



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ  
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ  
ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

# ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΜΕ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ SOFTWARE DEFINED RADIO

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΩΝ

ΕΥΑΓΓΕΛΟΥ ΔΗΜΗΤΡΙΟΥ

ΜΕΓΑ ΒΑΣΙΛΕΙΟΥ

**Επιβλέπων:** ΑΘΑΝΑΣΙΟΣ Δ. ΠΑΝΑΓΟΠΟΥΛΟΣ  
ΕΠΙΚΟΥΡΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2016







.....  
ΕΥΑΓΓΕΛΟΥ ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ

.....  
ΜΕΓΑΣ ΒΑΣΙΛΕΙΟΣ

Διπλωματούχοι Ηλεκτρολόγοι Μηχανικοί και Μηχανικοί Ηλεκτρονικών  
Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Ευαγγέλου Δημήτριος, Μέγας Βασίλειος, 2016.

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.

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής είναι η υλοποίηση τεχνικών μετάδοσης πληροφορίας με τεχνολογία Software Defined Radio σε περιβάλλον GNU Radio Companion. Το GNU Radio είναι ένα σύνολο εργαλείων ανάπτυξης ελεύθερου λογισμικού που παρέχει μπλοκ επεξεργασίας σήματος, με σκοπό την ανάλυση συστημάτων επεξεργασίας σήματος.

Πιο συγκεκριμένα, στο πλαίσιο της παρούσας διπλωματικής παρουσιάζεται αρχικά η τεχνολογία των Software Defined Radios, αναφέρονται τα βασικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα και εκτίθενται μερικές από τις εφαρμογές των SDR συστημάτων στις σημαντικότερες αγορές.

Στη συνέχεια, αναλύονται τόσο θεωρητικά όσο και πειραματικά με τη βοήθεια του GNU Radio τα ακόλουθα σχήματα διαμόρφωσης: PSK, ASK, FSK και QAM.

Στα επόμενα κεφάλαια αναφέρονται οι βασικές αρχές των δεκτών γενικά ως μια εισαγωγή στο πλαίσιο της ανάλυσης του ραδιοφωνικού δέκτη που ακολουθεί. Στο σημείο αυτό, χρησιμοποιώντας μια πηγή RTL-SDR, υλοποιείται ένας πλήρης ραδιοφωνικός δέκτης.

Τέλος, δίνεται μια λεπτομερής περιγραφή των τεχνικών χαρακτηριστικών του προτύπου DVB-T και υλοποιείται ένας δέκτης DVB-T με τη βοήθεια του GNU Radio.

**Λέξεις Κλειδιά:** τεχνικές μετάδοσης πληροφορίας, ραδιοσύστημα, Software Defined Radio, SDR, GNU Radio, σχήματα διαμόρφωσης, PSK, ASK, FSK, QAM, ραδιοφωνικός δέκτης, FM, RDS, πρότυπο DVB-T, δέκτης DVB-T



## ABSTRACT

The objective of this diploma thesis is the implementation of data transmission techniques with Software Defined Radio technology using GNU Radio Companion. GNU Radio is a set of free software development tools that provide signal processing blocks, in order to analyze and simulate signal processing communication systems.

More specifically, in this thesis the technology of Software Defined Radio is presented, its main advantages and disadvantages are examined and some of the major SDR system applications in the telecommunications market are briefly given.

Moreover, the following modulation schemes are analyzed both theoretically and experimentally using GNU Radio: PSK, ASK, FSK, and QAM.

The following chapters deal with the main principles of the receivers in general. These principles are an introduction to the analysis of the radio tuner that follows. Additionally, using as source an RTL-SDR, a complete FM receiver is implemented.

Finally, a detailed description of the technical characteristics of the DVB-T standard is given and a DVB-T receiver using GNU Radio is implemented.

**Keywords:** data transmission techniques, radio, Software Defined Radio, SDR, GNU Radio, modulation schemes, PSK, ASK, FSK, QAM, FM receiver, FM, RDS, DVB-T standard, DVB-T receiver





## ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Αρχικά θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τον επιβλέποντα καθηγητή κ.Αθανάσιο Δ. Παναγόπουλο για την εμπιστοσύνη που μας έδειξε αναθέτοντας μας αυτή την διπλωματική εργασία και για την ευκαιρία που μας έδωσε να ασχοληθούμε με ένα σύγχρονο και τόσο ενδιαφέρον θέμα για τον κόσμο των τηλεπικοινωνιών.

Επίσης θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τον υποψήφιο διδάκτορα Απόστολο Παπαφραγκάκη για την ουσιαστική βοήθειά του καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της εργασίας και για την καθοδήγησή του τόσο στο πειραματικό όσο και στο θεωρητικό κομμάτι της.

Τέλος θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε το Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο και τη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών για την προσφορά χρησιμων γνώσεων για την επαγγελματική μας σταδιοδρομία.

Ευαγγέλου Δημήτριος  
Μέγας Βασίλειος

Αθήνα, Ιούλιος 2016



# Περιεχόμενα

1. Εισαγωγή.....	4
1.1. Ραδιοσύστημα .....	4
1.2. Software-Defined Radio (SDR).....	6
1.2.1. Ιστορικά Στοιχεία .....	7
1.2.2. Ορισμός SDR .....	8
1.2.3. Δομή του SDR .....	9
1.2.4. Οι συνιστώσες $I/Q$ και η αποδιαμόρφωσή τους.....	14
1.3. Οφέλη SDR.....	19
1.4. Μειονεκτήματα και δυσκολίες SDR.....	21
1.5. Εφαρμογές του SDR.....	23
1.5.1. Χρήση του SDR στη Δημόσια Ασφάλεια.....	23
1.5.2. Στρατιωτική χρήση του SDR .....	24
1.5.3. Εμπορική χρήση του SDR.....	24
1.5.4. Υλοποίηση των SDR σήμερα .....	25
1.5.5. Το SDR στην αγορά και εξελίξεις.....	25
1.5.6. Το SDR και το Internet of Things (IoT) .....	26
1.6. Περιβάλλον GNU Radio.....	27
2. Βασικές αρχές δεκτών.....	28
2.1. Δείκτες επίδοσης δεκτών .....	28
2.2. Δομικές μονάδες και λειτουργίες δεκτών.....	31
2.2.1. Κεραία λήψης .....	31
2.2.2. Ενισχυτής υψηλών συχνοτήτων .....	32
2.3. Επιλογή συχνότητας.....	32
2.4. Συντονισμός του δέκτη .....	34
2.4.1. Αλλαγή συχνότητας ή ετεροδύνωση.....	34
2.4.2. Παραγωγή ενδιάμεσης συχνότητας (IF) .....	35
2.4.3. Αποδιαμόρφωση (Demodulation).....	36
2.4.4. Φώραση (Detection) AM.....	36
2.4.5. Αποδιαμόρφωση FM.....	37
3. Σχήματα διαμόρφωσης .....	41
3.1. Διαμόρφωση PSK.....	41
3.1.1. Εφαρμογές .....	42
3.2. Διαμόρφωση BPSK .....	43

3.2.1. Εφαρμογή.....	43
3.2.2. Ρυθμός λαθών bit (Bit error rate, BER) .....	44
3.3. Διαμόρφωση QPSK .....	45
3.3.1. Εφαρμογή.....	46
3.3.2. Ρυθμός λαθών bit (BER) .....	47
3.4. Παραλλαγές.....	48
3.4.1. Offset QPSK (OQPSK).....	48
3.4.2. $\pi/4$ -QPSK.....	50
3.4.3. PSK ανώτερης τάξης.....	52
3.4.4. Ρυθμός λαθών bit.....	52
3.5. Διαμόρφωση DPSK .....	54
3.6. Υλοποίηση διαμορφώσεων BPSK, QPSK και DBPSK με GNU Radio	56
3.7. Αποδιαμόρφωση .....	62
3.8. Διαμόρφωση ASK.....	64
3.8.1. Πιθανότητα σφάλματος στην ASK .....	65
3.9. Υλοποίηση διαμόρφωσης ASK με GNU Radio.....	67
3.10. Διαμόρφωση FSK.....	70
3.10.1. Άλλες διαμορφώσεις FSK.....	72
3.11. Υλοποίηση διαμόρφωσης FSK με GNU Radio .....	73
3.12. Διαμόρφωση GMSK .....	77
3.13. Διαμόρφωση QAM.....	79
3.13.1. Εισαγωγικά.....	79
3.13.2. Αναλογική QAM.....	79
3.13.3. Ανάλυση Fourier της QAM.....	80
3.13.4. Κβαντισμένη QAM (Quantized QAM) .....	81
3.13.5. Δομή QAM.....	82
3.13.6. Απόδοση κβαντισμένης QAM.....	84
3.13.7. Τετραγωνική QAM (Rectangular QAM) .....	84
3.13.8. Μη τετραγωνική QAM.....	88
3.14. Υλοποίηση διαμορφώσεων 8-QAM και 16-QAM με GNU RADIO .....	89
3.15. Χωρητικότητα καναλιού .....	92
4. Παραδείγματα χρήσης SDR.....	93
4.1. Ραδιοφωνικός δέκτης.....	93
4.1.1. Λειτουργία ραδιοφωνικού δέκτη .....	93
4.1.2. Το σήμα RDS .....	98

4.1.3. Εφαρμογές του RDS στη ραδιοφωνία FM .....	102
4.1.4. Δέκτης RDS .....	104
4.1.5. Υλοποίηση Δέκτη FM (FM Receiver) με GNU Radio .....	106
4.1.6. Υλοποίηση δέκτη RDS (RDS Receiver) με GNU Radio.....	107
4.2. DVB-T.....	113
4.2.1. Το πρότυπο DVB-T .....	114
4.2.2. Διαμόρφωση OFDM .....	116
4.2.3. Παράμετροι προτύπου DVB-T.....	118
4.2.4. Βασικά χαρακτηριστικά ενός συστήματος DVB-T .....	122
4.2.5. Πομπός DVB-T .....	139
4.2.6. Δέκτης DVB-T.....	141
4.2.7. Υλοποίηση δέκτη DVB-T με GNU Radio .....	143
5. Βιβλιογραφία .....	147

# 1. Εισαγωγή

## 1.1. Ραδιοσύστημα

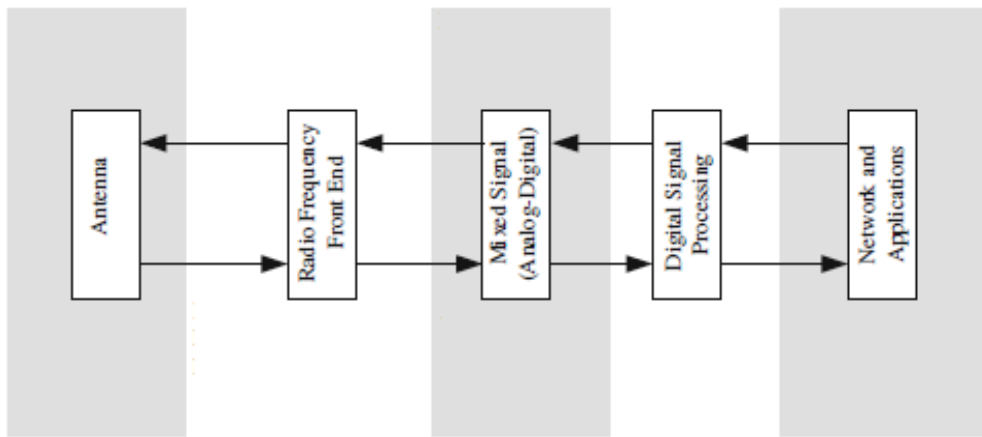
Προτού προχωρήσει κανείς στην περιγραφή και μελέτη ενός συστήματος Software Defined Radio (SDR) κρίνεται απαραίτητη η ανάλυση των δομικών στοιχείων που αποτελούν ένα κλασικό ραδιοσύστημα. Ως ραδιοσύστημα χαρακτηρίζεται εν γένει οποιοδήποτε σύστημα χρησιμοποιείται για την ανταλλαγή πληροφορίας μεταξύ δύο σημείων A και B, ενσύρματα ή ασύρματα. Ένα γενικό μπλόκ διάγραμμα ραδιοσυστήματος απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα.

Στην περίπτωση ενός δέκτη, η ροή του σήματος έχει κατεύθυνση από τα αριστερά προς τα δεξιά. Ακολουθεί συνοπτική περιγραφή καθενός από τα δομικά στοιχεία (blocks) της αλυσίδας του ραδιοσυστήματος:

- **Κεραία (antenna):** Ηλεκτρομαγνητικά κύματα προσκρούουν στην κεραία και μετατρέπονται σε ηλεκτρικό σήμα. Η κεραία συχνά καθορίζει τη συνολική απόδοση του ραδιοσυστήματος. Βασικά χαρακτηριστικά μιας κεραίας είναι η απολαβή και η κατευθυντικότητα της. Η κατασκευή της ποικίλλει από ένα απλό κομμάτι μετάλλου (δίπολο) μέχρι πιο πολύπλοκες κατασκευές όπως οι παραβολικές και οι ελικοειδείς κεραίες.
- **Radio Frequency Front End (RFFE):** Το ηλεκτρικό σήμα της κεραίας είναι συνήθως αδύναμο και μπορεί να καταστραφεί ακόμα και από χαμηλά επίπεδα θορύβου. Το λαμβανόμενο σήμα πρέπει να φιλτραριστεί και να ενισχυθεί προτού προχωρήσει στο επόμενο στάδιο. Το RFFE έχει άμεση επίπτωση στον τελικό λόγο σήματος προς θόρυβο (Signal-to-Noise Ratio, SNR) σύμφωνα με το οποίο θα λειτουργήσει το ραδιοσύστημα. Στις περισσότερες περιπτώσεις αποτελείται από ένα φίλτρο, έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) και έναν μίκτη που μετατρέπει το σήμα από τις ραδιοσυχνότητες σε χαμηλότερες συχνότητες.
- **Mixed Signal Converters (Μετατροπέας σήματος):** Το ενισχυμένο φιλτραρισμένο ηλεκτρικό σήμα στην έξοδο του RFFE μπορεί να μετατραπεί σε ψηφιακό για περαιτέρω επεξεργασία. Το κύκλωμα του μετατροπέα δημιουργεί μια ψηφιακή αναπαράσταση του λαμβανόμενου σήματος. Η ψηφιακή αναπαράσταση αναγκαστικά χάνει κάποια πληροφορία λόγω του σφάλματος κβαντισμού και της συχνότητας δειγματοληψίας.
- **Digital Signal Processing (DSP):** Η ψηφιακή επεξεργασία σήματος χρησιμοποιείται για την εξαγωγή της πληροφορίας που υπάρχει στο ψηφιοποιημένο ηλεκτρικό σήμα σε πληροφορίες αξιοποιήσιμες για τον χρήστη. Στο DSP εισέρχονται τα ψηφιοποιημένα δείγματα από το προηγούμενο στάδιο και εξέρχονται ως αποκωδικοποιημένα bit πληροφορίας. Τα bit αυτά συνήθως δεν είναι στην απαιτούμενη μορφή για τον χρήστη και πρέπει να μετατραπούν σε δεδομένα φωνής, βίντεο κλπ. Οι ακριβείς λειτουργίες που πραγματοποιούνται στο στάδιο του DSP

εξαρτώνται από την κυματομορφή, αλλά σε γενικές γραμμές περιλαμβάνουν:

- Αποδιαμόρφωση
  - Αποκωδικοποίηση
  - Αποκρυπτογράφηση
- **Network and Applications (Δίκτυο και Εφαρμογές):** Με εξαίρεση τα απλά ραδιοσυστήματα σημείου-προς-σημείο (point-to-point) τα περισσότερα αποτελούν μέρος ενός ευρύτερου δικτύου ή εφαρμογής.



Σχήμα 1.1 - Διάγραμμα ιδανικού ραδιοσυστήματος



## **1.2. Software-Defined Radio (SDR)**

Τα τελευταία χρόνια, η αλματώδης εξέλιξη στην τεχνολογία ημιαγωγών τόσο σε όρους απόδοσης όσο και κόστους, έχει επιφέρει σημαντικές αλλαγές στον τομέα των επικοινωνιών. Μία από τις σημαντικότερες τεχνολογίες που αναπτύχθηκαν είναι το Software Defined Radio. Παρά το γεγονός ότι έχει συζητηθεί πολύ, είναι αρκετά δύσκολο να αποδοθεί ακριβής ορισμός. Αυτό οφείλεται σε μεγάλο βαθμό στην ευελιξία που προσφέρουν τα Software Defined Radios, πράγμα το οποίο τους επιτρέπει να παίρνουν πολλές διαφορετικές μορφές ανάλογα με την ανάγκη που υπάρχει.

Παρ' όλα αυτά, τα Software Defined Radios ή SDRs, έχουν κάποια χαρακτηριστικά, τα οποία τα ξεχωρίζουν από τα υπόλοιπα είδη radios (ραδιοσυστήματα). Όπως υπονοείται και από το όνομά του, ένα SDR είναι ένα ραδιοσύστημα το οποίο βασίζει το κυριότερο μέρος της λειτουργίας του στο λογισμικό (software). Αυτό γίνεται συνήθως με τη βοήθεια DSPs (Digital signal Processors) και FPGAs (Field Programmable Gate Arrays). Τα SDRs, κρατούν το σήμα σε ψηφιακή μορφή για όσο το δυνατόν περισσότερο, ψηφιοποιώντας και ανακατασκευάζοντάς το όσο το δυνατόν πιο κοντά στην κεραία. Αυτό επιτρέπει στις διάφορες τεχνικές ψηφιοποίησης να εκτελέσουν κάποιες λειτουργίες, οι οποίες παραδοσιακά ήταν έργο των αναλογικών εξαρτημάτων, αλλά και άλλες που δεν ήταν δυνατόν να εκτελεστούν από αυτά. Φυσικά, υπάρχουν κάποια όρια σε αυτό. Παρά το γεγονός ότι ο προφανής στόχος είναι ο Analog to Digital Converter (ADC) ή Digital to Analog Converter (DAC) μετατροπέας να συνδέεται απευθείας με την κεραία, προκύπτουν θέματα επιλεκτικότητας και ευαισθησίας τα οποία εξαλείφονται όταν χρησιμοποιείται ένας πλήρως αναλογικός front-end ελεγκτής (AFE).

### 1.2.1. Ιστορικά Στοιχεία

Η τεχνολογία αυτή ξεκίνησε αρχικά ως concept. Το 1970 εισήχθη ο όρος digital receiver όταν αναπτύχθηκε το σύστημα Midas Software Baseband Analysis Tool. Το 1984 συναντάμε για πρώτη φορά τον όρο software radio. Η εταιρία E-Systems (Raytheon αργότερα) ανέπτυξε έναν digital band receiver που με προγραμματισμό εξάλειψε τις παρεμβολές και αποδιαμόρφωνε ευρυζωνικά σήματα με χρήση χιλιάδων προσαρμοστικών φίλτρων. Το 1991 παρουσιάστηκε στην Αμερική το πρώτο στρατιωτικό πρόγραμμα, ονόματι SPEAKeasy, σε 2 φάσεις. Βασιζόταν στην επικοινωνία σε συχνότητες 2 MHz-2 GHz με 10 διαφορετικά πρωτόκολλα. Μετέπειτα στόχος ήταν η ανάπτυξη νέων πρωτοκόλλων και διαμορφώσεων. Στην περιγραφή του αναφερόταν ότι "SPEAKeasy is an attempt to create the PC of the radio world". Ωστόσο, η χρονιά σταθμός είναι το 1992, όταν ο Joseph Mitola δημοσίευσε άρθρο στην IEEE για το Software Radio κι έτσι θεωρήθηκε ο πατέρας του όρου αυτού.

Το 1997 δημιουργήθηκε το Joint Tactical Radio System (JTRS) που εισήγαγε το Software Communication Architecture (SCA) αλλά εγκαταλείφθηκε το 2011 επειδή τα προϊόντα που προέρχονταν από αυτό δεν ικανοποιούσαν τελικά τις απαιτήσεις που είχαν τεθεί. Από τη νέα χιλιετία πάντως αναπτύχθηκαν καινούρια projects. Το 1998 παρήχθη κώδικας για ενσωματωμένο (embedded) SDR που θα παρήγαγε εκτελέσιμα αρχεία για μετέπειτα επεξεργασία. Το 2001 έκανε την εμφάνισή του το GNU Radio, ένα open-source framework για την ανάπτυξη εφαρμογών SDR σε PC το οποίο παραμένει το δημοφιλέστερο απ' όσα υπάρχουν σήμερα. Το 2004 η Federal Communications Commission (FCC) ενέκρινε το πρώτο εμπορικό SDR, ενώ το 2006 οι Texas Instruments και Xilinx έφτιαξαν την πρώτη πλατφόρμα ανάπτυξης SDR.



Σχήμα 1.2 - SpeakEasy

### 1.2.2. Ορισμός SDR

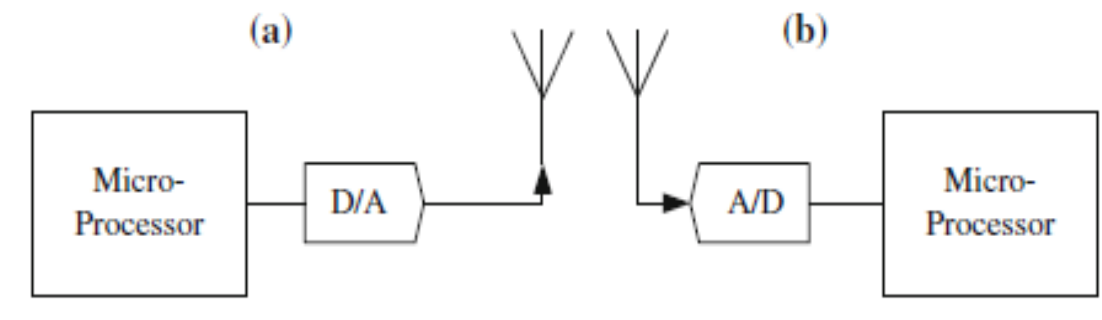
Διάφοροι ορισμοί έχουν δοθεί για το τι είναι το Software-Defined Radio και αυτό λόγω της ευελιξίας που προσφέρει. Ο ορισμός που έχει δοθεί από το SDR Forum σε συνεργασία με την IEEE αναφέρει ότι το SDR είναι ένα ραδιοσύστημα (radio) στο οποίο κάποιες ή όλες οι λειτουργίες του φυσικού επιπέδου (physical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

- Τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα χωρίζονται σε μικρότερα μέρη, τα οποία ονομάζονται στρώματα. Ένα στρώμα είναι μια συλλογή από παρόμοιες λειτουργίες οι οποίες παρέχουν υπηρεσίες στο ανώτερο στρώμα και δέχονται υπηρεσίες από το κατώτερο. Τα 7 διαφορετικά στρώματα που ορίζονται από την Open Systems Interconnection (OSI) και αποτελούν τη στοίβα OSI φαίνονται στο παρακάτω Σχήμα (1.3).
- Το φυσικό στρώμα, το οποίο είναι το κατώτερο από τα 7, αποτελείται από τα 4 πρώτα στάδια του Σχήματος 1.1.

	Data unit	#	Name	Function
Host layers	Data	7	Application	Network process to application
		6	Presentation	Data representation and encryption
		5	Session	Interhost communication
Media layers	Segment	4	Transport	End-to-end connections and reliability
	Packet	3	Network	Path determination, logical addressing
	Frame	2	Data Link	Physical addressing
	Bit	1	Physical	Media, signal, and binary transmission

Σχήμα 1.3 - Στοίβα OSI

- Ο όρος Software-Defined χρησιμοποιείται για να δηλώσει ότι μπορούν να υποστηριχθούν διαφορετικές κυματομορφές αλλάζοντας μόνο το λογισμικό διατηρώντας το ίδιο υλικό.



Σχήμα 1.4 - Ιδανικό SDR. (a): πομπός (b): δέκτης

Ένα απλουστευμένο και εξειδικευμένο SDR φαίνεται στο Σχήμα 1.4. Στον πομπό ενός ιδανικού SDR εκτελούνται οι ακόλουθες διαδικασίες. Η επιθυμητή κυματομορφή καθορίζεται από τα δεδομένα του χρήστη στον μικροεπεξεργαστή. Στη συνέχεια τα ψηφιακά δείγματα μετατρέπονται κατευθείαν σε ένα RF σήμα με τη βοήθεια ενός Digital to Analog Converter

(DAC) και στέλνονται στην κεραία για εκπομπή. Το εκπεμπόμενο σήμα εισέρχεται στον δέκτη, δειγματοληπτείται και ψηφιοποιείται από έναν Analog to Digital Converter και τελικά επεξεργάζεται σε πραγματικό χρόνο από έναν επεξεργαστή γενικού σκοπού. Να σημειωθεί ότι το ιδανικό SDR δεν έχει RFFE, σε αντίθεση με το κλασικό ραδιοσύστημα που αναλύσαμε προηγουμένως και ο μικροεπεξεργαστής έχει αντικαταστήσει το στάδιο DSP. Το υλικό του ιδανικού SDR θα πρέπει να υποστηρίζει οποιαδήποτε κυματομορφή σε οποιαδήποτε φέρουσα συχνότητα και οποιοδήποτε εύρος ζώνης.

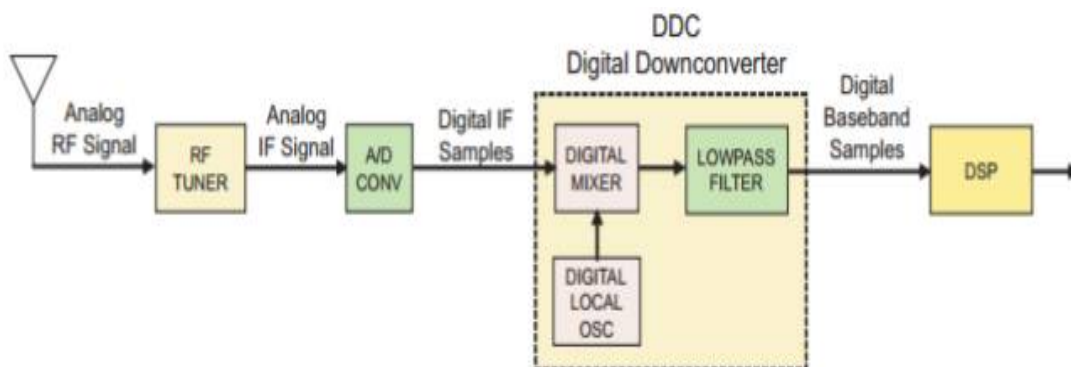
### 1.2.3. Δομή του SDR

Θα αναλυθεί παρακάτω μόνο ο δέκτης ενός SDR (για τον πομπό υπάρχουν λίγες πληροφορίες στη συνημμένη παρουσίαση, αν και μπορεί κανείς να αρκεστεί στο γεγονός ότι επιτελεί την ακριβώς αντίστροφη λειτουργία σε σχέση με το δέκτη). Ο δέκτης λοιπόν αποτελείται από τα εξής στοιχεία:

- RF front-end (RF tuner)
- A/D Converter (ADC)
- Digital Down Converter (DDC)
- Διατάξεις ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (DSP)

Απαραίτητο επίσης πάντα στοιχείο του SDR είναι φυσικά οι πολλές διαδικασίες ψηφιακής επεξεργασίας σήματος (digital signal processing-DSP) πριν λάβουμε το τελικά επιθυμητό σήμα.

Το γενικό διάγραμμα ενός δέκτη SDR φαίνεται παρακάτω (Σχήμα 1.5)



Σχήμα 1.5 - Γενικό διάγραμμα δέκτη

Το RF front-end αποτελείται από έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου (Low Noise Amplifier, LNA) του λαμβανόμενου RF σήματος, έναν τοπικό ταλαντωτή, έναν μίκτη κι μια συστοιχία από φίλτρα IF.

Ο A/D Converter παίρνει το σήμα της ενδιάμεσης συχνότητας IF, μετατρέπει το σήμα από αναλογικό σε ψηφιακό (δειγματοληψία, κβάντιση, κωδικοποίηση) κι έτσι προκύπτουν ψηφιακά δείγματα, τα οποία οδηγούνται στο επόμενο στάδιο. Έτσι, πρέπει για δεδομένο εύρος σήματος να έχουμε κατάλληλη ανάλυση του ADC.

Το επόμενο συστατικό στοιχείο, ο DDC, είναι το πιο σημαντικό απ' όλα. Γι' αυτό θα αναφερθούμε σε αυτό αρχικά συνοπτικά και μετά αναλυτικότερα. Ο DDC είναι συνήθως ένα απλό μονολιθικό τσιπ ή FPGA intellectual property (IP) και είναι ένα πολύ σημαντικό κομμάτι του δέκτη SDR. Αποτελείται από 3 σημαντικά τμήματα:

- Έναν ψηφιακό μίκτη
- Έναν ψηφιακό τοπικό ταλαντωτή
- Ένα decimating χαμηλοπερατό φίλτρο πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (FIR)

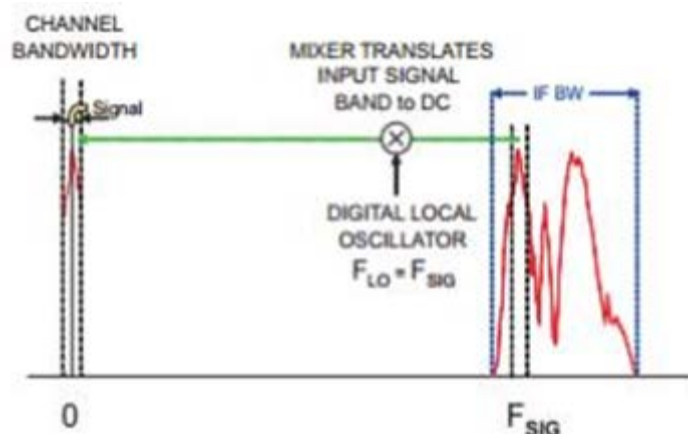
Τα δύο πρώτα στοιχεία βοηθούν στη μετατόπιση στη μηδενική συχνότητα (βασική ζώνη ή baseband) των ψηφιακών δειγμάτων που λαμβάνουν. Το βαθυπερατό φίλτρο περιορίζει το εύρος ζώνης του σήματος, δρώντας σαν decimating φίλτρο (δεν χρησιμοποιείται ο ελληνικός όρος «αποδεκατίζω», αν και παραπέμπει μεταφορικά στη χρήση του φίλτρου). Ο DDC περιέχει πολλούς μίκτες, αθροιστές και μνήμες καταχωρητή ολίσθησης, όλους υλοποιημένους με hardware, ώστε να εκτελέσει τη λειτουργία του.

Τέλος, τα ψηφιακά δείγματα βασικής ζώνης οδεύουν στο επόμενο στάδιο (DSP) προκειμένου να υποστούν περαιτέρω ψηφιακή επεξεργασία.

## **Μίκτης**

Στην έξοδο του μίκτη, τα ευρείας ζώνης σήματα υψηλής συχνότητας που είναι η έξοδος του ADC, έχουν μετατοπιστεί στη βασική ζώνη σαν στοιχεία  $I, Q$  ( $I + jQ$ ) με μετατόπιση συχνότητας ίση με τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή. Η λειτουργία αυτή είναι παρόμοια με αυτή του τοπικού ταλαντωτή ενός συμβατικού ραδιοσυστήματος

Συντονίζοντας τον τοπικό ταλαντωτή σε όλο το εύρος λειτουργίας του, μπορούμε οποιοδήποτε φασματικό τμήμα του RF σήματος εισόδου να το μετατοπίσουμε γύρω από τη μηδενική συχνότητα. Πρέπει να προσεχθεί ότι χάρη στην τεχνική των  $I, Q$  συνιστωσών, η άνω και η κάτω πλευρική ζώνη του σήματος διατηρούνται.



Σχήμα 1.6 - Μίκτης

### Τοπικός Ταλαντωτής και LPF decimating φίλτρο

Ο τοπικός ταλαντωτής χρησιμοποιεί έναν ψηφιακό συσσωρευτή φάσης (digital phase accumulator).. Αυτός αποτελείται από έναν καταχωρητή, ο οποίος περιέχει κάθε φορά μια αριθμητική τιμή και μπορεί διαδοχικά να αναπαραστήσει ένα ολόκληρο ημιτονοειδές σήμα. Ένας πίνακας αναζήτησης (look-up table) αντιστοιχίζει τη γωνία φάσης του συσσωρευτή στην ψηφιακή τιμή τάσης του ημιτονοειδούς. Τα ημιτονοειδή σήματα που παράγει στο πεδίο του χρόνου (συναρτήσεις δέλτα στο πεδίο της φασματικής συχνότητας) αλλάζουν σε συχνότητα με τέτοιο τρόπο, ώστε να διατηρείται η συνέχεια στη φάση (βλέπε την πρώτη από τις δύο αμέσως παραπάνω εικόνες). Έτσι, παράγεται με ακρίβεια το παραπάνω FSK σήμα, χωρίς μεταβάσεις (transients), δηλαδή ασυνέχειες που θα είχαν ως αποτέλεσμα ανεπιθύμητες φασματικές διαρροές. Να σημειωθεί ότι από τα δύο αυτά σήματα, το πρώτο χρησιμεύει στο χειρισμό της I συνιστώσας του σήματος, ενώ το δεύτερο στις Q (άλλωστε έχουν διαφορά φάσης  $90^\circ$  μεταξύ τους). Η ακρίβεια και η σταθερότητα στη συχνότητα υποστηρίζονται από το A/D clock οπότε αυτό είναι εγγενώς σύγχρονο με την εκάστοτε συχνότητα δειγματοληψίας. Άλλωστε, η λειτουργία του βασίζεται στην ψηφιακή λογική, χάρη στην οποία επιτυγχάνεται η παραπάνω λειτουργία.

Όσον αφορά το φίλτρο που ακολουθεί, αυτό είναι πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης και μάλιστα περιορισμένου εύρους ζώνης (με τη ζώνη διέλευσής του να είναι στο 80% του συνολικού του εύρους), άρα μπορούμε να δειγματοληπτήσουμε σε μια χαμηλότερη συχνότητα σε σχέση με τα προηγούμενα στάδια. Κρατάμε ένα από κάθε  $N$  δείγματα του σήματος, άρα έχουμε στην ουσία ρίξει το ρυθμό δειγματοληψίας κατά έναν παράγοντα  $N$ . Αν ο νέος ρυθμός δειγματοληψίας είναι και πάλι υψηλότερος από το διπλάσιο του εύρους ζώνης του σήματος εξόδου, τότε δεν έχουμε απώλεια πληροφορίας. Η διαδικασία του decimation στην ουσία χρησιμοποιεί φιλτράρισμα για να απαλείψει το aliasing που θα προκληθεί όταν απλώς ρίξουμε το ρυθμό

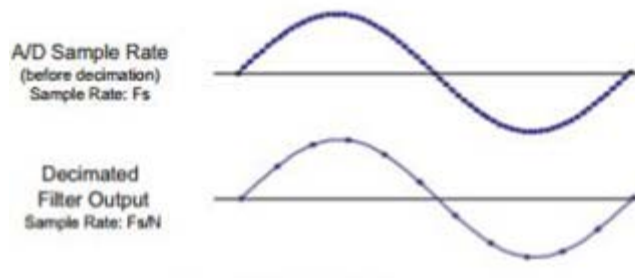
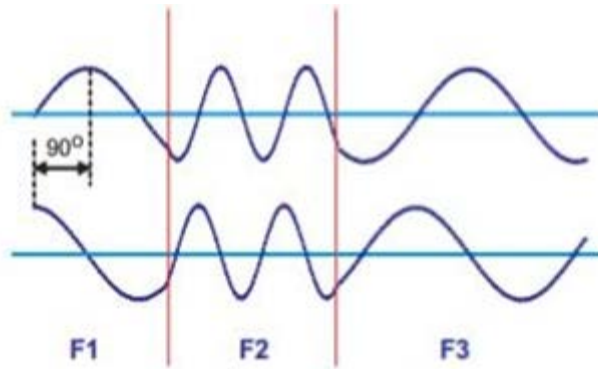
δειγματοληψίας, επειδή θα έχουμε κρατήσει ένα δείγμα από κάθε  $N > 1$  δείγματα.

Αυτή η διαδικασία (η διατήρηση δηλαδή ενός από κάθε  $N$  δείγματα), δεν είναι όμως τόσο προφανής όσο φαίνεται. Κάθε φορά επιλέγεται ένα τμήμα από τα εισερχόμενα RF σήματα, αυτό που φυσικά μας ενδιαφέρει. Η επιλογή αυτή αντιστοιχεί ουσιαστικά σε ζωνοπερατό φιλτράρισμα. Το σήμα έχει υποστεί τη μετατόπιση από το μείκτη. Για τη δειγματολήπτηση λοιπόν του εν λόγω σήματος θα έπρεπε κανονικά να αξιοποιήσουμε το νόμο του Nyquist περί συχνότητας δειγματοληψίας τουλάχιστον διπλάσιας του εύρους ζώνης. Ωστόσο, δεν ακολουθούμε αυτή την τακτική για να εξοικονομήσουμε κόστος υλοποίησης και εξοικονόμησης πόρων. Για αυτό το λόγο, «παραβιάζουμε» το νόμο του Nyquist για να μειώσουμε το ρυθμό δειγματοληψίας (υποδειγματολήπτηση-undersampling). Μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε «για καλό σκοπό» το aliasing, αρκεί στη νέα συχνότητα δειγματοληψίας που θα επιλέξουμε, να υπακούσουμε στο νόμο του Nyquist. Δεδομένης της νέας συχνότητας δειγματοληψίας  $f_s$  που τελικά θα χρησιμοποιήσουμε, το σήμα που θα επιλέξουμε (αυτό που μας ενδιαφέρει δηλαδή) θα πρέπει να βρίσκεται ολόκληρο στη λεγόμενη ζώνη Nyquist που θα εκτείνεται από  $1.5f_s$  μέχρι  $2f_s$ . Στις υπόλοιπες ζώνες δε θα υπάρχει φασματικό περιεχόμενο, όπως είναι απολύτως λογικό και στην περίπτωση μας .

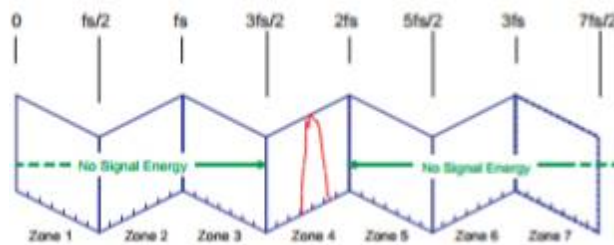
Έτσι, το σήμα που μας ενδιαφέρει μετά τη δειγματοληψία και τη μετατόπιση που έχει υποστεί, έχει διατηρηθεί αυτούσιο, καθότι δεν έχουμε φασματικό περιεχόμενο στις άλλες ζώνες. Επίσης, έχει καθρεπτιστεί σαν γραφική παράσταση στο πεδίο της συχνότητας.

Τέλος, είναι φανερό ότι ο ακέραιος αριθμός  $N$  που αναφέρθηκε παραπάνω εξαρτάται από τη νέα συχνότητα δειγματοληψίας  $f_s$ , όπως από αυτήν εξαρτάται το εύρος του channel.

Το όφελος της παραπάνω διαδικασίας είναι ότι το decimated σήμα εξόδου είναι ευκολότερα επεξεργάσιμο, μπορεί να μεταδοθεί με χαμηλότερο ρυθμό ή να αποθηκευθεί σε λιγότερη μνήμη. Άρα έχουμε δραματική μείωση κόστους και χρήσης πόρων, κάτι που φυσικά είναι επιθυμητό.



Σχήμα 1.7 - Τοπικός ταλαντωτής και LPF decimating φίλτρο



Σχήμα 1.8 – Undersampling



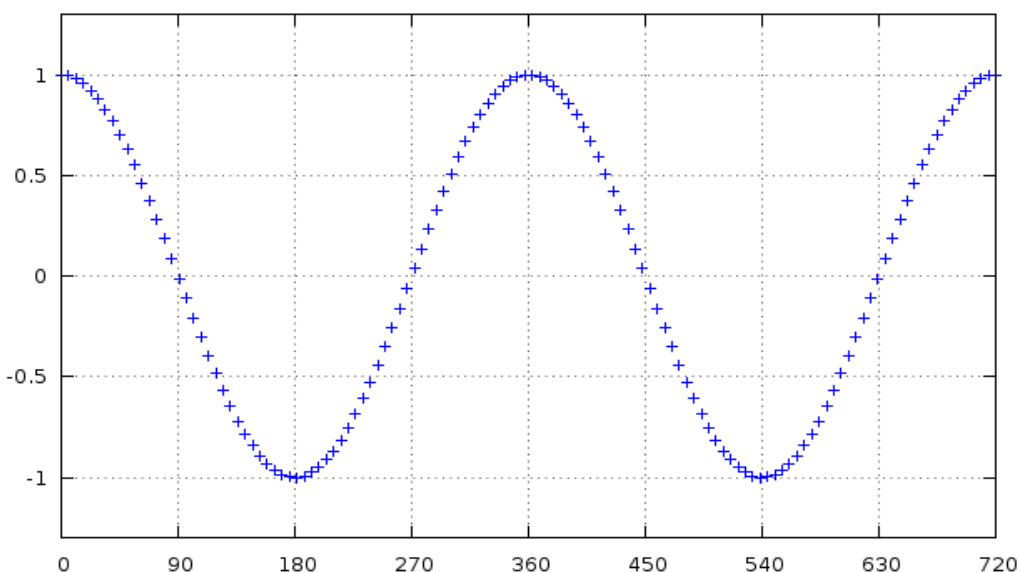
#### 1.2.4. Οι συνιστώσες $I/Q$ και η αποδιαμόρφωσή τους

Τα τετραγωνικά σήματα είναι σήματα δύο διαστάσεων, οι τιμές των οποίων μπορούν να προσδιοριστούν από ένα μιγαδικό αριθμό. Οι συνιστώσες αυτές, οι οποίες συμβολίζονται με  $I$  και  $Q$ , είναι δείγματα του ίδιου σήματος που έχουν ληφθεί με διαφορά φάσης  $90^\circ$  και περιέχουν διαφορετική πληροφορία. Ο διαχωρισμός γίνεται για να μετρηθούν το πλάτος και η σχετική φάση των δύο αυτών στοιχείων του σήματος. Τα τετραγωνικά σήματα, τα οποία ονομάζονται και σύνθετα σήματα, χρησιμοποιούνται σε πολλές εφαρμογές ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων όπως:

- Συστήματα ψηφιακών επικοινωνιών
- Συστήματα radar
- Συστήματα μέτρησης συνεκτικών παλμών
- Antenna beamforming applications
- Απλοί διαμορφωτές πλευρικής ζώνης

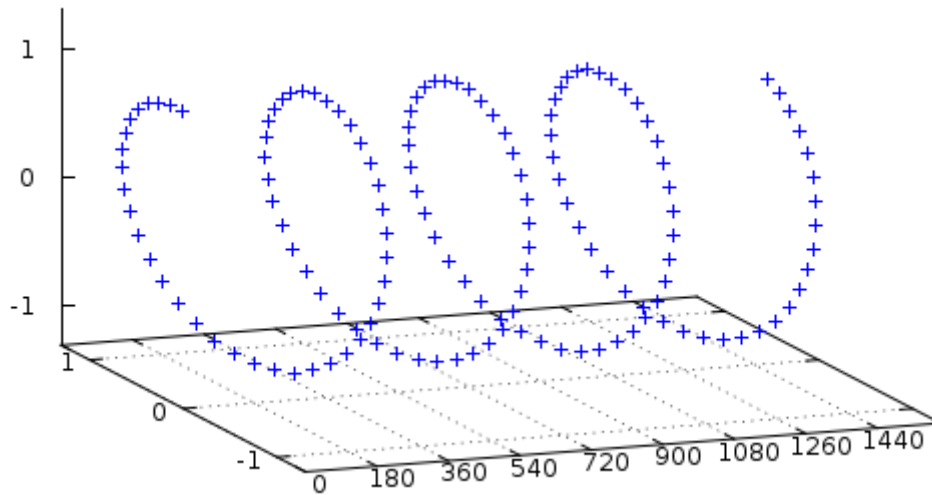
Με τη χρήση των δεδομένων  $I/Q$  μπορούμε να έχουμε μεγαλύτερη ακρίβεια από ότι με τη χρήση απλών δειγμάτων του πλάτους της κυματομορφής. Όταν έχουμε μόνο αυτή την πληροφορία (Σχήμα 1.9) δημιουργούνται κάποια προβλήματα.

Αρχικά δεν μπορεί να προσδιοριστεί η συχνότητα. Αυτό οφείλεται στο ότι δεν μπορούμε να προσδιορίσουμε αν είναι θετική ή αρνητική, καθώς και σε κάποιες περιπτώσεις παράγεται η ίδια κυματομορφή (π.χ.  $\cos(x) = \cos(-x)$ ). Ένα δεύτερο μειονέκτημα είναι η δυσκολία προσδιορισμού της ενέργειας. Μπορούμε να δούμε τις κορυφές της κυματομορφής κάθε  $180^\circ$ , αλλά δεν μπορούμε να γνωρίζουμε αν η ενέργεια είναι η ίδια στα άλλα σημεία, καθώς και αν το δείγμα που έχει ληφθεί είναι ακριβώς στην κορυφή.



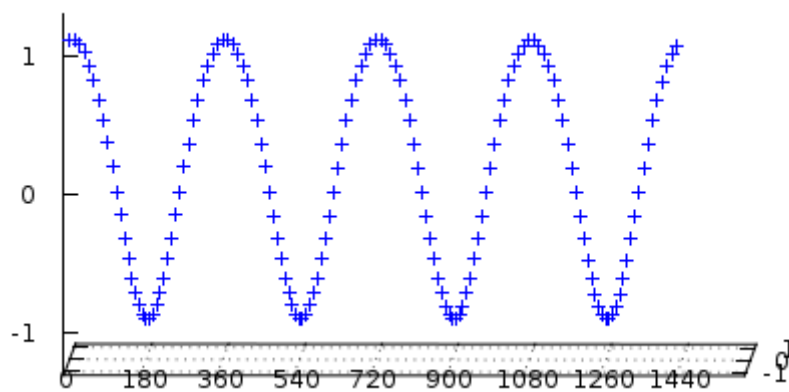
Σχήμα 1.9 - Απλή κυματομορφή

Η χρήση των δεδομένων  $I/Q$  λύνει αυτά τα προβλήματα. Αντί να βλέπουμε το σήμα σαν μία επίπεδη καμπύλη, όπως στο παραπάνω σχήμα, το βλέπουμε σαν μία τρισδιάστατη σπειροειδή καμπύλη.

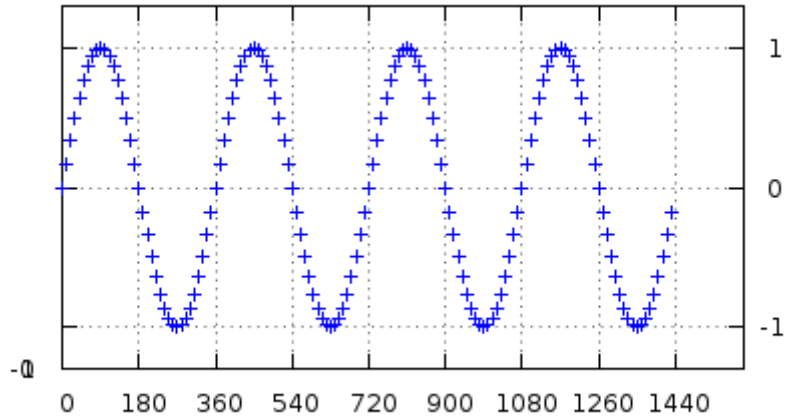


Σχήμα 1.10 - Κυματομορφή με χρήση  $I/Q$

Παρατηρώντας την καμπύλη αυτή από το πλάι, προκύπτει το πρώτο γράφημα του “πραγματικού” σήματος, το οποίο συμβολίζεται με το  $I$ . Παρατηρώντας την από πάνω βλέπουμε την ακόλουθη κυματομορφή, η οποία είναι παρόμοια με την πρώτη, με τη διαφορά ότι έχουν διαφορά φάσης  $90^\circ$ . Η καμπύλη αυτή είναι το  $Q$  των δεδομένων  $I/Q$ .

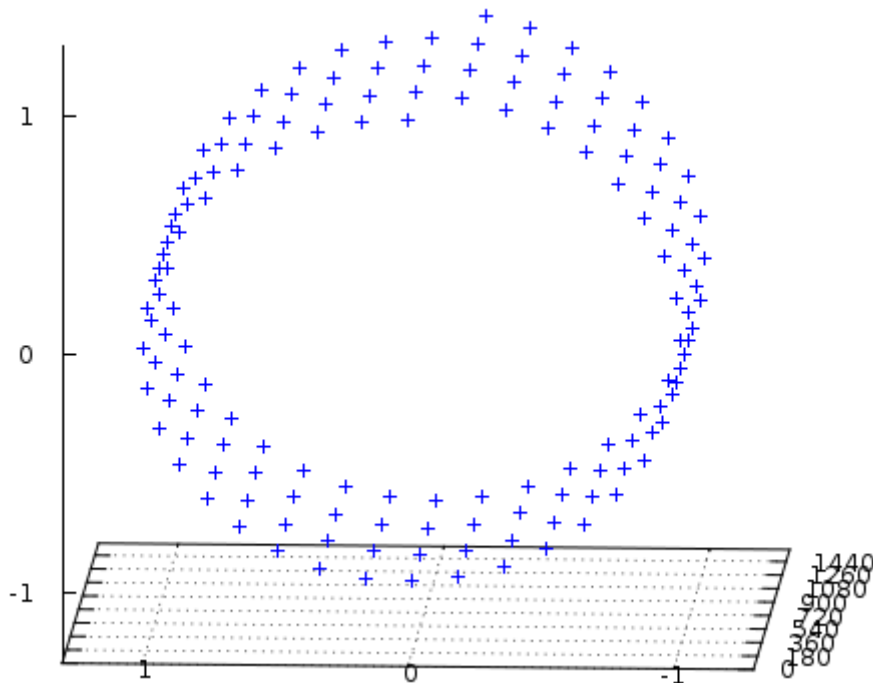


Σχήμα 1.11 - Δεδομένα  $I$



Σχήμα 1.12 - Δεδομένα Q

Τέλος, παρατηρώντας την τρισδιάστατη κυματομορφή κατά μήκος του άξονα του χρόνου μπορεί να προσδιοριστεί το πρόσημο της συχνότητας. Όταν στρέφεται σύμφωνα με τη φορά των δεικτών του ρολογιού είναι αρνητική, ενώ στην αντίθετη περίπτωση θετική. Παρακάτω φαίνεται ένα παράδειγμα θετικής συχνότητας. Η ακτίνα του σήματος είναι σταθερή και μέσω αυτής μπορεί να βρεθεί το πλάτος, το οποίο μπορεί να βρεθεί από οποιοδήποτε δείγμα με τη χρήση της σχέσης  $A = \sqrt{I^2 + Q^2}$



Σχήμα 1.13 - Κυματομορφή I/Q κατά τον άξονα του χρόνου

Υπάρχουν διάφοροι τρόποι αναπαράστασης των δεδομένων  $I/Q$ , ο καθένας με τα δικά του πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Οι συνηθέστεροι είναι οι παρακάτω.

### Ορθογώνια μορφή

Τα δεδομένα  $I/Q$  τοποθετούνται σε ένα καρτεσιανό σύστημα ως συντεταγμένες. Τα  $I$  αντιστοιχούν στη μεταβλητή  $x$  ενώ τα  $Q$  στην  $y$ . Αυτή είναι η πιο συνηθισμένη μορφή λόγω ευκολίας στη διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση ως προς τη χρήση υλικού. Μπορούν να αναπαρασταθούν ως:

- Μιγαδικός αριθμός  $I + Qi$
- Διάνυσμα  $[I, Q]$
- Δύο ξεχωριστές μεταβλητές  $I$  και  $Q$

### Πολική μορφή

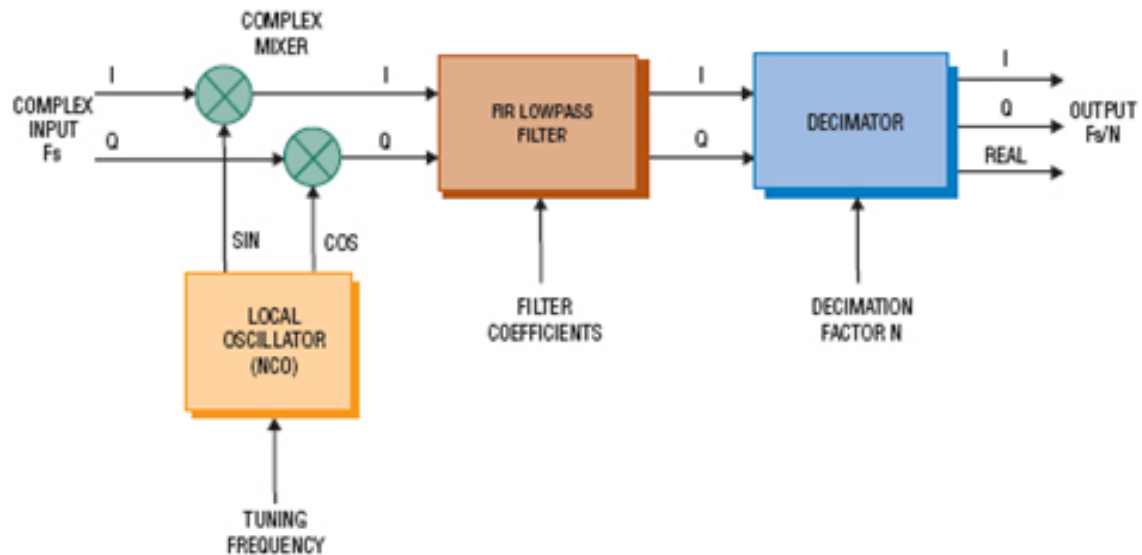
Στην περίπτωση αυτή τα δεδομένα αναπαρίστανται με τη χρήση του πλάτους ( $A$ ) και της φάσης ( $\varphi$ ). Οι μεταβλητές  $I$  και  $Q$  μπορούν να μετατραπούν σε ορθογώνια μορφή με τη χρήση των εξισώσεων:  $I = A \cdot \cos(\varphi)$ ,  $Q = A \cdot \sin(\varphi)$ .

### Μορφή Euler

Χρησιμοποιώντας την εξίσωση του Euler  $\cos(\varphi) + i\sin(\varphi) = e^{i\varphi}$ , μπορούμε να γράψουμε την προηγούμενη σχέση στη μορφή  $Ae^{i\varphi}$ .

## Επεξεργασία σημάτων $I/Q$

Για την επεξεργασία των σημάτων  $I/Q$  χρησιμοποιείται το παρακάτω σύστημα:



Σχήμα 1.14 - Digital Downconverter Block Diagram

Ο τοπικός ταλαντωτής δημιουργεί δύο αντίγραφα του ίδιου σήματος με διαφορά φάσης  $90^\circ$  μεταξύ τους, και το καθένα πολλαπλασιάζεται με την κατάλληλη συνιστώσα. Έτσι διατηρείται η αρχική σχέση των φάσεων κατά τη διάρκεια της μετατόπισης του σήματος στη βασική ζώνη. Το σήμα δειγματοληπτείται με υψηλό ρυθμό, ώστε να πάρουμε όλη την πληροφορία των πλευρικών ζωνών και στις δύο συνιστώσες. Διατηρούνται και οι δύο, αλλιώς οι πλευρικές ζώνες αλληλοκαλύπτονται (aliasing).

Ο μίκτης αποτελείται από δύο ψηφιακούς πολλαπλασιαστές που δέχονται σαν είσοδο μιγαδικές εξόδους (ένα ημίτονο κι ένα συνημίτονο) από τον τοπικό ταλαντωτή και τα ψηφιακά δείγματα από τον ADC. Ο πολλαπλασιασμός στο πεδίο του χρόνου δημιουργεί ένα σήμα αθροίσματος συχνοτήτων κι ένα σήμα διαφοράς συχνοτήτων. Συγκεκριμένα, το ένα σήμα βασικής ζώνης είναι η  $I$  συνιστώσα, ενώ το άλλο η  $Q$ . Ο ταλαντωτής είναι συντονισμένος στη συχνότητα του σήματος που μας ενδιαφέρει και μετατοπίζει το σήμα στη μηδενική συχνότητα. Προσθέτοντας κι αφαιρώντας τις δύο συνιστώσες, διαχωρίζονται οι δύο πλευρικές ζώνες. Αφού ο μίκτης είναι μιγαδικός, η πάνω και η κάτω πλευρική ζώνη του σήματος θα μετατοπιστούν στις αρνητικές και στις θετικές συχνότητες γύρω από τη μηδενική, αντίστοιχα.

Αναπαριστούμε το κύμα σαν  $[I, Q]$  διάνυσμα και με λογισμικό (ή καλύτερα με αλγορίθμους επεξεργασίας) εκτελούμε πράξεις για να αποδιαμορφώσουμε το σήμα. Δηλαδή οι δύο αυτές συνιστώσες σαν διάνυσμα επιτρέπουν στον

επεξεργαστή ενός υπολογιστή να προχωρήσει στην αποδιαμόρφωση εύκολα και αποτελεσματικά.

### **1.3. Οφέλη SDR**

Το SDR μπορεί να μειώσει δραματικά τις ανάγκες για ψηφιακή επεξεργασία σήματος για συστήματα, τα οποία χρειάζεται να επεξεργαστούν σήματα που ανήκουν σε μια συγκεκριμένη μπάντα εντός ενός σήματος ευρείας ζώνης. Έτσι, εξοικονομούμε υπολογιστικούς πόρους και χρόνο. Ο γρήγορος συντονισμός του τοπικού ταλαντωτή σε συνδυασμό με την εύκολη επιλογή του εύρους ζώνης του decimating ψηφιακού φίλτρου κάνουν το SDR εύκολο να ελεγχθεί σαν σύστημα. Εφόσον όλα τα κυκλώματα είναι ψηφιακά (γιατί χρησιμοποιούν ψηφιακή επεξεργασία σήματος), η χαρακτηριστική ενός φίλτρου είναι ακριβέστατη, συγκεκριμένη και δεν αλλάζει με το χρόνο ή τη θερμοκρασία. Αυτό επίσης σημαίνει ότι η προσαρμογή από το ένα channel (όπως το περιγράψαμε στο σημείο που αναφερθήκαμε περί undersampling) στο επόμενο είναι τέλεια και αυτόματη, οπότε δε χρειάζεται εκ νέου καλιμπράρισμα. Τέλος, το όλο σύστημα χαρακτηρίζεται από ένα πολύ καλό δυναμικό εύρος λειτουργίας, κυρίως λόγω του ότι η στάθμη του θορύβου είναι χαμηλή, λόγω των ψηφιακών διαδικασιών που ακολουθούνται στον δέκτη ενός SDR.

Φυσικά, απαιτείται χρόνος έτσι ώστε μια νέα τεχνολογία να περάσει από το στάδιο του εργαστηρίου σε αυτό της παραγωγής. Από τη στιγμή, λοιπόν, που το SDR είναι σχετικά καινούριο, δεν έχει γίνει ακόμα ξεκάθαρο πού μπορεί να εφαρμοστεί. Παρακάτω συνοψίζονται μερικά από τα πιο σημαντικά πλεονεκτήματά του.

- **Διαλειτουργικότητα.** Ένα SDR μπορεί να επικοινωνεί με πολλαπλά ασύμβατα ραδιοσυστήματα ή να λειτουργεί ως γέφυρα μεταξύ τους. Αυτός είναι και ο πρωταρχικός λόγος, για τον οποίο ο στρατός των Ηνωμένων Πολιτειών αποφάσισε να χρηματοδοτήσει τη συγκεκριμένη τεχνολογία. Διαφορετικά παρακλάδια της επιβολής του νόμου χρησιμοποιούν πολλές φορές ασύμβατα μεταξύ τους ραδιοσυστήματα, κάτι το οποίο μπορεί να δυσκολέψει την επικοινωνία κατά τη διάρκεια μιας κοινής επιχείρησης. Ένα SDR μπορεί να λειτουργήσει σαν μεταφραστής για όλα τα διαφορετικά ραδιοσυστήματα.
- **Επαναχρησιμοποίηση συχνότητας.** Ένα SDR μπορεί να εκμεταλλευτεί ένα μεγάλο μέρος του φάσματος, το οποίο σε κάποιες περιπτώσεις υποχρησιμοποιείται. Για παράδειγμα, σε περίπτωση που ο κάτοχος του φάσματος δεν το χρησιμοποιεί, το SDR μπορεί να 'δανειστεί' το φάσμα μέχρι ο κάτοχος να επιστρέψει. Αυτή η τεχνική έχει την προοπτική να αυξήσει δραματικά το ποσό του διαθέσιμου φάσματος. Στο σημείο αυτό αξίζει να γίνει αναφορά στα cognitive radios (CR). Το cognitive radio είναι ένα «έξυπνο» ραδιοσύστημα που μπορεί να προγραμματιστεί και να

ρυθμιστεί δυναμικά. Ο πομποδέκτης του έχει σχεδιαστεί για να χρησιμοποιεί τα καλύτερα ασύρματα κανάλια στη γύρω περιοχή. Ένα τέτοιο ραδιοσύστημα ανιχνεύει αυτόματα τα διαθέσιμα κανάλια στο ασύρματο φάσμα και αλλάζει ανάλογα τις παραμέτρους μετάδοσης ή λήψης του προκειμένου να επιτρέψει περισσότερες ταυτόχρονες ασύρματες επικοινωνίες σε μια δεδομένη ζώνη ραδιοφάσματος σε μία θέση. Αυτή η διαδικασία είναι μια μορφή δυναμικής διαχείρισης του ραδιοφάσματος

- Μελλοντική θωράκιση. Ένα SDR μπορεί να αναβαθμιστεί ανά πάσα στιγμή προκειμένου να υποστηρίξει τα τελευταία επικοινωνιακά πρότυπα. Αυτή η ικανότητα είναι ιδιαίτερα σημαντική για τα ραδιοσυστήματα με μεγάλο χρόνο ζωής, όπως σε στρατιωτικές ή αεροναυτικές εφαρμογές. Για παράδειγμα, σε περίπτωση που εφαρμοστεί ένα νέο πρότυπο κυψελών, το μόνο που χρειάζεται είναι η φόρτωση νέου λογισμικού σε ένα σταθμό βάσης SDR. Με τον τρόπο αυτό γλιτώνουμε το κόστος που θα είχε μια ενδεχόμενη αντικατάσταση του υλικού.
- Χαμηλό κόστος. Το SDR μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε πολλές αγορές και για διαφορετικές εφαρμογές, κάτι το οποίο μπορεί να μειώσει το κόστος κάθε συσκευής. Παραδείγματος χάριν, το ίδιο ραδιοσύστημα μπορεί να πουληθεί σε μια εταιρία κινητής τηλεφωνίας και σε μια αυτοκινητοβιομηχανία. Εξίσου σημαντική αποτελεί η μείωση του κόστους όσον αφορά τη συντήρηση και την εκπαίδευση που απαιτείται.
- Έρευνα και ανάπτυξη. Ένα SDR υποστηρίζει την εφαρμογή πολλών διαφορετικών κυματομορφών για ανάλυση σε πραγματικό χρόνο. Έτσι, μεγάλες εμπορικές μελέτες και όχι μόνο μπορούν να διεξαχθούν πολύ πιο γρήγορα και συχνά με μεγαλύτερη ακρίβεια, απ' ό,τι μέσω προσομοιώσεων.

Τέλος, το SDR αποδεικνύεται πάρα πολύ χρήσιμο όταν εμφανίζονται απρόσμενα προβλήματα και το ραδιοσύστημα δεν μπορεί να αντικατασταθεί ή να επισκευαστεί. Τα καλύτερα παραδείγματα προέρχονται από τα ραδιοσυστήματα που χρησιμοποιούνται στο διάστημα, όπου το κόστος ενδεχόμενης αποτυχίας είναι πολύ υψηλό και δεν υπάρχει η δυνατότητα επισκευής του υλικού. Με τη χρήση ενός SDR στις περιπτώσεις αυτές μειώνουμε τη χρήση του υλικού και έτσι μειώνουμε την πιθανότητα δυσλειτουργίας λόγω hardware.

## **1.4. Μειονεκτήματα και δυσκολίες SDR**

Με όλα αυτά τα πλεονεκτήματα του SDR, μπορεί να αναρωτηθούμε γιατί δεν είναι όλα τα ραδιοσυστήματα SDR. Δεν υπάρχει κάποια τεχνολογία που να μην έχει μειονεκτήματα και προβλήματα. Στην συγκεκριμένη περίπτωση κάποια από αυτά είναι:

- Κόστος και κατανάλωση

Το σημαντικότερο επιχείρημα εναντίον των SDR είναι το κόστος. Αυτό είναι σημαντικό για προϊόντα που κατασκευάζονται μαζικά και έχουν χαμηλό περιθώριο κέρδους. Στις απλές τυποποιημένες συσκευές που είναι κατασκευασμένες για κάποια συγκεκριμένη λειτουργία, το κόστος εξαρτάται από το μέγεθος της πλακέτας, το οποίο με τη σειρά του εξαρτάται από την πολυπλοκότητά της. Αφού τα SDR έχουν πιο πολύπλοκη κατασκευή από τα ραδιοσυστήματα απλής λειτουργίας, το κόστος τους είναι μεγαλύτερο.

Το δεύτερο συχνότερο επιχείρημα κατά της χρήσης SDR είναι η αυξημένη κατανάλωση ενέργειας. Η διαφορά σε σχέση με τα απλά ραδιοσυστήματα οφείλεται σε δύο λόγους: Αυξημένη πολυπλοκότητα στην ψηφιακή επεξεργασία του σήματος και στο μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Τα SDR έχουν πολύ συχνά 10 φορές μεγαλύτερη κατανάλωση από ένα αντίστοιχο κύκλωμα που έχει σχεδιαστεί για μια εξειδικευμένη χρήση. Η μεγάλη αυτή αύξηση της κατανάλωσης οφείλεται στους μετατροπείς σήματος αναλογικού σε ψηφιακό και ψηφιακού σε αναλογικό, καθώς και στα RFFE που χρησιμοποιούνται στα SDR. Η διαφορά γίνεται πιο έντονη στους ενισχυτές ισχύος μεγάλου εύρους ζώνης, οι οποίοι είναι και λιγότερο αποτελεσματικοί.

Το κόστος και η ενεργειακή κατανάλωση είναι αυτά που λαμβάνουμε υπόψιν όταν μελετάμε το περιθώριο επεξεργασίας σε ένα SDR. Το περιθώριο αυτό ορίζεται ως ο λόγος ισχύος που παρέχεται από ένα SDR προς την ισχύ που απαιτείται για το σύνολο βάσης των κυματομορφών. Επειδή είναι δύσκολο να προβλέψουμε τι κυματομορφές θα χρησιμοποιούνται στο μέλλον, ακόμα και μια μικρή υποτίμηση του περιθωρίου μπορεί να αποκλείσει μια πολύ σημαντική μελλοντική κυματομορφή.

- Πολυπλοκότητα

Ένα δεύτερο επιχείρημα κατά της χρήσης των SDR είναι η πολυπλοκότητά τους, η οποία αποτελείται από δύο στοιχεία. Αυτά είναι:

- i. Αυξημένος κίνδυνος: Υπάρχουν δύο λόγοι που αυξάνουν τον κίνδυνο κατά την κατασκευή ενός SDR:



- Αδυναμία ολοκλήρωσης της κατασκευής εγκαίρως και με τον σωστό προϋπολογισμό. Τα SDR είναι ακόμα νέα τεχνολογία, με αποτέλεσμα να είναι δυσκολότερη η πρόβλεψη και η αντιμετώπιση των προβλημάτων που μπορεί να προκύψουν κατά την κατασκευή τους.
- Αδυναμία να ελεγχθεί πλήρως και σε όλες τις λειτουργίες το ραδιοσύστημα. Ο έλεγχος σωστής λειτουργίας των SDR είναι από τα ισχυρότερα επιχειρήματα κατά της χρήσης τους. Είναι πολύ δύσκολο να ελεγχθεί ένα ραδιοσύστημα που υποστηρίζει έναν τεράστιο αριθμό από κυματομορφές. Δεν είναι δυνατό να δοκιμαστούν όλοι οι πιθανοί συνδυασμοί των παραμέτρων και οι δοκιμές ακραίων καταστάσεων δεν είναι πάντα αποτελεσματικές γιατί δεν μπορούμε να προβλέψουμε με ακρίβεια την αλληλεπίδραση μεταξύ των υπομονάδων. Σε περίπτωση που έχουμε ένα SDR που δε λειτουργεί όπως έχουμε προβλέψει, εκτός του ελλειμματικού ραδιοσυστήματος θα υπάρχει πρόβλημα και σε ολόκληρο το δίκτυο.

Υπάρχουν αρκετές ανησυχίες για την ασφάλεια και την προστασία των πληροφοριών σε ένα SDR που οφείλονται στην πολυπλοκότητα του συστήματος. Τα περισσότερα ασύρματα συστήματα έχουν κάποιου είδους κρυπτογράφηση και πιστοποίηση, έτσι ώστε να είμαστε ασφαλείς από υποκλοπές. Η δυνατότητα να αλλάζουμε πολλές παραμέτρους της κυματομορφής σημαίνει ότι θα μπορούν να αλλάξουν και χαρακτηριστικά της ασφάλειας. Αυτό καθιστά τη χρήση των SDR λιγότερο ασφαλή στη χρήση τους, ιδιαίτερα σε περιπτώσεις που η ασφάλεια παίζει σημαντικό ρόλο, όπως για παράδειγμα σε στρατιωτικές.

Πέρα από τα παραπάνω μειονεκτήματα, για να πετύχουμε μια τέτοια αρχιτεκτονική ραδιοσυστημάτων, πρέπει να ξεπεραστούν και κάποιες τεχνολογικές δυσκολίες:

- Οι περισσότερες κεραιές είναι μηχανικές κατασκευές και είναι δύσκολο να συντονιστούν δυναμικά. Επειδή όπως είπαμε προηγουμένως, το ιδανικό SDR δεν πρέπει να έχει περιορισμούς στη φέρουσα συχνότητα ή στο εύρος ζώνης, η κεραία θα πρέπει ιδανικά να χρησιμοποιείται για σήματα από πολύ χαμηλές (1MHz) έως και πολύ υψηλές συχνότητες (60GHz).
- Η επιλογή του επιθυμητού σήματος και η απόρριψη των παρεμβολών είναι σημαντική λειτουργία του RFFE. Παρόλα αυτά η κεραία και τα φίλτρα που απαιτούνται για την επιλογή του κατάλληλου καναλιού είναι συνήθως ηλεκτρομηχανικές κατασκευές και έτσι δύσκολο να συντονιστούν δυναμικά.
- Από τη στιγμή που δεν υπάρχει το RFFE να επιλέξει το εύρος που μας ενδιαφέρει, πρέπει όλο το εύρος να ψηφιοποιηθεί. Σύμφωνα με το κριτήριο του Nyquist, πρέπει να γίνει δειγματοληψία του σήματος με συχνότητα τουλάχιστον διπλάσια της μέγιστης. (2x60GHz). Οι

δυνατότητες των μετατροπέων A/D αυτή τη στιγμή είναι πολύ μικρότερες από 120GHz.

- Πέρα από το σήμα ενδιαφέροντος, το φάσμα του λαμβανόμενου σήματος περιλαμβάνει πολλά άλλα σήματα. Τα παρεμβαλλόμενα σήματα μπορεί να είναι πολύ ισχυρότερα από το σήμα που μας ενδιαφέρει. Ο ψηφιοποιητής λοιπόν θα πρέπει να έχει επαρκή δυναμική εμβέλεια (dynamic range) ώστε να μπορεί να επεξεργαστεί τόσο τα ισχυρά όσο και τα αδύναμα σήματα.
- Ο ψηφιοποιητής πρέπει να είναι γραμμικός. Μη γραμμικότητα προκαλεί παραμόρφωση σε τμήματα του σήματος με διαφορετικά πλάτη ή συχνότητες.

Υποθετικά, ακόμα κι αν όλα αυτά τα τεχνικά προβλήματα ήταν δυνατόν να ξεπεραστούν, το ίδιο ραδιοσύστημα θα μπορούσε να επεξεργαστεί οποιαδήποτε υπάρχουσα και μελλοντική κυματομορφή, χωρίς όμως αυτό να σημαίνει ότι θα ήταν κατάλληλο για όλες τις εφαρμογές.

## **1.5. Εφαρμογές του SDR**

Σήμερα, το SDR θεωρείται ακόμα μια νέα τεχνολογία, η οποία βρίσκεται στα πρώτα στάδια εφαρμογής της στην αγορά. Η ανάπτυξη και η εφαρμογή αυτής της τεχνολογίας, όμως, μπορεί να συμβεί μόνο όταν οι πρόσθετες δαπάνες που προκύπτουν από τη χρήση της μπορούν να αντισταθμιστούν από τα πλεονεκτήματα που παρέχει. Μερικές από τις εφαρμογές των SDR συστημάτων στις σημαντικότερες αγορές αναφέρονται παρακάτω.

### **1.5.1. Χρήση του SDR στη Δημόσια Ασφάλεια**

Πολλές από τις αποφάσεις σε θέματα δημόσιας ασφάλειας στις ΗΠΑ λαμβάνονται από τις τοπικές κυβερνήσεις. Στην περίπτωση του τηλεπικοινωνιακού εξοπλισμού για τους οργανισμούς δημόσιας ασφάλειας, αυτό έχει οδηγήσει σε προβλήματα διαλειτουργικότητας όταν αρκετοί φορείς σε τοπικό, πολιτειακό και ομοσπονδιακό επίπεδο, πρέπει να συνεργαστούν μεταξύ τους σε καταστάσεις έκτακτης ανάγκης.

Αρκετές ενέργειες στον τομέα της δημόσιας ασφάλειας έχουν καταστήσει αναγκαία τη διαλειτουργικότητα μεταξύ των υπηρεσιών που εμπλέκονται στην αντιμετώπιση καταστάσεων έκτακτης ανάγκης. Στις ΗΠΑ, το σχέδιο SAFECOM, που χρηματοδοτείται από το Υπουργείο Εσωτερικής Ασφάλειας, έχει εκδώσει μια σειρά από απαιτήσεις για την αντιμετώπιση ζητημάτων διαλειτουργικότητας μεταξύ των συστημάτων ασύρματης επικοινωνίας που χρησιμοποιούνται από τους οργανισμούς δημόσιας ασφάλειας (Υπουργείο

Εσωτερικής Ασφάλειας, 2004). Σε διεθνές επίπεδο, το σχέδιο MESA (Κινητικότητα για καταστάσεις έκτακτης ανάγκης και εφαρμογές ασφαλείας) έχει επίσης κυκλοφορήσει μια σειρά απαιτήσεων που εστιάζουν στις ψηφιακές κινητές ευρυζωνικές εφαρμογές για τον τομέα της δημόσιας ασφαλείας (Έργο MESA, 2002). Τα δυο αυτά σχέδια μελετούν και σχεδιάζουν τη χρήση του SDR για να εκπληρώσουν άμεσες και μελλοντικές ανάγκες.

Είναι προφανές λοιπόν ότι η τεχνολογία του SDR μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να λύσει πολλά από τα προβλήματα επικοινωνίας στον τομέα της δημόσιας ασφαλείας. Επιπλέον, οι SDR συσκευές θα μπορούσαν να λειτουργήσουν ως γέφυρες μεταξύ των διαφόρων ραδιοσυστημάτων ή ακόμα να χρησιμεύσουν και ως σταθμοί βάσης για διάφορα συστήματα. Εν ολίγοις, οι καταστάσεις έκτακτης ανάγκης απαιτούν ευέλικτα ραδιοσυστήματα, τα οποία να έχουν τη δυνατότητα να προσαρμοστούν στις ανάγκες του χρήστη άμεσα, και τα SDR συστήματα θα μπορούσαν να παρέχουν αυτή την ευελιξία.

### **1.5.2. Στρατιωτική χρήση του SDR**

Το ενδιαφέρον του στρατού για παραμετροποιήσιμα ραδιοσυστήματα ήταν εμφανές από τη δεκαετία του '90 ακόμα, με την ανάπτυξη του συστήματος SpeakEasy, το οποίο είχε ως στόχο να ενσωματώσει διάφορες στρατιωτικές πρότυπα σε μία και μοναδική συσκευή. Ωστόσο, με τις συνεχώς αυξανόμενες απαιτήσεις που επιφέρει η ανταλλαγή πληροφοριών πολυμέσων σε πραγματικό χρόνο στο πεδίο δράσης καθώς και η επικοινωνία μεταξύ όλων των στρατιωτικών κλάδων, το Υπουργείο Άμυνας εγκαινίασε το πρόγραμμα Joint Tactical Radio System (JTRS) το 1997 με σκοπό την παροχή ευέλικτων ραδιοσυστημάτων για στρατιωτικές εφαρμογές.

Με τη χρήση του SDR, αναμένεται να μειωθεί το κόστος ανάπτυξης και απόκτησης τέτοιων συστημάτων με τη χρήση μιας ενοποιημένης πλατφόρμας, στην οποία θα μπορούσε να ενσωματωθεί μια ευρεία ποικιλία ασύρματων συστημάτων. Αυτή η τεχνολογία θα δώσει επίσης μεγαλύτερη ευελιξία και στην εκτέλεση κοινών στρατιωτικών αποστολών με άλλα έθνη, τα οποία προφανώς έχουν τα δικά τους συστήματα επικοινωνιών, καθώς και στην εκτέλεση άλλων μη πολεμικών στρατιωτικών επιχειρήσεων, όπου θα πρέπει να υπάρχει αλληλεπίδραση με τη δημόσια ασφάλεια και άλλες υπηρεσίες.

### **1.5.3. Εμπορική χρήση του SDR**

Ο τομέας, στον οποίο έχουν εφαρμοστεί περισσότερο οι ιδέες και αρχές του SDR, είναι η εξέλιξη των σταθμών βάσης, εν μέρει λόγω του γεγονότος ότι οι σταθμοί βάσης δεν έχουν αυστηρούς περιορισμούς ως προς την περιοχή, την ενέργεια ή το βάρος που απαιτείται, σε αντίθεση με αυτές που προέκυψαν κατά το σχεδιασμό των κινητών τερματικών.

Παρόλα αυτά, οι διάφορες εξελίξεις στην τεχνολογία έχουν οδηγήσει στην ανάπτυξη ακόμα και κινητών συσκευών βασισμένων στη λογική του SDR, με πρωταρχικό σκοπό τη μείωση του κόστους και την καλύτερη διαχείριση του φάσματος.

#### **1.5.4. Υλοποίηση των SDR σήμερα**

Για την υλοποίηση ενός συστήματος χρησιμοποιούνται ένας συνδυασμός από ολοκληρωμένα κυκλώματα, όπως ψηφιακοί επεξεργαστές σήματος (DSPs), ASICs, FPGAs, επεξεργαστές γενικού σκοπού (General Purpose Processors, GPPs) ή προγραμματιζόμενα Systems on Chip (SoC). Αυτά τα κυκλώματα ακολουθούν ψηφιακή λογική που συμβαδίζει με τις ανάγκες της υλοποίησης ενός τέτοιου συστήματος. Τα FPGAs γίνονται όλο και πιο σημαντικά εξαιτίας της ικανότητας παράλληλης επεξεργασίας δεδομένων, κάτι που προσφέρει προφανώς περισσότερη ταχύτητα, σε σχέση με τους απλούς DSPs που ακολουθούν σειριακή και χρησιμοποιούν τα λεγόμενα Intellectual Property (IP) Cores, που είναι μια σειρά από εξειδικευμένους αλγορίθμους ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, στους οποίους βασίζεται η λειτουργία των ολοκληρωμένων αυτών κυκλωμάτων παρέχοντας δυνατότητα επαναπρογραμματισμού ανα πάσα στιγμή.

#### **1.5.5. Το SDR στην αγορά και εξελίξεις**

Ένα μεγάλο μέρος της αγοράς κινητών υποδομών χρησιμοποιεί SDR τεχνολογία, και η μελλοντική ανάπτυξη που θα υποστηρίξει ζήτηση κινητών δεδομένων θα οδηγήσει στην ανάπτυξη περισσότερων σταθμών βάσης SDR. Σχεδόν 1 δισεκατομμύριο SDR έχουν αποσταλεί το 2011 για εφαρμογές κινητών τερματικών. Σχεδόν το σύνολο των ραδιοφώνων που πωλούνται για στρατιωτικές επικοινωνίες χρησιμοποιούν την τεχνολογία SDR σήμερα. Σχεδόν όλος ο νέος ραδιοεξοπλισμός που πωλείται στην αγορά σχετικά με τη δημόσια ασφάλεια (τόσο όσον αφορά στις υποδομές των σταθμών βάσης όσο και όσον αφορά στα ραδιόφωνα), έχει υιοθετήσει την τεχνολογία του SDR. Δορυφορικά “μόντεμ” στις εμπορικές και στρατιωτικές αγορές κάνουν ευρεία χρήση της τεχνολογίας SDR για την επεξεργασία σημάτων βασικής ζώνης ή ενδιάμεσης ζώνης.

Τώρα, μελέτες αγοράς και τεχνολογίας του Wireless Innovation Forum έχουν δείξει ότι οικονομικά αποδοτικές τεχνολογίες στις ραδιοσυχνότητες που υποστηρίζουν τη λειτουργία του SDR σε μια ευρεία περιοχή του φάσματος έχουν αρχίσει να ωριμάζουν, επιτρέποντας για πρώτη φορά τη χρήση του SDR ως μια τεχνολογία για τα δυναμικά συστήματα με νοητικές (cognitive) ή έξυπνες λειτουργίες ραδιοφώνου. Η τάση αυτή αναμένεται να συνεχιστεί και τα επόμενα χρόνια, επιτρέποντας μέσω του SDR να επιτευχθεί τελικά το

καθορισμένο όραμα για μείωση του κόστους παροχής στους τελικούς χρήστες με πρόσβαση σε ασύρματες επικοινωνίες - που είναι πανταχού παρούσες - επιτρέποντάς τους να επικοινωνούν με όποιον θέλουν, όποτε χρειάζεται και με όποιον τρόπο είναι ο καταλληλότερος.

#### **1.5.6. Το SDR και το Internet of Things (IoT)**

Σήμερα, πολλά μηχανήματα και συσκευές που έχουν υπολογιστικά συστήματα στο εσωτερικό τους, μπορούμε να πούμε ότι είναι συνδεδεμένα μεταξύ τους με έναν τρόπο όπως οι υπολογιστές οι ίδιοι συνδέονται στο ίντερνετ (IoT), άρα έχουν μια ηλεκτρονική ταυτότητα (ID) με την οποία αναγνωρίζονται και συνδέονται, χάρη σε ένα σύστημα αναγνώρισης (όπως για παράδειγμα έναν αισθητήρα). Αυτά είναι συνήθως σχεδιασμένα για να προωθούνται στην παγκόσμια αγορά προϊόντων και να πωλούνται σε όλο τον κόσμο. Είναι δεδομένο ότι δημιουργούνται συνεχώς νέα πρωτόκολλα ασύρματης επικοινωνίας και ότι επίσης αξιοποιούνται καινούργιες και μάλιστα υψηλές (τάξης δεκάδων GHz) συχνότητες. Φυσικά αξιοποιούνται και οι ήδη υπάρχοντες τρόποι ασύρματης επικοινωνίας οι οποίοι θα πρέπει να προσαρμοστούν κατάλληλα, ώστε να εκμεταλλευτούν τις δυνατότητες που προσφέρει το SDR. Τέλος, τα μελλοντικά προϊόντα θα είναι σχεδιασμένα, ώστε να έχουν μια πλατφόρμα για να συνδέονται ή να παρέχουν σύνδεση σε διάφορα δίκτυα και ζώνες συχνοτήτων. Άρα, αφενός διευρύνεται ο αριθμός των αντικειμένων που συνδέονται κι αφετέρου χάρη στο SDR η σύνδεση γίνεται ταχύτερη και αποτελεσματικότερη.

Με την εκθετική αύξηση των τρόπων και των μέσων με τα οποία οι άνθρωποι πρέπει να επικοινωνούν (όπως επικοινωνίες δεδομένων, επικοινωνίες φωνής, επικοινωνίες βίντεο, ευρυεκπομπή, επικοινωνίες ελέγχου, επικοινωνίες έκτακτης ανάγκης), η εύκολη τροποποίηση ασύρματων συσκευών και με μικρό κόστος έχει γίνει ένα σημαντικό ζήτημα. Το SDR φέρνει την ευελιξία, την αποδοτικότητα και τη δύναμη να εξελίξει τις επικοινωνίες, με ευρύτατα οφέλη από τους φορείς παροχής υπηρεσιών και σχεδιαστών προϊόντων στους τελικούς χρήστες.

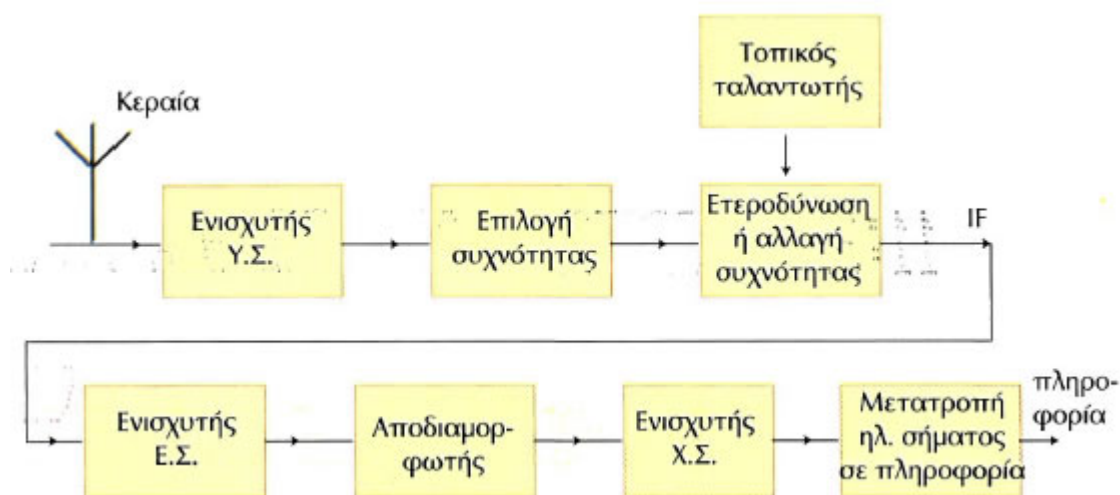
## **1.6. Περιβάλλον GNU Radio**

Το GNU Radio είναι ένα λογισμικό με τη βοήθεια του οποίου μπορούμε να επεξεργαστούμε σήματα χρησιμοποιώντας υλικό μικρού κόστους και απλούς επεξεργαστές. Για τις εφαρμογές που δημιουργούν οι χρήστες μέσω του GNU Radio χρησιμοποιείται πολύ συχνά η γλώσσα προγραμματισμού Python, ενώ για τις σημαντικές διαδικασίες επεξεργασίας σήματος χρησιμοποιείται η C++. Με αυτόν τον τρόπο μπορεί ο καθένας να επεξεργαστεί σε πραγματικό χρόνο, ραδιοσυστήματα υψηλής απόδοσης, σε ένα εύχρηστο και διαρκώς αναπτυσσόμενο περιβάλλον. Επιπλέον μπορούμε να “δούμε” τα αποτελέσματα μιας επεξεργασίας μέσω διαγραμμάτων, είτε για να διορθώσουμε λάθη που μπορεί να υπάρχουν, είτε για να δώσουμε πληροφορίες στον χρήστη για το τελικό αποτέλεσμα.

Το GNU Radio Companion είναι ένα γραφικό περιβάλλον το οποίο χρησιμοποιείται για την ανάπτυξη εφαρμογών στο GNU Radio. Μπορούμε να πούμε ότι το GNU Radio Companion είναι ένα εργαλείο παραγωγής κώδικα σε Python, αφού περιλαμβάνει βιβλιοθήκες με σχηματικά μπλοκ ώστε να μπορούν οι χρήστες να επεξεργάζονται σήματα χωρίς γνώσεις προγραμματισμού.

## 2. Βασικές αρχές δεκτών

Δέκτης καλείται το τμήμα του τηλεπικοινωνιακού συστήματος το οποίο επιλέγει, ένα από το πλήθος των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων που διαδίδονται στην ατμόσφαιρα, το επεξεργάζεται και αποδίδει στην έξοδο του την πληροφορία την οποία μεταφέρει. Το γενικό διάγραμμα του δέκτη φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 2.1):



Σχήμα 2.1 – Γενικό διάγραμμα δέκτη

### 2.1. Δείκτες επίδοσης δεκτών

Τα κύρια χαρακτηριστικά του δέκτη, από τα οποία κρίνεται η επίδοσή του είναι:

- **Ευαισθησία (sensitivity)**

Ονομάζεται η ελάχιστη τάση που χρειάζεται στην είσοδο του δέκτη, για έξοδο δεδομένης σηματοθορυβικής σχέσης και είναι το όριο φώρασης ασθενών σημάτων. Οι δέκτες πρέπει να έχουν αρκετή ενίσχυση για να φέρουν τα ασθενή σήματα σε αποδεκτό επίπεδο. Η ευαισθησία καθορίζεται από:

- *Το εύρος ζώνης:* όσο μεγαλύτερο το εύρος ζώνης, τόσο περισσότερος θόρυβος περνά
- *Το συντελεστή θορύβου:* παραγωγή μεγάλου θορύβου στην πρώτη βαθμίδα του δέκτη απαιτεί ισχυρότερο σήμα

Η ευαισθησία εκφράζεται ως η στάθμη του σήματος στην είσοδο του δέκτη για δοθέντα λόγω σήματος προς παραμόρφωση στην έξοδο.

Μέτρα ευαισθησίας είναι:

- Ο σηματοθρομβικός λόγος (SNR = Signal to Noise Ratio)

$$SNR = \frac{Signal\ Power}{Noise\ Power}$$

- Ο λόγος σήματος προς θόρυβο και παραμόρφωση (SINAD = Signal to Noise and Distortion)

$$SINAD = \frac{SignalPower + NoisePower + DistortionPower}{NoisePower + DistortionPower}$$

- **Δυναμική περιοχή (dynamic range)**

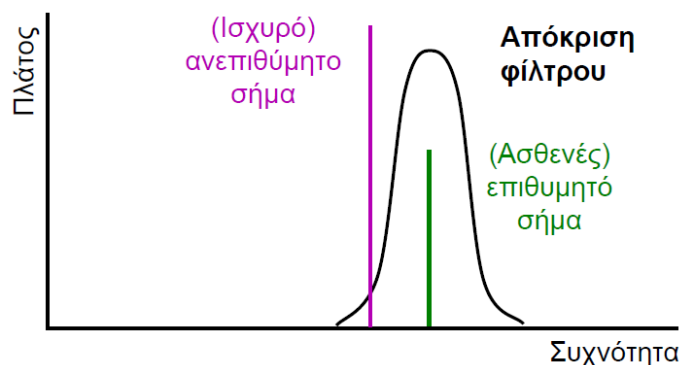
Ονομάζεται η ικανότητα διατήρησης γραμμικής συμπεριφοράς για μεταβαλλόμενες στάθμες σημάτων και είναι το εύρος μεταξύ της ασθενέστερης και ισχυρότερης στάθμης σήματος εισόδου που μπορεί να χειριστεί ο δέκτης. Το κάτω όριο καθορίζεται από την ευαισθησία, ενώ το άνω όριο καθορίζεται από την παραμόρφωση ή την περιοχή ελέγχου του AGC. Στην πράξη, απασχολεί περισσότερο η δυναμική περιοχή για ανεπιθύμητα σήματα εκτός ζώνης.

- **Επιλεκτικότητα (selectivity)**

Είναι η ικανότητα του δέκτη να διαχωρίζει το επιθυμητό σήμα απορρίπτοντας σήματα από γειτονικούς διαύλους.

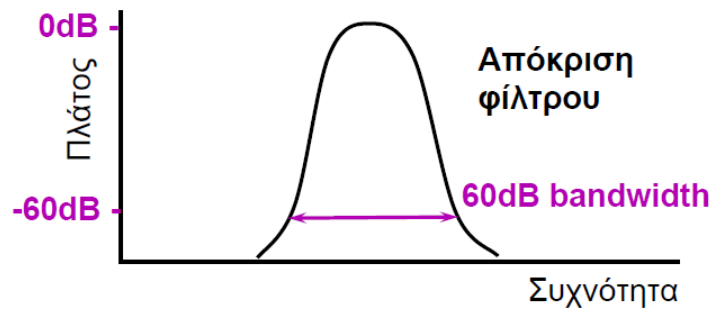
Τα συνήθη μέτρα για την επιλεκτικότητα είναι:

- Το εύρος ζώνης 60 dB
- Ο λόγος απόρριψης γειτονικών διαύλων



Σχήμα 2.2 - Απόκριση φίλτρου





Σχήμα 2.3 - Εύρος ζώνης

- **Συντελεστής θορύβου (Noise figure)**

Με τον όρο «συντελεστή θορύβου» ονομάζουμε τη στάθμη του θορύβου που εισάγει επιπλέον ο δέκτης στο σήμα και αποτελεί το φυσικό όριο για την ευαισθησία του δέκτη. Ορίζεται ως ο λόγος τηςπραγματικής ισχύος θορύβου στην έξοδο προς την ισχύ θορύβου που θα είχαμε αν ο ίδιος ο δέκτης δεν εισήγαγε θόρυβο:

$$NF = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{S_0}{N_0}} = \frac{\frac{S_i}{N_i}}{\frac{GS_i}{N_R + GN_i}} = \frac{N_R + GN_i}{GN_i}$$

Όπου:

- $S_i, N_i, S_0, N_0$ : ισχείς σήματος και θορύβου σε είσοδο και έξοδο
- $N_R$ : θορύβος που προστίθεται από τον δέκτη
- $G$ : ενίσχυση σήματος

- **Ευστάθεια συχνότητας (frequency stability)**

Ονομάζεται η ικανότητα του δέκτη να παραμένει στη σωστή συχνότητα συντονισμού χωρίς να ολισθαίνει (drift). Μονάδα μέτρησης της ευστάθειας είναι τα ppm (parts-per-million).

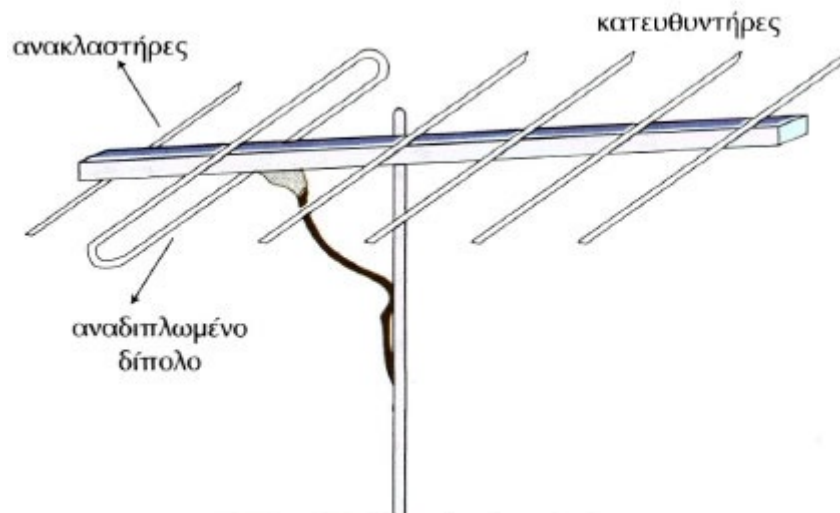
## 2.2. Δομικές μονάδες και λειτουργίες δεκτών

### 2.2.1. Κεραία λήψης

Η κεραία του δέκτη είναι ένας αγωγός ή ένα σύνολο αγωγών στον οποίο το ηλεκτρομαγνητικό κύμα παράγει ένα ηλεκτρικό ρεύμα μικρής έντασης. Η μορφή και οι διαστάσεις της καθορίζονται από την περιοχή των συχνοτήτων, π.χ. ο απλός ραδιοφωνικός δέκτης FM χρησιμοποιεί ως κεραία μεταλλικό αγωγό. Ο δέκτης τηλεόρασης χρησιμοποιεί την κεραία τύπου Yagi, που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, και διάφορες παραλλαγές αυτής.

Οι δορυφορικοί δέκτες χρησιμοποιούν κεραίες τύπου κατόπτρου ή «πιάτου». Οι κεραίες αυτές συλλέγουν ένα μέρος του δορυφορικού σήματος το οποίο ανακλάται στα τοιχώματά τους και συγκεντρώνεται στην εστία όπου συνήθως υπάρχει κάποιο δίπολο στο οποίο παράγεται το ηλεκτρικό ρεύμα.

Το ηλεκτρικό ρεύμα που παράγεται στην κεραία λήψης εξαρτάται από την ένταση του κύματος αλλά και από τη γωνία που σχηματίζει ο αγωγός της κεραίας και η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου του κύματος. Για την καλύτερη δυνατή λήψη ο αγωγός πρέπει να βρίσκεται στο επίπεδο πόλωσης του κύματος και να είναι παράλληλος στην ένταση του ηλεκτρικού πεδίου.



Σχήμα 2.4 - Κεραία τύπου Yagi



Σχήμα 2.5 - Δορυφορική κεραία

### **2.2.2. Ενισχυτής υψηλών συχνοτήτων**

Το σήμα που φτάνει στην είσοδο του δέκτη από την κεραία είναι πολύ ασθενές (συνήθως της τάξης  $\mu\text{V}$ ). Επιπλέον, μεταφέρει και ανεπιθύμητα σήματα, τα γνωστά παράσιτα.

Ο ενισχυτής υψηλών συχνοτήτων ενισχύει το σήμα και έτσι βελτιώνει το λόγο του σήματος προς το θόρυβο (SN, Signal to Noise). Διαφορετικά ο ηλεκτρικός θόρυβος που παράγεται σε όλα τα κυκλώματα θα σκεπάσει το σήμα. Ακόμη ο ενισχυτής Υ.Σ. κάνει προεπιλογή του σταθμού (καναλιού).

### **2.3. Επιλογή συχνότητας**

Για την επιλογή των συχνοτήτων ενός καναλιού και τον αποκλεισμό των γειτονικών, χρησιμοποιήθηκε ένα κύκλωμα παράλληλου συντονισμού RLC (R η ωμική αντίσταση του πηνίου).

Είναι γνωστό ότι το κύκλωμα του Σχήματος 2.6 έχει την καμπύλη απόκρισης που φαίνεται δίπλα. Η καμπύλη δείχνει ότι υπάρχει μία συχνότητα  $f_0$  που καλείται ιδιοσυχνότητα συντονισμού και δίνεται από τον προσεγγιστικό τύπο (για  $R \rightarrow 0$ ):

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Σ' αυτήν η απόκριση του κυκλώματος είναι μέγιστη και όσο απομακρύνεται η συχνότητα από την  $f_0$  η απόκριση ελαττώνεται.

Ο δέκτης συντονίζεται, ώστε η φέρουσα συχνότητα του καναλιού να συμπίπτει με την ιδιοσυχνότητα του κυκλώματος συντονισμού. Οι πλευρικές συχνότητες του καναλιού θα περάσουν με μικρότερη απόκριση. Οι συχνότητες όμως των γειτονικών καναλιών θα εξασθενήσουν πολύ περισσότερο. Η ιδανική βέβαια καμπύλη απόκρισης θα είχε το σχήμα που φαίνεται παρακάτω. Η καμπύλη αυτή προσεγγίζεται με σύζευξη δύο κυκλωμάτων παράλληλου συντονισμού.

Η ικανότητα επιλογής του κυκλώματος παράλληλου συντονισμού εξαρτάται από το συντελεστή ποιότητάς του:

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{2\pi f_0 L}{R}$$

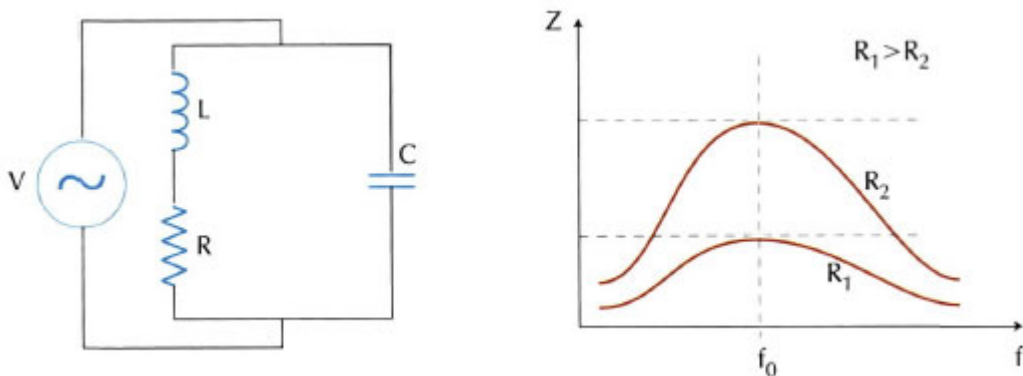
όπου R η ωμική αντίσταση του πηνίου.

Το συμπέρασμα αυτό προκύπτει από τη σχέση:

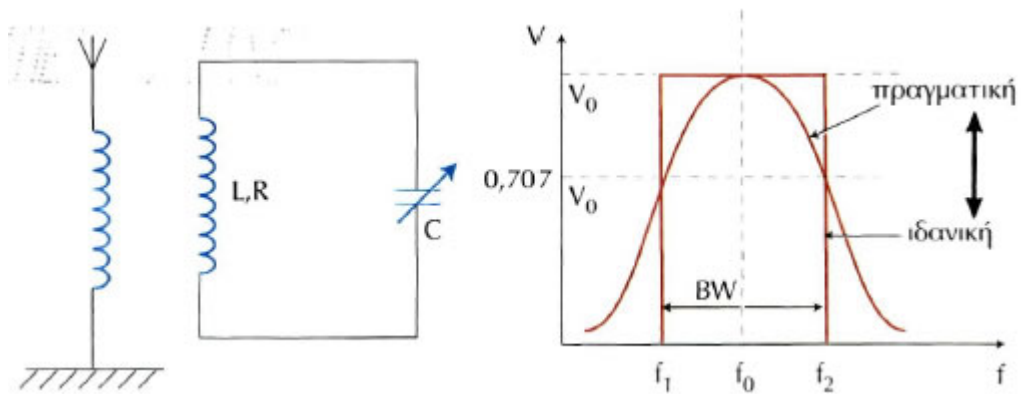
$$Q = \frac{f_0}{\Delta f} \Rightarrow \Delta f = \frac{f_0}{Q}$$

όπου  $\Delta f = f_2 - f_1$ .

Όσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής Q τόσο μικρότερο είναι το εύρος ζώνης, δηλαδή οι πλευρές της καμπύλης συντονισμού πέφτουν απότομα και αποκλείουν τη διέλευση συχνοτήτων από τα γειτονικά κανάλια.



Σχήμα 2.6 - Παράλληλο κύκλωμα RLC και καμπύλη απόκρισης του



Σχήμα 2.7 - Σύζευξη της κεραίας με το κύκλωμα συντονισμού. Ιδανική καμπύλη απόκρισης και πραγματική ενός κυκλώματος

## 2.4. Συντονισμός του δέκτη

Ο συντονισμός του δέκτη επιτυγχάνεται μεταβάλλοντας τη χωρητικότητα C του μεταβλητού πυκνωτή, οπότε μεταβάλλεται και η ιδιοσυχνότητα:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

Καλύτερα αποτελέσματα επιτυγχάνονται με τη χρήση διόδου μεταβλητής χωρητικότητας varactor, η οποία συνδέεται παράλληλα στον πυκνωτή του κυκλώματος συντονισμού. Η μεταβολή της χωρητικότητας γίνεται με την τάση αναστροφής πόλωσης της διόδου. Η τάση πόλωσης πρέπει να είναι σταθεροποιημένη, για να μη μετατοπίζεται ο συντονισμός. Γι' αυτό παράγεται από ηλεκτρονικά κυκλώματα.

### 2.4.1. Αλλαγή συχνότητας ή ετεροδύνωση

Μετά την επιλογή του καναλιού πρέπει το σήμα να ενισχυθεί ακόμη, να απαλλαχτεί από τις συχνότητες των γειτονικών καναλιών οι οποίες υπάρχουν και να διαχωριστεί η πληροφορία (ΧΣ) από το φέρον (ΥΣ). Τα κυκλώματα του δέκτη θα πρέπει να εκτελούν τις παραπάνω εργασίες εξίσου καλά για όλες τις συχνότητες της περιοχής λειτουργίας πχ. MW, FM, VHF κλπ. Η μελέτη των κυκλωμάτων δείχνει ότι είναι αδύνατο να έχουν την ίδια ενίσχυση και επιλεκτικότητα για τόσο μεγάλες περιοχές συχνοτήτων.

Για να αντιμετωπιστεί η προηγούμενη αδυναμία επινοήθηκε η αλλαγή συχνότητας ή ετεροδύνωση, η οποία δίνει την ίδια συχνότητα (ενδιάμεση συχνότητα, Intermediate Frequency, IF) ανεξάρτητα από τη φέρουσα συχνότητα του λαμβανομένου καναλιού, για παράδειγμα:

- Στα μεσαία ραδιοφωνικά κύματα (MW) είναι 455KHz.
- Στα FM του ραδιοφώνου 10,7MHz.
- Στην τηλεόραση η ενδιάμεση του ήχου είναι 33,4MHz, ενώ της εικόνας 38,9MHz.

Τα πλεονεκτήματα της αλλαγής συχνότητας είναι προφανή. Τα κυκλώματα του δέκτη λειτουργούν στην ίδια πάντα IF συχνότητα, και προσφέρουν μεγάλη ενίσχυση, επιλεκτικότητα και σταθερότητα λειτουργίας.

Η ετεροδύωση επινοήθηκε στις αρχές του 1900 και σήμερα εφαρμόζεται σε όλους τους δέκτες, οι οποίοι γι' αυτό χαρακτηρίζονται υπερετεροδύνοι.

#### **2.4.2. Παραγωγή ενδιάμεσης συχνότητας (IF)**

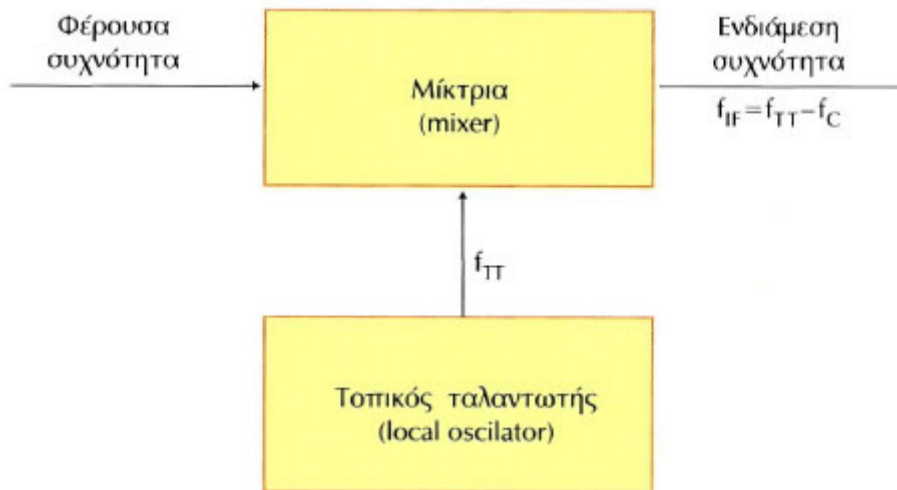
Η μίξη ή αλλαγή συχνότητας γίνεται από κάθε μη γραμμικό στοιχείο κυκλώματος, στοιχείο, δηλαδή, του οποίου η χαρακτηριστική καμπύλη  $I = f(V)$  δεν είναι ευθεία γραμμή. Τέτοια στοιχεία είναι η δίοδος, το τρανζίστορ κλπ.

Όταν σε κύκλωμα που περιέχει μη γραμμικό στοιχείο εφαρμοστούν το διαμορφωμένο σήμα συχνότητας  $f_c$  και το σήμα ενός ταλαντωτή συχνότητα  $f_\pi$ , ο οποίος υπάρχει στο δέκτη και λέγεται τοπικός ταλαντωτής (Local oscillator) ή ετερόδύνο, γίνεται μίξη των δυο σημάτων. Η μίξη, εκτός από τα αρχικά σήματα, δίνει και σήματα με διαφορετικές συχνότητες, όπως  $2f_c$ ,  $2f_\pi$ ,  $f_c + f_\pi$ ,  $f_\pi - f_c$ . Από τις συχνότητες αυτές με κατάλληλα κυκλώματα, που λέγονται φίλτρα, κρατάμε μόνον το σήμα  $f_\pi - f_c$  το οποίο ονομάζουμε και ενδιάμεση συχνότητα, γιατί βρίσκεται ανάμεσα στη ΧΣ και ΥΣ.

$$f_{IF} = f_\pi - f_c$$

Το σήμα συχνότητας  $f_{IF}$  μεταφέρει την ίδια πληροφορία με το φέρον σήμα  $f_c$ . Το σήμα αυτό οδηγείται σε μια σειρά ενισχυτών όπου κυρίως γίνεται η ενίσχυση και η επιλογή του λαμβανόμενου καναλιού.

Όταν στο δέκτη αλλάζει η συχνότητα  $f_c$  του καναλιού, με τον ίδιο χειρισμό αλλάζει και η συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή, ώστε η διαφορά τους να παραμένει σταθερή και ίση με την IF της περιοχής λειτουργίας.



Σχήμα 2.8 - Παραγωγή της ενδιάμεσης συχνότητας

### 2.4.3. Αποδιαμόρφωση (Demodulation)

Αποδιαμόρφωση, καλείται ο διαχωρισμός του σήματος χαμηλής συχνότητας (διαμορφώνων) απο το σήμα υψηλής συχνότητας (φέρον).

Το φέρον σήμα έχει εκτελέσει τη μεταφορά της πληροφορίας από τον πομπό στο δέκτη και δε χρειάζεται άλλο. Πρέπει να ξεχωρίσει από το σήμα της πληροφορίας και να απομακρυνθεί.

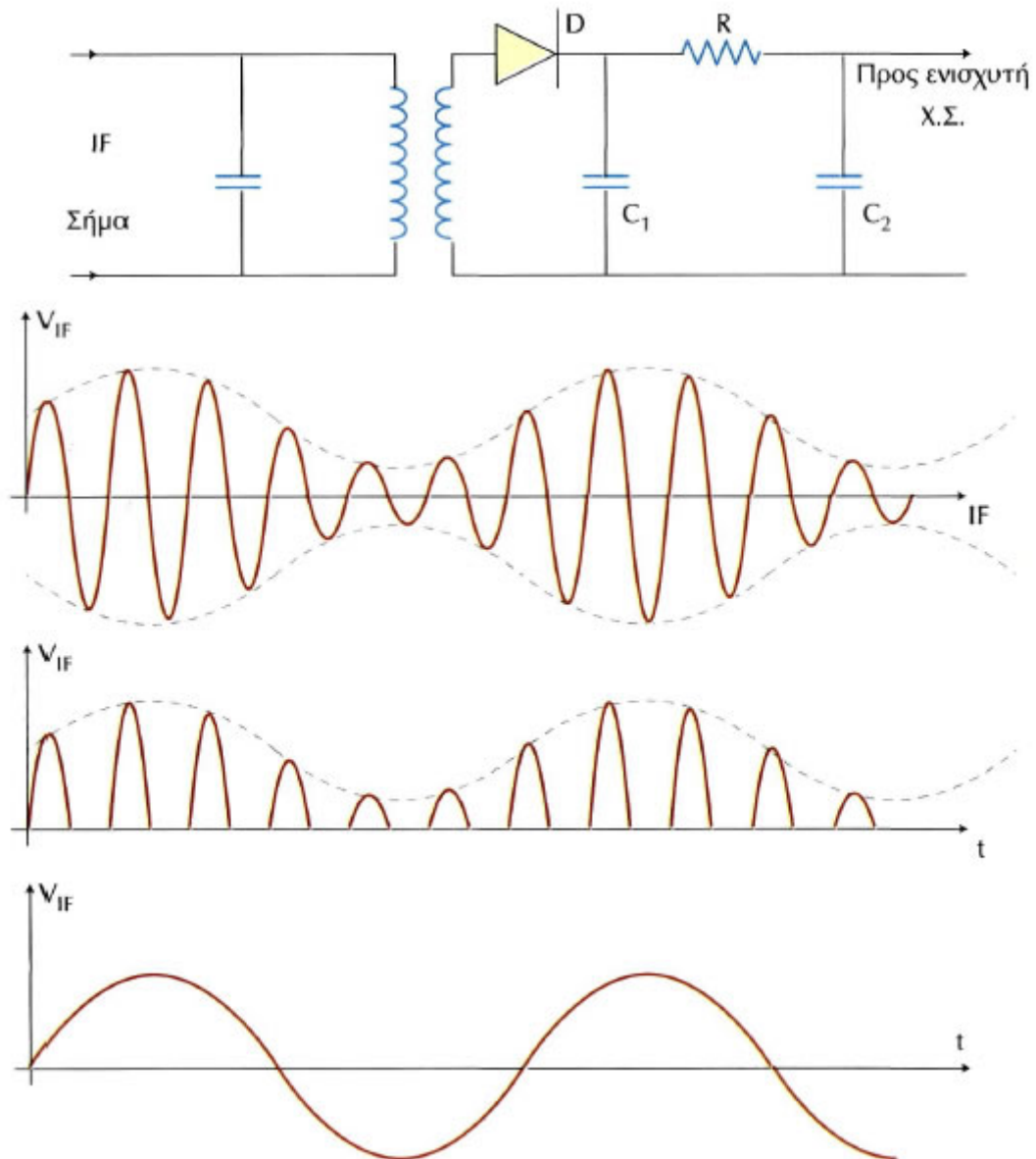
Η αποδιαμόρφωση είναι το αντίθετο της διαμόρφωσης. Έτσι κάθε κατηγορία διαμόρφωσης έχει και την αποδιαμόρφωσή της.

### 2.4.4. Φώραση (Detection) AM

Η φώραση AM πραγματοποιείται με μη γραμμικά στοιχεία, όπως δίοδους, τρανζίστορ κλπ.

Στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 2.9) φαίνεται ένα κύκλωμα φώρασης με δίοδο, καθώς και οι κυματομορφές του σήματος στην είσοδο του, αμέσως μετά τη δίοδο και την έξοδό του.

Η δίοδος αποκόπτει τις αρνητικές ημιπεριόδους του διαμορφωμένου IF σήματος που φθάνει στην είσοδο του κυκλώματος. Το κύκλωμα που ακολουθεί είναι ένα φίλτρο ΧΣ, δηλαδή επιτρέπει τη διέλευση των ΧΣ και οδηγεί στη γη την IF.



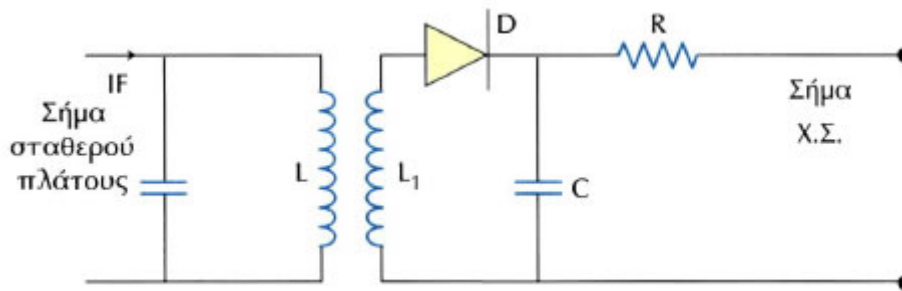
Σχήμα 2.9 - Κύκλωμα φώρασης και κυματομορφές της

#### 2.4.5. Αποδιαμόρφωση FM

Το βασικό πλεονέκτημα της διαμόρφωσης FM είναι η μείωση του θορύβου. Το μεγαλύτερο ποσοστό του θορύβου οφείλεται σε παραμόρφωση του πλάτους της κυματομορφής. Ο θόρυβος αυτός μπορεί να αφαιρεθεί περνώντας το σήμα από έναν περιοριστή (Limiter), ο οποίος ψαλιδίζει τις κορυφές και τις φέρνει στο ίδιο ύψος. Με τον τρόπο αυτό μπορούμε να δούμε αποκλειστικά τις μεταβολές στη συχνότητα, οι οποίες στη συνέχεια θα χρησιμοποιηθούν για την αποδιαμόρφωση του σήματος. Το σήμα απαλλαγμένο από τον θόρυβο λόγω πλάτους οδηγείται στο φωρατή ο οποίος στην περίπτωση της FM είναι γνωστός ως διευκρινιστής (discriminator). Η αρχή λειτουργίας μπορεί να γίνει κατανοητή με την παρακάτω μέθοδο:



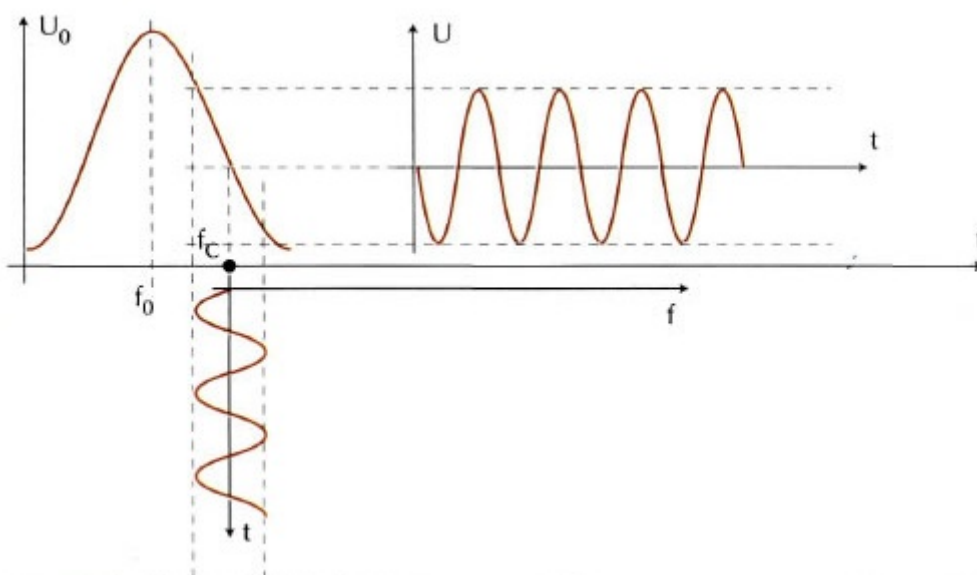
Το βασικό πλεονέκτημα της FM είναι ότι το σήμα μπορεί να απαλλαχτεί από τα παράσιτα που μεταφέρει, οπότε επιτυγχάνεται υψηλή πιστότητα στη λήψη. Για το λόγο αυτό, το σήμα μετά τον ενισχυτή ενδιάμεσης συχνότητας (IF) οδηγείται στον περιοριστή (Limiter), ο οποίος ψαλιδίζει τις κορυφές του και τις φέρνει στο ίδιο ύψος. Το σήμα απαλλαγμένο από τα παράσιτα οδηγείται στο φωρατή ο οποίος στην περίπτωση της FM είναι γνωστός ως διευκρινιστής (discriminator). Η αρχή λειτουργίας μπορεί να γίνει κατανοητή με βάση το παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.10 - Αρχή λειτουργίας της αποδιαμόρφωσης FM

Το σήμα IF οδηγείται σε ένα κύκλωμα παράλληλου συντονισμού RLC, το οποίο μετατρέπει τις μεταβολές της συχνότητας σε μεταβολές του πλάτους. Δηλαδή, μετατρέπει το διαμορφωμένο κατά συχνότητα σήμα σε διαμορφωμένο κατά πλάτος. Στη συνέχεια, με το γνωστό διοδικό φωρατή απαλλάσσεται το σήμα από τη φέρουσα συχνότητα.

Η μετατροπή των μεταβολών της συχνότητας σε μεταβολές πλάτους του σήματος εξηγείται στο παρακάτω σχήμα:

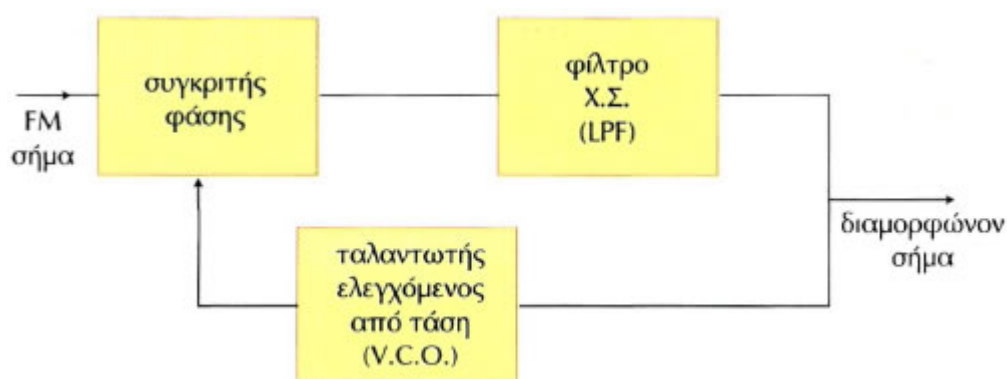


Σχήμα 2.11 - Μετατροπή των μεταβολών της συχνότητας σε μεταβολές του πλάτους

Τα σήματα που εφαρμόζονται στο κύκλωμα RLC έχουν το ίδιο πλάτος, αλλά οι συχνότητές τους αυξομειώνονται γύρω από τη φέρουσα συχνότητα  $f_c$ . Όταν μεταβάλλεται η συχνότητα του σήματος, μεταβάλλεται και το πλάτος του ρεύματος, σύμφωνα με τη γνωστή καμπύλη συντονισμού. Στο πηνίο L επάγεται σήμα, του οποίου το πλάτος μεταβάλλεται ανάλογα με τις μεταβολές της συχνότητας του σήματος FM, επομένως, ανάλογα και με το διαμορφώνον σήμα.

Η δίοδος που ακολουθεί μαζί με το φίλτρο RC ξεχωρίζει το σήμα ΧΣ από τις υψηλές συχνότητες, κατά τα γνωστά από τη φώραση AM. Η παραπάνω μέθοδος δε δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα, γιατί ίσες μεταβολές της συχνότητας του σήματος εισόδου δεν προκαλούν ίσες μεταβολές του πλάτους του σήματος εξόδου. Αυτό οφείλεται στη μη γραμμικότητα της καμπύλης συντονισμού.

Η καλύτερη μέχρι σήμερα μέθοδος φώρασης συχνότητας θεωρείται ο βρόχος κλειδωμένης φάσης (Phase-Locked Loop, PLL). Ο βρόχος αυτός περιλαμβάνει έναν ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (VCO), ένα φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων (Low-Pass filter, LPF) και έναν συγκριτή φάσης, όπως στο σχήμα:



Σχήμα 2.12 - Χρήση του PLL στην αποδιαμόρφωση FM

Ο συγκριτής φάσης συγκρίνει τις συχνότητες των δύο σημάτων εισόδου και δίνει μια τάση ανάλογη με τη διαφορά φάσης τους. Μπορεί να κατασκευαστεί με αναλογικά ή ψηφιακά κυκλώματα.

Το φίλτρο διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων εμποδίζει τη διέλευση των υψηλών συχνοτήτων οι οποίες πιθανόν ανήκουν στις συχνότητες IF του σήματος εισόδου ή στο θόρυβο.

Όταν στην είσοδο του PLL εφαρμοστεί σήμα FM, ο συγκριτής δίνει τάση μεταβαλλόμενη με τον ίδιο τρόπο που μεταβάλλεται και το διαμορφώνον σήμα. Το σήμα αυτό, αφού φιλτραριστεί, είναι εντελώς όμοιο με το διαμορφώνον και έχει λόγο σήμα προς θόρυβο (SN) καλύτερο από τους άλλους φωρατές FM.

Η μελέτη του PLL άρχισε το 1930, αλλά παρά τα πλεονεκτήματά του δεν εξαπλώθηκε άμεσα, γιατί το κόστος του ήταν υψηλό. Σήμερα κατασκευάζεται ως ολοκληρωμένο κύκλωμα με χαμηλό κόστος και εύκολη εφαρμογή. Γι'αυτό βρίσκει πάρα πολλές εφαρμογές, μεταξύ των οποίων και τη φώραση FM στην οποία χρησιμοποιείται σχεδόν αποκλειστικά.

## **3. Σχήματα διαμόρφωσης**

### **3.1. Διαμόρφωση PSK**

Η διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (Phase-shift keying, PSK) είναι ένα σύστημα ψηφιακής διαμόρφωσης που μεταφέρει δεδομένα αλλάζοντας (διαμορφώνοντας) τη φάση ενός σήματος αναφοράς (φέρον κύμα). Χρησιμοποιείται ευρέως στα ασύρματα τοπικά δίκτυα, RFID και Bluetooth επικοινωνίες.

Κάθε σύστημα ψηφιακής διαμόρφωσης χρησιμοποιεί ένα πεπερασμένο αριθμό διακριτών κυματομορφών για την αναπαράσταση των ψηφιακών δεδομένων. Η PSK χρησιμοποιεί ένα πεπερασμένο αριθμό φάσεων, στην κάθε μια από τις οποίες αποδίδεται ένα μοναδικό πρότυπο δυαδικών ψηφίων. Συνήθως, κάθε φάση κωδικοποιεί ένα ίσο αριθμό από bits. Κάθε πρότυπο δυαδικών ψηφίων σχηματίζει το σύμβολο που αντιπροσωπεύεται από την συγκεκριμένη φάση. Η αποδιαμορφωτής, ο οποίος έχει σχεδιαστεί ειδικά για το πρότυπο σύμβολων που χρησιμοποιείται από τον διαμορφωτή, καθορίζει τη φάση του λαμβανόμενου σήματος και συγκρίνοντας τα σύμβολα, ανακτά τα αρχικά δεδομένα. Αυτό απαιτεί από τον δέκτη να είναι σε θέση να συγκρίνει την φάση του λαμβανόμενου σήματος με ένα σήμα αναφοράς.

Εναλλακτικά, αντί να λειτουργεί σε σχέση με ένα σταθερό κύμα αναφοράς, η εκπομπή μπορεί να λειτουργήσει τελείως αυτόνομα. Οι αλλαγές στη φάση μιας ενιαίας κυματομορφής που εκπέμπεται θεωρούνται τα σημαντικά στοιχεία, τις οποίες και προσδιορίζει ο αποδιαμορφωτής σε ένα τέτοιο σύστημα. Δεδομένου ότι το σύστημα αυτό εξαρτάται από τις διαφορές μεταξύ των διαδοχικών φάσεων, ονομάζεται διαφορική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (Differential phase-shift keying, DPSK). Η DPSK μπορεί να είναι σημαντικά απλούστερη στην εφαρμογή από τις συνηθισμένες διαμορφώσεις PSK, δεδομένου ότι δεν υπάρχει ανάγκη από τον αποδιαμορφωτή να έχει ένα αντίγραφο του σήματος αναφοράς για τον προσδιορισμό της ακριβούς φάσης του λαμβανόμενου σήματος (μη συνεκτικό σχήμα). Ως αντάλλαγμα, συνήθως υστερεί στην επίδοση από τη συμβατική PSK.

Στην περίπτωση της PSK, το μεταβαλλόμενο μέγεθος, σύμφωνα με το οποίο τελικά αναπαρίσταται το σήμα, είναι η φάση. Υπάρχουν δυο βασικοί τρόποι που γίνεται αυτό:

- Θεωρώντας την ίδια τη φάση ως μέσο για τη μεταφορά της πληροφορίας, ο αποδιαμορφωτής πρέπει να έχει ένα σήμα αναφοράς (template) για να συγκρίνει τη φάση του λαμβανόμενου σήματος (περίπτωση συμβατικής PSK).
- Θεωρώντας ότι η μεταβολή στη φάση είναι υπεύθυνη για τη διαβίβαση των πληροφοριών - διαφορικά συστήματα, ορισμένα από τα οποία δεν χρειάζονται ένα φέρον αναφοράς .

Μια βολική μέθοδος για να αναπαρασταθούν τα συστήματα PSK είναι τα διαγράμματα αστερισμών (constellation diagrams). Τα διαγράμματα αυτά εμφανίζουν το σήμα ως ένα δισδιάστατο διάγραμμα διασποράς στο μιγαδικό επίπεδο για διάφορες στιγμές δειγματοληψίας (X-Y επίπεδο). Σε μια πιο αφηρημένη έννοια, αντιπροσωπεύουν τα πιθανά σύμβολα τα οποία μπορούν να επιλεγούν από ένα δεδομένο σχήμα διαμόρφωσης ως σημεία στο μιγαδικό επίπεδο. Διαγράμματα αστερισμών μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν για την αναγνώριση του τύπου της παρεμβολής και παραμόρφωσης σε ένα σήμα.

Στη διαμόρφωση PSK, τα σημεία αστερισμού επιλέγονται συνήθως με ομοιόμορφη γωνιακή απόσταση γύρω από ένα κύκλο. Αυτό δίνει το μέγιστο διαχωρισμό φάσης μεταξύ γειτονικών σημείων και, επομένως, καλύτερη ανοσία κατά τη μετάδοση του σήματος. Επιπλέον, όντας τοποθετημένα σε ένα κύκλο μπορούν όλα να μεταδίδονται με την ίδια ενέργεια. Έτσι, οι συντελεστές των μιγαδικών αριθμών που αντιπροσωπεύουν είναι ίδιοι και το ίδιο ισχύει και για τα πλάτη των συνημιτονοειδών και ημιτονοειδών κυμάτων. Δύο πολύ διαδεδομένα παραδείγματα της διαμόρφωσης φάσης είναι η δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (Binary Phase-Shift Keying, BPSK), η οποία χρησιμοποιεί δύο φάσεις, και η τετραγωνική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (quadrature phase-shift keying, QPSK), η οποία χρησιμοποιεί τέσσερις φάσεις. Γενικά μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιοσδήποτε αριθμός φάσεων. Δεδομένου ότι τα δεδομένα που μεταφέρονται είναι τις περισσότερες φορές σε δυαδική μορφή, το σύστημα PSK είναι συνήθως σχεδιασμένο ώστε ο αριθμός των σημείων αστερισμού να είναι μία δύναμη του 2.

### **3.1.1. Εφαρμογές**

Λόγω της απλότητας της PSK, ιδίως σε σύγκριση με την QAM, χρησιμοποιείται ευρέως σε υπάρχουσες τεχνολογίες. Το πρότυπο του ασύρματου LAN (IEEE 802.11b-1999) χρησιμοποιεί μια ποικιλία διαφορετικών PSKs ανάλογα με το ρυθμό δεδομένων που απαιτούνται. Στο βασικό ρυθμό του 1 Mbit/s, χρησιμοποιείται η DBPSK (διαφορική BPSK). Προκειμένου να παρέχεται ρυθμός της τάξεως των 2 Mbit/s, χρησιμοποιείται η DQPSK. Στα 5,5 Mbit/s και καθώς και στα 11 Mbit/s, χρησιμοποιείται η QPSK, η οποία όμως πρέπει να συνδυαστεί με συμπληρωματικό κωδικά μετατόπισης. Το πρότυπο ασύρματου LAN υψηλής ταχύτητας (IEEE 802.11g-2003) έχει οκτώ ταχύτητες δεδομένων: 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 και 54 Mbit/s. Για λειτουργίες 6 και 9 Mbit/s χρησιμοποιείται OFDM διαμόρφωση, όπου κάθε υπο-φέρον διαμορφώνεται κατά BPSK. Για 12 και 18 Mbit/s τρόπους λειτουργίας χρησιμοποιείται OFDM με QPSK, ενώ για μεγαλύτερους ρυθμούς χρησιμοποιείται OFDM σε συνδυασμό με QAM.

Λόγω της απλότητάς της, η BPSK είναι κατάλληλα για χαμηλού κόστους παθητικούς πομπούς και χρησιμοποιείται στα πρότυπα RFID, όπως το

ISO/IEC 14443 που έχει υιοθετηθεί για βιομετρικά διαβατήρια, πιστωτικές κάρτες, όπως η ExpressPay American Express, καθώς και πολλές άλλες εφαρμογές.

Το πρότυπο Bluetooth 2 χρησιμοποιεί DQPSK των  $\pi/4$  σε χαμηλότερους ρυθμούς (2 Mbit/s) και 8-DPSK σε υψηλότερους (3 Mbit/s), όταν η σύνδεση μεταξύ των δύο συσκευών είναι αρκετά ισχυρή. Μια παρόμοια τεχνολογία, το IEEE 802.15.4 (το ασύρματο πρότυπο που χρησιμοποιείται από τη ZigBee) βασίζεται επίσης σε PSK χρησιμοποιώντας δύο ζώνες συχνοτήτων: 868-915 MHz με BPSK και στα 2,4 GHz με OQPSK.

Τέλος, τόσο η QPSK όσο και η 8PSK χρησιμοποιούνται ευρέως σε δορυφορικές ραδιοηλεκτρονικές μεταδόσεις. Το πρότυπο DVB-S2 για παράδειγμα παρέχει υποστήριξη τόσο σε QPSK όσο και 8PSK.

### **3.2. Διαμόρφωση BPSK**

Η BPSK, γνωστή και ως, αναστροφή μετατόπισης φάσης (Phase Reversal Keying, PRK) είναι η απλούστερη μορφή της διαμόρφωσης μετατόπισης φάσης (PSK). Χρησιμοποιεί δύο φάσεις οι οποίες διαφέρουν κατά  $180^\circ$  και έτσι μπορεί επίσης να χαρακτηριστεί ως 2-PSK. Αυτή η διαμόρφωση παρουσιάζει τη μεγαλύτερη αντοχή από όλες τις διαμορφώσεις PSK, δεδομένου ότι χρειάζεται το υψηλότερο επίπεδο θορύβου, προκειμένου ο αποδιαμορφωτής να φτάσει σε μια λανθασμένη απόφαση. Είναι ωστόσο, σε θέση να διαμορφώσει μόνο 1 bit ανά σύμβολο και έτσι είναι ακατάλληλη για εφαρμογές υψηλής ταχύτητας δεδομένων. Η BPSK είναι λειτουργικά ισοδύναμη με τη διαμόρφωση 2-QAM (βλ. παρακάτω).

#### **3.2.1. Εφαρμογή**

Η γενική μορφή της BPSK ακολουθεί την εξίσωση:

$$s_n(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi(1 - n)), \quad n = 0,1$$

Έτσι προκύπτουν δυο φάσεις: 0 και  $\pi$  ενώ η δυαδική πληροφορία αποδίδεται συχνά από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$\text{Δυαδικό 0: } s_0(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$$

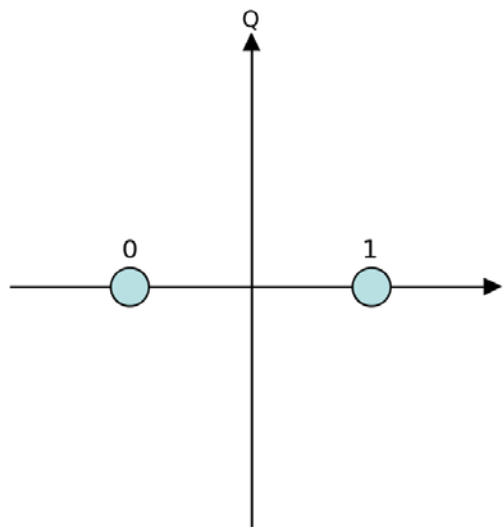
$$\text{Δυαδικό 1: } s_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$$

Όπου φυσικά  $f_c$  η συχνότητα του φέροντος κύματος.

Συνεπώς, το σήμα (signal space) μπορεί να αναπαρασταθεί από μία και μοναδική συνάρτηση βάσης:

$$\varphi(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t)$$

Στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.1) φαίνεται το διάγραμμα αστερισμού της BPSK.



Σχήμα 3.1 - Διάγραμμα αστερισμού διαμόρφωσης BPSK

### 3.2.2. Ρυθμός λαθών bit (Bit error rate, BER)

Η πιθανότητα λάθους bit της BPSK σε AWGN υπολογίζεται από τον παρακάτω τύπο:

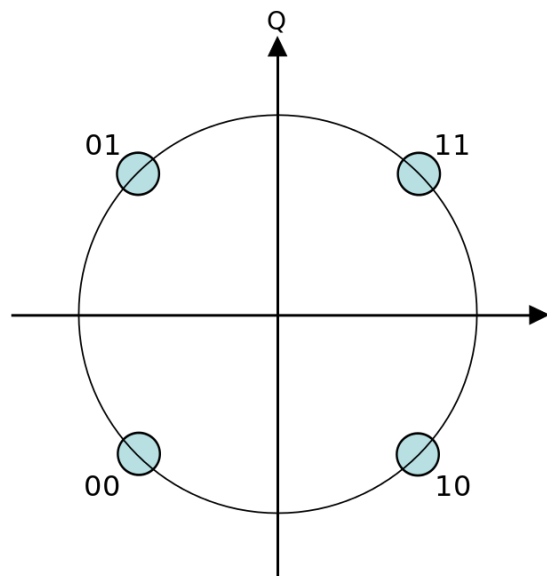
$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \text{ ή } P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$$

### 3.3. Διαμόρφωση QPSK

Γνωστή συχνά και ως quadriphase PSK, 4-PSK, ή 4-QAM (αν και οι βάσεις των QPSK και 4-QAM είναι διαφορετικές, τα προκύπτοντα διαμορφωμένα ραδιοκύματα είναι ακριβώς τα ίδια), η QPSK χρησιμοποιεί τέσσερα σημεία στο διάγραμμα αστερισμού, τα οποία ισαπέχουν γύρω από ένα κύκλο. Με τέσσερις φάσεις, η QPSK μπορεί να κωδικοποιεί δύο bits ανά σύμβολο, όπως φαίνεται στο διάγραμμα αστερισμού παρακάτω, στο οποίο χρησιμοποιείται κωδικοποίηση Gray για την ελαχιστοποίηση του ποσοστού σφάλματος bit (Bit Error Rate, BER).

Η μαθηματική ανάλυση δείχνει ότι QPSK μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε για να διπλασιάσει το ρυθμό δεδομένων σε σύγκριση με ένα σύστημα BPSK διατηρώντας το ίδιο εύρος ζώνης του σήματος, είτε για να διατηρήσει το ρυθμό δεδομένων της BPSK, αλλά να μειώσει κατά το ήμισυ το εύρος ζώνης που απαιτείται. Σε αυτή την τελευταία περίπτωση, ο BER του QPSK είναι ακριβώς ο ίδιος με τον BER της BPSK.

Δεδομένου ότι τα κανάλια ραδιοεπικοινωνίας διατίθενται από φορείς όπως η Ομοσπονδιακή Επιτροπή Επικοινωνίας (Federal Communication Commission) δίνοντας ένα προδιαγεγραμμένο (μέγιστο) το εύρος ζώνης, το πλεονέκτημα της QPSK έναντι της BPSK γίνεται εμφανές: η QPSK μεταδίδει με το διπλάσιο ρυθμό δεδομένων σε ένα δεδομένο εύρος ζώνης σε σύγκριση με την BPSK – για τον ίδιο BER. Από μηχανικής πλευράς, το μοναδικό κόστος της QPSK είναι ότι οι πομπές QPSK και οι δέκτες είναι πιο περίπλοκοι από ότι οι αντίστοιχοι της BPSK. Ωστόσο, με τη σύγχρονη τεχνολογία μικροηλεκτρονικής, το κόστος αυτό θεωρείται αρκετά ελεγχόμενο.



Σχήμα 3.2 - Διάγραμμα αστερισμού διαμόρφωσης QPSK με κωδικοποίηση Gray



### 3.3.1. Εφαρμογή

Η γενική μορφή της QPSK είναι ευρύτερη από αυτήν της BPSK και εφαρμόζεται και για ανώτερης τάξης PSK:

$$s_n(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{(2n-1)\pi}{4}\right), n = 1,2,3,4$$

Έτσι, έχουμε τέσσερις φάσεις:  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$  και  $7\pi/4$ .

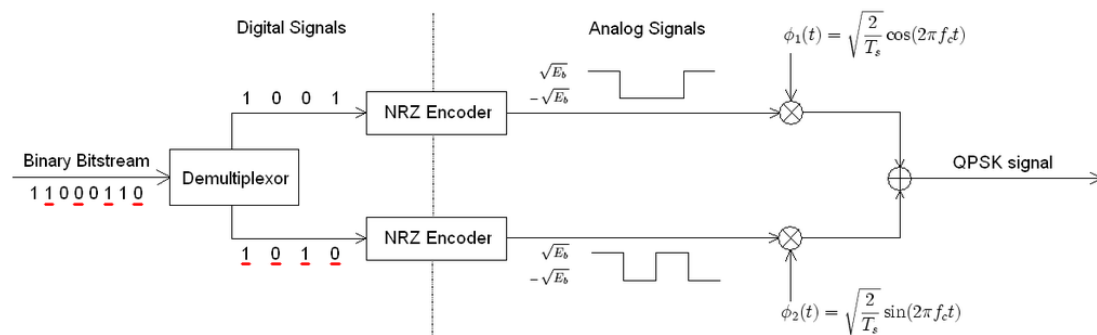
Συνεπώς, το σήμα είναι πλέον δυο διαστάσεων, με βασικές συναρτήσεις τις παρακάτω:

$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \cos(2\pi f_c t)$$

$$\varphi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T_s}} \sin(2\pi f_c t)$$

Η πρώτη συνάρτηση χρησιμοποιείται για τη συνιστώσα I (in-phase), ενώ η δεύτερη για τη συνιστώσα Q (quadrature phase).

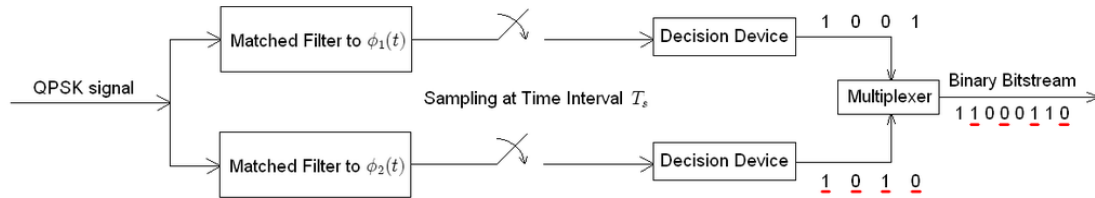
Τα συστήματα QPSK μπορούν να υλοποιηθούν με διάφορους τρόπους. Μια απεικόνιση των κύριων συστατικών της δομής πομπού και του δέκτη παρουσιάζονται παρακάτω.



Σχήμα 3.3 - Δομή πομπού για QPSK

Όπως φαίνεται στο παραπάνω διάγραμμα (Σχήμα 3.3), η δυαδική ροή δεδομένων χωρίζεται σε δυο συνιστώσες: την I (in-phase) και την Q (quadrature phase). Αυτές διαμορφώνονται χωριστά σε δύο ορθογώνιες βασικές συναρτήσεις. Σε αυτή την εφαρμογή, χρησιμοποιούνται δυο ημιτονοειδείς συναρτήσεις. Στη συνέχεια, τα δύο σήματα υπερτίθενται, και το προκύπτον σήμα είναι το σήμα QPSK. Σημειώνουμε εδώ ότι χρησιμοποιείται πολική κωδικοποίηση non-return-to-zero. Αυτοί οι κωδικοποιητές (NRZ encoder) μπορούν να τοποθετηθούν και πριν για δυαδική πηγή δεδομένων,

αλλά έχουν τοποθετηθεί μετά προκειμένου να απεικονίσουν την εννοιολογική διαφορά μεταξύ ψηφιακών και αναλογικών σημάτων που ασχολούνται με ψηφιακή διαμόρφωση.



Σχήμα 3.4 - Δομή δέκτη για QPSK

Παραπάνω φαίνεται το διάγραμμα ενός δέκτη (Σχήμα 3.4) για διαμόρφωση QPSK. Τα προσαρμοσμένα φίλτρα μπορούν να αντικατασταθούν με συσχετιστές. Κάθε συσκευή ανίχνευσης χρησιμοποιεί μια τιμή κατωφλίου αναφοράς για να προσδιορισθεί αν ενιχνεύεται 1 ή 0.

### 3.3.2. Ρυθμός λαθών bit (BER)

Αν και η QPSK μπορεί να θεωρηθεί ως μία διαμόρφωση τεταρτημόριου, είναι πιο εύκολο να το δούμε ως δύο ανεξάρτητα διαμορφωμένα φέροντα. Με αυτή την ερμηνεία, τα ζυγά (ή μονά) bits χρησιμοποιούνται για να διαμορφώσουν την I-συνιστώσα του φέροντος, ενώ τα μονά (ή ζυγά) bits χρησιμοποιούνται για τη διαμόρφωση της Q-συνιστώσας.

Ως εκ τούτου, η πιθανότητα λάθους bit στην QPSK είναι ίδια με αυτή στην BPSK:

$$P_b = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$$

Ωστόσο, προκειμένου να επιτευχθεί η ίδια πιθανότητα λάθους bit με την BPSK, η QPSK χρησιμοποιεί διπλάσια ισχύ (δεδομένου ότι τα δύο bits μεταδίδονται ταυτόχρονα).

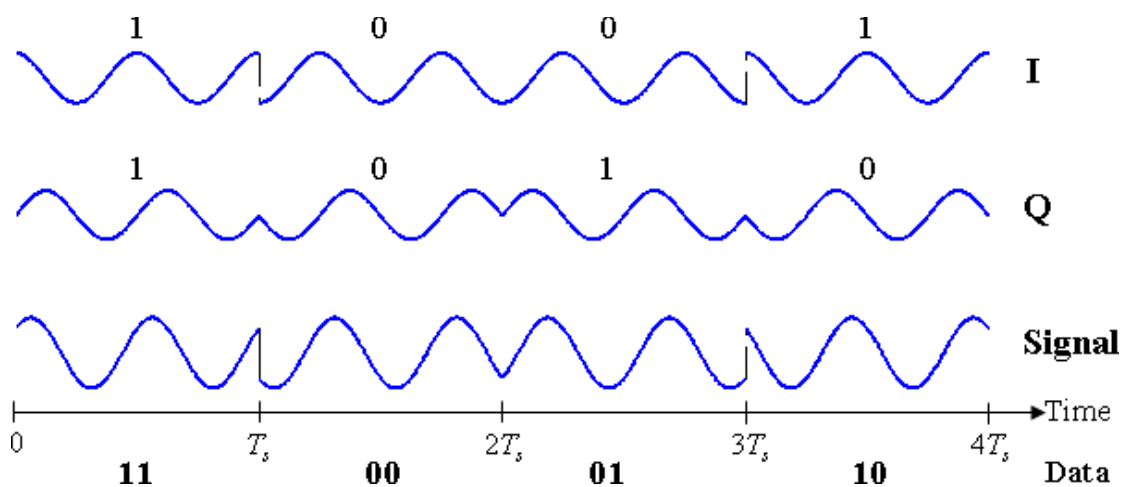
Η πιθανότητα λάθους συμβόλου δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$P_s = 1 - (1 - P_b)^2 = 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) - \left[Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right)\right]^2$$

Ενώ, αν ο λόγος σήματος προς θόρυβο (signal-to-noise-ratio, SNR) είναι αρκετά μεγάλος, τότε η παραπάνω πιθανότητα γίνεται:

$$P_s \approx 2Q \left( \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right)$$

Το διαμορφωμένο σήμα παρουσιάζεται παρακάτω (Σχήμα 3.5) για ένα μικρό τμήμα μιας τυχαίας ροής δυαδικών δεδομένων. Τα δύο φέροντα κύματα είναι ένα κύμα συνημιτόνου και ένα ημιτονοειδές κύμα, όπως υποδεικνύεται από την ανάλυση που έγινε παραπάνω. Εδώ, τα μονά bits έχουν εκχωρηθεί στη συνιστώσα I και τα ζυγά bits στη συνιστώσα Q (λαμβάνοντας το πρώτο bit ως νούμερο 1). Το συνολικό σήμα - το άθροισμα των δύο συνιστωσών - εμφανίζεται στο κάτω μέρος.



Σχήμα 3.5 - Χρονικό Διάγραμμα της QPSK

Η δυαδική πληροφορία που λαμβάνεται από τη συγκεκριμένη κυματομορφή είναι: 1 1 0 0 0 1 1 0.

- Τα μονά bits συνεισφέρουν στην I-συνιστώσα και είναι τα εξής: 1 1 0 0
- Τα ζυγά bits συνεισφέρουν στην Q-συνιστώσα και είναι τα ακόλουθα: 1 0 0 1 1 0.

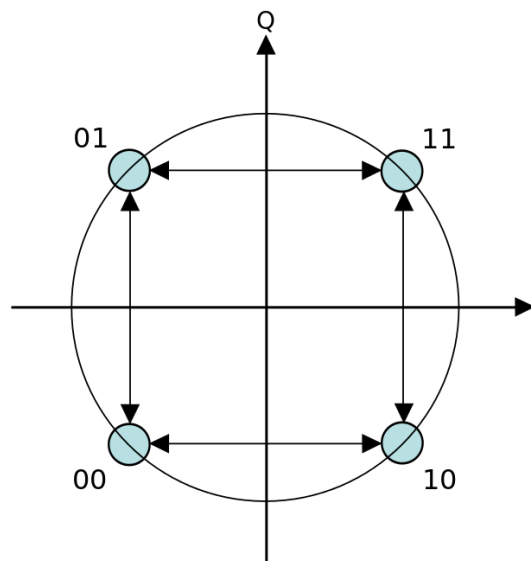
### 3.4. Παραλλαγές

#### 3.4.1. Offset QPSK (OQPSK)

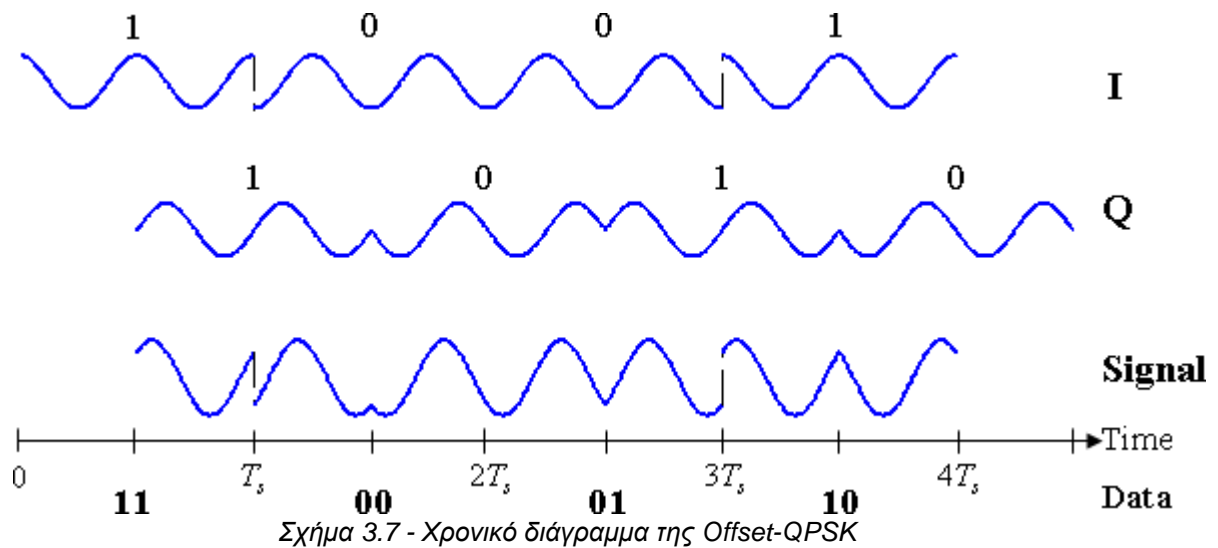
Η Offset QPSK είναι μια παραλλαγή της διαμόρφωσης μετατόπισης φάσης χρησιμοποιώντας 4 διαφορετικές τιμές της φάσης για τη μετάδοση. Καλείται μερικές φορές και τμηματική τετραγωνική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (Staggered Quadrature Phase-Shift Keying, SQPSK). Λαμβάνοντας τέσσερις τιμές της φάσης (δύο bits) σε μια στιγμή για να κατασκευάσει ένα σύμβολο

QPSK, μπορεί να επιτρέψει στη φάση του σήματος να αλλάξει μέχρι και  $180^\circ$  κάθε φορά. Όταν το σήμα έχει περάσει από βαθυπερατό φίλτρο (low-pass filter), όπως είναι τυπικό σε ένα πομπό, οι εν λόγω μετατοπίσεις φάσης έχουν ως αποτέλεσμα μεγάλες διακυμάνσεις πλάτους, μια ανεπιθύμητη ιδιότητα στα συστήματα επικοινωνίας. Αντισταθμίζοντας το χρονισμό των μονών και ζυγών bits κατά μία περίοδο ενός bit, ή μισής περιόδου ενός συμβόλου, οι συνιστώσες I και Q δεν θα αλλάξουν ποτέ την ίδια στιγμή. Στο διάγραμμα αστερισμού που φαίνεται παρακάτω (Σχήμα 3.6), μπορεί να φανεί ότι αυτό θα περιορίσει την μετατόπιση φάσης σε όχι περισσότερο από  $90^\circ$  κάθε φορά. Αυτό αποδίδει πολύ χαμηλότερο εύρος διακυμάνσεων από τη μη-offset QPSK και μερικές φορές προτιμάται στην πράξη.

Το διαμορφωμένο σήμα παρουσιάζεται παρακάτω (Σχήμα 3.7) για ένα μικρό τμήμα μιας τυχαίας ροής δυαδικών δεδομένων. Σημειώνεται επίσης η μισή συμβολοπερίοδος offset μεταξύ των δύο συνιστωσών κυμάτων. Οι απότομες μετατοπίσεις φάσης συμβαίνουν περίπου δύο φορές πιο συχνά απ' ό,τι στην QPSK (αφού τα σήματα δεν αλλάζουν πλέον μαζί), αλλά είναι λιγότερο σοβαρές. Με άλλα λόγια, το μέγεθος των αλμάτων είναι μικρότερο στην OQPSK σε σύγκριση με την QPSK.



Σχήμα 3.6 - Διάγραμμα αστερισμού της OQPSK



### 3.4.2. π/4-QPSK

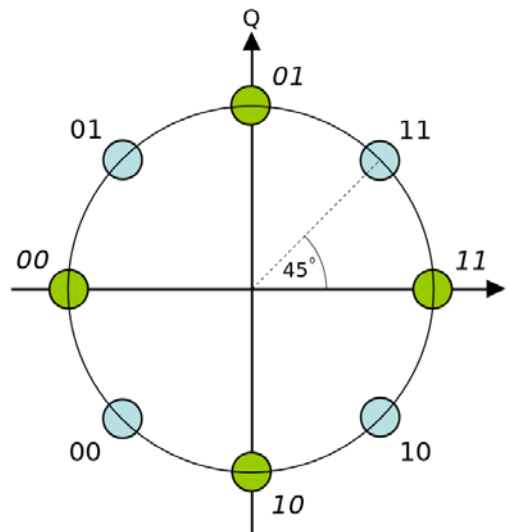
Η παραλλαγή αυτή της QPSK χρησιμοποιεί δύο πανομοιότυπους αστερισμούς, οι οποίοι περιστρέφονται κατά  $45^\circ$  ( $\pi/4$  ακτίνια, εξ ου και το όνομα), ο ένας σε σχέση με τον άλλον. Συνήθως, χρησιμοποιούνται είτε τα άρτια είτε τα περιττά σύμβολα για την επιλογή σημείων του ενός αστερισμού και τα άλλα σύμβολα επιλέγουν τα σημεία του άλλου αστερισμού. Αυτό μειώνει επίσης τη μετατόπιση φάσης από τις  $180^\circ$ , αλλά μόνο σε ένα μέχρι τις  $135^\circ$  και έτσι τις διακυμάνσεις του πλάτους της  $\pi/4$ -QPSK είναι μεταξύ της OQPSK και της μη-offset QPSK.

Μία σημαντική ιδιότητα που διαθέτει αυτό το σχήμα διαμόρφωσης είναι ότι αν το διαμορφωμένο σήμα αντιπροσωπευθεί στο μιγαδικό επίπεδο, δεν διέρχεται από την αρχή. Αυτό μειώνει το δυναμικό εύρος των διακυμάνσεων του σήματος, το οποίο είναι επιθυμητό όταν σχεδιάζονται μηχανικά σήματα επικοινωνίας.

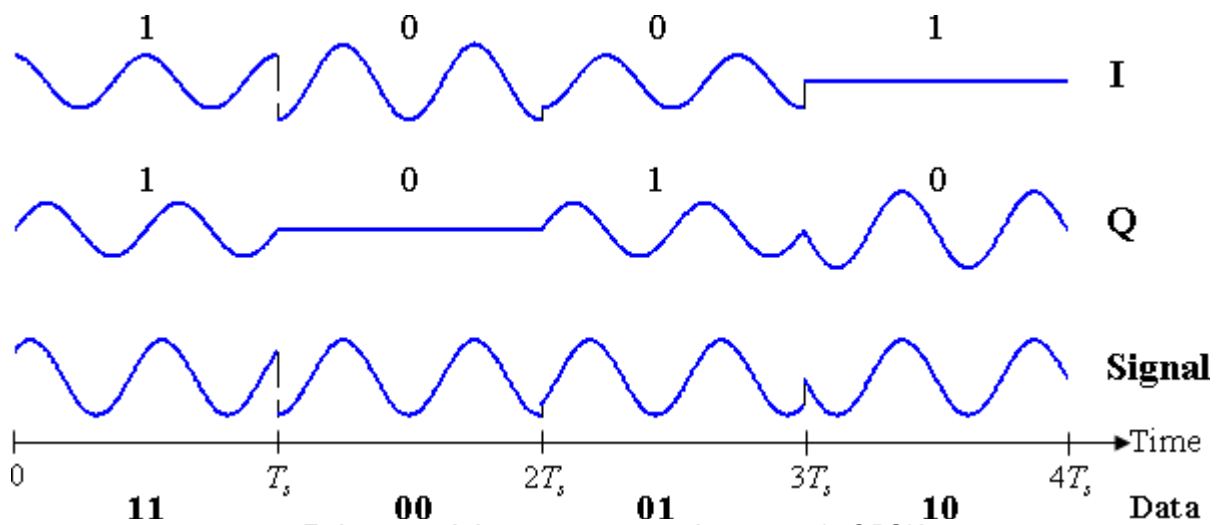
Από την άλλη πλευρά, η  $\pi/4$ -QPSK προσφέρεται για εύκολη αποδιαμόρφωση και έχει υιοθετηθεί για χρήση, για παράδειγμα, στα TDMA κυψελοειδή τηλεφωνικά συστήματα.

Το διαμορφωμένο σήμα παρουσιάζεται παρακάτω (Σχήμα 3.9) για ένα μικρό τμήμα μιας τυχαίας ροής δυαδικών δεδομένων. Η κατασκευή είναι η ίδια όπως παραπάνω για την απλή QPSK. Διαδοχικά σύμβολα που λαμβάνονται από τους δύο αστερισμούς φαίνονται στο διάγραμμα. Έτσι, το πρώτο σύμβολο (1 1) λαμβάνεται από τον «μπλε» αστερισμό και το δεύτερο σύμβολο (0 0) λαμβάνεται από τον «πράσινο» αστερισμό. Να σημειωθεί ότι τα πλάτη των δύο συνιστωσών κυμάτων αλλάζουν καθώς εναλλάσσονται μεταξύ των αστερισμών, αλλά το πλάτος του συνολικού σήματος παραμένει σταθερό

(σταθερή περιβάλλουσα, constant envelope). Η μετατοπίσεις φάσεις είναι μεταξύ εκείνων των δύο προηγούμενων διαγραμμάτων χρονισμού.



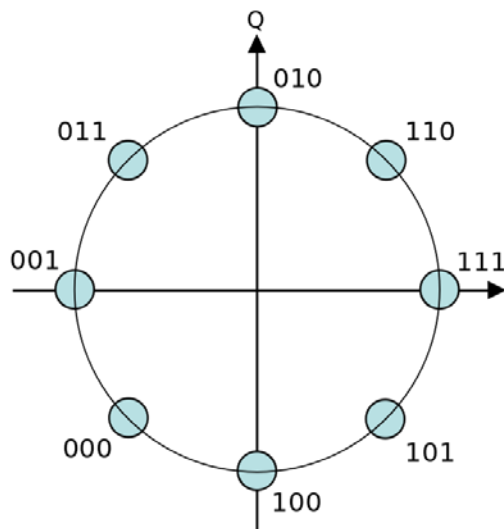
Σχήμα 3.8 - Διάγραμμα αστερισμών της  $\pi/4$ -QPSK, το οποίο δείχνει τους δύο αστερισμούς με πανομοιότυπη κωδικοποίηση Gray αλλά στρεφόμενους κατά 45 μοίρες μεταξύ τους.



Σχήμα 3.9 - Διάγραμμα χρονισμού για την  $\pi/4$ -QPSK

### 3.4.3. PSK ανώτερης τάξης

Οποιοσδήποτε αριθμός φάσεων μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την κατασκευή ενός αστερισμού PSK αλλά η 8-PSK είναι συνήθως η υψηλότερη τάξη PSK αστερισμού που αναπτύσσεται. Με περισσότερα από 8 φάσεις, ο ρυθμός λαθών γίνεται πάρα πολύ υψηλός και υπάρχουν καλύτερες, αν και πιο πολύπλοκες, διαμορφώσεις διαθέσιμες, όπως διαμόρφωση πλάτους τετραγωνισμού (quadrature amplitude modulation, QAM). Αν και μπορεί να χρησιμοποιηθεί οποιοσδήποτε αριθμός φάσεων, το γεγονός ότι ο αστερισμός πρέπει συνήθως να ασχολείται με δυαδικά δεδομένα σημαίνει ότι ο αριθμός των συμβόλων είναι συνήθως μια δύναμη του 2 για να επιτρέψει έναν ακέραιο αριθμό από bits ανά σύμβολο.



Σχήμα 3.10 - Διάγραμμα αστερισμού της 8-PSK, με κωδικοποίηση Gray

### 3.4.4. Ρυθμός λαθών bit

Για τη γενική περίπτωση της M-PSK δεν υπάρχει κάποιος απλός τύπος της πιθανότητας λάθους συμβόλου αν  $M > 4$ . Υπολογίζεται από τον παρακάτω τύπο:

$$P_s = 1 - \int_{-\frac{\pi}{M}}^{\frac{\pi}{M}} p_{\theta_r}(\theta_r) d\theta_r$$

Όπου:

$$p_{\theta_r}(\theta_r) = \frac{1}{2\pi} e^{-2\gamma_s \sin^2 \theta_r} \int_0^\infty V e^{-\frac{(V - \sqrt{4\gamma_s \cos \theta_r})^2}{2}} dV$$

$$V = \sqrt{r_1^2 + r_2^2}$$

$$\theta_r = \tan^{-1} \left( \frac{r_2}{r_1} \right)$$

$$\gamma_s = \frac{E_s}{N_0}$$

$$r_1 \sim N\left(\sqrt{E_s}, \frac{N_0}{2}\right)$$

$$r_2 \sim N\left(0, \frac{N_0}{2}\right)$$

με  $r_1$  και  $r_2$  να είναι τυχαίες γκαουσιανές μεταβλητές.

Αυτός ο τύπος μπορεί, για μεγάλο  $M$  και υψηλό λόγο  $\frac{E_b}{N_0}$ , να προσεγγιστεί ως εξής:

$$P_s \approx 2Q\left(\sqrt{2\gamma_s} \sin \frac{\pi}{M}\right)$$

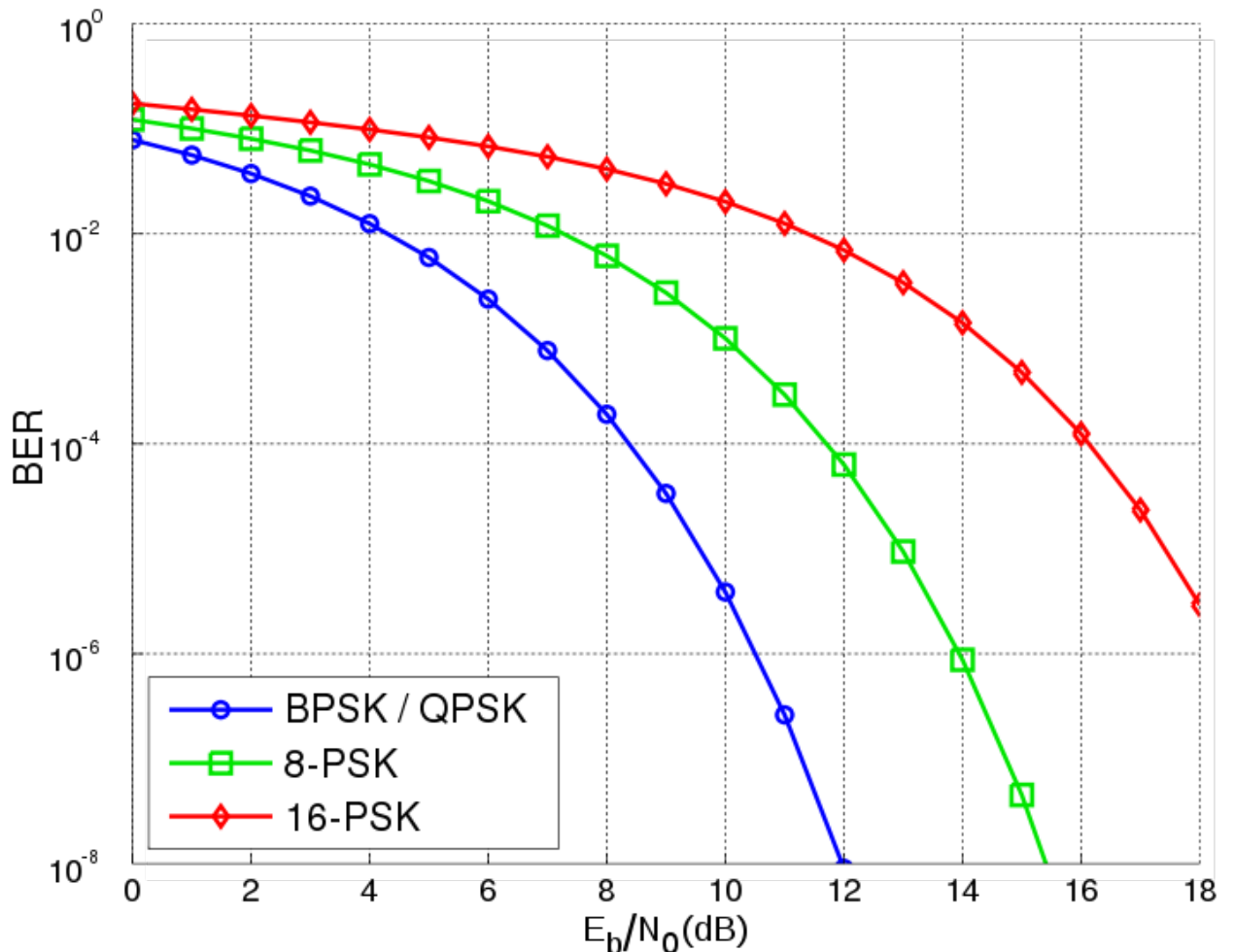
Η πιθανότητα εσφαλμένων bit στην M-PSK μπορεί να καθοριστεί ακριβώς μόνο όταν είναι γνωστή η απεικόνιση των bit. Ωστόσο, όταν χρησιμοποιείται Gray κωδικοποίηση, το πιο πιθανό λάθος από το ένα σύμβολο στο επόμενο παράγει μόνο ένα μοναδικό bit σφάλματος και έτσι ισχύει ότι:

$$P_b \approx \frac{1}{k} P_s$$

Χρησιμοποιώντας Gray κωδικοποίηση μας επιτρέπει να προσεγγιστεί η απόσταση Lee των σφαλμάτων ως η απόσταση Hamming των σφαλμάτων στην αποκωδικοποιημένη ροή bit, το οποίο είναι ευκολότερο να εφαρμοστεί σε επίπεδο hardware.

Το γράφημα παρακάτω (Σχήμα 3.11) συγκρίνει τους ρυθμούς λαθών bit των BPSK, QPSK (το οποίο είναι το ίδιο, όπως σημειώνεται ανωτέρω), 8-PSK και 16-PSK. Είναι φανερό ότι διακυμάνσεις υψηλότερης τάξης εμφανίζουν υψηλότερους ρυθμούς λαθών, με αντάλλαγμα όμως υψηλότερους ρυθμούς επεξεργασίας δεδομένων.





Σχήμα 3.11 - Καμπύλες ρυθμών λαθών bit (BER) για BPSK, QPSK, 8-PSK και 16-PSK, για κανάλι AWGN

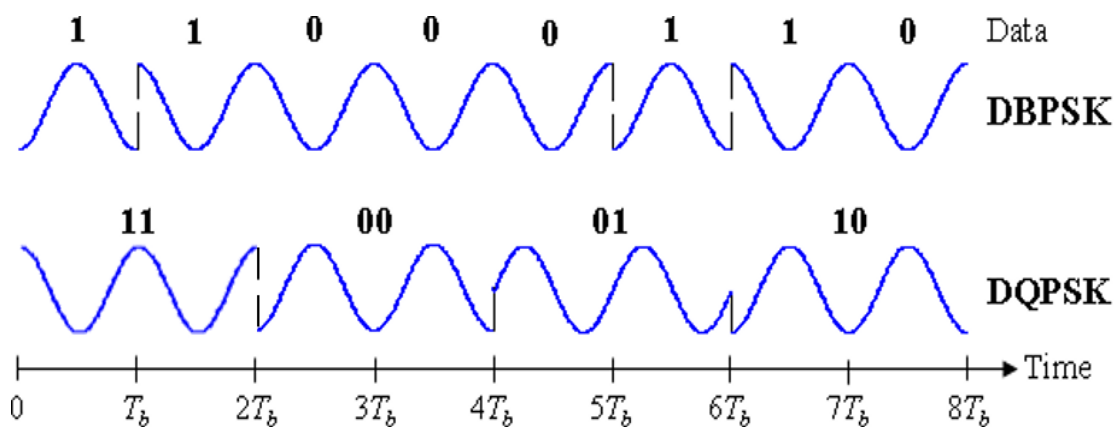
### 3.5. Διαμόρφωση DPSK

Η διαφορική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (DPSK) είναι μια μορφή διαμόρφωσης φάσης που μεταφέρει πληροφορία όχι στην ίδια τη φάση του φέροντος αλλά στη μεταβολή αυτής. Όπως αναφέρθηκε πριν στις BPSK και QPSK, δημιουργείται μια ασάφεια φάσης στην περίπτωση που ο αστερισμός περιστρέφεται από κάποια επίδραση στο κανάλι επικοινωνίας. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να ξεπεραστεί χρησιμοποιώντας τα δεδομένα για την αλλαγή αντί για τη ρύθμιση της φάσης.

Για παράδειγμα, στη διαφορικά κωδικοποιημένη BPSK ένα δυαδικό "1" μπορεί να μεταδοθεί με την προσθήκη  $180^\circ$  στην τρέχουσα φάση και ένα δυαδικό "0" με την προσθήκη  $0^\circ$  στην τρέχουσα φάση. Μια παραλλαγή της DPSK είναι η συμμετρική διαφορική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (symmetrical differential phase shift keying, SDPSK), όπου κωδικοποίηση είναι  $+90^\circ$  για ένα «1» και  $-90^\circ$  για ένα «0».

Στην διαφορικά κωδικοποιημένη QPSK (DQPSK), οι μετατοπίσεις φάσης είναι  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$ ,  $-90^\circ$ , οι οποίες αντιστοιχούν σε δεδομένα «00», «01», «11» και «10». Αυτό το είδος της κωδικοποίησης μπορεί να αποδιαμορφωθεί με τον ίδιο τρόπο όπως και η μη-διαφορική PSK, με τη διαφορά ότι πλέον μπορούν να αγνοηθούν οι ασάφειες φάσης. Έτσι, κάθε λαμβανόμενο σύμβολο αποδιαμορφώνεται σε ένα από τα σημεία M στον αστερισμό και κατόπιν ένας συγκριτής (comparator) υπολογίζει τη διαφορά φάσεως μεταξύ του λαμβανόμενου σήματος αυτού και του προηγούμενου. Η διαφορά κωδικοποιεί τα δεδομένα όπως περιγράφονται ανωτέρω. Η SDQPSK είναι σαν την DQPSK, αλλά η κωδικοποίηση είναι συμμετρική, χρησιμοποιώντας τιμές μετατόπιση φάσης των  $-135^\circ$ ,  $-45^\circ$ ,  $+45^\circ$  και  $+135^\circ$ .

Το διαμορφωμένο σήμα φαίνεται παρακάτω (Σχήμα 3.12) για τις DBPSK και DQPSK όπως περιγράφεται παραπάνω. Στο σχήμα, υποτίθεται ότι το σήμα αρχίζει με μηδενική φάση, και έτσι υπάρχει μια μετατόπιση φάσης στα δύο σήματα για  $t=0$ .



Σχήμα 3.12 - Χρονικό Διάγραμμα για DBPSK και DQPSK

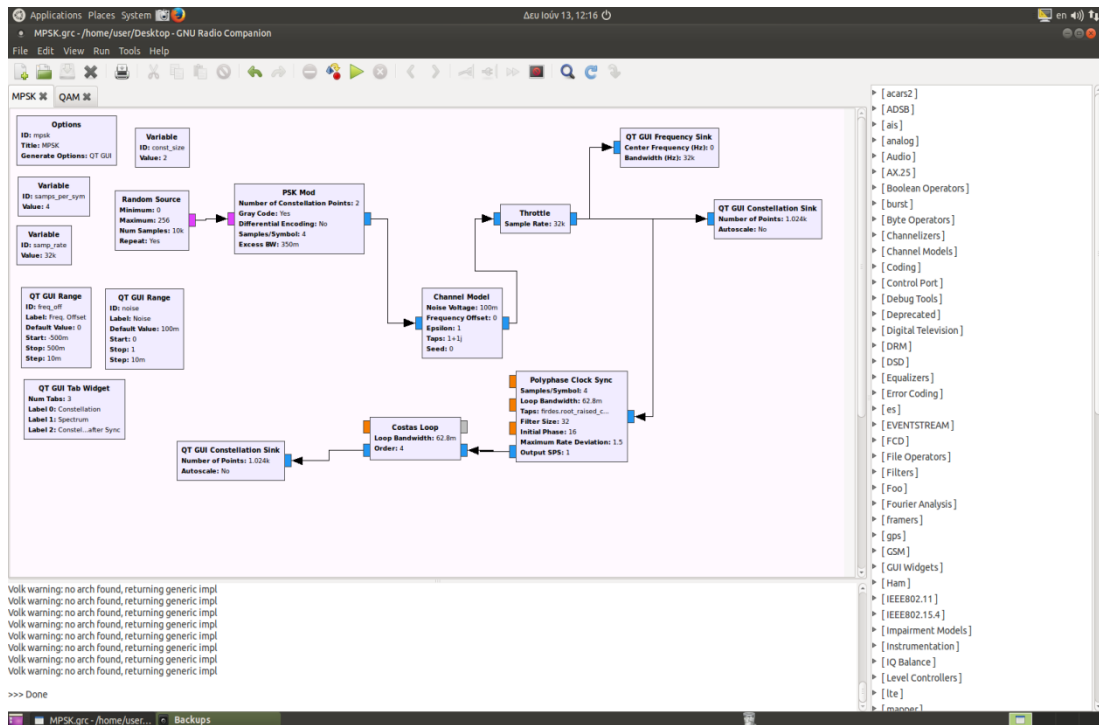
Η διαφορική κωδικοποίηση διπλασιάζει σχεδόν το ρυθμό λαθών σε σύγκριση με τη συνηθισμένη M-PSK, αλλά αυτό μπορεί να ξεπεραστεί με μόνο μια μικρή αύξηση του λόγου  $E_b/N_0$ .

### **3.6. Υλοποίηση διαμορφώσεων BPSK, QPSK και DBPSK με GNU Radio**

Στο παρακάτω διάγραμμα block φαίνεται η δομή ενός πομπού απλής BPSK (δυναμική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης). Όπως προηγουμένως, δημιουργούμε αρχικά τις μεταβλητές για το μέγεθος του αστερισμού (`const_size`), το ρυθμό δειγμάτων (`samp_rate`), ενώ αυτή τη φορά δημιουργούμε μια ακόμα μεταβλητή για τον αριθμό των δειγμάτων ανά σύμβολο (`samps_per_sym`). Οι μεταβλητές αυτές παίρνουν αρχικές τιμές 2, 32000 και 4 αντίστοιχα.

Έπειτα χρησιμοποιούμε μια τυχαία πηγή ως γεννήτρια δειγμάτων – ρών bits, η έξοδος της οποίας θα αποτελέσει την είσοδο στο διαμορφωτή PSK, στον οποίο έχουμε θέσει κατάλληλα τις παραμέτρους, έτσι ώστε να διαμορφώσει το σήμα κατά BPSK (Gray Code = Yes, Differential Encoding = No).

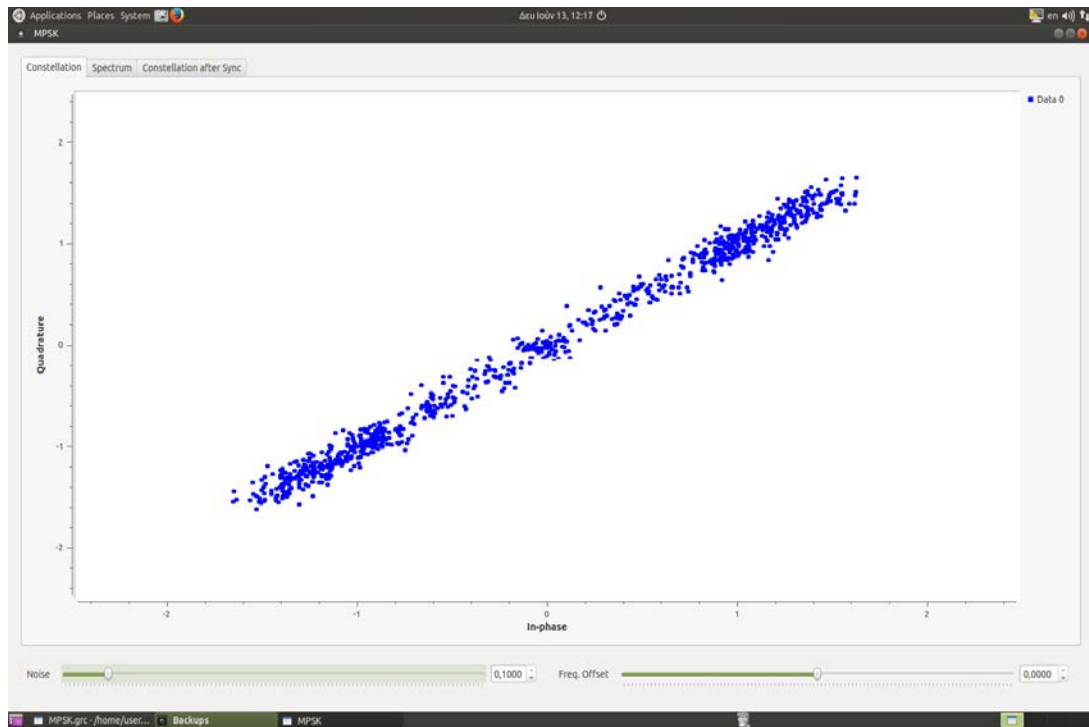
Το επόμενο block (`channel model`) χρησιμοποιείται προκειμένου να εισάγουμε θόρυβο AWGN. Το `throttle block` χρησιμοποιείται και εδώ για να περιορίσει την επεξεργαστική ισχύ του συστήματος. Το block που ακολουθεί (`Polyphase Clock Sync`) εισάγει έναν βρόχο ελέγχου, το οποίο επιτρέπει την εύρεση του σωστού χρόνου δειγματοληψίας, προκειμένου να διορθωθούν οι αναντιστοιχίες χρονισμού μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Τέλος, ο πομπός και ο δέκτης λειτουργούν σε διαφορετικούς χρόνους, οπότε υπάρχει μια μετατόπιση συχνότητας και φάσης. Για να διορθώσουμε τις μικρές μετατοπίσεις που δημιουργούνται, χρησιμοποιούμε το `Costas Loop Block`. Η σημασία των δυο τελευταίων blocks, φαίνεται και στα ακόλουθα σχήματα.



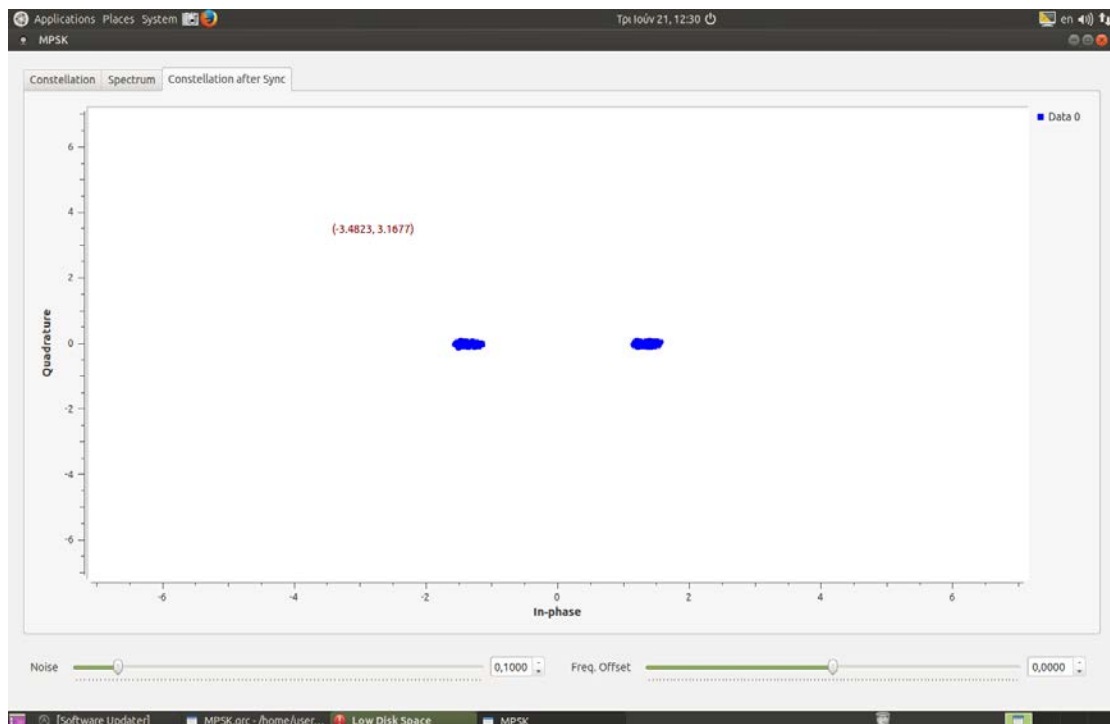
Σχήμα 3.13 - Διάγραμμα block για διαμόρφωση BPSK



Σχήμα 3.14 - Φάσμα μετά τη διαμόρφωση BPSK



Σχήμα 3.15 - Αστερισμός για διαμόρφωση BPSK πριν την εφαρμογή των βρόχων ελέγχου

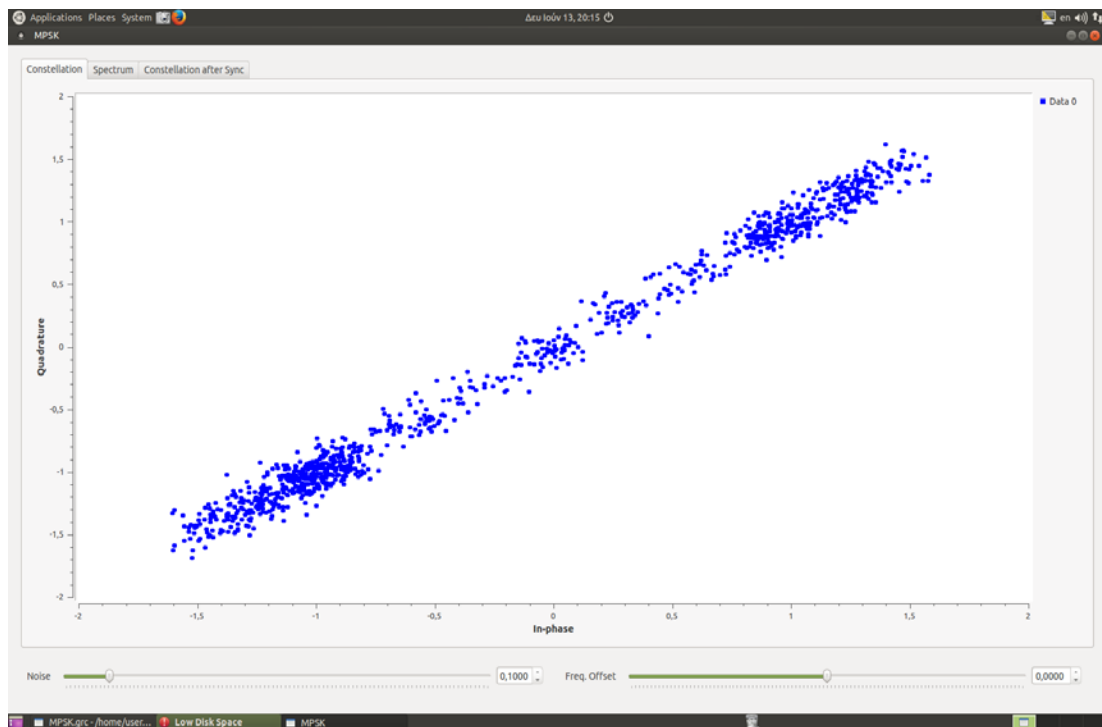


Σχήμα 3.16 - Αστερισμός για διαμόρφωση BPSK μετά την εφαρμογή των βρόχων ελέγχου

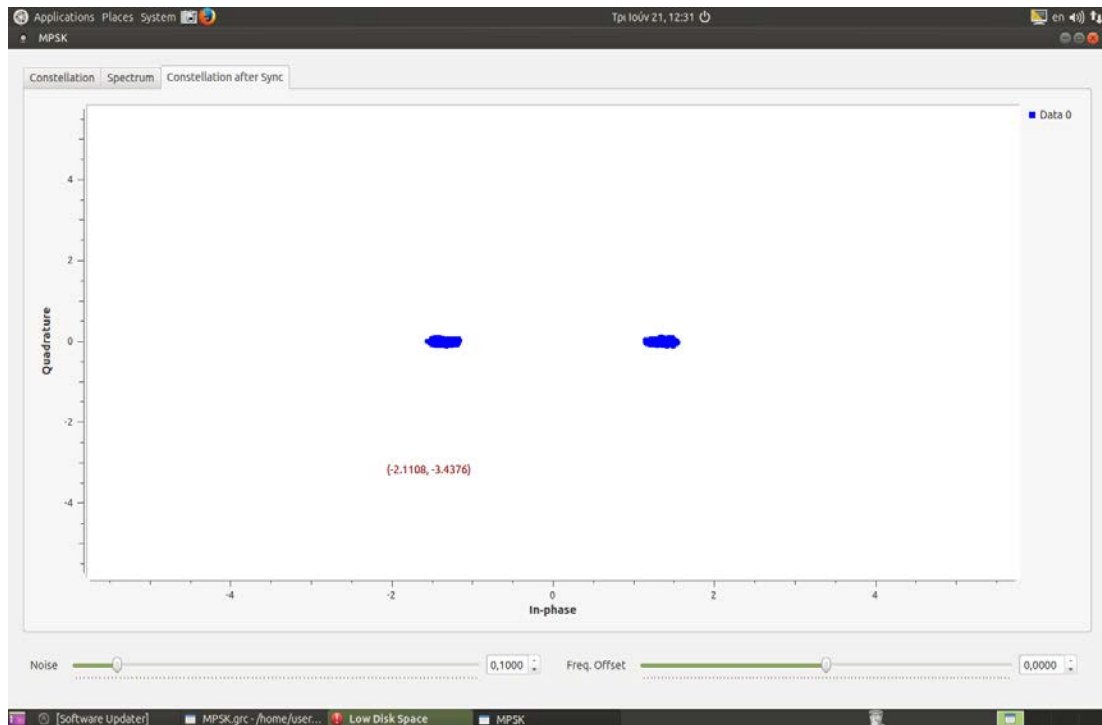
Στη συνέχεια, αλλάζοντας κατάλληλα τις παραμέτρους στο διαμορφωτή PSK (Differential Encoding = Yes), αλλάζει και το σχήμα διαμόρφωσης από απλή BPSK σε DBPSK. παρακάτω μπορούμε να δούμε τα αποτελέσματα που προκύπτουν.



Σχήμα 3.17 - Φάσμα μετά τη διαμόρφωση DBPSK

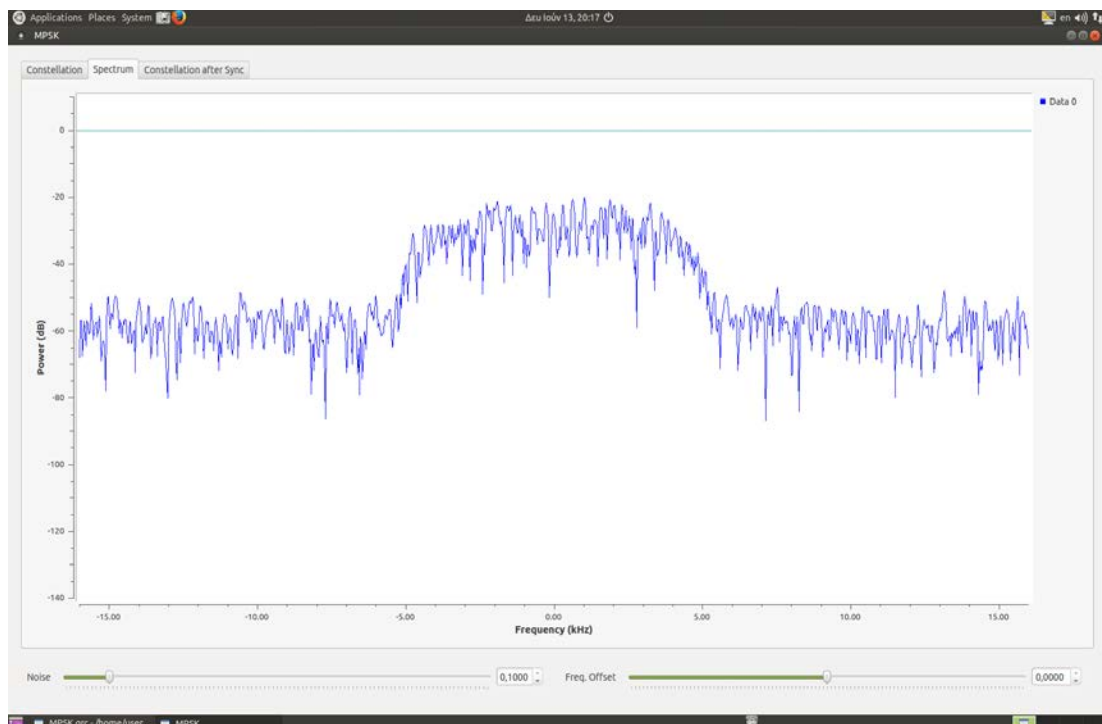


Σχήμα 3.18 - Αστερισμός για διαμόρφωση DBPSK πριν την εφαρμογή των βρόχων ελέγχου

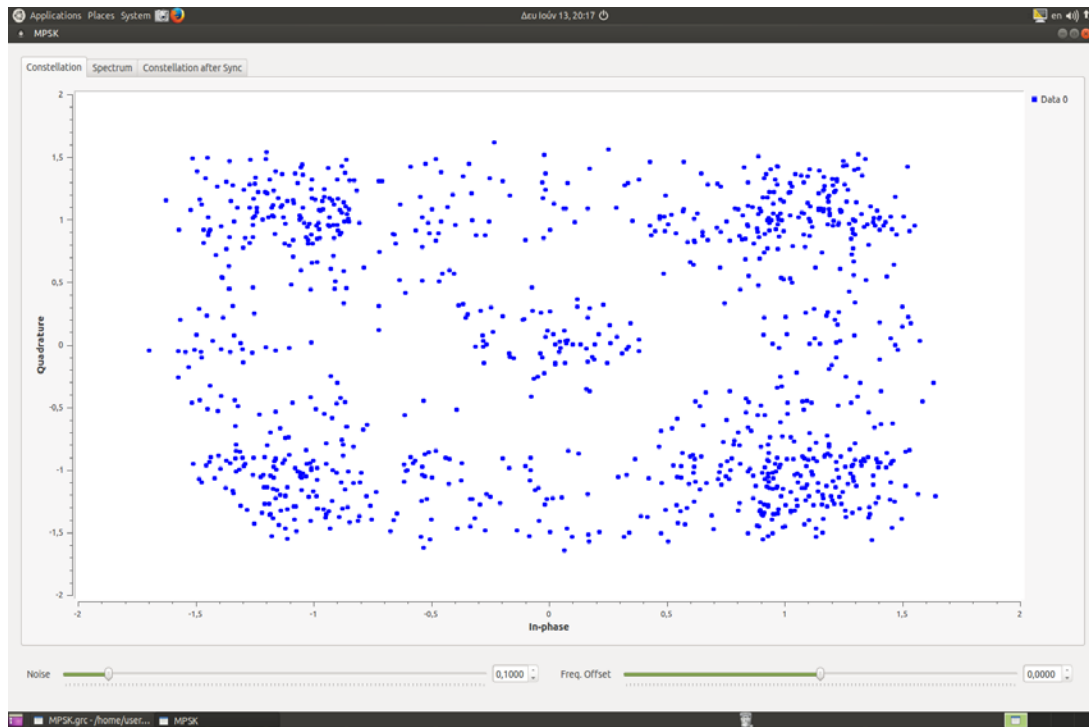


Σχήμα 3.19 - Αστερισμός για διαμόρφωση DBPSK μετά την εφαρμογή των βρόχων ελέγχου

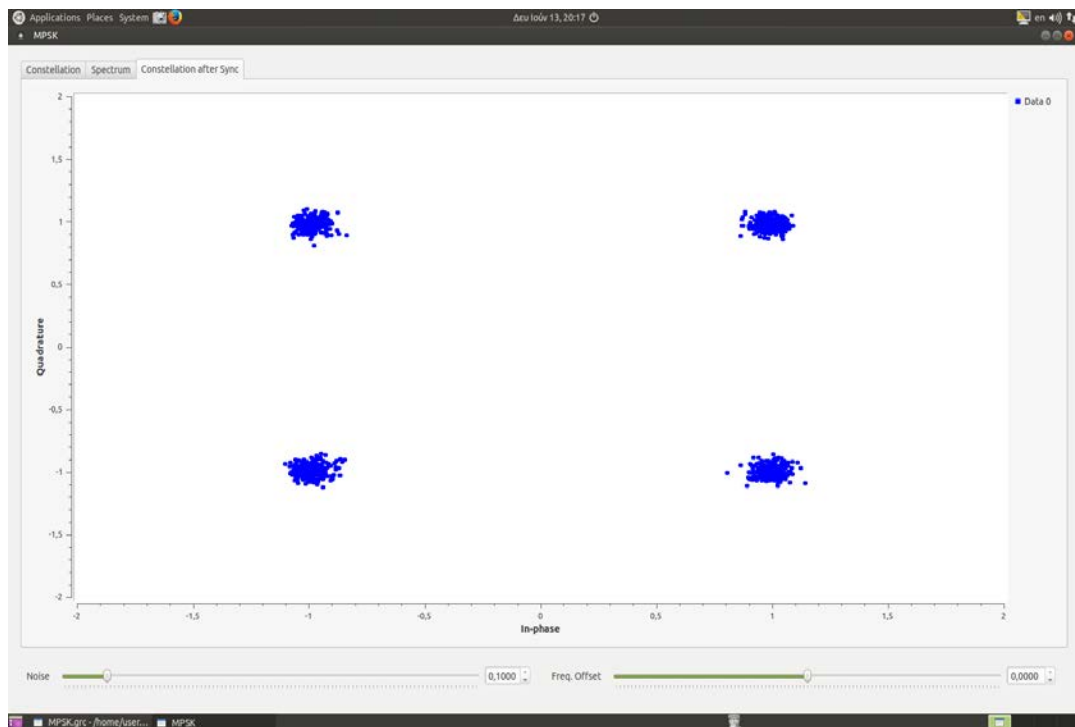
Τέλος, αλλάζοντας και την μεταβλητή `const_size`, το σχήμα διαμόρφωσης πλέον γίνεται QPSK. Μετά την εκτέλεση του προγράμματος, παίρνουμε τα ακόλουθα σχήματα.



Σχήμα 3.20 - Φάσμα μετά από διαμόρφωση QPSK



Σχήμα 3.21 - Αστερισμός για διαμόρφωση QPSK πριν την εφαρμογή των βρόχων ελέγχου



Σχήμα 3.22 - Αστερισμός για διαμόρφωση QPSK μετά την εφαρμογή των βρόχων ελέγχου



### 3.7. Αποδιαμόρφωση

Για ένα σήμα που έχει κωδικοποιηθεί διαφορικά, υπάρχει μια προφανής εναλλακτική μέθοδος αποδιαμόρφωσης. Αντί να αποδιαμορφωθεί ως συνήθως, αγνοώντας την ασάφεια της φάσης του φέροντος, η φάση μεταξύ δύο διαδοχικών λαμβανόμενων συμβόλων συγκρίνεται και χρησιμοποιείται για να καθοριστεί τι μορφή θα πρέπει να είχαν τα δεδομένα. Όταν η διαφορική κωδικοποίηση χρησιμοποιείται κατ' αυτόν τον τρόπο, το σχήμα είναι γνωστό ως διαφορική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (differential phase-shift keying, DPSK). Σημειώνεται ότι αυτό είναι ελαφρώς διαφορετικό από τη διαφορικά κωδικοποιημένο PSK, δεδομένου ότι, κατά τη λήψη, τα λαμβανόμενα σύμβολα δεν αποκωδικοποιούνται ένα-ένα σε σημεία αστερισμού, αλλά αντ' αυτού συγκρίνεται απευθείας το ένα στο άλλο.

Ονομάζοντας το λαμβανόμενο σύμβολο στην χρονοθυρίδα  $k^{\text{th}}$   $r_k$  και υποθέτοντας ότι έχει μηδενική φάση όπως και το φέρον, χωρίς βλάβη της γενικότητας, τότε, αν  $n_k$  ο συντελεστής του γκαουσιανού θορύβου:

$$r_k = \sqrt{E_s} e^{j\varphi_k} + n_k$$

Η μεταβλητή απόφασης για τα σύμβολα  $k-1^{\text{th}}$  και  $k^{\text{th}}$  είναι η διαφορά φάσης μεταξύ των  $r_k$  και  $r_{k-1}$ . Έτσι, αν προβάσουμε το  $r_k$  στο  $r_{k-1}$ , η απόφαση λαμβάνεται από τη φάση του παρακάτω μιγαδικού αριθμού:

$$r_k r_{k-1}^* = E_s e^{j(\varphi_k - \varphi_{k-1})} + \sqrt{E_s} e^{j\varphi_k} n_{k-1}^* + \sqrt{E_s} e^{-j\varphi_{k-1}} n_k + n_k n_{k-1}^*$$

Απουσία του θορύβου, η φάση του παραπάνω είναι  $\varphi_k - \varphi_{k-1}$ , δηλαδή η μετατόπιση της φάσης μεταξύ των δυο λαμβανόμενων σημάτων, η οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον προσδιορισμό των δεδομένων που μεταδίδονται.

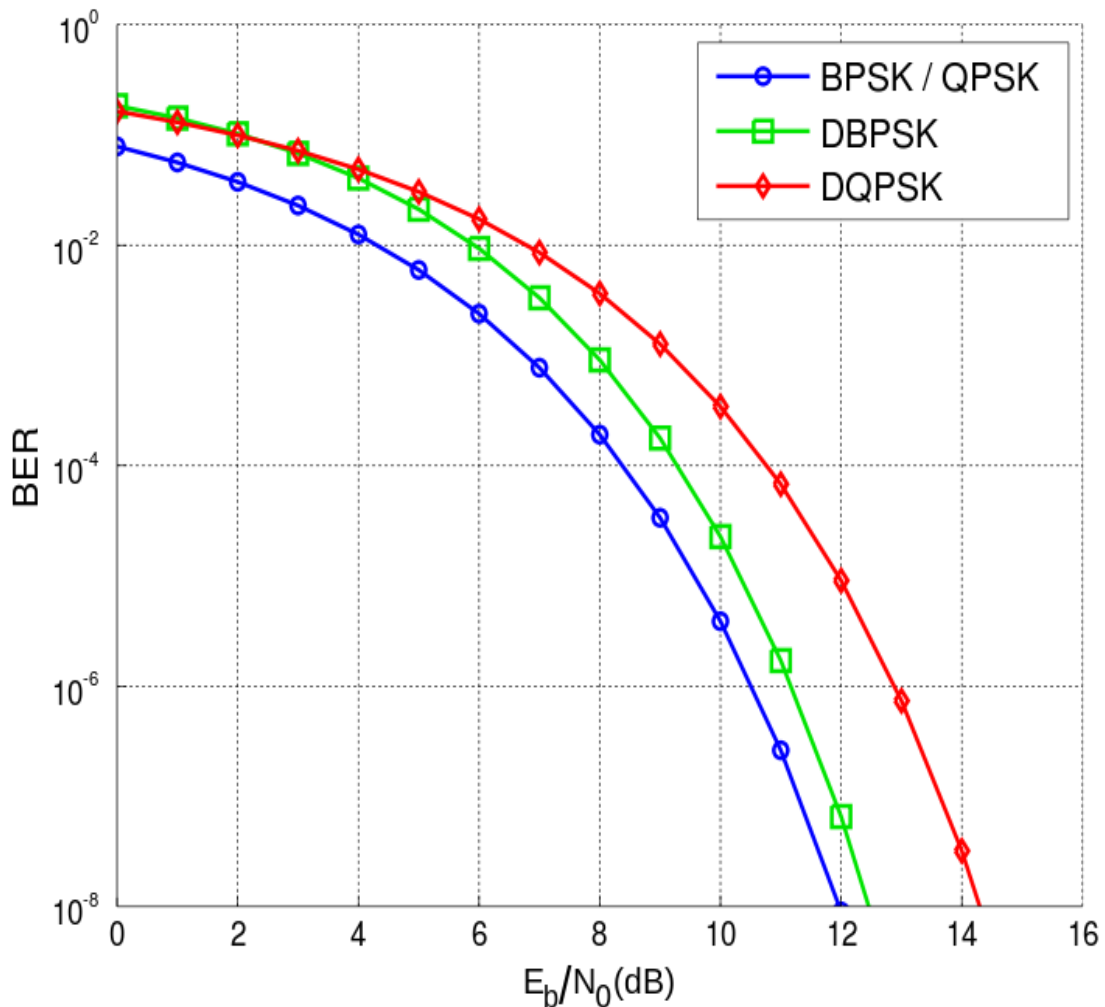
Η πιθανότητα λάθους στην DPSK είναι πολύ δύσκολο να προσδιοριστεί γενικά, αλλά στην περίπτωση της DBPSK είναι:

$$P_b = \frac{1}{2} e^{-\frac{E_b}{N_0}}$$

Η πιθανότητα αυτή είναι ελάχιστα χειρότερη από τη συνηθισμένη BPSK, ιδιαίτερα για υψηλότερους λόγους  $E_b/N_0$ .

Χρησιμοποιώντας DPSK αποφεύγεται η ανάγκη για πιθανόν πολύπλοκα συστήματα ανάκτησης φέροντος για να έχουμε μια ακριβή εκτίμηση φάσης και είναι μία ελκυστική εναλλακτική λύση για τις απλές PSK.

Οι ρυθμοί λαθών των DBPSK και DQPSK σε σύγκριση με τους μη-διαφορικούς ομολόγους φαίνονται στο παρακάτω γράφημα. Η όποια απώλεια στην επίδοση χρησιμοποιώντας DBPSK είναι αρκετά μικρή σε σύγκριση με τη μείωση της πολυπλοκότητας που αποφέρει. Για την DQPSK όμως, η απώλεια στην επίδοση σε σύγκριση με τη συνηθισμένο QPSK είναι μεγαλύτερη και ο σχεδιαστής του συστήματος πρέπει να το ισορροπήσει αυτό με το όποιο κέρδος από τη μείωση της πολυπλοκότητας.



Σχήμα 3.23 - Σύγκριση BER μεταξύ DBPSK, DQPSK και των μη διαφορικών μορφών τους με Gray code και παρουσία λευκού θορύβου

### 3.8. Διαμόρφωση ASK

Η διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (Amplitude Shift Keying) είναι ένας τύπος διαμόρφωσης σήματος, στην οποία τα δεδομένα παρουσιάζονται ως αλλαγές στο πλάτος του φέροντος.

Όλα τα ψηφιακά σχήματα διαμόρφωσης, χρησιμοποιούν έναν συγκεκριμένο αριθμό σημάτων. Στην περίπτωση της διαμόρφωσης μετατόπισης πλάτους χρησιμοποιούνται διαφορετικά πλάτη, κάθε ένα από τα οποία κωδικοποιεί διαφορετικά δυαδικά ψηφία. Ο αποδιαμορφωτής, ο οποίος είναι σχεδιασμένος ειδικά για τον κάθε διαμορφωτή υπολογίζει το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος και το αντιστοιχίζει στο σωστό σύμβολο. Έτσι ανακτώνται τα αρχικά δεδομένα. Η συχνότητα και η φάση του φέροντος παραμένουν σταθερές και δεν επηρεάζουν το αποτέλεσμα.

Η διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους είναι μια γραμμική διαδικασία και έχει χαμηλό κόστος τόσο στην διαμόρφωση όσο και στην αποδιαμόρφωση. Είναι όμως πολύ ευαίσθητη σε θόρυβο, παραμόρφωση και γενικότερα στις συνθήκες διάδοσης. Χρησιμοποιείται κυρίως στη μετάδοση ψηφιακών δεδομένων μέσω οπτικής ίνας. Στην περίπτωση αυτή το ψηφίο 1 αναπαρίσταται από έναν παλμό φωτός, ενώ το 0 από την έλλειψη φωτός.

Η πιο απλή και συνηθισμένη εφαρμογή της ASK είναι η χρήση ως διακόπτης. Η διαμόρφωση αυτή, η οποία ονομάζεται και on-off keying (OOK), χρησιμοποιείται στις ραδιοσυχνότητες για τη μετάδοση σημάτων Morse. Πιο πολύπλοκα σχήματα διαμόρφωσης μπορούν να επιτευχθούν με τη χρήση περισσότερων επιπέδων πλάτων. Για την προσθήκη ενός επιπλέον bit πρέπει να διπλασιαστούν τα πλάτη που θα χρησιμοποιηθούν. Για να μπορέσουν να ανακτηθούν τα σήματα αυτά, πρέπει να υπάρχει μεγάλος σηματοθορυβικός λόγος, αφού το σήμα διαδίδεται με αρκετά μειωμένη ισχύ.

Ένα σύστημα διαμόρφωσης πλάτους, το οποίο μπορούμε να δούμε σχηματικά παρακάτω (Σχήμα 3.24), μπορεί να χωριστεί σε τρία τμήματα. Το πρώτο είναι ο πομπός, το δεύτερο είναι το μοντέλο του μέσου διάδοσης και το τελευταίο ο δέκτης.

Οι διαφορετικές τιμές της τάσης που παράγει η γεννήτρια αναπαριστούν διαφορετικά σύμβολα. Αν η μέγιστη τιμή που μπορεί να πάρει το πλάτος είναι  $A$  και έχουμε  $L$  διαφορετικά σύμβολα, τότε οι τιμές που μπορεί να πάρει το πλάτος θα βρίσκονται στο διάστημα  $[-A, A]$  και δίνονται από τη σχέση:

$$v_i = \frac{2A}{L-1}i - A, i = 0, 1, \dots, L-1.$$

Στην έξοδο του πομπού το σήμα έχει τη μορφή:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} v[n] \cdot h_t(t - nT_s).$$

Μετά τη μετάδοση στο μέσο, την προσθήκη του θορύβου και το φιλτράρισμα, στον δέκτη φτάνει σήμα:

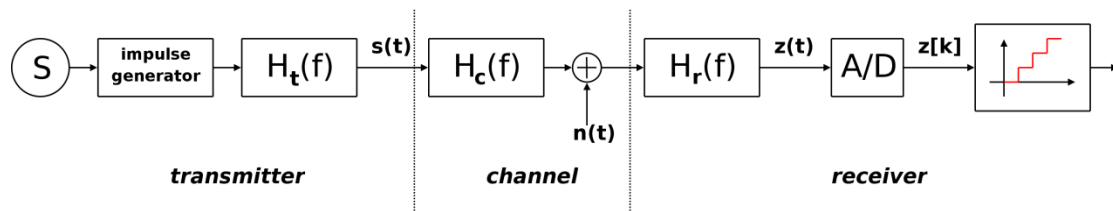
$$z(t) = n_r(t) + \sum_{n=-\infty}^{\infty} v[n] \cdot g(t - nT_s),$$

όπου  $n_r(t) = n(t) * h_r(f)$  και  $g(t) = h_t(t) * h_c(f) * h_r(t)$ .

Στη συνέχεια το σήμα περνάει στον μετατροπέα A/D και το τελικό σήμα είναι:

$$z[k] = n_r[k] + v[k] \cdot g[0] + \sum_{n \neq k} v[n]g[k - n].$$

Από τους όρους αυτούς, ο πρώτος είναι αποτέλεσμα του θορύβου, ενώ ο τρίτος της διασυμβολικής παρεμβολής. Με τη χρήση των κατάλληλων φίλτρων μπορούμε να μηδενίσουμε τον τρίτο όρο και να υπάρχει παρεμβολή μόνο λόγω του θορύβου. Το σύμβολο που θέλουμε να αποκωδικοποιήσουμε βρίσκεται στον δεύτερο όρο.



Σχήμα 3.24 - Σύστημα διαμόρφωσης ASK

### 3.8.1. Πιθανότητα σφάλματος στην ASK

Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας μπορεί να μοντελοποιηθεί από μια συνάρτηση Gauss με μέση τιμή την τιμή που έχει στείλει ο πομπός και διακύμανση

$$\sigma_N^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} \Phi_N(f) \cdot |H_r(f)|^2 df,$$

όπου  $\Phi_N(f)$  είναι η φασματική πυκνότητα του θορύβου και  $H_r(f)$  ο συνεχής μετασχηματισμός Fourier της κρουστικής απόκρισης του φίλτρου  $h_r(f)$ . Η πιθανότητα σφάλματος είναι:

$$P_e = P_{e|H_0} \cdot P_{H_0} + P_{e|H_1} \cdot P_{H_1} + \dots + P_{e|H_{L-1}} \cdot P_{H_{L-1}},$$

όπου  $P_{e|H_i}$  είναι η δεσμευμένη πιθανότητα σφάλματος με δεδομένο ότι στάλθηκε το σύμβολο  $i$  και  $P_{H_i}$  η πιθανότητα μετάδοσης του συμβόλου  $i$ . Αν είναι ισοπίθανα, τότε  $P_{H_i} = \frac{1}{L}$ .

Σχηματικά μπορούμε να το δούμε αυτό για 4 διαφορετικά σύμβολα (Σχήμα 3.25).

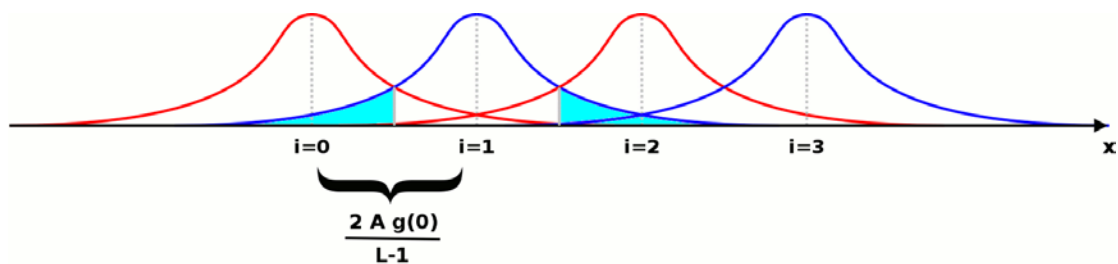
Στην περίπτωση αυτή, η πιθανότητα σφάλματος όταν έχει μεταδοθεί το σύμβολο 1 είναι η επιφάνεια με το γαλάζιο χρώμα. Η επιφάνεια της κάθε μίας από αυτές τις επιφάνειες είναι:

$$P = \int_{\frac{Ag(0)}{L-1}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_N} e^{-\frac{x^2}{2\sigma_N^2}} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Ag(0)}{\sqrt{2(L-1)}\sigma_N}\right).$$

Το άθροισμα όλων των επιφανειών στις οποίες προκύπτει σφάλμα είναι  $2LP - 2P$ , ενώ η συνολική πιθανότητα σφάλματος

$$P_e = 2\left(1 - \frac{1}{L}\right)P.$$

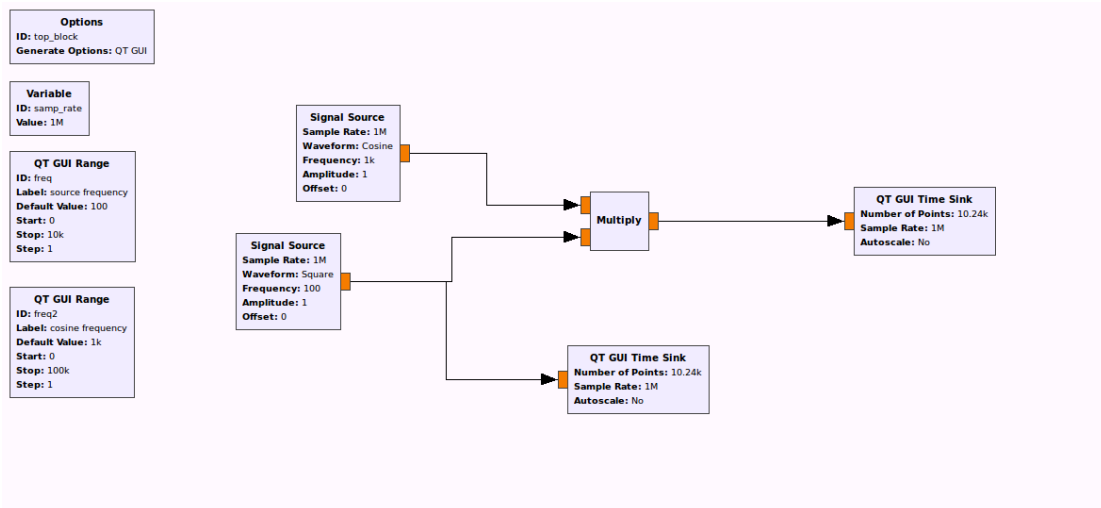
Παρατηρώντας τις σχέσεις αυτές μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η πιθανότητα σφάλματος μειώνεται με την αύξηση του πλάτους ή με την ενίσχυση του σήματος, ενώ αυξάνεται όσο αυξάνεται ο αριθμός των bits ή αν υπάρχει θόρυβος.



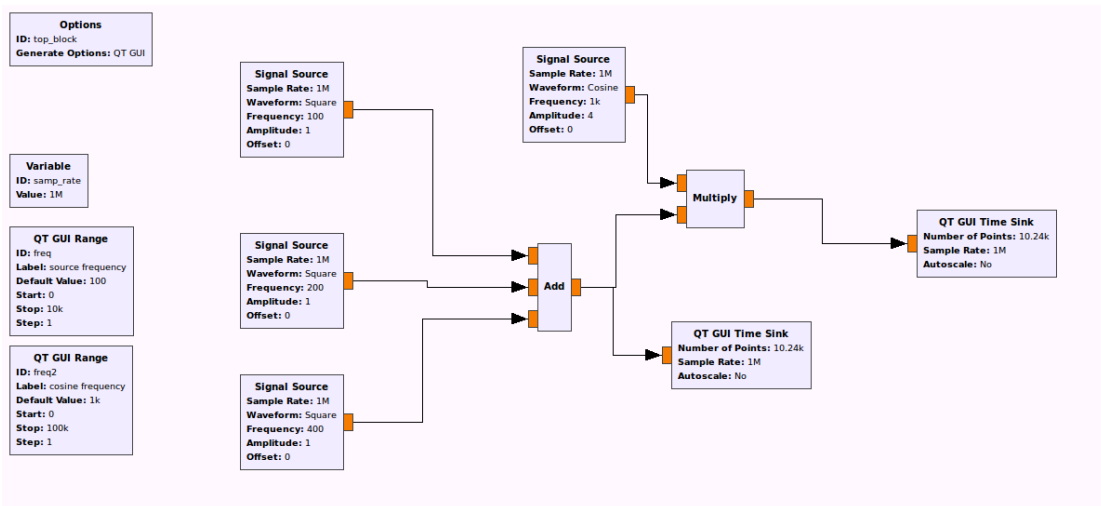
Σχήμα 3.25 - Πιθανότητες σφάλματος στην ASK

### 3.9. Υλοποίηση διαμόρφωσης ASK με GNU Radio

Στις παρακάτω εικόνες μπορούμε να δούμε την υλοποίηση δύο διαμορφωτών ASK. Στην πρώτη περίπτωση έχουμε κωδικοποίηση 2 μόνο ψηφίων, 0 και 1, ενώ στη δεύτερη τα ψηφία γίνονται 4 (0, 1, 2 και 3). Μπορούμε να προσθέσουμε όσα ψηφία θέλουμε επιπλέον χωρίς να αλλάξει το σχηματικό διάγραμμα από τη λήψη του σήματος και μετά.

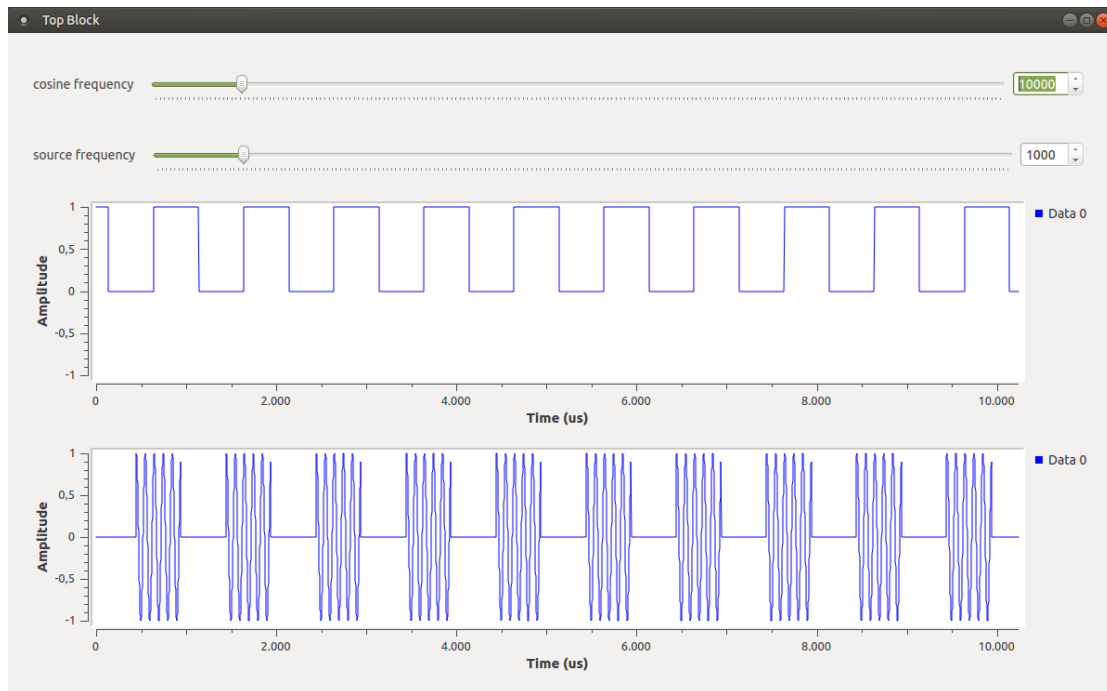


Σχήμα 3.26 - Σχηματικό διάγραμμα GNU Radio 2-ASK

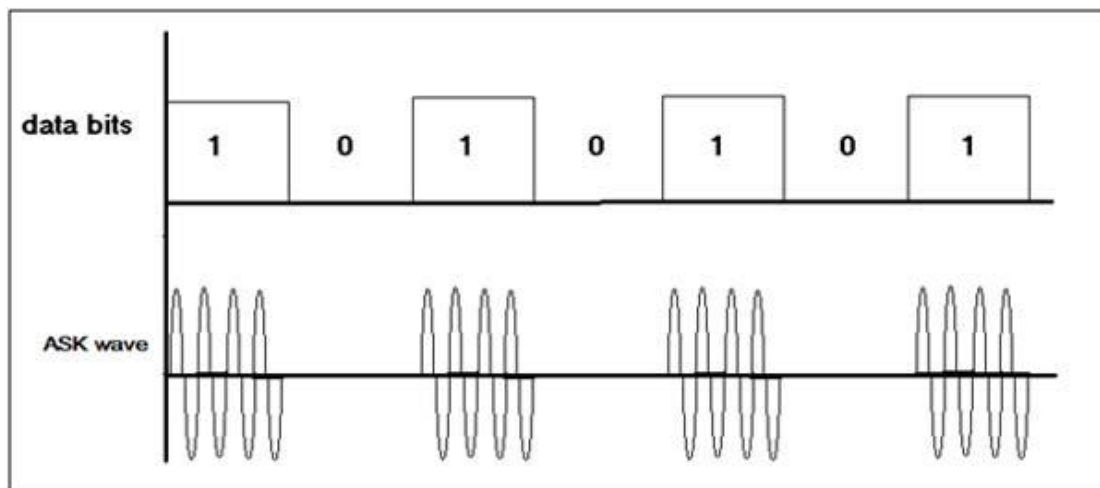


Σχήμα 3.27 - Σχηματικό διάγραμμα GNU Radio 4-ASK

Στην απλή περίπτωση των 2 bits, η λειτουργία είναι προφανής. Πολλαπλασιάζεται η είσοδος με ένα ημιτονοειδές σήμα σταθερής συχνότητας και πλάτους. Έτσι προκύπτει στην έξοδο ένα σήμα το οποίο όταν η είσοδος είναι 0, είναι και αυτό 0, ενώ όταν η είσοδος είναι 1, παίρνει την τιμή του ημιτονοειδούς σήματος. Το αποτέλεσμα που παίρνουμε είναι ίδιο με τον αναμενόμενο θεωρητικό.

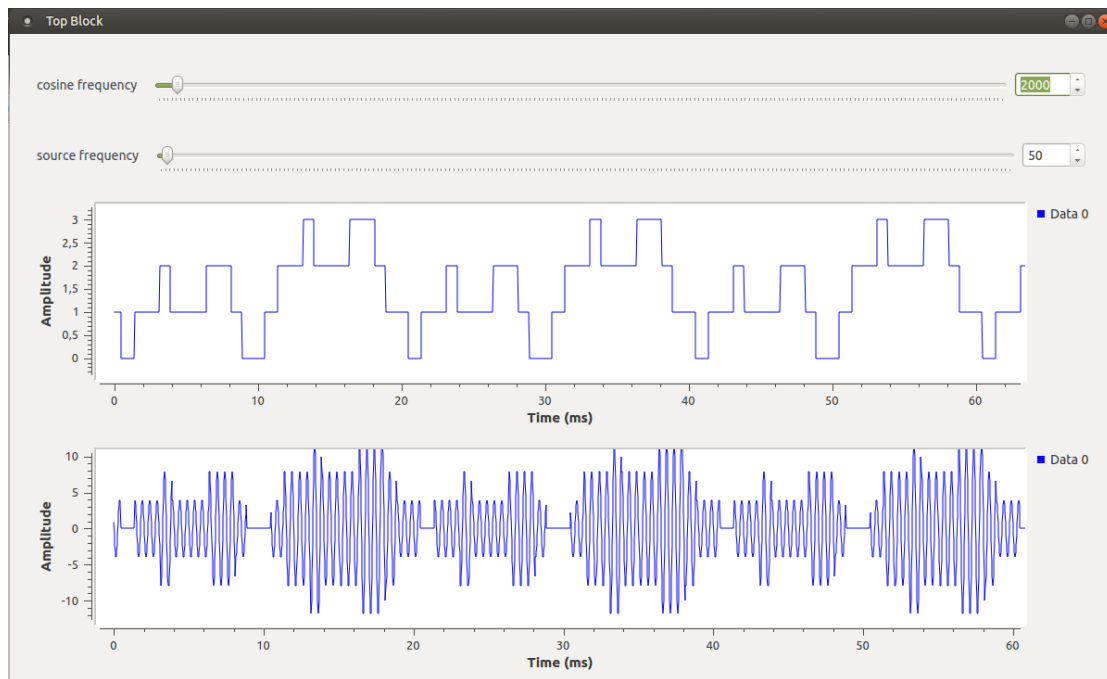


Σχήμα 3.28 - Αρχικό και διαμορφωμένο σήμα 2-ASK με GNU Radio

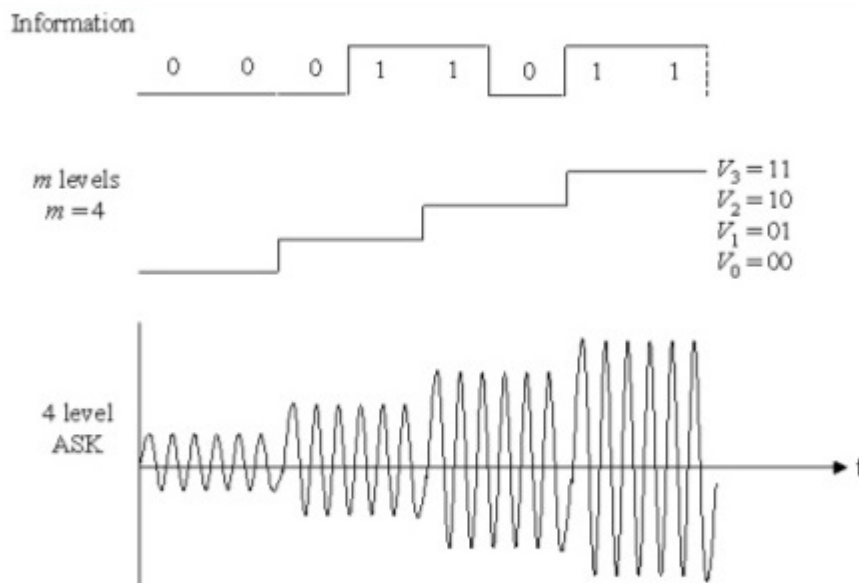


Σχήμα 3.29 - Αρχικό και διαμορφωμένο σήμα 2-ASK θεωρητικά

Στο δεύτερο σχηματικό διάγραμμα έχουμε 4 διαφορετικά bits στην είσοδο, 0, 1, 2 και 3. Το σήμα εισόδου πολλαπλασιάζεται και πάλι με ένα ημιτονοειδές σήμα σταθερής συχνότητας και σταθερού πλάτους. Σε κάθε περίπτωση, η έξοδος έχει τιμή  $n \cdot A \cdot \cos(2\pi ft + \varphi)$ , όπου  $n$  η τιμή της εισόδου,  $A$  το πλάτος του ημιτονοειδούς σήματος και  $2\pi ft + \varphi$  η φάση του. Με αυτόν τον τρόπο προκύπτει ένα ημιτονοειδές σήμα μεταβαλλόμενου πλάτους και σταθερής συχνότητας, όπως ακριβώς γίνεται και στη διαμόρφωση ASK.



Σχήμα 3.30 - Αρχικό και διαμορφωμένο σήμα 4-ASK με GNU Radio



Σχήμα 3.31 - Αρχικό και διαμορφωμένο σήμα 4-ASK θεωρητικά

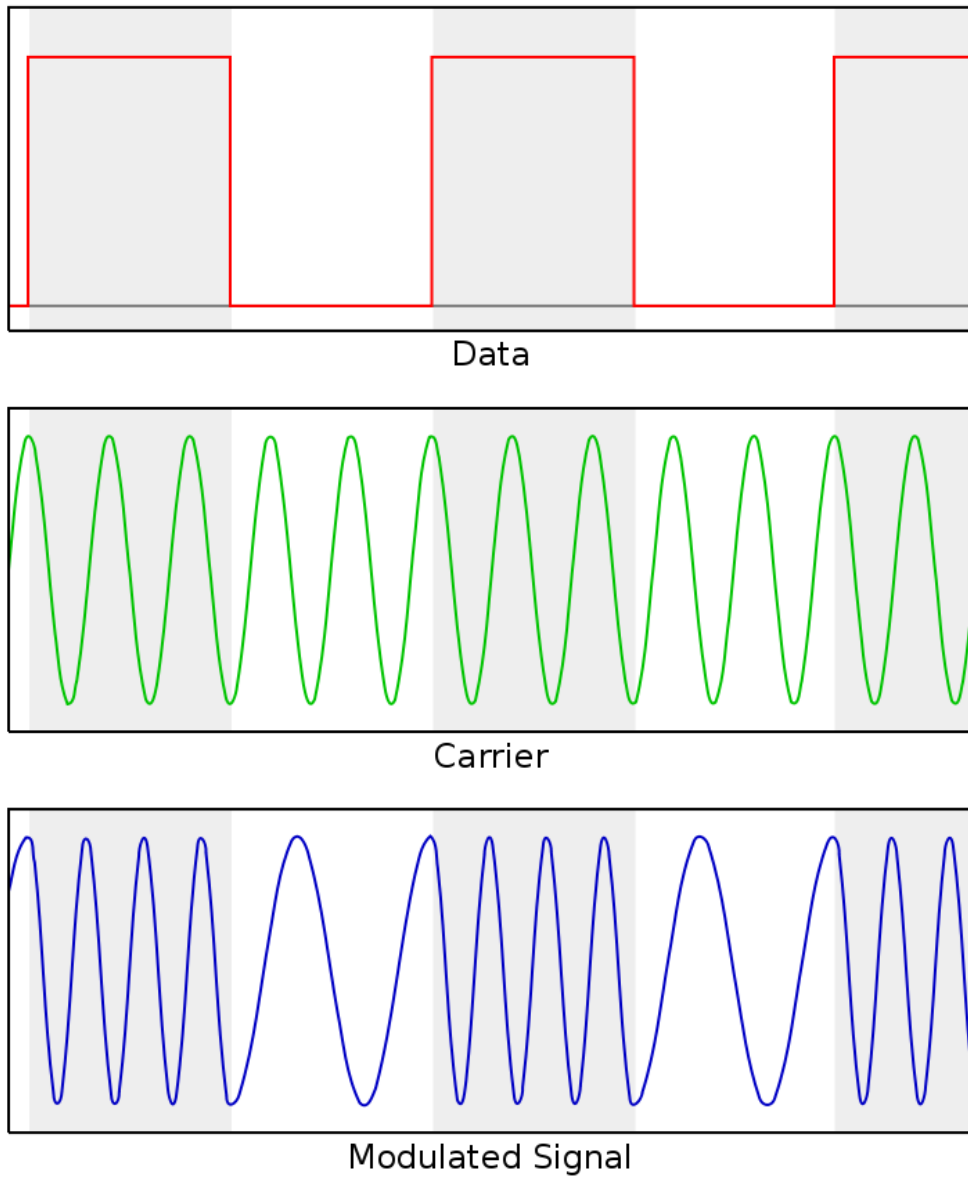


### **3.10. Διαμόρφωση FSK**

Στη διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας (Frequency Shift Keying - FSK) τα ψηφιακά δεδομένα μεταδίδονται με τη βοήθεια διακριτών αλλαγών στη συχνότητα του φέροντος. Η τεχνολογία αυτή χρησιμοποιείται σε συστήματα επικοινωνιών όπως οι ασύρματοι, η αναγνώριση κλήσεων, και οι εκπομπές έκτακτης ανάγκης. Η πιο απλή μορφή FSK είναι δυαδική (BFSK), στην οποία χρησιμοποιούνται δύο διαφορετικές συχνότητες για την αναπαράσταση δύο ψηφίων, 0 και 1. Στην απλή περίπτωση της διαμόρφωσης BFSK, τα διαγράμματα στο πεδίο του χρόνου φαίνονται στα παρακάτω διαγράμματα (Σχήματα 3.32):

Μπορούμε να δούμε ότι η συχνότητα του διαμορφωμένου σήματος είναι διαφορετική στα διαστήματα όπου τα δεδομένα έχουν την τιμή 1 και διαφορετική όταν είναι 0. Η τιμή 1 αντιστοιχεί στην τιμή  $+A$ , ενώ η τιμή 0 στην τιμή  $-A$ , όπου  $A$  το πλάτος της προς μετάδοση πληροφορίας.

Στη διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας δεν έχει σημασία το πλάτος του σήματος. Αυτό το γεγονός δημιουργεί κάποια πλεονεκτήματα συγκριτικά με τις διαμορφώσεις πλάτους. Αρχικά, μπορεί να γίνει χρήση μη γραμμικών ενισχυτών. Αυτό έχει ιδιαίτερη σημασία όταν χρησιμοποιούνται μικρές φορητές συσκευές όπως τα τηλεχειριστήρια αυτοκινήτου. Οι μη γραμμικοί ενισχυτές είναι πιο αποτελεσματικοί ως προς την κατανάλωση ρεύματος, κάτι που σημαίνει μεγαλύτερη διάρκεια ζωής της μπαταρίας. Ένα ακόμα σημαντικό πλεονέκτημα της διαμόρφωσης συχνότητας, το οποίο επίσης οφείλεται στο ότι το αποτέλεσμα δεν επηρεάζεται από τις μεταβολές του πλάτους, είναι η ανθεκτικότητα στο θόρυβο. Αυτό συμβαίνει γιατί ο θόρυβος προκαλεί κυρίως μεταβολές στο πλάτος, και όχι στη συχνότητα.



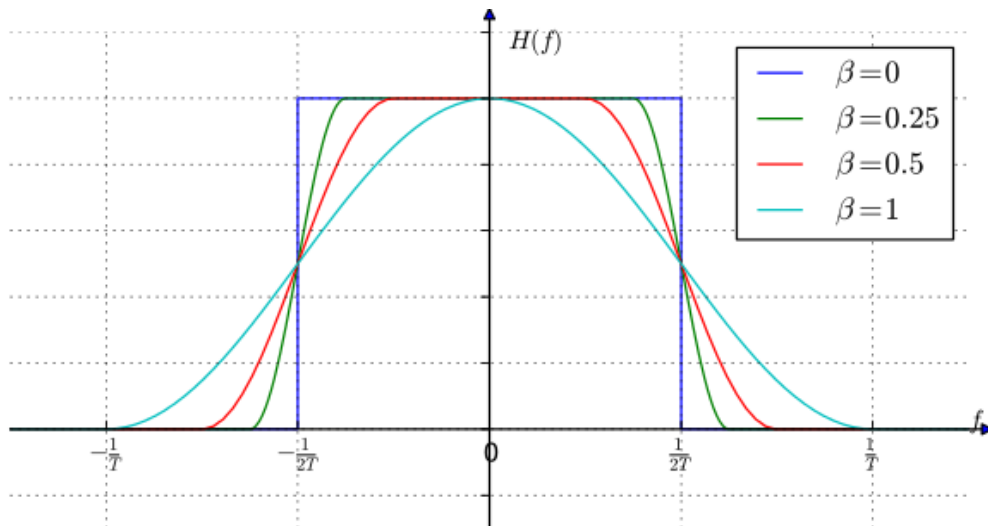
Σχήματα 3.32 – Διαγράμματα στο πεδίο του χρόνου για διαμόρφωση BFSK

### 3.10.1. Άλλες διαμορφώσεις FSK

Εκτός από την απλή εκδοχή του FSK που αναφέρθηκε προηγουμένως υπάρχουν και άλλες μορφές που χρησιμοποιούνται για διαφορετικούς σκοπούς.

- **Continuous-phase frequency-shift keying (CPFSK):** Θεωρητικά, στις διαμορφώσεις FSK χρησιμοποιούνται ανεξάρτητοι ταλαντωτές, οι οποίοι εναλλάσσονται στην αρχή της περιόδου του κάθε συμβόλου. Οι ταλαντωτές αυτοί, δεν έχουν την ίδια φάση, με αποτέλεσμα τη στιγμή της αλλαγής να μην έχουν το ίδιο πλάτος, άρα δημιουργούνται ασυνέχειες στο εκπεμπόμενο σήμα. Στη συνεχή διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας χρησιμοποιείται ένας μόνο ταλαντωτής, έτσι ώστε τη στιγμή της αλλαγής συμβόλου να παραμένει σταθερή η φάση. Έτσι εξαλείφονται οι ασυνέχειες, οι οποίες έχουν ως συνέπεια την άυξηση ισχύος στις πλευρικές συχνότητες και παρεμβολή με γειτονικά κανάλια.
- **Audio FSK (AFSK):** Στη διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας ήχου η διαφορά με την απλή διαμόρφωση είναι ότι η διαμόρφωση γίνεται στις συχνότητες βασικής ζώνης. Αν και δεν είναι αποδοτικό από άποψη ενέργειας και εύρους ζώνης, έχει το πλεονέκτημα ότι τα σήματα μπορούν να περάσουν από ζεύξεις εναλλασσόμενου ρεύματος. Χρησιμοποιείται στα συστήματα ειδοποίησης έκτακτης ανάγκης για να ειδοποιεί τους σταθμούς για το είδος, την τοποθεσία και τη στιγμή που έγινε αυτή.
- **Gaussian frequency-shift keying (GFSK):** Στην περίπτωση αυτή, αντί να υπάρχουν άμεσες μεταβολές στην αρχή της περιόδου κάθε συμβόλου, τα δεδομένα φιλτράρονται από ένα γκαουσιανό φίλτρο, το οποίο αναλαμβάνει να κάνει τις μεταβάσεις ομαλότερες. Με τον τρόπο αυτό μειώνεται η ισχύς των πλευρικών συχνοτήτων, άρα και το εύρος ζώνης που απαιτείται, καθώς και η παρεμβολές γειτονικών καναλιών, αυξάνεται όμως η διασυμβολική παρεμβολή. Με τη χρήση του φίλτρου αλλάζει η κυματομορφή των δεδομένων όπως φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα (Σχήμα 3.33).

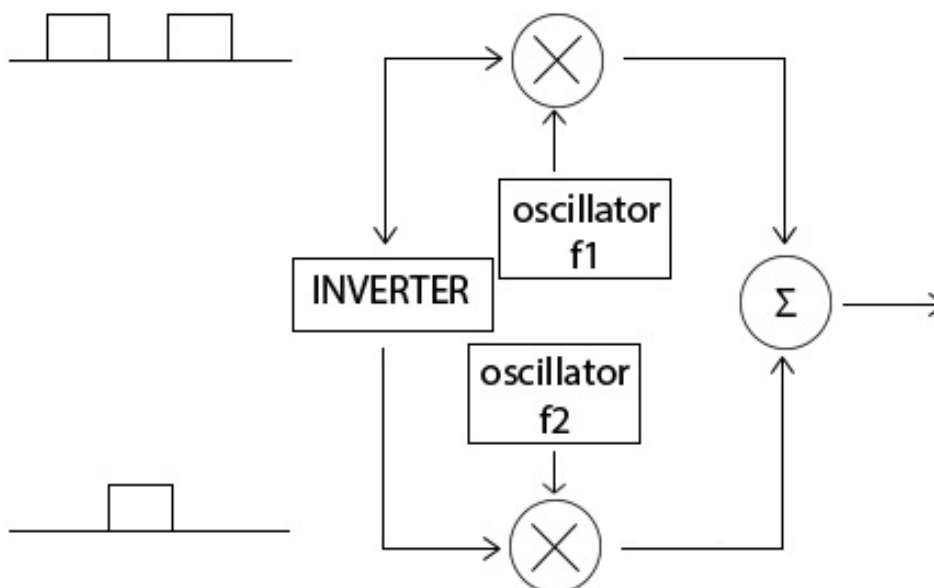
Παρατηρούμε ότι ενώ στο αρχικό φάσμα η αλλαγή είναι ακαριαία, στις άλλες περιπτώσεις γίνεται πιο ομαλά. Το φίλτρο έχει χρονική απόκριση  $g(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{t}{\sigma}\right)^2}$ , όπου  $\sigma = \frac{\sqrt{\ln 2}}{2\pi\beta}$ . Από το παρακάτω διάγραμμα μπορούμε επίσης να δούμε ότι όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του  $\beta$ , το οποίο σχετίζεται με την τιμή  $3dB$  του φίλτρου, τόσο πιο ομαλή είναι η μετάβαση, και τόσο πιο έντονες είναι οι επιπτώσεις που αναφέρθηκαν.



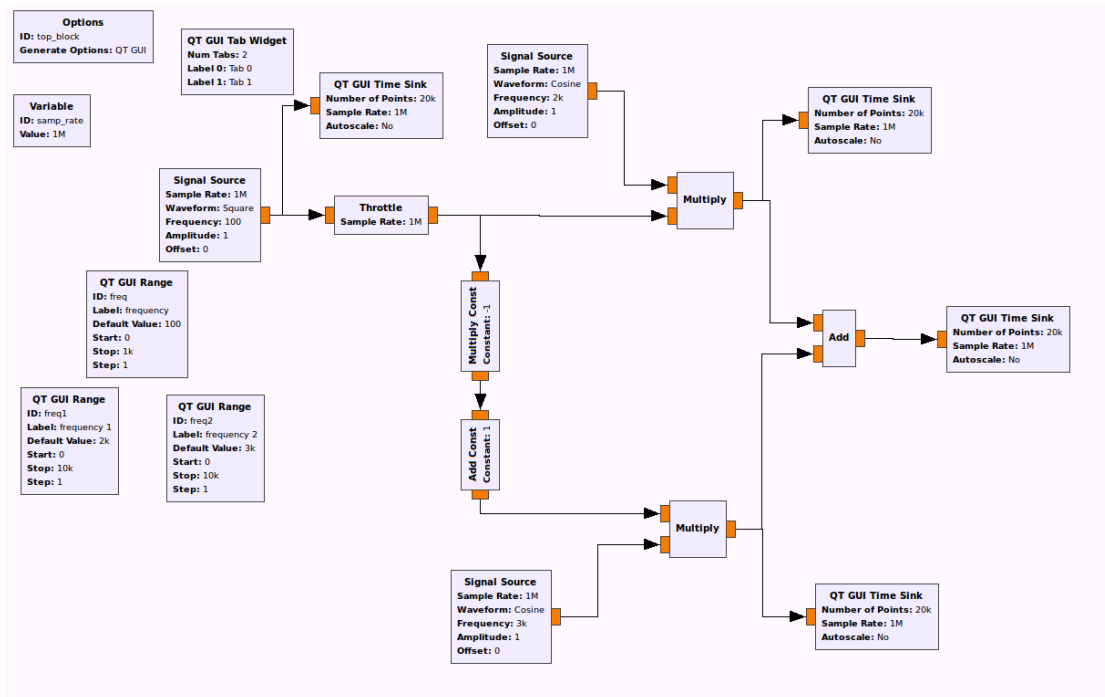
Σχήμα 3.33 - Φάσματική απεικόνιση διαμόρφωσης GFSK

### 3.11. Υλοποίηση διαμόρφωσης FSK με GNU Radio

Κατά τη διαμόρφωση FSK έχουμε στην έξοδο ένα σήμα σταθερού πλάτους αλλά μεταβαλλόμενης συχνότητας ανάλογα με την τιμή του σήματος εισόδου. Στην απλή της περίπτωση έχουμε δύο συχνότητες, μία για τιμή εισόδου 0 και μία για τιμή εισόδου 1. Το σχηματικό διάγραμμα που χρησιμοποιήθηκε για την υλοποίηση της διαμόρφωσης αυτής φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:

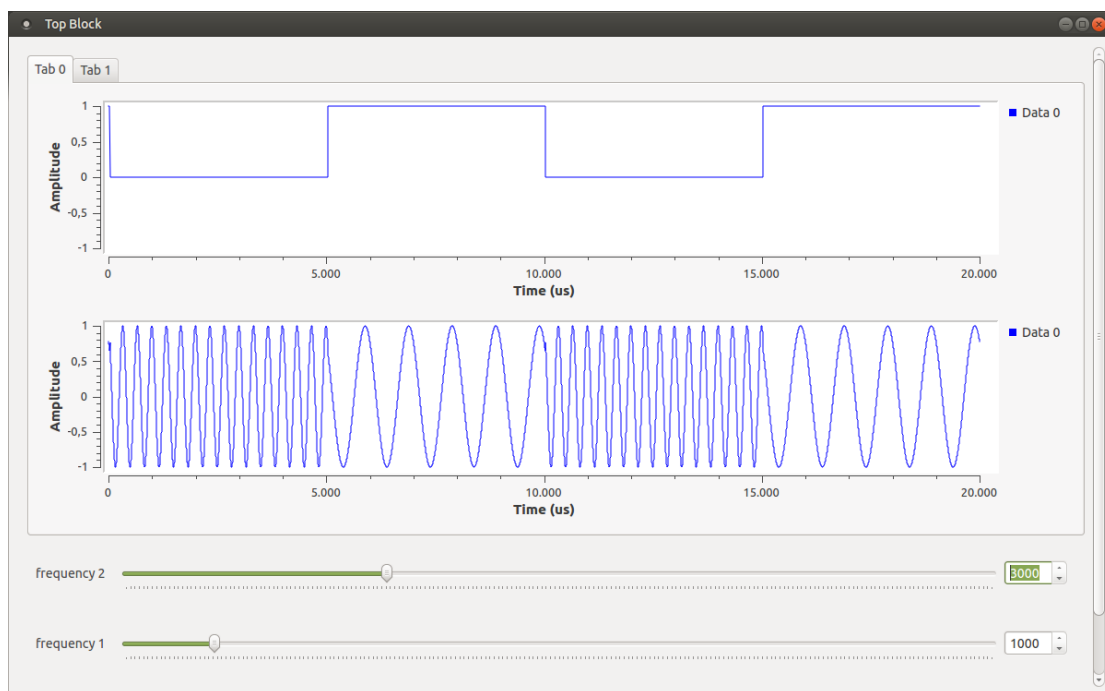


Σχήμα 3.34 - Σχηματικό διάγραμμα διαμόρφωσης FSK



Σχήμα 3.35 - Σχηματικό διάγραμμα διαμόρφωσης FSK με GNU Radio

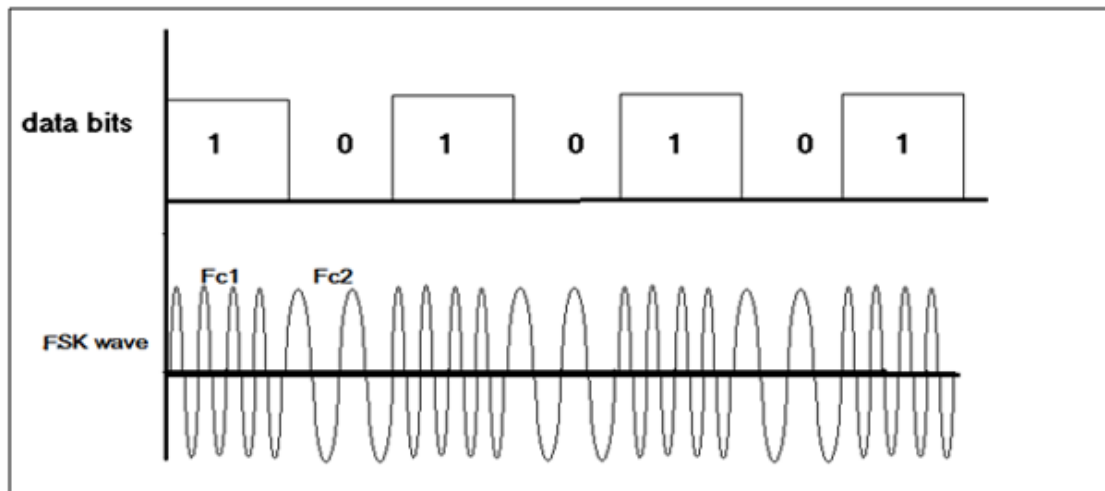
Το σήμα εισόδου χωρίζεται σε 2 κλάδους. Ο πρώτος πολλαπλασιάζεται με ένα ημιτονοειδές σήμα συχνότητας  $f_1$  και πλάτους  $A$ . Στον δεύτερο κλάδο πρέπει να μετατρέψουμε το σήμα αλλάζοντας τα 0 σε 1 και αντίστροφα. Για να επιτευχθεί αυτό, πρώτα πολλαπλασιάστηκε το σήμα με το  $-1$ , και στη συνέχεια προσθέσαμε σε αυτό 1. Στη συνέχεια πολλαπλασιάστηκε με ένα δεύτερο ημιτονοειδές σήμα συχνότητας  $f_2$  και ίδιου πλάτους  $A$  με το πρώτο. Με τον τρόπο αυτό προκύπτουν δύο διαφορετικά σήματα. Το ένα έχει ημιτονοειδή μορφή με συχνότητα  $f_1$  όταν η είσοδος έχει την τιμή 1, ενώ το δεύτερο έχει συχνότητα  $f_2$ , όταν η είσοδος είναι 0. Σε οποιοδήποτε άλλο σημείο έχουν την τιμή 0. Αν τα δύο σήματα αυτά προστεθούν, δίνουν τελικά ένα ημιτονοειδές σήμα με συχνότητα  $f_1$  και  $f_2$ , όταν η είσοδος έχει τιμή 1 και 0 αντίστοιχα.



Σχήμα 3.36 - Αρχικό και διαμορφωμένο σήμα FSK με GNU Radio



Σχήμα 3.37 - Τα δύο διαφορετικά σήματα που αποτελούν τη διαμόρφωση FSK



Σχήμα 3.38 - Διαμόρφωση FSK θεωρητικά

### **3.12. Διαμόρφωση GMSK**

Η γκαουσσισινή διαμόρφωση ελάχιστης μετατόπισης (Gaussian Minimum Shift Keying – GMSK) χρησιμοποιείται συχνά από συστήματα ραδιοεπικοινωνιών και έχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να διαμορφώσει ψηφιακά σήματα χρησιμοποιώντας αποτελεσματικά το φάσμα και άρα ελαχιστοποιώντας τυχόν παρεμβολές με γειτονικά κανάλια.

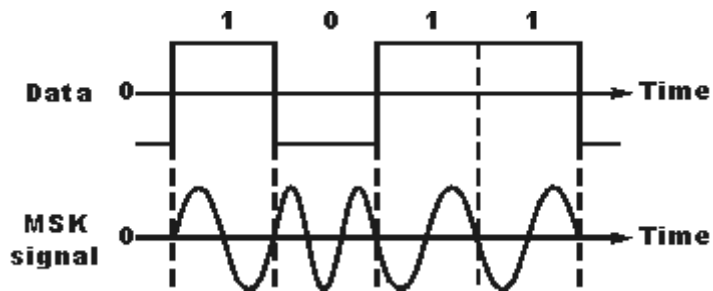
Η διαμόρφωση GMSK βασίζεται στο πρότυπο της MSK, η οποία είναι ένα είδος διαμόρφωσης μετατόπισης συχνότητας, αλλά χωρίς ασυνέχειες στη φάση. Για να επιτευχθεί αυτό, οι αλλαγές στη συχνότητα συμβαίνουν όταν το φέρον έχει την τιμή 0. Αυτή η ιδιαιτερότητα οφείλεται στο γεγονός ότι η διαφορά συχνοτήτων μεταξύ του λογικού 0 και 1 ισούται με το μισό της συχνότητας των δεδομένων. Έτσι, οι αλλαγές συμβαίνουν σε ακέραια πολλαπλάσια της μισής περιόδου, στις στιγμές δηλαδή που το διαμορφωμένο σήμα έχει την τιμή 0. Ο δείκτης διαμόρφωσης στη διαμόρφωση MSK είναι πάντα 0,5 (Σχήμα 3.39).

Παρατηρώντας το φασματικό διάγραμμα ενός σήματος MSK, φαίνεται ότι οι πλευρικές συχνότητες έχουν αρκετά υψηλή ισχύ. Για να μειωθεί αυτό μπορούμε να περάσουμε το σήμα από ένα βαθυπερατό φίλτρο με απότομη αποκοπή, μικρό εύρος ζώνης και η κρουστική απόκριση να μην απειρίζεται (overshooting). Το ιδανικότερο φίλτρο που πληροί αυτές τις προϋποθέσεις είναι το Γκαουσσισιανό φίλτρο. Η επίδρασή του στο διαμορφωμένο σήμα μειώνει αισθητά την ισχύ των πλευρικών συχνοτήτων.

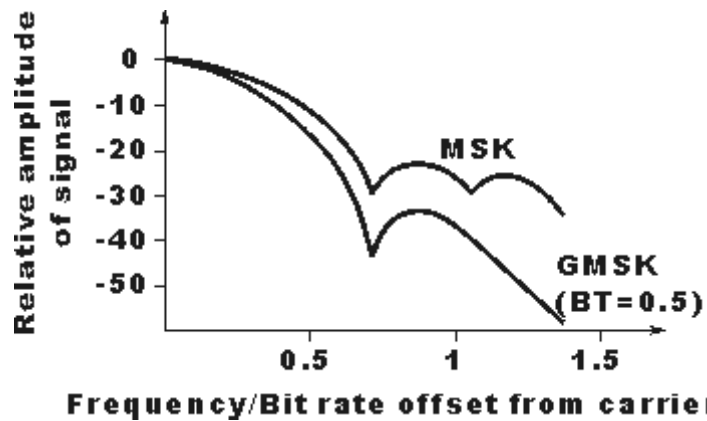
Για να πετύχουμε διαμόρφωση GMSK υπάρχουν δύο βασικοί τρόποι. Ο πρώτος και προφανής τρόπος είναι να φιλτραριστεί το σήμα με το γκαουσσισιανό φίλτρο και στη συνέχεια να περάσει από έναν διαμορφωτή συχνοτήτων με δείκτη διαμόρφωσης ακριβώς 0,5. Αυτή η μέθοδος είναι πολύ απλή, έχει όμως το μειονέκτημα ότι δεν πρέπει να μεταβληθεί καθόλου ο δείκτης διαμόρφωσης. Πρακτικά, αυτό είναι αδύνατο σε αναλογικά συστήματα, γιατί τα εξαρτήματα που χρησιμοποιούνται δεν μπορούν να ρυθμιστούν με απόλυτη ακρίβεια.

Η δεύτερη μέθοδος, η οποία χρησιμοποιείται περισσότερο, χρησιμοποιεί έναν διαμορφωτή τεταρτημορίου. Ο διαμορφωτής αυτό χρησιμοποιεί δύο σήματα με διαφορά φάσεις 90 μοίρες. Με τη χρήση του διαμορφωτή αυτού, ο δείκτης διαμόρφωσης μπορεί να διατηρηθεί σταθερός χωρίς να χρειάζονται κάποιες ιδιαίτερες ρυθμίσεις. Για την αποδιαμόρφωση χρησιμοποιείται η αντίστοιχη τεχνική αντίστροφα.

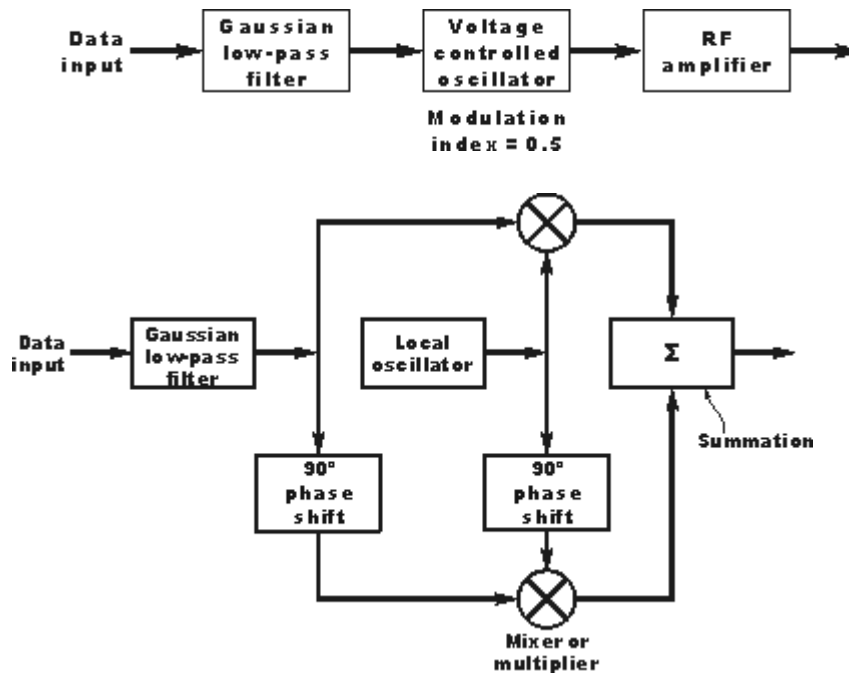




Σχήμα 3.39 - Διαμορφωμένο σήμα MSK



Σχήμα 3.40 - Σύγκριση ισχύος πλευρικών συχνοτήτων MSK και GMSK



Σχήμα 3.41 – Απλή μέθοδος διαμόρφωσης GMSK (επάνω) και με χρήση τετραγωνισμένου διαμορφωτή (κάτω)

### **3.13. Διαμόρφωση QAM**

Η τετραγωνική διαμόρφωση πλάτους (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) μεταφέρει πληροφορία αλλάζοντας (διαμορφώνοντας) τα πλάτη δύο φερόντων κυμάτων. Τα δύο φέροντα κύματα είναι της ίδιας συχνότητας, συνήθως ημιτονοειδή, διαφέρουν στη φάση το ένα με το άλλο κατά  $90^\circ$  και έτσι ονομάζονται τετραγωνικά φέροντα ή τετραγωνικές συνιστώσες - εξ ου και το όνομα του σχήματος. Τα διαμορφωμένα κύματα αθροίζονται, και η τελική κυματομορφή είναι ένας συνδυασμός και της μετατόπιση φάσης (phase shift keying, PSK) και της μετατόπισης πλάτους (amplitude shift keying, ASK). Οι PSK διαμορφωτές συχνά σχεδιάζονται με βάση την αρχή της QAM, αλλά δεν θεωρούνται QAM αφού το πλάτος του διαμορφωμένου φέροντος σήματος είναι σταθερό. Η QAM χρησιμοποιείται εκτενώς ως σχήμα διαμόρφωσης για ψηφιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Ένα από τα βασικά χαρακτηριστικά της QAM είναι ότι μπορεί να πετύχει σημαντικά υψηλές φασματικές αποδόσεις με τον καθορισμό κατάλληλου μεγέθους αστερισμού, πράγμα το οποίο περιορίζεται μόνο από το επίπεδο του θορύβου και τη γραμμικότητα του καναλιού επικοινωνίας.

#### **3.13.1. Εισαγωγικά**

Στην περίπτωση της QAM, αυτό που αλλάζει (διαμορφώνεται) είναι το πλάτος των δύο κυμάτων της ίδιας συχνότητας αλλά διαφοράς φάσης  $90^\circ$  μεταξύ τους (ορθογώνια), έτσι ώστε να αναπαρασταθεί το σήμα πληροφορίας. Η διαμόρφωση κατά πλάτος δύο ορθογωνίων φερόντων μπορεί να θεωρηθεί ισοδύναμα ως μια ταυτόχρονη διαμόρφωση πλάτους και τη φάσης ενός ενιαίου φέροντος.

Η διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (ψηφιακή PSK) μπορεί να θεωρηθεί ως ειδική περίπτωση QAM, όπου το πλάτος του διαμορφωμένου σήματος δεν αλλάζει, αλλάζει όμως η φάση.

#### **3.13.2. Αναλογική QAM**

Κατά τη μετάδοση δύο σημάτων με διαμόρφωση τους με QAM, το μεταδιδόμενο σήμα θα είναι της μορφής:

$$s(t) = \Re\{[I(t) + iQ(t)]e^{i2\pi f_0 t}\} = I(t) \cos(2\pi f_0 t) - Q(t) \sin(2\pi f_0 t)$$

Στο δέκτη, τα δύο αυτά διαμορφωμένα σήματα μπορούν να αποδιαμορφωθούν χρησιμοποιώντας έναν συνεκτικό αποδιαμορφωτή (coherent demodulator). Ένας τέτοιος δέκτης πολλαπλασιάζει το λαμβανόμενο σήμα χωριστά τόσο με ένα συνημίτονοειδές όσο και με ένα ημιτονοειδές σήμα για την παραγωγή των λαμβανόμενων συνιστωσών  $I(t)$  και

Q(t) αντίστοιχα. Λόγω της ιδιότητας της ορθογωνιότητας των φερόντων σημάτων, είναι δυνατόν να ανιχνευθούν τα δύο διαμορφωμένα φέροντα ανεξάρτητα.

Στην ιδανική περίπτωση, το σήμα I(t) αποδιαμορφώνεται πολλαπλασιάζοντας το σήμα που μεταδίδεται με ένα συνημίτονο:

$$\begin{aligned} r(t) &= s(t) \cos(2\pi f_0 t) \\ &= I(t) \cos(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_0 t) - Q(t) \sin(2\pi f_0 t) \cos(2\pi f_0 t) \end{aligned}$$

Και χρησιμοποιώντας τριγωνομετρικές ιδιότητες, η παραπάνω σχέση γράφεται:

$$\begin{aligned} r(t) &= \frac{1}{2} I(t) [1 + \cos(4\pi f_0 t)] - \frac{1}{2} Q(t) \sin(4\pi f_0 t) = \\ &= \frac{1}{2} I(t) + \frac{1}{2} [I(t) \cos(4\pi f_0 t) - Q(t) \sin(4\pi f_0 t)] \end{aligned}$$

Περνώντας από βαθυπερατό φίλτρο το σήμα r(t) αφαιρούνται οι υψηλές συχνότητες (που περιέχουν τον όρο  $4\pi f_0 t$ ), αφήνοντας μόνο τον όρο I(t). Αυτό το φιλτραρισμένο σήμα δεν επηρεάζεται από το Q(t), δείχνοντας ότι η in-phase (I) συνιστώσα μπορεί να ληφθεί ανεξάρτητα από την quadrature (Q) συνιστώσα. Ομοίως, πολλαπλασιάζοντας το σήμα s(t) με ένα ημιτονοειδές κύμα και στη συνέχεια περνώντας το από ένα βαθυπερατό φίλτρο εξαγάγεται το Q(t).

Η ακριβής φάση του φέροντος είναι απαραίτητη για τη σωστή αποδιαμόρφωση στο δέκτη. Εάν η αποδιαμορφωμένη φάση διαφέρει έστω και λίγο, αυτό οδηγεί σε αλληλοπαρεμβολές μεταξύ των διαμορφωμένων σημάτων. Είναι αναγκαίο λοιπόν στα συστήματα QAM να γίνεται συγχρονισμός του φέροντος στον δέκτη. Ο συνεκτικός αποδιαμορφωτής πρέπει να είναι ακριβώς σε φάση με το λαμβανόμενο σήμα, σε διαφορετική περίπτωση τα διαμορφωμένα σήματα δεν μπορούν να ληφθούν ανεξάρτητα. Αυτό επιτυγχάνεται συνήθως με τη μετάδοση ενός υποφέροντος ή ενός σήματος πιλότου (pilot signal).

### **3.13.3. Ανάλυση Fourier της QAM**

Στο πεδίο της συχνότητας, η QAM έχει παρόμοια συμπεριφορά με τη διαμόρφωση DSB-SC (double-sideband suppressed-carrier, διπλής πλευρικής καταπιεσμένου φέροντος). Χρησιμοποιώντας τις ιδιότητες του μετασχηματισμού Fourier προκύπτει:

$$S(f) = \frac{1}{2} [M_I(f - f_0) + M_I(f + f_0)] + \frac{i}{2} [M_Q(f - f_0) - M_Q(f + f_0)]$$

όπου  $S(f)$ ,  $M_I(f)$  και  $M_Q(f)$  είναι οι μετασχηματισμοί Fourier των  $s(t)$ ,  $I(t)$  και  $Q(t)$ , αντίστοιχα.

#### **3.13.4. Κβαντισμένη QAM (Quantized QAM)**

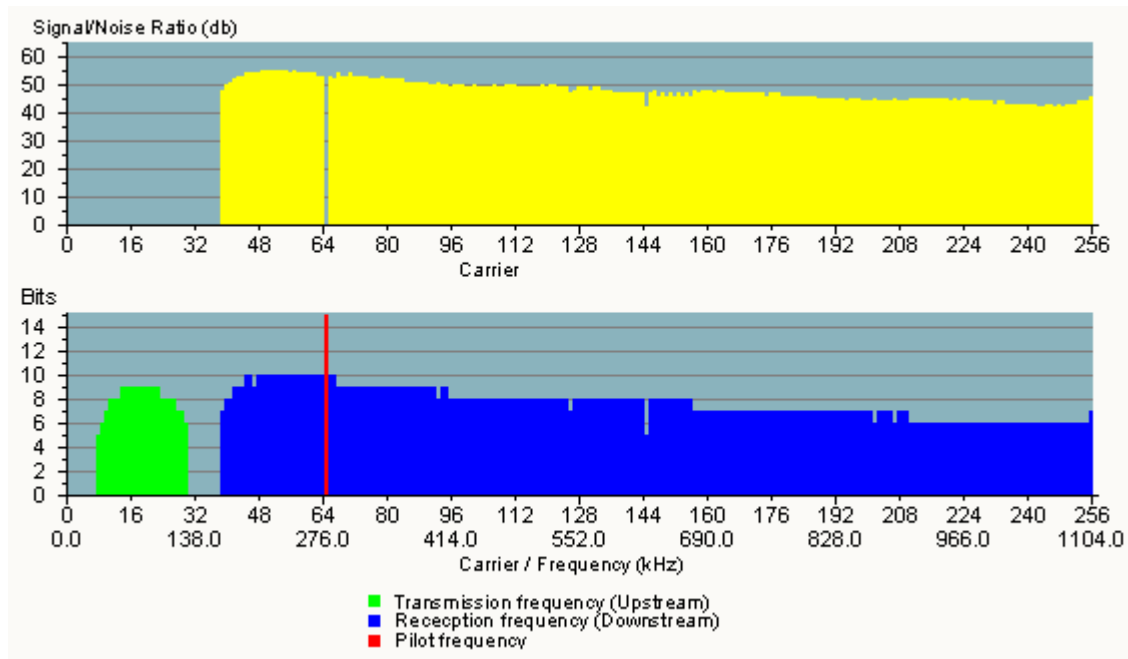
Όπως σε πολλά σχήματα ψηφιακής διαμόρφωσης, το διάγραμμα αστερισμού είναι απαραίτητο για την ανάλυση της QAM. Στην QAM, τα σημεία αστερισμού είναι συνήθως τοποθετημένα σε ένα τετραγωνικό πλέγμα με ίσες κάθετες και οριζόντιες αποστάσεις, αν και είναι δυνατοί και άλλοι σχηματισμοί (π.χ. Cross-QAM). Λαμβάνοντας υπόψη ότι στις ψηφιακές τηλεπικοινωνίες τα δεδομένα είναι συνήθως δυαδικά, ο αριθμός των σημείων στο πλέγμα είναι συνήθως μια δύναμη του 2 (2, 4, 8, ...). Οι πιο κοινές μορφές είναι η 16-QAM, 64-QAM και 256-QAM. Με τη μετακίνηση σε έναν αστερισμό ανώτερης τάξης, είναι δυνατόν να μεταδωθούν περισσότερα bits ανά σύμβολο. Ωστόσο, εάν η μέση ενέργεια του αστερισμού θέλουμε να παραμείνει η ίδια, τα σημεία θα πρέπει να είναι πιο κοντά μεταξύ τους και έτσι είναι πιο ευαίσθητα στο θόρυβο και άλλες αλλοιώσεις. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα έναν υψηλότερο ρυθμό λαθών bit και έτσι ανώτερης τάξης QAM μπορούν να προσφέρουν περισσότερα δεδομένα αλλά λιγότερο αξιόπιστα από ό,τι οι QAM χαμηλότερης τάξης, για μια σταθερή μέση ενέργεια αστερισμού. Για να χρησιμοποιηθεί QAM υψηλότερης τάξης χωρίς να αυξηθεί ο ρυθμός λαθών bit, απαιτείται ένας υψηλότερος λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR), ο οποίος επιτυγχάνεται είτε αυξάνοντας την ενέργεια του σήματος, είτε τη μειώνοντας το θόρυβο (αν αυτό είναι εφικτό), είτε και τα δύο.

Εάν απαιτούνται ρυθμοί δεδομένων μεγαλύτεροι από αυτούς που προσφέρει η 8-PSK, συνήθως προτιμάται η QAM, δεδομένου ότι επιτυγχάνει μεγαλύτερη απόσταση μεταξύ γειτονικών σημείων στο επίπεδο I-Q με την κατανομή των σημείων πιο ομοιόμορφα. Ο μοναδικός παράγοντας που περιπλέκει κάπως τα πράγματα είναι ότι τα σημεία δεν έχουν πλέον όλα το ίδιο πλάτος και έτσι ο αποδιαμορφωτής πρέπει τώρα να εντοπίσει σωστά τόσο τη φάση όσο και το πλάτος, και όχι μόνο τη φάση.

Οι 64-QAM και 256-QAM χρησιμοποιούνται συχνά στην ψηφιακή καλωδιακή τηλεόραση και σε εφαρμογές καλωδιακού μόντεμ. Στις Ηνωμένες Πολιτείες, οι 64-QAM και 256-QAM είναι τα βασικά σχήματα διαμόρφωσης για την ψηφιακή καλωδιακή τηλεόραση (δέκτης QAM) όπως έχει τυποποιηθεί από την SCTE στο πρότυπο ANSI/SCTE 07 το 2013. Να σημειωθεί ότι πολλοί αναφέρονται σε αυτά ως QAM-64 και QAM-256. Στο Ηνωμένο Βασίλειο, η 64-QAM χρησιμοποιείται για την επίγεια ψηφιακή τηλεόραση (DTT ή DTTV), ενώ η 256-QAM χρησιμοποιείται για την υψηλή ανάλυση (HDTV).

Συστήματα επικοινωνίας που αποσκοπούν στην επίτευξη πολύ υψηλών επιπέδων φασματικής απόδοσης χρησιμοποιούν συνήθως πολύ πυκνούς αστερισμούς QAM. Για παράδειγμα, οι σύγχρονες συσκευές Homeplug AV2

500-Mbit Powerline Ethernet χρησιμοποιούν 1024-QAM και 4096-QAM. Η 4096-QAM παρέχει 12 bits/σύμβολο. Ένα άλλο παράδειγμα είναι η τεχνολογία ADSL για αντεστραμμένα ζεύγη χαλκού, της οποίας το μέγεθος του αστερισμού φθάνει μέχρι και την 32768-QAM (στην ADSL ορολογία αυτή αναφέρεται ως bit-loading, ή bit per tone, και η 32768-QAM είναι ισοδύναμη με 15 bits per tone).

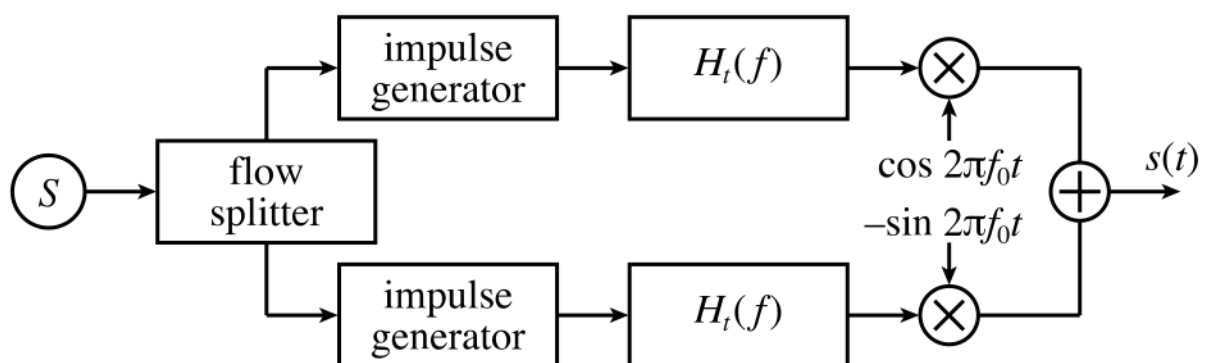


Σχήμα 3.42 - Bit-loading σε γραμμή ADSL

### 3.13.5. Δομή QAM

#### Πομπός

Το παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.43) δείχνει την ιδανική δομή ενός πομπού QAM, με κεντρική συχνότητα φέροντος  $f_0$  και  $H_t(f)$  την απόκριση συχνότητας του φίλτρου του πομπού:



Σχήμα 3.43 - Δομή πομπού QAM

Αρχικά, η ροή των προς μετάδοση bits χωρίζεται σε δύο ίσα μέρη: αυτή η διαδικασία δημιουργεί δύο ανεξάρτητα σήματα προς μετάδοση. Αυτά κωδικοποιούνται ξεχωριστά ακριβώς σαν είχαμε έναν διαμορφωτή ASK. Στη συνέχεια, το ένα κανάλι (το I-) πολλαπλασιάζεται με ένα συνημίτονο, ενώ το άλλο κανάλι (το Q-) πολλαπλασιάζεται με ένα ημίτονο. Με αυτό τον τρόπο υπάρχει μια διαφορά φάσης 90° μεταξύ τους. Τέλος, απλώς προστίθενται το ένα στο άλλο και να στέλνονται μέσω του πραγματικού καναλιού.

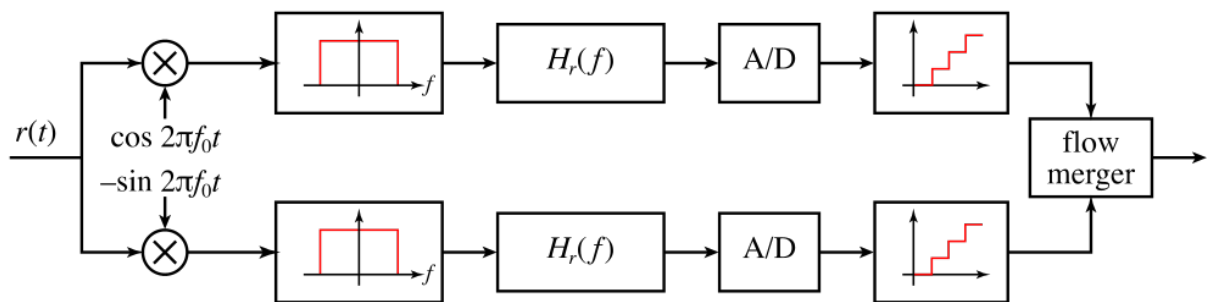
Το μεταδιδόμενο σήμα λαμβάνεται από τη σχέση:

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} [v_c[n] \cdot h_t(t - nT_s) \cos(2\pi f_0 t) - v_s[n] \cdot h_t(t - nT_s) \sin(2\pi f_0 t)]$$

όπου  $v_c[n]$  και  $v_s[n]$  είναι οι τάσεις που εφαρμόζονται σε απάντηση του συνημιτονοειδούς και του ημιτονοειδούς κύματος αντίστοιχα.

## Δέκτης

Ο δέκτης εκτελεί απλώς την αντίστροφη λειτουργία του πομπού. Τυπική δομή του φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.44), όπου  $H_r(f)$  η απόκριση συχνότητας του φίλτρου του δέκτη:



Σχήμα 3.44 - Δομή δέκτη QAM

Πολλαπλασιάζοντας το λαμβανόμενο σήμα με ένα συνημίτονο (ή ημίτονο) και περνώντας το από ένα βαθυπερατό φίλτρο, είναι δυνατόν να εξαχθεί η I-συστοιχία (ή η Q-). Έπειτα, υπάρχει μόνο ένας ASK αποδιαμορφωτής και οι δύο ροές δεδομένων συγχωνεύονται ξανά.

Στην πράξη, υπάρχει μια άγνωστη καθυστέρηση φάσης μεταξύ του πομπού και του δέκτη που πρέπει να αντισταθμίζεται από το συγχρονισμό των δεκτών τοπικού ταλαντωτή, δηλαδή, τις συναρτήσεις ημιτόνου και συνημίτονου του παραπάνω σχήματος. Σε κινητές εφαρμογές, υπάρχει συχνά μία μετατόπιση στην σχετική συχνότητα, καθώς εμφανίζεται το φαινόμενο Doppler, το οποίο δημιουργεί μια μετατόπιση ανάλογη με την σχετική ταχύτητα του πομπού και του δέκτη. Τόσο οι μεταβολές φάσης και συχνότητας που εισάγονται από το

κανάλι πρέπει να αντισταθμιστούν με την κατάλληλη ρύθμιση των συνιστωσών του ημιτόνου και του συνημιτόνου, γεγονός το οποίο απαιτεί μια αναφορά φάσης, και συνήθως επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας έναν Phase-Locked Loop (PLL).

Σε οποιαδήποτε εφαρμογή, το βαθυπερατό φίλτρο διέλευσης  $H_f$  εφαρμόζεται ως ένα ενιαίο συνδυασμένο φίλτρο. Εδώ εμφανίζονται ως ξεχωριστές οντότητες για λόγους σαφήνειας.

### **3.13.6. Απόδοση κβαντισμένης QAM**

Οι ακόλουθοι ορισμοί απαιτούνται για τον προσδιορισμό των ρυθμών λαθών:

$M$  = αριθμός των συμβόλων

$E_b$  = ενέργεια ανά bit

$E_s$  = ενέργεια ανά σύμβολο =  $kE_b$  με  $k$  bits ανά σύμβολο

$N_0$  = φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου (W/Hz)

$P_b$  = Πιθανότητα λάθους bit

$P_{bc}$  = Πιθανότητα λάθους bit ανά φέρον

$P_s$  = Πιθανότητα λάθους συμβόλου

$P_{sc}$  = Πιθανότητα λάθους συμβόλου ανά φέρον

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{1}{2}t^2} dt, x \geq 0$$

Οι ρυθμοί λαθών που αναφέρονται εδώ λαμβάνονται σε παρουσία προσθετικού λευκού Gaussian θορύβου (AWGN).

### **3.13.7. Τετραγωνική QAM (Rectangular QAM)**

Οι τετραγωνικοί αστερισμοί QAM είναι, γενικά, μη βέλτιστοι με την έννοια ότι οι αποστάσεις των σημείων του αστερισμού δεν είναι μέγιστες για δεδομένη ενέργεια. Ωστόσο, έχουν το σημαντικό πλεονέκτημα ότι μπορούν εύκολα να μεταδοθούν ως διαμόρφωση πλάτους δύο παλμικών σημάτων (two pulse amplitude modulation, PAM) σε τετραγωνισμένα φέροντα, και επίσης η αποδιαμόρφωση είναι αρκετά εύκολη. Οι μη-τετραγωνικοί αστερισμοί, οι οποίοι εξετάζονται παρακάτω, επιτυγχάνουν οριακά καλύτερο BER, αλλά είναι πιο δύσκολο να διαμορφωθούν και να αποδιαμορφωθούν.

Ο πρώτος ορθογώνιος αστερισμό QAM που συναντάμε συνήθως είναι της 16-QAM, το διάγραμμα αστερισμού του οποίου παρουσιάζεται παρακάτω (Σχήμα 3.45). Ο λόγος που η 16-QAM είναι συνήθως η πρώτη που συναντάμε είναι ότι μια σύντομη εξέταση αποκαλύπτει ότι οι 2-QAM και 4-QAM είναι στην πραγματικότητα διαμορφώσεις BPSK και QPSK, αντίστοιχα. Επίσης, ο

ρυθμός λάθους της 8-QAM είναι κοντά σε αυτόν της 16-QAM (μόνο περίπου 0,5 dB καλύτερος), αλλά ο ρυθμός δεδομένων του είναι μόνο τα τρία τέταρτα από τον αντίστοιχο της 16-QAM.

Εκφράσεις για το ρυθμό λάθους συμβόλων της τετραγωνικής QAM φαίνονται παρακάτω (για ζυγό αριθμό  $k$  bits ανά σύμβολο):

$$P_{sc} = 2 \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left( \sqrt{\frac{3}{M-1} \frac{E_s}{N_0}} \right)$$

$$P_s = 1 - (1 - P_{sc})^2$$

Ο ρυθμός λάθους bit εξαρτάται από την απεικόνιση των συμβόλων, αλλά για  $E_b/N_0 \gg 1$  κωσικοποίηση Gray – έτσι ώστε να μπορούμε να υποθέσουμε πως κάθε λάθος σύμβολο προκαλεί μόνο ένα λάθος bit - ο ρυθμός λάθους bit είναι περίπου:

$$P_{bc} \approx \frac{P_{sc}}{\frac{1}{2}k} = \frac{4}{k} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) Q \left( \sqrt{\frac{3k}{M-1} \frac{E_b}{N_0}} \right)$$

Δεδομένου ότι τα φέροντα είναι ανεξάρτητα, ο συνολικός ρυθμός λάθους bit είναι ο ίδιος με το ρυθμό λάθους ανά φέρον, όπως ακριβώς στις BPSK και QPSK.

$$P_b = P_{bc}$$

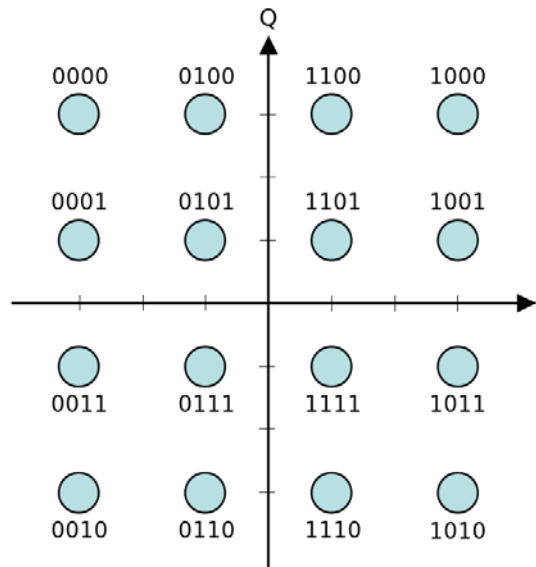
Για μονό αριθμό  $k$  bits ανά σύμβολο, όπως στην 8-QAM ( $k=3$ ), είναι δυσκολότερος ο υπολογισμός των ρυθμών λάθους συμβόλου, αλλά ένα ανώτατο όριο είναι το εξής:

$$P_s \leq 4Q \left( \sqrt{\frac{3kE_b}{(M-1)N_0}} \right)$$

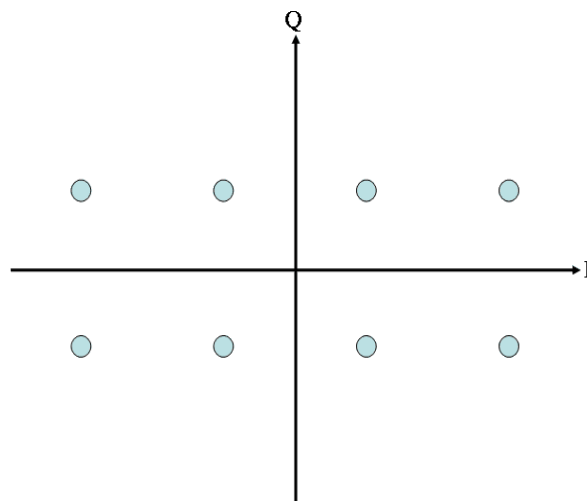
Παρακάτω φαίνονται δύο τετραγωνικοί αστερισμοί 8-QAM (σχήματα 3.46 - 3.47), χωρίς αναθέσεις bit. Αυτοί οι δύο έχουν την ίδια ελάχιστη απόσταση μεταξύ των σημείων, και έτσι τον ίδιο ρυθμό λάθους συμβόλου.

Ο ακριβής ρυθμός λάθους bit,  $P_b$  εξαρτάται από την ανάθεση των bit. Σημειώστε ότι και οι δύο αυτοί αστερισμοί χρησιμοποιούνται σπάνια στην πράξη, δεδομένου ότι η μη ορθογωνική έκδοση της 8-QAM είναι η βέλτιστη.

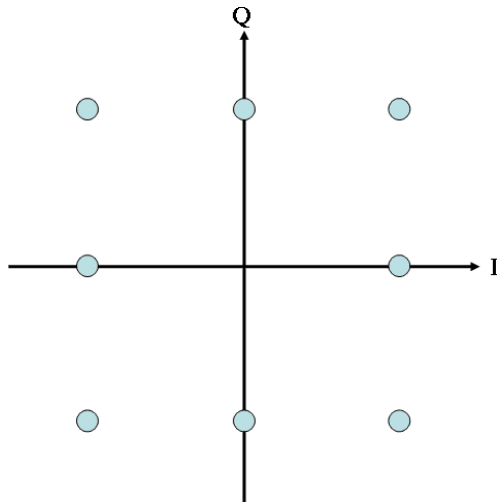




Σχήμα 3.45 - Διάγραμμα αστερισμού της τετραγωνικής 16-QAM



Σχήμα 3.46 - Διάγραμμα αστερισμού της τετραγωνικής 8-QAM



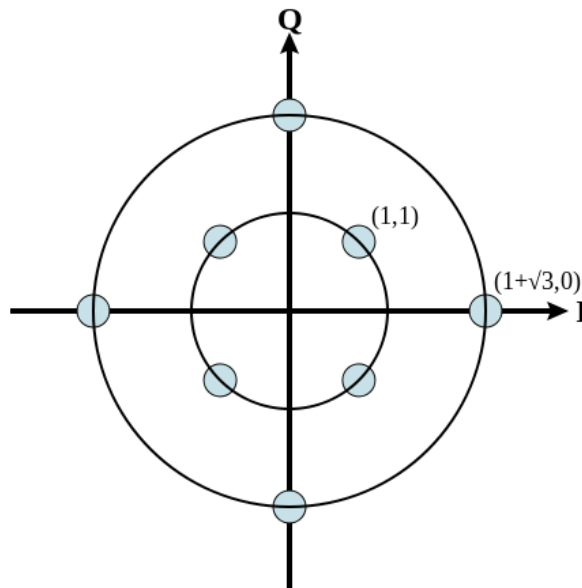
Σχήμα 3.47 - Εναλλακτικό διάγραμμα αστερισμού της τετραγωνικής 8-QAM

### 3.13.8. Μη τετραγωνική QAM

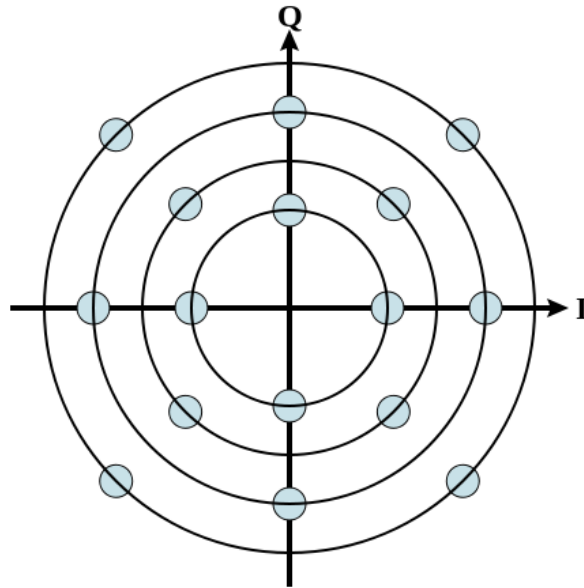
Είναι στη φύση της QAM το ότι οι περισσότεροι αστερισμοί μπορούν να κατασκευαστούν με περισσότερους από έναν τρόπους. Εμείς θα παρουσιάσουμε δύο ακόμα αστερισμούς χαμηλότερης τάξης. Παρακάτω (Σχήματα 3.48-3.49) εμφανίζονται δύο διαγράμματα κυκλικών αστερισμών QAM, για 8-QAM και 16-QAM. Ο κυκλικός αστερισμός 8-QAM είναι γνωστό ότι είναι ο βέλτιστος αστερισμός 8-QAM με την έννοια ότι απαιτεί τη λιγότερο μέση ισχύ για μία δεδομένη ελάχιστη Ευκλείδεια απόσταση. Αντίθετα, δεν ισχύει το ίδιο και με τον αστερισμό 16-QAM. Άλλες μορφές αστερισμών μπορούν να κατασκευαστούν κατά μήκος παρόμοιων (ή και πολύ διαφορετικών) γραμμών. Κατά συνέπεια, είναι δύσκολο να καθοριστούν εκφράσεις για τους ρυθμούς λαθών μη-τετραγωνικών QAM, δεδομένου ότι εξαρτώνται κατ'ανάγκη από τον αστερισμό. Παρ'όλα αυτά, ένα προφανές άνω όριο στο της πιθανότητας λάθους συμβόλου σχετίζεται με την ελάχιστη Ευκλείδεια απόσταση του αστερισμού (δηλαδή τη συντομότερη ευθεία απόσταση μεταξύ δύο σημείων):

$$P_s < (M - 1)Q \left( \sqrt{\frac{d_{min}^2}{2N_0}} \right)$$

Ο ρυθμός λάθους bit εξαρτάται φυσικά από την ανάθεση των bits στα σύμβολα.



Σχήμα 3.48 - Διάγραμμα αστερισμού κυκλικής 8-QAM



Σχήμα 3.49 - Διάγραμμα αστερισμού κυκλικής 16-QAM

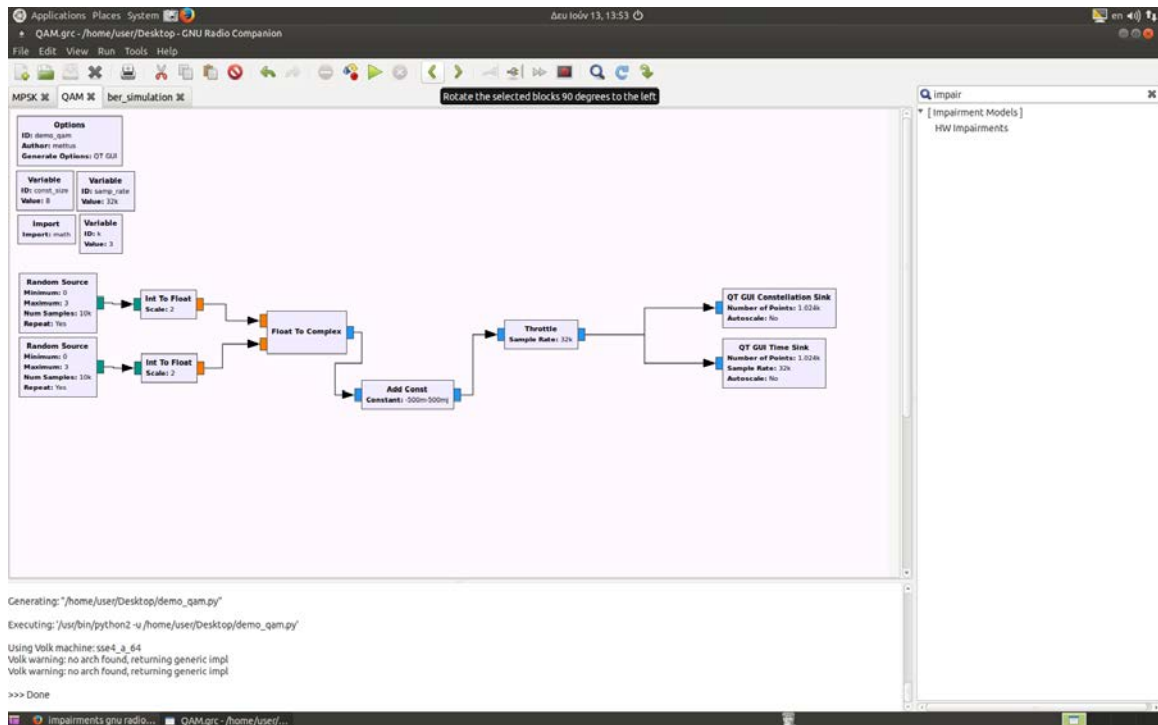
### **3.14. Υλοποίηση διαμορφώσεων 8-QAM και 16-QAM με GNU RADIO**

Στο παρακάτω διάγραμμα block φαίνεται η απλουστευμένη δομή ενός πομπού 8-QAM. Αρχικά, δημιουργούνται δυο μεταβλητές: μία για το ρυθμό δειγμάτων (`samp_rate`) και μία για το μέγεθος του επιθυμητού αστερισμού (`const_size`), για τις οποίες επιλέγονται οι τιμές 32kHz και 8 (8-QAM) αντίστοιχα.

Ως γεννήτριες δειγμάτων χρησιμοποιούνται δυο τυχαίες πηγές ακέραιων αριθμών. Στη συνέχεια, οι ροές των δειγμάτων αυτών μετατρέπονται από ακέραιες σε πραγματικές, έτσι ώστε να είναι δυνατή αρχικά η πρόσθεσή τους και εν συνεχεία η μετατροπή τους σε μιγαδική μορφή.

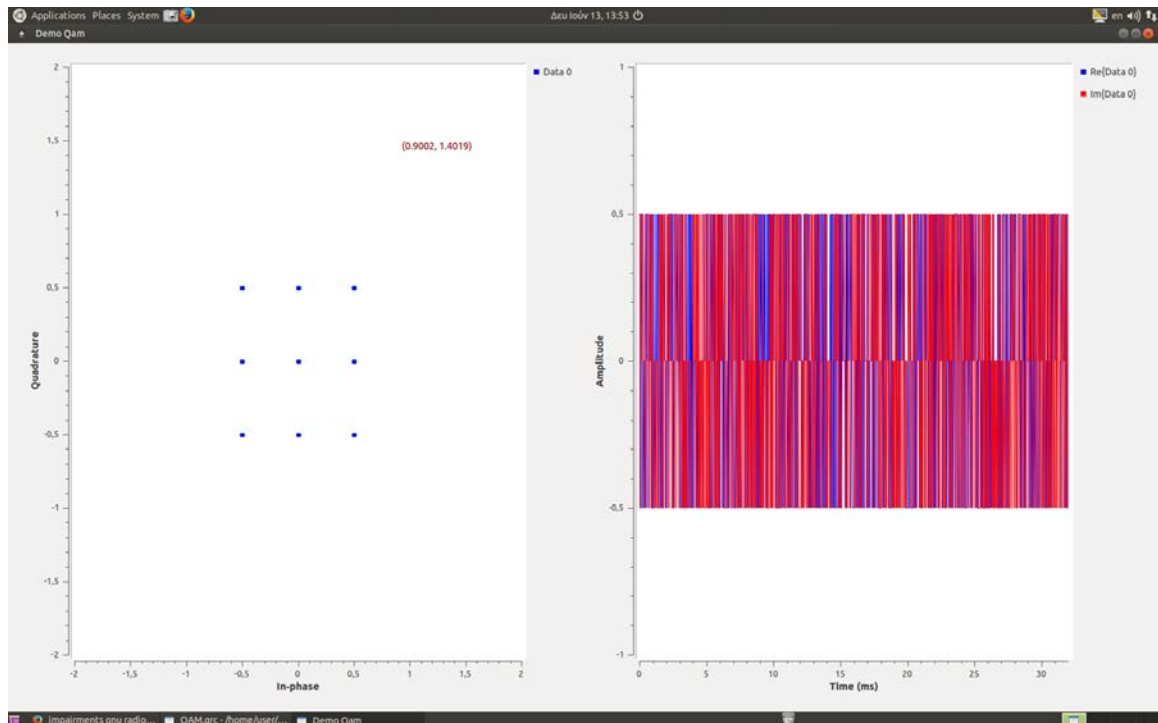
Στο επόμενο βήμα προστίθεται μία μιγαδική σταθερά. Το βήμα αυτό ισοδυναμεί ουσιαστικά με το στάδιο του πολλαπλασιασμού της I-συνιστώσας με ένα συνημίτονο και της Q-συνιστώσας με ένα ημίτονο, όπως αναφέρθηκε παραπάνω, στην ιδανική δομή ενός πομπού QAM.

Το `throttle` block χρησιμοποιείται για να περιορίσει την επεξεργαστική ισχύ του συστήματος. Ορίζουμε κατάλληλα το ρυθμό των δειγμάτων έτσι ώστε να συμβαδίζει με το υπόλοιπο σύστημα.



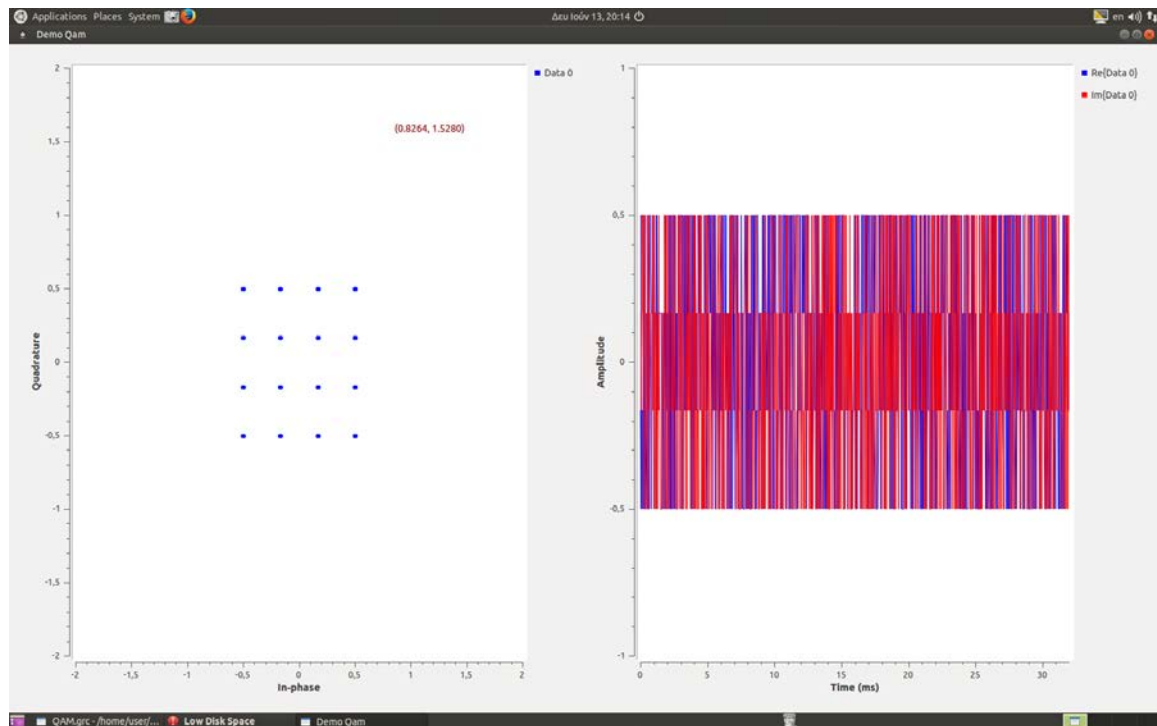
Σχήμα 3.50 - Block Διάγραμμα πομπής 8-QAM

Παρακάτω μπορούμε να δούμε τον αστερισμό που προκύπτει αφού τρέξουμε το διάγραμμα με τα blocks, καθώς και το διαμορφωμένο σήμα συναρτήσει του χρόνου.



Σχήμα 3.51 - Αστερισμός διαμόρφωσης 8-QAM (αριστερά), Διαμορφωμένο σήμα συναρτήσει του χρόνου (δεξιά)

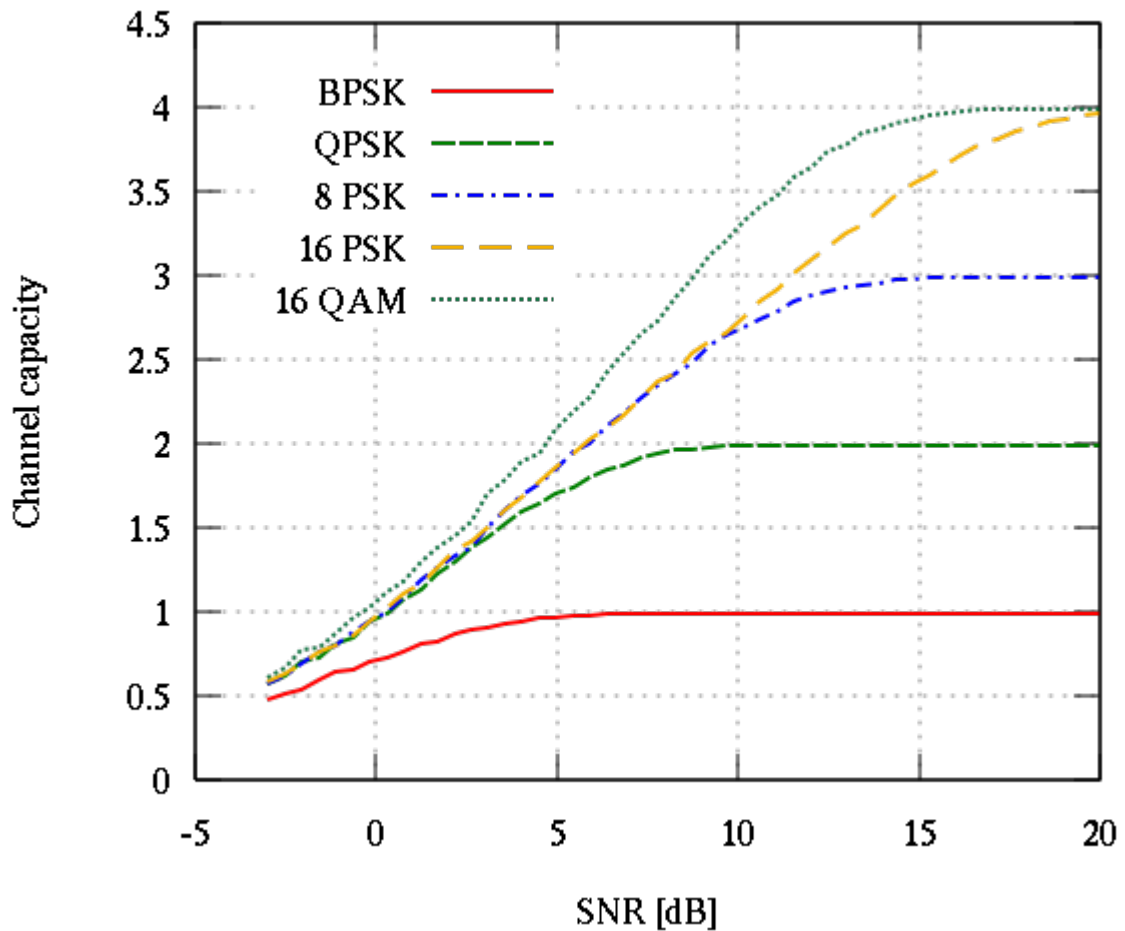
Αλλάζοντας τώρα την τιμή της μεταβλητής `const_size`, μπορούμε να αλλάξουμε το σχήμα διαμόρφωσης. Επιλέγουμε νέα τιμή για το `const_size` τον αριθμό 16, έτσι το σχήμα διαμόρφωσης πλέον από 8-QAM γίνεται 16-QAM. Παρακάτω φαίνονται ο αστερισμός και το διαμορφωμένο σήμα συναρτήσει του χρόνου για το νέο σχήμα διαμόρφωσης.



Σχήμα 3.52 - Αστερισμός για διαμόρφωση 16-QAM (αριστερά), Διαμορφωμένο σήμα συναρτήσει του χρόνου (δεξιά)

### 3.15. Χωρητικότητα καναλιού

Όπως όλα τα συστήματα M διαμορφώσεων με  $M = 2^b$  σύμβολα, όταν δίνεται αποκλειστική πρόσβαση σε ένα σταθερό εύρος ζώνης, η χωρητικότητα του καναλιού οποιασδήποτε διαμόρφωσης μετατόπισης φάσης αυξάνεται σε ένα μέγιστο b bits ανά σύμβολο αφού ο λόγος σήματος προς θόρυβο αυξάνεται, λόγω του θεωρήματος Shannon-Hartley.



Σχήμα 3.53 - Συνάρτηση χωρητικότητας καναλιού - SNR για διάφορα σχήματα διαμορφώσεων

## 4. Παραδείγματα χρήσης SDR

### 4.1. Ραδιοφωνικός δέκτης

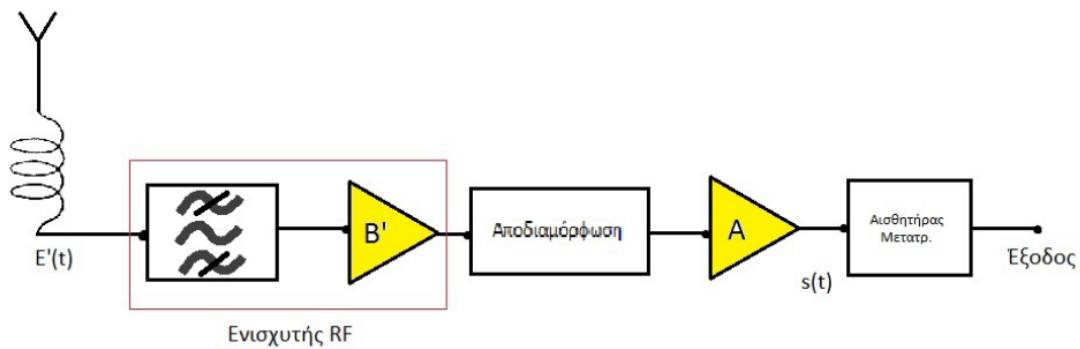
#### 4.1.1. Λειτουργία ραδιοφωνικού δέκτη

Το σήμα που φτάνει στον δέκτη περιέχει ένα μικρό ποσοστό της αρχικής ενέργειας εκπομπής από τον πομπό, μαζί με άλλα σήματα διαφορετικών συχνοτήτων καθώς και θόρυβο. Ο ρόλος του δέκτη είναι αφού δεχθεί αυτό το παραμορφωμένο σήμα, να ξεχωρίσει και να επεξεργαστεί το ωφέλιμο, να το ενισχύσει και τέλος να το αφήσει στην έξοδο. Τα χαρακτηριστικά που ορίζουν την ποιότητα ενός δέκτη είναι:

- Σταθερότητα (Stability): Η ικανότητα του δέκτη να διατηρεί τις αρχικές του ρυθμίσεις και να παραμένει συντονισμένος σε μία συγκεκριμένη συχνότητα.
- Ευαισθησία (sensitivity): Ο ελάχιστη στάθμη λαμβανόμενου σήματος και κατ' επέκταση ο ελάχιστος λόγος σήματος προς θόρυβο (Signal-to-Noise Ratio, SNR) για τον οποίο ο δέκτης μπορεί να λειτουργήσει..
- Πιστότητα (Fidelity): Η ιδιότητα του δέκτη να δίνει στην έξοδο το ηχητικό μήνυμα χωρίς παραμορφώσεις.
- Επιλεκτικότητα (Selectivity): Η ικανότητα που έχει ο δέκτης μετά το συντονισμό να επιλέγει το κατάλληλο σήμα για επεξεργασία και ενίσχυση και να απορρίπτει τα γειτονικά σήματα.
- Γραμμικότητα (Linearity): Ο δέκτης πρέπει να επεξεργάζεται με τον ίδιο τρόπο όλα τα σήματα, ανεξάρτητα από την ισχύ τους.
- Έλλειψη παρασιτικών εκπομπών: Κάθε κύκλωμα εκπέμπει παρασιτικά σήματα, τα οποία αν και είναι ασθενή, προκαλούν παρεμβολές σε άλλες κοντινές συσκευές. Αυτά τα σήματα πρέπει να απαλείφονται όσο το δυνατόν περισσότερο.

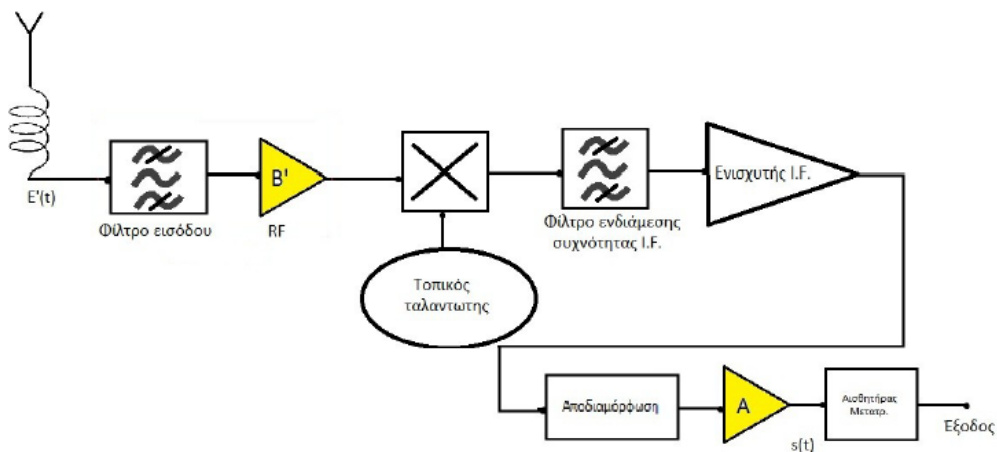


Ένα απλό κύκλωμα ραδιοφωνικού δέκτη φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 4.1 - Κύκλωμα ραδιοφωνικού δέκτη

Ο δέκτης αυτός είναι ο πιο απλός που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε και είναι μόνο για εργαστηριακή χρήση. Τα μειονεκτήματά του δέκτη αυτού είναι η αστάθεια της επιλεκτικότητάς του και η μη γραμμικότητα. Για να αντιμετωπίσουμε αυτά τα προβλήματα προσθέτουμε μία διάταξη αυτόματης ρύθμισης του κέρδους των σταδίων ενίσχυσης. Με τη διάταξη αυτή, διατηρείται το πλάτος του σήματος πριν την αποδιαμόρφωση σταθερό, ανεξάρτητα από την ένταση του σήματος εισόδου. Στην απλή περίπτωση λαμβάνουμε διαφορετικό σήμα για κάθε σήμα που έχουμε στην είσοδο, με αποτέλεσμα παραμορφωμένο ήχο στην έξοδο. Έτσι με την προσθήκη της διάταξης αυτής δημιουργείται ένας πιο πολύπλοκος δέκτης, ο οποίος ονομάζεται υπερτεροδύναμος δέκτης:



Σχήμα 4.2 - Διάταξη υπερτεροδύναμου δέκτη

Στον δέκτη αυτό, η επιπλέον διάταξη μεταθέτει τη συχνότητα στον δέκτη (ετεροδύνηση). Με αυτόν τον τρόπο τα μεταβλητά στοιχεία αντικαθίστανται με τη ρύθμιση της συχνότητας του τοπικού ταλαντωτή.

Το εισερχόμενο σήμα περνάει πρώτα από το φίλτρο εισόδου, το οποίο κάνει μια πρώτη επιλογή συχνότητας, ώστε να αποκοπούν όσα σήματα δεν είναι στο φάσμα της AM ή της FM ραδιοφωνίας. Στη συνέχεια το σήμα εισέρχεται στον ενισχυτή RF ο οποίος κάνει μια πρώτη ενίσχυση του σήματος για να είναι πιο εύκολη η επεξεργασία του. Η μετάθεση της συχνότητας γίνεται στο επόμενο στάδιο, με τη βοήθεια του μίκτη και του τοπικού ταλαντωτή. Η έξοδος του μίκτη περιέχει το σήμα εισόδου, το σήμα του τοπικού ταλαντωτή, καθώς και το άθροισμα και τη διαφορά των συχνοτήτων τους.

Ρυθμίζοντας τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή μετατρέπουμε τη συχνότητα του εισερχόμενου σήματος στην ενδιάμεση (σταθερή, IF) συχνότητα. Με τον τρόπο αυτό η επεξεργασία του σήματος γίνεται σε μια συγκεκριμένη συχνότητα. Η συχνότητα αυτή επιλέγεται γιατί οι ενισχυτές IF ενδιάμεσης συχνότητας παρέχουν μεγαλύτερο κέρδος και επιλεκτικότητα στο διαμορφωμένο σήμα, αφού είναι συντονισμένοι ώστε να λειτουργούν σε αυτή τη συχνότητα. Στο τέλος το σήμα εφαρμόζεται στον αποδιαμορφωτή, από τον οποίο ανακτάται η αρχική πληροφορία και ενισχύεται πριν περάσει στην έξοδο.

Η μετάθεση συχνότητας έχει καθιερωθεί στη ραδιοφωνία FM παγκοσμίως και γίνεται με στόχο τη μείωση του κόστους των ραδιοφωνικών δεκτών FM και την αύξηση της αξιοπιστίας τους. Οι στόχοι αυτοί επιτυγχάνονται αφού, πρώτον, το κύριο μέρος της ενίσχυσης των ραδιοφωνικών σημάτων FM πραγματοποιείται στη στενή ζώνη συχνοτήτων (10,7-0,09) έως (10,07+0,09)MHz αντί της κατά πολύ ευρύτερης 88MHz έως 108MHz, και, δεύτερον, η αποδιαμόρφωση FM που απαιτείται για την τελική ανάκτηση του σήματος πληροφορίας πραγματοποιείται πάντα από την ενδιάμεση συχνότητα των 10,7MHz και όχι από οποιαδήποτε φέρουσα στο εύρος συχνοτήτων της ραδιοφωνίας FM 88 έως 108MHz.

### **Επεξεργασία σήματος FM σε έναν υπερετερόδουνο δέκτη**

Το σήμα που εκπέμπεται από το σταθμό και εισέρχεται στον μίκτη είναι της μορφής:

$$x(t) = [A_c + m(t)]\cos 2\pi f_c t$$

Στον μίκτη γίνεται ο πολλαπλασιασμός με τον τοπικό ταλαντωτή. Με αυτόν τον τρόπο παίρνουμε στην έξοδο του μίκτη σήμα:

$$\begin{aligned} y(t) &= [A_c + m(t)]\cos 2\pi f_c t \cdot \cos 2\pi f_l t = \\ &= \frac{1}{2}[A_c + m(t)][\cos 2\pi(f_c - f_l)t + \cos 2\pi(f_c + f_l)t] \end{aligned}$$

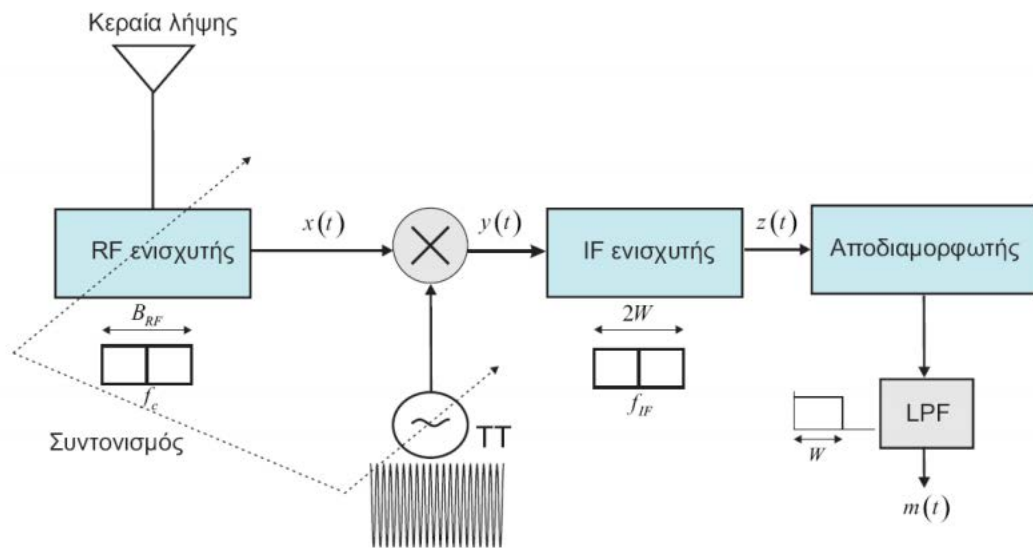
Στο σήμα αυτό έχουμε 2 συχνότητες, τη διαφορά και το άθροισμα των συχνοτήτων του σήματος του πομπού και του τοπικού ταλαντωτή. Ρυθμίζουμε

τη συχνότητα του τοπικού ταλαντωτή έτσι ώστε η διαφορά  $|f_c - f_l| = 10,7\text{MHz}$ . Με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζουμε την επεξεργασία του σήματος σε μία σταθερή συχνότητα.

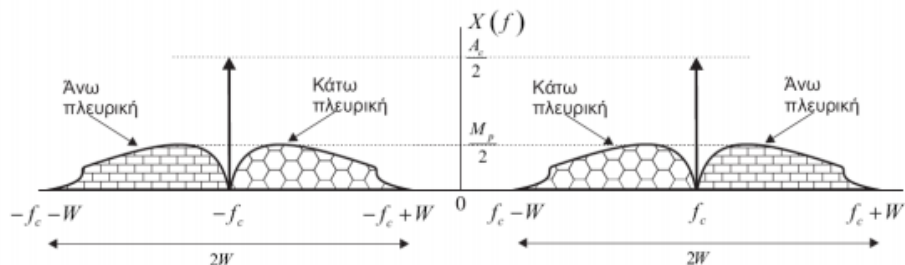
Μετά τον IF ενισχυτή, ο οποίος αποτελείται από ένα ζωνοπερατό φίλτρο και έναν ενισχυτή, το σήμα παίρνει τη μορφή

$$z(t) = A \cdot [A_c + m(t)] \cos 2\pi(f_c - f_l)t = A \cdot [A_c + m(t)] \cos 2\pi(10,7 \cdot 10^6)t$$

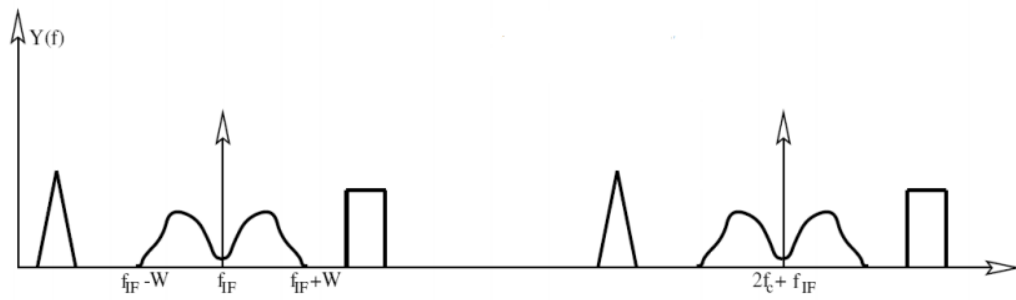
το οποίο είναι το σήμα το οποίο περνάει στον αποδιαμορφωτή ο οποίος στη συνέχεια αναλαμβάνει να αποκωδικοποιήσει την πληροφορία που μεταφέρεται στο σήμα.



Σχήμα 4.3 - Υπερετερόδυνος δέκτης FM



Σχήμα 4.4 - Φάσμα συχνοτήτων σημάτων FM

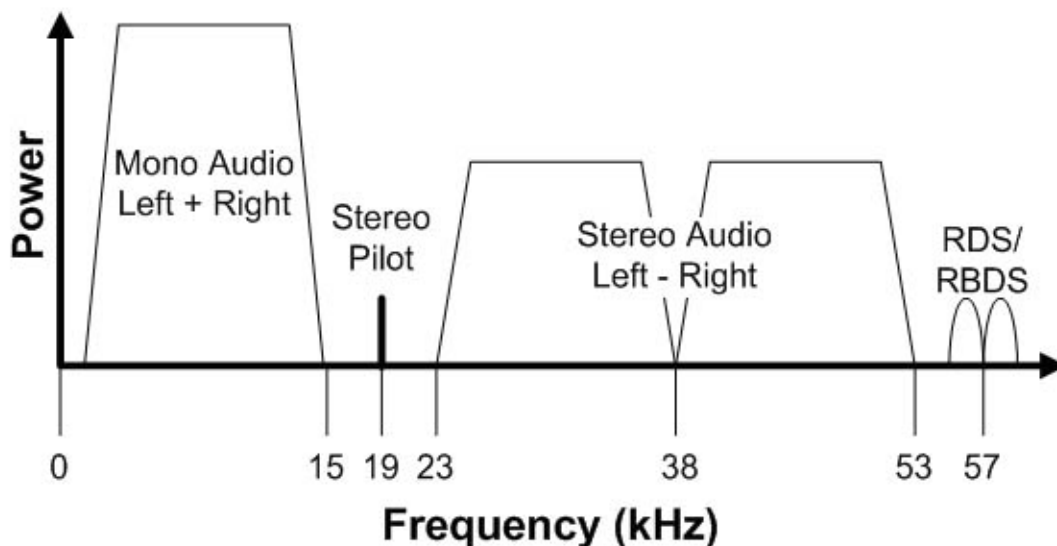


Σχήμα 4.5 - Μεταφορά του φάσματος στη συχνότητα  $f_{IF}$

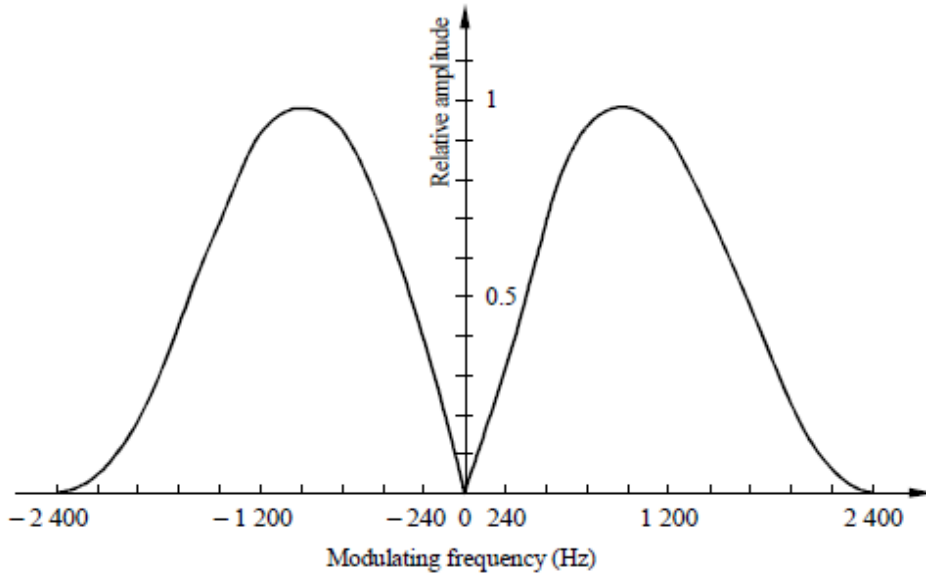
#### 4.1.2. Το σήμα RDS

Η μετάδοση του σήματος RDS γίνεται από ένα διαμορφωμένο κατά PSK στα  $57 \pm 2\text{kHz}$ . Ο αποκωδικοποιητής όμως, πρέπει να είναι σχεδιασμένος να λειτουργεί σε επίπεδα απόκλισης μεταξύ  $\pm 1\text{kHz}$  και  $\pm 7,5\text{kHz}$ . Ο λόγος είναι ότι σε κάποιες χώρες εκτός από σήματα RDS, εκπέμπονται στην ίδια συχνότητα και σήματα Autofahrer-Rundfunk-Informationssystem (ARI), τα οποία χρησιμοποιούνται για να μεταδώσουν πληροφορίες για την κίνηση στους δρόμους. Όταν τα σήματα αυτά μεταδίδονται ταυτόχρονα, έχουν διαφορά φάσης  $90^\circ \pm 10^\circ$  και η απόκλιση του κυρίως φέροντος θα είναι  $\pm 1,2\text{kHz}$  λόγω του RDS και  $\pm 3,5\text{kHz}$  λόγω του ARI.

Το σήμα RDS μεταφέρει μόνο κείμενο οπότε ο ρυθμός μετάδοσής του είναι σχετικά μικρός,  $1187,5\text{bit/s}$  και χρησιμοποιείται διαφορετική κωδικοποίηση για τη μετάδοσή τους. Οι πληροφορίες που μεταφέρει το RDS χρησιμοποιούνται από τους δέκτες για να εμφανίζουν στην οθόνη τους επιπλέον πληροφορίες. Σε πιο προηγμένους δέκτες μπορεί να βοηθήσει στον αυτόματο συντονισμό, καθώς εκπέμπει, μαζί με πληροφορίες του σταθμού, εναλλακτικές συχνότητες τις οποίες μπορεί να ελέγξει ο δέκτης και να συντονιστεί αυτόματα σε κάποια από αυτές, αν το σήμα είναι ισχυρότερο. Το σήμα RDS, του οποίου η φασματική και χρονική συνάρτηση φαίνεται στα παρακάτω διαγράμματα, διαμορφώνεται με το σύστημα D-BPSK και έχει εύρος  $4,8\text{kHz}$ .

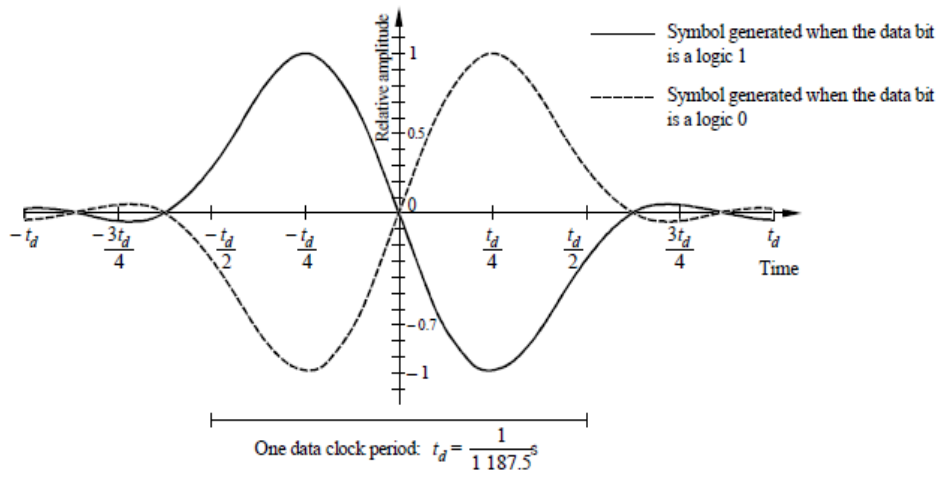


Σχήμα 4.6 - Συχνότητες σημάτων στη ραδιοφωνία FM



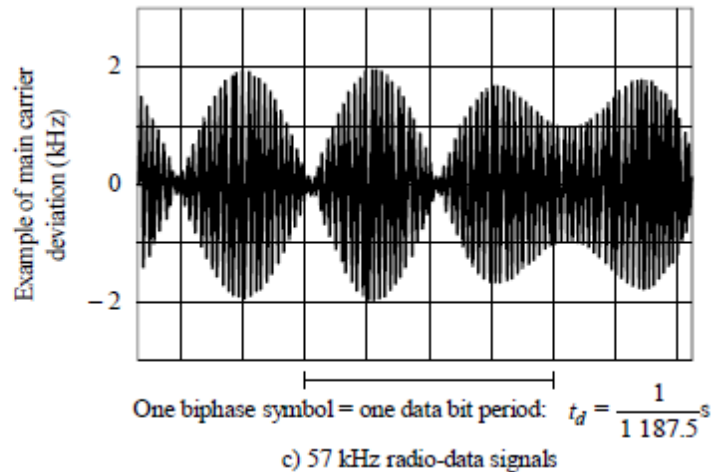
a) Spectrum of biphas coded radio-data signals

Σχήμα 4.7 - Φάσμα συχνότητας του σήματος RDS



b) Time-function of a single biphas symbol

Σχήμα 4.8 - Χρονική συνάρτηση του σήματος RDS. Η συνεχής γραμμή δείχνει το σύμβολο 1, ενώ η διακεκομμένη το σύμβολο 0

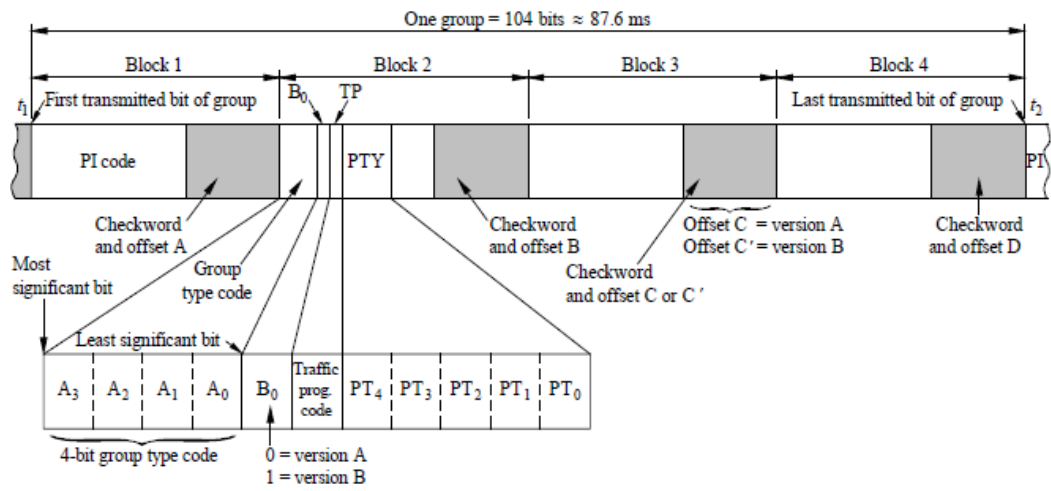


Σχήμα 4.9 Σήμα RDS

Το RDS έχει ρυθμό μετάδοσης  $1187,5 \text{ bps}$ , όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως. Γίνεται ομαδοποίηση ανά 104 bit, τα οποία έχουν κάποια συγκεκριμένη λειτουργία για το RDS. Μετά τη μετάδοση μιας ομάδας, η οποία διαρκεί  $\frac{104 \text{ bit}}{1187,5 \text{ bps}} = 87,6 \text{ ms}$  ακολουθεί αμέσως η μετάδοση της επόμενης ομάδας. Η κάθε ομάδα χωρίζεται σε 4 μπλοκ των 26 bit, από τα οποία τα 16 είναι ψηφία πληροφορίας και τα άλλα 10 είναι ψηφία διόρθωσης λαθών.

Η μετάδοση των bit είναι τελείως σύγχρονη χωρίς κενά μεταξύ των ομάδων ή των μπλοκ. Η αρχή και το τέλος του κάθε μπλοκ αναγνωρίζονται μέσω της ανίχνευσης της ολίσθησης του συγχρονισμού των bit. Τα μπλοκ αναγνωρίζονται από διαφορετικές λέξεις αντιστάθμισης που προστίθενται στις αντίστοιχες λέξεις για προστασία λαθών. Η εφαρμογή της κάθε ομάδας, καθώς και η έκδοσή της, προσδιορίζονται από τα 5 πρώτα bit του δεύτερου μπλοκ κάθε ομάδας (4 bit για τον τύπο της εφαρμογής και 1 για την έκδοση). Η δομή μιας ομάδας και ενός μπλοκ RDS φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:

### Message format and addressing



Note 1 – Group type code = 4 bits.

Note 2 – B<sub>0</sub> = version code = 1 bit.

Note 3 – PI code = programme identification code = 16 bits.

Note 4 – TP = traffic programme identification code = 1 bit.

Note 5 – PTY = programme type code = 5 bits.

Note 6 – Checkword + offset “N” = 10 bits added to provide error protection and block and group synchronisation information.

Note 7 –  $t_1 < t_2$ ; block 1 of any particular group is transmitted first and block 4 last.

Σχήμα 4.10 - Δομή ομάδας και μπλοκ RDS



#### 4.1.3. Εφαρμογές του RDS στη ραδιοφωνία FM

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, ο τύπος της εφαρμογής που εκτελεί η κάθε ομάδα, προσδιορίζεται από 4 bit. Συνολικά υπάρχουν  $2^4 = 16$  διαφορετικές εφαρμογές που υποστηρίζονται από το RDS:

- **Programme Identification (PI):** Ο μοναδικός (για κάθε σταθμό) κωδικός με τον οποίο αναγνωρίζεται ο ραδιοφωνικός σταθμός.
- **Programme Service Name (PS):** Είναι μια απλή στατική απεικόνιση 8 χαρακτήρων σε ASCII κωδικοποίηση που δείχνει το όνομα του σταθμού στην οθόνη. Εάν ο σταθμός είναι αποθηκευμένος στη μνήμη του ραδιοφώνου, αποθηκεύει και αυτή την πληροφορία.
- **Alternative Frequencies (AF):** Η εφαρμογή αυτή χρησιμοποιείται όταν έχουμε λήψη σε κινούμενο δέκτη και παρέχει πληροφορίες για εναλλακτικές συχνότητες του επιλεγμένου σταθμού. Όταν το λαμβανόμενο σήμα γίνει ασθενές, ο δέκτης ελέγχει αν στις εναλλακτικές συχνότητες υπάρχει δυνατότερο σήμα και συντονίζεται αυτόματα στη συχνότητα με το ισχυρότερο σήμα.
- **Traffic Announcement identification (TA):** Είναι ένα σήμα που εναλλάσσεται σε ON/OFF για να υποδείξει αν υπάρχει ανακοίνωση κυκλοφορίας. Το σήμα αυτό χρησιμοποιείται από τους δέκτες για:
  - Αυτόματη εναλλαγή από οποιαδήποτε λειτουργία ήχου σε ανακοίνωση για την κυκλοφορία.
  - Ενεργοποιήσει αυτόματα την ανακοίνωση πληροφορίας όταν ο δέκτης βρίσκεται σε κατάσταση αναμονής και ο ήχος είναι σε σίγαση.
  - Αλλαγή από ένα πρόγραμμα σε κάποιο άλλο που παρέχει ανακοίνωση κυκλοφορίας.
- **Traffic Programme identification (TP):** Παρέχει πληροφορία για να υποδείξει αν το συντονισμένο πρόγραμμα προσφέρει ανακοινώσεις κυκλοφορίας. Πρέπει να ρυθμίζεται μόνο σε προγράμματα που αλλάζουν δυναμικά σε **TA** κατά τη διάρκεια αυτών των ανακοινώσεων. Το σήμα πρέπει να λαμβάνεται υπόψη κατά την αυτόματη αναζήτηση.
- **Programme Type Identification (PTY):** Κάθε πρόγραμμα έχει έναν αριθμό αναγνώρισης, ο οποίος καθορίζει τον τύπο του προγράμματος, ανάμεσα από 31 επιλογές. Αυτός ο κωδικός μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην αναζήτηση σταθμού. Με τη χρήση του μπορούν οι κατάλληλοι δέκτες να προρυθμιστούν ώστε να δέχονται μόνο προγράμματα

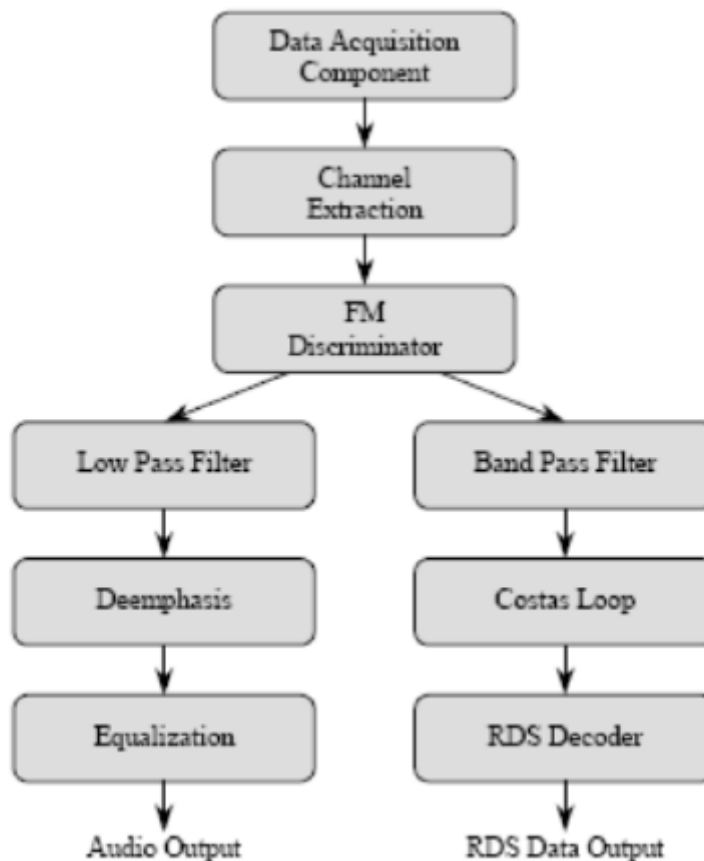
συγκεκριμένου τύπου. Ο τελευταίος αριθμός, δηλαδή το 31, είναι κρατημένος για την αναγνώριση συναγερμού, ο οποίος ενεργοποιεί το ηχητικό σήμα όταν ο δέκτης λειτουργεί σε κατάσταση αναμονής λήψης.

- **Decoder Identification (DY):** Αυτά τα bits δείχνουν ποιοι τρόποι λειτουργίας μπορούν να χρησιμοποιηθούν μαζί με την εκπομπή ήχου αλλά και για να υποδειχθεί εάν οι κωδικοί PTY αλλάζουν δυναμικά.
- **Music/Speech switch (MS):** Ένα bit το οποίο δίνει την πληροφορία αν η εκπομπή είναι μουσική ή ομιλία, ώστε να επιτρέπει στους δέκτες που έχουν δύο διαφορετικούς ελεγχτές έντασης, έναν για μουσική και έναν για ομιλία, να ρυθμίζει τον κάθε ένα από τους δύο ξεχωριστά.
- **Other Network (ON):** Παρέχει πληροφορίες για άλλα δίκτυα, όπως τοπικούς σταθμούς και υπηρεσίες που παρέχουν. Μαζί με το AF παρέχει τα δεδομένα για εναλλακτικές συχνότητες και δίκτυα. Επίσης δίνει πληροφορίες για εφαρμογές **TP** και **TA**.
- **Programme Item Number (PIN):** Η ανάλογη υπηρεσία με το Video Programming System (VPS) του Teletext της τηλεόρασης. Με την εφαρμογή αυτή το κάθε πρόγραμμα παίρνει τον δικό του μοναδικό κωδικό αναγνώρισης. Έτσι μπορεί να προγραμματιστεί σωστά μια εγγραφή, ακόμα και σε περίπτωση καθυστέρησης της μετάδοσης.
- **Clock and Time (CT):** Με την εφαρμογή αυτή συγχρονίζεται το ρολόι του δέκτη με τα δεδομένα που εκπέμπει ο σταθμός. Ο σταθμός μεταδίδουν την παγκόσμια ώρα (UTC) και την τροποποιημένη ιουλιανή ημερομηνία (MJD). Ο δέκτης δεν χρησιμοποιεί άμεσα αυτές τις πληροφορίες, γι' αυτό πρέπει να διαθέτει και δικό του ρολόι.
- **Radio Text (RT):** Είναι αντίστοιχο με την υπηρεσία τηλεκειμένου στην τηλεόραση (Teletext) αλλά με μέγιστο τους 64 χαρακτήρες. Χρησιμοποιείται σε δέκτες με οθόνη για πληροφορίες που θέλει να εκπέμψει ο κάθε σταθμός.
- **Transparent Data Channel (TDC):** Με τη χρήση των καναλιών αυτών μπορεί να μεταδοθεί οποιοδήποτε είδους δεδομένα, τα οποία δεν υποστηρίζονται από την οθόνη 64 χαρακτήρων, όπως στο RT, αλλά από μεγαλύτερη οθόνη τηλεόρασης ή υπολογιστή.
- **Traffic Information Channel (TIC):** Χρησιμοποιείται για να εμφανίζονται στην οθόνη πληροφορίες για την κίνηση.
- **Paging (PG) / Radio Paging(RP):** Χρησιμοποιείται για τη σελιδοποίηση των προγραμμάτων FM.

- **In-house Application (IH)**: Είναι μια υπηρεσία που χρησιμοποιείται για την εσωτερική επικοινωνία μεταξύ των σταθμών, για απομακρυσμένη μεταγωγή ή δοκιμαστικό των κωδικοποιητών RDS από τον κεντρικό πομπό.

#### 4.1.4. Δέκτης RDS

Στα παραδοσιακά ραδιόφωνα που έχουν δέκτη RDS γίνεται διαχωρισμός του σήματος σε σήμα ήχου και σήμα RDS. Το κάθε ένα από αυτά πάει σε διαφορετικό κύκλωμα για να επεξεργαστούν ξεχωριστά και να εξαχθεί το σωστό σήμα πληροφορίας από το καθένα. Στο πρώτο κύκλωμα γίνεται η επεξεργασία του ακουστικού σήματος και στο δεύτερο η ανάλυση του σήματος RDS.

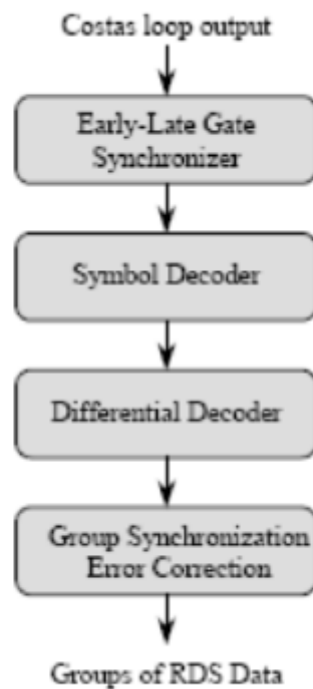


Σχήμα 4.11 - Σχηματικό διάγραμμα δέκτη FM

Μετά τον διαχωρισμό, το σήμα RDS περνάει από ένα ζωνοπερατό φίλτρο ώστε να απομονωθεί η χρήσιμη συχνότητα των  $57kHz$ . Στη συνέχεια το σήμα αυτό περνάει από τον βρόχο Costas. Αποτελείται από τέσσερα στάδια. Αρχικά πραγματοποιείται ο συγχρονισμός των συμβόλων. Μετά αναπαράγεται ο συρμός των bit στον αποκωδικοποιητή συμβόλων και γίνεται

η διαφορική κωδικοποίηση στον διαφορικό κωδικοποιητή. Στο τελευταίο στάδιο του βρόχου, γίνεται ο συγχρονισμός της ομάδας των bit και έλεγχος για πιθανά σφάλματα.

Με την έξοδο από τον βρόχο Costas, αναλαμβάνει ο αποκωδικοποιητής RDS να μετατρέψει τις αλληλουχίες των bit σε χαρακτήρες για να εμφανιστούν στην οθόνη του δέκτη.



Σχήμα 4.12 Σχηματικό διάγραμμα αποκωδικοποιητή RDS

#### **4.1.5. Υλοποίηση Δέκτη FM (FM Receiver) με GNU Radio**

Το κομμάτι του δέκτη FM αποτελείται από τα εξής στοιχεία:

1. **RTL-SDR Source** (πηγή RTL-SDR): Αποτελεί την πηγή και αντιπροσωπεύει τον δέκτη SDR που χρησιμοποιήθηκε (RTL 2832U). Ρυθμίζουμε τη συχνότητα δειγματοληψίας στα 1MHz. Από την πηγή ρυθμίζουμε επίσης και τη συχνότητα του σταθμού στον οποίο θέλουμε να συντονιστούμε καθώς και το κέρδος των ενισχυτών.
2. **Rational Resampler**: Με το συγκεκριμένο Block έχουμε τη δυνατότητα να μεταβούμε από μια συχνότητα δειγματοληψίας σε κάποια άλλη.
3. **Low Pass Filter** (βαθυπερατό φίλτρο): Στη συνέχεια βάζουμε ένα βαθυπερατό φίλτρο για να κόψουμε τις συχνότητες μακριά από την κεντρική συχνότητα που ορίσαμε προηγουμένως στην πηγή. Η συχνότητα αποκοπής ορίστηκε στα 100kHz γιατί αυτό είναι το εύρος ζώνης για τους σταθμούς FM. Επίσης, ρυθμίσαμε το πλάτος μετάβασης του φίλτρου (Transition width) στα 8k, παράθυρο Hamming και συχνότητα δειγματοληψίας στα 1MHz. Η χρήση του φίλτρου αυτού είναι απαραίτητη, αφού χωρίς αυτό δεν γίνεται απομόνωση του χρήσιμου σήματος από τα γειτονικά σήματα και τον θόρυβο.
4. **WBFM Receive** (Αποδιαμορφωτής WBFM): Για την αποδιαμόρφωση του σήματος χρησιμοποιήσαμε τον έτοιμο αποδιαμορφωτή FM που υπάρχει στο GNU Radio. Στο βήμα αυτό ο ρυθμός δειγματοληψίας μειώνεται στο ένα τέταρτο του αρχικού (250kHz) ώστε να ταυτιστεί στο επόμενο βήμα πιο ομαλά με αυτόν της κάρτας ήχου. Ο αποδιαμορφωτής είναι το πιο σημαντικό κομμάτι του δέκτη, αφού σε αυτόν γίνεται όλη η επεξεργασία του σήματος για την άντληση της ηχητικής πληροφορίας. Ο αποδιαμορφωτής αναλαμβάνει όλες τις λειτουργίες του υπερετεροδυνου δέκτη, δηλαδή την μεταφορά της συχνότητας στα 10,7MHz, το φιλτράρισμα του σήματος γύρω από αυτή τη συχνότητα και την τελική αποδιαμόρφωση.
5. **Rational Resampler** (μετατροπéας δειγματοληψίας): Στο βήμα αυτό μετατρέπουμε τον ρυθμό δειγματοληψίας στον κατάλληλο για να γίνει ίσος με τον ρυθμό δειγματοληψίας της κάρτας ήχου. Η κάρτα ήχου έχει ρυθμό δειγματοληψίας 48kHz. Για να φτάσουμε στην τιμή αυτή διαιρούμε την τιμή που πήραμε από τον αποδιαμορφωτή με το 250 και μετά πολλαπλασιάζουμε με 48. Ο λόγος που είναι απαραίτητο αυτό το στάδιο είναι ότι ο ρυθμός δειγματοληψίας που θα “διαβάσει” η κάρτα ήχου πρέπει να ταυτίζεται με τον ρυθμό δειγματοληψίας της, αλλιώς ο ήχος θα είναι παραμορφωμένος. Με συχνότητα δειγματοληψίας μικρότερο αυτού της κάρτας ήχου θα ακούμε τον ήχο με πιο γρήγορο ρυθμό από το κανονικό, ενώ στην αντίθετη περίπτωση με πιο αργό.

6. **Multiply Const** (πολλαπλασιαστής): Αυτό το βήμα δεν είναι απαραίτητο για τη λειτουργία του δέκτη αλλά έχει μεγάλη πρακτική σημασία. Βάζοντας έναν πραγματικό πολλαπλασιαστή πριν από την έξοδο, μπορούμε να ελέγχουμε την ένταση του ήχου που βγάζει τελικά ο δέκτης. Για να μπορούμε να την αλλάζουμε κατά τη διάρκεια της λειτουργίας δημιουργήσαμε μια μεταβλητή “volume” που αλλάζει με τη χρήση ενός slider. Αυξάνοντας την τιμή αυτή δυναμώνει η ένταση του ήχου που παράγεται στην έξοδο.
7. **Audio Sink** (έξοδος ήχου): Στο τέλος συνδέουμε τον πολλαπλασιαστή με την έξοδο, την κάρτα ήχου του υπολογιστή δηλαδή. Επιλέξαμε ως ρυθμό δειγματοληψίας τα 48kHz γιατί όπως αναφέραμε και προηγουμένως αυτή είναι η συχνότητα που χρησιμοποιεί η συγκεκριμένη κάρτα ήχου.
8. **Wav File Sink** (έξοδος σε αρχείο wav): Εκτός από την έξοδο από τα ηχεία καταγράφουμε το αποτέλεσμα που προέκυψε από όλη την επεξεργασία του σήματος σε ένα αρχείο wav. Έτσι μπορούμε να αποθηκεύουμε τις αναμεταδόσεις του σταθμού που επιλέγουμε.

#### **4.1.6. Υλοποίηση δέκτη RDS (RDS Receiver) με GNU Radio**

Το σήμα RDS (Radio Data System) επιτρέπει τη μετάδοση ψηφιακών δεδομένων παράλληλα με το ηχητικό σήμα. Για την υλοποίηση του χρησιμοποιούμε τα παρακάτω blocks:

9. **Frequency Xlating FIR Filter**: Το συγκεκριμένο block είναι ουσιαστικά ένα ζωνοπερατό φίλτρο με πλάτος μετάβασης στα 8kHz, παράθυρο Hamming και ρυθμό δειγματοληψίας στα 250kHz. Εφαρμόζεται όμως αφού πρώτα μειώσουμε το ρυθμό αυτό στο 1/5 της τιμής του, ώστε να μπορέσουμε να κρατήσουμε το σήμα που μας ενδιαφέρει. Η κεντρική συχνότητα του φίλτρου (Central Frequency) επιλέγεται στα 57kHz, αφού σε αυτήν μεταδίδεται το σήμα RDS. Ο σκοπός του είναι ο αντίστοιχος του βαθυπερατού φίλτρου που χρησιμοποιήθηκε προηγουμένως. Αποκόπτει δηλαδή τις συχνότητες που δεν χρειαζόμαστε, έτσι ώστε να κρατήσουμε τη συχνότητα που μεταφέρει τις πληροφορίες για το σήμα RDS τις οποίες θέλουμε να επεξεργαστούμε.
10. **Root Raised Cosine Filter**: Κατά τη διαδικασία μετάδοσης αναγνώρισης και ανάγνωσης των συμβόλων, είναι φυσιολογικό κάποια από αυτά να μεταδοθούν λανθασμένα. Είναι το ιδανικότερο γραμμικό φίλτρο για να αυξήσει τον σηματοθορυβικό λόγο στην περίπτωση που έχουμε στοχαστικό θόρυβο. Ο ρυθμός δειγματοληψίας του είναι 50kHz, ενώ ο ρυθμός των συμβόλων είναι η τιμή της φέρουσας συχνότητας (57kHz) διαιρεμένη με το 24.

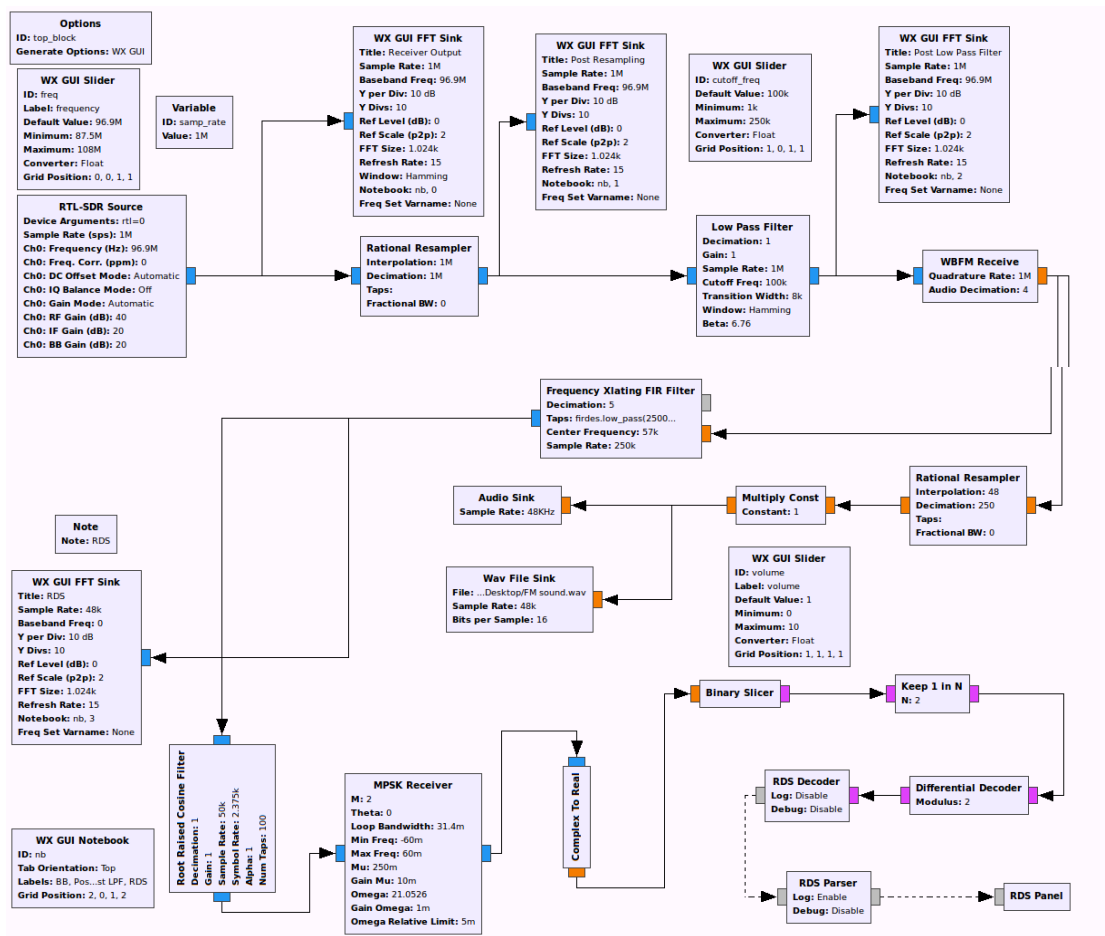
11. **MPSK Receiver:** Έπειτα, λαμβάνουμε το M-PSK διαμορφωμένο σήμα μέσω κατάλληλου συγχρονισμού της φάσης, της συχνότητας και των συμβόλων. Στη συγκεκριμένη περίπτωση χρησιμοποιείται διαμόρφωση 2PSK, έτσι ρυθμίζουμε στις παραμέτρους το  $M=2$ . Ο συγχρονισμός της φάσης και της συχνότητας βασίζεται στη μέθοδο Costas, η οποία πρακτικά αποτελεί έναν βρόχο που βρίσκει το σφάλμα του εισερχόμενου σημείου σήματος σε σύγκριση με το πλησιέστερο constellation point. Μετα από κατάλληλη ρύθμιση των παραμέτρων, λαμβάνουμε το διαμορφωμένο σήμα.
12. **Complex to Real:** Μετατρέπουμε το σήμα από μιγαδικό σε πραγματικό ώστε να μπορέσουμε στη συνέχεια να διαχωρίσουμε τα ψηφία του.
13. **Binary Slicer:** Στο στάδιο αυτό γίνεται ο διαχωρισμός των ψηφίων του σήματος.
14. **Keep 1 in N:** Επιλέγουμε να κρατήσουμε τα μισά από τα ψηφία ( $N=2$ ).
15. **Differential Decoder (Διαφορικός αποκωδικοποιητής):** Στα σήματα RDS, οι πληροφορίες για τα σήματα που λαμβάνουμε εξαρτώνται όχι μόνο από το τρέχον σύμβολο, αλλά και από το προηγούμενο. Συγκεκριμένα, θεωρώντας ότι  $x_i$  είναι το σύμβολο που προορίζεται για μετάδοση και  $y_i$  το σύμβολο που θα μεταδοθεί, ακολουθείται η εξής διαδικασία: αν  $y_i = y_{i-1} \oplus x_i$  είναι το σύμβολο που μεταδίδεται, τότε στην πλευρά της αποκωδικοποίησης το  $x_i = y_i \oplus y_{i-1}$  μπορεί να ανακατασκευαστεί.

$x_i$	$y_{i-1}$	$y_i = y_{i-1} \oplus x_i$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Από τον παραπάνω πίνακα βλέπουμε ότι η τιμή που θα αποκωδικοποιηθεί εξαρτάται από τη διαφορά των  $y_i$  και  $y_{i-1}$  και όχι από τις τιμές τους.

16. **RDS Decoder (Αποκωδικοποιητής RDS):** Στο στάδιο αυτό οι αλληλουχίες συμβόλων που παίρνουμε από το προηγούμενο στάδιο μεταφράζονται στους αντίστοιχους χαρακτήρες που αντιστοιχούν.
17. **RDS Parser:** Αναλυτής κειμένου.
18. **RDS Panel:** Η οθόνη στην οποία εμφανίζονται οι πληροφορίες που παίρνουμε από το σήμα RDS.

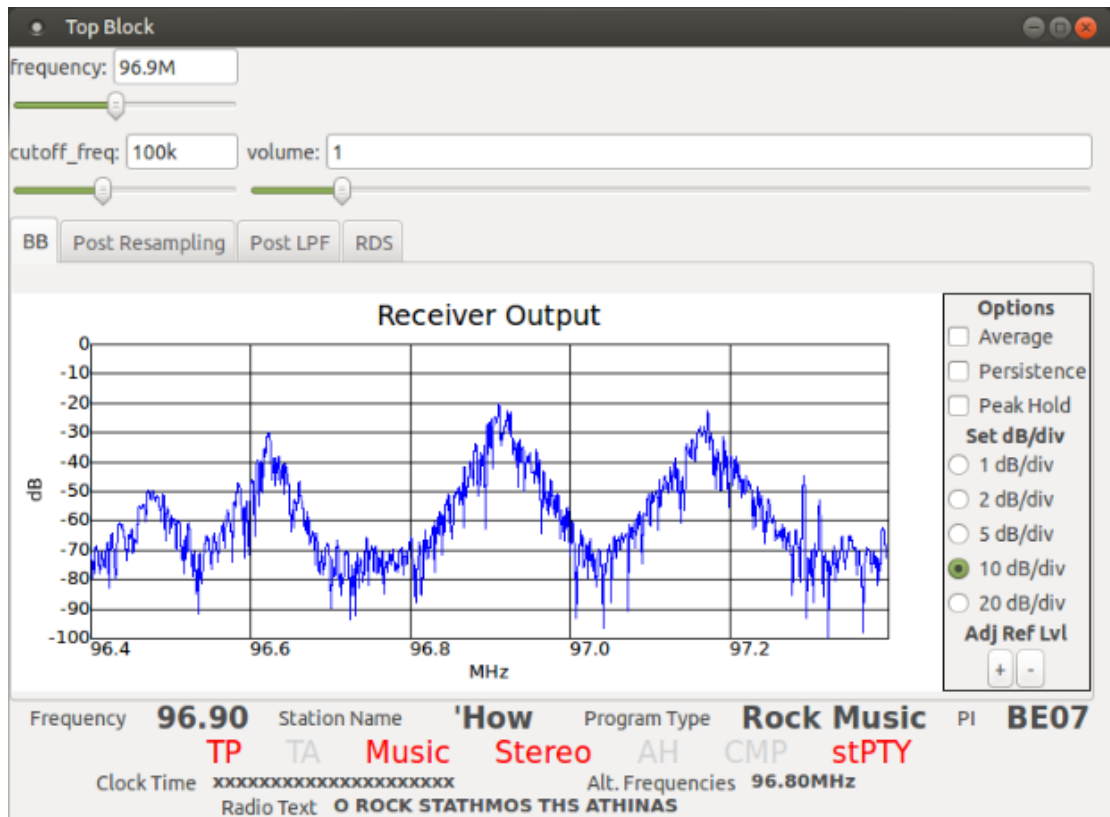
Παρακάτω, μπορούμε να δούμε την ολοκληρωμένη μορφή του υλοποιημένου προγράμματος:



Σχήμα 4.13 - Το υλοποιημένο πρόγραμμα στο GNU Radio

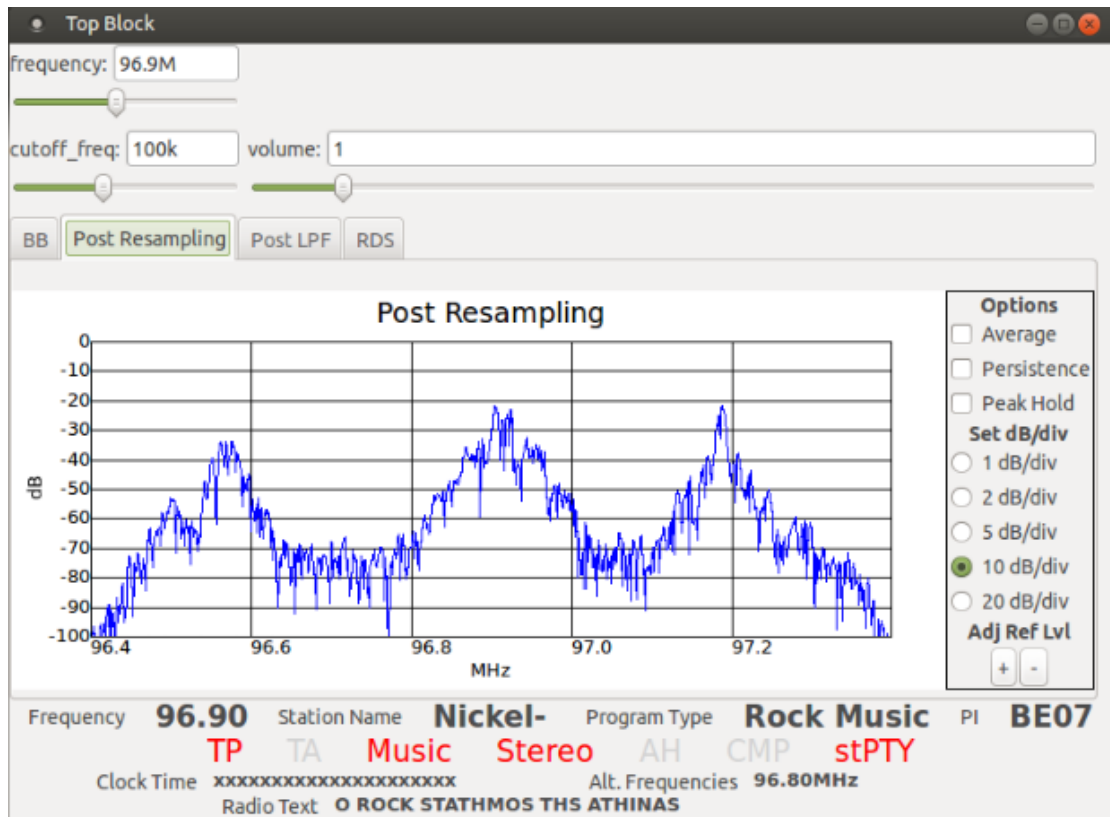
Μετά την εκτέλεση του προγράμματος, εμφανίζουμε τις πληροφορίες σε κατάλληλα διαμορφωμένα παράθυρα:



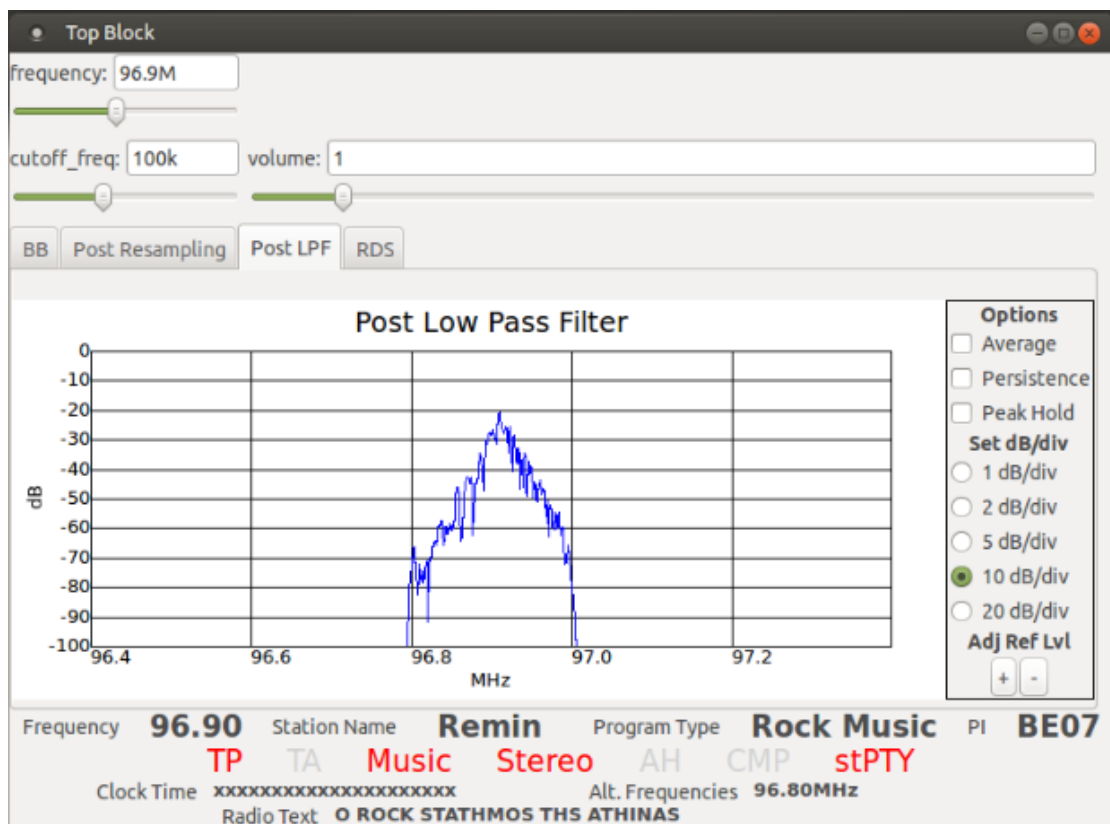


Σχήμα 4.14 - Μέρος του ραδιοφωνικού φάσματος (αρχικό σήμα)

Στο παραπάνω Σχήμα 4.14 βλέπουμε το αρχικό σήμα που λαμβάνουμε από την πηγή. Η συχνότητα είναι ρυθμισμένη στα 96.9MHz, η οποία αντιστοιχεί στον σταθμό ROCK FM. Επίσης, έχουμε ρυθμίσει την ένταση του ήχου και τη συχνότητα αποκοπής μέσω slider. Στο Σχήμα 4.15 βλέπουμε το σήμα μετά το φιλτράρισμα και την επαναδειγματοληψία του.

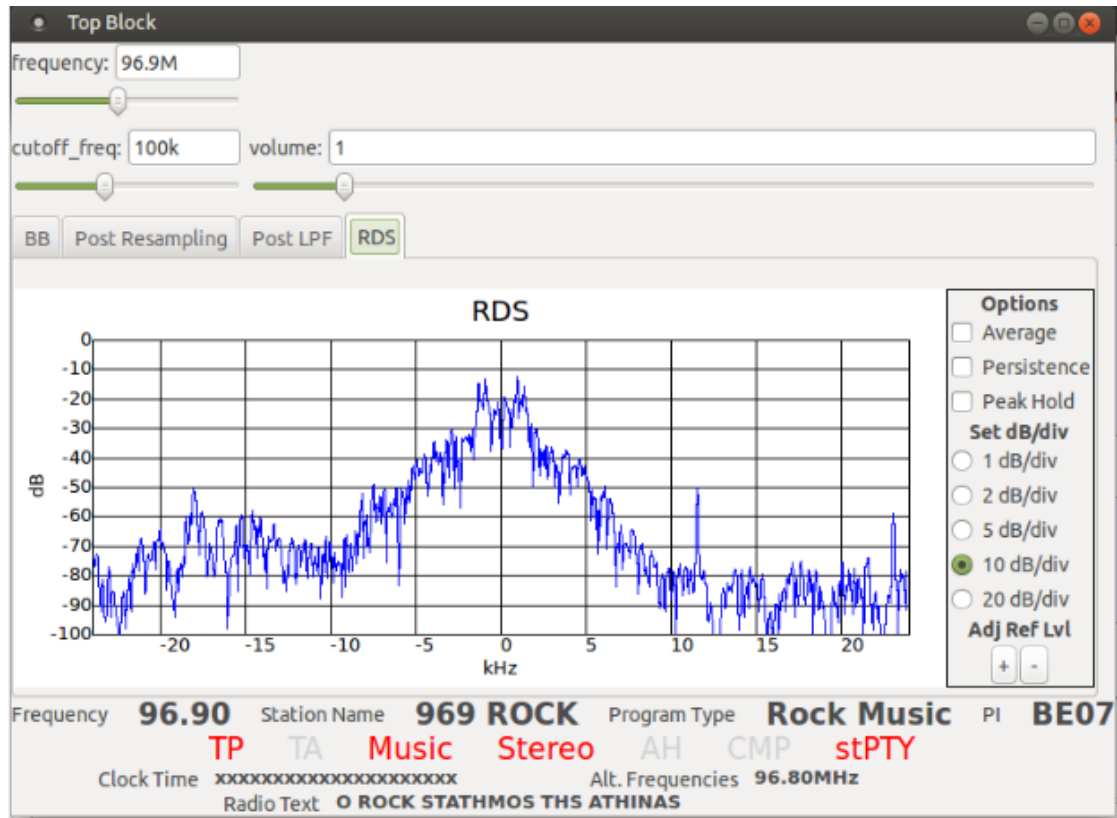


Σχήμα 4.15 Σήμα μετά την μετατροπή



Σχήμα 4.16 - Σήμα μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου

Στο Σχήμα 4.16 φαίνεται το σήμα μετά την εφαρμογή του βαθυπερατού φίλτρου, ενώ παρακάτω στο Σχήμα 4.17 φαίνεται το σήμα RDS. Επίσης, παρατηρούμε τις πληροφορίες που έχουμε λάβει από αυτό στο RDS Panel.



Σχήμα 4.17 - Σήμα RDS

## 4.2. DVB-T

### Εισαγωγή

Η τεχνολογική πρόοδος που πραγματοποιήθηκε στον τομέα της συμπίεσης των δεδομένων, στην εισαγωγή αποτελεσματικών κωδίκων, μεθόδων χρονισμού, διαμόρφωσης, ολοκληρωμένων κυκλωμάτων κλπ, με κορυφαίο γεγονός τη διεθνή καθιέρωση του συστήματος MPEG-2 ήταν κάποιοι από τους λόγους που βοήθησαν στο να ωριμάσει η ιδέα της ψηφιακής τηλεόρασης. Παράλληλα αυξήθηκε και η επιθυμία των επιχειρήσεων που ασχολούνται με την εκπομπή σημάτων ήχου και εικόνας, για τη δημιουργία ενός προτύπου που θα καθιστούσε πρακτική και ταυτόχρονα οικονομική την ψηφιακή μετάδοση του τηλεοπτικού σήματος. Μέχρι τα τέλη του 1990 οι υπάρχουσες τεχνολογικές και οικονομικές δυνατότητες δεν επέτρεπαν την χρησιμοποίηση της ψηφιακής τηλεόρασης από το ευρύ κοινό.

Όμως, από το έτος 1991 οι ιδιοκτήτες τηλεοπτικών σταθμών, κατασκευαστές εξοπλισμού, διαχειριστές δικτύων, προγραμματιστές και πολλοί άλλοι αρχίζουν να συζητούν για το πώς θα κατασκευάσουν μια πανευρωπαϊκή πλατφόρμα πάνω στην οποία θα αναπτύξουν την ψηφιακή επίγεια τηλεόραση. Έτσι, στο τέλος του έτους δημιουργήθηκε η ELG (European Launching Group) η οποία θα είχε την ευθύνη για την επίβλεψη του έργου. Η επιτροπή αυτή στη συνέχεια επεκτάθηκε ώστε να συμπεριλάβει τους μεγαλύτερους Ευρωπαϊκούς δημόσιους και ιδιωτικούς τηλεοπτικούς οργανισμούς και μεγάλο αριθμό κατασκευαστών ηλεκτρονικών συστημάτων.

Αποτέλεσμα αυτών των προσπαθειών ήταν η δημιουργία του προτύπου για το πρόγραμμα ψηφιακής εκπομπής βίντεο (DVB), μια κοινοπραξία υποκινούμενη από περίπου 250 επιχειρήσεις σε περισσότερες από 35 χώρες σε όλο τον κόσμο με σκοπό τη δημιουργία παγκοσμίων προτύπων για την μετάδοση του σήματος ψηφιακής τηλεόρασης και την παροχή υπηρεσιών δεδομένων.

Η επιτροπή του DVB δημιούργησε διάφορα πρότυπα που θέτουν τις βασικές αρχές κάθε περιοχής ψηφιακής μετάδοσης. Έτσι, το σύστημα DVB-S (Digital Video Broadcasting – Satellite) είναι η έκδοση πρώτης γενιάς του ψηφιακού δορυφορικού συστήματος και εφαρμόζεται στην μετάδοση και λήψη ψηφιακού τηλεοπτικού σήματος μέσω δορυφόρων. Το σύστημα, DVB-S2 είναι το πρότυπο για τη δεύτερη γενιά DVB σχετικά με την ψηφιακή δορυφορική μετάδοση, το DVB-C (cable) είναι το πρότυπο για την καλωδιακή ψηφιακή μετάδοση, το DVB-T (Terrestrial) χρησιμοποιείται για την μετάδοση επίγειων ψηφιακών σημάτων και το DVB-H (Handheld) αποτελεί προέκταση του DVB-T που προορίζεται για φορητούς δέκτες.

#### **4.2.1. Το πρότυπο DVB-T**

Το DVB-T, συντομογραφία των λέξεων Digital Video Broadcasting – Terrestrial, είναι το Ευρωπαϊκό πρότυπο, στο οποίο βασίζεται η μετάδοση ψηφιακής εικόνας και ήχου. Αποτελεί το πιο διαδεδομένο πρότυπο αυτή τη στιγμή παγκοσμίως για μεταδόσεις επίγειας ψηφιακής τηλεόρασης. Ο λόγος είναι ότι επιτρέπει μια πολύ πιο αποδοτική χρήση του διαθέσιμου φάσματος ραδιοσυχνοτήτων, σε αντίθεση με τις πεπερασμένες αναλογικές μεταδόσεις. Εκδόθηκε για πρώτη φορά το 1997, ενώ σε μετάδοση χρησιμοποιήθηκε αρχικά στο Ηνωμένο Βασίλειο έναν χρόνο μετά. Η απαίτηση ενσωμάτωσης νέων υπηρεσιών οδήγησε στη δημοσίευση ενός νέου προτύπου, του DVB-T2.

Το πρότυπο DVB-T έχει τις εξής προδιαγραφές:

- Κωδικοποίηση MPEG-2
- Μετάδοση στη ζώνη UHF
- UHF
- Εύρος ζώνης 6-8 MHz
- Διαμόρφωση QPSK / 16QAM / 64QAM, COFDM / OFDM
- Ρυθμοί μετάδοσης 4.98 – 31.67 Mbps

#### **Πρότυπα MPEG**

Η ροή μεταφοράς MPEG πήρε το όνομά της από τη διαθνή επιτροπή MPEG, συντομογραφία του Moving Picture Expert Group, η οποία εργάζεται σύμφωνα με τις αρχές των οργανισμών ISO/IEC για την ανάπτυξη διεθνών προτύπων συμπίεσης, αποσυμπίεσης, επεξεργασίας και κωδικοποίησης ήχου και κινούμενων εικόνων. Ιδρύθηκε το 1988 με πρωτοβουλία των Hiroshi Yasuda (Nippon Telegraph and Telephone) και Leonardo Chiariglione, ο οποίος είναι και ο πρόεδρος από την ίδρυσή της.

#### **MPEG-1**

Το πρώτο αποτέλεσμα των εργασιών της ήταν το Διεθνές Πρότυπο ISO /IEC 11172, ευρέως γνωστό ως MPEG-1. Ο κύριος στόχος ήταν να καταστεί δυνατή η αποθήκευση ζωντανού βίντεο και στερεοφωνικού ήχου σε CD-ROM ή CD-I, για την οποία ήταν απαραίτητος ένας μέγιστος ρυθμός bit της τάξης των 1,5 Mbps.

Το πρότυπο MPEG-1, όπως δημοσιεύτηκε το Νοέμβριο του 1992, αποτελείται από τρία βασικά επίπεδα:

- **Το επίπεδο συστήματος (system)**, το οποίο περιλαμβάνει πληροφορίες σχετικά με το συγχρονισμό εικόνας και ήχου. Ελέγχει τη ροή του σήματος ούτως ώστε να μην παρατηρούνται φαινόμενα έλλειψης ή πλεονασμού δεδομένων. Επίσης, παρέχει πληροφορίες για σημεία αναφοράς που

διευκολύνουν την τυχαία προσπέλαση (random access) και τέλος περιέχει πληροφορίες για το διαχωρισμό του βίντεο από τον ήχο, καθώς και για τη συγχρονισμένη απεικόνισή τους.

- **Το επίπεδο της εικόνας (video)**, το οποίο περιλαμβάνει την κωδικοποιημένη παρουσίαση των δεδομένων video και την διαδικασία της αποκωδικοποίησης.
- **Το επίπεδο του ήχου (audio)**, το οποίο περιλαμβάνει την κωδικοποιημένη παρουσίαση των δεδομένων ήχου και τη διαδικασία της αποκωδικοποίησης.

Η βασική τεχνική συμπίεσης βασίζεται στη δομή των μακροτμημάτων, στην αντιστάθμιση κίνησης και την υποθετική αντικατάσταση των μακροτμημάτων. Με το MPEG-1 παράγονται ουσιαστικά εικόνες ανάλυσης 352x240 pixels με τα καρέ να έχουν μια ταχύτητα της τάξης των 30 καρέ ανά δευτερόλεπτο (30fps). Η ποιότητα εικόνας που παράγει είναι λίγο κατώτερη των συμβατικών VCR (βίντεο). Οι εφαρμογές του προτύπου αυτού περιορίστηκαν σε μορφές οπτικού σήματος που δεν έχει αλληλοδιαδοχή των πεδίων και υποστηρίζει κωδικοποιήσεις οπτικών σημάτων μέχρι 1,5 Mbps.

## **MPEG-2**

Λόγω του ότι η ποιότητα εικόνας του MPEG-1 δεν ήταν κατάλληλη προς μετάδοση μεταξύ των διαφόρων εφαρμογών, δεδομένου ότι, μεταξύ άλλων, δεν λάμβανε υπόψη την κωδικοποίηση των περιπλεκόμενων εικόνων και την εξέλιξη προς HDTV, η ομάδα MPEG εργάστηκε για τον ορισμό ενός πιο ευέλικτου προτύπου μετάδοσης. Αυτό το διεθνές πρότυπο ονομάστηκε MPEG-2 και σκοπός του ήταν να παρέχει τη δυνατότητα κωδικοποίησης εικόνων με αλληλοδιαδοχή πεδίων και να υποστηρίξει εφαρμογές υψηλής ποιότητας, με ταχύτητες από 2 έως 10 Mb/s. Το βασικότερο όμως ήταν ότι θα μπορούσε να επεκταθεί στην παραγωγή εικόνων υψηλότερης ακρίβειας, όταν θα χρειαζόταν. Το πρότυπο αυτό δημοσιεύτηκε αρχικά το 1994, όταν και πήρε την ονομασία του (ISO/IEC 13818 '94), ενώ το 1995 έγινε διεθνές πρότυπο με την εισήγηση ITU-T Rec H262 (1995E).

Όπως και ο προκάτοχός του, το MPEG-2 αποτελείται από τρία βασικά μέρη, το MPEG-2 system, το MPEG-2 video και το MPEG-2 audio, τα οποία καθορίζουν τη ροή του σήματος, την κωδικοποίηση του βίντεο και την κωδικοποίηση του ήχου αντίστοιχα. Σε αντίθεση όμως με το MPEG-1, μπορούσε να προσφέρει αναλύσεις των 740x480 και 1280x720 pixels με 60 fps και ποιότητας ήχου όμοιας με αυτή των CD, ενώ σήμερα υποστηρίζει μορφές υψηλής ευκρίνειας με ταχύτητες από 15 έως 30 Mbps.

## **MPEG-4**

Το πρότυπο MPEG-4 εισήχθη στα τέλη του 1998 και απορρόφησε πολλά από τα χαρακτηριστικά των προτύπων MPEG-1 και MPEG-2 καθώς και άλλων σχετικών προτύπων, εισάγοντας όμως και νέα χαρακτηριστικά, όπως η (εκτεταμένη) υποστήριξη VRML για 3D rendering, σύνθετα αρχεία object-oriented (συμπεριλαμβανομένων αρχείων ήχου, βίντεο και VRML) καθώς και διάφορες μορφές διαδραστικότητας.

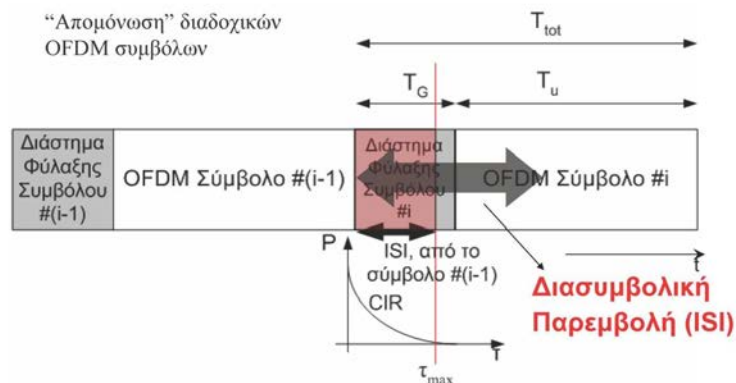
Το πρότυπο MPEG-4 βρίσκεται ακόμα υπό ανάπτυξη και διαιρείται σε έναν αριθμό τμημάτων. Τα βασικότερα από αυτά είναι: το MPEG-4 Part 2, το οποίο περιλαμβάνει το Advanced Simple Profile (ASP), που χρησιμοποιείται από κωδικοποιητές όπως DivX, Xvid, Nero Digital και 3ivx και από το QuickTime και το MPEG-4 Part 10 (γνωστό και ως MPEG-4 AVC/H.264 ή Advanced Video Coding, που χρησιμοποιούνται από τον κωδικοποιητή x264, το Nero Digital AVC, το QuickTime 7 και από συσκευές βίντεο υψηλής ευκρίνειας, όπως συσκευές αναπαραγωγής Blu-ray).

### **4.2.2. Διαμόρφωση OFDM**

Το DVB-T επιτρέπει τη μετάδοση συμπιεσμένου ψηφιακού ήχου, ψηφιακής εικόνας και άλλων δεδομένων σε ροή μεταφοράς MPEG, χρησιμοποιώντας OFDM διαμόρφωση (Orthogonal Frequency Division Multiplexing – Ορθογώνια Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας). Έτσι, προτού προχωρήσουμε στην ανάλυση του προτύπου DVB-T, θα πρέπει να αναφέρουμε τα βασικά χαρακτηριστικά των διαμορφώσεων αυτών. Η διαμόρφωση OFDM είναι μια τεχνική πολυδιαυλικής (multicarrier) διαμόρφωσης, η οποία χρησιμοποιεί χιλιάδες υποφέροντα (subcarriers). Το διαθέσιμο εύρος ζώνης διαιρείται σε έναν αριθμό από ίσου εύρους ζώνης υποκανάλια. Το εύρος ζώνης κάθε υποκαναλιού είναι επαρκώς στενό έτσι ώστε τα χαρακτηριστικά της απόκρισης συχνότητας να είναι σχεδόν ιδανικά. Για κάθε υποκανάλι χρησιμοποιείται και ένα φέρον, η συχνότητα του οποίου επιλέγεται κατάλληλα έτσι ώστε τα υποφέροντα να είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Με τον τρόπο αυτό εξαλείφονται οι παρεμβολές μεταξύ των υποκαναλιών. Η ορθογωνιότητα επιτρέπει επιπλέον υψηλή αποδοτικότητα του φάσματος, κοντά στο ρυθμό Nyquist, καθώς και αποδοτική πραγματοποίηση του διαμορφωτή και του αποδιαμορφωτή με χρήση του αλγορίθμου FFT. Η προς μετάδοση πληροφορία διανέμεται σε πολλά υποφέροντα, αφού πρώτα έχει προστεθεί σε αυτήν η κατάλληλη προστασία από λάθη. Κάθε ένα από τα υποφέροντα είναι διαμορφωμένα με QPSK, 16QAM ή 64QAM και μεταδίδει ένα μέρος της πληροφορίας, ενώ υπάρχουν δυο δυνατές καταστάσεις: μετάδοση με 2k ή με 8k υποφέροντα.

Το κύριο πλεονέκτημα της OFDM είναι ότι αντιμετωπίζει δύσκολες συνθήκες καναλιού, όπως η παρεμβολή στενής ζώνης, χωρίς πολύπλοκα φίλτρα. Ο

χαμηλός ρυθμός συμβόλων βοηθά στη διαχείριση της διασποράς του σήματος στο πεδίο του χρόνου, ενώ χρησιμοποιείται και ένα διάστημα φύλαξης (guard interval) μεταξύ των συμβόλων, το οποίο εξαλείφει την ανάγκη χρησιμοποίησης φίλτρου διαμόρφωσης παλμού.



Σχήμα 4.18 - Διασυμβολική Παρεμβολή

Η διαμόρφωση OFDM αποτελείται από διαμορφωμένα σύμβολα διάρκειας  $T_{tot}$ , το καθένα από τα οποία συνίσταται από ένα σετ των  $K = 6817$  φερόντων στην κατάσταση 8k ή  $K = 1705$  φερόντων στη κατάσταση 2k. Αποτελείται από δυο μέρη: το χρήσιμο μέρος, που έχει διάρκεια  $T_u$  και το διάστημα φύλαξης διάρκειας  $T_g$ . Όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα, το διάστημα φύλαξης προηγείται και γενικά είναι μικρότερο ή ίσο από  $\frac{T_u}{4}$ .

Όσο μεγαλύτερο είναι το διάστημα φύλαξης τόσο ισχυρότερη γίνεται η συμπεριφορά του μεταδιδόμενου συμβόλου έναντι της διασυμβολικής παρεμβολής αλλά και της παρεμβολής μεταξύ των φερούσων λόγω αλλοίωσης της ορθογωνιότητας. Σε αυτό το σημείο να σημειωθεί επιπρόσθετα ότι η επιλογή της περιόδου του διαστήματος φύλαξης του OFDM συμβόλου (Guard Interval) έχει επίδραση διότι καθορίζει και τον αριθμό των φερόντων σημάτων που πρέπει να έχει το σύστημα, επομένως και τον τελικό ρυθμό μετάδοσης. Αυτό συμβαίνει διότι υπάρχει άμεσος συσχετισμός μεταξύ της απόστασης των φερόντων σημάτων ( $\Delta f$ ) και της περιόδου του χρήσιμου σήματος πληροφορίας ( $T_u$ ). Ισχύει με άλλα λόγια για την απόσταση των φερόντων σημάτων  $\Delta f (Hz) = \frac{1}{T_u}$ , ενώ το συνολικό εύρος ζώνης του σήματος είναι  $\frac{N-1}{T_u}$ , όπου  $N$  ο αριθμός των φερόντων σημάτων. Επομένως με βάση τα παραπάνω, για παράδειγμα για την περίπτωση του DVB-T το οποίο μπορεί παραμετροποιημένα να υποστηρίξει OFDM με 2k φέρουσες, και 8k φέρουσες, η απόσταση των διαδοχικών φερούσων ( $\Delta f$ ) στο σύστημα 2k, είναι 4464 Hz ενώ στο 8k, είναι 1116 Hz. Επειδή ο αριθμός των φερούσων στο 2k, είναι 1705 φέρουσες, το συνολικό εύρος ζώνης, φθάνει τα 7,61 MHz, κάτι που



συμβαδίζει απόλυτα με ένα εύρος καναλιού 8 MHz, όπως στα UHF. Από την άλλη πλευρά, στο σύστημα 8k, υπάρχουν 6817 φέρουσες, που σημαίνει ότι το συνολικό εύρος ζώνης, είναι και πάλι 7,61 MHz.

### **Διαμόρφωση COFDM**

Η χρήση OFDM σε συνδυασμό με τεχνικές διόρθωσης σφαλμάτων FEC (Forward Error Correction) ονομάζεται COFDM (Coded - OFDM). Με τη μέθοδο αυτή εξασφαλίζεται πρόσθετα η ανίχνευση και διόρθωση σφαλμάτων στο δέκτη, με την μετάδοση bits διόρθωσης σφάλματος παράλληλα με τα bits δεδομένων. Τα bits διόρθωσης λαθών ονομάζονται πλεονάζουσα πληροφορία.

Κάθε σχήμα κωδικοποίησης χαρακτηρίζεται από τον ρυθμό κώδικα

$r = \frac{k}{n}$ , όπου k είναι τα ψηφία της πληροφορίας και n τα συνολικά ψηφία μετά την προσθήκη n-k πλεοναζόντων ψηφίων.

Για μικρούς ρυθμούς κωδικοποίησης  $(\frac{1}{2}, \frac{1}{3})$ , μεταδίδονται λιγότερα ψηφία πληροφορίας αλλά το σύστημα είναι πιο ανθεκτικό/εύρωστο στην αντιμετώπιση λαθών. Αντίστοιχα, μεγάλες τιμές του r αντιστοιχούν σε λιγότερα πλεονάζοντα ψηφία και σε δυνατότητα διόρθωσης λιγότερων λανθασμένων ψηφίων. Σε γενικές γραμμές εφαρμόζεται ρυθμός κωδικοποίησης κοντά στη μονάδα, όταν επικρατούν ευνοϊκές συνθήκες στο κανάλι μετάδοσης και πιο ανθεκτικά σχήματα (μικρότερο r) όταν υπάρχουν δυσμενείς συνθήκες.

#### **4.2.3. Παράμετροι προτύπου DVB-T**

Το πρότυπο DVB-T σχεδιάστηκε προκειμένου να είναι σύμφωνο με όλα τα συστήματα τηλεόρασης (με πλάτη καναλιών 6, 7 ή 8 MHz). Παρ'όλα αυτά, χρησιμοποιούνται κυρίως τα κανάλια των 7 MHz σε Ευρώπη και Αυστραλία και των 8MHz μόνο στην Ευρώπη.

Για την μεγαλύτερη αξιοπιστία του συστήματος και την ανάγκη να συνυπάρξει με την διαμόρφωση OFDM που αναφέρθηκε παραπάνω, τα δεδομένα ακολουθούν μια περίπλοκη διαδικασία διεμπλοκής, το οποίο συμβαίνει σε δύο στάδια:

- Μία πρώτη διαδικασία διεμπλοκής σε επίπεδο bit εφαρμόζεται και σχηματίζει μήτρες 126 λέξεων των 2, 4, ή 6 bits, ανάλογα με τη διαμόρφωση που επιλέγεται (QPSK, 16-QAM, ή 64-QAM).
- Αυτές οι μήτρες, στη συνέχεια, ομαδοποιούνται σε 12άδες (2K λειτουργία) ή 48άδες (8K λειτουργία), προκειμένου να σχηματίσουν OFDM σύμβολα

των  $1512 \times 2$  bits (2K λειτουργία σε QPSK) έως και  $6048 \times 6$  bits (8K λειτουργία σε 64 QAM), οι οποίες θα χρησιμοποιηθούν για να διαμορφώσουν τα 1512 ή 6048 χρήσιμα φέροντα.

Λόγω του εξαιρετικά μεγάλου αριθμού τους, τα φέροντα αυτά δεν διαμορφώνονται μεμονωμένα. Με τη βοήθεια ενός αντίστροφου ταχέως μετασχηματισμού Fourier (IFFT) επί 2.048 σημεία (διαμόρφωση λειτουργίας 2K) ή 8192 σημεία (8K mode) τα σύνθετα δεδομένα εισόδου μεταφέρονται από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο της συχνότητας.

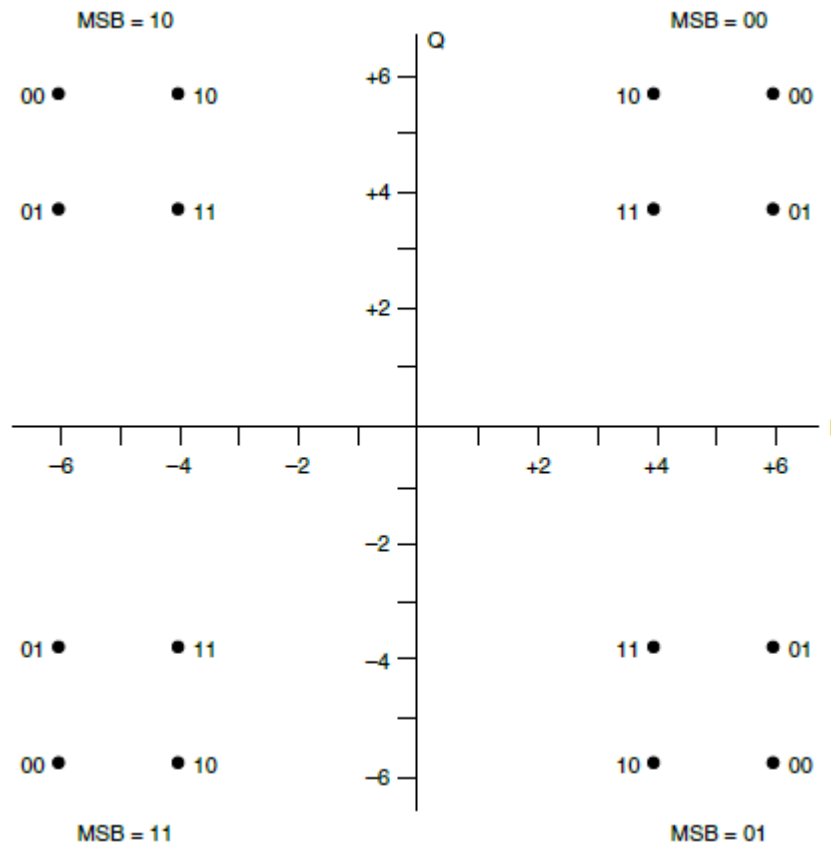
Στη διαμόρφωση λειτουργίας 8K, η διάρκεια συμβόλου (896 ms στην περίπτωση των καναλιών 8 MHz), σε συνδυασμό με το μέγιστο διάστημα φύλαξης ( $\Delta = 1/4$ , που αντιστοιχεί σε 224  $\mu$ s), επιτρέπει ικανοποιητική λήψη ακόμη και με την παρουσία πολύ μεγάλης ηχούς (διαφορά μεταξύ μήκων διαδρομής μέχρι και πολλές δεκάδες χιλιόμετρα), η οποία επιτρέπει τη δημιουργία δικτύων ευρείας κάλυψης σε μεγάλες περιοχές χρησιμοποιώντας το ίδιο κανάλι παντού (που ονομάζονται δίκτυα ενιαίας συχνότητας ή SFN).

Η λειτουργία 2K είναι απλούστερη να εφαρμοστεί από την πλευρά του αποδιαμορφωτή, αλλά η απλούστευση αυτή εξισορροπείται από μια μείωση στις μέγιστες αποδεκτές αποστάσεις ηχούς, το οποίο την καθιστά ακατάλληλη για δίκτυα ενιαίας συχνότητας, καθώς και πιο αδύναμη στις διάφορες παρεμβολές, όπως αυτές που δημιουργούνται από την ανάφλεξη των παλαιότερων κινητήρων αυτοκινήτων ή ορισμένες ηλεκτρικές οικιακές συσκευές.

Ωστόσο, η απόσταση των φερόντων στη λειτουργία 2K, η οποία είναι τέσσερις φορές μεγαλύτερη από ό, τι στη λειτουργία 8K, υποτετραπλασιάζει την επίδραση Doppler που εμφανίζεται στην περίπτωση των κινητών τερματικών, επιτρέποντας έτσι τη λήψη σε υψηλή ταχύτητα (μέχρι και 250 km/h στο άνω άκρο της ζώνης UHF στην 2K λειτουργία, ενώ η μέγιστη επιτρεπόμενη ταχύτητα είναι τέσσερις φορές μικρότερη σε 8K λειτουργία). Η μέγιστη ταχύτητα είναι επίσης αντιστρόφως ανάλογη προς τη συχνότητα του καναλιού, πράγμα που μας επιτρέπει να έχουμε υψηλές ταχύτητες στο VHF, ακόμη και τη λειτουργία 8K.

Το πρότυπο DVB-T περιλαμβάνει τη δυνατότητα ιεραρχικής κωδικοποίησης με τη βοήθεια μιας μη ομοιόμορφης διαμόρφωσης QAM των φερόντων, το οποίο έχει σημαντικό αντίκτυπο στον αστερισμό, καθώς έχουμε μεγαλύτερη απόσταση μεταξύ γειτονικών μελών που βρίσκονται σε διαφορετικά τεταρτημόρια από ότι μεταξύ γειτονικών μελών που ανήκουν στον ίδιο τεταρτημόριο. Οι μη ομοιόμορφοι αστερισμοί προσδιορίζονται με μια παράμετρο που μπορεί να πάρει τρεις τιμές (1, 2, ή 4), οι οποίες καθορίζουν την απόσταση μεταξύ των υπο-αστερισμών κάθε τεταρτημορίου. Το παρακάτω σχήμα δείχνει έναν τέτοιο αστερισμό μη ομοιόμορφης διαμόρφωσης 16QAM.

Το σήμα DVB-T είναι οργανωμένο σε διαδοχικά πλαίσια (frames) από 68 χαρακτήρες. Τέσσερα διαδοχικά πλαίσια συνθέτουν ένα υπερπλαίσιο, το οποίο αποτελείται από 272 σύμβολα. Αυτά επιτρέπουν τη μετάδοση ενός ακέραιου αριθμού RS-προστατευμένων πακέτων των 204 bytes.



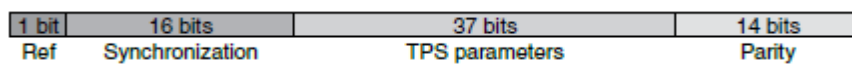
Σχήμα 4.19 - Παράδειγμα μη ομοιόμορφης διαμόρφωσης 16QAM

Προκειμένου ο δέκτης να λάβει το σήμα και να το ενημερώσει για τη διαμόρφωση και τις διάφορες παραμέτρους κωδικοποίησης του καναλιού, το σήμα OFDM περιλαμβάνει φέροντα που δεν ρυθμίζονται από την "χρήσιμη" ροή bit (bitstream).

Τα φέροντα αυτά χωρίζονται σε τρεις κατηγορίες: υπάρχουν τα συνεχή φέροντα πιλότοι (continual pilot carriers) που έχουν μια σταθερή θέση, τα διασκορπισμένα φέροντα πιλότοι (scattered pilot carriers), οι οποίοι μετακινούνται κατά τρεις θέσεις με κάθε νέο σύμβολο και τα φέροντα μετάδοσης παραμέτρων σήματος (transmitted parameter signaling carriers ή εν συντομία TPS). Τα συνεχή φέροντα πιλότοι μεταδίδονται σε υψηλότερο επίπεδο ισχύος από τα άλλα φέροντα και διαμορφώνονται από μια ψευδο-τυχαία δυαδική ακολουθία (pseudo-random binary sequence ή PRBS).

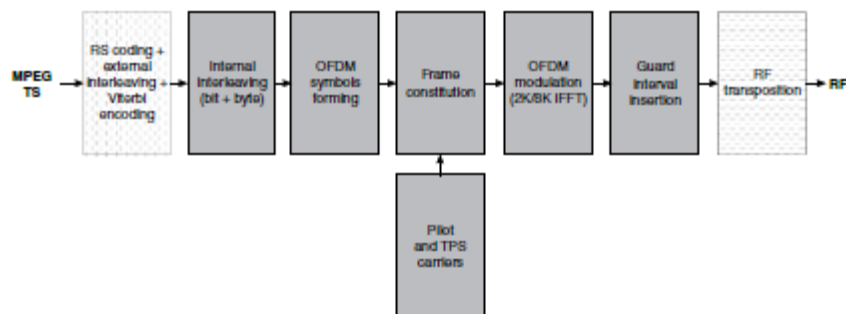
Επιτρέπουν στο δέκτη να συγχρονιστεί και να κάνει μια εκτίμηση καναλιού (αξιολόγηση της μεταβολής του καναλιού, κλπ) ενόψει της διόρθωσης του.

Τα φέροντα TPS μεταδίδουν σε πολύ χαμηλό ρυθμό όλες τις παραμέτρους της μετάδοσης μέσω μιας πολύ ισχυρής bi-phase shift-keying (BPSK) διαμόρφωσης (1 bit / σύμβολο). Επιτρέπουν την ταχύτερη απόκτηση του σήματος, καθώς και μια γρήγορη απάντηση σε μια ενδεχόμενη αλλαγή των παραμέτρων στο δέκτη. Όλες οι φορείς TPS μεταδίδουν ταυτόχρονα το ίδιο κομμάτι των πληροφοριών. Η μεγάλη αυτή πλειονότητα καθιστά την αποκωδικοποίηση της πληροφορίας TPS δυνατή ακόμη και όταν το σήμα δεν αρκεί για ικανοποιητική λήψη. Οι πληροφορίες TPS μεταδίδονται μία φορά ανά πλαίσιο (68 χαρακτήρες), έτσι το μήκος τους είναι 68 bits.



Σχήμα 4.20 - Δομή TPS frame

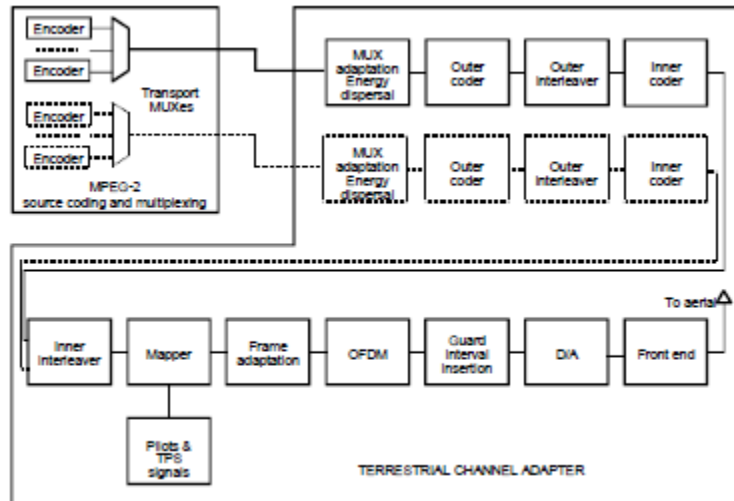
Το παρακάτω διάγραμμα αναπαριστά τη διαδικασία κωδικοποίησης και διαμόρφωσης του DVB-T καναλιού.



Σχήμα 4.21 - Βασικά στάδια κωδικοποίησης και διαμόρφωσης για το πρότυπο DVB-T

#### 4.2.4. Βασικά χαρακτηριστικά ενός συστήματος DVB-T

Το παρακάτω διάγραμμα αναπαριστά τα διάφορα τμήματα που απαιτούνται κατά τη διαδικασία της κωδικοποίησης και της διαμόρφωσης σε ένα σύστημα DVB-T.

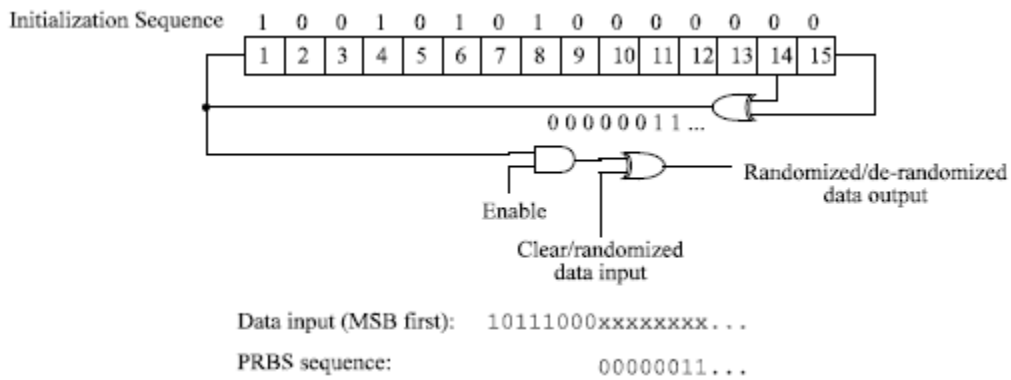


Σχήμα 4.22 - Διάγραμμα του συστήματος DVB-T

Αρχικά, τα δεδομένα εισάγονται από έναν πολυπλέκτη MPEG-2. Οργανώνονται σε πακέτα σταθερού μήκους 188 bytes (188x8 bits). Τα πρώτα 4 bytes αποτελούν την επικεφαλίδα, από τα οποία το πρώτο byte χρησιμοποιείται αποκλειστικά για το συγχρονισμό (sync byte). Στην επικεφαλίδα ορίζεται ακόμα ένα bit, το οποίο χρησιμοποιείται για να υποδείξει ότι ένα πακέτο δεν μπορεί να αποκωδικοποιηθεί από την πηγή, λόγω πολλών σφαλμάτων στο κανάλι και ονομάζεται transport-error indicator bit.

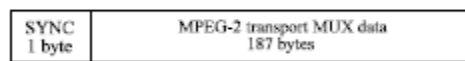
#### Καταμερισμός ενέργειας (energy dispersal)

Προκειμένου να εξασφαλιστούν επαρκείς δυαδικές μεταβάσεις (δηλαδή να μην υπάρχουν μεγάλες ακολουθίες από 0 ή 1), εφαρμόζεται η διαδικασία της τυχαιοποίησης. Για την τυχαιοποίηση των δεδομένων χρησιμοποιείται μια γεννήτρια ψευδοτυχαίας δυαδικής ακολουθίας (Pseudo-Random Binary Sequence PBRBS) με πολυώνυμο  $1+X^{14}+X^{15}$ , όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

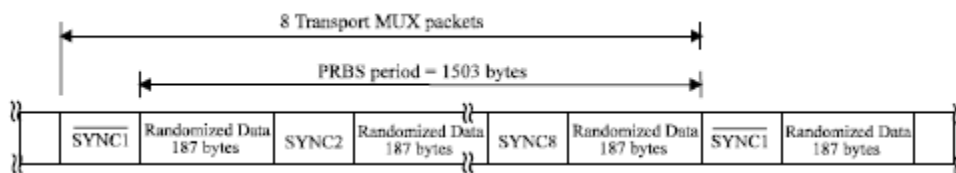


Σχήμα 4.23 - Διάγραμμα γεννήτριας ψευδοτυχαίας δυαδικής ακολουθίας (PBRS)

Η επεξεργασία αρχίζει πάντα από το πιο σημαντικό bit (Most Significant Bit ή MSB). Αρχικά, οι καταχωρητές βρίσκονται στην κατάσταση 100101010000000 και επαναρχικοποιούνται κάθε 8 πακέτα. Προς διευκόλυνση της διαδικασίας της τυχαιοποίησης, το byte συγχρονισμού του πρώτου πακέτου σε κάθε σύνολο 8 πακέτων τίθεται ίσο με το συμπληρωματικό του, δηλαδή από 47<sub>HEX</sub> (SYNC) γίνεται B8<sub>HEX</sub> (SYNC). Η διαδικασία αυτή ονομάζεται προσαρμογή πολύπλεξης μεταφοράς (transport multiplex adaptation).



Σχήμα 4.24 - Αρχικό πλαίσιο 188 bytes



Σχήμα 4.25 - Σχηματικό διάγραμμα της προσαρμογής πολύπλεξης μεταφοράς

Το πρώτο bit στην έξοδο της γεννήτριας PBRS παίρνει τη θέση του πρώτου bit (MSB) του πρώτου byte που ακολουθεί το συμπληρωματικό byte συγχρονισμού. Προς ευκολία άλλων διαδικασιών συγχρονισμού, κατά το συγχρονισμό του σήματος MPEG-2, η έξοδος της γεννήτριας απενεργοποιείται περιοδικά. Αυτό γίνεται έτσι ώστε τα bytes συγχρονισμού των 7 πακέτων που ακολουθούν να ενσωματωθούν μη τυχαιοποιημένα στην ακολουθία PRBS. Επομένως, η περίοδος της ακολουθίας γίνεται 1503 bytes. Αξίζει να σημειωθεί τέλος ότι η διαδικασία της τυχαιοποίησης παραμένει ενεργή ακόμα και στην περίπτωση που δεν υπάρχει διαμορφωμένη ροή

εισόδου bit, ή όταν δεν είναι συμβατή με τη μορφή της ροής μεταφοράς MPEG-2 (1 byte συγχρονισμού + 187 πακέτα του 1 byte).

### Εξωτερική κωδικοποίηση και εξωτερική διεμπλοκή (Outer coding and outer interleaving)

Μετά τον καταμερισμό ενέργειας ακολουθούν οι διαδικασίες της εξωτερικής κωδικοποίησης και της εξωτερικής διεμπλοκής, οι οποίες εφαρμόζονται στο πακέτο εισόδου MPEG-2.

Προκειμένου να δημιουργηθεί ένα πακέτο χωρίς λάθη (error protected packet), στο τυχαίοποιημένο πακέτο που έχει δημιουργηθεί μετά τη διαδικασία PBRs που αναφέρθηκε παραπάνω, εφαρμόζεται ο κώδικας Reed-Solomon (RS). Ο κώδικας αυτός εφαρμόζεται και στο πακέτο που περιέχει το bit συγχρονισμού, είτε βρίσκεται στην αρχική του μορφή είτε στη συμπληρωματική του.

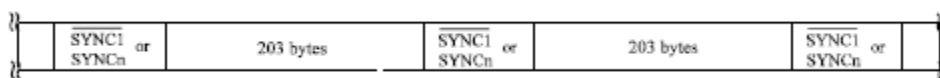
Ο κώδικας Reed-Solomon ανήκει στην τάξη των μη-δυναδικών κυκλικών κωδικών διόρθωσης σφαλμάτων (non-binary cyclic error-correcting code) και βασίζεται σε μονοπαραγοντικά πολυώνυμα (univariate polynomials) πεπερασμένων πεδίων. Έχει μήκος 204 bytes, διάσταση 188 bytes και επιτρέπει τη διόρθωση μέχρι και 8 τυχαίων εσφαλμένων bytes, δεδομένης μιας λέξης των 204 bytes (204, 188, t = 8).

Το πολυώνυμο γεννήτρια κώδικα έχει τη μορφή:  $g(x) = (x+\lambda^0)(x+\lambda^1)(x+\lambda^2)\dots(x+\lambda^{15})$ , όπου το  $\lambda = 02_{\text{HEX}}$ , ενώ το πολυώνυμο γεννήτρια πεδίου είναι το:  $p(x) = x^8 + x^4 + x^3 + x^2 + 1$ .

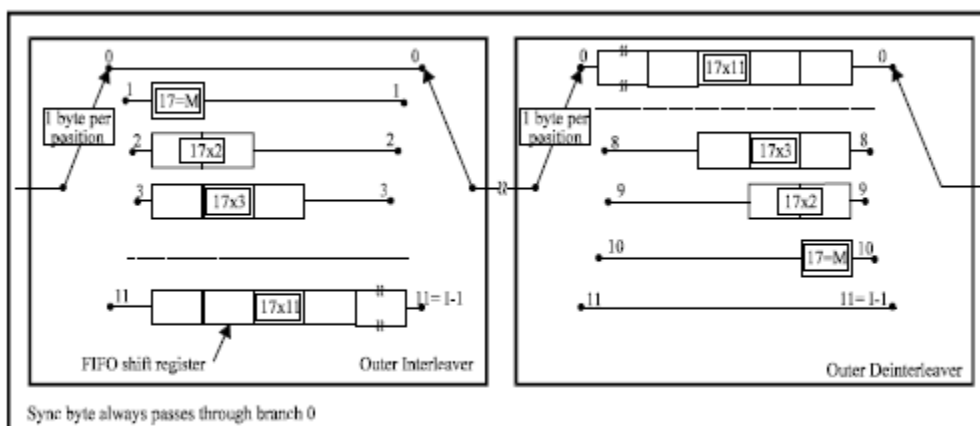
Η συντομευμένη μορφή του κώδικα Reed-Solomon μπορεί να υλοποιηθεί με την προσθήκη 51 bytes, όλα ορισμένα μηδέν, πριν από τα bytes πληροφορίας στην είσοδο ενός RS (255,239, t = 8) κωδικοποιητή. Μετά τη διαδικασία κωδικοποίησης RS αυτά τα μηδενικά bytes απορρίπτονται, πράγμα το οποίο τελικά οδηγεί σε μια κωδική λέξη RS N = 204 bytes.



Σχήμα 4.26 - Πλαίσιο μετά την κωδικοποίηση Reed-Solomon



Σχήμα 4.27 - Μορφή πλαισίων μετά την εξωτερική διεμπλοκή



Σχήμα 4.28 - Διάγραμμα εξωτερικού interleaver και deinterleaver

Ακολουθώντας τη διαδικασία, εφαρμόζεται συνελικτική διεμπλοκή (convolutional interleaving) με βάθος (depth)  $I = 12$  στα προστατευόμενα από σφάλματα πακέτα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την διεμπλεγμένη δομή δεδομένων.

Η διαδικασία της συνελικτικής διεμπλοκής βασίζεται στην προσέγγιση Forney, η οποία είναι συμβατή με την προσέγγιση τύπου Ramsey III, με  $I = 12$ . Τα παρεμβλλόμενα bytes δεδομένων απαρτίζονται από προστατευόμενα από λάθη πακέτα και οριοθετούνται με ανεστραμμένα ή μη ανεστραμμένα MPEG-2 bytes συγχρονισμού (διατηρώντας την περιοδικότητα των 204 bytes).

Ο διεμπλοκέας (interleaver) μπορεί να αποτελείται από  $I = 12$  κλάδους, κυκλικά συνδεδεμένους με την εισαγόμενη ροή bytes από το διακόπτη εισόδου. Κάθε κλάδος  $j$  είναι ένας καταχωρητής μετατόπισης First-In, First-Out (FIFO), με βάθος  $j \times M$  κελιά, όπου  $M = 17 = N/I$ ,  $N = 204$ . Τα κελιά του καταχωρητή περιλαμβάνουν 1 byte και οι διακόπτες εισόδου και εξόδου είναι συγχρονισμένοι.

Για λόγους συγχρονισμού, τα bytes SYNC καθώς και τα συμπληρωματικά τους πρέπει πάντοτε να δρομολογούνται στον κλάδο "0" του διεμπλοκέα (που αντιστοιχεί σε μηδενική καθυστέρηση).

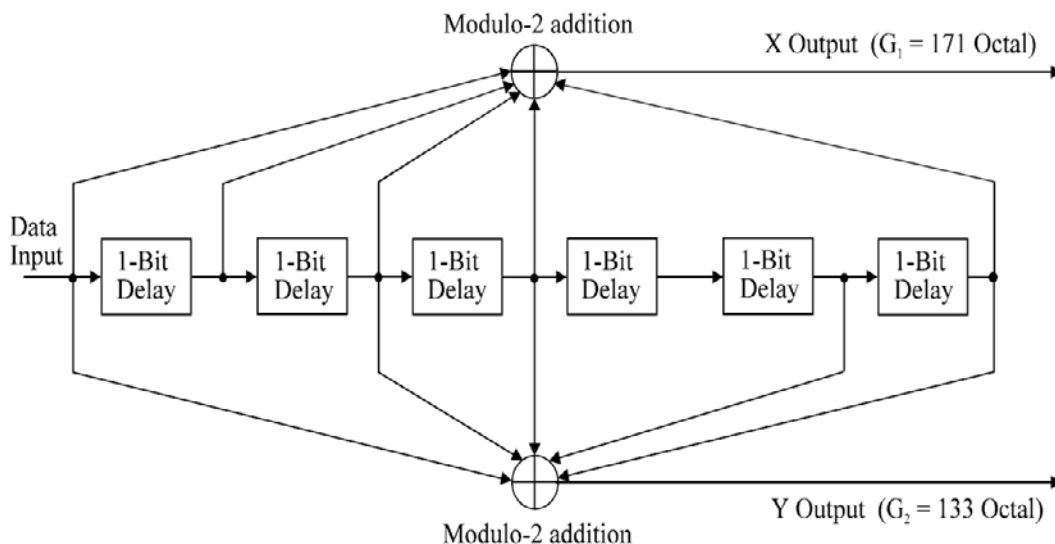
Τέλος, αξίζει να σημειωθεί ότι η αντίστροφη διαδικασία της διεμπλοκής είναι παρόμοια στη θεωρία, με τη μόνη αντίθεση να είναι ότι οι κλάδοι πλέον είναι αντίστροφοι (δηλαδή ο  $j = 0$  αντιστοιχεί στη μεγαλύτερη καθυστέρηση).



## Εσωτερική κωδικοποίηση

Το σύστημα επιτρέπει μια σειρά διατρητικών (punctured) συνελκτικών κωδίκων, που βασίζεται σε έναν μητρικό συνελκτικό κώδικα ρυθμού 1/2 με 64 καταστάσεις. Αυτό επιτρέπει την επιλογή του πλέον κατάλληλου επιπέδου διόρθωσης σφαλμάτων για μια συγκεκριμένη υπηρεσία ή ρυθμού δεδομένων είτε σε μη ιεραρχική είτε σε ιεραρχική μετάδοση. Τα πολυώνυμα γεννήτριας του μητρικού κώδικα είναι  $G_1 = 171_{\text{OCT}}$  για την έξοδο X και  $G_2 = 133_{\text{OCT}}$  για την έξοδο Y.

Εάν χρησιμοποιείται ιεραρχική μετάδοση δυο επιπέδων, κάθε ένας από τους δύο παράλληλους κωδικοποιητές καναλιού μπορεί να έχει τον δικό του ρυθμό κώδικα. Εκτός από τον μητρικό κώδικα ρυθμού 1/2, το σύστημα πρέπει να επιτρέπει διατρητικούς ρυθμούς 2/3, 3/4, 5/6 και 7/8.



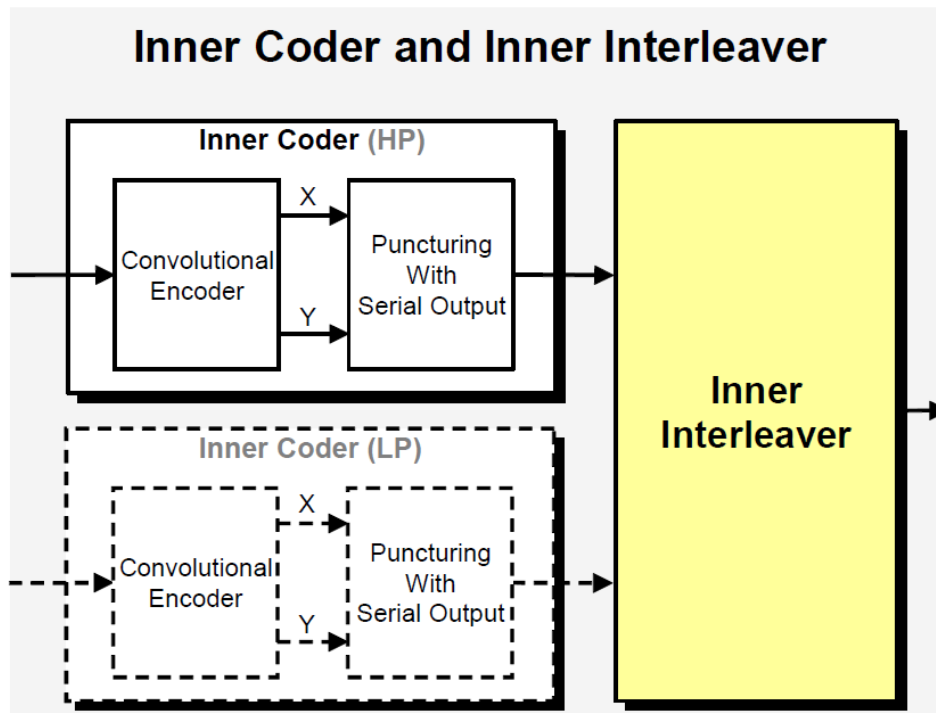
Σχήμα 4.29 - Γεννήτρια του μητρικού συνελκτικού κώδικα

Code Rates $r$	Puncturing pattern	Transmitted sequence (after parallel-to-serial conversion)
1/2	X: 1 Y: 1	$X_1 Y_1$
2/3	X: 1 0 Y: 1 1	$X_1 Y_1 Y_2$
3/4	X: 1 0 1 Y: 1 1 0	$X_1 Y_1 Y_2 X_3$
5/6	X: 1 0 1 0 1 Y: 1 1 0 1 0	$X_1 Y_1 Y_2 X_3 Y_4 X_5$
7/8	X: 1 0 0 0 1 0 1 Y: 1 1 1 1 0 1 0	$X_1 Y_1 Y_2 Y_3 Y_4 X_5 Y_6 X_7$

Σχήμα 4.30 - Ρυθμοί κώδικα και μορφές διάτρησης

## Εσωτερική διεμπλοκή

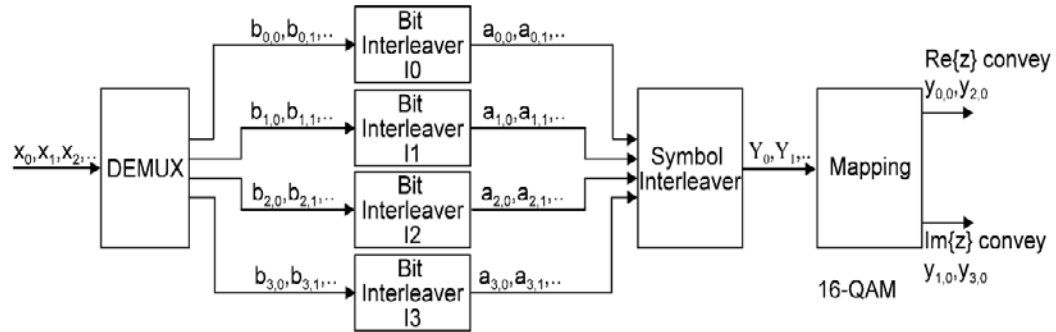
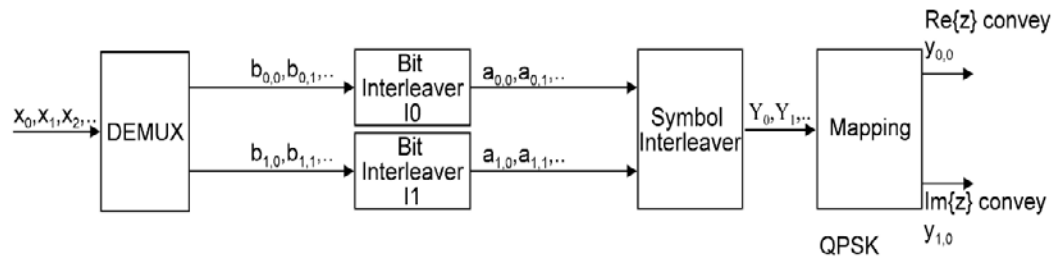
Όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα, η εσωτερική διεμπλοκή αποτελείται από δύο στάδια: τη διεμπλοκή ανά bit ακολουθούμενη από τη διεμπλοκή συμβόλων.



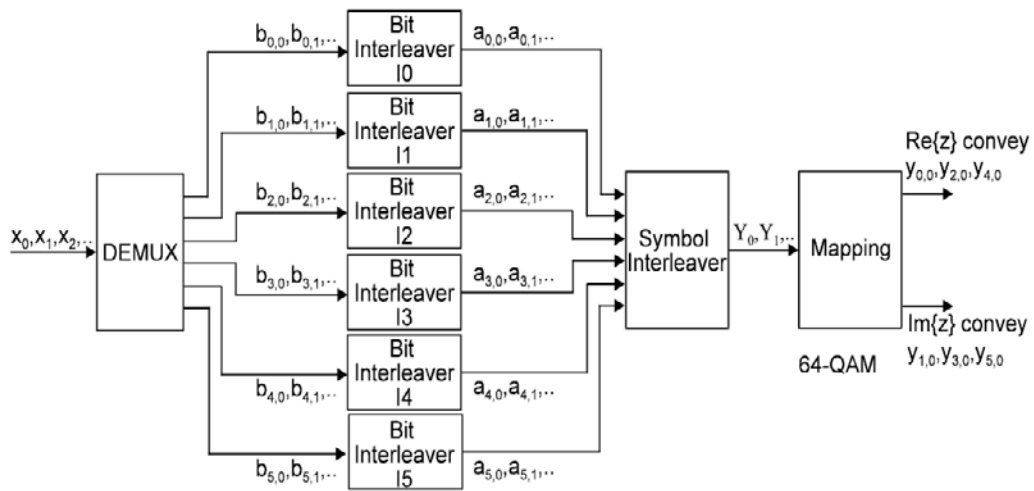
Σχήμα 4.31 - Εσωτερική κωδικοποίηση και διεμπλοκή

- **Διεμπλοκή ανά bit**

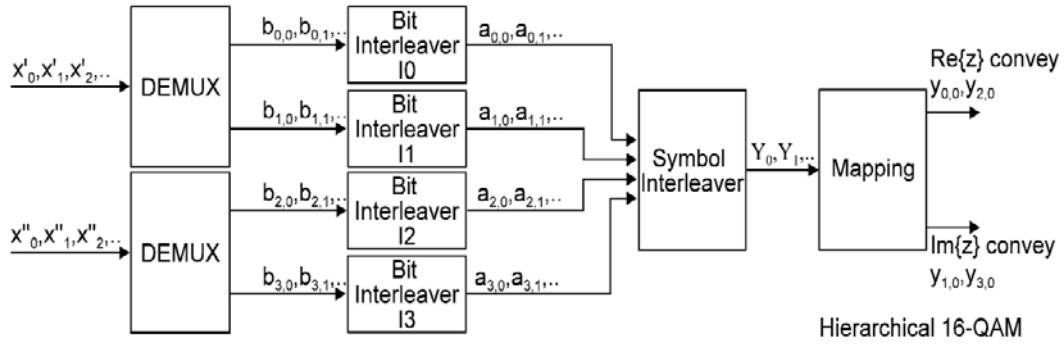
Η είσοδος, η οποία αποτελείται από μέχρι και δύο ροές δυαδικών ψηφίων, αποπολυπλέκεται σε  $v$  υπο-ροές (substreams), όπου  $v = 2$  για QPSK,  $v = 4$  για 16-QAM, και  $v = 6$  για 64-QAM. Σε μη-ιεραρχική λειτουργία, η ενιαία ροή εισόδου αποπολυπλέκεται σε  $v$  υπο-ροές. Στην ιεραρχική λειτουργία, η ροή υψηλής προτεραιότητας (high priority stream) αποπολυπλέκεται σε δύο υπο-ροές και η χαμηλής προτεραιότητας (low priority stream) αποπολυπλέκεται σε  $v-2$  υπο-ροές. Αυτό ισχύει τόσο για ομοιόμορφη όσο και για μη ομοιόμορφη QAM. Τα παραπάνω φαίνονται καθαρά στα διαγράμματα που ακολουθούν:



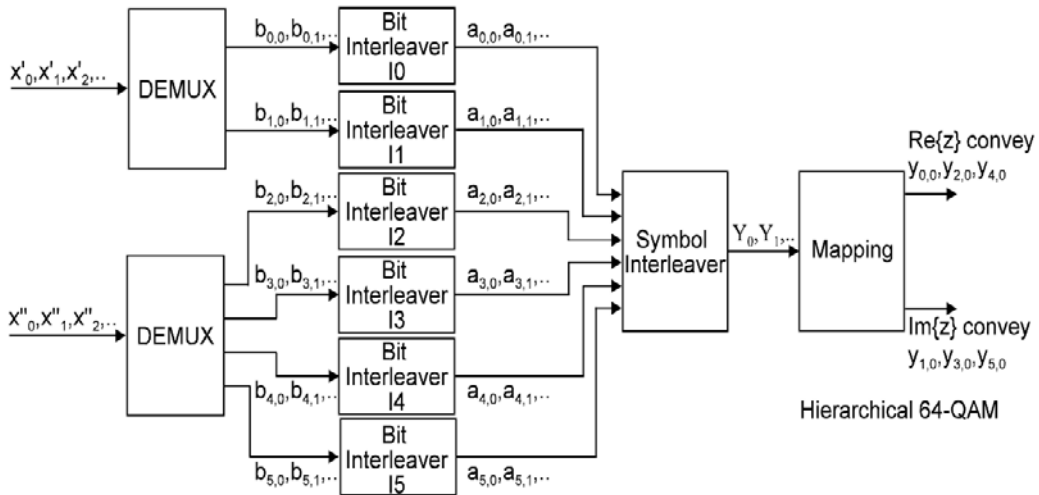
Σχήμα 4.32 - Διαγράμματα εσωτερικής διεμπλοκής για QPSK ( $v=2$ ) και 16-QAM ( $v=4$ )



Σχήμα 4.33 - Διάγραμμα εσωτερικής διεμπλοκής για 64-QAM ( $v=6$ )



Σχήμα 4.34 - Διάγραμμα εσωτερικής διεμπλοκής για ιεραρχική 16-QAM ( $v=4$ )



Σχήμα 4.35 - Διάγραμμα εσωτερικής διεμπλοκής για ιεραρχική 64-QAM ( $v=6$ )

Η αποπολυπλεξία ορίζεται ως η απεικόνιση των bits εισόδου  $x_{di}$  στα bits εξόδου  $b_{e,do}$ .

Στην μη ιεραρχική λειτουργία, η αντιστοίχιση γίνεται με βάση την ακόλουθη σχέση:

$$x_{d_i} = b_{[d_i(mod)v](div)\left(\frac{v}{2}\right)+2[d_i(mod)\left(\frac{v}{2}\right)], d_i(div)v}$$

ενώ στην ιεραρχική λειτουργία ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$x'_{d_i} = b_{d_i(mod)2, d_i(div)2}$$

$$x''_{d_i} = b_{[d_i(mod)(v-2)](div)\left(\frac{v-2}{2}\right)+2[d_i(mod)\left(\frac{v-2}{2}\right)]+2, d_i(div)(v-2)}$$

όπου:

- $x_{d_i}$  είναι η είσοδος του αποκωδικοποιητή σε μη ιεραρχική λειτουργία,
- $x'_{d_i}$  είναι η είσοδος υψηλής προτεραιότητας στον αποκωδικοποιητή σε ιεραρχική λειτουργία,
- $x''_{d_i}$  είναι η είσοδος χαμηλής προτεραιότητας στον αποκωδικοποιητή σε ιεραρχική λειτουργία,
- $d_i$  είναι ο αριθμός του bit εισόδου,
- $b_{e, d_0}$  είναι η έξοδος από τον αποπολυπλέκτη,
- $e$  είναι ο αριθμός της αποπολυπλεγμένης ροής bit ( $0 < e < v$ ),
- $d_0$  είναι ο αριθμός bit μιας δεδομένης ροής στην έξοδο του αποπλέκτη,
- mod είναι ο τελεστής modulo,
- div είναι ο τελεστής ακέραιας διαίρεσης.

Με βάση τα παραπάνω, η αποπολυπλεξία δίνει την ακόλουθη απεικόνιση:

**QPSK:**

Το  $x_0$  απεικονίζεται στο  $b_{0,0}$

Το  $x_1$  απεικονίζεται στο  $b_{1,0}$

**16-QAM:**

Το  $x_0$  απεικονίζεται στο  $b_{0,0}$

Το  $x_1$  απεικονίζεται στο  $b_{2,0}$

Το  $x_2$  απεικονίζεται στο  $b_{1,0}$

Το  $x_3$  απεικονίζεται στο  $b_{3,0}$

**64-QAM:**

Το  $x_0$  απεικονίζεται στο  $b_{0,0}$

Το  $x_1$  απεικονίζεται στο  $b_{2,0}$

Το  $x_2$  απεικονίζεται στο  $b_{4,0}$

Το  $x_3$  απεικονίζεται στο  $b_{1,0}$

Το  $x_4$  απεικονίζεται στο  $b_{3,0}$

Το  $x_5$  απεικονίζεται στο  $b_{5,0}$

**Ιεραρχική 16-QAM:**

Το  $x'_0$  απεικονίζεται στο  $b_{0,0}$

Το  $x'_1$  απεικονίζεται στο  $b_{1,0}$

Το  $x''_0$  απεικονίζεται στο  $b_{2,0}$

Το  $x''_1$  απεικονίζεται στο  $b_{3,0}$

**Ιεραρχική 64-QAM:**

Το  $x'_0$  απεικονίζεται στο  $b_{0,0}$

Το  $x'_1$  απεικονίζεται στο  $b_{1,0}$

Το  $x''_2$  απεικονίζεται στο  $b_{2,0}$

Το  $x''_3$  απεικονίζεται στο  $b_{4,0}$

Το  $x''_4$  απεικονίζεται στο  $b_{3,0}$

Το  $x''_5$  απεικονίζεται στο  $b_{5,0}$

Κάθε υπο-ροή από τον αποπολυπλέκτη υφίσταται επεξεργασία από ξεχωριστό διεμπλοκέα bit (bit interleaver). Μπορούν, επομένως, να υπάρχουν μέχρι και έξι διεμπλοκείς, ανάλογα με το  $v$ , ενώ συμβολίζονται  $I_0$  έως  $I_5$ . Οι  $I_0$  και  $I_1$  χρησιμοποιούνται στην QPSK, η 16-QAM (ιεραρχική και μη) χρησιμοποιεί τους  $I_0$  μέχρι και  $I_3$ , ενώ η 64-QAM (ιεραρχική και μη) χρησιμοποιεί τους  $I_0$  έως  $I_5$ .

Η διεμπλοκή ανά bit εκτελείται μόνο στα χρήσιμα δεδομένα. Το μέγεθος μπλοκ είναι το ίδιο για κάθε διεμπλοκέα, αλλά η ακολουθία είναι διαφορετική σε κάθε περίπτωση. Το μέγεθος μπλοκ στην περίπτωση αυτή είναι 126 bits. Η διαδικασία διεμπλοκής συνεπώς επαναλαμβάνεται ακριβώς δώδεκα φορές ανά σύμβολο OFDM των χρήσιμων δεδομένων στην διαμόρφωση λειτουργίας 2K και σαράντα οκτώ φορές ανά σύμβολο στη λειτουργία 8K.

Για κάθε διεμπλοκέα bit, το διάνυσμα εισόδου (input bit vector) ορίζεται ως εξής:

$$B(e) = (b_{e,0}, b_{e,1}, b_{e,2}, \dots, b_{e,125})$$

Με το  $e$  να παίρνει τιμές από 0 έως  $v-1$ .

Αντιστοίχως, το διάνυσμα εξόδου (interleaved output vector) φαίνεται παρακάτω:

$$A(e) = (a_{e,0}, a_{e,1}, a_{e,2}, \dots, a_{e,125})$$

Όπου:

- $a_{e,w} = b_{e,H_e(w)}$ , με  $w = 0, 1, 2, \dots, 125$
- $H_e(w)$  είναι μια συνάρτηση μετάθεσης, διαφορετική για κάθε διεμπλοκέα.

Η συνάρτηση  $H_e(w)$  ορίζεται ως εξής για τον κάθε διεμπλοκέα:

$$\begin{aligned} I_0: H_0(w) &= w \\ I_1: H_1(w) &= (w + 63) \bmod 126 \\ I_2: H_2(w) &= (w + 105) \bmod 126 \\ I_3: H_3(w) &= (w + 42) \bmod 126 \\ I_4: H_4(w) &= (w + 21) \bmod 126 \\ I_5: H_5(w) &= (w + 84) \bmod 126 \end{aligned}$$

Οι έξοδοι των  $v$  bit διεμπλοκέων ομαδοποιούνται για να σχηματίσουν σύμβολα ψηφιακών δεδομένων, έτσι ώστε κάθε σύμβολο  $v$  bits να αποτελείται από ακριβώς ένα bit από κάθε έναν εκ των  $v$  διεμπλοκέων. Ως εκ τούτου, η έξοδος από τον δυαδικό διεμπλοκέα είναι μια λέξη  $v$  bit, έστω  $y'$ , που έχει ως πλέον σημαντικό bit την έξοδο του  $I_0$ , δηλαδή:

$$y'_w = (a_{0,w}, a_{1,w}, \dots, a_{v-1,w})$$

• **Διεμπλοκή συμβόλων**

Σκοπός της διεμπλοκής συμβόλων είναι η απεικόνιση των  $n$  bit λέξεων σε 1512 (2K λειτουργία) ή 6048 (8K λειτουργία) ενεργά φέροντα ανά σύμβολο OFDM. Ο διεμπλοκέας λειτουργεί σε block των 1512 (λειτουργία 2K) ή 6048 (λειτουργία 8K) συμβόλων.

Επομένως, κατά τη λειτουργία 2k, 12 ομάδες των 126 λέξεων πληροφορίας από τη διεμπλοκή ανά bit διαβάζονται ακολουθιακά, δημιουργώντας ένα διάνυσμα  $Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, \dots, y'_{1511})$ . Ομοίως, στη λειτουργία 8k, δημιουργείται ένα διάνυσμα  $Y' = (y'_0, y'_1, y'_2, \dots, y'_{6047})$  από 48 ομάδες των 126 λέξεων.

Το διάνυσμα που προκύπτει μετά τη διαδικασία της διεμπλοκής ορίζεται ως εξής:

$$Y = (y_0, y_1, y_2, \dots, y_{N_{\max}-1})$$

$$y_{H(q)} = y'_q \text{ για κάθε άρτιο σύμβολο } q = 0, \dots, N_{\max}-1$$

$$y_q = y'_{H(q)} \text{ για κάθε περιττό σύμβολο for } q = 0, \dots, N_{\max}-1$$

όπου  $N_{\max} = 1512$  στη λειτουργία 2K και  $N_{\max} = 6048$  στη λειτουργία 8K.

Η συνάρτηση μετάθεσης  $H(q)$  ορίζεται παρακάτω.

Μία δυαδική λέξη  $R'_i$  των  $N_r-1$  bit, με  $N_r = \log_2 M_{\max}$ , όπου  $M_{\max} = 2048$  (2K λειτουργία) ή 8192 (8K λειτουργία), λαμβάνει τιμές σύμφωνα με τα ακόλουθα:

$$i = 0,1: \quad R'_i [N_r-2, N_r-3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 0$$

$$i = 2: \quad R'_i [N_r-2, N_r-3, \dots, 1, 0] = 0, 0, \dots, 0, 1$$

$$2 < i < M_{\max}: \{ R'_i [N_r-3, N_r-4, \dots, 1, 0] = R'_{i-1} [N_r-2, N_r-3, \dots, 2, 1];$$

Σε λειτουργία 2K:  $R'_i [9] = R'_{i-1} [0] \oplus R'_{i-1} [3]$

Σε λειτουργία 8K:  $R'_i [11] = R'_{i-1} [0] \oplus R'_{i-1} [1] \oplus R'_{i-1} [4] \oplus R'_{i-1} [6] \}$

Σημειώνεται εδώ ότι ένα διάνυσμα  $R_i$  προκύπτει από το διάνυσμα  $R'_i$  με βάση τις μεταθέσεις bit όπως δίνονται στους κατωτέρω πίνακες:

Λειτουργία 2K

$R'_i$ bit positions	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
$R_i$ bit positions	0	7	5	1	8	2	6	9	3	4

Σχήμα 4.36 - Μετάθεση bit για λειτουργία 2K

Λειτουργία 8K

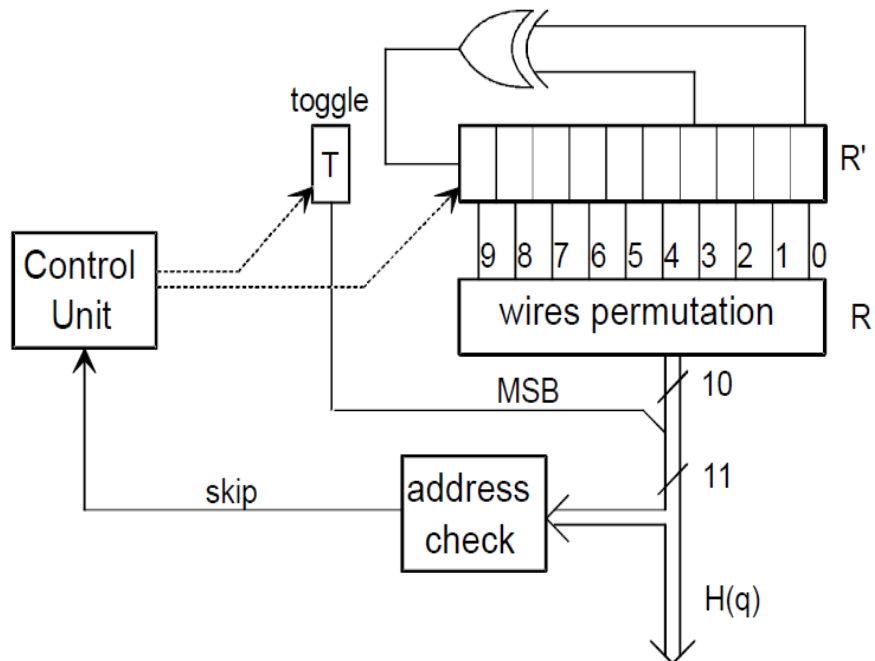
$R'_i$ bit positions	11	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0
$R_i$ bit positions	5	11	3	0	10	8	6	9	2	4	1	7

Σχήμα 4.37 - Μετάθεση bit για λειτουργία 8K

Στη συνέχεια, η συνάρτηση  $H(q)$  ορίζεται από τον ακόλουθο αλγόριθμο:

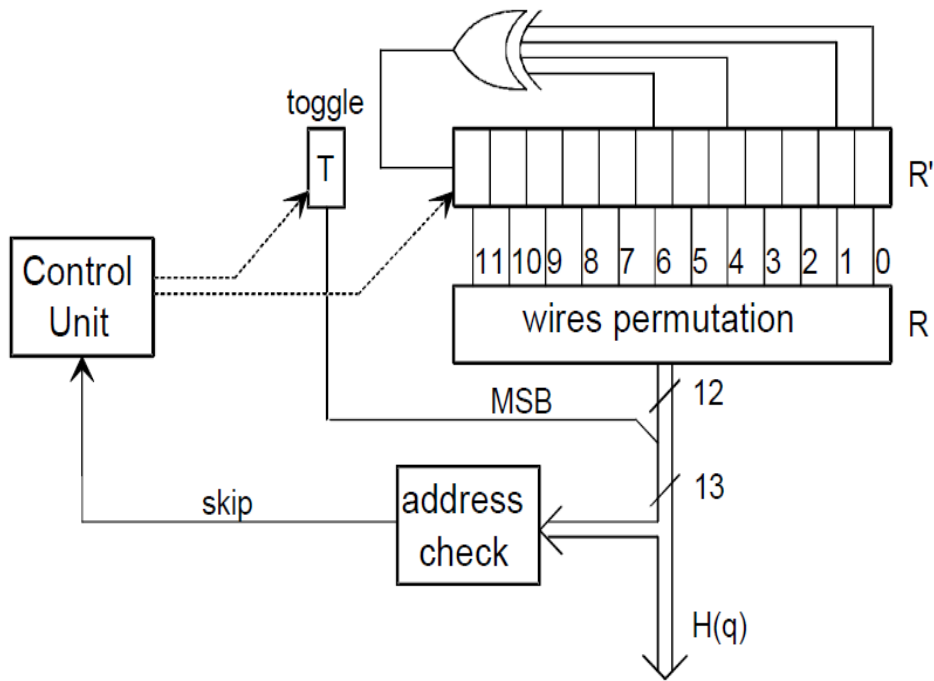
$$\begin{aligned}
 & q = 0; \\
 & \text{for } (i = 0; i < M_{max}; i = i + 1) \\
 & \{ H(q) = (i \bmod 2) \cdot 2^{N_r-1} + \sum_{j=0}^{N_r-2} R_i(j) \cdot 2^j; \\
 & \text{if } (H(q) < N_{max}) \text{ } q = q + 1; \}
 \end{aligned}$$

Ενώ στα επόμενα σχήματα φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα παραγωγής συνάρτησης μετάθεσης για τις δυο λειτουργίες.



Σχήμα 4.38 - Σχηματικό διάγραμμα παραγωγής συνάρτησης μετάθεσης για λειτουργία 8K





Σχήμα 4.39 - Σχηματικό διάγραμμα παραγωγής συνάρτησης μετάθεσης για λειτουργία 2K2

Σε απόλυτη αντιστοιχία με το  $y'$ , το  $y$  δημιουργείται από  $v$  bits:

$$y_{q'} = (y_{0,q'}, y_{1,q'}, \dots, y_{v-1,q'})$$

όπου  $q'$  είναι ο αύξων αριθμός συμβόλου στην έξοδο του διεμπλοκέα συμβόλου. Αυτές οι τιμές χρησιμοποιούνται στη συνέχεια για την απεικόνιση και τη διαμόρφωση.

### Αστερισμοί σήματος και απεικόνιση

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, το σύστημα DVB-T χρησιμοποιεί διαμόρφωση OFDM για τη μετάδοση. Όλα τα φέροντα πληροφορίας (data carriers) ενός πλαισίου OFDM διαμορφώνονται με τη βοήθεια των αστερισμών (constellations) των διαμορφώσεων: QPSK, 16-QAM (ιεραρχική ή μη) και 64-QAM (ιεραρχική ή μη).

Οι ακριβείς αναλογίες των αστερισμών εξαρτώνται από μια παράμετρο  $\alpha$ , η οποία μπορεί να λάβει τις τιμές 1, 2 ή 4 και αποτελεί την ελάχιστη απόσταση που χωρίζει δύο σημεία ενός αστερισμού, τα οποία μεταφέρουν διαφορετικές τιμές HP-bit διαιρούμενες με την ελάχιστη απόσταση που χωρίζει οποιαδήποτε δύο σημεία του αστερισμού.

Οι ακριβείς τιμές των σημείων του αστερισμού είναι μιγαδικοί αριθμοί  $z \in \{n + j m\}$ , με τις τιμές των  $n$ ,  $m$  να δίνονται παρακάτω για τους διάφορους αστερισμούς:

QPSK

$$n \in \{-1, 1\}, m \in \{-1, 1\}$$

16-QAM (ιεραρχική και μη ιεραρχική με  $\alpha = 1$ )

$$n \in \{-3, -1, 1, 3\}, m \in \{-3, -1, 1, 3\}$$

ιεραρχική 16-QAM με  $\alpha = 2$

$$n \in \{-4, -2, 2, 4\}, m \in \{-4, -2, 2, 4\}$$

ιεραρχική 16-QAM με  $\alpha = 4$

$$n \in \{-6, -4, 4, 6\}, m \in \{-6, -4, 4, 6\}$$

64-QAM (ιεραρχική και μη ιεραρχική με  $\alpha = 1$ )

$$n \in \{-7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7\}, m \in \{-7, -5, -3, -1, 1, 3, 5, 7\}$$

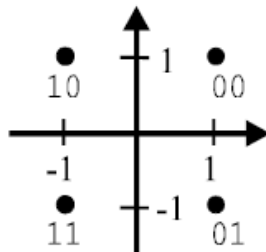
ιεραρχική 64-QAM με  $\alpha = 2$

$$n \in \{-8, -6, -4, -2, 2, 4, 6, 8\}, m \in \{-8, -6, -4, -2, 2, 4, 6, 8\}$$

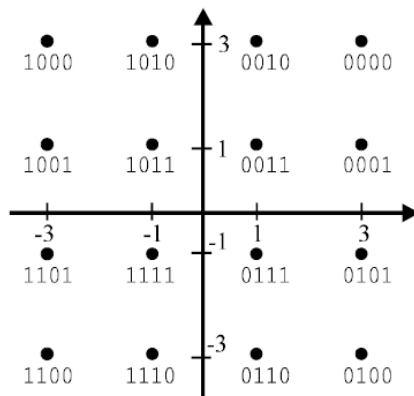
ιεραρχική 64-QAM με  $\alpha = 4$

$$n \in \{-10, -8, -6, -4, 4, 6, 8, 10\}, m \in \{-10, -8, -6, -4, 4, 6, 8, 10\}$$

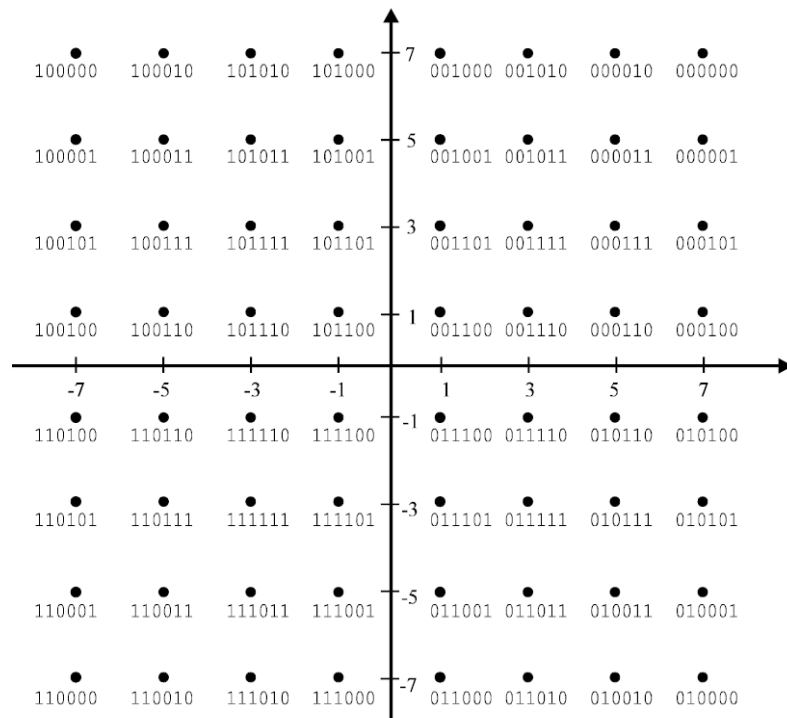
Παρακάτω φαίνονται σχηματικά οι αστερισμοί καθεμίας εκ των ανωτέρω διαμορφώσεων:



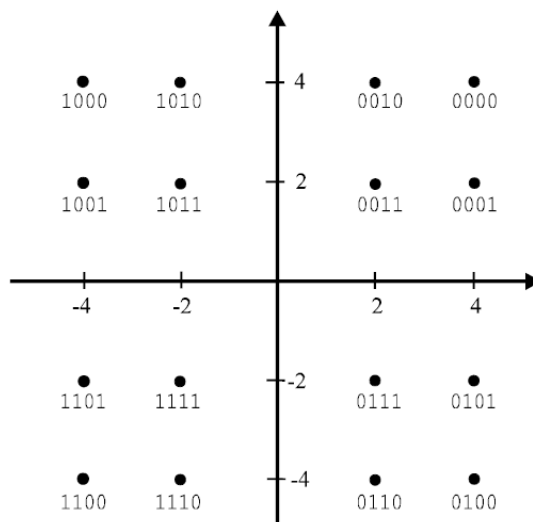
Σχήμα 4.40 - Αστερισμός QPSK



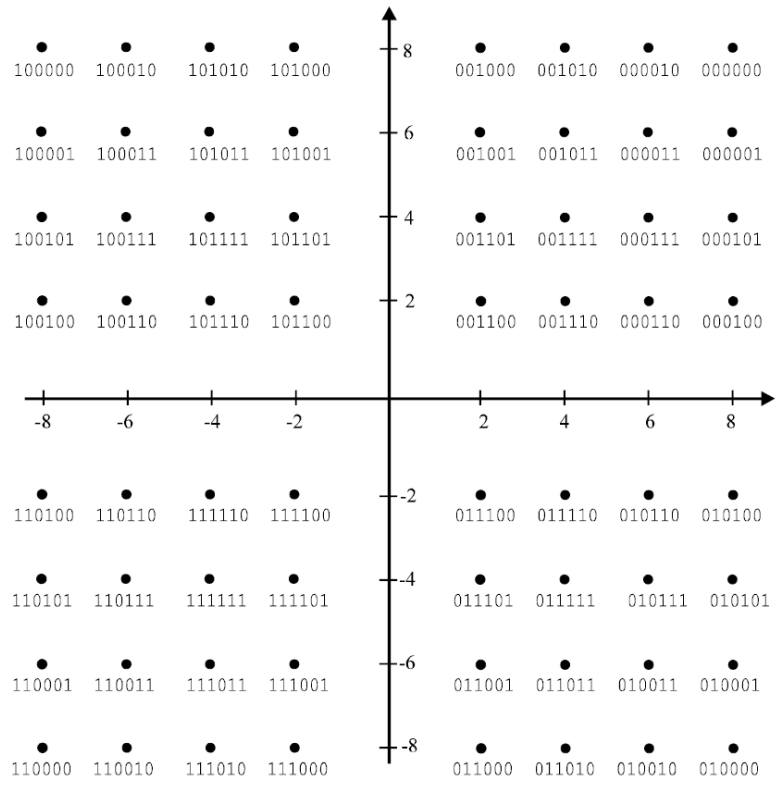
Σχήμα 4.41 - Αστερισμός 16-QAM (ιεραρχικής και μη με  $\alpha=1$ )



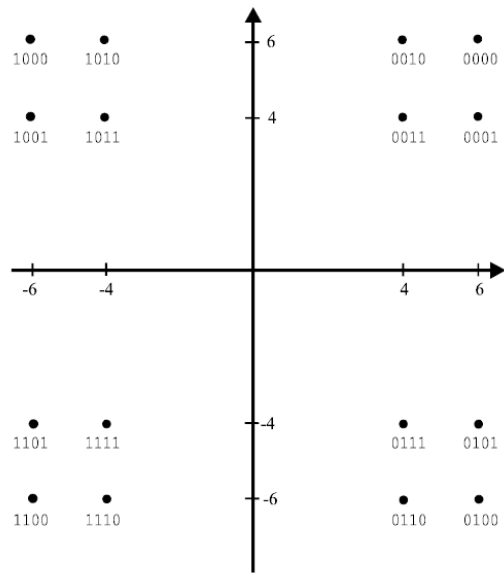
Σχήμα 4.42 - Αστερισμός 64-QAM (ιεραρχικής και μη με  $\alpha=1$ )



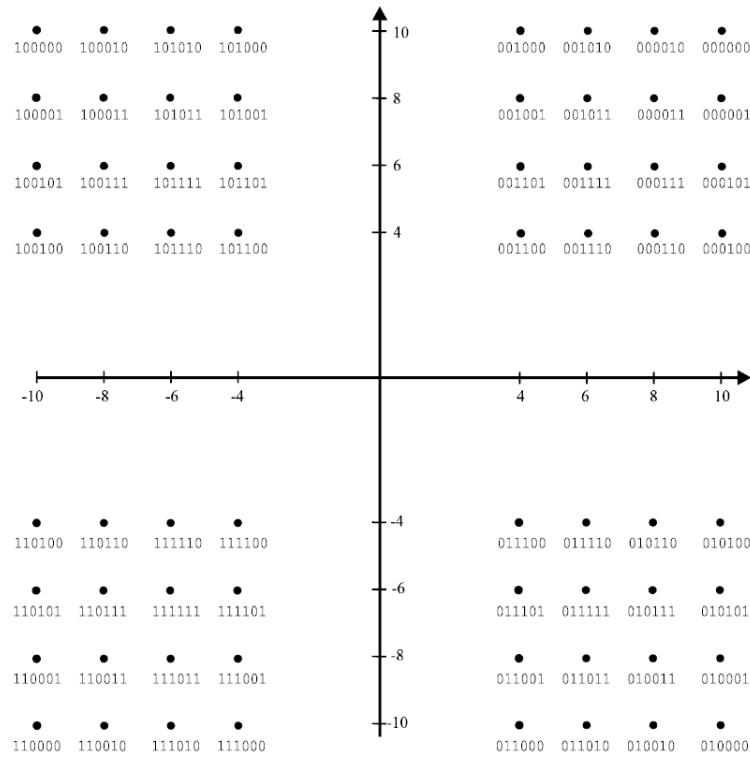
Σχήμα 4.43 - Αστερισμός 16-QAM με  $\alpha=2$



Σχήμα 4.44 - Αστερισμός 64-QAM με  $\alpha=2$



Σχήμα 4.45 - Αστερισμός 16-QAM με  $\alpha=4$

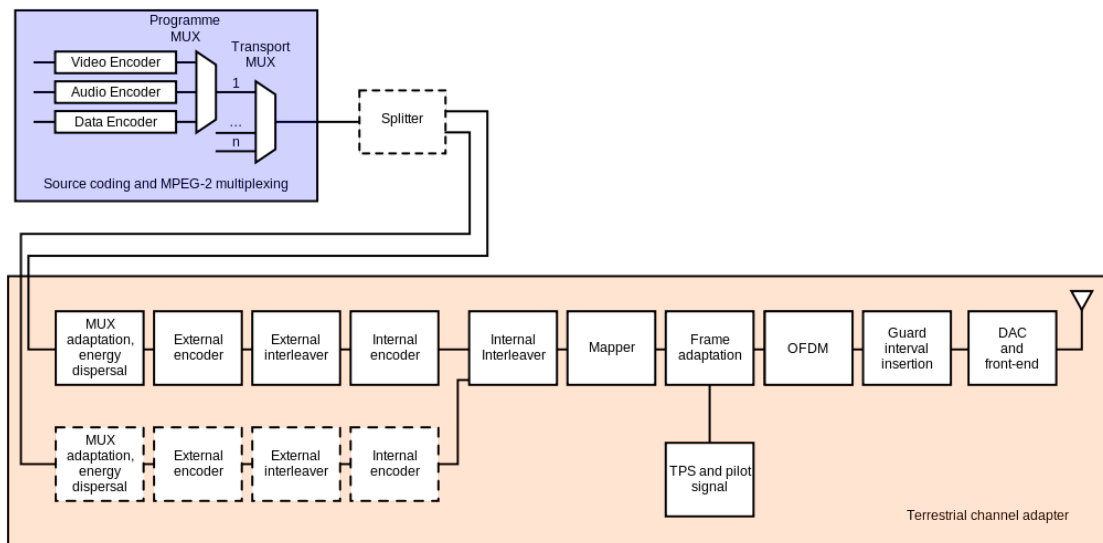


Σχήμα 4.46 - Αστερισμός 64-QAM με  $\alpha=4$

Εδώ αξίζει να τονιστεί μια βασική διαφορά μεταξύ ιεραρχικής και μη ιεραρχικής διαμόρφωσης: Στην πρώτη περίπτωση, όλα τα bits που αποτελούν ένα σύμβολο είναι ισότιμα και συμβουρούν μία και μοναδική ροή πληροφορίας. Αντίθετα, στην περίπτωση ιεραρχικής διαμόρφωσης 16-QAM, τα δύο πρώτα bits αποτελούν τα bits υψηλής προτεραιότητας (HP-bits), ενώ τα υπόλοιπα δύο είναι τα bits χαμηλής προτεραιότητας (LP-bits). Αντίστοιχα, στην ιεραρχική 64-QAM διαμόρφωση τα πρώτα δύο bit είναι HP, ενώ τα υπόλοιπα τέσσερα είναι LP.

#### 4.2.5. Πομπός DVB-T

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ένας πομπός DVB-T.



Σχήμα 4.47 - Πομπός DVB-T

Ο δέκτης αυτός αποτελείται από τα παρακάτω τμήματα:

**Πολυπλέκτης MPEG:** Τα σήματα εικόνας, ήχου και δεδομένων πολυπλέκονται σε προγράμματα MPEG. Πολλά προγράμματα MPEG ενώνονται σε μια ροή (stream) μεταφοράς. Ο ρυθμός μετάδοσης διαφέρει και εξαρτάται από τις παραμέτρους κωδικοποίησης και διαμόρφωσης. Ξεκινάει από 5Mbit/s και μπορεί να φτάσει μέχρι και 32Mbit/s.

**Διαχωριστής:** Με τη βοήθεια του διαχωριστή μπορούμε να πετύχουμε την ιεραρχική μετάδοση, κατά την οποία μεταδίδονται δύο διαφορετικά προγράμματα ταυτόχρονα. Αυτό μας επιτρέπει να μεταδίδεται παράλληλα το πρόγραμμα σε απλή ανάλυση (SDTV) αλλά και σε υψηλή ανάλυση (HDTV) στο ίδιο φέρον. Όταν τα δύο αυτά σήματα φτάσουν στον δέκτη, αυτός ανάλογα με την ποιότητα των σημάτων, αποφασίζει αν θα αποκωδικοποιήσει το σήμα απλής ή υψηλής ανάλυσης.

**Προσαρμογή πολυπλεξίας και διασπορά ενέργειας:** Η μεταφορά των σημάτων MPEG αναγνωρίζεται ως μία αλληλουχία πακέτων δεδομένων σταθερού μήκους 188 bytes. Με τη διαδικασία διασποράς της ενέργειας, αποσυσχετίζονται οι αλληλουχίες αυτές.

**Εξωτερικός κωδικοποιητής:** Στο στάδιο αυτό εφαρμόζεται μία πρώτη διόρθωση λαθών, με τη χρήση κώδικα Reed-Solomon, με τη βοήθεια της οποίας μπορούν να διορθωθούν μέχρι και 8 bytes σε κάθε πακέτο των 188 bytes.

**Εξωτερικός παρεμβολέας:** Η ακολουθία των μεταδιδόμενων πακέτων αλλάζει χρησιμοποιώντας συνελκτική παρεμβολή, έτσι ώστε να γίνει πιο ανθεκτική στα σφάλματα.

**Εσωτερικός κωδικοποιητής:** Εφαρμόζεται ένα δεύτερο επίπεδο διόρθωσης σφαλμάτων, χρησιμοποιώντας μία ακόμα συνελκτική διαδικασία. Υπάρχουν 5 διαφορετικοί ρυθμοί κωδικοποίησης: 1/2, 2/3, 3/4, 5/6 και 7/8.

**Εσωτερικός παρεμβολέας:** Όπως και στον εξωτερικό παρεμβολέα, έτσι και εδώ υπάρχει αναδιάταξη της ακολουθίας των δεδομένων με σκοπό τη μείωση της επίπτωσης των απότομων συνεχών σφαλμάτων (burst errors??). Εδώ χρησιμοποιείται υπάρχουν δύο διαφορετικές παρεμβολές, μία που εφαρμόζεται στα bits ξεχωριστά και μία που εφαρμόζεται σε ομάδες από bits.

**Mapper:** Η αλληλουχία των bits χαρτογραφείται σε μιγαδικά σύμβολα. Υπάρχουν 3 είδη διαμόρφωσης: QPSK, 16-QAM και 64-QAM.

**Προσαρμογέας πλαισίου:** Τα μιγαδικά σύμβολα χωρίζονται σε ομάδες σταθερού μεγέθους (1512, 3024, ή 6048 σύμβολα ανά ομάδα). Δημιουργείται ένα πλαίσιο που αποτελείται από 68 ομάδες. 4 από αυτά τα πλαίσια αποτελούν ένα “υπερπλαίσιο”.

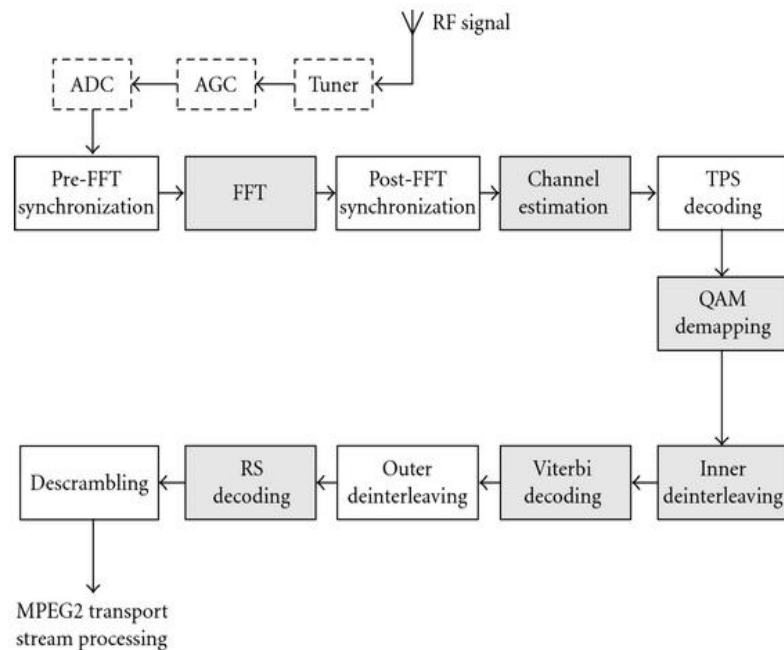
**Πιλότοι και σήματα TPS:** Για να γίνει πιο απλή η λήψη του σήματος, προστίθενται επιπλέον σήματα σε κάθε ομάδα. Τα σήματα πιλότοι χρησιμοποιούνται στη φάση του συγχρονισμού, ενώ τα σήματα TPS (Transmission Parameters Signalling) βοηθούν στην αναγνώριση των παραμέτρων μετάδοσης. Ο δέκτης πρέπει να μπορεί να συγχρονιστεί και να αποκωδικοποιήσει το σήμα για να αποκτήσει πρόσβαση στα σήματα TPS. Για αυτόν τον λόγο, πρέπει αυτές οι πληροφορίες να είναι γνωστές από πριν, καθώς επίσης οι πληροφορίες των σημάτων TPS να χρησιμοποιηθούν μόνο σε συγκεκριμένες περιπτώσεις, όπως αλλαγές των παραμέτρων ή επανασυγχρονισμού.

**Διαμόρφωση OFDM:** Οι ομάδες που έχουν δημιουργηθεί στα προηγούμενα στάδια διαμορφώνονται κατά OFDM χρησιμοποιώντας 1705 (2k) ή 6817 (8k) φέροντα.

**Προσθήκη διαστήματος προστασίας:** Ένα στάδιο απαραίτητο για τη μείωση της πολυπλοκότητας του δέκτη. Όλες οι ομάδες διαμορφωμένες κατά OFDM, επεκτείνονται, με αντιγραφή του πρώτου μέρους τους στο τέλος τους. Το διάστημα προστασίας μπορεί να είναι 1/32, 1/16, 1/8, ή 1/4 του αρχικού μεγέθους. Η χρήση της επανάληψης αυτής είναι απαραίτητη στα δίκτυα μίας συχνότητας, στα οποία μπορεί να υπάρχει παρεμβολή από διαφορετικές τοποθεσίες που μεταδίδουν το ίδιο πρόγραμμα στην ίδια συχνότητα φέροντος.

**Μετατροπές ψηφιακού σε αναλογικό σήμα και RF front-end:** Στο τελευταίο στάδιο, το ψηφιακό σήμα μετατρέπεται σε αναλογικό και διαμορφώνεται στις ραδιοσυχνότητες.

#### 4.2.6. Δέκτης DVB-T



Σχήμα 4.48 - Δέκτης DVB-T

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα ενός δέκτη DVB-T. Η λειτουργία του είναι η αντίστροφη του πομπού. Το σήμα εισέρχεται στον δέκτη μέσω της κεραίας. Αρχικά μειώνεται η συχνότητα του σήματος για να μπορεί να επεξεργαστεί με μεγαλύτερη ευκολία από το υπόλοιπο κύκλωμα. Στη συνέχεια γίνεται μια πρώτη ενίσχυση του σήματος και μετατρέπεται από αναλογικό σε ψηφιακό. Μετά από την πρώτη αυτή επεξεργασία, ο σκοπός του υπόλοιπου κυκλώματος είναι το ψηφιοποιημένο σήμα, το οποίο αποτελείται από μιγαδικά δείγματα να φτάσει στην έξοδο ως ένα αποκωδικοποιημένο σήμα MPEG.

Το πρώτο στάδιο απαιτείται για να βρεθεί ο ρυθμός των κωδικοποιημένων OFDM συμβόλων, το μήκος το μετασχηματισμού Fourier και τον αριθμό των bits που επαναλαμβάνονται στο τέλος. Οι δύο τελευταίες παράμετροι καθορίζονται από από τον πομπό και είναι αυτές στις οποίες βασίζεται ο συγχρονισμός πριν τον μετασχηματισμό Fourier. Στο στάδιο αυτό γίνεται ένας πρώτος υπολογισμός της διαφοράς συχνότητας φέροντος μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Η εκτίμηση αυτή αφορά το κλασματικό μέρος της, ως προς το χρόνο, και ως εκ τούτου παραμένει μόνο η ακέραιη διαφορά στη συχνότητα.



Τα σύμβολα αυτά μετασχηματίζονται κατά Fourier, ο οποίος λειτουργεί ως προσαρμοσμένο φίλτρο για το σήμα OFDM.

Στη συνέχεια, στο συγχρονισμό μετά τον μετασχηματισμό Fourier γίνεται η εκτίμηση και του ακέραιου μέρους της διαφοράς συχνότητας καθώς και η διαφορά στη συχνότητα δειγματοληψίας, αυτή τη φορά όμως ως προς τη συχνότητα. Για να αποφευχθούν οι παρεμβολές φέροντος μετατρέπεται το φάσμα της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου. Αφού υπολογισθούν οι διαφορές στις συχνότητες φέροντος και δειγματοληψίας, ο συγχρονισμός πριν το μετασχηματισμό απενεργοποιείται, ενώ μετά το συγχρονισμό αλλάζει σε λειτουργία παρακολούθησης. Ο λόγος που γίνεται αυτή η μετατροπή είναι η αστάθεια του ταλαντωτή στον δέκτη, η οποία θα είχε ως αποτέλεσμα να αλλάζουν οι διαφορές φάσης κατά τη διάρκεια της λήψης δεδομένων.

Μετά το μετασχηματισμό Fourier, αντιμετωπίζεται η δυσλειτουργία του καναλιού μετάδοσης με τη βοήθεια του εξισορροπητή, που λειτουργεί σύμφωνα με τη σχέση

$$X_{l,k} = \frac{Y_{l,k}}{H_{l,k}}$$

Στους περισσότερους δέκτες DVB-T οι θέσεις των πιλότων καθορίζονται μετά την κωδικοποίηση των TPS bits, τα οποία παρέχουν πληροφορίες και για άλλες παραμέτρους οι οποίες απαιτούνται για την αποκωδικοποίηση του σήματος. Τα TPS bits είναι οργανωμένα σε μπλοκ των 68 bits, κάθε ένα από τα οποία μεταδίδεται σε διάφορα υποφέροντα εντός ενός συμβόλου OFDM. Η κωδικοποίησή τους γίνεται με DBPSK στη ζώνη του χρόνου. Αυτό επιτρέπει την ανάκτηση των χαμένων bits χωρίς την εξισορρόπηση καναλιού.

Με την κωδικοποίηση των σημάτων TPS γίνονται διαθέσιμοι οι παράμετροι αστερισμών για την αποκωδικοποίηση του Gray-mapping από τον δέκτη. Ο demapper μετατρέπει τα σύμβολα QAM σε δυαδικές λέξεις μεγέθους  $v$  bits, όπου το  $v$  ισούται με 2 για QPSK, 4 για 16-QAM και 6 για 64-QAM. Η διαδικασία αυτή βοηθάει τον αποκωδικοποιητή Viterbi να παίρνει πιο εύκολα αποφάσεις και του δίνει τη δυνατότητα διόρθωσης σφαλμάτων και σωστής ερμηνείας των αβέβαιων bits.

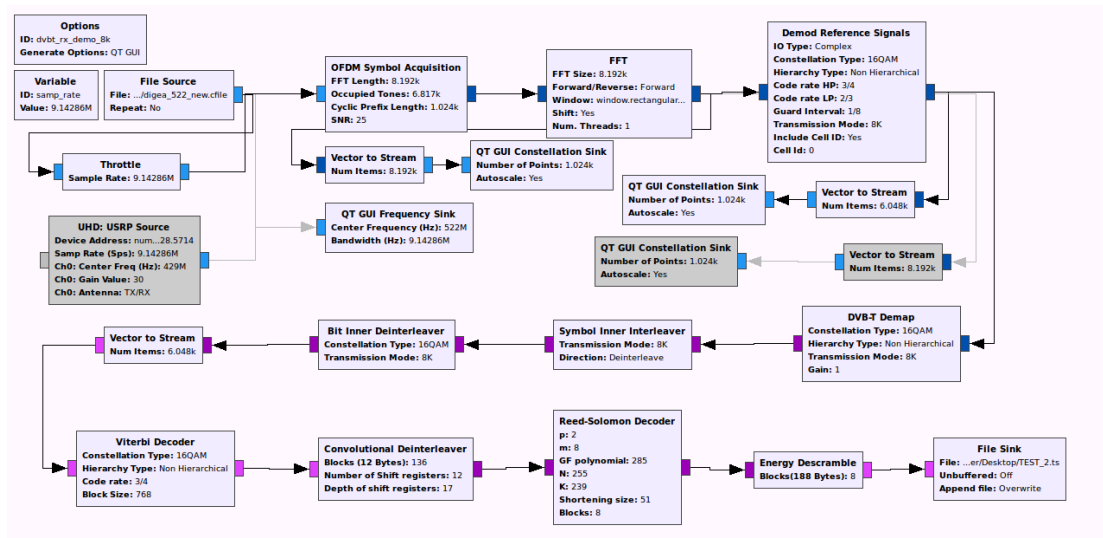
Στη συνέχεια πρέπει να διαχωριστούν τα bits που έχουν προστεθεί για τη διόρθωση πιθανών σφαλμάτων πριν γίνει η αποκωδικοποίηση Viterbi. Για να γίνει αυτό, δεν αρκεί να εκτελεστεί αυτή η διαδικασία με τη χρήση λογισμικού, καθώς θα απαιτούσε πολύ χρόνο και πόρους του συστήματος. Ίδανικά γίνεται με βαθμωτό επεξεργαστή ή με τη χρήση επιταχυντή υλικού. Όταν απομείνουν μόνο τα bits που περιέχουν τις πληροφορίες του σήματος, αναλαμβάνει ο αποκωδικοποιητής Viterbi να τις αντλήσει από αυτό.

Ακολουθεί μετά ένας επιπλέον διαχωρισμός που ξεχωρίζει bits πληροφορίας από bits που χρησιμοποιούνται για διόρθωση σφαλμάτων μετά την

αποκωδικοποίηση Viterbi. Μετά από τον δεύτερο διαχωρισμό ακολουθεί αποκωδικοποίηση κατά Reed-Solomon και μετατροπή του σήματος έτσι ώστε να μπορεί να διαβαστεί στην έξοδο και να παραχθούν η εικόνα και ο ήχος.

#### 4.2.7. Υλοποίηση δέκτη DVB-T με GNU Radio

Στο παρακάτω σχηματικό διάγραμμα φαίνεται η υλοποίηση του δέκτη DVB-T με τη χρήση του GNU Radio:



Σχήμα 4.49 - Υλοποίηση δέκτη DVB-T με χρήση GNU Radio

Με τη βοήθειά του έγινε αποκωδικοποίηση ενός σήματος, το οποίο είχε ληφθεί με έναν δέκτη USRP B210. Συγκεκριμένα, το σήμα είχε τις εξής παραμέτρους διαμόρφωσης:

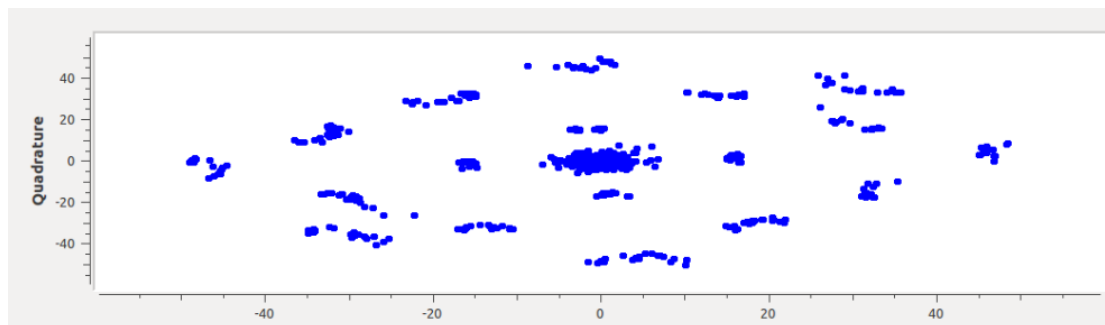
Frequency	Bandwidth	Fec_hi	Fec_low	Modulation	Mode(tm)	Guard
522 MHz	8 MHz	3/4	NONE	QAM 16	8k	1/8

Ο τρόπος λειτουργίας είναι ακριβώς ο ίδιος με τον δέκτη DVB-T που αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Αρχικά έγινε η λήψη του σήματος με ρυθμό δειγματοληψίας  $9,14286\text{MHz}$ . Στο πρώτο στάδιο γίνεται η λήψη των συμβόλων OFDM και ο υπολογισμός του FFT. Ο μετασχηματισμός Fourier αποτελείται από  $8192\text{ bits}$ . Από αυτά, τα  $6817$  είναι τα bits πληροφορίας. Το πλήθος των bits που επαναλαμβάνονται ισούται με τον συνολικό αριθμό τους πολλαπλασιασμένο με το guard interval. Στην περίπτωση του σήματός μας είναι  $\frac{1}{4}$ .

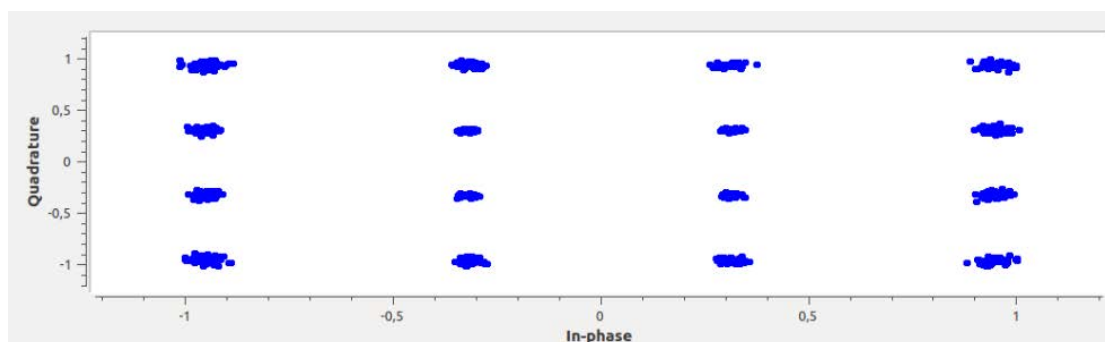
Μετά τον μετασχηματισμό Fourier, πρέπει να αποδιαμορφωθούν τα σήματα αναφοράς (πιλότοι). Για να επιτευχθεί αυτό, βάζουμε τις παραμέτρους

διαμόρφωσης στο μπλοκ “Demod Reference Signals”. Επειδή δεν έχουμε καμία τιμή στην παράμετρο `Fec_low`, κάτι που δηλώνεται στο “Hierarchy Type”, η τιμή της παραμέτρου “Code rate LP” δεν επηρεάζει καθόλου το αποτέλεσμα.

Στη συνέχεια ξεκινάει η αποδιαμόρφωση του κυρίως σήματος. Αρχικά τοποθετούνται τα σύμβολα στο κατάλληλο σημείο του πλέγματος, το οποίο αποτελείται από 16 σημεία (4x4) για το QAM16. Η διαδικασία αυτή ακολουθεί την τεχνική του Gray Mapping για να αποφασίσει σε ποιο σημείο θα αντιστοιχιστεί το κάθε σύμβολο. Αν και δεν υπάρχει απόλυτη ακρίβεια, η αντιστοίχιση είναι ξεκάθαρη, όπως μπορούμε να δούμε και στις παρακάτω εικόνες. Στο πρώτο σχήμα (Σχήμα 4.50) φαίνεται η τοποθέτησή τους πριν τη χρήση των σημάτων αναφοράς, ενώ στη δεύτερη χρησιμοποιούνται για να σταματήσει η στροφή και να τοποθετηθούν το κάθε ένα στο σημείο που αντιστοιχούν:



Σχήμα 4.50 - Τοποθέτηση των συμβόλων πριν τη χρήση των σημάτων αναφοράς

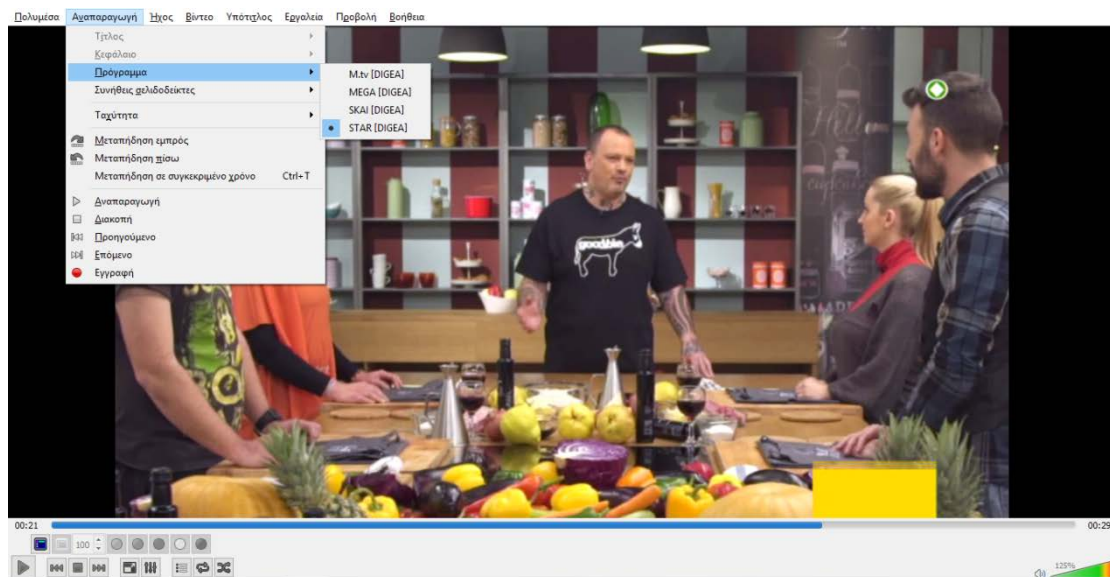


Σχήμα 4.51 - Τοποθέτηση των συμβόλων μετά τη χρήση των σημάτων αναφοράς

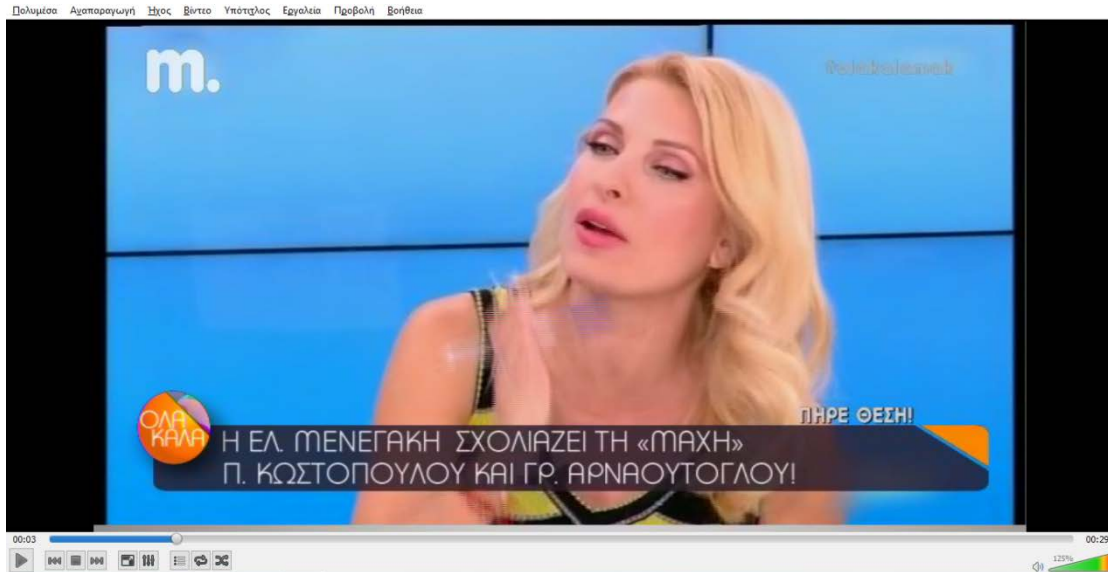
Τα δύο επόμενα βήματα έχουν ως στόχο να διαχωριστούν τα bits που έχουν προστεθεί για τη διόρθωση σφαλμάτων από τα χρήσιμα bits πληροφορίας. Αφού γίνει ο διαχωρισμός αυτός, ακολουθεί το σημαντικότερο βήμα όλης της διαδικασίας, το οποίο είναι και το απαιτητικότερο, από πλευράς επεξεργαστικής ισχύος. Η αποκωδικοποίηση Viterbi είναι το στάδιο στο οποίο το λαμβανόμενο σήμα αποκωδικοποιείται και δίνει ως αποτέλεσμα το σήμα που θέλουμε να εξαχθεί τελικά.

Μετά από την αποκωδικοποίηση, έχουμε τον δεύτερο διαχωρισμό, ο οποίος γίνεται συνελκτικά με τον “Convolutional Deinterleaver”. Στο τέλος έχουμε μία ακόμα αποκωδικοποίηση, αυτή τη φορά κατά Reed-Solomon, η οποία αποσκοπεί επίσης στην διόρθωση σφαλμάτων. Στο τέλος, κάθε byte ξεχωρίζεται από τα υπόλοιπα και τοποθετούνται στην κατάλληλη σειρά για να οδηγηθούν στην έξοδο.

Οι απαιτήσεις του συστήματος για λήψη και επεξεργασία του σήματος σε πραγματικό χρόνο, είναι πολύ μεγάλες. Για αυτόν τον λόγο το αποτέλεσμα της αποδιαμόρφωσης-αποκωδικοποίησης (τελικό bitstream) αποθηκεύεται σε αρχείο Transport Stream (TS), το οποίο ανοίγει με το κατάλληλο πρόγραμμα (π.χ. VLC Player) με τη χρήση του οποίου μπορούμε να δούμε όχι μόνο το τηλεοπτικό πρόγραμμα, αλλά και όλες τις άλλες πληροφορίες που μας δίνει το σήμα που έχει ληφθεί. Συγκεκριμένα με τη λήψη ενός μόνο ψηφιακού σήματος DIGEA, μπορούμε να παρακολουθήσουμε τέσσερα διαφορετικά κανάλια, καθώς και να πάρουμε πληροφορίες για το τρέχον αλλά και το μελλοντικό πρόγραμμά τους μέσω του ηλεκτρονικού οδηγού προγράμματος (EPG).



Σχήμα 4.52 - Στιγμιότυπο από το πρόγραμμα του “STAR”



Σχήμα 4.53 - Στιγμιότυπο από του πρόγραμμα του Mtv

▼ EPG MEGA (Πρόγραμμα 500)

2016-02-19 02:15:00: Rescue Me (01:00)	- American drama series produced in 2004-2011. In his daily struggle as the senior firefighter of a New York department, Tommy Gavin also has to pick up the pieces from his recent divorce with his ...
2016-02-19 03:15:00: Bewitched (00:45)	- American comedy series produced in 1964-1972. A witch married to an ordinary man cannot resist using her magic powers to solve the everyday problems her family faces. With Elizabeth Montgo...
2016-02-19 04:00:00: Fantasy Island (01:00)	- American adventure-fantasy series produced in 1977-1984. The tales of visitors to a unique island somewhere in the Pacific Ocean, where people from all walks of life can come and literally fulfil...
2016-02-19 05:00:00: Ambitions (R) (00:45)	- Greek drama series, produced in 2002-2005. The successful fashion magazine 'Rouge' is the focus of the show. It's a place where someone can experience passion, intrigue and even police actio...
2016-02-19 05:45:00: The Secrets of Eden (R) (01:00)	- Greek drama series produced in 2008-2011. Six teenagers meet at summer camp. Now, 15 years later, they have developed amongst them passionate love affairs, deep friendship and pr...
2016-02-19 06:45:00: Koinonia Ora MEGA (03:15)	- Live current affairs show, including interviews, analysis and debate on the latest home and international news. Presented by Dimitris Kabourakis, Giorgos Oikonomas.Ενήμερωση για την ...
2016-02-19 10:00:00: Kalimeroudia (03:10)	- Every day Doretta wishes us 'Good Morning' together with Yaggeilis Chairissopoulos. Also, Kostas Martakis in his morning version, 'Stallo' Mariella Savvidou and actress Sofia Manolakou. Vicky P...
2016-02-19 13:10:00: Dolce Vita (R) (00:50)	- Greek comedy series produced in 1995. Christina has a daughter, Dorita, who studies in Italy. On her way to visit Dorita, she meets a young man and they spend the night together. The big surpris...
2016-02-19 14:00:00: Noon News (01:00)	- Watch the midday news bulletin with all the latest developments in both national and international current affairs and get informed on time about the most important issues taking place at the m...
2016-02-19 15:00:00: My Dear Neighbors (R) (01:40)	- Greek comedy series produced in 2007-2009. A low class, 'nouveau riche' family, moves next to an upper class family. With Kostas Koklas, Ava Galanopoulou, Christos Simardanis, Rani...
2016-02-19 16:40:00: Cook Like Akis (00:50)	- Our favourite chef presents in his own unique way popular recipes, delicious courses and original creations. Akis welcomes a guest at the studio - a professional chef or a culinary student, who ...

Σχήμα 4.54 - Αναλυτικός οδηγός προγράμματος (EPG) του MEGA

▼ EPG SKAI (Πρόγραμμα 600)

2016-02-19 02:15:00: CSI Las Vegas - Season 13 (R) (00:45)	- Episode: 19. When the CSIs investigate a triple homicide, Russell has to find a way to connect with a 6-year-old girl who was the sole survivor and witness. With Ted Danson, Geor...
2016-02-19 03:00:00: Criminal Minds (R) (00:45)	- American crime series. An elite group of profilers analyze the nation's most dangerous criminal minds in an effort to anticipate their next moves before they strike again. With Thomas Gibs...
2016 02 19 03:45:00: Grey's Anatomy - Season 1 (00:45)	- Episode: 7. Derek and Meredith spend, once again, the night together and try to hide it from everyone. As soon as Dailey realizes what's going on, she asks Meredith to end the affai...
2016-02-19 04:30:00: Man vs Wild (R) (00:45)	- Bear Grylls demonstrates and presents techniques on how to survive in wild and isolated regions around the globe, as he is familiar with extreme situations. In this series he is confronted with ...
2016-02-19 05:15:00: Hot Seat (R) (00:45)	- Giannis Zouganellis returns to our screens to entertain us only like he can do, and to welcome the players in his own unique way. Six contestants have to face the 'hot chair' for a chance to win tho...
2016-02-19 06:00:00: First Page (04:00)	- Daily informative show featuring the most important events on the Greek economy, society and international news. The perfect guide to the day ahead. (PP) Presented by Vasilis Lintzis, Dimitris Oik...
2016-02-19 10:00:00: Now (02:00)	- News magazine presenting all the latest developments in Greece and abroad. Featuring stories on the economy, global recession and the leading topics of the day. Presented by Anna Mpousidoukou.H ε...
2016-02-19 12:00:00: Mismatched (02:00)	- News show that matches... the latest news from society, politics, the world of finance and the international scene, with news about sports, health and technology. Featuring select studio guests a...
2016-02-19 14:00:00: SKAI News (01:00)	- News report with Eva Antonopoulou. All the latest breaking news, provided by SKAI's strong team of journalists. Watch first all the political, financial, international and sports news.Δελτίο ειδήσεων...
2016-02-19 15:00:00: The Wedding Dance (01:45)	- Greek comedy, produced in 1966. As Isasia's and partner's matchmaking office goes bust, Isasia's wife decides to help them out. She starts a campaign by going around the neighbourhood...
2016-02-19 16:45:00: Masterclass (01:05)	- Vaggeilis welcomes us to his kitchen and shares all of his cooking experiences, teaches us the techniques, explains to us all the small and big secrets and provides us with the necessary knowledge ...
2016-02-19 17:50:00: News for the Hearing Impaired (00:10)	- SKAI presents a news bulletin especially designed for people with hearing difficulties. Watch the latest developments in both national and international current affairs and oet in...

Σχήμα 4.55 - Αναλυτικός οδηγός προγράμματος (EPG του SKAI)

## 5. Βιβλιογραφία

1. *Analog Circuits and Signal Processing* - Elettra Venosa, fredric j. harris, Francesco A.N. Palmieri (auth.) - *Software Radio\_Sampling Rate Selection, Design and Synchronization*
2. *Quadrature Signals: Complex, But Not Complicated* – Richard Lyons
3. *Software Radio: A Modern Approach to Rado Engineering* – Jeffrey H. Reed
4. *The Digital Front-End of Software Radio Terminals* - Tim Hentschel, Matthias Henker, and Gerhard Fettweis, Dresden University of Technology
5. *Sample Rate Conversion for Software Radio* - Tim Hentschel, Matthias Henker, and Gerhard Fettweis, Dresden University of Technology
6. *Implementing Software Defined Radio* – Eugene Grayver
7. *Αρχές λειτουργίας Software Defined Radio* – Τζιώλλου Κωνσταντίνα, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
8. *Κατασκευή και μελέτη δέκτη αρχιτεκτονικής software defined radio για υψηλές συχνότητες* – Δημήτριος Κ. Γώγος, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
9. *Software Defined Radio* - Brad Brannon, Analog Devices, Inc.
10. *Ηλεκτρολογία (Τεχνολογικής Κατεύθυνσης: Κύκλος Τεχνολογίας και Παραγωγής)* - Βιβλίο Μαθητή
11. *Digital Television - Satellite, Cable, Terrestrial, IPTV, Mobile TV in the DVB Framework - Third Edition* - Hervé Benoit
12. *Digital Video Broadcasting (DVB) - The International Standard for Digital Television* - Ulrich Reimers
13. *Digital Video and Audio Broadcasting Technology A Practical Engineering Guide Third Edition* – Walter Fischer
14. *Συστήματα DVB-T ιεραρχικής διαμόρφωσης με ενσωμάτωση κυψελών* – Κωνσταντίνου Ι. Αθανασίου, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
15. *Digital Video Broadcasting (DVB); Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television* – ETSI
16. *FSK: Signals and Demodulation* – Bob Watson
17. *Radio Receiver Architectures and Analysis* – Robert Wilson
18. *Propagation Engineering in Wireless Communications* - Ghasemi Abdollah, Abedi Ali, Ghasemi Farshid
19. *Software Defined Radio: Basic Principles and Applications* - José Raúl Machado-Fernández
20. *Open Source Software-Defined Radio: A survey on GNUradio and its applications* – Danilo Valerio
21. *Software-Defined Radio - Basics and Evolution to Cognitive Radio* – Friedrich K. Jondral
22. *Software Defined Radio: Challenges and Opportunities* - Tore Ulversøy
23. *Software-Defined Radio Handbook* - Rodger H. Hosking
24. *The Communications Handbook* – Jerry D.Gibson

25. *Terrestrial DVB (DVB-T): A Broadcast Technology for Stationary Portable and Mobile Use* – Uwe Ladebusch and Claudia A.Liss
26. *Συστήματα επικοινωνίας* – Simon Haykin
27. *Ασύρματες Επικοινωνίες* - Π. Γ. Κωπτής, Π. Μ. Αράπογλου
28. [http://brain.ee.auth.gr/dokuwiki/doku.php?id=software\\_defined\\_radio\\_sdr:software\\_defined\\_radio\\_sdr](http://brain.ee.auth.gr/dokuwiki/doku.php?id=software_defined_radio_sdr:software_defined_radio_sdr)
29. <http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/pm-phase-modulation/what-is-gmsk-gaussian-minimum-shift-keying-tutorial.php>
30. [https://en.wikipedia.org/wiki/FM\\_broadcasting](https://en.wikipedia.org/wiki/FM_broadcasting)
31. [https://en.wikipedia.org/wiki/Frequency\\_modulation](https://en.wikipedia.org/wiki/Frequency_modulation)
32. <https://en.wikipedia.org/wiki/DVB-T>
33. [https://en.wikipedia.org/wiki/Amplitude-shift\\_keying](https://en.wikipedia.org/wiki/Amplitude-shift_keying)
34. [https://en.wikipedia.org/wiki/Phase-shift\\_keying](https://en.wikipedia.org/wiki/Phase-shift_keying)
35. [https://en.wikipedia.org/wiki/Quadrature\\_amplitude\\_modulation](https://en.wikipedia.org/wiki/Quadrature_amplitude_modulation)
36. [https://en.wikipedia.org/wiki/Radio\\_Data\\_System](https://en.wikipedia.org/wiki/Radio_Data_System)
37. [https://en.wikipedia.org/wiki/Cognitive\\_radio](https://en.wikipedia.org/wiki/Cognitive_radio)
38. [https://en.wikipedia.org/wiki/Software-defined\\_radio](https://en.wikipedia.org/wiki/Software-defined_radio)