection φίλτρου δέκτη.

7.8.3 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή

Επειδή η επιλεκτικότητα του injection φίλτρου δεν είναι μεγάλη, θα προτιμηθούν τεχνολογίες κατασκευής με χαμηλό κόστος. Μετά από έρευνα αγοράς προέκυψε ότι πιθανές τεχνολογίες υλοποίησης αποτελούν τα διακριτά LC φίλτρα και τα σωληνοειδή (tubular) φίλτρα (σχήμα 7.31). Η φιλοσοφία των τελευταίων είναι η ίδια με των LC φίλτρων, με τη διαφορά ότι τα κυκλώματα συντονισμού υλοποιούνται με κατανεμημένα LC στοιχεία και όχι με διακριτά και είναι τοποθετημένα μέσα σε μία σωληνοειδή επιφάνεια.

Επικοινωνία με τις κατασκευάστριες εταιρίες έδειξε ότι τα διακριτά LC φίλτρα είναι η καλύτερη επιλογή από πλευρά κόστους. Συγκεκριμένα, επιλέχθηκαν τα διακριτά LC φίλτρα της εταιρίας Integrated Microwave, η προσφορά της οποίας φαίνεται στον πίνακα 7.10. Αναλυτικό διάγραμμα επίδοσης παρατίθεται στο παράρτημα.





ΣΧΗΜΑ 7.31 (α) Διακριτά LC και (β) Σωληνοειδή φίλτρα από την εταιρία Lorch Microwave (γ) Διακριτά LC φίλτρα από την εταιρία Integrated Microwave.

| Κωδικός μοντέλου | IMC PN 933485 |
|---------------------------------------|------------------------|
| Τύπος φίλτρου | Διακριτό LC-Βαθυπερατό |
| Συχνότητα Αποκοπής (f _{co}) | 2600 MHz |
| Απόσβεση | @ 2400MHz < 1.0 dB |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| Return Loss, (VSWR) | – 15 dB, (1.43:1) |
| Καταπίεση | 60 dB min @ 4220 MHz |
| Συσκευασία | Connectorized w/SMA-F |
| Κόστος | \$ 200 |

Πίνακας 7.10 Προσφορά από την εταιρία Integrated Microwave για το injection φίλτρο.

Η διαφοροποίηση στη συχνότητα αποκοπής και τον αριθμό τμημάτων στον παραπάνω πίνακα σε σχέση με τον πίνακα 7.9 δεν παίζει κανένα ρόλο, γιατί επιτυγχάνονται τα δύο βασικά ζητούμενα για το injection φίλτρο, δηλαδή:

- Καταπίεση της συχνότητας 4220 MHz κατά 60 dB.
- Διέλευση της συχνότητας 2110 MHz με μικρή παραμόρφωση και απόσβεση (IL<1dB).

Εναλλακτικά, θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν τα διακριτά LC φίλτρα της εταιρίας Lorch Microwave, τα οποία είναι λίγο ακριβότερα από εκείνα της Integrated Microwave. Η προσφορά από την Lorch Microwave φαίνεται στον πίνακα 7.11.

| Κωδικός μοντέλου | 6LP7-2400A-S |
|--------------------------------|-----------------------------|
| Τύπος φίλτρου | Διακριτό LC-Βαθυπερατό |
| Συχνότητα Αποκοπής 1-dB | 2400 MHz |
| Αριθμός τμημάτων | 6 |
| Απόσβεση | 1 dB max από 0.3 - 2400 MHz |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| VSWR | 1.5:1 typical |
| Καταπίεση | 60 dB min @ 4220 MHz |
| Χειρισμός ισχύος | 1 Watt avg. |
| Συσκευασία | Connectorized |
| Κόστος | \$ 245 |

Πίνακας 7.11 Προσφορά από την εταιρία Lorch Microwave για το injection φίλτρο.

<u>7.9</u> Ο ΤΟΠΙΚΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ (LO)

Οι ταλαντωτές παίζουν βασικό ρόλο στην επίδοση ενός συστήματος. Κάθε σήμα που υφίσταται μετατόπιση συχνότητας "κληρονομεί" τα χαρακτηριστικά του τοπικού ταλαντωτή που έλαβε μέρος στην μετατόπιση συχνότητας. Επομένως, εάν δεν γίνει προσεκτική επιλογή τοπικού ταλαντωτή είναι πιθανή η αύξηση της πιθανότητας λάθους του συστήματος.

7.9.1 Γενικά Χαρακτηριστικά Ταλαντωτών

7.9.1.1 Ιδανικοί και μη ιδανικοί ταλαντωτές



ΣΧΗΜΑ 7.32 (a) Το φάσμα και (β) Η μιγαδική αναπαράσταση ενός ιδανικού ταλαντωτή.

Το σήμα ενός ιδανικού ταλαντωτή παριστάνεται στο πεδίο του χρόνου από μία ημιτονοειδή συνάρτηση με περίοδο T=1/f₀, όπου f₀ η συχνότητα του σήματος . Το φάσμα του σήματος στο πεδίο της συχνότητας είναι μία συνάρτηση μοναδιαίου παλμού, μηδερικού εύρους (σχήμα 7.1α). Το φάσμα δεν περιέχει άλλα διακριτά στοιχεία, όπως για παράδειγμα αρμονικές. Στο σήμα του ιδανικού ταλαντωτή δεν υπάρχει καθόλου θόρυβος και, κατά συνέπεια, ο σηματοθορυβικός λόγος είναι άπειρος. Ο ιδανικός ταλαντωτής παράγει την επιθυμητή συχνότητα με απόλυτη ακρίβεια, ανεξάρτητα από το χρόνο, τη θερμοκρασία ή της μεταβολές στην τροφοδοσία. Ο ιδανικός ταλαντωτής παριστάνεται στο μιγαδικό επίπεδο από ένα διάνυσμα που περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα ίση με ω₀, όπου ω₀= 2πf₀ (σχήμα 7.1β).

Οι ταλαντωτές που χρησιμοποιούνται στην πράξη δε είναι ιδανικοί. Η λειτουργία ενός μη ιδανικού ταλαντωτή χαρακτηρίζεται από ύπαρξη θορύβου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η ημιτονοειδής κυματομορφή του σήματος στο πεδίο του χρόνου να εμφανίζει τυχαίο πλάτος και διακυμάνσεις στη συχνότητα. Το φάσμα του σήματος στο πεδίο της συχνότητας δεν είναι πλέον μία συνάρτηση μοναδιαίου παλμού, μηδενικού εύρους (σχήμα 7.33α). Η ακριβής μορφή του φάσματος εξαρτάται από τις λεπτομέρειες κατασκευής του ταλαντωτή. Η συχνότητα ενός μη ιδανικού ταλαντωτή αλλάζει με το χρόνο, τη θερμοκρασία και άλλους περιβαλλοντικούς παράγοντες.

237

f

Μεταβολές στη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή για χρονικά διαστήματα μεγαλύτερα από περίπου 1 δευτερόλεπτο αναφέρονται ως "ολίσθηση" (drift). Μεταβολές στη συχνότητα που παρατηρούνται για χρονικό διάστημα μικρότερο από 1 δευτερόλεπτο αναφέρονται ως "θόρυβος φάσης" (phase noise). Η ολίσθηση ενός τοπικού ταλαντωτή είναι χαρακτηριστικό του κρυσταλλικού ταλαντωτή αναφοράς και μετράται σε ppm (parts per million). Ο θόρυβος φάσης μετράται σε dBc/Hz για διάφορες τιμές συχνοτήτων μακρυά από την ονομαστική. Η ολίσθηση και ο θόρυβος φάσης εκφράζουν το γεγονός ότι ο τοπικός ταλαντωτής δεν παράγει ακριβώς την ονομαστική του συχνότητα.

Στη μιγαδική αναπαράσταση ενός πραγματικού ταλαντωτή ο θόρυβος παριστάνεται με ένα διάνυσμα το οποίο προστίθεται στο διάνυσμα του ιδανικού



ΣΧΗΜΑ 7.33 (a) Το φάσμα και (β) Η μιγαδική αναπαράσταση ενός μη ιδανικού ταλαντωτή.

ταλαντωτή. Το μέτρο και η φάση του διανύσματος του θορύβου είναι στατιστικά μεγέθη. Το διάνυσμα του θορύβου μπορεί να αναλυθεί σε δύο συνιστώσες, μία συμφασική και μία ορθογώνια. Η εν φάση συνιστώσα αναπαριστά το θόρυβο πλάτους (AM noise) του ταλαντωτή, ενώ η ορθογώνια συνιστώσα αναπαριστά το θόρυβο φάσης (PM noise) του ταλαντωτή (σχήμα 7.33β). Το τελικό διάνυσμα που αναπαριστά τον μη ιδανικό ταλαντωτή συνεχίζει να περιστρέφεται με γωνιακή ταχύτητα ω₀, αλλά παρουσιάζει τυχαίες διακυμάνσεις στο μέτρο και τη φάση.

Όρια ολίσθησης

v(t)²

Μη μηδενικό εύρος ²έξαιτίας του θορύβου φάσης

7.9.1.2 Φάσμα μη ιδανικού συνθέτη συχνοτήτων

Το φάσμα ενός μη ιδανικού ταλαντωτή περιέχει ανεπιθύμητα σήματα. Συνήθως, περιέχει αρμονικές του επιθυμητού σήματος, αλλά είναι δυνατόν να περιέχει και άλλα διακριτά σήματα, όπως υποαρμονικές και συχνότητες που οφείλονται στον τρόπο υλοποίησης του ταλαντωτή. Επιπλέον, στο φάσμα θα περιλαμβάνεται και ο θόρυβος φάσης του ταλαντωτή.

Στο σχήμα 7.34 φαίνεται το φάσμα ενός συνθέτη συχνοτήτων χαμηλής επίδοσης και ονομαστικής συχνότητας ίσης με 120 MHz. Είναι ορατή η περιοχή 0 Hertz - 1GHz. Στο σχήμα φαίνονται οι παραγόμενες αρμονικές του επιθυμητού σήματος. Όσο μεγαλώνει η τάξη τους, τόσο μικραίνει η στάθμη ισχύος τους. Συνήθως, η δεύτερη αρμονική είναι η ισχυρότερη.



ΣΧΗΜΑ 7.34 Το φάσμα ενός μη ιδανικού συνθέτη συχνοτήτων, ονομαστικής συχνότητας 120 MHz, όπου φαίνονται οι παραγόμενες αρμονικές.

Στο σχήμα 7.35 φαίνεται το φάσμα του ιδιοσυνθέτη συχνοτήτων σε ένα ευρός 5 MHz περί της ονομαστικής συχνότητας. Διακρίνεται θόρυβος φάσης πολύ κοντά στην ονομαστική συχνότητα. Διακρίνονται επίσης δύο ανωφελείς συνιστώσες, οι οποίες οφείλονται στον τρόπο υλοποίησης του συνθέτη συχνοτήτων.



<u>ΣΧΗΜΑ 7.35</u> Το φάσμα του μη ιδανικού συνθέτη συχνοτήτων σε ένα εύρος συχνοτήτων 5MHz περί της ονομαστικής συχνότητας. Διακρίνονται μη αρμονικές ανωφελείς συνιστώσες.

Το απεικονιζόμενο φασματικό περιεχόμενο στο σχήμα 7.36 αφορά εύρος συχνοτήτων 500 kHz. Είναι εμφανής ο θόρυβος φάσης κοντά στην ονομαστική συχνότητα. Ο θόρυβος φάσης περιέχει διακριτές συνιστώσες που βρίσκονται σε απόσταση μεταξύ τους περίπου 50 kHz.



<u>ΣΧΗΜΑ 7.36</u> Το φάσμα του μη ιδανικού συνθέτη συχνοτήτων σε ένα εύρος συχνοτήτων 500 kHz περί της ονομαστικής συχνότητας. Διακρίνονται ο θόρυβος φάσης και μερικές διακριτές συνιστώσες σε διαστήματα των 50 kHz.

Στο σχήμα 7.37, όπου το παρατηρούμενο εύρος συχνοτήτων είναι 100 kHz περί της ονομαστικής συχνότητας, ο θόρυβος κοντά στην ονομαστική συχνότητα είναι απόλυτα ευδιάκριτος. Επίσης, παρατηρείται ότι ο συνθέτης συχνοτήτων δεν παράγει ακριβώς την ονομαστική συχνότητα. Η συχνότητα που παράγεται είναι η F₀ = 120,028 MHz.



ΣΧΗΜΑ 7.37 Το φάσμα του μη ιδανικού συνθέτη συχνοτήτων σε ένα εύρος συχνοτήτων 100 kHz περί της ονομαστικής συχνότητας. Είναι εμφανές ότι ο συνθέτης συχνοτήτων δεν παράγει ακριβώς την ονομαστική συχνότητα.

Τέλος, στο σχήμα 7.38 παρουσιάζεται το φάσμα του τοπικού ταλαντωτή για ένα εύρος συχνοτήτων 10 kHz. Η στάθμη του θορύβου αυξάνεται όσο οι συχνότητες πλησιάζουν την ονομαστική, αλλά αρχίζει να μειώνεται από τα 1200 Hz και μετά. Αυτή η συμπεριφορά είναι τυπική στους PLL συνθέτες συχνοτήτων.



ΣΧΗΜΑ 7.38 Το φάσμα του μη ιδανικού συνθέτη συχνοτήτων σε ένα εύρος συχνοτήτων 10 kHz περί της ονομαστικής συχνότητας.

7.9.1.3 Θόρυβος φάσης και μίξη σημάτων

Όπως περιγράφτηκε στην §7.9.1.1, κατά την παράσταση του σήματος ενός μη ιδανικού ταλαντωτή στο μιγαδικό επίπεδο ο θόρυβος φάσης αναλύεται σε δύο συνιστώσες: την εν φάση συνιστώσα (θόρυβο AM), η οποία μεταβάλλει το πλάτος του φέροντος σήματος και την ορθογώνια συνιστώσα (θόρυβο PM), η οποία μεταβάλλει τη φάση του φέροντος σήματος. Και τα δύο μεγέθη είναι στοχαστικές διαδικασίες.

Στους περισσότερους μίκτες η τάση του σήματος του τοπικού ταλαντωτή χρησιμοποιείται για να ανοίγει και να κλείνει τις διόδους του μίκτη, οι οποίες παίζουν το ρόλο διακόπτη. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται η μετατόπιση της συχνότητας. Όταν το σήμα του τοπικού ταλαντωτή είναι πολύ μεγαλύτερο από το σήμα του RF σήματος (ή του IF σήματος για άνω μετατόπιση συχνότητας), τότε οι δίοδοι ανοιγοκλείνουν ταυτόχρονα με τα περάσματα από το μηδέν της κυματομορφής του τοπικού ταλαντωτή στο πεδίο του χρόνου. Αποδεικνύεται ότι ο θόρυβος φάσης είναι η συνιστώσα που δημιουργεί αβεβαιότητα ως προς τα χρονικά σημεία όπου η κυματομορφή του σήματος του τοπικού ταλαντωτή περνάει από το μηδέν [18]. Επομένως, κατά την προς τα κάτω μετατόπιση συχνότητας, ο θόρυβος φάσης του σήματος του τοπικού ταλαντωτή (η αβεβαιότητα ως προς τις χρονικές στιγμές που ανοιγοκλείνουν οι δίοδοι του μίκτη) θα μεταφερθεί στο IF σήμα. Εάν ο θόρυβος φάσης είναι μεγάλος, τότε το παραγόμενο IF σήμα θα παραμορφωθεί σημαντικά και η αξιοπιστία του συστήματος θα μειωθεί. Να σημειωθεί ότι ο θόρυβος φάσης αυξάνει με την αύξηση της ονομαστικής συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή.

Ο θόρυβος AM δεν σχετίζεται με την αβεβαιότητα ως προς τα περάσματα από το μηδέν και ως εκ τούτου δεν μεταφέρεται στο IF σήμα, εκτός από την περίπτωση που το σήμα του τοπικού ταλαντωτή δεν είναι αρκετά ισχυρό ώστε να θέτει τις διόδους του μίκτη απόλυτα σε κατάσταση "on" ή "off".

Η μέγιστη ανεκτή τιμή του θορύβου φάσης για ένα σύστημα εξαρτάται από τα συγκεκριμένα χαρακτηριστικά του συστήματος. Ιδιαίτερη προσοχή σε ό,τι αφορά το θόρυβο φάσης θα πρέπει να δίνεται στα πολυκαναλικά συστήματα. Η μέγιστη ανεκτή τιμή του θορύβου φάσης σε έναν ψηφιακό ευρυζωνικό δέκτη είναι περίπου -85 dBc/Hz στα 10 kHz. Αυτό σημαίνει ότι σε απόσταση 10 kHz από την ονομαστική

συχνότητα του ταλαντωτή η στάθμη του θορύβου φάσης θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 85 dB χαμηλότερη από τη στάθμη του φέροντος σήματος.

7.9.2 Υλοποίηση Ταλαντωτών – Βρόχοι Κλειδώματος Φάσης (PLL)

7.9.2.1 Βασικά χαρακτηριστικά βρόχου κλειδώματος φάσης



ΣΧΗΜΑ 7.39 Το μπλοκ διάγραμμα ενός βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL) συνθέτη συχνοτήτων.

Ο βρόχος κλειδώματος φάσης (Phase Locked Loop, PLL) είναι ένας από τους πιο συνηθισμένους συνθέτες συχνοτήτων. Το PLL είναι ένα σύστημα ελέγχου, το οποίο χρησιμοποιείται για να μεταφέρει τα καλά χαρακτηριστικά ενός κρυσταλλικού ταλαντωτή (σταθερότητα συχνότητας, χαμηλός θόρυβος φάσης) ret έναν ταλακαυτή ελεγχόμενο από τάση (Voltage Controlled Oscillator, VCO), ο οποίος χαρακτηρίζεται από φτωχή σταθερότητα και υψηλό θάροι βο φάσης. Δροφέρει μα ενός απλού PLL Συγκριτής παρουσιάζεται στο σχήμα 7.39.

Τα κυριότερα χαρακτηριστικά ενός PLL είναι η κατάσταση κλειδώματος και Κρυσταλλικός το εύρος βρόχου. Ταλαντωτής

Η "κατάσταση κ**λιδάφατράζ**είναι αυτή κατά την οποία η έξοδος του PLL έχει σταθεροποιηθεί στην επιθυμητή συχνότητα και έχει μείνει εκεί για κάποιο fss χρονικό διάστημα. Ο θόρυβος φάσης και η ακρίβεια συχνότητας του κρυστάλλου αναφοράς μεταβιβάζονται στο VCO. Όταν το PLL είναι κλειδωμένο, βρίσκεται σε κατάσταση ευσταθούς λειτουργίας. Μόλις δοθεί εντολή συντονισμού (tuning data) σε νέα συχνότητα, το PLL παύει να βρίσκεται σε κατάσταση κλειδώματος. Το κύκλωμα περνάει σε μία μεταβατική κατάσταση, κατά την οποία η έξοδος δεν έχει ακόμα σταθεροποιηθεί. Ο θόρυβος φάσης και η ευστάθεια του VCO δεν έχουν διορθωθεί από τον ταλαντωτή αναφοράς.

Η λειτουργία του PLL συνίσταται στο να συγκρίνει την έξοδο του συστήματος με κάποια είσοδο και να μεταβάλλει κατάλληλα την έξοδο ώστε να ταιριάζει με τα χαρακτηριστικά της εισόδου. Είσοδος ενός PLL είναι ένας κρυσταλλικός ταλαντωτής, ο οποίος είναι μεγάλης σταθερότητας και χαμηλού θορύβου φάσης. Η έξοδος είναι ένας ασταθής, θορυβώδης VCO.

Ο θόρυβος φάσης ενός PLL χαρακτηρίζεται από δύο περιοχές: την περιοχή θορύβου φάσης κοντά στο φέρον και την περιοχή θορύβου φάσης μακρυά από το φέρον. Το PLL διορθώνει το θόρυβο φάσης κοντά στο φέρον βάσει του θορύβου φάσης του κρυσταλλικού ταλαντωτή. Ο θόρυβος φάσης μακρυά από το φέρον μοιάζει με το μη ελεγχόμενο θόρυβο φάσης του VCO.

Το "εύρος ζώνης βρόχου" (loop bandwidth) ενός PLL είναι περίπου ίσο με την απόσταση (offset) από το φέρον σε Hertz στην οποία η συνεισφορά θορύβου φάσης από τον VCO είναι ίση με την συνεισφορά θορύβου φάσης από τον κρυσταλλικό ταλαντωτή. Ο βρόχος του σχήματος 7.39 ελέγχει την έξοδο για ένα περιορισμένο εύρος συχνοτήτων το οποίο είναι ίσο με το έυρος ζώνης βρόχου.

Στη συνέχεια περιγράφονται τα βασικά στοιχεία ενός PLL συνθέτη συχνοτήτων.

7.9.2.2 Κρυσταλλικός ταλαντωτής αναφοράς

Ο κρυσταλλικός ταλαντωτής αναφοράς (Crystal Reference Oscillator, CRO), είναι η συχνότητα αναφοράς του συστήματος. Η έξοδος του PLL κλειδώνει στον ταλαντωτή αναφοράς και καθορίζει την ευστάθεια και το θόρυβο φάσης του συστήματος. Συνήθως, η συχνότητα του ταλαντωτή αναφοράς κυμαίνεται μεταξύ 1MHz και 10 MHz. Καθίσταται σαφές ότι, καθώς ο αυτός ταλαντωτής αποτελεί την αναφορά του συστήματος τα χαρακτηριστικά θορύβου και ακρίβειας στη συχνότητα θα πρέπει να

είναι πολύ καλά. Οι ελάχιστες τιμές τους θα πρέπει να είναι ίσες με τις προδιαγραφές σχεδίασης του RF συστήματος.

Το PLL μεταφέρει το θόρυβο φάσης του κρυστάλλου αναφοράς στο VCO, με αποτέλεσμα ο θόρυβος φάσης της εξόδου να είναι ισχυρή συνάρτηση του θορύβου φάσης του κρυσταλλικού ταλαντωτή. Οι κρυσταλλικοί ταλαντωτές είναι ταλαντωτές σταθερής συχνότητας και κρύσταλλοι χαλαζία μπορούν να χρησιμοποιηθούν για εξαίρετη συμπεριφορά ως προς το θόρυβο φάσης.

Για την κατασκευή των ταλαντωτών αναφοράς χρησιμοποιούνται διάφορες τεχνικές, οι οποίες έχουν ως στόχο τη βελτίωση της ακρίβειας ως προς την παραγόμενη συχνότητα και της σταθερότητας ως προς τη θερμοκρασία.

Ovenized Crystal Oscillators (OCXO)

Στους ταλαντωτές OCXO ο κρύσταλλος και τα υπόλοιπα ηλεκτρονικά τοποθετούνται μέσα σε μία ερμητικά κλειστή κοιλότητα ελεγχόμενης θερμοκρασίας. Ο ταλαντωτής σχεδιάζεται να λειτουργεί σε θερμοκρασία υψηλότερη της μέγιστης αναμενόμενης στο περιβάλλον. Οι OCXO ταλαντωτές υπερτερούν έναντι των υπολοίπων σε σταθερότητα. Τυπικές τιμές της σταθερότητας που επιτυγχάνουν είναι από ±1 ppm έως ±100 ppb. Τα κύρια μειονεκτήματά τους είναι είναι η υψηλή κατανάλωση ισχύος (3-20 W), το μεγάλο φυσικό μέγεθος, ο χρόνος προθέρμανσης (2-10 λεπτά) και το υψηλό κόστος. Το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας τους είναι συνήθως μικρό και μπορεί να μεταβληθεί μηχανικά ή ηλεκτρονικά με μεταβαλλόμενη τάση. Η λειτουργία ελέγχου χρησιμοποιείται στη διόρθωση συχνότητας λόγω γήρανσης και επηρεάζει τόσο τη σταθερότητα, όσο και το θόρυβο φάσης. Τυπικές τιμές του εύρους συντονισμού είναι τα ±1 ppm.

Temperature-Compensated Crystal Oscillators (TCXO)

Οι ταλαντωτες TCXO χρησιμοποιούν ένα κύκλωμα αντιστάθμισης της θερμοκρασίας προκειμένου να ελέγξουν τη σταθερότητα στη συχνότητα του βασικού κρυσταλλικού ταλαντωτή. Είναι λιγότερο σταθεροί στη συχνότητα συγκρινόμενοι με τους OCXO. Τυπικές τιμές είναι της τάξης των ±1 ppm για ένα εύρος θερμοκρασιών από -55°C έως +85°C. Όμως, σε σχέση με τους OCXO επιτυγχάνουν πολύ καλύτερους χρόνους

προθέρμανσης (τυπικά 100ms), η κατανάλωση ισχύος τους είναι πολύ χαμηλότερη (15 -150 mW), το ίδιο και το κόστος τους. Και οι ΤCXO είναι ρυθμιζόμενοι για αντισταθμιστεί η μετατόπιση στη συχνότητα λόγω γήρανσης. Τυπικές τιμές του εύρους συντονισμού είναι τα ±5 ppm.

Digital Temperature-Compensated Crystal Oscillators (DTCXO)

Οι ταλαντωτές TCXO χρησιμοποιούν ένα ψηφιακό κύκλωμα αντιστάθμισης της θερμοκρασίας ή έναν μικροεπεξεργαστή για να ρυθμίσουν τη συχνότητα σε συνάρτηση με τη θερμοκρασία. Μεγάλο τους μειονέκτημα είναι το μεγάλο φυσικό μέγεθος και η αυξημένη πολυπλοκότητα. Το κύκλωμα αντιστάθμισης της συχνότητας αυξάνει ελαφρά το θόρυβο φάσης του ταλαντωτή.

Uncompensated Crystal Oscillators (XO)

Οι ταλαντωτές ΧΟ δε διαθέτουν αντιστάθμιση της θερμοκρασίας. Χρησιμοποιούνται, συνήθως, σε εφαρμογές όπου απαιτείται χαμηλή ακρίβεια, της τάξης των ±10 ppm - ±1000 ppm. Τυπικά, χρησιμοποιούνται υβριδικές τεχνικές για να επιτευχθουν μικρό φυσικό μέγεθος και μεγάλος όγκος παραγωγής. Οι ταλαντωτές ΧΟ είναι μικρότεροι στο μέγεθος και χαμηλότερου κόστους από τους TCXO.

7.9.2.3 Διαιρέτες M και N (prescalers)

Οι κρυσταλλικοί ταλαντωτές είναι πιο εύκολα υλοποιήσιμοι, μικρότεροι σε μέγεθος και χαμηλότερου κόστουςσε συχνότητες της τάξεως των μερικών MHz. Όμως, στο εσωτερικό του PLL απαιτείται ένα σήμα του οποίου η συχνότητα ισούται με το εύρος του καναλιού (βήμα) του πολυκαναλικού συστήματος, f_{ch} . Ο διαιρέτης M διαιρεί κατάλληλα τη συχνότητα του ταλαντωτή αναφοράς, ώστε να προκύψει η συχνότητα f_{ch} . Για παράδειγμα, ένας συνθέτης συχνοτήτων με κρυσταλλικό ταλαντωτή συχνότητας 1 MHz και βήμα ίσο με 20 kHz απαιτεί M =1 MHz / 20 kHz = 50.

Ένας μετρητής τουλάχιστον 6 bits απαιτείται για να πραγματοποιηθεί η διαίρεση.

Ο διαιρέτης Ν, σε συνδυασμό με τον κρυσταλλικό ταλαντωτή και το διαιρέτη Μ, ελέγχει τη συχνότητα εξόδου, f_{out}, του συστήματος. Στην ευσταθή κατάσταση λειτουργίας οι τιμές του Μ και του κρυστάλλου αναφοράς είναι σταθερές. Η συχνότητα του μετρητή Ν αλλάζει προκειμένου να μεταβληθεί η συχνότητα f_{out} του PLL. Για να αλλάξει η συχνότητα ένας νέος αριθμός γράφεται στο μετρητή Ν. Μόλις ο μετρητής Ν αλλάξει, ο βρόχος ξεκλειδώνει για ένα χρονικό διάστημα και στη συνέχεια κλειδώνει στη νέα συχνότητα εξόδου. Το χρονικό αυτό διάστημα αποτελεί την ταχύτητα συντονισμού (tuning speed) του συνθέτη συχνοτήτων.

7.9.2.4 Συγκριτής φάσης

Ο συγκριτής φάσης (phase comparator) είναι ένα από τα πιο περίπλοκα στοιχεία ενός συνθέτη συχνοτήτων. λειτουργία του έγκειται στο να συγκρίνει τη φάση του ταλαντωτή αναφοράς, στη συχνότητα $f_{ss} = f_{ref} / M$, με τη φάση του VCO στη συχνότητα f_{VCO} /N . Όταν ο βρόχος είναι κλειδωμένος, η έξοδος του συγκριτή φάσης περιέχει πληροφορία που αφορά το θόρυβο φάσης και την σταθερότητα του VCO εν συγκρίσει με τον ταλαντωτή αναφοράς. Ανάλογα με την τιμή τους, ο βρόχος χρησιμοποιεί το σήμα σφάλματος του συγκριτή φάσης για να διορθώσει το πρόβλημα. Από την πλευρά του συστήματος ελέγχου η έξοδος του συγκριτή φάσης είναι ένα σήμα σφάλματος και σκοπός του συστήματος ελέγχου είναι να οδηγήσει την τιμή του σήματος αυτού στο μηδενισμό.

7.9.2.5 Φίλτρο βρόχου

Το φίλτρο βρόχου (loop filter) είναι ένα βαθυπερατό φίλτρο με προσεκτικά επιλεγμένο κέρδος και φάση. Μέσω του φίλτρου αυτού, οι σχεδιαστές καθορίζουν τις παραμέτρους του βρόχου. Το φίλτρο βρόχου καθορίζει την ταχύτητα συντονισμού, το χρόνο σταθεροποίησης, την καταπίεση των ανωφελών σημάτων και την επίδοση ως προς το θόρυβο φάσης του συνθέτη συχνοτήτων. Οι παράμετροι, όμως, αυτές δεν ρυθμίζονται ανεξάρτητα η μία από την άλλη.

7.9.2.6 Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (VCO)

Οι ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση είναι ταλαντωτές των οποίων η συχνότητα ελέγχεται από μία εξωτερικά εφαρμοζόμενη τάση. Ένας VCO είναι στην πραγματικότητα ένας ενισχυτής, ο οποίος έχει σχεδιαστεί με βάση την τεχνική της αρνητικής αντίστασης και λειτουργεί στην ασταθή περιοχή, οπότε ταλαντώνει. Η ταλάντωση διατηρείται υπό την προϋπόθεση ότι το κύκλωμα μπορεί να αναπληρώσει την ενέργεια που καταναλώνεται στα παθητικά του στοιχεία. Η ενέργεια αυτή προέρχεται από την τροφοδοσία του κυκλώματος.

Ο VCO καθορίζει το εύρος συντονισμού του συνθέτη συχνοτήτων. Καθορίζει επίσης το θόρυβο φάσης και τις ανωφελείς συνιστώσες του σήματος εξόδου. Ένας VCO που συντονίζει σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων έχει υψηλότερο θόρυβο φάσης από ένα VCO στενού εύρους συντονισμού. Γενικά, όσο πιο μεγάλο είναι το εύρος συντονισμού ενός VCO, τόσο πιο ευάλωτος είναι αυτός απέναντι σε ανεπιθύμητα σήματα. Εάν το ανεπιθύμητο σήμα είναι θόρυβος, τότε ο VCO εμφανίζει εκτεταμένο θόρυβο φάσης. Εάν το ανεπιθύμητο σήμα είναι διακριτή κυματομορφή, τότε εμφανίζει νέες διακριτές φασματικές συνιστώσες.

7.9.2.7 Συμπεράσματα

Η επιλογή του κατάλληλου PLL ενέχει διάφορους συμβιβασμούς. Γενικά, κατά την επιλογή ενός PLL θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψη τα ακόλουθα:

- Ένας VCO με μεγάλο εύρος συντονισμού είναι περισσότερο θορυβώδης από έναν αντίστοιχο VCO με μικρό εύρος συντονισμού.
- Ένα PLL που περιέχει έναν VCO με μεγάλο εύρος συντονισμού τείνει να έχει περισσότερες ανωφελείς συνιστώσες σε συχνότητες κοντινές στη συχνότητα του φέροντος.
- Ένα PLL με μεγάλο εύρος βρόχου θα συντονίζει γρηγορότερα.
- Συνθέτες συχνοτήτων που το εύρος βρόχου τους είναι ένα μεγάλο ποσοστό του εύρους του καναλιού (βήματος) θα εμφανίζουν ισχυρότερες ανωφελείς

συνιστώσες στην περιοχή της φέρουσας συχνότητας, σε σχέση με συνθέτες των οποίων το εύρος βρόχου είναι μικρό ποσοστό του εύρος του καναλιού.

- Εξαιτίας θεμάτων ευστάθειας και άλλων παραγόντων υλοποίησης, το εύρος
 βρόχου ενός PLL είναι, συνήθως, μικρότερο από το 10% του εύρους του καναλιού.
- Για αποστάσεις από τη φέρουσα συχνότητα που βρίσκονται αρκετά έξω από το εύρος ζώνης βρόχου, ο θόρυβος φάσης της εξόδου καθορίζεται από τη συμπεριφορά θορύβου φάσης του VCO. Για αποστάσεις από τη φέρουσα συχνότητα εντός του εύρους ζώνης βρόχου, ο θόρυβος φάσης της εξόδου καθορίζεται από τα χαρακτηριστικά φάσης του κρυσταλλικού ταλαντωτή. Κοντά στα όρια του εύρους ζώνης ο θόρυβος φάσης της εξόδου καθορίζεται και από τα δύο στοιχεία.

Γενικά, ένας PLL συνθέτης συχνοτήτων με μεγάλο εύρος βρόχου και, κατά συνέπεια, μεγάλο βήμα θα έχει:

- Χαμηλό θόρυβο φάσης
- Μεγάλη ταχύτητα συντονισμού
- Ισχυρές ανωφελείς αποκρίσεις κοντά στη συχνότητα φέροντος

Τα ακριβώς αντίθετα θα ισχύουν για ένα PLL με μικρό εύρος βρόχου. Δηλαδή, ένας τέτοιος συνθέτης συχνοτήτων θα έχει:

- Υψηλό θόρυβο φάσης
- Μικρή ταχύτητα συντονισμού
- Μικρής στάθμης ανωφελείς αποκρίσεις κοντά στη συχνότητα φέροντος

Για να αντιμετωπίσει το μεγάλο θόρυβο φάσης, ένας συνθέτης συχνοτήτων μικρού εύρους βρόχου θα πρέπει να περιλαμβάνει VCO με αποδεκτό θόρυβο φάσης κοντά στη φέρουσα συχνότητα.

Στην πράξη, τρεις είναι οι εκδοχές ως προς την υλοποίηση του συνθέτη συχνοτήτων:

- Να έχει μικρό βήμα και χαμηλό θόρυβο φάσης, αλλά στενό εύρος συντονισμού.
- Να έχει μικρό βήμα, μεγάλο εύρος συντονισμού αλλά κακή συμπεριφορά ως προς το θόρυβο.
- Να έχει χαμηλό θόρυβο φάσης και μεγάλο εύρος συντονισμού, με μεγάλο βήμα.

7.9.3 Επιλογή Συνθέτη Συχνοτήτων για το Δέκτη

7.9.3.1 Προδιαγραφές

• Συχνότητα εξόδου

Ο συνθέτης συχνοτήτων του δέκτη θα παράγει στην έξοδό του μόνο μία συχνότητα. Αυτή είναι η :

$$f_{out} = f_{LO} = 2110 \text{ MHz}$$

Ισχύς εξόδου

Το μοντέλο μίκτη που επιλέχθηκε απαιτεί στην LO θύρα ισχύ εξόδου –2dBm έως 0 dBm. Δεδομένου ότι το injection φίλτρο εισάγει απόσβεση ίση με –1 dB (χειρότερη περίπτωση), η ισχύς εξόδου του συνθέτη συχνοτήτων θα πρέπει να είναι –1dBm έως +1 dBm. Επομένως:

$$P_{LO,out} = -1 \epsilon \omega \zeta + 1 dBm$$

Να σημειωθεί ότι η ισχύς εξόδου του τοπικού ταλαντωτή μπορεί να λάβει και μεγαλύτερες τιμές.

• Θόρυβος φάσης

Μία ικανοποιητική ανώτατη τιμή για τον θόρυβο φάσης είναι τα –85 dBc/Hz στα 10 kHz:

Phase Noise $\leq -85 \text{ dBc/Hz}$ @ 10kHz

Καταπίεση αρμονικών

Η ουσιαστική καταπίεση των αρμονικών του συνθέτη συχνοτήτων γίνεται από τον injection φίλτρο. Για το λόγο αυτό η καταπίεση των αρμονικών δεν αποτελεί αυστηρό κριτήριο στην επιλογή συνθέτη συχνοτήτων.

• Καταπίεση ανωφελών συνιστωσών

Ο συνθέτης συχνοτήτων θα πρέπει να καταπιέζει τις ανεπιθύμητες συνιστώσες, οι οποίες δεν είναι αρμονικές της ονομαστικής συχνότητας του συνθέτη συχνοτήτων, όσο το δυνατό περισσότερο/

• Αντίσταση εξόδου

Για σωστή προσαρμογή στη θύρα εισόδου του μίκτη η αντίσταση εξόδου του συνθέτη συχνοτήτων θα πρέπει να είναι ίση με 50 Ω.

Σε ό,τι αφορά το βήμα και το εύρος συντονισμού, επειδή στην έξοδο του συνθέτη συχνοτήτων απαιτείται μία σταθερή συχνότητα, τα δύο αυτά χαρακτηριστικά δεν παίζουν ιδιαίτερο ρόλο στην επιλογή μοντέλου συνθέτη συχνοτήτων, με την προυπόθεση, βέβαια, ότι ικανοποιείται η προδιαγραφή για το θόρυβο φάσης. Για τον ίδιο λόγο, η ταχύτητα συντονισμού δεν αποτελεί προδιαγραφή.
7.9.3.2 Επιλογή μοντέλου συνθέτη συχνοτήτων

Μετά από έρευνα αγοράς επιλέχθηκε το μοντέλο JPLH2060 της εταιρίας Synergy Microwave. Πρόκειται για συνθέτη συχνοτήτων, ο οποίος παρέχεται σε ολοκληρωμένη μορφή. Συνοδεύεται από ένα PLL Tool Kit για συνθέτες συχνοτήτων, το οποίο είναι σε connectorized συσκευασία και επιτρέπει τον προγραμματισμό και τον έλεγχο επίδοσής του. Τα χαρακτηριστικά του συνθέτη συχνοτήτων που επιλέχθηκε φαίνονται στον πίνακα 7.12.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | TIMH | | |
|--|------------------------|--|--|
| Εύρος Συχνοτήτων | 2060 - 2140 MHz | | |
| Βήμα | 50 kHz | | |
| Ισχύς εξόδου | 0 dBm | | |
| Ανεκτικότητα Ισχύος Εξόδου | ±3 dB | | |
| Τυπικός θόρυβος φάσης | –90 dBc/Hz @ 10kHz | | |
| | –115 dBc/Hz @ 100kHz | | |
| Τυπική Καταπίεση 2ης Αρμονικής | 10 dB | | |
| Τυπική Καταπίεση 3ης Αρμονικής 15 dB | | | |
| Τυπική Καταπίεση Ανωφελών Συνιστωσών 60 dB | | | |
| Ταχύτητα Συντονισμού <15msec | | | |
| Αντίσταση Εξόδου | 50 Ω | | |
| Τροφοδοσία | +5 V, +5V, 45 mA (max) | | |
| Συχνότητα Αναφοράς | 5 – 40 MHz | | |
| Τάση Εισόδου Αναφοράς | >0,5 V _{p-p} | | |
| Συσκευασία | Ολοκληρωμένο | | |

Πίνακας 7.12 Χαρακτηριστικά του μοντέλου JPLH2060 της εταιρίας Synergy Microwave.

Ο συνθέτης συχνοτήτων που επιλέχθηκε έχει μικρό εύρος συντονισμού, μικρό βήμα και χαμηλό θόρυβο φάσης και ικανοποιεί όλες τις προδιαγραφές της προηγούμενης ενότητας. Το αναμενόμενο κόστος του μαζί με το PLL Tool Kit είναι \$300. Να σημειωθεί ότι συνθέτες συχνοτήτων σε connectorized μορφή είναι δυσεύρετοι και υψηλού κόστους. Η Synergy Microwave κατασκευάζει το μοντέλο MTS2000-DS το οποίο είναι συνθέτης συχνοτήτων σε connectorized συσκευασία. Η τιμή του, όμως, είναι \$1795.

7.9.3.3 Επιλογή κρυστάλλου αναφοράς



ΣΧΗΜΑ 7.40 Οι QEA95 TCXO κρυσταλλικοί ταλαντωτές από την εταιρία Temex.

Βάσει του μοντέλου συνθέτη συχνοτήτων που επιλέχθηκε, θα πρέπει να επιλεγεί κρυσταλλικός ταλαντωτής με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Συχνότητα αναφοράς: 5 40 MHz
- Τάση εισόδου αναφοράς: > 0,5 V_{p-p}

Επιπλέον, ο κρυσταλλικός ταλαντωτής θα πρέπει να έχει:

- Πολύ χαμηλό θόρυβο φάσης
- Μεγάλη ακρίβεια στη συχνότητα
- Λογικό κόστος
- Σταθερότητα ως προς τη θερμοκρασία

Βάσει των παραπάνω, επιλέχθηκαν οι ΤCXΟ ταλαντωτές, οι οποίοι έχουν καλή συμπεριφορά ως προς το θόρυβο, καλή ακρίβεια και σταθερότητα με τη θερμοκρασία και χαμηλό κόστος.

Μετά από έρευνα αγοράς, επιλέχθηκαν οι ΤCXO κρυσταλλικοί ταλαντωτές QEA95 της εταιρίας Temex. Τα χαρακτηριστικά τους φαίνονται στον πίνακα 7.13. Αναλυτικά χαρακτηριστικά δίνονται στο παράρτημα.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | TIMH | | | |
|------------------------------|--|--|-----------|--|
| Εύρος Συχνοτήτων | 10 - 26 MHz | | | |
| | -30°C - +75°C ±2,5ppm | | | |
| Σταθερότητα Συχνότητας με | ότητα Συχνότητας με -20° C - +70°C ±1,5ppm ή ±2 | | (3 ή 5 V) | |
| τη Θερμοκρασία | −40°C - +85°C | $\pm 3,5$ ppm $\acute{\eta} \pm 2$ ppm | (3 ή 5 V) | |
| Τάση Τροφοδοσίας | | +3V ή +5V | | |
| Τάση Εξόδου (10 kΩ // 10 pF) | 0,7 V | $V_{p-p}(\min)$ (3V) | | |
| | 0,8 V | $_{p-p}(\min)$ (5V) | | |
| | –90 dBc/Hz @ 10Hz | | | |
| | -128 dBc/Hz @ 100Hz | | | |
| Τυπικός θόρυβος φάσης | -145dBc/Hz @ 1kHz | | | |
| (10 MHz) | -148dBc/Hz @ 10kHz | | | |
| | -150dBc/Hz @ 100kHz | | | |
| | -90 dBc/Hz @ 10Hz | | | |
| | -123 dBc/Hz @ 100Hz | | | |
| Τυπικός θόρυβος φάσης | -140dBc/Hz @ 1kHz | | | |
| (20 MHz) | -143dBc/Hz @ 10kHz | | | |
| | -145dBc/Hz @ 100kHz | | | |

Πίνακας 7.13 Χαρακτηριστικά του QEA95 TCXO ταλαντωτή της εταιρίας Temex.

Ως συχνότητα του κρυσταλικού ταλαντωτή προτείνονται τα 13 MHz. Η συχνότητα αυτή δεν είναι πολλαπλάσιο της ενδιάμεσης συχνότητας του συστήματος.

Για ακόμη μεγαλύτερη ακρίβεια, αλλά μεγαλύτερο κόστος θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν οι DCXO κρυσταλλικοί ταλαντωτές της ίδιας εταιρίας.

7.10 ΤΟ ΠΡΩΤΟ ΦΙΑΤΡΟ ΕΝΔΙΑΜΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ.

7.10.1 Σκοπός ΙΓ Φίλτρου.



ΣΧΗΜΑ 7.41 Το πρώτο φίλτρο ενδιάμεσης συχνότητας.

Το πρώτο φίλτρο ενδιάμεσης συχνότητας (φίλτρο IF1), τοποθετείται μεταξύ του μίκτη και του ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας (IFA) (σχήμα 7.41). Όπως έχει αναφερθεί, στην έξοδο του μίκτη εκτός από το επιθυμητό σήμα υπάρχει ένα πλήθος ανεπιθύμητων σημάτων. Σκοπός του IF φίλτρου είναι να επιλέξει το επιθυμητό σήμα, εμποδίζοντας όσο το δυνατό περισσότερα ανεπιθύμητα σήματα να φτάσουν στην είσοδο του IFA και να ενισχυθούν. Στην ουσία το φίλτρο αυτό προετοιμάζει το έδαφος για την τελική επιλογή του καναλιού, η οποία γίνεται από το δεύτερο φίλτρο ενδιάμεσης συχνότητας (IF2).

7.10.2 Προδιαγραφές IF Φίλτρου.

• Κεντρική συχνότητα

Το πρώτο IF φίλτρο είναι ζωνοπερατό με κεντρική συχνότητα την ενδιάμεση συχνότητα του συστήματος:

fc = 140 MHz

Απόσβεση

Η απόσβεση του IF φίλτρου θα πρέπει να ικανοποιεί τη σχέση (7.1) για το συνολικό συντελεστή θορύβου του δέκτη. Επειδή το κέρδος των προηγούμενων βαθμίδων (LNA, μίκτη) είναι αρκετά μεγάλο, δεν τίθενται σοβαροί περιορισμοί για την τιμή της. Ταυτόχρονα, η απόσβεση θα πρέπει να ικανοποιεί τη σχέση (7.3), η οποία δίνει το συνολικό κέρδος του δέκτη. Από τη σχέση αυτή προκύπτει ότι η τιμή της δεν μπορεί να είναι πολύ μεγάλη, γιατί κάτι τέτοιο θα μείωνε σημαντικά το κέρδος του δέκτη (θα χρειαζόταν IFA πολύ μεγάλου κέρδους για να αντισταθμίσει τις απώλειες του φίλτρου). Έτσι, λαμβάνοντας υπόψη και το γεγονός ότι το κόστος και η επιλεκτικότητα του φίλτρου δεν θα πρέπει να είναι εξεζητημένα, ένα λογικό άνω όριο για την τιμή της απόσβεσης, είναι τα 5 dB. Άρα:

$IL \le 5 dB$

Σε ό,τι αφορά τις προδιαγραφές προσαρμογής εισόδου και εξόδου και μέγιστης καταπίεσης, αυτές είναι όμοιες με εκείνες που χρησιμοποιήθηκαν και στα υπόλοιπα φίλτρα του δέκτη. Δηλαδή:

- Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου: 50 Ω
- VSWR $< 2.0:1 \ (\cong 1.5:1)$
- Μέγιστη καταπίεση $: \cong 60 \text{ dB}$

7.10.2.1 Προδιαγραφές που αφορούν την επιλεκτικότητα.

Η καλή συμπεριφορά ως προς την επιλεκτικότητα και η ευρεία χρησιμοποίηση από τους κατασκευαστές φίλτρων καθιστούν τη μορφή Chebychev την καλύτερη επιλογή και για το πρώτο φίλτρο ενδιάμεσης συχνότητας. Η μέγιστη αποδεκτή κυμάτωση είναι ίση με 0,5 dB. Επομένως:

Τύπος φίλτρου: Chebychev Μέγιστη αποδεκτή κυμάτωση: 0,5 dB

Σε ό,τι αφορά την τάξη και το ποσοστιαίο εύρος ζώνης των 3dB, %BW_{3dB}, πρέπει να σημειωθεί ότι, αφού δεν πραγματοποιεί επιλογή καναλιού, το IF φίλτρο δεν χρειάζεται να είναι πολύ επιλεκτικό, έτσι ώστε το κόστος του (δεδομένης της σχετικά χαμηλής απόσβεσης) να διατηρηθεί σε φυσιολογικά επίπεδα. Αρκεί καμία ανωφελής απόκριση της εξόδου του μίκτη να μη βρίσκεται στη ζώνη διέλευσης του φίλτρου.

Σύμφωνα με τα παραπάνω, με προσομοιώσεις στα προγράμματα ADS και AppCad προέκυψε ότι η απαιτούμενη επιλεκτικότητα επιτυγχάνεται με φίλτρο 5^{ης} τάξης, κυμάτωσης 0,5 dB και για BW_{3dB} από 2% έως 5% της κεντρικής συχνότητας. Εφόσον βρεθεί τεχνολογία κατασκευής η οποία ικανοποιεί την προδιαγραφή της απόσβεσης και είναι λογικού κόστους, θα προτιμηθεί το στενότερο εύρος ζώνης για το IF φίλτρο, δηλαδή αυτό που είναι ίσο με το 2% της κεντρικής συχνότητας. Άρα:

Τάξη φίλτρου : 5^{η} % BW = 2

Σύμφωνα με το ADS, το παραπάνω φίλτρο επιτυγχάνει:

- Καταπίεση 40 dB στη συχνότητα 142,6 MHz.
- Καταπίεση 60 dB στη συχνότητα 145 MHz.

Το ποσοστιαίο εύρος ζώνης που επιλέχθηκε αντιστοιχεί σε $\rm BW_{3dB}$ = 2,8 MHz, δηλαδή στο εύρος συχνοτήτων 138,6 –141,4 MHz.

7.10.2.2 Σύνοψη χαρακτηριστικών IF φίλτρου.

Οι προδιαγραφές του πρώτου φίλτρου ενδιάμεσης συχνότητας φαίνονται στον πίνακα 7.14.

| Παράμετρος | Τιμή |
|---------------------------------------|--------------------------|
| Κεντρική Συχνότητα (f _c) | 140 MHz |
| Απόσβεση (IL) | $\leq 5 \text{ dB}$ |
| Τύπος | Chebychev |
| Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple) | 0,5 dB |
| Τάξη | 5 |
| Εύρος ζώνης 3-dB (BW _{3dB}) | 2 % |
| Μέγιστη καταπίεση | 60 dB |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| VSWR | < 2.0:1 (\approx 1.5:1) |

Πίνακας 7.14 Προδιαγραφές για το πρώτο ΙF φίλτρο.

7.10.3 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή.

Μετά από έρευνα αγοράς προέκυψε ότι τα διακριτά LC φίλτρα δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν για BW_{3dB} μικρότερα από από 4%, εξαιτίας της μεγάλης απόσβεσης που εισάγουν. Για μικρότερα BW_{3dB} μπορούν να χρησιμοποιηθούν φίλτρα κοιλότητας, σωληνοειδή ή κεραμικά. Μεταξύ αυτών, χαμηλότερου κόστους είναι τα κεραμικά. Επομένως, το επιθυμητό εύρος ζώνης 2% θα επιτευχθεί με κεραμικά φίλτρα.

Η κατασκευάστρια εταιρία που επιλέχθηκε είναι η Integrated Microwave (σχήμα 7.42). Η προσφορά της φαίνεται στον πίνακα 7.15. Αναλυτικότερα στοιχεία παρατίθενται στο παράρτημα.



ΣΧΗΜΑ 7.42 Κεραμικά φίλτρα από την εταιρία Integrated Microwave.

| Κωδικός μοντέλου | IMC PN 933487 |
|---------------------------------------|----------------------------|
| Τύπος φίλτρου | Κεραμικό Ζωνοπερατό |
| Κεντρική Συχνότητα (f _c) | 140 MHz |
| Τύπος | Chebychev |
| Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple) | 0,5 dB |
| Αριθμός τμημάτων | 5 |
| Εύρος ζώνης 3 dB (BW _{3dB}) | 2 % |
| Απόσβεση (max) | 5 dB |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| Return Loss, (VSWR) | – 15 dB, (1.43:1) |
| Καταπίεση | 50 dB min @ DC έως 135 MHz |
| | 45 dB min @ 145 MHz |
| Συσκευασία | Connectorized |
| Κόστος | \$ 200 |

Πίνακας 7.15 Προσφορά από την εταιρία Integrated Microwave για το πρώτο IF φίλτρο.

<u>7.11</u> Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΕΝΔΙΑΜΕΣΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ (IFA)

Το σήμα φτάνει στην είσοδο του ενισχυτή ενδιάμεσων συχνοτήτων απαλλαγμένο σε μεγάλο βαθμό από ανωφελείς αποκρίσεις και άλλα σήματα παρεμβολής. Σκοπός του ενισχυτή είναι η ουσιαστική ενίσχυση του σήματος, ώστε να καταστεί δυνατή η αποδιαμόρφωσή του από τον αποδιαμορφωτή.

7.11.1 Προδιαγραφές IFA.

• Κέρδος

Η βασική προδιαγραφή του ενισχυτή ενδιάμεσων συχνοτήτων αφορά το κέρδος. Για να μπορέσει το σήμα να έχει την απαιτούμενη στάθμη στην είσοδο του αποδιαμορφωτή, το κέρδος του ενισχυτή θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 30 dB:

$$G_{IFA}\!\geq 30~dB$$

Σταθερότητα κέρδους

Μία ικανοποιητική τιμή για τη σταθερότητα του κέρδους είναι το 1 dB. Πάντως δεν θα πρέπει να υπερβαίνει το 1,5 dB.

Gain Flatness $\leq 1,5 \text{ dB} \quad (\cong 1 \text{ dB})$

• Συντελεστής θορύβου

Δεδομένου του συνολικού κέρδους των προηγούμενων βαθμίδων, ο συντελεστής θορύβου του IFA ακόμα και αν λάβει μεγάλες τιμές (π.χ. 10 dB), ελάχιστα επηρεάζει το συνολικό συντελεστή θορύβου του δέκτη.

Αντιστάσεις εισόδου, εξόδου - Λόγος στάσιμων κυμάτων

Οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου θα πρέπει να είναι ίσες με 50 Ω, ενώ ο λόγος στάσιμων κυμάτων, τόσο στην είσοδο, όσο και την έξοδο θα πρέπει να είναι μικρότερος από 2:1. Η τιμή αυτή διασφαλίζει το ότι δεν θα ανακλαστεί σημαντικό μέρος της ισχύος πίσω προς την πηγή. Διασφαλίζει, επίσης, τη διατήρηση των χαρακτηριστικών της απόκρισης συχνότητας του ενισχυτή. Επομένως:

Antistáseiς εισόδου, εξόδου : 50 Ω $\mathrm{VSWR}\ \leq 2.0{:}1$

• Σημεία P_{1-dB} και IIP3

Παρότι η γραμμικότητα αποτελεί δευτερεύον χαρακτηριστικό κατά την επιλογή των στοιχείων του δέκτη, θα ήταν θετικό ο ενισχυτής που θα επιλεγεί να έχει σχετικά υψηλό σημείο IIP3. Αυτό, γιατί ο IFA είναι ένα από τα τελευταία στοιχεία στοιχεία της αλυσίδας και ως εκ τούτου επηρεάζει σημαντικά το συνολικό σημείο IIP3 και τη δυναμική περιοχή του δέκτη.

7.11.2 Επιλογή IFA.



ΣΧΗΜΑ 7.43 Τα μοντέλα (α) ΜΑΝ-1LN και (β) ΖΚL-2 της εταιρίας Mini-Circuits.

Μετά από έρευνα αγοράς επιλέχθηκε ως καταλληλότερο για την τοπολογία του δέκτη το μοντέλο ZKL-2 της εταιρίας Mini-Circuits (σχήμα 7.43β). Εναλλακτικά, θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί το μοντέλο MAN-1LN της ίδιας εταιρίας(σχήμα 7.43α). Τα χαρακτηριστικά τους φαίνονται στον πίνακα 7.16 που ακολουθεί.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | ZKL-2 | MAN-1LN |
|--|---------------|--------------|
| Εύρος Συχνοτήτων Λειτουργίας | 10 -2000 MHz | 0,5 -500 MHz |
| Συντελεστής Θορύβου (NF) | 4 dB | 3 dB |
| Κέρδος | 33,5 dB | 28 dB |
| Σταθερότητα Κέρδους | 1 dB | 1,4 dB |
| Σημείο Συμπίεσης 1-dB εξόδου (P _{1-db}) | +15 dBm | +7 dBm |
| Σημείο Σύμπτυξης 3 ^{ης} τάξης εξόδου (ΟΙΡ3) | +31 dBm | +18 dBm |
| Μέγιστη στάθμη εισόδου | +13 dBm | +15 dBm |
| Αντίσταση | 50 Ω | 50 Ω |
| Λόγος Στάσιμων Κυμάτων (VSWR) εισόδου | 1.4:1 | 1.8:1 |
| Λόγος Στάσιμων Κυμάτων (VSWR) εξόδου | 1.4:1 | 1.8:1 |
| Κατανάλωση Ισχύος | 12 V, 120 mA | 15 V, 110 mA |
| Συσκευασία | Connectorized | Ολοκληρωμένο |
| Κόστος Ενισχυτή | \$149,95 | \$ 19,95 |
| Κόστος Evaluation Board | _ | \$ 59,95 |

Πίνακας 7.16 Χαρακτηριστικά των μοντέλων ZKL-2 και MAN-1LN της Mini-Circuits.

Παρότι και τα δύο μοντέλα ικανοποιούν τις προδιαγραφές του ενισχυτή, το μοντέλο που επιλέχθηκε πλεονεκτεί σε κέρδος, σταθερότητα κέρδους, λόγο στασίμων κυμάτων και γραμμικότητα. Επιπλέον, παρέχεται σε connectorized μορφή, η οποία είναι προτιμότερη για το σύστημα του δέκτη.

Για ακόμα μεγαλύτερο κέρδος (40dB τυπικά) θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί το μοντέλο ZKL-1R5 της Mini-Circuits.

7.12 ΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΚΑΝΑΛΙΟΥ

7.12.1 Σκοπός Φίλτρου Επιλογής Καναλιού.



ΣΧΗΜΑ 7.44 Το φίλτρο επιλογής καναλιού.

Το φίλτρο επιλογής καναλιού είναι το δέυτερο φίλτρο ενδιάμεσης συχνότητας, τοποθετημένο μεταξύ του IFA και του αποδιαμορφωτή (σχήμα 7.44). Σκοπός του είναι να επιλέξει το επιθυμητό σήμα, έτσι ώστε απαλλαγμένο αυτό από ανεπιθύμητα σήματα παρεμβολής να αποδιαμορφωθεί αξιόπιστα. Είναι το πιο στενό φίλτρο της αλυσίδας και καθορίζει το εύρος ζώνης θορύβου του δέκτη.

7.12.2 Προδιαγραφές Φίλτρου Επιλογής Καναλιού.

Πρόκειται για ζωνοπερατό φίλτρο, με κεντρική συχνότητα την ενδιάμεση συχνότητα του συστήματος:

fc = 140 MHz

Η βασικότερη προδιαγραφή του φίλτρου αφορά την επιλεκτικότητα: θα πρέπει να επιλέγει το επιθυμητό σήμα, το οποίο έχει εύρος 360 kHz (§5.1.1.2) και να καταπιέζει τυχόν παρεμβολές που βρίσκονται κοντά σε αυτό. Επομένως, σε ό,τι αφορά την απόκριση πλάτους του φίλτρου:

- Η ζώνη διέλευσης θα πρέπει να περιλαμβάνει το επιθυμητό σήμα.
- Η μετάβαση από τη ζώνη διέλευσης στη ζώνη φραγής θα πρέπει να είναι αρκετά απότομη, δηλαδή το shape factor να είναι όσο το δυνατό μικρότερο.

Με βάση την πρώτη από τις παραπάνω απαιτήσεις θα οριστεί το εύρος ζώνης του φίλτρου επιλογής καναλιού και με βάση τη δεύτερη, ο τύπος και η τάξη του.

7.12.2.1 Εύρος ζώνης 3-dB φίλτρου

Εάν το φίλτρο επιλογής καναλιού ήταν ιδανικό, η ζώνη διέλευσης του φίλτρου θα ήταν ακριβώς ίση με το εύρος ζώνης του επιθυμητού σήματος, δηλαδή ίση με 360 kHz. Στα πραγματικά φίλτρα η μετάβαση από τη ζώνη διέλευσης στη ζώνη φραγής γίνεται βαθμιαία, με αποτέλεσμα, να εισάγεται σταδιακά απόσβεση εντός της ζώνης διέλευσης, η οποία, στα άκρα της, φτάνει τα 3 dB. Εάν λοιπόν, το εύρος ζώνης του φίλτρου ήταν ακριβώς ίσο με το εύρος ζώνης του σήματος, το τμήμα του σήματος στα άκρα του (δηλαδή στα άκρα της ζώνης διέλευσης) θα καταπιεζόταν κατά 3 dB, κάτι ανεπιθύμητο. Επιπλέον, στα άκρα της ζώνης διέλευσης οι μεταβολές φάσης είναι μεγάλες, γεγονός που θα οδηγούσε σε παραμόρφωση του σήματος. Για το λόγο αυτό, το εύρος ζώνης 3-dB του φίλτρου θα πρέπει να είναι λίγο μεγαλύτερο από αυτό του

σήματος. Η ακριβής του τιμή θα προκύψει με τον προσδιορισμό του τύπου και της τάξης του φίλτρου.

7.12.2.2 Τύπος και τάξη φίλτρου.

Από το φίλτρο επιλογής καναλιού απαιτείται μεγάλη επιλεκτικότητα. Έτσι, ο καταλληλότερος τύπος για την απόκριση πλάτους του είναι ο Chebychev. Η μέγιστη αποδεκτή κυμάτωση είναι τα 0,5 dB. Επειδή όσο μεγαλύτερη είναι η κυμάτωση στη ζώνη διέλευσης, τόσο μεγαλύτερος είναι ο αρχικός ρυθμός αποκοπής (δηλαδή τόσο μεγαλύτερη η επιλεκτικότητα), το επιθυμητό θα ήταν η κυμάτωση να εγγίζει αυτό το άνω όριο. Επομένως:

Τύπος φίλτρου : Chebychev Μέγιστη αποδεκτή κυμάτωση : 0,5 dB (προτεινόμενη τιμή)

Λαμβάνοντας υπόψη το συγκριτικά χαμηλότερο κόστος και την ικανοποιητική επιλεκτικότητα (προσομοίωση στο ADS) που επιτυγχάνεται με ένα φίλτρο 5^{ης} τάξης, αποφασίστηκε ότι αυτή είναι η καλύτερη επιλογή για το φίλτρο. Επομένως:

Τάξη φίλτρου: 5^{η}

Βάσει της επιλογής που έγινε για τον τύπο και την τάξη του φίλτρου και θεωρώντας κυμάτωση ίση με 0,5 dB, θα οριστεί το τμήμα της ζώνης διέλευσης που θα περιλαμβάνει το επιθυμητό σήμα. Το ζητούμενο είναι, κατά τη διέλευσή του μέσα από το φίλτρο, το σήμα να υποστεί σε όλο το φάσμα του ομοιόμορφη εξασθένιση και παραμόρφωση. Αυτό συμβαίνει εάν το εύρος ζώνης του σήματος οριστεί ίσο με το ισοδύναμο εύρος ζώνης κυμάτωσης (equal-ripple bandwidth, BW_{ER}), δηλαδή ίσο με το διάστημα συχνοτήτων στο οποίο η εξασθένιση της απόκρισης πλάτους ισούται με την σταθερού πλάτους κυμάτωση (στα όρια της περιοχής αυτής η εξασθένιση αρχίζει και αυξάνει). Επομένως, το επιθυμητό σήμα θα καταλαμβάνει το εύρος ζώνης όπου η εξασθένιση θα είναι ίση με 0,5 dB, δηλαδή το εύρος ζώνης των 0,5 dB. Άρα:

$$BW_{signal} = BW_{ER} = BW_{0,5dB} \implies$$

 $360 \text{ kHz} = BW_{0,5dB}$

Προσομοίωση στο ADS έδειξε ότι σε φίλτρο Chebychev $5^{η\varsigma}$ τάξης, κυμάτωσης 0,5 dB και $BW_{0,5dB}$ =360 kHz, το εύρος ζώνης 3-dB είναι ίσο με 380 kHz. Άρα:

$BW_{3dB} = 380 \text{ kHz}$

Το εύρος ζώνης των 3 dB του φίλτρου επιλογής καναλιού είναι ένα πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό, γιατί καθορίζει το ισοδύναμο εύρος ζώνης θορύβου του δέκτη. Η τιμή του BW_{3dB} αντιστοιχεί στο 0,27% της κεντρικής συχνότητας.

Το φίλτρο που επιλέχθηκε επιτυγχάνει σύμφωνα με προσομοίωση στο ADS:

- Καταπίεση 40 dB στη συχνότητα 140,35 MHz.
- Καταπίεση 60 dB στη συχνότητα 140,8 MHz.

To shape factor του φίλτρου είναι (σχέση (7.10)):

Shape factor = $BW_{60dB} / BW_{3dB} = 1.6 MHz / 0.38 MHz \implies$

Shape factor = 4,2

7.12.2.3 Υπόλοιπες προδιαγραφές.

Απόσβεση

Εξαιτίας του μεγάλου κέρδους των προηγούμενων βαθμίδων, η σχέση (7.1) δεν θέτει ουσιαστικό περιορισμό για την απόσβεση του φίλτρου. Δηλαδή, απόσβεση ίση ακόμα και με 25 dB δεν επηρεάζει καθόλου το συνολικό συντελεστή θορύβου.

Αντίθετα, η σχέση (7.3) περιορίζει σε μεγάλο βαθμό την τιμή της απόσβεσης του φίλτρου. Δεδομένου του κέρδους των προηγούμενων βαθμίδων (≅55 dB), το επιθυμητό για την τιμή της απόσβεσης είναι να μην υπερβεί τα 7-8 dB. Διαφορετικά, θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί IFA με μεγαλύτερο κέρδος (π.χ το μοντέλο ZKL-1R5 της Mini-Circuits).

• Αντιστάσεις εισόδου-εξόδου

Για τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου θα πρέπει να ισχύει:

Αντίσταση Εισόδου: 50 Ω Αντίσταση Εξόδου: 50 Ω

• Λόγος στάσιμων κυμάτων

Για να μην υπάρξει ουσιαστική απώλεια ισχύος ή σημαντική μεταβολή των χαρακτηριστικών της απόκρισης πλάτους του φίλτρου, θα πρέπει:

VSWR < 2.0:1

• Μέγιστη καταπίεση

Η μέγιστη καταπίεση που επιτυγχάνει το φίλτρο θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 60 dB:

Ultimate rejection $\geq 60 \text{ dB}$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

7.12.2.4 Σύνοψη χαρακτηριστικών φίλτρου επιλογής καναλιού.

Οι προδιαγραφές του φίλτρου επιλογής καναλιού φαίνονται στον πίνακα 7.17.

| Παράμετρος | Τιμή |
|---|---------------------------------|
| Κεντρική Συχνότητα (f _c) | 140 MHz |
| Τύπος | Chebychev |
| Μέγιστη Κυμάτωση | 0,5 dB |
| Τάξη | 5 |
| Shape Factor | 4,2 |
| Εύρος ζώνης 3-d Β (BW _{3dB}) | 380 kHz (0,27% f _c) |
| Εύρος ζώνης 0,5-dB $(BW_{0,5dB})$ | 360 kHz |
| Μέγιστη Απόσβεση | 7- 8 dB |
| Μέγιστη καταπίεση | $\geq 60 \text{ dB}$ |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| Μέγιστο VSWR | 2.0:1 |

Πίνακας 7.17 Προδιαγραφές φίλτρου επιλογής καναλιού.

7.12.3 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή.

Δεδομένης της κεντρικής συχνότητας και της μεγάλης του επιλεκτικότητας $(BW_{3dB} = 0,27\%)$, για την υλοποίηση του φίλτρου ενδιάμεσης συχνότητας μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι ακόλουθες τεχνολογίες:

- Φίλτρα SAW
- Φίλτρα Κοιλότητας
- Κρυσταλλικά Φίλτρα

Από τις τεχνολογίες αυτές, τα φίλτρα κοιλότητας για τόσο μικρό BW_{3db} εισάγουν απόσβεση απαγορευτικά μεγάλη (> 20 dB).



ΣΧΗΜΑ 7.45 Κρυσταλλικά φίλτρα από την εταιρία Temex Components.

Μεγάλη είναι η απόσβεση και των SAW φίλτρων, τα οποία έχουν το πρόσθετο μειονέκτημα ότι κατασκευάζονται σε ολοκληρωμένη μορφή, οπότε η χρησιμοποίησή τους σε connectorized σύστημα είναι αρκετά δύσκολη.

Η προτιμότερη επιλογή είναι τα κρυσταλλικά φίλτρα. Εξαιτίας του τρόπου υλοποίησής τους τα κρυσταλλικά φίλτρα εμφανίζουν ανωφελείς αποκρίσεις, ακόμα και σε συχνότητες ελαφρώς υψηλότερες από την ζώνη συχνοτήτων. Εμφανίζουν, δηλαδή, συντονισμούς και σε άλλες συχνότητες. Επομένως, θα πρέπει να διασφαλιστεί ότι οι ανωφελείς αποκρίσεις του κρυσταλλικού φίλτρου εμφανίζονται σε συχνότερες αρκετά υψηλότερες ή χαμηλότερες από την προδιαγραφόμενη ζώνη διέλευσης. Επιπλέον, θα πρέπει να διασφαλιστεί ότι η εξασθένιση που εισάγει το φίλτρο στις συχνότητες που εμφανίζονται οι ανωφελεις αποκρίσεις είναι κανοποιητική.

Η εταιρία Temex Components κατασκευάζει custom-made κρυσταλλικά φίλτρα (σχήμα 7.45). Τα χαρακτηριστικά τους φαίνονται στον πίνακα 7.18.

Ενδεικτικά, αναφέρονται και οι ακόλουθοι κατασκευαστές κρυσταλλικών φίλτρων:

- Corning Frequency Control
- Piezotech
- Network Sciences

| | Bandpass Butterworth Chebychev Cauer Chebychev | | |
|---|---|----------------------------|--|
| | Quartz Tantalate | | |
| Frequency Range MHz | 1.4 to 400 | 10 to 150 | |
| Bandwidth (of F₀) | 4.10^{-3} to 5.10^{-2} | 1.10^{-4} to 2.10^{-3} | |
| Ripple (max) | 3 dB | 3 dB | |
| Shape Factor (min) | 1.2 | 2 | |
| Insertion Loss depending on F _o , bandwidth & Nbr of poles | 1 to 6 dB | 2 to 8 dB | |
| Spurious depending on F _o , bandwidth & Nbr of poles | $\begin{array}{c} 15 - 80 \text{ dB} \\ \text{generally } @ \\ 100 \leq F_o \leq 500 \text{ kHz} \end{array}$ | 15 to 60 dB | |
| Number of Poles | 1 -12 | 2 - 8 | |

Πίνακας 7.18 Χαρακτηριστικά κρυσταλλικών φίλτρων της εταιρίας Temex Components.

7.12.4 Προσδιορισμός Ισοδύναμου Εύρους Θορύβου Δέκτη

Από το σχήμα 7.13 (§ 7.4.1.5) για φίλτρο Chebychev 5 πόλων και κυμάτωσης 0,5 dB προκύπτει ο λόγος του ισοδύναμου εύρους ζώνης θορύβου, B_N , προς το εύρος ζώνης των 3 dB:

$$B_N / BW_{3dB} = 0,965$$

Επομένως, το ισοδύναμο εύρος ζώνης θορύβου του δέκτη είναι:

 $B_{\rm N}=367~{\rm kHz}$

7.13 Ο ΑΠΟΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗΣ QPSK

7.13.1 Σκοπός Αποδιαμορφωτή



ΣΧΗΜΑ 7.46 Αποδιαμορφωτής QPSK.

Σκοπός του αποδιαμορφωτή είναι η αξιόπιστη ανάκτηση της δυαδικής πληροφορίας από το διαμορφωμένο κατά QPSK σήμα στην είσοδό του. Η διαδικασία της αποδιαμόρφωσης και τα γενικά χαρακτηριστικά των διαμορφωτών, των αποδιαμορφωτών και της διαμόρφωσης QPSK περιγράφονται αναλυτικά στην ενότητα 8.4.

Στην ανάλυση που προηγήθηκε θεωρήθηκε ότι ο λόγος σήματος προς θόρυβο, E_b/N_o , που απαιτείται για την επίτευξη της επιθυμητής αξιοπιστίας αφορά την είσοδο του αποδιαμορφωτή. Στην πραγματικότητα, ο λόγος E_b/N_o αφορά στην είσοδο του κυκλώματος απόφασης (σχήμα 7.46). Η θεώρηση που έγινε δεν είναι λανθασμένη, επειδή ο σηματοθορυβικός λόγος από την είσοδο του αποδιαμορφωτή και μετά μεταβάλλεται ελάχιστα. Αυτό συμβαίνει εξαιτίας του πολύ μεγάλου κέρδους του δέκτη, το οποίο καθιστά τις συνεισφορές θορύβου της βαθμίδας βασικής ζώνης (από την είσοδο του αποδιαμορφωτή μέχρι την είσοδο του κυκλώματος απόφασης) αμελητέες. Προσομοιώσεις στο πρόγραμμα AppCad έδειξαν ότι η μεταβολή του συντελεστή θορύβου και του λόγου E_b/N_o είναι της τάξης των εκατοστών του dB.

7.13.2 Προδιαγραφές Αποδιαμορφωτή

Οι κύριες προδιαγραφές του αποδιαμορφωτή αφορούν τις διαφορές φάσης και πλάτους που εισάγονται κατά την αποδιαμόρφωση και έχουν ως αποτέλεσμα την αύξηση της πιθανότητας λάθους του συστήματος. Για το λόγο αυτό, ο QPSK διαμορφωτής θα πρέπει να έχει τα δύο ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Μικρό amplitude unbalance.
- Μικρό phase unbalance.

Επιπλέον, επειδή το κρυσταλλικό φίλτρο που είναι τοποθετημένο πριν από τον αποδιαμορφωτή έχει αντίσταση εξόδου ίση με 50 Ω, η αντίσταση εισόδου του θα πρέπει να είναι 50 Ω με λόγο στασίμων κυμάτων μικρότερο από 2.0:1. Το ίδιο ισχύει και για την αντίσταση στη θύρα του τοπικού ταλαντωτή.

Η απαιτούμενη τιμή της αντίστασης στη θύρα εξόδου θα εξαρτηθεί από την επιλογή του στοιχείου μετά τον αποδιαμορφωτή, η οποία θα πραγματοποιηθεί από την ομάδα που θα αναλάβει τη μελέτη της βαθμίδας βασικής ζώνης, οπότε δεν μπορεί να αποτελέσει προδιαγραφή.

7.13.3 Επιλογή Αποδιαμορφωτή

Μετά από έρευνα αγοράς προτείνεται το μοντέλο QMK-707 της εταιρίας Synergy Microwave (σχήμα 7.47). Τα χαρακτηριστικά του φαίνονται στον πίνακα 7.19.



ΣΧΗΜΑ 7.47 Το μοντέλο QMK-707 της εταιρίας Synergy Microwave.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | TIMH | | |
|--|-----------------|--|--|
| Συχνότητα LO | 10 - 200 MHz | | |
| Συχνότητα RF | 10 - 200 MHz | | |
| Συχνότητα IF (Βασική Ζώνη) | DC - 50 MHz | | |
| Στάθμη ισχύος από LO | 7 - 10 dBm | | |
| Απόσβεση (Conversion Loss) (max) | 7 dB | | |
| Amplitude unbalance typ (max) | 0,6 dB (1.0 dB) | | |
| Phase unbalance, Fc typ (max) | 1° (3°) | | |
| Σημείο P _{1-db} εισόδου (min) | +3 dBm | | |
| Σημείο ΙΡ3 εισόδου (typ) | +15 dBm | | |
| Απομόνωση LO/RF (min) | 35 dB | | |
| Απομόνωση LO/IF (min) | 30 dB | | |
| Αντίσταση | 50 Ω | | |
| VSWR (max) | 1.5:1 | | |
| Συσκευασία | Connectorized | | |
| Κόστος | \$215 | | |

7.17 Χαρακτηριστικά του QMK-707 της εταιρίας Synergy Microwave.

Εναλλακτικά θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί το μοντέλο MIQY-140D της εταιρίας Mini-Circuits, το οποίο είναι σχεδιασμένο για συχνότητα εισόδου 140 MHz. Παρουσιάζει, όμως, το σοβαρό μειονέκτημα ότι είναι σε plug-in μορφή και από την εταιρία δεν παρέχεται evaluation board. Επομένως, η χρησιμοποίησή του στο κύκλωμα του δέκτη θα είναι δύσκολη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ VIII Ο ΠΟΜΠΟΣ ΤΟΥ ΕΠΙΓΕΙΟΥ ΣΤΑΘΜΟΥ

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν τα στοιχεία που επιλέχθηκαν για τον πομπό του επίγειου σταθμού. Αρχικά, παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά και η τοπολογία του πομπού, όπως προέκυψαν μετά τη μελέτη των κεφαλαίων 5 και 6 και γίνεται επιλογή ενδιάμεσης συχνότητας για τον πομπό. Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα στοιχεία του πομπού, εξάγονται οι προδιαγραφές για τα στοιχεία αυτά και γίνεται η επιλογή των κατάλληλων μοντέλων από την αγορά.

8.1 ΓΕΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ – ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΠΟΜΠΟΥ

Στο κεφάλαιο 5 μελετήθηκαν τα χαρακτηριστικά του πομπού, ενώ στο κεφάλαιο 6 παρουσιάστηκε η τοπολογία του. Τα αποτελέσματα φαίνονται στο σχήμα 8.1.



(α)

| Χαρακτηριστικά Πομπού | Σύμβολο | Μονάδες | Τιμή |
|-------------------------------------|-----------------------------|---------|------------------------|
| Επίγειου Σταθμού | | | |
| Ισχύς Εξόδου Πομπού (Ελάχιστη Τιμή) | P _{TX} | dBm | 31,3 |
| Ισχύς Εξόδου ΗΡΑ (Ελάχιστη Τιμή) | $\mathbf{P}_{\mathrm{HPA}}$ | dBm | 34,3 |
| Κέρδος | G | dB | $P_{TX} - P_{mod.out}$ |
| Εύρος Ζώνης Σήματος | В | kHz | 71 |

(β)

ΣΧΗΜΑ 8.1 Το σύστημα εκπομπής. (α) Τοπολογία. (β) Χαρακτηριστικά.

Όπως εξηγείται στις §8.12.2 και §8.13.1, για την αύξηση της ευρωστίας του συστήματος, πριν τον ενισχυτή υψηλής ισχύος τοποθετούνται προενισχυτής και μεταβλητός εξασθενητής. Η τελική τοπολογία του πομπού παρουσιάζεται στο σχήμα 8.2.



ΣΧΗΜΑ 8.2 Τελική τοπολογία του συστήματος εκπομπής.

8.2 ΓΕΝΙΚΑ ΚΡΙΤΗΡΙΑ ΕΠΙΛΟΓΗΣ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΠΟΜΠΟΥ

8.2.1 Κριτήρια που Αφορούν την Κυκλωματική Συμπεριφορά των Στοιχείων

8.2.1.1 Κέρδος

Τα κέρδη των στοιχείων του δέκτη επηρεάζουν με δύο τρόπους την επίδοση του συστήματος:

- Διαμορφώνουν την τελική ισχύ εκπομπής.
- Παίζουν ρόλο στη διαμόρφωση της γραμμικότητας του πομπού, η οποία είναι σημαντικό χαρακτηριστικό της αξιοπιστίας του.

Τα δύο αυτά εξετάζονται στη συνέχεια.

Κέρδος και ισχύς εκπομπής

Η απαιτούμενη ισχύς στην έξοδο του ενισχυτή ισχύος του πομπού υπολογίστηκε ίση με :

$$P_{HPA} = 34,3 \text{ dBm}$$

Για να ικανοποιείται αυτή η απαίτηση, θα πρέπει τα στοιχεία της αλυσίδας του πομπού μέχρι και τον ενισχυτή υψηλής ισχύος να έχουν τέτοια κέρδη ώστε να ισχύει:

$$P_{\text{mod.out}} + G_{\mu \acute{\epsilon} \chi \rho \iota HPA} = 34,3 \text{ dBm}$$
(8.1)

όπου $P_{mod.out}$ η ισχύς του σήματος στην έξοδο του διαμορφωτή. Η ακριβής τιμή για αυτή θα προκύψει μετά την επιλογή μοντέλου διαμορφωτή. Σύμφωνα με το σχήμα 8.2 το κέρδος $G_{\mu é \chi p \iota} HPA$ ισούται με :

$$G_{\mu \epsilon \chi \rho \iota HPA} (dB) = G_{IF1 Filter} + G_{IF Ampl.} + G_{IF2 Filter} + G_{mixer} + G_{RF1 Filter} G_{Preampl.} + G_{Atten.} + G_{HPA}$$

$$(8.2)$$

Το συνολικό κέρδος του πομπού συνδέεται με το κέρδος της αλυσίδας μέχρι και τον ενισχυτή υψηλής ισχύος διαμέσου της απόσβεσης του δεύτερου RF φίλτρου, η οποία εκτιμάται ίση με 3 dB. Συγκεκριμένα, ισχύει:

$$G (dB) = G_{\mu \epsilon \chi \rho \iota HPA} (dB) - 3 dB$$
(8.3)

Τότε, η σχέση (8.1) γίνεται ισοδύναμη με την:

$$P_{mod.out} + G = 31,3 \text{ dBm}$$
 (8.4)

Το μοντέλο αποδιαμορφωτή που επιλέχθηκε (§8.4..4.2) έχει τυπικά ισχύ εξόδου -17 dBm. Για αυτή την ισχύ εξόδου από τη σχέση (8.4) προκύπτει ότι το απαιτούμενο κέρδος του πομπού ισούται με:

Στο τελευταίο αποτέλεσμα παραλήφθηκε το πρώτο δεκαδικό ψηφίο για το κέρδος. Αυτό είναι θεμιτό, αφού στη μελέτη για την άνω ζεύξη έχει ληφθεί ένα περιθώριο ασφαλείας ίσο με 6 dB.

Κέρδος και γραμμικότητα

Το συνολικό σημείο σύμπτυξης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης, P_{IP3} , στην είσοδο της αλυσίδας του πομπού δίνεται από τη σχέση (4.64), η οποία επαναλαμβάνεται:

$$1/P_{IP3} = 1/P_{IP3,1} + 1/(P_{IP3,2}/G_1) + 1/(P_{IP3,3}/G_1 G_2) + \dots$$
(8.5)

όπου $P_{IP3, i}$ το σημείο σύμπτυξης $3^{\eta\varsigma}$ τάξης εισόδου του i-οστου σταδίου της αλυσίδας εκφρασμένο σε Watt και G_i το κέρδος ισχύος του i-οστού σταδίου της αλυσίδας.

Εάν το συνολικό κέρδος (π.χ. G₁ G₂) σε κάποιο στάδιο της αλυσίδας είναι πολύ μεγάλο, τότε το συνολικό σημείο σύμπτυξης της αλυσίδας θα μειωθεί πολύ, ανεξάρτητα από το τι συμβαίνει στα υπόλοιπα στάδια της αλυσίδας. Εάν π.χ. ο παράγοντας G₁ G₂ είναι πολύ μεγάλος, τότε ο όρος 1 / (P_{IP3, 3} / G₁ G₂), θα γίνει μεγάλος και το συνολικό σημείο P_{IP3} θα μειωθεί πολύ, ανεξάρτητα από το τι γίνεται με τους υπόλοιπους όρους.

Επομένως, τα κέρδη των στοιχείων του πομπού θα πρέπει να είναι κατάλληλα κατανεμημένα και με κατάλληλες τιμές, ώστε να ικανοποιούν τις σχέσεις (8.1) ή (8.4) για την ισχύ εκπομπής και ταυτόχρονα, να συντελούν σε ένα αποδεκτό συνολικό σημείο σύμπτυξης.

8.2.1.2 Γραμμικότητα.

Σε αντίθεση με το δέκτη, η γραμμικότητα αποτελεί σημαντικό κριτήριο επιλογής για τα στοιχεία του πομπού. Αυτό συμβαίνει γιατί το σήμα στον πομπό είναι ισχυρό. Για να είναι αξιόπιστη η επίδοση του πομπού, πρέπει τα δύο μεγέθη με τα οποία σχετίζεται η γραμμικότητα, δηλαδή το σημείο συμπίεσης 1 dB, P_{1dB} και το σημείο σύμπτυξης 3^{ης} τάξης, IP3, να είναι προσεκτικά επιλεγμένα για τα στοιχεία της αλυσίδας.

Συγκεκριμένα, κάθε στοιχείο του πομπού θα πρέπει να μπορεί να επεξεργαστεί γραμμικά το μεγαλύτερο δυνατό σήμα στην είσοδό του. Αυτό σημαίνει ότι το σημείο P_{1dB} του στοιχείου θα πρέπει να είναι αρκετά dB (τουλάχιστον 3 dB) μεγαλύτερο από τη μέγιστη δυνατή στάθμη ισχύος εισόδου. Δηλαδή:

$$P_{1dB i} > P_{in,max i} + 3dB \tag{8.6a}$$

όπου $P_{1dB i}$ το σημείο συμπίεσης 1 dB και $P_{in,max i}$ η μέγιστη δυνατή ισχύς εισόδου στο i-οστο στοιχείο της αλυσίδας.

Σε ό,τι αφορά τα σημεία IP3 των στοιχείων του πομπού, αυτά θα πρέπει να είναι κατάλληλα επιλεγμένα, ώστε, σε συνδυασμό με τα κέρδη των στοιχείων, σε κάθε σημείο της αλυσίδας η στάθμη των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης $3^{η_{5}}$ τάξης να είναι αμελητέα και το συνολικό σημείο σύμπτυξης $3^{η_{5}}$ τάξης να είναι υψηλό (σχέση (8.5)). Έτσι, διασφαλίζεται η διατήρηση της ποιότητας του σήματος κατά την επεξεργασία του στον πομπό, αλλά και η αξιόπιστη περαιτέρω επεξεργασία του από το δορυφόρο, καθώς υψηλό σημείο σύμπτυξης $3^{η_{5}}$ τάξης ισοδυναμεί με χαμηλή στάθμη προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης $3^{η_{5}}$ τάξης στην έξοδο του πομπού, σε σχέση με το επιθυμητό σήμα.

Το συνολικό σημείο σύμπτηξης εισόδου είναι περίπου 10 dB υψηλότερο από το συνολικό σημείο συμπίεσης 1-dB εισόδου. Επομένως, για γραμμική λειτουργία του συστήματος εκπομπής και από τη σχέση (8.6α), προκύπτει ότι το σημείο σύμπτυξης 3^{ης} τάξης θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 13 dB υψηλότερο από το μέγιστο σήμα εισόδου:

$$P_{IIP3} > P_{in,max} + 13 dB \tag{8.6\beta}$$

8.2.1.3 Συντελεστής θορύβου.

Όπως προαναφέρθηκε, το σήμα στον πομπό είναι ισχυρό. Η στάθμη του κυμαίνεται περίπου μεταξύ –25- +39 dBm, είναι δηλαδή, συντριπτικά μεγαλύτερη από τη στάθμη θορύβου. Επομένως, όσος θόρυβος και να προστεθεί από τα επιμέρους στοιχεία του πομπού, ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην έξοδό του θα παραμείνει πολύ μεγάλος.

Κατά συνέπεια, ο συντελεστής θορύβου των στοιχείων του πομπού δεν επηρεάζει την αξιοπιστία του και δεν θα αποτελέσει χαρακτηριστικό ιδιαίτερης σημασίας κατά την επιλογή τους.

8.2.1.4 Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου.

Όπως και στην περίπτωση του δέκτη, για να μη χάνεται μέρος της ισχύος που μεταφέρεται από το ένα στοιχείο στο άλλο, αλλά και για να διατηρούνται τα χαρακτηριστικά που αναφέρονται στα φύλλα προδιαγραφών, τα στοιχεία που επιλέγονται θα πρέπει να είναι να είναι σωστά προσαρμοσμένα μεταξύ τους.

8.2.3 Κριτήρια που Αφορούν τα Γενικά Χαρακτηριστικά των Στοιχείων

Τα κριτήρια επιλογής που αφορούν τα γενικά χαρακτηριστικά των στοιχείων του πομπού είναι όμοια με εκείνα που χρησιμοποιήθηκαν στην περίπτωση του δέκτη. Η αναλυτική τους παρουσίαση έγινε στην §7.1.2.2. Συνοπτικά, τα ζητούμενα είναι:

- Εμπορικά διαθέσιμα στοιχεία
- Χαμηλό Κόστος
- Απλότητα Ευκολία στην υλοποίηση
- Κατά προτίμηση διακριτά στοιχεία

Όπως και στην περίπτωση του δέκτη, όσα κριτήρια αναφέρθηκαν αποτελούν γενικότερα κριτήρια επιλογής. Κάθε μεμονωμένο στοιχείο της αλυσίδας του πομπού παρουσιάζει ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τα οποία θα ληφθούν υπόψη κατά την επιλογή του κατάλληλου μοντέλου από την αγορά.

Τέλος, η έρευνα αγοράς για την επιλογή κατάλληλων μοντέλων για τον πομπό έγινε μεταξύ των εταιριών που αναφέρονται ενδεικτικά στην §7.1.3, αλλά και πολλών άλλων.

8.3 ΕΠΙΛΟΓΗ ΕΝΔΙΑΜΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ ΓΙΑ ΤΟΝ ΠΟΜΠΟ

8.3.1 Κριτήρια Επιλογής Ενδιάμεσης Συχνότητας

8.3.1.1 Διαφορές πλάτους και φάσης κατά την QPSK διαμόρφωση

Η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή που συνδέεται στο διαμορφωτή είναι ίση με την ενδιάμεση συχνότητα του πομπού. Κατά τη διαμόρφωση, δημιουργούνται διαφορές στο πλάτος και τη φάση (σε σχέση με την επιθυμητή φάση του φέροντος) στις τέσσερις δυνατές καταστάσεις του QPSK σήματος. Όσο χαμηλότερη είναι η ενδιάμεση συχνότητα, άρα και η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή, τόσο μικρότερες είναι οι διαφορές φάσης και πλάτους που εισάγονται και επομένως τόσο πιο αξιόπιστα γίνεται η διαμόρφωση του σήματος.

8.3.1.2 Επιλεκτικότητα ΙF φίλτρων

Από τα φίλτρα της ΙF βαθμίδας δεν απαιτείται πολύ μεγάλη επιλεκτικότητα, αφού στον πομπό δεν γίνεται επιλογή καναλιού. Ωστόσο, η ΙF συχνότητα θα πρέπει να είναι τέτοια, ώστε τα IF φίλτρα να επιτελούν το σκοπό τους, χωρίς το κόστος τους να είναι υψηλό (βλ.§6.2.2.1).

8.3.1.3 Ρύθμιση της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή

Στην περίπτωση του low-side injection (που θα επιλεγεί για το σύστημα εκπομπής), η σχέση που συνδέει τις συχνότητες f_{RF} , f_{IF} και f_{LO} είναι η ακόλουθη:

$$f_{LO} = f_{RF} - f_{IF} \tag{8.7}$$

Η RF συχνότητα του συστήματος του πομπού είναι προεπιλεγμένη και ίση με 2060 MHz. Επομένως, η επιλογή IF συχνότητας ρυθμίζει τη συχνότητα λειτουργίας του τοπικού ταλαντωτή που συμμετέχει στη μίξη για την άνω μετατροπή συχνότητας, άρα και τα χαρακτηριστικά του. Γενικά, όσο χαμηλότερη είναι η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή, τόσο καλύτερα είναι τα χαρακτηριστικά του.

8.3.1.4 Σήματα διαρροής κατά τη μίξη

Κατά τη μίξη, ένα μέρος του ισχυρού σήματος του τοπικού ταλαντωτή, εξαιτίας της πεπερασμένης απομόνωσης του μίκτη, διαρρέει προς τις IF και RF βαθμίδες. Η IF συχνότητα θα πρέπει να επιλεγεί κατάλληλα, ώστε το σήμα διαρροής από τον τοπικό ταλαντωτή στην IF βαθμίδα να καταπιέζεται από τα IF φίλτρα. Ταυτόχρονα, θα πρέπει να είναι τέτοια ώστε το σήμα διαρροής προς την RF βαθμίδα να καταπιέζεται ικανοποιητικά από τα RF φίλτρα.

Ανάλογα ισχύουν και για το ισχυρό σήμα διαρροής από την RF βαθμίδα, προς την IF βαθμίδα και τον τοπικό ταλαντωτή. Το σήμα αυτό, προϊόν διαρροής από τον ενισχυτή υψηλής ισχύος, δεν θα πρέπει να διαταράξει την ορθή λειτουργία των τοπικών ταλαντωτών του συστήματος (βλ. §6.2.1).

8.3.1.5 Ρύθμιση των ανωφελών αποκρίσεων της μίξης

Κατά τη μίξη, στην έξοδο του μίκτη, εκτός από την επιθυμητή RF συχνότητα εμφανίζονται οι αρμονικές του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, n f_{LO} , του σήματος ενδιάμεσης συχνότητας, m f_{IF} , καθώς και όλοι οι συνδυασμοί:

$$\pm m f_{LO} \pm n f_{IF}$$
, m, n = 0,1,2.... (8.8)

Σε ό,τι αφορά τη σχέση (8.8), η συχνότητα IF θα πρέπει να επιλεγεί κατάλληλα, ώστε να μην υπάρχουν παράγωγα στη ζώνη διέλευσης του φίλτρου μετά το μίκτη.

Σε ό,τι αφορά τις αρμονικές αποκρίσεις του μίκτη, η συχνότητα IF δεν θα πρέπει να ταυτίζεται με καμία από τις υποαρμονικές της RF συχνότητας. Σε αντίθετη περίπτωση, μετά τη μίξη κάποια nf_{IF} αρμονική θα ταυτίζεται με την RF συχνότητα. Στον πίνακα 8.1 φαίνονται οι πρώτες 8 υποαρμονικές τις RF συχνότητας.

| Υποαρμονικές της συχνότητας | | |
|---|-------|--|
| $f_{RF} = 2060 \text{ MHz} (\sigma \epsilon \text{ MHz})$ | | |
| 2 ^η | 1030 | |
| 3 ^η | 686,7 | |
| 4 ^η | 515 | |
| 5 ^η | 412 | |
| 6 ^η | 343,3 | |
| 7 ^η | 294,3 | |
| 8^{η} | 257,5 | |

Πίνακας 8.1. Υποαρμονικές της RF συχνότητας.

8.3.1.6 Δυνατότητα χρησιμοποίησης κοινών στοιχείων με το δέκτη

Είναι επιθυμητό η IF συχνότητα να επιλεγεί με τέτοιο τρόπο, ώστε να είναι δυνατή η από κοινού χρησιμοποίηση κάποιων στοιχείων από πομπό και δέκτη. Κάτι τέτοιο θα μπορούσε ενδεχομένως να μειώσει το συνολικό κόστος.

8.3.2 Επιλογή Ενδιάμεσης Συχνότητας

Η ενδιάμεση συχνότητα που επιλέχθηκε για τον πομπό είναι τα 140 MHz. Η συχνότητα αυτή είναι ίδια με την ενδιάμεση συχνότητα του δέκτη. Αυτό διευκολύνει την εύρεση των κατάλληλων στοιχείων για τη IF βαθμίδα του πομπού και του δέκτη από την αγορά, αφού η αναζήτηση αφορά στοιχεία ίδιας συχνότητας λειτουργίας.

Επιπλέον, η επιλογή αυτή επιτρέπει την από κοινού χρήση του τοπικού ταλαντωτή από τον διαμορφωτή του πομπού και τον αποδιαμορφωτή του δέκτη και ικανοποιεί και τους υπόλοιπους παράγοντες που περιγράφτηκαν στην προηγούμενη ενότητα.

Πρέπει να σημειωθεί ότι κατά τη μίξη θα γίνει low-side injection. Αυτό, γιατί σε αντίθεση με το δέκτη, στον πομπό δεν υπάρχουν τα προβλήματα του ειδώλου και της συχνότητας half-IF, με αποτέλεσμα να προτιμηθεί εξαρχής η περίπτωση που αντιστοιχεί σε χαμηλότερη συχνότητα -και άρα καλύτερα χαρακτηριστικά- τοπικού ταλαντωτή. Επομένως από τη σχέση (8.7), η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή θα είναι ίση με 1920 MHz.

Συμπερασματικά:

 $f_{\rm IF} = 140 \text{ MHz}$ $f_{\rm LO} = 1920 \text{ MHz}$

Στις ενότητες που ακολουθούν παρουσιάζονται τα στοιχεία του πομπού.

8.4 Ο ΔΙΑΜΟΡΦΩΤΗΣ

Η διαμόρφωση είναι μία από τις σημαντικότερες λειτουργίες σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα. Εξαιτίας της καλής φασματικής απόδοσης, του ικανοποιητικού απαιτούμενου λόγου E_b/N_o , της απλότητας στην υλοποίηση και της

ευρείας διάδοσης στην αγορά, το σχήμα διαμόρφωσης που επιλέχθηκε, τόσο για την άνω, όσο και για την κάτω ζεύξη του συστήματος είναι η διαμόρφωση QPSK (§5.1.1.1).

Στη συνέχεια παρουσιάζονται τα βασικά χαρακτηριστικά της διαμόρφωσης QPSK και επιλέγεται διαμορφωτής.

8.4.1 Γενικά Περί Διαμόρφωσης και Αποδιαμόρφωσης

Η διαμόρφωση μετατρέπει ένα σήμα βασικής ζώνης, του οποίου το φάσμα είναι συγκεντρωμένο περί της μηδενικής συχνότητας, σε ένα ζωνοπερατό σήμα, του οποίου το φάσμα είναι συγκεντρωμένο γύρω από μία φέρουσα συχνότητα. Η διαμόρφωση μεταβάλλει κάποια συγκεκριμένα χαρακτηριστικά ενός φέροντος (π.χ. πλάτος, φάση κτλ.), ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του σήματος βασικής ζώνης.

Η αντίστροφη διαδικασία της διαμόρφωσης είναι η αποδιαμόρφωση, σκοπός της οποίας είναι η ανάκτηση του αρχικού σήματος βασικής ζώνης με τη λιγότερη δυνατή παραμόρφωση και το λιγότερο δυνατό θόρυβο.

Η διαμόρφωση λαμβάνει χώρα στο σύστημα εκπομπής, ενώ η αποδιαμόρφωση στο σύστημα λήψης.

8.4.2 Η Διαμόρφωση και Αποδιαμόρφωση QPSK

Στα ψηφιακά RF συστήματα, το σήμα βασικής ζώνης δημιουργείται από μία ακολουθία bits, $\{b_n\}$, με $b_n = 0$, +1 ή ± 1 και μπορεί να αναπαρασταθεί από τη σχέση:

$$x_{BB}(t) = \sum b_n p(t-nT_b)$$
(8.9)

Στην τελευταία σχέση, p(t) είναι ο μορφοποιητικός παλμός που χρησιμοποιείται για τη δημιουργία του σήματος βασικής ζώνης (π.χ. NRZ, Manchester κτλ.), T_b η χρονική διάρκεια κάθε bit και b_n η τιμή του bit στο χρονικό διάστημα $[nT_b, (n+1)T_b]$.

Το σήμα βασικής ζώνης διαμορφώνει ένα ή περισσότερα από τα χαρακτηριστικά του φέροντος, A $cos(\omega t + \varphi)$, δηλαδή το πλάτος (A), τη συχνότητα (ω) ή τη φάση (φ).

Στη διαμόρφωση QPSK, εκείνο που μεταβάλλεται είναι η φάση του φέροντος. Δύο ακολουθίες ψηφίων κωδικοποιούνται σε δύο ορθογώνιες εκδοχές αυτού. Οι ακολουθίες αυτές είναι δυνατό να προέρχονται από δύο ανεξάρτητες πηγές πληροφορίας ή από την ίδια πηγή κατόπιν μετατροπής από σειριακή σε παράλληλη μορφή.

Eάν {a_n }, {b_n} είναι οι δύο προς κωδικοποίηση ακολουθίες, με a_n = b_n= 0,1 ή \pm 1, από αυτές, σύμφωνα με τη σχέση (8.9), θα προκύψουν τα σήματα βασικής ζώνης x_{BB1}(t), x_{BB2}(t), τα οποία είναι ψηφιακές δυαδικές κυματομορφές. Τότε, το διαμορφωμένο κατά QPSK σήμα θα έχει τη μορφή:

$$x_{\text{QPSK}}(t) = x_{\text{BB1}}(t) \text{ A } \cos \omega t - x_{\text{BB2}}(t) \text{ A } \sin \omega t$$
(8.10)

Η συνιστώσα $x_{BB1}(t)$ ονομάζεται "εν φάση" (In-phase, I) συνιστώσα, ενώ η $x_{BB2}(t)$ ορθογώνια (Quadrature, Q) συνιστώσα. Από την (8.10) φαίνεται ότι το διαμορφωμένο σήμα έχει τέσσερις καταστάσεις φάσης. Κάθε κατάσταση αντιστοιχεί σε έναν από τους τέσσερις δυνατούς συνδυασμούς bits. Η σχέση αυτή μπορεί να γραφτεί και ως:

$$x_{\text{QPSK}}(t) = \alpha(t) \cos(\omega t + \varphi(t))$$
(8.11)

όπου $\alpha(t) = A [x_{BB1}^{2}(t) + x_{BB2}^{2}(t)]^{1/2}$ και $\varphi(t) = tan^{-1} \{ x_{BB2}(t) / x_{BB1}(t) \}.$

Στις τελευταίες σχέσεις έχει παραλειφθεί τυχόν ολίσθηση φάσης του ταλαντωτή που παράγει τη συχνότητα ω.

Εάν χρησιμοποιούνται μορφοποιητικοί παλμοί NRZ, τότε $a_n = b_n = \pm 1$ και η σχέση (8.10) γράφεται:

$$x_{\text{QPSK}}(t) = (\pm 1) \text{ A } \cos \omega t - (\pm 1) \text{ A } \sin \omega t$$
(8.12)



ΣΧΗΜΑ 8.3 Σηματικός αστερισμός της QPSK.

Οι τέσσερις καταστάσεις φάσης είναι οι ακόλουθες:

$$x_{1,QPSK}(t) = \sqrt{2} A \cos (\omega t + 45^{\circ})$$

$$x_{2,QPSK}(t) = \sqrt{2} A \cos (\omega t + 135^{\circ})$$

$$x_{3,QPSK}(t) = \sqrt{2} A \cos (\omega t - 135^{\circ})$$

$$x_{4,QPSK}(t) = \sqrt{2} A \cos (\omega t - 45^{\circ})$$

Οι τελευταίες, συνοψίζονται στη σχέση:

$$x_{1,QPSK}(t) = \sqrt{2} A \cos(\omega t + k\pi/4), \quad k = 1, 3, 5, 7$$
 (8.13)

Σε κάθε κατάστασης φάσης κωδικοποιούνται δύο bits πληροφορίας ή, ισοδύναμα, ένα σύμβολο πληροφορίας. Η αντιστοιχία μεταξύ των bits πληροφορίας και των φάσεων της διαμόρφωσης QPSK φαίνεται στον πίνακα λογικής 8.2. Στο σχήμα 8.3 παρουσιάζεται ο σηματικός αστερισμός της διαμόρφωσης QPSK.

| Κατάσταση | Φάση | Δυαδική πληροφορία | |
|-----------|-------|--------------------|----|
| Φάσης | | Ι | Q |
| X1 | 45° | 1 | 1 |
| X2 | 135° | -1 | 1 |
| X3 | -135° | -1 | -1 |
| X4 | -45° | 1 | -1 |

Πίνακας 8.2. Αντιστοιχία μεταξύ ψηφιακής πληροφορίας και φάσεων στην QPSK.
Ένας διαμορφωτής QPSK μπορεί να υλοποιηθεί με τον τρόπο που φαίνεται στο σχήμα 8.4. Ένας μετατροπέας (S/P converter) μετατρέπει την εισερχόμενη στο διαμορφωτή ψηφιακή πληροφορία από σειριακή σε παράλληλη μορφή, δημιουργώντας τις Ι και Q συνιστώσες. Κάθε συνιστώσα πολλαπλασιάζεται με την αντίστοιχη συνιστώσα από τον τοπικό ταλαντωτή. Για την παραγωγή των cosωt και sinωt από τον ίδιο ταλαντωτή, χρησιμοποιείται ένας υβριδικός διαιρέτης 90° (90° hybrid divider), ο οποίος μετατοπίζει τη φάση της μιας από τις εισόδους του κατά 90°, αφήνοντας τη φάση της άλλης αμετάβλητη. Ένας αθροιστής/διαιρέτης 0° (0° splitter/combiner) αθροίζει τα αποτελέσματα της μίξης και στην έξοδό του λαμβάνεται το διαμορφωμένο QPSK σήμα.



ΣΧΗΜΑ 8.4 Διαμορφωτής QPSK.

Στο σχήμα 8.5 παρουσιάζεται ο αποδιαμορφωτής QPSK. Το διαμορφωμένο κατά QPSK σήμα εισέρχεται στον αποδιαμορφωτή. Εκεί πολλαπλασιάζεται με τις ορθογώνιες συνιστώσες του σήματος του τοπικού ταλαντωτή, προκειμένου να ανακτηθούν οι Ι και Q συνιστώσες πληροφορίας. Κάθε συνιστώσα ολοκληρώνεται σε χρονικό διάστημα T_s, ίσο με την περίοδο του μεταδιδόμενου συμβόλου (διπλάσια από την περίοδο του bit). Στη συνέχεια, η έξοδος κάθε ολοκληρωτή δειγματοληπτείται τη χρονική στιγμή t = T_s από ένα δειγματολήπτη (sampler). Ένα κύκλωμα απόφασης ανιχνεύει το πλάτος της εξόδου του δειγματολήπτη και αποφασίζει εάν πρόκειται για το ψηφίο 1 ή -1 της δυαδικής NRZ κυματομορφής. Τέλος, από τις δυαδικές κυματομορφές Ι και Q, με τη βοήθεια ενός μετατροπέα παράλληλης σε σειριακή μορφή, παράγεται η δυαδική κυματομορφή εξόδου.



ΣΧΗΜΑ 8.5 Αποδιαμορφωτής QPSK.

Πρέπει να σημειωθεί ότι η αντιστοίχηση bits και φάσεων του πίνακα 8.2 και οι τρόποι υλοποίησης του QPSK διαμορφωτή και αποδιαμορφωτή δεν είναι μοναδικά. Όμως, αυτός ο τρόπος αντιστοίχησης είναι ιδιαίτερα αποτελεσματικός ως προς την ανίχνευση της δυαδικής NRZ ακολουθίας με τα λιγότερα δυνατά λάθη [2].

8.4.3 Χαρακτηριστικά QPSK Διαμορφωτών-Αποδιαμορφωτών

Στη συνέχεια παρατίθενται οι συνήθεις ορισμοί για τα χαρακτηριστικά των διαμορφωτών. Οι ίδιοι ισχύουν και για τους αποδιαμορφωτές. Οι ορισμοί αυτοί είναι δυνατόν να διαφοροποιούνται, ανάλογα με την κατασκευάστρια εταιρία.

Απόσβεση (insertion loss). Η απόσβεση ενός διαμορφωτή αντιπροσωπεύει τη μεγαλύτερη δυνατή απόσβεση για οποιαδήποτε κατάσταση φάσης. Τυπική τιμή της απόσβεσης είναι τα 6-8 dB.

Διαφορά πλάτους (amplitude unbalance). Η διαφορά πλάτους είναι ένα μέτρο της μεγαλύτερης μεταβολής στην απόσβεση μεταξύ των τεσσάρων καταστάσεων φάσης.

Διαφορά φάσης (phase unbalance). Η διαφορά φάσης είναι ένα μέτρο της ολίσθησης φάσης σε οποιαδήποτε από τις τέσσερις δυνατές καταστάσεις φάσης από την

επιθυμητή φάση του φέροντος. Μετράται σε σχέση με μία φάση αναφοράς ή με φάση 0°.

Στους Ι&Q διαμορφωτές η διαφορά πλάτους ορίζεται ως η διαφορά στο πλάτος μεταξύ των Ι και Q συνιστωσών, ενώ η διαφορά φάσης ως η απόκλιση από τη διαφορά φάσης 90° μεταξύ των Ι και Q συνιστωσών [22].

Πρέπει να σημειωθεί ότι η QPSK διαμόρφωση πραγματοποιείται με μίξη των Ι και Q συνιστωσών του σήματος βασικής ζώνης με τις ορθογωνικές συνιστώσες του τοπικού ταλαντωτή. Επομένως, όπως και στην περίπτωση ενός μίκτη, στην έξοδο του διαμορφωτή εκτός από το επιθυμητό σήμα, θα υπάρχει ένας αριθμός ανωφελών συνιστωσών. Ο αριθμός και η στάθμη τους εξαρτάται από το συγκεκριμένο μοντέλο διαμορφωτή. Για την καταπίεση των ανωφελών αποκρίσεων της διαμόρφωσης, μετά το διαμορφωτή τοποθετείται ένα ζωνοπερατό ΙF φίλτρο.

Γενικά, για την αύξηση της απόδοσης του συστήματος είναι επιθυμητή η χρησιμοποίηση βαθυπερατών φίλτρων, μεταξύ του αποδιαμορφωτή και του S/P μετατροπέα, για τον περιορισμό του φάσματος του μεταδιδόμενου σήματος.

8.4.4 Επιλογή Διαμορφωτή

8.4.4.1 Προδιαγραφές

Η επιλογή κατάλληλου μοντέλου διαμορφωτή είναι ιδιαίτερα σημαντική για τη σωστή λειτουργία του συστήματος εκπομπής. Για το λόγο αυτό, ο QPSK διαμορφωτής θα πρέπει να έχει τα δύο ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Μικρό amplitude unbalance.
- Μικρό phase unbalance.

Μετά το διαμορφωτή τοποθετείται ένα ζωνοπερατό ΙF φίλτρο για την καταπίεση των ανωφελών αποκρίσεων της διαμόρφωσης, κυρίως των αρμονικών του σήματος που εξέρχεται από το διαμορφωτή. Η αντίσταση εισόδου του φίλτρου αυτού

είναι, συνήθως, ίση με 50 Ω. Επομένως, τόση θα πρέπει να είναι και η αντίσταση εξόδου του διαμορφωτή.

Επιπλέον, οι λόγοι στασίμων κυμάτων εισόδου και εξόδου του διαμορφωτή θα πρέπει να είναι μικρότεροι από 2:1.

8.4.4.2 Επιλογή μοντέλου διαμορφωτή



ΣΧΗΜΑ 8.6 Το μοντέλο MK-756 της εταιρίας Synergy Microwave Corporation.

Μετά από έρευνα αγοράς, ο QPSK διαμορφωτής που επιλέχθηκε είναι το μοντέλο MK-756 της εταιρίας Synergy Microwave Corporation (σχήμα 8.6). Τα χαρακτηριστικά του φαίνονται στον πίνακα 8.3.

Το μοντέλο αυτό έχει τέσσερις θύρες, εκ των οποίων οι θύρες D1 και D3 είναι οι θύρες εισόδου των I και Q συνιστωσών του σήματος βασικής ζώνης. Ο πίνακας λογικής του διαμορφωτή είναι ο 8.4. Το λογικό 1 αντιστοιχεί στα +20 mA, ενώ το λογικό 0 (ή ισοδύναμα –1) στα –20 mA.

Από τον πίνακα λογικής 8.4 φαίνεται ότι η αντιστοιχία μεταξύ ψηφιακής πληροφορίας και φάσεων που υλοποιεί ο διαμορφωτής είναι διαφορετική από αυτή του πίνακα 8.2 και οφείλεται σε διαφορετικό τρόπο υλοποίησης. Για παράδειγμα, εάν ο διαιρέτης του σχήματος 8.4 μετατοπίζει τη φάση της μίας εισόδου του κατά +45° και τη φάση της άλλης κατά -45°, διατηρώντας έτσι την ορθογωνιότητα των συνιστωσών του LO, τότε προκύπτει ο πίνακας λογικής 8.4. Αυτός ο τρόπος υλοποίησης χρησιμοποιείται από πολλούς κατασκευαστές και είναι εξίσου αποτελεσματικός με αυτόν του σχήματος 8.4.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | TIMH |
|--|----------------------|
| Συχνότητα Εισερχόμενου Φέροντος | 133-147 MHz |
| Απόσβεση (Insertion Loss) | 7 dB |
| Amplitude unbalance (max) | 0,4 dB |
| Phase unbalance, Fc (max) | 2° |
| Phase unbalance, Full Band (max) | 3,5° |
| Σημείο Συμπίεσης 1-dB εισόδου (P _{1-db}) | +4 dBm |
| Αντίσταση | 50 Ω |
| VSWR (max) | 1.7:1 |
| Στάθμη ισχύος από LO | 7 - 10 dBm |
| Ρεύμα οδήγησης στις θύρες Ι ,Q | $\pm 20 \mathrm{mA}$ |
| Συσκευασία | Connectorized |
| Κόστος | \$195 |

Πίνακας 8.3 Χαρακτηριστικά του μοντέλου MK-756 της εταιρίας Synergy Microwave.

| Φάση | Δυαδικές Είσοδοι | |
|------|------------------|----|
| | D1 | D3 |
| 0° | 1 | 1 |
| 90° | 1 | 0 |
| 180° | 0 | 0 |
| 270° | 0 | 1 |

Πίνακας 8.4. Πίνακας λογικής για το μοντέλο MK-756 της εταιρίας Synergy Microwave.

Να σημειωθεί ότι για να γίνει με αξιόπιστο τρόπο η αποδιαμόρφωση της μεταδιδόμενης πληροφορίας στο νανοδορυφόρο, θα πρέπει ο αποδιαμορφωτής σε αυτόν να χρησιμοποιεί την ίδια αντιστοιχία μεταξύ φάσεων και δυαδικής πληροφορίας.

Μετά από επικοινωνία με την κατασκευάστρια εταιρία προέκυψε ότι μία τυπική στάθμη ισχύος για τις Ι και Q συνιστώσες εισόδου του διαμορφωτή είναι τα –10 dBm, με ρεύματα οδήγησης ± 20mA. Επειδή η απόσβεση που εισάγει ο

διαμορφωτής είναι ίση με 7 dB, προκύπτει ότι το διαμορφωμένο σήμα στην έξοδο του διαμορφωτή θα έχει ισχύ ίση με –17 dBm. Επομένως:

$$P_{mod.out} = -17 \text{ dBm}$$

Για αυτή την ισχύ εξόδου, το απαιτούμενο κέρδος για τον πομπό είναι περίπου 48 dB. Από τη σχέση (8.6β), προκύπτει ότι το συνολικό σημείο IP3 του πομπού θα πρέπει να είναι τουλάχιστον – 4 dBm:

$$G= \cong 48 \text{ dB}$$

IIP3min = - 4 dBm (8.14)

8.5 ΤΟ ΠΡΩΤΟ ΦΙΛΤΡΟ ΕΝΔΙΑΜΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (IF1)

8.5.1 Σκοπός Φίλτρου IF1

Στον πομπό δεν υπάρχει η ανάγκη επιλογής καναλιού στην IF βαθμίδα, με την έννοια ότι δεν απαιτούνται φίλτρα, τόσο επιλεκτικά, ώστε η ζώνη διέλευσής τους να είναι περίπου ίση με το εύρος ζώνης του επιθυμητού σήματος και οι ρυθμοί αποκοπής της απόκριση πλάτους μεγάλοι. Αυτό συμβαίνει επειδή το σήμα είναι ισχυρό, πολύ ισχυρότερο του θορύβου (επομένως δεν υπάρχει λόγος να περιοριστεί δραστικά το ισοδύναμο εύρος ζώνης θορύβου του συστήματος) και σχετικά ελεγχόμενο από σήματα παρεμβολής. Επομένως, ο ρόλος των δύο φίλτρων ενδιάμεσης συχνότητας είναι η καταπίεση των διαφόρων ανεπιθύμητων σημάτων, ώστε η επεξεργασία του σήματος από το σύστημα εκπομπής να είναι η καλύτερη δυνατή. Το πρώτο φίλτρο ενδιάμεσης συχνότητας τοποθετείται μεταξύ του αποδιαμορφωτή και του ενισχυτή ενδιάμεσων συχνοτήτων. Σκοπός του είναι η καταπίεση των ανωφελών αποκρίσεων στην έξοδο του αποδιαμορφωτή, κυρίως των αρμονικών του σήματος εξόδου του.

8.5.2 Προδιαγραφές Φίλτρου IF1

Οι βασικές προδιαγραφές του IF1 φίλτρου αφορούν την επιλεκτικότητα. Όπως προαναφέρθηκε, το φίλτρο θα πρέπει να εξασφαλίζει ότι το σήμα φτάνει στην είσοδο του ενισχυτή ενδιάμεσων συχνοτήτων απαλλαγμένο, κατά το δυνατό, από τα ανεπιθύμητα σήματα που δημιουργήθηκαν κατά τη διαδικασία της διαμόρφωσης. Κυρίως, θα πρέπει να καταπιέζει τη δεύτερη και τις ανώτερες αρμονικές του σήματος εξόδου του διαμορφωτή. Κατά συνέπεια, θα πρέπει να πετυχαίνει επαρκή καταπίεση στη συχνότητα των 220 MHz και στις υψηλότερες συχνότητες. Ταυτόχρονα, εφόσον το κόστος το επιτρέπει, είναι επιθυμητό να είναι όσο το δυνατό επιλεκτικότερο, ώστε να εξασφαλίζει την καταπίεση όσων ανεπιθύμητων σημάτων βρίσκονται σε συχνότητες πιο κοντά στη συχνότητα του επιθυμητού σήματος.

Βάσει των παραπάνω, προκύπτει ότι η πιο κατάλληλη επιλογή για το φίλτρο είναι το ζωνοπερατό μοντέλο. Προσομοιώσεις στο πρόγραμμα ADS έδειξαν ότι ένα φίλτρο τύπου Chebychev 5^{ης} τάξης, με κυμάτωση ίση με 0,5 dB (μέγιστη αποδεκτή) και BW_{3dB} ίσο με το 2% της κεντρικής συχνότητας, $f_c = 140$ MHz ικανοποιεί τις απαιτήσεις που προαναφέρθηκαν, πετυχαίνοντας:

- Καταπίεση 40 dB στη συχνότητα 142,6 MHz.
- Καταπίεση 60 dB στη συχνότητα 145 MHz.

Ταυτόχρονα, το κόστος ενός τέτοιου φίλτρου είναι λογικό. Επομένως:

Τύπος φίλτρου: Chebychev Κυμάτωση: 0,5 dB (μέγιστη αποδεκτή) Τάξη φίλτρου : 5^η

$\% BW_{3dB} = 2$

Σε ό,τι αφορά την απόσβεση του φίλτρου, σύμφωνα με το αποτέλεσμα για το συνολικό κέρδος και τις σχέσεις (8.5) και (8.6β) για τη γραμμικότητα του πομπού, δεν θα πρέπει να υπερβαίνει τα 5-6 dB. Άρα:

 $IL \le 6 \text{ dB}$

Για τις υπόλοιπες προδιαγραφές του φίλτρου ισχύει:

- Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου: 50 Ω
- VSWR < $2.0:1 ~(\cong 1.5:1)$
- Μέγιστη καταπίεση $: \cong 60 \text{ dB}$

Τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα για τις προδιαγραφές του πρώτου IF φίλτρου φαίνονται στον πίνακα 8.5.

| Παράμετρος | Τιμή |
|---------------------------------------|---------------------|
| Κεντρική Συχνότητα (f _c) | 140 MHz |
| Τύπος | Chebychev |
| Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple) | 0,5 dB |
| Τάξη | 5 |
| Εύρος ζώνης 3 dB (BW _{3dB}) | 2 % |
| Απόσβεση (IL) | $\leq 6 \text{ dB}$ |
| Μέγιστη καταπίεση | 60 dB |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| VSWR | < 2.0:1 (≅ 1.5:1) |

Πίνακας 8.5 Προδιαγραφές για το πρώτο ΙF φίλτρο.

8.5.3 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή

ΣΧΗΜΑ 8.7 Κεραμικά φίλτρα από την εταιρία Integrated Microwave.

Το πρώτο IF φίλτρο έχει τις ίδιες προδιαγραφές με το πρώτο IF φίλτρο του δέκτη. Έτσι, η καταλληλότερη επιλογή από πλευράς κόστους είναι τα κεραμικά φίλτρα της εταιρίας Integrated Microwave (σχήμα 8.7). Μετά από επικοινωνία με την κατασκευάστρια εταιρία, δόθηκε η προσφορά που φαίνεται στον πίνακα 8.6. Τα χαρακτηριστικά του φίλτρου IF1 παρουσιάζονται αναλυτικότερα στο παράρτημα.

| Κωδικός μοντέλου | IMC PN 933487 | | |
|---------------------------------------|----------------------------|--|--|
| Τύπος φίλτρου | Κεραμικό Ζωνοπερατό | | |
| Κεντρική Συχνότητα (f _c) | 140 MHz | | |
| Τύπος | Chebychev | | |
| Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple) | 0,5 dB | | |
| Αριθμός τμημάτων | 5 | | |
| Εύρος ζώνης 3 dB (BW _{3dB}) | 2 % | | |
| Απόσβεση (max) | 5 dB | | |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω | | |
| Return Loss, (VSWR) | - 15 dB, (1.43:1) | | |
| Καταπίεση | 50 dB min @ DC έως 135 MHz | | |
| | 45 dB min @ 145 MHz | | |
| Συσκευασία | Connectorized | | |
| Κόστος | \$ 200 | | |

Πίνακας 8.6 Προσφορά από την εταιρία Integrated Microwave για το πρώτο IF φίλτρο.

Η προσφορά της Integrated Microwave ικανοποιεί τις προδιαγραφές του πίνακα 8.5. Η μόνη απόκλιση από αυτές αφορά τη μέγιστη καταπίεση, η οποία είναι μικρότερη από την προδιαγραφόμενη. Όμως, δεδομένου ότι μετά τον ενισχυτή ενδιάμεσων συχνοτήτων τοποθετείται και δεύτερο IF φίλτρο, η συνολική καταπίεση που επιτυγχάνεται από τα δύο φίλτρα είναι ικανοποιητική.

8.6 Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΕΝΔΙΑΜΕΣΩΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΩΝ (IFA)

Σκοπός του ενισχυτή ενδιάμεσων συχνοτήτων είναι η ενίσχυση του σήματος πριν από τη διαδικασία της προς τα άνω μετατόπισης συχνότητας. Η ύπαρξη ενίσχυσης στην IF βαθμίδα συμβάλλει στην επίτευξη του μεγάλου κέρδους του πομπού. Επιπλέον, η κατανομή του κέρδους της αλυσίδας στα IF και RF τμήματα οδηγεί σε πιο αξιόπιστη λειτουργία του συστήματος εκπομπής.

8.6.1 Προδιαγραφές IFA

Η κυριότερες προδιαγραφές του ενισχυτή ενδιάμεσων συχνοτήτων αφορούν το κέρδος και τη γραμμικότητα.

• Κέρδος

Το κέρδος του IFA θα πρέπει να είναι τέτοιο ώστε να συνεισφέρει στην επίτευξη του συνολικού κέρδους του πομπού, ίσου με 48 dB. Η τιμή του, όμως, περιορίζεται από τις σχέσεις (8.5) και (8.6β), για το συνολικό σημείο IIP3 του πομπού. Από τη σχέση (8.5) φαίνεται ότι το κέρδος του IFA επηρεάζει τη συμβολή στη γραμμικότητα των επομένων σταδίων της αλυσίδας. Έτσι, πολύ μεγάλο κέρδος για τον IFA οδηγεί σε μείωση της γραμμικότητας του πομπού. Προσομοιώσεις στο πρόγραμμα AppCad της

Agilent έδειξαν ότι οι παραπάνω απαιτήσεις ικανοποιούνται με κέρδος της τάξης των 20 dB. Επομένως:

$$G_{IFA}\cong 20\;dB$$

Η σταθερότητα του κέρδους καλό είναι να μην υπερβαίνει το 1 dB.

• Γραμμικότητα

Η γραμμικότητα του IFA αφορά τα σημεία P_{1-dB} και IIP3. Όπως έχει αναφερθεί, η διαμόρφωση QPSK απαιτεί γραμμική επεξεργασία από τους ενισχυτές του πομπού. Αυτό σημαίνει ότι το σημείο P_{1-dB} εισόδου του ενισχυτή θα πρέπει να είναι τουλάχιστον κατά 3 dB μεγαλύτερο από το μέγιστο σήμα εισόδου σε αυτόν.

Σε ό,τι αφορά το σημείο IP3, προσομοιώσεις στο AppCad έδειξαν ότι η τιμή εξόδου του (OIP3), δεδομένου ενός κέρδους περί τα 20 dB, θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από τα 25 dBm. Επομένως:

 $P_{1-dB} > P_{in,IFA} + 3dB$ OIP3 $\ge 25 \text{ dBm}$

Αντιστάσεις εισόδου, εξόδου – Λόγος στασίμων κυμάτων

Οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του ενισχυτή θα πρέπει να ίσες με την αντίσταση του συστήματος, δηλαδή ίσες με 50 Ω. Για να μη χάνεται σημαντικό ποσό της μεταδιδόμενης ισχύος και για τη διατήρηση των χαρακτηριστικών της απόκρισης συχνότητας του ενισχυτή, ο λόγος στασίμων κυμάτων, τόσο στην είσοδο, όσο και την έξοδο του θα πρέπει να είναι μικρότερος από 2:1. Άρα:

Antistáseiς εισόδου, εξόδου : 50 Ω $\label{eq:VSWR} \text{ SWR } \leq 2.0\text{:}1$

• Απομόνωση

Ο πομπός διαχειρίζεται σήματα όχι αμελητέας στάθμης. Για το λόγο αυτό είναι επιθυμητό τα στοιχεία του (με εξαίρεση τα φίλτρα για τα οποία δεν ισχύει ο όρος) να έχουν ικανοποιητική απομόνωση, ώστε να εξασθενούν τυχόν σήματα διαρροής με κατεύθυνση από την έξοδο προς την είσοδό τους, τα οποία είναι δυνατόν να υπονομεύσουν την αξιόπιστη λειτουργία τους.

Αν και το φαινόμενο αυτό στην ΙΓ βαθμίδα δεν αναμένεται σοβαρό, καλό θα είναι ο IFA να παρουσιάζει μία τυπική απομόνωση, γύρω στα 20 dB:

Απομόνωση ≅ 20 dB

Τέλος, σε ό,τι αφορά το εύρος ζώνης λειτουργίας και το συντελεστή θορύβου, αυτά δεν είναι περιοριστικές παράμετροι στην επιλογή IFA. Καλό θα ήταν, πάντως, το εύρος ζώνης λειτουργίας να μην είναι μεγάλο.

8.6.2 Επιλογή IFA



ΣΧΗΜΑ 8.8 Τα μοντέλα (α) ZFL-500HLN και (β) ERA-5SM της εταιρίας Mini-Circuits.

Μετά από έρευνα αγοράς προέκυψαν δύο μοντέλα ως καταλληλότερα για το σύστημα του πομπού, τόσο από πλευράς χαρακτηριστικών, όσο και από πλευράς κόστους. Αυτά είναι το μοντέλο ZFL-500HLN της εταιρίας Mini-Circuits και το μοντέλο ERA-5SM της ίδιας εταιρίας. Το τελευταίο είναι σε ολοκληρωμένη μορφή και μπορεί να χρησιμοποιηθεί με τη βοήθεια του evaluation board K2-ERASM. Για το λόγο αυτό είναι προτιμότερη η χρησιμοποίηση του μοντέλου ZFL-500HLN το οποίο είναι σε connectorized μορφή. Τα χαρακτηριστικά τους φαίνονται στον πίνακα 8.7 και προέκυψαν βάσει των πινάκων που επισυνάπτονται στο παράρτημα.

Κάποια χαρακτηριστικά του μοντέλου ZFL-500HLN μεταβάλονται ανάλογα με την τάση τροφοδοσίας. Εκείνα του πίνακα 8.7 αντιστοιχούν σε τάση τροφοδοσίας ίση με 12 V, και αποτελούν τη βέλτιστη επιλογή σε ό,τι αφορά τη συμβολή του ενισχυτή στη γραμμικότητα του συστήματος.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | ZFL-500HLN | ERA-5SM |
|--|---------------|--------------|
| Εύρος Συχνοτήτων Λειτουργίας | 10 -500 MHz | DC-4000 MHz |
| Κέρδος | 20,3 dB | 20,6 dB |
| Σταθερότητα Κέρδους | 0,4 dB | 1 dB |
| Σημείο Συμπίεσης 1-dB εξόδου (P _{1-db}) | +17,19 dBm | +18,4 dBm |
| Σημείο Σύμπτυξης 3 ^{ης} τάξης εξόδου (ΟΙΡ3) | +30 dBm | +18 dBm |
| Μέγιστη στάθμη εισόδου | +15 dBm | +13 dBm |
| Αντίσταση | 50 Ω | 50 Ω |
| Λόγος Στάσιμων Κυμάτων (VSWR) εισόδου | 2.02:1 | 1.71:1 |
| Λόγος Στάσιμων Κυμάτων (VSWR) εξόδου | 2.09:1 | 1.52:1 |
| Απομόνωση | 36,2 dB | 23,5 dB |
| Συντελεστής Θορύβου (NF) | 3,89 dB | 4,3 dB |
| Κατανάλωση Ισχύος | 12 V, 110 mA | 4,9 V, 65mA |
| Συσκευασία | Connectorized | Ολοκληρωμένο |
| Κόστος Ενισχυτή | \$99,95 | \$ 3,9 |
| Κόστος Evaluation Board | _ | \$ 69,95 |

Πίνακας 8.7 Χαρακτηριστικά των μοντέλων ZFL-500HLN και ERA-5SM της εταιρίας Mini-Circuits.

<u>8.7</u> ΤΟ ΔΕΥΤΕΡΟ ΦΙΛΤΡΟ ΕΝΔΙΑΜΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (IF2)

Το δεύτερο φίλτρο ενδιάμεσης συχνότητας τοποθετείται μεταξύ του IFA και του μίκτη. Σκοπός του είναι η καταπίεση ανεπιθύμητων συνιστωσών της εξόδου του ενισχυτή, όπως για παράδειγμα των αρμονικών του σήματος, πριν από τη μίξη.

8.7.1 Προδιαγραφές Φίλτρου IF2

Το φίλτρο θα είναι ζωνοπερατό με κεντρική συχνότητα 140 MHz:

$$f_c = 140 \text{ MHz}$$

Για να ικανοποιούνται το αποτελέσμα (8.14) και η σχέση (8.15), η απόσβεση του φίλτρου δεν θα πρέπει να υπερβαίνει τα 5-6 dB:

$$IL \le 6 dB$$

Σε ό,τι αφορά τις προδιαγραφές για την επιλεκτικότητα, μετά από προσομοιώσεις στο πρόγραμμα ADS προέκυψε ότι ένα φίλτρο τύπου Chebychev $5^{\eta\varsigma}$ τάξης, κυμάτωσης 0,5 dB και με BW_{3dB} ίσο με 2% της κεντρικής συχνότητας πετυχαίνει:

- Καταπίεση 40 dB στη συχνότητα 142,6 MHz.
- Καταπίεση 60 dB στη συχνότητα 145 MHz.

Οι προδιαγραφές για την επιλεκτικότητα εξασφαλίζουν ότι το σήμα στη είσοδο του μίκτη θα είναι απαλλαγμένο σε μεγάλο βαθμό από ανεπιθύμητες

συνιστώσες, οι οποίες θα μπορούσαν να αυξήσουν τον αριθμό των ανωφελών αποκρίσεων μετά τη μίξη.

Επομένως:

Τύπος φίλτρου: Chebychev
Κυμάτωση: 0,5 dB (μέγιστη αποδεκτή τιμή)
Τάξη φίλτρου :
$$5^{\eta}$$

% BW_{3dB} = 2

Για τις υπόλοιπες προδιαγραφές του φίλτρου ισχύει:

- Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου: 50 Ω
- VSWR < $2.0:1 ~(\cong 1.5:1)$
- Μέγιστη καταπίεση $: \cong 60$

Τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα για τις προδιαγραφές του δεύτερου IF φίλτρου φαίνονται στον πίνακα 8.8.

| Παράμετρος | Τιμή |
|---------------------------------------|---------------------|
| Κεντρική Συχνότητα (f_c) | 140 MHz |
| Τύπος | Chebychev |
| Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple) | 0,5 dB |
| Τάξη | 5 |
| Εύρος ζώνης 3 dB (BW _{3dB}) | 2 % |
| Απόσβεση (IL) | $\leq 6 \text{ dB}$ |
| Μέγιστη καταπίεση | 60 dB |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| VSWR | < 2.0:1 (≅ 1.5:1) |

Πίνακας 8.8 Προδιαγραφές δεύτερου IF φίλτρου.

Από τον παραπάνω πίνακα φαίνεται ότι οι προδιαγραφές του φίλτρου είναι όμοιες με αυτές του πρώτου φίλτρου ενδιάμεσης συχνότητας.

8.7.2 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή

Εφόσον τα δύο φίλτρα ενδιάμεσης συχνότητας του πομπού έχουν όμοιες προδιαγραφές, για το υπό συζήτηση ΙF φίλτρο θα επιλεγεί η τεχνολογία κατασκευυής και ο κατασκευαστής που επιλέχθηκαν και για το πρώτο IF φίλτρο. Επομένως, θα επιλεγούν τα κεραμικά φίλτρα της εταιρίας Integrated Microwave (σχήμα 8.7), τον οποίων τα χαρακτηριστικά έχουν δοθεί στον πίνακα 8.6.

<u>8.8</u> Ο ΜΙΚΤΗΣ

8.8.1 Γενική Περιγραφή



ΣΧΗΜΑ 8.9 Η τοπολογία του μίκτη του πομπού.

Ο μίκτης πραγματοποιεί την προς τα πάνω μετατόπιση συχνότητας στον πομπό. Μετατοπίζει την ενδιάμεση φέρουσα συχνότητα του σήματος (f_{IF} =140 MHz) στην φέρουσα RF συχνότητα εκπομπής (f_{RF} =2060 MHz), σύμφωνα με τη σχέση:

$$f_{RF} = f_{LO} \pm f_{IF} \tag{8.15}$$

Για τη διαδικασία της προς τα άνω μετατόπισης συχνότητας αποφασίστηκε η χρησιμοποίηση low-side injection. Άρα η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή, f_{LO} , θα ισούται με 1920 MHz. Έτσι, σύμφωνα με τη σχέση (8.15) στην έξοδο του μίκτη θα παράγονται οι συχνότητες:

 $f_{RF} = 1920 \text{ MHz} + 140 \text{ MHz} = 2060 \text{ MHz}$

και

$$f'_{RF} = 1920 \text{ MHz} - 140 \text{ MHz} = 1780 \text{ MHz}$$

Η συχνότητα $f'_{RF} = 1780$ MHz, καθώς και οι υπόλοιπες ανωφελείς συνιστώσες της μίξης, απομοκρύνονται με τη βοήθεια του φίλτρου RF1, τοποθετημένου μετά το μίκτη.

8.8.2 Επιλογή Μίκτη

8.8.2.1 Επιλογή μεταξύ ενεργού και παθητικού μίκτη.

Ένα από τα κυριότερα χαρακτηριστικά για την επιλογή μίκτη είναι η γραμμικότητα. Η πολύ χαμηλή γραμμικότητα των ενεργών μικτών (σημείο IIP3 να κυμαίνεται από -5-+5 dBm) τους καθιστά ακατάλληλους για το σύστημα του πομπού όπου η ισχύς του μεταδιδόμενου σήματος είναι αρκετά μεγάλη. Για το λόγο αυτό μεταξύ ενεργών και παθητικών μικτών επιλέγονται οι δεύτεροι, παρά το γεγονός ότι απαιτούν μεγαλύτερες στάθμες ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή και παρουσιάζουν απώλεια μετατροπής. Άλλωστε, το τελευταίο δεν αποτελεί μειονέκτημα, επειδή για τη γραμμικότητα του συστήματος είναι προτιμότερο το εναπομείναν απαιτούμενο κέρδος για τον πομπό να το συνεισφέρουν στοιχεία τοποθετημένα στο τέλος της αλυσίδας.



8.8.2.2 Ανωφελείς συνιστώσες στην έξοδο του μίκτη

ΣΧΗΜΑ 8.10 Οι κυριότερες συνιστώσες μετά την άνω μετατόπιση συχνότητας.

Εξαιτίας του τρόπου υλοποίησης του μίκτη, στην έξοδό του εκτός από την επιθυμητή συνιστώσα $f_{RF} = f_{LO} + f_{IF} = 2060$ MHz, θα υπάρχει και η ανεπιθύμητη συνιστώσα f_{RF} = $f_{LO} - f_{IF} = 1780$ MHz, το IF σήμα και οι αρμονικές του, το σήμα του τοπικού ταλαντωτή και οι αρμονικές του και γενικά κάθε συνδυασμός :

$$|m f_{LO} + n f_{IF}|, m, n = \pm 0, 1, 2....$$
 (8.16)

Για να λειτουργεί ο πομπός αξιόπιστα καμία από τις παραπάνω ανωφελείς συνιστώσες δεν θα πρέπει να βρίσκεται στη ζώνη διέλευσης των RF φίλτρων. Επιπλέον, επειδή η στάθμη τους (τουλάχιστον των συνιστωσών μικρής τάξης) δεν αναμένεται μικρή, εξαιτίας του σημαντικού επιπέδου ισχύος των σημάτων IF και του LO, θα πρέπει να διασφαλίζεται η επαρκής εξασθένισή τους τόσο από το μίκτη όσο και από τα RF φίλτρα. Διαφορετικά, κάποιες από τις συνιστώσες αυτές είναι δυνατόν να λειτουργήσουν, κατά την εκπομπή τους, ως σήματα παρεμβολής σε άλλα τηλεπικοινωνιακά συστήματα ή να δημιουργήσουν επικίνδυνα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης κατά την περαιτέρω επεξεργασία τους από τον πομπό.

Οι πιο επικίνδυνες από τις ανωφελείς συνιστώσες στην έξοδο του πομπού είναι το σήμα διαρροής του LO προς την RF βαθμίδα και η συνιστώσα $f_{LO} - f_{IF} =$ 1780 MHz, επειδή το επίπεδο ισχύος τους θα είναι μεγάλο σε σχέση με των υπολοίπων. Επομένως, θα πρέπει να δοθεί ιδιαίτερη βαρύτητα στην καταπίεσή τους. Οι δύο αυτές συνιστώσες φαίνονται στο σχήμα 8.10, όπου φαίνονται η ενδιάμεση συχνότητα και η φέρουσα RF συχνότητα.

8.8.2.3 Προδιαγραφές μίκτη

Η κυριότερες προδιαγραφές του μίκτη αφορούν τη γραμμικότητα και την απαίτηση ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή, την απομόνωση θυρών και τη συμπεριφορά ως προς τις ανωφελείς συνιστώσες της εξόδου.

• Γραμμικότητα

Η γραμμικότητα είναι ένα από τα κυριότερα χαρακτηριστικά του μίκτη, γιατί εάν δεν επιλεγεί με προσοχή μπορεί να μειώσει κατά πολύ τη συνολική γραμμικότητα του συστήματος. Συνδέεται άμεσα με την απαίτηση ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή. Όσο μεγαλύτερο είναι το επίπεδο ισχύος που απαιτεί ο μίκτης στη θύρα LO για τη λειτουργία του, τόσο υψηλότερο είναι και τα σημεία P_{1-dB} και IIP3 αυτού.

Μετά από προσομοίωσεις στο πρόγραμμα Appcad 3.0.2 της Agilent, προέκυψε ότι για να επιτευχθεί η απαιτούμενη γραμμικότητα για το σύστημα του πομπού, το σημείο IP3 εξόδου του μίκτη θα πρέπει να είναι τουλάχιστον +7 dBm, που αντιστοιχεί σε σημείο IP3 εισόδου ίσο με +14 dBm (για απώλεια μετατροπής 7 dB).

Το IF σήμα στην είσοδο του μίκτη θα είναι περίπου ίσο με –7 dBm. Κατά συνέπεια, το σημείο P_{1-dB} του μίκτη θα πρέπει να είναι τουλάχιστον κατά 3 dB μεγαλύτερο.

Επομένως:

IP3 εξόδου ≥ + 7 dBm P_{1-dB} εισόδου ≥ − 4 dBm

Απαίτηση ισχύος από τον LO

Η απαιτούμενη ισχύς από τον τοπικό ταλαντωτή θα πρέπει να είναι όσο το δυνατό μεγαλύτερη, ώστε να επιτυγχάνεται όσο το δυνατό υψηλότερο σημείο IP3 για το μίκτη.

Το επιθυμητό για το σύστημα άνω μετατόπισης συχνότητας είναι να μην χρειαστεί η τοποθέτηση ενισχυτή μεταξύ μίκτη και LO. Μετά από έρευνα αγοράς προέκυψε ό,τι ένα άνω όριο για τη στάθμη ισχύος εξόδου από τον LO είναι της τάξης των +5dBm. Δεδομένου ότι μεταξύ μίκτη και LO τοποθετείται και βαθυπερατό φίλτρο με απόσβεση περίπου 1 dB, η μεγαλύτερη ισχύς στη θύρα LO του μίκτη χωρίς χρησιμοποίηση ενισχυτή είναι περίπου +4dBm.

Για να κρατηθεί χαμηλά η στάθμη των ανωφελών συνιστωσών στην έξοδο του μίκτη θα πρέπει η ισχύς του σήματος στην IF θύρα αυτού να είναι τουλάχιστον κατά 10 dB χαμηλότερη από την ισχύ του σήματος του LO. Το σήμα στη θύρα IF του μίκτη θα είναι περίπου –7 dBm. Αυτό σημαίνει ό,τι η ισχύς στη θύρα LO θα πρέπει να είναι τουλάχιστον +3 dBm. Επομένως, η χρησιμοποίηση LO που στην αντίστοιχη θύρα του μίκτη αποδίδει +4 dBm, καλύπτει την απαίτηση για διαφορά 10 dB μεταξύ των σημάτων IF και LO. Άρα, θα πρέπει να αναζητηθεί μοντέλο μίκτη με απαίτηση ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή:

$$P_{\theta \upsilon \rho \alpha \ LO} \cong +3 - +4 \ dBm$$

Να σημειωθεί ότι η προδιαγραφόμενη γραμμικότητα για το μίκτη είναι δυνατό να επιτευχθεί με αυτό το επίπεδο ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή. Σε διαφορετική περίπτωση θα ήταν υποχρεωτική η τοποθέτηση ενισχυτή μεταξύ ταλαντωτή και μίκτη, ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί μίκτης μεγαλύτερης απαίτησης ισχύος στη θύρα LO και κατά συνέπεια μεγαλύτερης γραμμικότητας.

Απομόνωση θυρών

Η τιμή της απομόνωσης που αφορά τις θύρες LO, RF είναι πολύ σημαντική, γιατί το σήμα διαρροής από τη θύρα LO προς τη θύρα RF είναι μεγάλο. Για το λόγο αυτό, η LO/RF απομόνωση θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 20 dB. Σε ό,τι αφορά τις απομονώσεις RF/IF και LO/IF, η τιμή τους μπορεί να είναι χαμηλότερη. Πάντως, θα πρέπει να ξεπερνά τα 15 dB.

Συμπεριφορά ως προς τις ανωφελείς συνιστώσες της εξόδου

Στα φύλλα προδιαγραφών των μικτών, υπάρχουν, συνήθως, πίνακες όπου φαίνεται η στάθμη των ανωφελών αποκρίσεων σε σχέση με τη στάθμη του επιθυμητού σήματος στην έξοδο του μίκτη, για διάφορες τιμές των m και n της σχέσης (8.16). Το επιθυμητό για το μίκτη που θα επιλεγεί είναι να είναι διπλά ισοσταθμισμένος, ώστε

να καταπιέζει σημαντικά τις ανωφελείς αποκρίσεις άρτιας τάξης. Σε ό,τι αφορά τις αποκρίσεις περιττής τάξης, θα πρέπει να πετυχαίνει και σε αυτές ικανοποιητική καταπίεση.

Αντιστάσεις εισόδων, εξόδου και προσαρμογή

Η τιμή της αντίστασης σε όλες τις θύρες του μίκτη θα πρέπει να ισούται με την αντίσταση του συστήματος, δηλαδή με 50 Ω. Η προσαρμογή σε αυτές θα πρέπει ιδανικά να αντιστοιχεί σε λόγο στάσιμων κυμάτων μικρότερο από 2:1. Επειδή οι μίκτες έχουν ενδογενές πρόβλημα προσαρμογής στις θύρες τους, θα πρέπει να υπάρξει κάποια ανεκτικότητα ως προς την τελευταία απαίτηση, όχι πάντως μεγάλη.

• Εύρος συχνοτήτων λειτουργίας

Για καλύτερη απόδοση του μίκτη επιθυμήται το προδιαγραφόμενο από τον κατασκευστή εύρος συχνοτήτων λειτουργίας για τις συχνότητες f_{RF} και f_{LO} να είναι τέτοιο ώστε οι συχνότητες αυτές να βρίσκονται περίπου στο κέντρο του.

8.8.2.4 Επιλογή μοντέλου μίκτη



ΣΧΗΜΑ 8.11 Τα μοντέλα (α) HMC422MS8 της Hittite και (β) ZEM-4300 της Mini-Circuits..

Μετά από έρευνα αγοράς επιλέχθηκε το μοντέλο HMC422MS8 της εταιρίας Hittite Microwave Corporation (σχήμα 8.11), το οποίο βρίσκεται σε ολοκληρωμένη μορφή και μπορεί να χρησιμοποιηθεί στο connectorized σύστημα του δέκτη με τη βοήθεια evaluation board. Τα χαρακτηριστικά του φαίνονται στον πίνακα 8.9 και αναφέρονται

σε επίπεδο ισχύος από τον τοπικό ταλαντωτή ίσο με 0 dBm. Να σημειωθεί ότι για επίπεδο ισχύος στη θύρα LO ίσο με +4 dBm, το σημείο IIP3 αναμένεται υψηλότερο, ενώ το κέρδος μετατροπής μικρότερο.

Οι πίνακες με τα χαρακτηριστικά καταπίεσης των ανωφελών αποκρίσεων της σχέσης (8.16) παρατίθενται στο παράρτημα.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | HMC422MS8 | ZEM-4300 | |
|---|------------------|-------------------|--|
| Εύρος Λειτουργίας Συχνοτήτων RF, LO | 1200 - 2500 MHz | 300 - 4300 MHz | |
| Εύρος Λειτουργίας ΙΓ Συχνότητας | 0 - 1000 MHz | 0-1000 MHz | |
| Απαίτηση Ισχύος από LO | - 2 - +13 dBm | +7 dBm (typ) | |
| Κέρδος Μετατροπής Ισχύος | – 7 dB | – 7,6 dB | |
| | (LO = +4 dBm) | | |
| Συντελεστής θορύβου (SSB) | 8 dB | 8 dB | |
| Σημείο Συμπίεση 1-dB εισόδου (P _{1-dB}) | + 8,8 dBm | +1 dBm | |
| Σημείο Σύμπτυξης 3 ^{ης} τάξης | +16,2 dBm | +10 dBm | |
| εισόδου (ΠΡ3) | (LO = +3 dBm) | | |
| Απώλεια Επιστροφής στη Θύρα LO | -22 dB, (1.17:1) | -3,38 dB, (5.2:1) | |
| (VSWR) | | | |
| Απώλεια Επιστροφής στη Θύρα RF | -7 dB, (2.6:1) | -12,7 dB, (1.6:1) | |
| (VSWR) | | | |
| Απώλεια Επιστροφής στη Θύρα IF | - | -12,7 dB, (1.6:1) | |
| (VSWR) | | | |
| Απομόνωση LO- RF | 30 dB | 35,3 dB | |
| Απομόνωση RF- IF | 17 dB | - | |
| Απομόνωση LO- IF | 18 dB | 17,8 dB | |
| Συσκευασία | Ολοκληρωμένο | Connectorized | |
| Κόστος μίκτη | \$3,53 | \$79,95 | |
| Kόστος evaluation board | \$99 | _ | |

Πίνακας 8.9 Χαρακτηριστικά των μοντέλων HMC422MS8 της Hittite και ZEM –4300 της Mini-Circuits.

Από τον πίνακα 8.9 φαίνεται ότι ο μίκτης ικανοποιεί όλες τις προδιαγραφές της προηγούμενης ενότητας, με μικρή εξαίρεση την προσαρμογή στη θύρα RF. Όμως, το evaluation board παρέχεται καλύτερα προσαρμοσμένο στην αντίσταση των 50 Ω.

Το γεγονός ότι τα χαρακτηριστικά επίδοσης του μοντέλου αυτού είναι τόσο ικανοποιητικά, παρά τη δυνατότητα οδήγησής του με χαμηλή ισχύ από τον τοπικό ταλαντωτή, οφείλεται στο ότι περιλαμβάνει εκτός από ένα διπλά ισοσταθμισμένο μίκτη και έναν ενισχυτή. Έτσι, το σήμα από τον τοπικό ταλαντωτή ενισχύεται εσωτερικά πριν από τη μίξη.

Εναλλακτικά μπορεί να χρησιμοποιηθεί το μοντέλο ZEM-4300 της εταιρίας Mini-Circuits, το οποίο παρέχεται σε connectorized μορφή. Τα χαρακτηριστικά του φαίνονται στον πίνακα 8.4 και αναφέρονται σε επίπεδο ισχύος στη θύρα LO ίσο με +4 dBm. Το τυπικό επιπέδο ισχύος που απαιτεί ο μίκτης από τον τοπικό ταλαντωτή είναι τα +7 dBm. Όμως, η λειτουργία του παραμένει αξιόπιστη και για χαμηλότερες στάθμες, όπως φαίνεται στα αναλυτικά του χαρακτηριστικά (βλ. παράρτημα). Το μειονέκτημα του μοντέλου αυτού είναι η χαμηλή του επίδοση ως προς τη γραμμικότητα και η κακή προσαρμογή του στη θύρα LO. Πάντως, εάν κατά την κατασκευή του πομπού η χρησιμοποίηση connectorized μοντέλων κριθεί απαραίτητη, αποτελεί μία ικανοποιητική λύση.

<u>8.9</u> TO INJECTION Φ IATPO

To injection φίλτρο τοποθετείται μεταξύ του μίκτη και του τοπικού ταλαντωτή. Σκοπός του είναι η καταπίεση της δεύτερης και των ανώτερων αρμονικών της συχνότητας του σήματος από τον τοπικό ταλαντωτή. Με τον τρόπο αυτό περιορίζονται σημαντικά οι ανωφελείς συνιστώσες στην έξοδο του μίκτη.



8.9.1 Προδιαγραφές Injection Φίλτρου



Για τους ίδιους λόγους που για το injection φίλτρο του δέκτη επιλέχθηκε ο βαθυπερατός τύπος, επιλέγεται και για το αντίστοιχο φίλτρο του πομπού.

Το injection φίλτρο θα πρέπει να πετυχαίνει καταπίεση ίση τουλάχιστον με 60 dB από τη συχνότητα των 3840 MHz και άνω (σχήμα 8.12). Επομένως, η πρώτη προδιαγραφή για το φίλτρο είναι η ακόλουθη:

Καταπίεση στη συχνότητα f_{stop} = 3840 MHz : 60 dB

Ταυτόχρονα, θα πρέπει να επιτρέπει τη διέλευση της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή, f_{LO} = 1920 MHz, με τη μικρότερη δυνατή παραμόρφωση και απόσβεση. Επομένως, η συχνότητα f_{LO} θα πρέπει να βρίσκεται στη ζώνη διέλευσης του βαθυπερατού φίλτρου.

Η απόσβεση του φίλτρου δεν θα πρέπει να υπερβαίνει το 1 dB, ώστε να μειώνεται όσο το δυνατό λιγότερο η στάθμη του σήματος που φτάνει από τον τοπικό ταλαντωτή στη θύρα LO του μίκτη. Άρα:

$IL \le 1 dB$

Προσομοιώσεις στο πρόγραμμα ADS έδειξαν ότι η απαιτούμενη καταπίεση των 60 dB στη συχνότητα $f_{stop} = 3840$ MHz επιτυγχάνεται με φίλτρο τύπου Chebychev, κυμάτωσης 0,5 dB και τάξης 7^{ης}. Η συχνότητα αποκοπής, f_{co} , ορίστηκε ίση με 2200 MHz. Επομένως: Τύπος φίλτρου: Chebychev Κυμάτωση: 0,5 dB (μέγιστη αποδεκτή τιμή) Τάξη φίλτρου : 7^{η} f_{co} = 2200 MHz

Σε ό,τι αφορά τις υπόλοιπες προδιαγραφές ισχύει:

- Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου: 50 Ω
- VSWR < $2.0:1 (\cong 1.5:1)$
- Mégisth katapíesh $:\geq 60 \text{ dB}$

Οι προδιαγραφές του injection φίλτρου του πομπού συνοψίζονται στον πίνακα 8.10.

| Παράμετρος | Τιμή |
|--------------------------------|---------------------|
| Τύπος | Chebychev |
| Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple) | 0,5 dB |
| Τάξη | 7 |
| Συχνότητα Αποκοπής (f_{co}) | 2200 MHz |
| Καταπίεση @ 3840 MHz | 60 dB |
| Απόσβεση (IL) | $\leq 1 \text{ dB}$ |
| Μέγιστη καταπίεση | 60 dB min |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| VSWR | < 2.0:1 |

Πίνακας 8.10 Προδιαγραφές injection φίλτρου πομπού.

8.9.2 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή



ΣΧΗΜΑ 8.13 Διακριτά LC φίλτρα από την εταιρία Integrated Microwave.

Όμοια με την περίπτωση του injection φίλτρου του δέκτη, η προτιμότερη επιλογή από πλευρά κόστους είναι τα διακριτά LC φίλτρα. Ως κατασκευάστρια εταιρία επιλέχθηκε η Integrated Microwave, της οποίας η προσφορά για το injection φίλτρο του πομπού είναι αντίστοιχη εκείνης για το injection φίλτρο του δέκτη και φαίνεται στον πίνακα 8.11 (σχήμα 8.13).

| Τύπος φίλτρου | Διακριτό LC-Βαθυπερατό | | |
|--------------------------------|------------------------|--|--|
| Συχνότητα Αποκοπής (f_{co}) | 2200 MHz | | |
| Απόσβεση | @ 1920 MHz < 1.0 dB | | |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω | | |
| Return Loss, (VSWR) | – 15 dB, (1.43:1) | | |
| Καταπίεση | 60 dB min @ 3840 MHz | | |
| Συσκευασία | Connectorized w/SMA-F | | |
| Κόστος | \$ 200 | | |

Πίνακας 8.11 Χαρακτηριστικά LC φίλτρου από την εταιρία Integrated Microwave.

Εναλλακτικά, θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν διακριτά LC φίλτρα από την εταιρία Lorch Microwave.

8.10 Ο ΤΟΠΙΚΟΣ ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ (LO)

8.10.1 Προδιαγραφές Συνθέτη Συχνοτήτων

Συχνότητα εξόδου

Ο συνθέτης συχνοτήτων του πομπού θα παράγει στην έξοδό του την απαιτούμενη συχνότητα για την άνω μετατόπιση συχνότητας. Αυτή είναι η :

$$f_{out} = f_{LO} = 1920 \text{ MHz}$$

Ισχύς εξόδου

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα της ενότητας 8.8.2, η ελάχιστη απαιτούμενη ισχύ στη θύρα LO του μίκτη είναι ίση με +3 dBm. Δεδομένου ότι το injection φίλτρο εισάγει απόσβεση ίση με -1 dB (χειρότερη περίπτωση), η ισχύς εξόδου του συνθέτη συχνοτήτων θα πρέπει να είναι τουλάχιστον +4 dBm. Επομένως:

$$P_{LO,out} \ge +4 \text{ dBm}$$

Να σημειωθεί ότι η ισχύς εξόδου του τοπικού ταλαντωτή είναι επιθυμητό να λάβει τη μεγαλύτερη δυνατή τιμή, ώστε να επιτευχθεί η μεγαλύτερη δυνατή γραμμικότητα και να μειωθούν κατά το δυνατό είναι ανωφελείς συνιστώσες της εξόδου του μίκτη, εφόσον θα μεγαλώσει η διαφορά στην ισχύ των σημάτων IF και LO.

Θόρυβος φάσης

Μία ικανοποιητική ανώτατη τιμή για τον θόρυβο φάσης είναι τα -85 dBc/Hz στα 10 kHz:

Phase Noise $\leq -85 \text{ dBc/Hz}$ @ 10kHz

Καταπίεση αρμονικών

Η ουσιαστική καταπίεση των αρμονικών του συνθέτη συχνοτήτων γίνεται από τον injection φίλτρο. Παρ'όλα αυτά επειδή και τα δύο σήματα που συμμετέχουν στη μίξη είναι ισχυρά είναι επιθυμητή η όσο το δυνατό μεγαλύτερη καταπίεση των αρμονικών από το συνθέτη συχνοτήτων.

• Καταπίεση ανωφελών συνιστωσών

Οι ανωφελείς συνιστώσες που παράγει ο συνθέτης συχνοτήτων (τις οποίες δεν προεξοφλείται ότι θα καταπιέσει το injection φίλτρο), εάν δεν καταπιεστούν κατάλληλα, είναι δυνατό να αυξήσουν τις ανωφελείς συνιστώσες στην έξοδο του μίκτη. Επομένως, ο συνθέτης συχνοτήτων θα πρέπει να τις καταπιέζει τουλάχιστον κατά 50 - 60 dB.

• Αντίσταση εξόδου

Για σωστή προσαρμογή στη θύρα εισόδου του μίκτη η αντίσταση εξόδου του συνθέτη συχνοτήτων θα πρέπει να είναι ίση με 50 Ω.

• Βήμα – Εύρος συντονισμού

Σε ό,τι αφορά το βήμα και το εύρος συντονισμού, επειδή στην έξοδο του συνθέτη συχνοτήτων απαιτείται σταθερή συχνότητα, τα δύο αυτά χαρακτηριστικά δεν παίζουν πρωτεύοντα ρόλο στην επιλογή μοντέλου συνθέτη συχνοτήτων. Ωστόσο, όταν το εύρος συντονισμού και το εύρος βρόχου (ή αντίστοιχα το βήμα) είναι μικρά, οι ανωφελείς συνιστώσες κοντά στη συχνότητα φέροντος είναι χαμηλής στάθμης.

Επομένως, εάν ικανοποιούνται οι υπόλοιπες προδιαγραφές, είναι προτιμότερο να επιλεγεί συνθέτης συχνοτήτων μικρού εύρους συντονισμού και μικρού βήματος.

Τέλος, η ταχύτητα συντονισμού δεν αποτελεί προδιαγραφή.

8.10.2 Επιλογή Συνθέτη Συχνοτήτων

Μετά από έρευνα αγοράς επιλέχθηκε το μοντέλο SPLH1470SA της εταιρίας Synergy Microwave. Πρόκειται για συνθέτη συχνοτήτων, ο οποίος παρέχεται σε ολοκληρωμένη μορφή. Συνοδεύεται από ένα PLL Tool Kit για συνθέτες συχνοτήτων, το οποίο είναι σε connectorized συσκευασία και επιτρέπει τον προγραμματισμό και τον έλεγχο επίδοσής του. Τα χαρακτηριστικά του συνθέτη συχνοτήτων που επιλέχθηκε φαίνονται στον πίνακα 8.12.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | TIMH | |
|--------------------------------------|-------------------------|--|
| Εύρος Συχνοτήτων | 1470 - 2070 MHz | |
| Βήμα | 25 kHz | |
| Ισχύς εξόδου | +5 dBm | |
| Ανεκτικότητα Ισχύος Εξόδου | ±3 dB | |
| Τυπικός θόρυβος φάσης | –90 dBc/Hz @ 10kHz | |
| | –110 dBc/Hz @ 100kHz | |
| Τυπική Καταπίεση 2ης Αρμονικής | 10 dB | |
| Τυπική Καταπίεση 3ης Αρμονικής | 15 dB | |
| Τυπική Καταπίεση Ανωφελών Συνιστωσών | 60 dB | |
| Ταχύτητα Συντονισμού | <15msec | |
| Αντίσταση Εξόδου | 50 Ω | |
| Τροφοδοσία | +5 V, +15V, 45 mA (max) | |
| Συχνότητα Αναφοράς | 5 – 40 MHz | |
| Τάση Εισόδου Αναφοράς | >0,5 V _{p-p} | |
| Συσκευασία | Ολοκληρωμένο | |

Πίνακας 8.12 Χαρακτηριστικά του μοντέλου SPLH1470SA της εταιρίας Synergy Microwave.

Ο συνθέτης συχνοτήτων που επιλέχθηκε έχει μεγάλο εύρος συντονισμού, μικρό βήμα και χαμηλό θόρυβο φάσης και ικανοποιεί όλες τις προδιαγραφές της προηγούμενης ενότητας. Η ισχύς εξόδου του είναι + 5 dBm και επομένως, η ισχύς στη θύρα LO του μίκτη θα είναι ίση με + 4 dBm. Η ανεκτικότητα του συνθέτη συχνοτήτων ως προς την ισχύ εξόδου είναι ±3 dB, γεγονός που επιτρέπει εάν κριθεί απαραίτητο, την οδήγηση της θύρας LO του μίκτη με μεγαλύτερη ισχύ.

Το αναμενόμενο κόστος του συνθέτη συχνοτήτων μαζί με το PLL Tool Kit είναι \$300.

Όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, η Synergy Microwave κατασκευάζει το μοντέλο MTS2000-DS το οποίο είναι συνθέτης συχνοτήτων σε connectorized συσκευασία. Η τιμή του, όμως, είναι \$1795.

8.10.3 Επιλογή Κρυστάλλου Αναφοράς



ΣΧΗΜΑ 8.14 Οι QEA95 TCXO κρυσταλλικοί ταλαντωτές από την εταιρία Temex.

Βάσει του μοντέλου συνθέτη συχνοτήτων που επιλέχθηκε, θα πρέπει να επιλεγεί κρυσταλλικός ταλαντωτής με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Συχνότητα αναφοράς: 5 40 MHz
- Τάση εισόδου αναφοράς: > 0,5 V_{p-p}

Επιπλέον, ο κρυσταλλικός ταλαντωτής θα πρέπει να έχει:

- Πολύ χαμηλό θόρυβο φάσης
- Μεγάλη ακρίβεια στη συχνότητα
- Λογικό κόστος

- Σταθερότητα ως προς τη θερμοκρασία

Βάσει των παραπάνω, όπως και στην περίπτωση του δέκτη, επιλέχθηκαν οι TCXO κρυσταλλικοί ταλαντωτές QEA95 της εταιρίας Temex (σχήμα 8.14). Τα χαρακτηριστικά τους φαίνονται στον πίνακα 8.13. Αναλυτικά χαρακτηριστικά δίνονται στο παράρτημα.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | TIMH | | | |
|------------------------------|--------------------------|----------------------|-----------|---------------------------|
| Εύρος Συχνοτήτων | 10 - 26 MHz | | | |
| | −30°C - +75°C | ±2,: | 5ppm | $(3 \acute{\eta} 5 V)$ |
| Σταθερότητα Συχνότητας με | −20°C - +70°C | ±1,5ppm | n ή ±2ppm | (3 ή 5 V) |
| τη Θερμοκρασία | −40°C - +85°C | ±3,5ppr | n ή ±2ppm | (3 ή 5 V) |
| Τάση Τροφοδοσίας | | +3V ή +5 | 5V | |
| Τάση Εξόδου (10 kΩ // 10 pF) | 0,7 V | _{p-p} (min) | (3V) | |
| | $0,8 V_{p-p} (min)$ (5V) | | | |
| | -90 | dBc/Hz @ |) 10Hz | |
| Τυπικός θόρυβος φάσης | -128 dBc/Hz @ 100Hz | | | |
| | -145dBc/Hz @ 1kHz | | | |
| (10 MHz) | -148dBc/Hz @ 10kHz | | | |
| | -150dBc/Hz @ 100kHz | | | |
| | -90 | dBc/Hz @ |) 10Hz | |
| | -123 dBc/Hz @ 100Hz | | | |
| Τυπικός θόρυβος φάσης | -140dBc/Hz @ 1kHz | | | |
| (20 MHz) | -143dBc/Hz @ 10kHz | | | |
| | -145dBc/Hz @ 100kHz | | | |

Πίνακας 8.13 Χαρακτηριστικά του QEA95 TCXO ταλαντωτή της εταιρίας Temex.

Ως συχνότητα του κρυσταλικού ταλαντωτή προτείνονται τα 13 MHz. Η συχνότητα αυτή δεν είναι πολλαπλάσιο της ενδιάμεσης συχνότητας του συστήματος.

Για ακόμη μεγαλύτερη ακρίβεια, αλλά μεγαλύτερο κόστος θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν οι DCXO κρυσταλλικοί ταλαντωτές της ίδιας εταιρίας.

<u>8.11</u> TO ΠΡΩΤΟ RF ΦΙΛΤΡΟ (RF1)

8.11.1 Σκοπός Φίλτρου



ΣΧΗΜΑ 8.15 Σκοπός RF φίλτρου.

Το πρώτο RF φίλτρο τοποθετείται μετά το μίκτη. Σκοπός του είναι η καταπίεση των ανεπιθύμητων συνιστωσών της εξόδου του μίκτη (σχήμα 8.15) και συγκεκριμένα:

- The $2^{\eta\varsigma}$ suristings pouradar and the mixture of the matrix of the
- Του σήματος διαρροής $17 \pi 80$ Hzτικό ταλαντωτή 920 MJ zτα 206 $f_{LO}=1920$ MHz.

Η καταπίεση στις συχνότητες f $_{\rm RF}$ και f $_{\rm LO}$ θα πρέπει να είναι της τάξης των 60 dB.

Δεύτερη συνιστώσα που 8.11.2 Προδιαγραφές **Φταράγεται από** τη μίξη

Σήμα διαρροής από LO

Κεντρική συχνότητα

Το πρώτο RF φίλτρο θα είναι ζωνοπερατό με κεντρική συχνότητα την RF συχνότητα λειτουργίας:

Φέ

σι

$f_c = 2060 \text{ MHz}$

Επιλεκτικότητα

Μετά από προσομοιώσεις στο πρόγραμμα ADS προέκυψε ότι τα ζητούμενα χαρακτηριστικά ως προς την καταπίεση επιτυγχάνονται με φίλτρο Chebychev, 5^{ης} τάξης, κυμάτωσης 0,5 dB (μέγιστη αποδεκτή τιμή) και 2% BW_{3dB}. Συγκεκριμένα επιτυγχάνονται:

- Καταπίεση 40 dB: στη συχνότητα 2022 MHz.
- Καταπίεση 60 dB: στη συχνότητα 1978 MHz.

Επομένως, τόσο το σήμα διαρροής από τον LO, όσο και η δεύτερη συνιστώσα της μίξης καταπιέζονται κατά 60 dB. Άρα:

Τύπος φίλτρου: Chebychev Κυμάτωση: 0,5 dB (μέγιστη αποδεκτή τιμή) Τάξη φίλτρου : 5^{η} % BW_{3dB} = 2

Το ποσοστιαίο εύρος ζώνης που επιλέχθηκε αντιστοιχεί σε BW_{3dB} = 41,2 MHz.

Απόσβεση

Η απόσβεση δεν αποτελεί αυστηρή προδιαγραφή για το RF φίλτρο. Ωστόσο, το επιθυμητό είναι να μην ξεπερνάει τα 3 dB:

$IL \leq 3 \ dB$

Οι υπόλοιπες προδιαγραφές είναι όμοιες με εκείνες των υπόλοιπων φίλτρων του πομπού. Δηλαδή:

- Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου: 50 Ω
- VSWR $< 2.0:1 \ (\cong 1.5:1)$
- Μέγιστη καταπίεση $: \cong 60 \text{ dB}$

Τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα για τις προδιαγραφές του πρώτου RF φίλτρου παρουσιάζονται στον πίνακα 8.14.

| Παράμετρος | Τιμή |
|--------------------------------------|-----------|
| Κεντρική Συχνότητα (f _c) | 2060 MHz |
| Τύπος | Chebychev |
| Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple) | 0,5 dB |
| Τάξη | 5 |
| Εύρος ζώνης (BW _{3db}) | 2% |
| Καταπίεση @ 1920 MHz | 60 dB |
| Απόσβεση (IL) | ≤3 dB |
| Μέγιστη καταπίεση | 60 dB |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| VSWR | < 2.0:1 |

Πίνακας 8.14 Προδιαγραφές πρώτου RF φίλτρου.

8.11.3 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή



ΣΧΗΜΑ 8.18 Κεραμικά φίλτρα από την εταιρία Lorch Microwave.

Όπως και στην περίπτωση των RF φίλτρων του δέκτη, έτσι για το πρώτο RF φίλτρο του πομπού επιλέχθηκαν τα κεραμικά φίλτρα ως η καταλληλότερη τεχνολογία υλοποίησης, καθώς έχουν χαμηλό κόστος και εισάγουν χαμηλή απόσβεση. Ο κατασκευαστής που προτιμήθηκε είναι η εταιρία Lorch Microwave.

Τα χαρακτηριστικά του φίλτρου, όπως προκύπτουν μετά από επικοινωνία με την κατασκευάστρια εταιρία φαίνονται στον πίνακα 8.15.

| Κωδικός μοντέλου | 5DF6M-2060/41-S |
|--------------------------------------|---------------------------|
| Τεχνολογία φίλτρου | Κεραμικό |
| Κεντρική Συχνότητα (f _c) | 2060 MHz |
| Τύπος | Chebychev |
| Κυμάτωση | 0,5 dB |
| Αριθμός τμημάτων | 5 |
| Εύρος ζώνης (BW _{3db}) | 41 MHz |
| Απόσβεση | 3 dB max @ f _c |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| VSWR (Τυπική τιμή) | 2:1 |
| Συσκευασία | Connectorized |
| Κόστος | \$ 275 |

Πίνακας 8.15 Χαρακτηριστικά του φίλτρου RF1.

Το προτεινόμενο μέγεθος συντονιστή είναι τα 6mm. Η απόσβεση που προκύπτει για αυτό το μέγεθος συντονιστή και τα χαρακτηριστικά του πίνακα 8.15 είναι περίπου 2,77 dB.

<u>8.12</u> Ο ΜΕΤΑΒΛΗΤΟΣ ΕΞΑΣΘΕΝΗΤΗΣ

8.12.1 Γενικά Περί Εξασθενητών

8.12.1.1 Βασικά χαρακτηριστικά

Οι εξασθενητές είναι δίθυρα στοιχεία των οποίων η βασική λειτουργία είναι η εξασθένηση του επιπέδου ισχύος του σήματος εισόδου, διατηρώντας ταυτόχρονα την επιθυμητή τιμή στις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων.

Οι εξασθενητές μπορεί να είναι σταθερής ή μεταβλητής εξασθένησης. Οι εξασθενητές σταθερής εξασθένησης εισάγουν σταθερή εξασθένιση (με μία μικρή απόκλιση) στο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας τους. Οι εξασθενητές μεταβλητής εξασθένησης (μεταβλητοί εξασθενητές) εισάγουν μεταβλητή εξασθένηση στο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας τους μεταβλητή εξασθένηση στο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας τους βαθμού εξασθένησης γίνεται μηχανικά ή ηλεκτρονικά. Η μεταβολή της εξασθένησης μπορεί να είναι συνεχής ή βηματική.

Οι δύο βασικοί τύποι μεταβλητών εξασθενητών είναι οι ελεγχόμενοι από αναλογική τάση (αναλογικοί) και οι ψηφιακοί εξασθενητές. Στους πρώτους η μεταβολή της εξασθένησης είναι συνεχής και εξαρτάται από την τιμή της εφαρμοζόμενης αναλογικής τάσης ελέγχου. Η ακρίβεια και τα επίπεδα εξασθένησης που μπορούν να επιτευχθούν είναι μεγάλα. Συνήθως, όμως, η γραμμικότητα των εξασθενητών αυτών είναι υποδεέστερη από εκείνη των ψηφιακών.

Στους ψηφιακούς εξασθενητές η μεταβολή της εξασθένησης είναι βηματική. Το βήμα και το εύρος τιμών της εξασθένησης εξαρτάται από τον αριθμό των ψηφιακών εισόδων ελέγχου. Για παράδειγμα ένας ψηφιακός εξασθενητής των 5 bits μπορεί να έχει εύρος εξασθένησης από 1 έως 31 dB (βήμα 1 dB) ή από 0,5 έως 15,5 dB (βήμα 0,5 dB) για μεγαλύτερη ακρίβεια εξασθένησης. Οι ψηφιακοί εξασθενητές χαρακτηρίζονται από πολύ υψηλά σημεία σύμπτυξης 3^{ης} τάξης.

Πρέπει να σημειωθεί είναι ότι το εύρος τιμών εξασθένησης που χαρακτηρίζει έναν μεταβλητό εξασθενητή αναφέρεται σε σχετική εξασθένιση. Κάθε εξασθενητής εισάγει μία ελάχιστη εξασθένηση (απόσβεση) που οφείλεται στις ενδογενείς του
απώλειες. Το εύρος εξασθένησης που αναφέρεται στα φύλλα προδιαγραφών (π.χ. 1-31 dB) αφορά στην επιπρόσθετη εξασθένιση σε σχέση με την ενδογενή.

8.12.1.2 Λόγοι χρησιμοποίησης εξασθενητών στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα

Οι εξασθενητές χρησιμοποιούνται ευρέως στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, κυρίως για τρεις λόγους:

- Για την αύξηση του ελάχιστου λαμβανόμενου σήματος στο δέκτη. Στην περίπτωση αυτή ο εξασθενητής τοποθετείται μεταξύ της κεραίας και του ενισχυτή χαμηλού θορύβου και επιτρέπει την επεξεργασία ισχυρότερων σημάτων από το σύστημα, χωρίς να μεταβάλει ουσιαστικά το SFDR αυτού. Συμβάλλει, όμως, στην αύξηση του συντελεστή θορύβου του δέκτη.
- Για τη ρύθμιση του επιπέδου ισχύος σε διάφορα σημεία της αλυσίδας ενός συστήματος. Στην περίπτωση αυτή ο εξασθενητής έχει ως σκοπό την διατήρηση της ισχύος του σήματος σε συγκεκριμένο σημείο της αλυσίδας του πομπού ή του δέκτη μέσα στα επιθυμητά όρια.
- Για την επίτευξη προσαρμογής μεταξύ στοιχείων του συστήματος. Οι γραμμικοί εξασθενητές εμφανίζουν στα άκρα τους μεγάλη απώλεια επιστροφής, την οποία διατηρούν οτιδήποτε και αν συνδεθεί στα άκρα τους. Έτσι, μπορούν να παρεμβληθούν μεταξύ στοιχείων του συστήματος και να βελτιώσουν την ποιότητα προσαρμογής.

8.12.2 Λόγοι Χρησιμοποίησης Εξασθενητή στην Αλυσίδα του Πομπού

Ο μεταβλητός εξασθενητής τοποθετείται μεταξύ του πρώτου RF φίλτρου και του προενισχυτή. Η χρησιμοποίηση μεταβλητού εξασθενητή στην αλυσίδα του πομπού δίνει μεγάλη ευελιξία στο σύστημα σε ό,τι αφορά τη ρύθμιση της ισχύος εξόδου του πομπού.

Κατά την κατασκευή του πομπού, οι τιμές των κερδών ή των αποσβέσεων των διαφόρων στοιχείων του είναι πιθανό στην πράξη να αποκλίνουν από τις προδιαγραφόμενες. Με κατάλληλη ρύθμιση της εξασθένησης του εξασθενητή επιτυγχάνεται η επιθυμητή τιμή της ισχύος στην έξοδο του πομπού.

Ταυτόχρονα, η χρησιμοποίηση μεταβλητού εξασθενητή καταργεί την άμεση εξάρτηση της ισχύος εξόδου του πομπού από την ισχύ εξόδου του διαμορφωτή, με την έννοια ότι διαφοροποίηση της ισχύος εξόδου του διαμορφωτή δεν εμποδίζει την επίτευξη της αναγκαίας ισχύος των 31,3 dBm στην έξοδο του πομπού.

Τέλος, αυτός ο τρόπος υλοποίησης επιτρέπει την εκπομπή μεγαλύτερης στάθμης ισχύος προς το δορυφόρο, κάτι που δίνει τη δυνατότητα αύξησης του ρυθμού μετάδοσης ψηφίων της άνω ζεύξης.

Να σημειωθεί ότι εναλλακτικά ο εξασθενητής θα μπορούσε να τοποθετηθεί μεταξύ του προενισχυτή και του ενισχυτή υψηλής ισχύος. Η θέση, όμως, που επιλέχθηκε οδηγεί σε καλύτερα αποτελέσματα σε ότι αφορά τη γραμμικότητα του πομπού.

8.12.3 Επιλογή Εξασθενητή

8.12.3.1 Προδιαγραφές εξασθενητή

Εύρος εξασθένησης

Σύμφωνα με την τελική υλοποίηση του πομπού, ο εξασθενητής θα πρέπει να εισάγει συνολική εξασθένηση ίση με -12 - -13 dB. Η σχετική εξασθένιση θα είναι 2-3 dB χαμηλότερη. Για να δίνει ο εξασθενητής την απαιτούμενη ευελιξία στο δέκτη, θα πρέπει η εξασθένηση που εισάγει να μπορεί να αυξομειωθεί περίπου κατά 10 dB. Λαμβάνοντας υπόψη το γεγονός ότι τα χαρακτηριστικά του εξασθένησης, προκύπτει ότι το επιθυμητό για το εύρος εξασθένησης είναι να κυμαίνεται περίπου από 0 - 30 dB.

Απόσβεση

Η ενδογενής απόσβεση του εξασθενητή θα πρέπει να είναι όσο το δυνατό μικρότερη, ώστε το κάτω όριο της συνολικής εξασθένησης να είναι όσο το δυνατό χαμηλότερο. Η απαίτηση αυτή επιτρέπει στην έξοδο του διαμορφωτή σήμα αρκετά μικρής ισχύος (έως – 28 dBm).

Γραμμικότητα

Η γραμμικότητα του εξασθενητή θα πρέπει να είναι μεγάλη για δύο λόγους. Πρώτον, ώστε η επεξεργασία του σήματος να είναι γραμμική και δεύτερον, γιατί όσο καλύτερα είναι τα χαρακτηριστικά γραμμικότητας, τόσο μεγαλύτερη είναι η απώλεια επιστροφής στα άκρα του εξασθενητή, δηλαδή τόσο καλύτερη είναι η ποιότητα προσαρμογής του.

8.12.3.2 Επιλογή μεταξύ ψηφιακού και αναλογικού εξασθενητή

Για τον εξασθενητή που θα επιλεγεί απαιτείται υψηλή γραμμικότητα, ενώ το επιθυμητό εύρος εξασθένησης δεν είναι μεγάλο. Επομένως, βάσει όσων αναφέρθηκαν στην §8.12.1.1, η καλύτερη επιλογή είναι ο ψηφιακός εξασθενητής.



8.12.3.3 Επιλογή μοντέλου εξασθενητή

ΣΧΗΜΑ 8.17 Το μοντέλο HMC273MS10G της εταιρίας Hittite .

Μετά από έρευνα αγοράς επιλέχθηκε το μοντέλο HMC273MS10G της εταιρίας Hittite Microwave Corporation [26]. Πρόκειται για έναν ψηφιακό εξασθενητή 5 bits, με εύρος εξασθένησης 1-31 dB και βήμα 1 dB. Πέντε τάσεις ελέγχου, V1 –V5, με τιμές 0 και 3-5 Volts χρησιμοποιούνται για την επιλογή του επιπέδου εξασθένησης (σχήμα 8.17). Το μοντέλο βρίσκεται σε ολοκληρωμένη μορφή και μπορεί να χρησιμοποιηθεί στον πομπό με τη βοήθεια evaluation board που παρέχεται από την κατασκευάστρια εταιρία. Τα χαρακτηριστικά του φαίνονται στον πίνακα 8.16. Πρέκυψαν από τα αναλυτικά χαρακτηριστικά του φύλλου προδιαγραφών του εξασθενητή και ισχύουν για τη συχνότητα λειτουργίας 2060 MHz. Αναλυτικά χαρακτηριστικά παρέχονται στο παράρτημα.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | TIN | ИН |
|--|----------------|----------|
| Εύρος Συχνοτήτων Λειτουργίας | 700 - 3700 MHz | |
| Απόσβεση | 2,2 dB | |
| Εύρος εξασθένησης | 1 - 3 | 1 dB |
| Ακρίβεια εξασθένησης (για όλες τις | | |
| καταστάσεις εξασθένησης) | $(\pm 0,25 +$ | 3%) dB |
| | | |
| Σημείο Συμπίεσης 1-dB εισόδου (P _{1-dB}) | (Vdd = 5V) | + 24 dBm |
| | (Vdd = 3V) | + 22 dBm |
| Σημείο Σύμπτυξης 3 ^{ης} τάξης εισόδου | | |
| (IIP3) | (Vdd = 5V) | + 48 dBm |
| | (Vdd = 3V) | + 46 dBm |
| Απώλεια Επιστροφής (για τις βασικές | Att = 1 dB | -23 dB |
| καταστάσεις εξασθένησης) | Att = 2 dB | -20 dB |
| | Att = 4 dB | -21 dB |
| | Att = 8 dB | -27dB |
| | Att = 16 dB | -23 dB |
| | Att = 31 dB | -18 dB |
| Τροφοδοσία (Vdd) | 3-5 V | |
| Συσκευασία | Ολοκληρωμένο | |
| Κόστος εξασθενητή | \$2,35 | |
| Κόστος evaluation board | \$99 | |

Πίνακας 8.16 Χαρακτηριστικά του μοντέλου HMC273MS10G της εταιρίας Hittite.

8.13 Ο ΠΡΟΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Σκοπός του προενισχυτή είναι να παρέχει το επιθυμητό επίπεδο ισχύος σήματος στην είσοδο του ενισχυτή υψηλής ισχύος, χωρίς να εισάγει σημαντική παραμόρφωση. Ο προενισχυτής παρέχει το απαιτούμενο κέρδος, ώστε το σήμα μετά την ενίσχυσή του από τον ενισχυτή ισχύος να έχει την απαιτούμενη στάθμη των 34,3 dBm. Η ανάγκη χρησιμοποίησής του προκύπτει από το γεγονός ότι το συνολικό κέρδος από τις προηγούμενες βαθμίδες του πομπού, ακόμα και απουσία του εξασθενητή, είναι χαμηλό.

8.13.1 Προδιαγραφές Προενισχυτή

Οι κύριες προδιαγραφές του προενισχυτή αφορούν το κέρδος και τη γραμμικότητα.

Κέρδος

Η απαιτούμενη ευελιξία του πομπού επιτυγχάνεται με κέρδος προενισχυτή της τάξης των 20 dB:

$G_{Preampl.} \cong 20 \text{ dB}$

Η σταθερότητα του κέρδους καλό είναι να μην υπερβαίνει το 1 dB.

Γραμμικότητα

Μετά την επεξεργασία του σήματος από τον προενισχυτή, ακολουθεί η επεξεργασία του από τον ενισχυτή υψηλής ισχύος. Για το λόγο αυτό είναι απαραίτητο ο προενισχυτής να έχει γραμμική συμπεριφορά, ώστε τα προιόντα αρμονικής παραμόρφωσης και ενδοδιαμόρφωσης στην έξοδό του να έχουν μικρή στάθμη και το σήμα να έχει υποστεί την ελάχιστη δυνατή παραμόρφωση. Βάσει αυτών, το σημείο συμπίεσης 1-dB, P_{1-dB}, θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 3 dB υψηλότερο από το μέγιστο σήμα εισόδου. Το σήμειο σύμπτηξης 3^{ης} τάξης εξόδου μετά από προσομοιώσεις στο πρόγραμμα AppCad της Agilent, θα πρέπει να είναι τουλάχιστον 20 dBm. Επομένως:

> $P_{1-dB} > P_{in,Preampl.} + 3dB$ OIP3 $\ge 20 \text{ dBm}$

Για ισχύ εξόδου από το διαμορφωτή –17 dBm, ισχύει $P_{in,Preampl.} = -29,7$ dbm, οπότε η απαίτηση για το σημείο P_{1-dB} της εισόδου του προενισχυτή γίνεται:

$$P_{1-dB} > -26,7 \text{ dBm}$$

Απομόνωση

Ο προενισχυτής θα πρέπει να έχει απομόνωση τουλάχιστον ίση με 20 dB, ώστε να εξασθενίσει το σήμα διαρροής από τον ενισχυτή ισχύος, του οποίου η στάθμη θα είναι υψηλή:

Αντιστάσεις εισόδου, εξόδου – Λόγος στασίμων κυμάτων

Οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του ενισχυτή θα πρέπει να ίσες με 50 Ω. Για να μη χάνεται σημαντικό ποσό της μεταδιδόμενης ισχύος και για τη διατήρηση των χαρακτηριστικών της απόκρισης συχνότητας του ενισχυτή, ο λόγος στασίμων κυμάτων, τόσο στην είσοδο, όσο και την έξοδο του θα πρέπει να είναι μικρότερος από 2:1. Άρα:

Αντιστάσεις εισόδου, εξόδου : 50 Ω

VSWR $\leq 2.0:1$

Τέλος, το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του προενισχυτή καλό είναι να επιλεγεί έτσι ώστε η RF συχνότητα λειτουργίας να βρίσκεται περίπου στο κέντρο του.

8.13.2 Επιλογή Προενισχυτή



ΣΧΗΜΑ 8.18 Το μοντέλο ZJL-3G της εταιρίας Mini-Circuits.

Μετά από έρευνα αγοράς επιλέχθηκε το μοντέλο ZJL-3G της εταιρίας Mini-Circuits (σχήμα 8.18). Τα χαρακτηριστικά του φαίνονται στον πίνακα 8.17.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | TIMH |
|--|----------------|
| Εύρος Συχνοτήτων Λειτουργίας | 20 -3000 MHz |
| Κέρδος | 19 dB (τυπικά) |
| Σταθερότητα Κέρδους | 2,2 dB |
| Σημείο Συμπίεσης 1-dB εξόδου (P _{1-dB}) | +8 dBm |
| Σημείο Σύμπτυξης 3 ^{ης} τάξης εξόδου (ΟΙΡ3) | +22 dBm |
| Μέγιστη στάθμη εισόδου | +13 dBm |
| Αντίσταση | 50 Ω |
| Λόγος Στάσιμων Κυμάτων (VSWR) εισόδου | 1.4:1 |
| Λόγος Στάσιμων Κυμάτων (VSWR) εξόδου | 1.6:1 |
| Συντελεστής Θορύβου (NF) | 3,8dB |
| Κατανάλωση Ισχύος | 12 V, 45 mA |
| Συσκευασία | Connectorized |
| Κόστος Ενισχυτή | \$114,95 |

Πίνακας 8.17 Χαρακτηριστικά του μοντέλου ZJL-3G της εταιρίας Mini-Circuits.

Η απομόνωση του ενισχυτή δεν αναφέρεται στο φύλλο προδιαγραφών του. Όμως, η τυπική απομόνωση των ενισχυτών της εταιρίας Mini-Circuits είναι περίπου 20 dB.

Εναλλακτικά θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί το μοντέλο ZFL-2500VH της ίδιας εταιρίας.

8.14 Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΥΨΗΛΗΣ ΙΣΧΥΟΣ (ΗΡΑ)

Ο ενισχυτής υψηλής ισχύος (HPA) πραγματοποιεί την κύρια ενίσχυση του προς εκπομπή σήματος. Στην έξοδό του το σήμα έχει αποκτήσει την προδιαγραφόμενη ισχύ των 31,3 dBm.

8.14.1 Χαρακτηριστικά Ενισχυτών Υψηλής Ισχύος

Οι ενισχύτες ισχύος τοποθετούνται στο τελευταίο στάδιο των συστημάτων εκπομπής και καθορίζουν την τελική ισχύ του σήματος εκπομπής. Τυπικές τιμές της ισχύος εξόδου τους είναι της τάξεως των 0,3 – 0,6 W για τερματικές τηλεφωνικές συσκευές κινητής τηλεφωνίας ή PCS ή της τάξεως των 10 -100 W για πομπούς σταθμών βάσης. Τα κυριότερα χαρακτηριστικά των ενισχυτών περιγράφτηκαν στην ενότητα 7.5.1. Ωστόσο, ο ενισχυτής υψηλής ισχύος χαρακτηρίζεται από τρία ακόμα σημαντικά χαρακτηριστικά: την απόδοση ως προς τη διαθέσιμη ισχύ, το περιθώριο ισχύος λειτουργίας σε σχέση με την τάση κόρου και οι ανωφελείς συνιστώσες εξόδου.

8.14.1.1 Απόδοση ως προς τη διαθέσιμη ισχύ (efficiency)

Η απόδοση, η, ενός ενισχυτή ισχύος ορίζεται ως ο λόγος της RF ισχύος εξόδου προς την DC ισχύ τροφοδοσίας:

$$\eta = P_{out} / P_{DC} \tag{8.15}$$

Μειονέκτημα του ορισμού αυτού είναι ότι δε λαμβάνει υπόψη την ισχύ εισόδου στον ενισχυτή ισχύος, με αποτέλεσμα, σε περιπτώσεις ενισχυτών χαμηλού κέρδους, η απόδοση να υπερεκτιμάται. Για το λόγο αυτό χρησιμοποιείται ο όρος power added efficiency (PAE), ο οποίος ορίζεται ως:

$$\eta_{PAE} = PAE = (P_{out} - P_{in}) / P_{DC}$$
(8.16)

Για μεγάλες τιμές κέρδους οι παραπάνω ορισμοί δίνουν το ίδιο αποτέλεσμα. Οι τιμές ισχύος εκφράζονται σε Watt.

Η απόδοση ενός ενισχυτή αποτελεί κρίσιμο χαρακτηριστικό για συστήματα εκπομπής περιορισμένης διαθέσιμης ισχύος, όπως είναι για παράδειγμα το σύστημα εκπομπής του νανοδορυφόρου. Στα συστήματα αυτά χρησιμοποιούνται ενισχυτές μεγάλου PAE, ώστε να επιτυγχάνεται η απαιτούμενη ισχύς εξόδου με βέλτιστη εκμετάλλευση της διαθέσιμης ισχύος.

8.14.1.2 Περιθώριο ισχύος (back-off)

Το περιθώριο ισχύος σε dB ενός ενισχυτή ισχύος ορίζεται ως η διαφορά της ισχύος κόρου του ενισχυτή από την ισχύ εξόδου του ενισχυτή:

$$back-off = P_{out} - P_{sat} \quad (dB)$$
(8.17)

Η τιμή του περιθωρίου ισχύος ενός ενισχυτή εξαρτάται από το πόσο γραμμική απαιτείται να είναι η επεξεργασία του σήματος. Σε πολυκαναλικά συστήματα που το

σχήμα διαμόρφωσης επιβάλλει γραμμική επεξεργασία η ισχύς εξόδου του ενισχυτή θα πρέπει να βρίσκεται τουλάχιστον 10 dB χαμηλότερα από την ισχύ κόρου, ώστε να αποφεύγονται φαινόμενα διασποράς του φάσματος (spectral regrowth) και, κατά συνέπεια, η παρεμβολή μεταξύ γειτονικών καναλιών.

8.14.1.3 Ανωφελείς συνιστώσες εξόδου

Η μη γραμμική συμπεριφορά του ενισχυτή υψηλής ισχύος δημιουργεί στην έξοδο προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης και αρμονικές. Η τιμή τους θα πρέπει να είναι χαμηλή για δύο λόγους: Πρωτόν, γιατί το RF φίλτρο που τοποθετείται μετά τον ενισχυτή παρουσιάζει, τυπικά, ανακλαστική συμπεριφορά στη ζώνη φραγής. Εάν οι αρμονικές εξόδου του ενισχυτή έχουν μεγάλη στάθμη, τότε ανακλώμενες από το φίλτρο πίσω στον ενισχυτή, θα δημιουργήσουν ακόμα μεγαλύτερης στάθμης αρμονικές εξόδου. Δεύτερον, γιατί εάν η στάθμη τους είναι μεγάλη, κατά την εκπομπή τους από τον πομπό είναι πιθανόν να μην ικανοποιείται το wirelless standard σύμφωνα με το οποίο λειτουργεί το σύστημα. Τυπική τιμή για τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (IMD) για κινητά συστήματα είναι τα – 30 dBc, ενώ για τις αρμονικές και τις υπόλοιπες ανωφελείς συνιστώσες (π.χ. σήμα διαρροής από LO) είναι τα – 50 έως– 70 dBc.

8.14.2 Επιλογή Ενισχυτή Υψηλής Ισχύος

8.14.2.1 Προδιαγραφές ενισχυτή υψηλής ισχύος

• Κέρδος

Για να παράγει την απαιτούμενη ισχύ εξόδου, ο ενισχυτής θα πρέπει να έχει κέρδος της τάξεως των 40 dB:

$$G \cong 40 \text{ dB}$$

• Γραμμικότητα

Η ισχύς στην έξοδο του ενισχυτή ισχύος θα είναι περίπου 34 dBm. Για να είναι σχετικά χαμηλή η στάθμη των ανωφελών αποκρίσεων στην έξοδο του ενισχυτή, αλλά και για να μην υπάρχει διασπορά του φάσματος του σήματος, απαιτείται γραμμική επεξεργασία του σήματος. Επομένως, το σημείο P_{1dB} του ενισχυτή θα πρέπει να βρίσκεται τουλάχιστον 3 dB υψηλότερα από την ισχύ εξόδου του. Μια επιθυμητή διαφορά είναι τα 5 dB. Επομένως:

$$P_{1dB} \ge 37 \text{ dBm} (\cong 39 \text{ dBm})$$

Η προηγούμενη απαίτηση ισοδυναμεί με περιθώριο ισχύος – 4 dB (–6 dB για την τιμή P_{1dB} = 39 dBm).

Σε ό,τι αφορά το σημείο IP3, αυτό θα πρέπει να είναι όσο το δυνατό μεγαλύτερο ($\cong 50$ dBm).

• Αντιστάσεις εισόδου-εξόδου, VSWR

Οι αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του ενισχυτή θα πρέπει να είναι ίσες με 50 Ω, ενώ ο λόγος στασίμων κυμάτων δεν θα πρέπει να υπερβαίνει την τιμή 2.0:1.

• Απόδοση

Επειδή στον επίγειο σταθμό βάσης δεν υπάρχει περιορισμός διαθέσιμης ισχύος, η απόδοση του ενισχυτή δεν παίζει πρωτεύοντα ρόλο στην επιλογή του. Καλό θα ήταν πάντως η απόδοσή του να μην είναι πολύ χαμηλή.

Τέλος, για εξοικονόμιση ισχύος είναι επιθυμητό ο ενισχυτής ισχύος να έχει λειτουργία switching.

8.14.2.2 Επιλογή μοντέλου ενισχυτή υψηλής ισχύος



ΣΧΗΜΑ 8.19 Το μοντέλο LO202-42 της εταιρίας Microwave Power.

Metá από έρευνα αγοράς επιλέχθηκε το μοντέλο LO202-42 της εταιρίας Microwave Power (σχήμα 8.19). Να σημειωθεί ότι ο αριθμός των μοντέλων με σημεία $P_{1dB} \ge 37$ dBm που διατίθενται από την αγορά για την S-Band είναι σχετικά περιορισμένος (σε σχέση με το μεγάλο πλήθος προσφερόμενων μοντέλων με χαμηλότερα σημεία P_{1dB}).

Τα χαρακτηρικά του ενισχυτή παρουσιάζονται στον πίνακα 8.18.

| ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ | TIMH |
|---|----------------|
| Εύρος Συχνοτήτων Λειτουργίας | 2000 -2400 MHz |
| Ισχύς Κόρου, P _{sat} (min) | 42 dBm (25 W) |
| Σημείο Συμπίεσης 1-dB εξόδου, P_{1-dB} (typ.) | 41 dBm |
| Κέρδος (min) | 46 dB |
| Αντίσταση | 50 Ω |
| VSWR εισόδου (max) | 2.0:1 |
| VSWR εξόδου (max) | 2.0:1 |
| Συντελεστής Θορύβου (max) | 12 dB |
| Κατανάλωση Ισχύος | 15 V, 7,5 A |
| Switching | Optional |
| Συσκευασία | Connectorized |
| Κόστος Ενισχυτή | \$2570 |

Πίνακας 8.18 Χαρακτηριστικά του μοντέλου LO202-42 της εταιρίας Microwave Power.

Το μοντέλο που επιλέχθηκε ικανοποιεί όλες τις προδιαγραφές της προηγούμενης ενότητας. Το σημείο P_{1-dB} βρίσκεται 7 dB υψηλότερα από την ισχύ

εξόδου, ενώ η ισχύς κόρου 8 dB υψηλότερα. Δηλαδή, ο ενισχυτής λειτουργεί με περιθώριο ισχύος –8 dB.

Το σημείο IP3 εξόδου του ενισχυτή εκτιμάται 10 dB υψηλότερο από το σημείο P_{1-dB}, δηλαδή περίπου ίσο με 51 dBm.

<u>8.15</u> TO AEYTEPO RF Φ IATPO (RF2)

Το δεύτερο RF φίλτρο τοποθετείται μετά τον ενισχυτή υψηλής ισχύος. Ο ρόλος του είναι ιδιαίτερα σημαντικός, γιατί καθορίζει το φάσμα του σήματος εκπομπής.

8.15.1 Σκοπός Φίλτρου

Η συχνότητα λειτουργίας του πομπού $f_{RF} = 2060MHz$ ανήκει στη ζώνη συχνοτήτων 2025-2110 MHz. Η ζώνη αυτή διατίθεται για την άνω ζεύξη δορυφορικών συστημάτων, καθώς και σε επίγεια ραδιοσυστήματα, fixed ή κινητά. Το RF φίλτρο θα πρέπει να πραγματοποιεί περιορισμό του εκπεμπόμενου φάσματος σε κατάλληλο εύρος, ώστε να μην παρεμβάλει σε δίκτυα γειτονικών συχνοτήτων. Η απαίτηση αυτή αφορά κυρίως στα επίγεια δίκτυα των γειτονικών ζωνών συχνότητων, οι οποίες διατίθενται στα επίγεια κινητά συστήματα τηλεπικοινωνιών 3ης γενιάς (UMTS, IMT-2000). Ταυτόχρονα, το σήμα της ζώνης διέλευσης του φίλτρου θα πρέπει να είναι κατά το δυνατό απαλλαγμένο από ανωφελείς συνιστώσες. Τέλος, το φίλτρο περιορίζει το εύρος ζώνης θορύβου εξόδου από τον ενισχυτή.

Κατα συνέπεια, το RF2 φίλτρο θα πρέπει να πετυχαίνει τα ακόλουθα:

- Καταπίεση των αρμονικών εξόδου του ενισχυτή.
- Καταπίεση κατά το δυνατό των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης της εξόδου του ενισχυτή.

- Καταπίεση των ανωφελών συνιστωσών της εξόδου του ενισχυτή (σήμα διαρροής από τοπικό ταλαντωτή, f_{LO}=1920 MHz, 2η συνιστώσα που παράγεται από τη μίξη, f^{*}_{RF} = 1780 MHz).
- Περιορισμό του εύρους ζώνης θορύβου.

8.15.2 Προδιαγραφές Φίλτρου

• Κεντρική συχνότητα

Το φίλτρο θα είναι ζωνοπερατό με κεντρική συχνότητα την RF συχνότητα λειτουργίας:

$f_c = 2060 \text{ MHz}$

• Επιλεκτικότητα

Προσομοιώσεις στο πρόγραμμα ADS έδειξαν ότι ένα φίλτρο Chebychev, 5^{ης} τάξης, κυμάτωσης 0,5 dB (μέγιστη αποδεκτή τιμή) και 2% BW_{3dB} πετυχαίνει:

- Καταπίεση 40 dB: στη συχνότητα 2022 MHz.
- Καταπίεση 60 dB: στη συχνότητα 1978 MHz.

Επομένως, το φίλτρο πετυχαίνει:

- Καταπίεση των αρμονικών εξόδου του ενισχυτή κατά 60 dB.
- Καταπίεση του σήμα διαρροής από τοπικό ταλαντωτή και της 2ης συνιστώσα που παράγεται από τη μίξη κατά 60 dB.
- Περιορισμό του εύρους θορύβου.

Στα άκρα της ζώνης συχνοτήτων (2025-2110 MHz) στην οποία ανήκει η συχνότητα εκπομπής, το φίλτρο επιτυγχάνει:

- Καταπίεση περίπου 40 dB στη συχνότητα 2025 MHz.
- Καταπίεση περίπου 46 dB στη συχνότητα 2110 MHz.

Στα άκρα της ζώνης συχνοτήτων τυχόν ανωφελείς αποκρίσεις (π.χ. προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 3^{ης} τάξης) έχουν στάθμη πολύ μικρότερη της στάθμης του σήματος εκπομπής. Επιπλέον, η κεραία του επίγειου σταθμού είναι ιδιαίτερα κατευθυντική και η ελάχιστη γωνία ανύψωσης είναι 5°. Κατά συνέπεια, παρεμβολές στα επίγεια δίκτυα κινητών επικοινωνιών των γειτονικών ζωνών θα προέρχονται κυρίως από τους πλευρικούς λοβούς της κεραίας, στους οποίους το κέρδος της κεραίας θα έχει μειωθεί σημαντικά. Επομένως, η επιπλέον εξασθένιση της τάξης των 40 dB που εισάγεται από το φίλτρο εξασθενεί επαρκώς τα υποψήφια σήματα παρεμβολής στα άκρα της ζώνης 2025-2110 MHz. Σε υψηλότερες ή χαμηλότερες συχνότητες τα υποψήφια σήματα παρεμβολής είναι ακόμα περισσότερο εξασθενημένα.

Άρα:

Τύπος φίλτρου: Chebychev Κυμάτωση: 0,5 dB (μέγιστη αποδεκτή τιμή) Τάξη φίλτρου : 5^{η} % $BW_{3dB} = 2$

Το ποσοστιαίο εύρος ζώνης που επιλέχθηκε αντιστοιχεί σε BW_{3dB} = 41,2 MHz.

Διαχείρηση ισχύος

Σε αντίθεση με τα υπόλοιπα φίλτρα του πομπού, στα οποία η ισχύς του σήματος εισόδου είναι χαμηλή, η ισχύς του σήματος στην είσοδο του RF2 φίλτρου είναι ίση με 34 dBm ή ισοδύναμα 2,5 W. Το RF φίλτρο θα είναι κεραμικό. Τα κεραμικά φίλτρα των περισσότερων κατασκευαστριών εταιριών προδιαγράφονται για ισχύ περίπου 1 W. Μπορούν, όμως, κατόπιν ειδικής παραγγελίας να κατασκευαστούν φίλτρα με

δυνατότητα διαχείρησης μεγαλύτερης ισχύος. Το RF φίλτρο θα πρέπει να προδιαγράφεται για μέση ισχύ εισόδου:

Average Power Handling
$$\cong$$
 35,4 dBm = 3,5 W

Στην τελευταία απαίτηση έχει ληφθεί ένα περιθώριο ασφαλείας περίπου 1,5 dB, σε σχέση με την ισχύ εισόδου 34 dBm του φίλτρου.

Απόσβεση

Το επιθυμητό για την απόσβεση του φίλτρου είναι να μην ξεπερνάει τα 3 dB:

$$IL \le 3 dB$$

Οι υπόλοιπες προδιαγραφές του φίλτρου είναι:

- Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου: 50 Ω
- VSWR < $2.0:1 (\cong 1.5:1)$
- Μέγιστη καταπίεση $: \ge 60 \text{ dB}$

Τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα για τις προδιαγραφές του πρώτου RF φίλτρου παρουσιάζονται στον πίνακα 8.19.

| Παράμετρος | Τιμή |
|--------------------------------|----------------------|
| Κεντρική Συχνότητα (f_c) | 2060 MHz |
| Τύπος | Chebychev |
| Μέγιστη Κυμάτωση (max Ripple) | 0,5 dB |
| Τάξη | 5 |
| Εύρος ζώνης (BW3dB) | 2% |
| Απόσβεση (IL) | $\leq 3 \text{ dB}$ |
| Μέση Ισχύς Εισόδου | 3,5 W |
| Μέγιστη καταπίεση | $\geq 60 \text{ dB}$ |
| Αντιστάσεις εισόδου και εξόδου | 50 Ω |
| VSWR | < 2.0:1 |

Πίνακας 8.19 Προδιαγραφές δεύτερου RF φίλτρου.

8.15.3 Επιλογή Τεχνολογίας Κατασκευής και Κατασκευαστή



ΣΧΗΜΑ 8.20 Κεραμικά φίλτρα της εταιρίας Anatech Electronics.

Το RF φίλτρο θα έιναι κεραμικό. Η εταιρία Anatech Electronics κατασκευάζει κεραμικά φίλτρα με δυνατότητα διαχείρησης ισχύος 0,5 -10 Watt. Τα χαρακτηριστικά των φίλτρων αυτών φαίνονται στον πίνακα 8.20.

| Παράμετρος | Τιμή |
|----------------------------------|------------------------|
| Εύρος συχνοτήτων | 500 – 5500 MHz |
| Απόκριση | Chebychev |
| Εύρος Ζώνης (BW _{3dB}) | 2-20 % |
| Αριθμός τμημάτων | 2 - 7 |
| Αντιστάσεις Εισόδου/ Εξόδου | 50 Ω |
| Τυπικό VSWR | 1.5: 1 |
| Μέση Ισχύς Εισόδου | 0,5 – 10 W |
| Συσκευασία | SMT, Connectorized, PC |

Πίνακας 8.20 Χαρακτηριστικά των κεραμικών φίλτρων της εταιρίας Anatech Electronics.

Εναλλακτικά, μπορεί να γίνει ειδική παραγγελία σε ό,τι αφορά τη μέση ισχύ εισόδου στην εταιρία Lorch Microwave.

Να σημειωθεί ότι εάν, εξαιτίας της απαίτησης για διαχείρηση υψηλής ισχύος εισόδου, η απόσβεση του φίλτρου προκύπτει μεγαλύτερη από 3dB, μπορεί είτε να μειωθεί το επίπεδο εξασθένησης του μεταβλητού εξασθενητή (με ελαφρά μείωση του σημείου IIP3) είτε να μικρύνει λίγο η επιλεκτικότητα (μείωση του αριθμού των τμημάτων από 5 σε 4 ή αύξηση του BW_{3dB} από 2% σε 3%).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΙΧ ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΠΟΜΠΟ ΚΑΙ ΤΟ ΔΕΚΤΗ

Στα κεφάλαια 7 και 8, έγινε η επιλογή των επιμέρους στοιχείων του δέκτη και του πομπού. Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα για τον πομπό και το δέκτη.

9.1 ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΔΕΚΤΗ

9.1.1 Η Τελική Τοπολογία του Δέκτη

Η τελική τοπολογία του δέκτη, όπως προκύπτει από την ανάλυση του κεφαλαίου 7 φαίνεται στο σχήμα 9.1. Στο σχήμα έχουν περιληφθεί η κεραία και ο μεταγωγέας ραδιοσυχνοτήτων. Κάτω από κάθε στοιχείο σημειώνονται το μοντέλο που επιλέχθηκε, η κατασκευάστρια εταιρία και τα κύρια χαρακτηριστικά του, όπως προκύπτουν από τα φύλλα προδιαγραφών.

Σε ό,τι αφορά στα χαρακτηριστικά των φίλτρων, σημειώνεται η τεχνολογία κατασκευής, η απόσβεση (IL) και στα ζωνοπερατά φίλτρα το εύρος ζώνης 3dB (BW_{3dB}). Στο image-reject φίλτρο και στο injection φίλτρο σημειώνεται, επίσης, η συχνότητα στην οποία επιτυγχάνεται η καταπίεση των 60 dB, επειδή για τα φίλτρα αυτά η συγκεκριμένη προδιαγραφή είναι σημαντική. Στο φίλτρο επιλογής καναλιού, αντί του εύρους ζώνης των 3 dB, σημειώνεται το εύρος ζώνης των 0,5 dB, το οποίο ισούται με το εύρος ζώνης του επιθυμητού σήματος.

Στα υπόλοιπα στοιχεία του δέκτη τα χαρακτηριστικά που σημειώνονται είναι το κέρδος και ο συντελεστής θορύβου.

Να σημειωθεί ότι οι τιμές της απόσβεσης των φίλτρων προέκυψαν από τις προσφορές των εταιριών και είναι οι μέγιστες προδιαγραφόμενες. Στην πράξη αναμένονται ελαφρά χαμηλότερες.



egrated Microwave

IL = 1 dB

9.1.2 Υπολογισμός Τελικών Μεγεθών Δέκτη

9.1.2.1 Υπολογισμός κέρδους δέκτη

Το συνολικό κέρδος του δέκτη δίνεται από τη σχέση (7.3), που επαναλαμβάνεται:

$$G (dB) = G_{RF Filter} + G_{LNA} + G_{Im,Rej,F} + G_{mixer} + G_{IF Filter1} + G_{IF Ampl.} + G_{IF Filter2}$$
(9.1)

Σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά του σχήματος 9.1, το συνολικό κέρδος του δέκτη θα είναι ίσο με 53 dB. Άρα:

9.1.2.2 Υπολογισμός σήματος εξόδου δέκτη

Στην περίπτωση του ελάχιστου σήματος λήψης από το δέκτη (γωνία ανύψωσης 5°), $P_{RXmin} = -104,2$ dBm, το σήμα στην είσοδο του αποδιαμορφωτή (έξοδος του δέκτη), σύμφωνα με τη σχέση $G = P_{dem.in} - P_{Rx,min}$, θα είναι ίσο με $P_{dem.inmin} = -51,2$ dBm.

Όταν το σήμα στην είσοδο του δέκτη είναι μέγιστο (γωνία ανύψωσης 90°), $P_{RXmax} = -92,5 \text{ dBm}$, το σήμα στην είσοδο του αποδιαμορφωτή θα είναι ίσο με $P_{dem.inmax} = -39,5 \text{ dBm}$. Τα αποτελέσματα αυτά φαίνονται στον πίνακα 9.1.

Στο σχήμα 9.2 φαίνεται η στάθμη του σήματος στα διάφορα σημεία της αλυσίδας του δέκτη για την περίπτωση του ελάχιστου σήματος λήψης και στο σχήμα 9.3 για την περίπτωση του μέγιστου σήματος λήψης.



LC Descrete grated Microwave



LC Descrete

| Γωνία ανύψωσης | Σήμα στην είσοδο του δέκτη, | Σήμα στην είσοδο του |
|---------------------------|-----------------------------|---------------------------------|
| | P _{RX} | διαμορφωτή, P _{dem,in} |
| $\varepsilon = 5^{\circ}$ | – 104,2 dBm | – 51,2 dBm |
| ε=90° | – 92,5 dBm | – 39,5 dBm |

Πίνακας 9.1 Το σήμα εισόδου του δέκτη και του αποδιαμορφωτή, για την ελάχιστη και τη μέγιστη τιμή της γωνίας ανύψωσης.

9.1.2.3 Υπολογισμός συντελεστή θορύβου δέκτη

Ο συντελεστής θορύβου του δέκτη δίνεται από τη σχέση (7.2). Με αριθμητική αντικατάσταση βάσει της τελικής τοπολογίας του δέκτη προκύπτει η τελική τιμή του, ίση με:

$$NF = 3,12 \text{ dB}$$

Η απαίτηση για το συντελεστή θορύβου του δέκτη ήταν: NF \leq 4,6 dB. Η τιμή που υπολογίστηκε είναι μικρότερη κατά 1,5 dB, δίνοντας ένα σημαντικό περιθώριο ασφαλείας στο σύστημα.

Η ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη που αντιστοιχεί σε συντελεστή θορύβου NF=3,12 dB υπολογίζεται από τη σχέση (4.15) ίση με:

Επιπλέον, στο κεφάλαιο 5 υπολογίστηκε η θερμοκρασία θορύβου, T_a, η οποία αποδίδει τη συνεισφορά θορύβου στην είσοδο του δέκτη από την κεραία, το ραδιομεταγωγέα συχνοτήτων και το ομοαξονικό καλώδιο μεταξύ κεραίας και δέκτη. Η θερμοκρασία αυτή είναι ίση με 264,77 °K. Επομένως, η συνολική θερμοκρασία, T, του συστήματος λήψης στην είσοδο του δέκτη θα είναι:

$$T = T_{\alpha} + T_{eRX}$$
(9.2)

Άρα:

9.1.2.4 Υπολογισμός λόγου σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του αποδιαμορφωτή

Εάν ο δέκτης θεωρηθεί αθόρυβος, τότε ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδό του ισούται με το σηματοθορυβικό λόγο στην έξοδό του και ο θόρυβος που παράγουν τα στοιχεία του λαμβάνεται υπόψη μέσω της ισοδύναμης θερμοκρασίας θορύβου T_{eRX} στην είσοδό του. Ο συνολικός θόρυβος του συστήματος λήψης αποδίδεται στην είσοδο του δέκτη μέσω της ισοδύναμης θερμοκρασίας θορύβου του συστήματος, Τ.

Για τον υπολογισμό του λόγου σήματος προς θόρυβο, CNR, ως ισχύς του σήματος θα θεωρηθεί η ισχύς του ελάχιστου σήματος στην είσοδο του δέκτη (-104,2 dBm), που αντιστοιχεί στη χειρότερη περίπτωση λόγου σήματος προς θόρυβο. Ο λόγος σήματος προς θόρυβο υπολογίζεται:

$$CNR (dB) = P_{RXmin} - 10 \log (k T B_N) - M$$
 (9.2)

όπου το ισοδύναμο εύρος ζώνης θορύβου, B_N, ισούται με 367 kHz. Το αποτέλεσμα της σχέσης (9.2) είναι:

$$CNR = 8,2 dB$$

Από τη σχέση CNR = (E_b/N_o) (R/B) προκύπτει ο λόγος της ενέργειας ενός bit προς τη φασματική πυκνότητα θορύβου, E_b/N_o :

$$E_b/N_o = 6,86dB$$

Ο λόγος E_b/N_o που υπολογίστηκε είναι περίπου 1,5 dB μεγαλύτερος από τον ελάχιστο απαιτούμενο (5,3 dB). Αυτό ήταν αναμενόμενο, επειδή ο συντελεστής θορύβου του δέκτη είναι μικρότερος από το μέγιστο προδιαγραφόμενο. Αυτό το πλεόνασμα αυξάνει το περιθώριο ασφαλείας της σχεδίασης από 3 dB σε 4,6 dB. Στην πράξη, θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για μικρή αύξηση του ρυθμού μετάδοσης ψηφίων της κάτω ζεύξης από 500 kbps σε 724 kbps. Σε αυτήν την περίπτωση η μεταδιδόμενη πληροφορία θα αυξανόταν από 250 kbps σε 362 kbps.

9.1.2.5 Υπολογισμός ευαισθησίας δέκτη

Ο συντελεστής θορύβου του δέκτη είναι μικρότερος, κατά 1,5 dB από τον μέγιστο επιτρεπτό. Αυτό επιτρέπει στο δέκτη να λαμβάνει σήματα μικρότερα από το ελάχιστο σήμα λήψης από το δορυφόρο. Η ευαισθησία του δέκτη υπολογίζεται από τη σχέση (5.8) και ισούται με:

9.1.2.6 Υπολογισμός σημείων P_{1-dB} και IP3 δέκτη

Σύμφωνα με προσομοίωση στο πρόγραμμα AppCad της Agilent το σημείο σύμπτυξης 3^{ης} τάξης, IP3, στην είσοδο του διαμορφωτή είναι ίσο με – 27,57 dBm. Το σημείο συμπίεσης 1 dB εισόδου εκτιμάται περίπου 10 dB χαμηλότερα. Επομένως:

> IIP3 = -27,57 dBmP_{1-dB} $\cong -37,57 \text{ dBm}$

Αναλυτικότερα αποτελέσματα που αφορούν τη γραμμική συμπεριφορά του δέκτη παρουσιάζονται στον πίνακα 9.2. Εξήχθησαν με προσομοίωση στο προγράμμα AppCad.

| Παράμετρος | Τιμή | Μονάδες |
|-----------------|----------|---------|
| IIP3 | - 27,57 | dBm |
| OIP3 | - 92,5 | dBm |
| Input IM level | - 257,45 | dBm |
| Input IM level | - 153,25 | dBc |
| Output IM level | - 204,45 | dBm |
| Output IM level | - 153,25 | dBc |

Πίνακας 9.2 Αποτελέσματα που αφορούν τη γραμμικότητα του δέκτη.

9.1.2.7 Υπολογισμός δυναμικής περιοχής δέκτη

Η δυναμική περιοχή χωρίς ανωφελείς αποκρίσεις υπολογίζεται από τη σχέση (4.78) και είναι ίση με:

Να σημειωθεί ότι ο ορισμός που χρησιμοποιήθηκε για τη δυναμική περιοχή(§4.5) είναι ο αυστηρότερος από τους ορισμούς που χρησιμοποιούνται στη βιβλιογραφία. Η τιμή που υπολογίστηκε αποτελεί την πιο συντηρητική εκτίμηση για τη δυναμική περιοχή.

9.1.3 Σύνοψη Αποτελεσμάτων Δέκτη

Στον πίνακα 9.3 παρουσιάζονται το κέρδος, ο συντελεστής θορύβου και το σημείο σύμπτυξης εξόδου των στοιχείων της αλυσίδας του δέκτη. Στον πίνακα 9.4 και στα σχήματα 9.4 και 9.5 παρουσιάζεται η τιμή του κέρδους, του συντελεστή θορύβου και των σημείων σύμπτυξης εισόδου (IIP3) και εξόδου (OIP3) στα διαδοχικά σημεία της αλυσίδας του δέκτη. Τέλος, στον πίνακα 9.5 γίνεται σύνοψη των χαρακτηριστικών του δέκτη του επίγειου σταθμού.

| Στοιχείο | Κέρδος | NF | OIP3 |
|--------------------------|--------|------|-------|
| | (dB) | (dB) | (dBm) |
| RF Φίλτρο | -1,5 | 1,5 | 100 |
| LNA | 25 | 1,3 | 38 |
| Image-Reject Φίλτρο | -3 | 3 | 100 |
| Μίκτης | 9 | 12 | 11 |
| IF Φίλτρο | -5 | 5 | 100 |
| IFA | 33,5 | 4 | 31 |
| Φίλτρο Επιλογής Καναλιού | -5 | 5 | 100 |

Πίνακας 9.3 Το κέρδος, ο συντελεστής θορύβου και το σημείο IP3 εξόδου των στοιχείων του δέκτη.

| Στοιχείο | Κέρδος | NF | IIP3 | OIP3 |
|--------------------------|--------|------|--------|-------|
| | (dB) | (dB) | (dBm) | (dBm) |
| RF Φίλτρο | -1,5 | 1,50 | 100 | 100 |
| LNA | 23,5 | 2,80 | 14,50 | 38 |
| Image-Reject Φίλτρο | 20,5 | 2,81 | 14,50 | 35 |
| Μίκτης | 29,5 | 3,10 | -18,50 | 11 |
| IF Φίλτρο | 24,5 | 3,11 | -18,50 | 6 |
| IFA | 58,0 | 3,12 | -27,57 | 30,43 |
| Φίλτρο Επιλογής Καναλιού | 53,0 | 3,12 | -27,57 | 25,43 |
| ТЕЛІКН ТІМН | 53,0 | 3,12 | -27,57 | 25,43 |

Πίνακας 9.4 Το κέρδος, ο συντελεστής θορύβου και τα σημεία IIP3 και ΟIP3 στα διαδοχικά σημεία της αλυσίδας του δέκτη.



ΣΧΗΜΑ 9.4 Το κέρδος, ο **50**τελεστής θορύβου και το σημείο ΟΙΡ3 στα διαδοχικά σημεία της αλυσίδας του δέκτη.



σημεία της αλυσίδας του δέκτη.

| Παράμετρος | Σύμβολο | Τιμή | Μονάδες |
|---------------------------------------|----------------------------|------------------|---------|
| RF Συχνότητα Λειτουργίας | f _{RF} | 2,25 | GHz |
| ΙF Συχνότητα Λειτουργίας | \mathbf{f}_{IF} | 140 | MHz |
| Διαμόρφω σ η | - | QPSK | - |
| Κωδικοποίηση | - | 1/2 Viterbi | - |
| Ρυθμός Εσφαλμένων Ψηφίων | | | |
| (Μέγιστος) | BER | 10 ⁻⁶ | - |
| Λόγος Ενέργειας Bit προς | | | |
| Φασμ.Πυκν. Θορύβου (Ελάχιστος) | $(E_b/N_o)_{min}$ | 5,3 | dB |
| Ρυθμός Μετάδοσης Ψηφίων | R | 500 | kbps |
| Ρυθμός Μετάδοσης Πληροφορίας | R _{data} | 250 | kbps |
| Εύρος Ζώνης Σήματος | В | 360 | kHz |
| Ισοδύναμο Εύρος Ζώνης Θορύβου | $\mathbf{B}_{\mathbf{N}}$ | 367 | kHz |
| Περιθώριο Ασφαλείας Κάτω Ζεύξης | М | 3 | dB |
| Ελάχιστο Σήμα Εισόδου από | | | |
| Δ ορυφόρο (ε = 5°) | P _{Rx,min} | -104,2 | dBm |
| Μέγιστο Σήμα Εισόδου από | | | |
| Δορυφόρο (ε = 90°) | P _{Rx,max} | -92,5 | dBm |
| | | | |
| Κέρδος | G | 53 | dB |
| Συντελεστής Θορύβου | NF | 3,12 | dB |
| Θερμοκρασία Θορύβου Δέκτη | T _{eRX} | 304,84 | °K |
| Θερμοκρασία Θορύβου Συστήματος | | | |
| Λήψης | Т | 569,6 | °K |
| Ευαισθησία | SENS | -105,75 | dBm |
| Σημείο Σύμπτυξης Εισόδου | IIP3 | -27,57 | dBm |
| Δυναμική Περιοχή | SFDR | 48,9 | dB |
| Λόγος Σήματος προς Θόρυβο για | CNR | 8,2 | dB |
| P _{Rx,min} | | | |
| Λόγος Ενέργειας Bit προς Φασμ. | | | |
| Πυκν. Θορύβου για P _{Rx,min} | E_b/N_o | 6,86 | dB |

Πίνακας 9.5 Τα χαρακτηριστικά του δέκτη του επίγειου σταθμού.

9.1.4 Υπολογισμός Κόστους Δέκτη

Στον πίνακα 9.6 παρουσιάζεται το κόστος για κάθε στοιχείο του δέκτη και το συνολικό κόστος του δέκτη.

| Στοιχείο | Μοντέλο | Κόστος |
|---------------------|----------------------|----------|
| RF Φίλτρο | Κεραμικό | \$275 |
| | Lorch Microwave | |
| LNA | ZQL-2700 MNLW | \$281,95 |
| | Mini-Circuits | |
| Image-Reject Φίλτρο | Κεραμικό | \$275 |
| | Lorch Microwave | |
| Μίκτης | MAX2682 | \$100 |
| | Maxim | |
| Συνθέτης | JPLH2060 | \$300* |
| Συχνότητων | Synergy Microwave | |
| Injection Φίλτρο | Διακριτό LC | \$200 |
| | Integrated Microwave | |
| IF Φίλτρο | Κεραμικό | \$200 |
| | Integrated Microwave | |
| IFA | ZKL-2 | \$149,95 |
| | Mini-Circuits | |
| Φίλτρο Επιλογής | Κρυσταλλικό | \$500* |
| Καναλιού | Temex Components | |
| Αποδιαμορφωτής | QMK-707 | \$215 |
| | Synergy Microwave | |
| ΣΥΝΟΛΟ | | \$2496,9 |

Πίνακας 9.6 Το κόστος του δέκτη.

Με αστερίσκο (*) σημειώνεται το εκτιμώμενο κόστος των στοιχείων. Στον παραπάνω πίνακα δεν έχει συμπεριληφθεί το κόστος του κρυσταλλικού ταλαντωτή.

9.2 ΣΥΓΚΕΝΤΡΩΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΟΜΠΟΥ

9.2.1 Η Τελική Τοπολογία του Πομπού

Η τελική τοπολογία του πομπού, όπως προκύπτει από την ανάλυση του κεφαλαίου 8 φαίνεται στο σχήμα 9.6. Στο σχήμα έχουν περιληφθεί η κεραία και ο μεταγωγέας ραδιοσυχνοτήτων. Κάτω από κάθε στοιχείο σημειώνεται το μοντέλο που επιλέχθηκε και η κατασκευάστρια εταιρία. Σημειώνονται, ακόμα, το κέρδος και το σημείο IP3 εξόδου και στα φίλτρα το εύρος ζώνης 3-dB. Το σημείο σύμπτυξης των φίλτρων θεωρήθηκε ίσο με 100 dBm.

Στο σχήμα 9.7 παρουσιάζεται η τελική τοπολογία του πομπού για ισχύ εξόδου από το διαμορφωτή ίση με –17 dBm. Σε αυτήν την περίπτωση η εξασθένηση του μεταβλητού εξασθενητή έχει ρυθμιστεί ίση με Att_{var} =12 dB. Δεδομένης της εγγενούς απόσβεσης IL=2,2 dB του εξασθενητή η συνολική εξασθένηση είναι ίση με Att_{TOT} = 14,2 dB, δηλαδή η απαιτούμενη τιμή εξασθένησης ώστε να προκύψει στην έξοδο του πομπού η επιθυμητή ισχύς (P_{TX} = 31,3 dBm \cong 31 dBm). Στο σχήμα σημειώνεται η στάθμη του σήματος στα διαδοχικά σημεία της αλυσίδας του πομπού.



@ 2060MHz


@ 2060MHz

9.2.2 Υπολογισμός Τελικών Μεγεθών Πομπού

9.2.2.1 Υπολογισμός κέρδους πομπού και ισχύος εξόδου

Το συνολικό κέρδος του πομπού δίνεται από τη σχέση (8.2), που επαναλαμβάνεται:

$$G_{\mu \epsilon \chi \rho \iota HPA} (dB) = G_{IF1 Filter} + G_{IF Ampl.} + G_{IF2 Filter} + G_{mixer} + G_{RF1 Filter} G_{Preampl.} + G_{Atten.} + G_{HPA}$$
(9.3)

Σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά του σχήματος 9.7, το συνολικό κέρδος του πομπού είναι ίσο με 48,1 dB. Άρα:

Για ισχύ εξόδου από το διαμορφωτή ίση με – 17 dBm, η ισχύς εξόδου του πομπού θα είναι:

$$P_{\rm TX} = 31,1 \rm dBm$$

Να σημειωθεί ότι ο πομπός μπορεί να παράγει κέρδος μέχρι και 59,3 dB. Το κέρδος αυτό, όμως, περιορίζεται από το σημείο IP3, δηλαδή από την ανάγκη για γραμμική συμπεριφορά του πομπού και ειδικότερα από το σημείο $P_{1-dB} = 41$ dBm του ενισχυτή υψηλής ισχύος. Βάσει αυτών, το μέγιστο κέρδος του πομπού για γραμμική λειτουργία υπολογιζεται ίσο με 51,3 dBm. Αντιστοιχεί σε ισχύ εξόδου του ενισχυτή υψηλής ισχύος ίση με 37,1 dBm, δηλαδή σε λειτουργία 4 dB χαμηλότερα από τα σημείο P_{1-dB} . Το σημείο IIP3 σε αυτήν την περίπτωση ισούται με – 3,75 dBm, δηλαδή είναι οριακά ίσο με την ελάχιστη αποδεκτή τιμή (– 4 dBm). Το σήμα στην έξοδο του πομπού είναι ίσο με 34,1 dBm, δηλαδή 3 dB μεγαλύτερο από το απαιτούμενο. Επομένως:

$$P_{TX,max} = 34,1dBm$$

Η δυνατότητα εκπομπής μεγαλύτερης ισχύος από τον πομπό θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για διπλασιασμό του ρυθμού μετάδοσης ψηφίων της άνω ζεύξης, από 100 kbps σε 200kbps.

9.2.2.2 Υπολογισμός σημείων IP3 και P_{1-dB} του πομπού

Σύμφωνα με προσομοίωση στο πρόγραμμα AppCad της Agilent το σημείο σύμπτυξης 3^{ης} τάξης, IP3, στην είσοδο του διαμορφωτή είναι ίσο με – 1,25 dBm. Το αποτέλεσμα αυτό ισχύει για ισχύ εξόδου του διαμορφωτή ίση με – 17 dBm. Το σημείο συμπίεσης 1 dB εισόδου εκτιμάται περίπου 10 dB χαμηλότερα. Επομένως:

IIP3 = -1,25 dBm P_{1-dB} ≅ -12,25 dBm

Σύμφωνα με τη σχέση (8.6β), το ελάχιστο αποδεκτό σημείο IP3 εισόδου είναι – 4dBm. Επομένως, ο πομπός που σχεδιάστηκε έχει σημείο IIP3 κατά 2,75 dB καλύτερο από το ελάχιστο αποδεκτό.

Τα αναλυτικά αποτελέσματα που αφορούν τη γραμμική συμπεριφορά του πομπού παρουσιάζονται στον πίνακα 9.2. Εξήχθησαν με προσομοίωση στο προγράμμας AppCad.

| Παράμετρος | Τιμή | Μονάδες |
|-----------------|---------|---------|
| IIP3 | - 1,25 | dBm |
| OIP3 | 46,85 | dBm |
| Input IM level | - 48,49 | dBm |
| Input IM level | - 31,49 | dBc |
| Output IM level | - 0,39 | dBm |
| Output IM level | - 31,49 | dBc |

Πίνακας 9.7 Αποτελέσματα που αφορούν τη γραμμικότητα του πομπού για ισχύ εξόδου από το διαμορφωτή, – 17dBm.

Εάν αντί για το μίκτη της Hittite (G = -7, IIP3 \cong 9,2), χρησιμοποιηθεί το connectorized μοντέλο της Mini-Circuits (G = -7,6, IIP3 \cong 2,4), τότε το σημείο IIP3 του πομπού γίνεται ίσο με -3,52 dBm, δηλαδή λαμβάνει οριακή τιμή.

9.2.2.3 Υπολογισμός εύρους τιμών ισχύος εξόδου διαμορφωτή

Με προσομοιώσεις στο πρόγραμμα AppCad προέκυψε το εύρος τιμών που μπορεί να λάβει η ισχύς εξόδου του διαμορφωτή, με κατάλληλη αυξομοίωση της εξασθένησης του εξασθενητή.

Συγκεκριμένα, για την ελάχιστη τιμή εξασθένησης $Att_{TOT,min} = 3,2 \text{ dB}$ (αντιστοιχεί σε IL=2,2 dB και $Att_{var,min} =1 \text{ dB}$), λαμβάνεται το ελάχιστο σήμα στην έξοδο του αποδιαμορφωτή για το οποίο η ισχύς εξόδου του πομπού παραμένει ίση με 31dBm. Η ισχύς του ελάχιστου αυτού σήματος είναι ίση με – 28 dBm. Το σημείο IIP3 στην περίπτωση αυτή είναι ίσο με – 11,28 dBm, δηλαδή περίπου 3,7 dB μεγαλύτερο από το ελάχιστο αποδεκτό (– 15 dBm). Τα αναλυτικά αποτελέσματα γραμμικότητας του πομπού για την περίπτωση του ελ΄χιστου σήματος εξόδου από το διαμορφωτή φαίνονται στον πίνακα 9.8.

| Παράμετρος | Τιμή | Μονάδες |
|-----------------|---------|---------|
| IIP3 | - 11,28 | dBm |
| OIP3 | 47,82 | dBm |
| Input IM level | - 61,44 | dBm |
| Input IM level | - 33,44 | dBc |
| Output IM level | - 2,34 | dBm |
| Output IM level | - 33,44 | dBc |

Πίνακας 9.8 Αποτελέσματα που αφορούν τη γραμμικότητα του πομπού για ελάχιστη ισχύ εξόδου από το διαμορφωτή, – 28dBm.

Σε ό,τι αφορά το μέγιστο σήμα στην έξοδο του αποδιαμορφωτή που δίνει την επιθυμητή ισχύ εκπομπής, αυτό θεωρητικά αντιστοιχεί στην περίπτωση της μέγιστης εξασθένησης του εξασθενητή, δηλαδή Att_{TOT,max} = 33,2 dB και είναι ίσο με +2 dBm. Όμως, στην περίπτωση αυτή το σημείο IIP3 προκύπτει ίσο με +5,17 dBm, ενώ η ελάχιστη αποδεκτή τιμή είναι +15 dBm. Επομένως, η μέγιστη τιμή της ισχύος στην είσοδο του πομπού περιορίζεται από την απαίτηση για γραμμική επεξεργασία.

Μετά από προσομοιώσεις στο πρόγραμμα APPCad προέκυψε ότι το μέγιστο αποδεκτό σήμα στην είσοδο του πομπού είναι ίσο με – 10 dBm (Att_{tot} = 21,2 dB, Att_{var} =19 dB). Σε αυτή την περίπτωση το προκύπτον σημείο IIP3 είναι +3,02 dBm, δηλαδή οριακά ίσο με το ελάχιστο αποδεκτό. Αναλυτικά αποτελέσματα παρουσιάζονται στον πίνακα 9.9.

| Παράμετρος | Τιμή | Μονάδες |
|-----------------|---------|---------|
| IIP3 | 3,02 | dBm |
| OIP3 | 44,12 | dBm |
| Input IM level | - 36,03 | dBm |
| Input IM level | - 26,03 | dBc |
| Output IM level | 5,07 | dBm |
| Output IM level | - 26,03 | dBc |

Πίνακας 9.9 Αποτελέσματα που αφορούν τη γραμμικότητα του πομπού για μέγιστη ισχύ εζόδου από το διαμορφωτή, – 10 dBm.

Σύμφωνα με τα παραπάνω, η ισχύς του σήματος εξόδου από το διαμορφωτή μπορεί να κυμανθεί στο εύρος – 28 dBm έως – 10dBm, μεταβάλοντας την εξασθένηση του εξασθενητή, Att_{TOT}, από 3,2 dB έως 21,2 dB (ή ισοδύναμα την ψηφιακή εξασθένηση, Att_{var}, από 1-19 dB). Για αυτό το εύρος τιμών η γραμμικότητα του πομπού παραμένει στα επιθυμητά πλαίσια και το σήμα εξόδου του πομπού διατηρεί την επιθυμητή τιμή των 31,3 dBm. Άρα:

$$-28 \text{ dBm} \le P_{\text{mod,out}} \le -10 \text{dBm}$$

Από την παραπάνω ανάλυση καταδεικνύονται τα πλεονεκτήματα της χρήσης μεταβλητού εξασθενητή στην τοπολογία του πομπού.

9.2.2.4 Υπολογισμός EIRP επίγειου σταθμού

Μεταξύ της εξόδου του πομπού και της κεραίας είναι τοποθετημένα ο μεταγωγέας ραδιοσυχνοτήτων και ομοαξονικό καλώδιο, τα οποία εισάγουν απώλειες ίσες με $L_{FTX} = 2$ dB, τιμή συντηρητική. Το κέρδος άνω ζεύξης της κεραίας του επίγειου σταθμού είναι ίσο με $G_{TMAX} = 33,185$ dBi, ενώ οι απώλειες κακής σκόπευσης της κεραίας ισούνται με $L_T = 0,05$ dB. Το EIRP του επίγειου σταθμού δίνεται από τον πρώτο όρο της σχέσης (5.16), δηλαδή είναι:

$$EIRP = P_{TX} + G_{TMAX} - L_T - L_{FTX}$$

$$\Rightarrow$$
 EIRP = 62,235 dBm = 32,235 dBW $\acute{\eta}$ 15,08 W

Επομένως:

$$EIRP = 32,2 \text{ dBW} \cong 15,1 \text{ W}$$

Για ισχύ εκπομπής ίση με τη μέγιστη, $P_{TX,max} = 34,1 dBm$ το EIRP του επίγειου σταθμού γίνεται μέγιστο:

$$EIRP_{max} = 35,2 \text{ dBW} \cong 15,5 \text{ W}$$

9.2.3 Σύνοψη Αποτελεσμάτων Πομπού

Στον πίνακα 9.10 παρουσιάζονται το κέρδος και το σημείο σύμπτυξης εξόδου των στοιχείων της αλυσίδας του δέκτη. Στον πίνακα 9.11 παρουσιάζεται η τιμή του κέρδους και των σημείων σύμπτυξης εισόδου (IIP3) και εξόδου (OIP3) στα διαδοχικά σημεία της αλυσίδας του πομπού.

Στο σχήμα 9.8 φαίνεται η μεταβολή του κέρδους και του σημείου σύμπτυξης εισόδου (IIP3) στα διαδοχικά σημεία της αλυσίδας του πομπού, ενώ στο σχήμα 9.9 φαίνεται η μεταβολή του κέρδους, του σημείου σύμπτυξης εξόδου (OIP3) και της ισχύς του σήματος στα διαδοχικά σημεία της αλυσίδας του πομπού.

Τέλος, στον πίνακα 9.12 γίνεται σύνοψη των χαρακτηριστικών του πομπού του επίγειου σταθμού.

| Στοιχείο | Κέρδος | OIP3 |
|------------------------|--------|-------|
| | (dB) | (dBm) |
| ΙF1 Φίλτρο | -5 | 100 |
| IFA | 20,3 | 30 |
| ΙF2 Φίλτρο | -5 | 100 |
| Μίκτης | -7 | 9,2 |
| RF1 Φίλτρο | -3 | 100 |
| Μεταβλητός εξασθενητής | -14,2 | 46 |
| Προενισχυτής | 19 | 22 |
| HPA | 46 | 51 |
| RF2 Φίλτρο | -3 | 100 |

Πίνακας 9.10 Το κέρδος και το σημείο ΙΡ3 εξόδου των στοιχείων του πομπού.

| Στοιχείο | Κέρδος | IIP3 | OIP3 |
|------------------------|--------|-------|-------|
| | (dB) | (dBm) | (dBm) |
| ΙF1 Φίλτρο | -5 | 100 | 100 |
| IFA | 15,3 | 14,7 | 30 |
| ΙF2 Φίλτρο | 10,3 | 14,7 | 25 |
| Μίκτης | 3,3 | 5,36 | 8,66 |
| RF1 Φίλτρο | 0,3 | 5,36 | 5,66 |
| Μεταβλητός εξασθενητής | -13,9 | 5,36 | -8,54 |
| Προενισχυτής | 5,1 | 5,07 | 10,17 |
| HPA | 51,1 | -1,25 | 49,85 |
| RF2 Φίλτρο | 48,1 | -1,25 | 46,85 |
| ТЕЛІКН ТІМН | 48,1 | -1,25 | 46,85 |

Πίνακας 9.11 Το κέρδος και τα σημεία IIP3 και ΟΙΡ3 στα διαδοχικά σημεία της αλυσίδας του πομπού.







ΣΧΗΜΑ 9.9 Το κέρδος, το σημείο ΟΙΡ3 και η ισχύς του σήματος στα διαδοχικά σημεία της αλυσίδας του πομπού.

| Παράμετρος | Σύμβολο | Τιμή | Μονάδες |
|---|----------------------------|------------------|---------|
| RF Συχνότητα Λειτουργίας | f_{RF} | 2,06 | GHz |
| ΙF Συχνότητα Λειτουργίας | \mathbf{f}_{IF} | 140 | MHz |
| Διαμόρφωση | - | QPSK | - |
| Κωδικοποίηση | - | - | - |
| Ρυθμός Εσφαλμένων Ψηφίων | | | |
| (Μέγιστος) | BER | 10 ⁻⁹ | - |
| Λόγος Ενέργειας Bit προς Φασμ.Πυκν. | | | |
| Θορύβου στο Δορυφόρο (Ελάχιστος) | $(E_b/N_o)_{min}$ | 12,6 | dB |
| Ρυθμός Μετάδοσης Ψηφίων | R | 100 | kbps |
| Ρυθμός Μετάδοσης Πληροφορίας | R _{data} | 100 | kbps |
| Εύρος Ζώνης Σήματος | В | 71 | kHz |
| Περιθώριο Ασφαλείας Άνω Ζεύξης | М | 6 | dB |
| | | | |
| Κέρδος | G | 48,1 | dB |
| Ισχύς Εξόδου | P _{TX} | 31,1 | dBm |
| Μέγιστη Ισχύς Εξόδου | P _{TX,max} | 34,1 | dBm |
| EIRP Επίγειου Σταθμού | EIRP | 32,2 | dBW |
| Μέγιστο ΕΙRΡ Επίγειου Σταθμού | EIRP _{max} | 35,2 | dBW |
| Τυπική Ισχύς Εξόδου Διαμορφωτή | P _{dem,out} | -17 | dBm |
| Σημείο Σύμπτυξης Εισόδου για P _{dem,out} | IIP3 | -1,25 | dBm |
| | | | |

Πίνακας 9.12 Τα χαρακτηριστικά του πομπού του επίγειου σταθμού.

9.1.4 Υπολογισμός Κόστους Πομπού

Στον πίνακα 9.13 παρουσιάζεται το κόστος για κάθε στοιχείο του πομπού και το συνολικό κόστος του πομπού.

| Στοιχείο | Μοντέλο | Κόστος |
|------------------|----------------------|------------|
| ΙF1 Φίλτρο | Κεραμικό | \$200 |
| | Integrated Microwave | |
| IFA | ZFL-500HLN | \$99,95 |
| | Mini-Circuits | |
| ΙF2 Φίλτρο | Κεραμικό | \$200 |
| | Integrated Microwave | |
| Μίκτης | HMC422MS8 | \$99 |
| | Hittite | |
| Συνθέτης | SPLH1470SA | \$300* |
| Συχνότητων | Synergy Microwave | |
| Injection Φίλτρο | Διακριτό LC | \$200 |
| | Integrated Microwave | |
| RF1 Φίλτρο | Κεραμικό | \$275 |
| | Lorch Microwave | |
| Μεταβλητός | HMC273MS10G | \$99 |
| Εξασθενητής | Hittite | |
| Προενισχυτής | ZJL-3G | \$114,95 |
| | Mini-Circuits | |
| НРА | LO202-42 | \$2570 |
| | Microwave Power | |
| RF2 Φίλτρο | Κεραμικό | $$700^{*}$ |
| | Anatech Electronics | |
| ΣΥΝΟΛΟ | | \$4857,9 |

Πίνακας 9.13 Το κόστος του πομπού.

Με αστερίσκο (*) σημειώνεται το εκτιμώμενο κόστος των στοιχείων. Στον παραπάνω πίνακα δεν έχει συμπεριληφθεί το κόστος του κρυσταλλικού ταλαντωτή.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- Ασημακόπουλος Α., Ρήττας Ν., Μελέτη Δορυφορικής Ζεύζης Νανοδορυφόρου, Διπλωματική Εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 2001.
- Pozar D. M., Microwave and RF Design of Wireless Systems, John Willey & Sons, New York, 2001.
- Καψάλης Χ., Κωττής Π., Δορυφορικές Τηλεπικοινωνίες, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 1999.
- Καψάλης Χ., Κωττής Π., Κεραίες-Ασύρματες Ζεύζεις, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 1999.
- Κανελλόπουλος Ι., Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων σε Γήινο Περιβάλλον, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 1999.
- Maral G., Bousquet M., Δορυφορικές Επικοινωνίες, Συστήματα, Τεχνικές και Τεχνολογία, 3η έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, Θεσσαλονίκη, 2000.
- Βλάχος Ι., Σχεδίαση Πομποδέκτη για Νανοδορυφόρους, Διπλωματική Εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 2001.
- 8. Sayre C., Complete Wireless Design, McGraw-Hill, New York, 2001.
- Καραγιάννης Γ., Καλλίνικος Δ., Σήματα και Συστήματα, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα, 1991.
- Sedra A. S., Smith K. C., Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα, Τόμος Α, Παπασωτηρίου, Αθήνα, 1993.
- Ουζούνογλου Ν., Κακλαμάνη Δ., Τηλεπικοινωνιακή Ηλεκτρονική, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 1998.
- 12. Razavi B., RF Microelectronics, Prentice-Hall, NJ, 1998.
- 13. Haykin S., Συστήματα Επικοινωνίας, Παπασωτηρίου, Αθήνα, 1995.

- Μήτρου Ν., Στασινόπουλος Γ., Ψηφιακές Επικοινωνίες, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 1999.
- 15. Hart R., Petzold A. et al., Multi University Space Technology & Advanced Nanosatellite Group, Communications & GPS Subsystems, Main Report, University of Southampton, 2001.
- 16. <u>www.eet.gr</u>
- 17. www.etsi.org
- 18. McClaning K., Vito T., *Radio Receiver Design*, Noble Publishing, Atlanta, 2000.
- Ουζούνογλου Ν., Εισαγωγή στα Μικροκύματα, 2^η έκδοση, Παπασωτηρίου, Αθήνα, 1994.
- 20. Ash D., *Saw Devices in RF Systems*, Applied Microwave & Wireless Magazine, November/December 1989.
- 21. www.lorch.com
- 22. www.mini-circuits.com
- 23. Mano M., Ψηφιακή Σχεδίαση, 2η έκδοση, Συνέκδοση Prentice-Hall και Παπασωτηρίου, Αθήνα, 1992.
- 24. Fortescue P., Stark J., *Spacecraft Systems Engineering*, 2nd edition, John Willey & Sons, New York, 2001.
- 25. Kurzrok R., *Ceramic Bandpass Filters Boon or Bane?*, Applied Microwave & Wireless Magazine.
- 26. <u>www.hittite.com</u>
- 27. Couch L., *Digital and Analog Communication Systems*, 4th edition, Macmillan, New York, 1993.
- 28. Browne J., *Specifying Microwave Voltage-Controlled Oscillators*, Microwaves & RF Magazine, September 2001.
- 29. Crystal Filters, Corning Frequency Control, 2003.
- 30. How to Specify Crystal Filters, Network Sciences, 2003.
- Sedra A. S., Smith K. C., Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα, Τόμος Β, Παπασωτηρίου, Αθήνα, 1993.
- Βουρνάς Κ., Κονταξής Γ., Εισαγωγή στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 1997.
- 33. Miller J., Earth Station Engineering, University of Surrey, 1999.
- 34. Evans G., Satellite Communications 1, University of Surrey, 1999.

- 35. *Emerald Nanosatellite*, Stanford University, Santa Clara University, 1999, http:/ssdl.stanford.edu/emerald.
- 36. Munin Nanosatellite, Swedish Institute of Space Physics/ Umeå University / Luleå University of Technology / Southwest Research Institute Joint Project, 2000.
- 37. Snap 1 Nanosatellite, University of Surrey, 1999.
- 38. Opal Satellite, Stanford University, http://ssdl.stanford.edu/opal.
- Κωνσταντίνου Φ., Καψάλης Χ., Κωττής Π., Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες, Παπασωτηρίου, Αθήνα, 1995.
- 40. Designer's Handbook, Synergy Microwave Corporation, 1999.
- 41. RF/IF Designer's Guide, Mini-Circuits, 2001.
- 42. 2000 Designer's Handbook, RF Micro-Devices, 2000.
- 43. www.microwavepower.com
- 44. www.imcsd.com
- 45. www.synergumawave.com
- 46. www.maxim-ic.com
- 47. www.temex-components.com
- 48. www.ana-tech.com