



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ  
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

## **Κατασκευή και μελέτη δέκτη αρχιτεκτονικής software defined radio για υψηλές συχνότητες**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

Δημήτριος Κ. Γώγος

**Επιβλέπων :** Μιχαήλ Ε. Θεολόγου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Δεκέμβριος 2013





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ, ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ  
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

## Κατασκευή και μελέτη δέκτη αρχιτεκτονικής software defined radio για υψηλές συχνότητες

### ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Δημήτριος Κ. Γώγος

**Επιβλέπων :** Μιχαήλ Ε. Θεολόγου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την .....<sup>η</sup> Ιανουαρίου 2014.

.....  
Μιχαήλ Ε. Θεολόγου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Ευστάθιος Δ. Συκάς  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Γεώργιος Ι. Στασινόπουλος  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Δεκέμβριος 2013

.....  
**Δημήτριος Γώγος**

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Δημήτριος Γώγος, 2013

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## Περίληψη

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής είναι η παρουσίαση της μελέτης και κατασκευής ενός δέκτη Software Defined Radio, ο οποίος λειτουργεί στις υψηλές συχνότητες (HF).

Η τεχνολογία των Software Defined Radio αποτελεί αντικείμενο έρευνας για πάνω από μια δεκαετία. Σκοπός της είναι οι λειτουργίες που επιτελούνται στα αναλογικά μέρη των ραδιοσυστημάτων να γίνονται πλέον ψηφιακά. Με τον τρόπο αυτό, τα ραδιοσυστήματα αποκτούν μεγάλη ευελιξία και μπορούν εύκολα να επαναπρογραμματιστούν μέσω αναβαθμίσεων λογισμικού.

Η τεχνολογία των SDR βρίσκεται ακόμα σε πρώιμο επίπεδο, ωστόσο αναπτύσσεται ραγδαία. Λόγω των πλεονεκτημάτων που προσφέρει, υιοθετείται με γρήγορους ρυθμούς από τις διάφορες αγορές, όπως στρατιωτικές εφαρμογές, κινητή τηλεφωνία, δορυφορικές επικοινωνίες κ.α. Η καθιέρωση των SDR στις εμπορικές εφαρμογές θα ανοίξει τον δρόμο της δημιουργίας νέων τύπων υπηρεσιών για τον χρήστη και θα εξασφαλίσει απρόσκοπτη λειτουργία ανάμεσα σε δίκτυα που υλοποιούν διαφορετικά πρωτόκολλα και πρότυπα.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, αρχικά γίνεται εισαγωγή στις διάφορες αρχιτεκτονικές δεκτών και στα βασικά στοιχεία από τα οποία αποτελούνται. Στην συνέχεια, παρουσιάζεται η τεχνολογία των Software defined Radio και εκτίθεται η αρχιτεκτονική των δεκτών της, τα χαρακτηριστικά τους και οι εφαρμογές τους. Τέλος, παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά του δέκτη που επιλέχθηκε καθώς και η διαδικασία κατασκευής και λειτουργίας του.

## Λέξεις κλειδιά

Δέκτης, Ραδιοσύστημα, αρχιτεκτονική δεκτών, ψηφιακοί δέκτες, επαναπρογραμματιζόμενοι δέκτες, υψηλές συχνότητες(HF), ψηφιακή επεξεργασία σήματος(DSP), Software Defined Radio(SDR)



## **Abstract**

The purpose of this thesis is to present the study and construction of a Software Defined Radio receiver who operates at High Frequencies (HF).

Software defined radio is an emerging technology that has been an active research topic for over a decade. Its purpose is: All of the functions performed by analog components in radios to be software defined. This brings flexibility to radios and provides reconfigurability through simple software updates.

Software defined radio technology is rapidly advancing, at least on most fronts. Due to its many advantages, it has a large rate of adoption in different markets such as defense markets, mobile communications, satellite communications etc. The wide commercial use of SDR systems will create possibilities for new kind of services for users and will allow seamless operation across networks of different protocols and standards.

The thesis begins with an introduction into the different radio receiver architectures and the different analog RF components that implement them. Afterwards, Software Defined Radio receiver architecture is presented as well as its characteristics and applications. Finally, in the last chapter, we present the characteristics of the chosen SDR kit and we describe the construction process and the overall function of the receiver.

## **Keywords**

Receiver, Radio, Receiver architectures, digital receivers, programmable, reconfigurable, Digital Signal Processor (DSP), Software Defined Radio(SDR)



## Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή κ. Μιχάλη Θεολόγου που είχε την επίβλεψη της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον και σύγχρονο αντικείμενο.

Θέλω να πω ένα μεγάλο ευχαριστώ στον διδάκτορα κ. Νικόλαο Παπαουλάκη για την αμέριστη βοήθεια του και το ενδιαφέρον του καθ' όλη την διάρκεια της παρούσας μελέτης. Από την πρώτη στιγμή ήταν δίπλα μου και πάντα πρόθυμος να με καθοδηγήσει και να με βοηθήσει κάθε φορά που βρισκόμουν σε κάποιο αδιέξοδο ή αντιμετώπιζα κάποια δυσκολία, θυσιάζοντας πολύτιμο προσωπικό χρόνο. Επιπλέον, τον ευχαριστώ για όλη την βοήθεια και τις υποδείξεις που μου προσέφερε κατά την διάρκεια φοίτησης μου στην σχολή.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους γονείς μου και την αδερφή μου, οι οποίοι ήταν πάντα δίπλα μου στις δύσκολες στιγμές, προκειμένου να με ενθαρρύνουν και να με στηρίξουν.



## Πίνακας περιεχομένων

<b>1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....</b>	<b>16</b>
1.1 Δομικά στοιχεία δεκτών .....	16
1.1.1 Φίλτρα .....	16
1.1.2 Μίκτες .....	19
1.1.2.1 Βασικά χαρακτηριστικά μικτών .....	21
1.1.2.2 Είδη μικτών .....	22
1.1.3 Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου.....	23
1.1.4 Βρόχος κλειδωμένης φάσης – PLL.....	24
1.1.5 Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση – VCO.....	26
1.1.5.1 Βασικά χαρακτηριστικά VCO .....	26
1.1.6 I/Q Αποδιαμορφωτές .....	27
1.2 Περιορισμοί και παράγοντες που επηρεάζουν τους δέκτες.....	29
1.2.1 Παραμόρφωση .....	29
1.2.1.1 Ενδοδιαμόρφωση.....	30
1.2.2 Παρεμβολές.....	31
1.2.3 Θόρυβος .....	31
<b>2. ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΕΣ ΔΕΚΤΩΝ.....</b>	<b>34</b>
2.1 Ομόδουνοι δέκτες – Zero IF receivers .....	34
2.1.1 Πλεονεκτήματα .....	34
2.1.2 Μειονεκτήματα .....	35
2.2 Low IF δέκτες.....	38
2.3 Ετερόδουνοι δέκτες .....	39
2.3.1 Υπερετερόδουνος δέκτης διπλής μετατροπής.....	43
2.4 Αρχιτεκτονικές απόρριψης ειδώλου .....	44
2.4.1 Αρχιτεκτονική Hartley .....	44
2.4.2 Αρχιτεκτονική Weaver.....	45
2.5 Digital IF δέκτες .....	46
<b>3. ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ SOFTWARE DEFINED RADIO.....</b>	<b>49</b>
3.1 Ορισμός .....	49
3.2 Χαρακτηριστικά του SDR.....	50
3.3 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα.....	51
3.4 Εφαρμογές .....	52

3.5 Σχεδιαστικές Προκλήσεις.....	53
3.6 Αρχιτεκτονική.....	54
3.7 Στοιχεία Front-End SDR δεκτή .....	56
<b>4. ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΔΕΚΤΗ SOFTROCK RX ENSEMBLE II.....</b>	<b>58</b>
4.1 Περιγραφή του SDR kit.....	58
4.2 Block Diagram και ανάλυση σταδίων .....	60
4.2.1 Λειτουργίες κάρτας ήχου .....	64
4.3 Περιγραφή κατασκευής.....	66
4.3.1 Τροφοδοτικό.....	66
4.3.2 Τροφοδοτικό USB .....	67
4.3.3 Στάδιο ελέγχου και τοπικού ταλαντωτή .....	69
4.3.4 Στάδιο Quadrature Clock Generator .....	75
4.3.5 Στάδιο αυτομάτων ζωνοπερατών φίλτρων .....	77
4.3.6 Στάδιο Quadrature Sampling Detector .....	80
4.3.7 Στάδιο Τελεστικών ενισχυτών.....	81
4.3.8 Κατασκευή κεραίας.....	84
4.4 Περιγραφή δοκιμών .....	87
4.4.1 Τροφοδοτικό δέκτη.....	87
4.4.2 Τροφοδοτικό USB .....	87
4.4.3 Στάδιο ελέγχου και τοπικού ταλαντωτή .....	88
4.4.4 Στάδιο Quadrature Clock Generator .....	90
4.4.5 Στάδιο αυτομάτων ζωνοπερατών φίλτρων .....	91
4.4.6 Στάδιο Quadrature Sampling Detector .....	92
4.4.7 Στάδιο Τελεστικών ενισχυτών.....	92
4.5 Περιγραφή λογισμικού απομακρυσμένης και πολλαπλής πρόσβασης από πολλούς χρήστες ταυτόχρονα.....	93
4.5.1 SDR server (V2).....	93
4.5.2 SDR console(V2) .....	94
<b>Συντομογραφίες.....</b>	<b>97</b>
<b>Αναφορές .....</b>	<b>98</b>

## Πίνακας Εικόνων

Εικόνα 1: Συνάρτηση μεταφοράς των διαφόρων ειδών φίλτρων.....	17
Εικόνα 2: Συνάρτηση μεταφοράς α)Βαθυπερατού β)Υψιπερατού γ)Ζωνοπερατού δ)Ζωνοφρακτικού φίλτρου.....	17
Εικόνα 3: Χαρακτηριστική ζωνοπερατού φίλτρου.....	18
Εικόνα 4: Απόρριψη της συχνότητας ειδώλου από το φίλτρο RF.....	19
Εικόνα 5: Μίκτης.....	19
Εικόνα 6: Intercept point.....	22
Εικόνα 7: Μη γραμμική ενίσχυση LNA.....	24
Εικόνα 8: Τα βασικά στοιχεία του βρόχου κλειδωμένης φάσης PLL.....	25
Εικόνα 9: Τα σήματα I&Q σε πολική μορφή.....	28
Εικόνα 10: Block διάγραμμα I&Q αποδιαμορφωτής.....	29
Εικόνα 11: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 2 <sup>ης</sup> και 3 <sup>ης</sup> τάξης.....	30
Εικόνα 12: Ο λόγος απόρριψης 3ης τάξης.....	31
Εικόνα 13: Επίδραση των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης στο εισερχόμενο σήμα.....	31
Εικόνα 14: Block διάγραμμα ομόδυνου δέκτη.....	34
Εικόνα 15: Πηγές DC συνιστωσών.....	35
Εικόνα 16: Ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων.....	36
Εικόνα 17: Αποκλίσεις α)πλάτους β) φάσης των I&Q αποδιαμορφωτών.....	37
Εικόνα 18: Επίδραση της μη γραμμικότητας στους ομόδυνους δέκτες.....	37
Εικόνα 19: Block διάγραμμα Low-IF δέκτη.....	38
Εικόνα 20: Η βασική αρχή των ετερόδυνων δεκτών.....	39
Εικόνα 21: Block διάγραμμα ετερόδυνου δέκτη.....	41
Εικόνα 22: Το πρόβλημα της εικόνας ειδώλου.....	42
Εικόνα 23: Block διάγραμμα υπερετερόδυνου δέκτη διπλής μετατροπής.....	44
Εικόνα 24: Η αρχιτεκτονική Hartley.....	44
Εικόνα 25: Η λειτουργία της αρχιτεκτονικής Hartley.....	45
Εικόνα 26: Η αρχιτεκτονική Weaver.....	45
Εικόνα 27: Η λειτουργία της αρχιτεκτονικής Weaver.....	46
Εικόνα 28: Η αρχιτεκτονική Digital IF.....	47
Εικόνα 29: Η αρχιτεκτονική ενός ιδανικού SDR.....	54
Εικόνα 30: Η αρχιτεκτονική των στοιχείων λογισμικού ενός SDR.....	55
Εικόνα 31: Τα στοιχεία ενός δέκτη SDR.....	56
Εικόνα 32: Το συνολικό κύκλωμα του Softrock Ensemble RX HF.....	59
Εικόνα 33: Το block διάγραμμα του Softrock Ensemble RX HF.....	60
Εικόνα 34: Ο Quadrature Sampling Detector.....	62
Εικόνα 35: Η εικόνα δείχνει ένα ημίτονο το οποίο έχει την ίδια συχνότητα με τον ανιχνευτή. Ο πρώτος πυκνωτής θα έχει αποθηκεύσει μέγιστη τάση, ο δεύτερος μηδενική, ο τρίτος μέγιστη αρνητική τάση και ο τέταρτος μηδενική.....	62
Εικόνα 36: Χρήση τελεστικών ενισχυτών για παραγωγή των I&Q σημάτων.....	63
Εικόνα 37: Χρησιμοποίηση της συχνότητας ειδώλου για μηδενισμό των απωλειών στην έξοδο του Taylor Detector.....	63
Εικόνα 38: Η είσοδος της κάρτας ήχου.....	64
Εικόνα 39: Η έξοδος της κάρτας ήχου.....	64
Εικόνα 40: Η έξοδος του μετασχηματισμού FFT.....	65
Εικόνα 41: Ένας “ψηφιακός δέκτης” που υλοποιείται με DSP.....	66
Εικόνα 42: Η τοπολογία του τροφοδοτικού του δέκτη.....	66
Εικόνα 43: Διάγραμμα ακροδεκτών LM78L05.....	67
Εικόνα 44: Η ολοκληρωμένη εικόνα του τροφοδοτικού (πάνω όψη).....	67
Εικόνα 45: Η τοπολογία του τροφοδοτικού της μονάδας USB του δέκτη.....	67
Εικόνα 46: Block Διάγραμμα ρυθμιστή τάσης LP2992.....	68
Εικόνα 47: Block Διάγραμμα ακροδεκτών ρυθμιστή τάσης LP2992.....	68
Εικόνα 48: Η ολοκληρωμένη εικόνα του τροφοδοτικού της μονάδας USB (πάνω όψη).....	68
Εικόνα 49: Η ολοκληρωμένη εικόνα του τροφοδοτικού της μονάδας USB (κάτω όψη).....	69
Εικόνα 50: Η τοπολογία του τοπικού ταλαντωτή και του μικροελεγκτή.....	69

Εικόνα 51: Διάγραμμα ακροδεκτών μικροελεγκτή ATTINY-85 .....	70
Εικόνα 52: Block διάγραμμα μικροελεγκτή ATtiny85 .....	71
Εικόνα 53: Διάγραμμα ενός opto-isolator το οποίο δείχνει την πηγή φωτός στα αριστερά(LED), το διηλεκτρικό κανάλι στη μέση και τον αισθητήρα φωτός στα αριστερά.....	71
Εικόνα 54: Block Διάγραμμα του Si570 XO προγραμματιζόμενου ταλαντωτή.....	72
Εικόνα 55: Διάγραμμα ακροδεκτών προγραμματιζόμενου ταλαντωτή Si570 XO και επεξήγηση λειτουργιών τους.....	72
Εικόνα 56: SDR Software Architecture.....	73
Εικόνα 57: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου τοπικού ταλαντωτή και του μικροελεγκτή (πάνω όψη) .....	74
Εικόνα 58: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου τοπικού ταλαντωτή και του μικροελεγκτή (κάτω όψη) .....	74
Εικόνα 59: Η τοπολογία του Quadrature Clock Generator.....	75
Εικόνα 60: Διάγραμμα ακροδεκτών ολοκληρωμένου 74AC74.....	76
Εικόνα 61: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου Quadrature Clock Generator (κάτω όψη).....	76
Εικόνα 62: Η τοπολογία του Quadrature Clock Generator.....	77
Εικόνα 63: Διάγραμμα ακροδεκτών ολοκληρωμένου FST3253(Dual 4:1 Multiplexer/Demultiplexer Bus Switch) και πίνακας αληθείας του.....	78
Εικόνα 64: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου αυτομάτων ζωνοπερατών φίλτρων (πάνω όψη) .....	79
Εικόνα 65: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου αυτομάτων ζωνοπερατών φίλτρων (κάτω όψη) .....	79
Εικόνα 66: Η τοπολογία του Quadrature Sampling Detector.....	80
Εικόνα 67: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου Quadrature Sampling Detector (κάτω όψη).....	81
Εικόνα 68: Η τοπολογία του σταδίου των τελεστικών ενισχυτών Quadrature Sampling Detector ..	81
Εικόνα 69: Διάγραμμα ακροδεκτών ολοκληρωμένου LT6231 .....	82
Εικόνα 70: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου των τελεστικών ενισχυτών (κάτω όψη).....	82
Εικόνα 71: Η ολοκληρωμένη εικόνα του δέκτη (πάνω όψη).....	83
Εικόνα 72: Η ολοκληρωμένη εικόνα του δέκτη (κάτω όψη) .....	83
Εικόνα 73: Το κουτί του δέκτη.....	84
Εικόνα 74: Κατασκευή κεραίας δίπολου .....	84
Εικόνα 75: Ακραίος μονωτήρας.....	85
Εικόνα 76: Κεντρικός μονωτήρας.....	85
Εικόνα 77: Προετοιμασία ομοαξονικού καλωδίου για κόλληση .....	85
Εικόνα 78: Τελική κατασκευή γύρω από τον κεντρικό μονωτήρα.....	86
Εικόνα 79: Τελική κατασκευή κεραίας.....	86
Εικόνα 80: Το τροφοδοτικό που χρησιμοποιήθηκε για την εξωτερική τροφοδοσία του δέκτη.....	86
Εικόνα 81: Στιγμιότυπα από την διεπαφή χρήστη του προγράμματος SDR server (V2) .....	93
Εικόνα 82: Στιγμιότυπο του κύριου παραθύρου του SDR console(V2).....	94
Εικόνα 83: Η μπάρα συντονισμού συχνοτήτων του προγράμματος .....	94
Εικόνα 84: Ο πίνακας εξερεύνησης συχνοτήτων, ο επιλογέας αποδιαμόρφωσης και φίλτρων και η γραφική απεικόνιση του φίλτρου που εφαρμόζεται στο λαμβανόμενο σήμα .....	95
Εικόνα 85: Η κεντρική συχνότητα συντονισμού και το επίπεδο ισχύος του λαμβανόμενου σήματος .....	95
Εικόνα 86: Το φάσμα του ηχητικού σήματος λαμβάνεται από τον δέκτη στην κεντρική συχνότητα .....	96
Εικόνα 87: Το παράθυρο σύνδεσης στον απομακρυσμένο διακομιστή .....	96

## Πίνακας Πινάκων

Πίνακας 1: Σύγκριση SDR με τους συμβατικούς πομποδέκτες .....	51
Πίνακας 2: Πινάκας αληθείας για την επιλογή του κατάλληλου φίλτρου .....	77
Πίνακας 3: Χαρακτηριστικά κατασκευής πηνίων .....	78
Πίνακας 4: Μετρήσεις τάσεων για το στάδιο του τροφοδοτικού .....	87
Πίνακας 5: Μετρήσεις ελέγχου βραχυκυκλώματος για το στάδιο του τροφοδοτικού USB.....	87
Πίνακας 6: Μετρήσεις ελέγχου τάσεων για το στάδιο του τροφοδοτικού USB.....	88
Πίνακας 7: Μετρήσεις ρεύματος για το στάδιο του τοπικού ταλαντωτή .....	88
Πίνακας 8: Έλεγχος βραχυκυκλωμάτων στο κύκλωμα του τοπικού ταλαντωτή και στον μετασχηματιστή T1.....	89
Πίνακας 9: Μετρήσεις τάσεων στο στάδιο ελέγχου και τοπικού ταλαντωτή.....	89
Πίνακας 10: Μετρήσεις τάσεων στους ακροδέκτες του ολοκληρωμένου U6(74AC74) .....	90
Πίνακας 11: Μετρήσεις τάσεων στις εξόδους των καταμεριστών .....	91
Πίνακας 12: Μετρήσεις τάσεων στους ακροδέκτες των ολοκληρωμένου U8(FST3253) και U9(FST3253).....	91
Πίνακας 13: Μετρήσεις τάσεων στους ακροδέκτες του ολοκληρωμένου U10(FST3253) .....	92
Πίνακας 14: Μέτρηση τάσεων στους ακροδέκτες του ολοκληρωμένου LT6231 .....	92

# 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Στην σημερινή εποχή της πληροφορίας, η διαρκώς αυξανόμενη ανάγκη των ανθρώπων για επικοινωνία, η ανάγκη για ανάλυση δεδομένων σε πραγματικό χρόνο και η διεκπεραίωση αναγκών όπως η πληροφόρηση και η ψυχαγωγία μέσω ψηφιακών συσκευών, απαιτούν την διαρκή έρευνα για νέες τεχνολογίες που θα ικανοποιούν τα παραπάνω και επιπλέον θα προσφέρουν υψηλή απόδοση και αξιοπιστία σε χαμηλό κόστος. Τα ραδιοσυστήματα που χρησιμοποιούνται στις τηλεπικοινωνίες βρίσκονται σχεδόν σε κάθε συσκευή που χρησιμοποιούμε στην καθημερινότητα μας όπως κινητά τηλέφωνα, ηλεκτρονικοί υπολογιστές, ασύρματοι αισθητήρες κ.α. και έχουν υψηλές απαιτήσεις σε χωρητικότητα και ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων καθώς και απαιτήσεις μείωσης του μεγέθους τους.

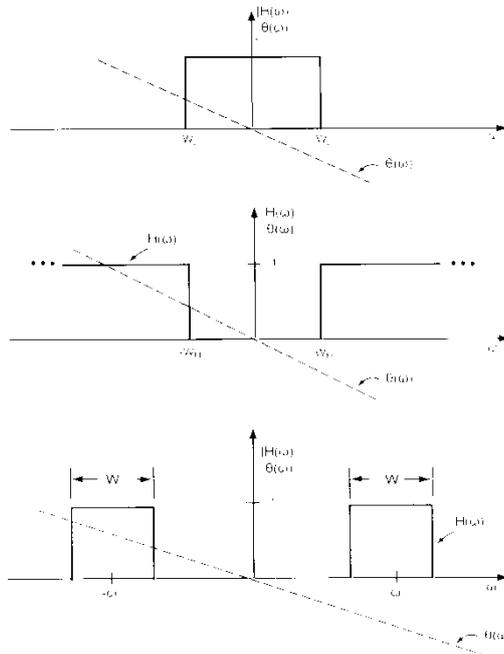
Ένα από τα σημαντικότερα στοιχεία ενός ραδιοσυστήματος είναι ο δέκτης και η αρχιτεκτονική του. Το πλήθος των υπηρεσιών που προσφέρονται σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα και ο αυξανόμενος αριθμός χρηστών σε συνδυασμό με τα προβλήματα παρεμβολών, θορύβου κ.τ.λ., είναι παράμετροι οι οποίες πρέπει να λαμβάνονται σοβαρά υπόψη κατά το σχεδιασμό ενός δέκτη, ο οποίος παράλληλα πρέπει να έχει υψηλή ευαισθησία, καλή επιλεκτικότητα, χαμηλή κατανάλωση ενέργειας και χαμηλό κόστος. Στο πρώτο κεφάλαιο θα παρουσιαστούν τα βασικά δομικά στοιχεία των δεκτών καθώς και οι παράμετροι και οι περιορισμοί που καθορίζουν την απόδοσή τους. Στο κεφάλαιο 2 παρουσιάζονται οι πιο διαδεδομένες αρχιτεκτονικές δεκτών σήμερα.

## 1.1 Δομικά στοιχεία δεκτών

### 1.1.1 Φίλτρα

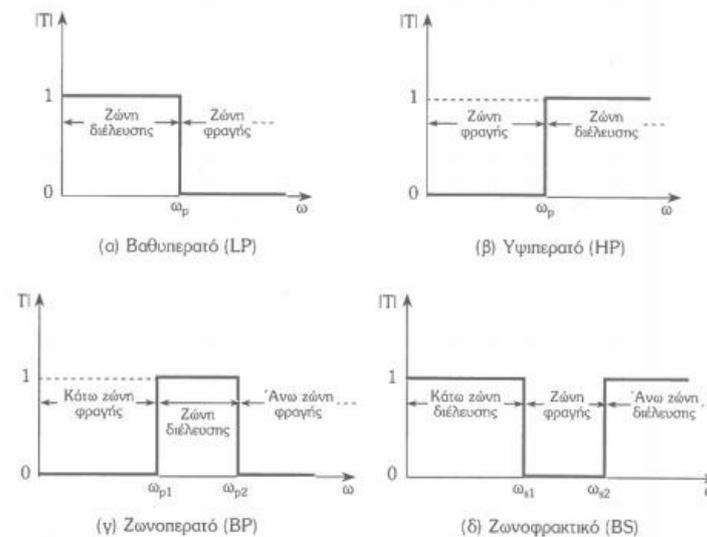
Φίλτρο ονομάζεται ένα δίκτυο που επιτρέπει τη διέλευση μιας ζώνης συχνοτήτων και απορρίπτει όλο το υπόλοιπο μέρος του φάσματος. Τα φίλτρα διακρίνονται σε ιδανικά και υλοποιήσιμα. Τα ιδανικά φίλτρα, των οποίων οι κύριες κατηγορίες φαίνονται στην εικόνα 1, εμφανίζουν τα εξής χαρακτηριστικά:

- Σταθερότητα της συνάρτησης μεταφοράς  $|H(\omega)|$  σε όλο το εύρος συχνοτήτων διέλευσης.
- Γραμμική ως προς την συχνότητα  $\omega$  ολίσθηση της φάσης  $\theta(\omega)$ .
- Απότομη μετάβαση από τη ζώνη διέλευση στη ζώνη αποκοπής.
- Άπειρη αντίσταση εισόδου.



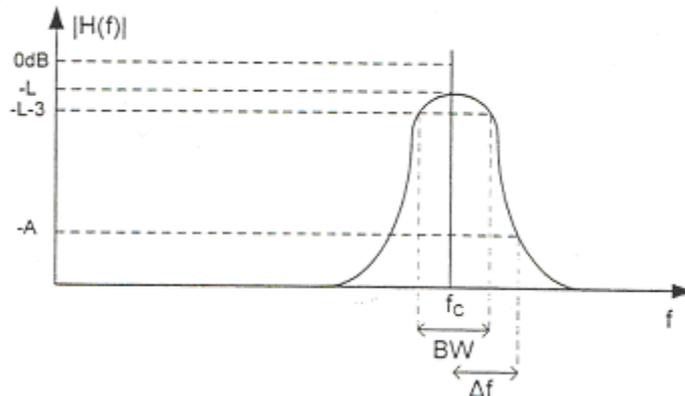
Εικόνα 1: Συνάρτηση μεταφοράς των διαφόρων ειδών φίλτρων

Η εξιδανικευμένη εκδοχή των φίλτρων χρησιμεύει κυρίως για την εξαγωγή συμπερασμάτων ως προς την απόκριση των υπό σχεδίαση αντίστοιχων πραγματικών συστημάτων. Τα υλοποιήσιμα φίλτρα είναι η φυσική κατασκευή των αντίστοιχων φίλτρων και ανάλογα με την πολυπλοκότητα και το κόστος προσεγγίζουν την ιδανική συμπεριφορά. Ένα στοιχείο που έχει ιδιαίτερη σημασία στην πράξη είναι η επίτευξη πολύ υψηλής τιμής για την αντίσταση εισόδου ενός φίλτρου. Πάντως, η ορθογωνική μορφή της χαρακτηριστικής πλάτους των ιδανικών φίλτρων, αν και δεν υλοποιείται ακριβώς, προσεγγίζεται σε πολύ μεγάλο βαθμό, με σημαντική αύξηση όμως της πολυπλοκότητας και του κόστους καθώς ο βαθμός προσέγγισης αυξάνει.



Εικόνα 2: Συνάρτηση μεταφοράς α)Βαθυπερατού β)Υψηπερατού γ)Ζωνοπερατού δ)Ζωνοφρακτικού φίλτρου

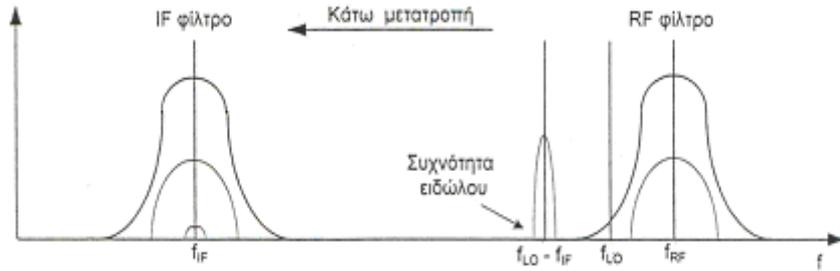
Οι λειτουργίες επιλογής / απόρριψης μίας περιοχής συχνοτήτων σε ένα πομποδέκτη και, γενικότερα, σε ένα ηλεκτρονικό σύστημα, επιτελούνται από τα φίλτρα. Υπάρχουν διάφορα είδη φίλτρων, όπως βαθυπερατά, υψιπερατά, ζωνοπερατά και ζωνοφρακτικά, τα οποία υλοποιούνται, είτε μόνο με παθητικά στοιχεία (αντιστάσεις, πυκνωτές, πηνία) είτε με τη χρήση ενεργών στοιχείων (τελεστικοί ενισχυτές). Τα IF και RF φίλτρα που χρησιμοποιούνται στους πομποδέκτες συνήθως είναι παθητικά, ζωνοπερατά και έχουν τη γενική μορφή του παρακάτω σχήματος.



Εικόνα 3: Χαρακτηριστική ζωνοπερατού φίλτρου

Ως **απώλεια διάδοσης** (Insertion Loss) του φίλτρου ορίζεται το μέτρο της συνάρτησης μεταφοράς του,  $|H(X)|$ , στην κεντρική συχνότητα  $f_c$  ενώ, ως **εύρος ζώνης 3dB**, (3dB bandwidth), η διαφορά των συχνοτήτων στις οποίες το  $|H(f)|$  είναι κατά 3dB μικρότερο από το  $|H(f_c)|$ . Οι παραπάνω συχνότητες οριοθετούν τη ζώνη διέλευσης του φίλτρου. Ο λόγος της κεντρικής συχνότητας προς το εύρος ζώνης ονομάζεται **συντελεστής ποιότητας**  $Q = \frac{f_c}{BW}$  και αποτελεί μέτρο της επιλεκτικότητας ενός φίλτρου. Τέλος, το πόσο "απότομο" είναι ένα φίλτρο, εκτός της ζώνης διέλευσης, καθορίζεται από την απόρριψη που αυτό επιτυγχάνει σε μία απόσταση  $\Delta f$  από την κεντρική συχνότητα, σύμφωνα με τις εκάστοτε προδιαγραφές.

Τα φίλτρα του πομποδέκτη έχουν διαφορετικό ρόλο, που εξαρτάται από τη θέση τους στις αλυσίδες πομπού και δέκτη. Το RF φίλτρο στο δέκτη καθορίζει τη ζώνη λήψης και περιορίζει το θόρυβο που εισέρχεται στο σύστημα από την κεραία. Στους ετερόδυνους δέκτες κυρίως, η ύπαρξη του είναι αναγκαία, ώστε να απορρίπτεται η συμμετρική συχνότητα (είδωλο) της  $f_{RF}$  ως προς την  $f_{LO}$ , δηλαδή η  $f_{LO} - f_{RF}$ . Αυτό συμβαίνει, διότι, αν η συγκεκριμένη συχνότητα πολλαπλασιαστεί με την  $f_{LO}$ , η κάτω πλευρική που θα προκύψει θα βρίσκεται γύρω από την  $f_{IF}$ , παρεμβάλλοντας στο επιθυμητό σήμα. Προκειμένου το RF φίλτρο να εξασθενεί σημαντικά τη συχνότητα ειδώλου, θα πρέπει η συχνότητα  $2f_{IF}$  να είναι αρκούντως μεγάλη. Εξαιτίας της προηγούμενης λειτουργίας, το RF φίλτρο στη λήψη ονομάζεται και φίλτρο απόρριψης ειδώλου.



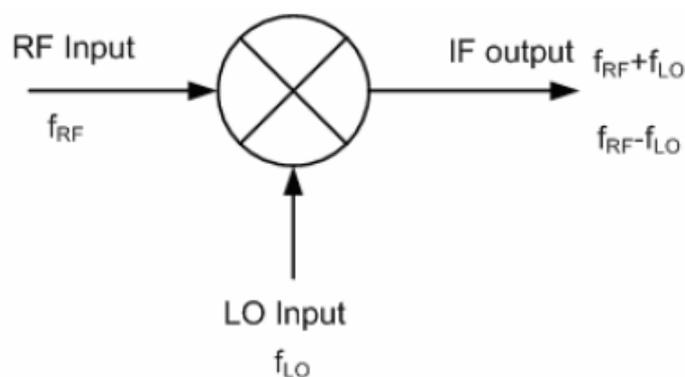
Εικόνα 4: Απόρριψη της συχνότητας ειδώλου από το φίλτρο RF

Το IF φίλτρο στο δέκτη απορρίπτει την άνω πλευρική στην έξοδο του μίκτη, καθώς και αρμονικές και τυχόν παράγωγα που προκύπτουν. Επιπλέον, εξαιτίας της μεγαλύτερης επιλεκτικότητας του σε σχέση με το RF φίλτρο, έχει την ικανότητα να αποκόπτει τις IF εκδοχές σημάτων παρεμβολής που διήλθαν από αυτό και να περιορίζει ακόμα περισσότερο την ισχύ θορύβου στην είσοδο του αποδιαμορφωτή.

Τα κυριότερα μειονεκτήματα από την χρήση των φίλτρων είναι οι απώλειες διάδοσης που εισάγουν, επιβαρύνοντας το ισοζύγιο ισχύος του πομποδέκτη και η παραμόρφωση που προκαλούν, λόγω του φασματικού περιορισμού που επιβάλλουν.

### 1.1.2 Μίκτες

Ο μίκτης είναι από τα πιο σημαντικά στοιχεία ενός σύγχρονου τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Οι μίκτες είναι κυκλώματα δύο εισόδων και μίας εξόδου. Είναι δηλαδή ένα στοιχείο με τρεις πόρτες, όπως συνήθως καλούνται στην ορολογία των τηλεπικοινωνιών. Οι δύο εισοδοί καλούνται RF είσοδος (radio frequency) και LO είσοδος (local oscillator). Η έξοδος καλείται IF (intermediate frequency).



Εικόνα 5: Μίκτης

Είναι σχεδιασμένοι στην ιδανική περίπτωση να παρέχουν ένα σήμα στην έξοδό τους που έχει συχνότητα ίση με το άθροισμα ή τη διαφορά των συχνοτήτων των δύο σημάτων που εφαρμόζονται στην είσοδό τους. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται μετατροπή συχνότητας ή ετεροδύνηση (Heterodyning). Χρησιμοποιείται για να

αυξήσουμε ή να μειώσουμε τη συχνότητα ενός σήματος. Ουσιαστικά η λειτουργία του ιδανικού μίκτη περιγράφεται από τη σχέση:

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

δηλαδή από τον πολλαπλασιασμό των σημάτων που εφαρμόζονται στην είσοδο του.

Στην έξοδο του ιδανικού μίκτη προκύπτουν δύο συχνότητες IF με τιμές  $f_{RF}-f_{LO}$  (κάτω πλευρική ζώνη - lower sideband) και  $f_{RF}+f_{LO}$  (άνω πλευρική ζώνη - upper sideband). Με επιλογή κατάλληλου ζωνοπερατού φίλτρου στην έξοδο του μίκτη επιτρέπεται η διέλευση του σήματος με την επιθυμητή συχνότητα και αποκόπτεται το άλλο. Στην πραγματικότητα στην έξοδο ενός μίκτη παρουσιάζονται και άλλα παράγωγα μικρότερης όμως ισχύος, όπως είναι η  $f_{RF}$ , η  $f_{LO}$  και γενικά  $(mf_{RF} \pm nf_{LO})$ , όπου m και n ακέραιοι.

Όταν χρησιμοποιείται το άθροισμα των συχνοτήτων τότε η διαδικασία ονομάζεται *ανύψωση συχνότητας (up-conversion)*, ενώ όταν χρησιμοποιείται η διαφορά αναφέρεται ως *υποβιβασμός συχνότητας (down-conversion)*. Οι μίκτες που είναι βελτιστοποιημένοι για up-conversion ονομάζονται *up-converters*, ενώ στην αντίθετη περίπτωση *down-converters*. Οι πρώτοι χρησιμοποιούνται συνήθως στους πομπούς για ανόρθωση της συχνότητας του σήματος στην περιοχή εκπομπής και οι δεύτεροι στη πρώτα στάδια της λήψης, ώστε να υποβιβαστεί το σήμα σε χαμηλότερες συχνότητες, μιας και εκεί είναι πιο εύκολη η επεξεργασία του (ενίσχυση, φιλτράρισμα κτλ.).

Οι μίκτες μπορούν να υλοποιηθούν με διάφορους τρόπους, χρησιμοποιώντας είτε ενεργά είτε παθητικά στοιχεία. Οι ενεργοί μίκτες είναι δυνατόν να παρέχουν και ενίσχυση κατά τη μετατροπή (conversion gain) του RF σήματος σε IF. Επίσης εμφανίζουν καλύτερη απομόνωση μεταξύ των εισόδων και εξόδων (port-to-port isolation) με αποτέλεσμα την ελαχιστοποίηση των φαινομένων ενδοδιαμόρφωσης.

Οι μίκτες μπορούν να χρησιμοποιηθούν σαν διπλασιαστές συχνότητας, όταν στις δύο εισόδους τους εφαρμοστεί το ίδιο σήμα. Επίσης, μπορούν να λειτουργήσουν σαν διαμορφωτές. Τέλος μπορούν να χρησιμοποιηθούν σαν ανιχνευτές φάσης (phase detectors). Εάν αναμίξουμε δύο σήματα ίδιας συχνότητας, αλλά με διαφορά φάσης  $\theta$  μεταξύ τους, τότε εύκολα μπορούμε να δούμε από τη παρακάτω σχέση το εξής:

$$\sin(2\pi ft) * \sin(2\pi ft + \theta) = \frac{1}{2} [\cos(4\pi ft) + \cos(\theta)]$$

Βλέπουμε δηλαδή ότι παρουσιάζεται, εκτός από τον όρο διπλάσιας συχνότητας, και ένας σταθερός όρος, του οποίου η τιμή εξαρτάται από τη διαφορά φάσης  $\theta$  και μόνο. Εφαρμόζοντας κατάλληλο φιλτράρισμα επιλέγουμε τον έναν ή τον άλλον όρο.

### 1.1.2.1 Βασικά χαρακτηριστικά μικτών

#### Εύρος Ζώνης εισόδων - εξόδων

Το σημαντικότερο χαρακτηριστικό των μικτών είναι η περιοχή συχνοτήτων λειτουργίας τους, δηλαδή, ποιά εύρη ζώνης συχνοτήτων είναι βελτιστοποιημένοι να δεχθούν στις εισόδους τους RF και LO και ποιά περιοχή συχνοτήτων μπορούν να εμφανίσουν χωρίς σημαντικές απώλειες στην έξοδό τους IF.

#### Απώλεια μετατροπής (Conversion Loss)

Εφόσον οι μίκτες μετατρέπουν ισχύ από μία συχνότητα σε μία άλλη, τότε το πιο ουσιαστικό μέγεθος είναι αυτό που περιγράφει πόσο αποτελεσματικά γίνεται αυτή η μετατροπή. Αυτή η παράμετρος ονομάζεται απώλεια μετατροπής (conversion loss). Η απώλεια μετατροπής ορίζεται ως η διαφορά σε dB της ισχύος του σήματος στην έξοδο IF από αυτή του σήματος στην είσοδο RF, για δεδομένη ισχύ του σήματος LO. Ένας διαφορετικός ορισμός είναι ο λόγος της ισχύος του σήματος IF προς την ισχύ του σήματος RF.

$$\text{Conversion loss} = \frac{\text{IF Power}}{\text{RF Power}} \quad \text{ή} \quad \text{Conversion loss (dB)} = \text{IF (dBm)} - \text{RF (dBm)}$$

#### Εικόνα Θορύβου (Noise Figure)

Η εικόνα θορύβου είναι ο λόγος του σήματος-προς-θόρυβο (SNR) στην είσοδο προς το λόγο του σήματος-προς-θόρυβο στην έξοδο, εκφρασμένος σε dB. Το μέγεθος αυτό συναντάται και σε πολλά άλλα κυκλώματα, όπως είναι οι ενισχυτές.

#### Απομόνωση μεταξύ των πορτών (Port-to-Port Isolation)

Το Port-to-Port isolation είναι ένα μέγεθος που δείχνει κατά πόσο είναι απομονωμένες μεταξύ τους οι θύρες του μίκτη, ώστε να μην υπάρχει διαρροή σήματος από τη μία στην άλλη με αποτέλεσμα την εμφάνιση φαινομένων ενδοδιαμόρφωσης.

Συνήθως το isolation δίνεται για δύο μόνο συνδυασμούς. Ο ένας είναι ο L-to-R isolation που περιγράφει κατά πόσο μικρότερο είναι το σήμα LO όταν μετρείται στην είσοδο RF και ο δεύτερος ο L-to-I isolation που περιγράφει κατά πόσο μικρότερο είναι το σήμα LO όταν μετρείται στην έξοδο IF.

#### 1dB compression point

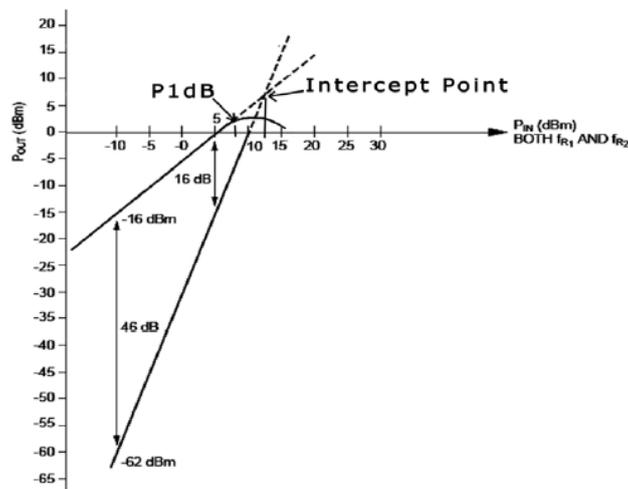
Αποτελεί τη μέγιστη ισχύ του σήματος RF (σε dBm) πάνω από την οποία η ισχύς του σήματος IF παύει να μεταβάλλεται γραμμικά με την ισχύ του σήματος RF. Η τιμή αυτή της ισχύος του RF, για την οποία η μεταβολή της εξόδου δεν είναι ανάλογη με τη μεταβολή της εισόδου, δίνεται συνήθως από τις διάφορες εταιρίες σαν η ισχύς για την οποία η μεταβολή αποκλίνει κατά 1dB (1dB compression point ή P1dB) από τη γραμμικότητα.

### Two-Tone, Third-Order Intermodulation Distortion

Το μέγεθος αυτό εκφράζει το ποσό της καλούμενης 3ης-τάξης παραμόρφωσης στο επιθυμητό σήμα στην έξοδο που προκαλείται από ένα δεύτερο σήμα στην είσοδο RF με συχνότητα κοντά στην πρώτη. Οι συχνότητες των παραγώγων τρίτης τάξης είναι  $(2f_{RF2}-f_{RF1}) \pm f_{LO}$ . Συνήθως, όσο υψηλότερο είναι το conversion compression τόσο μεγαλύτερη είναι η καταστολή αυτού του όρου.

Συνήθως αυτή η παράμετρος δε δίνεται στα φύλλα δεδομένων των μικτών γιατί εξαρτάται από τις συχνότητες στις εισόδους και από τις αντιστάσεις τερματισμού τους.

### Intercept Point



Εικόνα 6: Intercept point

Στην εικόνα 6, φαίνεται πως μεταβάλλεται η ισχύς της επιθυμητής εξόδου IF σε σχέση με την ισχύ της εισόδου RF (καμπύλη με τη μικρότερη κλίση), καθώς και η μεταβολή των παραγώγων 3ης τάξης στην έξοδο πάλι συναρτήσει της εισόδου, για ένα συγκεκριμένο μίκτη. Το σημείο στο οποίο οι δύο καμπύλες τέμνονται ονομάζεται intercept point και δίνει την ισχύ του σήματος εισόδου. Για την ισχύ αυτή, η ισχύς του επιθυμητού IF και η ισχύς των παραγώγων 3ης τάξης γίνονται ίσες. Όσο υψηλότερα βρίσκεται το intercept point τόσο μεγαλύτερη είναι η συρρίκνωση των ανεπιθύμητων σημάτων στην έξοδο.

### **1.1.2.2 Είδη μικτών**

#### Unbalanced mixers

Οι μίκτες αυτοί στην έξοδό τους εμφανίζουν, εκτός από το άθροισμα και τη διαφορά των συχνοτήτων RF και LO και άλλες συχνότητες όπως την  $f_{RF}$ , την  $f_{LO}$  καθώς και άλλα ανεπιθύμητα παράγωγα αυτών. Ακόμη, παρουσιάζουν μικρή απομόνωση μεταξύ των πορτών, που έχει σαν αποτέλεσμα την εμφάνιση φαινομένων ενδοδιαμόρφωσης.

### Single-balanced mixers

Οι μίκτες αυτοί εξασθενούν λιγότερο ένα από τα δύο σήματα εισόδου, αλλά όχι και τα δύο μαζί, εμφανίζοντας λιγότερα ανεπιθύμητα παράγωγα στην έξοδό τους σε σχέση με τους unbalanced.

### Double-balanced mixers (DBMs)

Οι μίκτες αυτοί εμφανίζουν εξαιρετική απομόνωση μεταξύ των εισόδων και της εξόδου, δίνοντας στην έξοδο μόνο το άθροισμα και τη διαφορά των εισόδων και εξασθενούν σε ιδιαίτερα σημαντικό βαθμό τα ανεπιθύμητα σήματα. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την πιο εύκολη διαδικασία φιλτραρίσματος στην έξοδο του μίκτη.

### **1.1.3 Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου**

Το σήμα που συλλαμβάνεται από την κεραία ενός τερματικού ασύρματων επικοινωνιών είναι αρκετά εξασθενημένο λόγω απωλειών διάδοσης. Συνεπώς, είναι αναγκαία η άμεση ενίσχυσή του πριν οδηγηθεί στις επόμενες βαθμίδες του δέκτη για να εξαχθεί η πληροφορία που περιέχει. Τον ρόλο αυτόν επιτελεί ο RF Ενισχυτής Χαμηλού Θορύβου (Low Noise Amplifier, LNA), ο οποίος ουσιαστικά αποτελεί την πρώτη βαθμίδα της αλυσίδας του δέκτη. Στο στάδιο σχεδίασης του LNA λαμβάνεται ιδιαίτερη μέριμνα, ώστε ο θόρυβος που εισάγει κατά τη λειτουργία του να είναι όσο το δυνατόν μικρότερος, καθιστώντας τον δέκτη ελάχιστα θορυβώδη και επομένως αξιόπιστο.

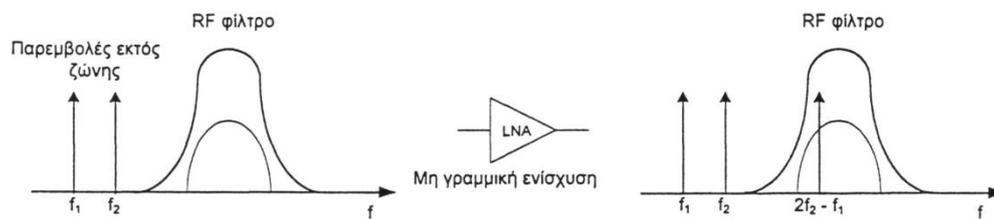
Όπως είναι γνωστό από τη θεωρία περί θορύβου στα ηλεκτρικά κυκλώματα, ο συντελεστής θορύβου, (Noise Factor,  $F$ ) - ή εικόνα θορύβου (Noise Figure, NF) όταν εκφράζεται σε dB- αποτελεί ένα μέτρο του πόσο θορυβώδες είναι ένα δίκτυο και παριστάνει τη χειροτέρευση του σηματοθορυβικού λόγου από την είσοδο στην έξοδό του. Στην περίπτωση που το δίκτυο αποτελείται από πολλές βαθμίδες προσαρμοσμένες μεταξύ τους, με κέρδη ισχύος  $G_i$  και συντελεστές θορύβου  $F_i$ , ο ολικός συντελεστής θορύβου  $F$  δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{G_1} + \frac{F_3 - 1}{G_1 G_2} + \dots + \frac{F_m - 1}{G_1 G_2 \dots G_{m-1}}$$

Από την παραπάνω σχέση προκύπτει ότι, αν το κέρδος της πρώτης βαθμίδας είναι αρκετά μεγάλο (π.χ. ενισχυτική βαθμίδα), οι όροι που έπονται του πρώτου μπορούν να αγνοηθούν σε σχέση με αυτόν και προσεγγιστικά ισχύει  $F \cong F_1$ . Σε αυτήν την περίπτωση, η πρώτη βαθμίδα καθορίζει το  $F_{0L}$ , και, εάν αυτή είναι ελάχιστα θορυβώδης, τότε ολόκληρο το δίκτυο χαρακτηρίζεται από χαμηλό συντελεστή θορύβου. Επομένως, γίνεται φανερό ότι η τοποθέτηση ενός LNA με υψηλό κέρδος (π.χ. 20dB) και χαμηλό συντελεστή θορύβου (π.χ. 2dB) στην είσοδο ενός τηλεπικοινωνιακού δέκτη εξασφαλίζει ένα χαμηλό συνολικό συντελεστή θορύβου στην αλυσίδα λήψης μέχρι τον αποδιαμορφωτή. Επειδή  $F = \frac{(SNR)_{IN}}{(SNR)_{OUT}}$ , ο σηματοθορυβικός λόγος στην είσοδο του αποδιαμορφωτή είναι μόνο λίγα dB χαμηλότερος από εκείνον στην είσοδο του δέκτη. Ο παραπάνω σηματοθορυβικός λόγος είναι άμεσα συνδεδεμένος με την αξιοπιστία του δέκτη (π.χ. με την BEP σε

ψηφιακά συστήματα) και ως εκ τούτου, γίνεται φανερή η συμβολή της σωστής σχεδίασης του LNA σε αυτή. Εξάλλου, αφού ο συντελεστής θορύβου του LNA αποτελεί μία καλή προσέγγιση του αντίστοιχου συντελεστή ολόκληρης της αλυσίδας λήψης, επηρεάζει σημαντικά και την ευαισθησία του δέκτη.

Ένα άλλο ζήτημα που αφορά τη σχεδίαση του LNA είναι η επίτευξη της γραμμικότητάς του. Καθώς είναι αρκετά σύνηθες το λαμβανόμενο σήμα να συνοδεύεται από ισχυρές παρεμβολές, ενδεχόμενη μη γραμμικότητα του ενισχυτή θα δημιουργήσει προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης τρίτης τάξης, τα οποία πιθανόν να εμφανιστούν εντός της ζώνης διέλευσης του RF φίλτρου, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Στην περίπτωση αυτή τέτοια προϊόντα συνοδεύουν το σήμα μέχρι τον αποδιαμορφωτή, δυσχεραίνοντας την αποδιαμόρφωση και μειώνοντας έτσι την αξιοπιστία του συστήματος. Επομένως είναι αναγκαίο, ο LNA να λειτουργεί στη γραμμική περιοχή, αρκετά μακριά από το σημείο συμπίεσής του.



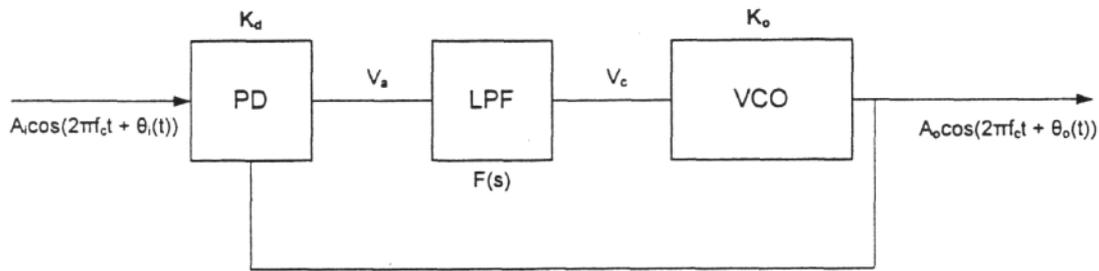
Εικόνα 7: Μη γραμμική ενίσχυση LNA

#### 1.1.4 Βρόχος κλειδωμένης φάσης - PLL

Ο βρόχος κλειδωμένης φάσης (phase-locked loop - PLL) είναι το στοιχείο που χρησιμοποιείται σήμερα στα περισσότερα συστήματα για την παραγωγή εξαιρετικά σταθερών συνθετών συχνοτήτων τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη. Στους δέκτες χρησιμοποιούνται για την ανάκτηση του αδιαμόρφωτου φέροντος από το εισερχόμενο σήμα, ως διαμορφωτές/αποδιαμορφωτές συχνότητας και φάσης και σε μια σειρά από άλλες εφαρμογές.

Το PLL είναι ένα κύκλωμα που συγχρονίζει ένα σήμα εξόδου, που παράγεται από έναν ταλαντωτή, με ένα σήμα αναφοράς ή σήμα εισόδου, τόσο ως προς τη συχνότητα όσο και ως προς τη φάση. Όταν το σύστημα βρίσκεται σε συγχρονισμό (κατάσταση κλειδώματος), τότε η διαφορά φάσης μεταξύ της εξόδου του ταλαντωτή και του σήματος αναφοράς είναι μηδενική ή πάρα πολύ μικρή. Αν η διαφορά φάσης μεγαλώσει, τότε ένας μηχανισμός ελέγχου δρα στον ταλαντωτή κατά τέτοιο τρόπο ώστε το σφάλμα φάσης να μειωθεί στο μηδέν. Σε ένα τέτοιο σύστημα ανάδρασης η φάση του σήματος εξόδου είναι ανά πάσα στιγμή κλειδωμένη στη φάση του σήματος αναφοράς στην είσοδο. Για το λόγο αυτό καλείται και βρόχος κλειδωμένης φάσης.

Η βασική ιδέα πάνω στην οποία στηρίζεται η λειτουργία του PLL εικονίζεται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 8: Τα βασικά στοιχεία του βρόχου κλειδωμένης φάσης PLL

Το PLL απαρτίζεται από τρία βασικά λειτουργικά τμήματα:

- α) Έναν ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (VCO)
- β) Έναν ανιχνευτή φάσης (phase detector – PD)
- γ) Το καλούμενο φίλτρο βρόχου (Loop Filter – LF), το οποίο είναι ουσιαστικά ένα πολύ στενό βαθυπερατό φίλτρο (LPF).

Ο ανιχνευτής φάσης (Phase Detector, PD) δημιουργεί ένα σήμα εξόδου, το οποίο είναι συνάρτηση της διαφοράς φάσης μεταξύ των δύο σημάτων εισόδου του. Η έξοδος του PD φιλτράρεται βαθυπερατά και η dc συνιστώσα της,  $V_c$ , εφαρμόζεται στην είσοδο του ταλαντωτή ελεγχόμενου από τάση (Voltage Controlled Oscillator, VCO). Το σήμα εξόδου του VCO επανατροφοδοτείται στον PD και αποτελεί το σήμα ανάδρασης του PLL. Η λειτουργία του PLL στηρίζεται στο ότι η τάση  $V_c$  αναγκάζει το VCO να αλλάξει συχνότητα προς την κατεύθυνση που μειώνεται η διαφορά φάσης μεταξύ των σημάτων εισόδου και εξόδου. Αν οι συχνότητες των δύο σημάτων είναι επαρκώς κοντά, μετά από πεπερασμένο χρόνο ο μηχανισμός ανάδρασης του PLL τις εξισώνει. Τότε, ο VCO έχει "κλειδώσει" στη συχνότητα εισόδου, δηλαδή

$$f_0 = f_i$$

Η χρήση του φίλτρου βρόχου είναι απαραίτητη για δύο λόγους:

- α) για την αποκοπή υψίσυχνων συνιστωσών στο σήμα που ελέγχει το VCO
- β) διότι συνήθως οι ανιχνευτές φάσης στην έξοδο τους είναι τύπου αντλίας φορτίου (charge pump).

Αυτό σημαίνει ότι ουσιαστικά παρέχουν φορτίο ανάλογα με τη διαφορά φάσης και όχι με τη διαφορά τάσης. Το LP επομένως χρησιμεύει για τη μετατροπή της εξόδου του ανιχνευτή φάσης σε μια DC τάση ελέγχου.

Συνήθως η περιοχή συχνοτήτων στην οποία μπορεί να κλειδώσει το PLL εξαρτάται από την περιοχή λειτουργίας του VCO. Η περιοχή αυτή ονομάζεται **περιοχή κλειδώσης**.

Το χαρακτηριστικό του PLL να συλλαμβάνει σήματα μέσα σε μια περιοχή συχνοτήτων το κάνει να ενεργεί σαν ζωνοπερατό φίλτρο. Τα PLL επομένως χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές όπου θέλουμε να διέρχονται σήματα συγκεκριμένης περιοχής συχνοτήτων και να απορρίπτονται τα υπόλοιπα. Για το λόγο αυτό το PLL είναι εξαιρετικά αποτελεσματικό στην εξάλειψη του θορύβου και των παρεμβολών.

### **1.1.5 Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση – VCO**

Ο ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (Voltage Controlled Oscillator – VCO) παράγει στην έξοδό του ένα σήμα του οποίου η συχνότητα είναι ανάλογη μιας τάσης ελέγχου που εφαρμόζεται στην είσοδό του. Συνήθως το σήμα που εμφανίζεται στην έξοδο του VCO είναι ένα ημιτονικό σήμα, αλλά υπάρχουν VCO που παρουσιάζουν τετραγωνική ή ακόμα και τριγωνική έξοδο. Πολλές φορές οι VCO αναφέρονται και σαν μετατροπείς τάσης σε συχνότητα (Voltage to Frequency Converter - VFC) και χρησιμοποιούνται για παραγωγή τοπικού φέροντος στον πομπό και το δέκτη. Εμφανίζουν σχετικά χαμηλή σταθερότητα συχνότητας και για το λόγο αυτό συνήθως εμφανίζονται μέσα σε κυκλώματα τα οποία ονομάζονται βρόχοι κλειδωμένης φάσης. Η ανακρίβεια στη συχνότητα που εμφανίζουν στην έξοδο οφείλεται τόσο στην αστάθεια της τάσης ελέγχου, όσο και σε μεταβολές θερμοκρασίας.

Η λειτουργία ενός VCO συνήθως γίνεται με τη χρήση μιας διόδου varactor , της οποίας η χωρητικότητα μεταβάλλεται ανάλογα με την τάση. Η διόδος αυτή αποτελεί μέρος ενός συντονισμένου κυκλώματος LC, το οποίο τοποθετείται στο βρόχο ανάδρασης ενός ενισχυτή.

#### **1.1.5.1 Βασικά χαρακτηριστικά VCO**

##### Περιοχή συχνοτήτων (Frequency Range)

Οι VCO έχουν μια συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων που μπορούν παρουσιάσουν στην έξοδό τους. Αυτή καθορίζεται από το συντονισμένο κύκλωμα LC μέρος του οποίου είναι η διόδος varactor και η οποία εμφανίζει κάποιες συγκεκριμένες τιμές χωρητικότητας. Η περιοχή αυτή καθορίζεται από τα άκρα της γραμμικής περιοχής λειτουργίας ενός VCO, στην οποία η συχνότητα στην έξοδό του μεταβάλλεται ανάλογα με την τάση ελέγχου.

##### Ευαισθησία – Tuning Sensitivity KVCO

Η ευαισθησία είναι το μέγεθος που δείχνει κατά πόσο μεταβάλλεται η συχνότητα εξόδου για δεδομένη μεταβολή της τάσης στην είσοδο ελέγχου του VCO. Μετρείται συνήθως σε MHz/Volt.

##### Τάση Ελέγχου – Tuning Voltage

Είναι το εύρος των τάσεων που μπορεί να δεχθεί το VCO ώστε να παράξει τις διάφορες συχνότητες στην έξοδο. Συνήθως δίνονται οι τάσεις για τη χαμηλότερη και την υψηλότερη συχνότητα στην έξοδο.

### Frequency Pulling

Είναι η μεταβολή της συχνότητας εξόδου του VCO λόγω του φορτίου στην έξοδο του VCO.

### Frequency Pushing

Η συχνότητα εξόδου αλλάζει όταν μεταβάλλεται η τάση τροφοδοσίας του VCO. Δίνεται σε MHz/Volt, και μας προσδιορίζει πόσο ευπαθές είναι το VCO στις μεταβολές της τροφοδοσίας εξαιτίας του θορύβου.

### **1.1.6 I/Q Αποδιαμορφωτές**

Οι τετραγωνικοί (quadrature) ή I/Q διαμορφωτές και αποδιαμορφωτές είναι η πιο διαδεδομένη μέθοδος σήμερα για παραγωγή και ανίχνευση τόσο ψηφιακά, αλλά ακόμη και αναλογικά, διαμορφωμένων σημάτων. Οι διαμορφωτές και αποδιαμορφωτές I/Q έχουν γίνει δημοφιλείς τα τελευταία χρόνια διότι είναι δυνατή η κατασκευή τους σε ολοκληρωμένα κυκλώματα. Οι διαμορφωτές αυτοί, προσφέρουν τη δυνατότητα εύκολης παραγωγής πολύπλοκων σημάτων διαμόρφωσης.

Οι I/Q αποδιαμορφωτές βασίζονται στο γεγονός ότι ένα οποιοδήποτε σήμα βασικής ζώνης μπορεί να εκφραστεί μέσω άλλων δύο, ενός συμφασικού I σήματος και ενός ορθογώνιου σήματος Q (μετατόπιση φάσης κατά 90°).

Έστω το σήμα

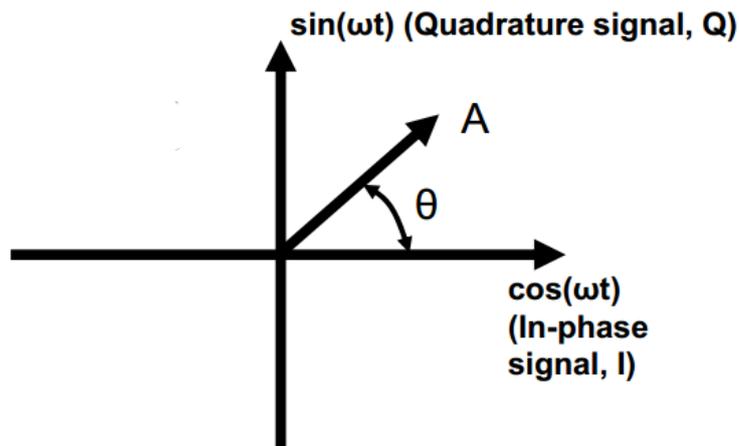
$$s(t) = A_c * \cos(\omega_c t + \varphi(t))$$

Το σήμα αυτό με τη χρήση της ιδιότητας  $\cos(a + b) = \cos a * \cos b - \sin a * \sin b$  γράφεται ως

$$s(t) = A_c \cos(2\pi f_c t) \cos(\varphi) - A_c \sin(2\pi f_c t) \sin(\varphi)$$

Ορίζοντας το πλάτος του συμφασικού σήματος  $I = A_c \cos(\varphi)$  και το πλάτος του ορθογώνιου σήματος  $Q = A_c \sin(\varphi)$  έχουμε

$$s(t) = I \cos(2\pi f_c t) - Q \sin(2\pi f_c t)$$



Εικόνα 9: Τα σήματα I&Q σε πολική μορφή

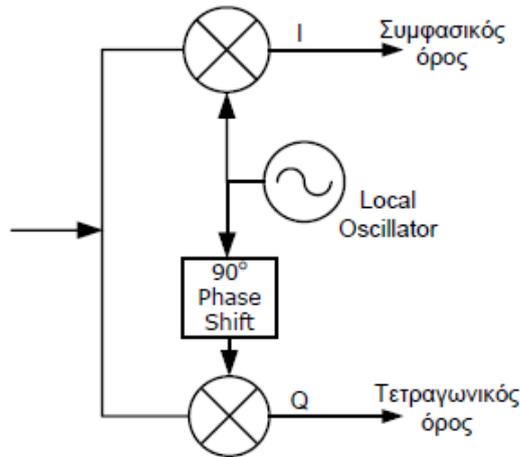
Γνωρίζοντας τις στιγμιαίες τιμές των I&Q για ένα σήμα  $s(t)$ , είναι δυνατό να υπολογίσουμε οτιδήποτε σχετικά με το σήμα αυτό. Το στιγμιαίο πλάτος και η στιγμιαία φάση του σήματος δίνονται μέσω των σχέσεων:

$$\text{Instantaneous Amplitude: } m_t = \sqrt{I_t^2 + Q_t^2}$$

$$\text{Instantaneous Phase : } \varphi_t = \tan^{-1} \frac{Q_t}{I_t}$$

Μέσω αυτών των σχέσεων επιπλέον μπορεί να πραγματοποιηθεί απευθείας η αποδιαμόρφωση AM και FM.

Στον I/Q αποδιαμορφωτή η ανίχνευση μπορεί να γίνει ξεχωριστά για το συμφασικό και το τετραγωνικό σήμα, που απαρτίζουν το σήμα εισόδου. Αυτό είναι δυνατό εφαρμόζοντας από τον τοπικό ταλαντωτή στους μίκτες σήματα ορθογωνικά (διαφορά φάσης  $90^\circ$ ) με την κατάλληλη φάση. Έτσι, στον αποδιαμορφωτή η ανίχνευση του ενός γίνεται ανεξάρτητα από το άλλο. Υπάρχουν σήμερα I/Q διαμορφωτές και αποδιαμορφωτές που μπορούν να λειτουργήσουν μόνο με σήματα χαμηλότερης συχνότητας IF αλλά και άλλοι που μπορούν να κάνουν απευθείας διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση ενός σήματος RF της τάξης των GHz σε σήμα βασικής ζώνης. Οι δεύτεροι μειώνουν το κόστος της κατασκευής, ενώ οι πρώτοι χρειάζονται μίκτες οι οποίοι θα ανεβάσουν τη συχνότητα του διαμορφωμένου σήματος IF στην επιθυμητή συχνότητα εκπομπής RF στον πομπό, ενώ στο δέκτη θα κατεβάσουν το σήμα από την συχνότητα μετάδοσης RF σε μια ενδιάμεση IF συχνότητα, όπου θα γίνει η αποδιαμόρφωση.



Εικόνα 10: Block διάγραμμα I&Q αποδιαμορφωτής

## 1.2 Περιορισμοί και παράγοντες που επηρεάζουν τους δέκτες

Υπάρχουν ορισμένοι παράγοντες που επηρεάζουν την επικοινωνία προκαλώντας τον περιορισμό της ταχύτητας, με την οποία μεταδίδεται η πληροφορία από τον πομπό στο δέκτη. Η μεγιστοποίηση της ταχύτητας αυτής είναι το κύριο ζητούμενο σε ένα σύστημα επικοινωνίας σε συνδυασμό με τη συγκράτηση σε αποδεκτά επίπεδα της ισχύος του σήματος στη έξοδο του πομπού. Αυτοί οι παράγοντες μπορεί να προέρχονται είτε από το περιβάλλον μέσα στο οποίο γίνεται η επικοινωνία, είτε από τις ίδιες τις ηλεκτρονικές διατάξεις, αλλά και από περιορισμούς που τίθενται από τα κράτη μέσω εθνικών και διεθνών οργανισμών.

### 1.2.1 Παραμόρφωση

Η πλειονότητα των κυκλωμάτων που χρησιμοποιούνται στις τηλεπικοινωνίες, όπως φίλτρα, μίκτες, ενισχυτές κ.α., καθώς και οι περισσότεροι τύποι καναλιών μετάδοσης, παραμορφώνουν το σήμα καθώς τα παραπάνω δεν είναι απόλυτα γραμμικά.

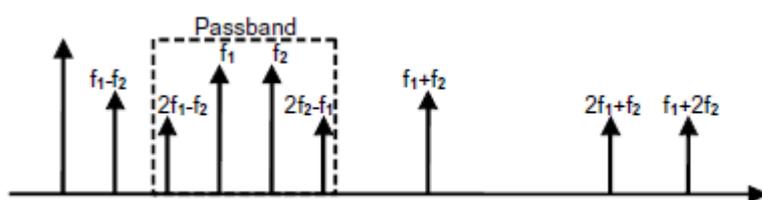
Τα φίλτρα προκαλούν παραμόρφωση στην απολαβή, η οποία οφείλεται στο ότι η ζώνη διέλευσής τους δεν είναι τελείως επίπεδη με αποτέλεσμα να έχουμε κυμάτωση πλάτους καθώς μεταβάλλεται η συχνότητα. Επιπλέον, τα φίλτρα εισάγουν και μεταβολές φάσης. Εάν η μετατόπιση φάσης (*phase shift*) στις διάφορες συχνότητες δεν είναι ίδια (*μη γραμμική απόκριση φάσης*), τότε υπάρχει παραμόρφωση των παλμών δεδομένων. Στην περίπτωση αυτή γίνεται χρήση ψηφιακών φίλτρων, τα οποία έχουν τέλεια γραμμική απόκριση φάσης και τα οποία ονομάζονται φίλτρα γραμμικής φάσης (*linear-phase filters*). Η εξάλειψη των παραμορφώσεων απολαβής και φάσης μπορεί να επιτευχθεί σε μεγάλο βαθμό από κυκλώματα ισοσταθμιστών (*equalizer circuits*). Οι ενισχυτές εισάγουν παραμόρφωση εξαιτίας της μη γραμμικότητας τους ανάλογα με την ισχύ εισόδου. Αυτό μπορεί να προκαλέσει σε ψηφιακά συστήματα παραμόρφωση στη μορφή του παλμού και διασυμβολική παρεμβολή (*intersymbol interference, ISI*). Τέλος, παρασιτικά σήματα που προκαλούν παραμόρφωση παράγονται από τα διαρρέοντα σήματα του τοπικού ταλαντωτή, τα οποία μπορούν να επηρεάσουν διάφορα στάδια του δέκτη.

### 1.2.1.1 Ενδοδιαμόρφωση

Η μη γραμμική συμπεριφορά ενός κυκλώματος είναι δυνατόν να παρατηρηθεί μέσω των αρμονικών που δημιουργούνται, όταν ένα σήμα οδηγείται στην είσοδο ενός κυκλώματος. Σε κάποιες περιπτώσεις όμως, η μη γραμμικότητα δεν μπορεί να εκτιμηθεί ικανοποιητικά μόνο από τις αρμονικές, οπότε μελετάται η «παραμόρφωση λόγω ενδοδιαμόρφωσης» που παρουσιάζει ένα κύκλωμα. Ενδοδιαμόρφωση (Intermodulation IM) είναι το φαινόμενο που παρατηρείται όταν δύο ή περισσότερα σήματα εισέλθουν μέσα σε ένα μη γραμμικό σύστημα όπου και διαμορφώνονται μεταξύ τους, οπότε στην έξοδο του συστήματος εμφανίζονται, εκτός του κυρίως σήματος, και σήματα με συχνότητες ίσες με το άθροισμα ή τη διαφορά ακέραιων πολλαπλασίων των συχνοτήτων των σημάτων εισόδου. Αυτά τα παρασιτικά σήματα που είναι αποτέλεσμα του φαινομένου της ενδοδιαμόρφωσης χαρακτηρίζονται ως προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης (IM products). Συνήθως τα προϊόντα αυτά είναι ανεπιθύμητα. Η τάξη της μη γραμμικότητας καθώς επίσης και το πλήθος και η ισχύς των σημάτων που συζευγνύονται επηρεάζει το πλήθος των παρασιτικών. Τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης εμφανίζονται σε συχνότητες:

$$\text{IMD} = \pm Mf_1 \pm Nf_2$$

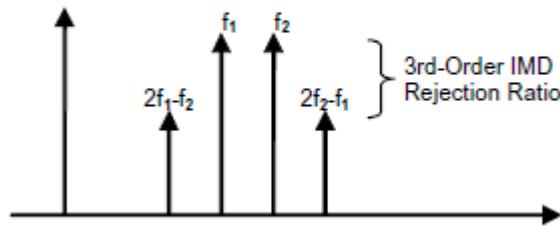
όπου  $M, N = 0, 1, 2, 3, \dots$  και  $f_1, f_2$  οι συχνότητες των δύο εισερχόμενων σημάτων. Η τάξη των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης ορίζεται από το άθροισμα των ακεραίων  $M$  και  $N$ .



Εικόνα 11: Προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης 2<sup>ης</sup> και 3<sup>ης</sup> τάξης

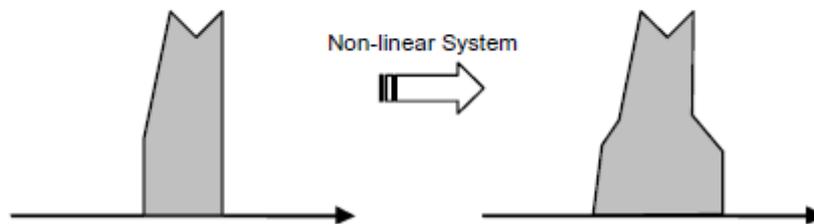
Συνήθως τα άρτιας τάξης προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης, όπως τα 2<sup>ης</sup> τάξης  $f_1 - f_2, f_1 + f_2$  μπορούν να φιλτραριστούν με τα ζωνοπερατά φίλτρα, σε αντίθεση με τα περιττής τάξης προϊόντα και ειδικότερα τα 3<sup>ης</sup> τάξης ( $2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1$ ) τα οποία βρίσκονται στην ζητούμενη ζώνη συχνοτήτων. Η διαφορά ισχύος ανάμεσα στο ζητούμενο σήμα και τα νιοστής τάξης προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης ονομάζεται  $n$ -οστής τάξης IMD λόγος απόρριψης. Ο 3<sup>ης</sup> τάξης λόγος απόρριψης μειώνεται κατά 2dB για κάθε αύξηση 1dB του ζητούμενου σήματος εισόδου, δηλαδή η ισχύς των 3<sup>ης</sup> τάξης προϊόντων αυξάνονται κατά 3dB το καθένα για κάθε για κάθε αύξηση 1dB του ζητούμενου σήματος εισόδου.

FIGURE 2-5. THIRD-ORDER IMD REJECTION RATIO.



Εικόνα 12: Ο λόγος απόρριψης 3ης τάξης

FIGURE 2-6. FLOOR OF IN-BAND IMD PRODUCTS.



Εικόνα 13: Επίδραση των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης στο εισερχόμενο σήμα

## 1.2.2 Παρεμβολές

Παρεμβολή (interference) υπάρχει, όταν γίνεται παράλληλη εκπομπή στην ίδια περιοχή συχνοτήτων με αποτέλεσμα να υποβαθμίζεται το σήμα λόγω μεταδιδόμενων σημάτων από άλλα συστήματα επικοινωνίας. Ωστόσο, παρεμβολή μπορεί να προκαλείται εξαιτίας διαφόρων μηχανημάτων, ηλεκτρικών γραμμών ισχύος, συστήματα ανάφλεξης κ.α. Η μείωση της παρεμβολής είναι δυνατή με προσεκτική σχεδίαση των συστημάτων επικοινωνίας καθώς και με τη χρήση κατάλληλα σχεδιασμένου ζωνοπερατού φίλτρου στην είσοδο του δέκτη. Άλλη μέθοδος είναι η χρήση κατευθυντικών κεραιών, ώστε να λαμβάνονται σήματα από όσο το δυνατόν λιγότερες πηγές.

## 1.2.3 Θόρυβος

Ο θόρυβος είναι ένα ηλεκτρικό σήμα με απρόβλεπτη διακύμανση ως προς το πλάτος και τη συχνότητα. Το σήμα αυτό μπορεί να δημιουργηθεί είτε μέσα στο ίδιο το σύστημά μας είτε στο κανάλι επικοινωνίας.

Υπάρχουν δύο τύποι θορύβου: ο *προσθετικός*, στον οποίο το σήμα και ο θόρυβος προστίθενται και ο *πολλαπλασιαστικός*, στον οποίο τα δύο αυτά σήματα πολλαπλασιάζονται.

Υπάρχουν διάφοροι τρόποι με τους οποίους δημιουργείται θόρυβος και αναλόγως παίρνουν και την ονομασία τους. Οι πιο γνωστοί είναι ο θερμικός θόρυβος, ο θόρυβος βολής, ο θόρυβος αναλαμπής και ο ατμοσφαιρικός θόρυβος.

- Ο *θερμικός θόρυβος* (ή *θόρυβος Johnson*) οφείλεται στη θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων σε έναν αγωγό και είναι ανάλογος της θερμοκρασίας του αγωγού. Τον θόρυβο αυτό δεν μπορούμε να τον αποφύγουμε και υπάρχει ανεξάρτητα από την ύπαρξη ή μη ροής ρεύματος. Μπορεί όμως προφανώς, αν είναι απαραίτητο, να μειωθεί με κατάλληλη ψύξη του συστήματός μας.

Η μέση ισχύς  $N$  του θερμικού θορύβου απόλυτης θερμοκρασίας  $T$  και για εύρος ζώνης  $B$  δίνεται από τον τύπο:

$$N = k \cdot T \cdot B$$

όπου  $k$  η σταθερά του Boltzmann. Ο θερμικός θόρυβος είναι λευκός θόρυβος. Η ονομασία αυτή προέρχεται από το γεγονός ότι έχει επίπεδη κατανομή ισχύος ως προς τη συχνότητα, όπως ακριβώς το λευκό φως περιέχει όλα τα χρώματα σε ίσες ποσότητες.

- Ο *θόρυβος βολής* (*shot noise*) εμφανίζεται στις επαφές  $p-n$  των ημιαγωγών κατά τη διέλευση των ηλεκτρονίων. Ο θόρυβος αυτός είναι ανάλογος του ρεύματος πόλωσης του ημιαγωγού. Και ο θόρυβος βολής έχει επίπεδο φάσμα ισχύος ως προς τη συχνότητα, δηλαδή είναι λευκός θόρυβος.

- Ο *θόρυβος αναλαμπής* ή *flicker* παρατηρείται επίσης σε ημιαγωγούς, αλλά σε αντίθεση με το θόρυβο βολής, μειώνεται με τη συχνότητα. Το όνομά του οφείλεται στο τρεμόπαιγμα (*flickering*) των πυρακτωμένων ινών των λυχνιών κενού. Συχνά ονομάζεται και θόρυβος  $1/f$ , επειδή η ισχύς του μεταβάλλεται ανάλογα με το πηλίκο  $1/f$ . Εξαιτίας του γεγονότος αυτού παρατηρείται σε χαμηλές συχνότητες (μικρότερες των 100Hz).

- Ο ατμοσφαιρικός θόρυβος οφείλεται στην ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία από τον ήλιο και άλλες πηγές του γαλαξία. Η ισχύς του θορύβου αυτού είναι γενικά μικρότερη από αυτή του θερμικού θορύβου.

Κάθε στάδιο ενός δέκτη εισάγει θόρυβο στο ζητούμενο σήμα. Η ποσότητα θορύβου που προστίθεται περιγράφεται από τον παράγοντα θορύβου, ο οποίος ορίζεται από τη σχέση

$$NF = 10 \log_{10} \left( \frac{\frac{S_{in}}{N_{in}}}{\frac{S_{out}}{N_{out}}} \right) = 10 \log_{10} F$$

όπου  $S$  είναι η ισχύς του ζητούμενου σήματος,  $N$  η ισχύς του θορύβου και  $F$  ο παράγοντας θορύβου.

Για να υπολογιστεί ο συνολικός θόρυβος που εισάγουν διαδοχικά στάδια στο δέκτη χρησιμοποιείται η εξίσωση του Friis

$$F_T = F_1 + \frac{(F_2 - 1)}{g_1} + \frac{(F_3 - 1)}{g_1 g_2} + \dots + \frac{(F_n - 1)}{g_1 g_2 g_3 \dots g_{n-1}}$$

όπου  $F_i$  είναι ο παράγοντας θορύβου και  $g_i$  το κέρδος ισχύος του σταδίου  $i$ .

Δυο από τις σημαντικότερες παραμέτρους οι οποίες αποτελούν δείκτες της απόδοσης του δέκτη είναι ο σηματοθορυβικός λόγος (SNR) και ο ρυθμός σφαλμάτων bit(BER). Ο σηματοθορυβικός λόγος ορίζεται από τη σχέση:

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{noise}} \quad \text{ή} \quad SNR(dB) = P_{signal,dB} - P_{noise,dB}$$

Όπου  $P_{signal}$ ,  $P_{noise}$  η ισχύς του σήματος και του θορύβου αντίστοιχα.

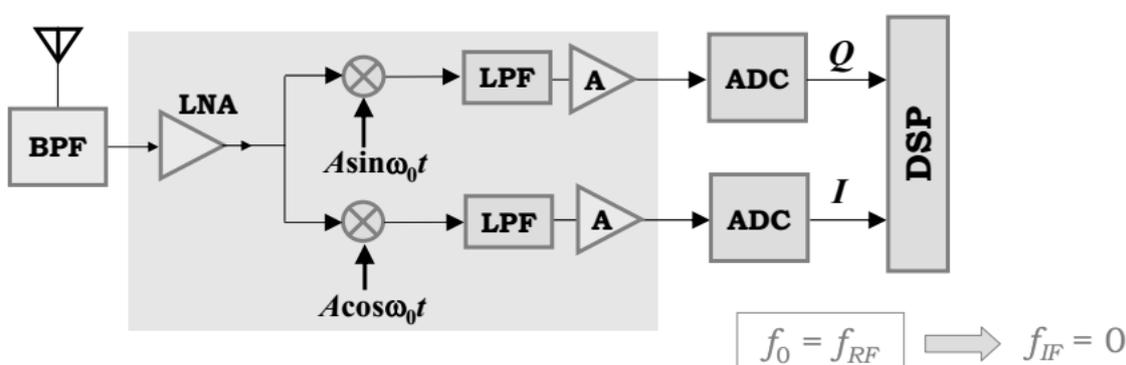
Τέλος, άλλοι δείκτες που μετρούν την απόδοση ενός δέκτη είναι η δυναμική περιοχή, η οποία ορίζεται ως η ικανότητα διατήρησης της γραμμικής συμπεριφοράς του δέκτη για μεταβαλλόμενες στάθμες σημάτων και η ευαισθησία. Η ευαισθησία του δέκτη, δείχνει την ελάχιστη τάση εισόδου προκειμένου να παραχθεί έξοδος δεδομένης σηματοθορυβικής σχέσης. Η ευαισθησία ορίζεται από τη σχέση:

$$\text{Receiver sensitivity} = \text{thermal noise power (dBm)} + \text{noise figure (dB)} + \text{required SNR (dB)} + \text{implementation loss (dB)}$$

## 2. ΑΡΧΙΤΕΚΤΟΝΙΚΕΣ ΔΕΚΤΩΝ

### 2.1 Ομόδουνοι δέκτες – Zero IF receivers

Οι ομόδουνοι δέκτες αποκωδικοποιούν απευθείας το λαμβανόμενο σήμα σε σήμα βασικής ζώνης ώστε να ανακτηθεί η αρχική πληροφορία. Το σήμα βασικής ζώνης είναι τα ψηφιακά δεδομένα πριν και μετά τη διαμόρφωση και έχουν συχνότητα πολύ μικρότερη από τη συχνότητα του φέροντος. Συνήθως, με τη βοήθεια ενός μίκτη το εισερχόμενο RF διαμορφωμένο σήμα μετατρέπεται κατευθείαν σε σήμα βασικής ζώνης. Αυτό γίνεται εφαρμόζοντας στην άλλη είσοδο του μίκτη το σήμα ενός τοπικού ταλαντωτή (Local Oscillator – LO), ο οποίος είναι συντονισμένος στη συχνότητα του λαμβανόμενου RF σήματος. Στην έξοδο του μίκτη, παράγεται το σήμα βασικής ζώνης. Οι περισσότεροι ψηφιακοί δέκτες χρησιμοποιούν I/Q αποδιαμορφωτές για να αποφευχθεί η αναδίπλωση συχνοτήτων στο σήμα.



Εικόνα 14: Block διάγραμμα ομόδουνου δέκτη

Η αρχιτεκτονική των ομόδυνων δεκτών αναπτύχθηκε το 1932 από μια ομάδα Άγγλων επιστημόνων προκειμένου να ξεπεράσουν την απόδοση των ετερόδυνων δεκτών. Η αρχιτεκτονική των ομόδυνων δεκτών παρουσιάζει σημαντικά πλεονεκτήματα σε σχέση με τους ετερόδυνους δέκτες. Ωστόσο, εμφανίζει και σημαντικές σχεδιαστικές προκλήσεις οι οποίες για αρκετά χρόνια έκαναν την υλοποίηση των δεκτών αυτών πολύ δύσκολη.

#### 2.1.1 Πλεονεκτήματα

Η τοπολογία μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας είναι η μόνη που προσφέρει πλήρη δέκτη σε ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα σήμερα. Η αρχιτεκτονική αυτή, προσφέρει ελαχιστοποίηση του χώρου που απαιτείται από την κατασκευή, του αριθμού των απαιτούμενων εξαρτημάτων, της πολυπλοκότητας και κατά συνέπεια του κόστους. Τα παραπάνω προκύπτουν κυρίως από τη χρήση βαθυπερατών φίλτρων που επιτρέπουν την διέλευση των ζητούμενων χαμηλών συχνοτήτων σε σχέση με τα ακριβά φίλτρα SAW φίλτρα που χρησιμοποιούνται σε άλλες αρχιτεκτονικές.

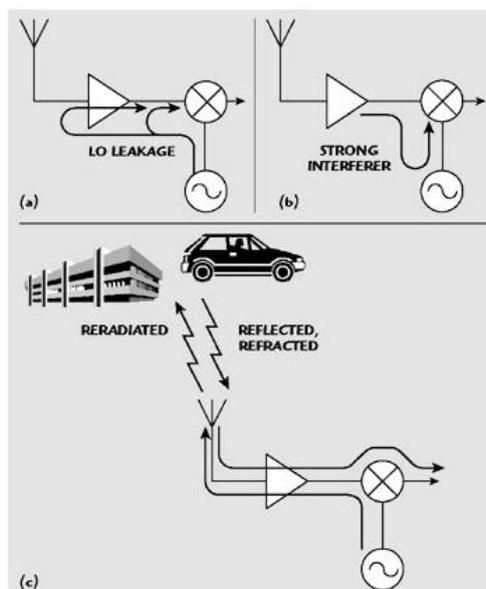
Σημαντικό πλεονέκτημα αποτελεί το γεγονός ότι στους ομόδυνους δέκτες δεν υπάρχει το πρόβλημα της συχνότητας ειδώλου (image frequency) που παρουσιάζεται στους ετερόδυνους δέκτες.

### 2.1.2 Μειονεκτήματα

Το σημαντικότερο πρόβλημα που αντιμετωπίζουν οι ομόδυνοι δέκτες είναι οι DC συνιστώσες. Όταν γίνεται μετατροπή απευθείας από το RF στο σήμα βασικής ζώνης, τότε μια DC συνιστώσα (μαζί με το σήμα πληροφορίας) εμφανίζεται στην έξοδο του μίκτη.

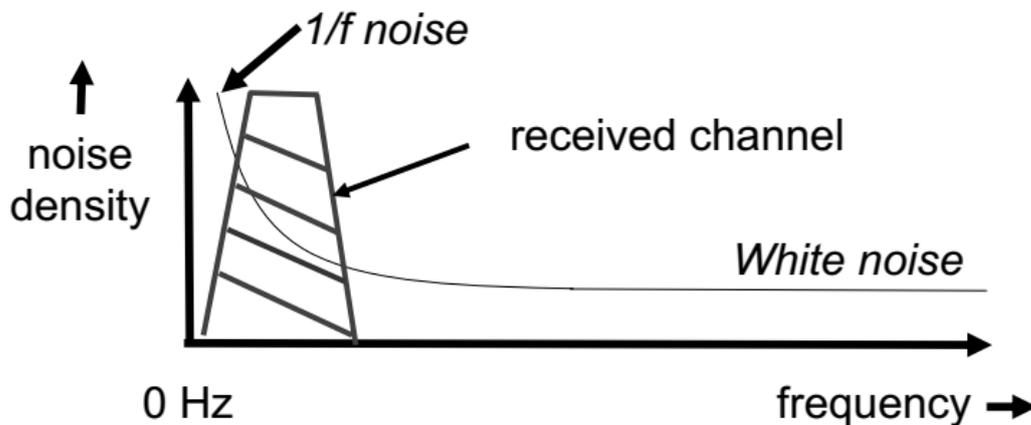
Αυτό συμβαίνει κυρίως επειδή δεν υπάρχει τέλεια απομόνωση μεταξύ των εισόδων του μίκτη με αποτέλεσμα να εμφανίζεται διαρρέοντα σήματα στην είσοδο του ενισχυτή LNA και στην είσοδο του μίκτη (LO leakage). Το διαρρέον σήμα μπορεί να πολλαπλασιαστεί με το σήμα του τοπικού ταλαντωτή και παράγει μια DC συνιστώσα στην έξοδο. Ακόμη, επειδή η συχνότητα του LO είναι συντονισμένη στη συχνότητα του RF διαμορφωμένου σήματος, πρόβλημα μπορεί να προκύψει λόγω της λήψης σήματος από τον ίδιο τον τοπικό ταλαντωτή του δέκτη. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται αυτολήψη (self-reception). Τέλος, άλλη μια πηγή του προβλήματος μπορεί να είναι η ύπαρξη ισχυρών σημάτων παρεμβολών από γειτονικές συχνότητες, τα οποία διαρρέουν από τον ενισχυτή LNA στην είσοδο του τοπικού ταλαντωτή του μίκτη με αποτέλεσμα να πολλαπλασιάζονται με τον εαυτό τους (self-mixing).

Οι DC συνιστώσες (DC-offset) που εμφανίζονται στην έξοδο του μίκτη πρέπει να απαλειφθούν. Αυτό μπορεί να γίνει είτε με AC σύζευξη είτε με κάποιου είδους φιλτράρισμα στην έξοδο του μίκτη είτε με περαιτέρω ψηφιακή επεξεργασία του σήματος σε επόμενο στάδιο του δέκτη. Αξίζει να σημειωθεί ότι, οι DC συνιστώσες υπάρχουν και στους ετερόδυνους δέκτες, ωστόσο δεν αποτελούν πρόβλημα καθώς φιλτράρονται από τα IF ζωνοπερατά φίλτρα.



Εικόνα 15: Πηγές DC συνιστωσών

Ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων αποτελεί σημαντικό πρόβλημα στους ομόδυνους δέκτες καθώς, ασθενή σήματα στη βασική συχνότητα είναι ευάλωτα σε αυτόν. Ωστόσο η σημαντικότερη πηγή θορύβου, είναι ο 1/f θόρυβος. Ο θόρυβος αναλαμπής ή flicker παρατηρείται σε ημιαγωγούς και μειώνεται με τη συχνότητα. Το όνομά του οφείλεται στο τρεμόπαιγμα (flickering) των πυρακτωμένων ιών των λυχνιών κενού. Συχνά ονομάζεται και θόρυβος 1/f, επειδή η ισχύς του μεταβάλλεται ανάλογα με το πηλίκο 1/f. Εξαιτίας του γεγονότος αυτού παρατηρείται σε χαμηλές συχνότητες (μικρότερες των 100Hz). Ο 1/f θόρυβος δυσκολεύει ιδιαίτερα την χρήση CMOS συσκευών καθώς ο κύριος τρόπος αντιμετώπισής του στην MOS τεχνολογία είναι αυξάνοντας το μέγεθος των τρανζίστορ κάτι το οποίο λειτουργεί αρνητικά για το κέρδος RF της συσκευής.



Εικόνα 16: Ο θόρυβος χαμηλών συχνοτήτων

Ακόμη μια σχεδιαστική πρόκληση, είναι το γεγονός ότι απαιτείται μεγάλη ακρίβεια στην ρύθμιση της συχνότητας του LO στη συχνότητα του RF σήματος. Οποιαδήποτε διαφορά στις συχνότητες του RF και του LO επηρεάζει δραστικά το ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων – BER, καθιστώντας τη λήψη αδύνατη. Σε συχνότητες πάνω από τα VHF (30MHz – 300MHz) η ομόδυνη τεχνική γίνεται περισσότερο πολύπλοκη εξαιτίας των διαφορών συχνότητας. Μία λύση σε αυτό το πρόβλημα είναι η προσθήκη ενός συστήματος που ονομάζεται αυτόματος έλεγχος συχνότητας (Automatic Frequency Control – AFC), το οποίο ρυθμίζει τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή (LO) αυτόματα.

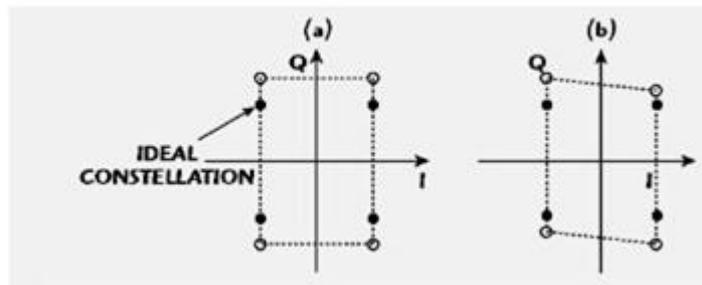
Όπως αναφέρθηκε και πιο πάνω, οι ομόδυνοι δέκτες χρησιμοποιούν I/Q αποδιαμορφωτές για την ανάκτηση των δεδομένων από το διαμορφωμένο σήμα. Για την υλοποίησή τους, είναι απαραίτητο να μεταβληθεί η συχνότητα του LO κατά 90°. Ωστόσο, οι αποκλίσεις που υπάρχουν στην μεταβολή αυτή και ενδεχόμενες διαφορές στα πλάτη των σημάτων I&Q, αυξάνουν τον ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων (BER). Για παράδειγμα, έστω ότι ο ορθογώνιος τοπικός ταλαντωτής παράγει το σήμα

$$x_{LO}(t) = \cos(\omega_{LO}t) - j(1 + \varepsilon)\sin(\omega_{LO}t + \theta),$$

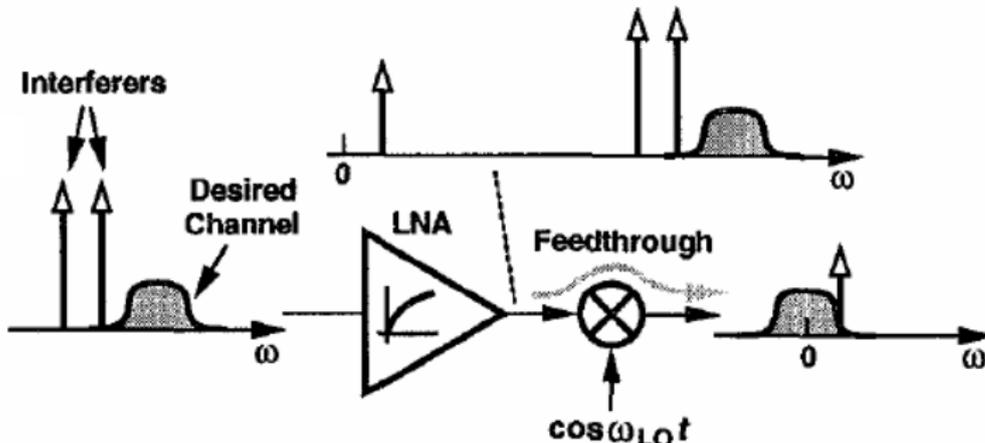
όπου  $\varepsilon$  είναι το σφάλμα του κέρδους στον ταλαντωτή και  $\theta$  είναι το σφάλμα στην φάση. Η παραπάνω εξίσωση γράφεται και ως

$$x_{LO}(t) = \frac{1}{2}[1 - (1 + \varepsilon)e^{j\theta}]e^{j\omega t} + \frac{1}{2}[1 + (1 + \varepsilon)e^{-j\theta}]e^{-j\omega t}$$

από την οποία φαίνεται ότι από τα σφάλματα στην φάση και στα πλάτη, υπάρχει ο ανεπιθύμητος όρος  $\frac{1}{2}[1 - (1 + \varepsilon)e^{j\theta}]$  της θετικής συχνότητας ο οποίος επηρεάζει την απόδοση του δέκτη. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται είτε με αναλογικές είτε με ψηφιακές μεθόδους προσαρμογής.



Εικόνα 17: Αποκλίσεις α) πλάτους β) φάσης των I&Q αποδιαμορφωτών

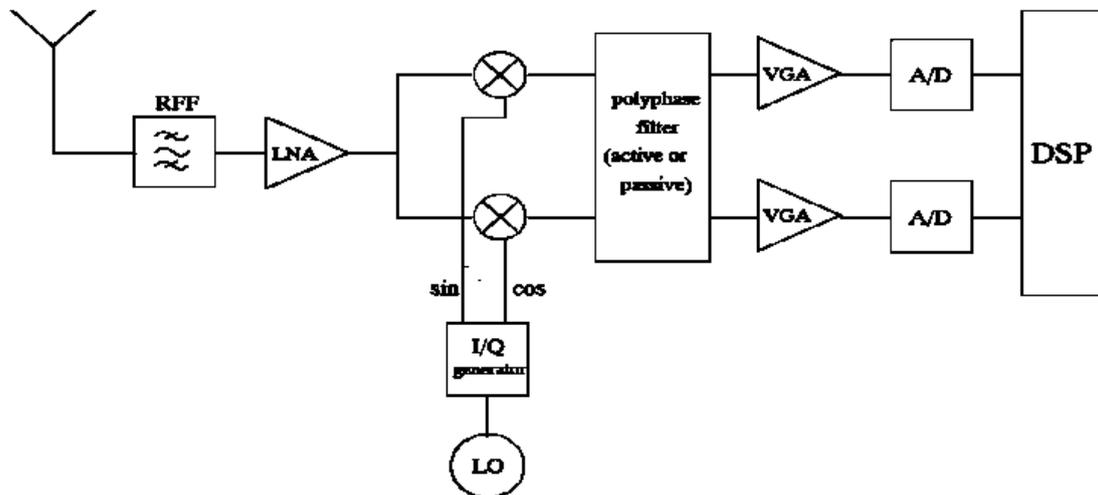


Εικόνα 18: Επίδραση της μη γραμμικότητας στους ομόδυνους δέκτες

Οι ομόδυνοι δέκτες υποφέρουν από προβλήματα μη γραμμικότητας. Η ευαισθησία και η απόρριψη σε κάποια ανεπιθύμητα σήματα, όπως είναι η διασυμβολική παρεμβολή (ISI), συνήθως είναι δύσκολο να επιτευχθούν σε ικανοποιητικό βαθμό. Τα ενεργά φίλτρα επηρεάζονται από μεγάλα ανεπιθύμητα σήματα με αποτέλεσμα να μειώνεται η ικανοποιητική απόρριψη σημάτων από το φίλτρο. Τα παραπάνω οφείλονται κυρίως στην μη γραμμικότητα 2<sup>ης</sup> τάξης του μίκτη. Έτσι, πολύ συχνά απαιτείται η χρήση κυκλωμάτων αυτομάτου ελέγχου του κέρδους (Automatic Gain Control - AGC) για την προστασία από σήματα παρεμβολής μεγάλης ισχύος. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να ελαχιστοποιηθεί, εάν ο τοπικός ταλαντωτής

παράγει τη διπλάσια συχνότητα από αυτή του RF σήματος και μετά διαιρεθεί δια δύο πριν εφαρμοστεί στο μίκτη. Τέλος, υπάρχει πιθανότητα ο LO να παρεμβάλει με άλλους τοπικούς ταλαντωτές σε άλλα κοντινά συστήματα συντονισμένα στην ίδια συχνότητα.

## 2.2 Low IF δέκτες



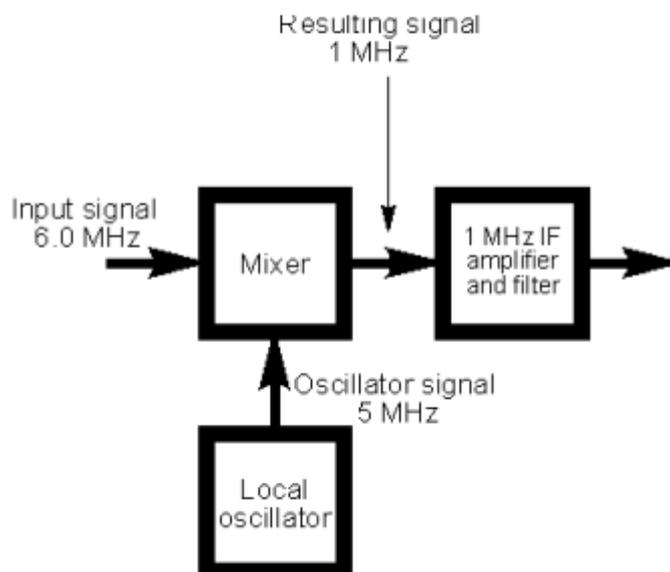
Εικόνα 19: Block διάγραμμα Low-IF δέκτη

Οι τοπολογίες των low-IF δεκτών προσπαθούν να εκμεταλλευτούν τα πλεονεκτήματα τόσο των ετερόδυνων όσο και των ομόδυνων δεκτών. Στους δέκτες low-IF η ενδιάμεση συχνότητα που επιλέγεται είναι χαμηλή, της τάξεως μερικών MHz. Με τον τρόπο αυτό, επιλύεται το πρόβλημα των DC συνιστωσών που αντιμετωπίζουν οι ομόδυνοι δέκτες αφού, μετά την μίξη του σήματος, η συχνότητά του δεν βρίσκεται κοντά στο 0. Επιπλέον, μετριάζεται η επίδραση του  $1/f$  θορύβου στο σύστημα. Η επιλογή ωστόσο μη μηδενικής ενδιάμεσης συχνότητας εισάγει το πρόβλημα της συχνότητας ειδώλου, η επίλυση του οποίου γίνεται είτε με ορθογώνιο υποβιβασμό συχνότητας (quadrature downconversion) είτε με την χρήση πολυφασικών φίλτρων. Η υλοποίηση των πολυφασικών φίλτρων, έχει μεγάλες απαιτήσεις ενέργειας και απαιτεί μεγάλο χώρο στην κατασκευή του δέκτη.

## 2.3 Ετερόδουνοι δέκτες

Οι ετερόδουνοι δέκτες μετατρέπουν τη συχνότητα του λαμβανομένου RF σήματος σε μία ή περισσότερες ενδιάμεσες συχνότητες (IF) πριν την αποδιαμόρφωση.

Το εισερχόμενο σήμα τροφοδοτείται στην μια είσοδο του μίκτη ενώ στην άλλη τροφοδοτείται το σήμα του τοπικού ταλαντωτή. Το σήμα που παράγεται στην έξοδο τροφοδοτείται σε έναν ενισχυτή και ένα ζωνοπερατό φίλτρο σταθερής ενδιάμεσης συχνότητας IF. Τα σήματα που έχουν παραχθεί και η συχνότητα τους περιλαμβάνεται στο εύρος ζώνης του ζωνοπερατού φίλτρου, ενισχύονται και προχωρούν στα επόμενα στάδια του δέκτη ενώ τα υπόλοιπα απορρίπτονται. Η βασική αρχή λειτουργίας του ετερόδουνου δέκτη φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 20: Η βασική αρχή των ετερόδυνων δεκτών

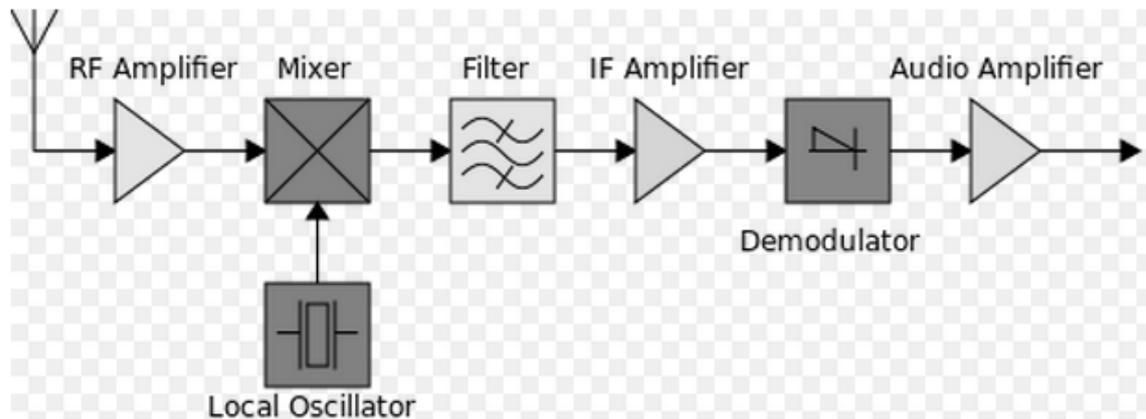
Η εικόνα 21, δείχνει ένα γενικό διάγραμμα ενός υπερετερόδουνου δέκτη. Το βασικό τμήμα είναι ο μίκτης που μετατρέπει το εισερχόμενο σήμα σε μια χαμηλότερη συχνότητα, γνωστή σαν ενδιάμεση συχνότητα IF, διατηρώντας τη πληροφορία του διαδιδόμενου σήματος αναλλοίωτη. Οι ενισχυτές IF ενδιάμεσης συχνότητας παρέχουν μεγαλύτερο κέρδος και επιλεκτικότητα στο διαμορφωμένο σήμα. Η επιλεκτικότητα του δέκτη, είναι η ικανότητά του να απορρίπτει τα ανεπιθύμητα σήματα από γειτονικούς διαύλους. Οι υπερετερόδουνοι δέκτες λειτουργούν σε χαμηλές ενδιάμεσες συχνότητες, γεγονός που αυξάνει τον βαθμό επιλεκτικότητας των φίλτρων που χρησιμοποιούνται. Η επιλεκτικότητα του δέκτη μπορεί να αυξηθεί χρησιμοποιώντας πολλαπλά στάδια μετατροπής.

Το σήμα που λαμβάνεται από την κεραία αρχικά, οδηγείται στον RF ενισχυτή. Ο σκοπός του RF ενισχυτή είναι να παρέχει κάποια αρχική επιλεκτικότητα και κέρδος. Στην συνέχεια, η έξοδος του RF ενισχυτή εφαρμόζεται στην μια από τις δυο εισόδους του μίκτη. Η άλλη είσοδος του μίκτη είναι το σήμα του τοπικού ταλαντωτή LO. Η έξοδος του μίκτη περιέχει εκτός από το σήμα εισόδου και το σήμα LO το άθροισμα και τη διαφορά των συχνοτήτων τους.

Ο τοπικός ταλαντωτής συντονίζεται στην ζητούμενη συχνότητα μέσα σε μια σχετικά ευρεία περιοχή συχνοτήτων. Ρυθμίζοντας τη LO συχνότητα, ο μίκτης έχει την δυνατότητα να μετατρέπει τα εισερχόμενα σήματα με διαφορετικές συχνότητες στην ενδιάμεση (σταθερή) συχνότητα IF. Το σήμα που παράγεται στην έξοδο του μίκτη εισέρχεται στα IF στάδια του δέκτη. Το ζωνοπερατό φίλτρο IF αποτελείται συνήθως από ένα ή περισσότερα LC κυκλώματα, κεραμικά ή κρυσταλλικά, συντονισμένα έτσι ώστε να επιτευχθεί η ζητούμενη επιλεκτικότητα. Το σήμα μετά το ζωνοπερατό φιλτράρισμα, ενισχύεται από έναν ή περισσότερους ενισχυτές ενδιάμεσης συχνότητας IF, παρέχοντας μεγάλο κέρδος στο σήμα. Οι ενισχυτές IF είναι συντονισμένοι ώστε να ενισχύουν γύρω από τη σταθερή ενδιάμεση συχνότητα IF. Τέλος, το ενισχυμένο σήμα IF εφαρμόζεται στον αποδιαμορφωτή στον οποίο ανακτάται η αρχική πληροφορία.

Ένα άλλο βασικό κύκλωμα στον υπερετερόδουνο δέκτη είναι το κύκλωμα αυτόματου έλεγχου κέρδους (AGC). Είναι ένα σύστημα ανάδρασης που αυτομάτως προσαρμόζει το κέρδος του δέκτη, βάσει του πλάτους του σήματος. Επομένως, αδύναμα σήματα στην είσοδο του δέκτη προκαλούν αύξηση του ολικού κέρδους, ενώ τα ισχυρά σήματα προκαλούν μείωση του ολικού κέρδους, πάντα διαμέσου του ελέγχου που ασκεί το AGC. Η ύπαρξη λοιπόν AGC συστήματος στο δέκτη συνιστά μία διαμεσολάβηση που συντείνει στη βελτίωση του δυναμικού εύρους του δέκτη. Δυναμικό εύρος (dynamic range) ονομάζεται ο λόγος του ισχυρότερου προς το ασθενέστερο σήμα που μπορεί να συλλέξει ένας δέκτης και αποτελεί ένα μέτρο της ικανότητας του δέκτη να συλλέγει τόσο δυνατά όσο και αδύναμα σήματα στην είσοδό του. Τυπικά, το δυναμικό εύρος ενός επικοινωνιακού δέκτη που διαθέτει AGC είναι από 60 έως 100 dB.

Το AGC επενεργεί συνήθως, στην έξοδο του IF ενισχυτή ή στην έξοδο του αποδιαμορφωτή (demodulator) και συλλέγει εκεί το σήμα, ανορθώνοντάς το σε συνεχές ρεύμα. Το πλάτος της DC τάσης είναι ανάλογο του επιπέδου του σήματος, με συνέπεια να εφαρμόζεται σε ένα ή περισσότερα στάδια IF ενισχυτών και με τον τρόπο αυτό να ελέγχει το κέρδος τους. Ένα μεγάλο σήμα εισόδου παράγει μια AGC τάση που μειώνει την ενίσχυση στους ενισχυτές IF. Έτσι με ελαττωμένο κέρδος η παραμόρφωση που παράγεται από το μεγάλο σήμα εισόδου εξαλείφεται. Ένα ασθενές εισερχόμενο σήμα παράγει μια AGC τάση που οδηγεί σε αύξηση του κέρδους στους ενισχυτές IF ενισχύοντας περισσότερο το σήμα. Το AGC τοποθετείται εκεί, διότι όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως αποκομίζεται το μεγαλύτερο ποσοστό του κέρδους.



Εικόνα 21: Block διάγραμμα ετερόδυνου δέκτη

Τα πλεονεκτήματα ενός ετερόδυνου δέκτη, έναντι ενός μηδενικής-IF, είναι η καλύτερη αναισθησία σε παρεμβαλλόμενα σήματα και η καλύτερη επιλεκτικότητα. Ανεπιθύμητα σήματα που προκαλούν μεταβολές στην IF συχνότητα είναι γνωστά σαν παρασιτικά σήματα. Τα σήματα αυτά πρέπει να φιλτραριστούν πριν εισέλθουν στις βαθμίδες των μικτών στον ετερόδυνο δέκτη. Για την προστασία από παράσιτα σήματα χρησιμοποιούνται RF φίλτρα ή μίκτες απόρριψης ειδώλου. Οι περισσότεροι εμπορικοί δέκτες σήμερα, ακολουθούν την αρχιτεκτονική των ετερόδυνων δεκτών.

Ωστόσο, αρκετά είναι τα μειονεκτήματα των ετερόδυνων δεκτών. Το πρόβλημα της συχνότητας ή εικόνας ειδώλου αποτελεί ένα από τα σοβαρότερα προβλήματα που εμφανίζονται σε όλους τους ετερόδυνους δέκτες και είναι αποτέλεσμα της διαδικασίας της μίξης.

Ένας μίκτης υλοποιείται με τη βοήθεια ενός αναλογικού πολλαπλασιαστή, όπως προαναφέρθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο.

Έστω  $x_1(t) = A_1 \cos(\omega_{RF} t)$  και  $x_2(t) = A_2 \cos(\omega_{LO} t)$  τα σήματα στην είσοδο του πολλαπλασιαστή. Η έξοδος του θα είναι:

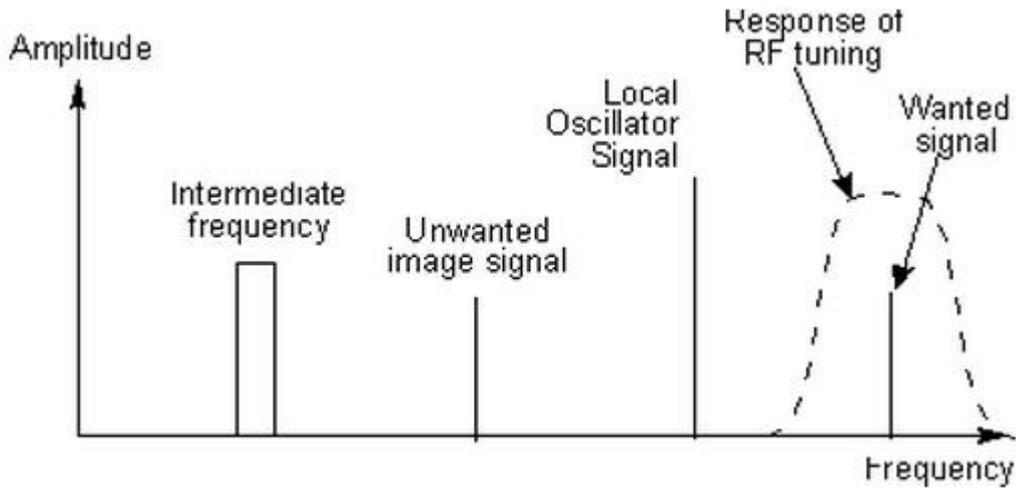
$$y(t) = x_1(t) * x_2(t) = A_1 \cos(\omega_{RF} t) * A_2 \cos(\omega_{LO} t)$$

Η οποία γίνεται:

$$y(t) = \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos(\omega_{RF} - \omega_{LO})t + \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t \text{ ή}$$

$$y(t) = \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos(\omega_{LO} - \omega_{RF})t + \frac{1}{2} A_1 A_2 \cos(\omega_{RF} + \omega_{LO})t$$

Θεωρούμε τώρα ένα συμμετρικό σήμα του RF-σήματος ως προς το σήμα του ταλαντωτή όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



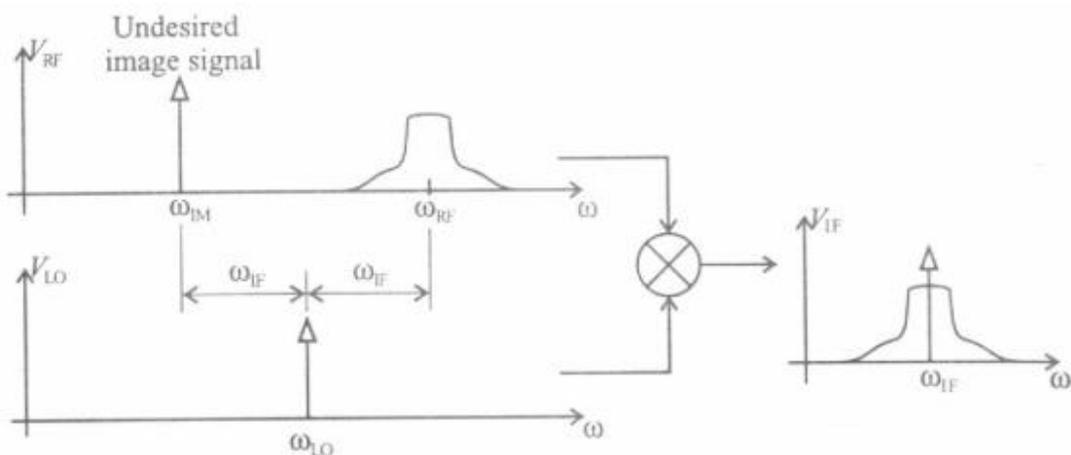
Το RF σήμα μετατρέπεται όπως αναμενόταν:

$$\omega_{IF} = \omega_{RF} - \omega_{LO}$$

Όμως και η συχνότητα ειδώλου μετατρέπεται:

$$\omega_{IM} - \omega_{LO} = (\omega_{LO} - \omega_{IF}) - \omega_{LO} = -\omega_{IF}$$

Όμως αφού  $\cos(-\omega_{IF} t) = \cos(\omega_{IF} t)$  και τα δύο σήματα θα υποστούν την μετατροπή και θα υποβιβαστούν στην ίδια συχνότητα  $\omega_{IF}$ .



Εικόνα 22: Το πρόβλημα της εικόνας ειδώλου

Για να αποτραπεί η παρουσία τέτοιων σημάτων ειδώλου, τα οποία μπορεί να είναι ισχυρότερα του επιθυμητού, συνήθως τοποθετείται ένα φίλτρο αποκοπής ειδώλου (image-reject filter) πριν από το στάδιο του μίκτη.

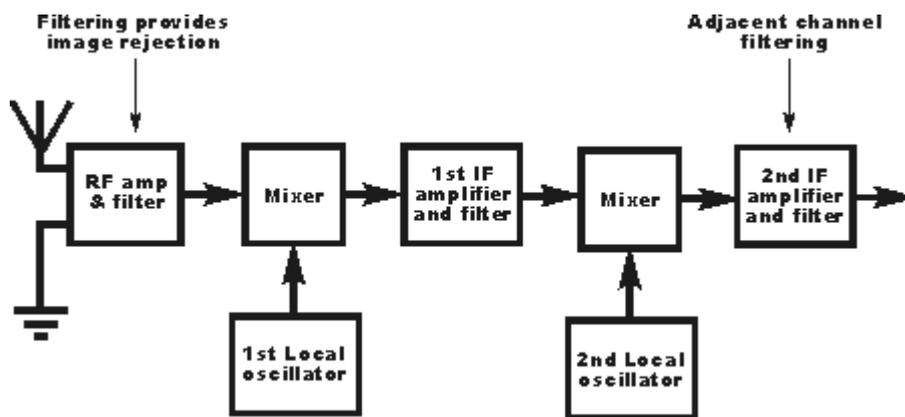
Ένα άλλο φαινόμενο που εμφανίζεται στους ετερόδυνους δέκτες, είναι αυτό της μισής IF. Έστω ότι εκτός από το επιθυμητό σήμα RF με κεντρική συχνότητα  $\omega_{RF}$ , η κεραία συλλέγει και ένα σήμα παρεμβολής με συχνότητα  $(\omega_{RF} + \omega_{LO})/2$ . Εάν κατά τον υποβιβασμό συχνότητας, έχουμε ενδοδιαμόρφωση και επιπλέον ο τοπικός ταλαντωτής εμφανίζει αρμονικές δεύτερης τάξης, είναι δυνατόν στην έξοδο του μίκτη να έχουμε έναν παράγοντα στη συχνότητα  $(\omega_{RF} + \omega_{LO}) - \omega_{LO} = \omega_{IF}$ , που οφείλεται στο σήμα παρεμβολής. Μια δεύτερη περίπτωση είναι το σήμα παρεμβολής να μεταφερθεί στη συχνότητα  $\frac{\omega_{IF}}{2}$  και στη συνέχεια οι αρμονικές του να πέσουν μέσα στο φάσμα του σήματος πληροφορίας.

Τέλος, στους υπερετερόδυνους δέκτες συνήθως χρειάζονται περισσότεροι από έναν τοπικοί ταλαντωτές και παθητικά φίλτρα. Το γεγονός αυτό αυξάνει το κόστος τους σε σχέση με δέκτες άλλως αρχιτεκτονικών. Τα κυκλώματα αυτά απαιτούν μεγάλο χώρο κατασκευής σε μια πλακέτα και έχουν υψηλές απαιτήσεις ενέργειας.

### 2.3.1 Υπερετερόδυνος δέκτης διπλής μετατροπής

Κατά το σχεδιασμό ενός υπερετερόδυνου δέκτη, η επιλογή της ενδιάμεσης συχνότητας είναι πολύ σημαντική. Εάν επιλεγεί υψηλή ενδιάμεση συχνότητα, η διαφορά ανάμεσα στις ζητούμενες συχνότητες και τις συχνότητες «είδωλο» θα είναι μεγάλη και συνεπώς θα είναι πιο εύκολο να επιτευχθεί μεγαλύτερη απόδοση με την χρήση φίλτρων στα αρχικά στάδια του δέκτη. Η επιλογή χαμηλής ενδιάμεσης συχνότητας προσφέρει την δυνατότητα χρήσης φίλτρων που λειτουργούν σε χαμηλές συχνότητες και συνεπώς έχουν μεγάλη απόδοση και χαμηλό κόστος. Η λύση που προσφέρει τα πλεονεκτήματα και των δύο υλοποιήσεων είναι ο υπερετερόδυνος δέκτης διπλής μετατροπής (dual-conversion superheterodyne receiver), ο οποίος φαίνεται στην εικόνα 23.

Τα σήματα από τους τοπικούς ταλαντωτές (LO) είναι συντονισμένα σε συγκεκριμένες συχνότητες κάτω ή πάνω από το RF σήμα και εφαρμόζονται στους μίκτες. Η εφαρμογή των σημάτων RF και LO στους μίκτες έχει σαν αποτέλεσμα την παραγωγή ενός σήματος με συχνότητα ίση με τη διαφορά των συχνοτήτων των δύο παραπάνω σημάτων, το οποίο είναι γνωστό σαν ενδιάμεση συχνότητα IF. Τυπικά, ο πρώτος μίκτης μετατρέπει το εισερχόμενο σήμα σε σήμα υψηλής ενδιάμεσης συχνότητας. Με τον τρόπο αυτό είναι δυνατή η απόρριψη των συχνοτήτων ειδώλου. Στην συνέχεια, η συχνότητα του σήματος υποβιβάζεται σε μια χαμηλή ενδιάμεση συχνότητα προκειμένου να φιλτραριστεί ζωνοπερατά, ώστε να απορριφθούν τα ανεπιθύμητα σήματα από γειτονικούς διαύλους.

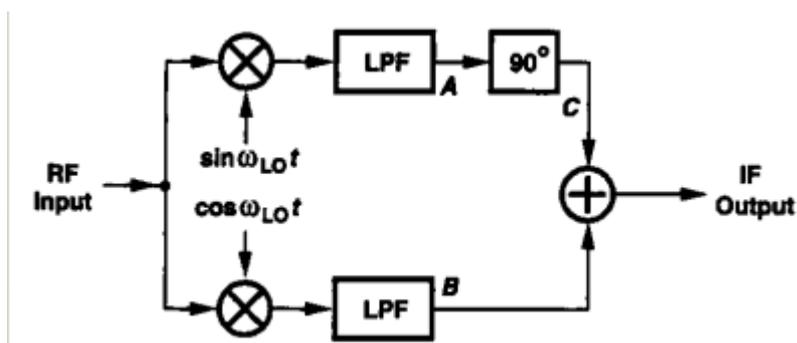


Εικόνα 23: Block διάγραμμα υπερετερόδυνου δέκτη διπλής μετατροπής

## 2.4 Αρχιτεκτονικές απόρριψης ειδώλου

Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, το πρόβλημα της συχνότητας ή εικόνας ειδώλου είναι ένα από τα μεγαλύτερα μειονεκτήματα των ετερόδυνων δεκτών. Προκειμένου να είναι ικανοποιητική η ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος στο δέκτη, θα πρέπει πρώτα να υπάρξει απόρριψη των σημάτων στη συχνότητα ειδώλου τάξεως 60-90dB. Οι δυο πιο διαδεδομένες αρχιτεκτονικές δεκτών απόρριψης ειδώλου είναι η αρχιτεκτονική Hartley και η αρχιτεκτονική Weaver. Οι αρχιτεκτονικές αυτές μπορούν να προσφέρουν απόρριψη ειδώλου 30-35dB.

### 2.4.1 Αρχιτεκτονική Hartley



Εικόνα 24: Η αρχιτεκτονική Hartley

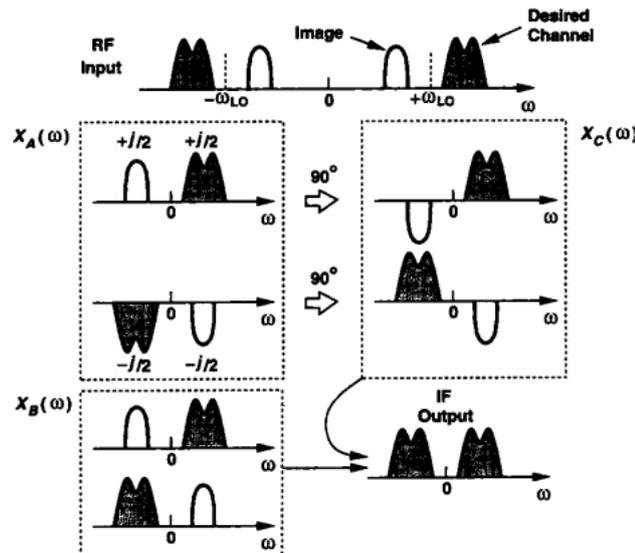
Η αρχιτεκτονική Hartley φαίνεται στην παραπάνω εικόνα. Αρχικά, πραγματοποιείται υποβιβασμός συχνότητας του εισερχόμενου σήματος χρησιμοποιώντας δυο ορθογώνια σήματα τοπικού ταλαντωτή. Στην συνέχεια, τα σήματα ενδιάμεσης συχνότητας φιλτράρονται βαθυπερατά και το ένα από τα δύο υπόκειται σε μετατόπιση φάσης 90°. Η πρόσθεση των δύο σημάτων στο τελικό στάδιο, έχει ως αποτέλεσμα την ακύρωση των ανεπιθύμητων σημάτων ειδώλου. Το σημαντικότερο πρόβλημα της αρχιτεκτονικής Hartley είναι η ευαισθησία της σε ασυμφωνίες φάσης ή πλάτους μεταξύ των δύο κλάδων. Οι ασυμφωνίες αυτές

συνήθως παράγονται από αποκλίσεις στα παραγόμενα σήματα των τοπικών ταλαντωτών.

Για την αρχιτεκτονική Hartley ο λόγος απόρριψης ειδώλου δίνεται από την σχέση:

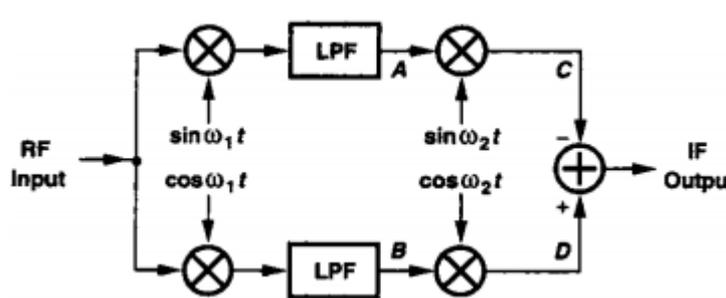
$$IRR = \frac{1}{4} * \left[ \left( \frac{\Delta A}{A} \right)^2 + \theta^2 \right]$$

όπου  $\frac{\Delta A}{A}$  η ασυμφωνία απολαβής(πλάτους) και  $\theta$  η ασυμφωνία φάσης σε ακτίνια.



Εικόνα 25: Η λειτουργία της αρχιτεκτονικής Hartley

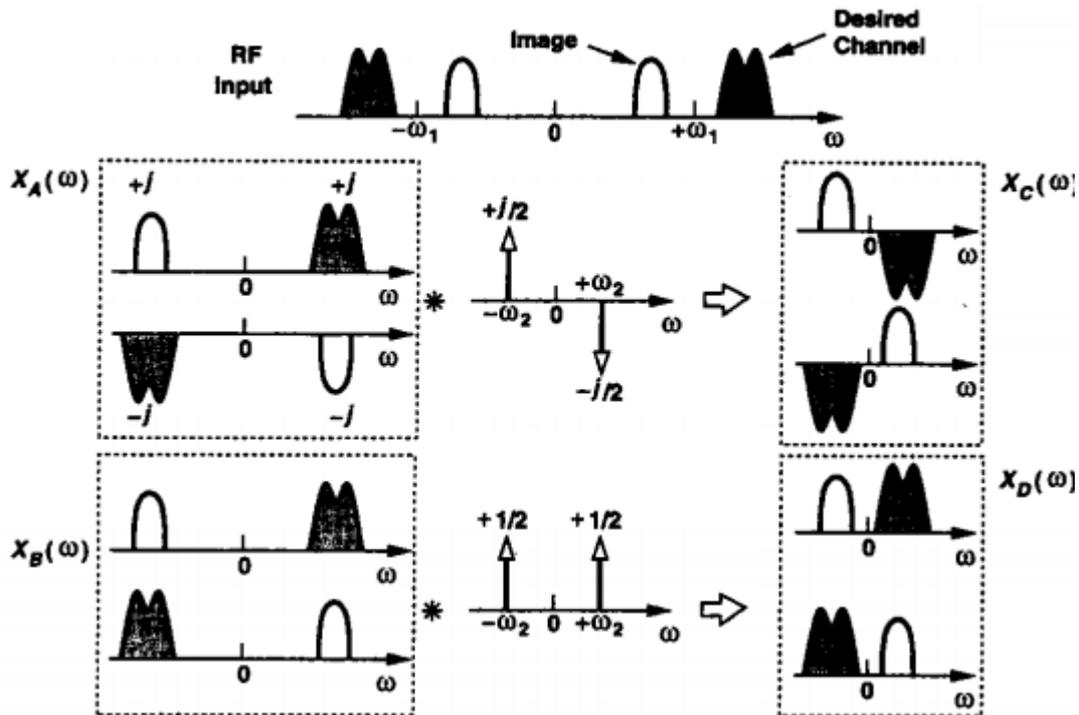
### 2.4.2 Αρχιτεκτονική Weaver



Εικόνα 26: Η αρχιτεκτονική Weaver

Η αρχιτεκτονική Weaver φαίνεται στην εικόνα 26. Στην αρχιτεκτονική Hartley είχαμε στα δύο μονοπάτια ίδια πολικότητα στο επιθυμητό σήμα αλλά αντίθετη στο σήμα ειδώλου. Στην αρχιτεκτονική Weaver αντί για την χρονική ολίσηση χρησιμοποιείται ένα δεύτερο στάδιο ορθογώνιας μίξης με συχνότητα  $\omega_2$ . Η ύπαρξη του δεύτερου σταδίου μίξης, εισάγει ένα πρόβλημα ύπαρξης δευτερεύοντος ειδώλου, ωστόσο η χρήση μηδενικής δευτερεύουσας ενδιάμεσης συχνότητας επιλύει το πρόβλημα αυτό.

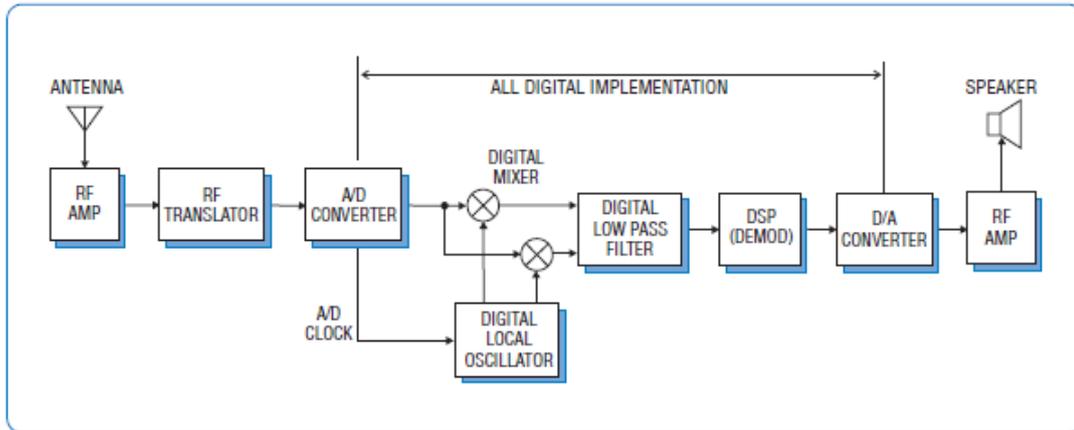
Στην αρχιτεκτονική Weaver υπάρχει ελλιπής απόρριψη ειδώλου λόγω ασυμφωνίας φάσης και απολαβής των δυο κλάδων, όπως και στην αρχιτεκτονική Hartley. Το πλεονέκτημά της αρχιτεκτονικής έναντι της Hartley, είναι ότι δεν επηρεάζεται από ασυμφωνία πλάτους που μπορεί να προκληθεί από την μετατόπιση φάσης.



Εικόνα 27: Η λειτουργία της αρχιτεκτονικής Weaver

## 2.5 Digital IF δέκτες

Οι σύγχρονοι ψηφιακοί δέκτες, εκμεταλλεύονται την δύναμη που προσφέρει η ψηφιακή επεξεργασία σήματος προκειμένου να εκτελέσουν ψηφιακά λειτουργίες όπως μετατόπιση συχνότητας, βαθυπερατό φιλτράρισμα, δειγματοληψία και ανάλυση του λαμβανόμενου RF σήματος με χρήση του γρήγορου μετασχηματισμού Φουριέ(FFT). Στο παρελθόν, οι δέκτες είχαν χαρακτηριστικά όπως ψηφιακή απεικόνιση του σήματος, ψηφιακό έλεγχο των PLL κ.α. ωστόσο η επεξεργασία του λαμβανόμενου σήματος γινόταν αναλογικά.



Εικόνα 28: Η αρχιτεκτονική Digital IF

Στην αρχιτεκτονική των ψηφιακών δεκτών, αρκετές λειτουργίες των παραδοσιακών αναλογικών σταδίων ενός δέκτη, γίνονται πλέον ψηφιακά. Όπως φαίνεται και από την παραπάνω εικόνα, στο ψηφιακό κομμάτι του δέκτη, πραγματοποιείται η δειγματοληψία, η κβαντοποίηση του σήματος, ο υποβιβασμός συχνότητας, το φιλτράρισμα και η αποδιαμόρφωση των λαμβανόμενων σημάτων.

Το εισερχόμενο σήμα, λαμβάνεται από την κεραία και μεταβαίνει στο στάδιο ενίσχυσης. Εάν η συχνότητα του λαμβανόμενου σήματος είναι πολύ υψηλή, με αποτέλεσμα ο μετατροπέας αναλογικού σε ψηφιακό σήμα να μην μπορεί να κβαντοποιήσει το σήμα, τότε είναι απαραίτητος ο υποβιβασμός της συχνότητας στο αναλογικό κομμάτι. Το σήμα που θα παραχθεί, θα είναι σήμα βασικής ζώνης ή ενδιάμεσης συχνότητας IF με εύρος ζώνης 45MHz ή λιγότερο.

Τα ψηφιακά δείγματα από τον A/D μετατροπέα μεταβαίνουν στο στάδιο μίξης το οποίο αποτελείται από δυο ψηφιακούς πολλαπλασιαστές οι οποίοι παράγουν τα σήματα εξόδου με συχνότητα ίση με τη συχνότητα δειγματοληψίας του A/D μετατροπέα. Οι άλλες δύο είσοδοι του σταδίου μίξης είναι τα σήματα ενός ψηφιακού τοπικού ταλαντωτή, συμφασικό I και ορθογώνιο Q και πάλι με συχνότητα ίση με τη συχνότητα δειγματοληψίας του A/D μετατροπέα.

Όπως και στους αναλογικούς δέκτες, η έξοδος του μίκτη, περιέχει την διαφορά και το άθροισμα συχνοτήτων, με το σήμα με τη συχνότητα διαφοράς να είναι το ζητούμενο. Η ακρίβεια που προσφέρει η ψηφιακή επεξεργασία των σημάτων, μειώνει στο ελάχιστο την ύπαρξη ανεπιθύμητων σημάτων παραγώγων από το στάδιο του μίκτη. Μια διαφορά σε σχέση με τους αναλογικούς δέκτες, είναι το γεγονός ότι πολλαπλασιάζοντας το ψηφιοποιημένο σήμα RF με τα σήματα I&Q από τον τοπικό ταλαντωτή, έχουμε μετάθεση συχνότητας μονής πλευρικής ζώνης του εισερχόμενου σήματος. Αυτό, έχει ως αποτέλεσμα την μετάφραση του σύνθετου σήματος σε DC συχνότητα, κάτι το οποίο διευκολύνει το φιλτράρισμα.

Προκειμένου να επιλεγεί το ζητούμενο εύρος ζώνης του εισερχόμενου σήματος, η έξοδος του μίκτη περνάει από ένα FIR(finite impulse response) ψηφιακό βαθυπερατό φίλτρο. Σε αντίθεση με τα αναλογικά IF φίλτρα ενδιάμεσης συχνότητας, τα ψηφιακά FIR φίλτρα, προσφέρουν μεγάλη σταθερότητα και ακρίβεια, χωρίς να

χρειάζονται επιπλέον ρύθμιση. Με τον προγραμματισμό των συντελεστών του FIR φίλτρου, έχουμε την δυνατότητα να μεταβάλλουμε το εύρος ζώνης του. Στην έξοδο του φίλτρου, επωφελούμαστε από την μείωση του εύρους ζώνης προκειμένου να μειωθεί η συχνότητα δειγματοληψίας. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται αποδεκάτιση.

Οι ψηφιακοί δέκτες χωρίζονται σε δυο κατηγορίες. Στους δέκτες στενής ζώνης, οι οποίοι έχουν εύρος αποδεκατισμού 32-65536 και προσφέρουν σήματα εξόδου με εύρος ζώνης 1kHz-2.5MHz με συχνότητα δειγματοληψίας στα 100MHz και στους ευρυζωνικούς δέκτες, οι οποίοι έχουν παράγοντες αποδεκατισμού 1-64 και προσφέρουν εύρος ζώνης 2MHz-45MHz.

Η διαδικασία της αποδιαμόρφωσης γίνεται ψηφιακά στον επεξεργαστή του δέκτη. Τα αποδιαμορφωμένα σήματα, μεταβαίνουν σε έναν μετατροπέα ψηφιακού σε αναλογικό σήμα (D/A), ώστε να παραχθεί το αναλογικό σήμα το οποίο θα στην συνέχεια ενισχύεται και προωθείται στην έξοδο του δέκτη.

Το σημαντικότερο πλεονέκτημα των ψηφιακών δεκτών είναι το γεγονός ότι προσφέρουν την δυνατότητα επαναπρογραμματισμού. Έτσι, ένας ψηφιακός δέκτης μπορεί να ανταποκριθεί στις αλλαγές των προτύπων διαμόρφωσης μέσω απλών αναβαθμίσεων του λογισμικού του χωρίς να υπάρξουν αλλαγές στο υλικό του. Τέλος, οι ψηφιακοί δέκτες προσφέρουν μεγάλη απόδοση όταν αναφερόμαστε σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα μεγάλης κλίμακας όπως ένας σταθμός βάσης κινητής τηλεφωνίας. Εξοικονόμηση κεφαλαίου, χαμηλή κατανάλωση, ακρίβεια, σταθερότητα και εύκολος επαναπρογραμματισμός συνοψίζουν τα πλεονεκτήματα που προσφέρουν οι σύγχρονοι ψηφιακοί δέκτες.

## 3. ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ SOFTWARE DEFINED RADIO

### 3.1 Ορισμός

Διάφοροι ορισμοί έχουν δοθεί για το τι είναι το Software-Defined Radio και αυτό λόγω της ευελιξίας που προσφέρει. Ο ορισμός που έχει δοθεί από το SDR Forum σε συνεργασία με την IEEE αναφέρει ότι το SDR είναι ένα ραδιοσύστημα(radio) στο οποίο κάποιες ή όλες οι λειτουργίες του φυσικού επιπέδου(physical layer) εκτελούνται μέσω λογισμικού.

Ένα ραδιοσύστημα είναι μια συσκευή η οποία έχει την δυνατότητα να λαμβάνει ή να μεταδίδει ασύρματα, σήματα που μεταφέρουν πληροφορίες σε κάποια συχνότητα του ηλεκτρομαγνητικού φάσματος. Στην σημερινή εποχή, τα ραδιοσυστήματα υπάρχουν σε πλήθος συσκευών όπως κινητά τηλέφωνα, τηλεοράσεις, προσωπικοί υπολογιστές, αυτοκίνητα κ.α.

Στους συμβατικούς πομποδέκτες, έχουμε περιορισμούς στην διαλειτουργικότητα, που μπορούν να ξεπεραστούν μόνο με αλλαγές στο υλικό, οι οποίες, ωστόσο, έχουν μεγάλο κόστος. Αντίθετα, η τεχνολογία SDR αποτελεί μια αποδοτική και σχετικά φθηνή λύση στο παραπάνω πρόβλημα, επιτρέποντας την κατασκευή ευέλικτων, ευρυζωνικών και πολυλειτουργικών συσκευών, οι οποίες μπορούν να βελτιωθούν μέσω αναβαθμίσεων λογισμικού.

Στα SDR συστήματα, η μέχρι τώρα υλοποίηση στοιχείων στο υλικό όπως μικτές, φίλτρα, ενισχυτές κ.α. γίνεται μέσω λογισμικού που εκτελείται είτε σε προσωπικούς υπολογιστές είτε σε ενσωματωμένα συστήματα. Η χρήση της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, επιτρέπει την εκτέλεση λειτουργιών όπως διαμόρφωση/αποδιαμόρφωση σημάτων, παραγωγή σημάτων, κωδικοποίηση κ.α.

Το SDR Forum έχει ιεραρχήσει τα ραδιοσυστήματα ανάλογα με την ευελιξία τους.

1. Hardware Radio (HR): Οι βασικές λειτουργίες των συστημάτων αυτών είναι προκαθορισμένες και δεν μπορούν να μεταβληθούν.
2. Software Controlled Radio (SCR): Στα συστήματα αυτά, οι περισσότερες λειτουργίες τους ελέγχονται μέσω λογισμικού, π.χ. η ισχύς εξόδου μπορεί να ελεγχθεί μέσω λογισμικού.
3. Software Defined Radio (SDR): Τα συστήματα αυτά προσφέρουν έλεγχο μέσω λογισμικού για σχεδόν όλες τις λειτουργίες τους και είναι δυνατή η πρόσθεση νέων λειτουργιών και αναβάθμιση των ήδη υπαρχόντων.
4. Ideal Software Defined Radio (ISDR): Το σύστημα αυτό έχει την ίδια λειτουργικότητα με το απλό SDR, ωστόσο δεν έχει RF front-end. Αυτό σημαίνει ότι η μόνη μετατροπή από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα, θα γινόταν σε μία ευρυζωνική κεραία η οποία θα ήταν συνδεδεμένη με ένα A/D μετατροπέα.
5. Ultimate Software Radio (USR): Το USR είναι ένα ιδανικό, ευέλικτο, μικρό, ελαφρύ και χαμηλής ισχύος ραδιοσύστημα που μπορεί να προγραμματιστεί πλήρως.

Τα συστήματα SDR είναι πλήρως παραμετροποιήσιμα και συνεπώς μπορούν να προσαρμοστούν και να τροποποιηθούν ανάλογα με τις ανάγκες του εκάστοτε διαχειριστή δικτύου, παρόχου και τελικού χρήστη. Ένα SDR μπορεί να λειτουργήσει σε ένα περιβάλλον πολλαπλών υπηρεσιών και συνεπώς είναι ικανό να υλοποιήσει οποιοδήποτε πρωτόκολλο, οποιοδήποτε πρότυπο και σε οποιαδήποτε συχνότητα είναι αναγκαίο.

### 3.2 Χαρακτηριστικά του SDR

Τα κυριότερα χαρακτηριστικά της τεχνολογία SDR είναι τα ακόλουθα:

- **Multiband**  
Τα SDR έχουν την δυνατότητα να λειτουργούν ταυτόχρονα σε 2 ή περισσότερες ζώνες συχνοτήτων.
- **Multicarrier**  
Τα SDR μπορούν να λειτουργούν ταυτόχρονα σε πολλές συχνότητες είτε αυτές ανήκουν στην ίδια ζώνη είτε σε διαφορετική.
- **Multimode**  
Τα SDR μπορούν να υλοποιήσουν διάφορα πρότυπα και είναι επαναπρογραμματιζόμενα έτσι ώστε να μπορούν να προσαρμοστούν σε νέες απαιτήσεις.
- **Multirate**  
Τα SDR προσαρμόζονται στους διαφορετικούς ρυθμούς δεδομένων, ανάλογα με το πρωτόκολλο το οποίο υλοποιούν στιγμιαία.
- **Variable Bandwidth**  
Σε αντίθεση με τους συμβατικούς πομποδέκτες, τα SDR χρησιμοποιούν ψηφιακά φίλτρα, τα οποία δίνουν την δυνατότητα μεταβολής του χρησιμοποιούμενου εύρους ζώνης.
- **Ubiquitous Connectivity**  
Σε περίπτωση που ένα SDR τερματικό δεν είναι συμβατό με κάποιο πρότυπο σε μια γεωγραφική περιοχή, το πρόβλημα αυτό μπορεί να λυθεί με το κατάλληλο πακέτο λογισμικού, το οποίο θα κατέβει και θα εγκατασταθεί στο τερματικό ασύρματα(over-the-air).

Η σύγκριση των SDR με τους συμβατικούς πομποδέκτες φαίνεται στον παρακάτω πίνακα.

Συμβατικοί πομποδέκτες	Software Defined Radios
Οι λειτουργίες που υλοποιούνται είναι προκαθορισμένες στο υλικό και υπάρχει μικρή δυνατότητα παραμετροποίησης μέσω λογισμικού	Όλες οι λειτουργίες μπορούν να καθοριστούν μέσω λογισμικού
Δεν υπάρχει η δυνατότητα αναβάθμισης των δυνατοτήτων του πομποδέκτη	Επιτρέπουν την εύκολη αναβάθμιση των δυνατοτήτων του συστήματος χωρίς να απαιτούνται αλλαγές στο υλικό
Ο χρήστης καλείται να χρησιμοποιήσει διαφορετικές συσκευές λόγω ασυμβατότητας των συστημάτων με διαφορετικά πρότυπα.	Με το κατέβασμα του κατάλληλου λογισμικού, το πρόβλημα της ασυμβατότητας γίνεται επιλύσιμο.
Πολύπλοκα συστήματα, με μεγάλο αριθμό λειτουργιών, απαιτούν σύνδεση διαφορετικών υποσυστημάτων, γεγονός που κάνει τα κάνει μη αποδοτικά και ογκώδη.	Τα συστήματα είναι επαναπρογραμματιζόμενα, χαρακτηριστικό που τα κάνει ευέλικτα, συμπαγή και αποδοτικά.
Μεγάλες απαιτήσεις σε υλικό καθώς για κάθε λειτουργία χρειάζεται διαφορετικό υποσύστημα για την υλοποίηση της.	Επαναχρησιμοποίηση του ίδιου υλικού για διαφορετικές λειτουργίες και δυνατότητα τροποποίησης λειτουργιών οποιαδήποτε στιγμή.

Πίνακας 1: Σύγκριση SDR με τους συμβατικούς πομποδέκτες

### 3.3 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα

Όπως φαίνεται και από τα παραπάνω, τα πλεονεκτήματα των SDR είναι πολυάριθμα. Για τους κατασκευαστές ραδιοσυστημάτων η τεχνολογία αυτή επιτρέπει την δημιουργία μίας οικογένειας προϊόντων τα οποία ακολουθούν μια κοινή αρχιτεκτονική και τα οποία μπορούν να προωθηθούν στην αγορά πιο γρήγορα από άλλα. Επιπλέον, η δυνατότητα επαναπρογραμματισμού μειώνει το κόστος παραγωγής των προϊόντων σε μεγάλο βαθμό. Τέλος, η δυνατότητα απομακρυσμένης ενημέρωσης λογισμικού, επιτρέπει την επίλυση προβλημάτων χωρίς να επηρεαστεί η λειτουργία των συστημάτων και μειώνει τον χρόνο αλλά και το κόστος συντήρησης.

Για τους παρόχους υπηρεσιών, η τεχνολογία των SDR εισάγει νέα χαρακτηριστικά και δυνατότητες που μπορούν να προστεθούν στις ήδη υπάρχουσες υποδομές δικτύων, χωρίς να χρειάζονται μεγάλες κεφαλαιουχικές δαπάνες. Η χρήση μίας κοινής πλατφόρμας για πολλαπλές αγορές, μειώνει τα λογιστικά και λειτουργικά έξοδα. Τέλος, με τις απομακρυσμένες αναβαθμίσεις λογισμικού, οι πάροχοι μπορούν να εισάγουν νέα χαρακτηριστικά στο δίκτυο τους, τα οποία θα φέρουν νέα έσοδα.

Όσον αφορά τους τελικούς χρήστες, η τεχνολογία των SDR αποβλέπει στην μείωση του κόστους χρησιμοποίησης υπηρεσιών επικοινωνίας, επιτρέποντάς τους να επικοινωνούν με οποιονδήποτε, ανά πάσα στιγμή χρειαστεί και με οποιονδήποτε διαθέσιμο τρόπο.

Ενώ η τεχνολογία των SDR προσφέρει αρκετά πλεονεκτήματα, υπάρχουν και δυσκολίες στον σχεδιασμό και την υλοποίησή τους όπως η δυσκολία σχεδιασμού λογισμικού που θα υποστηρίζεται από διαφορετικά συστήματα και θα ανταποκρίνεται σε διαφορετικά πρότυπα, καθώς και η δυσκολία σχεδιασμού ασυρμάτων διεπαφών και αλγορίθμων για την υποστήριξη διαφορετικών πρωτοκόλλων.

### 3.4 Εφαρμογές

Η τεχνολογία των SDR βρίσκεται ακόμα σε πρώιμο επίπεδο, ωστόσο λόγω των πλεονεκτημάτων που προσφέρει, υιοθετείται με γρήγορους ρυθμούς από τις διάφορες αγορές.

- Πλήθος SDR χρησιμοποιούνται για στρατιωτικές εφαρμογές. Με τη χρήση των SDR αναμένεται η μείωση του κόστους επικοινωνιών και μεγαλύτερη ευελιξία σε κοινές στρατιωτικές επιχειρήσεις μεταξύ κρατών.
- Τα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας χρησιμοποιούν ολοένα και περισσότερες προγραμματιζόμενες συσκευές ώστε οι σταθμοί βάσης να είναι σε θέση να υποστηρίζουν διαφορετικά πρωτόκολλα επικοινωνίας.
- Οι συσκευές κινητής τηλεφωνίας, ενσωματώνουν μονάδες System on Chip (SoC) ώστε να έχουν την δυνατότητα επεξεργασίας σημάτων
- Συσκευές δορυφορικών επικοινωνιών εμπορικής και στρατιωτικής χρήσης, χρησιμοποιούν προγραμματιζόμενες μονάδες επεξεργασίας σήματος και επεξεργασίας σημάτων ενδιάμεσης συχνότητας.

Παρά το γεγονός ότι τα περισσότερα από τα παραπάνω συστήματα δεν είναι SDR, χρησιμοποιούν στοιχεία αρχιτεκτονικής της τεχνολογίας SDR προκειμένου να επιλύσουν προβλήματα όπως το κόστος παραγωγής, το κόστος ανάπτυξης, το κόστος συντήρησης και η ασυμβατότητα μεταξύ διαφορετικών δικτύων. Το μέλλον των SDR φαίνεται ευοίωνο και πολλά υποσχόμενο.

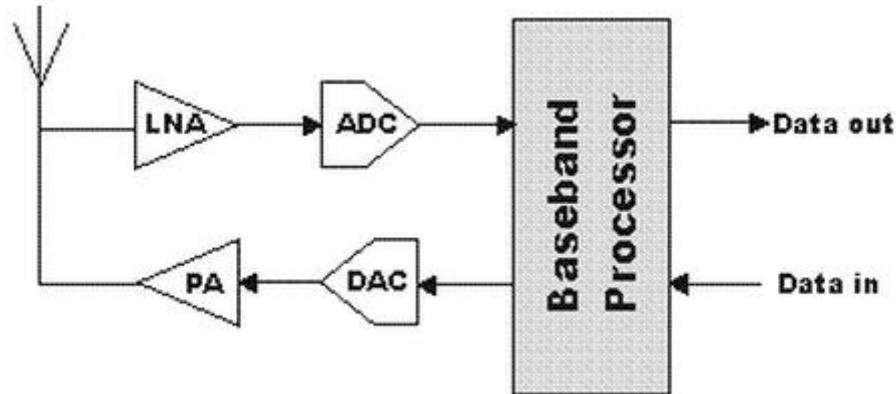
### 3.5 Σχεδιαστικές Προκλήσεις

Ολοένα και περισσότερα προϊόντα που βασίζονται στην τεχνολογία SDR, εμφανίζονται στις αγορές. Ωστόσο, υπάρχουν ακόμα αρκετές σχεδιαστικές προκλήσεις προκειμένου τα SDR να γίνουν εμπορικά διαθέσιμα και να φτάσουν στην μαζική παραγωγή. Ορισμένες από τις προκλήσεις αυτές παρατίθενται ακολούθως:

- Στους πομποδέκτες το «σύνορο» ανάμεσα στο αναλογικό και το ψηφιακό σήμα πρέπει να μεταφερθεί προς το RF κομμάτι. Για να συμβεί αυτό, χρειάζεται η τοποθέτηση ευζωνικών μετατροπέων ADC και DAC όσο πιο κοντά γίνεται στην κεραία.
- Είναι απαραίτητη η περαιτέρω ανάπτυξη των ενσωματωμένων συστημάτων και των FPGAs που χρησιμοποιούνται στα συστήματα επικοινωνίας για ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Με δεδομένη την ανάπτυξη αυτή, τα συστήματα θα μπορούν να εκτελούν λειτουργίες όπως κωδικοποίηση, διαμόρφωση, κβαντοποίηση, διαμόρφωση παλμού και επιπλέον θα έχουν την δυνατότητα επαναπρογραμματισμού ώστε να υποστηρίζεται πλήθος προτύπων. Αυτή τη στιγμή, τα συστήματα που χρησιμοποιούν DSP για την επεξεργασία σημάτων, δεν προσφέρουν την δυνατότητα επαναπρογραμματισμού καθώς το λογισμικό που χρησιμοποιούν είναι μη τροποποιήσιμο.
- Οι μετατροπές από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα και αντίστροφα, για ένα ιδανικό SDR, είναι δύσκολο να επιτευχθούν. Η τεχνολογία DSP που είναι διαθέσιμη αυτή τη στιγμή είναι περιορισμένη και αποτελεί τον αδύναμο κρίκο σε ένα σύστημα SDR. Ωστόσο, ο τομέας του DSP αναπτύσσεται με γοργούς ρυθμούς, ενώ τεχνικές ψηφιακής επεξεργασίας πολυρυθμικών σημάτων αναμένεται να βοηθήσουν αύξηση της ευελιξίας των συστημάτων.
- Σημαντική σχεδιαστική πρόκληση αποτελεί η διαχείριση ενέργειας των συστημάτων. Η αναστολή λειτουργίας (sleep mode) που χρησιμοποιούν κάποιες συσκευές δεν γίνεται να χρησιμοποιηθεί στα SDR καθώς είναι δυνατόν να χαθούν δεδομένα σε ανύποπτες χρονικές στιγμές.
- Γενικά, οι δέκτες είναι αρκετά πιο πολύπλοκοι από τους πομπούς και συνεπώς η αρχιτεκτονική τους καθορίζει σε μεγάλο βαθμό το κόστος της συσκευής. Η σχεδιαστική πρόκληση είναι η κατασκευή ενός απλού δέκτη. Με την διαθέσιμη τεχνολογία, η ταυτόχρονη υποστήριξη πολλαπλών προτύπων είναι μη αποδοτική και δαπανηρή.
- Σε ένα ιδανικό SDR υπάρχει ευελιξία στην επιλογή του κέρδους, του εύρους ζώνης, της ισχύος εξόδου κ.α., ωστόσο κάτι τέτοιο δεν είναι δυνατό να συμβεί χωρίς την ύπαρξη κάποιων συμβιβασμών.
- Δυο ακόμα προκλήσεις που επηρεάζουν την τεχνολογία των SDR είναι η σχεδίαση ευρυζωνικών κεραιών με μικρές απώλειες και η ανάπτυξη μεθόδων και τεχνικών προκειμένου να διατηρηθούν σταθεροί οι ρυθμοί μετάδοσης

ανάμεσα σε συσκευές με διαφορετική υπολογιστική δύναμη και συνεπώς διαφορετικές δυνατότητες επεξεργασίας σημάτων.

### 3.6 Αρχιτεκτονική



Εικόνα 29: Η αρχιτεκτονική ενός ιδανικού SDR

Παρά το γεγονός ότι υπάρχουν διαφοροποιήσεις στο σχεδιασμό ενός SDR, είναι δυνατό να αναφερθούν κάποια βασικά στοιχεία αρχιτεκτονικής:

#### 1) RF front end

Στο στάδιο αυτό έχουμε ενίσχυση των RF σημάτων που ταξιδεύουν από και προς την κεραία. Στους πομπούς οι ενισχυτές χρησιμοποιούνται για να ενισχύσουν το σήμα προκειμένου να γίνει η μετάδοσή του, ενώ στους δέκτες έχουμε ενίσχυση του λαμβανόμενου σήματος.

#### 2) Μετατόπιση συχνότητας (Frequency conversion)

Στο σχεδιασμό κάποιων SDR είναι δυνατόν να υπάρξει στάδιο αναλογικής επεξεργασίας του σήματος και ειδικότερα μετατροπή της συχνότητας του σήματος. Σε άλλα SDR το στάδιο αυτό μπορεί να παραληφθεί και η μετατόπιση της συχνότητας να γίνει ψηφιακά.

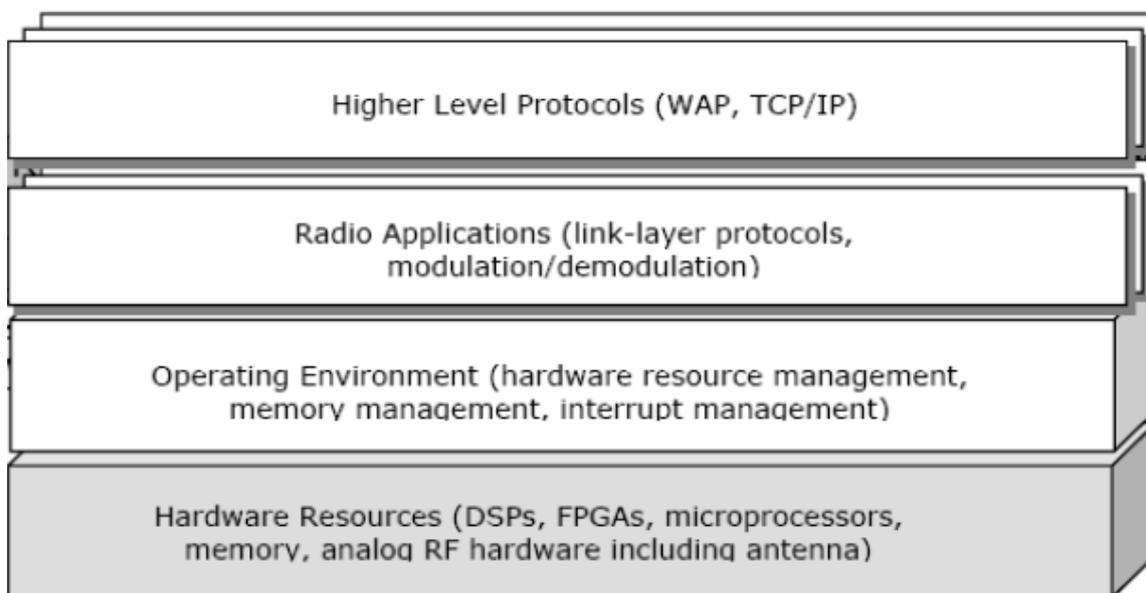
#### 3) Ψηφιακή μετατροπή (Digital conversion)

Στο στάδιο αυτό έχουμε μετατροπή του αναλογικού σήματος σε ψηφιακό. Στο στάδιο αυτό πρέπει να ληφθούν υπόψη οι περιορισμοί που εισάγει το χρησιμοποιούμενο υλικό. Στους δέκτες οι σημαντικότεροι είναι η μέγιστη συχνότητα και ο αριθμός των bits που χρειάζεται για να γίνει η κβαντοποίηση του εισερχόμενου σήματος, ενώ στους πομπούς η μέγιστη συχνότητα και η απαιτούμενη ισχύς εξόδου.

#### 4) Επεξεργαστής σημάτων βασικής ζώνης (Baseband processor)

Στο στάδιο αυτό εκτελούνται λειτουργίες του SDR, όπως η ψηφιακή μετατόπιση της συχνότητας των εισερχόμενων/εξερχόμενων σημάτων. Τα στοιχεία αυτά ονομάζονται Digital Down Converter (DDC) /Digital Up Converter (DUC). Άλλες λειτουργίες είναι το φιλτράρισμα του σήματος, η αποδιαμόρφωση και η εξαγωγή των δεδομένων από το αποδιαμορφωμένο σήμα. Ένας από τους σημαντικότερους περιορισμούς αυτού του σταδίου, είναι η υπολογιστική δύναμη που χρειάζεται για την εκτέλεση των παραπάνω λειτουργιών καθώς εισάγει συγκεκριμένες απαιτήσεις για την ισχύ που χρειάζεται, το μέγεθος της πλακέτας και το είδος του επεξεργαστή που θα χρησιμοποιηθεί (π.χ. DSPs, ASICs, FPGAs).

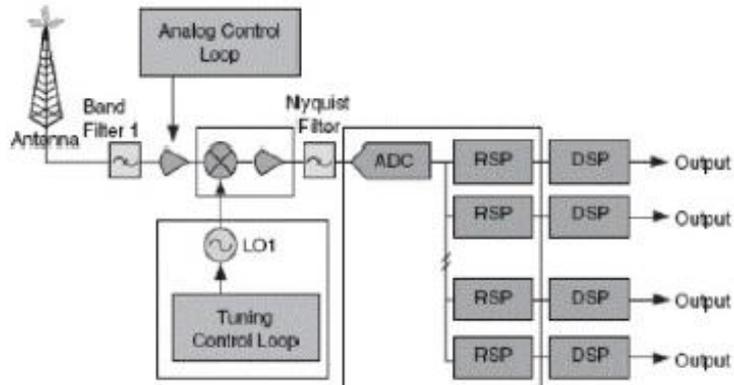
Σε ένα σύστημα SDR, τα πρωτόκολλα του στρώματος ζεύξης δεδομένων καθώς και οι διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση των σημάτων γίνεται μέσω λογισμικού. Στα ιδανικά SDR η δυνατότητα προγραμματισμού επεκτείνεται και στο RF στάδιο, έτσι ώστε οι λειτουργίες μετατροπής του ψηφιακού/αναλογικού σήματος να γίνονται στην κεραία. Ωστόσο, κάτι τέτοιο δεν είναι δυνατό καθώς οι διαθέσιμες ADC/DAC συσκευές δεν υποστηρίζουν το εύρος ζώνης και τον ρυθμό δειγματοληψίας που απαιτείται ώστε τα SDR να ανταποκριθούν στις ανάγκες τις αγοράς.



Εικόνα 30: Η αρχιτεκτονική των στοιχείων λογισμικού ενός SDR

Στην εικόνα 30, φαίνεται η αρχιτεκτονική του λογισμικού που χρησιμοποιείται σε ένα τυπικό σύστημα SDR. Το σύστημα αυτό χρησιμοποιεί πλατφόρμες υλικού γενικού σκοπού με προγραμματιζόμενες μονάδες (DSPs, FPGAs, microprocessors) και μονάδες αναλογικών RF. Το λειτουργικό σύστημα εκτελεί λειτουργίες διαχείρισης πόρων του υλικού όπως διαχείριση μνήμης, εξυπηρέτηση διακοπών ανάλογα με την εφαρμογή. Στα συστήματα SDR, τα κομμάτια του λογισμικού που εκτελούν τα πρωτόκολλα του στρώματος ζεύξης δεδομένων και την διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση των σημάτων παρέχουν υπηρεσίες στα ανώτερα στρώματα πρωτοκόλλων όπως το WAP (Wireless Application Protocol) και το TCP/IP.

### 3.7 Στοιχεία Front-End SDR δεκτής



Εικόνα 31: Τα στοιχεία ενός δέκτη SDR

- Κεραία

Η κεραία είναι ένα από τα πιο αδύναμα στοιχεία του SDR καθώς έχει μικρό εύρος ζώνης και κάνει δύσκολη την ευζωνική λειτουργία του δέκτη. Σημαντικές προκλήσεις είναι η προσαρμογή της κεραίας και ο συντονισμός της στο κατάλληλο μήκος κύματος.

- Ζωνοπερατά Φίλτρα

Στο επόμενο στάδιο βρίσκουμε τα ζωνοπερατά φίλτρα, τα οποία χρησιμοποιούνται για να περιορίσουν το εύρος των συχνοτήτων των σημάτων που μπορούν να εισέλθουν ώστε να αποφθεχθούν φαινόμενα ενδοδιαμόρφωσης και παραμόρφωσης.

- LNA (Low-noise amplifier)

Οι περισσότεροι δέκτες απαιτούν ενισχυτές LNA για την ενίσχυση ασθενών σημάτων που λαμβάνονται από την κεραία, οι οποίοι είναι σε θέση λειτουργούν στο ζητούμενο εύρος συχνοτήτων.

- Μίκτες

Οι μίκτες χρησιμοποιούνται για την μετατροπή της συχνότητας του εισερχόμενου σήματος σε μια ενδιαμέση συχνότητα (IF). Στα επόμενα στάδια, εκτελείται περαιτέρω φιλτράρισμα των ανεπιθύμητων συχνοτήτων του σήματος αναλόγως με την εφαρμογή που εκτελείται.

- Quadrature Demodulator

Κάποιες αρχιτεκτονικές, αντί για μίκτες, χρησιμοποιούν έναν quadrature demodulator. Ο σκοπός του είναι να διαχωρίσει τις I και Q συνιστώσες του σήματος.

- Τοπικός ταλαντωτής

Ο τοπικός ταλαντωτής χρησιμοποιείται για να δημιουργήσει το κατάλληλο σήμα ενδιάμεσης συχνότητας, το οποίο θα πολλαπλασιαστεί στο μίκτη με το εισερχόμενο σήμα. Συνήθως, ο τοπικός ταλαντωτής είναι μεταβλητής συχνότητας και προγραμματιζόμενος μέσω λογισμικού, ωστόσο υπάρχουν περιπτώσεις όπου ο τοπικός ταλαντωτής είναι σταθερής συχνότητας.

- Ενισχυτής σήματος ενδιάμεσης συχνότητας

Πολλές φορές ο ενισχυτής σήματος ενδιάμεσης συχνότητας χρησιμοποιεί τεχνικές AGC(Automatic gain control) ώστε να μεγιστοποιήσει το κέρδος χωρίς να επιβαρύνει το υπόλοιπο κύκλωμα.

## 4. ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΔΕΚΤΗ SOFTROCK RX ENSEMBLE II

### 4.1 Περιγραφή του SDR kit

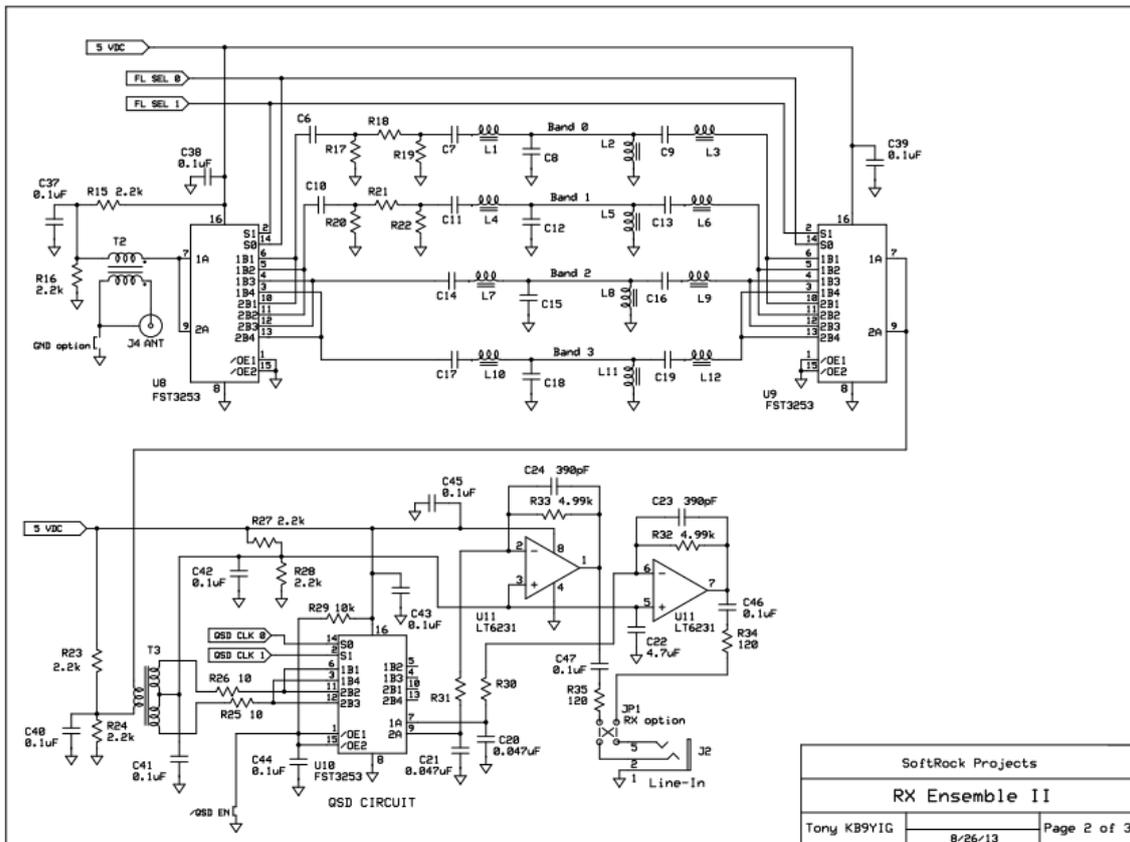
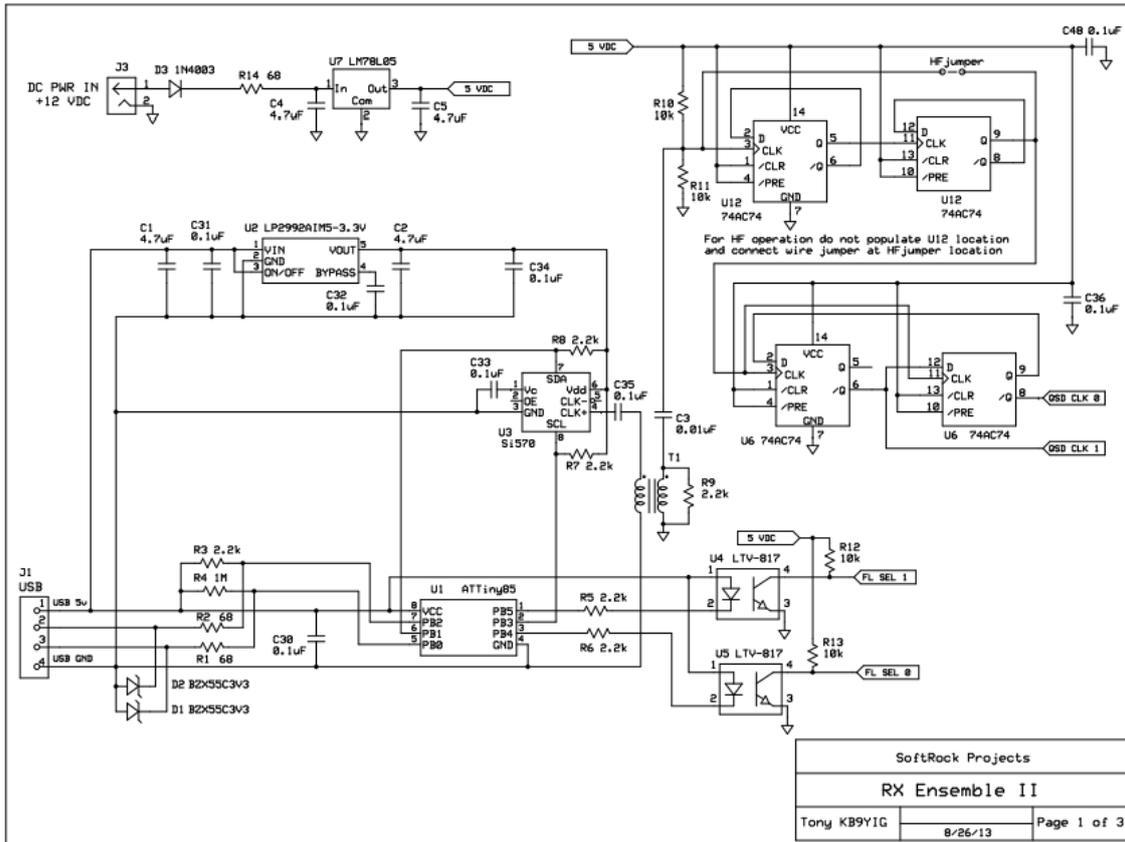
Επιλέχτηκε ο δέκτης Softrock RX Ensemble II Receiver, της εταιρείας FiveDash Inc. του σχεδιαστή και κατασκευαστή Tony Parks, KB9YIG. Το συγκεκριμένο kit, προσφέρει την δυνατότητα κατασκευής του δέκτη για λειτουργία είτε στις χαμηλές συχνότητες LF (180kHz-3.0MHz) είτε στις υψηλές συχνότητες HF (1.8MHz-30MHz). Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας, ο δέκτης που κατασκευάστηκε λειτουργεί στις υψηλές συχνότητες HF (1.8MHz-30MHz).

Ο δέκτης Softrock Ensemble RX HF καλύπτει τις ζώνες εκπομπής ραδιοερασιτεχνών (ham bands) με μήκη κύματος 160-10m. Η κάλυψη γίνεται μέσω ενός διαχωρισμού σε τέσσερις διαφορετικές ομάδες συχνοτήτων (“super-bands”):

1. Band 0:  $\lambda=160\text{m}$  – Συνεχής κάλυψη συχνοτήτων 1.8-4.0MHz
2. Band 1:  $\lambda=80\text{m}$  και  $40\text{m}$  – Συνεχής κάλυψη συχνοτήτων 4.0-8.0MHz
3. Band 2:  $\lambda=30\text{m}$ ,  $20\text{m}$  και  $17\text{m}$  – Συνεχής κάλυψη συχνοτήτων 8.0-16MHz
4. Band 3:  $\lambda=15\text{m}$ ,  $12\text{m}$  και  $10\text{m}$  – Συνεχής κάλυψη συχνοτήτων 16-30MHz

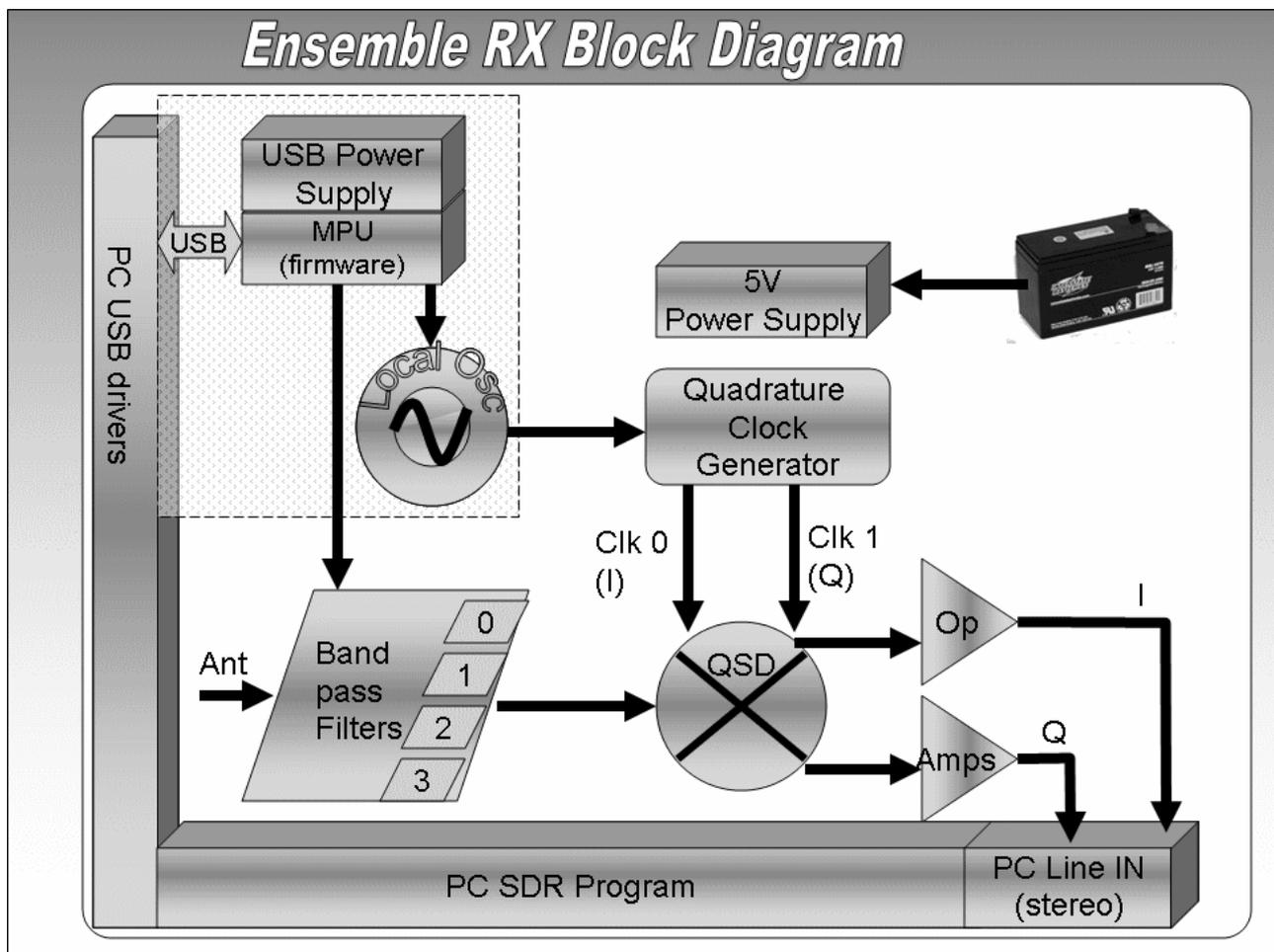
Στις παραπάνω ομάδες ενδέχεται να υπάρχει μια σχετική επικάλυψη συχνοτήτων ανάλογα με την κατασκευή των αντίστοιχων ζωνοπερατών φίλτρων. Η αλλαγή ανάμεσα στις ζώνες συχνοτήτων και η επιλογή της συχνότητας λήψης γίνεται μέσω λογισμικού. Μέσω ενός μικροελεγκτή Atmel ATTiny85 –ο οποίος λειτουργεί σαν μια συσκευή USB- είναι δυνατός ο έλεγχος του Si570 προγραμματιζόμενου ταλαντωτή και η αυτόματη μεταγωγή στην κατάλληλη ομάδα συχνοτήτων ανάλογα με την αλλαγή της συχνότητας. Στην πλακέτα υπάρχουν εξωτερικές υποδοχές για κεραία, σύνδεση με υπολογιστή μέσω USB, εξόδου ήχου προς τον υπολογιστή και τροφοδοτικού. Το μέγεθος της πλακέτας είναι 11,43 x 5,08 cm.

Το συγκεκριμένο kit επιλέχθηκε διότι είναι οικονομικό και συνιστάται για να την εισαγωγή αρχαρίων στον κόσμο των SDR. Απαιτούνται γνώσεις ηλεκτρονικής σχετικά μέτριου επιπέδου και αυτές κυρίως λόγω των μονάδων SMT(Surface-mount technology) που υπάρχουν στον δέκτη.



Εικόνα 32: Το συνολικό κύκλωμα του Softrock Ensemble RX HF

## 4.2 Block Diagram και ανάλυση σταδίων



Εικόνα 33: Το block διάγραμμα του Softrock Ensemble RX HF

Ο δέκτης υλοποιεί έναν Quadrature Sampling Detector, ο οποίος παράγει σήματα χαμηλής συχνότητας I&Q και τα τροφοδοτεί στις εισόδους stereo της κάρτας ήχου ενός υπολογιστή. Τα σήματα I και Q είναι παράγωγα του Quadrature Sampling Detector, στον οποίο κομμάτια του εισερχόμενου RF σήματος τα οποία έχουν περάσει από το στάδιο του ζωνοπερατού φιλτραρίσματος, «αναμιγνύονται» με ορθογώνιους παλμούς χρονισμού ώστε να παράξουν τα υποβιβασμένα I και Q σήματα. Αυτά τα παράγωγα είναι ίδια μεταξύ τους ωστόσο η φάση τους διαφέρει κατά 90 μοίρες.

Το εκάστοτε πρόγραμμα που εκτελείται στον υπολογιστή, λαμβάνει μέσω της εισόδου της κάρτας ήχου, τα σήματα I&Q και στην συνέχεια απεικονίζει το φάσμα τους γύρω από μία κεντρική συχνότητα. Αυτή η κεντρική συχνότητα είναι η συχνότητα των σημάτων I&Q που εξέρχονται του σταδίου Quadrature Clock Generators. Το εύρος ζώνης των σημάτων γύρω από την κεντρική συχνότητα θα είναι περίπου ίσο με την συχνότητα δειγματοληψίας της κάρτας ήχου. Αν ο τοπικός ταλαντωτής συντονιστεί στα 28,4MHz για να δώσει είσοδο στο στάδιο των Quadrature Clock Generators, η έξοδος των τελευταίων θα είναι δύο σήματα χρονισμού I&Q στα 7,1MHz (κεντρική συχνότητα). Αν ο ρυθμός δειγματοληψίας της

κάρτας ήχου είναι στα 48kHz τότε το χρησιμοποιούμενο πρόγραμμα SDR μπορεί να μεταφράσει την είσοδο I&Q από το στάδιο του Quadrature Sampling Detector σε ένα κομμάτι(block) φάσματος το οποίο έχει εύρος 24 kHz σε κάθε πλευρά της κεντρική συχνότητας π.χ. 7.076 - 7.124 MHz.

Καθώς ο χρήστης συντονίζει τον δέκτη, αλλάζοντας την συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή, ο μικροελεγκτής ανιχνεύει την συχνότητα αυτή και επιλέγει το κατάλληλο βαθυπερατό φίλτρο στο κύκλωμα με κατάλληλα σήματα ελέγχου. Το χρησιμοποιούμενο πρόγραμμα SDR εμφανίζει την νέα κεντρική συχνότητα και το νέο εύρος του φάσματος γύρω από αυτή. Ο δέκτης ελέγχεται μέσω μια σύνδεσης USB με το PC. Αυτή η σύνδεση παρέχει ένα δίαυλο USB 5V για τον τοπικό ταλαντωτή και τον μικροελεγκτή. Ένας ρυθμιστής τάσης 3.3 V παρέχει ισχύ στον προγραμματιζόμενο ταλαντωτή Si570.

### Μικροελεγκτής

Ο δέκτης χρησιμοποιεί έναν Atmel ATTiny85 micro-controller ο οποίος ελέγχει την συχνότητα εξόδου του τοπικού ταλαντωτή και παρέχει δυο σήματα ελέγχου για την επιλογή του κατάλληλου ζωνοπερατού φίλτρου(4 ομάδες συχνοτήτων).

### Τοπικός ταλαντωτής

Ο έλεγχος της ζητούμενης συχνότητας συντονισμού στο δέκτη γίνεται με έναν προγραμματιζόμενο ταλαντωτή Si570. Το σήμα έξοδου του τοπικού ταλαντωτή έχει συχνότητα 4 φορές μεγαλύτερη από την ζητούμενη κεντρική συχνότητα και τροφοδοτείται στο στάδιο Quadrature Clock Generators (παραγωγή παλμών χρονισμού).

### Ρολόι

Στο στάδιο των Quadrature Clock Generators η συχνότητα του σήματος του τοπικού ταλαντωτή διαιρείται δια 4 προκειμένου να παραχθούν δυο σήματα χρονισμού QSE Clk 0 and QSE Clk 1 τα οποία θα χρησιμοποιηθούν για το χρονισμό του σταδίου Quadrature Sampling Detector. Τα παραγόμενα I&Q σήματα χρονισμού είναι όμοια μεταξύ τους ωστόσο βρίσκονται σε διαφορά φάσης 90° μοιρών.

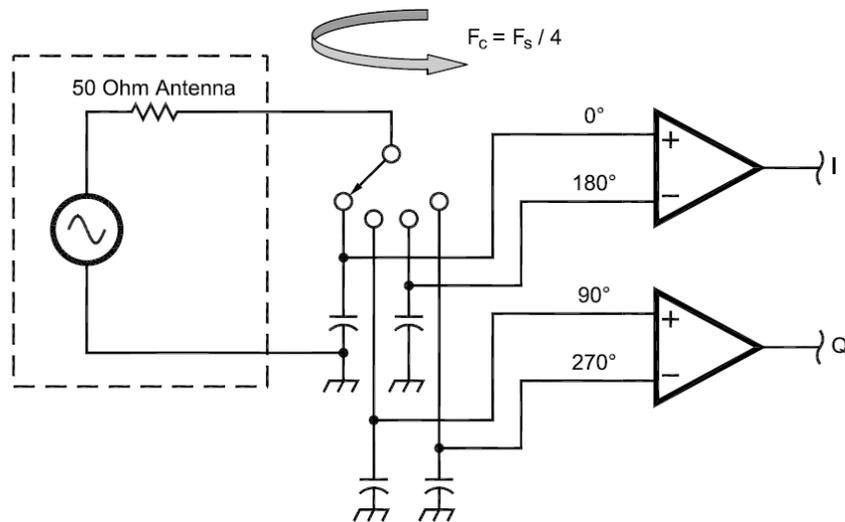
### Φίλτρα

Τα σήματα RF που λαμβάνονται από την κεραία φιλτράρονται μέσω των τεσσάρων ζωνοπερατών φίλτρων, προκειμένου να εξασθενήσουν τα ανεπιθύμητα σήματα τα οποία δεν εμπίπτουν στην ζώνη διέλευσης του εκάστοτε φίλτρου. Ο μικροελεγκτής επιλέγει ένα από τα τέσσερα κομμάτια φάσματος, ανάλογα και με την συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή. Το φιλτραρισμένο σήμα RF μεταβαίνει στην είσοδο του Quadrature Sampling Detector.

### Quadrature Sampling Detector

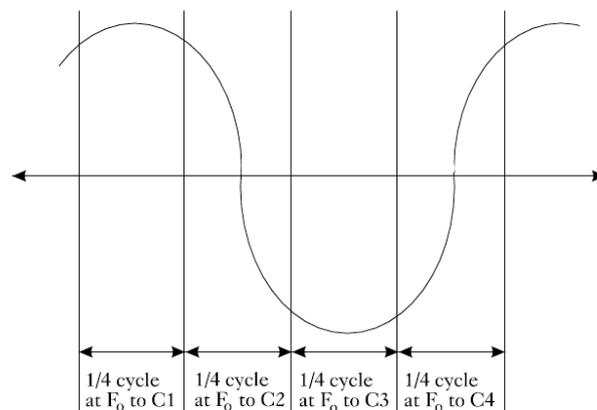
Ο Quadrature Sampling Detector (ή Tayloe Detector) σχεδιάστηκε από τον Dan Tayloe και λειτουργεί ως ανιχνευτής (detector) και προ-ενισχυτής. Θα μπορούσε

κανείς να σκεφτεί τον Quadrature Sampling Detector ως έναν περιστροφικό διακόπτη τεσσάρων θέσεων ο οποίος περιστρέφεται σε συχνότητα τετραπλάσια από την ζητούμενη συχνότητα ανίχνευσης (συχνότητα φέροντος). Σε καθεμία από τις τέσσερις θέσεις του διακόπτη συνδέεται ένας πυκνωτής δειγματοληψίας (sampling capacitor). Ο κάθε πυκνωτής θα ανιχνεύσει το πλάτος του φέροντος σήματος για ακριβώς ένα τέταρτο του κύκλου και θα κρατήσει την τιμή του για την υπόλοιπη διάρκεια του κύκλου. Με τον τρόπο αυτό, δειγματοληπτείται το σήμα για  $0^\circ, 90^\circ, 180^\circ, 270^\circ$  αντίστοιχα.



Εικόνα 34: Ο Quadrature Sampling Detector

Όπως φαίνεται και στην παραπάνω εικόνα, η εμπέδηση της κεραίας  $50\Omega$  και ο καθένας από τους πυκνωτές δειγματοληψίας, σχηματίζουν ένα βαθυπερατό φίλτρο στη διάρκεια για την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός στην αντίστοιχη θέση. Έτσι το κάθε δείγμα που αποθηκεύεται στους πυκνωτές για ένα τέταρτο του κύκλου αντιπροσωπεύει το ολοκλήρωμα ή την μέση τάση του δειγματοληπτημένου σήματος (DC voltage).

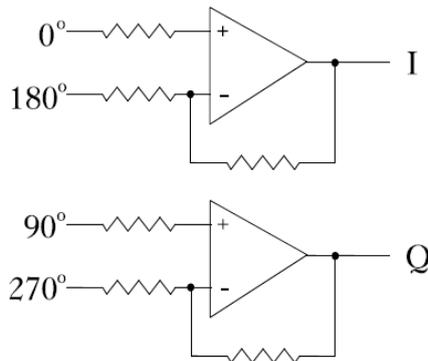


Εικόνα 35: Η εικόνα δείχνει ένα ημίτονο το οποίο έχει την ίδια συχνότητα με τον ανιχνευτή. Ο πρώτος πυκνωτής θα έχει αποθηκεύσει μέγιστη τάση, ο δεύτερος μηδενική, ο τρίτος μέγιστη αρνητική τάση και ο τέταρτος μηδενική.

Όταν η συχνότητα του διακόπτη μεταβληθεί από αυτή του φέροντος, τότε οι τάσεις στους πυκνωτές παύουν να είναι σταθερές και μεταβάλλονται με το χρόνο, με

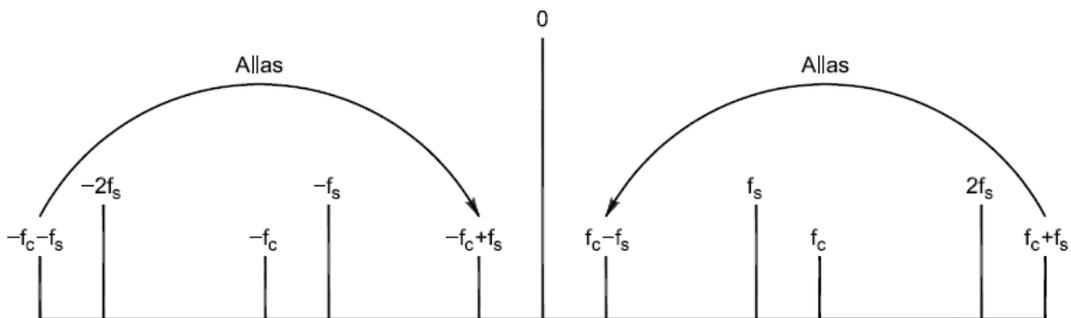
συχνότητα ίση με τη διαφορά των συχνοτήτων του εισερχόμενου σήματος και της διακοπτικής συχνότητας. Συνεπώς, ο πρώτος πυκνωτής δειγματοληπτεί το σήμα βασικής ζώνης (baseband) στις  $0^\circ$  και οι υπόλοιποι αντίστοιχα στις  $90^\circ, 180^\circ$  και  $270^\circ$ .

Οι έξοδοι των  $0^\circ$  και  $180^\circ$  πυκνωτών δειγματοληψίας αθροίζονται διαφορικά μέσω τελεστικού ενισχυτή και σχηματίζεται έτσι το συμφασικό σήμα I. Ομοίως, από την άθροιση των εξόδων των  $90^\circ$  και  $270^\circ$  πυκνωτών δειγματοληψίας παράγεται το ορθογώνιο σήμα Q.



Εικόνα 36: Χρήση τελεστικών ενισχυτών για παραγωγή των I&Q σημάτων

Το σημαντικό πλεονέκτημα του Taylor Detector είναι η απόδοσή του. Οι τυπικοί μίκτες έχουν ελάχιστη απώλεια μετατροπής  $3,9\text{dB}$  με τους τυπικούς μίκτες διόδου να φτάνουν απώλειες  $6-7\text{ dB}$  και τιμές θορύβου  $1\text{dB}$  μεγαλύτερες από αυτές των απωλειών. Ο Taylor Detector έχει απώλειες μετατροπής λιγότερες από  $1\text{dB}$  και αυτό συμβαίνει επειδή δεν είναι μίκτης αλλά ένας ανιχνευτής δειγματοληψίας (sampling detector). Τέλος, ένα σημαντικό χαρακτηριστικό του Quadrature Sampling Detector είναι ότι χρησιμοποιεί το πρόβλημα της αναδίπλωσης συχνότητας (aliasing) προς όφελός του. Στους τυπικούς ομόδυνους δέκτες, η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή είναι ίδια με εκείνη του φέροντος σήματος ώστε η διαφορά τους (ενδιάμεση συχνότητα) να είναι  $0\text{Hz}$ . Το άθροισμα συχνοτήτων που παράγεται απορρίπτεται μέσω βαθυπερατού φιλτραρίσματος με αποτέλεσμα να υπάρχουν απώλειες μετατροπής και αύξηση του θορύβου. Στον Taylor detector, το άθροισμα των συχνοτήτων βρίσκεται στη συχνότητα όπου θα υπήρχε η πρώτη ανεπιθύμητη συχνότητα (alias).



Εικόνα 37: Χρησιμοποίηση της συχνότητας alias για μηδενισμό των απωλειών στην έξοδο του Taylor Detector

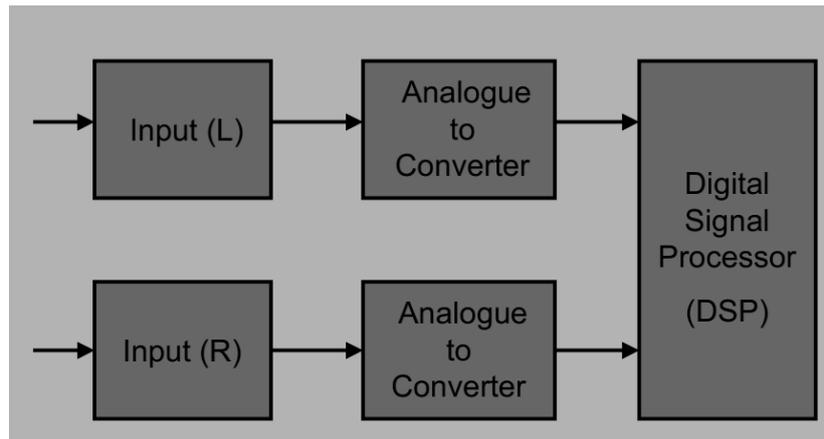
Ο ανιχνευτής χρησιμοποιεί αυτή τη συχνότητα επιπρόσθετα στο σήμα βασικής ζώνης ώστε να μηδενίσει -θεωρητικά- τις απώλειες στην έξοδό του.

## Τελεστικοί ενισχυτές

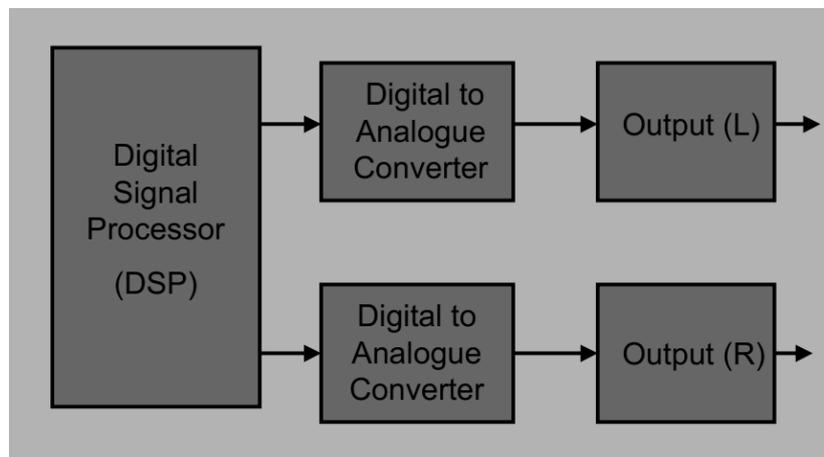
Τα σήματα βασικής ζώνης (κομμάτια RF φάσματος) που εξέρχονται από το στάδιο QSD, τροφοδοτούνται σε δυο ενισχυτές υψηλού κέρδους προκειμένου να παράγουν τα I & Q σήματα, τα οποία θα αποτελέσουν την είσοδο για την κάρτα ήχου.

### 4.2.1 Λειτουργίες κάρτας ήχου

Όταν τροφοδοτούνται τα I&Q σήματα βασική ζώνης(baseband) στην κάρτα ήχου, σε πρώτη φάση γίνεται η μετατροπή τους σε ψηφιακά σήματα.



Εικόνα 38: Η είσοδος της κάρτας ήχου



Εικόνα 39: Η έξοδος της κάρτας ήχου

Στη κάρτα ήχου γίνεται δειγματοληψία των εισερχόμενων σημάτων. Τα σήματα αυτά είναι περίπλοκες κυματομορφές με συχνότητες 0-50kHz(audio). Οι περισσότερες κάρτες ήχου δειγματοληπτούν σε συχνότητες 48kHz ανά κανάλι. Για την δειγματοληψία του σήματος ισχύει ο νόμος του Nyquist, ο οποίος ορίζει ότι η συχνότητα της δειγματοληψίας δεν πρέπει να είναι μικρότερη από το διπλάσιο της μέγιστης συχνότητας που περιέχεται στο σήμα. Η δεύτερη παράμετρος της ψηφιακής μετατροπής του σήματος είναι ο αριθμός των bits στην έξοδο. Οι περισσότερες κάρτες χρησιμοποιούν 16 bit A/D μετατροπείς και η έξοδος μπορεί να έχει έως 65536 διακριτές τιμές. Οι κάρτες ήχου υψηλών προδιαγραφών χρησιμοποιούν 24bit A/D μετατροπείς ,επιτρέποντας περισσότερες τιμές στην έξοδο. Προκειμένου να επιτευχθούν βέλτιστα αποτελέσματα, πρέπει να χρησιμοποιηθεί ο μέγιστος ρυθμός δειγματοληψίας και η μέγιστη ανάλυση bit.

Η αποδιαμόρφωση των εισερχόμενων σημάτων γίνεται εξ' ολοκλήρου από το χρησιμοποιούμενο SDR πρόγραμμα. Προκειμένου να γίνει η αποδιαμόρφωση των σημάτων βασικής ζώνης που εισέρχονται στην κάρτα ήχου, είναι απαραίτητο να υλοποιηθεί ένας «software direct conversion receiver» στο DSP chip. Δημιουργείται έτσι, ένας «ψηφιακός τοπικός ταλαντωτής», ο οποίος λειτουργεί σε συχνότητες 0-50kHz. Τα εισερχόμενα σήματα πολλαπλασιάζονται με τα σήματα του ταλαντωτή σε βήματα των 10Hz και με τον τρόπο αυτό παράγονται τα ζητούμενα σήματα των διαφόρων συχνοτήτων, δηλαδή τα επιθυμητά ακουστικά σήματα. Επιπλέον φιλτράρισμα των σημάτων μπορεί να γίνει μέσα στην κάρτα ήχου.

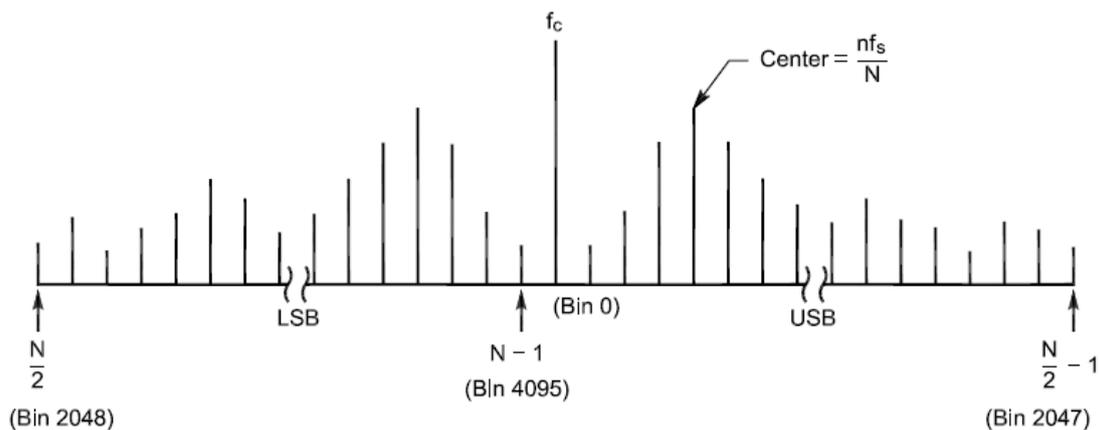
Η κάρτα ήχου χρησιμοποιεί τον γρήγορο μετασχηματισμό Fourier(FFT) για την επεξεργασία του εισερχόμενου σήματος. Ο μετασχηματισμός FFT, μετατρέπει τα I&Q σήματα διακριτού χρόνου στο πεδίο της συχνότητας. Το αποτέλεσμα του μετασχηματισμού είναι μια σειρά από στενές φασματικές ζώνες(bins), κάθε ένα από τα οποία αναπαριστούν την φασματική ενέργεια του σήματος μέσα στο αντίστοιχο εύρος ζώνης συχνοτήτων. Το εύρος ζώνης και η κεντρική συχνότητα κάθε bin υπολογίζονται από τις σχέσεις

$$BW_{bin} = \frac{f_s}{N}$$

$$f_{center} = \frac{nf_s}{N}$$

όπου  $f_s$  η συχνότητα δειγματοληψίας,  $N$  το μέγεθος FFT και  $n$  ο αριθμός του bin.

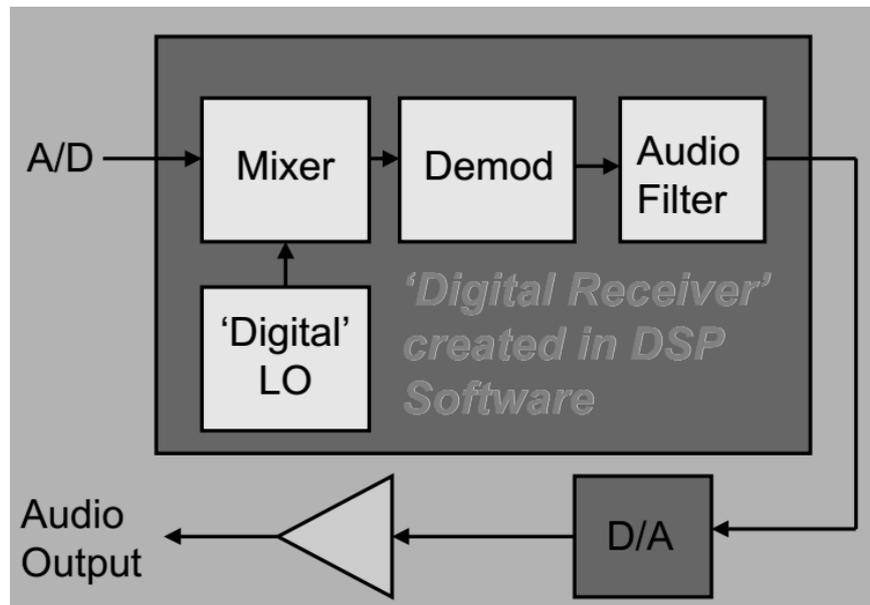
Έτσι, αν υποθέσουμε ότι ο ρυθμός δειγματοληψίας της κάρτας ήχου είναι 44.1kHz και ο αριθμός των FFT bins 4096, τότε το εύρος ζώνης κάθε bin θα είναι 10.766Hz και η κεντρική συχνότητα θα δίνεται από τη σχέση  $f_{center}=10.766*n$ . Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι η κάρτα ήχου μπορεί να δημιουργήσει 4096 ζωνοπερατά φίλτρα, εύρους ζώνης 11Hz στις συχνότητες από 11Hz έως 40kHz.



Εικόνα 40: Η έξοδος του μετασχηματισμού FFT

Το SDR πρόγραμμα εκτελεί λειτουργίες όπως ζωνοπερατό φιλτράρισμα, μετατροπή συχνότητας, επιλογή πλευρικής συχνότητας, μείωση θορύβου στο πεδίο της συχνότητας, ισορρόπηση φάσης και πλάτους για την απόρριψη συχνοτήτων ειδώλου κ.α.

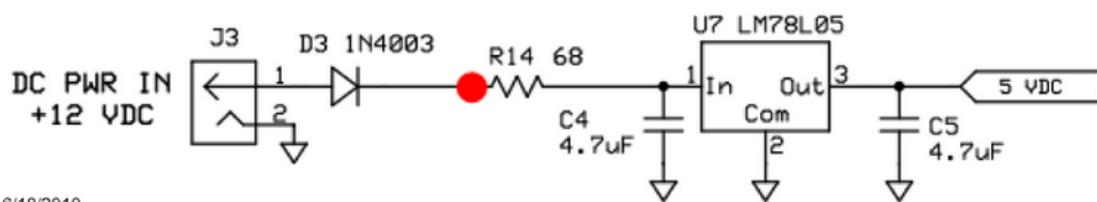
Η χρήση των σημάτων I&Q προσφέρει μεγάλη απόρριψη των ανεπιθύμητων συχνοτήτων ειδώλου έως 70dB, ωστόσο αυτή η τιμή μεταβάλλεται ανάλογα με την κάρτα ήχου και το πρόγραμμα SDR που χρησιμοποιείται. Το φάσμα που απεικονίζεται στο πρόγραμμα SDR κάθε φορά εξαρτάται από τον ρυθμό δειγματοληψίας της κάρτας ήχου. Για παράδειγμα, σε μία κάρτα με ρυθμό δειγματοληψίας 48kHz, στην απεικόνιση καταρράκτη του προγράμματος, εμφανίζονται 24kHz φάσματος σε κάθε μία μεριά δίπλα από την κεντρική συχνότητα.



Εικόνα 41: Ένας “ψηφιακός δέκτης” που υλοποιείται με DSP

## 4.3 Περιγραφή κατασκευής

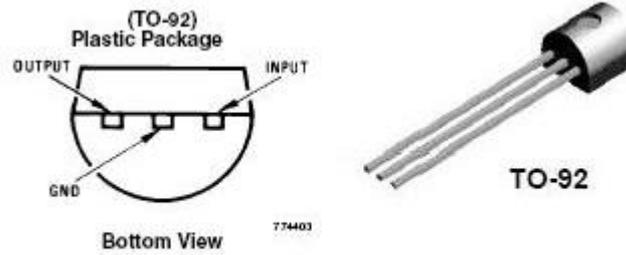
### 4.3.1 Τροφοδοτικό



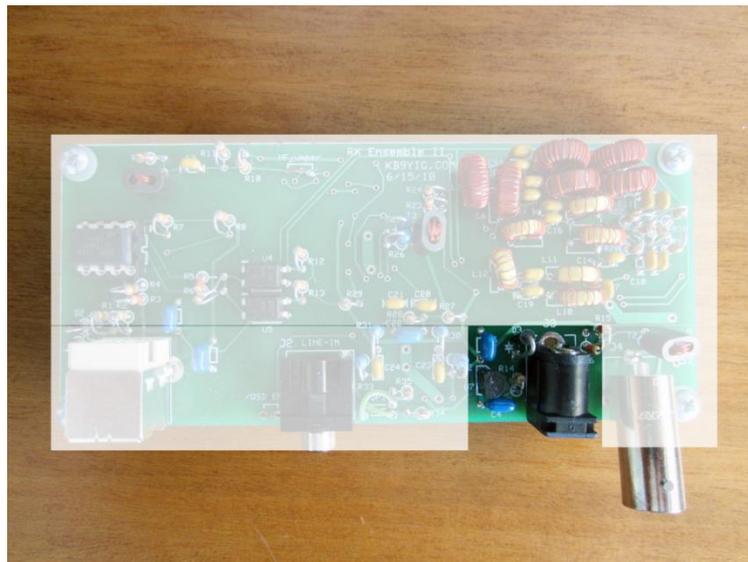
6/18/2010

Εικόνα 42: Η τοπολογία του τροφοδοτικού του δέκτη

Στο στάδιο αυτό, κατασκευάστηκε το τροφοδοτικό του δέκτη, το οποίο τροφοδοτεί την πλακέτα με 5V DC για την λειτουργία των ολοκληρωμένων CMOS chips. Το κύκλωμα έχει ως είσοδο 12V DC από εξωτερική πηγή και χρησιμοποιώντας έναν ρυθμιστή τάσης LM78L05, σταθεροποιεί την τάση στην έξοδο στα 5V.

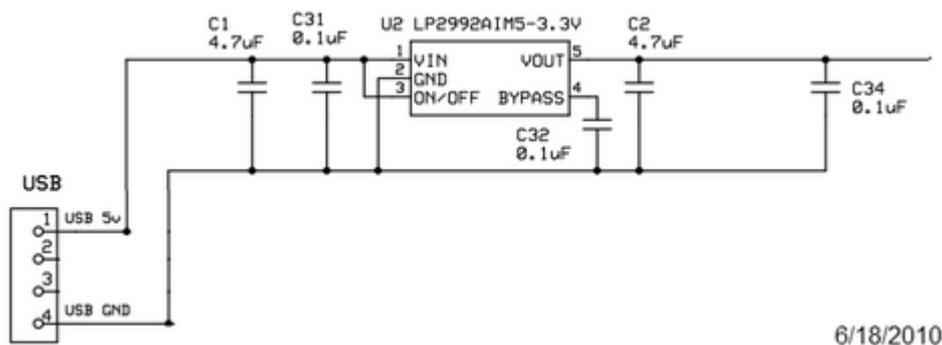


Εικόνα 43: Διάγραμμα ακροδεκτών LM78L05



Εικόνα 44: Η ολοκληρωμένη εικόνα του τροφοδοτικού (πάνω όψη)

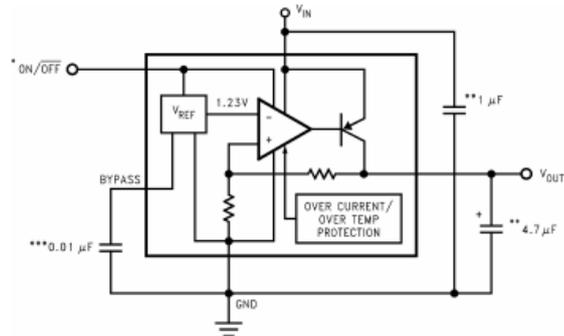
### 4.3.2 Τροφοδοτικό USB



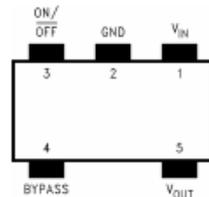
Εικόνα 45: Η τοπολογία του τροφοδοτικού της μονάδας USB του δέκτη

Στο στάδιο αυτό υλοποιήθηκε η μονάδα τροφοδοσίας του τμήματος USB της πλακέτας. Το τμήμα αυτό είναι γαλβανικά μονωμένο από την υπόλοιπη πλακέτα και διαθέτει ξεχωριστή γείωση σε σχέση με την υπόλοιπη πλακέτα. Εκτός από την USB υποδοχή και τον δίαυλο τροφοδοσίας (5V), τοποθετήθηκε και ένας ρυθμιστής τάσης

LP2992 (SMD) για την τροφοδοσία του Si570 τοπικού ταλαντωτή που υλοποιείται στο επόμενο στάδιο. Ο ρυθμιστής τάσης LP2992 λαμβάνει τα 5V DC ως είσοδο και δίνει σταθερή έξοδο 3.3V DC . Με τη σύνδεση ενός 0,1  $\mu\text{F}$  πυκνωτή στην είσοδο BYPASS του ρυθμιστή τάσης LP2992, επιτυγχάνουμε σημαντική μείωση του θορύβου στην έξοδο (τυπικά κατά 30  $\mu\text{V}$ ).

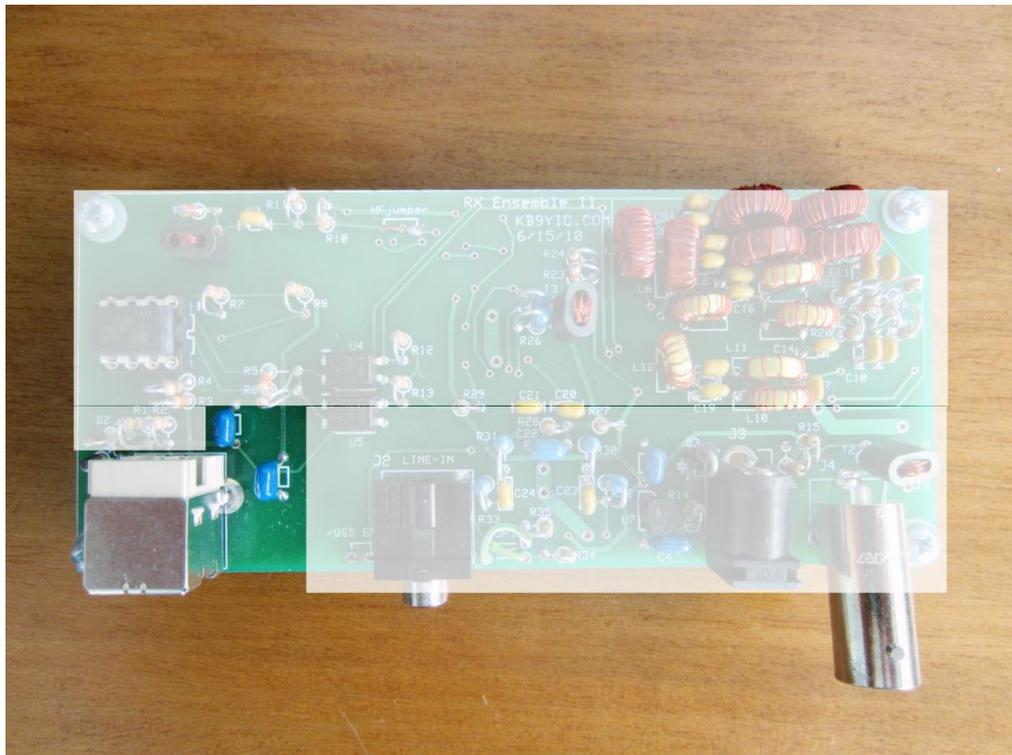


Εικόνα 46:Block Διάγραμμα ρυθμιστή τάσης LP2992

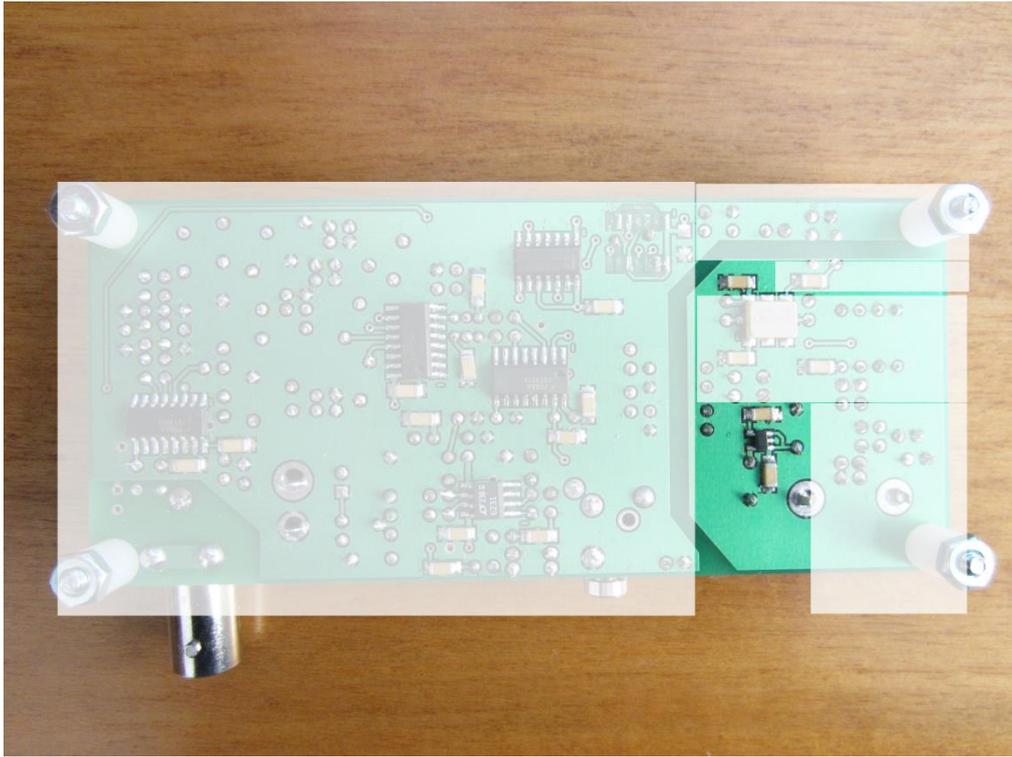


**Figure 1. Top View  
5-Lead SOT-23 (DBV)  
See Package Number DBV0005A**

Εικόνα 47: Block Διάγραμμα ακροδεκτών ρυθμιστή τάσης LP2992

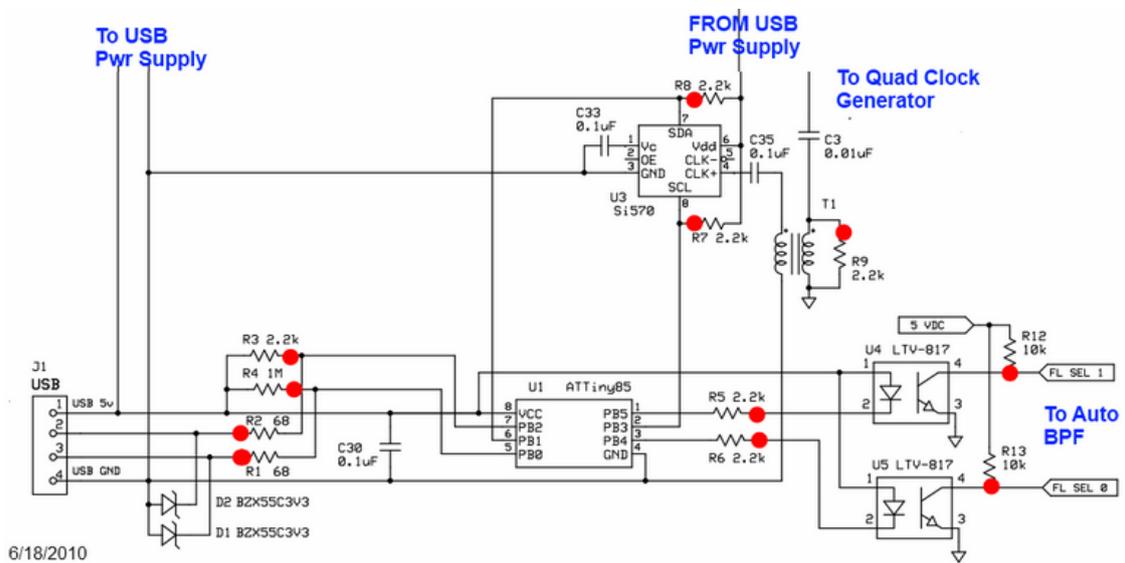


Εικόνα 48: Η ολοκληρωμένη εικόνα του τροφοδοτικού της μονάδας USB (πάνω όψη)



Εικόνα 49: Η ολοκληρωμένη εικόνα του τροφοδοτικού της μονάδας USB (κάτω όψη)

#### 4.3.3 Στάδιο ελέγχου και τοπικού ταλαντωτή



Εικόνα 50: Η τοπολογία του τοπικού ταλαντωτή και του μικροελεγκτή

Στο στάδιο αυτό, υλοποιήθηκαν τα κυκλώματα του μικροελεγκτή και του τοπικού ταλαντωτή. Ο μικροελεγκτής λειτουργεί σαν μια συσκευή USB η οποία έχει τον έλεγχο του προγραμματιζόμενου ταλαντωτή Si570 και γεννά σήματα με τα οποία γίνεται η μεταγωγή ανάμεσα στις ομάδες συχνοτήτων 0,1,2 και 3. Μια σημαντική

παρατήρηση είναι ότι ο τοπικός ταλαντωτής δεν λειτουργεί στην ζητούμενη συχνότητα αλλά παράγει έξοδο σε συχνότητα τετραπλάσια της ζητούμενης.

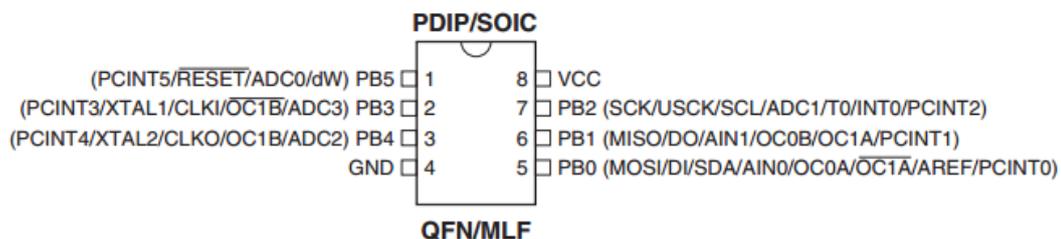
Στο κομμάτι του υλικού, οι δυο σημαντικότερες μονάδες που τοποθετήθηκαν είναι ο ATTINY-85 μικροελεγκτής και ο Si570 προγραμματιζόμενος ταλαντωτής. Ο μικροελεγκτής, λαμβάνει σήματα από τον υπολογιστή στον οποίο είναι συνδεδεμένος ο δέκτης μέσω της υποδοχής USB και αναλόγως ελέγχει τον Si570. Ο έλεγχος περιλαμβάνει την ρύθμιση λειτουργίας του Si570 και τον καθορισμό της συχνότητας εξόδου του ταλαντωτή (τετραπλάσια της ζητούμενης συχνότητας). Επιπλέον, μπορεί να γίνει έλεγχος της κατάστασης του Si570. Η έξοδος του Si570 γίνεται διαθέσιμη στο αναλογικό “radio” κομμάτι του δέκτη μέσω του μετασχηματιστή T1. Συνήθως, τέτοιοι μετασχηματιστές χρησιμοποιούνται για τον υποβιβασμό της τάσης σε αποδεκτά επίπεδα για τα ολοκληρωμένα χαμηλής τάσης που υπάρχουν στο κύκλωμα. Επιπλέον, οι μετασχηματιστές προσφέρουν ηλεκτρική απομόνωση ανάμεσα σε δυο διαφορετικά στάδια ενός κυκλώματος. Για τη υλοποίηση του μετασχηματιστή T1, κατασκευάστηκε ένα πηνίο με δίμιτα τυλίγματα(bifilar). Η επαγωγή του κύριου τυλίγματος είναι 5.76 uH.

Τέλος, τα σήματα έλεγχου για τη μεταγωγή ανάμεσα στις διαφορετικές ομάδες συχνοτήτων από τον μικροελεγκτή προωθούνται σε δυο optoisolators (U4,U5) μέσω των οποίων γίνεται απομόνωση του αναλογικού “radio” κομματιού και του USB κομματιού.

#### Μικροελεγκτής ATTINY-85

Ο 8-bit μικροελεγκτής ATTINY-85 της εταιρείας ATMEL, είναι RISC αρχιτεκτονικής, με ρολόι που λειτουργεί σε συχνότητες 0-10MHz και διαθέτει 32 8-bit καταχωρητές γενικού σκοπού, 9KByte μνήμη Flash, 512 bytes μνήμης EEPROM, 256bytes μνήμης SRAM, έναν 8-bit μετρητή, έναν 8-bit μετρητή υψηλής ταχύτητας και προσφέρει τη δυνατότητα εσωτερικών και εξωτερικών διακοπών καθώς και τρεις λειτουργίες εξοικονόμησης ενέργειας .

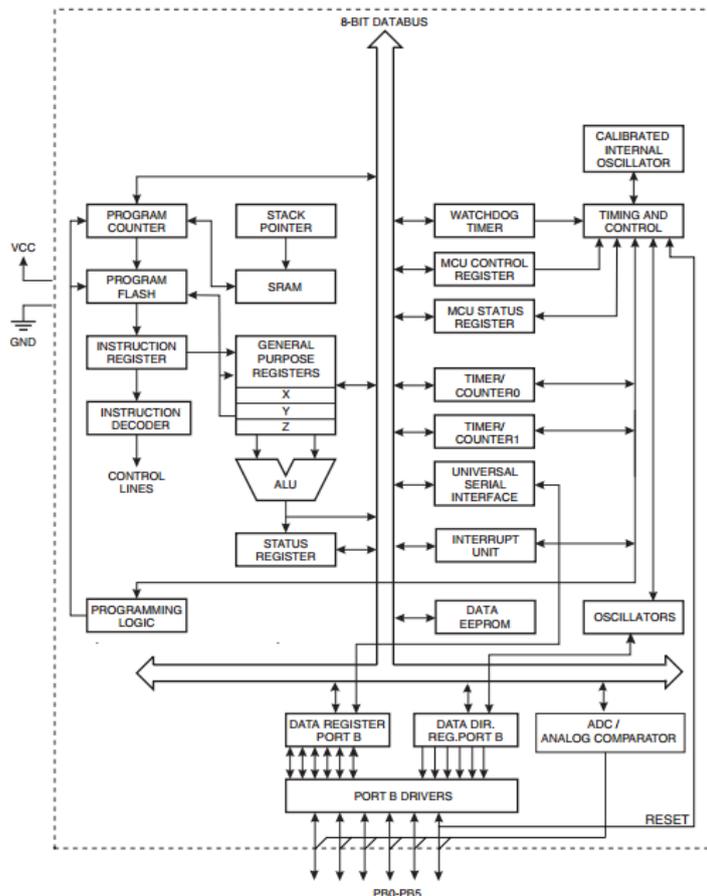
Figure 1-1. Pinout ATtiny25/45/85



Εικόνα 51: Διάγραμμα ακροδεκτών μικροελεγκτή ATTINY-85

(Supply voltage: τροφοδοσία, Ground: γείωση, Port B (PB5..PB0): είναι μια 6-bit αμφίδρομη I/O θύρα με εσωτερικές pull-up αντίστασης για κάθε bit, Reset: Επαναφορά εισόδου)

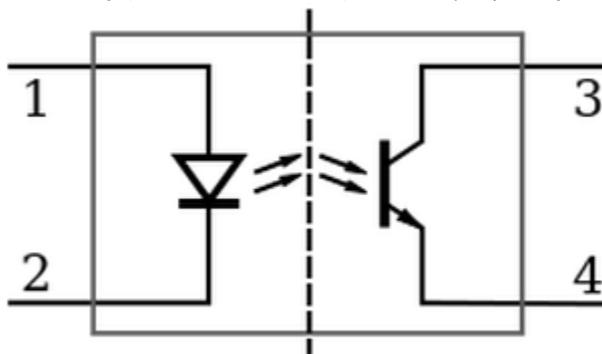
Figure 2-1. Block Diagram



Εικόνα 52: Block διάγραμμα μικροελεγκτή ATtiny85

### Opto-isolators

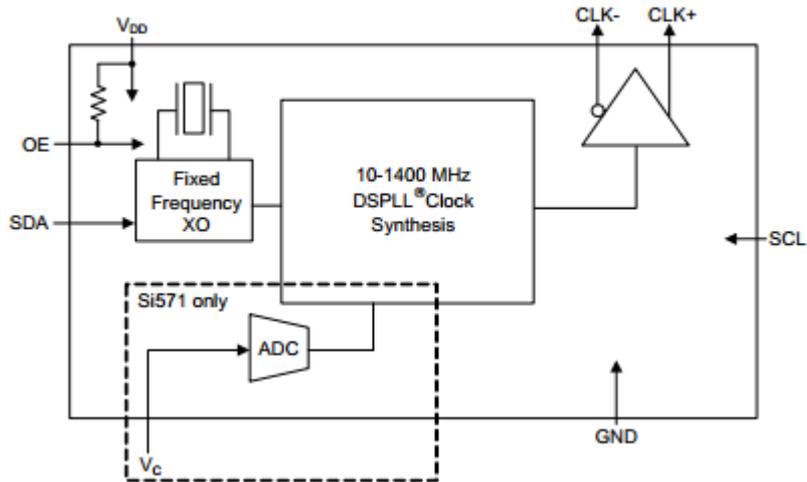
Οι Opto-isolators είναι στοιχεία τα οποία μεταφέρουν ηλεκτρικά σήματα μεταξύ δυο, απομονωμένων μεταξύ τους, κυκλωμάτων χρησιμοποιώντας φως. Οι Opto-isolators χρησιμοποιούνται για την προστασία των κυκλωμάτων από υψηλές τάσεις. Στην πιο απλή του μορφή, ένας Opto-isolator αποτελείται από μια δίοδο εκπομπής φωτός (LED) ή μια δίοδο laser για την αποστολή σημάτων και έναν αισθητήρα φωτός για την λήψη σημάτων. Το εισερχόμενο σήμα μετατρέπεται σε μια ακτίνα διαμορφωμένου ορατού ή υπέρυθρου φωτός. Η ακτίνα αυτή ανιχνεύεται από τον αισθητήρα, ο οποίος μετατρέπει το οπτικό σήμα σε ηλεκτρικό. Το ηλεκτρικό σήμα στην έξοδο είναι πανομοιότυπο με το ηλεκτρικό σήμα στην είσοδο εκτός από τυχόν αλλαγές που μπορεί να υπάρξουν στο πλάτος, ανάλογα με την εφαρμογή.



Εικόνα 53: Διάγραμμα ενός ορτο-isolator το οποίο δείχνει την πηγή φωτός στα αριστερά(LED), το διηλεκτρικό κανάλι στη μέση και τον αισθητήρα φωτός στα αριστερά.

### Προγραμματιζόμενος ταλαντωτής Si570

Ο προγραμματιζόμενος ταλαντωτής Si570 έχει εύρος συχνοτήτων από 10MHz – 1.4GHz. Ο Si570 χρησιμοποιεί έναν κρυσταλλικό ταλαντωτή σταθερής συχνότητας και μια μονάδα DSPLL clock synthesis προκειμένου να παράξει σήματα στην ζητούμενη συχνότητα, με μεγάλη απόρριψη θορύβου, σταθερότητα και αξιοπιστία. Ο προγραμματισμός της γίνεται μέσω μιας I<sup>2</sup>C σειριακής διεπαφής. Στο kit του Softrock Ensemble RX II, η αρχική συχνότητα είναι 56.32MHz η οποία διαιρούμενη δια τέσσερα, δίνει συχνότητα λειτουργίας 14.08MHz. Ο έλεγχος του ταλαντωτή όμως από τον μικροελεγκτή ATtiny85, θέτει τη συχνότητα του σε 28,2MHz, δίνοντας συχνότητα λειτουργίας 7,05MHz (προεπιλεγμένη συχνότητα).



Εικόνα 54: Block Διάγραμμα του Si570 XO προγραμματιζόμενου ταλαντωτή

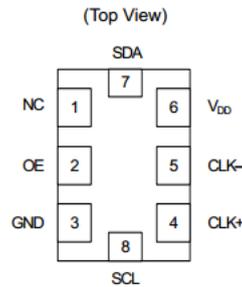
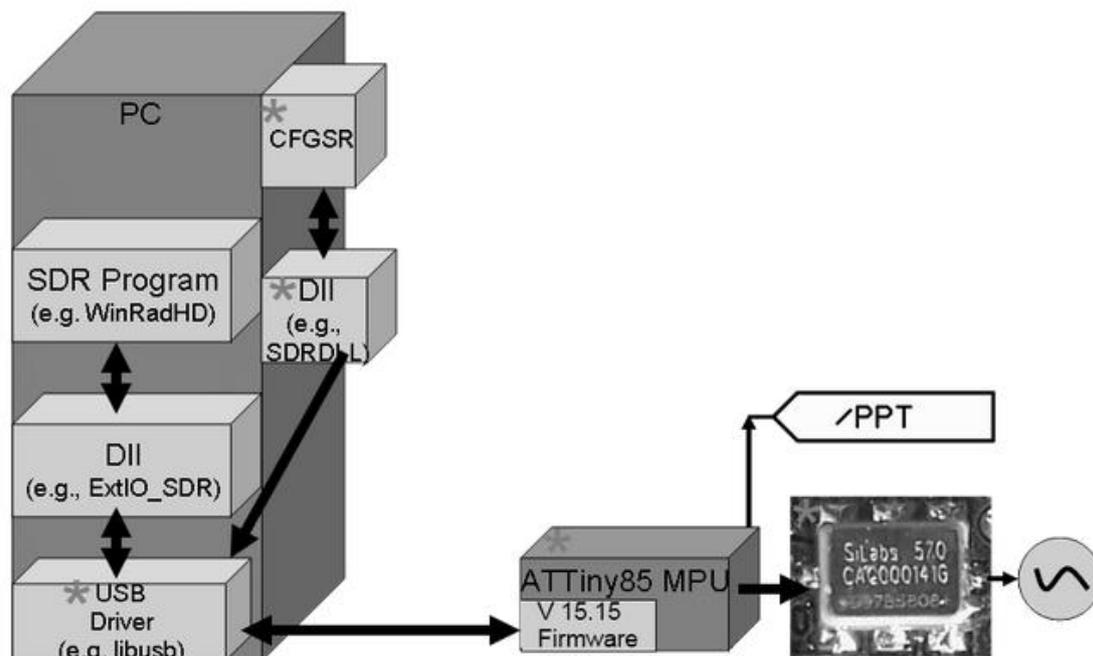


Table 14. Si570 Pin Descriptions

Pin	Name	Type	Function
1	NC	N/A	No Connect. Make no external connection to this pin.
2	OE	Input	Output Enable: See "7. Ordering Information" on page 27.
3	GND	Ground	Electrical and Case Ground.
4	CLK+	Output	Oscillator Output.
5	CLK- (NC for CMOS*)	Output (N/A for CMOS*)	Complementary Output. (NC for CMOS*).
6	V <sub>DD</sub>	Power	Power Supply Voltage.
7	SDA	Bidirectional Open Drain	I <sup>2</sup> C Serial Data.
8	SCL	Input	I <sup>2</sup> C Serial Clock.

\*Note: CMOS output option only: make no external connection to this pin.

Εικόνα 55: Διάγραμμα ακροδεκτών προγραμματιζόμενου ταλαντωτή Si570 XO και επεξήγηση λειτουργιών τους

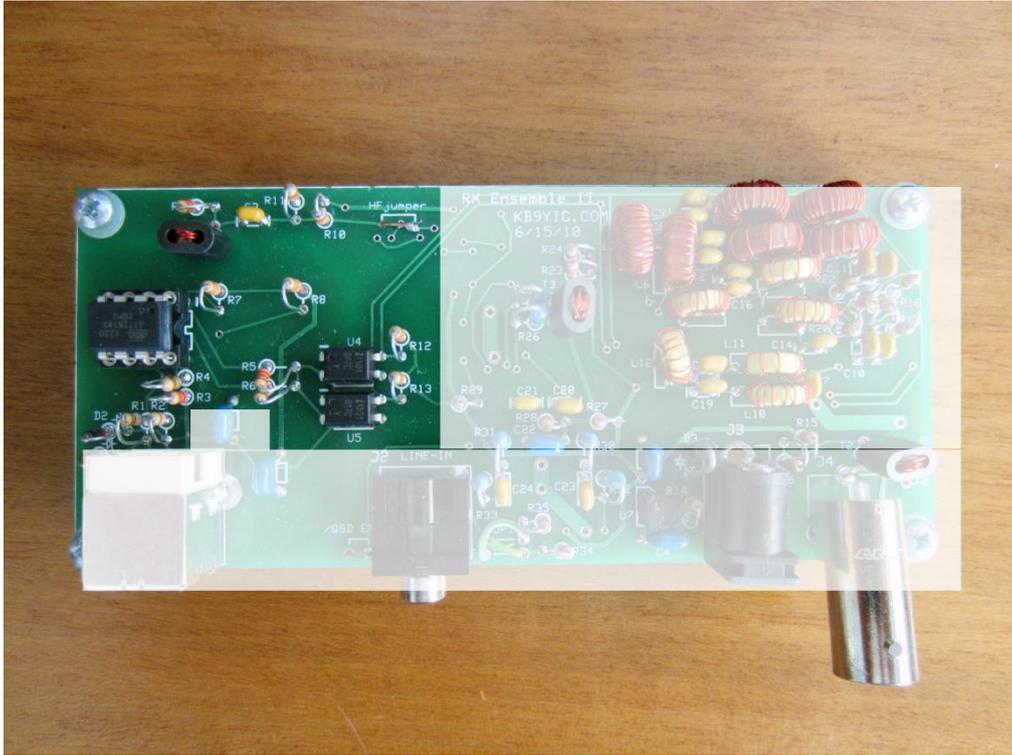


Εικόνα 56: SDR Software Architecture

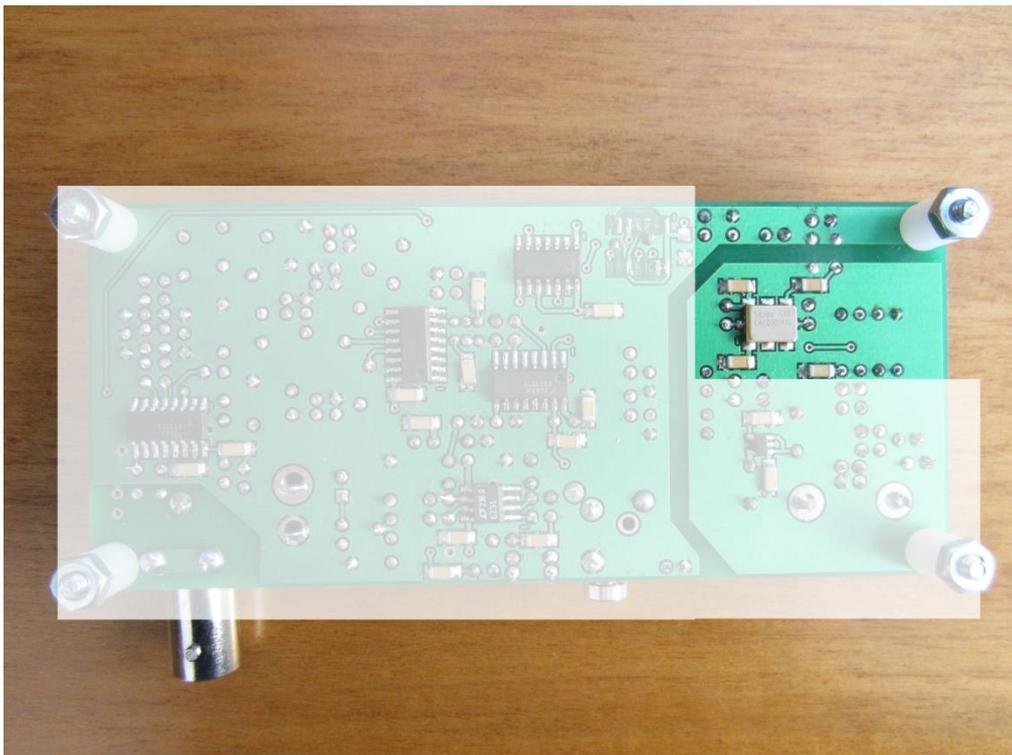
Στο κομμάτι του λογισμικού, οι κύριες λειτουργίες του δέκτη προσφέρονται από το χρησιμοποιούμενο SDR πρόγραμμα(π.χ. Rocky, HDSDR, PowerSDR). Το πρόγραμμα SDR ελέγχει τον προγραμματιζόμενο ταλαντωτή που βρίσκεται στο υλικό. Ένα αρχείο .dll αποτελεί την διεπαφή ανάμεσα στον πρόγραμμα SDR και τον οδηγό USB(driver). Για τον συγκεκριμένο δέκτη, ο οδηγός αποτελεί μια παραλλαγή της βιβλιοθήκης libusb, η οποία προσφέρει σε εφαρμογές, την δυνατότητα ελέγχου της μεταφοράς δεδομένων από και προς συσκευές USB.

Ο μικροελεγκτής ATTINY-85, αναγνωρίζεται από τον υπολογιστή στον οποίο συνδέεται ο δέκτης, ως μια συσκευή USB. Για το λόγο αυτό, απαιτείται η ύπαρξη ενός USB οδηγού προκειμένου το λειτουργικό σύστημα του υπολογιστή να αναγνωρίσει την συσκευή αυτή. Το αρχείο .dll που αναφέρθηκε πιο πάνω επικοινωνεί με τον μικροελεγκτή μέσω του οδηγού USB.

Ο μικροελεγκτής ATTINY-85 αποκρίνεται στα σήματα που λαμβάνει μέσω του καλωδίου που είναι συνδεδεμένο με την υποδοχή της πλακέτας και την USB υποδοχή του υπολογιστή. Τα σήματα USB (Data+ & Data -) μεταφράζονται από το λογισμικό(firmware) που είναι προεγκατεστημένο στον μικροελεγκτή σε σήματα κατάλληλα για τον έλεγχο του ταλαντωτή Si570. Ο αμφίδρομος διάυλος USB, επιτρέπει την αποστολή μηνυμάτων κατάστασης από τον Si570 στον υπολογιστή.

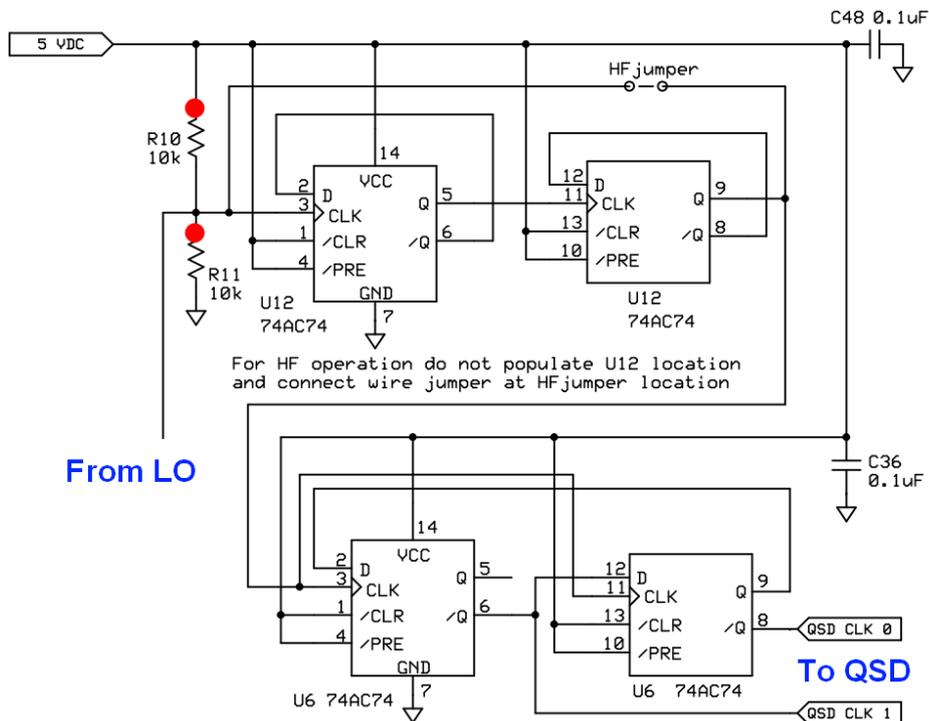


Εικόνα 57: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου τοπικού ταλαντωτή και του μικροελεγκτή (πάνω όψη)



Εικόνα 58: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου τοπικού ταλαντωτή και του μικροελεγκτή (κάτω όψη)

### 4.3.4 Στάδιο Quadrature Clock Generator

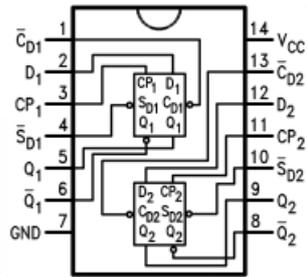


Εικόνα 59: Η τοπολογία του Quadrature Clock Generator

Στο στάδιο αυτό, υλοποιήθηκαν τα στοιχεία για τη διαίρεση της συχνότητας εξόδου του ταλαντωτή δια τέσσερα και την μετατόπιση της φάσης των δύο σημάτων που προκύπτουν, τα οποία έχουν συχνότητα το ένα τέταρτο αυτής του ταλαντωτή και έχουν διαφορά φάσης  $90^\circ$  μοιρών. Τα δύο σήματα είναι πανομοιότυπα εκτός της διαφοράς φάσης τους και θα χρησιμοποιηθούν για το χρονοισμό του διακόπτη του Quadrature Sampling Detector (QSD).

Αρχικά, τοποθετήθηκαν οι αντιστάσεις R10 και R11 για την υλοποίηση του καταμεριστή τάσης και στην συνέχεια τοποθετήθηκε ένα ολοκληρωμένο 74AC74 το οποίο επιτελεί τη διαίρεση της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή και παράγει στην έξοδο του τα δύο σήματα χρονοισμού (QSD CLK 0 & QSD CLK 1). Το 74AC74 αποτελείται από τέσσερα θετικά ακμοπυροδότητα D flip-flops. Ο χρονοισμός των flip-flop γίνεται σύγχρονα, γεγονός που προσφέρει μείωση του παραγόμενου θορύβου κατά την μεταγωγή των σημάτων.

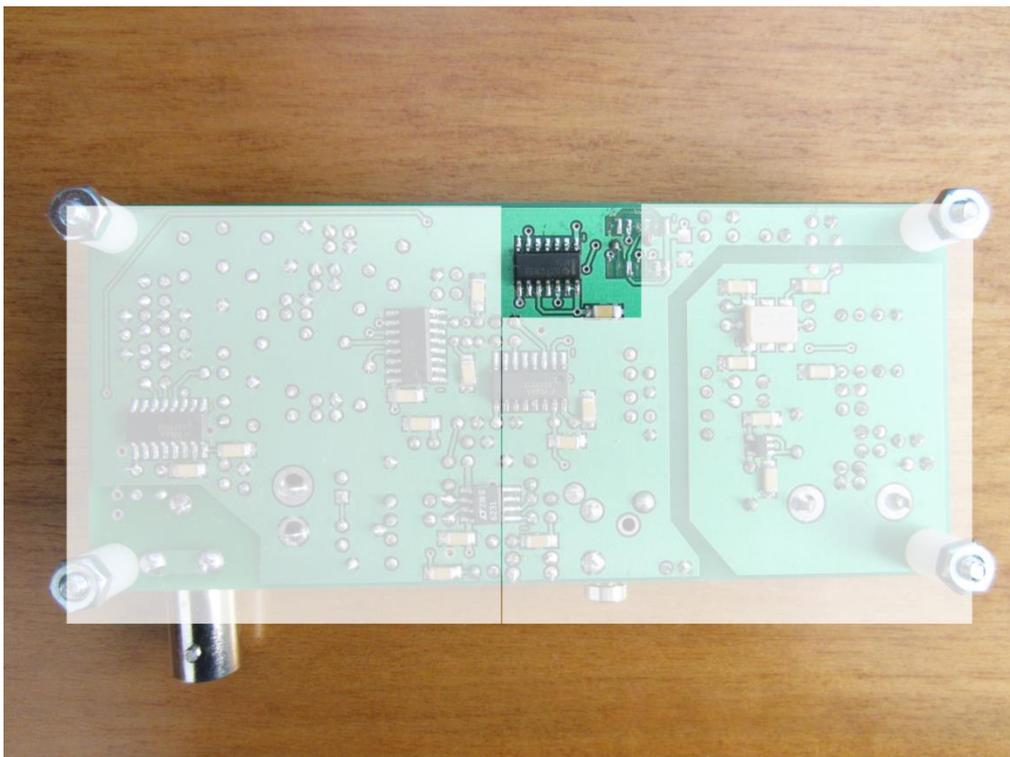
### Connection Diagram



### Pin Descriptions

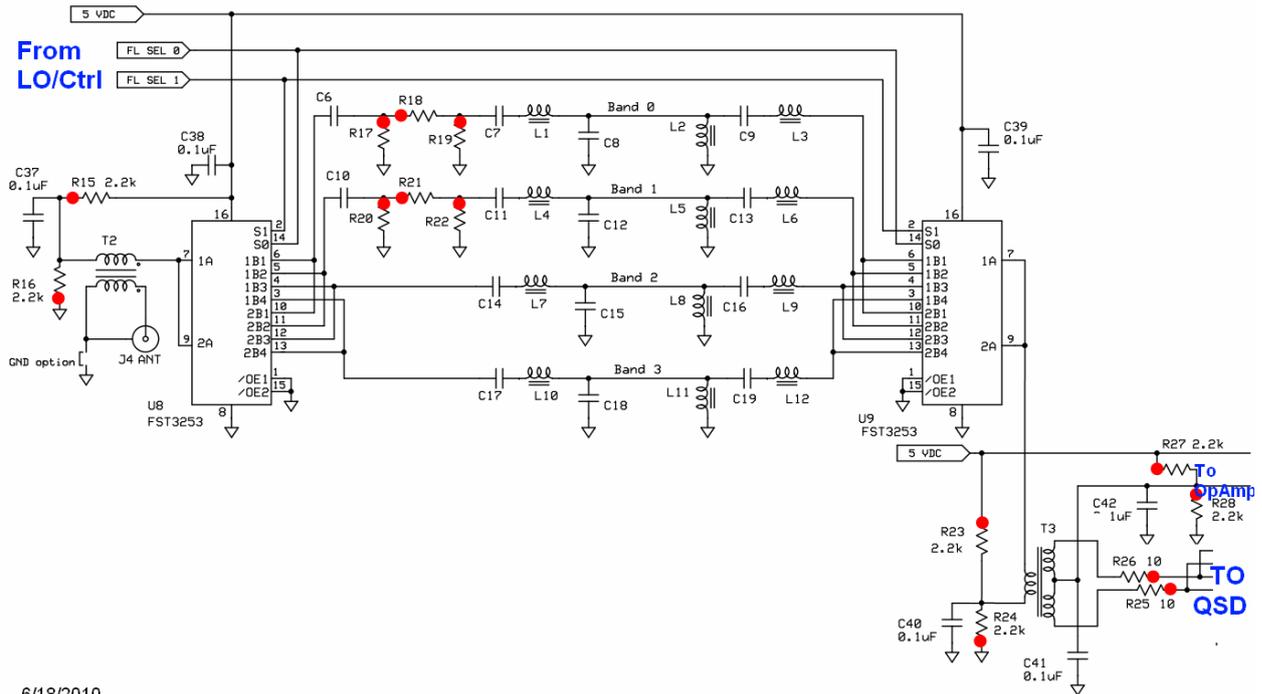
Pin Names	Description
D <sub>1</sub> , D <sub>2</sub>	Data Inputs
CP <sub>1</sub> , CP <sub>2</sub>	Clock Pulse Inputs
$\overline{C}_{D1}$ , $\overline{C}_{D2}$	Direct Clear Inputs
$\overline{S}_{D1}$ , $\overline{S}_{D2}$	Direct Set Inputs
Q <sub>1</sub> , $\overline{Q}_1$ , Q <sub>2</sub> , $\overline{Q}_2$	Outputs

Εικόνα 60: Διάγραμμα ακροδεκτών ολοκληρωμένου 74AC74



Εικόνα 61: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου Quadrature Clock Generator (κάτω όψη)

### 4.3.5 Στάδιο αυτομάτων ζωνοπερατών φίλτρων



6/18/2010

Εικόνα 62: Η τοπολογία του Quadrature Clock Generator

Στο στάδιο αυτό, υλοποιήθηκε το κύκλωμα των αυτομάτων ζωνοπερατών φίλτρων του κυκλώματος. Χρησιμοποιήθηκαν δυο 4-1 πολυπλέκτες/αποπολυπλέκτες για την οδήγηση του σήματος από την κεραία στα τέσσερα RLC ζωνοπερατά φίλτρα και την επιλογή της κατάλληλης εξόδου η οποία αποτελεί είσοδο για τον Quadrature Sampling Detector. Τα φίλτρα προσφέρουν συνεχή κάλυψη των συχνοτήτων από 1,8MHz έως 30MHz.

Η επιλογή του κατάλληλου φίλτρου γίνεται αυτόματα, ανάλογα με τα σήματα "FL SEL 0" και "FL SEL 1" τα οποία παράγει ο μικροελεγκτής ATTiny 85 σύμφωνα και με την συχνότητα εξόδου του ταλαντωτή Si570.

Sel 1 (R12)	Sel 0 (R13)	Band	Low HF (LF) MHz	High HF (LF) MHz
L	L	0	1 (0.180)	4 (0.480)
L	H	1	4 (0.400)	8 (0.800)
H	L	2	8 (0.800)	16 (1.6)
H	H	3	16 (1.6)	30 (3.0)

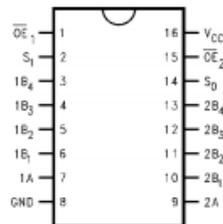
Πίνακας 2: Πίνακας αληθείας για την επιλογή του κατάλληλου φίλτρου

Αρχικά τοποθετήθηκαν οι μετασχηματιστές T2(bifilar, επαγωγή πρωταρχικού τυλίγματος 23.04 uH) και T3(bifilar, επαγωγή πρωταρχικού τυλίγματος 23.04 uH) στην είσοδο και έξοδο των ζωνοπερατών φίλτρων. Ο πυρήνας των δυο bifilar πηνίων είναι φερρίτης. Στην συνέχεια υλοποιήθηκαν τα τέσσερα ζωνοπερατά φίλτρα για κάθε ζώνη συχνοτήτων. Για τους πολυπλέκτες χρησιμοποιήθηκαν δυο ολοκληρωμένα FST3253. Τέλος, τοποθετήθηκε η υποδοχή BNC για την κεραία του δέκτη.

	Πηνίο 1	Πηνίο 2	Πηνίο 3
Band 0	35 σπείρες σε πυρήνα φερρίτη T30-2 διαμέτρου 0.762cm . Επαγωγή 5.50 μH	24 σπείρες σε πυρήνα φερρίτη T30-2 διαμέτρου 0.762cm . Επαγωγή 2.60 μH	35 σπείρες σε πυρήνα φερρίτη T30-2 διαμέτρου 0.762cm . Επαγωγή 5.50 μH
Band 1	21 σπείρες σε πυρήνα φερρίτη T30-2 διαμέτρου 0.762cm . Επαγωγή 2.00 μH	10 σπείρες σε πυρήνα φερρίτη T30-2 διαμέτρου 0.762cm . Επαγωγή 0.46 μH	21 σπείρες σε πυρήνα φερρίτη T30-2 διαμέτρου 0.762cm . Επαγωγή 2.00 μH
Band 2	19 σπείρες σε πυρήνα φερρίτη T25-6 διαμέτρου 0.635cm . Επαγωγή 1.00 μH	10 σπείρες σε πυρήνα φερρίτη T25-6 διαμέτρου 0.635cm . Επαγωγή 27.00 μH	19 σπείρες σε πυρήνα φερρίτη T25-6 διαμέτρου 0.635cm . Επαγωγή 1.00 μH
Band 3	13 σπείρες σε πυρήνα φερρίτη T25-6 διαμέτρου 0.635cm. Επαγωγή 0.46 μH	7 σπείρες σε πυρήνα φερρίτη T25-6 διαμέτρου 0.635cm. Επαγωγή 0.13 μH	13 σπείρες σε πυρήνα φερρίτη T25-6 διαμέτρου 0.635cm. Επαγωγή 0.46 μH

Πίνακας 3: Χαρακτηριστικά κατασκευής πηνίων

### Connection Diagram



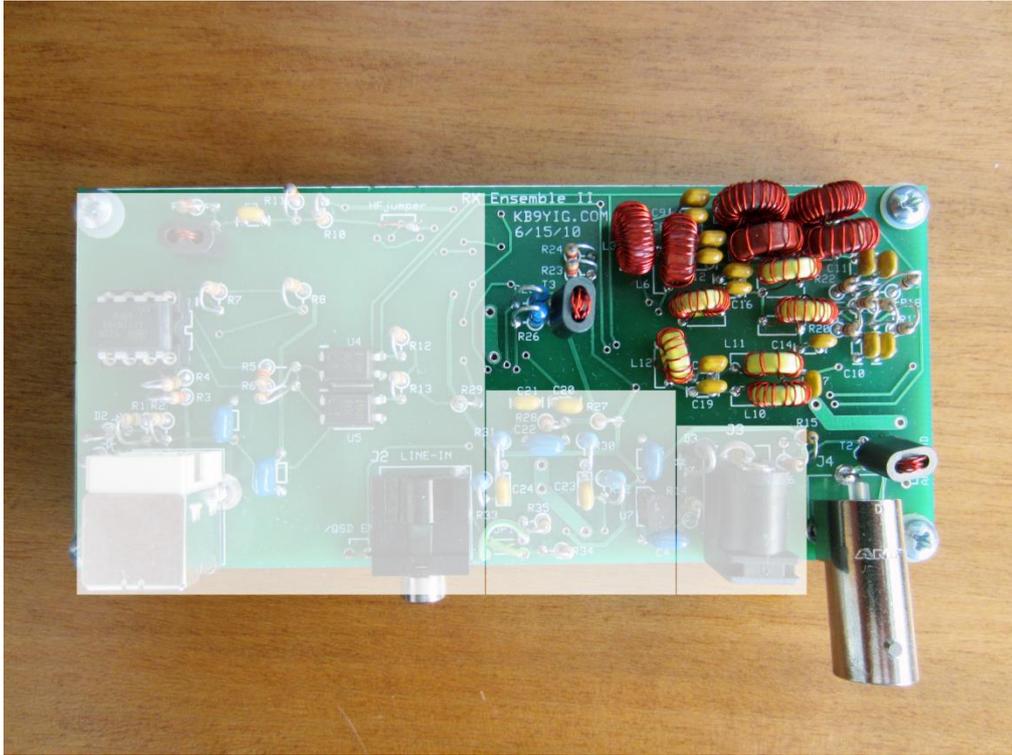
### Pin Descriptions

Pin Name	Description
$\overline{OE}_1, \overline{OE}_2$	Bus Switch Enables
$S_0, S_1$	Select Inputs
A	Bus A
$B_1, B_2, B_3, B_4$	Bus B

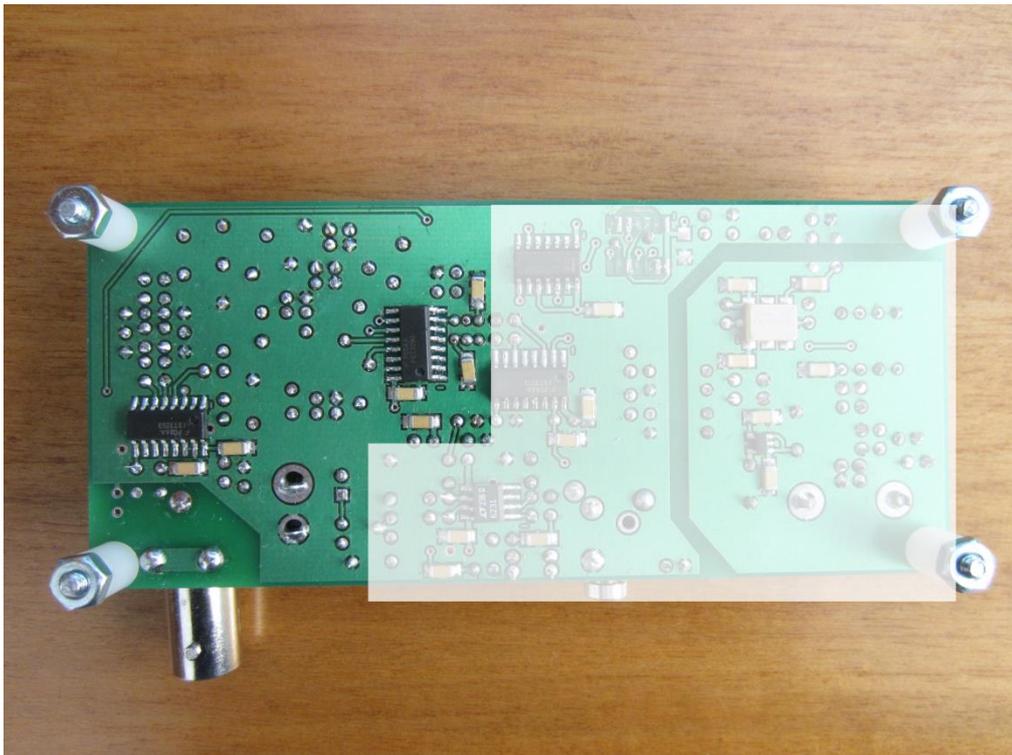
### Truth Table

$S_1$	$S_0$	$\overline{OE}_1$	$\overline{OE}_2$	Function
X	X	H	X	Disconnect 1A
X	X	X	H	Disconnect 2A
L	L	L	L	A = B <sub>1</sub>
L	H	L	L	A = B <sub>2</sub>
H	L	L	L	A = B <sub>3</sub>
H	H	L	L	A = B <sub>4</sub>

Εικόνα 63: Διάγραμμα ακροδεκτών ολοκληρωμένου FST3253(Dual 4:1 Multiplexer/Demultiplexer Bus Switch) και πίνακας αληθείας του.

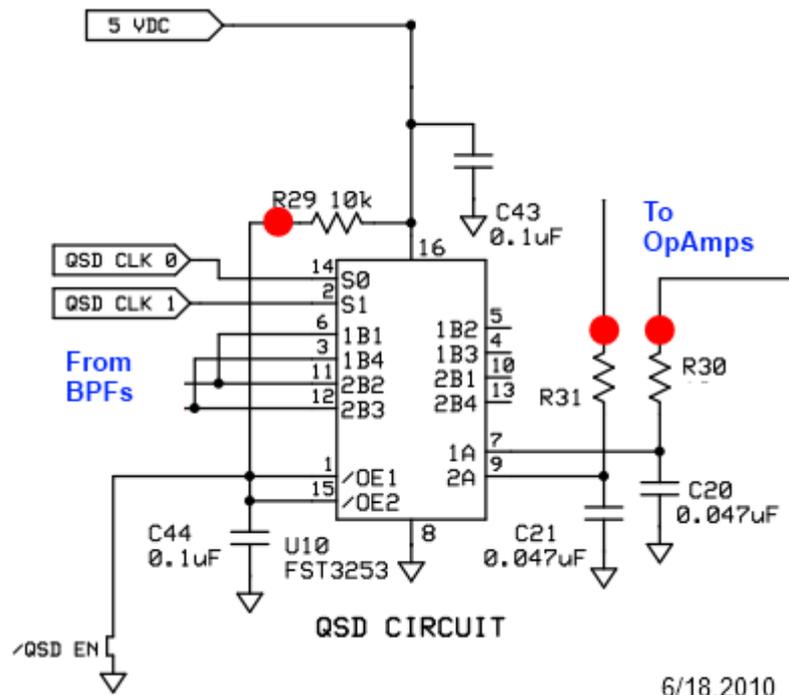


Εικόνα 64: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου αυτομάτων ζωνοπερατών φίλτρων (πάνω όψη)



Εικόνα 65: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου αυτομάτων ζωνοπερατών φίλτρων (κάτω όψη)

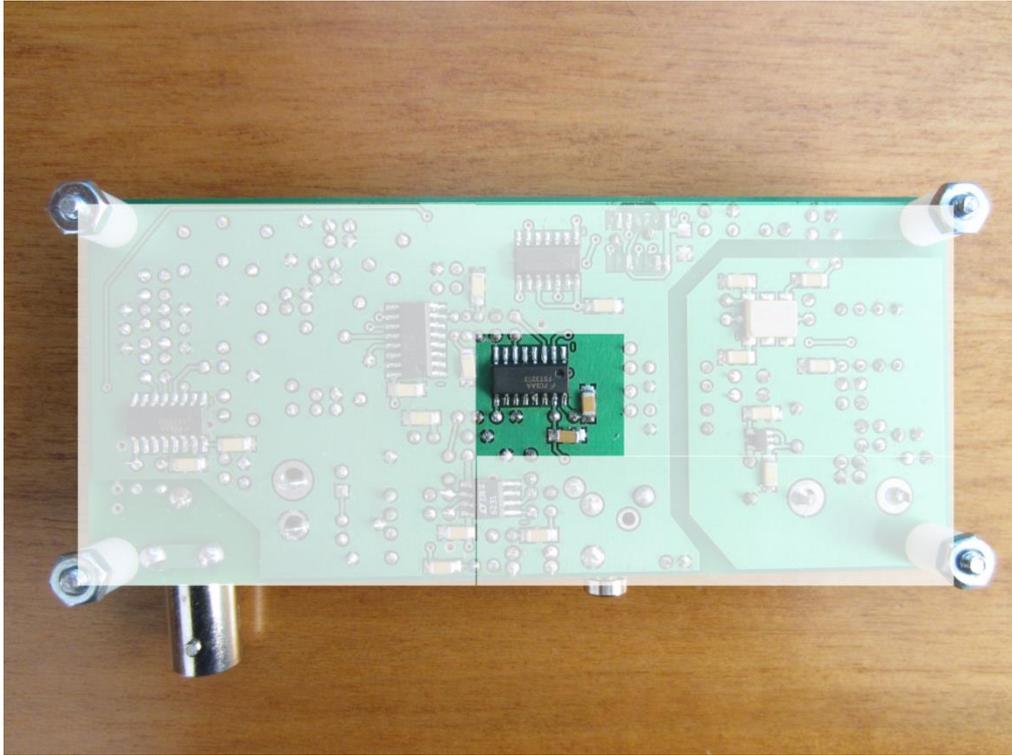
#### 4.3.6 Στάδιο Quadrature Sampling Detector



Εικόνα 66: Η τοπολογία του Quadrature Sampling Detector

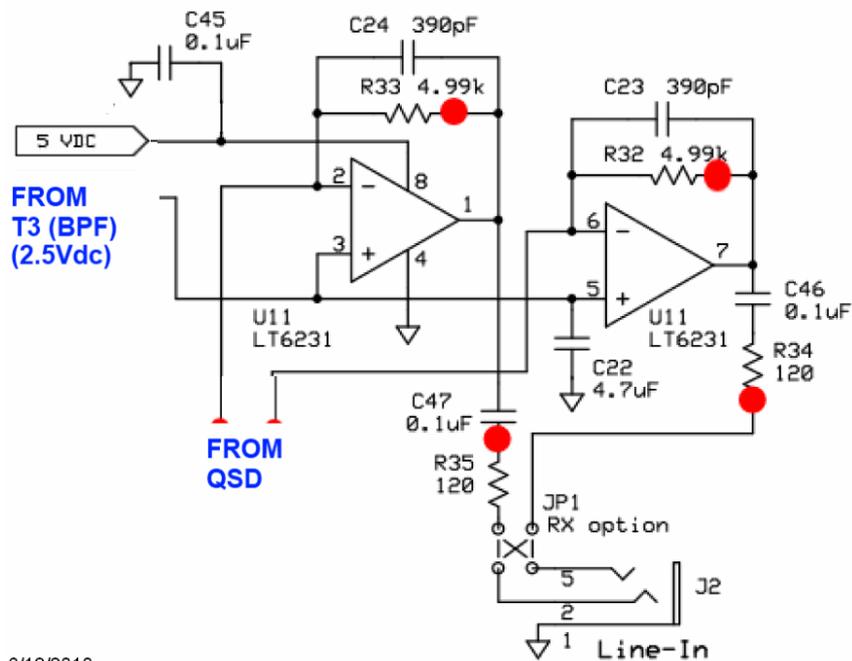
Στο στάδιο αυτό υλοποιήθηκε ο Quadrature Sampling Detector. Χρησιμοποιήθηκε και πάλι ένα ολοκληρωμένο FST3253(4-1 πολυπλέκτης) σύμφωνα με την συνδεσμολογία που φαίνεται πιο πάνω. Το RF σήμα εξόδου από το στάδιο των αυτομάτων ζωνοπερατών φίλτρων, αποτελεί είσοδο για τον ακροδέκτη 1B και η καθυστερημένη έκδοσή του κατά  $90^\circ$  είσοδο για τον ακροδέκτη 2B του ολοκληρωμένου. Τα ορθογώνια σήματα ελέγχου(QSD CLK 0, QSD CLK 1) λαμβάνονται από την γεννήτρια παλμών χρονισμού (στάδιο Quadrature Clock Generator). Ο πολυπλέκτης εκτελεί μεταγωγή του σήματος ανάμεσα στους πυκνωτές δειγματοληψίας. Στην διάρκεια του πρώτου κύκλου, ο πολυπλέκτης προωθεί το σήμα από τις εισόδους 1B4 και 2B3 στον πυκνωτή C20 και το ορθογώνιο σήμα των εισόδων 1B1 και 2B2 στον πυκνωτή C21. Στον δεύτερο κύκλο, όπου το σήμα του τοπικού ταλαντωτή έχει μεταβληθεί κατά  $90^\circ$ , ο πολυπλέκτης προωθεί το σήμα από τις εισόδους 1B4 και 2B3 στον πυκνωτή C21 και το ορθογώνιο σήμα των εισόδων 1B1 και 2B2 στον πυκνωτή C20. Η λειτουργία αυτή επαναλαμβάνεται συνεχώς και έτσι το εισερχόμενο RF σήμα, δειγματοληπτείται στην ενδιάμεση συχνότητα.

Οι έξοδοι των πυκνωτών δειγματοληψίας, οδηγούνται στο επόμενο στάδιο, στους διαφορικούς ενισχυτές όπου παράγονται τα σήματα I&Q που τροφοδοτούνται στην κάρτα ήχου.



Εικόνα 67: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου Quadrature Sampling Detector (κάτω όψη)

#### 4.3.7 Στάδιο Τελεστικών ενισχυτών

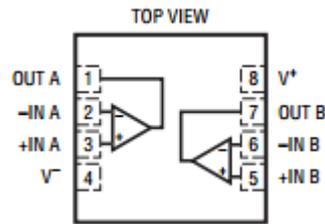


6/18/2010

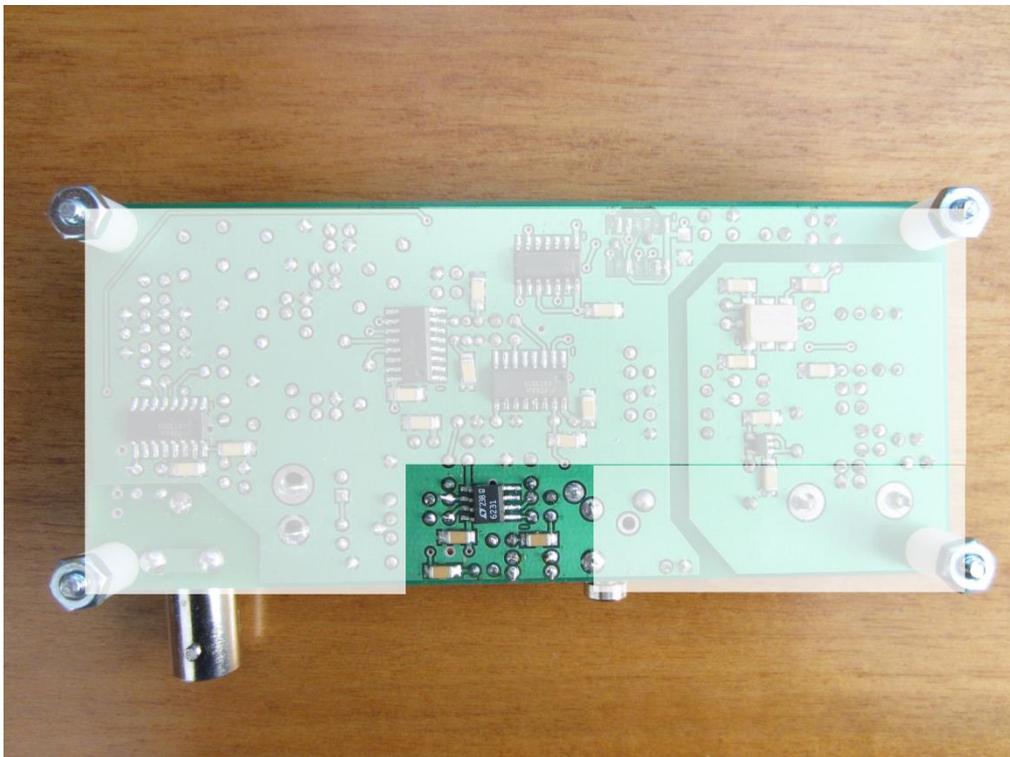
Εικόνα 68: Η τοπολογία του σταδίου των τελεστικών ενισχυτών Quadrature Sampling Detector

Στο τελευταίο στάδιο υλοποιήθηκαν δύο τελεστικοί ενισχυτές οι οποίοι ενισχύουν τα σήματα I & Q από το στάδιο του Quadrature Sampling Detector. Οι ενισχυτές λειτουργούν σε αναστρέφουσα συνδεσμολογία και η έξοδος τους οδηγείται

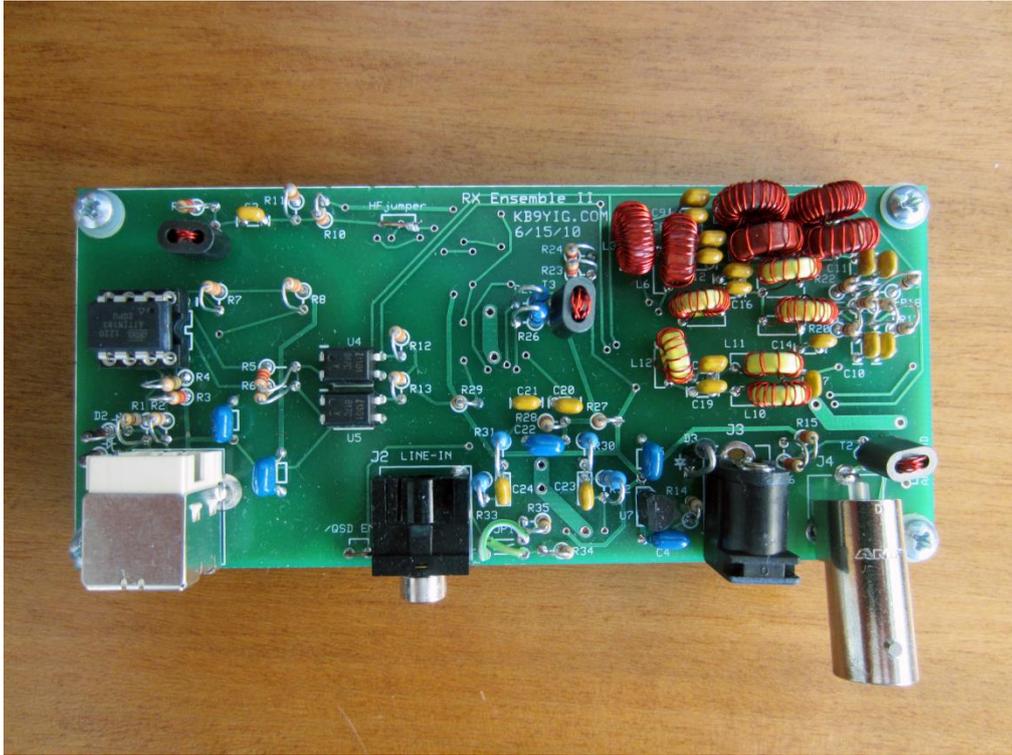
μέσω χωρητική σύζευξης και μέσω μίας αντίστασης  $120\Omega$  στην έξοδο ήχου 3.5mm stereo jack. Για τους ενισχυτές χρησιμοποιήθηκε ένα ολοκληρωμένο LT6231. Το ολοκληρωμένο LT6231 αποτελείται από 2 τελεστικούς ενισχυτές χαμηλού θορύβου οι οποίοι έχουν εύρος ζώνης συχνοτήτων 215MHz.



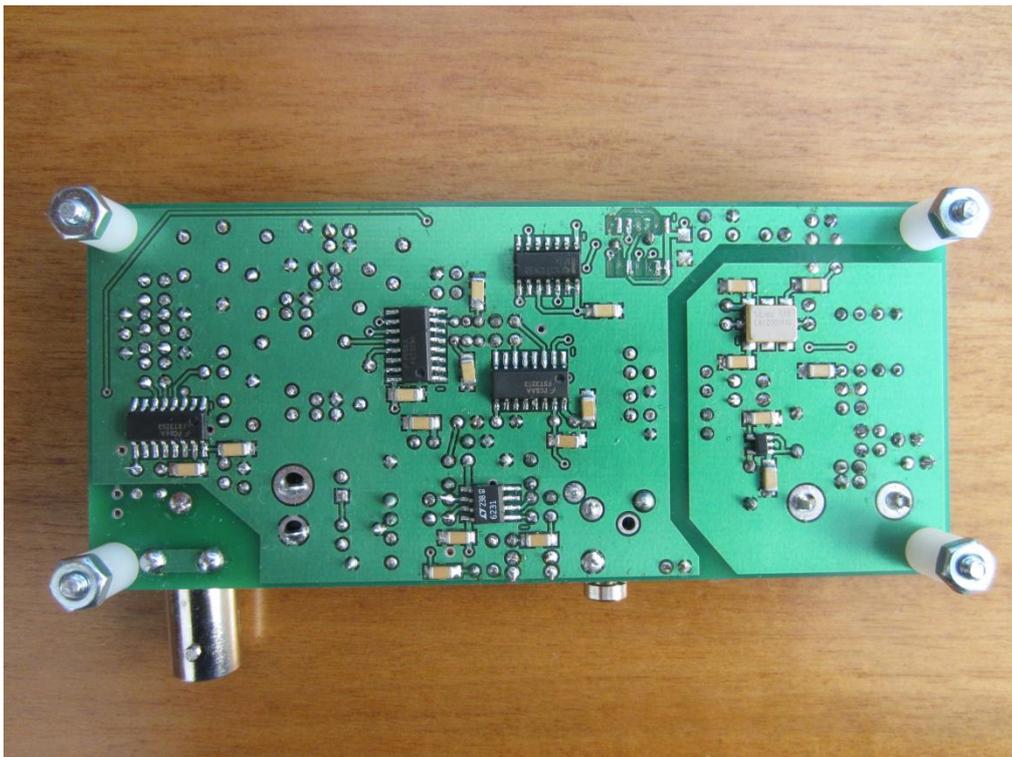
Εικόνα 69: Διάγραμμα ακροδεκτών ολοκληρωμένου LT6231



Εικόνα 70: Η ολοκληρωμένη εικόνα του σταδίου των τελεστικών ενισχυτών (κάτω όψη)



Εικόνα 71: Η ολοκληρωμένη εικόνα του δέκτη (πάνω όψη)



Εικόνα 72: Η ολοκληρωμένη εικόνα του δέκτη (κάτω όψη)

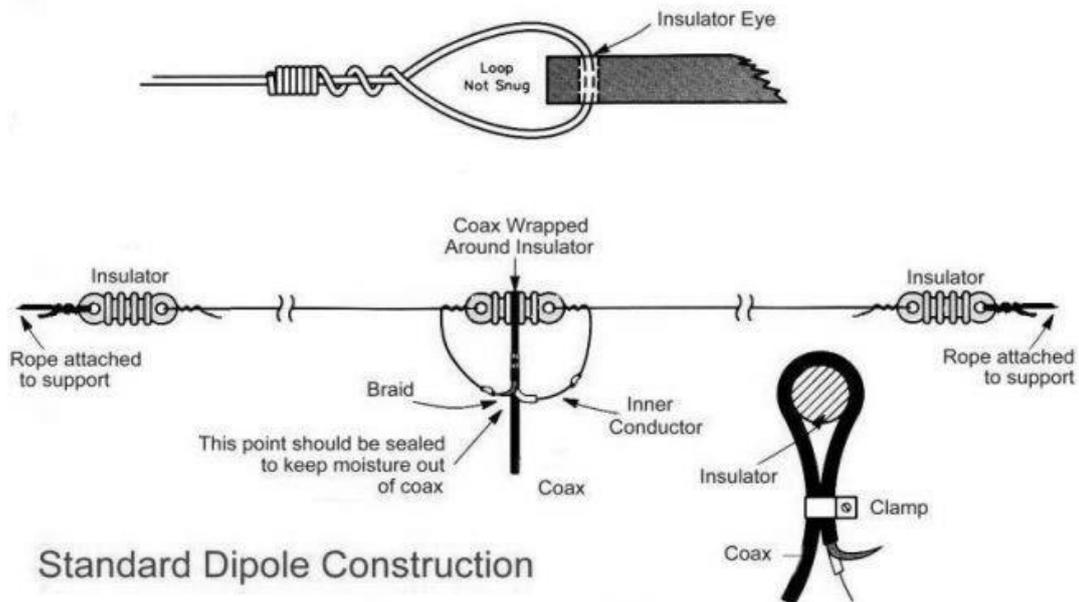
Ο δέκτης τοποθετήθηκε μέσα σε μεταλλικό κουτί για φυσική προστασία της πλακέτας αλλά και την προστασία του κυκλώματος από εξωτερικές πηγές ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας και θορύβου.



Εικόνα 73: Το κουτί του δέκτη

#### 4.3.8 Κατασκευή κεραίας

Για την κεραία του δέκτη, κατασκευάστηκε μια κεραία δίπολο συνολικού μήκους 8 μέτρων.



Εικόνα 74: Κατασκευή κεραίας δίπολου

#### Διαδικασία κοπής

Αρχικά κόπηκαν 2 κομμάτια καλωδίου CAVEL SAT 703 75 Ohm EN50117-2-4 μήκους 4,17m. Τα επιπλέον 17 εκατοστά θα χρησιμοποιηθούν για την πρόσδεση στους μονωτήρες. Στην συνέχεια κόπηκαν 10m ομοαξονικού καλωδίου, το οποίο χρησιμοποιείται για την τροφοδοσία του σήματος στον δέκτη. Τέλος, κόπηκε 1 μέτρο σχοινιού νάilon για την στερέωση των ακραίων μονωτήρων.

### Διαδικασία μόνωσης

Τοποθετήθηκαν 2 ακραίοι μονωτήρες σε κάθε ένα από τα δύο κομμάτια καλωδίου, όπως φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 75: Ακραίος μονωτήρας

Ακολούθως τοποθετήθηκε ο κεντρικός μονωτήρας και σε αυτόν προσδέθηκαν τα 2 κομμάτια καλωδίου (χρησιμοποιώντας τα επιπλέον 17 εκατοστά γυμνού σύρματος). Τέλος, γύρω από αυτόν προσδέθηκε η μια άκρη του ομοαξονικού καλωδίου.



Εικόνα 76: Κεντρικός μονωτήρας

### Διαδικασία κόλλησης των καλωδίων

Απογυμνώθηκαν 15 εκατοστά από το άκρο του ομοαξονικού καλωδίου στον μονωτήρα. Ξεπλέχθηκε το πλέγμα χαλκού που χρησιμοποιείται για θωράκιση του πυρήνα και απογυμνώθηκε ο πυρήνας, όπως φαίνεται στην εικόνα.



Εικόνα 77: Προετοιμασία ομοαξονικού καλωδίου για κόλληση

Τέλος, κολλήθηκε με καλαί ο πυρήνας του ομοαξονικού καλωδίου με το γυμνό σύρμα στην μια άκρη του κεντρικού μονωτήρα και το πλέγμα της θωράκισης με το γυμνό σύρμα στην άλλη μεριά του μονωτήρα.



Εικόνα 78: Τελική κατασκευή γύρω από τον κεντρικό μονωτήρα

Τέλος, τοποθετήθηκε η υποδοχή BNC στο άλλο άκρο του ομοαξονικού καλωδίου.



Εικόνα 79: Τελική κατασκευή κεραίας

## Τροφοδοτικό



Εικόνα 80: Το τροφοδοτικό που χρησιμοποιήθηκε για την εξωτερική τροφοδοσία του δέκτη.

Output Voltage: 13.8V fixed or 9-15V adjustable, Output Voltage Regulation: < 2%,  
Output Current: 28A max., 20A continuous, Ripple: < 80mVpp at rated load

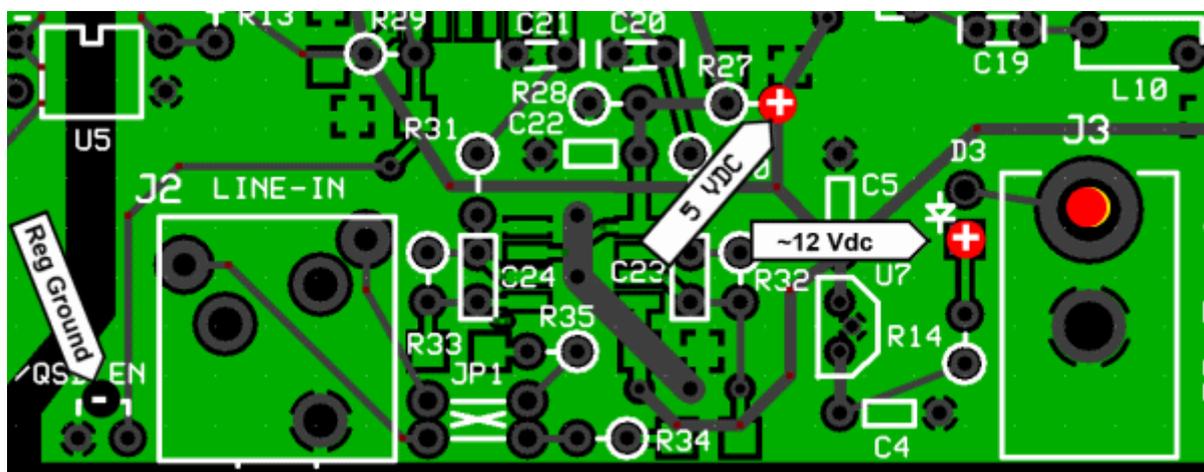
## 4.4 Περιγραφή δοκιμών

### 4.4.1 Τροφοδοτικό δέκτη

Για τον έλεγχο της ορθής λειτουργίας του τροφοδοτικού, ελέγχθηκαν τα σημεία A και B ώστε να αποδίδουν της ζητούμενες τάσεις. Οι μετρήσεις έγιναν ως προς την κανονική γείωση της πλακέτας και όχι εκείνη της μονάδας USB. Επιπλέον μετρήθηκε η κατανάλωση ρεύματος στο τροφοδοτικό στα 4,6mA (τυπική τιμή <8mA).

Σημείο μέτρησης	Ζητούμενη τάση	Μέτρηση
A	0,6V μικρότερη από την τάση εισόδου	12.2
B	5V	4.95

Πίνακας 4: Μετρήσεις τάσεων για το στάδιο του τροφοδοτικού

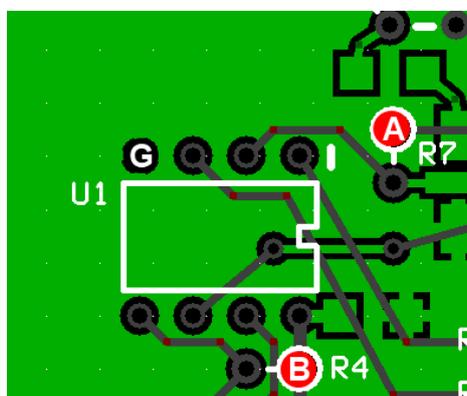


### 4.4.2 Τροφοδοτικό USB

Αρχικά μετρήθηκε η αντίσταση στα σημεία A και B ως προς την γείωση της μονάδας USB ώστε να μην υπάρχει κάποιο βραχυκύκλωμα.

Σημείο μέτρησης	Ζητούμενη αντίσταση	Μέτρηση
A to USB ground	>100kΩ	121kΩ
B to USB ground	>1MΩ	9MΩ and rising

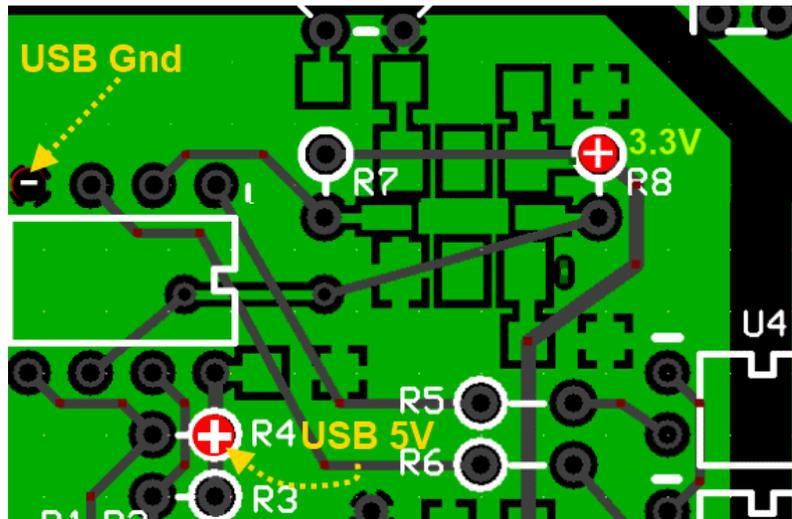
Πίνακας 5: Μετρήσεις ελέγχου βραχυκυκλώματος για το στάδιο του τροφοδοτικού USB



Έχοντας συνδεδεμένη την πλακέτα με τον υπολογιστή μέσω του USB καλωδίου, λήφθηκαν οι παρακάτω μετρήσεις.

Σημείο μέτρησης	Ζητούμενη τάση	Μέτρηση
A	3.3V	3.26
B	5V	5.05

Πίνακας 6: Μετρήσεις ελέγχου τάσεων για το στάδιο του τροφοδοτικού USB



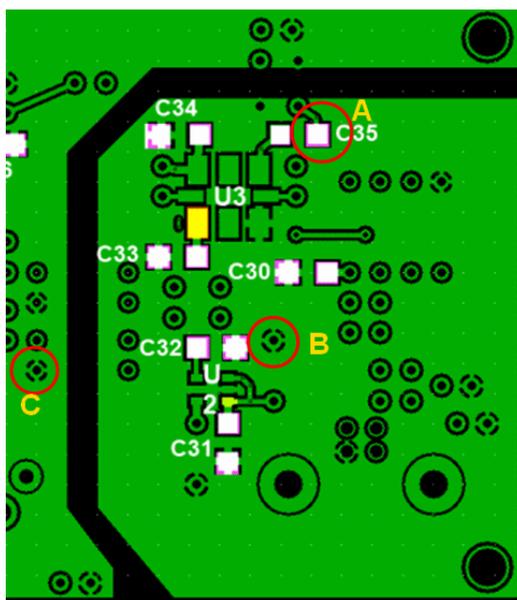
#### 4.4.3 Στάδιο ελέγχου και τοπικού ταλαντωτή

Έχοντας συνδεδεμένο το τροφοδοτικό του δέκτη, αρχικά μετρήθηκε η κατανάλωση ρεύματος χωρίς την τροφοδοσία από το USB και στην συνέχεια με την τροφοδοσία του USB καλωδίου από τον υπολογιστή.

Περιγραφή Μέτρησης	Ζητούμενο ρεύμα	Μέτρηση
A Χωρίς το καλώδιο USB συνδεδεμένο	<8mA	4.8mA
B Με το καλώδιο USB συνδεδεμένο	<9mA	5.9mA

Πίνακας 7: Μετρήσεις ρεύματος για το στάδιο του τοπικού ταλαντωτή

Στην συνέχεια, χρησιμοποιώντας το πολύμετρο, ελέγχθηκαν τυχόν βραχυκυκλώματα στο κύκλωμα του τοπικού ταλαντωτή και στον μετασχηματιστή T1, σύμφωνα με τις υποδείξεις του σχεδιαστή.



Σημεία Μέτρησης	Μέτρηση
Continuity test A to B	0Ω
Continuity test A to C	∞

Πίνακας 8: Έλεγχος βραχυκυκλωμάτων στο κύκλωμα του τοπικού ταλαντωτή και στον μετασχηματιστή T1

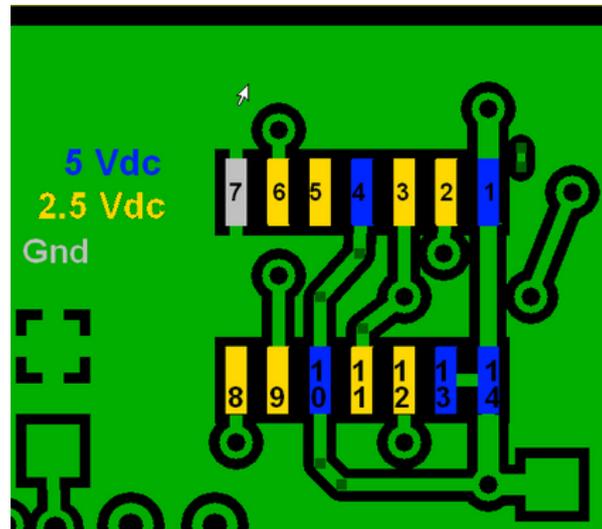
Τέλος, για τον έλεγχο της εξόδου του σταδίου του τοπικού ταλαντωτή χρησιμοποιήθηκε το εργαλείο λογισμικού CFGSR.exe με το οποίο ρυθμίσαμε την συχνότητα του ταλαντωτή προκειμένου να ληφθούν οι παρακάτω μετρήσεις.

Σημείο μέτρησης	Ζητούμενη τάση	Μέτρηση
Hairpin αντίστασης R12(συχνότητα 2MHz band 0)	0V	100mV
Hairpin αντίστασης R12(συχνότητα 6MHz band 1)	0V	100mV
Hairpin αντίστασης R12(συχνότητα 12MHz band 2)	5V	5.01V
Hairpin αντίστασης R12(συχνότητα 24MHz band 3)	5V	5.01V
Hairpin αντίστασης R12(συχνότητα 2MHz band 0)	0V	100mV
Hairpin αντίστασης R12(συχνότητα 6MHz band 1)	5V	5.01V
Hairpin αντίστασης R12(συχνότητα 12MHz band 2)	0V	100mV
Hairpin αντίστασης R12(συχνότητα 24MHz band 3)	5V	5.01V

Πίνακας 9: Μετρήσεις τάσεων στο στάδιο ελέγχου και τοπικού ταλαντωτή

#### 4.4.4 Στάδιο Quadrature Clock Generator

Με συνδεδεμένο και το καλώδιο του USB και το τροφοδοτικό του δέκτη μετρήθηκε η τάση στην έξοδο του καταμεριστή R10, R11 στα 2.53V (ζητούμενη τάση 2.5V). Ακολούθως, μετρήθηκαν οι τιμές των τάσεων στους ακροδέκτες του ολοκληρωμένου U6(74AC74) όπως φαίνεται παρακάτω.

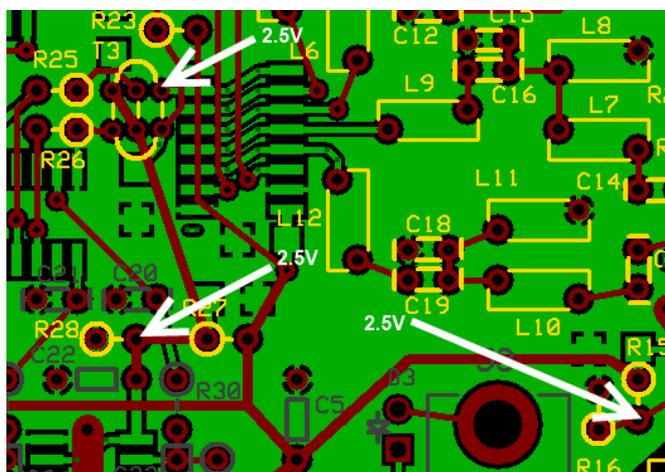


Ακροδέκτης μέτρησης	Ζητούμενη τάση	Μέτρηση
Pin 1	5V	4.95V
Pin 2	2.5V	2.62V
Pin 3	2-3V	2.82V
Pin 4	5V	4.95V
Pin 5	2.5V	2.82V
Pin 6	2.5V	2.62V
Pin 7	0V	0V
Pin 8	2.5V	2.62V
Pin 9	2.5V	2.62V
Pin 10	5V	4.95V
Pin 11	2.5V	2.62V
Pin 12	2-3V	2.82V
Pin 13	5V	4.95V
Pin 14	5V	4.95V

Πίνακας 10: Μετρήσεις τάσεων στους ακροδέκτες του ολοκληρωμένου U6(74AC74)

#### 4.4.5 Στάδιο αυτομάτων ζωνοπερατών φίλτρων

Με συνδεδεμένο το τροφοδοτικό και το καλώδιο USB, μετρήθηκαν οι τάσεις στις εξόδους των τριών καταμεριστών τάσεως του σταδίου.



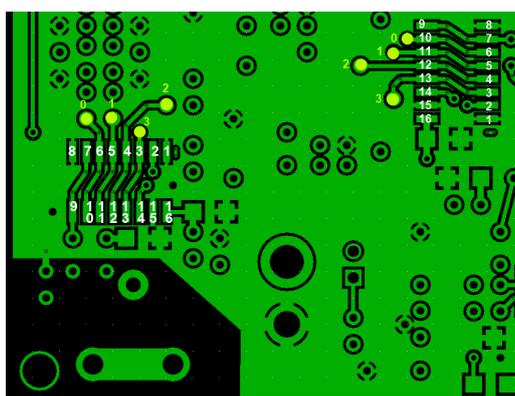
Σημείο Μέτρησης	Ζητούμενη τάση	Μέτρηση
Hairpin αντίστασης R15	2.5V	2.53V
Σημείο κόλλησης πρωταρχικού τυλίγματος του T3	2.5V	2.53V
Hairpin αντίστασης R28	2.5V	2.53V

Πίνακας 11: Μετρήσεις τάσεων στις εξόδους των καταμεριστών

Εν συνεχεία, μετρήθηκαν οι τιμές των τάσεων στους ακροδέκτες των ολοκληρωμένων U8(FST3253) και U9(FST3253) όπως φαίνεται παρακάτω.

Περιγραφή μέτρησης	Ζητούμενη τάση	Μέτρηση
LO=2 MHz (band 0) - Ακροδέκτης 2 (FL SEL 0)	< 200mV	113mV
LO=2 MHz (band 0) - Ακροδέκτης 14 (FL SEL 0)	< 200mV	113mV
LO=6 MHz (band 1) - Ακροδέκτης 2 (FL SEL 1)	< 200mV	113mV
LO=6 MHz (band 1) - Ακροδέκτης 14 (FL SEL 0)	>3V	4.95V
LO=12 MHz (band 2) - Ακροδέκτης 2 (FL SEL 1)	>3V	4.95V
LO=12 MHz (band 2) - Ακροδέκτης 14 (FL SEL 0)	< 200mV	113mV
LO=24 MHz (band 3) - Ακροδέκτης 2 (FL SEL 1)	>3V	4.95V
LO=24 MHz (band 3) - Ακροδέκτης 14 (FL SEL 0)	>3V	4.95V

Πίνακας 12: Μετρήσεις τάσεων στους ακροδέκτες των ολοκληρωμένων U8(FST3253) και U9(FST3253)

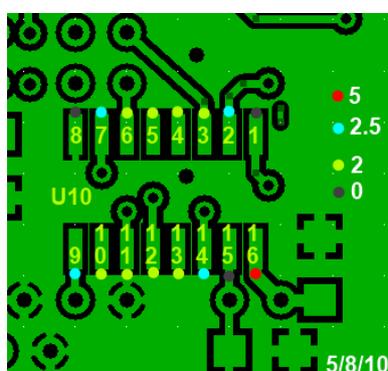


#### 4.4.6 Στάδιο Quadrature Sampling Detector

Για τον έλεγχο του σταδίου αυτού, μετρήθηκαν οι τάσεις στους ακροδέκτες του ολοκληρωμένου U10(FST3253 mux/demux switch).

Ακροδέκτες μέτρησης	Ζητούμενη τάση	Μέτρηση
Pins 1 and 15 (gnd)	0V	0V
Pins 10, 11, 12, and 13 (40% of 5V rail)	2.5V	2.53V
Pins 3, 4, 5, and 6 (40% of 5V rail)	2.5V	2.53V
Pins 7 and 9 (1/2 of 5V rail)	2.5V	2.53V
Pins 2 and 14 (1/2 of 5V rail)	2.5V	2.53V
Pin 8 (gnd - /QSD EN, installed in Power Supply Stage)	0V	2.53V
Pin 16 (5 V rail)	5V	5.01V

Πίνακας 13: Μετρήσεις τάσεων στους ακροδέκτες του ολοκληρωμένου U10(FST3253)

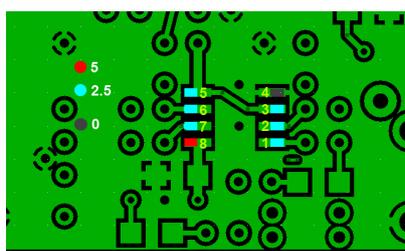


#### 4.4.7 Στάδιο Τελεστικών ενισχυτών

Στο τελευταίο αυτό στάδιο, ελέγχθηκε η σωστή λειτουργία του ολοκληρωμένου LT6231 (Dual operational amplifiers), σύμφωνα με τις υποδείξεις του σχεδιαστή.

Ακροδέκτες μέτρησης	Ζητούμενη τάση	Μέτρηση
Ακροδέκτης 1	2.5V	2.53V
Ακροδέκτης 2	2.5V	2.53V
Ακροδέκτης 3	2.5V	2.53V
Ακροδέκτης 4	0V	0V
Ακροδέκτης 5	2.5V	2.53V
Ακροδέκτης 6	2.5V	2.53V
Ακροδέκτης 7	2.5V	2.53V
Ακροδέκτης 8	5V	5.03V

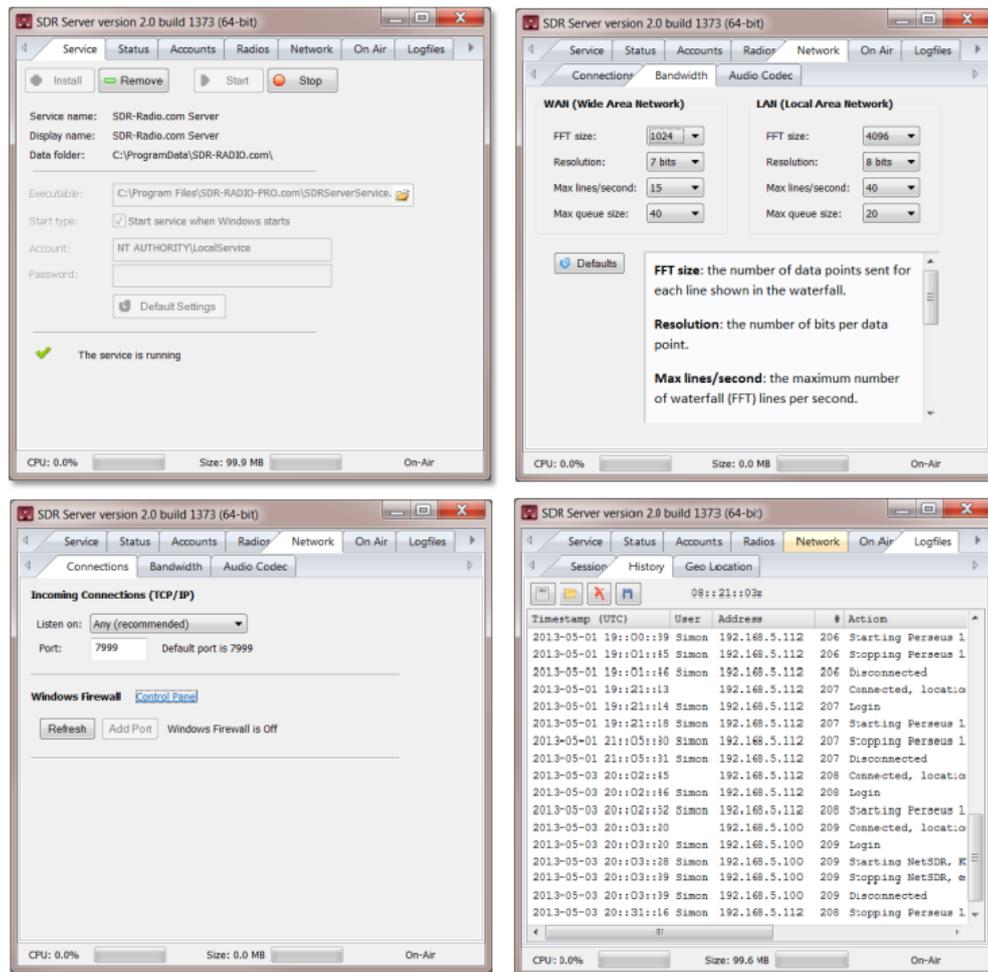
Πίνακας 14: Μέτρηση τάσεων στους ακροδέκτες του ολοκληρωμένου LT6231



## 4.5 Περιγραφή λογισμικού απομακρυσμένης και πολλαπλής πρόσβασης από πολλούς χρήστες ταυτόχρονα

Το λογισμικό που χρησιμοποιήθηκε για την απομακρυσμένη πρόσβαση στον δέκτη είναι το πρόγραμμα SDR console(V2) και το SDR server (V2) από το SDR-Radio.com.

### 4.5.1 SDR server (V2)

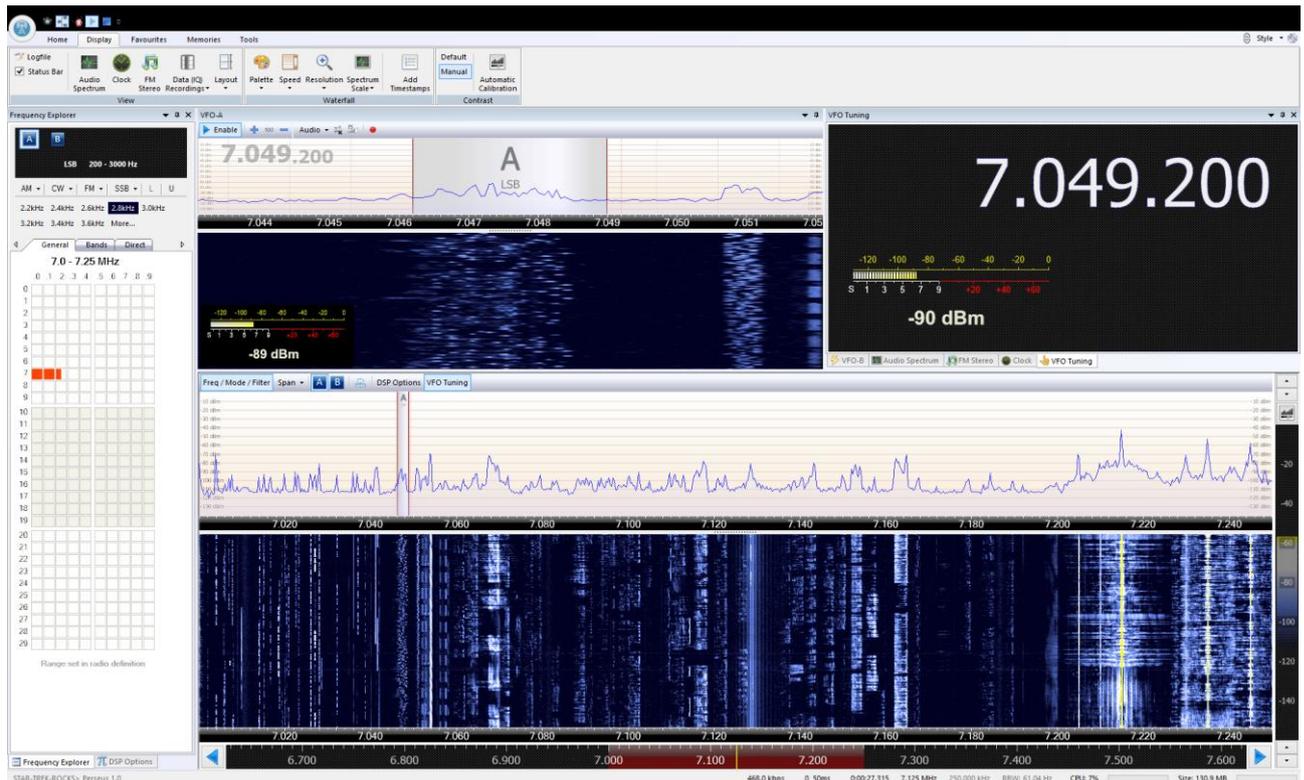


Εικόνα 81: Στιγμιότυπα από την διεπαφή χρήστη του προγράμματος SDR server (V2)

Το πρόγραμμα αυτό υλοποιεί έναν διακομιστή(server) ο οποίος εκτελείται στον υπολογιστή με τον οποίο είναι συνδεδεμένος ο δέκτης. Μέσω του διακομιστή αυτού γίνεται δυνατή η πολλαπλή πρόσβαση από διαφορετικούς χρήστες στο δέκτη ταυτόχρονα. Το λογισμικό, συμπιέζει τα σήματα ήχου από το δέκτη χρησιμοποιώντας τον κωδικοποιητή Opus( <http://www.opus-codec.org/> ), ενώ η απεικόνιση καταρράκτη του φάσματος συμπιέζεται μέσω ενός αλγορίθμου που υλοποιεί στοιχεία των αλγορίθμων Huffman και LZSS. Ο διακομιστής χρησιμοποιεί δυο TCP/IP κανάλια, το ένα για έλεγχο και το άλλο για την μεταφορά των δεδομένων. Η θύρα που χρησιμοποιεί για τις εισερχόμενες συνδέσεις είναι η 7999. Το πρόγραμμα που υλοποιεί τον διακομιστή, προσφέρει την δυνατότητα δημιουργίας λογαριασμών χρηστών,

πληροφορίες της κατάστασης του server, δυνατότητα εγγραφής των δεδομένων ήχου και εμφάνιση του ιστορικού και των αρχείων καταγραφής(logfiles). Τέλος, το πρόγραμμα δίνει την δυνατότητα στον διαχειριστή του διακομιστή να μεταβάλει την ταχύτητα ροής δεδομένων(bandwidth) για τοπικά δίκτυα(LAN) και δίκτυα ευρείας περιοχής(WAN), μεταβάλλοντας τιμές όπως το μέγεθος των FFT δεδομένων (απεικόνιση καταρράκτη), τον αριθμό bit για κάθε σημείο δεδομένων, το μέγεθος της ουράς δεδομένων για αποστολή κ.α.

#### 4.5.2 SDR console(V2)



Εικόνα 82: Στιγμιότυπο του κύριου παραθύρου του SDR console(V2)

Το SDR πρόγραμμα που επιλέχθηκε για τον έλεγχο του δέκτη και την επεξεργασία των σημάτων που λαμβάνει, είναι το SDR console(V2). Το πρόγραμμα δίνει πρόσβαση στο δέκτη είτε απευθείας όταν εκτελείται στον υπολογιστή που είναι συνδεδεμένος ο δέκτης είτε απομακρυσμένα λειτουργώντας σαν πελάτης(client) που συνδέεται στον διακομιστή SDR server (V2) μέσω δικτύου.

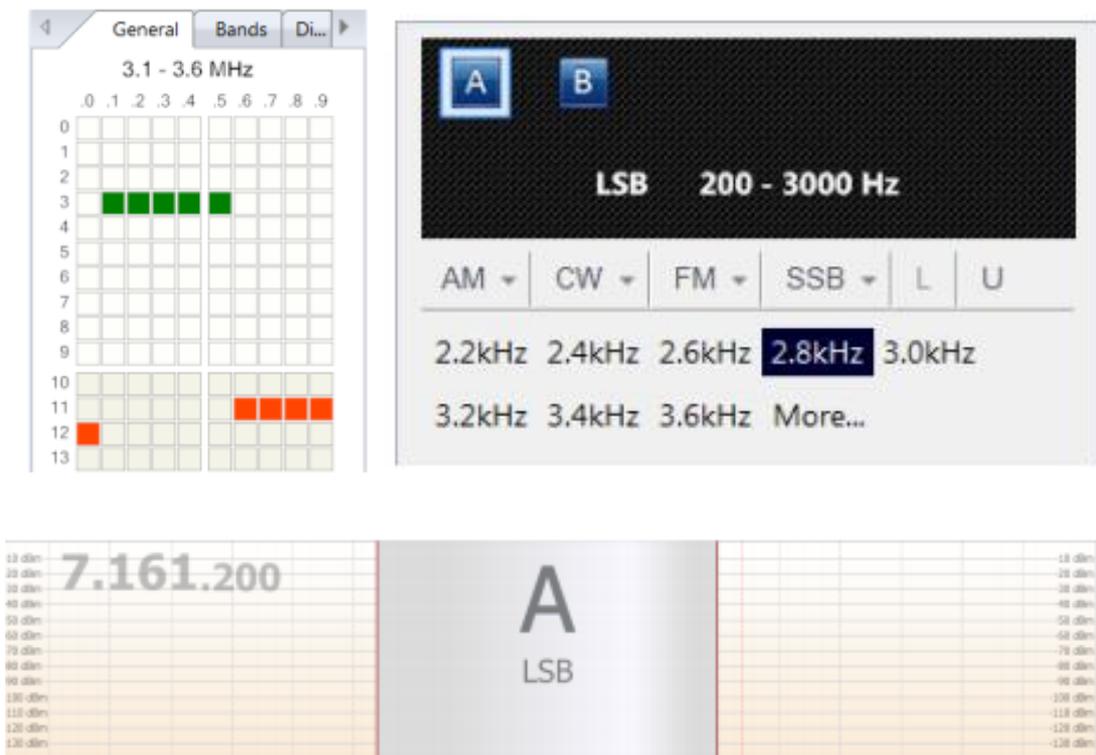
Στο κύριο παράθυρο του προγράμματος φαίνεται το φάσμα των σημάτων που λαμβάνει ο δέκτης. Ο χρήστης μπορεί να επιλέξει την ταχύτητα με την οποία κινείται η απεικόνιση καταρράκτη, την ανάλυση, την αντίθεση και το χρώμα της αρεσκειάς του.



Εικόνα 83: Η μπάρα συντονισμού συχνότητας του προγράμματος

Κάτω από την απεικόνιση αυτή, υπάρχει η μπάρα συντονισμού, μέσω της οποίας ο χρήστης μπορεί να επιλέξει την κεντρική συχνότητα.

Στο αριστερό μέρος του παραθύρου φαίνεται ο πίνακας εξερεύνησης συχνοτήτων. Σε αυτόν είναι δυνατός ο έλεγχος της κεντρικής συχνότητας και του εύρους ζώνης των σημάτων που απεικονίζονται. Επιπλέον, επιλέγεται το ζητούμενο σχήμα αποδιαμόρφωσης των σημάτων όπως AM, ECSS, CW, FM, SSB αλλά και τα φίλτρα που μπορούν να εφαρμοστούν στο λαμβανόμενο φάσμα.

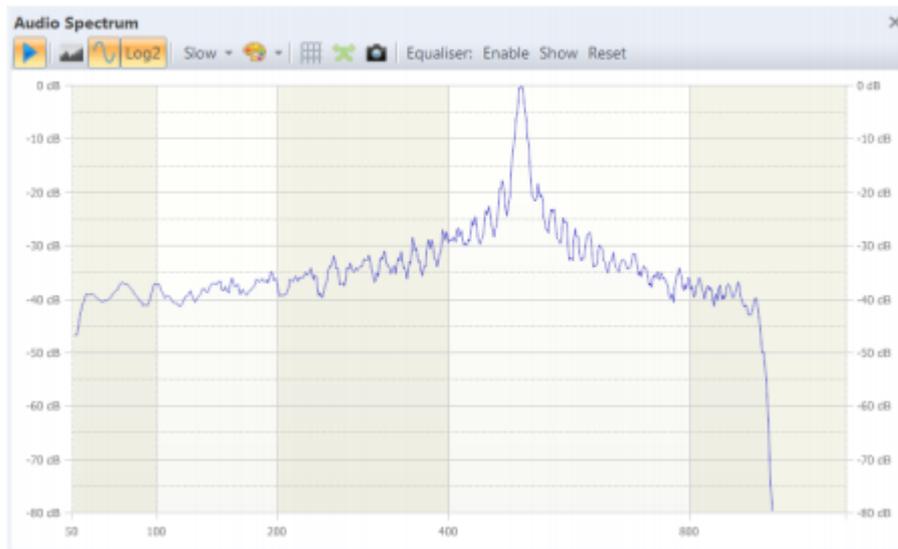


Εικόνα 84: Ο πίνακας εξερεύνησης συχνοτήτων, ο επιλογέας αποδιαμόρφωσης και φίλτρων και η γραφική απεικόνιση του φίλτρου που εφαρμόζεται στο λαμβανόμενο σήμα

Στο πάνω δεξιά μέρος του παραθύρου, φαίνεται η συχνότητα στην οποία είναι συντονισμένος ο δέκτης και ένας μετρητής της ισχύος του σήματος.



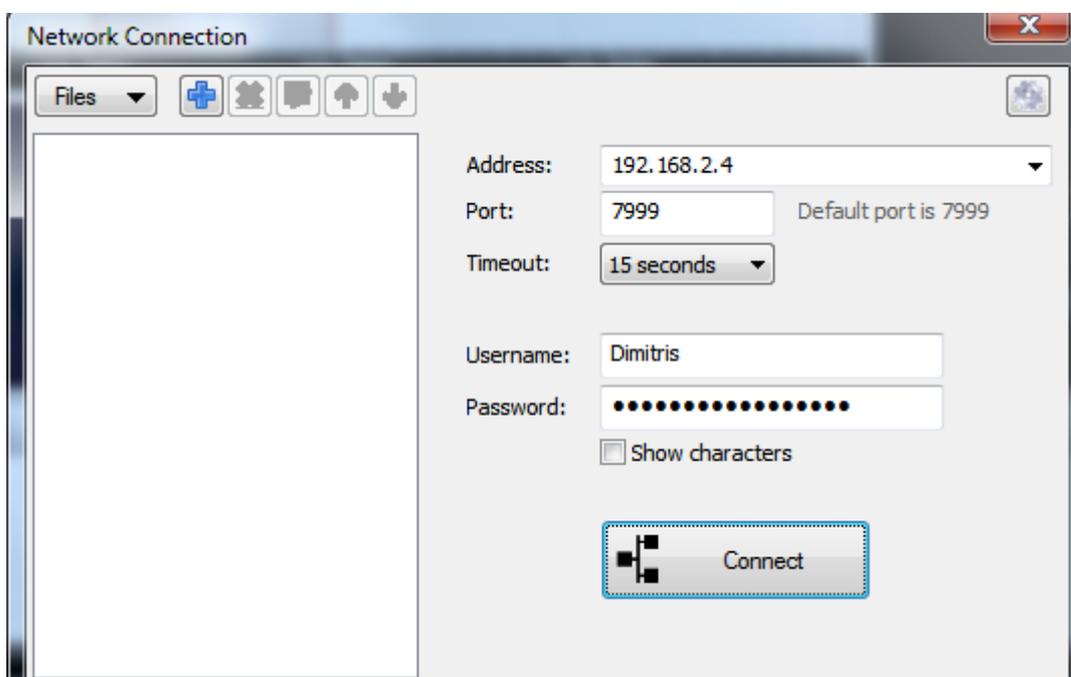
Εικόνα 85: Η κεντρική συχνότητα συντονισμού και το επίπεδο ισχύος του λαμβανόμενου σήματος



Εικόνα 86: Το φάσμα του ηχητικού σήματος λαμβάνεται από τον δέκτη στην κεντρική συχνότητα

Το πρόγραμμα προσφέρει επίσης πλήθος λειτουργιών ψηφιακής επεξεργασίας των σημάτων όπως Automatic gain control, μείωση θορύβου, Noise blanker, Notch φίλτρο, Squelch.

Για να συνδεθεί κάποιος στον απομακρυσμένο διακομιστή επιλέγει την IP διεύθυνση του υπολογιστή στον οποίο εκτελείται το πρόγραμμα SDR server (V2), την θύρα επικοινωνίας 7999 και εισάγει το όνομα χρήστη του και τον κωδικό του.



Εικόνα 87: Το παράθυρο σύνδεσης στον απομακρυσμένο διακομιστή

## Συντομογραφίες

IF	Intermediate Frequency
RF	Radio Frequency
HF	High Frequency
LO	Local Oscillator
SNR	Signal to Noise Ratio
LNA	Low Noise Amplifier
PLL	Phase Locked Loop
VCO	Voltage Controlled Oscillator
PD	Phase Detector
LPF	Low Pass Filter
BPF	Band Pass Filter
VFC	Voltage to Frequency Converter
BER	Bit Error Rate
DC	Direct Current
DSP	Digital Signal Processing
FIR	Finite Impulse Response
SDR	Software Defined Radio
ADC	Analog to Digital Converter
DAC	Digital to Analog Converter
USB	Universal Serial Bus
QSD	Quadrature Sampling Detector
FFT	Fast Fourier Transform

## Αναφορές

- J.Laskar, B.Matinpour, S.Chakraborty, (2004), *Modern Receiver Front-Ends: Systems, Circuits, and Integration*, John Wiley & Sons, Inc.
- G.Youngblood,(2002), *A Software-Defined Radio for the Masses, Part 1-4*, QEX.
- Pentek, *Digital Receivers Bring DSP to Radio Frequencies*. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο :  
<http://www.pentek.com/deliver/TechDoc.cfm/DgtlRcvrDSP.pdf?Filename=DgtlRcvrDSP.pdf>
- Wang, X. (2006), *Linear Zero-IF Direct Conversion Receiver*. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο:  
[http://hft.uni-duisburg-essen.de/arbeiten/Vortrag\\_Wang\\_Xiaoning.pdf](http://hft.uni-duisburg-essen.de/arbeiten/Vortrag_Wang_Xiaoning.pdf)
- Mashhour, A. & Domino, W. & Beamish, N. (2001), *On the Direct Conversion Receiver*. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο:  
<http://www.microwavejournal.com/articles/3226-on-the-direct-conversion-receiver-a-tutorial>
- Poole, I. Radio receiver technology. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο:  
<http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/>
- Dahlbäck, M.(2004) , *Implementation And Evaluation Of An RF Receiver Architecture Using An Undersampling Track-And-Hold Circuit*. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο:  
<http://www.diva-portal.org/smash/get/diva2:19058/FULLTEXT01.pdf>
- Wilson, R. (2012), *Radio Receiver Architectures and Analysis*. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο: <http://www.robdwilson.com/PDFs/Receivers.pdf>
- Cruz,P.& Gomes, H. & Carvalho,N.(2010) , *Advanced Microwave and Millimeter Wave Technologies, Semiconductor Devices Circuits and Systems(σσ.495-519)*, InTech.
- Wireless transmitter and receiver architectures, Technische Universiteit van Eindhoven. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο:  
<http://class.ee.iastate.edu/djchen/ee507/TranscieverArchiTUE.pdf>
- M Niknejad, Ali. & Shana'a, O., *Receiver Architectures, Berkeley*. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο:  
[http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/ee242/pdf/eecs242\\_lect3\\_rxarch.pdf](http://rfic.eecs.berkeley.edu/~niknejad/ee242/pdf/eecs242_lect3_rxarch.pdf)
- Renfors, M. *Receiver Architectures*, Tampere University of Technology. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο:  
<http://www.cs.tut.fi/kurssit/TLT-5806/RecArch.pdf>
- The superhet or superheterodyne radio receiver. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο:  
[http://www.microwave.gr/content/the\\_superheterodyne\\_radio\\_receiver.pdf](http://www.microwave.gr/content/the_superheterodyne_radio_receiver.pdf)
- Isomäki, P. & Avessta, N. (2004), *An Overview of Software Defined Radio Technologies*, University of Turku. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο:  
<http://tucs.fi/publications/attachment.php?fname=TR652.pdf>
- Bob G8VOI, Andrew G4XZL , *Software Defined Radio*, Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο: [http://pe0fko.nl/g8voi/SDR\\_1.pdf](http://pe0fko.nl/g8voi/SDR_1.pdf)

- Holstensson, O. (2013) , *Study of Interferer Canceling Systems in a Software Defined Radio Receiver*, Linköpings universitet. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο: <http://liu.diva-portal.org/smash/get/diva2:623062/FULLTEXT01.pdf>
- Imran TAJ, M. (2011), *Network on chip based Multiprocessor System on Chip for Wireless Software Defined and Cognitive Radios*, Université Paris-Est. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο: [http://www-common.esiee.fr/download/recherche/fic\\_publication/These\\_TAJ.pdf](http://www-common.esiee.fr/download/recherche/fic_publication/These_TAJ.pdf)
- What is Software Defined Radio. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο: <http://www.wirelessinnovation.org/assets/documents/SoftwareDefinedRadio.pdf>
- Hosking, R. (2010), *Software Defined Radio Handbook*, Pentek. Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο: <http://www.sdradio.eu/doc/DgtlRcvrHbk43.pdf>
- Ensemble RX II (HF/LF). Διαθέσιμο στον δικτυακό τόπο: [http://www.wb5rvz.org/ensemble\\_rx\\_ii/index?projectId=16](http://www.wb5rvz.org/ensemble_rx_ii/index?projectId=16)