



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
& ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Μελέτη & Προσομοίωση Συστήματος OFDM

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ελένη Αθανασίου Φάσσα
Βασιλική Νικολάου Χουσέα

Επιβλέπων : Κακλαμάνη Δήμητρα
Αναπλ. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2006



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
& ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Μελέτη & Προσομοίωση Συστήματος OFDM

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ελένη Αθανασίου Φάσσα
Βασιλική Νικολάου Χουσέα

Επιβλέπων : Κακλαμάνη Δήμητρα
Αναπλ. Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή τη 13^η Οκτωβρίου
2006.

.....
Δήμητρα Κακλαμάνη
Αναπλ. Καθηγήτρια
Ε.Μ.Π.

.....
Νικόλαος Ουζούνογλου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Γιάκωβος Βενιέρης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2006

.....

Ελένη Αθανασίου Φάσσα

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

.....

Βασιλική Νικολάου Χουσέα

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

Copyright © Ελένη Φάσσα, Βασιλική Χουσέα, 2006
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.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η τεχνολογική αιχμή που χαρακτηρίζει την εποχή μας και το πλήθος των εφαρμογών που αυτή συνεπάγεται καθιστούν επιτακτική την ανάγκη για ψηφιακή μετάδοση μεγάλων αποστάσεων με υψηλή ποιότητα υπηρεσίας, μικρή πολυπλοκότητα υλοποίησης και εξοικονόμηση φάσματος.

Οι απαιτήσεις αυτές οδήγησαν στην ανάπτυξη της μεθόδου OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), η οποία θεωρείται ως μία από τις καλύτερες τεχνολογίες πολυπλεξίας φυσικού στρώματος. Πρόκειται για μια τεχνική μετάδοσης πολλαπλών φερόντων, ιδιαίτερα κατάλληλη για μετάδοση υψηλού ρυθμού δεδομένων σε περιβάλλοντα με διασπορά καθυστέρησης. Βασική της αρχή αποτελεί η ορθογωνιότητα των σημάτων, η οποία εξασφαλίζει την απαλλαγμένη από παρεμβολές μετάδοση και ανίχνευσή τους με την ταυτόχρονη απόδοση του φάσματος.

Στο πλαίσιο της εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας επιχειρείται η αναλυτική παρουσίαση και η μελέτη ενός συστήματος OFDM με τη βοήθεια προσομοίωσης. Συγκεκριμένα, περιγράφονται εκτενώς τα χαρακτηριστικά, οι παράμετροι σύμφωνα με τις απαιτήσεις της υποστηριζόμενης υπηρεσίας, τα πλεονεκτήματα αλλά και οι αδυναμίες της τεχνικής OFDM έναντι των μονοφεροντικών τεχνικών. Με χρήση του προγράμματος Matlab πραγματοποιείται η προσομοίωση ενός συστήματος κινητών τηλεπικοινωνιών OFDM, βασισμένου στις παραμέτρους του προτύπου WiMAX.

Σκοπό της προσομοίωσης αποτελεί η μελέτη των δυνατών επιπέδων χωρητικότητας ενός τέτοιου συστήματος, ανάλογα με τα χαρακτηριστικά του ασύρματου καναλιού. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν βάσει των διαφορετικών παραμέτρων των

χρησιμοποιούμενων μοντέλων διάδοσης γίνονται αντικείμενο συγκριτικού σχολιασμού.

Λέξεις κλειδιά : Τεχνική OFDM, πολυδιαδρομική διάδοση, διασπορά καθυστέρησης, διάλειαση, subcarrier, ορθογωνιότητα, πολλαπλή πρόσβαση, πολύπλεξη, χρόνος προστασίας, FFT/IFFT, πρότυπο Mobile WiMax.

ABSTRACT

The technological peak which characterizes our era and the mass of applications that this peak entails make the need for digital transmission in large distances with a high quality of service, small implementation complexity and spectrum efficiency, crucial.

All these demands have led to the development of the OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) technique, which is considered as one of the best multiplexing technologies of the physical layer. It is about a technique of multiple subcarriers transmission, especially suited for high - data - rate transmission in delay dispersive environments. Its basic principle is the orthogonality of the signals, which ensures their transmission and detection without interference and the spectrum efficiency as well.

In the frame of elaborating this paper the analytical presentation and study of an OFDM system is attempted, with the help of a simulation. To be more concrete, the characteristics, the parameters in accordance with the demands of the supported service, the benefits as well as the disadvantages of the OFDM technique opposed to single carrier techniques, are being fully described. Using the Matlab program, the simulation of a mobile telecommunications OFDM system is being performed, based on the parameters of the WiMax Standard.

This simulation intends to study the possible capacity levels of such a system, according to the characteristics of the wireless channel. The results based on the different

parameters of the used propagation models are then being comparatively discussed.

Key Words : OFDM Technique, multipath, delay dispersion, fading, subcarrier, orthogonality, multiple access, multiplexing, guard time, FFT/IFFT, Mobile WiMax Standard.

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα διπλωματική εργασία εκπονήθηκε κατά τη διάρκεια του έτους 2006 από τις Ηλεκτρολόγους Μηχανικούς Φάσσα Ελένη και Χουσέα Βασιλική.

Η υπόδειξη του θέματος έγινε από την Αναπληρώτρια Καθηγήτρια κα Δήμητρα Κακλαμάνη, την οποία θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε θερμά για την ευκαιρία που μας έδωσε να ασχοληθούμε με ένα τόσο ενδιαφέρον και σύγχρονο αντικείμενο.

Καθοριστική για την πραγματοποίηση της εργασίας αυτής ήταν η συμβολή του Διδάκτορα και Ερευνητή Ηλεκτρολόγου Μηχανικού και Μηχανικού Υπολογιστών και Γεώργιου Τσούλου. Η καθοδήγησή του, η επιμονή και η υπομονή του, καθώς επίσης και το ενδιαφέρον που έδειξε για το αντικείμενο της διπλωματικής και για την πρόοδό της, όσον αφορά στην υλοποίησή της, ήταν σημαντικοί παράγοντες που οδήγησαν στην επιτυχή ολοκλήρωσή της.

Παράλληλα όμως, είχαμε τη χαρά να έχουμε ως επιβλέπουσα βοηθό την υποψήφια Διδάκτορα κα Δήμητρα Ζαρμπούτη, χωρίς την αμέριστη συμπαράσταση της οποίας η παρούσα διπλωματική δε θα ήταν δυνατό να ολοκληρωθεί. Η ουσιαστική βοήθειά της και το άριστο κλίμα συνεργασίας που καλλιέργησε ήταν καθοριστικά για την υπέρβαση κάθε προβλήματος και την επιτυχή έκβαση της προσπάθειάς μας.

Τέλος θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε θερμά τις οικογένειες και το φιλικό μας περιβάλλον, που στήριξαν τις προσπάθειές μας σε όλα τα στάδια υλοποίησης αυτής της εργασίας.

Οκτώβριος 2006

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1⁰ : ΕΙΣΑΓΩΓΗ	16
1.1 Ιστορική αναδρομή στις τηλεπικοινωνίες	16
1.2 Συστήματα επικοινωνιών	18
1.2.1 Ασύρματες ζεύξεις.....	18
1.2.2 Δομή συστήματος κινητών επικοινωνιών.....	19
1.2.3 Παράμετροι λειτουργίας τηλεπικοινωνιακού συστήματος.....	20
1.2.4 Κυψελωτά συστήματα.....	20
1.2.5 Κατηγορίες Συστημάτων.....	22
1.3 Ασύρματη Μετάδοση – Ραδιοκανάλι	23
1.3.1 Γενικά.....	23
1.3.2 Μηχανισμοί ραδιοδιάδοσης.....	23
1.3.3 Φαινόμενα Διάδοσης.....	24
1.3.4 Μοντελοποίηση ραδιοδιαύλου.....	29
1.4 Επεξεργασία ψηφιακού σήματος	30
1.4.1 Γενικά χαρακτηριστικά.....	30
1.4.2 Ψηφιακή διαμόρφωση.....	32
1.4.3 Πολύπλεξη.....	34
1.4.4 Πολλαπλή προσπέλαση.....	35
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2⁰ : ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΤΟΥ OFDM	38
2.1 Γενικά	38
2.2 Ορθογωνιότητα	39
2.3 Παραγωγή και λήψη σημάτων OFDM	41
2.3.1 Κωδικοποίηση.....	43
2.3.2 Interleaving.....	45
2.3.3 Μετατροπή από σειριακή σε παράλληλη μορφή.....	45

2.3.4	Σχήμα Διαμόρφωσης.....	46
2.3.5	Μετασχηματισμοί Fourier.....	48
2.3.6	Χρόνος Προστασίας.....	50
2.3.7	Διαμόρφωση RF.....	54
2.4	Παράμετροι OFDM Συστήματος	54
2.4.1	Χρόνος Προστασίας.....	55
2.4.2	Μέγεθος του FFT.....	56
2.4.3	Απόσταση μεταξύ των subcarriers.....	56
2.4.4	Χρόνος Συμβόλου.....	57
2.4.5	Είδος Διαμόρφωσης.....	57
2.4.6	Είδος Κωδικοποίησης.....	58
2.4.7	Peak-to-Average Ratio (PAR).....	59
2.4.8	Παράγοντας Επαναχρησιμοποίησης.....	59
2.5	Παρατηρήσεις κατά την εφαρμογή του OFDM	60
2.5.1	Απαιτήσεις Συστήματος.....	60
2.5.2	Προβλήματα της τεχνικής του OFDM.....	61
2.5.3	Σύγκριση OFDM με τεχνικές ενός φέροντος.....	63
2.5.4	Εφαρμογές τεχνικής OFDM.....	65

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο : ΠΟΛΛΑΠΛΗ ΠΡΟΣΒΑΣΗ ΣΤΟ OFDM

- ΠΡΟΤΥΠΟ MOBILE WiMAX	66
3.1 Γενικά	66
3.2 Περιγραφή συστήματος OFDM πολλαπλής πρόσβασης	67
3.3 Δυναμική Διαμόρφωση	69
3.4 Κατανομή φερόντων στους χρήστες	72
3.4.1 Γενικά.....	72
3.4.2 Κατανομή πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση χρόνου.....	72
3.4.3 Κατανομή σταθερών συνεχόμενων subcarriers.....	74
3.4.4 Κατανομή σταθερών μη συνεχόμενων subcarriers.....	75
3.4.5 Κατανομή τυχαία επιλεγμένων συχνοτήτων.....	77

3.4.6 Δυναμική κατανομή συχνοτήτων	78
3.4.7 Σύγκριση των μεθόδων κατανομής συχνότητας	79
3.5 Δυναμική κατανομή εύρους ζώνης	80
3.6 Πρότυπο Mobile WiMAX	81
3.6.1 Εισαγωγή	81
3.6.2 Χαρακτηριστικά Mobile WiMAX	82
3.6.3 Δομή συμβόλου OFDMA	85
3.6.4 Παράμετροι συστήματος Mobile WiMAX	85
3.6.5 Ισολογισμός ισχύος συστήματος Mobile WiMAX	87

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο : ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

OFDM	96
4.1 Εισαγωγή	96
4.2 Σύστημα Προσομοίωσης	96
4.3 Περιγραφή Αλγορίθμου	97
4.4 Αποτελέσματα Προσομοίωσης	103
4.4.1 Εισαγωγή	103
4.4.2 Μοντέλο Διάδοσης Ελεύθερου Χώρου με $n = 2$	104
4.4.3 Μοντέλο Διάδοσης Ελεύθερου Χώρου με $n = 4$	108
4.4.4 Μοντέλο Διάδοσης COST - Walfisch - Ikegami	113
4.4.5 Συγκριτική παρουσίαση των αποτελεσμάτων	117

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Π.4 Παρουσίαση και σύντομη περιγραφή του κώδικα	122
-------------------------------------------------------	-----

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

ΠΙΝΑΚΕΣ

Πίνακας 3.1 : Παράμετροι συστήματος κινητού WiMax.	86
Πίνακας 3.2 : Παράμετροι μοντέλων διάδοσης.	87
Πίνακας 3.3 : Ισολογισμός ισχύος Κάτω Ζεύξης για σύστημα κινητού WiMax.	89
Πίνακας 3.4 : Ισολογισμός ισχύος Άνω Ζεύξης για σύστημα κινητού WiMax.	90
Πίνακας 3.5 : Ακτίνα κάλυψης για την άνω ζεύξη του συστήματος.	95
Πίνακας 4.1 : Τιμές χωρητικότητας συνολικών και κεντρικών χρηστών για FSL, n=2 και 4 ρυθμούς μετάδοσης.	106
Πίνακας 4.2 : Τιμές χωρητικότητας κεντρικών χρηστών για FSL, n=2 και αποκλειστικό ρυθμό μετάδοσης.	108
Πίνακας 4.3 : Τιμές χωρητικότητας συνολικών και κεντρικών χρηστών για FSL, n=4 και 4 ρυθμούς μετάδοσης.	111
Πίνακας 4.4 : Τιμές χωρητικότητας κεντρικών χρηστών για FSL, n=4 και αποκλειστικό ρυθμό μετάδοσης.	113
Πίνακας 4.5 : Τιμές χωρητικότητας συνολικών και κεντρικών χρηστών για CWI και 4 ρυθμούς μετάδοσης.	115
Πίνακας 4.6 : Τιμές χωρητικότητας κεντρικών χρηστών για CWI και αποκλειστικό ρυθμό μετάδοσης.	117

ΣΧΗΜΑΤΑ

Σχήμα 2.1 : Παράδειγμα τριών subcarriers εντός ενός OFDM συμβόλου.....	41
Σχήμα 2.2 : Φάσμα των ατομικών subcarriers.....	41
Σχήμα 2.3 : Μπλοκ διάγραμμα πομποδέκτη OFDM.....	43
Σχήμα 2.4 : Αστερισμοί QPSK, 16-QAM και 64-QAM.....	47
Σχήμα 2.5 : Επίδραση της πολύοδης διάδοσης με μηδενικό σήμα ως χρόνο προστασίας.....	51
Σχήμα 2.6 : Σύμβολο OFDM με κυκλική επέκταση ως χρόνο προστασίας.....	52
Σχήμα 3.1 : Κατανομές συχνότητας για κάθε χρήστη με διαίρεση χρόνου.....	74
Σχήμα 3.2 : Κατανομές συχνότητας με ομάδες σταθερών συνεχόμενων subcarriers για κάθε χρήστη.....	75
Σχήμα 3.3 : Κατανομές συχνότητας με το σχήμα εξάπλωσης των σταθερών subcarriers κάθε χρήστη.....	76
Σχήμα 3.4 : Κατανομές συχνότητας για κάθε χρήστη με τυχαία επιλογή.....	78
Σχήμα 4.1 : Διάγραμμα Ροής Αλγορίθμου Προσομοίωσης.....	100
Σχήμα 4.2 : Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για FSL, n=2 και 4 ρυθμούς μετάδοσης.....	105
Σχήμα 4.3 : CDF των κεντρικών χρηστών για FSL, n=2 και 4 ρυθμούς μετάδοσης.....	105
Σχήμα 4.4 : CDF κεντρικών χρηστών διαφορετικού SNR_{min} για FSL, n=2 και 4 ρυθμούς μετάδοσης.....	106
Σχήμα 4.5 : Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για FSL, n=2 και ρυθμό μετάδοσης BPSK.....	107
Σχήμα 4.6 : Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για FSL, n=2 και ρυθμό μετάδοσης 64-QAM.....	107

Σχήμα 4.7 :	CDF κεντρικών χρηστών διαφορετικού SNR_{min} για FSL, $n=2$ και αποκλειστικό ρυθμό μετάδοσης.....	108
Σχήμα 4.8 :	Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για FSL, $n=4$ και 4 ρυθμούς μετάδοσης.....	109
Σχήμα 4.9 :	CDF των κεντρικών χρηστών για FSL, $n=4$ και 4 ρυθμούς μετάδοσης.....	110
Σχήμα 4.10 :	CDF κεντρικών χρηστών διαφορετικού SNR_{min} για FSL, $n=4$ και 4 ρυθμούς μετάδοσης.....	110
Σχήμα 4.11 :	Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για FSL, $n=4$ και ρυθμό μετάδοσης BPSK.....	111
Σχήμα 4.12 :	Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για FSL, $n=4$ και ρυθμό μετάδοσης 64-QAM.....	112
Σχήμα 4.13 :	CDF κεντρικών χρηστών διαφορετικού SNR_{min} για FSL, $n=4$ και αποκλειστικό ρυθμό μετάδοσης.....	112
Σχήμα 4.14 :	Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για CWI και 4 ρυθμούς μετάδοσης.....	114
Σχήμα 4.15 :	CDF των κεντρικών χρηστών για CWI και 4 ρυθμούς μετάδοσης.....	114
Σχήμα 4.16 :	CDF κεντρικών χρηστών διαφορετικού SNR_{min} για CWI και 4 ρυθμούς μετάδοσης.....	115
Σχήμα 4.17 :	Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για CWI και ρυθμό μετάδοσης BPSK.....	116
Σχήμα 4.18 :	Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για CWI και ρυθμό μετάδοσης 64-QAM.....	116
Σχήμα 4.19 :	CDF κεντρικών χρηστών διαφορετικού SNR_{min} για CWI και αποκλειστικό ρυθμό μετάδοσης.....	117
Σχήμα 4.20 :	Εργοδική χωρητικότητα για τα τρία μοντέλα με 4 ρυθμούς μετάδοσης.....	120

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1⁰

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Ιστορική αναδρομή στις τηλεπικοινωνίες

Σταθμό στην ιστορία των τηλεπικοινωνιών αποτέλεσε η θεωρητική θεμελίωση της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας από τον J. Maxwell, ο οποίος το 1861 ενοποίησε τη θεωρία ηλεκτρισμού και μαγνητισμού. Συγκεκριμένα προέβλεψε την ηλεκτρομαγνητική φύση του φωτός και το γεγονός ότι η διάδοση του φωτός και των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων γίνεται με κυματικές διαταραχές της ίδιας ταχύτητας. Το πρώτο σύστημα ασύρματης μετάδοσης (τηλέγραφος) υλοποιήθηκε το 1897 από το βασισμένο στη θεωρία του Maxwell G. Marconi. Ακολούθησαν οι αποστολές τηλεγραφικών μηνυμάτων σε μεγάλες αποστάσεις από τον ίδιο στις αρχές του 20^{ου} αιώνα, ενώ κατά τη δεκαετία 1905-1915 με την εφεύρεση των ενισχυτικών λυχνιών και των ταλαντωτών κατέστη δυνατή η ασύρματη μετάδοση φωνής σε μεγάλες αποστάσεις.

Τα συστήματα επικοινωνιών βρήκαν εφαρμογή για πρώτη φορά σε αστυνομικά τμήματα πόλεων των ΗΠΑ με σκοπό τη δημόσια ασφάλεια, με χρήση αρχικά αναλογικής διαμόρφωσης πλάτους (AM). Το 1935 ο Edwin Armstrong εισήγαγε τη διαμόρφωση συχνότητας (FM), την οποία και υιοθέτησαν όλα τα συστήματα κινητών επικοινωνιών. Οι βασικές αρχές των κυψελωτών συστημάτων αναπτύχθηκαν κατά τη δεκαετία του 1960 από την AT&T Bell Labs καθώς και άλλες εταιρείες τηλεπικοινωνιών, αλλά η τεχνολογία δεν ήταν ακόμη έτοιμη να τα υποστηρίξει

μέχρι τα τέλη της δεκαετίας του 1970. Η βάση για την ανάπτυξη εμπορικών συστημάτων τέθηκε το 1976, οπότε αποδόθηκε στα κυψελωτά συστήματα η περιοχή συχνοτήτων 800/900 MHz.

Σε παγκόσμια κλίμακα το πρώτο κυψελωτό σύστημα λειτούργησε στην Ιαπωνία το 1979 από την NTT, στην Ευρώπη το 1981 από την Ericsson, ενώ στην Αμερική το 1983 από την AT&T. Η 1η αυτή γενιά κυψελωτών συστημάτων στηρίχθηκε στην αναλογική διαμόρφωση FM και στην τεχνική FDD. Ήδη όμως από τις αρχές του 1980 είχε γίνει εμφανής η αδυναμία των αναλογικών κυψελωτών συστημάτων να ανταπεξέλθουν στις μελλοντικές απαιτήσεις, με συνέπεια την αναζήτηση λύσεων στις ψηφιακές τεχνικές. Έτσι αναπτύχθηκαν στην Ευρώπη το GSM, στις ΗΠΑ τα IS-54, IS-136 και IS-95 και στην Ιαπωνία το PDC, τα οποία βασίζονται σε ψηφιακές τεχνικές και αποτελούν τη 2η γενιά κυψελωτών συστημάτων. Με την πάροδο του χρόνου η ανάγκη για παροχή υπηρεσιών με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης είχε ως αποτέλεσμα τη σχεδίαση των συστημάτων 3ης γενιάς, τα οποία υποστηρίζουν τις εφαρμογές πολυμέσων και τη δυνατότητα πρόσβασης σε πληροφορίες και υπηρεσίες από δημόσια ή ιδιωτικά δίκτυα, ικανοποιώντας μεταβαλλόμενες απαιτήσεις ποιότητας ανάλογα με την υπηρεσία. Χαρακτηριστικά παραδείγματα της γενιάς αυτής είναι το UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) και το CDMA2000, τα οποία χρησιμοποιούν Wide-Band CDMA ως σχήμα διαμόρφωσης, για εφαρμογές όπως πρόσβαση στο διαδίκτυο, επικοινωνίες φωνής και κινητές video-κλήσεις [1]. Με στόχο τη διεύρυνση των εφαρμογών, τη βελτίωση στη διεθνή πρόσβαση και ταυτόχρονα την αποδοτικότερη αξιοποίηση του φάσματος βρίσκονται σε εξέλιξη τα συστήματα 4ης γενιάς, τα οποία θα ενσωματώνουν ευρυζωνικές ασύρματες υπηρεσίες, όπως η

Τηλεόραση Υψηλής Ευκρίνειας (HDTV) και ταχύρυθμες εφαρμογές δικτύου υπολογιστών [2].

1.2 Συστήματα επικοινωνιών

1.2.1 Ασύρματες ζεύξεις

Η μετάδοση τηλεπικοινωνιακών σημάτων πραγματοποιείται είτε κατά ενσύρματο είτε κατά ασύρματο τρόπο. Στην πρώτη περίπτωση ο δίαυλος μπορεί να είναι γραμμή μεταφοράς, κυματοδηγός ή οπτική ίνα ενώ στη δεύτερη είναι ο ελεύθερος χώρος. Η ενσύρματη μετάδοση επιλέγεται για την τηλεπικοινωνιακή διασύνδεση σημείων σταθερών και εντοπισμένων σε μικρή γεωγραφική έκταση. Βασικά μειονεκτήματά της αποτελούν η εκθετική απόσβεση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος με την αύξηση της απόστασης από την πηγή και το υψηλό κόστος εγκατάστασης και λειτουργίας του ενσύρματου δικτύου ιδιαίτερα σε μη ευνοϊκό περιβάλλον. Όσον αφορά στην ασύρματη μετάδοση, αυτή διαθέτει κεραίες για την εκπομπή και λήψη των σημάτων, ενώ βασιζόμενη στην ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία, χρησιμοποιεί την ατμόσφαιρα ως μέσο διάδοσης. Τα πλεονεκτήματά της είναι η αλγεβρική απόσβεση του ηλεκτρομαγνητικού κύματος με την αύξηση της απόστασης από την πηγή, το σχετικά μικρό κόστος εγκατάστασης και λειτουργίας του ασύρματου δικτύου και η δυνατότητα κινητών επικοινωνιών. Ανάλογα όμως με το περιβάλλον διάδοσης και την κινητικότητα των χρηστών, το προς μετάδοση σήμα υφίσταται την επίδραση δυσμενών παραγόντων, οι οποίοι μπορούν να περιορίσουν την έκταση της κάλυψης, το ρυθμό της μετάδοσης και την αξιοπιστία της επικοινωνίας.

Οι ασύρματες ζεύξεις διακρίνονται σε : i) ζεύξεις σημείου προς σημείο, που πραγματοποιούνται μεταξύ δύο σημείων (πχ οι μικροκυματικές ζεύξεις της υπεραστικής τηλεφωνίας με χρήση επαναληπτών), ii) ζεύξεις ευρείας κάλυψης, όπου γίνεται ταυτόχρονη μετάδοση σε πολλούς ευρέως διεσπαρμένους αποδέκτες (πχ ραδιοφωνία και ασύρματη τηλεόραση), iii) ζεύξεις οπτικής επαφής, με ευθύγραμμη μετάδοση των ραδιοκυμάτων, iv) ζεύξεις πέραν του ορίζοντα, όπου υπερβαίνεται η μέγιστη απόσταση οπτικής επαφής λόγω των φαινομένων της περίθλασης και της διάθλασης, v) κινητές ζεύξεις, στις οποίες πομπός και δέκτης μπορεί να είναι κινητοί (πχ κινητή τηλεφωνία και θαλάσσιες δορυφορικές επικοινωνίες) [3].

1.2.2 Δομή συστήματος κινητών επικοινωνιών

Ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών επιτυγχάνει την αξιόπιστη μετάδοση πληροφορίας από ένα σημείο σε ένα άλλο που κινείται σε σχέση με αυτό και αντίστροφα, και αποτελείται από τα ακόλουθα βασικά δομικά στοιχεία [1]:

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

Ο κινητός σταθμός, χειρός ή φορητό τερματικό, χρησιμοποιεί τους διαθέσιμους ραδιοδιαύλους καθώς και την αντίστοιχη ραδιοεπαφή για την επικοινωνία του με το σταθμό βάσης, ο οποίος βρίσκεται είτε στο κέντρο είτε στα όρια μιας περιοχής κάλυψης και συνδέεται στο δίκτυο κορμού του παροχέα με τη βοήθεια του BSC. Ομάδα πολλών ελεγκτών

συνδέονται σε ένα κέντρο μεταγωγής, στο οποίο πραγματοποιείται η διαχείριση και δρομολόγηση των κλήσεων σε μεγάλη περιοχή εξυπηρέτησης. Η διασύνδεση του συστήματος κινητών επικοινωνιών με το σταθερό δίκτυο επικοινωνιών γίνεται μέσω ενός από αυτά τα κέντρα.

1.2.3 Παράμετροι λειτουργίας τηλεπικοινωνιακού συστήματος

Οι πιο σημαντικές παράμετροι λειτουργίας ενός συστήματος επικοινωνιών [4] είναι i) το κέρδος, που ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος εκπομπής προς την ελάχιστη ισχύ που απαιτείται στην είσοδο του δέκτη για αξιόπιστη ανάκτηση πληροφορίας, ii) το περιθώριο διαλείψεων, που προσδιορίζει τη διαθεσιμότητα του συστήματος με κριτήριο την αντιμετώπιση των διαλείψεων. Ειδικότερα ένα ψηφιακό σύστημα χαρακτηρίζεται επιπλέον από : iii) το ρυθμό μετάδοσης R , που είναι το πλήθος των ψηφίων που μεταδίδονται ανά δευτερόλεπτο, iv) το ρυθμό λαθών BER , που είναι ο λόγος των λανθασμένων ψηφίων προς το σύνολο των μεταδιδόμενων ψηφίων, v) την ψηφιακή απόδοση ή πυκνότητα πληροφορίας, που είναι ο λόγος του ρυθμού μετάδοσης προς το εύρος ζώνης ραδιοσυχνοτήτων μιας ζεύξης.

1.2.4 Κυψελωτά συστήματα

Βασική αρχή των κυψελωτών συστημάτων αποτελεί ο περιορισμός της ισχύος που εκπέμπουν οι σταθμοί βάσης και κατ'επέκτασιν ο περιορισμός της κάλυψης σε μια μικρή γεωγραφική έκταση, την κυψέλη, καθώς και η δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων από διαφορετικούς σταθμούς βάσης. Ένα κυψελωτό σύστημα πρέπει τόσο να εντοπίζει και να παρακολουθεί τα κινητά τερματικά, όσο και να προσπαθεί

πάντα να τα συνδέσει στους βέλτιστους διαθέσιμους σταθμούς βάσης. Η πρώτη απαίτηση ικανοποιείται με τη διαδικασία της περιαγωγής, κατά την οποία ανταλλάσσονται μηνύματα ελέγχου μεταξύ κινητού και δικτύου, με στόχο τη συνεχή ενημέρωση της θέσης του MT, ενώ η δεύτερη με τη διαδικασία της μεταπομπής, όπου το κινητό κατά τη μετάβασή του σε άλλη κυψέλη συνδέεται στο νέο BS χωρίς διακοπή της κλήσης [1].

Οι κυψέλες καθορίζονται με βάση την ακτίνα τους και συγκεκριμένα χαρακτηρίζονται ως *μακροκυψέλες* όταν η ακτίνα τους είναι της τάξης μερικών δεκάδων χιλιομέτρων, ως *μικροκυψέλες* όταν έχουν ακτίνα μέχρι ένα χιλιόμετρο και ως *πικοκυψέλες* για ακτίνες περίπου εκατό μέτρων [1]. Κατάλληλος συνδυασμός αυτών εφαρμόζεται για την κάλυψη μιας περιοχής, καθώς κάθε τύπος ικανοποιεί διαφορετικές ανάγκες. Οι μακροκυψέλες χρησιμοποιούνται για την κάλυψη αγροτικών ή ημιαστικών περιοχών με μικρή παρεμπόδιση της διάδοσης λόγω κτιρίων, οι μικροκυψέλες ενδείκνυνται για παροχή υπηρεσιών στενής ζώνης, ενώ οι πικοκυψέλες εφαρμόζονται σε εσωτερικούς χώρους με υψηλή πυκνότητα τηλεπικοινωνιακής κίνησης. Σε γενικές γραμμές η μείωση της ακτίνας των κυψελών είναι απαραίτητη για την εξυπηρέτηση υψηλής τηλεπικοινωνιακής κίνησης, αλλά συνεπάγεται αυξημένο κόστος ανάπτυξης του δικτύου, διότι απαιτείται μεγαλύτερος αριθμός BS για την κάλυψη μιας δεδομένης γεωγραφικής περιοχής και πιο εντατικός έλεγχος μεταπομπών.

Βασικό στοιχείο της κυψελωτής δομής είναι η ανάθεση συγκεκριμένων διαύλων σε κάθε κυψέλη με τέτοιο τρόπο, ώστε γειτονικές κυψέλες να μην έχουν τους ίδιους διαύλους και όλοι οι διαθέσιμοι δίαυλοι να κατανέμονται σε μια ομάδα γειτονικών κυψελών (cluster) [5]. Η μικρότερη απόσταση μεταξύ δύο σταθμών βάσης, οι οποίοι λειτουργούν στην ίδια συχνότητα, εξαρτάται από το μέγεθος του cluster - που

ονομάζεται συντελεστής επαναχρησιμοποίησης - και επηρεάζεται από πλήθος παραγόντων, όπως τα ύψη των κεραιών, την ισχύ εκπομπής σε κάθε κυψέλη και τη μορφή της γεωγραφικής περιοχής. Ωστόσο ο σχεδιασμός συχνοτήτων είναι καίριος παράγοντας για τη βελτιστοποίηση της φασματικής απόδοσης, της χωρητικότητας του συστήματος και τη μείωση των παρεμβολών.

1.2.5 Κατηγορίες Συστημάτων

Διακρίνονται τρεις κατηγορίες ασύρματων συστημάτων με βάση τον τύπο του διαύλου επικοινωνίας : i) τα simplex, όπου η επικοινωνία γίνεται μόνο προς τη μία κατεύθυνση (συστήματα τηλεειδοποίησης), ii) τα half-duplex, όπου είναι δυνατή η αμφίδρομη αλλά όχι ταυτόχρονη επικοινωνία με τη χρήση ενός μόνο διαύλου σε διαφορετικές χρονικές στιγμές για εκπομπή και για λήψη (ραδιοσυστήματα οργανισμών κοινής ωφέλειας), iii) τα full-duplex, όπου πραγματοποιείται ταυτόχρονη εκπομπή προς τις δύο κατευθύνσεις με την παροχή δύο διαύλων [1]. Οι δύο αυτοί δίαυλοι είτε χρησιμοποιούν διαφορετική συχνότητα για την ευθεία και την αντίστροφη ζεύξη, οπότε προκύπτει σύστημα Frequency Division Duplex (FDD), είτε χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα αλλά γειτονικές χρονοσχισμές, οπότε προκύπτει σύστημα Time Division Duplex (TDD). Στα συστήματα FDD απαιτείται αρκετή απόσταση μεταξύ των δύο διαύλων επικοινωνίας και φίλτρα με μικρή ζώνη διέλευσης για την επαρκή απομόνωση εκπομπής και λήψης που γίνονται από την ίδια κεραία, ενώ στα συστήματα TDD απαιτείται ακριβής συγχρονισμός και αποκλειστικά ψηφιακή τεχνολογία. Εν γένει επιλέγονται FDD συστήματα για την κάλυψη μεγάλων αποστάσεων με υψηλή ισχύ εκπομπής και

TDD συστήματα σε περιπτώσεις περιορισμένου εύρους ζώνης και πυκνής δομής επαναχρησιμοποίησης.

1.3 Ασύρματη Μετάδοση – Ραδιοκανάλι

1.3.1 Γενικά

Σε ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών είναι απαραίτητο να είναι γνωστά τα χαρακτηριστικά της συμπεριφοράς του διαύλου, προκειμένου να επιλεγθεί το κατάλληλο είδος διαμόρφωσης, κωδικοποίησης, εξισορροπητών και κεραιών. Τα χαρακτηριστικά αυτά εξαρτώνται τόσο από τη χρησιμοποιούμενη περιοχή συχνοτήτων και την εμβέλεια κάλυψης όσο και από τα φυσικά χαρακτηριστικά του διαύλου.

1.3.2 Μηχανισμοί ραδιοδιάδοσης

Τρεις είναι οι βασικοί μηχανισμοί ραδιοδιάδοσης [5]:

- i) *Ανάκλαση (Reflection)* συμβαίνει όταν ένα εκπεμπόμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσκρούει σε μια λεία επιφάνεια με πολύ μεγάλες διαστάσεις συγκρινόμενες με το μήκος κύματος του σήματος. Τα ανακλώμενα κύματα, που παράγονται ύστερα από πρόσπτωση των διαδιδόμενων κυμάτων στην επιφάνεια του εδάφους και στα κτίρια, συμβάλλουν με τα αρχικά κύματα εποικοδομητικά ή μη στο δέκτη.

- ii) *Περίθλαση (Defraction)* συμβαίνει όταν ανάμεσα στον πομπό και το δέκτη υπάρχει φυσικό ή τεχνητό εμπόδιο με μεγάλες διαστάσεις συγκρινόμενες με το μήκος

κύματος του σήματος, το οποίο προκαλεί την εμφάνιση δευτερευόντων κυμάτων πίσω από το εμπόδιο, σύμφωνα με την αρχή του Huygens. Αυτό το φαινόμενο ερμηνεύει τη μεταφορά ενέργειας από τον πομπό στο δέκτη χωρίς να υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ τους.

iii) *Σκέδαση (Scattering)* συμβαίνει όταν ένα σήμα προσκρούει σε τραχεία επιφάνεια ή σε επιφάνεια διαστάσεων της τάξης του μήκους κύματος του σήματος ή και μικρότερες έτσι, ώστε η ανακλώμενη ενέργεια να διασκορπίζεται προς όλες τις κατευθύνσεις. Έχει αποδειχθεί ότι η σκέδαση είναι ο μηχανισμός διάδοσης, που είναι πιο δύσκολο να προβλεφθεί στα ασύρματα συστήματα κινητών και προσωπικών επικοινωνιών.

1.3.3 Φαινόμενα Διάδοσης

Κατά τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων σε περιβάλλοντα κινητών επικοινωνιών παρατηρούνται τα εξής φαινόμενα: οι απώλειες διαδρομής (*path loss*), η σκίαση (*shadowing*), οι παρεμβολές (*interference*) και οι διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών (*multipath fading*) [5]. Κάθε ένα από τα φαινόμενα αυτά έχει διαφορετική φυσική προέλευση και συνεπώς η επίδραση όλων πρέπει να λαμβάνεται υπόψη στη μελέτη και στην υλοποίηση των κυψελωτών συστημάτων.

Οι απώλειες διαδρομής περιγράφουν την εξάρτηση που παρουσιάζει η μείωση της μέσης ισχύος του λαμβανόμενου σήματος από την απόσταση του πομπού και του δέκτη. Συγκεκριμένα είναι ο λόγος της ισχύος που ακτινοβολείται από την κεραία του πομπού προς την ισχύ που λαμβάνεται από την κεραία του δέκτη. Στο ασύρματο περιβάλλον οι απώλειες

διαδρομής εξαρτώνται από την απόσταση, τη συχνότητα εκπομπής, το ύψος των κεραιών του σταθμού βάσης και του κινητού τερματικού, τη μορφολογία της περιοχής και τις ανθρώπινες κατασκευές.

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

Η παρουσία παρεμβολών αποτελεί το σημαντικότερο παράγοντα περιορισμού της χωρητικότητας των συστημάτων κινητών επικοινωνιών. Με τις παρεμβολές εκφράζεται η μερική ή ολική συνύπαρξη ανεπιθύμητων σημάτων στο ίδιο εύρος συχνοτήτων με το επιθυμητό σήμα, γεγονός που οδηγεί σε υποβάθμιση της ποιότητας του λαμβανόμενου σήματος. Ως κυριότεροι λόγοι δημιουργίας τηλεπικοινωνιακών παρεμβολών αναφέρονται : η αναχρησιμοποίηση συχνότητας, η μη ιδανική συμπεριφορά των χρησιμοποιούμενων φίλτρων ραδιοσυχνοτήτων από πομπούς και δέκτες και η μη γραμμική ενίσχυση πολλαπλών σημάτων.

Η *παρεμβολή ίδιου διαύλου* παρατηρείται σε συστήματα με αναχρησιμοποίηση συχνότητας, όπου η πλήρης χωρική απομόνωση των διαύλων που αναχρησιμοποιούνται δεν είναι πάντα δυνατή για λόγους οικονομίας φάσματος. Για την αντιμετώπισή της εφαρμόζονται είτε τεχνικές δυναμικής απόδοσης διαύλων, είτε κατευθυντικές κεραίες, είτε τεχνικές ανίχνευσης πολλαπλών χρηστών με ταυτόχρονη όμως αύξηση της πολυπλοκότητας του συστήματος. Η *παρεμβολή γειτονικού διαύλου* προκύπτει όταν η ισχύς γειτονικών σημάτων προς το επιθυμητό δεν απορρίπτεται

πλήρως από τα φίλτρα ραδιοσυχνοτήτων και μπορεί να περιοριστεί με τη χρήση διαστημάτων φύλαξης μεταξύ των διαύλων. Η παρεμβολή ενδοδιαμόρφωσης δημιουργείται από προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης κατά τη μη γραμμική ενίσχυση πολλαπλών σημάτων, όπως στην περίπτωση σημάτων πολυπλεγμένων κατά συχνότητα. Για την αποφυγή τέτοιου τύπου παρεμβολών οι ενισχυτές πρέπει να λειτουργούν στη γραμμική περιοχή με κόστος τη μη πλήρη εκμετάλλευση της μέγιστης ενίσχυσης που μπορούν να επιτύχουν. Η διασυμβολική παρεμβολή οφείλεται στη χρονική εξάπλωση των ψηφίων και επιδρά δυσμενώς στην αποκωδικοποίηση γειτονικών ψηφίων, ενώ προκύπτει συνήθως λόγω ανεπάρκειας του εύρους ζώνης και έλλειψης ακριβούς συγχρονισμού [4].

Η διαδρομή διάδοσης αποτελείται από ένα σχετικά μικρό τμήμα οπτικής επαφής ακολουθούμενο από πολλά τμήματα χωρίς οπτική επαφή, όπου κυριαρχούν οι μηχανισμοί διάδοσης. Ως αποτέλεσμα αυτών ο δέκτης λαμβάνει πολλαπλές εκδοχές του αρχικά εκπεμπόμενου σήματος ολισθημένες κατά πλάτος, χρόνο και φάση, φαινόμενο που ονομάζεται διάδοση πολλαπλών διαδρομών. Τα πολλαπλά επίπεδα κύματα συνδυάζονται διανυσματικά στην κεραία του δέκτη για να παράγουν ένα σύνθετο λαμβανόμενο σήμα, το οποίο χαρακτηρίζεται από διαλείψεις λόγω της άλλοτε αθροιστικής και άλλοτε αφαιρετικής συμβολής των πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

Γενικά διακρίνονται δύο είδη διαλείψεων : οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας, οι οποίες εκφράζουν τη μέση εξασθένιση της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος εξαιτίας της κίνησης σε μεγάλες περιοχές, και οι διαλείψεις μικρής κλίμακας, που περιγράφουν τη μεταβολή των χαρακτηριστικών του σήματος (πλάτους και φάσης) για μετατοπίσεις του κινητού σταθμού συγκρίσιμες με το μήκος κύματος [1].

Ο τύπος των διαλείψεων μικρής κλίμακας εξαρτάται από τη φύση του μεταδιδόμενου σήματος με γνώμονα τα χαρακτηριστικά του καναλιού. Για τον προσδιορισμό των επιδράσεων των διαλείψεων μικρής κλίμακας κρίνεται απαραίτητη η γνώση της δομής των πολλαπλών διαδρομών του ραδιοδιαύλου, που αποκτάται μετά από μετρήσεις στο πεδίο του χρόνου και της συχνότητας. Έτσι προκύπτουν [5][6]:

i) η διασπορά καθυστέρησης (τ_d) - λόγω των πολλαπλών διαδρομών στο δέκτη καταφθάνει μία σειρά κρουστικών παλμών με διαφορετικές εξασθενίσεις και καθυστερήσεις, με αποτέλεσμα τη σημαντική αύξηση της συνολικής χρονικής διασποράς. Το σύνολο των διακεκριμένων αυτών λαμβανόμενων παλμών δημιουργεί ένα συνεχή παλμό με διάρκεια τ_d .

ii) το εύρος ζώνης συνοχής (B_c) - είναι το εύρος ζώνης μέσα στο οποίο οι φασματικές συνιστώσες επηρεάζονται κατά παρόμοιο τρόπο, διέρχονται δηλαδή με περίπου ίσο κέρδος και με γραμμική φάση. Το B_c αποτελεί επομένως ένα στατιστικό μέτρο της περιοχής συχνοτήτων, όπου ο δίαυλος θεωρείται επίπεδος.

iii) η εξάπλωση Doppler (B_D) - λόγω της σχετικής κίνησης του κινητού τερματικού και του σταθμού βάσης παρατηρείται ολίσθηση συχνότητας του λαμβανόμενου σήματος, η λεγόμενη ολίσθηση Doppler (f_d), η οποία είναι ευθέως ανάλογη προς την ταχύτητα και την κατεύθυνση του κινητού σε σχέση με την κατεύθυνση άφιξης του σήματος. Η f_d προκαλεί φασματική διεύρυνση, καθώς κατά τη μετάδοση φέροντος συχνότητας f_c το φάσμα του λαμβανόμενου σήματος (φάσμα Doppler) θα περιέχει φασματικές συνιστώσες στην περιοχή

μεταξύ $f_c - f_d$ και $f_c + f_d$. Μέτρο της διεύρυνσης του φάσματος είναι η εξάπλωση Doppler.

iv) ο χρόνος συνοχής (C_T) - είναι ο αντίστοιχος προς την εξάπλωση Doppler όρος στο πεδίο του χρόνου και είναι αντιστρόφως ανάλογος προς τη μέγιστη ολίσθηση Doppler. Αποτελεί ένα στατιστικό μέτρο του χρονικού διαστήματος, κατά το οποίο η κρουστική απόκριση του διαύλου παραμένει ουσιαστικά αμετάβλητη, δηλαδή δύο λαμβανόμενα σήματα έχουν μεγάλη δυνατότητα να εμφανίζουν συσχέτιση πλάτους.

Ενώ η εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης και το εύρος ζώνης συνοχής περιγράφουν την ιδιότητα του ραδιοδιαύλου να εμφανίζει χρονική διασπορά και δίνουν την εικόνα του στο πεδίο της συχνότητας, η εξάπλωση Doppler και ο χρόνος συνοχής είναι παράμετροι που περιγράφουν τη χρονικά μεταβαλλόμενη φύση του διαύλου.

Ανάλογα με τη σχέση μεταξύ των παραμέτρων του σήματος (εύρος ζώνης, περίοδος συμβόλου κλπ) και των παραμέτρων του καναλιού (rms τιμή χρονικής εξάπλωσης και εξάπλωση Doppler) διαφορετικά μεταδιδόμενα σήματα υφίστανται διαφορετικά είδη διαλείψεων. Υπάρχουν δύο ανεξάρτητοι μεταξύ τους μηχανισμοί, της διασποράς χρόνου και της διασποράς συχνότητας.

Εξαιτίας της διασποράς χρόνου λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης το σήμα υφίσταται είτε επίπεδες διαλείψεις είτε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα [6]. Στην πρώτη περίπτωση το αντίστροφο του εύρους ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος είναι πολύ μεγαλύτερο από την εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης του διαύλου ή ισοδύναμα το εύρος ζώνης του διαμορφωμένου σήματος είναι πολύ μικρότερο του εύρους ζώνης συνοχής. Τέτοιοι δίαυλοι χαρακτηρίζονται ως δίαυλοι

στενού εύρους ζώνης και η δομή τους εξασφαλίζει τη διατήρηση των φασματικών χαρακτηριστικών του μεταδιδόμενου σήματος στο δέκτη. Αντίθετα, όταν ο δίαυλος εισάγει σταθερό κέρδος και γραμμική απόκριση φάσης σε εύρος ζώνης που είναι μικρότερο από αυτό του μεταδιδόμενου σήματος, ο δίαυλος χαρακτηρίζεται ως ευρείας ζώνης και οι διαλείψεις αναφέρονται ως επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα. Με άλλα λόγια, εάν η εξάπλωση χρονοκαθυστερήσης είναι μεγαλύτερη από τη διάρκεια συμβόλου, στο λαμβανόμενο σήμα περιέχονται πολλαπλές εκδοχές της προς μετάδοση κυματομορφής με διαφορετικές εξασθενίσεις και καθυστερήσεις, με αποτέλεσμα αυτό να παραμορφώνεται.

Με βάση τη σχέση της αλλαγής του μεταδιδόμενου σήματος με το ρυθμό μεταβολής του διαύλου, γίνεται διάκριση των διαλείψεων σε αργές και ταχείες [6]. Σε ένα δίαυλο με ταχείες διαλείψεις ο χρόνος συνοχής είναι μικρότερος από την περίοδο συμβόλου ή ισοδύναμα παρατηρείται παραμόρφωση του σήματος στη λήψη εξαιτίας της μεγαλύτερης από το εύρος ζώνης εξάπλωσης Doppler. Αντιθέτως, ένας δίαυλος μπορεί να θεωρηθεί στατικός όταν η κρουστική του απόκριση μεταβάλλεται με ρυθμό πολύ μικρότερο από το ρυθμό μεταβολής του σήματος. Στο πεδίο της συχνότητας αυτό εκφράζεται από εύρος ζώνης του σήματος πολύ μεγαλύτερο της εξάπλωσης Doppler.

1.3.4 Μοντελοποίηση ραδιοδιαύλου

Στη διάρκεια των χρόνων έχουν αναπτυχθεί πολλά μοντέλα για την περιγραφή του ραδιοδιαύλου, ποιοτικά αλλά και ποσοτικά, προκειμένου να εκφραστεί η εξάρτηση των μεταβολών στο σήμα από διάφορες παραμέτρους (συχνότητα, περιβάλλον, τύπος κεραιών, κίνηση και ταχύτητα των δεκτών, εύρος ζώνης

του εκπεμπόμενου σήματος). Συγκεκριμένα τα μοντέλα διακρίνονται σε: i) εμπειρικά, τα οποία προκύπτουν από προσαρμογές σε δεδομένα μετρήσεων και δίνουν την εξασθένιση του σήματος σε διάφορους τύπους περιβάλλοντος, στηριζόμενα σε πειραματικές μετρήσεις, ii) στατιστικά, τα οποία στηρίζονται σε συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας, όπως η Rayleigh και η Rician, iii) αναλυτικά, τα οποία βασίζονται σε γεωμετρικά χαρακτηριστικά καθώς και στη θεωρία ηλεκτρομαγνητικής διάδοσης, με σκοπό τη μελέτη των επιπτώσεων που προκαλούν οι σκεδαστές στο λαμβανόμενο σήμα [1]. Η εκάστοτε εφαρμογή είναι αυτή που καθορίζει την επιλογή του καταλληλότερου μοντέλου λαμβάνοντας υπ' όψιν τα χαρακτηριστικά του καθενός. Τα εμπειρικά μοντέλα δίνουν μεν την εξάρτηση από σημαντικές παραμέτρους, χωρίς όμως οποιαδήποτε ένδειξη για το φυσικό υπόβαθρο της διάδοσης. Στα στατιστικά μοντέλα οι παραδοχές που υιοθετούνται απλοποιούν τις συνθήκες διάδοσης, ενώ τα αναλυτικά προσφέρουν μια ντετερμινιστική εκτίμηση υπό ορισμένες γεωμετρικές συνθήκες.

1.4 Επεξεργασία ψηφιακού σήματος

1.4.1 Γενικά χαρακτηριστικά

Τα σήματα ψηφιακής μορφής, δηλαδή εκείνα που δημιουργούνται από ακολουθίες δυαδικών ψηφίων, είναι τα πλέον διαδεδομένα στα σύγχρονα συστήματα επικοινωνιών. Ο πομπός δημιουργεί το προς εκπομπή σήμα, διαμορφώνοντας το υψίσυχνο φέρον με την ακολουθία των ψηφίων πληροφορίας, ενώ ο δέκτης αποδιαμορφώνει το λαμβανόμενο σήμα με στόχο την αξιόπιστη αναπαραγωγή της αρχικής ακολουθίας ψηφίων

πληροφορίας. Η διαφορά των αναλογικών επικοινωνιών με τις ψηφιακές έγκειται στο ότι στις μεν στόχος είναι η πιστή αναπαραγωγή του αναλογικού σήματος στο δέκτη, ενώ στις δε είναι η ορθή απόφαση για τα ψηφία πληροφορίας, από τα οποία αποτελείται το ψηφιακό σήμα. Συνεπώς προκύπτουν σημαντικά πλεονεκτήματα υπέρ των ψηφιακών επικοινωνιών, όπως :

- Υψηλή αξιοπιστία, ευστάθεια και προσαρμογή στη διαρκή εξέλιξη της τεχνολογίας των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων
- Αυξημένη ανοσία στο θόρυβο
- Ευελιξία στην ικανοποίηση των προδιαγραφών μιας ζεύξης λόγω καλύτερης αξιοποίησης των τηλεπικοινωνιακών πόρων που διαθέτει ένα σύστημα, καθώς επιτρέπεται η εφαρμογή διαφορετικών επιπέδων ποιότητας υπηρεσίας φωνής και δεδομένων
- Ευκολία πολύπλεξης και σηματοδοσίας
- Κωδικοποίηση για διόρθωση λαθών και κρυπτογράφηση για την ασφάλεια των επικοινωνιών
- Αρθρωτή υλοποίηση που συντελεί στην ελάττωση του κόστους κατασκευής και τη δυνατότητα αναβάθμισης και ενσωμάτωσης νέων υπηρεσιών

Ωστόσο η ψηφιακή μετάδοση συνεπάγεται αυξημένη πολυπλοκότητα αλγορίθμου, διαδικασιών ελέγχου και πρωτοκόλλων, ανάγκη για συγχρονισμό, κόστος αντικατάστασης των υπάρχοντων αναλογικών συστημάτων και συχνά υποβαθμισμένη ποιότητα φωνής.

1.4.2 Ψηφιακή διαμόρφωση

Όσον αφορά στην ψηφιακή διαμόρφωση, οι βασικές αρχές είναι οι ίδιες με αυτές της αναλογικής διαμόρφωσης, δηλαδή κάποια χαρακτηριστικά μιας ημιτονοειδούς φέρουσας μεταβάλλονται σύμφωνα με τα προς μετάδοση δεδομένα. Σε αντιστοιχία προς τα τρία είδη αναλογικής διαμόρφωσης (εύρους, συχνότητας και φάσης) υπάρχουν τρεις βασικές μέθοδοι ψηφιακής διαμόρφωσης [7][8]:

i) Διαμόρφωση εύρους (Amplitude Shift Keying - ASK)

Μία ταλάντωση σταθερής συχνότητας και αρχικής φάσης διαμορφώνεται κατά εύρος, δίνοντας στοιχειώδεις παλμούς σε μονοδιάστατο χώρο. Το σήμα που αποστέλλεται στο δίαυλο είναι της μορφής $c(t) = Am(t)\cos(\omega_c t + \psi)$, όπου $m(t)$ είναι 1 (0) όταν το αποστελλόμενο ψηφίο είναι 1 (0). Η απόφαση για την αποκωδικοποίηση των ψηφίων λαμβάνεται σύμφωνα με το κριτήριο $\{d > 0 - \text{ελήφθη το ψηφίο } 1, d < 0 - \text{ελήφθη το ψηφίο } 0\}$ με πιθανότητα λάθους $P_e = \text{erfc}(E/n_0)$, όπου E η ενέργεια ψηφίου και n_0 η μονόπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου στην είσοδο του αποκωδικοποιητή.

ii) Διαμόρφωση συχνότητας (Frequency Shift Keying - FSK)

Τα ψηφιακά δεδομένα κωδικοποιούνται σε τμήματα ημιτονοειδών σημάτων χρονικού εύρους και διαφορετικών συχνοτήτων. Το σήμα που αποστέλλεται στο δίαυλο είναι της μορφής $\{c(t) = A\cos((\omega_c + \Delta\omega)t + \psi)$, όταν το αποστελλόμενο ψηφίο είναι 1 και $c(t) = A\cos((\omega_c - \Delta\omega)t + \psi)$, όταν το αποστελλόμενο ψηφίο είναι 0}. Η απόφαση για την αποκωδικοποίηση των ψηφίων, η οποία μπορεί να γίνει με χρήση προσαρμοσμένου φίλτρου, σύμφωνου και μη σύμφωνου αποκωδικοποιητή, λαμβάνεται σύμφωνα με το κριτήριο $\{d > 0 - \text{εστάλη ψηφίο } 1,$

$d < 0$ - εστάλη ψηφίο 0} με πιθανότητα λάθους $P_e = \text{erfc}((E/n_0)^{1/2})$.

iii) Διαμόρφωση φάσης (Phase Shift Keying - PSK)

Τα ψηφιακά δεδομένα κωδικοποιούνται σε τμήματα ημιτονοειδών σημάτων χρονικού εύρους, ίδιας συχνότητας και διαφορετικής αρχικής φάσης. Το σήμα που αποστέλλεται στο δίαυλο είναι της μορφής $c(t) = A \cos(\omega_c t + \psi + (1 - m(t))\pi/2)$, όπου $m(t) = 1$ (-1) όταν το αποστελλόμενο ψηφίο είναι 1 (0). Η απόφαση για την αποκωδικοποίηση των ψηφίων λαμβάνεται σύμφωνα με το κριτήριο { $d > 0$ - ελήφθη το ψηφίο 1, $d < 0$ - ελήφθη το ψηφίο 0} με πιθανότητα λάθους $P_e = \text{erfc}((2E/n_0)^{1/2})$, όταν αποφεύγεται το σφάλμα φάσης κατά την αναπαραγωγή του φέροντος στο δέκτη και $P_e = \text{erfc}((2E/n_0)^{1/2} \cos \psi_\epsilon)$, όταν υπάρχει σφάλμα φάσης ψ_ϵ .

iv) Εγκάρσια διαμόρφωση εύρους (Quadrature Amplitude Modulation - QAM)

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

Σε όλες τις περιπτώσεις κωδικοποιούνται v δυαδικά ψηφία από $M=2^v$ διαφορετικά σημεία που σχηματίζουν ένα σηματικό αστερισμό. Χαρακτηριστικά παραδείγματα των μεθόδων αποτελούν η BPSK για $v=1$, η QPSK για $v=2$, η 16QAM για $v=4$ και η 64QAM για $v=8$.

1.4.3 Πολύπλεξη

Με τον όρο πολύπλεξη περιγράφεται ο συνδυασμός πολλών ψηφιακών σημάτων για το σχηματισμό ενός σήματος με μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Η τεχνική αυτή επιτρέπει σε πολλούς χρήστες να χρησιμοποιούν τον τηλεπικοινωνιακό δίαυλο ταυτοχρόνως με στόχο την καλύτερη εκμετάλλευση των δυνατοτήτων του.

Ένα είδος πολύπλεξης αποτελεί η *πολύπλεξη με διαίρεση χρόνου (Time Division Multiplexing - TDM)*, όπου ανά ορισμένα χρονικά διαστήματα διάρκειας T λαμβάνονται δείγματα διάρκειας t και μεταδίδονται μέσω του διαύλου με συγκεκριμένη χρονική αλληλουχία, δημιουργώντας μη επικαλυπτόμενες χρονικές θυρίδες [4]. Κάθε σήμα, λοιπόν, καταλαμβάνει το δίαυλο για κλάσμα t/T του συνολικού χρόνου, ενώ είναι πιθανόν ο δίαυλος να παραμένει αδρανής για κάποιο χρονικό ποσοστό. Κατά την πολύπλεξη των ψηφιακών σημάτων λαμβάνονται υπ' όψιν οι ενδεχόμενες διαφορές στο ρυθμό μετάδοσης των πηγών πληροφορίας, ενώ απαιτείται ο ακριβής συγχρονισμός μεταξύ πομπού και δέκτη, ώστε στο δέκτη να επιτυγχάνεται η διοχέτευση των διαδοχικά λαμβανομένων δειγμάτων στον κατάλληλο προορισμό. Ένα επιπλέον σημαντικό πρόβλημα της πολύπλεξης TDM αποτελεί η διασυμβολική παρεμβολή, η οποία μπορεί να δημιουργηθεί από τη χρονική επικάλυψη των δειγμάτων. Η απαίτηση για συγχρονισμό ικανοποιείται με τη χρήση πολύπλοκων ψηφιακών κυκλωμάτων και η διασυμβολική παρεμβολή αντιμετωπίζεται με κατάλληλη σχεδίαση των χρησιμοποιούμενων φίλτρων.

Στην περίπτωση της *πολύπλεξης με διαίρεση συχνότητας (Frequency Division Multiplexing - FDM)* κάθε ένα από τα μεταδιδόμενα σήματα μετατοπίζεται φασματικά καθώς η φέρουσα συχνότητά του επιλέγεται έτσι, ώστε να καταλάβει μια ζώνη

μεταξύ διαδοχικών και μη επικαλυπτόμενων ζωνών του διατιθέμενου φάσματος [4]. Από το άθροισμα των επιμέρους σημάτων προκύπτει ένα σύνθετο σήμα με πολύ μεγαλύτερο εύρος ζώνης, το οποίο διαμορφώνεται με κάποιον από τους συνήθεις τρόπους, αφήνοντας όμως ενδεχομένως κάποιες διαθέσιμες ζώνες συχνοτήτων αχρησιμοποίητες. Ως βασικό πρόβλημα της πολύπλεξης FDM αναφέρεται η έκθεση σε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα αλλά και η ανάγκη χρησιμοποίησης ενισχυτών με βαθμιαία ενίσχυση, η οποία οφείλεται στη μεγάλη φασματική διεύρυνση.

1.4.4 Πολλαπλή προσπέλαση

Σύμφωνα με ένα θεμελιώδες αποτέλεσμα της θεωρίας των τηλεπικοινωνιών διαφορετικοί χρήστες μπορούν να μοιράζονται το ίδιο μέσο μετάδοσης, όταν τα σήματά τους είναι ορθογώνια μεταξύ τους, δηλαδή η ετεροσυσχέτισή τους είναι μηδενική. Σε εφαρμογές όπου απαιτείται συνεχής μετάδοση, όπως στη φωνή και το video, το εύρος ζώνης κατανέμεται με συστηματική και αποτελεσματική απόδοση αποκλειστικών διαύλων σε πολλαπλούς χρήστες, διαδικασία που ονομάζεται πολλαπλή προσπέλαση [1]. Στις κινητές επικοινωνίες ορισμένα είδη πολλαπλής προσπέλασης χρησιμοποιούνται για την αντιμετώπιση του φαινομένου των διαλείψεων εξαιτίας της πολύοδης διάδοσης. Η διαίρεση του εύρους ζώνης κατά την απόδοση των διαύλων μπορεί να είναι συχνότητας (*Frequency Division Multiplex Access - FDMA*), χρόνου (*Time Division Multiplex Access - TDMA*), κώδικα (*Code Division Multiplex Access - CDMA*), χώρου (*Space Division Multiplex Access - SDMA*) ή υβριδικοί συνδυασμοί αυτών [1][4].

Σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα που λειτουργούν με FDMA από κάθε χρήστη εκπέμπονται ένα ή περισσότερα σήματα σε

διαφορετικές φέρουσες συχνότητες, κάθε ένα από τα οποία διαχωρίζεται από τα γειτονικά του από μια στενή ζώνη συχνοτήτων προς αποφυγή παρεμβολών. Ο χρήστης, αφού λάβει και επεξεργαστεί όλα τα σήματα, επιλέγει εκείνο που προορίζεται για τον ίδιο και στη συνέχεια τα επανεκπέμπει. Στην πολλαπλή προσπέλαση FDMA χρησιμοποιείται διαμόρφωση PSK ή QPSK καθώς και ένας ενισχυτής ισχύος για το συνολικό σήμα, που λειτουργεί στη μη γραμμική περιοχή και δημιουργεί συνεπώς παρεμβολές λόγω ενδοδιαμόρφωσης.

Στην τεχνική TDMA κάθε εξυπηρετούμενος από το τηλεπικοινωνιακό σύστημα χρήστης επιτρέπεται να εκπέμπει μόνος του για κάποιο περιορισμένο χρονικό διάστημα, που επαναλαμβάνεται με περίοδο ένα χρονικό πλαίσιο. Ολόκληρο το εύρος ζώνης συχνοτήτων του συστήματος διατίθεται στο χρήστη κατά τη διάρκεια της εκπομπής του, γεγονός που καθιστά το συγχρονισμό των περιοδικών εκπομπών από τους διάφορους χρήστες ιδιαίτερα σημαντικό, ώστε να αποφεύγεται η χρονική επικάλυψη των εκπεμπόμενων σημάτων. Με την εφαρμογή κατάλληλων διατάξεων ο χρήστης μπορεί να απομονώσει από το σύνολο όλων των διαδοχικών σημάτων αυτά που προορίζονται για αυτόν. Ο τύπος διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται στην πολλαπλή προσπέλαση TDMA είναι PSK ή QPSK.

Σύμφωνα με την τεχνική CDMA ένας συγκεκριμένος και μοναδικά αναγνωρίσιμος κώδικας διατίθεται σε κάθε χρήστη έτσι, ώστε να διαπλάτνεται φασματικά το σήμα του σε ένα πολύ μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Πραγματοποιείται, λοιπόν, ταυτόχρονη εκμετάλλευση του τηλεπικοινωνιακού διαύλου από όλους τους χρήστες χωρίς διαχωρισμούς συχνότητας ή χρόνου, εφόσον οι κώδικες επιτρέπουν τον πλήρη διαχωρισμό και την αποκωδικοποίηση των σημάτων.

Σε ένα σύστημα, όπου εφαρμόζεται η τεχνική SDMA γίνεται χρήση έξυπνων κεραιών, που εξασφαλίζουν το χωρικό

διαχωρισμό των χρηστών από τους σταθμούς βάσης, καθιστώντας έτσι δυνατή τη χρήση των ίδιων πόρων του συστήματος για τους χρήστες αυτούς. Οι έξυπνες προσαρμοστικές κεραίες ελέγχουν ουσιαστικά την ακτινοβολούμενη ηλεκτρομαγνητική ενέργεια για κάθε χρήστη στην περιοχή κάλυψης και ανάλογα εφαρμόζεται κάποια από τις προηγούμενες τεχνικές.

Παρόλο που η τεχνική FDMA είχε επικρατήσει για αρκετά χρόνια, η τεχνική TDMA βρίσκει πλέον ευρύτερη εφαρμογή χάρη στα πολλά συγκριτικά πλεονεκτήματά της, βασικότερο των οποίων είναι η αποφυγή των παρεμβολών λόγω ενδοδιαμόρφωσης, όταν οι ενισχυτές λειτουργούν στη μη γραμμική περιοχή, εξαιτίας της ύπαρξης ενός μόνο φέροντος. Παράλληλα, ενώ στην FDMA γίνεται σπατάλη του φάσματος προκειμένου να εξασφαλιστεί η επαρκής απομόνωση μεταξύ των χρηστών, η TDMA εν μέρει ξεπερνά το πρόβλημα αυτό, συνδυάζοντας πολλούς χρήστες με χαμηλό ρυθμό δεδομένων σε ένα μόνο κανάλι με εύρος ζώνης τέτοιο, ώστε να επιτυγχάνεται καλύτερη φασματική απόδοση. Εν τούτοις κάθε τέτοιο κανάλι έχει συνολικά υψηλό ρυθμό συμβόλου, γεγονός που οδηγεί σε προβλήματα διασυμβολικής παρεμβολής λόγω της διασποράς καθυστέρησης [9]. Σε γενικές γραμμές η TDMA θεωρείται ιδανικότερη για τις ψηφιακές τηλεπικοινωνίες, αφού επιτρέπει την αποθήκευση, τη μετατροπή του ρυθμού μετάδοσης και την ψηφιακή επεξεργασία των σημάτων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΤΟΥ OFDM

2.1 Γενικά

Η Ορθογωνική Πολυπλεξία με Διαίρεση Συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM) είναι μία τεχνική μετάδοσης πολλαπλών φερόντων του φυσικού στρώματος ιδιαίτερα κατάλληλη για μετάδοση υψηλού ρυθμού δεδομένων σε περιβάλλοντα με διασπορά καθυστέρησης. Σε αυτό το σχήμα διαμόρφωσης μία συμβολοακολουθία υψηλού ρυθμού χωρίζεται σε πολλές χαμηλότερου ρυθμού που διαμορφώνουν τα φέροντα, στα οποία είναι χωρισμένο το φάσμα (subcarriers), και μεταδίδονται παράλληλα σε στενού εύρους κανάλια. Έτσι, ο χρόνος συμβόλου σε κάθε subcarrier μεγαλώνει κατά τον αριθμό των φερόντων, με αποτέλεσμα την αυξημένη ανθεκτικότητα σε διασπορά καθυστέρησης λόγω της πολύοδης διάδοσης [10][11].

Τις βάσεις για την ανάπτυξη του OFDM έθεσε η εισαγωγή της τεχνικής FDM για επικοινωνίες δεδομένων στα τέλη της δεκαετίας του 1950. Ο Chang ήταν ο πρώτος που το 1966 δημοσίευσε τη δομή του OFDM, σύμφωνα με την αρχή της χρησιμοποίησης ορθογώνιων επικαλυπτόμενων πολυτονικών σημάτων για επικοινωνίες δεδομένων. Για την εύκολη υλοποίηση της παραγωγής και λήψης των OFDM σημάτων προτάθηκε από τον Weinstein το 1971 η χρήση του Διακριτού Μετασχηματισμού Fourier (DFT), ενώ το 1985 ο Cimini θεώρησε το OFDM κατάλληλο για τις ασύρματες επικοινωνίες. Ωστόσο,

μόλις στις αρχές του 1990 κατέστησαν οι τεχνολογικές εξελίξεις δυνατή την πρόταση αυτή. Σήμερα, το OFDM βρίσκει εφαρμογή στις τεχνολογίες DAB (Digital Audio Broadcasting) και DVB (Digital Video Broadcasting) και σε ασύρματα τοπικά δίκτυα (Wireless Local Area Networks - Wlans).

2.2 Ορθογωνιότητα

Η ορθογωνιότητα μεταξύ σημάτων ισχύει όταν αυτά είναι αμοιβαία ανεξάρτητα και εξασφαλίζει τη μετάδοση πολλαπλών σημάτων σε ένα κοινό κανάλι και την ανίχνευσή τους χωρίς παρεμβολές. Τυχόν απώλειά της οδηγεί σε ανεπιθύμητη μίξη των σημάτων και συνεπώς σε υποβιβασμό της ποιότητας του συστήματος, γεγονός που την καθιστά βασική επιδίωξη σε κάθε τεχνική μετάδοσης. Η TDM διατηρεί από τη φύση της την ορθογωνιότητα, αφού επιτρέπει σε κάθε χρονική σχισμή τη μετάδοση από μία μόνο πηγή πληροφορίας. Από την άλλη, οι FDM τεχνικές επιτυγχάνουν την ορθογωνιότητα με το να αφήνουν μεγάλα διαστήματα ασφαλείας μεταξύ των καναλιών.

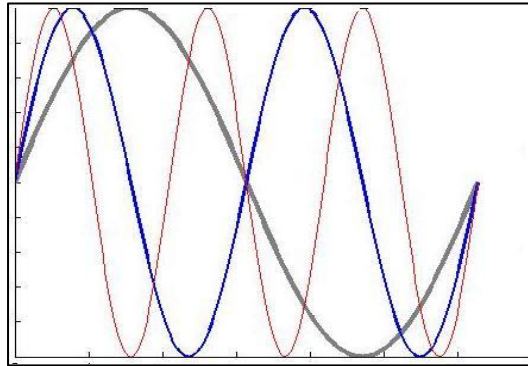
Η διαφοροποίηση του OFDM έγκειται στο ότι τα subcarriers κάθε σήματος τοποθετούνται έχοντας τη μικρότερη θεωρητικά δυνατή απόσταση μεταξύ τους -γεγονός που συντελεί στην αποδοτικότερη αξιοποίηση του φάσματος- ενώ ταυτόχρονα διατηρείται η ορθογωνιότητα. Για να επιτευχθεί αυτό όμως, πρέπει να πληρούνται οι παρακάτω προϋποθέσεις [10]:

- i) Κάθε subcarrier να έχει ακέραιο αριθμό περιόδων (κύκλων) στη διάρκεια συμβόλου T_s και ο αριθμός των κύκλων μεταξύ γειτονικών subcarriers να διαφέρει ακρίβως κατά ένα

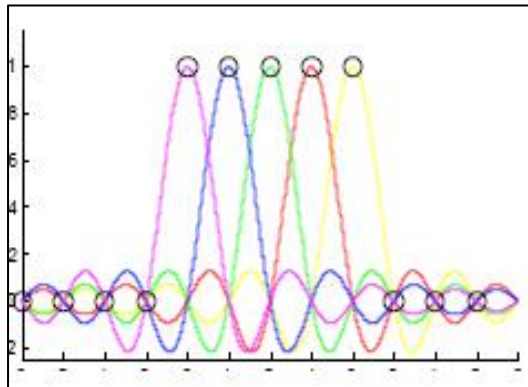
- ii) Το μέγιστο στο φάσμα του κάθε subcarrier να συμπίπτει με τα φασματικά μηδενικά των υπολοίπων

Πιο αναλυτικά, κάθε OFDM σύμβολο αποτελείται από ένα σύνολο ημιτόνων, κάθε ένα από τα οποία αντιστοιχεί σε ένα subcarrier, του οποίου η συχνότητα βασικής ζώνης επιλέγεται έτσι, ώστε να είναι ακέραιο πολλαπλάσιο του αντιστρόφου της διάρκειας συμβόλου ($f_n = n/T_s$) [11]. Με αυτόν τον τρόπο εξασφαλίζεται για κάθε subcarrier ο ακέραιος αριθμός περιόδων στο διάστημα T_s , ο οποίος αυξάνεται σύμφωνα με τον n . Αντίστοιχα, στο πεδίο της συχνότητας, το φάσμα ενός συμβόλου είναι η συνέλιξη Dirac παλμών τοποθετημένων στις θέσεις f_n με το φάσμα ενός τετραγωνικού παλμού [10], που είναι ένα στη διάρκεια συμβόλου και μηδέν αλλού. Ως γνωστό το φάσμα τετραγωνικού παλμού είναι η συνάρτηση $\text{sinc}(n\pi T_s)$, που είναι μηδενική στις συχνότητες f_n , γεγονός που εξηγεί την εμφάνιση του μεγίστου κάθε φάσματος στις θέσεις μηδενισμού όλων των υπολοίπων. Πρέπει να σημειωθεί ωστόσο, ότι για την ικανοποίηση των δύο προϋποθέσεων της ορθογωνιότητας τόσο το πλάτος όσο και η φάση των subcarriers πρέπει να παραμένουν συνεχή στη διάρκεια συμβόλου. Σε διαφορετική περίπτωση το σχήμα του φάσματός τους δε θα έχει την επιθυμητή μορφή και κατ'επέκτασιν τα μηδενικά δε θα βρίσκονται στις σωστές συχνότητες προκαλώντας ICI (Intercarrier Interference). Όσο διατηρείται η ορθογωνιότητα λοιπόν, ο δέκτης δεν αντιμετωπίζει πρόβλημα στο να αποδιαμορφώσει κάθε ένα από τα subcarriers χωρίς παρεμβολή από τα υπόλοιπα, παρά τη φασματική τους επικάλυψη, εφόσον χρησιμοποιούνται τα σημεία μεγιστοποίησης.

Τα προαναφερθέντα απεικονίζονται, τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και της συχνότητας, στα ακόλουθα σχήματα :



Σχήμα 2.1 : Παράδειγμα τριών subcarriers εντός ενός OFDM συμβόλου.

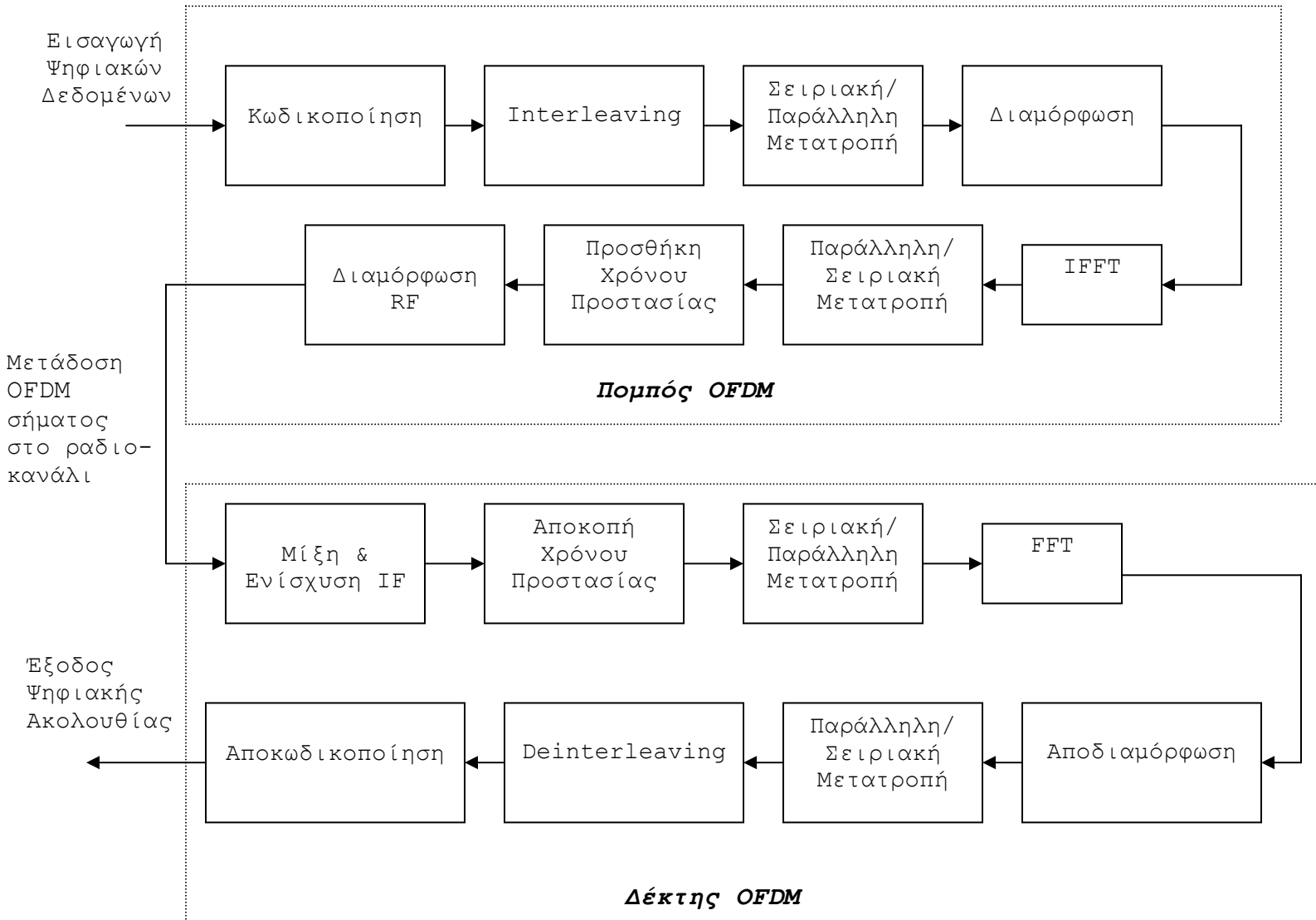


Σχήμα 2.2 : Φάσμα των ατομικών subcarriers.

2.3 Παραγωγή και λήψη σημάτων OFDM

Τα σήματα OFDM παράγονται ως επί το πλείστον ψηφιακά, εξαιτίας της πολυπλοκότητας που θα εισήγαγε η τοποθέτηση πολλαπλών τοπικών ταλαντωτών στην αναλογική τεχνολογία. Αρχικά επιλέγεται το απαιτούμενο φάσμα με βάση την

πληροφορία και το χρησιμοποιούμενο σχήμα διαμόρφωσης, ενώ σε κάθε subcarrier ανατίθενται κάποια δεδομένα προς μετάδοση. Το πλάτος και η φάση που αντιστοιχούν σε κάθε subcarrier υπολογίζονται από τον τύπο διαμόρφωσης και στη συνέχεια το φάσμα μετατρέπεται στο πεδίο του χρόνου μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier (IFFT). Της μετάδοσης προηγείται η μίξη του παραγόμενου σήματος βασικής ζώνης με κατάλληλη συχνότητα. Στο δέκτη πραγματοποιείται η αντίστροφη διαδικασία, ο υποβιβασμός δηλαδή στη βασική ζώνη συχνοτήτων και η ανάλυση του σήματος στο πεδίο της συχνότητας μέσω του μετασχηματισμού Fourier (FFT) με στόχο την τελική αναπαραγωγή του ψηφιακού σήματος. Στο διάγραμμα που ακολουθεί παρουσιάζονται αναλυτικά τα στάδια επεξεργασίας του σήματος στον πομπό και στο δέκτη.



Σχήμα 2.3 : Μπλοκ διάγραμμα πομποδέκτη OFDM.

2.3.1 Κωδικοποίηση

Σε ένα κανάλι που υποφέρει από διαλείψεις εξαιτίας της πολυδιαδρομικής διάδοσης όλα τα subcarriers φθάνουν στο δέκτη με διαφορετικά πλάτη και μάλιστα κάποια από αυτά κινδυνεύουν να χαθούν τελείως λόγω βαθέων διαλείψεων. Παρόλο που η ανίχνευση των περισσότερων subcarriers είναι

δυνατή χωρίς λάθη, ο συνολικός ρυθμός λαθών ανά bit (Bit Error Rate - BER) κυριαρχείται από τα λίγα subcarriers με τα μικρότερα πλάτη, για τα οποία η πιθανότητα λάθους εκτιμάται ότι είναι 0.5 [10]. Για να αποφευχθεί το πρόβλημα αυτό εφαρμόζεται στο σύστημα κωδικοποίηση διόρθωσης λαθών έτσι, ώστε τα λάθη των αδύναμων subcarrier να διορθώνονται έως ένα βαθμό, ανάλογα με το είδος κωδικοποίησης και τη φύση του καναλιού. Μία ισχυρή κωδικοποίηση οδηγεί σε ένα σύστημα, όπου η απόδοση καθορίζεται από τη μέση λαμβανόμενη ισχύ και όχι από εκείνη των λίγων αδύναμων subcarrier.

Τα είδη των κωδίκων που χρησιμοποιούνται είναι οι κώδικες block, οι συνελικτικοί κώδικες και ο συνδυασμός αυτών. Στην πρώτη κατηγορία, μια ομάδα k συμβόλων κωδικοποιείται, με την προσθήκη επιπλέον συμβόλων, σε n σύμβολα ($n > k$) με στόχο την αύξηση της ελάχιστης απόστασης Hamming, δηλαδή του ελάχιστου αριθμού διαφορετικών συμβόλων ανάμεσα σε οποιοδήποτε ζευγάρι κωδικών λέξεων. Οι πιο διαδεδομένοι κώδικες block είναι οι κώδικες Reed-Solomon, οι οποίοι ενδείκνυνται για κανάλια με ριπές λαθών, όπως μια OFDM ζεύξη, και μπορούν να διορθώσουν ένα συγκεκριμένο αριθμό λανθασμένων bit, όσο όμως αυτά βρίσκονται εντός ορισμένου αριθμού συμβόλων. Οι συνελικτικοί κώδικες αντιστοιχούν μέσω συνέλιξης k ψηφία μιας συνεχόμενης ακολουθίας σε n ψηφία εξόδου και υλοποιούνται με απλούς καταχωρητές ολίσθησης και modulo-2 αθροιστές. Μέτρο της απόδοσής τους αποτελεί το κέρδος κωδικοποίησης, που ορίζεται ως το κέρδος στο λόγο πυκνότητας της ενέργειας ψηφίου προς το θόρυβο (E_b/N_o) σε σχέση με ένα μη κωδικοποιημένο σύστημα για συγκεκριμένο BER. Παράλληλα υπάρχει η δυνατότητα συνδυασμού των δύο ειδών κωδικοποίησης, βασικό πλεονέκτημα του οποίου είναι η επίτευξη μεγάλου κέρδους κωδικοποίησης με μικρότερη

πολυπλοκότητα υλοποίησης. Συγκριτικά όμως με ένα σύστημα απλού κώδικα παρουσιάζεται μεγαλύτερη καθυστέρηση που επιδρά ιδιαίτερα αρνητικά στις επικοινωνίες πακέτου [10].

2.3.2 Interleaving

Οι περισσότεροι κώδικες διόρθωσης λαθών δεν είναι σχεδιασμένοι ώστε να αντιμετωπίζουν ριπές λαθών, αλλά αποδίδουν καλύτερα όταν τα λάθη είναι ομοιόμορφα κατανεμημένα στο σύνολο των φερουσών. Για το λόγο αυτό τα συστήματα υιοθετούν τη μέθοδο του interleaving στη σειριακή ακολουθία των bits με σκοπό την τυχαία εμφάνιση των λανθασμένων bits. Στον πομπό τα κωδικοποιημένα bits συνδυάζονται με τέτοιο τρόπο, που εξασφαλίζει ότι, μετά το interleaving, ανάμεσα σε γειτονικά bits παρεμβάλλονται αρκετά άλλα. Στο δέκτη πραγματοποιείται ο αντίστροφος συνδυασμός πριν την αποκωδικοποίηση για την ανάκτηση της αρχικής ακολουθίας με την ταυτόχρονη όμως διασπορά των λαθών στο χρόνο. Ένα ευρέως διαδεδομένο σχήμα interleaving είναι ο block interleaver [10], στον οποίο τα δεδομένα εισάγονται σε ένα πίνακα κατά στήλες και εξάγονται κατά γραμμές. Εν γένει το interleaving είναι δυνατό να πραγματοποιηθεί σε επίπεδο συμβόλου ή bit με block ή συνελικτικούς interleavers.

2.3.3 Μετατροπή από σειριακή σε παράλληλη μορφή

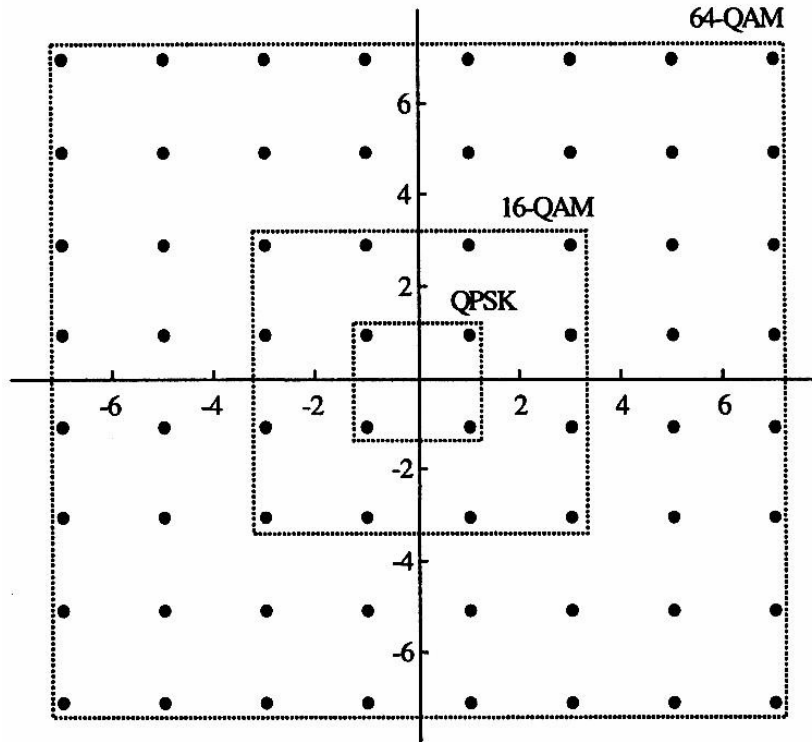
Σε γενικές γραμμές τα προς μετάδοση δεδομένα εισάγονται στον πομπό σε σειριακή μορφή με κάθε σύμβολο να φέρει 40 - 4,000 bits [2], γεγονός που καθιστά απαραίτητη τη μετατροπή των σειριακών δεδομένων σε παράλληλη μορφή. Ο αριθμός των bits ανά σύμβολο εξαρτάται από τον τύπο διαμόρφωσης και τον

αριθμό των subcarriers. Στο δέκτη γίνεται η αντίστροφη διαδικασία μετατροπής των δεδομένων στη σειριακή τους μορφή.

2.3.4 Σχήμα Διαμόρφωσης

Μετά την ανάθεση των bits σε κάθε φέρον στον πομπό, αυτά αντιστοιχίζονται με βάση το εκάστοτε σχήμα διαμόρφωσης σε συγκεκριμένο πλάτος και φάση του subcarrier, που απεικονίζονται από ένα μιγαδικό διάνυσμα με In-Phase και Quadrature-Phase συνιστώσες. Κατά τη μετάδοση προστίθενται στο σήμα θόρυβος και παρεμβολή κάθε είδους λόγω του περιβάλλοντος διάδοσης, με αποτέλεσμα τη διαστρέβλωση της εικόνας των ακριβών θέσεων των IQ διανυσμάτων. Έτσι, για να γίνει η αποδιαμόρφωση στο δέκτη, απαιτείται η εκτίμηση του πιο πιθανού αρχικά εκπεμπόμενου διανύσματος, δηλαδή εκείνου που βρίσκεται πιο κοντά στο λαμβανόμενο. Η διαδικασία αυτή παρουσιάζει λάθη όταν ο θόρυβος ξεπερνά το μισό της απόστασης μεταξύ των σημείων του αστερισμού, παραποιώντας το κριτήριο ορθής λήψης της απόφασης για το εκπεμπόμενο σήμα στο δέκτη.

Σε ένα σύστημα OFDM μπορεί να εφαρμοστεί μεγάλος αριθμός σχημάτων διαμόρφωσης, στα οποία συγκαταλέγονται η BPSK, η QPSK, η 16-QAM και η 64-QAM, των οποίων οι αστερισμοί φαίνονται στο ακόλουθο σχήμα.



Σχήμα 2.4 : Αστερισμοί QPSK, 16-QAM και 64-QAM.

Όπως γίνεται αντιληπτό από το σχήμα, η διαμόρφωση δεν είναι παρά η αντιστοίχιση μιας λέξης δεδομένων σε έναν πραγματικό (In-Phase) και ένα φανταστικό (Quadrature) αστερισμό [10]. Για παράδειγμα ο αστερισμός της διαμόρφωσης 64-QAM αποτελείται από 64 σημεία δομημένα έτσι, ώστε να σχηματίζουν τετράγωνο με οκτώ ισαπέχουσες στήλες στον πραγματικό άξονα και οκτώ ισαπέχουσες γραμμές στο φανταστικό. Ο αριθμός των bits που μπορούν να μεταδοθούν από ένα σύμβολο προκύπτει από τον τύπο $\log_2 M$ [2][7], όπου M ο αριθμός των σημείων στον αστερισμό, επομένως στην 64-QAM μεταδίδονται τέσσερα bits ανά σύμβολο.

Σε γενικές γραμμές η αύξηση του μεγέθους του αστερισμού δεν προκαλεί την αλλαγή του εύρους ζώνης μετάδοσης, επομένως ένα υψηλό σχήμα διαμόρφωσης επιτρέπει τη βελτιωμένη φασματική απόδοση. Συγκεκριμένα, η 64-QAM έχει

φασματική απόδοση 4b/s/Hz, ενώ η BPSK έχει μόλις 1b/s/Hz. Ωστόσο, ο μεγαλύτερος αριθμός σημείων στον αστερισμό δυσχεραίνει τη διαδικασία ανάκτησής τους στο δέκτη, καθώς συνεπάγεται ότι οι θέσεις των IQ διανυσμάτων βρίσκονται πιο κοντά μεταξύ τους, οπότε ακόμη και ελάχιστος θόρυβος προκαλεί λάθη κατά τη μετάδοση. Στο σύστημα λοιπόν ενυπάρχει η ανάγκη για συμβιβασμό μεταξύ της ανοχής στο θόρυβο και της αξιοποίησης του φάσματος από το σχήμα διαμόρφωσης, γεγονός που συνοψίζεται στη θεωρία πληροφορίας του Shannon [2]. Σύμφωνα με αυτή, η φασματική απόδοση S_E αποτελεί μέτρο των μεταφερόμενων ανά δευτερόλεπτο bits για κάθε Hz του εύρους ζώνης και δίνεται από τη σχέση :

$$S_E = C/W = \log_2(1+S/N)$$

όπου C η μέγιστη χωρητικότητα καναλιού με εύρος ζώνης W, το οποίο υπόκειται σε θόρυβο μέσης ισχύος N και S η ισχύς του σήματος.

2.3.5 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 συχνотικά κενά, για λόγους ασφαλείας [2]. Οι παράλληλες έξοδοι του IFFT μετατρέπονται σε σειριακή μορφή, εφόσον η μετέπειτα επεξεργασία τους το

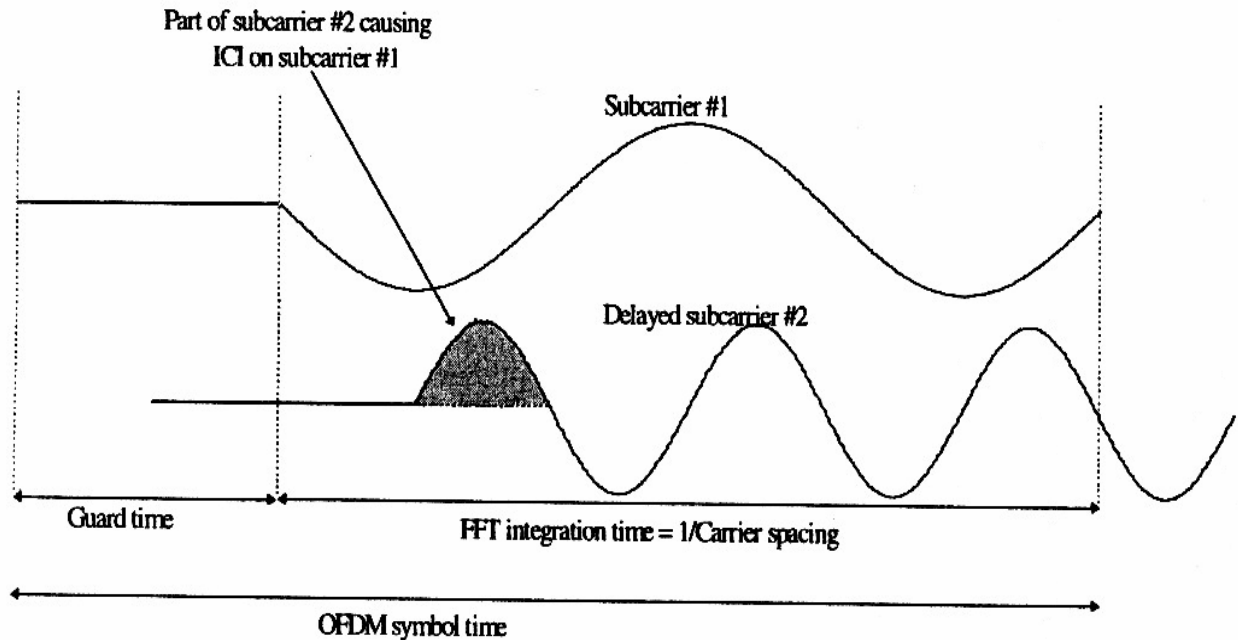
απαιτεί. Ο ευθύς μετασχηματισμός Fourier (Fast Fourier Transform – FFT) εφαρμόζεται στο δέκτη για την απεικόνιση του ληφθέντος στο πεδίο του χρόνου σήματος στο αντίστοιχο του συχνοτικό φάσμα, αφού προηγηθεί η μετατροπή του λαμβανόμενου σήματος σε παράλληλη μορφή, η δειγματοληψία του και η δημιουργία 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 [11].

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 [10], 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.

2.3.6 Χρόνος Προστασίας

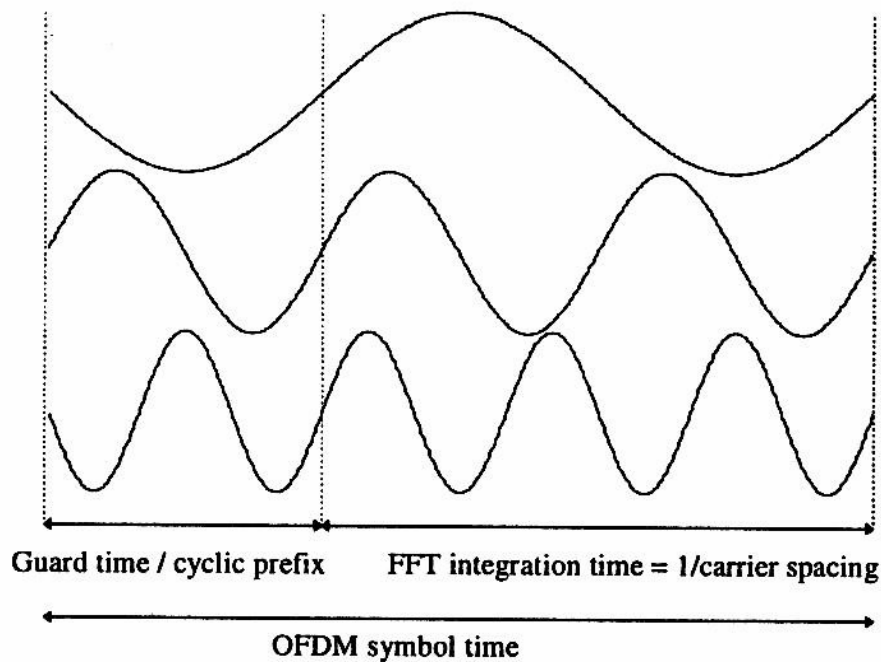
Είναι γνωστό ότι ένα από τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα του OFDM συστήματος είναι το υψηλό επίπεδο της ανθεκτικότητάς του σε διασπορά καθυστέρησης λόγω πολύοδης διάδοσης. Προκειμένου να αυξηθεί περαιτέρω η ανθεκτικότητα αυτή, προστίθεται στην αρχή κάθε συμβόλου ένας χρόνος προστασίας (Guard Interval - GI), ο οποίος μπορεί να αντιμετωπίσει αποτελεσματικά τη διασυμβολική παρεμβολή. Πρόκειται για μία κυκλική επέκταση του σήματος, που προστίθεται στην αρχή της κυματομορφής του, διαδικασία που λαμβάνει χώρα στον πομπό μετά το στάδιο του IFFT. Στο δέκτη το επιπλέον αυτό τμήμα αφαιρείται από κάθε σύμβολο πριν την εφαρμογή του FFT.

Αρχικά είχε προταθεί ο χρόνος προστασίας είτε να μη φέρει πληροφορία είτε να είναι ο μισός μηδενικός και ο υπόλοιπος κυκλική επέκταση του σήματος [10], κάτι που θα βοηθούσε πιθανώς στην ανάκτηση του συγχρονισμού μεταξύ των συμβόλων με απλή εφαρμογή φώρασης περιβάλλουσας. Το μειονέκτημα όμως της χρήσης μηδενικών διαστημάτων φύλαξης έγκειται στο ότι δεν προσφέρουν ανοχή σε πολυδιαδρομική διάδοση και εγείρουν το πρόβλημα της παρεμβολής μεταξύ των subcarriers (ICI), αφού χάνεται η ορθογωνιότητά τους, όπως φαίνεται και στο σχήμα που ακολουθεί. Στο συγκεκριμένο παράδειγμα ο δέκτης κατά την αποδιαμόρφωση του πρώτου subcarrier αντιμετωπίζει την παρεμβολή της καθυστερημένης έκδοσης του δεύτερου, καθώς εντός του διαστήματος του FFT η διαφορά των περιόδων των δύο subcarriers δεν είναι ακέραιος αριθμός. Ταυτόχρονα και το δεύτερο subcarrier υφίσταται την παρεμβολή του πρώτου για τον ίδιο λόγο.



Σχήμα 2.5 : Επίδραση της πολύοδης διάδοσης με μηδενικό σήμα ως χρόνο προστασίας.

Αντιθέτως, η καθιερωμένη μορφή του χρόνου προστασίας η οποία αφορά στην κυκλική επέκταση του σήματος (Cyclic Prefix - CP) είναι αυτή που εξασφαλίζει ότι οι καθυστερημένες εκδόσεις του OFDM συμβόλου θα έχουν πάντοτε ακέραιο αριθμό περιόδων στο διάστημα του FFT, αρκεί βέβαια η καθυστέρηση να είναι μικρότερη του χρόνου προστασίας. Πιο αναλυτικά, η τοποθέτηση ενός αντιγράφου από το τέλος στην αρχή του συμβόλου, επεκτείνει αποτελεσματικά το μήκος του δίχως ασυνέχειες στα σημεία ενώσεων, διατηρώντας ακέραιο τον αριθμό των περιόδων. Το ακόλουθο σχήμα απεικονίζει όσα προαναφέρθηκαν.



Σχήμα 2.6 : Σύμβολο OFDM με κυκλική επέκταση ως χρόνο προστασίας.

Με την εφαρμογή του CP το συνολικό μήκος του συμβόλου γίνεται $T_s = T_G + T_{\text{FFT}}$, όπου T_G η διάρκεια του χρόνου προστασίας και T_{FFT} το μέγεθος του IFFT για την παραγωγή του σήματος. Η επέκταση αυτή της διάρκειας συμβόλου συντελεί στην προστασία τόσο από διασυμβολική παρεμβολή όσο και από λάθη εξαιτίας του time-offset στο δέκτη [2].

Λόγω της διαμόρφωσης των subcarriers, στα όρια των συμβόλων εμφανίζονται απότομες αλλαγές του πλάτους και της φάσης. Σε πολυδιαδρομικά περιβάλλοντα, όμως, η διασυμβολική παρεμβολή (Intersymbol Interference - ISI) προκαλεί την εξάπλωση της ενέργειας μεταξύ των συμβόλων, με αποτέλεσμα την εμφάνιση προσωρινών αλλαγών στο πλάτος και τη φάση του subcarrier στην αρχή του συμβόλου, το μήκος των οποίων αντιστοιχεί στη διασπορά καθυστέρησης του ραδιοδιαύλου. Το παροδικό σήμα είναι αποτέλεσμα της χρονικής διαφοράς στην άφιξη των συνιστωσών κατά την πολύοδη διάδοση, που αλλάζουν

το αφικνυόμενο διάνυσμα του subcarrier. Αυτό που επιτυγχάνεται με την προσθήκη του GI είναι η διάθεση του απαραίτητου χρόνου για την εξασθένιση του προσωρινού τμήματος του σήματος έτσι, ώστε ως είσοδος του FFT να λαμβάνεται το ανεπηρέαστο τμήμα του σήματος. Με την προϋπόθεση επομένως ότι το διάστημα φύλαξης είναι μεγαλύτερο από την εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης, περιορίζεται μέχρι ενός σημείου η επίδραση του ISI, χωρίς όμως να είναι δυνατή η πλήρης αντιμετώπισή του, εξαιτίας της αργής εξασθένισης των πολυδιαδρομικών συνιστωσών στην πράξη.

Παράλληλα, η χρήση της κυκλικής επέκτασης του σήματος ενισχύει την ανοχή του συστήματος σε λάθη συγχρονισμού. Στο δέκτη λαμβάνονται $T_G + T_{FFT}$ δείγματα, από τα οποία όμως μόνο τα T_{FFT} απαιτούνται για την αποκωδικοποίηση του σήματος, καθώς το μέγεθος του μετασχηματισμού Fourier πρέπει να είναι το ίδιο σε πομπό και δέκτη σε ένα σύστημα OFDM με τον ίδιο ρυθμό δειγματοληψίας στις δύο ζεύξεις [2][11]. Σε ένα ιδανικό κανάλι δίχως πολυδιαδρομική διάδοση η λήψη των δειγμάτων που απαιτούνται για την εφαρμογή του FFT μπορεί να ξεκινήσει από οποιοδήποτε σημείο εντός του GI - χρόνος που ορίζεται ως time offset - χωρίς να διαταραχθεί ο αριθμός των δειγμάτων ή να ξεπεραστούν τα όρια του συμβόλου. Χάρη στην κυκλική φύση του GI η αλλαγή του time offset απλά επιφέρει μια ανάλογη της συχνότητας κάθε subcarrier στροφή φάσης, ενώ στην περίπτωση που το time offset διατηρείται σταθερό από σύμβολο σε σύμβολο, η προκαλούμενη στροφή φάσης μπορεί να απομακρυνθεί σε μετέπειτα στάδιο της επεξεργασίας του σήματος. Σε ένα πολυδιαδρομικό περιβάλλον το ISI μειώνει το ενεργό μήκος του χρόνου προστασίας, οδηγώντας σε αντίστοιχη μείωση του επιτρεπτού λάθους συγχρονισμού.

Από τα παραπάνω διαφαίνεται ότι η επίλογη του σωστού χρόνου προστασίας είναι κρίσιμη για την αποτελεσματική σχεδίαση μιας OFDM ζεύξης. Η παρουσία του από τη μία παρέχει προστασία από διασπορά καθυστέρησης και μειώνει το ICI, από την άλλη όμως μειώνει το λόγο σήματος προς θόρυβο (Signal-to-Noise Ratio - SINR) καθώς και τη φασματική απόδοση. Επομένως το μήκος του χρόνου προστασίας προκύπτει ως συμβιβασμός αυτών των απαιτήσεων και όχι λαμβάνοντας υπ'όψιν τις χειρότερες συνθήκες του καναλιού. Συνήθως δε επιλέγεται να είναι 10% της διάρκειας συμβόλου [11].

2.3.7 Διαμόρφωση RF

Το σήμα που έχει προκύψει βρίσκεται στη βασική ζώνη και επομένως πρέπει να πραγματοποιηθεί η μίξη αυτού με την κατάλληλη συχνότητα πριν τη μετάδοσή του. Κάτι τέτοιο υλοποιείται είτε με αναλογική μέθοδο είτε με ψηφιακή, με τη δεύτερη να είναι πιο ακριβής χάρη στη βελτιωμένη αντιστοίχιση των I και Q καναλιών καθώς και στην ακρίβεια φάσης του ψηφιακού IQ διαμορφωτή.

2.4 Παράμετροι OFDM Συστήματος

Κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος είναι σημαντικό να καθορίζονται οι βασικές παράμετροι λειτουργίας του. Οι τιμές αυτών προσδιορίζονται με γνώμονα την ικανοποίηση του στόχου για την ταυτόχρονη επίτευξη βέλτιστης χωρητικότητας, έκτασης κάλυψης, ποιότητας υπηρεσίας και κόστους υλοποίησης. Η *κεντρική συχνότητα* f_c και το *εύρος ζώνης συχνοτήτων* BW διατίθενται σε κάθε σύστημα βάσει κανονισμών που τίθενται από τους οργανισμούς της Διεθνούς Ένωσης

Τηλεπικοινωνιών (International Telecommunication Union - ITU) [1]. Οι εν λόγω οργανισμοί έχουν προκαθορίσει για κάθε φασματική περιοχή τη μέγιστη επιτρεπόμενη ισχύ εκπομπής. Ανάλογα με το χώρο υλοποίησης του συστήματος, ο οποίος μπορεί να είναι είτε εσωτερικός (κτίρια) είτε εξωτερικός, όπου δίνεται η μέγιστη ταχύτητα εξυπηρετούμενου χρήστη, προκύπτει το είδος και το πλήθος των κυψελών και κατ'επέκτασιν των Σταθμών Βάσης (BS), που ενδείκνυνται για το συγκεκριμένο σύστημα. Επιπλέον, καθορίζονται τα χαρακτηριστικά των κεραιών τόσο των BS όσο και των Κινητών Τερματικών (MT), που αφορούν στα ύψη και τα κέρδη τους, στη μέγιστη ισχύ εκπομπής και στο *noise figure* τους, ενώ από την f_c και το περιβάλλον διάδοσης προσδιορίζονται τα χαρακτηριστικά του διαύλου (διασπορά καθυστέρησης, εύρος ζώνης συνοχής και χρόνος συνοχής).

Όσον αφορά σε ένα OFDM σύστημα είναι απαραίτητη η επιλογή μιας σειράς περαιτέρω παραμέτρων για τη βέλτιστη δυνατή λειτουργία του.

2.4.1 Χρόνος Προστασίας

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο χρόνος προστασίας που προστίθεται στην αρχή κάθε συμβόλου αποτελεί κυκλική επέκταση αυτού και στόχος του είναι να προσδώσει στο σύστημα αυξημένη ανοχή σε διασπορά καθυστέρησης λόγω πολύοδης διάδοσης. Παρόλο που πρέπει ο χρόνος προστασίας να παραμένει μεγαλύτερος από τη διασπορά καθυστέρησης έτσι, ώστε να διατηρείται η ορθογωνιότητα των *subcarriers*, δεν μπορεί να είναι αυθαίρετα μεγάλος, καθώς κάτι τέτοιο θα οδηγούσε στη σημαντική μείωση του σηματοθορυβικού λόγου και της φασματικής απόδοσης. Για το λόγο αυτό η τιμή του είναι κατά κανόνα δύο με τέσσερις φορές η rms τιμή της διασποράς

καθυστερήσης [10] και αποτελεί συνήθως το 10% της διάρκειας συμβόλου, γεγονός που επιφέρει ανεκτές απώλειες.

2.4.2 Μέγεθος του FFT

Ο αριθμός των δειγμάτων που χρησιμοποιούνται ως είσοδοι στον FFT/IFFT επιλέγεται σύμφωνα με το φασματικό εύρος του καναλιού και το περιβάλλον διάδοσης. Το μέγεθος του μετασχηματισμού αποτελεί δύναμη του δύο και μάλιστα αυτή που εξασφαλίζει επαρκείς θέσεις για την εισαγωγή των data subcarriers, των πιλοτικών subcarriers και των απαραίτητων για την ασφάλεια μηδενικών εισόδων. Ο αριθμός των data subcarriers καθορίζεται με βάση την ανάγκη για ασφαλή και σωστή μετάδοση των δεδομένων ανά χρήστη, ακόμα και σε περιπτώσεις απώλειας κάποιων subcarriers εξαιτίας διαλείψεων επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα.

2.4.3 Απόσταση μεταξύ των subcarriers

Σε ένα OFDM σύστημα επιτυγχάνεται εξοικονόμηση του φάσματος, καθώς χάρη στην ορθογωνιότητα των subcarriers είναι δυνατή η τοποθέτηση των καναλιών σε μικρές αποστάσεις μεταξύ τους χωρίς την ανάγκη για επιπλέον εύρος προστασίας. Συγκεκριμένα το διάστημα ανάμεσα στα subcarriers προκύπτει από το λόγο του εύρους ζώνης του διαύλου προς το μέγεθος του FFT, ενώ πρέπει να διατηρείται μικρότερο του εύρους ζώνης συνοχής έτσι, ώστε τα κανάλια να μπορούν να θεωρηθούν επίπεδα.

2.4.4 Χρόνος Συμβόλου

Σημαντική ιδιότητα της τεχνικής OFDM είναι η αύξηση της διάρκειας συμβόλου, που έχει ως αποτέλεσμα τη μεγαλύτερη ανθεκτικότητα σε διασπορά καθυστέρησης λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης. Ωστόσο, ο χρόνος συμβόλου δεν επιτρέπεται να αυξάνει απεριόριστα, διότι αυτό συνεπάγεται ολοένα μεγαλύτερο αριθμό subcarriers με μικρότερη μεταξύ τους απόσταση. Κάτι τέτοιο δεν είναι επιθυμητό, καθώς επιφέρει σημαντική πολυπλοκότητα στην υλοποίηση του συστήματος και ευαισθησία σε θόρυβο φάσης και θέτει σε κίνδυνο την ευστάθεια της συχνότητάς του. Ειδικότερα, το στενό εύρος ζώνης των subcarriers ενισχύει το πρόβλημα τόσο των λαθών στους τοπικούς ταλαντωτές όσο και της ολίσθησης Doppler, αφού ακόμη και μικρές μεταβολές στη φάση και τη συχνότητα προκαλούν σημαντικό ICI. Στην πράξη, ο χρόνος συμβόλου χωρίς τα διαστήματα προστασίας προκύπτει ως το αντίστροφο της απόστασης μεταξύ των subcarriers.

2.4.5 Είδος Διαμόρφωσης

Το σχήμα διαμόρφωσης είναι αυτό που καθορίζει το ρυθμό μετάδοσης που μπορεί να υποστηριχθεί από το σύστημα και μάλιστα, σύμφωνα με θεωρητικά αποτελέσματα, οποιοσδήποτε αυθαίρετος ρυθμός μετάδοσης μπορεί να επιτευχθεί από ένα συνεχές σύνολο σχημάτων διαμόρφωσης. Στην πράξη όμως, σε ένα σύστημα OFDM είναι διαθέσιμος ένας πεπερασμένος και διακριτός αριθμός τέτοιων σχημάτων, με πιο συνηθισμένα τα BPSK, QPSK, 16-QAM και 64-QAM, τα οποία ορίζουν ένα επίσης πεπερασμένο και διακριτό σύνολο πιθανών ρυθμών μετάδοσης.

Προνόμιο του OFDM αποτελεί η δυνατότητα επιλογής διαφορετικού τύπου διαμόρφωσης για κάθε subcarrier, ενώ σε

κάποιες περιπτώσεις αυτός μπορεί να αλλάζει με το χρόνο, οπότε εφαρμόζεται Adaptive Modulation [11]. Συγκεκριμένα, αφού προηγηθεί η εκτίμηση της κατάστασης του καναλιού, στα αδύναμα subcarriers αποδίδεται χαμηλότερο σχήμα διαμόρφωσης, σε αντίθεση με τα subcarriers με ικανοποιητικό SNR, τα οποία μεταδίδονται με υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Το γεγονός, λοιπόν, ότι στην Adaptive Modulation επιλέγεται το είδος διαμόρφωσης ανάλογα με την ποιότητα του καναλιού για κάθε subcarrier, οδηγεί στον αποτελεσματικότερο έλεγχο του BER και συνεπώς στη μειωμένη ανάγκη για διόρθωση λαθών. Σε σχέση με τη Fixed Modulation, που πρέπει να σχεδιάζεται λαμβάνοντας υπ' όψιν τις χειρότερες συνθήκες, η Adaptive παρουσιάζει υψηλή φασματική απόδοση, απαιτεί όμως overhead πληροφοριών για την ενημέρωση πομπού και δέκτη σχετικά με το χρησιμοποιούμενο είδος διαμόρφωσης και τις μεταβολές στις συνθήκες του καναλιού [2].

2.4.6 Είδος Κωδικοποίησης

Κατά την εφαρμογή της κωδικοποίησης σε ένα σήμα σημαντικό είναι να ληφθεί υπ' όψιν η σχέση της με το χρησιμοποιούμενο σχήμα διαμόρφωσης έτσι, ώστε να προκύψει το καλύτερο αποτέλεσμα. Στις περισσότερες περιπτώσεις επιλέγεται ένας εκ των $1/2$, $2/3$, $1/4$, $3/4$ ρυθμών κωδικοποίησης σε συνδυασμό με το κατάλληλο είδος διαμόρφωσης, με τη βοήθεια διαγραμμάτων που απεικονίζουν τη σχέση του BER με το λόγο E_b/N_0 [10]. Από τέτοιου είδους καμπύλες προκύπτουν ενδιαφέροντα συμπεράσματα, όπως, παραδείγματος χάριν, το γεγονός ότι σε κανάλια που υποφέρουν από διαλείψεις είναι προτιμώτερη η χρήση QAM μεγάλου αστερισμού σε συνδυασμό με χαμηλού ρυθμού

κωδικοποίηση ή ότι το κέρδος κωδικοποίησης σε σχέση με μη κωδικοποιημένη QAM είναι μεγαλύτερο για μεγαλύτερο αστερισμό QAM.

2.4.7 Peak-to-Average Ratio (PAR)

Χαρακτηριστικό φαινόμενο του OFDM αποτελεί το ενδεχόμενο σημαντικής διαφοράς του μέγιστου πλάτους του εκπεμπόμενου σήματος σε σχέση με τη μέση τιμή αυτού, κάτι που εκφράζεται με το λόγο της μέγιστης ισχύος που λαμβάνεται στο σταθμό βάσης για ένα subcarrier προς τη μέση ισχύ όλων των subcarriers που χρησιμοποιεί το σύστημα (Peak-to-Average Ratio - PAR). Ένα OFDM σήμα αποτελείται από την υπέρθεση N ημιτονοειδών σημάτων σε διαφορετικά subcarriers με τη μέση εκπεμπόμενη ισχύ να είναι γραμμικά ανάλογη του N . Ενίοτε όμως τα σήματα προστίθενται εποικοδομητικά στα subcarriers, οπότε η ισχύς γίνεται ανάλογη του N^2 και το PAR αυξάνει γραμμικά σύμφωνα με τον αριθμό των subcarriers. Η περίπτωση αυτή θεωρείται η χειρότερη πιθανή, καθώς η μεγάλη τιμή του PAR προκαλεί προβλήματα γραμμικότητας στους ενισχυτές, ενδοφασματικό θόρυβο που αυξάνει το BER και φασματική εξάπλωση που επιβαρύνει το ICI. Επομένως, επιδιώκεται με διάφορες τεχνικές η διατήρηση του PAR σε χαμηλά επίπεδα [11].

2.4.8 Παράγοντας Επαναχρησιμοποίησης

Στα κυψελωτά συστήματα η τιμή του παράγοντα επαναχρησιμοποίησης εκφράζει τον αριθμό των γειτονικών κυψελών, στις οποίες διατίθεται το σύνολο των διαύλων [5] και σε OFDM συστήματα μπορεί να είναι ένα ή τρία. Στην πρώτη περίπτωση επιτυγχάνεται μεγαλύτερη χωρητικότητα με

την ταυτόχρονη όμως δημιουργία περισσότερων παρεμβολών που υποβιβάζει την ποιότητα της υπηρεσίας στο σύστημα. Αντιθέτως, η επιλογή μεγαλύτερου παράγοντα επαναχρησιμοποίησης μειώνει τη χωρητικότητα του συστήματος, το οποίο ωστόσο παρέχει βελτιωμένη ποιότητα υπηρεσίας χάρη στις λιγότερες παρεμβολές.

2.5 Παρατηρήσεις κατά την εφαρμογή του OFDM

2.5.1 Απαιτήσεις Συστήματος

Την επιλογή των προαναφερθέντων παραμέτρων επηρεάζει ένα σύνολο απαιτήσεων, στο οποίο περιλαμβάνονται το διαθέσιμο εύρος ζώνης, ο απαιτούμενος ρυθμός μετάδοσης, η μέγιστη ανεκτή διασπορά καθυστέρησης και η ολίσθηση Doppler. Από τις απαιτήσεις αυτές, οι οποίες αφορούν στις υπηρεσίες που μπορεί να υποστηρίξει το υπό μελέτη σύστημα, κάποιες αλληλοσυγκρούονται. Ως χαρακτηριστικό παράδειγμα αναφέρεται ο συμβιβασμός μεταξύ της ανοχής σε διασπορά Doppler και της προστασίας από διασπορά καθυστέρησης. Ενώ η πρώτη επιτάσσει μικρό αριθμό subcarriers με μεγάλη μεταξύ τους απόσταση, το αντίθετο ισχύει για τη δεύτερη. Κρίνεται λοιπόν σημαντικός ο κατάλληλος συνδυασμός των παραμέτρων για την αντιμετώπιση των σχεδιαστικών ζητημάτων έτσι, ώστε να περιορίζονται όσο το δυνατόν περισσότερο τα προβλήματα λόγω της φύσης του OFDM.

2.5.2 Προβλήματα της τεχνικής του OFDM

Ως βασική αδυναμία ενός OFDM συστήματος θεωρείται η ευαισθησία του σε λάθη συχνότητας και φάσης μεταξύ πομπού και δέκτη που επιδρούν αρνητικά στην απόδοσή του, καθώς οδηγούν σε υψηλό BER κατά την αποδιαμόρφωση του σήματος. Αυτό συμβαίνει διότι τα προβλήματα αστάθειας της συχνότητας και θορύβου φάσης, που οφείλονται σε λάθη στους τοπικούς ταλαντωτές και στην ολίσθηση Doppler, προκαλούν απώλεια της ορθογωνιότητας μεταξύ των subcarriers και συνεπώς ICI, ελλείψει διόρθωσης σε ανεπιθύμητες στροφές φάσης των λαμβανόμενων διανυσμάτων. Στην πραγματικότητα, από οποιαδήποτε διαφορά μεταξύ των τοπικών ταλαντωτών στα δύο άκρα της ζεύξης αλλά και από τη σχετική κίνηση αυτών ανακύπτουν τα λάθη συχνότητας και φάσης, τα οποία είναι πιο έντονα για μικρές αποστάσεις μεταξύ των subcarriers και για υψηλές συχνότητες αντίστοιχα. Προκειμένου να αντιμετωπισθούν τέτοιου είδους προβλήματα εφαρμόζεται η τεχνική της ανίχνευσης και του κλειδώματος της συχνότητας των ταλαντωτών [9][11].

Ένα άλλο θέμα που εμφανίζεται κατά τη σχεδίαση ενός συστήματος OFDM είναι το πρόβλημα του συγχρονισμού του δέκτη ως προς το εκπεμπόμενο σήμα. Η προσθήκη του χρόνου προστασίας στην αρχή κάθε συμβόλου αυξάνει την ανοχή του συστήματος σε λάθη συγχρονισμού, όσο αυτά παραμένουν εντός του μήκους του GI. Σε αντίθετη περίπτωση παρατηρείται απότομη μείωση της απόδοσης, εφόσον το τμήμα του συμβόλου όπου εφαρμόζεται ο IFFT περιλαμβάνει μέρος του γειτονικού συμβόλου οδηγώντας σε διασυμβολική παρεμβολή. Αξίζει να σημειωθεί όμως το πρόβλημα που συνεπάγεται η χρήση του χρόνου προστασίας και ειδικότερα η μείωση του σηματοθορυβικού λόγου και της φασματικής απόδοσης εξαιτίας

της αποκοπής μέρους του λαμβανόμενου σήματος, που ισοδυναμεί με μείωση της χωρητικότητας και απώλεια ισχύος.

Επιπρόσθετα, κρίνεται απαραίτητη η αντιμετώπιση του ανεπιθύμητα μεγάλου PAR, με σκοπό τη διατήρηση της γραμμικότητας και ενός ικανοποιητικού BER, καθώς και την αποφυγή του ICI. Συγκεκριμένα, έχει προταθεί η επιλογή τοποθέτησης ενός γραμμικού ενισχυτή ισχύος στον πομπό, η οποία όμως απαιτεί υψηλό κόστος και κατανάλωση ισχύος, ιδιαίτερα για μεγάλο αριθμό subcarriers, αλλά και η χρήση μη γραμμικών ενισχυτών με τις αναμενόμενες ωστόσο διαταραχές, που καταστρέφουν την ορθογωνιότητα και οδηγούν στην αύξηση των εκπομπών εκτός εύρους ζώνης (out-of-band emissions). Εκτός από τις επιλογές αυτές όμως, ευρεία εφαρμογή βρίσκουν οι τεχνικές μείωσης του PAR, οι οποίες περιλαμβάνουν την κωδικοποίηση, τις προσαρμογές φάσης και τη διόρθωση με πολλαπλασιαστικές ή αθροιστικές συναρτήσεις [11]. Από τη σύγκριση των διαφόρων τεχνικών αναδεικνύονται τόσο τα πλεονεκτήματα όσο και τα μειονεκτήματα κάθε μίας. Η κωδικοποίηση εγγυάται μεν μια ικανοποιητική τιμή για το PAR, απαιτώντας δε σημαντικό overhead και μειώνοντας το throughput. Από την άλλη, η μέθοδος της προσαρμογής φάσης έχει μικρότερο overhead χωρίς όμως εγγυημένη απόδοση, ενώ καμία από τις δύο αυτές μεθόδους δεν οδηγεί σε αύξηση του ICI ή των εκπομπών εκτός εύρους ζώνης. Τέλος, η διόρθωση μέσω πολλαπλασιαστικών συναρτήσεων, στις οποίες ανήκει ο ψαλιδισμός κορυφής (Peak Power Clipping), εγγυάται μέχρι ενός σημείου καλή απόδοση δίχως προβλήματα στο BER και ελέγχει ικανοποιητικά τις εκπομπές εκτός ζώνης με σημαντικό όμως ICI.

2.5.3 Σύγκριση OFDM με τεχνικές ενός φέροντος

Ένας από τους βασικούς λόγους χρησιμοποίησης της τεχνικής OFDM είναι η ικανότητά της να αντιμετωπίζει περιπτώσεις μεγάλης διασποράς καθυστέρησης χωρίς ιδιαίτερα μεγάλη πολυπλοκότητα υλοποίησης. Ενώ σε ένα μονοφεροντικό σύστημα η πολυπλοκότητα κυριαρχείται από την εξισορρόπηση, η οποία είναι απαραίτητη όταν η διασπορά καθυστέρησης είναι μεγαλύτερη από το 10% της διάρκειας συμβόλου, το OFDM δεν απαιτεί εξισωτές, αλλά η πολυπλοκότητά του καθορίζεται σε μεγάλο βαθμό από τον FFT. Συγκεκριμένα, στις τεχνικές TDMA και CDMA παρουσιάζονται προβλήματα όταν απαιτούνται υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης, οπότε η διάρκεια συμβόλου πρέπει να γίνει πολύ μικρή και ισοδύναμα το εύρος ζώνης πολύ μεγάλο, δεδομένου ότι χρησιμοποιείται μία μονοφεροντική συχνότητα. Μικρή διάρκεια συμβόλου, όμως, συνεπάγεται υψηλή παλμική απόκριση και επομένως εξισωτή μεγάλου μήκους με μεγάλη υπολογιστική πολυπλοκότητα και αυξημένη πιθανότητα ασταθειών, εφόσον η διασπορά καθυστέρησης ενός ασύρματου καναλιού εξαρτάται από το περιβάλλον και όχι το σύστημα μετάδοσης. Από την άλλη, σκοπό του OFDM δεν αποτελεί η αντιστροφή του καναλιού που επιχειρείται μέσω ενός εξισωτή, καθώς τα αδύναμα subcarriers δεν ενισχύονται επιπλέον ώστε να εξισορροπηθεί το κανάλι. Αντίθετα, τους δίνεται χαμηλό βάρος στην αποκωδικοποίηση με αποτέλεσμα την αποφυγή του προβλήματος της ενίσχυσης θορύβου, που συνοδεύει τις γραμμικές τεχνικές εξισορρόπησης [10].

Η απουσία εξισωτών και η χρήση του FFT στα OFDM συστήματα εξασφαλίζουν ορισμένα πλεονεκτήματα έναντι των μονοφεροντικών συστημάτων. Ειδικότερα, όσον αφορά στην πολυπλοκότητα του μετασχηματισμού Fourier, αυτή αυξάνει ελαφρώς γρηγορότερα από γραμμικά με το προϊόν του εύρους

ζώνης - διασποράς καθυστέρησης, το οποίο είναι μέτρο της σχετικής ποσότητας της διασυμβολικής παρεμβολής. Η σχέση αυτή καθιστά το OFDM καταλληλότερο από τα συστήματα ενός φέροντος, όπου η πολυπλοκότητα των εξισωτών αυξάνει τετραγωνικά με το εν λόγω προϊόν. Ένα επιπρόσθετο πλεονέκτημα του OFDM αποτελεί το γεγονός ότι ο FFT δεν απαιτεί, στην πραγματικότητα, πλήρεις πολλαπλασιασμούς, αλλά στροφές φάσης, οι οποίες δεν αλλάζουν το πλάτος και επομένως δεν αυξάνουν το δυναμικό εύρος των σημάτων, κάτι που απλοποιεί το σχεδιασμό του συστήματος και επιτρέπει την αποτελεσματική υλοποίησή του με ειδικούς αλγορίθμους. Τέλος, το OFDM υπερτερεί σε σχέση με τα συστήματα όπου χρησιμοποιούνται εξισωτές αναφορικά με την ανθεκτικότητα που παρουσιάζει σε περιπτώσεις υψηλής διασποράς καθυστέρησης. Στα μονοφεροντικά συστήματα η απόδοση υποβαθμίζεται απότομα, όταν η διασπορά καθυστέρησης υπερβεί την τιμή, για την οποία έχουν σχεδιαστεί οι εξισωτές, αφού η πολύ γρήγορη αύξηση της πιθανότητας λάθους λόγω της διάδοσης λαθών δεν επιτρέπει τη βελτίωση της ανθεκτικότητας σε διασπορά καθυστέρησης με την εισαγωγή χαμηλότερου ρυθμού κωδικοποίησης ή μεγέθους αστερισμού. Στο OFDM, αντιθέτως, δεν παρουσιάζονται μη γραμμικές επιδράσεις, όπως η διάδοση λαθών, ενώ η εφαρμογή κωδικοποίησης και μικρότερων αστερισμών παρέχει ρυθμούς, που είναι σημαντικά ανθεκτικότεροι στη διασπορά καθυστέρησης [10]. Το γεγονός αυτό οδηγεί στην αύξηση της περιοχής κάλυψης και στην αποφυγή περιπτώσεων, όπου δεν είναι δυνατή η σύνδεση χρηστών σε δυσχερή σημεία.

2.5.4 Εφαρμογές τεχνικής OFDM

Η χρήση του OFDM έχει κριθεί κατάλληλη σε συστήματα ασύρματων τηλεπικοινωνιών υψηλής απόδοσης και χωρητικότητας, όπως τα κυψελωτά συστήματα κινητών τηλεφώνων, τα συστήματα σταθερών ασύρματων τηλεφώνων, οι ασύρματες συνδέσεις δεδομένων και τα ασύρματα τοπικά δίκτυα ηλεκτρονικών υπολογιστών [9]. Η πρώτη εμπορική εφαρμογή του OFDM πραγματοποιήθηκε στην τεχνολογία της Ψηφιακής Ακουστικής Μετάδοσης (Digital Audio Broadcasting - DAB), η οποία αντικατέστησε την FM μετάδοση, εξασφαλίζοντας υψηλής ποιότητας υπηρεσίες ψηφιακής ακουστικής και πληροφορίας. Η επιλογή του OFDM βασίστηκε στην ανοχή του στην πολύοδη διάδοση, η οποία αποτελεί το μείζον πρόβλημα συστημάτων μετάδοσης σε μεγάλες αποστάσεις. Για τον ίδιο λόγο το OFDM επιλέχθηκε και για την Ψηφιακή Μετάδοση Video (Digital Video Broadcasting - DVB), που αντικατέστησε το αναλογικό πρότυπο τηλεοπτικής μετάδοσης, παρέχοντας ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών, όπως η δορυφορική τηλεόραση (DVB-S) και τα καλωδιακά συστήματα (DVB-C) [2].

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

ΠΟΛΛΑΠΛΗ ΠΡΟΣΒΑΣΗ ΣΤΟ OFDM – ΠΡΟΤΥΠΟ MOBILE WiMAX

3.1 Γενικά

Εκτός από την ευρεία χρήση του σε διάφορα συστήματα μετάδοσης, όπως οι τεχνολογίες DAB, DVB και οι επικοινωνίες σημείου προς σημείο, το OFDM βρήκε εφαρμογή σε συστήματα αμφίδρομης επικοινωνίας πολλαπλής πρόσβασης, όπως σε ασύρματα τοπικά δίκτυα (Wireless LANs) με την ανάπτυξη των HiperLAN2 και IEEE802.11a [2]. Η τεχνική OFDM πολλών χρηστών (Orthogonal Frequency Division Multiple Access - OFDMA) παρέχει μία αρκετά ευέλικτη RF διεπαφή, επιτρέποντας την κατανομή των χρηστών με τη χρήση FDM, TDM ή υβριδικούς συνδυασμούς αυτών.

Ο Fattouche, ο ιδρυτής της WiLan Inc., ήταν εκείνος που το 1992 επιχείρησε μία μέθοδο υλοποίησης ενός ασύρματου συστήματος multiuser OFDM με τη χρήση half-duplex TDM, όπου οι σταθμοί βάσης και οι κινητές μονάδες εναλλάσσονταν στη μετάδοση. Η χρήση του multiuser OFDM σε ενσύρματες εφαρμογές πραγματοποιήθηκε το 1995 από τους Williams και Prodan με υβριδικό συνδυασμό των τεχνικών FDM και TDM, ανάλογα με τις απαιτήσεις δεδομένων, για την κατανομή των χρηστών. Το βασικό μειονέκτημα, όμως, της προσπάθειας αυτής έγκειται στην αδυναμία απόκτησης και διατήρησης ακριβούς

συγχρονισμού μεταξύ των χρηστών, κάτι που είναι ιδιαίτερα κρίσιμο για τη διατήρηση της ορθογωνιότητας των subcarriers. Με στόχο την παροχή πρόσβασης στο διαδίκτυο με ρυθμούς δεδομένων από 1 έως 2 Mbps οι Cimini, Chuang και Sollenberger εισήγαγαν μία Προηγμένη Κυψελωτή Διαδικτυακή Υπηρεσία, χρησιμοποιώντας multiuser OFDM. Το σύστημα στηρίχθηκε στην τεχνική TDM με την ταυτόχρονη δυναμική κατανομή των subcarriers στους χρήστες βάσει του λόγου σήματος προς παρεμβολή (SIR), για τη μείωση της διακυψελικής παρεμβολής. Ο Wahlqvist πρότεινε μία πιθανή υλοποίηση του multiuser OFDM σε ασύρματο περιβάλλον, περιγράφοντας ένα σχήμα κατανομής χρηστών, όπου στους χρήστες διατίθενται μικρά blocks χρόνου και συχνότητας, αποτελούμενα από μικρό αριθμό subcarriers (5 - 10) και συμβόλων (περίπου 11). Σκοπό της δομής αυτής αποτελεί η κατανομή των χρονικών και συχνοτικών σχισμών προς τη βέλτιστη εκμετάλλευση της υψηλής συσχέτισης μεταξύ γειτονικών subcarriers και της χαμηλής διακύμανσης του καναλιού εντός μίας μικρής ομάδας συμβόλων.

3.2 Περιγραφή συστήματος OFDM πολλαπλής πρόσβασης

Τα WLANs, στα οποία χρησιμοποιείται ευρέως το OFDM, είναι δομημένα έτσι, ώστε όλα τα τερματικά να ανταλλάσσουν πληροφορίες με έναν κεντρικό Σταθμό Βάσης, παρουσιάζοντας έτσι αντίστοιχη δομή με εκείνη μίας μεμονωμένης κυψέλης ενός κυψελωτού συστήματος. Η παρουσία ενός κεντρικού BS διευκολύνει την εισαγωγή επιπρόσθετων τεχνολογιών, όπως βελτιωμένων κεραίων, διαφορικής λήψης και πολλαπλής επεξεργασίας καναλιού, αναβαθμίζοντας συνολικά την απόδοση

του δικτύου. Επιπλέον η ύπαρξη κεντρικού ελέγχου δίνει τη δυνατότητα βελτιστοποίησης των διαδικασιών χρονικής και συχνοτικής κατανομής. Εφόσον, λοιπόν, ο BS είναι εκείνος που διαχειρίζεται όλο το φορτίο κίνησης, το κανάλι επικοινωνίας αποτελείται από την ευθεία και την αντίστροφη ζεύξη [2].

Η ευθεία ζεύξη αντιστοιχεί στο από το Σταθμό Βάσης μεταδιδόμενο σήμα, το οποίο λαμβάνεται από όλους τους απομακρυσμένους χρήστες, με τον κάθε έναν από αυτούς να αποδιαμορφώνει μόνο το τμήμα του σήματος που του αναλογεί. Παρ'ότι το σήμα από το BS είναι κοινό σε όλους τους χρήστες, για κάθε έναν από αυτούς ακολουθεί διαφορετικό μοναπάτι και επομένως υπόκειται σε διαφορετική συνάρτηση μεταφοράς. Σε περιβάλλοντα πολύοδης διάδοσης το γεγονός αυτό οδηγεί σε διαφορετική για κάθε χρήστη εξασθένιση επιλεκτική ως προς τη συχνότητα. Η αντίστροφη ζεύξη αναφέρεται στη μετάδοση των σημάτων από τους μεμονωμένους χρήστες προς το BS και παρουσιάζει περισσότερα προβλήματα σε σχέση με την ευθεία, καθώς όλες οι εκπομπές προέρχονται από διαφορετικές πηγές. Είναι επομένως δύσκολο να διατηρηθεί η ορθογωνιότητα μεταξύ των σημάτων, διότι τα φαινόμενα της διάδοσης και συγκεκριμένα οι απώλειες διαδρομής, η επιλεκτική ως προς τη συχνότητα εξασθένιση, η διασπορά καθυστέρησης και η ολίσθηση Doppler διαφέρουν από χρήστη σε χρήστη. Επιπλέον, η αντίστροφη ζεύξη πάσχει από πιθανή παρεμβολή μεταξύ των χρηστών εξαιτίας της έλλειψης δυνατότητας συγχρονισμού των προερχόμενων από διαφορετικές πηγές subcarriers, ενώ στην ευθεία ζεύξη η ύπαρξη ενός κεντρικού BS εξασφαλίζει τον τέλειο συγχρονισμό όλων των μεταδιδόμενων subcarriers.

Για την αντιμετώπιση των ζητημάτων που ανακύπτουν σε συστήματα πολλαπλής προσπέλασης, ως μία πολλά υποσχόμενη

λύση θεωρείται η χρήση του OFDM, το οποίο χάρη στην πολυφαινοτική φύση του επιτρέπει το χαρακτηρισμό και την απεικόνιση του καναλιού εύκολα και γρήγορα, παρουσιάζοντας ταυτόχρονα μια σειρά δυνατοτήτων για τη βελτίωση της συνολικής απόδοσης του συστήματος, όπως : i) κατανομή των subcarriers των χρηστών έτσι, ώστε να μειωθεί το SIR στα κυψελωτά συστήματα, ii) κατανομή των subcarriers των χρηστών έτσι, ώστε να μειωθεί η επίδραση της επιλεκτικής ως προς τη συχνότητα εξασθένησης, iii) δυναμική κατανομή του σχήματος διαμόρφωσης ανά subcarrier σύμφωνα με τις τρέχουσες συνθήκες του καναλιού, iv) δυναμική αλλαγή του εύρους ζώνης κάθε χρήστη ανάλογα με την ποιότητα της ζεύξης, η οποία επιτρέπει τη μείωση του εύρους ζώνης των αδύναμων χρηστών έτσι, ώστε η πυκνότητα της φασματικής τους ενέργειας να παραμείνει ικανοποιητικά υψηλή για τη διατήρηση της επικοινωνίας.

3.3 Δυναμική Διαμόρφωση

Η δυναμική κατανομή του σχήματος διαμόρφωσης αποτελεί μία ισχυρή τεχνική για τη μεγιστοποίηση του data throughput των subcarriers κάθε χρήστη, η οποία περιλαμβάνει τις διαδικασίες μέτρησης του SNR κάθε subcarrier κατά τη μετάδοση και επιλογής του σχήματος διαμόρφωσης έτσι, ώστε να μεγιστοποιηθεί η φασματική απόδοση με ταυτόχρονη διατήρηση ενός αποδεκτού BER. Η εν λόγω τεχνική έχει χρησιμοποιηθεί στην τεχνολογία ADSL (Asymmetric Digital Subscriber Line), στην οποία εφαρμόζεται OFDM μετάδοση μέσω χάλκινων τηλεφωνικών καλωδίων. Αυτά παρουσιάζουν σχετικά σταθερή συχνοτική απόκριση καναλιού και επομένως δεν κρίνεται απαραίτητη η συχνή ανακατανομή του είδους

διαμόρφωσης, με αποτέλεσμα το πλεονέκτημα της απόδοσης να υπερिशύχει του overhead των πληροφοριών, που απαιτείται για την εκτίμηση του καναλιού. Σε ένα ασύρματο περιβάλλον, από την άλλη, η εφαρμογή της δυναμικής διαμόρφωσης είναι πιο δύσκολη, καθώς τόσο η απόκριση του καναλιού όσο και το SNR μπορεί να αλλάζουν απότομα, απαιτώντας συχνές ενημερώσεις για τον εντοπισμό των αλλαγών αυτών [2].

Ιδιαίτερα μεγάλες διακυμάνσεις στο SNR εμφανίζουν τα πολυδιαδρομικά ραδιοκανάλια που δεν έχουν απευθείας μονοπάτι σήματος, στα οποία η επιλεκτική ως προς τη συχνότητα εξασθένιση μπορεί να οδηγήσει σε μεγάλες διακυμάνσεις (έως και 30dB) της λαμβανόμενης από κάθε subcarrier ισχύος. Επιπρόσθετα, στις διακυμάνσεις του SNR στο εύρος ζώνης του συστήματος συμβάλλουν οι παρεμβολές από τις γειτονικές κυψέλες, ενώ η αντιμετώπιση του συνολικού προβλήματος του SNR πιθανόν εξασφαλίζεται από τη δυναμική κατανομή του τύπου διαμόρφωσης. Κάθε subcarrier, δηλαδή, σε ένα σύστημα OFDM πολλαπλής προσπέλασης είναι δυνατόν να έχει διαφορετικό σχήμα διαμόρφωσης ανάλογα με τις συνθήκες του καναλιού, με το κάθε ένα από αυτά να συνεπάγεται συμβιβασμό μεταξύ της φασματικής απόδοσης και του BER. Συγκεκριμένα, επιλέγοντας το υψηλότερο είδος διαμόρφωσης, ανάμεσα στα BPSK, QPSK, 8-PSK, 16-QAM, 64-QAM κ.α., το οποίο θα δώσει ένα αποδεκτό BER, επιτυγχάνεται η μέγιστη δυνατή φασματική απόδοση.

Η χρήση δυναμικής διαμόρφωσης παρουσιάζει πλήθος πλεονεκτημάτων έναντι της σταθερής, στην οποία η σχεδίαση πρέπει να γίνεται με στόχο τη διατήρηση ενός αποδεκτού BER υπό τις χειρότερες συνθήκες, οπότε τα περισσότερα συστήματα χρησιμοποιούν εντέλει BPSK ή QPSK. Ωστόσο, τα σχήματα αυτά παρέχουν χαμηλή φασματική απόδοση (1 - 2 b/s/Hz) και οδηγούν σε πλεονάζοντα περιθώρια ζεύξης. Αντίθετα, στη

δυναμική διαμόρφωση δίνεται η δυνατότητα στους μεμονωμένους σταθμούς να επιλέγουν πολύ μεγαλύτερα σχήματα διαμόρφωσης όταν το κανάλι είναι καλό, με αποτέλεσμα το συνολικό σύστημα να αποδίδει έως και 4 b/s/Hz (16-QAM) σε σχέση με το 1 b/s/Hz της BPSK [2]. Επιπλέον, με τη δυναμική διαμόρφωση επιτυγχάνεται αποτελεσματικότερος έλεγχος του BER, αφού στα subcarriers με χαμηλό SNR αποδίδεται μικρότερο σχήμα διαμόρφωσης ή και καθόλου, αποτρέποντας έτσι τα συσσωρευμένα λάθη που θα επέφερε το σταθερό σχήμα διαμόρφωσης και κατ'επέκτασιν μειώνοντας την ανάγκη κωδικοποίησης.

Παρόλ'αυτά, τη χρήση της δυναμικής διαμόρφωσης συνοδεύουν ορισμένοι περιορισμοί, όπως το overhead πληροφοριών που πρέπει να μεταδοθεί. Αυτό απαιτείται για τη γνώση πομπού και δέκτη αναφορικά με το τρέχον είδος διαμόρφωσης και για τις απαραίτητες συχνές ενημερώσεις, σε περιπτώσεις αύξησης της κινητικότητας του τερματικού. Παράλληλα, η παραποίηση σήματος, τα λάθη συχνότητας και η μέγιστη επιτρεπτή διακύμανση ισχύος μεταξύ των χρηστών περιορίζουν το υψηλότερο σχήμα διαμόρφωσης που μπορεί να εφαρμοστεί. Στους σταθμούς βάσης δεν επιτρέπεται οι διακυμάνσεις της λαμβανόμενης ισχύος από γειτονικά subcarriers να είναι μεγαλύτερες από 20 - 30 dB [2], καθώς κάτι τέτοιο θα σήμαινε την επικράτηση των ισχυρών σημάτων έναντι των αδύναμων subcarriers. Όσον αφορά στις παρεμβολές λόγω ενδοδιαμόρφωσης, αυτές προέρχονται από οποιεσδήποτε μη γραμμικές συνιστώσες κατά τη μετάδοση και οδηγούν σε υψηλότερο επίπεδο θορύβου, περιορίζοντας το μέγιστο SNR σε 30 - 60 dB. Τέλος, τα λάθη συχνότητας στη μετάδοση λόγω της ολίσθησης Doppler και των σφαλμάτων συγχρονισμού επιφέρουν απώλεια της ορθογωνιότητας μεταξύ των subcarriers. Χαρακτηριστικό είναι ότι offset συχνότητας της τάξης 1 - 2%

της απόστασης των subcarriers συντελεί στον περιορισμό του ενεργού SNR σε 20dB και συνακόλουθα στη μείωση της φασματικής απόδοσης του συνολικού συστήματος.

3.4 Κατανομή φερόντων στους χρήστες

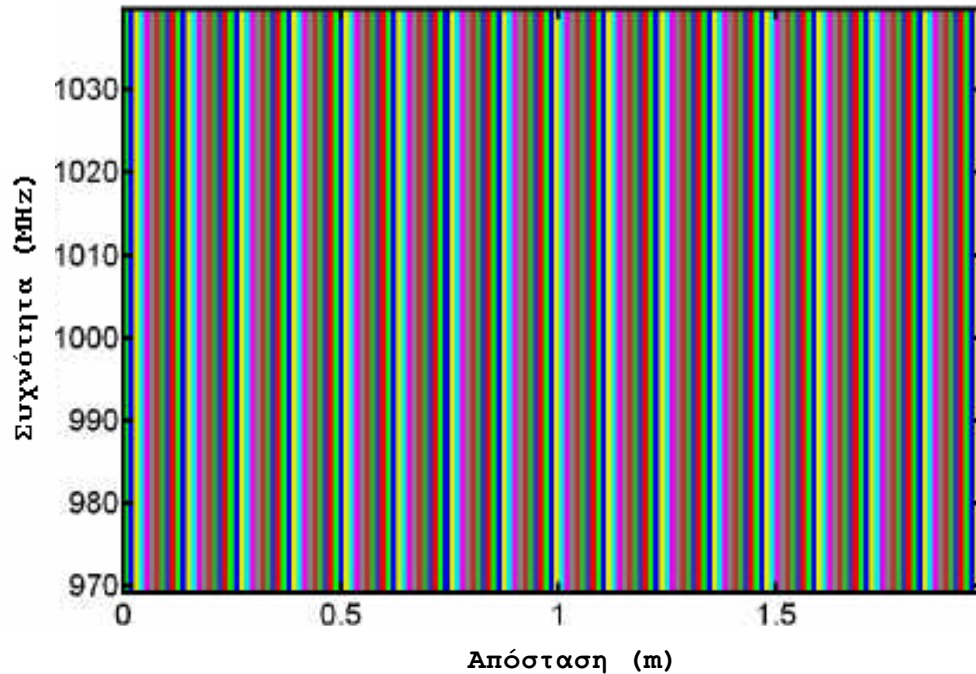
3.4.1 Γενικά

Σε ένα σύστημα multiuser OFDM υπάρχει η δυνατότητα εφαρμογής διαφόρων μεθόδων κατανομής των subcarriers στους εξυπηρετούμενους χρήστες, κυριότερες από τις οποίες είναι η TDMA, η απόδοση σταθερών συνεχόμενων ή μη συχνοτήτων, η απόδοση τυχαία επιλεγμένων συχνοτήτων και η δυναμική απόδοση συχνοτήτων. Κάθε μία από τις τεχνικές αυτές συνοδεύεται από συγκεκριμένα χαρακτηριστικά, που καθορίζουν την απόδοση, τη χωρητικότητα και το κόστος υλοποίησης του συστήματος. Ενώ οι πρώτες δεν απαιτούν ιδιαίτερα μεγάλο κόστος λόγω της απλούστερης υλοποίησης, η δυναμική μέθοδος κατανομής συχνοτήτων συνδέεται με αυξημένη χωρητικότητα, βελτιωμένη ποιότητα υπηρεσίας και μειωμένη ανάγκη για κωδικοποίηση αλλά και με πολυπλοκότερη υλοποίηση.

3.4.2 Κατανομή πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση χρόνου

Η κατανομή συχνοτήτων με την τεχνική TDMA αποτελεί μία από τις απλούστερες μεθόδους για την επίτευξη πολλαπλής πρόσβασης σε ένα σύστημα. Υλοποιείται με την απόδοση μοναδικών χρονοσχισμών σε κάθε χρήστη, κατά τη διάρκεια των οποίων μόνο ένας από αυτούς έχει πρόσβαση στο κανάλι [1][4], όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.1. Η κατανομή των χρονικών θυρίδων σε μεμονωμένους χρήστες μπορεί να

πραγματοποιηθεί με διάφορους τρόπους ανάλογα με την εκάστοτε εφαρμογή και τα προς μετάδοση δεδομένα. Ειδικότερα, σε επικοινωνίες φωνής, video και σε άλλες πραγματικού χρόνου και σταθερού ρυθμού εφαρμογές συνιστάται η εκ των προτέρων κατανομή σταθερών χρονοσχισμών στους χρήστες και η μετέπειτα κυκλική εναλλαγή αυτών σύμφωνα με τον αλγόριθμο round robin, γεγονός που εξασφαλίζει σε κάθε χρήστη τον απαιτούμενο ρυθμό μετάδοσης και την αποφυγή συγκρούσεων μεταξύ των μεταδόσεων. Από την άλλη, στις περισσότερες εφαρμογές δεδομένων η κίνηση έχει την τάση να καταθάνει σε τυχαίες ριπές και να παρουσιάζει παρόμοιες στατιστικές ιδιότητες εντός διαφόρων χρονικών διαστημάτων, από χιλιοστά του δευτερολέπτου έως εβδομάδες [2]. Διαφαίνεται λοιπόν η τάση για συνεχή ομαδοποίηση των δεδομένων, η οποία καθιστά την προκαθορισμένη απόδοση χρονοσχισμών μη αποτελεσματική, καθώς για μεγάλα χρονικά διαστήματα δεν υπάρχει μετάδοση δεδομένων. Για την εν μέρει αντιμετώπιση των ζητημάτων αυτών θεωρείται αποτελεσματικός ο συνδυασμός της εκ των προτέρων απόδοσης χρονικών θυρίδων σε χρήστες με σταθερό ρυθμό μετάδοσης με τη δυναμική απόδοση σε αυτούς με μεταβαλλόμενο ρυθμό μετάδοσης.

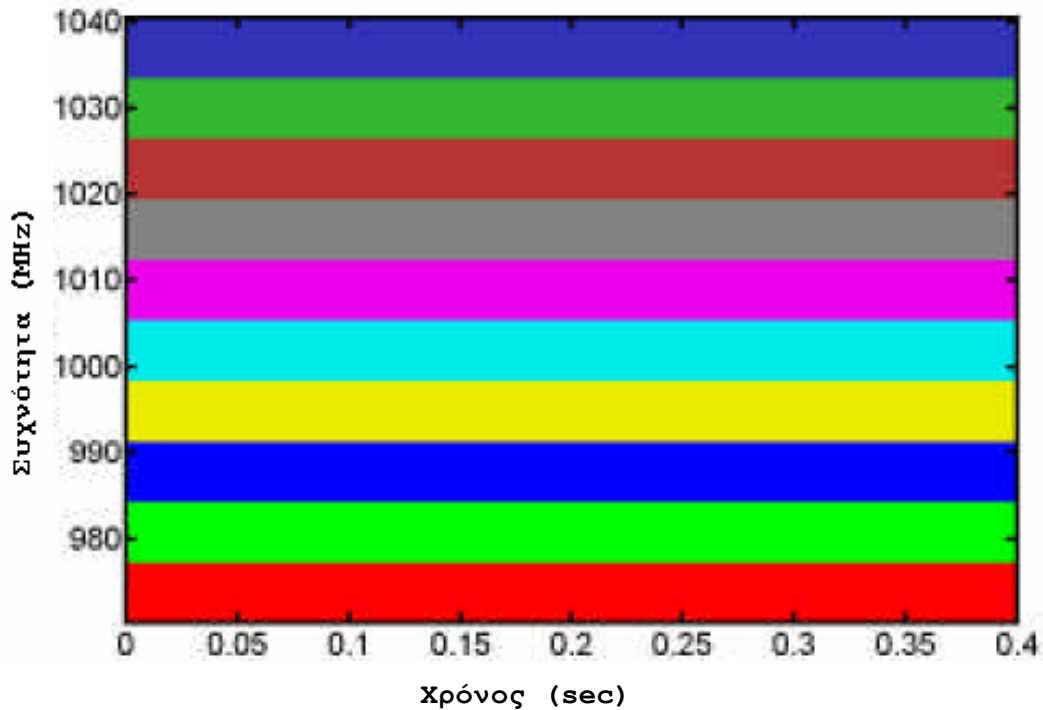


Σχήμα 3.1 : Κατανομές συχνότητας για κάθε χρήστη με διαίρεση χρόνου.

3.4.3 Κατανομή σταθερών συνεχόμενων subcarriers

Ίσως η πιο απλή μέθοδος απόδοσης είναι η ανάθεση μίας ομάδας subcarriers σταθερών συχνοτήτων σε κάθε χρήστη (fixed frequency grouped subcarriers), η οποία απεικονίζεται στο σχήμα 3.2. Η ομαδοποίηση των subcarriers τείνει να ελαχιστοποιήσει την παρεμβολή μεταξύ των χρηστών λόγω παραποιήσεων, διακυμάνσεων στο επίπεδο της ισχύος και λαθών συχνότητας, αλλά ταυτόχρονα ενισχύει την ευαισθησία της μετάδοσης σε εξασθένιση, εφόσον ολόκληρη η ομάδα των subcarriers είναι δυνατόν να χαθεί σε ένα μηδενικό του φάσματος. Στον κινητό σταθμό η βελτίωση της απόδοσης ως προς την εξασθένιση επιδιώκεται μέσω interleaving στο χρόνο σε συνδυασμό με κωδικοποίηση, ενώ στο σταθμό βάσης, όπου τα

στατικά μηδενικά μπορούν να επηρεάσουν σημαντικά την απόδοση, προτείνεται η χρήση διαφορικής λήψης [4].

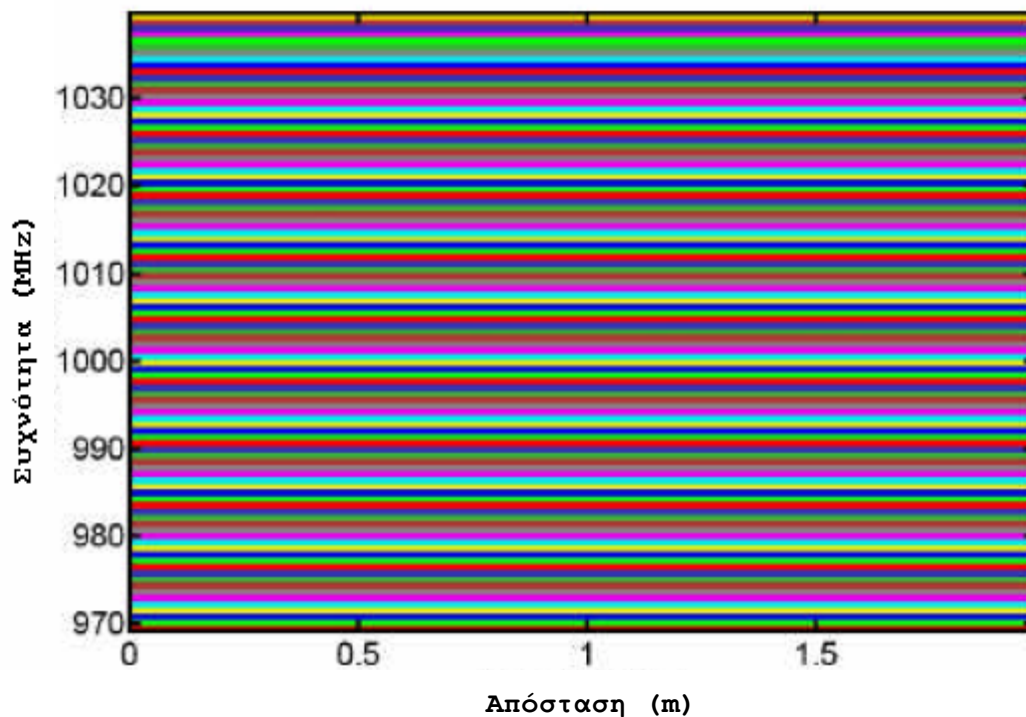


Σχήμα 3.2 : Κατανομές συχνότητας με ομάδες σταθερών συνεχόμενων subcarriers για κάθε χρήστη.

3.4.4 Κατανομή σταθερών μη συνεχόμενων subcarriers

Προκειμένου να αποφευχθούν τα προβλήματα που προκαλούν τα στατικά μηδενικά σε ένα σύστημα όπου σε κάθε χρήστη ανατίθεται μία ομάδα σταθερών και συνεχόμενων συχνοτήτων, προτείνεται ένα σχήμα εξάπλωσης των σταθερών για κάθε χρήστη συχνοτήτων σε ολόκληρο το εύρος ζώνης του συστήματος (fixed comb pattern). Έτσι, καθώς επιτυγχάνεται η βελτίωση της διαφορικότητας ως προς τη συχνότητα, αποτρέπεται το

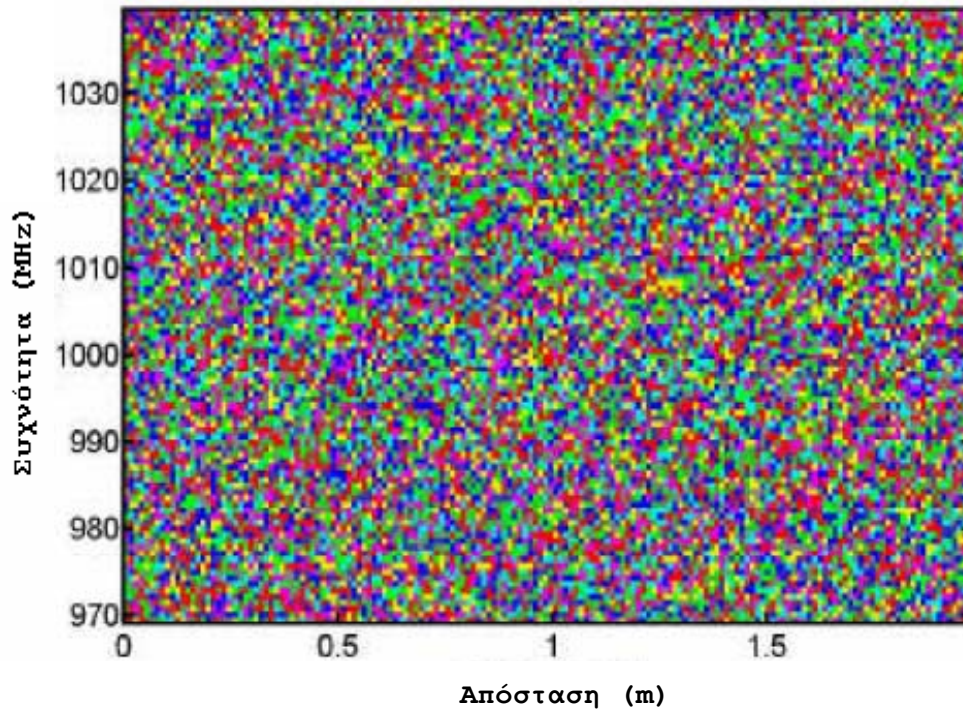
ενδεχόμενο όλα τα subcarriers ενός χρήστη να χαθούν σε ένα μηδενικό του φάσματος. Το σχήμα 3.3 παρουσιάζει το interleaving μεταξύ των subcarriers των χρηστών που απαιτείται κατά τη μετάδοση με μία τέτοιου είδους μέθοδο, επιφέροντας όμως ένα μεγάλο ποσοστό επικάλυψης της ενέργειας των χρηστών. Επομένως, ακόμα και ελάχιστη απώλεια της ορθογωνιότητας λόγω συχνοτικών ή χρονικών σφαλμάτων μπορεί να οδηγήσει σε σημαντική παρεμβολή μεταξύ των χρηστών.



Σχήμα 3.3 : Κατανομές συχνότητας με το σχήμα εξάπλωσης των σταθερών subcarriers κάθε χρήστη.

3.4.5 Κατανομή τυχαία επιλεγμένων συχνοτήτων

Το πρόβλημα που πλήττει κυρίως τα σταθερά ασύρματα συστήματα είναι οι στατικές διαλείψεις εξαιτίας της επιλεκτικής ως προς τη συχνότητα εξασθένισης. Και ενώ σε ένα κινητό περιβάλλον το χρονικό interleaving είναι δυνατόν να αντιμετωπίσει τις βραχύχρονες περιόδους ολικής απώλειας του σήματος, στα στατικά κανάλια η απροσδιόριστα μεγάλη διάρκεια των διαλείψεων καθιστά μη αποτελεσματικό το interleaving στο χρόνο [2]. Σε αυτά ως λύση ενάντια στις στατικές διαλείψεις προτείνεται η τυχαία επιλογή των συχνοτήτων, που ανατίθενται σε κάθε χρήστη, από ένα ευρύ φάσμα (random frequency hopping). Συγκεκριμένα, ομάδες από subcarriers μεταδίδονται σε μικρά χρονικά blocks, τα οποία υφίστανται τυχαίο hopping συχνότητας έτσι, ώστε να εξασφαλιστεί ότι η χρονική παραμονή σε ένα μηδενικό είναι μικρή (σχήμα 3.4). Για την ανάκτηση των χαμένων δεδομένων χρησιμοποιείται ο συνδυασμός χρονικού interleaving και κωδικοποίησης, ο οποίος όμως συνεπάγεται μειωμένη χωρητικότητα με μεγαλύτερες καθυστερήσεις στο σύστημα.



Σχήμα 3.4 : Κατανομές συχνότητας για κάθε χρήστη με τυχαία επιλογή.

3.4.6 Δυναμική κατανομή συχνοτήτων

Κατάλληλη για συστήματα multiuser OFDM κρίνεται μία νέα τεχνική δυναμικής απόδοσης τυχαίων συχνοτήτων, στην οποία το hopping στις ομάδες των subcarriers εφαρμόζεται με βάση τις τρέχουσες συνθήκες του καναλιού. Μετά την εκτίμηση του ραδιοκαναλιού, σε κάθε χρήστη ανατίθενται εκείνα τα subcarriers που του προσδίδουν το υψηλότερο SNR, τα οποία διαφέρουν για τον κάθε έναν εξαιτίας της διαφορετικής τους φυσικής θέσης. Έτσι, το διαφορετικό για κάθε χρήστη σχήμα διαλείψεων επιτρέπει την πιθανότητα τα αδύναμα subcarriers του ενός να συμπίπτουν με τα ισχυρά κάποιου άλλου, με

αποτέλεσμα στις περισσότερες περιπτώσεις την εκμετάλλευση ολόκληρου του εύρους ζώνης χωρίς μηδενικά.

3.4.7 Σύγκριση των μεθόδων κατανομής συχνότητας

Από τον τρόπο υλοποίησης των τεχνικών απόδοσης συχνοτήτων στους χρήστες διαφαίνονται τόσο τα πλεονεκτήματα όσο και οι απαιτήσεις που συνοδεύουν την κάθε μία. Χαρακτηριστικό είναι ότι στην κατανομή με TDMA η ανάγκη για συγχρονισμό είναι μειωμένη σε σχέση με τα υπόλοιπα σχήματα απόδοσης, όπου επειδή επιτρέπεται η ταυτόχρονη μετάδοση πολλών χρηστών, η επικάλυψη των subcarriers επιτάσσει τον ακριβή συγχρονισμό τους στο πεδίο της συχνότητας. Όσον αφορά στη μέθοδο σταθερών μη συνεχόμενων συχνοτήτων, αυτή εμποδίζει μεν το ενδεχόμενο της ολικής απώλειας των subcarriers ενός χρήστη σε φασματικά μηδενικά, αλλά, συγκριτικά με τη σταθερή συνεχόμενη κατανομή, παρουσιάζει έντονη παρεμβολή μεταξύ των χρηστών λόγω της αυξημένης επικάλυψης της ενέργειάς τους. Παράλληλα, η ποιότητα υπηρεσίας στη fixed τεχνική υστερεί έναντι αυτής στην τυχαία επιλογή συχνοτήτων, όπου η κατανομή των χρηστών τείνει να διασκορπιστεί σε ολόκληρο το εύρος του συστήματος, μειώνοντας την πιθανότητα όλα τα subcarriers να υποφέρουν από βαθειά διάλειψη ταυτόχρονα.

Σε όλες τις προαναφερθείσες μεθόδους η ανάθεση των subcarriers πραγματοποιείται χωρίς τη συνεκτίμηση της τρέχουσας κατάστασης του καναλιού και έτσι αυτές χαρακτηρίζονται ως τεχνικές *παθητικής κατανομής*. Αντίθετα, η απόδοση συχνοτικών και χρονικών σχισμών βάσει της εκτίμησης του καναλιού καθιστά τη δυναμική τεχνική σχήμα *ενεργητικής κατανομής*. Σε ραδιοκανάλια με ομοιόμορφη κατανομή πιθανότητας οι παθητικές μέθοδοι παρουσιάζουν

παρόμοια συμπεριφορά ως προς τις διαλείψεις, έχοντας σχεδόν ίδια την κατανομή SNR, το ρυθμό μετάδοσης και επομένως τη φασματική απόδοση και τη συνολική έξοδο του συστήματος. Στη δυναμική κατανομή, από την άλλη, χάρη στη βελτιστοποίηση της ανάθεσης συχνοτήτων στους χρήστες - στους οποίους αποδίδονται οι κορυφές της απόκρισης του καναλιού - επιτυγχάνεται η μείωση του BER με ταυτόχρονα υψηλότερο επίπεδο SNR και ρυθμού μετάδοσης [2]. Κάτι τέτοιο όμως επιβαρύνει σημαντικά την πολυπλοκότητα του συστήματος, απαιτώντας αυξημένο overhead πληροφοριών για την επαρκή γνώση της κατάστασης του καναλιού, με αποτέλεσμα σε περιπτώσεις μη δυνατής υλοποίησής της να επιλέγεται η comb τεχνική.

3.5 Δυναμική κατανομή εύρους ζώνης

Όλες ανεξαιρέτως οι τεχνικές απόδοσης συχνοτήτων είναι πιο αποτελεσματικές όταν εφαρμοστούν σε συνδυασμό με τη δυναμική κατανομή του εύρους ζώνης ανάλογα με τη λαμβανόμενη ισχύ σήματος κάθε χρήστη. Αυτό ισχύει διότι το SNR στο δέκτη εξαρτάται από το εύρος του σήματος και επομένως η μείωση του δεύτερου χωρίς αλλαγή του επιπέδου της ισχύος εκπομπής οδηγεί στην αύξηση του SNR [2]. Με τον τρόπο αυτό αντιμετωπίζεται το πρόβλημα που ενυπάρχει στα συστήματα σταθερού εύρους ζώνης και αφορά στους χρήστες με ιδιαίτερος χαμηλή λαμβανόμενη ισχύ σήματος, των οποίων το SNR δεν είναι ικανό να υποστηρίξει την επικοινωνία ακόμη και με BPSK διαμόρφωση. Αυτός ακριβώς είναι ο στόχος της τεχνικής δυναμικού εύρους ζώνης, όπου η διατήρηση της επικοινωνίας με τους εν λόγω χρήστες επιτυγχάνεται με τη μείωση του εύρους τους, έως ότου η φασματική πυκνότητα

ισχύος είναι αρκετά υψηλή, ώστε να υποστηρίξει επικοινωνίες χαμηλού ρυθμού. Ενώ η μέθοδος αυτή αναβαθμίζει την ποιότητα της υπηρεσίας, μειώνοντας την πιθανότητα απόρριψης κάποιου χρήστη, δεν επαρκεί σε όλες τις εφαρμογές, και κυρίως σε εκείνες που απαιτούν σταθερό ρυθμό δεδομένων (υπηρεσίες video και ήχου). Στις περιπτώσεις αυτές κρίνεται απαραίτητος ο βέλτιστος συνδυασμός της με κατάλληλο σχήμα διαμόρφωσης, με σκοπό την επίτευξη σταθερού ρυθμού μετάδοσης, ελαχιστοποιώντας την ποσότητα του φασματικού εύρους που χρησιμοποιείται κάθε στιγμή. Βέβαια, όπως ισχύει για κάθε δυναμική τεχνική, η ανάγκη για ακριβή συγχρονισμό και επιπλέον πληροφορίες σχετικά με την κατάσταση του καναλιού δυσχεραίνει την εφαρμογή της δυναμικής κατανομής του εύρους ζώνης. Παρόλ'αυτά υπάρχει η δυνατότητα μείωσης των απαιτήσεων αυτών με διατήρηση των βασικών της αρχών έτσι, ώστε η δυναμική τεχνική να προσαρμόζεται σε πλήθος εφαρμογών, παρέχοντας όμως μερική βελτιστοποίηση της απόδοσης του συστήματος.

3.6 Πρότυπο Mobile WiMAX

3.6.1 Εισαγωγή

Στα σταθερά ευρυζωνικά ασύρματα δίκτυα μητροπολιτικών περιοχών σημειώνεται ταχεία ανάπτυξη της τεχνολογίας WiMAX, η οποία στηρίζεται στο πρότυπο διεπαφής IEEE 802.16-2004. Η επιτυχία του σταθερού WiMAX ως οικονομικής εναλλακτικής ασύρματης λύσης έναντι των καλωδιακών και DSL υπηρεσιών οδήγησε στην περαιτέρω τροποποίηση του προτύπου 802.16 έτσι, ώστε να προστεθούν τα απαραίτητα χαρακτηριστικά για την υποστήριξη κινητικότητας των χρηστών.

Το WiMAX για κινητές υπηρεσίες αποτελεί μία ευρυζωνική ασύρματη επιλογή, η οποία επιτρέπει τη σύγκλιση κινητών και σταθερών δικτύων ευρείας ζώνης μέσω μίας κοινής ευρυζωνικής τεχνολογίας ραδιοπρόσβασης και την ευέλικτη αρχιτεκτονική δικτύου. Με σκοπό τη βελτιωμένη απόδοση ως προς την πολύοδη διάδοση σε περιβάλλοντα μη οπτικής επαφής (non-line-of-sight, N-LOS) η διεπαφή του Mobile WiMAX υιοθετεί την τεχνική OFDMA και συγκεκριμένα με τη χρήση του Scalable OFDMA (SOFDMA) μπορεί να υποστηρίξει εύρη ζώνης καναλιών από 1.25 έως 20 MHz. Η κλιμακωτή αρχιτεκτονική λοιπόν, η υψηλή έξοδος δεδομένων και το χαμηλό κόστος υλοποίησης καθιστούν το Mobile WiMAX μία ηγετική λύση στις ασύρματες υπηρεσίες ευρείας ζώνης. Η επιτυχία της εν λόγω τεχνολογίας έγκειται στο γεγονός ότι μπορεί να παρέχει χωρητικότητα δεκάδων megabits ανά δευτερόλεπτο σε κάθε κανάλι, εξασφαλίζοντας ταυτόχρονα το χαμηλό κόστος συνδρομητικών υπηρεσιών για κινητό internet και την ευελιξία στη δομή [12].

3.6.2 Χαρακτηριστικά Mobile WiMAX

Ως χαρακτηριστικές ιδιότητες ενός συστήματος κινητού WiMAX αναφέρονται : i) *οι υψηλοί ρυθμοί δεδομένων*, οι οποίοι επιτυγχάνονται με την εισαγωγή τεχνικών MIMO κεραιών σε συνδυασμό με ευέλικτα σχήματα διαμερισμού καναλιών και προηγμένα είδη διαμόρφωσης και κωδικοποίησης, ii) *η ποιότητα της υπηρεσίας*, η οποία καλύπτει τις απαιτήσεις ενός εκτεταμένου συνόλου υπηρεσιών δεδομένων και εφαρμογών, iii) *η scalability*, η υποστήριξη, δηλαδή, μεγάλου φάσματος ευρών ζώνης, η οποία επιτυγχάνεται με την προσαρμογή του μεγέθους του FFT και την ταυτόχρονη διατήρηση της απόστασης μεταξύ των subcarriers και αποσκοπεί στην ικανοποίηση

ποικίλων αναγκών για φασματική κατανομή και απαιτήσεων των χρησιμοποιούμενων μοντέλων, iv) η ασφάλεια, η οποία επιδιώκεται μέσω ειδικών πρωτοκόλλων ευέλικτης διαχείρισης, επιβεβαίωσης χρήστη και ταχέων μεταπομπών, κρυπτογράφησης κίνησης και προστασίας μηνυμάτων ελέγχου, v) η κινητικότητα, η οποία υποστηρίζεται από βελτιωμένα σχήματα μεταπομπής με μικρές καθυστερήσεις έτσι, ώστε να εξασφαλίζονται εφαρμογές πραγματικού χρόνου χωρίς την υποβάθμιση της υπηρεσίας.

Επιπρόσθετα όμως, το Mobile WiMAX αξιοποιεί τη συμβατότητα του OFDMA με τις τεχνολογίες έξυπνων κεραιών προς την ενίσχυση της απόδοσης του συστήματος. Ειδικότερα, οι υποστηριζόμενες τεχνολογίες MIMO (Multiple Input Multiple Output) περιλαμβάνουν: την τεχνική *beamforming* μέσω της οποίας το σύστημα χρησιμοποιεί τις πολλαπλές κεραιές για τη μετάδοση σημάτων διαφορετικών βαρών, με στόχο τη βελτίωση της κάλυψης και της χωρητικότητας και τη μείωση της πιθανότητας αποκλεισμού χρηστών, την εφαρμογή χωρο-χρονικών κωδίκων (*Space-Time Code, STC*) για την επίτευξη χωρικής διαφορικότητας και τη μείωση του περιθωρίου διαλείψεων και τη χωρική πολύπλεξη, η οποία εκμεταλλεύεται τους υψηλούς ρυθμούς κορυφών για την αύξηση του throughput.

Το σχήμα πολύπλεξης που επιλέγεται ανάμεσα στα TDD, FDD και Half-Duplex FDD, τα οποία υποστηρίζονται από το 802.16e, είναι η πολύπλεξη με διαίρεση χρόνου [12], καθώς αυτή προσφέρει πλήθος πλεονεκτημάτων στο σύστημα, και ειδικότερα: i) δεν απαιτεί συγχρονισμό σε ολόκληρο το εύρος του συστήματος για την αντιμετώπιση των ζητημάτων παρεμβολής, ii) καθιστά δυνατή την προσαρμογή του ρυθμού στην ευθεία και αντίστροφη ζεύξη και επομένως τον αποτελεσματικό χειρισμό των περιπτώσεων ασύμμετρης κίνησης,

iii) εξασφαλίζει την αμοιβαιότητα του καναλιού για την αποτελεσματικότερη εφαρμογή MIMO και άλλων προηγμένων τεχνολογιών κεραιών κλειστού βρόχου, iv) απαιτεί ένα κοινό κανάλι για τις δύο ζεύξεις παρέχοντας μεγαλύτερη ευελιξία ως προς την προσαρμογή σε κυμαινόμενες παγκόσμιες φασματικές κατανομές και v) υλοποιείται σχετικά απλά και άρα οικονομικά. Από την άλλη, στην τεχνική FDD απαιτούνται δύο κανάλια για την υλοποίηση των δύο ζεύξεων, οι οποίες έχουν πάντοτε σταθερά και γενικά ίσα μεταξύ τους εύρη ζώνης.

Όσον αφορά στον παράγοντα επαναχρησιμοποίησης, για το Mobile WiMAX μπορεί να είναι είτε ένα, όπου όλες οι κυψέλες ή οι τομείς λειτουργούν στο ίδιο συχνοτικό κανάλι, είτε τρία, όπου οι χρήστες λειτουργούν σε υποδιαύλους που απασχολούν το 1/3 του συνολικού εύρους ζώνης [12]. Στην πρώτη περίπτωση επιτυγχάνεται μεγιστοποίηση της φασματικής απόδοσης, η έντονη όμως διακαναλική παρεμβολή είναι δυνατόν να οδηγήσει στην υποβάθμιση της ποιότητας της σύνδεσης των χρηστών στα όρια της κυψέλης. Για την αντιμετώπιση του προβλήματος αυτού δεν είναι απαραίτητη η εφαρμογή του παραδοσιακού frequency planning, εφόσον αρκεί ένα συνδυαστικό σχήμα, όπου στους κεντρικούς χρήστες διατίθενται όλα τα υποκανάλια και στους περιφερειακούς μόνο ένα τμήμα αυτών. Έτσι, διασφαλίζεται ταυτόχρονα ικανοποιητική φασματική απόδοση και ποιότητα σύνδεσης, ενώ με δυναμικό σχεδιασμό, βάσει του φορτίου και του επιπέδου των παρεμβολών, μπορεί να πραγματοποιηθεί βέλτιστη επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων.

3.6.3 Δομή συμβόλου OFDMA

Ένα σύμβολο OFDMA αποτελείται από τρεις τύπους *subcarriers*, τα *subcarriers* δεδομένων για τη μετάδοση πληροφοριών, τα *πilotικά subcarriers* για την εκτίμηση του καναλιού και το συγχρονισμό και τα *μηδενικά subcarriers* ως διαστήματα ασφαλείας και DC φέροντα. Τα ενεργά *subcarriers*, στα οποία συγκαταλέγονται οι δύο πρώτες κατηγορίες, ομαδοποιούνται τόσο στην ευθεία όσο και στην αντίστροφη ζεύξη σε σύνολα, σχηματίζοντας υποκανάλια. Ως ελάχιστη μονάδα χρόνου - συχνότητας κατά τη δημιουργία των υποδιαύλων θεωρείται μία θυρίδα, η οποία ισοδυναμεί με 48 τόνους (*subcarriers*). Σε γενικές γραμμές υπάρχουν δύο τύποι συνδυασμού των *subcarriers*, ο *συνοριακός*, όπου για το σχηματισμό ενός υποκαναλιού ομαδοποιείται ένα block συνοριακών *subcarriers* και ο *διαφορικός*, όπου τα *subcarriers* που θα αποτελέσουν ένα υποκάνάλι επιλέγονται ψευδοτυχαία. Με αυτόν επιτυγχάνεται διαφορισμός συχνότητας και εξομάλυνση της διακυψελικής παρεμβολής, ενώ τυπικά είδη του είναι τα FUSC (Fully Used Sub-Carrier), PUSC (Partially Used Sub-Carrier) [12]. Οι διαφορικοί συνδυασμοί ενδείκνυνται σε κινητές εφαρμογές, οι συνοριακοί αντίθετα αποδίδουν ικανοποιητικά σε σταθερά, φορητά ή μικρής κινητικότητας περιβάλλοντα, γεγονός που προσδίδει τη δυνατότητα ανταλλαγής κινητικότητας και throughput κατά το σχεδιασμό του συστήματος.

3.6.4 Παράμετροι συστήματος Mobile WiMAX

Ένα σύστημα κινητού WiMAX, εφόσον στηρίζεται στο Scalable OFDMA, μπορεί να τροποποιηθεί κατά ευέλικτο τρόπο, ώστε να λειτουργεί σε διαφορετικά εύρη ζώνης με την

αντίστοιχη προσαρμογή των παραμέτρων του. Για τη μέλετη και εκτίμηση της απόδοσής του θεωρείται σύστημα με δύο επίπεδα κυψελών, του οποίου τα χαρακτηριστικά παρατίθενται στον πίνακα 3.1, ενώ ακολουθεί ο πίνακας των παραμέτρων των χρησιμοποιούμενων μοντέλων διάδοσης.

Παράμετροι	Τιμές
Αριθμός Κυψελών	19
Συχνότητα Λειτουργίας	1995MHz
Μέγεθος FFT (N_{FFT})	1020
Απόσταση μεταξύ των subcarriers	10.94 kHz
Είδος Πολύπλεξης	TDD
Εύρος Ζώνης Καναλιού	10MHz
Ύψος Κεραίας Σταθμού Βάσης	32m
Ύψος Κεραίας Κινητού Τερματικού	1.5m
Μέγιστη Ισχύς Εκπομπής Σταθμού Βάσης	43dBm
Μέγιστη Ισχύς Εκπομπής Κινητού Τερματικού	22dBm
Noise Figure Σταθμού Βάσης	4dB
Noise Figure Κινητού Τερματικού	7dB

Πίνακας 3.1 : Παράμετροι συστήματος κινητού WiMax.

Παράμετροι	Τιμές
Μοντέλο Διάδοσης	COST - Walfisch - Ikegami (COST - WI)
Απόσταση μεταξύ των κτιρίων (b)	20...50m
Πλάτος δρόμων (w)	b/2
Γωνία δρόμου - κατεύθυνσης διάδοσης (φ)	90°
Μοντέλο Διάδοσης	Ελεύθερου Χώρου (Free Space Loss - F.S.L.)
Συντελεστής απωλειών (n)	2 , 4

Πίνακας 3.2 : Παράμετροι μοντέλων διάδοσης.

3.6.5 Ισολογισμός ισχύος συστήματος Mobile WiMAX

Η ανάλυση της ζεύξης πραγματοποιείται μέσω του ισολογισμού ισχύος, που περιγράφει το λεπτομερή συσχετισμό των πηγών εκπομπής και λήψης, του θορύβου, της εξασθένισης ζεύξης και της απόδοσης του συστήματος. Σε συνδυασμό με το επιλεγμένο μοντέλο διάδοσης ο ισολογισμός ισχύος παρέχει τη δυνατότητα ελέγχου όσον αφορά στην ικανότητα του συστήματος να καλύψει τις εκάστοτε απαιτήσεις, προσφέροντας ταυτόχρονα τις βασικές εκτιμήσεις για το κόστος και την απόδοση του συστήματος καθώς και για τους αναπόφευκτους συμβιβασμούς μεταξύ των διαφόρων παραμέτρων.

Στην πράξη, ο ισολογισμός ισχύος πραγματοποιείται με στόχο τον υπολογισμό των μέγιστων απωλειών διάδοσης στην άνω και κάτω ζεύξη και την εξισορρόπησή τους. Στην κάτω ζεύξη, όπου η μέγιστη τιμή απωλειών διάδοσης υπολογίζεται από την ισχύ εκπομπής της κεραίας του σταθμού βάσης (Equivalent Isotropic Radiated Power - EIRP) και το ελάχιστο επιτρεπτό επίπεδο σήματος στα άκρα της κυψέλης, η επίδραση του φορτίου είναι μεγάλη, καθώς για τους χρήστες

μίας κυψέλης ο ενισχυτής είναι κοινός. Μετά τον αντίστοιχο υπολογισμό στην άνω ζεύξη, από την κεραία εκπομπής του κινητού προς το σταθμό βάσης, η κατεύθυνση με τη μικρότερη μέγιστη τιμή απωλειών διάδοσης επιλέγεται ως η περιοριστική κατεύθυνση. Και ενώ σε κυψέλες με υψηλή κίνηση αυτή είναι η κάτω ζεύξη, το αντίθετο ισχύει σε δίκτυα με χαμηλό φορτίο, στα οποία στόχο αποτελεί η μέγιστη δυνατή κάλυψη. Βάσει των μέγιστων απωλειών διάδοσης της περιοριστικής κατεύθυνσης και του χρησιμοποιούμενου μοντέλου διάδοσης υπολογίζεται η ακτίνα της κυψέλης του συστήματος για δεδομένη ισχύ εκπομπής και πιθανότητα κάλυψης στα άκρα της και αναλόγως προσαρμόζεται η ισχύς εκπομπής της άλλης ζεύξης [13].

Ακολουθούν οι πίνακες του ισολογισμού ισχύος για τις δύο ζεύξεις, των οποίων τα στοιχεία βασίζονται στις παραμέτρους του συστήματος (βλ. Πίνακα 3.1) και του μοντέλου διάδοσης (βλ. Πίνακα 3.2).

Mobile WiMAX Downlink

Σταθμός Βάσης					
Ισχύς εκπομπής	20.0 43				W dBm
Περιθώρια					
Παρεμβολής	3.0				dB
Κινητό Τερματικό					
Noise figure	7.0				dB
Ευαισθησία Κινητού Τερματικού					
Πυκνότητα θερμικού θορύβου	-174.0				dBm/Hz
Απόσταση subcarriers	10.94				kHz
Τύπος διαμόρφωσης	BPSK	4-QAM	16-QAM	64-QAM	
Απαιτούμενο SNR	9	12.5	20.5	25.02	dB
Σύνθετη ευαισθησία τερματικού	-107.6	-104.1	-96.1	-91.6	dBm
Λαμβανόμενη ισχύς	-104.6	-101.1	-93.1	-88.6	dB
Μέγιστες επιτρεπτές απώλειες διάδοσης	147.6	144.1	136.1	131.6	dB

Πίνακας 3.3 : Ισολογισμός ισχύος Κάτω Ζεύξης για σύστημα κινητού WiMax.

Mobile WiMAX Uplink

Κινητό Τερματικό					
Ισχύς εκπομπής	160 22				mW dBm
Περιθώρια					
Παρεμβολής	3.0				dB
Σταθμός Βάσης					
Noise figure	4.0				dB
Ευαισθησία Σταθμού Βάσης					
Πυκνότητα θερμικού θορύβου	-174.0				dBm/Hz
Απόσταση subcarriers	10.94				kHz
Τύπος διαμόρφωσης	BPSK	4-QAM	16-QAM	64-QAM	
Απαιτούμενο SNR	9	12.5	20.5	25.02	dB
Σύνθετη ευαισθησία τερματικού	-90.9	-87.5	-79.5	-74.9	dBm
Λαμβανόμενη ισχύς	-87.9	-84.5	-76.5	-71.9	dB
Μέγιστες επιτρεπτές απώλειες διάδοσης	109.9	106.5	98.5	93.9	dB

Πίνακας 3.4 : Ισολογισμός ισχύος Άνω Ζεύξης για σύστημα κινητού WiMax.

Όπως διαφαίνεται από τους πίνακες 3.3 και 3.4, βασικά στάδια του ισολογισμού ισχύος αποτελούν [14][15]:

- i) Ο υπολογισμός της ευαισθησίας του δέκτη S_{\min} , δηλαδή της ελάχιστης απαιτούμενης ισχύος, από τη σχέση :

$$S_{\min} = k * B_{\text{eff}} * T_e * F_{\text{RX}} * \text{SNR}_{\min} ,$$

όπου $k = 1.38 * 10^{-23}$ η σταθερά Boltzmann, $T_e = 290\text{K}$ η θερμοκρασία περιβάλλοντος, $B_{\text{eff}} = N_{\text{sub}} * \Delta f_{\text{sub}}$ το ονομαστικό εύρος ζώνης που καθορίζεται από τον

αριθμό των subcarriers και τη μεταξύ τους απόσταση, F_{RX} το noise figure του δέκτη που αποτελεί μέτρο της απόδοσής του ως προς το θόρυβο και έχει ως σημείο αναφοράς στην άνω ζεύξη την είσοδο του σταθμού βάσης και στην κάτω ζεύξη την κεραία σύνδεσης του κινητού τερματικού [13], SNR_{min} ο ελάχιστος απαιτούμενος σηματοθορυβικός λόγος που εξαρτάται από το είδος διαμόρφωσης και το E_b/N_o

- ii) Ο υπολογισμός της συνολικής ισχύος που λαμβάνει ο δέκτης από τη σχέση :

$$P_R = \text{Interference Margin} + S_{min} ,$$

όπου Interference Margin το περιθώριο παρεμβολής που μεταβάλλεται ανάλογα με τον παράγοντα επαναχρησιμοποίησης και S_{min} η ευαισθησία του δέκτη

- iii) Ο υπολογισμός των απωλειών διάδοσης από τη σχέση :

$$\text{Path_Loss} = P_{max} - P_R$$

όπου P_{max} η μέγιστη ισχύς εκπομπής του πομπού

- iv) Ο υπολογισμός της ακτίνας κάλυψης σύμφωνα με κάθε ένα από τα εξής μοντέλα [16 – 18]:

α. Μοντέλο Διάδοσης Ελεύθερου Χώρου (Free Space Loss – F.S.L)

- για συντελεστική απωλειών $n = 2$:

$$L(\text{dB}) = 32.4 + 20\log f + 20\log d$$

- για συντελεστή απωλειών $n > 2$:

$$L(\text{dB}) = L(d_0) + 10n \log(d/d_0)$$

όπου f σε MHz, d και d_0 σε km και d_0 σημείο αναφοράς με γνωστή εξασθένιση $L(d_0)$

β. Μοντέλο COST - Walfisch - Ikegami (COST - WI)

Το μοντέλο επιτρέπει το βελτιωμένο υπολογισμό των απωλειών διάδοσης, συμπεριλαμβάνοντας περισσότερα δεδομένα για την περιγραφή του περιβάλλοντος, όπως :

- το ύψος των κτιρίων h_{Roof}
- το πλάτος των δρόμων w
- την απόσταση μεταξύ των κτιρίων b
- τον προσανατολισμό του δρόμου ως προς την ευθεία διάδοση φ

$$L_p(\text{dB}) = \begin{cases} L_0 + L_{\text{rts}} + L_{\text{msd}} & \text{για } L_{\text{rts}} + L_{\text{msd}} > 0 \\ L_0 & \text{για } L_{\text{rts}} + L_{\text{msd}} \leq 0 \end{cases}$$

όπου $L_0(\text{dB}) = 32.4 + 20 \log(f/\text{MHz}) + 20 \log(d/\text{km})$, L_{rts} ο όρος που περιγράφει τη διάδοση του κύματος στο πολυοδικό μονοπάτι, λαμβάνοντας υπ'όψιν το πλάτος και τον προσανατολισμό του δρόμου, όπου βρίσκεται το κινητό, και δίνεται από τη σχέση :

$$L_{\text{rts}} = -16.9 - 10 \log(w/m) + 10 \log(f/\text{MHz}) + 20 \log(\Delta h_{\text{Mobile}}/m) + L_{\text{Ori}}$$

όπου L_{Ori} ένας εμπειρικός διορθωτικός παράγοντας που δίνεται από τη σχέση :

$$L_{Ori} = \begin{cases} -10 + 0.354(\varphi/\text{deg}) & \text{για } 0 \leq \varphi \leq 35^\circ \\ 2.5 + 0.075(\varphi/\text{deg} - 35) & \text{για } 35^\circ \leq \varphi \leq 55^\circ \\ 4.0 - 0.114(\varphi/\text{deg} - 55) & \text{για } 55^\circ \leq \varphi < 90^\circ \end{cases}$$

$$\Delta h_{Mobile} = h_{Roof} - h_{Mobile}$$

$$\Delta h_{Base} = h_{Base} - h_{Roof}$$

L_{msd} ο όρος που μοντελοποιεί την επίδραση του ύψους των κτιρίων και της μεταξύ τους απόστασης ως προς την ευθεία διάδοση και δίνεται από τη σχέση :

$$L_{msd} = L_{bsh} + k_a + k_d \log(d/m) + k_f \log(f/\text{MHz}) - 9 \log(b/m)$$

$$\text{όπου } L_{bsh} = \begin{cases} -18 \log(1 + \Delta h_{Base}/m) & \text{για } h_{Base} > h_{Roof} \\ 0 & \text{για } h_{Base} \leq h_{Roof} \end{cases}$$

k_a ο όρος που εκφράζει την αύξηση των απωλειών διάδοσης σε περιπτώσεις όπου η κεραία του σταθμού βάσης βρίσκεται χαμηλότερα από τις οροφές των παρακείμενων κτιρίων και δίνεται από τη σχέση :

$$k_a = \begin{cases} 54 & \text{για } h_{Base} > h_{Roof} \\ 54 - 0.8(\Delta h_{Base}/m) & \text{για } d \geq 0.5 \text{ km} \text{ \& } h_{Base} \leq h_{Roof} \\ 54 - 0.8(\Delta h_{Base}/m) ((d/\text{km})/0.5) & \text{για } d < 0.5 \text{ km} \text{ \& } \\ & h_{Base} \leq h_{Roof} \end{cases}$$

k_d και k_f οι όροι που ελέγχουν την εξάρτηση των απωλειών λόγω διάθλασης στο πολυδιαδρομικό περιβάλλον από την απόσταση και τη ραδιοσυχνότητα αντίστοιχα και δίνονται από τις σχέσεις :

$$k_d = \begin{cases} 18 & \text{για } h_{\text{Base}} > h_{\text{Roof}} \\ 18 - 15(\Delta h_{\text{Base}}/h_{\text{Roof}}) & \text{για } h_{\text{Base}} \leq h_{\text{Roof}} \end{cases}$$

$$k_f = -4 + \begin{cases} 0.7((f/\text{MHz})/925 - 1) & \text{για μεσαίου μεγέθους} \\ & \text{πόλη και ημιαστικά κέντρα} \\ & \text{με μεσαία πυκνότητα δέντρων} \\ 1.5((f/\text{MHz})/925 - 1) & \text{για μητροπολιτικά} \\ & \text{κέντρα} \end{cases}$$

Προτεινόμενες τιμές του μοντέλου είναι οι εξής :

$$h_{\text{Roof}} = 3\text{m} * \{\text{number of floors}\} + \text{roof-height}$$

$$\text{roof-height} = \begin{cases} 3\text{m pitched} \\ 0\text{m flat} \end{cases}$$

$$b = 20 \dots 50 \text{ m}$$

$$w = b/2$$

$$\varphi = 90^\circ$$

Οι περιορισμοί του μοντέλου είναι οι ακόλουθοι:

$$f = 800 \dots 2000 \text{ MHz}$$

$$h_{\text{Base}} = 4 \dots 50 \text{ m}$$

$$h_{\text{Mobile}} = 1 \dots 3 \text{ m}$$

$$d = 0.02 \dots 5 \text{ km}$$

Βάσει του Πίνακα 3.2 ο υπολογισμός της ακτίνας κάλυψης πραγματοποιείται με το Μοντέλο Ελεύθερου Χώρου για συντελεστή απωλειών $n = 2$ και $n = 4$, καθώς και με το Μοντέλο COST - Walfisch - Ikegami. Οι τιμές της ακτίνας που προκύπτουν σε κάθε περίπτωση για την Άνω Ζεύξη, που αποτελεί την περιοριστική κατεύθυνση, αναγράφονται στον ακόλουθο πίνακα :

Μοντέλο Διάδοσης	Ελεύθερου Χώρου, $n = 2$				
Τύπος Διαμόρφωσης	BPSK	4-QAM	16-QAM	64-QAM	
Ακτίνα Κάλυψης	3.79	2.54	1.01	0.59	km
Μοντέλο Διάδοσης	Ελεύθερου Χώρου, $n = 4$				
Τύπος Διαμόρφωσης	BPSK	4-QAM	16-QAM	64-QAM	
Ακτίνα Κάλυψης	0.06	0.05	0.03	0.02	km
Μοντέλο Διάδοσης	COST - Walfisch - Ikegami				
Τύπος Διαμόρφωσης	BPSK	4-QAM	16-QAM	64-QAM	
Ακτίνα Κάλυψης	0.53	0.47	0.29	0.22	km

Πίνακας 3.5 : Ακτίνα κάλυψης για την άνω ζεύξη του συστήματος.

- ν) Η εξισορρόπηση των δύο ζεύξεων με γνώμονα την ακτίνα κάλυψης της περιοριστικής κατεύθυνσης (Άνω Ζεύξη) μέσω του επανακαθορισμού της ισχύος εκπομπής του σταθμού βάσης έτσι, ώστε να μην υπάρχουν παρεμβολές. Ειδικότερα, από τη μέγιστη επιτρεπτή τιμή των απωλειών διάδοσης (Path_Loss) στην άνω ζεύξη προκύπτει η νέα τιμή της μέγιστης ισχύος εκπομπής του σταθμού βάσης ως εξής :

$$P_{\max} = \text{Path_Loss} + P_R$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ OFDM

4.1 Εισαγωγή

Σκοπό της διπλωματικής εργασίας αποτελεί η μελέτη των χαρακτηριστικών της τεχνικής OFDMA μέσω της προσομοίωσης ενός κυψελωτού συστήματος κινητών χρηστών με την εφαρμογή του προγράμματος Matlab. Το σχεδιαστικό αυτό εργαλείο επιλέχθηκε καθώς θεωρείται μία υψηλής απόδοσης γλώσσα για τον τεχνικό προγραμματισμό. Πρόκειται για ένα διαδραστικό σύστημα, το οποίο ενσωματώνει τις διεργασίες του υπολογισμού, της απεικόνισης και του προγραμματισμού σε ένα εύχρηστο περιβάλλον. Για την υλοποίηση της προσομοίωσης αναπτύχθηκε ο κατάλληλος αλγόριθμος εκτίμησης της χωρητικότητας του συστήματος, του αριθμού δηλαδή των χρηστών, οι οποίοι έπειτα από ορισμένα στάδια ελέγχου γίνονται δεκτοί.

4.2 Σύστημα Προσομοίωσης

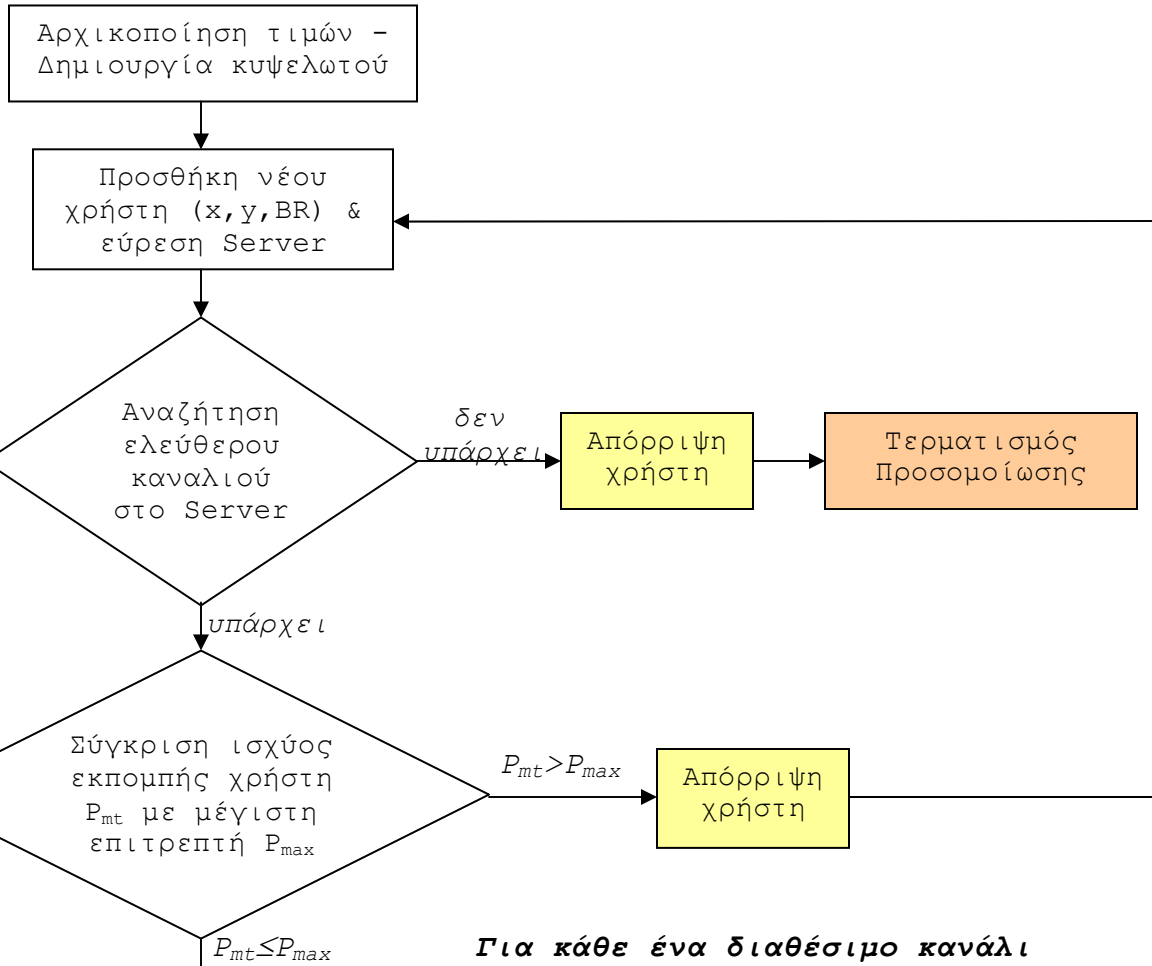
Θεωρήθηκε κυψελωτό σύστημα OFDMA/TDD κεντρικής συχνότητας λειτουργίας 1,995 MHz και εύρους ζώνης 10 MHz, με ακτίνα κυψέλης που προέκυψε από τον ισολογισμό ισχύος για κάθε μοντέλο διάδοσης και δύο επίπεδα παρεμβολής γύρω από την κεντρική κυψέλη. Το μέγεθος του μετασχηματισμού Fourier επιλέχθηκε 1024, ο αριθμός των subcarriers ανά κανάλι χρήστη τέθηκε στα 10, ενώ τα χαρακτηριστικά των

κεραιών, και συγκεκριμένα οι ισχείς εκπομπής και οι συντελεστές θορύβου προέκυψαν από τις παραμέτρους του προτύπου Mobile WiMAX. Από αυτό αντλήθηκαν επιπλέον οι τιμές του περιθωρίου παρεμβολής, της συχνοτικής απόστασης των subcarriers και της πυκνότητας θορύβου στην άνω και στην κάτω ζεύξη. Όσον αφορά στις υποστηριζόμενες εφαρμογές, το σύστημα σχεδιάστηκε έτσι, ώστε να εξυπηρετεί χρήστες με τέσσερις διαφορετικούς ρυθμούς δεδομένων, που αντιστοιχούν σε τέσσερα σχήματα διαμόρφωσης και καθορίζουν τις ελάχιστες τιμές αποδεκτού SINR.

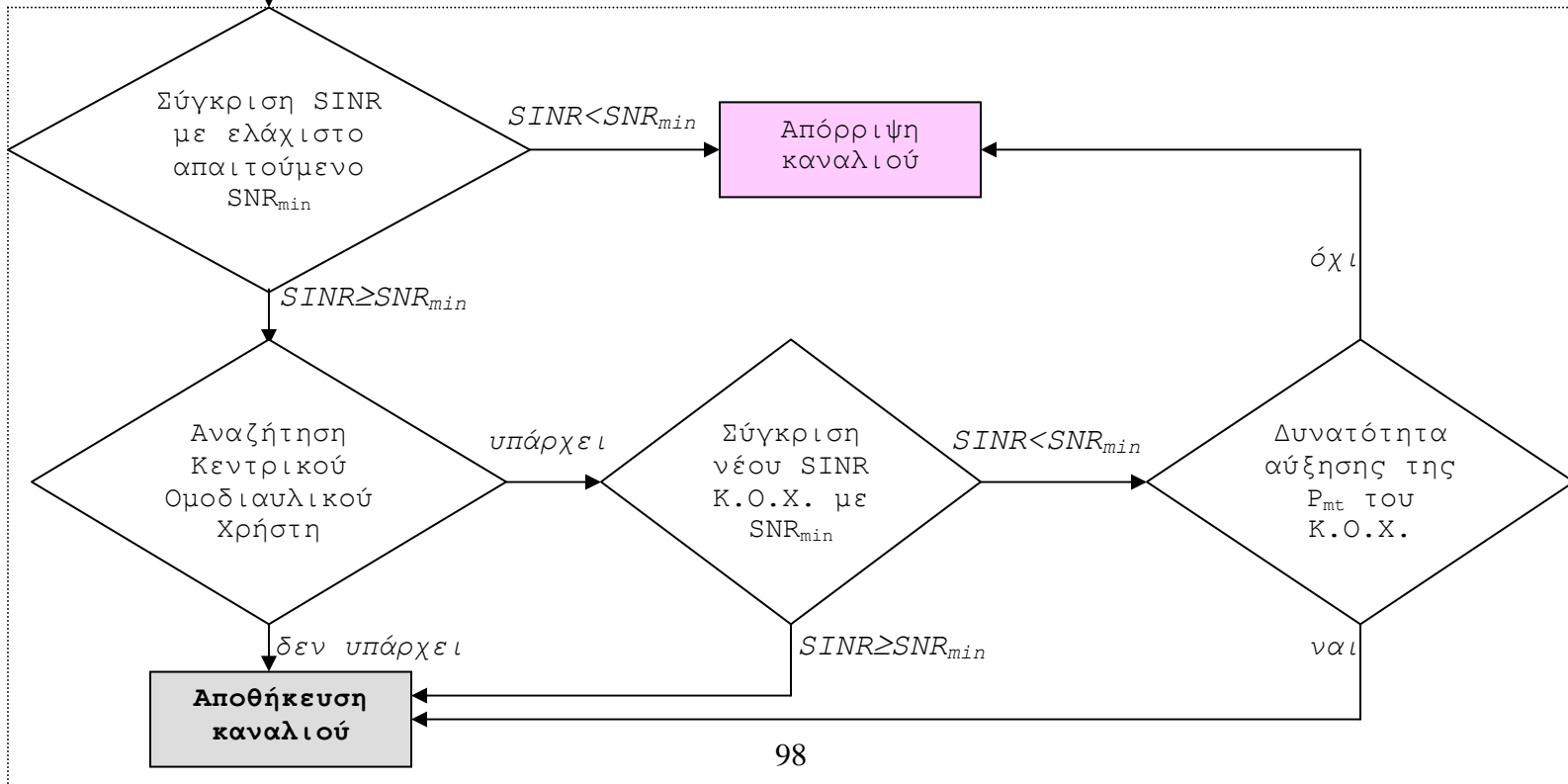
4.3 Περιγραφή Αλγορίθμου

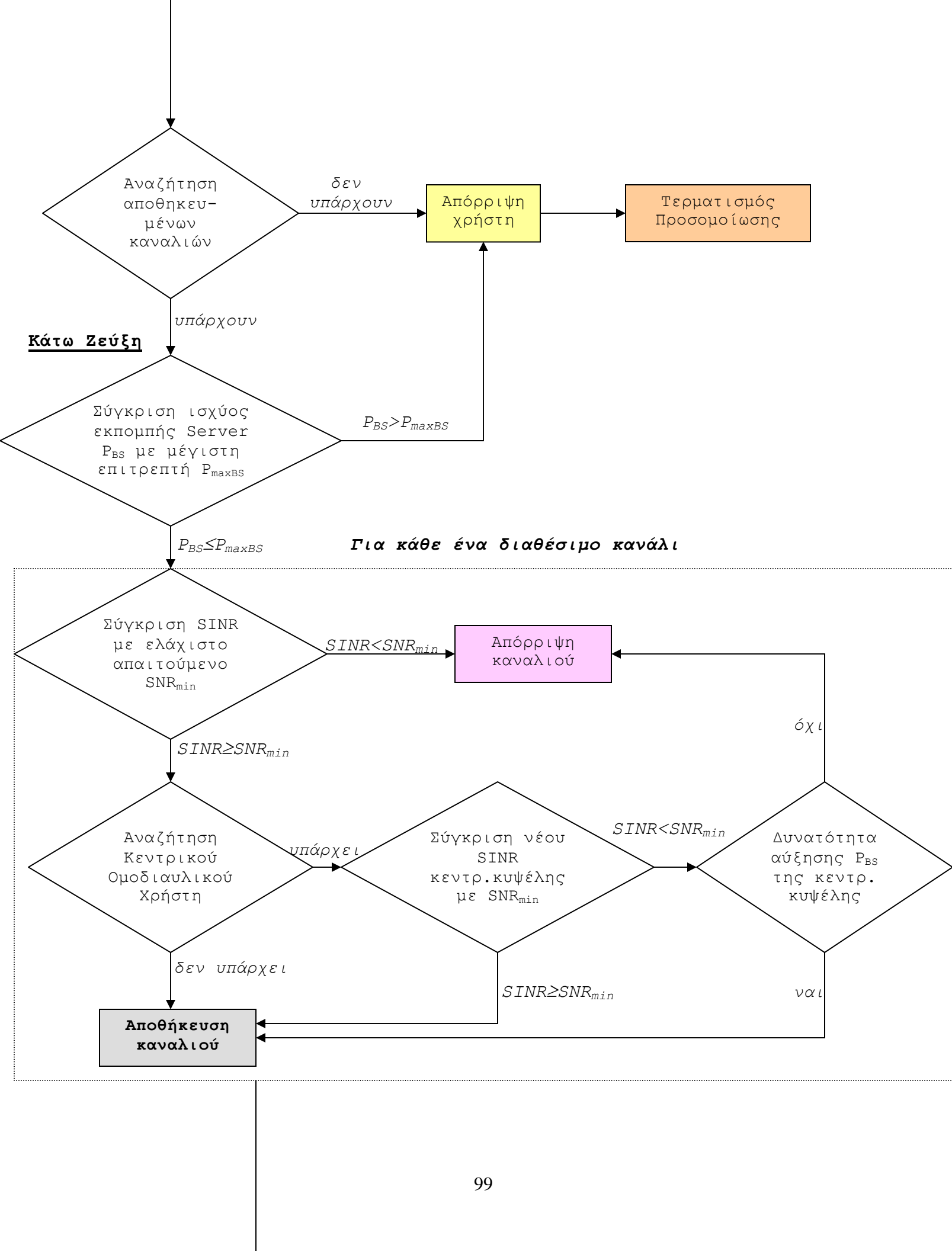
Ο αλγόριθμος, ο οποίος εφαρμόστηκε κατά την προσομοίωση του συστήματος, στηρίχθηκε στο ακόλουθο διάγραμμα ροής :

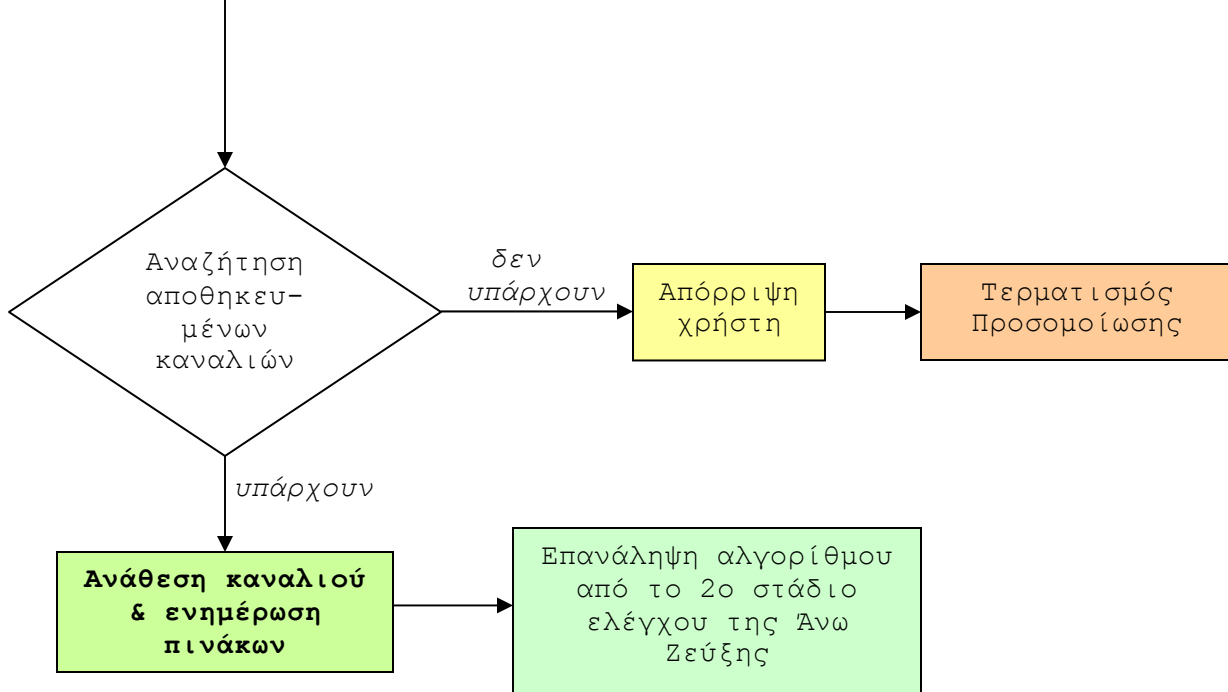
Ανω Ζεύξη



Για κάθε ένα διαθέσιμο κανάλι







Σχήμα 4.1 : Διάγραμμα Ροής Αλγορίθμου Προσομοίωσης.

Κατά το στάδιο της αρχικοποίησης εισάγονται οι τιμές των βασικών παραμέτρων του συστήματος και δημιουργούνται οι απαραίτητοι πίνακες για την αποθήκευση των στοιχείων των σταθμών βάσης, των κινητών τερματικών και της μεταξύ τους σύνδεσης. Επιπλέον, σχεδιάζεται το πλέγμα των κυψελών με τους σταθμούς βάσης, στους οποίους αποδίδονται οι αντίστοιχες ομάδες διαύλων βάσει του παράγοντα επαναχρησιμοποίησης τρία.

Εν συνεχεία στο σύστημα εισάγεται χρήστης με τυχαίες συντεταγμένες και τυχαίο ρυθμό δεδομένων, ο οποίος ορίζει την αιτούμενη υπηρεσία. Μετά την εύρεση του σταθμού βάσης που θα κληθεί να εξυπηρετήσει το συγκεκριμένο χρήστη, η οποία πραγματοποιείται με το κριτήριο της ελάχιστης εξασθένισης, αρχίζει η διαδικασία ελέγχου για την απόδοση κατάλληλου καναλιού στο χρήστη. Η διαδικασία αυτή υλοποιείται σε δύο μέρη, με το πρώτο να αφορά στην άνω και το δεύτερο στην κάτω ζεύξη.

Στο πρώτο στάδιο ελέγχου της άνω ζεύξης εξετάζεται η διαθεσιμότητα ελεύθερων καναλιών στο σταθμό βάσης εξυπηρέτησης του χρήστη. Εάν δεν υπάρχουν κανάλια προς απόδοση, ο χρήστης απορρίπτεται από το σύστημα και τερματίζεται η προσομοίωση, διαφορετικά ελέγχεται η ισχύς που απαιτείται να εκπέμψει το κινητό του τερματικό, ώστε ο σταθμός βάσης να είναι σε θέση να αποδιαμορφώσει το σήμα. Ειδικότερα, αν η ισχύς εκπομπής ξεπερνά τη μέγιστη επιτρεπτή τιμή, ο χρήστης δε γίνεται δεκτός στο σύστημα.

Σε αντίθετη περίπτωση, για κάθε ένα από τα διαθέσιμα κανάλια, πραγματοποιείται ο έλεγχος του λόγου σήματος προς θόρυβο και παρεμβολή, του ηλίκου δηλαδή της ισχύος του σήματος που λαμβάνει ο σταθμός βάσης προς το άθροισμα της παρεμβολής, που προκαλείται από τους ομοδιαυλικούς χρήστες, και του θορύβου. Εάν αυτός είναι μικρότερος από την ελάχιστη αποδεκτή τιμή - όπως αυτή ορίζεται από την εκάστοτε υπηρεσία - το κανάλι απορρίπτεται, ειδάλλως ελέγχεται η ύπαρξη ομοδιαυλικού με τον υπό εξέταση χρήστη στην κεντρική κυψέλη. Όταν δεν υπάρχει, το κανάλι κρίνεται κατάλληλο και αποθηκεύεται, ενώ εάν βρεθεί κεντρικός ομοδιαυλικός χρήστης ελέγχεται αν ο νέος σηματοθορυβικός λόγος που λαμβάνεται στο σταθμό βάσης του ικανοποιεί ή μπορεί, με αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος του κινητού τερματικού, να ικανοποιήσει το κριτήριο του ελάχιστου σηματοθορυβικού λόγου, οπότε το κανάλι αποθηκεύεται ως κατάλληλο.

Αφού ολοκληρωθεί ο έλεγχος όλων των διαθέσιμων καναλιών, ο έλεγχος της κάτω ζεύξης πραγματοποιείται μόνο όταν υπάρχει έστω και ένα αποθηκευμένο κανάλι, αλλιώς ο χρήστης απορρίπτεται και η προσομοίωση τερματίζεται.

Στην κάτω ζεύξη εξετάζεται αρχικά αν με την είσοδο του χρήστη στο σύστημα ο σταθμός βάσης εξυπηρέτησής του

εξακολουθεί να εκπέμπει συνολική ισχύ μικρότερη της μέγιστης επιτρεπτής. Ο χρήστης απορρίπτεται και έπεται ο τερματισμός της προσομοίωσης, όταν δεν πληρείται η εν λόγω προϋπόθεση, διαφορετικά υλοποιείται το επόμενο στάδιο ελέγχου.

Συγκεκριμένα, για κάθε ένα από τα κατάλληλα κανάλια, που έχουν προκύψει στην άνω ζεύξη, υπολογίζεται ο σηματοθορυβικός λόγος στην κεραία του κινητού τερματικού από την ισχύ που λαμβάνει ο χρήστης, την παρεμβολή που δημιουργούν οι ομοδιαυλικοί σταθμοί βάσης και το θόρυβο. Το κανάλι απορρίπτεται όταν ο σηματοθορυβικός λόγος είναι μικρότερος από την ελάχιστη απαιτούμενη ισχύ, ενώ σε αντίθετη περίπτωση αναζητείται κεντρικός ομοδιαυλικός χρήστης και αν δεν υπάρχει, το κανάλι κρίνεται κατάλληλο και αποθηκεύεται. Εάν όμως βρεθεί ότι το κανάλι χρησιμοποιείται στην κεντρική κυψέλη, μετράται ο νέος σηματοθορυβικός λόγος στην κεραία του κινητού τερματικού του κεντρικού ομοδιαυλικού χρήστη. Έπειτα ελέγχεται αν αυτός είναι ήδη μεγαλύτερος από την ελάχιστη απαιτούμενη τιμή του ή αν υπάρχει το περιθώριο αύξησης της συνολικής ισχύος εκπομπής του κεντρικού σταθμού βάσης εξυπηρέτησης έτσι, ώστε ο σηματοθορυβικός αυτός λόγος να υπερβεί την ελάχιστη απαιτούμενη τιμή του. Εάν ισχύει κάτι από τα παραπάνω, το κανάλι αποθηκεύεται, αλλιώς απορρίπτεται ως μη κατάλληλο.

Μετά την ολοκλήρωση του ελέγχου των καναλιών, αν δεν έχει βρεθεί ούτε ένα κατάλληλο κανάλι, ο χρήστης απορρίπτεται από το σύστημα και η προσομοίωση τερματίζεται. Σε περίπτωση όμως που ο τελικός πίνακας των κατάλληλων καναλιών διαθέτει τουλάχιστον ένα στοιχείο, ακολουθούν οι διαδικασίες ανάθεσης διαύλου στο χρήστη και ενημέρωσης των

αντίστοιχων πινάκων. Η προσομοίωση συνεχίζεται με την προσθήκη νέου χρήστη στο σύστημα.

4.4 Αποτελέσματα Προσομοίωσης

4.4.1 Εισαγωγή

Ο αλγόριθμος που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη ενότητα αποτέλεσε τη βάση για την ανάπτυξη του κώδικα σε περιβάλλον Matlab. Συγκεκριμένα, υλοποιήθηκε σύστημα κινητού WiMax με εφαρμογή της τεχνικής OFDMA για τρεις διαφορετικές περιπτώσεις μοντέλων διάδοσης :

- Ελεύθερου Χώρου με συντελεστή απωλειών $n = 2$
- Ελεύθερου Χώρου με συντελεστή απωλειών $n = 4$
- COST - Walfisch - Ikegami

Κατά τη χρήση κάθε μοντέλου διάδοσης το σύστημα προσομοιώθηκε για δύο περιπτώσεις : η μία αφορά στην τυχαία, ανάμεσα σε τέσσερις προσφερόμενες, ζήτηση υπηρεσίας από το χρήστη και η άλλη στην αποκλειστική ζήτηση μίας υπηρεσίας κάθε φορά από το χρήστη. Οι τέσσερις αυτές υπηρεσίες αναφέρονται σε ρυθμούς μετάδοσης BPSK, 4-QAM, 16-QAM και 64-QAM, απαιτώντας ελάχιστο σηματοθορυβικό λόγο 9, 12.5, 20.5 και 25.02 dB αντίστοιχα για πιθανότητα εσφαλμένου bit 10^{-5} .

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης, για συγκεκριμένες τιμές των βασικών παραμέτρων κάθε μοντέλου διάδοσης, απεικονίζονται στα διαγράμματα της κατανομής των χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα, της Συσσωρευτικής Συνάρτησης Κατανομής (Cumulative Distribution Function - CDF) και της Εργοδικής Χωρητικότητας. Οι διαφορετικές υποστηριζόμενες υπηρεσίες

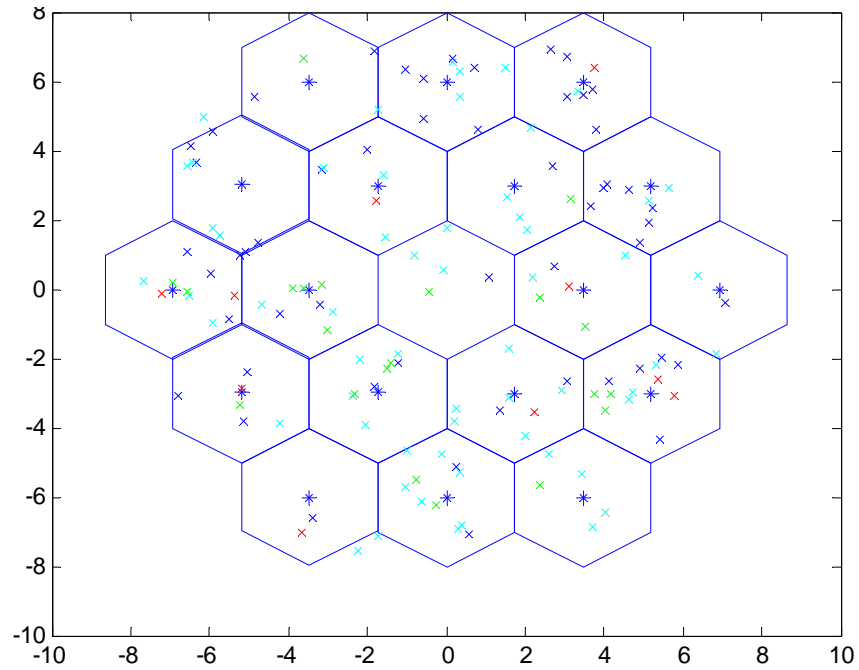
διακρίνονται στα γραφήματα από τέσσερις χρωματισμούς, με το γαλάζιο να αντιστοιχεί σε ρυθμό μετάδοσης BPSK, το μπλε σε 4-QAM, το πράσινο σε 16-QAM και το κόκκινο σε 64-QAM.

4.4.2 Μοντέλο Διάδοσης Ελεύθερου Χώρου με $n = 2$

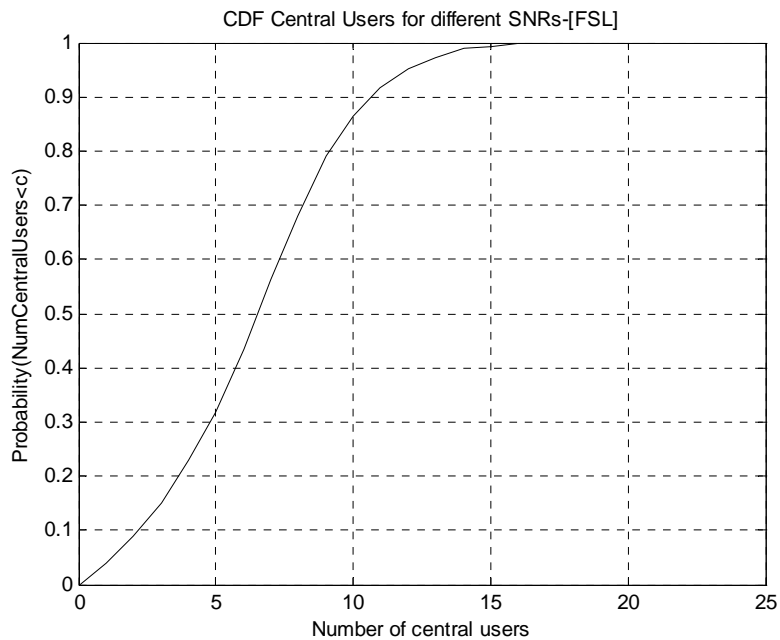
Για τη συγκεκριμένη υλοποίηση χρησιμοποιήθηκε ακτίνα κυψέλης 2km, όπως προέκυψε από τον ισολογισμό ισχύος, βάσει του μοντέλου διάδοσης Ελεύθερου Χώρου με συντελεστή απωλειών δύο. Η σχέση που εκφράζει τις απώλειες για το εν λόγω μοντέλο επαναλαμβάνεται στο σημείο αυτό για ευκολία :

$$L(\text{dB}) = 32.4 + 20\log(f/\text{MHz}) + 20\log(d/\text{km})$$

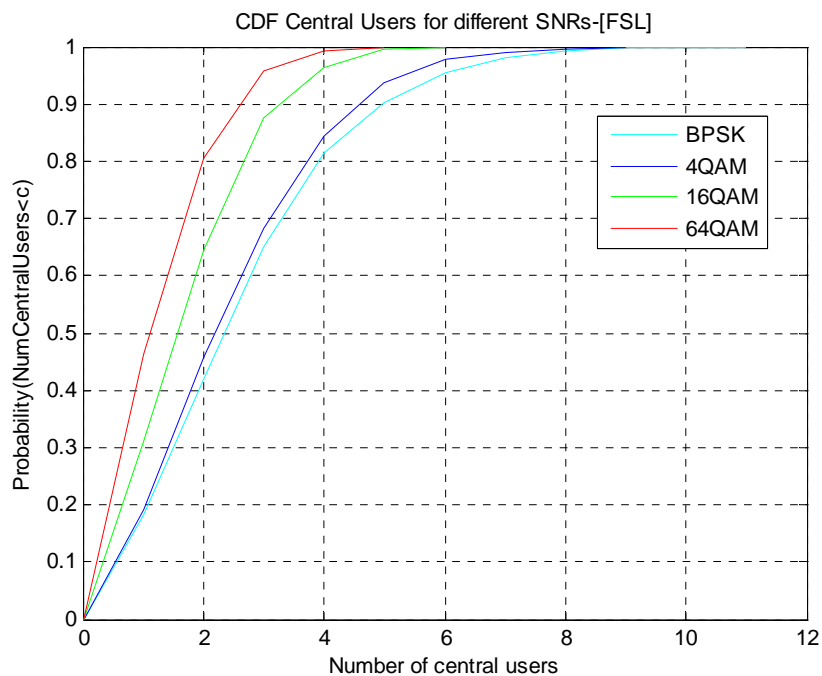
Αρχικά, παρατίθενται τα διαγράμματα του κυψελωτού πλέγματος και της CDF για τους χρήστες της κεντρικής κυψέλης, καθώς και ο πίνακας των τιμών της χωρητικότητας, όταν η απόδοση ελάχιστου σηματοθορυβικού λόγου στους χρήστες είναι τυχαία. Ακολουθούν τα αντίστοιχα διαγράμματα και ο πίνακας για τις τέσσερις περιπτώσεις μοναδικής προσφερόμενης υπηρεσίας.



Σχήμα 4.2 : Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για FSL, $n=2$ και 4 ρυθμούς μετάδοσης.



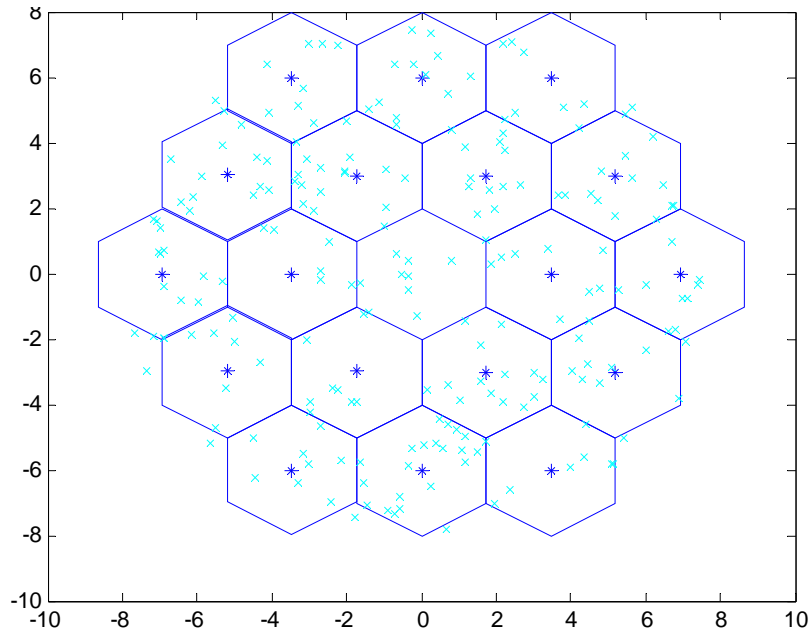
Σχήμα 4.3 : CDF των κεντρικών χρηστών για FSL, $n=2$ και 4 ρυθμούς μετάδοσης.



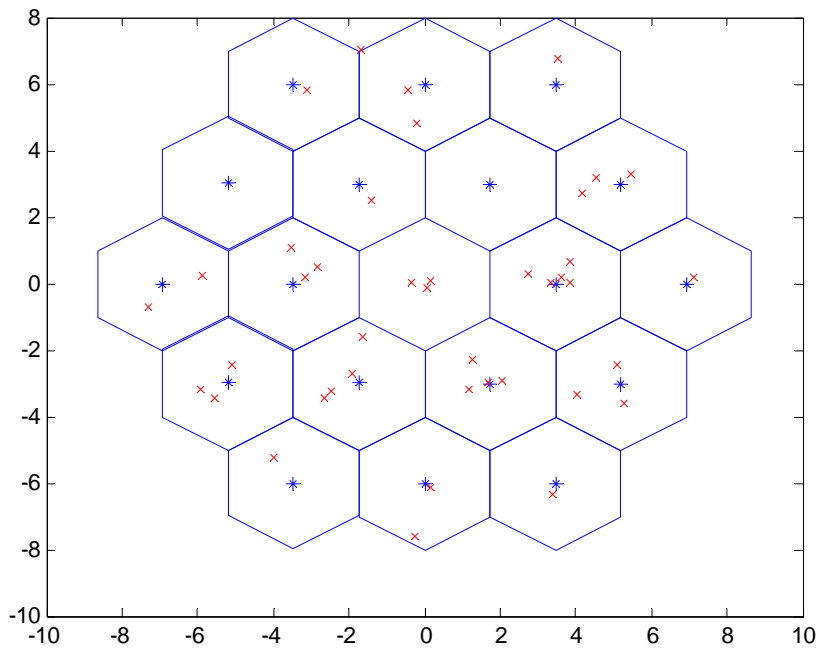
Σχήμα 4.4 : CDF κεντρικών χρηστών διαφορετικού SNR_{min} για FSL, $n=2$ και 4 ρυθμούς μετάδοσης.

Total Users	180.2
Central Users	6.6
BPSK Users	2.8
4QAM Users	2.6
16QAM Users	1.9
64QAM Users	1.6

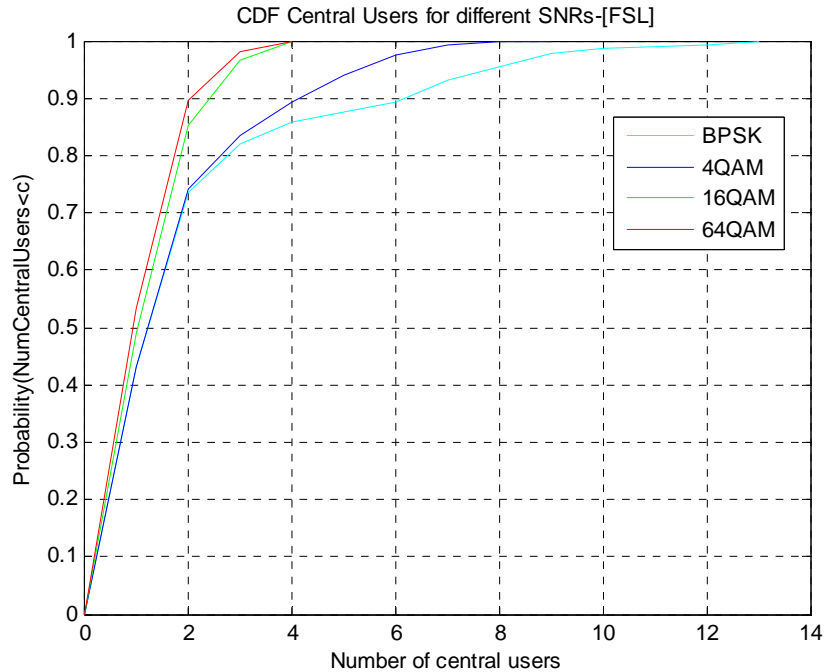
Πίνακας 4.1 : Τιμές χωρητικότητας συνολικών και κεντρικών χρηστών για FSL, $n=2$ και 4 ρυθμούς μετάδοσης.



Σχήμα 4.5 : Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για FSL , $n=2$ και ρυθμό μετάδοσης $BPSK$.



Σχήμα 4.6 : Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για FSL , $n=2$ και ρυθμό μετάδοσης $64-QAM$.



Σχήμα 4.7 : CDF κεντρικών χρηστών διαφορετικού SNR_{min} για FSL, $n=2$ και αποκλειστικό ρυθμό μετάδοσης.

BPSK Users	1.3
4QAM Users	1.3
16QAM Users	1.0
64QAM Users	0.9

Πίνακας 4.2 : Τιμές χωρητικότητας κεντρικών χρηστών για FSL, $n=2$ και αποκλειστικό ρυθμό μετάδοσης.

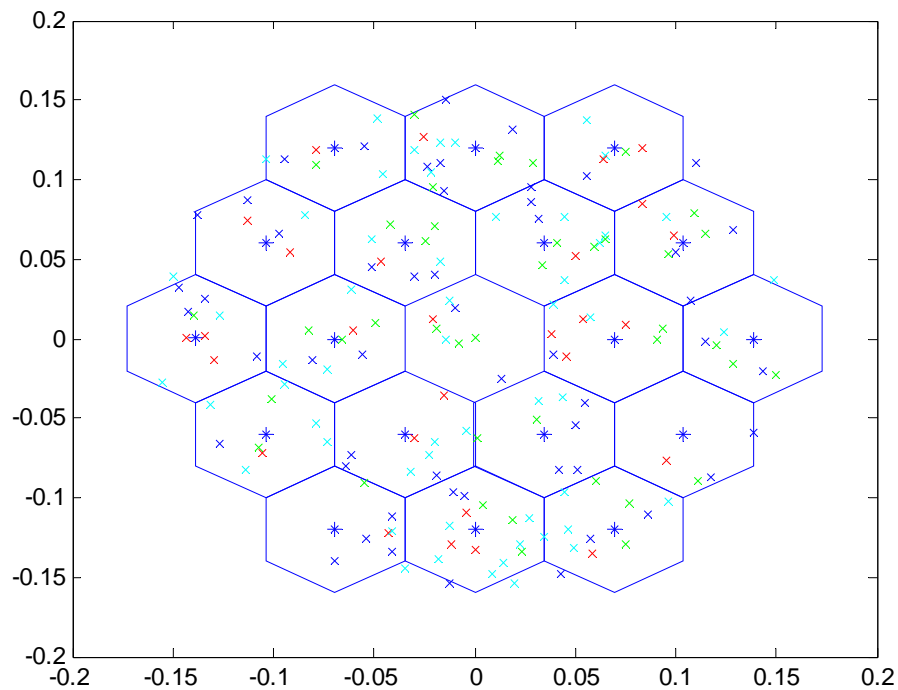
4.4.3 Μοντέλο Διάδοσης Ελεύθερου Χώρου με $n = 4$

Για τη συγκεκριμένη υλοποίηση χρησιμοποιήθηκε ακτίνα κυψέλης 0.04km, όπως προέκυψε από τον ισολογισμό ισχύος, βάσει του μοντέλου διάδοσης Ελεύθερου Χώρου με συντελεστή απωλειών τέσσερα και απόσταση αναφοράς $d_0 = 0.001\text{km}$. Η σχέση

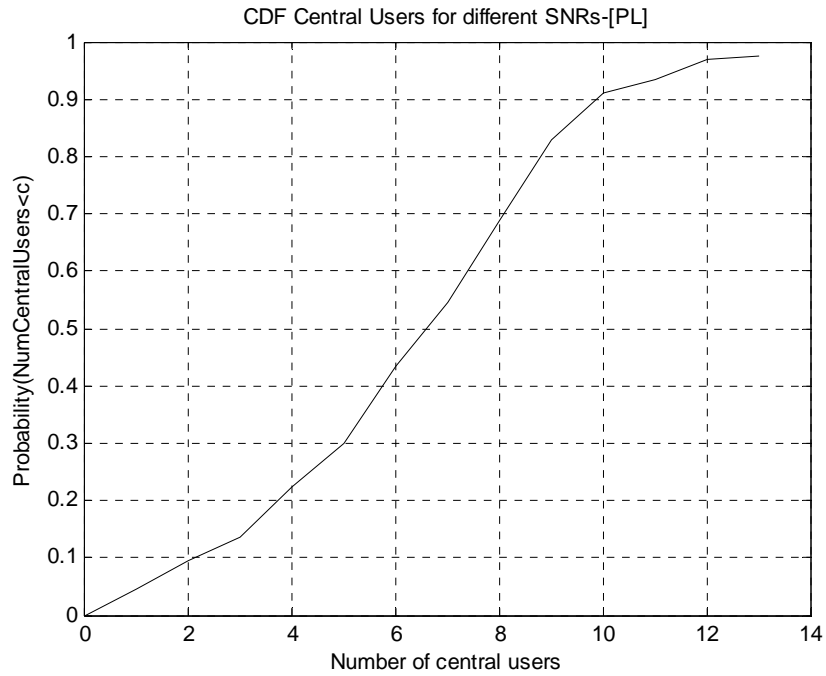
που εκφράζει τις απώλειες για το εν λόγω μοντέλο επαναλαμβάνεται στο σημείο αυτό για ευκολία :

$$L(\text{dB}) = L(d_0) + 10n \log(d/d_0)$$

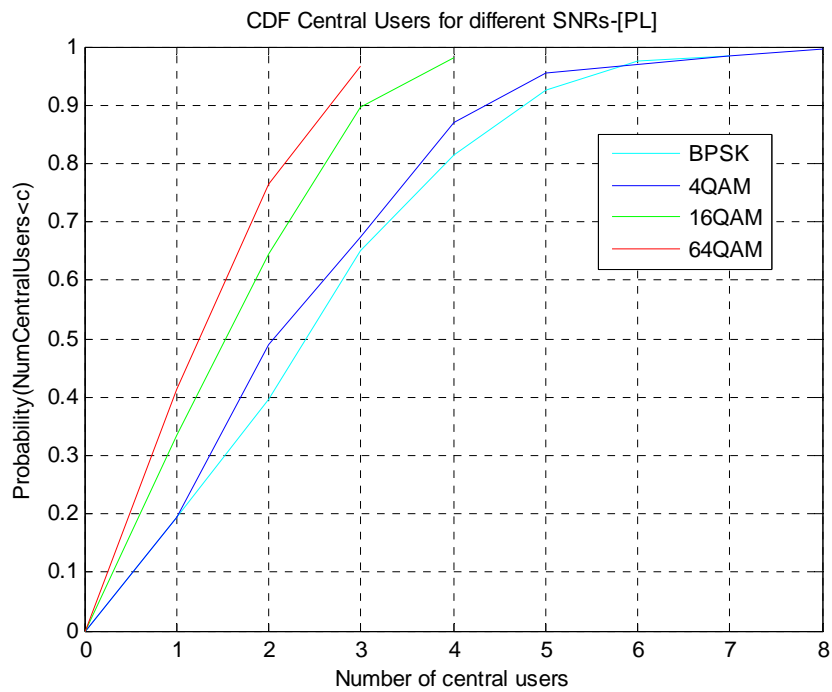
Αρχικά, παρατίθενται τα διαγράμματα του κυψελωτού πλέγματος και της CDF για τους χρήστες της κεντρικής κυψέλης, καθώς και ο πίνακας των τιμών της χωρητικότητας, όταν η απόδοση ελάχιστου σηματοθορυβικού λόγου στους χρήστες είναι τυχαία. Ακολουθούν τα αντίστοιχα διαγράμματα και ο πίνακας για τις τέσσερις περιπτώσεις μοναδικής προσφερόμενης υπηρεσίας.



Σχήμα 4.8 : Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για FSL, $n=4$ και 4 ρυθμούς μετάδοσης.



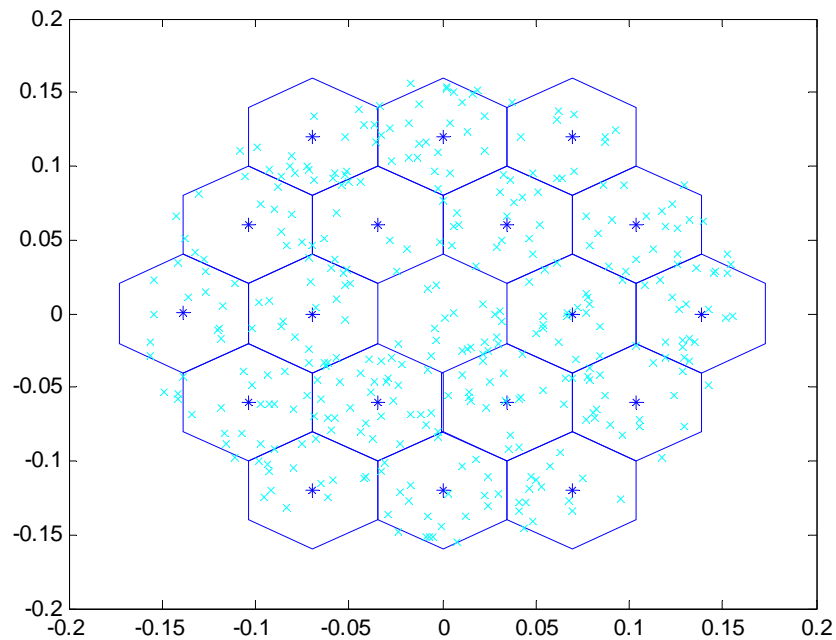
Σχήμα 4.9 : CDF των κεντρικών χρηστών για FSL, $n=4$ και 4 ρυθμούς μετάδοσης.



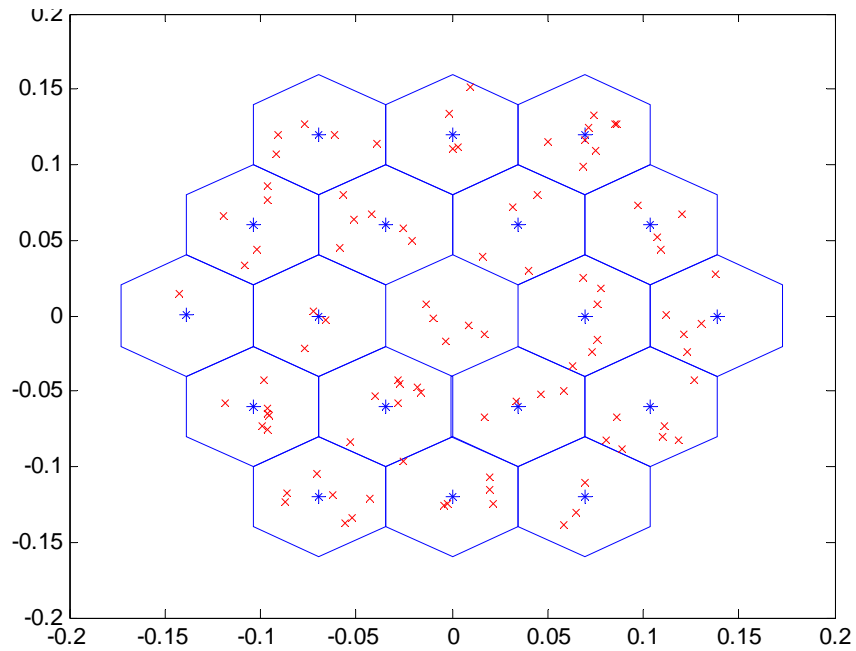
Σχήμα 4.10 : CDF κεντρικών χρηστών διαφορετικού SNR_{min} για FSL, $n=4$ και 4 ρυθμούς μετάδοσης.

Total Users	185.4
Central Users	6.7
BPSK Users	2.4
4QAM Users	2.0
16QAM Users	1.5
64QAM Users	1.2

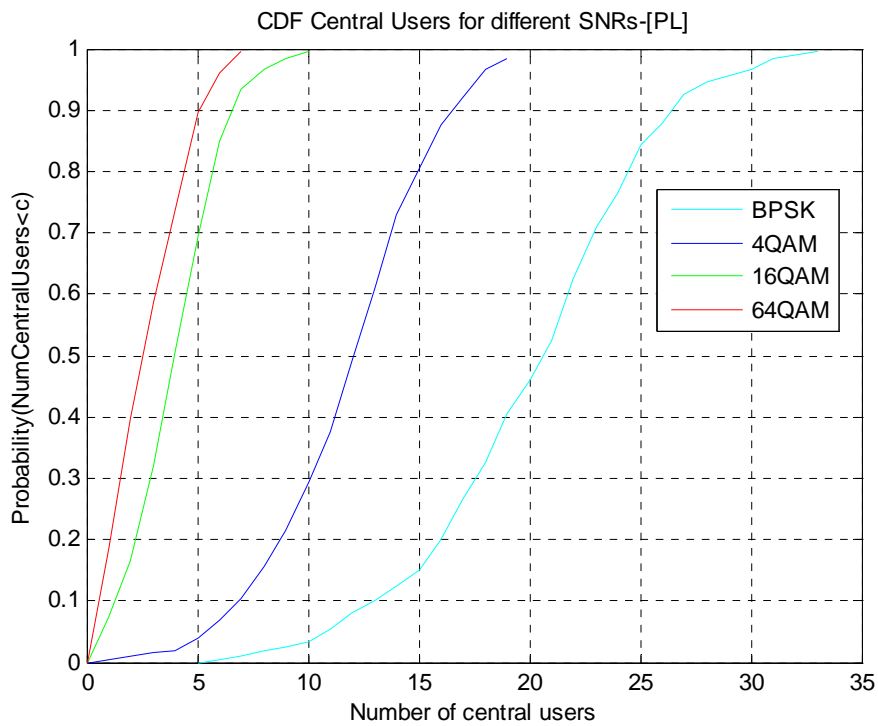
Πίνακας 4.3 : Τιμές χωρητικότητας συνολικών και κεντρικών χρηστών για FSL, $n=4$ και 4 ρυθμούς μετάδοσης.



Σχήμα 4.11 : Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για FSL, $n=4$ και ρυθμό μετάδοσης BPSK.



Σχήμα 4.12 : Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για FSL , $n=4$ και ρυθμό μετάδοσης 64-QAM.



Σχήμα 4.13 : CDF κεντρικών χρηστών διαφορετικού SNR_{min} για FSL , $n=4$ και αποκλειστικό ρυθμό μετάδοσης.

BPSK Users	21.0
4QAM Users	12.0
16QAM Users	4.0
64QAM Users	2.5

Πίνακας 4.4 : Τιμές χωρητικότητας κεντρικών χρηστών για FSL, $n=4$ και αποκλειστικό ρυθμό μετάδοσης.

4.4.4 Μοντέλο Διάδοσης COST - Walfisch - Ikegami

Για τη συγκεκριμένη υλοποίηση χρησιμοποιήθηκε ακτίνα κυψέλης 0,4km, όπως προέκυψε από τον ισολογισμό ισχύος, βάσει του μοντέλου διάδοσης COST - Walfisch - Ikegami. Η σχέση που εκφράζει τις απώλειες για το εν λόγω μοντέλο για τις τιμές $\varphi = 90^\circ$, $h_{\text{roof}} = 6\text{m}$ και $b = 50$, επαναλαμβάνεται στο σημείο αυτό για ευκολία :

$$L_p(\text{dB}) = L_0 + L_{\text{rts}} + L_{\text{msd}}$$

$$\text{όπου } L_0(\text{dB}) = 32.4 + 20\log(f/\text{MHz}) + 20\log(d/\text{km}),$$

$$L_{\text{rts}} = -16.9 - 10\log(w/\text{m}) + 10\log(f/\text{MHz}) + 20\log(\Delta h_{\text{Mobile}}/\text{m}) + L_{\text{Ori}},$$

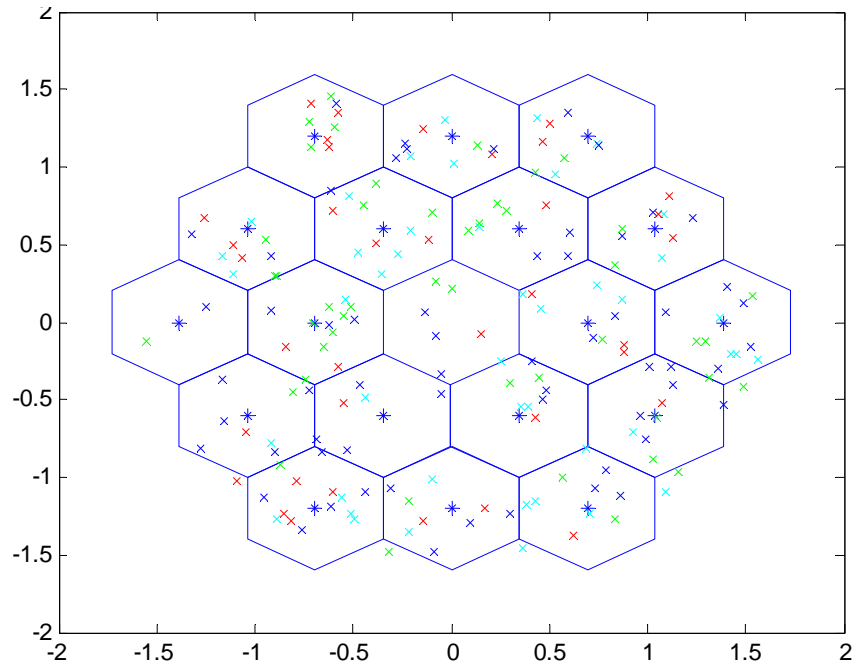
$$L_{\text{Ori}} = 4.0 - 0.114(\varphi/\text{deg} - 55),$$

$$L_{\text{msd}} = L_{\text{bsh}} + 54 + 18\log(d/\text{m}) + k_f \log(f/\text{MHz}) - 9\log(b/\text{m}),$$

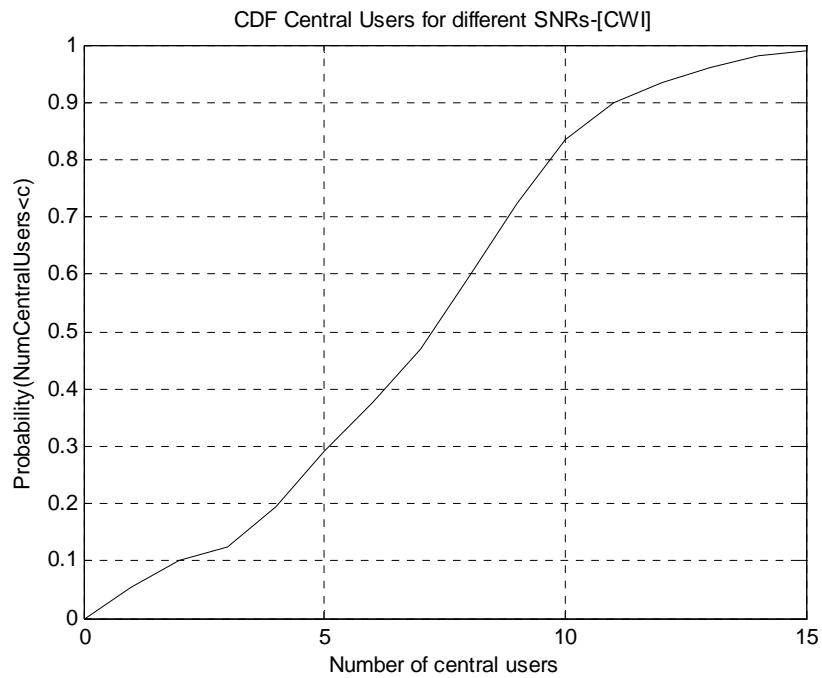
$$L_{\text{bsh}} = -18\log(1 + \Delta h_{\text{Base}}/\text{m}),$$

$$k_f = -4 + 0.7((f/\text{MHz})/925 - 1)$$

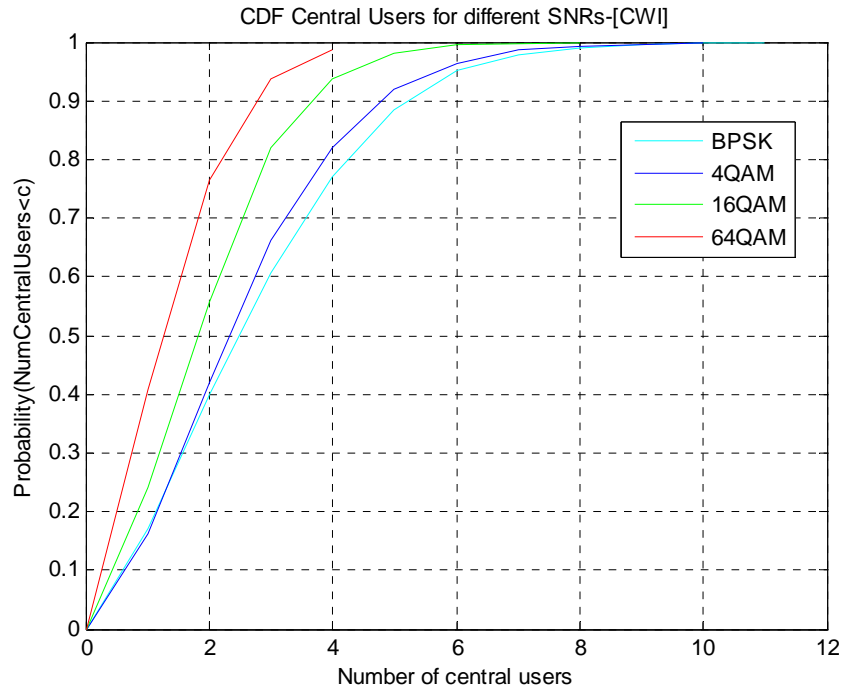
Αρχικά, παρατίθενται τα διαγράμματα του κυψελωτού πλέγματος και της CDF για τους χρήστες της κεντρικής κυψέλης, καθώς και ο πίνακας των τιμών της χωρητικότητας, όταν η απόδοση ελάχιστου σηματοθορυβικού λόγου στους χρήστες είναι τυχαία. Ακολουθούν τα αντίστοιχα διαγράμματα και ο πίνακας για τις τέσσερις περιπτώσεις μοναδικής προσφερόμενης υπηρεσίας.



Σχήμα 4.14 : Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για CWI και 4 ρυθμούς μετάδοσης.



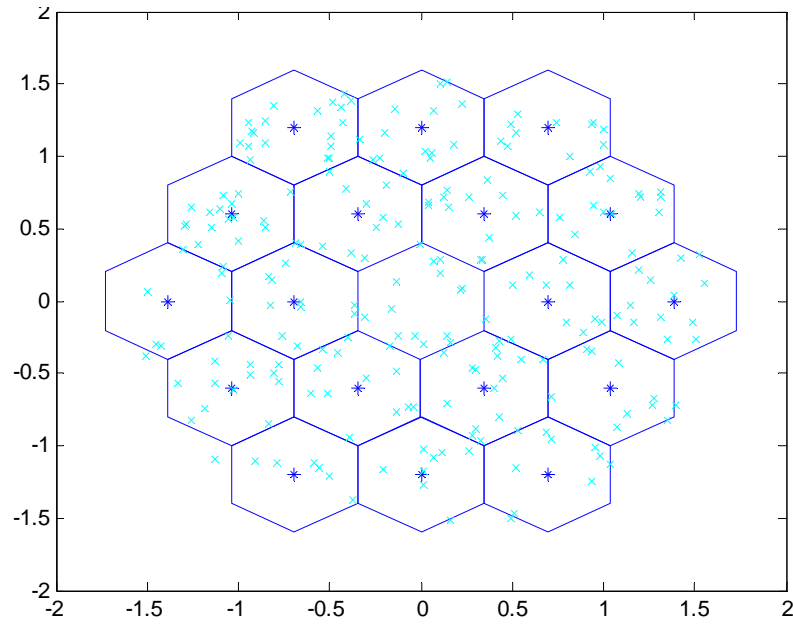
Σχήμα 4.15 : CDF των κεντρικών χρηστών για CWI και 4 ρυθμούς μετάδοσης.



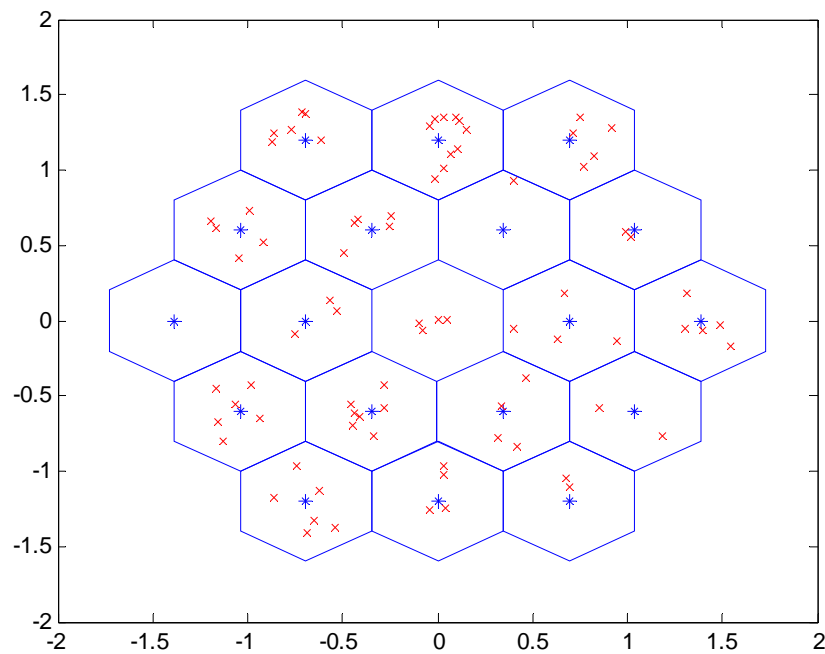
Σχήμα 4.16 : CDF κεντρικών χρηστών διαφορετικού SNR_{min} για CWI και 4 ρυθμούς μετάδοσης.

Total Users	188.6
Central Users	7.4
BPSK Users	2.5
4QAM Users	2.3
16QAM Users	1.9
64QAM Users	1.3

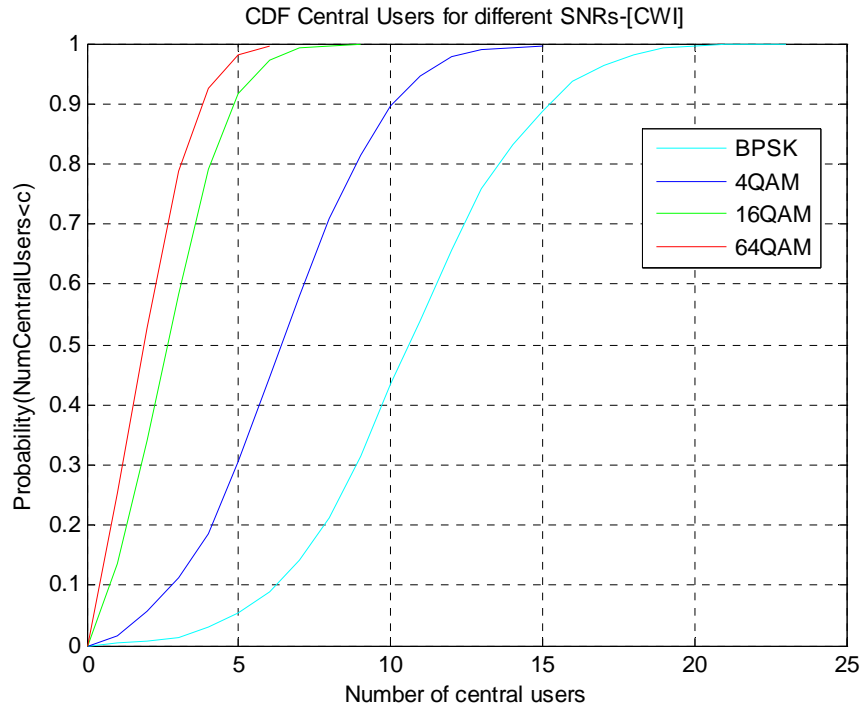
Πίνακας 4.5 : Τιμές χωρητικότητας συνολικών και κεντρικών χρηστών για CWI και 4 ρυθμούς μετάδοσης.



Σχήμα 4.17 : Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για *CWI* και ρυθμό μετάδοσης *BPSK*.



Σχήμα 4.18 : Κατανομή χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα για *CWI* και ρυθμό μετάδοσης *64-QAM*.



Σχήμα 4.19 : CDF κεντρικών χρηστών διαφορετικού SNR_{min} για CWI και αποκλειστικό ρυθμό μετάδοσης.

BPSK Users	10.7
4QAM Users	6.8
16QAM Users	2.6
64QAM Users	2.3

Πίνακας 4.6 : Τιμές χωρητικότητας κεντρικών χρηστών για CWI και αποκλειστικό ρυθμό μετάδοσης.

4.4.5 Συγκριτική παρουσίαση των αποτελεσμάτων

Από τα διαγράμματα που παρουσιάστηκαν διακρίνονται οι βασικές αρχές, οι οποίες διέπουν ένα OFDM σύστημα κινητών χρηστών και χαρακτηρίζουν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για όλα ανεξαρτήτως τα εφαρμοζόμενα μοντέλα διάδοσης.

Ειδικότερα, το σύστημα εμφανίζει τη μεγαλύτερη ευχέρεια στην εξυπηρέτηση των χρηστών με διαμόρφωση BPSK και τη μικρότερη σε αυτούς με διαμόρφωση 64-QAM, τόσο στην περίπτωση της τυχαίας όσο και της αποκλειστικής απόδοσης ρυθμού μετάδοσης. Έτσι, το πλήθος των αποδεκτών χρηστών φθίνει καθώς αυξάνονται οι απαιτήσεις των χρηστών σε ελάχιστο σηματοθορυβικό λόγο, ακολουθώντας τη σειρά BPSK ($SNR_{min} = 9dB$), 4-QAM ($SNR_{min} = 12.5dB$), 16-QAM ($SNR_{min} = 20.5dB$) και 64-QAM ($SNR_{min} = 25.02dB$).

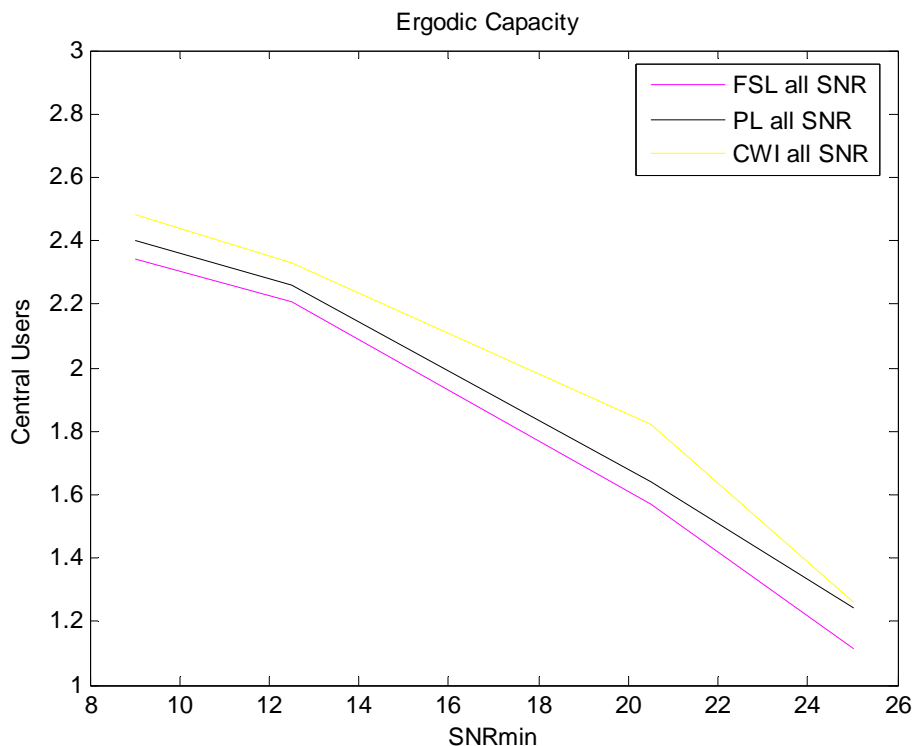
Επιπλέον, μεγαλύτερος αριθμός χρηστών παρατηρείται όταν το σύστημα προσομοιώνεται αποκλειστικά με ζήτηση της BPSK υπηρεσίας σε σχέση με την προσομοίωση τυχειότητας του αιτούμενου ελάχιστου σηματοθορυβικού λόγου. Αυτό ισχύει, διότι η εισαγωγή χρηστών με υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης στη δεύτερη περίπτωση συνεπάγεται πιο ισχυρές παρεμβολές, οδηγώντας το σύστημα ταχύτερα στον κόρο. Από την άλλη, η προσομοίωση του συστήματος με αποκλειστικό τύπο διαμόρφωσης 64-QAM, οδηγεί στην αποδοχή των λιγότερων συνολικά χρηστών.

Παράλληλα, ο εξυπηρετούμενος ρυθμός μετάδοσης διαφοροποιεί την επιλεκτικότητα του συστήματος ως προς τις θέσεις των χρηστών στο κυψελωτό πλέγμα. Συγκεκριμένα, η κατανομή των χρηστών BPSK είναι ομοιόμορφη, καθώς η εξυπηρέτησή τους είναι δυνατή ακόμα και στα όρια των κυψελών λόγω της μεγαλύτερης ανεκτικότητας τους σε παρεμβολές και εξασθένιση. Δε συμβαίνει όμως το ίδιο για τους χρήστες 64-QAM, οι οποίοι, ως επί το πλείστον, εμφανίζουν μεγαλύτερη πυκνότητα γύρω από το κέντρο της κυψέλης, που μειώνεται σημαντικά με την απομάκρυνση από το σταθμό βάσης εξυπηρέτησης.

Συγκριτικά όμως τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για τα τρία διαφορετικά μοντέλα διάδοσης παρουσιάζουν ορισμένες αποκλίσεις μεταξύ τους. Η διαφορά στην τάξη της ακτίνας

κάθε μοντέλου, όπως αυτή προέκυψε στο στάδιο του ισολογισμού ισχύος, επηρεάζει την κατανομή των χρηστών 64QAM στο κυψελωτό πλέγμα. Έτσι, στο μοντέλο διάδοσης του ελεύθερου χώρου με συντελεστή απωλειών τέσσερα, δεν είναι απόλυτα σαφής η μείωση της πυκνότητας των χρηστών από το κέντρο προς τα όρια τη κυψέλης, λόγω της πολύ μικρής ακτίνας (0.04km). Κατ'επέκτασιν το φαινόμενο της συγκέντρωσης των χρηστών 64QAM γύρω από το σταθμό βάσης είναι εντονότερο καθώς αυξάνει η τάξη της ακτίνας από 0.4km για το μοντέλο COST - Walfisch - Ikegami σε 2km για το μοντέλο ελεύθερου χώρου με συντελεστή απωλειών δύο.

Στη συνέχεια παρατίθεται το διάγραμμα της εργοδικής χωρητικότητας για κάθε ένα από τα τρία μοντέλα διάδοσης, σύμφωνα με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων τυχαίας απόδοσης ρυθμών μετάδοσης στους χρήστες.



Σχήμα 4.20 : Εργοδική χωρητικότητα για τα τρία μοντέλα με 4 ρυθμούς μετάδοσης.

Εν γένει παρατηρείται η ενιαία μορφή των τριών γραφημάτων, και ειδικότερα η φθίνουσα κλίση τους καθώς ο ελάχιστος σηματοθορυβικός λόγος αυξάνει από 9.0 σε 25.02dB. Όπως φαίνεται και από το διάγραμμα, το μεγαλύτερο αριθμό χρηστών δέχεται το σύστημα στο οποίο εφαρμόστηκε το μοντέλο διάδοσης COST - Walfisch - Ikegami, με τα μοντέλα διάδοσης ελεύθερου χώρου με συντελεστή απωλειών $n=4$ και $n=2$ να έπονται. Συμπεραίνεται, λοιπόν, ότι τα μέγιστα επίπεδα χωρητικότητας του συστήματος προκύπτουν ως αποτέλεσμα του συμβιβασμού μεταξύ του μεγέθους της ακτίνας και του περιβάλλοντος διάδοσης. Συγκεκριμένα, πολύ μικρή ακτίνα αποδυναμώνει το φαινόμενο της εξασθένισης, ενισχύοντας όμως ταυτόχρονα το επίπεδο των παρεμβολών, ενώ μεγάλη ακτίνα επιφέρει τα ακριβώς αντίθετα αποτελέσματα. Επομένως το

μοντέλο διάδοσης COST - Walfisch - Ikegami, με ακτίνα που συνάδει με τον εν λόγω συμβιβασμό, παρουσιάζει την πιο ικανοποιητική χωρητικότητα, αποτελώντας παράλληλα το καταλληλότερο μοντέλο διάδοσης, εφόσον το σύστημα αναφέρεται σε ημιαστική περιοχή.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Π.4 Παρουσίαση και σύντομη περιγραφή του κώδικα

Παρατίθεται αναλυτικά ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε για την περίπτωση, όπου το Μοντέλο Διάδοσης ήταν Ελεύθερου Χώρου με συντελεστή απωλειών $n = 4$ και η απόδοση σηματοθορυβικού λόγου στους χρήστες ήταν τυχαία. Για τα μοντέλα Ελεύθερου Χώρου με $n = 2$ και COST - Walfisch - Ikegami, καθώς και για την περίπτωση απόδοσης συγκεκριμένου σηματοθορυβικού λόγου σε κάθε επανάληψη, ο κώδικας διαφοροποιείται αντίστοιχα.

Το αρχείο *input.m* περιλαμβάνει τις τιμές των βασικών παραμέτρων του συστήματος καθώς και τους πίνακες αποθήκευσης των απαραίτητων για την εκτέλεση του προγράμματος στοιχείων.

input.m

```
%*****System Parameters*****  
levels=2; %number of tiers  
a=0.04; %rad of the cell  
BW=10; %MHz system bandwidth  
f=1995; %MHz central frequency  
Sh=6; %dB shadowing (log-normal)  
IM=3; %dB interference margin  
  
Pmax_MT=22; %dBm max allowed extrailed power for the mobile terminal  
Pmax_BS=43; %dBm max allowed extrailed power for the base station
```

```

Fr_x_ul=4;      %dB  noise figure of the base station
Fr_x_dl=7;      %dB  noise figure of the mobile terminal

FFTsz=1020;    %FFT size

Nsub_chan=10;  %number of subcarriers per channel
DFsub=10940;   %Hz distance between subcarriers

SNR_min_dl=[9.0,12.5,20.5,25.02];
SNR_min_ul=[9.0,12.5,20.5,25.02];

                %min SNR for BER = 10^(-5)
                %9.0 dB   BPSK
                %12.5 dB  4QAM
                %20.5 dB  16QAM
                %25.02 dB 64QAM

No_ul=10*log10((10^((-174-30)/10))*Nsub_chan*DFsub);
No_dl=10*log10((10^((-174-30)/10))*round(FFTsz/Nsub_chan)*DFsub);
                %dB uplink and downlink noise parametere

%*****

%*****Rad computation for the equivalent coverage area*****
cells=1;
for k=1:1:levels
    cells=cells+k*6;
end
cell_area=3*sqrt(3)*a^2/2;
R=sqrt(cells*cell_area/pi);
%*****

%*****Users variables*****
total_users=0;
    %number of users tried to enter the system
accepted_users=0;
    %number of users accepted by the system
max_user=850;

not_acc=0;
    %number of users rejected by the system
central_users=0;
    %number of users entered the system and served by the central BS
central_denied=0;
    %number of users rejected by the system and served by the central BS
%*****

%*****Tables*****

BS_coord=zeros(cells,2);
    %stores the coordinates (columns) of each BS (rows)
    %starting from the central BS

User_coord=zeros(max_user,3);
    %stores the coordinates and the extrailed power (columns) of each
    %user(rows)

```

```

BS_chann=zeros(cells,round(FFTsiz/Nsub_chan));
    %indicates which channels (columns) can which BS (rows)offer

User_sub=zeros(max_user,FFTsiz);
    %indicates which subcarriers (columns) are used by which users (rows)

BS_user_dist=zeros(cells,max_user);
    %stores the distance between users (columns) and BS (rows)

User_inform=zeros(cells,max_user);
    %stores the pathloss between users (columns) and BS (rows)

User_inform_critirio=zeros(cells,max_user);
    %stores the pathloss and the shadowing between users and BS

Power_BS_users=zeros(cells,max_user);
    %stores the extrailed power of each BS(rows) to each user
    %(columns) the BS serves

Min_dist=zeros(1,max_user);
    %stores the distance between the user and his server

Itotal_index_ul=zeros(max_user,FFTsiz);
Itotal_index_dl=zeros(max_user,FFTsiz);
    %store the total interference each user has (uplink and downlink)

SNRmin_ul_index=zeros(1,max_user);
SNRmin_dl_index=zeros(1,max_user);
    %store the min SNR each user must have

BR_index=zeros(1,max_user);

ExPowerBS=zeros(cells,1);

accepted_info=zeros(max_user,6);
    %store information about the accepted users

Matrix_SNR_ul=zeros(max_user,FFTsiz);
Matrix_SNR_dl=zeros(max_user,FFTsiz);

SOS=zeros(2,FFTsiz);
KENTRIKOS=zeros(1,FFTsiz);
CAMP=zeros(2,max_user);
INTERFERENCE=zeros(2,max_user);
NEW_POWER_MT=zeros(1,max_user);
NEW_POWER_BS=zeros(1,FFTsiz);

ATHENS=zeros(2,FFTsiz);
CENTRAL_USER=zeros(1,FFTsiz);
Central_interference=zeros(2,max_user);
    %store important information when the user interferes with a central user

```

```

num_BR_1=0;
num_BR_2=0;
num_BR_3=0;
num_BR_4=0;
    %number of users asking the respective service (1-BPSK,2-4QAM,3-16QAM,4-64QAM)

cent_BR_1=0;
cent_BR_2=0;
cent_BR_3=0;
cent_BR_4=0;

figure(1);
hold off;

%*****

```

Το αρχείο *BaseStationsCoordinates.m* υπολογίζει τις συντεταγμένες των σταθμών βάσης του συστήματος καθώς και σχεδιάζει το κυψελωτό πλέγμα.

BaseStationsCoordinates.m

```

input;
r=2;

%*****Computation and storing of the BS coordinates*****

for k=1:1:levels
    for p=0:1:k-1
        %counting the number of different circles
        % for each tier
        for l=0:1:5
            %6 cells of the same distance for each tier
            amplitude=sqrt((3*a^2)*(k^2+p^2-k*p));
            %rad of the circle
            phi=asin(2*p*a*sqrt(3)*sin(pi/3)/(2*amplitude));
            %first angle - cos law
            BS{k}(1,(p+1)+l*k)=amplitude*exp(j*(l*(pi/3)+phi));
            %store the cells anticlockwise
            BS_coord(r,1)=real(BS{k}(1,(p+1)+l*k));
            %starting from the real-axis
            BS_coord(r,2)=imag(BS{k}(1,(p+1)+l*k));

            x=[BS_coord(r,1), BS_coord(r,1)+a*sqrt(3)/2, BS_coord(r,1)+a*sqrt(3)/2,
                BS_coord(r,1), BS_coord(r,1)-a*sqrt(3)/2, BS_coord(r,1)-a*sqrt(3)/2, BS_coord(r,1)];

            y=[BS_coord(r,2)+a, BS_coord(r,2)+a/2, BS_coord(r,2)-a/2, BS_coord(r,2)-a,
                BS_coord(r,2)-a/2, BS_coord(r,2)+a/2, BS_coord(r,2)+a];
        end
    end
end

```

```

    figure(1);
    plot(x,y);
    hold on;
    plot(BS_coord(r,1),BS_coord(r,2),'*');
    r=r+1;
end
end
end

```

```

%*****

```

Το αρχείο *FrequencyAllocation.m* αποδίδει σε κάθε σταθμό βάσης τα κατάλληλα κανάλια σύμφωνα με το συντελεστή επαναχρησιμοποίησης τρία.

FrequencyAllocation.m

```

for z=1:1:cells
    g=0;
    r=BS_coord(z,1);

    if round(r)==0
        g=1;

    else
        if round(mod(round(r),round(1.5*sqrt(3)*a)))==0
            g=1;

        else
            if round(r-B_S_coord(2,1))==0
                g=2;

            else
                if round(mod(r-B_S_coord(2,1),1.5*sqrt(3)*a))==0
                    g=2;

                else
                    if round(r-B_S_coord(3,1))==0
                        g=3;

                    else
                        if round(mod(round(r-B_S_coord(3,1)),round(1.5*sqrt(3)*a)))==0
                            g=3;
                        end
                    end
                end
            end
        end
    end
end
end

```

```

        end

    end

end

if g==1
    for q=1:1:round(size(BS_chann,2)/3)
        BS_chann(z,q)=1;
    end

else
    if g==2
        for q=round(size(BS_chann,2)/3)+1:1:2*round(size(BS_chann,2)/3)
            BS_chann(z,q)=1;
        end

    else
        if g==3
            for q=2*round(size(BS_chann,2)/3)+1:1:size(BS_chann,2)
                BS_chann(z,q)=1;
            end

        end

    end

end

end
end
end

```

Το αρχείο *AddUser.m* προσθέτει νέο χρήστη στο σύστημα, στον οποίο αποδίδει τυχαίες συντεταγμένες και τυχαίο ρυθμό μετάδοσης, που καθορίζει τον ελάχιστο σηματοθορυβικό λόγο. Παράλληλα εντοπίζει το σταθμό βάσης εξυπηρέτησης του νέου χρήστη ανάλογα με το κριτήριο της ελάχιστης εξασθένισης.

AddUser.m

```

total_users=total_users+1;

flag=0;
while (flag==0)
    temp(:,1)=-R+2*R*rand(2,1);    %attributes random coordinates
    BR=10*rand;                    %and random BR to the user
end

```

```

if (distance(0,0,temp(1,1),temp(2,1))<=R)
    flag=1; %repeat until a user is within the
else %system limits
;
end

end

User_coord(total_users,1)=temp(1,1); %x-axis
User_coord(total_users,2)=temp(2,1); %y-axis

for i=1:1:size(BS_coord,1)

    BS_user_dist(i,total_users)=
    distance(User_coord(total_users,1),User_coord(total_users,2),BS_coord(i,1),BS_coord(i,2));

    User_inform(i,total_users)=FreeSpaceLoss(BS_user_dist(i,total_users),f);

    User_inform_critirio(i,total_users)=FreeSpaceLoss(BS_user_dist(i,total_users),f)+Sh*randn(1);

end

[Min_dist_old,Server_old]=min(BS_user_dist);

[Min_FSL, Server]=min(User_inform_critirio);

Min_dist(1,total_users)=BS_user_dist(Server(total_users),total_users);
%the server of each user is selected based on the
% minimum attenuation criterion

if BR<=2.5
    SNRmin_ul=SNR_min_ul(1,1);
    SNRmin_dl=SNR_min_dl(1,1);
else
if BR<=5.0
    SNRmin_ul=SNR_min_ul(1,2);
    SNRmin_dl=SNR_min_dl(1,2);
else %corresponds the random BR to a service
if BR<=7.5
    SNRmin_ul=SNR_min_ul(1,3);
    SNRmin_dl=SNR_min_dl(1,3);
else
    SNRmin_ul=SNR_min_ul(1,4);
    SNRmin_dl=SNR_min_dl(1,4);
end
end
end

BR_index(1,total_users)=BR;
SNRmin_ul_index(1,total_users)=SNRmin_ul;
SNRmin_dl_index(1,total_users)=SNRmin_dl;

```


Το αρχείο *FreeChannelControlUL.m* εντοπίζει και αποθηκεύει τα διαθέσιμα κανάλια του σταθμού βάσης εξυπηρέτησης του χρήστη. Εάν υπάρχουν ελεύθερα κανάλια, καλείται η συνάρτηση ελέγχου της εκπεμπόμενης ισχύος, ενώ σε αντίθετη περίπτωση ο χρήστης απορρίπτεται από το σύστημα και η προσομοίωση τερματίζεται.

FreeChannelControlUL.m

```

avail_chann=find(BS_chann(Server(1,total_users),:)==1);

avail_chann_ul=(nonzeros(avail_chann));
tf_ul=isempty(avail_chann_ul);
                %find and store the free channels that the server has

if (tf_ul==1)
    disp('Ο xristis aporrifhike sto FreeChannelControlUL')
    disp(total_users);           %if there are no free channels
    disp(Server(total_users))   %the user is rejected and the
    userdrop=max_user+1;       %simulation ends
    Kick;

else
    MobilePowerControl;        %else the control is moving on
end

```

Το αρχείο *MobilePowerControl.m* υπολογίζει την απαιτούμενη ισχύ εκπομπής του κινητού τερματικού με βάση την ευαισθησία του σταθμού βάσης εξυπηρέτησης έτσι, ώστε αυτός να μπορεί να αποδιαμορφώσει το σήμα. Στη συνέχεια ελέγχεται εάν η εκπεμπόμενη ισχύς του χρήστη είναι μικρότερη ή μεγαλύτερη από τη μέγιστη επιτρεπτή και αντίστοιχα καλείται η συνάρτηση ελέγχου του σηματοθορυβικού λόγου άνω ζεύξης ή η συνάρτηση απόρριψης του χρήστη.

MobilePowerControl.m

```
Smin_ul=1.38*10^(-23)*290*10^(Frx_ul/10)*10^(SNRmin_ul/10)*BW*10^6;
    %BS sensitivity calculation

Pmt=10*log10(10^(FreeSpaceLoss(Min_dist(1,total_users),f)/10)*Smin_ul*10^(randn(1)*Sh/10)*
    10^(IM/10));
    %dBW, extrailed power of the user to the BS

User_coord(total_users,3)=Pmt;

if (Pmt<((Pmax_MT-30)))
    SINRControlUL;    %if the power criterion is fulfilled the control is moving on
else
    disp('O xristis aporrifthike sto MobilePowerControl')
    disp(total_users);    %else the user is rejected
    Kick;
end
```

Το αρχείο *SINRControlUL.m* εντοπίζει και αποθηκεύει εκείνα από τα διαθέσιμα κανάλια, στα οποία για κάθε subcarrier ισχύει το κριτήριο του ελάχιστου σηματοθορυβικού λόγου, τόσο για το σταθμό βάσης του νέου χρήστη όσο και για την κεντρική κυψέλη, εάν σε αυτή υπάρχει ομοδιαυλικός. Σε περίπτωση που στο τέλος της διαδικασίας δε βρεθούν αποθηκευμένα κανάλια, καλείται η συνάρτηση απόρριψης του χρήστη και τερματίζεται η προσομοίωση, ειδάλλως καλείται η συνάρτηση ελέγχου της ισχύος εκπομπής του σταθμού βάσης.

SINRControlUL.m

```
z=Server(1,total_users);    %the server of the user
x=size(avail_chann_ul,2);    %the number of the BS free channels

index=Nsub_chan;
p=1;
d_us_bs=BS_user_dist(z,total_users);    %distance between the user and his server
w=1;
approved_chann_ul=zeros(1,round(FFTs/round(Nsub_chan)/3));
```

```

while (p<=x) %for each BS's free channel
    bad_luck_ul=1;
    v_ul=avail_chann_ul(p); %pointer to the channel examined

    for l=(v_ul-1)*Nsub_chan+1:v_ul*Nsub_chan %for each of the subcarriers of the channel
        %examined

        ggg=0;
        Itotal_ul=0;
        Itotal_rn_ul=0;
        SINR_omod_ul=1;

        if (bad_luck_ul~=0)

            f_sub=Frequency_shift(l); %computation of the subcarrier frequency

            for m=1:1:total_users-1 %for each user of the system

                central_user=find((Server(m)==1)&& (User_sub(m,l)==1));
                please=isempty(central_user);

                if User_sub(m,l)==1 %if he uses the same subcarrier he is
                    %interfering

                    d_om_bs=BS_user_dist(z,m); %distance between the scrambler and the
                    % server of the user

                    Itotal_ul=
                        (10^(User_coord(m,3)/10))/(10^(FreeSpaceLoss(d_om_bs,f_sub)/10))+Itotal_ul;
                    % W, total interference

                end

                if please==0
                    ggg=1;
                    omod_user=m;
                    d_user_central=BS_user_dist(1,total_users); %distance between user and (0,0)
                    d_omod_central=Min_dist(omod_user); %distance between central scrambler
                    %and his server(0,0)

                    Itotal_rn_ul=
                        (10^(User_coord(omod_user,3)/10))/(10^(FreeSpaceLoss(d_user_central,f_sub)/10))
                        +Itotal_index_ul(omod_user,l);

                    SINR_omod_ul=
                        ((10^(User_coord(omod_user,3)/10))/(10^(FreeSpaceLoss(d_omod_central,f_sub)/10)))/
                        (10^(No_ul/10)+Itotal_rn_ul);

                end

            end

        end

    end
end

```

```

SINR_ul=
((10^(User_coord(total_users,3)/10))/(10^(FreeSpaceLoss(d_us_bs,f_sub)/10)))/
(10^(No_ul/10)+(Itotal_ul));
%Watt, signal to interference and noise ratio

Itotal_index_ul(total_users,l)=Itotal_ul;

if SINR_ul>10^(SNRmin_ul/10) %if the SINR criterion is fulfilled

if ggg==1
if SINR_omod_ul>10^(SNRmin_ul_index(1,omod_user)/10)
index=index-1;
ATHENS(1,l)=1;
CENTRAL_USER(1,l)=omod_user;
Central_interference(1,omod_user)=Itotal_rn_ul;

%there is a central user interfering, but
%there are no problems with his SINR

else
camp=
10*log10((10^(User_coord(total_users,3)/10))/(10^(FreeSpaceLoss(d_user_central,f_sub)/10)));

New_power_mt=
10*log10(10^(User_coord(omod_user,3)/10)*(1+10^(camp/10)/(10^(No_ul/10)
+Itotal_index_ul(omod_user,l))));

if New_power_mt<=Pmax_MT-30
index=index-1;
SOS(1,l)=1;
KENTRIKOS(1,l)=omod_user;
CAMP(1,omod_user)=camp; %dB
INTERFERENCE(1,omod_user)=Itotal_rn_ul;
NEW_POWER_MT(1,omod_user)=New_power_mt;

%there is a central user interfering, he
%must and can increase his extrailed power

else
bad_luck_ul=0;
index=Nsub_chan;

%there is a central user interfering, he must
%but can not increase his extrailed power
%the subcarrier is rejected

end

end

else
index=index-1;

end

```

```

else
    bad_luck_ul=0;
    index=Nsub_chan;
    %if the SINR criterion is not fulfilled
    %the subcarrier is rejected

end

end
end

if index==0
    approved_chann_ul(w)=v_ul;
    Matrix_SNR_ul(total_users,v_ul)=10*log10(SINR_ul);
    p=p+1;
    w=w+1;
    index=Nsub_chan;
    %if all the subcarriers are good
    %the channel is considered good
end

if bad_luck_ul==0
    p=p+1;
    %if one at least subcarrier has been
    %rejected so is the channel
end

end

skiathos=find(approved_chann_ul(:)~=0);
country=isempty(skiathos);

if country==1
    disp('o xristis aporrifhike sto SINRControl tou uplink')
    disp(total_users)
    disp(10*log10(SINR_ul))
    disp(SNRmin_ul)
    disp(z)
    userdrop=max_user+1;
    Kick;
    %if no channel is found to be good, the
    %user is rejected and the simulation ends
else
    BSPowerControl;
    %if one channel at least is good, the
    %procedure moves on with the downlink
    %control
end

```

Το αρχείο *BSPowerControl.m* υπολογίζει την απαιτούμενη ισχύ εκπομπής του σταθμού βάσης εξυπηρέτησης του χρήστη με βάση την ευαισθησία του κινητού τερματικού έτσι, ώστε αυτό να μπορεί να αποδιαμορφώσει το σήμα. Στη συνέχεια ελέγχεται εάν η συνολική εκπεμπόμενη ισχύς του εν λόγω σταθμού βάσης είναι μικρότερη ή μεγαλύτερη από τη μέγιστη επιτρεπτή και

αντίστοιχα καλείται η συνάρτηση ελέγχου του σηματοθορυβικού λόγου κάτω ζεύξης ή η συνάρτηση απόρριψης του χρήστη.

BSPowerControl.m

```
Smin_dl=1.38*10^(-23)*290*10^(Frx_dl/10)*10^(SNRmin_dl/10)*Nsub_chan*DFsub;
    %mobile sensitivity calculation

P_BS=10*log10(10^(FreeSpaceLoss(Min_dist(1,total_users),f)/10)*Smin_dl*10^(Sh/10)*
    10^(IM/10));
    %dBW, extrailed power of the BS to the user

Power_BS_users(Server(1,total_users),total_users)=P_BS;

SS=nonzeros(Power_BS_users(Server,:));
S=sum(10.^(SS/10),1);
    %total extrailed power of the BS to all the users he serves

if 10*log10(S)<(Pmax_BS-30)
    ExPowerBS(Server(1,total_users))=10*log10(S); %dB
    SINRControlDL;    %if the power criterion is fulfilled the control is moving on
else
    disp('ο xristis aporrifthike ston elegxo isxyos tou BS');
    userdrop=max_user+1;
    Kick;    %else the user is rejected
end
```

Το αρχείο *SINRControlDL.m* εντοπίζει και αποθηκεύει εκείνα από τα επιτρεπτά, σύμφωνα με την άνω ζεύξη, κανάλια, στα οποία για κάθε subcarrier ισχύει το κριτήριο του ελάχιστου σηματοθορυβικού λόγου, τόσο για το νέο χρήστη όσο και για τον ομοδιαυλικό του στην κεντρική κυψέλη, εάν αυτός υπάρχει. Σε περίπτωση που στο τέλος της διαδικασίας δε βρεθούν αποθηκευμένα κανάλια, καλείται η συνάρτηση απόρριψης του χρήστη και τερματίζεται η προσομοίωση, ειδάλλως καλείται η συνάρτηση ανάθεσης του καναλιού στο χρήστη.

```

z=Server(1,total_users);           % the server of the user
x=size(skiathos,1);                % the number of good channels
                                   % (from the uplink-control)

index=Nsub_chan;
p=1;
ww=1;
approved_chann_dl=zeros(1,round(FFTs/Nsub_chan)/3);

while (p<=x)                        % for each good channel
    bad_luck_dl=1;
    v_dl=approved_chann_ul(p);      % pointer to the channel examined

    for l=(v_dl-1)*Nsub_chan+1:v_dl*Nsub_chan % for each of the subcarriers of the channel
        % examined

        Itotal_dl=0;
        gggg=0;
        Itotal_rm_dl=0;
        SINR_omod_dl=1;

        if (bad_luck_dl~=0)

            f_sub=Frequency_shift(l); % computation of the subcarrier frequency

            for s=1:1:total_users-1 % for each user of the system

                central_user_dl=find((Server(s)==1)&& (User_sub(s,l)==1));
                please_dl=isempty(central_user_dl);

                if User_sub(s,l)==1 % if he uses the same subcarrier he is
                    % interfering

                    d_om_bs=BS_user_dist(z,s); % distance between the scrambler and the
                    % server of the user
                    Pathloss=FreeSpaceLoss(BS_user_dist(Server(s),total_users),f_sub);

                    Itotal_dl=(10^(Power_BS_users(Server(s),s)/10))/(10^(Pathloss/10))+Itotal_dl;
                    % W, total interference
                end

                if please_dl==0
                    gggg=1;
                    omod_user_dl=s;
                    d_omod_server=BS_user_dist(z,omod_user_dl);
                    % distance between central scrambler and
                    % the server of the user
                    d_omod_central=Min_dist(omod_user_dl);
                    % distance between central scrambler and his
                    % server(0,0)
                end
            end
        end
        p=p+1;
    end
end

```

```

    Itotal_rn_dl=
    (10^(Power_BS_users(z,total_users)/10))/(10^(FreeSpaceLoss(d_omod_server,f_sub)))
    +Itotal_index_dl(omod_user_dl,l);

    SINR_omod_dl=
    ((10^(Power_BS_users(1,omod_user_dl)/10))/(10^(FreeSpaceLoss(d_omod_central,f_sub)/10)))/
    (10^(No_dl/10)+Itotal_rn_dl);
end

end

d_us_bs=BS_user_dist(z,total_users);      %distance between the user and his server

SINR_dl=
    ((10^(Power_BS_users(z,total_users)/10))/(10^(FreeSpaceLoss(d_us_bs,f_sub)/10)))/
    (10^(No_dl/10)+(Itotal_dl));
    % Watt, signal to interference and noise ratio

Itotal_index_dl(total_users,l)=Itotal_dl;

if SINR_dl>10^(SNRmin_dl/10)                %if the SINR criterion is fulfilled

    if gggg==1

        if SINR_omod_dl>10^(SNRmin_dl_index(1,omod_user_dl)/10)

            index=index-1;
            ATHENS(2,1)=1;
            CENTRAL_USER(2,1)=omod_user_dl;
            Central_interference(2,omod_user)=Itotal_rn_dl;
            %there is a central user interfering, but
            %there are no problems with his SINR

        else

            camp_dl=
            10*log10((10^(Power_BS_users(z,total_users)/10))/(10^(FreeSpaceLoss(d_omod_server,f_sub))));

            new_power_bs=
            10*log10((10^(Power_BS_users(1,omod_user_dl)/10))*(1+((10^(camp_dl/10))/
            (10^(No_dl/10)+Itotal_index_dl(omod_user_dl,l)))));
            %the new power of the server to his user

            if 10*log10(10^(ExPowerBS(1,1)/10)-10^(Power_BS_users(1,omod_user)/10)
            +new_power_bs)<=Pmax_BS-30

                index=index-1;
                KENTRIKOS(1,1)=omod_user;
                SOS(2,1)=1;
                CAMP(2,omod_user)=camp_dl;
                INTERFERENCE(2,omod_user)=Itotal_rn_dl;
                NEW_POWER_BS(1,1)=new_power_bs;
                %there is a central user interfering, his BS
                %must and can increase his extrailed power
            end
        end
    end
end

```



```

else
    bad_luck_dl=0;
    index=Nsub_chan;
    %there is a central user interfering, his BS
    %must but can not increase his extrailed
    %power
    %the subcarrier is rejected

end

end

else
    index=index-1;
end

else
    bad_luck_dl=0;
    index=Nsub_chan;
    %if the SINR criterion is not fullfilled
    %the subcarrier is rejected

end

end

end

if index==0
    approved_chann_dl(ww)=v_dl;
    Matrix_SNR_dl(total_users,v_dl)=10*log10(SINR_dl);
    p=p+1;
    ww=ww+1;
    index=Nsub_chan;
    %if all the subcarriers are good
    %the channel is considered good

end

if bad_luck_dl==0
    p=p+1;
    %if one at least subcarrier has been
    %rejected so is the channel

end

end

paxoi=find(approved_chann_dl(:)~=0);
island=isempty(paxoi);

if island==1
    disp('o xristis aporrifthike sto SINRControl tou downlink')
    disp(total_users)
    disp(10*log10(SINR_dl))
    userdrop=max_user+1;
    Kick;
    %if no channel is found to be good, the
    %user is rejected and the simulation ends

else
    ChannelAllocation;
    %if one channel at least is good, the
    %procedure moves on with the
    %allocation of the channel

end

```

Το αρχείο *ChannelAllocation.m* αποδίδει στο χρήστη το πρώτο από τα κανάλια που έχουν προκύψει στην κάτω ζεύξη και ενημερώνει τους σχετικούς πίνακες για τη νέα κατάσταση του συστήματος. Συγκεκριμένα, στο χρήστη ανατίθενται τα subcarriers του καναλιού αυτού, ενώ στους κατάλληλους πίνακες αναγράφονται οι νέες τιμές που μπορεί να έχουν προκύψει στην ισχύ εκπομπής του κινητού τερματικού ή/και του σταθμού βάσης εξυπηρέτησης του χρήστη. Ανάλογα με το ρυθμό μετάδοσης του χρήστη, η θέση του σχεδιάζεται με τον αντίστοιχο χρωματισμό στο κυψελωτό πλέγμα.

ChannelAllocation.m

```
v_dl=approved_chann_dl(1,1);    %z is the server of the user, v_dl is the channel that will be
                                %allocated

BS_chann(z,v_dl)=2;           %value 2 means that the BS controls the channel but the
                                %channel is allocated already to a user

for u=(v_dl-1)*Nsub_chan+1:1:v_dl*Nsub_chan
    User_sub(total_users,u)=1;    %value 1 means the subcarrier is allocated to the user
end

for q=(v_dl-1)*Nsub_chan+1:1:v_dl*Nsub_chan
    if ATHENS(1,q)==1
        Itotal_index_ul(CENTRAL_USER(1,q),q)=Central_interference(1,CENTRAL_USER(1,q));
                                                %if the subcarrier allocated to the user is used by a central
                                                %user,his total interference changes
    end
end

for q=(v_dl-1)*Nsub_chan+1:1:v_dl*Nsub_chan
    if ATHENS(2,q)==1
        Itotal_index_dl(CENTRAL_USER(2,q),q)=Central_interference(2,CENTRAL_USER(2,q));
                                                %if the subcarrier allocated to the user is used by a central
                                                %user the total interference changes
    end
end

q=(v_dl-1)*Nsub_chan+1;
if SOS(1,q)==1
    kentr_omod=KENTRIKOS(1,q);

    User_coord(kentr_omod,3)=
    10*log10((10^(User_coord(kentr_omod,3)/10))*(1+((10^(CAMP(1,kentr_omod)/10))/
    (10^(No_ul/10)+Itotal_index_ul(kentr_omod,q)))));
```

```

for q=(v_dl-1)*Nsub_chan+1:1:v_dl*Nsub_chan
    Itotal_index_ul(kentr_omod,q)=INTERFERENCE(1,kentr_omod);
end
                                %if the subcarrier allocated to the user is used by a central
                                %user and there must be a mobile power increment, it takes
                                %place here

end

q= (v_dl-1)*Nsub_chan+1;
if SOS(2,q)==1
    kentr_omod=KENTRIKOS(1,q);

    Power_BS_users(1,kentr_omod)=
    10*log10((10^(Power_BS_users(1,kentr_omod)/10))*(1+((10^(CAMP(2,kentr_omod)/10))/
    (10^(No_dl/10)+Itotal_index_dl(kentr_omod,q))))));

    ExPowerBS(1,1)=10*log10(10^(ExPowerBS(1,1)/10)-
    10^(Power_BS_users(1,kentr_omod)/10)+Power_BS_users(1,kentr_omod));

for q=(v_dl-1)*Nsub_chan+1:1:v_dl*Nsub_chan
    Itotal_index_dl(kentr_omod,q)=INTERFERENCE(2,kentr_omod);
end
                                %if the subcarrier allocated to the user is used by a central
                                %user and there must be a BS power increment, it takes
                                %place here

end

accepted_users=accepted_users+1;

if Server(total_users)==1
    central_users=central_users+1;

    if SNRmin_ul_index(1,total_users)==9.0
        cent_BR_1=cent_BR_1+1;
    end
    if SNRmin_ul_index(1,total_users)==12.5
        cent_BR_2=cent_BR_2+1;
    end
    if SNRmin_ul_index(1,total_users)==20.5
        cent_BR_3=cent_BR_3+1;
    end
    if SNRmin_ul_index(1,total_users)==25.02
        cent_BR_4=cent_BR_4+1;
    end

end

accepted_info(total_users,1)=total_users;
accepted_info(total_users,2)=z;
accepted_info(total_users,3)=v_dl;
accepted_info(total_users,4)=Matrix_SNR_ul(total_users,v_dl);
accepted_info(total_users,5)=Matrix_SNR_dl(total_users,v_dl);
accepted_info(total_users,6)=SNRmin_ul_index(1,total_users);

```

```

if SNRmin_ul_index(1,total_users)==9.0
    num_BR_1=num_BR_1+1;
    figure (1);
    plot(User_coord(total_users,1),User_coord(total_users,2),'cx');
end

if SNRmin_ul_index(1,total_users)==12.5
    num_BR_2=num_BR_2+1;
    figure (1);
    plot(User_coord(total_users,1),User_coord(total_users,2),'bx');
end

if SNRmin_ul_index(1,total_users)==20.5
    num_BR_3=num_BR_3+1;
    figure (1);
    plot(User_coord(total_users,1),User_coord(total_users,2),'gx');
end

if SNRmin_ul_index(1,total_users)==25.02
    num_BR_4=num_BR_4+1;
    figure (1);
    plot(User_coord(total_users,1),User_coord(total_users,2),'rx');
end

%the users that have been accepted appear on the diagram
%with different colors, depending on the service they ask

```

Το αρχείο *PlottingCellSystem.m* καλεί, για ορισμένο αριθμό επαναλήψεων, τις απαραίτητες για την εκτέλεση της προσομοίωσης συναρτήσεις. Παράλληλα, συγκεντρώνει κάποια στοιχεία, βάσει των οποίων σχεδιάζει τα διαγράμματα της Συσσωρευτικής Συνάρτησης Κατανομής (Cumulative Distribution Function - CDF) και της Εργοδικής Χωρητικότητας.

PlottingCellSystem.m

```

for replay=1:1:1000

    input;
    BaseStationsCoordinates;
    FrequencyAllocation;
    userdrop=0;
    while userdrop<max_user
        AddUser;
        FreeChannelControlUL;
        userdrop=userdrop+1;
    end

```

```

NumCentralUsers(replay)=central_users;
NumCentralDenied(replay)=central_denied;
NumTotalUsers(replay)=total_users;

Cent_BR_1(replay)=cent_BR_1;
Cent_BR_2(replay)=cent_BR_2;
Cent_BR_3(replay)=cent_BR_3;
Cent_BR_4(replay)=cent_BR_4;

NumBR=nonzeros(SNRmin_ul_index);

Color=['c','b','g','r'];

end

[YCDF2,XCDF2] = cdfcalc(NumCentralUsers);
y2=YCDF2(1:end-1);
figure(2);
plot(XCDF2,y2,'k')
hold on;

figure(2);
title('CDF Central Users for different SNRs-[PL]');
xlabel('Number of central users');
ylabel('Probability(NumCentralUsers<c)')
grid on;

[YCDF7,XCDF7] = cdfcalc(NumTotalUsers);
y7=YCDF7(1:end-1);
figure(3);
plot(XCDF7,y7,'k');
hold on;

figure(3);
title('CDF Total Users for different SNRs-[PL]');
xlabel('Number of total users');
ylabel('Probability(NumTotalUsers<c)')
grid on;

[YCDF3,XCDF3] = cdfcalc(Cent_BR_1);
y3=YCDF3(1:end-1);
figure(4);
plot(XCDF3,y3,Color(1))
hold on;

[YCDF4,XCDF4] = cdfcalc(Cent_BR_2);
y4=YCDF4(1:end-1);
figure(4);
plot(XCDF4,y4,Color(2))
hold on;

```

```

[YCDF5,XCDF5] = cdfcalc(Cent_BR_3);
y5=YCDF5(1:end-1);
figure(4);
plot(XCDF5,y5,Color(3))
hold on;

[YCDF6,XCDF6] = cdfcalc(Cent_BR_4);
y6=YCDF6(1:end-1);
figure(4);
plot(XCDF6,y6,Color(4))
hold on;

figure(4);
title('CDF Central Users for different SNRs-[PL]');
xlabel('Number of central users');
ylabel('Probability(NumCentralUsers<c)');
grid on;

[X3,Y3]=find(YCDF3==0.5);
D(1)=XCDF3(X3,Y3);

[X4,Y4]=find(YCDF4==0.5);
D(2)=XCDF4(X4,Y4);

[X5,Y5]=find(YCDF5==0.5);
D(3)=XCDF5(X5,Y5);

[X6,Y6]=find(YCDF6==0.5);
D(4)=XCDF6(X6,Y6);

for i=1:1:4
    figure(5);
    plot(D(i),SNR(i),Color(i));
    hold on;
end

figure(5);
title('Ergodic Capacity-[PL]');
xlabel('Number of central users');
ylabel('SNR');
grid on;

```

Το αρχείο *FreeSpaceLoss.m* υπολογίζει, σύμφωνα με το μοντέλο Ελεύθερου Χώρου με $n = 4$, τις απώλειες διάδοσης στη σύνδεση μεταξύ κινητού τερματικού και σταθμού βάσης εξυπηρέτησης.

FreeSpaceLoss.m

```
function [result]=FreeSpaceLoss(d,f);

n=4;          %loss factor
do=10^(-3);  %km, reference distance

result=32.4+20*log10(f)+20*log10(do)+10*n*log10(d/do);
           %Pathloss, dB, d(km) the distance
```

Το αρχείο *Kick.m* καταμετρά τους χρήστες, οι οποίοι δε γίνονται δεκτοί από το σύστημα.

Kick.m

```
Power_BS_users(Server(1,total_users),total_users)=0;
not_acc=not_acc+1;

if Server(total_users)==1
    central_denied=central_denied+1;
end
```

Το αρχείο *Frequency_shift.m* αποδίδει σε κάθε ένα από τα 1020 subcarrier τη συχνότητα που του αντιστοιχεί.

Frequency_shift.m

```
function [result]=Frequency_shift(n_sub);

if n_sub<=510
    result=1995-10940/(2*10^6)-(510-n_sub)*10940/10^6;

else
    %TDD system, central frequency is 1995MHz

    result=1995+10940/(2*10^6)+(n_sub-511)*10940/10^6;

end
```

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Α. Κανατάς, Φ. Κωνσταντίνου, *Συστήματα Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών*, Μάρτιος 2001.
- [2] E. P. Lawrey, *Adaptive Techniques for Multiuser OFDM*, James Cook University, December 2001.
- [3] Χ. Καψάλης, Π. Κωτιτής, *Κεραίες Ασύρματες Ζεύξεις*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2003.
- [4] Π. Κωτιτής, *Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2003.
- [5] Μ. Ε. Θεολόγου, *Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών*, Αθήνα, Μάρτιος 2004.
- [6] T. S. Rappaport, *Wireless Communication, Principles & Practice*, Prentice Hall, 1996.
- [7] Ν. Μήτρου, *Ψηφιακές Επικοινωνίες*, Εκδόσεις ΕΜΠ, Αθήνα 2002.
- [8] Φ. Κωνσταντίνου, Χ. Καψάλης, Π. Κωτιτής, *Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες*, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, Αθήνα, Απρίλιος 1995.
- [9] E. P. Lawrey, *The suitability of OFDM as a modulation technique for wireless telecommunications, with a CDMA comparison*, James Cook University, October 1997, URL : www.eng.jcu.edu.au/eric/thesis/Thesis.htm
- [10] R. V. Nee, R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Boston : Artech House, c2000.
- [11] A. F. Molisch, *Wireless Communications*, 2005.
- [12] WiMAX Forum, *Mobile WiMAX - Part I : A Technical Overview and Performance Evaluation*, March 2006
- [13] J. Lempiäinen, M. Manninen, *UMTS Radio Network Planning, Optimization and QOS Management*, Helsinki, July 2003.

- [14] A. R. Mishra, *Fundamentals of Cellular Network Planning & Optimization*, 2004.
- [15] X. Gao, X. Quan, R. Jain, T. Kawahara, G. Powell, *Wireless Local Loop at the Bottom of the Pyramid*, DoCoMo Communications Lab USA.
- [16] Φ. Κωνσταντίνου, *Κινητές Τηλεπικοινωνίες - Μοντέλα Ραδιοκάλυψης*, Σεπτέμβριος 2002.
- [17] S. Loyka, *ELG7178 Introduction to Mobile Communications*, January 2006.
- [18] COST 231 Final Report, URL : http://www.lx.it.pt/cost231/final_report.htm