



**Τ.Ε.Ι. ΣΕΡΡΩΝ**

**ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**

**ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**ΘΕΜΑ:**

**Μελέτη της τεχνικής ψαλιδισμού (clipping) του λόγου μέγιστης τιμής ισχύος προς μέση τιμή ισχύος σημάτων με ψηφιακή διαμόρφωση QPSK και 16-QAM**

**ΕΠΙΘΕΤΟ: ΣΙΔΕΡΗΣ**

**ΟΝΟΜΑ: ΑΝΑΣΤΑΣΙΟΣ**

**ΑΜ: 1292**

**ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ: ΔΡ. ΕΥΣΤΑΘΙΟΥ ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ**

## **Υπεύθυνη Δήλωση**

Βεβαιώνω ότι είμαι ο συγγραφέας αυτής της πτυχιακής εργασίας και ότι κάθε βοήθεια την οποία είχα για την προετοιμασία της, είναι πλήρως αναγνωρισμένη και αναφέρεται στην πτυχιακή εργασία. Επίσης έχω αναφέρει τις όποιες πηγές από τις οποίες έκανα χρήση δεδομένων, ιδεών ή λέξεων, είτε αυτές αναφέρονται ακριβώς είτε παραφρασμένες. Επίσης βεβαιώνω ότι αυτή η πτυχιακή εργασία προετοιμάστηκε από εμένα προσωπικά ειδικά για τις απαιτήσεις του προγράμματος σπουδών του τμήματος Πληροφορικής & Επικοινωνιών του Τ.Ε.Ι. Σερρών.

## **ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ**

Ολοκληρώνοντας τις σπουδές μου, με τη συγγραφή της παρούσας πτυχιακής, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους τους καθηγητές μου, για τις γνώσεις που μου παρείχαν κατά την διάρκεια των σπουδών μου και ιδιαίτερα τον καθηγητή μου Δρ. Ευσταθίου Δημήτριο για την πολύτιμη και υπομονετική καθοδήγηση του κατά την διάρκεια της εκπόνησης αλλά και συγγραφής της πτυχιακής μου εργασίας.

Ακόμα θα ήθελα να αφιερώσω τη πτυχιακή αυτή εργασία στους γονείς μου , που με στήριξαν τόσα χρόνια ηθικά και οικονομικά.

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στη παρούσα πτυχιακή εργασία θα σχεδιαστούν και θα προσομοιωθούν δύο πομποί βασικής ζώνης με διαμόρφωση σε προγραμματιστικό περιβάλλον MATLAB. Η σχεδίαση των πομπών περιλαμβάνει την σύνθεση δύο σημάτων των 8 ανεξάρτητων ροών όπου κάθε ροή είναι διαμορφωμένη κατά QPSK και 16-QAM και την σχεδίαση του ψηφιακού φίλτρου. Το ψηφιακό φίλτρο προσεγγίζει την κρουστική απόκριση ενός φίλτρου τετραγωνικής ρίζας υψωμένου συνημίτονου. Το φίλτρο έχει μεταβαλλόμενο μήκος κρουστικής απόκρισης. Στην έξοδο του ψηφιακού φίλτρου υπολογίζεται ο λόγος μέγιστης τιμής ισχύος προς μέση τιμή ισχύος και η κατανομή της αθροιστικής συνάρτησης. Στη συνέχεια εφαρμόζεται η τεχνική ψαλιδισμού προκειμένου να δημιουργήσουμε δυο σύνθετα σήματα με συγκεκριμένη τιμή λόγου μέγιστης τιμής ισχύος προς μέση τιμή ισχύος. Η επίδοση του πομπού μετράται υπολογίζοντας με προσομοίωση το ERROR VECTOR MAGNITUDE των σύνθετων ροών διαμορφωμένων κατά QPSK και 16-QAM και με την μελέτη της φασματικής ανάπλασης εξαιτίας του ψαλιδισμού.

<b>ΠΕΡΙΛΗΨΗ.....</b>	<b>4</b>
<b>ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ.....</b>	<b>8</b>
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup>-ΤΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΤΩΝ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ.....</b>	<b>8</b>
<b>1.1 Το περιβάλλον των Τηλεπικοινωνιών-Βασικές έννοιες.....</b>	<b>8</b>
1.1.1 Τηλεπικοινωνίες και Επικοινωνίες Δεδομένων.....	8
1.1.2 Επικοινωνίες και Τηλεπικοινωνίες.....	8
1.1.3 Εξέλιξη Τηλεπικοινωνιών.....	8
<b>1.2 Το Μοντέλο του Τηλεπικοινωνιακού Συστήματος.....</b>	<b>10</b>
1.2.1 Πομπός.....	10
1.2.2 Κανάλι-Θόρυβος.....	11
1.2.3 Δέκτης.....	11
<b>1.3 Βασικές Έννοιες Τηλεπικοινωνιών.....</b>	<b>13</b>
1.3.1 Πηγές Πληροφορίας.....	13
1.3.2 Κανάλια Επικοινωνίας.....	13
1.3.3 SNR-Signal To Noise Ratio.....	13
1.3.4 Είδη Καναλιών Επικοινωνίας.....	14
<b>1.4 Η Διαδικασία της Διαμόρφωσης.....</b>	<b>14</b>
1.4.1 Είδη Διαμόρφωσης.....	15
1.4.2 Πολυπλεξία Σήματος.....	16
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup>-ΨΗΦΙΑΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ.....</b>	<b>17</b>
<b>2.1 Ψηφιακή Διαμόρφωση Σήματος.....</b>	<b>17</b>
2.1.1 Βασικές Έννοιες.....	17
2.1.2 Κωδικοποίηση Gray.....	18

2.1.3 Εκτίμηση του Εύρους Ζώνης.....	18
2.1.4 Περιορισμός της Χωρητικότητας Καναλιού λόγω Θορύβου.....	19
<b>2.2 Ψηφιακή Διαμόρφωση Διέλευσης Ζώνης.....</b>	<b>20</b>
2.2.1 Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους(ASK).....	20
2.2.2 Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης (PSK) και Δυαδική Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης (BPSK).....	21
2.2.3 Διαφορικά Σύμφωνη Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης(DPSK).....	23
2.2.4 Ρυθμός Εμφάνισης Σφαλμάτων στη Διαμόρφωση PSK.....	25
<b>2.3 Ψηφιακή Διαμόρφωση Πολλαπλών Επιπέδων.....</b>	<b>26</b>
2.3.1 Μ-αδική Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης (Μ-αδική PSK).....	27
2.3.2 Ψηφιακή Διαμόρφωση QPSK.....	28
2.3.3 Παραγωγή και λήψη του σήματος QPSK.....	29
2.3.4 Ρυθμός Εμφάνισης Σφαλμάτων στη Διαμόρφωση QPSK.....	30
2.3.5 Ψηφιακή Διαμόρφωση QAM.....	31
2.3.6 Δημιουργία της Διαμόρφωσης QAM.....	35
2.3.7 Ανίχνευση της Διαμόρφωσης QAM.....	36
2.3.8 Ρυθμός Εμφάνισης Σφαλμάτων στη Διαμόρφωση QAM.....	38
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup>-ΨΗΦΙΑΚΟ ΦΙΛΤΡΟ.....</b>	<b>39</b>
3.1.1 Γενικές Πληροφορίες.....	39
3.1.2 Χειρισμός Σημάτων.....	40
3.2 Συνάρτηση Μεταφοράς.....	41
3.3 Διασυμβολική Παρεμβολή.....	41

3.4 Φίλτρα Nyquist.....	42
3.5 Φίλτρα Υψωμένου Συνημιτόνου.....	46
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup> .....</b>	<b>49</b>
4.1 Μέτρηση της Επίδοσης του Πομπού (ERROR VECTOR MAGNITUDE- EVM ).....	49
4.2 Λόγος Μέγιστης Ισχύος Προς Μέση Τιμή Ισχύος (Peak To Average Power Ratio-PARP).....	49
4.3 Αθροιστική Συνάρτηση Πιθανότητας (Cumulative Distribution Function- CDF).....	51
4.4 Η Καμπύλη της συμπληρωματικής Αθροιστικής Συνάρτησης Πιθανότητας (Complementary Cumulative Distribution Function-CCDF).....	52
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5<sup>ο</sup>.....</b>	<b>53</b>
5.1 Ψαλιδισμός σήματος σε W-CDMA.....	53
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6<sup>ο</sup>-Πειραματικό Μέρος.....</b>	<b>55</b>
6.1 Περιγραφή Προσομοίωσης.....	55
6.2 Αποτελέσματα της Προσομοίωσης.....	56
6.3 Διαγράμματα.....	63
6.4 Συμπεράσματα.....	69
<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....</b>	<b>70</b>
<b>ΛΙΣΤΑ ΣΧΗΜΑΤΩΝ.....</b>	<b>71</b>
<b>ΚΩΔΙΚΑΣ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΟΣ ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΜΑΤLAB.....</b>	<b>74</b>

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup>**

### **1.1 Το περιβάλλον των Τηλεπικοινωνιών-Βασικές έννοιες**

#### **1.1.1 Τηλεπικοινωνίες και επικοινωνίες δεδομένων**

Ξεκινώντας την περιήγηση στο χώρο των τηλεπικοινωνιών αξίζει να σχολιαστεί ότι στόχος των επικοινωνιών είναι η αποστολή ενός μηνύματος από ένα σημείο σε ένα άλλο καθώς και η επιβεβαίωση της πλήρους, ορθής και κατανοητής λήψης του από έναν παραλήπτη.

Πίσω από τις επικοινωνίες κρύβεται ένα πλήθος από θεωρίες και τεχνικές που ασχολούνται με την αποστολή του παραπάνω μηνύματος.

#### **1.1.2 Επικοινωνίες και Τηλεπικοινωνίες**

Ενδιαφέρον παρουσιάζει η διάκριση μεταξύ των όρων Επικοινωνία και Τηλεπικοινωνία. Η ετυμολογία του όρου καθορίζει και την ορθή χρήση του.

Συγκεκριμένα, όταν έχουμε επικοινωνίες μακρινής απόστασης τότε χρησιμοποιούμε τον όρο Τηλεπικοινωνίες. Οι επικοινωνίες σε μεγάλες αποστάσεις, μας υποχρεώνουν λόγω ανεπάρκειας του μέσου μετάδοσης να αλλάζουμε τη μορφή της πληροφορίας προκειμένου να τη μεταδώσουμε.

Επομένως όταν η πληροφορία δεν αλλάζει μορφή προκειμένου να μεταδοθεί σε μικρές αποστάσεις μιλάμε απλώς για Επικοινωνία, ενώ όταν αλλάζει μορφή για να μεταδοθεί σε μεγαλύτερες αποστάσεις μιλάμε για Τηλεπικοινωνία.

#### **1.1.3 Εξέλιξη Τηλεπικοινωνιών**

Από την αρχή της ανθρώπινης ύπαρξης αναπτύχθηκαν διάφορες μορφές τηλεπικοινωνιών καθώς ήταν απαραίτητη από τότε η ανάγκη για επικοινωνία



από πολύ μακριά και στο λιγότερο δυνατό χρόνο. Κάθε εποχή χαρακτηρίστηκε από τους τρόπους που συντελούνταν οι επικοινωνίες. Τα σήματα καπνού, οι ήχοι των τυμπάνων και το άναμμα φωτιάς ήταν μερικοί από τους βασικούς τρόπους μεταφοράς της πληροφορίας σε κάποιες εποχές έως και το 18<sup>ο</sup> αιώνα. Οι τρόποι αυτοί της επικοινωνίας όμως δεν ήταν ακριβείς ούτε βέβαιη η επιτυχία τους. Επιπρόσθετα η ταχύτητα μεταφοράς της πληροφορίας ήταν μικρή, ο όγκος της πληροφορίας ελάχιστος και η ασφάλειά της ελάχιστη.

Αυτές οι μορφές επικοινωνίας διατηρήθηκαν μέχρι την εμφάνιση του ηλεκτρισμού όπου έγιναν τα πρώτα σοβαρά βήματα με το τηλέφωνο και τον τηλεγράφο, για να φτάσουμε στη σημερινή μορφή της ψηφιακής τεχνολογίας, οπότε και η καθημερινή εξέλιξη στις τεχνικές των τηλεπικοινωνιών είναι αλματώδης και απρόβλεπτη.

Σήμερα γνωστές εφαρμογές των τηλεπικοινωνιών είναι η Τηλεφωνία, το Διαδίκτυο, η Ραδιοφωνία και η Τηλεόραση, εφαρμογές που η μαζικότητά τους από πλευράς χρήσης τις καθιστά ευρύτατα γνωστές.

Η ψηφιακή μετάδοση των σημάτων και η ψηφιακή μεταγωγή και επεξεργασία είναι κάποιες από τις νέες τεχνολογίες που εισήλθαν στις τηλεπικοινωνίες και με αυτό τον τρόπο οι αναλογικές τεχνολογίες στις οποίες στηρίχθηκαν η κλασική τηλεφωνία, το ραδιόφωνο και η τηλεόραση αντικαθίστανται σταδιακά από την ψηφιακή τεχνολογία που αναπτύχθηκε κυρίως από τις επικοινωνίες data. Παράλληλα ήρθε και η βελτίωση των μέσων μετάδοσης, της υποδομής (οπτικές ίνες, δορυφορικές ζεύξεις, κτλ.) των τεχνικών μετάδοσης (multiplexing, compression, κωδικοποιήσεις, διαμορφώσεις κτλ.).

## 1.2 Το μοντέλο του Τηλεπικοινωνιακού Συστήματος

Τα βασικά στοιχεία ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι ο πομπός και ο δέκτης. Η πηγή πληροφορίας αποτελεί το χώρο δημιουργίας του μηνύματος που είναι να αποσταλεί.



Σχήμα 1.1 Το μοντέλο του τηλεπικοινωνιακού συστήματος

### 1.2.1 Ο ΠΟΜΠΟΣ

Ο πομπός αποτελείται από το σύστημα κωδικοποίησης και το διαμορφωτή. Το σύστημα κωδικοποίησης λαμβάνει το μήνυμα και το κωδικοποιεί με σκοπό τον περιορισμό των σφαλμάτων κατά τη μετάδοσή του ενώ ο διαμορφωτής το μετατρέπει στην κατάλληλη, προς μετάδοση, μορφή ώστε να μεταδοθεί από το μέσο με τον καλύτερο τρόπο. Το μέσο μετάδοσης είναι το φυσικό κανάλι επικοινωνίας μεταξύ πομπού και δέκτη. Μπορεί να είναι ένα απλό καλώδιο, οπτική ίνα ή ακόμα και ο ελεύθερος χώρος.

Ενδεχομένως, σε ένα πομπό, η πληροφορία διαμορφώνει το φέρον σήμα. Η μέθοδος διαμόρφωσης ποικίλει από ένα σύστημα σε κάποιο άλλο. Έτσι η

διαμόρφωση μπορεί να είναι υψηλού επιπέδου ή χαμηλού και το σύστημα μπορεί να είναι διαμόρφωση κατά πλάτος, διαμόρφωση συχνότητας, διαμόρφωση παλμού ή οποιαδήποτε άλλη παραλλαγή ή συνδυασμός αυτών, ανάλογα με τις απαιτήσεις.

### **1.2.2 ΚΑΝΑΛΙ - ΘΟΡΥΒΟΣ**

Ο όρος κανάλι συνήθως αναφέρεται στο εύρος της συχνότητας που κατανέμεται σε μια ειδική γραμμή μεταφοράς. Όπως είναι το κανάλι της τηλεόρασης.

Είναι αναπόφευκτο ότι το σήμα θα παραμορφωθεί κατά την διάρκεια της μεταφοράς του και της λήψης του, γεγονός που οφείλεται στην κάποια αλλοίωση που υφίσταται το επικοινωνιακό σύστημα ή ακόμα στον θόρυβο που εισάγεται στο σύστημα. Ο θόρυβος αυτός είναι ανεπιθύμητη ενέργεια συνήθως τυχαίου χαρακτήρα που παρουσιάζεται στο σύστημα μεταφοράς και μπορεί να προκαλείται με οποιοδήποτε τρόπο. Εφόσον ο θόρυβος ληφθεί μαζί με το σήμα είναι φανερό ότι θα πρέπει να ορίσουμε ένα όριο στο σύστημα μεταφοράς. Όταν ο θόρυβος είναι έντονος μπορεί να υπερκαλύψει το σήμα τόσο πολύ έτσι ώστε το σήμα να αποδυναμωθεί τόσο ώστε να γίνει πλέον άχρηστο. Ο θόρυβος μπορεί να αναμιγνύεται με το σήμα μας σε κάθε σημείο του επικοινωνιακού μας συστήματος, όμως η επίδραση του θορύβου γίνεται μεγαλύτερη όσο το σήμα είναι ασθενέστερο. Αυτό σημαίνει ότι ο θόρυβος είναι ακόμα πιο αισθητός στο κανάλι ή στην είσοδο του δέκτη όπου το σήμα είναι αδύναμο.

### **1.2.3 Ο ΔΕΚΤΗΣ**

Ο δέκτης αποτελείται από τον αποδιαμορφωτή και τον αποκωδικοποιητή και κάνει ακριβώς τις αντίστροφες διαδικασίες του πομπού. Συγκεκριμένα ο αποδιαμορφωτής λαμβάνει το σήμα μέσω του φυσικού καναλιού και το μετατρέπει σε κατάλληλη μορφή και μετά ο αποκωδικοποιητής το αποκωδικοποιεί για να είναι δυνατή η κατανόηση του σταλμένου μηνύματος. Το σήμα που λαμβάνεται δεν είναι το ίδιο με αυτό που εκπέμπεται λόγω

θορύβου. Υπάρχει μεγάλη ποικιλία δεκτών στα επικοινωνιακά συστήματα, εφόσον το σχήμα κάθε συγκεκριμένου δέκτη επηρεάζεται από πολλές απαιτήσεις. Ανάμεσα στις πιο σημαντικές απαιτήσεις είναι η το σύστημα διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται, η συχνότητα λειτουργίας και το εύρος αυτής καθώς επίσης και ο τύπος απεικόνισης που απαιτείται, ο οποίος με την σειρά του εξαρτάται από τον προορισμό της λαμβάνουσας πληροφορίας. Οι δέκτες μπορούν να ποικίλουν σε πολυπλοκότητα, για παράδειγμα υπάρχει ο απλός κρυσταλλικός δέκτης με τα ακουστικά ωστόσο υπάρχουν και περισσότερο σύνθετοι δέκτες όπως ο δέκτης ραντάρ με την ενσωματωμένη κεραία και το σύστημα οπτικής απεικόνισης των δεδομένων. Όσο πολύπλοκος ή απλός μπορεί να είναι ένας δέκτης η σημαντικότερη λειτουργία του είναι η αποδιαμόρφωση (και κάποιες φορές η αποκωδικοποίηση). Και οι δυο προηγούμενες λειτουργίες είναι το αντίθετο της αντίστοιχης διαδικασίας που γίνεται στο πομπό. Ο σκοπός του δέκτη και το σχήμα της εξόδου του επηρεάζουν την κατασκευή του. Έτσι η έξοδος του δέκτη μπορεί με διάφορους τρόπους να τροφοδοτηθεί σε ένα μεγάφωνο, σε ένα βίντεο, σε διάφορα radar, σε τηλεόραση, ή ακόμα και σε στυλό μαγνητόφωνο ή και σε υπολογιστή. Σε κάθε τέτοια διαδικασία θα πρέπει να γίνονται διαφορετικές τροποποιήσεις κάθε φορά ανάλογα την συσκευή εφόσον υπάρχει άμεση επίδραση στον δέκτη. Θα πρέπει επίσης να σημειωθεί ότι ο πομπός και ο δέκτης θα πρέπει να βρίσκονται σε συμφωνία με τις μεθόδους διαμόρφωσης και κωδικοποίησης που χρησιμοποιούνται, ενώ σε μερικά συστήματα θα πρέπει ο πομπός και ο δέκτης να βρίσκονται σε χρονισμό και συγχρονισμό. [8]

## 1.3 Βασικές Έννοιες Τηλεπικοινωνιών

### 1.3.1 Πηγές πληροφορίας

Πηγές πληροφορίας θεωρούμε τα κύρια σήματα πληροφορίας, η φωνή που κυμαίνεται από 300-3100 Hz, η μουσική από 20Hz-20kHz, η εικόνα που διαχωρίζεται σε δυναμική και στατική, τα δεδομένα(data) που παράγονται από Η/Υ και από άλλα ψηφιακά συστήματα. Η εικόνα και τα δεδομένα είναι σήματα ευρείας ζώνης.

### 1.3.2 Κανάλια Επικοινωνίας

Το κανάλι παρέχει τη ζεύξη Πομπού-Δέκτη. Φυσικά παρουσιάζονται κάποια προβλήματα, τα κυριότερα από αυτά είναι το περιορισμένο εύρος φάσματος, η απόσβεση, παραμόρφωση πλάτους και φάσης, η εισαγωγή θορύβου (Θερμικός προσθετικός θόρυβος, κρουστικός θόρυβος, παρεμβολές), και οι χρονικές μεταβολές.

### 1.3.3 SNR-Signal to Noise Ratio

Ο θόρυβος μαζί με το σήμα υφίστανται ενισχύσεις, μειώσεις ή άλλες διεργασίες. Το ενδιαφέρον εστιάζεται κυρίως στη σχετική μεταβολή των τιμών των σημάτων αυτών. Ως λόγος σήματος-προς-θόρυβο (ή λόγος S/N)ορίζεται η σχέση:

$$\text{Λόγος } S/N = S/ N_{\text{rms}} \quad (1.1)$$

Ο λόγος S/N εκφράζεται κυρίως ως λόγος ισχύων σε μονάδες decibel (dB) σύμφωνα με την εξίσωση

$$S/N \text{ (dB ισχύος)} = 10 \log (P_{\text{ΣΗΜΑΤΟΣ}}/P_{\text{rms}}, \Theta\text{ΟΡΥΒΟΥ}) \quad (1.2)$$

(και σπανιότερα ως λόγος τάσεων και ρευμάτων ανάλογα με τη φύση των ηλεκτρικών σημάτων

$$S/N \text{ (dB τάσης)} = 20 \log (V_{\text{ΣΗΜΑΤΟΣ}}/V_{\text{rms}}, \Theta\text{ΟΡΥΒΟΥ}) \quad (1.3)$$

$$S/N \text{ (dB ρεύματος)} = 20 \log (I_{\text{ΣΗΜΑΤΟΣ}}/I_{\text{rms,ΘΟΡΥΒΟΥ}}) \quad (1.4)$$

### 1.3.4 Είδη καναλιών επικοινωνίας

-**Τα κανάλια καθοδηγούμενης μετάδοσης** τα οποία μπορεί να είναι τηλεφωνικά κανάλια (φωνή, DSL), ομοαξονικά καλώδια (CATV) ή και οπτικές ίνες.

-**Τα κανάλια ελεύθερης μετάδοσης** τα οποία χωρίζονται σε κανάλια ραδιομετάδοσης (ραδιόφωνο, τηλεόραση, WLAN), κανάλια κινητής επικοινωνίας (GSM, UMTS), δορυφορικά κανάλια, κανάλια ασύρματων δικτύων.

-**Γραμμικά-μη γραμμικά**

-**Χρονικά αμετάβλητα-χρονικά μεταβαλλόμενα**

-**Με περιορισμό ισχύος- με περιορισμό φάσματος**

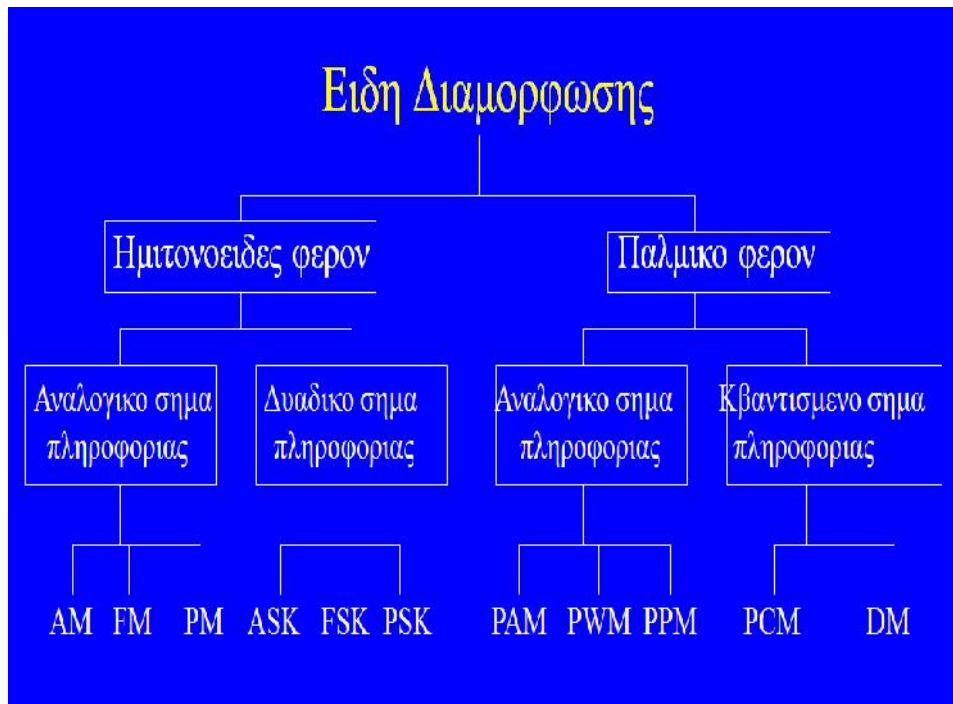
## 1.4 Η Διαδικασία της Διαμόρφωσης

Διαμόρφωση (modulation), γενικά ονομάζουμε τη μεταβολή, σύμφωνα με το σήμα πληροφορίας, των παραμέτρων ενός **φέροντος κύματος** (carrier wave) που είναι κατάλληλο για την μετάδοση μέσα από το δεδομένο κανάλι. Αποδιαμόρφωση (demodulation), ονομάζουμε την αντίστροφη διαδικασία.

Το είδος της διαμόρφωσης καθορίζει την αντοχή στο θόρυβο και την παραμόρφωση του καναλιού, την πιστότητα αναπαραγωγής του αρχικού σήματος πληροφορίας, το εύρος του απαιτούμενου για τη μετάδοση φάσματος και τη πολυπλοκότητα των συστημάτων εκπομπής και λήψης.

Με τη διαδικασία της διαμόρφωσης επιτυγχάνουμε τη μετάδοση πολλών σημάτων στον ίδιο χώρο με χρήση διαφορετικών φερόντων, την ελάττωση των απαιτήσεων στα χαρακτηριστικά των συστημάτων εκπομπής, την εκμετάλλευση περιοχών του φάσματος που έχουν καλύτερες συνθήκες μετάδοσης.

### 1.4.1 Είδη Διαμόρφωσης



Σχήμα 1.2 Είδη Διαμόρφωσης

#### Ψηφιακή διαμόρφωση συνεχούς κύματος

-Το φέρον είναι ένα ημιτονοειδές σήμα  $x(t)=A*\cos (2\pi ft +\varphi)$

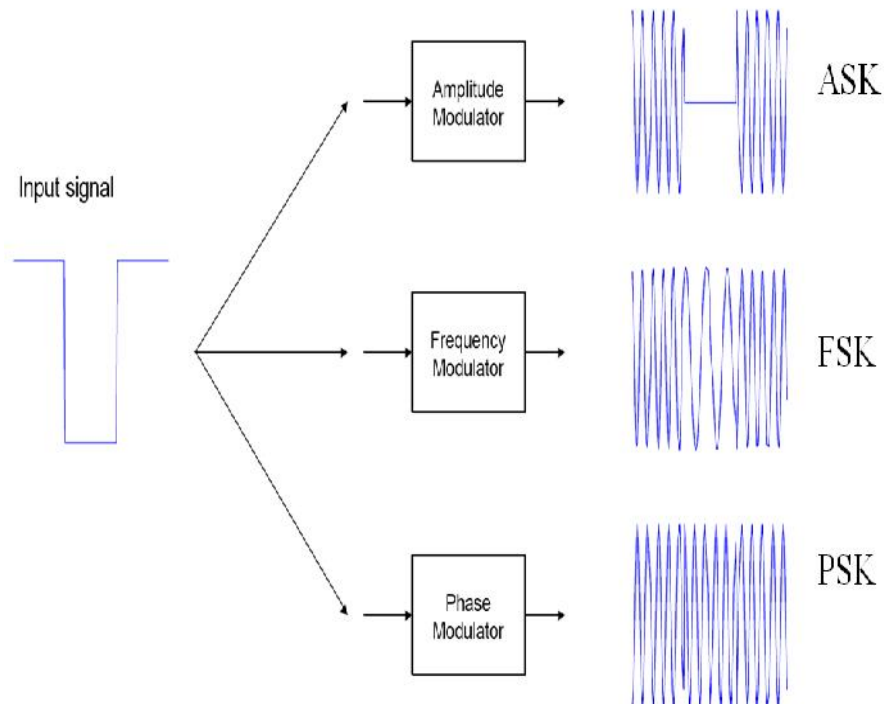
-Το σήμα πληροφορίας είναι μια ακολουθία παλμών

-Ψηφιακή διαμόρφωση πλάτους (ASK)

-Ψηφιακή διαμόρφωση συχνότητας (FSK)

-Ψηφιακή διαμόρφωση φάσης (PSK)

Βασικοί τύποι ψηφιακής διαμόρφωσης:



Σχήμα 1.3 Βασικοί τύποι ψηφιακής διαμόρφωσης

#### **1.4.2 Πολυπλεξία Σήματος**

Η διαμόρφωση μιας ροής δεδομένων μπορεί να συνδυαστεί με την ταυτόχρονη μετάδοση πολλών σημάτων πληροφορίας μέσα από το ίδιο κανάλι (πολυπλεξία). Υπάρχουν τρεις μέθοδοι πολυπλεξίας:

- Πολυπλεξία στην συχνότητα (FDM – Frequency Division Multiplexing). Κάθε σήμα πληροφορίας χρησιμοποιεί διαφορετική ζώνη συχνοτήτων.
- Πολυπλεξία στον χρόνο (TDM – Time Division Multiplexing). Κάθε σήμα πληροφορίας καταλαμβάνει διαφορετική χρονοσχισμή.
- Πολυπλεξία με κώδικα (CDM – Code Division Multiplexing). Κάθε σήμα πληροφορίας διακρίνεται από τα άλλα με ειδικό κώδικα. [3]



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup>

### 2.1 ΨΗΦΙΑΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ

#### 2.1.1 Βασικές Έννοιες

Στην εποχή μας χρησιμοποιούνται όλο και περισσότερο ψηφιακές μέθοδοι διαμόρφωσης. Η ψηφιακή διαμόρφωση εμφανίζει ορισμένα πλεονεκτήματα :

- Μεγαλύτερη αντοχή στο θόρυβο (αναγέννηση σήματος)
- Συμπύεση δεδομένων άρα αύξηση στη χωρητικότητα του συστήματος
- Μείωση κόστους
- Βελτίωση Ασφάλειας (τεχνικές κωδικοποίησης)
- Μικρότερη απαιτούμενη ισχύς

Βασικές έννοιες όσο αναφορά τη ψηφιακή διαμόρφωση είναι αυτές του bit rate και του symbol (ή baud) rate. Bit rate είναι ο ρυθμός με τον οποίο μεταφέρεται η στοιχειώδης μονάδα πληροφορίας (bit) και μετράται σε (bits/sec). Baud rate είναι ο αριθμός συμβόλων ανά δευτερόλεπτο. Για ένα σύμβολο που αποτελείται από  $n$  bits, έχουμε  $M$  καταστάσεις σήματος, όπου  $M=2^n$ . Μονάδα μέτρησης symbols/sec ή baud.

**Baud rate=bit rate/ αριθμός bits ανά σύμβολο**

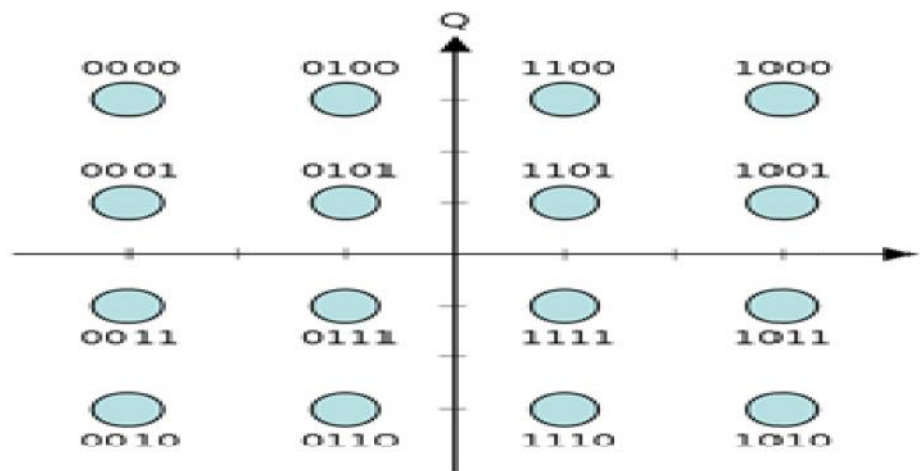
Ιδιαίτερα σημαντική παράμετρος που αποτελεί δείκτη ποιότητας ενός τύπου ψηφιακής διαμόρφωσης είναι η απόδοση φάσματος (spectrum efficiency). Η απόδοση φάσματος περιγράφει πόσο ικανοποιητικά χρησιμοποιείται το διαθέσιμο εύρος ζώνης και μετριέται σε bps/Hz. Το μέτρο της δίνεται από το πηλίκο του ρυθμού μετάδοσης προς το διαθέσιμο εύρος ζώνης.

Τέλος άλλη μια παράμετρος ιδιαίτερα σημαντική είναι το BER (BIT ERROR RATE). Σε μια ψηφιακή διαμόρφωση το BER είναι το ποσοστό των bits

με σφάλμα προς τον συνολικό αριθμό των μεταδιδόμενων ή λαμβανόμενων bits για μια δεδομένη χρονική περίοδο. Συνήθως εκφράζεται ως αρνητική δύναμη του 10.

### 2.1.2 Κωδικοποίηση GRAY

Πρόκειται για μια μέθοδο κωδικοποίησης συμβόλων, σύμφωνα με την οποία οι μορφές των διαδοχικών συμβόλων διαφέρουν μόνο κατά ένα bit όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 2.1 Κωδικοποίηση GRAY

### 2.1.3 Εκτίμηση του Εύρους Ζώνης

Προκειμένου να καθορίσουμε το μέγιστο ρυθμό με τον οποίο δεδομένα μπορούν να αποσταλούν σε ένα επικοινωνιακό κανάλι, πρέπει να γνωρίζουμε το μέγιστο αριθμό αλλαγής συμβολικών καταστάσεων που μπορεί να υποστηρίξει το κανάλι συναρτήσει του εύρους ζώνης. Για παράδειγμα, αν θεωρήσουμε μια κυματομορφή που αντιστοιχεί σε σύστημα οκταδικής σηματοδοσίας και ότι το κανάλι επιτρέπει τη διέλευση σημάτων με συχνотικό περιεχόμενο από  $0$  Hz έως  $B$  Hz. Εφόσον η ζώνη διέλευσης του καναλιού (channel passband) είναι  $B$  Hz θα πρέπει τουλάχιστον η θεμελιώδης συχνότητα της κυματομορφής δεδομένων να εμπίπτει εντός αυτής, και επομένως το ελάχιστο εύρος ζώνης που απαιτείται για

εκπομπή απαλλαγμένη από σφάλματα σε ένα κανάλι βασικής ζώνης είναι  $B_{\min} = \frac{1}{2T_s}$ , όπου  $T_s$  είναι η διάρκεια της συμβολικής κατάστασης.

Γνωρίζοντας ότι ο μέγιστος ρυθμός αποστολής (συχνότητα) συμβόλων στο κανάλι είναι  $2B$  και ότι ο κάθε σύμβολο μεταφέρει  $\log_2 M$  bits, συμπεραίνουμε ότι η χωρητικότητα ενός καναλιού με ζώνη διέλευσης  $B$  Hz είναι:

$$C = 2B * \log_2 M \text{ bits/s} \quad (2.1)$$

#### 2.1.4 Περιορισμός της Χωρητικότητας Καναλιού λόγω Θορύβου

Καθώς ο αριθμός των συμβολικών καταστάσεων αυξάνει, η ικανότητα του δέκτη να διαχωρίσει μεταξύ αυτών ελαττώνεται με την εμφάνιση θορύβου ή/και παρεμβολών. Επομένως ο λόγος σήματος προς θόρυβο (signal power  $S$  to noise power  $N$  ratio) παίζει σημαντικό ρόλο στον καθορισμό του αριθμού των συμβολικών καταστάσεων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν ώστε να επιτευχθεί επικοινωνία απαλλαγμένη από σφάλματα. Η συνδυασμένη επίδραση του θορύβου και του εύρους ζώνης στο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων σε ένα κανάλι επικοινωνίας συνοψίζεται στην σχέση των Shannon και Hartley:

$$C = B \cdot \log_2 \left( \frac{S}{N} + 1 \right) \text{ bits/s} \quad (2.2)$$

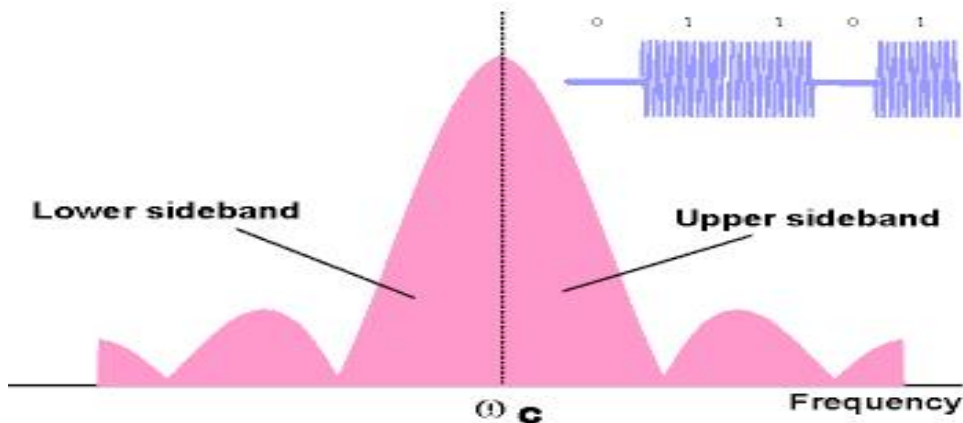
Το θεώρημα των Shannon-Hartley δηλώνει ότι εάν ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων σε ένα κανάλι με εύρος ζώνης  $B$  και για δεδομένο λόγο σήματος προς θόρυβο  $S/N$  είναι μικρότερος από το προβλεπόμενο όριο χωρητικότητας  $C$ , τότε η επικοινωνία είναι απαλλαγμένη από σφάλματα. Η σχέση αυτή μας δίνει τη δυνατότητα να εκτιμήσουμε εάν ένα ψηφιακό σύστημα επικοινωνίας είναι εφικτό, διότι επιτρέπει άμεσα τον καθορισμό του θεωρητικού άνω ορίου της χωρητικότητας καθότι υποθέτει ότι επικοινωνιακή ζεύξη είναι πλήρως απαλλαγμένη από αλλοιώσεις και παρεμβολές και υφίσταται μόνο τη επίδραση AWGN θορύβου.

## 2.2 ΨΗΦΙΑΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ ΖΩΝΗΣ

Στις εφαρμογές όπου δεν διατίθεται συνεχόμενο εύρος ζώνης από τα 0 Hz πρέπει να χρησιμοποιείται η σηματοδοσία διέλευσης ζώνης (bandpass signalling). Εδώ ο στόχος είναι να συγκεντρωθεί η ενέργεια του σήματος γύρω από μια δεδομένη συχνότητα λειτουργίας. Η διαδικασία συνήθως περιλαμβάνει τη διαμόρφωση του πλάτους, της συχνότητας ή της φάσης ενός ημιτονικού κύματος που λέγεται φέρον (carrier).

### 2.2.1 ΨΗΦΙΑΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ (Amplitude Shift Keying-ASK)

Η ψηφιακή διαμόρφωση πλάτους ή ASK είναι η απλούστερη μορφή ψηφιακής διαμόρφωσης. Το πλάτος του ημιτονικού σήματος-φέροντος μεταβάλλεται αναλογικά με τη τιμή του ψηφιακού σήματος πληροφορίας. Τα σύμβολα παριστάνονται ως διακριτές τιμές πλάτους ενός φέροντος συγκεκριμένης συχνότητας. Η φασματική απόδοση της ASK είναι 1bit/s/Hz, εφόσον το κατειλημμένο εύρος ζώνης διέλευσης είναι το διπλάσιο αυτού της βασικής ζώνης.



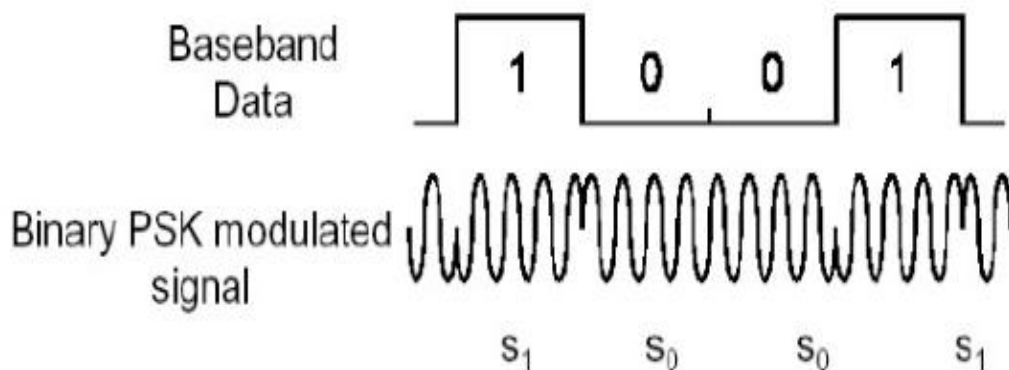
Σχήμα 2.2 Ψηφιακή Διαμόρφωση ASK

Δεδομένου ότι ο θόρυβος επηρεάζει ουσιαστικά το πλάτος των σημάτων, τα σήματα ASK είναι ιδιαίτερα ευαίσθητα στο θόρυβο και ειδικά στις υψηλές ταχύτητες μετάδοσης. Για το λόγο αυτό η χρήση της διαμόρφωσης ASK έχει

αρχίσει να περιορίζεται πλέον σήμερα και να αντικαθίσταται από πλέον σύγχρονες μεθόδους διαμόρφωσης. [4]

### 2.2.2 Ψηφιακή διαμόρφωση φάσης (PHASE SHIFT KEYING-PSK)-BINARY PHASE SHIFT KEYING (BPSK)

Στη περίπτωση αυτή είναι η φάση του ημιτονικού φέροντος που μεταβάλλεται συναρτήσει του σήματος πληροφορίας. Η πιο απλή μορφή της είναι η δυαδική PSK (BPSK) όπου χρησιμοποιούνται δύο φάσεις για την αναπαράσταση των δυαδικών ψηφίων 0 και 1. Ένα τέτοιο σήμα έχει την παρακάτω μορφή:

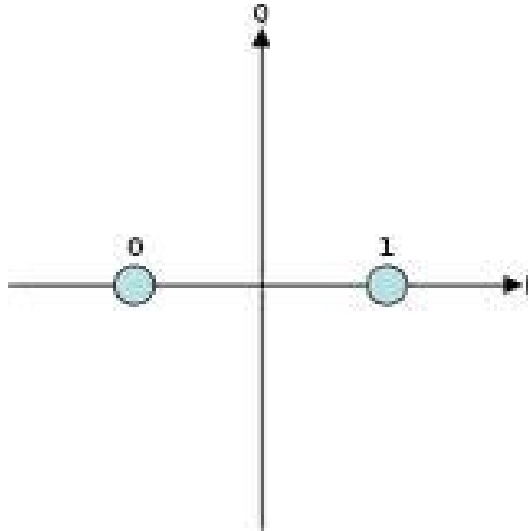


Σχήμα 2.3 Διαμόρφωση PSK

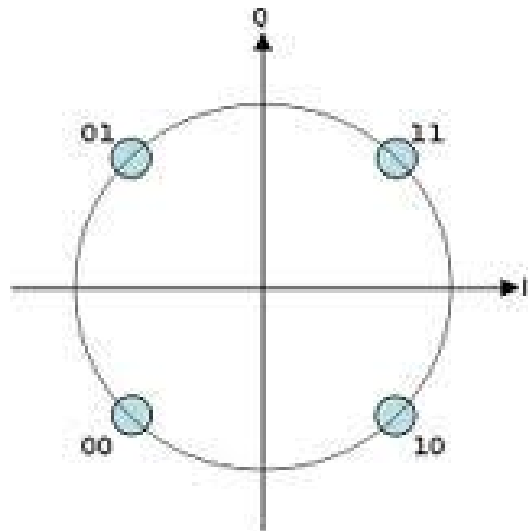
$$s_0 = A \cos(\omega_c t + \pi) \text{ και } s_1 = A \cos(\omega_c t) \quad (2.3)$$

Στη γενικότερη μορφή όμως έχουμε την M-PSK όπου χρησιμοποιούνται M φάσεις για την αναπαράσταση των M συμβόλων που αποτελούνται από n δυαδικά στοιχεία ( $n = \log_2 M$ ). Π.χ. στην 4-PSK ή αλλιώς QPSK (QUATERNARY PHASE SHIFT KEYING) τα σύμβολα 00, 01, 11, 10 αντιστοιχίζονται στις φάσεις  $\pi/4$ ,  $3\pi/4$ ,  $5\pi/4$ ,  $7\pi/4$  αντίστοιχα. Παρακάτω βλέπουμε τα διαγράμματα

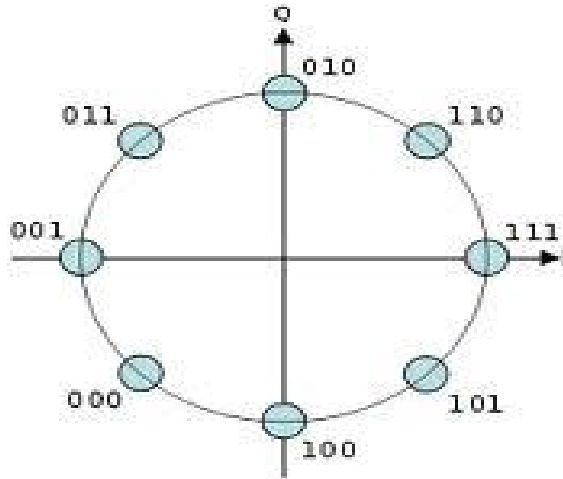
αστερισμού (constellation diagrams) για τις διαμορφώσεις BPSK, QPSK και 8-PSK.



Σχήμα 2.4 Διάγραμμα αστερισμού BPSK (BPSK-1 bit/symbol)



Σχήμα 2.5 Διάγραμμα αστερισμού QPSK (QPSK-2bits/symbol)



Σχήμα 2.6 Διάγραμμα αστερισμού 8-PSK (8PSK-3bits/symbol)

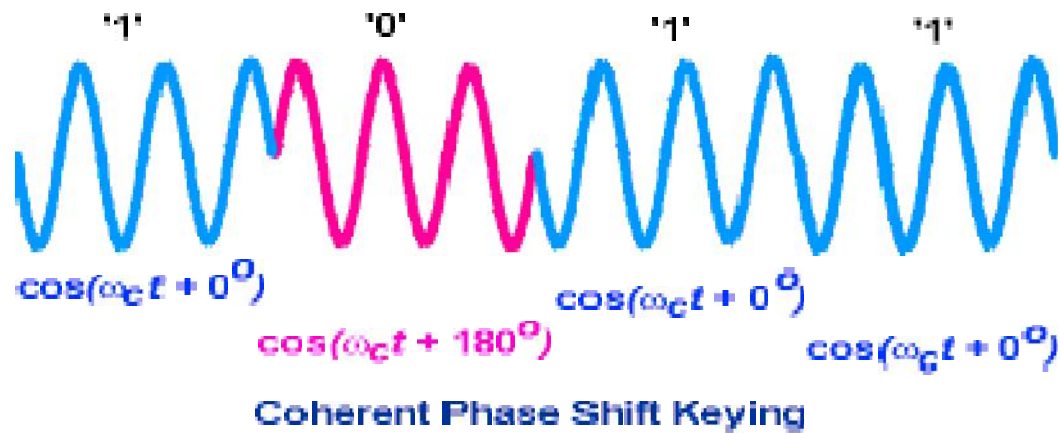
Για τη διαμόρφωση PSK έχουμε  $\text{minimum BW} = \text{baud rate}$ . Έτσι αντίστοιχα έχουμε για **BPSK**  $\text{BW} = \text{Rb}$  (bit rate) για **QPSK**  $\text{BW} = \text{Rb}/2$  για **8-PSK**  $\text{BW} = \text{Rb}/3$ . Όσο αυξάνεται ο αριθμός των bits ανά σύμβολο ( $M$ ) τόσο αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων και η φασματική απόδοση (bandwidth efficiency). Από την άλλη πλευρά όμως αυξάνεται το BER. Η διαμόρφωση PSK χρησιμοποιείται συχνά καθώς δίνει δυνατότητα για αποδοτικότερη χρήση του RF φάσματος σε σχέση με τις ASK και FSK.

Στην *Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης (Phase Shift Keying-PSK)* η πληροφορία περιέχεται στη στιγμιαία φάση του διαμορφωμένου φέροντος. Αυτή η φάση συνήθως ενσωματώνεται στο φέρον και εκτιμάται ως προς ένα σταθερό φέρον αναφοράς γνωστής φάσης, και γι' αυτό ονομάζεται σύμφωνη PSK (coherent PSK). Στη δυαδική διαμόρφωση PSK (Binary PSK, BPSK) χρησιμοποιούνται οι καταστάσεις φάσης  $0^\circ$  και  $180^\circ$ .

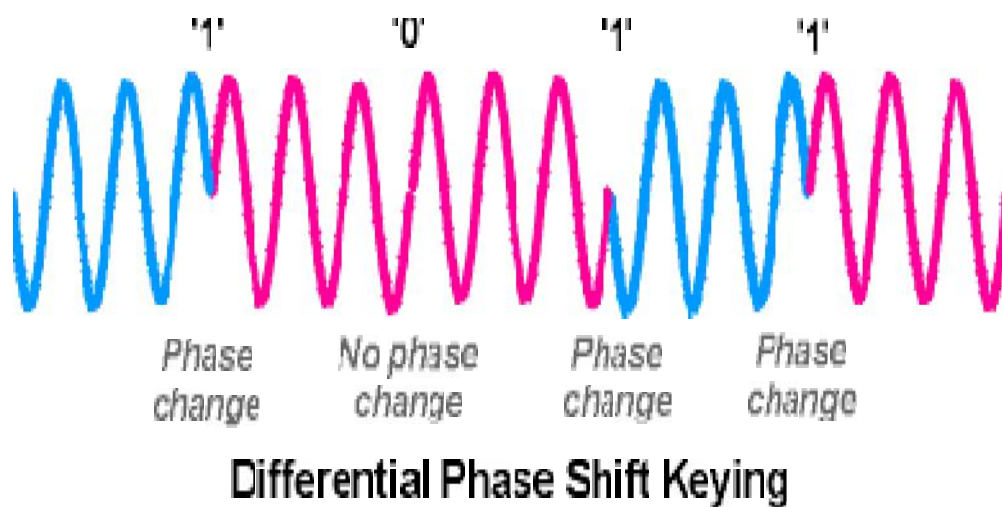
### 2.2.3 Διαφορικά Σύμφωνη Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης (Differentially Coherent PSK)

Είναι επίσης δυνατή η μετάδοση δεδομένων κωδικοποιημένων με τη μορφή μεταβολών φάσης (διαφορά φάσης) ανάμεσα σε διαδοχικά σύμβολα.

Αυτή η μέθοδος ονομάζεται *Διαφορικά Σύμφωνη Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης* (Differentially Coherent PSK).



Σχήμα 2.7 Σύμφωνη ψηφιακή διαμόρφωση φάσης.



Σχήμα 2.8 Διαφορική ψηφιακή διαμόρφωση φάσης.

Το καταλαμβανόμενο εύρος της BPSK είναι ίδιο με αυτό της ASK, θεωρώντας βεβαίως ότι χρησιμοποιείται η ίδια διαδικασία μορφοποίησης παλμών. Ουσιαστικά μπορούμε εύκολα να θεωρήσουμε για εποπτικούς λόγους, ότι η BPSK είναι ένα σήμα ASK με πλάτη  $+A$  και  $-A$  αντί για  $+A$  και  $0$  που είναι στην ASK. Όπως στην FSK έτσι κι εδώ αν η μετάβαση από μια συμβολική



κατάσταση φάσης στην επόμενη διενεργείται με συνεχή τρόπο, το παραγόμενο φάσμα θα είναι συγκεντρωμένο στον κύριο λοβό.

Στην περίπτωση ύπαρξης ασυνεχειών κατά τη μετάβαση από τη μια στην άλλη συμβολική κατάσταση, παρατηρείται σημαντική διασπορά ενέργειας στους δευτερεύοντες λοβούς και συνεπώς σημαντική αύξηση του καταλαμβανόμενου εύρους ζώνης.

#### 2.2.4 Ρυθμός Εμφάνισης Σφαλμάτων στη Διαμόρφωση PSK

Η θεωρητικά προσδιορισμένη απόδοση της PSK και της DPSK για την περίπτωση λευκού προσθετικού θορύβου που ακολουθεί την κανονική κατανομή παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα. Η πιθανότητα σφάλματος για την περίπτωση της PSK είναι ακριβώς ίση με την πιθανότητα σφάλματος για την περίπτωση διπολικής σηματοδοσίας βασικής ζώνης, δηλαδή

$$P_e^{PSK} = (\sqrt{2Eb/N_0}) \quad (2.4)$$

Στην περίπτωση της DPSK ο ρυθμός εμφάνισης εσφαλμένων bit είναι χειρότερος από αυτόν της PSK και δίδεται από τη σχέση

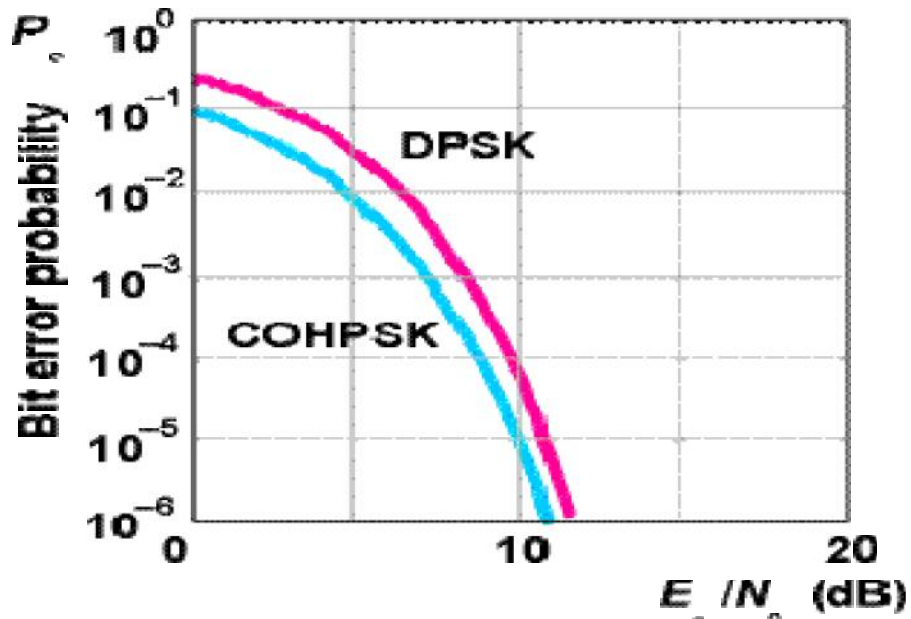
$$P_e^{DPSK} = 0.5 \exp\left(-\frac{Eb}{N_0}\right) \quad (2.5)$$

Αξίζει εδώ να σημειωθεί ότι παρά το γεγονός ότι ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων είναι ο ίδιος τόσο στη βασική ζώνη όσο και στη διέλευση ζώνης για την PSK, η φασματική απόδοση μειώνεται στο ήμισυ κατά τη διαδικασία διαμόρφωσης.

Έτσι, ενώ η φασματική απόδοση είναι 2bits/s/Hz για δυαδική σηματοδοσία στη βασική ζώνη, μειώνεται στο 1/bit/s/Hz τόσο για την PSK, όσο και για τις υπόλοιπες δυαδικές μορφές ψηφιακής διαμόρφωσης ASK και FSK. Η ανάκτηση της φασματικής απόδοσης των 2bits/s/Hz, καθίσταται δυνατή με τη χρήση τεχνικών ψηφιακής διαμόρφωσης τεσσάρων επιπέδων.

Ειδικότερα, στην περίπτωση της διαμόρφωσης QPSK, η οποία αποτελεί μια μέθοδο PSK τεσσάρων συμβόλων, - λόγω της ορθογωνικότητας μεταξύ των

τεσσάρων χρησιμοποιούμενων συμβολικών καταστάσεων ο ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων της είναι ακριβώς ίδιος με αυτόν που παρατηρείται στην BPSK. Αυτός είναι και ο λόγος που η διαμόρφωση QPSK χρησιμοποιείται σήμερα ευρύτατα σε εφαρμογές που απαιτείται πολύ χαμηλό BER για χαμηλές τιμές του λόγου  $E_b/N_0$ .



Σχήμα 2.9 Ρυθμός εμφάνισης εσφαλμένων bit στη διαμόρφωση PSK. [4]

### 2.3 ΨΗΦΙΑΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

Για να βελτιώσουμε τη φασματική απόδοση της εκπομπής διέλευσης ζώνης, μπορούμε βέβαια να αυξήσουμε τον αριθμό των χρησιμοποιούμενων καταστάσεων συμβόλων (εκτός από την περίπτωση της FSK, όπου η αύξηση του αριθμού των συχνοτήτων θα αυξήσει το καταλαμβανόμενο εύρος ζώνης). Σαν γενικός κανόνας μπορεί να θεωρηθεί ότι η αύξηση του αριθμού των καταστάσεων συμβόλων προκαλεί μείωση της ανοχής στο θόρυβο. Οι μέθοδοι M-αδικής (M-ary) διαμόρφωσης διέλευσης ζώνης, και ειδικά η M-αδική διαμόρφωση πλάτους, με ορθογωνισμό φάσης (QAM), χρησιμοποιούνται ευρέως σε ενσύρματες, αλλά και ασύρματες ψηφιακές επικοινωνιακές ζεύξεις.

Υπάρχουν τρεις κατηγορίες ψηφιακής διαμόρφωσης πολλαπλών επιπέδων, η Μ-αδική ASK, η Μ-αδική FSK και η Μ-αδική PSK. Στη παρούσα εργασία θα ασχοληθούμε με τις ψηφιακές διαμορφώσεις QPSK και 16-QAM.

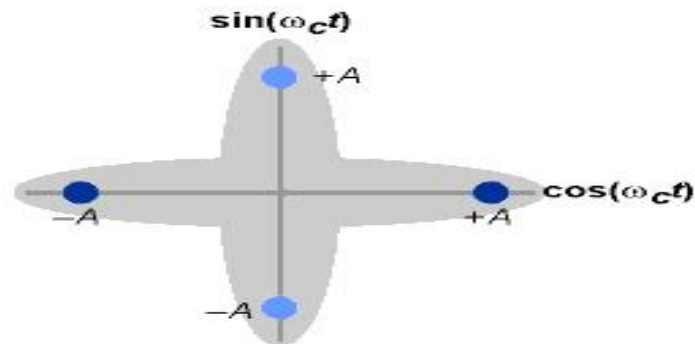
### **2.3.1 Μ-αδική ψηφιακή διαμόρφωση φάσης (Μ-αδική PSK)**

Στην περίπτωση της Μ-αδικής διαμόρφωσης PSK ένα σύνολο ορθογώνιων συμβόλων καθιστά δυνατή την ταυτόχρονη αποστολή δύο ή περισσότερων συμβόλων στο κανάλι, χωρίς να επηρεάζει την απόδοση της διαδικασίας σύμφωνης ανίχνευσης κάθε επιμέρους συμβόλου.

Προκύπτει ότι, όπως υπάρχει ορθογωνικότητα ανάμεσα σε συγκεκριμένες τιμές συχνοτήτων, υπάρχει ορθογωνικότητα και μεταξύ ενός ημιτονικού και ενός συνημιτονικού όρου, όταν λαμβάνεται η μέση τιμή τους σε χρονικό διάστημα ενός ακέραιου αριθμού κύκλων του φέροντος.

Αυτό σημαίνει ότι εάν εκπέμψουμε δυαδική πληροφορία PSK στο συνημιτονικό όρο ενός φέροντος και ταυτόχρονα εκπέμψουμε ένα δεύτερο σήμα δυαδικής πληροφορίας στον ημιτονικό του ίδιου φέροντος, τότε θα είναι δυνατό να ανιχνεύσουμε ανεξάρτητα τα δύο σήματα. Για να γίνει αυτό η μόνη προϋπόθεση είναι ο κάθε ανιχνευτής να υπολογίσει τη μέση τιμή κατά την διάρκεια μιας περιόδου συμβόλου, που να διαρκεί έναν ακέραιο αριθμό πλήρων κύκλων του φέροντος. [1]

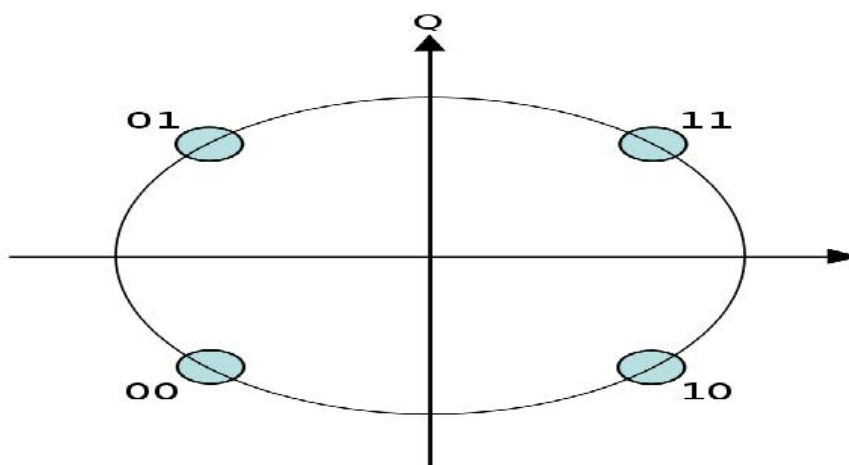
### 2.3.2 ΨΗΦΙΑΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ QPSK (QUADRATURE PHASE SHIFT KEYING)



Σχήμα 2.10 Ψηφιακή Διαμόρφωση QPSK.

Ένα σύστημα διαμόρφωσης PSK με τέσσερις καταστάσεις φάσης,  $0^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $180^\circ$  και  $270^\circ$ , σε ορθογωνικότητα φάσης (quadrature)  $90^\circ$  ή μία από την άλλη, ονομάζεται *Διαμόρφωση Μετατόπισης Φάσης με Ορθογωνισμό (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)*. Η ιδιότητα της ορθογωνικότητας της QPSK σημαίνει ότι η μέθοδος μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αποστολή πληροφορίας με ταχύτητα διπλάσια από αυτήν της BPSK στο ίδιο εύρος ζώνης, χωρίς να υποβαθμιστεί η απόδοση της ανίχνευσης ως προς την BPSK. Το μειονέκτημα της είναι η πολυπλοκότητα του πομπού και του δέκτη που χρησιμοποιεί σε σχέση με αυτούς της BPSK αν και με τις νέες τεχνολογίες που δημιουργήθηκαν το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται.

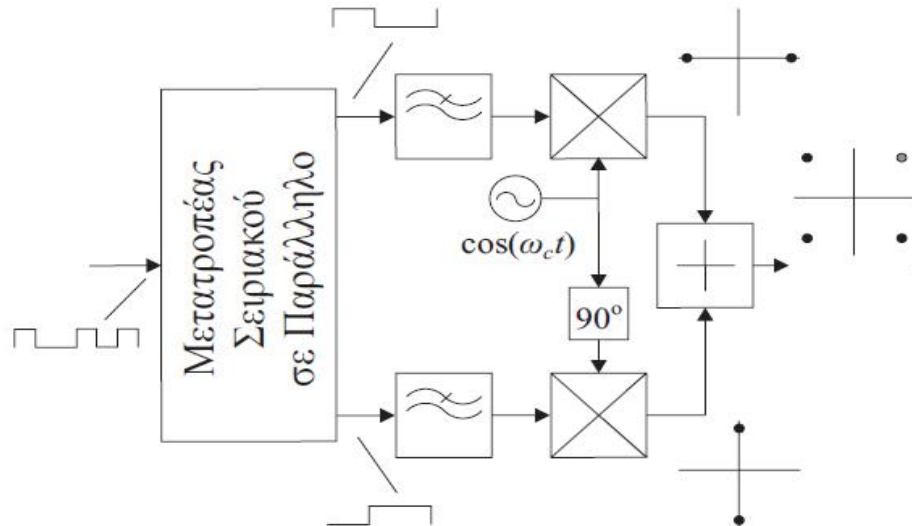
Το διάγραμμα αστερισμού της διαμόρφωσης QPSK αποτελείται από ένα σύνολο 4 σημείων πάνω σε ένα κύκλο ακτίνας  $A$ , όσο το πλάτος του φέροντος, τα οποία ισαπέχουν μεταξύ τους κατά γωνία  $\pi/2$  rad. Όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα οι καταστάσεις φάσεων είναι στραμμένες κατά  $45$  μοίρες ως προς τους δύο άξονες.



Σχήμα 2.11 Διάγραμμα Αστερισμού QPSK με Κωδικοποίηση GRAY

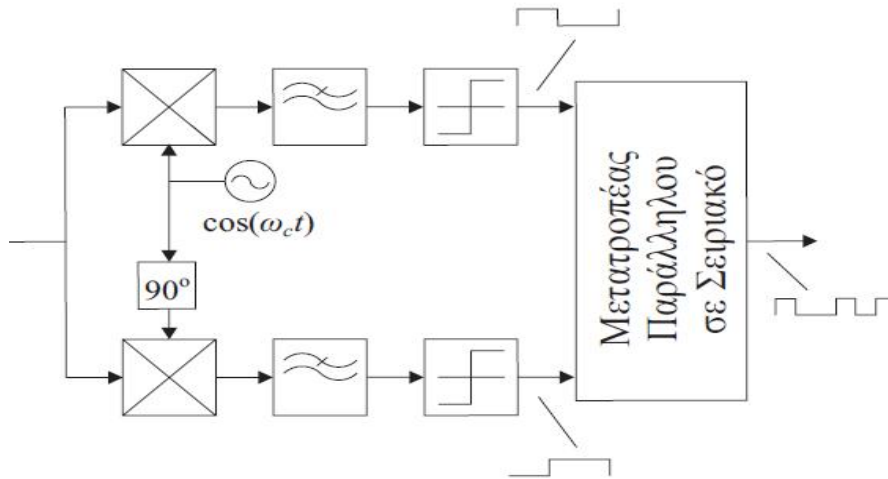
### 2.3.3 Παραγωγή και λήψη του σήματος QPSK

Το σύστημα του διαμορφωτή-αποδιαμορφωτή της QPSK αποτελείται στην πραγματικότητα από δύο συστήματα διαμόρφωσης BPSK που χρησιμοποιούν ορθογωνικά φέροντα. Το σχηματικό του διάγραμμα φαίνεται στο σχήμα:



Σχήμα 2.12 Διαμορφωτής QSPK

Τα δεδομένα χωρίζονται αρχικά σε δύο ακολουθίες, μια άρτια και μια περιττή, οι οποίες εμφανίζουν το ήμισυ του αρχικού ρυθμού μετάδοσης. Στη συνέχεια, οι ακολουθίες φιλτράρονται και διαμορφώνουν δύο ορθογωνικά φέροντα ( $\cos \omega_c t$  και  $\sin \omega_c t$ ) τα οποία τελικά αθροίζονται προκειμένου να δημιουργηθεί το διαμορφωμένο κατά QPSK σήμα. Στον αποδιαμορφωτή το διαμορφωμένο σήμα υφίσταται μίξη με τα δύο ορθογωνικά φέροντα τα οποία έχουν προηγουμένως ανακτηθεί. Στη συνέχεια οδηγείται σε ένα συγκριτή προκειμένου να ανακτηθούν οι δύο ακολουθίες δεδομένων. Τέλος, τα δεδομένα ανασυντίθενται σε μια ενιαία ακολουθία με τη χρήση κατάλληλου μετατροπέα.



Σχήμα 2.13 Αποδιαμορφωτής QPSK

### 2.3.4 Ρυθμός Εμφάνισης Σφαλμάτων στην QPSK

Ο ρυθμός εμφάνισης εσφαλμένων bit στην QPSK είναι θεωρητικά όμοιος με αυτόν της BPSK. Παρόλα αυτά, εάν η αναφορά φέροντος δεν είναι απόλυτα σύμφωνη ως προς τη φάση, δεν θα μειωθεί μόνο η τάση εξόδου του επιθυμητού σήματος, αλλά θα υπάρξει συνακρόαση (crosstalk) μεταξύ των ανιχνευτών εξαιτίας των ορθογωνικών συμβόλων με αποτέλεσμα την επιπρόσθετη υποβάθμιση της απόδοσης. Δηλαδή, η QPSK εμφανίζει μεγαλύτερη ευαισθησία στην αστάθεια φάσης απ' ότι η BPSK κατά τη διαδικασία ανάκτησης του φέροντος.

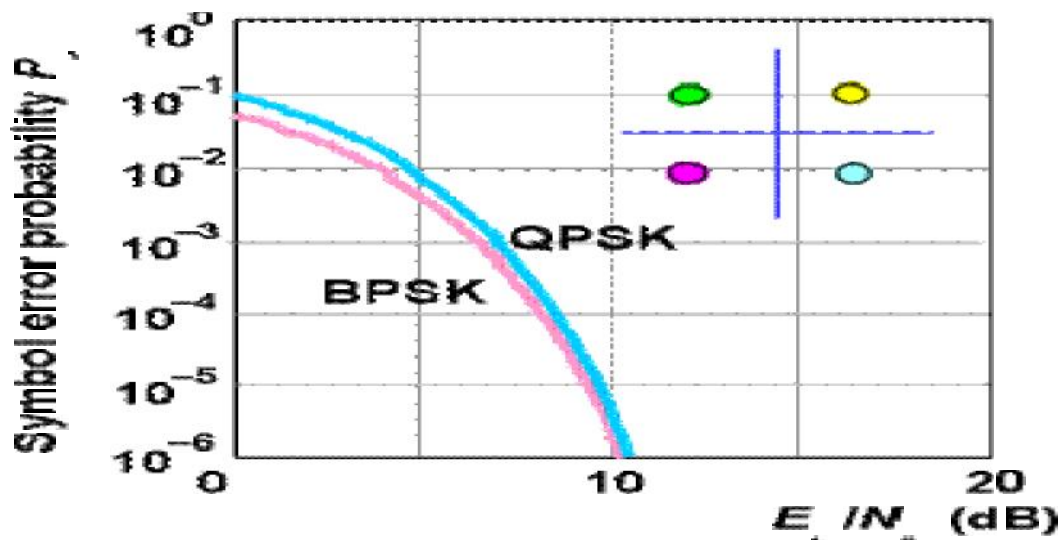
Αναφορικά στο ρυθμό εμφάνισης εσφαλμένων συμβόλων, η QPSK λογικά εμφανίζεται χειρότερη απ' ότι η BPSK καθώς δεν είναι δύσκολο να δει κανείς με απλή επισκόπηση του διαγράμματος αστερισμού των δύο διαμορφώσεων, ότι οι αποστάσεις συμβόλων της QPSK είναι μικρότερες από αυτές της BPSK. Στην περίπτωση της QPSK, μεταφέρονται 2 bit πληροφορίας ανά σύμβολο, και η πιθανότητα να είναι και τα δύο εσφαλμένα είναι πολύ μικρότερη από το να είναι μόνο ένα bit με την προϋπόθεση ότι χρησιμοποιείται κωδικοποίηση Gray. Λαμβάνοντας αυτό υπόψη, προκύπτει ότι ο ρυθμός εμφάνισης εσφαλμένων bit

στην QPSK θα είναι σαφώς μικρότερος από το ρυθμό εμφάνισης συμβόλων, οι οποίοι δίδονται αντίστοιχα, από τις σχέσεις:

$$P_e^{QPSK} = Q(\sqrt{2E_b/N_0}) \quad (2.6)$$

$$P_S^{QPSK} = \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) * \left[1 - \frac{1}{4} \text{erfc}\left(\frac{E_b}{N_0}\right)\right] \quad (2.7)$$

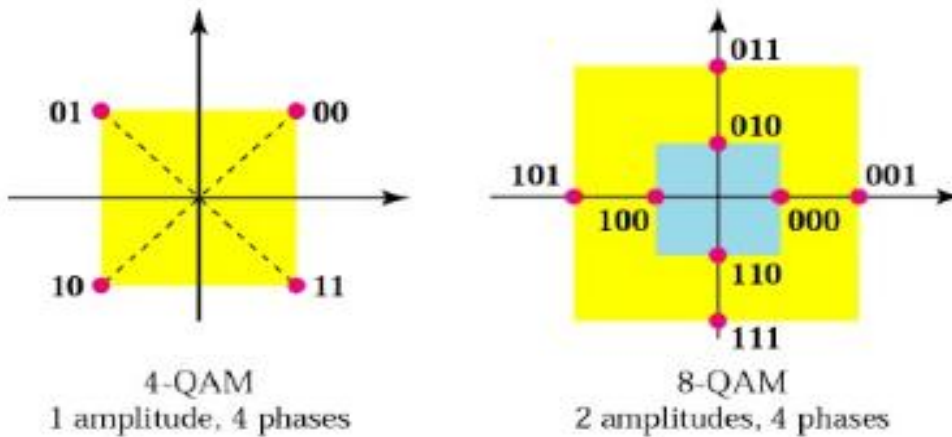
Η σύγκριση μεταξύ των πιθανοτήτων εμφάνισης εσφαλμένων bit και συμβόλων στην περίπτωση της QPSK, παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 2.14 Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων στην QPSK

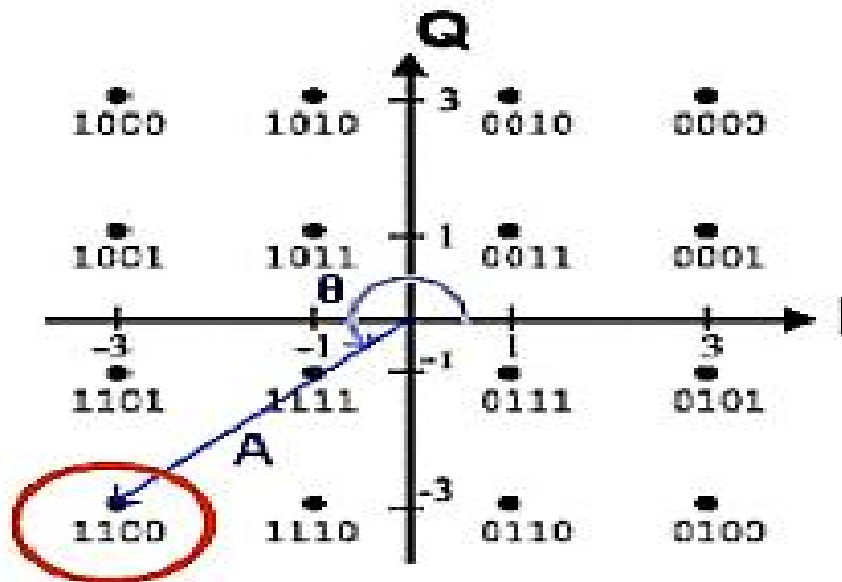
### 2.3.5 ΨΗΦΙΑΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

Η διαμόρφωση QAM είναι στην ουσία ένας συνδυασμός PSK και διαμόρφωσης πλάτους. Το QAM σήμα έχει τόσες καταστάσεις όσοι οι πιθανοί συνδυασμοί πλάτους και φάσης των φέροντων σημάτων. Π.χ. αν έχουμε 2 διαφορετικές τιμές πλάτους και 4 διαφορετικές φάσεις έχουμε  $2 \times 4 = 8$  διαφορετικές καταστάσεις. Αυτή είναι η διαμόρφωση 8-QAM, στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε το λεγόμενο διάγραμμα αστερισμού της (constellation diagram) όπως και της 4-QAM η οποία στην ουσία συμπίπτει με την 4-QPSK.



Σχήμα 2.15 Διαγράμματα Αστερισμού 4-QAM και 8-QAM

Στην 8-QAM βλέπουμε ότι έχουμε  $\log_2(8)=3$  bits/symbol. Οι πιο συνηθισμένες μορφές είναι οι 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM και 256-QAM. Παρακάτω βλέπουμε το διάγραμμα για τη διαμόρφωση 16-QAM και συγκεκριμένα σε τι φάση και πλάτος αντιστοιχίζεται το σύμβολο 1100:

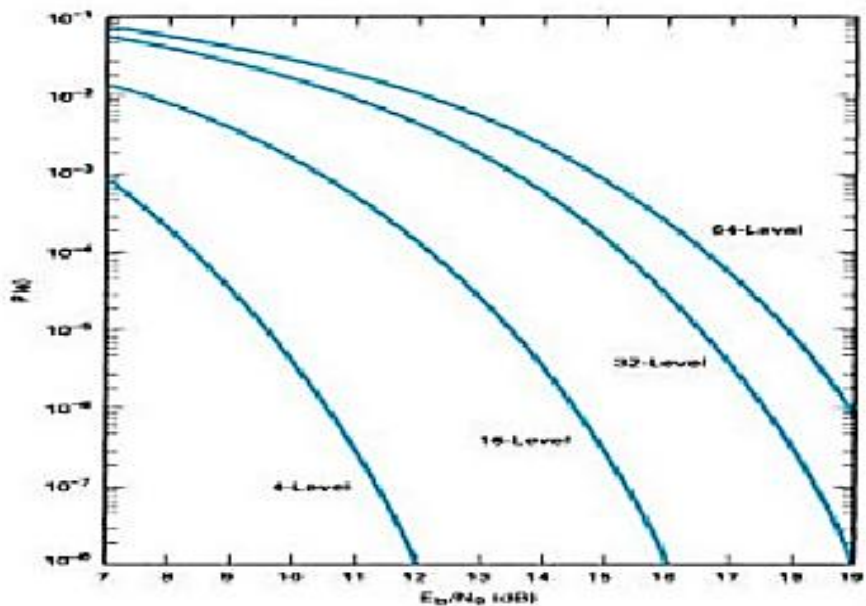


Σχήμα 2.16 Διάγραμμα Διαμόρφωσης 16-QAM

Όσο αυξάνουμε το M τόσο αυξάνεται η απόδοση φάσματος, αλλά και τόσο αυξάνεται είτε το BER για σταθερή ισχύ σήματος είτε ο απαιτούμενος

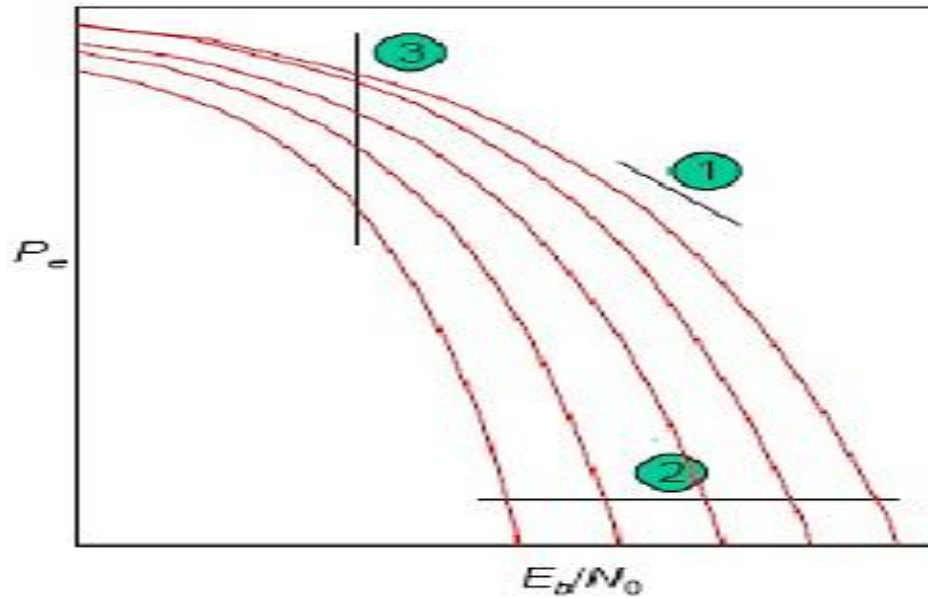


λόγος ισχύος σήματος προς θόρυβο για σταθερό BER. Πιο παραστατικά αυτό φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, στον κάθετο άξονα η πιθανότητα σφάλματος ενώ στον οριζόντιο ο λόγος ισχύος σήματος προς θόρυβο:



Σχήμα 2.17 BER συναρτήσει SNR για διάφορες μορφές QAM

Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται παραστατικά η αλληλεπίδραση ανάμεσα στο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, ισχύ και BER. Παρατηρούμε 1.την αύξηση της ισχύος που οδηγεί σε μείωση του BER με σταθερό ρυθμό μετάδοσης 2. Την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης και ανάγκη για αύξηση της ισχύος με σταθερό BER και 3. Την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης που οδηγεί σε αύξηση του BER με την τιμή της ισχύος να παραμένει σταθερή.



Σχήμα 2.18 Αλληλεξάρτηση SNR,BER και ρυθμού μετάδοσης

Τα παραπάνω ισχύουν για όλες τις ψηφιακές διαμορφώσεις και όχι μόνο για την QAM. Το πλεονέκτημα της QAM διαμόρφωσης έναντι της PSK είναι ότι μπορούμε να επιτύχουμε υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης στο ίδιο εύρος ζώνης( μεγαλύτερη απόδοση φάσματος). Βασικό πλεονέκτημα είναι η αύξηση του BER ιδίως στις ανώτερες μορφές διαμόρφωσης ( $M > 64$ ).

Modulation format	Application
MSK, GMSK	GSM, CDPD
BPSK	Deep space telemetry, cable modems
QPSK, $\pi/4$ DQPSK	Satellite, CDMA, NADC, TETRA, PHS, PDC, LMDS, DVB-S, cable (return path), cable modems, TSTS
OQPSK	CDMA, satellite
FSK, GFSK	DECT, paging, RAM mobile data, AMPS, CT2, ERMES, land mobile, public safety
8, 16 VSB	North American digital TV (ATV), broadcast, cable
8PSK	Satellite, aircraft, telemetry pilots for monitoring broadband video systems
16 QAM	Microwave digital radio, modems, DVB-C, DVB-T
32 QAM	Terrestrial microwave, DVB-T
64 QAM	DVB-C, modems, broadband set top boxes, MMDS
256 QAM	Modems, DVB-C (Europe), Digital Video (US)

Modulation format	Theoretical bandwidth efficiency limits
MSK	1 bit/second/Hz
BPSK	1 bit/second/Hz
QPSK	2 bits/second/Hz
8PSK	3 bits/second/Hz
16 QAM	4 bits/second/Hz
32 QAM	5 bits/second/Hz
64 QAM	6 bits/second/Hz
256 QAM	8 bits/second/Hz

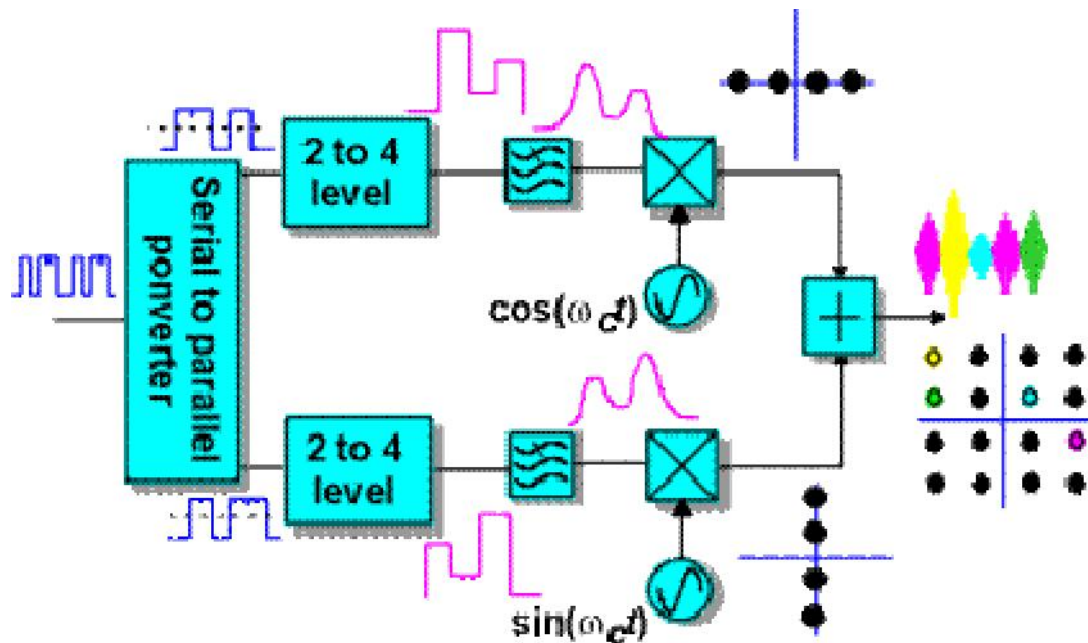
Σχήμα 2.19

1. Πρακτικές εφαρμογές διαφόρων τύπων ψηφιακής διαμόρφωσης.
2. Θεωρητικά όρια στην απόδοση φάσματος για τις διάφορες μορφές διαμόρφωσης. [9]

### 2.3.6 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  $\pm A$  και  $\pm 3A$ , 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.



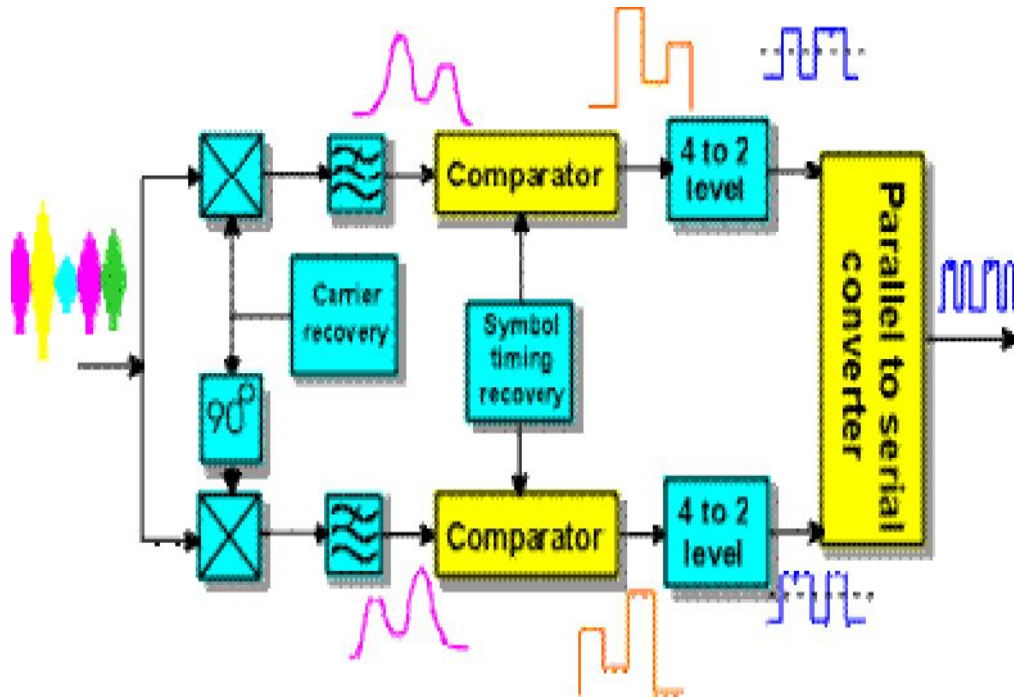
Σχήμα 2.20 Πομπός βασικής ζώνης με διαμόρφωση 16-QAM.

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 δεδομένων ASK που εισέρχονται στον δέκτη. [4]

### 2.3.7 Ανίχνευση της Διαμόρφωσης QAM

Η διαμόρφωση QAM μπορεί, όπως και η QPSK, να αποκωδικοποιηθεί είτε με σύμφωνη είτε με διαφορικά σύμφωνη ανίχνευση. Το παρακάτω σχήμα παρουσιάζει τη σύμφωνη ανίχνευση QAM, για την οποία απαιτείται –όπως και στην QPSK- ανάκτηση των ορθογωνικών φερόντων. Εδώ βέβαια το πρόβλημα

της αβεβαιότητας φάσης περιπλέκεται ακόμα περισσότερο καθότι στα δεδομένα υπάρχει πλέον και το στοιχείο του πλάτους.



Σχήμα 2.21 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 υποστούν προσαρμοσμένο φιλτράρισμα.

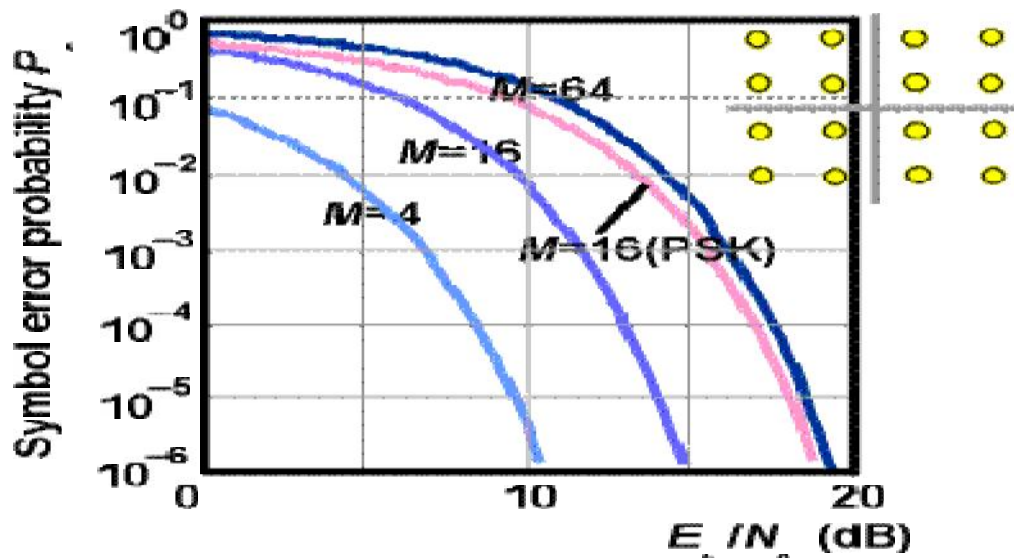
### 2.3.8 Ρυθμός Εμφάνισης Σφαλμάτων στη Διαμόρφωση QAM

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

$$P_S^{QAM} = 1 - (1 - P_m)^2 \quad (2.8)$$

$$P_m = \left(2 - \frac{2}{\sqrt{M}}\right) * Q\left(\frac{\sqrt{3k * E_b / N_0}}{M-1}\right) \quad (2.9)$$

και απεικονίζεται στο σχήμα



Σχήμα 2.22 Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων για διάφορες τάξεις M-αδικής QAM

Τέλος, ο ρυθμός εμφάνισης εσφαλμένων bit στη διαμόρφωση QAM, δίδεται προσεγγιστικά από τη σχέση: [4]

$$P_e^{QAM} \approx P_S^{QAM} / \log_2 M \quad (2.10)$$

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup>

### 3.1 ΨΗΦΙΑΚΟ ΦΙΛΤΡΟ

#### 3.1.1 Γενικές Πληροφορίες

Το ψηφιακό φίλτρο επιτρέπει την αισθητή μείωση του εκπεμπόμενου εύρους ζώνης χωρίς να χάνεται το περιεχόμενο των ψηφιακών δεδομένων. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την βελτίωση της φασματικής απόδοσης του σήματος. Υπάρχουν διαφορετικοί τρόποι με τους οποίους μπορούμε να επιτύχουμε φιλτράρισμα. Οι πιο συνηθισμένοι από αυτούς είναι:

- Ψηφιακό Φίλτρο υψωμένου συνημιτόνου
- Ψηφιακό Φίλτρο τετραγωνικής ρίζας υψωμένου συνημιτόνου
- Ψηφιακό Γκαουσιανό Φίλτρο

Ας εξηγήσουμε όμως αρχικά ορισμένους όρους όπως το πώς ορίζουμε την λέξη **σήμα** τι εννοούμε με τη λέξη **σύστημα** τι ονομάζουμε **κρουστική απόκριση**, ανάλυση **Fourier** και τι **συνάρτηση μεταφοράς**.

Ως σήμα ορίζουμε τις τιμές που λαμβάνει μία ποσότητα  $y$  (εξαρτημένη μεταβλητή) η οποία μεταβάλλεται συναρτήσει μίας άλλης ποσότητας  $x$  (ανεξάρτητη μεταβλητή). Αν οι ποσότητες  $x$  και  $y$  λαμβάνουν συνεχείς τιμές (π.χ. από το κλειστό πραγματικό διάστημα  $[0,+100]$ ) τότε το σήμα είναι μία συνάρτηση  $y(x)$  και χαρακτηρίζεται *αναλογικό*. Αν η ποσότητα  $y$  λαμβάνει συνεχείς τιμές αλλά η ποσότητα  $x$  μόνο διακριτές τιμές (π.χ. από το σύνολο  $N$  των φυσικών αριθμών) τότε το σήμα λέγεται *διακριτού χρόνου* και πρόκειται για μία ακολουθία  $y[n]$ , ενώ αν τα  $x$  και  $y$  λαμβάνουν διακριτές τιμές έχουμε πάλι ακολουθία  $y[n]$  και το σήμα λέγεται *ψηφιακό*. Ένα ψηφιακό σήμα μπορεί να προκύψει από ένα αναλογικό σήμα, μέσω μίας διεργασίας γνωστής ως δειγματοληψίας.

Σύστημα είναι οτιδήποτε δέχεται ως είσοδο ένα σήμα και παράγει ως έξοδο ένα άλλο σήμα. Μαθηματικά είναι ένας μετασχηματισμός που αντιστοιχίζει σε μία συνάρτηση  $y(x)$ , ή σε μία ακολουθία  $y[n]$ , κάποια άλλη συνάρτηση  $y'(x)$ , ή ακολουθία  $y'[n]$ . [9]

### 3.1.2 ΧΕΙΡΙΣΜΟΣ ΣΗΜΑΤΩΝ

Δύο τρόποι ανάλυσης είναι ευρέως διαδεδομένοι: η *κρουστική ανάλυση* και η *ανάλυση Φουριέ*.

Στην κρουστική ανάλυση διασπούμε το σήμα σε ελάχιστης διάρκειας (απειροελάχιστες και άπειρες σε πλήθος για αναλογικά σήματα) «ωθήσεις», δηλαδή στιγμιαία σήματα που το καθένα βρίσκεται σε διαφορετικό σημείο του πεδίου ορισμού και έχει το πλάτος του ολικού σήματος στο σημείο εκείνο.

Η κρουστική απόκριση συνήθως μετράται με εμπειρικά μέσα και τον ρόλο της κρουστικής εισόδου  $\delta(t)$  μπορεί να παίξει οποιαδήποτε είσοδος είναι «επαρκώς σύντομη» για τα δεδομένα του συστήματος.

Μία εναλλακτική μέθοδος ανάλυσης όπως προαναφέρθηκε είναι η ανάλυση Φουριέ, με την οποία αναλύουμε ένα οποιοδήποτε περιοδικό σήμα σε άθροισμα απείρων ημιτόνων, όλων των δυνατών συχνοτήτων, τα οποία σχηματίζουν αθροιζόμενα το ολικό αρχικό σήμα.

Κάθε ένα από αυτά τα ημίτονα συμμετέχει με διαφορετικό πλάτος στο ολικό σήμα και ο μαθηματικός Μετασχηματισμός Φουριέ μας λέει κατά πόσο συμμετέχει κάθε πιθανή συχνότητα στον σχηματισμό του. Έτσι π.χ. ο Μετασχηματισμός Φουριέ ενός απλού ημιτονοειδούς σήματος είναι η κρουστική συνάρτηση, μία ώθηση, καθώς το ημίτονο περιέχει μόνο μία συχνότητα.

Η σημασία της ανάλυση Φουριέ έγκειται στο ότι σε ένα ΓΧΑ σύστημα η έξοδος για ημιτονοειδή είσοδο είναι πάλι ένα ημίτονο, ίδιας συχνότητας αλλά διαφορετικού πλάτους και φάσης. Έτσι μπορούμε να εκφράσουμε την έξοδο ενός συστήματος για δεδομένη είσοδο ως άθροισμα απείρων ημιτόνων, ίδιων συχνοτήτων με τα ημίτονα που αθροιζόμενα παράγουν την είσοδο αλλά με κατάλληλα τροποποιημένη (λόγω της επίδρασης του συστήματος) φάση και πλάτος.

Αντιθέτως ο Μετασχηματισμός Φουριέ περιοδικών σημάτων (γνωστός και ως *σειρά Φουριέ*) είναι διακριτός, δηλαδή το φάσμα των σημάτων περιέχει μετρήσιμα άπειρες διαφορετικές συνιστώσες: ένα ημίτονο της θεμελιώδους συχνότητας (η οποία είναι η συχνότητα του αρχικού, ολικού περιοδικού



σήματος) και άπειρα ημίτονα που οι συχνότητες τους είναι ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδους (αρμονικές συνιστώσες). Τον Μετασχηματισμό Φουριέ μίας ποσότητας  $x(t)$  (αντίστοιχα  $f(t)$ ) τον συμβολίζουμε με  $X(\Omega)$  (αντίστοιχα  $F(\Omega)$ ), όπου η ανεξάρτητη μεταβλητή  $\Omega$  υποδηλώνει πως το πεδίο ορισμού είναι πεδίο συχνοτήτων.

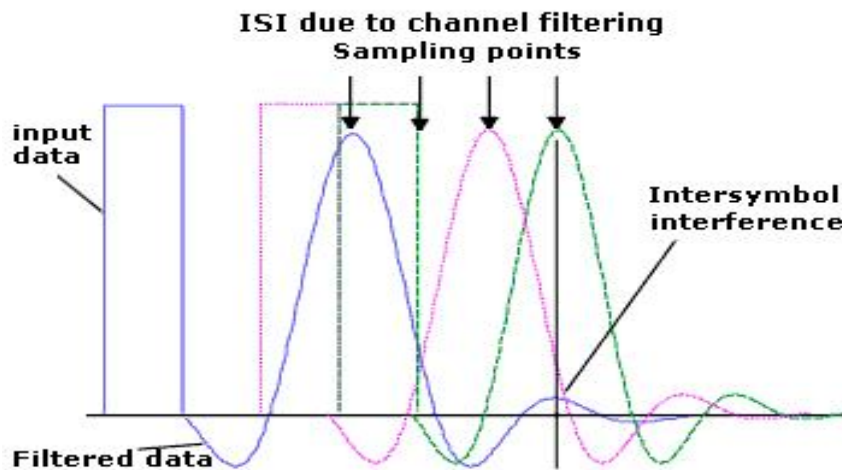
Ο Μετασχηματισμός Φουριέ της κρουστικής απόκρισης ενός ΓΧΑ συστήματος ονομάζεται συνάρτηση μεταφοράς ή απόκριση συχνοτήτων του συστήματος. [9]

### 3.2 ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ

**Συνάρτηση μεταφοράς** είναι ο όρος που χρησιμοποιείται στην επεξεργασία σήματος για να περιγραφεί η συμπεριφορά ενός γραμμικού, αιτιατού συστήματος. Ως γραμμικό σύστημα θεωρούμε μια οποιαδήποτε διάταξη που έχει μία ή περισσότερες εισόδους και μία ή περισσότερες εξόδους. Οι εισοδοί και οι έξοδοι είναι **σήματα**, δηλαδή συναρτήσεις (πραγματικές ή μιγαδικές) του χρόνου. [9]

### 3.3 Διασυμβολική Παρεμβολή

Η διασπορά λόγω του πεπερασμένου εύρους ζώνης είτε του μέσου διάδοσης είτε των διατάξεων του πομπού και του δέκτη των διαδοχικών συμβόλων έχει ως αποτέλεσμα την επικάλυψη μέρους της ενέργειας του ενός με τα γειτονικά του προκαλώντας έτσι το λεγόμενο πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής (intersymbol interference). Το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 3.1 Το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής

Η διασυμβολική παρεμβολή είναι ένα πρόβλημα που είναι σε θέση να υποβαθμίσει σοβαρά την ικανότητα του ανιχνευτή δεδομένων στο δέκτη να διαχωρίσει το τρέχον σύμβολο από τα γειτονικά του λόγω της διασποράς της ενέργειας αυτών. Έτσι, ακόμη και στην περίπτωση που δεν έχουμε θόρυβο σε ένα κανάλι επικοινωνίας, η διασυμβολική παρεμβολή μπορεί να οδηγήσει στην λανθασμένη ανίχνευση συμβόλων, έχοντας ως αποτέλεσμα τον αναπόφευκτο ρυθμό σφαλμάτων (irreducible error rate). [4]

### 3.4 Φίλτρα Nyquist

Ένας τρόπος για να ελαττώσουμε την διασυμβολική παρεμβολή είναι να αυξήσουμε το εύρος ζώνης του καναλιού. Ωστόσο είναι γνωστό ότι σε συστήματα κινητών επικοινωνιών υιοθετούνται τεχνικές που μειώνουν την διασυμβολική παρεμβολή χρησιμοποιώντας ταυτόχρονα όσο γίνεται λιγότερο εύρος ζώνης. Υπάρχει ένας ικανοποιητικός αριθμός γνωστών τεχνικών μορφοποίησης παλμών (pulse shaping) που χρησιμοποιούνται για να μειώσουν ταυτοχρόνως τη διασυμβολική παρεμβολή και το εύρος ζώνης του φάσματος του διαμορφωμένου ψηφιακού σήματος.

Ο Nyquist ήταν ο πρώτος που έλυσε το πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής κρατώντας μικρό το εύρος ζώνης της εκπομπής. Παρατήρησε ότι το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής μπορεί να εξουδετερωθεί εάν η συνολική απόκριση του συστήματος επικοινωνίας (συμπεριλαμβανομένου του πομπού, του καναλιού και του δέκτη) σχεδιαστεί έτσι ώστε σε κάθε στιγμή δειγματοληψίας στον δέκτη, η απόκριση για όλα τα σύμβολα εκτός από το τρέχον, να είναι ίση με το μηδέν. Εάν  $h(t)$  είναι η κρουστική απόκριση όλου του επικοινωνιακού συστήματος, η παραπάνω συνθήκη μπορεί να διατυπωθεί ως εξής:

$$H(nT_s) = K \quad \text{ΕΑΝ } n=0,$$

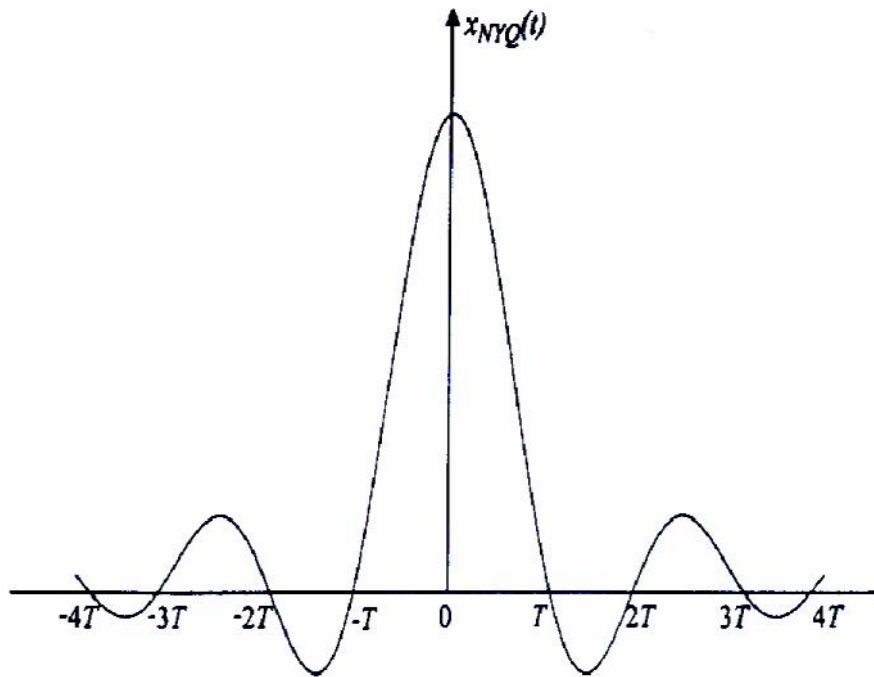
$$H(nT_s) = 0 \quad \text{ΕΑΝ } N \neq 0$$

Όπου  $T_s$  είναι η περίοδος του συμβόλου,  $n$  είναι ένας ακέραιος και  $K$  μία μη μηδενική σταθερά. Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος μπορεί να αναπαρασταθεί και ως  $h(t) = \delta(t) * p(t) * h_c(t) * h_r(t)$ , όπου  $p(t)$  είναι ένα μορφοποιημένο σύμβολο,  $h_c(t)$  είναι η κρουστική απόκριση του καναλιού και  $h_r(t)$  είναι η κρουστική απόκριση του δέκτη. Ο Nyquist εξήγαγε τη συνάρτηση μεταφοράς που ικανοποιεί τις συνθήκες της παραπάνω σχέσης.

Πρέπει να ληφθεί υπόψη στην επιλογή της συνάρτησης μεταφοράς που ικανοποιεί τη σχέση ότι η  $h(t)$  πρέπει να μεταβαίνει απότομα από υψηλές σε μηδενικές τιμές πλάτους για  $n \neq 0$ . Θεωρούμε την κρουστική απόκριση

$$h_{eff}(t) = \frac{\sin(\pi t / T_s)}{(\pi t) / T_s} \quad (3.1)$$

Είναι ξεκάθαρο ότι αυτή η κρουστική απόκριση ικανοποιεί τη συνθήκη του Nyquist για την εξουδετέρωση της διασυμβολικής παρεμβολής.



Σχήμα 3.2 Τυπική μορφή κρουστικής απόκρισης που ικανοποιεί τη συνθήκη Nyquist.

Με άλλα λόγια εάν ολόκληρο το επικοινωνιακό σύστημα μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν ένα φίλτρο με κρουστική απόκριση αυτή της σχέσης, είναι δυνατόν να εξαλειφθούν τελείως τα φαινόμενα διασυμβολικής παρεμβολής. Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου μπορεί να εξαχθεί από τον μετασχηματισμό fourier της κρουστικής απόκρισης, οπότε θα έχουμε:

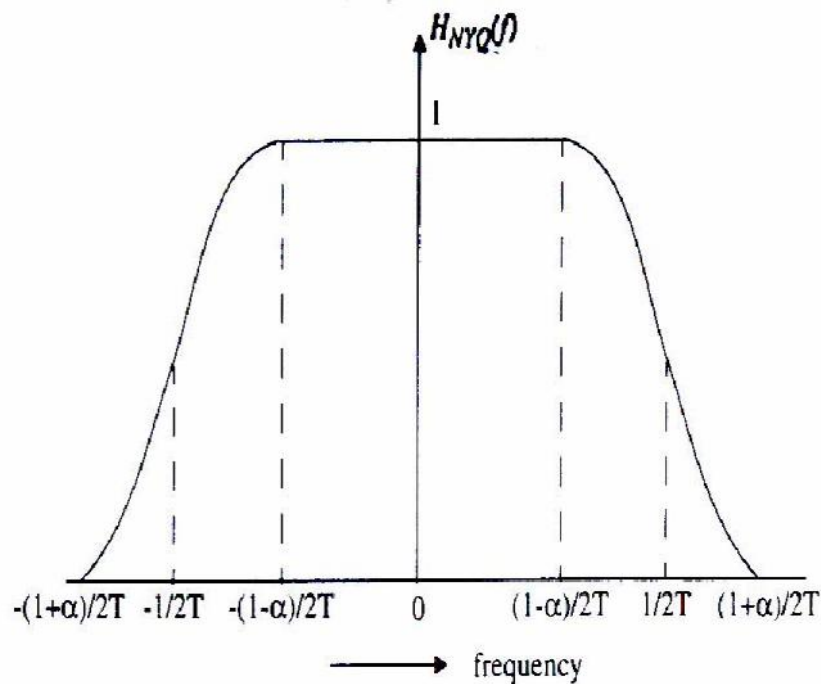
$$H_{\text{eff}}(f) = \frac{1}{f_s} \Pi\left(\frac{f}{f_s}\right) \quad (3.2)$$

Αυτή η συνάρτηση μεταφοράς αντιστοιχεί σε ένα τετραγωνικό φίλτρο με εύρος ζώνης  $f_s/2$ , όπου  $f_s$  είναι το symbol rate. Παρά το γεγονός ότι αυτή η συνάρτηση μεταφοράς ικανοποιεί το παραπάνω κριτήριο της ISI με τα μηδενικά, με ένα ελάχιστο εύρος ζώνης, υπάρχουν πρακτικές δυσκολίες στην υλοποίησή της, από τη στιγμή που αντιστοιχεί σε ένα μη αιτιατό σύστημα ( $h(t) \neq 0$  για  $t < 0$ ). Γι' αυτό και είναι δύσκολο να την προσεγγίσουμε. Επίσης ο παλμός  $\sin(t)/t$  έχει μία κλίση στην κυματομορφή που είναι ανάλογη του  $1/t$  σε κάθε zerocrossing και είναι μηδέν μόνο στα πολλαπλάσια του  $T_s$ , γι' αυτό το λόγο οποιοδήποτε λάθος στη στιγμή της δειγματοληψίας του zerocrossing θα προκαλέσει

σημαντική ISI από γειτονικά σύμβολα. Μια κλίση  $1/t^{\Delta^2}$  ή  $1/t^{\Delta^3}$  είναι πιο επιθυμητή.

Ο Nyquist επίσης απέδειξε ότι οποιοδήποτε φίλτρο με συνάρτηση μεταφοράς που περιέχει ένα τετραγωνικό φίλτρο με εύρος ζώνης  $f_0 \geq 1/2T_s$ , συνελισσόμενο με οποιαδήποτε αυθαίρετη άρτια συνάρτηση  $Z(f)$ , με μηδενικό πλάτος εκτός του εύρους ζώνης του τετραγωνικού φίλτρου, ικανοποιεί την συνθήκη ISI με τα μηδενικά που είδαμε παραπάνω.

Εκφρασμένο στο πεδίο της κρουστικής απόκρισης, το κριτήριο του Nyquist δηλώνει ότι οποιοδήποτε φίλτρο με κρουστική απόκριση  $h(t) = (\sin(\pi t / T_s) * z(t)) / \pi t$  μπορεί να επιτύχει την εξουδετέρωση της διασυμβολικής παρεμβολής. Τα φίλτρα που ικανοποιούν το κριτήριο του Nyquist ονομάζονται φίλτρα Nyquist. [9]



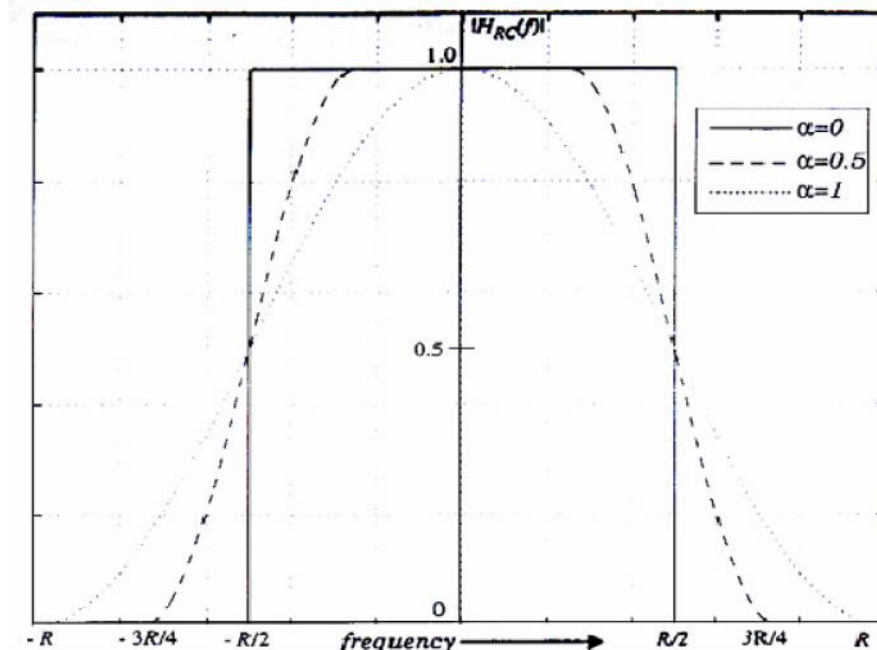
Σχήμα 3.3 Φίλτρο Nyquist

### 3.5 ΦΙΛΤΡΑ ΥΨΩΜΕΝΟΥ ΣΥΝΗΜΙΤΟΝΟΥ (RAISED COSINE FILTERS)

Το πιο γνωστό pulse shaping φίλτρο που χρησιμοποιείται στις ασύρματες επικοινωνίες είναι το raised cosine φίλτρο. Ένα τέτοιο φίλτρο ανήκει στην κατηγορία των φίλτρων που ικανοποιούν το κριτήριο Nyquist. Η συνάρτηση μεταφοράς αυτού είναι:

$$H_{RC}(f) = \begin{cases} 1 & , 0 \leq |f| \leq (1-\alpha)/2T_s \\ \frac{1}{2} \left[ 1 + \cos \left( \frac{\pi[(2T_s|f|) - 1 + \alpha]}{2\alpha} \right) \right] & , (1-\alpha)/2T_s < |f| \leq (1+\alpha)/2T_s \\ 0 & , |f| > (1+\alpha)/2T_s \end{cases} \quad (3.3)$$

Όπου  $\alpha$  είναι ένας rolloff παράγοντας που παίρνει τιμές μεταξύ 0 και 1. Αυτή η συνάρτηση μεταφοράς απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα για διάφορες τιμές του  $\alpha$ .

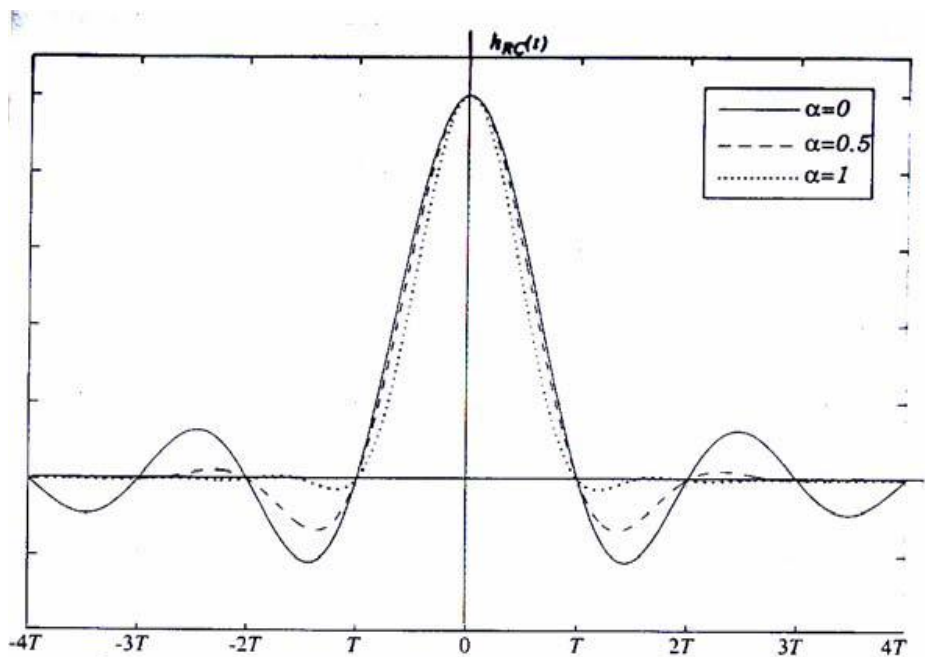


Σχήμα 3.4 Η συνάρτηση μεταφοράς του raised cosine φίλτρου για διάφορες τιμές του rolloff παράγοντα  $\alpha$ .

Όταν  $\alpha = 0$ , το raised cosine φίλτρο αντιστοιχεί σε ένα τετραγωνικό φίλτρο με το ελάχιστο εύρος ζώνης. Η αντίστοιχη κρουστική απόκριση του φίλτρου προκύπτει από τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier της συνάρτησης μεταφοράς και είναι

$$h_{RC}(t) = \left( \frac{\sin(\pi t / Ts)}{\pi t} \right) \left( \frac{\cos(\pi \alpha t / Ts)}{1 - (4\alpha t / (2Ts))^2} \right) \quad [3.4]$$

Όπως φαίνεται στο σχήμα παραπάνω σχήμα όσο το  $\alpha$  αυξάνει, το εύρος ζώνης του φίλτρου επίσης αυξάνει και η κλίση του φίλτρου μειώνεται μπαίνοντας στις περιοχές γειτονικών συμβόλων. Αυτό σημαίνει ότι αυξάνοντας το  $\alpha$  μειώνεται η ευαισθησία στον χρονικό δειγματολήπτη, ενώ αυξάνεται και το καταλαμβανόμενο εύρος ζώνης.



Σχήμα 3.5 Η κρουστική απόκριση του raised cosine φίλτρου στη βασική ζώνη για διάφορες τιμές του  $\alpha$ .

Το symbol rate που μπορεί να περάσει μέσα από ένα βαθυπερατό raised cosine φίλτρο δίνεται από τη σχέση

$$R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{2B}{1+\alpha} \quad (3.5)$$

όπου B είναι το εύρος ζώνης του φίλτρου. Για RF συστήματα, το ζωνοπερατό εύρος ζώνης RF διπλασιάζεται, οπότε

$$R_s = \frac{B}{1+\alpha} \quad (3.6)$$

Αυτή η συνημιτονοειδής συνάρτηση μεταφοράς μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας πανομοιότυπα  $h_{RC}$  φίλτρα στον πομπό και στον δέκτη, δημιουργώντας έτσι ένα φίλτρο κατάλληλο να ικανοποιήσει με τον βέλτιστο τρόπο τις προδιαγραφές που απαιτεί ένα κανάλι επίπεδης διάλειψης (flatfading). Για να υλοποιήσουμε την απόκριση του φίλτρου, μπορούν να χρησιμοποιηθούν pulse shaping φίλτρα είτε στα δεδομένα της βασικής ζώνης είτε στην έξοδο του πομπού. Συνήθως pulse shaping φίλτρα υλοποιούνται με DSP στη βασική ζώνη.

Η κρουστική απόκριση του φίλτρου που χρησιμοποιούμε εδώ είναι :

$$h(t) = 4\alpha \frac{\cos((1+\alpha)\pi t / T_s) + \frac{\sin((1-\alpha)\pi / T_s)}{(4\alpha t / T_s)}}{\pi\sqrt{T_s}(1-(4\alpha t / T_s)^2)} \quad (3.7)$$

Ουσιαστικά πρόκειται για την τετραγωνική ρίζα ενός raised cosine φίλτρου.

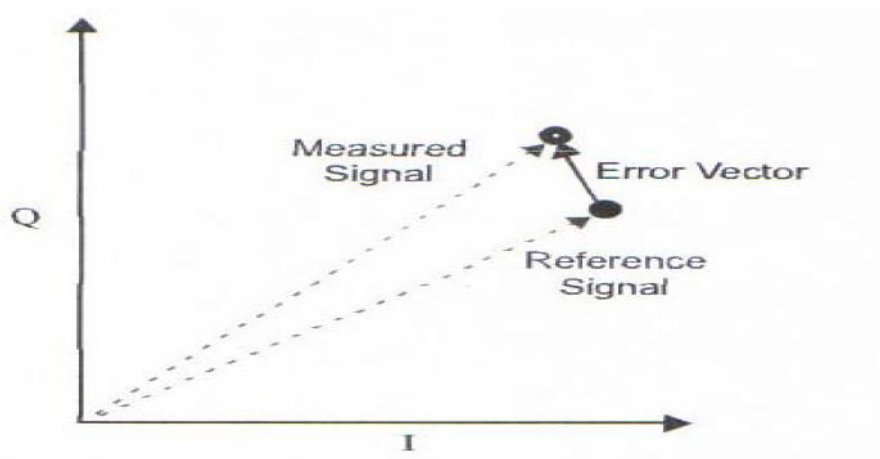


## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup>

### 4.1 Μέτρηση της Επίδοσης του Πομπού ( ERROR VECTOR MAGNITUDE- EVM)

Ο όρος EVM (ERROR VECTOR MAGNITUDE) αποτελεί ένα μέγεθος με το οποίο αξιολογούμε την ποιότητα ψηφιακά διαμορφωμένων τηλεπικοινωνιακών σημάτων. Ακόμα ο όρος EVM εκφράζει την διαφορά μεταξύ της αναμενόμενης τιμής τάσης ενός αποδιαμορφωμένου συμβόλου και της πραγματικής τιμής που λαμβάνεται.

Το EVM ορίζει το μέσο σφάλμα του αστερισμού σε σχέση με το πιο μακρινό σημείο ισχύος του. Το απαιτούμενο EVM μπορεί να εκτιμηθεί από το περιθώριο που εφαρμόζεται στον πομπό, αν ως διάνυσμα σφάλματος θεωρήσουμε θόρυβο ο οποίος προστίθεται στον θόρυβο του καναλιού. [9]



Σχήμα 4.1 Απεικόνιση του Error Vector Magnitude

### 4.2 Λόγος Μέγιστης προς Μέση Τιμή (PEAK TO AVERAGE POWER RATIO- PARP)

Ένα σημαντικό μειονέκτημα της CDMA τεχνολογίας είναι το πρόβλημα του λόγου της μέγιστης ισχύος προς την μέση ισχύ (peak-to-average-power ratio). Το CDMA σήμα αποτελείται από  $N$  διαμορφωμένα σήματα τα οποία προστίθενται για να συνθέσουν το σήμα προς εκπομπή. Εάν τα  $N$  σήματα, προστεθούν έχοντας την ίδια φάση, έχουν ως αποτέλεσμα την δημιουργία ισχύος εξόδου  $N$  φορές μεγαλύτερη από τη μέση ισχύ. Αυτές οι διακυμάνσεις του

σήματος ισχύος αποτελούν σημαντικό πρόβλημα στον σχεδιασμό τόσο των RF ενισχυτών όσο και των AD/DA μετατροπέων.

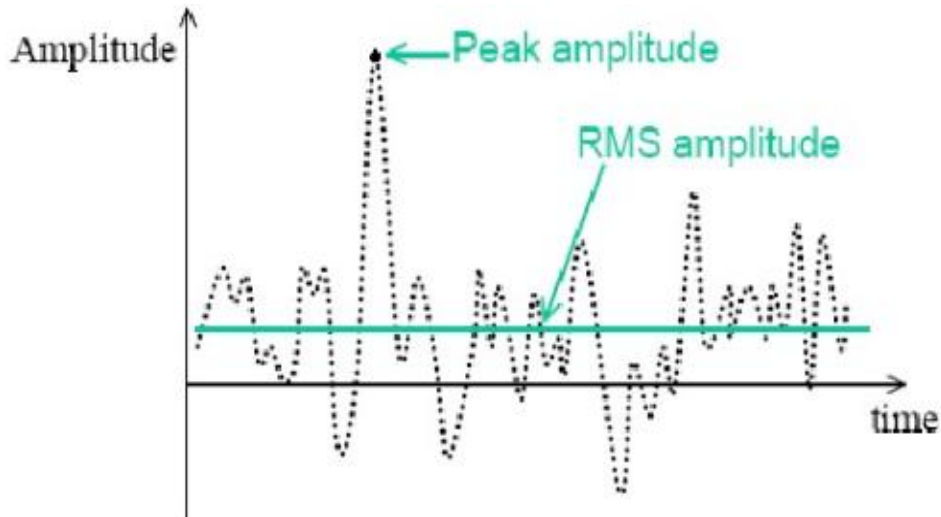
$$R = \frac{|x(t)|^2}{P_{avg}} \quad (4.1)$$

Για ένα σήμα CDMA το οποίο έχει 80 εκπεμπόμενα σήματα, καθένα με κανονικοποιημένη ισχύ 1 w, τότε η μέγιστη PARP μπορεί να έχει τιμή ως  $10 \cdot \log_{10}(80)$  ή 19 dB. Αυτό γίνεται τη στιγμή όταν όλα τα 80 εκπεμπόμενα σήματα συνδυάζονται στο μέγιστό τους, το οποίο είναι σχεδόν απίθανο, αλλά δεν πρέπει να αποκλείεται. Η RMS τιμή του PARP για CDMA σήμα είναι γύρω στα 10-12 dB.

Έτσι παρατηρείται μεγάλη διασπορά πλάτους που αυξάνει το θόρυβο εντός ζώνης και αυξάνει το BER όταν το σήμα πρέπει να περάσει μέσω μη γραμμικών ενισχυτών. Αυτό κάνει τη χρήση του CDMA τόσο προβληματική σε εφαρμογές ενισχυτών υψηλής ισχύος όπως οι δορυφορικές ζεύξεις.

Τι μπορεί να γίνει για το μεγάλο PARP;

Μπορούμε απλά να περιορίσουμε το σήμα σε ένα επιθυμητό επίπεδο ισχύος. Αυτό μειώνει το PARP αλλά εισάγει άλλες παραμορφώσεις και διασυμβολική παρεμβολή. Επίσης, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε έναν αλγόριθμο για να μειώσουμε επιλεκτικά μερικές αιχμές του σήματος προς εκπομπή οι οποίες υπερβαίνουν κάποιο προγραμματιζόμενο επίπεδο ισχύος. Αυτές είναι κάποιες λύσεις με τις οποίες μπορούμε να μειώσουμε τις επιπτώσεις της μη γραμμικότητας. [5]



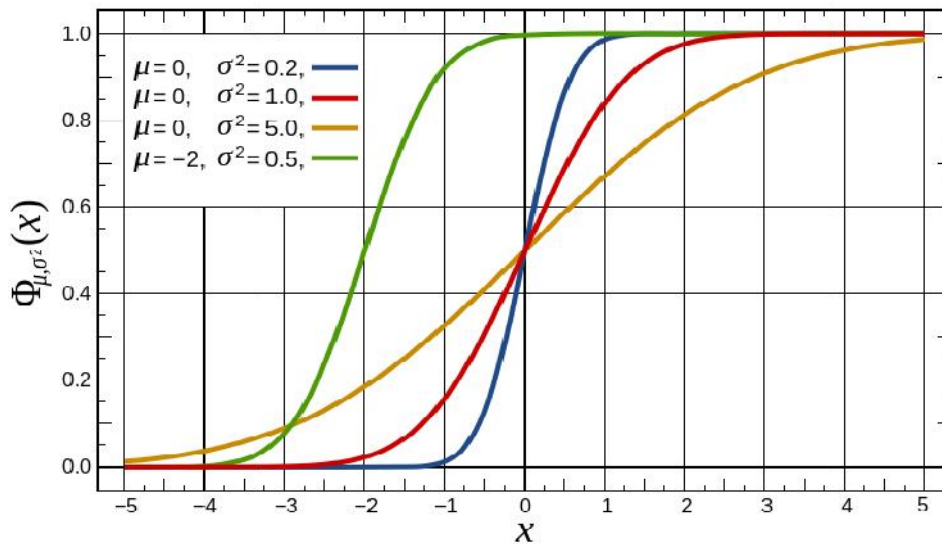
Σχήμα 4.2 PARP για διαμόρφωση CDMA

### 4.3 Αθροιστική Συνάρτηση Πιθανότητας (Cumulative Distribution Function-CDF)

Μια συνεχής τυχαία μεταβλητή  $x$  μπορεί πάρει οποιοσδήποτε τιμές σε ένα συγκεκριμένο διάστημα. Η πιθανότητα η τυχαία μεταβλητή  $x$  να λάβει την τιμή  $x_i$  συμβολίζεται ως  $P(x=x_i)$  και είναι γενικά μηδέν, καθότι υπάρχουν άπειρες τιμές τις οποίες μπορεί να λάβει η μεταβλητή  $x$ .

Τώρα, έστω ότι η συνάρτηση  $P_x(x=x_i)$  εκφράζει την πιθανότητα η τυχαία μεταβλητή  $x$  να λάβει την τιμή  $x_i$ . Ως αθροιστική συνάρτηση πιθανότητας ορίζεται η συνάρτηση  $F_x(x_i)=P_x(x \leq x_i)$ , δηλαδή η πιθανότητα η τυχαία μεταβλητή  $x$  να λάβει τιμή μικρότερη ή ίση με την τιμή  $x_i$ . [4]

$$F_x(x_i) = \int_{-\infty}^{x_i} P_x(u) du \quad \text{από } x_i \text{ έως } -\infty \quad \text{και} \quad \frac{dF_x(x_i)}{dx} = P_x(x_i) \quad (4.2)$$



Σχήμα 4.3 Αθροιστική Συνάρτηση Πιθανότητας

#### 4.4 Η Καμπύλη της συμπληρωματικής Αθροιστικής Συνάρτησης Πιθανότητας (Complementary Cumulative Distribution Function-CCDF)

Συμπληρωματική Αθροιστική Συνάρτηση Κατανομής (CCDF) είναι μια μέθοδος που χρησιμοποιείται για τον στατιστικό χαρακτηρισμό των κορυφών της ισχύος ενός ψηφιακά διαμορφωμένου σήματος. Η καμπύλη CCDF μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να καθορίσει τις παραμέτρους του σχεδιασμού για συστήματα CDMA.

Η τιμή peak to average power ratio συνήθως διακρίνεται μέσα από την Συμπληρωματική της Αθροιστικής Συνάρτησης Κατανομής (CCDF) του σήματος, μια καμπύλη που περιγράφει την πιθανότητα να υπερβεί το σήμα μια συγκεκριμένη τιμή ισχύος. Προκειμένου να ενισχυθεί το σήμα χωρίς παραμόρφωση, ο ενισχυτής ισχύος πρέπει να έχει δυναμικό φάσμα μεγαλύτερο ή ίσο της υψηλότερης τιμής του PAR που διακρίνουμε στην καμπύλη CCDF. Η υψηλότερη τιμή του PAR ορίζεται ως συντελεστής κορυφής (crest factor). Γενικά, μπορούμε να πούμε ότι μια καμπύλη CCDF μας δείχνει πόση ώρα περνάει το σήμα σε ένα συγκεκριμένο επίπεδο ισχύος ή πάνω από αυτό. Το επίπεδο ισχύος εκφράζεται σε dB ως προς τη μέση ισχύ. [9]

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5<sup>ο</sup>

### 5.1 Ψαλιδισμός σήματος σε W-CDMA

Τα σύγχρονα συστήματα ασύρματης επικοινωνίας χρησιμοποιούν συχνά πολύπλοκα, μη-συνεχή συστήματα, όπως το WCDMA, για την επίτευξη υψηλής φασματικής απόδοσης. Λόγω της εγγενούς φύσης των τεχνολογιών αυτών, τα σήματα αυτά έχουν συχνά υψηλό λόγο μέγιστης προς μέση ισχύος-peak to average ratio (PAPR) που θέτει απαιτήσεις στους μετατροπείς δεδομένων και επηρεάζει δυσμενώς την αποτελεσματικότητα των ενισχυτών ισχύος (PAs) που χρησιμοποιούνται σε ασύρματους σταθμούς βάσεως. Η μείωση του λόγου μέγιστης προς μέση ισχύος αυξάνει την αποδοτικότητα των ενισχυτών (PAs), επιτρέποντας την εκπομπή υψηλότερης μέσης ισχύος που πρέπει να μεταδοθεί πριν να παρουσιαστεί κορεσμός.

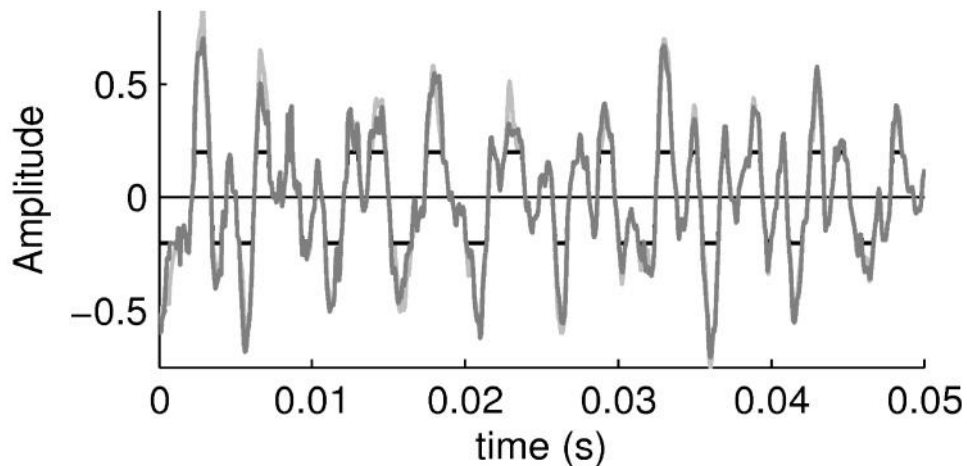
Υπάρχουν τρεις τεχνικές που χρησιμοποιούνται στο διαμορφωμένο σήμα ώστε να μειωθεί ο λόγος μέγιστης προς μέση ισχύος (PAPR).

-Ψαλιδισμός και φιλτράρισμα (Clipping and Filtering)

-Peak Cancellation

-Peak Windowing

-Ψαλιδισμός και φιλτράρισμα (Clipping and Filtering) . Ο πιο απλός τρόπος προκειμένου να μειώσουμε το PAPR είναι ο ψαλιδισμός του σήματος, έτσι ώστε το πλάτος της κορυφής να περιοριστεί σε ένα επιθυμητό επίπεδο. Σε αυτή τη περίπτωση ορίζεται μια οριακή τιμή η οποία είναι αποτέλεσμα του ποσοστού της υψηλότερης τιμής της κορυφής (peak). Όλες οι τιμές που υπερβαίνουν αυτό το όριο ψαλιδίζονται σε αυτή τη τιμή. Εφόσον ο ψαλιδισμός προηγείται από το φιλτράρισμα η διαδικασία δεν επηρεάζει το φάσμα, παρόλα αυτά επηρεάζεται το error vector magnitude (EVM). Επιπλέον, ψαλιδίζοντας το σήμα δεν αλλάζει μόνο η τιμή της κορυφής αλλά και η επίδραση στον παράγοντα CFR (Crest Factor Reduction) η οποία μπορεί να είναι απρόβλεπτη. [5]



Σχήμα 5.1 Ψαλιδισμός Σήματος

Crest factor reduction (CFR) . Ο παράγοντας (CFR) είναι μια ψηφιακή τεχνική που χρησιμοποιείται για να περιορίσει το δυναμικό εύρος των σημάτων που μεταδίδονται στις ασύρματες επικοινωνίες και άλλες εφαρμογές. Σε μια σύγχρονη αλυσίδα μεταδόσεως, ο παράγοντας CFR ενσωματώνεται συχνά με την τεχνική Digital Predistortion (DPD), βοηθώντας να βελτιωθεί η γραμμικότητα των ενισχυτών ραδιοπομπού, επιτρέποντας τη λειτουργία σε μέγιστη απόδοση με φασματική συμμόρφωση.

Τα σήματα WCDMA μπορεί να έχουν πολύ υψηλό συντελεστή CFR ειδικά εάν ο αριθμός των καναλιών είναι μεγάλος και η χρονική μετατόπιση είναι δυσμενής. Ο υψηλός συντελεστής CFR επιφέρει ένα βασικό πρόβλημα:

Η μη γραμμικότητα ενός ενισχυτή ισχύος προκαλεί το φαινόμενο της ενδο-διαμόρφωσης (intermodulation) το οποίο επεκτείνει το φάσμα της φασματικής ανάπλασης (spectral regrowth). Με τον όρο intermodulation ορίζεται μια διαμόρφωση σημάτων τα οποία περιέχουν δυο ή και περισσότερες διαφορετικές συχνότητες σε ένα μη γραμμικό σύστημα. [7]

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6<sup>ο</sup>

### Πειραματικό Μέρος

#### 6.1 Περιγραφή Προσομοίωσης

Στο παρόν κεφάλαιο έχουν σχεδιαστεί και προσομοιωθεί δύο πομποί βασικής ζώνης με διαμόρφωση σε προγραμματιστικό περιβάλλον MATLAB. Η σχεδίαση των πομπών περιλαμβάνει την σύνθεση δύο σημάτων των 8 ανεξάρτητων ροών όπου κάθε ροή είναι διαμορφωμένη κατά QPSK και 16-QAM και την σχεδίαση του ψηφιακού φίλτρου. Το ψηφιακό φίλτρο προσεγγίζει την κρουστική απόκριση ενός φίλτρου τετραγωνικής ρίζας υψωμένου συνημίτονου. Το φίλτρο έχει μεταβαλλόμενο μήκος κρουστικής απόκρισης.

Στην έξοδο του ψηφιακού φίλτρου υπολογίζεται ο λόγος μέγιστης τιμής ισχύος προς μέση τιμή ισχύος και η κατανομή της αθροιστικής συνάρτησης. Στη συνέχεια εφαρμόζεται η τεχνική ψαλιδισμού προκειμένου να δημιουργήσουμε δυο σύνθετα σήματα με συγκεκριμένη τιμή λόγου μέγιστης τιμής ισχύος προς μέση τιμή ισχύος.

Η επίδοση του πομπού μετράται υπολογίζοντας με προσομοίωση το ERRORVECTORMAGNITUDE των σύνθετων ροών διαμορφωμένων κατά QPSK και 16-QAM και με την μελέτη της φασματικής ανάπλασης εξαιτίας του ψαλιδισμού.

## 6.2 Αποτελέσματα της Προσομοίωσης

Πίνακας Τιμών για τη τιμή Peak to Average Power Ratio για τις 8 ανεξάρτητες ροές σε dB, για τις διαμορφώσεις QPSK και 16-QAM, για 10 προσομοιώσεις.

### 1<sup>η</sup> προσομοίωση

PAPR (dB) QPSK

3.4426	3.4383	3.4708	3.4440	3.4686	3.4661	3.4452	3.4187
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

PAPR (dB) 16-QAM

7.7601	7.7237	7.6621	7.5016	7.8010	7.3946	7.8243	8.0802
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

Τιμή Peak to Average Power Ratio σε dB στο άθροισμα των 8 ανεξάρτητων ροών για τις διαμορφώσεις QPSK και 16-QAM.

QPSK(dB)	16-QAM(dB)
9.1123	9.7802

### 2<sup>η</sup> προσομοίωση

PAPR (dB) QPSK

3.4100	3.5165	3.4822	3.5054	3.4367	3.4372	3.4370	3.4200
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

PAPR (dB) 16-QAM

7.9493	7.8366	8.0101	8.1103	7.7148	7.8940	7.7868	7.9146
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------



Τιμή Peak to Average Power Ratio σε dB στο άθροισμα των 8 ανεξάρτητων ροών για τις διαμορφώσεις QPSK και 16-QAM.

QPSK(dB)	16-QAM(dB)
9.5770	9.6136

### 3<sup>η</sup> προσομοίωση

PAPR (dB) QPSK

3.4426	3.4383	3.4708	3.4440	3.4686	3.4661	3.4452	3.4187
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

PAPR (dB) 16-QAM

7.7601	7.7237	7.6621	7.5016	7.8010	7.9346	7.8243	8.0802
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

Τιμή Peak to Average Power Ratio σε dB στο άθροισμα των 8 ανεξάρτητων ροών για τις διαμορφώσεις QPSK και 16-QAM.

QPSK(dB)	16-QAM(dB)
9.1123	9.7805

### 4<sup>η</sup> προσομοίωση

PAPR (dB) QPSK

3.4100	3.5165	3.4822	3.5054	3.4367	3.4372	3.4370	3.4700
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

PAPR (dB) 16-QAM

7.9493	7.8366	8.0101	8.1103	7.7148	7.8940	7.7868	7.9146
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

Τιμή Peak to Average Power Ratio σε dB στο άθροισμα των 8 ανεξάρτητων ροών για τις διαμορφώσεις QPSK και 16-QAM.

QPSK(dB)	16-QAM(dB)
9.3136	9.5770

### 5<sup>η</sup> προσομοίωση

PAPR (dB) QPSK

3.4256	3.4289	3.4554	3.4144	3.4499	3.4067	3.5027	3.4654
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

PAPR (dB) 16-QAM

7.9726	8.0560	7.6883	7.6054	8.0253	7.7455	7.9289	7.8313
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

Τιμή Peak to Average Power Ratio σε dB στο άθροισμα των 8 ανεξάρτητων ροών για τις διαμορφώσεις QPSK και 16-QAM.

QPSK(dB)	16-QAM(dB)
9.2926	10.5862

### 6<sup>η</sup> προσομοίωση

PAPR (dB) QPSK

3.4595	3.4681	3.4440	3.4159	3.4674	3.4594	3.4473	3.4633
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

PAPR (dB) 16-QAM

7.8508	8.1531	7.7709	7.8341	8.1014	7.6919	8.0865	7.8415
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

Τιμή Peak to Average Power Ratio σε dB στο άθροισμα των 8 ανεξάρτητων ροών για τις διαμορφώσεις QPSK και 16-QAM.

QPSK(dB)	16-QAM(dB)
9.3633	9.5508

### 7<sup>η</sup> προσομοίωση

PAPR (dB) QPSK

3.4160	3.4939	3.4325	3.4456	3.4918	3.4803	3.4763	3.4336
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

PAPR (dB) 16-QAM

8.0685	7.7908	7.5235	7.8840	7.7562	7.7354	7.9969	7.8189
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

Τιμή Peak to Average Power Ratio σε dB στο άθροισμα των 8 ανεξάρτητων ροών για τις διαμορφώσεις QPSK και 16-QAM.

QPSK(dB)	16-QAM(dB)
8.4757	9.8897

### 8<sup>η</sup> προσομοίωση

PAPR (dB) QPSK

3.4716	3.4201	3.4607	3.4344	3.4661	3.4738	3.4362	3.4396
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

PAPR (dB) 16-QAM

7.7355	7.8134	7.9112	7.7766	7.6443	7.8825	8.1065	8.0107
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

Τιμή Peak to Average Power Ratio σε dB στο άθροισμα των 8 ανεξάρτητων ροών για τις διαμορφώσεις QPSK και 16-QAM.

QPSK(dB)	16-QAM(dB)
10.1490	10.5384

### 9<sup>η</sup> προσομοίωση

PAPR (dB) QPSK

3.439	3.4563	3.4169	3.4479	3.4822	3.4406	3.3871	3.4032
-------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

PAPR (dB) 16-QAM

7.6526	7.7610	8.1030	7.9038	7.8801	7.8575	7.7305	7.9033
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

Τιμή Peak to Average Power Ratio σε dB στο άθροισμα των 8 ανεξάρτητων ροών για τις διαμορφώσεις QPSK και 16-QAM.

QPSK(dB)	16-QAM(dB)
9.3358	9.9210

### 10<sup>η</sup> προσομοίωση

PAPR (dB) QPSK

3.4320	3.4595	3.4503	3.4333	3.4478	3.4371	3.4540	3.4449
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

PAPR (dB) 16-QAM

8.0890	7.6483	7.8483	7.9783	7.6183	7.7972	7.6673	7.7286
--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------	--------

Τιμή Peak to Average Power Ratio σε dB στο άθροισμα των 8 ανεξάρτητων ρών για τις διαμορφώσεις QPSK και 16-QAM.

QPSK(dB)	16-QAM(dB)
7.2903	9.3493

Μέση Τιμή Peak-to-Average Power Ratio σε dB για τη διαμόρφωση **QPSK** για τις 10 προσομοιώσεις του προγράμματος:

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ	PAPR(dB)
1 <sup>η</sup>	9,1123
2 <sup>η</sup>	9,5770
3 <sup>η</sup>	9,1123
4 <sup>η</sup>	9,3136
5 <sup>η</sup>	9,2929
6 <sup>η</sup>	9,3633
7 <sup>η</sup>	8,4757
8 <sup>η</sup>	10,1490
9 <sup>η</sup>	9,3358
10 <sup>η</sup>	7,2903
<b>ΜΕΣΟΣ ΟΡΟΣ</b>	<b>9,10222</b>

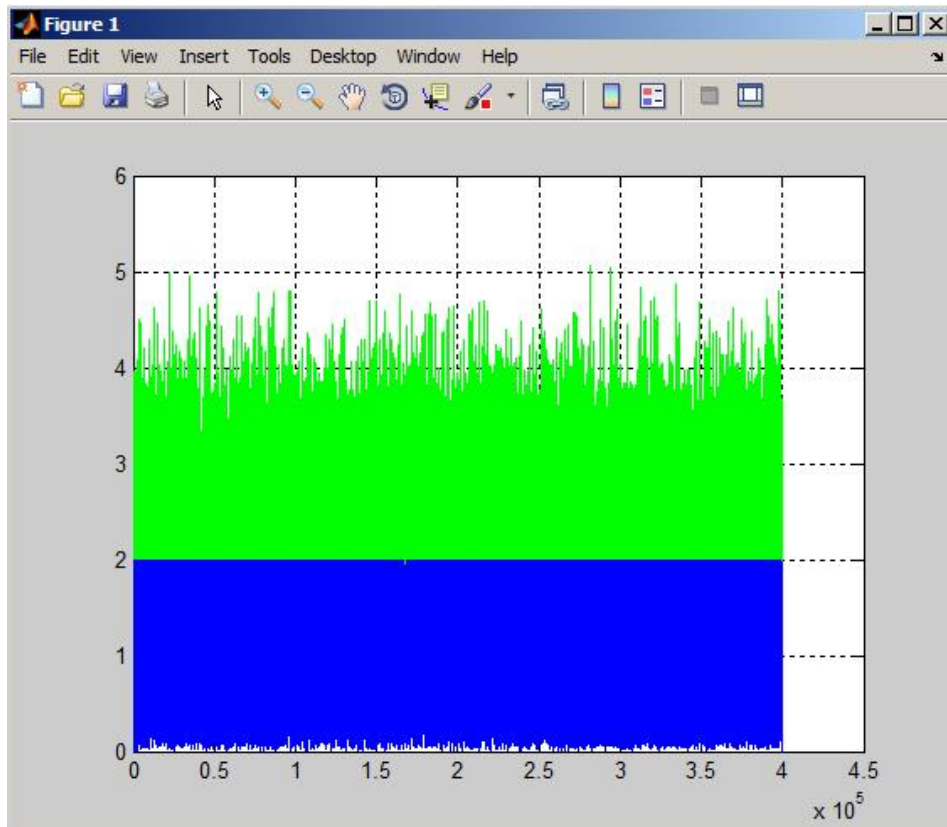
Μέση Τιμή Peak-to-Average Power Ratio σε dB για τη διαμόρφωση **16-QAM** για τις 10 προσομοιώσεις του προγράμματος

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ	PAPR(dB)
1 <sup>η</sup>	9,7802
2 <sup>η</sup>	9,6136
3 <sup>η</sup>	9,7805
4 <sup>η</sup>	9,5770
5 <sup>η</sup>	10,5862
6 <sup>η</sup>	9,5508
7 <sup>η</sup>	9,8897
8 <sup>η</sup>	10,5384
9 <sup>η</sup>	9,9210
10 <sup>η</sup>	9,3493
<b>ΜΕΣΟΣ ΟΡΟΣ</b>	<b>9,85867</b>

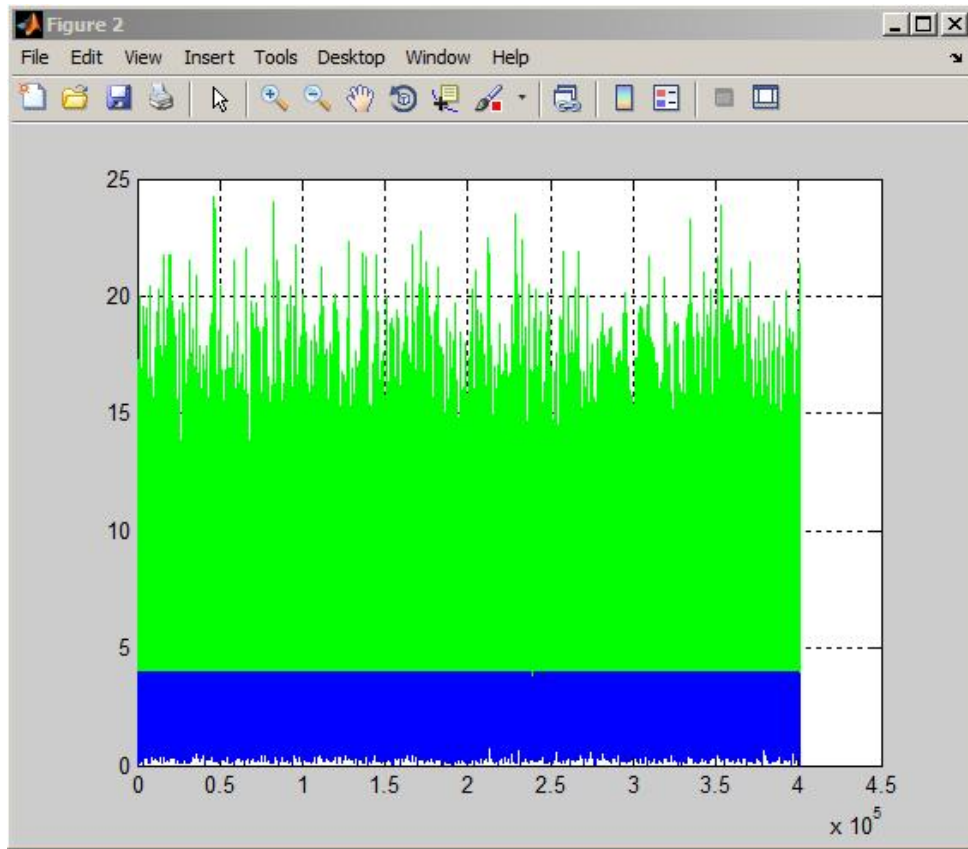
Μέτρηση της επίδοσης του πομπού υπολογίζοντας το Error Vector Magnitude των σύνθετων ροών του προγράμματος διαμορφωμένων κατά QPSK και 16-QAM για τις 10 προσομοιώσεις του προγράμματος.

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ	EVM QPSK	EVM 16-QAM
1 <sup>η</sup>	20,7766	21,5378
2 <sup>η</sup>	20,2729	20,4834
3 <sup>η</sup>	21,1047	21,7636
4 <sup>η</sup>	22,2501	22,8173
5 <sup>η</sup>	20,9853	21,5863
6 <sup>η</sup>	20,3589	21,0956
7 <sup>η</sup>	21,5345	22,0988
8 <sup>η</sup>	18,0065	18,4572
9 <sup>η</sup>	19,5678	20,3664
10 <sup>η</sup>	40,0997	39,5105

### 6.3 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ

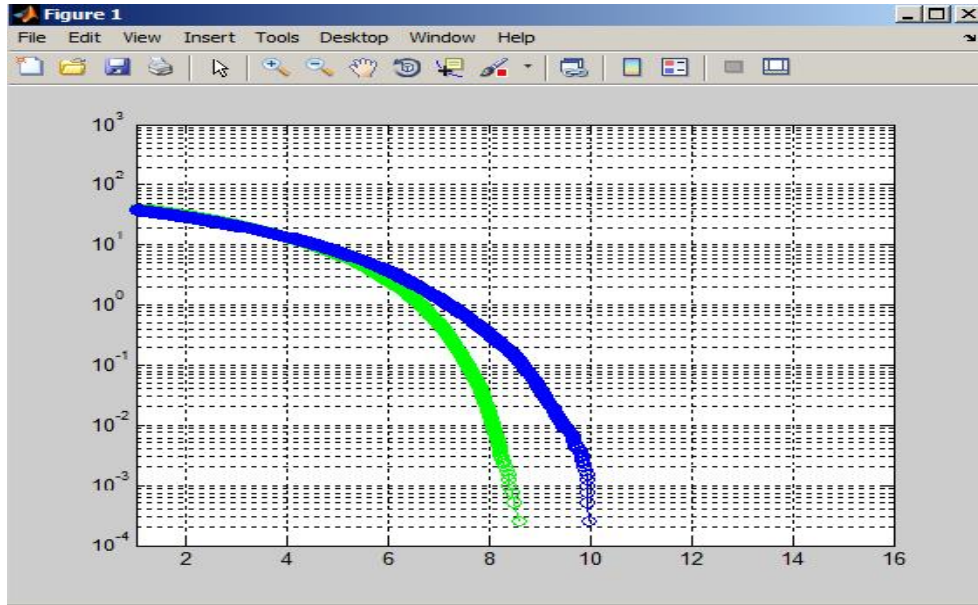


Διάγραμμα 6.1 Σχεδίαση του ψηφιακού σήματος με διαμόρφωση QPSK σε προγραμματιστικό περιβάλλον MATLAB πριν και μετά τον ψαλιδισμό. Το πράσινο χρώμα δείχνει το διαμορφωμένο σήμα πριν τον ψαλιδισμό ενώ το μπλε χρώμα δείχνει το σήμα μετά τον ψαλιδισμό. Από την τιμή 2 και πάνω ορίζουμε ένα κατώφλι πάνω από το οποίο θα ψαλιδίζεται το σήμα (threshold=2).

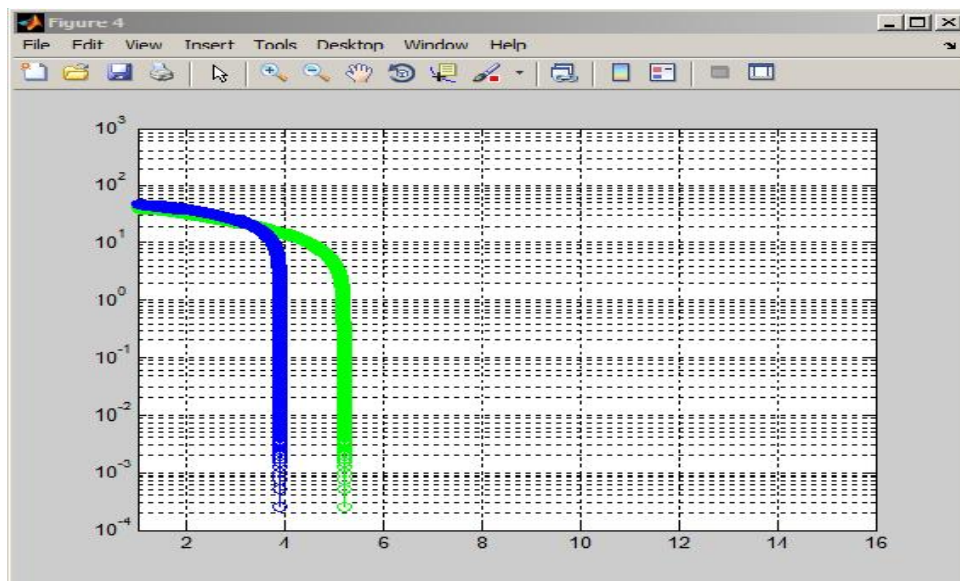


Διάγραμμα 6.2 Σχεδίαση του ψηφιακού σήματος με διαμόρφωση 16-QAM σε προγραμματιστικό περιβάλλον MATLAB πριν και μετά τον ψαλιδισμό. Το πράσινο χρώμα δείχνει το διαμορφωμένο σήμα πριν τον ψαλιδισμό ενώ το μπλε χρώμα δείχνει το σήμα μετά τον ψαλιδισμό. Από την τιμή 4 και πάνω ορίζουμε ένα κατώφλι πάνω από το οποίο θα ψαλιδίζεται το σήμα (threshold=4).

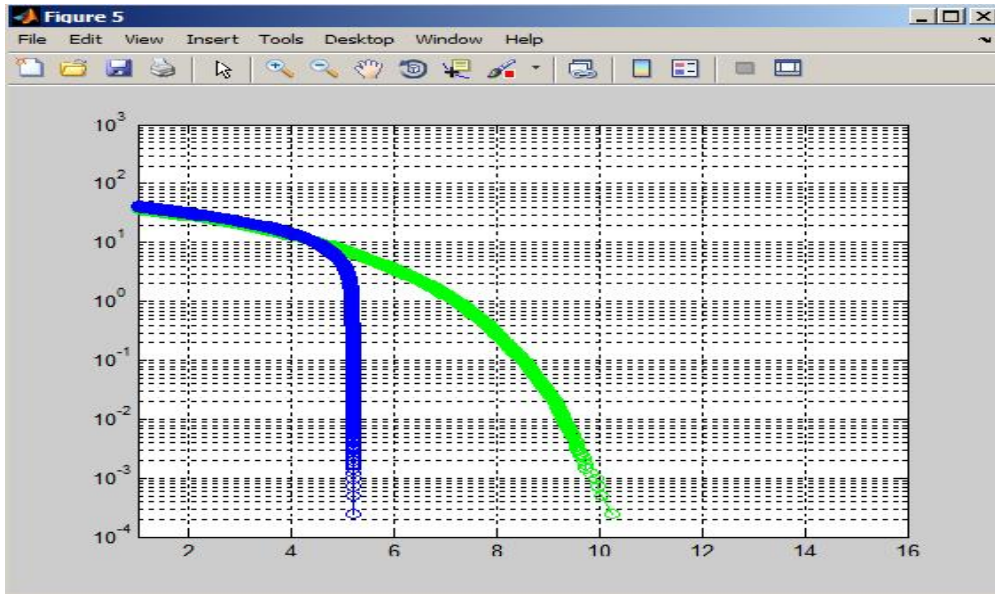




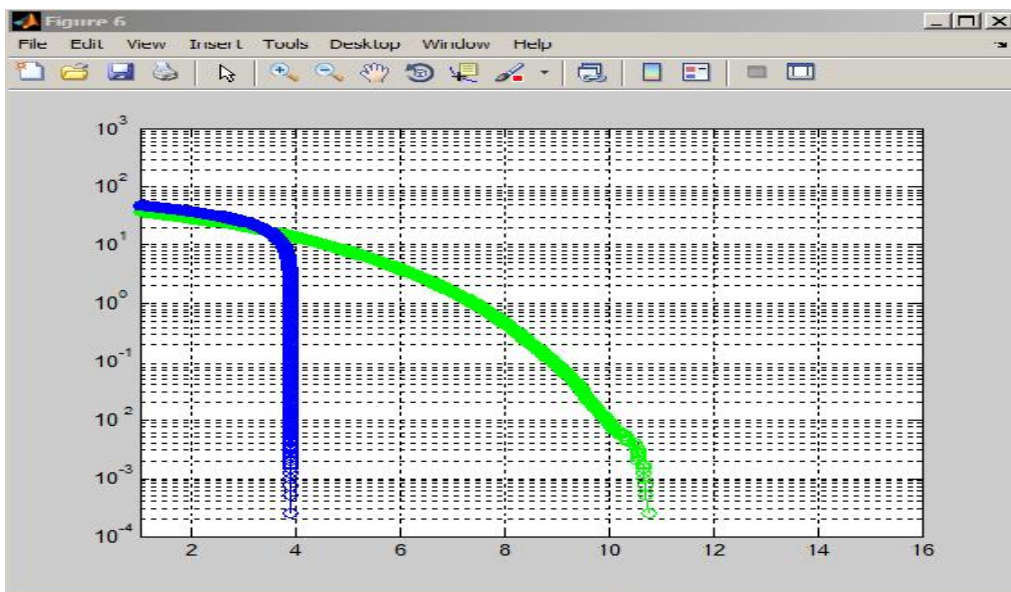
Διάγραμμα 6.3 Η Συμπληρωματική της Αθροιστικής Συνάρτησης Κατανομής (Complementary Cumulative Distribution Function). Η διαμόρφωση QPSK αναπαρίσταται με το πράσινο χρώμα ενώ η διαμόρφωση 16-QAM με το μπλε χρώμα.



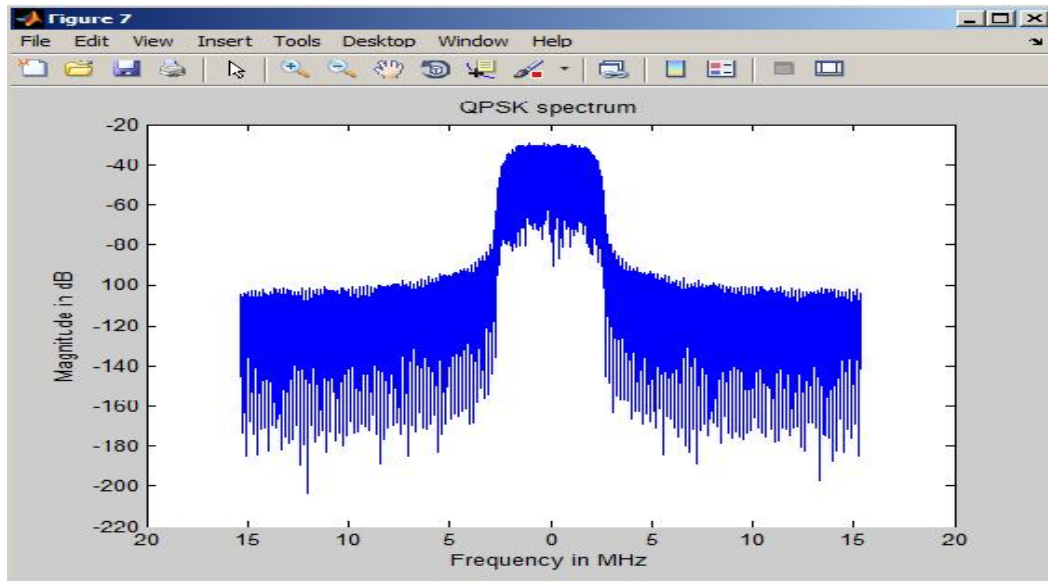
Διάγραμμα 6.4 Η Συμπληρωματική της Αθροιστικής Συνάρτησης Κατανομής (Complementary Cumulative Distribution Function), για τα διαμορφωμένα σήματα QPSK και 16-QAM τα οποία έχουν υποστεί ψαλιδισμό. Με το πράσινο χρώμα αναπαρίσταται η διαμόρφωση QPSK ενώ η διαμόρφωση 16-QAM με το μπλε χρώμα.



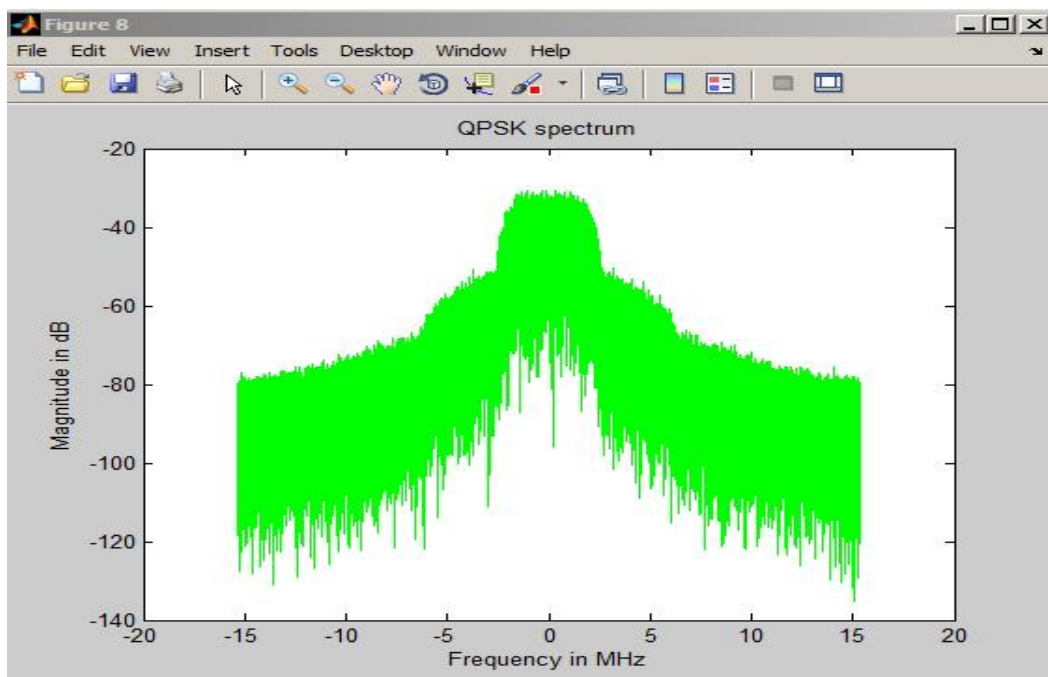
Διάγραμμα 6.5 Η Συμπληρωματική της Αθροιστικής Συνάρτησης Κατανομής (Complementary Cumulative Distribution Function), για το διαμορφωμένο σήμα QPSK πριν και μετά τον ψαλιδισμό. Με το πράσινο χρώμα αναπαρίσταται το διαμορφωμένο σήμα QPSK ενώ με το μπλε χρώμα το σήμα μετά τον ψαλιδισμό.



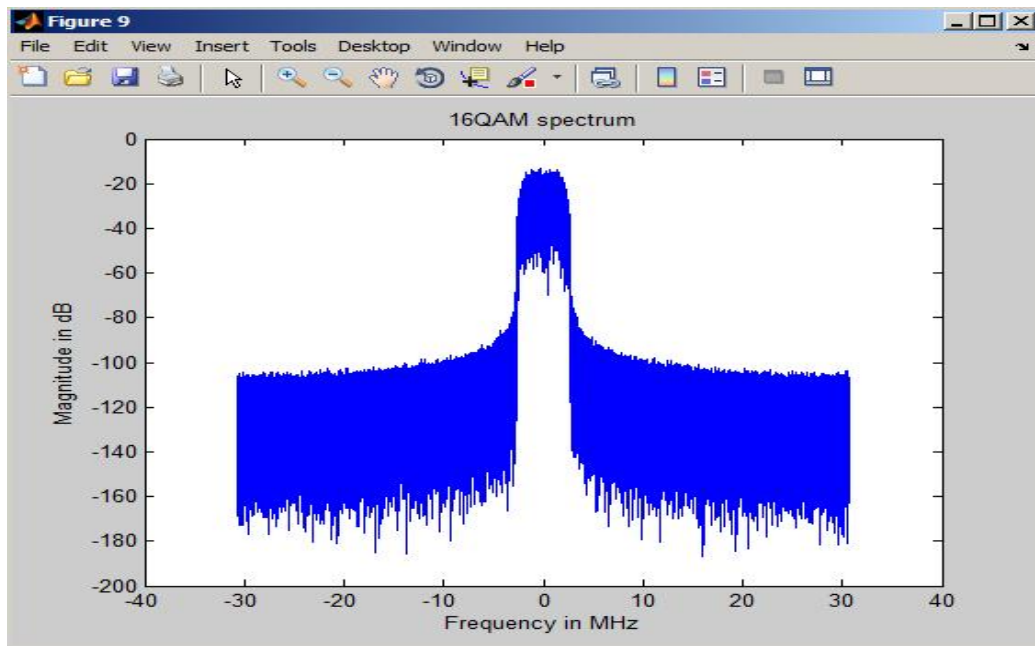
Διάγραμμα 6.6 Η Συμπληρωματική της Αθροιστικής Συνάρτησης Κατανομής (Complementary Cumulative Distribution Function), για το διαμορφωμένο σήμα 16-QAM πριν και μετά τον ψαλιδισμό. Με το πράσινο χρώμα αναπαρίσταται το διαμορφωμένο σήμα 16-QAM ενώ με το μπλε χρώμα το σήμα μετά τον ψαλιδισμό.



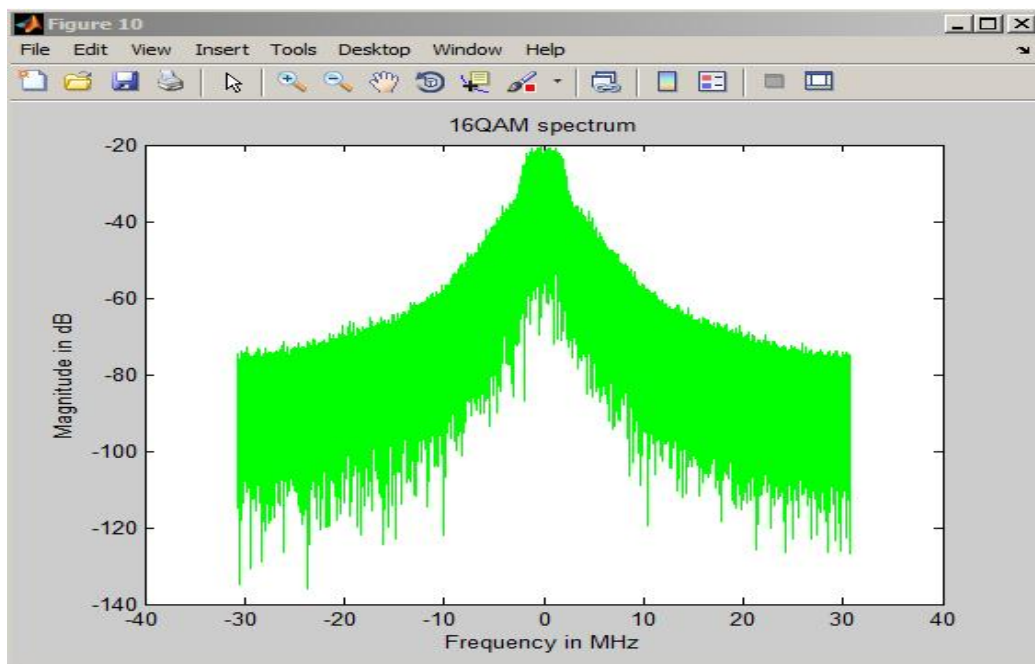
Σχήμα 6.7 Απεικόνιση του διαμορφωμένου σήματος QPSK με εύρος ζώνης 5 MHz. Στον κάθετο άξονα μετράται το πλάτος σε dB ενώ στον οριζόντιο άξονα η συχνότητα σε MHz.



Σχήμα 6.8 Απεικόνιση του διαμορφωμένου σήματος QPSK μετά τον ψαλιδισμό του. Στον κάθετο άξονα μετράται το πλάτος σε dB ενώ στον οριζόντιο άξονα η συχνότητα σε MHz.



Σχήμα 6.9 Απεικόνιση του διαμορφωμένου σήματος 16-QAM με εύρος ζώνης 5 MHz. Στον κάθετο άξονα μετράται το πλάτος σε dB ενώ στον οριζόντιο άξονα η συχνότητα σε MHz.



Σχήμα 6.10 Απεικόνιση του διαμορφωμένου σήματος 16-QAM μετά τον ψαλιδισμό του. Στον κάθετο άξονα μετράται το πλάτος σε dB ενώ στον οριζόντιο άξονα η συχνότητα σε MHz.

## 6.4 Συμπεράσματα

Αυτό που πετύχαμε ουσιαστικά από την παραπάνω προσομοίωση είναι να δημιουργήσουμε δυο σύνθετα σήματα με συγκεκριμένη τιμή λόγου μέγιστης τιμής ισχύος προς μέσης τιμής ισχύος έχοντας εφαρμόσει προηγουμένως την τεχνική ψαλιδισμού.

Έχοντας προσομοιώσει το πρόγραμμα μας να τρέχει δέκα φορές βρίσκουμε δέκα τιμές για κάθε διαμόρφωση στο σήμα μας από τις οποίες βγάζουμε τελικά την μέση τιμή τους. Για το διαμορφωμένο σήμα μας κατά QPSK η μέση τιμή του PAPR μας δίνει αποτέλεσμα 9,10222 dB με τις τιμές των προσομοιώσεων να κυμαίνονται από 7,29 dB έως και 10,1490 dB. Για το διαμορφωμένο σήμα μας κατά 16-QAM η μέση τιμή του PAPR μας δίνει αποτέλεσμα 9,85867 dB με τις τιμές των προσομοιώσεων να κυμαίνονται από 9,3493 dB έως και 10,5862 dB.

Στα αποτελέσματα παρατηρούμε ότι η τιμή του PAPR παρουσιάζεται μεγαλύτερη στη διαμόρφωση 16-QAM πράγμα απολύτως λογικό εάν σκεφτούμε ότι η διαμόρφωση 16-QAM για τα σήματα I, Q έχει τέσσερις καταστάσεις ( $-3\cdot\delta$ ,  $-1\cdot\delta$ ,  $1\cdot\delta$ ,  $3\cdot\delta$ ) ενώ το QPSK έχει δύο καταστάσεις ( $-3\cdot\delta$ ,  $-1\cdot\delta$ ,  $1\cdot\delta$ ,  $3\cdot\delta$ ) οπότε η περιβάλλουσα του σήματος 16-QAM μεταβάλλεται περισσότερο από την περιβάλλουσα του σήματος QPSK.

Τέλος, στα διαγράμματα παρατηρούμε τις συνέπειες που έχει στο σήμα η τεχνική ψαλιδισμού. Υπενθυμίζουμε ότι το κατώφλι που χρησιμοποιήσαμε για την διαμόρφωση QPSK είναι η τιμή 2 και για την διαμόρφωση 16-QAM η τιμή 4. Ψαλιδίζοντας το σήμα χαμηλότερα από τις τιμές που εφαρμόσαμε στην εργασία μας έχουμε αντίθετα αποτελέσματα του επιθυμητού και παρατηρούμε το σήμα να παραμορφώνεται.

## **ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ**

[1] , **Andy Bateman** , “Ψηφιακές Επικοινωνίες” , Εκδόσεις Τζιόλα , Θεσσαλονίκη , 2000 ,

[2] , **Simon Haykin** , “Digital Communications” , John Wiley & sons , Inc. New York, 1988,

[3] , **Π. Κωπτής** , "Διαμόρφωση και μετάδοση σημάτων", Εκδόσεις Τζιόλα 2003.

[4] , **Αναστάσιος Παπατσώρης** , Επικοινωνίες II , ΑΤΕΙ Σερρών , Σέρρες , 2003 ,

[5] , **Δ. Ευσταθίου** “A Peak to Average Power Reduction technique for multi-carrier WCDMA/ cdma2000 transmitted signals”, Proceedings of Communications Design Conference 2003, September 29 - October 2, 2003 San Jose, CA, USA.

[6] ,**K. Yadavelli, D. Efstathiou, M. Manish** “Crest Factor Reduction Engine for Multi-carrier WCDMA Transmitted Signals”, Proceedings of IEEE PIMRC’2004, 5-8 September 2004, Barcelona, Spain.

[7] , **Π. Κωπτής , Χ. Καψάλης** , “Κεραίες και Ασύρματες Ζεύξεις” , Εκδόσεις Τζιόλα , Αθήνα , 2003

[8] , **Andrea Goldsmith** , “Wireless Communications” , Cambridge University , 2005 ,

[9] , **Ηλεκτρονικές Πηγές:**

[www.altera.com](http://www.altera.com), <http://el.wikipedia.org>, <http://www.scribd.com>,

<http://rohde-schwarz.com>, <http://www.cascaderange.org/>,

<http://ebookbrowse.com>, <http://artemis.cslab.ntua.gr>

## ΛΙΣΤΑ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1.1 Το μοντέλο του τηλεπικοινωνιακού συστήματος.....	10
Σχήμα 1.2 Είδη Διαμόρφωσης.....	15
Σχήμα 1.3 Βασικοί τύποι ψηφιακής διαμόρφωσης.....	16
Σχήμα 2.1 Κωδικοποίηση GRAY.....	18
Σχήμα 2.2 Ψηφιακή Διαμόρφωση ASK.....	20
Σχήμα 2.3 Διαμόρφωση PSK.....	21
Σχήμα 2.4 Διάγραμμα αστερισμού BPSK (BPSK-1 bit/symbol).....	22
Σχήμα 2.5 Διάγραμμα αστερισμού QPSK (QPSK-2bits/symbol).....	22
Σχήμα 2.6 Διάγραμμα αστερισμού 8-PSK (8PSK-3bits/symbol).....	23
Σχήμα 2.7 Σύμφωνη ψηφιακή διαμόρφωση φάσης.....	24
Σχήμα 2.8 Διαφορική ψηφιακή διαμόρφωση φάσης.....	24
Σχήμα 2.9 Ρυθμός εμφάνισης εσφαλμένων bit στη διαμόρφωση PSK.....	26
Σχήμα 2.10 Ψηφιακή Διαμόρφωση QPSK.....	28
Σχήμα 2.11 Διάγραμμα Αστερισμού QPSK με Κωδικοποίηση GRAY.....	28
Σχήμα 2.12 Διαμορφωτής QSPK.....	29
Σχήμα 2.13 Αποδιαμορφωτής QPSK.....	30
Σχήμα 2.14 Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων στην QPSK.....	31
Σχήμα 2.15 Διαγράμματα Αστερισμού 4-QAM και 8-QAM.....	32
Σχήμα 2.16 Διάγραμμα Διαμόρφωσης 16-QAM.....	32
Σχήμα 2.17 BER συναρτήσει SNR για διάφορες μορφές QAM.....	33
Σχήμα 2.18 Αλληλεξάρτηση SNR,BER και ρυθμού μετάδοσης .....	34

Σχήμα 2.19 Πρακτικές εφαρμογές διαφόρων τύπων ψηφιακής διαμόρφωσης...	35
Σχήμα 2.20 Πομπός βασικής ζώνης με διαμόρφωση 16-QAM.....	36
Σχήμα 2.21 Ανίχνευση της διαμόρφωσης 16-QAM.....	37
Σχήμα 2.22 Ρυθμός εμφάνισης σφαλμάτων για διάφορες τάξεις M-αδικής QAM.....	38
Σχήμα 3.1 Το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής.....	42
Σχήμα 3.2 Τυπική μορφή κρουστικής απόκρισης που ικανοποιεί τη συνθήκη Nyquist.....	44
Σχήμα 3.3 Φίλτρο Nyquist.....	45
Σχήμα 3.4 Η συνάρτηση μεταφοράς του raised cosine φίλτρου για διάφορες τιμές του rolloff παράγοντα $\alpha$ .....	46
Σχήμα 3.5 Η κρουστική απόκριση του raised cosine φίλτρου στη βασική ζώνη για διάφορες τιμές του $\alpha$ .....	47
Σχήμα 4.1 Απεικόνιση του Error Vector Magnitude.....	49
Σχήμα 4.2 PARP για διαμόρφωση CDMA.....	51
Σχήμα 4.3 Αθροιστική Συνάρτηση Πιθανότητας.....	52
Σχήμα 5.1 Ψαλιδισμός Σήματος.....	54
Διάγραμμα 6.1 Σχεδίαση του ψηφιακού σήματος με διαμόρφωση QPSK σε προγραμματιστικό περιβάλλον MATLAB πριν και μετά τον ψαλιδισμό.....	63
Διάγραμμα 6.2 Σχεδίαση του ψηφιακού σήματος με διαμόρφωση 16-QAM σε προγραμματιστικό περιβάλλον MATLAB πριν και μετά τον ψαλιδισμό.....	64
Διάγραμμα 6.3 Η Συμπληρωματική της Αθροιστικής Συνάρτησης Κατανομής (Complementary Cumulative Distribution Function).....	65



Διάγραμμα 6.4 Η Συμπληρωματική της Αθροιστικής Συνάρτησης Κατανομής (Complementary Cumulative Distribution Function), για τα διαμορφωμένα σήματα QPSK και 16-QAM τα οποία έχουν υποστεί ψαλιδισμό.....	65
Διάγραμμα 6.5 Η Συμπληρωματική της Αθροιστικής Συνάρτησης Κατανομής (Complementary Cumulative Distribution Function), για το διαμορφωμένο σήμα QPSK πριν και μετά τον ψαλιδισμό.....	66
Διάγραμμα 6.6 Η Συμπληρωματική της Αθροιστικής Συνάρτησης Κατανομής (Complementary Cumulative Distribution Function), για το διαμορφωμένο σήμα 16-QAM πριν και μετά τον ψαλιδισμό.....	66
Σχήμα 6.7 Απεικόνιση του διαμορφωμένου σήματος QPSK .....	67
Σχήμα 6.8 Απεικόνιση του διαμορφωμένου σήματος QPSK μετά τον ψαλιδισμό.....	67
Σχήμα 6.9 Απεικόνιση του διαμορφωμένου σήματος 16-QAM.....	68
Σχήμα 6.10 Απεικόνιση του διαμορφωμένου σήματος 16-QAM μετά τον ψαλιδισμό του.....	68

# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

## ΚΩΔΙΚΑΣ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΟΣ ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΜΑΤΛΑΒ

### Main\_Programm

```
%A_total=zeros(1,8,40);oversamp_factor=8;
Number_of_channels=8;
Values=100000;
oversampling=8;
fsampling_QPSK=(3.84*10^6)*oversampling;
fsampling_16QAM=(3.84*10^6)*oversampling*2;
NN=(Values/2)*oversampling;
NN1=NN+160;
NN2=NN+640;
threshold_QPSK=2;
threshold_QAM16=4;
A=zeros(1,Number_of_channels);
for i=1:Number_of_channels
    A(i)=1*rand;
end

% oversampling=8;
% filterlength=(162/2)*oversampling;
% L=(Values/2)*oversampling+filterlength;

peak_power_QPSK=zeros(1, Number_of_channels);
Mean_power_QPSK=zeros(1, Number_of_channels);
PAPR_dB_QPSK=zeros(1, Number_of_channels);
peak_power_16QAM=zeros(1, Number_of_channels);
Mean_power_16QAM=zeros(1, Number_of_channels);
PAPR_dB_16QAM=zeros(1, Number_of_channels);

I1_total=zeros(1,400160);
I2_total=zeros(1,400640);
Q1_total=zeros(1,400160);
Q2_total=zeros(1,400640);

S1=zeros(1,400160);
S2=zeros(1,400640);

QPSK_complex=zeros(1,400160);
QAM16_complex=zeros(1,400640);
% Simulation
for i=1:Number_of_channels
    atten=A(i);

    Values=100000;
    [I1 Q1 MI1 peak1 PAPR_dB1]= qpsk_DE (Values, atten);
```

```

    peak_power_QPSK(i)=peak1;
    Mean_power_QPSK(i)=MI1;
    PAPR_dB_QPSK(i)=PAPR_dB1;

    Values=100000;

    [I2 Q2 MI2 peak2 PAPR_dB2]= QAM16_mod_DE (Values, atten);
    %A_total(:, :, i)=A;

    peak_power_16QAM(i)=peak2;
    Mean_power_16QAM(i)=MI2;
    PAPR_dB_16QAM(i)=PAPR_dB2;

    I1_total=I1_total+I1;
    Q1_total=Q1_total+Q1;

    I2_total=I2_total+I2;
    Q2_total=Q2_total+Q2;
end

S11=complex(I1_total,Q1_total);
S22=complex(I2_total,Q2_total);

% SK1=abs(S11);
% MI_SK1=sum(SK1)/length(SK1);
% MI_SK1=sum(abs(S11))/
% PAR_QPSK=20*log10(max(SK1)/MI_SK1)
SK1=I1_total.^2+Q1_total.^2;
MI_SK1=sum(SK1)/length(SK1);
peak_SK1=max(SK1);
PAR_QPSK=10*log10(peak_SK1/MI_SK1);

% SK2=abs(S22);
% MI_SK2=sum(SK2)/length(SK2);
% PAR_16QAM=20*log10(max(SK2)/MI_SK2)

SK2=I2_total.^2+Q2_total.^2;
MI_SK2=sum(SK2)/length(SK2);
peak_SK2=max(SK2);
PAR_16QAM=10*log10(peak_SK2/MI_SK2);

S11=zeros(1,400160);
S22=zeros(1,400640);
SK1=zeros(1,400160);
SK2=zeros(1,400640);

QPSK_complex=zeros(1,NN1);
QAM16_complex=zeros(1,NN2);
QPSK_abs=zeros(1,NN1);
QAM16_abs=zeros(1,NN2);
I1_total_clipped=zeros(1,NN1);
Q1_total_clipped=zeros(1,NN1);
I2_total_clipped=zeros(1,NN2);
Q2_total_clipped=zeros(1,NN2);

```

```

QPSK_clipped_complex=zeros(1,NN1);
QAM16_clipped_complex=zeros(1,NN2);

QPSK_complex=complex(I1_total, Q1_total);
QAM16_complex=complex(I2_total, Q2_total);

%----- clipping algorithm -----
-----

for k=1:NN1
QPSK_abs(k)=abs(QPSK_complex(k));
if QPSK_abs(k)>=threshold_QPSK

I1_total_clipped(k)=I1_total(k)*(threshold_QPSK/QPSK_abs(k));

Q1_total_clipped(k)=Q1_total(k)*(threshold_QPSK/QPSK_abs(k));
else
    I1_total_clipped(k)=I1_total(k);
    Q1_total_clipped(k)=Q1_total(k);
end
end

for k=1:NN2
QAM16_abs(k)=abs(QAM16_complex(k));
if QAM16_abs(k)>=threshold_QAM16

I2_total_clipped(k)=I2_total(k)*(threshold_QAM16/QAM16_abs(k))
;

Q2_total_clipped(k)=Q2_total(k)*(threshold_QAM16/QAM16_abs(k))
;
else
    I2_total_clipped(k)=I2_total(k);
    Q2_total_clipped(k)=Q2_total(k);
end
end
%-----
-----

QPSK_clipped_complex=complex(I1_total_clipped,
Q1_total_clipped);
QAM16_clipped_complex=complex(I2_total_clipped,
Q2_total_clipped);

figure, plot(abs(QPSK_complex),'g');hold on
plot(abs(QPSK_clipped_complex),'b');grid on

figure, plot(abs(QAM16_complex),'g');hold on
plot(abs(QAM16_clipped_complex),'b');grid on

%QPSK-16QAM DIAGRAMM
sum_outnorm = normalize(QPSK_complex)+0.5;

```

```

sort_output = sort(abs(sum_outnorm));
sorted = fliplr(sort_output);
n1 = 1:length(sorted);
n1 = n1/length(sorted)*100;
figure,semilogy(dbv(sorted),(n1),'go-'),grid

sum_outpaprnorm = normalize(QAM16_complex)+0.5;
sort_outputpapr = sort(abs(sum_outpaprnorm));
sortedpapr = fliplr(sort_outputpapr);
n2 = 1:length(sortedpapr);
n2 = n2/length(sortedpapr)*100;
hold on, semilogy(dbv(sortedpapr),(n2),'bo-')
axis([1 16 1e-4 1e3])

%CLIPPED QPSK-CLIPPED 16QAM DIAGRAMM
sum_outnorm = normalize(QPSK_clipped_complex)+0.5;
sort_output = sort(abs(sum_outnorm));
sorted = fliplr(sort_output);
n1 = 1:length(sorted);
n1 = n1/length(sorted)*100;
figure,semilogy(dbv(sorted),(n1),'go-'),grid

sum_outpaprnorm = normalize(QAM16_clipped_complex)+0.5;
sort_outputpapr = sort(abs(sum_outpaprnorm));
sortedpapr = fliplr(sort_outputpapr);
n2 = 1:length(sortedpapr);
n2 = n2/length(sortedpapr)*100;
hold on, semilogy(dbv(sortedpapr),(n2),'bo-')
axis([1 16 1e-4 1e3])

% QPSK-CLIPPED QPSK DIAGRAMM
sum_outnorm = normalize(QPSK_complex)+0.5;
sort_output = sort(abs(sum_outnorm));
sorted = fliplr(sort_output);
n1 = 1:length(sorted);
n1 = n1/length(sorted)*100;
figure,semilogy(dbv(sorted),(n1),'go-'),grid

sum_outpaprnorm = normalize(QPSK_clipped_complex)+0.5;
sort_outputpapr = sort(abs(sum_outpaprnorm));
sortedpapr = fliplr(sort_outputpapr);
n2 = 1:length(sortedpapr);
n2 = n2/length(sortedpapr)*100;
hold on, semilogy(dbv(sortedpapr),(n2),'bo-')
axis([1 16 1e-4 1e3])

% 16QAM-CLIPPED 16QAM DIAGRAMM
sum_outnorm = normalize(QAM16_complex)+0.5;
sort_output = sort(abs(sum_outnorm));
sorted = fliplr(sort_output);
n1 = 1:length(sorted);
n1 = n1/length(sorted)*100;
figure,semilogy(dbv(sorted),(n1),'go-'),grid

sum_outpaprnorm = normalize(QAM16_clipped_complex)+0.5;

```

```

sort_outputpapr = sort(abs(sum_outpaprnorm));
sortedpapr = fliplr(sort_outputpapr);
n2 = 1:length(sortedpapr);
n2 = n2/length(sortedpapr)*100;
hold on, semilogy(dbv(sortedpapr),(n2),'bo-')
axis([1 16 1e-4 1e3])

figure, [f1, PHd] = cffftplot(QPSK_complex, 'QPSK spectrum',
12, 'b', fsampling_QPSK);grid

figure,[f2, PHd1] = cffftplot(QPSK_clipped_complex, 'QPSK
spectrum', 12, 'g', fsampling_QPSK); grid

figure, [f3, PHd2] = cffftplot(QAM16_complex, '16QAM spectrum',
12, 'b', fsampling_16QAM); grid

figure, [f4, PHd3] = cffftplot(QAM16_clipped_complex, '16QAM
spectrum', 12, 'g', fsampling_16QAM); grid

```

## **QPSK DE**

```

function [yII yQQ MI peak PAPR_dB]= qpsk_DE (values, atten)

%atten=1;
%values = 5000;
N=values/2;
oversamp_factor=8;
yQ =zeros(1,oversamp_factor*N);
yI =zeros(1,oversamp_factor*N);

% Parametroi filtrou RRC
a=0.4;
Ts=15.36*10^6;
%u=t/Ts;
K=20;
step=1/(K*a);
u=-K/2:step:K/2;

% Dimiourgia tou RRC filtrou
% 1. a->rolloff factor:Kathorizei poso grigori i argi tha
einai i apokrisi
% tou filtrou sti suxnotita.epilegoume a=0.4
% 2. Ts->Symbol rate pou dinetai oti einai 15.36 Msymbols/sec
% H kroustiki apokrisi tou filtrou dinetai ws eksis
%
%          1+a+4*a/pi      , t=0
% h(t)=(a/(sqrt(2)))*((1+2/pi)*sin(pi/4*a)+(1-
2/pi)*cos(pi/4*a))

```

```

% ,t=+-Ts/(4*a)
% (sin(pi*(1-
a)*(t/Ts))+4*a*(t/Ts)*cos(pi*(1+a)*t/Ts))/(pi*(t/Ts)*(1-(4*a*
% t/Ts)^2))

h=zeros(1,numel(u));
help=(K/2-1/(4*a))/step+1;
h(help)=a/(sqrt(2))*((1+2/pi)*sin(pi/(4*a))+(1-
2/pi)*cos(pi/(4*a)));
h((K/2+1/(4*a))/step+1)=a/(sqrt(2))*((1+2/pi)*sin(pi/(4*a))+(1-
2/pi)*cos(pi/(4*a)));
h((K/2)/step+1)=1-a+4*a/pi;
for index=1:(K/2-1/(4*a))/step
    h(index)=(sin(pi*(1-
a)*u(index))+4*a*u(index)*(cos(pi*(1+a)*u(index))))/(pi*u(inde
x)*(1-(4*a*u(index))^2));
    % logw summetrias
    h(end-index+1)=h(index);
end
for index=(K/2-1/(4*a))/step+2:(K/2)/step
    h(index)=(sin(pi*(1-
a)*u(index))+4*a*u(index)*(cos(pi*(1+a)*u(index))))/(pi*u(inde
x)*(1-(4*a*u(index))^2));
    h(end-index+1)=h(index);
end
%diagramma rrc filtrou
% figure(1)
% plot(u,h)
% grid

% Arxikopoiw ta simata zI, zQ meta ti suneliksi me to filtro
RRC
% T0 zI prokuptei apo ti grammiki suneliksi tou arxikou
simatos yI kai tou
%filtrou RRC. Ara to mikos tou einai: numel(yI)+numel(h)
% Omoiws kai to zQ
zI=zeros(1,2*(numel(u)-1)+numel(yI));
zQ=zeros(1,2*(numel(u)-1)+numel(yQ));

% Dimiourgw ton pinaka suntelestwn
% Dinw 8 times
% A=zeros(1,8);
% for i=1:numel(A)
%     A(i)=1.5*rand;
% end

% Pollaplasiazw kathe fora me ena suntelesti tou pinaka A

%for j=1:numel(A)

a = rand(values, 1);
b = zeros(values, 1);
cI = zeros(values/2, 1);

```

```

cQ = zeros(values/2, 1);

for i = 1:values
    if a(i) > 0.5
        b(i) = 1;
    else
        b(i) = 0;
    end
end

% IQ construction
for i = 1:2:values
    if b(i) == 0
        if b(i+1) == 0 % case 00
            cI(ceil(i/2) ) = -0.707;
            cQ(ceil(i/2) ) = -0.707;
        else % case 01
            cI(ceil(i/2) ) = -0.707;
            cQ(ceil(i/2) ) = +0.707;
        end
    else
        if b(i+1) == 0 % case 10
            cI(ceil(i/2) ) = +0.707;
            cQ(ceil(i/2) ) = -0.707;
        else % case 11
            cI(ceil(i/2) ) = +0.707;
            cQ(ceil(i/2) ) = +0.707;
        end
    end
end

% oversampling with oversampling factor 8
new_index=1;

for i = 1:values/2

    yI(1,new_index)=cI(i);
    yQ(1,new_index)=cQ(i);
    new_index=new_index+oversamp_factor;

end

% Plotting

%figure(1)
%plot(cI, cQ, '*');
%grid

% Pollaplasiazw me tous suntelestes A
yII=atten*conv(yI,h);
yQQ=atten*conv(yQ,h);

```



```

%zI=zI+A(j)*conv(yII,h);
%zQ=zQ+A(j)*conv(yQQ,h);

% end

S=yII.^2+yQQ.^2;

MI=sum(S)/(values*oversamp_factor/2);

peak=max(S);

PAPR_dB=10*log10(peak/MI);

```

## **16-QAM DE**

```

% Gia tin kwidikopoiisi xreiazomai 4 bits: b0, b1, b2, b3
% Paragw me tin rand kai antistoixw ws eksis:
% 0000->(-3,-3)
% 0001->(-3,-1)
% 0011->(-3,1)
% 0010->(-3,3)...

function [yII yQQ MI peak PAPR_dB]= QAM16_mod_DE (values,
atten)

%values=5000;
N=values/2;
oversamp_factor=8;
yQ =zeros(1,oversamp_factor*N);
yI =zeros(1,oversamp_factor*N);
%atten=1;
% Parametroi filtrou RRC
a=0.4;
Ts=15.36*10^6;
%u=t/Ts;
K=20;
step=1/(2*K*a);
u=-K:step:K;

% Dimiourgia tou RRC filtrou
% 1. a->rolloff factor:Kathorizei poso grigori i argi tha
einai i apokrisi
% tou filtrou sti suxnotita.epilegoume a=0.4
% 2. Ts->Symbol rate pou dinetai oti einai 15.36 Msymbols/sec
% H kroustiki apokrisi tou filtrou dinetai ws eksis
%
```

```

%      1+a+4*a/pi      , t=0
%  h(t)=(a/(sqrt(2)))*((1+2/pi)*sin(pi/4*a)+(1-
2/pi)*cos(pi/4*a))
%  ,t=+-Ts/(4*a)
%  (sin(pi*(1-
a)*(t/Ts))+4*a*(t/Ts)*cos(pi*(1+a)*t/Ts))/(pi*(t/Ts)*(1-(4*a*
%  t/Ts)^2)
h=zeros(1,numel(u));
help=(K-1/(4*a))/step+1;
h(help)=a/(sqrt(2))*((1+2/pi)*sin(pi/(4*a))+
(1-2/pi)*cos(pi/(4*a)));
h((K+1/(4*a))/step+1)=a/(sqrt(2))*((1+2/pi)*sin(pi/(4*a))+
(1-2/pi)*cos(pi/(4*a)));
h((K)/step+1)=1-a+4*a/pi;
for index=1:(K-1/(4*a))/step
    h(index)=(sin(pi*(1-
a)*u(index))+4*a*u(index)*(cos(pi*(1+a)*u(index))))/(pi*u(inde
x)*(1-(4*a*u(index))^2));
    % logw summetrias
    h(end-index+1)=h(index);
end
for index=(K-1/(4*a))/step+2:(K)/step
    h(index)=(sin(pi*(1-
a)*u(index))+4*a*u(index)*(cos(pi*(1+a)*u(index))))/(pi*u(in
dex)*(1-(4*a*u(index))^2));
    h(end-index+1)=h(index);
end
%diagramma rrc filtrou
% figure(2)
% plot(u,h)
% grid

% Arxikopoiw ta simata zI, zQ meta ti suneliksi me to filtro
RRC
% T0 zI prokuptei apo ti grammiki suneliksi tou arxikou
simatos yI kai tou
%filtrou RRC. Ara to mikos tou einai: numel(yI)+numel(h)
% Omoiws kai to zQ
zI=zeros(1,2*(numel(u)-1)+numel(yI));
zQ=zeros(1,2*(numel(u)-1)+numel(yQ));

%
% A=zeros(1,8);
% for i=1:numel(A)
%     A(i)=1.5*rand;
% end

% IQ construction
%for j=1:numel(A)
new_index=1;

for i=1:N
b0=round(rand);
b1=round(rand);
b2=round(rand);

```

```

b3=round(rand);

if (b0==0)&&(b1==0)
    I=-3;
elseif (b0==0)&&(b1==1)
    I=-1;
elseif (b0==1)&&(b1==0)
    I=3;
else
    I=1;
end

if (b2==0)&&(b3==0)
    Q=-3;
elseif (b2==0)&&(b3==1)
    Q=-1;
elseif (b2==1)&&(b3==0)
    Q=3;
else
    Q=1;
end

% figure(1)
% plot(I, Q, '*');
% grid

    yI(1,new_index)=I;
    yQ(1,new_index)=Q;
    new_index=new_index+oversamp_factor;

end
yII=atten*conv(yI,h);
yQQ=atten*conv(yQ,h);

% zI=zI+A(j)*conv(yII,h);
% zQ=zQ+A(j)*conv(yQQ,h);
%
% end

S=yII.^2+yQQ.^2;
MI=sum(S)/(values*oversamp_factor/2);
peak=max(S);
PAPR_dB=10*log10(peak/MI);

```

## **Cfftplot**

```
% cfftplot Function to plot fft response of signal after
% windowing using the kaiser window.
% y = cfftplot(sgl,graph_title,beta,color,Fs, norm) where sgl
is the
% input signal, graph_title is a string containing the title
% of the plot and beta is the Beta parameter for the Kaiser
% window. Color is a optional parameter which is blue by
default.
% If Fs is specified, the graph is plotted for actual
frequencies
% if norm = 1, signal is normalized to 0dB magnitude

function [y,t] = cfftplot(sgl,graphtitle,beta,varargin);

[m,n] = size(sgl);
if n == 1
    sgl = transpose(sgl);
end
if nargin == 3
    color = 'b'
else
    color = varargin{1};
end

win = kaiser(length(sgl), beta)';
win = win/sum(win);
sglwin = sgl.*win;

% P = nextpow2(length(sgl));
% fftlen = 2^P;
fftlen = length(sgl);
%y = fftshift(fft(sglwin,fftlen));
y = fftshift(fft(sglwin));
t = -0.5:1/fftlen:0.5-1/fftlen;
length(t)

if nargin == 5
    Fs = varargin{2};
    t = t*Fs;
    if Fs > 1e7
        t = t/1e6;
        x_label = 'Frequency in MHz';
    else
        x_label = 'Frequency in Hz';
    end
else
    x_label = 'Normalized frequency f';
end

Y = dbv(abs(y));
Y1 = dbv(abs(y)/max(y));
if nargin == 6
    Fs = varargin{2};
```

```

t = t*Fs;
if Fs > 1e7
    t = t/1e6;
    x_label = 'Frequency in MHz';
else
    x_label = 'Frequency in Hz';
end

norm = varargin{3};
if norm == 1
    plot(t,Y1,color);
else
    plot(t,Y,color);
end
else
    plot(t,Y,color);
end

grid, xlabel(x_label), ylabel('Magnitude in
dB'),title(graphtitle)

```

### **dbv**

```

function y=dbv(x)
% dbv(x) = 20*log10(abs(x)); the dB equivalent of the voltage
x
y = -Inf*ones(size(x));
if isempty(x)
    return
end
nonzero = x~=0;
y(nonzero) = 20*log10(abs(x(nonzero)));

```