



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ  
Τμήμα Ψηφιακών Συστημάτων

*Μελέτη της επίδοσης του OFDM σε  
ασύρματα κανάλια*

Καφεντζής Βασίλειος

Μεταπτυχιακή Διπλωματική Εργασία

Πειραιάς, 2011

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Ο χώρος των τηλεπικοινωνιών, και κυρίως των ασύρματων συστημάτων και εφαρμογών, έχει μία ραγδαία εξέλιξη τα τελευταία χρόνια. Διαρκώς όλο και περισσότερα τηλεπικοινωνιακά προϊόντα εισβάλλουν στην καθημερινότητά μας. Η τεχνολογία των ασύρματων τηλεπικοινωνιών αναζητά μεθόδους ώστε να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις για γρήγορη μετάδοση της πληροφορίας αξιοποιώντας όσο καλύτερα γίνεται το διαθέσιμο φάσμα και μειώνοντας το κόστος και την πολυπλοκότητα, ενώ ταυτόχρονα να παρέχει υψηλή ποιότητα υπηρεσίας.

Η μέθοδος Orthogonal Frequency Divison Multiplexing (OFDM) αποτελεί μία ευέλικτη μέθοδος πολυπλεξίας καναλιών με αυξημένη χωρητικότητα που εφαρμόστηκε στις τηλεπικοινωνίες στα τέλη του προηγούμενου αιώνα. Με τη τεχνική αυτή επιτεύχθηκε υψηλός ρυθμός μετάδοσης ακόμα και σε πολυδιαδρομικά περιβάλλοντα διάδοσης. Η μέθοδος ορθογωνικής πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας βασίστηκε στη μετάδοση πολλαπλών φερόντων με τη διατήρηση της ορθογωνιότητας μεταξύ τους ώστε να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής κατά τις ασύρματες μεταδόσεις μέσω πολυδιαδρομικών διαύλων.

Στην παρούσα εργασία αρχικά δίνεται μία εισαγωγή στο χώρο των τηλεπικοινωνιών με έμφαση στην ασύρματη μετάδοση, την διάδοση των ραδιοκυμάτων, και τα κυψελωτά συστήματα. Επίσης περιγράφονται τα είδη των ψηφιακών διαμορφώσεων που χρησιμοποιούνται στις ασύρματες επικοινωνίες. Έπειτα, δίνεται μία αναλυτική αναφορά στα πρωτόκολλα IEEE 802.11. Κύριος στόχος της διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη του OFDM της ασύρματης μετάδοσης στο πρότυπο IEEE 802.11a . Το κύριο μέρος της παρούσης εργασίας πραγματεύεται έννοιες που έχουν να κάνουν με την ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας όπως αυτή εφαρμόζεται στο πρότυπο IEEE 802.11a και αναλυτική μελέτη παραμέτρων και χαρακτηριστικών, όπως το Peak to average Power Ratio (PAPR), το φάσμα εκπομπής, και η απώλεια του σηματοθορυβικού πηλίκου λόγω του κυκλικού προθέματος.

Στη συνέχεια, με τη χρήση του προγράμματος Matlab πραγματοποιείται μια σειρά από προσομοιώσεις που μας δίνουν μια σαφέστερη εικόνα για την επίδοση

του OFDM κατά το πρότυπο IEEE 802.11a. Οι προσομοιώσεις των μεταδόσεων λαμβάνουν χώρο τόσο σε περιβάλλον με λευκό Gaussian θορύβο αλλά και σε πιο ρεαλιστικά πολυδιαδρομικά περιβάλλοντα με Rayleigh fading. Τα αποτελέσματα δείχνουν τα πλεονεκτήματα της διαμόρφωσης OFDM για την αποφυγή της διασυμβολικής παρεμβολής σε πολυδιαδρομικά ασύρματα κανάλια επικοινωνίας.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΡΑΧΩΝ

## Πρόλογος

Η παρούσα Διπλωματική εργασία εκπονήθηκε στα πλαίσια του Προγράμματος Μεταπτυχιακών Σπουδών «Ψηφιακές Επικοινωνίες και Δίκτυα» του τμήματος Διδακτικής της Τεχνολογίας και Ψηφιακών Συστημάτων. Θα ήθελα να ευχαριστήσω τους καθηγητές μου για τις γνώσεις που παρείχαν καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών και ιδιαίτερα τον καθηγητή και επιβλέποντα της παρούσας εργασίας κ.Ευθύμογλου Γεώργιο για την υπόδειξη του θέματος, την καθοδήγηση του, τις συμβουλές του και την εποικοδομητική συνεργασία μας. Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου που στήριξε με κάθε τρόπο τις προσπάθειες μου σε όλη τη διάρκεια της ακαδημαϊκής μου πορείας.

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1ο

<b>1.ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b> .....	<b>8</b>
1.1. Η ιστορία των τηλεπικοινωνιών .....	8
1.1.1. Έννοια των τηλεπικοινωνιών .....	8
1.1.2. Η εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών .....	8
1.1.3. Η εξέλιξη των ασυρμάτων επικοινωνιών .....	9
1.2. Κυψελωτά συστήματα.....	10
1.2.1. Κυψελωτά συστήματα πρώτης γενιάς.....	10
1.2.2. Κυψελωτά συστήματα δεύτερης γενιάς.....	10
1.2.3. Κυψελωτά συστήματα τρίτης γενιάς.....	11
1.3. Ασύρματες ζεύξεις.....	12
1.3.1. Γενικά .....	12
1.3.2. Κατηγορίες ασύρματων ζεύξεων .....	12
1.3.3. Στοιχεία συστήματος κινητών επικοινωνιών .....	13
1.3.4. Κατηγορίες κυψελών.....	15
1.3.5. Κατηγορίες συστημάτων κινητών επικοινωνιών .....	15
1.4. Διάδοση Ραδιοκυμάτων .....	16
1.4.1. Μηχανισμοί ραδιοδιάδοσης κυμάτων .....	16
1.4.2. Ασύρματο περιβάλλον διάδοσης.....	17
1.4.3. Φαινόμενα διάδοσης .....	18
1.5. Διαμόρφωση σήματος.....	27
1.5.1 Γενικά .....	27
1.5.2. Αναλογικές διαμορφώσεις .....	27
1.5.2.1 Διαμόρφωση πλάτους (AM).....	27

1.5.2.2. Διαμόρφωση συχνότητας (FM) .....	28
1.5.2.3. Διαμόρφωση φάσης (PM).....	28
1.5.3. Ψηφιακές Διαμορφώσεις .....	29
1.5.3.1. Διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (ASK).....	29
1.5.3.2. Διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας (FSK) .....	33
1.5.3.3. Διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (PSK).....	35
1.5.3.4. Εγκάρσια διαμόρφωση εύρους (QAM) .....	39
1.6. Τεχνικές μετάδοσης.....	40
1.6.1. Πολυπλεξία .....	41
1.6.1.1. Πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου (TDM) .....	42
1.6.1.2. Πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας (FDM).....	43
1.6.2. Πολλαπλή Προσπέλαση .....	44
1.6.2.1. Πολλαπλή Προσπέλαση με διαίρεση συχνότητας (FDMA) .....	45
1.6.2.2. Πολλαπλή Προσπέλαση με διαίρεση χρόνου (TDMA).....	47
1.6.2.3. Πολλαπλή Προσπέλαση με κωδικοποίηση (CDMA) .....	48
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2ο	
2.ΒΑΣΙΚΟΙ ΟΡΙΣΜΟΙ ΤΟΥ OFDM .....	51
2.1. Γενικά .....	51
2.2. Ορθογωνιότητα.....	53
2.2.1. Προϋποθέσεις.....	53
2.2.2. Προϋποθετούμενη ελάχιστη απόσταση συχνότητας για την ορθογωνιότητα δυο σημάτων.....	55
2.3. Εκπομπή και λήψη σημάτων OFDM.....	60
2.3.1. Μετατροπή από σειριακή μορφή σε παράλληλη μορφή.....	61
2.3.2. Σχήμα διαμόρφωσης.....	62
2.3.3. Αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier.....	64
2.3.4. Χρόνος προστασίας-Cyclic Prefix.....	65

2.3.4.1. Γενικά .....	65
2.3.4.2. Μέγεθος κυκλικού προθέματος .....	69
2.3.4.3. Κυκλικό πρόθεμα σε προδιαγραφές 802.11a .....	70
2.3.5. Ευθύς μετασχηματισμός Fourier .....	72
2.4. Παραμετροποίηση OFDM.....	74
2.4.1. Ορισμός παραμέτρων.....	74
2.4.2. Peak-to-average Power Ratio.....	75
2.5. Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα OFDM.....	83
2.6. Εφαρμογές OFDM .....	84
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3ο</b>	
3. IEEE 802.11 .....	89
3.1. Γενικά .....	89
3.2. Ιστορικό 802.11 .....	90
3.3. Εκδόσεις 802.11 .....	91
3.4. Προδιαγραφές IEEE 802.11a .....	92
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4ο</b>	
4. Επίδοση OFDM σε 802.11a .....	94
4.1. Μετάδοση OFDM βάσει προδιαγραφών 802.11a.....	94
4.2. Υπολογισμός BER BPSK διαμόρφωσης σε OFDM μετάδοση .....	99
4.3. Υπολογισμός SER/BER QPSK διαμόρφωσης σε OFDM μετάδοση .....	110
4.4. Rayleigh Fading channel .....	119
4.4.1. Υπολογισμός BER BPSK σε OFDM μετάδοση σε Rayleigh Fading channel.....	120
4.4.2. Υπολογισμός SER/BER QPSK σε OFDM μετάδοση σε Rayleigh Fading channel	125
BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ .....	132



# ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup>

## 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

### 1.1. Η ιστορία των τηλεπικοινωνιών

#### 1.1.1. Έννοια των τηλεπικοινωνιών

Με τον γενικό όρο **τηλεπικοινωνίες**, (telecommunications), χαρακτηρίζεται η κάθε μορφής ενσύρματη ή ασύρματη, ηλεκτρομαγνητική, ηλεκτρική, κ.λπ., ακουστική και οπτική επικοινωνία που πραγματοποιείται ανεξαρτήτως του μήκους απόστασης.

Στους σύγχρονους καιρούς, αυτή η διαδικασία σχεδόν πάντα περιλαμβάνει την αποστολή ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων ή ηλεκτρικών σημάτων από κατάλληλες ηλεκτρονικές συσκευές, όπως το τηλέφωνο ή ο ασύρματος, αλλά παλαιότερα περιελάμβανε τη χρήση ακουστικών σημάτων, όπως τυμπάνων, ή οπτικών σημάτων, όπως ο σηματοφόρος καπνός ή η λάμψη της φωτιάς.

#### 1.1.2. Η εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών

Κομβικό σημείο στην ιστορία των τηλεπικοινωνιών αποτέλεσε η θεωρητική θεμελίωση της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας από τον J. Maxwell, ο οποίος το 1896 ενοποίησε τη θεωρία ηλεκτρισμού και μαγνητισμού. Συγκεκριμένα η θεωρία του βασίστηκε στο ότι το φως έχει ηλεκτρομαγνητική φύση και ότι η διάδοση του φωτός και των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων γίνεται με κυματικές διαταραχές της



ίδιας ταχύτητας. Το 1897 δημιουργήθηκε από τον Σάμιουελ Μορς το πρώτο σύστημα ασύρματης μετάδοσης, ο τηλεγράφος. Ο Σάμιουελ Μορς βασίστηκε στη θεωρία του Maxwell και σχεδίασε μια διάταξη με την οποία γραπτά σημεία μεταδίδονται από τον ένα σταθμό στον άλλο με τη βοήθεια του ηλεκτρικού ρεύματος. Έπειτα, κατά τη διάρκεια του 20<sup>ου</sup> αιώνα επετεύχθησαν αποστολές τηλεγραφικών μηνυμάτων σε μεγάλες αποστάσεις ενώ στη συνέχεια μεταδόθηκε και φωνή με τη χρήση ενισχυτικών λυχνιών [1].

### 1.1.3. Η εξέλιξη των ασύρματων τηλεπικοινωνιών

Η εξέλιξη των ασυρμάτων επικοινωνιών βρήκε εφαρμογή αρχικά στις ΗΠΑ σε αστυνομικά τμήματα και είχε ως σκοπό τη δημόσια ασφάλεια. Φυσικά αρχικά, χρησιμοποιήθηκε αναλογική διαμόρφωση πλάτους (AM). Το 1934 έχουν πια εγκατασταθεί κινητά συστήματα επικοινωνίας σε 194 ασύρματα συστήματα της δημοτικής αστυνομίας και 58 πολιτειακούς αστυνομικούς σταθμούς των ΗΠΑ, οι οποίοι χρησιμοποιούσαν διαμόρφωση πλάτους AM. Το 1935 ο Edwin Armstrong εισήγαγε τη διαμόρφωση συχνότητας (FM), η οποία έδωσε νέα ώθηση στα ασύρματα συστήματα επικοινωνίας. Έτσι στα τέλη της δεκαετίας η διαμόρφωση FM γίνεται η κύρια τεχνική διαμόρφωσης στα κινητά συστήματα επικοινωνίας στον κόσμο. Η ζήτηση πλέον για δημόσιες υπηρεσίες ασύρματων επικοινωνιών άρχισε να αυξάνεται και έτσι η AT&T Bell Laboratories υλοποίησε το Improved Mobile Telephone Service (IMTS). Το IMTS ήταν το πρώτο σύστημα κινητών επικοινωνιών το οποίο συνδεόταν με το δίκτυο δημόσιας τηλεφωνίας. Για να επιτευχθεί όμως αμφίδρομη ζεύξη για ένα τόσο μεγάλο αριθμό χρηστών χρειαζόταν ένα πολύ μεγάλο εύρος ζώνης. Κατά τη διάρκεια του '60 και του '70 εξελίχθηκαν οι θεωρίες για την ανάπτυξη κυψελωτών συστημάτων από την AT&T Bell Laboratories. Η βασική αρχή λειτουργίας ενός κυψελωτού συστήματος είναι η ιδέα της επαναχρησιμοποίησης καναλιών. Μια περιοχή διαιρείται σε μικρότερα τμήματα με τη μορφή κυψελών και δίδεται από το σύστημα η δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης διαύλων ώστε να αυξηθεί ο αριθμός των χρηστών που μπορούν να εξυπηρετηθούν. Έτσι το 1976

άρχισαν να αναπτύσσονται εμπορικά συστήματα όποτε και αποδόθηκε στα κυψελωτά συστήματα η περιοχή συχνοτήτων 800/900 MHz [2][5].

## 1.2. Κυψελωτά συστήματα

### 1.2.1. Κυψελωτά συστήματα πρώτης γενιάς

Τα πρώτα κυψελωτά συστήματα λειτούργησαν στην Ιαπωνία από την NTT το 1979. Το 1981 αναπτύχθηκε στην Ευρώπη από την Ericsson το πρώτο κυψελωτό σύστημα ενώ στην Αμερική το πρώτο κυψελωτό σύστημα ονομάστηκε Advanced Mobile Phone Service (AMPS) και δημιουργήθηκε από την AT&T στο Σικάγο. Βασικά χαρακτηριστικά των συστημάτων πρώτης γενιάς είναι η διαμόρφωση FM καθώς και η τεχνική Frequency Division Duplexing.

### 1.2.2. Κυψελωτά συστήματα δεύτερης γενιάς

Από τις αρχές του '80 ήταν εμφανές ότι τα αναλογικά συστήματα είχαν αδυναμίες και έτσι αναπτύχθηκαν ψηφιακές τεχνικές. Αυτές οι τεχνικές είναι το GSM στην Ευρώπη, τα IS-54, IS-136, IS-95 στην Αμερική και το PDC στην Ιαπωνία και αποτέλεσαν τη δεύτερη γενιά των κυψελωτών συστημάτων. Οι ψηφιακές τεχνικές εφαρμόστηκαν στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών λόγω των πλεονεκτημάτων που αυτά παρουσιάζουν έναντι των αναλογικών τεχνικών, όπως:

- Αυξημένη ανοσία στο θόρυβο
- Χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος
- Δίνουν τη δυνατότητα επεξεργασίας του σήματος
- Επιτρέπουν την υλοποίηση software δεκτών
- Παρέχουν περισσότερες τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης και duplexing

Στον πίνακα 1.1 φαίνονται τα χαρακτηριστικά των κυψελωτών συστημάτων δεύτερης γενιάς.

Σύστημα	Ζώνη Συχνότητων Αντίστροφη/ Ευθεία Ζεύξη (MHz)	Απόσταση Φερόντων (kHz)	Διαμόρφωση	Τεχνική Πολλαπλής Πρόσβασης
GSM	890-915/935-960	200	GMSK	TDMA/FDMA/FDD
IS-54	824-849/869-894	30	$\pi/4$ -DQPSK	TDMA/FDMA/FDD
IS-94	824-849/869-894 1800-2000	1250	QPSK/BPSK	CDMA
PDC	810-830/940-960 1429-1453/1477-1501	25	$\pi/4$ -DQPSK	TDMA/FDMA/FDD

Πίνακας 1-1 : Χαρακτηριστικά κυψελωτών συστημάτων δεύτερης γενιάς

### 1.2.3. Κυψελωτά συστήματα τρίτης γενιάς

Τα κυψελωτά συστήματα δεύτερης γενιάς αποτέλεσαν μεγάλο βήμα για τις ασύρματες επικοινωνίες καθώς έδωσαν τη δυνατότητα παροχής υπηρεσιών φωνής σε μεγάλους πληθυσμούς και σε μεγάλες γεωγραφικές εκτάσεις. Η ανάγκη όμως για υψηλότερους ρυθμούς ώστε να υποστηρίζονται εφαρμογές πολυμέσων και να υπάρχει δυνατότητα πρόσβασης σε πληροφορίες και υπηρεσίες δημόσιων και ιδιωτικών δικτύων, οδήγησε στη σχεδίαση συστημάτων τρίτης γενιάς. Τα συστήματα τρίτης γενιάς υποστηρίζουν υπηρεσίες όπως είναι η μετάδοση εικόνων υψηλής ποιότητας, η μετάδοση video πραγματικού χρόνου ή η πρόσβαση στο Internet με υψηλές ταχύτητες. Τα 3G συστήματα έχουν ως βασικό χαρακτηριστικό την υποστήριξη εφαρμογών πολυμέσων και τη δυνατότητα πρόσβασης σε πληροφορίες και υπηρεσίες από άλλα δημόσια ή ιδιωτικά δίκτυα, με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Ταυτόχρονα τα συστήματα 3G αναμένεται να βελτιώσουν την ποιότητα ομιλίας και να αυξήσουν τη χωρητικότητα των δικτύων. Χαρακτηριστικότερο παράδειγμα αυτής της γενιάς είναι το UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) και το CDMA 2000, τα οποία χρησιμοποιούν Wide-Band CDMA ως σχήμα διαμόρφωσης, για εφαρμογές όπως πρόσβαση στο διαδίκτυο, επικοινωνίες φωνής και κινητές video-κλήσεις.

Η ανάγκη για περισσότερες εφαρμογές, βελτίωση στη διεθνή πρόσβαση και ταυτόχρονα αποδοτικότερη αξιοποίηση του φάσματος, οδήγησε στη προσπάθεια για την εξέλιξη συστημάτων σε αυτά της 4ης γενιάς, τα οποία θα ενσωματώνουν

ευρυζωνικές ασύρματες υπηρεσίες, όπως η τηλεόραση υψηλής ευκρίνειας (HDTV) και γρήγορες εφαρμογές δικτύου υπολογιστών [3], [4].

## 1.3. Ασύρματες ζεύξεις

### 1.3.1. Γενικά

Τα τηλεπικοινωνιακά σήματα μπορούν να διαδοθούν με δύο τρόπους, τον ενσύρματο και τον ασύρματο. Η ενσύρματη διάδοση χρησιμοποιείται για σταθερά σημεία σε μικρή γεωγραφική έκταση. Τα μειονεκτήματα της είναι η εκθετική απόσβεση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος συναρτήσει της απόστασης. Ασύρματη επικοινωνία είναι η μεταφορά των πληροφοριών σε απόσταση χωρίς τη χρήση των ηλεκτρικών αγωγών ή σύρματα. Οι αποστάσεις μπορεί να είναι μικρές (λίγα μέτρα, όπως το τηλεοπτικό χειριστήριο) ή μεγάλες (χιλιάδες ή εκατομμύρια χιλιόμετρα για ραδιοεπικοινωνίες). Περιλαμβάνει διάφορα είδη της σταθερής, κινητής τηλεφωνίας, και ασύρματης δικτύωση. Η ασύρματη επικοινωνία επιτυγχάνεται με τη χρήση κεραιών για την εκπομπή και λήψη σημάτων και χρησιμοποιεί την ατμόσφαιρα ως μέσο μετάδοσης. Τα πλεονεκτήματα είναι η αλγεβρική απόσβεση του κύματος με την αύξηση της απόστασης από τη πηγή, το μικρό κόστος εγκατάστασης και λειτουργίας του δικτύου και η δυνατότητα κινητών επικοινωνιών[3].

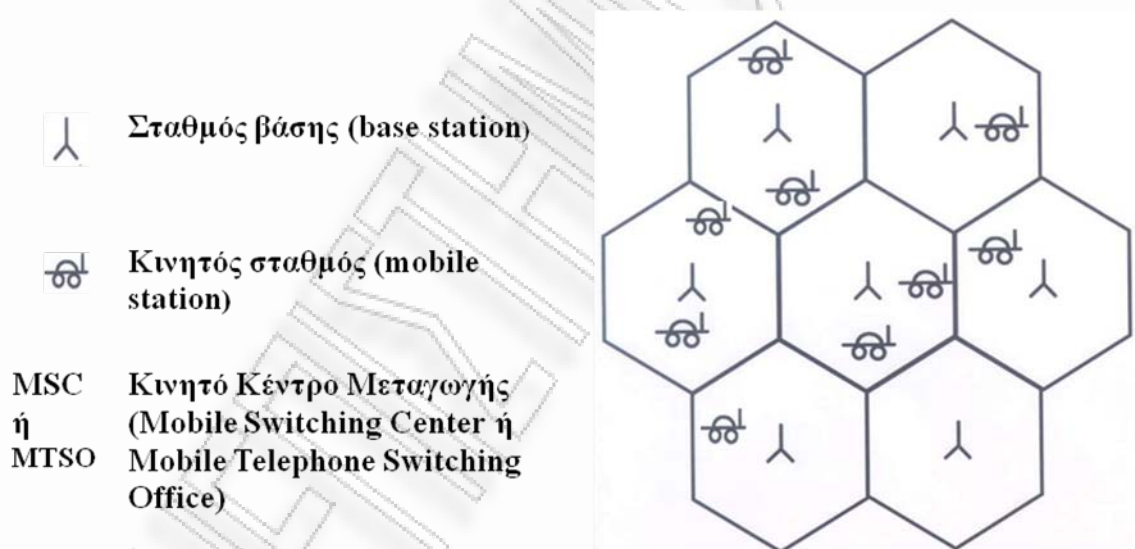
### 1.3.2. Κατηγορίες ασύρματων ζεύξεων

Οι ασύρματες ζεύξεις χωρίζονται σε πέντε κατηγορίες [3]: i) ζεύξεις σημείου προς σημείο, που πραγματοποιούνται μεταξύ δύο σημείων, ii) ζεύξεις ευρείας κάλυψης, όπου γίνεται ταυτόχρονη μετάδοση σε πολλούς ευρέως διεσπαρμένους αποδέκτες iii) ζεύξεις οπτικής επαφής, με ευθύγραμμη μετάδοση των ραδιοκυμάτων, iv) ζεύξεις πέραν του ορίζοντα, όπου υπερβαίνεται η μέγιστη απόσταση οπτικής επαφής λόγω των φαινομένων της περίθλασης και της διάθλασης, v) κινητές ζεύξεις, στις οποίες πομπός και δέκτης μπορεί να είναι κινητοί

### 1.3.3. Στοιχεία συστήματος κινητών επικοινωνιών

Τα στοιχεία συστήματος κινητών επικοινωνιών είναι :

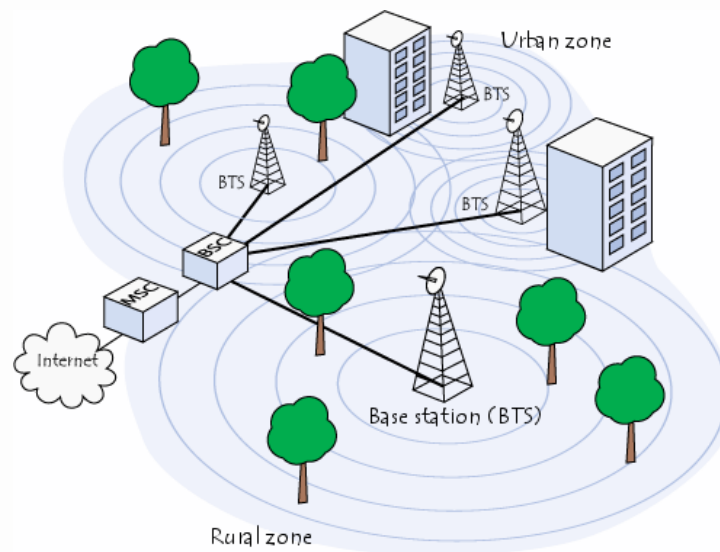
- i) Κινητός Σταθμός (MT)
- ii) Σταθμός Βάσης (BS)
- iii) Ελεγκτής Σταθμού Βάσης (BSC)
- iv) Κέντρο Μεταγωγής (MSC)



Εικόνα 1-1 : Αναπαράσταση στοιχείων συστήματος κινητών επικοινωνιών

Ο κινητός σταθμός έρχεται σε επικοινωνία με το σταθμό βάσης μέσω των διαθέσιμων ραδιοδιαύλων. Ο σταθμός βάσης βρίσκεται είτε στο κέντρο της κυψέλης είτε στα όρια αυτής. Στη συνέχεια συνδέεται με το δίκτυο κορμού μέσω του ελεγκτή σταθμού βάσης (εικ. 1-2). Πολλοί σταθμοί συνδέονται σε ένα κέντρο μεταγωγής μέσω του οποίου γίνεται η διασύνδεση με το σταθερό δίκτυο επικοινωνιών [6].





Εικόνα 1-2: Αναπαράσταση επικοινωνίας μεταξύ στοιχείων συστήματος κινητής επικοινωνίας

Στα κυψελωτά συστήματα χρησιμοποιούνται πομποί χαμηλής ισχύος των 100 watt ή λιγότερο. Κάθε κυψέλη εξυπηρετείται από τον δικό της σταθμό βάσης, που αποτελείται από κεραία, πομπό, δέκτη. Η κάθε κυψέλη έχει τα δικά της κανάλια συχνοτήτων. Οι κυψέλες δημιουργούνται με τέτοιο τρόπο, ώστε οι κεραίες να ισαπέχουν περίπου μεταξύ τους (εξάγωνα). Τα κυψελωτά συστήματα είναι περιορισμένα από την παρεμβολή, όχι από τον θόρυβο. Ένα κυψελωτό σύστημα πρέπει τόσο να εντοπίζει και να παρακολουθεί τα κινητά τερματικά, όσο και να προσπαθεί πάντα να τα συνδέσει στους βέλτιστους διαθέσιμους σταθμούς βάσης. Αυτό επιτυγχάνεται με τη περιαγωγή κατά την οποία ανταλλάσσονται μηνύματα ελέγχου με στόχο την ενημέρωση για τη θέση του MT και με τη διαδικασία μεταπομπής όπου το κινητό τερματικό κατά τη μετάβαση του σε άλλη κυψέλη συνδέεται στο νέο σταθμό βάσης χωρίς διακοπή.

### 1.3.4. Κατηγορίες κυψελών

Η κατηγοριοποίηση των κυψελών γίνεται με βάση την ακτίνα τους ως εξής [4]:

1. πικοκυψέλες για ακτίνες περίπου εκατό μέτρων
2. μικροκυψέλες όταν έχουν ακτίνα μέχρι ένα χιλιόμετρο
3. μακροκυψέλες όταν η ακτίνα τους είναι της τάξης μερικών δεκάδων χιλιομέτρων.

Οι μακροκυψέλες χρησιμοποιούνται για την κάλυψη αγροτικών περιοχών και γενικότερα ημιαστικών. Οι μικροκυψέλες χρησιμοποιούνται για την κάλυψη αστικών περιοχών ενώ οι πικοκυψέλες για εσωτερικούς χώρους. Για να καλυφθεί μια περιοχή χρησιμοποιείται συνδυασμός αυτών [1], [6].

### 1.3.5. Κατηγορίες συστημάτων κινητών επικοινωνιών

Επίσης διακρίνουμε τρεις κατηγορίες συστημάτων ανάλογα με τον τύπο του διαύλου επικοινωνίας [4]:

1. τα simplex, όπου η επικοινωνία γίνεται μόνο προς τη μία κατεύθυνση
2. τα half-duplex, όπου έχουμε αμφίδρομη επικοινωνία αλλά όχι ταυτόχρονη
3. τα full-duplex, όπου έχουμε αμφίδρομη και ταυτόχρονη επικοινωνία

Στη τρίτη περίπτωση χρησιμοποιούνται δυο δίαυλοι οι οποίοι είτε χρησιμοποιούν άλλη συχνότητα (Frequency Division Duplex) ή χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα αλλά γειτονικές χρονοσχισμές (Time Division Duplex).



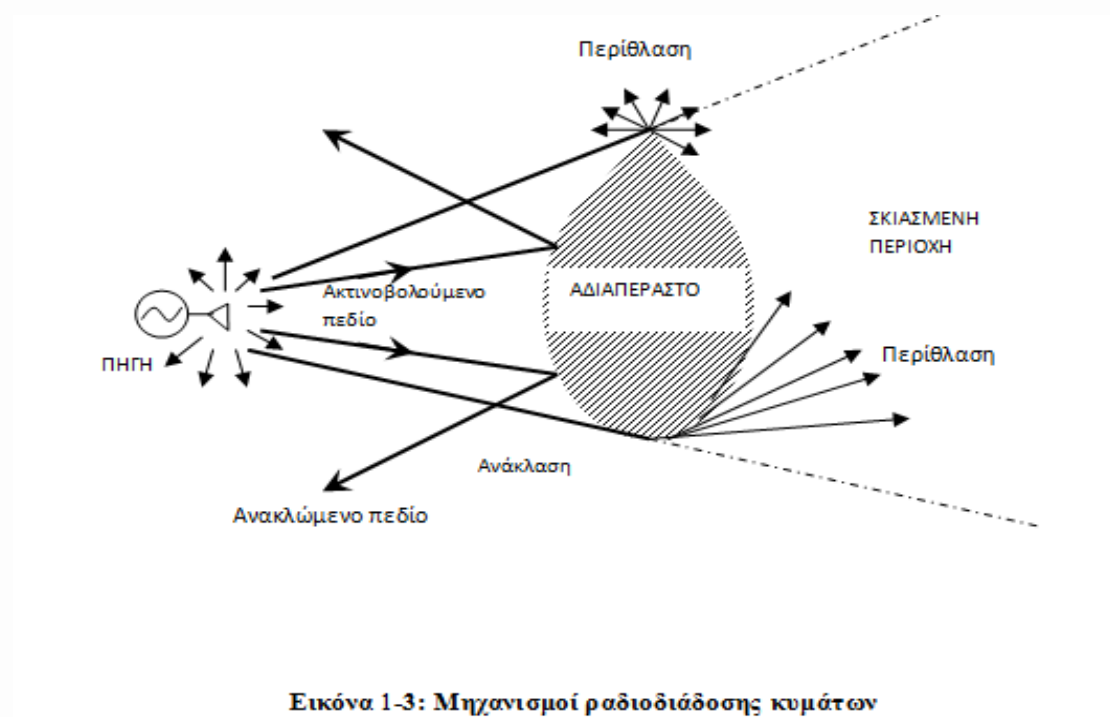
## 1.4. Διάδοση Ραδιοκυμάτων

### 1.4.1. Μηχανισμοί ραδιοδιάδοσης κυμάτων

Προκειμένου να γίνει σωστά η σχεδίαση και η εγκατάσταση μιας ραδιοζεύξης πρέπει να υπάρχει καλή γνώση του ραδιοδιαύλου. Οι μηχανισμοί που διέπουν τη ραδιοδιάδοση είναι πολύπλοκοι και ποικίλοι, αλλά μπορούν να συνοψιστούν σε τρεις βασικούς: την **ανάκλαση** (Reflection), την **περίθλαση** (Diffraction) και τη **σκέδαση** (Scattering) (εικ.1-3). Ανάκλαση εμφανίζεται όταν ένα διαδιδόμενο κύμα προσπίπτει πάνω σε εμπόδιο με διαστάσεις πολύ μεγαλύτερες από το μήκος κύματος του, για παράδειγμα στην επιφάνεια του εδάφους ή στους τοίχους των κτιρίων. Περίθλαση εμφανίζεται όταν το παρεμβαλλόμενο εμπόδιο έχει αιχμές, όπως οπές και γωνίες οπότε και δημιουργείται καμπύλωση των ραδιοκυμάτων γύρω από τα άκρα του. Σκέδαση συνήθως εμφανίζεται όταν στην διαδρομή του ραδιοκύματος υπάρχουν αντικείμενα με διαστάσεις ίσες ή μικρότερες από το μήκος κύματος. Για ευκολία θα αναφερόμαστε σε όλα τα εμπόδια που παρεμβάλλονται στη διαδρομή του ραδιοκύματος με τον γενικό όρο «σκεδαστές» και στους παραπάνω μηχανισμούς ως «σκέδαση»[1].

Είναι δεδομένο ότι τόσο σε εσωτερικούς όσο και σε εξωτερικούς χώρους στο απευθείας μονοπάτι μεταξύ πομπού και δέκτη παρεμβάλλονται διάφορα αντικείμενα, τοίχοι, κτίρια, οχήματα κτλ. Το γεγονός ότι το σήμα φτάνει στο δέκτη με τον οποίο δεν υπάρχει οπτική επαφή οφείλεται στους διάφορους μηχανισμούς σκέδασης. Οι αρνητικές συνέπειες της σκέδασης είναι ότι η ηλεκτρομαγνητική ενέργεια φτάνει στο δέκτη μέσω πολλαπλών διαδρομών καθώς το σήμα περιθλάται, ανακλάται και σκεδάζεται. Οι χρόνοι άφιξης των σημάτων από τις διάφορες διαδρομές είναι ανάλογοι του μήκους της κάθε διαδρομής, που με τη σειρά τους εξαρτώνται από την αρχιτεκτονική του περιβάλλοντος. Ένας τρόπος να προβλεφτεί το λαμβανόμενο σήμα είναι ο ντετερμινιστικός αλλά αυτός μπορεί να εφαρμοστεί μόνο σε απλές περιπτώσεις. Συνήθως όμως οι περιπτώσεις είναι περίπλοκες και

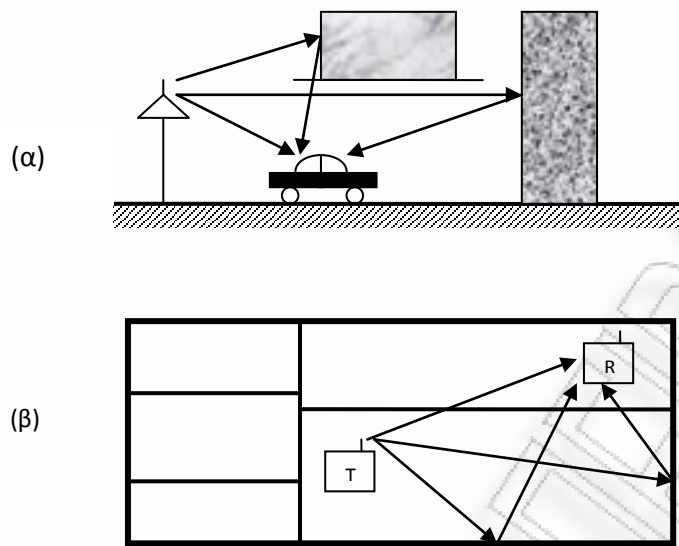
χρησιμοποιείται η στατιστική ανάλυση.



Εικόνα 1-3: Μηχανισμοί ραδιοδιάδοσης κυμάτων

## 1.4.2. Ασύρματο περιβάλλον διάδοσης

Τα σήματα που καταφθάνουν στο δέκτη έρχονται από διάφορες κατευθύνσεις αφού ακολουθούν ένα πλήθος από διαδρομές. Στην εικόνα 1-4 (α) βλέπουμε πως ένα σήμα φτάνει στο δέκτη μέσω διαδρομών που προκύπτουν από ανάκλαση σε κτίρια αλλά και με απευθείας οπτική επαφή. Στην εικόνα 1-4 (β) βλέπουμε τη διάδοση του σήματος μέσα σε ένα εσωτερικό χώρο.



Εικόνα 1-4 : Παραδείγματα διάδοσης πολλαπλών διαδρομών

Το πλάτος και η φάση του σήματος που φτάνει στον δέκτη από κάποια διαδρομή, εξαρτώνται από το μήκος και τα χαρακτηριστικά της διαδρομής. Σαν αποτέλεσμα το σήμα που συντίθεται στον δέκτη παρουσιάζει μεγάλες διακυμάνσεις. Μία ακριβής ανάλυση της διάδοσης πολλαπλών διαδρομών μπορεί να γίνει με την λύση των εξισώσεων του Maxwell και την εφαρμογή των οριακών συνθηκών για τις φυσικές ιδιότητες και την αρχιτεκτονική του περιβάλλοντος. Κάτι τέτοιο όμως απαιτεί τεράστια υπολογιστική ισχύ και ακόμη και με τη χρήση των πιο σύγχρονων υπολογιστών, μπορεί να εφαρμοστεί μόνο στις απλούστερες των περιπτώσεων.

### 1.4.3. Φαινόμενα διάδοσης

Κατά τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε περιβάλλοντα κινητών επικοινωνιών παρατηρούνται τα εξής φαινόμενα: οι απώλειες διαδρομής (*path loss*), η σκίαση (*shadowing*), οι παρεμβολές (*interference*) και οι διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών (*multipath fading*). Κάθε ένα από τα φαινόμενα αυτά έχει διαφορετική φυσική προέλευση και συνεπώς η επίδραση όλων πρέπει να λαμβάνεται υπόψη στη μελέτη και στην υλοποίηση των κυψελωτών συστημάτων [1].

- i) Απώλειες διαδρομής είναι ο λόγος της ισχύος που ακτινοβολείται από την κεραία του σταθμού βάσης προς την ισχύ που λαμβάνεται από τη κεραία του κινητού. Στον ελεύθερο χώρο, δηλαδή μακριά από τη γη ή από οποιαδήποτε εμπόδια, η λαμβανόμενη ισχύς του σήματος δίνεται από τη σχέση:

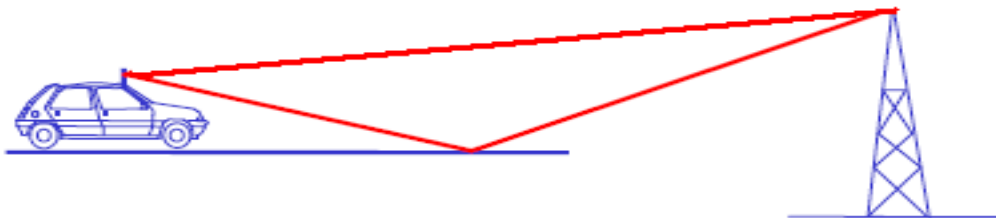
$$P_r = P_t \left( \frac{\lambda_c}{4\pi d} \right)^2 G_t G_r \quad (1.1)$$

όπου  $P_t$  = εκπεμπόμενη ισχύς,  $P_r$  = λαμβανόμενη ισχύς,  $\lambda_c$  = μήκος κύματος,  $G_t$  = κέρδος κεραίας εκπομπής,  $G_r$  = κέρδος κεραίας λήψης,  $d$  = απόσταση μεταξύ των δύο κεραιών.

Στον ελεύθερο χώρο, η λαμβανόμενη ισχύς του σήματος ακολουθεί τον νόμο του αντιστρόφου τετραγώνου. Σε λογαριθμική μορφή έχουμε:

$$P_r = 10 \log_{10} P_0 - 20 \log_{10} d \quad (1.2)$$

και παρατηρούμε ότι η ισχύς του σήματος μειώνεται κατά 20db ανά δεκάδα. Υπολογίζοντας όμως τη πραγματική διαδρομή μεταξύ δύο κεραιών θα πρέπει να συμπεριλάβουμε και μια δεύτερη διαδρομή ανακλώμενη από το έδαφος όπως φαίνεται και στην εικόνα 1-5.



Εικόνα 1-5: Διάδοση δυο διαδρομών

Η λαμβανόμενη ισχύς σε αυτή τη περίπτωση δίνεται από το τύπο:

$$P_r = P_t \left( \frac{h_t h_r}{d^2} \right)^2 G_t G_r \quad (1.3)$$

όπου  $h_t$ ,  $h_r$  τα ύψη των κεραιών εκπομπής και λήψης αντίστοιχα και έχουμε κάνει την υπόθεση ότι  $d^2 \gg h_t h_r$ . Εδώ βλέπουμε ότι ο εκθέτης της απόστασης είναι 4 που σημαίνει ότι η ισχύς μειώνεται κατά 40 db ανά δεκάδα. Στο πίνακα 1-2 παρουσιάζονται οι τιμές του εκθέτη-συντελεστή απωλειών διαδρομής ανάλογα με το περιβάλλον διάδοσης :

Περιβάλλον	Εκθέτης απωλειών διαδρομής n
Ελεύθερος χώρος	2
Αστική περιοχή	2.7-3.5
Σκιασμένη αστική περιοχή	3-5
Εντός κτιρίου με οπτική επαφή	1.6-1.8
Εντός κτιρίου χωρίς οπτική επαφή	4-6
Εργοστάσιο χωρίς οπτική επαφή	2-3

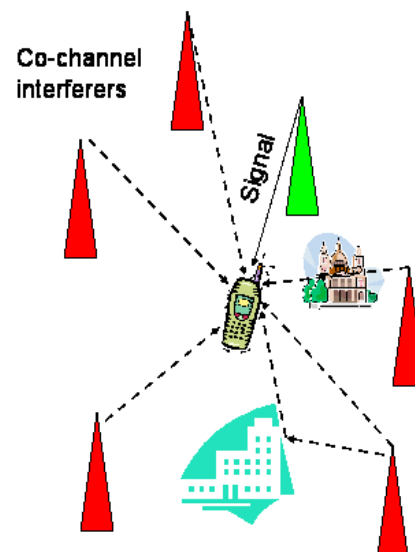
Πίνακας 1-2 : Τιμές συντελεστή n ανάλογα με το περιβάλλον διάδοσης

ii) Η σκίαση, η οποία περιγράφεται από μια λογαριθμική-κανονική κατανομή, χαρακτηρίζει την εξασθένιση του σήματος λόγω παρεμπόδισης από κτίρια και άλλα αντικείμενα. Το φαινόμενο αυτό εκφράζει την αταξία στο περιβάλλον διάδοσης, η οποία μπορεί να είναι διαφορετική σε θέσεις με την ίδια απόσταση πομπού και δέκτη, με αποτέλεσμα η μέση λαμβανόμενη ισχύς στις θέσεις αυτές να ποικίλει, ακολουθώντας κατονομή Gauss γύρω από μια μέση τιμή.

iii) Παρεμβολές. Ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών θεωρείται αποδοτικότερο όταν μπορεί να εξυπηρετήσει όσο το δυνατόν περισσότερους χρήστες. Με την ύπαρξη όμως των παρεμβολών σε ένα σύστημα μειώνεται η χωρητικότητα

του συστήματος. Με τον όρο παρεμβολή ορίζουμε την άφιξη σημάτων ανεπιθύμητων στο δέκτη στο ίδιο εύρος ζώνης με το σωστό σήμα προς λήψη. Αποτέλεσμα αυτού του φαινομένου είναι να φτάνει στο δέκτη το σήμα με πολύ χαμηλότερη ποιότητα από τη προσδοκώμενη. Οι λόγοι που παρουσιάζονται οι παρεμβολές είναι : η επαναχρησιμοποίηση της ίδιας συχνότητας, η χρήση μη αποδοτικών φίλτρων και η μη γραμμική ενίσχυση των σημάτων[1]. Οι κατηγορίες παρεμβολών είναι:

A) Ομοδιαυλική παρεμβολή (co-channel interference). Η ανάγκη να εκμεταλλευτούμε όσο το δυνατόν περισσότερο το διαθέσιμο φάσμα οδηγεί στην επαναχρησιμοποίηση ραδιοδιαύλων της ίδιας συχνότητας. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να δημιουργούνται ομοδιαυλικές κυψέλες με αποτέλεσμα να παρεμβάλλονται σήματα από αυτές και να δημιουργείται ομοδιαυλική παρεμβολή. Όπως φαίνεται και στην εικόνα 1-6 ο κινητός σταθμός λαμβάνει σήμα από το σταθμό εκπομπής (πράσινος σταθμός) αλλά την ίδια στιγμή κάποιοι άλλοι σταθμοί (κόκκινοι) –που στη προκειμένη περίπτωση ονομάζουμε σταθμούς παρεμβολής- εκπέμπουν στην ίδια συχνότητα με αποτέλεσμα ο κινητός σταθμός να λαμβάνει τα σήματα τους και να δημιουργούνται παρεμβολές στο επιθυμητό σήμα[4].



Εικόνα 1-6: Παράδειγμα ομοδιαυλικής παρεμβολής

Οι ομοδιαυλικές παρεμβολές μπορούν να αντιμετωπιστούν με τεχνικές απόδοσης διαύλων. Αυτές οι τεχνικές μπορούν να είναι είτε στατικές είτε δυναμικές.

Παραδείγματα στατικών τεχνικών είναι: η ανάπτυξη σχεδίων για τη σωστή κατανομή συχνοτήτων, η μελέτη για τη σωστή τοποθέτηση των σταθμών βάσης, τα ύψη των κεραιών, η επιλογή κωδικοποίησης και διαμόρφωσης του καναλιού κ.α.

Παραδείγματα δυναμικών τεχνικών είναι: αλγόριθμοι ελέγχου ισχύος, αλγόριθμοι προσαρμογής ζεύξης, κατευθυντικές κεραιές, δυναμική κατανομή εύρους ζώνης κ.α. Φυσικά η χρήση δυναμικών τεχνικών έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της πολυπλοκότητας του συστήματος.



Β) Παρεμβολές γειτονικού διαύλου (adjacent channel interference) είναι οι παρεμβολές που δημιουργούνται από την ισχύ ενός γειτονικού σήματος. Οι παρεμβολές αυτές είναι αποτέλεσμα της ανεπάρκειας των φίλτρων ραδιοσυχνοτήτων είτε στο δίαυλο του επιθυμητού σήματος είτε στο δίαυλο του γειτονικού σήματος. Τρόπος αντιμετώπισης είναι η χρήση σωστών διαστημάτων φύλαξης μεταξύ των διαύλων.

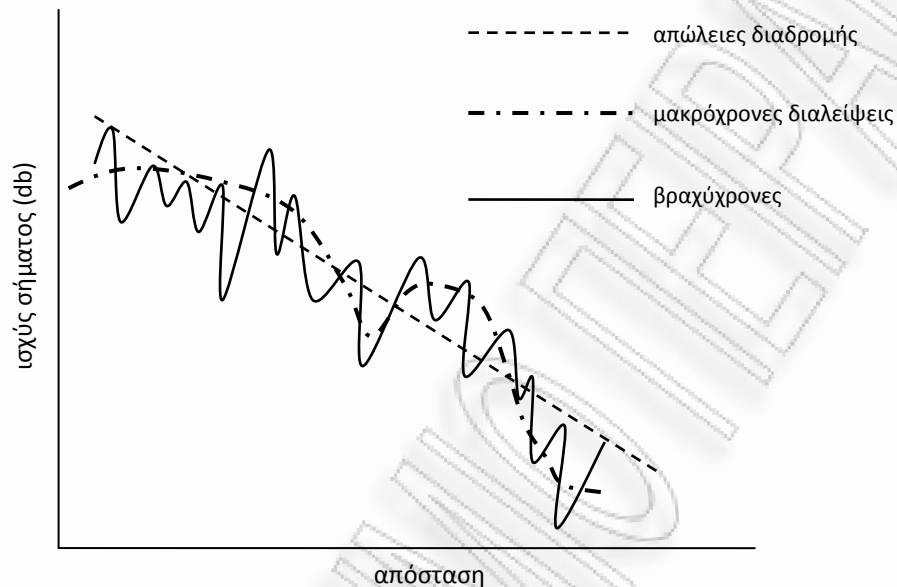
Γ) Οι παρεμβολές ενδοδιαμόρφωσης (intermodulation interference) δημιουργούνται από προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης κατά τη μη γραμμική ενίσχυση πολλαπλών σημάτων, όπως στην περίπτωση σημάτων πολυπλεγμένων κατά συχνότητα. Τρόπος αντιμετώπισης της παρεμβολής ενδοδιαμόρφωσης είναι να λειτουργούν οι ενισχυτές στη γραμμική περιοχή με κόστος τη μη πλήρη εκμετάλλευση της μέγιστης ενίσχυσης που μπορούν να επιτύχουν.

Δ) Η διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference) προκαλείται από τη χρονική εξάπλωση των ψηφίων με αποτέλεσμα να έχει αρνητική επίδραση στην αποκωδικοποίηση των ψηφίων. Τρόπος αντιμετώπισης είναι η αύξηση του εύρους ζώνης[4].

iv) Διαλείψεις. Η απόσταση επιφέρει μείωση της ισχύος του σήματος αλλά εκτός από αυτό επηρεάζεται το επίπεδο του σήματος από τοπικές διακυμάνσεις, τις διαλείψεις. Υπάρχουν δύο ειδών διαλείψεις : οι μακροχρόνιες και οι βραχυχρόνιες[6].

Α) Μακροχρόνιες διαλείψεις. Προκαλούνται από το φαινόμενο της σκίασης και αποτελούν το μέσο όρο των βραχυχρόνιων διαλείψεων όπως φαίνεται και στην εικόνα 1-7. Η ισχύς τους σήματος μειώνεται λογαριθμικά λόγω των διαλείψεων με την αύξηση της απόστασης. Οι μακροχρόνιες διαλείψεις επηρεάζονται από τα κτίρια, τη μορφολογία του εδάφους, το ύψος των κεραιών καθώς και από τη συχνότητα. Μια τυπική τιμή για τις μακροχρόνιες διαλείψεις είναι τα 8dB.





Εικόνα 1-7: Γράφημα απολειών διαδρομής και διαλείψεων

Β) Βραχυχρόνιες διαλείψεις. Είναι οι γρήγορες διακυμάνσεις στο χώρο, στο χρόνο και στη συχνότητα του σήματος. Προκαλούνται από τις ανακλάσεις πολλαπλών διαδρομών στα διάφορα εμπόδια. Οι σχετικές φάσεις των σημάτων αλλάζουν κατά τη μετακίνηση του σήματος από ένα μέρος στο άλλο. Η συνισταμένη των σημάτων που φτάνουν στο δέκτη μπορεί να έχει υψηλή στάθμη και να έχει σαν αποτέλεσμα την θετική επιρροή στο σήμα. Σε κάποιες περιπτώσεις όμως οι διαδρομές που φτάνουν στο δέκτη ακυρώνουν η μία την άλλη με αποτέλεσμα την πτώση της ισχύος. Σε περιπτώσεις μεγάλης απόστασης όπου η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη είναι πολύ μεγαλύτερη από τα ύψη των κεραιών ( $d^2 \gg h_t h_r$ ) οι βραχυχρόνιες διαλείψεις είναι αμελητέες καθώς η διαφορά των φάσεων των αφιχθέντων σημάτων είναι μικρή. Για να προσδιορίσουμε το μέγεθος των επιδράσεων των βραχυχρόνιων διαλείψεων είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε την δομή των πολλαπλών διαδρομών του διαύλου, που αποκτάται μετά από μετρήσεις στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας. Προκύπτουν τα εξής φαινόμενα [1], [7]:

- Εξάπλωση καθυστέρησης (delay spread) . Προκαλείται όταν το ίδιο σήμα φθάνει σε διαφορετικές χρονικές στιγμές στον δέκτη. Το σήμα φτάνει συνήθως μέσω πολλαπλών διαδρομών και με διαφορετικές γωνίες άφιξης. Η διαφορά χρόνου μεταξύ τη στιγμή της άφιξης της γρηγορότερης διαδρομής και της αργότερης, ονομάζεται εξάπλωση καθυστέρησης.

Στην εικόνα 1-5 που είδαμε προηγουμένως, η συνιστώσα του σήματος που ακολουθεί την συντομότερη διαδρομή  $d_0$  φθάνει απευθείας στο δέκτη. Ο δέκτης λαμβάνει και μια δεύτερη εκδοχή του σήματος από ανάκλαση μέσω της μακρύτερης διαδρομής  $d_1+d_2$ . Θεωρούμε πως τα δύο λαμβανόμενα σήματα έχουν παραπλήσιες στάθμες. Η εξάπλωση καθυστέρησης λοιπόν σε αυτή τη περίπτωση δίνεται από το τύπο:

$$\tau = \frac{d_1 + d_2 - d_0}{c} \quad (1.4)$$

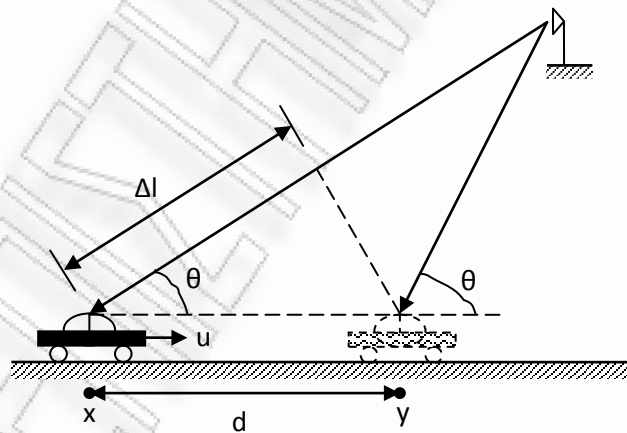
Στο συγκεκριμένο παράδειγμα βέβαια, η περίπτωση είναι πολύ απλουστευμένη αφού στη πραγματικότητα οι εκδοχές του σήματος που φτάνουν στο σήμα λόγω πολλαπλών διαδρομών είναι πολύ περισσότερες. Η εξάπλωση καθυστέρησης σε πραγματικές συνθήκες δίνεται από τη τιμή rms. Στο πίνακα 1-3 δίνονται κάποιες τυπικές τιμές σε διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης.

Περιβάλλον	rms εξάπλωση καθυστέρησης
Εσωτερικός χώρος κτιρίου	<0.1 $\mu$ s
Ανοικτός χώρος	<0.2 $\mu$ s
Ημιαστική περιοχή	0.5 $\mu$ s
Αστική περιοχή	3 $\mu$ s

Πίνακας 1-3: Εξάπλωση καθυστέρησης συναρτήσει περιβάλλοντος διάδοσης

- Εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth). Το εύρος ζώνης συνοχής είναι αντιστρόφως ανάλογο της RMS εξάπλωσης καθυστέρησης. Είναι ένα στατιστικό μέτρο του φάσματος των συχνοτήτων για το οποίο το κανάλι μπορεί να θεωρηθεί «επίπεδο», ή με άλλα λόγια, η προσέγγιση του μέγιστου εύρους ζώνης ή του διαστήματος μεταξύ των συχνοτήτων. Το διάστημα δηλαδή μέσα στο οποίο οι φασματικές συνιστώσες επηρεάζονται κατά παρόμοιο τρόπο, διέρχονται με περίπου ίσο κέρδος και γραμμική φάση.

- Εξάπλωση Doppler. Το φαινόμενο εμφανίζεται όταν ο πομπός ή ο δέκτης ή και οι δυο βρίσκονται σε κίνηση. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η συχνότητα του λαμβανόμενου σήματος να διαφέρει από αυτή του εκπεμπόμενου. Η ολίσθηση αυτή εμφανίζεται στη μετάδοση σημάτων μεταξύ μη σταθερών σημείων ως προς το χώρο.



Εικόνα 1-8: Ολίσθηση Doppler

Η ολίσθηση Doppler είναι ευθέως ανάλογη προς την ταχύτητα και την κατεύθυνση του κινητού σε σχέση με την κατεύθυνση άφιξης του σήματος. Στην εικόνα 1-8 έστω ότι ο σταθμός εκπέμπει ένα σήμα με συχνότητα  $f_c$  και πλάτος  $A$ . Το λαμβανόμενο σήμα, εάν το τερματικό που λαμβάνει το σήμα, ήταν ακίνητο στη θέση  $x$  θα ήταν:

$$r(t) = A_r \exp\{j2\pi f_c(t - \tau_0)\} \quad (1.5)$$

με  $\tau_0$  το χρόνο που κάνει το σήμα για να φθάσει. Υποθέτουμε όμως πως το τερματικό κινείται με ταχύτητα  $u$  από το σημείο  $x$  στο σημείο  $y$  διανύοντας την απόσταση  $d$ . Υποθέτουμε ότι η απόσταση πομπού και δέκτη είναι τόσο μεγάλη που η γωνία που δημιουργείται και στα δύο σημεία είναι ίση με  $\theta$ . Ο χρόνος που απαιτείται για να φτάσει το σήμα, πλέον είναι:

$$\tau(t) = \tau_0 - \frac{\Delta l}{c} = \tau_0 - \frac{d \cos \theta}{c} = \tau_0 - \frac{u \cos \theta}{c} t \quad (1.6)$$

όπου  $c$  η ταχύτητα του φωτός. Άρα το λαμβανόμενο σήμα είναι:  $r(t) = A_r \exp \left\{ j \left[ 2\pi \left( f_c + f_c \frac{u}{c} \cos \theta \right) t - \phi \right] \right\}$ . (1.7)

$$\text{Άρα η συχνότητα } f_D = f_c \frac{u}{c} \cos \theta = \frac{u}{\lambda} \cos \theta \quad (1.8)$$

είναι η ολίσθηση Doppler στη προκειμένη περίπτωση. Έτσι ανάλογα τη περίπτωση το λαμβανόμενο σήμα θα περιέχει φασματικές συνιστώσες στη περιοχή  $f_c - f_D$  και  $f_c + f_D$ .

- Χρόνος συνοχής. Καθώς τα τερματικά κινούνται, ή άλλα αντικείμενα κινούνται γύρω από αυτά, το επίπεδο του λαμβανόμενου σήματος αυξομειώνεται. Ο ρυθμός των διαλείψεων του παρατηρούμενου σήματος στο πεδίο του χρόνου, συνδέεται στενά με το εύρος της εξάπλωσης Doppler στο πεδίο της συχνότητας. Οι επιλεκτικές ως προς τον χρόνο διαλείψεις μπορούν να χαρακτηριστούν από το χρόνο συνοχής του διαύλου,  $T_c$ , που είναι αντιστρόφως ανάλογος της εξάπλωσης Doppler και αποτελεί ένα μέτρο της ταχύτητας μεταβολής του διαύλου με τον χρόνο. Έτσι, όσο αυξάνεται ο χρόνος συνοχής (μειώνεται η εξάπλωση Doppler), τόσο πιο αργές είναι οι αυξομειώσεις του σήματος [1], [7].

## 1.5. Διαμόρφωση σήματος

### 1.5.1. Γενικά

Στις τηλεπικοινωνίες, διαμόρφωση ονομάζεται η διαδικασία μεταβολής ενός περιοδικού σήματος, συνήθως υψίσυχνου, με στόχο την κωδικοποίηση σε αυτό ενός σήματος χαμηλής συχνότητας το οποίο μεταφέρει κωδικοποιημένη πληροφορία. Το υψίσυχνο σήμα τότε καλείται φέρον και συνήθως είναι σήμα απλής συχνότητας (π.χ. μία ημιτονοειδής κυματομορφή). Η διαμόρφωση απαιτείται για να μπορέσει να διέλθει ένα σήμα από κάποιο τηλεπικοινωνιακό κανάλι (ένα καλώδιο, στις ενσύρματες επικοινωνίες, ή ο ελεύθερος χώρος, στις ασύρματες επικοινωνίες) το εύρος ζώνης του οποίου δεν επικαλύπτεται με το εύρος ζώνης του σήματος. Στο άλλο άκρο της επικοινωνίας, στον παραλήπτη, λαμβάνει χώρα η αντίστροφη διαδικασία προκειμένου να ανακτηθεί το αρχικό σήμα, η αποδιαμόρφωση. Μια συσκευή η οποία μπορεί να επιτελεί και τις δύο διεργασίες, έτσι ώστε να λειτουργεί και ως αποστολέας και ως παραλήπτης, ονομάζεται μόντεμ (modem, εκ των αγγλικών λέξεων Modulator-Demodulator).

### 1.5.2. Αναλογικές Διαμορφώσεις

Στις αναλογικές διαμορφώσεις το σήμα πληροφορίας που διαμορφώνεται είναι σε αναλογική μορφή. Οι κυριότερες μέθοδοι των αναλογικών διαμορφώσεων είναι οι[9]:

#### 1.5.2.1. Διαμόρφωση πλάτους (AM)

Η διαμόρφωση Πλάτους (AM - Amplitude Modulation) είναι μία αναλογική διαμόρφωση σήματος. Στην διαμόρφωση AM μεταβάλλεται το πλάτος του υψίσυχνου φέροντος κύματος ανάλογα με το πλάτος του σήματος πληροφορίας (ακουστικού σήματος). Το διαμορφωμένο σήμα AM που προκύπτει έχει σταθερή συχνότητα και μεταβαλλόμενο πλάτος. Η κύρια εφαρμογή της διαμόρφωσης AM είναι στην ραδιοφωνία. Η τεχνική της AM όμως μειονεκτεί σε σχέση με την FM στο ότι επηρεάζεται εντονότερα από τον ηλεκτρονικό θόρυβο (παράσιτα). Τα κυκλώματά της όμως πλεονεκτούν σε χαμηλές συχνότητες και έτσι εξακολουθεί να



χρησιμοποιείται σε εκπομπές στην ζώνη των μακρών και των μεσαίων κυμάτων. Με διαμόρφωση AM διαμορφώνεται και το σήμα εικόνας του αναλογικού τηλεοπτικού σήματος (το σήμα ήχου διαμορφώνεται με FM). Η διαμόρφωση AM χωρίζεται σε α) Διαμόρφωση απλής ζώνης (SSB) και β) Διαμόρφωση διπλής ζώνης (DSB)[9].

### 1.5.2.2. Διαμόρφωση συχνότητας (FM)

Η διαμόρφωση συχνότητας (FM - Frequency Modulation) είναι μία αναλογική διαμόρφωση σήματος. Στην διαμόρφωση συχνότητας η συχνότητα του υψίσυχνου σήματος (φέρων κύμα) μεταβάλλεται ανάλογα με το πλάτος του σήματος πληροφορίας (ακουστικό σήμα). Το διαμορφωμένο σήμα που προκύπτει έχει σταθερό πλάτος άλλα μεταβαλλόμενη συχνότητα και μοιάζει να παρουσιάζει «πυκνώματα» και «αραιώματα». Ο τρόπος με τον οποίο το πλάτος του ακουστικού σήματος επηρεάζει το φέρον είναι ο εξής. Όπου το ακουστικό σήμα έχει μεγάλο πλάτος έχουμε αύξηση της συχνότητας του φέροντος και όπου το ακουστικό σήμα έχει μικρό πλάτος έχουμε μείωση της συχνότητας του φέροντος.

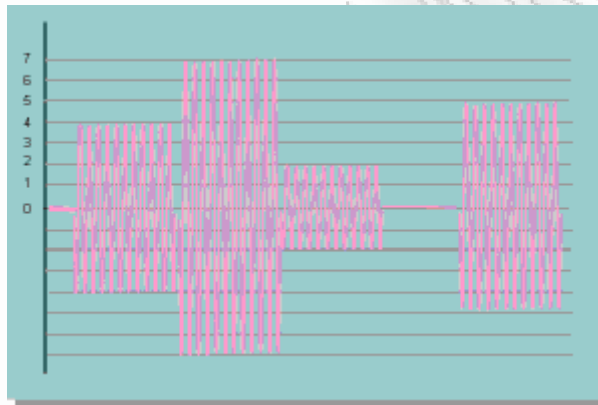
### 1.5.2.3. Διαμόρφωση φάσης (PM)

Διαμόρφωση φάσης (PM) είναι μια μορφή διαμόρφωσης που αντιπροσωπεύει τις πληροφορίες όπως διακυμάνσεις στην στιγμιαία φάση ενός κύματος. Σε αντίθεση με τη πιο διαδεδομένη μορφή διαμόρφωσης, τη διαμόρφωση συχνότητας (FM), η PM δε χρησιμοποιείται ιδιαίτερα για ραδιοφωνικές μεταδόσεις. Αυτό συμβαίνει επειδή τείνει να απαιτείται πιο περίπλοκη χρήση υλικού και μπορεί να υπάρξουν προβλήματα ασάφειας στο να καθοριστεί αν, για παράδειγμα, το σήμα έχει αλλάξει φάση από  $+180^\circ$  ή  $-180^\circ$ . Η διαμόρφωση φάσης χρησιμοποιείται, ωστόσο, σε ψηφιακούς συνθέτες μουσικής, ακόμα κι αν τα μέσα αυτά συνήθως αναφέρονται ως "FM" συνθέτες (synthesizers) (και οι δύο αυτοί τύποι διαμόρφωσης (PM και FM) ακούγονται πολύ παρόμοιοι, αλλά η PM είναι συνήθως ευκολότερο να εφαρμοστεί σε αυτόν τον τομέα).

## 1.5.3. Ψηφιακές Διαμορφώσεις

### 1.5.3.1. Διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (ASK)

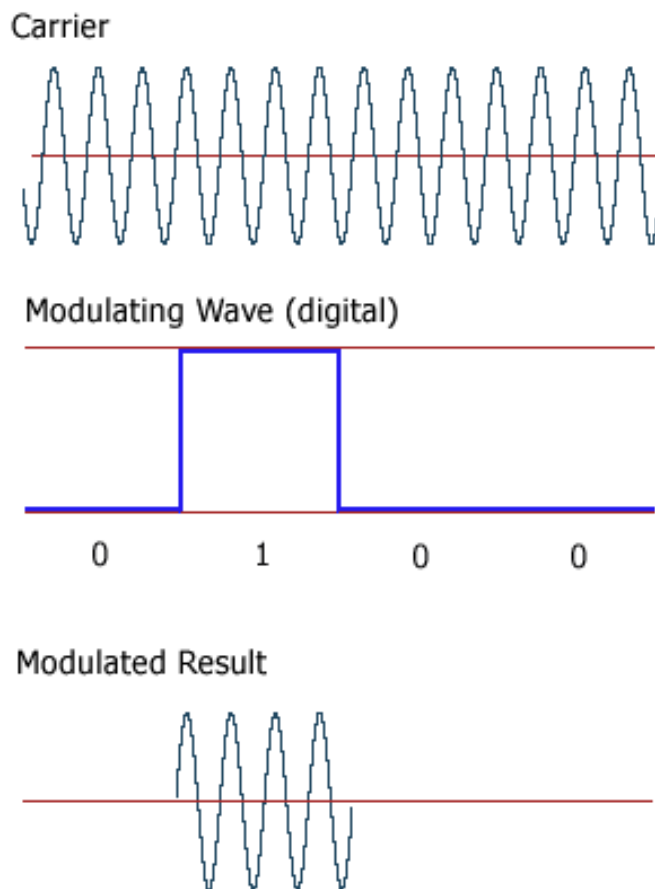
Η πιο απλή διαμόρφωση διέλευσης ζώνης μιας ακολουθίας δεδομένων είναι η Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους (Amplitude-shift Keying - ASK) όπου ψηφιακά δεδομένα παρουσιάζονται ως αλλαγές στο πλάτος ενός φέροντος σήματος. Στη δυαδική ASK, απαιτούνται μόνο δυο καταστάσεις συμβόλων, οπότε το φέρον απλά ενεργοποιείται ή διακόπτεται και γι' αυτό η διαδικασία ονομάζεται Διαμόρφωση ON-OFF Keying (OOK). Η ύπαρξη φέροντος σήματος υποδηλώνει δυαδικό 1 ενώ η απουσία του δυαδικό 0. Εάν χρησιμοποιούνται περισσότερες από δυο καταστάσεις συμβόλων, τότε χρησιμοποιείται μια M-αδική σηματοδosis ASK, όπως η ASK οκτώ επιπέδων, που εικονίζεται στην εικόνα 1-12 [10].



Εικόνα 1-12: Amplitude shift keying

Σε πιο εξειδικευμένες εφαρμογές όπου υπάρχουν περισσότερα λογικά επίπεδα, δηλαδή χρησιμοποιούνται δεδομένα άνω του ενός bit, το πλάτος του φέροντος σήματος μπορεί να πάρει περισσότερες διακριτές τιμές. Για ένα bit παίρνει 2 διακριτές τιμές, για 2 bits 4 διακριτές τιμές, για 3 bits 8 διακριτές κ.ο.κ. δηλαδή αν θέλουμε να μεταφέρουμε ένα δεδομένο  $n$  bits σε έναν παλμό τότε το πλάτος του φέροντος σήματος ιδανικά μπορεί να πάρει  $2^n$  διακριτές τιμές [8]. Η συγκεκριμένη εφαρμογή χρησιμοποιείται ιδιαίτερα για την επικοινωνία μέσω κώδικα Μορς σε ραδιοφωνικές συχνότητες.





Εικόνα 1-13: Δυαδική Amplitude shift keying

Για την μεταφορά δεδομένων πολλών bit σε έναν παλμό πρέπει να λαμβάνεται υπόψη ο λόγος σήματος/θορύβου ώστε να είναι δυνατή η σωστή αποδιαμόρφωση του σήματος.

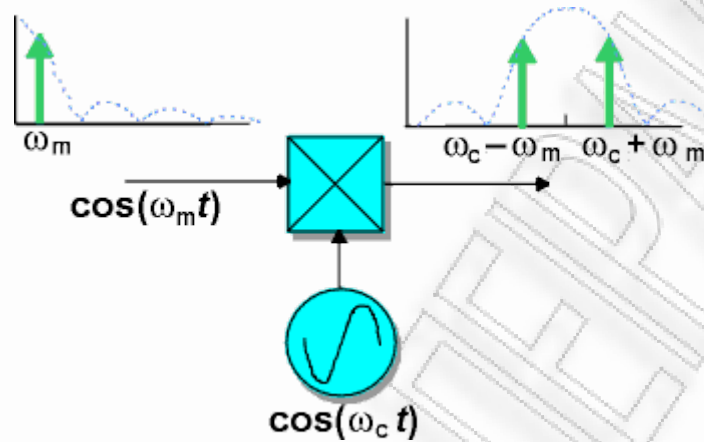
Το φάσμα ενός σήματος ASK μπορεί εύκολα να προσδιοριστεί εάν είναι γνωστό το φάσμα του σήματος δεδομένων βασικής ζώνης.

Τότε η διαδικασία της διαμόρφωσης ASK μπορεί να θεωρηθεί ως πολλαπλασιασμός του σήματος βασικής ζώνης με το φέρον [10].

Εάν θεωρήσουμε προς το παρόν μια μόνο συνιστώσα συχνότητας  $\cos \omega_m t$  του σήματος βασικής ζώνης και εκτελέσουμε το μαθηματικό πολλαπλασιασμό της με το φέρον,  $\cos \omega_c t$ , τότε το διαμορφωμένο σήμα προκύπτει ότι είναι:

$$\cos \omega_m t \cdot \cos \omega_c t = 0.5 \cos(\omega_c - \omega_m)t + 0.5 \cos(\omega_c + \omega_m)t \quad (1.9)$$

Το διαμορφωμένο φάσμα γι' αυτή την περίπτωση είναι δυο παρόμοιες συνιστώσες, τοποθετημένες συμμετρικά ως προς τη συχνότητα του φέροντος.

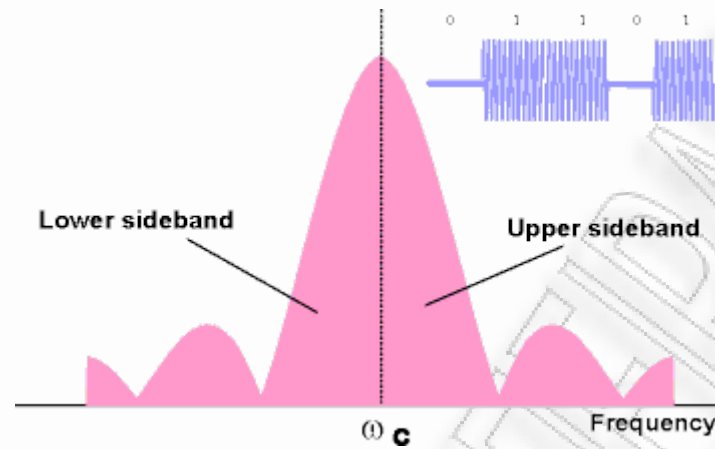


Εικόνα 1-14: Συμμετρία στη διαμόρφωση ASK

#### Φασματική κάλυψη της διαμόρφωσης ASK : Το φάσμα ASK ενός σήματος δεδομένων

Εάν τώρα συμπεριλάβουμε όλες τις συνιστώσες του βήματος βασικής ζώνης που θα υποστούν μίξη με το φέρον και θα δημιουργήσουν μια συνιστώσα αθροίσματος και μια συνιστώσα διαφοράς των επιμέρους συχνοτήτων, προκύπτει ότι το τελικό φάσμα θα είναι πάλι συμμετρικό ως προς τη συχνότητα του φέροντος και θα αποτελείται από την εικόνα του αρχικού φάσματος (δηλαδή τη μορφή της συνάρτησης  $\text{sinc}$ ) συν το ανεστραμμένο είδωλο αυτής που είχε η ακολουθία δεδομένων όταν δεν είχε υποστεί φιλτράρισμα.

Αυτό το φάσμα ASK αναφέρεται συχνά ως αμφίπλευρο φάσμα (double sideband, DSB) και έχει μια άνω πλευρική (upper sideband, USB) και μια κάτω πλευρική ζώνη (lower sideband, LSB) ως προς το φέρον (εικ 1-15) [10].



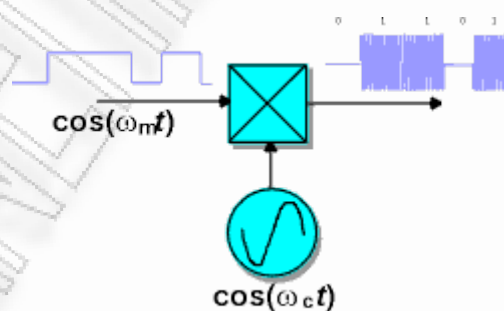
Εικόνα 1-15: Φάσμα ASK

Είναι προφανές ότι το εύρος ζώνης που καταλαμβάνεται από τη διαμόρφωση ASK είναι το διπλάσιο του εύρους ζώνης του αρχικού σήματος και η μέγιστη δυνατή φασματική απόδοση είναι [10]:

$$\text{Φασματική απόδοση δυαδικής ASK} = 1 \text{ bit/sec/Hz}$$

#### Δημιουργία σημάτων με διαμόρφωση ASK

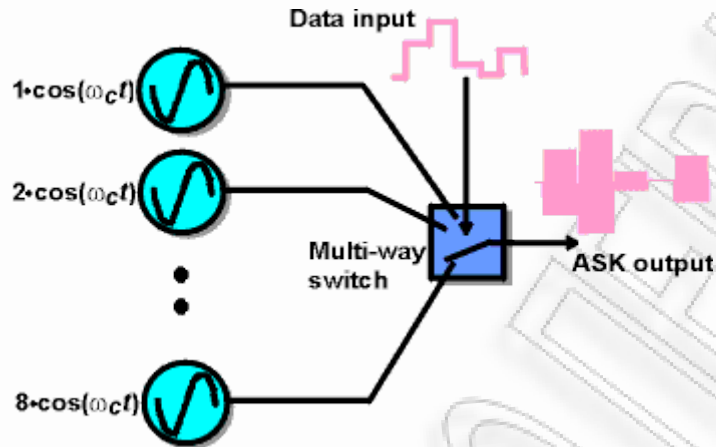
Έχουμε ήδη δει πει ότι ένα σήμα ASK μπορεί να δημιουργηθεί με τη βοήθεια ενός μίκτη, ο οποίος πολλαπλασιάζει το φέρον με την ακολουθία βασικής ζώνης. Αυτή η διαδικασία ονομάζεται γραμμική διαδικασία.



Εικόνα 1-16: Γραμμική διαδικασία σε ASK

Μια απλούστερη, εναλλακτική μέθοδος, ειδικά για τη δυαδική διαμόρφωση ASK, είναι η χρησιμοποίηση ενός διακόπτη καθοδηγούμενου από το σήμα των δεδομένων για να συνδέουμε και να αποσυνδέουμε το φέρον. Για

περισσότερες από δυο καταστάσεις συμβόλων η παραπάνω προσέγγιση καθίσταται μάλλον περίπλοκη, καθώς θα πρέπει να συνδέονται φορείς με διαφορετικά πλάτη, για να αναπαρασταθεί ο απαιτούμενος αριθμός καταστάσεων συμβόλων[10].

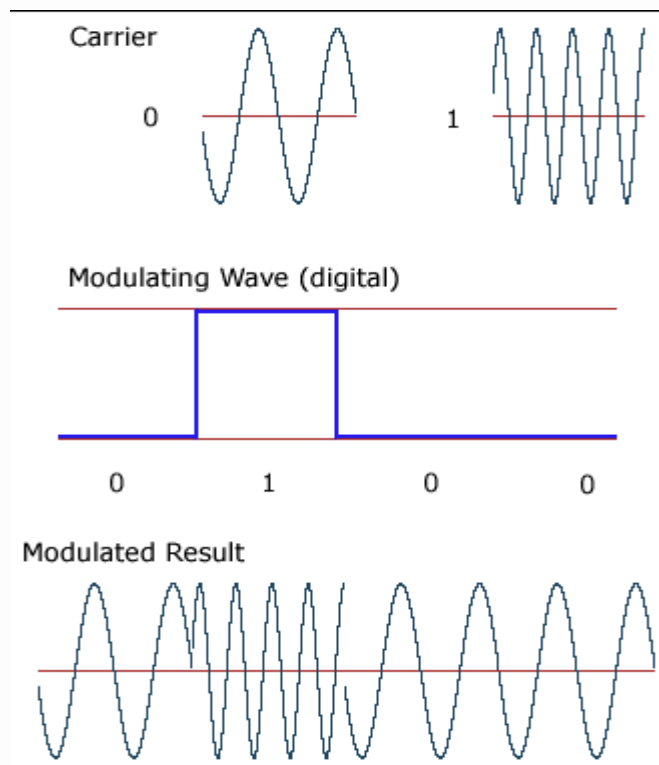


Εικόνα 1-17 : Παραγωγή σημάτων ASK με διακόπτη πολλαπλών θέσεων

### 1.5.3.2. Διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας (FSK)

Διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας (*Frequency-shift Keying - FSK*) ονομάζεται ο τύπος διαμόρφωσης σήματος όπου ψηφιακά δεδομένα παρουσιάζονται ως αλλαγές στη συχνότητα ενός φέροντος σήματος.

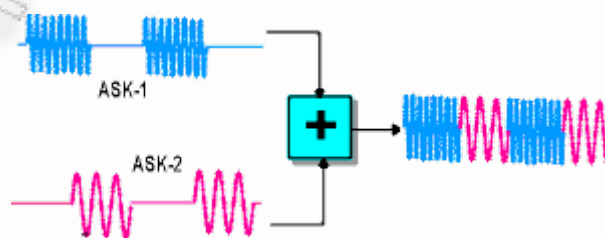
Τα περισσότερα από τα πρώτα μοντέλα modem χρησιμοποιούσαν διαμόρφωση FSK για να στείλουν και να λάβουν δεδομένα με ρυθμούς μέχρι 300, 600 ή 1200 bits το δευτερόλεπτο. Μερικοί μικρό-υπολογιστές χρησιμοποιούσαν μια ειδική μορφή διαμόρφωσης FSK, το πρότυπο Kansas City, για αποθήκευση δεδομένων σε κασέτες ήχου. Η διαμόρφωση FSK χρησιμοποιείται ακόμη στο ερασιτεχνικό ραδιόφωνο γιατί επιτρέπει μεταφορά δεδομένων από μη τροποποιημένο εξοπλισμό για μετάδοση φωνής [8].



Εικόνα 1-8: Frequency shift keying

Η ψηφιακή διαμόρφωση συχνότητας έχει χρησιμοποιηθεί έως τελευταία κατά κόρον για τη δημιουργία αλλά και την ανίχνευση, ενώ παράλληλα είναι αναισθητή στις διακυμάνσεις πλάτους που προκαλεί το κανάλι. Η μέθοδος FSK μεταφέρει τα δεδομένα χρησιμοποιώντας φορείς με διακριτές συχνότητες, ώστε να αναπαραστήσει με αυτές, τις καταστάσεις συμβόλων. Μια σημαντική ιδιότητα της FSK είναι ότι το πλάτος του διαμορφωμένου σήματος είναι σταθερό.

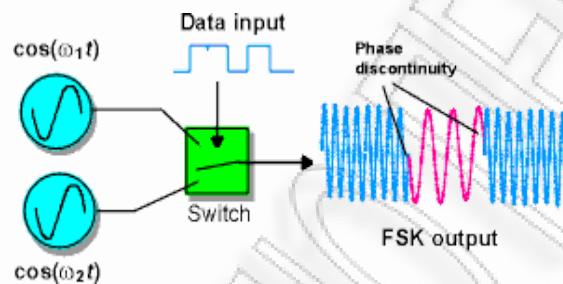
Θεωρήστε την περίπτωση της μη φιλτραρισμένης διαμόρφωσης FSK που φαίνεται στην εικόνα 1-9. Αυτή η κυματομορφή μπορεί να θεωρηθεί ως δυο ξεχωριστές ακολουθίες ASK προτού εκπεμφθούν στο κανάλι.



Εικόνα 1-9: Παράδειγμα ψηφιακής διαμόρφωσης συχνότητας

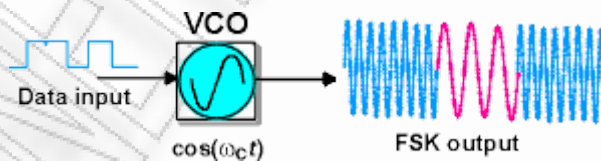
### Δημιουργία σημάτων με διαμόρφωση FSK

Η διαμόρφωση FSK μπορεί να δημιουργηθεί με μεταγωγή μεταξύ διαφορετικών πηγών συχνοτήτων χρησιμοποιώντας ένα διακόπτη, αλλά τότε είναι πιθανόν να συμβαίνουν άλματα φάσης μεταξύ των καταστάσεων συμβόλων κατά τις στιγμές μετακίνησης του διακόπτη. Κάθε ασυνέχεια φάσης στα όρια των συμβόλων ενισχύει την εμφάνιση υψισύχνων όρων στο φάσμα που προκύπτει και επομένως αυξάνει το εύρος ζώνης που απαιτείται για τη μετάδοση.



Εικόνα 1-10 Δημιουργία FSK μέσω διακόπτη

Η διαμόρφωση FSK μπορεί να δημιουργηθεί και με άλλον τρόπο, εάν το σήμα των δεδομένων εφαρμοστεί ως τάση ελέγχου σε έναν ταλαντωτή ελεγχόμενο από τάση (voltage controlled oscillator, VCO). Εδώ η μετάβαση από τη μια κατάσταση συμβόλων στην επόμενη γίνεται ομαλά, χωρίς ασυνέχεια φάσης. Η διαμόρφωση FSK αυτού του είδους ονομάζεται FSK συνεχούς φάσης (continuous phase FSK, CPFSK). [10]



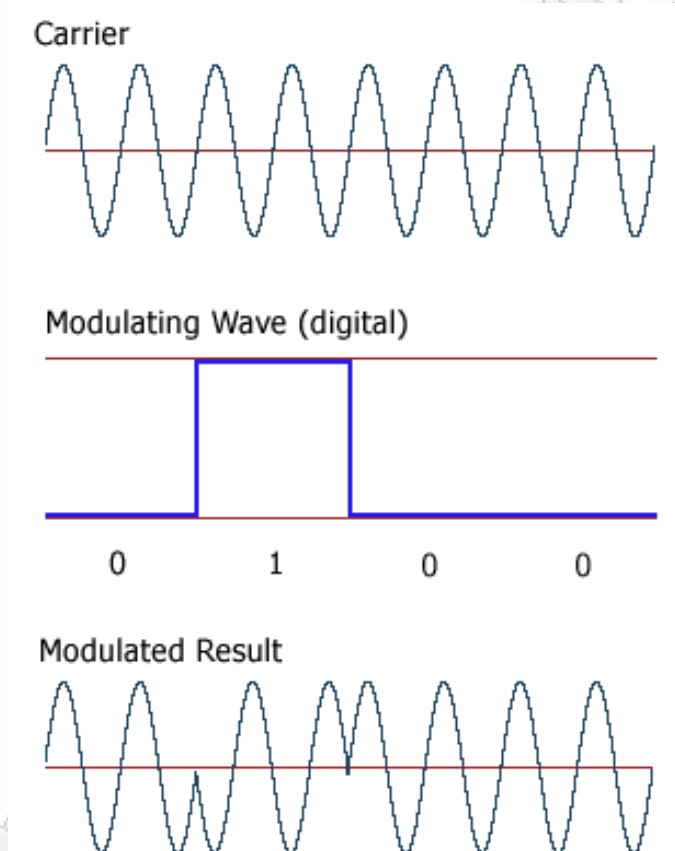
Εικόνα 1-11: Δημιουργία FSK με VCO

### 1.5.3.3. Διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (PSK)

Phase-shift keying (PSK) είναι ένα ψηφιακό σύστημα διαμόρφωσης που μεταφέρει δεδομένα με την αλλαγή ή την αυξομείωση της φάσης του σήματος. Τα

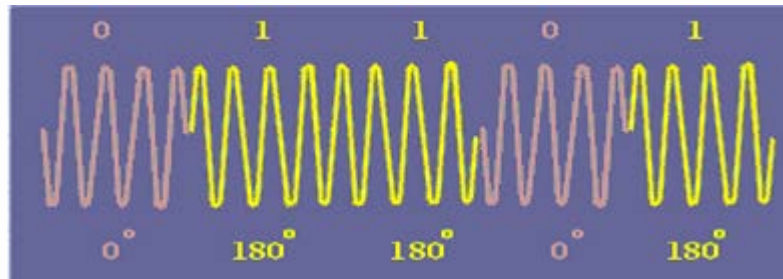


ψηφιακά δεδομένα κωδικοποιούνται σε τμήματα ημιτονοειδών σημάτων ίδιου χρονικού εύρους, ίδιας συχνότητας και διαφορετικής αρχικής φάσης[8]. Η PSK χρησιμοποιεί έναν πεπερασμένο αριθμό των φάσεων και στη κάθε φάση αποδίδεται ένας μοναδικός τύπος δυαδικών bits. Συνήθως, κάθε φάση κωδικοποιεί ίσο αριθμό bits. Ο αποδιαμορφωτής, ο οποίος έχει σχεδιαστεί ειδικά για τα σύμβολα που χρησιμοποιούνται από τον διαμορφωτή, καθορίζει τη φάση του λαμβανόμενου σήματος και την αποδιαμορφώνει στο σύμβολο που αντιπροσωπεύει και έτσι γίνεται η ανάκτηση των αρχικών στοιχείων προς αποστολή.[8]



Εικόνα 1-18: Phase shift keying

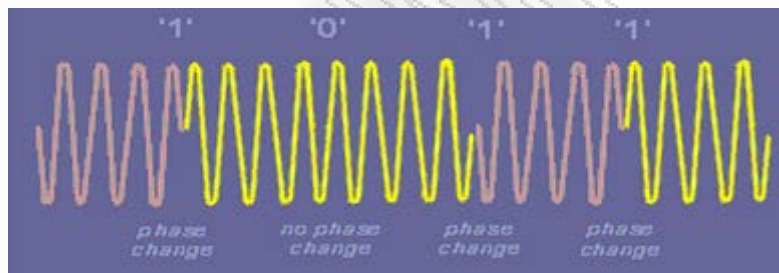
Στην Ψηφιακή Διαμόρφωση Φάσης η πληροφορία περιέχεται στη στιγμιαία φάση του διαμορφωμένου φέροντος. Αυτή η φάση συνήθως ενσωματώνεται στο φέρον και εκτιμάται ως προς ένα σταθερό φέρον αναφοράς γνωστής φάσης, και για αυτό ονομάζεται σύμφωνη PSK (coherent PSK) (εικ 1-19)[10].



Εικόνα 1-19 : Σύμφωνη ψηφιακή διαμόρφωση φάσης

Στη δυαδική διαμόρφωση PSK (Binary PSK, BPSK) χρησιμοποιούνται οι καταστάσεις φάσης  $0^\circ$  και  $180^\circ$ .

Είναι επίσης δυνατή η μετάδοση δεδομένων κωδικοποιημένων με τη μορφή μεταβολών φάσης (διαφοράς φάσης) ανάμεσα σε διαδοχικά σύμβολα. Αυτή η μέθοδος ονομάζεται Διαφορικά Σύμφωνη Ψηφιακή διαμόρφωση Φάσης (Differentially Coherent PSK) (εικ 1-20).

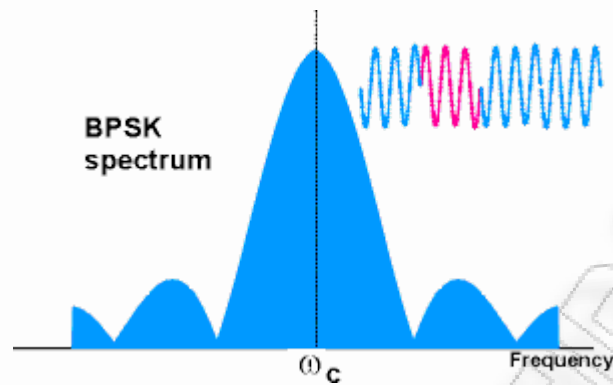


Εικόνα 1-20 : Διαφορική ψηφιακή διαμόρφωση φάσης

### Καταλαμβανόμενο φάσμα από τη διαμόρφωση PSK

Το εύρος ζώνης ενός δυαδικού σήματος PSK (BPSK) είναι ίδιο με αυτό του δυαδικού ASK, θεωρώντας τον ίδιο βαθμό μορφοποίησης παλμών. Στην πραγματικότητα, η BPSK μπορεί να φανεί ως ένα σήμα ASK με πλάτη  $+A$  και  $-A$  (αντί για  $+A$  και  $0$ , που είναι στην ASK).

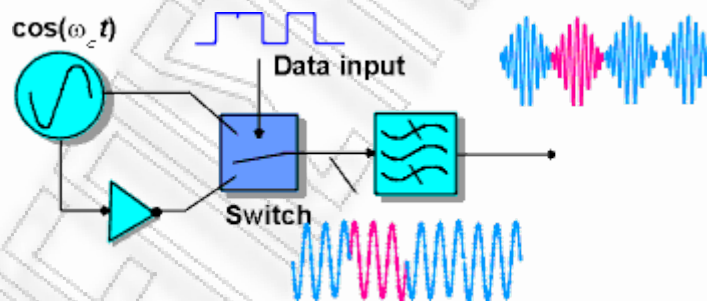
Εάν οι αλλαγές φάσης είναι απότομες στα όρια των συμβόλων, τότε, όπως και στην FSK, το εύρος ζώνης που καταλαμβάνεται θα είναι πολύ μεγαλύτερο από ότι θα είναι στην περίπτωση ομαλών μεταβάσεων από τη μια κατάσταση φάσης στην επόμενη. Έτσι εμφανίζεται η ανάγκη μορφοποίησης της διαμόρφωσης κυματομορφής [10].



Εικόνα 1-21: Φάσμα Phase shift keying

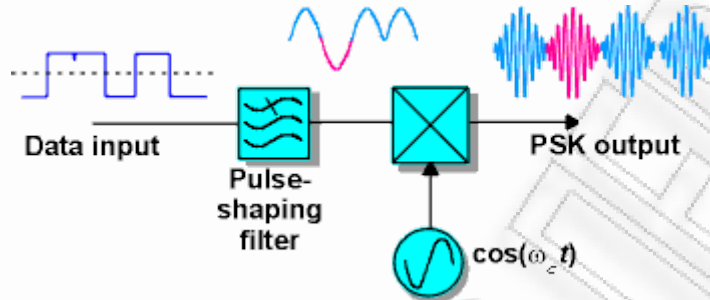
### Δημιουργία της διαμόρφωσης PSK

Ο απλούστερος τρόπος δημιουργίας της δυαδικής διαμόρφωσης PSK χωρίς φιλτράρισμα είναι να μεταβάλλουμε το πρόσημο του φορέα με ένα διακόπτη, χρησιμοποιώντας τα σύμβολα εισόδου, προκαλώντας διαφορά φάσης  $0^\circ$  και  $180^\circ$ . Όπως και στην ASK, αυτή η μέθοδος δεν ενδείκνυται και πολύ για να λάβουμε μια τελική κυματομορφή φιλτραρισμένη κατά Nyquist, λόγω της δυσκολίας που έχει η εφαρμογή ζωνοπερατών φίλτρων υψηλής συχνότητας.



Εικόνα 1-22: Δημιουργία PSK με διακόπτη

Εάν απαιτείται φιλτράρισμα, τότε πρέπει να χρησιμοποιηθεί γραμμικός πολλαπλασιασμός, ο οποίος θα επιτρέψει ακολουθία δεδομένων να προ-μορφοποιηθεί στη βασική ζώνη, πριν από τη διαδικασία διαμόρφωσης. Επειδή η διαδικασία διαμόρφωσης είναι γραμμική, η μορφή του φίλτρου βασικής ζώνης επικάθεται ακριβώς επάνω στο διαμορφωμένο σήμα ζώνης διέλευσης [10].

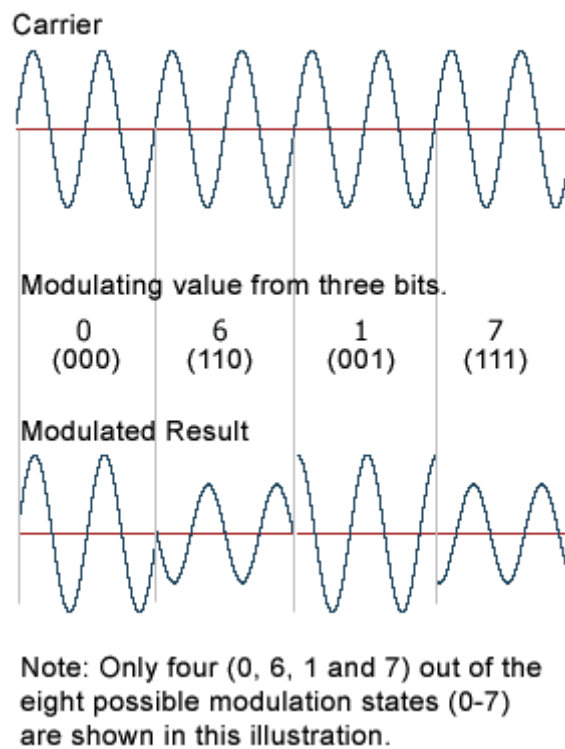


Εικόνα 1-23: Δημιουργία PSK με γραμμικό πολλαπλασιασμό

#### 1.5.3.4. Εγκάρσια διαμόρφωση εύρους (QAM)

Εγκάρσια διαμόρφωση εύρους (Quadrature Amplitude Modulation - QAM). Αποτελεί γενίκευση της PSK και μπορεί να υλοποιηθεί με διαμόρφωση κατά πλάτος και υπέρθεση δύο ανεξάρτητων, ορθογώνιων φερόντων σημάτων,  $\cos 2\pi f_c t$  και  $\sin 2\pi f_c t$ . Μπορεί να θεωρηθεί δε και ως συνδυασμός διαμόρφωσης εύρους και φάσης (ονομάζεται επίσης Amplitude-Phase Keying – APK) [8],[11].

## DIGITAL QAM (8QAM)



Εικόνα 1-24: Quadrature Amplitude Modulation

Σε κάθε περίπτωση κωδικοποιούνται  $v$  δυαδικά ψηφία από  $M=2^v$  σημεία που σχηματίζουν έναν αστερισμό στους άξονες  $x, y$ . Χαρακτηριστικά παραδείγματα των μεθόδων αποτελούν η BPSK για  $v=1$ , η QPSK για  $v=2$ , η 16QAM για  $v=4$  και η 64QAM για  $v=6$ .

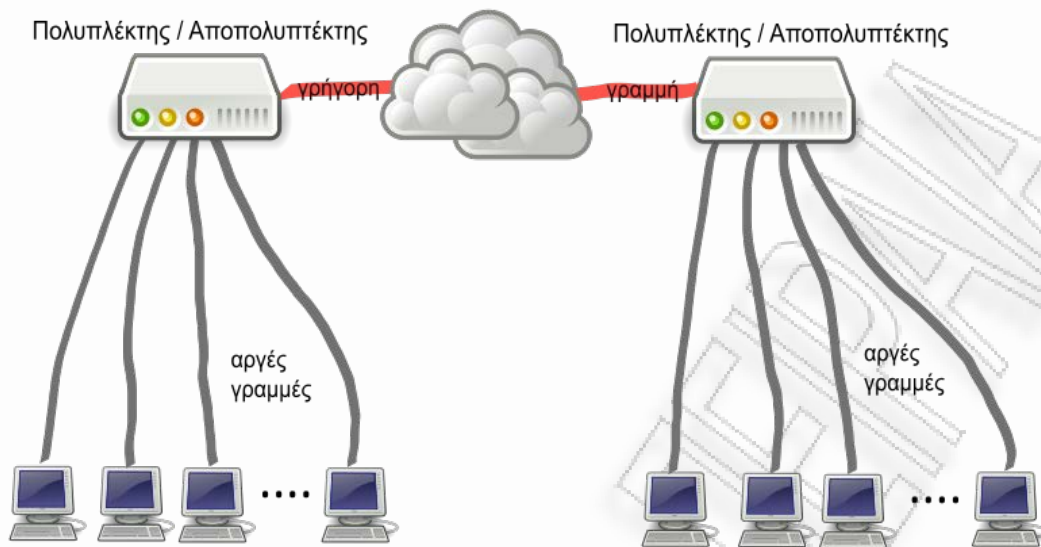
## 1.6. Τεχνικές μετάδοσης

Είναι οι διαδικασίες και τεχνικές που χρησιμοποιούνται στις τηλεπικοινωνίες με στόχο την καλύτερη χρήση του διαθέσιμου εύρους ζώνης ραδιοσυχνοτήτων, την πλέον απλή και φθηνή υλοποίηση ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος και τη μετάδοση με τη μεγαλύτερη δυνατή αξιοπιστία [20].

### 1.6.1. Πολυπλεξία

Στην πλειοψηφία των επικοινωνιών δεδομένων που υπάρχουν σήμερα υπάρχει η απαίτηση να μπορούν περισσότεροι του ενός χρήστες να μοιράζονται ένα κοινό κανάλι επικοινωνίας. Το κανάλι αποτελεί ένα πόρο του συστήματος και θα μπορούσε να είναι μια οπτική ίνα υψηλής ταχύτητας που να συνδέει δυο ηπείρους, το φάσμα συχνοτήτων ενός κυψελωτού συστήματος ή το συνεστραμμένο ζεύγος καλωδίων του δικτύου Ethernet. Για να μπορούν πολλαπλοί χρήστες να μοιράζονται έναν κοινόχρηστο πόρο με έναν καθορισμένο και αποδοτικό τρόπο, θα πρέπει να υπάρχει κάποιο είδος πρωτοκόλλου πρόσβασης, το οποίο να ορίζει πότε και πως θα πραγματοποιείται η κοινή χρήση καθώς και τον τρόπο με τον οποίο το σύστημα θα αναγνωρίζει τα μηνύματα του καναλιού σε πολλούς χρήστες. Αυτή η διαδικασία είναι γνωστή με το όνομα πολυπλεξία στα ενσύρματα συστήματα επικοινωνίας και με το όνομα πολλαπλή προσπέλαση στις ασύρματες επικοινωνίες [10]. Στις τηλεπικοινωνίες και στα δίκτυα υπολογιστών πολυπλεξία (multiplexing) λέγεται μία μέθοδος, η οποία επιτρέπει σε ψηφιακά δεδομένα ή αναλογικά σήματα από διαφορετικές πηγές, τα οποία, π.χ., εκφράζουν διαφορετικές δικτυακές συνδέσεις, να διέλθουν μέσα από το ίδιο φυσικό μέσο (ένα καλώδιο, στην ενσύρματη επικοινωνία, ή ο ελεύθερος χώρος, στην ασύρματη επικοινωνία). Είναι συνδυασμός πολλών αναλογικών ή ψηφιακών σημάτων για το σχηματισμό ενός σήματος με μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Στόχος είναι η καλύτερη εκμετάλλευση των δυνατοτήτων του διαύλου. Μέσω της πολυπλεξίας πολλοί χρήστες έχουν τη δυνατότητα να χρησιμοποιούν τον τηλεπικοινωνιακό δίαυλο ταυτοχρόνως [3]. Με αυτόν τον τρόπο κάποιος πόρος, ο οποίος είναι σπάνιος, διαμοιράζεται σε πολλαπλούς χρήστες. Η πολυπλεξία διαιρεί τη χωρητικότητα του τηλεπικοινωνιακού καναλιού σε λογικά κανάλια, ένα για κάθε μεταδιδόμενο πακέτο δεδομένων ή για κάθε σήμα αντίστοιχα, τα οποία διέρχονται συνδυασμένα από το κανάλι. Η αντίστροφη διαδικασία εκτελείται από τον κάθε παραλήπτη, για να απομονωθεί το ζητούμενο πακέτο ή σήμα, και ονομάζεται αποπολυπλεξία. Οι δύο αυτές διεργασίες λαμβάνουν χώρα στο φυσικό επίπεδο του μοντέλου αναφοράς OSI και δεν γίνονται αντιληπτές από τα πρωτόκολλα των ανώτερων επιπέδων[11][12].





Εικόνα 1-25: Πολυπλεξία/ Αποπολύπλεξη

### 1.6.1.1. Πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου (TDM)

Ένα είδος πολυπλεξίας είναι η πολυπλεξία με διαίρεση χρόνου (Time Division Multiplexing). Η TDM είναι ένα είδος ψηφιακής ή (σπανίως) αναλογικής πολυπλεξίας στην οποία δύο ή περισσότερα σήματα ή ψηφία μεταδίδονται ταυτόχρονα ως υπό-κανάλια σε ένα κανάλι επικοινωνίας. Το πεδίο του χρόνου χωρίζεται σε πολλά επαναλαμβανόμενα timeslots σταθερού μήκους, ένα για κάθε υπό-κανάλι. Το δείγμα bytes ή το data block του υπό-καναλιού 1 εκπέμπεται κατά το timeslot 1, του υπό-καναλιού 2 κατά το timeslot 2, κλπ. Κάθε σήμα, λοιπόν, καταλαμβάνει το δίαυλο για κλάσμα  $\tau/T$  του συνολικού χρόνου ενώ είναι πιθανόν ο δίαυλος να παραμένει αδρανής για κάποιο χρονικό ποσοστό[12].

Κατά την πολυπλεξία TDM σημάτων λαμβάνονται ανά ορισμένα χρονικά διαστήματα διάρκειας  $T$  δείγματα διάρκειας  $\tau$  και μεταδίδονται μέσω του διαύλου με συγκεκριμένη χρονική αλληλουχία. Έτσι καταλαμβάνουν διαδοχικές μη επικαλυπτόμενες χρονικές θυρίδες διάρκειας  $\tau$  σε επαναλαμβανόμενα χρονικά πλαίσια διάρκειας  $T$ . Το κάθε σήμα καταλαμβάνει το δίαυλο για κλάσμα  $\tau/T$  του συνολικού χρόνου, ενώ, ενδεχομένως, για κάποιο ποσοστό του χρόνου ο δίαυλος δε

χρησιμοποιείται. Όταν τα σήματα που πολυπλέκονται είναι εξαρχής ψηφιακά, γίνεται πολυπλεξία των ψηφίων τους με κατάλληλο τρόπο, ο οποίος κατά κύριο λόγο λαμβάνει υπόψη τις ενδεχόμενες διαφορές στο ρυθμό μετάδοσης των πηγών πληροφορίας. Ένα σημαντικό πρόβλημα που προκύπτει είναι η ανάγκη για ακριβή συγχρονισμό μεταξύ πομπού και δέκτη, ώστε τα διαδοχικά δείγματα που λαμβάνονται από το δέκτη να διοχετεύονται στο κατάλληλο προορισμό. Ο συγχρονισμός επιτυγχάνεται με χρήση πολύπλοκων ψηφιακών κυκλωμάτων. Επίσης, ένα άλλο πρόβλημα που αντιμετωπίζει η πολυπλεξία TDM είναι η διασυμβολική παρεμβολή που είναι ενδεχόμενο να δημιουργηθεί λόγω χρονικής επικάλυψης των δειγμάτων. Αυτή αντιμετωπίζεται με κατάλληλη σχεδίαση των φίλτρων που χρησιμοποιούνται [20].

### 1.6.1.2. Πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας (FDM)

Στην περίπτωση της πολυπλεξίας με διαίρεση συχνότητας (*Frequency Division Multiplexing*) κάθε ένα από τα μεταδιδόμενα σήματα μετατοπίζεται φασματικά καθώς η φέρουσα συχνότητά του επιλέγεται έτσι, ώστε να καταλάβει μια ζώνη μεταξύ διαδοχικών και μη επικαλυπτόμενων ζωνών του διατιθέμενου φάσματος. Από το άθροισμα των επιμέρους σημάτων προκύπτει ένα σύνθετο σήμα με πολύ μεγαλύτερο εύρος ζώνης, το οποίο διαμορφώνεται με κάποιον από τους συνήθεις τρόπους, αφήνοντας όμως ενδεχομένως κάποιες διαθέσιμες ζώνες συχνοτήτων αχρησιμοποίητες [12].

Κατά την πολυπλεξία FDM, καθένα από τα προς μετάδοση σήματα μετατοπίζεται φασματικά με επιλογή της φέρουσας συχνότητάς του, ώστε να καταλάβει κάποια ζώνη μεταξύ διαδοχικών και μη επικαλυπτόμενων ζωνών του διατιθέμενου φάσματος. Το σύνθετο σήμα που προκύπτει από την υπέρθεση των επιμέρους σημάτων είναι σήμα με πολύ μεγαλύτερο εύρος ζώνης και μεταδίδεται με κάποιον από του συνήθεις τρόπους διαμόρφωσης. Είναι ενδεχόμενο ορισμένες διαθέσιμες ζώνες συχνοτήτων να παραμείνουν αχρησιμοποίητες [20]. Χαρακτηριστικό απλό παράδειγμα μετάδοσης πολυπλεγμένου FDM σήματος είναι η μετάδοση τηλεφωνικών σημάτων μέσω ομοαξονικού καλωδίου ή ασύρματης μικροκυματικής ζεύξης. Το σήμα αυτό περιλαμβάνει πολλά απλά τηλεφωνικά σήματα πολυπλεγμένα κατά συχνότητα. Επίσης, και το σήμα της τηλεόρασης αποτελεί ειδική

περίπτωση πολυπλεξίας FDM δυο σημάτων, του ακουστικού σήματος διαμορφωμένου κατά FM και του σήματος εικόνας διαμορφωμένου κατά AMVSB. Η δημιουργία σύνθετων μικροκυματικών σημάτων, όπως για παράδειγμα τα σήματα των δορυφορικών επικοινωνιών, είναι και αυτή διαδικασία πολυπλεξίας FDM. Σε αρκετές περιπτώσεις δορυφορικών ζεύξεων, διαφορετικής προέλευσης σύνθετα σήματα, όπως πολυάριθμα τηλεφωνικά σήματα που έχουν ήδη πολυπλεχθεί, ή ένα ή περισσότερα τηλεοπτικά σήματα και μεγάλος όγκος ψηφιακών δεδομένων δημιουργούν, πολυπλεκόμενα κατά FDM, το συνολικό δορυφορικό σήμα.

Το βασικό πρόβλημα που αντιμετωπίζει η πολυπλεξία FDM είναι η έκθεση σε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα καθώς και η ανάγκη χρησιμοποίησης ενισχυτών με μεγάλο εύρος ζώνης λειτουργίας λόγω αυτής ακριβώς της μεγάλης φασματικής διεύρυνσης [20].

### 1.6.2. Πολλαπλή Προσπέλαση

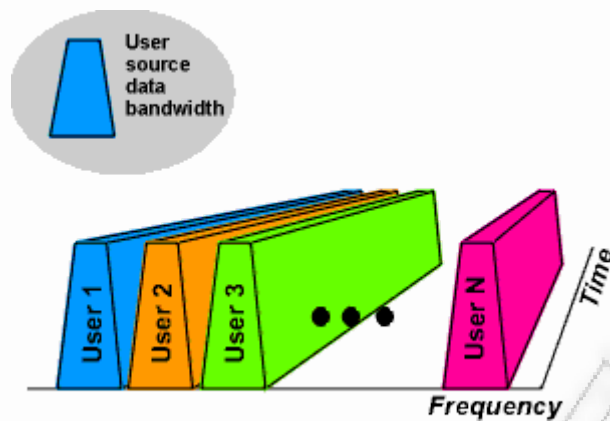
Είναι η τεχνική μέσω της οποίας οι δυνατότητες ενός τηλεπικοινωνιακού δικτύου κατανέμονται με συστηματικό και αποτελεσματικό τρόπο σε πολλούς χρήστες. Η πολλαπλή προσπέλαση αξιοποιεί τις δυνατότητες ενός δορυφορικού αναμεταδότη να προσφέρει τηλεπικοινωνίες πολλαπλών διαστάσεων. Επίσης, ορισμένα είδη πολλαπλής προσπέλασης χρησιμοποιούνται και στις κινητές επικοινωνίες για να αντιμετωπίσουν το φαινόμενο των διαλείψεων που οφείλονται στην πολύοδη διάδοση. [20]

Στο τομέα των τηλεπικοινωνιών και δικτύων υπολογιστών, η πολλαπλή προσπέλαση επιτρέπει σε πολλούς τερματικούς σταθμούς να συνδέονται με το ίδιο πολλαπλών σημείων μέσο μεταφοράς ώστε να μεταδώσουν και να μοιραστούν τη χωρητικότητα του. Στις τηλεπικοινωνίες χρησιμοποιείται η πολλαπλή προσπέλαση ώστε να αποφεύγεται όσο το δυνατόν περισσότερο το φαινόμενο των διαλείψεων λόγω πολύοδης διαδρομής των σημάτων. Ο διαχωρισμός του εύρους ζώνης του καναλιού για το διαμοιρασμό του στους χρήστες μπορεί να γίνει με τους εξής τρόπους: [3], [6]

1. Πολλαπλή προσπέλαση με διαίρεση συχνότητας (Frequency Division Multiplex Access)
2. Πολλαπλή προσπέλαση με διαίρεση χρόνου (Time Division Multiplex Access)
3. Πολλαπλή προσπέλαση με κωδικοποίηση (Code Division Multiplex Access)
4. Πολλαπλή προσπέλαση με διαίρεση χώρου (Space Division Multiplex Access)

### **1.6.2.1. Πολλαπλή προσπέλαση με διαίρεση συχνότητας (Frequency Division Multiplex Access)**

Στην FDMA εκπέμπεται το κάθε σήμα σε διαφορετική συχνότητα έχοντας επίσης ένα διάστημα αχρησιμοποίητων συχνοτήτων ώστε να αποφεύγονται οι παρεμβολές. Ο χρήστης λαμβάνει τα σήματα και αφού τα επεξεργάζεται επιλέγει εκείνο που προορίζεται για αυτόν. Χρησιμοποιήθηκε ευρέως στα παλαιά τηλεφωνικά συστήματα επικοινωνίας πολλαπλών χρηστών και είναι πιθανόν η πιο διαισθητική μέθοδος καταμερισμού ενός κοινού πόρου. Σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα που χρησιμοποιούν FDMA, κάθε χρήστης εκπέμπει ένα ή περισσότερα σήματα σε διαφορετικές φέρουσες συχνότητες. Κάθε σήμα καταλαμβάνει μια ζώνη συχνοτήτων περί τη φέρουσα συχνότητα του, διαχωριζόμενο από τα γειτονικά του σήματα από μια στενή ζώνη συχνοτήτων προς αποφυγή παρεμβολών. Κάθε χρήστης λαμβάνει όλα τα σήματα, τα επεξεργάζεται και τα επανεκπέμπει. Κατά τη λήψη, ο χρήστης μπορεί να επιλέξει το σήμα που προορίζεται για αυτόν. Κατά τον τρόπο αυτό το συνολικό εύρος που διαθέτει το τηλεπικοινωνιακό σύστημα μοιράζεται στους διαφόρους χρήστες που εξυπηρετεί κατά τρόπο συστηματικό, που εξαρτάται από πολλούς παράγοντες, όπως τηλεπικοινωνιακός φόρτος, ενοίκιο κ.λπ. Η διαμόρφωση που χρησιμοποιείται στην πολλαπλή προσπέλαση είναι PSK ή QPSK. Χρησιμοποιείται ένας ενισχυτής ισχύος για το συνολικό σήμα με αποτέλεσμα τη δημιουργία παρεμβολών λόγω ενδοδιαμόρφωσης, εφόσον ο ενισχυτής λειτουργεί στη μη γραμμική περιοχή [20].



Εικόνα 1-26 : Πολλαπλή προσπέλαση με διαίρεση συχνότητας

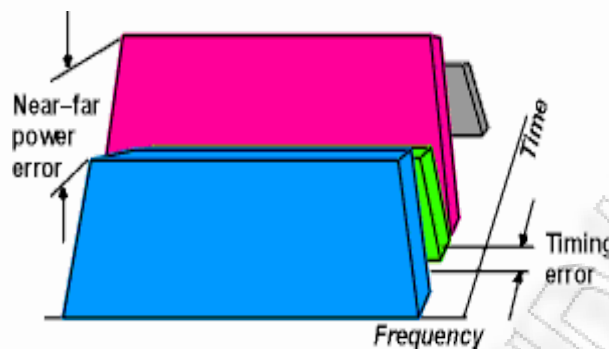
Η μέθοδος FDMA χρησιμοποιείται ευρέως στις ασύρματες επικοινωνίες, όπου το περιβάλλον του ελεύθερου χώρου αποτελεί πρόκληση για κάθε μέθοδο πολλαπλής προσπέλασης λόγω της απρόβλεπτης και χρονικά μεταβαλλόμενης φύσης του καναλιού επικοινωνίας. Ένα από τα σημαντικότερα προβλήματα είναι οι μεγάλες διακυμάνσεις της ισχύος σήματος που λαμβάνεται από χρήστες σε διαφορετικές θυρίδες συχνότητας, λόγω ενός φαινομένου που ονομάζεται φαινόμενο «κοντινής-μακρινής διαδρομής» (near-far effect). Εάν ένας χρήστης βρίσκεται πολύ κοντά στο σταθμό βάσης του συστήματος, τότε θα δημιουργήσει ένα σήμα πολύ πιο έντονο από αυτό ενός άλλου χρήστη, που βρίσκεται στα όρια λήψης του σταθμού βάσης. Οι διακυμάνσεις ισχύος που προκύπτουν μπορεί να ανέρχονται στα 100 dB. Εάν το ισχυρό σήμα παράγει έστω και ελάχιστη ακτινοβολία εκτός ζώνης η οποία βρίσκεται στη θυρίδα που διατίθεται στο ασθενές σήμα, τότε μπορεί εύκολα να υπερκαλύψει το τελευταίο και να αλλοιώσει την επικοινωνιακή ζεύξη. Η ύπαρξη αυτού του προβλήματος οδήγησε στην εκτενή ανάλυση για τον έλεγχο του εύρους ζώνης και της ενέργειας των πλευρικών λοβών των ψηφιακών μεθόδων διαμόρφωσης όπως η διαμόρφωση CPFSK και τον σχεδιασμό τεχνικών διαμόρφωσης που να είναι όσο το δυνατόν αναισθητες στη αλλοίωση που προκαλεί ο ενισχυτής, όπως η διαμόρφωση  $\pi/4$ QPSK. Άλλα ζητήματα αποτελούν η μετατόπιση Doppler και τα σφάλματα τοπικού ταλαντωτή LO [10], [20].



### 1.6.2.2. Πολλαπλή προσπέλαση με διαίρεση χρόνου (Time Division Multiplex Access)

Στην TDMA τεχνική κάθε χρήστης έχει διαθέσιμο όλο το εύρος ζώνης για ένα χρονικό διάστημα (timeslot) κατά το οποίο στέλνει το σήμα. Ο συγχρονισμός των περιοδικών εκπομπών από τους διαφόρους χρήστες έχει ιδιαίτερη σημασία, ώστε τα σήματα που εκπέμπονται να μην επικαλύπτονται χρονικά. Κατά τη λήψη του σήματος, ο δέκτης μέσω κατάλληλων διατάξεων απομονώνει το σήμα που προορίζεται για αυτόν. Η διαμόρφωση που χρησιμοποιείται στην πολλαπλή προσπέλαση TDMA είναι PSK ή QPSK [20]. Όπως και στην FDMA πολυπλεξία, το ασύρματο περιβάλλον επιβάλλει σημαντικούς περιορισμούς στην τεχνική TDMA. Και πάλι υπάρχει το φαινόμενο «κοντινής-μακρινής» διαδρομής, καθώς και το φαινόμενο της καθυστέρησης, στο οποίο το σήμα από έναν απομακρυσμένο χρήστη καθυστερεί να φτάσει στο σταθμό βάσης, σε σύγκριση με το σήμα ενός κοντινού χρήστη. Για να αντιμετωπιστούν αυτές οι καθυστερήσεις πρέπει να τοποθετηθούν χρονικές ζώνες προστασίας (guard times) μεταξύ των χρονοθυρίδων, ώστε από τη μια πλευρά να φιλοξενηθούν οι μεταβλητές χρονικές καθυστερήσεις των κοντινών και απομακρυσμένων χρηστών και από την άλλη πλευρά να εξομαλυνθούν στην αρχή της χρονοθυρίδας τα σφάλματα συγχρονισμού που τυχόν προκαλούνται σε κάθε χρήστη. Το πρόβλημα «κοντινής-μακρινής» διαδρομής δημιουργεί επιπρόσθετα διακυμάνσεις της τιμής του σήματος στον ανιχνευτή του σταθμού βάσης, όπως ακριβώς συμβαίνει και στην πολυπλεξία FDMA, αλλά σε αυτήν την περίπτωση δεν υπάρχει πρόβλημα παρεμβολής μεταξύ γειτονικών καναλιών, καθώς οι χρήστες δε χρησιμοποιούν ποτέ ταυτόχρονα το κανάλι. Παρόλα αυτά, ο δέκτης είναι υποχρεωμένος να αντιδρά ακαριαία στις μεταβαλλόμενες τιμές ισχύος που προέρχονται από χρήστες γειτονικών χρονοθυρίδων. Για να αντιμετωπιστεί το πρόβλημα χρησιμοποιείται η μέθοδος ελέγχου της ισχύος που εκπέμπει ο κάθε χρήστης [10].





Εικόνα 1-27 : Πολλαπλή προσπέλαση με διαίρεση χρόνου σε ασύρματο περιβάλλον

### 1.6.2.3. Πολλαπλή προσπέλαση με κωδικοποίηση (Code Division Multiplex Access)

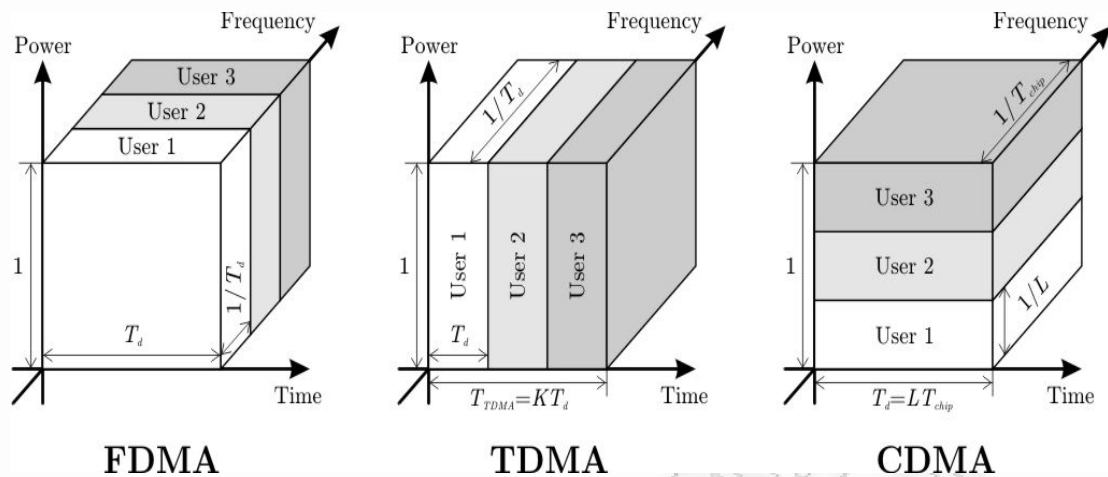
Στην CDMA ο χρήστης έχει διαθέσιμο όλο το εύρος συχνοτήτων και χρόνου. Του προσδίδεται όμως ένας κωδικός μέσω του οποίου διαπλάτνει το φάσμα του σήματος σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Κατά τη λήψη με τη χρήση και πάλι του κωδικού γίνεται αποκωδικοποίηση του σήματος στο πραγματικό φάσμα συχνοτήτων. Κατά την τεχνική CDMA, κάθε χρήστης χρησιμοποιεί ένα συγκεκριμένο και μοναδικά αναγνωρίσιμο κώδικα για να διαπλάτνει φασματικά το σήμα του σε ένα πολύ μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Κατά τον τρόπο αυτό και εφόσον οι κώδικες που χρησιμοποιούνται επιτρέπουν τον πλήρη διαχωρισμό και αποκωδικοποίηση των σημάτων, όλοι οι χρήστες χρησιμοποιούν τον τηλεπικοινωνιακό δίαυλο ταυτοχρόνως χωρίς διαχωρισμό συχνότητας ή χρόνου. Παρά το ότι η τεχνική CDMA χρησιμοποιήθηκε για αρκετά χρόνια μόνο για στρατιωτικές εφαρμογές, έχει αρχίσει να βρίσκει ευρεία εφαρμογή και σε άλλες περιπτώσεις, όπως οι δορυφορικές και οι κινητές επικοινωνίες [20]

Αν και η τεχνική FDMA είχε επικρατήσει για αρκετά χρόνια, η τεχνική TDMA λόγω των πολλών συγκριτικών πλεονεκτημάτων που προσφέρει, εφαρμόζεται ευρύτατα αντικαθιστώντας την FDMA στις περισσότερες εφαρμογές. Το βασικό πλεονέκτημα της TDMA είναι ότι λόγω της ύπαρξης ενός μόνο φέροντος αποφεύγεται η δημιουργία παρεμβολών λόγω ενδοδιαμόρφωσης όταν οι ενισχυτές λειτουργούν στη μη γραμμική περιοχή. Επιτρέπεται έτσι η λειτουργία των ενισχυτών

ισχύος των πομπών στη μέγιστη ενισχυτική τους ικανότητα. Ένα άλλο πλεονέκτημα της τεχνικής TDMA είναι ότι η επιλεκτική ικανότητα που απαιτείται να έχει ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα επιτυγχάνεται φθηνότερα και με πλέον αξιόπιστο τρόπο στο πεδίο του χρόνου, αφού για να επιτευχθεί η επιθυμητή κατανομή της τηλεπικοινωνιακής κίνησης στο πεδίο της συχνότητας πρέπει να διατίθενται πολυάριθμες διατάξεις για μετάθεση συχνότητας. Η τεχνική TDMA είναι ιδανική για τις ψηφιακές τηλεπικοινωνίες αφού επιτρέπει την αποθήκευση, τη μετατροπή του ρυθμού μετάδοσης και την ψηφιακή επεξεργασία των ψηφιακών σημάτων. Επιτυγχάνεται έτσι με χρήση κατάλληλων τεχνικών η αξιοποίηση των δυνατοτήτων ενός συστήματος τηλεπικοινωνιών για την εξυπηρέτηση ζεύξεων με μεγάλη τηλεπικοινωνιακή κίνηση. Η τεχνική FDMA υπερτερεί και εξακολουθεί να χρησιμοποιείται σε συστήματα πολλών διασυνδέσεων με μικρή τηλεπικοινωνιακή κίνηση.

Εκτός από τις προηγούμενες τεχνικές, ορισμένα τηλεπικοινωνιακά συστήματα διαθέτουν σε πολυπληθείς ομάδες χρηστών με μικρές ανάγκες ένα μέρος των δυνατοτήτων τους σε σύστημα τυχαίας προσπέλασης. Στην περίπτωση αυτή κάθε χρήστης εκπέμπει όταν το επιθυμεί. Αν η εκπομπή του συμπέσει με την εκπομπή άλλου χρήστη, οπότε λόγω σοβαρής παρεμβολής υπάρχει καταστροφή των μηνυμάτων, επανεκπέμπει σε τυχαία χρονική στιγμή με στόχο να αποφευχθεί νέα σύμπτωση με άλλο χρήστη.[20]

Στην εικόνα 1-28 μπορούμε να δούμε σε ένα σύστημα τριών διαστάσεων (χρόνου, συχνότητας, ισχύος) πως διαμοιράζονται αντίστοιχα στους χρήστες ανάλογα με την μέθοδο πολλαπλής προσπέλασης που χρησιμοποιείται.



Εικόνα 1-28 : FDMA , TDMA , CDMA

Τέλος, στην SDMA χρησιμοποιούνται έξυπνες κεραιές που διαχωρίζουν χωρικά τους χρήστες. Στην ουσία, οι έξυπνες κεραιές ελέγχουν την ακτινοβολούμενη ενέργεια κάθε χρήστη στην περιοχή κάλυψης.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup>

### 2. ΒΑΣΙΚΟΙ ΟΡΙΣΜΟΙ ΤΟΥ OFDM

#### 2.1. Γενικά

Οι απαιτήσεις των σύγχρονων συστημάτων επικοινωνιών καθορίζονται από την ανάγκη για συνεχώς μεγαλύτερες ταχύτητες στις επικοινωνίες και παροχή περισσότερων υπηρεσιών. Έτσι, απαιτείται πλέον [13]:

- Ευελιξία : μεταβαλλόμενο ρυθμό μετάδοσης, λειτουργία σε κάθε τύπο περιβάλλοντος, επεκτασιμότητα, συμβατότητα με υφιστάμενες δομές
- Ολοκληρωμένα προγραμματιζόμενα στοιχεία (τεχνολογία Software Radio)
- Αυξημένη Χωρητικότητα
- Μεταβαλλόμενη ποιότητα υπηρεσίας
- Ελάχιστη ισχύς εκπομπής
- Ελάχιστες απαιτήσεις εναρμόνισης

Η Ορθογωνική Πολυπλεξία με Διαίρεση Συχνότητας είναι μια τεχνική μετάδοσης που επιτρέπει τη μετάδοση των ψηφιακών δεδομένων σε περιβάλλοντα διάδοσης με πολλαπλές διαδρομές και εξάπλωση καθυστέρησης. Βασική ιδέα ήταν η δημιουργία ενός μεγάλου αριθμού παράλληλων στενής ζώνης υποφερόντων (subcarriers) αντί ενός και μόνο φέροντος για τη μετάδοση της πληροφορίας [16]. Στην OFDM τεχνική τα δεδομένα χωρίζονται και μοιράζονται σε έναν μεγάλο αριθμό

υποκαναλιών μικρότερου εύρους ζώνης. Τα κανάλια αυτά χωρίζονται σε διαστήματα συχνότητας σχηματίζοντας το φάσμα του μεταδιδόμενου σήματος. Η απόσταση μεταξύ των συχνοτήτων που δίδονται στα κανάλια είναι τέτοια ώστε τα σήματα που στέλνονται να είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Η Ορθογωνική Πολυπλεξία με Διαίρεση Συχνότητας, OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) είναι η καταλληλότερη μέθοδος για μετάδοση υψηλού ρυθμού δεδομένων λόγω της μεγάλης ανοχής στη διασυμβολική παρεμβολή. Καθώς χρησιμοποιούνται συστήματα επικοινωνιών με ολοένα και μεγαλύτερες ταχύτητες μετάδοσης πληροφορίας, μειώνεται αναγκαστικά η διάρκεια μετάδοσης κάθε bit. Επειδή ο χρόνος καθυστέρησης λόγω της πολύοδης διάδοσης παραμένει σταθερός γίνεται αντιληπτό ότι η διασυμβολική παρεμβολή είναι ένας περιορισμός για τα συστήματα μετάδοσης υψηλού ρυθμού δεδομένων.

Η ανάπτυξη της τεχνικής OFDM ξεκίνησε στο τέλος της δεκαετίας του 1950. Ο πρώτος που ανέπτυξε το OFDM ήταν ο Chang το 1966 όταν και χρησιμοποίησε επικαλυπτόμενα ορθογωνικά σήματα για μετάδοση δεδομένων. Το 1971 προτάθηκε από τον Weinstein η χρήση του Διακριτού μετασχηματισμού Fourier (Discrete Fourier Transform) και το 1985 ο Cimini πρότεινε το OFDM ως τη καταλληλότερη τεχνική για τις ασύρματες επικοινωνίες. Συνοπτικά η ιστορική εξέλιξη του OFDM ήταν η εξής[13]:

1957: Kineplex multicarrier HF modem

1966: OFDM patent

1971: Χρήση FFT

1985: Το OFDM προτείνεται για κινητές επικοινωνίες

1987: Το OFDM προτείνεται για digital broadcasting

1995: ETSI DAB Standard

1997: ETSI DVB-T Standard

1998: Magic WAND project => OFDM for WLAN's

1999: IEEE 802.11a, HIPERLAN/2 standards

## 2000: OFDM for Fixed Wireless Access

Οι βασικές εφαρμογές του OFDM σήμερα είναι στα δίκτυα broadcasting (Digital Audio Broadcasting και Digital Video Broadcasting), στα τοπικά ασύρματα δίκτυα (WLAN και WPAN), ADSL, Powerline Communications και πολλαπλή πρόσβαση (OFDMA) [13].

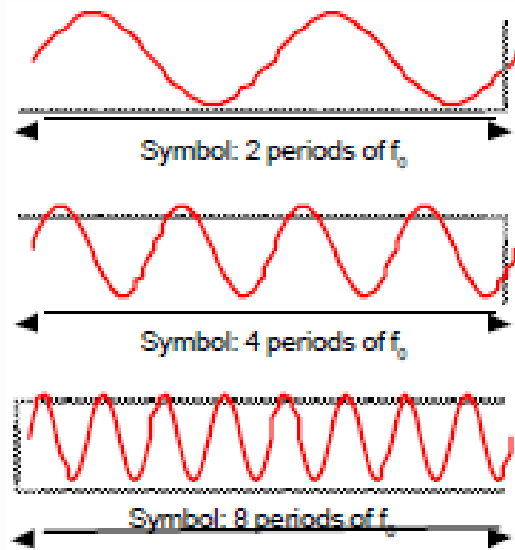
## 2.2. Ορθογωνιότητα

### 2.2.1. Προϋποθέσεις

Όπως προαναφέρθηκε τα σήματα που στέλνονται στη τεχνική OFDM πρέπει να είναι ορθογώνια. Αυτό σημαίνει ότι τα σήματα πρέπει να είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους και να παραλαμβάνονται από το δέκτη χωρίς παρεμβολές μεταξύ τους. Η ορθογωνιότητα είναι απαραίτητη ώστε να μην υπάρχει «μίξη» μεταξύ των σημάτων και συνεπώς μείωση της ποιότητας της ζεύξης. Ένας τρόπος να είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους τα σήματα είναι η τεχνική TDM αφού σε κάθε χρονική στιγμή έχουμε μετάδοση από μόνο μια πηγή. Ωστόσο στην τεχνική FDM έχουμε εκπομπή σήματος από όλες τις διαθέσιμες πηγές καθ' όλη τη χρονική διάρκεια και φυσικά διατηρείται η ορθογωνιότητα μεταξύ των σημάτων. Στην OFDM επιτυγχάνεται, με τη χρήση των subcarriers, η διατήρηση της ορθογωνιότητας και παράλληλα η μεγαλύτερη δυνατή εκμετάλλευση του φάσματος, με την τοποθέτηση τους στη μικρότερη δυνατή απόσταση μεταξύ τους στο φάσμα των συχνοτήτων. Φυσικά για να επιτευχθεί αυτό είναι απαραίτητες δυο προϋποθέσεις [15]:

1. Πεδίο χρόνου: Κάθε subcarrier να έχει ακέραιο αριθμό περιόδων στη διάρκεια του OFDM συμβόλου  $T_s$  (εικ 2-1) και ο αριθμός των γειτονικών subcarriers να διαφέρει κατά ένα.

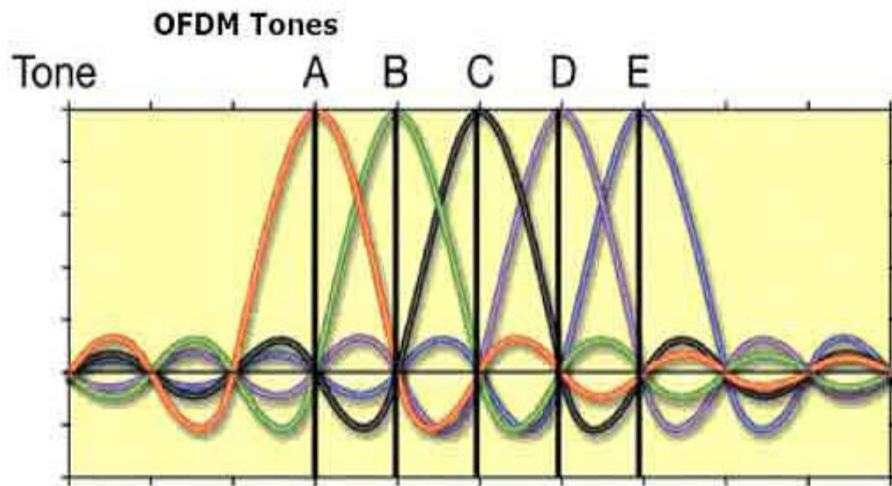




Εικόνα 2-1: Ακέραιος αριθμός περιόδων στη διάρκεια συμβόλου

Ένα OFDM σύμβολο αποτελείται από ένα σύνολο ημιτόνων καθένα από τα οποία αντιστοιχεί σε κάθε subcarrier και η συχνότητα του είναι ακέραια του αντιστρόφου της διάρκειας του OFDM συμβόλου ( $f_n = n/T_s$ ) ώστε να επιτευχθεί η πρώτη προϋπόθεση. Έτσι βλέπουμε και στην εικόνα 2-1 τρία τυχαία subcarriers στο πεδίο του χρόνου να έχουν ακέραιο αριθμό περιόδων στη διάρκεια  $T_s$ .

2. Πεδίο συχνοτήτων: Το μέγιστο στο φάσμα του κάθε subcarrier να συμπίπτει με τα φασματικά μηδενικά των υπολοίπων, όπως φαίνεται στην εικόνα που ακολουθεί.



Εικόνα 2-2 : Απεικόνιση πέντε φερόντων στο πεδίο της συχνότητας πολλαπλεγμένων με την τεχνική OFDM.

Αυτό που παρατηρούμε στην εικόνα 2-2 είναι ότι τα πέντε φέροντα παρουσιάζουν μέγιστο στις θέσεις μηδενισμού των υπολοίπων στο πεδίο της συχνότητας. Το φάσμα ενός συμβόλου είναι η συνέλιξη Dirac παλμών τοποθετημένων στις θέσεις  $f_n$  με το φάσμα ενός τετραγωνικού παλμού. Το φάσμα τετραγωνικού παλμού είναι η συνάρτηση  $\text{sinc}(\pi f T_s)$ , που είναι μηδενική στις συχνότητες  $f_n$ , γεγονός που εξηγεί την εμφάνιση του μεγίστου κάθε φάσματος στις θέσεις μηδενισμού όλων των υπολοίπων [15].

### 2.2.2. Προυποθετούμενη ελάχιστη απόσταση συχνότητας για την ορθογωνιότητα δυο σημάτων

Υποθέτοντας ότι έχουμε δυο σήματα με συχνότητες  $f_1$  και  $f_2$  θα υπολογίσουμε ποια είναι η ελάχιστη απόσταση συχνότητας ώστε τα δυο σήματα να είναι ορθογώνια. Έστω περίοδος  $T$  και  $\phi$  διαφορά φάσης μεταξύ των δυο σημάτων [17].

Για να είναι ορθογώνια τα δύο σήματα πρέπει:

$$\int_0^T \cos(2\pi f_1 t + \varphi) \cos(2\pi f_2 t) dt = 0 \quad (2.1)$$

Ολοκληρώνοντας έχουμε:

$$\begin{aligned} \cos(\varphi) \left[ \frac{\sin(2\pi(f_1 + f_2)T)}{2\pi(f_1 + f_2)} + \frac{\sin(2\pi(f_1 - f_2)T)}{2\pi(f_1 - f_2)} \right] \log_2 M \\ + \sin(\varphi) \left[ \frac{\cos(2\pi(f_1 + f_2)T) - 1}{2\pi(f_1 + f_2)} + \frac{\cos(2\pi(f_1 - f_2)T) - 1}{2\pi(f_1 - f_2)} \right] = 0 \end{aligned} \quad (2.2)$$

**Σημείωση:**

$\sin(n\pi) = 0$  και  $\cos(2n\pi) = 1$  όπου  $n$  είναι ένας ακέραιος.

Ας υποθέσουμε ότι ως  $(f_1 + f_2)T$  είναι ένας ακέραιος.

Λαμβάνοντας αυτό υπόψη έχουμε στη παραπάνω εξίσωση:

$$\sin(2\pi(f_1 + f_2)T) = 0 \text{ και } \cos(2\pi(f_1 + f_2)T) = 1$$

Η παραπάνω εξίσωση απλοποιείται,

$$\cos(\varphi) \frac{\sin(2\pi(f_1 - f_2)T)}{2\pi(f_1 - f_2)} + \sin(\varphi) \frac{\cos(2\pi(f_1 - f_2)T) - 1}{2\pi(f_1 - f_2)} = 0 \quad (2.3)$$

**Για μια αυθαίρετη τιμή του  $\varphi$  από 0 έως  $2\pi$**

Σε αυτή τη περίπτωση, για να είναι η παραπάνω εξίσωση μηδέν, τότε το συνημίτονο πρέπει να είναι ίσο με 1 και το ημίτονο πρέπει να είναι ίσο με 0. Για να ικανοποιηθεί αυτή η απαίτηση, πρέπει

$$2\pi(f_1 - f_2)T = 2n\pi \Rightarrow$$

$$\Rightarrow f_1 - f_2 = \frac{n}{T}$$

Φυσικά, επειδή η ελάχιστη τιμή του  $n$  είναι 1,

$$f_1 - f_2 = \frac{1}{T} \quad (2.4)$$

**Για**  $\varphi = 0$

Όταν  $\varphi = 0$ , τότε το συνημίτονο είναι ήδη μηδέν. Για να γίνει η εξίσωση 0, πρέπει το ημίτονο να είναι ίσο με 0. Για να ικανοποιηθεί αυτή η απαίτηση, πρέπει

$$2\pi(f_1 - f_2)T = n\pi \Rightarrow$$

$$\Rightarrow f_1 - f_2 = \frac{n}{2T}$$

Φυσικά, η ελάχιστη τιμή του  $n$  είναι 1, άρα

$$f_1 - f_2 = \frac{1}{2T} \quad (2.5)$$

Χρησιμοποιώντας το παρακάτω κώδικα matlab θα αναπαραστήσουμε στο διάγραμμα αξόνων πλάτους και χρόνου τα παραπάνω αποτελέσματα.

**% Simple Matlab/Octave code**

**% Minimum frequency separation between two sinusoidals**

`T = 1;`

`fs = 100;`

`t = 0:1/fs:T;`

`t = t(1:end-1);`

**% with random phase**

`f1 = 1;`

`f2 = 2;`

`phi = 2*pi*rand; % uniformly distributed from 0 to 2pi`

`s1 = cos(2*pi*f1*t+phi);`

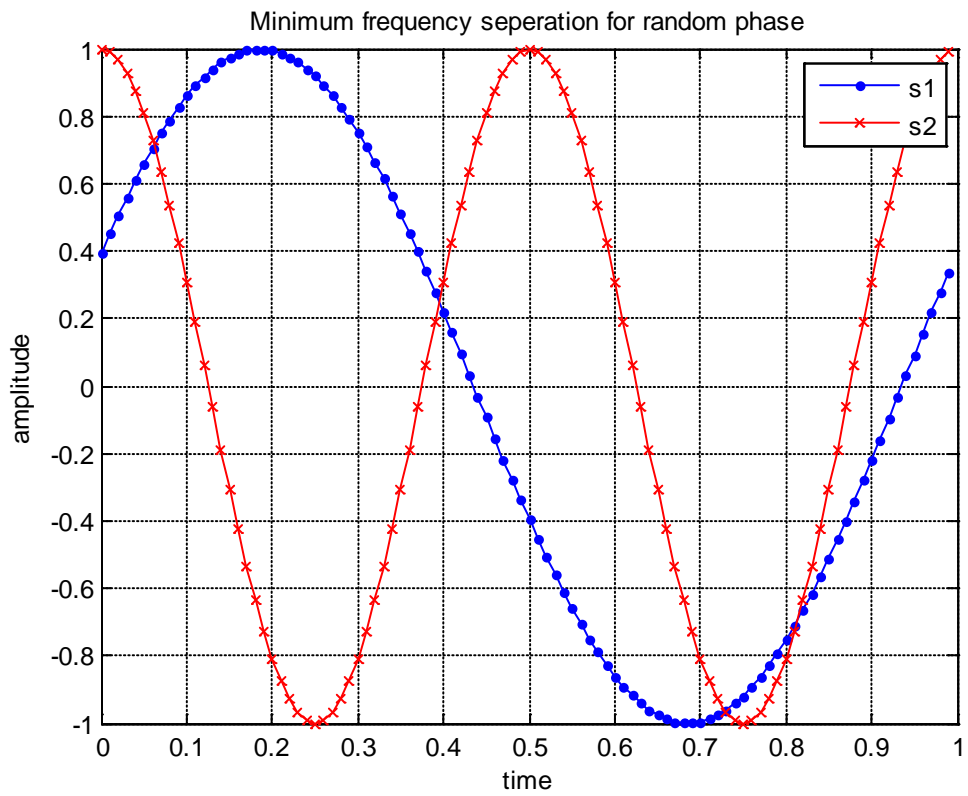
`s2 = cos(2*pi*f2*t);`

`sum_with_phi_random = sum(s1.*s2)`

**% with zero phase difference**

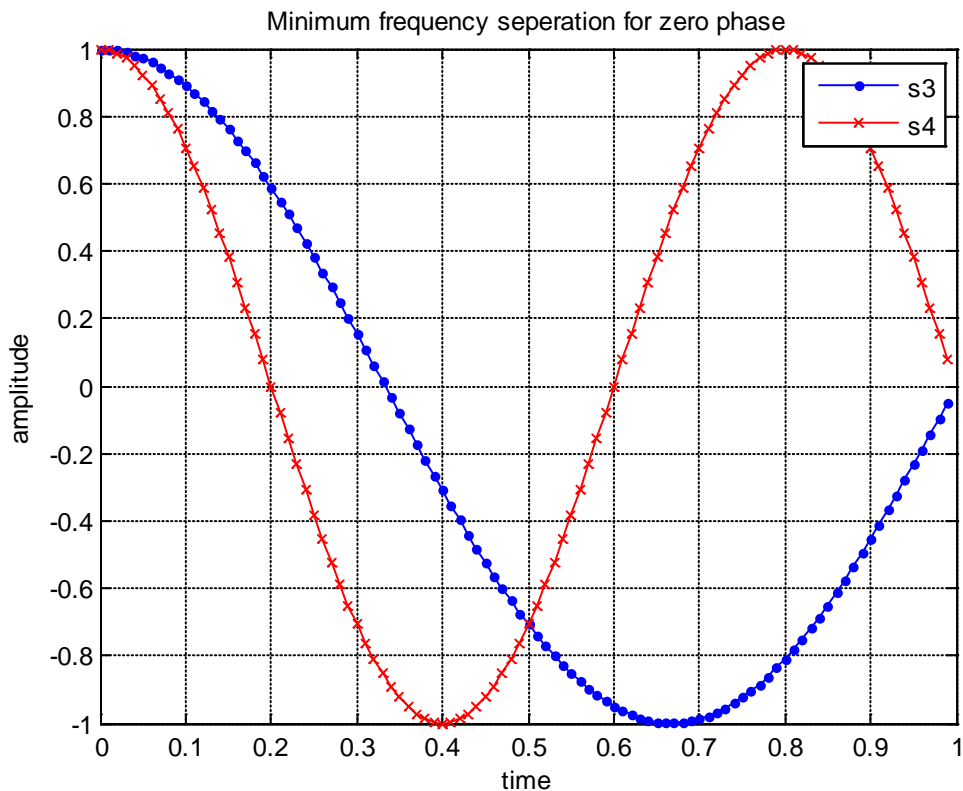
`f3 = 3/4;`

```
f4 = 5/4;  
s3 = cos(2*pi*f3*t);  
s4 = cos(2*pi*f4*t);  
sum_with_phi_zero = sum(s3.*s4)  
  
close all  
figure  
plot(t,s1,'b.-')  
hold on  
plot(t,s2,'rx-')  
legend('s1','s2')  
title('Minimum frequency separation for random phase')  
grid on  
xlabel('time')  
ylabel('amplitude')  
  
figure  
plot(t,s3,'b.-')  
hold on  
plot(t,s4,'rx-')  
legend('s3','s4')  
title('Minimum frequency separation for zero phase')  
grid on  
xlabel('time')  
ylabel('amplitude')
```



Σχήμα 2-1 : Δύο ημιτονοειδή σήματα με διαφορά συχνότητας =  $1 / T$





Σχήμα 2-2 : Δύο ημιτονοειδή σήματα με διαφορά συχνότητας =  $1/2T$

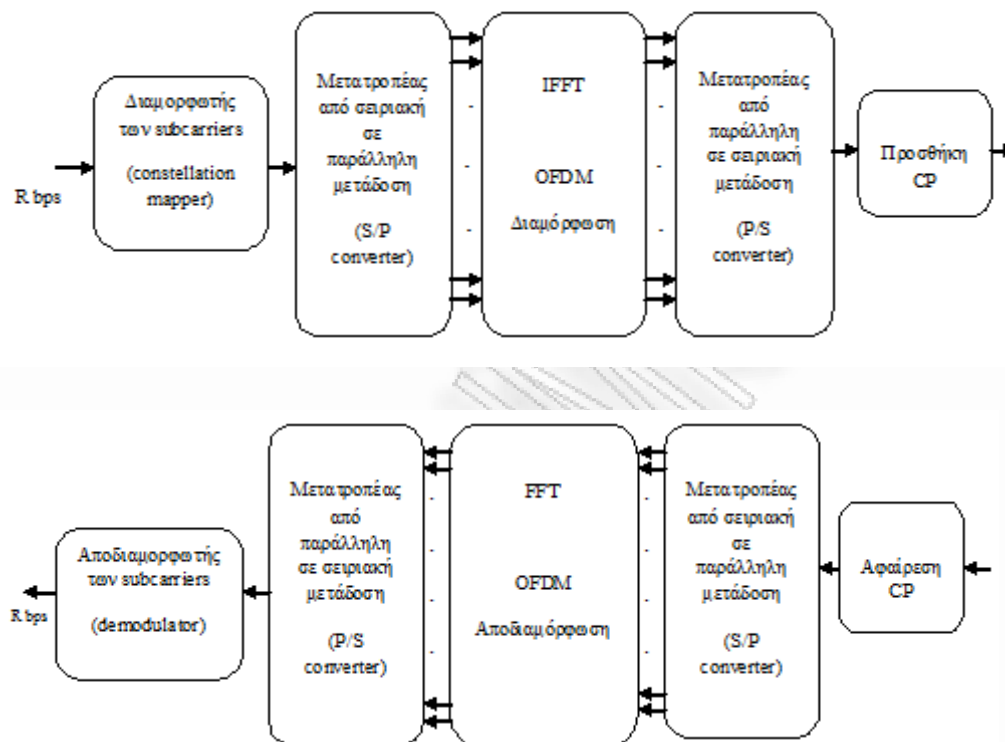
#### Συνοπτικά

1. Όταν η διαφορά φάσης μεταξύ δύο σημάτων δεν είναι γνωστή, τότε η ελάχιστη απόσταση μεταξύ τους συχνότητα είναι  $\frac{1}{T}$  για τα σήματα ώστε να είναι ορθογώνια.
2. Όταν η διαφορά φάσης μεταξύ δύο σημάτων είναι μηδέν, τότε η ελάχιστη απόσταση στη μεταξύ τους συχνότητα είναι  $\frac{1}{2T}$

### 2.3. Εκπομπή και λήψη σημάτων OFDM

Η παραγωγή σημάτων OFDM γίνεται ψηφιακά καθώς η αναλογική τεχνολογία θα είχε ιδιαίτερη πολυπλοκότητα λόγω της χρήσης τοπικών ταλαντωτών. Η OFDM ακολουθία μοιράζεται σε subcarriers και στο καθένα αποδίδονται τα δεδομένα προς μετάδοση. Φυσικά, πριν από αυτό, έχει επιλεγεί το φάσμα των

συχνοτήτων που θα χρησιμοποιηθεί και ο τύπος διαμόρφωσης. Ανάλογα με τη διαμόρφωση επιλέγεται και το πλάτος και η φάση που θα δοθεί σε κάθε subcarrier. Έπειτα, μετατρέπεται το φάσμα στο πεδίο του χρόνου μέσω ενός αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier (IFFT). Στο δέκτη γίνεται ακριβώς η αντίθετη διαδικασία με σκοπό τη παραγωγή του αρχικού ψηφιακού σήματος. Παρακάτω (εικ 2-3) έχουμε αναλυτικά τη διαδικασία.

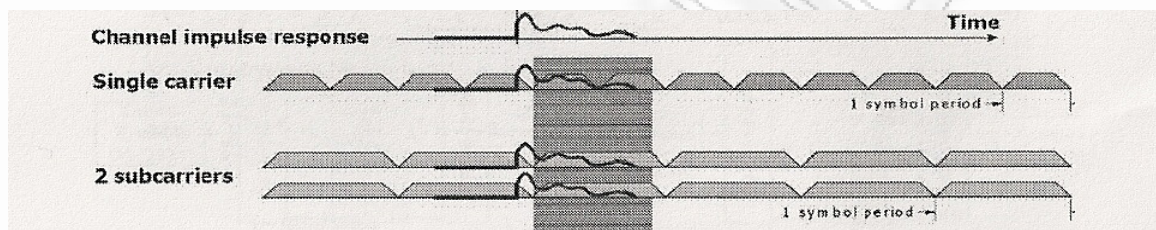


Εικόνα 2-3: Διάγραμμα πομποδέκτη OFDM

### 2.3.1. Μετατροπή από σειριακή σε παράλληλη μορφή

Αρχικά έχουμε την είσοδο των δεδομένων σε σειριακή μορφή τα οποία μετατρέπονται σε παράλληλη με τη μορφή subcarriers. Ένα OFDM σύμβολο χωρίζεται σε subcarriers όπου το καθένα αντιστοιχίζεται σε μια συχνότητα του φάσματος. Ένα OFDM σύμβολο μπορεί να έχει από 40 έως 4000 bits. Ανάλογα με το τύπο διαμόρφωσης που θα επιλεγεί καθορίζονται και τα subcarriers. Αν για

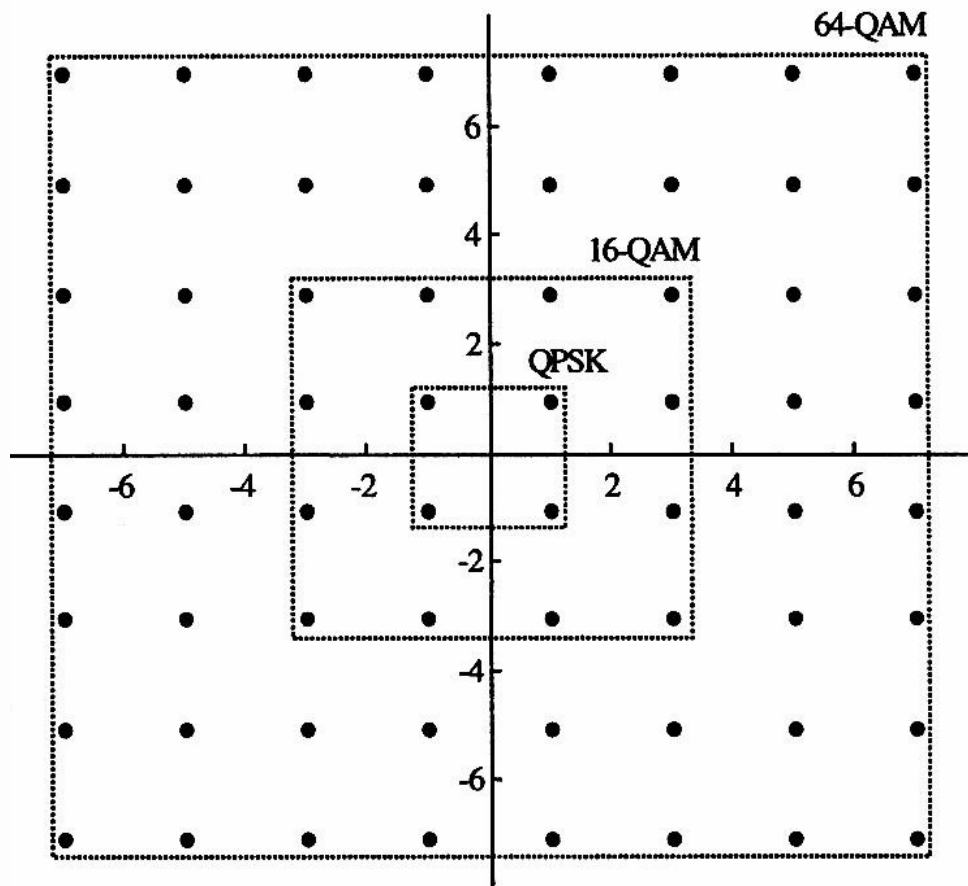
παράδειγμα θέλουμε να στείλουμε ένα σύμβολο των 40 bits και χρησιμοποιήσουμε QPSK διαμόρφωση θα έχουμε 20 subcarriers κάθε ένα από τα οποία θα έχει ένα σύμβολο των 2 bits αφού στην QPSK έχουμε 2 bits ανά σύμβολο. Με την OFDM τεχνική επιτυγχάνεται όπως προείπαμε μεγαλύτερη ταχύτητα στη μετάδοση. Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα έχουμε στην εικόνα 2-4 όπου για να σταλεί ένα σήμα απαιτούνται 12 σύμβολα σε μια μονοφεροντική μετάδοση. Σε μια μετάδοση όμως με 2 subcarriers δίδονται 6 σύμβολα σε κάθε subcarrier και γίνεται η αποστολή στο μισό χρόνο αφού η περίοδος του συμβόλου είναι η μισή στο πεδίο του χρόνου σε σχέση με τη μονοφεροντική μετάδοση[5].



Εικόνα 2-4: σύγκριση μετάδοσης single carrier / 2 subcarriers

### 2.3.2. Σχήμα διαμόρφωσης

Επόμενο βήμα είναι η αντιστοίχιση των bits σε συγκεκριμένο πλάτος και φάση ανάλογα με το σχήμα διαμόρφωσης. Το πλάτος και η φάση απεικονίζονται από ένα μιγαδικό διάνυσμα με In-phase και Quadrature-Phase συνιστώσες. Σε ένα σύστημα έχουμε 4 είδη διαμορφώσεων BPSK, QPSK, 16-QAM και 64-QAM. Οι αστερισμοί του κάθε είδους διαμόρφωσης φαίνονται στην εικόνα 2-5.



Εικόνα 2-5 : Αστερισμοί διαμορφώσεων

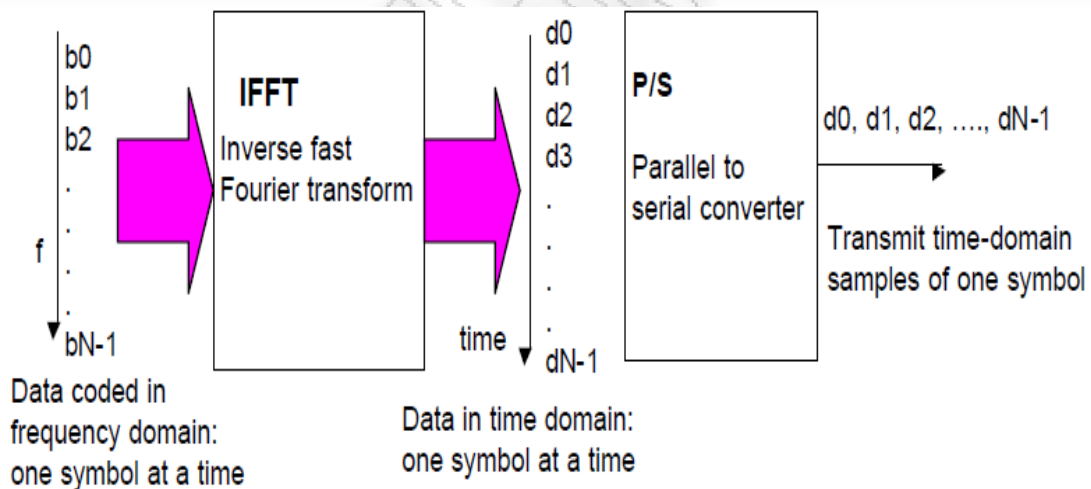
Κάθε σημείο του αστερισμού αντιστοιχεί σε μια σειρά από bits ανάλογα φυσικά τη διαμόρφωση. Αν για παράδειγμα ο αστερισμός είναι 16-QAM σχηματίζονται 4 ισαπέχουσες στήλες και γραμμές που δημιουργούν 16 σημεία. Το κάθε ένα από αυτά αντιστοιχίζεται σε ένα σύμβολο των 4 bits από το 0000 έως το 1111 [5]. Ο αριθμός των bits που μπορούν να μεταδοθούν από ένα σύμβολο προκύπτει από τον τύπο  $\log_2 M$  [5], [17], όπου  $M$  ο αριθμός των σημείων στον αστερισμό, επομένως στην 64-QAM μεταδίδονται έξι bits ανά σύμβολο.

Αξίζει να αναφέρουμε ότι κατά τη μετάδοση έχουμε παρεμβολές και θόρυβο που οδηγούν στη μετακίνηση των σημείων. Κατά την αποδιαμόρφωση εκτιμάται το αρχικό διάνυσμα, αυτό δηλαδή που έχει τη πιο κοντινή απόσταση από ένα σημείο. Αν όμως είναι τόσοσ πολύς ο θόρυβος και το σημείο ξεπερνά το μισό της απόστασης από ένα άλλο σημείο, ο δέκτης θα κάνει λήψη του άλλου σημείου με αποτέλεσμα να λάβει λάθος πληροφορία.

Όσο αυξάνεται ο αριθμός των σημείων του αστερισμού τόσο πιο αποδοτικά αξιοποιείται το εύρος ζώνης του συστήματος, μιας και στο ίδιο εύρος συχνοτήτων αποστέλλονται περισσότερα ψηφία πληροφορίας. Παρόλα αυτά, όσο αυξάνεται ο αριθμός των σημείων του αστερισμού τόσο πιο κοντά βρίσκονται τα σημεία αυτά με αποτέλεσμα όταν ο δέκτης λάβει το σήμα παρουσία θορύβου υπάρχει πιθανότητα να αποκωδικοποιήσει λανθασμένα τα περισσότερα σύμβολα. Αυτό προκύπτει και από το γεγονός ότι διατηρώντας την ισχύ του πομπού σταθερή η αύξηση των σημείων του αστερισμού οδηγεί σε χαμηλότερη ενέργεια ανά ψηφίο, δηλαδή μείωση του  $E_b/N_0$ .

### 2.3.3. Αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier

Μετά το στάδιο της διαμόρφωσης στο πομπό έχουμε τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier (εικ 2-6). Η χρήση του IFFT έχει ως σκοπό τη μετατροπή του σήματος από το πεδίο συχνοτήτων στο πεδίο του χρόνου.



Εικόνα 2-6 : Αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier

Όπως φαίνεται και στο σχήμα ο IFFT λαμβάνει ένα αριθμό μιγαδικών σημείων που αποκαλούμε  $b_{in}$  και το καθένα από αυτά αντιστοιχεί σε ένα subcarrier. Εδώ πρέπει να σημειώσουμε ότι ο αριθμός  $N$  εισόδων του IFFT είναι δύναμη του 2 και είναι τέτοιος ώστε να μπορεί να εξυπηρετήσει όλα τα subcarriers. Αν δηλαδή για παράδειγμα έχουμε 200 subcarriers τότε ο αριθμός  $N$  θα είναι 256 όπου είναι το



$2^8$  καθώς το  $2^7=128$  δεν επαρκεί για τα subcarriers. Σε μια τέτοια περίπτωση οι 56 είσοδοι που μένουν αχρησιμοποίητοι μηδενίζονται. Αυτές οι είσοδοι είναι οι εξωτερικές του IFFT, 28 στην αρχή και 28 στο τέλος και παρέχουν συχνοτικά κενά για λόγους ασφαλείας. Στη συνέχεια τα δεδομένα των εξόδων του IFFT μετατρέπονται και πάλι σε σειριακή μορφή γιατί έτσι απαιτείται για τη περαιτέρω επεξεργασία [5].

## 2.3.4. Χρόνος Προστασίας-Cyclic prefix

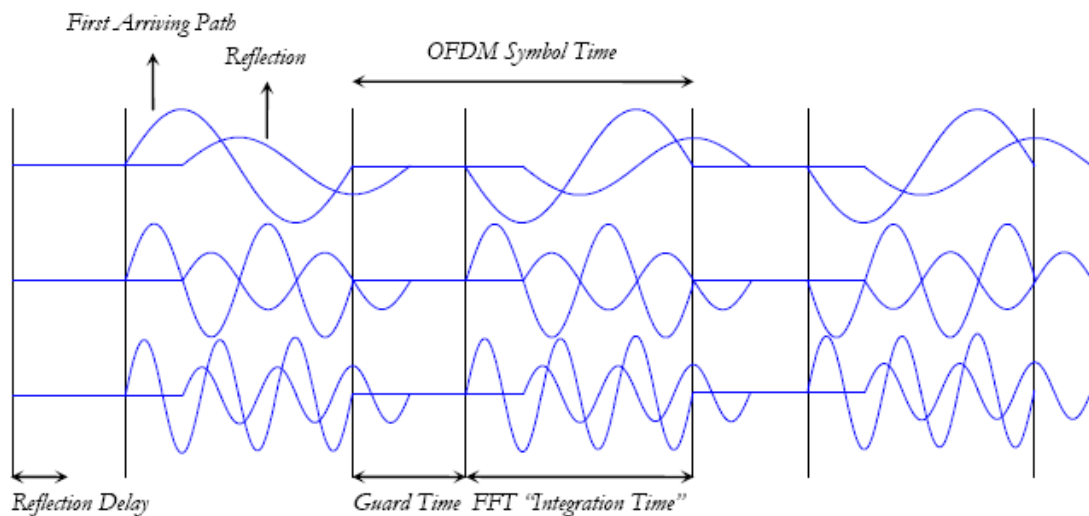
### 2.3.4.1. Γενικά

Με τη χρήση OFDM σε ένα κανάλι πολλαπλών διαδρομών ,φυσικά αυξάνεται ο χρόνος συμβόλου κατά τον αριθμό  $N$  των subcarriers αλλά παραμένει η διασυμβολική παρεμβολή. Αυτό συμβαίνει γιατί ένα subcarrier μπορεί να ληφθεί από το δέκτη την ίδια στιγμή που λαμβάνεται η καθυστερημένη εκδοχή ενός προηγούμενου subcarrier. Για να αποφευχθεί λοιπόν η διασυμβολική παρεμβολή προστίθεται ένα χρονικό διάστημα προστασίας (Guard Interval) στην αρχή του συμβόλου σε κάθε subcarrier το οποίο θα πρέπει να ξεπερνάει τη μέγιστη τιμή της εξάπλωσης καθυστέρησης του καναλιού ώστε να μη παρεμβάλει στο πεδίο του χρόνου το ένα σύμβολο στο άλλο. Αρχικά προτάθηκε το διάστημα φύλαξης να μη φέρει πληροφορία όμως τα μηδενικά διαστήματα προστασίας δε προσφέρουν ανθεκτικότητα σε πολυδιαδρομική διάδοση και εντείνεται το πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής αφού χάνεται η ορθογωνιότητα του σήματος [5]. Για τη σωστή αντιμετώπιση των παρεμβολών αντιγράφουμε το τελευταίο μέρος του συμβόλου και το τοποθετούμε στην αρχή σαν διάστημα φύλαξης (cyclic prefix) [15], [18]. Οι λόγοι που επιλέγεται κυκλικό πρόθεμα στην αρχή του συμβόλου είναι δύο:

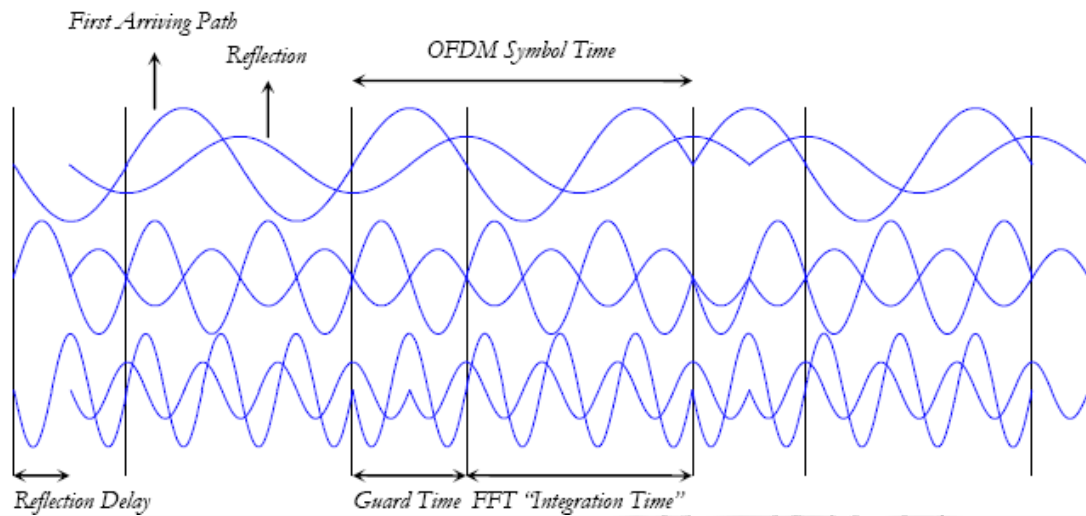
1. Η διατήρηση του συγχρονισμού του subcarrier στο δέκτη.
2. Το κυκλικό πρόθεμα μπορεί εύκολα να εφαρμοστεί μεταξύ του σήματος OFDM και της απόκρισης καναλιού για τη μοντελοποίηση του συστήματος μετάδοσης.



Στην εικόνα 2-7 μπορούμε να δούμε τη διαφορά της χρήσης ενός μηδενικού διαστήματος φύλαξης (α) και ενός κυκλικού προθέματος (β). Στο σχήμα βλέπουμε την άφιξη δύο αντιγράφων του ίδιου συμβόλου όπου το δεύτερο είναι εξασθενημένο και φτάνουν με διαφορά χρόνου. Στο (α) χρησιμοποιούμε ένα απλό διάστημα προστασίας χωρίς πληροφορία του οποίου φυσικά η διάρκεια είναι μεγαλύτερη από την εξάπλωση καθυστέρησης του σήματος. Όμως το άθροισμα των δύο συνιστωσών κατά τη διαδικασία που ακολουθεί στο δέκτη του ευθύ μετασχηματισμού Fourier δε δίνει ημιτονοειδές σήμα με αποτέλεσμα να χάνεται η ορθογωνιότητα στην έξοδο του FFT και προκύπτει παρεμβολή μεταξύ των φερόντων. Στο (β) χρησιμοποιούμε κυκλικό πρόθεμα του οποίου η διάρκεια είναι και πάλι μεγαλύτερη από την εξάπλωση καθυστέρησης του σήματος. Σε αυτή τη περίπτωση στη έξοδο του Fourier προκύπτει σήμα μια εξασθενημένη έκδοση του αρχικού σήματος με μετακινήμενη φάση. Αποτέλεσμα να μη χάνεται η ορθογωνιότητα των σημάτων και να μην εμφανίζεται παρεμβολή μεταξύ των subcarriers.

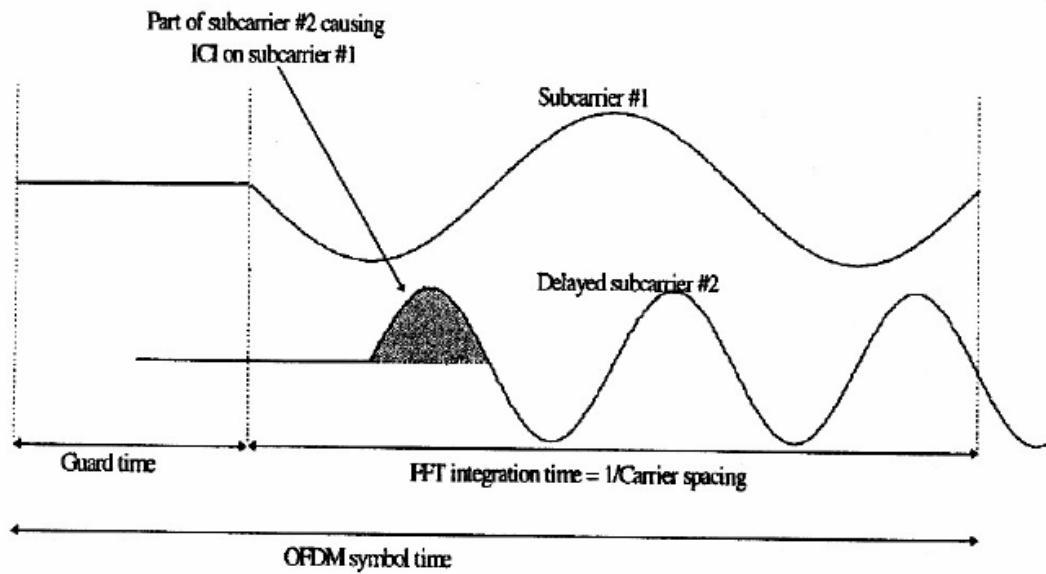


Εικόνα 2-7 (α) : Guard interval με μηδενικό διάστημα φύλαξης



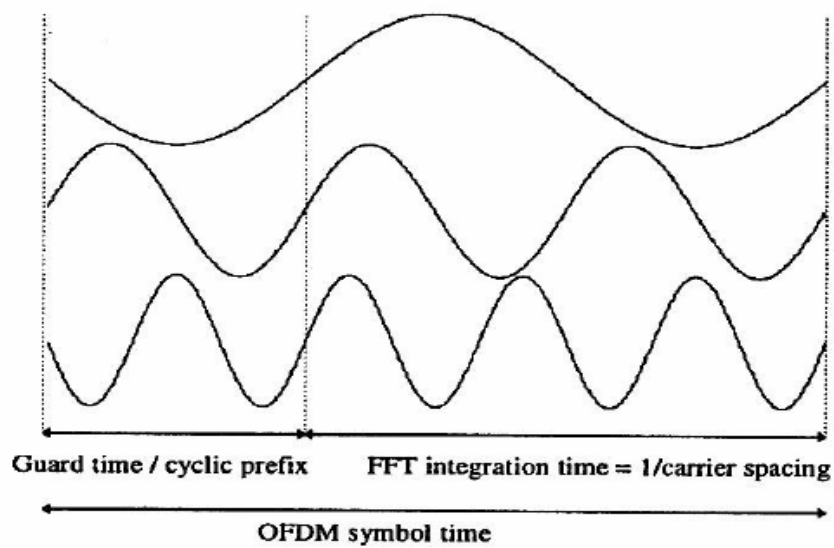
Εικόνα 2-7 (β) : Guard interval με κυκλικό πρόθεμα

Στη συνέχεια (εικ 2-8) βλέπουμε τη μετάδοση δύο subcarriers όπου το ένα ακολουθεί το άλλο και θα πρέπει να έχουν ακέραιο αριθμό περιόδων με διαφορά 1. Άρα για μια περίοδο του ενός σήματος σε ένα διάστημα χρόνου  $t$ , το επόμενο subcarrier θα πρέπει να έχει δυο περιόδους. Όπως ξέρουμε σε ένα σύστημα OFDM τα subcarriers στέλνονται ταυτόχρονα χωρίς όμως να αφικνούνται ταυτόχρονα. Έτσι στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε το δεύτερο subcarrier να φτάνει με καθυστέρηση μικρότερη μεν από το διάστημα φύλαξης αλλά με μηδενικό διάστημα φύλαξης. Παρατηρούμε ότι η διαφορά περιόδων μέσα στο διάστημα του FFT δεν είναι ακέραιος αριθμός και έτσι κατά την αποδιαμόρφωση του πρώτου subcarrier παρεμβάλλεται η καθυστερημένη έκδοση του δεύτερου subcarrier [15].



Εικόνα 2-8: Επίδραση της πολυόδης διάδοσης με μηδενικό ως χρόνο προστασίας

Σε αντίθεση παρατηρούμε ότι όταν χρησιμοποιείται κυκλικό πρόθεμα οι καθυστερημένες εκδόσεις κάποιων subcarriers έχουν πάντα ακέραιο αριθμό περιόδων στο διάστημα FFT με βασική προϋπόθεση φυσικά να μην είναι η εξάπλωση καθυστέρησης του σήματος μεγαλύτερη του διαστήματος φύλαξης. Αυτό ακριβώς βλέπουμε στην εικόνα 2-9 με την αποστολή τριών διαδοχικών subcarriers.[15]

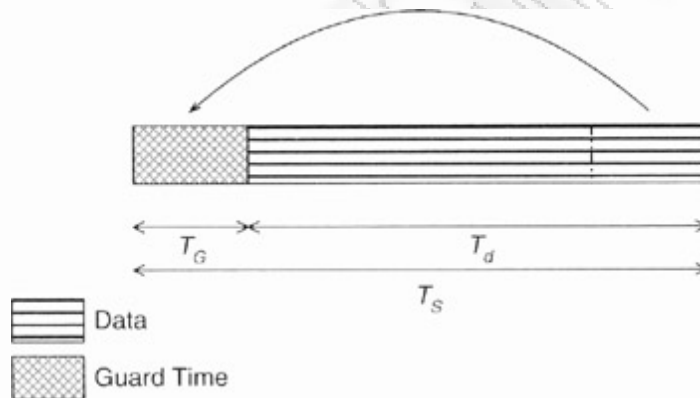


Εικόνα 2-9: Σύμβολο OFDM με κυκλικό πρόθεμα ως χρόνο προστασίας

Εφαρμόζοντας το cyclic prefix σε σύστημα OFDM το συνολικό μήκος του συμβόλου είναι  $T_s = T_g + T_{fft}$ , όπου  $T_g$  είναι ο χρόνος του διαστήματος προστασίας και  $T_{fft}$  ο χρόνος του IFFT (το χρήσιμο κομμάτι του συμβόλου) [13].

### 2.3.4.2. Μέγεθος κυκλικού προθέματος

Η επιλογή του σωστού διαστήματος φύλαξης είναι κρίσιμη για μια OFDM ζεύξη. Όπως προείπαμε παρέχει προστασία από την εξάπλωση καθυστέρησης και προστατεύει από τη διασυμβολική παρεμβολή αλλά όσο μεγαλώνει το διάστημα



Εικόνα 2-10: Cyclic prefix = 1/4 useful data

φύλαξης μειώνεται ο λόγος σήματος προς το θόρυβο. Στην εικόνα 2-10 το μήκος του GI είναι ίσο με το  $\frac{1}{4}$  του  $T_{fft}$  και από αυτό φαίνεται σύμφωνα με το παρακάτω τύπο ότι οι απώλειες του σηματοθορυβικού λόγου είναι ίσες ή μικρότερες του 1dB.[13]

$$SNR_{loss} = -10 \cdot \log \left( 1 - \frac{T_{guard}}{T_{total}} \right) \quad (2.6)$$

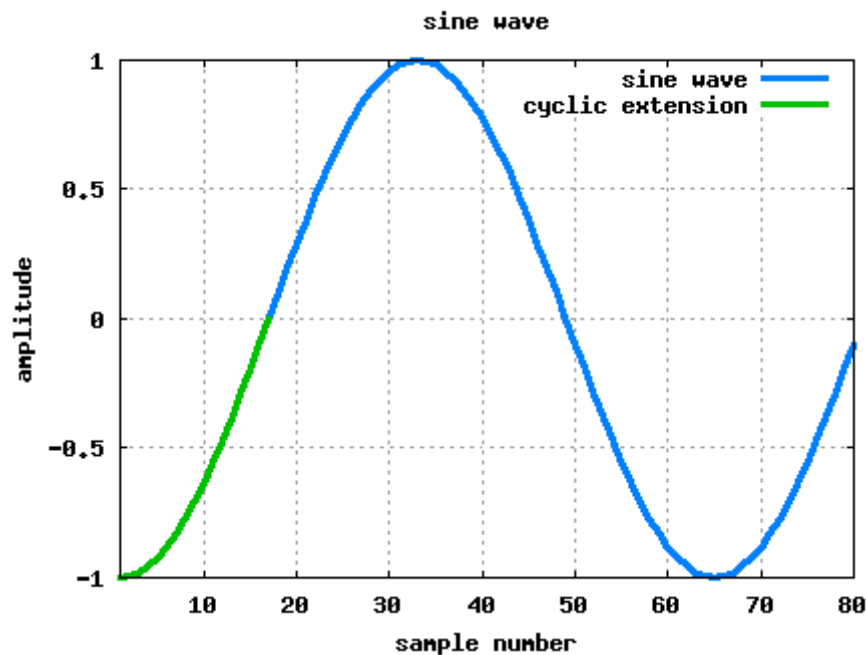
$$T_{guard} \leq \frac{1}{4} \cdot T_{useful} \Rightarrow$$

$$SNR_{loss} \leq 1dB \quad (2.7)$$

### 2.3.4.3. Κυκλικό πρόθεμα σε προδιαγραφές ζεύξης 802.11a

Ας εξετάσουμε ένα subcarrier (σε ασύρματη ζεύξη προδιαγραφών IEEE 802.11a - βλ. §3.4). Στο σχήμα 2-3 φαίνεται η μπλε γραμμή η οποία αντιστοιχεί στο ημιτονοειδές κύμα όπου η μια περίοδος του είναι 64 samples (3.2  $\mu$ s με 20 MHz) που αντιστοιχεί σε subcarrier συχνότητας 312.5 kHz.

Για να προσθέσουμε το cyclic prefix ,16 samples δηλ. το  $\frac{1}{4}$  του χρόνου του subcarrier 0.8 $\mu$ s, από το τέλος του subcarrier προσθέτονται στην αρχή του ημιτόνου (πράσινο χρώμα) . Όπως φαίνεται και στο σχήμα προσθέτοντας το cyclic prefix στην αρχή δε προκαλείται καμία ασυνέχεια και εξακολουθούμε να έχουμε το αρχικό ημίτονο συχνότητας 312.5 kHz [19], [20].



Σχήμα 2-3 : Ημιτονοειδές σήμα με κυκλικό πρόθεμα

Περαιτέρω, μετά την προσθήκη του κυκλικού προθέματος, καθώς η ημιτονοειδής συνάρτηση είναι διάρκειας 4 $\mu$ s , έχουμε τώρα ένα μεγαλύτερο δείγμα του ημιτόνου για την επιλογή μιας περιόδου της ημιτονοειδούς συνάρτησης. Φυσικά, ανάλογα με το σύνολο  $x(t)$  που θα επιλεγεί, η φάση πρέπει να διορθωθεί.

## Επίδραση της αποστολής του ημιτονοειδούς μέσα από ένα κανάλι πολλαπλών διαδρομών

Ας εξετάσουμε ένα απλό κανάλι πολλαπλών διαδρομών του τύπου

$$h(t) = a_1\delta(t-t_1) + a_2\delta(t-t_2) \quad (2.8)$$

Ας υποθέσουμε ότι το προς μετάδοση σύμβολο είναι  $x(t) = e^{j2\pi f_1 t}$

Το λαμβανόμενο σήμα είναι

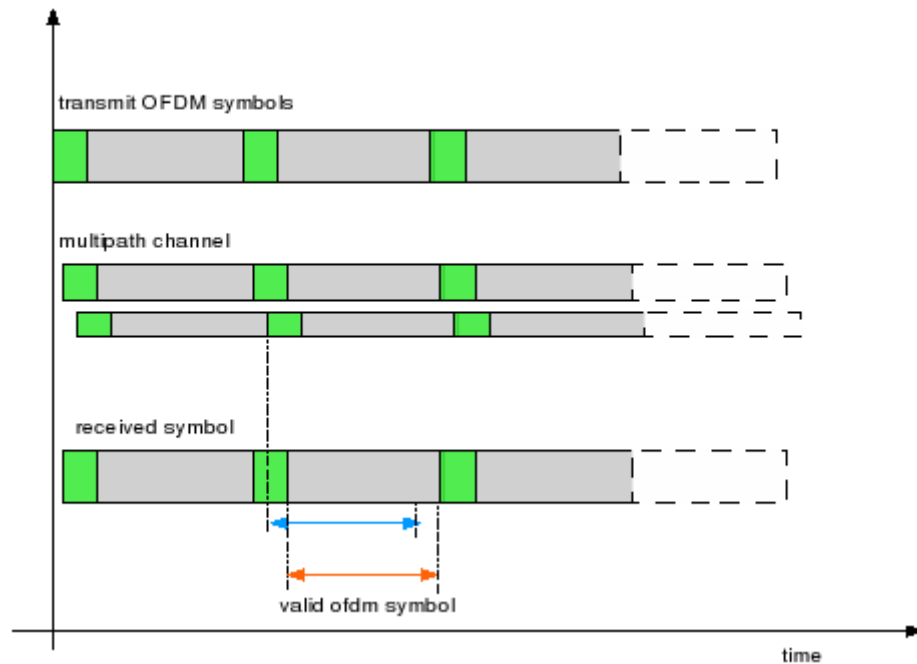
$$\begin{aligned} y(t) &= x(t) * h(t) \Rightarrow \\ \Rightarrow y(t) &= a_1 e^{j2\pi f_1(t-t_1)} + a_2 e^{j2\pi f_2(t-t_2)} \Rightarrow \\ \Rightarrow y(t) &= e^{j2\pi f_1 t} \left[ \underbrace{a_1 e^{-j2\pi f_1 t_1} + a_2 e^{-j2\pi f_1 t_2}} \right] \end{aligned} \quad (2.9)$$

Όπως φαίνεται από την παραπάνω εξίσωση, μετά την αποστολή μέσα από το κανάλι multipath, το λαμβανόμενο σήμα είναι η αρχική ημιτονοειδή ακολουθία  $x(t)$  με τροποποιήσεις στο πλάτος και τη φάση.

## Η χρήση του cyclic prefix σε πολυδιαδρομικό κανάλι

Το cyclic prefix λειτουργεί ως μια περιοχή απομόνωσης, όπου πληροφορία με καθυστέρηση από προηγούμενα σύμβολα μπορούν να αποθηκευτούν. Ο δέκτης πρέπει να αποκλείσει δείγμα του cyclic prefix, το οποίο καταστράφηκε από καθυστέρηση του προηγούμενου συμβόλου, κατά την επιλογή του δείγματος του νέου συμβόλου OFDM. Περαιτέρω, όπως προείπαμε μια ημιτονοειδής ακολουθία με καθυστέρηση δεν επηρεάζει τη συχνότητα της επόμενης παρά μόνο το πλάτος και τη φάση.





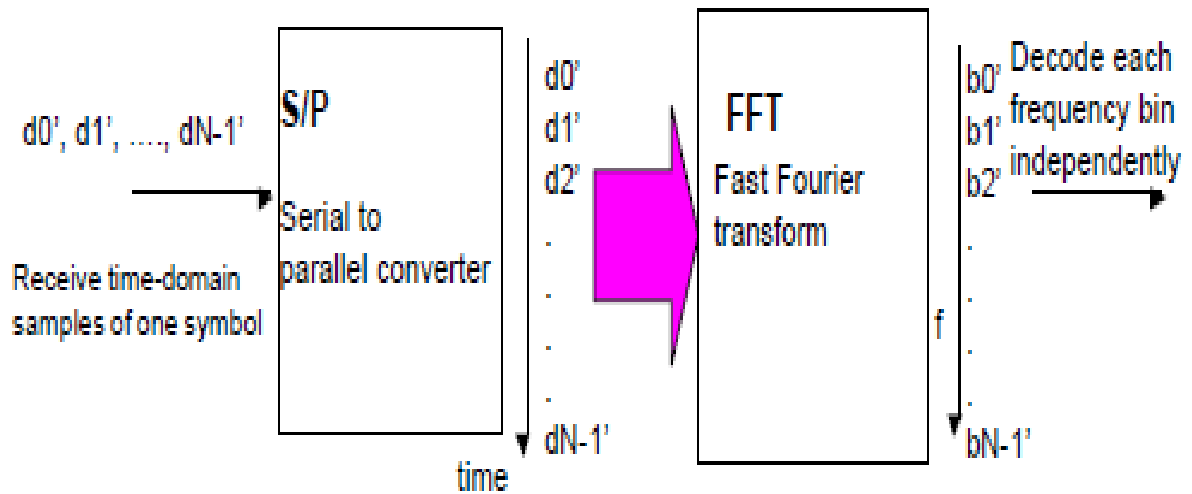
Εικόνα 2-11 : Σύμβολο OFDM σε πολυδιαδρομική μετάδοση

Λαμβάνοντας το αυτό υπόψη, για την αποδιαμόρφωση του λημμένου συμβόλου, ο δέκτης μπορεί να επιλέξει 3.2μs από μια περιοχή που δεν επηρεάζεται από το προηγούμενο σύμβολο. Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, τα δείγματα μπορούν να επιλεγούν από την περιοχή μπλε-βέλους ή τη περιοχή πορτοκαλί βέλους ή κάπου ενδιάμεσα.

Ωστόσο, η χρήση cyclic prefix έχει ένα σοβαρό μειονέκτημα, τη μείωση του καθαρού ρυθμού μετάδοσης καθώς αποστέλλεται περαιτέρω πληροφορία μη χρήσιμη [19].

### 2.3.5. Ευθύς μετασχηματισμός Fourier

Μετά τη προσθήκη του cyclic prefix το σήμα εκπέμπεται και φτάνει στο δέκτη. Εκεί αφού αφαιρεθεί το κυκλικό πρόθεμα το σήμα περνάει στο στάδιο του ευθύ μετασχηματισμού Fourier. Πριν φυσικά από τη διαδικασία FFT το σήμα μετατρέπεται και πάλι από σειριακή σε παράλληλη μορφή.



Εικόνα 2-12 : Ευθύς μετασχηματισμός Fourier

Όπως φαίνεται και στην εικόνα 2-12 ο FFT λαμβάνει ένα αριθμό μιγαδικών σημείων και το καθένα από αυτά αντιστοιχεί σε ένα subcarrier. Η διαδικασία που ακολουθείται είναι η ακριβώς αντίστροφη από αυτή που γίνεται στο IFFT στο πομπό, δηλ. μετατρέπεται το σήμα από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο των συχνοτήτων. Έπειτα ακολουθεί η διαδικασία της αποδιαμόρφωσης όπως εξηγήθηκε και παραπάνω στη διαδικασία της διαμόρφωσης στο πομπό. Το κάθε subcarrier αντιστοιχεί σε ένα μιγαδικό σημείο. Ανάλογα με τη διαμόρφωση που χρησιμοποιείται, το κάθε σημείο αντιστοιχεί σε ένα σύμβολο και επομένως σε μια σειρά bits. Στη συνέχεια γίνεται εκτίμηση του μιγαδικού σημείου που λαμβάνεται και αντιστοιχίζεται με το πιο κοντινό σημείο του αστερισμού που χρησιμοποιείται. Έπειτα, μετά την αποδιαμόρφωση, το σήμα μετατρέπεται και πάλι σε σειριακή μορφή. Με τον όρο αποδιαμόρφωση εννοούμε την επανένωση των συμβόλων του κάθε subcarrier και την δημιουργία και πάλι του αρχικού OFDM συμβόλου [5], [15].

## 2.4. Παραμετροποίηση OFDM

### 2.4.1. Ορισμός παραμέτρων

Για να σχεδιαστεί ένα OFDM σύστημα είναι σημαντικό να οριστούν οι παράμετροι λειτουργίας. Οι παράμετροι και οι τιμές αυτών καθορίζονται βάσει της χωρητικότητας που θα πρέπει να έχει το σύστημα, της περιοχής κάλυψης, της ποιότητας και της ταχύτητας των υπηρεσιών που θα προσφέρονται και βασικά του κόστους υλοποίησης. Οι παράμετροι που επηρεάζονται είναι [13]:

- Bitrate, Bandwidth, εξάπλωση καθυστέρησης
- Απόσταση μεταξύ subcarriers
- Μέγεθος διαστήματος φύλαξης
- Μέγεθος διαμόρφωσης
- Μέγεθος FFT/IFFT

Η Διεθνής Ένωση Τηλεπικοινωνιών (ITU) καθορίζει το bitrate και το bandwidth σε κάθε περίπτωση [6]. Όσον αφορά ποια θα είναι η εξάπλωση καθυστέρησης, αυτή εξαρτάται από τη περιοχή κάλυψης, αν ο χώρος είναι εσωτερικός ή εξωτερικός, τα αντικείμενα και τα κτίρια που παρεμβάλλονται. Από αυτά τα στοιχεία καθορίζονται επίσης τα χαρακτηριστικά των κεραιών καθώς και των κινητών τερματικών.

Χάρη στη χρήση OFDM μπορούμε να αξιοποιήσουμε περισσότερο το διαθέσιμο φάσμα καθώς τα subcarriers μπορούν τοποθετηθούν σε πολύ μικρές αποστάσεις λόγω της ορθογωνιότητας μεταξύ τους. Το διάστημα ανάμεσα στα subcarriers προκύπτει από το λόγο του εύρους ζώνης προς το μέγεθος  $N$  του FFT.

Το διάστημα φύλαξης συνήθως επιλέγεται να είναι το 10% της διάρκειας του συμβόλου κάτι που μειώνει ακόμα περισσότερο τις απώλειες του SNR. Το 10% της διάρκειας του συμβόλου είναι δυο με τέσσερις φορές η εξάπλωση καθυστέρησης του σήματος [15].

Όσον αφορά τη διαμόρφωση υπάρχουν δυο επιλογές. Η μια επιλογή είναι η σταθερή διαμόρφωση και η άλλη είναι η προσαρμόσιμη διαμόρφωση. Στη σταθερή διαμόρφωση επιλέγεται εξ αρχής μια εκ των διαθέσιμων BPSK, QPSK, 16-QAM και 64-QAM και χρησιμοποιείται για όλα τα subcarriers. Η επιλογή γίνεται βάσει των χειρότερων συνθηκών όσον αφορά τις διασυμβολικές παρεμβολές και την εξάπλωση καθυστέρησης. Στην προσαρμόσιμη επιλογή διαμόρφωσης αποδίδεται σε κάθε subcarrier και άλλη διαμόρφωση ανάλογα με τις συνθήκες και έτσι γίνεται πιο σωστή εκμετάλλευση του φάσματος. Το μειονέκτημα της προσαρμόσιμης διαμόρφωσης είναι η πολυπλοκότητα του συστήματος και η ανάγκη για παροχή περισσότερης πληροφορίας σε πομπό και δέκτη για το είδος διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται [5].

Για το μέγεθος FFT/IFFT αναφέραμε και πριν ότι ο αριθμός  $N$  εισόδων του IFFT/FFT είναι δύναμη του 2 και είναι τέτοιος ώστε να μπορεί να εξυπηρετήσει όλα τα subcarriers.

#### 2.4.2. Peak-to-average Power Ratio

Ένα χαρακτηριστικό φαινόμενο της μετάδοσης μέσω OFDM είναι το Peak to Average Power ratio (PAPR), το οποίο είναι το ενδεχόμενο σημαντικής διαφοράς του πλάτους του εκπεμπόμενου σήματος με τη μέση τιμή αυτού και εκφράζεται ως ο λόγος της μέγιστης ισχύος που λαμβάνεται στο δέκτη για κάθε subcarrier προς τη μέση ισχύ όλων των subcarriers. Είναι ένα μεγάλο μειονέκτημα της διαμόρφωσης OFDM ο μεγάλος λόγος της μέγιστης προς την μέση τιμή (Peak to Average Power Ratio, PAPR) που έχει ως αποτέλεσμα μεγάλη κατανάλωση ενέργειας στο αναλογικό τμήμα του πομπού. Σε κάθε subcarrier ανατίθεται ένα ημιτονοειδές σήμα και θα πρέπει η μέση ισχύς να είναι ανάλογη του αριθμού  $N$  των subcarriers. Κάποιες φορές όμως όπως προείπαμε, οι καθυστερημένες εκδοχές ενός subcarrier δρουν επικοδομητικά με αποτέλεσμα η ισχύς να είναι μεγαλύτερη και όχι ανάλογη του  $N$ . Έτσι αυξάνεται το PAPR, με χειρότερη πιθανή περίπτωση η μέση ισχύς να γίνει ανάλογη του  $N^2$  με αποτέλεσμα σημαντική εξάπλωση του BER. Το PAPR μπορεί να μειωθεί με τη χρήση διάφορων τεχνικών όπως χρήση κατάλληλων σχημάτων κωδικοποίησης [21].

Ας προσπαθήσουμε να κατανοήσουμε το Peak to average Power Ratio (PAPR) και τη τυπική τιμή του σε ένα σύστημα OFDM με προδιαγραφές IEEE 802.11a (βλ. § 3.4.) [18].

Το PAPR για το σήμα  $x(t)$  ορίζεται ως

$$papr = \frac{\max [x(t)x^*(t)]}{E[x(t)x^*(t)]} \quad (2.10)$$

Όπου

$( )^*$  σύζευξη.

Εκφράζοντας σε ντεσιμπέλ,

$$papr_{dB} = 10 \log_{10} (papr) \quad (2.11)$$

### PAPR μιας ενιαίας ημιτονοειδής ακολουθίας

Έστω ένα ημιτονοειδές σήμα  $x(t) = \sin(2\pi ft)$  έχοντας περίοδο  $T$ .

Η μέγιστη τιμή του σήματος είναι

$$\max [x(t)x^*(t)] = +1 \quad (2.12)$$

Η μέση τετραγωνική τιμή του σήματος είναι,

$$E[x(t)x^*(t)] = \frac{1}{T} \int_0^T \sin^2(2\pi ft) = \frac{1}{2} \quad (2.13)$$

Λαμβάνοντας υπόψη αυτό, το PAPR ενός ημιτονοειδούς σήματος είναι

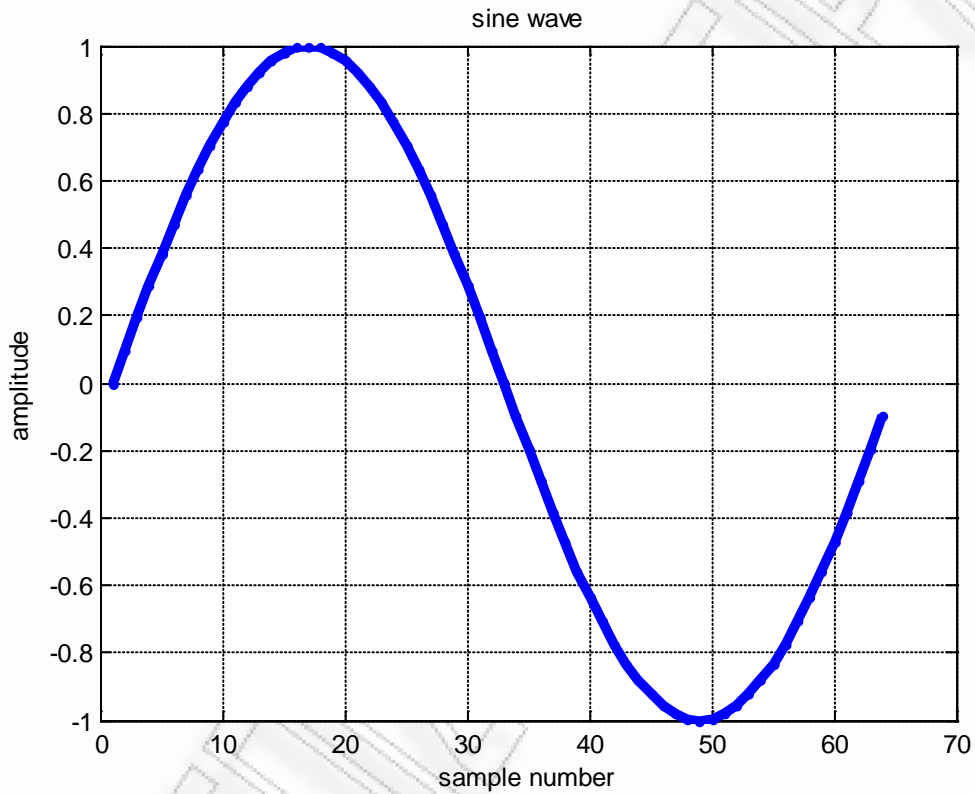
$$papr = \frac{1}{\left(\frac{1}{2}\right)} = 2 \quad (2.14)$$

Χρησιμοποιώντας τον παρακάτω κώδικα matlab,

```
xt = sin(2*pi*1*[0:1/64:0.999]);
plot(xt,'b-','LineWidth',4)
grid on
```

```
xlabel('sample number')  
ylabel('amplitude')  
title('sine wave')  
meanSquareValue = xt*xt'/length(xt)  
peakValue = max(xt.*conj(xt)) / meanSquareValue
```

παίρνουμε για το ημιτονοειδές σήμα που φαίνεται στο σχήμα:



Σχήμα 2-4 : Κυματομορφή μιας απλής ημιτονοειδούς ακολουθίας

Ότι :

meanSquareValue = 0.5000

peakValue = 1



**PAPR μιας σύνθετης ημιτονοειδούς ακολουθίας**

Έστω ένα ημιτονοειδές σήμα

$$x(t) = e^{2\pi ft} \text{ έχοντας περίοδο } T.$$

Η μέγιστη τιμή του σήματος είναι

$$\max [x(t)x^*(t)] = +1 \quad (2.15)$$

Η μέση τετραγωνική τιμή του σήματος είναι,

$$E[x(t)x^*(t)] = \frac{1}{T} \int_0^T \exp^{4\pi ft} = 1 \quad (2.16)$$

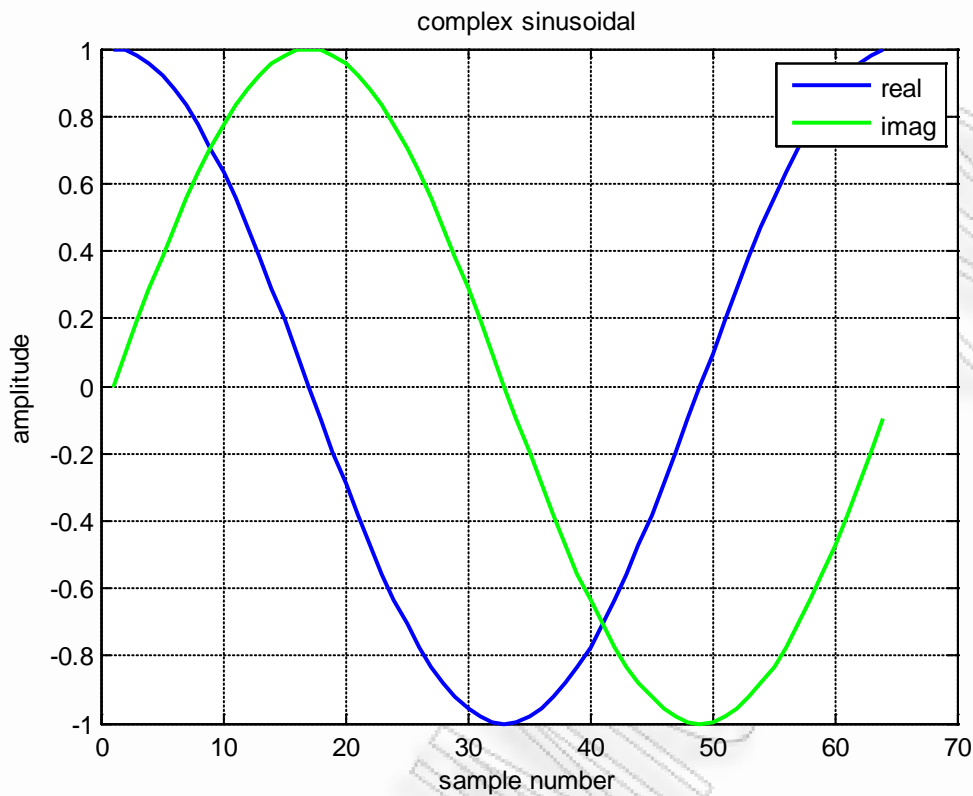
Λαμβάνοντας υπόψη αυτό, το PAPR ενός σύνθετου ημιτονοειδή τόνου είναι,

$$papr = 1 \quad (2.17)$$

Χρησιμοποιώντας τον παρακάτω κώδικα matlab,

```
% defining a signal in frequency domain
% subcarrier +1 alone
xF = [zeros(1,6) zeros(1,26) 0 1 zeros(1,25) zeros(1,5) ];
xt = 64*ifft(fftshift(xF));
meanSquareValue = xt*xt'/length(xt)
peakValue = max(xt.*conj(xt))
plot(real(xt),'b','LineWidth',2)
hold on
plot(imag(xt),'g','LineWidth',2)
xlabel('sample number')
ylabel('amplitude')
title('complex sinusoidal')
legend('real', 'imag')
grid on
```

παίρνουμε για το ημιτονοειδές σήμα που φαίνεται στο σχήμα:



Σχήμα 2-5: Κυματομορφή μιας απλής ημιτονοειδούς ακολουθίας

Ότι :

meanSquareValue = 1

peakValue = 1.0000

### Μέγιστο αναμενόμενο PAPR σε OFDM κυματομορφή

Είδαμε ότι ένα σήμα OFDM είναι το άθροισμα των πολλαπλών ημιτονοειδών σημάτων έχοντας διαχωρισμού συχνοτήτων  $\frac{1}{T}$  όπου κάθε ημιτονοειδές διαμορφώνεται από ανεξάρτητες πληροφορίες  $a_k$ . Από μαθηματική άποψη, το σήμα μετάδοσης είναι,

$$x(t) = \sum_0^{K-1} a_k e^{j2\pi kt/T} \quad (2.18)$$

Για απλότητα, ας υποθέσουμε ότι  $a_k = 1$  για όλα τα subcarriers. Σε αυτό το σενάριο, η μέγιστη τιμή του σήματος είναι,

$$\begin{aligned} \max [x(t)x^*(t)] &= \max \left[ \sum_0^{K-1} a_k e^{\frac{j2\pi kt}{T}} \sum_0^{K-1} a_k^* e^{\frac{-j2\pi kt}{T}} \right] \\ &= \max \left[ a_k a_k^* \sum_0^{K-1} \sum_0^{K-1} e^{\frac{j2\pi kt}{T}} e^{\frac{-j2\pi kt}{T}} \right] \\ &= K^2 \end{aligned} \quad (2.19)$$

Η μέση τετραγωνική τιμή του σήματος είναι,

$$\begin{aligned} E[x(t)x^*(t)] &= E \left[ \sum_0^{K-1} a_k e^{\frac{j2\pi kt}{T}} \sum_0^{K-1} a_k^* e^{\frac{-j2\pi kt}{T}} \right] \\ &= E \left[ a_k a_k^* \sum_0^{K-1} \sum_0^{K-1} e^{\frac{j2\pi kt}{T}} e^{\frac{-j2\pi kt}{T}} \right] \\ &= K \end{aligned} \quad (2.20)$$

Λαμβάνοντας υπόψη αυτό, το PAPR για ένα σύστημα OFDM με  $K$  subcarriers και με όλους τους subcarriers να έχουν την ίδια διαμόρφωση, είναι,

$$papr = \frac{K^2}{K} = K \quad (2.21)$$

Είναι κατανοητό ότι η παραπάνω τιμή αντιστοιχεί στην μέγιστη τιμή της PAPR (όταν όλα τα subcarriers είναι ίδιας διαμόρφωσης, ευθυγραμμισμένα στην φάση και η μέγιστη τιμή φτάνει στο απόλυτο).

### PAPR στο IEEE 802.11a OFDM μετάδοση

Χρησιμοποιώντας τις προδιαγραφές του IEEE 802.11a (βλ. §3.4), έχουμε  $K = 52$  χρησιμοποιούμενα subcarriers. Βάσει αυτού, το μέγιστο

αναμενόμενο PAPR είναι 52 (περίπου 17dB!!). Ωστόσο, είναι απίθανο όλα τα σήματα να είναι εξίσου διαμορφωμένα.

Παρακάτω έχουμε ένα σενάριο σε κώδικα matlab όπου μας δίνεται η κατανομή PAPR από κάθε σύμβολο OFDM που διαμορφώνεται σε BPSK[18].

### Script υπολογισμού του PAPR ανά σύμβολο για μετάδοση OFDM με προδιαγραφές IEEE 802.11a.

```

clear
nFFTSize = 64;
% for each symbol bits a1 to a52 are assigned to subcarrier
% index [-26 to -1 1 to 26]
subcarrierIndex = [-26:-1 1:26];
nBit = 10000;
ip = rand(1,nBit) > 0.5; % generating 1's and 0's
nBitPerSymbol = 52;

nSymbol = ceil(nBit/nBitPerSymbol);

% BPSK modulation
% bit0 --> -1
% bit1 --> +1
ipMod = 2*ip - 1;
ipMod = [ipMod zeros(1,nBitPerSymbol*nSymbol-nBit)];
ipMod = reshape(ipMod,nSymbol,nBitPerSymbol);

st = []; % empty vector

for ii = 1:nSymbol

inputiFFT = zeros(1,nFFTSize);

% assigning bits a1 to a52 to subcarriers [-26 to -1, 1 to 26]
inputiFFT(subcarrierIndex+nFFTSize/2+1) = ipMod(ii,:);

% shift subcarriers at indices [-26 to -1] to fft input indices [38 to 63]

```

```
inputiFFT = fftshift(inputiFFT);

outputiFFT = 64*ifft(inputiFFT,nFFTSize);

% adding cyclic prefix of 16 samples
outputiFFT_with_CP = [outputiFFT(49:64) outputiFFT];

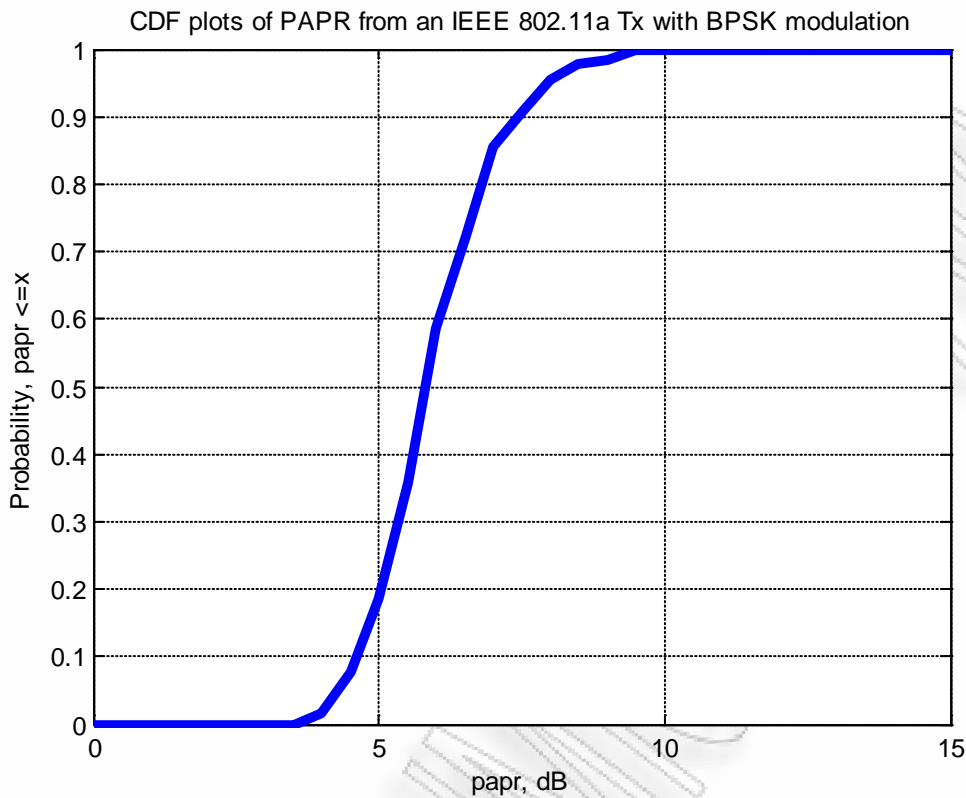
% computing the peak to average power ratio for each symbol
meanSquareValue = outputiFFT*outputiFFT'/length(outputiFFT);
peakValue = max(outputiFFT.*conj(outputiFFT));
paprSymbol(ii) = peakValue/meanSquareValue;

% concatenating the symbols to form the final output
st = [st outputiFFT_with_CP];

end

close all
paprSymboldB = 10*log10(paprSymbol);
[n x] = hist(paprSymboldB,[0:0.5:15]);
plot(x,cumsum(n)/nSymbol,'LineWidth',4)
xlabel('papr, dB')
ylabel('Probability, papr <=x')
title('CDF plots of PAPR from an IEEE 802.11a Tx with BPSK modulation')
grid on
```

Στο σχήμα 2-6 εμφανίζονται σενάρια Αθροιστικής συνάρτησης κατανομής PAPR.



Σχήμα 2-6 : Αθροιστική κατανομή (CDF) PAPR για ένα τυχαίο σήμα BPSK

Όπως φαίνεται στο σχήμα 2-6 το PAPR κατανέμεται μεταξύ 3,5dB και ένα μέγιστο των 10dB.

## 2.5. Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα OFDM

Η χρήση του OFDM σήμερα είναι διευρυμένη καθώς η χρήση του έχει πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με τις μονοφασικές μεταδόσεις. Κάποια από τα πλεονεκτήματα που προσφέρονται είναι [13]:

- ✓ Ανθεκτικότητα σε πολυδιαδρομικό περιβάλλον διάδοσης
- ✓ Εύκολη ισοστάθμιση
- ✓ Ευκολία υλοποίησης σε Software Radio



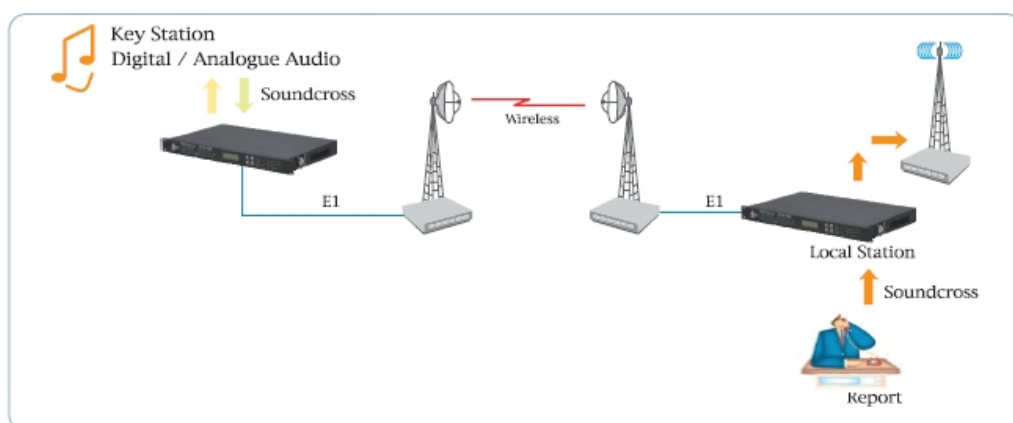
- ✓ Ανθεκτικότητα σε κρουστικό θόρυβο (γενικά σε παρεμβολές στενής ζώνης)
- ✓ Αποδοτικότητα φάσματος(Spectral Efficiency)
- ✓ Δυναμικά μεταβαλλόμενος ρυθμός μετάδοσης

Όμως φυσικό είναι να υπάρχουν και μειονεκτήματα τα οποία πρέπει να αντιμετωπίζονται:

- Ευπάθεια σε προβλήματα συγχρονισμού λόγω
  - Φαινομένου Doppler
  - Απόκλισης συχνότητας ταλαντωτών
- Υψηλή τιμή λόγου Μέγιστη-προς-Μέση Ισχύ (PAPR)

## 2.6. Εφαρμογές OFDM

Πιο πάνω αναφέραμε κάποιες από τις εφαρμογές οι οποίες χρησιμοποιούν OFDM. Σε αυτή την ενότητα θα δούμε ποιες είναι αυτές και τι προσφέρει η κάθε μια. Το 1995 εφαρμόστηκε το OFDM για Digital Audio Broadcasting. Η τεχνολογία αυτή είναι με απλά λόγια το «ψηφιακό ραδιόφωνο» και εφαρμόζεται σε πολλούς ραδιοφωνικούς σταθμούς κυρίως στην Ευρώπη. Στις παρακάτω εικόνες βλέπουμε πως ακριβώς γίνεται η μετάδοση του σήματος καθώς και ένα ψηφιακό δέκτη DAB [13].

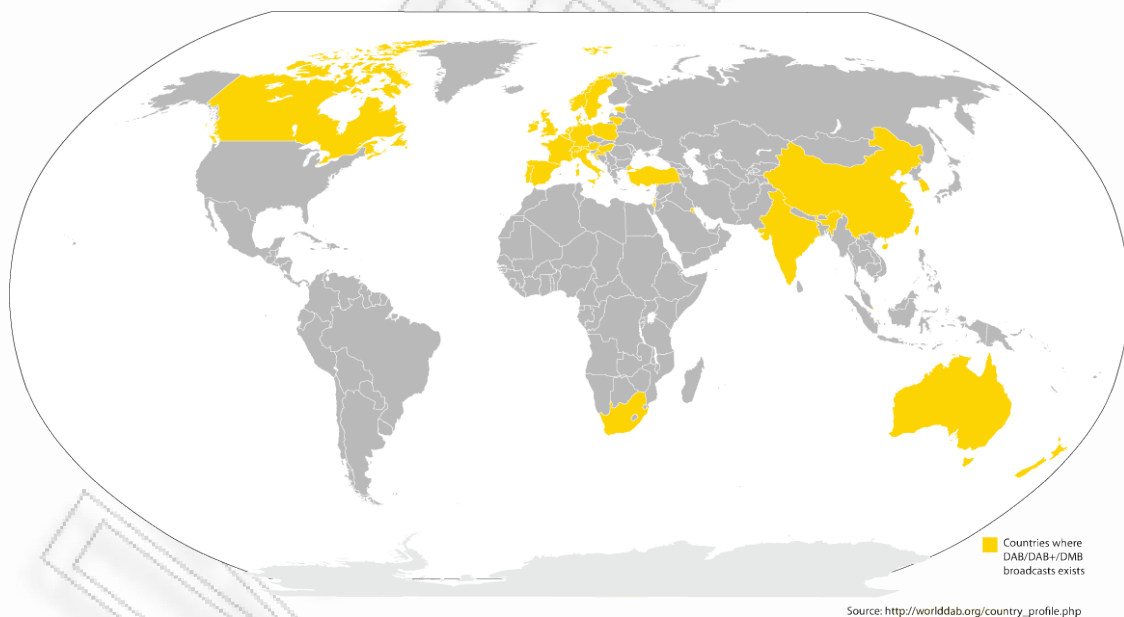


Εικόνα 2-13: Μετάδοση σήματος Digital Audio Broadcasting



Εικόνα 2-14 : Ψηφιακός δέκτης Digital Audio Broadcasting

Οι καινοτομίες του DAB είναι η ποιότητα ήχου που παρέχει στους χρήστες καθώς είναι συγκρίσιμη με τη ποιότητα ήχου CD και χρησιμοποιεί έναν απλό δέκτη για λήψη τόσο ήχου όσο και δεδομένων στην οθόνη. Επίσης παρέχει υπηρεσίες πληροφοριών και text-based επιλογή προγραμμάτων. Τέλος αξιοποιεί στο μέγιστο το φάσμα των συχνοτήτων και μπορεί να υποστηρίξει και υπηρεσίες πολυμέσων(DMB). Για όλα αυτά τα πλεονεκτήματα η χρήση του DAB διευρύνεται όπως φαίνεται και στο χάρτη.



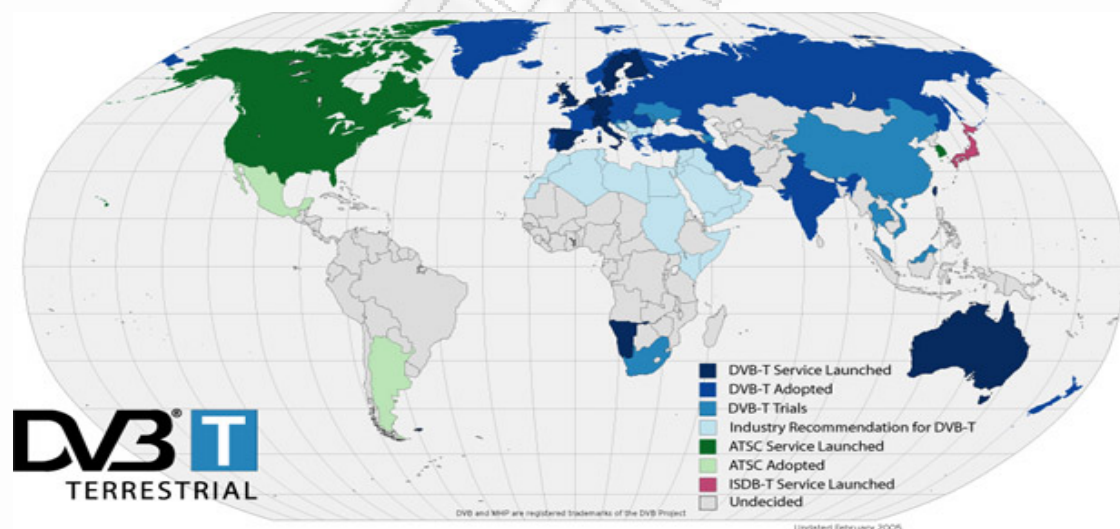
Εικόνα 2-15: Χρήση DAB παγκοσμίως

Το 1997 αναπτύχθηκε το Digital Video Broadcasting-T. Το OFDM κρίθηκε κατάλληλο για αυτή τη τεχνολογία καθώς απαιτείται υψηλός ρυθμός μετάδοσης, ανθεκτικότητα σε παρεμβολές στενής ζώνης και μικρός αριθμός

σφαλμάτων. Το DVB-T απαιτεί συνύπαρξη με αναλογική τηλεόραση (NTSC,PAL,SECAM). Το DVB-T αποτελεί κατά κάποιο τρόπο εξέλιξη του DAB καθώς χρησιμοποιεί υψηλότερο ρυθμό μετάδοσης για τη μετάδοση εικόνας. Χρησιμοποιείται ευρέως σήμερα σε αποστολή και λήψη επίγειων σημάτων (DVB-T) [13]. Παρακάτω βλέπουμε έναν τυπικό ψηφιακό δέκτη (εικ 2-15) επίγειου σήματος και επίσης τη χρήση του DVB-T παγκοσμίως (εικ 2-16).



Εικόνα 2-16: Ψηφιακός δέκτης Digital video broadcasting



Εικόνα 2-17:Χρήση του DVB-T παγκοσμίως

Ακόμη μια εφαρμογή του OFDM είναι στην ευρέως διαδεδομένη τεχνολογία μετάδοσης δεδομένων ADSL. Το Asymmetric Digital Subscriber Line (Ασύμμετρη Ψηφιακή Συνδρομητική Γραμμή) ή ADSL είναι μια μορφή DSL, δηλαδή μια τεχνολογία μετάδοσης δεδομένων που λειτουργεί πάνω σε παραδοσιακή

τηλεφωνική γραμμή αλλά πετυχαίνει υψηλότερους ρυθμούς μεταφοράς από τα παραδοσιακά modem.

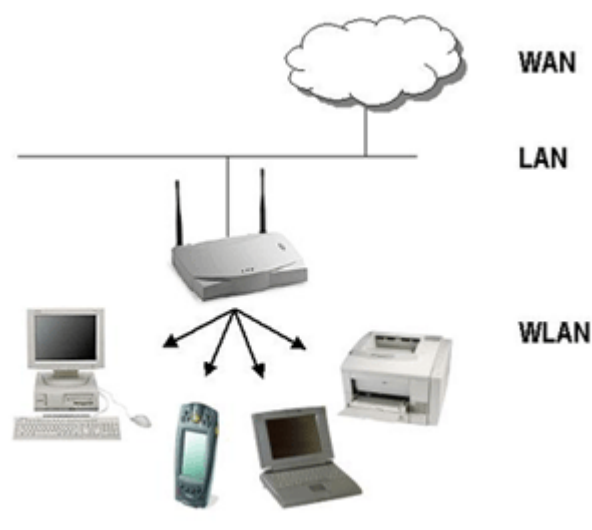
Το απλό χάλκινο καλώδιο (γνωστό και ως τοπικός βρόχος, local loop ή last mile) που συνδέει σχεδόν κάθε σπίτι με το τοπικό τηλεφωνικό κέντρο, έχει πολύ περισσότερες δυνατότητες από την υποστήριξη της απλής τηλεφωνίας. Έτσι με χρήση ανώτερου τμήματος του εύρους ζώνης του βρόχου, εκείνου το οποίο μένει αναξιοποίητο από την κλασική τηλεφωνία (PSTN ή ISDN), επιτυγχάνονται υψηλές ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων. Το γεγονός αυτό προσφέρει κι ένα ακόμη πλεονέκτημα: η παραδοσιακή τηλεφωνία και η μετάδοση δεδομένων μπορούν να λειτουργούν ταυτόχρονα και ανεξάρτητα η μία από την άλλη, εφόσον χρησιμοποιούν διαφορετικό φάσμα συχνοτήτων στην τηλεφωνική γραμμή. Ωστόσο οι συχνότητες που χρησιμοποιεί το ADSL εξασθενούν συντομότερα από αυτές της τηλεφωνίας, με αποτέλεσμα να μπορεί να λειτουργήσει σε αποστάσεις έως 5 Χλμ. από το τηλεφωνικό κέντρο. Επιπλέον, όσο μεγαλώνει η απόσταση από το τηλεφωνικό κέντρο τόσο μειώνεται η ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων που μπορεί να επιτευχθεί από το ADSL [11], [12].

Χαρακτηριστικό του ADSL είναι το ότι οι ταχύτητες λήψης και αποστολής δεδομένων διαφέρουν - σε αυτό οφείλει και τη λέξη «ασύμμετρη» στο όνομά του. Για παράδειγμα, μια τυπική ταχύτητα για ADSL στην Ελλάδα είναι η 1024/256 Kbps, ενώ η μέγιστη ταχύτητα που μπορεί να επιτύχει είναι τα 24/1 Mbps. Ένα επιπλέον χαρακτηριστικό είναι ότι η σύνδεση ADSL είναι μόνιμη και διαθέσιμη ανά πάσα στιγμή (always-on). Δηλαδή δεν απαιτείται σύνδεση και αποσύνδεση από το δίκτυο όπως συμβαίνει με τις τηλεφωνικές κλήσεις.

Η ADSL τεχνολογία παρέχει[13]:

- Υψηλές ταχύτητες Ίντερνετ
- Υπηρεσίες τηλεφωνίας
- Online υπηρεσίες
- Υπηρεσίες Video-on-demand
- Μεταφορά τηλεοπτικού σήματος
- Υπηρεσίες διαδραστικής ψυχαγωγίας

Έπειτα το OFDM χρησιμοποιείται και στα γνωστά ασύρματα τοπικά δίκτυα. Ένα ασύρματο τοπικό δίκτυο (WLAN) συνδέει δύο ή περισσότερες συσκευές που χρησιμοποιούν ορισμένες ασύρματες μεθόδους διανομής και συνήθως παρέχει μια σύνδεση μέσω ενός σημείου πρόσβασης (router) στο ευρύτερο Διαδίκτυο. Αυτό δίνει στους χρήστες την δυνατότητα να μετακινούνται εντός μιας περιοχής κάλυψης και να εξακολουθούν να είναι συνδεδεμένοι στο δίκτυο. Τα Wireless LANs έχουν γίνει δημοφιλή στο σπίτι λόγω της ευκολίας της εγκατάστασης, καθώς και της αυξανόμενης δημοτικότητας των φορητών υπολογιστών.



Εικόνα 2-17: Συσκευές συνδεδεμένες σε δίκτυο WLAN

Δημόσιες επιχειρήσεις, όπως καφετέριες και εμπορικά κέντρα έχουν αρχίσει να προσφέρουν ασύρματη πρόσβαση στους πελάτες τους. Μερικές φορές κιάλας δωρεάν. Μεγάλα έργα ασύρματου δικτύου έχουν γίνει σε πολλές μεγάλες πόλεις: Για παράδειγμα στη Νέα Υόρκη, έχει ξεκινήσει ένα πιλοτικό πρόγραμμα για να καλύψει και τους πέντε δήμους της πόλης με ασύρματη πρόσβαση στο Internet. Το Ινστιτούτο Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών, IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers), γνωστό για την ανάπτυξη των προτύπων στους υπολογιστές και στην ηλεκτρονική βιομηχανία, ανέπτυξε τη σειρά προδιαγραφών 802.11 για τα ασύρματα τοπικά δίκτυα (Wireless LANs) [11], [12].



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup>

### 3. IEEE 802.11

#### 3.1. Γενικά

Το 802.11 διεκπεραιώνει ασύρματη επικοινωνία μεταξύ ενός σταθμού βάσης και ενός κινητού τερματικού (laptop) ή μεταξύ δύο τερματικών. Οι προδιαγραφές για το 802.11 έγιναν δεκτές το 1997. Το 802.11 περιλαμβάνει τα 802.11,802.11a ,802.11b , 802.11g.

Το IEEE 802.11 είναι μια οικογένεια προτύπων της IEEE για ασύρματα τοπικά δίκτυα (WLAN) που είχαν ως σκοπό να επεκτείνουν το 802.3 (Ethernet, το συνηθέστερο πρωτόκολλο ενσύρματης δικτύωσης υπολογιστών) στην ασύρματη περιοχή. Τα πρότυπα 802.11 είναι ευρύτερα γνωστά ως «WiFi» επειδή η WiFi Alliance, ένας οργανισμός ανεξάρτητος της IEEE, παρέχει την πιστοποίηση για τα προϊόντα που υπακούν στις προδιαγραφές του 802.11. Αυτή η οικογένεια πρωτοκόλλων αποτελεί το καθιερωμένο πρότυπο της βιομηχανίας στο χώρο των ασύρματων τοπικών δικτύων.

Ο όρος WiFi (Wireless Fidelity, κατά την ορολογία High Fidelity η οποία αφορά την εγγραφή ήχου) χρησιμοποιείται για να προσδιορίσει τις συσκευές που βασίζονται στην προδιαγραφή IEEE 802.11 b/g και εκπέμπουν σε συχνότητες 2.4GHz. Ωστόσο το WiFi («ασύρματη πιστότητα» στα ελληνικά) έχει επικρατήσει και ως όρος αναφερόμενος συνολικά στα ασύρματα τοπικά δίκτυα. Συνήθεις εφαρμογές του είναι η παροχή ασύρματων δυνατοτήτων πρόσβασης στο Internet, τηλεφωνίας μέσω διαδικτύου (VoIP) και διασύνδεσης μεταξύ ηλεκτρονικών συσκευών όπως τηλεοράσεις, ψηφιακές κάμερες, DVD Player και ηλεκτρονικοί υπολογιστές. Σε φορητές ηλεκτρονικές συσκευές το 802.11 βρίσκει εφαρμογές ασύρματης μετάδοσης, όπως π.χ. στη μεταφορά φωτογραφιών από ψηφιακές κάμερες



σε υπολογιστές για περαιτέρω επεξεργασία και εκτύπωση, αν και σε αυτόν τον τομέα έχει υποσκελιστεί από το πρωτόκολλο Bluetooth για τα πολύ μικρότερης εμβέλειας ασύρματα προσωπικά δίκτυα [11], [12].

## 3.2. Ιστορικό 802.11

Η πρώτη έκδοση του WiFi εισήχθη το 1997 και στο φυσικό επίπεδο περιελάμβανε δύο μεθόδους διασποράς φάσματος για τη μετάδοση στη ζώνη συχνοτήτων 2.4GHz, η εκπομπή στην οποία δεν απαιτεί άδεια. Η πρώτη μέθοδος λειτουργούσε με Frequency Hopping (FHSS) και υποστήριζε ρυθμό μετάδοσης 1 Mbps, ενώ η δεύτερη λειτουργούσε με Direct Sequence (DSSS) και υποστήριζε ρυθμό μετάδοσης 1-2 Mbps. Περιλαμβανόταν επίσης και μία υπέρυθρη εκδοχή (IR). Πριν από την εμφάνιση του 802.11 δεν υπήρχε κάποιο ευρέως αποδεκτό πρότυπο για ασύρματα τοπικά δίκτυα υπολογιστών, ούτε ανάλογες εμπορικές εφαρμογές, καθώς η τεχνολογία ασύρματης δικτύωσης δεν ήταν ακόμα αρκετά ώριμη[11].

Το 1999 το 802.11b ώθησε την ταχύτητα στα 11 Mbps χρησιμοποιώντας DSSS. Οι ρυθμοί λειτουργίας 1-2 Mbps με DSSS ισχύουν ακόμα, έτσι ώστε οι συσκευές να μπορούν να πέσουν σε χαμηλότερες ταχύτητες για να διατηρήσουν μια σύνδεση όταν τα σήματα είναι αδύνατα. Με την έκδοση αυτή ο όρος WiFi άρχισε να χρησιμοποιείται ευρέως και οι ασύρματες κάρτες δικτύου 802.11 να εξαπλώνονται ταχέως.

Χρησιμοποιώντας τη μέθοδο μετάδοσης Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM), δύο πρότυπα υψηλής ταχύτητας ακολούθησαν το 802.11b τα οποία παρέχουν μέχρι 54 Mbps: το 802.11a εκπέμπει στη ζώνη συχνοτήτων των 5GHz αλλά δεν είναι συμβατό με τις ασύρματες κάρτες δικτύου οι οποίες υποστηρίζουν 802.11b, ενώ το 802.11g εκπέμπει στη ζώνη συχνοτήτων των 2.4GHz και είναι συμβατό με το 802.11b. Η επικοινωνία μεταξύ συσκευών εξοπλισμένων με κάρτες 802.11b και 802.11g γίνεται στην υψηλότερη δυνατή κοινή ταχύτητα, αυτήν του 802.11b [12].

Με τη διάδοση του WiFi κατά τις αρχές της δεκαετίας του 2000 εμφανίστηκε μία νέα μέθοδος πρόσβασης στο Internet: μία ψηφιακή συσκευή

με κάρτα ασύρματης δικτύωσης WiFi, π.χ. ένας ηλεκτρονικός υπολογιστής ή ένα PDA, μπορεί να συνδεθεί στο Διαδίκτυο όταν βρίσκεται σε ακτίνα κάλυψης ασύρματου δικτύου ήδη συνδεδεμένου στο Internet, το οποίο ονομάζεται σημείο πρόσβασης (Access Point). Μία περιοχή που καλύπτεται από ένα ή περισσότερα σημεία πρόσβασης συνδεδεμένα μεταξύ τους λέγεται *hotspot*. Ένα hotspot μπορεί να καλύπτει έναν χώρο έκτασης δωματίου ή και πολλών τετραγωνικών μέτρων, με εναλλασσόμενα σημεία πρόσβασης.

Έτσι η τεχνολογία WiFi επιτρέπει τη σύνδεση μεταξύ δύο συσκευών μεταξύ τους, τη σύνδεση ενός προσωπικού υπολογιστή με ένα τοπικό δίκτυο και άλλους υπολογιστές και, στη συνέχεια, μέσω αυτών στο Internet. Ένας φορητός υπολογιστής μπορεί να συνδεθεί οπουδήποτε υπάρχει σημείο πρόσβασης (π.χ. σε πάρκα ή πλατείες μεγάλων πόλεων, καφετέριες, βιβλιοθήκες κλπ)[11][12].

### 3.3. Εκδόσεις 802.11

Τα πρωτόκολλα IEEE 802.11 τα οποία έχουν εμφανιστεί στην αγορά είναι τα παρακάτω:

Έκδοση	Ημερομηνία	Ζώνη συχνοτήτων	Συνήθης ρυθμός μετάδοσης	Ονομαστικός ρυθμός μετάδοσης	Μέθοδοι μετάδοσης	Εμβέλεια εσωτερικών χώρων	Σχόλιο
802.11	1997	2.4 GHz	0.9 Mbit/s	2 Mbit/s	IR / FHSS / DSSS	~20 m	Το κλασικό πρότυπο, τώρα σε αχρηστία
802.11b	1999	2.4 GHz	4.3 Mbit/s	11 Mbit/s	DSSS	~38 m	Το πλέον επιτυχές εμπορικά, καθιέρωσε αρχικά τον όρο WiFi
802.11a	1999	5 GHz	23 Mbit/s	54 Mbit/s	OFDM	~35 m	Άγνωστη εμπορική πορεία λόγω ασυμβατότητας με το 802.11b
802.11g	2003	2.4 GHz	19 Mbit/s	54 Mbit/s	OFDM	~38 m	Αντικαταστάτης του 802.11b με μεγάλη εμπορική επιτυχία

Πίνακας 3-1: Πρωτόκολλα 802.11

Εκτός αυτών των εκδόσεων έχουν προταθεί και κάποιες επεκτάσεις τους, οι οποίες όμως δεν έχουν υλοποιηθεί σε εμπορικά προϊόντα και έχουν περισσότερο ακαδημαϊκό ενδιαφέρον. Οι σπουδαιότερες είναι [14]:

- 802.11f ή IAPP, το οποίο επιτρέπει άμεση επικοινωνία μεταξύ διαφορετικών AP ώστε να εξαλειφθεί η απώλεια πλαισίων κατά τη μεταγωγή. Ο σχετικός μηχανισμός ενεργοποιείται από ένα αίτημα επανασυσχέτισης.
- 802.11e ή QoS το οποίο προσπαθεί να διασφαλίσει ποιότητα υπηρεσιών για εφαρμογές πραγματικού χρόνου που εκτελούνται πάνω σε ένα WLAN ελαχιστοποιώντας ή μεγιστοποιώντας ένα από τα παρακάτω κριτήρια: μέση καθυστέρηση από άκρο σε άκρο, μέση μεταβολή της καθυστέρηση ή μέσο ποσοστό επιτυχούς παράδοσης πλαισίων. Αυτό το επιτυγχάνει βελτιώνοντας τους μηχανισμούς DCF και PCF με τους μηχανισμούς EDCF, ο οποίος αναθέτει προτεραιότητες στα πλαίσια δεδομένων ανάλογα με το πόσο χρονικά κρίσιμη είναι η παράδοση τους και με τα μεγαλύτερης προτεραιότητας πλαίσια να έχουν περισσότερες πιθανότητες να κερδίσουν στον ανταγωνισμό για την πρόσβαση στο κοινό μέσο, και HCF, ο οποίος περιορίζει το μέγιστο χρόνο δέσμευσης του καναλιού από ένα τερματικό, αντίστοιχα.
- 802.11n, το οποίο με χρήση πολλαπλών κεραιών (μέθοδος γνωστή ως MIMO, εκ του Multiple Inputs Multiple Outputs) αναμένεται να παρέχει ονομαστικό ρυθμό μετάδοσης τουλάχιστον 108 Mbps. Σε αντίθεση με τα δύο προηγούμενα πρόκειται να τυποποιηθεί σύντομα και να κυκλοφορήσουν εμπορικά προϊόντα βασισμένα σε αυτό. Μάλιστα κάρτες ασύρματης δικτύωσης συμβατές με το 802.11n έχουν ήδη βγει στην αγορά από ορισμένους προμηθευτές, χωρίς να έχει οριστικοποιηθεί ακόμα το επίσημο πρότυπο (αναμένεται στα τέλη του 2009).

### **3.4. Προδιαγραφές IEEE 802.11a**

Όπως παρατηρούμε και στο πίνακα το 802.11a είναι η έκδοση η οποία χρησιμοποιεί αποκλειστικά OFDM ως μέσο μετάδοσης και στις παραμέτρους του θα βασιστούμε για τις προσομοιώσεις μας [13].

### IEEE 802.11a

<b>Number of subcarriers</b>	52
<b>Symbol Duration</b>	4 $\mu$ sec
<b>Guard Interval's duration</b>	800 nsec
<b>Mapping</b>	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
<b>Coding Rate</b>	$\frac{1}{2}$ , $\frac{3}{4}$ , $\frac{2}{3}$
<b>Bit Rate</b>	6, 12, 18, 24, 36, 48, 54 Mbps
<b>Bandwidth</b>	20 MHz
<b>Tolerable delay spread (24 Mbps)</b>	$\approx$ 250 nsec

Πίνακας 3-2: Προδιαγραφές 802.11a

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup>

### 4. Επίδοση OFDM σε 802.11a

#### 4.1. Μετάδοση OFDM βάσει προδιαγραφών 802.11a

Από το πίνακα 3-2 του προηγούμενου κεφαλαίου μπορούμε να δούμε ότι ο συνολικός χρόνος κάθε συμβόλου είναι 4  $\mu\text{sec}$  εκ των οποίων τα 0.8 $\mu\text{sec}$  –το οποίο όπως αναφέραμε και πιο πάνω μπορεί να είναι 2 έως 4 φορές η εξάπλωση καθυστέρησης (delay spread = 0.25 $\mu\text{sec}$ )- είναι το διάστημα φύλαξης που προστίθεται. Άρα η διάρκεια του χρήσιμου συμβόλου που περνάει τη διαδικασία του μετασχηματισμού FFT/IFFT είναι 3,2 $\mu\text{sec}$ . Επίσης, βλέπουμε ότι τα subcarriers είναι 52. Ωστόσο, το μέγεθος FFT/IFFT είναι 64 καθώς θα πρέπει να είναι δύναμη του 2. Έτσι, το bandwidth διαχωρίζεται σε 20Mhz/64=312.5kHz το οποίο είναι και η απόσταση μεταξύ των subcarriers. Ορίζουμε λοιπόν στο κώδικά μας τον αριθμό FFT.

```
nFFTSize = 64;
```

Συνεπώς έχουμε 64 διαθέσιμα subcarriers από -32 έως +31. Όμως τα χρησιμοποιούμενα subcarriers είναι 52 και τα υπόλοιπα είναι χωρίς πληροφορία. Τα subcarriers που θα πάρουν πληροφορία είναι τα -26 έως -1 και 1 έως 26.

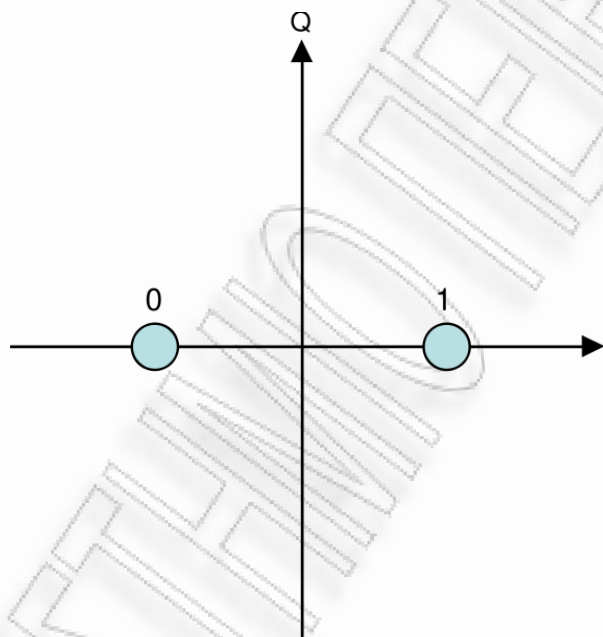
```
subcarrierIndex = [-26:-1 1:26];
```

Ορίζουμε έναν τυχαίο αριθμό bits προς αποστολή, έστω 2500 και αναθέτουμε τιμές 1 ή 0 τυχαία.

```
nBit = 2500;
```

```
ip = rand(1,nBit) > 0.5;
```

Θα χρησιμοποιήσουμε διαμόρφωση BPSK , άρα κάθε σύμβολο OFDM θα μεταφέρει 52 bits αφού κάθε σύμβολο μέσα στο subcarrier έχει ένα bit πληροφορίας. Τα σύμβολα OFDM που θα αποσταλούν θα είναι  $2500/52 = 48,07 = 49$  ώστε να αποσταλούν και τα 2500 bits. Έπειτα , τα σύμβολα σε κάθε subcarrier θα περάσουν από τη BPSK διαμόρφωση ώστε να δοθεί η τιμή -1 για τα bits που είναι 0 και 1 για αυτά που είναι 1 και να αποτυπωθούν πάνω στους άξονες.



**Εικόνα 4-1 : Αποτύπωση συμβόλων BPSK στο σύστημα αξόνων**

$$ipMod = 2*ip - 1;$$

Τα διαμορφωμένα σύμβολα θα ανατεθούν στα subcarriers -26 έως -1 και 1 έως 26 ενώ τα υπόλοιπα subcarriers θα πάρουν τη τιμή 0.

$$ipMod = [ipMod \text{ zeros}(1, nBitPerSymbol*nSymbol-nBit)];$$

Έπειτα θα μετατρέψουμε το σήμα από σειριακή σε παράλληλη μορφή.

$$ipMod = \text{reshape}(ipMod, nSymbol, nBitPerSymbol);$$

Έπειτα δίνουμε τη τιμή 0 σε όλες τις εισόδους του IFFT για να χρησιμοποιήσουμε στη συνέχεια μια εντολή for μέσα στην οποία θα ανατεθούν στις εισόδους -26 έως -1 και 1 έως 26 τα σύμβολα προς μετάδοση. Μέσα σ' αυτή , τα



subcarriers θα περάσουν απ τον αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier και έπειτα θα προστεθεί στην αρχή κάθε συμβόλου του subcarrier το τελευταίο χρονικό μέρος του, που αντιστοιχεί στο  $\frac{1}{4}$  του συνολικού. Αυτή είναι η τελική μορφή του προς μετάδοση σήματος.

```

for ii = 1:nSymbol

inputiFFT = zeros(1,nFFTSize);

% assigning bits a1 to a52 to subcarriers [-26 to -1, 1 to 26]
inputiFFT(subcarrierIndex+nFFTSize/2+1) = ipMod(ii,:);

% shift subcarriers at indices [-26 to -1] to fft input indices [38 to 63]
inputiFFT = fftshift(inputiFFT);

outputiFFT = ifft(inputiFFT,nFFTSize);

% adding cyclic prefix of 16 samples
outputiFFT_with_CP = [outputiFFT(49:64) outputiFFT];

st = [st outputiFFT_with_CP];

end

```

Τέλος δημιουργούμε ένα σύστημα αξόνων στο οποίο ο οριζόντιος άξονας αναπαριστά το εύρος ζώνης των 20MHz και ο κάθετος τη φασματική πυκνότητα ισχύος.

### Κώδικας ασύρματης μετάδοσης OFDM

```

clear
nFFTSize = 64;
% for each symbol bits a1 to a52 are assigned to subcarrier
% index [-26 to -1 1 to 26]
subcarrierIndex = [-26:-1 1:26];
nBit = 2500;
ip = rand(1,nBit) > 0.5; % generating 1's and 0's
nBitPerSymbol = 52;

nSymbol = ceil(nBit/nBitPerSymbol);

% BPSK modulation
% bit0 --> -1
% bit1 --> +1

```

```

ipMod = 2*ip - 1;
ipMod = [ipMod zeros(1,nBitPerSymbol*nSymbol-nBit)];
ipMod = reshape(ipMod,nSymbol,nBitPerSymbol);

st = []; % empty vector

for ii = 1:nSymbol

inputiFFT = zeros(1,nFFTSize);

% assigning bits a1 to a52 to subcarriers [-26 to -1, 1 to 26]
inputiFFT(subcarrierIndex+nFFTSize/2+1) = ipMod(ii,:);

% shift subcarriers at indices [-26 to -1] to fft input indices [38
to 63]
inputiFFT = fftshift(inputiFFT);

outputiFFT = ifft(inputiFFT,nFFTSize);

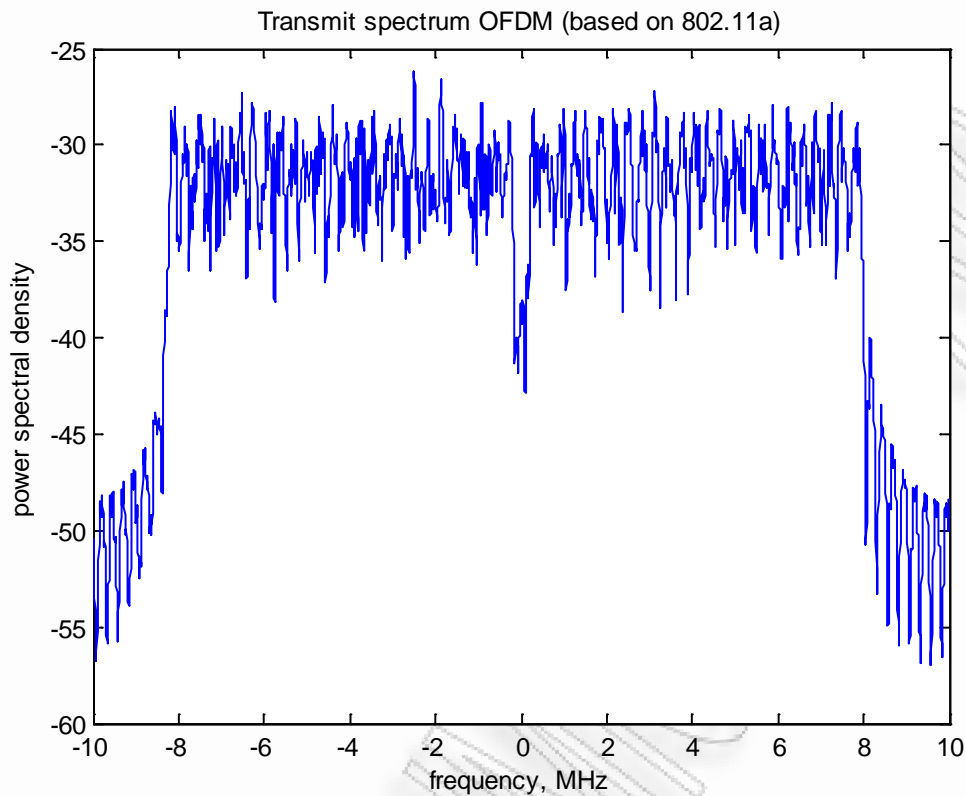
% adding cyclic prefix of 16 samples
outputiFFT_with_CP = [outputiFFT(49:64) outputiFFT];

st = [st outputiFFT_with_CP];

end

close all
fsMHz = 20;
[Pxx,W] = pwelch(st,[],[],4096,20);
plot([-2048:2047]*fsMHz/4096,10*log10(fftshift(Pxx)));
xlabel('frequency, MHz')
ylabel('power spectral density')
title('Transmit spectrum OFDM (based on 802.11a)');

```



Σχήμα 4-1: Φάσμα OFDM ασύρματης μετάδοσης (802.11a)

Αυτό που παρατηρούμε στο αποτέλεσμα είναι ότι στα πρώτα 1875kHz φάσματος ,δηλ. από το -10 του οριζόντιου άξονα μέχρι και λίγο πριν το -8 , η φασματική πυκνότητα ισχύος παίρνει πολύ χαμηλές τιμές και αυτό συμβαίνει διότι σε αυτό το εύρος ζώνης τα subcarriers περιέχουν μηδενική πληροφορία. Είναι τα 6 ( $6 \cdot 312500 = 1875000 \text{ Hz}$ ) πρώτα subcarriers με μηδενική πληροφορία. Αντίστοιχα, το ίδιο παρατηρείται και στο subcarrier 0 και στα subcarriers από 27 έως 31. Αντίθετα, σε όλο το υπόλοιπο φάσμα παρατηρούμε ότι η φασματική πυκνότητα κινείται σε υψηλότερα επίπεδα περί τα -30 dBm/Hz.

## 4.2. Υπολογισμός BER BPSK διαμόρφωσης σε OFDM μετάδοση

Στη προσομοίωση θα ακολουθηθούν τα εξής βήματα:

- a) Δημιουργία τυχαίων ψηφίων 0 και 1
- b) BPSK διαμόρφωση (-1 για bit 0, +1 για bit 1)
- c) Ανάθεση των OFDM συμβόλων στα subcarriers από -26 έως -1 και 1 έως 26 και προσθήκη cyclic prefix
- d) Τοποθετούμε τα σύμβολα σε μια σειριακή μορφή το ένα πίσω από το άλλο.
- e) Προσθέτουμε AWGN
- f) Ομαδοποιούμε τα OFDM σύμβολα και αφαιρούμε το cyclic prefix
- g) Μετατρέπουμε τα σύμβολα από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο των συχνοτήτων  
Παίρνουμε τα ζητούμενα subcarriers
- h) Αποδιαμόρφωση και απόδοση των bits
- i) Καταμέτρηση των εσφαλμένων bits
- j) Επανάληψη για μια σειρά τιμών σηματοθορυβικού λόγου

Χρησιμοποιώντας και πάλι τις παραμέτρους του 802.11a θα υλοποιήσουμε μια μετάδοση OFDM σε BPSK διαμόρφωση. Θα γίνει η αποστολή ενός σήματος 1000 συμβόλων με 52 subcarriers κάθε σύμβολο και στη συνέχεια θα γίνει η λήψη του σήματος από το δέκτη και η σύγκριση με το αρχικό σήμα. Έτσι αρχικά ορίζουμε το μέγεθος FFT.

$$n_{FFT} = 64;$$

Έπειτα ορίζουμε τα subcarriers κάθε συμβόλου τα οποία σε BPSK διαμόρφωση είναι ίσα με τα bits κάθε OFDM συμβόλου αφού κάθε σύμβολο στο subcarrier έχει ένα bit πληροφορίας.

nBitPerSym = 52;

Έπειτα ορίζουμε τον αριθμό των προς αποστολή συμβόλων OFDM

nSym = 1000;

Στη συνέχεια θα ορίσουμε τις τιμές Eb/No που θα εξεταστούν και αντίστοιχα τις τιμές Es/No

EbN0dB = [0:40];

EsN0dB = EbN0dB + 10\*log10(nDSC/nFFT) + 10\*log10(64/80);

Μέσα σε μια εντολή for θα γίνουν όλες οι διαδικασίες επεξεργασίας του σήματος και λήψης του από το δέκτη. Αναθέτουμε τιμές 1 ή 0 τυχαία στα bits.

ipBit = rand(1,nBitPerSym\*nSym) > 0.5;

Columns 1 through 10

1 1 0 1 1 0 0 1 1 1

Έπειτα, τα σύμβολα σε κάθε subcarrier θα περάσουν από τη BPSK διαμόρφωση ώστε να δοθεί η τιμή -1 στα symbols για τα bits που είναι 0 και 1 για αυτά που είναι 1 και έπειτα να αποτυπωθούν πάνω στους άξονες.

ipMod = 2\*ipBit-1;

Έπειτα ομαδοποιούμε όλα τα bits σε γραμμές ίσες με τα συνολικά σύμβολα OFDM και στήλες ίσες με τα subcarriers του κάθε συμβόλου. (1000\*52 στη προκειμένη περίπτωση)

ipMod = reshape(ipMod,nBitPerSym,nSym).';

ipMod =

Columns 1 through 10

1 1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1  
-1 1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1

```

1  1  -1  -1  1  -1  -1  -1  1  -1
-1  1  -1  1  -1  1  -1  -1  -1  1
-1  1  1  1  1  -1  -1  1  1  -1
1  -1  -1  -1  -1  1  -1  1  1  -1
1  -1  1  -1  -1  -1  -1  1  1  1
1  -1  1  -1  -1  -1  -1  -1  1  -1
    
```

Θέτουμε στις εισόδους -26 έως -1 και 1 έως 26 τα σύμβολα προς μετάδοση και μηδενίζουμε τα σύμβολα -32 έως -27 ,0 +27 έως +31.

```

xF = [zeros(nSym,6) ipMod(:,[1:nBitPerSym/2]) zeros(nSym,1)
ipMod(:,[nBitPerSym/2+1:nBitPerSym]) zeros(nSym,5)] ;
    
```

Columns 1 through 10

```

0  0  0  0  0  0  1  1  -1  1
0  0  0  0  0  0  1  1  1  -1
0  0  0  0  0  0  -1  -1  -1  -1
0  0  0  0  0  0  -1  -1  1  1
0  0  0  0  0  0  -1  1  -1  -1
0  0  0  0  0  0  1  1  -1  1
0  0  0  0  0  0  -1  -1  1  1
0  0  0  0  0  0  -1  -1  -1  -1
    
```

Έπειτα τα 64 subcarriers κάθε OFDM συμβόλου περνάνε από τον αντίστροφο μετασχηματισμό IFFT.

```

xt = (nFFT/sqrt(nDSC))*ifft(fftshift(xF.'));
    
```

Columns 1 through 3

```

0.5547      0.4697 + 0.3375i  -0.7532 + 0.6623i
-0.5547      0.4724 + 0.3374i  -0.5524 + 0.0648i
0.5547     -0.5993 - 0.2782i   0.2164 - 0.6162i
0.2774      0.4788 + 0.5255i  -0.2877 + 0.3752i
0.5547     -0.0237 + 0.8147i   1.1637 - 0.1903i
-0.2774      0.6440 - 0.1677i  -0.2505 + 0.1276i
0.5547     -0.2488 - 0.4617i  -1.2598 - 0.0100i
    
```

Στη συνέχεια ακολουθεί η προσθήκη του cyclic prefix. Βάζουμε στην αρχή του συμβόλου το ¼ του συμβόλου.



```
xt = [xt(:,[49:64]) xt];
```

Έπειτα βάζουμε τα σύμβολα σε μια σειριακή μορφή το ένα πίσω από το άλλο ώστε να προσθέσουμε θόρυβο AWGN. Ο πρόσθετος λευκός Gauss θόρυβος είναι ένα μοντέλο προσθήκης γραμμικού λευκού θορύβου με σταθερή φασματική πυκνότητα και Gaussian κατανομή πλάτους. Στο κώδικα μας λοιπόν κάνουμε τη προσθήκη με το παρακάτω τύπο.

```
nt = 1/sqrt(2)*[randn(1,nSym*80) + j*randn(1,nSym*80)];
```

```
yt = sqrt(80/64)*xt + 10^(-EsN0dB(ii)/20)*nt;
```

Στη συνέχεια στο δέκτη θα κάνουμε ακριβώς την αντίθετη διαδικασία. Δηλαδή αρχικά θα ξαναβάλουμε τα σύμβολα σε μορφή πίνακα.

```
yt = reshape(yt.',80,nSym).';
```

Αφαιρούμε το διάστημα φύλαξης

```
yt = yt(:,[17:80]);
```

Ακολουθεί η διαδικασία του μετασχηματισμού FFT.

```
yF = (sqrt(nDSC)/nFFT)*fftshift(fft(yt.)).';
```

```
-1.1512 - 0.0840i  1.1484 + 0.0166i -1.1321 - 0.0181i
-1.1790 + 0.1034i -1.0439 + 0.1115i  1.0343 + 0.0292i
-1.2263 + 0.0420i -1.1495 - 0.0460i  1.1665 + 0.0196i
-1.0724 + 0.0963i  1.0774 + 0.0332i  1.1320 + 0.0520i
 1.0836 + 0.1143i -1.0838 + 0.0599i  1.3372 + 0.0027i
-1.0977 - 0.0578i -1.1186 - 0.0297i -1.0640 + 0.0686i
 1.1791 + 0.1299i  1.0647 + 0.0662i  1.1438 + 0.0603i
 1.1302 + 0.0490i  1.1216 - 0.1104i -1.0076 + 0.0322i
```

Έπειτα αφαιρούμε τα subcarriers χωρίς πληροφορία που προσθέσαμε στην αρχή

```
yMod = yF(:,[6+[1:nBitPerSym/2] 7+[nBitPerSym/2+1:nBitPerSym] ]);
```

```
yMod =
```

Columns 1 through 3

```
-0.9343 - 0.0145i -0.9904 - 0.1819i -1.1082 + 0.0545i
 1.0268 - 0.0224i  1.1155 + 0.1991i -1.0509 - 0.0347i
-1.0575 + 0.0295i  1.1644 - 0.0327i -1.0243 + 0.1137i
 1.0795 + 0.0059i -1.1300 - 0.0706i  1.1127 + 0.1716i
-1.2083 - 0.0467i  1.1889 - 0.0430i  1.0907 - 0.0235i
-1.1122 + 0.1497i  1.0303 - 0.0503i -1.0205 + 0.0255i
-1.1016 - 0.0185i  1.0547 + 0.1015i -1.1236 - 0.0329i
-1.1189 + 0.0490i -0.9961 + 0.0568i -1.1718 + 0.0347i
```

Φτάνουμε στη διαδικασία της BPSK αποδιαμόρφωσης όπου στρογγυλοποιούμε το κάθε σύμβολο στο κοντινότερο ακέραιο και ανάλογα με το αν είναι πιο κοντά στο +1 ή -1 το παριστάνουμε τους άξονες I,Q.

```
ipModHat = 2*floor(real(yMod/2)) + 1;
ipModHat(find(ipModHat>1)) = +1;
ipModHat(find(ipModHat<-1)) = -1;
```

Έπειτα θα πάρουμε το bit 0 για τη τιμή -1 και το bit 1 για τη τιμή 1 κατά τη διαδικασία της αποδιαμόρφωσης.

```
ipBitHat = (ipModHat+1)/2;
```

Τέλος ξαναβάζουμε τα bits σε σειριακή μορφή και τα συγκρίνουμε με τα bits που παράχθηκαν τυχαία στην αρχή.

```
ipBitHat = reshape(ipBitHat, 'nBitPerSym*nSym,1');
```

Columns 1 through 9

```
1 1 0 1 1 0 0 1 1
```

Όπως παρατηρούμε τα συγκεκριμένα bits συμπίπτουν με αυτά που εστάλησαν από το δέκτη. Αυτό δε συμβαίνει απαραίτητα πάντα γιατί ενδέχεται κάποια bits να φθάνουν λάθος στο δέκτη.

```
nErr(ii) = size(find(ipBitHat - ipBit),2);
```

Στο γράφημα που δημιουργούμε αναπαριστάμε τη θεωρητική τιμή BER ή SER της BPSK διαμόρφωσης για μονοφεροντική μετάδοση και τη τιμή που πήραμε

από τη προσομοίωση OFDM. Το BER και το SER στη BPSK διαμόρφωση είναι το ίδιο αφού κάθε σύμβολο subcarrier έχει 1 bit.

### Κώδικας υπολογισμού BER BPSK σε OFDM μετάδοση

```

clear all
nFFT = 64; % fft size
nDSC = 52; % number of data subcarriers
nBitPerSym = 52; % number of bits per OFDM symbol (same as the number of
subcarriers for BPSK)
nSym = 1000; % number of symbols

EbN0dB = [0:40]; % bit to noise ratio
EsN0dB = EbN0dB + 10*log10(nDSC/nFFT) + 10*log10(64/80); % converting to
symbol to noise ratio

for ii = 1:length(EbN0dB)

    % Transmitter
    ipBit = rand(1,nBitPerSym*nSym) > 0.5; % random 1's and 0's

    ipMod = 2*ipBit-1; % BPSK modulation 0 --> -1, 1 --> +1

    ipMod = reshape(ipMod,nBitPerSym,nSym).'; % grouping into multiple symbols

    % Assigning modulated symbols to subcarriers from [-26 to -1, +1 to +26]
    xF = [zeros(nSym,6) ipMod(:,[1:nBitPerSym/2]) zeros(nSym,1)
ipMod(:,[nBitPerSym/2+1:nBitPerSym]) zeros(nSym,5)] ;

    % Taking FFT, the term (nFFT/sqrt(nDSC)) is for normalizing the power of transmit
symbol to 1
    xt = (nFFT/sqrt(nDSC))*fft(fftshift(xF.'.').);

    % Appending cyclic prefix
    xt = [xt(:,[49:64]) xt];

```

```

% Concatenating multiple symbols to form a long vector
xt = reshape(xt.',1,nSym*80);

% Gaussian noise of unit variance, 0 mean
nt = 1/sqrt(2)*[randn(1,nSym*80) + j*randn(1,nSym*80)];

% Adding noise, the term sqrt(80/64) is to account for the wasted energy due to cyclic
prefix
yt = sqrt(80/64)*xt + 10^(-EsN0dB(ii)/20)*nt;

% Receiver
yt = reshape(yt.',80,nSym).'; % formatting the received vector into symbols
yt = yt(:,[17:80]); % removing cyclic prefix

% converting to frequency domain
yF = (sqrt(nDSC)/nFFT)*fftshift(fft(yt.')).';
yMod = yF(:,[6+[1:nBitPerSym/2] 7+[nBitPerSym/2+1:nBitPerSym] ]);

% BPSK demodulation
% +ve value --> 1, -ve value --> -1
ipModHat = 2*floor(real(yMod/2)) + 1;
ipModHat(find(ipModHat>1)) = +1;
ipModHat(find(ipModHat<-1)) = -1;

% converting modulated values into bits
ipBitHat = (ipModHat+1)/2;
ipBitHat = reshape(ipBitHat.',nBitPerSym*nSym,1).';

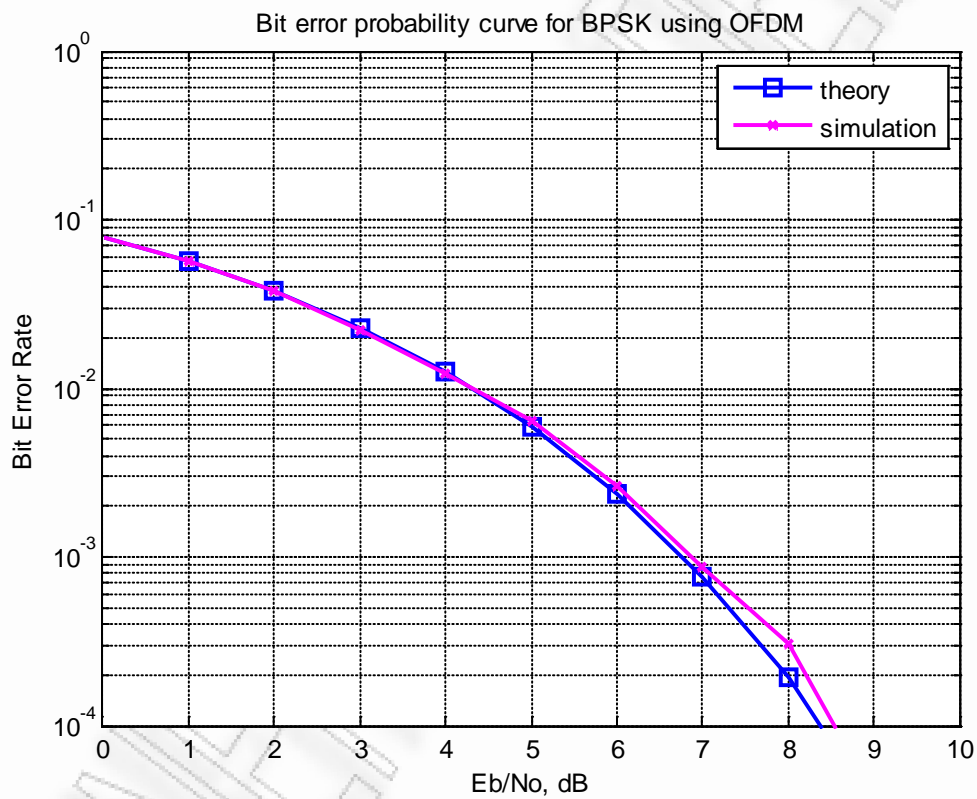
% counting the errors
nErr(ii) = size(find(ipBitHat - ipBit),2);

end

simBer = nErr/(nSym*nBitPerSym);
theoryBer = (1/2)*erfc(sqrt(10.^(EbN0dB/10)));
close all; figure

```

```
semilogy(EbN0dB,theoryBer,'bs-','LineWidth',2);
hold on
semilogy(EbN0dB,simBer,'mx-','LineWidth',2);
axis([0 10 10^-4 1])
grid on
legend('theory', 'simulation');
xlabel('Eb/No, dB')
ylabel('Bit Error Rate')
title('Bit error probability curve for BPSK using OFDM')
```



Σχήμα 4-2: BER σε BPSK θεωρητικό και εξομίωσης

Για να γίνει καλύτερα η σύγκριση ωστόσο παρακάτω παραστήσαμε τη μετάδοση 52000 bits, όσα ακριβώς στείλαμε παραπάνω αλλά αυτή τη φορά με μονοφαινοντική μετάδοση BPSK διαμόρφωσης.

**Κώδικας υπολογισμού BER BPSK σε μονοφεροντική μετάδοση**

```

clear
N = 10^6 % number of bits or symbols
rand('state',100); % initializing the rand() function
randn('state',200); % initializing the randn() function

% Transmitter
ip = rand(1,N)>0.5; % generating 0,1 with equal probability
s = 2*ip-1; % BPSK modulation 0 -> -1; 1 -> 1
n = 1/sqrt(2)*[randn(1,N) + j*randn(1,N)]; % white gaussian noise,
0dB variance
Eb_N0_dB = [-3:10]; % multiple Eb/N0 values

for ii = 1:length(Eb_N0_dB)
    % Noise addition
    y = s + 10^(-Eb_N0_dB(ii)/20)*n; % additive white gaussian noise

    % receiver - hard decision decoding
    ipHat = real(y)>0;

    % counting the errors
    nErr(ii) = size(find([ip- ipHat]),2);

end

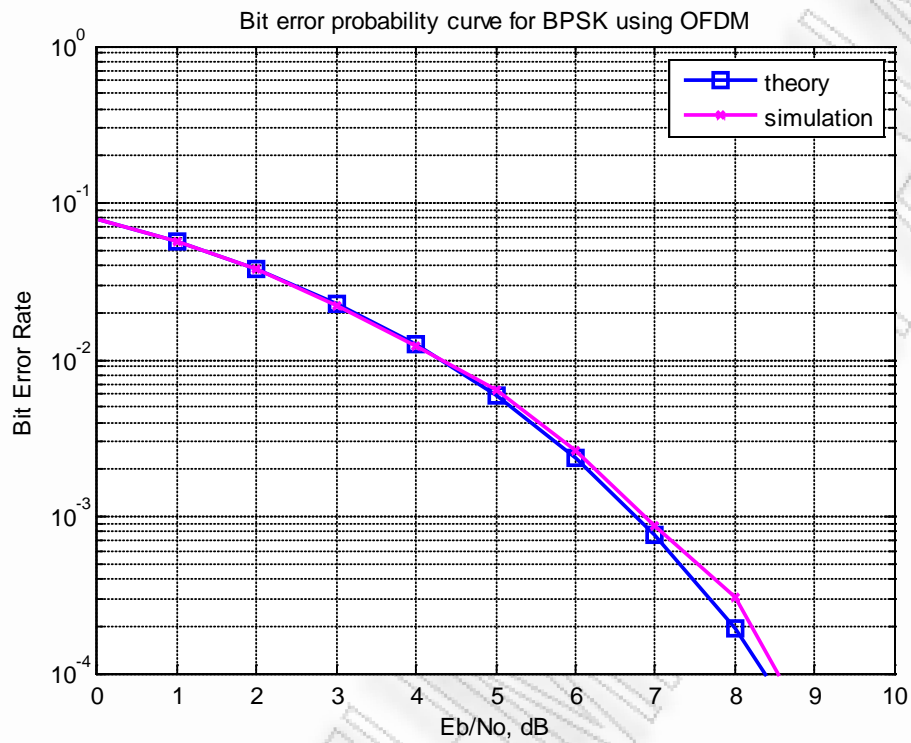
simBer = nErr/N; % simulated ber
theoryBer = 0.5*erfc(sqrt(10.^(Eb_N0_dB/10))); % theoretical ber

% plot
close all
figure
semilogy(Eb_N0_dB,theoryBer,'b.-');
hold on
semilogy(Eb_N0_dB,simBer,'mx-');
axis([-3 10 10^-5 0.5])
grid on
legend('theory', 'simulation');
xlabel('Eb/No, dB');
ylabel('Bit Error Rate');
title('Bit error probability curve for BPSK modulation');

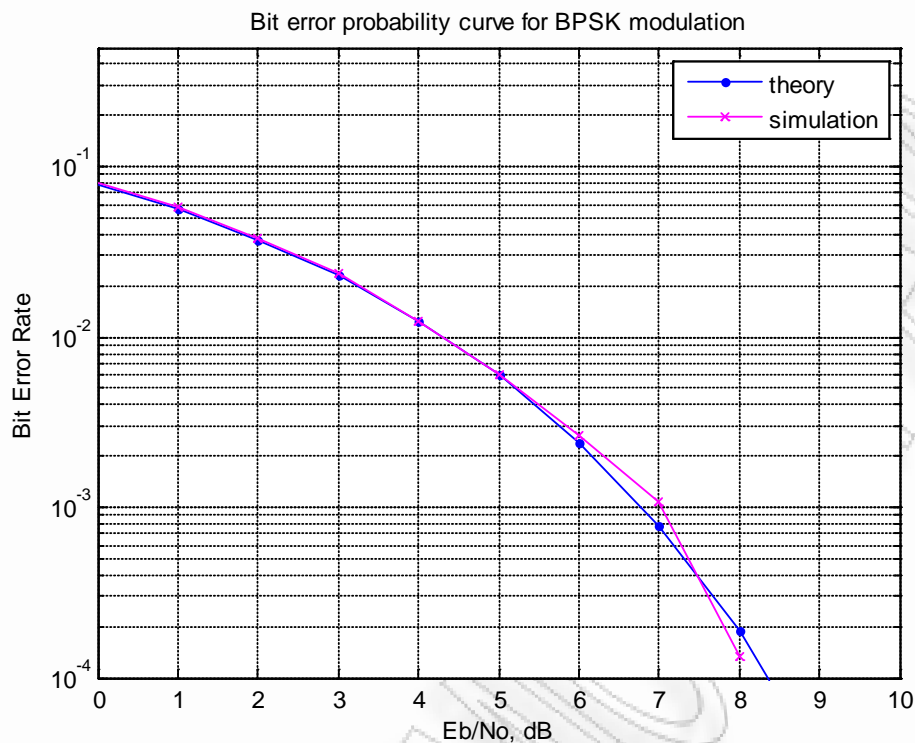
```



### Αποτελέσματα



Σχήμα 4-2: BER σε BPSK θεωρητικό και εξομίωσης σε OFDM



Σχήμα 4-3: BER σε BPSK θεωρητικό και εξομίωσης σε single carrier

### Συμπέρασμα προσομοιώσεων

Αυτό που παρατηρούμε μετά από μια σειρά επανάληψης των προσομοιώσεων είναι ότι οι τιμές και στις δυο περιπτώσεις είναι κοντά στη θεωρητική τιμή μονοφεροντικής μετάδοσης. Ωστόσο, στην μονοφεροντική μετάδοση το BER παρατηρούμε ότι μειώνεται μετά τα 6dB σηματοθορυβικού λόγου με γρηγορότερο ρυθμό σε σχέση με τη μετάδοση OFDM. Έτσι, βλέπουμε στα διαγράμματα ότι κατά τη μονοφεροντική μετάδοση το BER γίνεται  $10^{-4}$  στα 8dB σηματοθορυβικού λόγου ενώ στη μετάδοση OFDM στα 8.5 dB. Αυτό συμβαίνει γιατί κάποιες φορές ο δέκτης λαμβάνει λάθος μιγαδικό σημείο γιατί κατά την αποδιαμόρφωση το σημείο που φτάνει στο δέκτη έχει ξεπεράσει το μισό της απόστασης μεταξύ -1 και 1 και λαμβάνεται λάθος σημείο άρα και λάθος bit. Φυσικά, στη BPSK μετάδοση έχουμε μόλις 2 σημεία και για αυτό η διαφορά είναι ελάχιστη. Στη QPSK διαμόρφωση το BER αυξάνεται με πολύ μεγαλύτερο ρυθμό όπου έχουμε 4 μιγαδικά σημεία.

### 4.3. Υπολογισμός SER/BER QPSK διαμόρφωσης σε OFDM μετάδοση

Χρησιμοποιώντας και πάλι τις παραμέτρους του 802.11a θα υλοποιήσουμε μια μετάδοση OFDM σε QPSK διαμόρφωση. Θα γίνει η αποστολή ενός σήματος 500 συμβόλων με 52 subcarriers κάθε σύμβολο και στη συνέχεια θα γίνει η λήψη του σήματος από το δέκτη και η σύγκριση με το αρχικό σήμα. Έτσι αρχικά ορίζουμε το μέγεθος FFT.

$$n_{FFT}=64;$$

Έπειτα ορίζουμε τα subcarriers κάθε συμβόλου τα οποία σε QPSK

$$n_{DSC}=52;$$

Έπειτα ορίζουμε τον αριθμό των προς αποστολή συμβόλων OFDM

$$n_{Sym}=500;$$

Έτσι τα συνολικά subcarriers που στέλνονται είναι  $52*500$

$$N = n_{Sym}*n_{DSC};$$

Στη συνέχεια θα ορίσουμε τις τιμές  $E_b/N_0$  που θα εξεταστούν και αντίστοιχα τις τιμές  $E_s/N_0$

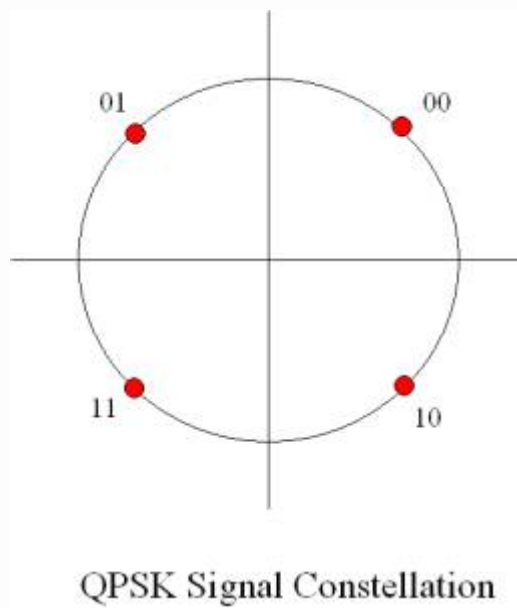
$$E_{bN0dB} = [0:40];$$

$$E_{sN0dB} = E_{bN0dB} + 10*\log_{10}(n_{DSC}/n_{FFT}) + 10*\log_{10}(64/80);$$

Μέσα σε μια εντολή for θα γίνουν όλες οι διαδικασίες επεξεργασίας του σήματος και λήψης του από το δέκτη. Δημιουργούμε τυχαία  $52*500$  σύμβολα μιγαδικής μορφής.

$$ip = (2*(\text{rand}(1,N)>0.5)-1) + j*(2*(\text{rand}(1,N)>0.5)-1);$$

Έτσι προκύπτουν σήματα  $-1-1i, -1+1i, 1-1i, 1+1i$  τα οποία αντιστοιχούν στα bits 00, 01, 10, 11



Εικόνα 4-2 : Αποτύπωση συμβόλων QPSK στο σύστημα αξόνων

Παίρνουμε τα πραγματικά και τα φανταστικά μέρη των συμβόλων των subcarriers.

```
ip = (2*(rand(1,N)>0.5)-1) + j*(2*(rand(1,N)>0.5)-1);%make 26000
random symbols
```

Columns 1 through 3

```
1.0000 + 1.0000i 1.0000 - 1.0000i -1.0000 + 1.0000i
```

```
ip_re = real(ip);
ip_im = imag(ip);
```

Έπειτα ομαδοποιούμε όλα τα bits σε γραμμές ίσες με τα συνολικά σύμβολα OFDM και στήλες ίσες με τα subcarriers του κάθε συμβόλου.

```
ip1=reshape(ip,nDSC,nSym).';
```

Θέτουμε στις εισόδους -26 έως -1 και 1 έως 26 τα σύμβολα προς μετάδοση και μηδενίζουμε τα σύμβολα -32 έως -27 ,0 +27 έως +31.

```
xF=zeros(nSym,6) ip1(:,[1:26]) zeros(nSym,1) ip1(:,[27:52]) zeros(nSym,5) ;
```

Έπειτα τα 64 subcarriers κάθε OFDM συμβόλου περνάνε από τον αντίστροφο μετασχηματισμό IFFT.

```
xt = (1/sqrt(2))*ifft(fftshift(xF.'));
```

Βάζουμε το cyclic prefix

```
xt=[xt(:,[49:64]) xt] ;
```

Τοποθετούμε τα OFDM σύμβολα σε σειριακή μορφή το ένα πίσω από το άλλο

```
xt =reshape(xt.',1,nSym*80);
```

Προσθέτουμε AWGN θόρυβο

```
nt = 1/sqrt(2)*[randn(1,nSym*80) + j*randn(1,nSym*80)];
```

```
yt = sqrt(80/64)*xt + 10^(-EsN0dB(ii)/20)*nt;
```

Στη συνέχεια στο δέκτη θα κάνουμε ακριβώς την αντίθετη διαδικασία. Δηλαδή αρχικά θα ξαναβάλουμε τα σύμβολα σε μορφή πίνακα.

```
yt = reshape(yt.',80,nSym).';
```

Αφαιρούμε το διάστημα φύλαξης

```
yt = yt(:,[17:80]);
```

Ακολουθεί ο μετασχηματισμός FFT και αφαιρούμε τα subcarriers χωρίς πληροφορία που προσθέσαμε στην αρχή

```
yF = sqrt(2)* fftshift(fft(yt.'));
```

```
yMod = yF(:,[6+[1:52/2] 7+[52/2+1:52] ]);
```

Από τα σύμβολα μιγαδικής μορφής που προκύπτουν παίρνουμε το πραγματικό και το φανταστικό μέρος τους

```
y_re = real(yMod);
```

```
y_im = imag(yMod);
```

Έπειτα ακολουθεί η διαδικασία της QPSK αποδιαμόρφωσης

```
yMod(find(y_re < 0 & y_im < 0)) = -1 + -1*j;
```

```
yMod(find(y_re >= 0 & y_im > 0)) = 1 + 1*j;
```

```
yMod(find(y_re < 0 & y_im >= 0)) = -1 + 1*j;
```

```
yMod(find(y_re >= 0 & y_im < 0)) = 1 - 1*j;
```

Τοποθετούμε τα σύμβολα σε σειριακή μορφή και υπολογίζουμε το SER

```
yMod_re = real(yMod);
yMod_im = imag(yMod);
yMod=reshape(yMod.',nDSC*nSym,1).';
nErr(ii) = size(find([ip-yMod]),2);
```

Columns 1 through 3

```
1.0000 + 1.0000i 1.0000 - 1.0000i -1.0000 + 1.0000i
```

```
nErr = 0
```

Παρατηρούμε ότι τα σύμβολα συμπίπτουν με τα αρχικά απολύτως. Βέβαια σε αυτό το σημείο να επισημάνουμε ότι το συγκεκριμένο αποτέλεσμα είναι για  $E_s/N_0 \approx 38\text{dB}$ . Για μικρότερες τιμές  $E_s/N_0$  αυξάνεται η πιθανότητα λαθών. Ακριβώς από κάτω βλέπουμε αντίστοιχες τιμές για  $E_s/N_0=1$ .

Απεσταλμένα σύμβολα

ip =

Columns 1 through 3

```
1.0000- 1.0000i -1.0000 + 1.0000i -1.0000 + 1.0000i
```

Ληφθέντα σύμβολα

yMod =

Columns 1 through 3

```
1.0000 + 1.0000i -1.0000 + 1.0000i 1.0000 + 1.0000i
```

```
nErr = 37
```

Τέλος αναπαριστάμε στο διάγραμμα το SER συναρτήσει του σηματοθορυβικού λόγου.

### Κώδικας υπολογισμού QPSK SER σε OFDM μετάδοση

```
clear all
nFFT=64;
nDSC=52;
nSym=500;
N = nSym*nDSC; % number of symbols
```



```

EbN0dB = [0:40] ;% bit to noise ratio
EsN0dB = EbN0dB + 10*log10(nDSC/nFFT) + 10*log10(64/80) ;% converting
to symbol to noise ratio

for ii = 1:length(EsN0dB)

ip = (2*(rand(1,N)>0.5)-1) + j*(2*(rand(1,N)>0.5)-1);%make 26000
random symbols
ip_re = real(ip);
ip_im = imag(ip);
ip1=reshape(ip,nDSC,nSym).'; % grouping into multiple symbols

% Assigning modulated symbols to subcarriers from [-26 to -1, +1 to
+26]
xF=[zeros(nSym,6) ip1(:,[1:26]) zeros(nSym,1) ip1(:,[27:52])
zeros(nSym,5)] ;

% Taking FFT, the term (1/sqrt(2)) is for normalizing the power of
% transmit symbol to 1
xt = (1/sqrt(2))*ifft(fftshift(xF.')).';

xt=[xt(:,[49:64]) xt] ;%cyclic prefix

% Concatenating multiple symbols to form a long vector
xt =reshape(xt.',1,nSym*80);

% Gaussian noise of unit variance, 0 mean
nt = 1/sqrt(2)*[randn(1,nSym*80) + j*randn(1,nSym*80)]; % white
gaussian noise, 0dB variance

% Adding noise, the term sqrt(80/64) is to account for the wasted
energy
% due to cyclic prefix
yt = sqrt(80/64)*xt + 10^(-EsN0dB(ii)/20)*nt;

% Receiver
yt = reshape(yt.',80,nSym).'; % formatting the received vector
into symbols
yt = yt(:,[17:80]); % removing cyclic prefix
% converting to frequency domain
yF = sqrt(2)* fftshift(fft(yt.')).';
yMod = yF(:,[6+[1:52/2] 7+[52/2+1:52] ]);

% demodulation
y_re = real(yMod); % real
y_im = imag(yMod);% imaginary

yMod(find(y_re < 0 & y_im < 0)) = -1 + -1*j;
yMod(find(y_re >= 0 & y_im > 0)) = 1 + 1*j;
yMod(find(y_re < 0 & y_im >= 0)) = -1 + 1*j;
yMod(find(y_re >= 0 & y_im < 0)) = 1 - 1*j;

```

```

yMod=reshape(yMod.',nDSC*nSym,1).';

nErr(ii) = size(find([ip-yMod]),2); % counting the number of symbol
errors

end
simSer_QPSK = nErr/(52*nSym);

close all
figure
semilogy(EsN0dB,simSer_QPSK,'mx-');
axis([-3 40 10^-3 1])
grid on
legend( 'SER-simulation-QPSK');
xlabel('Es/No, dB')
ylabel('Symbol Error Rate')
title('Symbol error probability curve for QPSK in OFDM')

```

### Κώδικας υπολογισμού QPSK BER σε OFDM μετάδοση

Χρησιμοποιούμε τον ίδιο κώδικα που χρησιμοποιήσαμε και για το SER

αντικαθιστώντας τις γραμμές

```

for ii = 1:length(EsN0dB)
    σε
for ii = 1:length(EbN0dB)

nErr(ii) = size(find([ip-yMod]),2);
σε

nErr1(ii) = size(find([ip_re-yMod_re ]),2);
nErr2(ii) = size(find([ip_im-yMod_im ]),2);
nErr(ii) = nErr1(ii) + nErr2(ii);

```

Έτσι έχουμε:

```

clear all
nFFT=64;
nDSC=52;
nSym=500;
N = nSym*nDSC; % number of symbols

EbN0dB = [0:40] ;% bit to noise ratio
EsN0dB = EbN0dB + 10*log10(nDSC/nFFT) + 10*log10(64/80) ;% converting
to symbol to noise ratio

for ii = 1:length(EbN0dB)

ip = (2*(rand(1,N)>0.5)-1) + j*(2*(rand(1,N)>0.5)-1);%make 26000
random symbols
ip_re = real(ip);
ip_im = imag(ip);
ipl=reshape(ip,nDSC,nSym).'; % grouping into multiple symbols

```

```

% Assigning modulated symbols to subcarriers from [-26 to -1, +1 to
+26]
xF=[zeros(nSym,6) ip1(:,[1:26]) zeros(nSym,1) ip1(:,[27:52])
zeros(nSym,5)] ;

% Taking FFT, the term (1/sqrt(2)) is for normalizing the power of
% transmit symbol to 1
xt = (1/sqrt(2))*ifft(fftshift(xF.')).';

xt=[xt(:,[49:64]) xt] ;%cyclic prefix

% Concatenating multiple symbols to form a long vector
xt =reshape(xt.',1,nSym*80);

% Gaussian noise of unit variance, 0 mean
nt = 1/sqrt(2)*[randn(1,nSym*80) + j*randn(1,nSym*80)]; % white
gaussian noise, 0dB variance

% Adding noise, the term sqrt(80/64) is to account for the wasted
energy
% due to cyclic prefix
yt = sqrt(80/64)*xt + 10^(-EsN0dB(ii)/20)*nt;

% Receiver
yt = reshape(yt.',80,nSym).'; % formatting the received vector
into symbols
yt = yt(:,[17:80]); % removing cyclic prefix
% converting to frequency domain
yF = sqrt(2)* fftshift(fft(yt.')).';
yMod = yF(:,[6+[1:52/2] 7+[52/2+1:52] ]]);

% demodulation
y_re = real(yMod); % real
y_im = imag(yMod);% imaginary

yMod(find(y_re < 0 & y_im < 0)) = -1 + -1*j;
yMod(find(y_re >= 0 & y_im > 0)) = 1 + 1*j;
yMod(find(y_re < 0 & y_im >= 0)) = -1 + 1*j;
yMod(find(y_re >= 0 & y_im < 0)) = 1 - 1*j;

yMod=reshape(yMod.',nDSC*nSym,1).';

yMod_re = real(yMod);
yMod_im = imag(yMod);

nErr1(ii) = size(find([ip_re-yMod_re ]),2);
nErr2(ii) = size(find([ip_im-yMod_im ]),2);
nErr(ii) = nErr1(ii) + nErr2(ii);% counting the number of bit errors

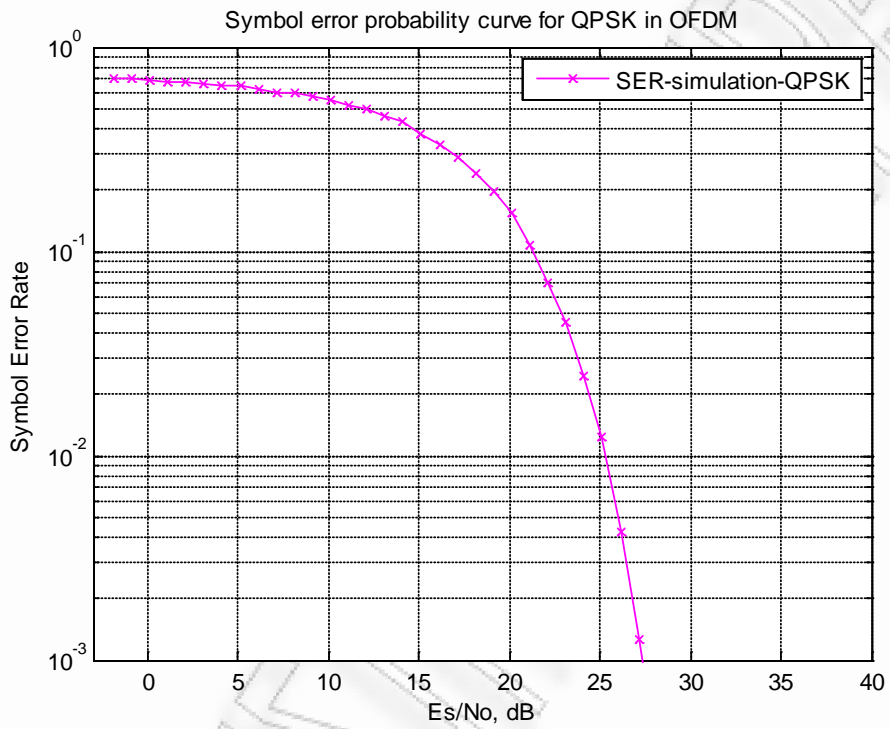
end
simBer_QPSK = nErr/(52*nSym);

close all
figure
semilogy(EbN0dB,simBer_QPSK, 'b*-')
);

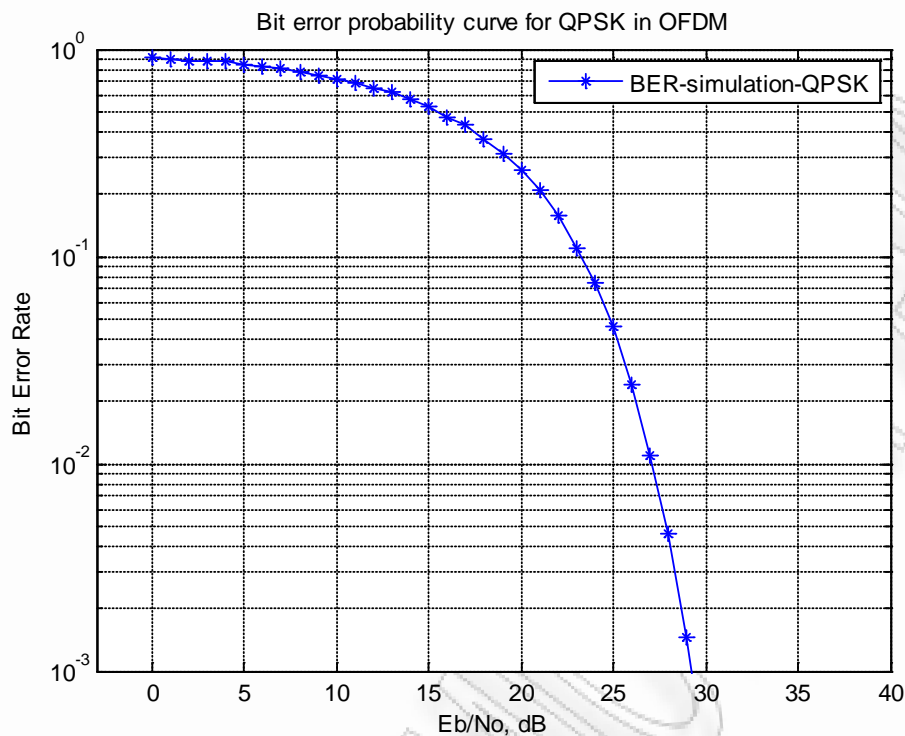
```

```
axis([-3 40 10^-3 1])  
grid on  
legend('BER-simulation-QPSK');  
xlabel('Eb/No, dB')  
ylabel('Bit Error Rate')  
title('Bit error probability curve for QPSK in OFDM')
```

### Αποτελέσματα προσομοιώσεων



Σχήμα 4-4: SER QPSK διαμόρφωσης σε OFDM



Σχήμα 4-5: BER QPSK διαμόρφωσης σε OFDM

### Συμπέρασμα προσομοιώσεων

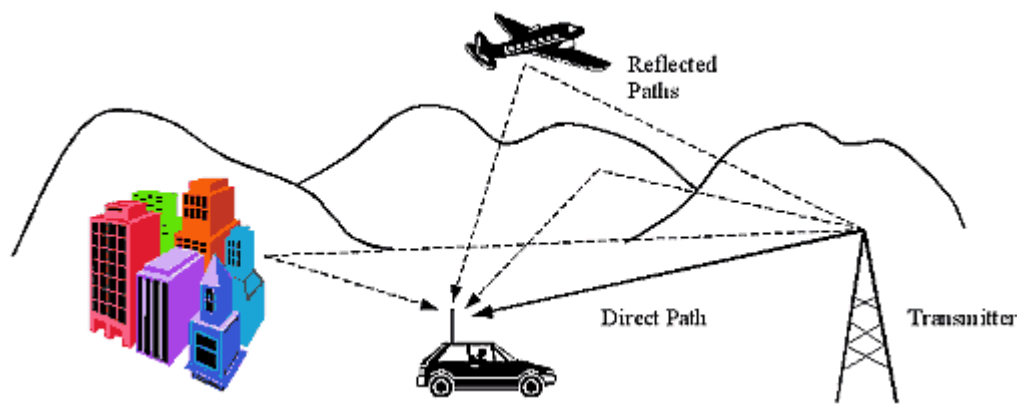
Απ' το αποτέλεσμα της προσομοίωσης παρατηρούμε ότι ο αριθμός των λαθών είναι μεγαλύτερος συγκριτικά με τη BPSK διαμόρφωση. Όπως αναφέρθηκε και στην ενότητα της διαμόρφωσης του OFDM, όσο αυξάνεται ο αριθμός των σημείων του αστερισμού τόσο πιο κοντά βρίσκονται τα σημεία αυτά με αποτέλεσμα όταν ο δέκτης λάβει το σήμα παρουσία θορύβου υπάρχει πιθανότητα να αποκωδικοποιήσει λανθασμένα τα περισσότερα σύμβολα. Για αυτό το λόγο στη QPSK διαμόρφωση σε OFDM μετάδοση είναι απαραίτητο να αυξηθεί ο σηματοθορυβικός λόγος για να έχουμε έναν ικανοποιητικά μικρό αριθμό λαθών. Παρατηρούμε στο σχήμα ότι μετά περίπου τα 17dB σηματοθορυβικού λόγου ξεκινά μια κατακόρυφη μείωση των λαθών. Επίσης, αξίζει να αναφέρουμε ότι οι καμπύλες SER και BER διαφέρουν. Κάτι τέτοιο φυσικά δε συνέβαινε στη BPSK όπου είχαμε ένα bit ανά σύμβολο όπου SER ισούται BER. Εδώ, στη QPSK παρατηρούμε ότι η καμπύλη του SER είναι παράλληλη με αυτή του BER αλλά παίρνει μικρότερες τιμές. Αυτό συμβαίνει διότι όταν έχουμε ένα bit εσφαλμένο, έχουμε ταυτόχρονα 1 σύμβολο

εσφαλμένο. Επίσης, όμως, όταν έχουμε και τα 2 bits ενός συμβόλου λάθος έχουμε πάλι ένα λάθος σύμβολο. Άρα, γίνεται κατανοητό γιατί το BER είναι υψηλότερο του SER.

#### 4.4. Rayleigh Fading channel

Όπως έχει προαναφερθεί η διαδρομή που ακολουθεί ένα σήμα για να φτάσει από το πομπό στο δέκτη χαρακτηρίζεται από πολλά εμπόδια με αποτέλεσμα να υπάρχει μια σειρά ανακλάσεων, περιθλάσεων και σκεδάσεων. Σε ένα εξωτερικό χώρο υπάρχουν κτίρια, δέντρα, οχήματα ενώ σε ένα εσωτερικό χώρο υπάρχουν έπιπλα, συσκευές μεγάλου όγκου, τοίχοι κτλ. Συνεπώς το σήμα που καταφθάνει στο δέκτη είναι επηρεασμένο και συχνά εξασθενημένο.

Παρόλο που το κανάλι στο σύνολο του είναι επιλεκτικής συχνότητας, το κανάλι που «αντιμετωπίζει» κάθε subcarrier ενός OFDM συμβόλου χαρακτηρίζεται από επίπεδη σκίαση με το κάθε subcarrier να αντιμετωπίζει μια Rayleigh σκίαση [22].



Εικόνα 4-3: Πολύοδη διάδοση

Σε αυτή τη περίπτωση το μήκος κάθε διαδρομής είναι διαφορετικό. Άλλο μήκος για το απευθείας κύμα, άλλο για τα ανακλώμενα κύματα, άλλο για τα περιθλώμενα, άλλο για τα σκεδασμένα και άλλο για αυτά που έχουν υποστεί μια σειρά σκεδάσεων. Μαζί με το μήκος διαδρομής αλλάζει και ο χρόνος άφιξης κάθε κύματος.

Στο δέκτη λοιπόν φτάνουν κύματα με διαφορετική φάση και διαφορετικό χρόνο άφιξης ο οποίος θα πρέπει φυσικά να είναι μικρότερος της εξάπλωσης



καθυστερήσης. Αφού αφιχθούν τα κύματα στο δέκτη, πιθανόν να έχουμε ενίσχυση του σήματος ή αποδυνάμωση. Στην αποδυνάμωση που οφείλεται από αυτές τις πολλαπλές διαδρομές αυξάνεται, όπως είναι λογικό, το ποσοστό των λαθών [22].

Το Rayleigh Fading είναι ένα στατιστικό μοντέλο για τη μελέτη της επίδρασης του περιβάλλοντος πολλαπλών διαδρομών σε σήματα ασύρματων μεταδόσεων. Το μοντέλο Rayleigh Fading υποθέτει το σήμα που λαμβάνεται αφού περάσει από το μέσο μετάδοσης τυχαία με μια κατανομή Rayleigh.

Παρακάτω θα υπολογίσουμε και πάλι το BER μιας OFDM μετάδοσης βάσει του μοντέλου Rayleigh χρησιμοποιώντας BPSK και QPSK διαμόρφωση.

#### 4.4.1. Υπολογισμός BER BPSK σε OFDM μετάδοση σε Rayleigh Fading channel

Στη προσομοίωση θα ακολουθηθούν τα εξής βήματα:

- a) Δημιουργία τυχαίων ψηφίων 0 και 1
- b) BPSK διαμόρφωση (-1 για bit 0, +1 για bit 1)
- c) Ανάθεση των OFDM συμβόλων στα subcarriers από -26 έως -1 και 1 έως 26 και προσθήκη cyclic prefix
- d) Συνέλιξη κάθε OFDM συμβόλου με ένα Rayleigh Fading channel. Η επιρροή του κάθε συμβόλου είναι διαφορετική.
- e) Τοποθετούμε τα σύμβολα σε μια σειριακή μορφή το ένα πίσω από το άλλο.
- f) Προσθέτουμε AWGN
- g) Ομαδοποιούμε τα OFDM σύμβολα και αφαιρούμε το cyclic prefix
- h) Μετατρέπουμε τα σύμβολα από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο των συχνοτήτων
- i) Μετατροπή του σήματος στη βασική ζώνη
- j) Παίρνουμε τα ζητούμενα subcarriers
- k) Αποδιαμόρφωση και απόδοση των bits
- l) Καταμέτρηση των εσφαλμένων bits
- m) Επανάληψη για μια σειρά τιμών σηματοθορυβικού λόγου

Αυτό που κάνουμε είναι να συνελίξουμε κάθε σύμβολο με το τυχαίο κανάλι με το παρακάτω κομμάτι κώδικα και να το προσθέσουμε στον αρχικό μας κώδικα

```
% multipath channel
nTap = 10;
ht = 1/sqrt(2)*1/sqrt(nTap)*(randn(nSym,nTap) + j*randn(nSym,nTap));

% computing and storing the frequency response of the channel, for use at receiver
hF = fftshift(fft(ht,64,2));

% convolution of each symbol with the random channel
for jj = 1:nSym
    xht(jj,:) = conv(ht(jj,:),xt(jj,:));
end
xt = xht;
```

## Κώδικας υπολογισμού BER BPSK σε OFDM μετάδοση σε Rayleigh Fading channel

```
clear all
nFFT = 64; % fft size
nDSC = 52; % number of data subcarriers
nBitPerSym = 52; % number of bits per OFDM symbol (same as the number of
subcarriers for BPSK)
nSym = 1000; % number of symbols

EbN0dB = [0:35]; % bit to noise ratio
EsN0dB = EbN0dB + 10*log10(nDSC/nFFT) + 10*log10(64/80); % converting to
symbol to noise ratio

for ii = 1:length(EbN0dB)

    % Transmitter
    ipBit = rand(1,nBitPerSym*nSym) > 0.5; % random 1's and 0's
    ipMod = 2*ipBit-1; % BPSK modulation 0 --> -1, 1 --> +1
```

```

ipMod = reshape(ipMod,nBitPerSym,nSym).'; % grouping into multiple symbolsa

% Assigning modulated symbols to subcarriers from [-26 to -1, +1 to +26]
xF = [zeros(nSym,6) ipMod(:,[1:nBitPerSym/2]) zeros(nSym,1)
ipMod(:,[nBitPerSym/2+1:nBitPerSym]) zeros(nSym,5)] ;

% Taking FFT, the term (nFFT/sqrt(nDSC)) is for normalizing the power of transmit
symbol to 1
xt = (nFFT/sqrt(nDSC))*ifft(fftshift(xF.));

% Appending cyclic prefix
xt = [xt(:,[49:64]) xt];

% multipath channel
nTap = 10;
ht = 1/sqrt(2)*1/sqrt(nTap)*(randn(nSym,nTap) + j*randn(nSym,nTap));

% computing and storing the frequency response of the channel, for use at receiver
hF = fftshift(fft(ht,64,2));

% convolution of each symbol with the random channel
for jj = 1:nSym
    xht(jj,:) = conv(ht(jj,:),xt(jj,:));
end
xt = xht;

% Concatenating multiple symbols to form a long vector
xt = reshape(xt.',1,nSym*(80+nTap-1));

% Gaussian noise of unit variance, 0 mean
nt = 1/sqrt(2)*[randn(1,nSym*(80+nTap-1)) + j*randn(1,nSym*(80+nTap-1))];

% Adding noise, the term sqrt(80/64) is to account for the wasted energy due to cyclic
prefix
yt = sqrt(80/64)*xt + 10^(-EsN0dB(ii)/20)*nt;

% Receiver

```

```

yt = reshape(yt.',80+nTap-1,nSym).'; % formatting the received vector into symbols
yt = yt(:,[17:80]); % removing cyclic prefix

% converting to frequency domain
yF = (sqrt(nDSC)/nFFT)*fftshift(fft(yt.));

% equalization by the known channel frequency response
yF = yF./hF;

% extracting the required data subcarriers
yMod = yF(:,[6+[1:nBitPerSym/2] 7+[nBitPerSym/2+1:nBitPerSym] ]);

% BPSK demodulation
% +ve value --> 1, -ve value --> -1
ipModHat = 2*floor(real(yMod/2)) + 1;
ipModHat(find(ipModHat>1)) = +1;
ipModHat(find(ipModHat<-1)) = -1;

% converting modulated values into bits
ipBitHat = (ipModHat+1)/2;
ipBitHat = reshape(ipBitHat.',nBitPerSym*nSym,1).';

% counting the errors
nErr(ii) = size(find(ipBitHat - ipBit),2);

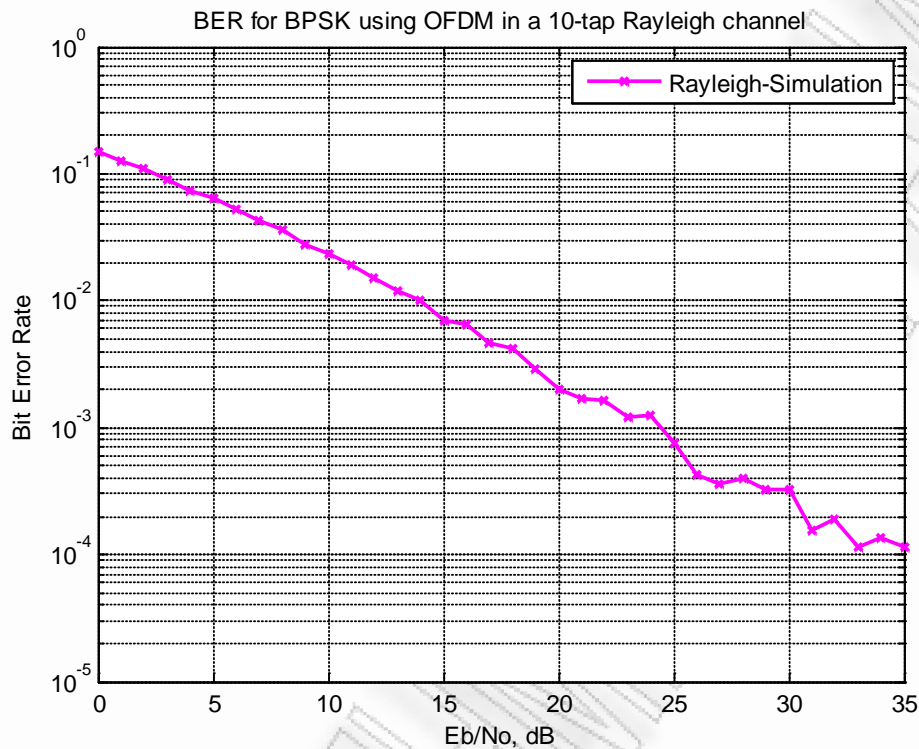
end

simBer = nErr/(nSym*nBitPerSym);

close all; figure
semilogy(EbN0dB,simBer,'mx-','LineWidth',2);
axis([0 35 10^-5 1])
grid on
legend('Rayleigh-Simulation');
xlabel('Eb/No, dB')
ylabel('Bit Error Rate')
title('BER for BPSK using OFDM in a 10-tap Rayleigh channel')

```

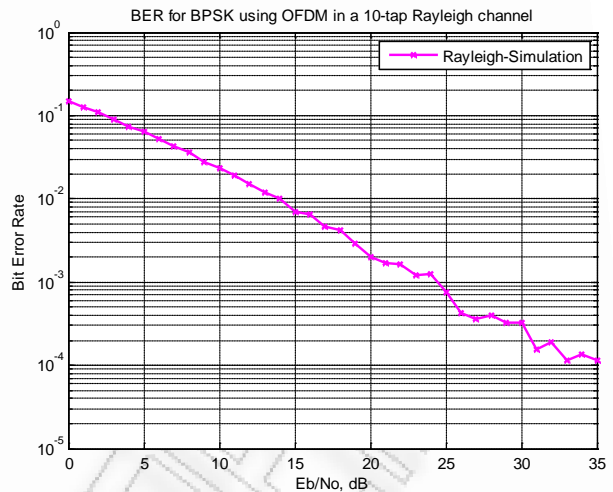
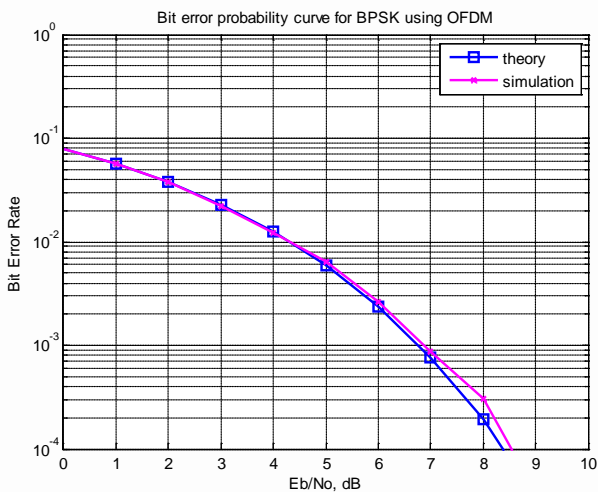
### Αποτέλεσμα προσομοίωσης



Σχήμα 4-6: BER BPSK διαμόρφωσης σε Rayleigh Fading channel

### Συμπέρασμα προσομοίωσης

Παρατηρούμε ότι ο αριθμός των λάθος συμβόλων μειώνεται σταδιακά με την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου. Αυτό όμως που αξίζει να προσέξουμε είναι η αύξηση των σφαλμάτων που παρατηρείται σε ένα πιο ρεαλιστικό μοντέλο σε σχέση με αυτό του απλού λευκού θορύβου Gauss.



Σχήμα 4-7: Σύγκριση BER BPSK απλού AWGN και Rayleigh Fading channel

Φέρνοντας σε αντιπαράθεση τα αποτελέσματα και των δύο προσομοιώσεων βλέπουμε ότι στη πρώτη περίπτωση η μετάδοση πετυχαίνει BER της τάξεως  $10^{-4}$  με 8dB σηματοθορυβικό λόγο ενώ στο πιο ρεαλιστικό μοντέλο Rayleigh χρειάζεται να ανεβάσουμε το σηματοθορυβικό λόγο στα 35dB για να πετύχουμε αυτά τα επίπεδα σφαλμάτων.

#### 4.4.2. Υπολογισμός SER/BER QPSK σε OFDM μετάδοση σε Rayleigh Fading channel

Ακολουθούμε την αντίστοιχη διαδικασία και για τη QPSK διαμόρφωση. Παίρνουμε τους κώδικες που χρησιμοποιήσαμε για τη μελέτη SER και BER με QPSK διαμόρφωση με απλό AWGN και προσθέτουμε το κομμάτι του κώδικα

```
% multipath channel
nTap = 10;
ht = 1/sqrt(2)*1/sqrt(nTap)*(randn(nSym,nTap) + j*randn(nSym,nTap));

% computing and storing the frequency response of the channel, for use at receiver
hF = fftshift(fft(ht,64,2));

% convolution of each symbol with the random channel
for jj = 1:nSym
    xht(jj,:) = conv(ht(jj,:),xt(jj,:));
end
xt = xht;
```



## Κώδικας υπολογισμού QPSK SER σε OFDM μετάδοση σε Rayleigh Fading channel

```

% symbol error rate for QPSK(4-QAM) modulation

clear all
nFFT=64;
nDSC=52;
nSym=1000;
N = nSym*nDSC; % number of symbols

EbN0dB = [0:60] ;% bit to noise ratio
EsN0dB = EbN0dB + 10*log10(nDSC/nFFT) + 10*log10(64/80) ;% converting
to symbol to noise ratio

for ii = 1:length(EsN0dB)

    ip = (2*(rand(1,N)>0.5)-1) + j*(2*(rand(1,N)>0.5)-1); %dimourgei
    tyxaia 312 symvola dil. 6 ofdm symvola epi 52 symvola(subcarriers)
    ip_re = real(ip);
    ip_im = imag(ip);
    ip1=reshape(ip,nDSC,nSym).'; %pairnei ta ofdm symvola kai ta kanei
    grammes

    xF=[zeros(nSym,6) ip1(:,[1:26]) zeros(nSym,1) ip1(:,[27:52])
    zeros(nSym,5)] ;%tous vazei ta midenika

    xt = (1/sqrt(2))*ifft(fftshift(xF.')).';%ta parista ston aksona x,y

    xt=[xt(:,[49:64]) xt] ;%vazei to cyclic prefix

    % multipath channel
    nTap = 10;
    ht = 1/sqrt(2)*1/sqrt(nTap)*(randn(nSym,nTap) +
    j*randn(nSym,nTap));

    % computing and storing the frequency response of the channel, for
    use at receiver
    hF = fftshift(fft(ht,64,2));

    % convolution of each symbol with the random channel
    for jj = 1:nSym
        xht(jj,:) = conv(ht(jj,:),xt(jj,:));
    end
    xt = xht;

    % Concatenating multiple symbols to form a long vector
    xt = reshape(xt.',1,nSym*(80+nTap-1));

    % Gaussian noise of unit variance, 0 mean
    nt = 1/sqrt(2)*[randn(1,nSym*(80+nTap-1)) +
    j*randn(1,nSym*(80+nTap-1))];

```

```

% Adding noise, the term sqrt(80/64) is to account for the wasted
energy due to cyclic prefix
yt = sqrt(80/64)*xt + 10^(-EsN0dB(ii)/20)*nt;

% Receiver
yt = reshape(yt.',80+nTap-1,nSym).'; % formatting the received
vector into symbols
yt = yt(:,[17:80]); % removing cyclic prefix

% converting to frequency domain
yF = sqrt(2)*fftshift(fft(yt.')).';
% equalization by the known channel frequency response
yF = yF./hF;
yMod = yF(:,[6+[1:52/2] 7+[52/2+1:52] ]);%afairei ta midenika

% demodulation
y_re = real(yMod); % real
y_im = imag(yMod);% imaginary

yMod(find(y_re < 0 & y_im < 0)) = -1 + -1*j;
yMod(find(y_re >= 0 & y_im > 0)) = 1 + 1*j;
yMod(find(y_re < 0 & y_im >= 0)) = -1 + 1*j;
yMod(find(y_re >= 0 & y_im < 0)) = 1 - 1*j;

yMod=reshape(yMod.',nDSC*nSym,1).';

nErr(ii) = size(find([ip-yMod]),2) % counting the number of errors

end

simSer_QPSK = nErr/(52*nSym);

close all
figure
semilogy(EsN0dB,simSer_QPSK,'mx-');
axis([-3 50 10^-3 1])
grid on
legend( 'SER-QPSK on Rayleigh Fading channel');
xlabel('Es/No, dB')
ylabel('Symbol Error Rate')
title('Symbol error probability curve for QPSK-Rayleigh Fading')

```

## Κώδικας υπολογισμού QPSK BER σε OFDM μετάδοση σε Rayleigh

### Fading channel

```

% bit error rate for QPSK(4-QAM) modulation

clear all
nFFT=64;
nDSC=52;
nSym=1000;
N = nSym*nDSC; % number of symbols

EbN0dB = [0:60] ;% bit to noise ratio

```

```

EsN0dB = EbN0dB + 10*log10(nDSC/nFFT) + 10*log10(64/80) ;% converting
to symbol to noise ratio

for ii = 1:length(EbN0dB)

ip = (2*(rand(1,N)>0.5)-1) + j*(2*(rand(1,N)>0.5)-1); %dimourgei
tyxaia 312 symvola dil. 6ofdm symvola epi 52 symvola(subcarriers)
ip_re = real(ip);
ip_im = imag(ip);
ip1=reshape(ip,nDSC,nSym).'; %pairnei ta ofdm symvola kai ta kanei
grammes

xF=[zeros(nSym,6) ip1(:,[1:26]) zeros(nSym,1) ip1(:,[27:52])
zeros(nSym,5)] ;%tous vazei ta midenika

xt = (1/sqrt(2))*ifft(fftshift(xF.')).';%ta parista ston aksona x,y
xt=[xt(:,[49:64]) xt] ;%vazei to cyclic prefix

% multipath channel
nTap = 10;
ht = 1/sqrt(2)*1/sqrt(nTap)*(randn(nSym,nTap) +
j*randn(nSym,nTap));

% computing and storing the frequency response of the channel, for
use at recevier
hF = fftshift(fft(ht,64,2));

% convolution of each symbol with the random channel
for jj = 1:nSym
xht(jj,:) = conv(ht(jj,:),xt(jj,:));
end
xt = xht;

% Concatenating multiple symbols to form a long vector
xt = reshape(xt.',1,nSym*(80+nTap-1));

% Gaussian noise of unit variance, 0 mean
nt = 1/sqrt(2)*[randn(1,nSym*(80+nTap-1)) +
j*randn(1,nSym*(80+nTap-1))];

% Adding noise, the term sqrt(80/64) is to account for the wasted
energy due to cyclic prefix
yt = sqrt(80/64)*xt + 10^(-EsN0dB(ii)/20)*nt;

% Receiver
yt = reshape(yt.',80+nTap-1,nSym).'; % formatting the received
vector into symbols
yt = yt(:,[17:80]); % removing cyclic prefix

% converting to frequency domain
yF = sqrt(2)*fftshift(fft(yt.')).';
% equalization by the known channel frequency response
yF = yF./hF;
yMod = yF(:,[6+[1:52/2] 7+[52/2+1:52] ]);%afairei ta midenika

% demodulation

```

```

y_re = real(yMod); % real
y_im = imag(yMod);% imaginary

yMod(find(y_re < 0 & y_im < 0)) = -1 + -1*j;
yMod(find(y_re >= 0 & y_im > 0)) = 1 + 1*j;
yMod(find(y_re < 0 & y_im >= 0)) = -1 + 1*j;
yMod(find(y_re >= 0 & y_im < 0)) = 1 - 1*j;

yMod=reshape(yMod.',nDSC*nSym,1).';

yMod_re = real(yMod);
yMod_im = imag(yMod);

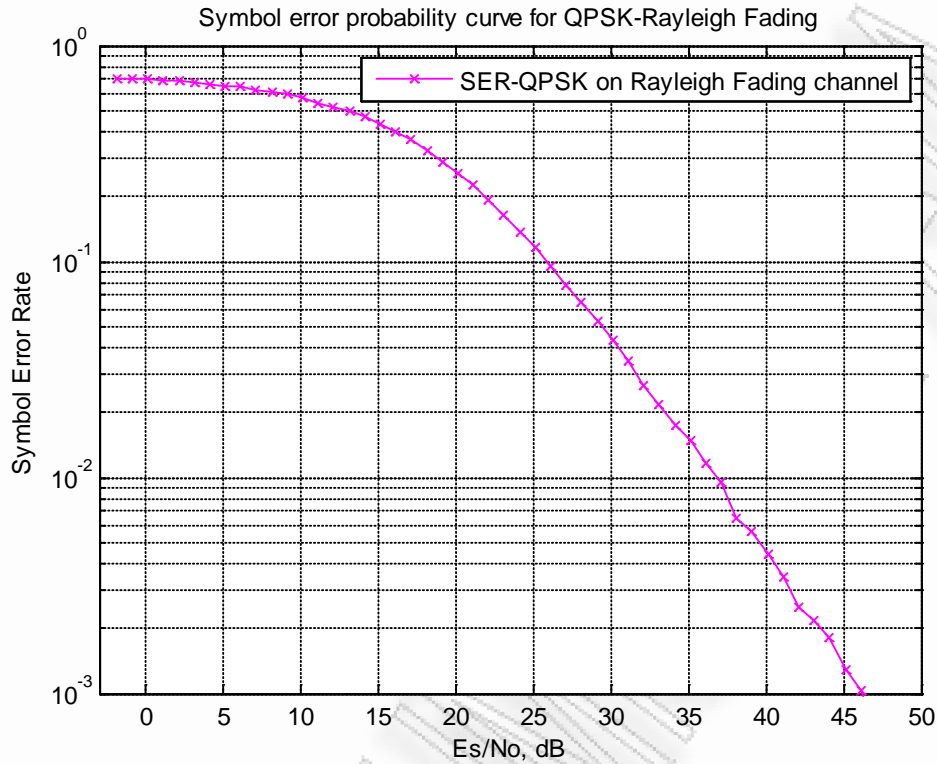
nErr1(ii) = size(find([ip_re-yMod_re ]),2);
nErr2(ii) = size(find([ip_im-yMod_im ]),2);
nErr(ii) = nErr1(ii) + nErr2(ii);% counting the number of bit errors

end
simBer_QPSK = nErr/(52*nSym);

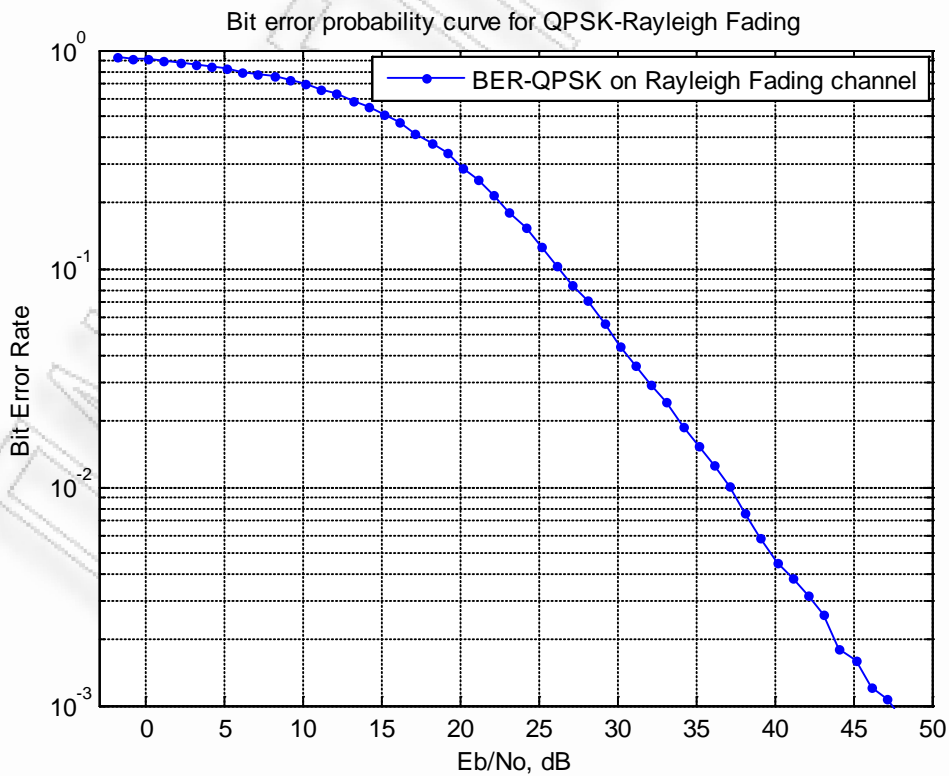
close all
figure
semilogy(EsN0dB,simBer_QPSK,'b.-');
axis([-3 50 10^-3 1])
grid on
legend('BER-QPSK on Rayleigh Fading channel');
xlabel('Eb/No, dB')
ylabel('Bit Error Rate')
title('Bit error probability curve for QPSK-Rayleigh Fading')

```

### Αποτελέσματα προσομοιώσεων



Σχήμα 4-8 : SER QPSK διαμόρφωσης σε Rayleigh Fading channel



Σχήμα 4-9 : BER QPSK διαμόρφωσης σε Rayleigh Fading channel

### Συμπέρασμα προσομοιώσεων

Σε αυτή τη προσομοίωση παρατηρούμε και πάλι ότι ο αριθμός των λάθος συμβόλων μειώνεται σταδιακά με την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου.

Συγκρίνοντας το απλό μοντέλο προσομοίωσης (σχήματα 4-4 και 4-5) με το μοντέλο Rayleigh Fading channel (σχήματα 4-8 και 4-9) παρατηρούμε και πάλι ότι στη πρώτη περίπτωση η μετάδοση πετυχαίνει SER της τάξεως  $10^{-3}$  με 27dB σηματοθορυβικού λόγου ενώ στη δεύτερη πρέπει να αυξήσουμε το σηματοθορυβικό λόγο στα 45dB περίπου για να πετύχουμε SER  $10^{-3}$ . Το αποτέλεσμα φαίνεται φυσιολογικό αφού η εξομοίωση σε Rayleigh Fading channel ανταποκρίνεται περισσότερο σε ένα πραγματικό περιβάλλον διάδοσης και δίνει πιο ρεαλιστικά αποτελέσματα για το απαιτούμενο μέγεθος σηματοθορυβικού λόγου. Τέλος και στις δύο περιπτώσεις παρατηρούμε ότι έχουμε ξεχωριστή καμπύλη για το SER και για το BER. Αυτό συμβαίνει διότι όταν έχουμε ένα bit εσφαλμένο, έχουμε ταυτόχρονα 1 σύμβολο εσφαλμένο. Επίσης, όμως, όταν έχουμε και τα 2 bits ενός συμβόλου λάθος έχουμε πάλι ένα λάθος σύμβολο. Άρα, γίνεται κατανοητό γιατί το BER είναι υψηλότερο του SER.



## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Μ. Ε. Θεολόγου, *Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2007
- [2] A. Paulraj, R. Nabar, D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless communications*, Cambridge University Press, 2003
- [3] Π. Κώττης, Χ. Καψάλης, *Κεραίες και ασύρματες ζεύξεις*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2003
- [4] Α. Κανάτας, *Σημειώσεις Δίκτυα κινητών Επικοινωνιών*, Μάθημα Δίκτυα Κινητών Επικοινωνιών, Πανεπιστήμιο Πειραιώς, 2008
- [5] E. P. Lawrey, *Adaptive Techniques for Multiuser OFDM*, James Cook University, 2001
- [6] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2008
- [7] T. S. Rappaport, *Wireless communications : Principles and Practice*, Prentice Hall, 2002
- [8] G. Kennedy, B. Davis, *Electronic Communications Systems (4<sup>th</sup> Edition)*, McGraw-Hill, 2006
- [9] Ε. Χονδρογιάννης, *Εκπομπή και λήψη ραδιοφωνικού σήματος*, Εκδόσεις Πατάκη, 2003
- [10] A. Bateman, *Digital communications: Design for the Real World*, Addison Wesley Longman Limited, 1999
- [11] W. Stallings, *Ασύρματες Επικοινωνίες και Δίκτυα*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2007
- [12] A. S. Tanenbaum, *Δίκτυα Υπολογιστών (3<sup>η</sup> έκδοση)*, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2000
- [13] Γ. Πάντος, *Σημειώσεις Orthogonal Frequency division Multiplexing (OFDM)*, Μάθημα Επεξεργασία και Μετάδοση Ψηφιακών Σημάτων, Πανεπιστήμιο Πειραιώς, 2007
- [14] *IEEE 802.11a*, Wikipedia, URL: [http://el.wikipedia.org/wiki/IEEE\\_802.11](http://el.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11)
- [15] R. V. Nee, R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia communications*, Artech House, 1999

- [16] Berkeley Wireless research Center, *E225C – Lecture 16, OFDM Introduction*, BWRC, URL: [http://bwrc.eecs.berkeley.edu/classes/ee225c/Lectures/Lec16\\_ofdm.pdf](http://bwrc.eecs.berkeley.edu/classes/ee225c/Lectures/Lec16_ofdm.pdf)
- [17] B. Sklar, *Digital communications : Fundamentals and Applications (2<sup>nd</sup> Edition)*, Prentice-Hall PTR, 2001
- [18] ANSI/IEEE Std 802.11, *Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications*, 1999 Edition, URL: <http://www.csd.uoc.gr/~hy439/reading/802.11-1999.pdf>
- [19] Krishna Sankar, *Cyclic prefix in Orthogonal Frequency Division Multiplexing*, 2008, URL: <http://www.dsplog.com/2008/02/17/cyclic-prefix-in-orthogonal-frequency-division-multiplexing/>
- [20] Π. Γ. Κώπτης, *Διαμόρφωση και μετάδοση σημάτων (2<sup>η</sup> έκδοση)*, Εκδόσεις Τζίολα, 2005
- [21] A. F. Molisch, *Wireless Communications*, John Wiley & Sons, 2005
- [22] D. Tse, P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.