

## ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

με θέμα

**“Μελέτη και προσομοίωση ψηφιακών φίλτρων για  
δορυφορικό τηλεπικοινωνιακό πομποδέκτη με χρήση  
διαμόρφωσης 16-QAM”**

της φοιτήτριας

**Γκόγκου Ανθούλας**

Επιβλέπων: Επίκουρος Καθηγητής Δρ. Δημήτριος Ευσταθίου

Σέρρες Ιούλιος 2013



## Σύντομη περιγραφή

Οι πρόσφατες τεχνολογικές εξελίξεις επέτρεψαν την εύκολη και φθηνή υλοποίηση φίλτρων με τη χρήση ψηφιακών επεξεργασιών σήματος. Χρησιμοποιώντας τα φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (finite impulse response-FIR) καθίσταται δυνατή η υλοποίηση φίλτρων με τον επιθυμητό βαθμό ακρίβειας σε πομπούς και δέκτες τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία θα σχεδιαστούν και θα προσομοιωθούν interpolation και decimation ψηφιακά φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (Finite Impulse Response). Η είσοδος του ψηφιακού φίλτρου θα είναι ένα τηλεπικοινωνιακό σήμα με ψηφιακή διαμόρφωση 16-QAM. Η ψηφιακή διαμόρφωση 16-QAM είναι ο συνδυασμός πλάτους και φάσης συμβόλων που προκύπτει από ένα είδος σύνθετης διαμόρφωσης. Στη συνέχεια θα σχεδιαστούν και θα προσομοιωθούν διαδοχικά ψηφιακά φίλτρα όπου θα προσεγγίζουν την κρουστική απόκριση ενός πομπού και ενός δέκτη βασικής ζώνης. Επιπρόσθετα όπως προαναφέραμε χρησιμοποιούνται φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης (FIR). Τα FIR φίλτρα χαρακτηρίζονται ως μη αναδρομικά, η κρουστική τους απόκριση είναι μετρήσιμης διάρκειας και στο πρακτικό μέρος χρησιμοποιείται η μέθοδος του windowing. Τα ψηφιακά φίλτρα θα σχεδιαστούν με τη βοήθεια εργαλείων σχεδίασης, όπως το Signal Processing Toolbox, το FDATool του Matlab. Η επίδοση του φίλτρου θα μετρηθεί με το διάγραμμα οφθαλμού και με την εκτίμηση των σφαλμάτων στον δέκτη (Symbol Error Rate, SER). Κατά την πειραματική διαδικασία προσθέσαμε θόρυβο και εξασθένηση από τον πομπό προς τον δέκτη για την μια πιο προσεγγιστική σχεδίαση του συστήματος με την πραγματικότητα.

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: Σύστημα επικοινωνιών

1.1 Περιγραφή ενός πομπού.....	7
1.1.1 Βαθμίδα εισόδου.....	7
1.1.2 Βαθμίδα επεξεργασίας IF.....	8
1.1.3 Βαθμίδα ραδιοσυχνότητων.....	8
1.2 Περιγραφή ενός δέκτη.....	9
1.2.1 Βαθμίδα εισόδου.....	10
1.2.2 Βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας IF.....	11
1.2.3 Βαθμίδα επεξεργασίας.....	12
1.3 Παράγοντες που επηρεάζουν την επικοινωνία.....	12
1.3.1 Παραμόρφωση.....	13
1.3.2 Παρεμβολή.....	16
1.3.3 Θόρυβος.....	17
1.4 Μεγέθη που χαρακτηρίζουν ένα σύστημα επικοινωνίας δεδομένων.....	18
1.4.1 Αριθμός συμβόλων.....	18
1.4.2 Ρυθμός μεταφοράς πληροφορίας.....	19
1.4.3 Ρυθμός μεταφοράς συμβόλων.....	20
1.4.4 Φασματική απόδοση.....	20

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: Δορυφορικό κανάλι επικοινωνίας

2.1 Εισαγωγή.....	21
2.2 Γενικό μοντέλο τηλεπικοινωνιακού συστήματος.....	22
2.3 Βασικά δομικά στοιχεία ενός ψηφιακού συστήματος επικοινωνιών.....	23

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: Περιγραφή πομποδέκτη βασικής ζώνης

3.1 Περιγραφή ψηφιακής διαμόρφωσης 16-QAM – Κωδικοποίηση Gray.....	25
3.1.1 Δημιουργία της διαμόρφωσης QAM.....	25
3.1.2 Ανίχνευση της διαμόρφωσης QAM.....	26

3.1.3 Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων στην διαμόρφωση QAM.....	27
3.1.4 Κωδικοποίηση Gray.....	28
3.1.5 Το όριο Shannon.....	29
3.2 Ψηφιακά φίλτρα – Ψηφιακή φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης – Δομές πραγματοποίησης των FIR φίλτρων.....	30
3.2.1 Χαρακτηριστικά των FIR φίλτρων.....	32
3.2.2 Γραμμική απόκριση φάσης.....	33
3.2.3 Ευστάθεια των φίλτρων – Πόλοι και Μηδενικά.....	35
3.2.4 Τύποι και προδιαγραφές των FIR φίλτρων.....	36
3.2.5 Μέθοδοι σχεδίασης των FIR φίλτρων.....	38
3.2.6 Μέθοδοι των παραθύρων.....	38
3.2.6.1 Ιδιότητες και τύποι των παραθύρων.....	39
3.2.7 Μέθοδοι σχεδίασης βέλτιστων FIR φίλτρων.....	40
3.2.8 Θέματα υλοποίησης FIR φίλτρων.....	41
3.2.8.1 Δομές πραγματοποίησης των FIR φίλτρων.....	41
3.3 Φίλτρα υψωμένου συνημιτόνου.....	43
3.3.1 Οικογένεια φίλτρων υψωμένου συνημιτόνου.....	43
3.3.2 Το φίλτρο τετραγωνικής ρίζας υψωμένου συνημιτόνου.....	43
3.4 Ανάλυση προσθετικού λευκού Γκαουσιανού Θορύβου.....	44
3.4.1 Θερμικός θόρυβος.....	44
3.4.2 Λόγος Σήματος προς θόρυβο.....	46
3.4.3 Ευαισθησία στο δέκτη.....	47
3.5 Ανάλυση διάλειψης στο δίαυλο μετάδοσης.....	47
3.5.1 Η κατανομή Rayleigh.....	47
3.5.2 Η κατανομή Rice.....	49

#### **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4:**

4.1 Περιγραφή της προσομοίωσης με διάγραμμα ροής.....	50
4.2 Αποτελέσματα.....	51
4.2.1 Κρουστική απόκριση.....	52
4.2.2 Διάγραμμα αστερισμού 16-QAM.....	52
4.2.3 Διάγραμμα ματιού 16-QAM.....	53
4.2.4 Διάγραμμα I versus Q στην έξοδο του πομπού.....	53
4.2.5 Διάγραμμα I versus Q στην είσοδο του δέκτη με εξασθένιση.....	54
4.2.6 Διάγραμμα I versus Q στην έξοδο του δέκτη με εξασθένιση.....	54
4.2.7 Διάγραμμα αποδιαμορφωμένου σήματος με εξασθένιση.....	55
4.2.8 Διάγραμμα SNR versus BER με εξασθένιση.....	56
4.3 Προσομοιώσεις για διάφορες τιμές του σηματοθορυβικού λόγου .....	57

4.3.1 Προσομοίωση 1 <sup>η</sup> .....	57
4.3.2 Προσομοίωση 2 <sup>η</sup> .....	59
4.3.3 Προσομοίωση 3 <sup>η</sup> .....	61

**ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5:**

5.1 Συμπεράσματα της εργασίας.....	63
5.2 Μελλοντική εργασία – Επέκταση της εργασίας.....	63

<b><u>Βιβλιογραφία.....</u></b>	<b>65</b>
---------------------------------	-----------

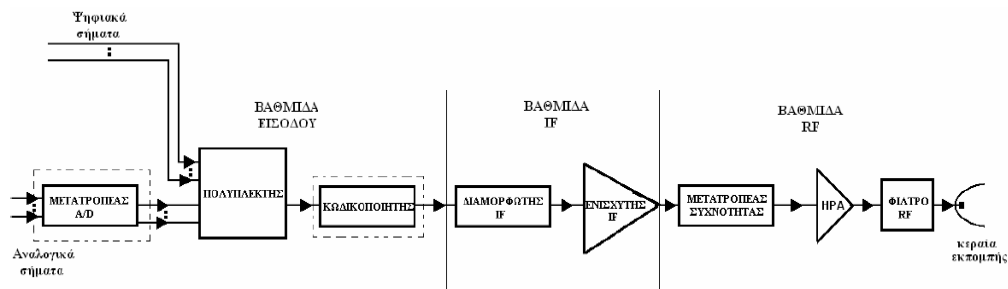
<b>Παράρτημα.....</b>	<b>67</b>
-----------------------	-----------

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

## Σύστημα επικοινωνιών

### 1.1 Περιγραφή ενός πομπού

Ο πομπός είναι το σύστημα εκείνο που έχει τη δυνατότητα να εκπέμπει με αποδοτικό τρόπο ένα σήμα. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το λειτουργικό διάγραμμα του πομπού ενός συστήματος τηλεπικοινωνιών. Οι κύριες βαθμίδες που απαρτίζουν ένα πομπό είναι η βαθμίδα εισόδου, η βαθμίδα επεξεργασίας ενδιάμεσων ή χαμηλών συχνοτήτων IF (Intermediate Frequencies) και η βαθμίδα ραδιοσυχνοτήτων RF (Radio Frequencies) (σε ορισμένους πομπούς είναι ενδεχόμενο ορισμένες βαθμίδες ή και ολόκληρες βαθμίδες να μην υπάρχουν).



Σχήμα 1.1: Βασικές μονάδες ενός πομπού.

(Ο μετατροπέας A/D και ο κωδικοποιητής της βαθμίδας εισόδου του παραπάνω σχήματος υπάρχουν μόνο σε ψηφιακά συστήματα)

#### 1.1.1 Βαθμίδα εισόδου

Η βαθμίδα αυτή αποτελείται, από τη συνήθη σειρά εμφάνισης στην αλυσίδα επεξεργασίας, από τις μονάδες:

- **Μετατροπέας A/D:** χρησιμοποιείται για την μετατροπή των αναλογικών σημάτων ομιλίας σε ψηφιακά.
- **Πολυπλέκτης:** μέσω της βαθμίδας αυτής τα διάφορα σήματα αναλογικής μορφής πολυπλέκονται για τη δημιουργία του συνολικού προς μετάδοση σήματος (περίπτωση αναλογικών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων) ή για τη δημιουργία της συνολικής ακολουθίας των προς μετάδοση ψηφίων (περίπτωση ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων).
- **Κωδικοποιητής:** οποίος δημιουργεί το σήμα βασικής ζώνης που πρόκειται να εκπεμφθεί στην περίπτωση ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

### 1.1.2 Βαθμίδα επεξεργασίας IF

Στη βαθμίδα αυτή περιλαμβάνονται:

- **Διαμορφωτής:** ο οποίος διαμορφώνει το σήμα βασικής ζώνης κατά γωνία στην ενδιάμεση συχνότητα του πομπού (το προς εκπομπή σήμα μετατοπίζεται φασματικά από την περιοχή της βασικής ζώνης στην περιοχή της ενδιάμεσης συχνότητας).
- **Ενισχυτής IF:** παρέχει μια πρώτη ενίσχυση του σύνθετου σήματος στην περιοχή της ενδιάμεσης συχνότητας του πομπού. Η ενδιάμεση συχνότητα κάθε πομπού εξαρτάται από το είδος της εφαρμογής που εξυπηρετεί και είναι κοινή παγκοσμίως για κάθε εφαρμογή. Ο ρόλος της βαθμίδας αυτής είναι σημαντικός, αφού καθιστά δυνατή με απλό και οικονομικό τρόπο την ενίσχυση των σημάτων αλλά και άλλες διαδικασίες.

### 1.1.3 Βαθμίδα ραδιοσυχνότητων

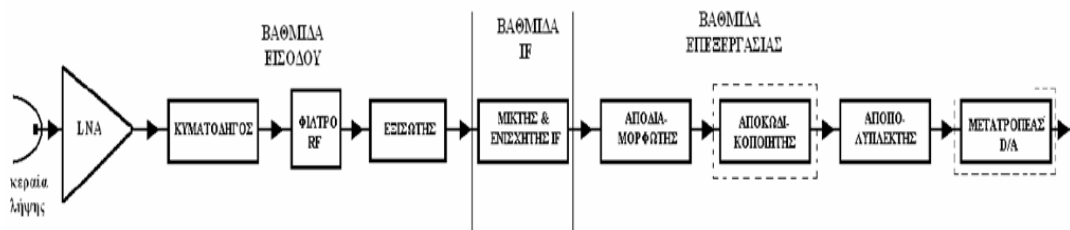
Τη βαθμίδα αυτή αποτελούν οι εξής μονάδες:



- **Μετατροπέας συχνοτήτων:** μέσω αυτού του τμήματος το προς εκπομπή σήμα μετατοπίζεται φασματικά από την περιοχή την ενδιάμεσης συχνότητας στην ραδιοσυχνότητα εκπομπής.
- **Ενισχυτής Ισχύος HPA:** πραγματοποιεί σημαντική ενίσχυση του σήματος προσδίδοντας του την τελική ισχύ εκπομπής.
- **Φίλτρο ραδιοσυχνοτήτων:** καταπιέζει το φασματικό μέρος του προς εκπομπή σήματος που προκύπτει εκτός της διατιθέμενης ζώνης συχνοτήτων. Επίσης, το φίλτρο ραδιοσυχνοτήτων μορφοποιεί το φάσμα του σήματος, ώστε να ανταποκρίνεται στις διεθνείς προδιαγραφές.
- **Διάταξη σύζευξης:** στις ασύρματες επικοινωνίες η διάταξη σύζευξης του συστήματος είναι η κεραία εκπομπής.

## 1.2 Περιγραφή ενός δέκτη

Ο δέκτης είναι το σύστημα με τη δυνατότητα να λάβει και επεξεργασθεί σήματα. Χαρακτηριστικά παραδείγματα δεκτών είναι οι ραδιοφωνικοί και οι τηλεοπτικοί δέκτες, οι επίγειοι δορυφορικοί σταθμοί, οι δορυφορικοί αναμεταδότες οι μικροκυματικοί επαναλήπτες της τηλεφωνίας κλπ. Οι δέκτες διακρίνονται σε ομόδυνους, όταν η συχνότητα λειτουργίας τους συμπίπτει με τη συχνότητα του ραδιοκύματος που λαμβάνουν, και σε ετερόδυνους, όταν το λαμβανόμενο ραδιοκύμα μετατοπίζεται φασματικά περί την ενδιάμεση συχνότητα. Στην συνέχεια ακολουθεί σχήμα με την πλήρη εικόνα ενός δέκτη:



Σχήμα 1.2: Βασικές μονάδες ενός δέκτη.

(Ο μετατροπέας D/A και ο αποκωδικοποιητής της βαθμίδας επεξεργασίας του παραπάνω σχήματος υπάρχουν μόνο σε ψηφιακά συστήματα.)

### 1.2.1 Βαθμίδα εισόδου

Τη βαθμίδα εισόδου αποτελούν κατά τη συνήθη σειρά εμφάνισης τους στην αλυσίδα επεξεργασίας του σήματος οι εξής μονάδες:

- **Κεραία:** η γενικότερα το στοιχείο συλλογής της ηλεκτρομαγνητικής ή οπτικής, σε περίπτωση οπτικών επικοινωνιών, ενέργειας.
- **Ενισχυτής χαμηλού θορύβου LNA:** παρέχει την πρώτη ενίσχυση στο σήμα λήψης και λειτουργεί σε όλο το εύρος συχνοτήτων λειτουργίας του δέκτη.
- **Κυματοδηγός ή γραμμή μεταφοράς:** μεταδίδει το σήμα από το σημείο λήψης και της πρώτης ενίσχυσης (διαδικασίες που συνήθως γίνονται στο εξωτερικό μέρος του δέκτη) στο υπόλοιπο τμήμα του δέκτη που είναι εσωτερικό.
- **Φίλτρα ραδιοσυχνοτήτων RF:** καταπιέζουν το θόρυβο και τις παρεμβολές που εκτείνονται εκτός του εύρους ζώνης του σήματος.
- **Εξισωτικά κυκλώματα:** έχουν ως σκοπό την αντιστάθμιση της δυσμενούς επίδρασης του τηλεπικοινωνιακού διαύλου λόγω μεταβολής των χαρακτηριστικών του με τη συχνότητα.

Η βαθμίδα εισόδου καθορίζει κατά κύριο λόγο την επιλεκτικότητα του δέκτη δηλαδή την ικανότητα του να διαχωρίζει σήματα από διαφορετικούς πομπούς. Οι διάφορες μονάδες της, όπως και όλες οι μονάδες που απαρτίζουν τις βαθμίδες του δέκτη, είναι προσαρμοσμένες μεταξύ τους για μέγιστη μεταβίβαση ισχύος. Ενδεχομένως, ορισμένες από τις προηγούμενες μονάδες να μην υπάρχουν ή σειρά τους να μην είναι αναγκαστικά αυτή που προαναφέρθηκε. Πάντως, κατά τη σχεδίαση της βαθμίδας, καθορίζουν τη συνολική σηματοθρουβική σχέση από την είσοδο στην έξοδο του δέκτη. Συνεπώς, οι βαθμίδες αυτές πρέπει να χαρακτηρίζονται από χαμηλό

εσωτερικό θόρυβο. Για το λόγο αυτό, σε επικοινωνίες μεγάλων αποστάσεων, όπου η εξασθένηση του σήματος είναι ιδιαίτερος μεγάλη, ο ενισχυτής χαμηλού θορύβου προηγείται και του ενσύρματου μέσου μετάδοσης (το οποίο πάντως, δεν πρέπει να έχει μεγάλο μήκος) αλλά και του φίλτρου RF. Τέλος, πρέπει να σημειωθεί ότι τα περισσότερα είδη δεκτών, χαρακτηρίζονται από ένα σηματοθορυβικό λόγο κατωφλίου  $CNR_T$ , κάτω από το οποίο θεωρείται ότι δεν είναι δυνατή η λειτουργία του δέκτη σύμφωνα με τις προδιαγραφές του.

## 1.2.2 Βαθμίδα ενδιάμεσης συχνότητας IF

Ο όρος της βαθμίδας αυτής είναι σημαντικός γιατί σε αυτή δίνεται το μεγαλύτερο μέρος της ενίσχυσης του σήματος. Το φάσμα του σήματος υποβιβάζεται από την περιοχή ραδιοσυχνοτήτων στην ενδιάμεση συχνότητα του δέκτη. Η ενδιάμεση συχνότητα διαφοροποιείται ανάλογα με το είδος της τηλεπικοινωνιακής εφαρμογής την οποία εξυπηρετεί ο δέκτης και είναι σαφώς μικρότερη της ραδιοσυχνότητας και μεγαλύτερη της συχνότητας βασικής ζώνης των σημάτων που δέχεται ο δέκτης. Ο υποβιβασμός της φέρουσας συχνότητας των σημάτων που δέχεται ο δέκτης στην σταθερή ενδιάμεση συχνότητα παρέχει τη δυνατότητα ώστε το μεγαλύτερο μέρος της ενίσχυσης να διενεργείται από ενισχυτές με εύρος συχνοτήτων λειτουργίας όσο και το εύρος ζώνης των σημάτων που αναμένει ο δέκτης και όχι όσο το εύρος ραδιοσυχνοτήτων που καλείται να εξυπηρετήσει. Αποτέλεσμα της ανωτέρω διαδικασίας, που ονομάζεται ετερόδυνη λειτουργία, είναι η μεγάλη μείωση του κόστους και η σαφής βελτίωση των συστημάτων διαμόρφωσης και αποδιαμόρφωσης. Σε ορισμένες περιπτώσεις, η επεξεργασία ενδιάμεσης συχνότητας υλοποιείται σε δύο στάδια. Πραγματοποιούνται δύο ετερόδυνες διαδικασίες σε δύο περιοχές ενδιάμεσης συχνότητας. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται διπλή μετατροπή συχνότητας. Η ετερόδυνη λειτουργία, εκτός από τη σημαντική μείωση του κόστους ενός δέκτη, επιτυγχάνει και τη σημαντική βελτίωση της ευαισθησίας του, δηλαδή της ικανότητας του να λαμβάνει ασθενή σήμα.

### **1.2.3 Βαθμίδα επεξεργασίας**

Είναι η βαθμίδα που ακολουθεί αυτήν της IF επεξεργασίας, σε περίπτωση ετερόδυνης λειτουργίας, ή απευθείας τη βαθμίδα εισόδου σε περίπτωση ομόδυνης λειτουργίας. Αποτελείται από αποδιαμορφωτή, ενισχυτή βασικών συχνοτήτων και , ανάλογα με το είδος των σημάτων που δέχεται ο δέκτης, από μετατροπέα D/A ή και αποπολυπλέκτη. Ορισμένα είδη δεκτών λειτουργούν ταυτόχρονα και ως πομποί. Στην περίπτωση αυτή η βαθμίδα επεξεργασίας περιλαμβάνει εκτός από την αποδιαμόρφωση και την ενίσχυση του σήματος που λαμβάνεται, την επαναδιαμόρφωση για την επανεκπομπή του.

Για τη βέλτιστη λειτουργία του δέκτη υπάρχουν και διάφορα συστήματα που συνεργάζονται με όλες της βαθμίδες παρέχοντας υποστήριξη στη λειτουργία τους. Τέτοια συστήματα είναι το κύκλωμα ανάκτησης του φέροντος και το κύκλωμα ανάκτησης του ρυθμού μετάδοσης. Το πρώτο σύστημα υποβοηθά τον τοπικό ταλαντωτή του δέκτη να αναπαράγει με πολύ μεγάλη ακρίβεια τα χαρακτηριστικά του φέροντος σήματος, τα οποία υπόκεινται σε διαρκείς μεταβολές λόγω της διολίσθησης συχνοτήτων των ταλαντώσεων και των μικτών του πομπού. Το δεύτερο σύστημα υπάρχει μόνο σε ψηφιακά τηλεπικοινωνιακά συστήματα και ελέγχει με πολύ μεγάλη ακρίβεια το κύκλωμα συγχρονισμού του δέκτη, ώστε να λειτουργεί στον πραγματικό ρυθμό μετάδοσης ψηφίων του πομπού. Η ακριβής γνώση της συχνότητας και της φάσης του φέροντος σήματος, καθώς και του ρυθμού μετάδοσης στην περίπτωση ψηφιακών συστημάτων, είναι πολύ μεγάλη σημασίας για την πιστή αναπαραγωγή της πληροφορίας και των αξιοπιστία του δέκτη.

### **1.3 Παράγοντες που επηρεάζουν την επικοινωνία**

Υπάρχουν ορισμένοι παράγοντες που επηρεάζουν την επικοινωνία προκαλώντας τον περιορισμό της ταχύτητας με την οποία μεταδίδεται η πληροφορία από τον πομπό στο δέκτη. Η μεγιστοποίηση της ταχύτητας αυτής είναι και το κύριο ζητούμενο σε ένα σύστημα επικοινωνίας σε συνδυασμό με τη συγκράτηση σε αποδεκτά

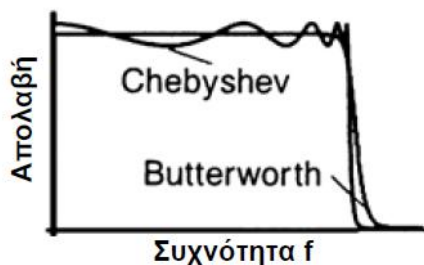
επίπεδα της ισχύος του σήματος στην έξοδο του πομπού. Αυτοί οι παράγοντες μπορεί να προέρχονται είτε από το περιβάλλον μέσα στο οποίο γίνεται η επικοινωνία, είτε από τις ίδιες τις ηλεκτρονικές διατάξεις, αλλά και από περιορισμούς που τίθενται από τα κράτη μέσω εθνικών και διεθνών οργανισμών.

### 1.3.1 Παραμόρφωση

Η πλειονότητα των κυκλωμάτων που χρησιμοποιούνται στις τηλεπικοινωνίες, όπως φίλτρα, μίκτες, ενισχυτές κ.α., καθώς και οι περισσότεροι τύποι καναλιών μετάδοσης, παραμορφώνουν το σήμα. Η παραμόρφωση αυτή μπορεί να εισάγει:

#### α) Μεταβολές απολαβής.

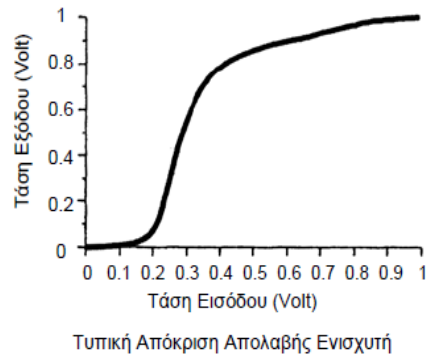
- Η παραμόρφωση στην απολαβή που προκαλείται από τα φίλτρα οφείλεται στο ότι η ζώνη διέλευσής τους δεν είναι τελείως επίπεδη με αποτέλεσμα να έχουμε κυμάτωση πλάτους καθώς μεταβάλλεται η συχνότητα. Η επιλογή του τύπου του φίλτρου (Bessel, Butterworth κτλ.) που θα χρησιμοποιηθεί, εξαρτάται κάθε φορά από τις απαιτήσεις στην κυμάτωση στις ζώνες διέλευσης και αποκοπής και στην κλίση της απολαβής κατά τη μετάβαση από τη μία ζώνη στην άλλη.



Σχήμα 1.3: Διάγραμμα Απολαβής-Συχνότητας

- Οι ενισχυτές εισάγουν παραμόρφωση εξαιτίας της μη γραμμικότητας της απολαβής τους ανάλογα με την ισχύ εισόδου. Αυτό μπορεί να προκαλέσει σε ψηφιακά συστήματα παραμόρφωση στη μορφή του παλμού και αυτό με τη σειρά του διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference, ISI). Διασυμβολική παρεμβολή παρατηρείται όταν έχουμε επικάλυψη διαδοχικών συμβόλων. Ακόμη, εξαιτίας της μη

γραμμικής συμπεριφοράς των ενισχυτών ως προς την απολαβή, παρατηρείται το φαινόμενο της φασματικής αναγέννησης (spectral regrowth), εξαιτίας των διαδικασιών ενδοδιαμόρφωσης που συμβαίνει σ' αυτά τα στοιχεία.



Σχήμα 1.4

Το κανάλι τέλος μπορεί να προκαλέσει παραμόρφωση στην απολαβή. Στα ενσύρματα κανάλια για παράδειγμα προκαλείται μείωση του πλάτους με την αύξηση της συχνότητας, δηλαδή λειτουργούν σα χαμηλοπερατά φίλτρα εξαιτίας της χωρητικής συμπεριφοράς των καλωδίων μεγάλου μήκους.

### β) Μεταβολές φάσης

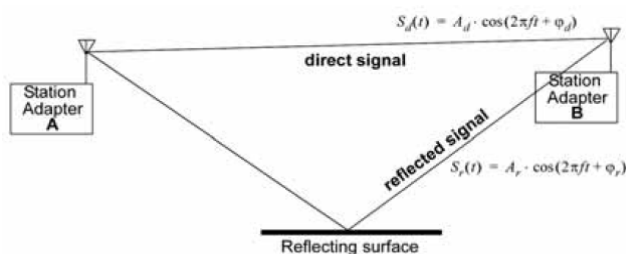
- Τα φίλτρα, εκτός από τις διακυμάνσεις του πλάτους στη ζώνη διέλευσης, εισάγουν και μεταβολές φάσης. Εάν η μετατόπιση φάσης (*phase shift*) στις διάφορες συχνότητες δεν είναι ίδια (*μη γραμμική απόκριση φάσης*) τότε θα έχουμε παραμόρφωση των παλμών δεδομένων. Στην περίπτωση αυτή γίνεται χρήση ψηφιακών φίλτρων τα οποία έχουν τέλεια γραμμική απόκριση φάσης και τα οποία ονομάζονται φίλτρα γραμμικής φάσης (*linear-phase filters*). Η εξάλειψη των παραμορφώσεων απολαβής και φάσης μπορεί να επιτευχθεί σε μεγάλο βαθμό από κυκλώματα ισοσταθμιστών (*equalizer circuits*).

- Παραμόρφωση φάσης μπορεί να προκληθεί και εξαιτίας των ενισχυτών. Οι ενισχυτές γενικά έχουν μεγάλη περιοχή γραμμικής απόκρισης φάσης ως προς την ισχύ εισόδου. Προβλήματα προκύπτουν όταν χρησιμοποιείται μεγάλο εύρος ζώνης

διαμόρφωσης. Αυτή έχει ιδιαίτερη επίπτωση σε μεθόδους διαμόρφωσης που στηρίζονται στη μεταβολή της φάσης, όπως είναι η M-αδική PSK ή QAM.

- Στα ασύρματα κανάλια παραμόρφωση φάσης δημιουργείται εξαιτίας των πολλαπλών διαδρομών διάδοσης (πολύοδη διάδοση – multipath propagation) λόγω της ανάκλασης σε κτίρια, δέντρα κτλ. Οι διαφορετικού μήκους διαδρομές (σχήμα 1.3), έχουν σαν αποτέλεσμα τα πολλαπλά σήματα που φτάνουν στο δέκτη να μην είναι συμφασικά. Το άθροισμα αυτών των σημάτων αποτελεί μια παραμορφωμένη έκδοση αυτού που εκπέμπεται από την πηγή και η οποία λαμβάνεται από το δέκτη, ο οποίος θα πρέπει να είναι σε θέση να ανακτήσει τη χρήσιμη πληροφορία από το υποβαθμισμένο σήμα.

Ένας τρόπος με τον οποίο θα μπορούσαν να περιοριστούν τα προβλήματα λόγω πολύοδης διάδοσης σε σημαντικό βαθμό είναι η χρήση κατευθυντικών κεραιών (directional antennas) στη μονάδα εκπομπής ή στη μονάδα λήψης είτε και στις δύο. Παρόλα αυτά, η τεχνική αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνο σε σταθερά συστήματα και για υψηλές ραδιοσυχνότητες, μιας και όσο αυξάνεται η συχνότητα τόσο μειώνεται το μήκος κύματος, άρα και το μέγεθος της κεραίας που απαιτείται.



Σχήμα 1.5: Πολύοδη διάδοση

### γ) Σφάλματα Συχνότητας μεταξύ Πομπού και Δέκτη

Σε κάθε σύστημα επικοινωνίας που στηρίζεται στη διαμόρφωση ενός υψίσυχνου ημιτονικού σήματος (φορέας – carrier) κατάλληλου για μετάδοση (ασύρματα συστήματα), υπεισέρχονται σφάλματα από τις πηγές παραγωγής του σήματος αυτού, τόσο στον πομπό όσο και στο δέκτη. Οι γεννήτριες αυτές είναι αδύνατο να είναι ταυτόσημες, όσο προσεκτικά και αν κατασκευαστούν. Πάντα θα έχουν κάποια απόκλιση μεταξύ τους. Ανάλογα με τη μέθοδο διαμόρφωσης μπορεί να απαιτείται συνεχής

έλεγχος και διόρθωση συχνότητας και φάσης του τοπικού ταλαντωτή στο δέκτη (σύμφωνη ανίχνευση). Σε περιπτώσεις όπου η σύμφωνη (coherent) ανίχνευση στο δέκτη είναι κρίσιμη τότε χρησιμοποιείται μια διαδικασία η οποία ονομάζεται ανάκτηση φέροντος. Στη διαδικασία αυτή γίνεται παραγωγή στο δέκτη του φέροντος από το σήμα (RF signal) που λαμβάνεται στο είσοδο του δέκτη.

Ακόμη σφάλματα συχνότητας συμβαίνουν λόγω φαινομένου Doppler, το οποίο εμφανίζεται όταν έχουμε σχετική κίνηση μεταξύ πηγής και δέκτη, όπως συμβαίνει σε κινητά συστήματα. Η αντιμετώπιση του φαινομένου Doppler είναι δύσκολη διαδικασία και γίνεται ακόμη πιο απαιτητική όταν έχουμε πολύοδη διάδοση.

Τα σφάλματα συχνότητας είναι σημαντικός παράγοντας υποβάθμισης της επικοινωνίας σε συστήματα που χρησιμοποιούν τεχνικές διαμόρφωσης που στηρίζονται στις μεταβολές φάσης ή και συχνότητας για να παραστήσουν τα διάφορα σύμβολα, όπως η M-αδική PSK και η M-αδική QAM.

### 1.3.2 Παρεμβολή

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



### 1.3.3 Θόρυβος

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

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

Υπάρχουν διάφοροι τρόποι με τους οποίους δημιουργείται θόρυβος.

Ανάλογα με τη διαδικασία αυτή παίρνουν και την ονομασία τους. Οι πιο γνωστοί είναι ο θερμικός θόρυβος, ο θόρυβος βολής, ο θόρυβος αναλαμπής και ο ατμοσφαιρικός θόρυβος και είναι αυτοί που παρατηρούνται στα περισσότερα επικοινωνιακά συστήματα.

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

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

$$N = k \cdot T \cdot B, \text{ όπου } k \text{ η σταθερά του Boltzmann.}$$

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

- **Ο θόρυβος βολής (shot noise)** εμφανίζεται στις επαφές  $p-n$  των ημιαγωγών κατά τη διέλευση των ηλεκτρονίων. Ο θόρυβος αυτός είναι ανάλογος του

ρεύματος πόλωσης του ημιαγωγού. Και ο θόρυβος βολής έχει επίπεδο φάσμα ισχύος ως προς τη συχνότητα, δηλαδή είναι λευκός θόρυβος.

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

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

Στα περισσότερα εγχειρίδια για τους υπολογισμούς στη συμπεριφορά ενός συστήματος χρησιμοποιείται ο *Προσθετικός Λευκός Γκαουσιανός Θόρυβος (Additive White Gaussian Noise, AWGN)*, το οποίο είναι γενικά σωστό και γίνεται για λόγους διευκόλυνσης.

## 1.4 Μεγέθη που χαρακτηρίζουν ένα σύστημα επικοινωνίας δεδομένων

Στην ενότητα αυτή θα συνοψίσουμε και θα δώσουμε έναν ορισμό των βασικότερων μεγεθών που χαρακτηρίζουν ένα σύστημα επικοινωνίας που στηρίζεται σε ψηφιακές τεχνικές διαμόρφωσης.

### 1.4.1 Αριθμός συμβόλων

Στις περισσότερες σύγχρονες επικοινωνίες δεδομένων δεν χρησιμοποιείται δυαδική σηματοδότηση, δηλαδή μετάδοση κάθε φορά ενός μόνο bit (0 ή 1), αλλά μεταδίδονται ομάδες από bit που συνθέτουν ένα *σύμβολο*. Με αυτό τον τρόπο είναι

δυνατή η αύξηση του ρυθμού μεταφοράς πληροφορίας, για το ίδιο εύρος ζώνης καναλιού.

Στην περίπτωση όπου έχουμε μετάδοση συμβόλων τότε στην έξοδο του πομπού θα έχουμε έναν αριθμό διαφορετικών κυματομορφών (καταστάσεων) που θα είναι ίσος με τον αριθμό  $M$  των συμβόλων.

Ο αριθμός των καταστάσεων σηματοδότησης (ή συμβόλων) που απαιτούνται για την κωδικοποίηση σε μια ομάδα  $n$  bit πληροφορίας δίνεται από τη σχέση:

$$M = 2^n \text{ σύμβολα.}$$

Για παράδειγμα σε τεχνικές όπου μεταδίδονται 2 bit κάθε φορά απαιτούνται  $M = 2^2 = 4$  σύμβολα, για 3 bit απαιτούνται  $M = 2^3 = 8$  σύμβολα κ.ο.κ.

Οι τεχνικές διαμόρφωσης στις οποίες μεταδίδονται κάθε φορά 2 ή περισσότερα bit ονομάζονται  $M$ -αδικές ( $M$ -ary), με το  $M$  να δηλώνει τον αριθμό των συμβόλων που χρησιμοποιούνται.

Τέλος, είναι αναγκαίο να επισημάνουμε, ότι δε θα πρέπει να συγχέονται τα σύμβολα της σηματοδότησης, που σχετίζονται με τη διαμόρφωση, με τα σύμβολα (ή αλλιώς αλφάβητο) της πηγής ενός συστήματος επικοινωνίας.

## 1.4.2 Ρυθμός μεταφοράς πληροφορίας

Ως **ρυθμό μεταφοράς πληροφορίας**  $r_b$  ενός συστήματος ορίζουμε την ταχύτητα με την οποία μπορούν να μεταφερθούν δυαδικά δεδομένα (bit) από τον πομπό στο δέκτη και για το λόγο αυτό αναφέρεται συνηθέστερα σαν bit rate (ρυθμός bit) και μετρείται σε bits/second (bits per second - bps).

Έτσι για παράδειγμα αν έχουμε μετάδοση 10 bit κάθε 1msec τότε:

$$r_b = 10\text{bits} / 1\text{msec} = 10000 \text{ bits/second} = 10 \text{ kbps.}$$

### 1.4.3 Ρυθμός μεταφοράς συμβόλων

Ο ρυθμός μεταφοράς συμβόλων  $r_s$  (*baud rate*) ορίζεται ως η ταχύτητα με την οποία αλλάζουν τα σύμβολα και ταυτίζεται με το ρυθμό των bit μόνο στην περίπτωση της δυαδικής σηματοδότησης, στην οποία  $M=2$ . Μετρείται σε *sps (symbols/sec)* ή *baud*.

Έτσι, για παράδειγμα, σε ένα σύστημα με  $M=8$ , που σημαίνει ότι έχει 8 διαφορετικές κυματομορφές στην έξοδό του, μεταφέρει 3 bit ανά σύμβολο και χρόνο εναλλαγής συμβόλου κάθε 0,1 msec, τότε:

$$r_s = 1 / 0,1\text{msec} = 10000 \text{ sps} = 10 \text{ ksps},$$

ενώ ο ρυθμός μεταφοράς πληροφορίας  $r_b$  θα είναι 3 φορές μεγαλύτερος εφόσον με κάθε σύμβολο μεταφέρονται 3 bit.

Επομένως:

$$r_b = 3 * 10\text{ksps} = 30 \text{ kbps}.$$

### 1.4.4 Φασματική απόδοση

Η **φασματική απόδοση (bandwidth efficiency)** εκφράζει το πόσο καλά ένα συγκεκριμένο είδος διαμόρφωσης και κωδικοποίησης εκμεταλλεύεται το εύρος ζώνης που διατίθεται σε μία επικοινωνιακή ζεύξη.

Μονάδα της φασματικής απόδοσης είναι το bit/sec/Hz.

Εάν για παράδειγμα, διατίθεται εύρος ζώνης 5 kHz και θελουμε να στείλουμε δεδομένα με ρυθμό  $r_b = 56 \text{ kbps}$ , τότε η φασματική απόδοση του συστήματός μας θα πρέπει να είναι:

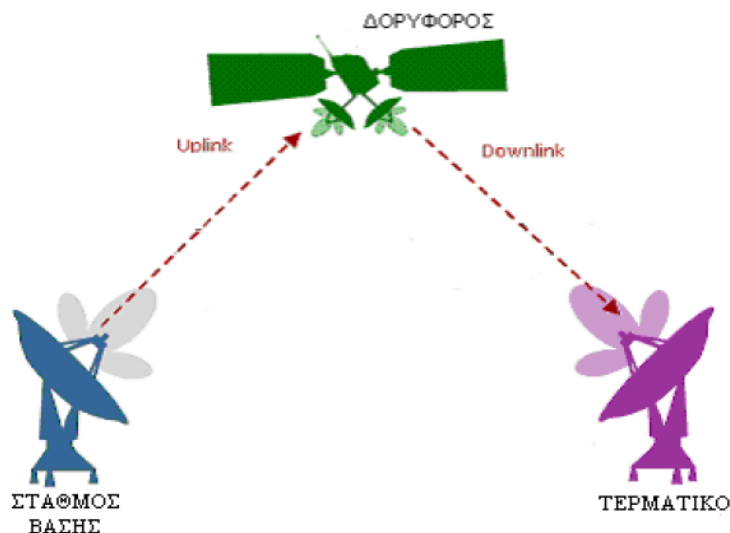
$$56 \text{ kbps} / 5\text{kHz} = 11,2 \text{ bit/sec/Hz}.$$

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

## Δορυφορικό κανάλι επικοινωνίας

### 2.1 Εισαγωγή

Η μοντελοποίηση του δορυφορικού καναλιού είναι μια πολύπλοκη διαδικασία και απαιτεί τη γνώση και συνδυασμό πολλών ανεξάρτητων μεταξύ τους παραμέτρων. Στόχος των μηχανικών που μελετούν δορυφορικά συστήματα επικοινωνιών είναι ο προσδιορισμός εκείνων των παραμέτρων που επηρεάζουν και αλλοιώνουν τις ιδιότητες και τα χαρακτηριστικά τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Ένα τυπικό τηλεπικοινωνιακό δορυφορικό σύστημα αποτελείται από τον πομπό που βρίσκεται στο σταθμό βάσης από τον οποίο αποστέλλεται η πληροφορία, τον δορυφόρο που παίζει το ρόλο του αναμεταδότη και τέλος τον δέκτη που βρίσκεται στο τερματικό σε διαφορετική γεωγραφική θέση. Μια τυπική μορφή ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι αυτή που φαίνεται στο σχήμα 1:

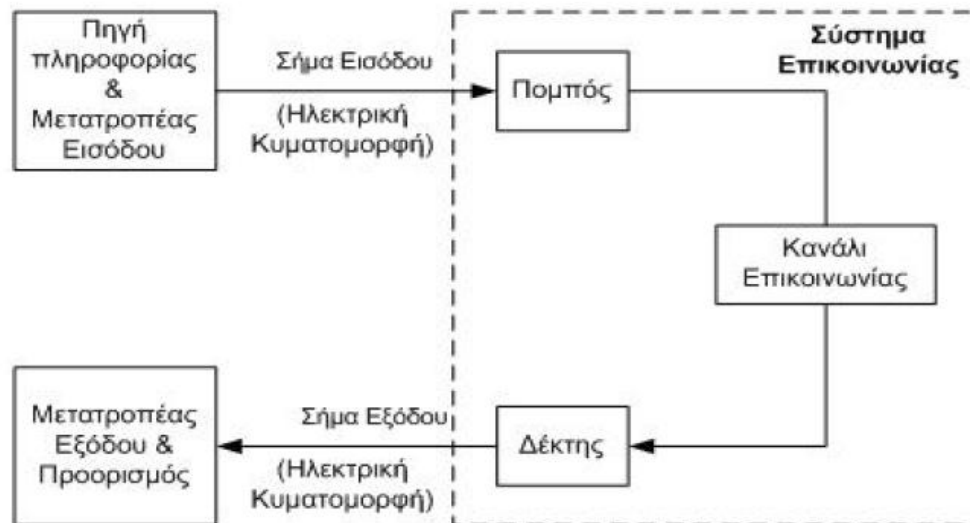


Σχήμα 2.1: Δορυφορικό σύστημα.

## 2.2 Γενικό μοντέλο τηλεπικοινωνιακού συστήματος

Σκοπός ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι η αποστολή πληροφορίας από κάποιο σημείο του χώρου, το οποίο καλείται πηγή (source), σε κάποιο άλλο, το οποίο καλείται προορισμός/δέκτης (destination). Συνήθως το σήμα που παράγεται από την πηγή δεν είναι ηλεκτρικό. Για το λόγο αυτό, στον πομπό (TX – transmitter) γίνεται χρήση ενός μετατροπέα εισόδου, ο οποίος μετατρέπει το μήνυμα που θέλουμε να μεταδώσουμε σε κατάλληλο ηλεκτρικό σήμα. Το χρονικά μεταβαλλόμενο αυτό σήμα ονομάζεται σήμα πληροφορίας (message signal) ή σήμα βασικής ζώνης (baseband signal). Στο δέκτη (RX – receiver) ένας άλλος μετατροπέας κάνει την αντίστροφη διαδικασία. Δημιουργεί δηλαδή το αρχικό μήνυμα από το ηλεκτρικό σήμα.

Στο σχήμα 2.2 φαίνονται τα κυριότερα τμήματα ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Ο βασικός σκοπός του πομπού είναι η μετατροπή του σήματος πληροφορίας σε ένα άλλο, κατάλληλο για μετάδοση μέσα από το κανάλι επικοινωνίας. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται διαμόρφωση. Άλλες διεργασίες στον πομπό είναι η ενίσχυση και το φιλτράρισμα.



Σχήμα 2.2: Γενικό διάγραμμα συστήματος επικοινωνίας.

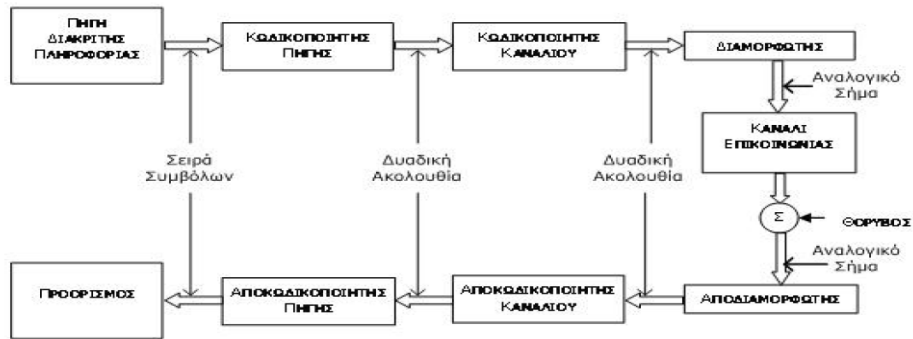
Το κανάλι επικοινωνίας παρέχει την ηλεκτρική σύνδεση μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Υπάρχουν πολλοί και διάφοροι τύποι καναλιών όπως ο ελεύθερος χώρος, μια οπτική ίνα, ένα χάλκινο καλώδιο. Οποιοδήποτε κανάλι όμως υποβαθμίζει το μεταδιδόμενο σήμα. Αυτή η υποβάθμιση οφείλεται στη μη γραμμική απόκριση του καναλιού, σε ανεπιθύμητα ηλεκτρικά σήματα (θόρυβος) και σε παρεμβολές. Ο πομπός και ο δέκτης είναι σχεδιασμένοι έτσι ώστε να περιορίζουν τις επιπτώσεις του θορύβου και να γίνεται όσο το δυνατόν πιο πιστή αναπαραγωγή του αρχικού μηνύματος στον προορισμό.

Κατά τη διαδικασία της διαμόρφωσης στον πομπό έχουμε συστηματική μεταβολή κάποιου χαρακτηριστικού μεγέθους (πλάτος, συχνότητα, φάση) ενός φέροντος σήματος ανάλογα με τις μεταβολές του σήματος πληροφορίας. Ανάλογα με τον τύπο του φέροντος έχουμε δύο κατηγορίες: α) τη διαμόρφωση συνεχούς φέροντος (continuous wave, CW) και β) τη διαμόρφωση παλμών. Στην πρώτη το φέρον είναι μια συνεχής κυματομορφή, συνήθως ημιτονικής μορφής ενώ στη δεύτερη είναι συνήθως κυματομορφή ορθογώνιου παλμού. Και στις δύο περιπτώσεις μπορεί να έχουμε διαμόρφωση είτε από συνεχώς μεταβαλλόμενο (ή αναλογικό) σήμα, είτε από διακριτά μεταβαλλόμενο σήμα (ψηφιακό σήμα). Έτσι προκύπτουν, σε αντιστοιχία με τα παραπάνω δύο είδη διαμορφώσεων, ανάλογα με το σήμα πληροφορίας: οι αναλογικές και οι ψηφιακές διαμορφώσεις.

Στο δέκτη γίνεται μια διαδικασία αντίστροφη της διαμόρφωσης, η οποία καλείται αποδιαμόρφωση. Ο βασικός σκοπός του δέκτη είναι να αναδημιουργήσει το αρχικό σήμα μηνύματος από την υποβαθμισμένη μορφή του λαμβανομένου σήματος. Παρόλα αυτά, λόγω των φαινομένων που αναφέρθηκαν παραπάνω, ο δέκτης δεν μπορεί να ανακτήσει τέλεια το σήμα πληροφορίας.

## **2.3 Βασικά δομικά στοιχεία ενός ψηφιακού συστήματος επικοινωνιών**

Το μπλοκ διάγραμμα ενός τέτοιου συστήματος φαίνεται στο σχήμα 2.3.



Σχήμα 2.3: Μπλοκ διάγραμμα ψηφιακού σήματος επικοινωνίας.

Σκοπός ενός τέτοιου συστήματος είναι η μετάδοση ενός μηνύματος με όσο το δυνατόν μεγαλύτερο ρυθμό και μικρότερο αριθμό σφαλμάτων. Τα σφάλματα αυτά προέρχονται συνήθως από το φυσικό μέσο μετάδοσης (επικοινωνιακό κανάλι), στο οποίο εκτός από την πληροφορία μας μεταδίδονται και άλλα ηλεκτρομαγνητικά ή ηλεκτρικά σήματα και επομένως το σήμα μας θα είναι παραμορφωμένο στην είσοδο του δέκτη σε σχέση με αυτό στην έξοδο του πομπού.

Ακόμη, το σήμα μας θα έχει αλλοιωθεί λόγω απρόβλεπτων ηλεκτρικών και ηλεκτρομαγνητικών σημάτων (θόρυβος), τόσο από τεχνητές όσο και από φυσικές αιτίες. Αυτά τα προβλήματα εισάγουν σφάλματα στην απρόσκοπτη μετάδοση της πληροφορίας και έτσι περιορίζεται ο ρυθμός μετάδοσης. Ο ρυθμός εσφαλμένης αποκωδικοποίησης συμβόλων (Symbol Error Rate-SER) ή ο ρυθμός λήψης εσφαλμένων bit (Bit Error Rate – BER) αποτελούν μέτρο των επιδόσεων του συστήματος μας. Επομένως κατά τη μελέτη, σχεδίαση και κατασκευή ενός ψηφιακού συστήματος επικοινωνίας θα πρέπει να έχουμε ως κύριο στόχο την ελαχιστοποίηση των εσφαλμένα αποκωδικοποιημένων συμβόλων (ή ψηφίων) με σκοπό την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης.

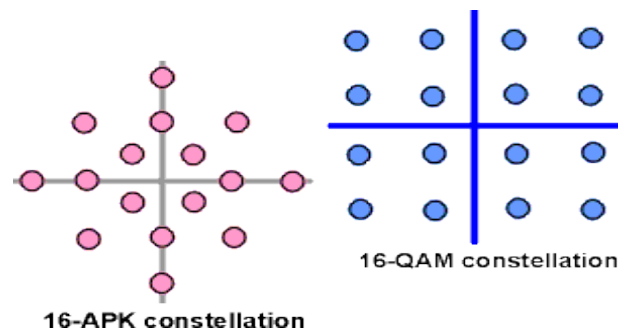


## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### Περιγραφή πομποδέκτη βασικής ζώνης

#### 3.1 Περιγραφή ψηφιακής διαμόρφωσης 16-QAM – Κωδικοποίηση Gray

Συνδυάζοντας το πλάτος και τη φάση συμβόλων προκύπτει ένα είδος σύνθετης διαμόρφωσης που άλλοτε αποκαλείται M-αδική σηματοδosis APK (Amplitude and Phase Keying) και άλλοτε M-αδική σηματοδosis QAM (Quadrature Amplitude Modulation), ανάλογα με τους περιορισμούς που τίθενται στη σχέση πλάτους και φάσης. Τα διαγράμματα αστερισμού για 16 συμβολικές καταστάσεις των APK και QAM, δίδονται στο Σχήμα 3.1.

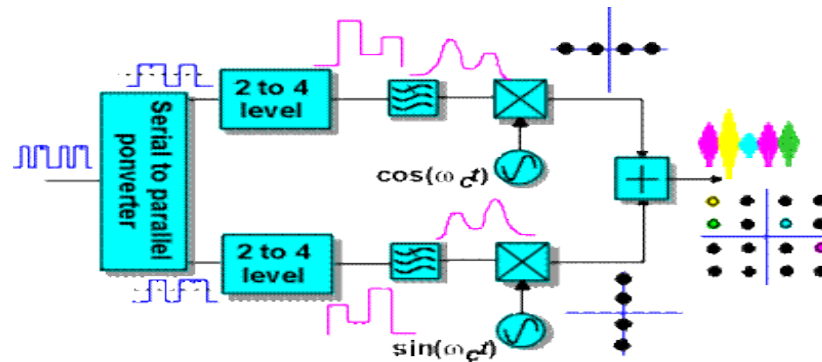


Σχήμα 3.1: Διαγράμματα αστερισμού διαμορφώσεων 16-APK και 16-QAM.

##### 3.1.1 Δημιουργία της διαμόρφωσης QAM

Η απλούστερη μορφή διαμόρφωσης QAM είναι στην πραγματικότητα το σύνολο συμβόλων της QPSK, το οποίο μπορεί να θεωρηθεί ως δύο ορθογώνιοι (με διαφορά φάσης  $90^\circ$ ) φορείς διαμορφωμένοι κατά πλάτος, με στάθμες πλάτους  $+A$  και  $-A$ . Αυξάνοντας τον αριθμό των σταθμών πλάτους κάθε φορέα σε τέσσερις, για παράδειγμα  $+A$ ,  $-A$  και  $+3A$ ,  $-3A$ , προκύπτουν 16 δυνατοί συνδυασμοί συμβόλων στην έξοδο του

πομπού, οι οποίοι απέχουν εξίσου στο διάγραμμα αστερισμού και αντιπροσωπεύονται από συγκεκριμένο πλάτος και φάση ο καθένας.

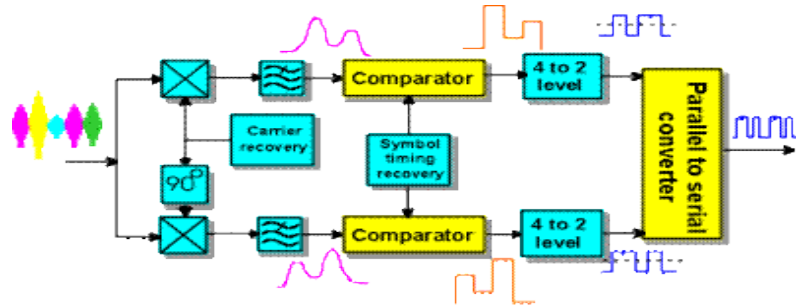


Σχήμα 3.2: Δημιουργία της διαμόρφωσης 16-QAM.

Μπορεί να γίνει επιπλέον μορφοποίηση των παλμών με φιλτράρισμα των ακολουθιών συμβόλων εισόδου βασικής ζώνης με τον ίδιο τρόπο που θα γίνονταν στην περίπτωση της δυαδικής μετάδοσης ASK. Ο διαμορφωτής χρησιμοποιεί και πάλι την ορθογωνικότητα μεταξύ ημιτονικού και συνημιτονικού φέροντος και έτσι επιτρέπει την ανεξάρτητη ανίχνευση των δύο M-αδικών ακολουθιών ASK που εισέρχονται στον δέκτη.

### 3.1.2 Ανίχνευση της διαμόρφωσης QAM

Η διαμόρφωση QAM μπορεί, όπως και η QPSK, να αποκωδικοποιηθεί με σύμφωνη ανίχνευση. Στο σχήμα 3.3 παρουσιάζει την σύμφωνη ανίχνευση QAM, για την οποία απαιτείται –όπως και στην QPSK- ανάκτηση των ορθογωνικών φερόντων. Εδώ βέβαια το πρόβλημα της αβεβαιότητας φάσης περιπλέκεται ακόμη περισσότερο καθώς στα δεδομένα υπάρχει πλέον και το στοιχείο του πλάτους.



Σχήμα 3.3: Ανίχνευση της διαμόρφωσης 16-QAM.

Στην έξοδο κάθε ορθογωνικού αποδιαμορφωτή προκύπτουν τα σύμβολα βασικής ζώνης πολλαπλών επιπέδων, τα οποία θα πρέπει πριν αναγνωριστούν από το κύκλωμα ανίχνευσης του δέκτη να περάσουν από το προσαρμοσμένο φίλτρο.

### 3.1.3 Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων στην διαμόρφωση QAM

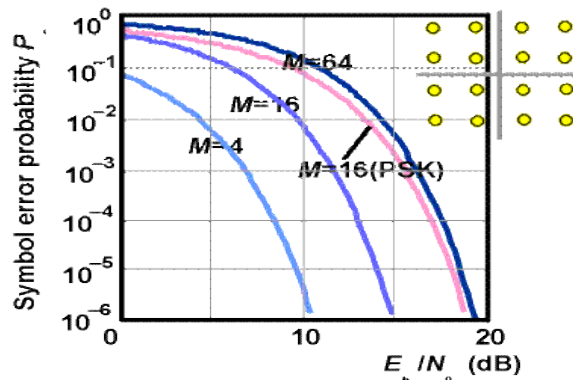
Ο ρυθμός εμφάνισης εσφαλμένων συμβόλων στη διαμόρφωση QAM, δίνεται από τη σχέση:

$$P_s^{QAM} = 1 - (1 - P_m)^2 \quad (3.1)$$

Όπου:

$$P_m = \left(2 - \frac{2}{\sqrt{M}}\right) * Q\left(\sqrt{\frac{3k * E_b / N_0}{(M-1)}}\right) \quad (3.2)$$

και απεικονίζεται στο Σχήμα 3.4.



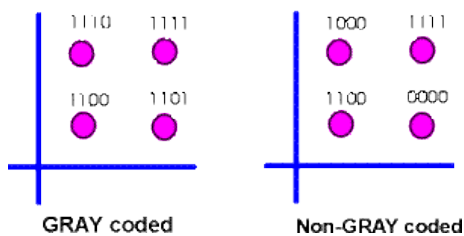
Σχήμα 3.4: Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων για διάφορες τάξεις M-αδικής QAM.

Τέλος, ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων bit στη διαμόρφωση QAM, δίδεται προσεγγιστικά από τη σχέση:

$$P_e^{QAM} = \frac{P_s^{QAM}}{\log_2 M} \quad (3.3)$$

### 3.1.4 Κωδικοποίηση Gray

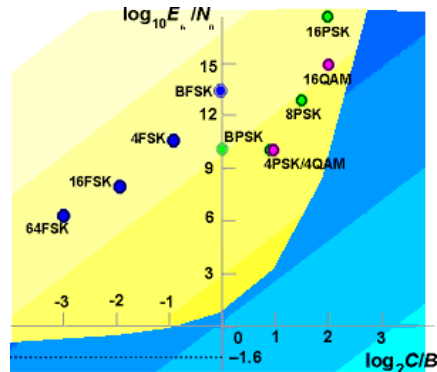
Η ιδέα της κωδικοποίησης Gray, δηλαδή η μέθοδος αντιστοίχισης των bit σύμφωνα με την οποία οι μορφές των διαδοχικών συμβόλων (δηλαδή αυτά που είναι πιθανότερα να ανιχνευτούν εσφαλμένα το ένα αντί του άλλου) διαφέρουν μόνο κατά ένα bit, μπορεί να εφαρμοστεί και στα πλαίσια της M-αδικής σηματοδοσίας ζώνης διέλευσης, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.5.



Σχήμα 3.5: Κωδικοποίηση συμβόλων της 16-QAM κατά Gray.

### 3.1.5 Το όριο Shannon

Το σχήμα 3.6 απεικονίζει τα σημεία λειτουργίας των διαφόρων μεθόδων ψηφιακής διαμόρφωσης δυαδικής και Μ-αδικής σηματοδότησης στο επίπεδο Shannon.



Σχήμα 3.6: Σημεία λειτουργίας διαφόρων μεθόδων διαμόρφωσης στο επίπεδο Shannon.

Μπορεί εύκολα να διαπιστωθεί, ότι κανένα από τα συστήματα Μ-αδικής διαμόρφωσης δεν μπορεί να πλησιάσει αρκετά κοντά στο προβλεπόμενο όριο Shannon, και ότι στις περισσότερες περιπτώσεις η απόστασή τους είναι μεγαλύτερη από 4dB. Για να πλησιάσουν κοντύτερα στο όριο Shannon, πρέπει να εισάγουμε επιπλέον κωδικοποίηση στα δεδομένα, η οποία θα μας επιτρέψει αρχικά να ανιχνεύσουμε και στη συνέχεια να διορθώσουμε τα σφάλματα. Στα σύγχρονα συστήματα επικοινωνιών χρησιμοποιούνται ευρύτατα τεχνικές κωδικοποίησης καναλιού FEC (Forward Error Correction) υιοθετώντας κατά περίπτωση κωδικοποίηση block (π.χ. Reed-Solomon σε εφαρμογές κινητών επικοινωνιών) ή συνελικτική κωδικοποίηση (π.χ. Viterbi στην ψηφιακή τηλεόραση). Τέλος, η χρήση τεχνικών συνδυασμένης κωδικοποίησης και διαμόρφωσης (π.χ. Trellis Coded Modulation - TCM) επιτρέπουν την επίτευξη κερδών κωδικοποίησης που πολλές φορές ξεπερνούν ακόμη και τα 6dB, προσεγγίζοντας πλέον το όριο Shannon.

## 3.2 Ψηφιακά φίλτρα – Ψηφιακά φίλτρα πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης – Δομές πραγματοποίησης των FIR φίλτρων

Η εμφάνιση των ψηφιακών φίλτρων άρχισε στα μέσα της δεκαετίας του 60, όταν οι ψηφιακοί υπολογιστές έγιναν προσιτοί για σοβαρή ερευνητική εργασία. Ο μετασχηματισμός  $z$  που είναι το βασικό εργαλείο των ψηφιακών φίλτρων ήταν γνωστός αρκετά χρόνια πριν.

Τα ψηφιακά φίλτρα κάνουν την ίδια δουλειά που κάνουν και τα αναλογικά, με τη διαφορά ότι η αναλογική προσέγγιση, σε μερικές περιπτώσεις είναι δύσκολο ή ακατόρθωτο να πραγματοποιηθεί.

Η χρήση των ψηφιακών φίλτρων έχει πολλά πλεονεκτήματα, όπως τέλεια αναπαραγωγή, εγγυημένη στάθμη λειτουργίας, ευκολία στην αλλαγή των χαρακτηριστικών του φίλτρου, καθώς και δυνατότητα μοιρασμού χρόνου των ιδίων ψηφιακών κυκλωμάτων μεταξύ πολλών φίλτρων. Το τελευταίο και το πιο σπουδαίο πλεονέκτημα είναι η δημιουργία ψηφιακών φίλτρων σε ολοκληρωμένο κύκλωμα.

Ψηφιακό φίλτρο είναι ένα σύστημα το οποίο δέχεται στην είσοδο του μία ακολουθία αριθμών, την επεξεργάζεται και δημιουργεί στην έξοδο του μία άλλη ακολουθία. Συνεπώς, ο σκοπός του ψηφιακού φίλτρου είναι ο ίδιος με του αναλογικού, δηλαδή η μορφοποίηση του φάσματος εισόδου. Η φυσική, όμως, πραγματοποίηση του ψηφιακού φίλτρου είναι διαφορετική από εκείνη του αναλογικού.

Η θεωρία των γραμμικών συνεχών φίλτρων (αναλογικά) βασίζεται στις γραμμικές εξισώσεις, ενώ η θεωρία των ψηφιακών φίλτρων βασίζεται στην θεωρία των γραμμικών εξισώσεων διαφορών.

Η θεωρία των γραμμικών ψηφιακών φίλτρων βασίζεται στις γραμμικές εξισώσεις διαφορών με σταθερούς συντελεστές. Οι εξισώσεις αυτές λύνονται με τη βοήθεια του

μετασχηματισμού  $z$ , ενώ οι γραμμικές διαφορικές εξισώσεις με σταθερούς συντελεστές, λύνονται με το μετασχηματισμό Laplace.

Τα ψηφιακά φίλτρα εφαρμόζονται σ' ένα μεγάλο και αυξανόμενο αριθμό εφαρμογών σε σχέση με τα αναλογικά φίλτρα, όπως παραδείγματος χάριν σε όλα τα θέματα ανάλυσης και επεξεργασίας σημάτων. Τα σήματα αυτά είναι πεπερασμένα, μικρής διάρκειας, παραδείγματος χάριν καταγραφής σεισμών, παλιρροιών, κυμάτων, θερμικής μελέτης κτιρίων, μελέτης κυκλικής οικονομικής ανάλυσης, στην ιατρική και άλλα.

Τα πιο σημαντικά πλεονεκτήματα των ψηφιακών φίλτρων πραγματικού χρόνου, ως προς τα αναλογικά, είναι τα εξής:

1. Πολύ μεγαλύτερη ακρίβεια.
2. Μικρότερο μέγεθος επειδή πραγματοποιούνται με ολοκληρωμένα κυκλώματα.
3. Πολύ σταθερή λειτουργία.
4. Δεν υπάρχει το πρόβλημα της προσαρμογής αντιστάσεων.
5. Δεν υφίσταται περιορισμός της θέσης των κρίσιμων συχνοτήτων του φίλτρου.
6. Μεγάλη ευελιξία, επειδή μπορούμε να αλλάξουμε την καμπύλη απόκρισης του φίλτρου με την αλλαγή των κατάλληλων συντελεστών.
7. Δυνατότητα μοιρασμού χρόνου (time-sharing) με μεγαλύτερα τμήματα του συστήματος.
8. Είναι πολύ οικονομικά, ειδικά στην περίπτωση φίλτρων πολύ χαμηλής συχνότητας διέλευσης (0.01-1Hz).

Τα πλεονεκτήματα αυτά μαζί με την τεχνολογία της ολοκλήρωσης ευρείας κλίμακας (Large Scale Integration-LSI) κάνουν την χρήση των ψηφιακών φίλτρων τελείως καθημερινή, μέχρι σημείου να εκτοπίσουν τελείως τα αναλογικά φίλτρα, όπως έγινε με την εκτόπιση των λυχνιών από τα τρανζίστορ. Ήδη σήμερα υπάρχει σε ολοκληρωμένο κύκλωμα ψηφιακό φίλτρο μεγαλύτερου από δευτέρου βαθμού από διάφορες εταιρίες.

### 3.2.1 Χαρακτηριστικά των FIR φίλτρων

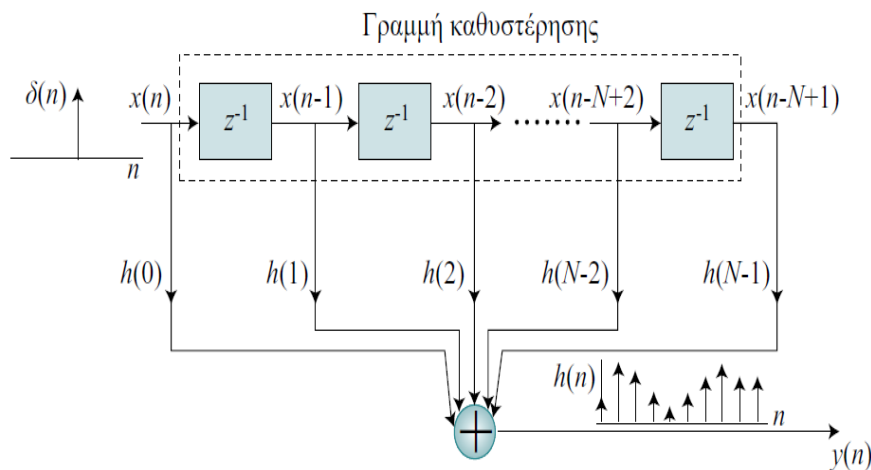
Η γενική δομή των FIR φίλτρων έχει όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.7. Αποτελείται από μία γραμμή καθυστέρησης (delay line), όπως ολισθαίνουν τα δείγματα του σήματος εισόδου  $x(n)$ , και από τους πολλαπλασιαστές  $h(m)$ . Τα αποτελέσματα των πολλαπλασιασμών προστίθενται για να δώσουν την τελική έξοδο του φίλτρου  $y(n)$ . Είναι προφανές ότι η έξοδος  $y(n)$  είναι ο γραμμικός συνδυασμός των δειγμάτων εισόδου  $x(n)$ :

$$y(n) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m) \quad (3.4)$$

Αν το σήμα εισόδου στο FIR φίλτρο είναι η μοναδιαία κρουστική  $\delta(n)$ , τότε η έξοδος του (κρουστική απόκριση του φίλτρου ή Impulse Response) θα είναι διαδοχικά ίση με κάθε έναν από τους συντελεστές  $h(m)$ . Έτσι, έχουμε πεπερασμένη σε χρονική διάρκεια κρουστική απόκριση  $h(m)$  για τα FIR φίλτρα (Finite Impulse Response). Η εξίσωση διαφορών (1) αποτελεί τη σχέση εισόδου-εξόδου του FIR φίλτρου. Επίσης ξέρουμε ότι για τη συνάρτηση μεταφοράς ισχύει,

$$H(z) \leftrightarrow h(n) \Leftrightarrow H(z) = \sum_{m=0}^{N-1} h(m)z^{-m} \quad (3.5)$$

Ο βαθμός  $N$  του φίλτρου χαρακτηρίζεται από το πλήθος των όρων της κρουστικής απόκρισης (πλήθος συντελεστών  $h(m)$ ).



Σχήμα 3.7: Δομή FIR ψηφιακών φίλτρων.

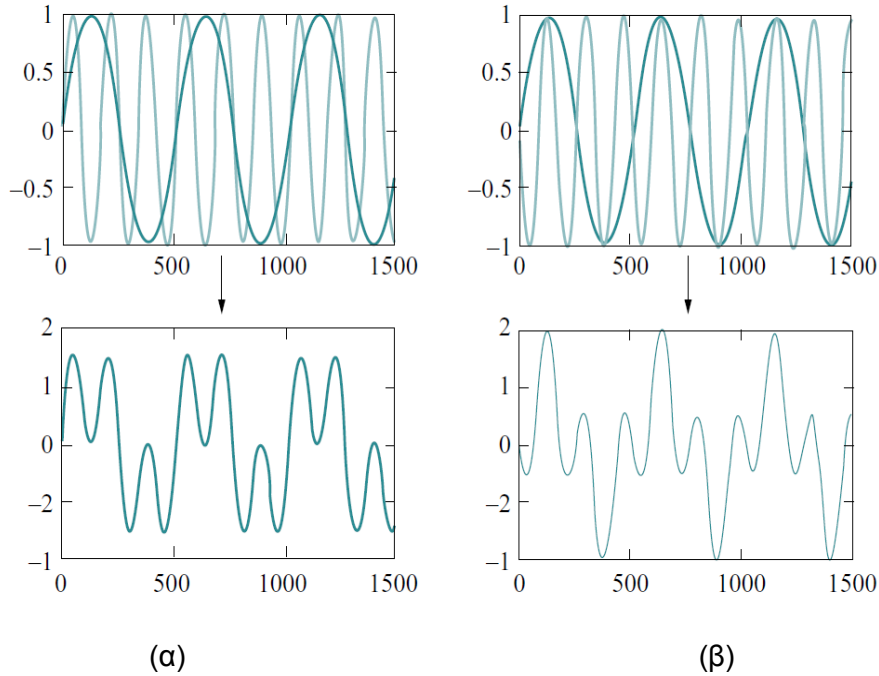


### 3.2.2 Γραμμική απόκριση φάσης

Ένα φίλτρο έχει γραμμική απόκριση φάσης (linear phase response) όταν η διαφορά φάσης  $\theta(\omega)$  μεταξύ εισόδου και εξόδου για σήμα γωνιακής συχνότητας  $\omega$ , δίνεται ως:

$$\theta(\omega) = -a\omega \quad \text{ή} \quad \theta(\omega) = \beta - a\omega \quad (3.6)$$

Όπου  $a$  και  $b$  σταθερές που εξαρτώνται από τα χαρακτηριστικά του φίλτρου. Όταν οι αρμονικές συνιστώσες ενός σήματος, διέλθουν από σύστημα που έχει γραμμική απόκριση φάσης σύμφωνα με την (3.6), υπόκεινται όλες στην ίδια χρονική καθυστέρηση ίση με  $a$  sec, με αποτέλεσμα να μην καταστρέφεται η μορφή του σήματος. Αυτό γίνεται φανερό αν σκεφτούμε ότι  $\cos(\omega t + \theta) = \cos(\omega t - a\omega) = \cos[\omega(t - a)]$ . Στο Σχήμα 3.8α φαίνονται οι δύο αρμονικές συνιστώσες από τις οποίες αποτελείται ένα σήμα που έχουν μηδενική διαφορά φάσης για  $t=0$ , καθώς και η μορφή του σήματος. Το σήμα που φαίνεται στο Σχήμα 3.8β αποτελείται από τις ίδιες συνιστώσες, που έχουν όμως υποστεί διαφορετική χρονική καθυστέρηση η μία ως προς την άλλη, έτσι ώστε να έχουν διαφορά φάσης για  $t=0$  ίση με  $\pi$ . Το αποτέλεσμα είναι ότι η μορφή του σήματος έχει αλλάξει ριζικά. Παρ' ότι το ανθρώπινο σύστημα ακοής δεν είναι ευαίσθητο στις φασικές μετατοπίσεις των αρμονικών ενός σήματος, μία τέτοια αλλαγή θα μπορούσε να έχει καταστρεπτικά αποτελέσματα σε περιπτώσεις που ενδιαφέρει η μορφή του σήματος (τηλεπικοινωνίες, καρδιογράφημα, εικόνες κτλ.).



Σχήμα 3.8: Δύο αρμονικές που δίνουν διαφορετική μορφή για το σύνθετο σήμα ανάλογα με την μεταξύ τους αρχική διαφορά φάσης. α) Αρχική διαφορά φάσης 0. β) Αρχική διαφορά φάσης  $\pi$ .

Για να έχει ένα FIR φίλτρο την ιδιότητα της γραμμικής απόκρισης φάσης, θα πρέπει να παρουσιάζει κάποιας μορφής συμμετρία στην κρουστική απόκριση  $h(n)$ . Έτσι, έστω ένα FIR φίλτρο με  $N$  όρους στην κρουστική απόκριση  $h(n)$  ( $n=0, \dots, N-1$ ), όπου το  $N$  είναι περιττός αριθμός και οι όροι  $h(n)$  παρουσιάζουν τη συμμετρία:

$$h(n) = h(N - n - 1) \quad (3.7)$$

Τότε, το φίλτρο αυτό έχει γραμμική απόκριση φάσης. Ας πάρουμε, για παράδειγμα, την απόκριση συχνότητας του φίλτρου για  $N=5$ . Θέτουμε στην (3.7)  $z = e^{j\omega}$  και έχουμε

$$\begin{aligned} H(e^{j\omega}) &= \sum_{m=0}^4 h(m)e^{-j\omega m} = \\ &= h(0) + h(1)e^{-j\omega} + h(2)e^{-j2\omega} + h(3)e^{-j3\omega} + h(4)e^{-j4\omega} \\ &= e^{-j2\omega} [h(0)e^{-j2\omega} + h(1)e^{-j\omega} + h(2) + h(3)e^{-j\omega} + h(4)e^{-j2\omega}] \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= e^{-j2\omega} [h(0)(e^{-j2\omega} + e^{-j2\omega}) + h(1)(e^{j\omega} + e^{-j\omega}) + h(2)] \\
&= e^{-j2\omega} [2h(0)\cos(2\omega) + 2h(1)\cos(\omega) + h(2)] \tag{3.8}
\end{aligned}$$

Το μέτρο της  $H(e^{j\omega})$  είναι πραγματική ποσότητα μέσα στην αγκύλη. Η φάση της ισούται με τη φάση που δημιουργεί ο όρος  $e^{-j2\omega}$ . Ο υπολογισμός της δίνει  $\theta(\omega) = -2\omega$ . Στην γενική περίπτωση φίλτρων μήκος  $N$  θα είναι  $\theta(\omega) = -\frac{N-1}{2}\omega$ . Επομένως ο συντελεστής αναλογίας της σχέσης (3.8) ισούται με  $\frac{N-1}{2}$ . Συμπερασματικά, ένα FIR φίλτρο με συμμετρική κρουστική απόκριση και περιττό πλήθος όρων έχει γραμμική φάση, και όπως είδαμε αυτό έχει ως συνέπεια τη **χρονική καθυστέρηση** όλων των αρμονικών του σήματος κατά  $\frac{N-1}{2}$  δείγματα.

Υπάρχουν τέσσερις διαφορετικοί τύποι FIR φίλτρων γραμμικής φάσης, ανάλογα με το αν το πλήθος  $N$  των συντελεστών της  $h(n)$  είναι άρτιο ή περιττό και αν η  $h(n)$  είναι συμμετρική ή αντισυμμετρική. Σε όλες τις περιπτώσεις ο υπολογισμός του μέτρου και της φάσης της απόκρισης συχνοτήτων  $H(e^{j\omega})$  γίνεται όπως στο προηγούμενο παράδειγμα, και αποδεικνύεται ότι η φάση είναι γραμμική.

### 3.2.3 Ευστάθεια των φίλτρων – Πόλοι και Μηδενικά

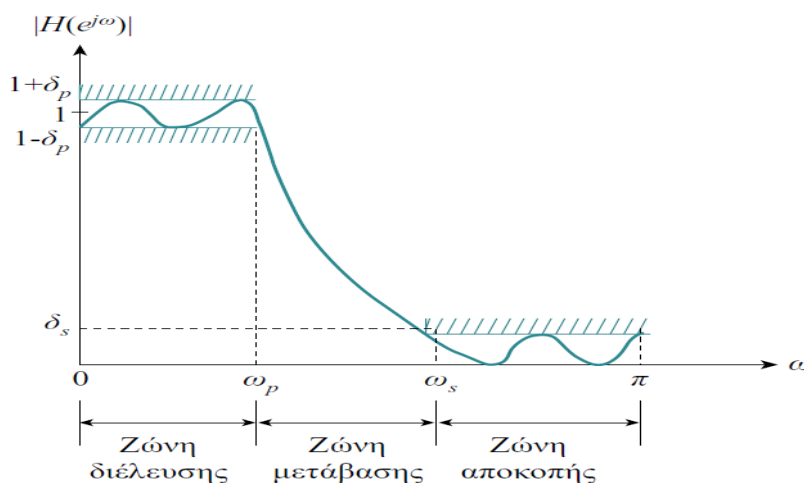
Στα FIR φίλτρα η έξοδος εξαρτάται μόνο από τις τιμές της εισόδου  $x(n-k)$  με  $k=0, \dots, N-1$ . Καμία καθυστερημένη τιμή της εξόδου  $y(n-k)$  δεν συμμετέχει στον υπολογισμό της. Έτσι η κρουστική απόκριση είναι πεπερασμένη και η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου  $H(z)$  που δίνονται από την (3.7) δεν έχει παρονομαστή, επομένως δεν έχει πόλους που δημιουργούν αστάθεια. Όλα αυτά έχουν ως αποτέλεσμα την ευστάθεια του φίλτρου, που σημαίνει ότι για οποιοδήποτε πεπερασμένο σε πλάτος σήμα εισόδου, η έξοδος είναι επίσης πεπερασμένη σε μέγεθος. Η θέση όπου η  $H(z)$

μηδενίζεται (μηδενικά) μπορεί να καθοριστεί, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται από το φίλτρο πολύ καλή απόρριψη κάποιων από τις αρμονικές συνιστώσες του σήματος.

### 3.2.4 Τύποι και προδιαγραφές των FIR φίλτρων

Ο τρόπος με τον οποίο κυρίως καθορίζεται αλλά και χρησιμοποιείται ένα ψηφιακό φίλτρο είναι η συμπεριφορά του στη συχνότητα. Η συμπεριφορά αυτή περιγράφεται από την απόκριση στη συχνότητα του φίλτρου, τόσο σε ότι έχει σχέση με την επίδραση του στο πλάτος των διαφορών αρμονικών του σήματος (απόκριση πλάτους), όσο και στον τρόπο με τον οποίο επηρεάζει τη φασική σχέση των αρμονικών (απόκριση φάσης). Δεδομένου ότι η απόκριση στη συχνότητα των ψηφιακών συστημάτων είναι περιοδική, αρκεί να καθοριστεί η συμπεριφορά του ψηφιακού φίλτρου στην περιοχή από 0 ως  $\pi$ .

Η απόκριση φάσης στα FIR φίλτρα μπορεί να είναι γραμμική αν η κρουστική απόκριση  $h(n)$  είναι συμμετρική ή αντισυμμετρική. Στην απόκριση μέτρου του φίλτρου ενδιαφέρον παρουσιάζει τόσο οι αποκλίσεις από την επιθυμητή απόκριση στις ζώνες διέλευσης και αποκοπής, όσο και οι συχνότητες που καθορίζουν τα όρια των ζωνών αυτών. Όλα αυτά τα χαρακτηριστικά περιγράφονται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 3.9: Μη ιδανικό βαθυπερατό φίλτρο.

Στο σχήμα διακρίνουμε τις επόμενες παραμέτρους:

$\delta_p$  είναι η απόκλιση (από τη μονάδα) στη ζώνη διέλευσης

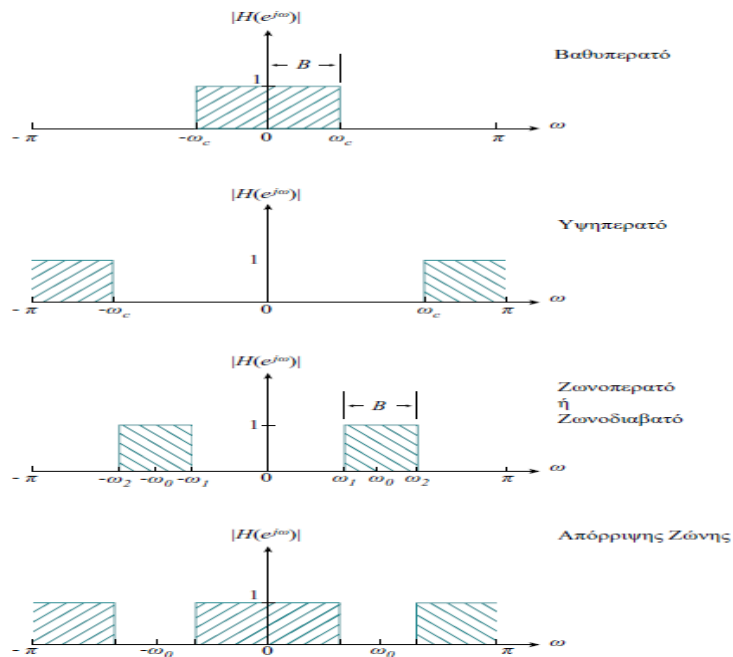
$\delta_s$  είναι η απόκλιση (από το μηδέν) στη ζώνη αποκοπής

$\omega_p$  είναι το όριο της ζώνης διέλευσης

$\omega_s$  είναι το όριο της ζώνης αποκοπής

2π είναι η κυκλική συχνότητα δειγματοληψίας

Το εύρος της ζώνης μετάβασης είναι  $\Delta\omega = \omega_s - \omega_p$ . Συνήθως τα  $\omega_s$  και  $\omega_p$  ορίζονται ως κλάσματα του  $\pi$ , ενώ οι αποκλίσεις  $\delta_p$  και  $\delta_s$  ορίζονται σε dB μέσω των ποσοτήτων  $20\log(\delta_p)$  και  $20\log(\delta_s)$ , αντίστοιχα. Επιπλέον, ως χαρακτηριστικό σχεδίασης μπορεί να θεωρηθεί το μέγιστο αποδεκτό πλήθος  $N$  των συντελεστών  $h(n)$  του φίλτρου. Οι προηγούμενες προδιαγραφές αφορούν την πραγματική συμπεριφορά ενός FIR φίλτρου. Όταν τα μεγέθη  $\delta_s$ ,  $\delta_p$  και  $\Delta\omega$  τείνουν στο μηδέν, το απαιτούμενο πλήθος  $N$  των συντελεστών τείνει στο άπειρο και η απόκριση του φίλτρου προσεγγίζει την ιδανική απόκριση.



Σχήμα 3.10: Απόκριση μέτρου των βασικών ιδανικών φίλτρων διακριτού χρόνου.

### 3.2.5 Μέθοδοι σχεδίασης των FIR φίλτρων

Η διαδικασία για τη σχεδίαση FIR φίλτρων περιλαμβάνει τον καθορισμό των προδιαγραφών του φίλτρου, τον υπολογισμό των συντελεστών του φίλτρου με μία από τις διαθέσιμες μεθόδους, τον καθορισμό της δομής υλοποίησης, την ανάλυση σφαλμάτων λόγω του πεπερασμένου μήκους των συντελεστών καθώς και την επιλογή για υλοποίηση με λογισμικό ή υλικό.

Σημαντικό βήμα στη διαδικασία σχεδίασης των FIR φίλτρων είναι να υπολογιστούν οι συντελεστές  $h(n)$ , ώστε το φίλτρο να πληροί τις επιθυμητές προδιαγραφές μέτρου και φάσης στη συχνότητα. Οι μέθοδοι που χρησιμοποιούνται ευρύτατα είναι κυρίως οι επόμενες τρεις. Η μέθοδος των παραθύρων (windowing method), η μέθοδος σχεδίασης βέλτιστων φίλτρων (optimal method) και η μέθοδος της δειγματοληψίας στη συχνότητα (frequency sampling method). Εδώ θα παρουσιάσουν τη μέθοδο των παραθύρων που είναι απλή. Η μέθοδος σχεδίασης βέλτιστων φίλτρων δίνει την καλύτερη δυνατή απόκριση συχνότητας για συγκεκριμένο πλήθος συντελεστών. Όλες οι μέθοδοι μπορούν να δώσουν FIR φίλτρα γραμμικής φάσης.

### 3.2.6 Μέθοδοι των παραθύρων

Η μέθοδος των παραθύρων αποτελεί μια σχετικά απλή διαδικασία σχεδίασης FIR φίλτρων. Οι συντελεστές  $h_D(n)$  του ιδανικού φίλτρου υπολογίζονται από τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier της απόκρισης συχνότητας  $H_D(e^{j\omega})$ :

$$h_D(n) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_D(e^{j\omega}) e^{j\omega n} d\omega \quad (3.9)$$

Το γράμμα D χρησιμοποιείται για να δηλώσει την επιθυμητή (Desired) ή ιδανική συμπεριφορά.

### 3.2.6.1 Ιδιότητες και τύποι των παραθύρων

Η συνάρτηση  $W(e^{j\omega})$ , που είναι το φάσμα του παραθύρου  $w(n)$ , αποτελείται από ένα κύριο λοβό που περιέχει την περισσότερη φασματική ενέργεια του παραθύρου, καθώς και από παράπλευρους λοβούς που γενικά ελαττώνονται γρήγορα (Σχήμα 8γ). Το εύρος της ζώνης μετάβασης του φίλτρου εξαρτάται από το εύρος του κύριου λοβού της  $W(e^{j\omega})$ . Στην τελική  $W(e^{j\omega})$  επιδρούν επίσης οι παράπλευροι λοβοί της  $W(e^{j\omega})$ , εισάγοντας σ' αυτή μικρή κυμάτωση σε όλες τις συχνότητες. Το φάσμα μιας συνάρτησης παραθύρου πρέπει να έχει στενό κύριο λοβό, ο οποίος να περιέχει όσο το δυνατόν περισσότερη φασματική ενέργεια, με παράπλευρους λοβούς που να φθίνουν γρήγορα. Από τις πλέον γνωστές συναρτήσεις παραθύρων είναι οι ακόλουθες:

A. Το τετραγωνικό παράθυρο (rectangular). Αντιστοιχεί στην απλή αποκοπή της ακολουθίας  $h_D(n)$ . Η ακολουθία βάρους δίνεται από τη σχέση:

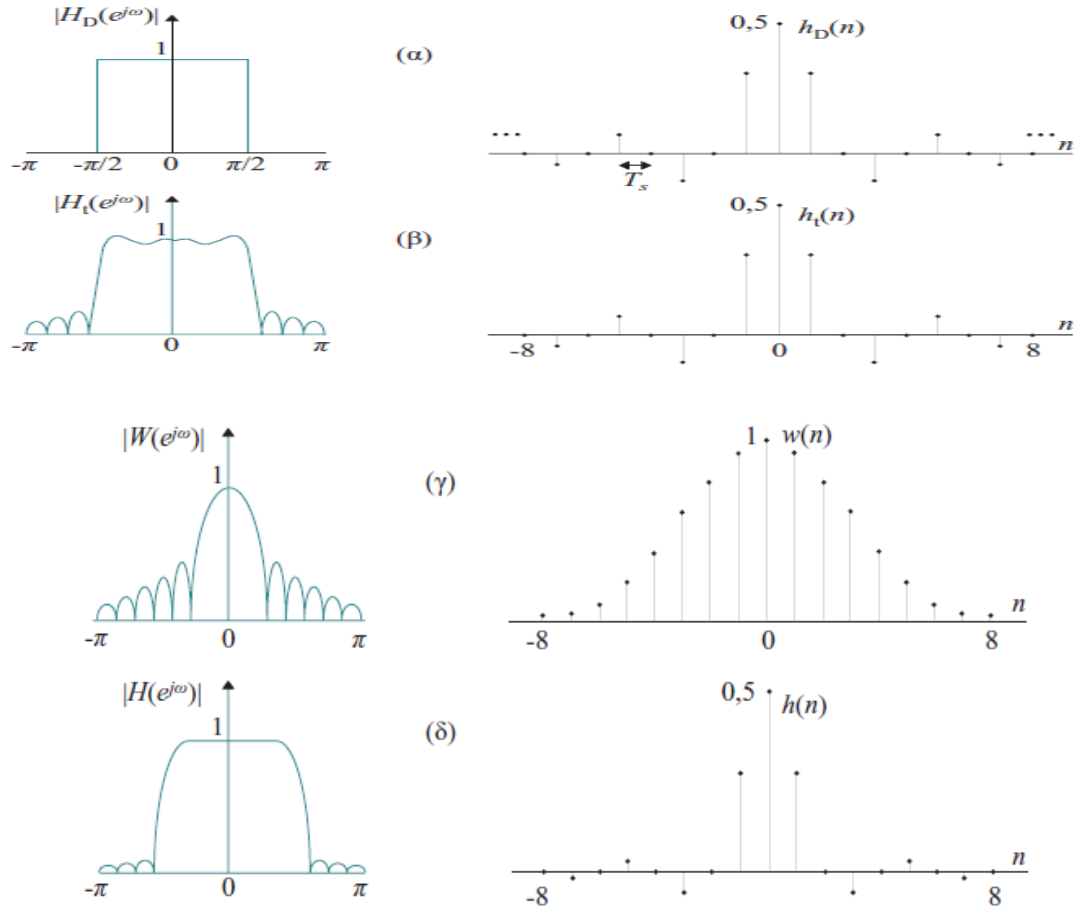
$$W_R(n) = \begin{cases} 1 & -\frac{N-1}{2} \leq n \leq \frac{N-1}{2} \\ 0 & \text{οπουδήποτε αλλού} \end{cases} \quad (3.10)$$

B. Το γενικευμένο παράθυρο Hamming:

$$W_R(n) = \begin{cases} \alpha + (1 - \alpha) \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) & -\frac{N-1}{2} \leq n \leq \frac{N-1}{2} \\ 0 & \text{οπουδήποτε αλλού} \end{cases} \quad (3.11)$$

Το παράθυρο αυτό για  $\alpha=0,54$  δίνει το γνωστό παράθυρο Hamming. Για την τιμή αυτή του  $\alpha$ , ο κεντρικός λοβός της  $W(e^{j\omega})$  περιέχει το 99,96% της συνολικής φασματικής ενέργειας, ενώ επιτυγχάνονται -52 dB εξασθένιση στη ζώνη απόρριψης των φίλτρων που σχεδιάζονται. Η μορφή του παραθύρου  $w(n)$  για  $N=17$  είναι αυτή του Σχήματος 3.11γ.

Η μέθοδος σχεδίασης των FIR φίλτρων με τα παράθυρα παρ' ότι απλή, δεν αίρει το βασικό μειονέκτημα των FIR φίλτρων, να απαιτούν πολλούς συντελεστές και επομένως, αυξάνει απαιτήσεις σε υλικό για την υλοποίησή τους. Με κατάλληλη χρήση του παραθύρου Hamming και άλλων παραθύρων έχει γίνει δυνατή η μείωση του απαιτούμενου υλικού υλοποίησης των φίλτρων.

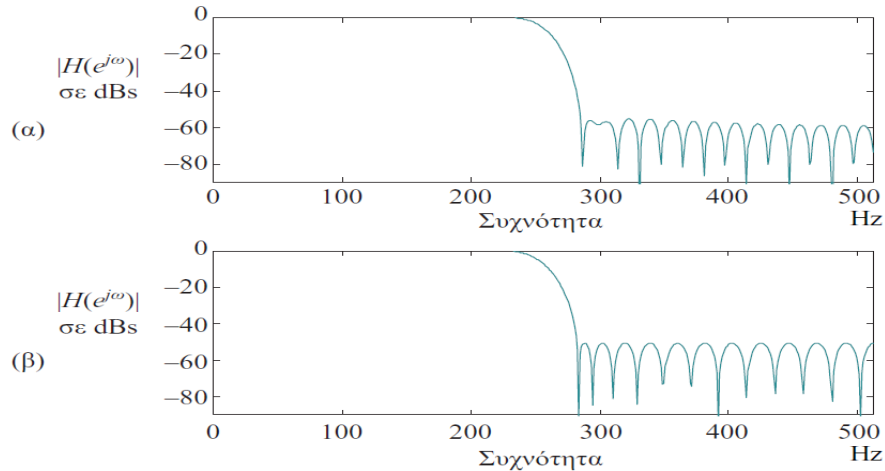


Σχήμα 3.11: Γραφική παράσταση του τρόπου εφαρμογής των παραθύρων στη σχεδίαση FIR φίλτρων.

### 3.2.7 Μέθοδοι σχεδίασης βέλτιστων FIR φίλτρων

Ο όρος βέλτιστο FIR φίλτρο σημαίνει την επίτευξη των καλύτερων δυνατών προδιαγραφών στην απόκριση συχνότητας με το μικρότερο πλήθος συντελεστών. Η μέθοδος σχεδίασης βέλτιστων FIR φίλτρων αναπτύχθηκε στις αρχές της δεκαετίας του '70, και έχει κωδικοποιηθεί σε πρόγραμμα υπολογιστή με αποτέλεσμα να είναι εύκολη η εφαρμογή της. Η μέθοδος παρέχει πλήρη έλεγχο της κυμάτωσης στην ζώνη διέλευσης και αποκοπής, ενώ τα φίλτρα που προκύπτουν από αυτή είναι πάντα πιο οικονομικά σε πλήθος συντελεστών.





Σχήμα 3.12: (α) Απόκριση μέτρου FIR ψηφιακού φίλτρου σχεδιασμένου με το παράθυρο Hamming και εξήντα ένα συντελεστές, (β) Απόκριση μέτρου βέλτιστου FIR βαθυπερατού φίλτρου. Το απαιτούμενο πλήθος των συντελεστών είναι σαράντα έξι.

## 3.2.8 Θέματα υλοποίησης FIR φίλτρων

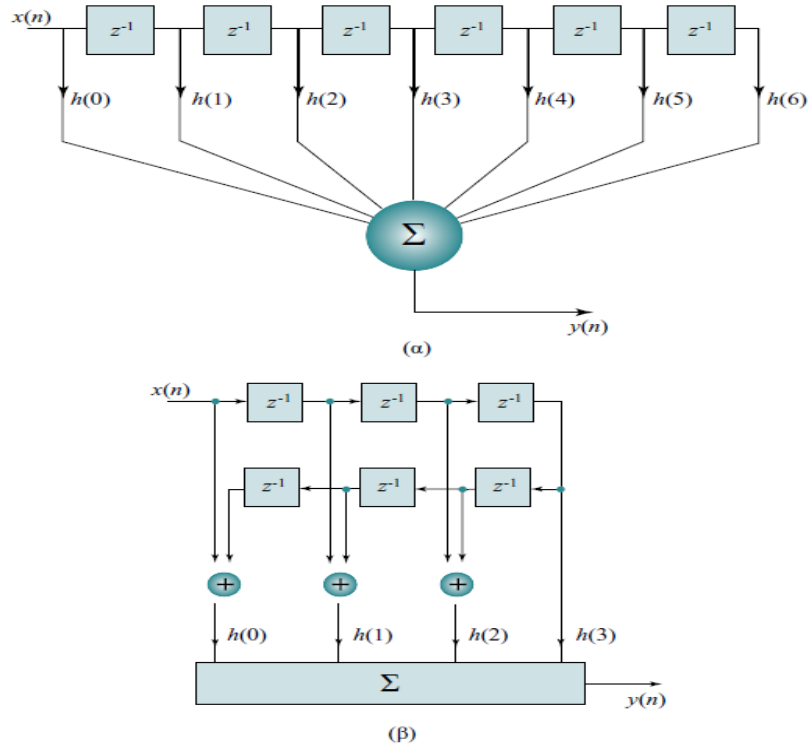
### 3.2.8.1 Δομές πραγματοποίησης των FIR φίλτρων

Οι δομές πραγματοποίησης των FIR φίλτρων είναι στην ουσία σχηματικά διαγράμματα για τους διαφορετικούς, αλλά θεωρητικά ισοδύναμους τρόπους που μπορεί να οργανωθεί η συνάρτηση μεταφοράς  $H(z)$ . Η πιο διαδεδομένη δομή είναι η άμεση ή transversal. Για τη δομή αυτή, που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.13α, η σχέση μεταξύ των σημάτων εισόδου-εξόδου του φίλτρου έχει ως εξής:

$$\sum_{m=0}^{N-1} h(m)x(n-m) \quad (3.12)$$

Σύμφωνα με την εξίσωση αυτή η άμεση δομή απαιτεί για την πραγματοποίησή της:

- N-1 θέσεις μνήμης για την αποθήκευση των δειγμάτων  $x(n)$ .
- N θέσεις μνήμης για την αποθήκευση των συντελεστών  $h(m)$ .
- N πολλαπλασιασμούς.
- N-1 προσθέσεις.



Σχήμα 3.13: Οι δύο κυριότερες δομές πραγματοποίησης FIR φίλτρων (α). Άμεση (Transversal) και (β) γραμμικής φάσης.

Τροποποίηση της transversal δομής αποτελεί η δομή γραμμικής φάσης. Στη δομή αυτή (Σχήμα 3.13β) τα δείγματα που πρόκειται να πολλαπλασιαστούν με ίδιους συντελεστές λόγω της συμμετρικής κρουστικής απόκρισης ( $h(n) = \pm h(N - n - 1)$ ), πρώτα προστίθενται και μετά πολλαπλασιάζονται. Αποτέλεσμα αυτού είναι να απαιτείται μόνο ένας πολλαπλασιασμός για κάθε δύο δείγματα. Η εξίσωση εισόδου-εξόδου στην περίπτωση αυτή γράφεται ως:

$$y(n) = \sum_{m=0}^{\frac{N-1}{2}-1} h(m) [x(n-m) + x(n-N+1+m)] \quad (3.13)$$

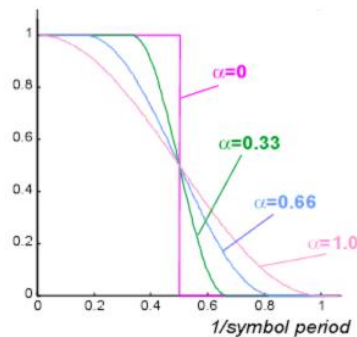
Η δομή της γραμμικής φάσης για να υλοποιηθεί απαιτεί τους μισούς πολλαπλασιασμούς σε σχέση με την άμεση, και βρίσκει εφαρμογή στα FIR φίλτρα γραμμικής φάσης (συμμετρική κρουστική απόκριση).

### 3.3 Φίλτρα υψωμένου συνημιτόνου

#### 3.3.1 Οικογένεια φίλτρων υψωμένου συνημιτόνου

Μια συχνά χρησιμοποιούμενη μέθοδος για την υλοποίηση της απόκρισης Nyquist στην πράξη είναι το φίλτρο υψωμένου συνημιτόνου, που ονομάζεται έτσι επειδή η περιοχή μετάβασης από τη ζώνη διέλευσης στην ζώνη αποκοπής μοιάζει με την μορφή τμήματος συνημιτόνου.

Η οξύτητα του φίλτρου ελέγχεται από την παράμετρο  $\alpha$ , που ονομάζεται παράμετρος κλίσης (roll-off factor). Όταν είναι  $\alpha=0$ , έχουμε το ιδανικό φίλτρο, το οποίο ονομάζεται 'φίλτρο πλινθοδομής' (brickwall filter) ή ορθογώνιο φίλτρο.



Σχήμα 3.14: Απόκριση συχνότητων για την οικογένεια φίλτρων υψωμένου συνημιτόνου.

Το εύρος ζώνης  $B$  που καταλαμβάνεται από ένα σήμα δεδομένων που έχει φιλτραριστεί από φίλτρο υψωμένου συνημιτόνου είναι αυξημένο από την ελάχιστη τιμή

$B_{MIN} = 0,5 \frac{1}{T_S}$  και ισούται με:  $B = B_{MIN} (1 + \alpha)$  Πραγματικό εύρος ζώνης διαμόρφωσης,

#### 3.3.2 Το φίλτρο τετραγωνικής ρίζας υψωμένου συνημιτόνου

Με δεδομένο ότι η απόκριση τύπου Nyquist θα πρέπει να ισχύει για το σύνολο μίας επικοινωνιακής ζεύξης, περιλαμβάνοντας τον πομπό και το δέκτη, ώστε να επιτευχθεί μηδενική διασυμβολική παρεμβολή, θα πρέπει να συζητήσουμε το βέλτιστο σημείο πραγματοποίησης του φιλτραρίσματος μέσα στο όλο σύστημα μετάδοσης.

Το φιλτράρισμα είναι σχεδόν πάντα υποχρεωτικό στη μονάδα εκπομπής, ειδικά στην περίπτωση ασύρματων επικοινωνιών, για να περιορισθεί το εύρος ζώνης του σήματος που 'ταξιδεύει' στον αέρα στα όρια που θεσπίζουν οι επίσημοι κανονισμοί ή από την πρακτική ανάγκη συνύπαρξης πολλών χρηστών σε κανάλια διαδοχικών περιοχών συχνοτήτων. Το καλό φιλτράρισμα στον δέκτη είναι επίσης αναγκαίο (πάλι ειδικά στις ασύρματες επικοινωνίες), για να απομακρυνθούν τα ισχυρά σήματα παρεμβολής από τον αποδιαμορφωτή, τον οποίο μπορούν να υπερφορτώσουν άσκοπα, και επίσης για να απορριφθεί όσο περισσότερος θόρυβος γίνεται, που δεν εμπίπτει στο εύρος διαμόρφωσης του σήματος. Για τους λόγους αυτούς είναι αναγκαίο να διαμοιραστεί η λειτουργία του φιλτραρίσματος κατά Nyquist μεταξύ των μονάδων πομπού και δέκτη, θεωρώντας ότι η απόκριση του καναλιού είναι επίπεδη ή ότι έχει ισοσταθμιστεί με κάποιον τρόπο.

Είναι κοινή πρακτική, η εξίσου διαμοίραση της λειτουργίας του φιλτραρίσματος υψωμένου συνημιτόνου στον πομπό και στον δέκτη έτσι ώστε η κάθε μονάδα να καταλήγει με αυτό που ονομάζεται χαρακτηριστική μεταφορά ρίζας υψωμένου συνημιτόνου (root raised cosine transfer function). Υπό αυτές τις συνθήκες ο λόγος μέγιστου προς μέσο εκπεμπόμενο σήμα πρέπει να υπολογίζεται για απόκριση ρίζας υψωμένου συνημιτόνου, όπως συχνά λανθασμένα θεωρείται.

## **3.4 Ανάλυση προσθετικού λευκού Γκαουσιανού θορύβου**

Ο ηλεκτρικός θόρυβος εμφανίζεται σε όλα τα ηλεκτρονικά συστήματα, και οφείλεται σε διάφορους τυχαίους παράγοντες που αφορούν στις φυσικές ιδιότητες των υλικών. Υπάρχουν διάφορες πηγές ηλεκτρικού θορύβου, αλλά αυτός που κύρια απασχολεί τους μηχανικούς τηλεπικοινωνιών είναι ο *θερμικός θόρυβος*.

### **3.4.1 Θερμικός θόρυβος**

Ο θερμικός θόρυβος οφείλεται στην τυχαία θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων, που ονομάζεται κίνηση *Brown*, και μετριέται στην είσοδο του δέκτη. Τα κύρια χαρακτηριστικά του θερμικού θορύβου είναι:

- (1) Ακολουθεί την κανονική κατανομή (*Gaussian*), και
- (2) Η φασματική του πυκνότητα ισχύος είναι σταθερή σε όλο το χρήσιμο φάσμα συχνοτήτων, ίση με  $N_0/2$  (Watt / Hz), δηλαδή είναι λευκός.
- (3) Είναι προσθετικός, δηλαδή προστίθεται στο λαμβανόμενο σήμα στην είσοδο του δέκτη.

Για αυτό και ονομάζεται AWGN (*additive white Gaussian noise*), δηλαδή προσθετικός λευκός Γκαουσιανός θόρυβος.

Η ισχύς του λευκού θορύβου ισούται με το γινόμενο της φασματικής πυκνότητας ισχύος  $N_0$  (σε Watt/Hz) επί το εύρος συχνοτήτων  $B$  (σε Hz)

$$P_{white-noise} = N_0 \cdot B \quad (\text{σε Watt}) \quad (3.14)$$

Από τη Φυσική Στερεάς Κατάστασης προκύπτει ότι η φασματική πυκνότητα ισχύος του θερμικού θορύβου είναι ίση με

$$N_0 = k \cdot T \quad (\text{σε Watt/Hz}) \quad (3.15)$$

όπου

$$k = 1.38 \times 10^{-23} \quad \text{είναι η σταθερά του Boltzman (σε J/°K)}$$

$$T \quad \text{η απόλυτη θερμοκρασία (σε °K)}$$

Επομένως, η ισχύς του θερμικού θορύβου ισούται με

$$P_{thermal-noise} = k \cdot T \cdot B \quad (3.16)$$

όπου  $B$  το εύρος ζώνης (σε Hz).

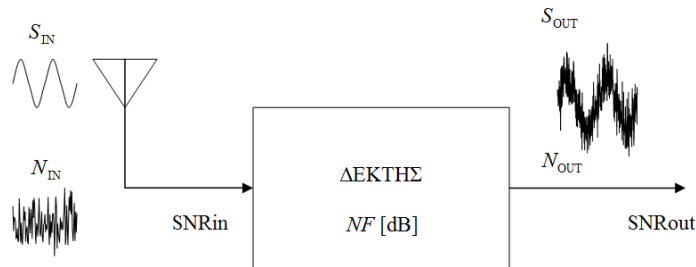
Η παραπάνω εξίσωση, λοιπόν, μας δίνει τη στάθμη ισχύος του θερμικού θορύβου στην είσοδο του δέκτη, όπου και αθροίζεται μαζί με το λαμβανόμενο σήμα.

### 3.4.2 Λόγος Σήματος προς Θόρυβο

Στην είσοδο, λοιπόν, του δέκτη εμφανίζονται δύο σήματα

- (1) Το χρήσιμο τηλεπικοινωνιακό σήμα, ισχύος  $S_{IN}$ , και
- (2) Ο θερμικός θόρυβος, με ισχύ  $N_{IN} = k \cdot T \cdot B$

όπως φαίνεται και στο ακόλουθο σχήμα



Σχήμα 3.15: Ο θόρυβος σε έναν δέκτη.

Το κλάσμα μεταξύ των δύο αυτών ισχύων ονομάζεται *λόγος σήματος-προς-θόρυβο* (*signal- to-noise ratio* – SNR) στην είσοδο του δέκτη

$$\text{SNR}_{in} = \frac{S_{IN}}{N_{IN}} \quad (3.17)$$

όπου  $S_{IN}$  είναι η ισχύς (σε Watt) του σήματος στην είσοδο του δέκτη, και  $N_{IN}$  είναι η ισχύς (σε Watt) του θορύβου στην είσοδο του δέκτη. Αντίστοιχα, ορίζεται ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην έξοδο του δέκτη ως

$$\text{SNR}_{out} = \frac{S_{OUT}}{N_{OUT}} \quad (3.18)$$

όπου  $S_{OUT}$  είναι η ισχύς (σε Watt) του σήματος στην έξοδο του δέκτη, και  $N_{OUT}$  είναι η ισχύς (σε Watt) του θορύβου στην έξοδο του δέκτη.

Το κλάσμα  $\text{SNR}_{in}$  δια  $\text{SNR}_{out}$  ονομάζεται *λόγος θορύβου* NR (*noise ratio*)

$$NR = \frac{SNR_{in}}{SNR_{out}} \quad (3.19)$$

Αν εκφράσουμε όλες τις ποσότητες σε dB, τότε ο λόγος θορύβου ονομάζεται *δείκτης θορύβου NF (noise figure)*

$$NR_{[dB]} = NF = SNR_{in[ dB]} - SNR_{out[ dB]} \quad (3.20)$$

Με άλλα λόγια, ο δείκτης θορύβου NF (σε dB) μας δείχνει κατά πόσα decibel μειώνεται ο λόγος σήματος προς θόρυβο από την είσοδο προς την έξοδο του δέκτη.

### 3.4.3 Ευαισθησία στο δέκτη

Ως ευαισθησία του δέκτη  $P_{sens}$  ορίζεται η ελάχιστη απαιτούμενη στάθμη ισχύος του σήματος  $S_{IN}$  στην είσοδο του δέκτη ώστε ο δέκτης να είναι σε θέση να αποκωδικοποιήσει τα λαμβανόμενο σήμα. Με άλλα λόγια, για να λειτουργεί ορθά ο δέκτης, θα πρέπει να ισχύει η ανισότητα

$$S_{IN} \geq P_{sens} \quad (3.21)$$

Η ευαισθησία του δέκτη  $P_{sens}$  προκύπτει από ένα άλλο χαρακτηριστικό του δέκτη, τον ελάχιστο απαιτούμενο *λόγο σήματος-προς-θόρυβο* στην έξοδο του δέκτη  $SNR_{out_{req}}$ . Ισοδύναμα, για να λειτουργεί ορθά ο δέκτης, θα πρέπει να ισχύει

$$SNR_{out} \geq SNR_{out_{req}} \quad (3.22)$$

## 3.5 Ανάλυση Διάλειψης στο δίαυλο μετάδοσης

### 3.5.1 Η κατανομή Rayleigh

Η κατανομή Rayleigh χρησιμοποιείται για τη μοντελοποίηση του διαύλου στον οποίο το σήμα φθάνει στο δέκτη μέσω πολυδιαδρομικής διάδοσης υπό την απουσία

απευθείας συνιστώσας. Τότε το κέρδος του διαύλου μεταξύ μιας κεραίας εκπομπής και μιας κεραίας λήψης δίνεται από την παρακάτω σχέση.

$$h(\tau; t) = \sum_{i=1}^r \{a_i(t) e^{j\phi_i(\tau)} \delta(\tau - \tau_i(t))\} \quad (3.23)$$

αγνοώντας τον πρώτο όρο του άθροισματος που αφορά το απευθείας σήμα. Ορίζεται το μιγαδικό κέρδος της *i*-οστής διαδρομής μέσω της σχέσης

$$c_i(t) = a_i(t) e^{j\phi_i(t)}, \quad i=2, \dots, r \quad (3.24)$$

Κάθε ένα από τα μιγαδικά κέρδη γράφεται ως άθροισμα της συμφασικής (inphase) και της ορθογώνιας (quadrature) συνιστώσας του στη μορφή:

$$c_i(t) = c_I(t) + jc_Q(t) \quad (3.25)$$

Επειδή τόσο η εξασθένιση όσο και η καθυστέρηση φάσης του σήματος σε κάθε διαδρομή είναι τυχαίες μεταβλητές με το χρόνο, οι συνιστώσες  $C_I$  και  $C_Q$  αποτελούν πραγματικές τυχαίες διαδικασίες i.i.d. ώστε το κάθε μιγαδικό κέρδος να αποτελεί κυκλικά συμμετρική τυχαία μεταβλητή κανονικής κατανομής. Πλέον, η εξασθένιση της *i*-οστής διαδρομής προκύπτει

$$a_i(t) = \sqrt{c_I(t)^2 + c_Q(t)^2} \quad (3.26)$$

και ακολουθεί την κατανομή Rayleigh με πυκνότητα πιθανότητας

$$P_{\text{Rayleigh}}(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} \exp[-a^2/2\sigma^2], & a \geq 0 \\ 0, & a < 0 \end{cases} \quad (3.27)$$

$$\text{Όπου} \quad \sigma^2 = E[c_I^2] = E[c_Q^2] \quad (3.28)$$

Η μέση ισχύς του σήματος που φθάνει στο δέκτη μέσω πολυδιαδρομικής διάδοσης για τη διαδρομή *i* δίνεται μέσω της σχέσης

$$P_{i,NLOS} = E[a_i(t)^2] = E[c_I^2(t) + c_Q^2(t)] = 2\sigma^2 \quad (3.29)$$



Προκειμένου για δίαυλο στενής ζώνης, θεωρείται μία ισοδύναμη συνιστώσα πολυδιαδρομικής διάδοσης της οποίας η χρονική στιγμή άφιξης δίνεται από την

$$\tau_0(t) = \frac{\sum_{i=1}^r \{P_i(t)\tau_i(t)\}}{\sum_{i=1}^r \{P_i(t)\}} \quad (3.30)$$

Στην περίπτωση αυτή, η περιβάλλουσα του συνολικού σήματος που φθάνει στο δέκτη θεωρείται κατανομημένο κατά Rayleigh μέσης ισχύος  $2\sigma^2$ , όπου πλέον ισχύει:

$$\sigma^2 = (r-1)E[c_l^2] = (r-1)E[c_\rho^2] \quad (3.31)$$

### 3.5.2 Η κατανομή Rice

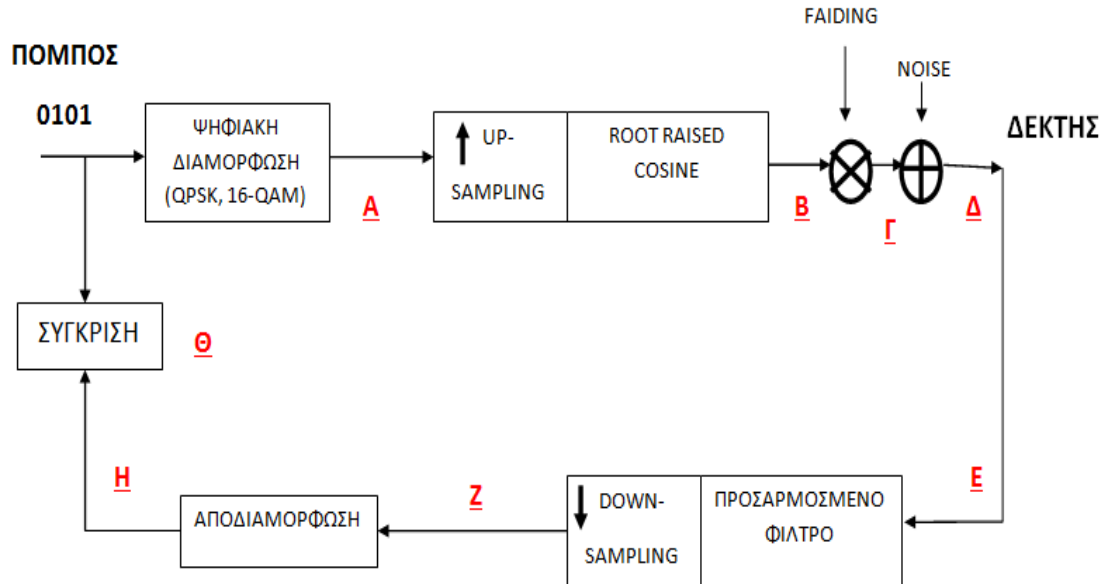
Η κατανομή Rice μοντελοποιεί το δίαυλο όπου το σήμα φθάνει στο δέκτη τόσο μέσω απευθείας συνιστώσας όσο και μέσω πολυδιαδρομικής διάδοσης. Η απευθείας συνιστώσα που είναι πολύ ισχυρότερη της συνιστώσας NLOS (Non Line of Sight, μη οπτική επαφή), θεωρείται χρονικά αμετάβλητη, δηλαδή συνιστώσα LOS (Line of Sight, οπτική επαφή) και όχι έχοντας υποστεί σκίαση. Η πυκνότητα πιθανότητας της κατανομής Rice δίνεται μέσω της σχέσης

$$P_{\text{Rice}}(a) = \begin{cases} \frac{a}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{a^2 + P_{\text{LOS}}}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{a\sqrt{P_{\text{LOS}}}}{\sigma^2}\right), & a \geq 0 \\ 0, & a < 0 \end{cases} \quad (3.32)$$

Όπου  $I_0(\cdot)$  η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel μηδενικής τάξης και η διασπορά  $\sigma^2$  όπως ορίστηκε στην κατανομή Rayleigh.

# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

## 4.1 Περιγραφή της προσομοίωσης με διάγραμμα ροής

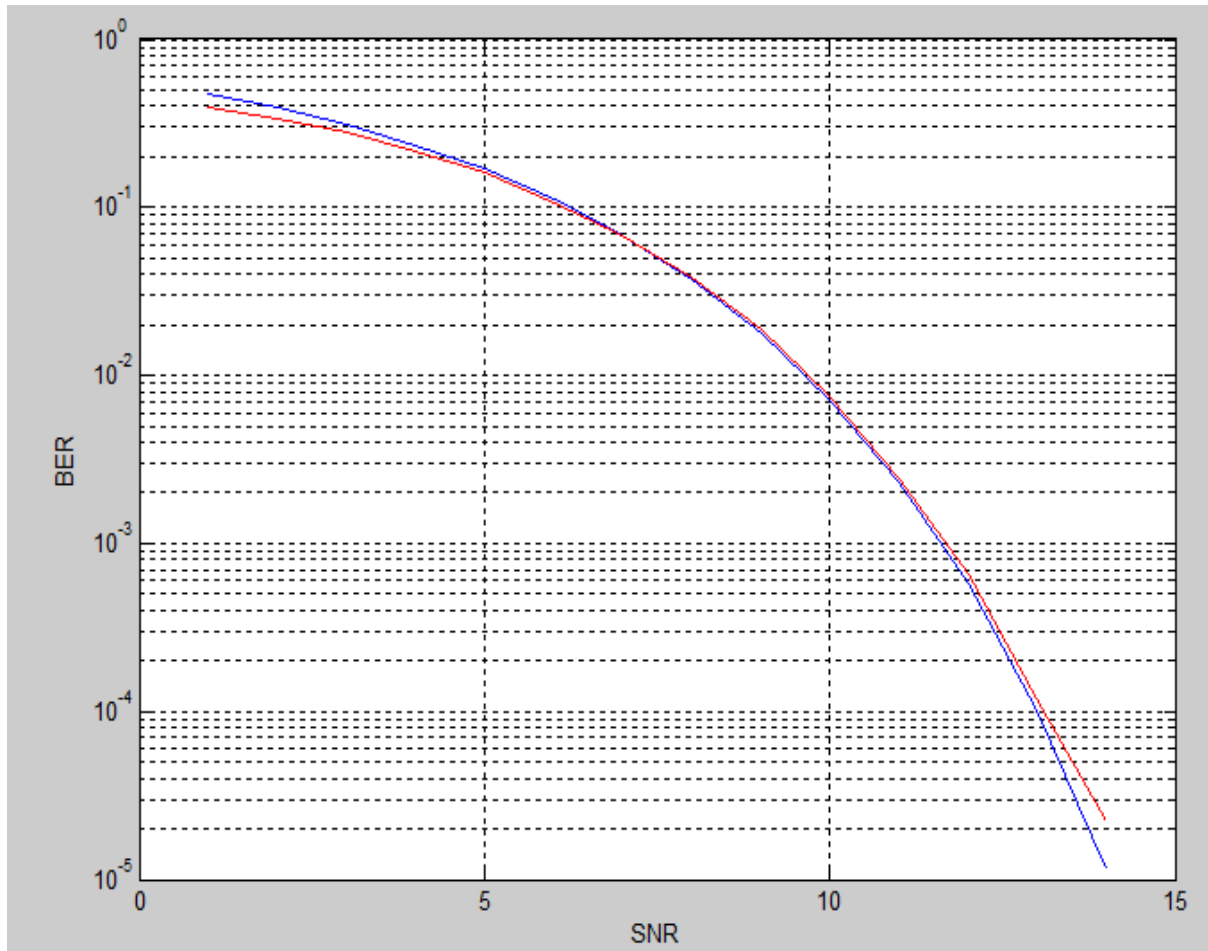


Σχήμα 4.1 Διάγραμμα Προσομοίωσης

Το σήμα ξεκινάει από την πηγή πληροφορίας και δέχεται ψηφιακή διαμόρφωση 16-QAM. Έπειτα υπάρχει ταυτόχρονη ενίσχυση του σήματος, με αποτέλεσμα την πιο αξιόπιστη αποστολή του στον δέκτη, μαζί με φίλτρο πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης το οποίο καθιστά έναν πιο επιθυμητό βαθμό ακρίβειας αποστολής του σήματος από τον πομπό στον δέκτη. Στην συνέχεια για την προσέγγιση της προσομοίωσης με την πραγματικότητα προσθέτουμε εξασθένιση και θόρυβο. Αφού το σήμα έχει περάσει τα προαναφερθέντα στάδια και καταλήγει στο δέκτη κάνουμε την αντίστροφη διαδικασία. Δηλαδή, το σήμα από τον δέκτη περνάει από φίλτρο πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης και ταυτόχρονα δέχεται εξασθένιση. Φτάνοντας στο τελικό στάδιο αποδιαμορφώνεται με απώτερο σκοπό την σύγκριση του με το σήμα που στάλθηκε από τον πομπό.

## 4.2 Αποτελέσματα

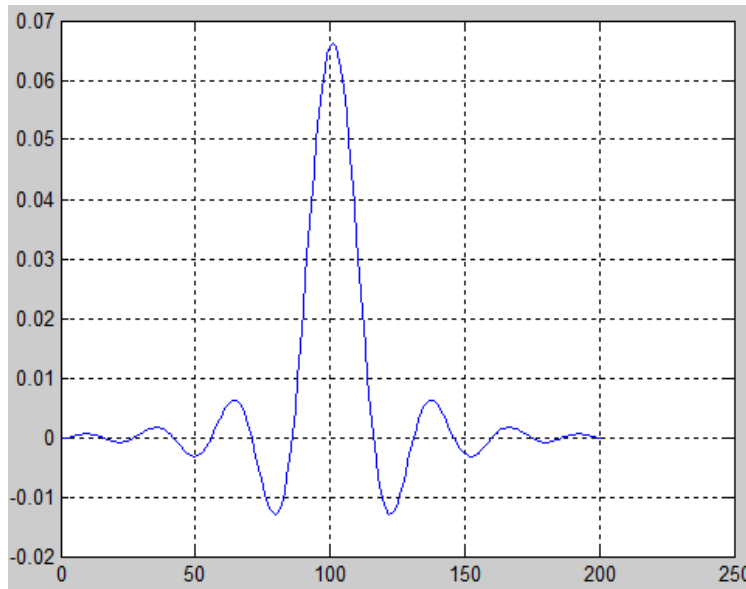
Στο σημείο Θ του Σχήματος 4.1 συγκρίνουμε την θεωρητική καμπύλη (ΜΠΛΕ) με αυτή της προσομοίωσής μας (ΚΟΚΚΙΝΗ). Έχουμε μηδενίσει το fading θεωρώντας ότι έχουμε ένα χρονικά αμετάβλητο δίαυλο με λευκό προσθετικό θόρυβο .



Σχήμα 4.2: Ρυθμός σφαλμάτων (BER) σε σχέση με τον σηματοθορυβικό λόγο (SNR)

### 4.2.1 Κρουστική απόκριση

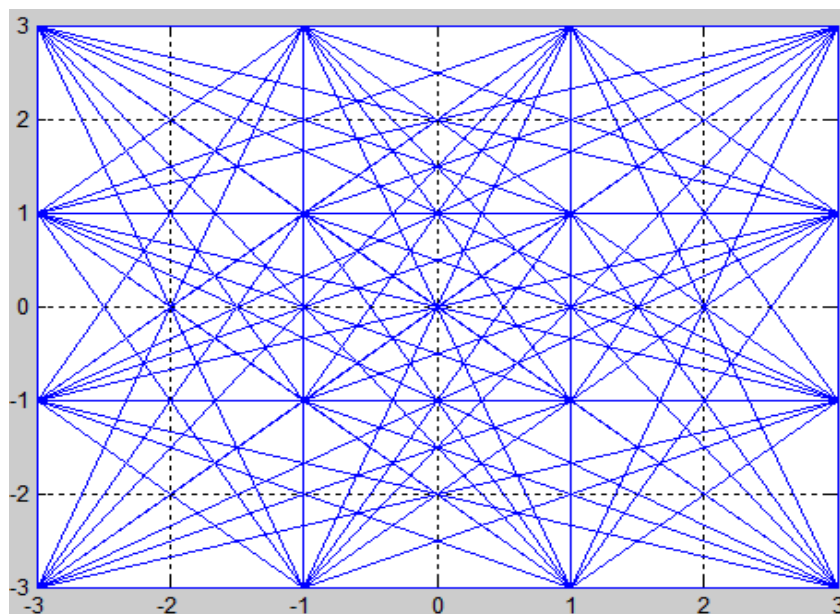
Στα σημεία Β και Ζ του Σχήματος 4.1.



Σχήμα 4.3: Κρουστική απόκριση του Root Raised Cosine φίλτρου σε πομπό και δέκτη.

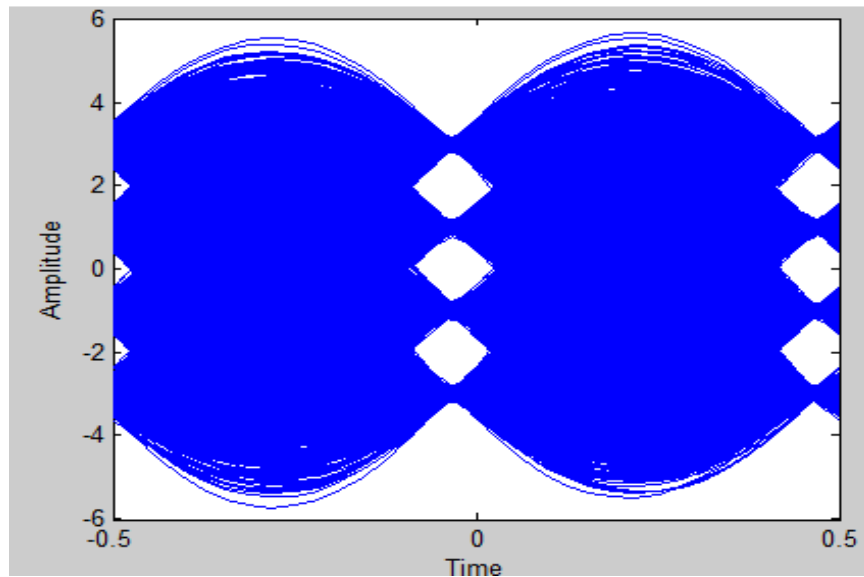
### 4.2.2 Διάγραμμα αστερισμού 16-QAM

Στο σημείο Α του Σχήματος 4.1 φαίνεται η ψηφιακή διαμόρφωση του 16-QAM



Σχήμα 4.4: Διάγραμμα Αστερισμού 16-QAM

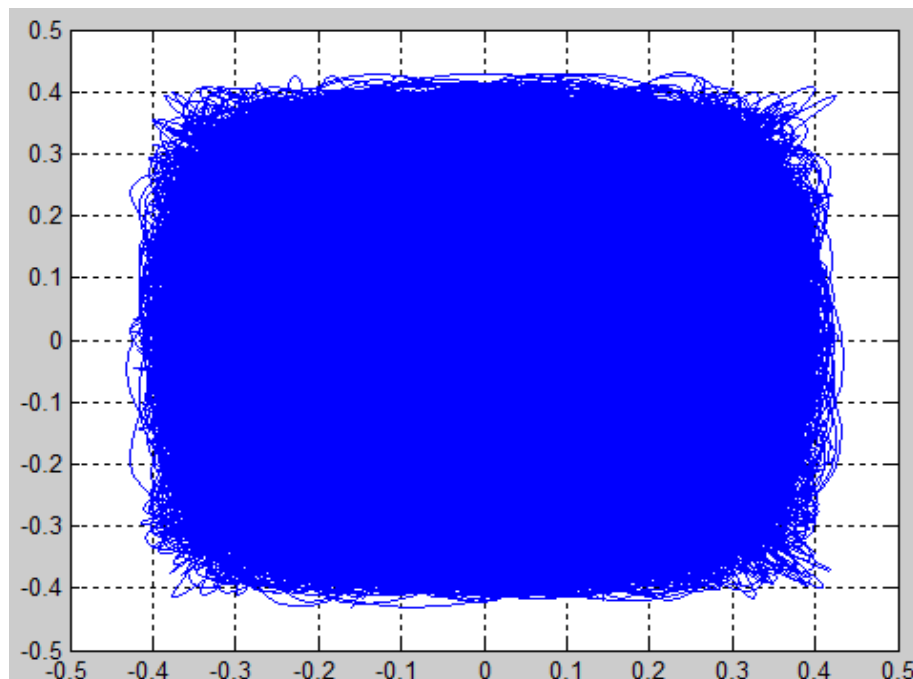
### 4.2.3 Διάγραμμα ματιού 16-QAM



Σχήμα 4.5: Διάγραμμα ματιού 16-QAM

### 4.2.4 Διάγραμμα I versus Q στην έξοδο του πομπού

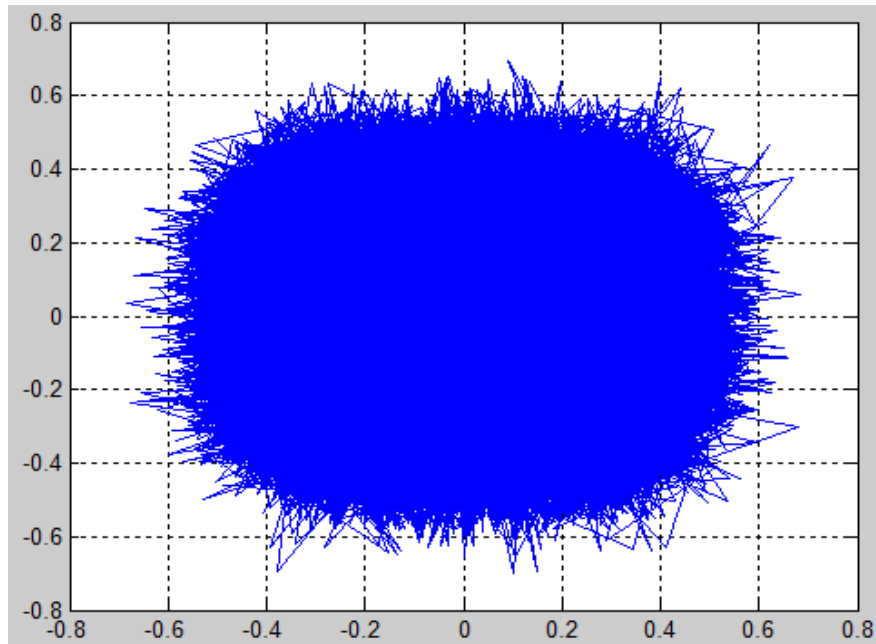
Στο σημείο B του Σχήματος 4.1



Σχήμα 4.6: Το παραγόμενο σήμα στην έξοδο του Root Raised Cosine φίλτρου στον πομπό.

#### 4.2.5 Διάγραμμα I versus Q στην είσοδο του δέκτη με εξασθένιση

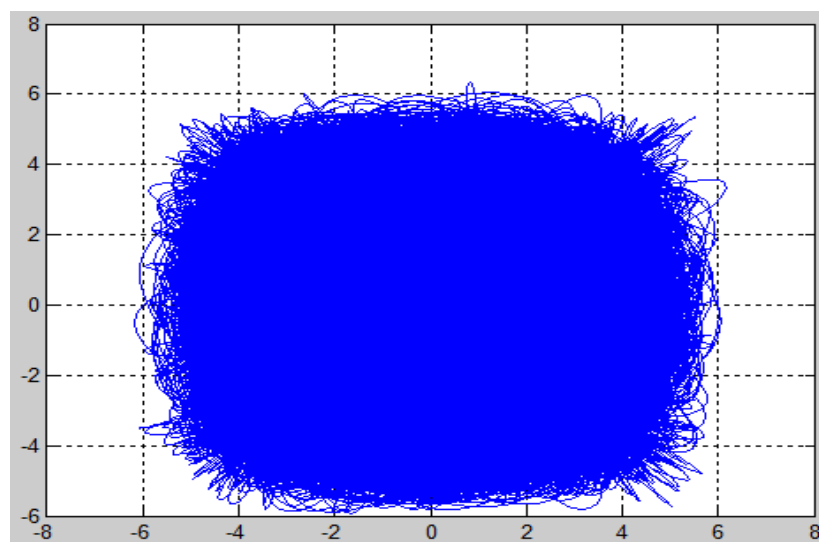
Στο σημείο Δ του Σχήματος 4.1



Σχήμα 4.7: Το σήμα στην έξοδο του πομπού με προσθετικό λευκό θόρυβο.

#### 4.2.6 Διάγραμμα I versus Q στην έξοδο του δέκτη με εξασθένιση

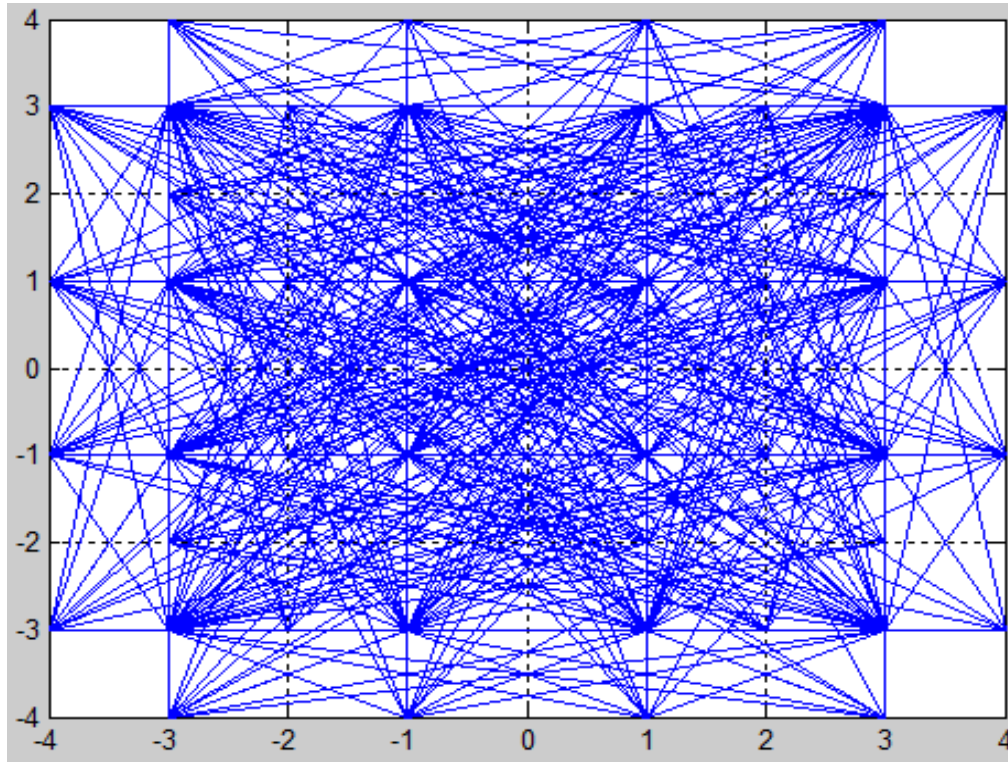
Στο σημείο Z του Σχήματος 4.1



Σχήμα 4.9: Το σήμα στην έξοδο του Root Raised Cosine φίλτρου στον δέκτη

### 4.2.7 Διάγραμμα αποδιαμορφωμένου σήματος με εξασθένιση

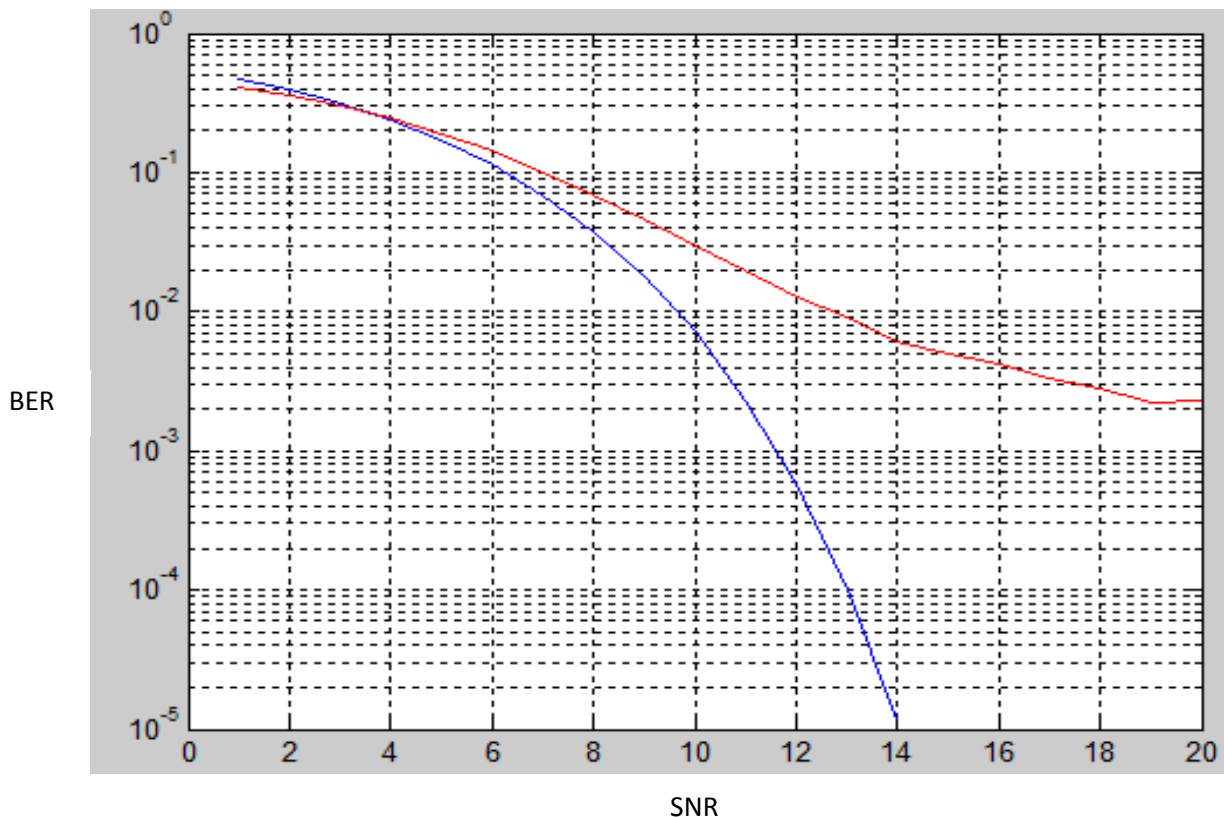
Στο σημείο Η του Σχήματος 4.1. Συγκρίνοντας το σχήμα 4.9 που είναι η έξοδος του σήματος με το 4.3 το οποίο είναι η είσοδος. Παρατηρούμε ότι υπάρχουν απώλειες λόγω επεξεργασίας του σήματος.



Σχήμα 4.10: Το διάγραμμα αστερισμού του 16-QAM σήματος στον δέκτη.

### 4.2.8 Διάγραμμα SNR versus BER με εξασθένιση

Στο σημείο Θ του Σχήματος 4.1 έχοντας προσθέσει fading. Στο συγκεκριμένο στάδιο παρατηρούμε ότι η θεωρητική καμπύλη (ΜΠΛΕ) με αυτή της προσομοίωσής μας (ΚΟΚΚΙΝΗ) δεν έχουν κοινά σημεία επαφής λόγω της εξασθένισης του σήματος.



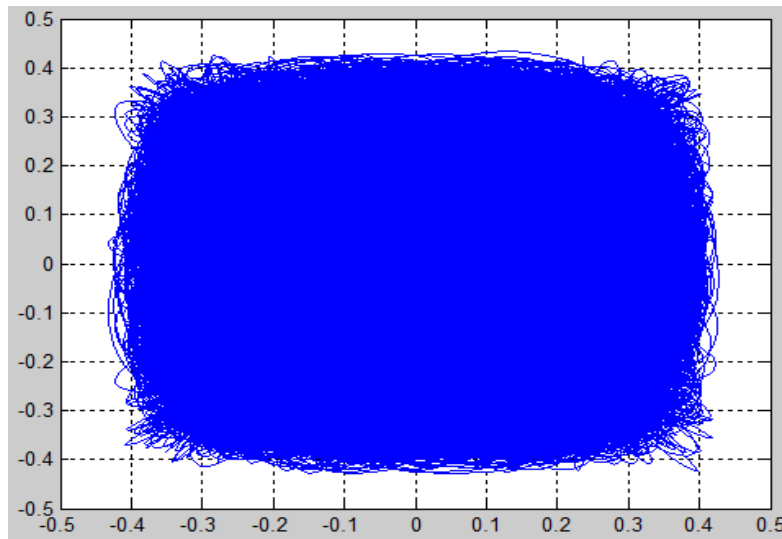
Σχήμα 4.8: Ρυθμός σφαλμάτων (BER) σε σχέση με τον σηματοθορυβικό λόγο (SNR)



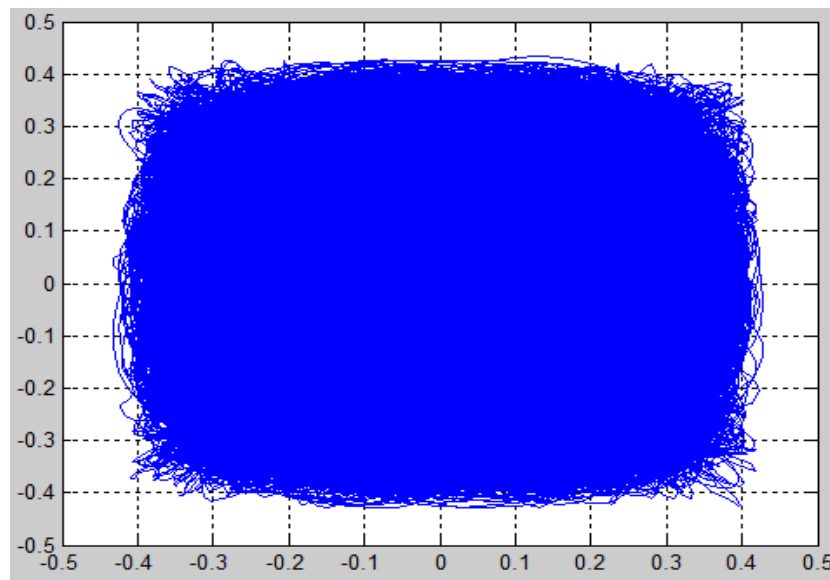
## 4.3 Προσομοιώσεις για διάφορες τιμές του σηματοθορυβικού λόγου

### 4.3.1 Προσομοίωση 1<sup>η</sup> :

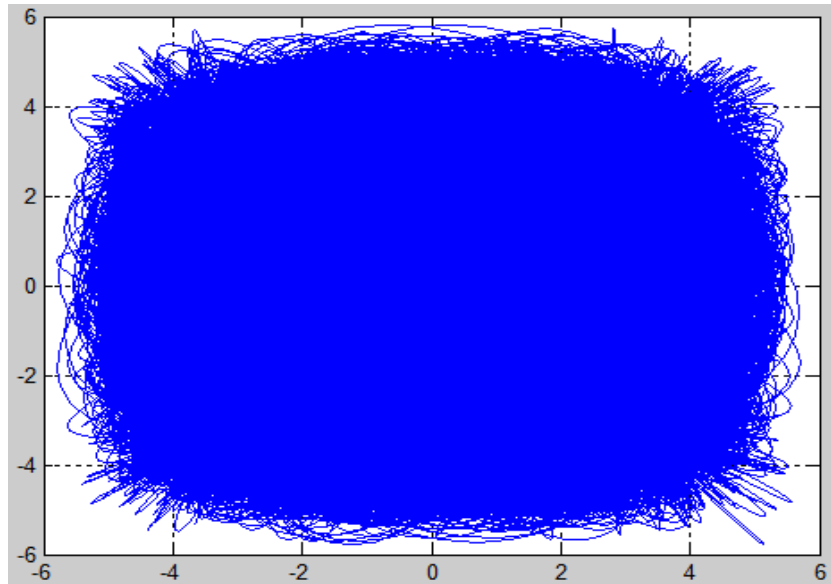
Επιλέξαμε ο σηματοθορυβικός λόγος να είναι πολύ μεγάλος δηλαδή έχουμε πολύ λίγο προσθετικό θόρυβο στο δίαυλο μετάδοσης (SNR=40dB) και να μην υπάρχει εξασθένηση.



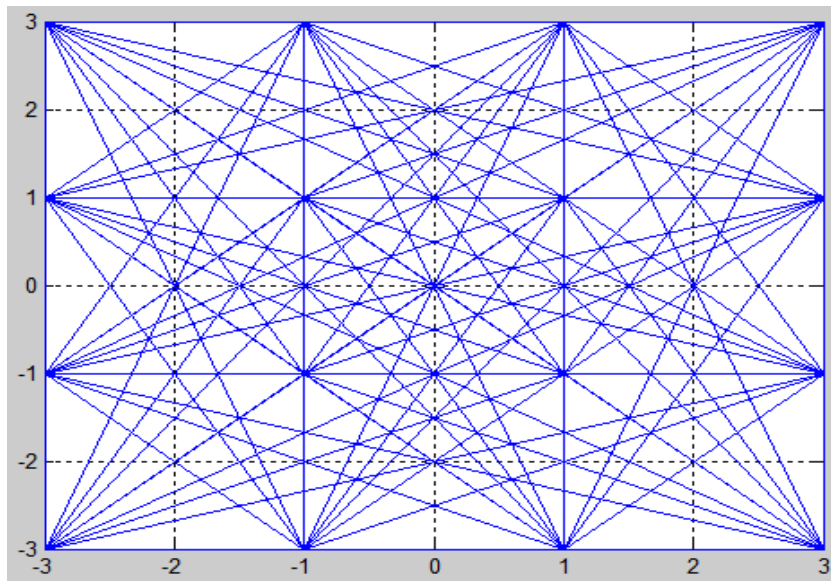
Σχήμα 4.11: Το παραγώμενο σήμα στην έξοδο του Root Raised Cosine φίλτρου.



Σχήμα 4.12: Το σήμα στην έξοδο του πομπού με προσθετικό λευκό θόρυβο (SNR=40dB).



Σχήμα 4.13: Το σήμα στην έξοδο του Root Raised Cosine φίλτρου στον δέκτη (SNR=40dB).

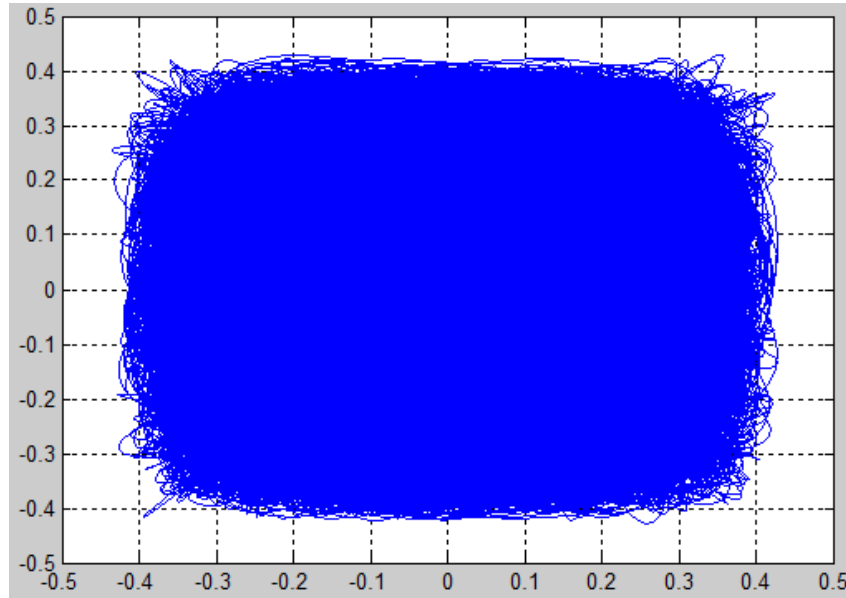


Σχήμα 4.14: Το διάγραμμα αστερισμού του 16-QAM σήματος στον δέκτη (SNR =40dB)

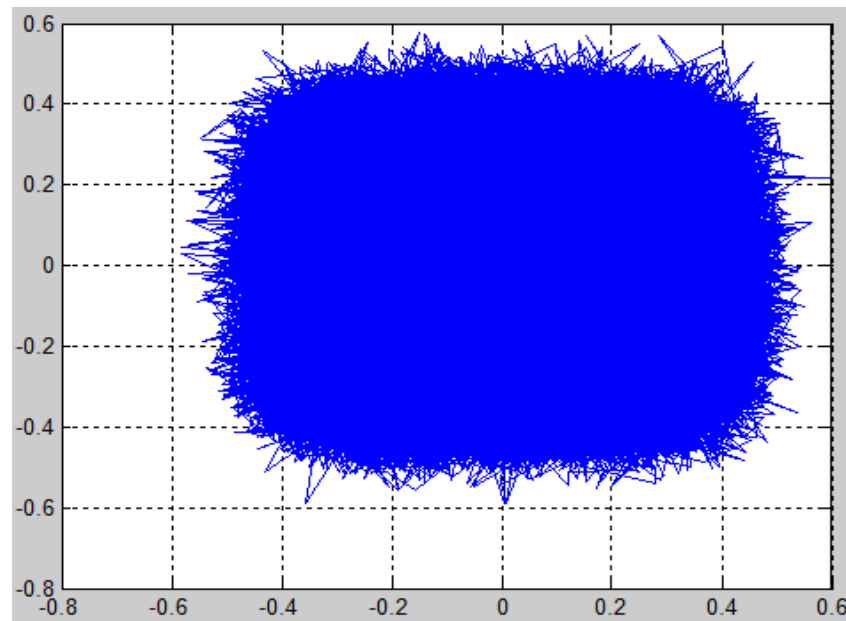
Στην 1<sup>η</sup> προσομοίωση παρατηρούμε ότι το διάγραμμα αστερισμού του σήματος 16-QAM πριν το φίλτρο του πομπού ταυτίζεται με το διάγραμμα αστερισμού του σήματος 16-QAM μετά το φίλτρο του δέκτη. Αυτό συμβαίνει διότι έχουμε πάρα πολύ μεγάλο σηματοθορυβικό λόγο. Επομένως **δεν έχουμε σφάλματα.**

### 4.3.2 Προσομοίωση 2<sup>η</sup> :

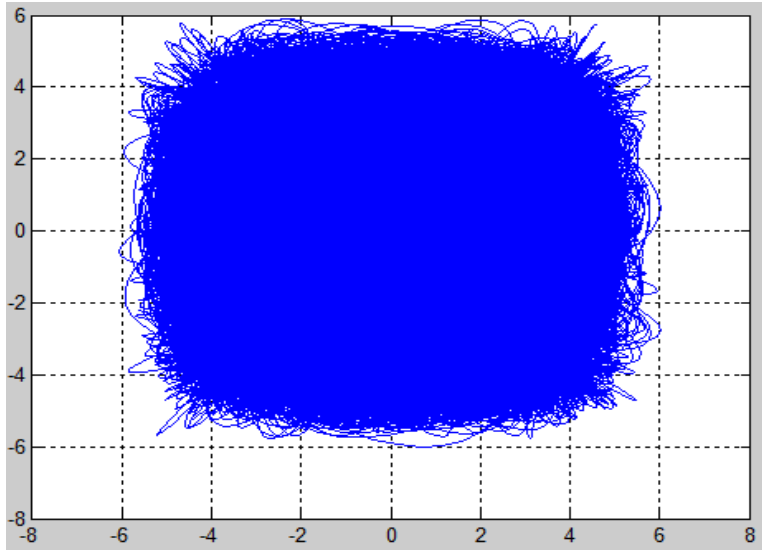
Επιλέξαμε ο σηματοθορυβικός λόγος να έχει μια τυπική τιμή (SNR=10dB) και να μην υπάρχει εξασθένηση.



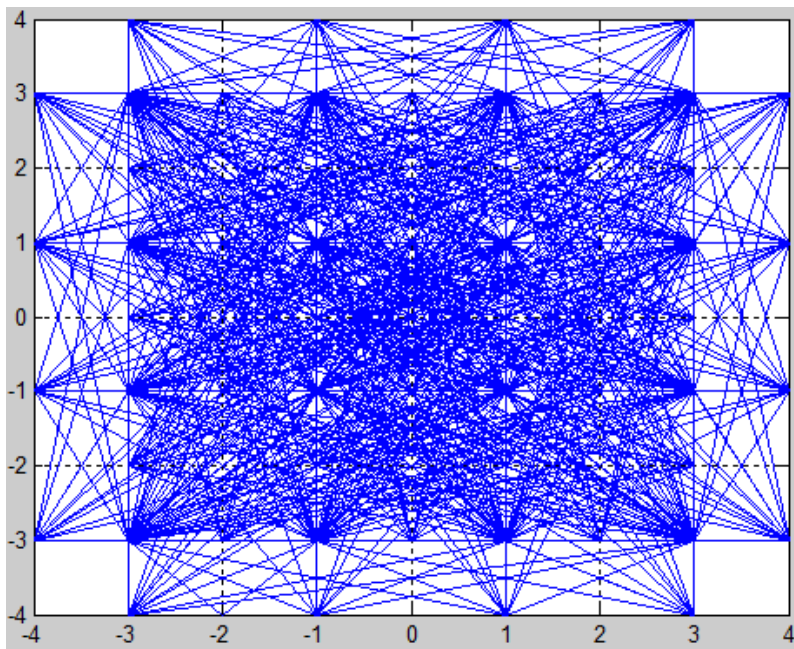
Σχήμα 4.15: Το παραγώμενο σήμα στην έξοδο του Root Raised Cosine φίλτρου.



Σχήμα 4.15: Το σήμα στην έξοδο του πομπού με προσθετικό λευκό θόρυβο (SNR=10dB).



Σχήμα 4.16: Το σήμα στην έξοδο του Root Raised Cosine φίλτρου στον δέκτη (SNR=10dB).

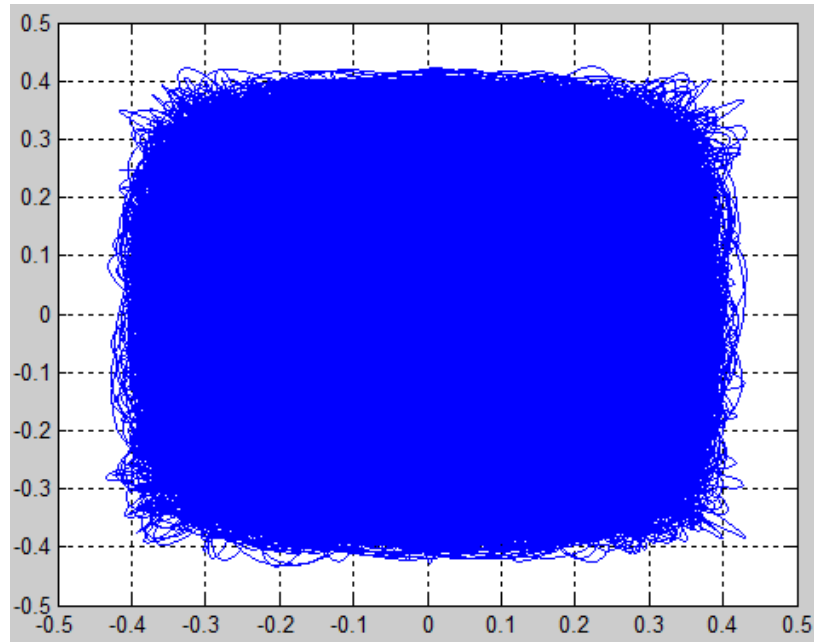


Σχήμα 4.17: Το διάγραμμα αστερισμού του 16-QAM σήματος στον δέκτη (SNR=10dB).

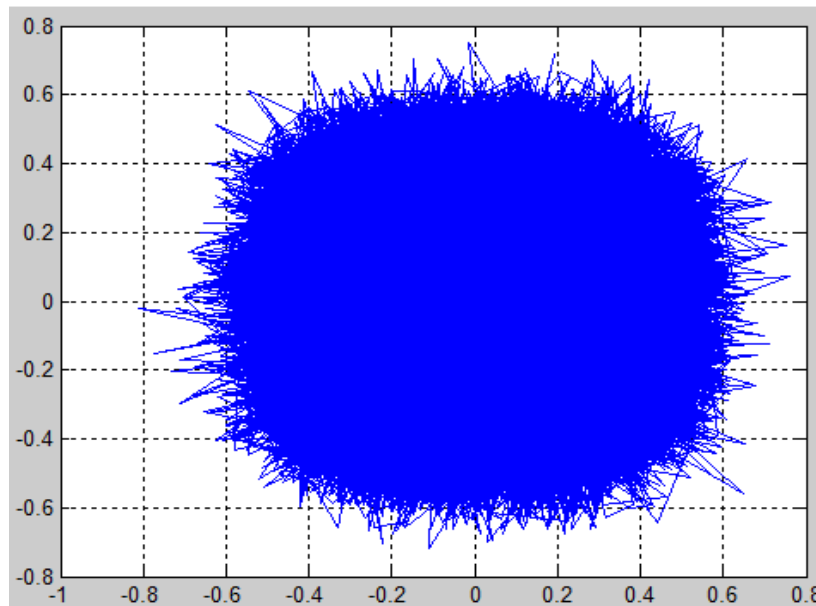
Στην 2<sup>η</sup> προσομοίωση παρατηρούμε ότι το διάγραμμα αστερισμού του σήματος 16-QAM μετά το φίλτρο του δέκτη είναι διαφορετικό από το διάγραμμα αστερισμού του σήματος 16-QAM πριν το φίλτρο του πομπού. Επομένως **έχουμε σφάλματα**.

### 4.3.3 Προσομοίωση 3<sup>η</sup> :

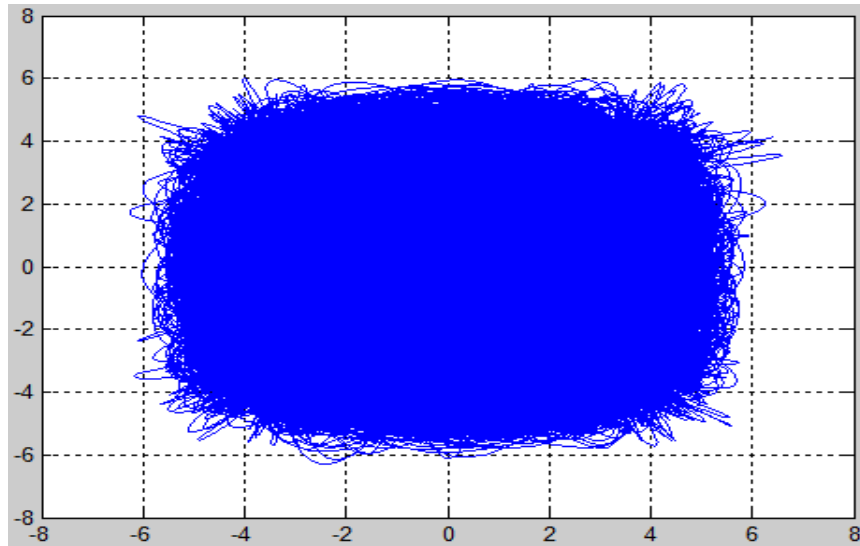
Επιλέξαμε ο σηματοθορυβικός λόγος να έχει μια τυπική τιμή (SNR=10dB) και να υπάρχει εξασθένηση με  $K=1,8728 \cdot 10^{10}$ .



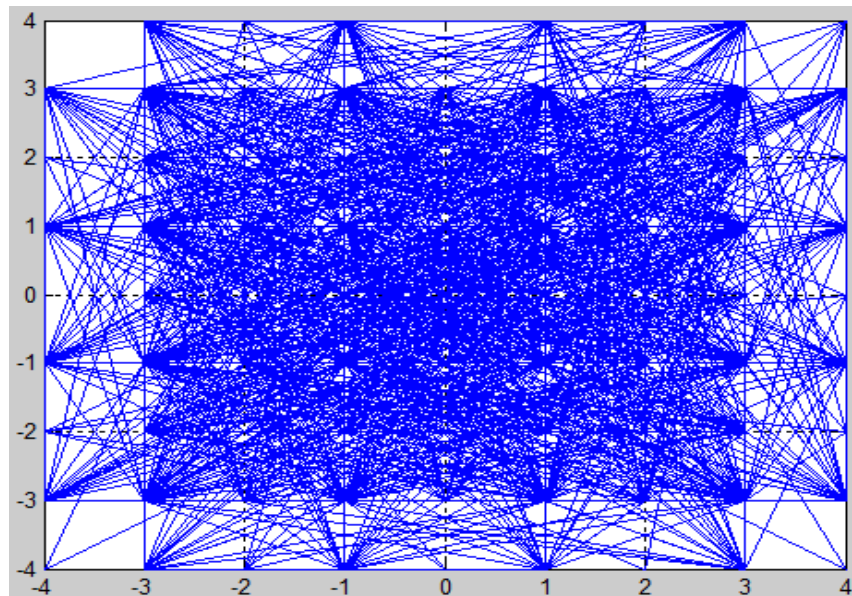
Σχήμα 4.18: Το παραγόμενο σήμα στην έξοδο του Root Raised Cosine φίλτρου.



Σχήμα 4.19: Το σήμα στην έξοδο του πομπού με προσθετικό λευκό θόρυβο (SNR = 10 dB) και Rician fading με  $K=1,8728 \cdot 10^{10}$ .



Σχήμα χ.χ Το σήμα στην έξοδο του Root Raised Cosine φίλτρου στον δέκτη με προσθετικό λευκό θόρυβο (SNR = 10 dB) και Rician fading με  $K=1,8728 \cdot 10^{10}$ .



Σχήμα χ.χ Το διάγραμμα αστερισμού του 16-QAM σήματος στον δέκτη με SNR =10 dB και Rician fading με  $K=1,8728 \cdot 10^{10}$ .

Στην 3<sup>η</sup> προσομοίωση παρατηρούμε ότι το διάγραμμα αστερισμού του σήματος 16-QAM μετά το φίλτρο του δέκτη είναι διαφορετικό από το διάγραμμα αστερισμού του σήματος 16-QAM πριν το φίλτρο του πομπού. Επομένως **έχουμε σφάλματα και λόγο της εξαχθένισης.**

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5**

### **5.1 Συμπεράσματα της εργασίας**

Έχοντας υπόψη το τελικό διάγραμμα της εργασίας, όπου συγκρίνεται η θεωρητική καμπύλη με αυτή του προγράμματός μας, συμπεραίνουμε ότι υπάρχουν κάποιες μικρές διαφοροποιήσεις.

Το σήμα μας είναι φανερό ότι έχει αλλοιωθεί. Αυτό οφείλεται στα απρόβλεπτα ηλεκτρομαγνητικά σήματα (θόρυβος), τόσο από τεχνητές όσο και από φυσικές αιτίες. Αυτά τα προβλήματα εισάγουν σφάλματα στην απρόσκοπτη μετάδοση της πληροφορίας και έτσι περιορίζεται ο ρυθμός μετάδοσης. Ο ρυθμός εσφαλμένης αποκωδικοποίησης συμβόλων (Symbol Error Rate-SER) ή ο ρυθμός λήψης εσφαλμένων bit (Bit Error Rate – BER) αποτελούν μέτρο των επιδόσεων του συστήματος μας.

Επομένως κατά τη μελέτη, σχεδίαση και κατασκευή ενός ψηφιακού συστήματος επικοινωνίας θα πρέπει να έχουμε ως κύριο στόχο την ελαχιστοποίηση των εσφαλμένων αποκωδικοποιημένων συμβόλων (ή ψηφίων) με σκοπό την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης.

### **5.2 Μελλοντική εργασία – Επέκταση της εργασίας**

Κατά την μεταγενέστερη εξέλιξη της εργασίας θα ήταν δυνατόν να χρησιμοποιηθούν ατμοσφαιρικών φαινομένων που προκαλούν εξασθένιση. Όπως:

- η βροχή,
- η απορρόφηση από αέρια της ατμόσφαιρας (υγρασία και οξυγόνο) καθώς και
- αλλαγή του δείκτη διάθλασης της τροπόσφαιρας, ο οποίος εξαρτάται από την αλλαγή της υγρασίας και της θερμοκρασίας του περιβάλλοντος. Στην τελευταία αυτή περίπτωση δεν έχουμε μόνο εξασθένιση, αλλά και ενίσχυση.

Επίσης, θα μπορούσαμε να σχεδιαστούν και να προσομοιωθούν ψηφιακά φίλτρα CIC (Cascade Integrator Combo).





## Βιβλιογραφία

- [1] Π.Κωπτής, Χ.Καψάλης ‘Δορυφορικές Επικοινωνίες’, Εκδ. Τζιόλα, 2<sup>η</sup> Έκδοση.
- [2] M.Schnell ‘Propagation Impairment and Impact on System Design’ , Cost 255.
- [3] Α.Παναγόπουλος, Π.Αράπογλου, Π.Κωπτής, ‘Satellite communications at Ku, Ka and V bands: Propagation impairments and mitigation techniques’, Proc.IEEE, 2004.
- [4] Mousley, Vilar “Experimental and Theoretical Statistics of microwave amplitude scintillations on low elevation earth-space data and prediction methods required for the design of Earth-space telecommunication system paths”.
- [5] ITU-R P.618-8, ‘Propagation stems’, 2003.
- [6] Stutzman, W.L., and W.K.Dishman, “A simple model for the estimation of rain induced attenuation along Earth-space paths at millimeter wavelengths,” Radio Science, Vol.17, No.6, 1465 –1476, 1982.
- [7] van de Kamp, M.M.J.L. (1999): Climatic Radiowave Propagation Models for the design of Satellite Communication Systems, Ph.D. Thesis, Eindhoven University of Technology, Eindhoven, the Netherlands, ISBN 90-386-1700-3, Section 4.
- [8] Αθανάσιος Σκορδάς και Βασίλειος Αναστασόπουλος “Ψηφιακή Επεξεργασία Εικόνων και Σημάτων” σελ. 141-159 ,2003.
- [9] Andy Bateman “Ψηφιακές Επικοινωνίες” σελ. 94,97, 214-221.
- [10] Μ.Ε. Θεολόγου, ‘Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών’, Εκδόσεις Τζιόλα, Αθήνα 2007.
- [11] Simon Haykin, “Συστήματα Επικοινωνίας”, Επιμέλεια Ε.Δ. Συκάς Μ.Ε. Θεολόγου, Εκδόσεις Παπασωτηρίου 1995.

[12] Π. Κωπτή, “Διαμόρφωση και μετάδοση σήματος”, Εκδόσεις Τζιόλα 2003.

[13] G.Maral, M.Bousquest, “Δορυφορικές Επικοινωνίες”, 3<sup>η</sup> έκδοση.

[14] A. A. M. Saleh, "Frequency-Independent and Frequency-Dependent Nonlinear Models of TWT Amplifiers," *IEEE Trans. Comm.*, vol. COM-29, no. 11, pp. 1715-1720, November 1981.

[15] van de Kamp, M.M.J.L. (2002): “Statistical Analysis on Rain Fade Slope”, accepted for publication in *IEEE Trans. Antennas Propagat.*

[16] Asoka Dissnayake, Jeremy Allnut, Fatim Haidara, “A prediction model that combines rain attenuation and other propagation impairments along earth satellite paths”, *IEEE Transactions on antennas and propagation*, vol. 45,no. 10, October 1997.

# Παράρτημα

```
N=100000;
M=16; %υπερδειγματοληψία
N2=N*M;
N3=N*log2(16);

load 'Coefficients.txt'; %από το FDATool

L=length(Coefficients);

P=ceil(L/M);

NN=N2+L-1;

figure, plot(Coefficients); grid

A=zeros(N,1);
I=zeros(N,1);
Q=zeros(N,1);
I2=zeros(N2,1);
Q2=zeros(N2,1);

a=zeros(NN,1);
fash=zeros(NN,1);
CI=zeros(NN,1);
CQ=zeros(NN,1);

Hi=zeros(NN,1);
Hq=zeros(NN,1);
Ifading=zeros(NN,1);
Qfading=zeros(NN,1);

d=1;
sd=1;

%-----
%υπολογισμός sigma 1
%-----

a1=rand(NN,1);
fash1=rand(NN,1)*2*pi;
```

```
Cl1=a1.*cos(fash1);  
CQ1=a1.*sin(fash1);
```

```
a2=rand(NN,1);  
fash2=rand(NN,1)*2*pi;  
Cl2=a2.*cos(fash2);  
CQ2=a2.*sin(fash2);  
Cl=Cl1+Cl2;  
CQ=CQ1+CQ2;  
sum_Cl_Ql=sum(Cl.^2+CQ.^2);
```

```
a3=rand(NN,1);  
fash3=rand(NN,1)*2*pi;  
Cl3=a3.*cos(fash3);  
CQ3=a3.*sin(fash3);  
Cl=Cl1+Cl2+Cl3;  
CQ=CQ1+CQ2+CQ3;  
sum_Cl_Ql=sum(Cl.^2+CQ.^2);
```

```
a4=rand(NN,1);  
fash4=rand(NN,1)*2*pi;  
Cl4=a4.*cos(fash4);  
CQ4=a4.*sin(fash4);  
Cl=Cl1+Cl2+Cl3+Cl4;  
CQ=CQ1+CQ2+CQ3+CQ4;  
sum_Cl_Ql=sum(Cl.^2+CQ.^2);
```

```
a5=rand(NN,1);  
fash5=rand(NN,1)*2*pi;  
Cl5=a5.*cos(fash5);  
CQ5=a5.*sin(fash5);  
Cl=Cl1+Cl2+Cl3+Cl4+Cl5;  
CQ=CQ1+CQ2+CQ3+CQ4+CQ5;  
sum_Cl_Ql=sum(Cl.^2+CQ.^2);
```

```
a6=rand(NN,1);  
fash6=rand(NN,1)*2*pi;  
Cl6=a2.*cos(fash6);  
CQ6=a2.*sin(fash6);  
Cl=Cl1+Cl2+Cl3+Cl4+Cl5+Cl6;  
CQ=CQ1+CQ2+CQ3+CQ4+CQ5+CQ6;  
sum_Cl_Ql=sum(Cl.^2+CQ.^2);
```

```

a7=rand(NN,1);
fash7=rand(NN,1)*2*pi;
Cl7=a2.*cos(fash7);
CQ7=a2.*sin(fash7);
Cl=Cl1+Cl2+Cl3+Cl4+Cl5+Cl6+Cl7;
CQ=CQ1+CQ2+CQ3+CQ4+CQ5+CQ6+CQ7;
sum_Cl_Ql=sum(Cl.^2+CQ.^2);

a8=rand(NN,1);
fash8=rand(NN,1)*2*pi;
Cl8=a2.*cos(fash8);
CQ8=a2.*sin(fash8);
Cl=Cl1+Cl2+Cl3+Cl4+Cl5+Cl6+Cl7+Cl8;
CQ=CQ1+CQ2+CQ3+CQ4+CQ5+CQ6+CQ7+CQ8;
sum_Cl_Ql=sum(Cl.^2+CQ.^2);

a9=rand(NN,1);
fash9=rand(NN,1)*2*pi;
Cl9=a2.*cos(fash9);
CQ9=a2.*sin(fash9);
Cl_oliko9=Cl1+Cl2+Cl3+Cl4+Cl5+Cl6+Cl7+Cl8+Cl9;
CQ_oliko9=CQ1+CQ2+CQ3+CQ4+CQ5+CQ6+CQ7+CQ8+CQ9;
sum_Cl_Ql=sum(Cl_oliko9.^2+CQ_oliko9.^2);

duo_sigma1_sto_tetragono=sum_Cl_Ql/9;

%-----

for p=1:20
    SNR(p)=p;

noise_i=zeros(N2+L-1,1);
noise_q=zeros(N2+L-1,1);

lout=zeros(N2+L-1,1);
Qout=zeros(N2+L-1,1);

bits_in=floor(rand(N3,1)+0.5);
for k=1:N
    A(k)=bits_in((k-1)*4+1)*2^3+bits_in((k-1)*4+2)*2^2+bits_in((k-
1)*4+3)*2+bits_in((k-1)*4+4);

```

end

for i=1:N

```
if A(i) == 0    %0000
    I(i)=-3;
    Q(i)=-3;
elseif A(i) == 1    %0001
    I(i)=-3;
    Q(i)=-1;
elseif A(i)==2    %0010
    I(i)=-3;
    Q(i)=3;
elseif A(i)==3    %0011
    I(i)=-3;
    Q(i)=1;
elseif A(i)==4    %0100
    I(i)=-1;
    Q(i)=-3;
elseif A(i)==5    %0101
    I(i)=-1;
    Q(i)=-1;
elseif A(i)==6    %0110
    I(i)=-1;
    Q(i)=3;
elseif A(i)==7    %0111
    I(i)=-1;
    Q(i)=1;
elseif A(i)==8    %1000
    I(i)=3;
    Q(i)=-3;
elseif A(i)==9    %1001
    I(i)=3;
    Q(i)=-1;
elseif A(i)==10   %1010
    I(i)=3;
    Q(i)=3;
elseif A(i)==11   %1011
    I(i)=3;
    Q(i)=1;
elseif A(i) ==12  %1100
    I(i)=1;
    Q(i)=-3;
```

```

elseif A(i)==13    %1101
    I(i)=1;
    Q(i)=-1;
elseif A(i)==14    %1110
    I(i)=1;
    Q(i)=3;
elseif A(i)==15    %1111
    I(i)=1;
    Q(i)=1;
end
end
end

```

```
figure, plot(I,Q); grid
```

```
%-----
```

```

i=1;
for k=M:M:N2
    I2(k)=I(i);
    i=i+1;
end

```

```

i=1;
for l=M:M:N2
    Q2(l)=Q(i);
    i=i+1;
end

```

```
%-----
```

```

%-----
%συνέλιξη
%-----

```

```

Iout=(sqrt(M)/sqrt(10))*conv(I2,Coefficients);
Qout=(sqrt(M)/sqrt(10))*conv(Q2,Coefficients);

```

```
figure,plot(Iout,Qout); %έξοδος του πομπού
```

```
%-----
```

```
%εξασθένηση
```

```
%-----
```

```

A=1;
K=(A^2)/(duo_sigma1_sto_tetragono);

```

```

mu=sqrt(K/(2*(K+1)));
s=(1/sqrt(10))*sqrt(1/(2*(K+1)));

Hi=s*randn(NN,1)+mu;
Hq=s*randn(NN,1)+mu;
R=sqrt(Hi.^2+Hq.^2);
Rmean=mean(R);

Ifading=lout.*Hi;
Qfading=Qout.*Hq;

%----- Channel Additive White Gaussian Noise -----
noise_i=(1/sqrt(2.0))*randn(1,NN)*(1/2)*10^(-(SNR(p)+6.0)/20);
noise_q=(1/sqrt(2.0))*randn(1,NN)*(1/2)*10^(-(SNR(p)+6.0)/20);
%-----

noise_i=transpose(noise_i);
noise_q=transpose(noise_q);

I_channel=Ifading*0.0+lout+noise_i; % gset=v1*fac
Q_channel=Qfading*0.0+Qout+noise_q; % gset=v2*fac

figure,plot(I_channel, Q_channel); %είσοδος του δέκτη
%-----
Irx=sqrt(M)*sqrt(10)*conv(I_channel,Coefficients);
Qrx=sqrt(M)*sqrt(10)*conv(Q_channel,Coefficients);

figure,plot(Irx,Qrx); %έξοδος του δέκτη
%-----

%-----
%-----
% TO ANASTROFO
%-----
%-----

I3=zeros(N,1);
i=1;
DELAY=(L-1)/2+(L-1)/2;

N4=P*log2(16);

```



```

for b=DELAY+M:M:N2
    I3(i)=round(Irx(b));
    i=i+1;
end

Q3=zeros(N,1);
i=1;
for c=DELAY+M:M:N2
    Q3(i)=round(Qrx(c));
    i=i+1;
end

%-----
%σύγκριση συμβόλων SER
%-----

DIAF_I(1:(N-P))=I(1:(N-P))-I3(1:(N-P));
DIAF_Q(1:(N-P))=Q(1:(N-P))-Q3(1:(N-P));

SER=(1/2)*(sum(abs(DIAF_I))+sum(abs(DIAF_Q)));

bit=zeros(N3,1);

for i=1:N
    if I3(i)==-3 && Q3(i)==-3
        bit(4*(i-1)+1)=0;
        bit(4*(i-1)+2)=0;
        bit(4*(i-1)+3)=0;
        bit(4*(i-1)+4)=0;
    elseif I3(i)==-3 && Q3(i)==-1
        bit(4*(i-1)+1)=0;
        bit(4*(i-1)+2)=0;
        bit(4*(i-1)+3)=0;
        bit(4*(i-1)+4)=1;
    elseif I3(i)==-3 && Q3(i)==3
        bit(4*(i-1)+1)=0;
        bit(4*(i-1)+2)=0;
        bit(4*(i-1)+3)=1;
        bit(4*(i-1)+4)=0;
    elseif I3(i)==-3 && Q3(i)==1
        bit(4*(i-1)+1)=0;

```

```

bit(4*(i-1)+2)=0;
bit(4*(i-1)+3)=1;
bit(4*(i-1)+4)=1;
elseif l3(i)=-1 && Q3(i)=-3
    bit(4*(i-1)+1)=0;
    bit(4*(i-1)+2)=1;
    bit(4*(i-1)+3)=0;
    bit(4*(i-1)+4)=0;
elseif l3(i)=-1 && Q3(i)=-1
    bit(4*(i-1)+1)=0;
    bit(4*(i-1)+2)=1;
    bit(4*(i-1)+3)=0;
    bit(4*(i-1)+4)=1;
elseif l3(i)=-1 && Q3(i)=3
    bit(4*(i-1)+1)=0;
    bit(4*(i-1)+2)=1;
    bit(4*(i-1)+3)=1;
    bit(4*(i-1)+4)=0;
elseif l3(i)=-1 && Q3(i)=1
    bit(4*(i-1)+1)=0;
    bit(4*(i-1)+2)=1;
    bit(4*(i-1)+3)=1;
    bit(4*(i-1)+4)=1;
elseif l3(i)=3 && Q3(i)=-3
    bit(4*(i-1)+1)=1;
    bit(4*(i-1)+2)=0;
    bit(4*(i-1)+3)=0;
    bit(4*(i-1)+4)=0;
elseif l3(i)=3 && Q3(i)=-1
    bit(4*(i-1)+1)=1;
    bit(4*(i-1)+2)=0;
    bit(4*(i-1)+3)=0;
    bit(4*(i-1)+4)=1;
elseif l3(i)=3 && Q3(i)=3
    bit(4*(i-1)+1)=1;
    bit(4*(i-1)+2)=0;
    bit(4*(i-1)+3)=1;
    bit(4*(i-1)+4)=0;
elseif l3(i)=3 && Q3(i)=1
    bit(4*(i-1)+1)=1;
    bit(4*(i-1)+2)=0;
    bit(4*(i-1)+3)=1;

```

```

        bit(4*(i-1)+4)=1;
elseif I3(i)==1 && Q3(i)==-3
        bit(4*(i-1)+1)=1;
        bit(4*(i-1)+2)=1;
        bit(4*(i-1)+3)=0;
        bit(4*(i-1)+4)=0;
elseif I3(i)==1 && Q3(i)==-1
        bit(4*(i-1)+1)=1;
        bit(4*(i-1)+2)=1;
        bit(4*(i-1)+3)=0;
        bit(4*(i-1)+4)=1;
elseif I3(i)==1 && Q3(i)==3
        bit(4*(i-1)+1)=1;
        bit(4*(i-1)+2)=1;
        bit(4*(i-1)+3)=1;
        bit(4*(i-1)+4)=0;
elseif I3(i)==1 && Q3(i)==1
        bit(4*(i-1)+1)=1;
        bit(4*(i-1)+2)=1;
        bit(4*(i-1)+3)=1;
        bit(4*(i-1)+4)=1;
end
end
end

```

```
P3=P*log2(M);
```

```

%-----
%σύγκριση συμβόλων BER
%-----

```

```

DIAF1_I(1:(N-P))=I(1:(N-P))-I3(1:(N-P));
DIAF1_Q(1:(N-P))=Q(1:(N-P))-Q3(1:(N-P));
SER=(1/2)*(sum(abs(DIAF1_I))+sum(abs(DIAF1_Q)));

DIAF_BITS(1:(N3-P3))=bits_in(1:(N3-P3))-bit(1:(N3-P3));

BER(p)=(3/2)*sum(abs(DIAF_BITS(1:(N3-P3))))/(N3-P3);

```

```

figure, plot(bits_in); hold on
plot(bit, 'r'); grid

```

```

end

v=zeros(NN,1);
for i=1:160400
    v(i)=i;
end

figure,plot(mod(v(1001:160400),48),lrx(1001:160400));

eyediagram(lrx(1001:160200),32); %diagramma of 8almodu

for u=1:14
    Eb_N0(u)=u;
    M=16;
    k=log2(M);
    x(u)=u;

    Pm(u)=(3/2)*erfc(sqrt(0.1*(10.^((Eb_N0(u)+6.0)/10))));

end

figure, semilogy(Pm); hold on
semilogy(BER, 'r'); grid on

```