



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

**IEEE 802.16a : Λειτουργικά χαρακτηριστικά και
προσομοίωση**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Π. Κρυπωτός

Επιβλέπων : Νικόλαος Μ. Μήτρου
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Οκτώβριος 2007



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ
ΚΑΙ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ

IEEE 802.16a : Λειτουργικά χαρακτηριστικά και προσομοίωση

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Π. Κρυπωτός

Επιβλέπων : Νικόλαος Μ. Μήτρου.
Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 16^η Οκτωβρίου 2007.

.....
Νικόλαος Μήτρου
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Ευστάθιος Συκάς
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Μιχαήλ Θεολόγου
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Οκτώβριος 2007

.....
Κωνσταντίνος Π. Κρυπωτός

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Κωνσταντίνος Π. Κρυπωτός

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Περίληψη

Σκοπός της διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη των λειτουργικών χαρακτηριστικών του προτύπου IEEE 802.16a καθώς και η προσομοίωση ενός συστήματος ασύρματου ευρυζωνικού πομποδέκτη ο οποίος το υλοποιεί χωρίς κωδικοποίηση διαύλου. Η προσομοίωση έγινε με τη χρήση του Matlab™ Simulink™ R2007a , ώστε να μπορέσει να παρατηρηθεί η συμπεριφορά του σε διαφορετικά τηλεπικοινωνιακά περιβάλλοντα (περιβάλλον απλού θορύβου Gauss (AWGN) ή περιβάλλοντα πολυόδευσης όπως Rayleigh ή Rice). Αρχικά παρουσιάζονται τα λειτουργικά χαρακτηριστικά ενώ γίνεται ιδιαίτερη αναφορά στην τεχνολογία μετάδοσης OFDM που αυτό χρησιμοποιεί. Στη συνέχεια με το Simulink υλοποιούνται μοντέλα για συστήματα IEEE 802.16a που καλύπτουν ευρύ φάσμα σχημάτων διαμόρφωσης, εύρους ζώνης και καναλιών. Μετά τη δημιουργία των αντίστοιχων μοντέλων, οι προσομοιώσεις που γίνονται μας δίνουν τη δυνατότητα σχεδιασμού καμπυλών επίδοσης πιθανότητας λάθους ως προς σηματοθορυβικό λόγο για κάθε κανάλι χωριστά και ανάλογα με τις εκάστοτε παραμέτρους διαμόρφωσης, εύρους ζώνης και λειτουργίας. Τα γραφήματα αυτά γίνονται αφορμή σχολιασμού της συμπεριφοράς του προτύπου της IEEE 802.16a ανάλογα με το εκάστοτε τηλεπικοινωνιακό περιβάλλον (AWGN, Rayleigh ή Rice).

Λέξεις κλειδιά: IEEE 802.16a, WiMAX, Matlab™, Simulink™, OFDM, προσομοίωση, Rayleigh, Rice, AWGN, πολυόδευση.

Abstract

The objective of this thesis is the study of functional characteristics of IEEE 802.16a standard as well as the simulation of a wireless broadband transceiver system that generates it without channel coding. The simulation has been developed with Matlab™ Simulink™ R2007a, so that his behaviour can be observed in different telecommunications environments (environment of Additive White Gaussian Noise (AWGN) or multipath propagation environments like Rayleigh or Rice). Initially are presented the functional characteristics while becomes particular report in the technology of OFDM transmission that this uses. Afterwards with Simulink we managed to build models for IEEE 802.16a that cover an extensive range of different modulation schemas, bandwidth and channels. After the creation of these models and after proper simulation we create comperative graphs of Bit Error Rate (BER) versus Signal-to-Noise ratio (SNR) for each environment channel used and according to the modulation schema, bandwidth and mode. The graphs become reason of annotation of behavior of model IEEE 802.16a depending on each telecommunications environment (AWGN, Rayleigh or Rice).

Key words: IEEE 802.16a, WiMAX, Matlab, Simulink, OFDM, simulation, Rayleigh, Rice, AWGN, multipath propagation

Ευχαριστίες

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον Καθηγητή του Τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Η/Υ του Ε.Μ.Π. κ. Νικόλαο Μήτρου για τη δυνατότητα που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον και επίκαιρο θέμα καθώς και για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου, τους φίλους και συμφοιτητές μου για την υποστήριξη που μου έδειξαν σε όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Πίνακας Περιεχομένων

Ευρετήριο Σχημάτων.....	10
Ευρετήριο Πινάκων.....	11
Λίστα Ακρωνυμίων.....	12
Κεφάλαιο 1.....	14
1.1 Εισαγωγή στις ασύρματες ευρυζωνικές επικοινωνίες.....	14
1.2 Η ανάγκη για Τεχνολογία βασισμένη σε πρότυπα.....	16
Κεφάλαιο 2.....	19
2.1 Περιγραφή των Φυσικών στρωμάτων PHY του προτύπου IEEE 802.16a.....	19
2.1.1 WirelessMAN-SCa™ (Single Carrier).....	20
2.1.2 WirelessMAN OFDMA.....	20
2.1.3 WirelessMAN-OFDM™.....	20
2.2 Περιγραφή του συμβόλου OFDM.....	21
2.3 Παράμετροι συμβόλου OFDM και εκπεμπόμενο σήμα.....	22
2.3.1 Εκπεμπόμενο σήμα.....	23
2.3.1.1 Παράμετροι του εκπεμπόμενου σήματος.....	24
2.4 Κωδικοποίηση διαύλου.....	24
2.4.1 Randomization.....	25
2.4.2 Forward Error Correction(FEC).....	26
2.4.3 Αλυσιδωτός Reed-Solomon και Συνελκτικός Κώδικας (RS-CC).....	26
2.4.3.1 Reed-Solomon.....	26
2.4.3.2 Convolutional Code.....	27
2.4.4 Interleaver.....	29
2.4.5 Διαμόρφωση.....	31
2.4.5.1 Διαμόρφωση Δεδομένων.....	31
2.4.5.2 Διαμόρφωση πιλοτικών φερόντων.....	32
2.4.6 Μετασχηματισμοί Fourier.....	32
2.4.7 Κωδικοποιήσεις ID encodings.....	33
2.4.8 Δομή προοιμίου και διαμόρφωση.....	34
2.5 Από τα bits στο φέρον.....	34
2.6 Χαρακτηριστικά του MAC στρώματος.....	37
2.7 QoS.....	39
2.8 Δομή πλαισίου.....	40
Κεφάλαιο 3.....	43
3.1 WiMAX.....	43
3.2 Σύντομη επισκόπηση της ιστορίας των προτύπων 802.11 και 802.16.....	46
3.2.1 Από το 802.11b στο 802.16e.....	46
3.2.2 Πρότυπα 802 και 802.16.....	48
Κεφάλαιο 4.....	49
4.1 Κανάλι Μετάδοσης.....	50
4.1.1 Περιγραφή του Rayleigh καναλιού.....	50
4.1.2 Περιγραφή του Rice καναλιού.....	52
4.2 Διασπορά Doppler-Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο.....	53
Κεφάλαιο 5.....	57
5.1 Υλοποίηση σε Matlab Simulink® του συστήματος IEEE 802.16a.....	57
5.2 Προσομοίωση του Fixed Wimax OFDM-PHY.....	58
5.3 Περιγραφή του Μοντέλου.....	62
5.4 Μελέτη σε διαφορετικά κανάλια επικοινωνίας.....	74
5.5 Συμπεράσματα.....	77

Παράρτημα 1	79
1.1 Συνάρτηση για σχεδίαση καμπύλης BER συγκρινόμενο με SNR	79
Βιβλιογραφία.....	80

Ευρετήριο Σχημάτων

Σχήμα 1.1 Εξέλιξη στους συνδρομητές παγκοσμίως της κινητής τηλεφωνίας, του Ίντερνετ και του ευρυζωνικού Ίντερνετ την περίοδο 1990-2006	14
Σχήμα 2.1 Δομή του OFDM συμβόλου στο χρόνο	21
Σχήμα 2.2 Περιγραφή του συμβόλου OFDM στο πεδίο της συχνότητας	22
Σχήμα 2.3 PRBS για τυχαιοποίηση δεδομένων.	25
Σχήμα 2.4 OFDM τυχαιοποιητής Uplink διάνυσμα αρχικοποίησης	26
Σχήμα 2.5 Συνελκτικός κωδικοποιητής ρυθμού $\frac{1}{2}$	27
Σχήμα 2.6 Αστερισμοί για QPSK, 16-QAM και 64-QAM	31
Σχήμα 2.7 PRBS για διαμόρφωση πιλοτικών φερόντων	32
Σχήμα 2.8 Δομή για UL δεδομένα και DL AAS προοίμιο	34
Σχήμα 2.9 Δομή προοιμίου DL και αρχικό κυμαινόμενο προοίμιο	34
Σχήμα 2.11 Παράδειγμα δομής πλαισίου OFDM με TDD	41
Σχήμα 2.12 Παράδειγμα δομής πλαισίου OFDM με FDD	42
Σχήμα 3.1 Εφαρμογές του WiMAX	44
Σχήμα 3.2 Διαφορετικό QoS ανάλογα με τις απαιτήσεις των host	45
Σχήμα 3.3 Από το 802.11 στο 802.16e	47
Σχήμα 3.4 Τα κυριότερα εξελικτικά βήματα του 802.16	49
Σχήμα 4.1 Κατανομή Rayleigh που ακολουθεί η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος	51
Σχήμα 4.2 Κατανομή Rice που ακολουθεί η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος	53
Σχήμα 4.3 Ολίσθηση Doppler	54
Σχήμα 4.4 Διασπορά Doppler στο φάσμα του απλού τόνου	55
Σχήμα 5.1 Ροή σχεδίου διαμόρφωσης πρωτοτύπου	57
Σχήμα 5.2 Το block διάγραμμα από τα στοιχεία τα οποία θα αποτελούν το μοντέλο προσομοίωσης	62
Σχήμα 5.3 Εικόνα του μοντέλου	63
Σχήμα 5.4 Υποσύστημα Normalize	64
Σχήμα 5.5 Υποσύστημα Create OFDM symbol	66
Σχήμα 5.6 Το block AWGN με τις τιμές του	66
Σχήμα 5.7 Το υποσύστημα Rician Fading με ιδεατή πρόβλεψη φάσης	67
Σχήμα 5.8 Το υποσύστημα Rayleigh Fading με ιδεατή πρόβλεψη φάσης	67
Σχήμα 5.9 Υποσύστημα OFDM Data	68
Σχήμα 5.10 Φάσμα εκπεμπόμενου σήματος για διάφορα εύρη ζώνης	69
Σχήμα 5.11 Μετρήσεις στο ίδιο εύρος ζώνης με διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης	70
Σχήμα 5.12 Καμπύλες BER-Eb/No AWGN	71
Σχήμα 5.13 Καμπύλες BER-SNR AWGN	72
Σχήμα 5.14 Καμπύλες Μέσου BER-SNR	75
Σχήμα 5.15 Συγκριτικό Γράφημα BER ως προς SNR για κανάλι SUI 1 και εύρος ζώνης 7MHz	76
Σχήμα 5.16 Συγκριτικό Γράφημα BER ως προς SNR για κανάλι Rayleigh-flat fading και εύρος ζώνης 7MHz	77

Ευρετήριο Πινάκων

Πίνακας 1 Χαρακτηριστικά του PHY στρώματος	19
Πίνακας 2 Παράμετροι του εκπεμπόμενου σήματος	24
Πίνακας 3 Ρυθμοί κωδικοποίησης συνελκτικού κωδικοποιητή	28
Πίνακας 4 Υποχρεωτική κωδικοποίηση καναλιού ανάλογα με τη χρησιμοποιούμενη διαμόρφωση	29
Πίνακας 5 Αριθμός κωδικοποιημένων bit ανά μπλοκ διαφυλλωτή και ανά διαμόρφωση	30
Πίνακας 6 Κωδικοποιήσεις ID encodings	34
Πίνακας 7 Χαρακτηριστικά MAC του 802.16a	38
Πίνακας 8 Διάφορα 802 πρότυπα	48
Πίνακας 9 Το πρότυπο 802.16	48
Πίνακας 10 Παράμετροι του OFDM οι οποίοι χρησιμοποιούνται στο WiMAX	59
Πίνακας 11 PHY-Layer Ρυθμοί μετάδοσης για διάφορα Εύρη ζώνης Καναλιού	59
Πίνακας 12 OFDM παράμετροι για ζώνες συχνοτήτων που απαιτούν άδεια	60
Πίνακας 13 OFDM παράμετροι για ζώνες συχνοτήτων μη-απαιτούμενες άδεια	60
Πίνακας 14 OFDM raw bit rates (Mbps)	61
Πίνακας 15 OFDM raw bit rates χωρίς κωδικοποίηση (Mbps)	61
Πίνακας 16 Raw bit rates χωρίς κωδικοποίηση	73
Πίνακας 17 BER των σχημάτων διαμόρφωσης συναρτήσει Κατάστασης Καναλιού	74
Πίνακας 18 BER σε συνάρτηση με το χρόνο ασφαλείας	76

Λίστα Ακρωνυμίων

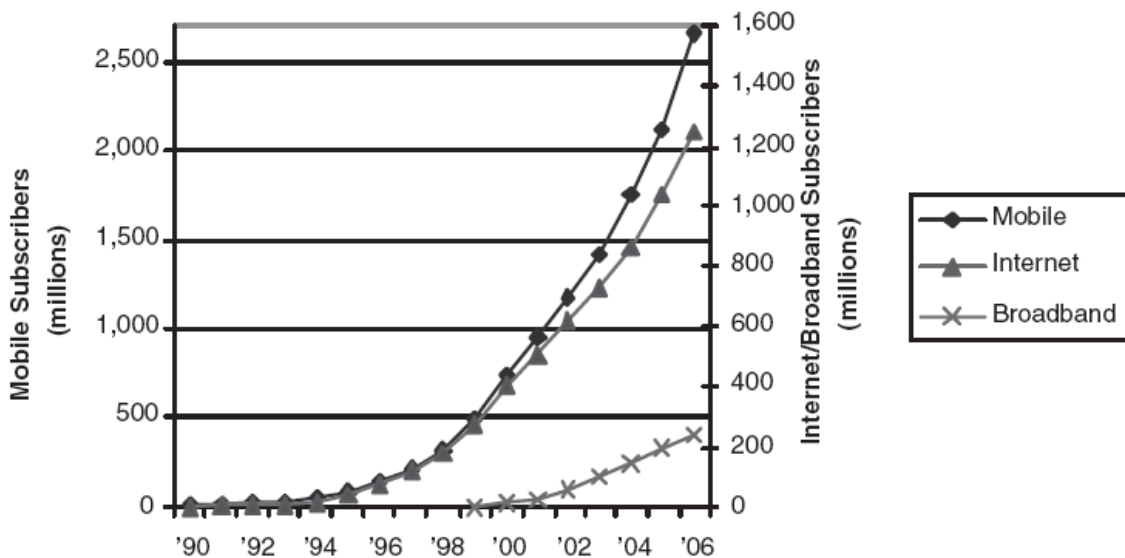
AAS	Adaptive Antenna System
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AP	Access Point
ARQ	Automatic repeat request
ATM	Asynchronous Transfer Mode
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BE	Best Effort
BER	Bit Error Rate
BPSK	Binary Phase Shift Keying
BS	Base Station
BWA	Broadband Wireless Access
CAC	Call Admission Control
CC	Convolutional Code
CP	Cyclic Prefix
CPE	Customer Premises Equipment
CPS	Common Part Sublayer
CS	Convergence Sublayer
DAC	Digital to Analog Conversion
DAMA	Demand Assignment Multiple Access
DES	Data Encryption Standard
DFS	Dynamic Frequency Selection
DFT	Discrete Fourier Transform
DIUC	Downlink Interval Usage Code
DL	Downlink
DL-MAP	Downlink Map
DSL	Digital subscriber line
DSL	Digital Subscriber Line
ertPS	Extended Real-time Polling Service
ETSI	European Telecommunications Standards Institute
FBWA	Fixed Broadband Wireless Access
FCH	Frame Control Header
FDD	Frequency Division Duplexing
FDM	Frequency Division Multiplexing
FEC	Forward Error Correction
FFT	Fast Fourier Transform
FTTH	Fiber-To-The-Home
GF	Galois Field
HDTV	High Definition Television
HIPERMAN	High PERFORMANCE Metropolitan Area Network
ICI	InterCarrier
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	Inverse Fast Fourier Transformation
ISI	InterSymbol Interference
LAN	Local Area Network
LOS	Line of Sight
MAC	Medium Access Control
MCM	Multi Carrier Modulation
MMDS	Multipoint Microwave Distribution Systems

MSB	Most significant bit
N _{pc}	Number of coded bits per carrier
N _{cps}	Number of coded bits per interleaved block
NLOS	Non Line of Sight
nrtPS	Non-real-time Polling Service
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PDU	Protocol data unit
PMP	Point to Multipoint
PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence
PTP	Point to Point
Q	Quadrature
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature PhaseShift keying
RS	Reed Solomon
RTG	Receive/transmit transition gap
rtPS	Real-time Polling Service
SDU	Service Data Unit
SLA	Service Level Agreement
SNR	Signal to Noise Ratio
SOHO	Small Office/Home Office
SS	Subscriber Stations
SUI	Stanford University Interim
TDD	Time Division Duplexing
TDM	Time Division Multiplexing
TDMA	Time Division Multiple Access
TTG	Transmit/receive transition gap
UGS	Unsolicited Grant Service
UIUC	Uplink Interval Usage Code
UL	Uplink
UL-MAP	Uplink-Map
U-NII	Unlicensed National Information Infrastructure
VDSL	Very High Data Rate DSL
VoD	Video on Demand
VoIP	Voice-over-Internet Protocol
Wi-Fi	Wireless Fidelity
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WirelessMAN	Wireless Metropolitan Network

Κεφάλαιο 1

1.1 Εισαγωγή στις ασύρματες ευρυζωνικές επικοινωνίες

Οι ασύρματες ευρυζωνικές επικοινωνίες στηρίζονται στη συμβολή δύο τεχνολογιών που συνέβαλαν στην αύξηση της βιομηχανίας τηλεπικοινωνιών τα τελευταία χρόνια. Οι ασύρματες και οι ευρείας ζώνης επικοινωνίες έχουν τύχει έκαστες τη γρήγορη μαζική υιοθέτηση από την αγορά. Οι συνδρομητές κινητής τηλεφωνίας και υπηρεσιών αυξήθηκαν από 11 εκατομμύρια παγκοσμίως το 1990 σε περισσότερα από 2 δισεκατομμύρια το 2005 [1]. Κατά τη διάρκεια της ίδιας περιόδου, το Διαδίκτυο αναπτύχθηκε από ένα απλό ακαδημαϊκό εργαλείο στο να έχει δισεκατομμύρια χρήστες. Αυτή η καταπληκτική αύξηση του Διαδικτύου οδηγεί στην απαίτηση για υπηρεσίες Διαδικτύου υψηλής ταχύτητας, και κατ' επέκταση σε μια παράλληλη αύξηση της ευρυζωνικότητας. Σε λιγότερο από μια δεκαετία, οι ευρυζωνικές συνδρομές παγκοσμίως έχουν αυξηθεί από μηδενικές σε πάνω από 200 εκατομμύρια [2].



Σχήμα 1.1 Εξέλιξη στους συνδρομητές παγκοσμίως της κινητής τηλεφωνίας, του Ίντερνετ και του ευρυζωνικού Ίντερνετ την περίοδο 1990-2006

Πρίν μελετήσουμε τις ασύρματες ευρυζωνικές επικοινωνίες, ας κάνουμε ανασκόπηση της κατάστασης της ευρυζωνικής πρόσβασης σήμερα. Η τεχνολογία ψηφιακής συνδρομητικής γραμμής Digital Subscriber Line (DSL), η οποία παρέχει ευρυζωνικότητα δια μέσου τηλεφωνικών καλωδίων συνεστραμμένου ζεύγους, και η τεχνολογία cable modem, η οποία παρέχει ευρυζωνικότητα δια μέσου των εγκαταστάσεων καλωδιακής

τηλεόρασης με ομοαξονικά καλώδια, είναι σήμερα οι κυρίαρχες τεχνολογίες μαζικής αγοράς για ευρυζωνική πρόσβαση. Και οι δύο τεχνολογίες παρέχουν τυπικές τιμές ταχύτητας μέχρι μερικά Mbps σε κάθε χρήστη, και οι συνεχόμενες εξελίξεις της τεχνολογίας καθιστούν εφικτές μεταδόσεις των δεκάδων Mbps. Από την αρχική εφαρμογή τους προς το τέλος της δεκαετίας του '90, αυτές οι υπηρεσίες έχουν ιδιαίτερη αύξηση. Οι Ηνωμένες Πολιτείες έχουν περισσότερους από 50 εκατομμύρια συνδρομητές ευρυζωνικής πρόσβασης, περισσότερων από τους μισούς να είναι οικιακοί χρήστες του Διαδικτύου. Παγκοσμίως, αυτός ο αριθμός είναι περισσότερα από 200 εκατομμύρια σήμερα και προβλέπεται να αυξηθεί σε περισσότερα από 400 εκατομμύρια μέχρι το 2010 [2]. Η διαθεσιμότητα μιας ασύρματης λύσης για την ευρυζωνικότητα θα μπορούσε ενδεχομένως να επιταχύνει αυτήν την αύξηση.

Οι ευρυζωνικοί χρήστες παγκοσμίως διαπιστώνουν ότι αλλάζει δραματικά ο τρόπος με τον οποίο μοιραζόμαστε τις πληροφορίες, διευθύνουμε μια επιχείρηση, και αναζητούμε την ψυχαγωγία. Η ευρυζωνική πρόσβαση όχι μόνο παρέχει γρηγορότερο σερφάρισμα στο Ίντερνετ και γρηγορότερο κατέβασμα αρχείων αλλά επίσης επιτρέπει διάφορες εφαρμογές πολυμέσων, όπως το audio and video streaming (ροή ήχου και εικόνας σε πραγματικό χρόνο), τη σύσκεψη μέσω πολυμέσων, και το διαδραστικό παιχνίδι (interactive gaming). Οι ευρυζωνικές συνδέσεις χρησιμοποιούνται επίσης για την τηλεφωνία χρησιμοποιώντας την τεχνολογία Voice-over-Internet Protocol (VoIP). Τα πιο προηγμένα ευρυζωνικά συστήματα, όπως η οπτική ίνα στο σπίτι Fiber-to-the-Home (FTTH) και η πολύ υψηλού ρυθμού μεταφοράς bit Very High Data Rate DSL (VDSL), επιτρέπουν εφαρμογές όπως το «entertainment-quality» video (βίντεο χωρίς προβλήματα με τέλεια εικόνα και ήχο), συμπεριλαμβανομένης της υψηλής ευκρίνειας TV (HDTV) και του Video on Demand (VoD). Δεδομένου ότι η ευρυζωνική αγορά συνεχίζει να αυξάνεται, διάφορες νέες εφαρμογές είναι πιθανό να εμφανιστούν, και είναι δύσκολο να προβλέψει κανείς ποιές από αυτές θα πετύχουν στο μέλλον.

Οι ευρυζωνικές ασύρματες επικοινωνίες πρόκειται να φέρουν την ευρυζωνική εμπειρία σε ένα ασύρματο περιβάλλον, το οποίο προσφέρει στους χρήστες ορισμένα μοναδικά οφέλη και ευκολίες. Υπάρχουν δύο πλήρως διαφορετικοί τύποι ευρυζωνικών ασύρματων υπηρεσιών. Ο πρώτος τύπος παρέχει ένα σύνολο υπηρεσιών παρόμοιων με αυτό της παραδοσιακής μέσω σταθερής γραμμής ευρυζωνικής πρόσβασης με τη διαφορά ότι χρησιμοποιεί ως μέσο μετάδοσης το ασύρματο περιβάλλον. Αυτός ο τύπος, αποκαλούμενος σταθερής ασύρματης ευρείας ζώνης πρόσβαση Fixed Broadband Wireless Access FBWA, μπορεί να θεωρηθεί ως ανταγωνιστική εναλλακτική λύση του DSL ή του

cable modem. Ο δεύτερος τύπος ασύρματης ευρυζωνικής πρόσβασης , αποκαλούμενος κινητής ευρυζωνικότητας, παρέχει τις πρόσθετες λειτουργίες της φορητότητας, της νομαδικότητας¹ και της κινητικότητας. Η τεχνολογία Παγκόσμιας Διαλειτουργικότητας για Πρόσβαση μέσω Μικροκυμάτων WiMAX (Worldwide Interoperability for microwave access), είναι σχεδιασμένη να υποστηρίζει και τις σταθερές και κινητές ευρυζωνικές εφαρμογές.

1.2 Η ανάγκη για Τεχνολογία βασισμένη σε πρότυπα

Το 1998, το Ινστιτούτο Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών (IEEE) σχημάτισε μια ομάδα αποκαλούμενη 802.16 για να αναπτύξει πρότυπα για αυτό που ονομαζόταν ασύρματο δίκτυο μητροπολιτικής περιοχής, ή Wireless MAN. Αρχικά, αυτή η ομάδα εστίασε στην ανάπτυξη λύσεων στην περιοχή των 10GHz - 66GHz, με την αρχική εφαρμογή να παρέχει συνδέσεις μεγάλων ταχυτήτων στις επιχειρήσεις που δεν θα μπορούσαν να αποκτήσουν οπτική ίνα. Η ομάδα IEEE 802.16 παρήγαγε ένα πρότυπο που εγκρίθηκε το Δεκέμβριο του 2001. Αυτό το πρότυπο , Wireless MAN-SC, καθόριζε ένα φυσικό στρώμα που χρησιμοποιούσε διαμόρφωση ενός φέροντος και ένα στρώμα ελέγχου πρόσβασης μέσων (MAC) με μια δομή πολυπλεξίας διαίρεσης στο χρόνο Time Division Multiplexing (TDM) με ριπές που υποστήριζε και αμφιδρόμηση διαίρεσης συχνότητας (FDD) και αμφιδρόμηση διαίρεσης χρόνου (TDD).

Μετά την ολοκλήρωση αυτού του προτύπου, η ομάδα άρχισε την εργασία για την επέκταση και την τροποποίηση του για την λειτουργία και στην περιοχή συχνοτήτων απαιτούμενες άδεια και στην χωρίς άδεια μεταξύ 2GHz -11GHz, η οποία θα επέτρεπε την ανάπτυξη σε NLOS περιβάλλον. Η IEEE 802.16a τροποποίηση, ολοκληρώθηκε το 2003, με τα σχήματα της διαμόρφωσης OFDM να προστίθενται ως τμήμα του φυσικού στρώματος για την υποστήριξη της εφαρμογής σε περιβάλλοντα με πολλαπλές διαδρομές. Στο μεταξύ, η διαμόρφωση OFDM είχε καθιερωθεί ως η πλέον κατάλληλη μέθοδος για την αντιμετώπιση της πολυόδευσης και ήταν ήδη μέρος των αναθεωρημένων IEEE 802.11 προτύπων. Το πρότυπο 802.16a εκτός από τα φυσικά στρώματα OFDM, διευκρίνιζε επίσης τις πρόσθετες επιλογές MAC-στρώματος, συμπεριλαμβανομένης της υποστήριξης για την ορθογώνια πολλαπλής πρόσβασης διαίρεσης συχνότητας orthogonal frequency division multiple access (OFDMA).

1. Η νομαδικότητα υπονοεί τη δυνατότητα να συνδέσαι στο δίκτυο από διαφορετικές τοποθεσίες μέσω διαφορετικών σταθμών βάσης η κινητικότητα υπονοεί τη δυνατότητα να διατηρηθούν ενεργές οι τρέχουσες συνδέσεις ενώ κινούμαστε με υψηλές ταχύτητες

Οι περαιτέρω αναθεωρήσεις του 802.16a έγιναν και ολοκληρώθηκαν το 2004. Αυτά τα αναθεωρημένα πρότυπα, γνωστά ως IEEE 802.16-2004, αντικατέστησαν τα προγενέστερα 802.16, 802.16a, και 802.16c με ενιαίο πρότυπο, και υιοθετήθηκαν επίσης ως βάση για το HIPERMAN (High-Performance Metropolitan Area Network) (Υψηλής Απόδοσης Δίκτυο Μητροπολιτικής Περιοχής) από το ETSI (European Telecommunications Standards Institute) (Ευρωπαϊκό Ινστιτούτο Προτύπων Τηλεπικοινωνιών).

Το 2003, η ομάδα 802.16 άρχισε να εργάζεται σχετικά με τις προσθήκες στις προδιαγραφές οι οποίες θα επέτρεπαν εφαρμογές που απαιτούσαν κινητικότητα με υψηλές ταχύτητες. Η αναθεώρηση αυτή ολοκληρώθηκε το Δεκέμβριο του 2005 και δημοσιεύθηκε επίσημα ως IEEE 802.16e-2005. Προσδιορίζει κλιμακωτή OFDM διαμόρφωση για το φυσικό στρώμα και κάνει περαιτέρω τροποποίηση στο στρώμα της MAC για να εξυπηρετήσει την υψηλής ταχύτητας κινητικότητα.

Όπως παρατηρούμε, οι προδιαγραφές IEEE 802.16 είναι μια συλλογή προτύπων με ένα ευρύτατο πεδίο εφαρμογής. Προκειμένου να προσαρμοστούν στις διαφορετικές ανάγκες της βιομηχανίας, τα πρότυπα ενσωμάτωσαν μια πληθώρα επιλογών. Για να αναπτυχθούν οι διαλειτουργικές εφαρμογές που χρησιμοποιούν την οικογένεια των 802.16 προτύπων, η εμβέλεια των προτύπων έπρεπε να μειωθεί με την καθιέρωση της συναίνεσης για το ποιες επιλογές θα εφαρμόζαν. Η IEEE ανέπτυξε τις προδιαγραφές αλλά άφησε στη βιομηχανία το καθήκον της μετατροπής αυτών σε διαλειτουργικά πρότυπα με δυνατότητα πιστοποίησης.

Το WiMAX Forum™ διαμορφώθηκε για να λύσει το ζήτημα της πιστοποίησης και για να προωθήσει λύσεις βασισμένες στα πρότυπα IEEE 802.16. Το φόρουμ WiMAX διαμορφώθηκε ακολουθώντας το ύφος της συμμαχίας Alliance WI-FI, η οποία είχε αξιοπρόσεκτη επιτυχία στην προώθηση και την παροχή δοκιμών της διαλειτουργικότητας για προϊόντα βασισμένα στην οικογένεια προτύπων IEEE 802.11.

Το WiMAX Forum™ τυγχάνει ευρείας συμμετοχής από όλους τους τομείς της βιομηχανίας, συμπεριλαμβανομένων των επιχειρήσεων ημιαγωγών, των κατασκευαστών εξοπλισμού τηλεπικοινωνιών, και των φορέων παροχής υπηρεσιών τηλεπικοινωνιών. Το φόρουμ έχει αρχίσει την εξέταση της διαλειτουργικότητας και έχει αναγγείλει τον Ιανουαρίου του 2006 το πρώτο επικυρωμένο προϊόν του βασισμένο στο πρότυπο IEEE 802.16-2004 για τις σταθερού σημείου εφαρμογές. Προϊόντα βασισμένα στο IEEE 802.16e-2005 αναμένονται να πιστοποιηθούν στις αρχές του 2007. Πολλοί από τους προμηθευτές, αναπτύσσοντας προηγουμένως δικές τους λύσεις έχουν αναγγείλει τα σχέδια τους να μεταπηδήσουν σε σταθερό ή/και κινητό WiMAX. Η άφιξη των WiMAX-επικυρωμένων

προϊόντων είναι ένα σημαντικό σημείο στην ιστορία της ευρυζωνικής ασύρματης πρόσβασης.[3]

Κεφάλαιο 2

2.1 Περιγραφή των Φυσικών στρωμάτων PHY του προτύπου IEEE 802.16a

Η πρώτη έκδοση των προτύπου 802.16 υποστήριξε περιβάλλοντα οπτικής επαφής (LOS) στις ζώνες υψηλής συχνότητας 10-66 GHz, ενώ το πρότυπο 802.16a, σχεδιάζεται για συστήματα που λειτουργούν στις ζώνες μεταξύ 2 GHz και 11 GHz. Η σημαντικότερη διαφορά των δύο ζωνών συχνοτήτων έγκειται στη δυνατότητα να υποστηρίζεται η Non-Line-of-Sight (Χωρίς άμεση ορατότητα) λειτουργία στις χαμηλότερες συχνότητες, κάτι που δεν είναι δυνατό στις υψηλότερες. Συνεπώς, η τροποποίηση που επέφερε το πρότυπο 802.16a δημιούργησε την ευκαιρία για σημαντικές αλλαγές στις προδιαγραφές στρώματος PHY για να καλύψει συγκεκριμένα τις ανάγκες των ζωνών 2-11 GHz. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της εισαγωγής τριών νέων προδιαγραφών φυσικού στρώματος καθώς και με σημαντικές αλλαγές στις προδιαγραφές στρώματος PHY σε σύγκριση με τις υψηλότερες συχνότητες όπως και με σημαντικές προσθήκες στο στρώμα MAC. Ο πίνακας 1 δίνει μια ανωτέρου επιπέδου επισκόπηση μερικών από τα χαρακτηριστικά γνωρίσματα του στρώματος PHY του IEEE 802.16a προτύπου.[9]

Χαρακτηριστικά	Πλεονεκτήματα
Χρήση OFDM με 256 φέρουσες	Επικοινωνία LOS και NLOS
Χρήση προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικών διόρθωσης σφαλμάτων	Αποτελεσματικές ζεύξεις με μέγιστο αριθμό bits/sec σε κάθε χρήστη
Υποστήριξη TDD και FDD	Ικανοποιεί συνθήκες διαχείρισης φάσματος κάθε χώρας.
Μεταβλητό εύρος ζώνης καναλιού (3,5MHz, 5MHz, 10MHz)	Δυνατότητα λειτουργίας σε πολλές ζώνες συχνοτήτων ανάλογα με τον κανονισμό κάθε χώρας
Υποστήριξη έξυπνων κεραιών (AAS)	Εξασφαλίζεται ψηλό κέρδος ισχύος

Πίνακας 1 Χαρακτηριστικά του PHY στρώματος

2.1.1 WirelessMAN-SCaTM (Single Carrier)

Το WirelessMAN-SCaTM (ή SC2 όπως είναι εναλλακτικά γνωστό) είναι μια διαμόρφωση μονού φέροντος και ορίζεται για τη ζώνη 2-11 GHz. Είναι σχεδιασμένο για κανάλια NLOS και χρησιμοποιεί την προσαρμοστική διαμόρφωση. Οι υποστηριζόμενες διαμορφώσεις περιλαμβάνουν «spread BPSK,» BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, και 256-QAM. Και οι δύο τρόποι διαίρεσης χρόνου TDD και συχνότητας FDD υποστηρίζονται, με το uplink να είναι TDMA, και το downlink είτε TDM είτε TDMA. Η TDD είναι μια τεχνική στην οποία το σύστημα εκπέμπει και λαμβάνει μέσα στην ίδια συχνότητα, ορίζοντας χρονοθυρίδες εκπομπής και χρονοθυρίδες λήψης. Η FDD, το κάνει σε δύο διαφορετικές συχνότητες γενικώς χωριζόμενες ανά 50 έως 100 MHz εντός του φάσματος λειτουργίας.

2.1.2 WirelessMAN OFDMA

Χρησιμοποιεί πολλαπλή πρόσβαση με ορθογώνια διαίρεση συχνότητας OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), με 2048 σημεία γρήγορου μετασχηματισμού Fourier.

2.1.3 WirelessMAN-OFDMTM

Το WirelessMAN-OFDM PHY βασίζεται στη διαμόρφωση OFDM και είναι σχεδιασμένο για τη NLOS λειτουργία στις ζώνες συχνοτήτων 2-11GHz. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί τόσο σε συχνότητες απαιτούμενες άδεια όσο και σε ελεύθερες.

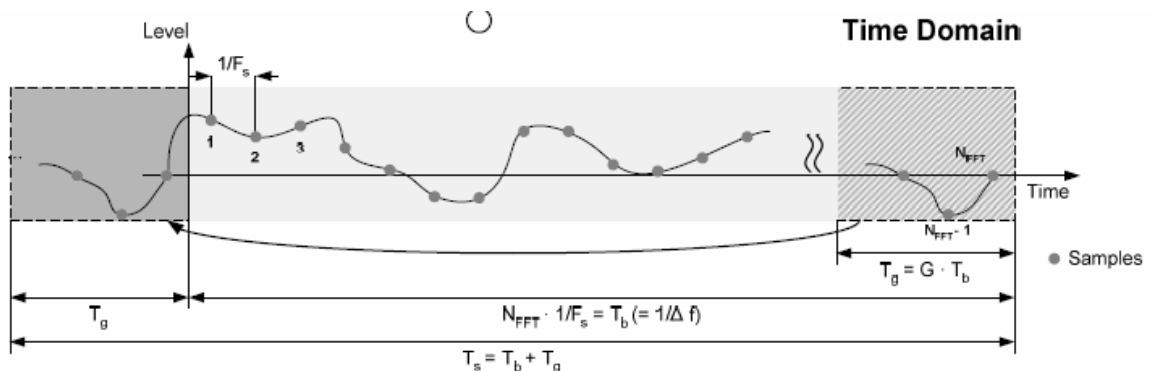
Το φυσικό στρώμα χρησιμοποιεί OFDM διαμόρφωση με ένα σταθερό μέγεθος FFT 256 φερόντων. Το μεταβλητό διάστημα των υποφερόντων καθορίζεται προκειμένου να υποστηριχθούν τα πολλαπλά εύρη ζώνης. Η λογική για αυτό είναι η διακύμανση στα εύρη ζώνης απαιτούμενα άδεια παγκοσμίως. Παραδείγματος χάριν, η ζώνη 3.4-3.6 Ghz χρησιμοποιεί κανάλια που είναι είτε 3.5 είτε 7.0 MHz, ενώ στη ζώνη 5.725 -5.850 Ghz τα κανάλια είναι 10 MHz.

Αυτή που κυριάρχησε είναι η WirelessMAN OFDM. Τους λόγους που οδήγησαν σε αυτό θα τους αντιληφθούμε στην επόμενη ενότητα όπου θα εξηγήσουμε τον τρόπο λειτουργίας της ορθογώνιας πολυπλεξίας διαίρεσης συχνότητας.

2.2 Περιγραφή του συμβόλου OFDM

- **Πεδίο του χρόνου**

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) παράγει την κυματομορφή OFDM. Η χρονική διάρκεια T_b αναφέρεται ως ο χρήσιμος χρόνος συμβόλου. Ένα αντίγραφο του τελευταίου τμήματος της χρήσιμης περιόδου συμβόλου, που καλείται κυκλικό πρόθεμα (CP), επαναλαμβάνεται σε χρονικό διάστημα T_g (Guard Time- διάστημα ασφαλείας) χρησιμοποιείται για να συλλέξουμε σωστά τα πολυδιαδρομικά σήματα, διατηρώντας την ορθογωνιότητα των τόνων. Τα δύο μαζί αναφέρονται ως χρόνος συμβόλου T_s . Το σχήμα 2.1 επεξηγεί αυτήν την δομή



Σχήμα 2.1 Δομή του OFDM συμβόλου στο χρόνο

Η ενέργεια του πομπού αυξάνεται με την αύξηση του διαστήματος ασφαλείας ενώ η ενέργεια του δέκτη παραμένει σταθερή, οπότε υπάρχει απώλεια στον σηματοθορυβικό λόγο SNR της τάξης του $10 \log \{1 - T_g / (T_b + T_g)\}$ db. Το κυκλικό πρόθεμα και η απώλεια του SNR μπορούν να μειωθούν με την αύξηση του μεγέθους του FFT, η οποία όμως μεταξύ των άλλων θα επηρεάσει την ευαισθησία του συστήματος στο θόρυβο φάσης που προκαλούν οι ταλαντωτές. Χρησιμοποιώντας κυκλική επέκταση (cyclic extension), τα δείγματα που απαιτούνται για την εκτέλεση του FFT στο δέκτη μπορούν να ληφθούν από οποιοδήποτε σημείο του μήκους του επιμηκυμένου συμβόλου. Το παραπάνω παρέχει ανοσία σε παρεμβολή λόγω πολυόδευσης καθώς και ανοχή σε σφάλματα συγχρονισμού συμβόλων.

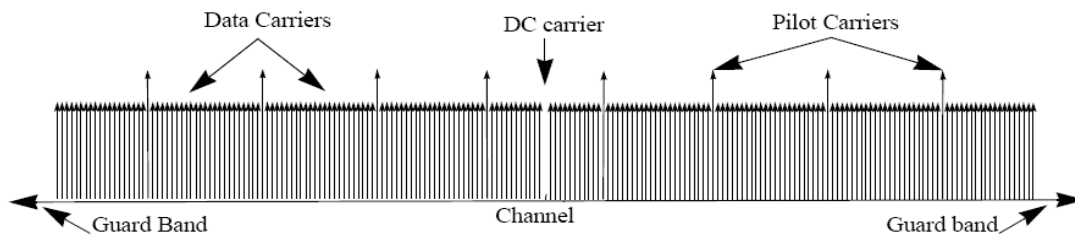
Κατά την έναρξη της επικοινωνίας, ένας συνδρομητικός σταθμός πρέπει να ψάξει όλες τις πιθανές τιμές του CP μέχρι να βρει την τιμή του CP που χρησιμοποιεί ο σταθμός βάσης. Ο συνδρομητικός σταθμός πρέπει να χρησιμοποιήσει το ίδιο CP κατά το uplink. Από τη στιγμή που ένα CP επιλεγεί από τον σταθμό βάσης για λειτουργία κατά το downlink, αυτό δεν πρέπει να αλλάξει. Αλλαγή του CP θα αναγκάσει όλους τους συνδρομητικούς σταθμούς να επανασυγχρονιστούν με τον σταθμό βάσης.

- Πεδίο συχνότητας

Ένα σύμβολο OFDM (Σχήμα 2.1) αποτελείται από φέροντα, ο αριθμός των οποίων καθορίζεται από το μέγεθος του χρησιμοποιούμενου FFT. Χρησιμοποιούνται τρεις τύποι φερόντων:

- Φέροντα δεδομένων: Για μετάδοση δεδομένων
- Φέροντα πιλοτικά: Για ποικίλους εκτιμητικούς σκοπούς
- Φέροντα μηδενικά: Καθόλου εκπομπή, για τις ζώνες φύλαξης και το DC φέρον

Ο σκοπός των ζωνών φύλαξης είναι να επιτρέπουν στο σήμα να φθίνει φυσικά και να δημιουργούν το σχήμα του «brick wall» FFT, που παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2. Αυτό επίσης συνεισφέρει στην ακύρωση της διακαναλικής παρεμβολής Inter-Channel Interference.



Σχήμα 2 2 Περιγραφή του συμβόλου OFDM στο πεδίο της συχνότητας

2.3 Παράμετροι συμβόλου OFDM και εκπεμπόμενο σήμα

Πρωτογενείς παράμετροι οι οποίοι καθορίζουν το σύμβολο OFDM

BW: Το εύρος ζώνης του καναλιού

(F_s/BW) : Ο λόγος της «συχνότητας δειγματοληψίας» προς το εύρος ζώνης του καναλιού

(T_g/T_b) : Ο λόγος του χρόνου ασφαλείας προς το «χρήσιμο» χρόνο συμβόλου

N_{FFT} : Ο αριθμός των σημείων του FFT

Δευτερογενείς παράμετροι σε σχέση τις πρωτογενείς

Συχνότητα Δειγματοληψίας : $F_s = (F_s/BW) \cdot BW$

Διάστημα μεταξύ φερόντων: $\Delta f = F_s / N_{FFT}$

Χρήσιμος χρόνος συμβόλου : $T_b = 1 / \Delta f$

Χρόνος ασφαλείας CP : $T_g = (T_g/T_b) \cdot T_b$

OFDM χρόνος συμβόλου : $T_s = T_b + T_g$

Χρόνος δειγματοληψίας : $1/F_s$

2.3.1 Εκπεμπόμενο σήμα

Η επόμενη εξίσωση αναπαριστά την τάση του εκπεμπόμενου σήματος στην κεραία σε συνάρτηση του χρόνου κατά τη διάρκεια κάθε OFDM συμβόλου

$$s(t) = \text{Re} \left\{ e^{j2\pi f_c t} \sum_{\substack{k=-N_{used}/2 \\ k \neq 0}}^{N_{used}/2} c_k \cdot e^{j2\pi k \Delta f (t - T_g)} \right\} \quad (1)$$

Όπου :

t να είναι ο χρόνος ο οποίος έχει διανυθεί από την αρχή του υπό εξέταση OFDM συμβόλου, με $0 < t < T_s$,

c_k να είναι ένας μιγαδικός αριθμός ο οποίος αναπαριστά τα εκπεμπόμενα δεδομένα στο φέρον του οποίου ο δείκτης της συχνότητας είναι k , κατά τη διάρκεια του υπό εξέταση OFDM συμβόλου και καθορίζει ένα σημείο στον αστερισμό QAM.

2.3.1.1 Παράμετροι του εκπεμπόμενου σήματος

Στον πίνακα που ακολουθεί παρατίθενται τιμές των παραμέτρων του εκπεμπόμενου σήματος

Παράμετρος	Τιμές
N_{FFT}	256
N_{used}	200
F_s/BW	8/7 για ζώνες συχνοτήτων χωρίς άδεια και απαιτούμενες άδεια με εύρος ζώνης πολλαπλάσιο των 1,75MHz 7/6 για άλλα εύρη ζώνης
(T_g/T_b)	1/4,1/8,1/16,1/32
Αριθμός των φερόντων φύλαξης με τη χαμηλότερη συχνότητα	28
Αριθμός των φερόντων φύλαξης με την υψηλότερη συχνότητα	27
Ο αριθμός του δείκτη για τη συχνότητα των φερόντων φύλαξης	-128,-127..., -101 +101,+102...,+127
Ο αριθμός του δείκτη για τη συχνότητα των πιλοτικών φερόντων	-84,-60,-36,-12,12,36,60,84
Αριθμός υποκαναλιών: Κατανομή των δεικτών των συχνοτήτων για τα φέροντα δεδομένων	1: {-88,...,-76}, {-50,...,-39}, {1,...,13}, {64,...,75} 2: {-63,...,-51}, {-25,...,-14}, {26,...,38}, {89,...,100} 3: {-100,...,-89}, {-38,...,-26}, {14,...,25}, {51,...,63} 4: {-75,...,-64}, {-13,...,-1}, {39,...,50}, {76,...,88}

Πίνακας 2 Παράμετροι του εκπεμπόμενου σήματος

2.4 Κωδικοποίηση διαύλου

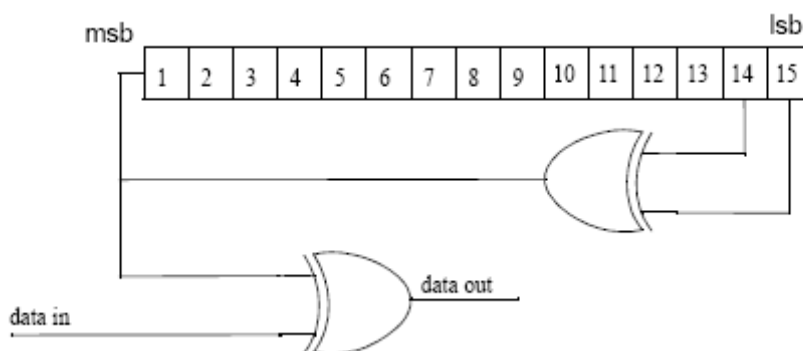
Η κωδικοποίηση του διαύλου γίνεται σε τρία διαδοχικά βήματα: randomization (τυχαία σειρά bits), FEC (Forward Error Coding) και interleaving (μπλόκ διαφύλλωσης). Οι συμπληρωματικές διαδικασίες εφαρμόζονται με αντίστροφη σειρά κατά τη λήψη.

2.4.1 Randomization

Η τυχαιοποίηση των δεδομένων εκτελείται σε κάθε σειρά εκπεμπόμενων δεδομένων στο downlink και στο uplink. Η τυχαιοποίηση εκτελείται σε κάθε περίπτωση (downlink και uplink), το οποίο σημαίνει ότι για κάθε σετ δεδομένων (Sub-Channels στο πεδίο της συχνότητας και σύμβολα OFDM στο πεδίο του χρόνου) ο τυχαιοποιητής θα πρέπει να χρησιμοποιείται ανεξάρτητα. Αν η ποσότητα των δεδομένων προς εκπομπή δεν καλύπτει το χρονικό πλαίσιο που έχει δεσμευτεί, τότε εφαρμόζεται η διαδικασία του padding με το 0xFF ('γέμισμα με 1') στο τέλος του μπλοκ εκπομπής μέχρι την ποσότητα των δεδομένων που έχουν δεσμευτεί μείον ενός byte, το οποίο φυλάσσεται για την εισαγωγή ενός byte ουράς από το FEC.

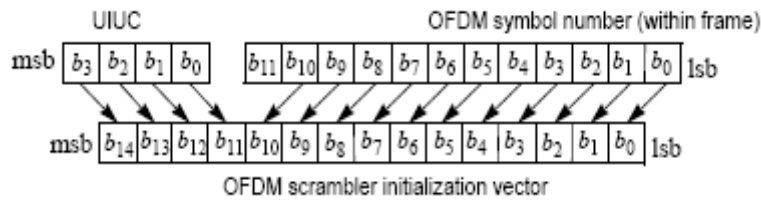
Ο καταχωρητής ολίσθησης του τυχαιοποιητή πρέπει να αρχικοποιείται για κάθε νέα δέσμευση δεδομένων.

Η γεννήτρια PRBS ψευδοτυχαίας δυαδικής ακολουθίας είναι η $1+x^{14}+x^{15}$ όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Κάθε byte δεδομένων προς εκπομπή πρέπει να εισέρχεται διαδοχικά στον τυχαιοποιητή, με το MSB πρώτο. Τα προοίμια (preambles) δεν τυχαιοποιούνται. Η τιμή του seed (σπόρου γεννήτριας) χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό των τυχαίων bits, τα οποία συνδυάζονται με μια XOR πύλη με τη σειριακή ροή δεδομένων κάθε μπλοκ δεδομένων. Η ακολουθία του τυχαιοποιητή εφαρμόζεται μόνο στα bits πληροφορίας.



Σχήμα 2.3 PRBS για τυχαιοποίηση δεδομένων.

Τα bits που παράγονται από τον τυχαιοποιητή οδηγούνται στον κωδικοποιητή (encoder). Στο uplink, ο τυχαιοποιητής αρχικοποιείται με το διάνυσμα που φαίνεται στο παρακάτω σχήμα



Σχήμα 2.4 OFDM τυχαιοποιητής Uplink διάνυσμα αρχικοποίησης

Στο downlink, ο τυχαιοποιητής πρέπει να ξανααρχικοποιείται στην αρχή κάθε πλαισίου με την ακολουθία 1 0 0 1 0 1 0 1 0 0 0 0 0 0 0. Σε αυτή την εργασία θα υλοποιήσουμε την DL διαδικασία.

2.4.2 Forward Error Correction(FEC)

Ένα block FEC, αποτελούμενο από τη συνύπαρξη ενός Reed-Solomon εξωτερικού κώδικα και ενός συμβατού εσωτερικού συνελκτικού κώδικα, υποστηρίζεται στο uplink και στο downlink. Η υποστήριξη Block Turbo Coding και Convolutional Turbo Coding είναι προαιρετική. Ο ρυθμός κωδικοποίησης Συνελκτικού-Reed-Solomon κώδικα είναι $\frac{1}{2}$ και πάντα αυτός χρησιμοποιείται σαν coding mode όταν ζητείται πρόσβαση στο δίκτυο και στην FCH(Frame Control Header) ριπή.

Η κωδικοποίηση εκτελείται πρώτα περνώντας τα δεδομένα σε σχήμα μπλοκ μέσω του RS κωδικοποιητή και στη συνέχεια περνώντας τα μέσω ενός με μηδενικά-τερματιζόμενο συνελκτικό κωδικοποιητή.

2.4.3 Αλυσιδωτός Reed-Solomon και Συνελκτικός Κώδικας (RS-CC)

2.4.3.1 Reed-Solomon

Η κωδικοποίηση Reed-Solomon παράγεται από ένα συστηματικό RS κώδικα ($N=255, K=239, T=8$) χρησιμοποιώντας $GF(2^8)$, με

-N να είναι ο αριθμός των συνολικών bytes μετά την κωδικοποίηση

-K να είναι ο αριθμός των bytes δεδομένων πριν την κωδικοποίηση

-T να είναι ο αριθμός των bytes δεδομένων τα οποία μπορεί να διορθωθούν.

Τα ακόλουθα πολώνυμα χρησιμοποιούνται για το συστηματικό κώδικα:

Code Generator Polynomial: $g(x)=(x+\lambda^0)(x+\lambda^1)(x+\lambda^2)\dots(x+\lambda^{2T-1})$, $\lambda = 02_{HEX}$

Field Generator Polynomial: $p(x)=x^8+x^4+x^3+x^2+1$

Ο κωδικοποιητής RS παράγει ένα κώδικα ώστε τα πρώτα K bits εξόδου από αυτόν να είναι τα bits πληροφορίας και τα επόμενα $N-K$ bits να είναι τα bits ελέγχου για τη διόρθωση λαθών. Αυτός ο κώδικας μικραίνει και κόβεται σε ορισμένα σημεία ώστε να επιτρέψει ποικίλα μεγέθη μπλοκ και ποικίλες δυνατότητες διόρθωσης λαθών. Όταν ένα μπλοκ μικραίνει σε K' bytes δεδομένων, προστίθενται $239-K'$ μηδενικά bytes ως πρόθεμα. Όταν μια κωδική λέξη μικραίνει τόσο ώστε να επιτρέψει τη διόρθωση T' bytes, μόνο τα πρώτα $2T'$ από τα συνολικά 16 bytes παράγονται. Αυτή η bit/byte μετατροπή γίνεται με πρώτο ψηφίο το MSB.

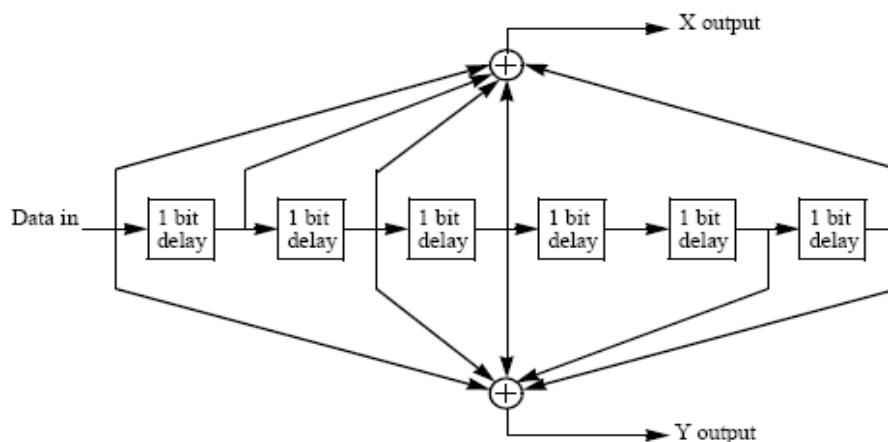
2.4.3.2 Convolutional Code

Κάθε RS block κωδικοποιείται από τον δυαδικό συνελκτικό κωδικοποιητή (convolutional encoder), ο οποίος έχει φυσικό ρυθμό $\frac{1}{2}$, ένα περιοριστικό μήκος ίσο με 7 και χρησιμοποιεί τους πολωνυμικούς κώδικες γεννήτριας όπως φαίνονται παρακάτω ώστε να παράγουν τα 2 bits του κώδικα:

$$G_1 = 171\text{OCT} \quad \text{FOR } X$$

$$G_2 = 133\text{OCT} \quad \text{FOR } Y$$

Η γεννήτρια φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2.5 Συνελκτικός κωδικοποιητής ρυθμού $\frac{1}{2}$

Τα μοτίβα σμίκρυνσης και η ακολουθία σειριοποίησης που χρησιμοποιείται ώστε να πραγματοποιηθούν οι διαφορετικοί ρυθμοί κωδικοποίησης καθορίζονται στον πίνακα 3. Στον πίνακα, το «1» σημαίνει ένα εκπεμπόμενο bit και το «0» δείχνει ένα bit που απομακρύνθηκε, ενώ το X και το Y αναφέρονται στις εξόδους του σχήματος 2.5.

	Code rates			
Rate	1/2	2/3	3/4	5/6
d_{free}	10	6	5	4
X	1	10	101	10101
Y	1	11	110	11010
XY	X_1Y_1	$X_1Y_1Y_2$	$X_1Y_1Y_2X_3$	$X_1Y_1Y_2X_3Y_4X_5$

Πίνακας 3 Ρυθμοί κωδικοποίησης συνελκτικού κωδικοποιητή

Ο ρυθμός RS-CC $\frac{1}{2}$ πρέπει πάντα να χρησιμοποιείται ως η κατάσταση κωδικοποίησης όταν ζητείται πρόσβαση στο δίκτυο.

Η κωδικοποίηση πραγματοποιείται περνώντας πρώτα τα δεδομένα σε σχήμα μπλοκ μέσω του RS κωδικοποιητή και μετά περνώντας το μέσω ενός συνελκτικού κωδικοποιητή. Ένα 0x00 byte ουράς επικολλάται στο τέλος κάθε ροής δεδομένων. Αυτό το byte ουράς πρέπει να επικολλάται μετά από κάθε τυχαιοποίηση. Στον RS encoder, τα πλεονάζοντα bits στέλνονται πριν τα bits εισόδου, κρατώντας την ουρά των byte 0x00 στο τέλος της κατανομής.

Ο πίνακας 4 δίνει τα μεγέθη μπλοκ σε bytes και τους ρυθμούς κωδικοποίησης που χρησιμοποιούνται για τις διαφορετικές διαμορφώσεις και ρυθμούς κωδικοποίησης τους. Καθώς η διαμόρφωση 64-QAM είναι προαιρετική για τις ελεύθερες μάντες συχνότητας, οι κώδικες για αυτήν τη διαμόρφωση θα χρησιμοποιούνται όταν θα χρησιμοποιείται.

Modulation	Uncoded block size (bytes)	Coded block size (bytes)	Overall coding rate	RS code	CC code rate
QPSK	24	48	1/2	(32,24,4)	2/3
QPSK	36	48	3/4	(40,36,2)	5/6
16-QAM	48	96	1/2	(64,48,8)	2/3
16-QAM	72	96	3/4	(80,72,4)	5/6
64-QAM	96	144	2/3	(108,96,6)	3/4
64-QAM	108	144	3/4	(120,108,6)	5/6

Πίνακας 4 Υποχρεωτική κωδικοποίηση καναλιού ανάλογα με τη χρησιμοποιούμενη διαμόρφωση

Overall coding rate=RS coding rate · CC code rate

Όταν χρησιμοποιείται υποκαναλιοποίηση, το FEC προσπερνά τον κωδικοποιητή RS και χρησιμοποιεί το Overall Coding Rate όπως φαίνεται στον πίνακα 4 ως CC Code Rate. Τα Uncoded Block Size και Coded Block Size μπορούν να υπολογιστούν διαιρώντας τις τιμές του πίνακα 4 με το 4 και το 2 για κατανομή ενός και δύο υποκαναλιών αντίστοιχα

2.4.4 Interleaver

Όλα τα κωδικοποιημένα bits δεδομένων πρέπει να αναδιατάσσονται από ένα μπλοκ interleaver με ένα μέγεθος μπλοκ που αντιστοιχεί στον αριθμό των κωδικοποιημένων bits ανά δεσμευμένο κανάλι ανά OFDM σύμβολο, N_{cbps} . Ανάλογα με τα διάφορα σχήματα διαμόρφωσης QPSK, 16QAM, 64QAM το N_{cbps} ισούται με 384,768,1152 αντίστοιχα. Ο διαφυλλωτής πραγματοποιεί μία μετάθεση-ανακάτεμα δύο βημάτων. Η πρώτη γίνεται για να σιγουρευούμε ότι διπλανά κωδικοποιημένα bits μπαίνουν σε μη διπλανά υπο-φέροντα στον αστερισμό. Η δεύτερη γίνεται για να τοποθετούνται εναλλάξ διπλανά κωδικοποιημένα bits σε λιγότερο ή περισσότερο σημαντικά bits του αστερισμού, αποφεύγοντας έτσι μεγάλες ακολουθίες χαμηλά σημαντικών bits.

Έστω N_{cpc} ο αριθμός των κωδικοποιημένων bits ανά φέρον 2, 4 ή 6 για QPSK, 16-QAM ή 64-QAM αντίστοιχα. Έστω $s=N_{cpc}/2$. Έστω k ο δείκτης του κωδικοποιημένου bit πριν την πρώτη μετάθεση, m ο δείκτης του κωδικοποιημένου αυτού bit μετά την πρώτη και πριν τη δεύτερη μετάθεση και έστω j ο δείκτης μετά τη δεύτερη μετάθεση, ακριβώς πριν την αντιστοίχιση των δεδομένων στον αστερισμό της διαμόρφωσης.

Η πρώτη μετάθεση δίνεται από την εξίσωση:

$$m = (N_{cbps}/16) * k_{\text{mod}(16)} + \text{floor}(k/16) \quad k=0,1,\dots,N_{cbps}-1$$

Η δεύτερη μετάθεση δίνεται από την εξίσωση:

$$j = s * \text{floor}(m/s) + (m + N_{\text{cbps}} - \text{floor}(16 * m / N_{\text{cbps}})) \bmod(s) \quad k = 0, 1, \dots, N_{\text{cbps}} - 1$$

Ο de-interleaver (αναδιαφυλλωτής), ο οποίος εκτελεί την αντίστροφη διαδικασία, καθορίζεται επίσης από δύο μεταθέσεις. Έστω j ο δείκτης του λαμβανομένου bit πριν την πρώτη μετάθεση, m ο δείκτης του bit αυτού μετά την πρώτη και πριν τη δεύτερη μετάθεση και έστω k ο δείκτης μετά τη δεύτερη μετάθεση, ακριβώς πριν την αποκωδικοποίηση στον συνελκτικό αποκωδικοποιητή.

Η πρώτη μετάθεση δίνεται από την εξίσωση:

$$m = s * \text{floor}(j/s) + (j + \text{floor}(16 * j / N_{\text{cbps}})) \bmod(s) \quad j = 0, 1, \dots, N_{\text{cbps}} - 1$$

Η δεύτερη μετάθεση δίνεται από την εξίσωση:

$$j = 16 * m - (N_{\text{cbps}} - 1) * \text{floor}(16 * m / N_{\text{cbps}}) \quad j = 0, 1, \dots, N_{\text{cbps}} - 1$$

Η πρώτη μετάθεση στον de-interleaver είναι η αντιστροφή της δεύτερης μετάθεσης στον interleaver και αντίστοιχα για τη δεύτερη.

Modulation	Coded bits per bit interleaved block (N_{cbps})		
	Default (4 subchannels)	2 subchannels	1 subchannel
QPSK	384	192	96
16-QAM	768	384	192
64-QAM	1152	576	288

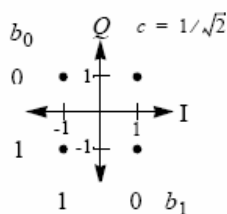
Πίνακας 5 Αριθμός κωδικοποιημένων bit ανά μπλοκ διαφυλλωτή και ανά διαμόρφωση

Το πρώτο εξερχόμενο bit από τον διαφυλλωτή θα πρέπει να κωδικοποιηθεί στο b_0 στον αστερισμό.

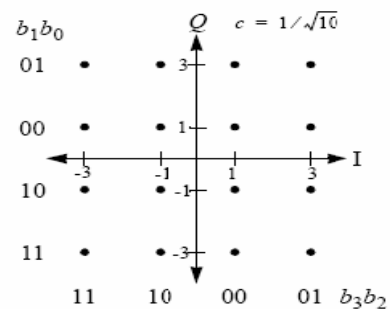
2.4.5 Διαμόρφωση

2.4.5.1 Διαμόρφωση Δεδομένων

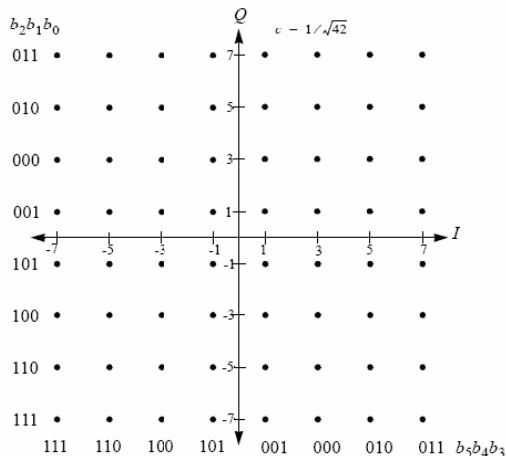
Μετά την διαφύλλωση των bits, τα bits των δεδομένων εισέρχονται σειριακά στον εγκάρσιο διαμορφωτή QAM. Υποστηρίζονται **Gray-mapped** QPSK, 16-QAM και 64-QAM, όπως φαίνεται παρακάτω, ενώ η 64-QAM είναι προαιρετική επιλογή. Οι αστερισμοί πρέπει να κανονικοποιούνται πολλαπλασιάζοντας το σημείο του αστερισμού με τον ενδεικνυόμενο παράγοντα c ώστε να επιτευχθεί όμοια μέση ισχύς.



Αστερισμός για QPSK



Αστερισμός για 16-QAM



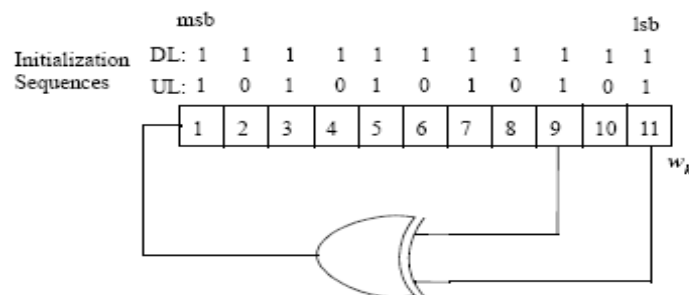
Αστερισμός για 64-QAM

Σχήμα 2.6 Αστερισμοί για QPSK, 16-QAM και 64-QAM

Τα δεδομένα που βρίσκονται στον αστερισμό θα διαμορφώνονται στη συνέχεια σε όλα τα διαθέσιμα φέροντα δεδομένων με σειρά αυξανόμενου δείκτη συχνότητας. Το πρώτο εξερχόμενο σύμβολο του αστερισμού πρέπει να διαμορφωθεί **στο φέρον με το μικρότερο δείκτη συχνότητας** $-N_{\text{used}}/2$

2.4.5.2 Διαμόρφωση πιλοτικών φερόντων

Τα πιλοτικά φέροντα παρεμβάλλονται σε κάθε ριπή δεδομένων προκειμένου να συγκροτήσουν το σύμβολο και διαμορφώνονται σύμφωνα με τη θέση τους μέσα στο σύμβολο OFDM. Η γεννήτρια PRBS που απεικονίζεται στο σχήμα 2.7 θα χρησιμοποιηθεί για να παραγάγει μια ακολουθία w_k . Το πολώνυμο για τη γεννήτρια PRBS θα είναι $X^{11} + X^9 + 1$.



Σχήμα 2.7 PRBS για διαμόρφωση πιλοτικών φερόντων

Η τιμή για την πιλοτική διαμόρφωση του k συμβόλου OFDM, σε σχέση με την αρχή του πλαισίου, παράγεται από το w_k . Οι ακολουθίες αρχικοποίησης που χρησιμοποιούνται από το downlink και το uplink φαίνονται στο παραπάνω σχήμα. Στο downlink, αυτό έχει ως αποτέλεσμα την ακολουθία 11111111111000000000110... όπου το 3ο 1, για παράδειγμα το $w_3=1$, χρησιμοποιείται στο πρώτο OFDM σύμβολο του downlink που ακολουθεί το πλαίσιο του προοιμίου. Για κάθε πιλοτικό φέρον τα σημεία της BPSK διαμόρφωσης παράγονται όπως φαίνεται στις παρακάτω εξισώσεις.

$$\begin{aligned}
 \text{DL: } c_{-84}=c_{-36}=c_{60}=c_{84}=1-2w_k \text{ και } c_{-60}=c_{-12}=c_{12}=c_{36}=1-2\overline{w_k} \\
 \text{UL: } c_{-84}=c_{-36}=c_{12}=c_{36}=c_{60}=c_{84}=1-2w_k \text{ και } c_{-60}=c_{-12}=1-2\overline{w_k}
 \end{aligned}
 \tag{4}$$

2.4.6 Μετασχηματισμοί Fourier

Μετά το στάδιο της διαμόρφωσης των φερόντων, όπου το σήμα βρίσκεται στο πεδίο της συχνότητας, χρησιμοποιείται αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier (Inverse Fast Fourier Transform – IFFT), ώστε να επιτευχθεί η μετατροπή αυτού στο πεδίο του χρόνου. Ο

IFFT δέχεται ως είσοδο έναν αριθμό μιγαδικών σημείων δεδομένων, κάθε ένα από τα οποία καλείται bin και αντιστοιχεί σε ένα μεμονωμένο subcarrier. Σε όλες σχεδόν τις περιπτώσεις ο αριθμός των δειγμάτων εισόδου N επιλέγεται να είναι μια δύναμη του δύο, με τις περισσότερες εισόδους να φέρουν διαμορφωμένα δεδομένα και τις εξωτερικές να μηδενίζονται, παρέχοντας συχνοτικά κενά, για λόγους ασφαλείας [5]. Οι παράλληλες έξοδοι του IFFT μετατρέπονται σε σειριακή μορφή, εφόσον η μετέπειτα επεξεργασία τους το απαιτεί. Ο ευθύς μετασχηματισμός Fourier (Fast Fourier Transform – FFT) εφαρμόζεται στο δέκτη για την απεικόνιση του ληφθέντος στο πεδίο του χρόνου σήματος στο αντίστοιχο του συχνοτικό φάσμα, αφού προηγηθεί η μετατροπή του λαμβανόμενου σήματος σε παράλληλη μορφή, η δειγματοληψία του και η δημιουργία ενός διανύσματος από το σύνολο των N δειγμάτων. Σε αυτό το διάνυσμα πραγματοποιείται ο FFT με την εύρεση της αντίστοιχης κυματομορφής, που παράγεται από ένα σύνολο ορθογωνικών ημιτονοειδών συνιστωσών, τα πλάτη και οι φάσεις των οποίων αντιπροσωπεύουν το φάσμα του σήματος. Το αποτέλεσμα είναι μια εκτίμηση των αρχικά μεταδιδόμενων δεδομένων [6].

Η εφαρμογή των μετασχηματισμών Fourier συνιστά μια οικονομική και εύκολη υλοποίηση για την μετατροπή του προϊόντος της διαμόρφωσης από το πεδίο της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου και αντιστρόφως, η οποία διατηρεί ταυτόχρονα την ορθογωνιότητα των φερόντων των OFDM σημάτων. Σε αντίθεση με την αναλογική υλοποίηση του OFDM, που θα απαιτούσε πολλαπλούς τοπικούς ταλαντωτές, κάθε ένας από τους οποίους θα έπρεπε να λειτουργεί με μικρό ποσοστό θορύβου και ολίσθησης για τη διατήρηση της ορθογωνιότητας, οι μετασχηματισμοί Fourier παρέχουν μια ταχεία και οικονομική ψηφιακή υλοποίηση. Επιπλέον, για την εφαρμογή του Fourier μετασχηματισμού διατίθενται υψηλά αποδοτικές δομές, οι λεγόμενες butterfly δομές [7], που μειώνουν την πολυπλοκότητα του συστήματος. Έτσι ο Fourier μετασχηματισμός δεν απαιτεί, στην πραγματικότητα, πλήρεις πολλαπλασιασμούς, αλλά στροφές φάσης που υλοποιούνται πολύ πιο εύκολα από τους αλγορίθμους, με αποτέλεσμα τη λογαριθμική αύξηση της πολυπλοκότητας σε συνάρτηση με τις εισόδους.

2.4.7 Κωδικοποιήσεις ID encodings

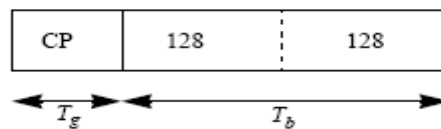
Τα Rate_IDs, τα οποία υποδεικνύουν ποια διαμόρφωση και ποια κωδικοποίηση θα ακολουθηθεί στην πρώτη ροή δεδομένων στο downlink, φαίνονται παρακάτω. Η κωδικοποίηση Rate_ID είναι στατική και δεν μπορεί να αλλάξει κατά τη διάρκεια της λειτουργίας του συστήματος.

Rate_ID	Modulation RS-CC rate
0	QPSK 1/2
1	QPSK 3/4
2	16-QAM 1/2
3	16-QAM 3/4
4	64-QAM 2/3
5	64-QAM 3/4
6-15	Reserved

Πίνακας 6 Κωδικοποιήσεις ID encodings

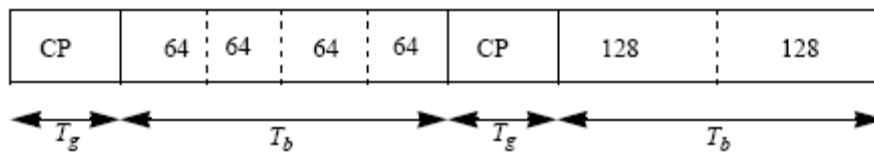
2.4.8 Δομή προοίμιου και διαμόρφωση

Στη ζεύξη uplink, το προοίμιο δεδομένων(data preamble) αποτελείται από 2 φορές δείγματα μήκους 128 στα οποία προηγείται ένα κυκλικό πρόθεμα το μήκος του οποίου είναι το ίδιο με το κυκλικό πρόθεμα για τα OFDM σύμβολα δεδομένων. Αυτό το προοίμιο αναφέρεται σαν short preamble (σύντομο προοίμιο). Αυτό το προοίμιο θα προηγηθεί επίσης όλων των κατανομών κατά τη διάρκεια της AAS μερίδας ενός πλαισίου(frame).



Σχήμα 2.8 Δομή για UL δεδομένα και DL AAS προοίμιο

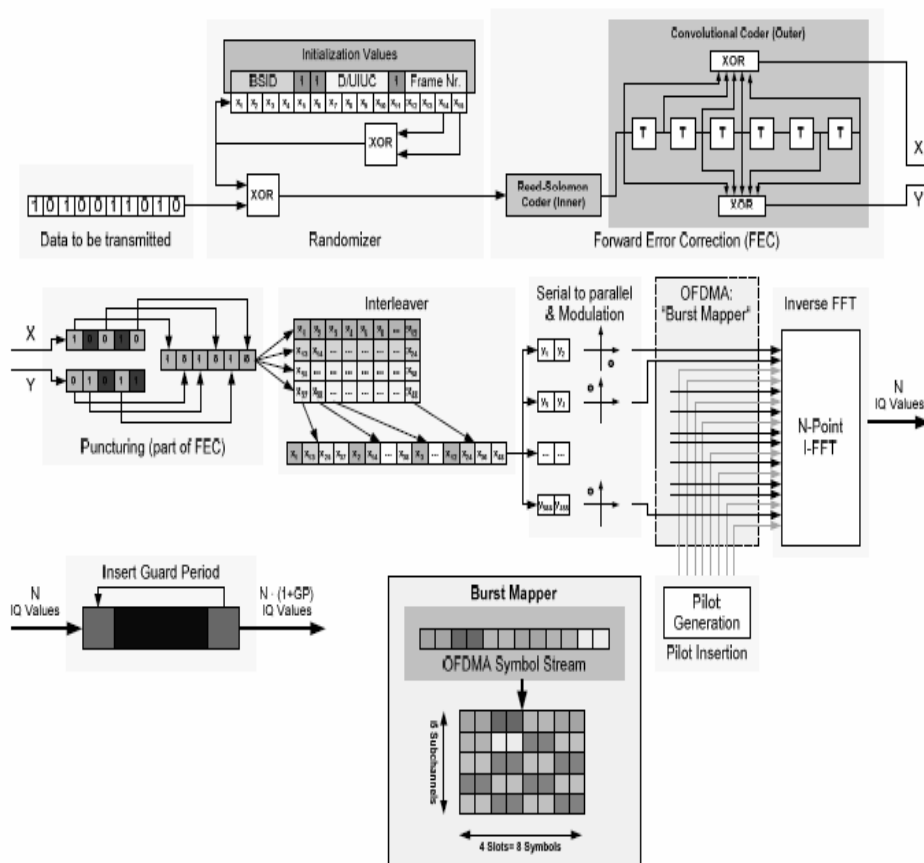
Το πρώτο προοίμιο στην DL ζεύξη PHY PDU, καθώς επίσης και το προοίμιο αρχικοποίησης, αποτελείται από ένα CP που ακολουθείται από 4 φορές από 64 δείγματα που ακολουθούνται από ένα CP και 2 φορές 128 δείγματα. Αυτό το προοίμιο αναφέρεται ως μακροχρόνιο προοίμιο(long preamble).



Σχήμα 2.9 Δομή προοιμίου DL και αρχικό κυμαινόμενο προοίμιο

2.5 Από τα bits στο φέρον

Για να έχουμε μια εικόνα για το πώς μετάδοση OFDM/OFDMA λειτουργεί η πορεία από τα bits στο φέρον περιγράφεται κατωτέρω. Αυτή η εικόνα παρουσιάζει τον πομπό σημάτων 802.16-2004 OFDM (με τα μέρη του πομπού σημάτων OFDMA) και είναι ακριβώς μια επισκόπηση. Η λεπτομερής εφαρμογή μπορεί να ποικίλει.



Σχήμα 2.10 Απλοποιημένη αρχιτεκτονική πομπού OFDM/OFDMA Από τα bits στο φέρον

Αρχικά τα δεδομένα από τα ανώτερα στρώματα περνούν το randomizer, ο οποίος ανακατανέμει τις μακροχρόνιες ακολουθίες από 0 ή 1 σε τυχαία σειρά παρουσιάζοντας έτσι καλύτερη απόδοση κωδικοποίησης στα επόμενα βήματα της μετάδοσης. Η αρχική τιμή αποτελείται από τον ID του σταθμού βάσης, τον DL ή UL εσωτερικό κωδικό χρήσης (DIUC/UIUC) και τον αριθμό πλαισίου. Ο randomizer όπως είδαμε υλοποιείται με ένα καταχωρητή με ανατροφοδότηση.

Μετά τον τυχαιοποιητή, ο μπροστινός κωδικοποιητής διορθώσεων λάθους (FEC) προσθέτει πλεονασμό στο σήμα. Αυτό είναι ένας τρόπος να διορθωθούν τα λάθη που μπορούν να εμφανιστούν κατά τη διάρκεια της μετάδοσης του σήματος. Ο κωδικοποιητής υλοποιείται με εξωτερική κωδικοποίηση τον Reed –Solomon κωδικοποιητή και ως εσωτερικό κωδικοποιητή ένα συνελκτικό κώδικα. Ο συνολικός αριθμός bits μετά από την κωδικοποίηση είναι υψηλότερος από τον αριθμό bits πριν την κωδικοποίηση. Εναλλακτικά, η Turbo κωδικοποίηση μπορεί να προστεθεί σαν block turbo κωδικοποιητής ή συνελκτικός turbo κωδικοποιητής, η οποία αποδίδει καλύτερα αλλά είναι επίσης πιο σύνθετος.

Ο αριθμός των bits του σήματος τώρα πρέπει να μειωθεί. Αυτό γίνεται μέσα στην συσκευή puncturing. Αυτή αφαιρεί μέρη από τις δύο ροές εξόδου του FEC και τις ενώνει με έναν καθορισμένο τρόπο ανάλογα με τον επιλεγμένο ρυθμό κωδικοποίησης.

Ο interleaver παίρνει τώρα τη ροή των bits και αναδιανέμει εκ νέου τα δεδομένα. Αυτό γίνεται για να προστατεύσει το σήμα από τα λάθη έκρηξης burst (ή φραγμών) που μπορούν να εμφανιστούν λόγω της διάλειψης, πτώσεις της στάθμης του σήματος ή άλλες καταστάσεις RF.

Η ακολουθία bits που αφήνει τον interleaver μετατρέπεται από σειριακή σε παράλληλη (το εύρος εξαρτάται από το μέγεθος του FFT) και οδηγείται σε έναν διαμορφωτή που εκτελεί ένα συγκεκριμένο σχέδιο διαμόρφωσης στα δεδομένα (BPSK, 16QAM, κ.λπ.).

Για την OFDMA, τα δεδομένα από έναν χρήστη καταλαμβάνουν ένα ορισμένο ποσό συχνοτήτων και χρόνου. Αυτή η χαρτογράφηση εξαρτάται από τις διαφορετικές παραμέτρους όπως το ποσό των δεδομένων που μεταφέρονται, τύπο ζώνης, τμήματος, subchannel group, κ.λπ. Ένα λογικό φέρον μπορεί να σχηματισθεί από περισσότερα από έναν φυσικό φέρον, τα οποία είναι κανονικά μη-γειτονικά φυσικά φέροντα. Αυτή η χαρτογράφηση γίνεται από ένα mapper ριπής, ο οποίος τακτοποιεί τα δεδομένα σύμφωνα με τους κανόνες που καθορίζονται στο πρότυπο. Όλες αυτές οι διαδικασίες οδηγούν σε μια αναπαράσταση με μιγαδική τιμή συμβόλου στο πεδίο της συχνότητας. Αυτά τα δεδομένα από το πεδίο συχνότητας μετασχηματίζονται τώρα στο πεδίο του χρόνου με τη βοήθεια ενός IFFT block, που παίρνει ορισμένο αριθμό φερόντων δεδομένων, τους οδηγεί στις εισόδους IFFT (όπου ο κανόνας χαρτογράφησης μπορεί να εξαρτηθεί από τους σύνθετους κανόνες) και προσθέτει ορισμένα πιλοτικά φέροντα. Τα πιλοτικά φέροντα χρησιμοποιούνται για να ανακτήσουν την απόλυτη φάση και την απόκριση φάσης του καναλιού μετάδοσης, και να επιτρέψουν στο δέκτη να ανακτήσει πληροφορίες για το κανάλι μετάδοσης. Το δεδομένο εξόδου είναι τώρα μιγαδικές τιμές στο πεδίο του χρόνου. Μετά το block του IFFT, η περίοδος ασφαλείας εισάγεται στη ροή I-Q για να υπερνικήσει το πρόβλημα των πολλαπλών διαδρομών στο σήμα OFDM. Στη συνέχεια διέρχεται από ένα ζωνοπερατό φίλτρο και περνά στο τμήμα μετατροπής D/A, όπου μεταφέρεται στη συχνότητα μετάδοσης και εκπέμπεται τελικά.[8]

2.6 Χαρακτηριστικά του MAC στρώματος

Η MAC του 802.16a στηρίζεται σε ένα πρωτόκολλο κράτησης/αιτήματος για την πρόσβαση στο μέσο και υποστηρίζει ξεχωριστά επίπεδα υπηρεσιών (π.χ., dedicated T1/E1 για επιχειρήσεις και best effort για οικιακούς χρήστες). Το πρότυπο 802.16a χρησιμοποιεί ένα slotted πρωτόκολλο TDMA σχεδιασμένο από το BTS να δεσμεύει χωρητικότητα για τους συνδρομητές σε μια point-to-multipoint τοπολογία δικτύου. Ενώ αυτό επιφανειακά ακούγεται σα μία τεχνική δήλωση, έχει μια τεράστια επιρροή στον τρόπο με τον οποίο το σύστημα λειτουργεί και ποιες υπηρεσίες μπορεί να εξυπηρετήσει. Αρχίζοντας από μια προσέγγιση με TDMA με ευφυή προγραμματισμό, τα συστήματα WiMAX είναι σε θέση να μεταδίδουν όχι μόνο στοιχεία υψηλής ταχύτητας με SLAs, αλλά και ευαίσθητες σε καθυστέρηση υπηρεσίες όπως η φωνή και το βίντεο ή πρόσβαση σε βάσεις δεδομένων. Το πρότυπο προσφέρει QoS επιπλέον από το μόνο καθορισμό προτεραιοτήτων, μια τεχνική που είναι πολύ περιορισμένη στην αποτελεσματικότητα της με φορτία κίνησης και με αυξανόμενο αριθμό συνδρομητών. Το στρώμα του MAC στα επικυρωμένα με WiMAX συστήματα έχει ως σκοπό επίσης να εξετάζει το εχθρικό φυσικό περιβάλλον στρώματος PHY layer όπου η παρεμβολή, η γρήγορη εξασθένηση και άλλα φαινόμενα παρουσιάζονται σε λειτουργία σε εξωτερικούς χώρους.

Το πρωτόκολλο χρησιμοποιεί τις ροές δεδομένων TDM στο DL (downlink) και TDMA στο UL (uplink). Εξασφαλίζοντας πρόσβαση στο κανάλι απαλλαγμένη από συγκρούσεις δεδομένων, η 16a MAC βελτιώνει τη συνολική ρυθμοαπόδοση του συστήματος και την αποδοτικότητα του εύρους ζώνης. Η 16a MAC εξασφαλίζει επίσης την οριοθετημένη καθυστέρηση στα δεδομένα. Η τεχνική πρόσβασης TDM/TDMA εξασφαλίζει επίσης ευκολότερη υποστήριξη για υπηρεσίες multicast και broadcast.[9]

Χαρακτηριστικό	Πλεονέκτημα
TDM/TDMA Scheduled Uplink/Downlink frames.	Αποτελεσματική χρησιμοποίηση φάσματος
Κλιμάκωση από 1 έως εκατοντάδες συνδρομητές.	Επιτρέπει εφαρμογές οικονομικά αποδοτικές υποστηρίζοντας αρκετούς συνδρομητές
Συνδεσοστραφής Connection-oriented	<ul style="list-style-type: none"> • QoS ανα σύνδεση • Γρηγορότερη δρομολόγηση και προώθηση πακέτων
QoS υποστηρίζει UGS, ertPS, rtPS, nrtPS, BE	<ul style="list-style-type: none"> • Μικρή καθυστέρηση για υπηρεσίες ευαίσθητες σε αυτή (TDM Voice, VoIP) • Βέλτιστη μεταφορά για κυκλοφορία VBR (π.χ., video). Καθορισμός προτεραιότητας δεδομένων.
Automatic Retransmission request (ARQ)	Βελτιώνει την απόδοση από άκρο σε άκρο κρύβοντας από τα πρωτόκολλα ανωτέρου στρώματος τα προκληθέντα λάθη στο στρώμα RF
Υποστήριξη προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικών διόρθωσης σφαλμάτων	Επιτρέπει υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων ανάλογα με τις συνθήκες του καναλιού βελτιώνοντας τη χωρητικότητα του συστήματος.
Ασφάλεια και κρυπτογράφηση (Triple DES)	Προστατεύει τα δεδομένα του χρήστη
Automatic Power control	Δυνατότητα για δημιουργία κυψελοειδών αρχιτεκτονικών, ελαχιστοποιώντας την ομοδιαυλική παρεμβολή

Πίνακας 7 Χαρακτηριστικά MAC του 802.16a

2.7 QoS

WiMax και παροχή υπηρεσιών

Ένας από τους κεντρικούς στόχους του WiMAX εκτός του να προσφέρει ένα ενοποιημένο πρότυπο ασύρματης μετάδοσης ανεξάρτητα από το μέσο, σε πολύ υψηλές ταχύτητες και σε μεσαία απόσταση, είναι και το να προσφέρει μηχανισμούς που μπορούν να εγγυηθούν στον χρήστη διάφορα επίπεδα ποιότητας υπηρεσιών (Quality of Service, QoS). Μέχρι στιγμής το QoS ήταν μια υπόθεση που αφορούσε ενσύρματα δίκτυα όπως δίκτυα ασύγχρονης μετάδοσης (Asynchronous Transfer Mode, ATM). Το εμπορικά γνωστό WiMAX προσφέρει ανάλογες υπηρεσίες σε ασύρματο μέσο. Οι υπηρεσίες παρέχονται από τον BS χρησιμοποιώντας τον μηχανισμό του προγραμματιστή για να αποφασίσει ποια δεδομένα θα πρέπει να αποσταλούν σε κάθε χρονικό διάστημα. Έτσι, γίνεται εφικτή η παροχή των υπηρεσιών καθορίζοντας μόνο τις παραμέτρους του προγραμματιστή του BS (σταθμού βάσης). Το ίδιο το πρότυπο δεν καθορίζει, ούτε προτείνει την υλοποίηση του προγραμματιστή, δίνοντας έτσι την ευκαιρία στον κάθε κατασκευαστή να τον υλοποιήσει σύμφωνα με τις δικές του ανάγκες και τους δικούς του στόχους. Έτσι δίνεται η δυνατότητα για επιπλέον διαφοροποίηση των υπηρεσιών. Οι υπηρεσίες που περιγράφονται στο πρότυπο είναι οι εξής:

- **Unsolicited Grant Service (UGS):** για πακέτα πραγματικού χρόνου και σταθερού μεγέθους που μεταδίδονται σε περιοδικά διαστήματα. Είναι αντίστοιχο της T1 μετάδοσης.
- **Extended Real-time Polling Service (ertPS):** για ροές δεδομένων πραγματικού χρόνου που δημιουργούν δεδομένα μεταβλητού μεγέθους σε περιοδική βάση. Αυτή η υπηρεσία είναι κατάλληλη για εφαρμογές μετάδοσης φωνής πάνω από IP δίκτυα (VoIP).
- **Real-time Polling Service (rtPS):** αντίστοιχο με το UGS, με τη διαφορά ότι τα πακέτα δεδομένων είναι μεταβλητού μεγέθους. Είναι κατάλληλη εφαρμογές video.
- **Non-real-time Polling Service (nrtPS):** για ροές δεδομένων μεταβλητού μεγέθους που είναι ανθεκτικές στην καθυστέρηση, αλλά απαιτείται ελάχιστη ταχύτητα μετάδοσης. Είναι κατάλληλη για εφαρμογές τύπου FTP με εγγυημένη ταχύτητα μετάδοσης.
- **Best Effort (BE):** για ροές δεδομένων που είναι ανθεκτικές στην καθυστέρηση και δεν απαιτούν οποιαδήποτε εγγύηση στην ταχύτητα μετάδοσης. Παράδειγμα εφαρμογής είναι το HTTP.

Η διαδικασία που ακολουθείται για να ζητηθεί μια από τις παραπάνω κατηγορίες υπηρεσιών είναι: αρχικά ο SS αιτείται την παροχή μια από τις παραπάνω υπηρεσίες. Ο BS μέσω της διαδικασίας ελέγχου για αποδοχή της κλήσης (Call Admission Control, CAC) αποδέχεται ή όχι το συγκεκριμένο επίπεδο υπηρεσιών. Σε αρνητική περίπτωση, ο χρήστης

μπορεί να επιλέξει μία από τις υπόλοιπες και να επιχειρήσει ξανά. Όπως ήταν αναμενόμενο το πρότυπο έχει αφήσει ανοικτή την υλοποίηση της διαδικασίας του CAC όπως έχει κάνει και με τον προγραμματιστή στον BS. [3]

2.8 Δομή πλαισίου

PMP

Για αδειοδοτημένες μπάντες συχνοτήτων, η μέθοδος duplexing μπορεί να είναι είτε FDD είτε TDD. Οι σταθμοί εργασίας FDD μπορεί να είναι Half Duplex FDD(H-FDD). Στις μπάντες συχνοτήτων χωρίς άδεια, η μέθοδος duplexing είναι η TDD. Το διάστημα του πλαισίου περιλαμβάνει εκπομπές (PHY PDUs) από σταθμούς βάσης ή εργασίας, κενά και διαστήματα φύλαξης (guard intervals).

Το PHY στρώμα του OFDM υποστηρίζει εκπομπές βασισμένες σε πλαίσια. Ένα πλαίσιο αποτελείται από ένα υπο-πλαίσιο downlink και ένα υπο-πλαίσιο uplink. Ένα υπο-πλαίσιο downlink αποτελείται από ένα μόνο downlink PHY PDU. Ένα υπο-πλαίσιο uplink αποτελείται από διαστήματα συνοχής σχεδιασμένα για σκοπούς αρχικοποίησης και απαίτησης εύρους ζώνης και ένα ή πολλαπλά uplink PHY PDUs, κάθε ένα εκπεμπόμενα από διαφορετικό σταθμό εργασίας SS.

Ένα uplink PHY PDU αποτελείται από μια μόνο ροή η οποία αποτελείται από ένα short preamble και έναν ακέραιο αριθμό από σύμβολα OFDM. Οι PHY παράμετροι της ροής UL PHY PDU καθορίζονται από ένα UIUC 4-bit στο UL-MAP. Η κωδικοποίηση του UIUC ορίζεται στα μηνύματα UCD.

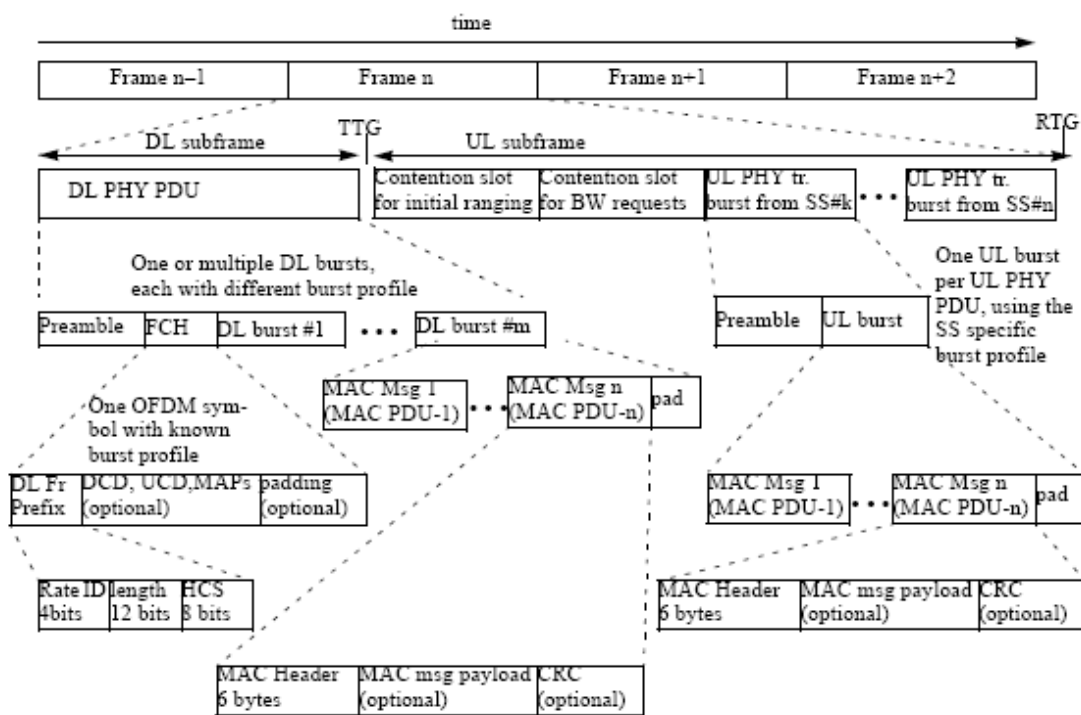
Ένα downlink PHY PDU αρχίζει με ένα long preamble, το οποίο χρησιμοποιείται για το PHY συγχρονισμό. Το προοίμιο ακολουθείται από ένα FCH burst το οποίο έχει διάρκεια όσο ένα OFDM σύμβολο και εκπέμπεται χρησιμοποιώντας διαμόρφωση QPSK ρυθμού $\frac{1}{2}$ με το υποχρεωτικό σχήμα κωδικοποίησης. Το FCH περιέχει ένα DL_Frame_Prefix για να καθορίσει το προφίλ της ροής και το μήκος της ροής #1. Η κωδικοποίηση Rate_ID ορίζεται στον πίνακα 6. Η FCH ροή μπορεί επίσης να περιέχει μικρά μηνύματα ελέγχου MAC όπως DCD και/ή UCD. Μπορεί επίσης να περιέχει map μηνύματα.

Αν και η ροή #1 περιέχει MAC μηνύματα ελέγχου, δεν είναι απαραίτητο να χρησιμοποιήσει την πιο γνωστή διαμόρφωση/κωδικοποίηση. Μια πιο αποδοτική διαμόρφωση/κωδικοποίηση μπορεί να χρησιμοποιηθεί αν υποστηρίζεται και εφαρμόζεται σε όλους τους σταθμούς εργασίας ενός σταθμού βάσης.

Το FCH ακολουθείται από μία ή πολλαπλές ροές downlink, κάθε ένα εκπεμπόμενο με διαφορετικό προφίλ ροής. Κάθε ροή downlink αποτελείται από έναν ακέραιο αριθμό OFDM συμβόλων ροής και τα προφίλ του DL PHY PDU καθορίζονται από ένα DIUC 4-bit στο DL-MAP. Η κωδικοποίηση DIUC ορίζεται στα DCD μηνύματα.

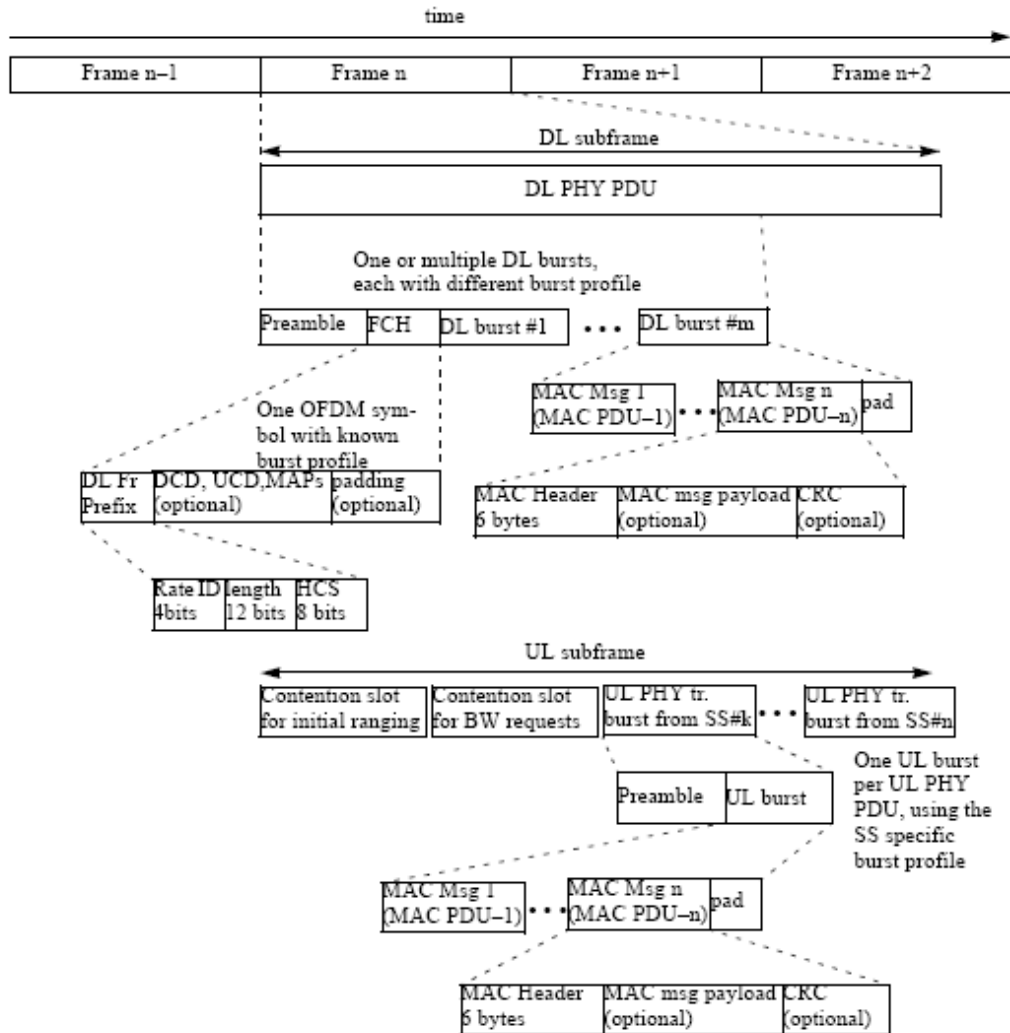
Με το OFDM-PHY, μία PHY ροή είτε DL είτε UL αποτελείται από ένα ακέραιο αριθμό OFDM συμβόλων, MAC μηνύματα π.χ MAC PDUs. Για να σχηματίσουμε έναν ακέραιο αριθμό από σύμβολα OFDM ένα «φορτίο» με bytes 0xFF πρέπει να προστεθεί. Ύστερα το «φορτίο» αναδιατάσσεται, κωδικοποιείται και διαμορφώνεται χρησιμοποιώντας τις παραμέτρους PHY οι οποίες ορίζονται στο πρότυπο.

Σε κάθε TDD frame το κενό μετάβασης Tx/Rx (TTG) και το Rx/Tx κενό μετάβασης (RTG) πρέπει να εισάγεται μεταξύ των υπο-frame DL και UL και στο τέλος κάθε frame ώστε να μπορέσει ο σταθμός βάσης να αλλάξει κατεύθυνση μετάδοσης. TTG και RTG πρέπει να είναι τουλάχιστον 5μs καθώς και ακέραιο πολλαπλάσιο του (physical slot) PS σε διάρκεια και να ξεκινά σε άκρο του PS. Μετά το TTG ο δέκτης BS θα κοιτάξει για τα πρώτα σύμβολα μια ροής uplink. Έπειτα από το RTG οι δέκτες SS θα κοιτάξουν για τα πρώτα σύμβολα με QPSK διαμορφωμένα δεδομένα στη ροή DL.



Σχήμα 2.11 Παράδειγμα δομής πλαισίου OFDM με TDD

Σε συστήματα FFD τα TTG και RTG δε χρειάζονται καθώς η μετάδοση από πομπό σε δέκτη (downlink) και από δέκτη σε πομπό (uplink) γίνεται σε ανεξάρτητες συχνότητες. Με τη χρησιμοποίηση FDD ο σταθμός βάσης BS μέσα σε ένα frame δε χρειάζεται να προγραμματίσουν μία δέσμευση DL κατά τη διάρκεια ή μετά μίας UL δέσμευσης στο ίδιο H-FDD τερματικό.[4]



Σχήμα 2.12 Παράδειγμα δομής πλαισίου OFDM με FDD

Κεφάλαιο 3

3.1 WiMAX

Το 2003 η IEEE υιοθέτησε το πρότυπο 802.16 γνωστό και σαν WiMAX, ώστε να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις για ασύρματη πρόσβαση (με σταθερούς ρυθμούς) ευρείας ζώνης. Όπως συμβαίνει με τα πρότυπα της σειράς 802 για ασύρματα τοπικά δίκτυα, έτσι και το 802.16 καθορίζει μια οικογένεια προτύπων με επιλογές για συγκεκριμένες ρυθμίσεις.

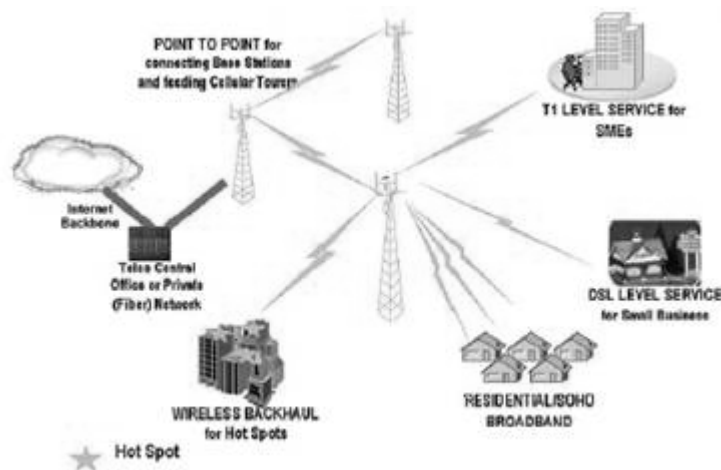
Το πρότυπο αυτό σχεδιάστηκε ώστε να λειτουργεί σε μια ευρεία μπάνα συχνοτήτων η οποία εκτείνεται από 2 ως 66 GHz. Υποστηρίζει ταχύτητες μετάδοσης ως και 72 Mbps στον αέρα ενώ η πραγματική ταχύτητα στο Ethernet υπολογίζεται στα 50 Mbps. Οι αποστάσεις που μπορεί να καλυφθούν ξεπερνούν τα 50 Km σε συνθήκες οπτικής επαφής. Μια σημαντική διαφορά του προτύπου IEEE 802.16 σε σχέση με το IEEE 802.11 είναι ότι το πρώτο μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε συνθήκες μη οπτικής επαφής φυσικά με ρυθμούς μετάδοσης πολύ χαμηλότερους των 50 Mbps.

Το WiMAX σχεδιάστηκε κατά βάση ώστε να καλύπτει κυρίως Point-to-Multipoint (PTM) συνδέσεις χωρίς ωστόσο να αποκλείεται και η χρήση του για point to point συνδέσεις. Η διαμόρφωση η οποία χρησιμοποιείται ονομάζεται OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing). Πρόκειται για μια πολύ ανθεκτική διαμόρφωση σε ότι αφορά το φαινόμενο της πολυδιάδευσης ειδικότερα στις συχνότητες πάνω των 2 GHz όπου το πρότυπο χρησιμοποιεί.

Παραλλαγές του προτύπου, που στοχεύουν στους κινητούς χρήστες (802.16e) και στην παροχή QoS (802.16b) είναι ήδη σε εξέλιξη. Διάφοροι προμηθευτές chip, συμπεριλαμβανομένης και της Intel, εργάζονται στο 802.16a ενσωματωμένο πυρίτιο, και σε χαμηλού κόστους μονάδες συνδρομητών και αναμένεται στο τέλος του 2005 να είναι ευρέως διαθέσιμα σημεία πρόσβασης (Access Points - AP). Αρκετοί προμηθευτές που έχουν ασχοληθεί με εξοπλισμό για ευρείας ζώνης ασύρματη πρόσβαση, έχουν εκδηλώσει το ενδιαφέρον τους για το WiMAX και έτσι δραστηριοποιούνται στην κατασκευή προϊόντων συμβατών με το εν λόγω πρότυπο.

Λόγω των μεγάλων αποστάσεων που καλύπτει και ταυτόχρονα τους υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης που μπορεί να παρέχει, το πρότυπο WiMAX βρίσκει πολλές εφαρμογές, λύνοντας σημαντικά προβλήματα που απασχολούσαν του τεχνικούς δικτύων σήμερα. Τρεις είναι οι βασικότερες εφαρμογές του:

- **Δίκτυο κορμού στα κυψελωτά συστήματα κινητής τηλεφωνίας.** Η εισαγωγή του προτύπου αυτού αναμένεται να μειώσει σημαντικά το κόστος εξάπλωσης των δικτύων κινητής τηλεφωνίας μιας και αποτελεί μια οικονομικότερη πρόταση, αν συγκριθεί με την οπτική ίνα, για τις εταιρίες κινητής τηλεφωνίας. Εξασφαλίζει ταυτόχρονα αξιοπιστία και υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης που απαιτούν τα δίκτυα κορμού των κινητών δικτύων επικοινωνιών.
- **Broadband on Demand.** Παρέχει υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης κάνοντας εφικτή τη χρήση της τεχνολογίας για εφαρμογές πραγματικού χρόνου κάτι που με το πρότυπο IEEE 802.11 σε μεγάλες αποστάσεις δεν ήταν εφικτό.
- **Παρέχει κάλυψη σε περιοχές που είναι αδύνατο να καλυφθούν με χρήση χαλκού ή οπτικής ίνας.** Μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν συμπλήρωμα δικτύων οπτικών ινών σε τμήματα του εδάφους στα οποία το κόστος εγκατάστασης και συντήρησης δικτύων οπτικών ινών είναι απαγορευτικό.

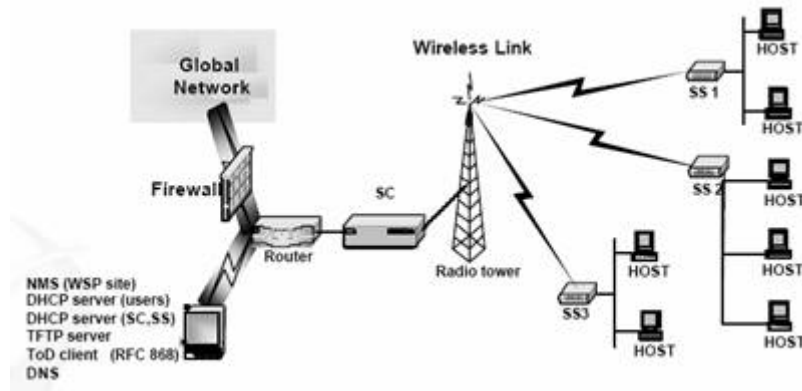


Σχήμα 3.1 Εφαρμογές του WiMAX

Οι ταχύτητες μετάδοσης του προτύπου εξαρτώνται από την εκάστοτε ψηφιακή διαμόρφωση που χρησιμοποιείται. Συνήθεις διαμορφώσεις είναι η 64 QAM η οποία μπορεί να εξασφαλίσει και τη μεγαλύτερη ταχύτητα μετάδοσης, η 16 QAM και η QPSK η οποία μπορεί να εξασφαλίσει μεγάλη κάλυψη του συστήματος.

Το πρότυπο IEEE 802.16 παρέχει υψηλού επιπέδου ποιότητα υπηρεσίας. Το επίπεδο MAC του προτύπου είναι σχεδιασμένο κατά τέτοιο τρόπο ώστε να παρέχει στους χρήστες, όταν οι ίδιοι το επιθυμούν, εγγυημένο ρυθμό μετάδοσης και ταυτόχρονα κίνηση best effort σε χρήστες που καλύπτονται από το ίδιο base station κάτι που το πρότυπο IEEE 802.11 δεν μπορούσε να εξασφαλίσει. Δηλαδή, αν υποθέσουμε ότι δύο χρήστες καλύπτονται από το ίδιο Base Station, είναι δυνατό ο ένας χρήστης να έχει εγγυημένη ποιότητα υπηρεσίας και ο

δεύτερος χρήστης να δέχεται και να στέλνει απλή IP κίνηση best effort κάτι που με το πρότυπο 802.11 δεν ήταν δυνατό. Δηλαδή χρήστες που βρισκόταν στην κάλυψη ενός Access Point είχαν την ίδια ποιότητα υπηρεσίας.



Σχήμα 3.2 Διαφορετικό QoS ανάλογα με τις απαιτήσεις των host

Την **ασφαλή μετάδοση** των δεδομένων στο WiMAX αναλαμβάνει ο αλγόριθμος κρυπτογράφησης DES (Data Encryption Standard, Πρότυπο Κωδικοποίησης Δεδομένων) και συγκεκριμένα μια παραλλαγή του αλγορίθμου ο Triple DES. Το DES αναπτύχθηκε το 1970 από το Αμερικανικό Εθνικό Γραφείο Προτύπων. Η βασική ιδέα ήταν η ανάπτυξη ενός αλγορίθμου κρυπτογράφησης που θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί (και να βελτιωθεί) από διάφορες εταιρείες ή οργανισμούς. Το DES ανήκει στην οικογένεια των συμμετρικών αλγορίθμων και κάνει χρήση κλειδιών με μήκος 56 bit. Ο "κλασικός" αλγόριθμος DES είναι πλέον ξεπερασμένος, αφού με τη χρήση ενός σύγχρονου υπολογιστή μπορεί να παραβιαστεί σχετικά εύκολα. Στο μεταξύ, εφαρμόζοντας διάφορες τεχνικές επάνω στο DES, μπορούμε να αυξήσουμε σημαντικά την ασφάλειά του. Με τη μέθοδο Triple - DES, για παράδειγμα, το μήνυμα κωδικοποιείται τρεις φορές, με τρία διαφορετικά κλειδιά.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, στην αρχική του έκδοση το πρότυπο IEEE 802.16 λειτουργούσε στην ζώνη συχνοτήτων 10-66 GHz. Στις παραπάνω συχνότητες η επικοινωνία μεταξύ δύο σταθμών επιτυγχάνεται μόνο όταν οι σταθμοί αυτοί βρίσκονται σε συνθήκες οπτικής επαφής. Η παραπάνω διαδικασία περιγράφεται στο υποπρότυπο IEEE 802.16c. Η ανάγκη για επικοινωνία μεταξύ σταθμών που δεν βρίσκονται σε οπτική επαφή ήταν το κίνητρο για τη δημιουργία του **υποπρότυπου IEEE 802.16a**. Τον Ιανουάριο του 2003 το πρότυπο επεκτάθηκε ώστε να λειτουργεί και στις συχνότητες από 2-11 GHz όπου στις συχνότητες αυτές ήταν δυνατή η δημιουργία συνδέσεων χωρίς οπτική επαφή πομπού -

δέκτη. Το υποπρότυπο το οποίο περιγράφει τη διαδικασία αυτή ονομάστηκε **IEEE 802.16a**. Τα πρώτα προϊόντα WiMAX τα οποία σήμερα είναι διαθέσιμα στην αγορά ακολουθούν στην μεγαλύτερή τους πλειοψηφία το υποπρότυπο αυτό.

Καθώς η πολυπλοκότητα των εφαρμογών που διαδίδονται πάνω από ένα ασύρματο δίκτυο ολοένα και αυξάνει, η ποιότητα υπηρεσίας QoS πάνω από τέτοια δίκτυα γίνεται ένας πολύ καθοριστικός παράγοντας για την ποιότητα της επικοινωνίας. Για παράδειγμα, η μετάδοση video σε πραγματικό χρόνο απαιτεί από το δίκτυο συνθήκες πολύ χαμηλής καθυστέρησης μετάδοσης. Για αυτό το λόγο, προκειμένου να ικανοποιηθεί η ανάγκη για ποιότητα υπηρεσίας ορίστηκε το υποπρότυπο IEEE 802.16d.

Η ένωση των υποπροτύπων IEEE 802.11 a, c, d όρισε το πρότυπο IEEE 802.16-2004 το οποίο περιγράφει τη συνολική λειτουργικότητα των επιμέρους υποπροτύπων που προαναφέρθηκαν για συχνότητες λειτουργίας 2-66 GHz.

Το πρότυπο IEEE 802.26-2004 ορίζει την επικοινωνία χρηστών οι οποίοι βρίσκονται μέσα σε ένα κελί το οποίο καλύπτεται από ένα base station . Όταν κάποιος χρήστης κινηθεί σε περιοχή που βρίσκεται εκτός περιοχής κάλυψης του base station η σύνδεση χάνεται. Το υποπρότυπο IEEE 802.16e εισάγει και περιγράφει την έννοια της κινητικότητας των χρηστών από ένα base station σε άλλο. Στο υποπρότυπο αυτό ορίζεται ότι ένας κινητός χρήστης μπορεί να συνεχίσει να εξυπηρετείται από το δίκτυο ακόμα και αν κινείται με ταχύτητες οι οποίες προσεγγίζουν τα 120 Km / h . Ωστόσο η παραπάνω τιμή είναι ενδεικτική - πειραματική, καθώς μέχρι τη στιγμή αυτή δεν υπάρχει κάποιο διαθέσιμο προϊόν στην αγορά συμβατό με το IEEE 802.16e υποπρότυπο που να πιστοποιεί την προαναφερθείσα τιμή [10][11]

3.2 Σύντομη επισκόπηση της ιστορίας των προτύπων 802.11 και 802.16

3.2.1 Από το 802.11b στο 802.16e

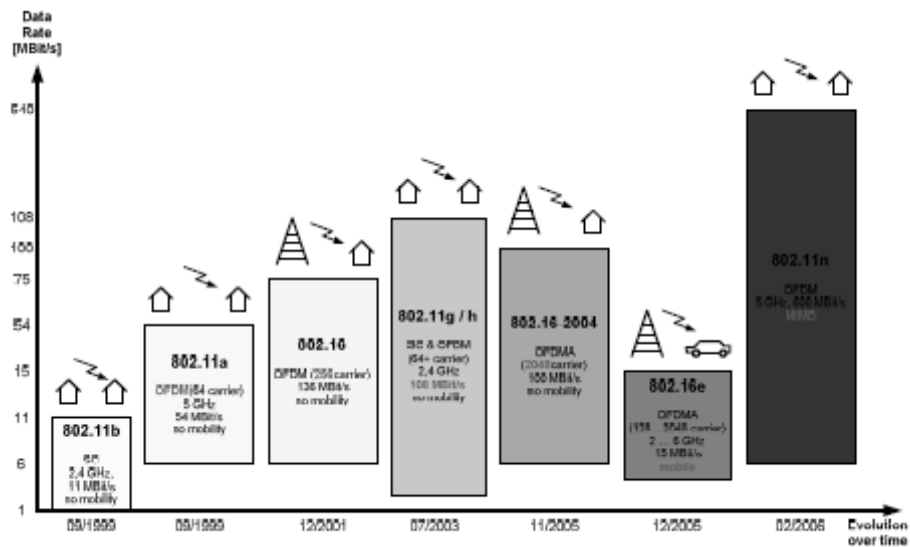
Αυτό το συνοπτικό κεφάλαιο παρουσιάζει την εξέλιξη του Ασύρματου Τοπικής Περιοχής Δικτύου(WLAN) προτύπου 802.11 και του Ασύρματου Μητροπολιτικής Περιοχής Δικτύου (WMAN) 802.16 κατά τη διάρκεια των τελευταίων επτά ετών.

- Η εξέλιξη του ασύρματου LAN άρχισε με την εισαγωγή του προτύπου 802.11b το 1999. Αυτό το πρότυπο χρησιμοποιούσε ένα φέρον (SC), διαμόρφωση σε μια συχνότητα RF 2,4 GHz με διαμόρφωση BPSK και QPSK και είχε ένα μέγιστο ρυθμό μεταφοράς 11 Mbit/s.
- Το ίδιο έτος, το πρότυπο 802.11a εισήγαγε την Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) μέθοδο που μετέδιδε μέχρι και 54 Mbit/s σε μια συχνότητα RF 5

GHz με 6 GHz απλώνοντας την πληροφορία διαμέσου από αρκετά φέροντα OFDM που μπορούν να έχουν τη διαμόρφωση που ποικίλει από BPSK έως 64QAM.

- Το 2003, "το καλύτερο" και των δύο προτύπων (χαμηλή συχνότητα RF 802.11b και 54 Mbit/s 802.11a) ενώθηκαν στα πρότυπα 802.11g. Αυτό το πρότυπο χρησιμοποιεί τη συχνότητα RF 2,4 GHz και υποστηρίζει και τους δύο τύπους διαμόρφωσης του 802.11 (SC και OFDM). Επιπλέον, "turbo τρόποι" με μέχρι 108 Mbit/s εισήχθησαν.

- Ενώ όλα τα προηγούμενα πρότυπα χρησιμοποιήθηκαν για τα "μικρά δίκτυα" χωρίς να απαιτείται χειριστής δικτύου (small office & home office, SOHO), το πρώτο 802.16 πρότυπο, που εισήχθησε στο τέλος του 2001, παρείχε ένα πρότυπο βασισμένο σε διαχειριστή για π.χ Πρόσβαση στο Διαδίκτυο όταν έχουμε μεγάλες αποστάσεις σε αστικές περιοχές.



Σχήμα 3.3 Από το 802.11 στο 802.16e

3.2.2 Πρότυπα 802 και 802.16

Ο πίνακας 8 και ο πίνακας 9 μας δίνει μια επισκόπηση των διαθέσιμων σήμερα 802 και 802.16 προτύπων.

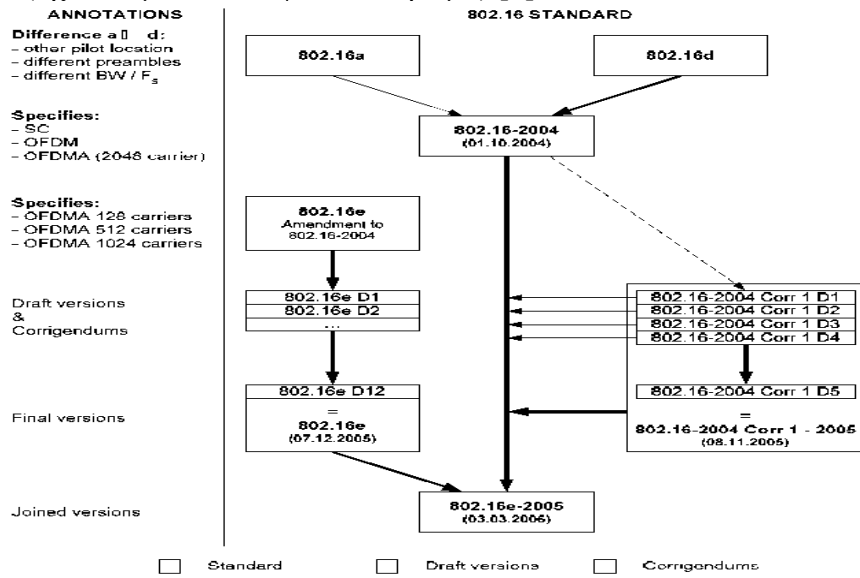
Standard	Name / Description
802.1	Higher Layer LAN Protocols (Management of 802.x)
802.2	Logical Link Control (LLC)
802.3	Ethernet (CSMA/CD – carrier sense multiple access / collision detection)
802.4	Token Passing / Token Bus
802.5	Token Ring / FDDI (Fiber Distributed Data Interface)
802.6	DQDB WAN (Distributed Queue Dual Bus WAN)
802.7	Recommended practices for broadband LANs (BBTAG)
802.8	Recommended practices for fiber optics (FOTAG)
802.9	IsoEneet (Isochronous Ethernet) (ISLAN)
802.10	Protocol for security LAN
802.11	Protocol for wireless LAN
802.12	100VG AnyLAN (demand priority access method)
802.13	unused
802.14	Protocol for cable TV and cable modem
802.15	Wireless Personal Area Network (WPAN)
802.16	Wireless Metropolitan Area Networks (MAN)
802.17	Resilient Packet Ring Working Group (RPRWG)
802.18	Radio Regulatory TAG
802.19	Coexistence TAG
802.20	Mobile Broadband Wireless Access (MBWA)
802.21	Media Independent Handoff
802.22	Wireless Regional Area Networks (WRAN)
Legend: INACTIVE / DISBANDED	

Πίνακας 8 Διάφορα 802 πρότυπα

Standard	Name / Description
802.16	WiMAX, frequency range 10 GHz to 66 GHz
802.16a	WiMAX for stationary SS, frequency range <11 GHz
802.16b	Licensed Exempt Frequencies; frequency range 5 GHz to 6 GHz ("Wireless HUMAN" = High Speed Unlicensed MAN)
802.16c	Detailed System Profiles for 10 GHz to 66 GHz
802.16d	WiMAX standard with additions in accordance with WiMAX Forum
802.16-2004	Replaces 802.16/.16a/.16d (including OFDMA)
802.16e	WiMAX for moving SS (speed up to 120 km/h; FFT size 128, 512, 1024 and 2048)
802.16f	MIB Management
802.16g	Management Plane
802.16-1	Air Interface; frequency range 10 GHz to 66 GHz
802.16.2	Coexistence of Broadband Wireless Access Systems Replaced by 802.16.2-2004
802.16.2-2004	Coexistence
802.16.2a	Recommended Practice for Coexistence of Fixed Broadband Wireless Access Systems
802.16.3	Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems; frequency range <11 GHz (e.g. ISM, PCS, MMDS, UNII Band)

Πίνακας 9 Το πρότυπο 802.16

Το σχήμα 3.4 παρουσιάζει τα σημαντικότερα εξελικτικά βήματα του 802.16 προτύπου (σχετικά με PHY = φυσικό στρώμα).[8]



Σχήμα 3.4 Τα κυριότερα εξελικτικά βήματα του 802.16

Κεφάλαιο 4

4.1 Κανάλι Μετάδοσης

4.1.1 Περιγραφή του Rayleigh καναλιού

Διάδοση σε κανάλι τύπου Rayleigh

Το μοντέλο περιγραφής του ασύρματου καναλιού που συναντάται κυρίως στις σύγχρονες κινητές τηλεπικοινωνίες είναι το μοντέλο Rayleigh. Βασική προϋπόθεση για να θεωρήσουμε το ασύρματο κανάλι Rayleigh είναι η πολύοδη διάδοση του εκπεμπόμενου σήματος. Οι τοποθεσίες που εγκαθίστανται σήμερα συστήματα κινητών τηλεπικοινωνιών (όπως αστικά κέντρα) αποτελούν σίγουρα ένα πλούσιο περιβάλλον σκέδασης με έντονο το φαινόμενο της πολύοδης διάδοσης, γεγονός που εξηγεί την ευρεία χρήση του μοντέλου αυτού.

Όπως θα φανεί και στην σύντομη μαθηματική ανάλυση που ακολουθεί η παρουσία πολλών διαδρομών διάδοσης για το σήμα είναι απαραίτητη λόγω της ανάγκης ισχύος του κεντρικού οριακού θεωρήματος[12], ώστε να μπορεί η λαμβανόμενη μιγαδική περιβάλλουσα να μοντελοποιείται ως μιγαδική τυχαία διαδικασία Gauss[13].

Συγκεκριμένα θεωρούμε ότι εκπέμπεται περί την συχνότητα f_c το ζωνοπερατό σήμα $x(t)$, του οποίου μάλιστα το εύρος ζώνης είναι αρκούντως μικρό σε σχέση με τη f_c ώστε να μπορεί να θεωρηθεί στενής ζώνης.

$$x(t) = \text{Re}\{\tilde{u}(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (4.1)$$

με $\tilde{u}(t)$ τη μιγαδική περιβάλλουσα του εκπεμπόμενου σήματος. Αν N είναι οι διαδρομές από τις οποίες διαδίδεται το σήμα αυτό για να φτάσει στο δέκτη τότε το λαμβανόμενο σήμα θα είναι:

$$s(t) = \text{Re}\left\{\exp(j2\pi f_c t) \sum_{i=1}^N A_i(t) \exp(-j\phi_i(t) \cdot \tilde{u}(t - \tau_i(t)))\right\} \quad (4.2)$$

με $A_i(t)$, $\tau_i(t)$ και $\phi_i(t)$ να είναι το πλάτος, η καθυστέρηση και η φάση της συνιστώσας που λαμβάνει ο δέκτης από την i -οστή διαδρομή. Για απλοποίηση η 4.2 γράφεται:

$$s(t) = \text{Re}\{\tilde{r}(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (4.3)$$

με $\tilde{r}(t)$ τη μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος. Επειδή αρχικά θεωρήσαμε ζωνοπερατό σήμα στενής ζώνης μπορούμε να παραστήσουμε το $s(t)$ στην κανονική του μορφή και αντίστοιχα να εκφράσουμε τη μιγαδική περιβάλλουσά του, $\tilde{r}(t)$, με τη βοήθεια

της συμφασικής και ορθογωνικής συνιστώσας του $s(t)$. Συγκεκριμένα η $\tilde{r}(t)$ δίδεται από τη σχέση:

$$\tilde{r}(t) = s_c(t) + js_s(t) \quad (4.4)$$

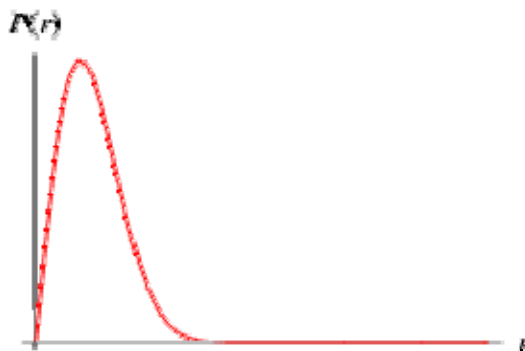
ενώ το μέτρο της $\tilde{r}(t)$ που αποτελεί ουσιαστικά και τη ζητούμενη περιβάλλουσα δίδεται από τη 4.5:

$$r(t) = \sqrt{s_c^2(t) + s_s^2(t)} \quad (4.5)$$

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως εξαιτίας του έντονου περιβάλλοντος σκέδασης και της πολύοδης διάδοσης ο δέκτης λαμβάνει πολλαπλά αντίγραφα του σήματος ενώ αποκλείεται και το ενδεχόμενο ύπαρξης LOS ή επικρατέστερης συνιστώσας. Υπό αυτές τις συνθήκες και θεωρώντας τα σήματα αυτά ως τυχαίες μεταβλητές ισόνομες και ανεξάρτητες μεταξύ τους μπορούμε να πούμε ότι για την άθροισή τους στο δέκτη μπορεί να ισχύσει το κεντρικό οριακό θεώρημα και το ολικό άθροισμα να ακολουθεί την κατανομή Gauss. Έτσι η μιγαδική περιβάλλουσα $\tilde{r}(t)$ μπορεί να μοντελοποιηθεί ως μια μιγαδική τυχαία διαδικασία Gauss.

Από τη σχέση 4.5 παρατηρούμε ότι η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος, $r(t)$, είναι η τετραγωνική ρίζα του αθροίσματος δύο συναρτήσεων Gauss οπότε η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της προκύπτει Rayleigh και δίνεται από τον τύπο 4.6, ενώ γραφικά εμφανίζεται στο σχήμα 4.1.

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (4.6)$$



Σχήμα 4.1: Κατανομή Rayleigh που ακολουθεί η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος

Με σ^2 να είναι η μέση τετραγωνική τιμή των $s_c(t)$, $s_s(t)$ συνιστωσών. Άρα η μέση ισχύς του σήματος του οποίου η περιβάλλουσα $r(t)$ ακολουθεί την Rayleigh κατανομή θα είναι:

$$P_0 = E[r^2(t)] = E[s_c^2(t)] + E[s_s^2(t)] = 2\sigma^2 \quad (4.7)$$

Ενώ η 4.6 συναρτήσει της μέσης ισχύος του σήματος P_0 γράφεται ως εξής:

$$p(r) = \frac{2r}{P_0} \exp\left(-\frac{r^2}{P_0}\right), \text{ για } r > 0 \quad (4.8)$$

Το μοντέλο Rayleigh όπως περιγράφηκε παραπάνω είναι ορθή προσέγγιση σε περιπτώσεις που οι χρήστες κινούνται σε περιβάλλοντα με πολλά εμπόδια τα οποία εξαλείφουν τη συνιστώσα οπτικής επαφής, έτσι ώστε το φαινόμενο της διάδοσης να γίνεται μια τυχαία διαδικασία.

Ωστόσο σε συγκεκριμένες περιπτώσεις το μοντέλο Rayleigh δεν μπορεί να εφαρμοστεί και οι αποκλίσεις του με την πραγματικότητα γίνονται αισθητές. Συγκεκριμένα το μοντέλο δεν εφαρμόζεται όταν:

(α) Ο αριθμός των διαδρομών N δεν είναι αρκούντως μεγάλος ώστε να ισχύει η προσέγγιση του θεωρήματος κεντρικού ορίου.

(β) Λόγω της διάταξης των κτιρίων και των δρόμων σε ένα περιβάλλον διάδοσης το σήμα διαδίδεται υπό συνθήκες κυματοδήγησης. Δημιουργεί δηλαδή κατά τη διάδοσή του πολλαπλές ανακλάσεις και κατ' επέκταση στάσιμα κύματα.

(γ) Όταν υπάρχει διαδιδόμενη συνιστώσα οπτικής επαφής που λαμβάνεται από το δέκτη. Σε αυτή την περίπτωση επιπίπτουν οι περιοχές κοντά στους σταθμούς βάσης. Εδώ η περιβάλλουσα του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης ακολουθεί την κατανομή Rice. Η περίπτωση αυτή εξηγείται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια σε επόμενο κεφάλαιο.

4.1.2 Περιγραφή του Rice καναλιού

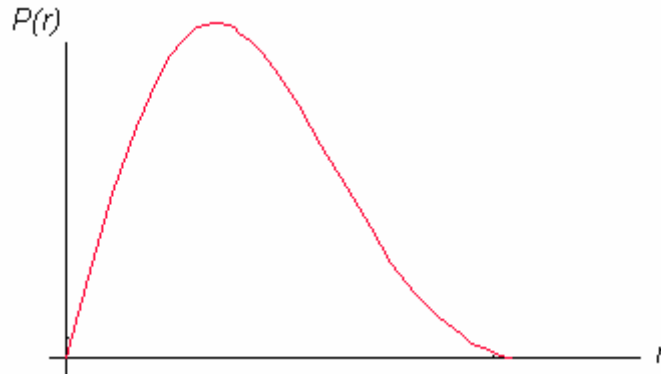
Θεωρητική περιγραφή του Rice καναλιού

Το μοντέλο αυτό διάδοσης εφαρμόζεται σε περιπτώσεις όπου ο δέκτης λαμβάνει μια ισχυρή συνιστώσα σήματος και περισσότερες ασθενέστερες λόγω πολύοδης διάδοσης. Η ισχυρή αυτή συνιστώσα είτε είναι η συνιστώσα οπτικής επαφής είτε αποτελεί τη μέση τιμή συνιστωσών που φτάνουν στο δέκτη μέσω ανακλάσεων από συγκεκριμένα, μεγάλα και σταθερά εμπόδια που απέχουν αρκετά από το δέκτη.

Στο μοντέλο αυτό η περιβάλλουσα του σήματος μιας και παύει να έχει μηδενική μέση τιμή μεταβάλλεται πολύ λιγότερο, ενώ ακολουθεί την Ricean κατανομή. Η συνάρτηση που περιγράφει την πυκνότητα πιθανότητας της περιβάλλουσας σε αυτή την περίπτωση δίνεται από τον τύπο 4.9[13][14].

$$P(r) = \frac{2r}{P_0} \exp\left(-\frac{r^2 + A_0^2}{P_0}\right) \cdot I_0\left(\frac{rA_0}{P_0}\right) \cdot u(r) \quad (4.9)$$

και γραφικά από το σχήμα 4.2



Σχήμα 4.2: Κατανομή Rice που ακολουθεί η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος

στον τύπο 4.9 P_0 είναι η μέση ισχύς του λαμβανόμενου σήματος όπως περιγράφηκε και προηγουμένως ενώ A_0 είναι μέση τιμή του πλάτους της περιβάλλουσας που εδώ όπως προαναφέραμε είναι διάφορη του μηδενός και οδηγεί στην ανάγκη χρήσης του μοντέλου Rice.

Όταν για την περιγραφή του καναλιού χρησιμοποιείται η Rice κατανομή τότε στη μελέτη εισάγεται ο παράγοντας K , ο οποίος ορίζεται ως το πηλίκο της ισχύος της επικρατέστερης συνιστώσας προς την ισχύ των υπολοίπων ασθενέστερων συνιστωσών. Βάσει των συμβόλων που χρησιμοποιήθηκαν στη σχέση 4.9 ο παράγοντας K θα δίνεται από τον τύπο:

$$K = \frac{\left(\frac{A_0}{\sqrt{2}}\right)^2}{P_0} \Rightarrow K = \frac{A_0^2}{2P_0} \quad (4.10)$$

Όταν δεν υπάρχει LOS συνιστώσα τότε $A_0 = 0$ και κατ' επέκταση ο παράγοντας K λαμβάνει μηδενική τιμή. Επίσης από τη σχέση 4.9 παρατηρούμε ότι για $A_0 = 0$ προκύπτει η κατανομή Rayleigh που δόθηκε στη σχέση 4.8, όπως αναμενόταν

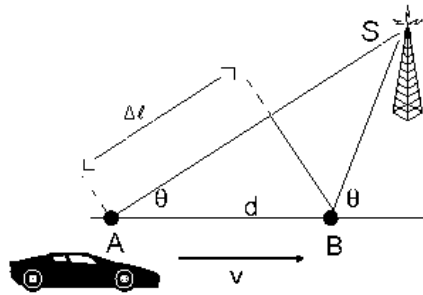
4.2 Διασπορά Doppler-Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο

Πρόκειται για διαλείψεις που εξαρτώνται από χρόνο. Προκαλούνται από την κίνηση του κινητού τερματικού ή και από την κίνηση του περιβάλλοντος διάδοσης γενικότερα. Το φαινόμενο αναφέρεται ως ολίσθηση Doppler και οι διαλείψεις που προκαλούνται

εμφανίζονται ως μια μεταβολή της φάσης του λαμβανόμενου σήματος. Στη συνέχεια περιγράφεται εν συντομία η ολίσθηση Doppler και τα αίτια που την προκαλούν.

(α) Ολίσθηση Doppler

Για την ορθότερη περιγραφή του φαινομένου παρατίθεται στο σχήμα 5.3, όπου το κινητό κινείται με σταθερή ταχύτητα v μεταξύ των θέσεων A και B, ενώ ταυτόχρονα λαμβάνει σήμα από την απομακρυσμένη πηγή S.



Σχήμα 4.3: Ολίσθηση Doppler

Έστω Δt ο χρόνος που χρειάζεται το κινητό να φτάσει από την θέση A στη θέση B και θ η γωνία που σχηματίζεται από την κατεύθυνση άφιξης του σήματος και την ταχύτητα του κινητού, τότε η διαφορά δρόμων από τη πηγή προς τα A, B θα είναι $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cdot \cos \theta$. Η γωνία θ είναι ίδια και στις δύο θέσεις διότι θεωρήσαμε την πηγή S εξαιρετικά απομακρυσμένη και κατ' επέκταση τις SA και SB σχεδόν παράλληλες. Δεδομένης λοιπόν της διαφοράς δρόμου Δl του εκπεμπόμενου σήματος η μεταβολή της φάσης στο λαμβανόμενο σήμα θα είναι

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \cdot \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot v \cdot \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (4.11)$$

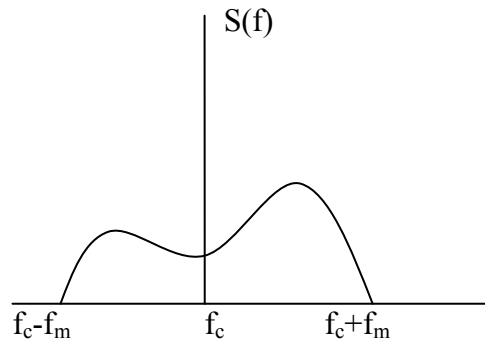
Η ολίσθηση Doppler f_D δίνεται από τον τύπο:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{1}{2\pi} \frac{2\pi v}{\lambda} \cos \theta \Rightarrow f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (4.12)$$

Από τον τύπο 4.11 είναι προφανές ότι όταν για τη γωνία θ ισχύει $-90^\circ < \theta < 90^\circ$ τότε το συνημίτονο είναι θετικό, το κινητό κινείται προς την πηγή και η ολίσθηση είναι θετική, το αντίθετο συμβαίνει όταν το κινητό απομακρύνεται από την πηγή, τότε το συνημίτονο είναι αρνητικό και η ολίσθηση είναι αρνητική[14].

(β) Διασπορά Doppler

Η μέγιστη τιμή της ολίσθησης Doppler, f_m , ονομάζεται διασπορά Doppler (Doppler spread). Πρακτικά η διασπορά Doppler συνεπάγεται διεύρυνση του εύρους ζώνης του σήματος κατά f_m , αν για παράδειγμα το φάσμα του σήματος αποτελείτο από ένα απλό τόνο στη συχνότητα f_c τότε το φάσμα μετά την επίδραση του Doppler spread θα αποκτούσε εύρος ζώνης όπως εμφανίζεται και στο σχήμα 2.3.



Σχήμα 4.4: Διασπορά Doppler στο φάσμα του απλού τόνου

Μαθηματικά η διασπορά Doppler ορίζεται ως η RMS τιμή του φάσματος $S(f)$ του σήματος. Συγκεκριμένα δίνεται από τον παρακάτω τύπο[15].

$$f_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\int_{f-f_m}^{f+f_m} (f - \bar{f})^2 S(f) df}{\int_{f-f_m}^{f+f_m} S(f) df}} \quad (4.13)$$

όπου \bar{f} είναι η μέση συχνότητα του φάσματος που δίνεται από τον τύπο:

$$\bar{f} = \frac{\int_{f-f_m}^{f+f_m} f \cdot S(f) df}{\int_{f-f_m}^{f+f_m} S(f) df}$$

Αποτέλεσμα της διασποράς Doppler είναι η αποσυσχέτιση του σήματος με χρονική περίοδο $1/f_D$. Αυτό σημαίνει ότι το κανάλι μεταβάλλεται με περίοδο $1/f_D$, όσο δηλαδή μεγαλύτερη είναι η ολίσθηση Doppler τόσο πιο γρήγορα μεταβάλλεται ο δίαυλος. Αν η διάρκεια του bit που εκπέμπεται είναι μεγάλη, τότε κατά τη διάρκεια του bit ο δίαυλος θα μεταβληθεί και θα έχουμε αποσυσχέτιση φάσης για το επόμενο bit. Άρα σε ένα δίαυλο που εμφανίζει διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο απαιτείται ο ρυθμός μετάδοσης να είναι αρκούντως υψηλός ώστε να «προλαβαίνει» τις αλλαγές του καναλιού. Διαφορετικά η περίοδος των bit πρέπει να είναι αρκετά μικρή ώστε κατά τη διάρκειά τους το κανάλι να παραμένει σταθερό.

Ένα κανάλι επιλεκτικό ως προς το χρόνο χαρακτηρίζεται από το χρόνο συνοχής (coherence time), T_c , του καναλιού. Πρακτικά, ο χρόνος συνοχής δείχνει τη διάρκεια κατά την οποία το κανάλι επηρεάζει τα εκπεμπόμενα σήματα με τον ίδιο τρόπο, στο διάστημα αυτό τα πλάτη των λαμβανόμενων σημάτων έχουν επηρεαστεί από το κανάλι με τον ίδιο τρόπο, παρουσιάζουν δηλαδή υψηλό δείκτη αυτοσυσχέτισης. Αν η περίοδος συμβόλου είναι μικρότερη από T_c τότε το κανάλι δε θα προκαλεί παραμόρφωση στο σήμα λόγω της κίνησης του κινητού τερματικού ή του παραβάλλοντος.

Πιο αυστηρά, ως χρόνος συνοχής ορίζεται το χρονικό διάστημα κατά το οποίο ο συντελεστής αυτοσυσχέτισης του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος πέφτει από το 1 στο 0.7. Ορίζεται δε ως το αντίστροφο της διασποράς Doppler.

$$T_c \approx \frac{1}{f_{\text{RMS}}} \quad (4.14)$$

Προσεγγιστικοί τύποι για τον 4.13 έχουν προσδιοριστεί. Επί παραδείγματι αν ο χρόνος συνοχής αναφέρεται ως το χρονικό διάστημα κατά τη διάρκεια του οποίου η συνάρτηση χρονικής συσχέτισης είναι πάνω από 0.5 τότε δίνεται από τη σχέση:

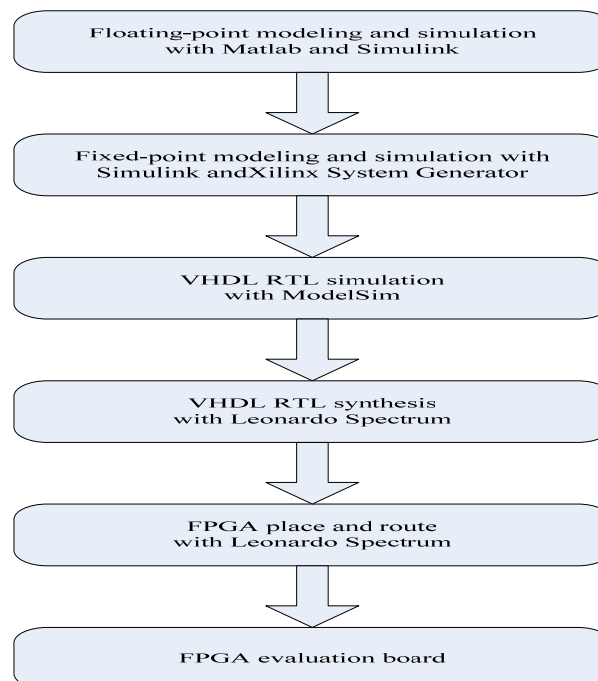
$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (4.15)$$

Κεφάλαιο 5

5.1 Υλοποίηση σε Matlab Simulink® του συστήματος IEEE 802.16a

Στο παρόν κεφάλαιο θα περιγράψουμε όλα τα χαρακτηριστικά της υλοποίησης του περιγραφέντος συστήματος IEEE 802.16a. Θα προσομοιωθούν το OFDM μοντέλο μετάδοσης σε κανάλια απλού προσθετικού θορύβου, Rayleigh και Rice με σχήματα διαμόρφωσης 64-QAM, 16-QAM και QPSK. Το διάστημα ασφάλειας ορίζεται στο $\frac{1}{4}$ αν και μπορεί εύκολα να αλλάχθει αν αυτό κριθεί απαραίτητο

Προκειμένου να φανεί πώς αυτό το σύστημα επικοινωνιών λειτουργεί, θα δημιουργήσουμε ένα μοντέλο για την προσομοίωση του προτύπου της IEEE 802.16a στο Simulink του Matlab έκδοσης R2007a. Το Simulink είναι μια πλατφόρμα για την προσομοίωση και σχεδίαση με βάση μοντέλα για δυναμικά συστήματα. Παρέχει ένα διαδραστικό γραφικό περιβάλλον και ένα εξατομικεύσιμο σύνολο από μπλόκ βιβλιοθήκες που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε για το σχέδιο και την προσομοίωση. Σε αυτό το πρόγραμμα εμείς κυρίως χρησιμοποιήστε τα μπλόκ διαγράμματα από τη Communication library και τη DSP library. Εκτός από τα παραπάνω προσόντα, το Simulink έχει το πλεονέκτημα για τη γρήγορη διαμόρφωση πρωτότυπου με βοήθεια των μπλόκ Xilinx. Η γρήγορη ροή σχεδίου διαμόρφωσης πρωτότυπου παρουσιάζεται στο σχήμα Σχήμα 5.1.



Σχήμα 5.1 Ροή σχεδίου διαμόρφωσης πρωτότυπου

5.2 Προσομοίωση του Fixed Wimax OFDM-PHY

Για αυτή την έκδοση το μέγεθος του μετασχηματισμού FFT είναι σταθερό ίσο με 256 εκ των οποίων τα 192 υποφέροντα χρησιμοποιούνται για μεταφορά δεδομένων, 8 σαν πιλοτικά φέροντα για την εκτίμηση του καναλιού και για συγχρονισμό και τα υπόλοιπα σαν υποφέροντα φρουροί. Από τη στιγμή που το μέγεθος FFT είναι σταθερό η απόσταση μεταξύ των υποφερόντων ποικίλει ανάλογα με το διαθέσιμο εύρος ζώνης.

Όταν χρησιμοποιούνται μεγαλύτερα εύρη ζώνης η απόσταση μεταξύ υποφερόντων αυξάνεται και ο χρόνος συμβόλου μειώνεται όπως θα δούμε και στην προσομοίωση. Ο μειωμένος χρόνος συμβόλου σημαίνει ότι μεγαλύτερο κλάσμα χρόνου ασφαλείας χρειάζεται να δεσμευτεί προκειμένου να ξεπεραστεί η καθυστέρηση διάδοσης. Ο επόμενος πίνακας δείχνει ότι το πρότυπο IEEE 802.16a εμπορικά γνωστό ως WiMAX επιτρέπει μεγάλη διακύμανση στο εύρος των χρόνων ασφαλείας ασφαλείας οι οποίοι επιτρέπουν στους σχεδιαστές συστημάτων να κάνουν συμβιβασμούς ανάμεσα σε αποδοτικότητα φάσματος και ανοχή σε διασπορά της καθυστέρηση διάδοσης.

Για μέγιστη ανοχή σε delay spread ένας 25% χρόνος ασφαλείας μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο οποίος μπορεί να αντιμετωπίσει έως 16μs καθυστέρηση διάδοσης όταν χρησιμοποιείται κανάλι 3,5MHz και έως 8 μs όταν χρησιμοποιείται κανάλι 7MHz. Σε σχετικά ήπια κανάλια πολυδιάδοσης ο χρόνος ασφαλείας μπορεί να μειωθεί έως και στο 3%.

Στους επόμενους πίνακες παρουσιάζονται μερικές τιμές των παραμέτρων οι οποίες χρησιμοποιούνται στο WiMAX.

Παράμετρος	Fixed Wimax OFDM-PHY	Mobile WiMAX Scalable OFDMA-PHY			
Μέγεθος FFT	256	128	512	1024	2048
Ο αριθμός των υποφερόντων δεδομένων	192	72	360	720	1440
Ο αριθμός των πιλοτικών υποφερόντων	8	12	60	120	240
Ο αριθμός των μηδενικών/guardband υποφερόντων	56	44	92	184	368
Κυκλικό Πρόθεμα ή χρόνος ασφαλείας((Tg/Tb)	1/32, 1/16, 1/8, 1/4				
Oversampling rate (Fs/BW)	Εξαρτάται από το εύρος ζώνης :7/6 για 256 OFDM,8/7 για πολλαπλάσια των 1,75MHz, και 28/25 για πολλαπλάσια των 1.25MHz,1.5MHz,2Mhz, ή των 2,75MHz				
Εύρος ζώνης καναλιού(MHz)	3.5	1.25	5	10	20
Διάστημα μεταξύ συχνοτήτων υποφερόντων(kHz)	15.625		10.94		
Χρήσιμος χρόνος συμβόλου(μs)	64		91.4		
Χρόνος φύλαξης θεωρώντας 12,5%(μs)	8		11.4		
διάρκεια συμβόλου OFDM (μs)	72		102.9		
Ο αριθμός των συμβόλων OFDM σε ένα frame 5ms	69		48.0		

Πίνακας 10 Παράμετροι του OFDM οι οποίοι χρησιμοποιούνται στο WiMAX

Εύρος ζώνης καναλιού	3,5MHz	
PHY mode	256 OFDM	
Oversampling	8/7	
Διαμόρφωση και ρυθμός κωδικοποίησης	PHY-Layer ρυθμός μετάδοσης δεδομένων (kbps)	
	DL	UL
QPSK,1/2	1882	653
QPSK,3/4	3933	979
16 QAM,1/2	3763	1306
16 QAM,3/4	5645	1958
64 QAM,1/2	5645	1958
64 QAM,2/3	7526	2611
64 QAM,3/4	8467	2938
64 QAM,5/6	9408	3264

Πίνακας 11 PHY-Layer Ρυθμοί μετάδοσης για διάφορα Εύρη ζώνης Καναλιού

BW (MHz)		OFDM(NFFT=256)						BW ενεργό (MHz)	Fs(MHz) Συχνότητα δειγματοληψίας για τον IFFT
		Δf (kHz)	Tb(us)	Tg(us)					
				Tb/32	Tb/16	Tb/8	Tb/4		
MMDS($f_s/BW=7/6$)	1.5	6 51/61	146 2/7	4 4/7	9 1/7	18 2/7	36 4/7		
	3.0	13 43/64	73 1/7	2 2/7	4 4/7	9 1/7	18 2/7		
	6.0	27 11/32	36 4/7	1 1/7	2 2/7	4 4/7	9 1/7		
	12.0	54 11/16	18 2/7	4/7	1 1/7	2 2/7	4 4/7		
	24.0	109 3/8	9 1/7	2/7	4/7	1 1/7	2 2/7		
ETSI($f_s/BW=8/7$)	1.75	7 13/16	128	4	8	16	32	1.5	2
	3.5	15 5/8	64	2	4	8	16	3.0	4
	7.0	31 1/4	32	1	2	4	8	6.0	8
	14.0	62 1/2	16	1/2	1	2	4	9	16
	28.0	125	8	1/4	1/2	1	2	18	32
WCS($f_s/BW=7/6$)	2.5	11 35/89	87 27/35	2 26/35	5 17/35	10 34/35	21 33/35		
	5.0	22 70/89	43 31/35	1 13/35	2 26/35	5 17/35	10 34/35		
	10.0	45 55/96	21 33/35	24/35	1 13/35	2 26/35	5 17/35		
	15.0	68 23/64	14 22/35	16/35	32/35	1 29/35	3 23/35		

Πίνακας 12 OFDM παράμετροι για ζώνες συχνοτήτων που απαιτούν άδεια

		OFDM	
	Fs/(BW)	8/7	
BW(MHz)	Nfft	256	
10	Δf (kHz)	44 9/14	
	Tb(us)	22 2/5	
	Tg(us)	Tb/32	7/10
		Tb/16	1 2/5
		Tb/8	2 4/5
Tb/4		5 3/5	
20	Δf (kHz)	89 2/7	
	Tb(us)	11 1/5	
	Tg(us)	Tb/32	7/20
		Tb/16	7/10
		Tb/8	1 2/5
Tb/4		2 4/5	

Πίνακας 13 OFDM παράμετροι για ζώνες συχνοτήτων μη-απαιτούμενες άδεια

Ο raw bitrate ορίζεται ως $N_{used} \cdot b_m \cdot c_r / T_s$ με b_m ο αριθμός των bits ανά σύμβολο και c_r ο ρυθμός κωδικοποίησης και $T_s = T_b + T_g$.

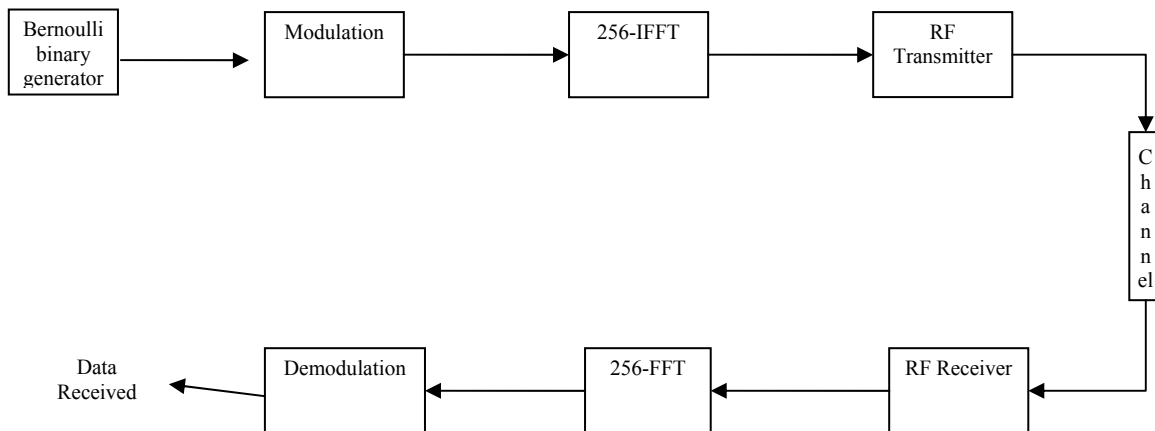
BW(Mhz)	Tg	QPSK 1/2	QPSK 3/4	16- QAM 1/2	16- QAM 3/4	64- QAM 2/3	64- QAM 3/4
OFDM 256-FFT							
6MHz (MMDS) 2.500-2.686GHz	Tb/32	5.09	7.64	10.18	15.27	20.36	22.91
	Tb/16	4.94	7.41	9.88	14.82	19.76	22.24
	Tb/8	4.67	7.00	9.33	14.00	18.67	21.00
	Tb/4	4.20	6.30	8.40	12.60	16.80	18.90
7MHz (ETSI) 3.41-4.2 GHz 10-10.680GHz	Tb/32	5.94	8.91	11.88	17.82	23.76	26.73
	Tb/16	5.76	8.65	11.53	17.29	23.06	25.94
	Tb/8	5.44	8.17	10.89	16.33	21.78	24.50
	Tb/4	4.90	7.35	9.80	14.70	19.60	22.05
20MHz (U-NII) 5.150-5.350GHz 5.750-5.825GHz	Tb/16	16.13	24.20	32.27	48.40	64.54	72.61
	Tb/8	15.24	22.86	30.48	45.71	60.95	68.57
	Tb/4	13.71	20.57	27.43	41.14	54.86	61.71

Πίνακας 14 OFDM raw bit rates (Mbps)

BW(Mhz)	Tg	QPSK	16-QAM	64-QAM
OFDM 256-FFT				
6MHz (MMDS) 2.500-2.686GHz	Tb/32	10.18	20.36	30.54
	Tb/16	9.88	19.76	29.64
	Tb/8	9.34	18.66	28.005
	Tb/4	8.4	16.8	25.2
7MHz (ETSI) 3.41-4.2 GHz 10-10.680 GHz	Tb/32	11.88	23.76	35.64
	Tb/16	11.52	23.06	34.59
	Tb/8	10.88	21.78	32.67
	Tb/4	9.8	19.6	29.4
20MHz (U-NII) 5.150-5.350GHz 5.750-5.825GHz	Tb/16	32.26	64.54	96.81
	Tb/8	30.48	60.96	91.425
	Tb/4	27.42	54.86	82.29

Πίνακας 15 OFDM raw bit rates χωρίς κωδικοποίηση (Mbps)

5.3 Περιγραφή του Μοντέλου



Σχήμα 5.2 Το block διάγραμμα από τα στοιχεία τα οποία θα αποτελούν το μοντέλο προσομοίωσης

Στο σχήμα 5.2 βλέπουμε ένα block διάγραμμα από τα στοιχεία τα οποία θα αποτελούν το μοντέλο προσομοίωσης

Στη συνέχεια θα παρουσιαστεί το μοντέλο αναλυτικά με εξηγήσεις για κάθε ένα από τα επιμέρους στοιχεία που το αποτελούν. Παρακάτω εμφανίζεται ενδεικτικά, το σχηματικό διάγραμμα του μοντέλου για θόρυβο AWGN, διαμόρφωση 16-QAM. Παρόμοια είναι και τα διαγράμματα για κανάλι Rayleigh ή Rice με τη διαφορά ότι μεσολαβεί ένα block της αντίστοιχης πολυόδευσης μεταξύ του block του διαστήματος φύλαξης και του block AWGN. Εντελώς όμοια είναι και τα μοντέλα για τα διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης. Στη συνέχεια θα μπορούσαμε να δούμε όλες τις διαφορές μεταξύ των μοντέλων και θα τα περιγράψουμε με λεπτομέρεια

Από τα blocksets Communication και Signal Processing του Simulink έχουμε κάποια ορισμένα block τα οποία μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε.

Data Source: Bernoulli Binary Source

Modulation/Demodulation: QAM Mapping/Demapping

IFFT/FFT: IFFT/FFT

Channel Model: AWGN

Multipath Rayleigh fading channel

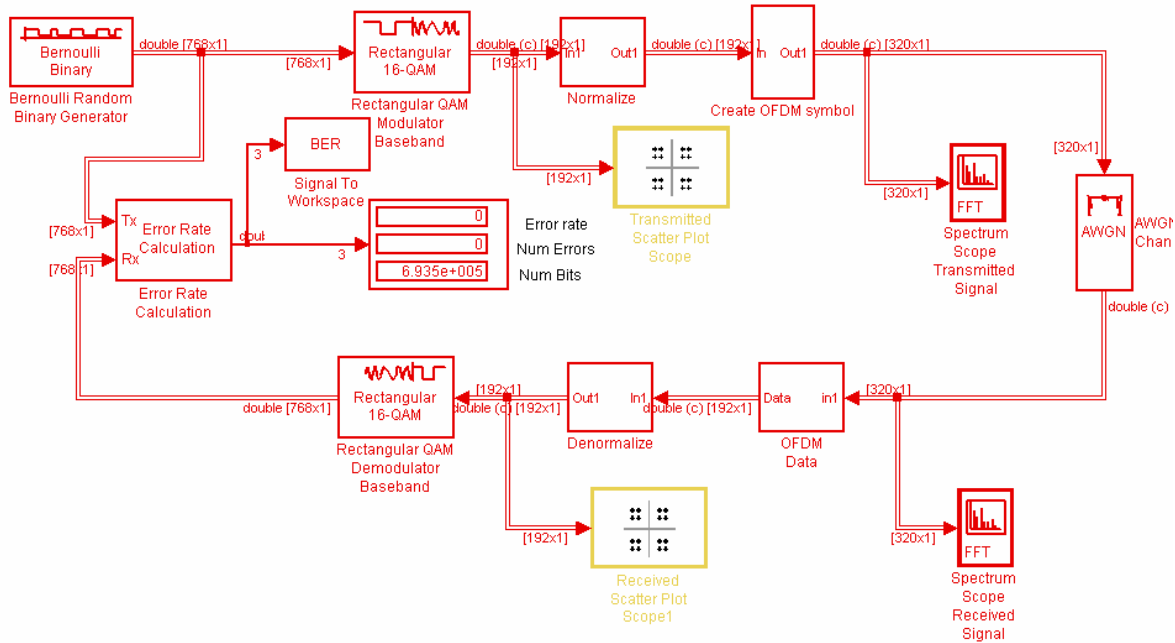
Multipath Rician fading channel

Display Panel: BER checker

Constellation Mapper

Power Spectrum Display

**Προσομοίωση του IEEE 802.16a OFDM σε κανάλι AWGN
Κάτω ζεύξη από σταθμό βάσης σε συνδρομητή**



zady 124% ode45

Σχήμα 5.3 Εικόνα του μοντέλου

Πομπός

Γεννήτρια δυαδικών δεδομένων

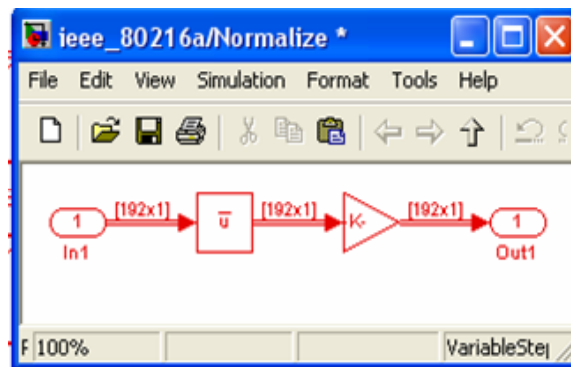
Τα δεδομένα παράγονται τυχαία από το block της Δυαδικής Τυχαίας Γεννήτριας Bernoulli (Bernoulli Binary Generator). Χρησιμοποιούνται 768 δείγματα ανά μονάδα χρόνου βασισμένοι στο πρότυπο και για ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 19.6 Mbps. Ο χρόνος συμβόλου OFDM είναι 40μs για CP=1/4 όπως προκύπτει από τους άνωθεν πίνακες και για εύρος ζώνης 7 MHz. Η τιμή του sample time είναι 40μs/768 στην περίπτωση του 16-QAM

Ορθογώνιος διαμορφωτής/αποδιαμορφωτής QAM βασικής ζώνης

Από το Communications Blockset → Modulation → Digital Baseband Modulation → AM επιλέγουμε τα συγκεκριμένο blocks. Χρησιμοποιούμε κωδικοποίηση Gray 16-QAM με minimum distance 2 όπως και στο πρότυπο.

Normalize

Στη συνέχεια σχεδιάζουμε ένα υποσύστημα για να υλοποιήσουμε την κανονικοποίηση. Χρησιμοποιούμε τη συνάρτηση conj (Complex conjugate) η οποία μας επιστρέφει το συζυγές πραγματικό και φανταστικό μέρος ενός μιγαδικού αριθμού z. Για παράδειγμα αν ο z είναι μιγαδικός αριθμός τότε $\text{conj}(Z) = \text{real}(Z) - i \cdot \text{imag}(Z)$. Αυτό έγινε για να μπορέσουμε να πολλαπλασιάσουμε τα σημεία του αστερισμού με τη βοήθεια του block Gain με ένα συντελεστή $1/\sqrt{2}$ για QPSK $1/\sqrt{10}$ για 16-QAM και $1/\sqrt{42}$ για 64-QAM σύμφωνα με το πρότυπο.



Σχήμα 5.4 Υποσύστημα Normalize

Δημιουργία συμβόλου OFDM

Το σύνθετο αυτό υποσύστημα παράγει τα OFDM σύμβολα τα οποία και μεταδίδονται. Αποτελείται από το block Multiport selector με επιλογές παραμέτρων Select → Rows και Indices to Outputs → {1:16,17:39,40:62,63:85,86:96,97:107,108:130,131:153,154:176,177:192} όπως ορίζει το πρότυπο.

Το block DSP Constant με τιμή Complex(1,0) χρησιμοποιείται για να εισάγουμε τα πιλοτικά φέροντα. Τα φέροντα αυτά μπορούν να χρησιμοποιηθούν για το συγχρονισμό πλαισίων, συγχρονισμό συχνότητας, προσέγγιση καναλιού, εξακρίβωση λειτουργίας μετάδοσης και μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν για να ακολουθούν τη φάση του θορύβου. Το block Constant με τιμή Complex(0,0) εισάγει τη DC τιμή. Το block Matrix

Concatenation συγχωνεύει και παράγει με τη σωστή σειρά τα δεδομένα, τα πιλοτικά φέροντα και τη DC συνιστώσα.

Το block Zero Pad συμπληρώνει τον πίνακα [201x1] με μηδενικά ώστε να έχει 256 σειρές. Αυτό γίνεται για να προσθέσουμε τα 55 φέροντα φρουρούς όπως απαιτεί η σχεδίαση του OFDM συμβόλου.

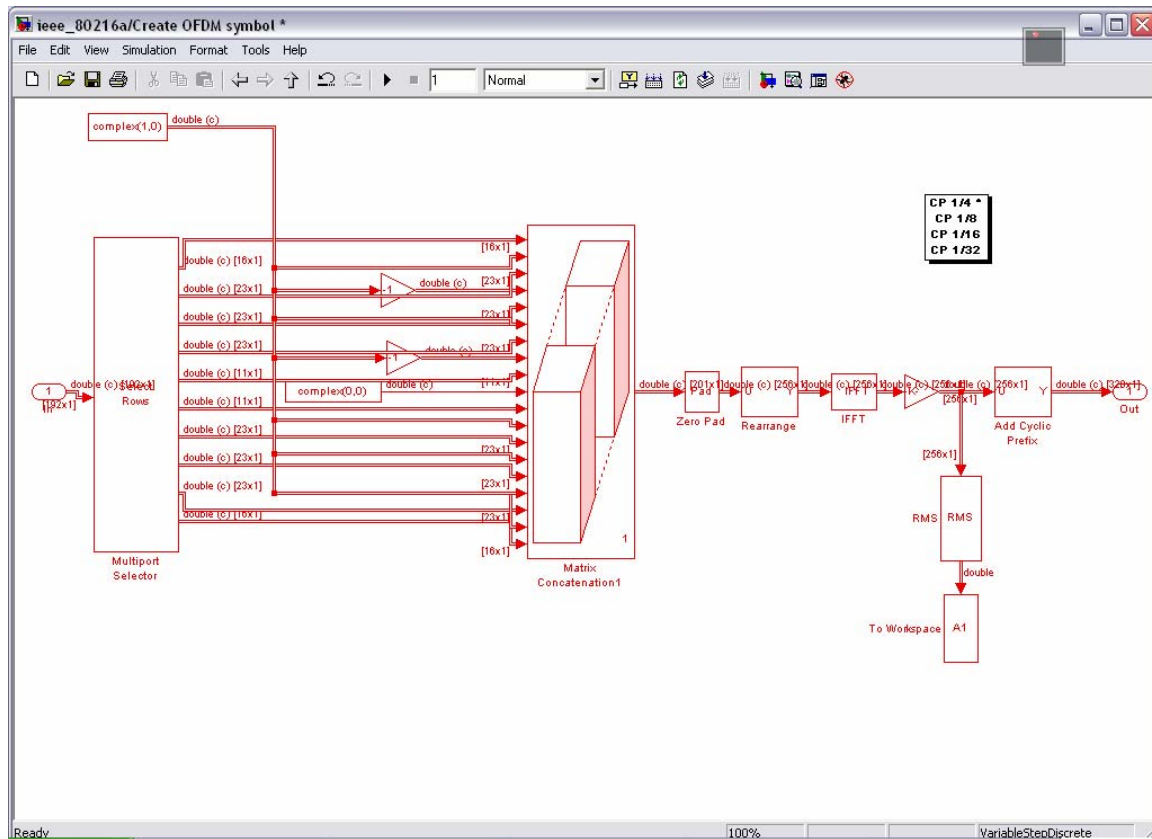
Το block Selector με όνομα Rearrange χρησιμοποιείται για να αναδιατάξουμε τα στοιχεία του πίνακα ώστε να είναι έτοιμα να περάσουν από το block του IFFT και η έξοδος του φάσματος να πέφτει αριστερά και δεξιά από το μηδέν όταν το σχεδιάζουμε από $-Fs/2$ έως $Fs/2$. Οι τιμές των παραμέτρων είναι για το Index Option \rightarrow Index Vector και Index \rightarrow [101:201 202:256 1:100]

Το block IFFT πραγματοποιεί τον 256 bins σημείων IFFT μετασχηματισμό στα δεδομένα εισόδου.

Το block Gain έχει τιμή $\sqrt{256} \cdot \sqrt{256/192}$ και ενισχύει το εισερχόμενο σήμα από την έξοδο του IFFT έτσι ώστε να έχει μέση ενέργεια 1W.

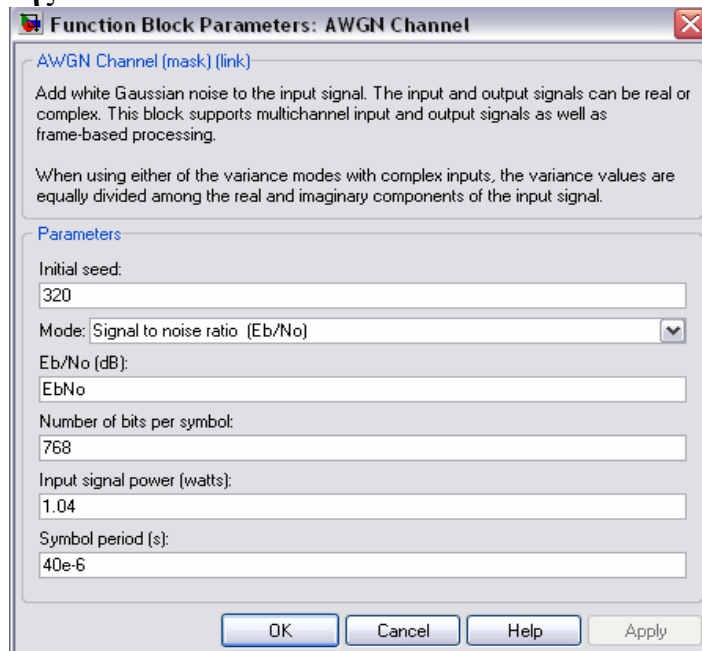
Το block RMS μας επιστρέφει την root mean square τιμή του διανύσματος εισόδου [256x1] η οποία υψωμένη στο τετράγωνο είναι η input signal power.

Το block Selector με όνομα Cyclic Prefix αντιγράφει τα 64 τελευταία στοιχεία του OFDM συμβόλου στην αρχή για να αντιμετωπιστούν τα αρνητικά φαινόμενα της πολυόδευσης. Οι τιμές των παραμέτρων είναι για το Index Option \rightarrow Index Vector και Index \rightarrow [193:256 1:256]



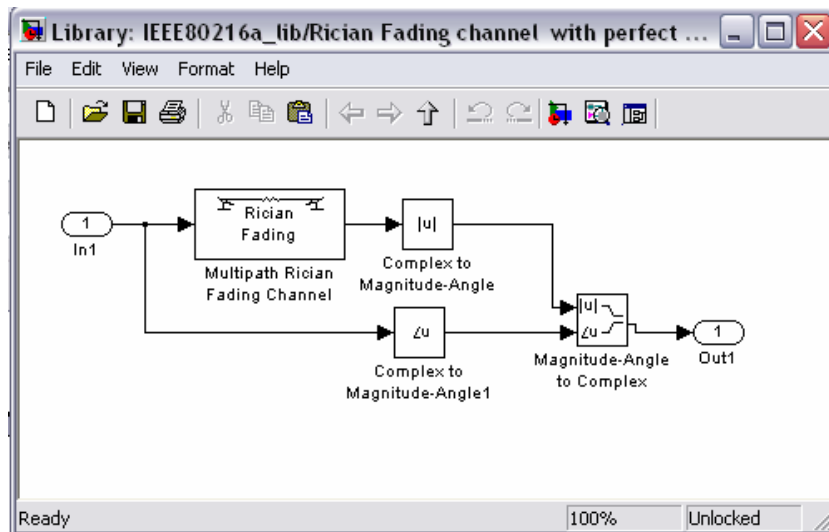
Σχήμα 5.5 Υποσύστημα Create OFDM symbol

Κανάλια Μετάδοσης



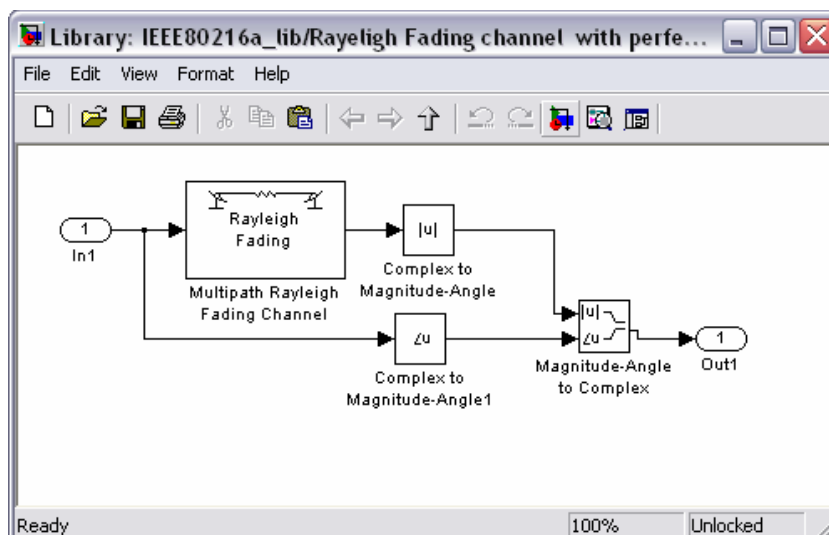
Σχήμα 5.6 Το block AWGN με τις τιμές του

Το υποσύστημα Rician Fading με ιδεατή πρόβλεψη φάσης είναι το ακόλουθο



Σχήμα 5.7 Το υποσύστημα Rician Fading με ιδεατή πρόβλεψη φάσης

Το υποσύστημα Rayleigh Fading με ιδεατή πρόβλεψη φάσης είναι το ακόλουθο



Σχήμα 5.8 Το υποσύστημα Rayleigh Fading με ιδεατή πρόβλεψη φάσης

Τα δύο αυτά υποσυστήματα θα χρησιμοποιηθούν για τη μελέτη της επίδρασης διαφόρων καναλιών μετάδοσης στο μοντέλο. Υποθέτουμε ότι η φάση του σήματος είναι πλήρως προβλεπόμενη και για αυτό τον λόγο θα την κλειδώσουμε έτσι ώστε το τελικό αποτέλεσμα των καναλιών Rayleigh και Rice να επιδρά μόνο στο πλάτος του σήματος και όχι στη φάση. Η έξοδος των δύο αυτών μπλόκ διαγραμμάτων συνδέονται σε σειρά με ένα μπλόκ AWGN.

Δέκτης

Υποσύστημα OFDM data

Το block selector με όνομα Remove Cyclic Prefix αφαιρεί το κυκλικό πρόθεμα το οποίο προσθήσαμε στον πομπό. Οι τιμές των παραμέτρων είναι για το Index Option→Index Vector και Index→ [65:320]

Το block FFT πραγματοποιεί τον ευθύ μετασχηματισμό Fourier FFT

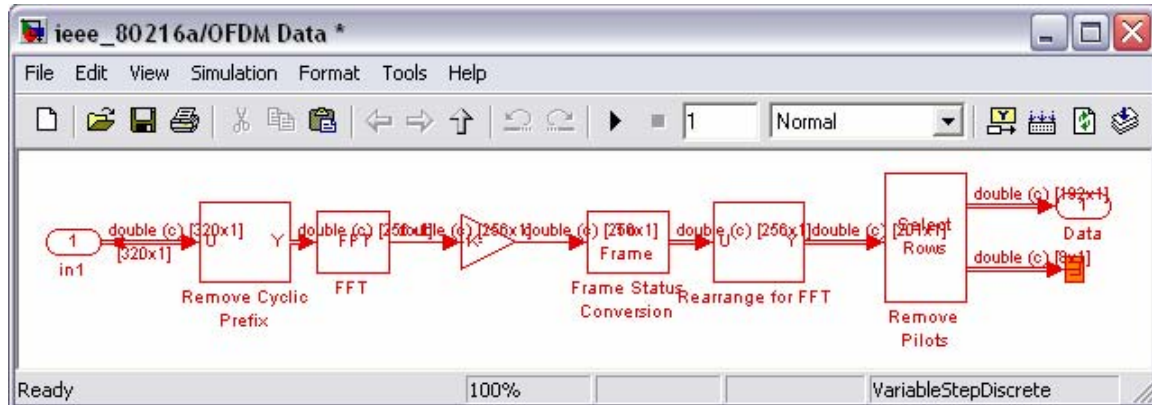
Το block Gain έχει τιμή $1/\sqrt{256} \cdot \sqrt{256 \cdot 192}$

Το block Frame Status Conversion μετατρέπει το sample based σήμα στην είσοδο του σε Frame-Based στην έξοδο.

Το block Selector με όνομα Rearrange αναδιατάσσει την είσοδο αφαιρώντας τα μηδενικά και δίνοντας στην έξοδο τα δεδομένα με τα φέροντα. Οι τιμές των παραμέτρων είναι για το Index Option→Index Vector και Index→ [157:256 1:101]

Το block Multiport Selector με όνομα Remove Pilots αφαιρεί τα πιλοτικά φέροντα και αφήνει μόνο τα δεδομένα. Οι τιμές των παραμέτρων είναι Select→Rows και Indices to Outputs→

{[1:16,18:40,42:64,66:88,90:100,102:112,114:136,138:160,162:184,186:201],[17 41 65 89 113 137 161 185]}.



Σχήμα 5.9 Υποσύστημα OFDM Data

Denormalize

Αυτό το σύνθετο block αποτελείται από τα ίδια blocks με το Normalize το οποίο περιγράψαμε προηγουμένως με τη μόνη διαφορά ότι ο συντελεστής K του Gain είναι ο αντίστροφος. Δηλαδή $\sqrt{2}$ για QPSK $\sqrt{10}$ για 16-QAM και $\sqrt{42}$ για 64-QAM σύμφωνα με το πρότυπο.

Μετρήσεις στον πομπό με ένα σταθερό σχήμα διαμόρφωσης, σταθερό αριθμό σημείων FFT και σταθερό διάστημα ασφαλείας και με μεταβλητό μέγεθος εύρους ζώνης.

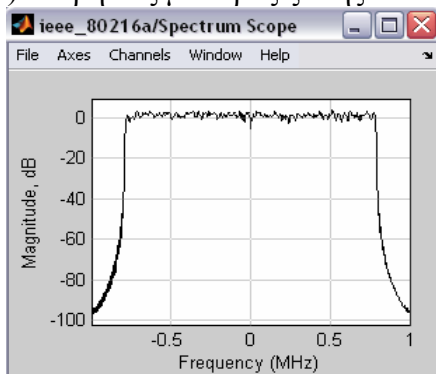
Το σχήμα διαμόρφωσης είναι το 16-QAM χωρίς κωδικοποίηση.

Ο αριθμός σημείων FFT είναι 256.

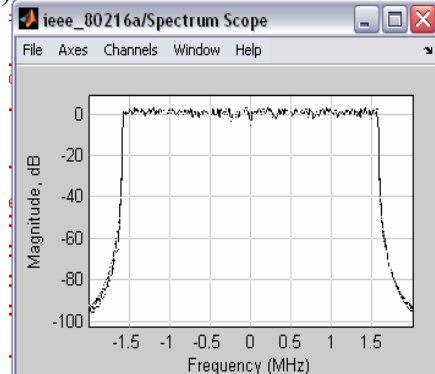
Το διάστημα ασφαλείας είναι $1/4 * \text{το χρήσιμο χρόνο συμβόλου}$.

Το εύρος ζώνης μεταβάλλεται από 1.75MHz έως 28MHz.

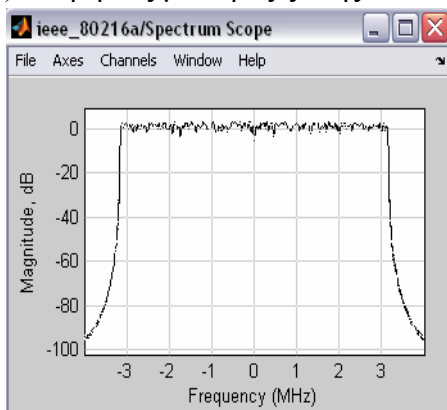
α) Μετρήσεις με εύρος ζώνης 1.75MHz



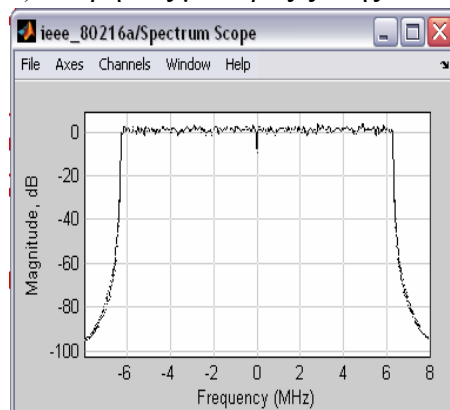
β) Μετρήσεις με εύρος ζώνης 3.5MHz



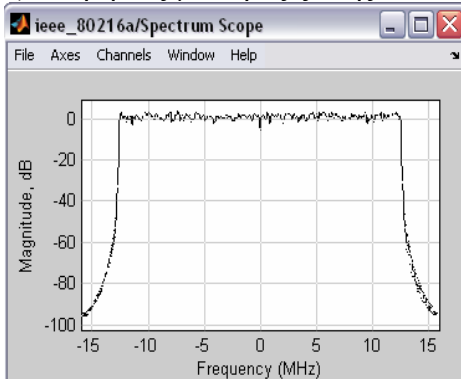
γ) Μετρήσεις με εύρος ζώνης 7.0MHz



δ) Μετρήσεις με εύρος ζώνης 14MHz



ε) Μετρήσεις με εύρος ζώνης 28MHz



Σχήμα 5.10 Φάσμα εκπεμπόμενου σήματος για διάφορα εύρη ζώνης

Παρατηρούμε, ότι καθώς αυξάνεται το εύρος ζώνης, η συχνότητα δειγματοληψίας αυξάνεται, όπως και το διάστημα συχνοτήτων ανάμεσα στα υποφέροντα. Παράλληλα, μειώνεται συνεχώς ο χρόνος συμβόλου, όπως και ο χρόνος δειγματοληψίας. Έτσι, όσο αυξάνουμε το εύρος ζώνης, τόσο περισσότερα δεδομένα δειγματοληπτούνται και γι' αυτό έχουμε μεγαλύτερη κυμάτωση στο σήμα. Γι' αυτό, λοιπόν, όσο αυξάνεται το εύρος ζώνης, αυξάνεται και ο αριθμός των συμβόλων κι έτσι, λόγω των πολλών συμβόλων που εισέρχονται στον αστερισμό, έχουμε διαφοροποιήσεις και κυμάτωση στο σήμα μας.

Μετρήσεις στο δέκτη με σταθερό εύρος ζώνης, σταθερό αριθμό σημείων FFT, σταθερό διάστημα ασφαλείας και μεταβλητό σχήμα διαμόρφωσης.

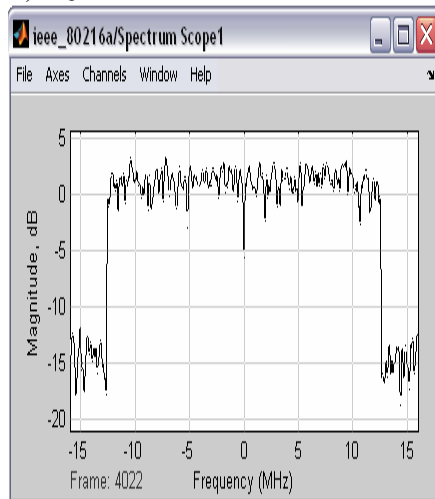
Το σχήμα διαμόρφωσης μεταβάλλεται από QPSK σε 16-QAM και 64-QAM.

Ο αριθμός σημείων FFT είναι 256

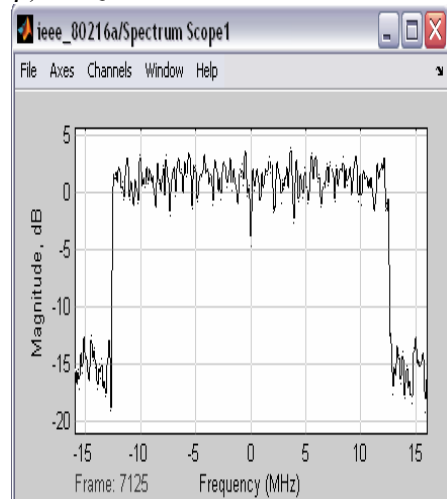
Το διάστημα ασφαλείας είναι $1/4 * \text{το χρήσιμο χρόνο συμβόλου}$.

Το εύρος ζώνης είναι 28MHz

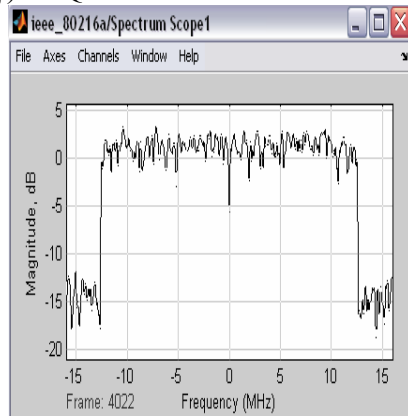
α) 4QAM



β) 16-QAM

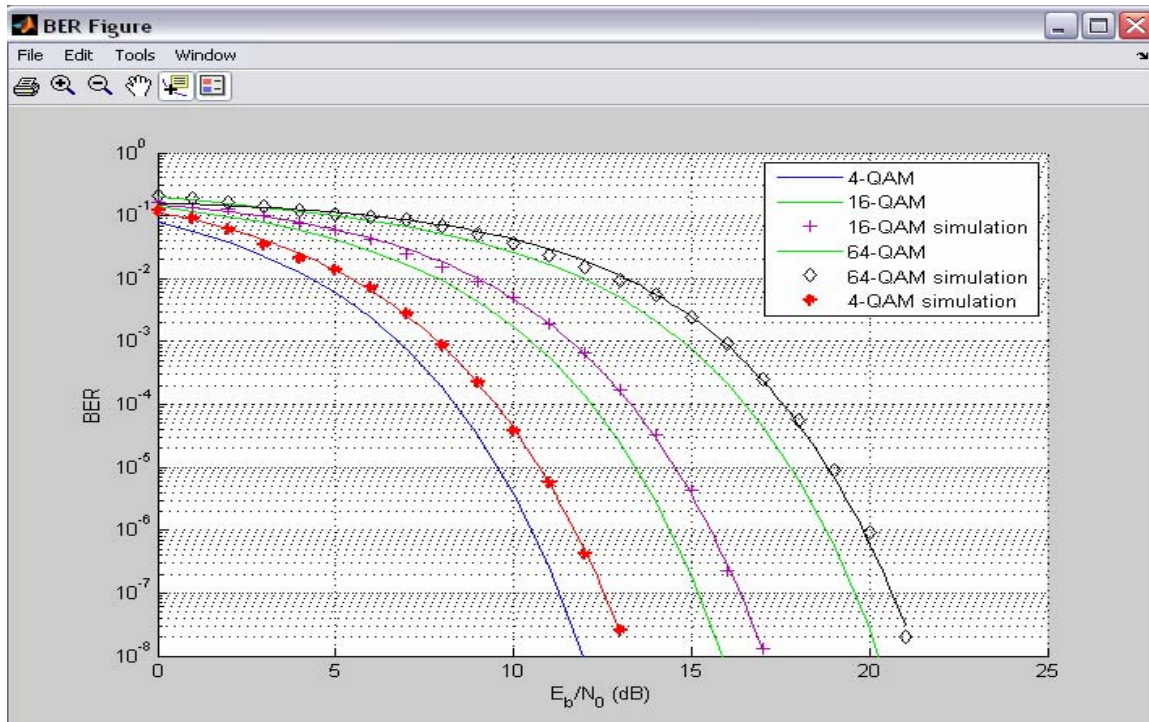


γ) 64-QAM



Σχήμα 5.11 Μετρήσεις στο ίδιο εύρος ζώνης με διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης

Με τη βοήθεια του BERtool του Simulink λαμβάνουμε τις καμπύλες BER-Eb/No



Σχήμα 5.12 Καμπύλες BER-Eb/No AWGN

Παρατηρούμε στο σχήμα 5.12 ότι οι καμπύλες της προσομοίωσης για χρόνο ασφαλείας ίσο με 1/4 του χρόνου συμβόλου είναι μετατοπισμένες κατά 1.4dB. Αυτό επαληθεύεται και από την προσομοίωση αλλά και από την παρακάτω μαθηματική εξήγηση.

Το σύστημά μας OFDM 16-QAM συγκρινόμενο με ένα «κανονικό» 16-QAM στην προκειμένη περίπτωση χρησιμοποιεί 192 16-QAM παράλληλα κανάλια και σπαταλά το 1/4 της μεταδιδόμενης ενέργειας στο χρόνο ασφαλείας. Επομένως η συνολική ισχύς του σήματος P_{s_O16QAM} για το σύστημά μας OFDM που χρησιμοποιεί διαμόρφωση 16-QAM σε σχέση με την ισχύ P_{s_16QAM} ενός 16-QAM συστήματος γράφεται

$$P_{s_O16QAM} = \frac{4}{3} \cdot (192P_{s_16QAM} + 8P_{pilot}) \quad (5.1)$$

Τα 8 πιλοτικά φέροντα διαμορφώνονται με BPSK με την ίδια ισχύ όπως και τα φέροντα πληροφορίας. Επομένως η εξίσωση 5.1 γίνεται

$$P_{s_O16QAM} = 266.7 \cdot P_{s_16QAM} \quad (5.2)$$

Η ισχύς θορύβου κατά τη διάρκεια του χρόνου ασφαλείας στο σύμβολο OFDM δεν έχει καμία επίδραση στο BER του συστήματος. Επομένως η ισχύς θορύβου πολλαπλασιάζεται με έναν παράγοντα $\frac{3}{4}$.

Ο ρυθμός μετάδοσης ενός συστήματος OFDM είναι υψηλότερος από το σύστημα 16-QAM :

$$R_{\text{OFDM}} = \frac{3}{4} \cdot 192 \cdot R_{\text{16QAM}} \quad (5.3)$$

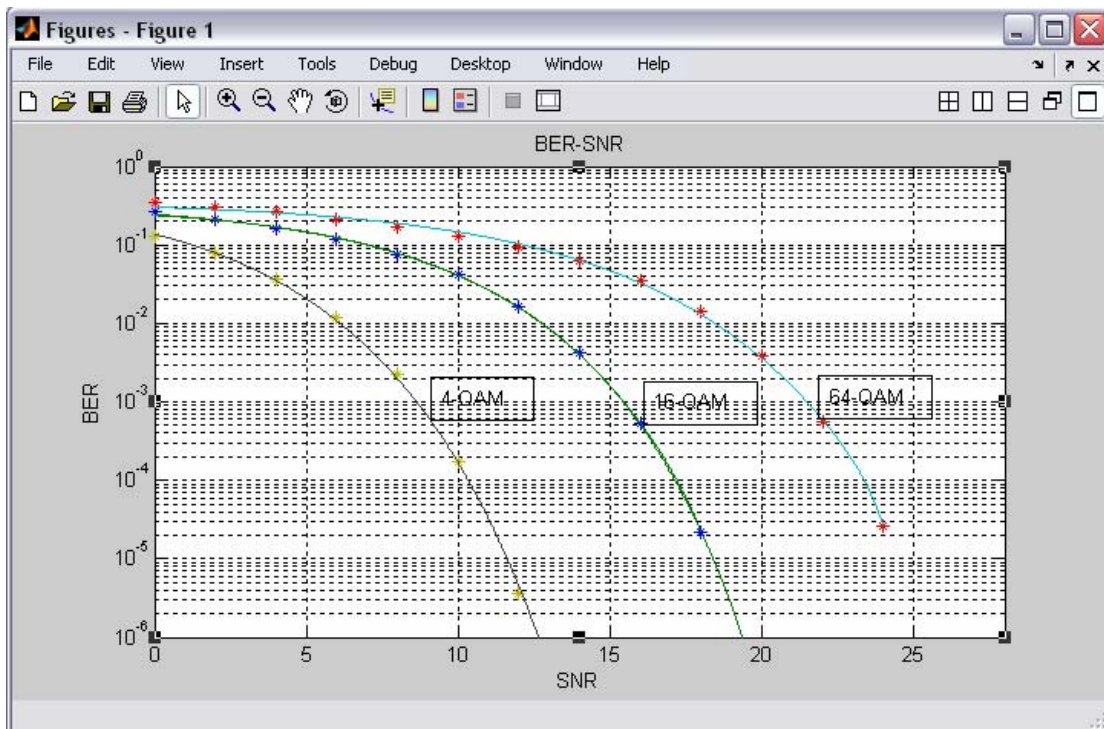
Η τελική παράσταση για την μέση ενέργεια bit του OFDM συστήματός μας είναι

$$E_{b_016QAM} = \frac{P_{s_016QAM}}{R_{\text{OFDM}}} = \frac{266.7 \cdot P_{s_16QAM}}{144 \cdot R_{\text{16QAM}}} \approx 1.852 \cdot E_{b_16QAM} \quad (5.4)$$

Επομένως

$$\frac{E_{b_016QAM}}{N_{0_016QAM}} = \frac{1.852 \cdot E_{b_16QAM}}{4/3 \cdot N_{0_16QAM}} \quad (5.5)$$

Από αυτό συμπεραίνουμε ότι το OFDM σύστημα το οποίο χρησιμοποιεί 16-QAM διαμόρφωση χρειάζεται ένα επιπλέον $\approx 1,42\text{dB}$ για να φτάσει το ίδιο raw BER με ένα 16-QAM σύστημα. Ο υπολογισμός που κάναμε ισχύει και για όλες τις άλλες διαμορφώσεις καθώς η μέση ισχύς κάθε αστερισμού κρατείται ίση με 1W με την κανονικοποίηση που κάναμε.



Σχήμα 5.13 Καμπύλες BER-SNR AWGN

Με τη βοήθεια του m-file `ieee_80216aBER.m` σχεδιάσαμε την καμπύλη BER-SNR για κανάλι AWGN. Ας σημειώσουμε ότι η ενέργεια του σήματος του CP δεν υπολογίζεται στην προσομοίωση. Αν το υπολογίσουμε η απόδοση του συστήματος πέφτει περίπου 0.96 dB για CP 1/4 και περίπου 0.5 dB για CP 1/8.

Επίσης παρατηρούμε ότι ικανοποιούνται τα SNR_{min} 12.5dB για 4-QAM 20.5dB για 16-QAM και 25,02 για 64-QAM για $BER=10^{-5}$.

Μετρήσεις των εκπεμπομένων συμβόλων ανά δευτερόλεπτο σε διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης, σταθερό αριθμό σημείων FFT=256 και μεταβλητό εύρος ζώνης και σταθερό διάστημα ασφαλείας ίσο με 1/4.

OFDM raw bit rates χωρίς κωδικοποίηση (Mbps)

Ρυθμός Δεδομένων = Αριθμός φερόντων πληροφορίας * Αριθμός bits ανά φέρον * Ρυθμός κωδικοποίησης * Αριθμός εκπεμπομένων συμβόλων ανά δευτερόλεπτο.

OFDM 256	BW(Mhz)	Tg	QPSK	16-QAM	64-QAM
ETSI($f_s/BW=8/7$)	1.75	Tb/4	2.4	4.8	7.2
	3.5	Tb/4	4.8	9.6	14.4
	7.0	Tb/4	7.2	14.4	28.8
	14.0	Tb/4	19.2	38.4	57.6
	28.0	Tb/4	38.4	76.8	115.2

Πίνακας 16 Raw bit rates χωρίς κωδικοποίηση

Παρατηρούμε, λοιπόν, από τη θεωρία και από την προσομοίωση ότι όσο αυξάνεται το σχήμα της διαμόρφωσης, τόσο αυξάνεται και ο ρυθμός εκπομπής δεδομένων. Αυτό εξηγείται πολύ απλά. Καθώς αυξάνεται το σχήμα διαμόρφωσης, αυξάνονται και τα σύμβολα που μπαίνουν στον αστερισμό κατά τη διαμόρφωση και έτσι περισσότερα σύμβολα μεταφέρονται στο ίδιο πλαίσιο. Έτσι, τα εκπεμπόμενα δεδομένα είναι πολύ περισσότερα στην 64-QAM διαμόρφωση από ότι στην QPSK. Ο κίνδυνος λάθους, βέβαια, είναι πολύ μεγαλύτερος στην QAM (καθώς τα σύμβολα μπαίνουν στον αστερισμό πολύ κοντά το ένα με το άλλο και πιθανόν να έχουμε μπερδεμένα σύμβολα κατά την αποδιαμόρφωση) και αυτό είναι το μειονέκτημά της. Μπορεί, λοιπόν, να μεταδίδουμε περισσότερα δεδομένα στον ίδιο χρόνο με την QAM διαμόρφωση, έχουμε όμως και μεγαλύτερη πιθανότητα λάθους. Ο μέγιστος ρυθμός που επιτυγχάνεται είναι περίπου 115.2 Mbps για εύρος ζώνης 28 MHz, αριθμός αρκετά ικανοποιητικός για το νέο αυτό και πολλά υποσχόμενο πρωτόκολλο της IEEE. Υπάρχει πάντα και το λεγόμενο turbo mode, για εύρος ζώνης 40 MHz, που εκτοξεύει το ρυθμό δεδομένων στα 120 Mbps

5.4 Μελέτη σε διαφορετικά κανάλια επικοινωνίας

Πριν προχωρήσουμε στα αποτελέσματα της προσομοίωσης θα πρέπει να παρατηρήσουμε ότι το πρότυπο 802.16a αφορά εφαρμογές για σταθερές ασύρματες ευρυζωνικές επικοινωνίες με συνέπεια η συχνότητα Doppler να είναι μικρή. Στην παραγματικότητα η μέγιστη συχνότητα Doppler είναι μόνο 2.5Hz.

Επιπλέον στην εξασθένηση λόγω πολυόδευσης το εύρος ζώνης είναι άλλος ένας σημαντικός παράγοντας στην προσομοίωση. Και αυτό γιατί διαφορετικό εύρος ζώνης συνεπάγεται διαφορετική συχνότητα δειγματοληψίας και επομένως διαφορετικό λάθος χρονισμού. Εμείς έχουμε θεωρήσει τέλειο χρονισμό ανάμεσα σε πομπό και δέκτη. Ο χρονισμός επιτυγχάνεται στην πράξη με τη βοήθεια φέροντα και την εκτίμηση του καναλιού.

Μελέτη Διαμόρφωσης σε σχέση με την Κατάσταση του Καναλιού

Simulation Setup

CP length:1/4

Εύρος ζώνης 7MHz.

Κατάσταση Καναλιού

Doppler shift:10Hz

Delay vector: [0 Ts_channel 2Ts_channel]

(Ts_channel=με την περίοδο δείγματος κάθε μιγαδικού αριθμού σε ένα OFDM σύμβολο μαζί με το CP)

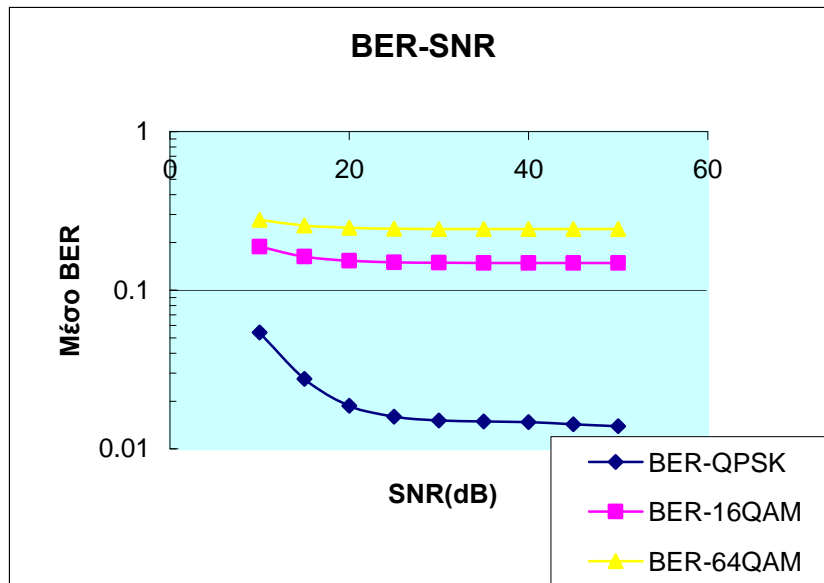
Multipath gain vector: [0 -5 -10](dB)

AWGN power=1.04W

Αποτελέσματα Προσομοίωσης

SNR(dB)	10	15	20	25	30	35	40	45	50
QPSK	0.0541	0.0276	0.0187	0.0160	0.0151	0.0149	0.0148	0.0143	0.0139
16-QAM	0.1876	0.1628	0.1532	0.1499	0.1488	0.1485	0.1484	0.1483	0.1483
64-QAM	0.2776	0.2552	0.2468	0.2440	0.2431	0.2428	0.2427	0.2427	0.2427

Πίνακας 17 BER των σχημάτων διαμόρφωσης συναρτήσει Κατάστασης Καναλιού



Σχήμα 5.14 Καμπύλες Μέσου BER-SNR

Ανάλυση αποτελεσμάτων

Τα αποτελέσματα του BER είναι ένας μέσος όρος του BER display. Από τα αποτελέσματα παρατηρούμε ότι όταν το SNR ενός καναλιού αυξάνεται με μικρότερο σχήμα διαμόρφωσης δίνει καλύτερα αποτελέσματα. Αυτό συμβαίνει επειδή στον αστερισμό μεγαλύτερες αποστάσεις μεταξύ γειτονικών σημείων μπορούν να ανεχθούν μεγαλύτερο θόρυβο. Επομένως η προσαρμοστική διαμόρφωση μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να εξασφαλίσει μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης με ένα ικανοποιητικό BER θέτοντας ελάχιστα κατώφλια για το SNR του καναλιού.

Εάν εφαρμόσουμε επιπλέον κώδικες FEC οι περιπτώσεις με ακωδικοποίητο BER 10^{-2} θα ισούνται με κωδικοποιημένο BER περίπου 10^{-5} - 10^{-6} και επομένως θα ικανοποιούν τις απαιτήσεις του προτύπου.

Μήκος του CP συναρτήσει της εξάπλωσης καναλιού

Simulation Setup

Διαμόρφωση 16-QAM

Κανάλι

Διάνυσμα Καθυστέρησης [0 30Ts_channel 60Ts_channel]

AWGN :1.06W

SNR=30dB

Doppler shift 100Hz

Αποτελέσματα προσομοίωσης

Μήκος CP	1/4	1/8	1/16	1/32
BER	0.1427	0.1514	0.2451	0.4238

Πίνακας 18 BER σε συνάρτηση με το χρόνο ασφαλείας

Ανάλυση αποτελεσμάτων

Η μέγιστη καθυστέρηση διάδοσης την οποία ένα σύμβολο OFDM μπορεί να «ανεχθεί», ώστε να μην έχουμε διασυμβολική παρεμβολή, με ένα μήκος CP 1/4, 1/8, 1/16, 1/32 είναι αντίστοιχα 64Ts_channel, 32 Ts_channel, 16 Ts_channel και 8 Ts_channel.

Μελέτη καναλιού Rice

Simulation Setup

Διαμόρφωση 4-QAM CP 1/4

Διαμόρφωση 16-QAM CP 1/4

Διαμόρφωση 64-QAM CP 1/4

BW=7MHz

Κανάλι Rice SUI-1

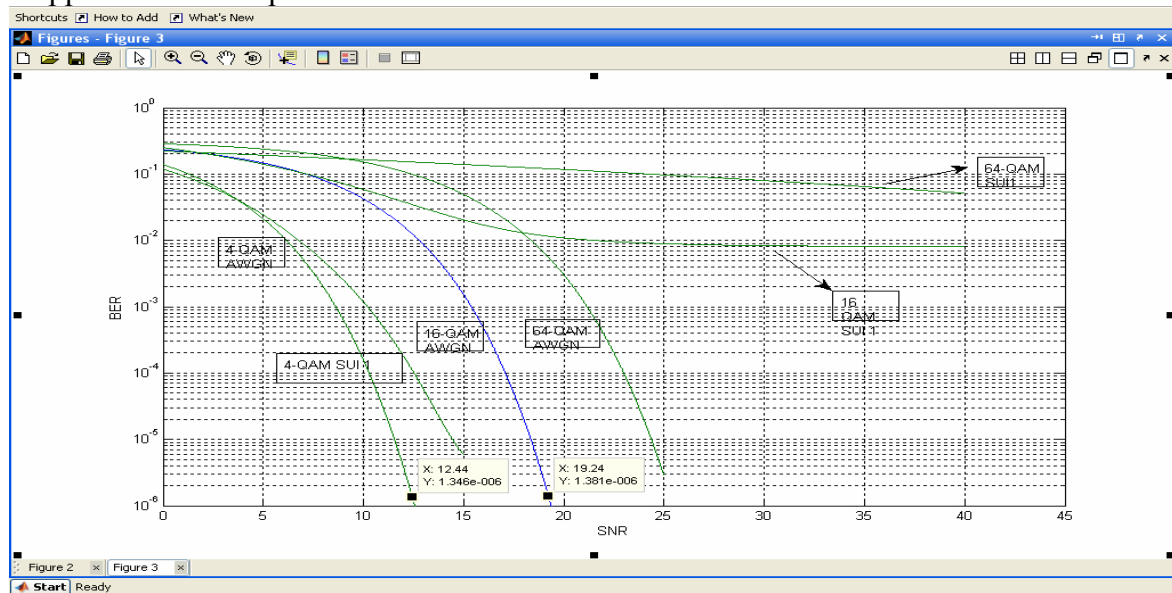
Διάνυσμα Καθυστέρησης [0 0.4us 0.8us]

Διάνυσμα Εξασθένησης [0 -15 -20]

K=4

AWGN :1.06W

Doppler shift direct path 2.5Hz



Σχήμα 5.15 Συγκριτικό Γράφημα BER ως προς SNR για κανάλι SUI 1 και εύρος ζώνης 7MHz

Μελέτη Καναλιού Rayleigh

Simulation Setup

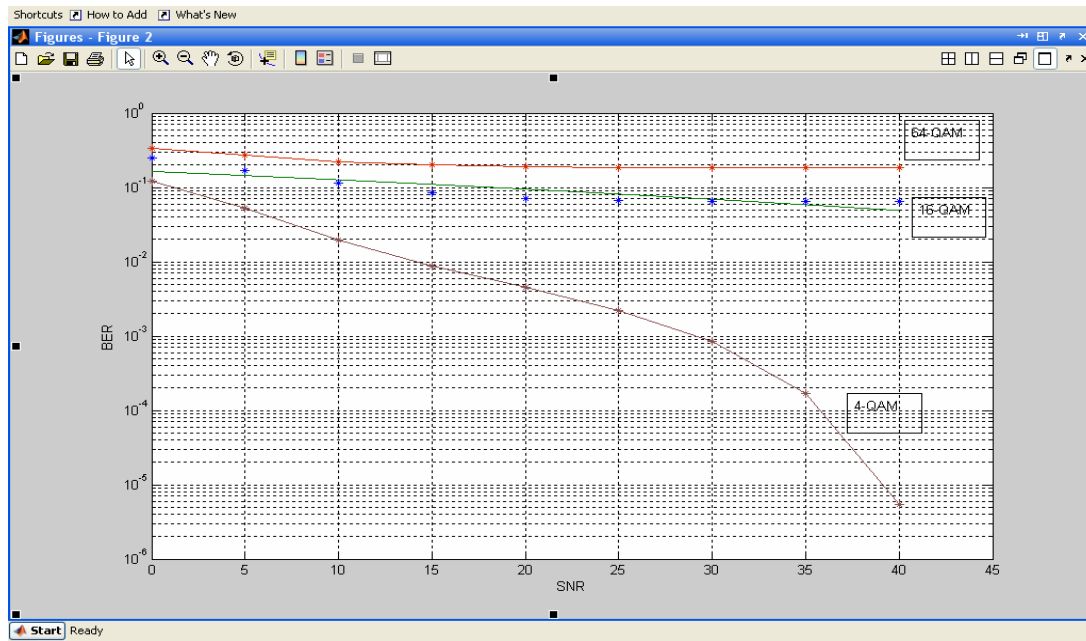
Διαμόρφωση 4-QAM CP 1/4

Διαμόρφωση 16-QAM CP 1/4

Διαμόρφωση 64-QAM CP 1/4

BW=7MHz

Doppler shift=2.5Hz



Σχήμα 5.16 Συγκριτικό Γράφημα BER ως προς SNR για κανάλι Rayleigh-flat fading και εύρος ζώνης 7MHz

5.5 Συμπεράσματα

Από τα παραπάνω γραφήματα μπορούν να εξαχθούν τα εξής :

- Από το σχήμα 5.16 το BER μικραίνει (για ίδια SNR) αν χρησιμοποιηθεί διαμόρφωση QPSK ή 16-QAM σε σχέση με τη διαμόρφωση 64-QAM. Η μείωση είναι μεγαλύτερη για QPSK και μικρότερη για 16-QAM. Η παραπάνω μείωση γίνεται σε βάρος του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Η αλλαγή του σχήματος διαμόρφωσης μπορεί να αποτελέσει πάντως λύση σε περίπτωση καναλιού με πολύ θόρυβο.
- Από το σχήμα 5.15 όπως αναμέναμε και από τη θεωρία για το κανάλι Rice μεγάλη τιμή του K προκαλεί μετατόπιση της καμπύλης πλησίως της καμπύλης AWGN. Από την άλλη τιμή του K που τείνει στο 0 προκαλεί μετατόπιση της καμπύλης προς την καμπύλη Rayleigh.
- Η επίδοση του συστήματος σε περιβάλλον πολυόδευσης με ύπαρξη απ' ευθείας ζεύξης είναι αισθητά καλύτερη από την μη ύπαρξη αυτής. Το μέγεθος της βελτίωσης εξαρτάται άμεσα από τη σχετική ισχύ του όρου που κυριαρχεί με τους υπόλοιπους καθυστερημένους όρους του σήματος (παράγοντας K)
- Το προσομοιωμένο κανάλι Rayleigh (αλλά και το Rice ($K=4$)) έχει καταλυτική επίδραση στη λήψη του σήματος με αποτέλεσμα το BER να μην βελτιώνεται αισθητά με την αύξηση του SNR. Ισοδύναμα χρειαζόμαστε πολύ μεγαλύτερο SNR προκειμένου να μειώσουμε / εξαλείψουμε την επίδραση του καναλιού Rayleigh στο λαμβανόμενο σήμα. Καλύτερες τεχνικές πρόβλεψης του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος, εκτίμηση του

καναλιού με τη βοήθεια των πιλοτικών φερόντων ή λειτουργία σε περιβάλλον με λιγότερες διαλείψεις ίσως να βελτίωναν την απόδοση του συστήματος.

- Η επίπεδη εξασθένηση προκαλεί μια απώλεια του SNR τουλάχιστον 20dB-30dB για λογικές τιμές του BER.

Παράρτημα 1

1.1 Συνάρτηση για σχεδίαση καμπύλης BER συγκρινόμενο με SNR

```
%ieee_80216aBER.m
%
%Function to generate BER vs SNR graph
load_system('ieee_80216a');
SNRVec=[0:5:40]';
Npts=length(SNRVec);
results=NaN*ones(Npts,3);
for idx=1:Npts
    SNR=SNRVec(idx);
    sim('ieee_80216a');
    results(idx,:)=ErrorVec;
    disp([SNR ErrorVec(1)]);
end
BERVec=results(:,1);
SNRFit=[0:.01:40];
BERFit=berfit(SNRVec,BERVec,SNRFit);
semilogy(SNRVec,BERVec,'*',SNRFit,BERFit);
legend('Simulation','BER curve fit');
xlabel('SNR');ylabel('BER');
axis([0 45 1e-6 1]);
grid;
```

Βιβλιογραφία

- [1] ITU Telecommunications indicators update-2004. www.itu.int/ITU-D/ict/statistics/.
- [2] In-stat Report. Paxton. The broadband boom continues: Worldwide subscribers pass 200 million, No.IN0603199MBS, March 2006.
- [3] Fundamentals of WiMAX Understanding Broadband Wireless Networking Jeffrey G.Andrews, Arunabha Ghosh, Rias Muhamed Εκδόσεις Prentice Hall
- [4] 802.16aTM IEEE Standard for Local and metropolitan area networks Part 16: Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems— Amendment 2: Medium Access Control Modifications and Additional Physical Layer Specifications for 2–11 GHz
- [5] E. P. Lawrey, Adaptive Techniques for Multiuser OFDM, James Cook University, December 2001.
- [6] A. F. Molisch, Wireless Communications, 2005
- [7] R. V. Nee, R. Prasad, OFDM for Wireless Multimedia Communications, Boston : Artech House, c2000.
- [8] Rohde&Swarz Wimax General Information about the standard 802.16 Application Note
- [9] IEEE 802.16a Standard and WiMAX Igniting Broadband Wireless Access White Paper
- [10] <http://ru6.cti.gr/broadband/el/wimax.php>
- [11]Εισαγωγή στις τηλεπικοινωνίες Τμήμα Πληροφορικής & Τηλεπικοινωνιών Τομέας Επικοινωνιών και Επεξεργασίας Σήματος ΑΘΗΝΑ 2006
- [12]Γ. Κοκολάκης, Ι. Σπηλιώτης, «Εισαγωγή στη Θεωρία Πιθανοτήτων και Στατιστική», Εκδόσεις Συμεών,1999.
- [13]Μ.Ε. Θεολόγου, «Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών», Εκδόσεις ΕΜΠ, Μάρτιος 2002
- [14] Π. Κωττής, Χ. Καυγάλης, «Κεραίες και Ασύρματες Ζεύξεις», Εκδόσεις Τζιόλα, Αθήνα 2003
- [15]David Gesbert, Da-shan Shiou, Peter J. Smith, Ayman Naguib, “From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems”, IEEE Journal on selected areas in Commun., Vol. 21, NO. 3, April 2003.