

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ
Τμήμα Διδακτικής της Τεχνολογίας και Ψηφιακών Συστημάτων

Προσομοίωση συστημάτων OFDM σε ασύρματα
κανάλια επικοινωνίας

Θεολογίδης Βασίλης

Μεταπτυχιακή Διπλωματική Εργασία

ΠΕΙΡΑΙΑΣ 2009

ΠΕΡΙΛΗΨΗ.....	4
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	5
1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ.....	5
1.1 ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΔΙΚΤΥΑ ΤΡΙΤΗΣ ΓΕΝΕΑΣ	6
1.1.1 ΕΞΕΛΙΞΗ ΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ	7
1.1.2 ΓΕΝΙΚΟΙ ΣΤΟΧΟΙ ΤΟΥ ΠΑΓΚΟΣΜΙΟΥ - ΚΑΘΟΛΙΚΟΥ ΚΙΝΗΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ	10
1.1.3 Συχνότητες λειτουργίας του UMTS	11
1.1.4 ΤΗΛΕ-ΕΞΥΠΗΡΕΤΗΣΕΙΣ	12
1.1.5 UMTS ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝΤΑ	13
1.1.6 ΤΥΠΟΙ ΚΥΨΕΛΩΝ	14
1.1.7 ΡΑΔΙΟ ΔΙΑΣΥΝΔΕΤΙΚΟΤΗΤΑ	16
1.1.8 ΔΟΥΡΥΦΟΡΙΚΗ ΔΙΚΤΥΩΣΗ	16
1.1.9 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑ	17
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	18
ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ	18
2.1 ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΑΣΥΡΜΑΤΗΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ	18
2.1.1 ΠΑΡΕΜΒΟΛΕΣ	18
2.1.1.1 ΟΜΟΔΙΑΥΛΙΚΕΣ ΠΑΡΕΜΒΟΛΕΣ.....	18
2.1.1.2 ΠΑΡΕΜΒΟΛΕΣ ΓΕΙΤΟΝΙΚΩΝ ΔΙΑΥΛΩΝ	19
2.1.1.3 ΠΑΡΕΜΒΟΛΗ ΛΟΓΟΥ ΚΟΝΤΙΝΟΥ ΠΡΟΣ ΜΑΚΡΙΝΟ ΑΚΡΟ	20
2.1.1.4 ΔΙΑΣΥΜΒΟΛΙΚΗ ΠΑΡΕΜΒΟΛΗ	21
2.1.1.5 ΠΑΡΕΜΒΟΛΕΣ ΛΟΓΩ ΘΟΡΥΒΟΥ	22
2.1.1.6 ΠΑΡΕΜΒΟΛΕΣ ΕΝΔΟΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ.....	22
2.1.1.7 ΠΑΡΕΜΒΟΛΕΣ ΔΙΑΠΟΛΩΣΗΣ.....	23
2.1.2 ΔΙΑΛΕΙΨΕΙΣ	23
2.1.2.2 ΚΑΘΥΣΤΕΡΗΣΗ ΔΙΑΔΟΣΗΣ	24
2.1.2.3 ΔΙΑΛΕΙΨΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΔΙΑΔΡΟΜΩΝ.....	26
2.1.2.4 ΔΙΑΛΕΙΨΕΙΣ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΥΣΑΣ	27
2.1.2.5 ΧΡΟΝΟΣ ΣΥΝΟΧΗΣ ΚΑΙ ΕΥΡΟΣ ΖΩΝΗΣ ΣΥΝΟΧΗΣ	29
2.1.2.6 ΟΛΙΣΘΗΣΗ DOPPLER	30
2.1.2.7 ΕΞΑΠΛΩΣΗ ΧΡΟΝΟΚΑΘΥΣΤΕΡΗΣΗΣ.....	32
2.1.2.8 ΣΥΝΟΨΗ ΔΙΑΛΕΙΨΕΩΝ	33
2.1.2.9 ΜΟΝΤΕΛΑ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗΣ ΔΙΑΥΛΩΝ ΜΕ ΔΙΑΛΕΙΨΕΙΣ.....	33
2.1.3 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΔΙΑΔΡΟΜΗΣ (PATH LOSS)	38
2.1.3.1 ΤΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΤΟΥ ΕΛΕΥΘΕΡΟΥ ΧΩΡΟΥ (FREE – SPACE)	39
2.1.3.2 ΤΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΤΗΣ ΕΠΙΠΕΔΗΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑΣ (PLANE EARTH)	40
2.1.3.3 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΔΙΑΔΡΟΜΗΣ ΓΙΑ ΔΙΑΔΟΣΗ ΜΗ ΟΠΤΙΚΗΣ ΕΠΑΦΗΣ	41
2.1.3.4 ΣΚΙΑΣΗ	41
2.1.3.5 ΤΟ ΜΟΝΤΕΛΟ OKUMURA – HATA	44
2.1.3.6 ΤΟ ΜΟΝΤΕΛΟ “ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ ΠΑΤΩΜΑΤΟΣ” ΤΗΣ ITU (FLOOR FACTOR MODEL - ITU -R)...	45
2.1.3.7 ΤΟ ΜΟΝΤΕΛΟ SUI (STANFORD UNIVERSITY INTERIM)	46
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	48
ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ ΣΕ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΚΑΝΑΛΙΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΣ	48
3.1 ΕΠΙΠΤΩΣΗ ΤΗΣ ΕΚΛΕΚΤΙΚΗΣ ΕΞΑΣΘΕΝΙΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ	48

3.2	ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ	48
3.2.1	ΠΟΛΛΑΠΛΑΣΙΑ ΠΡΟΣΒΑΣΗ ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΣΗ ΦΑΣΜΑΤΟΣ	49
3.2.2	ΠΟΛΛΑΠΛΑΣΙΑ ΠΡΟΣΒΑΣΗ ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΣΗ ΧΡΟΝΟΥ	50
3.2.3	ΠΟΛΛΑΠΛΑΣΙΑ ΠΡΟΣΒΑΣΗ ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΣΗ ΚΩΔΙΚΑ	51
3.2.3.1	Κέρδος διαδικασίας CDMA	53
3.2.3.2	Παραγωγή CDMA	54
3.2.3.3	CDMA κωδικοποίηση για συνδέσεις βάσης με κινητό	55
3.2.3.4	CDMA ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΓΙΑ ΣΥΝΔΕΣΕΙΣ ΧΡΗΣΤΗ ΜΕ ΒΑΣΗ	56
3.2.4	ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING (OFDM).....	57
3.2.4.1	Δημιουργία OFDM	59
3.2.4.2	ΠΡΟΣΘΕΤΟΝΤΑΣ GUARD PERIOD	61
	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	63
	ORTHOGONAL FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXING TRANSMISSION TECHNOLOGY	63
4.1	Η ΕΝΝΟΙΑ ΤΗΣ ΠΑΡΑΛΛΗΛΗΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΦΕΡΟΝΤΩΝ	64
4.2	ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΟΜΠΟΥ (TRANSMITTER CONFIGURATION)	67
4.2.1	ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΔΕΚΤΗ	70
4.3	ΠΡΟΣΟΜΙΩΣΗ OFDM	72
4.3.1	ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ BER PERFORMANCE ΜΕ ΠΡΟΣΘΗΚΗ AWGN	81
	ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	85
5.1	ΠΡΟΣΟΜΙΩΣΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ OFDM ΣΕ RAYLEIGH FADING CHANNEL	85
5.2	ESTIMATION ΤΟΥ CHANNEL FADING	108
5.2.1	ΠΡΟΣΟΜΙΩΣΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ OFDM ΚΑΙ ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΩΝ ΕΠΙΔΟΣΕΩΝ ΤΟΥ BIT ERROR RATE (BER) ΚΑΙ ΤΟΥ PACKET ERROR RATE (PER) ΜΕ ΤΗΝ ΕΠΙΔΡΑΣΗ AWGN ΚΑΙ FADING	112
	ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	130
	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	131

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Το αντικείμενο μελέτης της παρούσης διπλωματικής είναι η μετάδοση σήματος σε ασύρματα κανάλια επικοινωνίας με την τεχνική του Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). Στην εργασία αυτή προσομοιώνεται η OFDM μετάδοση για την εύρεση του Bit Error Rate συναρτήσει του E_b/N_0 , σε περιβάλλοντα εξασθένισης σήματος λόγω διαλείψεων (fading) και αθροιστικού λευκού Γκαουσιανού θορύβου (AWGN). Η επίδοση υπολογίζεται καταρχήν θεωρώντας άριστη γνώση του καναλιού και στη συνέχεια με εκτίμηση του καναλιού (Channel Estimation). Στη συνέχεια υπολογίζουμε με προσομοίωση την επίδοση του συστήματος για διάφορες τιμές του ηλικίου ισχύος του σήματος προς την ισχύ ενός φέροντος παρεμβολής (C/I). Τα αποτελέσματα δίνονται για διάφορες τιμές της συχνότητας Doppler του συντελεστή διάλλειψης, η οποία αντιστοιχεί σε διαφορετικές ταχύτητες του κινούμενου δέκτη.

Οι παραπάνω υπολογισμοί πραγματοποιούνται με την προσομοίωση τους συστήματος για διαφορετικές ψηφιακές διαμορφώσεις και καταστάσεις πολλαπλής διάδοσης στο πρόγραμμα Matlab. Τα αποτελέσματα μπορούν να χρησιμοποιηθούν στο σχεδιασμό τηλεπικοινωνιακών συστημάτων για τα δίκτυα νέας γενιάς, όπως το WiMAX.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

1. Εισαγωγή στα ασύρματα Συστήματα Επικοινωνιών

Στα ασύρματα συστήματα 2^{ης} γενιάς εφαρμόστηκε το σύστημα GSM στη κινητή τεχνολογία τηλεπικοινωνιών [1]. Ωστόσο, το GSM χρησιμοποιεί την πολλαπλάσια πρόσβαση με χρονική διαίρεση (TDMA), η οποία παρουσιάζει υψηλή διασυμβολική παρεμβολή (Intersymbol Interference - ISI) σε διαύλους όπου έχουμε διάδοση πολλαπλών διαδρομών [2].

Διάφορες τεχνικές είναι υπό εξέταση για την επόμενη γενεά των ψηφιακών τηλεφωνικών συστημάτων, με στόχο την βελτίωση της επικοινωνίας σε κανάλια πολλαπλών διαδρομών. Τέτοιες τεχνικές είναι η Code Division Multiple Access (CDMA) και Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (COFDM). Και οι δύο αυτές τεχνικές εφαρμόζονται στα συστήματα 3^{ης} γενιάς [3]. Εντούτοις, κάθε τεχνική έχει διαφορετικές ιδιότητες, που ταιριάζουν περισσότερο σε συγκεκριμένες εφαρμογές.

Η τεχνική COFDM χρησιμοποιείται αυτήν την περίοδο σε διάφορα νέα ραδιοσυστήματα ραδιοφωνικής μετάδοσης συμπεριλαμβανομένης της πρότασης για την υψηλή ψηφιακή τηλεόραση καθορισμού, βίντεο που μεταδίδει ραδιοφωνικά (DVB) και ψηφιακή ακουστική μετάδοση (DAB). Παρόλα αυτά, δεν έχει επεκταθεί η έρευνα στη χρήση COFDM ως μέθοδος μετάδοσης για τα κινητά συστήματα τηλεπικοινωνιών.

Με τα συστήματα CDMA, όλοι οι χρήστες μεταδίδουν στην ίδια ζώνη συχνότητας χρησιμοποιώντας εξειδικευμένους κώδικες πολλαπλής πρόσβασης. Το σήμα πληροφορίας επεκτείνεται σε εύρος ζώνης με τον πολλαπλασιασμό του με μια ψευδοτυχαία ακολουθία μεγαλύτερου εύρους ζώνης [4]. Και ο σταθμός βάσεων και ο κινητός σταθμός ξέρουν αυτούς τους τυχαίους κώδικες που χρησιμοποιούνται για να διαμορφώσουν τα στοιχεία που στέλνονται, επιτρέποντας τα να αποκωδικοποιήσουν το λαμβανόμενο σήμα.

Τα συστήματα OFDM/COFDM επιτρέπουν σε πολλούς χρήστες να μεταδώσουν σε μια διατιθέμενη ζώνη (εύρος καναλιού), υποδιαιρώντας το διαθέσιμο εύρος ζώνης σε πολλούς στενούς μεταφορείς (κανάλια) εύρους ζώνης. Σε κάθε χρήστη διατίθενται διάφοροι μεταφορείς (carriers) στους οποίους να μπορεί να διαβιβάσει τα στοιχεία τους. Η μετάδοση παράγεται κατά τέτοιο τρόπο ώστε οι μεταφορείς χρησιμοποιούμενοι να είναι ορθογώνιοι ο ένας ως προς στον άλλο,

επιτρέποντας τους κατά συνέπεια να ενωθούν πολύ πιο κοντά από τα τυποποιημένα τμήματα συχνότητας πολλαπλής κατανομής (FDM). Αυτό οδηγεί σε OFDM/COFDM παρέχοντας μια υψηλή φασματική αποδοτικότητα.

1.1 Ασύρματα δίκτυα τρίτης γενεάς

Η επέκταση της χρήσης των ψηφιακών δικτύων έχει οδηγήσει στην ανάγκη για το σχέδιο των νέων δικτύων επικοινωνιών υψηλότερης ικανότητας. Η απαίτηση για τα συστήματα κυψελοειδών-τύπων στην Ευρώπη προβλέπεται να είναι μεταξύ 15 και 20 εκατομμύρια χρηστών και είναι ήδη πάνω από 30 εκατομμύρια στις ΗΠΑ. Οι ασύρματες υπηρεσίες έχουν αυξηθεί σε ένα ποσοστό μεγαλύτερο από 50% ετησίως, με τα τρέχοντα δεύτερης γενιάς ευρωπαϊκά ψηφιακά συστήματα παραγωγής (GSM) που αναμένονται να συμπληρωθούν σε ικανότητα. Η βιομηχανία τηλεπικοινωνιών αλλάζει επίσης, με μια απαίτηση για μια μεγαλύτερη σειρά υπηρεσιών όπως η τηλεοπτική σύσκεψη, οι υπηρεσίες Διαδικτύου, τα δίκτυα δεδομένων και τα πολυμέσα. Αυτή η απαίτηση για τα δίκτυα υψηλότερης ικανότητας έχει οδηγήσει στην ανάπτυξη των συστημάτων τηλεπικοινωνιών τρίτης γενεάς.

Ένα από τα προτεινόμενα συστήματα τηλεπικοινωνιών τρίτης γενεάς είναι το καθολικό κινητό σύστημα τηλεπικοινωνιών (UMTS), στόχος του οποίου είναι να παρέχει ένα πιο εύκαμπτο ποσοστό στοιχείων, μια υψηλότερη ικανότητα, και μια πιο στενά ενσωματωμένη υπηρεσία, από τα τρέχοντα κινητά συστήματα δεύτερης γενεάς [5]. Αυτό το τμήμα εστιάζει στις υπηρεσίες και τους στόχους του UMTS. Άλλα συστήματα σε όλο τον κόσμο αναπτύσσονται, εντούτοις πολλές από αυτές τις τεχνολογίες αναμένονται να συνδυαστούν τελικά στο UMTS.

Το World Wide Web (WWW) έχει γίνει σημαντικό μέσο επικοινωνιών, καθώς η χρήση του έχει αυξηθεί εντυπωσιακά κατά τη διάρκεια των τελευταίων ετών. Αυτό έχει οδηγήσει σε μια αυξανόμενη απαίτηση για υπηρεσίες δικτύωσης υπολογιστών. Προκειμένου να ικανοποιηθεί αυτό, τα συστήματα τηλεπικοινωνιών χρησιμοποιούνται τώρα για τη δικτύωση υπολογιστών, την πρόσβαση Διαδικτύου και τις μεταδόσεις φωνής. Μια έρευνα WWW αποκάλυψε ότι περισσότερο από το 60% των χρηστών έχουν πρόσβαση στο Διαδίκτυο από τις κατοικίες τους, όπου το εύρος ζώνης περιορίζεται συχνά σε 28.8 Kbps. Αυτό περιορίζει τη χρήση του Διαδικτύου, που αποτρέπει τη χρήση των ακουστικών και τηλεοπτικών ικανοτήτων πραγματικού χρόνου. Ανώτερες υπηρεσίες ταχύτητας είναι διαθέσιμες, όπως ολοκληρωμένες υπηρεσίες ψηφιακού δικτύου (ISDN).

Αυτές παρέχουν τα ποσοστά στοιχείων μέχρι πέντε φορές πιο γρήγορα, αλλά μ' ένα κατά πολύ-αυξανόμενο κόστος πρόσβασης. Αυτό έχει οδηγήσει στο αίτημα μιας ενσωματωμένης υπηρεσίας, που παρέχει τα γρηγορότερα ποσοστά στοιχείων, και μια πιο καθολική διασυνδετικότητα για μια ποικιλία υπηρεσιών. Η έμφαση έχει μετατοπιστεί μακριά από την παροχή μιας σταθερής υπηρεσίας φωνής στην παροχή μιας γενικής σύνδεσης δεδομένων που επιτρέπει μια ευρεία ποικιλία των εφαρμογών, όπως η φωνή, την πρόσβαση Διαδικτύου, τη δικτύωση υπολογιστών, κ.λπ....

Η αυξανόμενη εμπιστοσύνη στη δικτύωση υπολογιστών και το διαδίκτυο έχει οδηγήσει σε ζήτηση για τη συνδετικότητα που παρέχεται "οπουδήποτε, οποτεδήποτε", οδηγώντας σε μια αύξηση στην απαίτηση για τα ασύρματα συστήματα. Αυτή η απαίτηση έχει οδηγήσει την ανάγκη να αναπτυχθεί η νέα υψηλότερη ικανότητα, υψηλή αξιοπιστία, ασύρματα συστήματα τηλεπικοινωνιών.

Η ανάπτυξη και η επέκταση των συστημάτων τηλεπικοινωνιών τρίτης γενεάς έχουν ως κύριο στόχο να υπερνικήσουν μερικές από τις πτώσεις των τρεχόντων ασύρματων συστημάτων με την παροχή ενός ενσωματωμένου ασύρματου δικτύου υψηλής ικανότητας. Υπάρχουν αυτήν την περίοδο διάφορα ασύρματα πρότυπα τρίτης γενεάς, συμπεριλαμβανομένου του UMTS, cdmaOne, IMT και άλλα.

1.1.1 Εξέλιξη των συστημάτων τηλεπικοινωνιών

Πολλά κινητά ραδιο-πρότυπα έχουν αναπτυχθεί για τα ασύρματα συστήματα σε όλο τον κόσμο, με περισσότερα πρότυπα πιθανά να προκύψουν. Τα περισσότερα συστήματα πρώτων γενεών εισήχθησαν στα μέσα της δεκαετίας του '80, και μπορούν να χαρακτηριστούν με την χρήση των αναλογικών τεχνικών μετάδοσης, και της χρήσης των απλών πολλαπλάσιων τεχνικών πρόσβασης όπως η πολλαπλάσια πρόσβαση τμήματος συχνότητας (FDMA).

Τα συστήματα τηλεπικοινωνιών πρώτης γενεάς όπως η προηγμένη κινητή τηλεφωνική υπηρεσία (AMPS) παρείχαν μόνο τη μετάδοση φωνής. Υπέφεραν επίσης από μια χαμηλή ικανότητα χρηστών, και τα προβλήματα ασφάλειας λόγω της απλής ραδιο διασύνδεσης που χρησιμοποιούνταν.

Τα συστήματα δεύτερης γενεάς εισήχθησαν στις αρχές της δεκαετίας του '90, και όλοι χρησιμοποιούν την ψηφιακή τεχνολογία [5]. Αυτό παρείχε μια αύξηση στην ικανότητα χρηστών περίπου τρεις φορές. Αυτό επιτεύχθηκε με τη συμπίεση των κυματοειδών φωνής πριν από τη μετάδοση.

Τα συστήματα τρίτης γενεάς είναι μια επέκταση στην πολυπλοκότητα των δεύτερης γενεάς συστημάτων και έχουν ήδη εξαπλωθεί οι υπηρεσίες τους μετά από

το έτος 2001. Η ικανότητα των συστημάτων τρίτης γενεάς αναμένεται να είναι πάνω από δέκα φορές μεγαλύτερη των αρχικών συστημάτων πρώτης γενεάς. Αυτό πρόκειται να επιτευχθεί με τη χρήση των σύνθετων πολλαπλάσιων τεχνικών πρόσβασης όπως CDMA, ή επέκταση TDMA, και με τη βελτίωση της ευελιξίας των διαθέσιμων υπηρεσιών.

Οι πίνακες 1.1 και 1.2 δείχνουν μερικά από τα κύρια standards των κυψελοειδών κινητών τηλεφώνων στην Βόρειο Αμερική και την Ευρώπη.

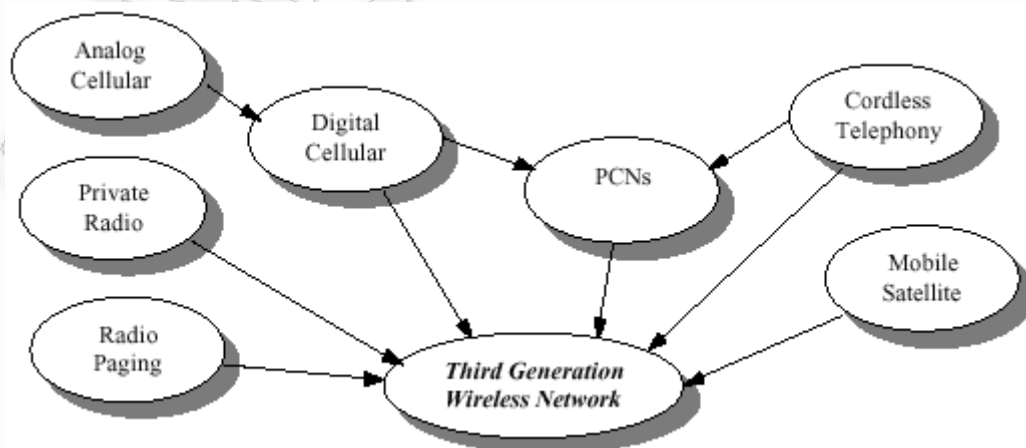
Cellular System	Year of Introduction	Transmission Type	Multiple Access Technique	Channel Bandwidth	System Generation
Advanced Mobile Phone System (AMPS)	1983	Analog	FDMA	30kHz	First
Narrowband AMPS (NAMPS)	1992	Analog	FDMA	10kHz	First
U.S. Digital Cellular (USDC)	1991	Digital	TDMA	30kHz	Second
U.S. Narrowband Spread Spectrum (IS-95)	1993	Digital	CDMA	1.25MHz	Second
Wideband cdmaOne	2000	Digital	CDMA	-	Third

Πίνακας 1.1 Κυριότερες τεχνολογίες ασύρματων επικοινωνιών στην Βόρεια Αμερική [5]

Cellular System	Year of Introduction	Transmission Type	Multiple Access Technique	Channel Bandwidth	System Generation
E-TACS	1985	Analog	FDMA	25kHz	First
NMT-900	1986	Analog	FDMA	12.5kHz	First
Global System for Mobile (GSM)	1990	Digital	TDMA	200kHz	Second
Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)	>2000	Digital	CDMA/ TDMA	-	Third

Πίνακας 1.2 Κυριότερα τεχνολογίες ασύρματων επικοινωνιών στην Ευρώπη [5]

Το παρακάτω σχήμα 1.1 παρουσιάζει την εξέλιξη των τρεχόντων υπηρεσιών και των δικτύων στο στόχο τους σε ένα ενοποιημένο δίκτυο τρίτης γενεάς. Πολλά ξεχωριστά συστήματα και υπηρεσίες αυτήν την περίοδο όπως η ραδιο σελιδοποίηση, η ασύρματη τηλεφωνία, τα δορυφορικά τηλέφωνα, τα ιδιωτικά ραδιο συστήματα για τις επιχειρήσεις κ.λπ..., θα συνδυαστούν έτσι ώστε όλες αυτές οι υπηρεσίες να παρασχεθούν από τα συστήματα τηλεπικοινωνιών τρίτης γενεάς.



Σχήμα 1.1 Εξέλιξη των τρεχόντων δικτύων στην επόμενη γενεά των wireless δικτύων

1.1.2 Γενικοί στόχοι του Παγκόσμιου - Καθολικού Κινητού Συστήματος Τηλεπικοινωνιών

Στην περίοδο όπου υπήρχαν τα δεύτερης γενιάς τηλεπικοινωνιακά συστήματα, η ανάγκη των χρηστών μπορούσε να εκφραστεί από τη φράση-απαίτηση “επικοινωνίες οπουδήποτε και οποτεδήποτε”. Με τα συστήματα τρίτης γενιάς και ειδικότερα το UMTS, αυτό που μπορεί να χαρακτηρίσει την ανάγκη των χρηστών είναι “αυτό που θέλω, οποτεδήποτε το θέλω και οπουδήποτε το θέλω”^[23]. Το ερώτημα πλέον που αφορά τη μετάδοση δεν έγκειται μόνο για τους ρυθμούς μετάδοσης, αλλά και για τις υπηρεσίες που παρέχονται, πότε και που.

Το “Παγκόσμιο ή Καθολικό Σύστημα Κινητών Τηλεπικοινωνιών” (Universal Mobile Telecommunications System, UMTS,) πρόκειται για την εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών σε σχέση με τη χωρητικότητα, την ταχύτητα μετάδοσης των δεδομένων και την ύπαρξη νέων υπηρεσιών, των κινητών δικτύων δεύτερης γενιάς. Σήμερα, περισσότερα από εξήντα 3G/UMTS δίκτυα που χρησιμοποιούν την WCDMA (Wide-Band Code Division Multiple Access) τεχνολογία λειτουργούν σε 25 χώρες. Για την οργάνωση του όλου εγχειρήματος έχει θεσπιστεί ειδικός μη κερδοσκοπικός οργανισμός με την ονομασία Third Generation Partnership Project (3GPP) του οποίου μέλημα είναι η παρακολούθηση και η καθοδήγηση των εξελίξεων στη συγκεκριμένη τεχνολογική περιοχή.

Όσον αφορά τα πλεονεκτήματα των δικτύων UMTS, μπορούμε να αναφέρουμε τους αυξημένους ρυθμούς μετάδοσης των δεδομένων και την ταυτόχρονη υποστήριξη μεγαλύτερου όγκου δεδομένων και φωνής. Συγκεκριμένα, το UMTS δίκτυο στην αρχική του φάση, θεωρητικά προσφέρει ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων έως και 384 Kbps σε περιπτώσεις όπου παρατηρείται αυξημένη κινητικότητα του χρήστη. Αντίθετα, όταν ο χρήστης παραμένει ακίνητος οι ρυθμοί μετάδοσης αυξάνουν κατά πολύ φθάνοντας την τιμή των 2 Mbps.

Εκτιμάται ότι στο μέλλον θα υπάρξει περαιτέρω αύξηση των ρυθμών μετάδοσης δεδομένων. Ήδη, ο 3GPP έχει θέσει σαν standard δύο νέες τεχνολογίες. Πρόκειται για το High Speed Downlink Packet Access (HSDPA) και το High Speed Uplink Packet Access (HSUPA) αντίστοιχα. Οι συγκεκριμένες τεχνολογίες ουσιαστικά αποτελούν εξέλιξη του UMTS, αφού υπόσχονται ρυθμούς μετάδοσης των δεδομένων έως και 14.4 Mbps στο downlink και 5.8 Mbps στο uplink [4].

Θεωρητικά ένα δίκτυο UMTS υποστηρίζει μετάδοση δεδομένων με ρυθμούς πάνω από 1920 Kbit/s. Ωστόσο χρήστες που κινούνται με μεγάλη ταχύτητα δε μπορούν να περιμένουν ρυθμούς μετάδοσης πάνω από 384 kbit/s (στην Ιαπωνία

γίνονται ετοιμασίες για επίτευξη ρυθμών στα 3 Mbit/s). Ο πιο κάτω πίνακας δείχνει ρυθμούς μετάδοσης που επιτεύχθηκαν σε διαφορετικές περιοχές καθώς και τη μέγιστη ταχύτητα του χρήστη σε κάθε περίπτωση:

Περιγραφή περιοχής	Μέγιστος ρυθμός μετάδοσης	Μέγιστη ταχύτητα
Επαρχιακή περιοχή	144 kbit/s	500 km/h
Προαστιακή περιοχή	384 kbit/s	120 km/h
Εσωτ. χώρος/ Εξωτερικός χώρος μικρής ακτίνας	2048 kbit/s	10 km/h

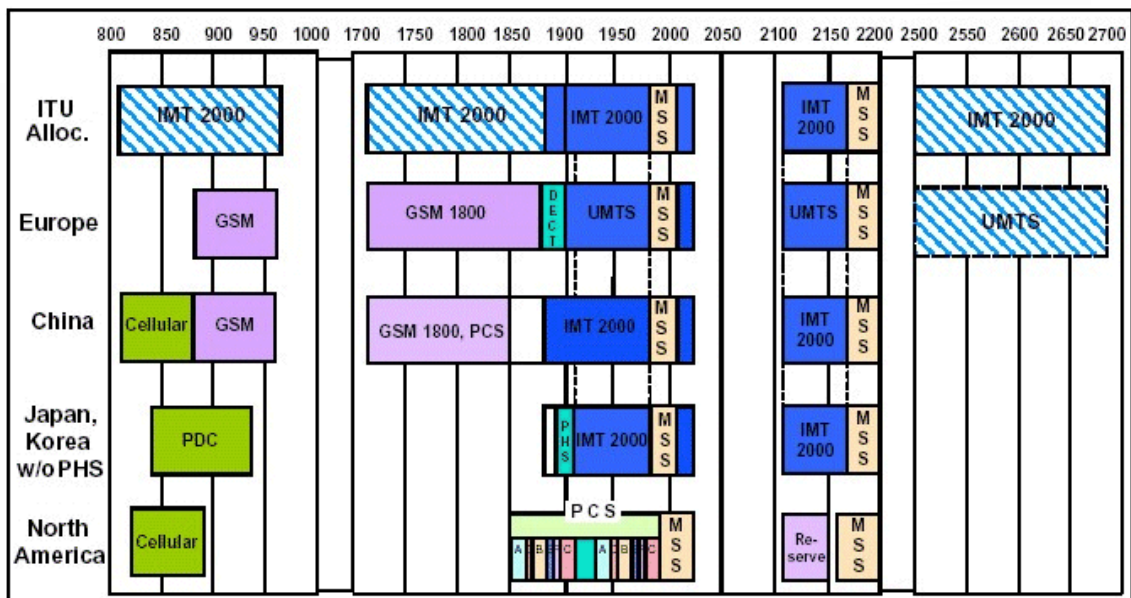
Πίνακας 1.3: Ρυθμοί μετάδοσης που επιτεύχθηκαν πειραματικά σε δίκτυο UMTS [4].

1.1.3 Συχνότητες λειτουργίας του UMTS

Η ITU θέλοντας να καθορίσει τις συχνότητες που θα χρησιμοποιούσε το καινούριο δίκτυο τρίτης γενιάς στην ασύρματη διεπαφή του, όρισε μπάντες συχνοτήτων για παγκόσμια χρήση, δεσμευμένες για το σκοπό αυτό. Αυτές οι μπάντες είναι 1885-2025 (UL) και 2110-2200 (DL) MHz και καθορίζονται στο πρότυπο WARC-92 IMT-2000. Ωστόσο οι συχνότητες που χρησιμοποιεί το UMTS στην Ευρώπη, είναι μέρος μόνο αυτών και εξαρτώνται από την εκάστοτε τεχνική κωδικοποίησης και το είδος του σταθμού βάσης. Συγκεκριμένα έχουμε [4]:

- 1920-1980 (UL) και 2110-2170 (DL) MHz για FDD-WCDMA
- 1900-1920 (UL) και 2010-2025 (DL) MHz για TDD-TD/CDMA
- 1980-2010 (UL) και 2170-2200 (DL) MHz για δορυφορικούς σταθμούς

Το πιο κάτω σχήμα απεικονίζει τις συχνότητες που χρησιμοποιούνται στην Ευρώπη και σε άλλες ηπείρους:



Σχήμα 1.2. Συχνότητες WRC-2000 IMT-2000

1.1.4 Τηλε-εξυπηρετήσεις

Πολλές υπηρεσίες έχουν προσδιοριστεί για το UMTS, οι οποίες μπορούν να ταξινομηθούν βασισμένες στα ποσοστά στοιχείων που απαιτείται, την ποιότητα της υπηρεσίας (αξιοπιστία και επιτρεπόμενο ρυθμό λανθασμένων bit (*Bit Error Rate, BER*), ποσοστό μεταφοράς πραγματικού χρόνου). Κάθε μια από τις υπηρεσίες έχει διαφορετικά χαρακτηριστικά από την άποψη της ανοχής καθυστέρησης και των επιτρεπόμενων ποσοστών λανθασμένων bit. Ο πίνακας 1.4 παρουσιάζει χαρακτηριστικά για μερικές από τις υπηρεσίες UMTS [5].

Εφαρμογή ή Υπηρεσία	Απαιτούμενος ή Ρυθμός Μετάδοσης	Απαιτούμενο QoS (Quality of service)	Σημασία ταχύτητας μετάδοσης
Messaging (email, etc)	Low (1-10kbps)	High	No
Voice	Low (4-20kbps)	Low (BER < 1e-3)	Yes
Web browsing	As high as possible	High (BER < 1e-9)	Depends on material.

	(>10kbps-100kbps)		Generally not time critical.
Videoconferencing	High (100kbps-1Mbps)	Medium	Yes
Video Surveillance	Medium (50-300kbps)	Medium	No
High Quality Audio	High (100-300kbps)	Medium	Yes
Database access	High (>30kbps)	Very High	No

Πίνακας 1.4. UMTS Services, παρουσίαση χαρακτηριστικών στοιχείων κάθε υπηρεσίας

Τα χαρακτηριστικά των δεδομένων θα καθορίσουν τις καταλληλότερες μεθόδους μετάδοσης. Ο τύπος δεδομένων που συνδέονται με κάθε υπηρεσία καθορίζει τον τύπο περιβάλλοντος στον οποίο η υπηρεσία μπορεί να υποστηριχθεί.

1.1.5 UMTS Περιβάλλοντα

Όπως προαναφέρθηκε, ο στόχος των συστημάτων UMTS είναι να παρασχεθεί "οπουδήποτε, οποτεδήποτε" υπηρεσία, κατά συνέπεια το λειτουργικό περιβάλλον θα ποικίλει ανάλογα με τη θέση χρηστών. Το περιβάλλον στο οποίο το ασύρματο σύστημα πρέπει να λειτουργήσει επηρεάζει την ικανότητα των συστημάτων και τον τύπο των υπηρεσιών που μπορούν να παρασχεθούν. Ο πίνακας 1.5 απαριθμεί μερικά από τα περιβάλλοντα στα οποία το UMTS απαιτείται να παρέχει την κάλυψη.

Περιβάλλον	Maximum supported Data Rate
Επιχείρηση (εσωτερική)	384kbps
Προαστιακός (εσωτερικός/υπαίθριος)	144kbps

Αστικός τροχαίος (υπαίθριος)	144kbps
Αστικός πεζός (υπαίθριος)	144kbps
Σταθερός (υπαίθριος)	144kbps / 384kbps
Τοπικό υψηλό ποσοστό δυαδικών ψηφίων (εσωτερικό)	2Mbps

Πίνακας 1.5. Μέγιστα υποστηριγμένα ποσοστά στοιχείων για το UMTS, για τα διάφορα περιβάλλοντα.

Το μέγιστο υποστηριγμένο ποσοστό δεδομένων για κάθε περιβάλλον συσχετίζεται με το μέγεθος κυττάρων που απαιτείται για να παρέχει την επαρκή κάλυψη για το περιβάλλον.

1.1.6 Τύποι κυψελών

Ένα κυψελοειδές δίκτυο απαιτείται για να εξασφαλίσει ότι το UMTS μπορεί να παρέχει ένα δίκτυο υψηλής ικανότητας. Όπως με κάθε κυψελοειδές σύστημα, η συνολική ικανότητα του δικτύου εξαρτάται από το μέγεθος των κελιών (cells) τα οποία χρησιμοποιούνται. Όσο πιο μικρά γίνονται τα κύτταρα, τόσο μεγαλύτερη θα είναι και η συνολική χωρητικότητα.

Παρόλα αυτά, το μέγεθος κυττάρων περιορίζεται από το ποσό υποδομής. Το μέγεθος κυττάρων καθορίζει επίσης τη μέγιστη ικανότητα των καναλιών για κάθε κυψέλη, δεδομένου ότι τα αποτελέσματα διάδοσης, όπως η πολλαπλών διαδρομών καθυστέρηση (Multipath Fading) που διαδίδεται και η υψηλή απώλεια πορειών, αναγκάζουν τα μεγάλα κύτταρα να έχουν ένα χαμηλότερο ποσοστό δεδομένων. Τα μεγάλα κύτταρα πρέπει επίσης να συντηρήσουν έναν μεγάλο αριθμό χρηστών, και δεδομένου ότι η ικανότητα των κυττάρων είναι περίπου σταθερή, κάθε χρήστης μπορεί μόνο να έχει ένα μειωμένο ρυθμό δεδομένων, όσον αφορά ένα μικρότερο κύτταρο. Προκειμένου να βελτιστοποιηθεί το κυψελοειδές δίκτυο, χρησιμοποιούνται τρεις τύποι κυττάρων. Αυτοί είναι :

- το τρισεκατομμυριοστό-κύτταρο
- το κύτταρο μικροϋπολογιστών
- το μακρο-κύτταρο.

Το μέγεθος κυττάρων ανταλλαγής τριών διαφορετικών τύπων κυττάρων θα συμπληρώσει συνολικά την ικανότητα και τις υπηρεσίες. Ο πίνακας 1.6 παρουσιάζει τρεις τύπους κυττάρων που χρησιμοποιούνται στο σύστημα UMTS και μερικά από τα χαρακτηριστικά κυττάρων.

	Pico-cell	Micro-cell	Macro-cell
Ακτίνα κυττάρων	<100m	<1000m	<20km
Κεραία	Οροφή/τοίχος που τοποθετείται	Κάτω από το κορυφαίο ύψος στεγών	Κορυφαίο μοντάρισμα στεγών
Μέγιστη καθυστέρηση πολλαπλών διαδρομών που διαδίδεται	1 μsec	5 μsec	20 μsec
Εφαρμογές και περιβάλλοντα	Εσωτερικός/υπαίθριος Μέσα στα κτήρια Κέντρα πόλεων Τοπικό υψηλό ποσοστό δυαδικών ψηφίων	Υψηλή πυκνότητα υπαίθρια Επιχείρηση (εσωτερική) Σταθερός (υπαίθριος) Περιοχές εσωτερικών πόλεων	Περιοχές χαμηλής πυκνότητας Προαστιακές περιοχές Αστικές περιοχές Σταθερός (outdoor)
Ποσοστό υπηρεσιών και στοιχείων που υποστηρίζεται	All services (up to 2Mbps)	Up to 384kbps	Περιορισμένο υποσύνολο (μέχρι 144krbs)

Πίνακας 1.6. Cell Types που χρησιμοποιούνται στο UMTS

Το μέγεθος και ο τύπος κάλυψης κάθε τύπου κυττάρου επηρεάζουν τα ραδιο προβλήματα διάδοσης που θα αντιμετωπιστούν. Αυτά καθορίζουν την καταλληλότερη τεχνική ραδιο-μετάδοσης που θα χρησιμοποιήσει.

1.1.7 Ραδιο διασυνδετικότητα

Ένας από τους στόχους που προσδιορίζονται για το UMTS είναι να παρασχεθεί μια ασύρματη διασυνδετικότητα συγκρίσιμη με τις ενσύρματες συνδέσεις. Η απαίτηση να παρασχεθούν οι ευρείες υπηρεσίες ζωνών μέχρι 2Mb/s, εύκαμπτα, με κατ' απαίτηση κατανομή της ικανότητας μετάδοσης σε μια μεγάλη σειρά των ραδιο περιβαλλόντων, απαιτεί μια επανάσταση στις ραδιο τεχνικές πρόσβασης που χρησιμοποιούνται

Η ραδιο διασυνδετικότητα υποβάλλεται αυτήν την περίοδο στην ουσιαστική έρευνα, με τη σχετική απόδοση CDMA και TDMA που ερευνάται. Αυτήν την περίοδο το σύστημα CDMA εμφανίζεται να είναι ο πλέον πιθανός υποψήφιος για την υποστήριξη του υψηλού ποσοστού δεδομένων που απαιτείται. Εντούτοις, άλλες τεχνικές όπως COFDM και οι υβριδικές λύσεις μπορούν επίσης να είναι κατάλληλες για το UMTS.

1.1.8 Δορυφορική δικτύωση

Τα κυψελοειδή δίκτυα μπορούν να καλύψουν μόνο μια περιορισμένη περιοχή λόγω των υψηλών δαπανών υποδομής. Για τον λόγο αυτόν, τα δορυφορικά συστήματα αποτελούν ένα αναπόσπαστο τμήμα του δικτύου UMTS. Οι δορυφόροι είναι σε θέση να παρέχουν μια εκτεταμένη ασύρματη κάλυψη στις απομακρυσμένες περιοχές και στα αεροναυτικά και θαλάσσια κινητά. Το επίπεδο ολοκλήρωσης των δορυφορικών συστημάτων με τα επίγεια κυψελοειδή δίκτυα είναι υπό έρευνα και βελτίωση. Μια πλήρως ενσωματωμένη λύση θα απαιτήσει τα κινητά να είναι διπλής μεθόδου τερματικά που θα επέτρεπαν τις επικοινωνίες με τους εν τροχιά δορυφόρους και τα επίγεια κυψελοειδή δίκτυα. Οι χαμηλοί δορυφόροι γήινης τροχιάς (LEO) είναι οι πλέον πιθανοί υποψήφιοι για την παροχή της παγκόσμιας κάλυψης.

Αυτήν την περίοδο διάφορα χαμηλά δορυφορικά συστήματα γήινης τροχιάς επεκτείνονται για την παροχή των σφαιρικών τηλεπικοινωνιών. Αυτοί περιλαμβάνουν το σύστημα Teledesic, που σχεδιάστηκε για να αρχίσει τη λειτουργία μέχρι το τέλος του 2002 με 288 δορυφόρους, για να παρέχουν τις υψηλού εύρους διπλής κατεύθυνσης επικοινωνίες, ουσιαστικά οπουδήποτε στον κόσμο.

Παρόλα αυτά, το σύστημα Teledesic δεν θα είναι σε θέση να ικανοποιήσει ακόμη και 20% της απαίτησης, η οποία κατά συνέπεια είναι και η ανάγκη για τα ευρυζωνικά ασύρματα δίκτυα.

1.1.9 Συμπέρασμα

Οι μελλοντικές επικοινωνίες θα οδηγηθούν από την ανάγκη παροχής μιας ενσωματωμένης υψηλής ικανότητας, ευρεία υπηρεσία κάλυψης. Για το χρήστη του 21^{ου} αιώνα δεν θα πρέπει ιδανικά να υπάρξει καμία διάκριση στην υπηρεσία μεταξύ της κινητής ή σταθερής πρόσβασης στο δίκτυο. Αυτό θα επιτευχθεί χρησιμοποιώντας ποικίλες τεχνολογίες συμπεριλαμβανομένων των δορυφορικών επικοινωνιών, των προηγμένων ραδιο τεχνικών δικτύωσης, και των υψηλών ταχυτήτων σταθερών δικτύων.

Ένα άλλο μοντέλο είναι το “clutter factor” το οποίο χρησιμοποιεί τις απώλειες του μοντέλου της επίπεδης επιφάνειας συν ένα παράγοντα που ονομάζεται clutter.

Τέλος αναφέρουμε ένα εμπειρικό μοντέλο το οποίο χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό των απωλειών μέσα σε κτίρια (picocell). Είναι παρόμοιο με το μοντέλο “συντελεστή πατώματος” που αναπτύξαμε στα προηγούμενα μόνο που σε αυτό λαμβάνονται υπόψη και οι εξασθενίσεις από κάθε τοίχο, ενώ χρησιμοποιούνται συντελεστές εξασθένισης ανάλογα με το υλικό του.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Προβλήματα Ασύρματης Μετάδοσης

2.1 Προβλήματα ασύρματης μετάδοσης

2.1.1 Παρεμβολές

Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό της ασύρματης διάδοσης είναι η παρουσία παρεμβολών, που αποτελούν ένα σημαντικό παράγοντα περιορισμού της χωρητικότητας των ασύρματων συστημάτων όπως είναι τα Ασύρματα Τοπικά Δίκτυα (WLANs), τα Ασύρματα Μητροπολιτικά Δίκτυα (WMANs ή WiMAX) και το Παγκόσμιο Σύστημα Κινητών Επικοινωνιών (UMTS). Όταν υπάρχουν πολλοί πομποδέκτες σε κάποια περιοχή, οι οποίοι επικοινωνούν μεταξύ τους και μερικοί από αυτούς χρησιμοποιούν διαύλους της ίδιας συχνότητας, ενώ άλλοι χρησιμοποιούν διαύλους με παραπλήσιες συχνότητες, έχουμε ένα επικοινωνιακό περιβάλλον, όπου ο κύριος παράγοντας που καθορίζει την ποιότητα της ζεύξης είναι οι παρεμβολές. Πιο κάτω παρουσιάζονται διάφορα είδη παρεμβολών.

2.1.1.1 Ομοδιαυλικές παρεμβολές

Η επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων στα κυψελωτά συστήματα, αποτελεί τη βασική πηγή ομοδιαυλικών παρεμβολών (co-channel interferences), οι οποίες προκύπτουν από την πλήρη επικάλυψη της φασματικής πυκνότητας ισχύος του επιθυμητού σήματος από άλλα σήματα.

Στην περιοχή κάλυψης ενός ασύρματου συστήματος επικοινωνιών, για να επιτευχθεί καλύτερη επαναχρησιμοποίηση του φάσματος που διατίθεται, επαναχρησιμοποιούνται ραδιοδιαύλοι της ίδιας συχνότητας σε διάφορες μη γειτονικές μεταξύ τους περιοχές. Αυτή η επαναχρησιμοποίηση διαύλων (συχνοτήτων) έχει ως αποτέλεσμα το να υπάρχουν πολλές περιοχές (κυψέλες), οι οποίες χρησιμοποιούν την ίδια ομάδα συχνοτήτων. Πολλές φορές η απόσταση μεταξύ των περιοχών αυτών δεν είναι αρκετή και παρατηρείται αμοιβαία παρεμβολή μεταξύ των διαύλων [6].

Η ομοδιαυλική παρεμβολή δεν μπορεί να καταπολεμηθεί μόνο με αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος. Η αύξηση της ισχύος εκπομπής αυξάνει και την παρεμβολή στις γειτονικές ομοδιαυλικές περιοχές. Για να περιοριστεί η ομοδιαυλική παρεμβολή,

θα πρέπει οι ομοδιαυλικές περιοχές να απέχουν μεταξύ τους κάποια ελάχιστη απόσταση, ώστε να παρέχεται επαρκής απομόνωση όσο αφορά τη διάδοση.^[26] Επίσης περιορίζεται χρησιμοποιώντας είτε τεχνικές δυναμικής απόδοσης διαύλων, όπου οι δίαυλοι αποδίδονται λαμβάνοντας υπόψη τις συχνότητες που χρησιμοποιούνται σε γειτονικές περιοχές. Η δυναμική απόδοση διαύλων απαιτεί μια κεντρική οντότητα ελέγχου, είτε κατευθυντικές κεραιές ή τεχνικές ανίχνευσης πολλαπλών χρηστών (multiuser detection). Όλες αυτές οι τεχνικές όμως αυξάνουν την πολυπλοκότητα του συστήματος.

2.1.1.2 Παρεμβολές γειτονικών διαύλων

Σε αυτού του είδους τις παρεμβολές (adjacent channel interference), έχουμε μερική επικάλυψη της φασματικής πυκνότητας ισχύος του επιθυμητού με τα ανεπιθύμητα σήματα, τα οποία προέρχονται από γειτονικούς διαύλους (δίαυλοι που χρησιμοποιούν γειτονικές συχνότητες με κάποιον άλλο δίαυλο στο φάσμα συχνοτήτων) της ίδιας περιοχής κάλυψης του σταθμού βάσης (outward interference). Επίσης παρεμβολές τέτοιου είδους μπορεί να προέρχονται από άλλες συσκευές οι οποίες λειτουργούν στην ίδια μπάντα συχνοτήτων με το ασύρματο σύστημα. Για παράδειγμα στην περιοχή των 2.4GHz που λειτουργούν τα WLANs, λειτουργούν και οι φούρνοι μικροκυμάτων με αποτέλεσμα η μια συσκευή να παρεμβάλλεται στην άλλη, γεγονός που οδηγεί σε καθυστερήσεις και σφάλματα στην μετάδοση. Αυτές οι παρεμβολές ονομάζονται και εσωτερικές (inward interference).

Ωστόσο, παρεμβολή γειτονικών διαύλων υπάρχει ακόμα και αν οι παρεμβάλλοντες δίαυλοι δεν γειτονεύουν φασματικά. Αυτό συμβαίνει διότι, για πρακτικούς λόγους, οι ραδιοδίαυλοι δεν έχουν αυστηρά περιορισμένο εύρος ζώνης. Ο βαθμός, κατά τον οποίο αυτή η ατέλεια περιορίζει την επίδοση του συστήματος, είναι συνάρτηση της απόστασης των γειτονικών διαύλων, της απόκρισης του φίλτρου στην είσοδο του δέκτη, της επιλεκτικότητας του δέκτη και της στατιστικής κατανομής του λόγου της στάθμης φέροντος του επιθυμητού σήματος προς τη στάθμη φέροντος του γειτονικού διαύλου.

Για να αποφευχθεί η παρεμβολή μεταξύ γειτονικών διαύλων, δεν κατανέμονται στην ίδια περιοχή δίαυλοι που είναι γειτονικοί στο φάσμα συχνοτήτων. Αυτή η απόσταση μεταξύ γειτονικών διαύλων (που εδώ αναφερόμαστε στον πλησιέστερο σε συχνότητα δίαυλο) ονομάζεται διάστημα φύλαξης (guard band).^[38] Άλλοι τρόποι περιορισμού της παρεμβολής αυτού του είδους είναι μέσω των χαρακτηριστικών του φίλτρου στο δέκτη και η χρησιμοποίηση κατευθυντικών

δεσμών που να δείχνουν διαφορετικές οριζόντιες κατευθύνσεις και με διαφορετικές γωνίες κλίσης. Παράλληλα, οι παρεμβολές γειτονικών διαύλων, μπορούν να περιοριστούν με τη χρήση τεχνικών διαμόρφωσης εξάπλωσης φάσματος.

2.1.1.3 Παρεμβολή λόγου κοντινού προς μακρινό άκρο

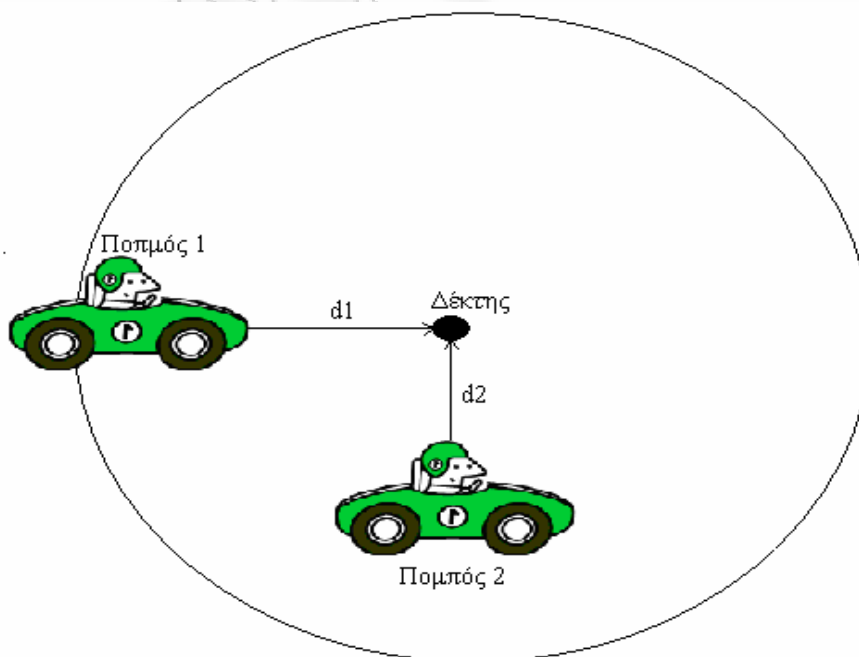
Ο γεωγραφικός περιορισμός βοηθάει πάντα τον περιορισμό των παρεμβολών. Υπάρχει ωστόσο μια περίπτωση, όπου η ασύρματη επικοινωνία των κινητών σταθμών μπορεί να επιδεινωθεί από τον γεωγραφικό περιορισμό.

Ας υποθέσουμε ότι κάθε κινητός (ή και σταθερός) σταθμός περιφέρεται στην περιοχή κάλυψης κάποιου σταθμού βάσης. Μερικά τερματικά βρίσκονται πάντα πλησιέστερα προς τον σταθμό βάσης. Το σήμα που λαμβάνεται από το τερματικό που βρίσκεται πλησιέστερα προς τον σταθμό βάσης, θα είναι ισχυρότερο από εκείνο του μακρινού τερματικού. Το ισχυρότερα λαμβανόμενο σήμα θα καλύπτει το ασθενέστερο. Ο βαθμός κάλυψης εξαρτάται από τη διαφορά απόστασης των δύο τερματικών από το σταθμό βάσης.

Η διαφορά ισχύος λόγω απωλειών διαδρομής μεταξύ της θέσης λήψης και των δύο πομπών ονομάζεται παρεμβολή λόγου κοντινού προς μακρινό άκρο (near-end to far-end radio interference) και δίνεται από την πιο κάτω εξίσωση:

$$\text{Λόγος κοντινού προς μακρινό άκρο} = \frac{\text{Απώλειες διαδρομής λόγω του } d_2}{\text{Απώλειες διαδρομής λόγω του } d_1}$$

όπου d_1 και d_2 οι αποστάσεις που φαίνονται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.1: Λόγος κοντινού προς μακρινό άκρο

Αν χρησιμοποιήσουμε το νόμο που καθορίζει τις απώλειες διαδρομής (που θα εξεταστούν στη συνέχεια) σε περιβάλλον μη οπτικής επαφής, προκύπτει ότι [6]:

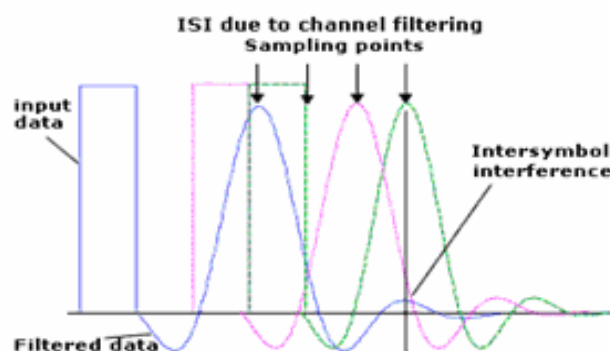
$$\text{Λόγος κοντινού προς μακρινό άκρο} = 10n \log_{10} \frac{d_1}{d_2}$$

όπου n ο δείκτης απωλειών διάδοσης.

Για τον περιορισμό της παρεμβολής αυτού του είδους, πρέπει τα σήματα των δύο πομπών να μεταδοθούν με δύο διαφορετικές συχνότητες, οι οποίες να έχουν αρκετή απόσταση μεταξύ τους. Μια άλλη μέθοδος περιορισμού της παρεμβολής, είναι η χρησιμοποίηση ελέγχου ισχύος για να περιορίζει την ισχύ του κοντινού τερματικού.^[26]

2.1.1.4 Διασυμβολική παρεμβολή

Η διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference, ISI), προκαλείται κατά τη διάδοση του σήματος μέσω του ασύρματου καναλιού και τον περιορισμό του φάσματος του σήματος σε μια ζώνη συχνοτήτων. Η εφαρμογή φίλτρου, για την επίτευξη του περιορισμού του σήματος, προκαλεί τη διασπορά των επιμέρους συμβόλων πληροφορίας που περνούν μέσα από το κανάλι. Στην περίπτωση διαδοχικών συμβόλων, η διασπορά θα οδηγήσει στην επικάλυψη ενός τμήματος της ενέργειας κάθε συμβόλου από τα γειτονικά σύμβολα, όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:^[46]



Σχήμα 2.2: Διασυμβολική παρεμβολή [7]

Η διασυμβολική παρεμβολή οφείλεται είτε σε σχετικά μεγάλη εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης σε μέσο που υπάρχει διάδοση μέσω πολλαπλών διαδρομών είτε σε σχετικά υψηλό ρυθμό ψηφιακής μετάδοσης. Σε μέσο με χρονική διασπορά, ο ρυθμός ψηφιακής μετάδοσης R_b περιορίζεται από το φαινόμενο της εξάπλωσης χρονοκαθυστέρησης. Αν τ_d είναι η rms τιμή της εξάπλωσης χρονοκαθυστέρησης,

τότε, αν απαιτείται χαμηλός ρυθμός εσφαλμένων bit (Bit Error Ratio, BER), θα πρέπει:

$$R_b < \frac{1}{2\tau_d}$$

Όταν το R_b υπερβαίνει την ανώτερη τιμή εμφανίζεται διασυμβολική παρεμβολή.^[26]

2.1.1.5 Παρεμβολές λόγω θορύβου

Στην επικοινωνία δύο κινητών ή ακίνητων πομποδεκτών με σύνδεση σημείου προς σημείο, ένας από τους κύριους παράγοντες που επηρεάζουν την ποιότητα της επικοινωνίας είναι ο θόρυβος (noise) που προέρχεται από τον άνθρωπο και το περιβάλλον. Ο θόρυβος υπό τύπο ραδιοκυμάτων λαμβάνεται από την κεραία του δέκτη και προστίθεται στο επιθυμητό σήμα με αποτέλεσμα να το παραμορφώνει.

Για τον περιορισμό του θορύβου χρησιμοποιούνται κατάλληλα φίλτρα στο δέκτη που επανακτούν το αρχικό σήμα. Η αύξηση της ισχύος εκπομπής και ως εκ τούτου η αύξηση του λόγου σήματος προς θόρυβο (Signal to Noise Ratio, SNR) είναι ένας άλλος τρόπος περιορισμού της παρεμβολής που προκαλείται από το θόρυβο.

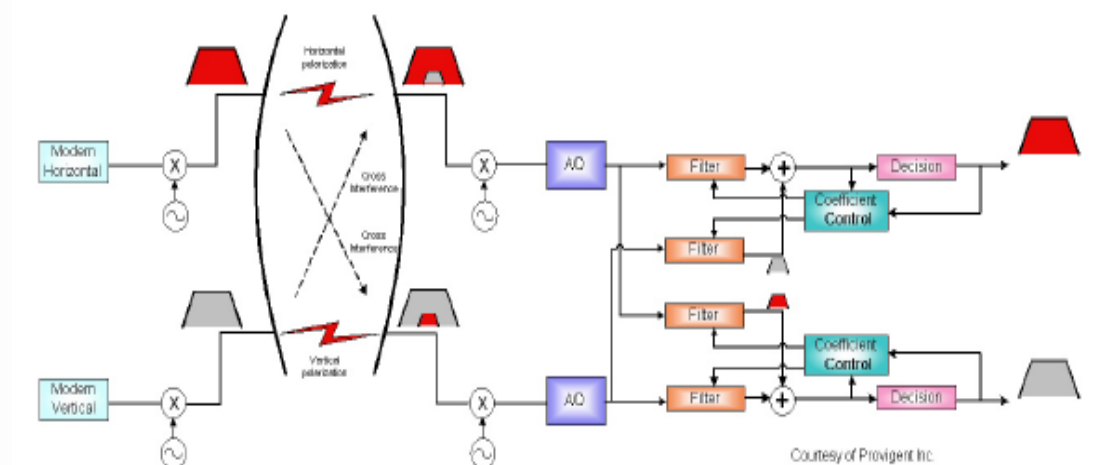
2.1.1.6 Παρεμβολές ενδοδιαμόρφωσης

Υπάρχουν τρεις βασικές κατηγορίες παρεμβολών ενδοδιαμόρφωσης (Intermodulation Interference, IM). Είναι οι παραχθείσες από τον δέκτη, οι παραχθείσες από τον πομπό και οι “άλλες” ακτινοβολούσες παρεμβολές. Οι παρεμβολές που παράγονται από τον πομπό, είναι το αποτέλεσμα ενός ή περισσότερων πομπών που προσθέτουν ένα σήμα στο μη γραμμικό μέρος των στοιχείων του κυκλώματος ενός άλλου πομπού, συνήθως μέσω της σύζευξης κεραιών. Η συχνότητα ενδοδιαμόρφωσης που παράγεται, επανακτινοβολείται έπειτα από την κεραία του δεύτερου πομπού. Οι παρεμβολές που παράγονται από τον δέκτη, είναι το αποτέλεσμα δύο ή περισσότερων εκπεμπόμενων σημάτων που αναμιγνύονται στον ενισχυτή RF του δέκτη ή στο στάδιο μίξης, κατά λειτουργία σε μια μη γραμμική περιοχή. Οι “άλλες” ακτινοβολούσες παρεμβολές, είναι το αποτέλεσμα των σημάτων που εκπέμπονται από διάφορους πομπούς και αναμιγνύονται σε άλλες μη γραμμικές συνδέσεις, αλλά αυτές αφορούν την ενσύρματη μετάδοση. Αυτές οι συνδέσεις είναι συνήθως μεταλλικές, όπως τα σκουριασμένα μπουλόνια σε έναν πύργο, ανόμοιες μεταλλικές συνδέσεις, ή άλλες μη γραμμικές μεταλλικές συνδέσεις στην περιοχή. Παρεμβολές ενδοδιαμόρφωσης, μπορούν επίσης να προκληθούν από

τη μη γραμμικότητα στο σύστημα μετάδοσης όπως η κεραία, η γραμμή μετάδοσης, ή οι συνδετήρες.

2.1.1.7 Παρεμβολές διαπόλωσης

Αυτού του είδους οι παρεμβολές, εμφανίζονται σε συστήματα που χρησιμοποιούν ορθογωνικά σήματα κατά τη μετάδοση. Παρόλο που τα δύο σήματα είναι ορθογώνια μεταξύ τους, τις περισσότερες φορές λόγω της ατελούς μόνωσης της κεραίας και του υποβιβασμού της ισχύος του καναλιού, εμφανίζονται παρεμβολές μεταξύ των δύο σημάτων. Λόγω αυτού του φαινομένου, στο δέκτη εμφανίζονται πολλαπλά σήματα και προκαλούν παρεμβολές διαπόλωσης (cross-polarization interference). Για να αποφευχθούν αυτές οι παρεμβολές, ο δέκτης μπορεί να διαθέτει ένα σύστημα XPCI (Cross-Polarization Interference Cancellation), το οποίο επεξεργάζεται και συνδυάζει τα σήματα από τις δύο πολώσεις και επανακτά τα αρχικά ανεξάρτητα σήματα. Πιο κάτω δίνεται ένα τέτοιο σύστημα:



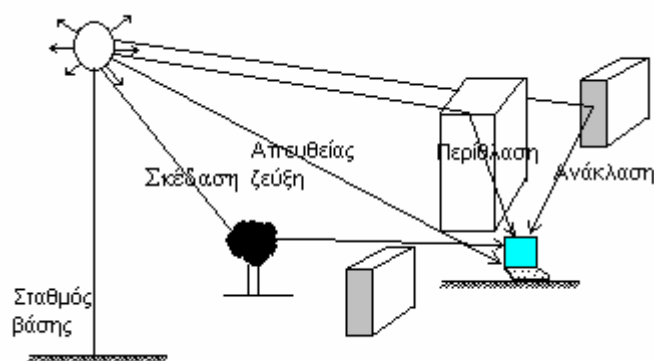
Σχήμα 2.3: Σύστημα XPCI για την αποφυγή των παρεμβολών διαπόλωσης [8]

2.1.2 Διαλείψεις

Η ασύρματη επικοινωνία λαμβάνει χώρα συνήθως μεταξύ σταθερών σταθμών βάσης και περιφερόμενων κινητών σταθμών. Στις περισσότερες εφαρμογές, δεν υπάρχει πλήρης διάδοση οπτικής επαφής μεταξύ της κεραίας του σταθμού βάσης και της κεραίας του κινητού τερματικού (αν και στο αρχικό πρότυπο 802.11 η οπτική επαφή είναι αναγκαία). Η διαδρομή διάδοσης αποτελείται από ένα τμήμα οπτικής επαφής, σχετικά μικρού μήκους, ακολουθούμενο από πολλά τμήματα χωρίς οπτική επαφή. Σε τέτοιο περιβάλλον οι ανακλάσεις, οι περιθλάσεις και οι σκεδάσεις που

λαμβάνουν χώρα έχουν ως αποτέλεσμα την άφιξη πολλών επιπέδων κυμάτων στο τερματικό, από πολλές κατευθύνσεις και με διαφορετικές καθυστερήσεις.

Ανάκλαση εμφανίζεται, όταν ένα διαδιδόμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε εμπόδιο με διαστάσεις πολύ μεγάλες σε σχέση με το μήκος κύματός του (π.χ. κτίρια, έδαφος). Περίθλαση εμφανίζεται όταν παρεμβάλλεται αδιαπέραστο σώμα στη διαδρομή του ραδιοκύματος από τον πομπό προς τον δέκτη (π.χ. πυλώνες). Σύμφωνα με τη αρχή του Huygens, παράγονται δευτερογενή κύματα πίσω από το εμπόδιο, τα οποία φθάνουν στον δέκτη ακόμα και όταν δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη. Σκέδαση εμφανίζεται στην περίπτωση όπου στη διαδρομή του ραδιοκύματος υπάρχουν αντικείμενα με διαστάσεις ίσες ή μικρότερες από το μήκος κύματος (π.χ. δέντρα). Η σκέδαση ακολουθεί τους ίδιους φυσικούς νόμους με τη διάχυση και έχει ως αποτέλεσμα την επανεκπομπή της ενέργειας του πομπού προς πολλές διαφορετικές κατευθύνσεις.



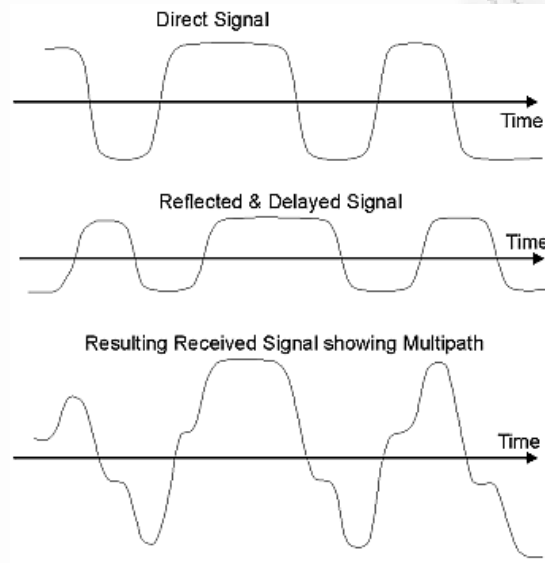
Σχήμα 2.4: Περιβάλλον ενός ασύρματου συστήματος

2.1.2.2 Καθυστέρηση διάδοσης

Το λαμβανόμενο ραδιο σήμα από μια συσκευή αποστολής σημάτων αποτελείται χαρακτηριστικά από ένα άμεσο σήμα, συν τις αντανακλάσεις από τα αντικείμενα όπως τα κτήρια, τα μονταρίσματα, και άλλες δομές. Τα αντανακλώμενα σήματα φθάνουν σε έναν πιο καθυστερημένο χρόνο απ' ότι το άμεσο σήμα λόγω του πρόσθετου μήκους πορειών, προκαλώντας τους ελαφρώς διαφορετικούς χρόνους άφιξης, που διαδίδουν τη λαμβανόμενη ενέργεια εγκαίρως. Η καθυστέρηση διάδοσης είναι ο χρόνος διάδοσης μεταξύ της άφιξης του πρώτου και τελευταίου σημαντικού σήματος πολλαπλών διαδρομών που φαίνεται από το δέκτη.

Σε ένα ψηφιακό σύστημα, η καθυστέρηση που διαδίδεται μπορεί να οδηγήσει στη παρέμβαση συμβόλων. Αυτό οφείλεται στο καθυστερημένο σήμα πολλαπλών

διαδρομών που επικαλύπτει με τα ακόλουθα σύμβολα. Αυτό μπορεί να προκαλέσει σημαντικά λάθη στα υψηλού ρυθμού συστήματα, ειδικά κατά τη χρήση του πολυσύνθετου χρονικού τμήματος (TDMA). Το σχήμα 2.5 παρουσιάζει την επίδραση της συμβόλων παρέμβασης λόγω της καθυστέρησης που διαδίδεται στο λαμβανόμενο σήμα. Καθώς ο διαβιβασθέν ρυθμός δεδομένων (Bit Rate) αυξάνεται, το ποσό συμβόλων παρέμβασης αυξάνεται επίσης. Η επίδραση αρχίζει να γίνεται πολύ σημαντική όταν η καθυστέρηση διάδοσης είναι μεγαλύτερη από ~50% του (bit) χρόνου.



Σχήμα 2.5 Multipath Delay Spread [6]

Ο πίνακας 2.1 παρουσιάζει τη χαρακτηριστική καθυστέρηση διάδοσης στα διάφορα περιβάλλοντα. Η μέγιστη καθυστέρηση διάδοσης σε ένα υπαίθριο περιβάλλον είναι περίπου 20 μ s, κατά συνέπεια η σημαντική παρέμβαση συμβόλων μπορεί να εμφανιστεί στα bit rate τόσο χαμηλά όπως 25 kbps.

Περιβάλλον ή αιτία	Delay Spread	Maximum Path Length Difference
Εσωτερικός (δωμάτιο)	40 nsec - 200 nsec	12 m - 60 m
Υπαίθριος	1 μ sec - 20 μ sec	300 m - 6 km

Πίνακας 2.1 Typical Delay Spread

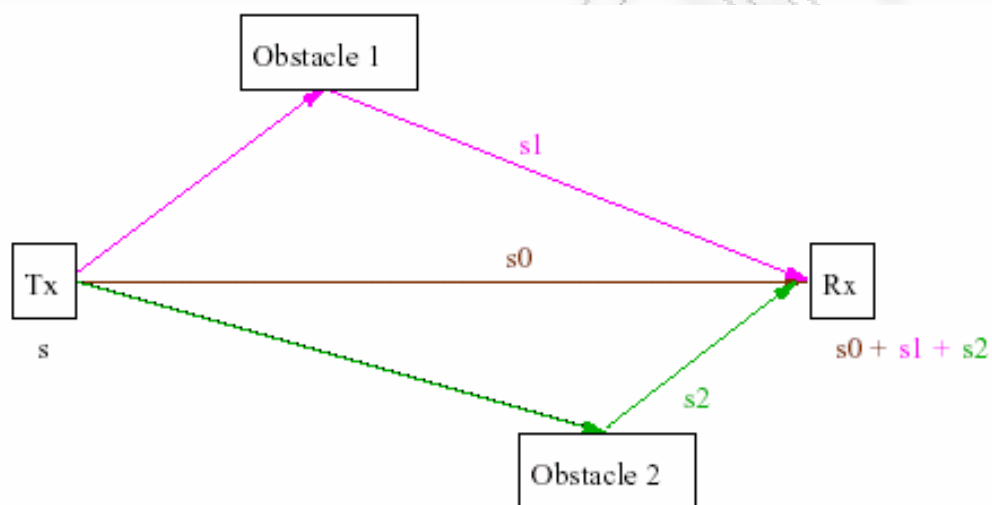
Η παρέμβαση συμβόλων μπορεί να ελαχιστοποιηθεί με διάφορους τρόπους. Μια μέθοδος είναι να μειωθεί ο ρυθμός δεδομένων, ελαττώνοντας το ρυθμό

δεδομένων για κάθε κανάλι (δηλ. χωρίστε το εύρος ζώνης σε περισσότερα κανάλια χρησιμοποιώντας πολλαπλασιαστή τμήματος συχνότητας, ή OFDM).

Ένας άλλος τρόπος είναι να χρησιμοποιηθεί ένα σχέδιο κωδικοποίησης που είναι ανεκτικό στη παρέμβαση συμβόλων όπως το CDMA.

2.1.2.3 Διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών

Τα πολλαπλά επίπεδα κύματα συνδυάζονται διανυσματικά στην κεραία του δέκτη για να παράγουν ένα σύνθετο λαμβανόμενο σήμα. Μια τέτοια περίπτωση φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 2.6: Το φαινόμενο των πολλαπλών διαδρομών [7]

Η διαδρομή διάδοσης μεταβάλλεται με την κίνηση του κινητού τερματικού και/ή την κίνηση των τριγύρω αντικειμένων και του περιβάλλοντος. Μικρές μεταβολές στις καθυστερήσεις λόγω της κίνησης του τερματικού προκαλούν μεγάλες μεταβολές στις φάσεις των επίπεδων κυμάτων που καταφθάνουν. Αυτές οι μεταβολές φάσης, δρουν εποικοδομητικά ή αρνητικά κατά την ανυσματική άθροιση των διαφόρων συνιστωσών στην κεραία του δέκτη, γεγονός που αποδεικνύεται από τις μεγάλες μεταβολές στο πλάτος και τη φάση του λαμβανόμενου σήματος.

Ο συνολικός χρόνος καθυστέρησης μεταξύ των ανακλώμενων σημάτων σε σχέση με το αρχικό σήμα αναφέρεται ως “διασπορά καθυστέρησης” (delay spread). Ανάμεσα στις μεθόδους που χρησιμοποιούνται για την αντιμετώπιση των προβλημάτων που προέρχονται από το συγκεκριμένο φαινόμενο είναι η αντιστάθμιση (equalization) και “κατευθυντικές κεραίες” (antenna diversity) [7]

2.1.2.4 Διαλείψεις περιβάλλουσας

Καθώς το κινητό τερματικό μετακινείται, οι χωρικές μεταβολές της περιβάλλουσας και της φάσης του λαμβανόμενου σύνθετου σήματος εμφανίζονται ως χρονικές μεταβολές, ένα φαινόμενο που ονομάζεται “διαλείψεις περιβάλλουσας” [7]

Υποθέτουμε ότι ο σταθμός βάσης εκπέμπει σήμα $s_i(t)$ με σταθερή περιβάλλουσα, διαμορφωμένο κατά φάση, η μιγαδική έκφραση του οποίου δίνεται από τη σχέση:

$$s_i(t) = A \cdot e^{j[2\pi f_c t + \psi_s(t)]}$$

,όπου A είναι σταθερά, f_c είναι η συχνότητα, $\psi_s(t)$ είναι η φάση του διαμορφωμένου κατά συχνότητα σήματος. Το χρονικά μεταβαλλόμενο τυχαίο μέσο διάδοσης εκφράζεται με τη χαρακτηριστική $p(t)$ ως [7]

$$p(t) = r_p(t) \cdot e^{j\psi_r(t)}$$

όπου $r_p(t)$ είναι η χρονικά μεταβαλλόμενη περιβάλλουσα και $\psi_r(t)$ η χρονικά μεταβαλλόμενη τυχαία φάση της χαρακτηριστικής του μέσου διάδοσης.

Η περιβάλλουσα $r_p(t)$ μπορεί να χωριστεί σε δύο τμήματα, το τμήμα $m(t)$ που αφορά τις μακρόχρονες ή αργές διαλείψεις (slow fading) και το τμήμα $r_o(t)$ που αφορά τις βραχύχρονες ή γρήγορες διαλείψεις (fast fading), σύμφωνα με τη σχέση:^[26]

$$r_p(t) = m(t) \cdot r_o(t)$$

,όπου το $r_o(t)$ έχει τιμή 1 (αλλιώς δεν ισχύει ο ορισμός).

Αν ο σταθμός βάσης και τα κινητά τερματικά δε μετακινούνται, αλλά κινείται το περιβάλλον, τότε μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την πιο πάνω εξίσωση με το χρόνο t ως τυχαία μεταβλητή. Αν το κινητό τερματικό κινείται με ταχύτητα v (m/sec), που είναι και η πιο συνηθισμένη περίπτωση, τότε η απόσταση x της διαδρομής διάδοσης μεταξύ του σταθμού βάσης και του κινητού τερματικού, δίνεται από τη σχέση:

$$x(m) = v \cdot t$$

και στην περίπτωση αυτή μπορούμε να γράψουμε [26]:

$$r_p(x) = m(x) \cdot r_o(x)$$

Το μεταδιδόμενο σήμα $s_i(t)$, το οποίο έχει σταθερή περιβάλλουσα, πολλαπλασιάζεται με τη χρονικά μεταβαλλόμενη τυχαία χαρακτηριστική του μέσου μετάδοσης $p(t)$ και έχουμε έτσι ένα μοντέλο γινομένου. Η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου από το κινητό τερματικό σήματος $s_r(t)$ δίνεται από τη σχέση:

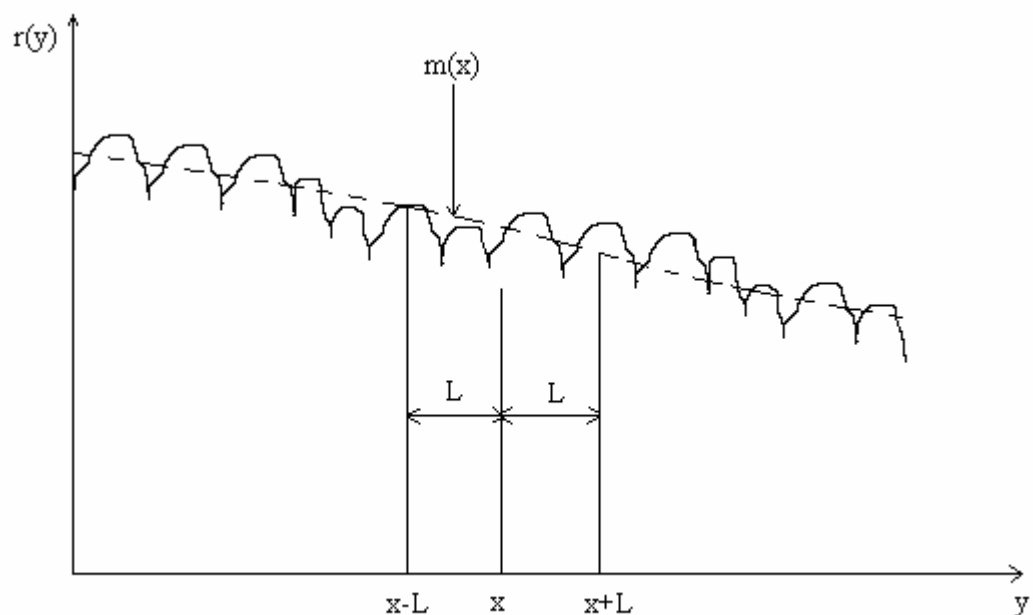
$$s_r(t) = s_t(t) \cdot p(t) = A_m(t) r_0(t) e^{j[2\pi \cdot f_c \cdot t + \psi_s(t) + \psi_r(t)]}$$

Το $s_r(t)$ έχει περιβάλλουσα $r(t) = A_m(t) \cdot r_0(t)$ και από το μέσο διάδοσης εισάγεται μια χρονικά τυχαία μεταβαλλόμενη συνιστώσα φάσης $\psi_r(t)$. Η ταχύτητα μεταβολής της $\psi_r(t)$ εξαρτάται από την ταχύτητα του κινητού και τις αλλαγές στο μέσο διάδοσης. Η τυχαία μεταβολή φάσης $\psi_r(t)$ είναι η αιτία της εξάπλωσης φάσης, που είναι γνωστή ως εξάπλωση Doppler [9].

2.1.2.4.1 Μεγάλης κλίμακας (αργές) διαλείψεις

Οι αργές διαλείψεις (slow fading) αφορούν τον μέσο όρο ή την περιβάλλουσα του λαμβανόμενου ραδιοσήματος που εμφανίζει διαλείψεις. Ο μέσος όρος αυτός ονομάζεται επίσης τοπικός μέσος όρος, καθόσον κάθε τιμή του αντιστοιχεί στη μέση τιμή της έντασης του πεδίου σε κάθε σημείο. Οι συνιστώσες των μακρόχρονων διαλείψεων που περιέχονται στην εξίσωση που περιγράφει την περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος $s_r(t)$, συνεισφέρουν στις “απώλειες διαδρομής”.

Πιο κάτω δίνεται η περιβάλλουσα $r(y)$, ενός χωρικού σήματος $s(y)$ με διαλείψεις, όπου με διακεκομμένη γραμμή φαίνεται ο μέσος όρος. Ο μέσος όρος λαμβάνεται με μια διαδικασία λήψης του τοπικού μέσου όρου για κάθε σημείο x , η οποία εφαρμόζεται στην περιβάλλουσα του σήματος. Το μήκος κύματος L εκλέγεται αρκετά μεγάλο έτσι ώστε να μην περιέχονται συνιστώσες από γρήγορες διαλείψεις. Για να είναι ο τοπικός μέσος όρος, στο διάστημα $2L$, ίσος με το συνολικό μέσο όρο πρέπει η παράμετρος $r_0(t)$ στην εξίσωση της περιβάλλουσας να ισούται με 1.



Σχήμα 2.6: Μεγάλης κλίμακας διαλείψεις [9]

2.1.2.4.2 Γρήγορες (μικρής κλίμακας) διαλείψεις

Ο όρος γρήγορες διαλείψεις (fast fading) χρησιμοποιείται για την περιγραφή της απότομης διακύμανσης του πλάτους (έντασης) ενός ραδιοσήματος σε βραχύ χρονικό διάστημα ή σε βραχεία διανυόμενη απόσταση, έτσι ώστε οι επιδράσεις των απωλειών διαδρομής να μπορεί να αμεληθούν. Γρήγορες διαλείψεις μπορεί να προκύψουν από τη συμβολή δύο ή περισσότερων εκδοχών του μεταδιδόμενου σήματος, που φθάνουν στο δέκτη με μικρές διαφορές καθυστέρησης. Το πλάτος και η φάση του συνιστάμενου κύματος στην κεραία του δέκτη μπορεί να μεταβάλλονται ευρέως και οι μεταβολές αυτές εξαρτώνται από την κατανομή της έντασης του πεδίου, από τον σχετικό χρόνο διάδοσης των επιμέρους κυμάτων καθώς και από το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος.

Οι γρήγορες διαλείψεις οφείλονται κυρίως στις ανακλάσεις πολλαπλών διαδρομών ενός μεταδιδόμενου κύματος από τοπικούς σκεδαστές. Λόγω των πολλαπλών διαδρομών προκαλούνται και άλλα φαινόμενα όπως είναι η “ολίσθηση Doppler” και η “εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης”, τα οποία σχετίζονται άμεσα με τις γρήγορες διαλείψεις.

2.1.2.5 Χρόνος συνοχής και εύρος ζώνης συνοχής

Ο χρόνος συνοχής T_c (coherence time), είναι η χρονική διάρκεια μέσα στην οποία δύο λαμβανόμενα σήματα έχουν μεγάλη πιθανότητα να είναι συσχετισμένα κατά πλάτος. Αν το αντίστροφο εύρος ζώνης του σήματος βασικής ζώνης που μεταδίδει την πληροφορία, είναι μεγαλύτερο από το χρόνο συνοχής του διαύλου, τότε ο δίαυλος θα μεταβάλλεται κατά τη διάρκεια του σήματος βασικής ζώνης προκαλώντας έτσι παραμόρφωση στο λαμβανόμενο σήμα.

Από την άλλη εύρος ζώνης συνοχής B_c (coherence bandwidth), είναι ένα στατιστικό μέτρο του φάσματος συχνοτήτων, μέσα στο οποίο η διάδοση των σημάτων εμφανίζει παρεμφερή χαρακτηριστικά. Δυο συχνότητες που απέχουν περισσότερο από B_c , επηρεάζονται κατά εντελώς διαφορετικό τρόπο από το δίαυλο. Το εύρος ζώνης συνοχής ορίζεται ως εξής:

$$B_c = \frac{1}{2\pi \times D}$$

όπου D είναι η καθυστέρηση πολλαπλών διαδρομών.

Αν ορίσουμε το εύρος ζώνης συνοχής ως το εύρος ζώνης συχνοτήτων, μέσα στο οποίο η συνάρτηση συσχέτισης των περιβαλλουσών δύο σημάτων με συχνότητες f_1 και f_2 αντίστοιχα είναι πάνω από 0.9, τότε:

$$B_c \approx \frac{1}{50 \cdot \tau_d}$$

όπου τ_d : η rms καθυστέρηση και ορίζεται ως η τυπική απόκλιση από την μέση επιπρόσθετη καθυστέρηση που μετράται από την στιγμή άφιξης του πρώτου σήματος.

Αν η συνάρτηση συσχέτισης στο πεδίο συχνότητας λαμβάνεται να έχει τιμή μεγαλύτερη από 0.5, τότε το εύρος ζώνης συνοχής είναι περίπου [26]

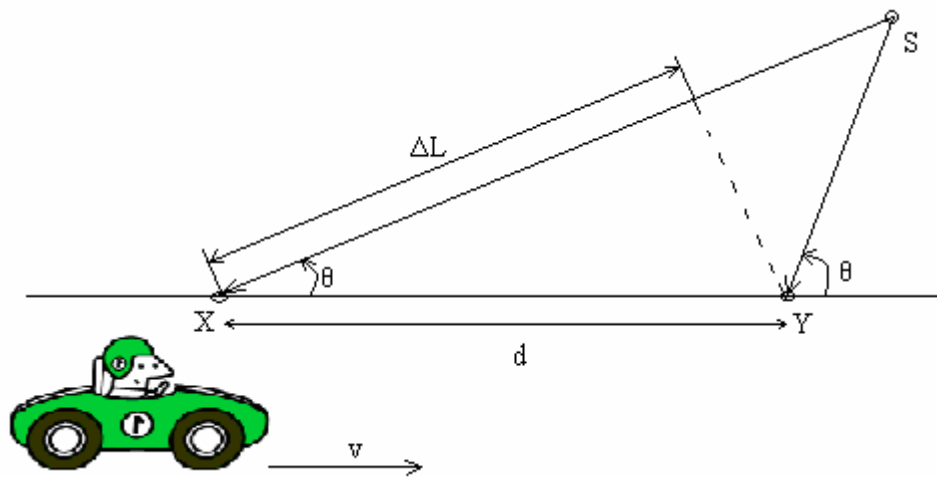
$$B_c \approx \frac{1}{5 \cdot \tau_d}$$

Σημειώνεται ότι και οι δύο παραπάνω σχέσεις αποτελούν προσεγγίσεις της πραγματικής.

2.1.2.6 Ολίσθηση Doppler

Λόγω της σχετικής κίνησης μεταξύ ενός κινητού τερματικού και του σταθμού βάσης, κάθε κύμα πολλαπλής διαδρομής εμφανίζει μια φαινομενική ολίσθηση συχνότητας. Η ολίσθηση συχνότητας του λαμβανόμενου σήματος, λόγω της κίνησης του τερματικού, λέγεται ολίσθηση Doppler και είναι ευθέως ανάλογη προς την ταχύτητα και την κατεύθυνση της κίνησης του κινητού σταθμού σε σχέση με την κατεύθυνση άφιξης του λαμβανόμενου σήματος πολλαπλής διαδρομής.

Ας θεωρήσουμε ένα κινητό τερματικό το οποίο μετακινείται με σταθερή ταχύτητα v μεταξύ των θέσεων X και Y , που απέχουν μεταξύ τους απόσταση d , ενώ ταυτόχρονα λαμβάνει σήματα από απομακρυσμένη πηγή S , όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα:



Σχήμα 2.7: Ολίσθηση Doppler

Η διαφορά ΔL των διαδρομών, από την πηγή S προς τις θέσεις X και Y του κινητού είναι:

$$\Delta L = d \cdot \cos \theta = v \cdot \Delta t \cdot \cos \theta$$

όπου Δt είναι ο χρόνος που χρειάζεται το κινητό να φθάσει από τη θέση X στη θέση Y. Η γωνία θ υποτίθεται ότι είναι η ίδια, καθότι η πηγή S είναι πολύ απομακρυσμένη. Η αλλαγή στη φάση του λαμβανόμενου σήματος, λόγω της διαφοράς μήκους των διαδρομών, είναι:

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \cdot \Delta L}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot v \cdot \Delta t}{\lambda} \cos \theta$$

και συνεπώς η φαινομενική ολίσθηση συχνότητας Doppler f_D δίνεται από τη σχέση:

$$f_D = \frac{\Delta \phi}{2\pi \cdot \Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta$$

Από την πιο πάνω εξίσωση παρατηρούμε ότι αν το κινητό κινείται προς την κατεύθυνση άφιξης του κύματος η ολίσθηση είναι θετική (δηλαδή, η φαινομενική συχνότητα αυξάνει), ενώ αν το κινητό απομακρύνεται από την κατεύθυνση άφιξης του κύματος αυτή είναι αρνητική.

Η διασπορά Doppler f_m (Doppler spread), είναι η μέγιστη μετατόπιση Doppler και δίνεται από τη σχέση:

$$f_m = \frac{v}{\lambda}$$

Ο χρόνος συνοχής T_c , είναι το δυαδικό της διασποράς Doppler στο πεδίο του χρόνου. Προσεγγιστικά είναι [6]:

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi \cdot f_m^2}} = \frac{0.431}{f_m}$$

Σε σήματα με διαμόρφωση συνεχούς κυματομορφής, οι συνιστώσες πολλαπλών διαδρομών, που καταφθάνουν από τις διάφορες κατευθύνσεις,

συνεισφέρουν στην εξάπλωση Doppler του λαμβανόμενου σήματος, αυξάνοντας έτσι το εύρος ζώνης του. Η εξάπλωση Doppler είναι ένα μέτρο της διεύρυνσης του φάσματος που προκαλείται από τον ρυθμό χρονικής μεταβολής του ραδιοδιαύλου και ορίζεται ως η περιοχή συχνοτήτων στην οποία το λαμβανόμενο φάσμα Doppler είναι ουσιαστικά μη μηδενικό (φέρουσα συχνότητα του σήματος συν ολίσθηση συχνότητας Doppler). Η εξάπλωση Doppler προκαλεί διασπορά της συχνότητας και γρήγορες διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο.

Για παράδειγμα: Αν $f_o = 1\text{GHz}$, και $v = 60\text{km/hr}$ (16.7m/s) τότε η μετατόπιση Doppler είναι:

$$f_d = 10^9 \cdot \frac{16.67}{3 \times 10^8} = 55.5\text{Hz}$$

Αυτή η μετατόπιση 55Hz στο μεταφορέα, γενικά δεν θα επηρεάσει τη μετάδοση. Εντούτοις, η μετατόπιση Doppler μπορεί να προκαλέσει σημαντικά προβλήματα εάν η τεχνική μετάδοσης είναι ευαίσθητη στη μετατόπιση συχνότητας μεταφορέων (παραδείγματος χάριν OFDM) ή η σχετική ταχύτητα είναι υψηλότερη (πχ στους χαμηλούς γήινους περιστρεφόμενους δορυφόρους).

2.1.2.7 Εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης

Η εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης είναι ένα φαινόμενο που προκαλείται από την διαφορετικές καθυστερήσεις που υφίστανται οι διάφορες εκδόσεις ενός σήματος κατά τη μετάδοση τους προς το δέκτη, λόγω των πολλαπλών διαδρομών.

Τα σήματα αυτά φθάνουν στον δέκτη, ως μια σειρά κρουστικών παλμών, μετά από ανακλάσεις σε τοπικούς σκεδαστές όπως π.χ. σπίτια, κτίρια και άλλα ανθρώπινα δημιουργήματα και με αρκετά μεγάλα χρονικά διαστήματα μεταξύ τους [7]. Καθώς αυξάνει ο αριθμός των σκεδαστών στην περιοχή του κινητού τερματικού, οι λαμβανόμενοι διακεκριμένοι παλμοί γίνονται πλέον ένας συνεχής παλμός με διάρκεια σ_τ που αναφέρεται ως διασπορά καθυστέρησης (delay spread) και είναι η τυπική απόκλιση της κατανομής των χρόνων καθυστέρησης των σημάτων πολλαπλών διαδρομών. Τυπικές τιμές της διασποράς καθυστέρησης είναι:

- $\sigma_\tau = 3 \text{ msec}$ αστική περιοχή
- $\sigma_\tau = 0.5 \text{ msec}$ ημιαστική περιοχή
- $\sigma_\tau = 0.2 \text{ msec}$ αγροτική περιοχή

Η διασπορά καθυστέρησης υπαγορεύει μια περίοδο αναμονής, η οποία καθορίζει πότε μπορεί να μεταδοθεί ο επόμενος παλμός από το σταθμό βάσης. Αυτό απαιτεί να είναι ο ρυθμός μετάδοσης πολύ μεγαλύτερος από $1/\sigma_\tau$, ώστε να εμποδίζεται η διασυμβολική παρεμβολή.

Η εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης συντελεί στην εμφάνιση παραμορφώσεων και γρήγορων διαλείψεων είτε επίπεδων, είτε επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα.

2.1.2.8 Σύνοψη διαλείψεων

Πιο κάτω δίνονται συνοπτικά τα είδη των διαλείψεων που προκαλούνται λόγω της διασποράς Doppler και της διασποράς καθυστέρησης:

- Η διασπορά Doppler προκαλεί

T_c = χρόνος συνοχής,
 τ_s = διάρκεια συμβόλων

Γρήγορες διαλείψεις
 Μεγάλη διασπορά Doppler
 $T_c < \tau_s$

ή

Αργές διαλείψεις
 Μικρή διασπορά Doppler
 $T_c > \tau_s$

- Η διασπορά της καθυστέρησης των multipath προκαλεί

σ_τ = διασπορά καθυστέρησης

Flat Fading
 BW σήματος < εύρος συνοχής BW
 Διασπορά καθυστέρησης $\sigma_\tau < \tau_s$

Συχνοεπιλεκτικές διαλείψεις
 BW σήματος > εύρος συνοχής BW
 Διασπορά καθυστέρησης $\sigma_\tau > \tau_s$

Σχήμα 2.8: Είδη διαλείψεων [10]

2.1.2.9 Μοντέλα περιγραφής διαύλων με διαλείψεις

Υπάρχουν διάφορα μοντέλα περιγραφής ενός ραδιοδιαύλου, ο οποίος παρουσιάζει διαλείψεις. Πιο κάτω παραθέτουμε τα πιο συχνά χρησιμοποιούμενα μοντέλα.

2.1.2.9.1 Μοντέλο Rice

Μπορούμε να φανταστούμε ότι, στο ασύρματο περιβάλλον των επικοινωνιών, το κινητό τερματικό λαμβάνει πολλά ανακλώμενα κύματα και ένα άμεσο. Τα ανακλώμενα κύματα που λαμβάνονται από το τερματικό καταφθάνουν από διαφορετικές γωνίες. Συνήθως το άμεσο κύμα παρουσιάζεται σχετικά πιο ισχυρό, σε

σύγκριση με τα ανακλώμενα. Το μοντέλο που περιγράφει αυτή την κατάσταση λέγεται στατιστικό μοντέλο Rice [9]. Η συνάρτηση κατανομής Rice περιγράφεται από την πιο κάτω εξίσωση:

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{r^2+A^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{Ar}{\sigma^2}\right)$$

όπου r : η απόσταση

σ : η τυπική απόκλιση

$I_0(\cdot)$: η συνάρτηση Bessel μηδενικού βαθμού

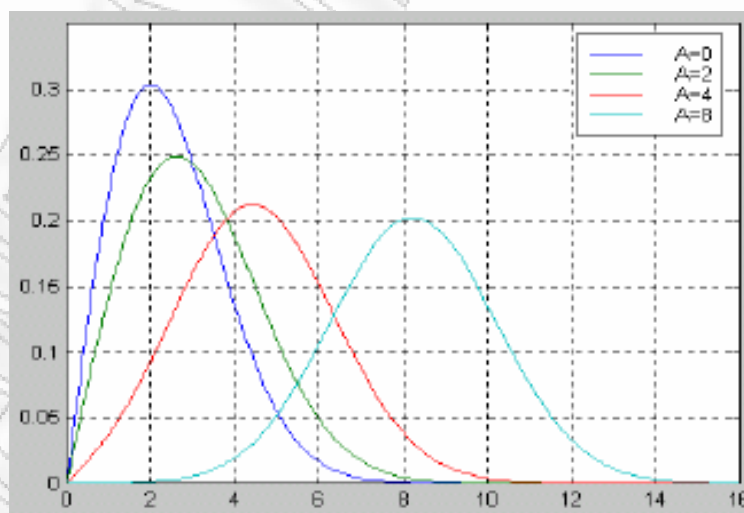
και

$$A = \sqrt{2 \cdot \sigma^2 \cdot 10^{\frac{K}{10}}}$$

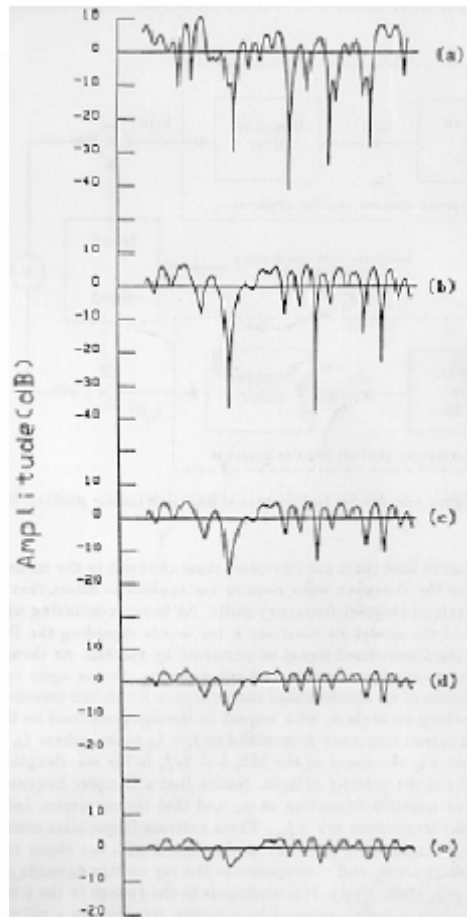
όπου $K = \frac{\text{ισχύς του άμεσου κύματος}}{\text{ισχύς των ανακλώμενων κυμάτων}}$

και $2\sigma^2$: δηλώνει τη μέση ισχύ της διαδρομής λήψης, που είναι το άθροισμα όλων των ανακλώμενων διαδρομών που φτάνουν με την ίδια καθυστέρηση.

Παρακάτω δίνεται ένα σχήμα που δείχνει την κατανομή Rice για διάφορες τιμές της παραμέτρου A και στη συνέχεια ένα προφίλ Ricean εξασθένησης για σταθμό κινούμενο με 50 km/h και για διάφορες τιμές του K .



Σχήμα 2.9: Κατανομή Rice για διάφορες τιμές της παραμέτρου A [11]



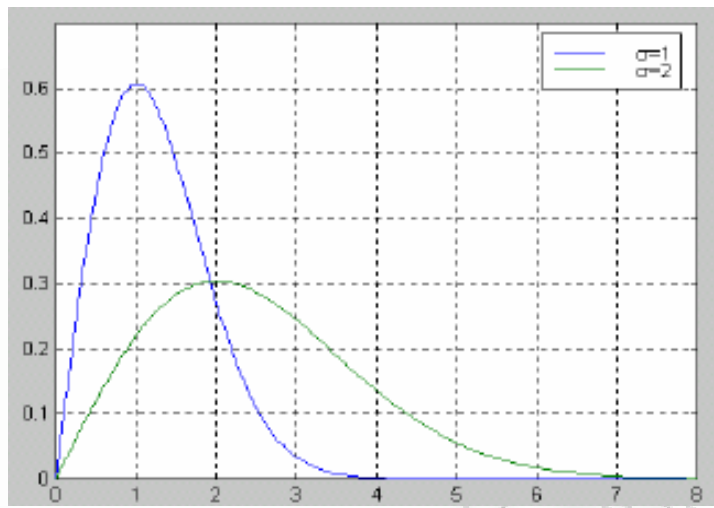
Σχήμα 2.10: Ricean εξασθένηση για σταθμό κινούμενο με 50 km/h για $K=0,4,8,16,32$ (dB) [10]

2.1.2.9.2 Μοντέλο Rayleigh

Το μοντέλο που περιγράψαμε προηγουμένως, δεν μπορεί να είναι και τόσο αξιόπιστο σε περιβάλλον όπου το σήμα που λαμβάνει τελικά ο δέκτης αποτελείται από ασθενή ή έμμεσα κύματα που υπάρχουν συνήθως στον περίγυρό του. Όλα τα ανακλώμενα κύματα που λαμβάνονται από το κινητό τερματικό συνδυάζονται ώστε να παρέχουν ένα σήμα πολλαπλών διαδρομών με διαλείψεις. Έχει αποδειχθεί θεωρητικά ότι, όταν ο αριθμός των προσπιπτόντων επίπεδων κυμάτων που καταφθάνουν από διάφορες κατευθύνσεις στο δέκτη είναι αρκούντως μεγάλος και δεν υπάρχει ισχυρή συνιστώσα προερχόμενη από διάδοση οπτικής επαφής, τότε η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος έχει κατανομή Rayleigh. Η συνάρτηση κατανομής Rayleigh περιγράφεται από την πιο κάτω εξίσωση:

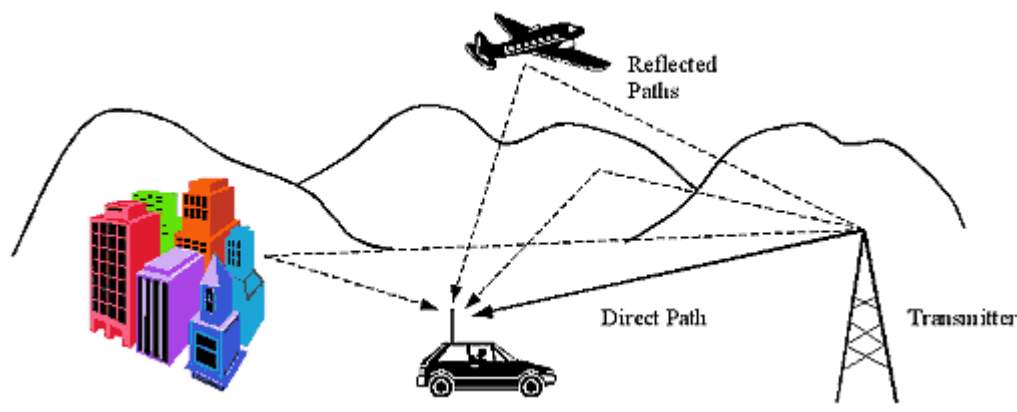
$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \cdot e^{-\frac{r^2}{2\sigma^2}}$$

Πιο κάτω δίνεται ένα σχήμα που δείχνει την κατανομή Rayleigh για δύο διαφορετικές τιμές της τυπικής απόκλισης σ .



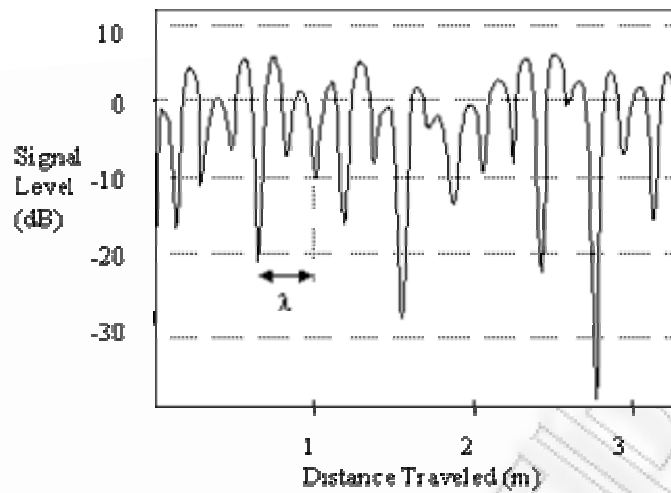
Σχήμα 2.11: Κατανομή Rayleigh [11]

Σε μια ραδιοσύνδεση, το σήμα RF από τον πομπό μπορεί να αντανακλάται από τα αντικείμενα όπως οι λόφοι, τα κτήρια, ή τα οχήματα. Αυτό προκαλεί τις πολλαπλάσιες πορείες μετάδοσης στο δέκτη. Το σχήμα 2.12 παρουσιάζει μερικούς από τους πιθανούς τρόπους με τους οποίους τα σήματα πολλαπλών διαδρομών μπορούν να εμφανιστούν.



Σχήμα 2.12: Multipath Signals

Η σχετική φάση πολλαπλάσιων αντανακλώμενων σημάτων μπορεί να προκαλέσει την εποικοδομητική ή καταστρεπτική παρέμβαση στο δέκτη. Αυτό έχει δοκιμασθεί πάνω σε πολύ σύντομες αποστάσεις (χαρακτηριστικά στις μισές αποστάσεις μήκους κύματος), κατά συνέπεια έτσι βγαίνει ο όρος γρήγορη εξασθένιση. Αυτές οι παραλλαγές μπορούν να ποικίλουν από 10-30dB σε μια σύντομη απόσταση. Το σχήμα 2.13 παρουσιάζει το επίπεδο μείωσης που μπορεί να εμφανιστεί λόγω της εξασθένισης.



Σχήμα 2.13. Τυπική εξασθένιση Rayleigh ενώ η κινητή μονάδα κινείται (for at 900 MHz)

Η κατανομή Rayleigh χρησιμοποιείται συνήθως για να περιγράψει τη στατιστική χρονική μεταβολή της λαμβανόμενης δύναμης σημάτων. Περιγράφει την πιθανότητα του επιπέδου του σήματος που λαμβάνεται λόγω της εξασθένισης. Ο πίνακας 2.2 παρουσιάζει την πιθανότητα του επιπέδου σημάτων για τη κατανομή Rayleigh.

Signal Level (dB about median)	% Πιθανότητα του επιπέδου σημάτων που είναι λιγότερο από την αξία που δίνεται
10	99
0	50
-10	5
-20	0.5
-30	0.05

Πίνακας 2.2 Συσσωρευτική Διανομή για τη κατανομή Rayleigh

2.1.2.9.3 Μοντέλο Nakagami- m

Το μοντέλο αυτό έχει μεγάλη ευελιξία και μπορεί να προσεγγίσει, ανάλογα με τις παραμέτρους που του δίνονται, τα δύο προηγούμενα μοντέλα. Η συνάρτηση κατανομής Nakagami- m περιγράφεται από την πιο κάτω εξίσωση:

$$f_R(r) = \frac{m^m \cdot r^{2m-1}}{\sigma^2 \cdot \Gamma(m)} \cdot e^{-\frac{m \cdot r^2}{2\sigma^2}}$$

όπου m : η παράμετρος της Nakagami- m διάλειψης ($m > 1/2$)

$\Gamma(\cdot)$: η συνάρτηση Gamma

Η κατανομή Nakagami- m διαθέτει μέσω της παραμέτρου m τη μεγαλύτερη ποικιλία στατιστικών διαλειψεων. Για παράδειγμα περιλαμβάνει τη μονόπλευρη Gaussian κατανομή για $m=1/2$ και τη κατανομή Rayleigh για $m=1$. Στο όριο όπου $m \rightarrow +\infty$, το κανάλι της Nakagami- m κατανομής τείνει προς ένα κανάλι χωρίς διαλείψεις. Τέλος όταν $m > 1$ τότε προσεγγίζει ένα κανάλι με Ricean κατανομή διάλειψης.

2.1.3 Απώλειες διαδρομής (Path Loss)

Το φαινόμενο των “απωλειών διαδρομής” (path loss), μεταξύ πομπού και δέκτη είναι ένα από τα σημαντικότερα προβλήματα που αντιμετωπίζει ένα ασύρματο σύστημα επικοινωνιών και πρέπει να ληφθεί αρκετά υπόψη κατά το σχεδιασμό του. Οι “απώλειες διαδρομής”, εκφράζουν το λόγο (σε dB) της ισχύος του σήματος που λαμβάνεται από το δέκτη προς την ισχύ του σήματος που εκπέμπεται από τον πομπό. Έτσι, γενικά, ισχύει η πιο κάτω σχέση:

$$Path Loss(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_R}{P_T}$$

όπου P_T η ισχύς στην κεραία του πομπού (σε Watt) και P_R η διαθέσιμη ισχύς στην κεραία του δέκτη (σε Watt).

Τα αναμενόμενα επίπεδα των “απωλειών διαδρομής”, τα οποία βασίζονται στην απόσταση μεταξύ του πομπού και του δέκτη, παρέχουν πολύτιμες πληροφορίες για τον καθορισμό των επιπέδων στην ισχύ της εκπομπής, στην ευαισθησία του δέκτη και στον λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR). Οι απώλειες εξαρτώνται άμεσα από την ύπαρξη ή μη οπτικής επαφής (LOS: Line Of Sight) ανάμεσα στον πομπό και στον δέκτη.^[3] Αρκετά μοντέλα έχουν αναπτυχθεί για τον υπολογισμό των απωλειών

διαδρομής. Πιο κάτω αναπτύσσουμε δύο γενικά μοντέλα, αυτό του ελεύθερου χώρου και αυτό της επίπεδης επιφάνειας καθώς διάφορα εμπειρικά και ημιεμπειρικά μοντέλα που έχουν προταθεί.

2.1.3.1 Το μοντέλο του ελεύθερου χώρου (free – space)

Αν μία κεραία εκπομπής βρίσκεται στον ελεύθερο χώρο, δηλ. μακριά από τη γη ή οποιαδήποτε εμπόδια και έχει κέρδος G_T στην κατεύθυνση της κεραίας λήψης, τότε η πυκνότητα ενέργειας (ενέργεια ανά μονάδα επιφάνειας) σε μια απόσταση d προς αυτή την κατεύθυνση είναι:

$$W = \frac{P_T \cdot G_T}{4\pi d^2}$$

Η διαθέσιμη ισχύς της κεραίας λήψης P_R , της οποίας το κέρδος είναι G_R και έχει ενεργό περιοχή A είναι κατά συνέπεια:

$$P_R = W \cdot A = \frac{P_T \cdot G_T}{4\pi d^2} \cdot \frac{\lambda^2 \cdot G_R}{4\pi}$$

όπου P_T η ισχύς της κεραίας εκπομπής.

Από την πιο πάνω εξίσωση μπορούμε να πάρουμε την εξίσωση του ελεύθερου χώρου ή εξίσωση του Friis ως εξής [6]:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T \cdot G_R \cdot \left[\frac{\lambda}{4\pi d} \right]^2 = G_T \cdot G_R \cdot \left[\frac{c}{4\pi f d} \right]^2$$

όπου $c=3 \times 10^8$ m/sec η ταχύτητα του φωτός, f η συχνότητα λειτουργίας και d η απόσταση ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη. Ισχύει $c=\lambda f$.

Η απώλεια διάδοσης ελεύθερου χώρου εκφράζεται σε db και δίνεται από την πιο κάτω εξίσωση:

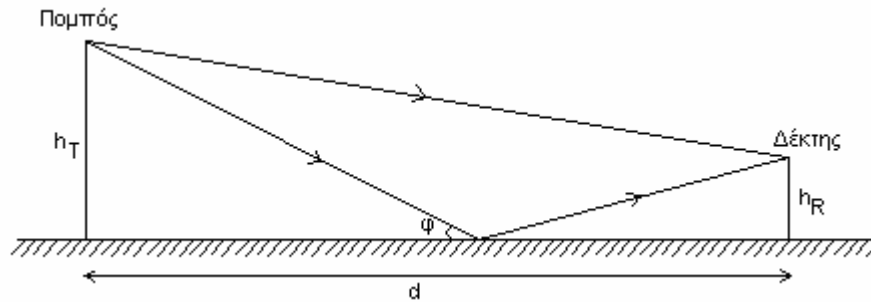
$$L_F (dB) = 10 \log_{10} \frac{P_R}{P_T} = 10 \log_{10} G_T + 10 \log_{10} G_R - 20 \log_{10} f - 20 \log_{10} d + k$$

,όπου

$$k = 20 \log_{10} \left(\frac{3 \times 10^8}{4\pi} \right) = 147.6 dB$$

2.1.3.2 Το μοντέλο της επίπεδης επιφάνειας (plane earth)

Για αποστάσεις μικρότερες από μερικές δεκάδες χιλιομέτρων μπορούμε συνήθως να παραλείψουμε την καμπυλότητα της γης και να δεχθούμε ότι είναι ομαλή και επίπεδη όπως φαίνεται στο πιο κάτω σχήμα:



Σχήμα 2.14: Διάδοση πάνω από επίπεδη επιφάνεια [6]

Παραδεχόμαστε επιπρόσθετα ότι έχουμε επίπεδη πρόσπτωση έτσι ώστε ο συντελεστής ανάκλασης $\rho = -1$ και το πεδίο παίρνει την εξής μορφή:

$$E = E_d [1 - \exp(-j\Delta\phi)] = E_d [1 - \cos \Delta\phi + j \sin \Delta\phi]$$

όπου E_d το επίπεδο κύμα προς την κατεύθυνση του δέκτη στον ελεύθερο χώρο.

Επομένως το μέτρο της εντάσεως γράφεται ως εξής:

$$|E| = |E_d| \left[1 + \cos^2 \Delta\phi - 2 \cos \Delta\phi + \sin^2 \Delta\phi \right]^{1/2} = 2 |E_d| \sin \frac{\Delta\phi}{2}$$

Χρησιμοποιώντας στη συνέχεια την παρακάτω εξίσωση:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi}{\lambda} \Delta R = \frac{4\pi h'_T h'_R}{\lambda d}$$

με $h'_T = h_T$ και $h'_R = h_R$ παίρνουμε:

$$|E| = 2 |E_d| \sin \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \right)$$

Η λαμβανόμενη ισχύς από τον δέκτη P_R είναι ανάλογη του E^2 έτσι:

$$P_R = 4 |E_d|^2 \sin^2 \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \right) = 4 P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 G_T G_R \sin^2 \left(\frac{2\pi h_T h_R}{\lambda d} \right)$$

Όταν $d \ll h_T, h_R$ μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την εξίσωση της επίπεδης επιφάνειας η οποία προκύπτει ως εξής:

$$\frac{P_R}{P_T} = G_T \cdot G_R \left(\frac{h_T h_R}{d^2} \right)^2$$

Η απώλεια διάδοσης πάνω από επίπεδη επιφάνεια εκφράζεται σε db και δίνεται από την πιο κάτω εξίσωση:

$$L_{PE} (dB) = 10 \log_{10} \frac{P_R}{P_T} = 10 \log_{10} G_T + 10 \log_{10} G_R + 20 \log_{10} h_T + 20 \log_{10} h_R - 40 \log_{10} d$$

2.1.3.3 Απώλειες διαδρομής για διάδοση μη οπτικής επαφής

Τα περισσότερα επίγεια ασύρματα συστήματα λειτουργούν σε περιβάλλον μη-οπτικής επαφής (non-line-of-sight, NLOS) και οι συνθήκες διάδοσης ελευθέρου χώρου δεν πληρούνται.^[29] Τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαδίδονται σε πιο πολύπλοκα περιβάλλοντα, όπου ανακλώνται, περιθλώνται, ή διαχέονται από το έδαφος, τα κτίρια και άλλα αντικείμενα. Συνεπώς οι απώλειες διάδοσης δεν εξαρτώνται μόνο από την απόσταση και τη συχνότητα, αλλά και από τα ύψη των κεραιών κινητού σταθμού και του σταθμού βάσης, τα γεωμετρικά και τοπολογικά χαρακτηριστικά των σκεδαστών καθώς επίσης και από τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά τους.^[27]

Η πολυπλοκότητα των υπολογισμών, για την αναλυτική μοντελοποίηση για πολύπλοκα περιβάλλοντα, έχουν οδηγήσει στην ανάπτυξη προσεγγιστικών μοντέλων, τα οποία στοχεύουν στον χαρακτηρισμό του ραδιοδιαύλου και των απωλειών διάδοσης. Το απλούστερο όλων είναι ένα εκθετικό μοντέλο για τις απώλειες διάδοσης που υπολογίζει τη λαμβανόμενη ισχύ ως εξής [10]

$$P_R(d) = P_R(d_0) - 10n \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right)$$

όπου n: ο εκθέτης απωλειών διαδρομής. Τυπικές τιμές $3.5 \leq n \leq 5$ ενώ για την περίπτωση του ελευθέρου χώρου έχει τιμή 2

d: απόσταση μεταξύ κεραιών εκπομπής και λήψης

d₀: απόσταση αναφοράς ή απόσταση μέχρι την οποία ισχύει διάδοση LOS

Όμοια για τις απώλειες διαδρομής έχουμε:

$$L_F(dB) = L_F(d_0) + 10n \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0} \right)$$

2.1.3.4 Σκίαση

Η προηγούμενη εξίσωση δεν λαμβάνει υπόψη το γεγονός, ότι οι απώλειες στο περιβάλλον διάδοσης, μπορεί να είναι διαφορετικές σε δύο θέσεις όπου η απόσταση

μεταξύ πομπού και δέκτη είναι η ίδια. Λόγω της ανομοιομορφίας του περιβάλλοντος διάδοσης, η μέση ισχύς που λαμβάνεται σε διάφορες θέσεις του δέκτη που απέχουν ίδια απόσταση από τον πομπό είναι πολύ διαφορετική από εκείνη που υπολογίζεται αν χρησιμοποιήσουμε την πιο πάνω εξίσωση.

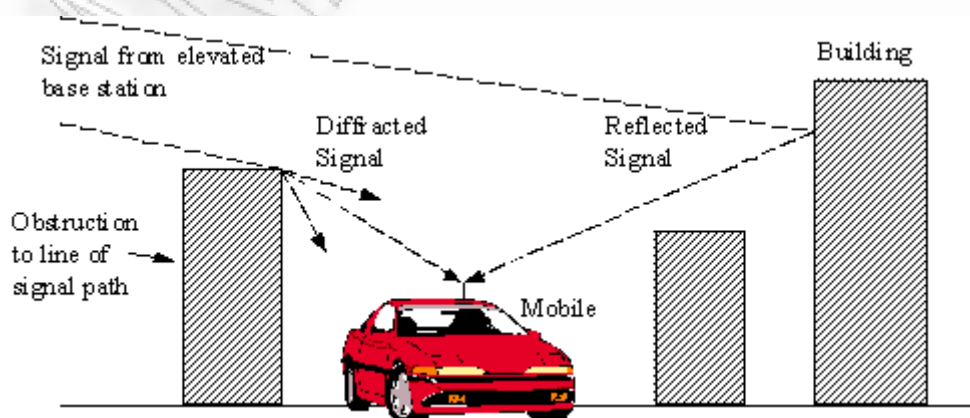
Μετρήσεις που έχουν γίνει από διάφορους ερευνητές έχουν δείξει, ότι για οποιαδήποτε τιμή του d , η τιμή των απωλειών διαδρομής $L_{FG}(d)$ σε μια συγκεκριμένη θέση είναι τυχαία μεταβλητή και έχει λογαριθμική-κανονική κατανομή γύρω από τη μέση τιμή απωλειών που υπολογίζεται βάσει της απόστασης. Δηλαδή έχουμε [7]

$$L_{FG}(d)(dB) = L_F(d) + X_\sigma = L_F(d_0) + 10n \cdot \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + X_\sigma$$

όπου X_σ είναι τυχαία μεταβλητή Gauss (σε dB) με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση σ (επίσης σε dB).

Η λογαριθμική-κανονική κατανομή περιγράφει τις τυχαίες επιδράσεις σκίασης που εμφανίζονται κατά τη διάρκεια μεγάλου αριθμού μετρήσεων σε θέσεις που έχουν μεν την ίδια απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη, αλλά έχουν διαφορετικούς βαθμούς αταξίας στη διαδρομή διάδοσης. Το φαινόμενο αυτό αναφέρεται και ως “λογαριθμική κανονική σκίαση”. Με απλά λόγια, η λογαριθμική-κανονική σκίαση συνεπάγεται ότι οι μετρούμενες στάθμες σήματος, για συγκεκριμένη απόσταση πομπού-δέκτη, έχουν κατανομή Gauss γύρω από τη μέση τιμή στάθμης που υπολογίζεται συναρτήσει της απόστασης από τη σχέση για διάδοση μη οπτικής επαφής.

Το σχήμα 2.15 παρουσιάζει μερικά από τα ραδιο αποτελέσματα διάδοσης που προκαλούν τη μείωση. Οποιαδήποτε αντικείμενα που εμποδίζουν τη γραμμή σήματος από τη συσκευή αποστολής σημάτων στο δέκτη μπορούν να προκαλέσουν τη μείωση.



Σχήμα 2.15 Ραδιο αποτελέσματα διάδοσης

Η φωτοσκίαση του σήματος μπορεί να εμφανιστεί όποτε υπάρχει μια παρεμπόδιση μεταξύ της συσκευής αποστολής σημάτων και του δέκτη. Προκαλείται γενικά από τα κτήρια και τους λόφους, και είναι ο σημαντικότερος περιβαλλοντικός παράγοντας μείωσης.

Η φωτοσκίαση είναι πιο άκαμπτη στις πυκνοκατοικημένες περιοχές, λόγω της σκίασης από τα κτήρια. Ωστόσο και οι λόφοι μπορούν να προκαλέσουν ένα μεγάλο πρόβλημα λόγω της μεγάλης σκιάς που παράγουν. Τα ράδιο σήματα διασπών τα όρια των παρεμποδίσεων, αποτρέποντας κατά συνέπεια την ολική σκίαση σημάτων πίσω από τους λόφους και τα κτήρια. Εντούτοις, το ποσό διάθλασης εξαρτάται από τη ραδιοσυχνότητα που χρησιμοποιείται, με τις χαμηλές συχνότητες να διασπών περισσότερο από' τι τα σήματα υψηλής συχνότητας. Κατά συνέπεια ειδικά τα σήματα υψηλής συχνότητας, οι εξαιρετικά υψηλές συχνότητες (UHF) και τα σήματα μικροκυμάτων απαιτούν τη θέα της γραμμής σήματος για την επαρκή δύναμη σημάτων.

Για να ξεπεράσουμε το πρόβλημα της σκίασης, οι συσκευές αποστολής σημάτων πρέπει να είναι συνήθως ανυψωμένες όσο το δυνατόν υψηλότερα για να ελαχιστοποιήσουν τον αριθμό παρεμποδίσεων. Τα τυπικά ποσά παραλλαγής στη μείωση λόγω της σκίασης παρουσιάζονται στον πίνακα 2.3.

Περιγραφή	Χαρακτηριστική μείωση λόγω σκίασης
Βαριά οικιστικό αστικό κέντρο	20dB παραλλαγή από οδό σε οδό
Προαστιακή περιοχή (λιγότερα μεγάλα κτήρια)	10dB μεγαλύτερη ισχύς σήματος από οικιστικό αστικό κέντρο
Ανοικτή αγροτική περιοχή	20dB μεγαλύτερη ισχύς σήματος από προαστιακές περιοχές
Παρατυπίες εκτάσεων και φύλλωμα δέντρων	3-12dB παραλλαγή δύναμης σημάτων

Πίνακας 2.3 Τυπική σκίαση σε ένα ράδιο κανάλι

2.1.3.5 Το μοντέλο Okumura – Hata

Βασισμένος στις αναφορές του Okumura, ο Hata ανέπτυξε ένα εμπειρικό μοντέλο για τον υπολογισμό της απώλειας του σήματος, το οποίο αποτελεί σήμερα το πιο ευρέως διαδεδομένο στο χώρο των ασύρματων επικοινωνιών. Η μέθοδος αυτή είναι εφαρμόσιμη κυρίως για συχνότητες 100-1500MHz και ισχύει για αποστάσεις 1-20km. Στη μέθοδο πρόβλεψης του Okumura, οι καμπύλες πρόβλεψης της έντασης του μέσου βασικού πεδίου (basic median field strength) δόθηκαν συναρτήσει των εξής παραμέτρων: ενεργό ύψος κεραίας σταθερού σταθμού h_b , συχνότητα f_c και ύψος κεραίας κινητού σταθμού h_m . Σύμφωνα με τον Hata, η βασική φόρμουλα για την απώλεια διάδοσης σε μια αστική περιοχή είναι η εξής [7]:

$$L_p (dB) = 69.55 + 26.16 \log_{10} f_c - 13.82 \log_{10} h_b - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_b) \log_{10} R$$

όπου h_b : 30-200m

h_m : 1-10m

R: η απόσταση σε km

f_c : η συχνότητα σε MHz

$a(h_m)$: ο διορθωτικός παράγοντας για το h_m και $a=0dB$ για $h_m=1.5m$

Σε μια μικρή μεσαία πόλη ο πιο πάνω διορθωτικός παράγοντας γίνεται:

$$a(h_m) = (1.1 \log_{10} f_c - 0.7) h_m - (1.56 \log_{10} f_c - 0.8) \quad (dB)$$

ενώ σε μια μεγάλη πόλη έχουμε:

$$\begin{aligned} a(h_m) &= 8.29(\log_{10}(1.54h_m))^2 - 1.10 \quad (dB), \quad f_c < 300MHz \\ &= 3.2(\log_{10}(11.75h_m))^2 - 4.97 \quad (dB), \quad f_c \geq 300MHz \end{aligned}$$

Ο προαστιακός διορθωτικός παράγοντας $K_r(dB)$, ο οποίος είναι η διαφορά μεταξύ της μέσης έντασης του πεδίου σε μια αστική περιοχή και αυτής σε μια προαστιακή περιοχή, δίνεται από την:

$$K_r (dB) = 2(\log_{10}(f_c/28))^2 + 5.4, \quad f_c : MHz$$

Έτσι η απώλεια διάδοσης σε μια προαστιακή περιοχή $L_{ps}(dB)$ θα υπολογιστεί από:

$$L_{ps} (dB) = L_p - K_r$$

Ο διορθωτικός παράγοντας ανοιχτής περιοχής $Q_r(dB)$ δίνεται από την:

$$Q_r (dB) = 4.78(\log_{10} f_c)^2 - 18.33 \log_{10} f_c + 40.94, \quad f_c : MHz$$

και η απώλεια διάδοσης $L_{po}(dB)$ από:

$$L_{po}(dB) = L_p - Q_r$$

Ως επέκταση του μοντέλου Okumura Hata, δημιουργήθηκε το μοντέλο Cost 231-Hata το οποίο ισχύει στην περιοχή των 1500-2000MHz αλλά χρησιμοποιείται και για μεγαλύτερες συχνότητες χωρίς μεγάλα σφάλματα, χάρη στην απλότητά του και την διαθεσιμότητα πολλών παραμέτρων. Στο μοντέλο αυτό οι απώλειες διάδοσης περιγράφονται από την πιο κάτω εξίσωση:

$$L_p(dB) = 46.3 + 33.9 \log_{10} f_c - 13.82 \log_{10} h_b - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log_{10} h_b) \log_{10} R + c_m$$

όπου f_c σε MHz και η παράμετρος c_m θεωρείται 0dB για προαστιακές και ανοικτές περιοχές και 3dB για αστικές περιοχές.

Η παράμετρος $a(h_m)$ ανάλογα με την περιοχή υπολογίζεται ως εξής:

➤ Αστική περιοχή: $a(h_m) = 3.2(\log_{10}(11.75h_m))^2 - 4.97$ (dB)

➤ Προαστιακή ή ανοικτή περιοχή:

$$a(h_m) = (1.1 \log_{10} f - 0.7)h_m - (1.56 \log_{10} f - 0.8)$$
 (dB)

Το μοντέλο Cost 231-Hata θεωρήθηκε το πιο κατάλληλο για να χρησιμοποιηθεί στην παρούσα εργασία για τον υπολογισμό των απωλειών διάδοσης για δίκτυα WLAN εξωτερικού χώρου, τα οποία λειτουργούν στην μπάνα των 2.4GHz (802.11b) και για τα δίκτυα UMTS, που λειτουργούν στις συχνότητες 1885-2025MHz και 2110-2200MHz.

2.1.3.6 Το μοντέλο “συντελεστή πατώματος” της ITU (floor factor model - ITU -R)

Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό των απωλειών διάδοσης σε εσωτερικούς χώρους όπου μια κεραία μέσα στο κτίριο χρησιμεύει ως σταθμός βάσης.^[39] Στον υπολογισμό αυτό λαμβάνεται ρητά υπόψη η απώλεια από τα πατώματα ενώ η απώλεια μεταξύ σημείων στον ίδιο όροφο συμπεριλαμβάνεται αλλάζοντας ένα παράγοντα n . Η φόρμουλα για τον υπολογισμό των απωλειών μετάδοσης με βάση αυτό το μοντέλο έχει ως εξής [7]:

$$L_T(dB) = 20 \log_{10} f_c [MHz] + 10n \log_{10} r [m] + L_f(n_f) - 28$$

όπου r η απόσταση και $L_f(n_f)$ ο παράγοντας διείσδυσης που εξαρτάται από τον αριθμό των πατωμάτων n_f .

Πιο κάτω δίνεται ένας πίνακας της ITU για τις τιμές του παράγοντα n και του παράγοντα $L_f(n_f)$ σε διάφορα περιβάλλοντα:

Table 13.1: Path loss exponents n for the ITU-R model (13.2)^a

Frequency [GHz]	Environment		
	Residential	Office	Commercial
0.9	–	3.3	2.0
1.2–1.3	–	3.2	2.2
1.8–2.0	2.8	3.0	2.2
4.0	–	2.8	2.2
60.0	–	2.2	1.7

^aThe 60 GHz figures apply only within a single room for distances less than around 100 m, since no wall transmission loss or gaseous absorption is included.

Table 13.2: Floor penetration factors, $L_f(n_f)$ [dB] for the ITU-R model (13.2)^a

Frequency [GHz]	Environment		
	Residential	Office	Commercial
0.9	–	9 (1 floor)	–
	–	19 (2 floors)	–
	–	24 (3 floors)	–
1.8–2.0	$4 n_f$	$15 + 4 (n_f - 1)$	$6 + 3 (n_f - 1)$

Πίνακας 2.4: Υπολογισμός των παραγόντων n και $L_f(n_f)$ [7]

Το μοντέλο αυτό θα χρησιμοποιήσουμε για τον υπολογισμό των απωλειών διάδοσης για ένα WLAN εσωτερικού χώρου. Αν και ο παράγοντας διείσδυσης δεν δίνεται για τα 2.4GHz, όπου λειτουργεί το 802.11b, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε την εξίσωση για τα 2GHz χωρίς μεγάλο σφάλμα. Άλλωστε το μοντέλο αυτό είναι κατάλληλο για αποστάσεις που φτάνουν μέχρι και το 1m και λαμβάνει υπόψη τις απώλειες λόγω της απόσβεσης που υπόκειται το σήμα από τους τοίχους και τα πατώματα του κτιρίου.

2.1.3.7 Το μοντέλο SUI (Stanford University Interim)

Λόγω του ότι το πρότυπο 802.16 λειτουργεί σε μεγάλες συχνότητες δεν μπορούμε να υπολογίσουμε τις απώλειες μετάδοσης με κάποιο από τα πιο πάνω μοντέλα. Στη συνέχεια αναπτύσσουμε ένα μοντέλο βασισμένο σε μια πρόταση της IEEE που περιγράφεται στο έγγραφο [IEEE802.16.3c_01/29r4] για τον υπολογισμό των “απωλειών διαδρομής” στο πρότυπο 802.16. Σύμφωνα με αυτό το μοντέλο οι απώλειες μετάδοσης υπολογίζονται ως εξής [6]:

$$L_p (dB) = A + 10\gamma \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + s, \quad d > d_0$$

όπου $A = 20 \log_{10}\left(\frac{4\pi d_0}{\lambda}\right)$ οι απώλειες ελευθέρου χώρου με απόσταση αναφοράς

$$d_0 = 100\text{m}$$

$$\gamma = \alpha - bh_b + \frac{c}{h_b} \text{ ο εκθέτης απωλειών διάδοσης}$$

h_b : το ύψος του σταθμού βάσης

a, b και c : σταθερές οι οποίες εξαρτώνται από το περιβάλλον της περιοχής και δίνονται στο πιο κάτω πίνακα για διάφορους τύπους περιοχών

s : παράγοντας που αντιπροσωπεύει το φαινόμενο της σκίασης, οι οποία περιγράφεται με lognormal κατανομή και τυπικές τιμές μεταξύ 8-10 dB.

Model Parameter	Terrain Type A: Hilly/moderate to heavy tree density	Terrain Type B: Hilly/light tree density or flat/moderate to heavy density	Terrain Type C: Flat/Light tree density
A	4.6	4	3.6
B	0.0075	0.0065	0.005
C	12.6	17.1	20

Πίνακας 2.5: Παράμετροι για διάφορους τύπους περιοχών [7]

Επειδή ο πιο πάνω υπολογισμός βασίζεται σε συχνότητες κοντά στα 2GHz και για κεραιές λήψης κοντά στα 2m πρέπει να συμπεριληφθούν και διορθωτικούς παράγοντες οι οποίοι είναι:

$$\Delta L_f (dB) = 6 \log_{10} \left(\frac{f_c}{2000} \right)$$

$$\Delta L_h (dB) = -10.8 \log_{10} \left(\frac{h_m}{2} \right) \text{ , για τις περιοχές τύπου A και B}$$

$$= -20 \log_{10} \left(\frac{h_m}{2} \right) \text{ , για τις περιοχές τύπου C}$$

όπου η συχνότητα είναι σε MHz και το ύψος της κεραιάς του κινητού σταθμού σε μέτρα.

Έτσι η εξίσωση των απωλειών διάδοσης γίνεται:

$$L_{p_{modified}} (dB) = L_p + \Delta L_f + \Delta L_h$$

Το μοντέλο αυτό μπορούμε να το χρησιμοποιήσουμε και για τον υπολογισμό των απωλειών διάδοσης σε WLANs εξωτερικού χώρου σε περιπτώσεις όπου το ύψος της κεραιάς του σταθμού βάσης είναι αρκετά μικρό. Γενικά όμως προτιμούμε το μοντέλο Cost 231-Hata γιατί πειραματικά έχει αποδειχθεί ότι αποτελεί μια πολύ καλή προσέγγιση [6].

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης σε ασύρματα κανάλια επικοινωνίας

3.1 Επίπτωση της εκλεκτικής εξασθένησης συχνότητας

Για κάθε ραδιομετάδοση, η φασματική απόκριση των καναλιών δεν είναι επίπεδη. Έχει πτώσεις ισχύος ή εξασθενίσεις στην απόκριση του καναλιού λόγω των ανακλάσεων που προκαλούν την ακύρωση ορισμένων συχνοτήτων στο δέκτη. Οι ανακλάσεις από τα κοντινά αντικείμενα (π.χ., έδαφος, κτήρια, δέντρα, κ.λπ...) μπορούν να οδηγήσουν στη λήψη σημάτων με παρόμοια ισχύ μέσω πολλαπλών διαδρομών. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε βαθιά μείωση της λαμβανόμενης ισχύος σήματος λόγω καταστρεπτικής άθροισης. Για τις στενές μεταδόσεις εύρους ζώνης εάν η ακύρωση στην απόκριση συχνότητας εμφανιστεί στην συχνότητα μετάδοσης, τότε ολόκληρο το σήμα μπορεί να χαθεί. Αυτό μπορεί να υπερνικηθεί εν μέρει με δύο τρόπους.

Πρώτον, με τη διαβίβαση ενός μεγάλου εύρους ζώνης σήματος ή ενός φάσματος ως CDMA, όπου μείωση ισχύος σε μέρος του φάσματος οδηγούν μόνο σε μία μικρή απώλεια δύναμης των σημάτων, παρά μια πλήρη απώλεια.

Δεύτερον, να χωριστεί η μετάδοση σε πολλούς μικρούς μεταφορείς εύρους ζώνης, όπως γίνεται σε μια μετάδοση COFDM/OFDM. Το αρχικό σήμα είναι εξαπλωμένο πάνω σε ένα ευρύ εύρος ζώνης κι έτσι οι ακυρώσεις στο φάσμα είναι πιθανό να έχουν επιπτώσεις μόνο σε έναν μικρό αριθμό μεταφορέων παρά σε ολόκληρο το σήμα. Οι πληροφορίες στους χαμένους μεταφορείς μπορούν να ανακτηθούν με τη χρησιμοποίηση των τεχνικών διορθώσεων λάθους.

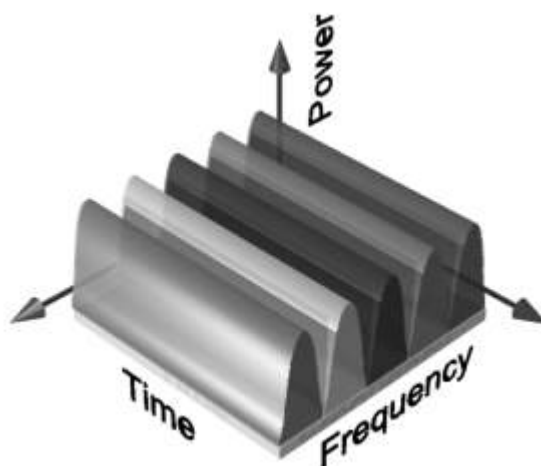
3.2 Τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης

Οι τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης χρησιμοποιούνται για να επιτρέψουν σε πολλούς ταυτόχρονους χρήστες να χρησιμοποιήσουν το ίδιο σταθερό ράδιο φάσμα εύρους ζώνης. Σε οποιοδήποτε ραδιοσύστημα, το εύρος ζώνης που διατίθεται σ' αυτό είναι πάντα περιορισμένο. Για τα κινητά τηλεφωνικά συστήματα το συνολικό εύρος ζώνης είναι χαρακτηριστικά 50 MHz, το οποίο είναι χωρισμένο στο μισό για να παρέχει τις μπροστινές και αντίστροφες συνδέσεις του συστήματος. Η διανομή του φάσματος απαιτείται για να αυξήσει την ικανότητα χρηστών οποιουδήποτε ασύρματου δικτύου. FDMA, TDMA και CDMA είναι οι τρεις σημαντικές μέθοδοι

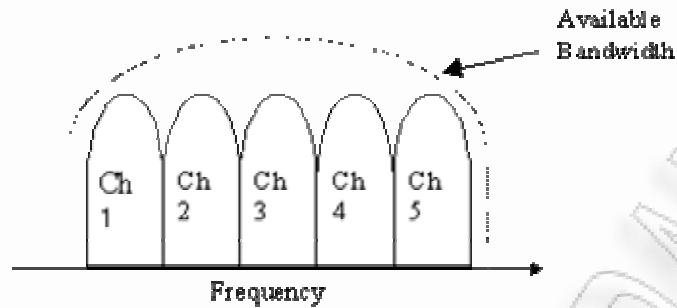
της διανομής του διαθέσιμου εύρους ζώνης σε πολλαπλάσιους χρήστες τους ασύρματους συστήματος. Υπάρχουν πολλές επεκτάσεις, και νόθες τεχνικές για αυτές τις μεθόδους, όπως OFDM, και τα νόθα συστήματα TDMA και FDMA. Εντούτοις, μια κατανόηση των τριών σημαντικών μεθόδων απαιτείται για την κατανόηση οποιωνδήποτε επεκτάσεων σε αυτές τις μεθόδους.

3.2.1 Πολλαπλάσια πρόσβαση με διαίρεση φάσματος

Για τα συστήματα που χρησιμοποιούν την πολλαπλάσια πρόσβαση με διαίρεση φάσματος (FDMA), το διαθέσιμο εύρος ζώνης υποδιαιρείται σε διάφορα στενότερα κανάλια φασματικών ζωνών. Σε κάθε χρήστη διατίθεται μια μοναδική ζώνη συχνότητας πάνω στην οποία μπορεί να διαβιβάσει και να λάβει. Κατά τη διάρκεια μιας κλήσης, κανένας άλλος χρήστης δεν μπορεί να χρησιμοποιήσει την ίδια ζώνη συχνότητας. Σε κάθε χρήστη διατίθεται ένα προωστικό κανάλι συνδέσεων (από το σταθμό βάσεων στο κινητό τηλέφωνο) και ένα αντίστροφο κανάλι (πίσω στο σταθμό βάσεων) και κάθε ένα είναι μια ενιαία σύνδεση τρόπων. Το διαβιβασθέν σήμα σε κάθε ένα από τα κανάλια είναι συνεχές επιτρέποντας τις αναλογικές μεταδόσεις. Το εύρος ζώνης καναλιών που χρησιμοποιείται στα περισσότερα συστήματα FDMA είναι χαρακτηριστικά χαμηλό (30KHz) δεδομένου ότι κάθε κανάλι πρέπει μόνο να υποστηρίξει έναν ενιαίο χρήστη. Το FDMA χρησιμοποιείται ως αρχική υποδιαίρεση των μεγάλων διατιθέμενων ζωνών συχνότητας και χρησιμοποιείται ως τμήμα των περισσότερων πολυδιαυλικών συστημάτων. Τα σχήματα 3.1 και 3.2 παρουσιάζουν την κατανομή του διαθέσιμου εύρους ζώνης σε διάφορα κανάλια.



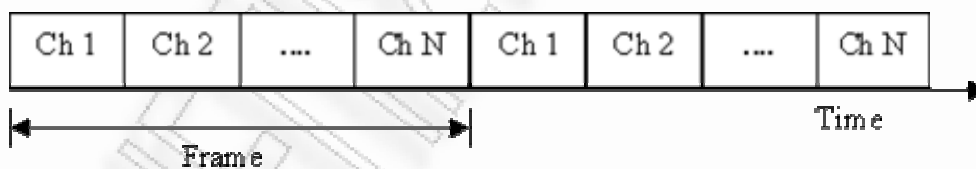
Σχήμα 3.1 FDMA δείχνοντας ότι το κάθε στενό κανάλι ζωνών διατίθεται σε έναν ενιαίο χρήστη



Σχήμα 3.2 FDMA φάσμα, όπου το διαθέσιμο εύρος ζώνης υποδιαιρείται στα στενότερα κανάλια ζωνών

3.2.2 Πολλαπλάσια πρόσβαση με διαίρεση χρόνου

Η πολλαπλάσια πρόσβαση με διαίρεση χρόνου (TDMA) διαιρεί το διαθέσιμο χρονικό διάστημα σε πολλαπλάσιες χρονικές περιόδους, δίνοντας σε κάθε χρήστη μια χρονική θυρίδα (time slot) στην οποία μπορεί να διαβιβάσει ή να λάβει πληροφορία. Το σχήμα 3.3 δείχνει το πώς οι χρονικές δίοδοι παρέχονται στους χρήστες σε μια στρογγυλή μόδα του Robin, με κάθε χρήστη να διανέμεται την δίοδο ενός χρόνου ανά πλαίσιο

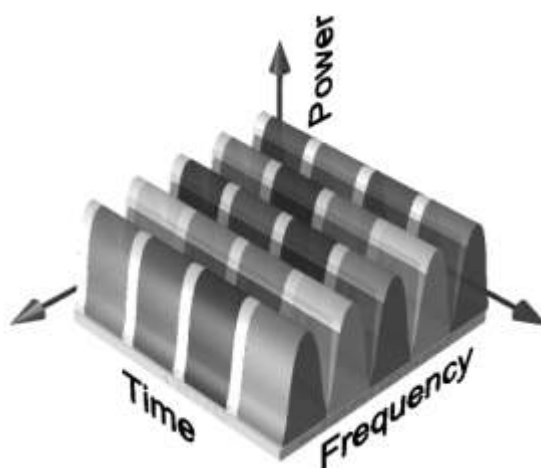


Σχήμα 3.3 TDMA σχέδιο όπου κάθε χρήστης διατίθεται μια μικρή χρονική δίοδο

Η είσοδος στοιχείων που πρόκειται να διαβιβασθούν, αποθηκεύεται πάνω από το προηγούμενο πλαίσιο και η ενθυλάκωση διαβιβάζεται σε ένα υψηλότερο ρυμό κατά τη διάρκεια της χρονικής δίόδου για το κανάλι. Το TDMA δεν μπορεί να στείλει άμεσα τα αναλογικά σήματα που οφείλονται στην αποθήκευση που απαιτείται, κατά συνέπεια χρησιμοποιείται μόνο για τη διαβίβαση των ψηφιακών στοιχείων. Το TDMA παρουσιάζει τα προβλήματα των πολλαπλών διαδρομών δεδομένου ότι ο ρυθμός μετάδοσης είναι γενικά πολύ υψηλός, με συνέπεια τη σημαντική διασ-συμβολική παρεμβολή

Το TDMA χρησιμοποιείται κανονικά από κοινού με το FDMA για να υποδιαιρέσει το συνολικό διαθέσιμο εύρος ζώνης σε διάφορα κανάλια. Αυτό γίνεται για να μειώσει τον αριθμό χρηστών ανά κανάλι επιτρέποντας ένα χαμηλότερο ποσοστό στοιχείων να χρησιμοποιηθεί. Αυτό βοηθά να μειώσει την επίδραση της καθυστέρησης που διαδίδεται στη μετάδοση. Το σχήμα 1.9 παρουσιάζει τη χρήση TDMA με FDMA. Κάθε κανάλι βασισμένο σε FDMA, υποδιαιρείται περαιτέρω χρησιμοποιώντας TDMA, έτσι ώστε διάφοροι χρήστες μπορούν να διαβιβάσουν από ένα κανάλι.

Αυτός ο τύπος τεχνικής μετάδοσης χρησιμοποιείται από τα περισσότερα ψηφιακά κινητά τηλεφωνικά συστήματα δεύτερης γενεάς. Για το GSM, το συνολικό διαθέσιμο εύρος ζώνης 25MHz διαιρείται σε 125, 200kHz κανάλια που χρησιμοποιούν FDMA. Αυτά τα κανάλια υποδιαιρούνται έπειτα περαιτέρω με τη χρησιμοποίηση TDMA έτσι ώστε κάθε κανάλι 200kHz επιτρέπει 8-16 χρήστες.

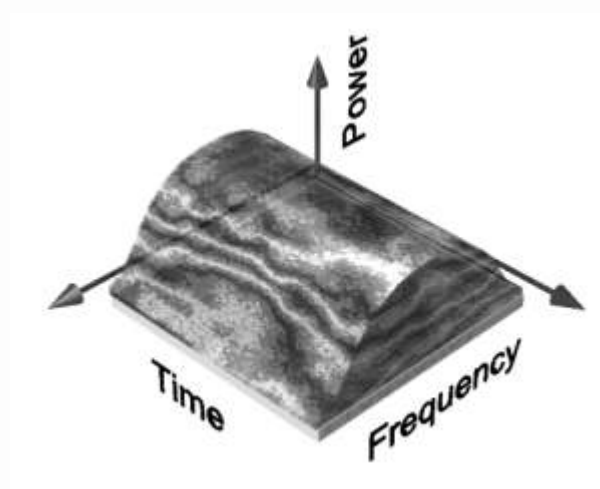


Σχήμα 3.4 TDMA channels και χρονικές θυρίδες

3.2.3 Πολλαπλάσια πρόσβαση με διαίρεση κώδικα

Η πολλαπλάσια πρόσβαση τμήματος κώδικα (CDMA) είναι μια τεχνική διάδοσης φάσματος που δεν χρησιμοποιεί ούτε τα κανάλια συχνότητας ούτε τις χρονικές θυρίδες. Με τη χρήση CDMA, το στενό μήνυμα ζωνών (χαρακτηριστικά μεταλλαγμένα στοιχεία φωνής) πολλαπλασιάζεται με ένα μεγάλο σήμα εύρους ζώνης που είναι ένας ψευδό τυχαίος κώδικας θορύβου (κώδικας PN). Όλοι οι χρήστες σε ένα σύστημα CDMA χρησιμοποιούν την ίδια ζώνη συχνότητας και διαβιβάζουν ταυτόχρονα. Το διαβιβασθέν σήμα επανακτάται συσχετίζοντας το λαμβανόμενο σήμα

με τον κώδικα PN που χρησιμοποιείται από τη συσκευή αποστολής σημάτων. Το σχήμα 3.5 παρουσιάζει γενική χρήση του φάσματος χρησιμοποιώντας CDMA.



Σχήμα 3.5 Code division multiple access (CDMA)

Η τεχνολογία CDMA αναπτύχθηκε αρχικά από τους στρατιωτικούς κατά τη διάρκεια του Β παγκόσμιου πολέμου. Οι ερευνητές κεντρίστηκαν στο να ψάξουν να βρουν τρόπους που θα ήταν ασφαλείς και θα δούλευαν σε περίπτωση μπλοκαρίσματος. Μερικές από τις ιδιότητες που έχουν καταστήσει το CDMA χρήσιμο είναι:

- Κρύψιμο και μη παρέμβαση σημάτων με τα υπάρχοντα συστήματα.
- Αντί-μπλοκάρισμα και απόρριψη παρέμβασης
- Ασφάλεια πληροφοριών
- Ακριβής έκταση
- Πολλαπλάσια πρόσβαση χρηστών
- Ανοχή πολλαπλών διαδρομών

Για πολλά χρόνια, η τεχνολογία φάσματος εξετάστηκε απλώς για τις στρατιωτικές εφαρμογές. Εντούτοις, με τις γρήγορες εξελίξεις LSI και VLSI στα σχέδια, τα εμπορικά συστήματα αρχίζουν να χρησιμοποιούνται.

3.2.3.1 Κέρδος διαδικασίας CDMA

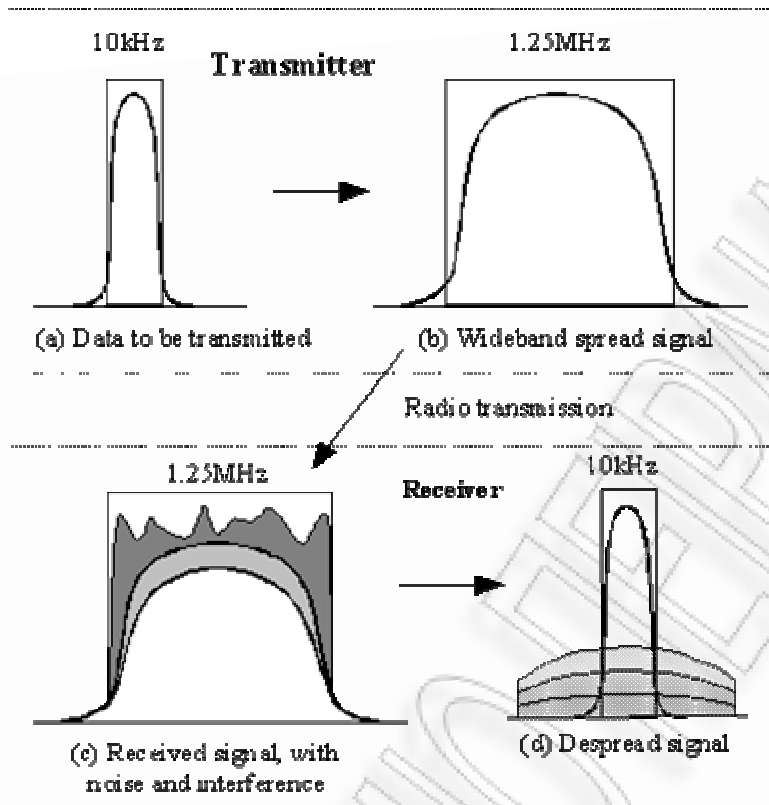
Μια από τις σημαντικότερες έννοιες που απαιτούνται προκειμένου να γίνουν κατανοητές οι τεχνικές φάσματος διάδοσης είναι η ιδέα του κέρδους διαδικασίας. Το κέρδος διαδικασίας ενός συστήματος είναι ίσο με την αναλογία του εύρους ζώνης του φάσματος διάδοσης που χρησιμοποιείται, στο αρχικό εύρος ζώνης πληροφοριών. Κατά συνέπεια, το κέρδος διαδικασίας μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$G_p = \frac{BW_{RF}}{BW_{info}} \quad (3.1)$$

όπου το BW_{RF} είναι το διαβιβασθέν εύρος ζώνης αφού έχουν διαδοθεί τα δεδομένα και οι πληροφορίες BW_{info} είναι το εύρος ζώνης των πληροφοριών που στέλνονται.

Το σχήμα 3.6 παρουσιάζει τη διαδικασία μιας μετάδοσης CDMA. Το στοιχείο που είναι για να διαβιβασθεί (α) διαδίδεται πριν από τη μετάδοση με τη διαμόρφωση των στοιχείων χρησιμοποιώντας έναν κώδικα PN. Αυτό διευρύνει το φάσμα όπως φαίνεται στο (β) μέρος. Σε αυτό το παράδειγμα το κέρδος διαδικασίας είναι 125 δεδομένου ότι το εύρος ζώνης φάσματος διάδοσης είναι 125 φορές μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης δεδομένων. Το μέρος (γ) παρουσιάζει το λαμβανόμενο σήμα. Αυτό αποτελείται από το απαραίτητο σήμα, συν τον παρασιτικό θόρυβο, και οποιαδήποτε παρέμβαση από άλλους χρήστες CDMA ή ράδιο πηγές. Το λαμβανόμενο σήμα ανακτάται με τον πολλαπλασιασμό του σήματος με τον αρχικό κώδικα διάδοσης. Αυτή η διαδικασία αναγκάζει το επιθυμητό λαμβανόμενο σήμα να ξαναγυρίσει πίσω στα αρχικά διαβιβασθέντα στοιχεία.

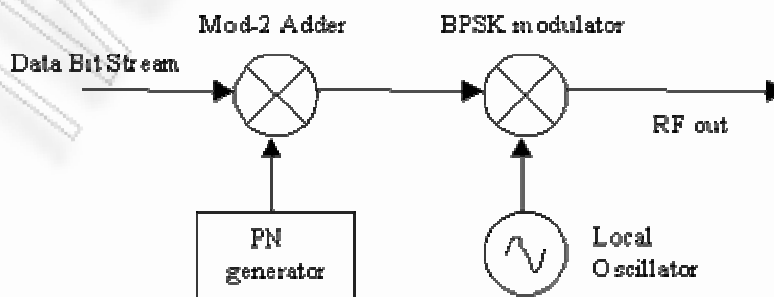
Εντούτοις, όλα τα άλλα σήματα που δεν σχετίζονται με τον κώδικα διάδοσης PN, διαδίδονται περισσότερο. Το επιθυμητό σήμα στο (δ) μέρος φιλτράρεται έπειτα αναιρώντας τα ευρέα σήματα παρέμβασης και θορύβου διάδοσης.



Σχήμα 3.6 Basic CDMA transmission.

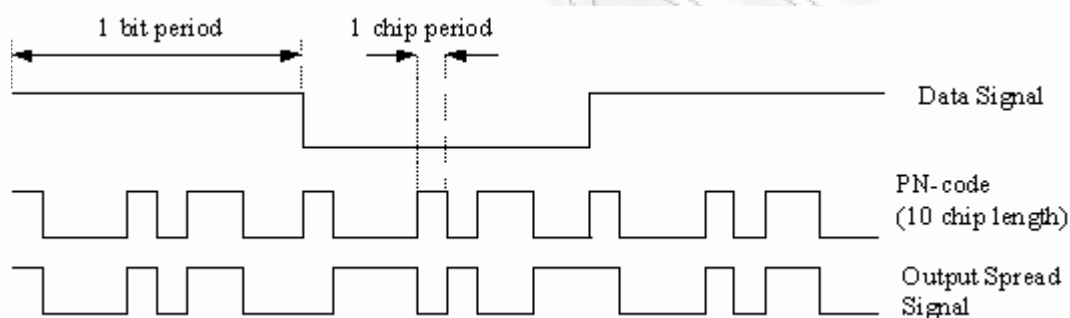
3.2.3.2 Παραγωγή CDMA

Το CDMA επιτυγχάνεται με τη διαμόρφωση του σήματος δεδομένων από μια ψευδή τυχαία ακολουθία θορύβου (κώδικας PN), η οποία έχει ένα ρυθμό τσιπ υψηλότερο από το bit rate των δεδομένων. Η ακολουθία κώδικα PN είναι μια ακολουθία μονάδων και μηδενικών (αποκαλούμενων τσιπ), οι οποίες εναλλάσσονται σε μια τυχαία μέθοδο. Η διαμόρφωση των στοιχείων με αυτήν την ακολουθία PN παράγει το σήμα CDMA. Το σήμα CDMA παράγεται με τη διαμόρφωση των στοιχείων από την ακολουθία PN. Η διαμόρφωση εκτελείται πολλαπλασιάζοντας τα στοιχεία (χειριστής XOR για τα δυαδικά σήματα) με την ακολουθία PN. Το σχήμα 3.7 παρουσιάζει τη βασική συσκευή αποστολής σημάτων CDMA.



Σχήμα 3.7 Απλός άμεσος διαμορφωτής ακολουθίας

Ο κώδικας PN που χρησιμοποιείται για να διαδώσει τα δεδομένα μπορεί να είναι δύο κύριων τύπων. Ένας σύντομος κώδικας PN (χαρακτηριστικά 10-128 τσιπ στο μήκος) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να διαμορφώσει κάθε κομμάτι δεδομένων. Ο σύντομος κώδικας PN κατόπιν επαναλαμβάνεται για κάθε κομμάτι δεδομένων επιτρέποντας το γρήγορο και απλό συγχρονισμό του δέκτη. Το σχήμα 3.8 παρουσιάζει την παραγωγή ενός σήματος CDMA χρησιμοποιώντας έναν σύντομο κώδικα μήκους 10-τσιπ. Εναλλακτικά μπορεί να χρησιμοποιηθεί ένας μακροχρόνιος κώδικας PN. Οι μακροχρόνιοι κώδικες είναι γενικά χιλιάδες στα εκατομμύρια των τσιπ στο μήκος. Κατά συνέπεια επαναλαμβάνεται μόνο σπάνια. Λόγω αυτού είναι χρήσιμοι για την προστιθέμενη ασφάλεια δεδομένου ότι είναι δυσκολότερο να αποκωδικοποιηθούν.



Σχήμα 3.8 Άμεσα σήματα ακολουθίας [12]

3.2.3.3 CDMA κωδικοποίηση για συνδέσεις βάσης με κινητό

Η σύνδεση από το σταθμό βάσης στο κινητό, ενός συστήματος CDMA, μπορεί να χρησιμοποιήσει τους ειδικούς ορθογώνιους κώδικες PN, αποκαλούμενους κώδικες Walsh, για το χωρισμό των πολλαπλάσιων χρηστών στο ίδιο κανάλι. Αυτοί είναι βασισμένοι σε μια μήτρα Walsh, η οποία είναι μια τετραγωνική μήτρα με δυαδικά στοιχεία και διαστάσεις που είναι μια δύναμη του 2. Παράγεται από τη βάση που Walsh (1) = $W_1 = 0$ και αυτό:

$$W_{2^n} = \begin{bmatrix} W_n & W_n \\ W_n & \overline{W_n} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

όπου το W_n είναι η μήτρα Walsh της διάστασης n , η οποία δημιουργείται επαναληπτικά από:

$$W_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

$$W_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Οι κώδικες Walsh είναι ορθογώνιοι, το οποίο σημαίνει ότι το εσωτερικό γινόμενο οποιονδήποτε δύο σειρών είναι μηδέν. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι για οποιεσδήποτε δύο σειρές ταιριάζει ακριβώς μισός αριθμός κομματιών και μισός όχι. Κάθε σειρά μιας μήτρας Walsh μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως κώδικας PN ενός χρήστη σε ένα σύστημα CDMA. Κάνοντας έτσι τα σήματα από κάθε χρήστη να είναι ορθογώνια σε κάθε άλλο χρήστη, δεν υπάρχει καμία παρεμβολή μεταξύ των σημάτων.

Εντούτοις, για να λειτουργήσουν οι κώδικες Walsh τα διαβιβασθέντα τσιπ από όλους τους χρήστες, πρέπει να συγχρονιστούν. Εάν ο κώδικας Walsh που χρησιμοποιείται από έναν χρήστη μετατοπίζεται εγκαίρως περισσότερο από περίπου το 1/10 της περιόδου τσιπ, όσον αφορά όλους τους άλλους κώδικες Walsh, χάνει την ορθογώνια φύση του με συνέπεια την παρέμβαση διά-χρηστών. Αυτό δεν είναι ένα πρόβλημα για την απευθείας σύνδεση καθώς τα σήματα για όλους τους χρήστες προέρχονται από το σταθμό βάσεων, εξασφαλίζοντας ότι όλο το σήμα παραμένει συγχρονισμένο.

3.2.3.4 CDMA κωδικοποίηση για συνδέσεις χρήστη με βάση

Η αντίστροφη σύνδεση είναι διαφορετική με την μπροστινή (forward) σύνδεση επειδή τα σήματα από κάθε χρήστη δεν προέρχονται από μια ίδια πηγή όπως στην μπροστινή σύνδεση. Η μετάδοση από κάθε χρήστη θα φθάσει σε έναν διαφορετικό χρόνο, λόγω της καθυστερημένης διάδοσης, και τα λάθη συγχρονισμού. Λόγω των αναπόφευκτων λαθών συγχρονισμού μεταξύ των χρηστών, υπάρχει λίγη σημασία στην κωδικοποίηση των κωδικών Walsh δεδομένου ότι δεν θα είναι πλέον ορθογώνιοι. Για αυτόν τον λόγο, χρησιμοποιούνται οι απλές ψευδο τυχαίες

ακολουθίες χαρακτηριστικά. Αυτές οι ακολουθίες επιλέγονται για να έχουν έναν χαμηλό διαγώνιο συσχετισμό για να ελαχιστοποιήσουν την παρέμβαση μεταξύ των χρηστών. Η ικανότητα είναι διαφορετική για τις μπροστινές και αντίστροφες συνδέσεις λόγω των διαφορών στη διαμόρφωση. Η αντίστροφη σύνδεση δεν είναι ορθογώνια, με συνέπεια τη σημαντική παρέμβαση διά-χρηστών. Για αυτόν τον λόγο το αντίστροφο κανάλι θέτει την ικανότητα του συστήματος.

3.2.4 Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

Ορθογώνια πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)

Η OFDM δεν είναι μια τεχνική εξάπλωσης φάσματος. Αντ' αυτού, η OFDM διαιρεί ένα σήμα πληροφορίας σε 52 ορθογώνια φέροντα υποσήματα μέσα σε ένα κανάλι 20 MHz και παρέχει ρυθμούς μετάδοσης 6, 9, 12, 18, 24, 36, 48 ή 54 Mbps. Οι ρυθμοί 6Mbps, 12Mbps, και 24Mbps είναι υποχρεωτικοί για όλα τα 802.11 συμβατά προϊόντα. Η τεχνική OFDM είναι εξαιρετικά αποδοτική και επιτρέπει την παροχή υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης και ελαχιστοποίηση του προβλήματος των πολλαπλών διαδρομών.

Στα ασύρματα πρότυπα 802.11a, μια ψευδοδυαδική ακολουθία στέλνεται μέσω 4 καναλιών αναφοράς, για να αποτρέψει την παραγωγή των φασματικών γραμμών. Τα υπόλοιπα 48 κανάλια παρέχουν ξεχωριστές ασύρματες διαδρομές για την παράλληλη αποστολή των πληροφοριών. Ένας διαμορφωτής μετατρέπει το δυαδικό σήμα σε ένα αναλογικό κυματοειδές, μέσω της χρήσης διαφορετικών τύπων διαμόρφωσης, ανάλογα με το ρυθμό μετάδοσης που επιλέγεται. Παραδείγματος χάριν με τη λειτουργία 6 Mbps, το PMD χρησιμοποιεί τη δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (Binary Phase Shift Keying, BPSK), η οποία μετατοπίζει τη φάση της κεντρικής συχνότητας μετάδοσης για να αντιπροσωπεύσει τα bits της πληροφορίας. Για υψηλότερους ρυθμούς, όπως 54Mbps, υιοθετείται η τετραγωνική διαμόρφωση πλάτους (Quadrature Amplitude Modulation, QAM) που χρησιμοποιεί διαφορετικά πλάτη της κεντρικής συχνότητας μετάδοσης για να αντιπροσωπεύσουν τα bits της πληροφορίας.

Το Coded Orthogonal Frequency Division Multiplexing (COFDM) είναι ίδιο με το OFDM με τη μόνη διαφορά να είναι στη κωδικοποίηση για διόρθωση λαθών που εφαρμόζεται στο σήμα πριν από τη μετάδοση. Έτσι πρόκειται να ξεπεραστούν τα λάθη στη μετάδοση λόγω των χαμένων μεταφορέων από την επιλεκτική εξασθένιση

συχνότητας και το θόρυβο. Για αυτή την συζήτηση οι όροι OFDM και COFDM χρησιμοποιούνται εναλλακτικά, δεδομένου ότι η κύρια εστίαση αυτής της εργασίας είναι το OFDM, αλλά υποτίθεται ότι οποιοδήποτε πρακτικό σύστημα θα χρησιμοποιήσει τη μπροστινή διόρθωση λάθους, κατά συνέπεια θα ήταν COFDM.

Σε FDMA κάθε χρήστη διατίθεται χαρακτηριστικά ένα ενιαίο κανάλι, το οποίο χρησιμοποιείται για να διαβιβάσει όλες τις πληροφορίες χρηστών. Το εύρος ζώνης κάθε καναλιού είναι χαρακτηριστικά 10 kHz-30 kHz για τις μεταδόσεις φωνής. Εντούτοις, το ελάχιστο απαιτούμενο εύρος ζώνης για την ομιλία είναι μόνο 3 kHz. Το διατιθέμενο εύρος ζώνης καθίσταται ευρύτερο και τότε απαιτείται το ελάχιστο ποσό για να αποτρέψει τα κανάλια από την παρεμπόδιση μεταξύ τους. Αυτό το πρόσθετο εύρος ζώνης είναι για να επιτρέψει τα σήματα από τα γειτονικά κανάλια που φιλτράρονται, και να επιτρέψουν οποιαδήποτε κλίση στην κεντρική συχνότητα της συσκευής αποστολής σημάτων ή του δέκτη. Σε ένα τυπικό σύστημα δαπανάται μέχρι και το 50% του συνολικού φάσματος λόγω του πρόσθετου διαστήματος μεταξύ των καναλιών. Αυτό το πρόβλημα γίνεται χειρότερο καθώς το εύρος ζώνης καναλιών γίνεται στενότερο, και το φάσμα συχνότητας αυξάνεται.

Τα περισσότερα ψηφιακά τηλεφωνικά συστήματα χρησιμοποιούν vocoders για να συμπίεσουν την μεταλλαγμένη ομιλία. Αυτό επιτρέπει μια αυξανόμενη ικανότητα συστημάτων λόγω μιας μείωσης του εύρους ζώνης που απαιτείται για κάθε χρήστη. Τα σημερινά vocoders απαιτούν ένα ρυθμό δεδομένων κάπου μεταξύ 4-13kbps, ανάλογα με την ποιότητα του ήχου και τον τύπο που χρησιμοποιείται. Κατά συνέπεια κάθε χρήστης απαιτεί μόνο ένα ελάχιστο εύρος ζώνης κάπου μεταξύ 2-7 KHz, χρησιμοποιώντας τη διαμόρφωση QPSK. Εντούτοις, ένα απλό FDMA δεν χειρίζεται τέτοια στενά εύρη ζώνης πολύ αποτελεσματικά. Το TDMA υπερνικά εν μέρει αυτό το πρόβλημα με τη χρησιμοποίηση των ευρύτερων καναλιών εύρους ζώνης, τα οποία χρησιμοποιούνται από διάφορους χρήστες. Οι πολλαπλάσιοι χρήστες έχουν πρόσβαση στο ίδιο κανάλι διαβιβάζοντας τα δεδομένα τους σε time slots. Κατά συνέπεια, πολλοί με χαμηλό ρυθμό δεδομένων μπορούν να συνδυαστούν μαζί για να διαβιβάσουν δεδομένα σε ένα ενιαίο κανάλι που έχει ένα εύρος ζώνης ικανοποιητικό έτσι ώστε το φάσμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποτελεσματικά. Υπάρχουν εντούτοις, δύο κύρια προβλήματα με το TDMA. Υπάρχουν γενικά έξοδα που συνδέονται με την αλλαγή μεταξύ των χρηστών λόγω του χρόνου που καταλαμβάνουν το κανάλι. Πρέπει να διατεθεί μια αλλαγή κατά τη διάρκεια του χρόνου για να επιτρέψει οποιαδήποτε ανοχή στον χρόνο έναρξης κάθε χρήστη, λόγω των παραλλαγών καθυστέρησης διάδοσης και των λαθών συγχρονισμού. Αυτό περιορίζει τον αριθμό

χρηστών που μπορεί να σταλεί αποτελεσματικά σε κάθε κανάλι. Επιπλέον, ο ρυθμός συμβόλων κάθε καναλιού είναι υψηλός (δεδομένου ότι το κανάλι χειρίζεται τις πληροφορίες από τους πολλαπλάσιους χρήστες) με συνέπεια τα προβλήματα με την πολλαπλών διαδρομών καθυστέρηση που διαδίδεται.

Το OFDM υπερνικά τα περισσότερα από τα προβλήματα και με FDMA και με TDMA. Το OFDM χωρίζει το διαθέσιμο εύρος ζώνης σε πολλά στενά κανάλια ζωνών (χαρακτηριστικά 100-8000). Οι μεταφορείς για κάθε κανάλι γίνονται ορθογώνιοι μεταξύ τους, επιτρέποντας τους έτσι να χωριστούν κατά πολύ κοντά διαστήματα. Συνεπώς, δεν υπάρχει καμία μεγάλη ανάγκη για τους χρήστες να είναι time multiplex όπως σε TDMA, για αυτό το λόγο δεν υπάρχει κανένα επιπλέον κόστος που συνδέεται με τη μετατροπή μεταξύ των χρηστών.

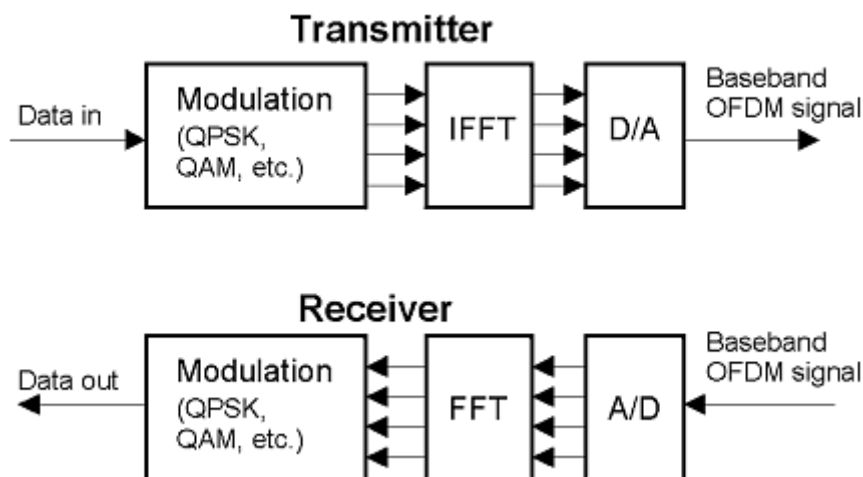
Ορθογωνιότητα (orthogonality) των μεταφορέων σημαίνει ότι κάθε μεταφορέας έχει έναν αριθμό ακέραιων αριθμών κύκλων κατά τη διάρκεια μιας περιόδου συμβόλων. Λόγω αυτού, το φάσμα κάθε μεταφορέα έχει έναν μηδενικό στη κεντρική συχνότητα κάθε ένας από τους άλλους μεταφορείς στο σύστημα. Αυτό οδηγεί σε καμία παρέμβαση μεταξύ των μεταφορέων, που επιτρέπει έπειτα να χωριστεί κατά διαστήματα όσο το δυνατόν πιο κοντά θεωρητικά. Αυτό υπερνικά το πρόβλημα του υπερυψωμένου διαστήματος μεταφορέων που απαιτείται σε FDMA. Κάθε μεταφορέας σε ένα σήμα OFDM έχει ένα πολύ στενό εύρος ζώνης (δηλ. 1 kHz), κατά συνέπεια ο λαμβανόμενος ρυθμός συμβόλων να είναι χαμηλός. Αυτό οδηγεί στο σήμα που έχει μια υψηλή ανοχή στην πολλαπλών διαδρομών καθυστέρηση που διαδίδεται, όπως η καθυστέρηση που διαδίδεται πρέπει να είναι πολύ μακροχρόνια για να προκαλέσει τη σημαντική διασυμβολική παρεμβολή (π.χ. > 100 sec).

3.2.4.1 Δημιουργία OFDM

Για να παραχθεί ένα σήμα OFDM, η σχέση μεταξύ όλων των μεταφορέων πρέπει να ελεγχθεί προσεκτικά για να διατηρήσει την ορθογωνικότητα των μεταφορέων. Για αυτόν τον λόγο OFDM παράγεται επιλέγοντας αρχικά το φάσμα που απαιτείται, βασισμένο στα δεδομένα εισόδου, και το χρησιμοποιούμενο σχέδιο διαμόρφωσης. Σε κάθε μεταφορέα που παράγεται ορίζονται μερικά στοιχεία που διαβιβάζονται. Το απαραίτητο εύρος και η φάση του μεταφορέα υπολογίζονται βάση της διαμόρφωσης (συνήθως BPSK, QPSK, ή QAM). Το απαραίτητο φάσμα μετατρέπεται έπειτα σε σήμα χρονικών περιοχών του, χρησιμοποιώντας έναν αντίστροφο μετασχηματισμό Φουριέ. Στις περισσότερες εφαρμογές, χρησιμοποιείται

ένας αντίστροφος γρήγορος μετασχηματισμός Φουριέ (IFFT). Το IFFT εκτελεί το μετασχηματισμό πολύ αποτελεσματικά, και εξασφαλίζει ότι τα σήματα τα σήματα μεταφορέων που παράγονται είναι ορθογώνια.

Ο γρήγορος μετασχηματισμός Fourier (FFT) μετασχηματίζει ένα κυκλικό σήμα χρονικών περιοχών στο ισοδύναμο φάσμα συχνότητάς του. Αυτό γίνεται με την εύρεση του ισοδύναμου κυματοειδούς, που παράγεται από ένα ποσό των ορθογώνιων ημιτονοειδών συστατικών. Το εύρος και η φάση των ημιτονοειδών συστατικών αντιπροσωπεύουν το φάσμα συχνότητας του σήματος χρονικών περιοχών. Το IFFT εκτελεί την αντίστροφη διαδικασία, που μετασχηματίζει ένα φάσμα (εύρος και φάση κάθε συστατικού) σε ένα σήμα χρονικών περιοχών. Ένα IFFT μετατρέπει έναν αριθμό σύνθετων data points, με μήκος μια δύναμη του 2, σε ένα σήμα χρονικών περιοχών με τον ίδιο αριθμό data points. Κάθε data point στο φάσμα συχνότητας το οποίο χρησιμοποιείται από έναν FFT ή IFFT ονομάζεται δοχείο (bin). Οι ορθογώνιοι μεταφορείς που απαιτούνται για το σήμα OFDM μπορούν να παραχθούν εύκολα με τον καθορισμό του εύρους και της φάσης κάθε δοχείου συχνότητας, εκτελώντας έπειτα το IFFT. Δεδομένου ότι κάθε δοχείο ενός IFFT αντιστοιχεί στο εύρος και τη φάση ενός συνόλου ορθογώνιων sinusoids, η αντίστροφη διαδικασία εγγυάται ότι οι μεταφορείς που παράγονται είναι ορθογώνιοι.



Σχήμα 3.9 Μετάδοση OFDM.

Το σχήμα 3.9 παρουσιάζει τη διαμόρφωση για μια βασική συσκευή αποστολής σημάτων OFDM και έναν δέκτη. Το σήμα που παράγεται είναι στη ζώνη βάσης και έτσι για να παραγάγει ένα σήμα RF, το σήμα πρέπει να φιλτραριστεί και να αναμιχθεί στην επιθυμητή συχνότητα μετάδοσης.

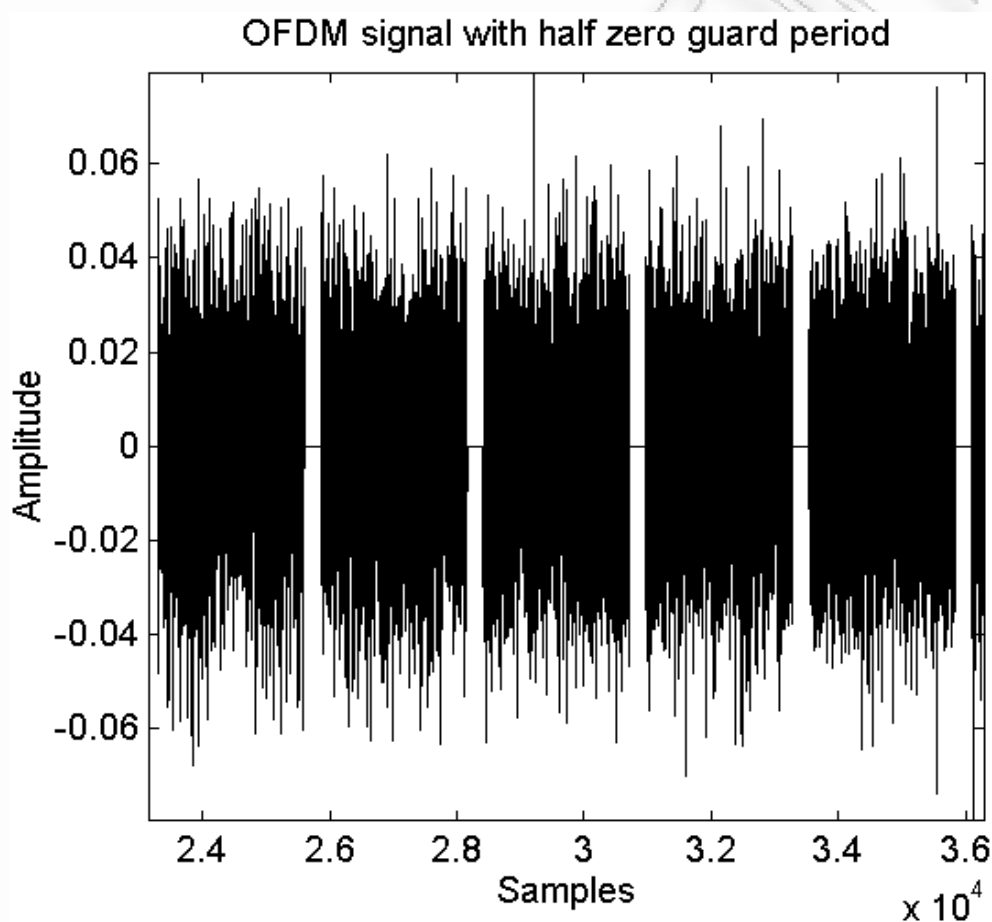
3.2.4.2 Προσθέτοντας Guard Period

Μια από τις σημαντικότερες ιδιότητες των μεταδόσεων OFDM είναι το υψηλό επίπεδο ευρωστίας της ενάντια στην πολλαπλών διαδρομών (*multipath*) καθυστέρηση που διαδίδεται. Αυτό είναι ένα αποτέλεσμα της μεγάλης περιόδου κατά την οποία χρησιμοποιήθηκε το σύμβολο, η οποία ελαχιστοποιεί την παρέμβαση συμβόλων. Το επίπεδο πολλαπλών διαδρομών ευρωστίας μπορεί να αυξηθεί περαιτέρω από την προσθήκη ενός guard period μεταξύ των διαβιβασθέντων συμβόλων. Το guard period δίνει χρόνο στα πολλαπλών διαδρομών (*multipath*) σήματα από το διαπερατό σύμβολο να εξουδετερωθούν προτού συγκεντρωθούν οι πληροφορίες από το τρέχον σύμβολο. Το αποτελεσματικότερο guard period που χρησιμοποιείται είναι μια κυκλική επέκταση του συμβόλου. Εάν ένας καθρέφτης στο τέλος του κυματοειδούς συμβόλου τεθεί εγκαίρως στην έναρξη του συμβόλου ως guard period, αυτό επεκτείνει αποτελεσματικά το μήκος του συμβόλου, διατηρώντας την ορθογωνικότητα του κυματοειδούς. Η χρησιμοποίηση αυτού του κυκλικού εκτεταμένου συμβόλου που τα δείγματα απαιτήσαν για την εκτέλεση του FFT (για να αποκωδικοποιήσουν το σύμβολο), μπορεί να ληφθεί οπουδήποτε πέρα από το μήκος του συμβόλου. Αυτό παρέχει την πολλαπλών διαδρομών ανοχή χρονικού συγχρονισμού ασυλίας καθώς επίσης και συμβόλων.

Εφ' όσον παραμένουν οι πολλαπλών διαδρομών ηχώ καθυστέρησης μέσα στη διάρκεια του guard period, δεν υπάρχει αυστηρά κανένας περιορισμός σχετικά με το επίπεδο σημάτων των ηχώ: μπορούν ακόμη και να υπερβούν το επίπεδο σημάτων της πιο σύντομης πορείας! Η ενέργεια σημάτων από όλες τις πορείες προστίθεται ακριβώς στην εισαγωγή στο δέκτη, και δεδομένου ότι το FFT είναι ενέργεια συντηρητική, ολόκληρη η διαθέσιμη δύναμη τροφοδοτεί τον αποκωδικοποιητή. Εάν η καθυστέρηση που διαδίδεται παρέμβαση είναι πιο μεγάλη από το guard interval τότε αρχίζουν να προκαλούν την παρέμβαση συμβόλων. Εντούτοις, υπό τον όρο ότι οι ηχώ είναι αρκετά μικρές δεν προκαλούν τα σημαντικά προβλήματα. Αυτό ισχύει τις περισσότερες φορές τις οποίες οι πολλαπλών διαδρομών ηχώ, καθυστερούν περισσότερο από ότι το guard period θα τις είχε ανακλάσει σε πολύ απομακρυσμένα αντικείμενα.

Είναι πιθανές και άλλες παραλλαγές των guard period. Μια πιθανή παραλλαγή είναι να έχει τη μισή περίοδο φρουράς μια κυκλική επέκταση του συμβόλου, όπως ανωτέρω, και το άλλο μισό να έχει μηδέν σήμα εύρους. Χρησιμοποιώντας αυτή τη μέθοδο τα σύμβολα μπορούν να προσδιοριστούν εύκολα. Αυτό επιτρέπει ενδεχομένως το συγχρονισμό συμβόλων που ανακτάται από το σήμα,

περικαλύπτοντας απλώς την ανίχνευση. Το μειονέκτημα της χρησιμοποίησης αυτής της μεθόδου guard period είναι ότι η μηδενική περίοδος δεν δίνει οποιαδήποτε πολλαπλών διαδρομών ανοχή, κατά συνέπεια το ενεργά αποτελεσματικό guard period διχοτομείται στο μήκος. Είναι ενδιαφέρον να σημειωθεί ότι αυτή η μέθοδος guard period δεν έχει αναφερθεί σε ερευνητικές εργασίες, και δεν είναι ακόμα σαφές εάν ο συγχρονισμός συμβόλων πρέπει να ανακτηθεί χρησιμοποιώντας αυτήν την μέθοδο.



Σχήμα 3.10 Τμήμα ενός σήματος OFDM

Το σχήμα 3.10 παρουσιάζει 5 σύμβολα ενός σήματος OFDM, που χρησιμοποιούν ένα guard period που είναι μισό κυκλική επέκταση του συμβόλου, και μισό μηδέν σήμα εύρους. (Για ένα σήμα που χρησιμοποιεί ένα 2048 σημείο συνολική περίοδος φρουράς FFT και 512 δειγμάτων).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Orthogonal Frequency Division Multiplexing Transmission Technology

Ένα κινητό ραδιοκάνάλι χαρακτηρίζεται από ένα πολλαπλών διαδρομών περιβάλλον εξασθένησης (*multipath fading*). Δηλαδή το προσφερθέν στον δέκτη σήμα περιέχει όχι μόνο ένα άμεσο ραδιοκύμα οπτικής επαφής, αλλά και έναν μεγάλο αριθμό αντανακλώμενων ραδιοκυμάτων που φθάνουν στον δέκτη σε διαφορετικές χρονικές στιγμές. Τα καθυστερημένα σήματα είναι ένα αποτέλεσμα των ανακλάσεων από τα χαρακτηριστικά γνωρίσματα εκτάσεων όπως τα δέντρα, οι λόφοι, τα βουνά, τα οχήματα, ή τα κτήρια. Αυτά τα ανακλώμενα και καθυστερημένα κύματα παρεμποδίζουν το άμεσο κύμα και προκαλούν την διασυμβολική παρεμβολή (*Intersymbol Interference, ISI*), η οποία προκαλεί σημαντική υποβάθμιση της επίδοσης των δικτύων. Ένα ασύρματο δίκτυο πρέπει να σχεδιαστεί με τέτοιο τρόπο ώστε να ελαχιστοποιηθούν αυτά τα δυσμενή αποτελέσματα.

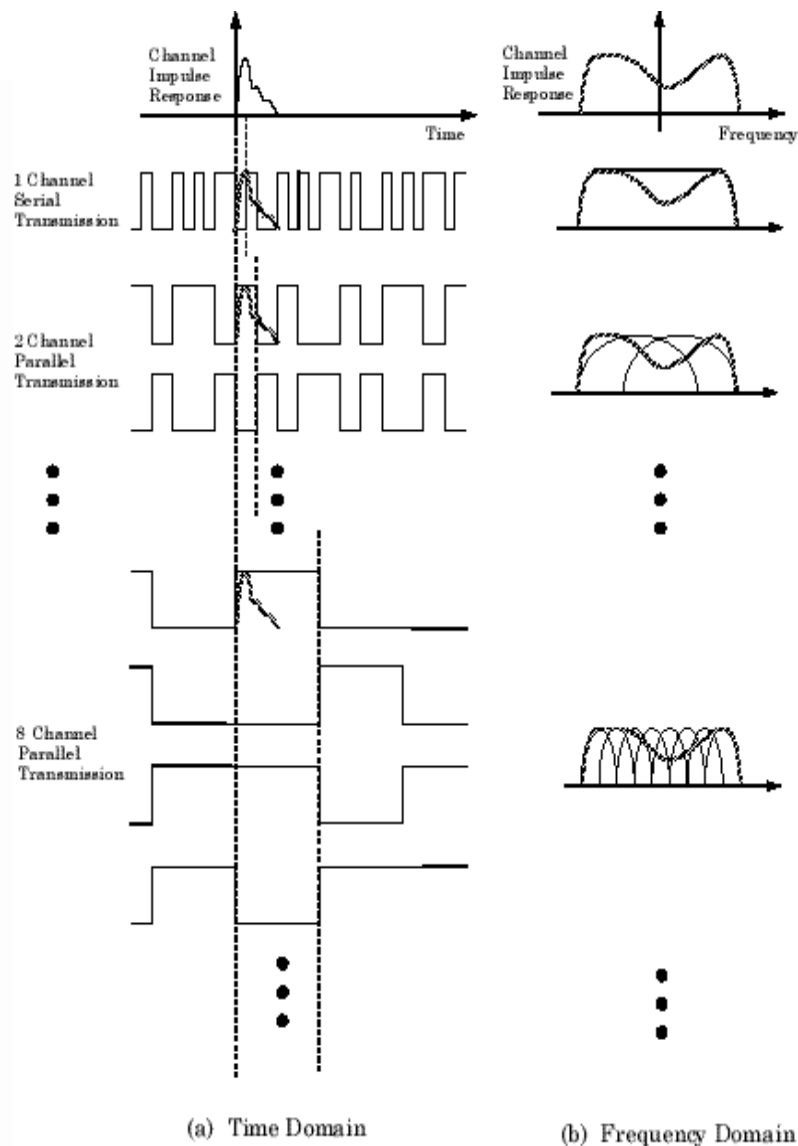
Πρόσφατα, έχουν πραγματοποιηθεί πολλές προσπάθειες ώστε να επεκταθούν οι διαθέσιμες υπηρεσίες μέσω των ενσύρματων δημόσιων δικτύων τηλεπικοινωνιών, σε κινητά, ασύρματα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα χρηστών. Αυτές οι προσπάθειες έχουν αυξήσει τις προσδοκίες ότι η ανάπτυξη της ευρυζωνικής κινητής επικοινωνίας είναι πιθανή. Για τα ευρυζωνικά συστήματα κινητής επικοινωνίας πολυμέσων, είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθεί η μετάδοση high-bit-rate για τουλάχιστον διάφορα μεγαμπίτ ανά δευτερόλεπτο (*Mbps*). Εντούτοις, εάν τα ψηφιακά στοιχεία διαβιβάζονται σε ένα ποσοστό διάφορων μεγαμπίτ ανά δευτερόλεπτο, ο χρόνος καθυστέρησης (*delay time*) των καθυστερημένων κυμάτων υπερβαίνει το ένα *symbol time*. Επειδή τα καθυστερημένα κύματα παρεμβάλλονται με τα άλλα σύμβολα, το αποτέλεσμα αυτής της παρεμβολής πρέπει να εξαλειφθεί στο λαμβανόμενο σήμα. Υπάρχουν διάφοροι τρόποι να επιτευχθεί αυτός ο στόχος.

Ένας τρόπος να εξισωθεί το λαμβανόμενο σήμα, είναι να χρησιμοποιηθούν προσαρμοστικές τεχνικές εξίσωσης στον δέκτη. Εντούτοις, στην πράξη, το να επιτύχει αυτήν την εξίσωση σε διάφορα μεγαμπίτ ανά δευτερόλεπτο με το συμπαγές και χαμηλού κόστους υλικό είναι αρκετά δύσκολο. Έτσι για να υπερνικηθεί ένα τέτοιο πολλαπλών διαδρομών περιβάλλον εξασθένησης και να επιτευχθεί ένα ασύρματο ευρυζωνικό σύστημα επικοινωνιών πολυμέσων, είναι δυνατό να χρησιμοποιηθεί ένα σχέδιο μετάδοσης OFDM.

Το OFDM είναι βασισμένο σε ένα παράλληλο σχέδιο μετάδοσης στοιχείων που μειώνει τα αποτελέσματα της πολλαπλών διαδρομών εξασθένισης και καθιστά τους σύνθετους εξισωτές περιττούς. Τα συστήματα OFDM αναμένεται να χρησιμοποιηθούν στη μελλοντική ραδιοφωνική αναμετάδοση και τα ασύρματα συστήματα του τοπικού LAN (WLAN). Παραδείγματος χάριν, το ETSI BRAN στην Ευρώπη, το IEEE802.11 στις Ηνωμένες Πολιτείες και το ARIB MMAC στην Ιαπωνία έχουν υιοθετήσει ήδη την τεχνολογία μετάδοσης OFDM ως φυσικό στρώμα για τα μελλοντικά ευρυζωνικά συστήματα WLAN. Στον τυποποιημένο κορμό (του OFDM), διάφορα συστήματα τηλεπικοινωνιών έχουν συγκριθεί ήδη με τη χρησιμοποίηση της προσομοίωσης σε υπολογιστή. Παρακάτω εξηγείται πώς παράγεται ένα OFDM σήμα, πώς διαμορφώνεται μια συσκευή αποστολής σημάτων OFDM και ένας δέκτης OFDM, και πώς αξιολογείται η απόδοση ποσοστού λάθους Bit Error Rate (*BER*) και Packet Error Rate (*PER*) από την προσομοίωση.

4.1 Η έννοια της Παράλληλης Μετάδοσης Φερόντων

Το πολλαπλών διαδρομών περιβάλλον εξασθένισης στο οποίο όχι μόνο ένα άμεσο σήμα μετάδοσης αλλά και πολλά αντανακλώμενα σήματα φθάνουν στον δέκτη σε διαφορετικούς χρόνους στη χρονική περιοχή χαρακτηρίζεται από μια κρουστική απόκριση καναλιού (*channel impulse response*), η οποία περιλαμβάνει τις πληροφορίες για τον σχετικό χρόνο όταν έφθασε το καθυστερημένο σήμα στον δέκτη, την ισχύ του σήματος, και τη φάση του σε σύγκριση με την δύναμη και τη φάση του άμεσου κύματος. Το σχήμα 4.1 παρουσιάζει ένα τυπικό impulse response της πολλαπλών διαδρομών εξασθένισης στις περιοχές χρόνου και συχνότητας.



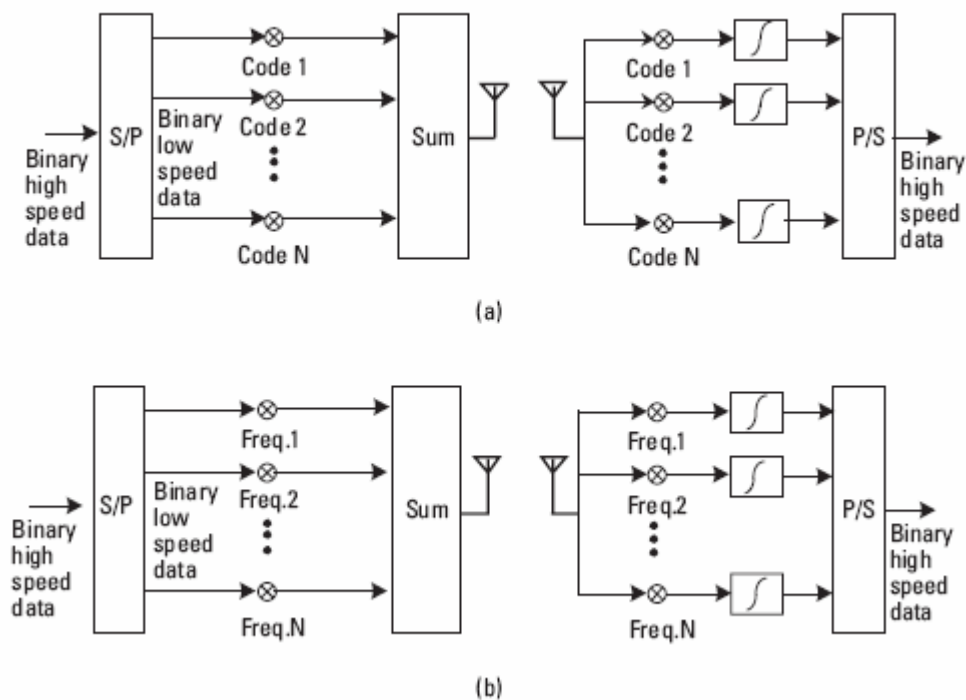
Σχήμα 4.1 Τυπική κρουστική απόκριση του multipath fading σε δύο περιπτώσεις: (a) time domain και (b) frequency domain.[14]

Παρατηρώντας το σχήμα στην περιοχή του χρόνου, πολλά σήματα με διαφορετικούς χρόνους άφιξης, ισχύ και φάση φτάνουν στον δέκτη. Αφετέρου, από το πεδίο της συχνότητας, το πολλαπλών διαδρομών περιβάλλον εξασθένισης χαρακτηρίζεται από την αύξηση κάποιων συχνοτήτων και την μείωση κάποιων άλλων. Εάν υπάρχει κινητός δέκτης, κατόπιν τα σχετικά επίπεδα δύναμης και οι μειώσεις των διάφορων πορειών υποδοχής θα αλλάξουν με το χρόνο. Ένα περιορισμένης ζώνης σήμα θα ποικίλει στην ποιότητα, καθώς οι κορυφές και η απόκριση συχνότητας θα κινηθούν γύρω από την περιοχή της συχνότητας. Θα υπάρξει επίσης μια αξιοπρόσεχτη παραλλαγή στη απόκριση φάσης, η οποία έχει

επιπτώσεις σε όλα τα συστήματα χρησιμοποιώντας την φάση ως μέσο σηματοδότησης.

Για να καταπολεμηθούν τα προβλήματα που προκαλούνται από την εξασθένιση πολλαπλών διαδρομών και να επιτευχθεί η ευρυζωνική επικοινωνία, είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθεί η παράλληλη μετάδοση, στην οποία τα high-speed σύμβολα μετατρέπονται σε αργά παράλληλα σύμβολα σε διάφορα κανάλια. Αυτά τα δεδομένα πολλαπλασιάζονται χρησιμοποιώντας διάφορες τεχνικές multiplexing για να ξεχωρίζουν τα subchannels. Έτσι έχουμε σαν αποτέλεσμα, ο χρόνος καθυστέρησης των καθυστερημένων κυμάτων να είναι κατά πολύ μικρότερος του 1 symbol time.

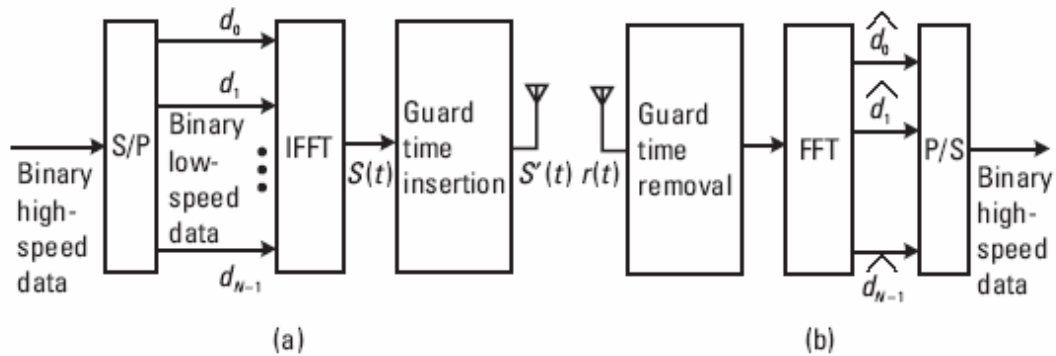
Για να διακρίνονται μεταξύ των subchannels, το frequency division multiplexing (FDM) και το code-division multiplexing (CDM) χρησιμοποιούνται συχνά. Σε μερικές περιπτώσεις, η πρώτη μέθοδος καλείται multicarrier μετάδοση, και η δεύτερη μέθοδος καλείται multicode μετάδοση. Το σχήμα 4.2 επεξηγεί τη διαμόρφωση δύο παράλληλων σχεδίων μετάδοσης. Το OFDM είναι μια multicarrier τεχνική μετάδοσης και είναι περισσότερο αποδοτική. Παρακάτω περιγράφεται η έννοια της μετάδοσης OFDM.



Σχήμα 4.2 Σύστημα παράλληλης μετάδοσης με: (a) multicode transmission and (b) multicarrier transmission [14]

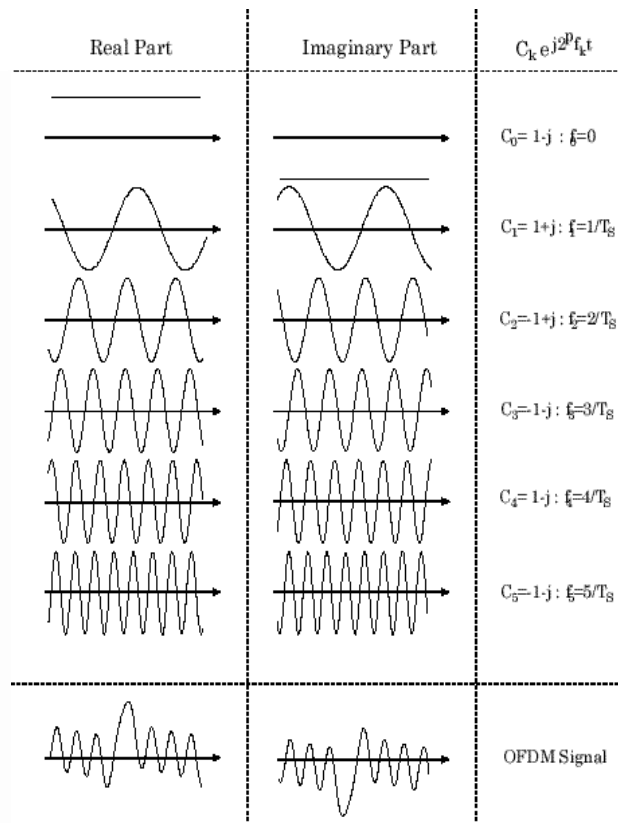
4.2 Διαμόρφωση Πομπού (transmitter configuration)

Το σχήμα 4.3 επεξηγεί τη διαμόρφωση ενός OFDM πομπού. Στον πομπό σημάτων, το διαβιβασθέν high-speed δεδομένο αρχικά μετατρέπεται σε παράλληλα στοιχεία από N subchannels. Κατόπιν, το διαβιβασθέν δεδομένο κάθε παράλληλου subchannel διαμορφώνεται από Psk διαμόρφωση.



Σχήμα 4.3 OFDM radio transmission system (a) transmitter and (b) receiver [14]

Στο σχήμα 4.4 παρατηρούμε τα κυματοειδή ενός πραγματικού μέρους και ενός φανταστικού μέρους ενός σήματος OFDM σε κάθε subchannel όταν $i=0,1, N-1$. Όπως φαίνεται στο σχήμα, το σήμα OFDM περιλαμβάνει πολλά φέροντα σήματα με δικές τους συχνότητες. Αυτό το σήμα OFDM τροφοδοτείται σε ένα κύκλωμα εισαγωγής guard time για την μείωση του ISI.



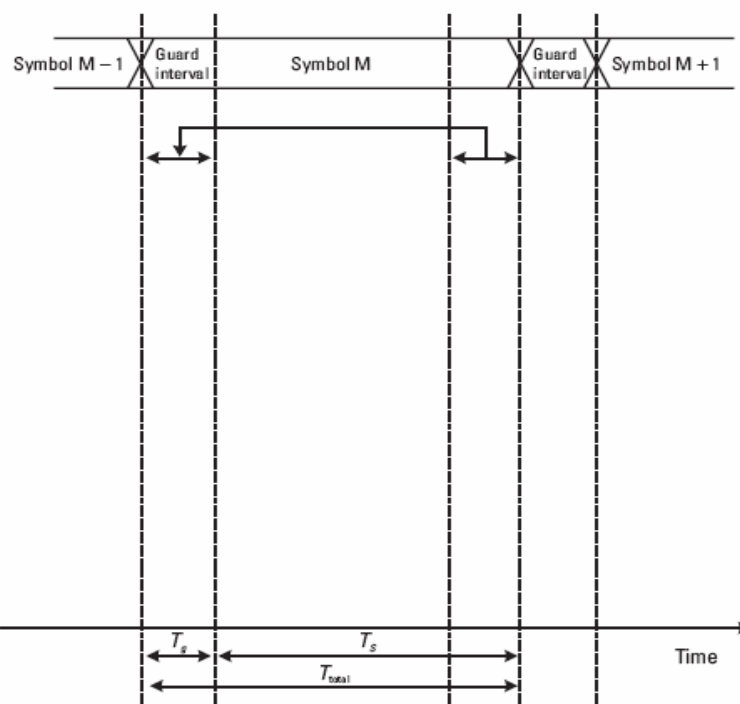
Σχήμα 4.4 OFDM transmission signal in each subchannel [14]

Θα περιγράψουμε τώρα το *guard interval*. Η ορθογωνικότητα των subchannels στο OFDM μπορεί να διατηρηθεί, και τα μεμονωμένα subchannels μπορούν να είναι εντελώς διαχωρισμένα, χρησιμοποιώντας ένα κύκλωμα FFT στον δέκτη όταν δεν υπάρχει ISI και ICI (*intercarrier interference*) που εισάγονται από τη μετάδοση παραμορφωμένων καναλιών. Στην πράξη, εντούτοις, αυτοί οι όροι δεν μπορούν να επιτευχθούν. Επειδή τα φάσματα ενός σήματος OFDM δεν είναι αυστηρά περιορισμένα στο εύρος, η παραμόρφωση, λόγω της πολλαπλών διαδρομών εξασθένισης, αναγκάζει κάθε subchannel να διαδώσει την ισχύ στα παρακείμενα κανάλια. Επιπλέον, ένα καθυστερημένο κύμα με τον χρόνο καθυστέρησης μεγαλύτερο από το χρόνο 11 συμβόλων διαφθείρει το επόμενο σύμβολο. Για να μειώσει την παραμόρφωση, μια απλή λύση είναι να αυξηθεί η διάρκεια συμβόλων ή ο αριθμός μεταφορέων. Εντούτοις, αυτή η μέθοδος μπορεί να είναι δύσκολο να εφαρμοστεί από την άποψη της σταθερότητας μεταφορέων ενάντια στην συχνότητα Doppler και το μέγεθος του FFT.

Ένας τρόπος να εξαλειφθεί το ISI είναι να δημιουργηθεί ένα κυκλικό εκτεταμένο *guard interval* όπου κάθε σύμβολο OFDM προηγείται περιοδικά του ίδιου του σήματος. Η συνολική διάρκεια συμβόλων είναι $T_{total} = T_g + T_s$, όπου T_g

είναι το guard interval. Το σχήμα 4.5 παρουσιάζει ένα χαρακτηριστικό guard interval. Κάθε σύμβολο αποτελείται από δύο μέρη. Ολόκληρο το σήμα περιλαμβάνεται στο ενεργό σύμβολο, το τελευταίο μέρος του οποίου επαναλαμβάνεται επίσης στη έναρξη του συμβόλου και καλείται guard interval (διάστημα φρουράς). Όταν το guard interval είναι μεγαλύτερο από την απάντηση ώθησης καναλιών, ή την πολλαπλών διαδρομών καθυστέρηση, η επίδραση ISI μπορεί να εξαλειφθεί. Εντούτοις, το ICI, ή η in-band εξασθένιση, υπάρχει ακόμα. Η αναλογία του guard interval στη χρήσιμη διάρκεια συμβόλων είναι εξαρτημένη από εφαρμογή. Επειδή η εισαγωγή ενός guard interval θα μειώσει τον ρυθμό απόδοσης των δεδομένων, T_g είναι συνήθως μικρότερο από το $T_s/4$. Μετά από την εισαγωγή ενός διαστήματος φρουράς, το σήμα OFDM δίνεται από τη σχέση :

$$s'(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \sum_{i=0}^{N-1} d_i(k) \exp(j2\pi f_i(t - kT_{\text{total}})) f'(t - kT_{\text{total}})$$



Σχήμα 4.5 Guard Interval [1]

όπου $f'(t)$ είναι το τροποποιημένο κυματοειδές κάθε συμβόλου που ορίζεται ως

$$f'(t) = \begin{cases} 1 & (-T_g \leq t \leq T_s) \\ 0 & (t < -T_g, t > T_s) \end{cases} \quad (4.1)$$

Το σήμα OFDM διαβιβάζεται στον δέκτη εντούτοις, τα διαβιβασθέντα στοιχεία, $s'(t)$, τροποποιούνται από την πολλαπλών διαδρομών εξασθένιση και AWGN. Στον δέκτη, το λαμβανόμενο σήμα δίνεται από τη σχέση :

$$r(t) = \int_0^{\infty} h(\tau, t) s(t - \tau) d\tau + n(t) \quad (4.2)$$

όπου $h(\tau, t)$ είναι το impulse response του ραδιοκαναλιού στον χρόνο t , και το $n(t)$ είναι ο θόρυβος AWGN.

4.2.1 Διαμόρφωση Δέκτη

Στον δέκτη, το λαμβανόμενο σήμα $r(t)$ φιλτράρεται από ένα bandpass φίλτρο, το οποίο υποτίθεται ότι είχε αρκετά ευρύ passband για να εισαγάγει μόνο την αμελητέα διαστρέβλωση στο σήμα. Ένας ορθογώνιος ανιχνευτής εφαρμόζεται κατόπιν στο σήμα όπου το σήμα είναι τροποποιημένο σε IF band. Έπειτα ένα κύκλωμα FFT εφαρμόζεται στο σήμα για να λάβει τους συντελεστές Fourier του σήματος στις περιόδους παρατήρησης $[iT_{total}, iT_{total} + T_s]$. Η έξοδος, $d(k)$, του κυκλώματος FFT του i th OFDM subchannel δίνεται από τη σχέση :

$$\hat{d}_i(k) = \frac{1}{T_s} \int_{kT_{total}}^{T_s + kT_{total}} r(t) \exp(-j2\pi f_i(t - kT_{total})) dt \quad (4.3)$$

Εάν μπορούμε να υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά του καθυστερημένου κύματος, $b(k)$, σε ένα πολλαπλών διαδρομών περιβάλλον εξασθένισης, μπορούμε να εξισώσουμε τα λαμβανόμενα στοιχεία ως εξής:

$$\hat{d}_i(k) = \frac{\hat{h}_i^*(k)}{\hat{h}_i(k)\hat{h}_i^*(k)} \hat{d}_i(k) \quad (4.4)$$

όπου * δείχνει την συνέλιξη.

Με τη σύγκριση του d_k και d_i (k) μπορούμε να υπολογίσουμε το Bit Error Rate (BER). Το BER εξαρτάται από το επίπεδο του θορύβου του δέκτη. Στη μετάδοση OFDM, συντηρείται η ορθογωνικότητα και η απόδοση BER εξαρτάται από το σχέδιο διαμόρφωσης σε κάθε subchannel. Επομένως, εάν χρησιμοποιείται BPSK, το BER κάτω από AWGN και one-path Rayleigh το κανάλι εξασθένισης είναι ίσα. Για τις άλλες είδους διαμορφώσεις, η εξάρτηση του BER παρουσιάζεται στον παρακάτω πίνακα.

BER Performance in Conventional Modulation Schemes

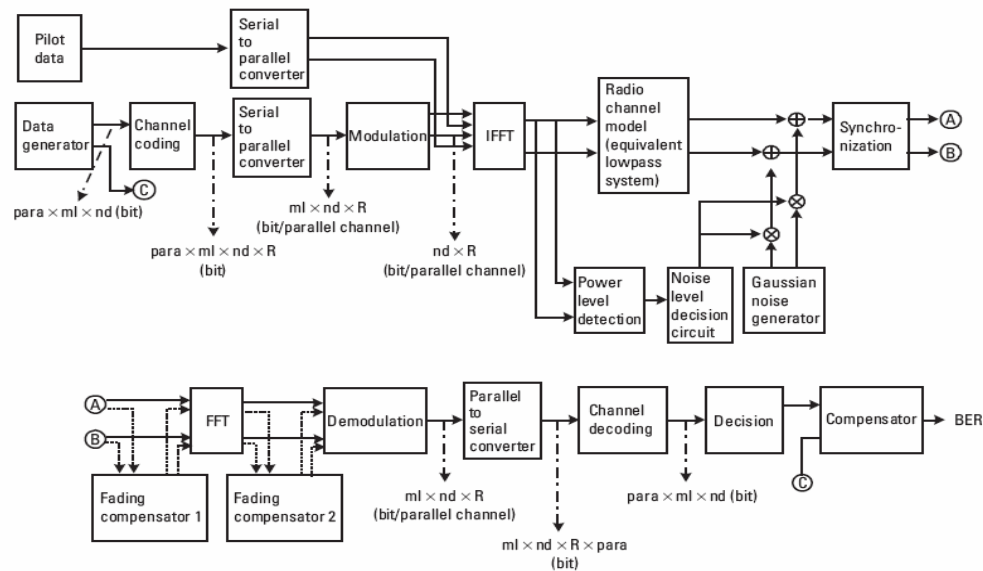
Modulation Scheme	Theoretical BER	
	AWGN	One-Path Rayleigh Fading
BPSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/N_0})$	$\frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{E_b/N_0}}} \right]$
QPSK	$\frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/N_0})$	$\frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{E_b/N_0}}} \right]$
16-QAM	$\frac{3}{8} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{2}{5}} E_b/N_0\right) - \frac{9}{24} \operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{2}{5}} E_b/N_0\right)$	$\frac{3}{8} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + 5/(2E_b/N_0)}} \right]$
64-QAM	$\frac{7}{24} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{7}} E_b/N_0\right) - \frac{49}{384} \operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{1}{7}} E_b/N_0\right)$	$\frac{7}{24} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + 7/(E_b/N_0)}} \right]$
256-QAM	$\frac{15}{64} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{4}{85}} E_b/N_0\right) - \frac{225}{2,048} \operatorname{erfc}^2\left(\sqrt{\frac{4}{85}} E_b/N_0\right)$	$\frac{15}{64} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + 85/(4E_b/N_0)}} \right]$

Πίνακας 4.1 [14]

Η επόμενη παράγραφος παρουσιάζει την προσομοίωση σε υπολογιστή μιας μεθόδου διαμόρφωσης σημάτων OFDM και του αντίστοιχου δέκτη.

4.3 Προσομοίωση OFDM

Σε αυτή την παράγραφο υπολογίζεται το BER συστήματος OFDM με τη χρησιμοποίηση ενός απλού προγράμματος προσομοίωσης. Ένα γενικό διάγραμμα προσομοίωσης παρουσιάζεται στο σχήμα 4.6 .



Σχήμα 4.6 Προσομοίωση υπολογισμού του BER σε OFDM σύστημα.[14]

Όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει στο σχήμα 4.6 και χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους που ακολουθούν, υλοποιείται ένα OFDM σύστημα με 128 subcarriers, 4- μ s symbol time ($t_{stp} = 1./sr$), και ένα δάστημα φύλαξης (guard interval) ίσο με $\frac{1}{4} t_{stp}$. Καθορίζουμε τις μεταβλητές για την προσομοίωση, χρησιμοποιώντας QPSK ως τεχνική διαμόρφωσης σε κάθε κανάλι . Έτσι, δηλώνονται οι παρακάτω μεταβλητές :

```

para=128; % Αριθμός των parallel channel
fftl=128; % Μήκος FFT
noc=128; % Αριθμός των carrier
nd=6; % Αριθμός OFDM symbol για κάθε loop
ml=2; % Διαμόρφωσης:: QPSK
sr=250000; % Symbol rate
br=sr.*ml; % Bit rate per carrier
gilen=32; % Length of guard interval
ebn0=0.2:30 % Eb/No
    
```



```
nloop=5000; % Αριθμός simulation loops
noe=0;      % Αριθμός λανθασμένων δεδομένων
nod=0;      % Αριθμός μεταβιβασμένων δεδομένων
eor=0;      % Αριθμός λανθασμένων πακέτων
por=0;      % Αριθμός μεταβιβασμένων πακέτων
```

Αφού καθορίσουμε όλες τις μεταβλητές, αρχίζουμε την προσομοίωσή για να λάβουμε την απόδοση του BER και του PER. Αρχικά, παραγάγαμε τα τυχαία σειριακά στοιχεία 0 και 1 αποτελούμενα από 1-by-para*nd*ml vector, το οποίο καλούμε “seridata”.

```
seridata=rand(1,para*nd*ml)>0.5;
```

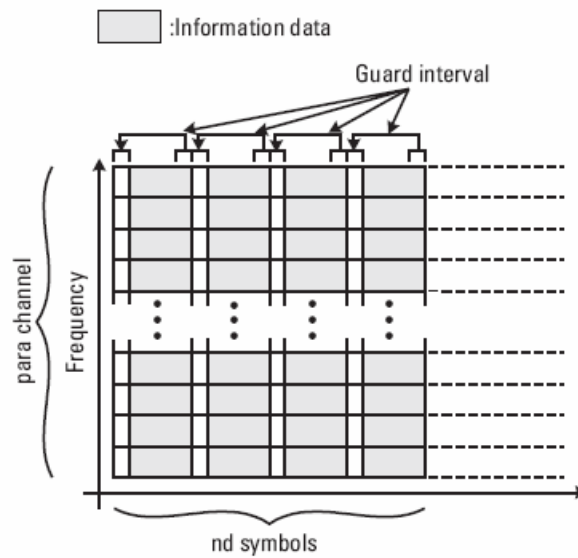
Το seridata μετατράπηκε σε ένα παράλληλο vector δεδομένων (data vector), “paradata”, αποτελούμενος από ένα para-by-nd*ml vector για να διαβιβάσει τα στοιχεία παράλληλα προκειμένου να επιτραπεί η παράλληλη μετάδοση με 128 subchannels όπου κάθε κανάλι χρησιμοποιεί διαμόρφωση QPSK.

```
paradata=reshape(seridata,para,nd*ml);
```

Έπειτα, το vector “paradata” εισάγονται στον διαμορφωτή. Σε αυτό το σημείο, τα παράλληλα στοιχεία μετατρέπονται σε διαμορφωμένα παράλληλα στοιχεία των δύο καναλιών, Ich και Qch με την προκαθορισμένη μέθοδο διαμόρφωσης, την QPSK.

```
[ich,qch]=qpskmod (paradata,para,nd,ml);
```

Το σχήμα διαμόρφωσης του προτύπου προσομοίωσης διαμορφώνεται όπως φαίνεται στο σχήμα 4.7. Τα στοιχεία μετάδοσης στο i-κανάλι και q-κανάλι παρουσιάζονται στο σχήμα 4.8.

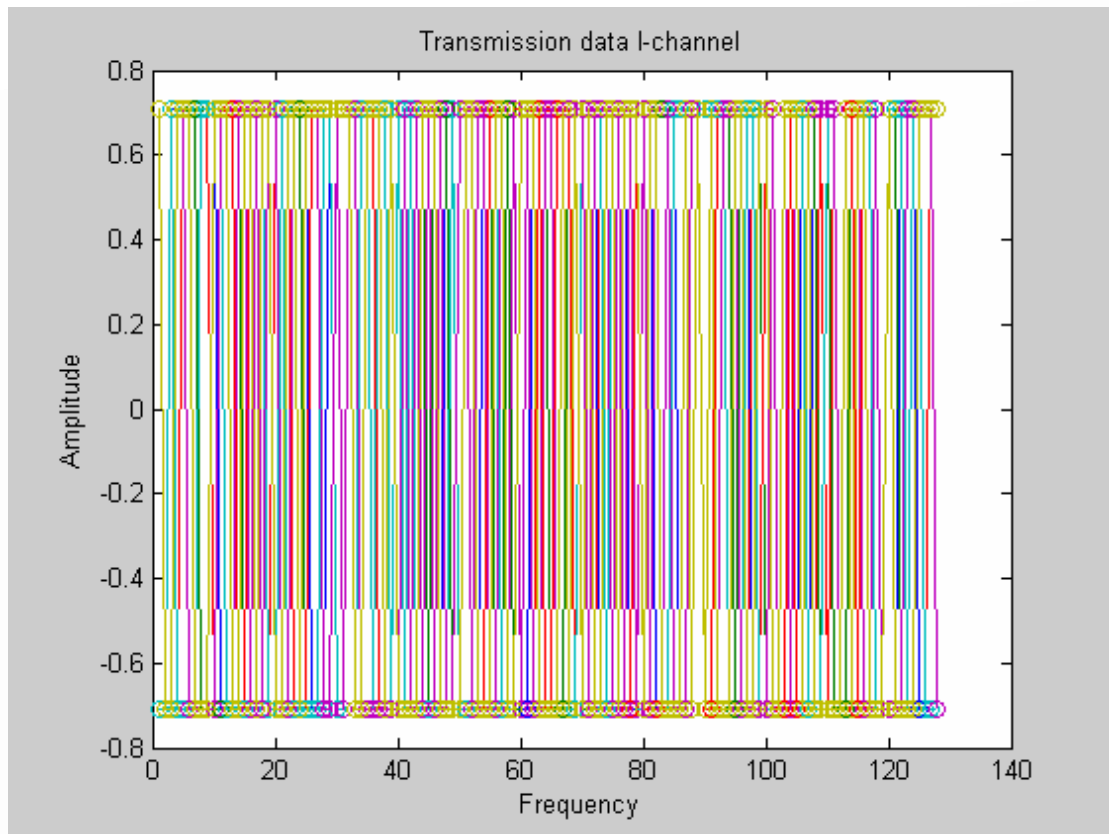


Σχήμα 4.7 Frame format of the simulation model [14].

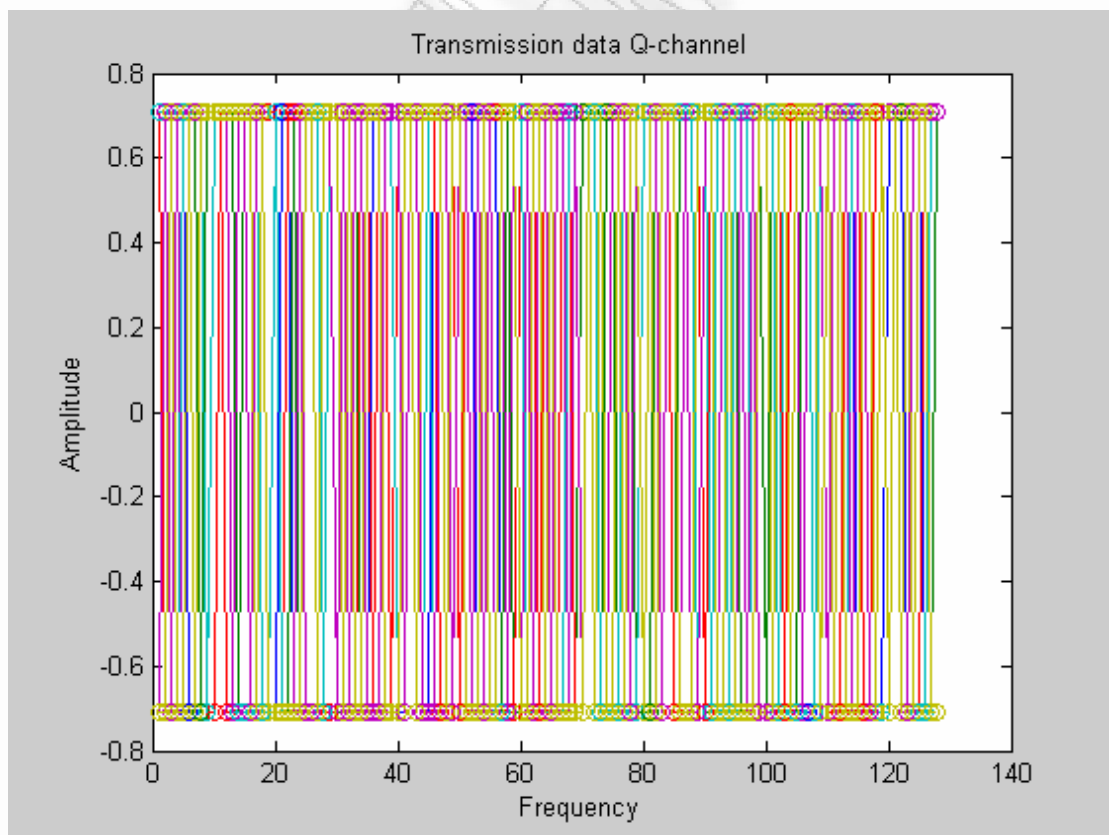
Κατόπιν, αυτά τα στοιχεία αυξήθηκαν k_{mod} φορές για να ομαλοποιηθούν τα στοιχεία ως εξής.

```
kmod=1/sqrt(2); % sqrt : built in function
ich1=ich.*kmod;
qch1=qch.*kmod;
```

Αυτά τα παράλληλα δεδομένα απεικονίζονται στις παρακάτω γραφικές παραστάσεις.



(a)



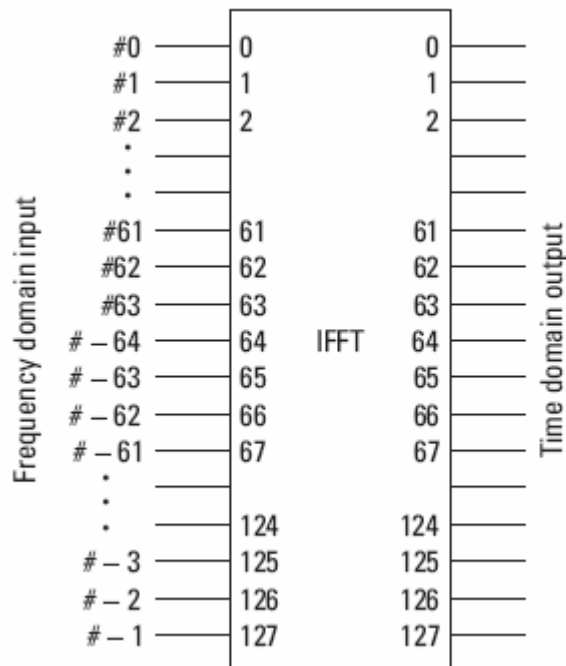
(b)

Σχήμα 4.8. (a) Παράλληλα δεδομένα στο I-channel και (b) στο Q-channel.

Μετά την παραπάνω μεταφορά των παράλληλων δεδομένων στο χώρο των συχνοτήτων, εισάγονται σε ένα κύκλωμα IFFT. Στο κύκλωμα αυτό, τα παράλληλα δεδομένα μετατρέπονται σε σειριακά στον άξονα του χρόνου χρησιμοποιώντας την τεχνολογία του OFDM.

```
x=ich1+qch1.*i;
y=ifft(x);      % ifft : built-in function
ich2=real(y);   % real : built-in function
qch2=imag(y);   % imag : built-in function
```

Στο σχήμα 4.9 παρουσιάζονται η είσοδος και η έξοδος των δεδομένων μέσα από το IFFT.

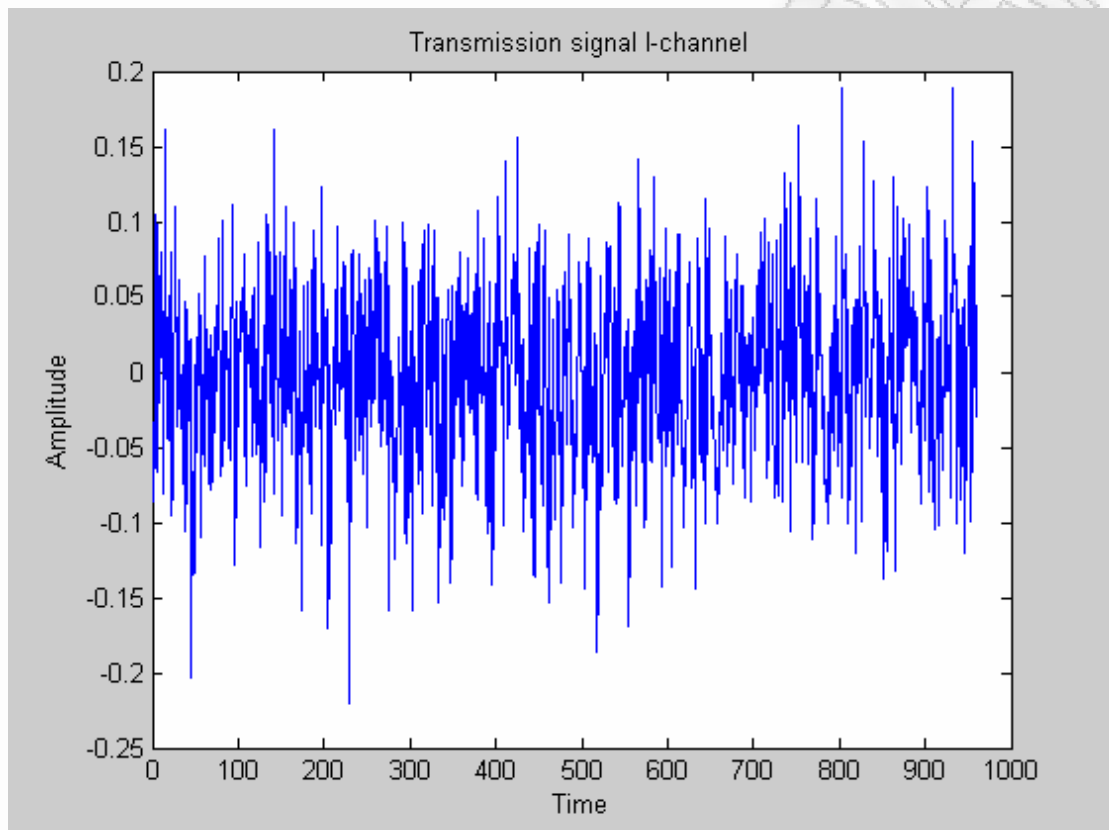


Σχήμα 4.9 Input and Output of IFFT [14]

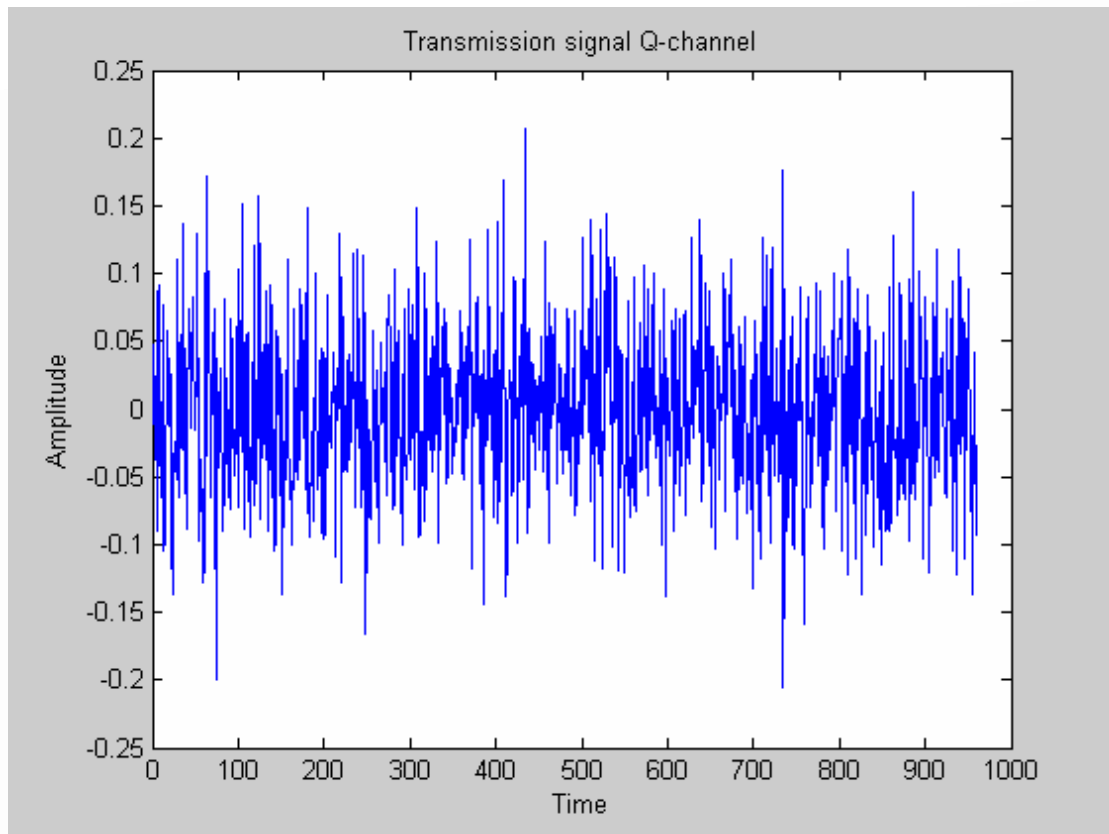
Στη συνέχεια, στα μεταδιδόμενα δεδομένα ich2 και qch2 εισάγεται το guard interval ώστε να αφαιρεθεί το ISI που προκαλείται από την πολλαπλών διαδρομών εξασθένιση.

```
[ich3,qch3]= giins(ich2,qch2,fftlens,gilen,nd);
fftlens2=fftlens+gilen;
```

Σε αυτό το σημείο, καθορίσαμε ως $fftlen2$ το μήκος του συμπεριλαμβανομένου συμβόλου στο guard interval. Μετά από αυτό, το φιλτραρισμένο σήμα διαβιβάζεται στον αέρα. Τα OFDM διαμορφωμένα δεδομένα στο i-channel και q-channel παρουσιάζονται στο σχήμα 4.10.



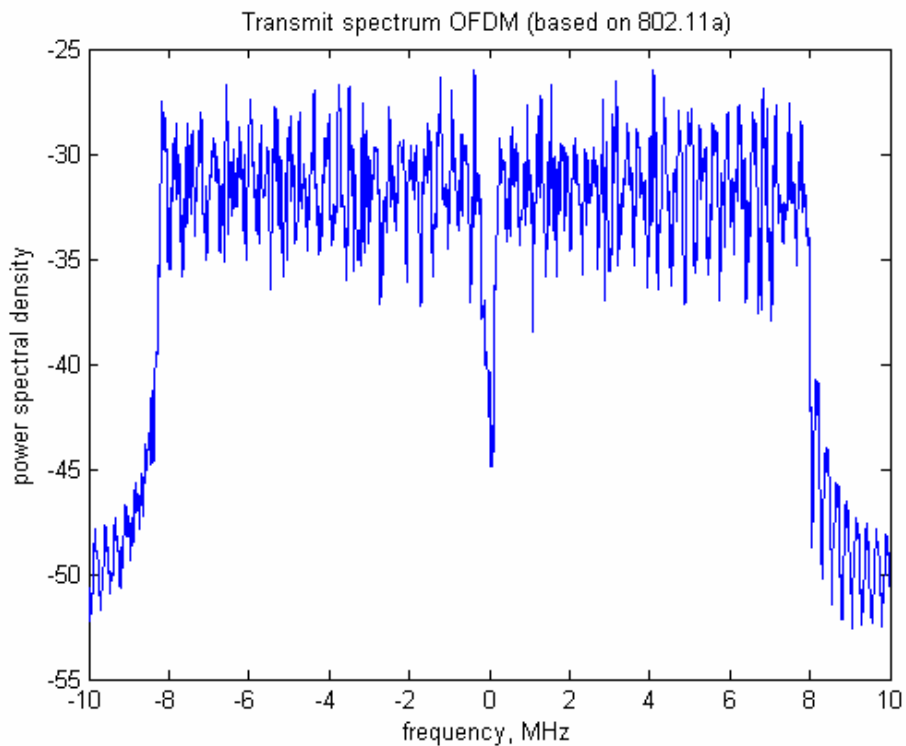
(a)



(b)

Σχήμα 4.10. (a) Παράλληλα δεδομένα στο I-channel και (b) στο Q-channel.

Το φάσμα εκπομπής δίνεται από το παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 4.10 (c): Φάσμα ενός OFDM σήματος

Στη συνέχεια, το διαβιβασθέν σήμα περνάει μέσω του ραδιοκαναλιού και φθάνει στον δέκτη. Στον δέκτη, το λαμβανόμενο σήμα έχει δεχθεί αρχικά παραμόρφωση από AWGN. Σε αυτήν την προσομοίωση, ζητούμενο αποτέλεσμα είναι να δημιουργήσουμε μια γραφική παράσταση που παρουσιάζει την σχέση μεταξύ Eb/No και BER. Αυτό σημαίνει ότι πρέπει να αλλάξουμε τη μεταβλητή “attn” σύμφωνα με το δεδομένο Eb/No. Το μεταβλητό “attn” υπολογίζεται από μια διαδικασία παρόμοια με αυτήν που χρησιμοποιείται σε BPSK διαμόρφωση. Εδώ το “spow” αναφέρεται στην ισχύ σημάτων ανά μεταφορέα ανά σύμβολο. Για το σύστημα OFDM, το “spow” πρέπει να διαιρεθεί με το “para” που δείχνει τον αριθμό παράλληλων υπομεταφορέων (subcarriers). Έτσι ο κώδικας διαμορφώνεται ως εξής:

```
spow=sum(ich3.^2+qch3.^2)/nd./para;
attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10);
attn=sqrt(attn);
```

Χρησιμοποιώντας την παράμετρο “attn” το διαβιβασθέν στοιχείο διεστραβλώνεται από AWGN.

```
[ich4,qch4]= comb(ich3,qch3,length(ich3),attn);
```

Το guard interval καταργείται από τα λαμβανόμενα σήματα ich4 και qch4.

```
[ich5,qch5]= girem(ich4,qch4,fftlen2,gilen,nd);
```

Αυτά τα στοιχεία ich5 και qch5 στον άξονα του χρόνου, ενσωματώνονται στο κύκλωμα FFT. Στο κύκλωμα, τα σειριακά δεδομένα μετατρέπονται στα παράλληλα δεδομένα όσον αφορά τον άξονα συχνότητας.

```
rx=ich5+qch5.*i;
ry=fft(rx);
ich6=real(ry);
qch6=imag(ry);
```

Κατόπιν, τα μεταποιημένα δεδομένα διαιρούνται με το kmod σε κάθε κανάλι ώστε να κανονικοποιηθούν και να εισαχθούν στον αποδιαμορφωτή QPSK.

```

ich7=ich6./kmod;
qch7=qch6./kmod;
[demodata]=qpskdemod(ich7,qch7,para,nd,ml);

```

Μετά από αυτό, τα αποδιαμορφωμένα στοιχεία μετατρέπονται σε ένα διάνυσμα 1-by-para*nd*ml, το οποίο ορίζεται ως “demodata1”.

```
demodata1=reshape(demodata,1,para*nd*ml);
```

Έπειτα, γίνεται ο υπολογισμός του αριθμού των λανθασμένων bit (bit errors rate). Συγχρόνως, υπολογίζουμε τον αριθμό λανθασμένων πακέτων (packet error rate). Για τους συγκεκριμένους υπολογισμούς υπενθυμίζεται ότι τα αρχικά διαβιβασθέντα στοιχεία αναφέρονται ως seridata και τα λαμβανόμενα στοιχεία αναφέρονται ως demodata1. Έτσι οι υπολογισμοί του BER αλλά και του PER εκτελούνται ως εξής :

```

% instantaneous number of errors and data bits
noe2=sum(abs(seridata-demodata1)); nod2=length(seridata);
% cumulative number of errors and data bits in noe and nod
noe=noe+noe2;
nod=nod+nod2;

% calculating PER
if noe2~=0
    eop=eop+1;
else
    eop=eop;
end

eop;
nop=nop+1;

```



```
ber=noe/nod;  
per=eop/nop;
```

Συμπερασματικά, ο παραπάνω κώδικας που περιγράφεται είναι ο κορμός πάνω στον οποίο μπορούμε, με τις τροποποιήσεις που περιγράφονται στη συνέχεια, να μελετήσουμε τη συμπεριφορά του BER και του PER σε περιβάλλον εξασθένισης προγράμματος.

Ο κώδικας λοιπόν για τον υπολογισμό της απόδοσης του Bit Error Rate και Packet Error Rate με την προσθήκη λευκού Γκαουσιανού θορύβου AWGN μπορεί να διαμορφωθεί ως εξής:

4.3.1 Υπολογισμός *BER* performance με προσθήκη *AWGN*.

```
para=128;  
fftlen=128;  
noc=128;  
nd=6; % Αριθμός συμβόλων ανα loop (6*128)  
ml=2;  
sr=250000;  
br=sr.*ml;  
gilen=32;  
  
ebn0=0:2:30; % Δηλώνω το Eb/No ως vector με αρχική τιμή 0, βήμα 2 και τελική  
τιμη 30  
  
nloop=100;  
  
for k=1:length(ebn0)  
  
noe=0;  
nod=0;  
eop=0;  
nop=0;
```

```

for j=1:nloop

seridata=rand(1,para*nd*ml)>0.5;
paradata=reshape(seridata,para,nd*ml);

[ich,qch]=qpskmod(paradata,para,nd,ml);
kmod=1/sqrt(2);
ich1=ich.*kmod;
qch1=qch.*kmod;

x=ich1+qch1.*i;
y=ifft(x);
ich2=real(y);
qch2=imag(y);
[ich3,qch3]=giins(ich2,qch2,ffflen,gilen,nd);
ffflen2=ffflen+gilen;
spow=sum(ich3.^2+qch3.^2)/nd./para;
attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0(k)/10);
attn=sqrt(attn);

[ich4,qch4]=comb(ich3,qch3,attn);

[ich5,qch5]=girem(ich4,qch4,ffflen2,gilen,nd);

rx=ich5+qch5.*i;
ry=fft(rx);
ich6=real(ry);
qch6=imag(ry);

ich7=ich6./kmod;
qch7=qch6./kmod;
[demodata]=qpskdemod(ich7,qch7,para,nd,ml);

demodata1=reshape(demodata,1,para*nd*ml);

```

```

noe2=sum(abs(demodata1-seridata));
nod2=length(seridata);

noe=noe+noe2;
nod=nod+nod2;

if noe2~=0
    eop=eop+1;
else
    eop=eop;
end
eop;
nop=nop+1;

end %nloop

per(k)=eop/nop;
ber(k)=noe/nod;

fprintf('%f\t%e\t%e\t%d\t\n',ebn0,ber,per,nloop);
end %ebn0(k)

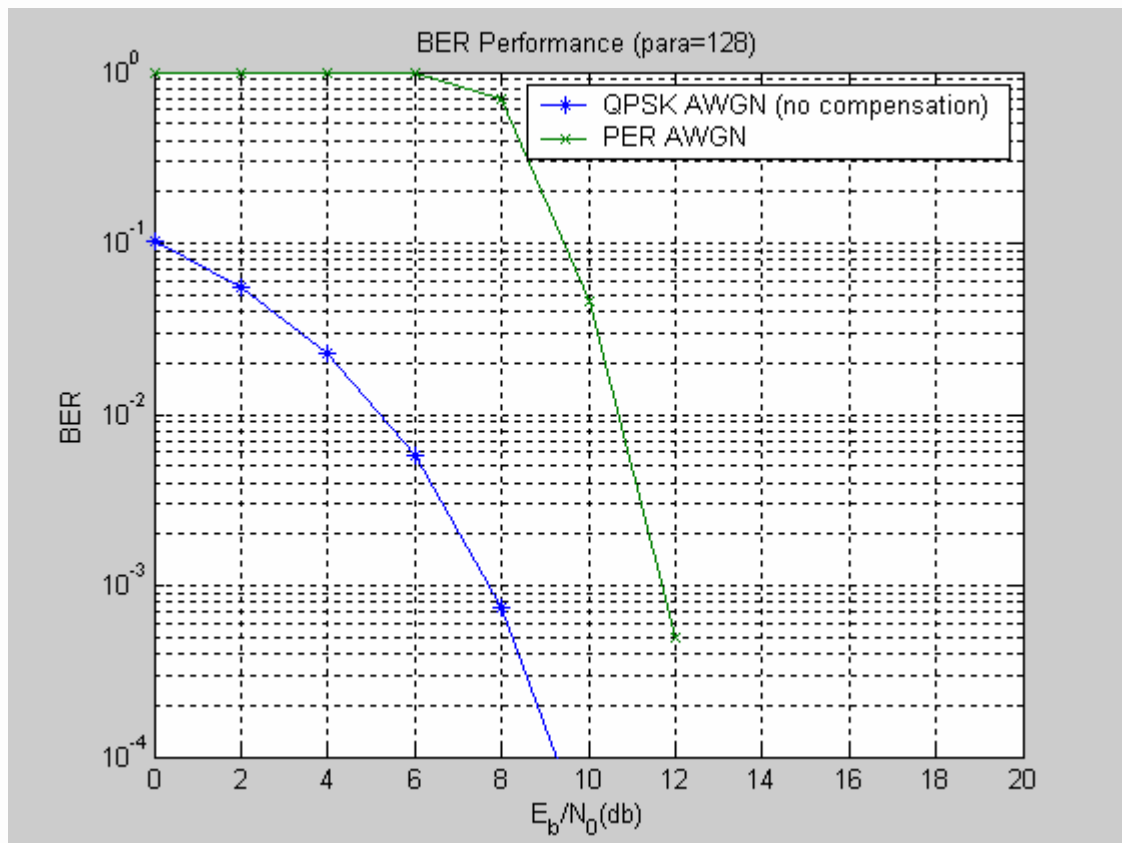
semilogy(ebn0,ber,'-o',ebn0,per,'-x');

xlabel('E_b/N_0 (dB)'); ylabel('BER');
grid on;
drawnow;

title('BER Performance(para=128)');
legend('QPSK AWGN (no compensation)','PER AWGN');
axis([0,20,10^(-4),10^(-0)]);

```

Έπειτα από μια μεγάλη χρονικά προσομοίωση λαμβάνονται τα αποτελέσματα του BER και του PER. Η απόδοση του BER παρουσιάζεται στο σχήμα 4.11, του οποίου το γράφημα προέρχεται από την εκτέλεση του παραπάνω κώδικα.



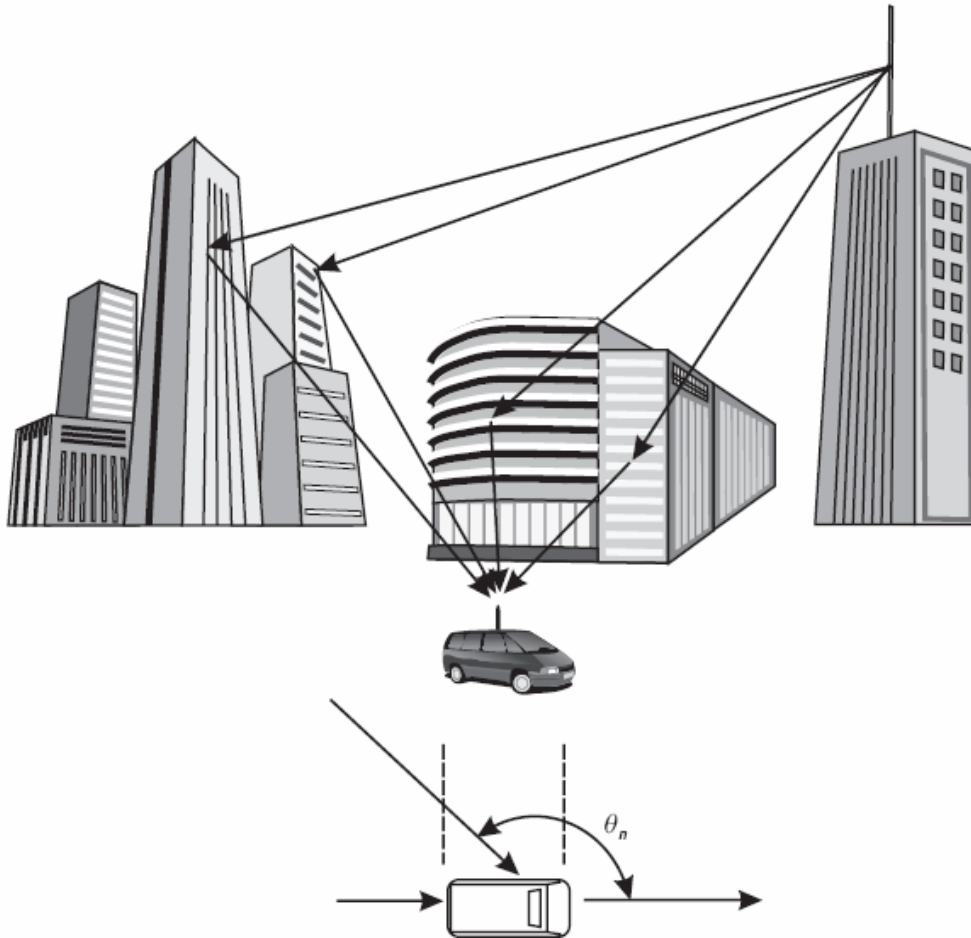
Σχήμα 4.11 BER performance (para =128)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

5.1 Προσομοίωση μετάδοσης OFDM σε Rayleigh Fading Channel

Πριν προχωρήσουμε στον τρόπο με τον οποίο θα προσομοιώσουμε την παραπάνω απόδοση του BER σε περιβάλλον εξασθένισης Rayleigh, ας θυμηθούμε κάποια γενικά χαρακτηριστικά για την εξασθένιση ενός σήματος σε περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών και τι είναι τελικά η εξασθένιση.

Η διαδρομή (path) μεταξύ του σταθμού βάσης και των κινητών σταθμών της επίγειας κινητής επικοινωνίας χαρακτηρίζεται από διάφορα εμπόδια και τις αντανάκλασεις. Παραδείγματος χάριν, ένα εσωτερικό περιβάλλον έχει τις μηχανές γραφείου και τα έπιπλα, ενώ ένα υπαίθριο περιβάλλον αποτελείται από κτήρια και δέντρα. Όλες αυτές οι οντότητες έχουν μια μεγάλη επιρροή στο λαμβανόμενο σήμα, όταν το ραδιοκύμα διαδίδεται από τον σταθμό βάσης στον κινητό σταθμό. Τα γενικά χαρακτηριστικά της διάδοσης ραδιοκυμάτων στην επίγεια κινητή επικοινωνία παρουσιάζονται στο σχήμα 5.1.



Σχήμα 5.1 Principle of multipath channel.

Το διαβιβασθέν ραδιοκύμα από έναν σταθμό βάσης ακτινοβολεί σε όλες τις κατευθύνσεις αυτά τα ραδιοκύματα, συμπεριλαμβανομένων των κυμάτων αντανάκλασης που αντανακλώνται μακριά από τα διάφορα εμπόδια, τα κύματα περίθλασης, τα κύματα σκέδασης και το απευθείας κύμα από τον σταθμό βάσης στον κινητό σταθμό. Σε αυτήν την περίπτωση τα μήκη διαδρομών (path lengths) του απευθείας κύματος, των αντανακλώμενων κυμάτων, των κυμάτων περίθλασης και των κυμάτων σκέδασης είναι διαφορετικά όπως επίσης και ο χρόνος που το καθένα κάνει για να φθάσει στον κινητό σταθμό θα είναι διαφορετικός

Επιπλέον η φάση του εισερχόμενου κύματος ποικίλλει λόγω των αντανακλάσεων. Κατά συνέπεια, ο δέκτης λαμβάνει ένα superposition που αποτελείται από διάφορα κύματα που έχουν διαφορετική φάση και διαφορετικούς χρόνους άφιξης. Το χαρακτηριστικό όνομα ενός ραδιοκύματος στο οποίο ο χρόνος άφιξης επιβραδύνεται σε σύγκριση με αυτό το απευθείας κύμα καλείται καθυστερημένο κύμα. Κατόπιν, το περιβάλλον υποδοχής που χαρακτηρίζεται από ένα superposition των καθυστερημένων κυμάτων καλείται πολλαπλών διαδρομών περιβάλλον διάδοσης. Σε ένα πολλαπλών διαδρομών περιβάλλον διάδοσης, το λαμβανόμενο σήμα εντείνεται μερικές φορές ή αποδυναμώνεται. Αυτό το φαινόμενο καλείται πολλαπλών διαδρομών εξασθένηση (multipath fading), και το επίπεδο των λαμβανόμενων σημάτων αλλάζει από στιγμή σε στιγμή. Η πολλαπλών διαδρομών εξασθένηση αυξάνει το ποσοστό λάθους των λαμβανόμενων δεδομένων, όταν διαβιβάζεται ένα ψηφιακό ραδιοσήμα σε περιβάλλον κινητής επικοινωνίας.

Πρέπει λοιπόν να χρησιμοποιηθεί μια μέθοδος επιδιόρθωσης για αυτήν την πολλαπλών διαδρομών εξασθένηση για να εξασφαλιστεί μια υψηλή απόδοση μετάδοσης.

Προηγουμένως στον υπολογισμό του BER, ορίσαμε το μήκος του guard interval και το μήκος του ενός συμβόλου συμπεριλαμβανομένου του guard interval, ως $glen$ και $fflen2$, αντίστοιχα. Παρακάτω θα παρουσιάσουμε την απόδοση του BER, κάτω από one – path flat Rayleigh Fading. Για την προσομοίωση χρησιμοποιούμε σχεδόν το ίδιο πρόγραμμα, όπου αρχικά καθορίζουμε τις παραμέτρους της εξασθένησης (fading) και έπειτα προσθέτουμε τις παρακάτω παραμέτρους για να την παράγουμε:

% Τα παραγμένα στοιχεία τροφοδοτούν έναν fading simulator

```
[ifade,qfade]=sefade(ich3,qch3,itau,dlv1,th1,n0,itnd1,...  
now1,length(ich3),tstp,fd,flat);
```

% Updata fading counter

```
itnd1=itnd1+itnd0
```

Για να κατανοηθεί σαφώς το σύστημα μετάδοσης OFDM σε περιβάλλον εξασθένισης, πραγματοποιούμε την παρακάτω προσομοίωση με τον ακόλουθο κώδικα :

%Preparation part

```
para=128; % Αριθμός parallel channel που θα μεταδοθούν (points)  
fftlen=128; % Μήκος FFT  
noc=128; % Αριθμός των carrier  
nd=6; % Αριθμός των information OFDM symbol για ένα loop  
ml=2; % Διαμόρφωση : QPSK  
sr=250000; % Symbol rate  
br=sr.*ml; % Bit rate per carrier  
gilen=32; % Μήκος guard interval (points)  
ebn0=0:2:30; % Δηλώνω το Eb/No ως vector με αρχική τιμή 0, βήμα 2 και τελική  
τιμη 30
```

Fading initialization

% Εάν χρησιμοποιούμε την λειτουργία fading, «sefade» μπορούμε να τοποθετήσουμε αρχικές τιμές σε όλες τις παραμέτρους. Ειδικά μπορούμε να επεξεργαστούμε τις παρακάτω αρχικοποιήσεις των παραμέτρων.

% Time resolution

tstp=1/sr/(ffflen+gilen);

% Χρόνος άφιξης για κάθε multipath το οποίο ομαλοποιείται από tstp

% Εάν θα θέλαμε να προσομοιώσουμε με one-path fading μοντέλο, θα έπρεπε μόνο
% να θέσουμε ένα άμεσο κύμα.

itau = [0];

% Δηλώνει την ισχύ για κάθε multipath το οποίο ομαλοποιείται από ένα άμεσο
% κύμα..

% Εάν θα θέλαμε να προσομοιώσουμε με one-path fading μοντέλο, θα έπρεπε μόνο
% να θέσουμε ένα άμεσο κύμα..

dlvl = [0];

% Αριθμός κυμάτων, για να δημιουργήσουμε εξασθένιση για κάθε Multipath.

% Σε κανονικές συνθήκες, χρειάζονται περισσότερα από 6 κύματα για να
δημοιουργηθεί εξασθένιση Rayleigh.

n0=[10];

% Αρχική φάση του καθυστερημένου κύματος

% Σε αυτήν την προσομοίωση μελετώνται 4-path Rayleigh fading.

th1=[0];

% Αριθμός του μετρητή εξασθένισης (fading counter) που παραλείπεται.

itnd0=nd*(ffflen+gilen)*10;

% Αρχική τιμή του fading counter.

% Σε αυτήν την προσομοίωση μελετάται one-path Rayleigh fading

% Συνεπώς χρειάζεται ένας fading counter.


```

itnd1=[1000];

% Αριθμός άμεσων κυμάτων + Αριθμός καθυστερημένων κυμάτων.
% Σε αυτήν την προσομοίωση μελετάται one-path Rayleigh fading

now1=1;
% Μέγιστη συχνότητα Doppler [Hz].
% Εισάγουμε μια δική μας τιμή.

fd=320;
% Μπορούμε να καθορίσουμε 2 τρόπους για να προσομοιώσουμε την εξασθένιση
αλλάζοντας την μεταβλητή flat
% flat : flat fading or not
% (1->flat (μεταβάλλεται μόνο το εύρος), 0-> normal (μεταβάλλονται και η φάση και
το εύρος)

flat =1;

%Main loop part

nloop=5000; % Number of simulation loops

for k=1:length(ebn0)

noe = 0; % Number of error data
nod = 0; % Number of transmitted data
eop=0; % Number of error packet
nop=0; % Number of transmitted packet

for j=1:nloop

%Transmitter
%Data generation

seldata=rand(1,para*nd*ml)>0.5; % rand : built in function

```

%Serial to parallel conversion

```
paradata=reshape(seldata,para,nd*ml); % reshape : built in function
```

%QPSK modulation

```
[ich,qch]=qpskmod(paradata,para,nd,ml);
```

```
kmod=1/sqrt(2); % sqrt : built in function
```

```
ich1=ich.*kmod;
```

```
qch1=qch.*kmod;
```

% IFFT

```
x=ich1+qch1.*i;
```

```
y=ifft(x); % ifft : built in function
```

```
ich2=real(y); % real : built in function
```

```
qch2=imag(y); % imag : built in function
```

%Guard interval insertion

```
[ich3,qch3]= giins(ich2,qch2,fftleng,gieng,nd);
```

```
fftleng2=fftleng+gieng;
```

% Attenuation Calculation

```
spow=sum(ich3.^2+qch3.^2)/nd./para; % sum : built in function
```

```
attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0(k)/10);
```

```
attn=sqrt(attn);
```

%Fading channel

% Generated data are fed into a fading simulator

```
[ifade,qfade]=sefade(ich3,qch3,itaug,dlvl,th1,n0,itnd1,now1,length(ich3),tstp,fd,flat);
```

```

% Update fading counter
itnd1 = itnd1+ itnd0;
% Receiver
% AWGN addition

[ich4,qch4]=comb(ifade,qfade,attn);

%Guard interval removal

[ich5,qch5]= girem(ich4,qch4,fftlens,gilen,nd);

% FFT

rx=ich5+qch5.*i;
ry=fft(rx);    % fft : built in function
ich6=real(ry); % real : built in function
qch6=imag(ry); % imag : built in function

%demoduration

ich7=ich6./kmod;
qch7=qch6./kmod;
[demodata]=qpskdemod(ich7,qch7,para,nd,ml);

% Parallel to serial conversion

demodata1=reshape(demodata,1,para*nd*ml);

% Bit Error Rate (BER)

% instantaneous number of error and data

noe2=sum(abs(demodata1-seldata)); % sum : built in function
nod2=length(seldata); % length : built in function

```

```
% cumulative the number of error and data in noe and nod
```

```
noe=noe+noe2;
```

```
nod=nod+nod2;
```

```
% calculating PER
```

```
if noe2~=0
```

```
    eop=eop+1;
```

```
else
```

```
    eop=eop;
```

```
end
```

```
    eop;
```

```
    nop=nop+1;
```

```
%fprintf('%d\t%e\t%e\t%d\n',iii,noe2/nod2,eop);
```

```
end %nloop
```

```
% Output result
```

```
per(k)=eop/nop;
```

```
ber(k)=noe/nod;
```

```
fprintf('%f\t%e\t%e\t%d\t\n',ebn0(k),ber(k),per(k),nloop);
```

```
end %ebn0(k)
```

```
semilogy(ebn0,ber,'-*',ebn0,per,'-x')
```

```

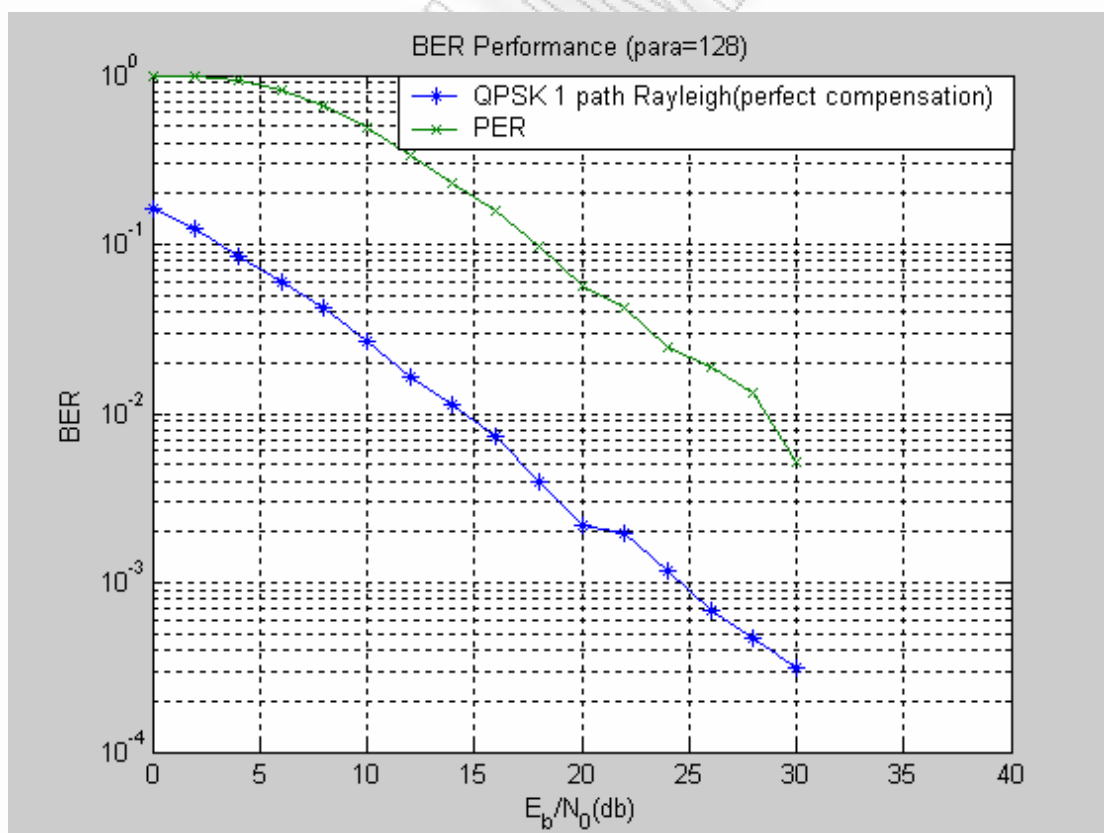
xlabel('E_b/N_0(db)')
ylabel('BER');
grid on;
drawnow;

title('BER Performance (para=128)');
legend ('QPSK 1 path Rayleigh(perfect compensation)', 'QPSK 1 path Rayleigh(no
compensation)');
axis([0,40,10^(-4),10^(0)]);

% end of file

```

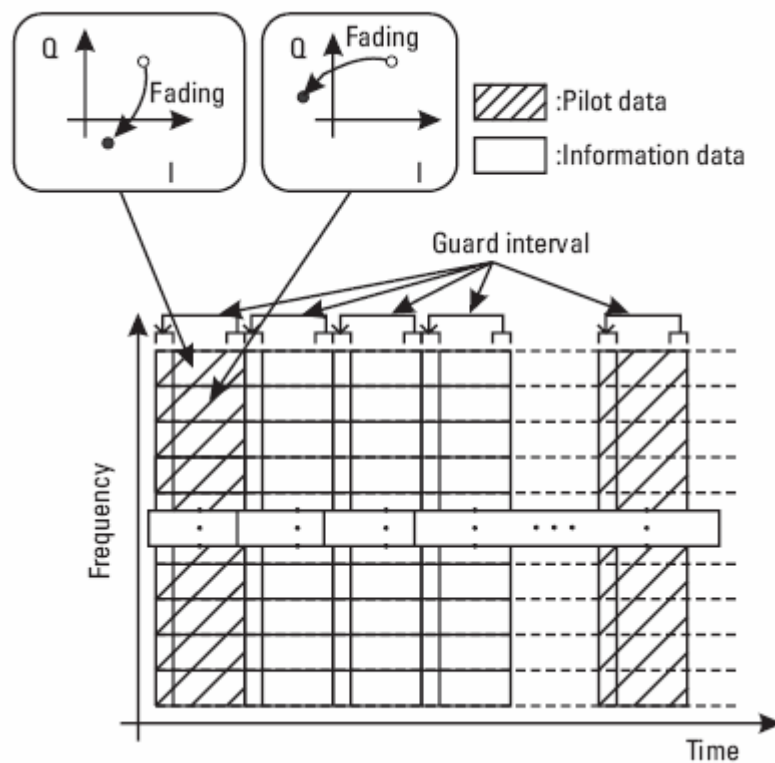
Έπειτα από μια μεγάλη χρονικά προσομοίωση λαμβάνονται τα αποτελέσματα του BER και του PER με one-path Rayleigh fading. Η απόδοση του BER παρουσιάζεται στο σχήμα 5.2 που ακολουθεί και προκύπτει έπειτα από εκτέλεση του παραπάνω κώδικα στην εφαρμογή Matlab.



Σχήμα 5.2 BER performance under one-path Rayleigh Fading with perfect channel knowledge.

Με τον καθορισμό της μεταβλητής *flat* ως 1 ή 0, μπορέσαμε να καθορίσουμε χρησιμοποιώντας προσομοίωση εάν το κανάλι εξασθένησης μπορεί να αντισταθμιστεί τέλεια ή όχι, αντίστοιχα. Για η απόδοση του BER υπο 1 –path flat Rayleigh Fading, αν μπορούμε να αντισταθμίσουμε τη διακύμανση εύρους και φάσης προκαλούμενη από τα χαρακτηριστικά διάδοσης τέλεια, μπορούμε να λάβουμε μια μετατόπιση 0,969-dB από την θεωρητική τιμή. Εντούτοις, εάν δεν μπορούμε να αντισταθμίσουμε τα χαρακτηριστικά διακύμανσης, δεν μπορούμε να ανακτήσουμε τα στοιχεία. Είναι σημαντικό να υπολογιστούν τα χαρακτηριστικά διάδοσης στον πραγματικό χρόνο.

Μια από τις μεθόδους εκτίμησης είναι εισαγωγή πειραματικός-συμβόλων στην οποία τα γνωστά πειραματικά σύμβολα παρεμβάλλονται σε μια γνωστή περίοδο όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3.



Σχήμα 5.3. Frame format of the simulation model [14]

Στον δέκτη, μπορούμε να υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά καναλιών για κάθε σύμβολο. Με τη χρησιμοποίηση των κατ' εκτίμηση χαρακτηριστικών διάδοσης, μπορούμε να ανακτήσουμε τα διαβιβασθέντα στοιχεία.

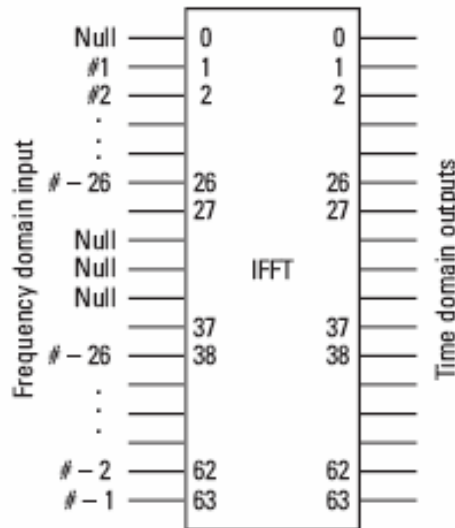
Σε αυτό το σημείο περιγράφεται μια μέθοδος η οποία να μας διευκολύνει στην αντιστάθμιση της διακύμανσης του εύρους και της φάσης λόγω της εξασθένησης. Αυτή η μέθοδος καλείται πειραματικό σχέδιο διαμόρφωσης symbol- aided OFDM. Σε αυτήν την μέθοδο, τα πειραματικά σύμβολα παρεμβάλλονται στη συσκευή αποστολής σημάτων σε σταθερά χρονικά διαστήματα όπως φαίνεται στο σχήμα 5.3, και στον δέκτη, υπολογίζουμε τα χαρακτηριστικά καναλιών με τη χρησιμοποίηση των πειραματικών συμβόλων.

Επειδή το επίπεδο διακύμανσης είναι ανεξάρτητο σε κάθε subcarrier channel, μπορούμε να παρεμβάλουμε τους πειραματικούς μεταφορείς σε όλες τις περιοχές συχνότητας σε ένα γνωστό χρονικό διάστημα. Έπειτα, με τη χρησιμοποίηση των κατ' εκτίμηση χαρακτηριστικών των καναλιών, μπορούμε να ανακτήσουμε τα διαβιβασθέντα στοιχεία. Αυτή η ενότητα παρουσιάζει την σχηματισμό της πειραματικής διαμόρφωσης symbol - aided OFDM και αξιολογεί την απόδοση BER μέσα από την προσομοίωση. Ένα διάγραμμα προσομοίωσης παρουσιάζεται στο σχήμα 5.4.

Σε σύγκριση με την προσομοίωση που παρουσιάστηκε στην ενότητα 5.1, αυτή η προσομοίωση είναι προσεγγίζει περισσότερο τους πραγματικούς όρους.

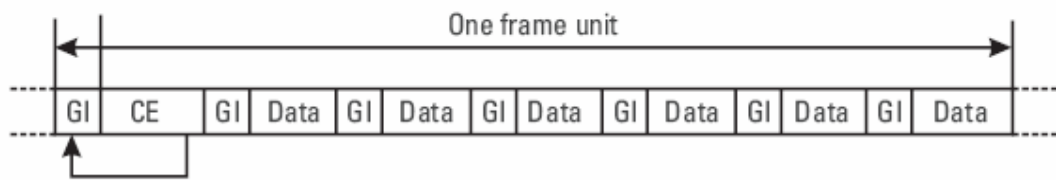
Σε αυτήν την προσομοίωση, χρησιμοποιούμε ένα OFDM based WLAN σύστημα που χρησιμοποιείται σε ETSI BRAN, IEEE 802.11 και ARIB MMAC μελέτες και projects. Οι παράμετροι παρατίθενται ως εξής :

- *Number of subcarriers* (αριθμός υπομεταφορέων): Πενήντα δύο υπομεταφορείς υιοθετούνται και παράγονται από ένα κύκλωμα 64-σημείων FFT. Από τους 52 υπομεταφορείς, 48 χρησιμοποιούνται για τα στοιχεία πληροφοριών. Το υπόλοιπο χρησιμοποιείται για να αντισταθμίσει τον θόρυβο φάσης. Σε αυτήν την προσομοίωση, δεν μιμούμαστε ένα περιβάλλον φάσης - θορύβου. Επομένως, εμείς εισάγουμε δεδομένα και στους 52 μεταφορείς. Το σχήμα 5.4 παρουσιάζει την κατανομή συχνότητας και για τους 52 μεταφορείς στο 64-σημείων FFT κύκλωμα



Σχήμα 5.4 Input and outputs of IFFT [14]

- Guard interval: 800ns*: Για να αποφύγουμε τις συνέπειες της πολλαπλών διαδρομών εξασθένισης, όπου ο χρόνος καθυστέρησης είναι μεγαλύτερος από το μήκος συμβόλων, ένα κυκλικά εκτεταμένο σήμα παρεμβλήθηκε πριν από κάθε σήμα OFDM. Χρησιμοποιήσαμε ένα guard interval 800 ns, επειδή πρέπει να μελετήσουμε, χρησιμοποιώντας ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα βασισμένο σε OFDM, όχι μόνο ένα εσωτερικό περιβάλλον, αλλά και ένα υπαίθριο μικροκυψελωειδές (micocellular) περιβάλλον. Για ένα περιβάλλον 5-GHz, ένα διάστημα 800 NS είναι αρκετό να καλύψει σημαντικά καθυστερημένα κύματα. Το σχήμα 5.5 δείχνει παρουσιάζει το βασικό σχήμα διαμόρφωσης κατά την διαμόρφωση κάθε OFDM συμβόλου.



Σχήμα 5.5 Μορφή συμβόλου κατά την μετάδοση OFDM [14]

Sampling rate (ποσοστό δειγματοληψίας συμβόλων): Ο ρυθμός δειγματοληψίας (20 MHz) ισούται με το ρυθμό εισαγωγής-σημάτων (input – signal) στον IFFT. Αυτό γίνεται επειδή θελήσαμε να επιτύχουμε μια συνολική ρυθμό-απόδοση μεγαλύτερη από 20 Mbps.

- Modulation scheme* (σχέδιο διαμόρφωσης): Σε ένα WLAN περιβάλλον, χρησιμοποιείται η κωδικοποίηση διαφορικού και τα βασισμένα σε ανίχνευση σχέδια διαμόρφωσης, όπως DQPSK. Εντούτοις σύμφωνα με διάφορες επιτροπές τυποποίησης, η χρήση ενός ευρυζωνικού τερματικού στοιχείων είναι δυνατή όχι μόνο σε ένα εσωτερικό περιβάλλον αλλά και σε ένα υπαίθριο microcellular περιβάλλον. Επομένως, συζητάμε για βασισμένα σε ανίχνευση σχέδια διαμόρφωσης όπως BPSK, QPSK, 8PSK, και 16-QAM, τα οποία χρησιμοποιούνται για να βελτιώσουν την ποιότητα των διαβιβασθέντων στοιχείων και να συντηρήσουν την ευρωστία ενάντια στην πολλαπλών διαδρομών εξασθένιση όχι μόνο σε ένα εσωτερικό περιβάλλον αλλά και σε ένα υπαίθριο. Αυτή η υποενότητα, (συγκρίνει τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στην παράγραφο 5.1), χρησιμοποιεί ένα qpsk-based OFDM σύστημα.
- FEC* : Βασικά, το FEC είναι βασισμένο στη συνελκτική κωδικοποίηση και την αποκωδικοποίηση Viterbi softdecision με $\rho = 1/2$ και $K = 7$ ($\rho =$ ποσοστό κωδικοποίησης, $K =$ μήκος περιορισμού). Για άλλα ποσοστά κωδικοποίησης, χρησιμοποιούμε punctured συνελκτική κωδικοποίηση και την αποκωδικοποίηση Viterbi softdesicion. Ωστόσο δεν θα συζητήσουμε εδώ μεθόδους κωδικοποίησης.
- Frame format*: Το σχήμα 5.5 παρουσιάζει το frame format του προσομοιωμένου μας συστήματος OFDM. Το frame διαιρείται σε δύο μέρη: **channel-estimation symbol (CE)** και transmitted data symbols (διαβιβασθέντα σύμβολα στοιχείων). Σε αυτήν την ενότητα θα χρησιμοποιούμε ένα σύμβολο CE και 6 transmitted data symbols ως μια μονάδα πλαισίων. Στο σύμβολο CE, η απόκλιση εύρους και φάσης από τα πειραματικά στοιχεία μετριέται με τη χρησιμοποίηση ενός πειραματικού σήματος. Με βάση τα μετρημένα χαρακτηριστικά διάδοσης, η απόκλιση του εύρους και η φάση των έξι data symbols OFDM που προκλήθηκαν από την πολλαπλών διαδρομών εξασθένιση, αντισταθμίζονται. Για να εξασφαλίσουμε ομαλή επικοινωνία βασισμένη στα αποτελέσματα από την προηγούμενη ενότητα, προσομοιώνουμε την ακόλουθη διαδικασία:

A. Σχέδιο μετάδοσης 52 μεταφορέων non pilot symbol assisted QPSK-OFDM

B. Σχέδιο μετάδοσης 52 μεταφορέων pilot symbol assisted QPSK-OFDM

Γ. Σχέδιο μετάδοσης 52 μεταφορέων pilot symbol assisted QPSK-OFDM (Eb/No vs BER ή Eb/No vs PER με AWGN, one path Rayleigh fading, two-path Rayleigh fading)

Δ. Σχέδιο μετάδοσης 52 μεταφορέων pilot symbol assisted QPSK-OFDM (carrier-to-interference ratio vs BER and PER)

- *Radio channel model*: Σε αυτήν την προσομοίωση, χρησιμοποιούμε ένα κανονικό one-path Rayleigh fading channel. Στην προσομοίωση με two-path Rayleigh fading περιβάλλον εξασθένισης, ο χρόνος καθυστέρησης του καθυστερημένου κύματος είναι αρκετά σημαντικός. Σε αυτήν την προσομοίωση, το guard interval είναι 800 NS. Επομένως, θέτουμε εμείς 250 NS για τον χρόνο καθυστέρησης. Επιπλέον, σε αυτήν την προσομοίωση, χρησιμοποιούμε πάντα την συχνότητα Doppler του $fd = 50$ Hz (3 m/s @5 GHz) ή $fd = 150$ Hz (15 m/s @5 GHz).

Για να αξιολογήσουμε την απόδοση του συστήματος, προσομοιώνουμε την πιθανότητα λάθους των bit (BER) και των πακέτων (PER) όπου το πακέτο ορίζεται ως ο αριθμός των transmitted data σε ένα Frame. Σε αυτήν την περίπτωση, υπάρχουν έξι σύμβολα OFDM σε μια μονάδα frame. Εάν σε αυτήν την μονάδα, ένα ή περισσότερα transmitted data κάνει ένα λάθος, τότε εμφανίζεται ένα packet error.

Για την προσομοίωση, θεωρώντας, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, μία μετάδοση 52 φερουσών καθορίζουμε τις παρακάτω παραμέτρους μετάδοσης:

```
para=52; % Number of parallel channel to transmit (points)
fftlens=64; % FFT length
noc=53; % Number of carriers
nd=6; % Number of information OFDM symbol for one loop
ml=2; % Modulation level : QPSK
```

```

sr=250000; % OFDM symbol rate (250 ksymbol/s)
br=sr.*ml; % Bit rate per carrier
gilen=16; % Length of guard interval (points)
ebn0=0.2:40; % Eb/N0

```

Έπειτα, καθορίζουμε τις παραμέτρους εξασθένησης:

```

tstp=1/sr/(fftlen+gilen); % Time resolution
itau=[0]; % Arrival time for each multipath normalized by tstp
n0=[6]; % Number of waves to generate fading n0(1),n0(2)
th1=[0.0]; % Initial Phase of delayed wave
itnd1=[1000]; % set fading counter
now1=1; % Number of directwave + Number of delayed wave
fd=150; % Maximum Doppler frequency
flat=0; % Flat Fading
itnd0=nd*(fftlen+gilen)*20; % Number of fading counter to skip

```

Στη συνέχεια καθορίζουμε τις παραμέτρους της προσομείωσης:

```

nloop=100000; % Number of simulation loops
noe = 0; % Number of error data
nod = 0; % Number of transmitted data
eop=0; % Number of error packet
nop=0; % Number of transmitted packet

```

Έπειτα από τον ορισμό των μεταβλητών μπορούμε να ξεκινήσουμε την προσομείωση για τον προσδιορισμό του BER αλλά και τη επίδοση του PER. Δημιουργούμε την τυχαία ακολουθία δεδομένων 0 και 1 και στη συνέχεια τα τοποθετούμε σε μία παράλληλη ακολουθεία ώστε να μπορούν να διαμορφωθούν με την επιλεγμένη διαμόρφωση, QPSK

```

seridata=rand(1,para*nd*ml)>0.5; % rand : built in function
paradata=reshape(seridata,para,nd*ml); % reshape : built in function

```

Διαμόρφωση QPSK :

```
ich,qch]=qpskmod(paradata,para,nd,ml);
```

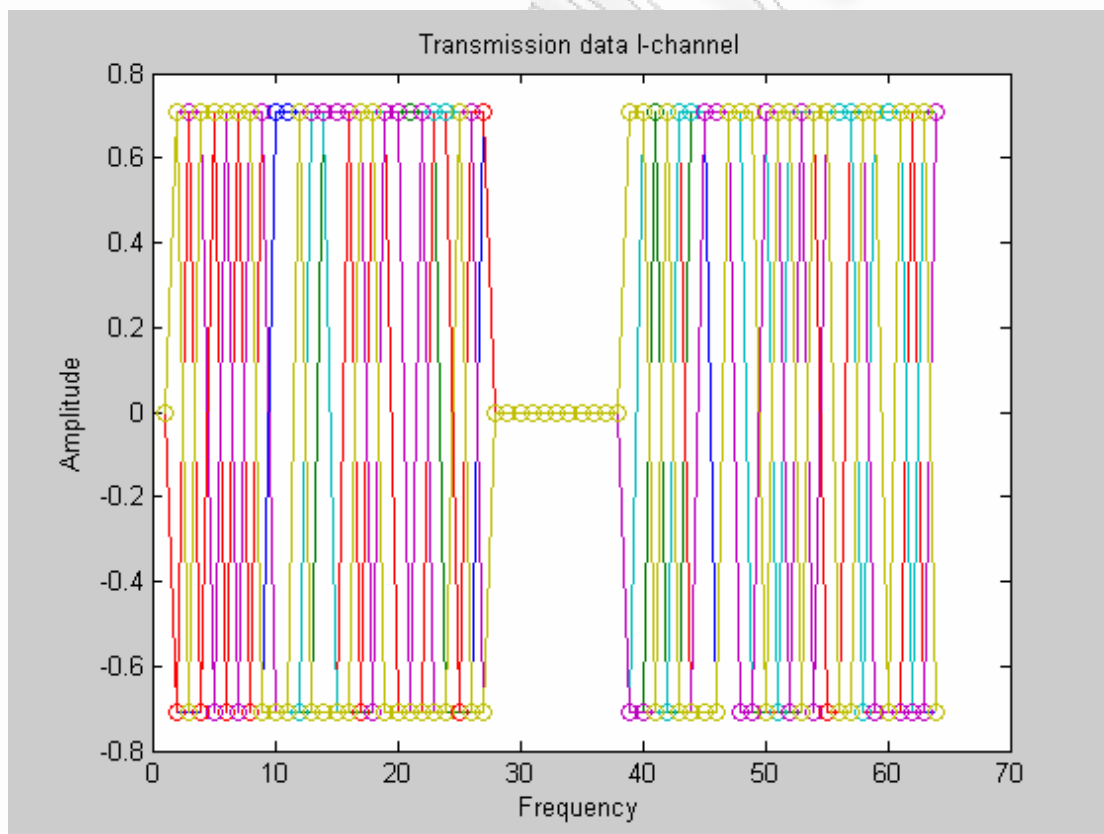
Στην συνέχεια τα διαμορφωμένα δεδομένα κανονικοποιούνται :

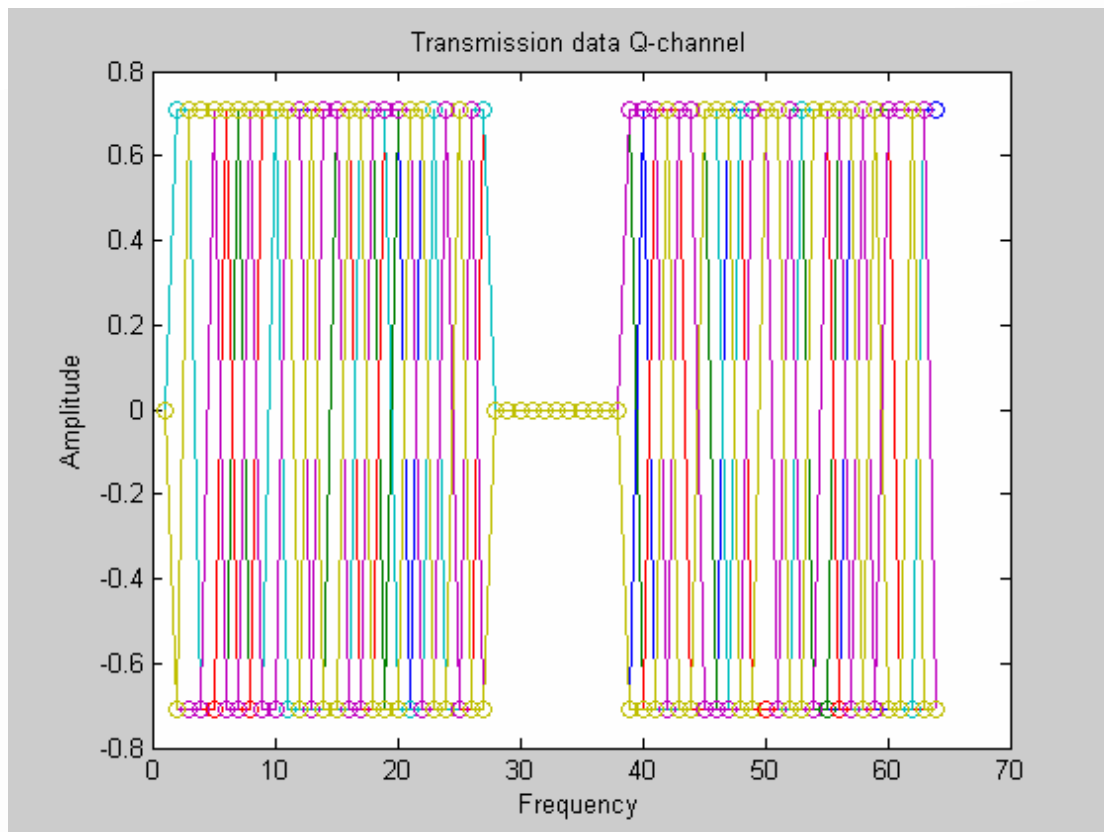
```
kmod=1/sqrt(2); % sqrt : built in function
```

```
ich=ich.*kmod;
```

```
qch=qch.*kmod;
```

Έτσι, τα δεδομένα μπορούν να αναπαρασταθούν όπως περιγράφηκε. Οι κυματομορφές που προκύπτουν εμφανίζονται στις παραστάσεις που ακολουθούν:





Σχήμα 5.6

Μετά την κωδικοποίηση των δεδομένων στο χώρο των συχνοτήτων, αυτά τα παράλληλα δεδομένα κατευθύνονται στο IFFT. Έτσι, για την μετάδοση των 52 υποκαναλιών που υλοποιείται σε αυτή την υλοποίηση του OFDM, όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.4, έχουμε τη δημιουργία ενός 64 σημείων FFT κυκλώματος. Έπειτα, διαμοιράζονται τα δεδομένα στα κανάλια και δημιουργούνται οι OFDM κυματομορφές

```
%----- data mapping (DC=0) -----
[ich1,qch1]=crmapping(ich,qch,fftlenn,nd);

%----- IFFT -----
x=ich1+qch1.*i;
y=ifft(x); % ifft : built in function
ich2=real(y); % real : built in function
qch2=imag(y); % imag : built in function
```

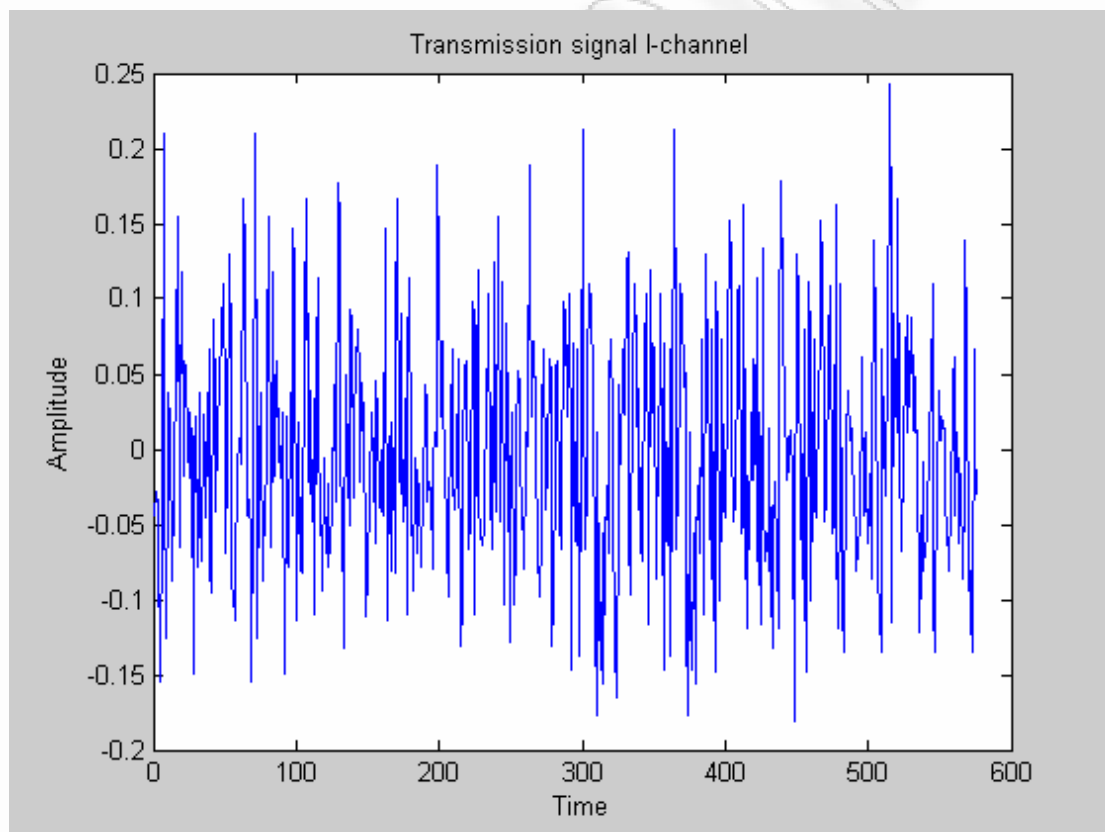
Στις κυματομορφές αυτές ich2 και qch2 προστίθεται ένα διάστημα φύλαξης για την αποφυγή της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI) που προκύπτει από την πολυδιαδρομική διάδοση (multipath fading)

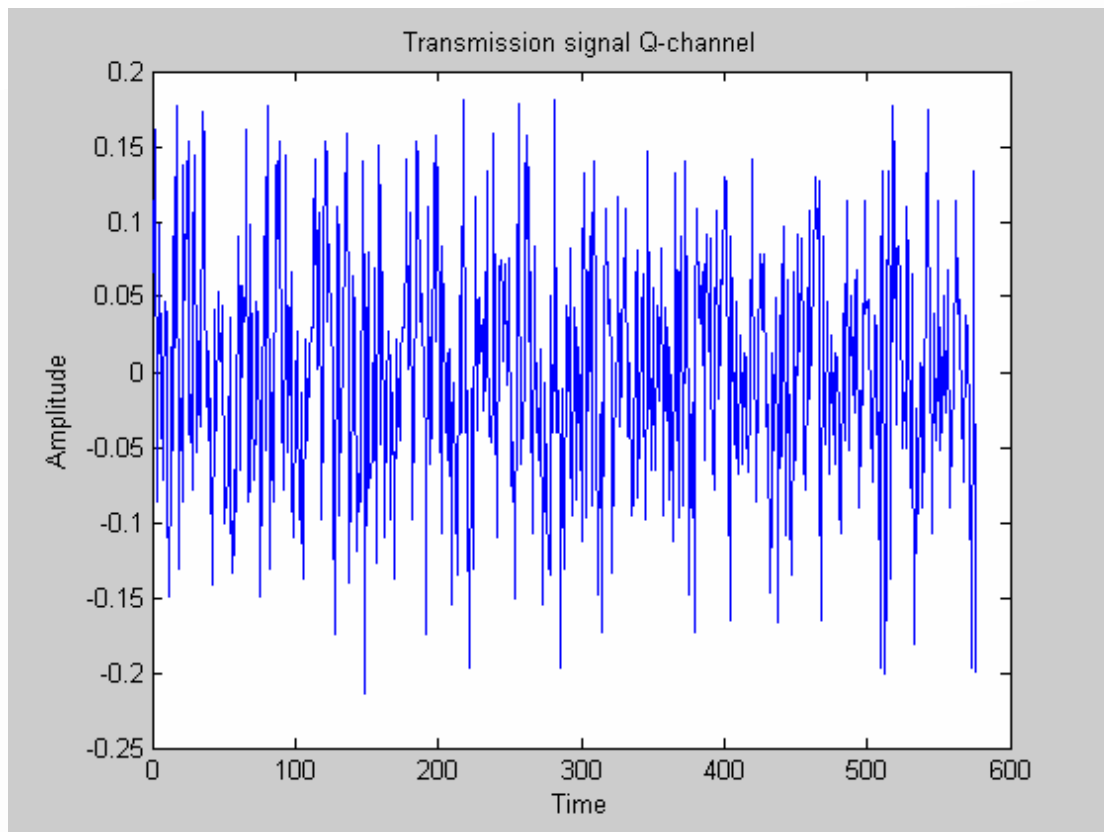
```
%----- Guard interval insertion -----
```

```
ffflen2=ffflen+gilen;
```

```
[ich4,qch4]= giins(ich2,qch2,ffflen,gilen,nd);
```

Ορίζουμε το `ffflen2` ως το άθροισμα του μήκους του συμβόλου με το διάστημα φύλαξης. Το τελικό σήμα που προκύπτει μετά και την παραπάνω προσθήκη μεταδίδεται στον αέρα. Το σήμα αυτό εμφανίζεται στις παρακάτω γραφικές παραστάσεις.





Σχήμα 5.7

Το μεταδιδόμενο σήμα υπόκειται σε εξασθένηση Rayleigh :

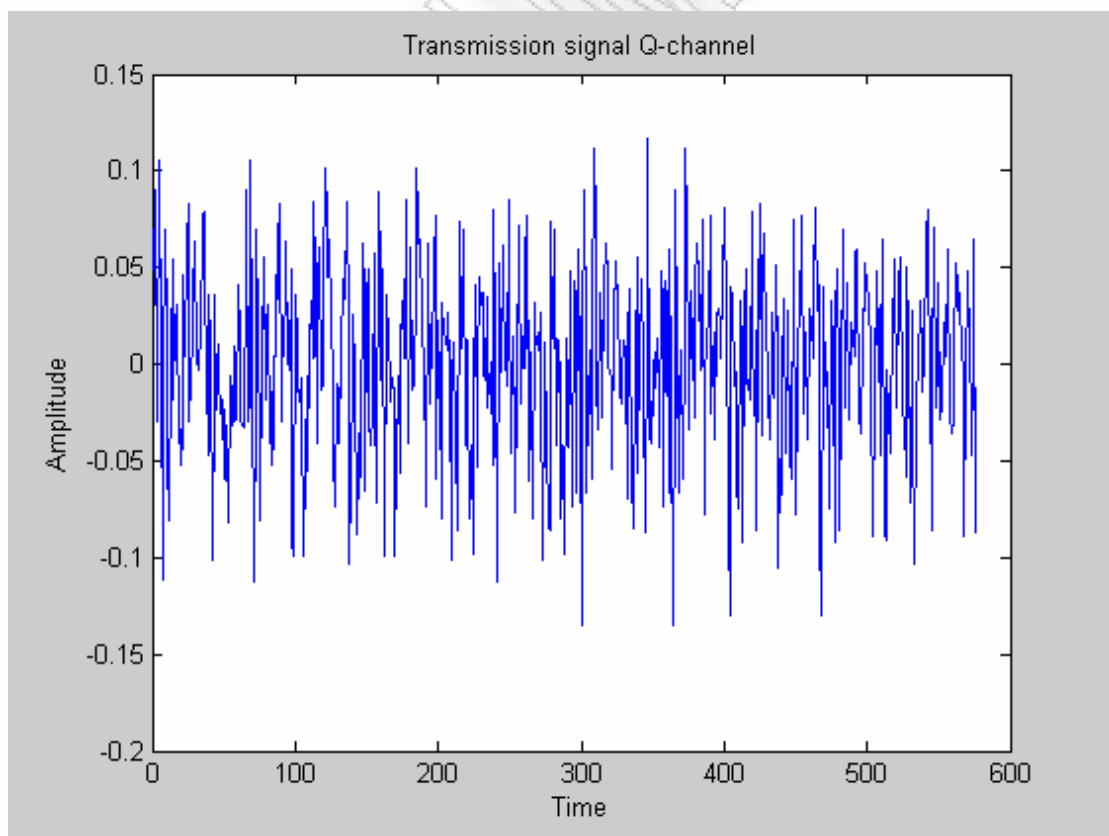
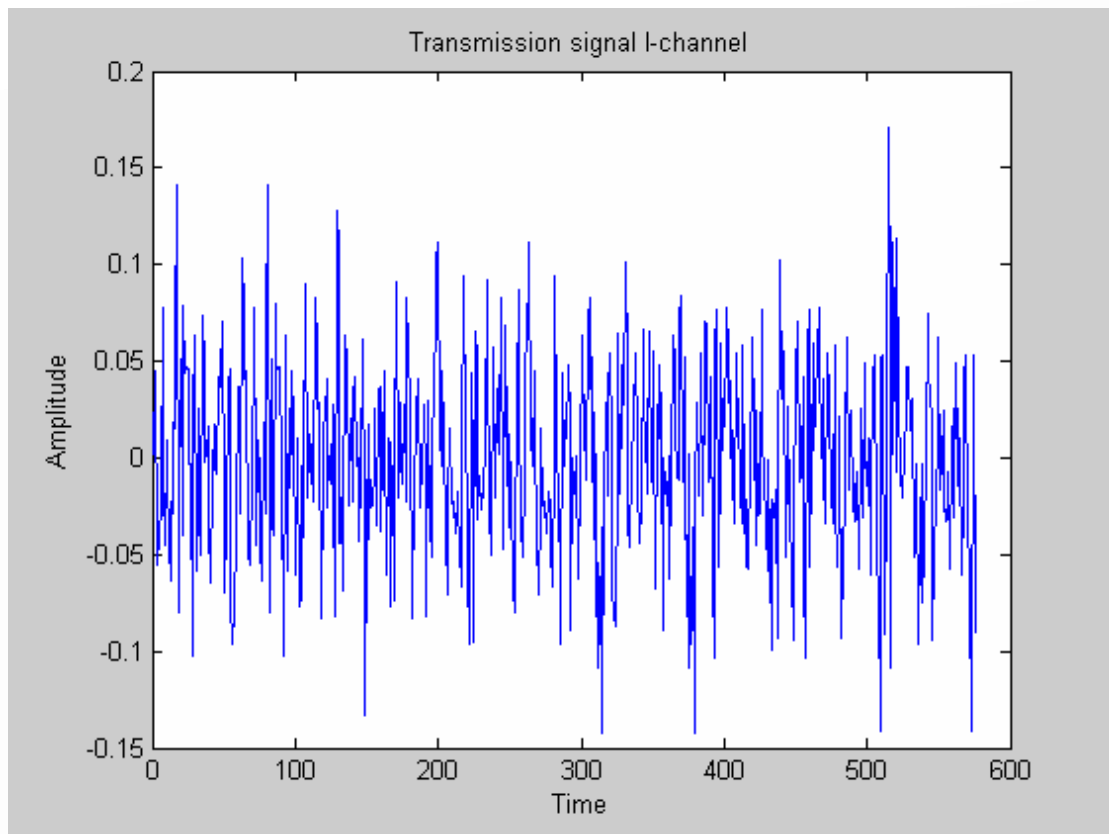
```
[ifade,qfade,ramp,rcos,rsin]=sefade(ich4,qch4,itau,dlv11,th1,n0,itnd1,now1,length(ich4),tstp,fd,flat);
```

```
itnd1 = itnd1+itnd0; % Update fading counter
```

```
ich4=ifade;
```

```
qch4=qfade;
```

Η εξασθένηση του σήματος είναι εμφανής συγκρίνοντας τις παρακάτω παραστάσεις με αυτές του σχήματος 5.7



Σχήμα 5.8

Το λαμβανόμενο σήμα , έχοντας υποστεί το περιβάλλον εξασθένησης, δέχεται κατά τη μεταδοση και την επίδραση θορύβου AWGN όπου προστίθεται σε αυτό.

```
[ich5,qch5]=comb(ich4,qch4,attn);
```

Αφαιρείται το guard interval :

```
[ich6,qch6]= girem(ich5,qch5,ffflen2,gilen,nd);
```

Στη συνέχεια, περνάει από το FFT και τα δεδομένα μεταφέρονται παράλληλα στο χώρο των συχνοτήτων.

```
rx=ich6+qch6.*i;
```

```
ry=fft(rx); % fft : built in function
```

```
ich7=real(ry);
```

```
qch7=imag(ry);
```

Έπειτα ακολουθεί η αποκωδικοποίηση των δεδομένων όπου τα δεδομένα έχοντας μεταδοθεί από 52 κανάλια λόγω της αρχικής τους κωδικοποίησης στο 64 σημείων FFT που χρησιμοποιήθηκε, επανέρχονται σε αυτά τα 52.

```
[ich8,qch8]=crdemapping(ich7,qch7,ffflen,nd);
```

```
ich9=ich8./kmod;
```

```
qch9=qch8./kmod;
```

```
[demodata]=qpskdemod(ich9,qch9,para,nd,ml);
```

Τέλος, έπειτα από την ανακατανομή των αποδιαμορφωμένων δεδομένων στην μορφή που απεστάλησαν μπορεί αν γίνει ο υπολογισμός τόσο του BER όσο και του PER.

```
demodata1=reshape(demodata,1,para*nd*ml);
```

```
noe2=sum(abs(demodata1-seridata)); % sum : built in function
```

```
nod2=length(seridata); % length : built in function
```

```
% calculating PER
```

```
if noe2~=0
```

```
    eop=eop+1;
```

```

else
    eop=eop;
end
eop;
nop=nop+1;
% calculating BER
noe=noe+noe2;
nod=nod+nod2;
end

```

Κατά την υλοποίηση του παραπάνω μοντέλου, θέλοντας να μελετήσουμε το κανάλι λαμβάνοντας υπόψη την εξασθένιση (fading) και να προσομοιώσουμε το κανάλι σε ένα όσο πιο τέλει υπολογισμό γίνεται (perfect channel estimation), εισάγαμε στο μεταδιδόμενο σήμα τον παρακάτω κώδικα :

```

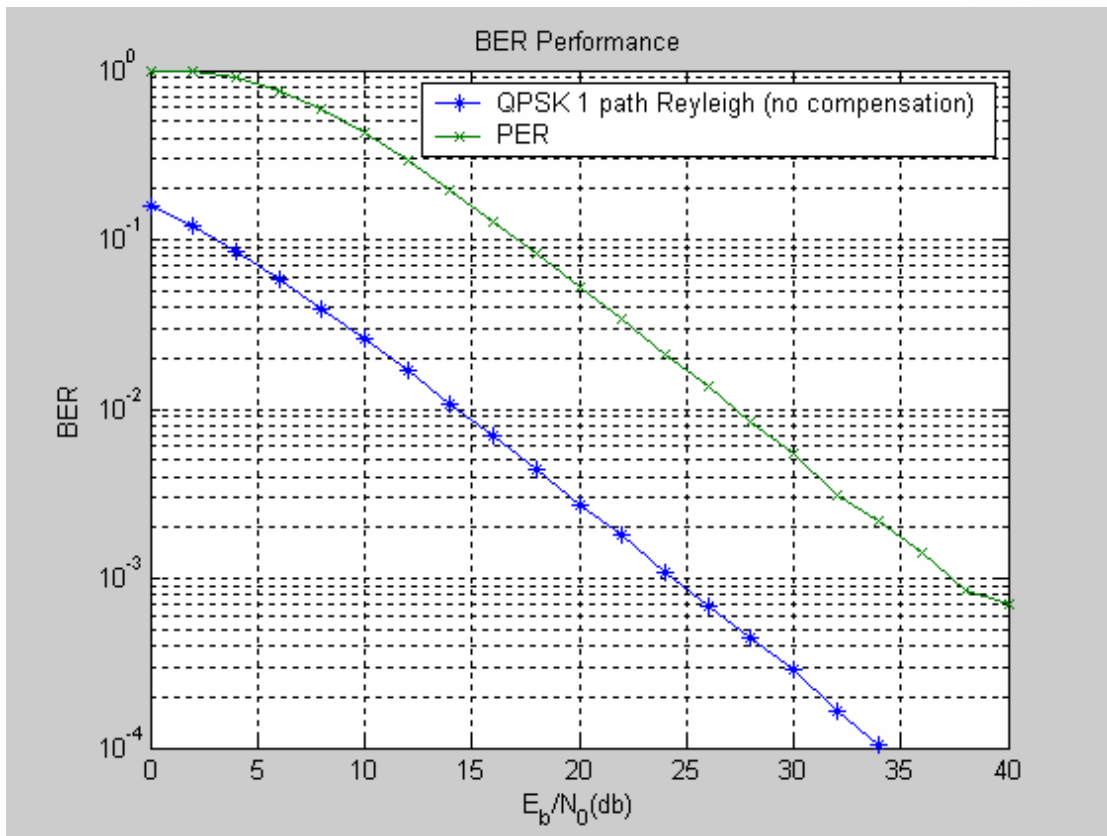
[ifade,qfade,ramp,rcos,rsin]=sefade(ich4,qch4,itau,dlv11,th1,n0,itnd1,now1,length(ich
4),tstp,fd,flat);
itnd1 = itnd1+itnd0; % Updata fading counter
ich44=ifade;
qch44=qfade;

ifade2=1./ramp.*(rcos(1,:).*ich5+rsin(1,:).*qch5);
qfade2=1./ramp.*(-rsin(1,:).*ich5+rcos(1,:).*qch5);
ich5=ifade2;
qch5=qfade2;

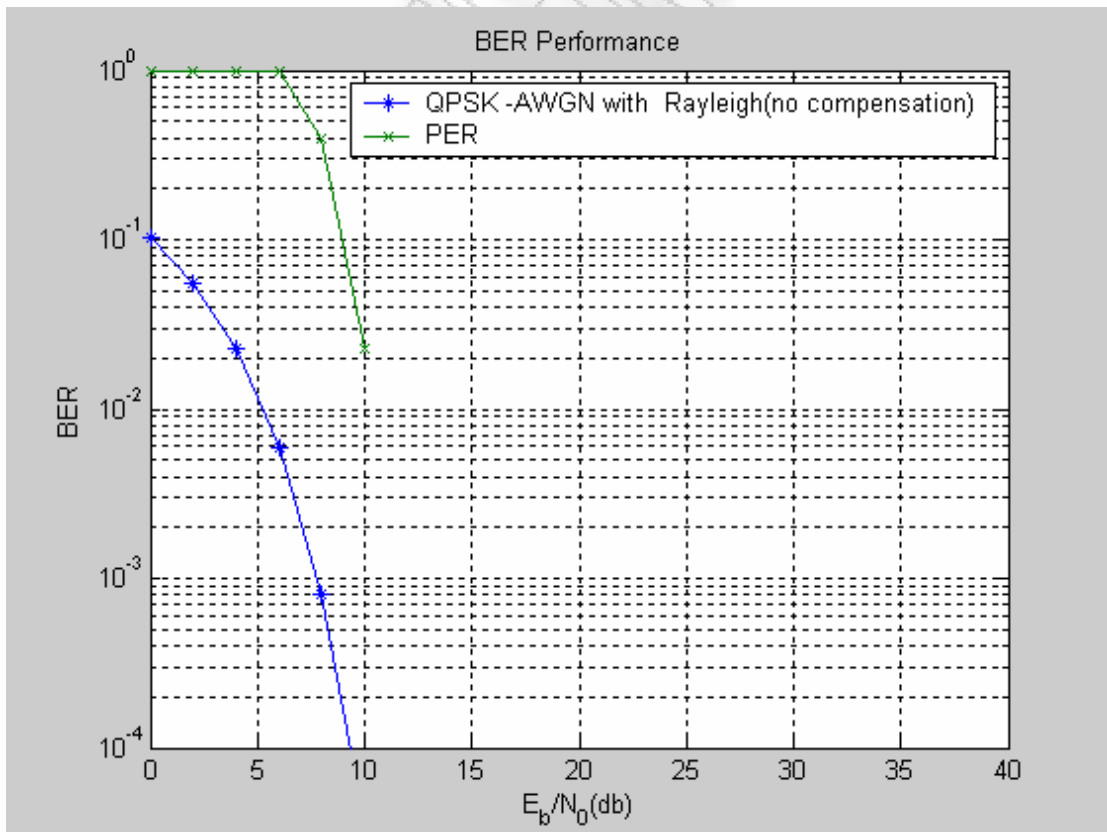
```

Οι γραφικές παραστάσεις με την προσθήκη του παραπάνω κώδικα είναι οι παρακάτω:

Για Flat=1 με fading channel (perfect channel estimation)



Για Flat = 0, δηλαδή χωρίς fading channel



Σχήμα 5.9 Επίδοση BER

5.2 Estimation του Channel Fading

Σε αυτήν την ενότητα θα δούμε μια από τις μεθόδους με την οποία μπορούμε να υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά της διάδοσης (propagation characteristics). Η μέθοδος αυτή ονομάζεται **pilot-symbol insertion**, στην οποία τα γνωστά Pilot symbols εισέρχονται ως γνωστές περίοδοι, όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.3.

Στον δέκτη, μπορούμε να υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά του καναλιού για κάθε symbol. Χρησιμοποιώντας τα υπολογισμένα χαρακτηριστικά μετάδοσης μπορούμε να ανακτήσουμε τα transmitted data. Παρακάτω, θα δείξουμε πώς να προσθέτουμε ένα pilot data-insertion circuit στο πρόγραμμα που θα χρησιμοποιήσουμε για την προσομοίωση του BER με channel estimation, το ofdmce.m.

Ανατρέχουμε λοιπόν στο πρόγραμμα αυτό στο σημείο «%CE data generation». Εδώ είναι το σημείο όπου τα pilot data σχηματίζονται. Τα Pilot data είναι τυχαία data και εισάγονται μόνο σε «Ich».

```
% CE data generation
kndata=zeros(1,ffflen);
kndata0=2.*(rand(1,52)>0.5)-1;
kndata(2:27)=kndata0(1:26);
kndata(39:64)=kndata0(27:52);
ceich=kndata; % CE:BPSK
ceqch=zeros(1,64);
```

Τα data εισάγονται στο πεδίο του χρόνου πριν από τα Information OFDM data. Τότε έχουμε :

```
[ich1,qch1]=crmapping(ich,qch,ffflen,nd);
ich2=[ceich.' ich1]; % I-channel transmitted data
qch2=[ceqch.' qch1]; % Q-channel transmitted data
```

Χρησιμοποιώντας τα τυποποιημένα transmitted data, ich2 και qch2 μπορούμε να εκτελέσουμε FFT.

```
x=ich2+qch2.*i;
y=ifft(x);
```

```
ich3=real(y);
qch3=imag(y);
```

Τότε, εισάγεται ένα κυκλικό guard interval και μεταδίδεται στον αέρα. Έπειτα στο διαβιβασθέν σήμα παρεμβάλλεται εξασθένιση και θόρυβος AWGN. Τότε στον δέκτη το εισερχόμενο guard interval αφαιρείται και ακολούθως το αφαιρούμενο σήμα τροφοδοτεί το FFT circuit.

```
rx=ich6+qch6.*i;
ry=fft(rx);
ich7=real(ry);
qch7=imag(ry);
```

Χρησιμοποιώντας CE symbols μπορούμε να υπολογίσουμε τα χαρακτηριστικά της μετάδοσης. Ανατρέχοντας στο σημείο του κώδικα του ofdmce.m, `%.---- fading compensation by CE symbol ----`, αρχικά αποσύρουμε τα pilot symbols από τα ληφθέντα και εκτελεσμένα σε FFT data ich7 και qch7. Σε αυτήν την προσομοίωση τα Pilot data ήταν τοποθετημένα στο πρώτο symbol όπως φαίνεται στο σχήμα 5.5. Επομένως,

```
% taking pilot data out of received data
ce=1;
ice1=ich7(:,ce);
qce1=qch7(:,ce);
```

Την ίδια ώρα, προετοιμάζουμε τα Pilot data τα οποία χρησιμοποιήθηκαν στον πομπό.

```
% preparation known CE data
ce=1;
ice0=ich2(:,ce);
qce0=qch2(:,ce);
```

Η σχέση μεταξύ $\begin{pmatrix} ice1 \\ qce1 \end{pmatrix}$ and $\begin{pmatrix} ice0 \\ qce0 \end{pmatrix}$ δίνεται από τον τύπο :

$$\begin{pmatrix} ice1 \\ qce1 \end{pmatrix} = A \begin{pmatrix} ice0 \\ qce0 \end{pmatrix} \quad (5.1)$$

Όπου A είναι ο πίνακας μεταβολής του fading και παρουσιάζεται παρακάτω :

$$A = \begin{pmatrix} iv & -qv \\ qv & iv \end{pmatrix} \quad (5.2)$$

επειδή το fading είναι μια λειτουργία με αλλαγή φάσης και διακύμανση πλάτους. Για να εξουδετερώσουμε την εναλλαγή του fading πολλαπλασιάζουμε όλα τα λαμβανόμενα data με $A^{-1} \cdot A^{-1}$:

$$A^{-1} = \frac{1}{\sqrt{iv^2 + qv^2}} \begin{pmatrix} iv & qv \\ -qv & iv \end{pmatrix} \quad (5.3)$$

Από τις σχέσεις (5.2) και (5.3) οι τιμές των iv και qv δίνονται από τις σχέσεις

$$iv = \frac{1}{\sqrt{ice1 + qce1}} (ice0 \times ice1 + qce0 \times qce1) \quad (5.4)$$

$$qv = \frac{1}{\sqrt{ice1 + qce1}} (qce0 \times ice1 - ice0 \times qce1) \quad (5.5)$$

Σε αυτήν την προσομοίωση υπολογίζουμε τις παραμέτρους iv και qv .

```
% calculating reverse rotation
iv=real((1./(ice1.^2+qce1.^2)).*(ice0+i.*qce0).*...
(ice1-i.*qce1));
qv=imag((1./(ice1.^2+qce1.^2)).*(ice0+i.*qce0).*...
(ice1-i.*qce1));
```

Χρησιμοποιώντας τα iv και qv , δημιουργήθηκαν δύο αντίστροφοι περιστροφικοί πίνακες όπως φαίνεται παρακάτω :

```
% matrices for reverse rotation
ieqv1=[iv iv iv iv iv iv iv];
qeqv1=[qv qv qv qv qv qv qv];
```

Οι συντελεστές θα είναι σταθεροί για όλα τα symbols. Επειδή υπάρχει ένα data-frame unit, ένα channel estimation symbol και έξι data symbols, το μήκος των vector είναι 7 και για τις δύο παραμέτρους. Χρησιμοποιώντας τους vectors εκτελούμε μια αντίστροφη περιστροφή για τα λαμβανόμενα σήματα ich7 και qch7. Τα αντεστραμμένα data ήταν icompen και qcompen, και η σχέση μεταξύ ich7, qch7, icompen, qcompen, ieq1, και qeq2 δίνεται από τους τύπους :

$$\text{icompen} = \text{ich7} \times \text{ieqv1} - \text{qch7} \times \text{qeqv1} \quad (5.6)$$

$$\text{qcompen} = \text{qch7} \times \text{ieqv1} + \text{ich7} \times \text{qeqv1} \quad (5.7)$$

Σε αυτήν την προσομοίωση, υπολογίζουμε τις παραπάνω τιμές (5.6 και 5.7).

```
% reverse rotation
```

```
icompen=real((ich7+i.*qch7).*(ieqv1+i.*qeqv1));
qcompen=imag((ich7+i.*qch7).*(ieqv1+i.*qeqv1));
ich7=icompen;
qch7=qcompen;
```

Αποσύρουμε τα pilot symbols από τα εξουδετερωμένα από φάση data ως εξής:

```
% CE symbol removal
```

```
ich8=ich7(:,knd+1:nd+1);
qch8=qch7(:,knd+1:nd+1);
```

Χρησιμοποιώντας την παραπάνω εξουδετέρωση φάσης στην προσομοίωση στον υπολογιστή αποκτήσαμε το BER και το PER. Παραπάνω αναλύσαμε τις βασικές παραμέτρους για τον κώδικα προσομοίωσης με Channel estimation symbols

Παρακάτω παρουσιάζεται αναλυτικά ο κώδικας για την προσομοίωση του ofdmce.m. Με αυτό το πρόγραμμα θα προσομοιώσουμε το Bit error rate (BER) και

το Packet error rate (PER) σε περιβάλλον εξασθένησης και με θόρυβο AWGN. Σε αυτήν την προσομοίωση υπάρχει ένα OFDM channel estimation symbol (CE) και έξι OFDM symbols σε ένα πακέτο. Το μήκος του FFT είναι 64, ο αριθμός των καναλιών είναι 52 και ο αριθμός των carrier είναι 53.

5.2.1 Προσομοίωση μεταδοσης OFDM και υπολογισμός των επιδόσεων του Bit error rate (BER) και του packet error rate (PER) με την επίδραση AWGN και fading.

```

para=52; % Number of parallel channel to transmit (points)
fftlens=64; % FFT length
noc=53; % Number of carriers
nd=6; % Number of information OFDM symbol for one loop
knd=1; % Number of known channel estimation (CE) OFDM symbol
ml=2; % Modulation level : QPSK
sr=250000; % OFDM symbol rate (250 ksymbol/s)
br=sr.*ml; % Bit rate per carrier
gilen=16; % Length of guard interval (points)
ebn0=0.2:40; % Eb/N0

% fading initialization

tstp=1/sr/(fftlens+gilen); % Time resolution
itau=[0]; % Arrival time for each multipath normalized by tstp
dlv1=[0]; % Mean power for each multipath normalized by direct wave.
n0=[6]; % Number of waves to generate fading n0(1),n0(2)
th1=[0.0]; % Initial Phase of delayed wave
itnd1=[1000]; % set fading counter
now1=1; % Number of directwave + Number of delayed wave
fd=150; % Maximum Doppler frequency
flat=0; % Flat or not (see ofdm_fading.m)
itnd0=nd*(fftlens+gilen)*20; % Number of fading counter to skip

%main loop part

```



```

nloop=1000;    % Number of simulation loops

for k=1:length(ebn0)

noe = 0;    % Number of error data
nod = 0;    % Number of transmitted data
eop=0;    % Number of error packet
nop=0;    % Number of transmitted packet

%transmitter
for j=1:nloop

seridata=rand(1,para*nd*ml)>0.5; % DC=0
paradata=reshape(seridata,para,nd*ml); %size(51 * nd*ml)

% ml modulation

[ich,qch]=qpskmod(paradata,para,nd,ml);
kmod=1/sqrt(2);
ich=ich.*kmod;
qch=qch.*kmod;

% CE data generation
kndata=zeros(1,fftl);
kndata0=2.*(rand(1,52)>0.5)-1;
kndata(2:27)=kndata0(1:26);
kndata(39:64)=kndata0(27:52);
ceich=kndata; % CE:BPSK
ceqch=zeros(1,64);

% data mapping (DC=0)

[ich1,qch1]=crmapping(ich,qch,fftl,nd);
ich2=[ceich.' ich1];    % I-channel transmission data

```

```
qch2=[ceqch.' qch1]; % Q-channel transmission data
```

```
% IFFT
```

```
x=ich2+qch2.*i;
```

```
y=ifft(x);
```

```
ich3=real(y);
```

```
qch3=imag(y);
```

```
%Gurad interval insertion
```

```
fftlens=fftlens+gilen;
```

```
[ich4,qch4]= giins(ich3,qch3,fftlens,gilen,nd+1);
```

```
% Attenuation Calculation
```

```
spow=sum(ich4.^2+qch4.^2)/nd./para;
```

```
attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0(k)/10);
```

```
attn=sqrt(attn);
```

```
%fading channel
```

```
[ifade,qfade,ramp,rcos,rsin]=sefade(ich4,qch4,itau,dlvl1,th1,n0,itnd1,now1,length(ich4),tstp,fd,flat);
```

```
itnd1 = itnd1+itnd0; % Updata fading counter
```

```
ich4=ifade;
```

```
qch4=qfade;
```

```
% Receiver
```

```
%AWGN addition
```

```
[ich5,qch5]=comb(ich4,qch4,attn);
```

```
%Ιδανική εξουδετέρωση fading για one path fading
```

```
ifade2=1./ramp.*(rcos(1,:).*ich5+rsin(1,:).*qch5);
```

```
qfade2=1./ramp.*(-rsin(1,:).*ich5+rcos(1,:).*qch5);
```

```
ich5=ifade2;  
qch5=qfade2;
```

```
%Guard interval removal
```

```
[ich6,qch6]= girem(ich5,qch5,ffflen2,gilen,nd+1);
```

```
% FFT
```

```
rx=ich6+qch6.*i;  
ry=fft(rx);  
ich7=real(ry);  
qch7=imag(ry);
```

```
% Εξουδετέρωση fading by CE symbol
```

```
% preparation known CE data
```

```
ce =1;  
ice0=ich2(:,ce);  
qce0=qch2(:,ce);
```

```
% taking CE data out of received data
```

```
ice1=ich7(:,ce);  
qce1=qch7(:,ce);
```

```
% calculating reverse rotation
```

```
iv=real((1./(ice1.^2+qce1.^2)).*(ice0+i.*qce0).*(ice1-i.*qce1));  
qv=imag((1./(ice1.^2+qce1.^2)).*(ice0+i.*qce0).*(ice1-i.*qce1));
```

```
% matrix for reverse rotation
```

```
ieqv1=[iv iv iv iv iv iv iv];  
qeqv1=[qv qv qv qv qv qv qv];
```

```
% reverse rotation
```

```

icompen=real((ich7+i.*qch7).*(ieqv1+i.*qeqv1));
qcompen=imag((ich7+i.*qch7).*(ieqv1+i.*qeqv1));
ich7=icompen;
qch7=qcompen;

```

```

%CE symbol removal

```

```

ich8=ich7(:,knd+1:nd+1);
qch8=qch7(:,knd+1:nd+1);

```

```

% DC and pilot data removal

```

```

[ich9,qch9]=crdemapping(ich8,qch8,fftlend,nd);

```

```

%demoduration

```

```

ich10=ich9./kmod;
qch10=qch9./kmod;
[demodata]=qpskdemod(ich10,qch10,para,nd,ml);

```

```

%error calculation

```

```

demodata1=reshape(demodata,1,para*nd*ml);
noe2=sum(abs(demodata1-seridata));
nod2=length(seridata);

```

```

% calculating PER

```

```

% calculating BER

```

```

noe=noe+noe2;
nod=nod+nod2;

```

```

if noe2~=0

```

```

    eop=eop+1;

```

```

else

```

```

    eop=eop;

```

```

end
    eop;
    nop=nop+1;

end %nloop
per(k)=eop/nop;
ber(k)=noe/nod;
%Output result

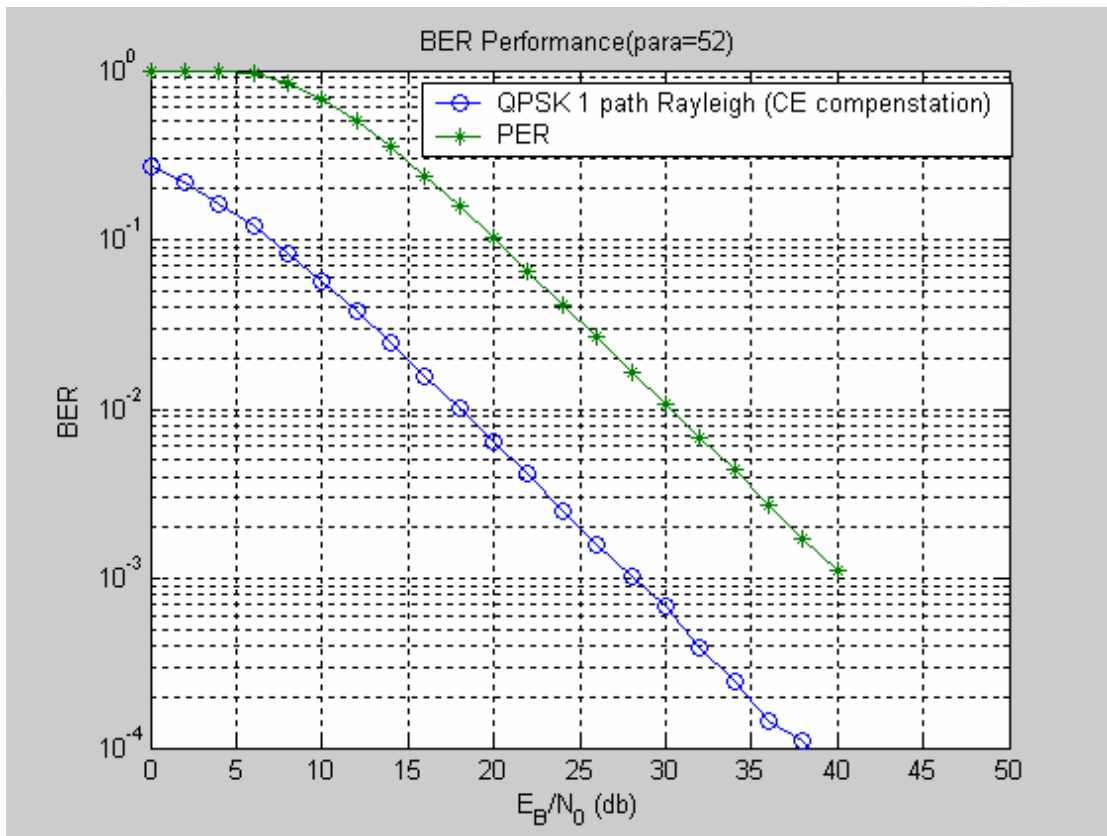
fprintf('%f\t%e\t%e\t%d\t%d\n',ebn0(k),ber(k),per(k),nloop,fd);

end %ebn0(k)

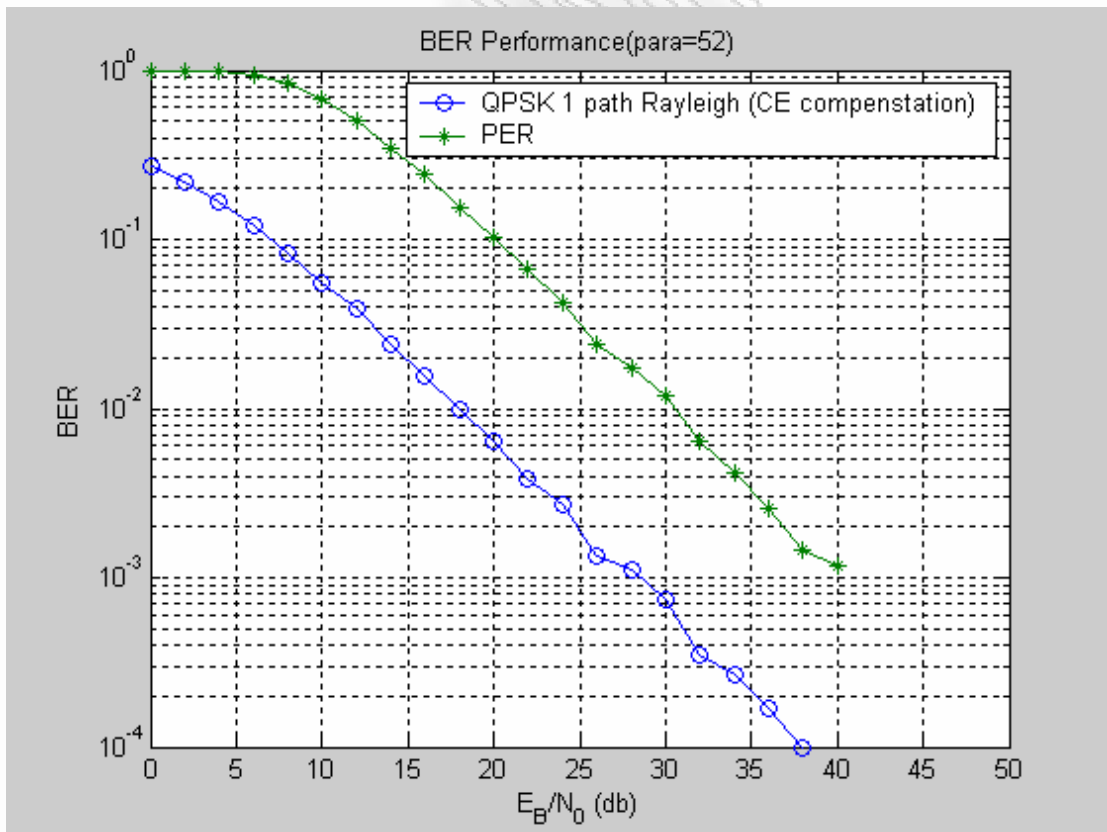
semilogy(ebn0,ber,'-o',ebn0,per,'-*');
xlabel('E_B/N_0 (db)');
ylabel('BER');
grid on;
drawnow;
title ('BER Performance(para=52)');
legend ('QPSK 1 path Rayleigh (CE compenstation)','PER');
axis ([0,50,10^(-4),10^(-0)]);

```

Έπειτα από μια μεγάλη χρονικά προσομοίωση λαμβάνονται τα αποτελέσματα του BER και του PER με one-path Rayleigh fading και CE compensation. Η απόδοση του BER παρουσιάζεται στο σχήμα που ακολουθεί. Παρατηρούμε ότι το BER χειροτερεύει σε σχέση με την ιδανική εκτίμηση του καναλιού αλλά το ποσό χειροτέρευσης δεν επηρεάζεται από τη συχνότητα Doppler της διάλλειψης.



BER για $f_d = 150$ Hz



BER για $F_d = 15$ Hz

Σχήμα 5.10 BER performance (para =52)

5.2.2 Προσομοίωση της επίδοσης του BER και του PER σχέση με το carrier-to-interference ratio (C/I)

Σε αυτή την προσομοίωση υπολογίζουμε το BER ενός OFDM σήματος (με ισχύ C) το οποίο υφίσταται παρεμβολή (interference) από ένα φέρον, για διαφορετικές τιμές του πηλίκου C/I. Θεωρούμε ότι τα επιθυμητά και τα ανεπιθύμητα σήματα έχουν εξασθένιση στο κανάλι, η οποία είναι ανεξάρτητη μεταξύ τους.

Ο υπολογισμός του BER γίνεται σε περιβάλλον εξασθένισης (Rayleigh fading) και με θόρυβο AWGN. Ο κώδικας εκτελείται στη συνέχεια για συχνότητα Doppler 50 και 150 Hz ενώ σημαντική είναι η διαφορά που προκύπτει για μεταβολή του C/I ratio 5, 10, και 50 dB.

```
%***** preparation part *****  
clear;  
para=52; % Number of parallel channel to transmit (points)  
fftlen=64; % FFT length  
noc=53; % Number of carriers  
nd=6; % Number of information OFDM symbol for one loop  
knd=1; % Number of known channel estimation (CE) OFDM symbol  
ml=2; % Modulation level : QPSK  
sr=250000; % OFDM symbol rate (250 ksymbol/s)  
br=sr.*ml; % Bit rate per carrier  
gilen=16; % Length of guard interval (points)  
ebn0=0:2:40; % Eb/N0  
  
%----- fading initialization -----  
  
tstp=1/sr/(fftlen+gilen); % Time resolution  
itau=[0]; % Arrival time for each multipath normalized by tstp  
dlv1=[0]; % Mean power for each multipath normalized by direct wave.  
n0=[6]; % Number of waves to generate fading n0(1),n0(2)  
th1=[0.0]; % Initial Phase of delayed wave  
itnd1=[1000]; % set fading counter  
now1=1; % Number of directwave + Number of delayed wave  
fd=50; % Maximum Doppler frequency
```



```

flat=0;      % Flat or not (see ofdm_fading.m)
itnd0=nd*(fftleng+gilen)*10; % Number of fading counter to skip

%----- interference wave initialization -----

ci=10;      % C/I ratio
ml2=2;      % modulation level

itau2=[0];
dlv12=[0];
n02=[6];
th2=[0.0];
itnd2=[10000+floor(rand(1)*10)*1000];
now2=1;
fd2=fd;
flat2=0;
itnd02=nd*(fftleng+gilen)*300; % Number of fading counter to skip

%% store all parameters in one matrix "fadingpara"

fadingpara=zeros(8,length(itau2));
fadingpara(1,:)=itau2;
fadingpara(2,:)=dlv12;
fadingpara(3,:)=n02;
fadingpara(4,:)=th2;
fadingpara(5,:)=itnd2;
fadingpara(6,:)=now2;
fadingpara(7,:)=fd2;
fadingpara(8,:)=flat2;

%***** main loop part *****

nloop=1000; % Number of simulation loops
for k=1:length(ebn0)
noe = 0; % Number of error data

```



```

nod = 0; % Number of transmitted data
eop=0; % Number of error packet
nop=0; % Number of transmitted packet

%***** transmitter *****
for iii=1:nloop

seldata=rand(1,para*nd*ml)>0.5; % DC=0

paradata=reshape(seldata,para,nd*ml); %size(51 * nd*ml)

%----- ml modulation -----

[ich,qch]=qpskmod(paradata,para,nd,ml);
kmod=1/sqrt(2);
ich=ich.*kmod;
qch=qch.*kmod;

% CE data generation
kndata=zeros(1,fftl);
kndata0=2.*(rand(1,52)>0.5)-1;
kndata(2:27)=kndata0(1:26);
kndata(39:64)=kndata0(27:52);
ceich=kndata; % CE:BPSK
ceqch=zeros(1,64);

%----- data mapping (DC=0) -----

[ich1,qch1]=crmapping(ich,qch,fftl,nd);

ich2=[ceich.' ich1]; % I-channel transmission data
qch2=[ceqch.' qch1]; % Q-channel transmission data

%----- IFFT -----

```

```

x=ich2+qch2.*i;
y=ifft(x);
ich3=real(y);
qch3=imag(y);

%----- Gurad interval insertion -----

ffflen2=ffflen+gilen;
[ich4,qch4]= giins(ich3,qch3,ffflen,gilen,nd+1);

%----- Attenuation Calculation -----
spow=sum(ich4.^2+qch4.^2)/nd./52;
attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0(k)/10);
attn=sqrt(attn);

%***** fading channel *****
[ifade,qfade,ramp,rcos,rsin]=sefade(ich4,qch4,itau,dlv1,th1,n0,itnd1,now1,length(ich
4),tstp,fd,flat);
itnd1 = itnd1+itnd0; % Updata fading counter
ich4=ifade;
qch4=qfade;

%%% interference wave addition
% interference
[iintw,qintw]=interwave(ci,spow,ml2,length(ich4),tstp,fadingpara);
itnd2 = itnd2+itnd02;
fadingpara(5,:)=itnd2;
ich4=ich4+iintw;
qch4=qch4+qintw;

%***** Receiver *****
%----- AWGN addition -----
[ich5,qch5]=comb(ich4,qch4,attn);

%----Perfect fading compensation for one path fading ----

```

```

ifade2=1./ramp.*(rcos(1,:).*ich5+rsin(1,:).*qch5);
qfade2=1./ramp.*(-rsin(1,:).*ich5+rcos(1,:).*qch5);
ich5=ifade2;
qch5=qfade2;

```

```

%----- Guard interval removal -----

```

```

[ich6,qch6]= girem(ich5,qch5,fftlens2,gilen,nd+1);

```

```

%----- FFT -----

```

```

rx=ich6+qch6.*i;
ry=fft(rx);
ich7=real(ry);
qch7=imag(ry);

```

```

%----- Fading compensation by CE symbol -----

```

```

% preparation known CE data

```

```

ce=1;
ice0=ich2(:,ce);
qce0=qch2(:,ce);

```

```

% taking CE data out of received data

```

```

ice1=ich7(:,ce);
qce1=qch7(:,ce);

```

```

% calculating reverse rotation

```

```

iv=real((1./(ice1.^2+qce1.^2)).*(ice0+i.*qce0).*(ice1-i.*qce1));
qv=imag((1./(ice1.^2+qce1.^2)).*(ice0+i.*qce0).*(ice1-i.*qce1));

```

```

% matrix for reverse rotation

```

```

ieqv1=[iv iv iv iv iv iv iv];
qeqv1=[qv qv qv qv qv qv qv];

```

```

% reverse rotation

```

```

icompen=real((ich7+i.*qch7).*(ieqv1+i.*qev1));
qcompen=imag((ich7+i.*qch7).*(ieqv1+i.*qev1));
ich7=icompen;
qch7=qcompen;

```

```

%----- CE symbol removal -----

```

```

ich8=ich7(:,knd+1:nd+1);
qch8=qch7(:,knd+1:nd+1);

```

```

%----- DC and pilot data removal -----

```

```

[ich9,qch9]=crdemapping(ich8,qch8,fflen,nd);

```

```

%----- demoduration -----

```

```

ich10=ich9./kmod;
qch10=qch9./kmod;
[demodata]=qpskdemod(ich10,qch10,para,nd,ml);

```

```

%----- error calculation -----

```

```

demodata1=reshape(demodata,1,para*nd*ml);
noe2=sum(abs(demodata1-seldata));
nod2=length(seldata);

```

```

% calculating PER

```

```

if noe2~=0
    eop=eop+1;
else
    eop=eop;
end
eop;
nop=nop+1;

```

```

% calculating BER
noe=noe+noe2;
nod=nod+nod2;

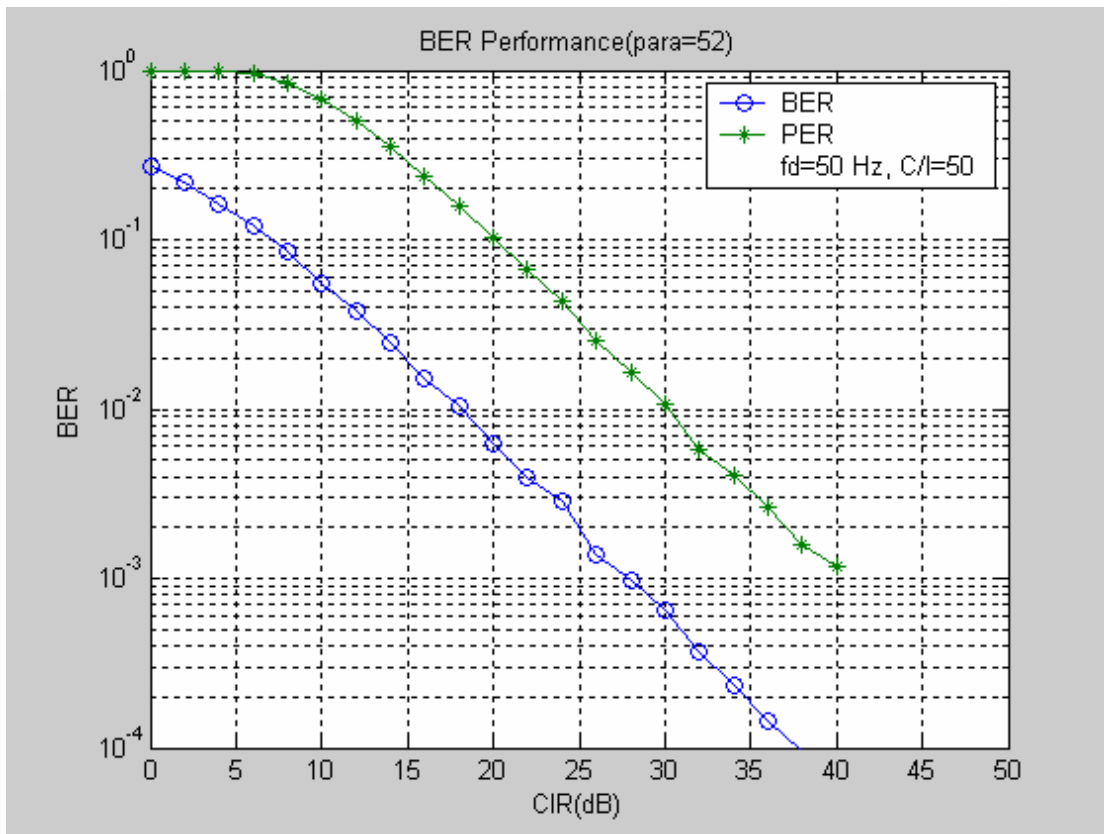
end
per(k)=eop/nop;
ber(k)=noe/nod;

%***** Output result *****

fprintf('%f\t%e\t%e\t%d\t%d\n',ci,ber(k),per(k),nloop,fd);
end
semilogy(ebn0,ber,'-o',ebn0,per,'-*');
xlabel('C/I(dB)');
ylabel('BER');
grid on;
drawnow;
title ('BER Performance(para=52)');
legend ('BER','PER','fd=50 Hz');
axis ([0,50,10(-4),10(-0)]);

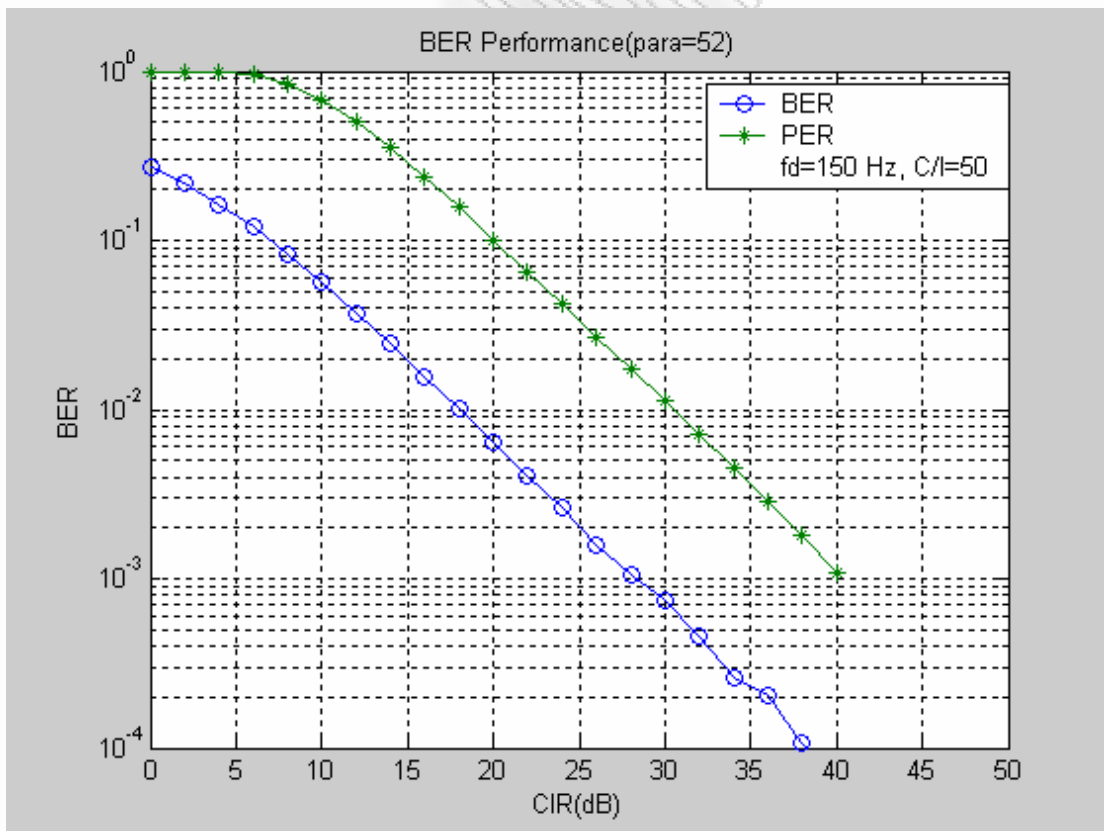
```

Έτσι, τα αποτελέσματα εμφανίζονται στις παρακάτω γραφικές παραστάσεις του σχήματος 5.11:



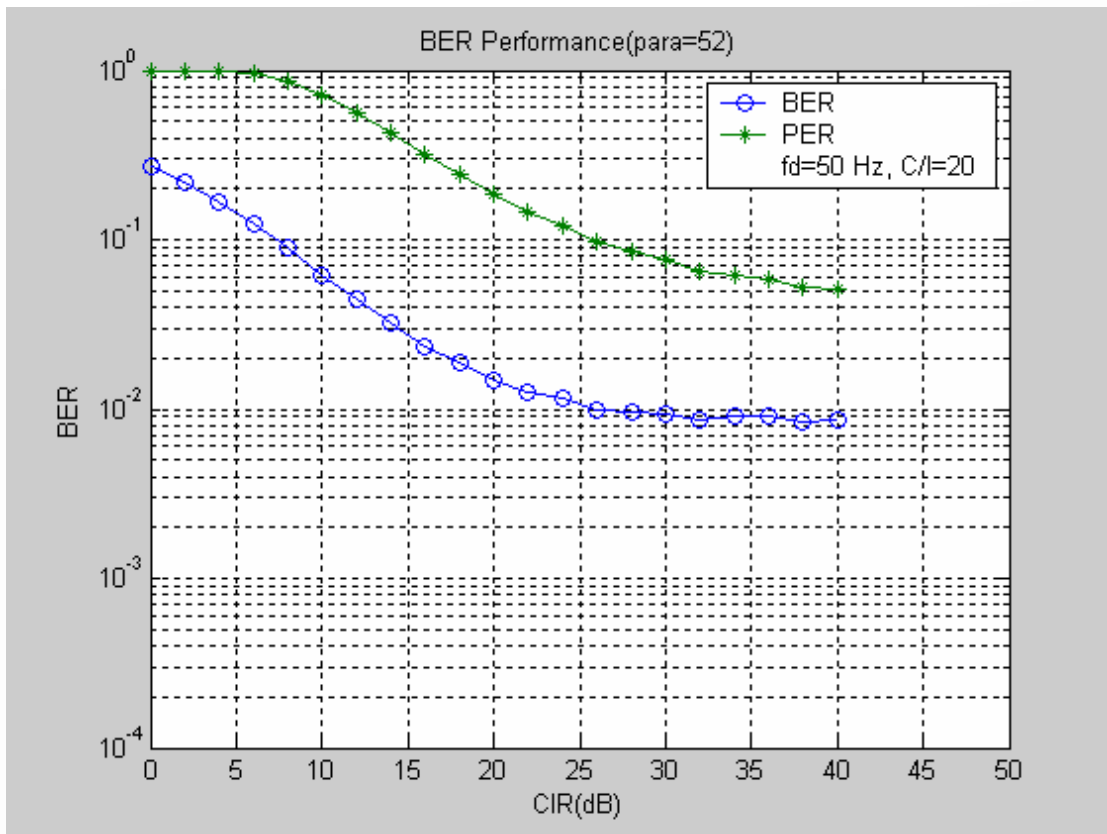
Σχήμα 5.11 α)

BER γ ια $C/I = 50$ dB και $f_d = 50$ Hz



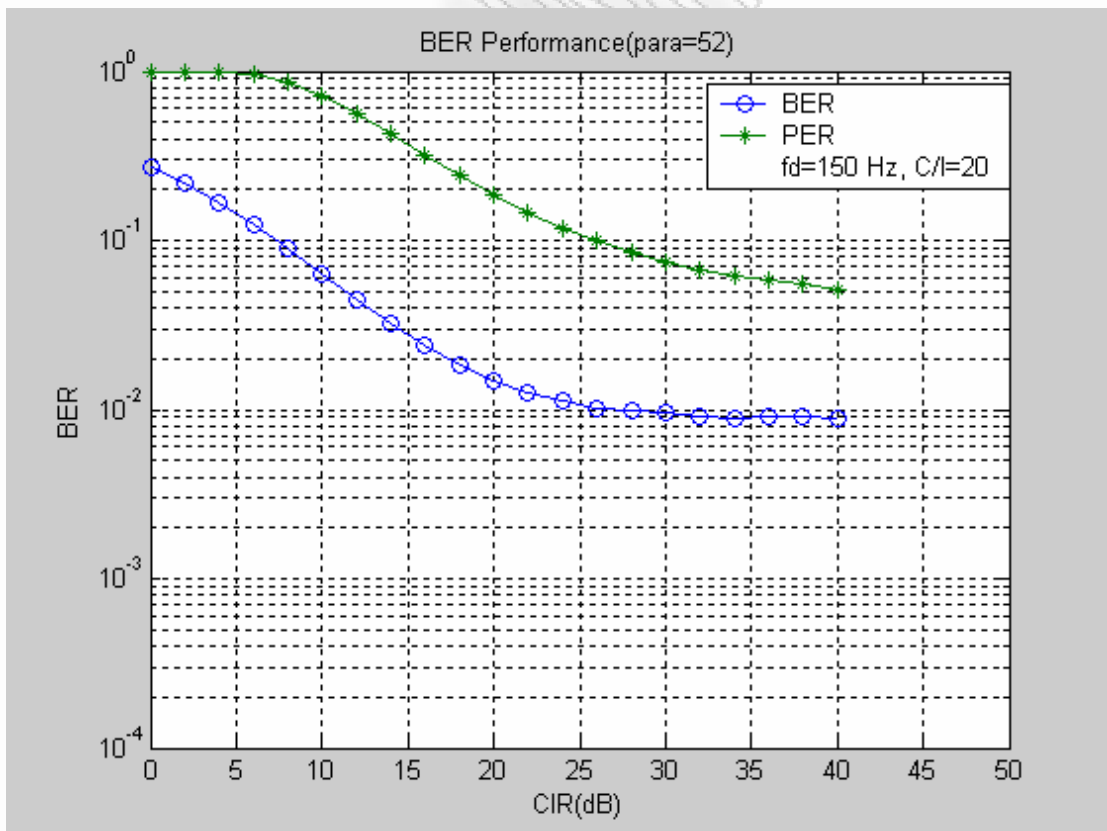
Σχήμα 5.11 b)

BER γ ια $C/I = 50$ dB και $f_d = 150$ Hz



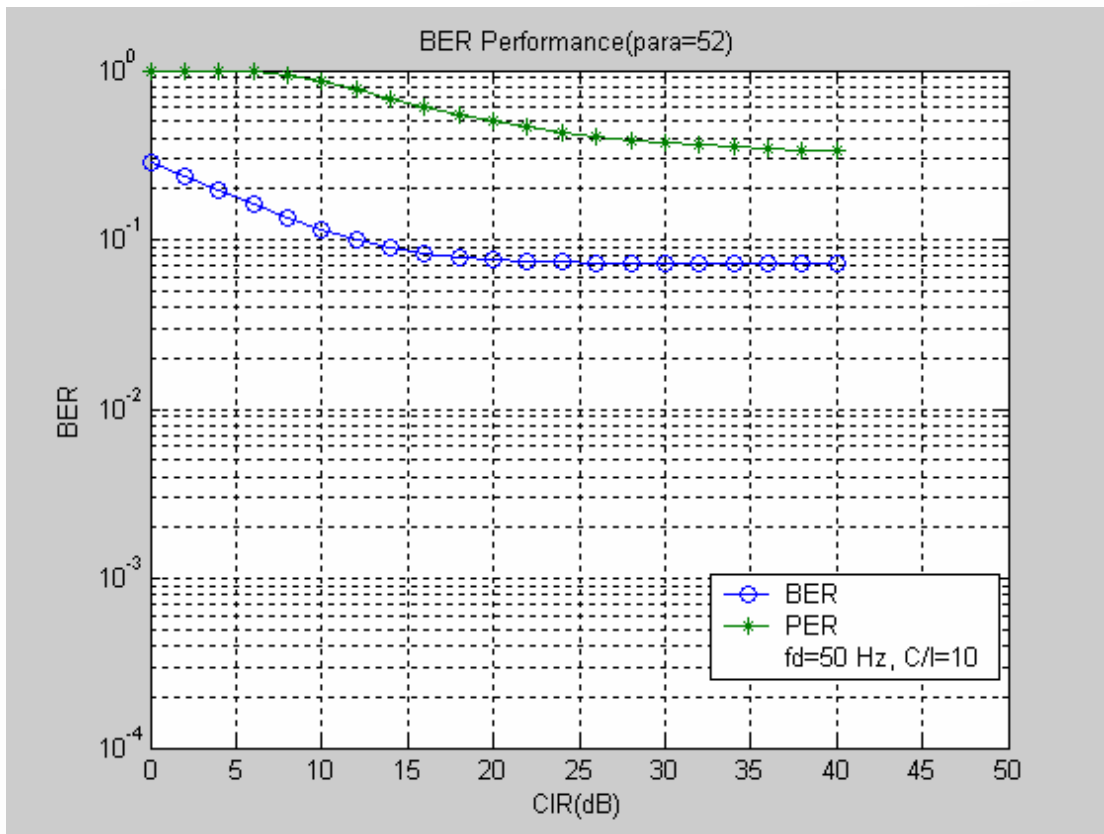
Σχήμα 5.11c)

BER γ για $C/I = 20$ dB και $f_d = 50$ Hz

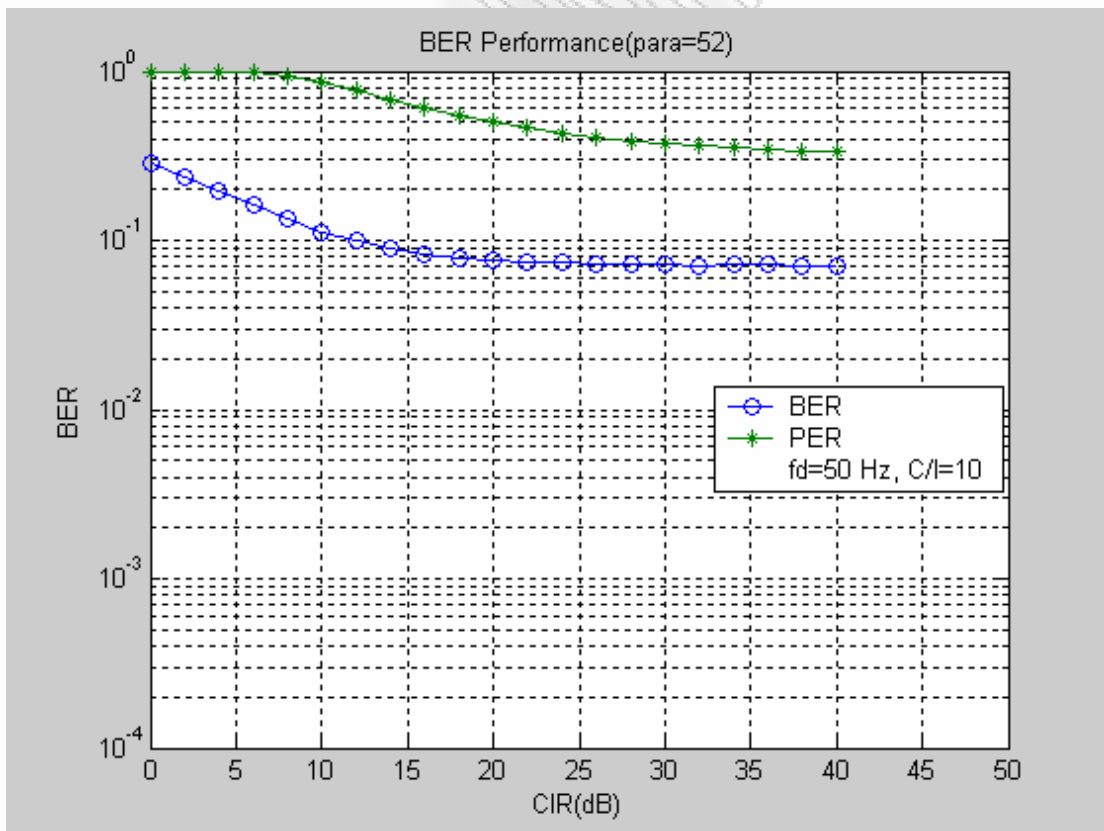


Σχήμα 5.11δ)

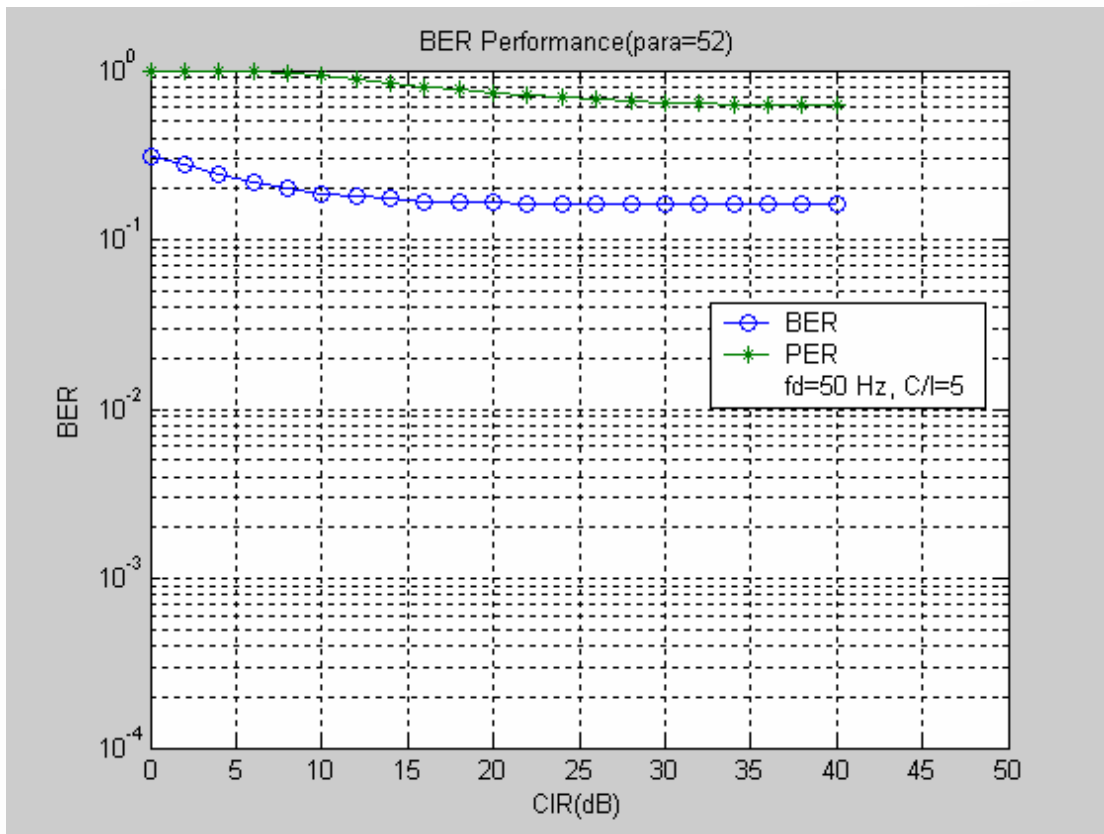
BER γ για $C/I = 20$ dB και $f_d = 150$ Hz



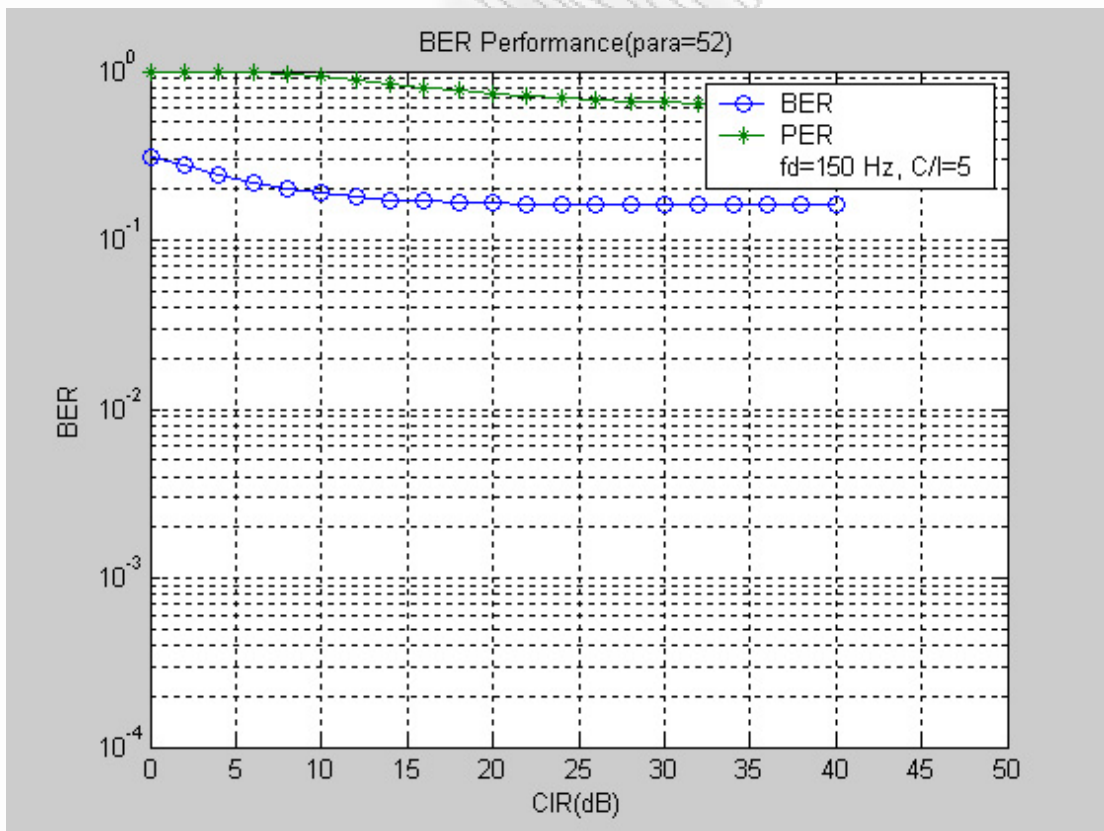
Σχήμα 5.11 e) BER γ ια C/I = 10 dB και fd = 150 Hz



Σχήμα 5.11 f) BER γ ια C/I = 10 dB και fd = 50 Hz



Σχήμα 5.11 g) BER γ για $C/I = 5$ dB και $f_d = 50$ Hz



Σχήμα 5.11 h) BER γ για $C/I = 5$ και $f_d = 150$ Hz

Σχήμα 5.11 Ber Performance για διάφορες τιμές του C/I και της συχνότητας Doppler

Συμπεράσματα

Κατά τη διάρκεια της εκπόνησης αυτής της διπλωματικής εργασίας, αναλύσαμε μερικές από τις κυριότερες τεχνολογίες ασύρματων επικοινωνιών που χρησιμοποιούνται σήμερα με ιδιαίτερη έμφαση στην τεχνολογία του OFDM. Αναλύσαμε σε αρκετά μεγάλο βαθμό τα προβλήματα που διέπουν την μετάδοση στις ασύρματες επικοινωνίες και επιχειρήσαμε να εξηγήσουμε το πως αυτά επηρεάζουν την επίδοση των δικτύων για διάφορες τεχνικές μετάδοσης πληροφορίας.

Στη συνέχεια επικεντρωθήκαμε στην τεχνική του OFDM, η οποία είδαμε ότι παρουσιάζει πολλά πλεονεκτήματα ως τεχνική διαμόρφωσης για τις ασύρματες τηλεπικοινωνίες υψηλής απόδοσης. Με τη βοήθεια της προσομοίωσης υπολογίσαμε το BER με τέλεια γνώση του καναλιού και στη συνέχεια χρησιμοποιώντας pilot symbols για channel estimation. Τα αποτελέσματα περιλαμβάνουν την επίδραση της συχνότητας Doppler στην επίδοση του channel estimation. Επίσης με τη βοήθεια του προγράμματος προσομοίωσης έγινε μία μελέτη της επίδρασης ενός φέροντος παρεμβολέα στην επίδοση της OFDM μετάδοσης, όπου βρήκαμε ότι η επίδραση της παρεμβολής δεν επηρεάζεται από τη συχνότητα Doppler, ενώ όσο Carrier-to-interference ratio (C/I) αυξάνεται τόσο το BER όσο και το PER αυξάνουν σε ένα υψηλό επίπεδο, το οποίο παραμένει σταθερό ακόμα και αν αυξήσουμε το E_b/N_0 του OFDM σήματος.

Βιβλιογραφία

1. J. Scourias, "Overview of the GSM Cellular System, Extended Abstract", University of Waterloo, <http://ccnga.uwaterloo.ca/~jsouria/GSM/trio.html>, August 1997.
2. I. McKenzie, "Second Generation", *Global Communications*, pp. 26-30, First Quarter 1990.
3. S. Swales, M. Beach, "Third Generation Wireless Networks", University of Bristol, Future Communication Systems course, April 1994.
4. R. S. Swain, "UMTS – A 21st Century System", <http://www.vt.fi/tte/nh/UMTS/umts.html>, Sept 1995.
5. G. Livingston, "Third Generation Wireless Standards to Shape Internet's Future", WirelessNOW, http://www.comnow.com/3rd_Generation.html.
6. T. S. Rappaport, "Wireless Communications Principles & Practice", IEEE Press, New York, Prentice Hall, pp. 169-177, 1996.
7. Ranvier, Sylvain, "Path Loss Models", Helsinki University of Technology, SMARAD Center of Excellence, November 2004.
8. Κωνσταντίνου, Φ., "Κινητές Τηλεπικοινωνίες, Μοντέλα Ραδιοκάλυψης", ΕΜΠ, Σεπτέμβριος 2002, Σελ. 17-34.
9. Θεολόγου, Μ.Ε., "Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών", Αθήνα, Εκδόσεις ΕΜΠ, Μάρτιος 2004, Κεφάλαια 2,4.
10. Κανάτας Α., Κωνσταντίνου Φ., "Συστήματα Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών", ΕΜΠ, Μάρτιος 2001.
11. Βουγιούκας, Δημοσθένης, "Ασύρματα Δίκτυα Επικοινωνιών", Πανεπιστήμιο Αιγαίου, Τμήμα Μηχανικών Πληροφοριακών & Επικοινωνιακών Συστημάτων, Μάρτιος 2005.
12. <http://www.umtsworld.com/technology/cdmabasics.htm>
13. Harri Holma and Antti Toskala, "Third Generation WCDMA Radio Evolution", *Nokia Networks System Technologies*.
14. H. Harada, R. Prasad, "Simulation and software radio for mobile communications", The Artech House Universal Personal Communication Series, www.artechhouse.com, ch. 2-4, 2002.
15. B. Leff, "Making sense of wireless standard and system designs", *Microwaves & RF*, pp. 113-118, February 1994.