

**Σχολή Θετικών Επιστημών**  
**Τμήματα Φυσικής Και Πληροφορικής**

**Μεταπτυχιακό Δίπλωμα Ειδίκευσης**  
**Στην Ηλεκτρονική Φυσική Και**  
**Ραδιοηλεκτρολογία (Ρ/Η)**

**Τίτλος Διπλωματικής Εργασίας**

---

**Μελέτη Σχεδίασης**  
**Δεκτών Ασύρματων Τηλεπικοινωνιακών Ζεύξεων**

---



**Παναγιώτης Νέος**  
**AM – 2016113**

Επιβλέποντες:  
Ε.Νισταζακης, Αναπλ. Καθηγητης  
Ε.Ροδιτη, Επικ. Καθηγήτρια  
Γ.Τομπρας, Καθηγητής



ΕΛΛΗΝΙΚΗ ΔΗΜΟΚΡΑΤΙΑ  
Εθνικό και Καποδιστριακό  
Πανεπιστήμιο Αθηνών

Δηλώνω υπεύθυνα ότι δεν έχω υποπέσει σε περιπτώσεις λογοκλοπής ή αντιγραφής, όπως αυτές διασαφηνίζονται παρακάτω

### **Νέος Παναγιώτης**

Οδηγίες αποφυγής Λογοκλοπής και Αντιγραφής [απόσπασμα από

<http://www.samos.aegean.gr/actuar/dlekkas/reports/OdigiesEPO12.pdf>]

1. Μην παραθέτετε κομμάτια βιβλίων ή άρθρων ή εργασιών άλλων αυτολεξεί χωρίς να τα περικλείετε σε εισαγωγικά και χωρίς να αναφέρετε το συγγραφέα, τη χρονολογία, τη σελίδα. Η αυτολεξεί παράθεση χωρίς εισαγωγικά χωρίς αναφορά στην πηγή, είναι λογοκλοπή. Πέραν της αυτολεξεί παράθεσης, λογοκλοπή θεωρείται και η παράφραση εδαφίων από έργα άλλων, συμπεριλαμβανομένων και έργων συμφοιτητών σας, καθώς και η παράθεση στοιχείων που άλλοι συνέλεξαν ή επεξεργάστηκαν, χωρίς αναφορά στην πηγή.

Πρέπει να αναφέρετε πάντοτε με πληρότητα την πηγή κάτω από τον πίνακα ή σχέδιο, όπως στα παραθέματα.

2. Η αυτολεξεί παράθεση χωρίς εισαγωγικά, ακόμα κι αν συνοδεύεται από αναφορά στην πηγή σε κάποιο άλλο σημείο του κειμένου ή στο τέλος του, είναι αντιγραφή. Η αναφορά στην πηγή στο τέλος π.χ. μιας παραγράφου ή μιας σελίδας, δεν δικαιολογεί συρραφή εδαφίων έργου άλλου συγγραφέα, έστω και παραφρασμένων, και παρουσίασή τους ως δική σας εργασία. Αυτό τιμωρείται ως αντιγραφή.

3. Υπάρχει επίσης περιορισμός στο μέγεθος και στη συχνότητα των παραθεμάτων που μπορείτε να εντάξετε στην εργασία σας εντός εισαγωγικών. Κάθε μεγάλο παράθεμα (π.χ. σε πίνακα ή πλαίσιο, κλπ), προϋποθέτει ειδικές ρυθμίσεις, και όταν δημοσιεύεται προϋποθέτει την άδεια του συγγραφέα ή του εκδότη. Το ίδιο και οι πίνακες και τα σχέδια. Εσείς μπορείτε να χρησιμοποιείτε τέτοιο υλικό, με μέτρο, γιατί οι εργασίες είναι μικρού μεγέθους και πρέπει πάντα να κυριαρχούν οι δικές σας ιδέες.

4. Αυστηρά τιμωρείται επίσης η παρουσίαση έργου άλλων ως προσωπικής εργασίας.

## **Πλάτων**

---

«Παίζων μη βία δίδασκε τους παίδας»

## **Ηράκλειτος**

---

«Κόσμον τόνδε, τον αυτόν απάντων, ούτε τις θεών ούτε ανθρώπων εποίησεν, αλλά ην αι και έστιν και έσται πυρ αιζων, απτόμενων μέτρα και αποσβεννύμενον μέτρα»

«Τον κόσμο αυτό, που είναι ο ίδιος για όλους, δεν τον έπλασε κανείς, ούτε θεός ούτε άνθρωπος, αλλά υπήρχε, υπάρχει και θα υπάρχει πάντα, είναι μια φωτιά ζωντανή που ανάβει και σβήνει σύμφωνα με ορισμένα μέτρα»

## Περίληψη

Στην σημερινή εποχή οι τηλεπικοινωνίες έχουν εξελιχθεί σε πολύ μεγάλο βαθμό και περιλαμβάνουν ένα μεγάλο φάσμα εφαρμογών όπως την ραδιοφωνία, την τηλεφωνία, τις κινητές αλλά και δορυφορικές επικοινωνίες, τα δίκτυα υπολογιστών καθώς και τα ψηφιακά δίκτυα ολοκληρωμένων υπηρεσιών. Σε αυτές τις διατάξεις οι δέκτες αποτελούν κύριο βασικό στοιχείο στις ασύρματες τηλεπικοινωνιακές ζεύξεις.

Ο σκοπός αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι να δούμε γενικά την τεχνολογία των δεκτών. Από ποιες βαθμίδες αποτελούνται. Ποια κυκλώματα και ηλεκτρονικά εξαρτήματα χρησιμοποιούμε στην κάθε βαθμίδα χωριστά. Τι είδους επεξεργασία σήματος γίνεται μέσα σε αυτές τις διατάξεις και πως γίνεται η εξαγωγή της χρήσιμης πληροφορίας, καθώς και τις πλέον γνωστές αρχιτεκτονικές δεκτών ανάλογα με την εκάστοτε εφαρμογή. Οι ασύρματες επικοινωνίες έχουν πολλά οφέλη και μπορούν να κάνουν τον κόσμο πιο αποτελεσματικό.

Η ασύρματη τεχνολογία θα είναι πολύ σημαντική στο εγγύς μέλλον όπου η ανάγκη για καλώδια που συνδέουν μεμονωμένες συσκευές φαίνεται να πλησιάζει στο τέλος της. Ουσιαστικά η εξέλιξη της τεχνολογίας των δεκτών επέδρασε και συνεχίζει να επιδρά στην γενικότερη τεχνολογική εξέλιξη της εποχής μας.

### Λεξεις Κλειδια

Δεκτής, τηλεπικοινωνιακά συστήματα, σήμα, θορυβος, γραμμικότητα, ενισχυση, αρχιτεκτονικες δεκτων, φιλτρα, ψηφιακη επεξεργασια σηματος.

# Abstract

Nowadays telecommunications have been evolved to a very large extent and include a wide range of applications such as radio, telephony, mobile and satellite communications, computer networks and digital integrated services networks. In these devices the receivers are a key element in the wireless telecommunications links.

The purpose of this thesis is to look at receiver's technology in general. From which blocks do they consist of. What circuits and electronic components do we use at each stage separately. What kind of signal processing is happening in these devices and how we can export the useful information, as well as the well-known architectures of receivers depending on the application. Wireless communications have many benefits and can make the world more efficient.

Wireless technology will be very important in the near future where the need for cables connecting individual devices seems to be coming to an end. Virtually the evolution of receiver technology has affected and continues to affect the general technological evolution of our time.

## Keywords

Receiver, telecommunication systems, signal, noise, linearity, amplification, receiver architectures, filters, digital signal processing

## Πρόλογος

Στην παρούσα διπλωματική εργασία θα ασχοληθούμε με την τεχνολογία των ασύρματων δεκτών, από ποιες βαθμίδες αποτελείτε ένας δέκτης και τις πιο γνωστές αρχιτεκτονικές δεκτών. Σκοπός είναι μια εισαγωγή στον τρόπο με τον οποίο λειτουργεί μια ασύρματη διάταξη και επίσης την σπουδαιότητα της πρώτης βαθμίδας του να έχει ένα όσο το δυνατόν πιο χαμηλό προφίλ θορύβου.

Στο 1<sup>ο</sup> κεφάλαιο κάνουμε μια εισαγωγή για την εξέλιξη των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων καθώς και μια γρήγορη ανάλυση των βαθμίδων που περιλαμβάνει μια ασύρματη διάταξη. Επίσης δίδονται κάποιες βασικές έννοιες που είναι απαραίτητες για την κατανόηση της λειτουργίας του δέκτη.

Στο 2<sup>ο</sup> κεφάλαιο εξετάζεται η βαθμίδα RF και από ποιες διατάξεις αποτελείτε. Στο 3<sup>ο</sup> κεφάλαιο περιγράφεται η IF βαθμίδα και τα διάφορα στάδια που την απαρτίζουν.

Στο 4<sup>ο</sup> κεφάλαιο περιγράφεται η βαθμίδα επεξεργασίας.

Στο 5<sup>ο</sup> κεφάλαιο περιγράφονται οι πιο γνωστές αρχιτεκτονικές δεκτών που χρησιμοποιούνται στις διάφορες εφαρμογές.

Στο 6<sup>ο</sup> κεφάλαιο εξάγεται η σχέση που δίνει την συνολική εικόνα θορύβου (NF) σε έναν δέκτη, και δείχνει γιατί το πρώτο στοιχείο (ενισχυτής χαμηλού θορύβου LNA) πρέπει να έχει χαμηλή εικόνα θορύβου.

Τέλος κάνουμε μια περίληψη με μερικά βασικά συμπεράσματα από την χρήση ασύρματων τηλεπικοινωνιακών ζεύξεων.

## Περιεχόμενα

<b>1. Εισαγωγή Στις Ασύρματες Διατάξεις</b>	<b>7</b>
1.1 Τηλεπικοινωνιακά συστήματα.....	8
1.2 Διάγραμμα διάταξης δέκτη .....	10
1.3 Βασικές έννοιες στις τηλεπικοινωνίες.....	12
1.3.1 Θόρυβος .....	12
1.3.2 Συντελεστής θορύβου και εικόνα θορύβου.....	19
1.3.3 Ενδοδιαμορφωση και προϊόντα ενδοδιαμορφωσης.....	20
1.3.4 Σημείο συμπίεσης κέρδους 1 dB.....	22
1.3.5 Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης IP3.....	22
1.4 Τυπικές απαιτήσεις δέκτη .....	23
<b>2. Βαθμίδα RF</b>	<b>22</b>
2.1 Κεραία.....	26
2.1.1 Τεχνολογία κεραίας.....	26
2.2 Εμπρόσθιο τμήμα - front end.....	27
2.3 Ενισχυτής χαμηλού θορύβου – LNA.....	29
2.3.1 Γενικά για τον ενισχυτή LNA.....	29
2.3.2 Σχεδίαση ενισχυτή χαμηλού θορύβου LNA .....	30
2.3.3 Δίκτυα προσαρμογής.....	32
2.3.4 Ενισχυτές LNA στενής – ευρείας ζώνης.....	33
2.4 RF φίλτρα.....	35
2.4.1 Βασικοί τύποι φίλτρων.....	35
2.4.2 Προσεγγιστικές αποκρίσεις.....	39
2.4.3 Χαρακτηριστικά RF φίλτρων.....	40
2.5 Ενισχυτές RF.....	44
2.5.1 Διατάξεις ενισχυτών RF.....	44
<b>3. Βαθμίδα IF</b>	<b>51</b>
3.1 Βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας IF.....	51
3.2 Μικτες.....	52
3.2.1 Είδη μικτών.....	55
3.2.2 Ισοστάθμιση .....	59
3.3 Τοπικοί ταλαντωτές .....	63
3.3.1 Λειτουργία ταλαντωτή .....	64
3.3.2 κέρδος και φάση βροχου.....	66
3.3.3 θέματα σχεδίασης ταλαντωτών.....	67
3.3.3 Σχεδίαση ταλαντωτή ανοικτού βρόχου .....	68
3.3.4 Ταλαντωτές LC και VCO .....	69
3.4 Φίλτρα IF και ενισχυτές IF.....	71
3.5 Κύκλωμα αυτομάτου ελέγχου AGC.....	73
3.5.1 Στρατηγικές σχεδιασμού κυκλωμάτων AGC.....	74
<b>4. Βαθμίδα Επεξεργασίας</b>	<b>81</b>
4.1 Γενικά για την βαθμίδα επεξεργασίας.....	81
4.2 Αποδιαμορφωτές και ADC.....	83
4.2.1 Εισαγωγή.....	83
4.2.2 Αποδιαμορφωτές .....	84



4.2.3	A/D μετατροπείς σε έναν δεκτή .....	88
<b>5. Αρχιτεκτονικές Δεκτών</b>		
5.1	Αρχιτεκτονικές Δεκτών.....	91
5.2	Δέκτης άμεσης μετατροπής – ομοδυνος δέκτης.....	93
5.2.1	Αρχιτεκτονική δέκτη άμεσης μετατροπής.....	93
5.2.2	Πλεονεκτήματα δέκτη άμεσης μετατροπής.....	95
5.3.3	Μειονεκτήματα δέκτη άμεσης μετατροπής.....	96
5.3	Ετεροδυνος δέκτης.....	99
5.3.1	απόρριψη συχνότητας ειδώλου .....	100
5.4	Δέκτης χαμηλής IF .....	102
5.3.1	Πλεονεκτήματα LOW IF δέκτη.....	103
5.3.2	Μειονεκτήματα LOW IF δέκτη.....	103
5.5	Υπερετεροδυνος δέκτης .....	104
5.5.1	αρχιτεκτονική υπερετεροδυνου δέκτη.....	104
5.5.2	Πλεονεκτήματα υπερετεροδυνου δέκτη .....	107
5.5.3	Μειονεκτήματα υπερετεροδυνου δέκτη.....	107
<b>6.</b>	<b>Υπολογισμός Εικόνας Θορύβου Σε Έναν Δέκτη.....</b>	<b>110</b>
	<b>Συμπεράσματα .....</b>	<b>116</b>
	<b>Βιβλιογραφία .....</b>	<b>118</b>

# Κεφάλαιο Πρώτο

## Εισαγωγή Στους Ασυρμάτους Δέκτες



Στο κεφάλαιο αυτό θα μιλήσουμε για τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα και θα δούμε εν συντομία την γενική τοπολογία ενός δέκτη. Θα εξετάσουμε κάποιες βασικές έννοιες στις τηλεπικοινωνίες, και τέλος θα δούμε ποιες είναι οι βασικές απαιτήσεις κατά την σχεδίαση μιας διάταξης δέκτη.

---

## 1.1

### Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα

Τηλεπικοινωνιακά είναι τα συστήματα εκείνα με τα οποία επιτυγχάνεται η σύζευξη μεταξύ δυο σημείων με αποτέλεσμα την μεταφορά πληροφορίας μεταξύ τους. Η διακίνηση αυτής της πληροφορίας γίνεται με την χρήση ηλεκτρικών ή οπτικών σημάτων.

Στην σημερινή εποχή έχει επέλθει μια μεγάλη εξέλιξη στις τηλεπικοινωνίες οι οποίες περιλαμβάνουν ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών όπως για παράδειγμα τις κινητές και δορυφορικές επικοινωνίες, την ραδιοφωνία, την τηλεφωνία, τα δίκτυα υπολογιστών και τα ψηφιακά δίκτυα ολοκληρωμένων υπηρεσιών. [1]

Τα συστήματα αυτά επιτρέπουν στο χρήστη να επικοινωνεί ακόμη και σε πολύ μακρινές αποστάσεις. Η τεχνολογία ασύρματης επικοινωνίας αναφέρεται σε μια μεγάλη ποικιλία συσκευών και τεχνολογιών που περιλαμβάνουν από έξυπνα τηλέφωνα μέχρι ταμπλέτες, φορητούς υπολογιστές, τεχνολογία Bluetooth και εκτυπωτές. [2]



Σχήμα 1.1 Τύποι ασύρματης επικοινωνίας [2]

Οποιοδήποτε τέτοιο σύστημα επικοινωνίας, στην απλούστερη μορφή, αποτελείται από έναν πομπό, το μέσο μετάδοσης του σήματος και τον δέκτη. Η απόδοση τέτοιων συστημάτων εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από κάθε μία από τις κατασκευαστικές βαθμίδες και την επίδραση της ζεύξης επικοινωνίας στο σήμα. Αν και η επίδραση της διαδρομής καθορίζεται από τη συχνότητα του σήματος ραδιοσυχνότητων RF και τις ιδιότητες του φυσικού μέσου στο οποίο μεταδίδεται αυτό, η συμπεριφορά του πομπού και του δέκτη καθορίζεται από πολλούς παράγοντες.

Οι ηλεκτρικές επιδόσεις του πομπού και του δέκτη καθορίζουν την επίδραση αυτών των συστημάτων στο σήμα και οριοθετούν την ποιότητα και την εμβέλεια της ζεύξης επικοινωνίας. Η κατάλληλη τοπολογία, οι τεχνολογίες ημιαγωγικών διατάξεων και μια προσεκτική σχεδίαση βασισμένη σε καλά καθορισμένες παραμέτρους του συστήματος μπορεί να κάνει μια τεράστια διαφορά στην απόδοση, το κόστος και την εμπορευσιμότητα ολόκληρου του συστήματος. [3]

Η βασική δομική μονάδα στα τηλεπικοινωνιακά αυτά συστήματα είναι οι διατάξεις των δεκτών έχοντας έναν ουσιαστικό ρόλο σε αυτό που έχει ονομαστεί διεθνώς ως η τρίτη επανάσταση των επικοινωνιών. Οι πληροφορίες μεταξύ ενός πομπού και ενός δέκτη μεταφέρονται μέσω ελεγχόμενων ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων και ηλεκτρονικών σημάτων.

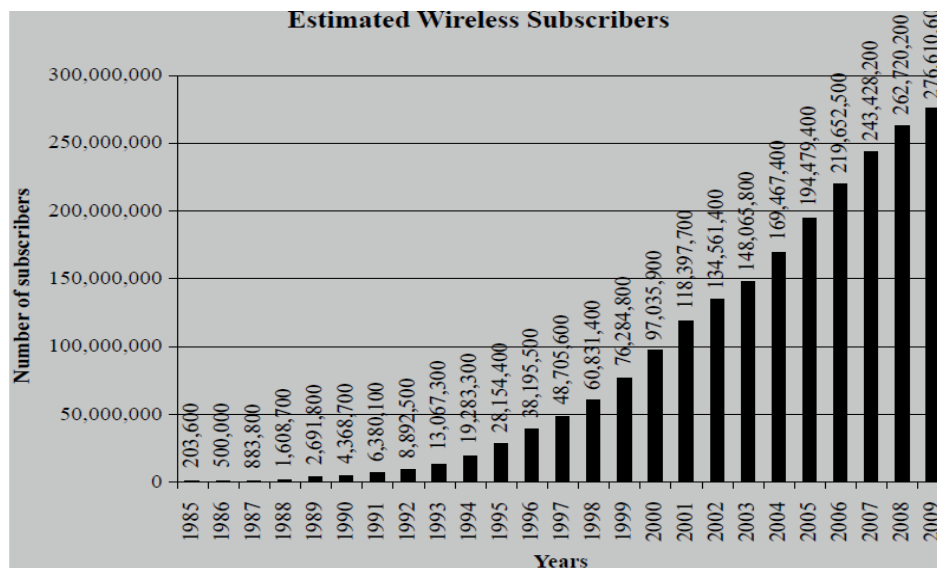
Οι δέκτες έχουν ως βασική αποστολή να λαμβάνουν την οποιαδήποτε πληροφορία από το μεταδιδόμενο κύμα και να την μετατρέπουν σε ηλεκτρονικά σήματα που θα

γίνουν “κατανοητά” από τις επόμενες βαθμίδες της ηλεκτρονικής επεξεργασίας σήματος.

Από την δεκαετία του 1980 και με την ανάπτυξη του διαδικτύου, αναπτύχθηκαν νέες τεχνολογίες δέκτες που έχουν ως σκοπό την σύνδεση των υπολογιστών μεταξύ τους η με το παγκόσμιο ιστό.

Μεταξύ αυτών των νέων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, ασύρματα συστήματα, όπως οι τεχνολογίες ασύρματων τοπικών δικτύων κερδίζουν ολοένα και περισσότερη δημοτικότητα.

Η μεγάλη αύξηση της χρήσης αυτών των τεχνολογιών μεταξύ των ετών 2006 και 2009 φαίνεται στο πιο κάτω σχήμα 1.2.



Σχήμα 1.2 Αριθμός χρηστών ασυρμάτων διατάξεων [1]

Μεγάλες βιομηχανίες αλλά και ερευνητικά ιδρύματα επενδύουν σημαντικά ποσά για την ανάπτυξη και εξέλιξη αυτών των συστημάτων, προκειμένου να επιτευχθούν πλήρως ολοκληρωμένες λύσεις με τη μορφή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων ειδικών εφαρμογών ώστε να ικανοποιείται η ολοένα και μεγαλύτερη ζήτηση για υψηλές επιδόσεις με χαμηλό κόστος, χαμηλή κατανάλωση ενέργειας και επίτευξη μειωμένης επιφάνειας ολοκληρωμένου κυκλώματος. [1]

## 1.2

### Διάγραμμα διάταξης δέκτη

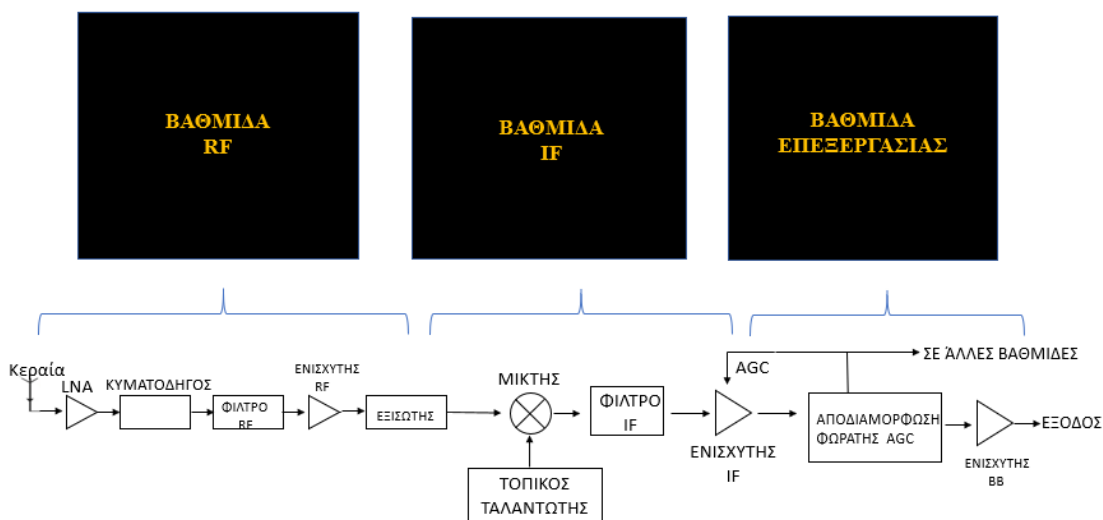
Όπως είπαμε μέσα σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα, ο δέκτης έχει ως αποστολή την λήψη δεδομένων από ένα σήμα -όπου το σήμα αυτό έχει εκπεμφθεί από έναν πομπό- και κατόπιν της επεξεργασίας του, για την ανάκτηση της επιθυμητής πληροφορίας με την μεγαλύτερη δυνατή πιστότητα.

Η σχεδίαση και κατασκευή των ασύρματων διατάξεων των δεκτών πραγματοποιείται συνήθως από διάφορους μηχανικούς, και οι διατάξεις αυτές αποτελούνται από διαφορετικές σχεδιαστικές βαθμίδες. Γενικά μια τέτοια διάταξη αποτελείται από διάφορα ηλεκτρονικά εξαρτήματα όπως είναι τα φίλτρα, οι ενισχυτές χαμηλού θορύβου - LNA, οι ενισχυτές ελέγχου κέρδους, οι μικτες και οι μετατροπείς από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα - ADC. [1]

Η επίπτωση του θορύβου φάσης στην απόδοση του δέκτη καθίσταται εμφανής σε αυτό το στάδιο. Η αναλογική ζώνη βάσης ακολουθείται από το υποσύστημα μετατροπής δεδομένων. [4]

Σε γενικές γραμμές μια διάταξη ενός δέκτη μπορούμε να την αναλύσουμε στις εξής βαθμίδες:

- Την βαθμίδα εισόδου (βαθμίδα ραδιοσυχνοτήτων -RF)
- Την βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας (βαθμίδα - IF)
- Την βαθμίδα επεξεργασίας.



Σχήμα 1.3 Οι βαθμίδες του δέκτη

Η βαθμίδα εισόδου η βαθμίδα RF καθορίζει κατά κύριο λόγο την επιλεκτικότητα του δέκτη, δηλαδή την ικανότητα του να μπορεί να διαχωρίζει σήματα από διαφορετικούς πομπούς. Η βαθμίδα αυτή μπορούμε να πούμε ότι γενικά αποτελείται από τις εξής διατάξεις:

- Την κεραία για την λήψη του λαμβανόμενου σήματος.
- Τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου LNA.

- Το ενσύρματο μέσο μετάδοσης.
- Τα φίλτρα ραδιοσυχνοτήτων RF.
- Τους ενισχυτές ραδιοσυχνοτήτων RF.

Μετα την βαθμίδα ραδιοσυχνοτήτων ακολουθεί η βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας IF. Σε αυτήν λαμβάνει χώρα το μεγαλύτερο μέρος της ενίσχυσης του σήματος. Η βαθμίδα IF αποτελείται από τις εξής μονάδες:

- Τον μικτή.
- Τον τοπικό ταλαντωτή.
- Τα φίλτρα IF και τον ενισχυτή IF.
- Το κύκλωμα αυτομάτου ελέγχου του κέρδους - AGC.

Τέλος ακολουθεί η βαθμίδα επεξεργασίας η οποία αποτελείται από:

- Τον αποδιαμορφωτή.
- Τον ενισχυτή βασικών συχνοτήτων.
- Τον μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό (A/D).
- Τον αποπολυπλεκτη.

Συχνά στην θεωρία των δεκτών, χρησιμοποιούμε τον όρο «εμπρόσθιο άκρο» - front end. Το εμπρόσθιο άκρο ραδιοσυχνοτήτων RF γενικά το ορίζουμε ως το τμήμα του δέκτη που ενσωματώνει όλες τις βαθμίδες μεταξύ της κεραίας και του ψηφιακού συστήματος βασικής ζώνης, περιλαμβάνοντας όλα τα φίλτρα, τους ενισχυτές χαμηλού θορύβου και τους μικτες υποβαθμισσης συχνοτητας που απαιτούνται για την επεξεργασία και μετατροπή των διαμορφωμένων σημάτων -που λαμβάνονται στην κεραία- σε σήματα κατάλληλα για είσοδο στον μετατροπέα αναλογικό σε ψηφιακό. (ADC) [5]

Για το λόγο αυτό, το εμπρόσθιο τμήμα RF καλείται συχνά ως το «αναλογικό προς ψηφιακό» τμήμα ενός δέκτη, και αποτελείται από φίλτρα, ενισχυτές, διακόπτες, και μικτες. Παίζει καθοριστικό ρόλο στη ρύθμιση της ευαισθησίας και της γραμμικότητας του. Η αναλογική ζώνη βάσης αποτελείται επίσης από φίλτρα και βαθμίδες κέρδους. Η επιλεκτικότητα του καναλιού και η μείωση των παρεμβολών καθορίζονται κατά κύριο λόγο από τα αναλογικά χαμηλοπερατα η φίλτρα ενδιάμεσης συχνοτητας IF.

Τα ραδιόφωνα λειτουργούν με τη λήψη σημάτων ραδιοσυχνοτήτων RF που περιέχουν διαμορφωμένες πληροφορίες που αποστέλλονται από έναν πομπό RF. Ο δέκτης είναι βασικά ένας ενισχυτής χαμηλού θορύβου ο οποίος υποβιβάζει συχνοτικά το εισερχόμενο σήμα. Ως εκ τούτου, η ευαισθησία και η επιλεκτικότητα αποτελούν κύριες παραμέτρους στο σχεδιασμό του δέκτη.

Αντίστροφα, ένας πομπός ανυψώνει συχνοτικά ένα σήμα εξόδου πριν από τη διέλευση του από έναν ενισχυτή υψηλής ισχύος. Στην περίπτωση αυτή, η μη γραμμικότητα του ενισχυτή αποτελεί σημαντική σχεδιαστική παράμετρος. Ωστόσο, ακόμη και με αυτές τις διαφορές, ο σχεδιασμός του εμπρόσθιου τμήματος ενός δέκτη και του αντίστοιχου τμήματος ενός πομπού μοιράζονται πολλά κοινά στοιχεία -όπως για παράδειγμα οι τοπικοί ταλαντωτές. [6]

Γενικά μπορούμε να πούμε ότι στο εμπρόσθιο τμήμα ενός δέκτη έχουμε τις εξής διαδικασίες:

- Ενίσχυση για την αντιστάθμιση των απωλειών μετάδοσης.
- Επιλεκτικότητα για τον διαχωρισμό του επιθυμητού σήματος από διάφορα σήματα.
- Συντονισμός για την επιλογή του επιθυμητού σήματος.
- Μετατροπή στο ψηφιακό τομέα. [7]

## 1.3

### Βασικές έννοιες στις τηλεπικοινωνίες

#### 1.3.1

##### Θόρυβος

Μια κεραία λήψης θα συλλάβει εξωτερικό θόρυβο από το περιβάλλον την ίδια στιγμή που συλλαμβάνει το χρήσιμο σήμα. Σε γενικές γραμμές, ο θόρυβος που υπάρχει στο περιβάλλον ραδιοσυχνοτήτων διαιρείται σε δύο μεγάλες κατηγορίες:

##### (1) Φυσικός θόρυβος

Υπάρχουν πηγές ηλεκτρικού θορύβου στη φύση όπως για παράδειγμα οι κεραυνοί που πέφτουν στην επιφάνεια περίπου 100 φορές το δευτερόλεπτο. Αυτές οι εκφορτίσεις, αποτελούν σημαντική πηγή θορύβου. Άλλες πηγές θορύβου περιλαμβάνουν:

- Το βόρειο και νότιο σέλας.
- Τις ηλιακές κηλίδες.
- Τον γαλαξιακό θόρυβο (λόγω του ήλιου, της σελήνης και κάθε άλλης θερμής ραδιοφωνικής πηγής).
- Τον θόρυβο εδάφους (η γη, που είναι ένα φυσικά θερμό σώμα, εκπέμπει θόρυβο, που αποτελεί μια σημαντική συμβολή θορύβου στα δορυφορικά συστήματα επίγειων σταθμών).
- Τον θόρυβο απορρόφησης (η ενέργεια που διέρχεται από την ατμόσφαιρα απορροφάται και στη συνέχεια εκπέμπεται ως θόρυβος).
- Τον ατμοσφαιρικό θόρυβο (η συνεχής, χαοτική εκφόρτιση της ατμόσφαιρας προκαλεί διαχωρισμό φορτίων και, όταν αυτά τα φορτία ξανασυνδεθούν, δημιουργούν θόρυβο).

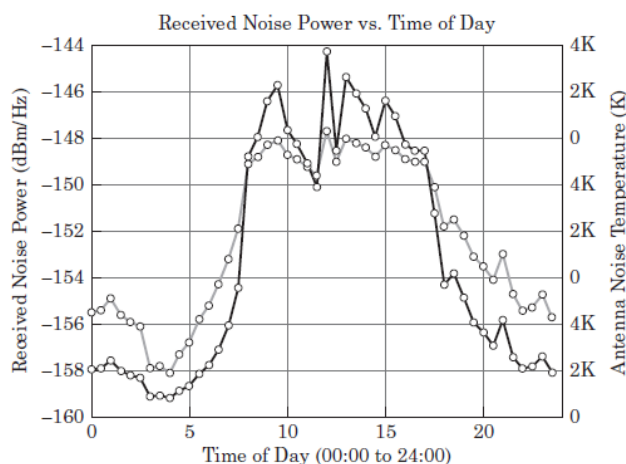
Ο φυσικός θόρυβος τείνει να κυριαρχεί στην απόδοση του συστήματος σε χαμηλές συχνότητες, κάτω των 30 MHz.

##### (2) Τεχνητός θόρυβος

Υπάρχουν πολλές ανθρώπινες πηγές ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας όπως για παράδειγμα απομακρυσμένοι πομποί ραδιοσυχνοτήτων, κινητά τηλεφωνικά συστήματα, υπολογιστές, και ασύρματα τηλέφωνα που συνδυάζονται για να παράγουν ένα κύμα με χαρακτηριστικά παρόμοια με το θόρυβο που υπάρχει στο



περιβάλλον (ειδικά όταν υπάρχουν πολλά τέτοια σήματα που βρίσκονται στο περιβάλλον ταυτόχρονα). Το σχήμα 1.5 δείχνει τον θόρυβο που λαμβάνεται από μια δορυφορική κεραία κατά τη διάρκεια μιας περιόδου 24 ωρών. [8]



**Σχήμα 1.5** Λαμβανομένη ισχύς θορύβου σε σχέση με την ώρα της ημέρας μιας δορυφορικής κεραίας [8]

Εκτός από τις δυο αυτές κατηγορίες εξωτερικού θορύβου έχουμε και τον εσωτερικό θόρυβο. Είναι ο θόρυβος που παράγεται από κάθε ενεργή ή παθητική συσκευή που βρίσκεται μέσα στον δέκτη και είναι τυχαία κατανομημένος σε ολόκληρο το ραδιοφωνικό φάσμα. Οι ραδιοφωνικοί δέκτες σχεδιάζονται έτσι ώστε ο θόρυβος που δημιουργείται εσωτερικά, να είναι πολύ χαμηλότερος από τον λαμβανόμενο εξωτερικό θόρυβο. Ο εσωτερικός θόρυβος μέσα σε έναν δέκτη μπορεί να έχει τις εξής μορφές:

➤ Θερμικός θόρυβος

Ο θερμικός θόρυβος αποτελεί μια βασική σχεδιαστική παράμετρος στα κυκλώματα ραδιοσυχνότητας. Εμφανίζεται ανεξάρτητα από την ποιότητα των ηλεκτρονικών διατάξεων που χρησιμοποιούνται σε ένα κύκλωμα, είναι τυχαίος και δεν είναι δυνατόν να προβλεφθεί η κυματομορφή του. [9]

Ονομάζεται επίσης θόρυβος Johnson ή θόρυβος Nyquist και αποτελεί την σημαντικότερη πηγή θορύβου σε μια ηλεκτρονική διάταξη. Κάθε αγωγικό υλικό σε θερμοκρασία πάνω από το απόλυτο μηδέν παράγει τέτοιο θόρυβο. [10]

Η αιτία δημιουργίας του είναι η τυχαία θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων μέσα στους αγωγούς, και υπάρχει ανεξάρτητα από την εφαρμοζόμενη τάση, αφού οι φορείς του ηλεκτρικού φορτίου δονούνται λόγω της θερμοκρασίας. Ο θερμικός θόρυβος είναι μια συνάρτηση της τυχαίας κίνησης των σωματιδίων του μέσου μέσα στο οποίο διαδίδεται το σήμα. [3]

Όσο μεγαλύτερη είναι η θερμοκρασία, τόσο μεγαλύτερη είναι και η θερμική κίνηση και άρα και η θερμική στάθμη θορύβου. Εκτός από τη θερμοκρασία, ο θόρυβος αυτός, εξαρτάται και από την τιμή της ωμικής αντίστασης. Επομένως ο μόνος τρόπος ελάττωσης του θερμικού θορύβου είναι να μειώσουμε η την θερμοκρασία λειτουργίας ή τις τιμές των ωμικών αντιστάσεων μέσα στο κύκλωμα.

Ο θερμικός θόρυβος προέρχεται από το πραγματικό μέρος της οποιασδήποτε σύνθετης αντίστασης, δηλαδή από την ωμική αντίσταση. Το φανταστικό μέρος δεν παράγει θόρυβο. [9]



Αποδεικνύετε ότι σε μια αντίσταση  $R$  σε θερμοκρασία  $T$ , η μέση τιμή της τάσης του θερμικού θορύβου δίνεται από την σχέση:

$${}_{[11]} \overline{V}^2 = \Delta f 4kTR \quad (1)$$

Ενώ η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου αυτού είναι:

$${}_{[11]} \frac{\overline{V}^2}{\Delta f} = 4kTR \quad (2)$$

Όπου  $k$  = σταθερά του Boltzmann =  $1.38 \times 10^{-23}$  Joules/k

$T$  = η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin

$\Delta f$  = το εύρος ζώνης συχνοτήτων

$R$  = η τιμή της ωμικής αντίστασης

Σε ένα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου η μέση τιμή του ρεύματος του θερμικού θορύβου μπορεί να προκύψει από μια ισοδύναμη αντίσταση καναλιού ως εξής:

$${}_{[11]} \overline{i}^2 = 4\Delta f k T \gamma g_{d0} \quad (3)$$

Με  $g_{d0}$  = η αγωγιμότητα του transistor.

$\gamma$  = μια σταθερά (= 2/3 όταν το MOSFET είναι πολωμένο στην περιοχή κόρου).

$\Delta f$  = το εύρος ζώνης.

$k$  = σταθερά του Boltzmann =  $1.38 \times 10^{-23}$  Joules/k.

$T$  = η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin. [11]

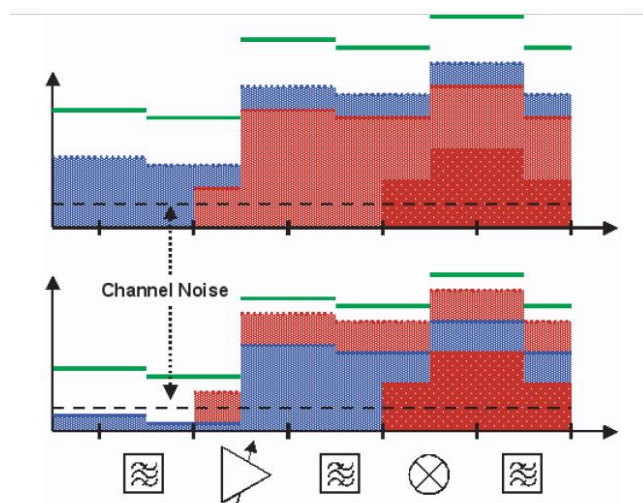
Ο θόρυβος αυτός περιορίζει την ευαισθησία των ραδιοφωνικών δεκτών επειδή υπάρχει μια ελάχιστη στάθμη θορύβου κάτω από την οποία δεν είναι δυνατόν να γίνει ανίχνευση του σήματος.

Ορισμένες τεχνικές αρχιτεκτονικής δεκτών είναι σε θέση να παρέχουν λήψη σήματος κάτω από την ελάχιστη αυτή στάθμη θορύβου, αλλά ο ρυθμός δεδομένων και άλλοι παράγοντες μπορεί να είναι περιορισμένοι. Επομένως, είναι χρήσιμο να μπορεί κανείς να υπολογίσει το θόρυβο για την οποιαδήποτε δεδομένη περίπτωση. [9]

Το πλάτος του θερμικού θορύβου παρουσιάζει μια γκαουσιανή κατανομή πιθανότητας. [11]

Μόλις το σήμα εισόδου γίνει μεγαλύτερο, η ισχύς θορύβου του σήματος εισόδου μπορεί να κυριαρχήσει έναντι του θερμικού θορύβου του δέκτη και να εξαλείψει την επίδραση του στην ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος.

Σε μια τέτοια περίπτωση, η ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος δεν περιορίζεται πλέον από τον θόρυβο του δέκτη αλλά από την ποιότητα του πομπού από τον οποίο προέρχεται. Αυτό φαίνεται στο σχήμα 1.6. Σε αυτό το σχήμα, οι βαριές, συμπαγείς γραμμές αντιπροσωπεύουν τη στάθμη του σήματος και οι σκιασμένες περιοχές περιγράφουν το θόρυβο που παράγουν οι διάφορες βαθμίδες του δέκτη.



**Σχήμα 1.6** Το μπλοκ διάγραμμα δείχνει τη ελαττωμένη επίδραση της εικόνας θορύβου καθώς μετακινείται στις βαθμίδες. [3]

Οι φωτεινές γραμμές στις σκιασμένες περιοχές αντιπροσωπεύουν το θόρυβο που προκαλεί ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου LNA και οι βαριές γραμμές στις σκιασμένες περιοχές αντιπροσωπεύουν το θόρυβο που παράγει ο μίκτης. Είναι επίσης σημαντικό να σημειωθεί ότι ο θόρυβος που παράγεται από την κάθε βαθμίδα χωρίζεται σε δύο συνιστώσες: τον θερμικό θόρυβο και το θόρυβο που παράγουν τα ενεργά στοιχεία της βαθμίδας. Όλα τα παθητικά εξαρτήματα θεωρούμε ότι βρίσκονται στην στάθμη του θερμικού θορύβου αφού δεν έχουν άλλες εσωτερικές πηγές θορύβου. [3]

➤ Θόρυβος αναλαμπής (flicker noise)

Ο θόρυβος αυτός βρίσκεται μέσα σε πολλά φυσικά φαινόμενα όπως η πυρηνική ακτινοβολία, η ροή ηλεκτρονίων μέσω ενός αγωγού ή ακόμα και στο περιβάλλον. Στην ηλεκτρολογία, ονομάζεται επίσης 1/f θόρυβος. [12]

Εντοπίζεται σε όλα τα ενεργά ηλεκτρονικά εξαρτήματα καθώς και σε μερικές από τις παθητικές συσκευές. Στα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου η κύρια πηγή αυτού του θορύβου δημιουργείται από τον τυχαίο εγκλωβισμό φορτίου στο σημείο επαφής του οξειδίου με το υπόστρωμα σιλικόνης. Τα ελαττώματα της διεπαφής της πύλης που προκαλούν τον θόρυβο αυτό είναι πολύ μεγαλύτερα από εκείνα στα διπολικά τρανζίστορ, και αυτό οφείλεται στο ρεύμα βάσης που ρέει μέσω διακλαδώσεων της εμπρόσθιας πόλωσης ενός διπολικού τρανζίστορ. Επομένως, είναι σημαντικό να αναλυθεί αυτός ο θόρυβος κατά τη χρήση τεχνολογίας MOS, ειδικά για αρχιτεκτονικές δέκτη άμεσης μετατροπής συχνότητας. [11]

Η ισχύς θορύβου είναι ανάλογη προς το ρεύμα πόλωσης και, σε αντίθεση με τον θερμικό θόρυβο μειώνεται με την συχνότητα και για αυτό το λόγο αναφέρεται μερικές φορές και ως θόρυβος 1/f. Ένα ακριβές μαθηματικό μοντέλο που να περιγράφει αυτό το είδος θορύβου δεν υπάρχει γιατί εξαρτάται από την εκάστοτε ηλεκτρονική συσκευή. Ωστόσο, η αντίστροφη αναλογικότητα με τη συχνότητα είναι σχεδόν ακριβώς 1/f για τις χαμηλές συχνότητες, ενώ για τις συχνότητες πάνω από μερικά kilohertz, η ισχύς θορύβου είναι αμελητέα. [12]

Η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου αυτού συχνά δίνεται από τη σχέση:

$$[11] \quad \overline{i_n^2} = \frac{K}{f} \frac{g_m^2}{AC_{ox}^2} \Delta f \quad (4)$$

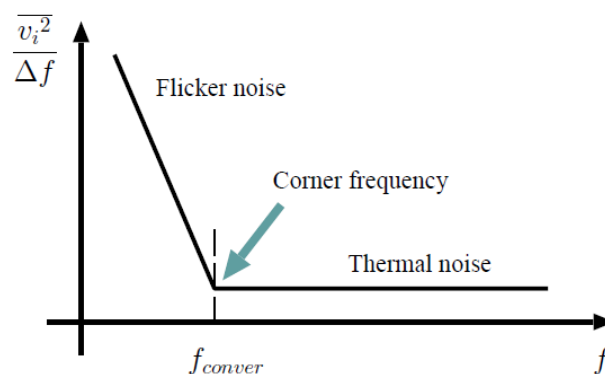
Όπου:

$A = WL$  = περιοχή καναλιού     $C_{ox}$  = χωρητικότητα πύλης οξειδίου  
 $g_m$  = η διαγωγιμότητα             $K$  = σταθερά με τιμή από  $10^{-19}$  έως  $10^{-25} \text{ V}^2\text{F}$ .

Επίσης κάνοντας εφαρμογή του θεωρήματος Thevenin αυτός ο θόρυβος μπορεί να γραφεί συναρτήσει της μέσης τιμής της τάσης:

$$[11] \quad \overline{U_n^2} = \frac{K}{f} \frac{1}{AC_{ox}} \Delta f \quad (5)$$

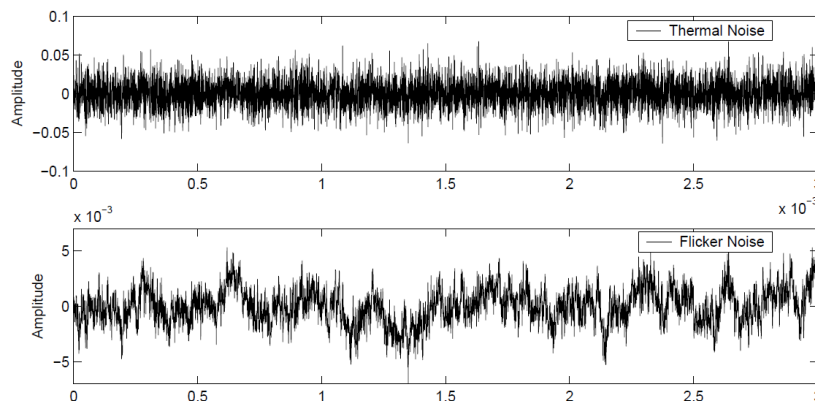
Η φασματική πυκνότητα ισχύος (PSD) του θερμικού θορύβου και του θορύβου αναλαμπής φαίνεται στο πιο κάτω σχήμα.



**Σχήμα 1.7** Η PSD του θερμικού θορύβου και θορύβου αναλαμπής [11]

Σε χαμηλές συχνότητες, η ισχύς του θορύβου αυτού είναι μεγάλη. Καθώς όμως αυξάνεται η συχνότητα, η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου αυτού πέφτει γραμμικά μέχρι να συγχωνευθεί στην ελάχιστη τιμή του θερμικού θορύβου. Η συχνότητα όπου η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου αναλαμπής ισούται με εκείνη του θερμικού θορύβου ορίζεται ως η συχνότητα κατωφλίου του θορύβου αυτού, η οποία έχει τυπική τιμή αρκετών εκατοντάδων KHz σε ένα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου.

Επίσης στο πιο κάτω σχήμα μπορούμε να δούμε τους δυο αυτούς θορύβους στο πεδίο του χρόνου. [11]



**Σχήμα 1.8** Θερμικός θόρυβος και αναλαμπής στο πεδίο του χρόνου [11]

Σε έναν δέκτη ο θόρυβος αναλαμπής εισάγεται από τον μικτή, το τμήμα του κυκλώματος μεταξύ του εμπρόσθιου άκρου και της βασικής ζώνης, και τον πρώτο ενισχυτή βασικής ζώνης. [11]

#### Θόρυβος βολής (Shot noise)

Ο θόρυβος αυτός παρουσιάζεται όταν υπάρχει ένα φράγμα δυναμικού (διαφορική τάση). Η δίοδος επαφής PN αποτελεί ένα παράδειγμα στοιχείου που περιλαμβάνει ένα φραγμό δυναμικού. Όταν τα ηλεκτρόνια και οι οπές διασχίζουν αυτήν την περιοχή παράγεται θόρυβος βολής. [12]

Επομένως αυτός ο θόρυβος οφείλεται στη στατιστική φύση της ροής ρεύματος, υπάρχει σε στοιχεία που διαρρέονται από ρεύμα, και είναι ιδιαίτερα εμφανής σε διατάξεις ημιαγωγών, όπως στις ενώσεις σήραγγας, τις διόδους φράγματος Schottky και στις επαφές των διπολικών τρανζίστορ. Προκύπτει λόγω της διακριτής φύσης των φορτίων που μεταφέρονται από τα ηλεκτρόνια ή τις οπές.

Αυτοί οι διακριτοί παλμοί προκαλούν έναν λευκό θόρυβο. Υπάρχει μια συχνότητα αποκοπής που διέπτετε από το χρόνο που χρειάζεται για να περάσει το ηλεκτρόνιο ή άλλος φορέας φόρτισης μέσω του αγωγού. Ο θόρυβος αυτός εξαρτάται από το ρεύμα και δεν έχει καμία σχέση με τη θερμοκρασία στην οποία λειτουργεί το σύστημα. [13]

Από την άλλη πλευρά, μια αντίσταση κανονικά δεν παράγει τέτοιο θόρυβο δεδομένου ότι δεν υπάρχει φράγμα δυναμικού μέσα σε αυτήν. Το ρεύμα που ρέει μέσω μιας αντίστασης δεν θα παρουσιάσει διακυμάνσεις. [12]

Επομένως σε αντιστάτες είναι σχεδόν ανύπαρκτος επειδή η ανελαστική σκέδαση ηλεκτρονίων-φωτονίων εξομαλύνει τις διακυμάνσεις του ρεύματος που προκύπτουν από τη διακριτή φύση των ηλεκτρονίων, αφήνοντας μόνο τον θερμικό θόρυβο. Κατά την σχεδίαση ενισχυτών χαμηλού θορύβου για εφαρμογές ραδιοσυχνοτήτων ή ήχου, βοηθάει να έχουμε υπόψιν την παρουσία του θορύβου αυτού, έτσι ώστε τα αποτελέσματά του να μπορούν να ελαχιστοποιηθούν στο μέτρο του δυνατού κατά την σχεδίαση. [13]

Ο θόρυβος αυτός είναι ανάλογος με το ρεύμα που διέρχεται από τη συσκευή, και είναι λευκός. [12]

#### Θόρυβος φάσης

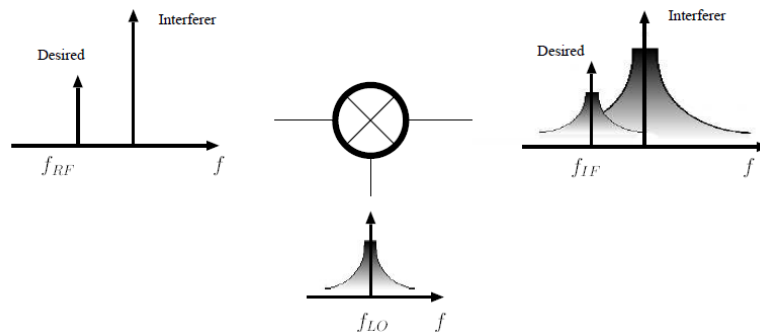
Ο θόρυβος φάσης αποτελεί μια άλλη σημαντική συνιστώσα θορύβου που πρέπει να ληφθεί υπόψη για τους υπολογισμούς του συνολικού θορύβου. Ο θόρυβος φάσης, ο οποίος αποδίδεται στον τοπικό ταλαντωτή, εισάγεται κατά τη διαδικασία της μίξης των σημάτων. Όταν το σήμα υποβαθμιστεί συχνотика στο μικτή, ο θόρυβος φάσης του τοπικού ταλαντωτή προστίθεται στον υπάρχοντα θόρυβο του εισερχόμενου RF σήματος ραδιοσυχνοτήτων, και υποβαθμίζεται στη ζώνη ενδιάμεσης συχνότητας IF μαζί με το RF σήμα ραδιοσυχνοτήτων. [3]

Το φάσμα του τοπικού ταλαντωτή εμφανίζει μια διαρροή στην κοντινή περιοχή συχνότητας η οποία είναι κεντραρισμένη στην συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή  $f_{LO}$  όπως απεικονίζεται στο σχήμα 1.9. Αυτό το σήμα διαρροής υποβαθμίζεται συχνотика και έχει ως αποτέλεσμα να απλώνει το φάσμα τόσο του επιθυμητού σήματος όσο και των παρεμβολών που βρίσκονται κοντά σε αυτό. [13]



**Σχήμα 1.9** Φάσμα τοπικού ταλαντωτή (α) ιδανικού (β) με τον θόρυβο φάσης [13]

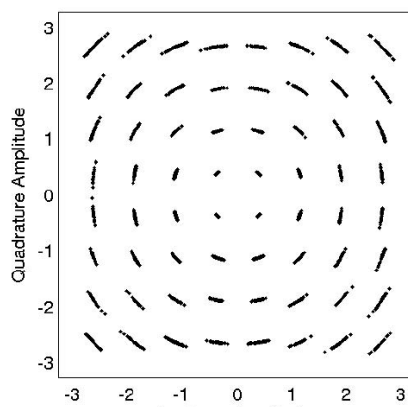
Και στην περίπτωση που οι παρεμβολές μπορεί να είναι ισχυρότεροι από το επιθυμητό σήμα, η ενεργειακή διαρροή του φάσματος των παρεμβολών αυτών είναι συνήθως υπεύθυνη για την αλλοίωση του σήματος βασικής ζώνης, όπως απεικονίζεται στο σχήμα 1.10 [13]



**Σχήμα 1.10** Ενεργειακή διαρροή φάσματος [13]

Όμως υπάρχει περίπτωση, ο θόρυβος φάσης του τοπικού ταλαντωτή να είναι σε θέση να επιδράσει άμεσα στο σήμα βασικής ζώνης, καθώς η αβέβαιη φάση του αλλοιώνει τις πληροφορίες που περιέχονται στη φάση της φέρουσας του σήματος ραδιοσυχνότητων.

Για παράδειγμα στο σχήμα 1.11 φαίνεται ένας τυπικός αστερισμός ενός σήματος 64-QAM που έχει υποστεί αλλοίωση από τον θόρυβο φάσης του τοπικού ταλαντωτή με σφάλμα 2 βαθμών. [13]



**Σχήμα 1.11** Αστερισμός σήματος 64-QAM αλλοιωμένου από θόρυβο φάσης με σφάλμα 2 μοιρών [13]

Για να ελαχιστοποιήσουμε το θόρυβο φάσης ενός τοπικού ταλαντωτή, μπορούμε να κάνουμε κάποιες τεχνικές όπως:

- Να μεγιστοποιήσουμε τον συντελεστή ποιότητας  $Q$  του κυκλώματος.
- Να μεγιστοποιήσουμε την ισχύ. Αυτό θα απαιτήσει υψηλή τάση ραδιοσυχνότητας διαμέσου του κυκλώματος συντονισμού και θα περιοριστεί από τις τάσεις διάσπασης των ενεργών στοιχείων του κυκλώματος.
- Να κάνουμε περιορισμό συμπίεσης. Εάν η ενεργή συσκευή λειτουργεί καλά στη συμπίεση, τότε σχεδόν σίγουρα η εικόνα θορύβου θα υποβαθμιστεί. Είναι φυσιολογικό να χρησιμοποιήσουμε κάποια μορφή κυκλώματος αυτομάτου ελέγχου στο ενεργής διάταξης εμπρόσθιο τμήμα για να περιορίσουμε την ισχύ της είσοδου ραδιοσυχνότητας.
- Να χρησιμοποιήσουμε μια ενεργή συσκευή με χαμηλή εικόνα θορύβου.
- Να μειώσουμε τον θόρυβο αναλαμπής. Οι εγγενείς πηγές θορύβου σε τρανζίστορ FET τεχνολογίας GaAs είναι ο θερμικός δημιουργούμενος θόρυβος καναλιού και ο επαγόμενος θόρυβος στην πύλη. Δεν υπάρχει θόρυβος βολής σε τρανζίστορ GaAs FET, ωστόσο ο θόρυβος αναλαμπής είναι σημαντικός από 10 έως 50MHz. Ως εκ τούτου, είναι προτιμότερο να χρησιμοποιούνται διπολικές συσκευές για ταλαντωτές χαμηλού θορύβου λόγω του πολύ χαμηλότερου θορύβου αναλαμπής. [14]

### Προσθετικός θόρυβος

Προστίθεται στο πλάτος του επιθυμητού σήματος. [13]

### 1.3.2

#### Συντελεστής θορύβου – εικόνα θορύβου

Ο συντελεστής θορύβου και η εικόνα θορύβου μας δείχνουν το πόσο θορυβώδες είναι μια συσκευή ραδιοσυχνότητας συγκρίνοντάς την με μια πηγή θορύβου αναφοράς. Ο συντελεστής θορύβου εκφράζεται συνήθως ως ο γραμμικός λόγος ισχύος ενώ η εικόνα θορύβου ως ο λογαριθμικός λόγος της ισχύος (dB). [15]

Ο συντελεστής θορύβου - Noise Factor αποτελεί το μέτρο της υποβάθμισης του λόγου σήματος προς θόρυβο σε μια ηλεκτρονική διάταξη εξαιτίας της προσθήκης θορύβου στο σήμα, και ορίζεται ως το πηλίκο του λόγου του σήματος προς θόρυβο στην είσοδο προς το λόγο σήματος προς θόρυβο στην έξοδο, σύμφωνα με την σχέση:

$$[13] \quad \text{Noise factor (F)} = \frac{\left(\frac{S_{in}}{N_{out}}\right)}{\left(\frac{S_{out}}{N_{out}}\right)} \quad (6)$$

όπου:

$S_{in}$  = η στάθμη σήματος στην είσοδο.



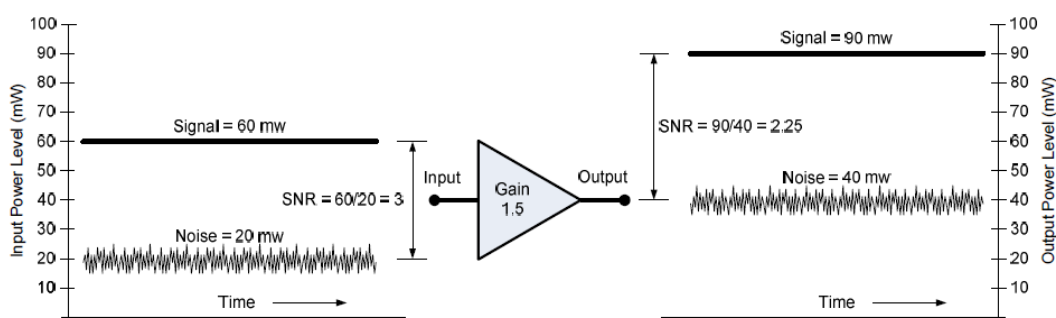
$N_{in}$  = η στάθμη θορύβου στην είσοδο.

$S_{out}$  = η στάθμη σήματος στην έξοδο.

$N_{out}$  = η στάθμη θορύβου στην έξοδο.

Ο συντελεστής θορύβου είναι πάντοτε μικρότερος της μονάδας αφού ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην έξοδο θα είναι πάντα μικρότερος από τον λόγο σήματος προς θόρυβο στην είσοδο. Η απόδοση ενός δέκτη αυξάνεται όσο ο συντελεστής θορύβου ελαττώνεται. [13]

Πρακτικά όλες οι ηλεκτρονικές συσκευές υποβαθμίζουν το λόγο σήματος προς θόρυβο SNR, επομένως το SNR εξόδου θα είναι πάντα χαμηλότερο από το SNR εισόδου (σχήμα 1.12). [15]



**Σχήμα 1-12** Οι στάθμες σήματος και θορύβου ενός ενισχυτή. Τόσο το σήμα εισόδου όσο και ο εξωτερικός θόρυβος πολλαπλασιάζονται με το κέρδος ισχύος του ενισχυτή. Ωστόσο, ο ενισχυτής προσθέτει ακόμα περισσότερο θόρυβο στην έξοδο, μειώνοντας έτσι το SNR εξόδου [15]

Από την άλλη μεριά, ορίζουμε και την εικόνα θορύβου - noise figure (NF) που είναι ο συντελεστής θορύβου εκφρασμένος σε ντεσιμπέλ (dB), και μπορεί να υπολογιστεί με την ακόλουθη εξίσωση:

$$[13] \quad \text{Noise figure (dB)} = 10 \cdot \text{Log}(\text{Noise factor}) \quad (7)$$

Αποτελεί την παράμετρο που χρησιμοποιείται ευρέως για να περιγράψει τη στάθμη θορύβου σε διατάξεις ραδιοσυχνότητας, και μας δείχνει το πόσο ο εσωτερικά παραγόμενος θόρυβος επηρεάζει το λόγο σήματος προς θόρυβο. Χρησιμοποιείται σε λογαριθμική κλίμακα, και για αυτόν τον λόγο είναι ευκολότερο να χρησιμοποιηθεί από τον συντελεστή θορύβου. [13]

### 1.3.3

#### Ενδοδιαμόρφωση – προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης

Όταν δύο ή και περισσότερα σήματα με διαφορετικές -αλλά γειτονικές- συχνότητες εισέρχονται σε μια μη γραμμική διάταξη τότε διαμορφώνονται μεταξύ τους και αυτό έχει ως αποτέλεσμα να προκύπτουν στην έξοδο της μη γραμμικής διάταξης παράγωγες συχνότητες. Αυτό το φαινόμενο καλείται παρεμβολή ενδοδιαμόρφωσης (Intermodulation Interference). [13]

Άρα η παρεμβολή ενδοδιαμόρφωσης είναι ο συνδυασμός αρκετών σημάτων σε μια μη γραμμική συσκευή, παράγοντας νέες, ανεπιθύμητες συχνότητες, οι οποίες

μπορούν να προκαλέσουν παρεμβολές σε γειτονικούς δέκτες. Όλες οι παρεμβολές δεν είναι αποτέλεσμα του φαινομένου αυτού. Μπορεί να προέλθει από παρεμβολή κοινού καναλιού ή ακόμα και από τις ατμοσφαιρικές συνθήκες. Η περισσότερη ενδοδιαμορφωση συμβαίνει στον μη γραμμικό ενισχυτή ισχύος (PA) ενός πομπού, και μετα στο μπροστινό τμήμα του δέκτη. [16]

Πέρα του κυρίου σήματος που μας ενδιαφέρει, προκύπτουν στην έξοδο σήματα με συχνότητες ίσες με το άθροισμα ή τη διαφορά ακέραιων πολλαπλασίων των συχνοτήτων των σημάτων εισόδου, και αποτελούν ανεπιθύμητα σήματα που καλούνται και προϊόντα ενδοδιαμορφωσης. [13]

Το φαινόμενο αυτό είναι μια επέκταση της παρεμβολής εξαιτίας μη γραμμικότητας που υπάρχουν στην διάταξη, και συνεπάγεται την εμφάνιση ανεπιθύμητων αρμονικών. Αντίθετα, με το φαινόμενο της ενδοδιαμορφωσης εμφανίζεται ένα πολύ μεγαλύτερο πλήθος ανεπιθύμητων συχνοτήτων θορύβου.

Η σχέση για τα προϊόντα της ενδοδιαμορφωσης είναι η ακόλουθη:

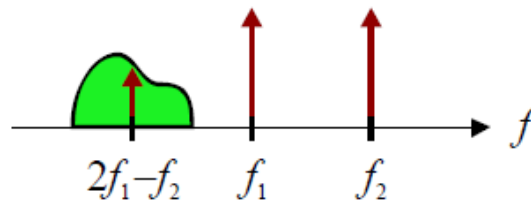
$$[13] \quad f_k = nf_i \pm mf_j \quad n, m \in \mathbb{N} \quad (8)$$

όπου  $f_k$  η συχνότητα εξόδου και  $f_i, f_j$  οι συχνότητες εισόδου. [13]

Οι αριθμοί  $n, m$  καθορίζουν την τάξη της ενδοδιαμορφωσης, όπου ισχύει ότι:

$$[13] \quad \text{τάξη} = |n| + |m| \quad (9)$$

Τα προϊόντα ενδοδιαμορφωσης τρίτης τάξης παράγουν (μεταξύ άλλων) τις συχνότητες  $2f_1 - f_2$ ,  $2f_2 - f_1$  οι οποίες μπορεί να πέσουν στην επιθυμητή ζώνη του σήματος (σχήμα 1.13).



**Σχήμα 1.13** Παραγωγή σήματος συχνότητας  $2f_1 - f_2$  [7]

Τα προϊόντα ενδοδιαμορφωσης δεύτερης τάξης παράγουν τις συχνότητες  $f_1 + f_2$ ,  $f_2 - f_1$ . Γενικά, με αρκετά χαμηλά επίπεδα σήματος, οι στάθμες των προϊόντων ενδοδιαμορφωσης δεύτερης και τρίτης τάξης είναι αντίστοιχα ανάλογες προς την δεύτερη και τρίτη δύναμη της βασικής στάθμης σήματος. [7]

Γενικά μπορούμε να κάνουμε τις εξής παρατηρήσεις:

- Τα περιττής τάξης προϊόντα ενδοδιαμορφωσης είναι και τα πλέον επικίνδυνα σε μια διάταξη δέκτη, γιατί παρεμβάλουν συγκαναλικές συχνότητες.
- Αντίθετα τα προϊόντα ενδοδιαμορφωσης άρτιας τάξης βρίσκονται σε απομακρυσμένες συχνότητες.
- Το πλάτος του αντίστοιχου προϊόντος ενδοδιαμορφωσης μειώνετε όσο αυξάνεται η τάξη ενδοδιαμορφωσης. Επομένως ενδιαφέρουν πρωτίστως τα προϊόντα τρίτης τάξης, μετά τα πέμπτης τάξης και λιγότερο αυτά της εβδόμης τάξης κ.ο.κ.



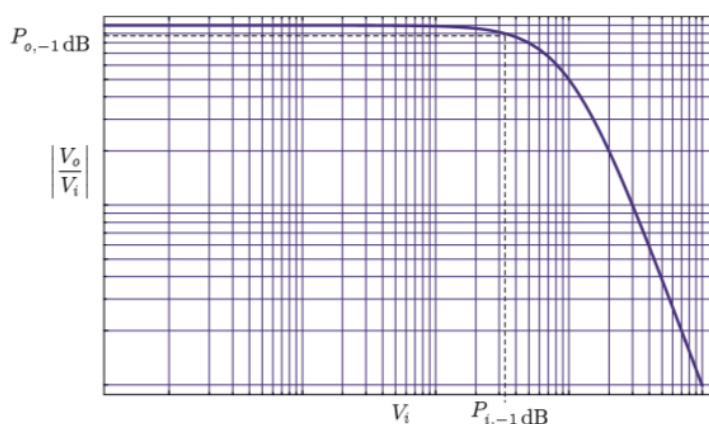
### 1.3.4

#### Σημείο συμπίεσης κέρδους 1 dB

Οι περισσότεροι γραμμικοί ενισχυτές -για μια συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων- παρουσιάζουν μια σταθερή απολαβή. Άρα εξυπακούεται ότι η γραφική παράσταση της ισχύς εξόδου του σήματος ως προς την ισχύ εισόδου του θα είναι γραμμική, και η κλίση του γραφήματος μας δίνει την απολαβή. Όμως στην πραγματικότητα από ένα σημείο και μετά, το κέρδος μειώνεται ενώ η ισχύς εισόδου αυξάνεται. [13]

Η συμπίεση κέρδους εμφανίζεται επειδή τελικά το σήμα εξόδου (τάση, ρεύμα, ισχύς) περιορίζεται, λόγω της τάσης τροφοδοσίας ή του ρεύματος πόλωσης.

Εάν σχεδιάσουμε την απολαβή -σε λογαριθμική κλίμακα- ως συνάρτηση της ισχύος εισόδου, προσδιορίζουμε το σημείο όπου το κέρδος έχει μειωθεί κατά 1 dB.



Σχήμα 1.14 Σημείο συμπίεσης κέρδους 1 dB [17]

Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ο ενισχυτής να περάσει σε μια κατάσταση συμπίεσης της απολαβής και να εισέρχεται στην κατάσταση κόρου. Τότε η απόκριση του είναι πλέον μη γραμμική και μπορεί να παράγει παραμόρφωση στο σήμα, αρμονικές συχνότητες καθώς και να συμβεί το φαινόμενο της ενδοδιαμόρφωσης. Αυτό είναι το 1 dB σημείο συμπίεσης. [17]

### 1.3.5

#### Σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης IP3

Για την μέτρηση της επίδρασης των παραγόμενων συνιστωσών (από το φαινόμενο της ενδοδιαμόρφωσης) γίνεται χρήση του λεγομένου σημείου παρεμβολής τρίτης τάξης (third order intercept point - IP<sub>3</sub>). Εκφράζει την παραμόρφωση τρίτης τάξης στο επιθυμητό σήμα στην έξοδο, που παράγεται από ένα δεύτερο σήμα στην είσοδο ραδιοσυχνοτήτων με συχνότητα κοντά στην πρώτη. [13]

Οι τιμές του παράγοντα IP<sub>3</sub> της συσκευής μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον προσδιορισμό της ισχύος των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης, σε σχέση με το βασικό στοιχείο του σήματος.

Γενικά, αν η βασική στάθμη ενός σήματος (σε ένα ορισμένο σημείο στην αλυσίδα βαθμίδων του δεκτή) είναι  $x$  [dBm] και γνωρίζουμε την τιμή του σημείου παρεμβολής τρίτης τάξης που υπολογίστηκε από τα προηγούμενα στάδια, τότε τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης είναι  $2 \cdot (IP3 - x)$  [dB] κάτω από την βασική στάθμη σήματος (υποθέτοντας, βεβαίως, ότι  $x \ll IP3$ ).

## 1.4

### Τυπικές απαιτήσεις ενός δέκτη

Θα δούμε τις τυπικές απαιτήσεις σχεδίασης της αρχιτεκτονικής ενός ασύρματου δέκτη. Το πιο δύσκολο κομμάτι σχεδίασης στα περισσότερα συστήματα επικοινωνίας αποτελεί ο δέκτης καθώς αποτελεί μια ηλεκτρονική συσκευή αντιφατικών προδιαγραφών και απαιτήσεων.

Πρέπει να έχει μια χαμηλή εικόνα θορύβου (σε πολύ υψηλές συχνότητες και άνω), μικρή απόκριση χρόνου περιβάλλουσας - GDV και παραμόρφωση ενδοδιαμορφωσης, μεγάλο εύρος δυναμικής περιοχής λειτουργίας, σταθερό αυτόματο έλεγχο κέρδους, κατάλληλο κέρδος, εξαιρετική σταθερότητα συχνοτικής λειτουργίας, σταθερότητα απολαβής, χαμηλό θόρυβο φάσης, μικρές εντός μπάντας ψευδής αποκρίσεις, επαρκή επιλεκτικότητα, κατάλληλο ρυθμό σφαλμάτων bit και, μερικές φορές, η πιο κρίσιμη προϋπόθεση όλων, πρέπει να είναι κάτω από ένα συγκεκριμένο στόχο κόστους. [13]

- Ευαισθησία

Η ευαισθησία του δέκτη είναι η χαμηλότερη ισχύς του λαμβανόμενου σήματος στην κεραία όπου το σήμα μπορεί κατόπιν να αποκωδικοποιηθεί ικανοποιητικά χωρίς πρόβλημα. Η ευαισθησία του δέκτη υπαγορεύεται από την εικόνα θορύβου του, το εύρος ζώνης του σήματος και από τον λόγο φορέα προς θόρυβο στον οποίο το επιθυμητό σήμα μπορεί να κωδικοποιηθεί με αποδεκτό ρυθμό σφάλματος.

- Πιστότητα

Χαρακτηρίζει την ικανότητα του δέκτη να αποδίδει στην έξοδο του το σήμα της πληροφορίας που λαμβάνει στην είσοδο χωρίς να υπεισέρχονται οι όποιες παραμορφώσεις στο σήμα.

- Επιλεκτικότητα

Ως επιλεκτικότητα ενός δέκτη, λημέ την ικανότητα του να μπορεί να απομονώνει το επιθυμητό σήμα σε μια δεδομένη συχνότητα από τα σήματα άλλων πομπών η και παρεμβολών που βρίσκονται σε όλες τις άλλες συχνότητες.

Η επιλεκτικότητα καθορίζεται από όλες τις βαθμίδες του δέκτη. Η φάση θορύβου, οι ψευδείς αποκρίσεις, γενικά η γραμμικότητα, και το φιλτράρισμα αποτελούν παράγοντες που συμβάλλουν στην τελική επιλεκτικότητα του δέκτη.

- Γραμμικότητα

Πρόκειται για την απαίτηση που θέλουμε από έναν δέκτη να μπορεί να συμπεριφέρεται με τον ίδιο τρόπο τόσο για τα ισχυρά όσο και για τα ασθενή σήματα που λαμβάνονται από την κεραία του. [18]

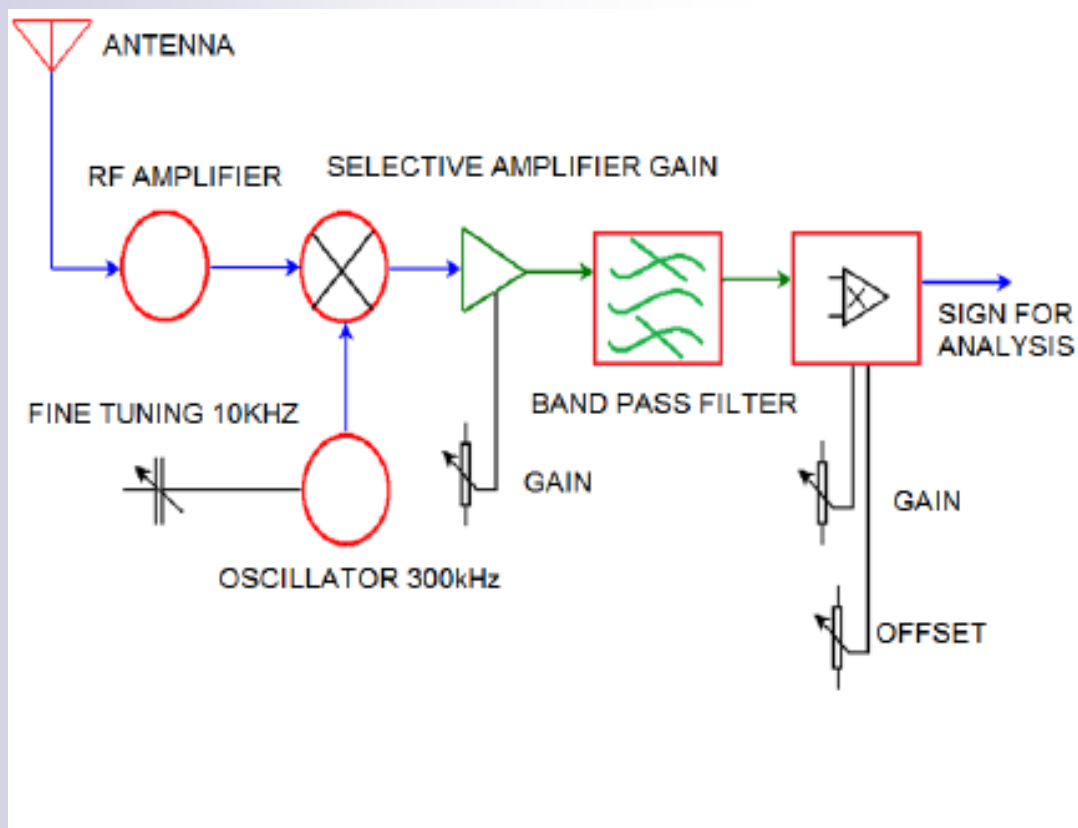
Αποτελεί το κριτήριο που ορίζει το ανώτατο όριο για ανιχνεύσιμη στάθμη της ισχύ εισόδου ραδιοσυχνοτήτων και ρυθμίζει το δυναμικό εύρος λειτουργίας του δέκτη. Η γραμμικότητα χαρακτηρίζεται ως επί το πλείστον από τα προϊόντα ενδοδιαμορφωσης τρίτης τάξης. [3]

- Σταθερότητα

Είναι η ικανότητα του δέκτη να είναι σε θέση να διατηρεί την αρχική ρύθμιση και το συντονισμό του σε μια συγκεκριμένη συχνότητα. [18]

# Κεφάλαιο Δεύτερο

## Βαθμίδα RF



Η βαθμίδα RF αποτελεί την πρώτη βαθμίδα μέσα σε μια διάταξη ασύρματου δέκτη στην οποία θα γίνει η επεξεργασία του λαμβανομένου σήματος. Η βαθμίδα αυτή λαμβάνει σήματα από την κεραία, συντονίζεται στο επιθυμητό σήμα το ενισχύει και κατόπιν το οδηγεί στην επόμενη βαθμίδα που είναι η βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας IF. Προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα όπως το ότι καθορίζει την επιλεκτικότητα του δέκτη, ακυρώνει την λεγόμενη συχνότητα ειδώλου και αυξάνει την ευαισθησία του. Σε αυτό το κεφάλαιο θα δούμε αναλυτικά τα διάφορα εξαρτήματα που αποτελούν αυτήν την βαθμίδα.

## 2.1

### Η κεραία

#### 2.1.1

#### Τεχνολογία κεραίας

Η κεραία αποτελεί συχνά το πιο ορατό στοιχείο ενός ραδιοσυστήματος. Τα μεγέθη και τα σχήματα των αγωγών που αποτελούν την κεραία καθορίζουν τα κατευθυντικά χαρακτηριστικά των ηλεκτρομαγνητικών (ραδιοφωνικών) κυμάτων που λαμβάνει. Ωστόσο, η κεραία δεν μπορεί να θεωρηθεί ανεξάρτητη σχεδιαστικά από τον δέκτη. Επιπρόσθετα στοιχεία, όπως η γραμμή μετάδοσης, τα δίκτυα σύζευξης κ.λ.π., πρέπει να θεωρούνται ως μέρος του συστήματος κεραίας. [19]

Στο δέκτη, η κεραία αποτελεί ουσιαστικά ένα σύστημα μετατροπέα που μετατρέπει την ηλεκτρομαγνητική ενέργεια σε ηλεκτρική ή μαγνητική. Το κέρδος της κεραίας, η κατευθυντικότητα, οι ζώνες συχνοτήτων που αυτή λειτουργεί και ο συντελεστής μορφής της κεραίας είναι μερικές από τις βασικές παραμέτρους που ορίζουν την απόδοσή της. [4]

Αποτελεί ένα σημαντικό στοιχείο, και άρα η επιλογή μιας σωστής διάταξης κεραίας έχει πρωταρχική σημασία για την εξασφάλιση ικανοποιητικής σύνδεσης μεταξύ των πομποδεκτών. Μια κακώς σχεδιασμένη κεραία επιδρά τόσο στις βαθμίδες του πομπού όσο και του δέκτη.

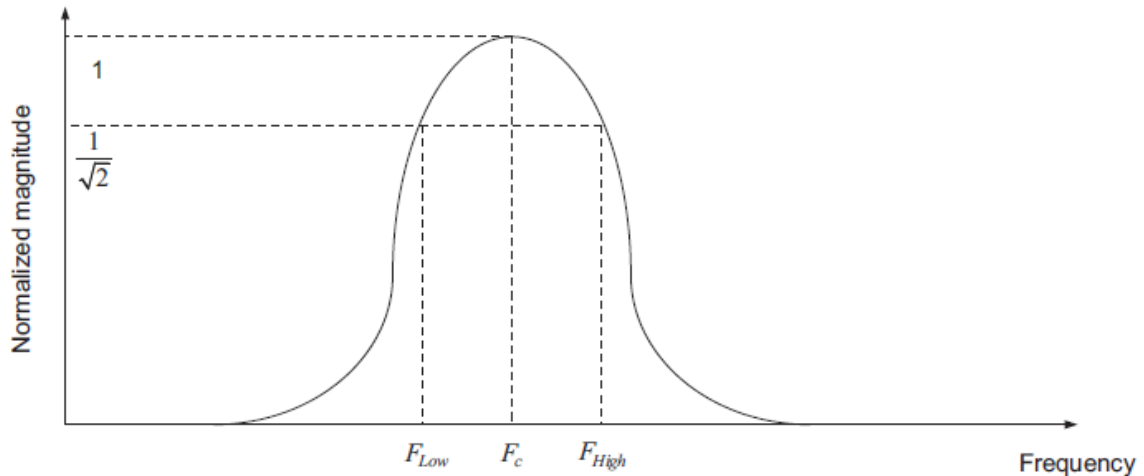
Στην ανερχόμενη ζεύξη (uplink) για παράδειγμα, μια ανεπαρκής κεραία θα μπορούσε να αναγκάσει τον ενισχυτή ισχύος καθώς και τις άλλες βαθμίδες στη διαδρομή μετάδοσης του σήματος να λειτουργούν με υψηλότερο κέρδος, προκαλώντας, μεταξύ άλλων, την υπερβολική κατανάλωση ισχύος.

Στην κατερχόμενη ζεύξη (downlink), μια κακώς σχεδιασμένη κεραία επηρεάζει την ευαισθησία του δέκτη και συνεπώς την περιοχή κάλυψης στην οποία η ασύρματη συσκευή θα πρέπει να είναι σε θέση να λειτουργεί.

Κατά τη σχεδίαση μιας κεραίας υπάρχουν αρκετοί παράγοντες αλλά και προδιαγραφές που πρέπει να ληφθούν υπόψη. Το κέρδος της κεραίας και η κατευθυντικότητα, το εύρος ζώνης σήματος, η απώλεια διαδρομής, το περιβάλλον διάδοσης ραδιοσυχνοτήτων, τα συζευγμένα δίκτυα και οι διεπαφές με την κεραία είναι μερικές από τις βασικές παραμέτρους που επηρεάζουν την απόδοση λειτουργίας ενός δέκτη μέσω της κεραίας.

Είναι επιτακτική ανάγκη η κεραία να σχεδιάζεται ως μέρος ολόκληρου του συστήματος επικοινωνίας και όχι ως ένα μεμονωμένο στοιχείο, εξαιτίας της πολυπλοκότητας των σύγχρονων ψηφιακών συστημάτων επικοινωνίας.

Το εύρος ζώνης μιας κεραίας είναι η περιοχή συχνοτήτων όπου η κεραία επιτρέπει στο λαμβανόμενο σήμα να διέλθει με την ελάχιστη δυνατή εξασθένηση. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η κεραία να έχει τα χαρακτηριστικά της διέλευσης ζώνης συχνοτήτων ενός φίλτρου, και επιπλέον το εύρος ζώνης της ορίζεται ως η διαφορά μεταξύ των 3-dB συχνοτήτων  $F_{High}$  και  $F_{Low}$  όπως φαίνεται στο πιο κάτω σχήμα. [18]



Σχήμα 2-1 Εύρος ζώνης 3-dB μιας κεραίας [18]

Η κεραία λειτουργεί σε ένα μήκος κύματος που μεταβάλλεται κατά εκατοντάδες μέτρα στις χαμηλότερες συχνότητες ως και μερικά χιλιοστά στις υψηλότερες.

Επίσης η συχνότητα λειτουργίας της κεραίας επηρεάζει το λόγο σήματος προς θόρυβο SNR στην είσοδο της συσκευής εισαγωγής (στον ενισχυτή ή στο μίκτη όπως θα δούμε στην συνέχεια) καθώς και τις απώλειες διάδοσης του σήματος.

Σε έναν δέκτη η σωστή τοποθέτηση μιας κεραίας έχει ως αποτέλεσμα τη μείωση της εκπεμπόμενης ισχύς από το σύστημα του πομπού και την βελτίωση της λήψης των δεδομένων του σήματος. Ο στόχος είναι η ποιοτικότερη λήψη του σήματος με την επίτευξη του βέλτιστου παράγοντα θορύβου και τις ελάχιστες δυνατές ενεργειακές απώλειες. [18]

Οι σχεδιαστές των συστημάτων λήψης έχουν ως κύριο στόχο τον περιορισμό του αριθμού των σημάτων που ο δέκτης πρέπει να επεξεργάζεται ταυτόχρονα. Ιδανικά ο δέκτης πρέπει να συντονίζεται σε ένα μόνο σήμα σε μια συχνότητα, έτσι τα οποιαδήποτε άλλα σήματα που εισέρχονται στο σύστημά μας δεν περιέχουν χρήσιμη πληροφορία και ενδέχεται να υποβαθμίσουν το σήμα ενδιαφέροντος (π.χ. λόγω μη γραμμικότητας του συστήματος, χαμηλού θορύβου φάσης κ.τ.λ.). [8]

## 2.2

### Εμπρόσθιο τμήμα

Μιλήσαμε στο πρώτο κεφάλαιο για τον όρο «εμπρόσθιο άκρο» - front end, και το ορίσαμε ως το τμήμα του δέκτη που ενσωματώνει όλες τις βαθμίδες μεταξύ της κεραίας και του ψηφιακού συστήματος βασικής ζώνης, περιλαμβάνοντας όλα τα φίλτρα, τους ενισχυτές χαμηλού θορύβου και τους μικτες υποβαθμισής συχνότητας. [5]

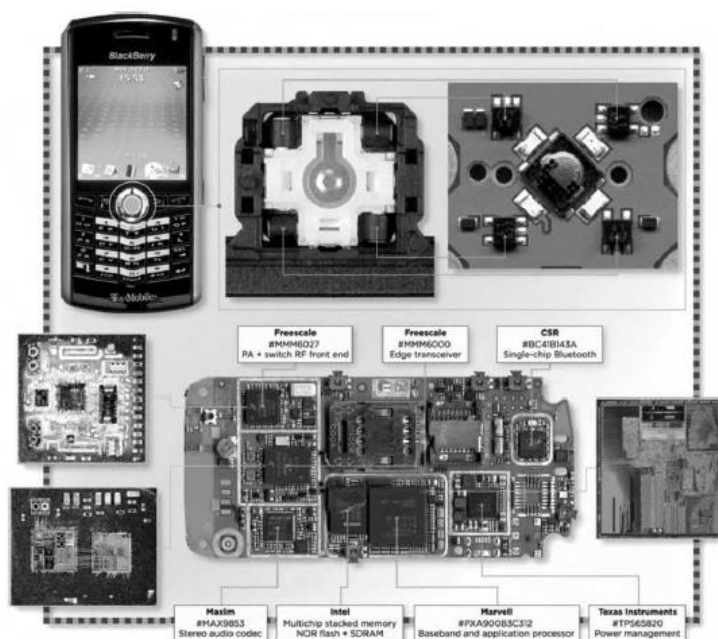
Η μονάδα του εμπρόσθιου τμήματος RF ενσωματώνει αρκετά ολοκληρωμένα κυκλώματα που μπορεί να βασίζονται σε διαφορετικές διεργασίες ημιαγωγικών διατάξεων, όπως η συμβατική τεχνολογία CMOS πυριτίου και προηγμένες τεχνολογίες πυριτίου γερμανίου (SiGe). Λειτουργικά, τέτοιες μονάδες πολλαπλών ολοκληρωμένων παρέχουν τις περισσότερες λειτουργίες ενός αναλογικού

συστήματος επεξεργασίας/φιλτραρίσματος, ανίχνευσης, ενίσχυσης και αποδιαμόρφωσης μέσω μίκτη ενός σήματος.

Οι μονάδες πολλαπλών ολοκληρωμένων στο εμπρόσθιο τμήμα δείχνουν μια σημαντική τάση στον σχεδιασμό δεκτών RF, δηλαδή συνεχώς αυξανόμενα επίπεδα ολοκλήρωσης του συστήματος που απαιτούνται για τη συμπίεση περισσότερης λειτουργικότητας σε ένα ενιαίο ολοκληρωμένο κύκλωμα.

Αν δούμε μέσα σε οποιοδήποτε σύγχρονο κινητό τηλέφωνο, συσκευή πολυμέσων ή σύστημα οικιακής ψυχαγωγίας που βασίζεται στη λήψη ή και τη μετάδοση ασύρματων σημάτων θα εντοπίσουμε το κύκλωμα εμπρόσθιου τμήματος.

Στο κινητό BlackBerry PDA, για παράδειγμα, το σύστημα επικοινωνίας αποτελείται τόσο από ολοκληρωμένα κυκλώματα πομποδεκτών όσο και από μια μονάδα εμπρόσθιου τμήματος RF (σχήμα 1.4). [6]



**Σχήμα 1.4** Εσωτερικό κινητού με ολοκληρωμένα κυκλώματα RF εμπρόσθιων τμημάτων [6]

Οι λόγοι για αυτήν την τάση - ειδικά στις ηλεκτρονικές συσκευές του εμπορίου- προέρχονται από την ανάγκη για χαμηλότερο κόστος, χαμηλότερη κατανάλωση ενέργειας (ειδικά σε κινητά και φορητά προϊόντα) και μικρότερο μέγεθος προϊόντος. Ωστόσο, ανεξάρτητα από το επίπεδο ολοκλήρωσης, η βασική αρχιτεκτονική ραδιοσυχνοτήτων RF παραμένει αμετάβλητη: φιλτράρισμα σήματος, ανίχνευση, ενίσχυση και αποδιαμόρφωση.

Ειδικότερα, μια φέρουσα ενός διαμορφωμένου σήματος ραδιοσυχνοτήτων θα συζευχθεί με μία κεραία σχεδιασμένη να λειτουργεί σε μια συγκεκριμένη ζώνη συχνοτήτων. Η κεραία αφήνει να περάσουν τα διαμορφωμένα σήματα στο εμπρόσθιο τμήμα του δέκτη RF. Η πρώτη βαθμίδα μέσα στο τμήμα αυτό αποτελεί τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου - LNA. [6]



## 2.3

### Ενισχυτής χαμηλού θορύβου - LNA

#### 2.3.1

#### Γενικά για τον ενισχυτή LNA

Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου είναι στην ουσία ένας ηλεκτρονικός ενισχυτής ο οποίος ενισχύει ένα σήμα χαμηλής ισχύος χωρίς όμως να προκαλέσει σημαντική υποβάθμιση του λόγου σήματος προς θόρυβο.

Αυτός ο θόρυβος μπορεί να οφείλεται σε διακυμάνσεις στο λαμβανόμενο σήμα γύρω από την επιθυμητή τιμή λόγω θερμικού θορύβου ή άλλων τύπων παρεμβολών των ραδιοσυχνοτήτων, η σε θόρυβο που προστίθεται από τις λειτουργίες επεξεργασίας του σήματος μέσα στο δέκτη.

Επομένως κατά την σχεδίαση, είναι επιθυμητό να χρησιμοποιούνται αρχικά βαθμίδες επεξεργασίας του λαμβανομένου σήματος με διατάξεις χαμηλού θορύβου. Άρα το πρώτο στάδιο στην επεξεργασία σήματος μέσα σε μια ασύρματη διάταξη δέκτη αποτελεί ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου.

Αυτός ο ενισχυτής σχεδιάζεται για να ελαχιστοποιήσει το επίπεδο του θορύβου που εισάγεται στο σήμα, άρα πρέπει να έχει μια χαμηλή εικόνα θορύβου και ταυτόχρονα μια υψηλή απολαβή, τέτοια ώστε το σήμα να ενισχυθεί ως μια στάθμη που θα έκανε το θόρυβο των επομένων βαθμίδων της επεξεργασίας σήματος να είναι αμελητέος. [20] Ξέρουμε γενικά ότι ένας ενισχυτής αυξάνει τόσο την ισχύ του σήματος όσο και του θορύβου που υπάρχει στην είσοδο του. Από την άλλη οι ενισχυτές χαμηλού θορύβου έχουν σχεδιαστεί για να ελαχιστοποιούν τον πρόσθετο θόρυβο με τεχνικές όπως η προσαρμογή εμπέδησης -επιλέγοντας την τεχνολογία ενισχυτών με χρησιμοποίηση υλικών χαμηλού θορύβου- καθώς και πολώσεις χαμηλού θορύβου. [21]

Οι ενισχυτές αυτοί χρησιμοποιούνται ευρέως σε συστήματα ραδιοεπικοινωνιών και συγκεκριμένα σε έναν ασύρματο δέκτη βρίσκονται μέσα στην βαθμίδα εισόδου. Ένας τυπικός ενισχυτής χαμηλού θορύβου μπορεί να παρέχει ένα κέρδος ισχύος 100 (20 dB) μειώνοντας παράλληλα τον λόγο σήματος προς θόρυβο κατά λιγότερο από έναν παράγοντα ίσο με δύο (εικόνα θορύβου γύρω στα 3 dB) καθώς και ένα αρκετά μεγάλο σημείο παρεμβολής τρίτης τάξης και σημείο παραμόρφωσης για να κάνει το απαιτούμενο έργο. Περαιτέρω προδιαγραφές είναι το λειτουργικό εύρος ζώνης, η σταθερότητα, και ο λόγος στάσιμου κύματος τάσης εισόδου και εξόδου.

Παρόλο που οι ενισχυτές αυτοί χρησιμοποιούνται κυρίως με ασθενή σήματα που βρίσκονται λίγο επάνω από την ελάχιστη τιμή θορύβου, μπορούν να χρησιμοποιηθούν και με μεγαλύτερα σήματα τα οποία προκαλούν φαινόμενα ενδοδιαμορφωσης.

Γενικά οι κεραίες λαμβάνουν σήματα πολύ χαμηλής ισχύος. Μέσω μιας γραμμής μετάδοσης που ονομάζεται "γραμμή τροφοδοσίας" γίνεται η σύνδεση μιας εξωτερικής κεραίας με τον δέκτη. Απώλειες σε αυτήν την γραμμή τροφοδοσίας προκαλούν μια μείωση της αναλογίας σήματος προς θόρυβο. Συγκεκριμένα μια απώλεια σε μια γραμμή τροφοδοσίας των 3 dB υποβαθμίζει τον λόγο σήματος προς θόρυβο κατά 3 dB.

Για παράδειγμα σε μια γραμμή τροφοδοσίας που κατασκευάζεται από 3 μέτρα ομοαξονικό καλώδιο RG-174 και χρησιμοποιείται με ένα δορυφορικό δέκτη GPS η απώλεια σε αυτή τη γραμμή είναι 3,2 dB σε 1 GHz και περίπου 5 dB στη συχνότητα GPS (1,57542 GHz). Αυτή η απώλεια στη γραμμή τροφοδοσίας μπορεί να



αποφευχθεί τοποθετώντας ένα ενισχυτή χαμηλού θορύβου στην κεραία, ο οποίος παρέχει αρκετό κέρδος για να αντισταθμίσει αυτήν την απώλεια. [21]

Ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου αποτελεί μια κρίσιμη παράμετρο σχεδόν σε όλα τα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας, δεκτών, ραντάρ, και οργάνων. Υπάρχει ένα ευρύ φάσμα επιλογών και συμβιβασμών που ένας μηχανικός πρέπει να εξετάσει κατά την επιλογή αυτού του ενισχυτή ανάλογα με το υπό σχεδίαση σύστημα.

Σε μεγάλο βαθμό, η απόδοση θορύβου ενός δέκτη καθορίζεται από την απόδοση των ενισχυτών αυτών. [22]

Στον ενισχυτή αυτό χρησιμοποιούνται συχνά τρανζίστορ επίδρασης πεδίου και τρανζίστορ με υψηλή κινητικότητα ηλεκτρονίων, τα οποία οδηγούνται σε περιοχή μεγάλου ρεύματος που δεν είναι ενεργειακά αποδοτική, αλλά μειώνει τη σχετική ποσότητα θορύβου. [21]

### 2.3.2

#### Σχεδίαση ενισχυτή χαμηλού θορύβου

Οι ενισχυτές χαμηλού θορύβου αποτελούν τις δομικές βαθμίδες των συστημάτων και των μέσων επικοινωνίας. [21]

Διαδραματίζουν έναν βασικό ρόλο στην απόδοση των ραδιοφωνικών δεκτών. Η επιτυχία του σχεδιασμού ενός δέκτη εξαρτάται από πολλούς παράγοντες: την ευαισθησία του δέκτη, την επιλεκτικότητα και την ελαχιστοποίηση προς τα λάθη λήψης. Ο μηχανικός σχεδιασμού του τμήματος RF εργάζεται για τη βελτιστοποίηση της απόδοσης του τμήματος αυτού του δέκτη με ιδιαίτερη έμφαση στην πρώτη κατά σειρά ενεργή συσκευή.

Όπως είδαμε όλοι οι δέκτες απαιτούν έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου με επαρκή ευαισθησία για να διακρίνουν το λαμβανόμενο σήμα από τον περιβάλλοντα θόρυβο και τις παρεμβολές, προκειμένου να εξαχθούν αξιόπιστα οι ενσωματωμένες πληροφορίες. Πέντε χαρακτηριστικά του σχεδιασμού ενός ενισχυτή LNA είναι υπό τον έλεγχο του σχεδιαστή και επηρεάζουν άμεσα την ευαισθησία του δέκτη: η εικόνα θορύβου, το κέρδος, το εύρος ζώνης, η γραμμικότητα και το δυναμικό εύρος λειτουργίας. Ο έλεγχος αυτών των χαρακτηριστικών, ωστόσο, απαιτεί την κατανόηση της ενεργής συσκευής, της αντιστοίχισης της σύνθετης αντίστασης και των λεπτομερειών κατασκευής και συναρμολόγησης, ώστε να δημιουργηθεί ένας ενισχυτής που επιτυγχάνει βέλτιστη απόδοση με τους λιγότερους δυνατούς συμβιβασμούς. [23]

Τα απαιτούμενα βήματα σχεδιασμού ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου είναι:

#### ➤ Κέρδος διάταξης

Οι ενισχυτές χρειάζονται ένα εξάρτημα για να παρέχουν κέρδος. Αυτό είναι ένα τρανζίστορ ή ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα. Το τρανζίστορ μπορεί για παράδειγμα να είναι ένα διπολικό τρανζίστορ ή ένα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν επίσης άλλα εξαρτήματα όπως οι δίοδοι σήραγγας.

Σε γενικές γραμμές, δύο κατηγορίες μοντέλων τρανζίστορ χρησιμοποιούνται στο σχεδιασμό του ενισχυτή αυτού. Τα μοντέλα μικρού σήματος που χρησιμοποιούν ψευδο-γραμμικά μοντέλα θορύβου, και τα μοντέλα μεγάλου σήματος που επιφέρουν μη γραμμική μίξη.

➤ Τοπολογία κυκλώματος

Η τοπολογία κυκλωμάτων καλύπτει θέματα όπως το κέρδος και τη σύνθετη αντίσταση εισόδου. Το κέρδος αποτελεί συχνά ένα συμβιβασμό. Από τη μία μεριά, έχοντας ένα πολύ μεγάλο κέρδος είναι καλό επειδή λαμβάνει τα πολύ ασθενή σήματα πάνω από την ελάχιστη τιμή θορύβου. Από την άλλη όμως, μεγάλο κέρδος σημαίνει σήματα υψηλότερης στάθμης και περισσότερα προβλήματα με μη γραμμική μίξη σημάτων.

Η τοπολογία του κυκλώματος επηρεάζει επίσης την σύνθετη αντίσταση εισόδου και εξόδου. Σε γενικές γραμμές, η σύνθετη αντίσταση της πηγής είναι προσαρμοσμένη με την σύνθετη αντίσταση εισόδου επειδή αυτό θα μεγιστοποιήσει τη μεταφορά ισχύος από την πηγή στη συσκευή. Εάν η σύνθετη αντίσταση της πηγής είναι μικρή, τότε μπορεί να είναι κατάλληλη μια τοπολογία κυκλώματος κοινή βάσης ή κοινής πύλης.

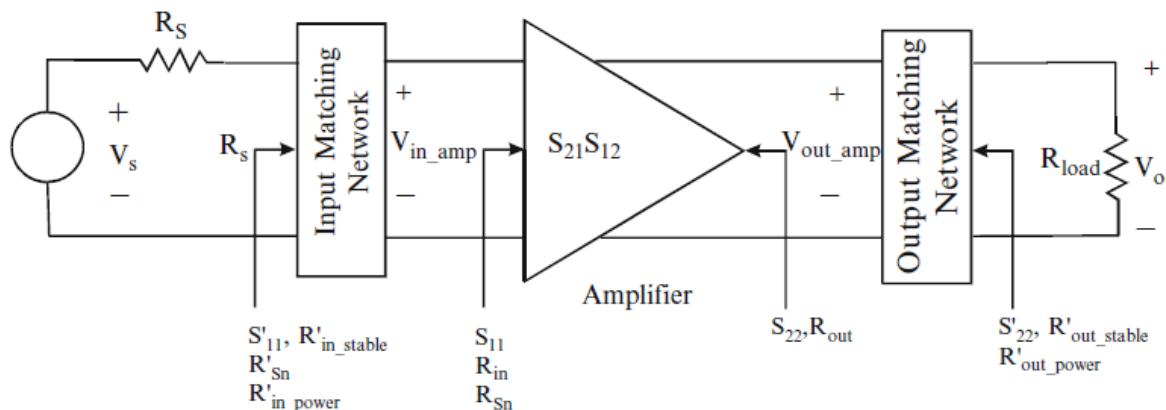
Για μια μέση σύνθετη αντίσταση πηγής, μπορεί να χρησιμοποιηθεί μια τοπολογία κυκλώματος κοινού εκπομπού ή κοινής πηγής. Με υψηλή σύνθετη αντίσταση πηγής, μπορεί να είναι κατάλληλη μια τοπολογία κυκλώματος κοινού συλλέκτη ή κοινού απαγωγού. Μια προσαρμοσμένης εμπέδησης είσοδος μπορεί να μην παράγει τη χαμηλότερη εικόνα θορύβου. [21]

Ο σχεδιασμός ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου -και γενικά μιας οποιοδήποτε σχεδίασης ενισχυτή υψηλής συχνότητας- μπορεί να προσεγγιστεί με μία από δύο μεθόδους: τις κατανεμημένες παραμέτρους και τις παραμέτρους κατανομής. [24]

- Στην μέθοδο των κατανεμημένων παραμέτρων, η σταθερότητα, το κέρδος και οι επιδόσεις θορύβου αναλύονται με τη χρήση διαγραμμάτων Bode/Nyquist. Κατά τη διάρκεια της σχεδίασης, οι ενεργές συσκευές και τα δίκτυα τερματισμού εισόδου/εξόδου αντιμετωπίζονται χωριστά ανάλογα με την επίδραση τους σε θέματα σταθερότητας, κέρδους και χαρακτηριστικών θορύβου.
- Στην μέθοδο των παραμέτρων κατανομής, λαμβάνουμε υπόψη την κατανεμημένη φύση των κυκλωμάτων και χρησιμοποιούμε διαγράμματα Smith βασισμένα σε παραμέτρους σκέδασης - S.

Για το ίδιο κύκλωμα οι δύο μέθοδοι θα καταλήξουν στο ίδιο συμπέρασμα.

Η γενική τοπολογία οποιοδήποτε ενισχυτή χαμηλού θορύβου μπορεί να χωριστεί σε τρία στάδια: το δίκτυο προσαρμογής εισόδου, τον ίδιο τον ενισχυτή και ένα δίκτυο προσαρμογής εξόδου (βλέπε σχήμα 2.2).



**Σχήμα 2-2** Γενική τοπολογία σχεδίασης ενισχυτή LNA [24]

Στο Σχήμα 2.2 ο ενισχυτής και το δίκτυο αντιστοίχισης χαρακτηρίζονται τόσο από τις λεγόμενες συγκεντρωμένες παραμέτρους (π.χ.  $R_{in}$ ,  $R_{out}$  κ.λπ.) όσο και από τις  $S$  παραμέτρους (π.χ.  $S_{11}$ ,  $S_{12}$  κ.λπ.). [24]

Υπάρχουν τέσσερις  $S$  παράμετροι οι  $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{12}$  και  $S_{21}$ .

- ❖  $S_{21}$  είναι το ορθό κέρδος,  $A_f$
- ❖  $S_{12}$  είναι ο συντελεστής ανάστροφης μετάδοσης σήματος  $A_r$ , το οποίο είναι πολύ μικρό σε χαμηλές συχνότητες, αλλά μπορεί να γίνει μεγάλο σε υψηλές συχνότητες.
- ❖  $S_{11}$  είναι η εμπέδηση εισόδου,  $R_{in}$
- ❖  $S_{22}$  είναι η εμπέδηση εξόδου,  $R_{out}$  [25]

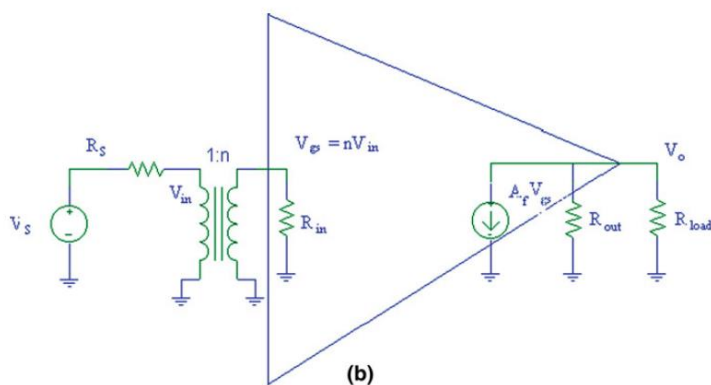
### 2.3.3 :

#### Δίκτυα προσαρμογής

Τα δίκτυα προσαρμογής εισόδου/εξόδου είναι παθητικά στοιχεία, αποτελούμενα από καλώδια, πηνία, πυκνωτές και αντιστάσεις. Τα δίκτυα αυτά επιτυγχάνουν, μεταξύ των άλλων τους ακόλουθους στόχους:

- Παρέχουν κατάλληλους τερματισμούς στα αναλογικά φίλτρα μεταξύ της κεραίας και του ενισχυτή καθώς και μεταξύ του ενισχυτή και του επόμενου μίκτη. Με κατάλληλη προσαρμογή διατηρούνται οι αποκρίσεις συχνότητας των φίλτρων αυτών. Τις περισσότερες φορές τα ίδια τα δίκτυα προσαρμογής χρησιμοποιούνται για την εκτέλεση μέρους του φιλτραρίσματος.
- Το δίκτυο προσαρμογής εισόδου εξασφαλίζει τη βέλτιστη απόδοση θορύβου καθώς και της σταθερότητας στην είσοδο. Το δίκτυο προσαρμογής εξόδου εξασφαλίζει σταθερότητα στην έξοδο.
- Το δίκτυο προσαρμογής εισόδου παρέχει τη κατάλληλη προσαρμογή ισχύος μεταξύ της κεραίας και του ενισχυτή.

Στο επόμενο σχήμα 2.3 έχει χρησιμοποιηθεί ένα ιδανικό στοιχείο προσαρμογής ευρείας ζώνης που είναι ένας μετασχηματιστής.



**Σχήμα 2-3** Ενισχυτής LNA με μετασχηματιστή προσαρμογής στην είσοδο [24]

Η προσαρμογή ευρείας ζώνης κατά προτίμηση υλοποιείται χρησιμοποιώντας ενεργά στοιχεία σε ανατροφοδότηση για την επίτευξη ελεγχόμενης σύνθετης αντίστασης. Άλλες τεχνικές ευρείας ζώνης χρησιμοποιούν ανατροφοδότηση γύρω από τον ενισχυτή. Ωστόσο, δεδομένου ότι το σήμα είναι εγγενώς στενής ζώνης, είναι διαθέσιμη μια άλλη μορφή μετατροπής σύνθετης αντίστασης, ο μετασχηματισμός χρησιμοποιώντας κυκλώματα συντονισμού.

Αυτή η προσαρμογή στενής ζώνης μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας είτε παθητικά κυκλώματα RLC είτε ανατροφοδότηση γύρω από ενεργά κυκλώματα. Επιπλέον, η προσαρμογή με συντονισμό στενής ζώνης έχει ένα άλλο πλεονέκτημα: Τα απαιτούμενα φίλτρα εισόδου και εξόδου περιορισμού του θορύβου μπορούν να αποτελούν τμήμα του δικτύου προσαρμογής. [24]

## 2.3.4

### Ενισχυτές LNA στενής και ευρείας ζώνης

Λόγω αυτών των δύο τύπων προσαρμογής μπορούμε να σκεφτούμε ότι θα έχουμε δύο τύπους ενισχυτών χαμηλού θορύβου. Ένας που χρησιμοποιεί ενισχυτή στενής ζώνης και ένας που χρησιμοποιεί ενισχυτή ευρείας ζώνης. Τα δίκτυα προσαρμογής σε αυτούς τους δύο τύπους διαφέρουν ως προς την απόκριση της συχνότητά τους, αφού ο ένας έχει απόκριση ευρείας ζώνης και ο άλλος στενής. [24]

Οι ευρείας ζώνης ενισχυτές χαμηλού θορύβου χρησιμοποιούνται σε συστήματα λήψης όπου ο λόγος μεταξύ του εύρους ζώνης (BW) και της κεντρικής συχνότητας μπορεί να είναι ίση με δύο. Στα παραδείγματα εφαρμογής είναι οι αναλογικές καλωδιακές (50-850 MHz), δορυφορικές (950-2150 MHz) και επίγειες ψηφιακές (450-850 MHz) τηλεοπτικές μεταδόσεις.

Επιπλέον, ένα ενισχυτής χαμηλού θορύβου ευρείας ζώνης μπορεί να αντικαταστήσει αρκετούς LC-συντονιζόμενους ενισχυτές χαμηλού θορύβου που τυπικά χρησιμοποιούνται σε πολυζωνικούς δέκτες στενής ζώνης. Μια σχεδίαση ενισχυτή ευρείας ζώνης εξοικονομεί χώρο σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα και ταιριάζει καλύτερα με την τάση για ευέλικτα ραδιόφωνα με όσο το δυνατόν περισσότερη επεξεργασία σήματος (π.χ. επιλογή καναλιού, απόρριψη ειδώλου κ.λπ.) στον ψηφιακό τομέα. [26]

Οι υλοποιημένοι σε ένα ολοκληρωμένο δέκτες υψηλής ευαισθησίας απαιτούν ενισχυτές LNA με αρκετά μεγάλο κέρδος, εικόνα θορύβου (NF) αρκετά κάτω από 3 dB, επαρκή γραμμικότητα και σύζευξη εμπέδησης πηγής. Το τελευταίο χαρακτηριστικό είναι για να αποφεύγονται οι αντανάκλασεις σήματος σε καλώδιο ή οι μεταβολές των χαρακτηριστικών του φίλτρου ραδιοσυχνοτήτων που προηγείται του ενισχυτή αυτού, όπως η κυμάτωση της ζώνης διέλευσης και η εξασθένηση της ζώνης αποκοπής. [27]

Αυτές οι απαιτήσεις πρέπει να επιτυγχάνονται σε ένα ευρύ φάσμα συχνοτήτων, ενώ παρουσιάζουν μεταβλητή απολαβή, για τον χειρισμό και αντιμετώπιση των παρεμβολών που δημιουργούνται από ισχυρά γειτονικά κανάλια. [26]

Επίσης οι ενισχυτές στενής ζώνης έχουν ένα συντονισμένο δίκτυο προσαρμογής στην είσοδο και έξοδο. Εάν υλοποιηθούν μαζί με την επόμενη βαθμίδα σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, μπορεί να παραλειφθεί ένα δίκτυο σύζευξης εξόδου.

Οι ενισχυτές ευρείας ζώνης, από την άλλη πλευρά, χρειάζονται ένα ευρείας ζώνης δίκτυο προσαρμογής. Το δίκτυο προσαρμογής θα πρέπει να αντισταθμίζει την απόκριση συχνότητας του ενισχυτή έτσι ώστε να έχουμε μια ομαλή απόκριση

συχνότητας στην έξοδο. Για ενισχυτές ευρείας ζώνης πολλαπλών βαθμίδων, απαιτείτε ένα δίκτυο προσαρμογής μεταξύ των βαθμίδων αυτών.

Ποια είναι τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα των δύο προσεγγίσεων; Η λύση της ευρείας ζώνης απαιτεί πρώτα το σχεδιασμό ενός γενικού ευρείας ζώνης ενισχυτή. Μπορούμε κατόπιν να τοποθετήσουμε ένα ζωνοπερατο φίλτρο στην έξοδο του για να επιτύχουμε την επιλογή ζώνης συχνοτήτων.

Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι ο όλος σχεδιασμός χωρίζεται σε δύο ανεξάρτητα βήματα, κάνοντας το κάθε βήμα πιο διαχειρίσιμο και με λιγότερες μεταβλητές και περιορισμούς. Ένα ζωνοπερατο φίλτρο με ακριβή κεντρική συχνότητα λειτουργίας επιτυγχάνεται ευκολότερα λόγω των χαρακτηριστικών ευρείας ζώνης της βαθμίδας του ενισχυτή.

Το πρόβλημα με αυτή τη μέθοδο είναι ότι ο ενισχυτής διαθέτει απόκριση ευρείας ζώνης, κάνοντας έτσι το κύκλωμα εξαιρετικά πολύπλοκο και με μεγάλη κατανάλωση ισχύος. Επιπλέον, η απόδοση του κυκλώματος, ειδικά η απόδοση του θορύβου, δεν είναι ικανοποιητική. Από την άλλη πλευρά, για τη προσέγγιση στενής ζώνης μετά από κατάλληλη προσαρμογή σύνθετης αντίστασης στενής ζώνης και χαμηλής βελτιστοποίησης θορύβου στην είσοδο, όχι μόνο μπορούμε να έχουμε απόδοση χαμηλού θορύβου, αλλά μπορούμε επίσης να εξαλείψουμε την ισχύ της συνεχής συνιστώσας κατά ένα σημαντικό ποσοστό.

Στην έξοδο χρησιμοποιούμε ένα συντονισμένο κύκλωμα πηνίου - πυκνωτή για να μεγιστοποιήσουμε το κέρδος έτσι ώστε να μπορούμε να παραλείψουμε την επιπλέον βαθμίδα κέρδους και να κάνουμε το κύκλωμα πιο απλό.

Το μειονέκτημα της μεθόδου στενής ζώνης έγκειται στη δυσκολία του να πέτυχουμε ενίσχυση ζώνης συχνοτήτων με ακριβή κεντρική συχνότητα λόγω διακύμανσης της τιμής του στοιχείου του κυκλώματος που είναι εγγενής σε μια διαδικασία υψηλής κλίμακας ολοκλήρωσης. Αυτό μπορεί να γίνει με το συντονισμό του συντονισμένου κυκλώματος μέσα στο ολοκληρωμένο. [24]

Προηγμένες εφαρμογές, όπως οι ηλεκτρονικά κατευθυνόμενες συστοιχίες (AESA) για στρατιωτικές εφαρμογές και οι κεραιές διάταξης φάσης για συστήματα ασύρματης επικοινωνίας 5G, απαιτούν έναν πολύ μεγάλο αριθμό μονάδων T/R, με κάθε κανάλι λήψης να απαιτεί από έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου.



**Σχήμα 2.4** Τα συστήματα ραντάρ διάταξης φάσης AESA χρησιμοποιούνται τόσο σε εμπορικά όσο και σε στρατιωτικά αεροσκάφη. Χρησιμοποιούν δεκάδες ενισχυτές χαμηλού θορύβου βελτιώνοντας την ευαισθησία του δέκτη και το λόγο σήματος προς θόρυβο [22]



Στα συστήματα ραντάρ, μπορούν να χρησιμοποιηθούν ενισχυτές LNA ευρείας ζώνης και η απόδοσή τους θα επηρεάσει την εμβέλεια και την ακρίβεια τους. [22]

## 2.4

### Φίλτρα ραδιοσυχνοτήτων RF

Τα φίλτρα χρησιμοποιούνται σε πάρα πολλούς τομείς της ηλεκτρονικής. Τα φίλτρα ραδιοσυχνοτήτων χρησιμοποιούνται για την αποκοπή ή την αποδοχή σημάτων που εμπίπτουν σε συγκεκριμένες περιοχές του ραδιοφάσματος. Υπάρχουν πολλές διαφορετικές περιπτώσεις όπου μπορούν να χρησιμοποιηθούν - ο κατάλογος των εφαρμογών είναι σχεδόν άπειρος.

Βρίσκονται μέσα στους ραδιοφωνικούς δέκτες για να παρέχουν την επιλεκτικότητα, καθώς επιτρέπουν μόνο στη σωστή περιοχή ζώνης συχνοτήτων να εισέλθει στις τελευταίες βαθμίδες του δέκτη. Χρησιμοποιούνται επίσης μέσα στους πομπούς για να διασφαλιστεί ότι δεν μεταδίδονται ανεπιθύμητα σήματα ή παρεμβολές. [28]

Τα φίλτρα ραδιοσυχνοτήτων σχεδιάζονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε να μπορούν εύκολα να λειτουργούν σε ένα εύρος συχνοτήτων που κυμαίνεται από μεσαίες έως εξαιρετικά υψηλές συχνότητες, δηλαδή Megahertz και Gigahertz. Λόγω των λειτουργικών χαρακτηριστικών τους, χρησιμοποιούνται συχνότερα σε ηλεκτρονικές συσκευές όπως το ραδιόφωνο, τις ασύρματες επικοινωνίες και την τηλεόραση. [29]

Τα φίλτρα αυτά χρησιμοποιούνται για να εξασφαλίσουν ότι τα απαιτούμενα προϊόντα μίξης από τους μίκτες θα περάσουν στις επόμενες βαθμίδες και αποτελούν ουσιαστικό στοιχείο σχεδόν όλων των συστημάτων RF. Απαιτούνται φίλτρα τόσο μέσα στα συστήματα όσο και στην είσοδο και έξοδο του συστήματος.

Με τη χρήση κατάλληλων φίλτρων, τα σωστά σήματα μπορούν να φτάσουν στα απαιτούμενα μέρη του κυκλώματος και με αυτό τον τρόπο η πιστότητα του τελικού σήματος διατηρείται στα υψηλότερα πρότυπα, η παρεμβολή μειώνεται και η απόδοση του συστήματος διατηρείται όσο το δυνατόν υψηλότερη. [28]

Γενικά, η πλειοψηφία αυτών των φίλτρων αποτελείται από συζευγμένα κυκλώματα συντονιστών, των οποίων ο παράγοντας ποιότητας μπορεί να καθορίσει το επίπεδο φίλτραρίσματος εντός των βαθμίδων. Με βάση την εφαρμογή και το μέγεθος του ασύρματου εξοπλισμού, υπάρχουν πολλά είδη φίλτρων, όπως για παράδειγμα φίλτρα κοιλότητας, επίπεδα φίλτρα, ηλεκτροακουστικά φίλτρα, διηλεκτρικά, ομοαξονικά και πολλά άλλα. [29]

#### 2.4.1 :

#### Βασικοί τύποι φίλτρων

Όπως είπαμε τα φίλτρα ραδιοσυχνοτήτων αποτελούν ένα ειδικό είδος κυκλώματος που επιτρέπει στα σωστά σήματα να περάσουν ενώ απαγορεύει τη διέλευση σε ανεπιθύμητα σήματα. Όταν πρόκειται για την τοπολογία του φίλτρου, υπάρχουν τέσσερις βασικοί τύποι φίλτρων RF, δηλαδή φίλτρο υψηλής διέλευσης, φίλτρο χαμηλής διέλευσης, φίλτρο ζώνης διέλευσης και απόρριψη ζώνης. [29]

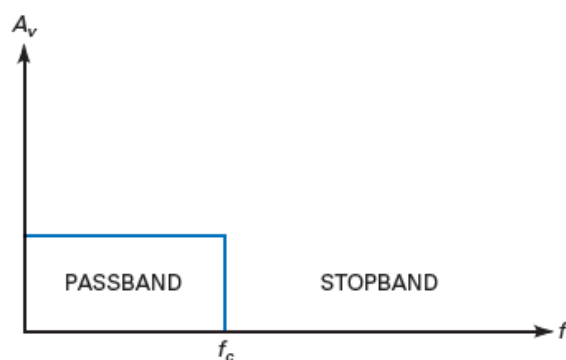
Η απόκριση συχνότητας ενός φίλτρου είναι η γραφική παράσταση του κέρδους τάσης ως προς την συχνότητα. [30]

Κάθε διαφορετικός τύπος φίλτρου απορρίπτει ή δέχεται σήματα με διαφορετικό τρόπο, και χρησιμοποιώντας τον σωστό τύπο φίλτρου RF είναι δυνατή η αποδοχή των απαιτούμενων σημάτων καθώς και η απόρριψη αυτών που δεν είναι επιθυμητά. Οι τέσσερις βασικοί τύποι φίλτρων είναι: [29]

#### Φίλτρο χαμηλής διέλευσης- χαμηλοπερατο φίλτρο

Όπως το όνομα υποδηλώνει το φίλτρο χαμηλής διέλευσης είναι μια μορφή φίλτρου που επιτρέπει να εισέρχονται μόνο σήματα στις πολύ χαμηλές συχνότητες. Συνήθως το γράφημα της απόκρισης σήματος συναρτησης της συχνότητας είναι ομαλό και επίπεδο μέχρι το σημείο της συχνότητας αποκοπής και στη συνέχεια πέφτει, με ρυθμό που καθορίζεται από την τάξη του φίλτρου. [29]

Στο σχήμα 2.5 φαίνεται η ιδανική απόκριση συχνότητας ενός χαμηλοπερατου φίλτρου.



**Σχήμα 2.5** Απόκριση συχνότητας ιδανικού χαμηλοπερατου φίλτρου [30]

Από ένα χαμηλοπερατο φίλτρο περνάνε όλες οι συχνότητες από το μηδέν μέχρι τη συχνότητα αποκοπής και αποκόπτονται όλες οι συχνότητες πάνω από τη συχνότητα αυτή.

Με ένα τέτοιο φίλτρο, οι συχνότητες μεταξύ του μηδενός και της συχνότητας αποκοπής λέμε ότι βρίσκονται στην ζώνη διέλευσης. Οι συχνότητες πάνω από τη συχνότητα αποκοπής βρίσκονται στην ζώνη φραγής.

Η ενδιαμέση περιοχή μεταξύ της ζώνης διέλευσης και της ζώνης φραγής ονομάζεται περιοχή μετάβασης. Ένα ιδανικό χαμηλοπερατο φίλτρο έχει μηδενική εξασθένηση (απώλεια σήματος) στη ζώνη διέλευσης, άπειρη εξασθένηση στη ζώνη φραγής και μία κατακόρυφη μετάβαση.

Παρουσιάζει επίσης μηδενική μετατόπιση φάσης για όλες τις συχνότητες μέσα στη ζώνη διέλευσης. Η μηδενική μετατόπιση φάσης είναι σημαντική όταν το σήμα εισόδου δεν είναι ημιτονικό. Όταν ένα φίλτρο έχει μηδενική μετατόπιση φάσης, διατηρείται το σχήμα του μη ημιτονικού σήματος καθώς διέρχεται μέσα από το ιδανικό φίλτρο.

Για παράδειγμα, αν το σήμα εισόδου είναι ένα τετραγωνικό σήμα, παρουσιάζει μια βασική συχνότητα και ένα πλήθος από αρμονικές. Εάν η θεμελιώδης συχνότητα και όλες οι σημαντικές αρμονικές (περίπου οι δέκα πρώτες) βρίσκονται μέσα στη ζώνη διέλευσης, το τετραγωνικό σήμα θα έχει περίπου το ίδιο σχήμα στην έξοδο. [30]

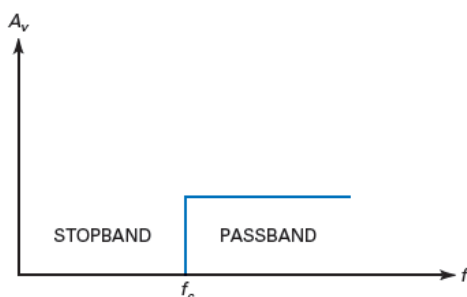
Τα φίλτρα χαμηλής διέλευσης έρχονται σε διάφορες μορφές. Η κύρια εφαρμογή αυτού του φίλτρου είναι η καταστολή των αρμονικών του ενισχυτή ραδιοσυχνότητων. Αυτό το χαρακτηριστικό είναι σημαντικό, καθώς βοηθά στην αποτροπή ανεπιθύμητων παρεμβολών όταν έχουμε διάφορες ζώνες μετάδοσης. Κυρίως, τα φίλτρα χαμηλής διέλευσης χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές ήχου και

φιλτράρουν τους θορύβους από οποιοδήποτε εξωτερικό κύκλωμα. Αφού φιλτραριστούν τα σήματα υψηλής συχνότητας, οι προκύπτουσες συχνότητες σήματος αποκτούν καθαρή ποιότητα.[29]

#### Φίλτρο υψηλής διέλευσης – Υψιπερατο φίλτρο

Το φίλτρο υψηλής διέλευσης είναι από πολλές απόψεις το αντίστροφο του φίλτρου χαμηλής διέλευσης. Επιτρέπει μόνο σε σήματα που είναι υψηλότερα από τη συχνότητα αποκοπής να περάσουν μέσα από αυτό. Πάνω από αυτό το σημείο το γράφημα είναι ομαλό και επίπεδο και κάτω από τη συχνότητα αποκοπής η απόκριση πέφτει με ρυθμό που καθορίζεται από την τάξη του φίλτρου. [28]

Στο σχήμα 2.6 φαίνεται η ιδανική απόκριση συχνότητας ενός υψιπερατου φίλτρου.



**Σχήμα 2.6** Απόκριση συχνότητας ιδανικού υψιπερατου φίλτρου [30]

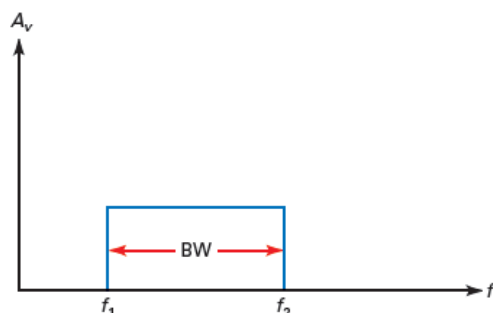
Οι συχνότητες μεταξύ του μηδενός και της συχνότητας αποκοπής βρίσκονται στην ζώνη φραγής η αποκοπής, ενώ όσες βρίσκονται πάνω από τη συχνότητα αποκοπής αποτελούν την ζώνη διέλευσης. Ένα ιδανικό υψιπερατο φίλτρο έχει άπειρη εξασθένηση στη ζώνη αποκοπής, μηδενική εξασθένηση στη ζώνη διέλευσης και μία κατακόρυφη μετάβαση από την μια ζώνη στην άλλη. [30]

Συνήθως, τα φίλτρα υψηλής διέλευσης χρησιμοποιούνται στα ηχητικά συστήματα μέσω των οποίων φιλτράρονται όλες οι χαμηλές συχνότητες. Επιπλέον, χρησιμοποιείται για την αφαίρεση των μπάσων σε μικρά ηχεία και σε πολλές περιπτώσεις, αυτά τα φίλτρα είναι ειδικά ενσωματωμένα στα ηχεία. [29]

#### Ζωνοπερατο φίλτρο

Το ζωνοπερατο φίλτρο επιτρέπει να περάσουν μόνο τα σήματα εντός ορισμένων συχνοτήτων. Πάνω και κάτω από τις συχνότητες αποκοπής, τα σήματα θα εξασθενήσουν και εντός της αποδεκτής ζώνης ραδιοσυχνοτήτων, τα σήματα θα περάσουν. [28]

Στο σχήμα 2.7 φαίνεται η ιδανική απόκριση συχνότητας ενός ζωνοπερατου φίλτρου.



**Σχήμα 2.7** Απόκριση συχνότητας ιδανικού ζωνοπερατου φίλτρου [30]



Η ζώνη διέλευσης είναι όλες οι συχνότητες μεταξύ των δυο συχνοτήτων αποκοπής. Οι συχνότητες κάτω από τη χαμηλότερη συχνότητα αποκοπής και πάνω από την ανώτερη συχνότητα είναι η ζώνη φραγής. Ένα ιδανικό ζωνοπερατο φίλτρο έχει μηδενική εξασθένηση στη ζώνη διέλευσης, άπειρη εξασθένηση στη ζώνη φραγής και δύο κατακόρυφες μεταβάσεις.

Το εύρος ζώνης αυτού του φίλτρου είναι η διαφορά μεταξύ της υψηλότερης και χαμηλότερης 3-dB συχνοτητας αποκοπής:

$$[30] \quad BW = f_2 - f_1 \quad (10)$$

Η κεντρική συχνότητα  $f_0$  δίνεται από τον γεωμετρικό μέσο όρο των δύο συχνοτήτων αποκοπής:

$$[30] \quad f_0 = \sqrt{f_1 f_2} \quad (11)$$

Για να αποφευχθεί η παρεμβολή μεταξύ διαφορετικών τηλεφωνικών συνομιλιών, τα φίλτρα ζώνης διέλευσης έχουν αποκρίσεις που προσεγγίζουν την ιδανική μορφή απόκρισης που φαίνεται στο σχήμα 2.7.

Ο συντελεστής ποιότητας  $Q$  αυτού του φίλτρου ορίζεται ως η κεντρική συχνότητα διαιρούμενη με το εύρος ζώνης:

$$[30] \quad Q = \frac{f_0}{BW} \quad (12)$$

Όταν ο παράγοντας  $Q$  είναι μεγαλύτερος από το 10, η κεντρική συχνότητα μπορεί να προσεγγιστεί με τον αριθμητικό μέσο των συχνοτήτων αποκοπής:

$$[30] \quad f_0 \cong \frac{f_1 + f_2}{2} \quad (13)$$

Εάν το  $Q$  είναι μικρότερο από 1, το φίλτρο ζώνης διέλευσης καλείται φίλτρο ευρείας ζώνης. Εάν το  $Q$  είναι μεγαλύτερο από 1, το φίλτρο ονομάζεται φίλτρο στενής ζώνης. Ένα ζωνοπερατο φίλτρο είναι χρήσιμο σε συστήματα ηλεκτρονικής επικοινωνίας, όπως σε πομπούς και δέκτες AM/FM, όπου θα πρέπει να περάσει μόνο ένα συγκεκριμένο φάσμα συχνοτήτων και να μπλοκαριστούν όλα τα υπόλοιπα. [30]

Η κύρια λειτουργία του σε έναν πομπό είναι ο περιορισμός του εύρους ζώνης του σήματος εξόδου στο ελάχιστο, έτσι ώστε τα απαραίτητα δεδομένα να μπορούν να μεταφερθούν στην επιθυμητή ταχύτητα και τύπο δεδομένων. Όταν πρόκειται για τον δέκτη, το φίλτρο ζώνης επιτρέπει την αποκωδικοποίηση μόνο μιας επιθυμητής περιοχής συχνοτήτων. [29]

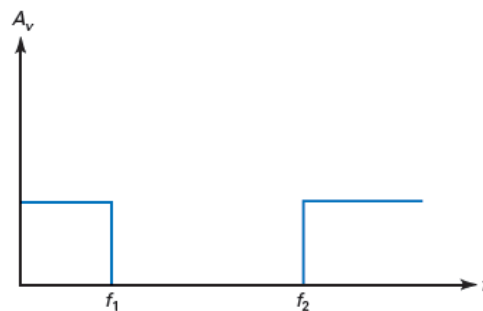
Είναι επίσης χρήσιμο στον τηλεφωνικό εξοπλισμό επικοινωνιών για τον διαχωρισμό των διαφορετικών τηλεφωνικών συνομιλιών που μεταδίδονται ταυτόχρονα μέσω του ίδιου διαύλου επικοινωνίας. [30]

#### Φίλτρο απόρριψης ζώνης - ζωνοφρακτικό φίλτρο

Το φίλτρο απόρριψης ζώνης είναι το αντίθετο από το φίλτρο διέλευσης ζώνης, καθώς απορρίπτει σήματα εντός συγκεκριμένης ζώνης ραδιοσυχνοτήτων. Αυτή η μορφή φίλτρου χρησιμοποιείται συχνά για την αφαίρεση ανεπιθύμητων σημάτων που είναι γνωστό ότι υπάρχουν σε ένα σύστημα. [28]

Σε αυτό το φίλτρο, η ζώνη φραγής είναι όλες οι συχνότητες μεταξύ της κάτω και άνω συχνοτητας αποκοπής, ενώ οι συχνότητες κάτω από τη χαμηλότερη συχνότητα αποκοπής και πάνω από την ανώτερη συχνότητα αποκοπής αποτελούν την ζώνη

διέλευσης. Ένα ιδανικό ζωνοφρακτικό φίλτρο έχει άπειρη εξασθένηση στη ζώνη φραγής, καμία εξασθένηση στη ζώνη διέλευσης και δύο κατακόρυφες μεταβάσεις. Στο σχήμα 2.8 φαίνεται η ιδανική απόκριση συχνότητας ενός ζωνοφρακτικού φίλτρου. [30]



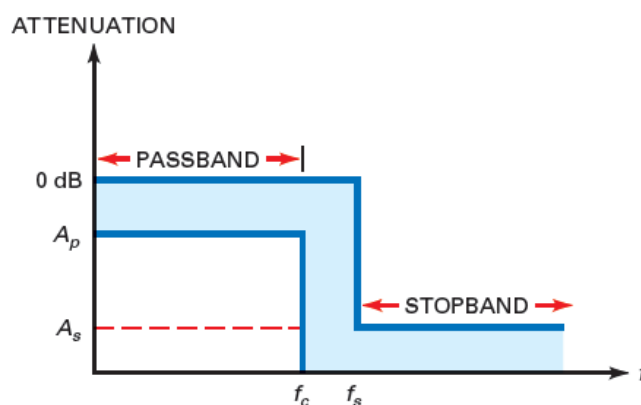
Σχήμα 2.8 Απόκριση συχνότητας ιδανικού ζωνοφρακτικού φίλτρου [30]

## 2.4.2 : Προσεγγιστικές αποκρίσεις

Οι ιδανικές αποκρίσεις που είδαμε είναι αδύνατο να πραγματοποιηθούν με πρακτικά κυκλώματα, αλλά υπάρχουν πρότυπες προσεγγίσεις που χρησιμοποιούνται ως συμβιβασμοί για τις ιδανικές αποκρίσεις. Κάθε μία από αυτές τις προσεγγίσεις προσφέρει ένα πλεονέκτημα που οι άλλες δεν έχουν. Η προσέγγιση που επιλέγει ο σχεδιαστής θα εξαρτηθεί από το τι είναι αποδεκτό στη κάθε εφαρμογή.

Στην ανάλυση και τον σχεδιασμό ενός φίλτρου, το χαμηλοπερατο φίλτρο αποτελεί ένα πρωτότυπο φίλτρο, ένα βασικό κύκλωμα που μπορεί να τροποποιηθεί για να πάρει την μορφή άλλων κυκλωμάτων. Τυπικά, οποιοδήποτε πρόβλημα φίλτρου μπορεί να μετατραπεί σε ένα ισοδύναμο πρόβλημα χαμηλοπερατου φίλτρου και λύνεται ως ένα τέτοιο πρόβλημα. Κατόπιν η λύση για το πρόβλημα του χαμηλοπερατου φίλτρου μετατρέπεται ως λύση για τον αρχικό τύπο φίλτρου.

Τα χαρακτηριστικά για μηδενική εξασθένηση στη ζώνη διέλευσης, άπειρη εξασθένηση στη ζώνη αποκοπής και κάθετη μετάβαση δεν είναι ρεαλιστικά. Για να φτιάξουμε ένα πρακτικό χαμηλοπερατο φίλτρο, οι τρεις περιοχές προσεγγίζονται όπως φαίνεται στο σχήμα 2.9.



Σχήμα 2.9 Απόκριση συχνότητας πραγματικού χαμηλοπερατου φίλτρου [30]

Η ζώνη διέλευσης είναι το σύνολο των συχνοτήτων μεταξύ 0 και  $f_c$ . Η ζώνη αποκοπής είναι όλες οι συχνότητες πάνω από την  $f_s$ . Η μεταβατική περιοχή είναι μεταξύ των συχνοτήτων  $f_c$  και  $f_s$ . [30]

### 2.4.3 :

#### Χαρακτηριστικά RF φίλτρων

Όπως είπαμε ένα φίλτρο επιτρέπει στα σήματα να περνάνε μέσα από την ζώνη διέλευσης. Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου ορίζεται ως το σημείο στο οποίο η στάθμη εξόδου από το φίλτρο πέφτει στο 50% (-3 dB) της στάθμης της ζώνης διέλευσης, υποθέτοντας μια σταθερή στάθμη εισόδου. Η συχνότητα αποκοπής αναφέρεται μερικές φορές ως η μισή ισχύς ή συχνότητα -3 dB.

Η ζώνη απαγόρευσης του φίλτρου είναι ουσιαστικά η ζώνη συχνοτήτων που απορρίπτεται από το φίλτρο. Θεωρείται ότι ξεκινά από το σημείο όπου το φίλτρο φθάνει στο απαιτούμενο επίπεδο της απόρριψης.

Το ιδανικό φίλτρο, είτε πρόκειται για φίλτρο χαμηλής διέλευσης, είτε υψηλής διέλευσης είτε ζωνοπερατο, δεν θα παρουσιάσει απώλεια μέσα στη ζώνη διέλευσης, δηλαδή τις συχνότητες κάτω από τη συχνότητα αποκοπής. Στη συνέχεια, πάνω από αυτή τη συχνότητα και σε αυτό που καλείτε ζώνη φραγής, το φίλτρο απορρίπτει όλα τα σήματα. Στην πραγματικότητα δεν είναι δυνατόν να επιτευχθεί το τέλειο φίλτρο και άρα αφενός μεν υπάρχει πάντα κάποια απώλεια εντός της ζώνης διέλευσης και αφετέρου δε δεν είναι δυνατόν να επιτευχθεί άπειρη απόρριψη στη ζώνη αποκοπής.

Τα φίλτρα μπορούν να σχεδιαστούν έτσι ώστε να ικανοποιούν διάφορες απαιτήσεις. Παρόλο που χρησιμοποιούνται οι ίδιες σχεδιαστικές διαμορφώσεις του βασικού κυκλώματος, οι τιμές των διαφόρων στοιχείων διαφέρουν όταν το κύκλωμα έχει σχεδιαστεί ώστε να πληροί διαφορετικά κριτήρια. [28]

Κάποιοι συνήθεις τύποι φίλτρων ραδιοσυχνοτήτων είναι οι εξής:

#### Φίλτρο Chebyshev

Τα φίλτρα Chebyshev χρησιμοποιούνται για να διαχωρίσουν μια ζώνη συχνοτήτων από μια άλλη. Καλούνται και φίλτρα σταθερής κυμάτωσης, αφού παρουσιάζουν μία απόκριση σταθερής κυμάτωσης εντός της ζώνης διέλευσης. Το κύριο χαρακτηριστικό των φίλτρων Chebyshev είναι η ταχύτητά τους, ενώ η σχεδίαση αυτών των φίλτρων βασίζεται σε μια μαθηματική τεχνική που ονομάζεται μετασχηματισμός Z.

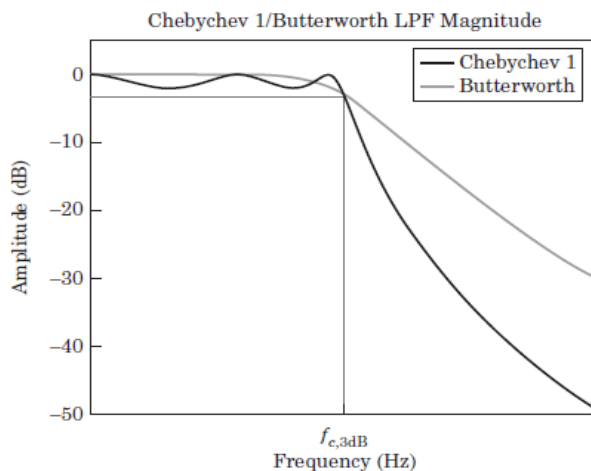
Αυτά τα φίλτρα ονομάζονται έτσι από τη χρήση των πολυωνύμων Chebyshev, τεχνικής που αναπτύχθηκε από τον Ρώσο μαθηματικό Pafnuti Chebyshev (1821-1894). [31]

Αυτό το φίλτρο παρέχει γρήγορη αποκοπή μετά την επίτευξη της συχνότητας αποκοπής. Ωστόσο, αυτό γίνεται σε βάρος της κυμάτωσης ζώνης. Όσο περισσότερο υπάρχει κυμάτωση ζώνης που μπορεί να γίνει ανεκτή, τόσο πιο γρήγορη είναι η αποκοπή. Η συνάρτηση μεταφοράς για αυτό το φίλτρο είναι:

$$[28] \quad H(s) = \frac{K\omega_p^N}{\varepsilon^{2^{N-1}}(s-p_1)(s-p_2)\dots(s-p_N)} \quad (14)$$

Όπου K είναι το απαιτούμενο κέρδος στο συνεχές, ενώ οι ρίζες του παρανομαστή λέγονται πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς ή φυσικές συχνότητες.

Το φίλτρο Chebyshev παρέχει μεγαλύτερη απόσβεση στη ζώνη διέλευσης, σε σχέση με το φίλτρο Butterworth. Για να ικανοποιηθούν οι ίδιες προδιαγραφές απαιτείται μικρότερη τάξη για ένα φίλτρο Chebyshev, σε σχέση με το Butterworth. [28]  
Στο πιο κάτω σχήμα φαίνεται η απόκριση πλάτους του φίλτρου αυτού με τους κυματισμούς στη ζώνη διέλευσης. [8]



**Σχήμα 2.10** Η απόκριση πλάτους ενός χαμηλοπερατού φίλτρου chebychev I με πέντε πόλους [8]

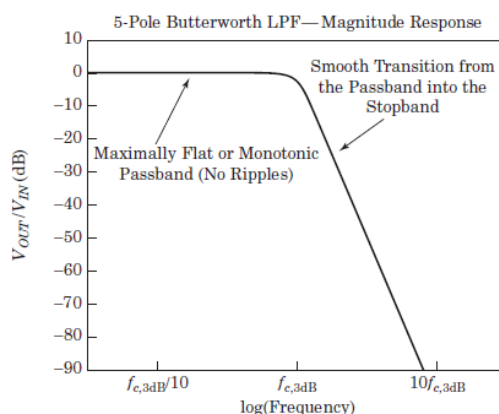
### Φίλτρο Butterworth

Αυτός ο τύπος φίλτρου παρέχει τη μέγιστη σταθερότητα στη ζώνη διέλευσης, αν και παρέχει χαμηλότερη εξασθένιση της ζώνης αποκοπής από ότι ένα φίλτρο Chebyshev. Ωστόσο, είναι επίσης σε θέση να παρέχει καλύτερη απόδοση καθυστέρησης περιβάλλουσας. Τα φίλτρα αυτά έχουν το πλεονέκτημα της επίπεδης απόκρισης στη ζώνη διέλευσης αλλά και το μειονέκτημα της αργής μετάβασης στη ζώνη αποκοπής. Η συνάρτηση μεταφοράς για το φίλτρο αυτό είναι:

$$[32] \quad H(s) = \frac{K\omega_0^N}{(s-p_1)(s-p_2)\dots(s-p_N)} \quad (15)$$

Όπου οι ρίζες του παρανομαστή λέγονται πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς ή φυσικές συχνότητες, η  $\omega_0$  είναι η συχνότητα του πόλου,  $N$  η τάξη του φίλτρου, και  $K$  είναι το απαιτούμενο κέρδος στο συνεχές. [32]

Το φίλτρο αυτό είναι το πιο απλό και συνηθισμένο, και τα χαρακτηριστικά του είναι πολύ εύκολο να περιγραφούν μαθηματικά. Κάθε φορά που μας ενδιαφέρει να υπολογίσουμε την εξασθένιση ενός φίλτρου σε ένα σύστημα, θα το κάνουμε υποθέτοντας ότι το φίλτρο είναι τύπου Butterworth. Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου αυτού είναι η συχνότητα στην οποία η ισχύς εξόδου έχει μειωθεί στο μισό ή 3-dB από τη μέγιστη τιμή. Αυτή είναι η 3-dB ή η συχνότητα μισής ισχύος και το σύμβολο της είναι  $f_{c,3dB}$ . Το σχήμα 2.11 δείχνει την απόκριση πλάτους του φίλτρου Butterworth. [8]

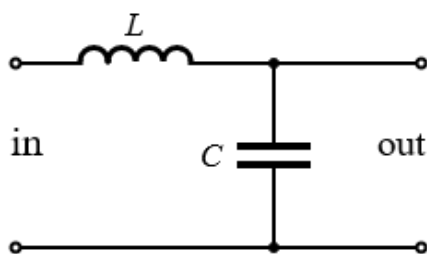


**Σχήμα 2.11** Η απόκριση πλάτους ενός χαμηλοπερατού φίλτρου Butterworth με πέντε πόλους [8]

### Φίλτρο Constant-k

Το φίλτρο σταθερού  $k$  έχει το πλεονέκτημα ότι είναι πολύ εύκολο να υπολογισθούν οι τιμές για τα διάφορα εξαρτήματα του. Αυτό επιτρέπει την εύκολη σχεδίασή του με ελάχιστες θεωρητικές γνώσεις μαθηματικών όπως στην περίπτωση πολλών άλλων φίλτρων. Ωστόσο, η απόδοσή του δεν συμπίπτει με εκείνη των άλλων τύπων φίλτρων, αν και για πολλές εφαρμογές είναι περισσότερο από επαρκής.

Η βασική σχεδιαστική μονάδα των φίλτρων σταθεράς  $k$  είναι το μισό τμήμα του "L" δικτύου, που αποτελείται από μια σειρά σύνθετης αντίστασης  $Z$  και μια είσοδο διακλάδωσης  $Y$ .



**Σχήμα 2.12** Χαμηλοπερατο φίλτρο Constant [33]

Το " $k$ " στην "σταθερή  $k$ " είναι η τιμή που δίνεται ως:

$$[33] \quad k^2 = \frac{Z}{Y} \quad (16)$$

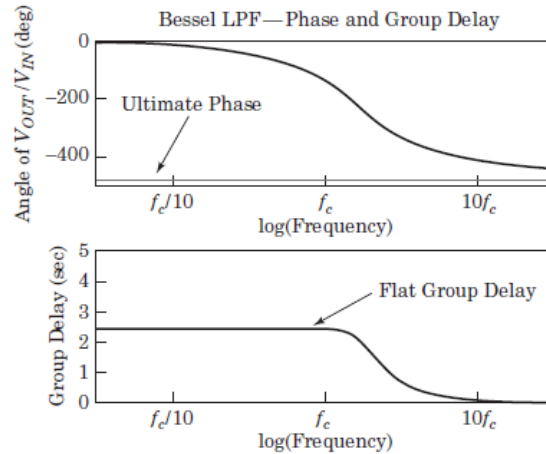
Είναι προφανές ότι για να είναι το  $k$  σταθερό, το  $Y$  πρέπει να είναι η συζυγής σύνθετη αντίσταση του  $Z$ . [33]

### Φίλτρα Bessel

Το φίλτρο Bessel αποτελεί έναν τύπο γραμμικού φίλτρου με μέγιστη επίπεδη καθυστέρηση χρόνου στη ζώνη διέλευσης, σε αντίθεση με το φίλτρο Butterworth που έχει μέγιστη επίπεδη απόκριση πλάτους. Το φίλτρο αυτό παρέχει μια σταθερή καθυστέρηση διάδοσης του φάσματος συχνοτητας εισόδου. Άρα όταν εφαρμόζουμε στην είσοδο του ένα τετραγωνικό σήμα -το οποίο αποτελείτε από μια θεμελιώδης

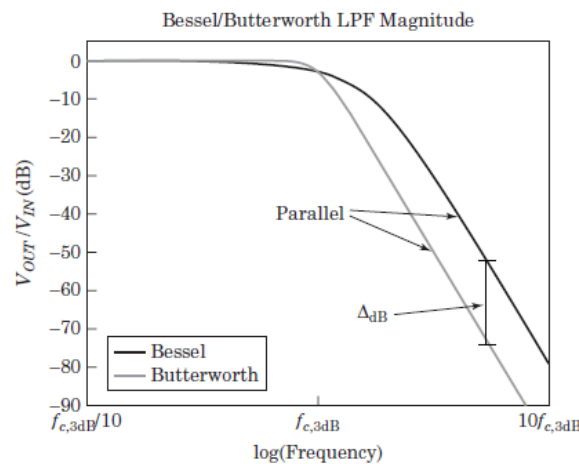
συχνότητα και πολλές αρμονικές- τότε παράγεται ένα επίσης τετραγωνικό σήμα χωρίς υπερανυψωση, πράγμα το οποίο σημαίνει ότι όλες οι συχνότητες καθυστερούν κατά την ίδια ποσότητα.

Το σχήμα 2.13 δείχνει την απόκριση καθυστέρησης της περιβάλλουσας ενός φίλτρου Bessel.



**Σχήμα 2.13** οι αποκρίσεις φάσης και πλάτους καθυστέρησης της περιβάλλουσας ενός τυπικού χαμηλοπερατού φίλτρου Bessel 5 πόλων [8]

Το σχήμα 2.14 δείχνει τις αποκρίσεις πλάτων και των δύο φίλτρων Bessel και Butterworth για σύγκριση.



**Σχήμα 2.14** Οι αποκρίσεις πλάτους χαμηλοπερατων φίλτρων Bessel και Buterworth [8]

Υπάρχουν πολλά διαφορετικά είδη ή μοντέλα για φίλτρα ραδιοσυχνοτήτων. Αυτά που αναφέρθηκαν παραπάνω είναι μερικά από τα πιο συχνά χρησιμοποιούμενα. [8]

## 2.5

**Ενισχυτές ραδιοσυχνοτήτων RF**

Μέσα στην βαθμίδα ραδιοσυχνοτήτων και μετά το φίλτρο ζώνης διέλευσης υπάρχει ένας ενισχυτής ραδιοσυχνοτήτων, η λειτουργία του οποίου είναι να ενισχύσει το σήμα εισόδου μέχρι το επίπεδο εκείνο όπου ακόμα και μετά την εξασθένηση του σήματος από τις επόμενες βαθμίδες, το σήμα αυτό να εξακολουθεί να πληροί τις ελάχιστες προδιαγραφές ισχύος στην είσοδο του μετατροπέα αναλογικό σε ψηφιακό ADC. [34]

Ένας ενισχυτής έχει σχεδιαστεί για να μεγεθύνει σήματα τα οποία έχουν συχνότητες πολύ υψηλότερες από τις συχνότητες ήχου. (Η RF συχνότητα μπορεί γενικά να σημαίνει οποιαδήποτε συχνότητα μεγαλύτερη από 20 kHz.) Ο ενισχυτής RF τοποθετείται μετά το συντονισμένο κύκλωμα και πριν από τον ανιχνευτή.

Τώρα το RF σήμα θα είναι πολύ μεγαλύτερο και θα είναι δυνατή η επιλογή περισσότερων σταθμών από ότι αν δεν υπήρχε ο ενισχυτής αυτός. Ο δέκτης παρουσιάζει καλύτερη ευαισθησία, αλλά έχει την ίδια επιλεκτικότητα με τον απλό δέκτη ραδιοσυχνοτήτων, επειδή το φαινόμενο της διομιλίας από τους παρακείμενους ραδιοφωνικούς σταθμούς ενισχύεται επίσης με το επιλεγμένο κανάλι. [35]

Ο ενισχυτής RF παρέχει ενίσχυση για το σήμα μόλις φτάσει από την κεραία. Το ενισχυμένο σήμα μετά διαβιβάζεται -μέσω του εξισωτή- στον μικτή/ταλαντωτή της βαθμίδας IF ο οποίος όπως θα δούμε στη συνέχεια έχει σκοπό να μετατοπίσει τη συχνότητα του εισερχόμενου σήματος στην ενδιάμεση συχνότητα, δηλαδή στον ενισχυτή IF.

Η βαθμίδα του μικτή αναγνωρίζεται συνήθως ως το πλέον θορυβώδες στάδιο στον δέκτη, έτσι ώστε ένας ενισχυτής RF να τοποθετείται μπροστά του για να «καλύψει» αυτόν τον θόρυβο με ένα υψηλότερο επίπεδο σήματος. Η βαθμίδα του ενισχυτή RF πρέπει να χρησιμοποιεί μια συσκευή ενίσχυσης χαμηλού θορύβου -όπως ένα τρανζίστορ χαμηλού θορύβου- για να διατηρεί τον εσωτερικά παραγόμενο θόρυβο του δέκτη όσο το δυνατόν χαμηλότερα.

Όλα τα επόμενα στάδια ενίσχυσης θα ενισχύσουν αυτόν τον θόρυβο από τη βαθμίδα του ενισχυτή RF μαζί με το σήμα, επομένως μια συσκευή χαμηλού θορύβου στην αρχή της διαδικασίας λήψης του δέκτη είναι πολύ σημαντική. [36]

## 2.5.1

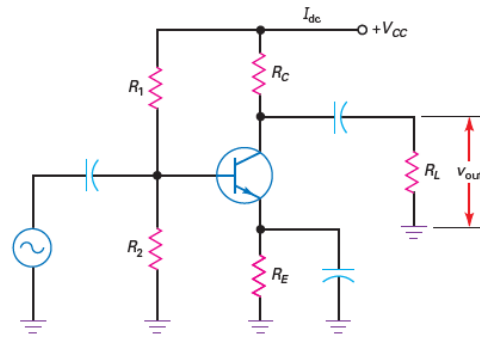
**Διατάξεις ενίσχυτών RF**

Ένας ενισχυτής RF μπορεί να περιλαμβάνει ένα τρανζίστορ το οποίο λειτουργεί σε μια τάξη λειτουργίας και παρουσιάζει ένα κέρδος ισχύος, το οποίο ορίζεται γενικά ως:

$$[30] \quad A_p = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (17)$$

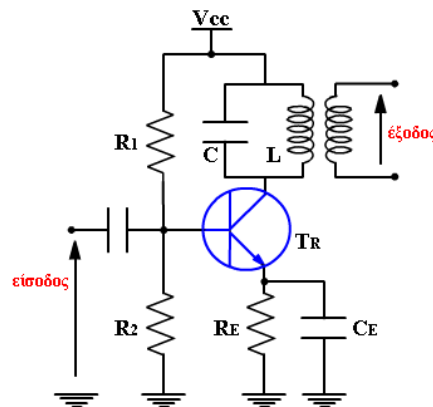
Δηλαδή, το κέρδος ισχύος είναι ίσο με την ισχύ εξόδου προς την ισχύ εισόδου του εναλλασσόμενου ρεύματος. Ένας ενισχυτής RF μπορεί να έχει ένα τρανζίστορ σε τάξη λειτουργίας A, σε μια κυκλωματική σχεδίαση όπως στο σχήμα 2.15 [30]





**Σχήμα 2-15** Ενισχυτής τάξης A [30]

Αυτό είναι πολωμένο στη γραμμική περιοχή λειτουργίας του. Οι ενισχυτές τάξης A δεν έχουν μεγάλη απόδοση και χρησιμοποιούνται είτε ως προ-ενισχυτές ή ως ενισχυτές χαμηλής σχετικά ισχύος. Στο πιο κάτω σχήμα 2.16 δίνεται μια κυκλωματική διάταξη ενισχυτή ραδιοσυχνοτήτων τάξης A χρησιμοποιώντας έναν μετασχηματιστή.

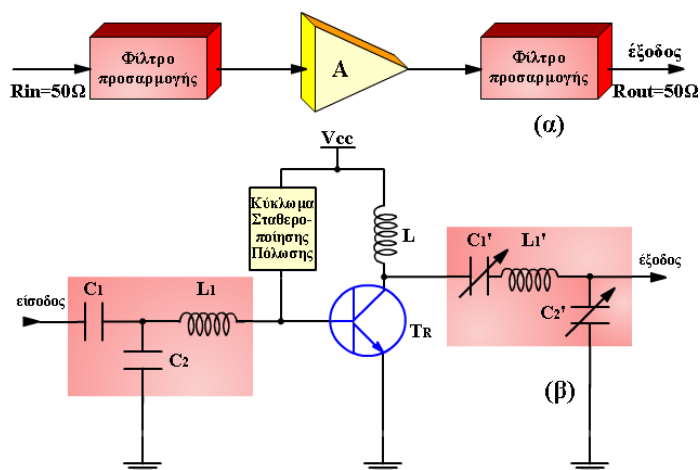


**Σχήμα 2.16** Ενισχυτής RF τάξης A με μετασχηματιστή [37]

Σε αυτό το κύκλωμα οι αντιστάσεις  $R_1$  και  $R_2$  χρησιμοποιούνται για την πόλωση του τρανζίστορ, ενώ στην έξοδο έχουμε ένα συντονιζόμενο κύκλωμα L-C στην συχνότητα λειτουργίας  $f_0$ . Συχνά στις ηλεκτρονικές διατάξεις το σχέδιο αυτό χρησιμοποιείται ως προ-ενισχυτής ή ενισχυτής ισχύος. Το φορτίο στην έξοδο του κυκλώματος συνδέεται επαγωγικά με έναν μετασχηματιστή. [37]

Με αυτό το είδος ενισχυτή, το ρεύμα συλλέκτη ρέει καθ' όλη τη διάρκεια του κύκλου, και άρα δεν υπάρχει αποκοπή του σήματος εξόδου. [30]

Αν θέλουμε να έχουμε έναν ενισχυτή τάξης A ακόμα μεγαλύτερης ισχύος, θα χρησιμοποιήσουμε το κύκλωμα του σχήματος 2.17.



Σχήμα 2.17 Ενισχυτής RF τάξης A μεγαλύτερης ισχύος [37]

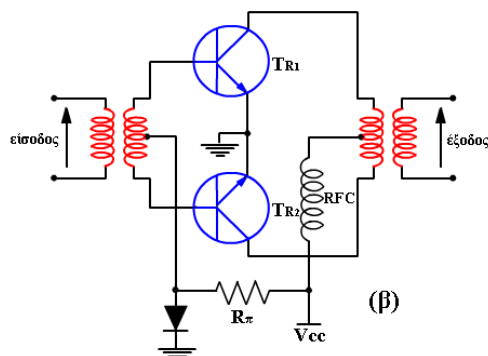
Ο ενισχυτής εδώ είναι προσαρμοσμένος στην είσοδο και την έξοδο μέσω των αντιστάσεων εισόδου και εξόδου των 50 Ω. Στο κύκλωμα αυτό η προσαρμογή καθίσταται εφικτή με συντονιζόμενα L-C φίλτρα ζώνης, σχεδιασμένα για μια συγκεκριμένη συχνότητα λειτουργίας. Για κυκλώματα ενισχυτών RF ακόμα μεγαλύτερης ισχύος μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε περισσότερα από ένα τρανζίστορ, τα οποία συνδέονται παράλληλα. [37]

Η απόδοση οποιουδήποτε ενισχυτή είναι μεταξύ 0 και 100 τοις εκατό. Η απόδοση μας δίνει έναν τρόπο σύγκρισης δύο διαφορετικών σχεδίων, διότι υποδεικνύει πόσο καλά ένας ενισχυτής μετατρέπει την συνεχή ισχύ εισόδου σε ισχύ εξόδου εναλλασσόμενου ρεύματος. Όσο υψηλότερη είναι η αποδοτικότητα, τόσο καλύτερος είναι ο ενισχυτής στη μετατροπή της ισχύος συνεχούς ρεύματος σε ισχύ εναλλασσόμενου ρεύματος. Αυτό είναι σημαντικό σε εξοπλισμό που λειτουργεί με μπαταρία, επειδή η υψηλή απόδοση σημαίνει ότι οι μπαταρίες διαρκούν περισσότερο. Δεδομένου ότι όλοι οι αντιστάτες (εκτός από την αντίσταση φορτίου) καταναλώνουν ισχύς, η απόδοση είναι μικρότερη από 100 τοις εκατό σε έναν ενισχυτή τάξης A. Στην πραγματικότητα, μπορεί να φανεί ότι η μέγιστη απόδοση ενός ενισχυτή τάξης A με μια συνεχής αντίσταση συλλέκτη και ξεχωριστή αντίσταση φορτίου είναι 25 τοις εκατό.

Σε ορισμένες εφαρμογές, η χαμηλή απόδοση των ενισχυτών τάξης A είναι αποδεκτή. Για παράδειγμα, οι βαθμίδες μικρού σήματος κοντά στο μπροστινό μέρος ενός συστήματος συνήθως λειτουργούν με χαμηλή απόδοση, επειδή η συνεχής ισχύς εισόδου είναι μικρή.

Η λειτουργία σε τάξη A είναι ο πιο συνήθης τρόπος λειτουργίας ενός τρανζίστορ σε γραμμικά κυκλώματα επειδή βρίσκει εφαρμογές σε απλούστερα και πιο σταθερά κυκλώματα πόλωσης. Όμως από την άλλη η τάξη A δεν είναι ο πιο αποτελεσματικός τρόπος λειτουργίας ενός τρανζίστορ. Σε ορισμένες εφαρμογές, όπως τα συστήματα που τροφοδοτούνται με μπαταρία, το ρεύμα του απαγωγού και η αποτελεσματικότητα της βαθμίδας αποτελούν σημαντικές παράμετροι στο σχεδιασμό. [30]

Επομένως μια εναλλακτική κυκλωματική διάταξη είναι να χρησιμοποιήσουμε δυο τρανζίστορ διάταξης push-pull στην λεγόμενη τάξη λειτουργίας B. Αυτή η σχεδίαση φαίνεται στο σχήμα 2.18.



**Σχήμα 2.18** Ενισχυτής RF διάταξης push – pull [37]

Το τρανζίστορ σε λειτουργία τάξης B έχει ένα μηδενικό ρεύμα ηρεμίας και ρέετε από ρεύμα κατά τη θετική ημιπερίοδο του σήματος εισόδου. [37]

Όταν ένα τρανζίστορ λειτουργεί σε τάξη B, βρίσκεται σε αποκοπή στο μισό κύκλο. Για να αποφευχθεί η προκύπτουσα παραμόρφωση του σήματος, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την συνδεσμολογία αυτή. Η ονομασία push-pull σημαίνει ότι όταν το ένα τρανζίστορ άγει για μισό κύκλο το άλλο είναι απενεργοποιημένο στην κατάσταση αποκοπής και αντίστροφα. [30]

Τα δυο τρανζίστορ άγουν συμπληρωματικά και λαμβάνουμε στην έξοδο μέσω του μετασχηματιστή το σήμα. [37]

Δεδομένου ότι δεν υπάρχει πόλωση στο σχήμα 2.18, κάθε τρανζίστορ βρίσκεται σε αποκοπή όταν δεν υπάρχει σήμα εισόδου, ένα πλεονέκτημα επειδή δεν υπάρχει ρεύμα τροφοδοτικού όταν το σήμα είναι μηδέν. Ένα άλλο πλεονέκτημα είναι η βελτίωση της απόδοσης όταν υπάρχει ένα σήμα εισόδου. [30]

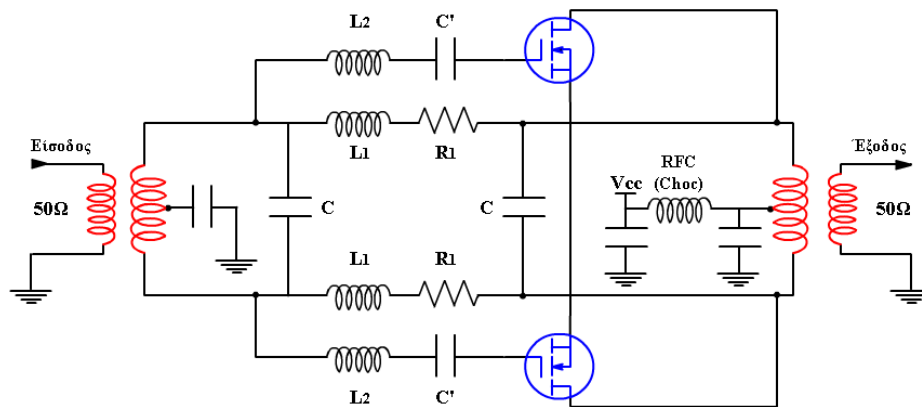
Η απόδοση των ενισχυτών push-pull θεωρητικά ανέρχεται στο 60 %. [37]

Πρακτικά η μέγιστη απόδοση ενός ενισχυτή push-pull σε τάξη B είναι 78,5 τοις εκατό, έτσι ένας ενισχυτής ισχύος push-pull τάξης B χρησιμοποιείται συχνότερα σε ένα στάδιο εξόδου από έναν ενισχυτή ισχύος τάξης A.

Το κύριο μειονέκτημα του ενισχυτή που φαίνεται στο σχήμα 2.18 είναι η χρήση μετασχηματιστών. Οι μετασχηματιστές ήχου είναι ογκώδεις και δαπανηροί. Παρόλο που χρησιμοποιούνταν ευρέως παλιότερα, σήμερα ένας ενισχυτής συζευγμένος μέσω μετασχηματιστή όπως φαίνεται στο σχήμα δεν είναι πλέον δημοφιλής.

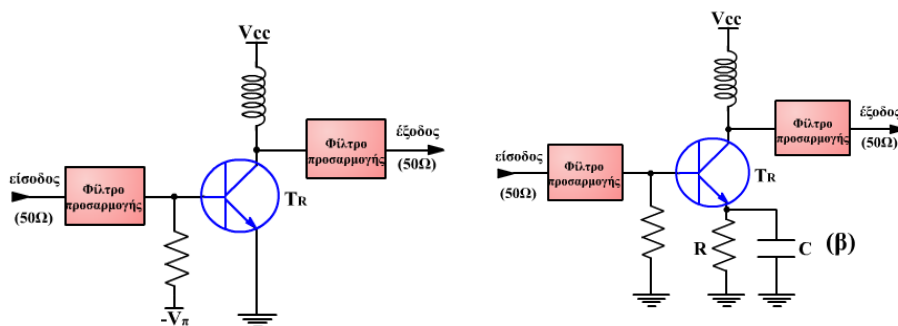
Οι νεότερες κυκλωματικές σχεδιάσεις έχουν εξαλείψει την ανάγκη για μετασχηματιστές στις περισσότερες εφαρμογές. [30]

Επίσης όπως φαίνεται στο πιο κάτω σχήμα αντί των διπολικών τρανζίστορ, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε τρανζίστορ επίδρασης πεδίου - MOSFET μεγάλης ισχύος.



**Σχήμα 2-19** Ενισχυτής RF διάταξης push – pull με τρανζίστορ επίδρασης πεδίου - MOSFET [37]

Άλλη μια διαφορετική σχεδιαστική υλοποίηση ενός ενισχυτή RF είναι να χρησιμοποιήσουμε ενισχυτή σε τάξη λειτουργίας C. Εδώ το στοιχείο ενίσχυσης π.χ. το τρανζίστορ θα άγει μόνο στις κορυφές των θετικών ημιπεριόδων του σήματος. Στο πιο κάτω σχήμα 2.20 φαίνεται μια τέτοια σχεδίαση.



**Σχήμα 2.20** Ενισχυτής RF τάξης C [37]

Στο σχήμα αυτό φαίνεται ένας ενισχυτής τάξης C με δύο παραλλαγές. Η αρνητική πόλωση του τρανζίστορ γίνεται η με χρήση μιας εξωτερικής πηγής η με ένα κύκλωμα αυτοπόλωσης R-C, που τοποθετείται στον εκπομπού του τρανζίστορ.

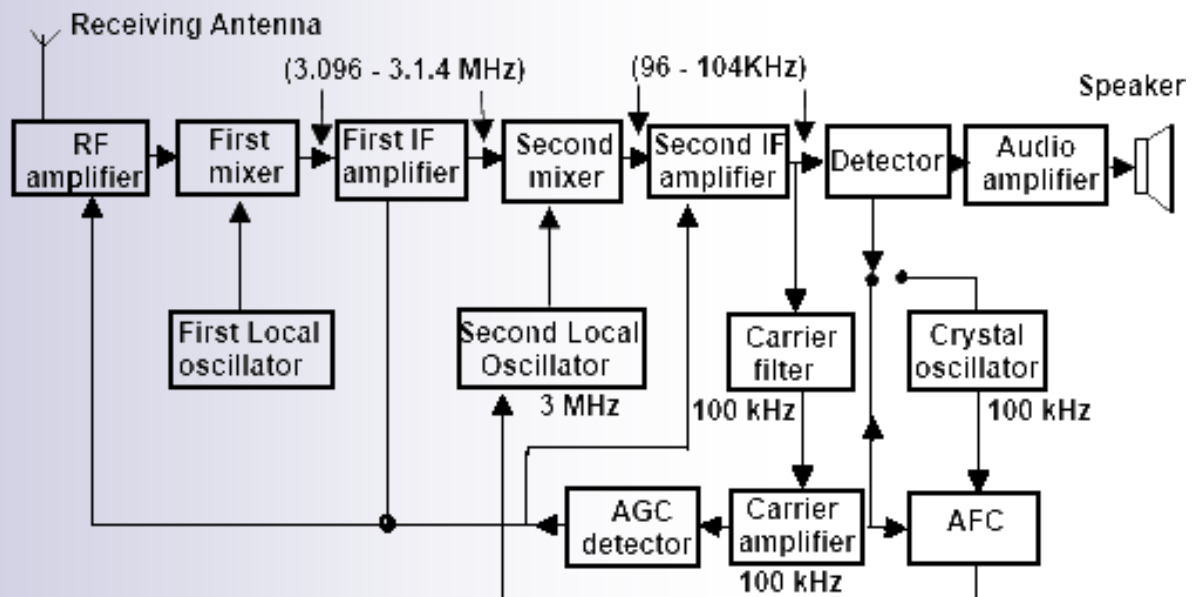
Ένα συντονιζόμενο κύκλωμα L-C υπάρχει στην έξοδο του ενισχυτή αυτού σε συχνότητα λειτουργίας  $f_0$  (φίλτρο προσαρμογής), που αποκαθιστά τη φυσιογνωμία του ημιτονικού φέροντος με πλάτος περίπου ίσο με την τάση τροφοδοσίας, απορρίπτοντας τις υψηλές αρμονικές που εμφανίζονται λόγω της μη συνεχούς λειτουργίας του τρανζίστορ, και μπορεί να αντικατασταθεί από ένα συντονιζόμενο φίλτρο ζώνης στην έξοδο, ώστε να έχουμε προσαρμογή μεταξύ της αντίστασης εξόδου του ενισχυτή και της αντίστασης φόρτου. Οι ενισχυτές τάξης C έχουν υψηλή απόδοση, που μπορεί να φτάσει και 80 % . [37]

Με την λειτουργία σε τάξη B, χρειάζεται να χρησιμοποιήσουμε μια κυκλωματική διάταξη push-pull. Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο σχεδόν όλοι οι ενισχυτές τάξης B είναι ενισχυτές push-pull. Με την λειτουργία σε τάξη C, πρέπει να

χρησιμοποιήσουμε ένα κύκλωμα συντονισμού για το φορτίο. Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο σχεδόν όλοι οι ενισχυτές σε λειτουργία τάξης C είναι συντονισμένοι ενισχυτές. [30]

# Κεφάλαιο Τρίτο

## Βαθμίδα IF



Η βαθμίδα IF μέσα σε έναν δεκτή έχει πολύ μεγάλη σημασία αφού εκεί γίνεται το μεγαλύτερο μέρος της ενίσχυσης του λαμβανομένου σήματος. Προκαλείτε μια μετατροπή και υποβάθμιση της συχνότητας του σήματος από την περιοχή ραδιοσυχνοτήτων στην ενδιάμεση συχνότητα του δέκτη. Στο κεφάλαιο αυτό θα δούμε ποιος είναι ο ρόλος της βαθμίδας IF και από ποια ηλεκτρονικά στοιχεία αποτελείται.

### 3.1

## Βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας IF

Μετα την βαθμίδα ραδιοσυχνότητων ακολουθεί η βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας - IF. Ο υποβιβασμός της φέρουσας συχνότητας των σημάτων που δέχεται ο δέκτης στη σταθερή ενδιάμεση συχνότητα παρέχει τη δυνατότητα ώστε το μεγαλύτερο μέρος της ενίσχυσης να διενεργείται από ενισχυτές IF με εύρος συχνοτήτων λειτουργίας όσο και το εύρος ζώνης των σημάτων που αναμένει ο δέκτης και όχι όσο το συνολικό εύρος ραδιοσυχνότητων που καλείται να εξυπηρετήσει.

Με την χρήση ενός φίλτρου IF γίνεται ο περιορισμός του φάσματος του σήματος γύρω από την ενδιάμεση συχνότητα και προηγείται της ενίσχυσης IF. Αυτή η διαδικασία καλείτε ετερόδυνα έχοντας ως αποτέλεσμα την μεγάλη μείωση κόστους της διάταξης και την βελτίωση των συστημάτων διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης. Σε κάποιες περιπτώσεις, η επεξεργασία της ενδιάμεσης συχνότητας γίνεται σε δύο στάδια, δηλαδή συμβαίνουν δυο ετερόδυνες διαδικασίες σε δύο περιοχές ενδιάμεσης συχνότητας. Η διαδικασία αυτή καλείται διπλή μετατροπή συχνότητας (υπετερόδυνοι δέκτες).

Στην διαδικασία της ετερόδυνης λειτουργίας, πέρα από τη σημαντική μείωση του κόστους ενός δέκτη, επιτυγχάνει και τη σημαντική βελτίωση της ευαισθησίας του, δηλαδή της ικανότητας του να λαμβάνει ασθενή σήματα.

Η βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας περιλαμβάνει κυρίως τις μονάδες του μικτη, του τοπικού ταλαντωτή το IF φίλτρο και τον ενισχυτή IF. [38]



## 3.2

### ΜΙΚΤΕΣ

Ο μικτής αποτελεί σε κάθε σύστημα επικοινωνίας μια σημαντική δομική μονάδα της οποίας ο ρόλος είναι αρκετά κρίσιμος για την απόδοση των υπολοίπων βαθμίδων.

Για την ανάκτηση του επιθυμητού σήματος, πρέπει να πραγματοποιηθεί μια μετατροπή συχνότητας από ένα μίκτη που επιτρέπει έναν χρονικό πολλαπλασιασμό δύο σημάτων, το πρώτο σήμα που ονομάζεται σήμα ραδιοσυχνοτήτων RF προέρχεται από την κεραία του δέκτη αφού φιλτραρισθεί και ενισχυθεί, και το δεύτερο σήμα που ονομάζεται σήμα τοπικού ταλαντωτή προέρχεται από έναν τοπικό ταλαντωτή. [39]

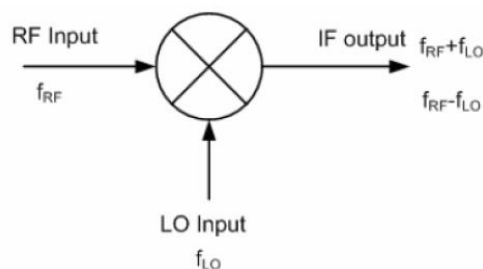
Στους δέκτες λοιπόν, ο μίκτης είναι η συσκευή που εκτελεί τη διαδικασία μετατροπής της συχνότητας. [40]

Οι μικτές μπορούν να είναι είτε παθητικοί χρησιμοποιώντας διόδους είτε ενεργοί χρησιμοποιώντας τρανζίστορ ή FET. Σε πολλούς δέκτες και πομπούς, χρησιμοποιούνται διαδοχικά στάδια μίξης και φιλτραρίσματος, για να εξασφαλιστεί ότι ικανοποιούνται οι απαιτήσεις φιλτραρίσματος.

Ένας μικτής χρησιμοποιείται για ανύψωση της συχνότητας όταν η συχνότητα εξόδου είναι υψηλότερη από τη συχνότητα εισόδου. Αυτό είναι τυπικό σε έναν πομπό. Ένας μικτής χρησιμοποιείται για υποβίβασμό της συχνότητας όταν η συχνότητα εξόδου είναι χαμηλότερη από τη συχνότητα εισόδου. Αυτό είναι χαρακτηριστικό για έναν δέκτη. [41]

Το αποτέλεσμα είναι η μεταφορά μιας υψηλής ή χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας με ελάχιστη απώλεια μεγέθους και μια ελάχιστη εικόνα θορύβου. Ωστόσο, αυτή η διαδικασία μετατροπής της συχνότητας προκαλεί μια σειρά δυσκολιών που επηρεάζουν τις συνολικές επιδόσεις του μίκτη (κέρδος, θόρυβος, γραμμικότητα, απομόνωση, κατανάλωση και κόστος). [39]

Οι μίκτες αποτελούν κυκλώματα δύο εισόδων και μίας εξόδου. Σε γενικές γραμμές μπορούμε να πούμε ότι είναι ένα κυκλωματικό στοιχείο με τρεις θύρες, τις εισόδους σήματος ραδιοσυχνοτήτων RF και σήματος τοπικού ταλαντωτή και την έξοδο σήματος ενδιάμεσης συχνότητας.



Σχήμα 3.1 Μικτής

Στην έξοδο παίρνουμε ένα σήμα με συχνότητα ίση με το άθροισμα ή τη διαφορά των συχνοτήτων των δύο σημάτων τα οποία εφαρμόζονται στις εισόδους, και η διαδικασία αυτή καλείται μετατροπή συχνότητας ή ετεροδύνηση. Μπορούμε να αυξήσουμε ή να μειώσουμε τη συχνότητα ενός σήματος. Η σχέση που περιγράφει την λειτουργία ενός δεκτή είναι η:

$$[24] \sin(2\pi f_{RF}t) * \sin(2\pi f_{LO}t) = \frac{1}{2} \{ \cos[2\pi(f_{RF}+f_{LO})t] + \cos[2\pi(f_{RF}-f_{LO})t] \} \quad (18)$$

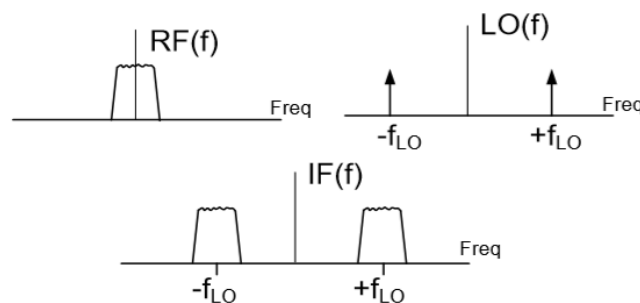
Όπου η  $f_{RF}$  είναι η συχνότητα του ραδιοφωνικού σήματος, και η  $f_{LO}$  είναι η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή. Τα δυο αυτά σήματα οδηγούνται στις εισόδους του μίκτη. [24]

Ουσιαστικά προκύπτουν δύο συχνότητες IF στην έξοδο του ιδανικού μίκτη με τιμές:

- $f_{RF}-f_{LO}$  κάτω πλευρική ζώνη.
- $f_{RF}+f_{LO}$  άνω πλευρική ζώνη.

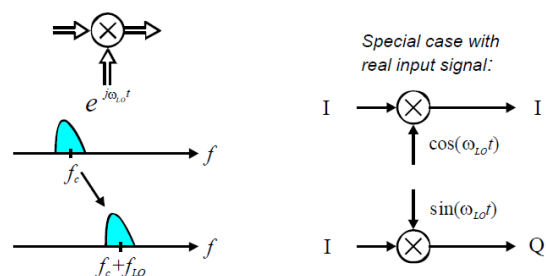
Επιλέγοντας στην έξοδο του μίκτη ένα κατάλληλο ζωνοπερατο φίλτρο επιτυγχάνουμε τη διέλευση του σήματος με την επιθυμητή για την εκάστοτε εφαρμογή συχνότητα ενώ το άλλο σήμα αποκόπτεται. Βεβαίως θα πρέπει να πούμε ότι στην έξοδο του μίκτη παρουσιάζονται και άλλα παράγωγα μικρότερης ισχύος, όπως είναι η  $f_{RF}$ , η  $f_{LO}$  και γενικά  $\kappa f_{RF} \pm \lambda f_{LO}$ , όπου  $\kappa$  και  $\lambda$  ακέραιοι. [24]

Το σχήμα 3.2 δείχνει τον τρόπο με τον οποίο εμφανίζεται η προκύπτουσα συχνότητα από την έξοδο του μίκτη στην περιοχή συχνοτήτων. Το σήμα RF(f) που βρίσκεται στο συνεχές πριν από την μίξη εμφανίζεται στην IF θύρα ως δυο ξεχωριστά σήματα που βρίσκονται στις συχνότητες  $-f_{LO}$  και  $+f_{LO}$ . [40]



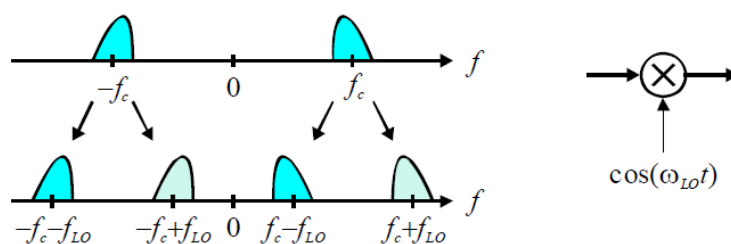
**Σχήμα 3.2** Θεώρημα διαμόρφωσης που εφαρμόζεται στην μίξη σήματος RF [40]

Ο σύνθετος μίκτης προκαλεί μια καθαρή μετατόπιση συχνότητας από τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή:



**Σχήμα 3.3** μετατόπιση συχνότητας [7]

Ο πραγματικός μίκτης παράγει τον συνδυασμό των μετατοπίσεων της συχνότητας και προς τις δύο κατευθύνσεις: [7]



Σχήμα 3.4 μετατόπιση συχνότητας σε 2 κατευθύνσεις [7]

Τα στοιχεία των μικτών υλοποιούνται κυκλωματικά με διάφορες σχεδιαστικές τοπολογίες με την χρήση τόσο ενεργών όσο και παθητικών στοιχείων. Οι ενεργοί μίκτες μπορούν να επιτελέσουν και την λειτουργία της ενίσχυσης κατά την διαδικασία της μετατροπής, παρέχοντας το λεγόμενο και ως κέρδος μετατροπής του σήματος ραδιοσυχνοτήτων στην ενδιάμεση συχνότητα, ενώ έχουν καλύτερη απομόνωση μεταξύ των εισόδων και εξόδου έτσι ώστε να έχουμε την όσο το δυνατόν μεγαλύτερη ελαχιστοποίηση προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης.

Το σημαντικότερο χαρακτηριστικό των μικτών είναι το δυναμικό εύρος ζώνης συχνοτήτων στις 2 εισόδους και στην έξοδο, και αποτελεί την περιοχή συχνοτήτων λειτουργίας τους. Δηλαδή σε ποιες περιοχές συχνοτήτων είναι βελτιστοποιημένοι για να δεχθούν τα σήματα στις δυο εισόδους τους και επίσης ποια περιοχή συχνοτήτων μπορούν να εμφανίσουν χωρίς σημαντικές απώλειες στην έξοδό τους. [24]

Το δυναμικό εύρος είναι το εύρος στο οποίο ένας μικτής παρέχει την χρήσιμη λειτουργία. Το ανώτερο όριο της δυναμικής περιοχής καθορίζεται από το σημείο συμπίεσης 1 dB. Το κατώτερο όριο της δυναμικής περιοχής περιορίζεται από την εικόνα θορύβου του μίκτη.

Δεδομένου ότι η εικόνα θορύβου του μίκτη είναι μόνο κατά 0,5 dB υψηλότερη από την απώλεια μετατροπής του, η χαμηλότερη απώλεια μετατροπής είναι επιθυμητή για να αποκτήσει το μεγαλύτερο δυναμικό εύρος. Οι μικτές υψηλού και εξαιρετικά υψηλού επιπέδου έχουν ένα υψηλότερο σημείο συμπίεσης 1 dB και άρα ένα μεγαλύτερο δυναμικό εύρος. Οι μικτές υψηλότερου επιπέδου είναι σημαντικά πιο ακριβοί και απαιτούν περισσότερη ισχύ του τοπικού ταλαντωτή, έτσι ώστε να υπάρχει συμβιβασμός μεταξύ κόστους, κατανάλωσης ενέργειας και δυναμικής εμβέλειας. [41]

Οι μικτές μετατρέπουν ισχύς από μία συχνότητα σε μία άλλη και πρέπει να ξέρουμε πόσο αποτελεσματική είναι αυτή η μετατροπή. Αυτό περιγράφεται από την παράμετρο της απώλειας μετατροπής και ορίζεται ως η διαφορά σε dB της ισχύος του σήματος ενδιάμεσης συχνότητας στην έξοδο από αυτή του σήματος στην είσοδο ραδιοσυχνοτήτων, για δεδομένη ισχύ του σήματος του τοπικού ταλαντωτή.

$$[24] \quad \text{Απώλεια Μετατροπής} = \frac{\text{ισχύς IF}}{\text{ισχύς RF}} \quad (19)$$

Η εικόνα θορύβου εκφράζει τον λόγο σήματος προς θόρυβο στην είσοδο προς τον λόγο σήματος προς θόρυβο στην έξοδο σε dB. [24]

Οι ισοσταθμισμένοι ή διπλά ισοσταθμισμένοι μικτές έχουν συνήθως απώλεια μετατροπής μικρότερη από 6 dB. Η απώλεια μετατροπής εξαρτάται από την ποσότητα ισχύος σήματος του τοπικού ταλαντωτή που εφαρμόζεται στη θύρα αυτού του στοιχείου. Ο μικτής λειτουργεί κανονικά με ισχύ του τοπικού ταλαντωτή κοντά

στην τιμή που δίνει τη χαμηλότερη απώλεια μετατροπής. Οι ενεργοί μικτες μπορούν να έχουν ένα κέρδος μετατροπής.

Η απώλεια μετατροπής πρέπει να λαμβάνεται υπόψη σε υπολογισμούς της εικόνας θορύβου ενός δέκτη. Ένας μικτής με απώλεια μετατροπής 6 dB τυπικά έχει μια εικόνα θορύβου 6.5 dB. Για δέκτες υψηλής ποιότητας, ένας ενισχυτής με κέρδος πολύ μεγαλύτερο από την απώλεια μετατροπής χρησιμοποιείται συνήθως πριν από το μικτή, για να διασφαλιστεί ότι ο μικτής δεν κυριαρχεί στην απόδοση του θορύβου του δέκτη. [41]

Η απομόνωση μεταξύ των θυρών του μικτή δείχνει το πόσο είναι αυτές απομονωμένες μεταξύ τους ώστε να μην υπάρχουν φαινόμενα ενδοδιαμορφωσης. Η απομόνωση μεταξύ των θυρών δίνεται κυρίως για δύο μόνο συνδυασμούς. Ο ένας είναι η απομόνωση L-R που περιγράφει κατά πόσο μικρότερο είναι το σήμα του τοπικού ταλαντωτή όταν μετρείται στην είσοδο της ραδιοσυχνότητας και ο δεύτερος είναι η απομόνωση L-I που περιγράφει κατά πόσο μικρότερο είναι το σήμα του τοπικού ταλαντωτή όταν μετρείται στην έξοδο της ενδιάμεσης συχνότητας. [24]

Στην πράξη είναι επιθυμητό να υπάρχει απομόνωση μεταξύ των θυρίδων LO, RF και IF του μικτή. Οι τυπικοί διπλά ισοσταθμισμένοι μικτες έχουν απομόνωση μεγαλύτερη από 30 dB μεταξύ όλων των θυρών. Οι μικτες με δίοδο δεν έχουν σχεδόν καμία απομόνωση μεταξύ των θυρών. Επειδή οι μικτες με μια δίοδο χρησιμοποιούνται σε τηλεοπτικούς δέκτες, το σήμα του τοπικού ταλαντωτή θα συζευχθεί με την κεραία, η οποία εκπέμπει το σήμα του ταλαντωτή αυτού. Για έναν ισοσταθμισμένο μικτή, η απομόνωση σχετίζεται άμεσα με το ταίριασμα μεταξύ των χρησιμοποιούμενων δίοδων. [41]

### 3.2.1 :

#### Είδη μικτών

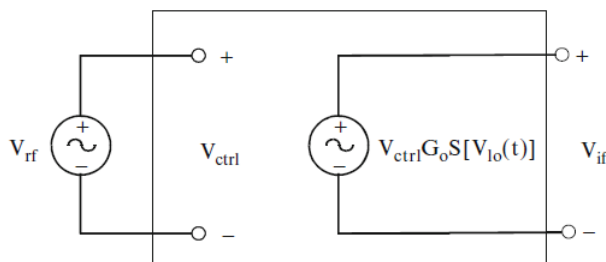
##### Ενεργός μικτής

Όπως είπαμε ο μικτής (ή μετατροπέας συχνότητας) μετατρέπει ένα σήμα από μία συχνότητα (τυπικά την  $\omega_{if}$ ) σε μια άλλη συχνότητα (συνήθως την  $\omega_{rf}$ ) με ένα συγκεκριμένο κέρδος. Αυτό το κέρδος ονομάζεται κέρδος μετατροπής -  $G_c$  και ορίζεται ως το πλάτος του σήματος εξόδου στη συχνότητα  $\omega_{if}$  διαιρεμένο με το πλάτος του σήματος εισόδου στη συχνότητα  $\omega_{if}$ .

Το κέρδος ισχύος ενός μικτή  $G$ , σχετίζεται με το  $G_c$ . Γενικά, το  $G$  είναι απλά ίσο με το  $G_c^2$ , μέχρι να ληφθεί υπόψη το φαινόμενο μεταγωγής του μικτή. Στην ιδανική περίπτωση σε ένα μικτή, το  $G_c$  πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο ενώ η παραμόρφωση και ο θόρυβος πρέπει να είναι σε χαμηλά επίπεδα.

Αν αγνοήσουμε τα φαινόμενα της παραμόρφωσης και του θορύβου, ένα χρήσιμο πρώτης τάξης μοντέλο ενός μικτή είναι αυτό ενός μεταβλητού ενισχυτή ελεγχόμενου κέρδους στον οποίο το σήμα τοπικού ταλαντωτή  $V_{lo}$  ελέγχει το κέρδος ενώ το RF σήμα  $V_{rf}$  ενισχύεται. [24]

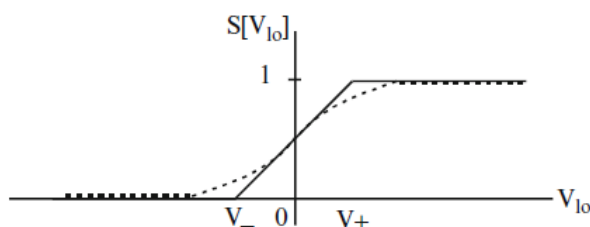
Το σήμα  $V_{lo}$  είναι ένα περιοδικό σήμα που ταλαντεύεται στη συχνότητα  $\omega_{lo}$ . Μια αναπαράσταση δύο θυρών ενός τέτοιου ενισχυτή χρησιμοποιώντας μια πηγή τάσης ελεγχόμενης από τάση εμφανίζεται μέσα στο ορθογώνιο πλαίσιο στο σχήμα 3.5.



**Σχήμα 3.5** Μικτης μοντελοποιημένος ως ενισχυτής μεταβλητής απολαβής [24]

Η συνάρτηση ελέγχου τάσης μπορεί να εκφραστεί ως το γινόμενο του  $G_o$  ενός παράγοντας κλιμάκωσης και του όρου  $S$ , όπου ο όρος αυτός  $S$  είναι μια μη γραμμική συνάρτηση του  $V_{lo}$ . [24]

Ως εκ τούτου ο όρος  $S$  είναι γραμμένος ως  $S[V_{lo}]$ . Τυπικά το  $S$  έχει το σχήμα όπως φαίνεται στη διακεκομμένη γραμμή στο σχήμα 3.6.



**Σχήμα 3.6** Διάγραμμα της  $S$ -συνάρτησης ως προς την τάση ελέγχου  $V_{lo}$  [24]

Για απλούστευση συνήθως κάνουμε μια γραμμική απεικόνιση έτσι ώστε το  $S[V_{lo}]$  να προσεγγίζεται από την συνεχή γραμμή στο σχήμα 3.6. Χρησιμοποιώντας αυτήν την προσέγγιση, όταν το  $A_{lo}$ , δηλαδή το πλάτος του  $V_{lo}$ , είναι μεγάλο (πολύ μεγαλύτερο από την τάση  $V_+$  και  $V_-$ ), ο όρος  $S$  μοντελοποιείται με τη χρήση της συνάρτησης πρόσημου  $\text{sgn}$ . [24]

Συγκεκριμένα:

$$[24] \quad S[V_{lo}] = (\text{sgn}[V_{lo}] + 1) / 2 \quad (20)$$

Όταν το  $A_{lo}$  είναι μικρό (μεταξύ των τάσεων  $V_+$  και  $V_-$ ), τότε ο όρος  $S[V_{lo}]$  ακολουθεί γραμμικά τον όρο  $V_{lo}$ . Μαθηματικά ισχύει ότι:

$$[24] \quad S[V_{lo}] = \frac{(V_{lo} - V_-)}{(V_+ - V_-)} \quad (21)$$

Για να δείξουμε μαθηματικά πώς λειτουργεί ο μικτης, ας αρχίσουμε ακολουθώντας την έκφραση για το  $V_{if}$  όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 3.5 [24]

$$[24] \quad V_{if}(t) = V_{rf}(t) \cdot G_o \cdot S[V_{lo}(t)] \quad (22)$$

Αρχικά, ας υποθέσουμε ότι το  $A_{lo}$  είναι μεγάλο (πολύ μεγαλύτερο από τις τάσεις  $V_+$  και  $V_-$ ) και, όπως δηλώνεται στο σχήμα 3.3, ο όρος  $S$  μοντελοποιείται από τη συνάρτηση πρόσημου  $\text{sgn}$  του  $V_{lo}$ . Επιπλέον, εκφράζουμε το  $V_{lo}$  ως:

$$[24] \quad V_{lo}(t) = A_{lo} \cos \omega_{lo} t \quad (23)$$

τότε το  $S[V_{1o}]$  είναι μια περιοδική συνάρτηση που ταλαντώνεται στο  $\omega_{1o}$ . [24]

Συνεπώς, ο όρος  $S[V_{1o}]$  μπορεί να επεκταθεί σε μια σειρά Fourier με θεμελιώδη συχνότητα  $\omega_{1o}$ . Αν αντικαταστήσουμε αυτή την σειρά στην σχέση (22) τότε ο παράγοντας  $V_{if}$  γίνεται:

$$[24] V_{if}(t) = V_{rf}(t) \left[ \frac{G_0}{2} + \frac{2G_0}{\pi} \cos\omega_{1o}(t) - \frac{2G_0}{3\pi} \cos\omega_{1o}(t) + \dots \right] \quad (24)$$

Ας εξετάσουμε τον δεύτερο όρο στη σχέση (24). Αν ο  $V_{rf}$  εκφράζεται ως:

$$[24] V_{rf}(t) = A_{rf} \cos\omega_{rf}t \quad (25)$$

αυτός ο δεύτερος όρος γίνεται:

$$[24] 2 \frac{G_0}{\pi} \cos\omega_{1o}(t) A_{rf} \cos\omega_{rf}(t) \quad (26)$$

Με την τριγωνομετρική επέκταση ο όρος αυτός γίνεται περαιτέρω:

$$[24] \frac{G_0 A_{rf}}{\pi} [\cos(\omega_{rf} - \omega_{1o})t + \cos(\omega_{rf} + \omega_{1o})t] \quad (27)$$

Είναι πλέον προφανές ότι συμβαίνουν τόσο η μετατόπιση συχνότητας όσο και το φαινόμενο της μίξης. Για να προκύψει η συνιστώσα συχνότητας που έχει υποβαθμιστεί, μας ενδιαφέρει μόνο ο πρώτος όρος στη σχέση (24).

Μπορούμε να το πράξουμε βάζοντας μετά τον μικτή ένα φίλτρο ζώνης διέλευσης κεντραρισμένο στην συχνότητα  $\omega_{if} = \omega_{rf} - \omega_{1o}$ . Στη συνέχεια λαμβάνουμε την συνιστώσα που έχει υποστεί υποβάθμιση στην  $\omega_{if}$  το οποίο απλά το υποδηλώνουμε ως  $V_{if}$  και πάλι.

Ο όρος  $V_{if}$  θα χρησιμοποιείται εναλλακτικά για τις δύο περιπτώσεις: πριν από το φιλτράρισμα και μετά το φιλτράρισμα, και η κατάλληλη ερμηνεία θα γίνεται σαφής από το κείμενο. Επομένως, το  $V_{if}$  δίνεται από τη σχέση:

$$[24] V_{if}(t) = \frac{G_0 A_{rf}}{\pi} \cos(\omega_{rf} - \omega_{1o})t = \frac{G_0 A_{rf}}{\pi} \cos\omega_{if}t \quad (28)$$

Εφαρμόζοντας τον ορισμό του  $G_c$  στην (25), παίρνουμε:

$$[24] G_c = \frac{G_0}{\pi} \quad (29)$$

Βλέπουμε από την (27) ότι ο όρος  $V_{if}$  είναι ανεξάρτητος από τον  $A_{1o}$ .

Αυτό είναι ισοδύναμο με το να πούμε ότι η συνάρτηση  $S$  στην (21) συμπεριφέρεται ως συνάρτηση μεταγωγής.

Δεύτερον, ας υποθέσουμε ότι το  $A_{1o}$  είναι μικρό (μεταξύ των  $V_+$  και  $V_-$ ). Υπό αυτή την συνθήκη όπως αναφέρεται στο σχήμα 3.6

$$[24] S[V_{1o}(t)] = \frac{(V_{1o} - V_-)}{(V_+ - V_-)} \quad (30)$$

Για απλοποίηση, ας θέσουμε για την συγκεκριμένη περίπτωση ότι  $V_+ = 1$ , και το  $V_- = 0$ . Τότε έχουμε:

$$[24] \quad S[V_{io}(t)] = V_{io}(t) = A_{io} \cos \omega_{io} t \quad (31)$$

Αντικαθιστώντας στην σχέση (21), έχουμε:

$$[24] \quad V_{if}(t) = G_0 \cdot V_{if}(t) \cdot A_{io} \cdot \cos \omega_{io} t \quad (32)$$

Πραγματοποιώντας τριγωνομετρική επέκταση η  $V_{if}$  γίνεται:

$$[24] \quad \frac{G_0}{2} A_{io} \cdot A_{if} \cdot (\cos(\omega_{if} - \omega_{io})t + \cos(\omega_{if} + \omega_{io})t) \quad (33)$$

Εάν εξετάσουμε τον πρώτο όρο, και πάλι είναι προφανές ότι συμβαίνει μετατόπιση συχνότητας και μίξη. Το  $G_c$  γίνεται  $(G_0/2)A_{io}$

Ωστόσο παρατηρούμε από την (27), ότι το  $V_{if}$  εξαρτάται από το  $A_{io}$ . Αυτό ισοδυναμεί με το ότι η συνάρτηση  $S$  στην (21) συμπεριφέρεται ως ένας πολλαπλασιαστής συναρτήσεως. Επομένως η συμπεριφορά της συνάρτησης  $S$  είναι διαφορετική από την περίπτωση που ο όρος  $A_{io}$  είναι μεγάλος.

Το μειονέκτημα ότι έχουμε ένα  $V_{if}$  που εξαρτάται από το  $A_{io}$  προέρχεται από το γεγονός ότι η  $V_{io}$  συνήθως παράγεται από κάποια συσκευή σύνθεσης συχνοτήτων και το ακριβές πλάτος της είναι δύσκολο να ελεγχθεί, οδηγώντας σε ένα  $G_c$  που επίσης είναι δύσκολο να ελεγχθεί.

Ως αποτέλεσμα, θα έχουμε κυρίως μικτες που λειτουργούν με ένα μεγάλο  $A_{io}$  (πολύ μεγαλύτερο από τα  $V_+$  και  $V_-$ ). Αυτοί οι μικτες επειδή η συνάρτηση  $S$  συμπεριφέρεται ως συνάρτηση μεταγωγής, καλούνται διακοπτικοί μικτες. Οι διακοπτικοί μικτες μπορούν επίσης να ταξινομηθούν περαιτέρω, ανάλογα με το εάν πραγματοποιούν την μεταγωγή στο πεδίο της τάσης η του ρεύματος.

Για να συνοψίσουμε, η θεωρία της μίξης έγκειται στην ύπαρξη ενός ενισχυτή μεταβλητού κέρδους (δείχνεται στο σχήμα 3.5), του οποίου το κέρδος μπορεί να ελέγχεται από ένα εξωτερικό περιοδικό σήμα.

Η ανάλυση ενός μικτη χρησιμοποιώντας αυτή την αναπαράσταση περιλαμβάνει τον προσδιορισμό του κέρδους του ενισχυτή, σε σχέση με το σήμα εισόδου και στη συνέχεια την επέκταση του κέρδους σε μια σειρά Fourier.

Και αυτή η ανάλυση τονίζει την χρονικά μεταβαλλόμενη περιοδική φύση του μικτη. Και προχωρώντας ένα βήμα παραπέρα, είναι ακριβώς αυτή η περιοδική χρονικώς μεταβαλλόμενη φύση του μικτη που οδηγεί στην διαδικασία της μίξης.

Μία από τις πιο συνηθισμένες ηλεκτρονικές διατάξεις -που μπορούν να υλοποιήσουν μια συνάρτηση μεταβλητού κέρδους- αποτελείται από τη χρήση της διαγωγιμότητας ενός τρανζίστορ τεχνολογίας MOS/BJT πολωμένου στην ενεργό περιοχή η περιοχή κόρου. Αυτή η διαγωγιμότητα ποικίλει ως μια συνάρτηση πόλωσης πύλης - βάσης. Η διαγωγιμότητα ενός ζεύγους συζευγμένων πηγών η ενός ζεύγους συζευγμένων εκπομπών αποτελεί μια άλλη επιλογή. Μια επίσης άλλη επιλογή αποτελείται από την αντίσταση  $R_{on}$  ενός MOS τρανζίστορ πολωμένου στην περιοχή τριόδου. [24]



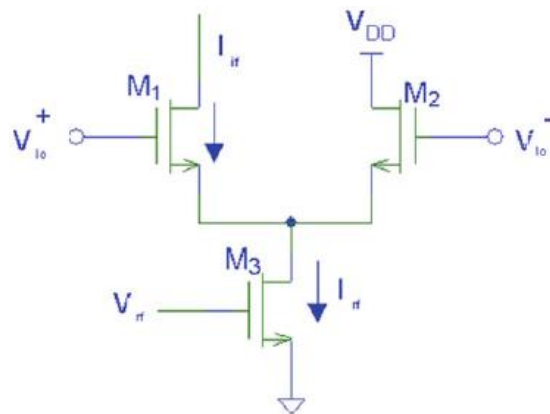
### 3.2.2

#### Ισοστάθμιση

Εδώ θα χρησιμοποιήσουμε την έννοια της ισοστάθμισης για την ταξινόμηση των ενεργών μικτών. [24]

##### Μη ισοσταθμισμένος μικτής.

Ο απλούστερος ενεργός μικτής είναι ο μη ισοσταθμισμένος μικτής, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.7, όπου το σήμα ενδιάμεσης συχνότητας ( $I_{if}$ ) λαμβάνεται από ένα μόνο κλάδο.



Σχήμα 3.7 Μη ισοσταθμισμένος μικτής [24]

Στους μικτες αυτούς εμφανίζονται στην έξοδο τους, εκτός του αθροίσματος και της διαφοράς των συχνοτήτων εισόδου και άλλες συχνότητες όπως οι  $f_{RF}$  και  $f_{LO}$  μαζί με άλλα παράγωγα αυτών των συχνοτήτων που είναι ανεπιθύμητα. Οι μικτες σε αυτήν την κατηγορία έχουν μικρή απομόνωση μεταξύ των θυρών, και αυτό συνεπάγεται την εμφάνιση φαινομένων ενδοδιαμορφωσης. [24]

Αυτό το σήμα  $I_{if}$  ρέει σε μια αντίσταση φορτίου  $R_L$  και αναπτύσσεται η τάση  $V_{if}$ . Αυτή η τάση  $V_{if}$  μπορεί να ληφθεί με την αναδιάταξη της σχέσης (24):

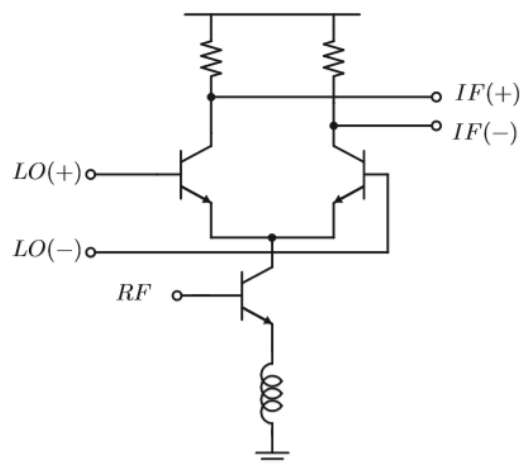
$$[24] V_{if}(t) = A_{if} \cos \omega_{if} t \times G_0 \left( \frac{1}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\sin \frac{n\pi}{2}}{\frac{n\pi}{2}} \cos n \omega_0 t \right) \quad (34)$$

Από την σχέση (34) είναι προφανές ότι η συνεχής συνιστώσα της  $V_{lo}$  (ο όρος  $1/2$  μέσα στην αγκύλη) πολλαπλασιάζεται με την  $V_{rf}$ , και παράγει ένα εξωτερικό γινόμενο στην  $V_{if}$ .

Έτσι οι συνιστώσες της ραδιοσυχνότητας εμφανίζονται στην έξοδο. Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται τροφοδοσία σήματος ραδιοσυχνότητας RF και είναι ανεπιθύμητο. [24]

##### Μονός ισοσταθμισμένος μικτής

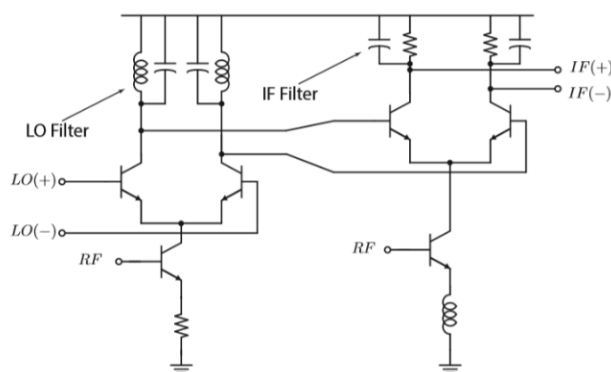
Το πιο κάτω κύκλωμα είναι ένα παράδειγμα ενός τέτοιου μικτή.



**Σχήμα 3.8** Μονός ισοσταθμισμένος μικτής [42]

Το διαφορικό ζεύγος των τρανζίστορ  $Q_2$ - $Q_3$  συμπεριφέρεται σαν ένας διαφορικός ενισχυτής στο σήμα του τοπικού ταλαντωτή. Το  $Q_1$  ενεργεί σε αυτή την περίπτωση ως μια πηγή ρεύματος απουσία του σήματος ραδιοσυχνότητας. Με αυτή τη διάταξη, οποιοδήποτε σήμα ή θόρυβος που καταλαμβάνει τη ζώνη ενδιάμεσης συχνοτητας στη θύρα του τοπικού ταλαντωτή θα ενισχυθεί και θα μεταφερθεί προς την έξοδο του μίκτη προκαλώντας σημαντική υποβάθμιση στην εικόνα θορύβου του μικτή.

Για να μειωθεί η ευαισθησία στο θόρυβο του ταλαντωτή, τοποθετείται ένας ζωνοπερατο φίλτρο, στη θύρα αυτού για να φιλτράρει κάθε θόρυβο στη ζώνη IF, όπως φαίνεται πιο κάτω.



**Σχήμα 3.9** ζωνοπερατο φίλτρο σε μονό ισοσταθμισμένο μικτή [42]

Είναι σημαντικό να σημειώσουμε ότι το φαινόμενο του θορύβου του τοπικού ταλαντωτή μπορεί να κατασταλεί πολύ εάν το σήμα αυτού είναι ένα ιδανικό τετραγωνικό κύμα με μηδενικό χρόνο ανόδου και πτώσης. [42]

Αποτελεί στην ουσία έναν βελτιωμένο τύπο μικτή έναντι του μη ισοσταθμισμένου μίκτη. Εδώ το σήμα ενδιάμεσης συχνοτητας λαμβάνεται και από τους δύο κλάδους. Στους μικτες αυτούς έχουμε εξασθένηση λιγότερη σε ένα από τα δυο εφαρμοζόμενα σήματα εισόδου, και όχι την ίδια και στα δυο, και αυτό έχει ως αποτέλεσμα λιγότερα ανεπιθύμητα παράγωγα στην έξοδο τους σε σχέση με τους μη ισοσταθμισμένους μικτες.

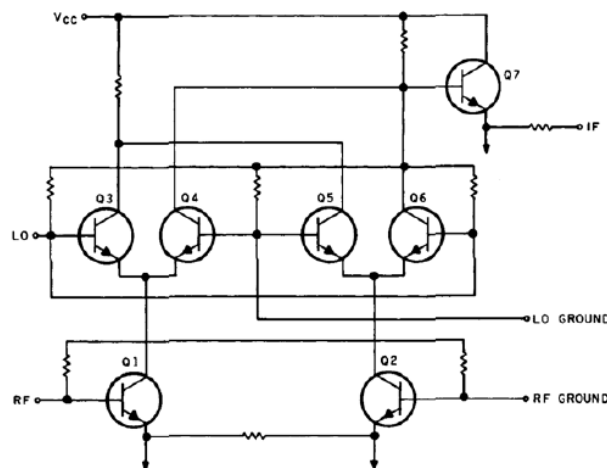
Εκτός από την απουσία τροφοδοσίας RF, μπορεί να δειχθεί ότι στην περίπτωση του μονού ισοσταθμισμένου οι άρτιες αρμονικές της ραδιοσυχνότητας δεν υπάρχουν στην έξοδο. Επιπλέον, οι συνιστώσες συχνότητας στην  $\omega_{lo}$  από την είσοδο RF, όπου  $n$  είναι ένας ακέραιος αριθμός, δεν θα διαδοθούν.

Από την άλλη, οι συνιστώσες συχνότητας στην  $\omega_{lo}$  από την είσοδο του τοπικού ταλαντωτή, όπου  $n$  είναι ένας ακέραιος αριθμός, θα διαδοθούν. Αυτό ονομάζεται τροφοδοσία σήματος του τοπικού ταλαντωτή.

#### Διπλός ισοσταθμισμένος μικτης - Gilbert μικτης

Τέλος, μπορούμε να συνδυάσουμε δύο μονούς ισοσταθμισμένους μικτες και να φτιάξουμε έναν διπλό ισοσταθμισμένο μικτη, που ονομάζεται επίσης και Gilbert μικτης. Ένας διπλός ισοσταθμισμένος μικτης απορρίπτει και τις δυο τροφοδοσίες RF και LO. [24]

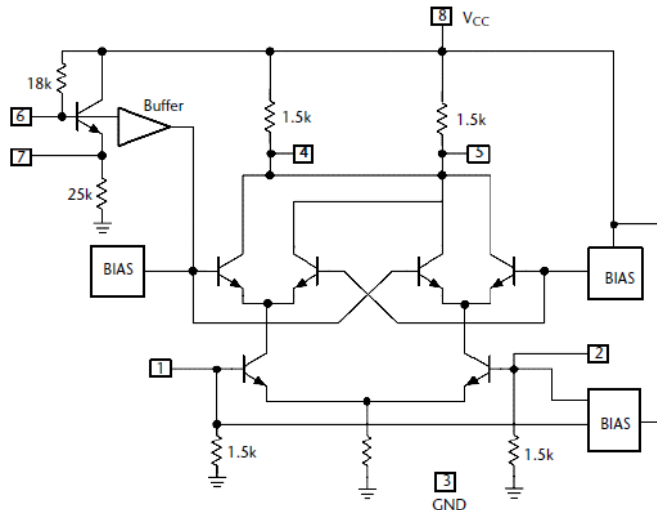
Όταν οι απαιτήσεις κατανάλωσης ισχύος είναι σημαντικές, παθητικοί μικτες υψηλής ισχύος τοπικού ταλαντωτή έχουν αντικατασταθεί από ενεργούς μικτες κυττάρων Gilbert. Αυτό ισχύει ιδιαίτερα στις εφαρμογές VHF/UHF που λειτουργούν με μπαταρία, όπως τα κινητά τηλέφωνα. Εκτός από τις συσκευές χαμηλής κατανάλωσης, οι μικτες κυττάρου Gilbert προσφέρουν κέρδος μετατροπής αντί για απώλεια μετατροπής. Ένα τυπικό μοντέλο μικτη κυττάρου Gilbert παρουσιάζεται στο σχήμα 3.10.



**Σχήμα 3.10** Μικτης κυττάρου Gilbert [47]

Ο μικτης αποτελείται από ένα ζεύγος τρανζίστορ  $Q_1$  και  $Q_2$  συζευγμένο με εκπομπό και τέσσερα συζευγμένα τρανζίστορ,  $Q_3$  έως  $Q_6$ . Όπως μπορεί να δει κανείς, το  $Q_2$  είναι γειωμένο στις ραδιοσυχνότητες, ενώ αυτές εφαρμόζονται στο  $Q_1$ . Το σήμα τοπικού ταλαντωτή εφαρμόζεται στο  $Q_3$ . Εφαρμόζοντας το RF στο  $Q_1$ , δημιουργείται μια διαφορική διαδρομή  $180^\circ$  στους δύο κλάδους. Το σήμα του τοπικού ταλαντωτή εφαρμόζεται στα τρανζίστορ  $Q_3$  έως  $Q_6$  όπου κατόπιν αναμιγνύεται με το σήμα ραδιοσυχνότητας από τα τρανζίστορ  $Q_1$  και  $Q_2$  που λειτουργούν αντίστροφα και η ενδιάμεση συχνότητα είναι η έξοδος στο  $Q_7$ , το οποίο είναι ένας ακόλουθος εκπομπού που ρυθμίζει την σύνθετη αντίσταση εξόδου μέσω ενός αντιστάτη. Το κέρδος μετατροπής σε έναν μικτη κυττάρου Gilbert παρέχεται από τη διαμόρφωση του ενισχυτή συζευγμένου με εκπομπό, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.10.

Ένα ακριβέστερο σχηματικό διάγραμμα μιας πραγματικής διάταξης μικτη κυττάρου Gilbert παρουσιάζεται στο σχήμα 3.11 [47]



**Σχήμα 3.11** πραγματική υλοποίηση ενός μικτή κυττάρου Gilbert SA602A με πηγές πόλωσης [47]

Οι διπλά ισοσταθμισμένοι μικτες είναι σε θέση να παρέχουν πολύ υψηλά επίπεδα απόδοσης. Η δράση του διπλού ισοσταθμισμένου μίκτη σημαίνει ότι τα εισερχόμενα σήματα RF και τοπικού ταλαντωτή "εξισορροπούνται" και το επίπεδο τους μειώνεται σημαντικά στην έξοδο. [43]

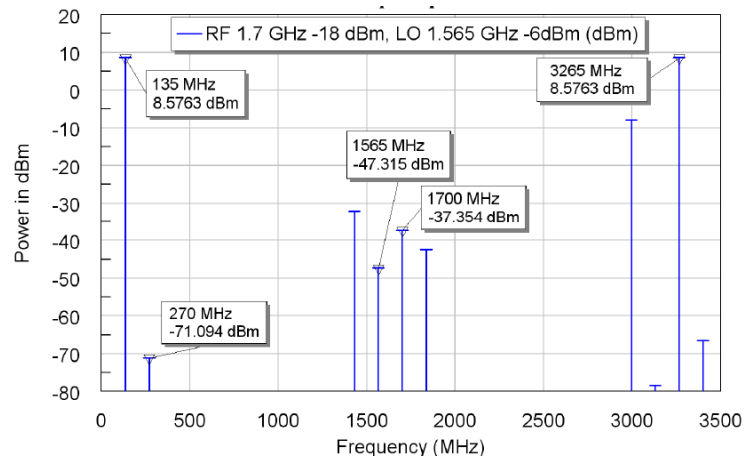
Ο διπλός ισοσταθμισμένος μικτής είναι ο πιο κοινά χρησιμοποιούμενος. Οι μικτες αυτής της κατηγορίας εμφανίζουν εξαιρετική απομόνωση μεταξύ των εισόδων και της εξόδου και δίνουν στην έξοδο μόνο το άθροισμα και την διαφορά των εισόδων προκαλώντας παράλληλα εξασθένηση σε μεγάλο βαθμό στα ανεπιθύμητα σήματα. Επιπλέον αυτό δίνει το πλεονέκτημα της ευκολότερης διαδικασίας φιλτραρίσματος στην έξοδο του μικτή. [24]

Συνοπτικά ο μικτής αυτός:

- Παρουσιάζει πολύ καλή απομόνωση μεταξύ των θυρών.
- Παρέχει πολύ καλή απολαβή.
- μπορεί εύκολα να ενσωματωθεί σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα.
- Απαιτείται τοπικός ταλαντωτής με τάση γύρω στα 600mV<sub>pp</sub> για διπολικό τρανζίστορ.
- Παρέχει επαρκής εικόνα θορύβου στην περιοχή 6-12dB. [42]

Ο μικτής κυττάρου Gilbert χρησιμοποιείται σε πολλά ολοκληρωμένα κυκλώματα. Είναι διαθέσιμοι στο εμπόριο με πολύ καλές επιδόσεις ενδοδιαμορφωσης και ένα εύρος συχνοτήτων από DC έως 5 GHz. [41]

Το σχήμα 3.12 δείχνει το φάσμα ενδιάμεσης συχνοτητας του μικτή αυτού. Η ισχύς του τοπικού ταλαντωτή είναι - 6 dBm και η στάθμη ραδιοσυχνοτήτων είναι - 18 dBm που αντιστοιχεί στα μέγιστα επίπεδα για κάθε ένα από αυτά. Η χρήση χαμηλότερης στάθμης ισχύος RF δίνει καλύτερη απόδοση με καλύτερη απομόνωση LO και RF στην έξοδο IF. Το σήμα RF είναι στα 1,7 GHz και το σήμα LO είναι στα 1,585 GHz με αποτέλεσμα ένα σήμα διαφοράς στα 135 MHz και ένα σήμα αθροίσματος στα 3,265 GHz. Το σχήμα 3.12 δείχνει ότι αυτά είναι ισοδύναμα επίπεδα ισχύος και είναι τα μεγαλύτερα σήματα. Ο μικτής αυτός δρα ως ένας σχεδόν ιδανικός μικτής. [41]



Σχήμα 3.12 φάσμα ενδιάμεσης συχνότητας του μικτή κυττάρου Gilbert [41]

### 3.3

## Τοπικοί Ταλαντωτές

Ο μικτής μέσα στο κύκλωμα του δεκτή είναι συνδεδεμένος με το κύκλωμα του τοπικού ταλαντωτή. Ο τοπικός ταλαντωτής αποτελεί ένα σημαντικό ηλεκτρονικό εξάρτημα ώστε οι δέκτες να μπορούν να καλύπτουν ευρύ φάσματα συχνότητας.

Θα πρέπει επίσης να καλύπτει ποικίλες σχεδιαστικές απαιτήσεις όπως να έχει υψηλή φασματική καθαρότητα και να έχει μεγάλη ευκινησία ώστε να μπορεί να κινηθεί γρήγορα μεταξύ συχνοτήτων σε χρονικά διαστήματα της τάξης μικροδευτερολέπτων. Η ακρίβεια παραγόμενης συχνότητας μεταξύ 1 και 100 Hz είναι γενικά επαρκής κάτω από τα 30 MHz. Βέβαια, υπάρχουν συστήματα που παρέχουν βήμα 0,001 Hz. Σε υψηλότερες συχνότητες η ακρίβεια είναι γενικά μεγαλύτερη από 1 kHz. [13]

Ταλαντωτές ελεγχόμενοι από τάση (ή ρεύμα ή ψηφιακά) (VCO, ICO, DCO) χρησιμοποιούνται για τη δημιουργία των σημάτων του τοπικού ταλαντωτή κατά έναν ελεγχόμενο τρόπο. Επίσης σε έναν πομποδέκτη επικοινωνιών (δέκτης + πομπός, RX + TX), η γεννήτρια σύνθεσης συχνοτήτων, είναι μία από τις κύριες βαθμίδες. Χρησιμοποιείται για τη δημιουργία όλων των απαραίτητων σημάτων του τοπικού ταλαντωτή με ελεγχόμενο τρόπο. [7]

Οι συνθέτες σημάτων - synthesizer χρησιμοποιούν μίξη σημάτων προερχόμενα από μια απλή πηγή μέσω πολλαπλασιασμού και διαίρεση συχνότητας και επίσης μίξης σημάτων από πολλαπλές κρυσταλλικές πηγές. Έτσι μπορούν να είναι "άμεσες" και να χρησιμοποιήσουν το προϊόν της πολλαπλής μίξης και του φιλτραρίσματος, ή "έμμεσες" και να χρησιμοποιήσουν έναν βρόχο κλειδώματος φάσης (PLL), που κλειδώνεται στην άμεση έξοδο για να παρέχει ακριβή σήματα εξόδου.

Οι περισσότεροι σύγχρονοι δέκτες επικοινωνιών κάτω από 1 GHz χρησιμοποιούν συνθέτες σημάτων με απλούς ή πολλαπλούς βρόχους ψηφιακού PLL, αν και για μερικές εφαρμογές μπορεί να χρησιμοποιηθεί η άμεση ψηφιακή σύνθεση κύματος.

Η σχεδίαση των ταλαντωτών είναι ίσως μια από τις λιγότερο κατανοητές πρακτικές των ασυρμάτων δικτύων γενικά, δίπλα στο σχεδιασμό των φίλτρων RF, και θεωρείται ότι είναι από τις πλέον περίπλοκες σχεδιαστικά. Στον τομέα των συχνοτήτων RF, είναι πολύ εύκολο να σχεδιάσουμε έναν ταλαντωτή με την σχεδίαση ενός απλού ενισχυτή και ενεργοποιώντας την τροφοδοσία, αυτός πιθανότατα θα αρχίσει να ταλαντώνεται.

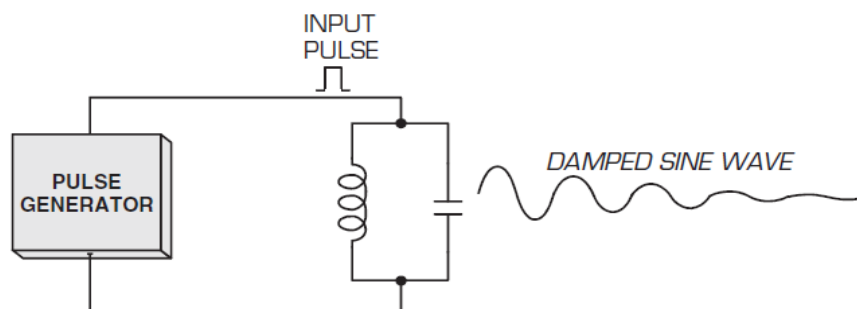
Το πραγματικό πρόβλημα, ωστόσο, είναι να σχεδιάσουμε ένα ταλαντωτή που δεν θα ταλαντώνεται μόνο στην επιθυμητή συχνότητα και στο επιθυμητό πλάτος, αλλά θα ξεκινά την λειτουργία του αξιόπιστα, που δεν θα επηρεάζεται από ψευδείς αποκρίσεις και αρμονικές, από τις φυσιολογικές αλλαγές της θερμοκρασίας, και θα έχει μια σταθερή λειτουργία μακροπρόθεσμα. [13]

### 3.3.1

#### Λειτουργία ταλαντωτή

Για την κατασκευή ενός ημιτονικού ταλαντωτή, πρέπει να χρησιμοποιήσουμε έναν ενισχυτή με θετική ανατροφοδότηση. Η ιδέα είναι να χρησιμοποιήσουμε το σήμα ανάδρασης στη θέση του σήματος εισόδου. Εάν το σήμα ανάδρασης είναι αρκετά μεγάλο και έχει τη σωστή φάση, θα υπάρχει ένα σήμα εξόδου, παρόλο που δεν υπάρχει εξωτερικό σήμα εισόδου. [30]

Όταν ένας παλμός εφαρμόζεται σε ένα συντονισμένο κύκλωμα θα φτάσει στη συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος, δημιουργώντας ένα φθίνων ημιτονοειδές κύμα (σχήμα 3.13). [13]



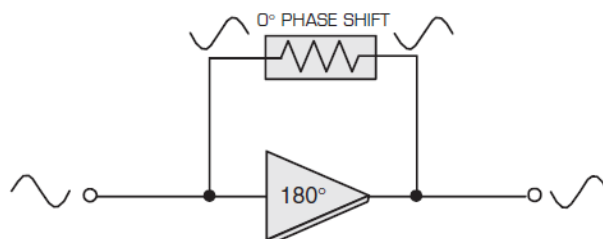
**Σχήμα 3.13** Ένα αποσβενομενο ημιτονικο κύμα εξόδου ενός συντονιζόμενου κυκλώματος μετα την εισαγωγή ενός μοναδικού παλμού. [13]

Αλλά εάν χρησιμοποιηθεί ενίσχυση από μια ενεργή συσκευή, όπως ένα τρανζίστορ για να ενισχύσει και να διατηρήσει αυτή την έξοδο τότε έχουμε την δημιουργία ενός ταλαντωτή. Η φυσική συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος αυτού καθορίζεται από τα στοιχεία L και C:

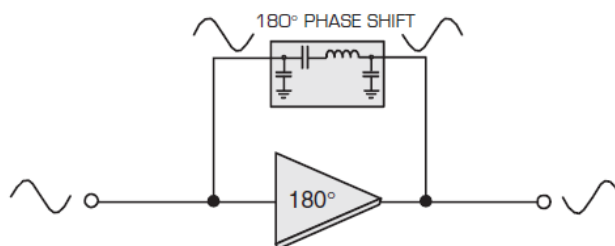
$$[13] \quad f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (35)$$

Έτσι, οι ταλαντωτές χρησιμοποιούν ένα μικρό μέρος του σήματος εξόδου από την ενεργή συσκευή προκειμένου να στείλουν ένα αναγεννητικό ή σε φάση σήμα ανάδρασης στη δική του είσοδο. Αυτό θα δημιουργήσει μια συνεχή ταλάντωση, με το τρανζίστορ να ενισχύει συνεχώς τη δική του ανατροφοδότηση.

Λαμβάνοντας υπόψη τις τυπικές λειτουργίες του ταλαντωτή, τροφοδοτώντας το με ένα σήμα  $180^\circ$  κατά φάση πίσω στην είσοδο του, με αυτή τη μετατόπιση φάσης να προκαλείται από τη διαμόρφωση κοινού εκπομπού του ίδιου του ενισχυτή του ταλαντωτή (σχήμα 3.14), θα απαιτήσουμε προφανώς μια μέθοδο για τη μετατόπιση αυτού του σήματος εξόδου ξανά στις  $0^\circ$ , προκειμένου να επιτευχθεί η απαραίτητη ανάδραση (σχήμα 3.15). [13]



**Σχήμα 3.14** Ένας ενισχυτής με εκφυλιστική ανάδραση δεν μπορεί να ταλαντωθεί [13]



**Σχήμα 3.15** Ένας ενισχυτής με αναγεννητική ανάδραση μπορεί να ταλαντωθεί [13]

Χρησιμοποιώντας την αντίσταση των πηνίων και των πυκνωτών για να γίνει αυτή η μετατόπιση φάσης, η οποία καθορίζει τη συχνότητα της ταλάντωσης, αποτελεί τον ευκολότερο τρόπο να κατασκευαστεί ένας ταλαντωτής ραδιοσυχνότητας. Ο ταλαντωτής κάνει μια αυτόματη εκκίνηση και πρέπει να είναι πολύ αξιόπιστος από την άποψη αυτή. Ένας τυπικός ημιτονοειδής ταλαντωτής τάξης Α αρχίζει με τους ακόλουθους μηχανισμούς:

- Η ισχύς εφαρμόζεται στην ενεργή συσκευή του ταλαντωτή.
- Ο θόρυβος ή οι μεταβαλλόμενες τάσεις προκαλούν την εκκίνηση του ταλαντωτή, όπου αυτός μετατοπίζει την συνεχή ισχύ εισόδου στις ημιτονοειδείς ταλαντώσεις εξόδου.
- Ο ταλαντωτής παράγει ημιτονοειδή κύματα σταθερής συχνότητας και πλάτους.

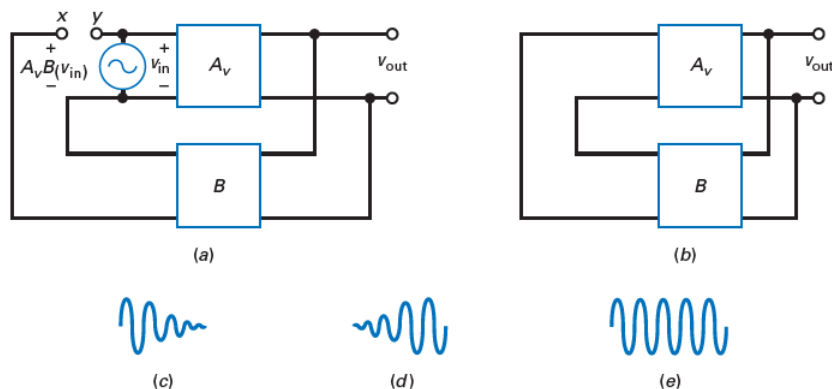
Η ισχύς εξόδου των περισσότερων από αυτούς τους ταλαντωτές θα είναι περίπου 0 dB έως 10 dBm, και θα να είναι πολωμένοι σε τάξη Α ή ΑΒ σε διαμόρφωση κοινού-εκπομπού (ωστόσο υπάρχουν και ταλαντωτές, υψηλότερης συχνότητας σε πόλωση κοινής βάσης), αν και μερικοί μπορεί να είναι πολωμένοι σε τάξη Γ. [13]



### 3.3.2 :

#### Κέρδος και φάση βρόχου

Στο σχήμα 3.16 (α) φαίνεται μια πηγή εναλλασσόμενης τάσης που οδηγεί τους ακροδέκτες εισόδου ενός ενισχυτή.



**Σχήμα 3.16** (α) Η τάσης ανάδρασης επιστρέφει στο σημείο x (β) συνδεδεμένα σημεία x και y (γ) φθίνουσες ταλαντώσεις (δ) αυξανόμενες ταλαντώσεις (ε) οι ταλαντώσεις σταθεροποιούνται κατά πλάτος [13]

Η ενισχυμένη τάση εξόδου είναι:

$$[30] \quad v_{out} = A_v(v_{in}) \quad (36)$$

Αυτή η τάση οδηγεί ένα κύκλωμα ανατροφοδότησης που είναι συνήθως ένα συντονισμένο κύκλωμα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να λαμβάνουμε τη μέγιστη ανάδραση σε μία συχνότητα. Στο σχήμα 3.16 (α), η τάση ανάδρασης που επιστρέφει στο σημείο x δίνεται ως:

$$[30] \quad v_f = A_v B(v_{in}) \quad (37)$$

Όπου το  $B$  είναι το κλάσμα ανάδρασης.

Εάν η μετατόπιση φάσης μέσω του ενισχυτή και του κυκλώματος ανάδρασης ισοδυναμεί με  $0^\circ$ , τότε ο παράγοντας  $A_v B(v_{in})$  βρίσκεται σε φάση με την τάση  $v_{in}$ .

Ας υποθέσουμε ότι συνδέουμε το σημείο x με το σημείο y και ταυτόχρονα απομακρύνουμε την πηγή τάσης  $v_{in}$ , τότε η τάση ανάδρασης  $A_v B(v_{in})$  οδηγεί την είσοδο του ενισχυτή, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.16 (β).

Τι συμβαίνει με την τάση εξόδου; Αν ο παράγοντας  $A_v B$  είναι μικρότερος από 1, το  $A_v B(v_{in})$  είναι μικρότερο από την  $v_{in}$  και το σήμα εξόδου θα μηδενιστεί, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.16 (γ).

Ωστόσο, εάν το  $A_v B$  είναι μεγαλύτερο από 1, η  $A_v B(v_{in})$  είναι μεγαλύτερη από την  $v_{in}$  και η τάση εξόδου θα αυξάνει (σχήμα 3.16 (δ)).

Αν το  $A_v B$  ισούται με 1, τότε το  $A_v B(v_{in})$  ισούται με το  $v_{in}$  και η τάση εξόδου είναι ένα σταθερό ημιτονικό σήμα όπως αυτό στο σχήμα 3.16 (ε). Στην περίπτωση αυτή, το κύκλωμα τροφοδοτεί το δικό του σήμα εισόδου.

Σε οποιονδήποτε ταλαντωτή, το κέρδος βρόχου  $A_v B$  είναι μεγαλύτερο από 1 όταν ενεργοποιείται για πρώτη φορά. Μια μικρή τάση εκκίνησης εφαρμόζεται στους

ακροδέκτες εισόδου και η τάση εξόδου αυξάνει, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.16 (δ). Όταν η τιμή της τάσης εξόδου φθάσει σε μια ορισμένη στάθμη, ο παράγοντας  $A_V$  μειώνεται αυτόματα στο 1 και η έξοδος από κορυφή σε κορυφή σταθεροποιείται (σχήμα 3.16 (ε)).

### 3.3.3

#### Θέματα σχεδίασης ταλαντωτών

Από πού όμως προέρχεται η τάση εκκίνησης; Κάθε αντίσταση περιέχει κάποια ελεύθερα ηλεκτρόνια. Λόγω της θερμοκρασίας περιβάλλοντος, αυτά τα ελεύθερα ηλεκτρόνια κινούνται τυχαία σε διαφορετικές κατευθύνσεις και παράγουν μια τάση θορύβου κατά μήκος της αντίστασης.

Η κίνηση είναι τόσο τυχαία που περιέχει συχνότητες πάνω από 1000 GHz. Μπορούμε να σκεφτούμε κάθε αντίσταση ως μια μικρή πηγή εναλλασσόμενης τάσης που παράγει όλες τις συχνότητες. Στο σχήμα 3.16 (β), συμβαίνει το εξής: Όταν ενεργοποιούμε για πρώτη φορά το σύστημα, τα μόνα σήματα σε αυτό είναι οι τάσεις θορύβου που παράγονται από τις αντιστάσεις.

Αυτές οι τάσεις θορύβου ενισχύονται και εμφανίζονται στους ακροδέκτες εξόδου. Ο ενισχυμένος θόρυβος, ο οποίος περιέχει όλες τις συχνότητες, οδηγεί το συντονισμένο κύκλωμα ανάδρασης.

Με κατάλληλη κυκλωματική σχεδίαση, μπορούμε να κάνουμε το κέρδος βρόχου μεγαλύτερο από την μονάδα και τη μετατόπιση φάσης του βρόχου ίση με  $0^\circ$  στη συχνότητα συντονισμού.

Πάνω και κάτω από τη συχνότητα συντονισμού, η μετατόπιση φάσης είναι διαφορετική από  $0^\circ$ . Ως αποτέλεσμα, οι ταλαντώσεις θα αυξάνονται σε πλάτος μόνο στη συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος ανατροφοδότησης. [30]

Επίσης η πόλωση του ταλαντωτή του τμήματος του ενισχυτή χρησιμοποιείται για πολλούς λόγους: Για την χρήση μιας μόνο τάσης  $V_{CC}$ , για την τοποθέτηση του σημείου πόλωσης σε μια συγκεκριμένη τάξη λειτουργίας, και για να σταθεροποιήσει την ενεργή συσκευή σε μεγάλες θερμοκρασιακές μεταβολές.

Μια ζωτικής σημασίας παράμετρος οποιουδήποτε κυκλώματος ταλαντωτή θα είναι ο συντελεστής ποιότητας  $Q$ . Ένας ταλαντωτής με ανατροφοδότηση υψηλού  $Q$  (όπως οι τύποι κρυστάλλων) θα έχουν πολύ πιο σταθερή συχνότητα RF εξόδου από έναν χαμηλού  $Q$  ταλαντωτή LC. Αυτό οφείλεται στο ότι οι μεταβολές στις αποκρίσεις ενός τρανζίστορ, που προκαλούνται από μεταβαλλόμενες τιμές της  $V_{CC}$  και της θερμοκρασίας, καθώς και κατασκευαστικών παραλλαγών από τρανζίστορ σε τρανζίστορ του ίδιου τύπου, θα προκαλέσει πολύ υψηλότερες μεταβολές της συχνότητας σε ένα ταλαντωτή με χαμηλό  $Q$  (LC) από έναν ταλαντωτή με ένα υψηλό  $Q$ .

Έτσι, βελτιώνοντας τον συντελεστή ποιότητας  $Q$  ενός ταλαντωτή βελτιώνετε η σταθερότητα της συχνότητας και της απόδοσης θορύβου φάσης σε σχέση με τη θερμοκρασία, τις μεταβολές της τάσης  $V_{CC}$  και τις μεταβολές στην εμπέδηση φορτίου. Ένας ταλαντωτής ξεκινάει από μια τάση "έναρξης" που εισάγεται από το ξεκίνημα της τροφοδοσίας του ταλαντωτή και όχι κατ'ανάγκη από θόρυβο. Η ταχύτητα με την οποία ο ταλαντωτής αρχίζει την λειτουργία και παράγει μια σταθερή συχνότητα εξόδου εξαρτάται περισσότερο από τον χρόνο που χρειάζεται για να φορτιστούν οι πυκνωτές της πόλωσης του, καθώς και από τη χρονική σταθερά RC παρά από το  $Q$ .

Η σωστή επιλογή κάθε στοιχείου σε έναν ταλαντωτή είναι πολύ σημαντική, αφού ακόμη και τα παθητικά εξαρτήματα μπορούν να έχουν σημαντική επίδραση στην κατάλληλη λειτουργία του.

Η σωστή επιλογή της ενεργού συσκευής είναι επίσης κρίσιμη. Ένα τρανζίστορ με μια πολύ υψηλή συχνότητα  $f_T$  σε σύγκριση με τη συχνότητα ταλάντωσης αποτελεί καλύτερη επιλογή σε κύκλωμα ταλαντωτή.

Αυτό οφείλεται στην ικανότητα του τρανζίστορ, σε υψηλή συχνότητα  $f_T (> 5 \times f_r)$ , όχι μόνο να διατηρεί τη μετατόπιση φάσης  $180^\circ$  στις υψηλότερες συχνότητες - δεδομένου ότι η μετατόπιση φάσης ενός ενισχυτή αρχίζει να μειώνεται από τις  $180^\circ$  καθώς αυξάνει η συχνότητα- αλλά να έχει επίσης και ένα υψηλότερο κέρδος ανατροφοδότησης σε αυτήν την συχνότητα  $f_r$ . [13]

### 3.3.3 :

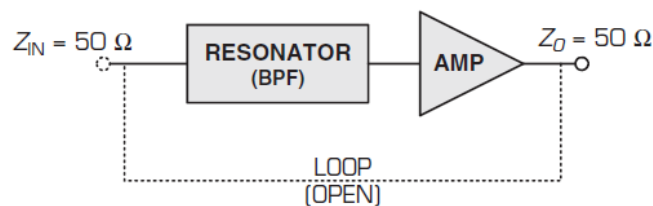
#### Σχεδίαση ταλαντωτή ανοικτού βρόχου

Για να ταλαντεύεται το λοιπόν ένα κύκλωμα πρέπει:

- Να έχουμε ένα καθαρό κέρδος γύρω από τον βρόχο που να είναι ίσο με 1 ή περισσότερο (ή 0 dB).
- Να έχουμε μια μετατόπιση φάσης γύρω από τον βρόχο που είναι ίση με  $0^\circ$ .

Μπορούμε να θέσουμε και τις δύο αυτές απαιτήσεις στην σχεδίαση χρησιμοποιώντας τεχνικές προσομοίωσης γραμμικού ανοικτού βρόχου.

Το λογισμικό σχεδιασμού ανοικτού βρόχου ενός ταλαντωτή περιλαμβάνει τη μείωση του βρόχου ανάδρασης του ταλαντωτή από την έξοδο του τρανζίστορ πίσω στο συντονισμένο δίκτυο μετατόπισης φάσης (σχήμα 3.17). Στη συνέχεια μπορούμε να εισάγουμε ένα εργαλείο λογισμικού που ονομάζεται *plotter Bode* μέσα σε αυτόν τον ανοιχτό βρόχο, να συντονίσουμε το κύκλωμα για βέλτιστη απόδοση, να κλείσουμε τον βρόχο και να προκύψει ένας πλήρως λειτουργικός ταλαντωτής. [13]



**Σχήμα 3.17** Οι ανοικτές θύρες εισόδου και εξόδου ενός ταλαντωτή ανάδρασης [13]

### 3.3.5

#### Ταλαντωτές LC και VCO

Τα κυκλώματα ταλαντωτών μπορεί να είναι:

➤ Ταλαντωτές RC

- Εύκολο να πραγματοποιηθεί το κύκλωμα.
- Λειτουργία τόσο σε χαμηλές όσο και σε μεσαίες συχνότητες.
- χαμηλή απόδοση θορύβου φάσης.

➤ Ταλαντωτές LC

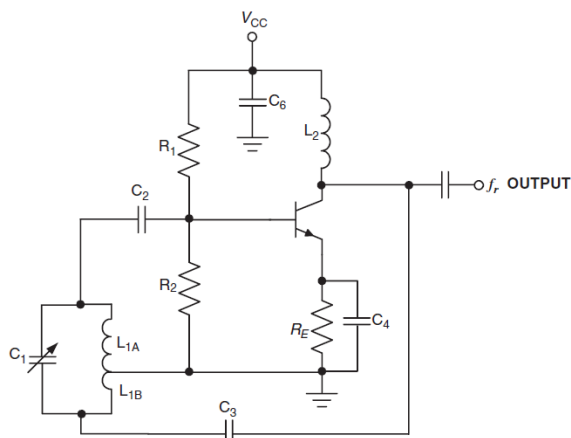
- Λειτουργία σε υψηλή συχνότητα.
- Καλή απόδοση θορύβου φάσης.
- Κατάλληλοι για ασύρματες εφαρμογές ραδιοσυχνοτήτων. [44]

Σήμερα, οι ταλαντωτές LC είναι ταλαντωτές μεταβλητής συχνότητας (VFOs) δεδομένου ότι μπορούν εύκολα να ρυθμιστούν μεταβαλώντας τη χωρητικότητα μιας διόδου τύπου varactor για να ρυθμίσουμε τη συχνότητα της ταλάντωσης. Ωστόσο προϊόντα πολύ χαμηλού κόστους που χρησιμοποιούν LC ταλαντωτές σταθερής συχνότητας μπορεί να βρεθούν για εφαρμογές που απαιτούν μερικές φορές λειτουργία έως 2,4 GHz.

Ωστόσο θα έχουν πολύ χαμηλή σταθερότητα συχνότητας σε σχέση με τη θερμοκρασία, και κακές προδιαγραφές για το θόρυβο φάσης - οι οποίες οφείλονται στο πολύ χαμηλό φορτίο τους. Υπάρχουν πολλά είδη LC ταλαντωτών. Ωστόσο, οι ταλαντωτές Hartley και Colpitts είναι οι πλέον δημοφιλείς.

#### Ταλαντωτής Hartley

Ο ταλαντωτής Hartley, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.18, εκμεταλλεύεται ένα πηνίο στο συντονιζόμενο κύκλωμα του, αποτελούμενο από τα στοιχεία  $L_1$  και  $C_1$ , για να αλλάξει η φάση της ανατροφοδότησης στη βάση του τρανζίστορ σε ένα αναγεννητικό σήμα και να ρυθμίσουμε τη συχνότητα της ταλάντωσης.



Σχήμα 3.18 Ταλαντωτής LC Hartley [13]

Οι πυκνωτές  $C_2$  και  $C_3$  αποκλείουν την συνεχή συνιστώσα του σήματος, αλλά προκαλούν την σύζευξη της AC ανατροφοδότησης, ενώ τα στοιχεία  $L_2$  και  $C_6$  αποσυνδέουν την έξοδο του ταλαντωτή από το να συνδέεται στην τροφοδοσία ρεύματος. Το συντονιζόμενο κύκλωμα LC του ταλαντωτή Hartley παρέχει την απαιτούμενη μετατόπιση φάσης  $180^\circ$  επιτρέποντας έτσι τις ταλαντώσεις. [13]  
Όταν το κύκλωμα LC είναι συντονισμένο, το ρεύμα ρέει μέσω των σε σειρά στοιχείων  $L_{1A}$  και  $L_{1B}$ . Το ισοδύναμο  $L$  που θα χρησιμοποιηθεί είναι:

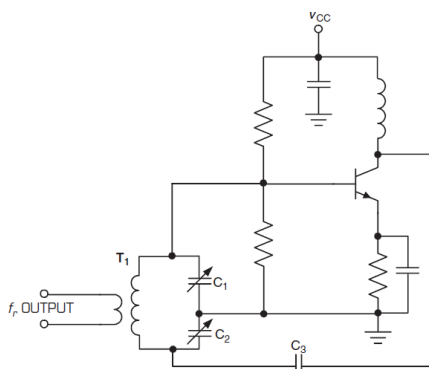
$$[30] \quad L = L_{1A} + L_{2A} \quad (37)$$

Σε ένα ταλαντωτή Hartley, η τάση ανάδρασης αναπτύσσεται από τον επαγωγικό διαιρέτη τάσης των  $L_{1A}$  και  $L_{2A}$ .

Συχνά, ένας ταλαντωτής Hartley χρησιμοποιεί έναν απλό πηνίο αντί για δύο χωριστά πηνία. Σε μια άλλη παραλλαγή το σήμα ανάδρασης επιστέφει στον εκπομπό αντί στην βάση. Επίσης, μπορεί να χρησιμοποιείται ένα στοιχείο FET αντί ενός διπολικού τρανζίστορ. [30]

### Ταλαντωτής Colpitts

Ως εναλλακτική λύση σε ένα σπειροειδές πηνίο, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε δύο πυκνωτές με παράλληλη σύνδεση ( $T_1$ ), όπως στον ταλαντωτή Colpitts του Σχήματος 3.19.



**Σχήμα 3.19** ταλαντωτής LC Colpitts [13]

Αυτό το κύκλωμα εκτελεί την ίδια λειτουργία με το σπειροειδές πηνίο δημιουργώντας μια μετατόπιση φάσης  $180^\circ$  κατά μήκος κάθε πυκνωτή, παρέχοντας έτσι τη θετική ανατροφοδότηση στη βάση του τρανζίστορ που απαιτείται για τις ταλαντώσεις. [13]

Υπάρχουν πολλές παραλλαγές του ταλαντωτή Colpitts. Ένας τρόπος για να αναγνωρίσουμε έναν ταλαντωτή Colpitts είναι ο χωρητικός διαιρέτης τάσης που σχηματίζεται από τα στοιχεία  $C_1$  και  $C_2$ . Παράγει την τάση ανάδρασης που απαιτείται για τις ταλαντώσεις. Σε άλλα είδη ταλαντωτών, η τάση ανάδρασης παράγεται από μετασχηματιστές, επαγωγικούς διαιρέτες τάσης κ.ο.κ. [30]

Γενικά μπορούμε να πούμε ότι οι ρυθμιζόμενοι μηχανικά ταλαντωτές σήμερα τείνουν να αντικατασταθούν από τους ταλαντωτές, που η συχνότητα λειτουργίας τους ελέγχεται από ηλεκτρική τάση και είναι γνωστοί ως VCO (Voltage Controlled Oscillators).

Ένας ταλαντωτής VCO χαρακτηρίζεται από τη ζώνη συχνοτήτων λειτουργίας του, τη γραμμικότητα και την κλίση  $k(\text{Hz/V})$  της χαρακτηριστικής του  $f = f(s(t))$  (όπου η τάση  $s(t)$  αντιπροσωπεύει το ωφέλιμο σήμα. [13]

## 3.4

### Φίλτρα και ενισχυτές ενδιάμεσης συχνότητας IF

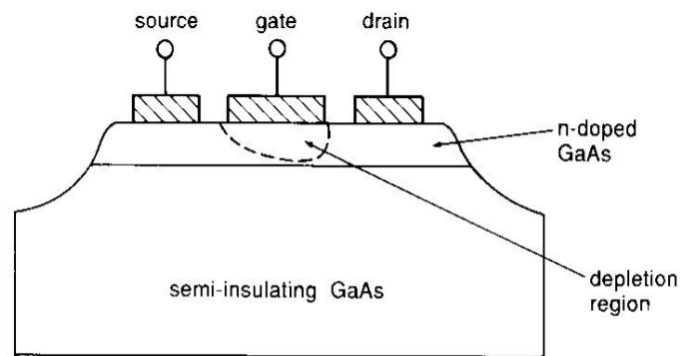
Για το λαμβανόμενο σήμα ο περιορισμός του φάσματος του γύρω από την ενδιάμεση συχνότητα IF γίνεται με την χρήση φίλτρου IF, και αυτή η βαθμίδα προηγείται της ενίσχυσης IF. Μετα την έξοδο του σήματος από το φίλτρο IF και πριν αυτό σταλεί στην βαθμίδα της αποδιαμόρφωσης, πρέπει να ενισχυθεί από τον ενισχυτή IF ο οποίος περιλαμβάνει ένα ή περισσότερα στάδια ενίσχυσης.

Από την άλλη ένας ενισχυτής ενδιάμεσης συχνότητας είναι ένας γραμμικός ενισχυτής σταθερής συχνότητας, που βρίσκεται στην βαθμίδα IF ενός υπερετεροδύνου δέκτη. Για τα ραδιόφωνα AM, είναι συνήθως ένας ενισχυτής κοινού εκπομπού τάξης A που έχει σκοπό να προσφέρει επιλεκτικό κέρδος εντός μιας στενής περιοχής συχνοτήτων. Αυτοί οι τύποι ενισχυτών αποτελούν τη βάση ενισχυτών ραδιοσυχνοτήτων στενής ζώνης. Ένας τυπικός ραδιοφωνικός σταθμός έχει πολλαπλές IF βαθμίδες, όπου κάθε βαθμίδα αποτελείται από ένα μόνο κύκλωμα τρανζίστορ συζευγμένο με έναν συντονισμένο μετασχηματιστή IF.

Ο υποβιβασμός της φέρουσας συχνότητας των σημάτων που δέχεται ο δέκτης στη σταθερή ενδιάμεση συχνότητα παρέχει τη δυνατότητα ώστε το μεγαλύτερο μέρος της ενίσχυσης να διενεργείται από ενισχυτές IF με εύρος συχνοτήτων λειτουργίας όσο και το εύρος ζώνης των σημάτων που αναμένει ο δέκτης και όχι όσο το συνολικό εύρος ραδιοσυχνοτήτων που καλείται να εξυπηρετήσει. [45]

Ουσιαστικά είναι στον ενισχυτή IF όπου λαμβάνει χώρα το μεγαλύτερο μέρος της ενίσχυσης σε ένα δέκτη. Μερικές φορές μπορεί να υπάρχουν δύο ή περισσότερα στάδια της IF ενίσχυσης. Η ενδιάμεση συχνότητα έχει επιλεγεί προσεκτικά. Η βαθμίδα του φίλτρου πριν από τον ενισχυτή διαμορφώνει τη ζώνη διέλευσης του δέκτη. [36]

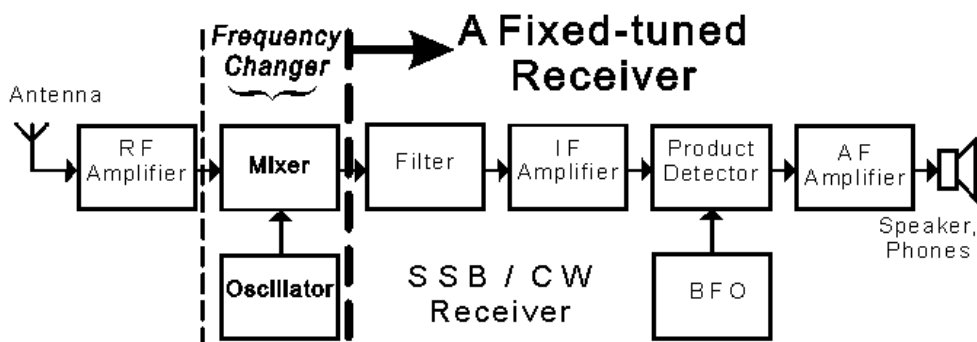
Η καλύτερη απόδοση για τον ενισχυτή IF επιτυγχάνεται με τρανζίστορ υψηλής κινητικότητας ηλεκτρονίων (HEMT) που βασίζονται σε τεχνολογία GaAs. Αυτό βασίζεται στο τρανζίστορ MESFET (MEtal-Semiconductor FET) επαφής μετάλλου-ημιαγωγού (φράγμα Schottky). Αποτελείται από ένα υπόστρωμα GaAs με ένα n-ντοπαρισμένο στρώμα που αναπτύσσεται πάνω του για να σχηματίσει το κανάλι, με επαφές για την πηγή και τον απαγωγό και μια πύλη που σχηματίζεται ως δίοδος Schottky μεταξύ τους σε αυτό το στρώμα.



Σχήμα 3.20 τρανζίστορ τύπου MESFET [46]

Η ροή ηλεκτρονίων μεταξύ πηγής και του απαγωγού σε αυτό το κανάλι ρυθμίζεται από την ανάστροφη πόλωση της πύλης. Επειδή αυτή η δομή είναι πολύ απλή, τα MESFET μπορούν να γίνουν πολύ μικρά, πράγμα που μειώνει τον χρόνο διέλευσης των ηλεκτρονίων μεταξύ της πηγής και του απαγωγού και αυξάνει την ταχύτητα απόκρισης. [46]

Η ζώνη διέλευσης του φίλτρου θα πρέπει να προσαρμόζεται ώστε να ταιριάζει με το σήμα που λαμβάνεται για λόγους απόρριψης ανεπιθύμητου θορύβου και ανεπιθύμητων σημάτων. Μια ζώνη διέλευσης 500 Hz για λήψη CW, μία ζώνη διέλευσης 3 kHz για SSB και 6 kHz για AM, θα ήταν τυπική.



Σχήμα 3.21 Βαθμίδα IF [36]

Από τις βαθμίδες IF, το σήμα περνά σε έναν ανιχνευτή. Εδώ λαμβάνει χώρα η αποδιαμόρφωση του σήματος ραδιοσυχνότητας για την παραγωγή ενός ακουστικού σήματος. Το σχήμα 3.21 δείχνει έναν φωρατή γινομένου με μια συχνότητα ταλάντωσης - ή έναν ταλαντωτή εισαγωγής φέρουσας (CIO) - για λήψη SSB και CW. [36]



## 3.5

### Κύκλωμα αυτομάτου ελέγχου - AGC

Το κύκλωμα αυτομάτου ελέγχου - AGC είναι το ηλεκτρονικό ισοδύναμο ενός φυσικού βρόχου ελέγχου όπως αυτού που χρησιμοποιείται π.χ. από το ανθρώπινο μάτι όταν εισέρχεται σε ένα σκοτεινό δωμάτιο από ένα φωτεινό περιβάλλον.

Κατά την είσοδο στην αίθουσα, η ίριδα ανοίγει για να εισέλθει περισσότερο φως. Αντίθετα, όταν πηγαίνουμε από ένα σκοτεινό δωμάτιο σε ένα φωτεινό, η ίριδα κλείνει για να περιορισθεί η ποσότητα του φωτός που πέφτει στον αμφιβληστροειδή του οφθαλμού. Ενώ αυτό φαίνεται αρκετά απλό, το σύστημα αυτομάτου ελέγχου AGC που χρησιμοποιείται στους δέκτες μπορεί να είναι ένα πιο πολύπλοκο πρόβλημα.

Ακριβώς όπως στο παράδειγμα με το μάτι, το κύκλωμα AGC είναι απαραίτητο στους δέκτες για να αντισταθμίσει τις μεγάλες μεταβολές στην ισχύ του σήματος στον ακροδέκτη της κεραίας εξαιτίας των φαινομένων διάδοσης όπως στις ατμοσφαιρικές διαλείψεις λόγω πολλαπλών διαδρομών του σήματος. [47]

Η βαθμίδα του αυτόματου ελέγχου κέρδους αποτελεί μια βασική λειτουργία σε πολλές σύγχρονες εφαρμογές, στις οποίες εισερχόμενα σήματα με μια μεγάλη δυναμική περιοχή πρέπει κατόπιν να υποστούν επεξεργασία. Παράδειγμα αναφέρουμε στο κύκλωμα διάυλου ανάγνωσης σκληρού δίσκου, ιατρικά συστήματα και συστήματα πολυμέσων, ενσύρματες και ασύρματες επικοινωνίες, τις διεπαφές-διασυνδέσεις αισθητήρων και τις διατάξεις ανιχνευτών συζευγμένου φορτίου (CCD) κτλ.

Στους σκληρούς δίσκους το κύκλωμα AGC χρησιμοποιείτε για τη σταθεροποίηση της τάσης που παρέχεται στις διατάξεις του ανιχνευτή και του φίλτρου στο κύκλωμα διάυλου ανάγνωσης.

Σε σύγχρονα ακουστικά βοηθήματα, το κύκλωμα AGC χρησιμοποιείτε για να προσαρμόσει τις διάφορες ηχητικές διακυμάνσεις πληροφοριών στο δυναμικό ακουστικό φάσμα του ατόμου που έχει προβλήματα ακοής. Με αυτόν τον τρόπο αποφεύγεται η απώλεια ορισμένων τμημάτων πληροφοριών ή η υπέρβαση του ορίου του πόνου και επιτυγχάνεται βελτίωση της αντιληπτοτητας της ομιλίας.

Η βαθμίδα κυκλώματος AGC αποτελεί ένα πολύ σπουδαίο και κρίσιμο στοιχείο σε πολλές εφαρμογές επικοινωνιών, όπου η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος εξαρτάται από την απόσταση μεταξύ του πομπού και του δέκτη.[1]

Επομένως ανεξαρτήτως του είδους και της τεχνολογίας του δέκτη που χρησιμοποιούμε, της κεραίας, τον τύπο εκπομπής και το είδος διαμόρφωσης, αυτό που πρέπει να έχουμε πάντα υπόψιν είναι ότι η ισχύς του σήματος στην είσοδο παρουσιάζει μεγάλες μεταβολές και διακυμάνσεις. Αυτές οι διακυμάνσεις οφείλονται σε μια σειρά λόγων όπως

- Σε φαινόμενα διαλείψεων.
- Λόγω παρουσίας θορύβων και παρεμβολών.
- Απόσβεσης του φέροντος λόγω ύπαρξης εμποδίων κατά την μετάδοση του σήματος.
- Λόγω της απόστασης του πομπού με τον δέκτη.

Η γενική λειτουργία της βαθμίδας AGC είναι η αυτόματη ρύθμιση του σήματος εξόδου ενός ενισχυτή μεταβλητού κέρδους σε μια βέλτιστη ονομαστική στάθμη, όταν εφαρμόζονται σήματα εισόδου διαφορετικής ισχύος και έντασης. Και αυτή ακριβώς η λειτουργία του AGC είναι απαραίτητη ώστε να διασφαλιστεί ότι η δυναμική περιοχή του συστήματος ούτε θα κορεσθεί με μεγάλα σήματα ούτε θα κάνει το σήμα να πέσει κάτω από μια ανεκτή στάθμη θορύβου.

Συγκεκριμένα, ορισμένες εφαρμογές ασύρματης ζεύξης, όπως WLAN ή Bluetooth, πρέπει να είναι σε θέση να χειρίζονται δεδομένα που μεταδίδονται σε πακέτα πληροφορίας καθώς και την πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας, διαδικασία η οποία συνεπάγεται αυστηρούς περιορισμούς του χρόνου αποκατάστασης. [1]

Για παράδειγμα στα αερομεταφερόμενα ραντάρ, αυτό γίνεται ακόμη πιο περίπλοκο καθώς μεγάλες αντανάκλασεις σημάτων, που προκαλούνται από τα βουνά ή τους υδάτινους όγκους, μπορεί να αποκρύψουν μικρές αντανάκλασεις σήματος. Αυτό, με τη σειρά του, μπορεί να προκαλέσει πρόωρη συμπίεση της απολαβής των βαθμίδων του συστήματος, με αποτέλεσμα τη παραμόρφωση ενδοδιαμορφωσης και την απώλεια πληροφοριών.

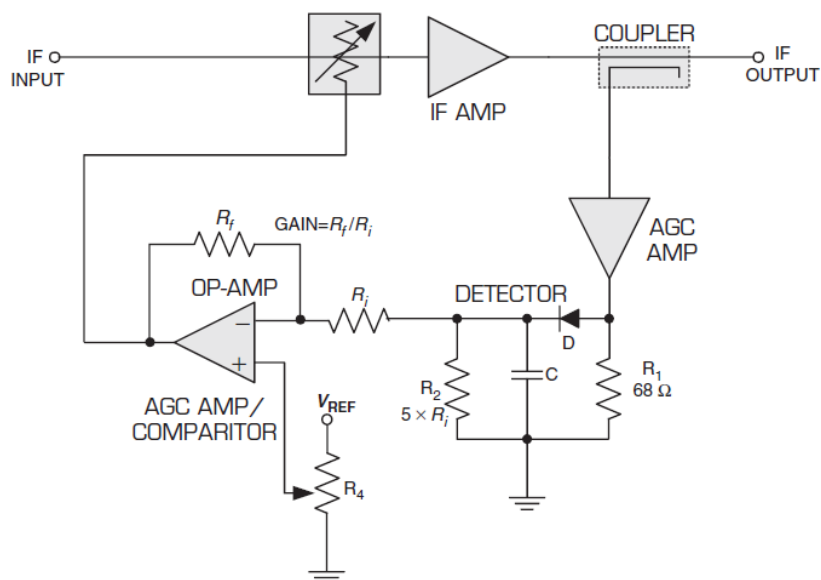
Οι μεταβολές αργής εξασθένησης σήματος μπορεί μερικές φορές να ξεπεράσουν τα 100 dB, ενώ οι μεταβολές γρήγορης εξασθένησης σήματος μπορούν να υπερβούν τα 30 dB. Μπορούν να διαμορφώσουν το κύκλωμα AGC του δέκτη σε ρυθμό άνω των 100 Hz.

Ένα κατάλληλο σύστημα AGC πρέπει να αντισταθμίσει όλα αυτά τα προβλήματα την ίδια στιγμή χωρίς παραμόρφωση. [47]

### 3.5.1

#### Στρατηγικές σχεδίασμού κυκλώματος AGC

Ένα πλήρες κύκλωμα ενός AGC φαίνεται στο σχήμα 3.22 και μπορεί να σχεδιαστεί με διάφορους τρόπους.



Σχήμα 3.22 Τυπικό κύκλωμα AGC στην βαθμίδα IF του δέκτη [13]

Ωστόσο, τα βασικά στοιχεία δεν αλλάζουν: Το σήμα που πρόκειται να ελεγχθεί πρέπει να υποστεί δειγματοληψία, φιλτράρισμα και εισαγωγή σε έναν ενισχυτή

μεταβλητού κέρδους ώστε να αλλάξει η απολαβή της βαθμίδας, και άρα και το συνολικό κέρδος όλου του συστήματος του δέκτη. Θα αναλύσουμε όλα τα τυπικά στάδια που βρίσκονται μέσα σε ένα τέτοιο κύκλωμα.

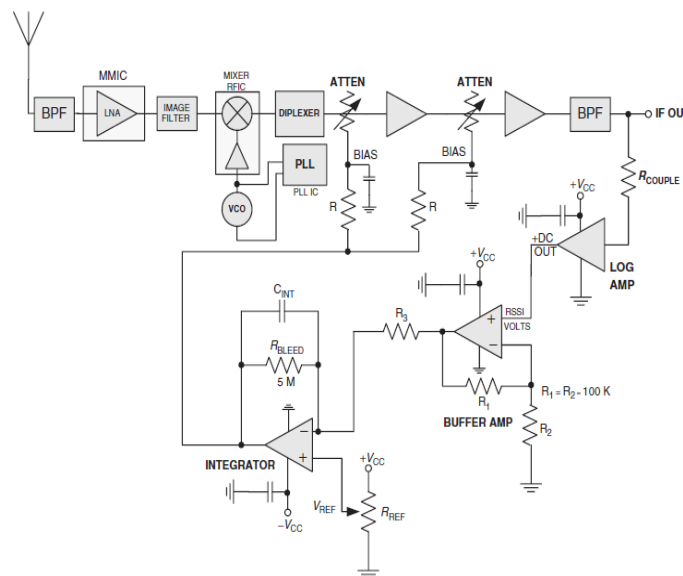
### Δειγματοληψία του σήματος

Το σήμα από την βαθμίδα IF μπορεί να ελεγχθεί με έναν από δύο τρόπους. Μια μεγάλη αντίσταση που έχει πολύ υψηλότερη τιμή από αυτή των 50 Ω του IF μπορεί να αξιοποιηθεί για την αφαίρεση ενός μικρού ποσοστού του σήματος για την τροφοδοσία του ανιχνευτή AGC ή ένας κατευθυντικός συζεύκτης μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αφαίρεση ενός μικρού δείγματος του σήματος για ανίχνευση από το κύκλωμα AGC. [13]

### Ανίχνευση του σήματος

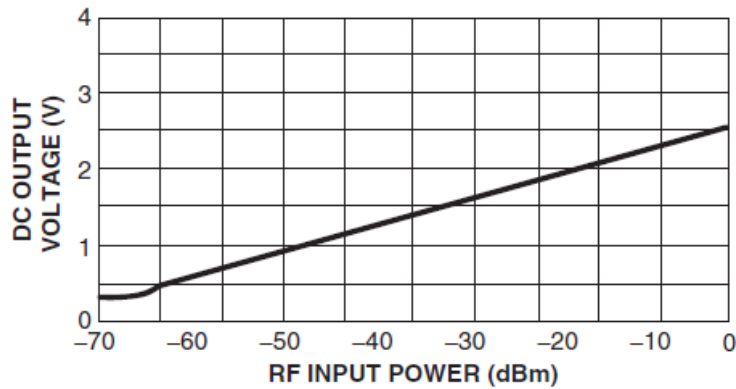
Οι λογαριθμικοί ενισχυτές έχουν υιοθετηθεί σε ορισμένες ασύρματες εφαρμογές για την ανίχνευση των κορυφών του σήματος ραδιοσυχνότητας, και στη συνέχεια μετατρέπουν αυτές τις κορυφές σε λογαριθμική συνεχή έξοδο. [13]

Αυτοί οι τύποι των λογαριθμικών ενισχυτών αναφέρονται ως λογαριθμικοί ενισχυτές αποδιαμόρφωσης και μπορούν να φτάσουν σε συχνότητα λειτουργίας τα 2,5 GHz στην είσοδο τους, ενώ εξακολουθούν να διατηρούν ένα υψηλό δυναμικό εύρος μεγαλύτερο από 90 dB. Ένας τέτοιος ενισχυτής εμφανίζεται στο σχήμα 3.23 και αποτελεί την βαθμίδα του ανιχνευτή/ενισχυτή σε ένα βρόχο ανατροφοδότησης του αυτομάτου ελέγχου κέρδους ενός δέκτη.



**Σχήμα 3.23** Ένας λογαριθμικός ενισχυτής, με ολοκληρωτή και ενισχυτή buffer, που χρησιμοποιείται στο κύκλωμα AGC του δέκτη [13]

Στο σχήμα 3.24 απεικονίζεται η τυπική RF ισχύς εισόδου ενώ λογαριθμικού ενισχυτή σε σχέση με την χαρακτηριστική DC τάση εξόδου.



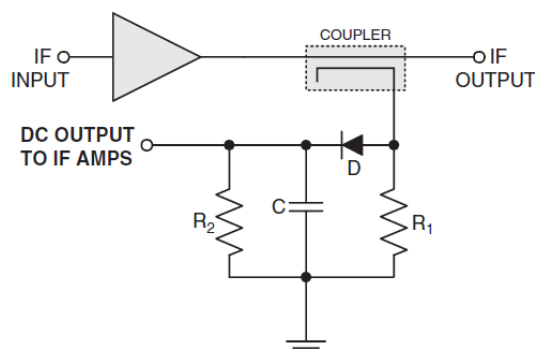
**Σχήμα 3.24** Η DC έξοδος λογαριθμικού ενισχυτή ως προς την RF ισχύς εισόδου [13]

Το κύκλωμα AGC που βασίζεται στον λογαριθμικό ενισχυτή του σχήματος 3.23 λειτουργεί ως εξής: Για να αφαιρεθεί ένα μικρό μέρος/ποσοστό του σήματος IF στον λογαριθμικό ενισχυτή, πρέπει η αντίσταση  $R_{COUPLE}$  να έχει τιμή σημαντικά μεγαλύτερη από 50 Ω.

Ο λογαριθμικός ενισχυτής ανιχνεύει στη συνέχεια την κορυφή IF, την ενισχύει και στη συνέχεια την μετατρέπει σε μια ισοδύναμη λογαριθμική DC τάση εξόδου, που καλείται ως η τάση RSSI (received signal strength indicator), η οποία στη συνέχεια εισάγεται στον ενισχυτή απομόνωσης, και από εκεί προς το ολοκληρωτή, όπου η τάση συγκρίνεται με την τάση  $V_{REF}$ .

Εάν η τάση του λογαριθμικού ενισχυτή είναι μικρότερη της  $V_{REF}$ , που αποτελεί μια συνθήκη χαμηλού σήματος εισόδου, τότε ο ολοκληρωτής θα εξάγει σχεδόν 0 V στον εξασθενητή. Εάν, ωστόσο, η τάση από τον λογαριθμικό ενισχυτή είναι μεγαλύτερη από την τάση  $V_{REF}$ , τότε μια μεγάλη αρνητική τάση θα τοποθετηθεί στις εισόδους πόλωσης στους εξασθενητές IF. Ορισμένοι εξασθενητές και ενισχυτές μεταβλητού κέρδους ελεγχόμενης πόλωσης μπορεί να απαιτούν τάσεις αντίθετης πολικότητας, οι οποίες μπορούν να λυθούν με τη χρήση ενός ενισχυτή αναστρέφουσας εισόδου, μαζί με μια θετική τάση τροφοδοσίας για τον ολοκληρωτή.

Μια δίοδος ανίχνευσης στο κύκλωμα AGC χρησιμοποιείται συχνότερα για την ανίχνευση του σήματος ενός ζεύκτη στις IF βαθμίδες (σχήμα 3.25).



**Σχήμα 3.25** Ένα κύκλωμα ανιχνευτή AGC, με συζεύκτη, στην βαθμίδα IF του Δέκτη [13]

Μια μη πολωμένη δίοδος, όπως μια τύπου αυτό-πόλωσης ή τύπου Schottky μηδενικής πόλωσης, μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ανιχνευτής, και μετατρέπει την IF ισχύ σε DC.

Ο πυκνωτής C επιλέγεται σε αυτό το κύκλωμα ανιχνευτή διόδου για να έχει χαμηλή σύνθετη αντίσταση στην RF, σε σύγκριση με την αντίσταση της διόδου D.

Η αντίσταση  $R_1$ , που χρησιμοποιείται σε ανιχνευτές μεγάλου σήματος, παρουσιάζει μια σωστή προσαρμογή σύνθετης αντίστασης για την σχετικά υψηλή εμπέδηση εισόδου της διόδου.[13]

Το πρώτο πράγμα κατά την σχεδίαση ενός συστήματος δέκτη AGC είναι να προσδιοριστεί η συνολική ποσότητα ελεγχόμενου κέρδους που απαιτείται για το δυναμικό εύρος λειτουργίας του συστήματος και πού ακριβώς θα εφαρμοσθεί το κέρδος αυτό στο σύστημα.

Χρησιμοποιώντας ένα πρόγραμμα υπολογιστή για ανάλυση του κέρδους ενός συστήματος βαθμίδων, το οποίο να είναι ικανό να υπολογίσει την εικόνα θορύβου και τα σημεία συμπίεσης κέρδους, ο σχεδιαστής θα πρέπει να διερευνήσει διεξοδικά τα διαφορετικά είδη κυκλωματικών διαμορφώσεων του συστήματος μέχρι ότου να μπορεί να μοντελοποιηθεί ένας ελάχιστος αριθμός βαθμίδων AGC με το μεγαλύτερο δυνατό δυναμικό εύρος λειτουργίας.

Αυτή η διαδικασία μπορεί να πάρει πολύ χρόνο για να φτιαχτεί κυκλωματικά το κατάλληλο σύστημα του AGC χωρίς να υπάρξει συμπίεση του σήματος σε κανένα από τα στάδια σε ολόκληρο το δυναμικό εύρος εισόδου ραδιοσυχνοτήτων. Αυτό είναι ένα σημαντικό μέρος του σχεδιασμού του συστήματος λήψης. Μόνο τότε μπορούμε να προχωρήσουμε περαιτέρω με τον πραγματικό σχεδιασμό.

Ένα άλλο σημαντικό βήμα στο σχεδιασμό ενός συστήματος AGC είναι ο καθορισμός της ποσότητας του κέρδους (ή της απώλειας) που απαιτείται για τις μεμονωμένες βαθμίδες του AGC. Το απαιτούμενο ποσό της μεταβολής του κέρδους πρέπει να ταιριάζει με τους ενισχυτές μεταβλητού κέρδους που επιλέγονται μαζί με το εύρος της ελεγχόμενης τάσης.

Καθώς το κέρδος συνήθως δεν ακολουθεί μια γραμμική καμπύλη τάσης, η γραμμικοποίηση των καμπυλών πρέπει να γίνει πλήρως κατανοητή και διορθωμένη, διαφορετικά θα έχουμε παραμόρφωση του σήματος. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν απλά κυκλώματα γραμμικοποιητών για να διορθωθούν οι μεταβολές κέρδους στις κλίσεις του κυκλώματος AGC, προκειμένου να αποφευχθούν μεταβολές στο κέρδος του βρόχου και στο εύρος ζώνης θορύβου.

Οι γραμμικοποιητές μπορούν να σχεδιαστούν χρησιμοποιώντας διόδους και τελεστικούς ενισχυτές για να επιτύχουν διορθώσεις κλίσης προσεγγίζοντας τις απαιτούμενες γραμμικές καμπύλες. Για καλύτερα αποτελέσματα, ανεξάρτητοι λογαριθμικοί ή γραμμικοί λογαριθμικοί ενισχυτές μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την ανίχνευση και δημιουργία σημάτων ανατροφοδότησης.

Το πιο σημαντικό στην ανάλυση είναι ο προσδιορισμός του εύρους ζώνης χαμηλοπερατού φίλτρου. Η συχνότητα κατωφλίου του εύρους ζώνης πρέπει να είναι τουλάχιστον δέκα φορές χαμηλότερη από την ελάχιστη συχνότητα διαμόρφωσης για να μπορεί να διέλθει μέσω της αλυσίδας της βαθμίδας IF, έτσι ώστε καμία παραμόρφωση διαμόρφωσης να μην υπάρχει στην λειτουργία του κυκλώματος AGC. Πολλές φορές, προσδιορίζουμε πειραματικά την δυναμική του βρόχου και το εύρος ζώνης ενός AGC (μετά την πραγματοποίηση της θεωρητικής ανάλυσης) κάνοντας παρατήρηση της απόκρισης σε έναν παλμογράφο σε μια σωστή προσομοίωση διαμόρφωσης προκειμένου να προσδιοριστούν τα ακριβή χαρακτηριστικά ενός AGC. Τότε τα αποτελέσματα συγκρίνονται με τη θεωρητική ανάλυση που έχει γίνει προκειμένου να ληφθούν οι σωστές αποφάσεις. [47]

Όπως είπαμε η γενική λειτουργία της βαθμίδας του κυκλώματος AGC είναι να ρυθμίζει αυτόματα το σήμα εξόδου ενός ενισχυτή μεταβλητού κέρδους ή ενός ενισχυτή με προγραμματιζόμενο συντελεστή απόδοσης σε ένα βέλτιστο επίπεδο

λειτουργίας (βέλτιστη ονομαστική στάθμη), για διαφορετικά επίπεδα ισχύος του σήματος εισόδου.

Επιπλέον, σε όλες αυτές τις εφαρμογές, όπου τα αναλογικά σήματα πρέπει να επεξεργαστούν πριν τη μετατροπή τους σε ψηφιακά, ο αριθμός των bits που απαιτούνται για την λειτουργία του μετατροπέα αναλογικό σε ψηφιακό εξαρτάται από το δυναμικό εύρος λειτουργίας της εισόδου (δυναμική περιοχή της εισόδου).

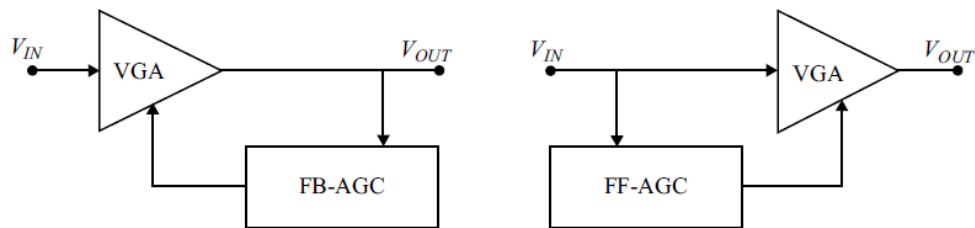
Το δυναμικό εύρος λειτουργίας της εισόδου ενός μετατροπέα, σε ντεσιμπέλ (dB), είναι έξι φορές ο αριθμός των δυαδικών ψηφίων, οπότε ένας μετατροπέας 10-bit έχει 60 dB εύρος λειτουργίας.

Εάν η μέση ένταση σήματος του φορέα μεταβάλλεται μεταξύ 50-80 dB, κάτι που είναι συχνό σε αρκετές εφαρμογές, τότε θα υπάρχει δυσκολία στην διάκριση της πληροφορίας που υπάρχει μέσα στην φέρουσα. Δεδομένου ότι η βαθμίδα του μετατροπέα ADC είναι μια από τις πλέον απαιτητικές σε ισχύ διατάξεις μέσα σε έναν αναλογικό δέκτη, η μείωση της πολυπλοκότητάς του, που προέρχεται από το γεγονός της λειτουργία του σε ένα καθορισμένο δυναμικό εύρος λειτουργίας το οποίο όμως καθορίζεται από το κύκλωμα AGC, οδηγεί τελικά σε μείωση της συνολικής κατανάλωση ισχύος στο σύστημα. Αυτό είναι ένα αρκετά κρίσιμο χαρακτηριστικό, για παράδειγμα, στα μοντέρνα φορητά ηλεκτρονικά συστήματα.

Η λειτουργία του κυκλώματος AGC μπορεί να υλοποιηθεί κυρίως με δύο διαφορετικούς τρόπους, ανάλογα με το πλάτος του σήματος που ανιχνεύει και την αυτόματη ρύθμιση που κάνει στο κέρδος.

Αν έχουμε σήμα εισόδου σε ενισχυτή μεταβλητού κέρδους VGA, τότε ο βρόχος AGC κινείται προς την κατεύθυνση του σήματος του δέκτη, και άρα αυτός ο βρόχος ονομάζεται βρόχος εμπρόσθιας ανάδρασης.

Από την άλλη μεριά, αν ανιχνεύεται σήμα εξόδου VGA, ο βρόχος AGC κινείται προς τα πίσω στην κατεύθυνση του σήματος. Αυτός ο βρόχος ονομάζεται βρόχος ανατροφοδότησης. Και οι δύο αυτές δομές φαίνονται στο σχήμα 3.26. [1]



**Σχήμα 3.26** Αρχιτεκτονικές AGC Feedback (αριστερά) και Feedforward (δεξιά) [1]

Μεταξύ των δύο αυτών δομών βρόχων, αυτός της ανατροφοδότησης είναι ο πιο δημοφιλής κατά το σχεδιασμό της βαθμίδας AGC αφού παρέχει υψηλότερη γραμμικότητα και απαιτεί μικρότερη δυναμική περιοχή στον ανιχνευτή.

Εντούτοις, οι βρόχοι λειτουργίας εμπρόσθιας ανάδρασης εμφανίζουν κάποια πολύ ενδιαφέροντα χαρακτηριστικά, όπως βρόχο μεγάλου εύρους ζώνης και, κατά συνέπεια, πιο γρήγορο χρόνο αποκατάστασης που μπορεί να αντισταθμίσει μειονεκτήματα όπως αυτά της υψηλής γραμμικότητας βρόχου.

Εκτός από αυτή την ταξινόμηση ανάλογα της κατεύθυνσης του βρόχου AGC, οι βαθμίδες αυτές μπορούν να ταξινομηθούν σε άλλες δύο ομάδες ανάλογα με το αν ο βρόχος ελέγχου είναι ψηφιακός ή αναλογικός. Η ψηφιακή επιλογή είναι πολύ πιο απλή και συνήθως χρησιμοποιεί τον επεξεργαστή ψηφιακού σήματος (DSP) για τον έλεγχο του ενισχυτή με προγραμματιζόμενο συντελεστή απόδοσης - PGA σε ένα βρόχο ανατροφοδότησης.



Το αναλογικό κύκλωμα AGC είναι συνήθως πιο περίπλοκο και ειδικής λειτουργίας. Τελικά ένας συνδυασμός και των δύο μπορεί να είναι η καλύτερη επιλογή, καθώς τα πλεονεκτήματα ουσιαστικά συγκεντρώνονται σε ένα και μόνο κύκλωμα.

Εστιάζοντας στους ασύρματους δέκτες, η αρχιτεκτονική του δέκτη επηρεάζει σε μεγάλο βαθμό τις προδιαγραφές της βαθμίδας AGC. Στο κύκλωμα του δέκτη η σειρά των βαθμίδων του φίλτρου IF του μετατροπέα αναλογικού σε ψηφιακό (ADC) και του AGC θα απαιτούσε διαφορετικές σχεδιαστικές λύσεις για το AGC.

Επομένως, αν ο βρόχος AGC είναι μετά τη βαθμίδα του μετατροπέα ADC, η μόνη λογική λύση είναι να σχεδιάσουμε ένα ψηφιακό κύκλωμα AGC που θα ήταν εντός του κυκλώματος επεξεργασίας σήματος DSP. Τα μειονεκτήματα είναι ότι χρησιμοποιώντας την δυνατότητα επεξεργασίας του DSP αυξάνεται η κατανάλωση ενέργειας του συστήματος.

Αν η βαθμίδα του AGC βρίσκεται στην αρχή της βαθμίδας του IF, το λαμβανόμενο σήμα θα μπορούσε να είναι αρκετά θορυβώδες και η σχεδίαση του AGC θα έπρεπε να είναι σε θέση να κάνει διάκριση μεταξύ της επιθυμητής στάθμης σήματος και του θορύβου. Αντιθέτως η σχεδίαση του φίλτρου θα ήταν σε μεγάλο βαθμό απλουστευμένη, καθώς η απαίτηση του δυναμικού εύρους λειτουργίας θα ήταν μικρή. Τέλος, αν το AGC είναι μεταξύ της βαθμίδας του φίλτρου και του μετατροπέα ADC, το φίλτρο απαιτεί ιδιαίτερη προσοχή στο σχεδιασμό καθώς θα πρέπει να είναι σε θέση να φιλτράρει το σήμα και να ελέγξει ολόκληρο το δυναμικό εύρος εισόδου. Ωστόσο, η διάταξη AGC λαμβάνει ένα εντελώς φιλτραρισμένο σήμα χωρίς το πρόβλημα των παρασιτικών σημάτων.

Επομένως, κάθε σχεδιαστική λύση έχει τα δικά της πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Ο σχεδιασμός ενός κυκλώματος μπορεί να απλουστευθεί σε μεγάλο βαθμό αυξάνοντας την σχεδιαστική πολυπλοκότητα μιας κοντινής σε αυτό διάταξης. Η καλύτερη λύση είναι αυτή που βελτιώνει την απόδοση/επίδοση συνολικά όλου του δέκτη.

Επιπλέον, η απόδοση ενός κυκλώματος συνήθως βελτιώνεται απλώς με μια μέτρια αύξηση στην κατανάλωση ενέργειας και του κυκλωματικού χώρου υλοποίησης της διάταξης. Ωστόσο, η επίτευξη μιας πολύ υψηλής απόδοσης λειτουργίας απαιτεί εξαιρετικά υψηλή κατανάλωση ισχύος.

Άρα μια λύση είναι να χρησιμοποιήσουμε ενισχυτικές βαθμίδες RF και IF ελεγχόμενου κέρδους, και η διάταξη που χρησιμοποιείται για αυτόν τον ρόλο καλείται διάταξη αυτομάτου ελέγχου AGC.

Αν και κάθε ηλεκτρονική εφαρμογή απαιτεί διαφορετικές προδιαγραφές κάθε φορά ανάλογα με τις εκάστοτε ανάγκες, τα κυκλώματα AGC πρέπει να ικανοποιούν τις απαιτήσεις και προδιαγραφές που απαιτούνται για το εκάστοτε κύκλωμα. Π.χ στους δέκτες WLAN ένα από τα αποδεκτά πρότυπα είναι το λεγόμενο πρότυπο "IEEE 802.11a standard" [14]. Αυτό το πρότυπο χρησιμοποιεί ορθογωνική πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας (OFDM) για την επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων σε περιβάλλον WLAN πολλαπλών διαδρομών. Όπως είναι γνωστό, στο πρωτόκολλο WLAN IEEE 802.11a, τα λαμβανόμενα δεδομένα αποτελούνται από μια εισαγωγή με τμήματα επικεφαλίδας και δεδομένων.

Για τους δέκτες WLAN και Bluetooth, υπάρχουν αυστηρές απαιτήσεις για τον χρόνο αποκατάστασης. Επομένως θα πρέπει το κύκλωμα AGC να έχει τις εξής προδιαγραφές:

- ο χρόνος αποκατάστασης πρέπει να είναι περίπου 1  $\mu$ s.
- Λειτουργία μη γραμμικής περιοχής κάτω του 1%.
- Εύρος συχνοτήτων από 3 έως 300 MHz.

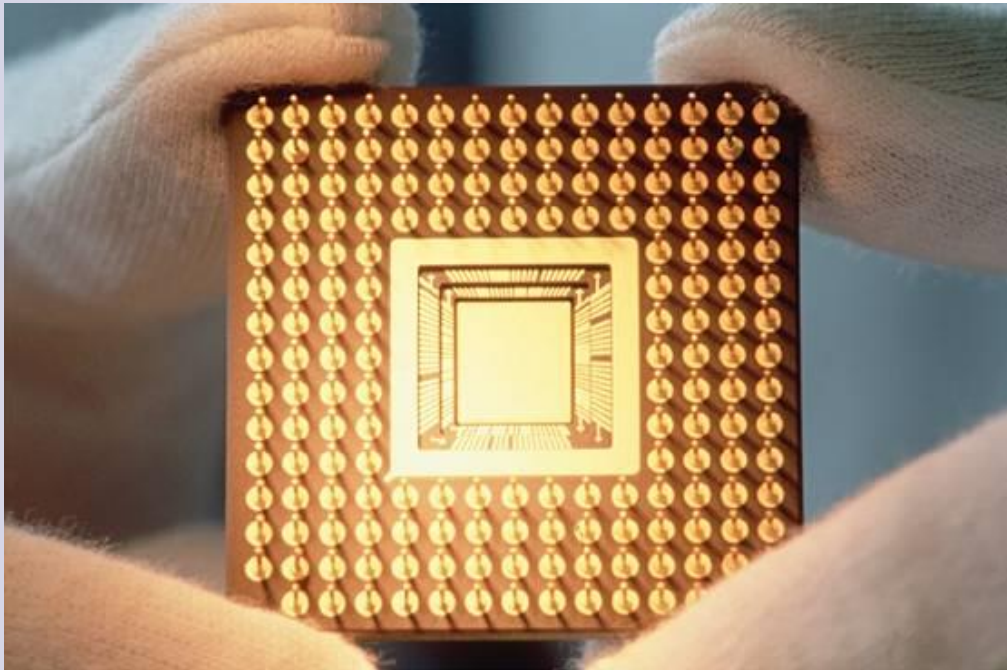


- Ακρίβεια κέρδους μικρότερη από 1 dB.

Τέλος, όπως είναι υποχρεωτικό σε όλα τα ολοκληρωμένα κυκλώματα ειδικών εφαρμογών - ASICs, οι πλήρεις προδιαγραφές πρέπει να λαμβάνονται υπόψη με την προϋπόθεση της ελαχίστης κατανάλωσης ισχύος αλλά και χώρου στο ολοκληρωμένο.  
[1]

# Κεφάλαιο Τέταρτο

## Βαθμίδα Επεξεργασίας



Η βαθμίδα επεξεργασίας αποτελεί το τελικό στάδιο για την παραγωγή του σήματος που θα πρέπει να έχει την μέγιστη δυνατή πιστότητα και την ελάχιστη δυνατή παραμόρφωση με το λαμβανόμενο σήμα στην κεραία του δέκτη. Αποτελείται από διάφορες βαθμίδες όπως αυτές του αποδιαμορφωτή, του ενισχυτή βασικών συχνοτήτων και, ανάλογα με το είδος των σημάτων που δέχεται ο δέκτης, του μετατροπέα A/D ή και αποπολυπλέκτη.

## 4.1

### Γενικά για την βαθμίδα επεξεργασίας

Σε έναν δέκτη μπορούμε να έχουμε ετερόδυνη ή ομόδυνη λειτουργία. Στην περίπτωση της ετερόδυνης λειτουργίας η βαθμίδα επεξεργασίας ακολουθεί την βαθμίδα IF, ενώ στην περίπτωση της ομόδυνης βρίσκεται μετά την βαθμίδα εισόδου. Επίσης υπάρχουν στο εμπόριο κατηγορίες δεκτών που μπορούν να λειτουργήσουν παράλληλα και ως πομποί. Τότε μέσα στην βαθμίδα αυτή εκτός από την αποδιαμόρφωση και την ενίσχυση του σήματος που λαμβάνεται, περιλαμβάνεται η επαναδιαμόρφωση για την επανεκπομπή του.

Κατά την πορεία του σήματος από τον πομπό στο δέκτη, επιδρούν σ' αυτό διάφορα θερμικά και ατμοσφαιρικά φαινόμενα καθώς επίσης και κάποιες παρεμβάσεις προκαλούμενες από τον άνθρωπο και τα κυκλώματα μετάδοσης. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το αποδιαμορφωμένο σήμα να είναι μια αλλοιωμένη έκδοση του αρχικά διαμορφωμένου σήματος.

Σχετικά με τους αναλογικούς αποδιαμορφωτές ο σκοπός είναι η ελαχιστοποίηση αυτής της αλλοίωσης έτσι ώστε να πετύχουμε η κυματομορφή του σήματος -αμέσως μετά την βαθμίδα της αποδιαμόρφωσης- να είναι πιο κοντά στην πληροφορία που στέλνει ο πομπός. Να έχουμε πετύχει δηλαδή την όσο το δυνατόν καλύτερη πιστότητα χωρίς αλλοίωση της αρχικής εκπεμπόμενης πληροφορίας.

Για την ψηφιακή αποδιαμόρφωση ο σκοπός είναι να έχουμε μια ψηφιακή έξοδο παρόμοια με αυτήν στην είσοδο του πομπού, με τα λιγότερα λάθη χωρίς την προσθήκη ή διαγραφή συμβόλων. Επίσης η απόδοση για τους αποδιαμορφωτές αναλογικών και ψηφιακών σημάτων διαφέρουν (π.χ. έχουμε τον λόγο σήματος προς θόρυβο SNR για τους αναλογικούς και τον BER -ρυθμό σφαλμάτων bit- για τους ψηφιακούς).

Για να πετύχουμε την όσο το δυνατόν καλύτερη λειτουργία του δέκτη υπάρχουν διάφορα συστήματα που συνεργάζονται με όλες τις βαθμίδες παρέχοντας υποστήριξη στη λειτουργία τους, όπως για παράδειγμα το κύκλωμα ανάκτησης του ρυθμού μετάδοσης (ελέγχει με πολύ μεγάλη ακρίβεια το κύκλωμα συγχρονισμού του δέκτη και βρίσκεται στα ψηφιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα) και το κύκλωμα ανάκτησης του φέροντος (υποβοηθά τον τοπικό ταλαντωτή του δέκτη να αναπαράγει με πολύ μεγάλη ακρίβεια τα χαρακτηριστικά του φέροντος σήματος, τα οποία υπόκεινται σε διαρκείς μεταβολές λόγω της διολίσθησης της συχνότητας των ταλαντωτών και των μικτών του πομπού).

Η ακριβής γνώση της συχνότητας και της φάσης του φέροντος σήματος, καθώς και του ρυθμού μετάδοσης στην περίπτωση ψηφιακών συστημάτων, είναι πολύ μεγάλης σημασίας για την πιστή αναπαραγωγή της πληροφορίας και την αξιοπιστία του δέκτη.

## 4.2

### Αποδιαμορφωτές και ADC

#### 4.2.1

##### Εισαγωγή

Παραδοσιακά σε ένα δέκτη κατά την διαδικασία της μίξης και την μετατροπή του σήματος εισόδου στην ενδιάμεση συχνότητα, η επακόλουθη αποδιαμόρφωση μπορεί να πραγματοποιηθεί με μερικούς τρόπους, ανάλογα με το είδος της διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται.

Στην περίπτωση του συστήματος DECT, αφού το σήμα εισόδου είναι διαμορφωμένο κατά φάση, τότε θα πρέπει να γίνει η MSK αποδιαμόρφωση για την ψηφιακή - κωδικοποιημένη κατά φάση - πληροφορία.

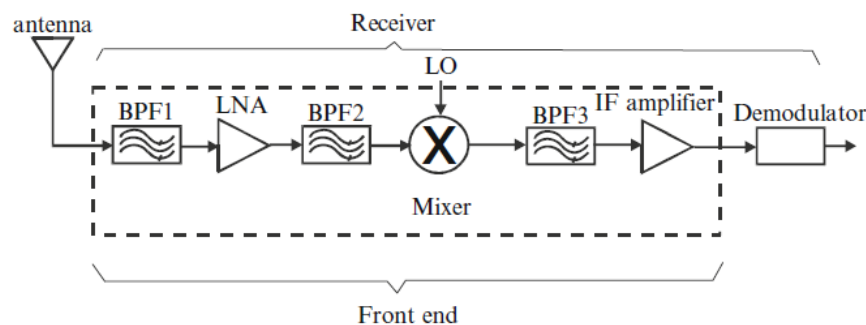
Αυτό μπορεί να γίνει με παρόμοιο τρόπο για την αποδιαμόρφωση ενός σήματος QPSK. Υπάρχουν τρεις συνήθεις τρόποι αποδιαμόρφωσης ενός σήματος QPSK:

- Διευκρινιστής συχνότητας (FM discriminator)
- Ανίχνευση IF.
- Ανίχνευση ζώνης βάσης.

Καθεμιά από αυτές τις μεθόδους μπορούν να γίνουν εξ' ολοκλήρου στον αναλογικό τομέα ή κάνοντας πρώτα μια μετατροπή από αναλογικό σε ψηφιακό στην ενδιάμεση συχνότητα και στη συνέχεια να εφαρμόσουμε αυτές τις μεθόδους ψηφιακά χρησιμοποιώντας ψηφιακή επεξεργασία σήματος (DSP).

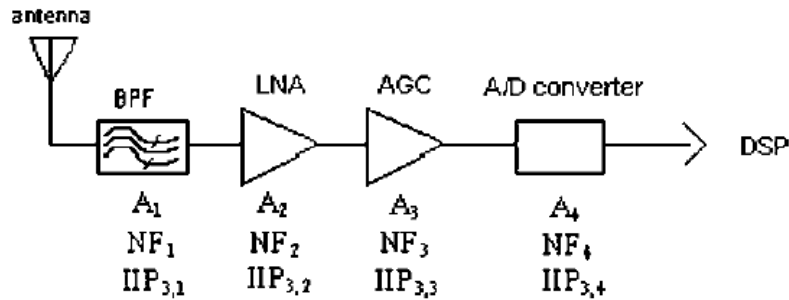
Με αυτόν τον τρόπο ο μετατροπέας αναλογικό σε ψηφιακό A/D γίνεται μέρος του αποδιαμορφωτή. Η χρήση ενός μετατροπέα A/D σε έναν αποδιαμορφωτή είναι προφανώς επωφελής όσον αφορά την ικανότητα ενσωμάτωσης της επεξεργασίας του σήματος -αμέσως μετά την βαθμίδα του μετατροπέα A/D- μέσα σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα.

Αντί να πραγματοποιήσουμε την μετατροπή A/D πριν από την αποδιαμόρφωση, μπορούμε να εκτελέσουμε αυτήν την διαδικασία πιο μετα στο μπροστινό μέρος του δέκτη. Ανατρέχοντας για παράδειγμα στην διάταξη δέκτη που φαίνεται στο σχήμα 4.1, ένας A/D μετατροπέας μπορεί να τοποθετηθεί μέσα στο μπροστινό άκρο και να χρησιμοποιηθεί για την ψηφιοποίηση του σήματος στο πρώιμο στάδιο του μπροστινού άκρου.



Σχήμα 4.1 Εμπρόσθιο τμήμα δέκτη [24]

Για παράδειγμα, αν η μετατροπή A/D εκτελείται αμέσως μετά τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου, τότε τα διάφορα φίλτρα, ο μικτής, και ο ενισχυτής IF μπορούν όλα να υλοποιηθούν ψηφιακά χρησιμοποιώντας ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Με αυτή την έννοια ο μετατροπέας A/D γίνεται μέρος του εμπρόσθιου άκρου και είναι υπεύθυνος για την επεξεργασία (προετοιμασία) των λαμβανόμενου σήματος και των παρεμβολών πριν το εισάγουμε στον αποδιαμορφωτή. Η τελική αρχιτεκτονική του κυκλώματος του εμπρόσθιου τμήματος φαίνεται στο αμέσως επόμενο σχήμα 4.2.



**Σχήμα 4.2** Αρχιτεκτονική δέκτη όπου A είναι η απολαβή τάσης [24]

Χρησιμοποιώντας μετατροπέα A/D στο μπροστινό άκρο έχει προφανώς το ίδιο πλεονέκτημα με το να έχουμε τον μετατροπέα μέσα σε έναν αποδιαμορφωτή. Επιπλέον, δεδομένου ότι επιτρέπει την επεξεργασία σήματος μετά την λειτουργία του μετατροπέα A/D η οποία πρέπει να γίνει ψηφιακά, επιτρέπει μεγαλύτερη ευελιξία στην υλοποίηση του εμπρόσθιου τμήματος του δέκτη.

Θα εξετάσουμε τις κοινές μεθόδους αποδιαμόρφωσης, και μετα τους μετατροπείς A/D που είναι οι πλέον κατάλληλοι για χρήση στον αποδιαμορφωτή, καθώς και στο κύκλωμα εμπρόσθιου τμήματος. [24]

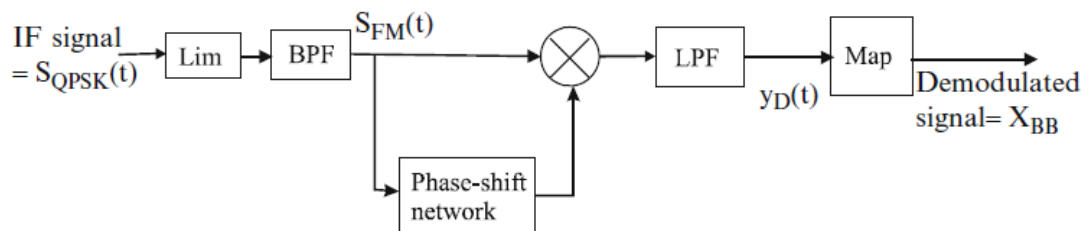
#### 4.2.2

#### Αποδιαμορφωτές

Σε αυτή την ενότητα θα δούμε τις τρεις κοινές μεθόδους αποδιαμόρφωσης.

➤ Διευκρινιστής συχνότητας - FM Discriminator (ασύμφωνα)

Ας δούμε τώρα την πρώτη μέθοδο, διευκρινιστής συχνότητας, η οποία απεικονίζεται στο πιο κάτω σχήμα 4.3. [24]



**Σχήμα 4.3** Διευκρινιστής FM, αναλογικό [24]

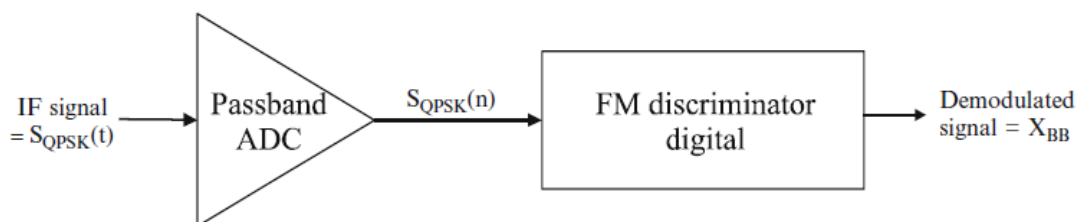
Αυτή η αποδιαμόρφωση γίνεται ασύμφωνα στην ζώνη διέλευσης. Ο FM διευκρινιστής συχνοτητας έχει ένα δίκτυο μετατόπισης φάσης που θα εισαγάγει μια καθυστέρηση  $t_0$  στην φέρουσα και μια καθυστέρηση  $t_1$  στη φάση. Η είσοδος στο δίκτυο αυτό περιέχει μια φιλτραρισμένη (φιλτραρισμένο από το φίλτρο BPF) και περιορισμένη (από τον περιοριστή) έκδοση του αρχικού διαμορφωμένου QPSK σήματος IF  $S_{QPSK}(t)$ .

Σε αυτό το κύκλωμα μπορούμε να εξάγουμε το αρχικό σήμα διαμόρφωσης FM  $x_M(t)$  και να παράγουμε το αποδιαμορφωμένο FM σήμα  $y_D(t)$  από αυτό. Τώρα μπορούμε να κάνουμε δειγματοληψία σε αυτό το αποδιαμορφωμένο σήμα FM και να πάρουμε το σήμα  $y_D(n)$ , όπου  $n$  είναι ο δείκτης του χρόνου. Από αυτό το σήμα  $y_D(n)$ , το οποίο αντιπροσωπεύει τη μετατόπιση φάσης στα κατάλληλα δυαδικά ψηφία, μπορούμε να πάρουμε το αποδιαμορφωμένο QPSK σήμα  $X_{BB}(n)$ .

Ο διευκρινιστής συχνοτητας FM συνήθως υλοποιείται στον αναλογικό τομέα. Για παράδειγμα, ο ενδιάμεσης συχνοτητας δέκτης LMX2240, κατασκευασμένος από την εταιρεία National Semiconductor, αποτελεί μία από τις εμπορικές υλοποιήσεις που χρησιμοποιούν αυτήν την προσέγγιση. Αυτό το ολοκληρωμένο κύκλωμα αποτελείται από έναν σκληρό περιοριστή στην είσοδο με μια σύνθετη αντίσταση εισόδου 150 Ω και - 80 dB ευαισθησία για το σήμα ενδιάμεσης συχνοτητας. Ένας μίκτης Gilbert quartz χρησιμοποιείται ως πολλαπλασιαστής στο σχήμα 4.3. Για να πάρουμε το σήμα μετατόπισης φάσης απαιτείται ένα εξωτερικό συντονιζόμενο κύκλωμα του οποίου το εύρος ζώνης είναι περίπου το 1% του εύρους ζώνης συχνοτήτων IF και απαιτείται μια απότομη απόκριση φάσης.

Ως αποτέλεσμα αυτή η σχεδιαστική προσέγγιση υποφέρει από την ανάγκη να υπάρχουν εξωτερικοί πυκνωτές και πηνία για το συντονιζόμενο κύκλωμα και την ανάγκη να υπάρχει ένα αναλογικό φίλτρο στενής ζώνης. Αυτά τα αναλογικά στοιχεία είναι δαπανηρά και δεν είναι εύκολα υλοποιήσιμα σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα.

Για να παρακάμψουμε αυτά τα προβλήματα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η σχεδιαστική προσέγγιση που φαίνεται στο σχήμα 4.4.



**Σχήμα 4.4** διευκρινιστής FM συχνοτητας, ψηφιακό [24]

Στο Σχήμα 4.4 το IF σήμα  $S_{QPSK}(t)$  αρχικά ψηφιοποιείται με την εκτέλεση μιας μετατροπής A/D στην ζώνη διέλευσης χρησιμοποιώντας έναν ζωνοπερατο αναλογικό/ψηφιακό μετατροπέα ADC. Αυτό δημιουργεί μια ψηφιακή έκδοση, το σήμα  $S_{QPSK}(n)$ .

Μια ψηφιακή έκδοση του διευκρινιστή FM που περιγράφεται στο σχήμα 4.3 χρησιμοποιείται στη συνέχεια για τη μετατροπή αυτού του σήματος  $S_{QPSK}(n)$  στο σήμα βασικής ζώνης  $X_{BB}$ . Αυτή η προσέγγιση επιτρέπει να γίνεται περισσότερο η επεξεργασία στον ψηφιακό τομέα και είναι επιθυμητή. [24]

Ο ψηφιακός διευκρινιστής FM χρησιμοποιείται για τη αποδιαμόρφωση σημάτων FM με μεγάλες διακυμάνσεις ( $\pm 40\%$ ). Σε αντίθεση με το συμβατικό σταθερό πλάτος παλμού, το ψηφιακό σύστημα έχει τα πλεονεκτήματα της βελτιωμένης



γραμμικότητας και παραμόρφωσης απόδοσης. Επιπλέον, λόγω της ψηφιακής φύσης του κυκλώματος, δεν απαιτεί καμία ρύθμιση κατά τη διάρκεια της εγκατάστασης ή της κατασκευής του κυκλώματος.

Ο ψηφιακός διευκρίνιστής μπορεί να λειτουργήσει σε οποιαδήποτε κεντρική συχνότητα μέσα στο φάσμα συχνοτήτων που χρησιμοποιούνται από τα ολοκληρωμένα κυκλώματα, υπό την προϋπόθεση ότι διατηρείται η σωστή αναλογία της κεντρικής συχνότητας της φέρουσας FM και της συχνότητας ρολογιού του διευκρίνιστή. Με άλλα λόγια, η κεντρική συχνότητα του διευκρίνιστή μπορεί να μεταβληθεί μεταβάλλοντας τη συχνότητα του ρολογιού.

Ο ψηφιακός διευκρίνιστής παρέχει μια αναλογική έξοδο που αποτελεί μια βήμα προς βήμα ανακατασκευή του αρχικού σήματος διαμόρφωσης.

Επιπλέον, παράγεται μία ψηφιακή λέξη για κάθε κύκλο της φέρουσας FM που αντιστοιχεί στο πλάτος του σήματος διαμόρφωσης εκείνης της στιγμής. Η ψηφιακή έξοδος είναι διαθέσιμη τόσο σε παράλληλη όσο και σε σειριακή μορφή.

Τα κύρια προβλήματα που σχετίζονται με αυτόν τον τύπο διευκρίνιστή οφείλονται στο φίλτρο χαμηλής διέλευσης και στο κύκλωμα γεννήτριας παλμών σταθερού πλάτους. Προκειμένου να επιτευχθεί το μέγιστο εύρος ζώνης και ο μέγιστος λόγος σήματος προς θόρυβο για μια δεδομένη κεντρική συχνότητα, πρέπει να χρησιμοποιούνται φίλτρα με χαρακτηριστικά απότομης αποκοπής του σήματος.

Αυτό με τη σειρά του εισάγει τη μετατόπιση φάσης στα δεδομένα δημιουργώντας προβλήματα όταν τα δεδομένα περιέχουν μεγάλους χρόνους ανόδου. Επιπλέον, τα φίλτρα υψηλής ποιότητας τείνουν να είναι αρκετά ακριβά. Η γεννήτρια παλμών σταθερού πλάτους είναι ένα άλλο περίπλοκο πρόβλημα κυκλωματικής σχεδίασης. Οι μετατοπίσεις πλάτους παλμού ως αποτέλεσμα της μεταβολής της θερμοκρασίας ή της τάσης τροφοδοσίας μετατρέπονται στην έξοδο ως μηδενική μετατόπιση. Οποιαδήποτε αλλαγή του πλάτους των παλμών ως συνάρτηση της στιγμιαίας συχνότητας της φέρουσας εμφανίζεται ως μια μη γραμμικότητα στην συνάρτηση μεταφοράς του διευκρίνιστή.

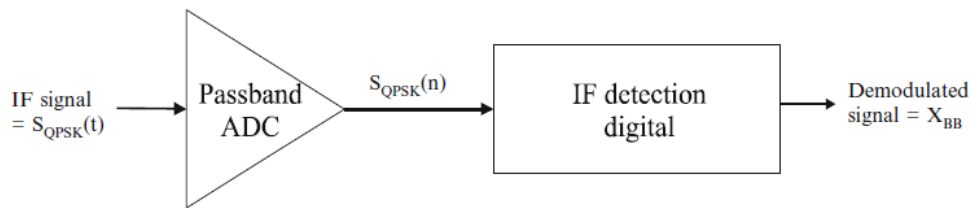
Με βάση τα παραπάνω, οι προδιαγραφές ενός πιο επιθυμητού κυκλώματος FM διευκρίνιστή μπορεί να είναι οι εξής:

1. Διευκρίνιστής με ικανότητα λειτουργίας σε οποιαδήποτε κεντρική συχνότητα.
2. Μειωμένη παραμόρφωση δεδομένων με τη μορφή μετατόπισης φάσης, μη γραμμικότητας, μηδενικής στροφής κ.λπ.
3. Μειωμένος αριθμός ρυθμίσεων.
4. Άμεσες ψηφιακές εξόδους.
5. Το κόστος πρέπει να είναι τουλάχιστον ανταγωνιστικό με τους συμβατικούς διευκρινιστές. [48]

#### ➤ Ανίχνευση IF (σύμφωνα)

Η αποδιαμόρφωση μπορεί επίσης να γίνει σύμφωνα. Εάν εκτελείται σε ενδιάμεση συχνότητα IF τότε γίνεται χρησιμοποιώντας ένα προσαρμοσμένο φίλτρο. Όπως και πριν, η αποδιαμόρφωση μπορεί να γίνει και στα δύο πεδία, τόσο στο αναλογικό όσο και στο ψηφιακό. Η επιθυμητή προσέγγιση, η ψηφιακή μέθοδος, συνίσταται στη μετατροπή του σήματος  $S_{QPSK}(t)$  στο  $S_{QPSK}(n)$  χρησιμοποιώντας ένα ζωνοπερατο μετατροπέα ADC όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.5.



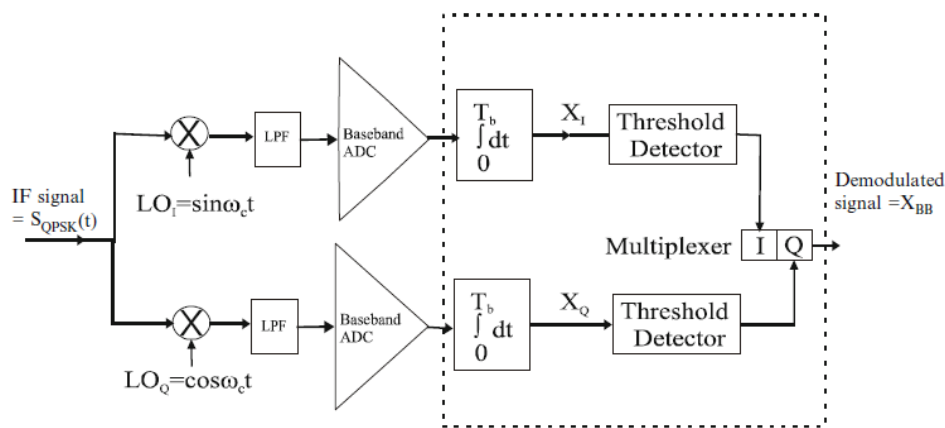


**Σχήμα 4.5** Ανίχνευση IF, ψηφιακό [24]

Η λειτουργία του πολλαπλασιασμού θα γίνει ψηφιακά για να δημιουργηθεί το σήμα  $X_{BB}$ .

➤ Ανίχνευση βασικής ζώνης (σύμφωνα)

Εάν η σύμφωνη ανίχνευση διεξάγεται στη βασική ζώνη, τυπικά γίνεται με τη χρήση ενός προσαρμοσμένου φίλτρου. Όπως και με τη σύμφωνη ανίχνευση στην ενδιάμεση συχνότητα IF, μπορεί να γίνει η στον αναλογικό ή στον ψηφιακό τομέα, όπου και πάλι προτιμάται η ψηφιακή προσέγγιση. Αυτή η ψηφιακή προσέγγιση φαίνεται στο σχήμα 4.6, όπου απεικονίζονται οι κλάδοι I, Q.



**Σχήμα 4.6** Ανίχνευση βασικής ζώνης, ψηφιακό [24]

Το εισερχόμενο IF σήμα στην συχνότητα  $\omega_c = \omega_{if}$  θα υποστεί την διαδικασία της μίξης από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή στην συχνότητα  $\omega_{lo}$ . Αυτή η  $\omega_{lo}$  συχνότητα επιλέγεται για να έχει την ίδια συχνότητα με την  $\omega_c$ . Μετά την αναλογική διαδικασία μίξης, χρησιμοποιείται ένα χαμηλοπερατο φίλτρο για την εξάλειψη της συνιστώσας συχνότητας στην  $\omega_{if} + \omega_{lo}$  αφήνοντας μόνο το ζωνοπερατο σήμα.

Παρατηρούμε ότι αυτή η λειτουργία της μίξης εκτελεί επίσης τη λειτουργία του πολλαπλασιασμού που απαιτείται για την ανίχνευση. Ένας A/D μετατροπέας βασικής ζώνης χρησιμοποιείται στη συνέχεια για τη μετατροπή του αναλογικού σήματος στην ψηφιακή του μορφή και ο επεξεργαστής ψηφιακού σήματος βασικής ζώνης εκτελεί την υπόλοιπη ανίχνευση στη βασική ζώνη. Μετά την ανίχνευση, μπορεί επίσης να γίνει ισοστάθμιση -αποκωδικοποίηση. Η αποκωδικοποίηση μπορεί να χρησιμοποιηθεί περαιτέρω για την μείωση του θορύβου.

## 4.2.3

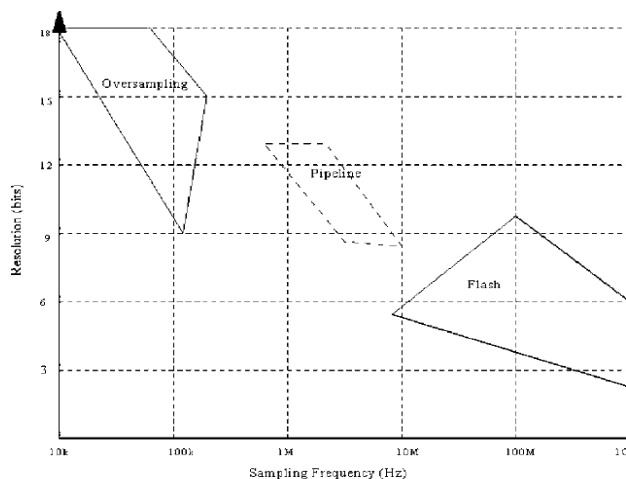
## A/D μετατροπείς σε έναν δέκτη

Στις εφαρμογές ψηφιακού ραδιοφώνου, το σήμα που πρόκειται να ψηφιοποιηθεί τυπικά μπορεί να έχει μια κεντρική συχνότητα που κυμαίνεται από μερικά Megahertz ως μερικές εκατοντάδες megahertz, με ένα εύρος ζώνης που κυμαίνεται από λίγα kilohertz έως δεκάδες megahertz. Ο μετατροπέας A/D που χρησιμοποιείται σε αυτή την εφαρμογή πρέπει να χειρίζεται σήματα σε αυτές τις συχνότητες διατηρώντας παράλληλα μια ανάλυση εύρους 70-80 dB (12-13 bit). Αρχικά, θα δούμε διαφορετικές αρχιτεκτονικές μετατροπέων A/D και ποια είναι η πιο κατάλληλη για ασύρματη επικοινωνία.

➤ Μετατροπείς A/D ευρείας ζώνης έναντι μετατροπέων A/D στενής ζώνης

Υπάρχουν δύο γενικοί τρόποι για να γίνει η A/D μετατροπή στην ασύρματη επικοινωνία: μετατροπή ευρείας ζώνης και στενής ζώνης. Οι A/D μετατροπείς υπερδειγματοληψιας όπως π.χ. οι λεγόμενοι ως μετατροπείς sigma-delta (ΣΔ) εμπίπτουν στην κατηγορία των μετατροπέων στενής ζώνης.

Μετατροπείς ευρείας ζώνης περιλαμβάνουν αρχιτεκτονικές, όπως μετατροπείς με αγωγούς και φλας. Στο Σχήμα 4.7 φαίνεται μια σύνοψη της συχνότητας δειγματοληψίας και της ανάλυσης διαφορετικών A/D μετατροπέων.



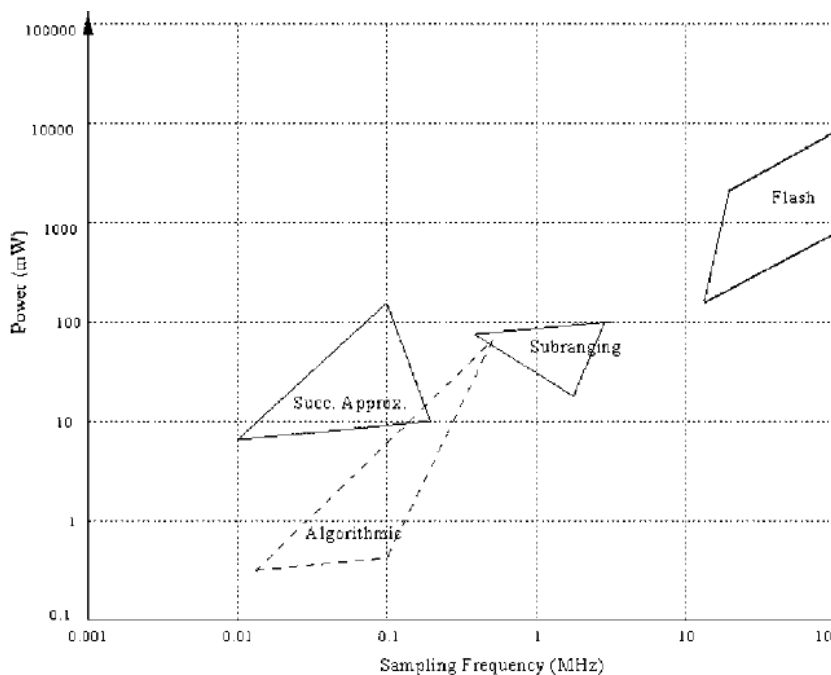
**Σχήμα 4.7** Ανάλυση ως προς την συχνότητα δειγματοληψίας για μετατροπείς A/D υλοποιήσιμοι σε διαφορετικές αρχιτεκτονικές [24]

Η έννοια της ανάλυσης είναι ίδια με το λεγόμενο δυναμικό εύρος. Ως εκ τούτου, ένας μετατροπέας ADC με ανάλυση 80 dB παρουσιάζει ένα δυναμικό εύρος λειτουργίας 80 dB, διατηρώντας παράλληλα έναν αποδεκτό SNR εξόδου. Η ανάλυση μπορεί επίσης να καθοριστεί σε αριθμό bits. Επιπλέον, η έννοια της συχνότητας δειγματοληψίας ( $f_s$ ) χρειάζεται να διευκρινιστεί.

Η συχνότητα δειγματοληψίας κανονικά σχετίζεται με το εύρος ζώνης του σήματος εισόδου που ένας μετατροπέας ADC μπορεί να ψηφιοποιήσει. Συνήθως η συχνότητα δειγματοληψίας ισούται δύο φορές με αυτό το εύρος ζώνης, όπως διέπτετε από το θεώρημα δειγματοληψίας Nyquist, εντούτοις, στο υπερδειγματοληπτημένο ADC που εκτελεί μετατροπή στενής ζώνης A/D, λόγω της υπερδειγματοληψιας, η πραγματική συχνότητα δειγματοληψίας είναι πολύ υψηλότερη από το διπλάσιο του εύρους ζώνης. Για να διασαφηνιστεί, στο σχήμα 4.7 η συχνότητα δειγματοληψίας που αναφέρεται για το ADC υπερδειγματοληψιας είναι στην πραγματικότητα μόλις δύο φορές το

εύρος ζώνης του σήματος εισόδου και είναι διαφορετική από την πραγματική συχνότητα δειγματοληψίας του. Για τους υπόλοιπους μετατροπείς ADC, η συχνότητα δειγματοληψίας που αναφέρεται στο σχήμα 4.7 είναι η πραγματική συχνότητα δειγματοληψίας.

Στην ασύρματη επικοινωνία, υπάρχει επίσης μια αυστηρή απαίτηση ισχύος για τους μετατροπείς A/D. Στο σχήμα 4.8 γίνεται σύγκριση της κατανάλωσης ενέργειας σε διάφορους ευρείας ζώνης μετατροπείς A/D.



**Σχήμα 4.8** Ισχύς ως προς την συχνότητα δειγματοληψίας για έναν 8 bit μετατροπέα A/D υλοποιήσιμο σε διαφορετικές αρχιτεκτονικές [24]

Στο σχήμα 4.7, μπορούμε να δούμε ότι οι flash μετατροπείς A/D έχουν το υψηλότερο ρυθμό δειγματοληψίας (εύρος ζώνης σήματος εισόδου) αλλά χαμηλότερη ανάλυση. Οι μετατροπείς υπερδειγματοληψίας A/D έχουν την υψηλότερη ανάλυση αλλά το χαμηλότερο εύρος ζώνης σήματος εισόδου. Μεταξύ αυτών υπάρχουν οι μετατροπείς A/D αγωγών, οι οποίοι προσφέρουν έναν συμβιβασμό μεταξύ εύρους ζώνης και ανάλυσης.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.8, οι φλας μετατροπείς A/D έχουν την υψηλότερη κατανάλωση ενέργειας. Επειδή υπάρχουν ελάχιστοι A/D υπερδειγματοληψίας και αγωγών που λειτουργούν με ανάλυση 8 bit, δεν παρουσιάζονται σε αυτό το σχήμα.

Σε γενικές γραμμές, οι μετατροπείς υπερδειγματοληψίας A/D έχουν την ίδια τάξη κατανάλωσης ισχύος όπως οι αλγοριθμικοί.

Συνήθως, για εφαρμογές με πλατύ εύρος ζώνης σήματος (όπως ασύρματο βίντεο), χρησιμοποιούνται μετατροπείς ADC με ρυθμό Nyquist.

Από την άλλη, για εφαρμογές με μικρό εύρος ζώνης σήματος οι μετατροπείς ADC υπερδειγματοληψίας είναι προτιμότεροι. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, δεδομένου ότι η ισχύς είναι ένα από τα πιο σημαντικά ζητήματα στην ασύρματη εφαρμογή, αρχιτεκτονικές που έχουν υψηλή κατανάλωση ενέργειας αποφεύγονται.

Με αυτήν την επισήμανση μπορούμε να κάνουμε τις εξής παρατηρήσεις: για εφαρμογές με πλατύ εύρος ζώνης σήματος, ο μετατροπέας αγωγού (Pipelined) είναι ελκυστικός επειδή η κατανάλωση ενέργειας που παρουσιάζει είναι η χαμηλότερη μεταξύ μετατροπέων A/D υψηλής ταχύτητας ρυθμού Nyquist.

Για εφαρμογές με μικρό εύρος ζώνης σήματος, οι μετατροπείς A/D υπερδειγματοληψιας (εκ των οποίων ο διαμορφωτής σίγμα-δέλτα είναι ένα παράδειγμα) αποτελούν την κύρια επιλογή. Συγκεκριμένα, χαμηλοπερατοί και ζωνοπερατοί διαμορφωτές σίγμα-δέλτα συνήθως χρησιμοποιούνται στις υψηλές και χαμηλές IF συχνότητες στους μετατροπείς A/D, αντίστοιχα. [24]

# Κεφάλαιο Πέμπτο

## Αρχιτεκτονικές Δεκτών



Στο κεφάλαιο αυτό θα εξετάσουμε τις διάφορες αρχιτεκτονικές δεκτών. Ποια τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της κάθε αρχιτεκτονικής, και σε ποιες εφαρμογές χρησιμοποιούμε την κάθε σχεδιαστική προσέγγιση.

---

## 5.1

### Αρχιτεκτονικές Δεκτών

Η επιλογή της αρχιτεκτονικής του δέκτη υπαγορεύεται κυρίως από έξι υψηλού επιπέδου παραμέτρους:

- Απόδοση.
- Πολυπλοκότητα υλοποίησης.
- Μέγεθος.
- Αριθμός εξωτερικών στοιχείων.
- Κατανάλωση ισχύος.
- Κόστος.

Η σχετική σημασία κάθε μιας από αυτές τις παραμέτρους, έχει διαφοροποιηθεί κατά τη διάρκεια των ετών, ανάλογα με την τεχνολογία IC και την υποκείμενη ασύρματη εφαρμογή. Από την προοπτική της επεξεργασίας σήματος ο δέκτης μπορεί να θεωρηθεί ως ένα σύστημα χωρισμένο στα υποσυστήματα της κεραίας, του αναλογικού εμπρόσθιου τμήματος, της αναλογικής ενδιάμεσης συχνότητας (IF) και ζώνη βάσης, της μετατροπής δεδομένων, της δημιουργίας συχνότητας και της ψηφιακής ζώνης βάσης. [4]

Σε αυτό το κεφάλαιο, εξετάζουμε διαφορετικές αρχιτεκτονικές εμπρόσθιου τμήματος RF δέκτη με τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα που συνδέονται με καθένα από αυτά. Οι δύο ευρείες κατηγορίες των δεκτών είναι δέκτες IF και δέκτες μηδενικής IF. Αυτές είναι γνωστές ως ετερόδυννοι και ομόδυννοι δέκτες, αντίστοιχα. Καθώς το εμπρόσθιο τμήμα συνεχίζει να εξελίσσεται προς την κατεύθυνση της ενσωμάτωσης όλο και περισσότερου κυκλώματος σε ένα ολοκληρωμένο, η IF συχνότητα συνεχίζει να μειώνεται, δίνοντας ώθηση σε υλοποίηση διαφορετικών αρχιτεκτονικών: υψηλής IF, πολύ χαμηλής IF και μηδενικής IF. Αυτά είναι ευρέως κατηγοριοποιημένα κάτω από ετερόδυνη και ομόδυνη διαδικασία, ανάλογα με την επιλογή της συχνότητας λειτουργίας. [3]

Είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο τους δύο τύπους συστημάτων μετατροπής αναλογικού σε ψηφιακό: οι μετατροπείς Nyquist και οι μετατροπείς υπερδειγματοληψίας. Οι παράμετροι ενδιαφέροντος, σε αυτό το στάδιο, ποικίλουν από την ανάλυση του μετατροπέα και το ρυθμό δειγματοληψίας έως τη μη γραμμικότητα του μετατροπέα, και την απόδοση της διακύμανσης του σήματος.

Η βαθμίδα μετατροπής συχνότητας έχει σχεδιαστεί για μια ορισμένη συχνότητα για να διευκολύνει την μετατροπή συχνότητας προς τα κάτω (ή προς τα πάνω) των σημάτων από τη ραδιοσυχνότητα στην ενδιάμεση συχνότητα. [4]

Τέλος, η τελευταία βαθμίδα είναι το ψηφιακό τμήμα του δέκτη όπου το σήμα μετά από την αναλογική προς ψηφιακή μετατροπή αποδιαμορφώνεται και εκτελείται συγχρονισμός. Σε αυτό το στάδιο, το σήμα μπορεί να υποβληθεί σε περαιτέρω εξισορρόπηση και αποκωδικοποίηση πριν από την αποστολή των πακέτων δεδομένων.

Θα εξετάσουμε τις τρεις περισσότερο κοινές αρχιτεκτονικές ασύρματου δέκτη: άμεσης μετατροπής, υπερετεροδυνος και χαμηλού IF.

## 5.2

### Δέκτης άμεσης μετατροπής – ομοδυνος δέκτης

Οι ομόδυνοι δέκτες μετατοπίζουν την συχνότητα του καναλιού ενδιαφέροντος απευθείας από την RF στην βασική ζώνη ( $\omega_{IF} = 0$ ) σε ένα μόνο στάδιο. Ως εκ τούτου, αυτές οι αρχιτεκτονικές ονομάζονται αρχιτεκτονικές άμεσης IF ή αρχιτεκτονικές μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας (Zero-IF). Για τα σήματα με διαμόρφωση συχνότητας και φάσης, η υποβάθμιση της συχνότητας πρέπει να παρέχει τετραγωνικές εξόδους έτσι ώστε να αποφεύγεται η απώλεια πληροφοριών [49]

Στην περίπτωση της άμεσης μετατροπής ή των δεκτών μηδενικού IF, το επιθυμητό σήμα υποβαθμίζεται απευθείας προς τη βασική ζώνη. Με αυτό το σχήμα, η συχνότητα ειδώλου γίνεται μέρος του ίδιου του επιθυμητού σήματος. Τόσο τα επιθυμητά όσο και τα σήματα συχνότητας ειδώλου είναι αντικατοπτρισμοί μεταξύ τους γύρω από το άξονα συχνότητας, πράγμα που έχει ως αποτέλεσμα οι κατώτερες και άνω πλευρικές λωρίδες να πέφτουν η μια πάνω στην άλλη.

Αυτό το πρόβλημα αντιμετωπίζεται διενεργώντας δύο φορές τη υποβάθμιση συχνότητας, με κυματομορφές ημίτονο και συνημιτό. Η καταστολή της συχνότητας ειδώλου δεν αποτελεί πλέον πρόβλημα στους δέκτες άμεσης μετατροπής, σε αντίθεση με τους δέκτες IF. [3]

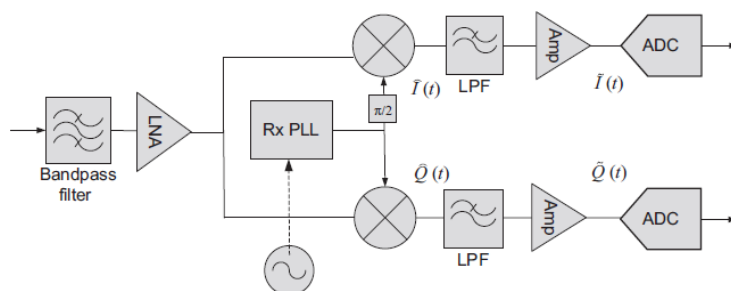
Θα εξετάσουμε την αρχιτεκτονική της άμεσης μετατροπής ή μηδενικής IF που απεικονίζεται στο σχήμα 5.1. Αυτή η αρχιτεκτονική δέκτη είναι μακράν η πιο κοινή που χρησιμοποιείται σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος λόγω της απλότητας της.

Θα εξετάσουμε τη ροή σήματος μέσω των διαφόρων βαθμίδων του δέκτη και θα δούμε τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της αρχιτεκτονικής. Χρησιμοποιούμε ένα μίκτη και τον τοπικό ταλαντωτή για να κάνουμε υποβιβασμό της συχνότητας με μηδενική IF συχνότητα. [4]

#### 5.2.1

##### Αρχιτεκτονική δέκτη άμεσης μετατροπής

Στο σχήμα 5.1 φαίνεται μια τυπική αρχιτεκτονική δέκτη άμεσης μετατροπής η μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας.



Σχήμα 5-1 Αρχιτεκτονική δέκτη άμεσης μετατροπής [4]

Η έννοια της μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας υποδηλώνει ότι η συχνότητα του ειδώλου ταιριάζει με τη συχνότητα του επιθυμητού σήματος λήψης. Οι δέκτες άμεσης μετατροπής, για παράδειγμα, σε αντίθεση με τους υπερετερόδυνους δέκτες, δεν απαιτούν απόρριψη ειδώλου, αποφεύγοντας έτσι τη χρήση εξωτερικών φίλτρων απορρίψεως ειδώλου υψηλού Q.



Η ίδια η αρχιτεκτονική είναι απλή, με πολύ μικρό αριθμό εξαρτημάτων και καλή απόδοση. Είναι ιδιαίτερα κατάλληλη για σήματα ευρείας ζώνης με μέτριες προδιαγραφές απόδοσης, υψηλό βαθμό ολοκλήρωσης σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, και λειτουργία πολλαπλών προτύπων.

Παρ' όλα αυτά, η αρχιτεκτονική έχει ορισμένους περιορισμούς και μειονεκτήματα με διαφορετικές επιπτώσεις στο σχεδιασμό και τις επιδόσεις που πρέπει να γνωρίζουν οι σχεδιαστές συστημάτων και κυκλωμάτων. Μέχρι πρόσφατα, αυτοί οι περιορισμοί είχαν ως αποτέλεσμα η αρχιτεκτονική άμεσης μετατροπής να υστερούσε σε σχέση με την αρχιτεκτονική του υπερετερόδυνου δέκτη.

Στο Σχήμα 5.1, το σήμα που επηρεάζει την κεραία φιλτράρεται με φίλτρο ζώνης, γνωστό ως φίλτρο ορισμού ζώνης-BDF. Ο σκοπός αυτού του φίλτρου είναι να περιορίζει το σήμα και το θόρυβο που έχουν ληφθεί εντός της επιθυμητής ζώνης λειτουργίας συχνοτήτων.

Επιπλέον, το φίλτρο BDF θα προστατεύσει το μπροστινό μέρος του δέκτη από σήματα που εμφανίζονται εκτός της επιθυμητής ζώνης του εμποδίζοντας έτσι τον κορεσμό των κυκλωμάτων στην παρουσία ενός ισχυρού σήματος που βρίσκεται εκτός ζώνης.

Στη συνέχεια, το σήμα εισόδου ενισχύεται από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου, ο οποίος με τη σειρά του εξασφαλίζει μια χαμηλή εικόνα θορύβου στο σύστημα που απαιτείται για την σωστή αποδιαμόρφωση του επιθυμητού σήματος.

Το σήμα σε αυτό το σημείο βρίσκεται στην βαθμίδα RF και μπορεί να εκφραστεί απλά ως:

$$[4] S(t) + N(t) = I(t)\cos(2\pi F_c t + \theta(t)) + Q(t)\sin(2\pi F_c t + \theta(t)) + N(t) \quad (38)$$

όπου η  $F_c$  είναι η συχνότητα φέρουσας,  $\theta(t)$  είναι η γενική διαφορά φάσης μεταξύ των διαμορφωτών του πομπού και του δέκτη.

Τα σήματα  $I(t)$  και  $Q(t)$  είναι οι συμφασικοί και τετραγωνικοί όροι, και ο  $N(t)$  είναι ένας όρος που περιλαμβάνει όλους τους θορύβους η το μη επιθυμητό σήμα. Το σήμα κατόπιν υποβαθμίζεται συχνοτικά στη βασική ζώνη από τον μικτή.

Δηλαδή, αν εξετάσουμε το κομμάτι της εξίσωσης (38) που περιλαμβάνει μόνο το σήμα  $S(t)$ , και το μετατρέψουμε σε σήμα βασικής ζώνης, θα πάρουμε την συμφασική συνιστώσα:

$$[4] \hat{I}(t) = \frac{1}{2} I(t) [\cos(\theta(t)) + \cos(4\pi F_c t + \theta(t))] + \frac{1}{2} Q(t) [\sin(\theta(t)) + \sin(4\pi F_c t + \theta(t))] \quad (39)$$

Η τετραγωνική συνιστώσα μπορεί να προκύψει παρόμοια ως:

$$[4] \hat{Q}(t) = \frac{1}{2} I(t) [\sin(\theta(t)) + \sin(4\pi F_c t + \theta(t))] + \frac{1}{2} Q(t) [\cos(\theta(t)) - \cos(4\pi F_c t + \theta(t))] \quad (40)$$

Τα IQ σήματα υποβάλλονται σε περαιτέρω φιλτράρισμα μέσω δύο χαμηλοπερατών φίλτρων. Ο σκοπός αυτών των φίλτρων είναι διπλός: πρώτα, να φιλτράρουν τυχόν ανεπιθύμητα σήματα ή παρεμβολές εντός της ζώνης και τα οποία προέρχονται έξω από τον δέκτη ή παράγονται μέσα σε αυτόν, και δεύτερον, να φιλτράρουν τις συνιστώσες υψηλής συχνότητας.

Άρα μετά το φιλτράρισμα οι συνιστώσες IQ, αγνοώντας την επίδραση των ενισχυτών γίνονται:

$$\begin{aligned} \hat{I}(t) &\approx \frac{1}{2} I(t) \cos(\theta(t)) + \frac{1}{2} Q(t) \sin(\theta(t)) \\ \hat{Q}(t) &\approx \frac{1}{2} I(t) \sin(\theta(t)) + \frac{1}{2} Q(t) \cos(\theta(t)) \end{aligned} \quad (41)$$

Σε περίπτωση που το  $\theta(t)$  είναι αμελητέο, η εξίσωση (41) μπορεί να απλουστευθεί περαιτέρω ως:

$$\begin{aligned} \hat{I}(t) &\approx \frac{1}{2} I(t) \cos(\theta(t)) \\ \hat{Q}(t) &\approx \frac{1}{2} I(t) \sin(\theta(t)) \end{aligned} \quad (42)$$

Φυσικά, σε όλη τη διάρκεια αυτής της μελέτης αγνοήσαμε την επίδραση των μη γραμμικοτήτων για χάρη της απλούστευσης της ανάλυσης και απεικόνισης της λειτουργίας του δέκτη.

Στη συνέχεια θα δούμε τα υπέρ και τα κατά της αρχιτεκτονικής του δέκτη άμεσης μετατροπής και τις συνολικές επιδόσεις του. [4]

Η αρχιτεκτονική αυτή έχει γίνει αρκετά δημοφιλής τα τελευταία χρόνια σε κινητά τερματικά! Αυτό οφείλεται κυρίως στη διαθεσιμότητα αποτελεσματικών μεθόδων ψηφιακής βαθμονόμησης. [7]

## 5.2.2

### Πλεονεκτήματα του δέκτη άμεσης μετατροπής

Το κύριο πλεονέκτημα της αρχιτεκτονικής άμεσης μετατροπής για ασύρματες διατάξεις είναι το χαμηλό κόστος, το μικρό μέγεθος και η χαμηλή κατανάλωση ενέργειας. Χρησιμοποιείτε ο μικρότερος αριθμός εξωτερικών στοιχείων σε σύγκριση με τον υπερετερόδουνο δέκτη η το δέκτη χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας. Το σήμα μετατρέπεται απευθείας από την περιοχή ραδιοσυχνοτήτων στη βασική ζώνη.

Στις περισσότερες περιπτώσεις, αυτή η αρχιτεκτονική απαιτεί ταλαντωτές ελεγχόμενης τάσης με έναν πολύ υψηλό συντελεστή ποιότητας  $Q$ . Η χρήση ενός τοπικού ταλαντωτή για να γίνει η μετατροπή της συχνότητας περιορίζει το φαινόμενο της υποβαθμίσης λόγω του θορύβου φάσης σε σύγκριση με τις αρχιτεκτονικές που χρησιμοποιούν διπλή ή τριπλή μετατροπή. Ο ίδιος ο τοπικός ταλαντωτής έχει εξόδους με διαφορά φάσης  $\pi$  για σωστή διαδικασία διαμόρφωσης (μετάδοσης) και αποδιαμόρφωσης (λήψης).

Σε σύγκριση με την αρχιτεκτονική υπερετερόδουνο δέκτη που απαιτεί ένα μίκτη για να υποβαθμίσει το σήμα από την συχνότητα RF στην IF που ακολουθείται από άλλους μίκτες που αναμιγνύουν το σήμα βασικής ζώνης, η άμεση μετατροπή απαιτεί μόνο έναν μίκτη τετραγωνισμού με πολύ υψηλή γραμμικότητα που αναμιγνύει το σήμα από την συχνότητα ραδιοσυχνοτήτων στη βασική ζώνη.

Η απαίτηση υψηλής γραμμικότητας είναι για να ελαχιστοποιηθεί η παραμόρφωση του σήματος λόγω του μίκτη και του ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Τόσο ο μίκτης όσο και ο ενισχυτής αυτός εκτίθενται στο ευρύ φάσμα ραδιοσυχνοτήτων της ζώνης του φίλτρου του οποίου το εύρος ζώνης είναι τόσο ευρύ όσο η ζώνη σηματοδότησης.

Η απαίτηση γραμμικότητας για το μίκτη θα μπορούσε να μετριαστεί με την παροχή πρόσθετου φιλτραρίσματος πριν από τον μίκτη. Σε αντίθεση με τις αρχιτεκτονικές υπερετεροδύνου δέκτη και χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας, η αρχιτεκτονική άμεσης μετατροπής δεν υποφέρει από την απόρριψη της συχνότητας ειδώλου αφού το επιθυμητό σήμα μετατρέπεται απευθείας από την RF στην βασική ζώνη.

Συνεπώς, κανένα φίλτρο απόρριψης συχνότητας ειδώλου δε είναι αναγκαίο, και ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου δεν χρειάζεται να οδηγεί ένα φορτίο  $50 \Omega$  όπως συμβαίνει για παράδειγμα με την αρχιτεκτονική του υπερετεροδύνου δέκτη.

Μετά από το μίκτη, και σε περίπτωση που η αρχιτεκτονική απαιτεί τη χρήση ενός φίλτρου προ της βαθμίδας του μίκτη, το σήμα ενισχύεται περαιτέρω με έναν ενισχυτή. Στην πράξη, αυτό το φίλτρο είναι απαραίτητο για να μειωθεί ο αντίκτυπος των παρεμβολών και σημάτων εκτός ζώνης.

Οι τετραγωνικοί μικτες ακολουθούνται από χαμηλοπερατα φίλτρα που είναι υλοποιημένα σε μονολιθικά ολοκληρωμένα κυκλώματα με πολυπλοκότητα που ποικίλει ανάλογα με την επιθυμητή απόδοση του δέκτη.

Συνοπτικά για την αρχιτεκτονική αυτή μπορούμε να πούμε ότι:

- Δεν υπάρχει ανάγκη για ενισχυτή IF και φίλτρο.
- Δεν χρειάζεται επιπλέον κύκλωμα για αποδιαμόρφωση AM.
- Δεν απαιτείται φίλτρο απόρριψης ειδώλου.
- Απαιτείται υψηλή σταθερή πηγή τοπικού ταλαντωτή.

Μετα τα φίλτρα ακολουθούν οι ενισχυτές, κατά πάσα πιθανότητα ενισχυτές κέρδους τάσης και από δύο μετατροπείς αναλογικό σε ψηφιακό (ADC). Αν και οι δέκτες άμεσης μετατροπής απαιτούν δύο μετατροπείς ADC, οι δύο αυτοί μετατροπείς απαιτούν βραδύτερο χρονισμό και χαμηλότερη ανάλυση και αριθμό δυαδικών ψηφίων από ότι π.χ ένας μόνο μετατροπέας ADC που εκτελεί δειγματοληψία ζώνης διέλευσης που λειτουργεί σε IF, όπως συμβαίνει με τον υπερετεροδύνο δέκτη IF - δειγματοληψίας.

Η κατανάλωση ενέργειας και για τους δύο μετατροπείς, στις περισσότερες περιπτώσεις, είναι επίσης χαμηλότερη από έναν μετατροπέα ADC που εκτελεί δειγματοληψία ζώνης διέλευσης στις IF. [4]

### 5.2.3

#### Μειονεκτήματα δέκτη άμεσης μετατροπής

Οι δέκτες άμεσης μετατροπής υποφέρουν από διάφορα αίτια υποβάθμισης του σήματος, μεταξύ των οποίων τα σήματα συνεχούς ρεύματος που οφείλονται σε μίξη του σήματος με τον εαυτό του, μη γραμμικότητες δεύτερης τάξης και τον θόρυβο αναλαμπής. [18]

Δεδομένου ότι η άμεση μετατροπή μετατοπίζει συχνοτικά το σήμα στη ζώνη βάσης, ένα μεγάλο ποσοστό του κέρδους και του φιλτραρίσματος εκτελούνται σε μια ζώνη συχνοτήτων από DC έως το εύρος ζώνης σήματος.

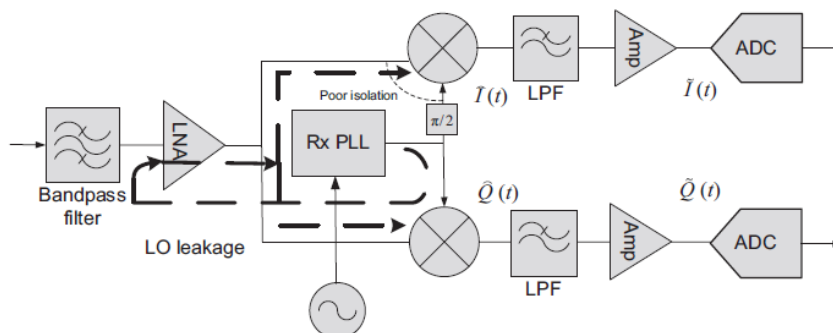
Στη διαδικασία, οι ενδογενείς DC συνιστώσες μέσα στη διαδρομή του σήματος ενισχύονται και μπορούν να υποβαθμίσουν τη δυναμική περιοχή λειτουργίας που υπάρχει στο κύκλωμα. Επιπλέον, μπορούν να δημιουργηθούν συνεχείς συνιστώσες εάν κάποιο από τα σήματα του τοπικού ταλαντωτή μέσα στο κανάλι "διαρρεύσει" στο εμπρόσθιο τμήμα RF και υποβαθμιστεί συχνοτικά. [50]

Θεωρητικά η συχνότητα του ταλαντωτή πρέπει να είναι ίδια με αυτή του σήματος εισόδου. Επίσης αυτές οι συνεχείς συνιστώσες εμφανίζονται κυρίως λόγω διαρρεόντων σημάτων από τον τοπικό ταλαντωτή, εξαιτίας της μη τέλει απομόνωσης της κεραίας από τον ταλαντωτή.

Μια σταθερή συνεχής συνιστώσα μπορεί να εξαλειφθεί με την μέτρηση της χωρίς σήμα εισόδου και κατόπιν αφαίρεση της κατά τη διάρκεια της λήψης.

Στα συστήματα TDMA, διαφορετικά κανάλια μπορεί να έχουν διαφορετικές στάθμες σήματος και διαφορετικές τιμές AGC και κατά συνέπεια να υπάρχουν διαφορετικές συνεχείς συνιστώσες που είναι δύσκολο να αντιμετωπιστούν αποτελεσματικά. [7]

Το σήμα του τοπικού ταλαντωτή μπορεί να ακτινοβολεί ή να μεταφέρεται ακούσια μέσω οποιουδήποτε διαδρομής προς τη θύρα εισόδου RF του μίκτη όπως φαίνεται στο σχήμα 5.2.



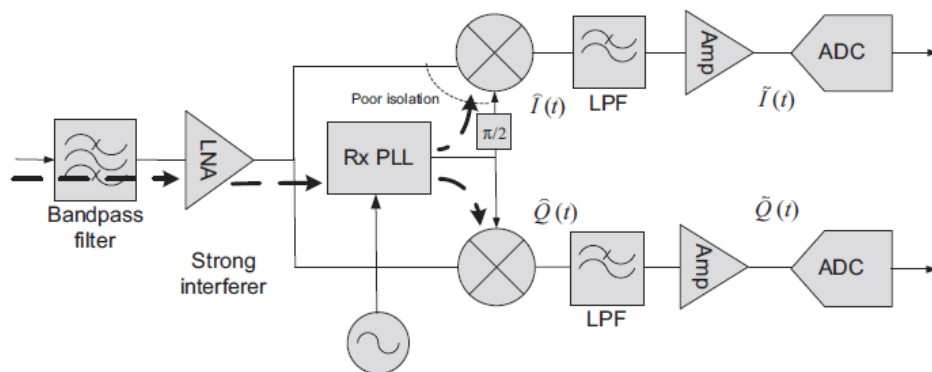
**Σχήμα 5-2** Επίδραση της διαρροής σημάτων του τοπικού ταλαντωτή στην λειτουργία δέκτη άμεσης μετατροπής [18]

Το σήμα του τοπικού ταλαντωτή στο μίκτη μιζαρεται με τον εαυτό του και παράγει ένα ανεπιθύμητο συνεχές σήμα (συνεχής συνιστώσα) στη βασική ζώνη. Σε ορισμένες κυκλωματικές σχεδιάσεις, το σήμα μπορεί να φθάσει ακόμη και στην είσοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, να ενισχυθεί και στη συνέχεια αυτό-μιζαρεται προς τα κάτω στην βασική ζώνη. Αυτό μπορεί να ισχύει ιδιαίτερα σε μια σχεδίαση όπου ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου, ο μίκτης και ο τοπικός ταλαντωτής είναι όλα ενσωματωμένα στο ίδιο ολοκληρωμένο.

Σε αυτή την περίπτωση, η σύζευξη από το υπόστρωμα του ολοκληρωμένου, η ακτινοβολία από τα σύρματα σύνδεσης, καθώς και πιθανές χωρητικές και μαγνητικές συζεύξεις μέσα στο κύκλωμα, αποτελούν μηχανισμούς που οδηγούν σε κακή μόνωση. [18]

Η διαρροή σήματος από την κεραία στο περιβάλλον λαμβάνει χώρα πιο εύκολα εδώ από ότι στο υπερετερόδυνο δέκτη. [7]

Παρομοίως, ένας ισχυρός σταθμός μετάδοσης ή σήμα παρεμβολής, σε σύγκριση με το επιθυμητό σήμα, υφίσταται στην κεραία ενίσχυση από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου, και στη συνέχεια εξαιτίας της κακής μόνωσης προκαλείται σύζευξη του σήματος αυτού στον τοπικό ταλαντωτή και γίνεται μίξη του σήματος με τον εαυτό του στην βασική ζώνη όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3



**Σχήμα 5-3** Επίδραση ισχυρής παρεμβολής η σταθμού στην λειτουργία δέκτη άμεσης Μετατροπής [18]

Μια άλλη πιθανή υποβάθμιση, με μικρότερο αντίκτυπο, συμβαίνει όταν μια ορισμένη ποσότητα ισχύος του τοπικού ταλαντωτή λόγω της ανεπαρκούς αντίστροφης μόνωσης διαδίδεται μέσω της κεραίας. Το σήμα ταξιδεύει μέσω του μίκτη και του ενισχυτή χαμηλού θορύβου, μη εξασθενημένο από τα φίλτρα διέλευσης ζώνης και τελικά ακτινοβολείται μέσω της κεραίας προκαλώντας παρεμβολές σε κοντινούς δέκτες που λειτουργούν στην ίδια ζώνη.

#### Θόρυβος χαμηλής συχνότητας

Στους δέκτες άμεσης μετατροπής, το σήμα μετατρέπεται απευθείας από την RF στη ζώνη βάσης. Ως εκ τούτου, ο αντίκτυπος του χαμηλής συχνότητας θορύβου αναλαμπής, ειδικά σε σήματα στενής ζώνης με λιγότερο από 1 MHz εύρους ζώνης, μπορεί να είναι σημαντική.

Αυτό συμβαίνει επειδή ο θόρυβος αναλαμπής εμφανίζεται απευθείας στη ζώνη του επιθυμητού σήματος. Η επίδραση αυτής της υποβάθμισης του θορύβου είναι ιδιαίτερα σημαντική για διατάξεις τεχνολογίας MOS. [18]

Επίσης, ο τύπος θορύβου 1/f που εμφανίζεται σε ενεργά στοιχεία μπορεί να αποτελέσει πρόβλημα. Αυτό το φαινόμενο εμφανίζεται επίσης στο συνεχές και σε χαμηλές συχνότητες. [7]

Όπως είδαμε ο θόρυβος αναλαμπής δημιουργείται λόγω των επιπρόσθετων ενεργειακών καταστάσεων των ηλεκτρονίων που υπάρχουν στα όρια των υλικών Si και SiO<sub>2</sub>, τα οποία συλλαμβάνουν και απελευθερώνουν ηλεκτρόνια από το κανάλι. Αυτή η δέσμευση και απελευθέρωση ηλεκτρονίων αποτελεί ένα φαινόμενο αργό, με αποτέλεσμα ο θόρυβος που παράγεται να υπάρχει κυρίως στις χαμηλές συχνότητες.

Σε ένα τρανζίστορ MOSFET, μπορούμε να υποθέσουμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς της διάταξης μπορεί να μοντελοποιηθεί ως:

$$[18] \quad H(F) = \frac{U}{\sqrt{F}} \quad (43)$$

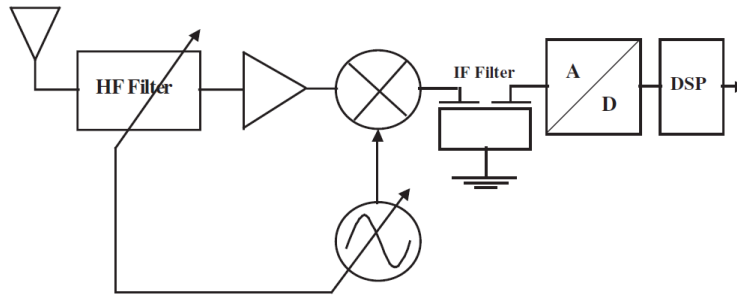
όπου U είναι μια σταθερά που ενσωματώνει τα χαρακτηριστικά της συσκευής.

Είδαμε την επίδραση του θορύβου αναλαμπής μέσα σε μία διάταξη. Ωστόσο, κάθε τρανζίστορ σε έναν αναλογικό δέκτη βασικής ζώνης συμβάλλει σε αυτόν τον θόρυβο. Δηλαδή, τα κυκλώματα στον μίκτη, οι ενισχυτές και τα αναλογικά χαμηλοπερατα φίλτρα συμβάλλουν στο συνολικό θόρυβο. [18]

## 5.3

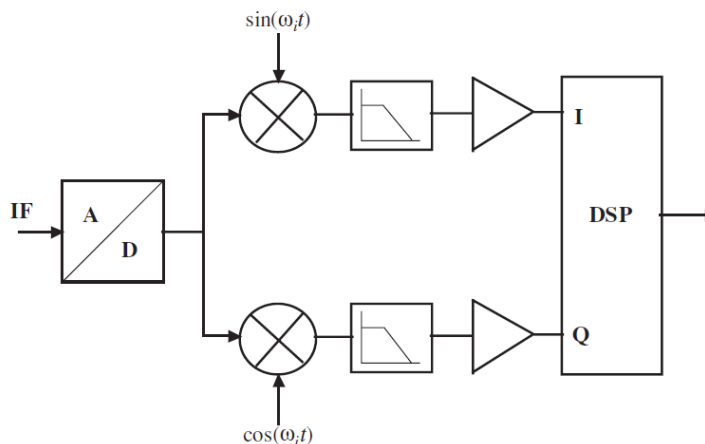
### Ετεροδυνος δέκτης

Οι ετερόδυνοι δέκτες χρησιμοποιούνται εδώ και πολύ καιρό και είναι αρκετά δημοφιλείς από τις πρώτες ημέρες της ραδιοεπικοινωνίας. Το σχήμα 5.4 παρέχει μια σχηματική παράσταση ενός τέτοιου δέκτη. Ένα ή δύο στάδια υποβαθμισμού της συχνότητας μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε αυτή την αρχιτεκτονική.



Σχήμα 5.4 Γενική αρχιτεκτονική ενός ετεροδυνου δέκτη [3]

Ένα σημαντικό ζήτημα στους ετεροδυνος δέκτες είναι η καταστολή ανεπιθύμητων σημάτων ειδώλου. Μία μέθοδος για την εκτέλεση της απόρριψης ειδώλου είναι η τοποθέτηση στο εμπρόσθιο τμήμα ενός φίλτρου υψηλής συχνότητας με έναν πολύ υψηλής παράγοντα ποιότητας ( $Q$ ). Είναι πολύ δύσκολο να υλοποιηθεί σε ένα ολοκληρωμένο ένα τέτοιο φίλτρο και οι υπάρχουσες λύσεις είναι αρκετά δαπανηρές. Είναι πρωταρχικό μέλημα είναι η καταστολή του σήματος ειδώλου πριν από τη υποβάθμιση σε IF. Αυτό γίνεται συνήθως με φίλτρα υψηλής συχνότητας. Μετά την υποβάθμιση στο IF, το φιλτράρισμα πρέπει να ενσωματωθεί και πάλι, και απαιτείται συνήθως ένα υψηλής τάξης φίλτρο. Η ενσωμάτωση αυτών των φίλτρων IF είναι επίσης πολύ δύσκολη διαδικασία και οι περισσότερες από τις υπάρχουσες τεχνολογίες χρησιμοποιούν κεραμικούς συντονιστές. Η απόδοση των ενσωματωμένων ενεργών φίλτρων ζώνης διέλευσης (εφικτό δυναμικό εύρος σε σχέση με την κατανάλωση ενέργειας) είναι  $Q$  (παράγοντας ποιότητας) φορές χειρότερος από την απόδοση ενός παθητικού φίλτρου ζώνης διέλευσης. Το σχήμα 5.5 δείχνει μια απεικόνιση ενός σεναρίου στην οποία ένα σήμα IF αποδιαμορφώνεται χρησιμοποιώντας ένα DSP.



Σχήμα 5.5 αποδιαμόρφωση με DSP ενός σήματος που βρίσκεται στην IF [3]

### 5.3.1

#### Απόρριψη συχνότητας ειδώλου

Ένα από τα σημαντικότερα μειονεκτήματα των τοπολογιών του ετερόδυνου δέκτη είναι η παρεμβολή της συχνότητας ειδώλου. Η συχνότητα ειδώλου βρίσκεται στην αντίθετη πλευρά από το επιθυμητό σήμα πέρα από το σήμα του τοπικού ταλαντωτή. Στον μίκτη, η ζώνη της συχνότητας ειδώλου έχει υποβαθμιστεί προς τη ζώνη IF παράλληλα με το επιθυμητό σήμα. Ως εκ τούτου, ο θόρυβος και τα σήματα που υπάρχουν στην ζώνη ειδώλου κάνουν παρεμβολή και καταστρέφεται το επιθυμητό σήμα που βρίσκεται στη ζώνη IF.

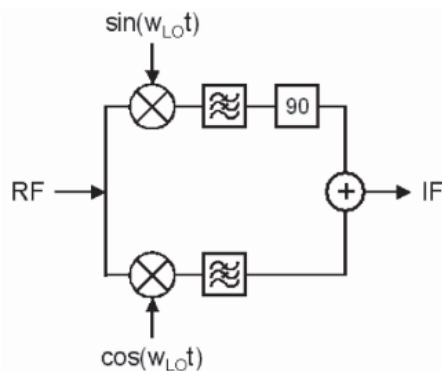
Για να έχουμε μια αποδεκτή ποιότητα σήματος του δέκτη, τα περισσότερα σύγχρονα ασύρματα πρότυπα απαιτούν 60 έως 90 dB απόρριψης συχνότητας ειδώλου. Η παραδοσιακή μέθοδος απόρριψης ειδώλου είναι η χρήση φίλτρων σχεδιασμένων με μια ζώνη αποκοπής στη συχνότητα του ειδώλου.

Ωστόσο, λόγω των αυστηρών απαιτήσεων, η απόρριψη συχνότητας ειδώλου τυπικά εκτελείται μέσω συνδυασμού φιλτραρίσματος και χρήσης συνδυασμένων τεχνικών.

Οι τοπολογίες απόρριψης της συχνότητας αυτής είναι ιδιαίτερα σημαντικές για την ανάπτυξη ολοκληρωμένων λύσεων και τη μείωση της χρήσης εξαρτημάτων εκτός ολοκληρωμένου που συνήθως χρησιμοποιούνται στα φίλτρα. Οι δύο πιο δημοφιλείς τεχνικές απόρριψης συχνότητας ειδώλου είναι οι αρχιτεκτονικές Hartley και Weaver. Αυτές οι τεχνικές, έχουν τυπικά απόδοση περίπου 30 έως 35 dB απορρίψεως της συχνότητας αυτής.

#### Αρχιτεκτονική Hartley

Η αρχιτεκτονική απόρριψης συχνότητας ειδώλου Hartley παρουσιάζεται στο σχήμα 5.6



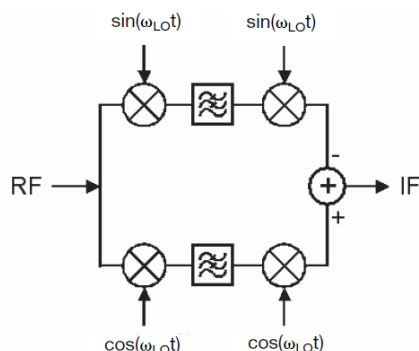
Σχήμα 5.6 αρχιτεκτονική απόρριψης συχνότητας ειδώλου Hartley [3] /

Το σήμα RF υποβαθμίζεται από τα τετραγωνικά σήματα του τοπικού ταλαντωτή. Τα προκύπτοντα σήματα IF στη συνέχεια φιλτράρονται και μετά από μία μετατόπιση φάσης κατά 90°, τα σήματα IF συνδυάζονται. Σε αυτή τη διαδικασία, ανάλογα με τη διαδρομή IF που υποβάλλεται στον μετατοπιστή φάσης 90°, ακυρώνεται είτε η ζώνη της συχνότητας ειδώλου είτε η ζώνη λήψης.



### Αρχιτεκτονική Weaver

Η αρχιτεκτονική Weaver φαίνεται στο σχήμα 5.7



**Σχήμα 5.7** αρχιτεκτονική απόρριψης συχνότητας ειδώλου Weaver [3]

Αυτή η αρχιτεκτονική χρησιμοποιεί ένα επιπλέον ζεύγος μικτών για την εκτέλεση της μετατόπισης φάσης. Η χρήση του δεύτερου σετ μικτών έχει τον κίνδυνο εμφάνισης μιας δεύτερης συχνότητας ειδώλου, η οποία πρέπει να αντιμετωπιστεί με τη χρήση κατάλληλης συχνότητας λειτουργίας και φιλτραρίσματος. Η χρήση μηδενικής δεύτερης ενδιάμεσης συχνότητας μπορεί να εξαλείψει τη δεύτερη συχνότητα ειδώλου. Η αρχιτεκτονική Weaver είναι σε θέση να επιτύχει καλύτερη απόρριψη της συχνότητας αυτής επειδή δεν υποφέρει από την μη προσαρμογή του πλάτους που προκαλείται από τον μετατοπιστή φάσης που χρησιμοποιείται στην αρχιτεκτονική Hartley. [3]

### Μισή-IF και απόρριψη ειδώλου

Για το πρόβλημα της μισής IF η υποβάθμιση είναι λόγω της τέταρτης τάξης μη γραμμικότητας που εκδηλώνεται ως μη γραμμικότητα δεύτερης τάξης.

Τυχόν παρεμβολή που γίνεται στην συχνότητα  $F_c \pm 1/2 F_{IF}$  θα επικαλύπτεται με το επιθυμητό σήμα μετά την διαδικασία της μίξης.

Στην περίπτωση αυτή, ο σχεδιαστικός στόχος επικεντρώθηκε στη στρατηγική του φιλτραρίσματος, την επιλογή του IF και τη γραμμικότητα. Αυτό συνεπάγεται τον κλασικό συμβιβασμό μεταξύ της σχεδιαστικής πολυπλοκότητας και της υποβάθμισης της απόδοσης.

Η γνώση του επιπέδου της παρεμβολής στο δέκτη αυτό θα υπαγορεύσει τις σχεδιαστικές παραμέτρους. Το πρόβλημα της μισής ενδιάμεσης συχνότητας είναι ανύπαρκτο για τους δέκτες άμεσης μετατροπής αφού η IF για αυτήν την αρχιτεκτονική είναι μηδέν. Η συχνότητα ειδώλου που είναι κεντραρισμένη στην  $F_c \pm 1/2 F_{IF}$  θα μιξαρισθεί στην κορυφή της επιθυμητής συχνότητας μετά την μετατροπή. Οποιαδήποτε παρεμβολή που βρίσκεται στη συχνότητα του ειδώλου θα προκαλέσει σημαντική υποβάθμιση στο επιθυμητό σήμα εκτός αν είναι επαρκώς εξασθενημένο. [18]

## 5.4

## Δέκτης χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας IF

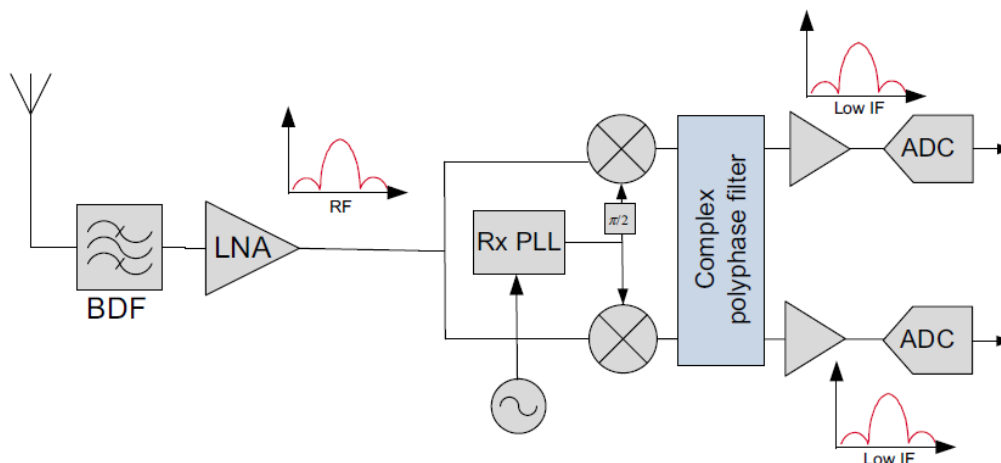
Η αρχιτεκτονική του δέκτη χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας αποτελεί μια συμβιβαστική αρχιτεκτονική που παρουσιάζει μερικά από τα πλεονεκτήματα και μερικά από τα μειονεκτήματα των αρχιτεκτονικών του υπερετερόδυνου και του άμεσης μετατροπής δέκτη. [18]

Η ανάπτυξη των τοπολογιών αυτών των δεκτών άρχισε με τον στόχο να συνδυάσουν τα πλεονεκτήματα και των δύο τύπων δεκτών, των IF και άμεσης μετατροπής. Χρησιμοποιώντας δύο διαδρομές υποβαθμισής συχνότητας στον δέκτη, η συχνότητα ειδώλου θα εξακολουθεί να είναι διαθέσιμη σε δύο συχνότητες IF.

Έτσι, η απόρριψη της συχνότητας αυτής μπορεί να μεταφερθεί στο IF τμήμα της χαμηλής συχνότητας. Αυτό εξαλείφει την ανάγκη ενός φίλτρου πολύ υψηλού Q στο εμπρόσθιο τμήμα.

Το IF φίλτρο γίνεται ένα ζωνοπερατο φίλτρο πολύ χαμηλού Q ( $Q = 1$  ή  $2$ ), το οποίο είναι αρκετά εύκολο να ενσωματωθεί σε ένα ολοκληρωμένο. [3]

Παρόμοια με την αρχιτεκτονική του δέκτη άμεσης μετατροπής, το εύρος ζώνης του λαμβανόμενου σήματος φιλτράρεται από το φίλτρο ζώνης και στη συνέχεια ενισχύεται από τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου όπως φαίνεται στο σχήμα 5.8.



Σχήμα 5.8 δέκτης χαμηλής IF με σύνθετο πολυφασικό φίλτρο [18]

Το σήμα μετά υποβαθμίζεται συχνωτικά σε μια χαμηλή ενδιάμεση συχνότητα μέσω ενός τετραγωνικού μετατροπέα. Η ενδιάμεση συχνότητα μπορεί να είναι χαμηλή όσο το μισό του εύρους καναλιού ή αρκετά πολλαπλάσια του. Μετά την μετατροπή η συχνότητα ειδώλου φιλτράρεται μέσω πολύπλοκων αναλογικών πολυφασικών φίλτρων και στα δύο κανάλια IQ.

Η αρχιτεκτονική του δέκτη χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας συνδυάζει μερικά από τα πλεονεκτήματα των αρχιτεκτονικών άμεσης μετατροπής και υπερετερόδυνου και αναπόφευκτα και μερικά από τα μειονεκτήματά τους. Αυτό το καθιστά μια μοναδική αρχιτεκτονική ωφέλιμη για χρήση με ορισμένους τύπους διαμόρφωσης που παρέχονται από την τεχνολογία σήμερα.

#### 5.4.1

##### Πλεονεκτήματα του LOW-IF δέκτη

Ο ρυθμός δειγματοληψίας των μετατροπέων δεδομένων μπορεί να είναι τόσο χαμηλός όσο το ήμισυ της απόστασης του καναλιού επιτρέποντας έτσι στους μετατροπείς ADC να λειτουργούν σε ένα χαμηλής δειγματοληψίας χρονισμό συγκρινόμενο για παράδειγμα με την IF-δειγματοληψία της υπερετερόδυνης αρχιτεκτονικής.

Η δειγματοληψία σε IF συνεπάγεται ότι η αρχιτεκτονική αυτή, σε αντίθεση με την αρχιτεκτονική της άμεσης μετατροπής, δεν υποφέρει από συνεχείς συνιστώσες εξαιτίας της μη γραμμικότητας. Επίσης δεν υποφέρει η σχεδίαση αυτή από τον θόρυβο αναλαμπής, κάτι που είναι ελκυστικό για υλοποίηση σε τεχνολογία CMOS.

Ο διαχωρισμός του επιθυμητού σήματος από παρεμβολές λόγω της μη γραμμικότητας δεύτερης τάξης έχει αποδειχθεί ότι είναι ένα πλεονέκτημα της αρχιτεκτονικής αυτής έναντι της αρχιτεκτονικής άμεσης μετατροπής κάτω από ορισμένες συνθήκες έντονων παρεμβολών.

Παρόμοια με την άμεση μετατροπή, η αρχιτεκτονική χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας προσφέρεται για υψηλή ολοκλήρωση αφού το πολύπλοκο πολυφασικό φίλτρο μπορεί να υλοποιηθεί σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα.

#### 5.4.2

##### Μειονεκτήματα του LOW-IF δέκτη

Η απόρριψη ειδώλου αποτελεί τη κύρια τεχνική πρόκληση σε δέκτες χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας. Η επιλογή της IF σε χαμηλή συχνότητα, απέτρεψε τη διαδικασία του φιλτραρίσματος απόρριψης ειδώλου στην βαθμίδα RF.

Στις περισσότερες περιπτώσεις, το πολυφασικό φίλτρο έχει σχεδιαστεί για την ελαχιστοποίηση της γειτονικής και εναλλασσόμενης παρεμβολής καναλιού, καθιστώντας έτσι την σχεδίαση του φίλτρου πιο περίπλοκη και ακούσια με μεγαλύτερη κατανάλωση ενέργειας.

Ωστόσο, η σωστή επιλογή της συχνότητας IF μπορεί να τοποθετήσει το είδωλο σε ένα παρακείμενο κανάλι. Επίσης, προκειμένου να γίνει διάκριση μεταξύ των σημάτων IQ, οι έξοδοι I και Q πρέπει να έχουν υποστεί επεξεργασία ως ένα μιγαδικό ζεύγος.

Σε αντίθεση με την άμεση μετατροπή, οι μετατροπείς ADC στην αρχιτεκτονική low-IF πρέπει να λειτουργούν σε IF, με αποτέλεσμα αυστηρότερες απαιτήσεις για τους μετατροπείς.

Τέλος, η παραμόρφωση δεύτερης τάξης μπορεί να οδηγήσει σε σοβαρή παρεμβολή καναλιού εντός της ζώνης συχνοτήτων. Στις περισσότερες πρακτικές εφαρμογές, η αρχιτεκτονική αυτή έχει περιοριστεί σε εφαρμογές στενής ζώνης για τους λόγους που είπαμε. [18]

## 5.5

### Υπερετεροδυνος δέκτης

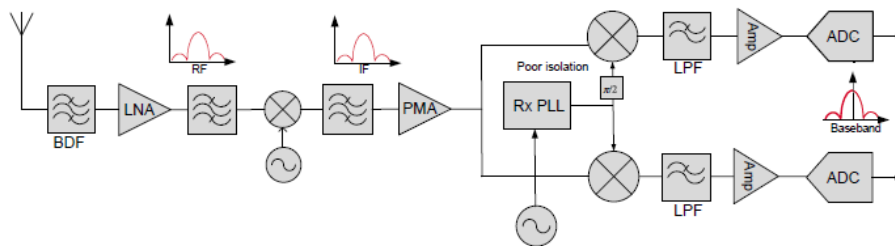
Η αρχιτεκτονική του υπερετεροδυνου δέκτη χρησιμοποιείται ευρέως σε διατάξεις όπου απαιτείτε υψηλή απόδοση και ευελιξία του δέκτη (αλλά και του πομπού). Θα δούμε την παραδοσιακή αρχιτεκτονική υπερετεροδυνων δεκτών μαζί με τον δέκτη δειγματοληψίας IF που χρησιμοποιούνται κυρίως σε ραδιοφωνικά προγράμματα καθορισμένα από λογισμικό, καθώς και τα υπέρ και τα κατά αυτής της αρχιτεκτονικής. [18]

Ο συμβατικός υπερετεροδυνος δέκτης έχει πολύ καλή απόδοση εξαιτίας εν μέρει των διακριτών του στοιχείων. Χρησιμοποιεί ένα εξωτερικό φίλτρο απόρριψης συχνοτητας ειδώλου (IR) και ένα εξωτερικό στενής ζώνης IF φίλτρο καναλιού μέσα στο κύκλωμα. [51]

#### 5.5.1

#### Αρχιτεκτονική υπερετεροδυνου δέκτη

Μια κυκλωματική σχεδίαση του υπερετεροδυνου δέκτη φαίνεται στο σχήμα 5.9.



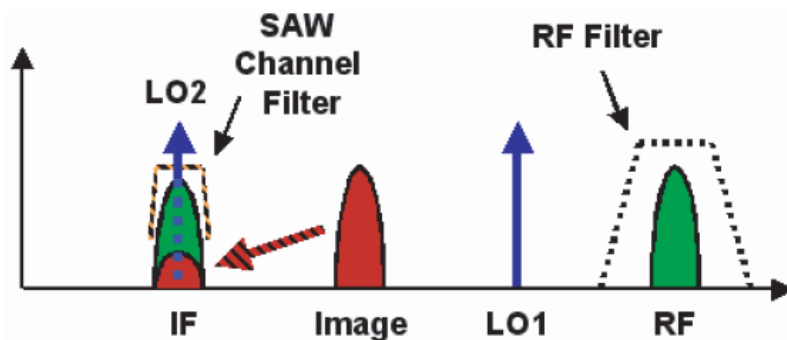
Σχήμα 5.9 Ο υπερετεροδυνος δέκτης [18]

Παρόμοια με την περίπτωση του δέκτη άμεσης μετατροπής του σήματος, το σήμα που φτάνει στην κεραία συνήθως φιλτράρεται από ένα ζωνοπερατο φίλτρο για τον περιορισμό της ζώνης συχνοτήτων που λαμβάνεται από το δέκτη. Το σήμα μετά υφίσταται ενίσχυση μέσω ενός ενισχυτή χαμηλού θορύβου.

Όπως έχουμε πει, ο ενισχυτής αυτός αποτελεί το πιο ουσιαστικό κομμάτι του δέκτη στον προσδιορισμό της ευαισθησίας του με την ύπαρξη υψηλού κέρδους και χαμηλής εικόνας θορύβου. [18]

Όπως είπαμε η συχνότητα ειδώλου είναι ένα από τα πιο κρίσιμα ζητήματα κατά την σχεδίαση της παραδοσιακής αρχιτεκτονικής υπερετεροδυνων δεκτών. Το φαινόμενο αυτό μπορεί να αποφευχθεί χρησιμοποιώντας μια άλλη τοπολογία δέκτη με το δικό του σύνολο προκλήσεων.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 5.10, το σήμα ειδώλου βρίσκεται στην αντίθετη πλευρά της συχνοτητας του τοπικού ταλαντωτή και βρίσκεται στην κορυφή της ζώνης IF, καθώς το σήμα υποβαθμίζεται συχνοτικά σε ένα μίκτη. Αυτό δημιουργεί σοβαρή παρεμβολή που πρέπει να αντιμετωπιστεί χρησιμοποιώντας η φιλτράρισμα ή τοπολογίες μίκτη για απόρριψη της συχνοτητας ειδώλου. [3]



**Σχήμα 5.10** φάσμα συχνοτήτων που δείχνει την παρεμβολή του ειδώλου [3]

Το ζωνοπερατο φίλτρο -μετά τον ενισχυτή - παίζει σημαντικό ρόλο στην απόρριψη της συχνοτητας ειδώλου. Στην ιδανική περίπτωση, επιθυμούμε αυτό το φίλτρο να έχει ελάχιστη απώλεια διάδοσης στη διαδρομή του σήματος ενώ ταυτόχρονα να εξασθενίσει σημαντικά το θόρυβο ειδώλου η το σήμα ειδώλου. Και οι δύο αυτοί στόχοι μπορούν να επιτευχθούν ταυτόχρονα με την προϋπόθεση ότι η κεντρική συχνότητα του επιθυμητού σήματος βρίσκεται αρκετά μακριά από τη συχνότητα ειδώλου, πράγμα που συνεπάγεται μια σημαντικά μεγάλη ενδιάμεση συχνότητα. Μια υψηλή όμως συχνότητα IF, έχει συνέπειες για το σχεδιασμό του IF φίλτρου.

Το λαμβανόμενο σήμα κατόπιν υποβαθμίζεται συχνοτικά στην IF μετά τον πρώτο μικτή. Το σήμα που προκύπτει είναι κεντραρισμένο στην IF, δηλαδή βρίσκεται είτε στο άθροισμα των RF και LO συχνοτήτων ή στη διαφορά μεταξύ των συχνοτήτων RF και LO.

Το σήμα στην IF κατόπιν φιλτράρεται προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί η υποβάθμιση των παρεμβολών και των σημάτων που οφείλονται σε μη γραμμικά στοιχεία μέσα στη ζώνη. Αυτό το φίλτρο, που πολλές φορές αναφέρεται και ως φίλτρο επιλογής καναλιού, δεν έχει σκοπό να ελαχιστοποιήσει την επίδραση των κοντινών σταθμών που βρίσκονται πολύ κοντά στην κεντρική συχνότητα και των παρεμβολών λόγω γειτονικών καναλιών.

Το τελευταίο επιτυγχάνεται με φιλτράρισμα στη βασική ζώνη από τα αναλογικά χαμηλοπερατα IQ Φίλτρα.

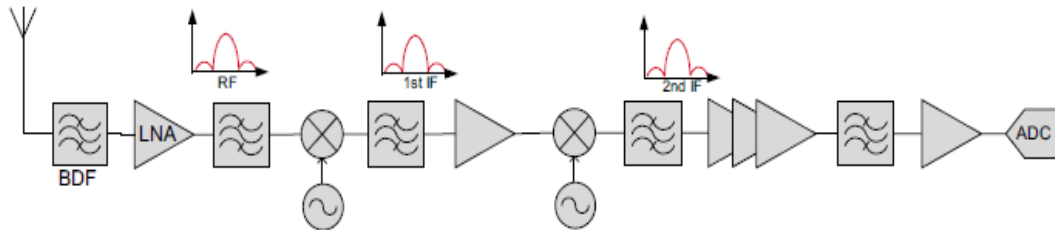
Το φίλτρο επιλογής καναλιών, ωστόσο, αποσκοπεί στην απόρριψη ορισμένων παρεμβολών και σταθμών καθώς και συγκεκριμένων υποβαθμίσεων του σήματος λόγω του ίδιου του δέκτη. Για την απλοποίηση του σχεδιασμού αυτού του φίλτρου, ενώ παράλληλα επιτυγχάνεται η συγκεκριμένη απόδοση, είναι επιθυμητό να έχουμε μια χαμηλή συχνότητα IF με σκοπό να ελαττώσουμε το συντελεστή ποιότητας Q του φίλτρου.

Αυτό είναι σε άμεση αντίθεση με την απαίτηση του φίλτρου απόρριψης ειδώλου, όπου προτιμούμε ένα υψηλό Q. Μείωση του IF για να ικανοποιηθεί ο σχεδιασμός του IF φίλτρου επιλογής καναλιού θα είχε ως συνέπεια μεγαλύτερη απώλεια στο φίλτρο απόρριψης ειδώλου.

Μετά το φίλτρο καναλιού, το επιθυμητό σήμα ενισχύεται από έναν -προ της βαθμίδας του μικτή- ενισχυτή προτού υποβληθεί σε άλλη μια μετατροπή συχνότητας από IF σε βασική ζώνη.

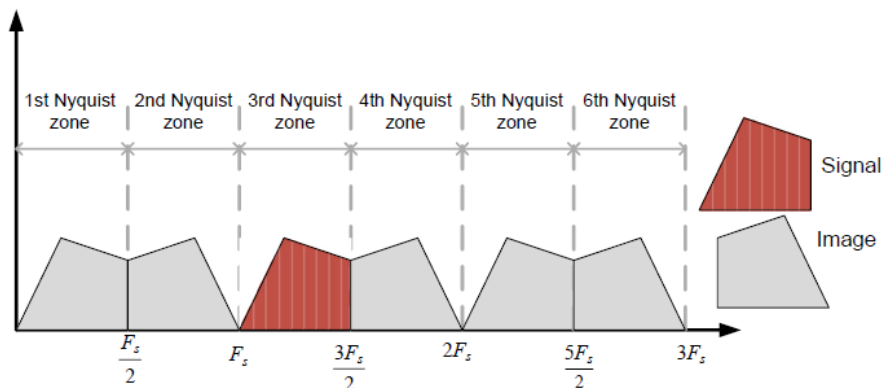
Ο τετραγωνικός μίκτης ακολουθείται από κάποια στάδια ενισχυτών που αναμιγνύονται με στάδια φιλτραρίσματος ώστε να διατηρηθεί η γραμμικότητα και η επιλεκτικότητα του συστήματος ή απλά από ενισχυτές και αναλογικά χαμηλοπερατα φίλτρα.

Η αρχιτεκτονική του υπερετεροδύνου δέκτη είναι επίσης δημοφιλής σε μοντέρνα ραδιοφωνικά προγράμματα που ορίζονται από το λογισμικό με τη μορφή αρχιτεκτονικής δέκτη IF - δειγματοληψίας όπως φαίνεται στο σχήμα 5.11



**Σχήμα 5.11** δέκτης IF - δειγματοληψίας διπλής μετατροπής [18]

Στην περίπτωση αυτή, το σήμα θα υποστεί δειγματοληψία στην συχνότητα IF, και η μετατροπή του σήματος σε σήμα βασικής ζώνης λαμβάνει χώρα στον ψηφιακό τομέα. Ανάλογα με την επιλεγμένη ενδιάμεση συχνότητα, το επιθυμητό σήμα μπορεί να πέσει σε οποιαδήποτε από τις ζώνες Nyquist όπως φαίνεται στο παράδειγμα στο σχήμα 5.12



**Σχήμα 5.12** επιθυμητό σήμα (στην τρίτη ζώνη Nyquist) και φασματικές συχνότητες ειδώλου. [18]

Σύμφωνα με το σχήμα 5.11 η αρχιτεκτονική δειγματοληψίας IF εκτελεί δειγματοληψία ζώνης με ένα μόνο μετατροπέα ADC. Οι απαιτήσεις που επιβάλλονται σε αυτό το μοναδικό ADC είναι εξαιρετικά αυστηρές.

Το φίλτρο μη αναδίπλωσης φάσματος είναι ένα ζωνοπερατο φίλτρο που υλοποιείτε ως φίλτρο επιφανειακού ακουστικού κύματος (SAW) ή παρόμοιας τεχνολογίας. Αυτά τα φίλτρα είναι ελκυστικά, δεδομένου ότι μπορούν να παρέχουν διακύμανση μικρότερη από 1 dB στη ζώνη διέλευσης και πάνω από 60 dB απόρριψης στη ζώνη αποκοπής ανάλογα με το εύρος ζώνης.

Παρόμοια με την αρχιτεκτονική του δέκτη άμεσης μετατροπής, θα δούμε τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της αρχιτεκτονικής του υπερετεροδύνου δέκτη. [18]



### 5.5.2

#### Πλεονεκτήματα του υπερετεροδυνού δέκτη

Ο υπερετεροδυνος δέκτης διακρίνεται από άλλες αρχιτεκτονικές δέκτη με τα γενικά χαρακτηριστικά της υψηλής απόδοσής του. Η αρχιτεκτονική είναι κατάλληλη για όλα τα σχήματα διαμόρφωσης με στενό ή ευρύ εύρος ζώνης.

Η εξαιρετική επιλεκτικότητα και ευαισθησία είναι χαρακτηριστικά της αρχιτεκτονικής αυτού του δέκτη, με την επιλεκτικότητα να είναι το πλέον κυρίαρχο χαρακτηριστικό του.

Σε αντίθεση με τον δέκτη άμεσης μετατροπής, όπου το φιλτράρισμα ζώνης πραγματοποιείται μόνο στην βαθμίδα RF, εδώ μπορεί να γίνει προοδευτικά στις χαμηλότερες κεντρικές συχνότητες στην πρώτη η και δεύτερη βαθμίδα IF. Αυτό το χαρακτηριστικό της αρχιτεκτονικής προσφέρει μεγαλύτερη επιλεκτικότητα και συνεπώς καλύτερη απόδοση. Αυτές οι επιδόσεις επιτυγχάνονται με την σωστή επιλογή της βαθμίδας IF και των φίλτρων σε όλη την αλυσίδα βαθμίδων του δέκτη.

Ο κύριος υπεύθυνος παράγοντας στην υποβάθμιση της παρακείμενης επιλεκτικότητας καναλιού στην περίπτωση αυτή, ειδικά για τα κανάλια στενής ζώνης, είναι ο θόρυβος φάσης, ο οποίος είναι συνήθως πιο έντονος στο πρώτο τοπικό ταλαντωτή λόγω του γεγονότος ότι η συχνότητά του είναι υψηλότερη από αυτή του δεύτερου τοπικού ταλαντωτή.

Ωστόσο, επιλέγοντας ένα IF φίλτρο με αρκετά υψηλή απόρριψη μπορεί να μετριάσει σημαντικά το πρόβλημα. Για το λόγο αυτό, ο πρώτος τοπικός ταλαντωτής έχει σχεδιαστεί με χαμηλή απόδοση θορύβου φάσης, η οποία μπορεί να συνεπάγεται την ύπαρξη ενός εξωτερικού συντονιζόμενου κυκλώματος.

Ως συνέπεια, ο σχεδιασμός του δέκτη με υψηλή εκλεκτικότητα καναλιού απλώς συνεπάγεται καλύτερη ευαισθησία σήματος. Στους περισσότερους κοινούς υπερετεροδυνος δέκτες, η πλειοψηφία των βαθμίδων κέρδους τοποθετούνται στην βαθμίδα IF. Το φιλτράρισμα στη βαθμίδα RF υποβαθμίζει αποτελεσματικά τις παρεμβολές εκτός της μπάντας και επιτρέπει στα στάδια κέρδους της βαθμίδας IF να είναι σχεδιασμένα με χαμηλότερες απαιτήσεις εύρους δυναμικής περιοχής, το οποίο ουσιαστικά επιτρέπει τον σχεδιασμό των ενισχυτών να είναι πιο σταθερός με υψηλότερο κέρδος και χαμηλότερο ρεύμα σε σχέση με αντίστοιχα στάδια κέρδους στην βαθμίδα RF.

Σε αντίθεση με δέκτες άμεσης μετατροπής, οι συνεχείς συνιστώσες δεν αποτελούν θέμα στους δέκτες αυτούς. [18]

### 5.5.3

#### Μειονεκτήματα του υπερετεροδυνού δέκτη

Ο υπερετεροδυνος δέκτης πάσχει από ορισμένα μειονεκτήματα. Θα δούμε τα προβλήματα που σχετίζονται με αυτή την αρχιτεκτονική και, κατά συνέπεια, για την επίδραση που έχουν στην απόδοση, ενσωμάτωση, πολυπλοκότητα, και κατανάλωση ισχύος.

Στη σύγχρονη τεχνολογία, η αρχιτεκτονική υπερετεροδυνων δεκτών απαιτεί τη χρήση εξωτερικών εξαρτημάτων, καθιστώντας το μη πραγματοποιήσιμο σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα. Η επιλογή υψηλής ενδιάμεσης συχνότητας IF καθιστά πολύ δύσκολη την ενσωμάτωση του φίλτρου IF σε ένα μονολιθικό ολοκληρωμένο κύκλωμα. [18]



Άλλωστε ορισμένα εξαρτήματα είναι δύσκολο να υλοποιηθούν μέσα σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα, όπως π.χ. φίλτρα IF, φίλτρα RF και ταλαντωτές. [7]

Το φίλτρο απόρριψης συχνότητας ειδώλου, μια ογκώδη συσκευή με παθητικά στοιχεία, επίσης δεν μπορεί να ενσωματωθεί σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα και οδηγείται ως ένα φορτίο 50 Ω στην έξοδο του ενισχυτή χαμηλού θορύβου. Ο υπερετερόδυνος δέκτης είναι πιο πολύπλοκος από τον δέκτη άμεσης μετατροπής.

Σε αντίθεση με τον δέκτη άμεσης μετατροπής, ο δέκτης διπλής μετατροπής απαιτεί προσεκτικό σχεδιασμό στη συχνότητα λειτουργίας, κάτι το οποίο με τη σειρά του υπαγορεύει τις προδιαγραφές των αναλογικών εξαρτημάτων του δέκτη. Βασικές παράμετροι του δέκτη, όπως η εικόνα θορύβου απαιτούν τις βαθμίδες κέρδους να τοποθετούνται με πολύ μεγάλη προσοχή στη διαδρομή λήψης και ως εκ τούτου, απαιτείται ένας σημαντικός αριθμός σχεδιαστικών επαναλήψεων για την επίτευξη μιας τελικής αποδεκτής απόδοσης κατάλληλης για το τελικό στάδιο της υλοποίησης του.

Όσον αφορά τον αριθμό εξαρτημάτων και χάρη στις εξαιρετικές και ευπροσάρμοστες δυνατότητές του, ο υπερετερόδυνος δέκτης τείνει να έχει πολλά περισσότερα εξαρτήματα από τον δέκτη άμεσης μετατροπής.

Επί πλέον, ο υπερετερόδυνος δέκτης είναι λιγότερο συντηρητικός όσον αφορά την κατανάλωση ενέργειας, από τους δέκτες άμεσης μετατροπής ή τους δέκτες χαμηλής-IF. Όλες αυτές οι παράμετροι δείχνουν ότι η αρχιτεκτονική του υπερετερόδυνου δέκτη είναι λιγότερο επιδεκτική σε ασύρματες -χαμηλού κόστους- εφαρμογές.

Για το λόγο αυτό, οι δέκτες αυτοί παραμένουν μέχρι σήμερα μια πολύ καλή επιλογή για χαμηλού όγκου συσκευές υψηλής απόδοσης, όπως για παράδειγμα σε σταθμούς βάσης, ραντάρ και ραδιόφωνο καθορισμένο από λογισμικό. [18]

# Κεφάλαιο Έκτο

## Υπολογισμός εικόνας θορύβου NF Σε Έναν Δέκτη



Σε αυτό το κεφάλαιο θα υπολογίσουμε αρχικά την εικόνα θορύβου σε μια διάταξη από βαθμίδες. Θα δούμε από την σχέση που θα βγάλουμε ότι σε μια διάταξη βαθμίδων σε σειρά, ουσιαστικά η συνολική εικόνα θορύβου κυριαρχείται από την εικόνα θορύβου της πρώτης βαθμίδας και αυτός είναι ουσιαστικά ο λόγος που μέσα σε μια διάταξη δέκτη επιλέγουμε ως πρώτο στοιχείο τον ενισχυτή χαμηλού θορύβου LNA.

Έχουμε αναφερθεί στην εικόνα θορύβου και είπαμε ότι περιγραφεί το πόσο επηρεάζεται ο λόγος σήματος προς θόρυβο SNR από τον εσωτερικά παραγόμενο θόρυβο, και χρησιμοποιείται συνήθως για τον προσδιορισμό του επιπρόσθετου θορύβου που είναι εγγενής σε ένα κύκλωμα ή σύστημα. Η χρήση αυτής της παραμέτρου περιορίζεται σε καταστάσεις όπου η σύνθετη αντίσταση της πηγής είναι ωμική.

Μαθηματικά η εικόνα θορύβου ορίζεται ως:

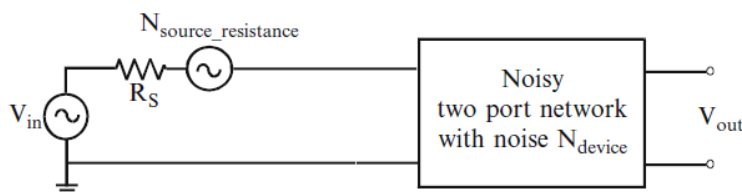
$$[34] \quad NF = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} = \frac{S_{in} N_{out}}{S_{out} N_{in}} \quad (44)$$

Όπου  $N_{in}$  είναι η ισχύς του θορύβου εισόδου και λαμβάνεται πάντα ως ο θόρυβος στην αντίσταση της πηγής. Ενώ ο  $N_{out}$  είναι η ισχύς του θορύβου εξόδου συμπεριλαμβανομένης της συμβολής θορύβου του κυκλώματος και τον θόρυβο που μεταδίδεται από την αντίσταση της πηγής.

Εισάγοντας τον όρο  $S_{out} = GS_{in}$  στην σχέση (44), Όπου  $G$  είναι το κέρδος ισχύος της αντίστοιχης βαθμίδας, παίρνουμε:

$$[34] \quad NF = \frac{N_{out}}{GN_{in}} \quad (45)$$

Ας αναφερθούμε στο σχήμα 6.1, ως το μοντέλο για τον υπολογισμό της εικόνας θορύβου.



**Σχήμα 6.1** Μοντέλο για τον καθορισμό της εικόνας θορύβου ενός δίθυρου στοιχείου [34]

Σε αυτό το σχήμα έχω:

$$[34] \quad N_{in} = N_{source\_resistance} \quad (46)$$

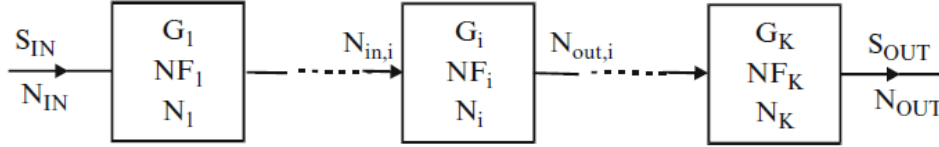
Ενώ ο  $N_{out}$  είναι ο θόρυβος που εμφανίζεται στην έξοδο, και δίνεται από τον θόρυβο εισόδου πολλαπλασιασμένο με το κέρδος ισχύος  $G$  συν το πρόσθετο θόρυβο της συσκευής:

$$[34] \quad N_{out} = N_{device} + G \cdot N_{source\_resistance} \quad (47)$$

Αντικαθιστώντας τις (46) και (47) στην (45), έχουμε: [34]

$$[34] NF = \frac{N_{\text{device}} + G \cdot N_{\text{source\_resistance}}}{G \cdot N_{\text{source\_resistance}}} \quad (48)$$

Αφού είδαμε τι συμβαίνει με ένα στοιχείο, ας υποθέσουμε τώρα ότι έχουμε μια σειρά από  $k$  βαθμίδες σε σειρά.



**Σχήμα 6.2** Σειρά από  $k$  βαθμίδες κέρδους, καθεμιά με θόρυβο

Η εικόνα θορύβου του συνόλου των βαθμίδων αυτών μπορεί να προκύψει εκφραζόμενη από την εικόνα θορύβου της κάθε μιας μεμονωμένης βαθμίδας. Ας θεωρήσουμε το σχήμα 6.2 όπου έχουμε μια σειρά από θορυβώδη στάδια κάθε ένα από τα οποία είναι με ένα διαθέσιμο κέρδος ισχύος  $G_i$  και μια εικόνα θορύβου  $NF_i$ .

Οι όροι  $N_i$ ,  $N_{in,i}$ ,  $N_{out,i}$  καθορίζουν τον θόρυβο της συσκευής, τον θόρυβο εισόδου, και τον θόρυβο εξόδου, αντίστοιχα, του  $i$  σταδίου. Δεδομένου ότι έχουμε μια σειρά από στάδια, κάνουμε επίσης την υπόθεση ότι έχουμε την ίδια σύνθετη αντίσταση πηγής για κάθε στάδιο. Αυτό εξασφαλίζει ότι έχουμε τον ίδιο θόρυβο εισόδου  $N_{in,i}$  στην είσοδο του κάθε σταδίου.

Σύμφωνα με το σχήμα 6.2 η μεθοδολογία εύρεσης της συνολικής εικόνας θορύβου αποτελείται από τέσσερα στάδια:

1. Βρίσκουμε την ισχύ εξόδου, η οποία δίνεται από την ισχύ του σήματος εισόδου πολλαπλασιασμένη με το κέρδος ισχύος του κάθε σταδίου.

$$[24] S_{\text{out}} = S_{\text{in}} (G_1 G_2 \dots G_k) \quad (49)$$

2. Θέλουμε να συσχετίσουμε το θόρυβο  $N_i$  που υπάρχει σε κάθε στάδιο με την αντίστοιχη εικόνα θορύβου σε αυτό το στάδιο. Αρχίζουμε εφαρμόζοντας την (45) στο στάδιο  $i$  και έχουμε:

$$[24] NF_i = \frac{S_{in,i} N_{out,i}}{S_{out,i} N_{in,i}} = \frac{(G_1 G_2 \dots G_{i-1}) S_{IN} N_{out,i}}{(G_1 G_2 \dots G_i) S_{IN} N_{in,i}} = \frac{N_{out,i}}{G_i N_{in,i}} \quad (50)$$

Στη συνέχεια εφαρμόζουμε την (47) στο  $i$  στάδιο και έχουμε:

$$[24] N_{out,i} = N_i + G_i N_{in,i} \quad (51)$$

Ο όρος  $N_{in,i}$  είναι ο θόρυβος εισόδου του  $i$ -ου σταδίου, που προέρχεται από την σύνθετη αντίσταση εισόδου του  $i$ -ου σταδίου. Δεδομένου ότι υποθέσαμε ότι κάθε στάδιο έχει την ίδια αντίσταση πηγής, τότε κάθε στάδιο έχει τον ίδιο θόρυβο εισόδου.

Για απλοποίηση της ανάλυσης που κάνουμε περιγράφουμε όλους αυτούς τους όρους από το θόρυβο εισόδου του σταδίου 1, το οποίο από το σχήμα 6.2 δίνεται απλά από το  $N_{IN}$ . Επομένως το  $N_{in,i} = N_{IN}$ . Αντικαθιστούμε αυτό στη σχέση (51), και έχουμε:

$$^{[24]} N_{out,i} = N_i + G_i N_{IN} \quad (52)$$

Τώρα μπορούμε να αντικαταστήσουμε την (52) στην (50) και έχουμε:

$$^{[24]} NF_i = \frac{N_i + G_i N_{IN}}{G_i N_{IN}} = \frac{N_i}{G_i N_{IN}} + 1 \quad (53)$$

Τέλος, αφού θέλουμε να συσχετίσουμε το  $N_i$  με το  $NF_i$ , μπορούμε να αναδιατάξουμε την σχέση (53) ως:

$$^{[24]} N_i = (NF_i - 1)G_i N_{IN} \quad (54)$$

(3) Θέλουμε να βρούμε την ισχύ του θορύβου εξόδου αυτής της σειράς των σταδίων. Θα χρησιμοποιήσουμε την σχέση (47) και θα εφαρμόσουμε επαναληπτικά αυτόν τον τύπο, ξεκινώντας από το πρώτο στάδιο και μετά σε ένα συνδυασμό του πρώτου και του δεύτερου σταδίου, μέχρι να συμπεριληφθούν όλα τα στάδια  $k$ .

Ο τελικός θόρυβος εξόδου θα είναι ο θόρυβος εξόδου από το  $k$ -στάδιο,  $N_{out,k}$ . Από το σχήμα 6.2 γνωρίζουμε ότι το  $N_{out,k}$  επίσης δηλώνεται ως  $N_{out}$ . Η τελική έκφραση είναι η εξής:

$$^{[24]} N_{OUT} = (G_1 G_2 \dots G_k) N_{IN} + N_1 (G_2 \dots G_k) + N_2 (G_3 \dots G_k) + \dots + N_{k-1} G_k + N_k \quad (55)$$

Στη συνέχεια αντικαθιστούμε την (55) από το βήμα 2 στην (55) και παίρνουμε:

$$^{[24]} N_{out} = (G_1 G_2 \dots G_k) N_{in} + (NF_1 - 1)(G_1 G_2 \dots G_k) N_{in} + \dots + (NF_k - 1)G_k N_{in} \quad (56)$$

4. Τέλος, θέλουμε να πάρουμε την συνολική εικόνα θορύβου της αλυσίδας των σταδίων. Για να γίνει αυτό αντικαθιστούμε την (49) από το βήμα 1, και την (56) από το βήμα 3 στην (50). διαγράφουμε τους όρους  $S_{in}$ ,  $N_{in}$  και κάνοντας την κατάλληλη απλούστευση, παίρνουμε:

$$^{[24]} NF = NF_1 + \frac{NF_2 - 1}{G_1} + \frac{NF_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{NF_k - 1}{G_1 G_2 \dots G_{k-1}} \quad (57)$$

Βγάλαμε τελικά την εξίσωση που συνδέει την συνολική εικόνα θορύβου με την εικόνα θορύβου του κάθε υποσυστήματος. Αυτή η εξίσωση ονομάζεται φόρμουλα Friis.

Σημειώνουμε ότι η εικόνα θορύβου μέσα στη φόρμουλα Friis καθορίζεται ως ένας λόγος και όχι σε ντεσιμπέλ. Η εξίσωση (57) προβλέπει ότι η εικόνα θορύβου κυριαρχείται από την εικόνα θορύβου του πρώτου σταδίου, την  $NF_1$ . <sup>[24]</sup>

# Συμπεράσματα



- Στην εποχή μας υπάρχει μια τεράστια τεχνολογική εξέλιξη στις τηλεπικοινωνίες οι οποίες περιλαμβάνουν μια μεγάλη γκάμα εφαρμογών από κινητές και δορυφορικές επικοινωνίες, τηλεφωνία, ως τα δίκτυα υπολογιστών, επιτρέποντας στους χρήστες να επικοινωνούν σε πολύ μακρινές αποστάσεις. Δεν θα ήταν υπερβολή να πούμε ότι ζούμε στην εποχή της ασύρματης τηλεπικοινωνίας.
- Σε αυτά τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα η κύρια διάταξη για την λήψη δεδομένων αποτελεί ο δέκτης. Ο δέκτης είναι μια σύνθετη διάταξη αποτελούμενη από διάφορες βαθμίδες μέσα από τις οποίες γίνεται η επεξεργασία του λαμβανομένου σήματος.
- Οι βασικές βαθμίδες ενός δέκτη είναι η κεραία λήψης, η βαθμίδα ραδιοσυχνοτήτων, η βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας, και η βαθμίδα επεξεργασίας. Και αυτές οι βαθμίδες αποτελούνται από διάφορες ηλεκτρονικές διατάξεις όπου για την μέγιστη μεταφορά ισχύος από τη μια διάταξη στην άλλη θα πρέπει η σύνθετη αντίσταση εξόδου της μιας να ισούται με την εμπέδηση εισόδου της επομένης. Με αυτόν τον τρόπο δεν θα έχουμε ενεργειακές απώλειες του σήματος μέσα στον δέκτη.
- Κύριες απαιτήσεις που έχουμε από έναν δέκτη είναι να ξεχωρίζει το κατάλληλο κάθε φορά σήμα – μεταξύ πολλών σημάτων αλλά και παρεμβολών- και από αυτό το σήμα να εξάγει στην έξοδο την χρήσιμη πληροφορία με την μέγιστη δυνατή πιστότητα – ελάχιστη δυνατή παραμόρφωση. Θα πρέπει να διατηρεί τα επίπεδα θορύβου στην ελάχιστη δυνατή τιμή, περιορίζοντας και τα πιθανά προϊόντα ενδοδιαμορφωσης που πιθανώς να υπάρξουν.
- Θα πρέπει σε μια διάταξη δέκτη να επιλέγουμε ως πρώτο στοιχείο έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου, διότι όπως είδαμε η συνολική εικόνα θορύβου κυριαρχείται από την εικόνα θορύβου της πρώτης βαθμίδας.
- Τέλος ανάλογα με την εφαρμογή επιλέγουμε και την αντίστοιχη αρχιτεκτονική δέκτη, άμεσης μετατροπής, ετερόδυνης λειτουργίας, χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας η υπερετερόδυνου δέκτη. Το κύριο μέλημα κατά την εκάστοτε σχεδίαση και αρχιτεκτονική είναι η εξάλειψη της συχνότητας ειδώλου. Από την άλλη ανεξαρτήτως της αρχιτεκτονικής που θα επιλέξουμε επιδιώκουμε κατά την σχεδίαση πάντα τον καλύτερο δυνατό συμβιβασμό μεταξύ κόστους και απόδοσης.



## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

Για την πραγματοποίηση της διπλωματικής εργασίας χρησιμοποιήθηκε η ακόλουθη βιβλιογραφία:

- [1] **Automatic Gain Control - Techniques and Architectures for RF Receivers - Juan Pablo Alegre Pérez, Santiago Celma Pueyo, Belén Calvo López auth.**
- [2] **<https://www.elprocus.com/types-of-wireless-communication-applications>**
- [3] **Modern Receiver Front-Ends, Systems Circuits and Integration – Joy Lascar, Babak Matinpour, Sudipto Chakraborty**
- [4] **Receiver Design - Prof. Tzong-Lin Wu**
- [5] **[https://www.eetimes.com/document.asp?doc\\_id=1276331#](https://www.eetimes.com/document.asp?doc_id=1276331#)**
- [6] **RF Circuit Design - Christopher Bowick, Cheryl Ajluni, John Blyler - Second Edition (2007)**
- [7] **Receiver Architectures – Markku Renfors**
- [8] **Wireless Receiver Design for Digital Communications -The Institution of Engineering and Technology (2012) - Kevin McClaning 2nd edn**
- [9] **[https://www.electronics-notes.com/articles/basic\\_concepts/electronic-rf-noise/thermal-johnson-nyquist-basics.php](https://www.electronics-notes.com/articles/basic_concepts/electronic-rf-noise/thermal-johnson-nyquist-basics.php)**
- [10] **Noise in Radio Systems – Prof. Sean Victor Hum**
- [11] **Design of a Direct Downconversion Receiver for IEEE802.11a WLAN - Yingbo Zhu**
- [12] **Understanding Noise Figure – Iulian Rosu**
- [13] **Complete Wireless Design – cotter w. sayre – Second edition**
- [14] **RF,RFIC&Microwave Theory Design**
- [15] **Noise Factor – Whitham D. Reeve**
- [16] **What\_Is\_Intermodulation\_Interference**
- [17] **Lecture 9 – Intercept Point, Gain Compression and Blocking - Prof. Ali M. Niknejad, University of California, Berkeley**
- [18] **Wireless Receiver Architectures and Design – Tony J. Roupael**
- [19] **Antenna System Guide - Kissick, Ingram**
- [20] **Mixed Signal VLSI Wireless Design – Circuits and Systems – Emad Farag, Mohamed I. Elmasry**
- [21] **[https://en.wikipedia.org/wiki/Low-noise\\_amplifier](https://en.wikipedia.org/wiki/Low-noise_amplifier)**
- [22] **5 Key MMIC LNA Choices That Can Make Or Break A Receiver Design – TECH BRIEF**
- [23] **Practical Considerations For Low Noise Amplifier Design – Tim Das Freescale Semiconductor**
- [24] **VLSI for Wireless Communication - Bosco Leung (auth.) - Springer US (2011)**
- [25] **S Parameter Comparison of Common Source and Common Gate Low Noise Amplifier – Abhishek Kumar**
- [26] **Wide-Band CMOS Low-Noise Amplifier Exploiting Thermal Noise Canceling - Federico Bruccoleri, Eric A. M. Klumperink, Member, IEEE, and Bram Nauta, Senior Member, IEEE**

- [27] GSM transceiver front-end circuits in 0.25  $\mu\text{m}$  CMOS - Q. Huang, P. Orsatti, and F. Piazza, IEEE J. Solid-State Circuits, pp. 292–302, Mar. 1999.
- [28] <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/rf-filters/understanding-rf-filters-basics-tutorial.php>
- [29] <https://www.shireeninc.com/what-is-an-rf-filter-and-why-is-it-so-important>
- [30] Electronic Principles - Albert Malvino, David Bates - McGraw-Hill Education (2015)
- [31] The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing - Book by Steven W. Smith
- [32] Εισαγωγή Στα Ηλεκτρονικά Φίλτρα – Κ. Ψυχαλινός Πανεπιστήμιο Πατρών
- [33] [https://en.wikipedia.org/wiki/Constant\\_k\\_filter](https://en.wikipedia.org/wiki/Constant_k_filter)
- [34] Signal Chain Noise Figure Analysis - Application Report SLAA652 – October 2014 – Texas instruments
- [35] Advanced Radio Receivers – WJEC CBAC
- [36] <http://www.nzart.org.nz/assets/exam/sg/sn16-rxblo.html>
- [37] Συστήματα Εκπομπής Και Λήψης – Νασιόπουλος, Χατζόπουλος
- [38] [https://en.wikipedia.org/wiki/Intermediate\\_frequency](https://en.wikipedia.org/wiki/Intermediate_frequency)
- [39] CMOS RF Down-Conversion Mixer Design For Low-Power Wireless Communications – Ahmed El Qualkadi
- [40] Super-Heterodyne Signal Analyzers – Description And Applications – National Instruments
- [41] RF Electronics Mixers – J.Kikkert
- [42] Integrated Circuits For Communication – Mixer Design – Berkeley Nicknejad
- [43] <https://www.electronics-notes.com/articles/radio/rf-mixer/double-balanced-mixer.php>
- [44] Introduction To RF CMOS IC Design For Wireless Applications – Mohammed Ismail
- [45] <https://www.petervis.com/Radios/if-amplifier/if-amplifier.html>
- [46] Coherent Receivers
- [47] Modern Communications - Receiver Design and Technology, Cornell Drentea
- [48] Digital FM Discriminator System – Ivars P. Breikss
- [49] RF Wireless Transceiver – Simulation And Analysis - AKOMA, CHIEMELE OGECHUKWU
- [50] <https://www.eetimes.com/direct-conversion-receivers-a-buyers-guide/#>
- [51] An Overview of Filters used in Receiver of Software Defined Radio - Archana Charkhawala, 2M.M.Mushrif

**E-mail**



**Panosgrav36@yahoo.gr**