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

ΑΥΤΟΜΑΤΗ ΑΝΑΓΝΩΡΙΣΗ ΨΗΦΙΑΚΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΣΤΑΥΡΟΥΛΑ Γ.ΒΑΣΣΑΚΗ

ΣΤΥΛΙΑΝΗ Ι. ΚΟΡΡΕ

Επιβλέπων : Φ. ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2006

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

ΑΥΤΟΜΑΤΗ ΑΝΑΓΝΩΡΙΣΗ ΨΗΦΙΑΚΟΥ ΣΗΜΑΤΟΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΣΤΑΥΡΟΥΛΑ Γ.ΒΑΣΣΑΚΗ

ΣΤΥΛΙΑΝΗ Ι. ΚΟΡΡΕ

Επιβλέπων : Φ. ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΥ
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 11η Οκτωβρίου 2006.

.....	.....	.....
Φ. Κωνσταντίνου	Ν. Ουζούνογλου	Χ. Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Καθηγητής Ε.Μ.Π.	Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2006

.....
ΣΤΑΥΡΟΥΛΑ Γ.ΒΑΣΣΑΚΗ
ΣΤΥΛΙΑΝΗ Ι. ΚΟΡΡΕ

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

Copyright © ΣΤΑΥΡΟΥΛΑ Γ.ΒΑΣΣΑΚΗ

Copyright © ΣΤΥΛΙΑΝΗ Ι. ΚΟΡΡΕ

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.

Για την εκπόνηση της παρούσας διπλωματικής εργασίας θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε θερμά κατά κύριο λόγο τον καθηγητή μας, κ. Φ. Κωνσταντίνου , που μας έδωσε την ευκαιρία να ασχοληθούμε με το εν λόγω θέμα και μας βοήθησε να ξεπεράσουμε όποιες δυσκολίες προέκυψαν. Επίσης, πρέπει να τονίσουμε ότι η εργασία αυτή δεν θα είχε έλθει εις πέρας δίχως την αμέριστη συμπαράσταση ,την πολύτιμη συμβολή και τις πάντοτε εύστοχες παρεμβάσεις του διδάκτορα κ. Κ.Μαλιάτσο που μας καθοδήγησε στη μελέτη αυτή.

Κορρέ Στυλιανή

Βασσάκη Σταυρούλα

Οκτώβριος 2006

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

1.1. Εισαγωγή στο Software Radio 9

1.2. Ορισμός του Software Radio.....11

1.3. Ανάπτυξη της τεχνολογίας του Software Radio σε Ευρώπη και Αμερική 14

1.4. Αρχιτεκτονική του Software Radio.....18

1.5. Συνοπτική περιγραφή λειτουργίας των ραδιοσυστημάτων Software Radio και ανάπτυξης της τεχνολογίας τους 27

1.6. Περιορισμοί της τεχνολογίας του Software Radio.....29

1.7. Χαρακτηριστικά και πλεονεκτήματα του Software Radio..... 32

1.8. Απειλές για την τεχνολογία του Software Radio.....37

1.9. Εφαρμογές του Software Radio..... 41

1.10. Συμπεράσματα.....46

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

2.1. Εισαγωγή 49

2.2. Υπάρχουσες έρευνες για την διαδικασία αναγνώρισης ψηφιακού σήματος 52

2.3. Ψηφιακές διαμορφώσεις 55

2.4. Ταξινομητές διαμόρφωσης 65

2.5. Αλγόριθμοι αναγνώρισης που βασίζονται στην πιθανοφάνεια.....70

2.6. Αλγόριθμοι αναγνώρισης που βασίζονται στα χαρακτηριστικά.....77

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

3.1. Από τον μετασχηματισμό Fourier στην ανάλυση wavelet.....85

3.2. Βασική θεωρία για τον μετασχηματισμό wavelet.....92

3.3. Τα κίνητρα για την χρήση των wavelets στις ασύρματες επικοινωνίες.....99

3.4. Εφαρμογές των wavelets στις ασύρματες επικοινωνίες.....101

3.5. Συμπεράσματα.....107

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

4.1. Αναγνώριση ειδών ψηφιακής διαμόρφωσης με τη χρήση του μετασχηματισμού wavelet.....108

4.2. Αναγνώριση της διαμόρφωσης με τη χρησιμοποίηση του μετασχηματισμού wavelet-θεωρητικό επίπεδο.....113

4.3. Αναγνώριση της διαμόρφωσης με τη χρησιμοποίηση του μετασχηματισμού wavelet-πρακτικό επίπεδο.....123

4.4. Inter-class αναγνώριση.....127

4.5. Intra-class αναγνώριση.....132

4.6. Διαφορές με ήδη υπάρχον αλγόριθμο.....147

4.7. Μελλοντικές βελτιώσεις αλγορίθμου.....148

4.8. Προσομοίωση και αποτελέσματα προσομοίωσης 149

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ
Κώδικας Matlab 155

Βιβλιογραφία.....179

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

1.1 Εισαγωγή στο Software Radio

Στο παρελθόν τα ραδιοσυστήματα σχεδιάζονταν και κατασκευάζονταν για να επιτευχθεί η επικοινωνία με τη χρησιμοποίηση μίας ή δύο κυματομορφών. Με αυτόν τον τρόπο όμως ,σε περίπτωση που δύο ομάδες ανθρώπων είχαν διαφορετικά ραδιοσυστήματα δεν θα μπορούσαν να επικοινωνήσουν μεταξύ τους, γεγονός που είχε αρνητικές επιπτώσεις κυρίως στην επικοινωνία μεταξύ των στρατιωτικών δυνάμεων. Επιπτώσεις , οι οποίες έγιναν αισθητές τόσο σε περιόδους πολέμου όταν ,για παράδειγμα, οι εναέριες δυνάμεις δεν μπορούσαν να επικοινωνήσουν με τις δυνάμεις πεζικού που υποστήριζαν, όσο και σε περιόδους ειρήνης ,σε περιπτώσεις όπου η αστυνομία έπρεπε να επικοινωνήσει με αεροσκάφη και με ομάδες στρατού σε πιθανή έρευνα ή διάσωση. Ήταν επομένως εμφανής η ανάγκη για επικοινωνία μεταξύ ανθρώπων που χρησιμοποιούσαν διαφορετικά είδη εξοπλισμού, η οποία θα μπορούσε να καλυφθεί χρησιμοποιώντας επαναπρογραμματίσιμα ραδιοσυστήματα μέσω λογισμικού.

Με αυτή τη λογική αναπτύχθηκε η τεχνολογία του software radio, ένα ραδιοσύστημα το οποίο μπορεί να επικοινωνήσει με πολλά διαφορετικά ραδιοσυστήματα με αλλαγή μόνο των παραμέτρων του λογισμικού του. Η τεχνολογία αυτή βρήκε εφαρμογή στις περισσότερες αναπτυγμένες χώρες , οι οποίες αρχικά κατασκεύασαν ραδιοσυστήματα διαφορετικών αρχιτεκτονικών. Ένα software radio κατασκευασμένο στις Η.Π.Α θα μπορούσε , για παρά-δειγμα,να είναι διαφορετικό από κάποιο που αναπτύχθηκε σε κάποιο άλλο κράτος ,παρ'όλα αυτά χειριστές και απο τα δύο κράτη επιβάλλεται να επικοινωνούν μεταξύ τους. Για το λόγο αυτό , ανατέθηκε σε μια απο κοινού επιτροπή τεσσάρων χωρών (Γαλλία, Γερμανία, Ηνωμένο Βασίλειο και Η.Π.Α) να αναπτύξουν μια κοινή κυματομορφή και να την συμπεριλάβουν στα αντίστοιχα συστήματα software radio. Οι Η.Π.Α διάλεξαν να υλοποιήσουν την κυματομορφή

που ονομάζεται Future Multiband, Multiwaveform, Modular Tactical Radio (FM3TR) στο σύστημα SPEAKeasy.Το συγκεκριμένο σύστημα αποτελεί ένα πρόγραμμα που χρησιμοποιούν οι υπηρεσίες των Η.Π.Α — Εναέριες δυνάμεις , Defense Advanced Research Projects Agency (DARPA), Πεζικό, Ναυτικό — προκειμένου να αναπτυχθεί ένα συμπαγές επαναπρο-γραμματιζόμενο πολυζωνικό ραδιοσύστημα που να είναι συμβατό με μια ευρεία ποικιλία από συμμαχικά ραδιοσυστήματα και να έχει τη δυνατότητα αναβάθμισης μέσω λογισμικού. Το SPEAKeasy μπορεί να χρησιμοποιήσει αρκετές στρατιωτικές υπηρεσίες φωνής και δεδομένων, ενώ το εύρος συχνοτήτων του είναι από 2MHz-2GHz. Οι βασικές απαιτήσεις ανάπτυξης του ραδιοσυστήματος αυτού περιελάμβαναν τα παρακάτω :

• Την ικανότητα να λαμβάνει και να μεταδίδει ταυτόχρονα πολλαπλές κυματομορφές του ίδιου ή διαφορετικών ειδών.
• Μια αρχιτεκτονική που αποτελείται από υπομονάδες ,η οποία θα παρέχει κοινές λειτουργίες διαμόρφωσης, φορητότητας και ασφάλειας.

Η τεχνολογία του software radio,όπως ήταν αναμενόμενο, εξελίχθηκε με την πάροδο των ετών , καταλήγοντας στην σημερινή της μορφή.
Το software-radio , πλέον, αντανακλά την σύγκλιση δύο δυναμικά αναπτυσσόμενων τεχνολογικών δυνάμεων των τελευταίων χρόνων:του ψηφιακού ραδιοσυστήματος και της φόρτωσης λογισμικού σε πραγματικό χρόνο. Η πρώτη οδήγησε στην επανάσταση των ασύρματων επικοινωνιών και η δεύτερη διευκολύνθηκε κυρίως από την επανάσταση του Internet. Η μαζική εξάπλωση και σύγκλιση των δύο αυτών αγορών δημιούργησαν την ζήτηση εφαρμογών για προσωπικές τηλεπικοινωνίες τρίτης γενιάς και ταυτόχρονα άλλαξαν κάποιους από τους βασικούς κανόνες της ασύρματης βιομηχανίας.

1.2. Ορισμός του Software Radio

Προκειμένου να αναφερθούμε σε ένα γνωστικό πεδίο, είναι συχνά χρήσιμο να ξεκινήσουμε με την περιγραφή ακραίων περιπτώσεων. Μία ακραία περίπτωση για το software defined radio είναι ένα ραδιοσύστημα που δεν περιλαμβάνει λογισμικό. Αυτού του είδους τα ραδιοσυστήματα που απαρτίζονται μόνο από υλικό χρησιμοποιούνταν για πολλά χρόνια πριν από την εμφάνιση της τεχνολογίας των ημιαγωγών. Η μεγαλύτερη προσέγγιση λογισμικού που είχε επιτευχθεί, ήταν ένα εγχειρίδιο που ενημέρωνε τον χειριστή για τις συνιστώσες που έπρεπε να χρησιμοποιήσει ώστε να αλλάξει τη συχνότητα ή ακόμα και να επιτύχει τη μεταβολή από διαμόρφωση πλάτους σε λειτουργία συνεχούς κύματος. Από την άλλη πλευρά, ακραία περίπτωση μπορούμε να θεωρήσουμε ότι είναι και αυτή του "ultimate software radio". Ο όρος «software radio» αρχικά χρησιμοποιήθηκε για να περιγράψει τα ραδιοσυστήματα αυτά , όμως γρήγορα έγινε αντιληπτό ότι θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί για οποιοδήποτε ραδιοσύστημα περιελάμβανε λογισμικό και όχι μόνο για την περίπτωση του ultimate software radio. Συγκεκριμένα, ο όρος software radio μπορεί να χρησιμοποιηθεί στις παρακάτω περιπτώσεις:

Hardware Radio

Σε αυτή την περίπτωση δεν υπάρχει δυνατότητα μεταβολής των χαρακτηριστικών του συστήματος, παρά μόνο ύστερα από την παρέμβαση του χρήστη ή του τεχνικού στο hardware του συστήματος. Η λειτουργία του συστήματος επιτυγχάνεται με τη χρήση διακοπτών και πλήκτρων , ανοίγοντας απλά τα προστατευτικά καλύμματα ή αντικαθιστώντας ολόκληρη τη μονάδα. Σε αυτή την κατηγορία περιλαμβάνονται επίσης και ραδιοσυστήματα , κάποιες λειτουργίες των οποίων είναι δυνατό να ελέγχονται από απόσταση με ηλεκτρομηχανικά μέσα. Εάν υπάρχει εσωτερική χρήση λογισμικού, firmware ή στοιχείων υπολογιστικής επεξεργασίας ο ορισμός αυτός θεωρείται επαρκής , εφόσον δεν υπάρχει η δυνατότητα εξωτερικής μεταβολής των στοιχείων αυτών.

Software Controlled Radio

Στα ραδιοσυστήματα αυτής της κατηγορίας, η λειτουργία ελέγχου πραγματοποιείται στο λογισμικό , χωρίς όμως να υπάρχει η δυνατότητα αλλαγής χαρακτηριστικών, όπως η διαμόρφωση και η ζώνη συχνοτήτων με ταυτόχρονη διατήρηση του ίδιου υλικού. Στην περίπτωση αυτή περιλαμβάνεται επίσης το φορητό μοντέλο SDRF που χρησιμοποιεί ένα διακόπτη και μία ομάδα ανεξάρτητων ή "velcro" ραδιοσυστημάτων.

Software Defined Radio

Το σύστημα SDR παρέχει ένα ευρύ λειτουργικό πεδίο (π.χ. 20-500 MHz, 1-2 GHz) στη διάθεση του λογισμικού, χωρίς να γίνονται αλλαγές στο υλικό. Τα συστήματα αυτού του είδους χαρακτηρίζονται από ένα ξεχωριστό σύστημα κεραίας που ακολουθείται από φιλτράρισμα ευρείας ζώνης, ενίσχυση και down-conversion ακριβώς πριν τη βαθμίδα DAC. Η αλυσίδα μετάδοσης παρέχει την αντίστροφη διαδικασία, κατά την οποία επιτελείται DAC, αναλογική up-conversion, φιλτράρισμα και ενίσχυση. Αυτός ο εξοπλισμός front-end επιφέρει περιορισμούς στην κάλυψη της συχνότητας στο σύστημα και στην απόδοση του. Ενδεχομένως να είναι απαραίτητο να αλλάξουν οι κεραίες προκειμένου να αποκτηθεί ολόκληρο το φάσμα της συχνότητας. Εκτός όμως από αυτούς τους περιορισμούς, το σύστημα είναι ικανό να καλύψει ένα βασικό φάσμα συχνότητας και να εκτελέσει το λογισμικό ώστε να παρέχει μία ποικιλία τεχνικών διαμόρφωσης, λειτουργία σε ευρεία ζώνη ή σε στενή ζώνη, και να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις απόδοσης της κυματομορφής σχετικών ραδιοσυστημάτων.
Ένα σύστημα SDR είναι επίσης δυνατό να αποθηκεύσει ένα μεγάλο αριθμό κυματομορφών ή air interfaces και να προσθέσει νέα στην «αποθήκη» μέσω δίσκου ή on-line φόρτωσης. Η φόρτωση λογισμικού Over-the-air είναι επιθημητή, αλλά δεν απαιτείται εξ ορισμού. Το λογισμικό του συστήματος θα έπρεπε επίσης να είναι ικανό να εφαρμόζει νέα ή να αντικαθιστά τα δομικά στοιχεία ώστε να επιτύχει αύξηση της λειτουργικότητας ή διόρθωση των λαθών χωρίς να χρειαστεί να επαναναφορτώσει ολόκληρο το λογισμικό.

Ideal Software Defined Radio

Αυτό το σύστημα έχει όλες τις δυνατότητες του προηγούμενου συστήματος, με τη διαφορά ότι εξαλείφει την αναλογική ενίσχυση ή την ετερόδυνη μίξη που προηγείται της DAC. Παρέχει σαφώς καλύτερη απόδοση, εξαλείφοντας τις αναλογικές πηγές παραμόρφωσης και θορύβου.

Ultimate Software Radio

Η περιγραφή αυτού του συστήματος γίνεται κυρίως για λόγους σύγκρισης και όχι για εφαρμογή. Πρόκειται για ένα μικρό και ελαφρύ τμήμα με μια πολυ μικρή σχισμή που μπορεί να ενταχθεί σε προσωπικές συσκευές. Δεν απαιτεί εξωτερική κεραία, και δεν υπάρχουν περιορισμοί σε ό,τι έχει σχέση με την συχνότητα λειτουργίας του. Έχει έναν μονό σύνδεσμο που παραδίδει την πληροφορία στην επιθυμητή διαμόρφωση ,κυρίως ψηφιακά. Ο σύνδεσμος δέχεται επίσης πληροφορία, την χρησιμοποιεί προκειμένου να διαμορφώσει ένα σήμα και εκπέμπει το σήμα αυτό στην επιθημητή κυματομορφή ή το air interface. Το ultimate software radio δέχεται την πληροφορία ελέγχου μέσω του συνδέσμου του ώστε να λειτουργήσει και να επαναδιαμορφώσει το λογισμικό λειτουργίας. Μπορεί να μεταφερθεί από ένα air interface format σε ένα άλλο σε milliseconds, να χρησιμοποιήσει GPS ώστε να εντοπίσει την τοποθεσία στην οποία βρίσκεται ο χρήστης, να αποθηκεύσει χρήματα χρησιμοποιώντας την τεχνολογία της 'έξυπνης κάρτας ' ή να παρέχει video ώστε ο χρήστης να μπορεί να παρακολουθήσει έναν τοπικό σταθμό ή ακόμα και κάποια μετάδοση μέσω δορυφόρου. Επιπλέον, περιέχει μεγάλη ικανότητα επεξεργασίας και με αυτόν τον τρόπο μπορεί με τη βοήθεια κατάλληλου λογισμικού να παρέχει ποικίλες υπηρεσίες στον χρήστη.

Παρ'όλο την πληθώρα ορισμών για το software radio, ο ακριβής ορισμός του παραμένει αμφισβητήσιμος και δεν υπάρχει καμία ομοφωνία ως προς το βαθμό ικανότητας αναδιαμόρφωσης που απαιτείται για να χαρακτηρίσουμε ένα ραδιοσύστημα ως software radio.Ένα ραδιοσύστημα που περιέχει ένα μικροεπεξεργαστή ή έναν επεξεργαστή ψηφακού σήματος δεν χαρακτηρίζεται

απαραίτητα ως software radio. Ωστόσο , ένα ραδιοσύστημα που καθορίζει τη διαμόρφωση του, την ανίχνευση λαθών και τις διαδικασίες κρυπτογράφησης , εκθέτει κάποιο έλεγχο του RF υλικού και έχει την ικανότητα επαναπρογραμματισμού με τη χρήση λογισμικού είναι σαφώς ένα software radio.

Τέλος ένας πιο σαφής ορισμός του software radio είναι ο εξής : ένα ραδιοσύστημα που καθορίζεται ουσιαστικά από λογισμικό , με τις αλλαγές του οποίου μπορεί να αλλοιωθεί σημαντικά η συμπεριφορά του φυσικού στρώματος του ραδιοσυστήματος. Ο βαθμός ικανότητας αναδιαμόρφωσης καθορίζεται κατά ένα μεγάλο μέρος από μια σύνθετη αλληλεπίδραση μεταξύ ενός αριθμού τυπικών ζητημάτων στη σχεδίαση ραδιοσυστημάτων, στα οποία συμπεριλαμβάνονται η εφαρμοσμένη μηχανική συστημάτων, οι συντελεστές κεραιών, η ηλεκτρονική RF, η επεξεργασία της βασικής ζώνης, η ταχύτητα και η ικανότητα αναδιαμόρφωσης του υλικού, και η διαχείριση παροχής ηλεκτρικού ρεύματος.

Ο όρος software radio αναφέρεται,δηλαδή, σε ένα ραδιοσύστημα που αντλεί την ευελιξία του από το λογισμικό ,χρησιμοποιώντας μια στατική πλατφόρμα υλικού. Απο την άλλη μεριά , ένα soft radio δείχνει ένα απόλυτα διαμορφώσιμο ραδιοσύστημα που μέσω του προγραμματισμού του λογισμικού του μπορεί να αναδιαμορφώσει το φυσικό υλικό. Με άλλα λόγια , το ίδιο κομμάτι υλικού μπορεί να τροποποιηθεί για να εκτελέσει διαφορετικές λειτουργίες σε διαφορετικές χρονικές στιγμές, επιτρέποντας στο υλικό να προσαρμόζεται στην εφαρμογή. Εντούτοις ο όρος software radio χρησιμοποιείται συχνά για να καλύψει και την έννοια του soft radio.

1.3. Ανάπτυξη της τεχνολογίας του software radio σε Ευρώπη και Αμερική

Από τις αρχές του 1980 παρατηρήθηκε μια έξαρση των κυψελωτών κινητών συστημάτων, η οποία δημιούργησε σε παγκόσμιο επίπεδο μια πληθώρα αναλογικών και ψηφιακών προτύπων. Από το 2000 όμως φάνηκε ότι ο δρόμος προς τον ορισμό ενός κοινού προτύπου για τα μελλοντικά κινητά συστήματα είναι δύσκολος ,καθώς υπάρχει έντονος ανταγωνισμός στη βιομηχανία της Ασίας, της

Αμερικής και της Ευρώπης , παρ'όλο που κάτι τέτοιο θα απέφερε σημαντικά εμπορικά οφέλη σύμφωνα με σχετικές έρευνες αγοράς.

Ερευνητικές δραστηριότητες στην Ευρώπη

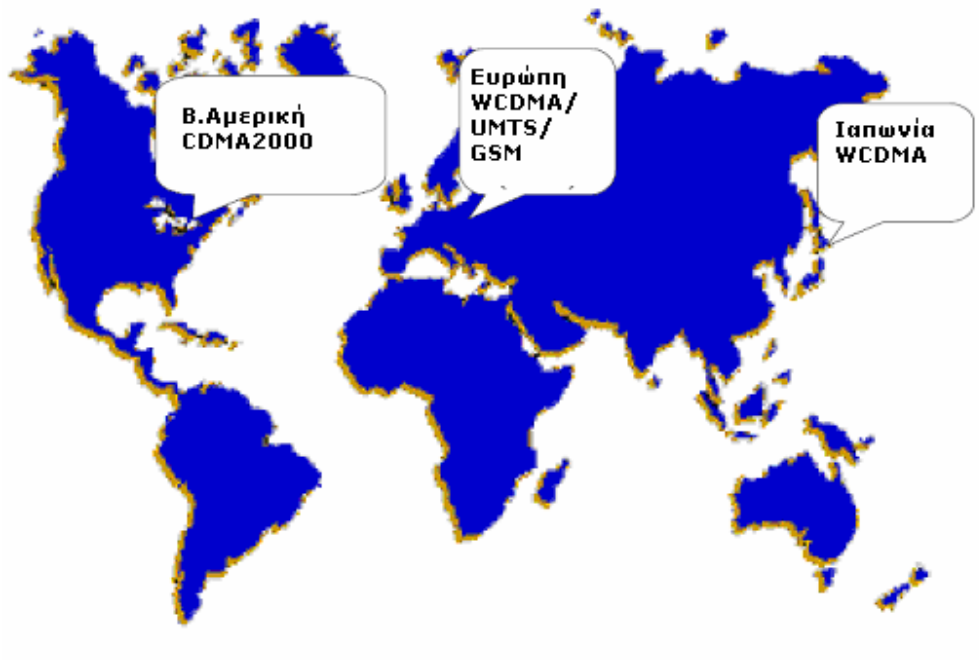
Η εκδήλωση ενδιαφέροντος για την τεχνολογία του software radio στην ευρωπαική βιομηχανία προσωπικών τηλεπικοινωνιών αυξήθηκε σημαντικά με το εργαστήριο Software Radio που οργανώθηκε απο την Ευρωπαική Επιτροπή στις Βρυξέλλες ,τον Μάιο του 1997. Παρ'όλα αυτά, η βιομηχανία είχε ήδη ξεκινήσει σχετικές έρευνες απο τον Δεκέμβριο του 1995, με το Bell South Cellular.Παράλληλα συζητήθηκε το ενδεχόμενο υλοποίησης soft τερματικών με τη χρήση της τεχνολογίας επεξεργασίας ψηφιακού σήματος (DSP). Το εργαστήριο στις Βρυξέλλες ακολουθήθηκε από το πρώτο διεθνές συμπόσιο για Software Radio που έγινε τον Ιούνιο του 1998 στη Ρόδο, ακολουθούμενο απο την 3η συνέδριο ACTS Mobile Conmunication. Ενώ ένας αριθμός σχετικών συνεργατικών πανευρωπαικών ερευνητικών έργων είναι ήδη διαθέσιμος από το πρόγραμμα European Commission's Advanced Communications Technologies and Services (ACTS).

Διαφορετικά σημεία εκκίνησης ανάμεσα σε Ευρώπη και Β.Αμερική

Οι κατευθύνσεις και η επιτακτικότητα της αμερικάνικης και της ευρωπαικής έρευνας πάνω στο Software Radio αντανακλούν αρκετά διαφορετικές καταστάσεις της αγοράς.Στην Εικόνα 1 απεικονίζονται τα διαφορετικά πρότυπα που υποστηρίζουν οι δύο χώρες.

Η υπερβολικά γρήγορη πρώτη δημόσια παρουσίαση του Παγκόσμιου Συστήματος για Κινητές Τηλεπικοινωνίες (GSM) ψηφιακού κυψελωτού ραδιοσυστήματος άρχισε στην Ευρώπη σχεδόν πριν 7 χρόνια. Συνεπώς , οι Ευρωπαίοι σήμερα είναι συνηθισμένοι σε εύκολη και καθολική ασύρματη πρόσβαση για υπηρεσίες φωνής και δεδομένων. Επιπλέον , η υπηρεσία της περιαγωγής κατά τις μετακινήσεις τους τόσο εντός όσο και εκτός της Ευρώπης,

θεωρείται δεδομένη.



Εικόνα 1: Παγκόσμια κατανομή των τηλεπικοινωνιακών προτύπων

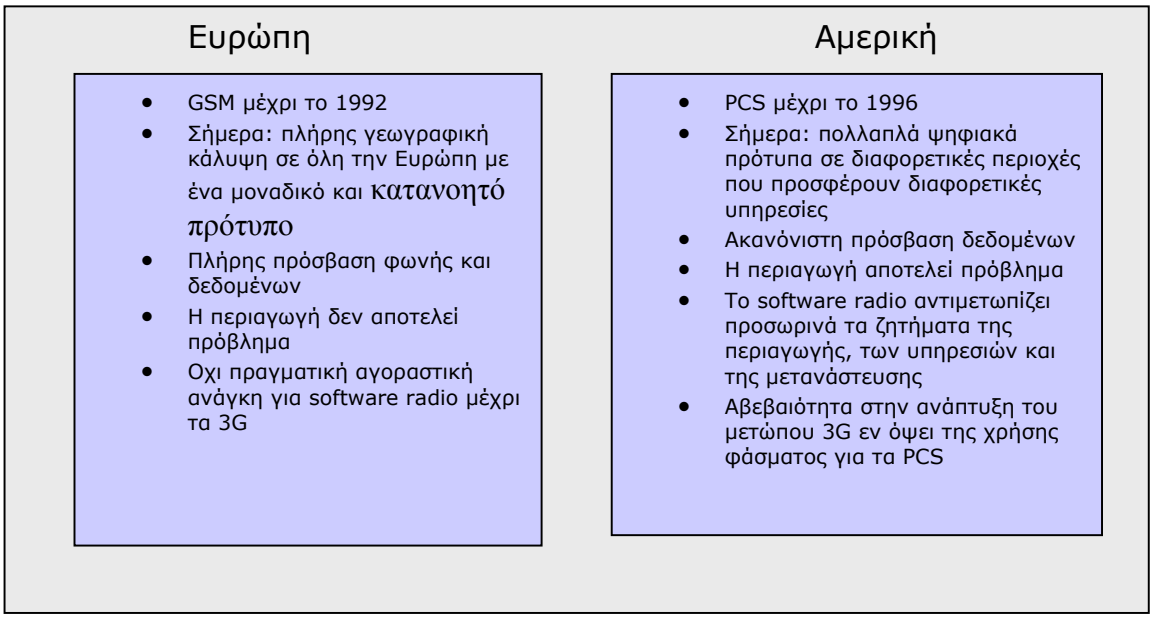
Αντίθετα , η Β.Αμερική γνώρισε μια καθυστερημένη μετάβαση απο τα αναλογικά στα πολλαπλά συναγωνιζόμενα ψηφιακά πρότυπα. Συνεπώς σήμερα, και για τα ερχόμενα χρόνια υπάρχει μια σαφής απαίτηση για multimode τηλεφωνικές συσκευές – μια απαίτηση που προσωρινά θα μπορούσε να ικανοποιηθεί με το software defined radio. Καθώς η Β.Αμερική διαθέτει την δυνατότητα δημιουργίας σταθμών βάσης λογισμικού, έχει θεωρηθεί ικανή να υποστηρίξει και την Υπηρεσία Προηγμένης Κινητής Τηλεφωνίας -Advanced Mobile Phone Service (AMPS)- και τα νέα ψηφιακά πρότυπα. Ωστόσο,με μια αξιοσημείωτη εξαίρεση, οι προμηθευτές αυτού του εξοπλισμού απέτυχαν να βρουν αγορές για τα προιόντα τους. Παράλληλα, στην Αμερική, εκτός από το ζήτημα των πνευματικών δικαιωμάτων, οι υπηρεσίες προσωπικών τηλεπικοινωνιών κατείχαν το μεγαλύτερο μερίδιο της αγοράς , αφήνοντας στα συστήματα τρίτης γενιάς μικρό περιθώριο ανάπτυξης.

Η ευρωπαική απαίτηση για multimode τηλεφωνικές συσκευές και σταθμούς βάσης είναι λιγότερο άμεση. Η απαίτηση για τέτοια προιόντα κατευθύνθηκε από την κατανομή και των δύο ζωνών του GSM σε όλη την

Ευρώπη. Ωστόσο , αυτή η απαίτηση επιδρά μόνο στα RF συστήματα και δεν αποτελεί έναν οδηγό ανάπτυξης για software radio. Η ελπίδα για ζήτηση των προιόντων dual-mode Digital Enhanced Cordless Telephone (DECT)/GSM μειώθηκε με αποτέλεσμα αντίστοιχη μείωση του μεριδίου της αγοράς που κατείχαν.

Η εμφάνιση των προτύπων κινητής 3ης γενιάς και το UMTS-Universal Mobile Telecommunications Systems - που υποστηρίζουν κινητές υπηρεσίες πολυμέσων , δρα ως ο εμπορικός οδηγός για το software radio στην Ευρώπη. Το Software radio προσφέρει ένα μέσο να αντιμετωπιστεί το ζήτημα της εξέλιξης της υποδομής απο το GSM στο UMTS απο τη σκοπιά του σταθμού βάσης. Απο τη σκοπιά της τηλεφωνικής συσκευής , προσφέρει στους κατασκευαστές το ενδεχόμενο μιας τηλεφωνικής συσκευής UMTS ικανής να μεταπηδήσει σε GSM στις περιοχές που το UMTS δεν έχει ακόμα αναπτυχθεί. Επίσης επιτρέπει στους κατασκευαστές να απευθύνονται σε γεωγραφικές αγορές που βρίσκονται σε διαφορετικά στάδια ανάπτυξης με ένα μοναδικό ανθεκτικό στο χρόνο προιόν.

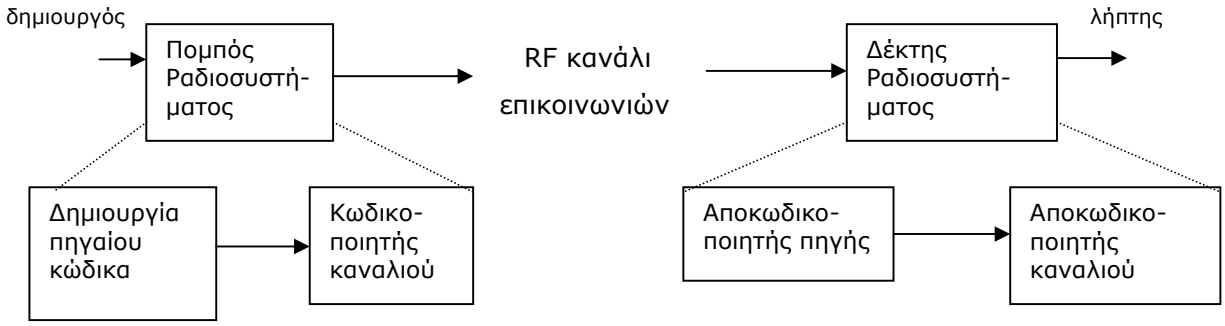
Οι διαφορές ανάμεσα στην αγορά των κινητών ψηφιακών επικοινωνιών στην Ευρώπη και στην Β.Αμερική,όπως απεικονίζονται στην Εικόνα 2, αλλά κυρίως η διαφορετική εστίαση στην ανάπτυξη του software radio ενδεχομένως να καταλήξουν στην πιο άμεση κατασκευή εμπορικών προιόντων software radio απο την βιομηχανία της Β.Αμερικής. Η ευρωπαική εργασία ωστόσο, είναι πιο πιθανό να προετοιμάσει το δρόμο για πιο ευέλικτα προιόντα που απαιτούνται για τα συστήματα τρίτης γενιάς. Συγκεκριμένα στην Ευρώπη έχουν ήδη φορτωθεί δυναμικές εφαρμογές Java σε τηλέφωνα και τα εξελιγμένα αυτά προϊόντα έχουν ήδη παραχθεί.



Εικόνα 2: Διαφορές ανάμεσα στην αγορά των κινητών ψηφιακών επικοινωνιών στην Ευρώπη και στην Β.Αμερική δημιουργούν διαφορετικούς κανόνες για το software radio.

1.4. Αρχιτεκτονική του Software Radio

Στο συγκεκριμένο σημείο θα περιγράψουμε τις διαφορές της αρχιτεκτονικής του software radio με την αρχιτεκτονική του συμβατικού μοντέλου ασύρματων επικοινωνιών -Εικόνα 3- , θα αναλύσουμε την αρχιτεκτονική του software radio εστιάζοντας σε κάθε υπομονάδα του και τέλος θα περιγράψουμε εν συντομία τη λειτουργία του.

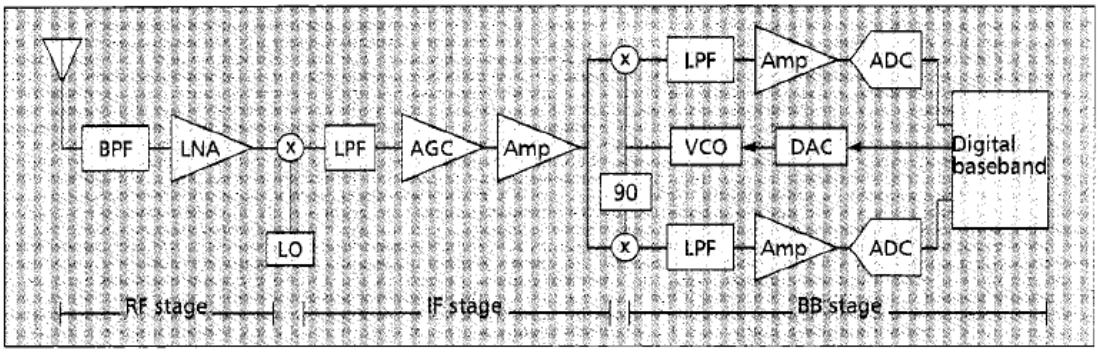


Εικόνα 3 : Συμβατικό μοντέλο ασύρματων επικοινωνιών

Οι συμβατικές αρχιτεκτονικές ραδιοσυστημάτων χρησιμοποιούν έναν ετερόδυνο δέκτη , στον οποίο το RF σήμα λαμβάνεται από την κεραία μαζί με άλλα ανεπιθύμητα σήματα, φιλτράρεται , ενισχύεται με έναν ενισχυτή χαμηλού θορύβου (LNA) , και μετατρέπεται με τη χρήση ενός τοπικού ταλαντωτή σε σήμα ενδιάμεσης συχνότητας. Ανάλογα με την εφαρμογή, ο αριθμός των σταδίων αυτής της λειτουργίας μπορεί να ποικίλει. Τελικά το σήμα ενδιάμεσης συχνότητας μετατίθεται ακριβώς στη βασική ζώνη. Η μετατροπή του σήματος σε ψηφιακό μ'έναν μετατροπέα αναλογικό σε ψηφιακό (ADC) στην IF αλυσίδα περιορίζει το τελευταίο στάδιο στο συμβατικό μοντέλο στο οποίο συναντώνται προβλήματα όπως η μετατόπιση και η απεικόνιση φέροντος (translation and imaging). Όταν γίνεται δειγματοληψία , ψηφιακά IF σήματα δίνουν φασματικά αντίγραφα που μπορούν να τοποθετηθούν επακριβώς κοντά στη συχνότητα βασικής ζώνης , επιτρέποντας στη μετατόπιση συχνότητας και την ψηφιακή μετατροπή να πραγματο-ποιούνται ταυτόχρονα.Συχνά απαιτείται το ψηφιακό φιλτράρισμα και η μεταβολή του ρυθμού δειγματοληψίας για να διασυνδέσουν την έξοδο του αναλογικού/ψηφιακού μετατροπέα στο υλικό επεξεργασίας ώστε να υλοποιήσουν τον δέκτη. Ομοίως , το ψηφιακό φιλτράρισμα και η μετατροπή του ρυθμού δειγματοληψίας συχνά απαιτούνται για να συνδέσουν το ψηφιακό υλικό που δημιουργεί τις διαμορφωμένες κυματομορφές στον μετατροπέα DAC.

Παρατηρούμε δηλαδή οτι η λειτουργικότητα των συμβατικών αρχιτεκτονικών ραδιοσυστημάτων καθορίζεται κατά κύριο λόγο από το υλικό με ελάχιστη ικανότητα διαμόρφωσης μέσω του λογισμικού. Σύμφωνα με την υλοποίηση αυτή-μια πιθανή αρχιτεκτονική της οποίας απεικονίζεται στην Εικόνα 4-, εξειδικευμένο υλικό πρέπει να σχεδιαστεί για κάθε συγκεκριμένη εφαρμογή , ενώ η επίδραση του λογισμικού περιορίζεται στον έλεγχο της διεπαφής με το δίκτυο, στην αφαίρεση των επικεφαλίδων, στους κώδικες διόρθωσης λαθών από τα πακέτα δεδομένων και στον καθορισμό της δρομολόγησης των πακέτων δεδομένων σύμφωνα με την πληροφορία της επικεφαλίδας .Αυτή η προσέγγιση όμως επιβάλλει μικρή ευελιξία , υψηλά κόστη ανάπτυξης και κατασκευής και περιορισμούς στον αριθμό των υπηρεσιών που μπορεί να παρέχει ένα ραδιοσύστημα.

Αντίθετα από την συμβατική τεχνολογία,το software radio ακολουθεί μια προσέγγιση η οποία βασίζεται στο λογισμικό και μπορεί να απαλείψει τα μειονεκτήματα των συμβατικών ραδιοσυστημάτων. Σύμφωνα με αυτήν,κομμάτια λογισμικού και όχι υλικές συνιστώσες χειρίζονται τα σήματα έτσι ώστε να εξάγουν την πληροφορία. Στη νέα μέθοδο σχεδίασης ενός software radio , το λογισμικό αποτελεί την πλειονότητα του νέου περιεχομένου ενώ το υπόλοιπο είναι απλά βελτιώσεις της σχεδίασης των υλικών συνιστωσών.



Εικόνα 4 : Συμβατικός υπερ-ετερόδυνος δέκτης

Διαφορές του software radio με τα συμβατικά ραδιοσυστήματα

Όπως απεικονίζεται και την Εικόνα 5 ,το software radio διαφέρει από την σχεδίαση του συμβατικού ραδιοσυστήματος σε τρία διακριτά σημεία:

1) Μετακινεί τον μετατροπέα από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα όσο πιο κοντά γίνεται στην κεραία λήψης.

2) Αντικαθιστά την επεξεργασία που γίνεται με/από υλικό με λογισμικό και

3)Διευκολύνει την μετάβαση απο ειδικούς επεξεργαστές σε επεξεργαστές γενικού σκοπού (ASIC σε GPP).

Κάθε μια από τις αλλαγές αυτές , όπως θα δούμε στη συνέχεια, έχει σημαντικές επιρροές στην οικονομία των ασύρματων υπηρεσιών.

1) A/D μετατροπή πιο κοντά στην κεραία

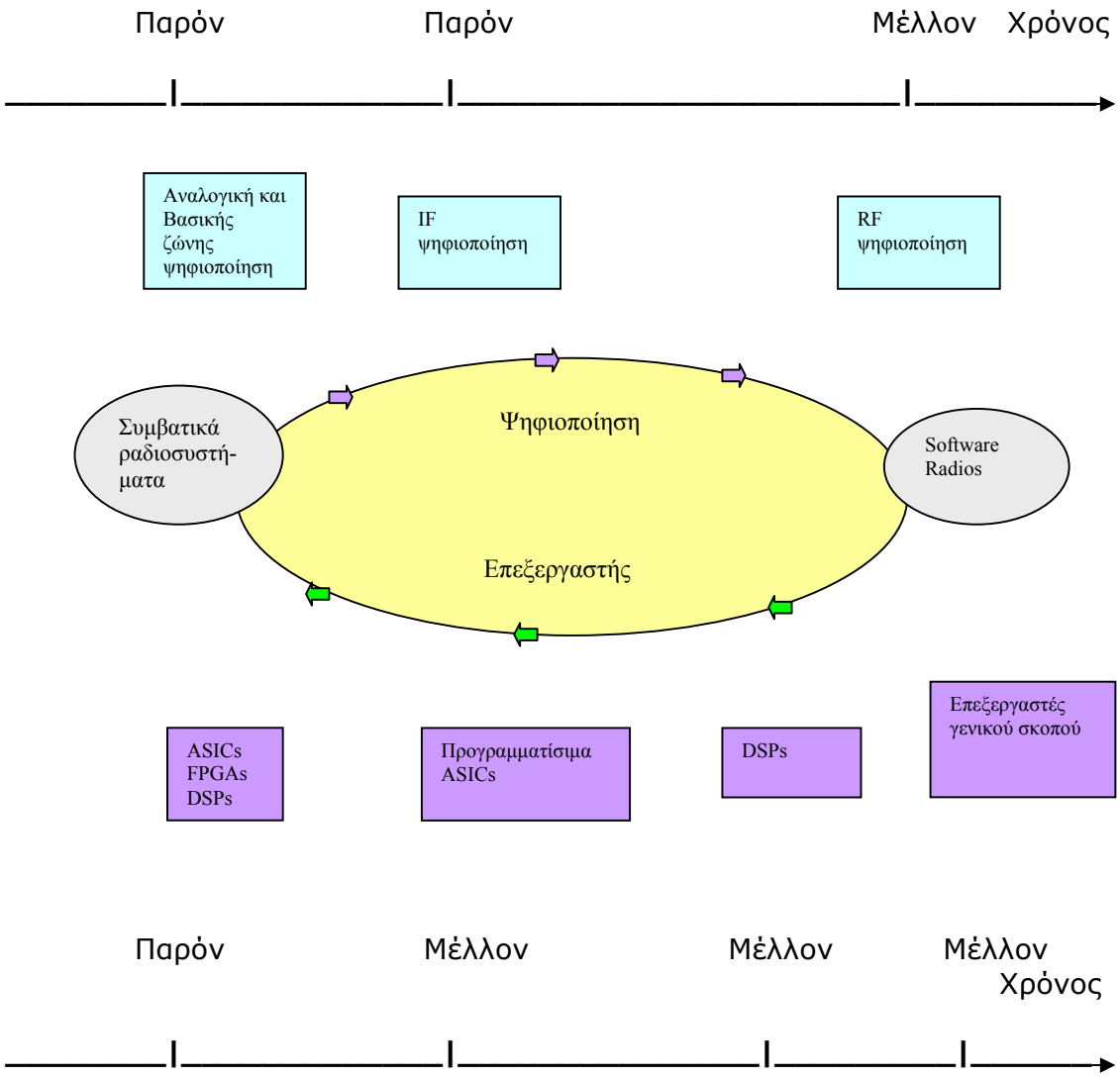
Μετακινώντας τον μετατροπέα από αναλογικό σε ψηφιακό (ADC) πιο κοντά στην κεραία μπορούμε να εφαρμόσουμε σε μεγαλύτερο βαθμό τις εξελίξεις που έχουν επιτευχθεί στον τομέα της τεχνολογίας τηλεπικοινωνιών στο ραδιοσύστημα. Αυτό είναι αρκετά θετικό καθώς τα ψηφιακά μέρη είναι λιγότερο πολύπλοκα και χαμηλότερου κόστους από τα αναλογικά. Επι πρόσθετα , μας επιτρέπει να εκμεταλλευτούμε τα νέα επιτεύγματα στην ψηφιακή επεξεργασία σήματος,στα οποία περιλαμβάνονται προηγμένες τεχνικές για κωδικοποίηση πληροφορίας και διαχωρισμό του σήματος από τον θόρυβο.

2)Λογισμικό , αντί για hardware επεξεργασία

Όπως είναι φανερό ,αντικαθιστώντας το υλικό με λογισμικό αυξάνεται η ευελιξία του ραδιοσυστήματος . Αυτή η ευελιξία κάνει πιο εύκολη την προσαρμογή και βοηθάει να αποδοθεί ένας βαθμός μελλοντικής αξιοπιστίας. Η αντικατάσταση λογισμικού είναι πιο γρήγορη και χαμηλότερου κόστους απο την αντικατάσταση υλικού. Νέα χαρακτηριστικά μπορούν να υλοποιηθούν όταν είναι διαθέσιμα (αναβάθμιση) ή όταν είναι επιθυμητά(προσαρμογή). Αυτό μπορεί να επιτρέψει πιο γρήγορη εναλλαγή των υπηρεσίων και αντίστοιχα μείωση του χρόνου αγοράς. Επι πρόσθετα , η μεγαλύτερη εμπιστοσύνη στην επεξεργασία από λογισμικό μπορεί να ελαττώσει τις περιττές αλυσίδες υλικού, όπως έγινε για παράδειγμα στα κινητά τηλέφωνα dual-mode .

3) Υλικό γενικού σκοπού και όχι εξειδικευμένο

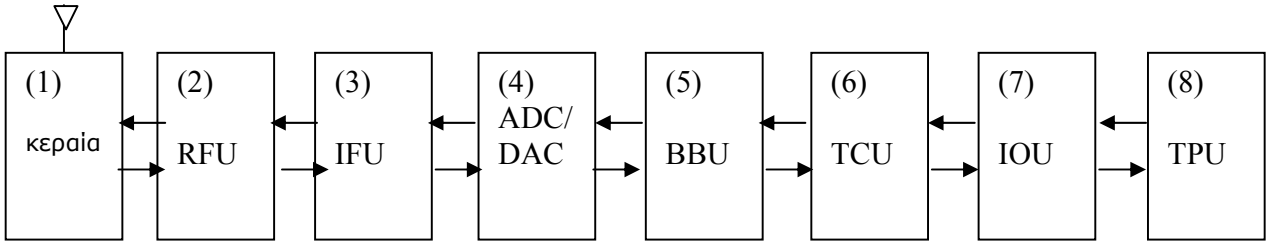
Το εξειδικευμένο hardware που ενσωματώθηκε στα Application Specific Integrated Circuits (ASICs) μπορεί να αντικατασταθεί από Field Programmable Gate Arrays (FPGAs) και Digital Signal Processors (DSPs) που είναι ακόμα πιο οικονομικά και ευέλικτα.



Εικόνα 5 : Τεχνολογική εξέλιξη-από τα συμβατικά ραδιοσυστήματα στα software radios

Αρχιτεκτονική του software radio

Στην Εικόνα 6 απεικονίζεται η βασική διαμόρφωση του software radio , την οποία θα περιγράψουμε λεπτομερώς στη συνέχεια.



Εικόνα 6 : Αρχιτεκτονική του software radio

Όπως παρατηρούμε ,το ραδιοσύστημα αποτελείται από 8 υπομονάδες : 1)την κεραία , 2)την μονάδα επεξεργασίας της ραδιοσυχνότητας του σήματος (RFU), 3) την μονάδα επεξεργασίας της ενδιάμεσης συχνότητας του σήματος (IFU), 4)την μονάδα μετατροπής από αναλογικό σε ψηφιακό(ADC) και την μονάδα μετατροπής από ψηφιακό σε αναλογικό (DAC), 5)την μονάδα επεξεργασίας του σήματος βασικής ζώνης(BBU) , 6)την μονάδα ελέγχου μετάδοσης(TCU) , 7)την μονάδα επεξεργασίας εισόδου/εξόδου (IOU) και 8)την μονάδα επεξεργασίας συγχρονισμού απο άκρη σε άκρη (TPU).

1) Κεραία

Απαιτείται μια μη κατευθυντική , χαμηλού κόστους και ευρείας ζώνης κεραία καθώς μπορεί να χρησιμοποιηθεί απο μια ευρεία ποικιλία ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Επιπλέον, η τεχνολογία επεξεργασίας σήματος που βασίζεται σε στοιχειοκεραίες κάνει εφικτή την επιλογή της απόδοσης του software radio σύμφωνα με το περιβάλλον και την εκτέλεση της επιλογής του ευνοικότερου αλγορίθμου χρησιμοποιώντας την τεχνολογία του software radio. Μια τέτοια κεραία ονομάζεται 'έξυπνη' κεραία ή κεραία λογισμικού.

2) Μονάδα επεξεργασίας σήματος ραδιοσυχνότητας (RFU)

Στην RFU του πομπού , τα σήματα καθώς έρχονται από την μονάδα ενδιάμεσης συχνότητας (IFU) ή την μονάδα βασικής ζώνης (BBU) (upconvert) μετατρέπονται σε σήματα στη ζώνη της ραδιοσυχνότητας , ενισχύονται σε ένα σταθερό επίπεδο που είναι κατάλληλο για επεξεργασία σήματος και στον δέκτη μετατρέπονται (downconvert) άμεσα σε μια ζώνη χαμηλότερης συχνότητας όπως η IF ζώνη ή η βασική ζώνη. Η επεξεργασία σήματος γίνεται από ένα αναλογικό κύκλωμα.

3) Μονάδα επεξεργασίας σήματος ενδιάμεσης συχνότητας (IFU)

Στην μονάδα αυτή, τα σήματα από τον ADC/DAC μετατρέπονται σε σήματα της ενδιάμεσης ζώνης, ενισχύονται και μεταφέρονται στην RFU του πομπού. Στον δέκτη, τα σήματα από την RFU μονάδα ενισχύονται σε ένα κατάλληλο επίπεδο για επεξεργασία σήματος στην IFU και μετατρέπονται άμεσα σε μια κατάλληλη συχνότητα για την ADC/DAC μονάδα ή την μονάδα βασικής ζώνης. Όταν τα σήματα διαφορετικών συστημάτων λαμβάνονται στον δέκτη πρέπει να επιλεγεί η απαιτούμενη ζώνη συχνότητας χρησιμοποιώντας ένα φίλτρο.

4) Μονάδα μετατροπής από αναλογικό σε ψηφιακό(ADC) και μονάδα μετατροπής από ψηφιακό σε αναλογικό (DAC)

Στην μονάδα αυτή το ψηφιακό σήμα από την μονάδα βασικής ζώνης μετατρέπεται σε αναλογικό σήμα με τη χρήση ενός DAC , και το σήμα αυτό μεταφέρεται στην ζώνη υψηλότερης συχνότητας (IFU ή RFU). Στον δέκτη, τα σήματα απότην IFU ή RFU ενισχύονται σε ένα κατάλληλο επίπεδο για μετατροπή σε ψηφιακό. Το σταθεροποιημένο σήμα δειγματοληπτείται από έναν ADC και μετατρέπεται σε ψηφιακό σήμα.

5) Μονάδα επεξεργασίας σήματος βασικής ζώνης

Τα δεδομένα διαμορφώνονται ψηφιακά και μεταφέρονται στην ADC/ DAC μονάδα του πομπού. Τα δεδομένα που μεταδίδονται ανακτώνται χρησιμοποιώντας το δειγματοληπτούμενο σήμα από την ADC/ DAC μονάδα και επεξεργασία ψηφιακού σήματος στον δέκτη. Στην BBU του πομπού , τα βασικά μπλοκ είναι αυτό της πλαισίωσης, της κωδικοποίησης,της σχεδίασης, της διαμόρφωσης και του φίλτρου

του πομπού. Από την άλλη μεριά , στην BBU του δέκτη , το φίλτρο του δέκτη, ο συγχρονισμός χρόνου και συμβόλου , η μετατροπή του ρυθμού δειγματοληψίας, η αποχαρτογράφηση ,η αποδιαμόρφωση και η αποκωδικοποιήση είναι τα βασικά μπλοκ. Επιπλέον στην BBU του δέκτη εμφανίζονται η αντιστάθμιση εξασθένισης , και η εξουδετέρωση παρεμβολών για να ελαχιστοποιήσουμε τα ανεπιθύμητα σήματα. Στις περισσότερες περιπτώσεις η BBU διαμορφώνεται απο DSP , FPGA ή ASIC. Η διαμόρφωση της BBU μπορεί να αλλάξει αλλάζοντας τα DSP.

6) Μονάδα ελέγχου μετάδοσης (TCU)

Σε αυτήν την μονάδα, η διάταξη της εισερχόμενης ροής bits για την BBU διαμορφώνεται στον πομπό προσαρμόζοντας το πρωτόκολλο μετάδοσης του στρώματος ελέγχου πρόσβασης του μέσου (MAC), και στον δέκτη, τα ανιχνευόμενα δεδομένα από την BBU ελέγχονται ανάλογα τη διάταξη των δεδομένων του πρωτοκόλλου μετάδοσης του στρώματος MAC. Αν ο αριθμός των λανθασμένων bits είναι μεγάλος , απαιτείται επαναμετάδοση. Επι πρόσθετα του ελέγχου μετάδοσης , αυτή η μονάδα μπορεί να χειριστεί την κρυπτογραφία.

7)Μονάδα επεξεργασίας εισόδου/εξόδου

Στον κινητό σταθμό , όλα τα δεδομένα πληροφορίας έρχονται από μια τηλεφωνική συσκευή, ένα τερματικό PDA ή ένα προσωπικό υπολογιστή, και όλα τα λαμβανόμενα δεδομένα επιστρέφουν σε αυτά τα τερματικά ή υπολογιστές. Η είσοδος/έξοδος και ο συγχρονισμός χειρίζονται έτσι ώστε να συνδέουν τα εξωτερικά τερματικά με ευελιξία.

8)Μονάδα επεξεργασίας συγχρονισμού από άκρη σε άκρη

Αυτή η μονάδα ελέγχει την καθυστέρηση της μετάδοσης ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη.

Στα περισσότερα συστήματα software radio , χρησιμοποιούνται κάποια προγράμματα λογισμικού, που περιγράφουν όλες τις τηλεπικοινωνιακές συνιστώσες σε γλώσσα DSPs , για να διαμορφώσουν τις συνιστώσες στο DSPH. Αυτό το λογισμικό μπορεί ν'αλλάξει γρήγορα για να προσαρμόζεται στις

απαιτήσεις ενός συγεκριμένου συστήματος. Ένα τέτοιο software radio ονομάζεται full-download-type software radio. Το σύστημα έχει RFU, IFU και BBU όπως και το βασικό σύστημα. Επιπλέον , έχει μια υπομονάδα TX που σχετίζεται με τον πομπό και μια υπομονάδα RX που σχετίζεται με τον δέκτη.

Για να υλοποιήσουμε το συγκεκριμένο τηλεπικοινωνιακό σύστημα απαιτείται πριν απ'όλα και πριν να αρχίσει η επικοινωνία, να φορτωθεί το απαραίτητο λογιμικό επεξεργασίας στην BBU. Τα DSPs μπλοκ περιλαμβανομένων και του μπλοκ πλαισίωσης , κωδικοποίησης , σχεδίασης , διαμόρφωσης και φίλτρου φορτώνονται στην BBU της υπομονάδας TX. Ενώ DSPs μπλοκ περιλαμβανομένων και του μπλοκ φιλτραρίσματος, εξισωτή, ανίχνευσης και αποκωδικοποίησης φορτώνονται στην BBU της υπομονάδας RX. Αφού έχει φορτωθεί το λογισμικό , εκτελείται το πρόγραμμα ελέγχου διαμόρφωσης. Έπειτα η BBU σχηματίζει το απαραίτητο κύκλωμα διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης βασικής ζώνης. Στη συνέχεια τα μεταδιδόμενα δεδομένα μπορούν να οδηγηθούν στην BBU της υπομονάδας TX. Εκεί , τα δεδομένα αυτά διατάσσονται σε πλαίσια, διαμορφώνονται και μετατρέπονται σε δύο σήματα, σήμα συμφασικού κανάλιου και σήμα ορθογωνικού καναλιού από τα μέρη που προαναφέρθηκαν. Αυτά τα σήματα στη συνέχεια οδηγούνται στην IFU της υπομονάδας TX. Εκεί , τα ψηφιακά διαμορφωμένα σήματα I και Q μετατρέπονται απο ψηφιακά σε αναλογικά απο ένα μπλοκ D/A μετατροπέα. Αυτά τα σήματα είναι ορθογώνια διαμορφωμένα στην IF ζώνη και στέλνονται στην RFU της υπομονάδας TX, όπου μετατρέπονται (upconvert) στην RF ζώνη απο το μέρος ελέγχου ισχύος πριν να μεταδοθούν .

Για να λάβουμε το σήμα RF , αρχικά , το λαμβανόμενο σήμα οδηγείται στην RFU της υπομονάδας RX. Εδώ το λαμβανόμενο σήμα φιλτράρεται ζωνοπερατά, ελαχιστοποιώντας τα ανεπιθύμητα σήματα, και μετατρέπεται (downconvert) στην ζώνη IF. Το μπλοκ Automatic Gain Controller (AGC) διατηρεί την ισχύ του σήματος σε ένα σταθερό επίπεδο και αυτό το ελεγχόμενο σε ισχύ σήμα οδηγείται στην IFU της υπομονάδας RX. Εκεί , το λαμβανόμενο σήμα χωρίζεται σε δύο διαφορετικά σήματα ,I και Q, χρησιμοποιώντας ένα μπλοκ ορθογώνιου αποδιαμορφωτή. Το μπλοκ A/D μετατροπέα υπερδειγματοληπτεί και

τα μεταφέρει στην BBU της υπομονάδας RX. Εκεί ολα τα μπλοκ των τηλεπικοινωνιακών τμημάτων υλοποιούνται σε επεξεργαστές DSP πριν να ξεκινήσει η επικοινωνία.Τα υπερδειγματο-ληπτούμενα I και Q φιλτράρονται και εξισώνονται με μια συνηθισμένη μέθοδο και ανιχνεύονται και αποκωδικοποιούνται χρησιμοποιώντας μπλοκ φίλτρου , εξισωτή, αποκωδικο-ποιητή στην BBU της υπομονάδας RX.

1.5. Συνοπτική περιγραφή λειτουργίας των ραδιοσυστημάτων software radio και ανάπτυξης της τεχνολογίας τους

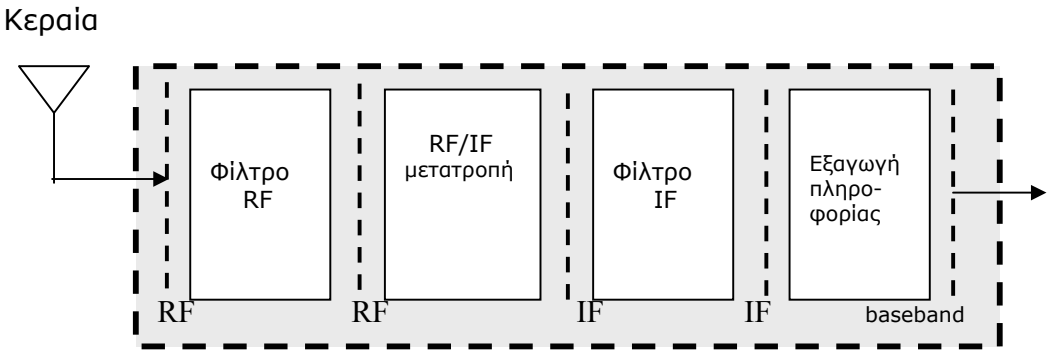
Στη συνέχεια,έχοντας μελετήσει αναλυτικά την αρχιτεκτονική του software radio , παρουσιάζουμε εν συντομία τη λειτουργία του, έχοντας ως αναφορά την Εικόνα 7.

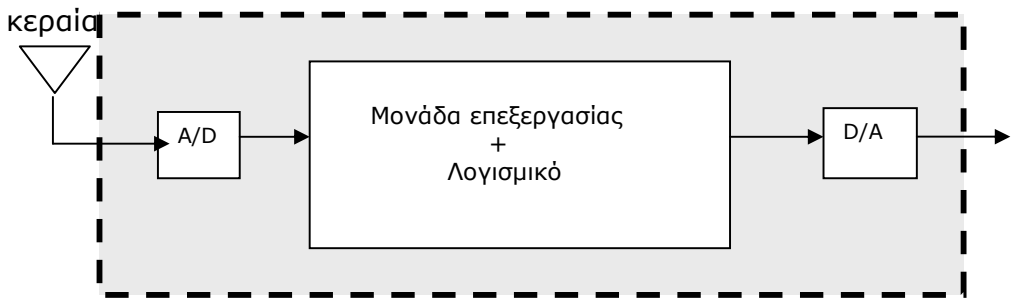
Στους δέκτες του software radio , μετατροπείς A/D μετατρέπουν τα αναλογικά RF σήματα σε ψηφιακά. Στη συνέχεια εξάγεται η πληροφορία από τα ψηφιακά δείγματα με τη βοήθεια τεχνικών επεξεργασίας σήματος. Και τέλος, η πληροφορία παρουσιάζεται με τη βοήθεια D/A μετατροπέων σε μια κατάλληλη μορφή (όπως ακουστική ή video) στον τελικό χρήστη όπως γίνεται και στα συμβατικά ραδιοσυστήματα. Στα software radios επομένως , μονάδες επεξεργασίας που τρέχουν ειδικό λογισμικό, μαζί με μετατροπείς A/Ds και D/As, αντικαθιστούν την αλυσίδα των υλικών συνιστωσών του συμβατικού ραδιοσυστήματος με αποτέλεσμα το software radio να πραγματοποιεί όχι μόνο συνηθισμένες ασύρματες λειτουργίες, αλλά και προηγμένα χαρακτηριστικά γνωρίσματα όπως είναι η επιλογή καναλιού και η διόρθωση λαθών.

Η χρήση επεξεργαστών γενικού σκοπού και λογισμικού επεξεργασίας σήματος αυξάνει την ευελιξία για προσαρμογή σε νέες υπηρεσίες και πρότυπα. Νέο λογισμικό εγκαθίσταται ,χωρίς να είναι απαραίτητη η αντικατάσταση των υλικών συνιστωσών. Παράλληλα η ανάπτυξη και η παραγωγή λογισμικού απαιτεί μικρότερους χρόνους και κόστη απο την ανάπτυξη υλικών υπομονάδων. Τελικά , οι δέκτες του software radio μπορούν να αποθηκεύσουν λογισμικό ικανό να λειτουργεί σε διαφορετικές ζώνες και πρότυπα και να αυξάνει τον αριθμό των υπηρεσιών που μπορεί να παρέχει ένα τμήμα του εξοπλισμού. Ταυτόχρονα όμως,

όσον αφορά τη χρήση επεξεργαστών γενικού σκοπού ισχυει οτι αυξάνει τις απαιτήσεις σε υπολογιστική ισχύ. Από τη στιγμή που οι επεξεργαστές δεν έχουν βελτιστοποιηθεί για να εκτελέσουν μια συγκεκριμένη λειτουργία αλλά ένα σύνολο λειτουργιών, απαιτούν μεγαλύτερη χωρητικότητα για να εκτελέσουν συγκεκριμένες λειτουργίες απ'οτι τα ειδικά/εξειδικευμένα ολοκληρωμένα. Όμως , η βελτίωση της χωρητικότητας των επεξεργαστών,τα τελευταία χρόνια, που δίνεται απο τον κανόνα του Moore επέτρεψε την ανάπτυξη της τεχνολογίας των software radios . Παρ'όλα αυτά οι περιορισμοί της υπολογιστικής χωρητικότητας υπάρχουν ακόμα ,κάτι το οποίο μας αναγκάζει να επιλέξουμε ανάμεσα στο βαθμό ευελιξίας και αποδοτικότητας που επιθυμούμε.

Τέλος ,οι πομποί υλοποιήθηκαν ακολουθώντας ακριβώς την ίδια προσέγγιση. A/D μετατροπείς μετατρέπουν την πληροφορία του χρήστη σε ψηφιακή(σε περίπτωση που είναι φωνή ή βίντεο) και διοχετεύουν τα ψηφιακά δείγματα στο λογισμικό που τρέχει στους επεξεργαστές γενικού σκοπού. Τα δείγματα αυτά επεξεργάζονται και D/A μετατροπείς παράγουν το σήμα που θα μεταδοθεί από την κεραία. Επειδή το σήμα είναι στη βασική ζώνη , ο D/A μετατροπέας έχει λιγότερους περιορισμούς από τον A/D μετατροπέα που τοποθετείται μετά την κεραία και επιπλέον απαιτείται μικρότερη ικανότητα επεξεργασίας .





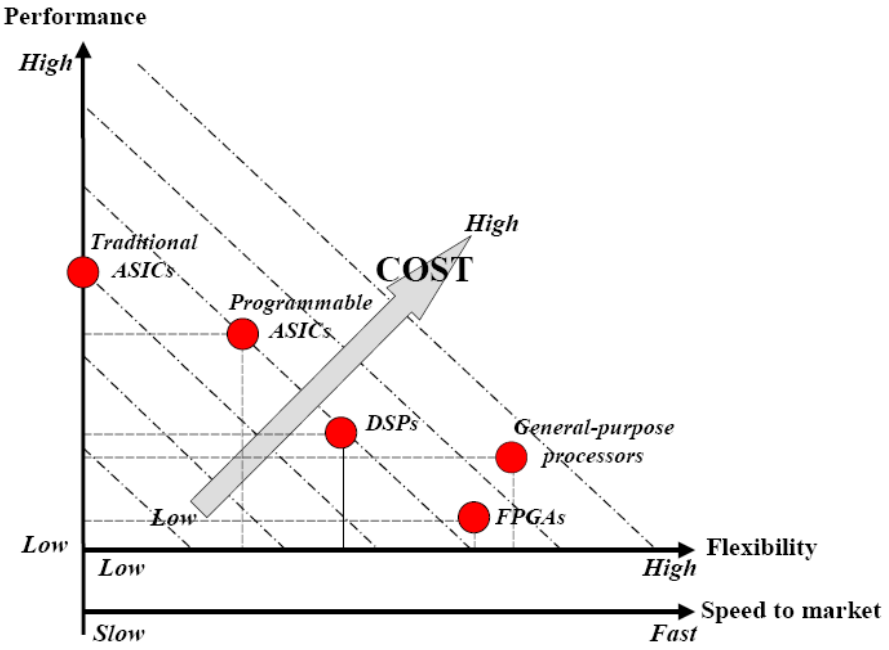
Εικόνα 7: Προσέγγιση του ραδιοσυστήματος με hardware και προσέγγιση βασισμένη σε software

1.6. Περιορισμοί της τεχνολογίας του software radio

Έχοντας μελετήσει τόσο την αρχιτεκτονική όσο και την λειτουργία του software radio , μπορούμε πλέον να αναφερθούμε σε κάποιους περιορισμούς όσον αφορά την τεχνολογική πλευρά του συστήματος.

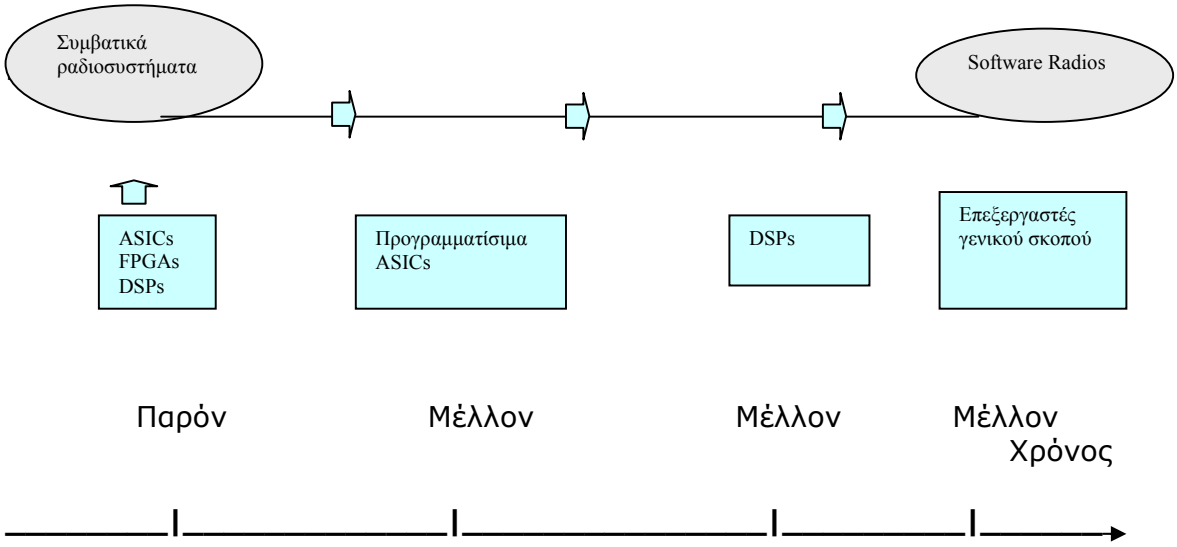
Γνωρίζουμε οτι η μετατροπή του σήματος σε ψηφιακό μετατρέπει τα αναλογικά σήματα που λαμβάνονται στην κεραία σε ψηφιακά δείγματα.Στη συνέχεια οι τεχνικές επεξεργασίας σήματος χειρίζονται τα δείγματα με σκοπό την εξαγωγή της απαραίτητης πληροφορίας.Η μετατροπή σε ψηφιακό αμέσως μετά την κεραία είναι η πιο ευέλικτη προσέγγιση καθώς επιτρέπει να επεξεργαζόμαστε το σήμα αποκλειστικά σε λογισμικό. Ωστόσο , αυτό το είδος μετατροπής σε ψηφιακό είναι προς το παρόν ανέφικτο να υλοποιηθεί εξαιτίας της τεχνικής των μετατροπέων (A/D) και τους περιορισμούς στην υπολογιστική ισχύ των τρέχοντων επεξεργαστών. Για το λόγο αυτό η μετατροπή σε ψηφιακό πραγματοποιείται σε άλλα σημεία της αλυσίδας του συμβατικού ραδιοσυστήματος όπως μετά το φίλτρο IF ή μετά το στάδιο βασικής ζώνης. Η μετατροπή σε ψηφιακό στο στάδιο IF είναι η λύση που υλοποιείται προσωρινά στα software radios.

Ένας άλλος περιοριστικός παράγοντας στην τεχνολογία των software radios είναι οι επεξεργαστές. Τα σχέδια συμβατικών ραδιοσυστημάτων που υλοποιήθηκαν με προηγμένα ASICs και DSPs μπορεί να αυξάνουν την υπολογιστική ικανότητα και να είναι βραχυπρόθεσμες λύσεις για το 3G. Ωστόσο, αυτή η προσέγγιση δεν μπορεί να αντιμετωπίσει τους αντικρουό-μενους στόχους που επιβάλλει το 3G: την απόδοση, ευελιξία, την ταχύτητα της αγοράς και το κόστος. Τα ASICs επιτυγχάνουν υψηλή απόδοση αλλά δεν προγραμματίζονται. Απαιτούν υψηλές επενδύσεις και μεγάλους χρόνους ανάπτυξης. Τα DSPs προγραμματίζονται αλλά εκτελούν μόνο ορισμένες λειτουργίες και απαιτούν πολύ χρόνο για το γράψιμο του λογισμικού. Η κατάσταση αυτή ευνοεί την είσοδο περισσότερο ευέλικτων και πιο φθηνών προσεγγίσεων όπως η τεχνολογία SR, όμως η ικανότητα επεξεργασίας τους πρέπει να είναι αρκετή ώστε να εκτελούνται όλες οι ασύρματες λειτουργίες σε λογισμικό. Επίσης πρέπει να είναι αρκετά ευέλικτοι για την εγκατάσταση νέου λογισμικού καθώς αλλάζουν τα πρότυπα και οι υπηρεσίες. Οι επεξεργαστές θα πρέπει να πετύχουν τους στόχους σε κόστος και χρόνο marketing που θα επιτρέψει την εμπορευματοποίηση.



Εικόνα 8: Σύγκριση επεξεργαστών που χρησιμοποιούνται στα συμβατικά ραδιοσυστήματα και στο software radio

Στην Εικόνα 8 απεικονίζεται μια σύγκριση των διαφόρων επεξεργαστών που χρησιμοποιούνται στα συμβατικά ραδιοσυστήματα και στα συστήματα του software radio. Συμβατικοί επεξεργαστές όπως ASICs (Application Specific Integrated Circuits), FPGAs (Field Programmable Gate Arrays) και DSPs (Digital Signal Processors) αναδείχθηκαν ανεπαρκείς να εκπληρώσουν τις προσδοκίες.Πλέον , όπως φαίνεται και στην Εικόνα 9, απαιτείται η ανάπτυξη ή υιοθέτηση νέων λύσεων όπως είναι τα προγραμματιζόμενα ASICs, βελτιωμένα DSPs και επεξεργαστές γενικού σκοπού ως βάση των προιόντων software radio για να ικανοποιήσουν τις νέες απαιτήσεις .



Εικόνα 9: Εξέλιξη των επεξεργαστών απο τα συμβατικά ραδιοσυστήματα στο software radio

Την ανάπτυξη της τεχνολογίας software radio δεν περιορίζουν όμως μόνο οι μετατροπείς A/D και οι επεξεργαστές αλλά και άλλα εμπόδια. Ένα σημαντικό πρόβλημα για τις τηλεφωνικές συσκευές software radio είναι οι μπαταρίες καθώς οι μετατροπείς A/D έχουν υψηλή κατανάλωση ισχύος, κάτι το οποίο επιβάλλουν και οι πολλοί υπολογισμοί που απαιτεί η επεξεργασία σήματος. Φυσικά,η παροχή

ισχύος συνήθως δεν αποτελεί πρόβλημα σε εξοπλισμό δικτύου αλλά σε συσκευές, όπου η αυτόνομη λειτουργία μπορεί να περιοριστεί σε μία ή δύο ώρες με τις παρούσες μπαταρίες.

Ένα άλλο πρόβλημα αποτελεί η ενίσχυση. Τα φίλτρα RF όχι μόνο περιορίζουν σε συχνότητα το λαμβανόμενο σήμα στην κεραία αλλά ταυτόχρονα το ενισχύουν για να εξουδετερώσουν την εξασθένηση που οφείλεται στην ασύρματη διάδοση. Με αυτόν τον τρόπο πρέπει να επιλέξουμε ανάμεσα σε ποιότητα και εύρος ζώνης. Σε περίπτωση που το εύρος ζώνης του σήματος είναι μεγάλο, οι ενισχυτές μπορεί να προκαλέσουν διαταραχές στις άκρες του εύρους ζώνης. Αυτό το πρόβλημα είναι ιδιαίτερα σημαντικό στα software radios που χρησιμοποιούν ένα RF front end, όπου τα φίλτρα πρέπει να ενισχύσουν σήματα μεγαλύτερου εύρους απ'οτι τα συνηθισμένα ραδιοσυστήματα. Σημαντικές ερευνητικές προσπάθειες αφιερώθηκαν για να κερδίσουν ενίσχυση υψηλής ποιότητας σε μεγάλα εύρη ζώνης.

Τέλος , το κόστος είναι μια αποθαρρυντική συνιστώσα για τις συσκευές software radio. Σήμερα , για μέχρι τρία πρότυπα , οι συμβατικές υλοποιήσεις είναι λιγότερο ακριβές απο software radio, ενώ για περισσότερα απο τέσσερα πρότυπα οι συσκευές software radio είναι οικονομικότερες .

1.7. Χαρακτηριστικά και πλεονεκτήματα του Software Radio

Χαρακτηριστικά του software radio

Όπως προαναφέραμε, το software radio παρέχει μια ευέλικτη αρχιτεκτονική ραδιοσυστημάτων η οποία επιτρέπει να αλλάζει ο χαρακτήρας του ραδιοσυστήματος , σε πραγματικό χρόνο, και εγγυάται στη διαδικασία ένα επιθυμητό βαθμό ποιότητας υπηρεσίας QoS. Η ευελιξία στην αρχιτεκτονικη επιτρέπει στους φορείς παροχής υπηρεσιών να αναβαθμίζουν γρήγορα τις νέες υπηρεσίες υποδομής και αγοράς . Αυτή η ευελιξία στην αρχιτεκτονική υλικού που συνδυάζεται με την ευελιξία στην αρχιτεκτονική λογισμικού μέσω της υλοποίησης τεχνικών όπως ο αντικειμενοστρεφής προγραμματισμός , παρέχει στο software radio τη δυνατότητα να ενσωματωθεί διαφανώς σε πολλαπλά δίκτυα με αρκετά διαφορετικές air και data interfaces. Επιπλέον,η αρχιτεκτονική του

software radio προσδίδει νέες ικανότητες στο σύστημα που μπορούν εύκολα να υλοποιηθούν με λογισμικό. Για παράδειγμα , χαρακτηριστικές βελτιώσεις μπορούν να περιλαμβάνουν τις τεχνικές απόρριψης παρεμβολής , την κρυπτογράφηση, την αναγνώριση και τη συμπίεση φωνής , τα διαφορετικά πρωτόκολλα εξέτασης και τα προηγμένα σχήματα αποκατάστασης λάθους. Αυτές οι ικανότητες ικανοποιούν τις ασύρματες απαιτήσεις των συστημάτων 3G και 4G και των προηγμένων προσεγγίσεων των ασύρματων δικτύων.

Ένα άλλο χαρακτηριστικό των συστημάτων software radio είναι οτι προσαρμόζονται δυναμικά στο περιβάλλον. Συγκεκριμένα,έχουν την δυνατότητα να εκτελούν αυτόματο έλεγχο του περιβάλλοντος και να επιλέγουν τις αποδοτικότερες ζώνες ,πρότυπα και εφαρμογές ώστε να ικανοποιούν τις εκάστοτε ανάγκες του χρήστη. Οι υπάρχουσες συσκευές multimode περιορίζονται σε δύο ή τρία πρότυπα παρέχοντας τις ίδιες ή παρόμοιες υπηρεσίες .Με τη χρήση του software radio,όμως , ο αριθμός και ο τύπος των προτύπων που μπορούν να χρησιμοποιήσουν την ίδια συσκευή θα αυξηθεί. Για παράδειγμα, σ’ένα περιβάλλον στο οποίο παρέχονται κυψελωτά δίκτυα δεδομένων και τοπικά ασύρματα δίκτυα,ένα «έξυπνο» ραδιοσύστημα θα επιλέξει την καταλληλότερη υπηρεσία για την εφαρμογή του χρήστη ,τη δεδομένη στιγμή. Συγκεκριμένα,σε περίπτωση πλοήγησης στο διαδίκτυο ,θα επιλεγούν υψηλές ταχύτητες δεδομένων ενώ για εφαρμογές ηλεκτρονικού ταχυδρομείου θα ισχύει το αντίθετο. Επιπλέον το software radio προσφέρει την δυνατότητα ανάπτυξης προιόντων με γρηγορότερο και λιγότερο ακριβό τρόπο .Ο πρώτος παράγοντας που μειώνει το χρόνο και το κόστος κατασκευής είναι η χρήση του ίδιου υλικού για πολλαπλές συσκευές. Το ίδιο κομμάτι υλικού για παράδειγμα μπορεί να υλοποιήσει σταθμούς βάσης για δύο πρότυπα , GSM και IS-95,με αποτέλεσμα να απαιτούνται λιγότερο ακριβοί παραγωγικοί πόροι. Επίσης ,από τη στιγμή που τα περισσότερα προιόντα θα μοιράζονται το ίδιο βασικό υλικό,η σχεδίαση της παραγωγής θα είναι ευκολότερη. Ο δεύτερος παράγοντας είναι η σχεδίαση του λογισμικού. Με την προσέγγιση του software radio, η ανάπτυξη ενός νέου προιόντος περιλαμβάνει κυρίως την συγγραφή νέου κώδικα. Η μαζική παραγωγή λογισμικού απαιτεί λιγότερες πηγές και οργανωτική δομή. Επιπλέον ,με μια αρθρωτή σχεδίαση που επιτρέπει την φορητότητα του κώδικα ανάμεσα στους επεξεργαστές, μέρη

λογισμικού μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε διαφορετικά προιόντα και με αυτόν τον τρόπο , μικρά μόνο κομμάτια λογισμικού χρειάζεται να αλλάξουν όταν υλοποιούνται πρωτότυπα προιόντα.

Πλεονεκτήματα του Software radio

Η εφαρμογή του software radio προσφέρει αρκετά οφέλη τόσο στους προμηθευτές εταιρειών όσο και στην κυβέρνηση και στους εμπορικούς χρήστες. Μερικά από αυτά τα πλεονεκτήματα του software radio αναφέρονται παρακάτω:

Τα πλεονεκτήματα για τους εμπορικούς χρήστες και τους προμηθευτές εταιρειών είναι τα εξής:

- Παγκόσμιες υπηρεσίες περιαγωγής(roaming)
- Τερματικά που μπορούν να αναβαθμιστούν
- Προστιθέμενες νέες υηρεσίες χωρίς υποχρεωτική αλλαγή τερματικού
- Επιδιόρθωση μη αναμενόμενων βλαβών χωρίς την ανάγκη επιστροφής του προιόντος.
- Ευπροσάρμοστό λογισμικό (π.χ. λογισμικό ασύρματων τηλεπικοινωνιών το οποίο μπορεί να εγκατασταθεί σε άλλα ηλεκτρικά προιόντα όπως και σε κινητά τερματικά.) Αυτό σημαίνει οτι όχι μόνο χρήστες κινητών αλλά και χρήστες άλλων συσκευών θα μπορουν να έχουν πρόσβαση σε software radio προμηθευτές.
- Πολυλειτουργικότητα πάνω σε διαφορετικά πρότυπα και υπηρεσίες
- Χαμηλότεροι χρόνοι και κόστη ανάπτυξης και κατασκευής
- Αυξημένη ευελιξία στην παραγωγή και βελτιωμένα κανάλια marketing
- Δυναμική προσαρμογή στο περιβάλλον

Τα πλεονεκτήματα για την κυβέρνηση είναι τα εξής :

- Παγκόσμιες υπηρεσίες περιαγωγής(roaming) προσφέρονται στους πελάτες.

- Απο την οικολογική σκοπιά , το software radio περιορίζει το υλικό, καθώς χρειάζεται μόνο μια τερματική συσκευή, με αποτέλεσμα να ελαττώνονται τα βιομηχανικά απορρίματα.
- Εύκολη πιστοποίηση των τερματικών σύμφωνα με τον νόμο καθώς σε τελευταία ανάλυση μόνο το λογισμικό θα πρέπει να πιστοποιείται.

Για τους εμπορικούς χρήστες ,τα πλεονεκτήματα είναι τα εξής :

- Απεριόριστες παγκόσμιες υπηρεσίες περιαγωγής.
- Ένα κινητό τερματικό για πολλές υπηρεσίες.
- Νέες παρεχόμενες υπηρεσίες χωρίς την απαραίτητη αναβάθμιση υλικού.
- Νέες προστιθέμενες υπηρεσίες χωρίς την απαραίτητη αλλαγή τερματικού.
- Επιδιόρθωση βλαβών χωρίς την απαραίτητη επιστροφή του προιόντος.
- Αυξημένη εξατομίκευση υπηρεσιών

Παράλληλα με όλα τα οφέλη που απορρέουν από τη χρήση της τεχνολογίας του software radio, επιβάλλεται να αναφερθούμε στους παράγοντες οι οποίοι αναμένεται να παίξουν καθοριστικό ρόλο στην ευρύτερη αποδοχή του software radio.Περιληπτικά ,πρόκειται για τους παρακάτω πέντε παράγοντες:

- Πολυλειτουργικότητα : Με την ανάπτυξη των δικτύων περιορισμένου φάσματος όπως Bluetooth, είναι τώρα δυνατόν να ενισχυθούν οι υπηρεσίες ενός ραδιοσυστήματος με άλλες συσκευές που παρέχουν τις συμπληρωματικές υπηρεσίες. Παραδείγματος χάριν, μία bluetooth μηχανή fax μπορεί να είναι σε θέση να στείλει ένα fax σε έναν κοντινό υπολογιστή lap-top που εξοπλίζεται με ένα software radio που υποστηρίζει τη διεπαφή Bluetooth. Η ικανότητα επανασχηματισμού του software radio μπορεί να υποστηρίξει μια σχεδόν άπειρη ποικιλία των υπηρεσιών σε ένα σύστημα.
- Καθολική κινητικότητα: Σήμερα υπάρχουν διάφορα πρότυπα επικοινωνίας. Μόνο στα 2G , υπάρχουν τα IS-136, GSM, IS-95/CDMA1, και πολλά άλλα λιγότερο γνωστά πρότυπα. Η 3G τεχνολογία προσπάθησε να εναρμονίσει όλα τα πρότυπα.

Εντούτοις, υπάρχουν πολλά 3G πρότυπα . Η ανάγκη για τη δυνατότητα του ραδιοσυστήματος να λειτουργήσει με μερικά, κατά προτίμηση όλα, από αυτά τα πρότυπα στις διαφορετικές γεωγραφικές περιοχές του κόσμου έχει ενθαρρύνει την αύξηση της ασύρματης έννοιας λογισμικού. Οι στρατιωτικές υπηρεσίες αντιμετωπίζουν επίσης ένα παρόμοιο ζήτημα με τα ασυμβίβαστα ραδιο πρότυπα που υπάρχουν μεταξύ καθώς επίσης και μέσα στους στρατιωτικούς τομείς .

- Απόδοση ισχύος : Ραδιοσυστήματα πολλαπλών λειτουργιών,multimode που σχεδιάζονται χρησιμοποιώντας την προσέγγιση "Velcro" που περιλαμβάνει χωριστό πυρίτιο για κάθε σύστημα , μπορεί να γίνουν ογκώδη και ανεπαρκή καθώς αυξάνεται ο αριθμός των συστημάτων. Εντούτοις η προσέγγιση του software radio, οδηγεί σε μία συμπαγή και σε μερικές περιπτώσεις , αποδοτική σε ισχύ σχεδίαση , ειδικά καθώς αυξάνεται ο αριθμός των συστημάτων, δεδομένου οτι το ίδιο κομμάτι υλικού επαναχρησιμοποιείται για να υλοποιήσει πολλαπλά συστήματα και interfaces.
- Ευκολία κατασκευής : Τα RF τμήματα είναι δύσκολο να τυποποιηθούν και μπορούν να έχουν ποικίλα χαρακτηριστικά απόδοσης. Από την άποψη της απόδοσης, η βελτιστοποίηση τωντμημάτων μπορεί να πάρει μερικά έτη και έτσι να καθυστερήσει την εισαγωγή προιόντων. Γενικά η ψηφιακή μετατροπή του σήματος νωρίς στην αλυσίδα του δέκτη μπορεί να οδηγήσει σε μία σχεδίαση που ενσωματώνει πολύ λιγότερα μέρη.
- Ευκολία αναβάθμισης : Κατά την διάρκεια της ανάπτυξης/επέκτασης μπορεί να προκύψει ανάγκη αναβάθμισης των τρέχουσων υπηρεσιών ή εισαγωγή νέων. Τέτοιοι εμπλουτισμοί θα πρέπει να γίνονται χωρίς να επηρεάζουν την λειτουργία της τρέχουσας υποδομής. Μια ευέλικτη αρχιτεκτονική επιτρέπει τις βελτιώσεις και την εισαγωγή πρόσθετων λειτουργιών χωρίς την δαπάνη της αποκατάστασης όλων των μονάδων ή της αντικατάστασης των τερματικών. Για παράδειγμα η τεχνολογία Vocoder , βελτιώνεται συνεχώς για να προσφέρει την υψηλότερης ποιότητας φωνή στους χαμηλότερους ρυθμούς bit. Καθώς νέα vocoders αναπτύσσονται, μπορούν γρήγορα να τοποθετηθούν στα συστήματα του software radio.

1.8. Απειλές για την τεχνολογία του software radio

Το Software Defined Radio (SDR) ,όπως προαναφέραμε, είναι μία ραγδαία εξελισσόμενη τεχνολογία που απολαμβάνει τεράστια αναγνώριση και προξενεί το ενδιαφέρον των περισσότερων ανθρώπων. Ταυτόχρονα όμως με όλα τα οφέλη που προκύπτουν από την εφαρμογή της επαναδιαμόρφωσης , η ικανότητα αυτή σε συνδυασμό με τη χρήση λογισμικού μπορεί να επιφέρει σημαντικά προβλήματα ασφάλειας του ραδιοσυστήματος. Κάποια από αυτά είναι η αυθαίρετη χρησιμοποίηση της εφαρμογής και των υπηρεσιών του δικτύου, η αυθαίρετη τροποποίηση του λογισμικού και η υπολειτουργικότητα του εξοπλισμού του ραδιοσυστήματος. Για παράδειγμα, προκειμένου να υλοποιήσουμε το ραδιοσύστημα, το λογισμικό μπορεί να εισαχθεί σε μία συσκευή που να αλλάζει τα λειτουργικά χαρακτηριστικά της στην περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων (RF) έτσι ώστε να μη λειτουργεί πλέον με επιβεβλημένους περιορισμούς (όπως για παράδειγμα τη συχνότητα, την ισχύ, τη διαμόρφωση κ.α.). Τέτοιου είδους μεταβολές στις παραμέτρους της περιοχής των ραδιοσυχνοτήτων (RF) ενδέχεται να χρησιμοποιηθούν για να επιφέρουν μία αστοχία στις υπηρεσίες του υλικού ή και σε ολόκληρο το ασύρματο δίκτυο. Επιπλέον, μπορεί να εισβάλλουν ιοί οι οποίοι θα προσπα-θήσουν να αλλοιώσουν το περιεχόμενο του λογισμικού. Είναι σημαντικό λοιπόν να παρέχουμε μηχανισμούς προστασίας που να επιβεβαιώνουν την ασφάλεια και την αξιόπιστη λειτουργία.

Σύγχρονες τεχνικές που να εξασφαλίζουν τη λειτουργία του ραδιοσυστήματος με επιθυμητές τιμές των διαφόρων παραμέτρων δεν μπορούν να εφαρμοστούν στην περίπτωση του εξοπλισμού του software radio, καθώς οι παράμετροι που είχαν κάποτε κατασκευαστεί σε υλικό μπορούν πλέον να επαναδιαμορφωθούν κατά τη διάρκεια μίας τυπικής λειτουργίας. Η αρχιτεκτονική του λογισμικού και του υλικού των συστημάτων στα οποία αναπτύσσεται η τεχνολογία software radio πρέπει να ενσωματώνει μέτρα ασφάλειας, να απομονώνει και να προστατεύει τα κρίσιμα στοιχεία του ραδιοσυστήματος από ανεπιθύμητες μεταβολές, τυχαίες ή εκούσιες. Χωρίς τέτοιου είδους μηχανισμούς

προστασίας, η αυξημένη ευελιξία και προσβασιμότητα των επαναδιαμορφώσιμων τερματικών μπορεί να χρησιμοποιηθεί με λάθος τρόπο.

Το SDR Forum κατηγοριοποιεί τη συλλογή του λογισμικού για το SDR ως εξής:

- Λειτουργικό περιβάλλον ραδιοσυστήματος: Αποτελείται από τον πυρήνα του σκελετού του λειτουργικού συστήματος, τους οδηγούς, middleware, τους εγκαταστάτες και άλλο λογισμικό που είναι απαραίτητο για τη λειτουργία της πλατφόρμας του ραδιοσυστήματος.
- Ράδιο εφαρμογή: Λογισμικό το οποίο ελέγχει τη συμπεριφορά της RF λειτουργίας στο ραδιοσύστημα. Περιλαμβάνει οποιοδήποτε λογισμικό καθορίζει το air interface, τη διαμόρφωση και τα πρωτόκολλα εικοινωνίας. Χρησιμοποιέται επίσης για την διοίκηση και τον έλεγχο του ραδιοσυστήματος σε ένα περιβάλλον δικτύου.
- Εφαρμογές του παροχέα υπηρεσιών: Το λογισμικό χρησιμοποιείται για να υποστηρίξει το δίκτυο - Service Provider Applications – και άλλες παρεχόμενες υπηρεσίες για τον χρήστη του ραδιοσυστήματος . Περιλαμβάνει ηχητικά τηλεφωνήματα, μεταφορά δεδομένων, άμεση υπηρεσία μηνυμάτων, εικόνες βίντεο, άμεση βοήθεια και γεωτοποθεσία (geolocation)
- Εφαρμογές χρηστών: λογισμικό εφαρμογής που δεν εμπίπτει σε κάποια από τις παραπάνω κατηγορίες.

Κάθε κατηγορία λογισμικού έχει τις δικές της παραμέτρους ασφάλειας, όμως η διαμόρφωση της ασφάλειας της συσκευής του software radio και η εξασφάλιση της καλής λειτουργίας των συντελεστών του αποτελούν σημεία-κλειδιά του συνολικού προβλήματος ασφάλειας του . Στη συνέχεια , επικεντρώνουμε την ανάλυση μας σε θέματα που επηρεάζουν την ασφάλεια του Λειτουργικού Περιβάλλοντος του Ραδιοσυστήματος (Radio Operating Environment) και των Ραδιοεφαρμογών των δομικών στοιχείων (Radio Application modules) του GNU Software Radio. Το GNU Software Radio είναι μία πλατφόρμα software radio που χρησιμοποιείται τόσο για ακαδημαική έρευνα όσο και για την ανάπτυξη εμπορικών προιόντων. Στην παρούσα μορφή του, το GNU Software Radio ορίζει τους συντελεστές για την επεξεργασία σήματος ενός ασύρματου δέκτη και τις απαραίτητες λειτουργίες για τη διαμόρφωση του δέκτη.

Ανάλυση των επικείμενων κινδύνων

Σε αυτό το σημείο θα αναλύσουμε την ασφάλεια του Λειτουργικού Περιβάλλοντος του Ραδιοσυστήματος (ROE) και της ασύρματης εφαρμογής (RA) του GNU Software Radio. Ξεκινώντας από το Λειτουργικό Περιβάλλον του Ραδιοσυστήματος , θα εξετάσουμε τον τρόπο με τον οποίο αυτό διαμορφώνει το GNU Radio και αρχικοποιεί την εκτέλεση των συντελεστών ασύρματης εφαρμογής. Σε ό,τι έχει σχέση με αυτούς τους συντελεστές , θα εξετάσουμε τον τρόπο με τον οποίο αλληλεπιδρούν και μοιράζονται δεδομένα. Θα περιγράψουμε τέλος με συντομία τον τρόπο με τον οποίο τόσο το Λειτουργικό περιβάλλον όσο και η ασύρματη εφαρμογή μπορούν να προγραμματίσουν τις RF παραμέτρους και τους κινδύνους που μπορεί να προκαλέσει αυτός ο προγραμματισμός στην ασφάλεια του συστήματος.

Το Λειτουργικό περιβάλλον προσφέρει στο GNU Software Radio λειτουργίες που κατασκευάζουν και επιτελούν το γράφημα της ροής δεδομένων. Οποιοσδήποτε συντελεστής ασύρματης εφαρμογής μπορεί να ορίσει ένα αντικείμενο του γραφήματος, να προσθέσει καθέτους στο γράφημα και να πραγματοποιήσει την έναρξη της εκτέλεσης του γραφήματος. Γι'αυτό, είναι πιθανό για οποιονδήποτε μόλις φορτωμένο συντελεστή να επαναδιαμορφώσει τη λειτουργία της συσκευής software radio. Προκειμένου να αποφύγουμε αυτή την ανεπιθύμητη διαδικασία, πρέπει να προστατέψουμε το γράφημα software radio και να αναθέσουμε στους συντελεστές του συστήματος να ανακατασκευάσουν, να αναβαθμίσουν και να εκτελέσουν το γράφημα. Το GNU Software Radio στην παρούσα μορφή του δεν προσφέρει τέτοιες λειτουργίες.

Επιπλέον των κινδύνων που σχετίζονται με την αμεσότητα της εκτέλεσης του γραφήματος, υπάρχουν πολλοί κίνδυνοι που σχετίζονται με την εκτέλεση συντελεστών στο γράφημα. Πρώτον, όλοι οι συντελεστές επεξεργασίας σήματος τρέχουν στην ίδια διεύθυνση. Γι'αυτό οποιοσδήποτε εχθρικός συντελεστής μπορεί να διαβάσει ή να γράψει δεδομένα στην διεύθυνση αυτή. Για να υπάρχει ουσιαστική ασφάλεια ανάμεσα στους συντελεστές, πρέπει η μνήμη πρόσβασης του κάθε συντελεστή να απομονώνεται και να περιορίζεται στα δικά του μόνο

δεδομένα. Επιπλέον, η περιοχή προσωρινής αποθήκευσης που είναι κοινή, και συνδέει τους όμορους συντελεστές επεξεργασίας σήματος μπορεί να καταληφθεί από λανθασμένο λογισμικό και αυτό μπορεί να οδηγήσει σε υπερχείλιση της προσωρινής μνήμης. Για να προστατεύσουμε την προσωρινή μνήμη αποθήκευσης από την υπερχείλση, πρέπει να αναπτύξουμε μηχανισμούς που να περιορίζουν το μέγεθος των δεδομένων, ανάλογα με το μέγεθος της. Ταυτόχρονα όμως με τους κινδύνους που προαναφέραμε, υπάρχουν πάντα κίνδυνοι που μπορεί να προέρχονται από τη δυνατότητα προγραμματισμού των παραμέτρων στην περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων RF, όπως η διαμόρφωση, η συχνότητα και η ισχύς. Συγκεκριμένα μπορούμε να αναφέρουμε τα εξής για κάθε έναν από τους παραπάνω πιθανούς κινδύνους:

- Διαμόρφωση: Περιλαμβάνει την ανεπιθύμητη αλλαγή της μορφής της διαμόρφωσης.Αυτός ο κίνδυνος έχει περιορισμένο αντίκτυπο.
- Συχνότητα: Ο σχεδιασμός και η κατασκευή φίλτρων RF συγκεκριμένης ανοχής περιορίζει την επεκτασιμότητα του υλικού. Γι'αυτό οι βελτιώσεις του λογισμικού σ'αυτόν τον τομέα μπορεί να επιτρέψουν σε ασύρματες συσκευές να εκπέμπουν και να λαμβάνουν σε διάφορες συχνότητες, πάνω και κάτω από μία συγκεκριμένη συχνότητα (υψιπερατά ή βαθυπερατά φίλτρα) ή σε μία ζώνη συχνοτήτων (ζωνοπερατά φίλτρα). Στην περίπτωση που μία συσκευή είναι προγραμματισμένη να μεταδίδει σε μία συχνότητα η οποία δε βρίσκεται στη δικαιοδοσία της, παρεμβάλλει σε άλλους κόμβους που χρησιμοποιούν τη συχνότητα αυτή και έτσι παρατηρούμε το φαινόμενο της παρεμβολής.
- Ισχύς εξόδου: Όπως και η συχνότητα, η ισχύς εξόδου περιορίζεται από τους υπάρχοντες μηχανικούς περιορισμούς που προκαλούνται από το σχεδιασμό του υλικού.

Από τις τρεις παραμέτρους που μόλις αναπτύξαμε, η ισχύς είναι εκείνη που έχει τη μικρότερη πιθανότητα να πληγεί από την τεχνολογία software radio . Οι πραγματικοί κίνδυνοι της ασφάλειας περιορίζονται κυρίως σε πιθανά σενάρια, σύμφωνα με τα οποία η συσκευή λειτουργεί με μέγιστη ισχύ, ενώ θα έπρεπε να λειτουργεί σε κατάσταση μειωμένης ισχύος. Η λειτουργία σε μέγιστη ισχύ μπορεί να επιφέρει βελτίωση της απόδοσης σε κάθε χρήστη

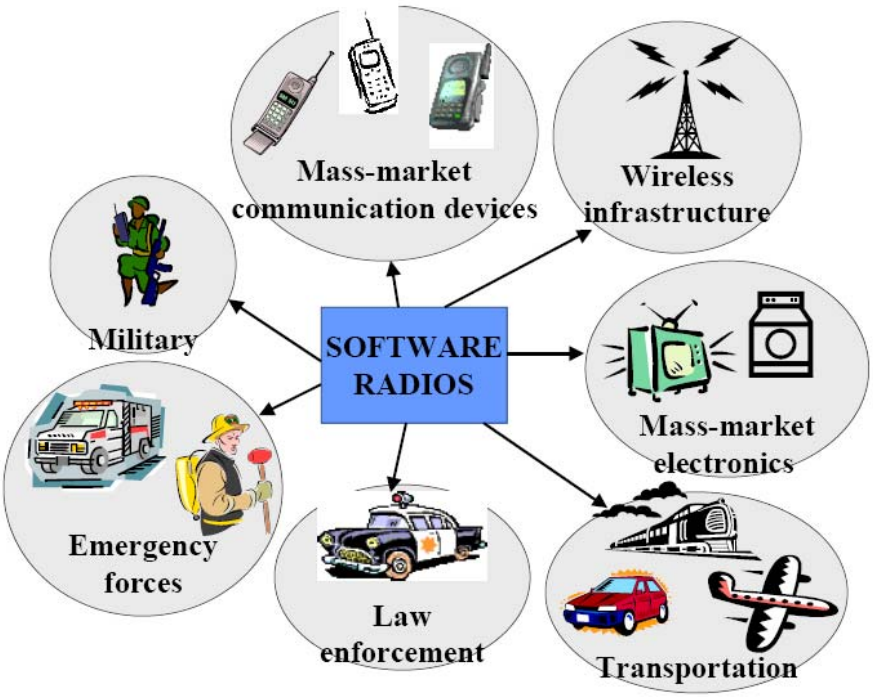
ξεχωριστά, αλλά να υποβαθμίσει ταυτόχρονα τη συνολική απόδοση του επικοινωνιακού συστήματος. Επιπλέον, άλλοι χρήστες που βρίσκονται στο δίκτυο πιθανώς να αναγκαστούν να λειτουργήσουν με αυξημένα επίπεδα ισχύος, με αποτέλεσμα τη μείωση του χρόνου ζωής της μπαταρίας τους. Γι'αυτό ένας κόμβος που λειτουργεί σε κατάσταση μέγιστης ισχύος για μεγάλες περιόδους μπορεί να προκαλέσει την απόρριψη εξυπηρέτησης κόμβων που αυξάνουν τα επίπεδα ισχύος και ξοδεύουν πρόωρα τις μπαταρίες τους.

1.9. Εφαρμογές του Software Radio

Στις σημαντικότερες εφαρμογές του software radio-όπως απεικονίζονται στην Εικόνα 10 - περιλαμβάνονται οι συσκευές επικοινωνιών ευρείας κατανάλωσης και η ασύρματη υποδομή (wireless infrastructure), οι οποίες οφελούνται από τις νέες δυνατότητες που δημιουργούνται λόγω της τεχνολογίας του software radio. Παρ'όλα αυτά , η τεχνολογία του software radio ενδέχεται να αποκτήσει περισσότερες εφαρμογές στο εγγύς μέλλον ,καθώς θα αναπτύσσεται η τεχνολογία.

Ο στρατός αποτελεί σήμερα έναν από τους πιο σημαντικούς υποστηρικτές της τεχνολογίας του software radio καθώς έχει εκφράσει μεγάλη επιθυμία για υιοθέτηση νέων τεχνολογιών που να χρησιμοποιούν πιο αποδοτικά το φάσμα τους.Όπως γνωρίζουμε, η Ομοσπονδιακή Επιτροπή Επικοινωνιών (FCC-Federal Communication Commission) έχει διανείμει συμβατικά ευρείες ζώνες συχνοτήτων για στρατιωτικούς σκοπούς ,ενώ ταυτόχρονα υπάρχει αυξανόμενη απαίτηση για διάθεση εμπορικού φάσματος συχνοτήτων. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ανάγκη για επαναδιανομή των στρατιωτικών ζωνών συχνοτήτων για χρήση από τους απλούς πολίτες , κάτι που γίνεται φανερό και από το γεγονός ότι η FCC δεσμεύτηκε να απελευθερώσει τη ζώνη των 2 GHz και να την προσφέρει στις επικοινωνίες 3G. Παράλληλα όμως οι ασύρματες επικοινωνίες παρουσιάζουν μεγάλη στρατηγική σημασία και για το λόγο αυτό ο στρατός προσπαθεί να διασφαλίσει την ύπαρξη ικανοποιητικής επικοινωνίας σε οποιαδήποτε στιγμή, παρόλο που οι δεσμευμένες ζώνες δεν αναμένεται να είναι διαθέσιμες την ώρα της μάχης. Η απαίτηση αυτή καθώς και κάποια άλλα προβλήματα βρίσκουν λύση

μέσω της τεχνολογίας του software radio. Ένα από αυτά είναι η εξασφάλιση της επικοινωνίας μεταξύ μη συμβατών ραδιοσυστημάτων μέσω της εγκατάστασης νέου , κατάλληλου λογισμικού. Σε κρίσιμες περιπτώσεις , η φόρτωση του λογισμικού θα μπορούσε να λάβει χώρα ακόμα και στον αέρα. (over the air) .Επι πρόσθετα, το software radio παρέχει μία πιο αποδοτική χρήση του διαθέσιμου φάσματος, γεγονός που αποτελεί βασικό πλεονέκτημα την ώρα της μάχης. Η ικανότητα του software radio να αλλάζει ζώνες , πρότυπα και εφαρμογές εγγυάται την ικανοποιητική λειτουργία των επικοινωνιών ακόμα και σε περιπτώσεις υψηλής απασχόλησης και παρεμβολών. Ο στρατός συγκεκριμένα,όπως προαναφέραμε, υποστήριξε την τεχνολογία του software radio από τα αρχικά της στάδια , ξεκινώντας με την κατασκευή του SPEAKeasy στη δεκαετία του 1990 , και προτίθεται να διαθέσει υψηλά ποσά προκειμένου να αποκτήσει νέα επιτεύγματα (JTRS / JPEO). Τέλος , όσον αφορά την περιορισμένη διάρκεια ζωής των μπαταριών δεν αποτελεί πρόβλημα για τα ραδιοσυστήματα του στρατού,καθώς οι στρατιώτες και τα οχήματα έχουν αναλάβει τη μεταφορά μπαταριών μεγάλης διάρκειας ζωής. Εξάλλου, στο πεδίο μάχης οι υπηρεσίες είναι αυτές που παίζουν σημαντικό ρόλο στην επίτευξη της επικοινωνίας ,ενώ ο εξοπλισμός που χρησιμοποιείται συνήθως είναι αρκετά εξελιγμένος.



Εικόνα 10: Εφαρμογές του software radio

Οι δυνάμεις αμέσου δράσεως , όπως η πυροσβεστική και τα ασθενοφόρα χρησιμοποιούν μη συμβατά ραδιοσυστήματα , τα οποία δυσχεραίνουν την επικοινωνία και τη συνεργασία τους σε περιπτώσεις έκτακτης ανάγκης. Όπως ακριβώς συμβαίνει και στο στρατό , οι δυνάμεις που χρησιμοποιούν συστήματα software radio και λειτουργούν πάνω σε λογισμικό, που υπακούει σε κοινά πρότυπα έχουν τη δυνατότητα να επικοινωνούν μεταξύ τους και να διαχειρίζονται καλύτερα τις ασύρματες πηγές τους. Εάν για παράδειγμα ξεσπάσει φωτιά σε ένα μεγάλο εμπορικό κέντρο , οι σταθμοί βάσης software radio μπορούν να εμποδίσουν τις τυπικές κυψελωτές κλήσεις και να διανείμουν επιπρόσθετες ζώνες συχνοτήτων στους πυροσβέστες και στις κλήσεις έκτακτης ανάγκης. Σε περίπτωση που οι πυροσβέστες και τα ασθενοφόρα διαθέτουν συστήματα software radio και λογισμικό που να μπορεί να λειτουργεί πάνω στα ίδια πρότυπα , τότε ενδεχομένως να μπορούν να επικοινωνούν άμεσα μεταξύ τους ,γεγονός που θα διευκόλυνε το έργο τους. Εάν όμως , τα ραδιοσυστήματα που διαθέτουν δεν υπακούουν στα ίδια πρότυπα , θα είχαν την δυνατότητα να φορτώσουν το

κατάλληλο λογισμικό μέσω του air interface. Όπως συμβαίνει και στην περίπτωση του στρατού , η περιορισμένη διάρκεια ζωής των μπαταριών δεν αποτελεί σημαντικό πρόβλημα στις συγκεκριμένες εφαρμογές , καθώς είναι εγκατεστημένος στα οχήματα κατάλληλος εξοπλισμός , ο οποίος εξασφαλίζει τη διαρκή παροχή ενέργειας.

Έναν άλλο υποστηρικτή της τεχνολογίας του software radio αποτελεί η αστυνομία.Το software radio παρέχει επίσης τη δυνατότητα διαλειτουργι-κότητας μεταξύ μη συμβατών ραδιοσυστημάτων που χρησιμοποιούνται από διαφορετικά τμήματα του δημοσίου τομέα. Ακριβώς όπως στην περίπτωση του στρατού και της άμεσης δράσης , η διάρκεια ζωής της μπαταρίας και το βάρος αποτελούν προβλήματα δευτερεύουσας σημασίας, καθώς τα ραδιοσυστήματα εγκαθίστανται σε οχήματα και μεταφέρονται από ειδικούς.

Τέλος,η βιομηχανία των συγκοινωνιών αποτελεί άλλον έναν τομέα , στον οποίο μπορεί να εφαρμοστεί η τεχνολογία του software radio. Ο σχεδιασμός και η κατασκευή νέων οχημάτων είναι μία μακροχρόνια και με μεγάλο κόστος διαδικασία. Εξάλλου , τα επικοινωνιακά συστήματα αποτελούσαν ανέκαθεν ένα μικρό μέρος του σχεδιασμού. Στη βιομηχανία αυτοκινήτων , για παράδειγμα , τα ραδιοσυστήματα AM και FM αποτελούν δευτερεύοντα κριτήρια για τους χρήστες προκειμένου να επιλέξουν ένα αυτοκίνητο ,ενώ το κόστος τους είναι αρκετά μικρό συγκρινόμενο με το κόστος ολόκληρου του αυτοκινήτου. Παρ'όλα αυτά , τα επικοινωνιακά συστήματα γίνονται ολοένα και πιο σημαντικά καθώς εξελίσσονται οι ασύρματες επικοινωνίες και ενδέχεται να αποτελέσουν στο μέλλον ένα αρκετά σημαντικό μέρος του κόστους των οχημάτων. Η απαίτηση για την ύπαρξη επικοινωνιακών συστημάτων μέσα στα οχήματα μεγαλώνει συνεχώς και είναι πλέον δύσκολο να αναμένουμε τη στιγμή που θα κατασκευαστεί ένα νέο μοντέλο. Οι κατασκευαστές πιθανώς να αναρωτιούνται ποιες νέες ασύρματες ζώνες θα προσφέρουν ευρυζωνικές υπηρεσίες στο εγγύς μέλλον ή το αν η πρόσβαση στο Internet θα αποτελέσει σημαντικό θέμα στην εξέλιξη των μελλοντικών οχημάτων. Επιπλέον, οφείλουν να παραγγέλνουν το επικοινωνιακό υλικό πολύ πριν κατασκευαστεί το αυτοκίνητο. Το software radio παρέχει έναν ευέλικτο τρόπο εφαρμογής επικοινωνιακού συστήματος τέτοιου είδους. Αφού η αλυσίδα του υλικού είναι κοινή , οι κατασκευαστές μπορούν να περιμένουν μέχρι το

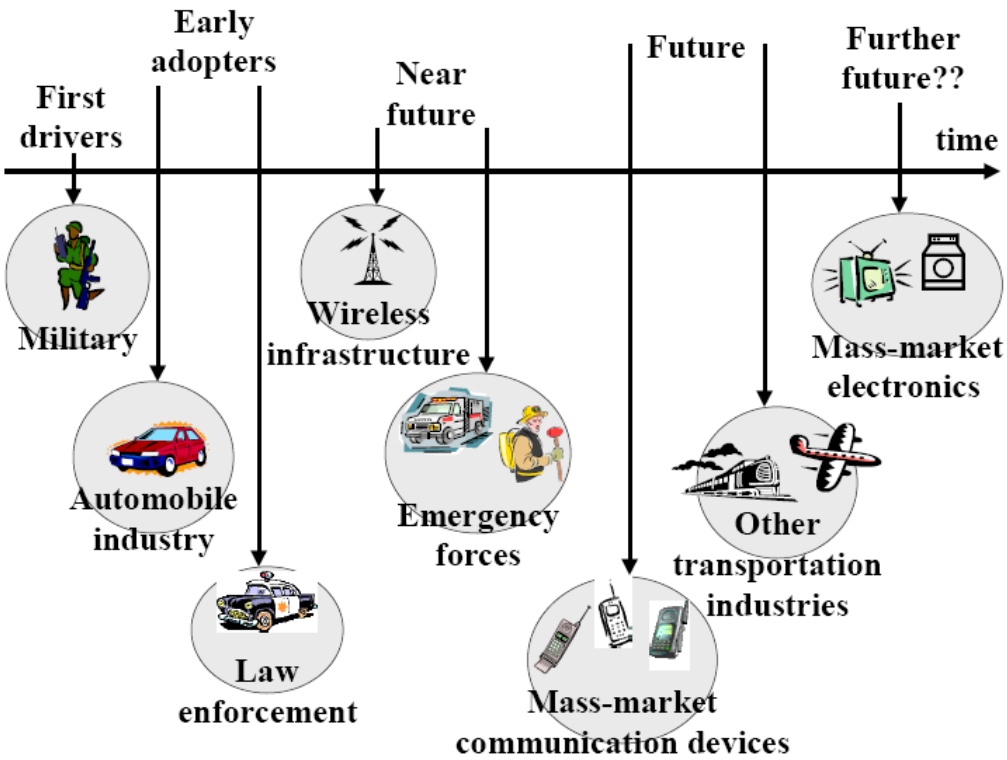
κατασκευαστικό στάδιο πριν αποφασίσσουν ποιες επικοινωνίες θα παρέχονται στο όχημα. Η βιομηχανία αυτοκινήτων είναι μία από τις πρώτες που υιοθέτησαν την τεχνολογία του software radio και ήδη επιδοτεί εργασίες ανάπτυξης του προϊόντος.

Στο μέλλον , και άλλα συστήματα συγκοινωνιών ,όπως τρένα ή αεροπλάνα , ενδέχεται να χρησιμοποιήσουν την τεχνολογία software radio. Τα συστήματα αυτά μπορεί να αποδειχθούν ιδιαίτερα χρήσιμα στην περίπτωση των τρένων , όπου σημαντικά λειτουργικά προβλήματα υποχρεώνουν τη χρήση διαφόρων ραδιοσυστημάτων πάνω στο ίδιο αυτοκινούμενο όχημα. Τα ευρωπαϊκά τρένα ,για παράδειγμα ,επιβάλλεται να χρησιμοποιήσουν διαφορετικό ραδιοσύστημα κάθε φορά που περνούν τα σύνορα διότι κάθε χώρα χρησιμοποιεί τα δικά της πρότυπα. Λύσεις όπως το GSM-R (Railway GSM) έχουν προταθεί ,όμως δεν στέφθηκαν με επιτυχία.

Πρέπει όμως να αναφερθεί οτι οι εφαρμογές σε τρένα και σε αεροπλάνα είναι πιο ευαίσθητες από ότι στα ραδιοσυστήματα των αυτοκινήτων , καθώς περιλαμβάνουν ζητήματα ασφάλειας.

Σήμερα , τα συστήματα λογισμικού θεωρούνται λιγότερο αξιόπιστα από τον εξοπλισμό υλικού. Συνεπώς , τα τρένα ,τα αεροπλάνα και άλλοι τρόποι μεταφοράς ενδεχομένως να χρειαστεί να περιμένουν μέχρι να γίνει πλήρης ανάπτυξη και έλεγχος της απόδοσης της τεχνολογίας του software radio.

Οι ηλεκτρονικές συσκευές ευρείας κατανάλωσης θα μπορούσαν να αποτελέσουν έναν ακόμα τομέα εφαρμογής του software radio στο μακρινό μέλλον. Εάν οι πιο φουτουριστικές προβλέψεις γίνουν πραγματικότητα , οι ηλεκτρικές οικιακές συσκευές θα συνδέονται μέσω τοπικών δικτύων και του internet με υπολογιστές εντός και εκτός του σπιτιού. Αυτές οι συσκευές πιθανώς να χρειάζονται ασύρματες συνδέσεις προκειμένου να επικοινωνήσουν με τα δίκτυα και διαφορετικές συσκευές. Ύστερα από την πλήρη ανάπτυξη και υιοθέτηση του software radio , οι τιμές θα μπορούσαν να είναι αρκετά χαμηλές έτσι ώστε το software radio να μπορεί να χρησιμοποιηθεί στις ηλεκτρονικές συσκευές ευρείας κατανάλωσης παρέχοντας τους ασύρματες υπηρεσίες.



Εικόνα 11: Χρονοδιάγραμμα εφαρμογών του software radio

Φυσικά,η υλοποίηση τέτοιων σεναρίων θα εξαρτηθεί από τον βαθμό ανάπτυξης της τεχνολογίας software radio. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει , όσοι έχουν ήδη υιοθετήσει αυτή την τεχνολογία είναι πρόθυμοι να ξεπεράσουν τα προβλήματα που επιφέρουν οι υψηλές τιμές , το μεγάλο μέγεθος του εξοπλισμού και η μικρή διάρκεια ζωής της μπαταρίας. Καθώς όμως εξελίσσεται η τεχνολογία , νέοι ενδιαφερόμενοι για την τεχνολογία software radio αναμένεται να προκύψουν. Στην Εικόνα 11 απεικονίζεται το χρονοδιάγραμμα των εφαρμογών του software radio.

1.10. Συμπεράσματα

Η τεχνολογία του software radio είναι ένα απο τα βασικά στοιχεία που ενδυναμώσαν την ασύρματη επανάσταση. Αυξάνει την ευελιξία και μειώνει το κόστος κατασκευής και λειτουργίας της ασύρματης υποδομής. Μεταφέροντας την μετατροπή του σήματος απο αναλογικό σε ψηφιακό πλησιέστερα στην κεραία ,διευκολύνει την εκμετάλλευση των νέων τεχνικών των ασύρματων επικοινωνιών

απο τις «έξυπνες» κεραίες μέχρι τους εξελιγμένους επεξεργαστές ψηφιακού σήματος. Παράλληλα ,αντικαθιστώντας το υλικό με λογισμικό αυξάνεται η ευελιξία σε ότι έχει σχέση με τη δυνατότητα αναβάθμισης και δυναμικής προσαρμογής ,κάτι το οποίο με τη σειρά του διευκολύνει την αντικατάσταση του εξειδικεύμενου υλικού με υλικό γενικού σκοπού. Αξιοσημείωτο είναι επίσης και το γεγονός οτι η τεχνολογία του software radio παρέχει παγκόσμιες υπηρεσίες περιαγωγής καθώς και νέες εξειδικευμένες υπηρεσίες σύμφωνα με τις ανάγκες του χρήστη. Παρ'όλα αυτά, υπάρχουν ακόμα περιοριστικοί παράγοντες οι οποίοι δυσχεραίνουν την εφαρμογή του software radio σ'ένα ευρύτερο πεδίο δράσης,όπως είναι οι μετατροπείς ADC , οι επεξεργαστές και οι ενισχυτές των σημάτων. Σίγουρα όμως τα οφέλη που επιφέρει η τεχνολογία του software radio επισκιάζουν τους επικείμενους κινδύνους και για το λόγο αυτό βρίσκει ευρεία εφαρμογή σε πολλούς τομείς.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

2.1. Εισαγωγή

Μια λειτουργία η οποία θα επηρέαζε σημαντικά τα ραδιοσυστήματα software radio που είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο είναι η αυτόματη αναγνώριση της διαμόρφωσης των ψηφιακών σημάτων. Τα τελευταία χρόνια έχουν γίνει μελέτες για το συγκεκριμένο θέμα, με αποτέλεσμα την παραγωγή ευαίσθητων τεχνικών επεξεργασίας, οι οποίες όμως περιορίζονται κυρίως από τη λειτουργία σε μη πραγματικό χρόνο.Οι τεχνικές που έχουν αναπτυχθεί για την υλοποίηση της αναγνώρισης της διαμόρφωσης, έχουν σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο, ώστε να εξασφαλίζουν την αποδοτική λειτουργία ακόμα και σε συστήματα software radio πραγματικού χρόνου. Η σημαντικότερη αυτού του είδους τεχνική αναγνώρισης της διαμόρφωσης για συστήματα software radio πραγματικού χρόνου που έχει σχεδιαστεί , χρησιμοποιεί επεξεργαστές γενικού σκοπού και DSPs και βασίζεται σε μία ήδη διαμορφωμένη μέθοδο αναγνώ-ρισης και σε μία προσέγγιση αναγνωριστή φάσης. Γενικότερα, παράλληλα με την ανάπτυξη της τεχνολογίας του software radio έχει επιτευχθεί πολύ σημαντική εξέλιξη προς την μετατροπή RF σημάτων σε ψηφιακά όσο το δυνατόν πιο κοντά στην κεραία, γεγονός που έχει ως αποτέλεσμα την αντικατάσταση των αναλογικών τμημάτων με επεξεργαστές ψηφιακών σημάτων (DSPs). Τα ασύρματα συστήματα συγκλίνουν πλέον προς την χρησιμοποίηση ελάχιστου υλικού και ταυτόχρονα την εκμετάλλευση της ευέλικτης αρχιτεκτονικής του software radio. Αυτή η μέθοδος μπορεί να απλοποιήσει σε μεγάλο βαθμό την σχεδίαση ενός ραδιοσυστήματος καθώς τα τυπικά τμήματα του ασύρματου υλικού αντικαθιστώνται από το software radio.

Όπως έχουμε ήδη δει , το υλοποιήσιμο software radio επιτρέπει τον δημιουργικό σχεδιασμό πομποδεκτών, οι οποίοι έχουν τη δυνατότητα να πορσαρμόζονται δυναμικά στο κανάλι επικοινωνιών και στις εφαρμογές του χρήστη. Αντί λοιπόν να χρησιμοποιείται εξειδικευμένο υλικό, το οποίο θα έχει σχεδιαστεί ώστε να επιτελεί συγκεκριμένες λειτουργίες, χρησιμοποιείται

λογισμικό, οι εφαρμογές του οποίου σε συσκευές υλικού είναι πλήρως ευέλικτες σε ό,τι έχει σχέση με την λειτουργικότητα. Σε ένα ασύρματο δίκτυο μεταγωγής πακέτου , τα συστήματα software radio μπορούν να αποδόσουν μία προσαρμοζόμενη διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση ανά πακέτο, προσφέροντας με αυτόν τον τρόπο καλύτερο έλεγχο της χρησιμοποίησης του φάσματος και ελαχιστοποίηση της ανάγκης για εξειδικευμένο λογισμικό. Στο φυσικό στρώμα, ευέλικτες αρχιτεκτονικές πομποδεκτών καθιστούν δυνατή την μεγιστοποίηση της χωρητικότητας του καναλιού. Ένα σύστημα software radio καθιστά δυνατή τη δυναμική προσαρμογή του καναλιού με τη χρήση σταθερών τεχνικών προσαρμοστικής εξισορρόπησης και επιτρέπει την εφαρμογή νέων αλγορίθμων με μειωμένη όμως ή ακόμα και χωρίς την ανάγκη για εξειδικευμένο υλικό.

Η διαδικασία της αυτόματης αναγνώρισης της διαμόρφωσης αποτελεί ένα ενδιάμεσο στάδιο μεταξύ της ανίχνευσης σήματος και της αποκωδικοποίησης και παίζει πολύ σημαντικό ρόλο σε πολλές εφαρμογές. Η εφαρμογή εξελιγμένων υπηρεσιών πληροφοριών και συστημάτων, αποτελεί ένα πολύ ενδιαφέρον θέμα για τους μηχανικούς επικοινωνιών. Τα επιθυμητά σήματα θα έπρεπε να εκπέμπονται και να λαμβάνονται με ασφάλεια, ενώ τα παρείσακτα σήματα θα έπρεπε να εντοπίζονται, να αναγνωρίζονται και τελικά να απορρίπτονται. Το φάσμα αυτών των σημάτων μπορεί να ποικίλει από υψηλές συχνότητες (HF), σε ζώνες συχνοτήτων μερικών μόνο χιλιοστών καθώς και το είδος τους μπορεί να ποικίλλει από διαμορφώσεις στενής ζώνης σε διαμορφώσεις ευρείας ζώνης. Κάτω από αυτές τις συνθήκες, απαιτούνται εξελιγμένες τεχνικές για την επεξεργασία σημάτων πραγματικού χρόνου, τα οποία παίζουν πολύ σημαντικό ρόλο σε ό,τι έχει σχέση με αποφάσεις που λαμβάνονται για τις κινητές επικοινωνίες. Συγκεκριμένα, η αναγνώριση της διαμόρφωσης του λαμβανόμενου σήματος είναι ένα σημαντικό πρόβλημα των εμπορικών συστημάτων, κυρίως στην περίπτωση του software radio, το οποίο συνεργάζεται με μεγάλο αριθμό επικοινωνιακών συστημάτων. Συνήθως χρειάζεται η μεταφορά συμπληρωματικής πληροφορίας για την αποδια-μόρφωση και επαναδιαμόρφωση του συστήματος SDR. Οι 'τυφλές' τεχνικές (οι τεχνικές ,δηλαδή ,στις οποίες δεν παρέχεται συμπληρωματική πληροφορία) μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε συνδυασμό με έναν έξυπνο δέκτη, ο οποίος θα επιτυγχάνει την αύξηση της

αποτελεσματικότητας μειώνοντας τις γενικές απαιτήσεις. Εξαιτίας αυτών των εφαρμογών έχει προκύψει η ανάγκη για ευέλικτα και έξυπνα επικοινωνιακά συστήματα, όπου η αναγνώριση της διαμόρφωσης ενός σήματος αποτελεί πολύ σημαντική διαδικασία.

Όπως είναι γνωστό, η ικανότητα αυτόματης επιλογής της σωστής διαμόρφωσης ενός άγνωστου λαμβανόμενου σήματος αποτελεί πολύ σημαντικό πλεονέκτημα στα ασύρματα δίκτυα. Καθώς η χωρητικότητα του καναλιού ποικίλει, οι αλλαγές στο σχήμα διαμόρφωσης επιτρέπουν στον ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων να αυξάνεται ή να μειώνεται, μεγιστοποιώντας με αυτόν τον τρόπο τη χρησιμοποίηση της χωρητικότητας του καναλιού. Ωστόσο, η καθορισμένη ισχύς των επεξεργαστών περιορίζει την πολυπλοκότητα ενός συστήματος software radio στην περίπτωση που συναντώνται περιορισμοί πραγματικού χρόνου.

Η αυτόματη αναγνώριση της διαμόρφωσης ακόμα και όταν υπάρχουν αλλαγές στο σχήμα διαμόρφωσης, καθιστά δυνατή την σωστή αποδια-μόρφωση ενός ληφθέντος σήματος χωρίς την a priori γνώση του μοντέλου διαμόρφωσης που έχει εφαρμοστεί.

Η χρησιμοποίηση του λογισμικού στον δέκτη διευκολύνει τον πολύ πιο ευέλικτο και ταυτόχρονα φθηνό σχεδιασμό της εφαρμογής. Το γεγονός αυτό είναι πολύ σημαντικό για την δυναμική μεταβολή της λειτουργίας του ραδιοσυστήματος και για την υιοθέτηση της κατάλληλης αντίδρασης στις αλλαγές που γίνονται στο δειγματοληπτούμενο σήμα, όπως για παράδειγμα αλλαγή στην εφαρμοζόμενη διαμόρφωση. Συχνά χρησιμοποιούνται τα διαγράμματα αστερισμού προκειμένου να γίνει εκτίμηση της βασικής δομής ενός σήματος. Η μέση απομάκρυνση ανάμεσα στα σημεία που αντι-προσωπεύουν το λαμβανόμενο σήμα,και στα σημεία σήματος ενός ιδανικού διαγράμματος αστερισμού μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ένα μέτρο προκειμένου να αποφασιστεί ποιο είδος διαμόρφωσης μπορεί να υποστηριχθεί από το κανάλι μεταβλητού χρόνου.

2.2. Υπάρχουσες έρευνες για την διαδικασία αναγνώρισης ψηφιακού σήματος

Στο σημείο αυτό θα αναφερθούμε σύντομα στους επιστήμονες οι οποίοι ασχολήθηκαν με το ζήτημα της αυτόματης αναγνώρισης ψηφιακών σημάτων και στις μεθόδους που χρησιμοποιήσε ο καθένας από αυτούς.

Αρχικά , το θέμα αυτό ερεύνησε ο Liedtke για σήματα ASK-2, FSK-2 , PSK-2, PSK-4,PSK-8 και CW. Για να διαχωρίσει τους τύπους αυτούς χρησιμοποίησε βασικά χαρακτηριστικά (του σήματος) όπως είναι το ιστόγραμμα πλάτους, το ιστόγραμμα συχνότητας,το ιστόγραμμα διαφοράς φάσης και οι μεταβλητές πλάτους και συχνότητας . Συγκεκριμένα, η διαδίκασια της ταξινόμησης περιελάμβανε τα παρακάτω στάδια με τη σειρά που αναφέρονται: 1)προσέγγιση της εκτίμησης του εύρους ζώνης του σήματος ,2)αποδιαμόρφωση του σήματος και εξαγωγή των παραμέτρων
3)στατιστικοί υπολογισμοί,4)αυτοματοποίηση της ταξινόμησης της διαμόρφωσης. Παρ'όλα αυτά η υλοποίηση του ταξινομητή που πρότεινε είναι εξαιρετικά πολύπλοκη με αποτέλεσμα να μην αποκλείει το ενδεχόμενο ύπαρξης βέλτιστου ταξινομητή.

Οι DeSimio και Glenn εισήγαγαν ,στη συνέχεια, μια προσαρμοσμένη τεχνική για την ταξινόμηση των εξής ειδών ψηφιακής διαμόρφωσης : ASK-2, PSK-2, PSK-4 και FSK-2. Για να βρεθεί το είδος της διαμόρφωσης του σήματος σ'αυτόν τον αναγνωριστή,χρησιμοποιούνται βασικά χαρακτηριστικά , όπως ο μέσος όρος και η διακύμανση της περιβάλλουσας , το μέγεθος και η τοποθεσία των δύο μεγαλύτερων κορυφών στο φάσμα του σήματος κ.α. Η διαδικασία που ακολουθήθηκε εδώ ήταν η εξής :1)εξαγωγή των διανυσμάτων που περιέχουν τα χαρακτηριστικά μεγέθη ,2)παραγωγή των διανυσμάτων βάρους για κάθε τάξη σήματος ,3)ταξινόμηση της διαμόρφωσης .

Ένα άλλο ζευγάρι επιστημόνων που ερεύνησαν το θέμα της αναγνώρισης διαμόρφωσης του σήματος είναι οι Polydoros και Kim.Ο αναγνωριστής διαμόρφωσης που πρότειναν βασίζεται στην προσέγγιση θεωρητικής απόφασης και διαχωρίζει σήματα PSK-2 και PSK-4. Υποθέτει οτι όλες οι παράμετροι του

σήματος (συχνότητα φέροντος,αρχική φάση,ρυθμός συμβόλων, SNR) είναι γνωστές και χρησιμοποιεί τον λογαριθμικό λόγο πιθανοφάνειας για να εκτιμήσει τον βαθμό M των MPSK σημάτων.

Επίσης, οι Hsue και Soliman εισήγαγαν έναν αναγνωριστή διαμόρφωσης ο οποίος βασιζόταν στα zero-crossings (διελεύσεις σήματος από το μηδέν) χαρακτηριστικά του δειγματοληπτούμενου σήματος. Εδώ,η διαδικασία της ταξινόμησης της διαμόρφωσης περιλαμβάνει τα εξής χαρακτηριστικά :1)εξαγωγή της zero-crossing ακολουθίας,2) ανίχνευση της διασυμβολικής μετάβασης καθώς και εκτίμηση της συχνότητας φέροντος, 3)απόφαση για το είδος της διαμόρφωσης , η οποία βασίζεται στη διακύμανση της ακολουθίας διαστημάτων zero-crossing ,όπως και στα ιστογράμματα συχνότητας και διαφοράς φάσης. Το πλεονέκτημα του αλγορίθμου αυτού είναι ότι μπορεί να υλοποιηθεί χρησιμοποιώντας τεχνικές παράλληλης επεξεργασίας έτσι ώστε να αυξάνεται η ταχύτητα των υπολογισμών. Ωστόσο , ο συγκεκριμένος αναγνωριστής χρησιμοποιείται για να βρει το είδος της διαμόρφωσης μόνο σημάτων σταθερής περιβάλλουσας όπως CW, MPSK, MFSK και όχι MASK και QAM σημάτων και σημάτων που έχουν πληροφορία πλάτους αλλά και φάσης .Η στρατηγική που χρησιμοποιεί περιλαμβάνει τα εξής βήματα : 1)διάκριση των μονοτονικών σημάτων(CW και MPSK)από τα πολυτονικά (MFSK) και 2)καθορισμός του αριθμού των καταστάσεων M.

Οι δύο αυτοί ερευνητές εισήγαγαν επιπλέον και έναν αναγνωριστή διαμόρφωσης που βασίζεται στις αποκλίσεις στατιστικών τιμών της φάσης του δειγματοληπτούμενου σήματος. Στον αναγνωριστή αυτό, οι αποκλίσεις της φάσης του σήματος άρτιας τάξης χρησιμοποιούνται για την εκτίμηση του αριθμού των επιπέδων M στα MPSK σήματα. Σε αυτή την περίπτωση, η διαδικασία της ταξινόμησης είναι η εξής :1)εξαγωγή στιγμιαίας φάσης , 2)υπολογισμός ροπών άρτιας τάξης ,3)σύγκριση με τιμές κατωφλίων, 4)απόφαση για το είδος της διαμόρφωσης.

Έπειτα , ο Assaleh μαζί με άλλους ερευνητές πρότειναν έναν αναγνωριστή διαμόρφωσης για τους εξής τύπους ψηφιακής διαμόρφωσης : CW, PSK-2, PSK-4, FSK-2 και FSK-4. Τα βασικά χαρακτηριστικά που χρησιμοποιήθηκαν παράγονται από το μέσο φάσμα της στιγμιαίας συχνότητας και είναι ο μέσος όρος και η

τυπική απόκλιση της μέσης στιγμιαίας συχνότητας, του στιγμιαίου εύρους ζώνης και το ύψος των κορυφών της παραγώγου της στιγμιαίας συχνότητας . Καθώς όμως χρησιμοποιείται ο μέσος όρος Μ διαδοχικών τμημάτων , απαιτείται μεγάλη διάρκεια σήματος και έτσι ο αναγνωριστής αυτός είναι κυρίως κατάλληλος για ανάλυση σε μη πραγματικό χρόνο.

Ο Naggy εισήγαγε έναν αναγνωριστή διαμόρφωσης για πολυκαναλικά συστήματα. Ο αναγνωριστής αυτός επιτεύχθηκε διαιρώντας το σήμα σε ανεξάρτητες συνιστώσες ταξινομώντας κάθε συνιστώσα με τη χρήση ενός μονοτονικού ταξινομητή. Τα είδη διαμόρφωσης που ταξινομούνται είναι τα εξης : CW, ASK-2, PSK-2, PSK-4 και FSK-2. Ο αναγνωριστής που αναπτύχθηκε περιλαμβάνει 3 βήματα : 1)ανίχνευση και φιλτράρισμα κάθε συνιστώσας του σήματος στο εκτιμούμενο φάσμα πλάτους ,2)υπολογισμός της διαφοράς φάσης για διαχωρισμό ανάμεσα στα διαφορετικού είδους μονοτονικά σήματα , 3)συσχετισμός όλων των ASK-2 σημάτων για ανίχνευση των FSK-2 σημάτων. Ενώ ο μονοτονικός ταξινόμητής περιλαμβάνει τα εξής : 1)διαχωρισμός των σημάτων ASK-2 από τα σήματα CW,PSK-2 και PSK-4 χρησιμοποιώντας το ιστόγραμμα πλάτους ,2)χρήση του ιστογράμματος φάσης για να διαχωρίσουμε τα CW, PSK-2 και τα PSK-4 σήματα.

Οι Huang και Polydoros εισήγαγαν έναν αναγνωριστή διαμόρφωσης για MPSK σήματα , ο οποίος βασίζεται στην συνάρτηση πιθανοφάνειας της στιγμιαίας φάσης . Αυτός ο αναγνωριστής χρησιμοποιεί την προσέγγιση θεωρητικής απόφασης , καθώς η συνάρτηση πιθανότητας της στιγμιαίας φάσης συγκρίνεται μ'ένα κατάλληλο κατώφλι. Η απόφαση για το είδος της διαμόρφωσης μπορεί να εξαχθεί σύμφωνα με τον ακόλουθο κανόνα

Αν $L_{PSK-2} - L_{PSK-4} > \kappa\alpha\tau\acute{\omega}\phi\lambda\iota \Rightarrow PSK-2$

Ενώ αν ισχύει

$L_{PSK-2} - L_{PSK-4} < \kappa\alpha\tau\acute{\omega}\phi\lambda\iota \Rightarrow PSK-4$

Όπου L_{PSK-2}, L_{PSK-4} είναι οι λογαριθμικές συναρτήσεις της στιγμιαίας φάσης των σημάτων PSK-2 και PSK-4 αντίστοιχα.

Πριν παρουσιάσουμε όμως εκτενέστερα τις έρευνες που έχουν γίνει στο συγκεκριμένο θέμα, είναι απαραίτητο να αναφέρουμε,έστω και συνοπτικά, κάποια βασικά στοιχεία της θεωρίας των ψηφιακών διαμορφώσεων.

2.3. Ψηφιακές διαμορφώσεις

Στην παράγραφο αυτή θα εισάγουμε το γενικό μοντέλο για τα διαμορφωμένα σήματα και τους διαφορετικούς τύπους διαμορφώσεων.

Έστω ότι s(t) είναι το λαμβανόμενο σήμα. Στην περίπτωση αυτή, το μοντέλο του καναλιού μπορεί να αναπαρασταθεί ως εξής :

$$s(t)= m(t) + n(t)$$

όπου n(t) είναι ο γκαουσιανός λευκός θόρυβος (AWGN) και m(t) το διαμορφωμένο σήμα. Το διαμορφωμένο σήμα το παίρνουμε χρησιμοποιώντας ένα ψηφιακό σήμα , που ονομάζεται σήμα πληροφορίας $x_n(t)$, και στη συνέχεια το διαμορφώνουμε μέσω ενός σήματος φέροντος κύματος (CW) c(t):

$$c(t) = A\cos(2\pi f_c t + \psi_c) \quad (1)$$

όπου f_c είναι η συχνότητα φέροντος . Μελετώντας τις ιδιότητες του καναλιού (χωρητικότητα, SNR, μοντέλο θορύβου,κ.α.), αναπτύχθηκαν πολλές τεχνικές διαμόρφωσης προκειμένου να μεταδόσουμε την πληροφορία που φέρεται από το $x_n(t)$ με τον καλύτερο δυνατό τρόπο. Όπως θα δούμε και στη συνέχεια ο ρυθμός μετάδοσης του συμβόλου καθορίζει το εύρος του μεταδιδόμενου σήματος.Συγκεκριμένα , όσο μεγαλύτερος είναι ο αριθμός των bits που κωδικοποιούνται ανα σύμβολο τόσο πιο αποδοτική είναι η χρήση του εύρους ζώνης αλλά έχουμε μεγαλύτερες απαιτήσεις ισχύος για δεδομένο BER παρουσία θορύβου.

Σήμα φέροντος κύματος

Για να απλοποιήσουμε τις σχέσεις θεωρούμε ,στην (1) ,οτι A=1 και $\psi_c = 0$. Συνήθως, η πληροφορία (ή το σήμα $x_n(t)$) φέρεται από το πλάτος , τη φάση , τη συχνότητα ή ένα συνδυασμό τους. Από την άλλη πλευρά ,το διαμορφωμένο σήμα m(t) μπορεί να γραφτεί σε μια γενική μορφή , χρησιμοποιώντας δύο ορθογώνια κύματα φέροντος ως εξής :

$$m(t) = p_n(t)\cos(2\pi f_c t) - q_n(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (2)$$

Τα σήματα διαμόρφωσης , $p_n(t)$ και $q_n(t)$ είναι αντίστοιχα η συμφασική και η ορθογωνική συνιστώσα του σήματος m(t). Επιπλέον , εισάγοντας την μιγαδική περιβάλλουσα του διαμορφωμένου σήματος $m_e(t)$ μπορούμε να γράψουμε

$$m_e(t) = p_n(t) + jq_n(t)$$

Ισχύει ότι $m(t) = R\{m_e(t)\exp(2\pi j f_c t)\}$

Επίσης ,όπως μπορούμε εύκολα να επαληθεύσουμε, η μιγαδική περιβάλλουσα είναι το ευρυζωνικό αναλυτικό σήμα που δίνεται από τη σχέση :

$$m_e(t) = \{m(t) + jH(m(t))\}\exp(-2j\pi f_c t)$$

Όπου H είναι ο μετασχηματισμός Hilbert. Το σήμα μιγαδικής περιβάλλουσας είναι μια σημαντική απεικόνιση του διαμορφωμένου σήματος καθώς μας δίνει τον αστερισμό του σήματος με τη χρήση του οποίου μπορούμε να εξάγουμε πολλά χαρακτηριστικά του σήματος .

Βασικά είδη ψηφιακής διαμόρφωσης

Οι τεχνικές διαμόρφωσης χωρίζονται σε δύο κατηγορίες : τις γραμμικές και τις μη γραμμικές . Γενικά, οι τεχνικές γραμμικής διαμόρφωσης χρησιμοποιούν μικρότερο εύρος απ'οτι οι μη γραμμικές . Ωστόσο , οι τεχνικές γραμμικής διαμόρφωσης τείνουν επίσης να παρουσιάζουν μεγάλες διακυμάνσεις στο πλάτος του σήματος ,

κάτι που αποτελεί μειονέκτημα όταν χρησιμοποιούμε μη γραμμικούς ενισχυτές οι οποίοι διαστρεβλώνουν σήματα γραμμικής διαμόρφωσης .

Αρχικά ,μελετάμε γραμμικές διαμορφώσεις όπως είναι οι: ASK(Amplitude Shift Keying) , PSK(Phase Shift Keying) και QAM(Quadratute Amplitude Modulation).Στη συνέχεια,θα αναφερθούμε στις μη γραμμικές τεχνικές διαμόρφωσης όπως η FSK(Frequency Shift Keying).

1.Γραμμικές ψηφιακές διαμορφώσεις : QAM , PSK & ASK

Για αυτά τα είδη διαμόρφωσης το σήμα διαμόρφωσης $x_n(t)$ μπορεί να γραφτεί ως εξής :

$$x_n(t) = \sum_k \gamma_k \Omega(t - kT) \qquad (3)$$

Όπου το γ_k απεικονίζει τις τιμές του συμβόλου σε χρόνο k , το T την διάρκεια του συμβόλου και Ω(t) είναι ένα απλός ορθογωνικός παλμός εύρους T.
Υποθέτοντας οτι κάθε σύμβολο μπορεί να γραφτεί χρησιμοποιώντας n bits, μπορούμε να γράψουμε $T = nT_b$ όπου T_b είναι η διάρκεια του bit . Υποθέτουμε οτι M είναι ο αριθμός των επιπέδων κάθε συμβόλου. Τότε με βάση την θεωρία πληροφορίας μπορούμε να γράψουμε : $T = T_b \log_2(M)$.

Από τις σχέσεις (2) και (3) , μπορούμε να αναπτύξουμε τα σήματα $p_n(t)$ και $q_n(t)$ και να πάρουμε την έκφραση της διαμόρφωσης QAM όπου

$$m_{QAM}(t) = p_n(t)\cos(2\pi f_c t) - q_n(t)\sin(2\pi f_c t)$$

με $p_n(t) = \sum_k a_k \Omega(t - kT)$, $q_n(t) = \sum_k \beta_k \Omega(t - kT)$ (4)

Για την QAM διαμόρφωση , ο συνολικός αριθμός των πιθανών καταστάσεων μπορεί να αποτιμηθεί απο το $N = 2^{(m+n)}$, όπου το a_k και το β_k περιγράφουν

αντίστοιχα m και n bits. Οι διαφορετικές καταστάσεις του κάθε συμβόλου μπορούν να γραφτούν ως εξής : $\{\pm d, \pm 3d, ..., \pm(M-1)d\}$ όπου d είναι ένας μη μηδενικός ψηφιακός αριθμός και $M = 2^m$ ή $M = 2^n$.

Η τελευταία εξίσωση (4) μπορεί επίσης να γραφτεί ως εξής :

$$m_{QAM}(t) = \sum_k \Gamma_k \cos(2\pi f_c t + \psi_k) \quad (5)$$

Με $\Gamma_k = \sqrt{a_k^2 + \beta_k^2}$ και $\psi_k = \arctan(\frac{\beta_k}{a_k})$

Όπως ειναι φανερό από την παραπάνω έκφραση (5) , οι διαμορφώσεις QAM μπορούν να θεωρηθούν ως δύο διαφορετικές διαμορφώσεις : σε πλάτος και σε φάση. Αυτού το είδος οι διαμορφώσεις χρησιμοποιήθηκαν ευρέως σε διάφορες εφαρμογές , κυρίως σε σύνδεση γρήγορων modem (Modulation-DEModulation) για να αυξήσουν τον ρυθμό bits χωρίς να επηρεάζουν το εύρος ζώνης του διαμορφωμένου σήματος.

Η εξίσωση (4) μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί γα να απεικονίσει άλλες γραμμικές διαμορφώσεις. Οι διαμορφώσεις ASK μπορούν να θεωρηθούν ως QAM στις οποίες οι ορθογωνικές συνιστώσες είναι μηδενικές και $a_k = \{\pm d, \pm 3d, ..., \pm(M-1)d\}$:

$$m_{ASK}(t) = \sum_k a_k \Omega(t - kT) \cos(2\pi f_c t + \psi_c)$$

Στην περίπτωση που έχουμε σύμβολο 1 bit , οι ASK διαμορφώσεις ονομάζονται "On-Off Keying" $(a_k \in \{0,1\})$. Ένα μειονέκτημα των διαμορφώσεων αυτών είναι η μη ευνοική χρήση του εύρους του καναλιού.

Όπως και στην περίπτωση των ASK , οι PSK διαμορφώσεις μπορούν να θεωρηθούν ως QAM με σταθερό πλάτος , το οποίο είναι $\Gamma_k = c$. Αλλά , στην PSK, οι συμφασικές και οι ορθογωνικές συνιστώσες γενικά είναι συσχετισμένες , εκτός από την περίπτωση της QPSK ("Quadrature Phase Shift Keying"). Η QPSK είναι μια ειδική περίπτωση της PSK όπου M=4. Η διαμόρφωση PSK δίνεται από τη σχέση :

$$m_{PSK}(t) = c\sum_{k}\Omega(t-kT)\cos(2\pi f_c t + \psi_k)$$

Όπου το σύμβολο ψ_k παίρνει τις τιμές $(\psi_0 + (2m+1)\frac{\pi}{M})$ με $0 \le m \le (M-1)$. Στην αρχή, το ψ_0 θα είναι 0. Μια τέτοια διαμόρφωση εφαρμόζεται σε συστήματα επικοινωνιών μεγάλης απόστασης.

2.Διαμόρφωση συχνότητας :FSK

Μπορούμε να θεωρήσουμε δύο είδη FSK διαμορφώσεων, με συνεχή και μη-συνεχή φάση :

$$m_{FSK}(t) = \cos(2\pi f_c t + \psi(t))$$

όπου το ψ(t) εξαρτάται από το ολοκλήρωμα στο χρόνο του σήματος διαμόρφωσης $x_n(t)$. Εξαιτίας της σημαντικής φασματικής συμφόρησης , μεγαλύτερης απο την περίπτωση των ASK διαμορφώσεων, αυτή η διαμόρφωση δεν είναι κατάλληλη για μετάδοση ψηφιακής πληροφορίας σε περιορισμένο εύρος καναλιού. Από τη άλλη , η καλή της απόδοση ενάντια στην παρεμβολή την κάνει χρήσιμη για modem μέσης ταχύτητας.

Μπορούμε ,επομένως, να πούμε οτι για τα συστήματα ASK-2,FSK-2 και PSK-2 ισχύουν τα παρακάτω :

Σε σύστημα ASK, το δυαδικό σύμβολο 1 παριστάνεται από την μετάδοση ενός ημιτονικού φέροντος σταθερού πλάτους και σταθερής συχνότητας για την διάρκεια T_b δευτερολέπτων του bit ενώ το 0 παριστάνεται από τη διακοπή του φέροντος για T_b δευτερόλεπτα.

Σε σύστημα FSK χρησιμοποιούνται δύο ημιτονικές κυματομορφές του ίδιου πλάτους αλλά διαφορετικών συχνοτήτων για να παραστήσουν τα δυαδικά σύμβολα 0 και 1.

Ενώ τέλος σε σύστημα PSK χρησιμοποιείται ημιτονικό φέρον σταθερού πλάτους και σταθερής συχνότητας για να αναπαραστήσει και τα δύο σύμβολα 1 και 0 , με τη διαφορά οτι κάθε φορά που μεταδίδεται το 0 η φάση του
φέροντος μετατοπίζεται κατά 180° .

Αστερισμοί των διαμορφώσεων

Απαραίτητο είναι να μελετήσουμε και τους αστερισμούς της κάθε διαμόρφωσης καθώς ,όπως θα δούμε και στη συνέχεια, χρησιμοποιώντας τους μπορούμε να εξάγουμε πληροφορίες για αρκετά χαρακτηριστικά του σήματος και να βοηθήσουμε την διαδικασία της αυτόματης αναγνώρισης διαμόρφωσης.

ASK διαμόρφωση

Σύμφωνα με τα παραπάνω, προκύπτει ότι στην περίπτωση της ASK-2, το δυαδικό σύμβολο 1 αναπαρίσταται γραφικά με την μορφή

$$S_1(t) = (2E_b/T_b)^{1/2}$$

Ενώ το δυαδικό σύμβολο 0 αναπαρίσταται γραφικά με την απουσία φέροντος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ύπαρξη μίας μόνο συνάρτησης βάσης μοναδιαίας ενέργειας, η οποία είναι της μορφής

$$\Phi_1(t) = (2/T_b)^{1/2}$$

Επομένως, τα μεταδιδόμενα σήματα μπορούν πλέον να εκφραστούν ως εξής:

$$S_1(t) = (E_b)^{1/2}\, \Phi_1(t)$$

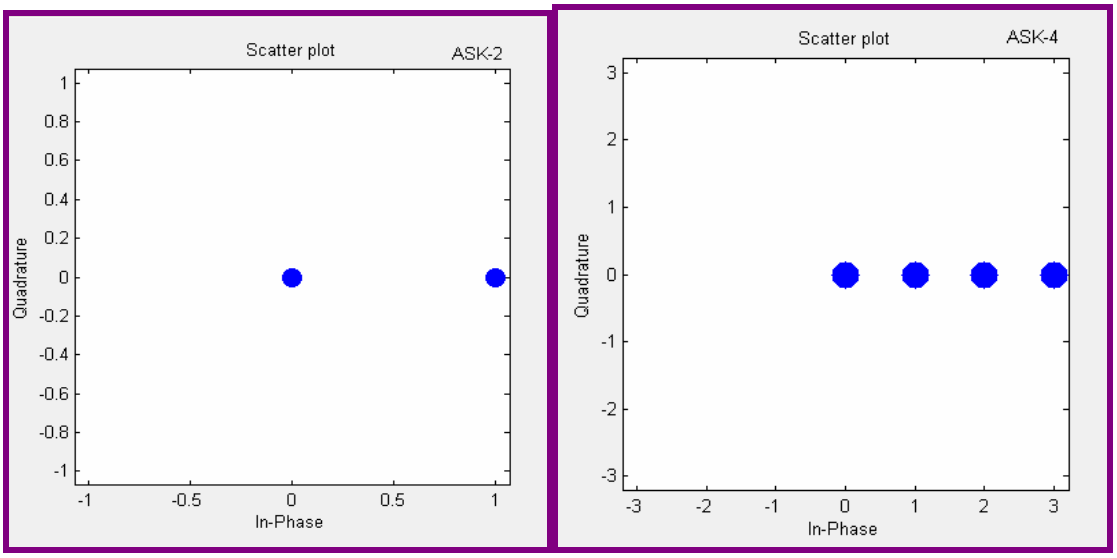
Σε ένα ομόδυνο σύστημα ASK, ο χώρος σημάτων είναι μονοδιάστατος καθώς δεν υπάρχει ορθογωνική συνιστώσα (δηλαδή N=1) και υπάρχουν δύο σημεία πληροφορίας (δηλαδή M=2),.

Όπως είναι φανερό λοιπόν, το σημείο πληροφορίας που αντιστοιχεί στο δυαδικό σύμβολο 1 βρίσκεται στο σημείο s_{11} και το σημείο πληροφορίας που αντιστοιχεί στο δυαδικό σύμβολο 0 βρίσκεται στο $s_{21} = 0$.

Προκειμένου λοιπόν να πραγματοποιηθεί ο κανόνας απόφασης, γίνεται διαχωρισμός του χώρου σημάτων σε δύο περιοχές, ανάλογα με την απόσταση από τα σημεία s_{11} και s_{21}. Συγκεκριμένα, το μέσο της γραμμής που ενώνει τα δύο σημεία χωρίζει τον χώρο σε δύο περιοχές Z_1 και Z_2 και ανάλογα με το εάν το σήμα βρέθηκε στην περιοχή Z_1 ή Z_2 αποφασίζεται αν το δυαδικό σύμβολο είναι 1 ή 0 αντίστοιχα.

Συγκεκριμένα , όσον αφορά την διαμόρφωση ASK οι αστερισμοί που έχει είναι οι εξής:

Για διαμόρφωση ASK-2 Για διαμόρφωση ASK-4



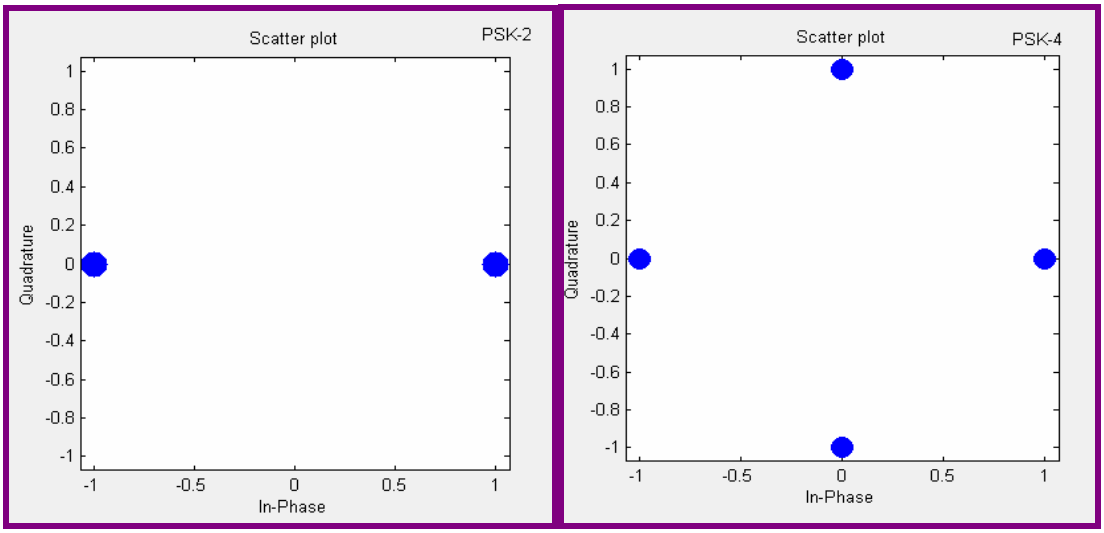
PSK διαμόρφωση

Ακριβώς όπως και στην περίπτωση του δυαδικού συστήματος PSK, η μεταφερόμενη πληροφορία περιλαμβάνεται στη φάση του σήματος. Συγκεκριμένα, η φάση του φέροντος μπορεί να παίρνει τις τιμές:

$\theta_i = 2i\pi/M$, όπως φαίνεται και από την παρακάτω σχέση

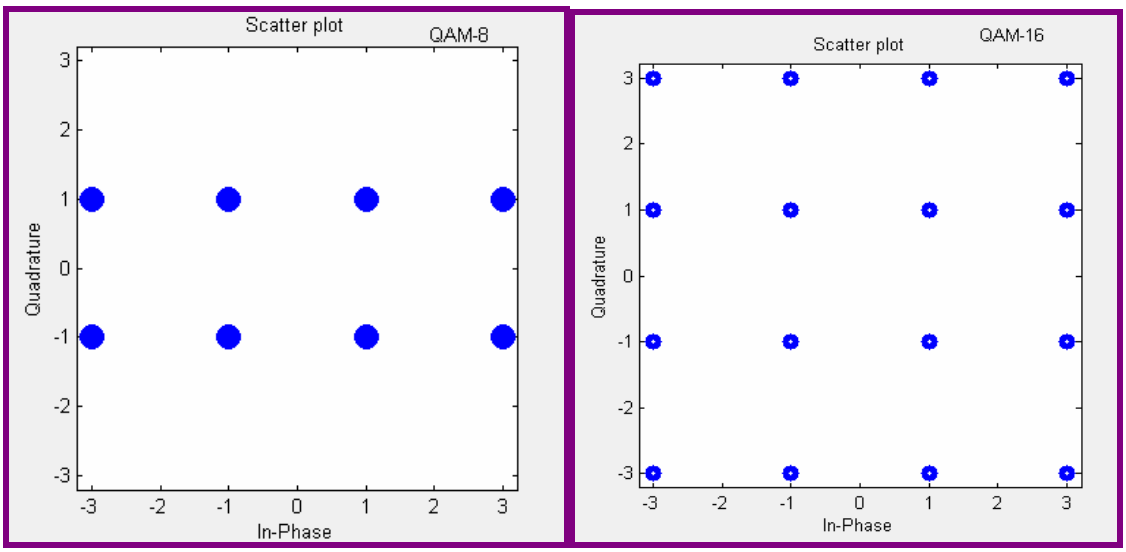
S_i (t) = $\sqrt{2E/T}\cos[2\pi f_c t + 2i\pi/M], 0 \le t \le T$

Συγκεκριμένα τα σχήματα των αστερισμών που προκύπτουν για PSK-2 και PSK-4 απεικονίζονται στην ακόλουθη εικόνα.



QAM διαμόρφωση

Στην εικόνα που ακολουθεί απεικονίζονται τα σχήματα των αστερισμών που προκύπτουν για QAM-8 και QAM-16 .



FSK διαμόρφωση

FSK-2

Στην περίπτωση του δυαδικού συστήματος FSK, το δυαδικό σύμβολο 1 αναπαριστάνεται με τη μορφή

$$S_1(t) = \begin{cases} \sqrt{2E_b/T_b}\cos(2\pi f_1 t), & 0 \le t \le T \\ 0, & \text{αλλού} \end{cases}$$

και το δυαδικό σύμβολο 0 με την μορφή 0 αντίστοιχα

$$S_2(t) = \begin{cases} \sqrt{2E_b/T_b}\cos(2\pi f_2 t), & 0 \le t \le T \\ 0, & \text{αλλού} \end{cases}$$

Παρατηρούμε λοιπόν ότι τα σήματα $s_1(t)$ και $s_2(t)$ είναι ορθογώνια αλλά όχι και κανονικοποιημένα, με αποτέλεσμα να μην έχουν μοναδιαία ενέργεια.

Ένα ομόδυνο δυαδικό σύστημα FSK μπορεί να περιγραφεί από έναν δισδιάστατο χώρο σημάτων (N=2) που θα έχει δύο σημεία πληροφορίας (M=2). Τα σημεία πληροφορίας ορίζονται ως τα διανύσματα

$$S_1 = \begin{bmatrix} \sqrt{E_b} \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$S_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ \sqrt{E_b} \end{bmatrix}$$

Και

Ενώ η απόσταση μεταξύ των σημείων πληροφορίας είναι $\sqrt{2E_b}$
Το διάνυσμα παρατήρησης **χ** έχει πλέον δύο στοιχεία, τα χ_1 και χ_2 που ορίζονται από τις παρακάτω σχέσεις

$$\mathbf{X_1} = \int_0^{T_b} x(t)\Phi_1(t)dt$$

$$\mathbf{X_2} = \int_0^{T_b} x(t)\Phi_2(t)dt$$

όπου χ(t) το λαμβανόμενο σήμα.

Τα τελευταία χρόνια ,έχει αναπτυχθεί μια προσέγγιση της αναγνώρισης ψηφιακής διαμόρφωσης η οποία χρησιμοποιεί το σχήμα του ανακατασκευασμένου αστερισμού ως βασική ένδειξη. Τώρα η μεταδιδόμενη πληροφορία λαμβάνεται ως το γεωμετρικό σχήμα του αστερισμού ,ενώ λαμβανόμενη πληροφορία θεωρείται το ανακτώμενο σχήμα του αστερισμού που έχει αλλοιωθεί από το θόρυβο και άλλες επιδράσεις του καναλιού. Το πρόβλημα ουσιαστικά εντοπίζεται στην σωστή εξαγωγή συμπεράσματος για το αρχικό σχήμα βασισμένη σε μια ενιαία αλλοιωμένη παρατήρηση. Γενικά,υπάρχει επαρκής μαρτυρία ότι το σχήμα ως καθολική ένδειξη, είναι ένα σταθερό χαρακτηριστικό ενός άγνωστου σήματος ,πιο ανθεκτικό στις επιδράσεις του καναλιού και στις ατέλειες του δέκτη από τα υπόλοιπα χαρακτηριστικά. Πέρα όμως από αυτό , η αποτίμηση της ταξινόμησης σήματος ως αναγνώριση σχήματος παρέχει μια πιο διαισθητική εκτίμηση της διαδικασίας η οποία, διαφορετικά,απουσιάζει. Επιπλέον , η αναγνώριση δεν περιορίζεται σε κάποιο συγκεκριμένο σύνολο διαμορφώσεων. Με άλλα λόγια λοιπόν , αν μία διαμόρφωση μπορεί να χαρακτηριστεί ολοκληρωτικά από τον αστερισμό της, τότε θα μπορεί να αναγνωριστεί .

2.4. Ταξινομητές διαμόρφωσης

Μέχρι στιγμής έχουμε ήδη κάνει κάποιες αναφορές σε έρευνες που έχουν γίνει από διάφορες ομάδες επιστημόνων όπως επίσης έχουμε μελετήσει κάποια βασικά στοιχεία της θεωρίας της ψηφιακής διαμόρφωσης.Στο σημείο αυτό θα κατηγοριοποιήσουμε τους αλγόριθμους αναγνώρισης ψηφιακών διαμορφώσεων και θα αναφερθούμε πιο αναλυτικά σε κάθε έναν από αυτούς.

Κατηγοριοποίηση ταξινομητών διαμόρφωσης

Η σχεδίαση ενός ταξινομητή διαμόρφωσης περιλαμβάνει ουσιαστικά δύο στάδια : την προεπεξεργασία του σήματος και την επιλογή του κατάλληλου αλγόριθμου ταξινόμησης.

Η προεπεξεργασία του σήματος μπορεί να περιλαμβάνει κάποιες από τις ακόλουθες εργασίες όπως είναι η μείωση θορύβου, η εκτίμηση της συχνότητας του φέροντος , της περιόδου του συμβόλου και της ισχύος του σήματος, η αντιστάθμιση κ.α. Ο βαθμός ακρίβειας που απαιτείται για τις εργασίες αυτές εξαρτάται κυρίως από τον αλγόριθμο ταξινόμησης που επιλέγεται στο δεύτερο βήμα. Συγκεκριμένα,κάποιες μέθοδοι ταξινόμησης απαιτούν ακριβείς προσεγγίσεις , ενώ άλλες είναι λιγότερο ευαίσθητες σε άγνωστες παραμέτρους με αποτέλεσμα να μην απαιτείται υψηλός βαθμός ακρίβειας.

Όσον αφορά το δεύτερο στάδιο-την επιλογή του κατάλληλου αλγορίθμου ταξινόμησης - έχουμε ουσιαστικά δύο γενικές κατηγορίες αλγορίθμων αυτόματης αναγνώρισης διαμόρφωσης (AMC).Αρχικά έχουμε τους αλγόριθμους που βασίζονται στη πιθανοφάνεια (likelihood-based (LB)) και έπειτα αυτούς που βασίζονται στην εξαγωγή κάποιων χαρακτηριστικών του σήματος και στην κατάλληλη επεξεργασία τους (feature-based (FB)). Οι πρώτοι βασίζονται στην συνάρτηση πιθανότητας του λαμβανόμενου σήματος και η λήψη απόφασης γίνεται συγκρίνοντας το λόγο πιθανοφάνειας με μια συγκεκριμένη τιμή κατωφλίου.Η λύση που προσφέρεται απο αυτούς τους αλγόριθμους είναι βέλτιστη με την μπευζιανή έννοια, ελαχιστοποιεί ,δηλαδή, την πιθανότητα λανθασμένης ταξινόμησης. Παρ’όλα αυτά όμως , η βέλτιστη αυτή λύση έχει πολύ μεγάλη

υπολογιστική πολυπλοκότητα με αποτέλεσμα να ψάχνουμε για ευνοικότερους ταξινομητές.

Αντίθετα,στην δεύτερη προσέγγιση, χρησιμοποιούνται κάποια χαρακτηριστικά του σήματος και αποφασίζουμε ανάλογα με τις τιμές που παρατηρούμε οτι λαμβάνουν. Αυτά τα χαρακτηριστικά ,συνήθως , επιλέγονται μ'ένα συγκεκριμένο τρόπο. Παρ'όλο που η μέθοδος αυτή δεν είναι η βέλτιστη, είναι συνήθως απλό να την υλοποιήσουμε με σχεδόν βέλτιστη επίδοση,όταν σχεδιάζεται σωστά.

Από τη στιγμή που το είδος της διαμόρφωσης αναγνωρίζεται σωστά, μπορούν στη συνέχεια να εκτελεστούν άλλες λειτουργίες όπως η αποδιαμόρφωση σήματος και η εξαγωγή πληροφορίας. Σε γενικές γραμμές , η αυτόματη αναγνώριση της διαμόρφωσης (AMC) είναι ένας δύσκολος στόχος , κυρίως σε ένα μη συνεργάσιμο περιβάλλον, όπου εκτός από την πολυδια-δρομική διάδοση , την επιλεκτικότητα συχνότητας και τη φύση μεταβλητού χρόνου του καναλιού ,δεν διατίθεται καμία πρότερη γνώση του εισερχόμενου σήματος.

Για να είναι δυνατή η αναφορά σ'ένα καλό ταξινομητή θα πρέπει αυτός να παρέχει υψηλό βαθμό σωστής ταξινόμησης για μια ευρεία γκάμα τιμών του σηματοθορυβικού λόγου(SNR) , σ'ένα μικρό διάστημα παρατήρησης. Επι πρόσθετα, απαιτείται να εκπληρώνει τις εξής απαιτήσεις :

- Να έχει την ικανότητα να αναγνωρίζει ένα μεγάλο αριθμό διαμορφώσεων σε περιβάλλοντα με διαφορετικά χαρακτηριστικά διάδοσης .
- Να λειτουργεί σε πραγματικό χρόνο .
- Τέλος να έχει χαμηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα.

Ένας ταξινομητής θα πρέπει είτε να αποφασίζει τι είδους διαμόρφωση λήφθηκε από ένα σύνολο N ισοπίθανων υποψηφίων, είτε να αποκρίνεται οτι η διαμόρφωση δεν μπορεί να αναγνωριστεί καθώς δεν περιλαμβάνεται στον συγκεκριμένο κατάλογο.

Πριν όμως παρουσιάσουμε τις μεθόδους αυτόματης αναγνώρισης ψηφιακού σήματος επιβάλλεται να παρουσιάσουμε συνοπτικά το κριτήριο της μέγιστης πιθανοφάνειας το οποίο χρησιμοποιείται ευρέως στην πρώτη κατηγορία των αλγορίθμων.

Κριτήριο μέγιστης πιθανοφάνειας

Υποθέτουμε οτι δεν είναι διαθέσιμη καμία a priori πιθανότητα ούτε κάποια πληροφορία κόστους , αλλά παρ'όλα αυτά θέλουμε να δημιουργήσουμε ένα σχήμα ανίχνευσης ,κάτι το οποίο ,όπως θα δούμε, θα μας επιτραπεί από τη σύγκριση της τιμής που λαμβάνει η συνάρτηση πιθανότητας με μια συγκεκριμένη τιμή κατωφλίου . Το κριτήριο μας είναι το εξής : «Δοσμένων των δεδομένων παρατήρησης ,ποια υποθετική συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (PDF) (π.χ.f1(y) ή f0(y)) είναι πιο πιθανό να τα παράγει .». Το σχήμα ανίχνευσης δηλαδή γίνεται

Αν $f_1(y) > f_0(y) \Rightarrow H_1$

Ενώ αν $f_1(y) < f_0(y) \Rightarrow H_0$

και για πολλαπλές παρατηρήσεις

$$\frac{f_1(y)}{f_0(y)} > 1 \Rightarrow H_1$$

αλλιώς αν

$$\frac{f_1(y)}{f_0(y)} < 1 \Rightarrow H_0 \quad \text{(ανιχνευτής ML)}$$

Η προσέγγιση μέγιστης πιθανότητας (ML) χρησιμοποιείται συχνά καθώς δεν απαιτεί γνώση ούτε a priori πιθανότητας ούτε συναρτήσεων κόστους. Αυτή η πληροφορία πολλές φορές δεν είναι διαθέσιμη ή κάποιες φορές δεν είναι επιθυμητό να χρησιμοποιείται.

Πολλαπλή υπόθεση

Σε περίπτωση που υπάρχουν πάνω από δύο υποθέσεις (όπως και στη συγκεκριμένη περίπτωση όπου έχουμε πάνω απο δύο πιθανά είδη διαμόρφωσης) χρησιμοποιούμε την προσέγγιση που χρησιμοποιείται και για την παραγωγή του μπευζιανού ανιχνευτή.

Υποθέτουμε οτι υπάρχουν Μ διαφορετικά γεγονότα (π.χ. $H_0, H_1, ..., H_{M-1}$) και γνωρίζουμε τα εξής :

α) $\Pr(H_0) = P_0, \Pr(H_1) = P_1, ..., \Pr(H_{M-1}) = P_{M-1}$ όπου το άθροισμα των πιθανοτήτων αυτών πρέπει να είναι ίσο με τη μονάδα.

β) C_{ij} είναι το κόστος όταν διαλέγουμε το i ενώ είναι αληθές το j .

γ) $f_i(y)$ για i=0,1,…,M-1 ,

Αν η υπό συνθήκη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας είναι $f_{Y|H_i}(y \mid H_i)$ τότε η μπευζιανή διατύπωση ελαχιστοποιεί το μέσο κόστος C που δίνεται από τη σχέση $C = \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0}^{M-1} C_{ij} \Pr(H_i \mid H_j) P_j$

Το γινόμενο των δύο τελευταίων όρων στην προηγούμενη σχέση είναι ουσιαστικά η πιθανότητα να διαλέξουμε το i ενώ είναι αληθές το j. Το μπευζιανό κριτήριο θα χωρίσει το χώρο παρατήρησης σε Μ κοινά διαχωρισμένες περιοχές $R_0, R_1, ..., R_{M-1}$ έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται το κόστος C. Δηλαδή θα ισχύει

$R_i \cap R_j =$ Φ (όπου Φ είναι το κενό σύνολο) όταν $i \neq j$

$\bigcup_{i=0}^{M-1} R_i = R$ όπου R ο χώρος παρατήρησης

Τώρα το $\Pr(H_i \mid H_j)$ που σημαίνει $\Pr(D_i \mid H_j)$ μπορεί να γραφτεί ως εξής

$$\Pr(D_i \mid H_j) = \int ... \int_{R_i} f_j(y) dy$$

Το μέσο κόστος μπορεί να γραφτεί

$$C = \sum_{i=0}^{M-1} C_{ii} P_i \int_{R_i} f_i(y)dy + \sum_{i=0}^{M-1} \sum_{j=0, i \neq j}^{M-1} C_{ij} P_j \int_{R_i} f_j(y)dy$$

Βάζοντας όπου $R_i = R - \bigcup_{j=0, j \neq i}^{M-1} R_j$ και $\int_R f_j(y)dy = 1$

Παίρνουμε

$$C = \sum_{i=0}^{M-1} C_{ii} P_i + \sum_{i=0}^{M_1} \int_{R_i} \sum_{j=0, j \neq i}^{M-1} P_j (C_{ij} - C_{jj}) f_j(y)dy$$

Ορίζοντας το $I_i(y)$ ως $I_i(y) = \sum_{j=0, i \neq j}^{M-1} P_j (C_{ij} - C_{jj}) f_j(y)$

Τότε το C δίνεται από τη σχέση

C =σταθερό κόστος + $\sum_{i=0}^{M-1} \int_{R_i} I_i(y)dy$

Δηλαδή το συνολικό κόστος αποτελείται από ένα σταθερό κόστος και ένα μεταβλητό κόστος.

Προσδιορίζουμε κάθε παρατήρηση y στην περιοχή στην οποία θα κάνει το κόστος ελάχιστο. Ο κανόνας απόφασης που χρησιμοποιούμε είναι ο ρξής: «επιλέγουμε αυτήν την υπόθεση που αντιστοιχεί στο ελάχιστο $I_i(y)$ ως σωστή (π.χ. ας πούμε οτι η H_i είναι αληθής).»

διαιρώντας την $I_i(y)$ με την $f_0(y)$ παίρνουμε την συνάρτηση μέσης πιθανότητας

$$J_i(y) = \frac{I_i(y)}{f_0(y)} = \sum_{j=0, j\neq i}^{M-1} P_j (C_{ij} - C_{jj}) \Lambda_j(y)$$

όπου

$$\Lambda_j(y) = \frac{f_j(y)}{f_0(y)}$$

Τώρα το κριτήριο απόφασης γίνεται ως εξής : «διάλεξε την υπόθεση για την οποία το $J_i(y)$ είναι ελάχιστο.» Για παράδειγμα διάλεξε το H_0 αν ιχύουν όλες οι ακόλουθες ανισότητες .

$$J_0 < J_1 \Rightarrow \sum_{\substack{j=0 \\ j\neq 0}}^{M-1} P_j (C_{0j} - C_{jj}) \Lambda_j(y) < \sum_{\substack{j=0 \\ j\neq 1}}^{M-1} P_j (C_{1j} - C_{jj}) \Lambda_j(y)$$

$$J_0 < J_2 \Rightarrow \sum_{\substack{j=0 \\ j\neq 0}}^{M-1} P_j (C_{0j} - C_{jj}) \Lambda_j(y) < \sum_{\substack{j=0 \\ j\neq 2}}^{M-1} P_j (C_{2j} - C_{jj}) \Lambda_j(y)$$

.

.

.

$$J_0 < J_{M-1} \Rightarrow \sum_{\substack{j=0 \\ j\neq 0}}^{M-1} P_j (C_{0j} - C_{jj}) \Lambda_j(y) < \sum_{\substack{j=0 \\ j\neq M-1}}^{M-1} P_j (C_{(M-1)j} - C_{jj}) \Lambda_j(y)$$

2.5. Αλγόριθμοι που βασίζονται στη πιθανοφάνεια (LB)

Έχοντας μελετήσει ,λοιπόν, το πρόβλημα της πολλαπλής υπόθεσης είμαστε σε θέση να ασχοληθούμε με το θέμα που μας απασχολεί.Το πρόβλημα της ταξινόμησης ανάμεσα σε Κ πιθανά είδη διαμόρφωσης , παρατηρώντας Ν σύμβολα

περιστρεφόμενης φάσης σε θόρυβο AWGN ,μπορεί να τεθεί ως το ακόλουθο πρόβλημα πολλαπλής υπόθεσης

$$H_{\kappa} : s = \sqrt{E} e^{j\theta_c} a^{(k)} + n \qquad \text{k =1,2,...,K}$$

Όπου $s = [s_0 .... s_{N-1}]^T, a^{(k)} = [a_0{}^{(k)} ... a_{N-1}{}^{(k)}]^T, n = [n_0 ... n_{N-1}]^T$

Γενικά ,το πρόβλημα αυτό μπορεί να λυθεί θεωρώντας το ως ακολουθία προβλημάτων κριτηρίων υπόθεσης ανά ζεύγη , (hypothesis testing problems). Επιπλέον, από τη στιγμή που το σήμα περιέχει άγνωστες παραμέτρους αυτό είναι ένα σύνθετο πρόβλημα (hypothesis testing problem) του οποίου η λύση εξαρτάται απο την προτυποποίηση των άγνωστων παραμέτρων. Όταν οι άγνωστες παράμετροι μοντελοποιούνται ως τυχαίες μεταβλητές και η σ.π.π. της τομής τους είτε είναι γνωστή είτε μπορεί να υποτεθεί , η βέλτιστη λύση είναι ο ALRT, σύμφωνα με τον οποίο ισχύει οτι αν

$$\Lambda_{\mathrm{A}}(s) = \frac{\int_p f(s \mid p, H_i) f(p \mid H_i) dp}{\int_p f(s \mid p, H_j) f(p \mid H_j) dp} \succ \gamma_{\mathrm{A}} \Rightarrow H_i$$

Αλλιώς αν

$$\Lambda_{\mathrm{A}}(s) = \frac{\int_p f(s \mid p, H_i) f(p \mid H_i) dp}{\int_p f(s \mid p, H_j) f(p \mid H_j) dp} \prec \gamma_{\mathrm{A}} \Rightarrow H_j$$

Όπου p είναι το διάνυσμα των άγνωστων παραμέτρων, με σ.π.π. $f(p \mid H_i)$ υπό την υπόθεση H_i και $f(p \mid H_j)$ υπό την υπόθεση H_j και γ_{A} το κατώφλι , το οποίο εξαρτάται μόνο από τις a priori πιθανότητες των δύο υποθέσεων.

Πρέπει να σημειώσουμε οτι ο αλγόριθος ALRT αποτελεί ένα βέλτιστο ταξινομητή μόνο στην περίπτωση που η σωστή σ.π.π των άγνωστων παραμέτρων συμπίπτει με αυτή που υποθέσαμε. Σε περίπτωση που αυτό δεν ισχύει , δεν μπορεί να γίνει ο ισχυρισμός οτι η προκύπτουσα δομή του ταξινομητή μπορεί να είναι η βέλτιστη

λύση. Αυτό το κριτήριο χρησιμοποιείται όταν η μόνη εργασία του ταξινομητή είναι να πάρει μια απόφαση χωρίς να μας ενδιαφέρει η πραγματική τιμή των παραμέτρων. Ωστόσο,στις περισσότερες περιπτώσεις είναι δύσκολο να πάρουμε μια ακριβή λύση με τον ALRT. Ακόμα και όταν μπορεί να βρεθεί μια λύση , συνήθως καταλήγει σε δομή μη γραμμικού ταξινομητή και υπάρχει πιθανότητα να μην μπορεί να εφαρμοσθεί σε διαφορετικά περιβάλλοντα από αυτό που υποθέσαμε. Αν δεν μπορούμε να σχετίσουμε μια σ.π.π στις παραμέτρους που μας ενδιαφέρουν, μπορούμε να τις μοντελοποιήσουμε ως σταθερές αλλά άγνωστες παραμέτρους. Σε αυτή την περίπτωση , η καλύτερη απόδοση μπορεί να επιτευχθεί από το κριτήριο που ονομάζεται Uniformly Most Powerful (UMP). Αν δεν υπάρχει UMP κριτήριο, μια εναλλακτική λύση είναι να βρούμε τις προσεγγίσεις των p_i , p_j (τα διανύσματα των άγνωστων παραμέτρων υπό την υπόθεση του H_i και του H_j) που δίνουν την μέγιστη πιθανότητα (ML) και να χρησιμοποιησουμε αυτές τις προσεγγίσεις στον LRT σαν να ήταν σωστές.

Αυτό οδηγεί στην ανάπτυξη του αλγορίθμου GLRT, στον οποίο ισχύει

$$\Lambda_G(s) = \frac{\max_{p_i} f(s \mid p_i)}{\max_{p_j} f(s \mid p_j)} > \gamma_G \Rightarrow H_i$$

$$\Lambda_G(s) = \frac{\max_{p_i} f(s \mid p_i)}{\max_{p_j} f(s \mid p_j)} < \gamma_G \Rightarrow H_j$$

Αυτό που κάνει τον αλγόριθμο GLRT πιο ελκυστική λύση από τον ALRT είναι το γεγονός ότι η υλοποίηση του δεν απαιτεί καμία υπόθεση για τις παραμέτρους του σήματος ή του καναλιού με αποτέλεσμα η προκύπτουσα δομή του ταξινομητή να μπορεί να εφαρμοστεί σε διάφορα περιβάλλοντα.

Επιπλέον, ένα δευτερεύον προϊόν του κριτηρίου αυτού είναι η εκτίμηση ML των άγνωστων παραμέτρων , που έιναι ένα πολύ χρήσιμο χαρακτηριστικό για τις εφαρμογές που απαιτούν εκτίμηση παραμέτρων μετά την ταξινόμηση διαμόρφωσης. Το κύριο μειονέκτημα του GLRT είναι το γεγονός ότι η εκτίμηση ML απαιτεί μια μη-γραμμική , πολυδιάστατη διαδικασία μεγιστοποίησης.

Σε πολλές περιπτώσεις , μπορεί να είναι χρήσιμο να χειριζόμαστε κάποιες από τις άγνωστες παραμέτρους στο p ως τυχαίες (p_2) και τις υπόλοιπες σαν ντετερμινιστικές αλλά άγνωστες μεταβλητές (p_1). Τελικά, μια πιθανή λύση στο πρόβλημα hypothesis testing είναι ένας υβριδικός αλγόριθμος του ALRT και του GLRT ο οποίος αναφέρεται ως Υβριδικό Κριτήριο Λόγου Πιθανοφάνειας(HLRT) και στον οποίο ισχύουν τα εξής

$$\Lambda_H(s) = \frac{\max_{p_{1,i}} \int_{p_2} f(s \mid p_2, H_i) f(p_2 \mid H_i) dp_2}{\max_{p_{1,j}} \int_{p_2} f(s \mid p_2, H_j) f(p_2 \mid H_j) dp_2} > \gamma_H \Rightarrow H_i$$

$$\Lambda_H(s) = \frac{\max_{p_{1,i}} \int_{p_2} f(s \mid p_2, H_i) f(p_2 \mid H_i) dp_2}{\max_{p_{1,j}} \int_{p_2} f(s \mid p_2, H_j) f(p_2 \mid H_j) dp_2} < \gamma_H \Rightarrow H_j$$

Στη συνέχεια παρουσιάζουμε τους αλγόριθμους αυτόματης ταξινόμησης για ένα κανάλι AWGN τυχαίας φάσης , υποθέτοντας οτι οι άγνωστες παράμετροι είναι τα σύμβολα δεδομένων και η φάση φέροντος. Με αυτές τις παραμέτρους , η συνάρτηση πιθανότητας δίνεται από τη σχέση

$$f(s \mid a^{(k)}, \theta_c) = \frac{\exp[-\sum_{n=0}^{N-1} | s_n - \sqrt{E} a^{(k)} e^{j\theta_c} |^2 / N_0]}{(\pi N_0)^N} \qquad (6)$$

1. *ALRT*

Η πρώτη εφαρμογή του ALRT στο πρόβλημα MC παρουσιάστηκε σε δημοσίευση των A.Polydoros και K.Kim. Τα σύμβολα δεδομένων μοντελοποιήθηκαν ως διακριτές τυχαίες μεταβλητές ομοιόμορφα κατανεμημένες στο σύνολο του αλφαβήτου και η φάση του φέροντος ως μια ομοιόμορφα κατανεμημένη στο

διάστημα [0,2π] τυχαία μεταβλητή,ανεξάρτητη από τα σύμβολα δεδομένων. Έχοντας βρει τις μέσες τιμές των συνιστωσών της εξίσωσης (6) για αυτές τις σ.π.π. και παίρνοντας τον φυσικό λογάριθμο, η προκύπτουσα συνάρτηση επεκτείνεται πλέον σε μια άπειρη ακολουθία. Κρατώντας μόνο ένα κύριο όρο, η προκύπτουσα log-likelihood συνάρτηση (LLF) ονομάστηκε qLLR.

$$LLF_{qLLR} = \left| \sum_{n=1}^{N} s_n^p \right| \succ \gamma_{qLLR} \Rightarrow H_i$$

$$LLF_{qLLR} = \left| \sum_{n=1}^{N} s_n^p \right| \prec \gamma_{qLLR} \Rightarrow H_j$$

Όπου η τιμή του εκθετικού p και το κατώφλι εξαρτάται απο το συγκεκριμένο ζευγάρι διαμόρφωσης.Επιπλέον, το κατώφλι εξαρτάται από τον αριθμό των συμβόλων που παρατηρήθηκαν και το σηματοθορυβικό λόγο (SNR), ο οποίος εδώ ορίζεται ως SNR=E/No. Ο αλγόριθμος qLLR είναι εύκολο να υλοποιηθεί και είναι πιο αποδοτικός από συγκεκριμένες τεχνικές ,όπως είναι ο ταξινομητής M-κανόνα (*M*th-Law Classifier) ,για την ταξινόμηση διαμορφώσεων σταθερής περιβάλλουσας (π.χ. PSK). Παρ'όλα αυτά, είναι μη αποδοτικός για την ταξινόμηση διαμορφώσεων μη σταθερής περιβάλλουσας (π.χ. QAM ή V.29). Για αυτές τις διαμορφώσεις, η διατήρηση πολλαπλών όρων στην επέκταση των άπειρων σειρών μπορεί να οδηγήσει σε μια βελτιωμένη απόδοση. Πρέπει επίσης να πούμε οτι ο qLLR αναπτύχθηκε υποθέτοντας ευρυζωνικούς ορθογωνικούς παλμούς. Σ'ένα πιο πρόσφατο άρθρο , μια άλλη εφαρμογή του ALRT στο ίδιο πρόβλημα, η οποία ονομάστηκε NC-PML, θεωρούσε την σ.π.π. της τομής του μεγέθους του λαμβανόμενου σήματος και της διαφοράς φάσης

$$\Delta\psi_n = |\psi_n - \psi_{n-1}|_{\mathrm{mod}\,2\pi}, \psi_n = \tan^{-1}\frac{s_{Q,n}}{s_{I,n}}$$

Όπου $s_{I,n}$ και $s_{Q,n}$ είναι η ομοφασική και ορθογωνική συνιστώσα του λαμβανόμενου σήματος. Με την απλοποιημένη παραδοχή οτι αυτές οι παράμετροι είναι ανεξάρτητες , ο LLF δίνεται από τη σχέση

$$LLF_{NC-PML}^{(k)} = -2(N-1)\ln(M_k) + \sum_{n=1}^{N-1} \ln(\sum_{m_1=1}^{M_k} f(|s_n || a_{m_1}^{(k)}) \{\sum_{m_2=1}^{M_k} f(\Delta\psi_n | a_{m_1}^{(k)}, a_{m_2}^{(k)})\})$$

Όπου το πλάτος έχει κατανομή Rice, η σ.π.π. της διαφοράς φάσης προσεγγίζεται με μια γκαουσιανή σ.π.π. και το M_k δείχνει το μέγεθος του αλφαβήτου . Ο LRT για τον αλγόριθμο NC-PML είναι

$$LLF_{NC-PML}^{(i)} - LLF_{NC-PML}^{(j)} > 0 \Rightarrow H_i$$

$$LLF_{NC-PML}^{(i)} - LLF_{NC-PML}^{(j)} < 0 \Rightarrow H_j$$

Όπου η τιμή κατωφλίου τέθηκε ίση με μηδέν, υποθέτοντας ότι οι a priori πιθανότητες των δύο υποθέσεων είναι ίσες.

2. GLRT

Όπως είδαμε πριν, εξαιτίας των δυσκολιών του να πάρουμε μια ακριβής λύση χρησιμοποιώντας τον ALRT , μόνο προσεγγίσεις της βέλτιστης λύσης είναι πιθανές. Μια εναλλακτική προσέγγιση είναι να χειριστούμε τα σύμβολα των δεδομένων και τη φάση του φέροντος ως ντετερμινιστικές αλλά άγνωστες μεταβλητές και να χρησιμοποιήσουμε τον αλγόριθμο GLRT. Αυτό το κριτήριο θα αναφέρεται ως Ph&D-GLRT. Παίρνοντας το φυσικό λογάριθμο της (6) και αγνοώντας τους όρους που δεν εξαρτώνται από τις άγνωστες παραμέτρους οδηγούμαστε στο ακόλουθο

$$LLF_{Ph\&D}^{(k)} = \max_{\theta_c} \{\sum_{n=0}^{N-1} \max_{a_n^{(k)}} \{2R\{s_n^* e^{j\theta_c} a_n^{(k)}\} - \sqrt{E} \, | a_n^{(k)} |^2\}\} \quad (7)$$

Ο LRT δίνεται από

$$LLF_{Ph\&D}^{(i)} - LLF_{Ph\&D}^{(j)} > \gamma_{Ph\&D} \Rightarrow H_i$$

$$LLF_{Ph\&D}^{(i)} - LLF_{Ph\&D}^{(j)} < \gamma_{Ph\&D} \Rightarrow H_j$$

Όπου το κατώφλι εξαρτάται απο τον αριθμό των συμβόλων που παρατηρήσαμε και το SNR.

Σε αυτό το σημείο, υπάρχουν ένα σημαντικό θέμα που θα πρέπει να τονίσουμε. Το ζήτημα αφορά στις περιπτώσεις που ο Ph&D θα αποτύχει, κάτι το οποίο θα συμβεί οταν οι αστερισμοί του σήματος αλληλοκαλύπτονται. Για παράδειγμα , στην περίπτωση της ταξινόμησης ανάμεσα στο BPSK και το QPSK, όταν το BPSK μεταδίδεται, η μεγιστοποίηση της (7) στα σύμβολα δεδομένων , για υψηλό SNR , θα αποφέρει τα ίδια σύμβολα και για τις δύο διαμορφώσεις και γι'αυτό οι δύο LLF θα είναι ίσοι. Αυτή η ανικανότητα του Ph&D-GLRT κρύβεται στην αντικατάσταση του μηχανισμού εύρεσης του μέσου όρου των συμβόλων δεδομένων με την μεγιστοποίηση , ο οποίος δεν δίνει καμία ένδειξη του πόσο πιθανή είναι μια ακολουθία δεδομένων.

3. HLRT

Για να μειώσουμε τα προβλήματα που σχετίζονται με τους αστερισμούς , μπορούμε να μοντελοποιήσουμε τα σύμβολα δεδομένων ως διακριτές τυχαίες μεταβλητές ομοιόμορφα κατανεμημένες στο σύνολο του αλφαβήτου και την φάση του φέροντος ως μια ντετερμινιστική μεταβλητή. Έχοντας πάρει τον μέσο όρο της (6) στα σύμβολα δεδομένων και έχοντας μεγιστοποιήσει την προκύπτουσα συνάρτηση σε σχέση με τη φάση του φέροντος καταλήγουμε στην ακόλουθη LLF :

$$LLF_{HLRT}^{(k)} = -N\ln(M_k \pi N_0) + \max_{\theta_c}\{\sum_{n=0}^{N-1}\ln(\sum_{m=1}^{M_k}\exp[-\frac{|s_n - \sqrt{E}a_{n,m}^{(k)}e^{j\theta_c}|^2}{N_0}])\}$$

Αυτός ο HLRT αναφέρεται ως ο αλγόριθμος ADMP και δίνεται από

$$LLF_{ADMP} = LLF_{HLRT}^{(i)} - LLF_{HLRT}^{(j)} > \gamma_{ADMP} \Rightarrow H_i$$

$$LLF_{ADMP} = LLF_{HLRT}^{(i)} - LLF_{HLRT}^{(j)} < \gamma_{ADMP} \Rightarrow H_j$$

Έχοντας μελετήσει και τους τρεις αλγόριθμους (ALRT, GLRT, HLRT) ,συνοψίζουμε τα πλεονεκτήματα που παρέχει ο καθένας .

Ένα πλεονέκτημα του GLRT και του HLRT σε αντίθεση με τον ALRT είναι ότι η εκτίμηση των άγνωστων ποσοτήτων που παράγονται ως δευτερεύοντα προιόντα έχουν μεγάλη σημασία για την αποδιαμόρφωση των δεδομένων. Επί πρόσθετα, ο GLRT και ο HLRT μπορούν να εφαρμοστούν σε διάφορα περιβάλλοντα, όπως για παράδειγμα σε εξασθένιση Rice και Rayleigh. Επίσης, ο GLRT παρέχει κάποια πλεονεκτήματα υλοποίησης έναντι των άλλων δύο, καθώς αποφεύγει τον υπολογισμό εκθετικών συναρτήσεων και δεν απαιτεί την γνώση της ισχύος θορύβου για τον υπολογισμό της συνάρτησης πιθανότητας. Ωστόσο, με τον GLRT ,η μεγιστοποίηση των συμβόλων δεδομένων μπορεί να οδηγήσει σε ίσες συναρτήσεις πιθανότητας για παρόμοιους αστερισμούς σημάτων, κάτι το οποίο θα οδηγήσει σε λανθασμένη ταξινόμηση. Ο μέσος όρος των συμβόλων δεδομένων στον HLRT αποτρέπει το πρόβλημα αυτό του GLRT.Παρ'όλα αυτά , με αρκετές άγνωστες παραμέτρους, ο HLRT δεν δείχνει να είναι η καλύτερη λύση, καθώς η εύρεση της εκτίμησης της ML διαφόρων παραμέτρων μπορεί να είναι πολύ χρονοβόρα.

2.6. Αλγόριθμοι που βασίζονται στα χαρακτηριστικά (FB)

Η σχεδίαση ενός αλγορίθμου FB απαιτεί αρχικά κάποια χαρακτηριστικά για την απεικόνιση των δεδομένων και έπειτα την λήψη απόφασης. Παραδείγματα χαρακτηριστικών είναι η συσχέτιση ανάμεσα στην ομοφασική και ορθογωνική συνιστώσα σήματος , η διακύμανση του κανονικοποιημένου πλάτους του σήματος

,η φάση και η συχνότητα, η διακύμανση του διαστήματος zero-crossing , η διακύμανση του μεγέθους του μετασχηματισμού wavelet του σήματος μετά την αποκοπή των κορυφών, η σ.π.π της φάσης και οι στατιστικές τιμές της,τα cumulants (ροπές ανώτερης τάξης) κ.α. Επίσης για την αναγνώριση της διαμόρφωσης χρησιμοποιήθηκαν τεχνικές όπως η εντροπία , η ασαφής λογική, μια τεχνική απόκλισης στατιστικών δειγμάτων πινάκων και μια μέθοδος ανάκτησης του σχήματος του αστερισμού.Για τη λήψη της απόφασης χρησιμοποιήθηκαν διαφορετικές μέθοδοι, όπως η απόσταση Hellinger, η ευκλείδια απόσταση, μέθοδοι που βασίζονται στη σ.π.π και τεχνικές ομαδοποίησης .
Αρχικά , θα παρουσιάσουμε αλγόριθμους που χρησιμοποιούν την πληροφορία που εξάγεται από το στιγμιαίο πλάτος ,τη φάση και τη συχνότητα του λαμβανόμενου σήματος. Στη συνέχεια ,θα αναφερθούμε σε ταξινομητές που βασίζονται σε στατιστικά του σήματος , στις φασματικές ιδιότητες των FSK σημάτων και τέλος σε ταξινομητές που χρησιμοποιούν τον μετασχηματισμό wavelet , με τους οποίους θα ασχοληθούμε και εκτενέστερα στο επόμενο κεφάλαιο.

Αλγόριθμοι για διαχωρισμό ανάμεσα σε διαφορετικές κλάσεις

- Αλγόριθμοι που βασίζονται στο στιγμιαίο πλάτος ,τη φάση και τη συχνότητα

Ο πιο διαισθητικός τρόπος για να αναγνωρίσουμε την τάξη της διαμόρφωσης του εισερχόμενου σήματος είναι να χρησιμοποιήσουμε την πληροφορία που περιέχεται στο στιγμιαίο πλάτος, τη φάση και τη συχνότητα. Για να εξάγουμε τέτοια πληροφορία εφαρμόζονται διάφορες μέθοδοι . Κάποιες διαφορές ανάμεσα στις τάξεις των σημάτων οι οποίες χρησιμοποιήθηκαν συχνά για την ταξινόμηση τους είναι οι εξής :

- Τα σήματα FSK χαρακτηρίζονται από σταθερό στιγμιαίο πλάτος ενώ τα ASK σήματα έχουν διακυμάνσεις πλάτους και τα PSK έχουν πληροφορία φάσης.
- Τα ASK και τα BPSK σήματα δεν έχουν πληροφορία στην απόλυτη φάση ενώ τα M-PSK (M>2) έχουν.

- Τα ASK σήματα δεν έχουν πληροφορία φάσης από την φύση τους, ενώ τα BPSK έχουν.

Χρησιμοποιήθηκε η δομή του δυαδικού δέντρου απόφασης τόσο για να διακρίνουμε τις τάξεις όσο και τον βαθμό κάθε τάξης.

Σε κάθε κόμβο του δέντρου, η απόφαση λήφθηκε συγκρίνοντας μια στατιστική εκτίμηση με μια τιμή κατωφλίου.

Για τη λήψη της απόφασης χρησιμοποιήθηκε ο LRT , ο οποίος λόγω της γκαουσιανής υπόθεσης απλοποιείται στη σύγκριση του χαρακτηριστικού με μια τιμή κατωφλίου n , που παράγεται από τον LRT. Για κάθε πρόβλημα δύο κλάσεων , υποθέτουμε ίσες πιθανότητες (priors) , ενώ η μέση πιθανότητα λάθους δίνεται από τη σχέση :

$$P_e = [erfc((\eta - \mu_{H_1}) / \sigma_{H_1}) + erfc((\mu_{H_2} - \eta) / \sigma_{H_2})] / 2$$

Όπου erfc(.) είναι η συμπληρωματική συνάρτηση λάθους που ορίζεται ως

$$erfc(x) = (2\pi)^{-1/2} \int_x^{\infty} \exp(-u^2 / 2) du$$

Στη συνέχεια θα αναφερθούμε στους αλγόριθμους με τους οποίους διακρίνουμε τον βαθμό της διαμόρφωσης M γραμμικών διαμορφώσεων και οι οποίοι βασίζονται στο στιγμιαίο πλάτος και τη φάση.

Αλγόριθμος των Azzouz και Nandi

Ένας βασικός αλγόριθμος που προτάθηκε για την αυτόματη αναγνώριση της διαμόρφωσης του σήματος είναι ο αλγόριθμος που πρότειναν οι ερευνητές Azzouz και Nandi. Συγκεκριμένα , χρησιμοποιούνται κάποιες παραμέτροι οι οποίες εξάγονται από τα βασικά χαρακτηριστικά του σήματος,δηλαδή το στιγμιαίο πλάτος , τη φάση και τη συχνότητα.

Η πρώτη παράμετρος είναι η εξής

$$\gamma_{\max} = \max | DFT(a_{cn}(i) |^2 / N_s$$

Όπου N_s είναι ο αριθμός των δειγμάτων ανά τμήμα, $a_{cn}(i)$ είναι η τιμή του κανονικοποιημένου πλάτους τις χρονικές στιγμές $t = \frac{i}{f_s}, (i = 1,2,..., N_s)$ και ορίζεται από τη σχέση $a_{cn}(i) = a_n(i) - 1$ όπου $a_n(i) = \frac{a(i)}{m_a}$ και m_a είναι η μέση τιμή του στιγμιαίου πλάτους που αποτιμάται σ'ένα τμήμα , δηλαδή $m_a = \frac{1}{N_s}\sum_{i=1}^{N_s} a(i)$.

Η δεύτερη παράμετρος είναι

$$\sigma_{ap} = \sqrt{\frac{1}{C}\left(\sum_{a_n(i)>a_t} \phi_{NL}^2(i)\right) - \left(\frac{1}{C}\sum_{a_n(i)>a_t} |\phi_{NL}(i)|\right)^2}$$

όπου $\phi_{NL}(i)$ είναι η τιμή της κεντρικής μη-γραμμικής συνιστώσας της στιγμιαίας φάσης τις χρονικές στιγμές $t = \frac{i}{f_s}$,2πf$_c$t είναι η γραμμική συνιστώσα φάσης του σήματος , C είναι ο αριθμός των δειγμάτων του $\{\phi_{NL}(i)\}$ για τα οποία το $a_n(i) > a_t$ και a_t είναι ένα κατώφλι για το {a(i)} κάτω από το οποίο η εκτίμηση της στιγμιαίας φάσης είναι πολύ ευαίσθητη στο θόρυβο.

Η τρίτη παράμετρος είναι η

$$\sigma_{dp} = \sqrt{\frac{1}{C}\left(\sum_{a_n(i)>a_t} \phi_{NL}^2(i)\right) - \left(\frac{1}{C}\sum_{a_n(i)>a_t} \phi_{NL}(i)\right)^2}$$

Η τέταρτη παράμετρος είναι η

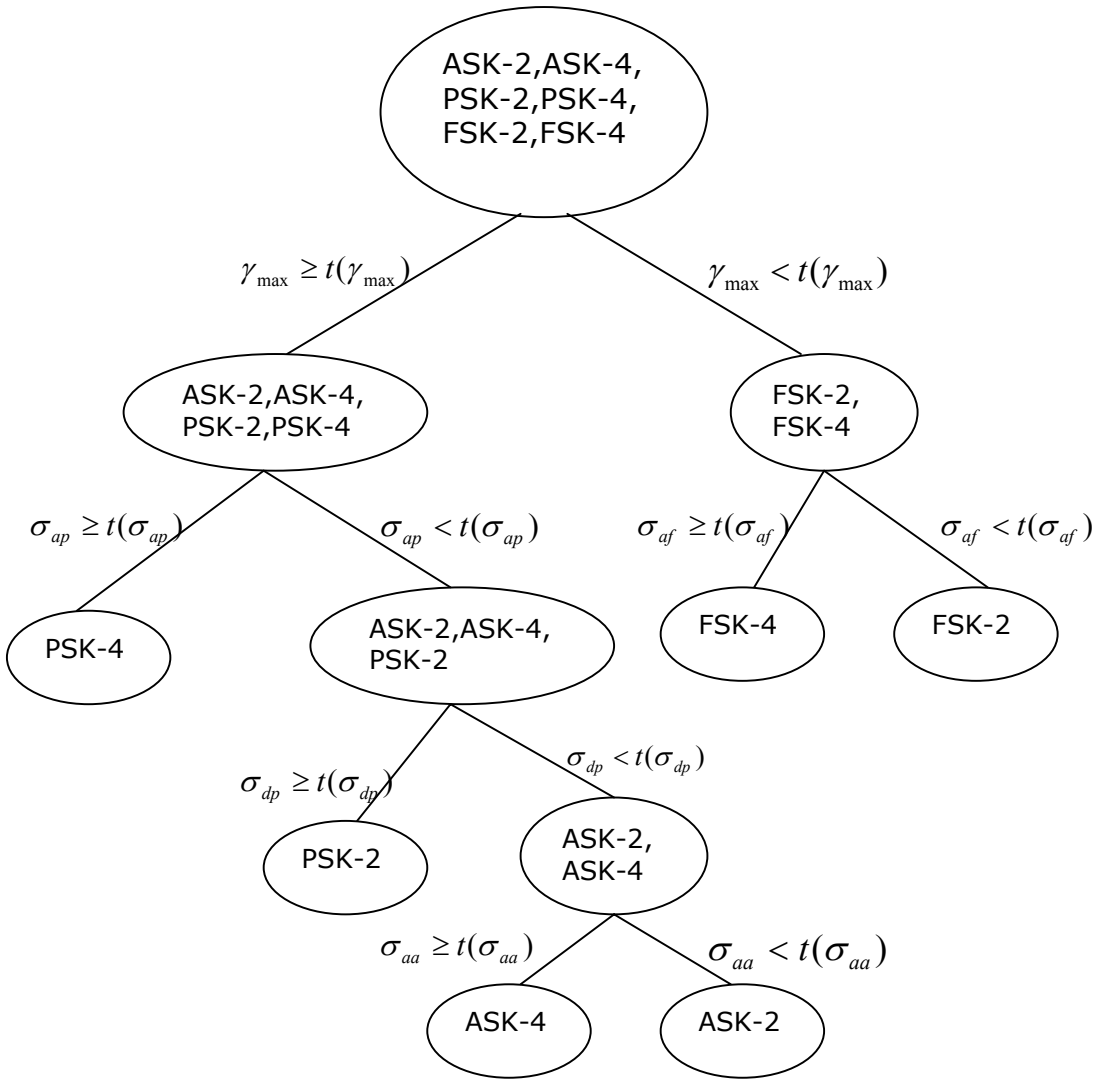
$$\sigma_{aa} = \sqrt{\frac{1}{N_s}\left(\sum_{i=1}^{N_s} a_{cn}^2(i)\right) - \left(\frac{1}{N_s}\sum_{i=1}^{N_s} |a_{cn}(i)|\right)^2}$$

Τέλος η πέμπτη παράμετρος είναι η

$$\sigma_{af} = \sqrt{\frac{1}{C}\left(\sum_{a_n(i)>a_t} f_N^2(i)\right) - \left(\frac{1}{C}\sum_{a_n(i)>a_t} |f_N(i)|\right)^2}$$

Όπου $f_N(i) = f_m(i)/r_s, f_m(i) = f(i) - m_f, m_f = \frac{1}{N_s}\sum_{i=1}^{N_s} f(i)$ και r_s είναι ο ρυθμός των συμβόλων στην ψηφιακή ακολουθία συμβόλων.

Έχοντας περιγράψει τις παραμέτρους που χρησιμοποιεί ο αλγόριθμος , θα περιγράψουμε ,με τη βοήθεια ενός δυαδικού δέντρου ,τον τρόπο με τον οποίο αναγνωρίζει το είδος της διαμόρφωσης του συγκεκριμένου σήματος.


ASK-2,ASK-4,
PSK-2,PSK-4,
FSK-2,FSK-4
$\gamma_{\max} \geq t(\gamma_{\max})$
$\gamma_{\max} < t(\gamma_{\max})$
ASK-2,ASK-4,
PSK-2,PSK-4
FSK-2,
FSK-4
$\sigma_{ap} \geq t(\sigma_{ap})$
$\sigma_{ap} < t(\sigma_{ap})$
$\sigma_{af} \geq t(\sigma_{af})$
$\sigma_{af} < t(\sigma_{af})$
PSK-4
ASK-2,ASK-4,
PSK-2
FSK-4
FSK-2
$\sigma_{dp} \geq t(\sigma_{dp})$
$\sigma_{dp} < t(\sigma_{dp})$
PSK-2
ASK-2,
ASK-4
$\sigma_{aa} \geq t(\sigma_{aa})$
$\sigma_{aa} < t(\sigma_{aa})$
ASK-4
ASK-2

Ένα διαφορετικό τρόπο προσέγγισης της διαδικασίας αναγνώρισης της διαμόρφωσης αποτελεί και η ταξινόμηση σήματος χρησιμοποιώντας τον διακριτό μετασχηματισμό Fourier.

Συγκεκριμένα, έχει ήδη αναπτυχθεί ένας αλγόριθμος που βασίζεται σε DFT, τα αποτελέσματα του οποίου μπορούν να χρησιμοποιηθούν από ένα DSP, και να αποδώσουν την αναγνώριση του λαμβανόμενου σήματος.

Στην περίπτωση της ανάλυσης με χρήση DFT σημαντικές παραμέτροι εκτός απο την συχνότητα του φέροντος (Hz), τον ρυθμό μετάδοσης των συμβόλων (symbol/s) και τον ρυθμό μετάδοσης των bits (bit/s) αποτελούν επίσης η διάρκεια συμβόλου, η διάρκεια bit και η διάρκεια δείγματος, ενώ χρησιμοποιούμε αρχικά τις συνεχείς, αναλογικές τιμές της συχνότητας, του πλάτους και της φάσης. Προκειμένου να αναγνωρίσουμε άγνωστα σήματα, πρέπει να συγχρονίσουμε τις έρευνες μας με τη ροή των bit. Τότε, με τη βοήθεια της συχνότητας του φέροντος θα βρούμε τον ρυθμό συμβόλου και θα καταλήξουμε στην αναγνώριση της διαμόρφωσης ύστερα από την εφαρμογή κατάλληλων αλγορίθμων.

Κάποια χαρακτηριστικά της μεθόδου αυτής που θα πρέπει να αναφερθούν είναι τα παρακάτω :

- το DFT δεν χρησιμοποιείται ευρέως, εξαιτίας των πολύπλοκων και χρονοβόρων υπολογισμών που περιλαμβάνει. Στις πρακτικές εφαρμογές,η μέθοδος FFT χρησιμοποιείται συνήθως προκειμένου να γίνει ανάλυση του σήματος. Το DFT είναι δυνατό να επιτελέσει ανάλυση σήματος χρησιμοποιώντας τις δυνατότητες των PC του παρόντος (ταχύτητα επεξεργαστή, χωρητικότητα μνήμης, COTS προγράμματα κ.λ.π.) με περιορισμένο αριθμό δειγμάτων ανά σύμβολο.
- Υπάρχει η δυνατότητα χρησιμοποίησης ποικίλων μαθηματικών προγραμμάτων. Η επιλογή γίνεται από τον ίδιο τον προγραμ-ματιστή,ανάλογα με τις γνώσεις και τις προτιμήσεις του.
- Η αναγνώριση σήματος είναι μία πολύπλοκη διαδικασία που απαιτεί:
    1. ανάλυση συχνότητας
    2. ανάλυση ρυθμού συμβόλου

3. ανάλυση διαμόρφωσης

- Το DFT είναι ικανό να επιτελέσει όχι μόνο την ανάλυση που απαιτείται από την αναγνώριση της διαμόρφωσης, αλλά και την κωδικοποίηση των κυματομορφών δεδομένων σε πραγματικό χρόνο. Οι παράμετροι που έχουν χρησιμοποιηθεί είναι οι εξής:
    1. η συχνότητα δειγματοληψίας
    2. ο ρυθμός συμβόλου και αριθμός των δειγμάτων στο DFT
    3. η συχνότητα του σήματος
    4. η τιμή των πλατών και των φάσεων κάθε φέροντος

Σύμφωνα με τα αποτελέσματα των σχετικών ερευνών που έχουν γίνει, είναι πλέον δυνατή η απρόσκοπτη μετάδοση δεδομένων κυματομορφών μέσα από διαφορετικά δημόσια αναλογικά και ψηφιακά τηλεπικοινωνιακά δίκτυα με πολύ ψηλούς ρυθμούς bit. Οι νέες αυτές κυματομορφές υπόσχονται υψηλούς ρυθμούς bit πάνω σε ζωνοπεριορισμένα κανάλια ή ασύρματα κανάλια που δεν είναι πιθανώς σύμφωνα με τα πρότυπα modems.

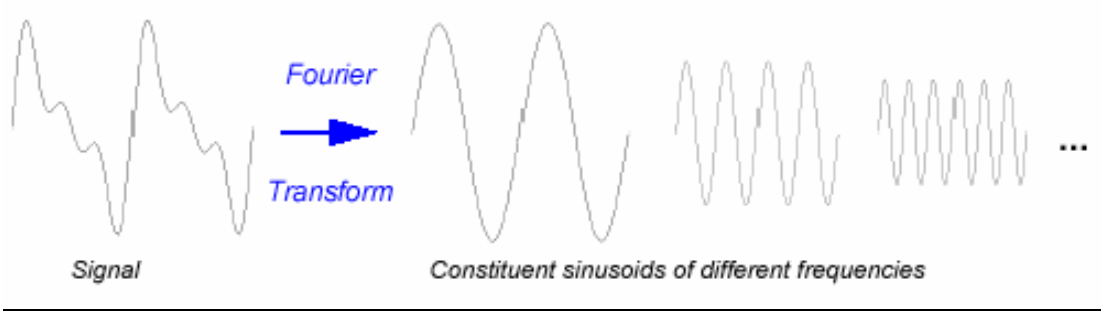
Σε κεφάλαιο που ακολουθεί θα μελετήσουμε την μέθοδο αναγνώρισης διαμόρφωσης η οποία βασίζεται στα wavelets.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Όπως αναφέρθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο,στο κεφάλαιο αυτό θα μελετηθεί εκτενέστερα η μέθοδος αναγνώρισης ψηφιακών διαμορφώσεων που βασίζεται στα wavelets. Πριν όμως αναφερθεί με ποιον τρόπο θα μπορέσουμε να διαχωρίσουμε τα είδη διαμόρφωσης με βάση τους συντελεστές των wavelets, θα αναφερθούν κάποια στοιχεία της θεωρίας τους καθώς και τις εφαρμογές τους στα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα.

3.1. Από τον μετασχηματισμό Fourier στην ανάλυση wavelet

Ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο για την επεξεργασία σήματος είναι η ανάλυση Fourier , με την οποία αποσυνθέτουμε ένα σήμα σε ημιτονικές συνιστώσες διαφορετικών συχνοτήτων(Εικόνα 1).



Εικόνα 1

Ένας άλλος τρόπος για να περιγράψουμε την ανάλυση Fourier, είναι η θεώρηση της ως μία μαθηματική τεχνική για να μετατρέψουμε το σήμα από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο της συχνότητας (Εικόνα 2).

Παρ'όλο όμως που η τεχνική αυτή αποτελεί μια από τις πιο χρήσιμες μεθόδους για τους αναλυτές σημάτων, δεν παύει να έχει και ένα πολύ μεγάλο μειονέκτημα. Κατά την μετατροπή του σήματος στο πεδίο της συχνότητας, χάνεται κάποια πληροφορία για το χρονικό πεδίο. Όταν κοιτάμε δηλαδή το μετασχηματισμό Fourier ενός σήματος , είναι αδύνατο να ισχυριστούμε πότε έγινε ένα συγκεκριμένο συμβάν.

Εικόνα 2

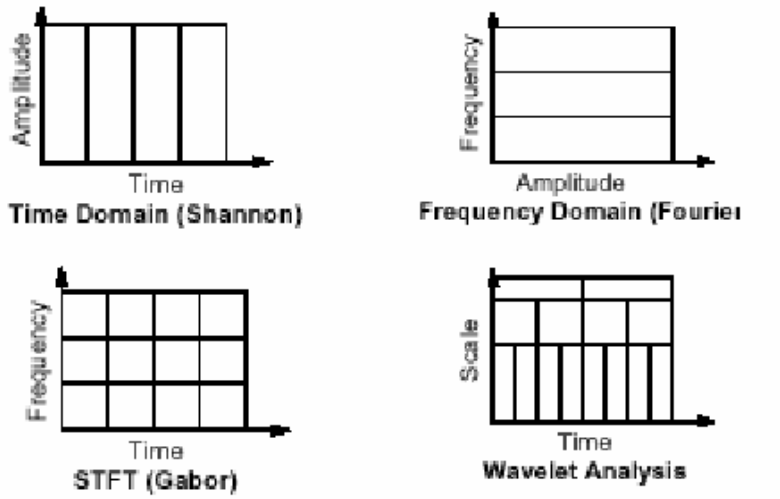
Σε περίπτωση που οι ιδιότητες του σήματος δεν αλλάζουν πολύ με την πάροδο του χρόνου-πρόκειται δηλαδή για ένα στάσιμο σήμα-αυτό το μειονέκτημα δεν είναι πολύ σημαντικό. Ωστόσο ,τα σήματα που μας ενδιαφέρουν περισσότερο περιέχουν αρκετά μη στάσιμα ή μεταβατικά χαρακτηριστικά όπως είναι οι τάσεις , απότομες αλλαγές κ.α.. Αυτά τα χαρακτηριστικά είναι συνήθως το πιο σημαντικό μέρος του σήματος και η ανάλυση Fourier δεν είναι κατάλληλη να τα ανιχνεύσει.

Σε μια προσπάθεια να διορθώσει αυτή την ατέλεια του μετα-σχηματισμού Fourier, ο Dennis Gabor (1946) υιοθέτησε το μετασχηματισμό Fourier για να αναλύσει μόνο ένα μικρό τμήμα του σήματος κάθε φορά- μια τεχνική που ονομάστηκε «παραθυροποίηση» του σήματος. Η υιοθέτηση του Gabor ονομάστηκε βραχυπρόθεσμος μετασχηματισμός (Short-Time) Fourier STFT και χαρτογραφεί ένα σήμα σε μια διδιάστατη συνάρτηση χρόνου και συχνότητας,όπως φαίνεται και στην Εικόνα 3. Ο STFT αποτελεί ένα είδος συμβιβασμού ανάμεσα στις δύο διαφορετικές όψεις ενός σήματος –αυτή που βασίζεται στο χρόνο και αυτή που βασίζεται στη συχνότητα. Παρέχει πληροφορία και για το πότε και για το σε ποιες συχνότητες έγινε ένα συμβάν στο σήμα.

Εικόνα 3

Παρ'όλα αυτά , είναι δυνατή η απόκτηση αυτής της πληροφορίας με περιορισμένη ακρίβεια που καθορίζεται από το μέγεθος του παραθύρου. Ενώ ο συμβιβασμός του STFT ανάμεσα στη πληροφορία χρόνου και συχνότητας μπορεί να είναι χρήσιμη , το μειονέκτημα είναι οτι από τη στιγμή που θα διαλέξεις ένα συγκεκριμένο μέγεθος για το χρονικό παράθυρο , αυτό θα είναι το ίδιο για όλες τις συχνότητες . Πολλά σήματα απαιτούν μια πιο ευέλικτη προσέγγιση-κάποια στην οποία θα μπορούμε να αλλάζουμε το μέγεθος του παραθύρου για να καθορίσουμε πιο αποτελεσματικά είτε τον χρόνο είτε την συχνότητα.

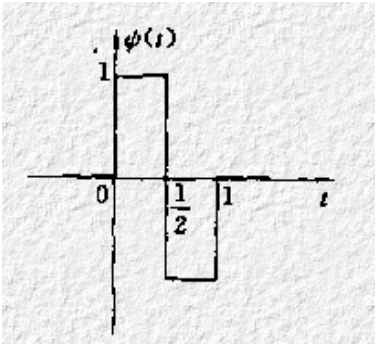
Η ανάλυση wavelet ήταν το επόμενο λογικό βήμα : μια τεχνική παραθυροποίησης με περιοχές μεταβλητού μεγέθους. Η ανάλυση αυτή επιτρέπει την χρήση διαστημάτων μεγάλου μεγέθους στα οποία θέλουμε πιο ακριβή πληροφορία χαμηλής συχνότητας , και μικρότερες περιοχές στις οποίες θέλουμε πληροφορία υψηλής συχνότητας(Εικόνα 4).



Εικόνα 4

Η ανάλυση wavelet είναι ικανή να αποκαλύψει χαρακτηριστικά των δεδομένων τα οποία άλλες τεχνικές ανάλυσης σήματος χάνουν,όπως ροπές , ασυνέχειες σε υψηλότερες παραγώγους και αυτοσυσχέτιση. Επιπλέον , καθώς παρέχει μια διαφορετική όψη των δεδομένων απο αυτή που παρουσιάζεται στις παραδοσιακές τεχνικές , η ανάλυση αυτή μπορεί συχνά να συμπιέσει ή να αποκόψει το θόρυβο από ένα σήμα χωρίς σημαντική υποβάθμιση.

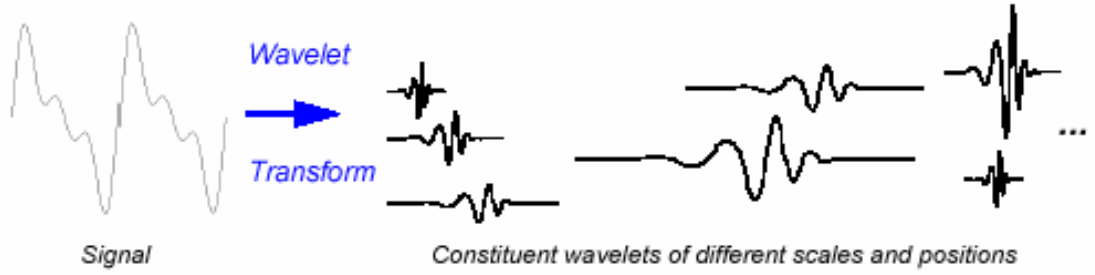
Αν θέλουμε να καθορίσουμε τι σημαίνει wavelet αρκεί να αναφέρουμε ότι είναι μια κυματομορφή περιορισμένης διάρκειας που έχει μηδενική μέση τιμή,όπως φαίνεται και στην Εικόνα 5.



Εικόνα 5

Συγκρίνοντας τα wavelets με τα ημίτονα που είναι η βάση της ανάλυσης Fourier,θα δούμε οτι υπάρχουν αρκετές διαφορές μεταξύ τους . Τα ημίτονα δεν έχουν περιορισμένη διάρκεια –εκτείνονται από το μείον άπειρο ως το συν άπειρο. Και εκεί που τα ημίτονα είναι ομαλά και προβλέψιμα , τα wavelets τείνουν να είναι ακανόνιστα και ασυμμετρικά.

Όπως γνωρίζουμε,στην ανάλυση Fourier αναλύουμε ένα σήμα σε ημιτονικά κύματα διαφορετικών συχνοτήτων. Παρόμοια στην ανάλυση wavelets αναλύουμε ένα σήμα σε μετατοπισμένες και κλιμακούμενες εκδόσεις του πρωτότυπου (ή μητρικού) κύματος(Εικόνα 6).

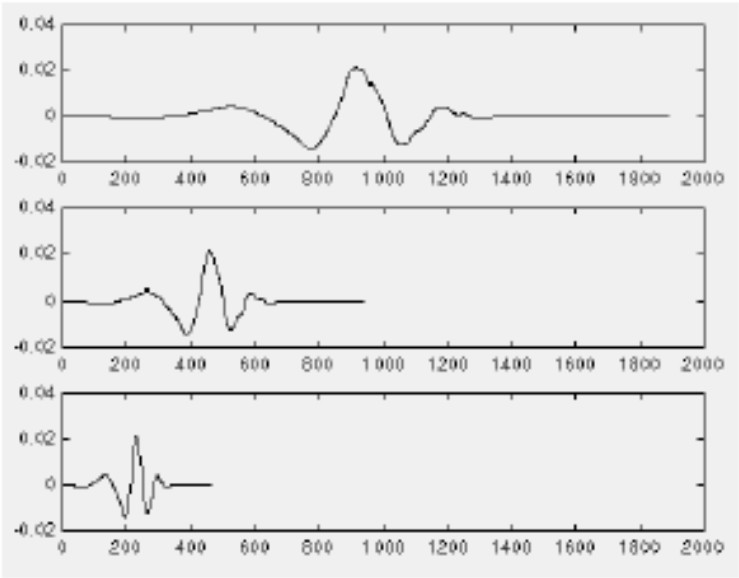


Εικόνα 6

Η κλιμάκωση ενός wavelet σημαίνει επέκταση ή συμπίεση

Συγκεκριμένα, όσο μικρότερος είναι ο παράγοντας κλιμάκωσης τόσο περισσότερο συμπιέζουμε το wavelet και το ανάποδο (Εικόνα 7).Ενώ όσον αφορά την μετατόπιση ενός wavelet σημαίνει απλά την καθυστέρηση ή την επίσπευση του ξεκινήματος του.

Όπως θα δούμε,πιο υψηλές κλίμακες αντιστοιχούν σε περισσότερο απλωμένα wavelets και οσο πιο απλωμένο είναι το wavelet , τόσο μεγαλύτερο είναι το κομμάτι του σήματος με το οποίο συγκρίνεται και έτσι τόσο πιο ανομοιόμορφα τα χαρακτηριστικά του σήματος που μετριούνται από τις συνιστώσες του wavelet. Υπάρχει δηλαδή μια αντιστοιχία ανάμεσα στην κλίμακα και την συχνότητα των wavelet όπως αποκαλύφθηκε απο την ανάλυση wavelet.



Εικόνα 7

Η αντιστοιχία αυτή μπορεί να γίνει κατανοητή από τις παρακάτω συνεπαγωγές.

- Χαμηλή κλίμακα α => συμπιεσμένο wavelet => γρήγορα μεταβαλλόμενες λεπτομέρειες => υψηλή συχνότητα ω
- Υψηλή κλίμακα α=> απλωμένο wavelet=>αργά μεταβαλλόμενα ,αγενή χαρακτηριστικά =>χαμηλή συχνότητα ω

Όπως συμβαίνει στον μετασχηματισμό Fourier , έτσι και στον μετασχηματισμό wavelet γίνεται διάκριση σε συνεχή μετασχηματισμό wavelet (CWT) και διακριτό(DWT).Αυτό που είναι «συνεχές» στον CWT και αυτό που τον ξεχωρίζει από τον διακριτό μετασχηματισμό wavelet είναι το σύνολο των κλιμάκων και των θέσεων στις οποίες λειτουργεί.Αντίθετα με τον διακριτό μετασχηματισμό, ο CWT μπορεί να λειτουργήσει σε κάθε κλίμακα, από αυτήν του πρωτότυπου σήματος μέχρι την μέγιστη κλίμακα που καθορίζεται εξισορροπώντας την ανάγκη για λεπτομερή ανάλυση και τη διαθέσιμη υπολογιστική ισχύ. Επίσης ο CWT είναι συνεχής απο την άποψη της μετατόπισης : κατά την διάρκεια του υπολογισμού, το wavelet που αναλύεται μετατοπίζεται ομαλά στο πλήρες πεδίο της αναλυόμενης συνάρτησης.

Επειδή όμως ο υπολογισμός συνιστωσών wavelets σε κάθε πιθανή κλίμακα απαιτεί πολλή δουλειά και παράγει πάρα πολλά δεδομένα, είναι πιο χρήσιμο να επιλέξουμε ένα υποσύνολο κλιμάκων και θέσεων στις οποίες θα κάνουμε τους υπολογισμούς μας.Μετά απο παρατηρήσεις έγινε φανερό οτι διαλέγοντας κλίμακες και θέσεις που να είναι δυνάμεις του δύο –τις αποκαλούμε δυαδικές κλίμακες και θέσεις – τότε η ανάλυση που προκύπτει θα είναι το ίδιο αποδοτική και ικανοποιητική. Αυτού του είδους την ανάλυση παίρνουμε από τον διακριτό μετασχηματισμό Fourier (DWT).

Ένας αποδοτικός τρόπος να υλοποιήσουμε αυτό το σχήμα αναπτύχθηκε το 1988 απο τον Mallat. Ο αλγόριθμος του Mallat είναι ένα κλασσικό σχήμα γνωστό στην κοινότητα της επεξεργασίας σήματος ως ένας κωδικοποιητής δυαδικού ευρυζωνικού καναλιού.Αυτός ο πρακτικός αλγόριθμος φιλτραρίσματος αποφέρει ένα γρήγορο μετασχηματισμό wavelet - ένα παράθυρο απο το οποίο περνάει το σήμα και αναδύονται γρήγορα οι συνιστώσες των wavelet.

Όπως θα δούμε και στη συνέχεια.για πολλά σήματα , το περιεχόμενο χαμηλής συχνότητας είναι το πιο σημαντικό τμήμα. Είναι αυτό που δίνει την ταυτότητα

του σήματος . Το περιεχόμενο υψηλής συχνότητας, από την άλλη ,μεταδίδει τις λεπτομέρειες. Αυτό επαληθεύεται και από την ανθρώπινη φωνή,αν αποκοπούν οι συνιστώσες υψηλής συχνότητας, η φωνή ακούγεται διαφορετική αλλά ακόμα είναι δυνατή η κατανόηση της .Αντίθετα , αν αποκόψουμε αρκετές από τις συνιστώσες χαμηλής συχνότητας , δεν θα υπάρχει η δυνατότητα να καταλάβουμε τι εννοεί ο ομιλητής .

Για το λόγο αυτό,στην ανάλυση wavelet γίνεται αναφορά σε προσεγγίσεις και λεπτομέρειες. Οι προσεγγίσεις είναι οι συνιστώσες υψηλής κλίμακας, χαμηλής συχνότητας του σήματος ενώ οι λεπτομέρειες είναι οι συνιστώσες χαμηλής κλίμακας , υψηλής συχνότητας.

Η διαδικασία που ακολουθείται είναι η εξής :Το πρωτότυπο σήμα s περνάει από δύο συμπληρωματικά φίλτρα και προκύπτουν δύο σήματα. Εφαρμόζοντας όμως την διαδικασία αυτή σ'ένα πραγματικό ψηφιακό σήμα , καταλήγουμε με διπλάσια δεδομένα από αυτά που αρχικά υπήρχαν. Για το λόγο αυτό , χρησιμοποιείται ένας πιο επιδέξιος τρόπος για να υλοποιηθεί η αποσύνθεση με τη χρήση wavelets, την ιδέα του downsampling αμέσως μετά το φιλτράρισμα. Με αυτόν τον τρόπο παράγουμε δύο ακολουθίες που ονομάζονται cA και cD. Η διαδικασία αυτή που περιέχει και το downsampling , παράγει τις συνιστώσες του DWT.Η διαδικασία της αποσύνθεσης μπορεί να επαναληφθεί , αποσυνθέτοντας διαδοχικές προσεγγίσεις , έτσι ώστε το σήμα να σπάει σε πολλές κατώτερες συνιστώσες ανάλυσης. Αυτό ονομάζεται δέντρο αποσύνθεσης των wavelet.

Η αντίστροφη διαδικασία κατά την οποία οι συνιστώσες αυτές μπορούν να συναρμολογηθούν σχηματίζοντας το πρωτότυπο σήμα χωρίς απώλεια πληροφορίας ονομάζεται ανακατασκευή ή σύνθεση. Ο μαθηματικός χειρισμός που περιγράφει την σύνθεση ονομάζεται αντίστροφος διακριτός μετασχηματισμός wavelet (IDWT).Ενώ η ανάλυση περιέχει φιλτράρισμα και downsampling, η διαδικασία ανακατασκευής wavelet αποτελείται από upsampling και φιλτράρισμα. Upsampling είναι η διαδικασία επιμήκυνσης μιας συνιστώσας ενός σήματος εισάγοντας μηδενικά ανάμεσα στα δείγματα.

Downsampling των συνιστωσών του σήματος που υλοποιείται στη φάση της αποσύνθεσης εισάγει μια παρεμβολή που ονομάζεται aliasing . Αποδείχθηκε όμως οτι με προσεκτική επιλογή των φίλτρων για τις φάσεις της αποσύνθεσης και της

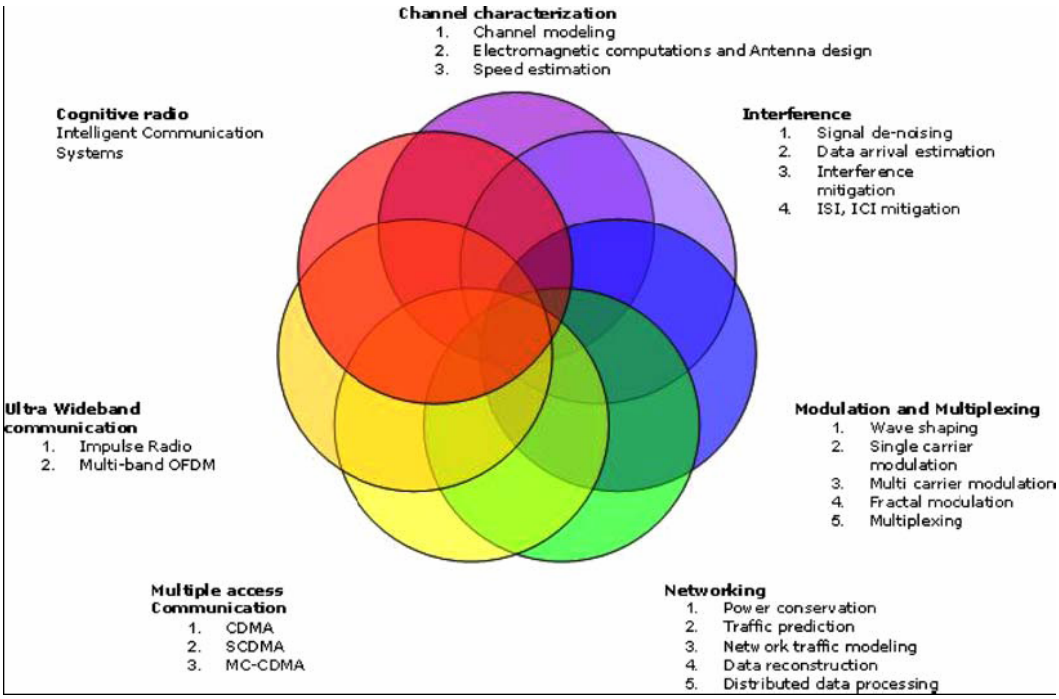
ανακατασκευής , τα οποία είναι στενά συσχετισμένα (αλλά όχι όμοια) , μπορούμε να ακυρώσουμε το φαινόμενο του aliasing.
Επίσης , το βαθυπερατό κα το υψιπερατό φίλτρο αποσύνθεσης (L και H), μαζί με τα συσχετισμένα φίλτρα ανακατασκευής (L' H') σχηματίζουν ένα σύστημα το οποίο ονομάζεται φίλτρα quadrature mirror.

Η συνάρτηση wavelet ψ καθορίζεται από το υψιπερατό φίλτρο, το οποίο παράγει τις λεπτομέρειες της αποσύνθεσης των wavelet. Υπάρχει όμως και μια συμπληρωματική συνάρτηση που σχετίζεται με κάποια , όχι όλα τα wavelets. Αυτή είναι η συνάρτηση κλίμακας φ. Η συνάρτηση κλίμακας μοιάζει πολύ με την συνάρτηση wavelet. Καθορίζεται από τα βαθυπερατά φίλτρα quadrature mirror και έτσι σχετίζεται με την προσέγγιση της αποσύνθεσης των wavelet. Με τον ίδιο τρόπο που η επαναληπτική άνω μετατροπή και η συνέλιξη του υψιπερατού φίλτρου παράγει ένα σχήμα που προσεγγίζει την συνάρτηση wavelet , η επαναληπτική άνω μετατροπή και η συνέλιξη του βαθυπερατού φίλτρου παράγει ένα σχήμα που προσεγγίζει την συνάρτηση κλίμακας.

3.2. Βασική θεωρία για τον μετασχηματισμό wavelet

Ο μετασχηματισμός wavelet είναι ένας τρόπος να αποσυνθέσουμε το σήμα που μας ενδιαφέρει σ'ένα σύνολο κυματομορφών βάσης οι οποίες ονομάζονται wavelets , επιτρέποντας μας να αναλύσουμε το σήμα εξετάζοντας τις συνιστώσες τους. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται σε διάφορες εφαρμογές ,όπως απεικονίζεται και στην Εικόνα 8,και έχει γίνει αρκετά δημοφιλής κυρίως σε τεχνολόγους, μηχανικούς και μαθηματικούς. Στις περισσότερες εφαρμογές , η ισχύς του μετασχηματισμού προέρχεται από το γεγονός ότι οι συναρτήσεις βάσης περιορίζονται στο χρόνο και στη συχνότητα, και έχουν διαφορετικές αναλύσεις σε αυτά τα πεδία. Αυτές οι ιδιότητες κάνουν τα wavelets και τον μετασχηματισμό τους να αποτελούν χρήσιμα εργαλεία σε διάφορα πεδία όπως η σύνθεση εικόνων, η συμπίεση δεδομένων, η γραφική υπολογιστών, τα ραντάρ, η οπτική, η αστρονομία, η ακουστική, η σεισμολογία, η πυρηνική μηχανική, η βιοιατρική, η μουσική και τα μαθηματικά.

Πρόσφατα ο μετασχηματισμός wavelet προτάθηκε και ως πιθανή ανάλυση συστήματος στη σχεδίαση ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, με πλεονεκτήματα όπως η ευελιξία του μετασχηματισμού, η χαμηλότερη ευαισθησία σε διαταραχές του καναλιού και σε παρεμβολές και η καλύτερη χρησιμοποίηση του φάσματος. Συγκεκριμένα ,τα wavelets έχουν βρει εφαρμογή σε διάφορες πλευρές της σχεδίασης των ασύρματων τηλεπικοι-νωνιακών συστημάτων συμπεριλαμβανομένων και της μοντελοποίησης του καναλιού, της σχεδίασης του πομποδέκτη, της απεικόνισης και συμπίεσης δεδομένων, της κωδικοποίησης καναλιού, της ελάτωσης παρεμβολών και της αποθορυβοποίησης του σήματος. Η εικόνα που ακολουθεί δίνει μια γραφική αναπαράσταση κάποιων τομέων των ασύρματων επικοινωνιών στους οποίους χρησιμοποιήθηκαν τα wavelets.

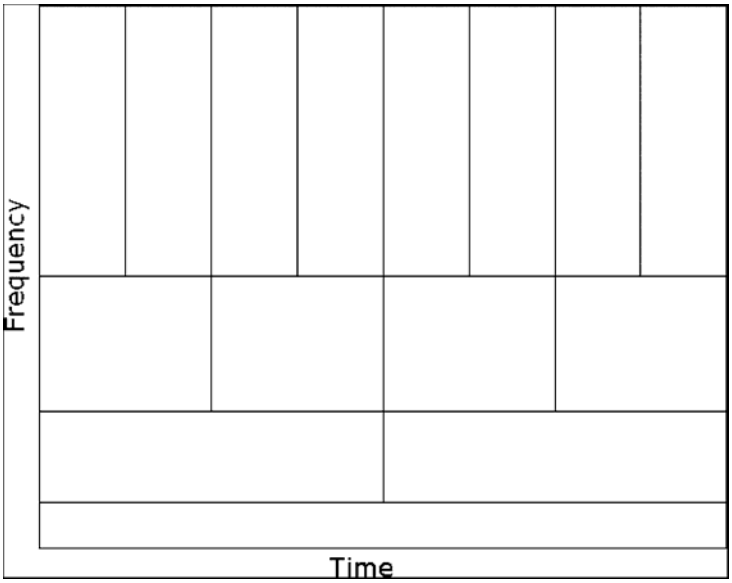


Εικόνα 8

Απεικόνιση σε wavelets για ανάλυση σήματος

Αρχικά θα αναφέρουμε περιληπτικά κάποιες απο τις ιδιότητες των wavelets οι οποίες είναι σημαντικές για την σχεδίαση τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Όπως είδαμε ο μετασχηματισμός wavelet είναι ένας μηχανισμός πολλαπλής ακρίβειας (multi-resolution) ανάλυσης στον οποίο ένα εισερχόμενο σήμα αποσυντίθεται σε συνιστώσες διαφορετικής συχνότητας με την κάθε προσέγγιση να έχει ακρίβεια που αντιστοιχεί στην κλίμακα της. Βέβαια, το ίδιο κάνει και ο μετασχηματισμός Fourier καθώς αποσυνθέτει τα σήματα σε βασικές κυματομορφές , αλλά στην περίπτωση αυτή οι συναρτήσεις βάσης είναι ημίτονα και συνημίτονα. Έτσι, όταν θέλουμε να αναλύσουμε τις τοπικές ιδιότητες του εισερχόμενου σήματος , όπως ακμές ή ταλαντώσεις , ο μετασχηματισμός Fourier δεν είναι το κατάλληλο εργαλείο. Αντίθετα , ο μετασχηματισμός wavelet ο οποίος χρησιμοποιεί ακανόνιστα σχηματισμένα wavelets αποτελεί καλύτερο εργαλείο για να απεικονίσουμε τις απότομες αλλαγές και τα τοπικά χαρακτηριστικά. Ο μετασχηματισμός wavelet δίνει καλή ανάλυση χρόνου και φτωχή ανάλυση συχνότητας στις υψηλές συχνότητες και καλή ανάλυση συχνότητας και φτωχή ανάλυση χρόνου στις χαμηλές συχνότητες. Η εικόνα –Εικόνα 9- που ακολουθεί εξηγεί τον τρόπο με τον οποίο πρέπει να ερμηνευτούν η ανάλυση χρόνου και συχνότητας . Κάθε μπλοκ της εικόνας αντιστοιχεί σε μια τιμή του μετασχηματισμού wavelet στο επίπεδο χρόνου-συχνότητας. Όλα τα σημεία στο επίπεδο αυτό που πέφτουν μέσα σ’ένα μπλοκ απεικονίζονται με μια συνιστώσα του μετασχηματισμού wavelet. Είναι εύκολο να συμπεράνουμε από την εικόνα ότι στις χαμηλότερες συχνότητες το πλάτος των παραθύρων είναι μεγάλο και το ύψος μικρό, δίνοντας έτσι καλή ανάλυση συχνότητας και φτωχή ανάλυση χρόνου, ενώ στις υψηλότερες συχνότητες γίνεται το αντίθετο (μικρό πλάτος και μεγάλο ύψος παραθύρου).



Εικόνα 9

Συνεχής και διακριτός μετασχηματισμός wavelet

Ο συνεχής μετασχηματισμός wavelet (CWT) ενός σήματος x(t) ορίζεται σαν το άθροισμα καθ'όλη τη διάρκεια του χρόνου του σήματος πολλαπλασιασμένου με κλιμακούμενες, μετατοπισμένες εκδόσεις της συνάρτησης wavelet ψ.

$$CWT(a,b) = \frac{1}{\sqrt{|a|}} \int_{-\infty}^{\infty} x(t)\psi^*(\frac{t-b}{a})dt, a \neq 0$$

Τα αποτελέσματα του CWT είναι πολλές συνιστώσες wavelet οι οποίες είναι συνάρτηση της κλίμακας a και της μετατόπισης b .Το αρχικό σήμα μπορεί να ανακατασκευαστεί χρησιμοποιώντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό.

$$x(t) = \frac{1}{C_\psi} \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} CWT(a,b,)\psi(\frac{t-b}{a})da\frac{db}{|a|^2}$$

Όπου $C_\psi = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\Psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega$ και Ψ(ω) είναι ο μετασχηματισμός Fourier του ψ(t).

Διακριτός μετασχηματισμός wavelet (DWT)

Ο DWT αναλύει το σήμα σε διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων με διαφορετικές αναλύσεις αποσυνθέτοντας το στην προσεγγιστική και στη λεπτομερή πληροφορία. Ο DWT χρησιμοποιεί δύο σύνολα συναρτήσεων , γνωστές ως συναρτήσεις κλίμακας και wavelet , οι οποίες σχετίζονται με βαθυπερατά και υψιπερατά φίλτρα. Η αποσύνθεση του σήματος σε διαφορετικές ζώνες συχνοτήτων παράγεται από διαδοχικό υψιπερατό και βαθυπερατό φιλτράρισμα του σήματος στο πεδίο χρόνου. Αρχικά το πρωτότυπο σήμα x[n] περνάει από ένα υψιπερατό φίλτρο μισού εύρους ζώνης g[n] και ένα βαθυπερατό φίλτρο μισού εύρους ζώνης h[n]. Το βαθυπερατό φίλτρο μισού εύρους ζώνης αποκόπτει όλες τις συχνότητες που έχουν μεγαλύτερη τιμή από το μισό της υψηλότερης συχνότητας , ενώ το υψιπερατό φίλτρο μισού εύρους ζώνης αποκόπτει όλες τις συχνότητες που έχουν χαμηλότερη τιμή από το μισό της υψηλότερης συχνότητας του σήματος. Το βαθυπερατό φιλτράρισμα μειώνει στο μισό την ανάλυση , αλλά αφήνει αναλλοίωτη την κλίμακα. Καθώς ο αριθμός των δειγμάτων μειώνεται στο μισό (σύμφωνα με το θεώρημα του Nyquist) το σήμα υποδειγματοληπτείται. Αυτή η αποσύνθεση μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά ως εξής:

$$y_{high}(k) = \sum_n x[n]g[2k-n]$$
$$y_{low}(k) = \sum_n x[n]h[2k-n]$$

Όπου $y_{high}(k)$ και $y_{low}(k)$ είναι οι έξοδοι του υψιπερατού και του βαθυπερατού φίλτρου μετά την υποδειγματοληψία κατά ένα συντελεστή 2.

Αυτή η αποσύνθεση μειώνει στο μισό την χρονική ανάλυση καθώς ο μισός αριθμός δειγμάτων χαρακτηρίζει μετά ολόκληρο το σήμα. Αντίθετα, διπλασιάζει την ανάλυση συχνότητας , καθώς η ζώνη συχνοτήτων του σήματος καλύπτει αποτελεσματικά μόνο τη μισή προηγούμενη ζώνη συχνοτήτων μειώνοντας την αβεβαιότητα στο μισό. Η παραπάνω διαδικασία , η οποία είναι γνωστή και ως subband κωδικοποίηση , μπορεί να επαναληφθεί για περαιτέρω αποσύνθεση. Σε κάθε επίπεδο , το φιλτράρισμα και η υποδειγματοληψία θα καταλήγουν στον μισό αριθμό δειγμάτων και θα καλύπτεται το μισό εύρος ζώνης.

Μετασχηματισμός wavelet packet

Ο μετασχηματισμός αυτός μοιάζει με τον μετασχηματισμό wavelet με τη διαφορά ότι αποσυνθέτει και τις ζώνες υψηλών συχνοτήτων οι οποίες μένουν άθικτες στο μετασχηματισμό wavelet . Εδώ S είναι το σήμα ενώ A και D είναι οι προσεγγίσεις (όροι υψηλής συχνότητας) και οι αναλύσεις (όροι χαμηλής συχνότητας).

Ιδιότητες των wavelet

Οι πιο σπουδαίες ιδιότητες των wavelet είναι η δυνατότητα αναγνώρισης και οι συνθήκες ομαλότητας. Δοθέντος ενός wavelet της μορφής φ(t) η συνθήκη για τη δυνατότητα αναγνώρισης δίνεται από τη σχέση,

$$C_{\psi} = \int_{0}^{+\infty} \frac{|\psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega = \int_{-\infty}^{0} \frac{|\psi(\omega)|^2}{|\omega|} d\omega < \infty \quad (1)$$

όπου ψ(ω) είναι ο μετασχηματισμός Fourier του φ(t). Η συνθήκη της αναγνώρισης παρέχει την δυνατότητα να γίνει αποσύνθεση και ανακατασκευή του σήματος, χωρίς να υπάρξουν απώλειες πληροφορίας, ενώ ταυτόχρονα υπονοείται ότι ο μετασχηματισμός Fourier του φ(t) μηδενίζεται/εξαφανίζεται στη μηδενική συχνότητα όπως για παράδειγμα,

$|\Psi(\omega)|^2=0$ για ω=0 (2)

γεγονός που σημαίνει ότι τα wavelets έχουν φάσμα ζωνοπερατής μορφής. Επιπλέον, ο μηδενισμός στη μηδενική συχνότητα σημαίνει ότι η μέση τιμή του wavelet στο πεδίο του χρόνου είναι και αυτή μηδέν, όπως για παράδειγμα,

$$\int \phi(t)dt = 0 \quad (3)$$

Οι συνθήκες ομαλότητας επιβάλλονται στις συναρτήσεις των wavelets με σκοπό να προκαλέσουν την άμεση και γρήγορη μείωση στο μετασχηματισμό του wavelet

παράλληλα με τη μείωση της κλίμακας. Η συνθήκη ομαλότητας απαιτεί την τοπική εξομάλυνση του wavelet καθώς και να είναι συγκεντρω-μένο τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και στο πεδίο της συχνότητας.

Φίλτρα ορθογωνικής απεικόνισης

Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό του διακριτού μετασχηματισμού wavelet είναι η σχέση ανάμεσα στην κρουστική απόκριση των υψιπερατών και των βαθυπερατών φίλτρων. Η σχέση μεταξύ τους είναι η ακόλουθη:

$g[L-1-n] = (-1)^n h[n]$ (4)

όπου g(n) και h(n) αποτελούν τις κρουστικές αποκρίσεις των υψιπερατών και των βαθυπερατών φίλτρων αντίστοιχα, και L είναι το μήκος του φίλτρου. Τα φίλτρα που ικανοποιούν την συνθήκη αυτή χρησιμοποιούνται συχνά στην επεξεργασία σήματος και είναι γνωστά ως Quadrature Mirror Filters (QMF). Η ανακατασκευή σε αυτή την περίπτωση είναι εύκολη, αφού τα φίλτρα μισής ζώνης σχηματίζουν ορθοκανονικές βάσεις. Προκειμένου να γίνει ανακατασκευή, ακολουθείται η παραπάνω διαδικασία με αντίστροφη σειρά. Τα σήματα σε κάθε επίπεδο είναι αφού έχουν δειγματιστεί επί δύο, περνάνε μέσα από φίλτρα σύνθεσης g'(n) και h'(n) (για τα υψιπερατά και τα βαθυπερατά αντίστοιχα) και στη συνέχεια προστίθενται. Ένα αξιοσημείωτο χαρακτηριστικό αποτελεί επίσης το γεγονός ότι οι κρουστικές αποκρίσεις των φίλτρων ανάλυσης και σύνθεσης ικανοποιούν την ακόλουθη σχέση

$h'[n] = g^*[-n]$ και $g'[n] = h^*[-n]$ (5)

Οπότε, η μέθοδος ανακατασκευής βασίζεται στο

$$X[n]= \sum_{\kappa=-\infty}^{\infty}(\psi_{high}[\kappa]g[2\kappa-n]+\psi_{low}[\kappa]h[2\kappa-n]) \quad (6)$$

Κωδικοποίηση σε υποζώνες

Η κωδικοποίηση σε υποζώνες είναι ένα ιεραρχικό σχήμα κωδικοποίησης ,όπου το προς κωδικοποίηση σήμα μοιράζεται διαδοχικά σε συνιστώσες υψηλής και χαμηλής συχνότητας. Ο μετασχηματισμός wavelet μπορεί να θεωρηθεί ως μία μορφή της κωδικοποίησης σε υποζώνες όπου το προς ανάλυση σήμα περνάει μέσα από μία συστοιχία φίλτρων. Οι έξοδοι των διαφορετικών σταδίων των φίλτρων αποτελούν πλέον τους συντελεστές/συνιστώσες της συνάρτησης μετασχηματισμού wavelet και κλιμάκωσης.

Οι συστοιχίες φίλτρων σχηματίζονται με τη χρήση φίλτρων που χωρίζουν επαναλαμβανόμενα το φάσμα σε δύο ίσα μέρη, στο υψιπερατό και στο βαθυπερατό. Τα υψιπερατά μέρη περιλαμβάνουν τις λεπτομέρειες και γι'αυτό τον λόγο δεν μπορούν να υποστούν επιπλέον επεξεργασία. Παρ'όλα αυτά, το βαθυπερατό μέρος περιλαμβάνει ακόμη κάποιες λεπτομέρειες και γι'αυτό τον λόγο χωρίζεται ξανά. Η δυαδική λειτουργία επαναλαμβάνεται μέχρι να προσεγγιστεί το επιθυμητό επίπεδο ανάλυσης. Συχνά, ο αριθμός των υποζωνών περιορίζεται από το μέγεθος των δεδομένων ή από τη διαθέσιμη υπολογιστική ισχύ. Το πλεονέκτημα αυτής της επαναλαμβανόμενης δυαδικής εφαρμογής είναι το γεγονός ότι απαιτείται ο σχεδιασμός δύο φίλτρων μόνο.

3.3. Τα κίνητρα για την χρήση των wavelets στις ασύρματες επικοινωνίες

Η χρήση των wavelets στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα έχει αρκετά πλεονεκτήματα. Στη συνέχεια θα αναφερθούμε σε χαρακτηριστικά των wavelets.

1. Ημι-αυθαίρετος διαχωρισμός του χώρου του σήματος και συστήματα πολλαπλών ρυθμών δειγματοληψίας.

Ο μετασχηματισμός wavelet μπορεί να δημιουργήσει υπο-φέροντα (subcarriers) κύματα διαφορετικού εύρους ζώνης και μήκους συμβόλου. Καθώς κάθε υπο-φέρον κύμα έχει την ίδια επίπεδη περιοχή χρόνου-συχνότητας, μια αύξηση του εύρους ζώνης θα οδηγήσει σε μια μείωση του μήκους του συμβόλου του υπο-

φέροντος κύματος. Αυτά τα χαρακτηριστικά των wavelets μπορούν να τα εκμεταλλευτούμε για την δημιουργία ενός συστήματος πολλαπλής ακρίβειας . Από την τηλεπικοινωνιακή σκοπιά , ένα τέτοιο χαρακτηριστικό είναι ευνοικό για συστήματα τα οποία πρέπει να υποστηρίξουν πολλαπλές ροές δεδομένων με διαφορετικές απαιτήσεις καθυστερήσεων μεταφοράς.

2. Ευελιξία με το μετάβαση χρόνου-συχνότητας

Ένα άλλο πλεονέκτημα των wavelets βασίζεται στην ικανότητα τους να διευθετούν την μετάβαση χρόνου συχνότητας με τέτοιο τρόπο ώστε να ελαχιστοποιεί τις παρεμβολές του καναλιού. Με την ευέλικτη ευθυγράμμιση της μετάβασης αυτής , η επίδραση του θορύβου και των παρεμβολών στο σήμα μπορεί να ελαχιστοποιηθεί. Τα συστήματα που βασίζονται στα wavelets είναι ικανά να ξεπεράσουν τις γνωστές διαταραχές του καναλιού στον πομπό, απο το να περιμένουν να τις αντιμετωπίσουν στον δέκτη. Με αυτόν τον τρόπο μπορούν να ενισχύσουν την ποιότητα της υπηρεσίας των ασύρματων συστημάτων (QoS).

3. Ποικιλία σημάτων ή κυματομορφών

Τα wavelets δίνουν μια νέα διάσταση στις φυσικές ποικιλότητες που πρόσφατα εκμεταλλεύθηκαν ,δηλαδή του χώρου,της συχνότητας και του χρόνου. Η ποικιλία σήματος η οποία είναι αντίστοιχη με συστήματα επέκτασης φάσματος , θα μπορούσε να εκμεταλλευθεί σ’ένα κυψελωτό τηλεπικοινωνιακό σύστημα , όπου διαδοχικές κυψέλες μπορούν να προσδιορίσουν διαφορετικα wavelets έτσι ώστε να ελαχιστοποιήσουν την δια-κυψελωτή παρεμβολή.

4. Ευαισθησία στις επιδράσεις του καναλιού

Η απόδοση ενός σχήματος διαμόρφωσης εξαρτάται από το σύνολο των κυματομορφών που χρησιμοποιεί το φέρον. Γι’αυτό το σχήμα wavelet ελαττώνει την ευαισθησία του συστήματος στις επιβλαβείς επιδράσεις του καναλιού όπως η διασυμβολική παρεμβολή (ISI) και η δια-φεροντική παρεμβολή (ICI).

5.Ευελιξία με υπο-φέροντα

Η παραγωγή των wavelet είναι άμεσα συσχετισμένη με την επαναληπτική φύση του μετασχηματισμού wavelet. Ο μετασχηματισμός αυτός επιτρέπει ένα διαμορφώσιμο μέγεθος μετασχηματισμού και έτσι έναν διαμορφώσιμο αριθμό φερόντων.Αυτή η ιδιότητα μπορεί να χρησιμοποιηθεί , για παράδειγμα, προκειμένου να αναδιαμορφώσουμε τον δέκτη σύμφωνα μ'ένα δοσμένο επικοινωνιακό πρωτόκολλο, το μέγεθος του μετασχηματισμού μπορεί να επιλεχθεί σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά της κρουστικής απόκρισης του καναλιού , την υπολογιστική πολυπλοκότητα και την ποιότητα σύνδεσης.

6.Διατήρηση ισχύος

Οι αλγόριθμοι που βασίζονται σε wavelet χρησιμοποιούνται ευρέως για συμπίεση δεδομένων. Στο περιβάλλον των κινητών ασύρματων συσκευών, οι οποίες έχουν περιορισμένους ενεργειακούς πόρους , αυτό έχει επιπλέον σημασία. Συμπιέζοντας δεδομένα , ένα μειωμένο πλήθος δεδομένων μεταδίδεται έτσι ώστε η τηλεπικοινωνιακή ισχύς που απαιτείται για την μετάδοση ελαττώνεται.

3.4. Εφαρμογές των wavelets στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες

1.Ελάττωση της παρεμβολής και αποθορυβοποίηση

Σ'ένα τηλεπικοινωνιακό κανάλι, οι παρεμβολές μπορεί να οφείλονται σε πολλούς λόγους –ακούσιους, εκ προθέσεως, επικάλυψη συμβόλων λόγω χρονικής εξάπλωσης (διασυμβολική παρεμβολή ή ISI) ή γειτονικής/παρακείμενης παρεμβολής καναλιού (διακαναλική παρεμβολή ή ICI). Τα wavelets με την έμφυτη ευέλικτη φύση τους , προσφέρουν το κλειδί για να διαχωρίσουμε επιτυχώς το σήμα από το θόρυβο , ενώ ελαττώνουν τις επιδράσεις της παρεμβολής και του θορύβου. Σε αυτό το σημείο θα περιγράψουμε την εργασία που έγινε σε αυτόν τον τομέα.

Αποθορυβοποίηση σήματος

Η δημιουργία κατωφλίων μέσω των wavelets αποτελεί ένα ισχυρό εργαλείο για την αποκοπή του θορύβου και την ανάκτηση των πραγματικών σημάτων από τα θορυβώδη δεδομένα. Οι ορθοκανονικές βάσεις των wavelets είναι καλά προσαρμοσμένες στο να να προσεγγίζουν συναρτήσεις με ξεχωριστά βήματα και να ξεχωρίζουν αποτελεσματικά το σήμα και το θόρυβο. Στην μέθοδο αποθορυβοποίησης με wavelets αρχικά εκτελείται ένας κατάλληλος μετασχηματισμός των θορυβωδών δεδομένων. Στη συνέχεια εφαρμόζεται μια προσαρμόσιμη κατωφλίωση. Οι συνιστώσες των wavelets κάτω από το κατώφλι αποτελούν το θόρυβο και αποβάλλονται. Τέλος , οι συνιστώσες γεμίζουν με μηδενικά για να παράγουν ένα γνήσιο μετασχηματισμό wavelet και αυτό αναστρέφεται για να πάρουμε την εκτίμηση του σήματος.

Ελάττωση της παρεμβολής

Έχει εμφανιστεί ήδη ένα ασαφές σχήμα που βασίζεται στην αποσύνθεση με Haar wavelet για ελάττωση του κρουστικού θορύβου σε συστήματα (DS-CDMA) . Έχοντας ως μέσο τις προσομοιώσεις υπολογιστή, οι συγγραφείς επαληθεύουν την αποτελεσματικότητα της μεθόδου στην καταπίεση των παρεμβολών τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και της συχνότητας .

Ελάττωση της ISI και της ICI

Οι ISI και ICI επηρεάζονται από δύο ενέργειες

1)την χρονική διασπορά (λόγω της πολυδιαδρομικής διάδοσης) και την διασπορά συχνότητας (λόγω του Doppler και των μη γραμμικών φαινομένων) του κινητού ασύρματου καναλιού και 2) από το σχήμα του βασικού παλμού.

Ενώ οι επιδράσεις του καναλιού δεν μπορούν να ελεγχθούν , το σχήμα του παλμού μπορεί να σχεδιαστεί προσεκτικά για να δώσει ελάχιστη παραμόρφωση για μια δεδομένη συχνότητα Doppler και καθυστερημένη διάδοση.

Ο μετασχηματισμός wavelet επιτρέπει μεγαλύτερη ευελιξία στη σχεδίαση των κυματομορφών και με αυτόν τον τρόπο προσφέρει το ενδεχόμενο καλύτερου χειρισμού των επιδράσεων του καναλιού. Έρευνες αποδεικνύουν ότι τα σχήματα wavelet που βασίζονται σε πολλαπλά φέροντα είναι όντως ανώτερα στην

καταπίεση της ISI και της ICI όταν συγκρίνονται με συστήματα που βασίζονται στον παραδοσιακό Fourier.

2.Cognitive radio, ευφυές ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα

Μια από τις προκλήσεις για την οποία αγωνίζονται μηχανικοί και σχεδιαστές τηλεπικοινωνιών είναι για το πώς να χειριστούν τη συμφόρηση φάσματος. Επιπλέον , μια μελέτη αποκάλυψε ότι οι συμφορήσεις φάσματος οφείλονται περισσότερο στην μη ευνοική χρήση του φάσματος απ'ότι στην έλλειψη ελεύθερου φάσματος. Η σχεδίαση ενός έξυπνου τηλεπικοινωνιακού συστήματος που εκτιμά το κανάλι και λειτουργεί προσαρμοστικά σε περιοχές με ελάχιστη παρεμβολή είναι ιδιαίτερα επιθυμητή. Το Cognitive radio (CR) αποτελεί μια προσπάθεια προς αυτή την κατεύθυνση. Συγκεκριμένα πρόκειται για μια προηγμένη τεχνολογία για την αποδοτική χρήση του υπό εκμετάλλευση φάσματος . Το CR ανιχνεύει αυτόματα το φάσμα και ανιχνεύει την παρουσία άμεσων χρηστών. Αλλάζει προσαρμοστικά τις παραμέτρους της ασύρματης εκπομπής και μαθαίνει από το περιβάλλον ωστέ να προσαρμόσει την μετάδοση. Οι δύο βασικοί στόχοι του CR είναι : 1) να παράγει τηλεπικοινωνίες υψηλής αξιοπιστίας όποτε και όπου χρειαστούν και 2)η αποτελεσματική χρησιμοποίηση του φάσματος ασύρματης εκπομπής .

Το κλειδί για την επιτυχή λειτουργία του cognitive radio είναι φυσικά η αποτελεσματική εκτίμηση του φάσματος και ο καθαρισμός έτσι ώστε να έχουμε ζώνες χωρίς παρεμβολές. Μεγάλη ερευνητική προσπάθεια έγινε για την σχεδίαση τέτοιων συστημάτων. Το TDCS είναι μια τέτοια προσπάθεια η οποία εξέθεσε το ενδεχόμενο για την ικανότητα αποφυγής παρεμβολών. Το σύστημα λειτουργεί αποτιμώντας το τοπικό περιβάλλον και σμιλεύοντας το σήμα για να αποφύγουμε περιοχές στη βάση όπου εμφανίζονται παρεμβολές. Ένα παρακλάδι του συστήματος είναι ο τομέας wavelet του τηλεπικοινωνιακού συστήματος (WDCS). Σε αυτό το σχήμα χρησιμοποιούνται wavelets για να αναγνωρίσουμε και να καθιερώσουμε ένα φάσμα χωρίς παρεμβολές. Η εκτίμηση φάσματος που βασίζεται στα wavelets χρησιμοποιήθηκε για τους ακόλουθους λόγους.

1)Αυξανόμενη προσαρμοστικότητα σε μια ευρεία τάξη σημάτων παρεμβολής

2) Καλύτερη ανάλυση υψηλής συχνότητας

Συγκεκριμένα , το WDCS χρησιμοποιεί ένα μετασχηματισμό που βασίζεται σε ένα πακέτο για να εκτιμήσει το ηλεκτρομαγνητικό φάσμα. Από τη χρήση των προσαρμοζόμενων κατωφλίων και βημάτων , sub-bands που περιέχουν την παρεμβολή ακυρώνονται αποτελεσματικά. Από αυτήν την εκτίμηση , παράγεται μια μοναδική τηλεπικοινωνιακή συνάρτηση βάσης A(ω) στο πεδίο του μετασχηματισμού έτσι ώστε καμία πληροφορία ενεργειακής αντοχής να μην περιέχεται στις περιοχές που απασχολούνται από τους άμεσους χρήστες. Αυτές οι συναρτήσεις, στη συνέχεια, πολλαπλασιάζονται με ένα διάνυσμα ψευδοτυχαίας φάσης για να παράγουν το σύνθετο φάσμα. Το φάσμα αυτό στη συνέχεια περνάει από μία κλίμακα με αποτέλεσμα την απόδοση της επιθυμητής ενέργειας του σήματος του φάσματος.

3. Wavelets για δικτύωση

Τα ασύρματα διαλειτουργικά τηλεπικοινωνιακά δίκτυα αποτελούν πλεον μία πραγματικότητα. Είναι υπεύθυνα για την δημιουργία πολλών νέων και ενδιαφέροντων εφαρμογών, όπως η κινητή ψυχαγωγία, η κινητή πρόσβαση στο internet, η φροντίδα της υγείας και οι ιατρικές υπηρεσίες, τα compact ραδιοσυστήματα και οι αυτοματοποιήσεις στις εθνικές οδούς και στις βιομηχανικές μονάδες. Σε κάθε μία από τις παραπάνω εφαρμογές οι απαιτήσεις του συστήματος, οι ικανότητες του δικτύου και των συσκευών έχουν πολλές παραλλαγές , οι οποίες προάγουν τη δημιουργία πολύ σημαντικών καινοτομιών κατά το σχεδιασμό των ασύρματων δικτύων. Επιπλέον, στις ασύρματες εφαρμογές υπάρχουν πολλοί ανασταλτικοί παράγοντες στις πηγές, όπως η ισχύς της μπαταρίας, το φάσμα και ο χώρος στην προσωρινή μνήμη. Τα wavelets μπορούν να βοηθήσουν στην αποδοτική αντιμετώπιση αυτών των θεμάτων. Σε αυτό το σημείο, θα αναφερθούμε σε μερικές δραστηριότητες ερευνών όπου τα wavelets χρησιμοποιούνται προκειμένου να λυθούν τα θέματα της δικτύωσης.

Προσαρμοστική και αποδοτική επεξεργασία δεδομένων στις κινητές επικοινωνίες μέσω των wavelets.

Η περιορισμένη διαθεσιμότητα της ισχύος της μπαταρίας αποτελεί έναν από τους σημαντικότερους ανασταλτικούς παράγοντες στις κινητές επικοινωνίες.

Προκειμένου να αντισταθμιστεί αυτό το πρόβλημα, συχνά λαμβάνεται υπόψη η συμπίεση των δεδομένων. Συμπιέζοντας τα δεδομένα, μειώνεται ο όγκος των δεδομένων που πρέπει να μεταδοθούν και γι'αυτό το λόγο η ενέργεια που καταναλώνεται στις επικοινωνίες από την RF βαθμίδα της συσκευής επίσης μειώνεται. Παρ'όλα αυτά, το πλεονέκτημα που προκύπτει από τη συμπίεση των δεδομένων αντισταθμίζεται από την ενέργεια που καταναλώνεται κατά τη διάρκεια της διαδικασίας της συμπίεσης των δεδομένων. Υπάρχει λοιπόν γι'αυτό το λόγο η ανάγκη δημιουργίας ενός μηχανισμού, ο οποίος θα μπορεί να ισορροπεί ανάμεσα στο μέγεθος των υπολογισμών και στην ποιότητα της συμπίεσης που απαιτείται, ώστε να παρέχει καλή ποιότητα συμπίεσης ακόμα και όταν γίνεται κατανάλωση περιορισμένης ενέργειας. Ο μετασχηματισμός wavelet που βασίζεται σε αλγορίθμους μπορεί να χρησιμοποιηθεί προκειμένου να γίνει η επιλογή μίας δυναμικής παραμέτρου, η οποία θα μπορεί να χειριστεί αυτή την ανταλλαγή, μειώνοντας την κατανάλωση ενέργειας που προκύπτει από περιορισμούς όπως το εύρος ζώνης, την ποιότητα της συμπίεσης και τα λάθη. Μέσα από πειράματα, έχει προκύψει ο κωδικοποιητής που βασίζεται σε μετασχηματισμό στατικά διαμορφωμένου wavelet, μπορεί να χρησιμοποιηθεί με αποτέλεσμα την σημαντική μείωση των υπολογιστικών δυσκολιών, αφού γίνεται μείωση των υπολογισμών που χρειάζονται για τη συμπίεση της εικόνας και της ενέργειας που καταναλώνεται στις επικοινωνίες από το τμήμα RF της κινητής συσκευής.

Τα wavelets για την ανάλυση της κίνησης, την πρόβλεψη και την ισορροπία της κίνησης.

Οι περιορισμοί των πηγών στα ασύρματα (ιδιαίτερα κινητά) δίκτυα, σημαίνουν ότι η δικτυακή κίνηση πρέπει να διαμοιραστεί ίσα σε κάθε κόμβο και ότι ο εξυπηρετητής δεν πρέπει να υπερφορτωθεί. Οι εξυπηρετητές που είναι πολύ φορτωμένοι μπορεί να προκαλέσουν συμφόρηση, πολλά λάθη , ακόμα και εξάντληση της ενέργειας. Οι πρβλέψεις για την κίνηση και την ισορροπία στην τηλεπικοινωνιακοί κίνηση του δικτύου είναι πλέον για αυτό τον λόγο πολύ σημαντικές. Το wavelet έχει προσφέρει πολλά πλεονεκτήματα που μπορούν να χρησιμοποιηθούν στην ανάλυση της κίνησης, στην πρόβλεψη και στην εξισορρόπηση της κίνησης. Κάποια από αυτά είναι ανεξάρτητα της χρησιμοποιούμενης κλίμακας , υπάρχει μηδενικός (ή ελάχιστος) συσχετισμός

ανάμεσα στις συνιστώσες του wavelet και μικρός βαθμός εξάρτησης. Οι προβλέψεις και εκτιμήσεις της κίνησης που βασίζονται στα wavelets έχουν ήδη προταθεί. Μία από αυτές, χρησιμοποιεί την πρόβλεψη της κίνησης σε πραγματικό χρόνο, με τη χρήση της προσέγγισης της αποσύνθεσης της χρονικής κλίμακας. Το πλεονέκτημα της χρήσης του time decomposition με τα wavelets είναι το γεγονός ότι υπάρχει η δυνατότητα εύρεσης της δομής του συσχετισμού καλύτερα από την περίπτωση που γίνεται άμεσος έλεγχος της πρωταρχικής σειράς των δεδομένων. Χρησιμοποιώντας την σειρά wavelet του Haar, η ροή της κίνησης των δεδομένων αποσυντίθεται πρώτα σε πολλαπλές χρονικές κλίμακες . Οι συνιστώσες των wavelets και οι συνιστώσες της κλιμάκωσης σε κάθε κλίμακα/scale προβλέπονται ανεξάρτητα με τη χρήση του επαναληπτικού ολοκληρωμένου μοντέλου. Οι συνιστώσες του wavelet και της κλιμάκωσης που έχουν προβλεφθεί, μπορούν στη συνέχεια να συνδυαστούν και να αποδόσουν τελικά την προβλεπόμενη τιμή της κίνησης.

Επανασύνθεση δεδομένων μέσω των wavelets

Η μεταβλητή φύση των ασύρματων περιβάλλοντων έχει ως αποτέλεσμα την καταστροφή και την απώλεια πληροφοριών. Τα ήδη υπάρχοντα σχήματα χειρίζονται αυτό το πρόβλημα με τη χρήση πρωτοκόλλων επαναμετάδοσης, όπως τα πρωτόκολλα automatic retransmission query (ARQ). Παρ'όλα αυτά, οι επαναμεταδόσεις σε περιβάλλοντα με θόρυβο δεν είναι επιθυμητές, καθώς οδηγούν σε αύξηση της κίνησης και της κατανάλωσης ενέργειας. Η επαναδόμηση χαμένων δεδομένων με τη χρήση των υφιστάμενων πληροφοριών, αποτελεί γι'αυτό τον λόγο ένα πολύ σημαντικό θέμα προς συζήτηση.

Μοντελοποίηση της δικτυακής κίνησης μέσω των wavelets

Η μοντελοποίηση της κίνησης στα ασύρματα δίκτυα αποτελεί ένα επιπλέον πολύ σημαντικό ζήτημα. Αυτό συμβαίνει διότι, αντίθετα με τα ενσύρματα δίτκυα, όπου χρησιμοποιείται κυρίως ο Gauss για την κατανομή, σε ένα ασύρματο περιβάλλον οι διαδικασίες της κίνησης του δικτύου διαφέρουν ως προς τις στατιστικές τους ιδιότητες, καθώς είναι non-Gaussian και περιλαμβάνουν

χρονικούς συσχετισμούς. Τέλος, σημαντικό είναι επίσης το γεγονός ότι με τη χρήση των wavelets επιτυγχάνεται χαμηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα.

Επεξεργασία δεδομένων σε αισθητήρες ασύρματων δικτύων μέσω των wavelets

Τα δίκτυα ασύρματων αισθητήρων είναι κατασκευασμένοι με χρήση ενός μεγάλου αριθμού από μικρούς, χαμηλής ενέργειας ασύρματους κόμβους. Χρησιμοποιούνται για την συγκέντρωση των πληροφοριών, την απεικόνιση και τον φυσικό έλεγχο από απομακρυσμένες τοποθεσίες και εφαρμόζονται συνήθως σε μη προσβάσιμες περιοχές και «σκληρά» κλίματα. Φυσικά, περιορίζονται από την υπολογιστικότητα τους και τις ικανότητες τους ως αισθητήρες . Προκειμένου να αυξηθούν οι ικανότητες τους, τα δίκτυα ασύρματων αισθητήρων χρησιμοποιούν τις παρακάτω βελτιώσεις.

- Εργάζονται με βάση την αρχή ότι η κίνηση πρέπει να διανέμεται προσαρμοστικά ανάμεσα στους κόμβους που αποτελούν το δίκτυο.
- Εκμεταλλεύονται τον συσχετισμό ανάμεσα στα δεδομένα που συλλέγονται ανάμεσα στους κόμβους που βρίσκονται σε μικρή απόσταση μεταξύ τους.

Τα wavelets χρησιμοποιούνται για να αναπτύξουν διανεμημένους αλγορίθμους πολλαπλής ανάλυσης οι οποίοι θα επανακατασκευάσουν την πληροφορία που έχει συλλεγεί από τους κόμβους, ξοδεύοντας όσο το δυνατό λιγότερη ενέργεια.

3.5. Συμπεράσματα

Τα wavelets παρέχουν προοπτικές για πολλά υποσχόμενες εφαρμογές στις ασύρματες επικοινωνίες, οι οποίες ποικίλλουν από πηγαίο κώδικα και κωδικοποίηση καναλιού σε σχεδιασμό του πομποδέκτη καθώς και από το φυσικό κανάλι του δικτύου σε ανώτερα στρώματα. Η κυριότερη ιδιότητα των wavelets που παίζει ρόλο σε αυτές τις εφαρμογές, είναι η ικανότητα τους και η ευελιξία τους στο να χαρακτηρίζουν τα σήματα με προσαρμοστική ανάλυση χρόνου-συχνότητας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

4.1. Αναγνώριση ειδών ψηφιακής διαμόρφωσης με την χρήση του μετασχηματισμού wavelet

Οι διαφοροποιήσεις των σχημάτων διαμόρφωσης απαιτεί την ύπαρξη ενός δέκτη που να μπορεί να επιτελεί την αποδιαμόρφωση των σημάτων χωρίς να γνωρίζει απο πριν το είδος του διαμορφωμένου σήματος. Όπως είδαμε και στα προηγούμενα κεφάλαια ,η αυτόματη αναγνώριση του τύπου της ψηφιακής διαμόρφωσης έχει βρει εφαρμογή σε πολλούς τομείς, συμπεριλαμβανομένης της παρακολούθησης και της ανάλυσης κινδύνου.

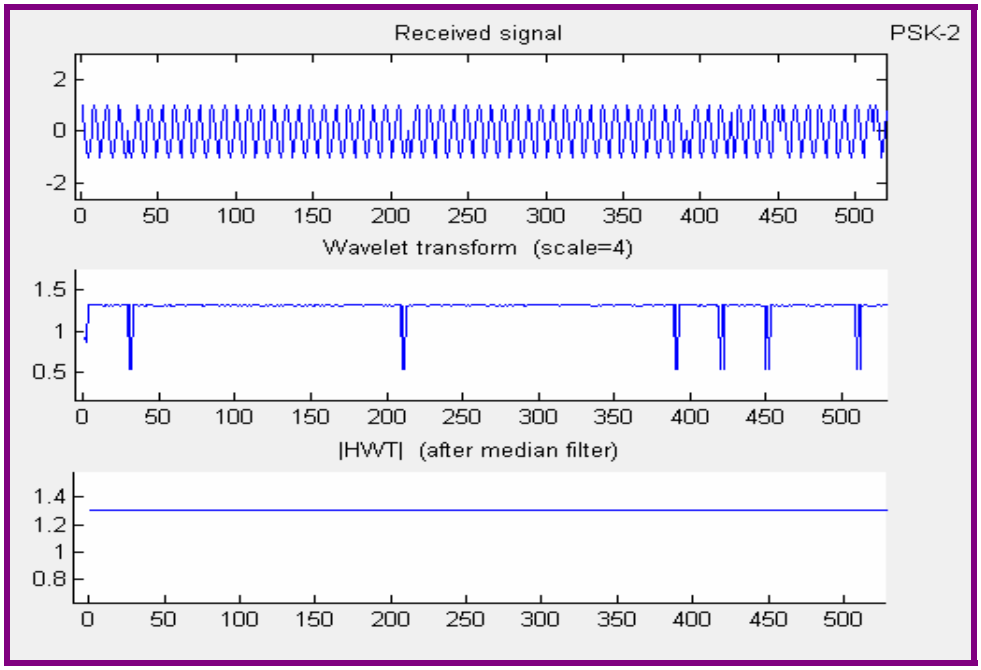
Η αναγνώριση της διαμόρφωσης μπορεί να χωριστεί σε δύο κατηγορίες, στην inter-class αναγνώριση και στην intra-class αναγνώριση. Συγκεκριμένα, στην inter-class αναγνώριση γίνεται διάκριση ανάμεσα στους διαφορετικούς τύπους διαμόρφωσης (ASK, PSK, FSK και QAM), ενώ στην intra-class αναγνώριση επιτελείται διάκριση ανάμεσα στα διαφορετικά επίπεδα του ίδιου τύπου διαμόρφωσης, όπως για παράδειγμα BPSK και QPSK.

Στο σημείο αυτό θα περιγράψουμε αναλυτικά τη μέθοδο που χρησιμοποιήσαμε για την αναγνώριση των διαμορφώσεων PSK, FSK,ASK και QAM σημάτων και στη συνέχεια τη μέθοδο που εφαρμόσαμε για τη διάκριση του επιπέδου της διαμόρφωσης τους, οι οποίες βασίζονται στον μετασχηματισμό wavelet. Όπως είναι γνωστό, διαφορετικά είδη διαμόρφωσης σημάτων έχουν διαφορετικές στιγμιαίες τιμές πλάτους, συχνότητας και φάσης. Ο μετασχηματισμός wavelet έχει την ικανότητα να αποσπά αυτές τις στιγμιαίες τιμές, επιτρέποντας με αυτόν τον τρόπο την εφαρμογή απλών και γρήγορων αλγορίθμων υπολογισμού, οι οποίοι εξασφαλίζουν την αναγνώριση της διαμόρφωσης του σήματος εισόδου σε πραγματικό χρόνο. Μερικά πολύ συνηθισμένα wavelets είναι του Morlet, του Haar και του Shannon.

Στην συγκεκριμένη περίπτωση χρησιμοποιείται ο μετασχηματισμός wavelet του Haar, καθώς κρίνεται ο καταλληλότερος για τη σύγκριση με τους τετραγωνικούς παλμούς που θα παράγουμε. Το μέτρο του μετασχηματισμού μας δίνει,όπως θα δούμε, τις απαραίτητες πληροφορίες για την σωστή αναγνώριση του διαμορφωμένου σήματος.

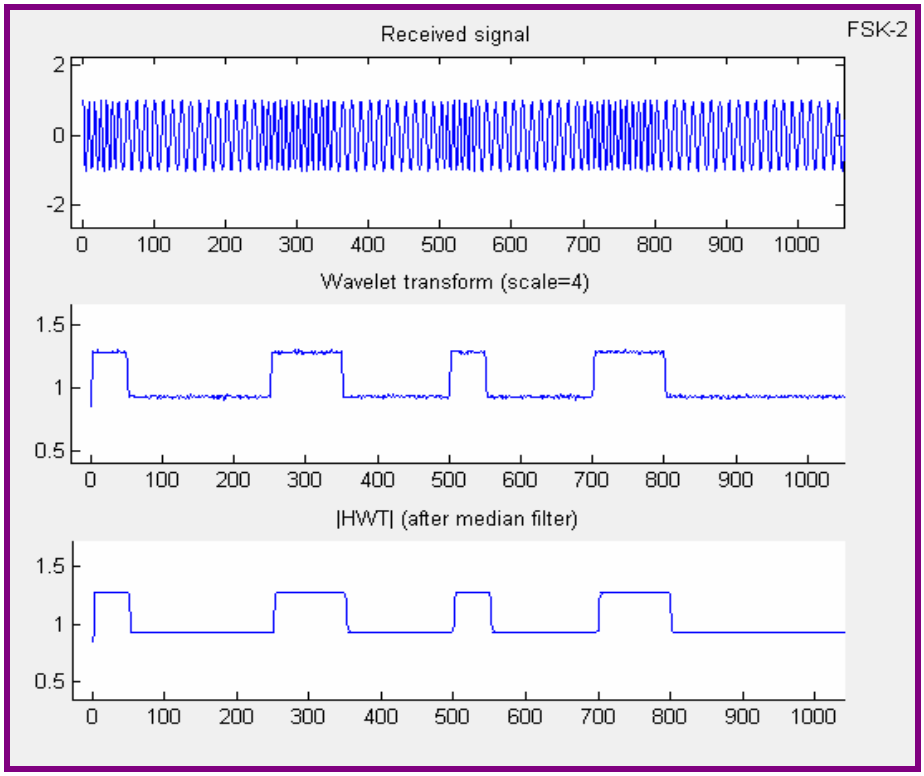
Συγκεκριμένα θα υπολογίσουμε τον μετασχηματισμό wavelet για το σήμα που λαμβάνουμε και θα κρατήσουμε το μέτρο των τιμών των συνιστωσών του για μια συγκεκριμένη κλίμακα (στην περίπτωση μας , η τιμή της κλίμακας είναι ίση με 4) . Από το μέγεθος αυτό θα αποκόψουμε τις κορυφές που προκύπτουν λόγω της μεταβολής της φάσης περνόντας το από ένα φίλτρο ενδιάμεσης τιμής και θα πάρουμε το τελικό μέγεθος το οποίο θα αναφέρουμε ως |HWT| .

Στην ιδανική περίπτωση ,κατά την οποία έχουμε άπειρο εύρος ζώνης και αμελητέο θόρυβο,το μέτρο |HWT| ενός PSK σήματος είναι μία σταθερή συνάρτηση, ενώ του FSK σήματος είναι μία πολυβηματική (multistep) συνάρτηση,όπως απεικονίζεται και στις εικόνες (1) και (2). Έτσι μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την τιμή της διακύμανσης (*) του |HWT| ως ένα κριτήριο για την αναγνώριση μεταξύ των δύο σημάτων.



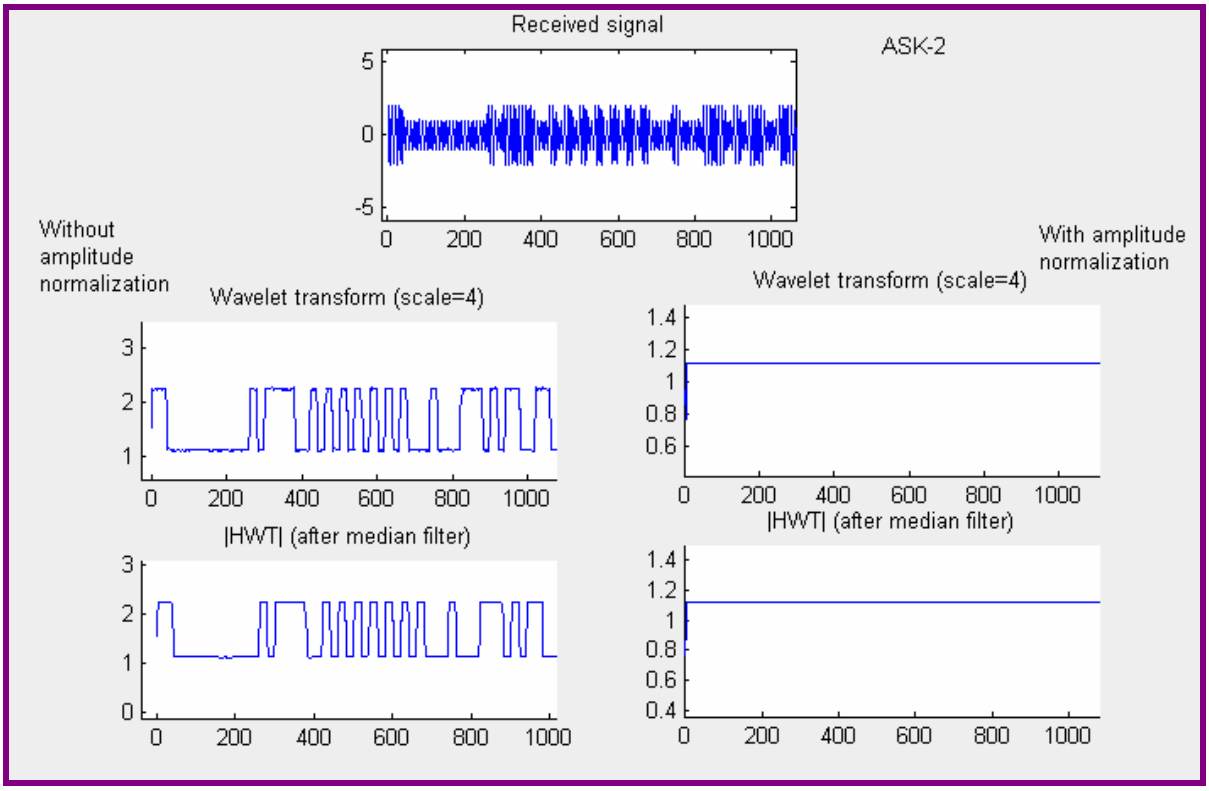
Εικόνα 1

(*) Όπως γνωρίζουμε η διακύμανση είναι το τετράγωνο της τυπικής απόκλισης σ η οποία ορίζεται από τη σχέση $\sigma = \left(\frac{1}{n} \sum_{i=1}^{n} (x_i - \bar{x})^2 \right)^{1/2}$ και δείχνει πόσο διασκορπισμένα είναι τα στοιχεία του συνόλου σε σχέση με τη μέση τιμή του.



Εικόνα 2

Παράλληλα ,το |HWT| χρησιμοποιείται και για την αναγνώριση των ASK και QAM σημάτων. Συγκεκριμένα, όπως βλέπουμε και στις εικόνες (3) και (4), τα ASK και τα QAM σήματα,σε σύγκριση με τα σήματα PSK και FSK, έχουν μεταβλητό πλάτος με αποτέλεσμα το |HWT| των σημάτων αυτών να είναι μία πολυβηματική συνάρτηση, όπως και στην περίπτωση του FSK σήματος, με τη διαφορά οτι σε αυτά η ύπαρξη διαφορετικών dc επιπέδων του |HWT| οφείλεται στην μεταβολή του πλάτους και οχι στη μεταβολή συχνότητας όπως συμβαίνει στα FSK. Σε περίπτωση όμως που γίνει κανονικοποίηση του πλάτους των ASK και QAM σήματων, τότε το |HWT| μετατρέπεται σε σταθερό με αποτέλεσμα να μοιάζει με το |HWT| ενός PSK σήματος.

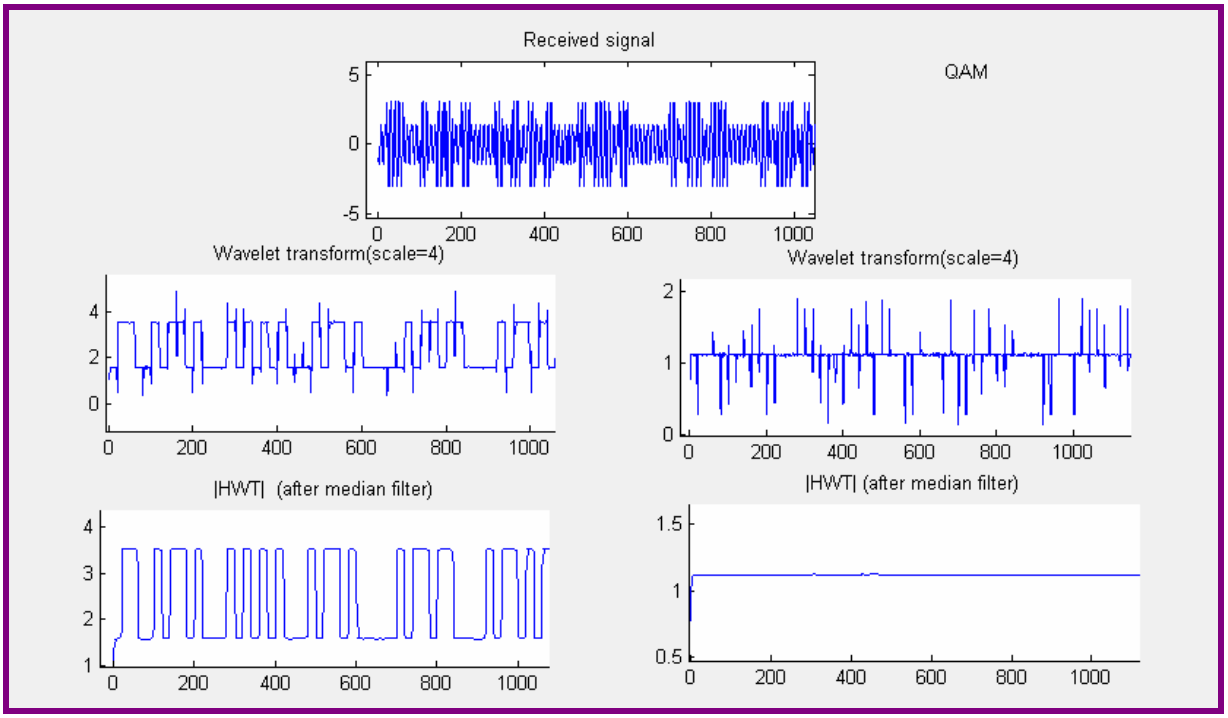


Εικόνα 3

Συνεπώς μπορούμε να χωρίσουμε τα σήματα των τεσσάρων ειδών διαμόρφωσης (PSK,FSK, ASK ,QAM) σε τρία υποσύνολα . Στο πρώτο υποσύνολο ανήκουν τα σήματα των οποίων το μέτρο |HWT| είναι μια σταθερή συνάρτηση ανεξάρτητα απο το αν θα γίνει κανονικοποίηση πλάτους ή οχι , περιέχει ,δηλαδή,τα PSK σήματα . Στο δεύτερο υποσύνολο ανήκουν τα σήματα των οποίων το μέτρο |HWT| είναι μια πολυβηματική συνάρτηση ανεξάρτητα απο την κανονικοποίηση πλάτους,δηλαδή τα FSK σήματα.Τέλος στο τρίτο υποσύνολο ανήκουν τα σήματα των οποίων το μέτρο |HWT| είναι μια πολυβηματική συνάρτηση όταν δεν έχουμε κάνει κανονικοποίηση πλάτους, ενώ στην αντίθετη περίπτωση το μέτρο |HWT| είναι μια σταθερή συνάρτηση . Στην κατηγορία αυτή,όπως είδαμε, ανήκουν τα ASK και τα QAM σήματα.

Για να ξεχωρίσουμε αυτά τα δύο είδη διαμόρφωσης μεταξύ τους θα συγκρίνουμε το μέτρο του μετασχηματισμού wavelet πριν το φίλτρο ενδιάμεσης τιμής και έχοντας κάνει κανονικοποιήση πλάτους . Το μέγεθος αυτό στην

περίπτωση των ASK σημάτων θα είναι μια σταθερή συνάρτηση και θα απεικονίζεται ως μια ευθεία χωρίς κορυφές καθώς η φάση των σημάτων δεν μεταβάλλεται ,ενώ για QAM σήματα θα προκύπτει μια ευθεία με κορυφές λόγω της μεταβολής της φάσης. Συγκρίνοντας τις αποκλίσεις των μεγεθών αυτών θα μπορούμε να διαχωρίσουμε τα σήματα ASK και QAM .



Εικόνα 4

4.2. Αναγνώριση της διαμόρφωσης με τη χρησιμοποίηση του μετασχηματισμού wavelet-θεωρητικό επίπεδο.

Θεωρούμε την λαμβανόμενη κυματομορφή r(t), 0<= t<=T , η οποία είναι της μορφής r(t) = s(t) + n(t), όπου n(t) είναι ο λευκός θόρυβος Gauss (*). Το σήμα s(t) μπορεί να παρασταθεί με τη μορφή

$s(t) = s(t) \exp(j(\omega_c t+\theta_c))$ (1)

όπου ω_c είναι η συχνότητα του φέροντος και θ_c είναι η φάση του φέροντος. Συγκεκριμένα, για την περίπτωση του FSK σήματος, το σήμα παριστάνεται ως εξής:

$$S_{FSK} = \sqrt{S}\sum_{i=1}^{N} e^{j(\omega_i t+\theta_i)} u_T(t-iT) \quad (2)$$

όπου $\omega_i \in \{\omega_1, \omega_2,...,\omega_M\}$ και $\theta_i \in (0,2\pi)$.

Για το PSK σήμα ισχύει ότι το σήμα είναι της μορφής

$$S_{PSK} = \sqrt{S}\sum_{i=1}^{N} e^{j\phi_i} u_T(t-iT) \quad (3)$$

όπου $\varphi_i \in \{2\pi(m-1)/M, m= 1,2,\ldots,M\}$.

Στην περίπτωση του QAM σήματος, το σήμα θα έχει την μορφή

$$S_{QAM} = \sum_{i=1}^{N} (Ai + jBi) u_T(t-iT) \quad (4)$$

όπου A_i , $B_i \in \{2m -1 -M , m= 1,2,\ldots,M\}$.

(*) Όπως γνωρίζουμε η ισχύς του λευκού θορύβου gauss θεωρείται ομοιόμορφα κατανεμημένη και η πυκνότητα ισχύος του θεωρείται σταθερή για κάθε συχνότητα και ορίζεται από τη σχέση $S_n(f) = \frac{n_0}{2}, \forall f$. Ως στοχαστικό σήμα, ο λευκός θόρυβος έχει κατανομή πυκνότητας πιθανότητας τύπου gauss με μηδενική μέση τιμή .

Στην περίπτωση του ASK σήματος , το σήμα θα έχει την μορφή

$$s_{ASK} = \sum_{i=1}^{N} v(i) u_T(t - iT) \quad (5)$$

Όπου v(i) $\in \{1, M\}$είναι τα δεδομένα που παράγονται από την πηγή.

Στις παραπάνω εξισώσεις, θεωρήσαμε ότι S είναι η ισχύς του σήματος, η οποία στους υπολογισμούς μας τέθηκε ίση με τη μονάδα, N είναι ο αριθμός των συμβόλων, T είναι η διάρκεια του συμβόλου και $u_T(t)$ είναι ο ορθογωνικός παλμός διάρκειας T.

Επίσης ο σηματοθορυβικός λόγος δίνεται από την σχέση $SNR = 10\log(\frac{S}{N})$ όπου S είναι και πάλι η ισχύς του σήματος και *N* είναι η ισχύς του θορύβου. Καθώς , στον αλγόριθμο μας ουσιαστικά S=1 ,για την ισχύ του θορύβου θα ισχύει $N = 10^{-\frac{SNR}{10}}$.

Ο μετασχηματισμός wavelet μπορεί να χαρακτηρίσει αποδοτικά τις στιγμιαίες τιμές και να επιτρέψει την αναγνώριση της διαμόρφωσης των σημάτων με την εφαρμογή απλών μεθόδων.

Όπως έχουμε δει ο συνεχής μετασχηματισμός wavelet ενός σήματος s(t) ορίζεται από τη σχέση

$$CWT(a,\tau) = \int s(t)\Psi_a{}^*(t)dt = \frac{1}{\sqrt{\alpha}}\int s(t)\Psi^*(\frac{t-T}{\alpha})dt, \quad (6)$$

όπου α είναι η κλίμακα, τ η χρονική μετατόπιση και το σύμβολο «*» παριστάνει τη μιγαδική συζυγή συνάρτηση. Η συνάρτηση ψ(t) είναι η μητρική συνάρτηση wavelet, η επιλογή της οποίας εξαρτάται από την εφαρμογή για την οποία την θέλουμε, και η $\psi_a(t)$ η προκύπτουσα συνάρτηση wavelet, η οποία προκύπτει από την κλιμάκωση στο χρόνο και τη μετατόπιση της μητρικής συνάρτησης wavelet. Καθώς ενδιαφερόμαστε για ψηφιακά σήματα, θα πάρουμε διακριτές τιμές του

συνεχούς μετασχηματισμού , αντικαθιστώντας το ολοκλήρωμα που υπάρχει στον τύπο με το άθροισμα των όρων αυτών.

Στη συγκεκριμένη περίπτωση , ως μητρική συνάρτηση θα χρησιμοποιήσουμε το wavelet του Haar , με αποτέλεσμα η προκύπτουσα συνάρτηση wavelet να είναι η εξής

$$\frac{1}{\sqrt{a}}\psi(\frac{k}{a}) = \begin{Bmatrix} 1/\sqrt{a}, -a/2 < k < 0 \\ -1/\sqrt{a}, 0 < k < a/2 \\ 0, \alpha\lambda\lambda o\acute{\upsilon} \end{Bmatrix}$$

Ο μετασχηματισμός wavelet στο Matlab ορίζεται ως εξής

Αν s(t)=s(k) τότε για $t \in [k, k+1]$

$$C_{a,b} = \frac{1}{\sqrt{a}}\sum_k s(k)\int_k^{k+1}\psi^*(\frac{t-b}{a})dt$$ ή ισοδύναμα

$$C_{a,b} = \frac{1}{\sqrt{a}}\sum_k s(k)\left(\int_{-\infty}^{k+1}\psi^*(\frac{t-b}{a})dt - \int_{-\infty}^{k}\psi^*(\frac{t-b}{a})dt\right)$$

- *Για PSK σήμα*

Κατά τη διάρκεια του παλμού, για χρόνο δηλαδή $(i-1)T_b + \alpha/2 \le n \le iT_b - \alpha/2$ ο συνεχής μετασχηματισμός wavelet του Haar δίνεται από την σχέση:

$$WT_{PSK}(a,nT_s) = \sqrt{\frac{S}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=n-\alpha/2}^{n-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s + \theta_c + \phi_i)) - \sum_{\kappa=n}^{n+\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s + \theta_c + \phi_i))\right.$$

Στη συνέχεια κάνουμε αλλαγή μεταβλητής, θέτοντας κ-n = 0
Οπότε προκύπτει ο παρακάτω τύπος για τον μετασχηματισμό wavelet του Haar.

$WT_{PSK}(a,nT_s)$ =

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=-\alpha/2}^{-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))\right) =$$

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n-\alpha/2)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))\right) =$$

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa-\alpha/2)T_s))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\frac{\exp(j(\omega_c\kappa T_s))}{\exp(T_s j\alpha/2)}-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\frac{1}{\exp(j(\omega_c\alpha/2)T_s)}-1\right)\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))$$

Παίρνοντας το μέτρο της σχέσης έτσι ώστε να έχουμε αποτέλεσμα ανεξάρτητο του n βρίσκουμε τον ακόλουθο τύπο.

$$|WT_{PSK}(a,n)|=2\sqrt{\frac{S}{a}}\left|\frac{\sin^2(\omega_c a/4)}{\sin(\omega_c/2)}\right| \quad \text{για } (i-1)T_b+\alpha/2\le n\le iT_b-\alpha/2. \quad (7)$$

Συγκεκριμένα για τον χρόνο n=iT κατά τη μετάβαση δηλαδή στον παλμό, ισχύει ο παρακάτω τύπος:

$$S(\kappa T_s) = \begin{cases}\sqrt{S}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\exp(j\phi_i), (i-1)T_s\le\kappa\le iT_s\\ \sqrt{S}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\exp(j\phi_i+\delta), iT_s\le\kappa\le(i+1)T_s\end{cases}$$

Όπου $\delta=\varphi_{i+1}-\varphi_i$ και $\delta\in(\frac{(m-1)2\pi}{M})$

Τότε για το συνεχή μετασχηματισμό του wavelet θα ισχύει:

$$WT_{PSK}(a,nT_s) = \sqrt{\frac{S}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=n-\alpha/2}^{n-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=n}^{n+\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s+\theta_c+\phi_i+\delta))\right.=$$

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=-\alpha/2}^{-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i+\delta))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n-\alpha/2)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i+\delta))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa-\alpha/2)T_s))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s+\delta))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\frac{\exp(j(\omega_c\kappa T_s))}{\exp(T_s j\alpha/2)}-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\exp(j\delta)\right)=$$

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\frac{1}{\exp(j(\omega_c\alpha/2)T_s)}-\exp(j\delta)\right)\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))$$

- *Για FSK σήμα*

Για το διάστημα (i-1)T $\leq \kappa \leq iT$.

Συγκεκριμένα, κατά τη διάρκεια ενός παλμού, για τον χρόνο δηλαδή (i – 1)T_b $+\alpha/2 \leq n \leq iT_b\alpha/2$ ο μετασχηματισμός wavelet του Haar δίνεται από τη σχέση:

$WT_{FSK}(a,nT_s)$ =

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=n-\alpha/2}^{n-1}\exp(j((\omega_c+\omega_i)\kappa T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=n}^{n+\alpha/2-1}\exp(j((\omega_c+\omega_i)\kappa T_s+\theta_c+\phi_i))=\right.$$

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=-\alpha/2}^{-1}\exp(j((\omega_c+\omega_i)(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c+\omega_i)(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c+\omega_i)(\kappa+n-\alpha/2)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c+\omega_i)(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))\right)$$

=

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\exp(j((\omega_c+\omega_i)\ nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j((\omega_c+\omega_i)(\kappa-\alpha/2)T_s))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c+\omega_i)\kappa T_s))\right)$$

=

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\exp(j(\omega_c+\omega_i)\ nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\frac{\exp(j(\omega_c+\omega_i)\ \kappa T_s))}{\exp(T_s j\alpha/2)}-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c+\omega_i)\ \kappa T_s))\right)$$

=

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\exp(j(\omega_c+\omega_i)nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\frac{1}{\exp(j(\omega_c+\omega_i)\alpha/2)T_s)}-1\right)\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c+\omega_i)\kappa T_s))$$

Παίρνοντας και πάλι το μέτρο της σχέσης έτσι ώστε να έχουμε αποτέλεσμα ανεξάρτητο του n βρίσκουμε τον ακόλουθο τύπο.

$$|WT_{FSK}(a,n)|=2\sqrt{\frac{S}{a}}\left|\frac{\sin^2((\omega_c+\omega_i)a/4)}{\sin((\omega_c+\omega_i)/2)}\right| \quad \text{για } (i-1)T_b+\alpha/2\le n\le iT_b-\alpha/2. \quad (8)$$

Ενώ κατά τη μετάβαση του παλμού, στο χρόνο δηλαδή n= iT , ο μετασχηματισμός wavelet του Haar δίνεται από τη σχέση:

$WT_{FSK}(a,nT_s)$ =

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=n-\alpha/2}^{n-1}\exp(j((\omega_c+\omega_i)\kappa T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=n}^{n+\alpha/2-1}\exp(j((\omega_c+\omega_i)\kappa T_s+\theta_c+\phi_i+\delta\kappa))=\right.$$

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=-\alpha/2}^{-1}\exp(j((\omega_c+\omega_i)(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j((\omega_c+\omega_i)(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i+\delta(\kappa+n)))\right)$$

=

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j((\omega_c+\omega_i)(\kappa+n-\alpha/2)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j((\omega_c+\omega_i)(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i+\delta(\kappa+n)))\right)$$

=

$$\sqrt{\frac{S}{\alpha}}\exp(j((\omega_c+\omega_i)nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\frac{1}{\exp(j((\omega_c+\omega_i)\alpha/2)T_s)}-\exp(j\delta n)\right)\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j((\omega_c+\omega_i)\kappa T_s))$$

- *Για QAM σήμα*

Για την περίπτωση του QAM σήματος, ισχύει ο παρακάτω τύπος για το μετασχηματισμό wavelet. Συγκεκριμένα κατά τη διάρκεια του παλμού, για χρόνο δηλαδή $(i-1)T_b+\alpha/2\le n\le iT_b-\alpha/2$ ο μετασχηματισμός wavelet του Haar δίνεται από την σχέση:

$WT_{QAM}(a,nT_s)$ =

$$\frac{1}{\sqrt{a}}\left(\sum_{\kappa=n-\alpha/2}^{n-1}\sqrt{A_i^2+B_i^2}\exp(j(\omega_c\kappa T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=n}^{n+\alpha/2-1}\sqrt{A_i^2+B_i^2}\exp(j(\omega_c\kappa T_s+\theta_c+\phi_i))\right.$$

Στη συνέχεια κάνουμε αλλαγή μεταβλητής, θέτοντας κ-n = 0
Οπότε προκύπτει ο παρακάτω τύπος για τον μετασχηματισμό wavelet του Haar.

$WT_{QAM}(a,nT_s)$ =

$$\frac{1}{\sqrt{a}}\left(\sum_{\kappa=-\alpha/2}^{-1}\sqrt{A_i^2+B_i^2}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\sqrt{A_i^2+B_i^2}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))\right)$$

=

$$\sqrt{\frac{A_i^2+B_i^2}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n-\alpha/2)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))\right)\quad=$$

$$\sqrt{\frac{A_i^2+B_i^2}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa-\alpha/2)T_s))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{A_i^2+B_i^2}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\frac{\exp(j(\omega_c\kappa T_s))}{\exp(T_s j\alpha/2)}-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{A_i^2+B_i^2}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\frac{1}{\exp(j(\omega_c\alpha/2)T_s)}-1\right)\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))=$$

$$\sqrt{\frac{A_i^2+B_i^2}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\frac{1}{\exp(j(\omega_c\alpha/2)T_s)}-1\right)\left(\frac{-1+\exp(ja\omega_c)}{-1+\exp(j\omega_c)}\right)$$

Παίρνοντας το μέτρο της σχέσης έτσι ώστε να έχουμε αποτέλεσμα ανεξάρτητο του n βρίσκουμε τον ακόλουθο τύπο.

$$|WT_{QAM}(a,n)|=2\sqrt{\frac{S_i}{a}}\left|\frac{\sin^2(\omega_c a/4)}{\sin(\omega_c/2)}\right| \quad \text{για } (i-1)T_b+\alpha/2\le n\le iT_b-\alpha/2. \quad (9)$$

Συγκεκριμένα για τον χρόνο n=iT κατά τη μετάβαση δηλαδή στον παλμό, ισχύει ο παρακάτω τύπος:

$$S(\kappa T_s)=\begin{cases}\sqrt{S_i}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\exp(j\phi_i), (i-1)T_s\le\kappa\le iT_s\\ \sqrt{S_i^{'}}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\exp(j\phi_i+\delta), iT_s\le\kappa\le(i+1)T_s\end{cases}$$

Όπου $\delta=\varphi_{i+1}-\varphi_i$ και $\delta\in(\frac{(m-1)2\pi}{M})$

$S_i=A_i^2+B_i^2$ και $S_i^{'}=A_i^{'2}+B_i^{'2}$

Τότε για το συνεχή μετασχηματισμό του wavelet θα ισχύει:

$$WT_{QAM}(a,nT_s)=\sqrt{\frac{S_i}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=n-\alpha/2}^{n-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s+\theta_c+\phi_i))-\sqrt{\frac{S_i^{'}}{\alpha}}\sum_{\kappa=n}^{n+\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s+\theta_c+\phi_i+\delta))=\right.$$

$$\sqrt{\frac{S_i}{\alpha}}\sum_{\kappa=-\alpha/2}^{-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sqrt{\frac{S_i^{'}}{a}}\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i+\delta))=$$

$$\sqrt{\frac{S_i}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa-\alpha/2)T_s))-\sqrt{\frac{S_i^{'}}{\alpha}}\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s+\delta))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{S_i}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\frac{\exp(j(\omega_c\kappa T_s))}{\exp(T_s j\alpha/2)}-\sqrt{\frac{S_i^{'}}{\alpha}}\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\exp(j\delta)\right)=$$

$$\sqrt{\frac{S_i}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\frac{1}{\exp(j(\omega_c\alpha/2)T_s)}-\sqrt{\frac{S_i^{'}}{\alpha}}\exp(j\delta)\right)\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))=$$

$$\sqrt{\frac{S_i}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\frac{1}{\exp(j(\omega_c\alpha/2)T_s)}-\sqrt{\frac{S_i^{'}}{\alpha}}\exp(j\delta)\right)\left(\frac{-1+\exp(ja\omega_c)}{-1+\exp(j\omega_c)}\right)$$

- *Για ASK σήμα*

Για την περίπτωση του ASK σήματος, ισχύει ο παρακάτω τύπος για το μετασχηματισμό wavelet. Συγκεκριμένα κατά τη διάρκεια του παλμού, για χρόνο δηλαδή $(i-1)T_b+\alpha/2\le n\le iT_b-\alpha/2$ ο μετασχηματισμός wavelet του Haar δίνεται από την σχέση:

$WT_{ASK}(a,nT_s)$ =

$$\frac{1}{\sqrt{a}}\left(\sum_{\kappa=n-\alpha/2}^{n-1}\sqrt{A_i^2+B_i^2}\exp(j(\omega_c\kappa T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=n}^{n+\alpha/2-1}\sqrt{A_i^2+B_i^2}\exp(j(\omega_c\kappa T_s+\theta_c+\phi_i))\right.$$

Στη συνέχεια κάνουμε αλλαγή μεταβλητής, θέτοντας κ-n = 0

Οπότε προκύπτει ο παρακάτω τύπος για τον μετασχηματισμό wavelet του Haar.

$WT_{ASK}(a,nT_s)$ =

$$\frac{1}{\sqrt{a}}\left(\sum_{\kappa=-\alpha/2}^{-1}\sqrt{A_i^2+B_i^2}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\sqrt{A_i^2+B_i^2}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))\right)$$

=

$$\sqrt{\frac{A_i^2+B_i^2}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n-\alpha/2)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{A_i^2+B_i^2}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa-\alpha/2)T_s))-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{A_i^2+B_i^2}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\frac{\exp(j(\omega_c\kappa T_s))}{\exp(T_s j\alpha/2)}-\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{A_i^2+B_i^2}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\frac{1}{\exp(j(\omega_c\alpha/2)T_s)}-1\right)\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))=$$

$$\sqrt{\frac{A_i^2+B_i^2}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\frac{1}{\exp(j(\omega_c\alpha/2)T_s)}-1\right)\left(\frac{-1+\exp(ja\omega_c)}{-1+\exp(j\omega_c)}\right)$$

Παίρνοντας το μέτρο της σχέσης έτσι ώστε να έχουμε αποτέλεσμα ανεξάρτητο του n βρίσκουμε τον ακόλουθο τύπο.

$$|WT_{ASK}(a,n)|=2\sqrt{\frac{S_i}{a}}\left|\frac{\sin^2(\omega_c a/4)}{\sin(\omega_c/2)}\right| \quad \text{για } (i-1)T_b+\alpha/2\le n\le iT_b-\alpha/2. \quad (10)$$

Συγκεκριμένα για τον χρόνο n=iT κατά τη μετάβαση δηλαδή στον παλμό, ισχύει ο παρακάτω τύπος:

$$S(\kappa T_s)=\begin{cases}\sqrt{S_i}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\exp(j\phi_i), (i-1)T_s\le\kappa\le iT_s\\ \sqrt{S_i'}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\exp(j\phi_i), iT_s\le\kappa\le(i+1)T_s\end{cases}$$

Όπου $S_i = A_i^2+B_i^2$ και $S_i' = A_i'^2+B_i'^2$

Τότε για το συνεχή μετασχηματισμό του wavelet θα ισχύει:

$$WT_{ASK}(a,nT_s)=\sqrt{\frac{S_i}{\alpha}}\left(\sum_{\kappa=n-\alpha/2}^{n-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s+\theta_c+\phi_i))-\sqrt{\frac{S_i'}{\alpha}}\sum_{\kappa=n}^{n+\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s+\theta_c+\phi_i))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{S_i}{\alpha}}\sum_{\kappa=-\alpha/2}^{-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sqrt{\frac{S_i^{'}}{a}}\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))=$$

$$\sqrt{\frac{S_i}{\alpha}}\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n-\alpha/2)T_s+\theta_c+\phi_i))-\sqrt{\frac{S_i^{'}}{\alpha}}\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa+n)T_s+\theta_c+\phi_i))=$$

$$\sqrt{\frac{S_i}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c(\kappa-\alpha/2)T_s))-\sqrt{\frac{S_i^{'}}{\alpha}}\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{S_i}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\frac{\exp(j(\omega_c\kappa T_s))}{\exp(T_s j\alpha/2)}-\sqrt{\frac{S_i^{'}}{\alpha}}\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))\right)=$$

$$\sqrt{\frac{S_i}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\frac{1}{\exp(j(\omega_c\alpha/2)T_s)}-\sqrt{\frac{S_i^{'}}{\alpha}}\right)\sum_{\kappa=0}^{\alpha/2-1}\exp(j(\omega_c\kappa T_s))=$$

$$\sqrt{\frac{S_i}{\alpha}}\exp(j(\omega_c nT_s+\theta_c+\phi_i))\left(\frac{1}{\exp(j(\omega_c\alpha/2)T_s)}-\sqrt{\frac{S_i^{'}}{\alpha}}\right)\left(\frac{-1+\exp(ja\omega_c)}{-1+\exp(j\omega_c)}\right)$$

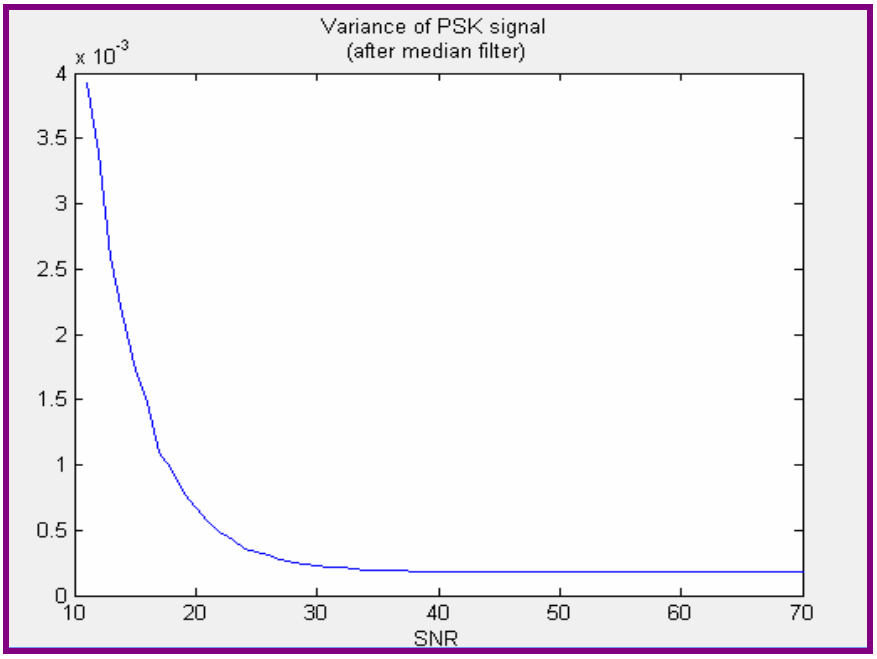
4.3. Αναγνώριση της διαμόρφωσης με τη χρησιμοποίηση του μετασχηματισμού wavelet-πρακτικό επίπεδο.

Η κανονικοποίηση του πλάτους δεν επηρεάζει τον τύπο της διαμόρφωσης των PSK και FSK σημάτων καθώς πρόκειται για διαμορφώσεις σταθερής περιβάλλουσας . Από την άλλη πλευρά, οι μεταβολές του πλάτους στη περίπτωση των QAM και ASK σημάτων εξαφανίζονται ύστερα από την κανονικοποίηση του πλάτους. Το $S_{QAM}(t)$ είναι της ίδιας μορφής με το $S_{PSK}(t)$. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το γεγονός ότι το QAM σήμα ύστερα από την κανονικοποίηση πλατους θα έχει ένα σταθερό |HWT| με τοπικά μέγιστα που θα οφείλονται στην αλλαγή της φάσης, και το ASK σήμα θα έχει ένα σταθερό |HWT| χωρίς κορυφές καθώς η φάση του σήματος δεν μεταβάλλεται. Ενώ ,το |HWT| των PSK και FSK

σημάτων παραμένει αμετάβλητο ύστερα από την κανονικοποίηση του πλάτους. Όσον αφορά το θόρυβο , πρέπει να σημειώσουμε οτι ο μετασχηματισμός wavelet λευκού γκαουσιανού θορύβου ακολουθεί κανονική κατανομή με την ίδια μέση τιμή και απόκλιση με του λευκού γκαουσιανού θορύβου καθώς πρόκειται για γραμμικό μετασχηματισμό.

Επεξήγηση αλγορίθμου για αναγνώριση του είδους διαμόρφωσης

Όπως είδαμε μέχρι τώρα, τα τέσσερα είδη διαμόρφωσης που εξετάσαμε έχουν ανα δύο κοινή συμπεριφορά ,όσον αφορά το μέγεθος |HWT|, με και χωρίς την κανονικοποίηση πλάτους. Συγκεκριμένα ,χωρίς κανονικοποίηση πλάτους , αποκόπτωντας τις κορυφές από το |HWT| παρατηρούμε οτι σήματα διαμόρφωσης PSK μας δίνουν ένα σταθερό dc επίπεδο ενώ σήματα διαμόρφωσης FSK ,QAM και ASK μας δίνουν πολυβηματικές συναρτήσεις. Κανονικοποιώντας όμως το πλάτος του σήματος , παρατηρούμε οτι η συμπεριφορά των ASK και QAM σημάτων αλλάζει και πλέον μας δίνουν ένα σταθερό dc επίπεδο (σταθερή συνάρτηση) όπως και τα PSK, ενώ τα FSK εξακολουθούν να δίνουν ως αποτέλεσμα πολυβηματικές συναρτήσεις.
Όπως γνωρίζουμε η απόκλιση μίας σταθερής συνάρτησης είναι μηδενική, ενώ μίας πολυβηματικής συνάρτησης είναι πολύ μεγαλύτερη του μηδενός. Καθώς όμως κατα τη μετάδοση σημάτων προστίθεται πάντα και η συνιστώσα του θορύβου ,η απόκλιση που θα πάρουμε δεν θα είναι μηδενική αλλά θα εξαρτάται άμεσα από την τιμή του θορύβου και συγκεκριμένα όσο μειώνεται ο σηματοθορυβικός λόγος τόσο η απόκλιση θα αυξάνεται όπως φαίνεται και στο διάγραμμα για σήμα PSK διαμόρφωσης που ακολουθεί.

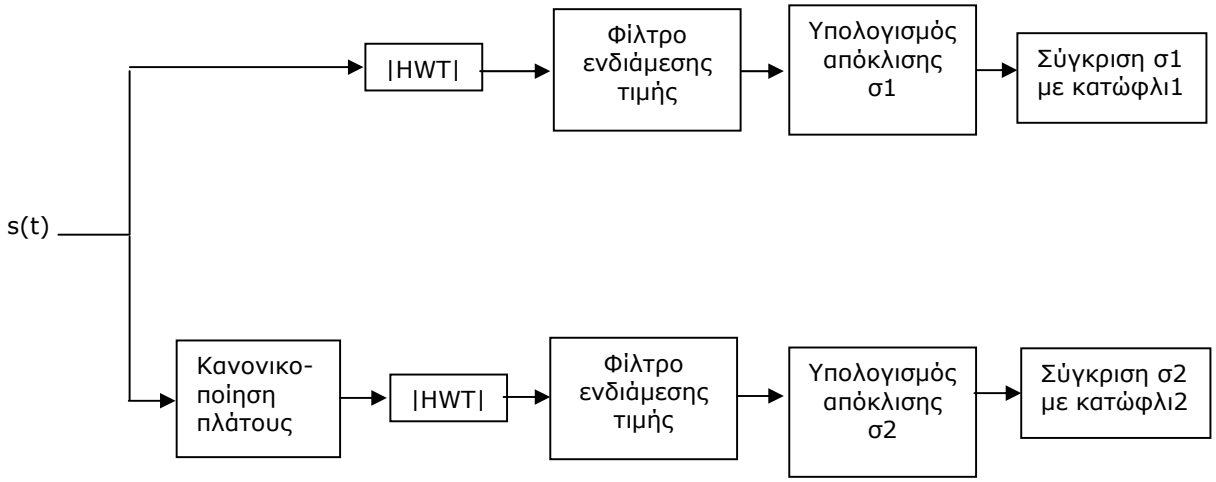


Εικόνα 5

Για το λόγο αυτό , θα χρειαστεί να θέσουμε μια μη μηδενική τιμή κατωφλίου η οποία θα είναι συνάρτηση του σηματοθορυβικού λόγου.Επομένως μπορούμε να αναγνωρίσουμε το είδος της διαμόρφωσης συγκρίνοντας την απόκλιση του μέτρου του |HWT|, με ή χωρίς την κανονικοποίηση του πλάτους, και αφού έχει προηγηθεί η αφαίρεση των τοπικών μεγίστων του |HWT| ,με τις τιμές κατωφλίου.

Η αφαίρεση των κορυφών θα γίνει με τη χρήση φίλτρου ενδιάμεσης τιμής με διάσταση προσαρμοσμένη στο μέγεθος του λαμβανόμενου σήματος ,καθώς σε περίπτωση που η διάσταση του φίλτρου είναι πολύ μικρή οι κορυφές δεν θα αποκοπούν και στην αντίθετη περίπτωση θα έχουμε πρόβλημα λόγω της μη επιθυμητής εξάλειψης των επιπέδων των πολυβηματικών συναρτήσεων.

Για να γίνει περισσότερο κατανοητή η διαδικασία απεικονίζεται και επεξηγείται στο σχεδιάγραμμα που ακολουθεί.



ΕΙΔΟΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ	**ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΣΥΓΚΡΙΣΗΣ Σ1 ΜΕ ΚΑΤΩΦΛΙ1**	**ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑ ΣΥΓΚΡΙΣΗΣ Σ2 ΜΕ ΚΑΤΩΦΛΙ2**
PSK	σ1<κατώφλι1	σ2<κατώφλι2
FSK	σ1>κατώφλι1	σ2>κατώφλι2
QAM,ASK	σ1>κατώφλι1	σ2<κατώφλι2

Στο σχεδιάγραμμα αναπαρίσταται ο αναγνωριστής των ειδών διαμόρφωσης ASK,QAM, PSK και FSK. Ο αναγνωριστής αποτελείται από δύο κλάδους . Ο πρώτος κλάδος δεν περιλαμβάνει κανονικοποίηση πλάτους ενώ ο δεύτερος περιλαμβάνει κανονικοποίηση πλάτους . Ο αναγνωριστής αρχικά βρίσκει το |HWT| του σήματος εισόδου. Ύστερα από την αφαίρεση των κορυφών του |HWT| το οποίο γίνεται με τη χρήση ενός φίλτρου ενδιάμεσης τιμής , ο αναγνωριστής υπολογίζει την αποκλίση της εξόδου του φίλτρου. Έχουμε υπολογισει δύο τιμές κατωφλίων με τις οποίες επιτυγχάνεται καλύτερος διαχωρισμός των διαμορφώσεων και συγκρίνουμε την τιμή της απόκλισης που προέκυψε με τις τιμές αυτές . Σε περίπτωση που οι αποκλίσεις που προέκυψαν και από τους δύο κλάδους είναι μικρότερες των τιμών κατωφλίου τότε , όπως βλέπουμε και από τον πίνακα ,πρόκειται για PSK διαμόρφωση. Παρόμοια , όταν οι

αποκλίσεις που προέκυψαν και από τους δύο κλάδους είναι μεγαλύτερες των τιμών κατωφλίου τότε πρόκειται για FSK διαμόρφωση. Όταν όμως η τιμή της απόκλισης που προκύπτει από τον κλάδο χωρίς κανονικοποίηση πλάτους είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη τιμή κατωφλίου και η τιμή της απόκλισης που προκύπτει από τον άλλο κλάδο (με κανονικοποίηση πλάτους) είναι μικρότερη από την αντίστοιχη τιμή κατωφλίου, έχουμε QAM ή ASK διαμόρφωση.

Η ακρίβεια του αναγνωριστή διαμόρφωσης αυξάνεται με τον αριθμό των διαφοροποιήσεων των DC επιπέδων, τα οποία επηρεάζονται από την κλίμακα που έχει επιλεγεί. Προκειμένου όμως να επιτύχουμε καλύτερη απόδοση έχουμε δοκιμάσει διάφορες τιμές κλίμακας και επιλέξαμε την τιμή εκείνη που μας παρέχει την μεγαλύτερη απόκλιση στο ιστόγραμμα του μετασχηματισμού wavelet.

4.4. Inter-class αναγνώριση

-Διαχωρισμός ανάμεσα σε PSK / FSK / QAM και ASK

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει για το μέγεθος |HWT| το οποίο το έχουμε περάσει από ένα φίλτρο ενδιάμεσης τιμής ισχύουν τα παρακάτω

Χωρίς κανονικοποίηση πλάτους

- Για ένα σήμα διαμόρφωσης PSK το μέγεθος αυτό θα αποτελείται από ένα μόνο επίπεδο dc.
- Για ένα σήμα διαμόρφωσης FSK το μέγεθος αυτό θα αποτελείται απο διαφορετικά dc επίπεδα.
- Για ένα σήμα διαμόρφωσης QAM ή ASK το μέγεθος αυτό θα αποτελείται επίσης απο διαφορετικά dc επίπεδα.

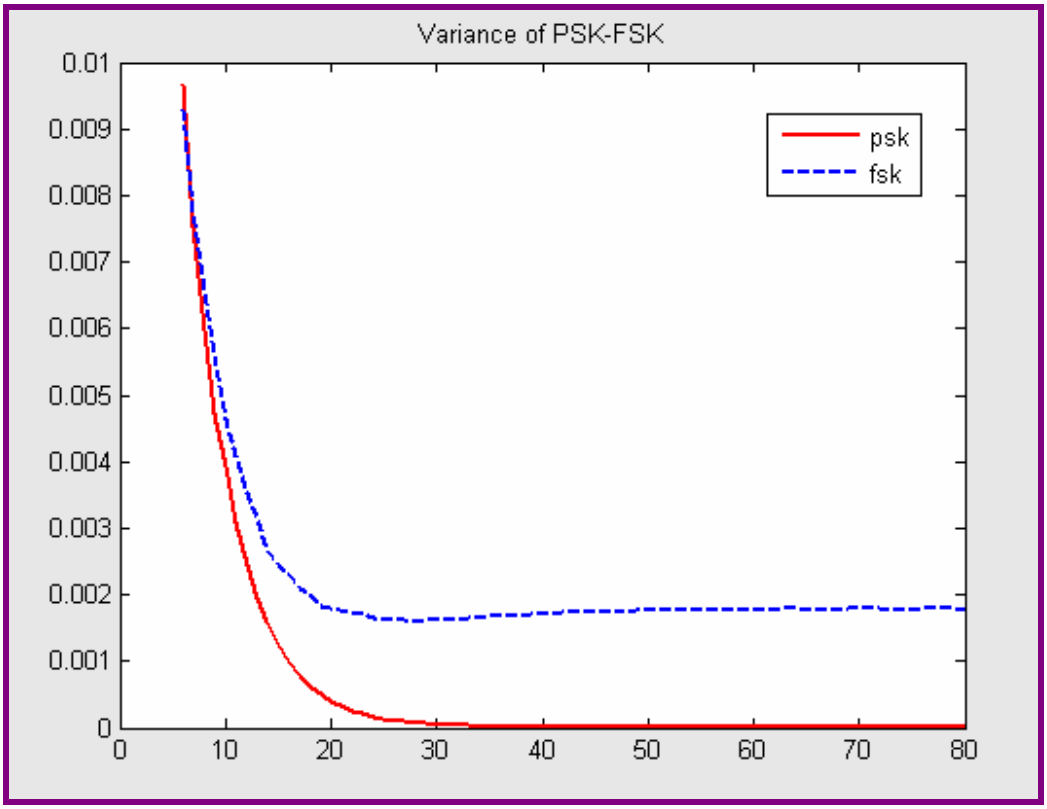
Με κανονικοποίηση πλάτους

- Για ένα σήμα διαμόρφωσης PSK το μέγεθος αυτό θα αποτελείται από ένα μόνο επίπεδο dc.
- Για ένα σήμα διαμόρφωσης FSK το μέγεθος αυτό θα αποτελείται απο διαφορετικά dc επίπεδα.
- Για ένα σήμα διαμόρφωσης QAM ή ASK το μέγεθος αυτό θα αποτελείται από ένα μόνο επίπεδο dc.

Επομένως υπολογίζοντας την απόκλιση του μεγέθους αυτού με κανονικοποίηση πλάτους και χωρίς κανονικοποίηση πλάτους , μπορούμε να διαχωρίσουμε τα είδη διαμόρφωσης .Συγκεκριμένα , η τιμή της απόκλισης του |HWT| ενός PSK σήματος αναμένουμε να είναι μικρότερη απο αυτήν ενός FSK σήματος , ενώ για τα σήματα QAM και ASK η τιμή της απόκλισης θα διαφέρει ανάλογα με το αν έχουμε κάνει κανονικοποίηση πλάτους ή όχι.

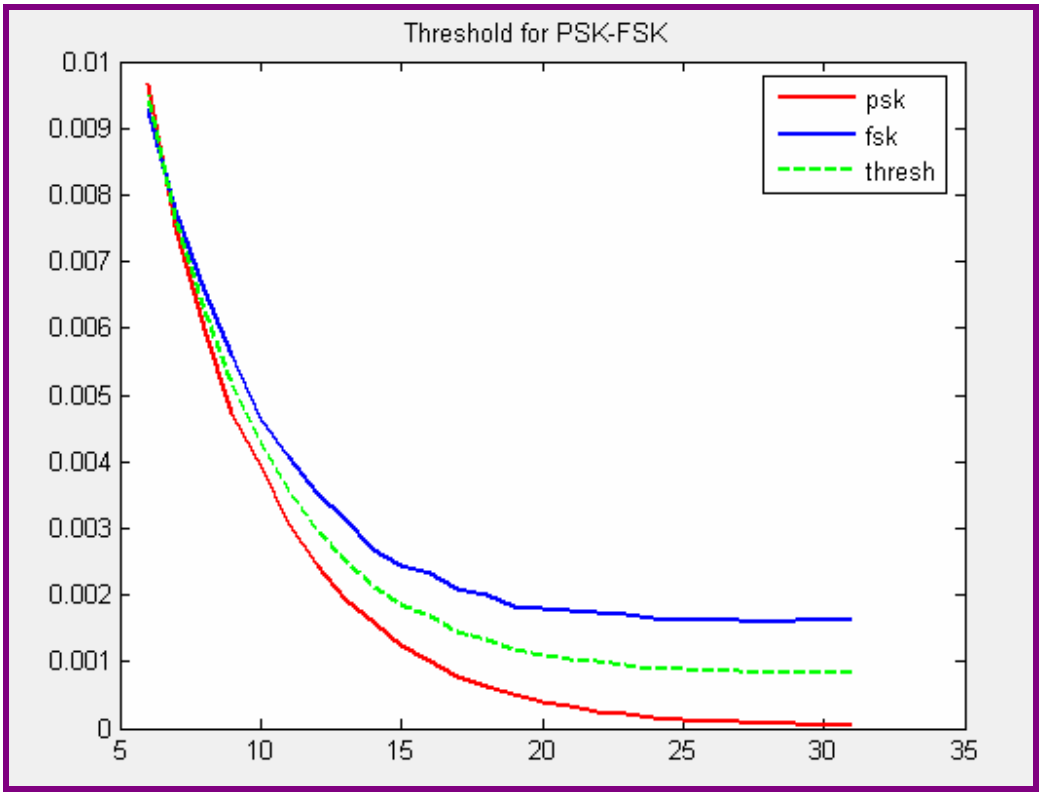
Οπότε υπολογίζουμε τις τιμές των δύο απόκλισεων για κάθε είδος διαμόρφωσης , συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου (από 10db-70db) και προκύπτουν τα διαγράμματα που ακολουθούν.Με την βοήθεια των διαγραμμάτων αυτών θα βρούμε τις καταλληλότερες τιμές κατωφλίων .

Όπως παρατηρούμε ,στην πρώτη περίπτωση κατά την οποία δεν έχει γίνει κανονικοποίηση πλάτους, οι τιμές της απόκλισης των σημάτων QAM και ASK είναι πολύ μεγαλύτερες από τις τιμές της απόκλισης των άλλων δύο διαμορφώσεων επομένως αρκεί να βρούμε μια τιμή κατωφλίου με την οποία θα μπορούμε να διακρίνουμε σημάτα διαμόρφωσης PSK και FSK.



Εικόνα 6

Παρατηρώντας το διάγραμμα, βλέπουμε οτι για snr μεγαλύτερο από 20 db, η τιμή κατωφλίου μπορεί να θεωρηθεί σταθερή καθώς οι αποκλίσεις των σημάτων των δύο διαφορετικών διαμορφώσεων δεν μεταβάλλονται σημαντικά. Όμως, για snr μικρότερο από 20db η τιμή κατωφλίου θα πρέπει να μεταβάλλεται καθώς οι αποκλίσεις των δύο διαφορετικών διαμορφώσεων μεταβάλλονται με γρήγορο ρυθμο. Επομένως, βρίσκουμε μια καμπύλη η οποία διαχωρίζει τις αποκλίσεις των δύο διαμορφώσεων και ανάλογα με την τιμή του snr βρίσκουμε την τιμή κατωφλίου που αντιστοιχεί.



Εικόνα 7

Συγκεκριμένα οι τιμές κατωφλίου ακολουθούν καμπύλη με πολυωνυμική μορφή

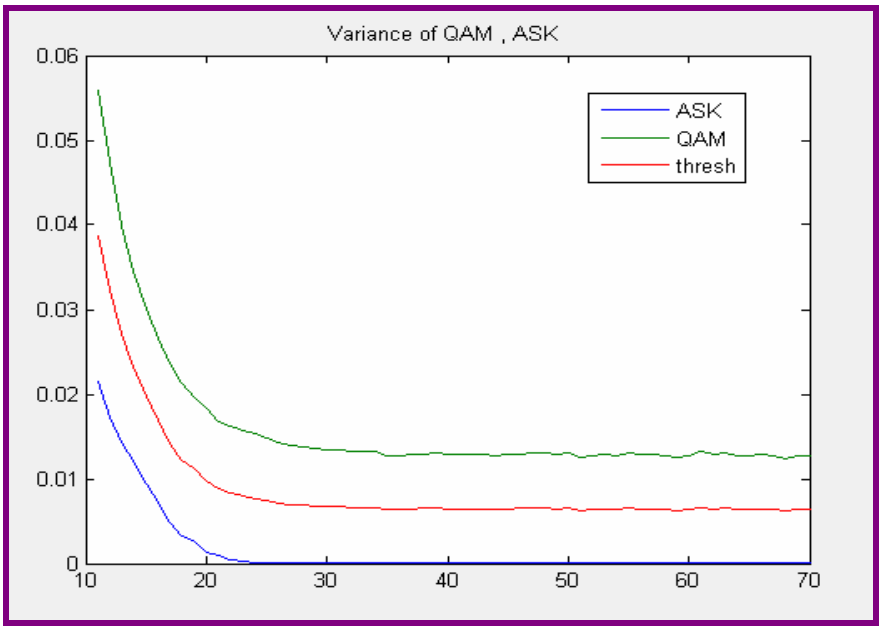
*thresh1 = p1*snr^7 + p2*snr^6 + p3*snr^5 + p4*snr^4 + p5*snr^3 + p6*snr^2 + p7*snr + p8*

Στην περίπτωση που έχει γίνει κανονικοποίηση πλάτους ,ακολουθούμε την ίδια διαδικασία για να βρούμε μια καμπύλη με τιμές κατωφλίων οι οποίες θα διαχωρίζουν τα τέσσερα είδη διαμόρφωσης. Παράλληλα όμως , εκμεταλλευόμαστε και το γεγονός οτι οι τιμές των αποκλίσεων των σημάτων ASK και QAM ,με και χωρίς κανονικοποίηση πλάτους , διαφέρουν σημαντικά μεταξύ τους, κάτι το οποίο δεν συμβαίνει για σήματα διαμόρφωσης FSK ή PSK. Με τον τρόπο αυτό καταλήγουμε σε καμπύλη με τύπο *thresh2= pp1*snr^9 + pp2*snr^8 + pp3*snr^7 + pp4*snr^6 +pp5*snr^5 + pp6*snr^4 + pp7*snr^3 + pp8*snr^2 + pp9*snr + pp10*

-Διαχωρισμός ανάμεσα σε QAM και ASK

Με τον διαχωρισμό που προαναφέραμε ,ουσιαστικά, μπορούμε να χωρίσουμε τα τέσσερα είδη διαμόρφωσης που μας ενδιαφέρουν σε τρία υποσύνολα, ανάλογα με τη συμπεριφορά που εμφανίζουν έχοντας κάνει κανονικοποίηση πλάτους και χωρίς αυτή . Το ένα υποσύνολο όμως περιέχει δύο είδη διαμόρφωσης (QAM και ASK) ,με αποτέλεσμα να απαιτείται ένα επιπλέον κριτήριο διαχωρισμού ανάμεσα σε αυτά τα δύο είδη διαμόρφωσης.

Συγκεκριμένα για να ξεχωρίσουμε αυτά τα δύο είδη διαμόρφωσης συγκρίνουμε την απόκλιση του |HWT| πριν το φίλτρο ενδιάμεσης τιμής και έχοντας κάνει κανονικοποιήση πλάτους . Το μέγεθος αυτό στην περίπτωση των ASK σημάτων αποτελείται απο ένα dc επίπεδο χωρίς κορυφές καθώς η φάση των σημάτων δεν μεταβάλλεται ,ενώ για QAM σήματα θα αποτελείται απο ένα dc επίπεδο λόγω της μεταβολής της φάσης. Επομένως η τιμή της απόκλισης για ASK σήματα θα είναι μικρότερη απο την τιμή της απόκλισης για QAM σήματα. Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία με πριν, βρίσκουμε μια καμπύλη με τιμές κατωφλίου συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου.



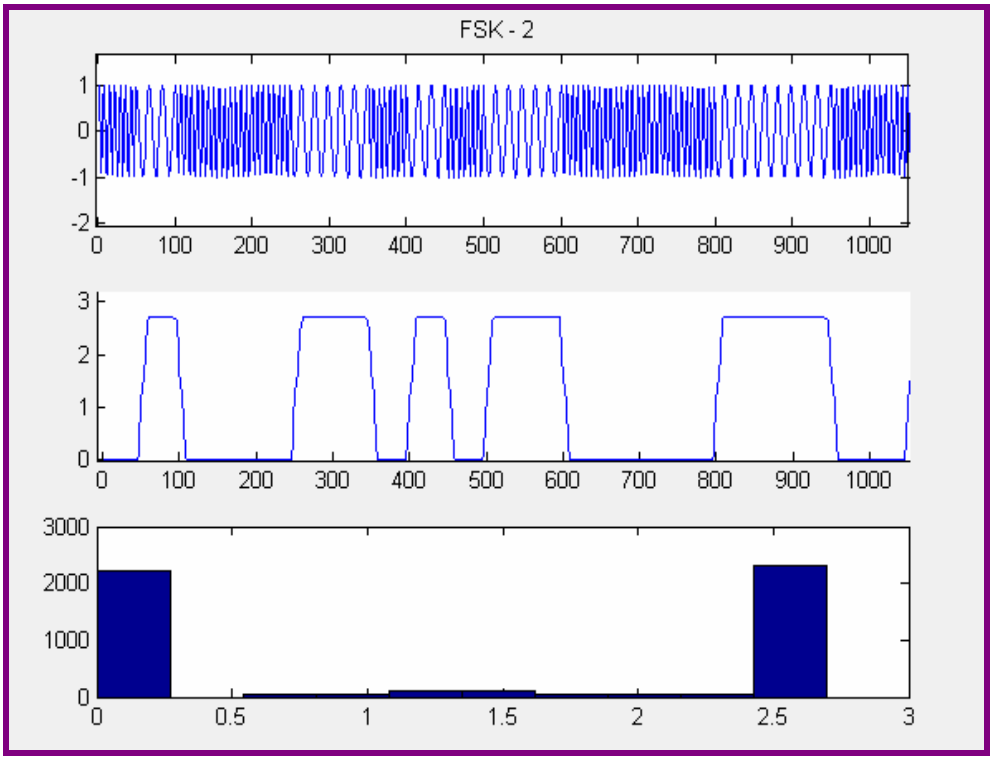
Εικόνα 8

*thresh3= ppp1*snr^7 + ppp2*snr^6 + ppp3*snr^5 + ppp4*snr^4 + ppp5*snr^3 +ppp6*snr^2 + ppp7*snr+ppp8;*

4.5. Intra-class αναγνώριση

• *M-FSK αναγνώριση*

Απο την σχέση (XXX) βλέπουμε οτι το μέγεθος |HWT| είναι μια πολυβηματική συνάρτηση , αποτελείται δηλαδή απο M διαφορετικά dc επίπεδα.

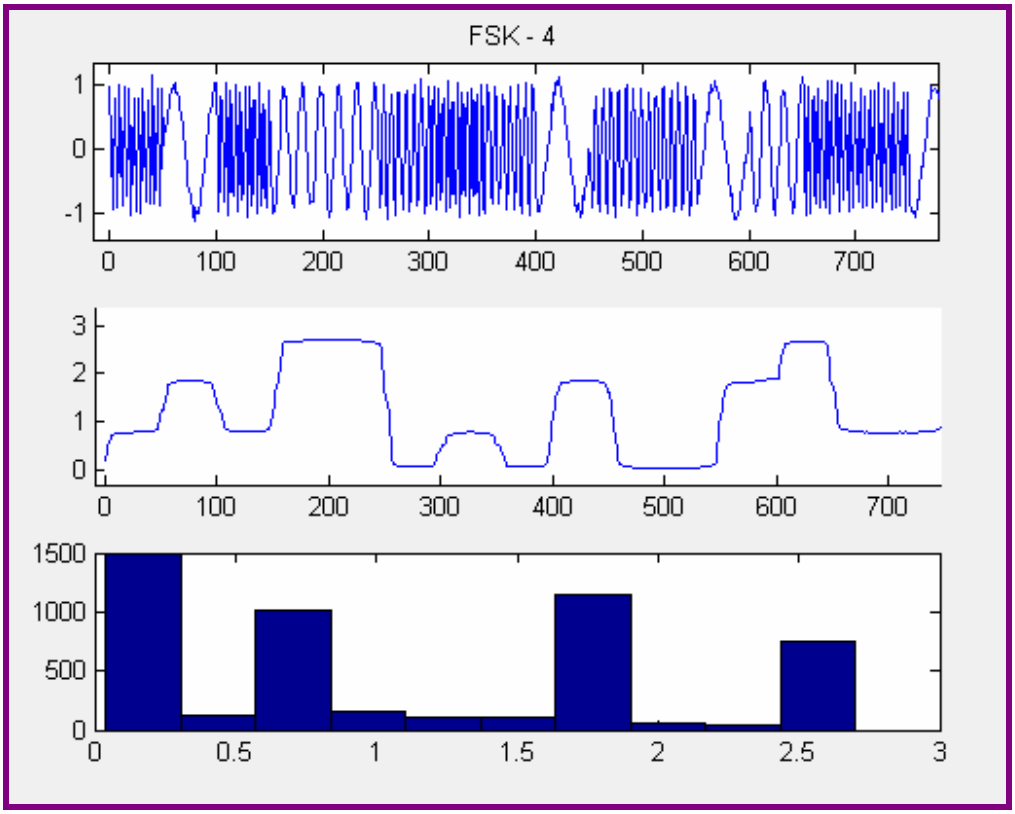


Εικόνα 9: FSK-2 με snr=70db

Συνεπώς ,το ιστόγραμμα του μεγέθους αυτού έχει M κορυφές , επιτρέποντας μας με τον τρόπο αυτό να βρούμε τον βαθμό της διαμόρφωσης μετρώντας απλά τις κορυφές του ιστογράμματος. Ισχυριζόμαστε , επομένως οτι ένα σήμα FSK είναι βαθμού M αν στο ιστόγραμμα του εμφανίζονται από M/2+1 ως M κορυφές. Σε περίπτωση που έχουμε υψηλές τιμές σηματοθορυβικού λόγου, ο αριθμός των κορυφών είναι ίσος με M και είναι αρκετά εύκολο να το διακρίνουμε. Παράλληλα ,ο αριθμός των κορυφών και η ευκολία διάκρισης τους εξαρτάται άμεσα και από

την συχνότητα φέροντος καθώς αυξάνοντας την , μικραίνει η ως με αποτέλεσμα η απόσταση μεταξύ των κορυφών να ελαττώνεται.

Όταν όμως έχουμε σηματοθορυβικό λόγο κάτω από 20db, δεν είναι πλέον τόσο εύκολο να καθορίσουμε τον αριθμό των κορυφών. Για το λόγο αυτό ορίζουμε μια τιμή κατωφλίου η οποία θα αντιπροσωπεύει την ελάχιστη τιμή που μπορεί να πάρει μια κορυφή , καθώς και μια ελάχιστη απόσταση μεταξύ κορυφών έτσι ώστε να μην μετράμε παραπάνω κορυφές.

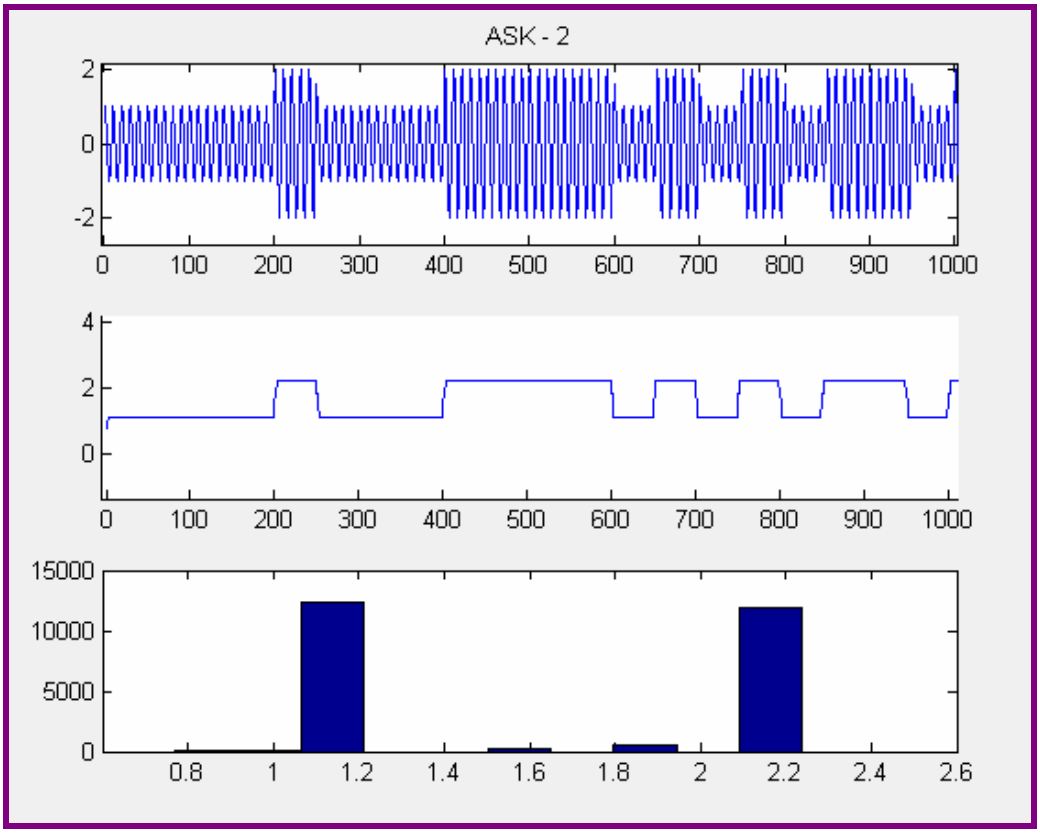


Εικόνα 10 : FSK-2 με snr=20db

- *M-ASK αναγνώριση*

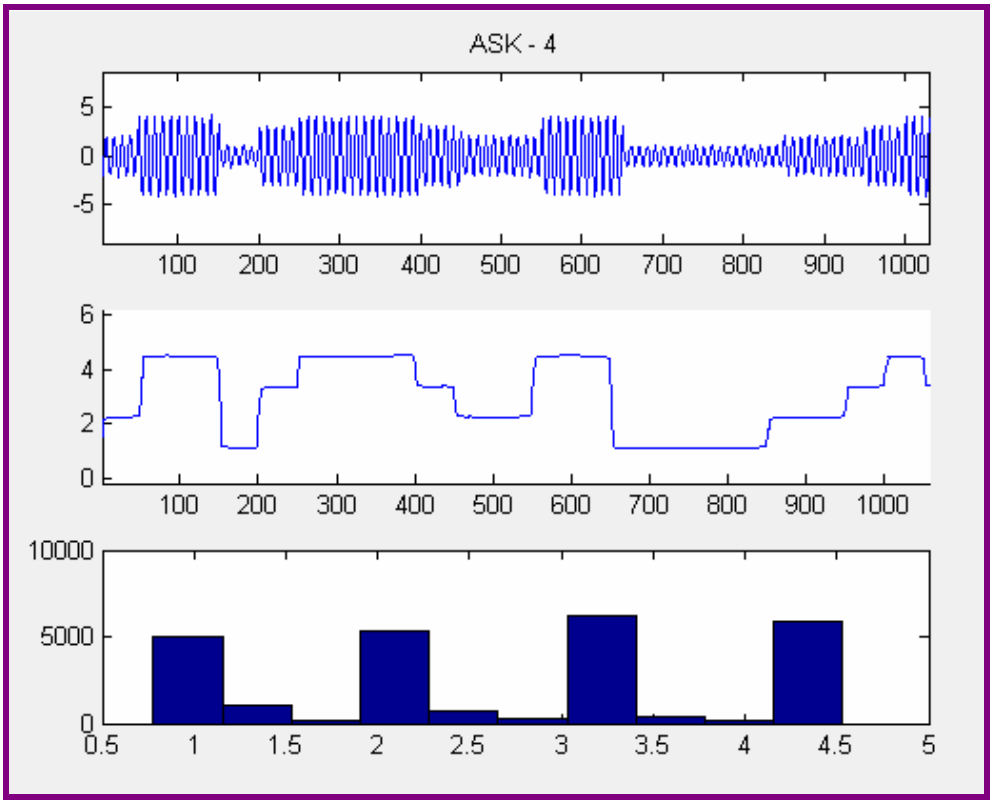
Στην περίπτωση που έχουμε σήμα διαμόρφωσης ASK , είμαστε σε θέση να το αναγνωρίσουμε εκμεταλλευόμενοι το γεγονός οτι το μέγεθος του μετασχηματισμού wavelet χωρίς κανονικοποίηση πλάτους θα είναι μια

πολυβηματική συνάρτηση η οποία θα έχει τόσα dc επίπεδα όσες και οι δυνατές στάθμες τιμών που μπορεί να πάρει το πλάτος του σήματος. Επομένως , όπως και στην αναγνώριση του FSK σήματος , φτιάχνουμε το ιστόγραμμα του μεγέθους αυτού και μετράμε τον αριθμό των κορυφών του. Σε περίπτωση που έχει από M/2+1 εώς M κορυφές , το σήμα θα αναγνωριστεί ως M-ASK.



Εικόνα 11: ASK-2 με snr=70db

Στην περίπτωση υψηλού σηματοθορυβικού λόγου , οι κορυφές είναι ευδιάκριτες και ίσες με M με αποτέλεσμα να μην απαιτείται κάποιο κριτήριο για την αναγνώριση τους. Αντίθετα , όταν έχουμε χαμηλό σηματοθορυβικό λόγο, κάποιες κορυφές μοιάζουν να επικαλύπτονται με αποτέλεσμα να μετράμε λιγότερες κορυφές και για το λόγο αυτό αναφέρουμε οτι ο αριθμός των κορυφών ενός σήματος M-ASK πρέπει να είναι στο διάστημα [M/2+1,M].



Εικόνα 12 : ASK-4 με snr=20db

- *M-PSK αναγνώριση*

Ο τρόπος με τον οποίο θα αναγνωρισούμε τον βαθμό ενός PSK σήματος εξαρτάται από την τιμή του σηματοθορυβικού λόγου που έχουμε.

Συγκεκριμένα σε περίπτωση που έχουμε σηματοθορυβικό λόγο με τιμή μεγαλύτερη από 22 db , η αναγνώριση θα βρεθεί χρησιμοποιώντας το ιστόγραμμα των κορυφών του μεγέθους |HWT| , ενώ στην αντίθετη περίπτωση θα πρέπει να ακολουθηθεί μια πιο περίπλοκη διαδικασία την οποία θα περιγράψουμε αναλυτικά στη συνέχεια.

- M-PSK αναγνώριση για snr>22db

Όπως γνωρίζουμε , τα πλάτη των εξασθενημένων σημάτων μπορούν να μοντελοποιηθούν με μια κατανομή Rice ή Rayleigh, ανάλογα με την παρουσία ή οχι στατικής συνιστώσας σήματος. Η εξασθένιση είναι Rayleigh αν έχουμε μεγάλο αριθμό πολλαπλών διαδρομών ανακλάσεως και δεν υπάρχει κύρια διαδρομή

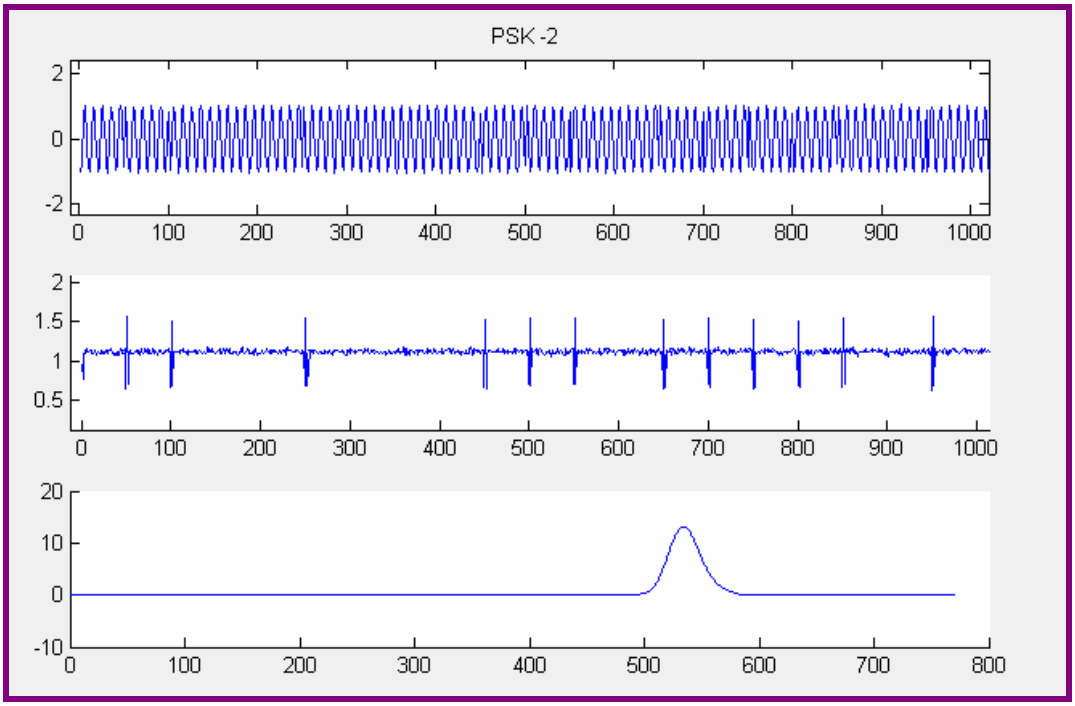
διάδοσης οπτικής επαφής. Σε περίπτωση που υπάρχει κύρια διαδρομή διάδοσης οπτικής επαφής , τότε η εξασθένιση ακολουθεί κατανομή Rice.

Συγκεκριμένα η εξασθένηση του πλάτους μπορεί να αναπαρασταθεί από την σχέση

$$r_i = \sqrt{(x_i + \beta)^2 + y_i^2}$$

Όπου το β είναι το πλάτος της στατικής συνιστώσας και x_i, y_i είναι δείγματα τυχαίων γκαουσιανών στατικών μεταβλητών μηδενικής μέσης τιμής με απόκλιση σ.

Στην περίπτωση μας , ως β μπορούμε να θεωρήσουμε το μετασχηματισμό wavelet του σήματος απουσία θορύβου και y_i τον μετασχηματισμό wavelet του θορύβου του οποίου η συμπεριφορά δεν μεταβάλλεται απο την εφαρμογή του μετασχηματισμού.



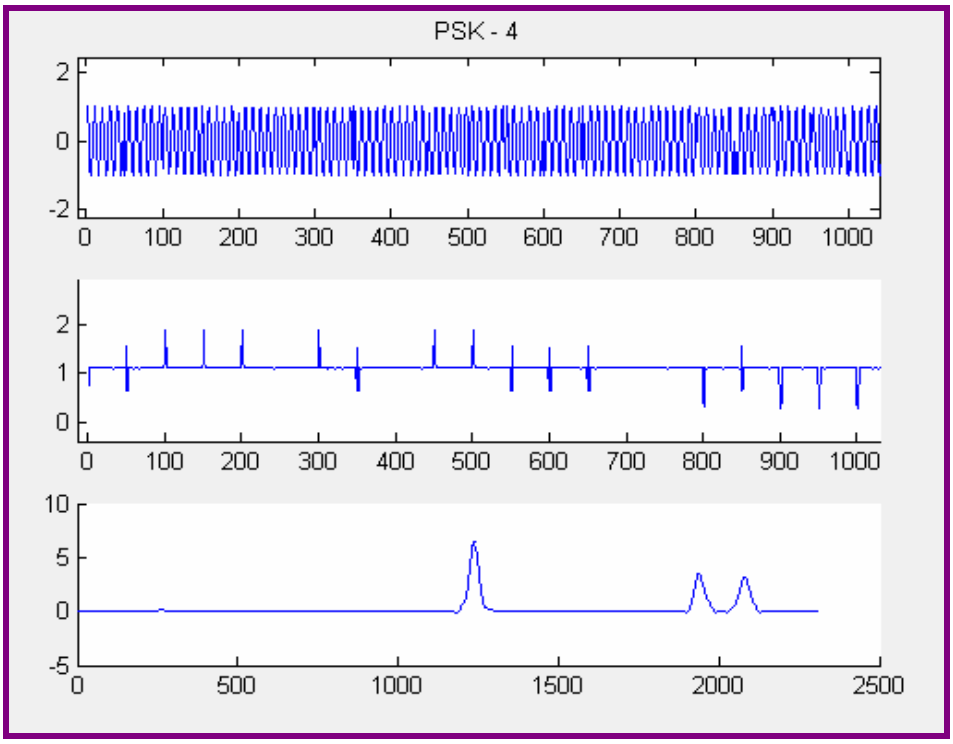
Εικόνα 13: PSK-2 με snr=30db

Όπως παρατηρούμε και από τα διαγράμματα, όταν ο σηματοθορυβικός λόγος είναι μεγάλυτερος από 22db οι κορυφές που προκύπτουν από τις αλλαγές

φάσης μπορούν να διακριθούν από τον θόρυβο. Καθώς ο λόγος κορυφής προς θόρυβο είναι υψηλός, η κατανομή Rice που ακολουθούν οι κορυφές μπορεί να προσεγγιστεί από την κατανομή gauss. Υποθέτωντας ισοπίθανες αλλαγές φάσης για την M-PSK , η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας των κορυφών θα είναι ένα άθροισμα (M-1) γκαουσιανών μεταβλητών.

$$f_p(p \mid M-PSK) \approx \frac{1}{M-1}\sum_{m=2}^{M}\frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n}\exp\left\{-\frac{1}{2\sigma_n^2}(p-p_m)^2\right\} \qquad (\kappa)$$

όπου η τυχαία μεταβλητή p είναι η τιμή της κορυφής και p_m είναι οι άγνωστες μέσες τιμές των κορυφών που δίνονται από την σχέση (...) . Στην εξίσωση αυτή δεν συμπεριλαμβάνεται η αλλαγή φάσης 0 μοιρών καθώς σε αυτήν την περίπτωση δεν παρουσιάζεται κορυφή. Ενώ οι κορυφές που προκύπτουν από αλλαγή φάσης +α και –α θα ταυτίζονται αν το α=i/fc για κάθε θετικό ακέραιο i . Σε αυτή την περίπτωση θα υπάρχουν μόνο M/2 γκαουσιανές στην (κ). Επιπλέον,αν οι τιμές των p_m είναι κοντινές , υπάρχει περίπτωση οι γκαουσιανές να επικαλύπτονται . Επομένως , ισχυριζόμαστε οτι ένα σήμα είναι M-PSK αν στο ιστόγραμμα των κορυφών του εμφανίζονται από M/2 ως M-1 κορυφές.



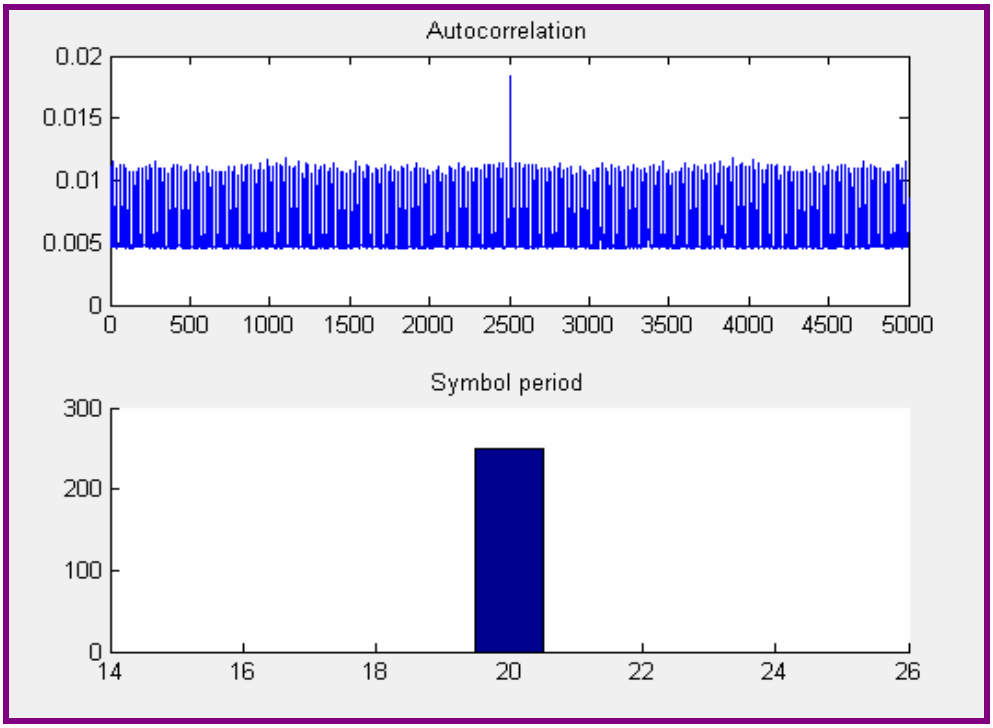
Εικόνα 14: PSK-4 με snr=40db

- M-PSK αναγνώριση για snr<22db

Σε χαμηλές τιμές θορύβου, δεν μπορούμε εύκολα να ξεχωρίσουμε τις κορυφές που οφείλονται στις αλλαγές φάσης . Για να ελαττώσουμε την επίδραση του θορύβου, βρίσκουμε μια εκτίμηση της περιόδου του συμβόλου ακολουθώντας την παρακάτω διαδικασία.
Αρχικά αυτοσυσχετίζουμε το μέγεθος |HWT| .

$$R(a,l) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-|l|-1} \left\{ |WT_P(a,n)| - |W\bar{T}_P(a)| \right\}$$

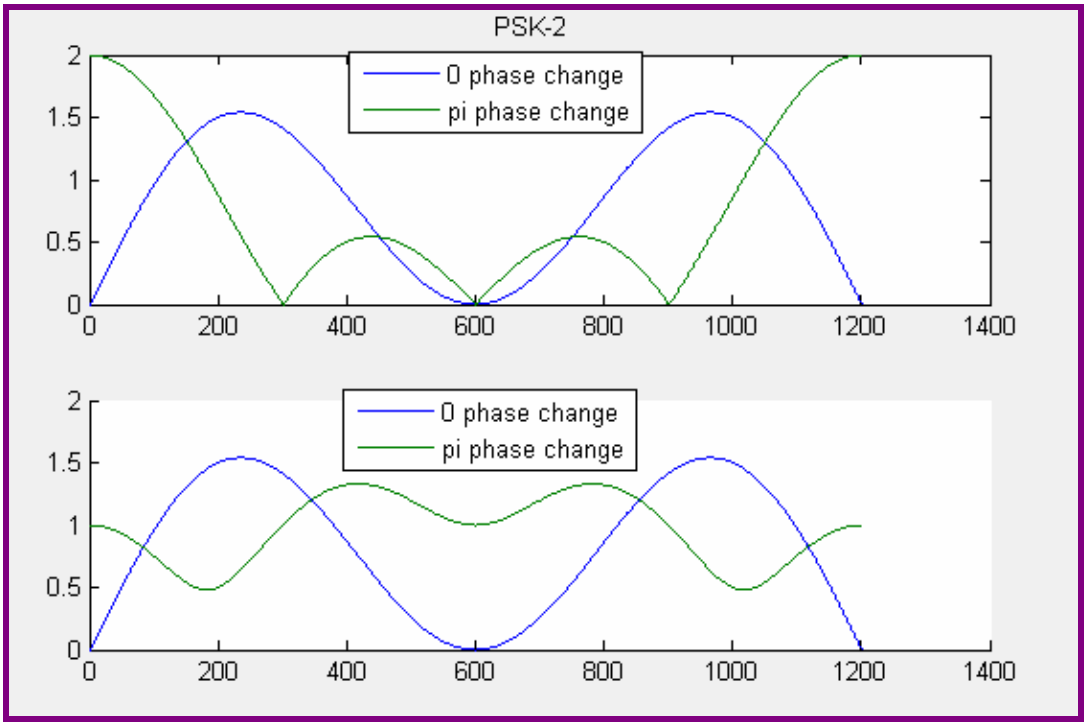
Όπου N είναι ο συνολικός αριθμός των δειγμάτων και $|W\bar{T}_P(a)|$ είναι το μέσο δείγμα του μεγέθους |HWT|.
Όπως γνωρίζουμε η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης για τον λευκό θόρυβο gauss είναι ίση με $R_w(\tau) = \frac{n_0}{2}\delta(\tau)$, αποτελείται δηλαδή από μια συνάρτηση δέλτα με συντελεστή βαρύτητας $n_0/2$ και εμφανίζεται για τ=0. Αυτοσυσχετίζοντας συνεπώς το μέγεθος |HWT| εκτός απο την κορυφή η οποία θα αντιστοιχεί στο θόρυβο , θα εμφανιστούν περιοδικές κορυφές οι οποίες θα αντιστοιχούν στις περιοδικές μεταβολές του σήματος. Οι κορυφές αυτές θα απέχουν διάστημα ίσο με την περίοδο του συμβόλου. Επομένως , κάνοντας ένα ιστόγραμμα των διαστημάτων μεταξύ των κορυφών μπορούμε να βρούμε μια εκτίμηση της περιόδου του συμβόλου.



Εικόνα 15

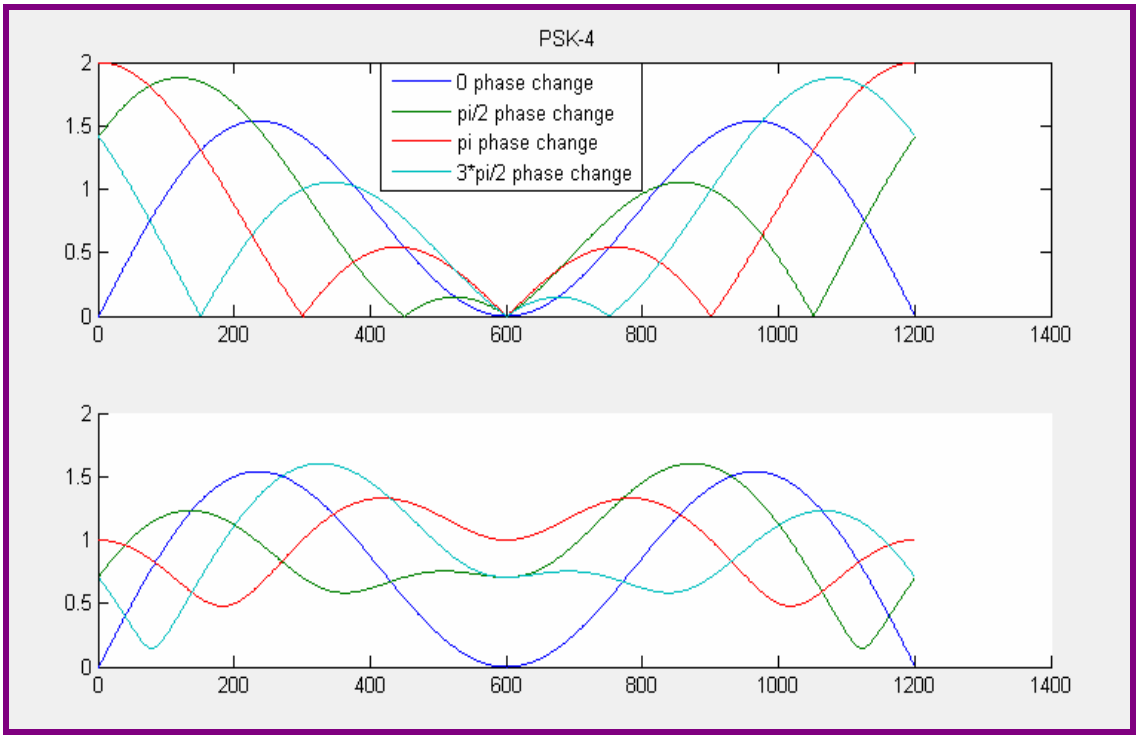
Έχοντας βρει την περίοδο του συμβόλου , μπορούμε να κρατήσουμε μόνο τις τιμές του μεγέθους |HWT| στις οποίες μπορούμε να συναντήσουμε κορυφή, με αποτέλεσμα να μειώνουμε την επίδραση του θορύβου.

Συγκεκριμένα , στο πρόγραμμα μας ακολουθήσαμε την εξής διαδικασία. Χρησιμοποιώντας τον τύπο που βρήκαμε για τα σήματα PSK κατά την μετάβαση του παλμού,δημιουργήσαμε έναν πίνακα ο οποίος για κάθε τιμή της συχνότητας φέροντος μας δίνει τα ύψη των κορυφών που αναμένεται να έχουμε σε κάθε βαθμό διαμόρφωσης. Για την ακρίβεια ,λόγω της παρασιτικής κορυφής που εμφανίζεται στην PSK διαμόρφωση ,κατασκευάσαμε και ένα πίνακα ο οποίος θα μας δίνει τις τιμές των κορυφών αυτών ανάλογα με τη συχνότητα φέροντος.Στις εικόνες που ακολουθούν απεικονίζονται οι αντιστοιχίες της κανονικής κορυφής με τη συχνότητας φέροντος καθώς και οι αντιστοιχίες της παρασιτικής κορυφής με τη συχνότητα φέροντος για σήματα διαμόρφωσης PSK-2 και PSK-4.



Εικόνα 16

Στη συνέχεια , βρήκαμε την ενδιάμεση τιμή του μεγέθους |HWT| στα σημεία που δεν υπήρχαν κορυφές και θεωρώντας οτι αυτή η τιμή αντιστοιχεί ουσιαστικά σε μηδενική αλλαγή φάσης , χρησιμοποιώντας τον πρώτο πίνακα, βρήκαμε τη συχνότητα φέροντος καθώς επίσης και τις υπόλοιπες πιθανές κορυφές για κάθε βαθμό της διαμόρφωσης.



Εικόνα 17

Όπως προαναφέραμε, οι κορυφές ακολουθούν κατανομή Rice . Επομένως, αν υποθέσουμε οτι έχουμε ισοπίθανες αλλαγές φάσης ,ο |HWT| στις αλλαγές φάσης θα έχει συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας ίση με το άθροισμα M συναρτήσεων Rice .

$$f_p(p(i)\,|\,M-PSK) = \frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}\frac{p(i)}{\sigma_n^2}\exp\left\{-\frac{p^2(i)+p_m^2}{2\sigma_n^2}\right\}I_o\left(\frac{p_m p(i)}{\sigma_n^2}\right)$$

Όπου το i παριστάνει την εκτίμηση της περιόδου του συμβόλου που έχουμε βρει και τα p_m δίνονται από τις τιμές των κορυφών που βρήκαμε από τους δύο πίνακες .

Όπως παρατηρούμε όμως και στα διαγράμματα, σε περίπτωση που η συχνότητα φέρντος είναι ίση με το μισό της συχνότητας δειγματοληψίας ή παραπλήσια με αυτό , οι κανονικές κορυφές, που παίρνουμε λόγω της αλλαγής φάσης,είτε

συμπίπτουν είτε πέφτουν πολύ κοντά η μια στην άλλη . Με αποτέλεσμα αν υπολογίσουμε την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας μόνο των κορυφών αυτών ,να μην μπορούμε να αναγνωρίσουμε τον βαθμό της διαμόρφωσης. Για το λόγο αυτό , λαμβάνουμε υπόψη μας και τις παρασιτικές κορυφές οι οποίες δεν εμφανίζουν προβληματική συμπεριφορά για την κρίσιμη αυτή συχνότητα φέροντος. Επομένως , υπολογίζουμε την εξής συνάρτηση για όλους τους βαθμούς διαμόρφωσης που μπορούμε να έχουμε , δηλαδή για M=2 , M=4 και M=8.

$$f_p(p(i),p'(i)\,|\,M-PSK)=\frac{1}{M}\sum_{m=1}^{M}\frac{p(i)}{\sigma_n^2}\exp\left\{-\frac{p^2(i)+p_m^2}{2\sigma_n^2}\right\}I_o\left(\frac{p_m p(i)}{\sigma_n^2}\right)*\frac{p^{'}(i)}{\sigma_n^2}\exp\left\{-\frac{p'^2(i)+p'^2_m}{2\sigma_n^2}\right\}I_o\left(\frac{p'_m\,p'(i)}{\sigma_n^2}\right)$$

Στη συνέχεια , υπολογίζουμε την τιμή πιθανότητας για κάθε πιθανό M ώς εξής

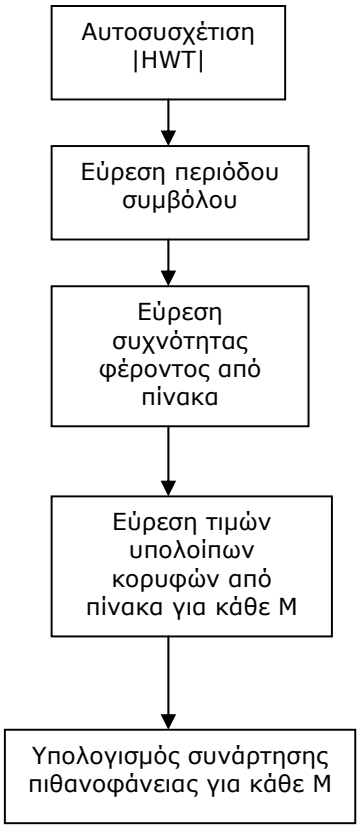
$$\Lambda_{\mathrm{M}}=\prod_{i=0}^{N-1}f_p(p(i),p'(i)\,|\,M-PSK)$$

όπου N είναι ο αριθμός των συμβόλων στην ακολουθία δεδομένων μας. Ο βαθμός που θα μας δώσει και την μεγαλύτερη τιμή του Λ_M αποτελεί τον βαθμό του σήματος μας.

Ένα μειονέκτημα της διαδικασίας που περιγράψαμε αποτελεί και το γεγονός οτι κατά τον υπολογισμό της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας των κορυφών αναγκαζόμαστε να υπολογίσουμε και την τιμή της τροποποιημένης συνάρτησης Bessel , κάτι το οποίο είναι υπολογιστικά ασύμφορο. Για το λόγο αυτό , χρησιμοποιήσαμε μια προσέγγιση της τροποποιημένης συνάρτησης Bessel . Συγκεκριμένα , χρησιμοποιήσαμε την παρακάτω προσεγγιστική σχέση.

$$I_n(x)\approx\frac{1}{\sqrt{2\pi x}}\exp(x)\qquad \text{για}\quad x>>\text{n}$$

Στο διάγραμμα που ακολουθεί απεικονίζεται η διαδικασία που ακολουθούμε για την αναγνώριση του βαθμού διαμόρφωσης για σήματα PSK όταν ο SNR<22db.



- *M-QAM αναγνώριση*

Όπως αποδείξαμε προηγουμένως το μέτρο του μετασχηματισμού wavelet σε περίπτωση που έχουμε QAM σήμα δίνεται από την ακόλουθη σχέση.

$|HWT_{QAM}(a,n)| = \frac{4\sqrt{S_i}}{\sqrt{a\omega_c}} \sin^2(\frac{\omega_c a}{4})$ όπου $S_i = \sqrt{A_i^2 + B_i^2}$ είναι το πλάτος του ι-οστού συμβόλου .

Από τον ορισμό του QAM σήματος είδαμε οτι $S_{QAM} = \sum_{i=1}^{N}(Ai + jBi)u_T(t - iT)$

όπου A_i , $B_i \in \{2m - 1 - M , m = 1,2,\ldots,M\}$.

Επομένως αν υποθέσουμε οτι έχουμε βαθμό διαμόρφωσης ίσο με M τότε οι μέγιστες τιμές που μπορούν να πάρουν τα A_i ,B_i είναι 2M-1-M=M-1. Συνεπώς το

μέγιστο πλάτος ενός σήματος διαμόρφωσης M- QAM είναι $S_i = \sqrt{A_i^2 + B_i^2} = \sqrt{(M-1)^2 + (M-1)^2} = (M-1)\sqrt{2}$

Σε περίπτωση που ο βαθμός διαμόρφωσης του σήματος ήταν M' =2M , τότε το μέγιστο πλάτος του σήματος θα ήταν μεγαλύτερο και συγκεκριμένα θα ίσχυε

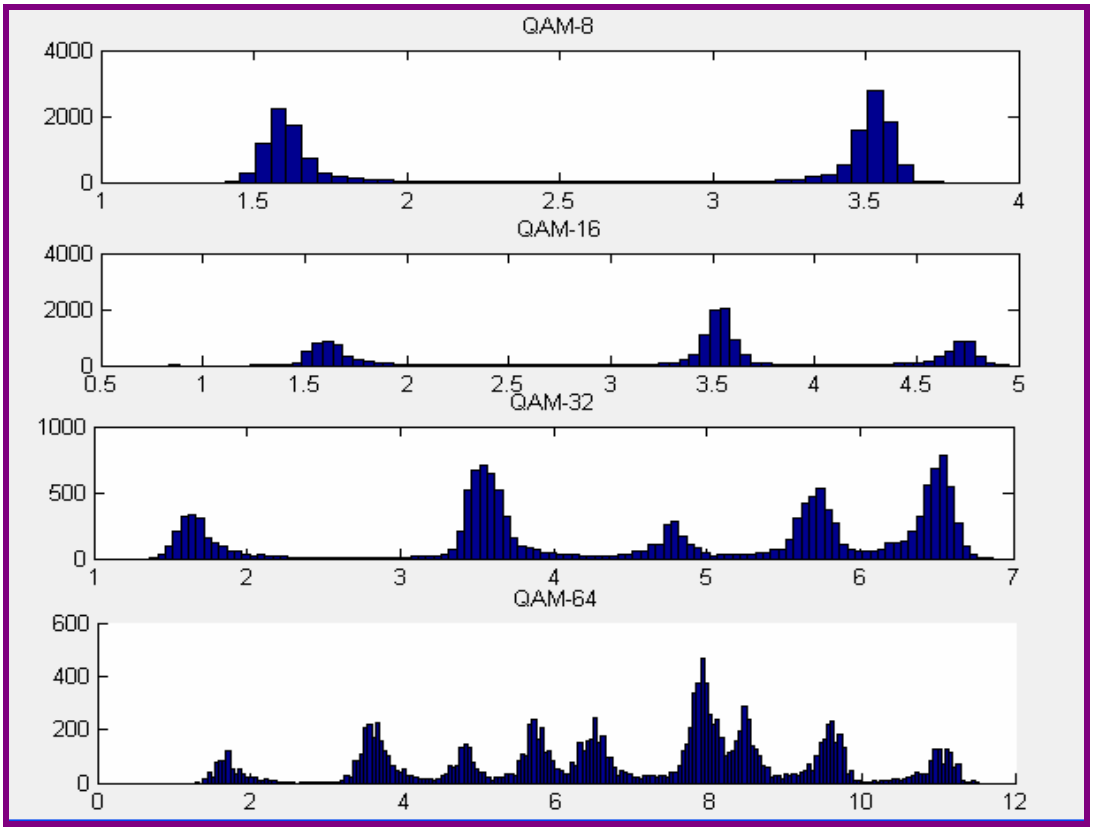
$$S'_i = \sqrt{A'^2_i + B'^2_i} = \sqrt{(M'-1)^2 + (M'-1)^2} = (M'-1)\sqrt{2} = (2M-1)\sqrt{2}$$

Δηλαδή, η σχέση μεταξύ των μεγίστων πλατών του μετασχηματισμού wavelet σημάτων QAM διαδοχικού βαθμού είναι η εξής

$$\frac{|HWT'_{QAM}(a,n)|}{|HWT_{QAM}(a,n)|} = \frac{\sqrt{S'_i}}{\sqrt{S_i}} = \sqrt{\frac{M'-1}{M-1}} = \sqrt{\frac{2M-1}{M-1}}$$

όπου M είναι ο μικρότερος βαθμός απο τους δύο διαδοχικούς .

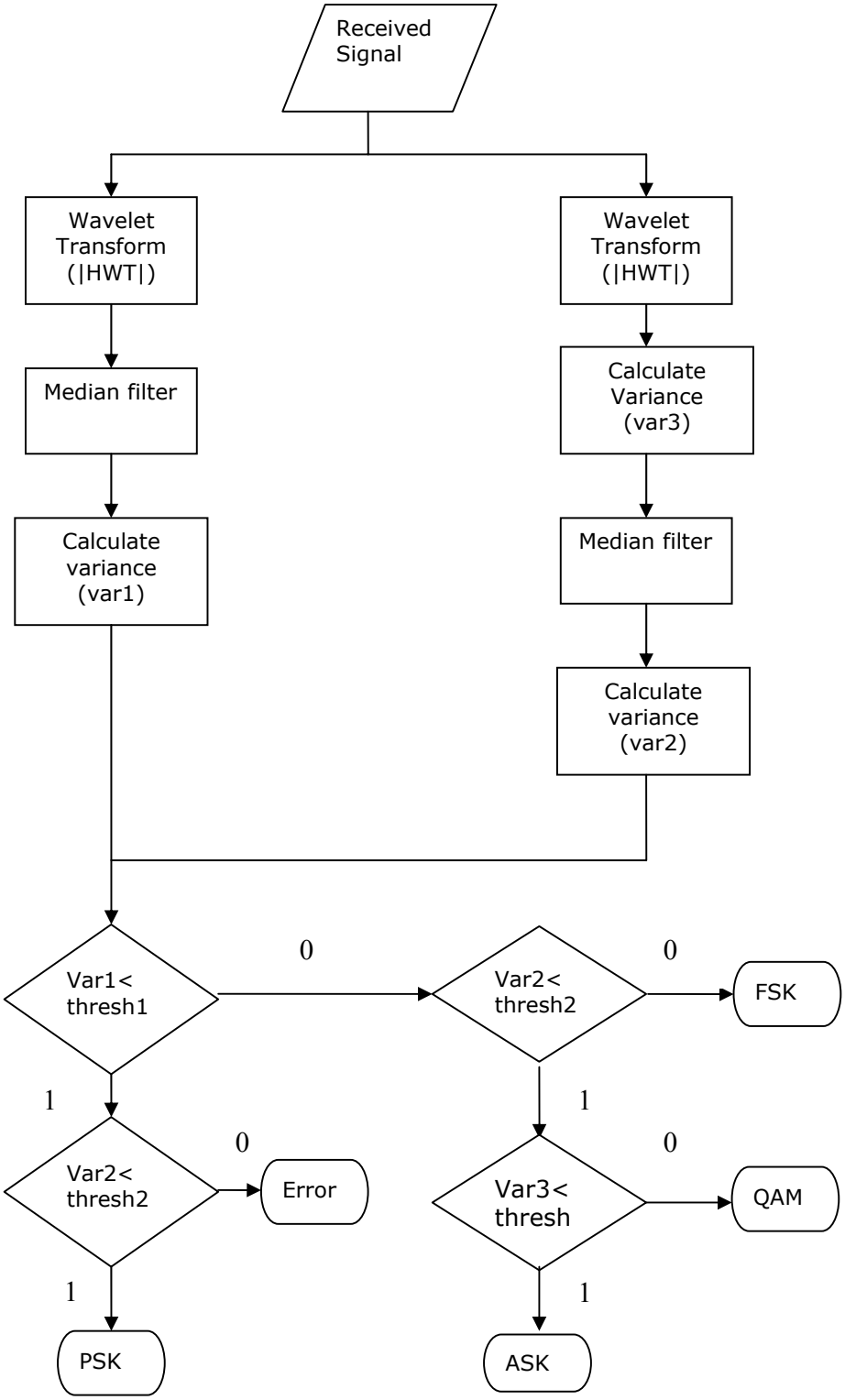
Παρατηρούμε,δηλαδή, οτι όταν αυξάνεται ο βαθμός διαμόρφωσης , αυξάνεται και το μέγιστο πλάτος μετασχηματισμού wavelet του σήματος. Επομένως ,αν έχουμε βρεί την συχνότητα φέροντος μπορούμε να βρούμε τον βαθμό διαμόρφωσης ενός QAM σήματος βρίσκοντας την περιοχή στην οποία ανήκει το μέγιστο πλάτος του μετασχηματισμού wavelet του σήματος.



Εικόνα 18

Αρκεί λοιπόν να βρούμε την συχνότητα φέροντος του QAM σήματος. Αυτό μπορούμε να το επιτύχουμε υπολογίζοντας την ενδιάμεση τιμή του μεγέθους που έχει προκύψει αφού περάσουμε από φίλτρο ενδιάμεσης τιμής το μετασχηματισμό wavelet του σήματος με κανονικοποιημένο πλάτος. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει , κάνοντας κανονικοποίηση πλάτος στο QAM σήμα, ουσιαστικά το ανάγουμε σε PSK σήμα με μοναδιαίο πλάτος . Επομένως παίρνοντας την ενδιάμεση τιμή του φιλτραρισμένου μετασχηματισμού wavelet του σήματος αυτού μπορούμε να ανατρέξουμε στον πίνακα που έχουμε βρει και περιέχει τις κορυφές του PSK σήματος συναρτήσει της συχνότητας φέροντος και να υπολογίσουμε σε ποια συχνότητα φέροντος αντιστοιχεί η τιμή που έχουμε βρει για κορυφή αλλαγής φάσης 0 μοιρών. Με τον τρόπο αυτό βρίσκουμε την συχνότητα φέροντος και στη συνέχεια μπορούμε με τη βοήθεια του τύπου και της σχέσης των μέγιστων πλατών να υπολογίσουμε το βαθμό του σήματος.

Διάγραμμα ροής αλγόριθμου για αναγνώριση διαμόρφωσης ψηφιακού σήματος



4.6. Διαφορές με ήδη υπάρχον αλγόριθμο

Η χρήση του μετασχηματισμού wavelet για αναγνώριση της διαμόρφωσης ψηφιακών σημάτων έγινε από τους ερευνήτες K.C.Ho , W.Prokopriw, Y.T.Chan. Ο αλγόριθμος που ακολουθήσαμε βασίζεται στον αλγόριθμο που πρότειναν , διαφοροποιείται όμως στα ακόλουθα σημεία.

- Αρχικά με τον δικό μας αλγόριθμο είμαστε σε θέση να αναγνωρίσουμε σήματα διαμόρφωσης ASK και QAM , κάτι το οποίο δεν είχε συμπεριληφθεί στον ήδη υπάρχον αλγόριθμο.

- Επιπλέον πετύχαμε να αναγνωρίσουμε όχι μόνο το είδος διαμόρφωσης αλλά και τον βαθμό διαμόρφωσης σημάτων ASK και QAM .

- Στη διαμόρφωση PSK , όταν έχουμε σηματοθορυβικό λόγο μικρότερο από 22db ακολουθούμε μια διαφορετικη διαδικασία για την αναγνώριση του βαθμού η οποία έχει καλύτερα αποτελέσματα από την προτεινόμενη διαδικασία.

- Στην αναγνώριση PSK και QAM καταφέρνουμε και βρίσκουμε και την συχνότητα φέροντος , επιτυγχάνοντας έτσι μια πληρέστερη περιγραφή του λαμβανόμενου σήματος. Αυτό μπορούμε να το πετύχουμε επίσης και στην ASK διαμόρφωση και δεν υλοποιήθηκε απλά επειδή δεν μας χρειάστηκε για την αναγνώριση του βαθμού σήματος της διαμόρφωσης αυτής.

- Κατά τον διαχωρισμό των ειδών διαμόρφωσης , διευκολυνθήκαμε από ένα κρίτηριο που λαμβάνει υπόψη του το γεγονός οτι η απόκλιση των ASK και QAM με και χωρίς κανονικοποίηση πλάτους διαφέρει σημαντικά.

- Κατά την αναγνώριση του βαθμού στις διαμορφώσεις FSK , ASK και PSK χρησιμοποιούμε βαθυπερατό φίλτρο έτσι ώστε να εξομαλύνουμε τον θόρυβο και να πετύχουμε καλύτερα αποτελέσματα.

- Χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό wavelet όπως τον ορίζει το Matlab αποφύγαμε τον διπλασιασμό της ισχύος του θορύβου , κάτι το οποίο δεν αποφεύγεται στη περίπτωση του ήδη υπάρχοντος αλγορίθμου.

- Αντικαταστήσαμε τη χρήση της συνάρτησης Bessel με μια επιτυχή προσέγγιση της , αποφεύγοντας με αυτόν τον τρόπο την υπολογιστική πολυπλοκότητα με την οποία θα επιβαρύναμε το πρόγραμμα μας.

- Υπολογίσαμε τα κατώφλια για τον διαχωρισμό της διαμόρφωσης βάσει των καμπύλων απόκλισης σημάτων διαφορετικών διαμορφώσεων συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου.

- Στην FSK διαμόρφωση , λάβαμε έναν επιπλέον περιορισμό για την απόσταση μεταξύ των bins έτσι ώστε να αναγνωρίζονται σωστά οι κορυφές σε περίπτωση χαμηλού σηματοθορυβικού λόγου αποφεύγοντας τον υπολογισμό της περιόδου συμβόλου και του χρόνου συγχρονισμού στον οποίο καταφεύγει ο άλλος αλγόριθμος .

4.7. Μελλοντικές βελτιώσεις αλγορίθμου

Όπως θα συμπεράνουμε και από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης ,ο αλγόριθμος αυτός παρουσιάζει αρκετά ικανοποιητικά ποσοστά επιτυχίας για την αναγνώριση ψηφιακών σημάτων ακόμα και σε χαμηλές τιμές σηματοθορυβικού λόγου. Ένα σημαντικό όμως μειονέκτημα του συγκεκριμένου αλγόριθμου είναι οτι εφαρμόζεται σε σήματα απείρου εύρους ζώνης, με αποτέλεσμα να περιορίζεται η πρακτική εφαρμογή του. Επομένως , υπάρχει η δυνατότητα περαιτέρω βελτίωσης του αλγορίθμου έτσι ώστε να εφαρμόζεται σε σήματα περιορισμένου εύρους ζώνης. Συγκεκριμένα , θα μπορούσε να διατηρηθεί η κεντρική ιδέα του

αλγορίθμου και με ορισμένες τροποποιήσεις , όπως για παράδειγμα η αλλαγή του είδους του μητρικού wavelet που χρησιμοποιήσαμε (Haar), να δημιουργηθεί ένας αλγόριθμος που να ανταποκρίνεται και στους πρακτικούς περιορισμούς μετάδοσης των ψηφιακών σημάτων.

4.8. Προσομοίωση και αποτελέσματα προσομοίωσης

Στο σημείο αυτό θα παρουσιάσουμε τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του αναγνωριστή ψηφιακού σήματος στο Matlab .

Στο πρόγραμμα μας,η συχνότητα φέροντος τέθηκε ίση με 120kHz και η συχνότητα δειγματοληψίας ίση με 1200 kHz. Ο ρυθμός συμβόλων είναι 24 symbols/second, ενώ ο αριθμός των συμβόλων σε κάθε ακολουθία σήματος είναι 300 σύμβολα. Η ακολουθία δεδομένων για διαμόρφωση παράγεται από μια γεννήτρια τυχαίων αριθμών .Στην εφαρμογή του μετασχηματισμού wavelet χρησιμοποιούμε κλίμακα ίση με 4, ενώ το μήκος του φίλτρου ενδιάμεσης τιμής είναι 25. Κατά τον σχεδιασμό του ιστογράμματος , υπολογίσαμε τον αριθμό των κελιών του (bins) σύμφωνα με τον κανόνα Freedman-Diaconis (*) .Τέλος , θεωρούμε οτι εκτός από τον σηματοθορυβικό λόγο (snr) , δεν γνωρίζουμε επιπλέον παραμέτρους για την αναγνώριση του σήματος.

Αρχικά για την αναγνώριση διαμόρφωσης χρησιμοποιήσαμε σήμα PSK-8 , FSK-2, QAM-8 και ASK-2 .Στον ακόλουθο πίνακα απεικονίζονται τα αποτελέσματα που βρήκαμε ως μέσο όρο 200 ανεξαρτήτων προσομοιώσεων για snr=15db και snr=10db.

(*) Σύμφωνα με τον κανόνα Freedman-Diaconis ισχύει οτι :Bin size=2IQR(x)$N^{-1/3}$ όπου x είναι τα δεδομένα,IQR η διαφορά ανάμεσα στο τρίτο και το πρώτο quartile των δεδομένων και N ο αριθμός των δεδομένων στο δείγμα μας.

SNR=15db

	PSK	FSK	QAM	ASK
PSK-8	100%	0%	0%	0%
FSK-2	O%	100%	0%	0%
QAM-8	0%	0%	100%	0%
ASK-2	0%	0%	0%	100%

SNR=10db

	PSK	FSK	QAM	ASK
PSK-8	98.6%	0%	1.4%	0%
FSK-2	O%	100%	0%	0%
QAM-8	0%	0%	100%	0%
ASK-2	0%	0%	0%	100%

Ο λόγος που χρησιμοποιήσαμε τους συγκεκριμένους βαθμούς διαμόρφωσης είναι οτι αναμένεται να δίνουν χειρότερα αποτελέσματα σε σχέση με τους υπόλοιπους βαθμούς . Για παράδειγμα , η FSK-2 θα εμφανίζει μικρότερη τιμή απόκλισης από την FSK-8 με αποτέλεσμα αν επιτυγχάνεται ο διαχωρισμός ανάμεσα σε FSK-2 και σήματα διαμόρφωσης PSK είναι αναμενόμενο να επιτυγχάνεται και για τους υπόλοιπους βαθμούς διαμόρφωσης FSK.

Στη συνέχεια ακολουθούν τα αποτελέσματα για τους αναγνωριστές βαθμού για κάθε διαμόρφωση καθώς και κάποια διαγράμματα του ποσοστού επιτυχίας.

- Για M-PSK αναγνωριστή

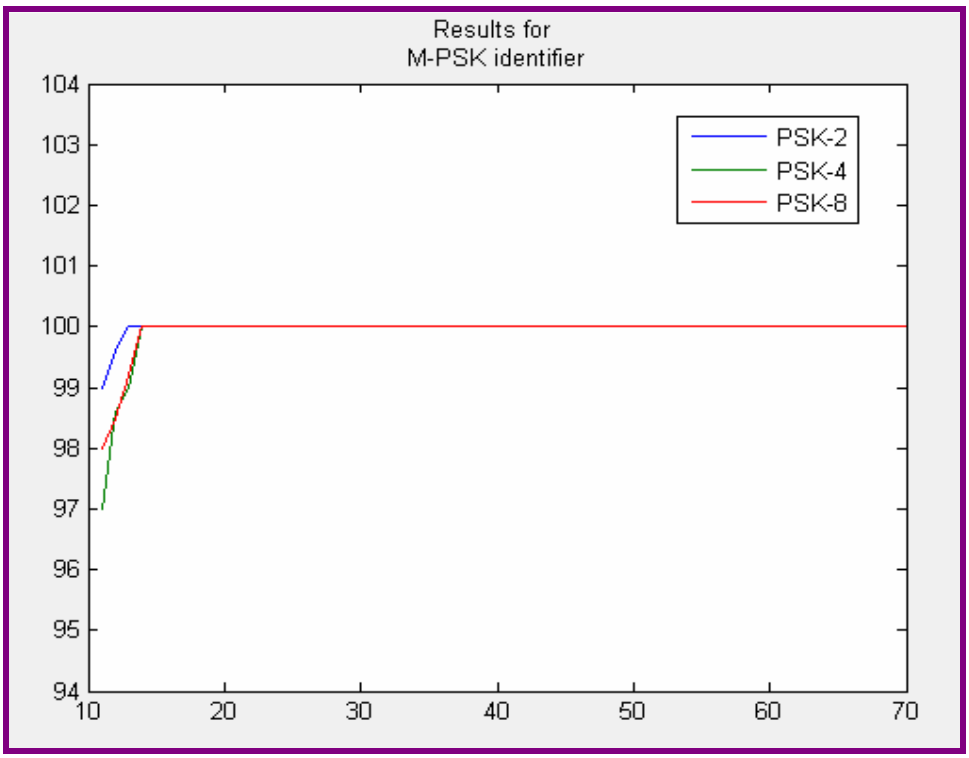
SNR=15db

M-PSK	PSK-2	PSK-4	PSK-8
PSK-2	100%	0%	0%
PSK-4	0%	100%	0%
PSK-8	0%	0%	100%

SNR=10db

M-PSK	PSK-2	PSK-4	PSK-8
PSK-2	100%	0%	0%

PSK-4	0.1%	99.9%	0%
PSK-8	0%	0.2%	99.8%



Εικόνα 19

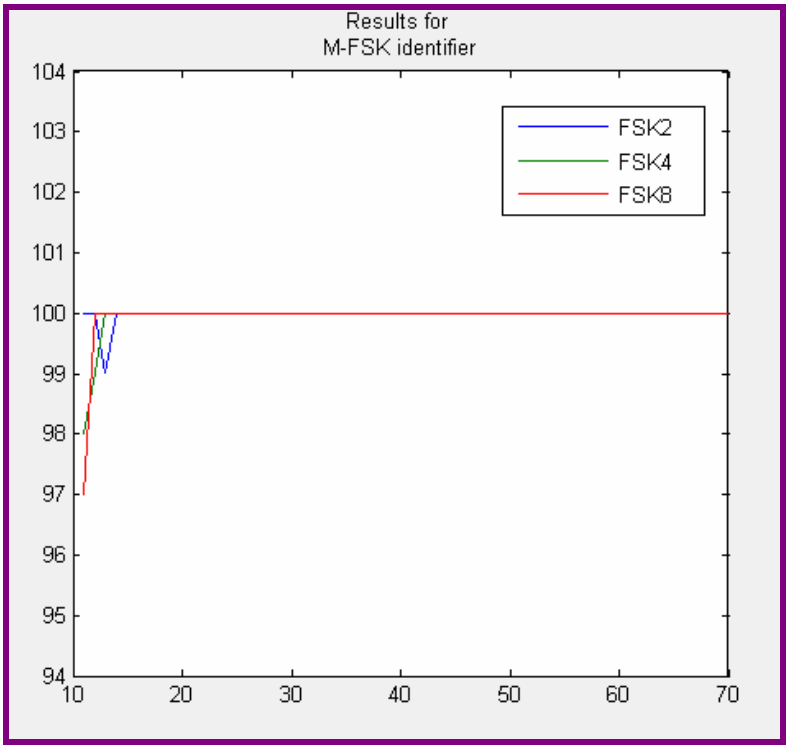
- Για M-FSK αναγνωριστή

SNR=15db

M-FSK	**FSK-2**	**FSK-4**	**FSK-8**
FSK-2	100%	0%	0%
FSK-4	0%	100%	0%
FSK-8	0%	0%	100%

SNR=10db

M-FSK	**FSK-2**	**FSK-4**	**FSK-8**
FSK-2	100%	0%	0%
FSK-4	0.2%	98.3%	1.5%
FSK-8	0%	0.5%	99.5%



Εικόνα 20

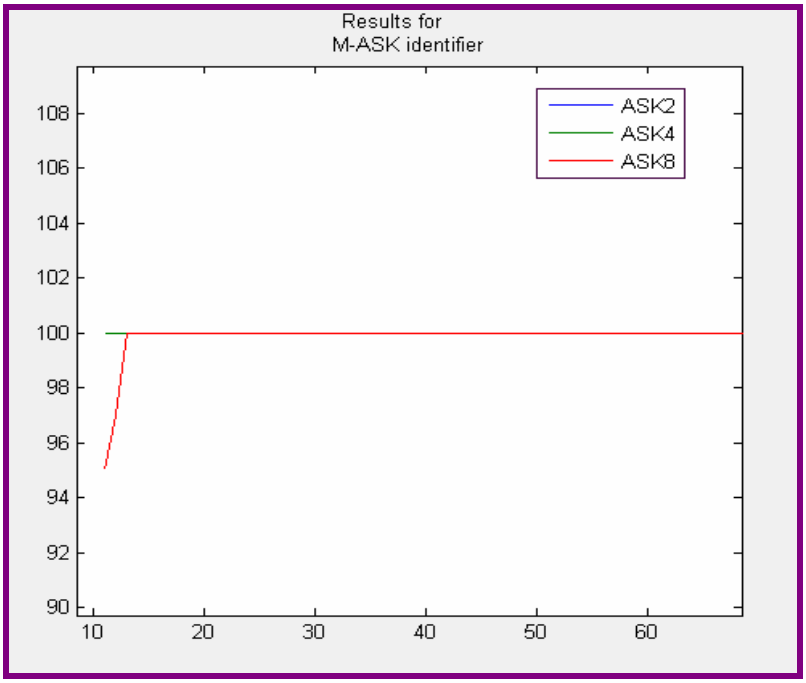
- M-ASK αναγνωριστή

SNR=15db

M-ASK	ASK-2	ASK-4	ASK-8
ASK-2	100%	0%	0%
ASK-4	0%	100%	0%
ASK-8	0%	0%	100%

SNR=10db

M-ASK	ASK-2	ASK-4	ASK-8
ASK-2	100%	0%	0%
ASK-4	0%	98.5%	1.5%
ASK-8	0%	1%	99%



Εικόνα 21

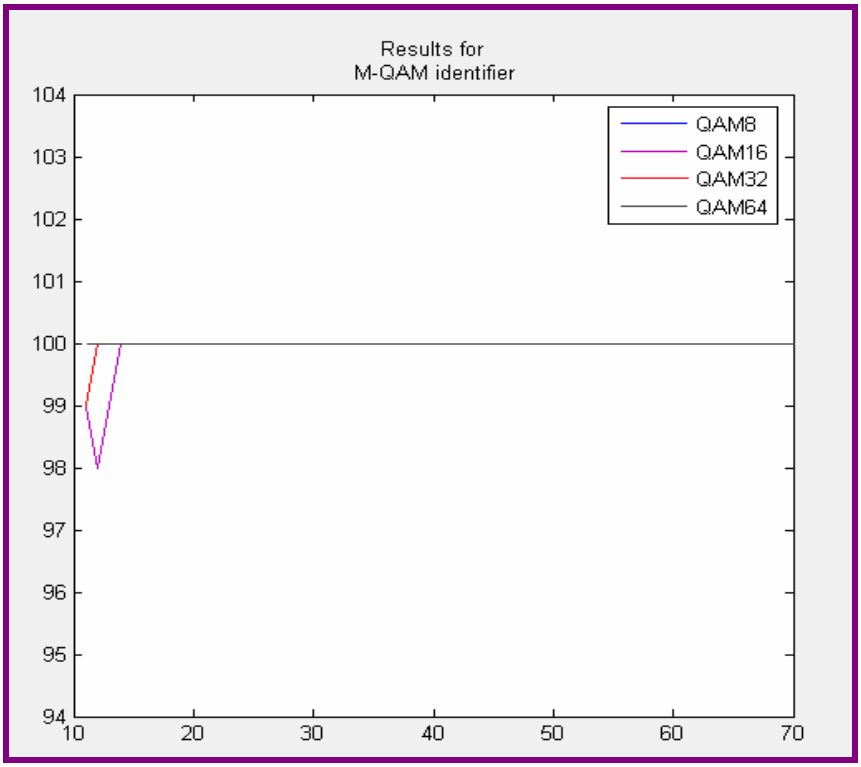
• M-QAM αναγνωριστής

SNR=15db

M-QAM	QAM-8	QAM-16	QAM-32	QAM-64
QAM-8	100%	0%	0%	0%
QAM-16	0%	100%	0%	0%
QAM-32	0%	0%	100%	0%
QAM-64	0%	0%	0%	100%

SNR=10db

M-QAM	QAM-8	QAM-16	QAM-32	QAM-64
QAM-8	100%	0%	0%	0%
QAM-16	0%	99.4%	0.6%	0%
QAM-32	0%	0.3%	99.7%	0%
QAM-64	0%	0%	0%	100%


Results for
M-QAM identifier
QAM8
QAM16
QAM32
QAM64
104
103
102
101
100
99
98
97
96
95
94
10
20
30
40
50
60
70

Εικόνα 22

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

ΚΩΔΙΚΑΣ MATLAB

• Δημιουργία ψηφιακών σημάτων

ASK διαμόρφωσης

```
disp(['ASK  SIGNAL']);
M=input('dwse tin taksi tis diamorfwsis(2/4/8)>');
snr=input('dwse tin isxu tou thoruvou se db>');

if ~((M==2)|(M==4)|(M==8))
   M=input('Dwsate lathos apantisi gia tin taksi ths diamorfwsis.epilekste anamesa stis eksis:2/4/8>');
end

if ((snr>90)|(snr<5))
   snr=input('Dwsate eite polu upsili eite poli xamili timi thoruvou ,epilekste anamesa se 5-90db: >');
end

N=300;          %number of symbols
Ns=50;          %number  of  samples/symbol
fc=120;         %carrier  frequency
fs=1200;        %sampling  frequency
Ts=1/fs;        %sampling  period
wc=2*pi*fc;

 t=-N*Ns*Ts/2:Ts:N*Ns*Ts/2-Ts;
x=randsrc(1,N,[1:M]);    %data
recty=rectpulse(x,Ns);
 noisy=awgn(recty,snr,'measured');
 s=noisy.*exp(i*wc.*t);
out =identify(s,snr);
```

PSK διαμόρφωσης

```
disp(['PSK  SIGNAL']);
M=input('dwse tin taksi tis diamorfwsis(2/4/8)>');
snr=input('dwse tin isxu tou thoruvou se db>');

if ~((M==2)|(M==4)|(M==8))
   M=input('Dwsate lathos apantisi gia tin taksi ths diamorfwsis.epilekste anamesa stis eksis:2/4/8>');
end

if ((snr>90)|(snr<5))
   snr=input('Dwsate eite polu upsili eite poli xamili timi thoruvou ,epilekste anamesa se 5-90db: >');
end



N=300;            %number of symbols
Ns=50;            %number  of  samples/symbol
fc=120;           %carrier  frequency
fs=1200;          %sampling  frequency
Ts=1/fs;          %sampling  period
wc=2*pi*fc;

 t=-N*Ns*Ts/2:Ts:N*Ns*Ts/2-Ts;
x=randsrc(1,N,[0:M-1]);            %data
y=pskmod(x,M);
recty=rectpulse(y,Ns);
noisy=awgn(recty,snr,'measured');
 s=noisy.*exp(i*wc.*t);
  out=identify(s,snr);
```

FSK διαμόρφωσης

```
disp(['FSK  SIGNAL']);
M=input('dwse tin taksi tis diamorfwsis(2/4/8)>');
snr=input('dwse tin isxu tou thoruvou se db>');



% elegxos gia to an dothikan ta swsta dedomena
if ~((M==2)|(M==4)|(M==8))
   M=input('Dwsate lathos apantisi gia tin taksi ths diamorfwsis.epilekste anamesa stis eksis:2/4/8>');
end

if ((snr>90)|(snr<5))
   snr=input('Dwsate eite polu upsili eite poli xamili timi thoruvou ,epilekste anamesa se 5-90db: >');
end

N=300;            %number of symbols
Ns=50;            %number  of  samples/symbol
Fc=120;           %carrier  frequency
Fs=1200;          %sampling  frequency
Ts=1/Fs;          %sampling  period
wc=2*pi*Fc;
freq_sep=12;    %separation between frequencies

t=-N*Ns*Ts/2:Ts:N*Ns*Ts/2-Ts;


x=randsrc(1,N,[0:M-1]);              %data
y=fskmod(x,M,freq_sep,Ns,Fs,'cont');
 noisy=awgn(y,snr,'measured');
 s=noisy.*exp(i*wc.*t);
 out=identify(s,snr);
```

QAM διαμόρφωσης

```
disp(['QAM  SIGNAL']);
M=input('dwse tin taksi tis diamorfwsis(8/16/32/64)>');
snr=input('dwse tin isxu tou thoruvou se db>');

if ~((M==8)|(M==16)|(M==32)|(M==64))
   M=input('Dwsate lathos apantisi gia tin taksi ths diamorfwsis.epilekste anamesa stis eksis:2/4/8>');
end

if ((snr>90)|(snr<5))
   snr=input('Dwsate eite polu upsili eite poli xamili timi thoruvou ,epilekste anamesa se 5-90db: >');
end

N=300;          %number of symbols
Ns=50;          %number  of  samples/symbol
Fc=200;         %carrier  frequency
Fs=1200;        %sampling  frequency
Ts=1/Fs;        %sampling  period
wc=2*pi*Fc;

t=-N*Ns*Ts/2:Ts:N*Ns*Ts/2-Ts;

xx=randsrc(1,N,[0:M-1]);
y=qammod(xx,M);

recty=rectpulse(y,Ns);
noisy=awgn(recty,snr,'measured');
s=noisy.*exp(i*wc.*t);
out=identify(s,snr);
```

- Αναγνώριση διαμόρφωσης ψηφιακών σημάτων

Συνάρτηση η οποία παίρνει ως είσοδο το λαμβανόμενο σήμα ,αναγνωρίζει το είδος της διαμόρφωσης του και στη συνέχεια ανάλογα με αυτό καλεί την αντίστοιχη συνάρτηση που θα αναγνωρίσει τον βαθμό της διαμόρφωσης : identify.m

```
function out =identify(signal,snr);

figure;                %to lamvanomeno sima
plot(1:length(signal),real(signal));
title('to lamvanomeno sima');

%upologismos parathurou endiamesis timis
dim=(25);
scale=4;

%upologismos tou |HWT| xwris kanonikopoihsh platous
hwt=cwt(signal,1:5,'db1');
abshwt=abs(hwt(scale,:));
figure;
plot(1:length(abshwt),abshwt);
title('|HWT|');
apok1=var(abshwt);

%to pername apo ena filtro endiamesis timis gia na apokopounn oi korufes
medhwt=medfilt1(abshwt,dim);
figure;
plot(1:length(medhwt),medhwt);
title('|HWT| meta apo to filtro endiamesis timis');
apok2=var(medhwt);

%upologizoume tis times katwfliwn me tis opoies tha sugrinoume tis
%apokliseis gia na diaxwrisoume ta eidi diamorfwsis

[thresh1 thresh2]=calc_thresh(snr);
```

```
%sugrinoume tin apoklisi me mia timi katwfliou -thresh1-
%an to sima einai psk h apoklisi tou tha einai mikroteri tis timis autis
%alliws an einai fsk h qam h apoklisi tou tha einai megaluteri tis timis
%autis

if (apok2<thresh1)
   psk1=1;
   qam1=0;
   fsk1=0;
   ask1=0;
else
   psk1=0;
   qam1=1;
   fsk1=1;
   ask1=1;
end

%kanonikopoihsi platous & upologismos tou |HWT|

norms=signal./abs(signal);
normhwt=cwt(norms,1:5,'db1');
normabshwt=abs(normhwt(scale,:));
figure;
plot(1:length(normabshwt),normabshwt);
title('|HWT| me kanonikopoihsh platous');
apok3=var(normabshwt);

%to pername apo ena filtro endiamesis timis gia na apokopounn oi korufes
mednormhwt=medfilt1(normabshwt,dim);
figure;
plot(1:length(mednormhwt),mednormhwt);
title('|HWT| me kanonikopoihsi platous  meta apo to filtro endiamesis timis');
apok4=var(mednormhwt);

 % sugrinoume tin apoklisi gia kanonikopoihmeno platos me mia diaforetiki
% timi katwfliou
```

```
% an to sima einai psk h apoklisi tou tha einai kai pali mikroteri tis timis
% autis, to idio omws tha isxuei kai an einai qam ,diaforetika
% an einai fsk h apoklisi tou tha einai megaluteri tis timis
% autis

 test=apok2/apok4;

%se periptwsi pou einai qam tha exei diafora h prwti apoklisi
%apo ti deuteri kati to opoio den sumvainei stis alles duo diamorfwseis

if (apok4<thresh2)|(test>10)
    psk2=1;
    qam2=1;
    fsk2=0;
    ask2=1;
else
    psk2=0;
    qam2=0;
    fsk2=1;
    ask2=0;
end

%analoga me tis sugriseis pou exoume kanei ,kataligoume sto eidos tou
%simatos

psk=and(psk1,psk2);
fsk=and(fsk1,fsk2);
qam=and(qam1,qam2);
ask=and(ask1,ask2);

thresh3=calc_thresh3(snr);

 if (ask==1)|(qam==1)
    if (apok3>thresh3)
          ask=0;
    else
        qam=0;
```

```
    end
end

if psk==1
   disp(['PSK']);
    [m]=identify_psk(signal,abshwt,snr);
    out1=m;

else if fsk==1
        disp(['FSK']);
       [m]=identify_fsk(mednormhwt,snr);
        out1=m;

    else if qam==1
         disp(['QAM']);
         m=identify_qam(medhwt,mednormhwt,snr);
         out1=m;

        else if ask==1
               disp(['ASK']);
                m=identify_ask(medhwt,snr);
                out1=m;

            end
        end
    end
end
```

Η συνάρτηση calc_thresh λαμβάνει ως είσοδο την τιμή του σηματοθορυβικού λόγου και δίνει ως έξοδο τις τιμές των δύο κατωφλίων με τις οποίες γίνεται ο διαχωρισμός της διαμόρφωσης σε PSK ή FSK ή QAM /ASK .

```
function [out1 out2]=calc_thresh(snr);
 if snr>16
    thresh1=1.0*1e-3;
    thresh2=1.0*1e-3;
else
        p1 = -6.192e-011 ;
      p2 =  7.577e-009 ;
      p3 = -3.903e-007 ;
      p4 =  1.103e-005 ;
      p5 =  -0.0001878 ;
      p6 =    0.001992 ;
      p7 =    -0.01304 ;
      p8 =     0.04493 ;
      x=snr;
      thresh1 = p1*x^7 + p2*x^6 + p3*x^5 + p4*x^4 + p5*x^3 + p6*x^2 + p7*x + p8;


      pp1 = -1.255e-012;
      pp2 =  1.931e-010 ;
      pp3 = -1.293e-008;
      pp4 =  4.936e-007 ;
      pp5 = -1.182e-005;
      pp6 =   0.0001838 ;
      pp7 =   -0.001855 ;
      pp8 =     0.01175;
      pp9 =    -0.04287;
      pp10 =     0.07204;
     thresh2= pp1*x^9 + pp2*x^8 + pp3*x^7 + pp4*x^6 +pp5*x^5 + pp6*x^4 + pp7*x^3 + pp8*x^2 +
pp9*x + pp10;
 end
 out1=thresh1;
out2=thresh2;
```

Η συνάρτηση calc_thresh3 λαμβάνει ως είσοδο την τιμή του σηματοθορυβικού λόγου και δίνει ως έξοδο την τιμή του κατωφλίου που διαχωρίζει την διαμόρφωση ASK από την QAM.

```
function [out]=calc_thresh3(snr);


if snr>30
   thresh3=0.005;
else
  ppp1 =  1.311e-010;
   ppp2 = -2.065e-008;
   ppp3 =  1.338e-006;
   ppp4 = -4.565e-005;
   ppp5 =   0.0008637;
   ppp6 =   -0.008505;
   ppp7 =      0.0313;
   ppp8 =     0.05132;


   thresh3= ppp1*snr^7 + ppp2*snr^6 + ppp3*snr^5 + ppp4*snr^4 + ppp5*snr^3 +ppp6*snr^2 +
ppp7*snr+ppp8;
end
 out=thresh3;
```

- Αναγνώριση του βαθμού διαμόρφωσης

Η κάθε συνάρτηση λαμβάνει ως είσοδο τον μετασχηματισμό wavelet του σήματος (πριν ή μετά το φίλτρο ενδιάμεσης τιμής) και δίνει τον βαθμό της διαμόρφωσης του.

<u>Για ASK διαμόρφωση</u>

```
function out= identify_ask(medhwt,snr);


size=length(medhwt);
```

```
b=upol_binsize(medhwt);
x=min(medhwt):b:max(medhwt);
figure;
 hist(medhwt,x);
[n,xout]=hist(medhwt,x);

k=0;
 for l=1:1:length(n)
    if (l==1)&(n(l)>n(l+1))&(n(l)>0.0325*size)
            k=k+1;
            suntet(k)=xout(l);
    else if (l==length(n))&(n(l)>n(l-1))&(n(l)>0.0325*size)
              k=k+1;
              suntet(k)=xout(l);
     else if ((l~=1)&(l~=length(n))&(n(l)>n(l+1))&(n(l)>n(l-1)))&(n(l)>0.0325*size)

             k=k+1;
             suntet(k)=xout(l);
         end
        end
     end
end



 num=k;
for q=2:1:k
    if suntet(q)-suntet(q-1)<0.08 %prin eixa 0.05=>90%,0.045=>96%
        num=num-1;
    end
end

if (num>0)&(num<3)
    m=2;
else if (num>2)&(num<5)
        m=4;
    else if (num>4)&(num<9)
```

```
            m=8;
        else
            m=0;
        end
    end
end

out=m;
```

Για FSK διαμόρφωση

```
function [out]=identify_fsk(signal,snr);
 size=length(signal);
 m=0;%arxikopoioume tin metavliti stin opoia tha apothikeusoume to vathmo
 ft=test1();
fltmed=conv(signal,ft);
fltmed=fltmed(length(ft):length(fltmed)-length(ft));

%upologizoume to megethos tou bin sumfwna me  ton kanona tou freedman
b=upol_binsize(fltmed);
x=min(fltmed):b:max(fltmed);
hist(fltmed,x);
[n,xoutt]=hist(fltmed,x);



thresh=0.02*size;
k=1;

%vriskoume tis korufes tou istogramatos kai tis kratame sti metavliti
%korufes

for l=1:1:length(n)
    if (l==1)&(n(l)>n(l+1))&(n(l)>thresh)
            korufes(k)=n(l);
            suntet(k)=xoutt(l);
            k=k+1;
```

```
    else if (l==length(n))&(n(l)>n(l-1))&(n(l)>thresh)
            korufes(k)=n(l);
            suntet(k)=xoutt(l);
            k=k+1;
     else if ((l~=1)&(l~=length(n))&(n(l)>n(l+1))&(n(l)>n(l-1))&(n(l)>thresh))
             korufes(k)=n(l);
             suntet(k)=xoutt(l);
             k=k+1;
        end
       end
     end
end
num=length(korufes);
for q=2:1:k-1
    if suntet(q)-suntet(q-1)<0.045
        num=num-1;
    end
end

 %analoga me ton arithmo twn korufwn tou istogrammatos to katatasoume stin
%analogi katigoria, sugekrimena an uparxoun apo M/2+1 ews M korufes sto
%istogramma tote thewreitai vathmou M

if ((num>0)&(num<3))
    m=2;
   else if (num>2)&(num<5)
        m=4;
         else if (num>4)&(num<9)
           m=8;

        end
    end
end

out=m;
```

Για QAM διαμόρφωση

```
function out=identify_qam(medhwt,mednormhwt,snr);

med=median(mednormhwt);
load('peakLevelsPsk2a.mat');
aabshwt=abshwt(1:201);
[tmp ind1]=find(abs(aabshwt-med)==min(abs(aabshwt-med)));

 load('maxqam.mat');
qam8=maxqam8(ind1);
qam16=maxqam16(ind1);
qam32=maxqam32(ind1);
qam64=maxqam64(ind1);
 size=length(medhwt);

m=0; %arxikopoioume tin metavliti stin opoia tha kratisoume to vathmo
%upologizoume to megethos tou bin sumfwna me ton kanona tou freedman kai
%ftiaxnoume to istogramma tou simatos, sti metavliti n kratame to upsos twn
%bins, enw sti metavliti xoutt kratame ti thesi twn bins

binsize=upol_binsize(medhwt);
x=min(medhwt):binsize:max(medhwt);
figure;
hist(medhwt,x);
[n,xoutt]=hist(medhwt,x);

k=1;
size=length(medhwt);



%vriskoume tis korufes tou istogrammatos kai tis kratame sti metavliti
%korufes

for l=1:1:length(n)
    if (l==1)&(n(l)>n(l+1))&(n(l)>50)
            korufes(k)=n(l);
            suntet(k)=xoutt(l);
            k=k+1;
```

```
    else if (l==length(n))&(n(l)>n(l-1))&(n(l)>50)
            korufes(k)=n(l);
            suntet(k)=xoutt(l);
            k=k+1;
     else if ((l~=1)&(l~=length(n))&(n(l)>n(l+1))&(n(l)>n(l-1))&(n(l)>50))
             korufes(k)=n(l);
             suntet(k)=xoutt(l);
            k=k+1;
        end
       end
     end
end

maxsuntet=max(suntet);
 if (maxsuntet>0.9*qam8)&(maxsuntet<1.1*qam8)
    m=8;
else if (maxsuntet>0.9*qam16)&(maxsuntet<1.1*qam16)
       m=16;
    else if (maxsuntet>0.9*qam32)&(maxsuntet<1.1*qam32)
           m=32;
       else if (maxsuntet>0.9*qam64)&(maxsuntet<1.1*qam64)
              m=64;
           end
       end
    end
end

out=m;
```

Για PSK διαμόρφωση

Στην συγκεκριμένη διαμόρφωση η συνάρτηση αναγνώρισης βαθμού οιυ καλείται εξαρτάται από την τιμή του σηματοθορυβικού λόγου.

```
function [out1]=identify_psk(signal,abshwt,snr);
 if snr>30
    out1=psk_high(abshwt,snr);
else if snr>22
        out1=psk_med(signal,snr);
    else
        out1=psk_low(abshwt,snr);
    end
end
```

```
function out=psk_high(hwt,snr);

se=sqrt((10.^(-snr/10))/2);
 hwt=hwt(10:end-10);
figure;
plot(1:length(hwt),hwt);

med=median(hwt);
ahwt=abs(hwt-med);
 q=1;
    for k=2:length(ahwt)-1
        if (ahwt(k)>ahwt(k-1))&(ahwt(k)>ahwt(k+1))
            peak(q)=ahwt(k);
            q=q+1;
        end
    end

    thresh=5*se;

    fpeak=peak(find(peak>thresh));
   figure;
   plot(1:length(fpeak),fpeak);
```

```
   b=upol_binsize(peak);
   x=min(peak):b:max(peak);
  figure;
 hist(fpeak,x);
   [n xp]=hist(fpeak,x);
if snr>40
   test=test3(0.05,0.07);
else
       test=test3(0.08,0.1);
end
   z=conv(n,test);
  figure;
 plot(1:length(z),z);


   thresh1=1.2;
   num=0;
 for l=2:1:length(z)-1
       if (z(l)>z(l-1))&(z(l)>z(l+1))&(z(l)>thresh1)
           num=num+1;
       end
 end
 if num<2
       m=2;
   else if num<4
          m=4;
       else if num<8
               m=8;
           else
               m=0;
           end
       end
  end

out=m;
```

```
function out=psk_med(s,snr);

se=sqrt((10.^(-snr/10))/2);
 nyq=nyqist();
s=conv(nyq,s);
figure;
plot(1:length(s),real(s));
scale=4;
hwt=cwt(s,1:10,'db1');
abshwt=abs(hwt(scale,:));
figure;
plot(1:length(abshwt),abshwt);
title('|HWT|');
size=length(abshwt);
dim=25;

med=median(abshwt);
hwt=abs(abshwt-med);
hwt=hwt(50:end-50);
figure;
plot(1:length(hwt),hwt);
qq=1;

 if snr>27
    thresh=12*se;
else
    thresh=8*se;
end



qq=1;

for k=2:1:length(hwt)-2
   if ((hwt(k)))>((hwt(k-1)))&((hwt(k)))>((hwt(k+1)))&(hwt(k)>thresh)
```

```
        peak(qq)=hwt(k);
        qq=qq+1;
   end
end

 b=upol_binsize(hwt);
 x=min(hwt):b:max(hwt);
 figure;
 hist(peak,x);
 [n xp]=hist(peak,x);

 if snr>26
     test=test3(0.08,0.10);
 else
     test=test3(0.12,0.14);
 end
 z=conv(test,n);
figure;
 plot(1:length(z),z);
 if snr>26
     thresh1=1.5;
 else
     thresh1=1.2;
 end
num=0;
 for l=2:1:length(z)-1
        if (z(l)>z(l-1))&(z(l)>z(l+1))&(z(l)>thresh1)
            num=num+1;
        end
 end



  if num<2
        m=2;
    else if num<4
            m=4;
```

```
        else if num<8
                m=8;
            else
                m=0;
            end
        end
  end
out=m;
```

```
function out=psk_low(abshwt,snr);

aabshwt=abshwt;
se=sqrt((10.^(-snr/10))/2);
Snoise=10.^(-snr/10);
size=length(aabshwt);

med=median(aabshwt);
new=abs(aabshwt-med);
xx=xcorr(new,'unbiased');
xx=xx(size/2:(end-size/2));
xx=xx(size/4:(end-size/4));
figure;
plot(1:length(xx),xx);
b=min(xx);
x=sort(xx);
a=x(end-1);
d=a-b;
thres=d/1.5;
orio=b+thres;
pp=1;
for k=2:1:length(xx)-1
    if (xx(k)>xx(k-1))&(xx(k)>xx(k+1))&(xx(k)>orio)
        koruf(pp)=xx(k);
        suntet(pp)=k;
        pp=pp+1;
```

```
    end
end

nn=1;
 for k=1:1:length(suntet)-1
    diaf(nn)=suntet(k+1)-suntet(k);
    nn=nn+1;
end
 ns=ceil(median(diaf));
 figure;
 hist(ns);

pp=1;
for k=1:1:size
    if (((k-1)/ns)~=round(k/ns))&((k/ns)~=round(k/ns))&(((k-2)/ns)~=round(k/ns))
        nokor(pp)=aabshwt(k);
        pp=pp+1;
    end
end

mm=mean(nokor);

load('peakLevelsPsk2a.mat');
abshwt=abshwt(1:201);
[tmp ind1]=find(abs(abshwt-mm)==min(abs(abshwt-mm)));
a1=transhwt(:,ind1)';
b1=transhwt2(:,ind1)';

load('peakLevelsPsk4a.mat');
abshwt=abshwt(1:201);
[tmp ind2]=find(abs(abshwt-mm)==min(abs(abshwt-mm)));
a2=transhwt(:,ind2)';
b2=transhwt2(:,ind2)';

load('peakLevelsPsk8a.mat');
abshwt=abshwt(1:201);
```

```
[tmp ind3]=find(abs(abshwt-mm)==min(abs(abshwt-mm)));
a3=transhwt(:,ind3)';
b3=transhwt2(:,ind3)';

hwt1=aabshwt(1:ns:end);
hwt2=aabshwt(2:ns:end);
 for l=1:size/ns

    M=2;
    p1=hwt1(l);
    p2=hwt2(l);
    Io1=proseg_bessel(p1*a1/Snoise);
    Io2=proseg_bessel(p2*b1/Snoise);
 fp2(l,:)=(1/M)*(((p1/Snoise)*exp(-(p1.^2+a1.^2)/(2*Snoise)).*Io1).*((p2/Snoise)*exp(-
(p2.^2+b1.^2)/(2*Snoise)).*Io2));

     M=4;
    Io1=proseg_bessel(p1*a2/Snoise);
    Io2=proseg_bessel(p2*b2/Snoise);
    fp4(l,:)=(1/M)*(((p1/Snoise)*exp(-(p1.^2+a2.^2)/(2*Snoise)).*Io1).*((p2/Snoise)*exp(-
(p2.^2+b2.^2)/(2*Snoise)).*Io2));

    M=8;
    Io1=proseg_bessel(p1*a3/Snoise);
    Io2=proseg_bessel(p2*b3/Snoise);
    fp8(l,:)=(1/M)*(((p1/Snoise)*exp(-(p1.^2+a3.^2)/(2*Snoise)).*Io1).*((p2/Snoise)*exp(-
(p2.^2+b3.^2)/(2*Snoise)).*Io2));



end




 L2=sum(fp2,2);
 P2=prod(L2);
```

```
 L4=sum(fp4,2);
 P4=prod(L4);
 L8=sum(fp8,2);
 P8=prod(L8);

pin=[P2 P4 P8];

if max(pin)==P2
   m=2;
else if max(pin)==P4
       m=4;
   else if max(pin)==P8
           m=8;
       else
           m=0;
       end
       end
end
out=m;
```

Συναρτήσεις που καλούνται απο τις συναρτήσεις αναγνώρισης βαθμού

Η συνάρτηση που προσεγγίζει την συνάρτηση Bessel.

```
function out=proseg_bessel(x);

aa=sqrt(2*pi.*x);
 y=(1./aa).*exp(x);

out=y;
```

Η συναρτηση που υπολογίζει το μέγεθος των bins στο ιστόγραμμα

```
function out=upol_binsize(signal);
iqr=freedman(signal);
number=length(signal);
binsize=2*iqr*(number.^(-1/3));
out=binsize;
```

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1] “Automatic Modulation Recognition of Communication Signals”, Elsayed Elsayed Azzouz and Asoke Kumar Nandi, Kluwer Academic Publisgers 1996.

[2] “Wireless Communications Principles & Practice”, Theodore S. Rapaport, Prentice Hall.

[3] “Διαμόρφωση και μετάδοση σημάτων” . Παναγιώτης Γ. Κωττής, Εκδόσεις Τζιόλα 2005.

[4] “Συστήματα επικοινωνίας” , Simon Haykin, Επιμέλεια Ε. Δ. Συκάς, Μ. Ε. Θεολόγου , Εκδόσεις Παπασωτηρίου 1995.

[5] “Introduction to time-frequency and wavelet transforms”, Shie , Qian.

[6] “Wavelets and subband coding”, Martin Vetteli, Jelena Kovacevic.

[7] “Detection theory: applications and digital signal processing” , Ralph D. Hippenstiel.

[8] “Contemporary communication systems using MATLAB”, John G. Proakis , Masoud Salehi.

[9] “Principles of communication systems simulation with wireless applications” , William H. Tranter.

[10] Proceedings of the IASTED International Conference SIGNAL PROCESSING , PATTERN RECOGNITION & APPLICATIONS, June 2002, D. Le Guen, A. Mansour, “Automatic Recognition Algorith for digitaly Modulated Signals”.

[11] IEEE Communications Magazine, 1999, Victor J. Stolpman, Sumant Paranjpe, Geoffrey C. Orsak, “A Blind Information Theoretic Approach to Automatic Signal Classification”.

[12] IEEE Communications Magazine, 1999, J. A. Sills, “Maximum-Likelihood Modulation Classification for PSK/QAM”.

[13] “Blind Modulation Classification: A Concept Whose Time Has Come” , Octavia A. Dobre, Ali Abdi, Yeheskel Bar-Ness, Wei Su.

[14] “Modulation classification Using Wavelet Transform”, Yu-Chuan Lin and C.-C. Jay Kuo, SPIE Vol.2303, 1994.

[15] IEEE Communications Magazine, 1999, Liang Hong, K. C. Ho, "Identification of Digital Modulation Types Using The Wavelet Transform".
[16] IEE Proceedings online, March 2000, K. C. Ho, W. Prokopiw and Y. T. Chan, "Modulation Identification of Digital Signals by the Wavelet Transform".
[17] IEEE Communications Magazine, 1996, K. C. Ho, W. Prokopiw, Y.T. Chan, "Modulation Identification by the Wavelet Transform".
[18] Proceedings of the Secnd IEEE International Workshop on Electronic Design, 2004, Xiaoyong Yang, "An Enhanced SOFM Method for Automatic Recognition and Identification of Digital Modulations".
[19] "Digital Modulation Classification Using Constellation Shape", Bijan g. Mobasseri, November 1997.
[20] "Software Radio on General-Purpose Processors", Philip Mackenzie, Linda Doyle, Donal O' Mahony, Keith Nolan.
[21] "Market Impact of Software Radio: Benefits and Barriers", Maria Fuencisla Merino Artalejo, Master of Science in Technology and Policy at the Massachusetts Institute of technology, June 2002.
[22] IEEE Communications Magazine, April 1999, Walter h. W. Tuttlebee, "Software-Defined Radio: Facets of a Developing Technology".
[23] "Threat Analysis of GNU Software Radio ", Raquel L. Hil, Suyda Myagmar, Roy Campbell.
[24] "The Software Radio Development System", Stephen P. Reichhart, Bruce Youmans and roger Dygert.
[25] "Building the Software Radio", Wayne Wolf, Embedded Computing, March 2005.
[26] IEEE Communications Magazine, September 2000, Enrico Buracchini , "The Software Radio Concept".
[27] IEEE Communications Magazine, February 1999, Walter H. W. Tuttlebee, Software Radio Technology: A European Perspective".
[28] "An Intriduction to Software Radio", Alok Shah, Vanu, Vanu Inc 2002.
[29] "Software Radio: Implications for Wireless Services, Industry Structure and Public Policy", William Lehr, Fuencisla Merino and Sharon Eisner Gillett,

Massachusetts Institute of Technology, Program on Internet and Telecoms Convergence, August 2002.
[30] IEEE Communications Magazine, February 2002,Wen Wei and Jerry M. Mendel*, Fellow*, "Maximum-Likelihood Classification for Digital Amplitude-Phase Modulations".
[31] IEEE Communications Magazine, Prokopios Panagiotou, Achilleas Anastasopoulos and Andreas Polydoros, "Likelihood Ratio Tests for modulation Classification".
[32] "Experimental Analysis of Wavelet Transforms for Estimating PSK Symbol Rate", Kenneth L. Holladay, Kay A. Robbins, IASTED 2004.
[33] "Modulation Type Classification Method using Wavelet Transform for Adaptive Demodulator", Jae-Do Jin, Young-Jin Kwak, Kwang-Wook Lee, Kyung Hoon Lee, Sung-Jea Ko.
[34] IEEE Communications Magazine, 1999, Bijan G. Mobasseri, "Constellation Shape as a Robust Signature for Digital Modulation Recognition".
[35] "Adapted Wavelet Analysis from Theory to Software", Mladen Victor Wickerhauser, IEEE Press, A K Peters, 1994.
[36] "Modulation Scheme Recognition Techniques for Software
Radio on a General Purpose Processor Platform", Keith E. Nolan, Linda Doyle, Donal O'Mahony, Philip Mackenzie.
[37] "Utilization of Matlab for the Digital Modulation Methods Simulation in DVB area", Tomáš Kratochvíl, David Kψíž.
[38] IEEE Communications Magazine, "A Survey of Automatic Modulation Classification Techniques: Classical Approaches and New Trends", Octavia A. Dobre, Ali Abdi, Yeheskel Bar-Ness and Wei Su.
[39] Software Defined Radio Forum, "Definitions and Semantics".
[40] "Simulation and Software radio for Mobile Comunications", Hiroshi Herada, Ramjee Prasad, Universal Personal Communications.
[41] "A Review of Wavelets for Digital Wireless Communication", M. K. Lakshmanan and H. Nikookar, Wireless Personal communications 2006.