



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

**Αξιοποίηση Τεχνικών Κατανομής Φερόντων και Προσαρμοστικής  
Διαμόρφωσης για Βελτίωση Ποιότητας Υπηρεσιών στην  
Τεχνολογία Ασύρματης Δικτύωσης WiMAX**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ιωάννης Κ. Πετρόπουλος

**Επιβλέπουσα:** Κακλαμάνη Δήμητρα-Θεοδώρα  
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2017





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

## Αξιοποίηση Τεχνικών Κατανομής Φερόντων και Προσαρμοστικής Διαμόρφωσης για Βελτίωση Ποιότητας Υπηρεσιών στην Τεχνολογία Ασύρματης Δικτύωσης WiMAX

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ιωάννης Κ. Πετρόπουλος

**Επιβλέπουσα:** Κακλαμάνη Δήμητρα-Θεοδώρα  
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 7<sup>η</sup> Ιουλίου 2017.

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

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

.....  
Ιάκωβος Βενιέρης  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2017

.....  
Ιωάννης Κ. Πετρόπουλος

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

Copyright © Ιωάννης Κ. Πετρόπουλος, 2017

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 τεχνολογία WiMAX, βασισμένη στα πρότυπα IEE 802.16d και 802.16e, αποτελεί μια λύση για την δημιουργία ασύρματων σταθερών και κινητών ευρυζωνικών δικτύων. Διαφαίνεται ότι στο προσεχές μέλλον πρόκειται να παίξει κομβικό ρόλο στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες και να αποτελέσει μία τεχνικοοικονομικά αποτελεσματική εναλλακτική λύση, έναντι των ενσύρματων υπηρεσιών, ειδικά σε γεωγραφικές περιοχές που οι υφιστάμενες υποδομές είναι περιορισμένες. Η σημαντικότερη αναβάθμισή της είναι η υποστήριξη της κινητικότητας των χρηστών που οδηγεί στο Mobile WiMAX.

Η Mobile WiMAX χρησιμοποιεί τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA και πέρα από την κινητικότητα των χρηστών έχει σημαντικά πλεονεκτήματα όπως υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, υψηλή ποιότητα υπηρεσιών (QoS), κλιμάκωση (scalability) και ασφάλεια.

Ένα από τα πιο σημαντικά ζητούμενα στην σχεδίαση ενός OFDMA πολυκυψελωτού δικτύου είναι η επιλογή της στρατηγικής κατανομής φερόντων στους χρήστες, καθώς ο αλγόριθμος που θα χρησιμοποιηθεί επηρεάζει άμεσα τις ομοδιαυλικές παρεμβολές που προκύπτουν από την κλασματική επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων και κατά συνέπεια την επίδοση του δικτύου ως προς την χωρητικότητα, την ρυθμαπόδοση και την καταναλισκόμενη ισχύ.

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η προσομοίωση και η μελέτη OFDMA πολυκυψελωτών δικτύων με βασικό αντικείμενο την ανάλυση της επίδοσης του Αλγορίθμου Απομακρυσμένων Παρεμβάλλοντων Κυψελών (Maximum Distance of Interference Cell – MADIC) σε σύγκριση με παραδοσιακούς αλγορίθμους κατανομής φερόντων όπως είναι ο σειριακός και ο τυχαίος. Ο αλγόριθμος MADIC κατανέμει τις διαθέσιμες υποφέρουσες συχνότητες ενός δικτύου προκαλώντας όσο το δυνατόν μικρότερες ομοδιαυλικές παρεμβολές, βασιζόμενος στο γεγονός ότι οι παρεμβολές τείνουν να μειώνονται όσο αυξάνεται η απόσταση μεταξύ των κυψελών που επαναχρησιμοποιούν τις ίδιες συχνότητες.

Στο πρώτο σκέλος της εργασίας αναλύεται το θεωρητικό υπόβαθρο που απαιτείται για την κατανόηση του αντικειμένου των προσομοιώσεων. Συγκεκριμένα, στα κεφάλαια 1 έως 6 γίνεται μια σύντομη αναφορά στην ιστορία των ασύρματων επικοινωνιών, αναλύονται οι αρχές διάδοσης στο ασύρματο κανάλι, περιγράφεται η αρχιτεκτονική πολυκυψελωτών δικτύων με επαναχρησιμοποίηση συχνότητας, αναλύεται η τεχνική OFDM και τέλος παρουσιάζονται τα βασικά χαρακτηριστικά των MIMO-OFDMA και WiMAX δικτύων. Στο κεφάλαιο 7 γίνεται αναλυτική παρουσίαση του προσομοιωτή OFDMA και των αλγορίθμων που εξετάζει η εργασία, ενώ στο κεφάλαιο 8, των αποτελεσμάτων όλων των προσομοιώσεων και των συμπερασμάτων που εξάγονται. Τέλος, στο κεφάλαιο 9 γίνεται μια συνοπτική αναφορά στα αντικείμενα που παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον για μελλοντικές μελέτες στο συγκεκριμένο ερευνητικό πεδίο.

### Λέξεις Κλειδιά

OFDMA, WiMAX, Πολυκυψελωτά δίκτυα, Επαναχρησιμοποίηση συχνότητας, Ασύρματο κανάλι διάδοσης, Αλγόριθμοι κατανομής φερόντων, Αλγόριθμος MADIC, Έλεγχος ισχύος, Προσαρμοστική διαμόρφωση, Διαχείριση ασύρματων πόρων, Δικαιοσύνη μεταξύ χρηστών

# ABSTRACT

WiMAX technology, based on the IEE 802.16d and 802.16e standards, provides a solution in creating wireless land and mobile broadband networks. It appears that in the near future it will play a pivotal role in wireless telecommunications and constitute a technically and economically effective alternative to wired services, especially in geographical areas where the existing infrastructure is limited. Its most important upgrade is the support of mobility of users which leads to Mobile WiMAX.

Mobile WiMAX uses the Orthogonal Frequency-Division Multiple Access technique (OFDMA) and apart from user mobility it offers significant advantages, such as high data rates, high quality of service, scalability and security.

One of the most important goals while designing an OFDMA multicellular network is choosing the subcarrier frequencies allocation policy, since the algorithm used directly affects the co-channel interference caused by frequency reuse and by extending the network performance with regards to capacity, data rate and power consumption.

The aim of this thesis is the simulation and study of OFDMA multicellular networks, having as main subject the analysis of the performance of the Maximum Distance of Interference Cell (MADIC) algorithm. MADIC allocates the available subcarriers of a network in a manner that causes the minimum possible co-channel interference. The basic principle that is utilized is the fact that interference tends to be smaller while the distance between cells reusing the same subcarriers increases.

The first part of this thesis analyzes the theoretical background required to comprehend the subject of the simulations. Specifically, a brief discussion of the history of wireless communications, the propagation characteristics of the wireless channel, a description of the multicellular network architecture, an analysis of the OFDM technique and a short presentation of MIMO-OFDMA and WiMAX networks are addressed in chapters 1 to 6. A detailed presentation of the OFDMA simulator and algorithms used in this thesis is made in chapter 7, while in chapter 8 the results of all the simulations are presented alongside the conclusions induced. Finally, a brief report of subjects of special interest for future studies in the specified research field are listed in chapter 9.

## Key Words

OFDMA, WiMAX, Multicellular networks, Frequency reuse, Wireless communication channel, Subcarrier allocation algorithms, MADIC algorithm, Power Control, Adaptive Modulation, Wireless resource management, Fairness amongst users

## **Ευχαριστίες**

Η παρούσα διπλωματική εργασία συντάχθηκε το ακαδημαϊκό έτος 2016-2017 στην Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών, στον Τομέα Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών.

Θα ήθελα να ευχαριστήσω την κα. Δήμητρα Κακλαμάνη για την ανάθεση και την επίβλεψη της παρούσας εργασίας, καθώς μου έδωσε την δυνατότητα ενασχόλησης με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα στον κλάδο των ασύρματων επικοινωνιών. Θέλω επίσης να πω ένα μεγάλο ευχαριστώ στον κ. Γιώργο Τσιβγούλη για την τεράστια υποστήριξη και καθοδήγηση που μου παρείχε καθ' όλη την διάρκεια εκπόνησης της εργασίας. Χωρίς την βοήθειά του δεν θα ήταν δυνατό να επιτευχθεί αυτό το αποτέλεσμα.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια και τους φίλους μου για όλη την συμπαράσταση και την στήριξη που μου έδωσαν σε όλη την διάρκεια των σπουδών μου.

Ιωάννης Πετρόπουλος

Ιούλιος 2017





# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή.....	13
1.1 Ασύρματες επικοινωνίες – Ιστορική αναδρομή .....	14
1.2 Η ιδέα της επαναχρησιμοποίησης συχνότητας.....	14
1.3 Κυβελωτά δίκτυα (1ης, 2ης & 3ης γενιάς).....	15
1.4 MIMO Τεχνολογία .....	17
1.5 WiMAX .....	20
Κεφάλαιο 2: Το Ασύρματο Κανάλι Διάδοσης.....	22
2.1 Γενικές αρχές διάδοσης.....	23
2.2 Απώλειες διαδρομής .....	24
2.3 Σκίαση.....	26
2.4 Πολύοδη διάδοση .....	27
2.5 Παρεμβολές .....	33
2.6 Το κανάλι Rayleigh .....	35
2.7 MIMO κανάλια .....	37
Κεφάλαιο 3: Πολυκυβελωτά Δίκτυα.....	39
3.1 Πολυκυβελωτή αρχιτεκτονική τηλεπικοινωνιακού συστήματος.....	40
3.2 Έλεγχος ισχύος (Power Control) πολυκυβελωτού συστήματος.....	42
3.3 Επαναχρησιμοποίηση συχνότητας στα πολυκυβελωτά συστήματα.....	43
Κεφάλαιο 4: Ορθογώνια Πολύπλεξη Διάρθρωσης Συχνότητας (OFDM) .....	44
4.1 Ανάλυση της OFDM τεχνικής .....	45
4.2 Επιλογή βασικών παραμέτρων συστήματος OFDM.....	50
4.3 Κατανομή πόρων σε σύστημα OFDM Πολλαπλών Χρηστών .....	53
4.4 Χρήση της OFDMA τεχνικής στα σύγχρονα δίκτυα.....	55
Κεφάλαιο 5: MIMO - OFDMA.....	58
5.1 Κατανομή πόρων σε σύστημα MIMO - OFDMA.....	59
5.2 Διαφοριστικότητα εκπομπής και χωρική πολυπλεξία σε ένα σύστημα MIMO.....	60
Κεφάλαιο 6: WiMAX .....	62
6.1 Πολυκυβελωτή αρχιτεκτονική στην τεχνολογία WiMAX.....	63
6.2 Επαναχρησιμοποίηση συχνότητας στην τεχνολογία WiMAX .....	63
6.3 Προσαρμοστική μεταγωγή εκπομπής στην τεχνολογία WiMAX.....	64
6.4 Προσαρμοστική Διαμόρφωση στο Σύστημα WiMAX.....	65

6.5	Αλγόριθμοι Προσαρμοστικής Διαμόρφωσης στο Σύστημα WiMAX.....	68
Κεφάλαιο 7:	Ο Προσομοιωτής OFDMA.....	73
7.1	OFDM πολυκυβελωτός προσομοιωτής.....	74
7.2	Αλγόριθμοι κατανομής φερόντων .....	77
7.3	Έλεγχος ισχύος (Power Control) προσομοιωτή.....	81
7.4	Αλγόριθμοι διαχείρισης ασύρματων πόρων.....	83
Κεφάλαιο 8:	Αποτελέσματα Προσομοιώσεων & Συμπεράσματα .....	89
Κεφάλαιο 9:	Προτάσεις Για Το Μέλλον .....	105
Παράρτημα	.....	107
Βιβλιογραφία	.....	113

# ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1: Συνθήκες σκίασης σε επίγεια ασύρματα συστήματα .....	26
Σχήμα 2: Χρονική διασπορά .....	28
Σχήμα 3: Προφίλ καθυστέρησης ισχύος.....	29
Σχήμα 4: Ολίσθηση Doppler .....	30
Σχήμα 5: Διασπορά Doppler στο φάσμα του απλού τόνου .....	31
Σχήμα 6: Διασπορά γωνίας στον δέκτη .....	32
Σχήμα 7: Κατανομή Rayleigh.....	37
Σχήμα 8: Σύστημα MIMO.....	38
Σχήμα 9: Πολυκυψελωτή αρχιτεκτονική ασύρματων επικοινωνιών .....	40
Σχήμα 10: Παρεμβολή σε κινητό χρήστη πολυκυψελωτού δικτύου.....	41
Σχήμα 11: Τομεοποίηση 120° και 60° .....	43
Σχήμα 12: Φάσμα μη επικαλυπτόμενων καναλιών .....	45
Σχήμα 13: Φάσμα επικαλυπτόμενων καναλιών.....	45
Σχήμα 14: Βελτίωση απόδοσης λόγω υιοθέτησης multicarrier συστήματος .....	46
Σχήμα 15: OFDM φάσμα μετάδοσης.....	49
Σχήμα 16: Η κυματομορφή των φερόντων σε μια OFDM μετάδοση.....	49
Σχήμα 17: Αστερισμοί κυριότερων διαμορφώσεων (QPSK,16QAM,64QAM).....	52
Σχήμα 18: Διαχωρισμός υποκαναλιών στο WiMAX .....	56
Σχήμα 19: Προσαρμοστική Μεταγωγή στην τεχνολογία Mobile WiMAX .....	61
Σχήμα 20: Σχήματα επαναχρησιμοποίησης συχνότητας στην τεχνολογία WiMAX .....	64
Σχήμα 21: Μπλοκ Διάγραμμα Συστήματος με Προσαρμοστική Διαμόρφωση .....	66
Σχήμα 22: Σχήματα Διαμόρφωσης-Κωδικοποίησης στο σύστημα WiMAX.....	67
Σχήμα 23: Φασματική Απόδοση των Mode Λειτουργίας στο σύστημα WiMAX.....	68
Σχήμα 24: Προσαρμοστική διαμόρφωση εξαρτώμενη από την απόσταση από τον BS .....	70
Σχήμα 25: Κάτοψη πολυκυψελωτού συστήματος 7 κυψελών ακτίνας 1000 m .....	74
Σχήμα 26: Κάτοψη πολυκυψελωτού συστήματος 19 κυψελών ακτίνας 1000 m .....	75
Σχήμα 27: Διάγραμμα ακτινοβολίας σταθμού βάσης.....	76
Σχήμα 28: Διάγραμμα ροής σειριακού αλγορίθμου .....	78
Σχήμα 29: Διάγραμμα ροής τυχαίου αλγορίθμου .....	79
Σχήμα 30: Διάγραμμα ροής αλγορίθμου MADIC .....	81
Σχήμα 31: Διάγραμμα ροής αλγορίθμου μοναδικής διαμόρφωσης με απομάκρυνση τελευταίου χρήστη .....	85
Σχήμα 32: Προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την απόσταση .....	88
Σχήμα 33: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική διαμόρφωση και απομάκρυνση τελευταίου και προβληματικού χρήστη .....	91
Σχήμα 34: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική διαμόρφωση, PBlock=0.1 και μεταβαλλόμενη ακτίνα κυψέλης.....	92
Σχήμα 35: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική διαμόρφωση, PBlock=0.4 και μεταβαλλόμενη ακτίνα κυψέλης.....	93
Σχήμα 36: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική διαμόρφωση, ακτίνα 1km και πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη.....	94

Σχήμα 37: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική διαμόρφωση, ακτίνα 5km και πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη.....	95
Σχήμα 38: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική διαμόρφωση, N=5 φέροντα ανά χρήστη και μεταβαλλόμενη ακτίνα κυψέλης.....	95
Σχήμα 39: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την ισχύ και την απόσταση .....	96
Σχήμα 40: Διάγραμμα ρυθμαπόδοσης για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την ισχύ και την απόσταση .....	97
Σχήμα 41: Διάγραμμα ισχύος ανά χρήστη για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την ισχύ και την απόσταση.....	98
Σχήμα 42: Διάγραμμα ισχύος ανά μονάδα ρυθμαπόδοσης για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την ισχύ και την απόσταση.....	98
Σχήμα 43: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση για πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη.....	99
Σχήμα 44: Διάγραμμα ρυθμαπόδοσης για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση για πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη.....	100
Σχήμα 45: Διάγραμμα ισχύος ανά χρήστη για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση για πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη.....	101
Σχήμα 46: Διάγραμμα ισχύος ανά μονάδα ρυθμαπόδοσης για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση για πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη.....	101
Σχήμα 47: Διάγραμμα ρυθμαπόδοσης για προσαρμοστική διαμόρφωση με βέλτιστη και δίκαια κατανομή φερόντων .....	102

# Κεφάλαιο 1: Εισαγωγή

## 1.1 Ασύρματες επικοινωνίες – Ιστορική αναδρομή

Η θεμελίωση του τρόπου μετάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων από τον James Clerk Maxwell το 1865 με την χρήση μερικών διαφορικών εξισώσεων, άνοιξε τον δρόμο για την εμφάνιση των ασύρματων επικοινωνιών. Βασιζόμενος στην θεωρία του Maxwell, ο Marconi υλοποίησε το 1897 τον πρώτο ασύρματο τηλεγράφο, ο οποίος χρησιμοποιήθηκε για την επικοινωνία πλοίων με την ακτή στο νησί Wight της Αγγλίας [1,2]. Με την πάροδο του χρόνου, ο Marconi κατάφερε επιτυχείς ασύρματες μεταδόσεις σε αποστάσεις αρκετών χιλιομέτρων με τον εξελιγμένο πια τηλεγράφο του.

Η πρώτη κινητή ασύρματη ζεύξη δημιουργήθηκε στο Detroit των ΗΠΑ για τις ανάγκες της αστυνομίας και μετέδιδε στην συχνότητα των 2 MHz [3]. Μέχρι το 1934 εγκαταστάθηκαν κινητά συστήματα επικοινωνίας σε 194 ασύρματα συστήματα της δημοτικής αστυνομίας και 58 πολιτειακούς αστυνομικούς σταθμούς των ΗΠΑ, οι οποίοι χρησιμοποιούσαν την τεχνική διαμόρφωσης πλάτους (Amplitude Modulation – AM) [4]. Παρόλα αυτά, η χαμηλή συχνότητα εκπομπής είχε ως αποτέλεσμα μικρό πλήθος καναλιών, κάτι που περιόριζε την περαιτέρω ανάπτυξη των ασύρματων τηλεπικοινωνιών.

Το 1935, ο Edwin Armstrong παρουσιάζει την τεχνική διαμόρφωσης συχνότητας (Frequency Modulation – FM), δίνοντας νέα ώθηση στα συστήματα ασύρματων τηλεπικοινωνιών. Στα τέλη της δεκαετίας του '30 η FM διαμόρφωση καθιερώθηκε ως η κύρια τεχνική διαμόρφωσης στα κινητά συστήματα επικοινωνίας στον κόσμο. Το 1946 πραγματοποιήθηκαν οι πρώτες μεταδόσεις με χρήση της διαμόρφωσης FM στα 150 MHz και στα τέλη της δεκαετίας του '40 χρησιμοποιήθηκαν κανάλια φωνής εύρους 120 kHz σε μορφή ημι-αμφίδρομη.

Καθώς η ζήτηση για δημόσιες υπηρεσίες ασύρματων επικοινωνιών άρχισε να αυξάνεται η AT&T Bell Laboratories υλοποίησε το Improved Mobile Telephone Service (IMTS). Το IMTS ήταν το πρώτο σύστημα κινητών επικοινωνιών το οποίο συνδεόταν με το δίκτυο δημόσιας τηλεφωνίας και χρησιμοποιούσε πλήρως αμφίδρομες ζεύξεις (full duplex). Παρόλα αυτά, η χρήση πλήρως αμφίδρομων ζεύξεων σε συνδυασμό με το συνεχώς αυξανόμενο πλήθος χρηστών απαιτούσαν όλο και μεγαλύτερο εύρος ζώνης.

## 1.2 Η ιδέα της επαναχρησιμοποίησης συχνότητας

Τη λύση στο συγκεκριμένο πρόβλημα έφερε και πάλι η AT&T Bell Laboratories στις δεκαετίες του 1960 και 1970 όπου εισήγαγαν την έννοια του κυψέλης [5]. Η βασική ιδέα των κυψελωτών συστημάτων είναι η διαίρεση της περιοχής την οποία εξυπηρετεί ένα σύστημα σε μικρότερες κυψέλες κάθε μία από τις οποίες επαναχρησιμοποιεί διαύλους – συχνότητες. Αυτό οδηγεί στην αύξηση της συνδρομητικής χωρητικότητας του συστήματος, σε πιο αποδοτική εκμετάλλευση του διαθέσιμου φάσματος συχνοτήτων, αλλά παράλληλα και σε ραδιοκάλυψη μεγαλύτερων περιοχών.

Η ιδέα βασίστηκε στην δυνατότητα χρησιμοποίησης ραδιοδιαύλων, οι οποίοι έχουν τις ίδιες συχνότητες φορέα και δεν δημιουργούν προβλήματα παρεμβολών, καθώς καταχωρούνται συχνότητες σε διαφορετικές γεωγραφικές περιοχές κάλυψης με επαρκή απόσταση μεταξύ τους. Ως πλέον κατάλληλη μορφή κυψέλης χρησιμοποιήθηκε το κανονικό εξάγωνο καθώς προσεγγίζει πλησιέστερα την επιφάνεια του κύκλου, χωρίς όμως να εμφανίζει κενά και επικαλυπτόμενες περιοχές. Σε κάθε μία κυψέλη παραχωρείται ένα σύνολο συχνοτήτων. Δύο κυψέλες μπορούν να χρησιμοποιούν τις ίδιες συχνότητες, εφόσον βρίσκονται σε απόσταση τέτοια που αποφεύγονται προβλήματα παρεμβολών. Η χωρητικότητα του κυψελοειδούς συστήματος, όσον αφορά τον αριθμό των χρηστών, εξαρτάται από τον αριθμό των διαθέσιμων συχνοτήτων σε κάθε κυψέλη, καθώς και από τον αριθμό των κυψελών.

### 1.3 Κυψελωτά δίκτυα (1ης, 2ης & 3ης γενιάς)

Το πρώτο παγκοσμίως κυψελωτό σύστημα που λειτούργησε ήταν από την Nippon Telephone and Telegraph (NTT) στην Ιαπωνία το 1979. Το σύστημα χρησιμοποιούσε 600 FM αμφίδρομους διαύλους επικοινωνίας με εύρος 25 kHz στα 925 – 940 και 870 – 885 MHz. Στην Ευρώπη το 1981 αναπτύχθηκε από την Ericsson το πρώτο κυψελωτό σύστημα NMT450, το οποίο μετεξελίχθηκε το 1986 στο NMT900 στη ζώνη συχνοτήτων 890-915 και 917-950 MHz. Το NMT 900 χρησιμοποιούσε 1999 διαύλους αμφίδρομης επικοινωνίας με εύρος 12,5 kHz. Στις ΗΠΑ το πρώτο κυψελωτό σύστημα ονομάστηκε Advanced Mobile Phone Service (AMPS) και δημιουργήθηκε από την AT&T στο Σικάγο. Το συγκεκριμένο σύστημα εξέπεμπε στη ζώνη 824-849 και 869-894 MHz και διέθετε 832 αμφίδρομα κανάλια εύρους 30 kHz.

Τα παραπάνω συστήματα αποτελούν τα πιο γνωστά κυψελωτά δίκτυα πρώτης γενιάς. Βασικά χαρακτηριστικά τους είναι η διαμόρφωση FM και η τεχνική Frequency Division Duplexing (FDD) για την αμφιδρόμηση των καναλιών. Η φασματική πυκνότητα ισχύος στα FDD συστήματα πρέπει να ελέγχεται προσεκτικά ώστε να μην ακτινοβολείται ισχύς πάνω από 60-80 dB της επιθυμητής τιμής στους γειτονικούς διαύλους. Τέλος, στα παραπάνω συστήματα η απόσταση των φερόντων άνω και κάτω ζεύξης είναι της τάξης των 45 MHz ώστε οι πομποδέκτες να μπορούν αν απομονώνουν τις συχνότητες.

Με την πάροδο του χρόνου άρχισε να γίνεται εμφανής η αδυναμία των αναλογικών κυψελωτών συστημάτων να ανταπεξέλθουν στις ανάγκες της αγοράς λόγω της χαμηλής χωρητικότητας που παρουσίαζαν, του υψηλού κόστους των τερματικών και της υποδομής των δικτύων, της ασυμβατότητας μεταξύ των διαφόρων αναλογικών δικτύων αλλά και της αντίληψης των χρηστών ότι η χρησιμότητα τους ήταν περιορισμένη.

Έτσι, στα κυψελωτά συστήματα δεύτερης γενιάς χρησιμοποιήθηκαν ψηφιακές τεχνικές μετάδοσης, οι οποίες μπορούσαν να εφαρμοστούν λόγω της εξέλιξης της μικροηλεκτρονικής καθώς και λόγω των θεωρητικών μελετών πάνω στις ψηφιακές επικοινωνίες που είχαν γίνει από διακεκριμένους επιστήμονες και μηχανικούς όπως ο Nyquist, ο Shannon κ.α. Οι ψηφιακές τεχνικές εφαρμόστηκαν στα ασύρματα συστήματα

επικοινωνιών λόγω των πλεονεκτημάτων που παρουσιάζουν έναντι των αναλογικών τεχνικών, όπως:

- Χαμηλότερη κατανάλωση ισχύος
- Δυνατότητα επεξεργασίας σήματος
- Αυξημένη ανοσία στον θόρυβο
- Υλοποίηση λογισμικού δεκτών
- Τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης και duplexing

Στην Ευρώπη υλοποιήθηκε το σύστημα Global System for Mobile (GSM), το πιο πετυχημένο και διαδεδομένο σύστημα δεύτερης γενιάς. Ξεκίνησε να σχεδιάζεται το 1982 και λειτούργησε το 1992 στις συχνότητες 890-915 και 935-960 MHz. Σήμερα καλύπτει το 59% της αγοράς με 400 εκατομμύρια χρήστες. Το GSM υποστηρίζει τόσο υπηρεσίες φωνής με ταχύτητες της τάξης των 13 kbps όσο και δεδομένων 9,6 kbps. Στηρίζεται στην τεχνική Time-Division Multiple Access (TDMA), με 200 kHz απόσταση φερόντων και συνδυάζει την τεχνική TDMA με FDD. Κάθε φέρον έχει 8 διαύλους με διάρκεια χρονοσχιμής τα 0,577 msec και χρησιμοποιεί την τεχνική ψηφιακής διαμόρφωσης Gaussian Minimum Shift Keying (GMSK) με τελική ταχύτητα μετάδοσης τα 270,8 kbps.

Στις ΗΠΑ αναπτύχθηκαν δύο διαφορετικά συστήματα 2ης γενιάς, το IS-54 και το IS-95, τα οποία και σχεδιάστηκαν με τέτοιο τρόπο ώστε να είναι συμβατά με το κυψελωτό σύστημα πρώτης γενιάς των ΗΠΑ, το AMPS.

Το IS-54 λειτουργεί στις ίδιες συχνότητες με το AMPS και παρόλο που τα τεμαχικά είναι συμβατά με τις προδιαγραφές του συστήματος AMPS, είναι ικανά και για ψηφιακή σηματοδότηση βασισμένη σε TDMA, με 3 χρονοσχιμής ανά φέρον και απόσταση φερόντων τα 30 kHz. Η διαμόρφωση που χρησιμοποιείται είναι η π/4 – DQPSK και ο τελικός ρυθμός που επιτυγχάνεται είναι 48,6 kbps. Προκειμένου το σύστημα IS-54 να είναι συμβατό με το AMPS υποστηρίζει δύο τύπους διαύλων σηματοδότησης ελέγχου, ένα για το ψηφιακό με ρυθμό 48,6 kbps και ένα για τους διαύλους του AMPS με ρυθμό 10 kbps. Το σύστημα IS-136 είναι η εξέλιξη του IS-54 και δίνει τη δυνατότητα για αποστολή μικρών μηνυμάτων. Το IS-136 χρησιμοποιεί διαύλους σηματοδότησης ελέγχου μόνο στα 48,6 kbps και για αυτό το λόγο τα τεμαχικά του IS-54 δεν είναι συμβατά με εκείνα του IS-136.

Το 1992 υιοθετήθηκε στις ΗΠΑ το σύστημα IS-95, το οποίο βασίζεται στη τεχνική CDMA και προτάθηκε από την Qualcomm. Χρησιμοποιεί διασπορά φάσματος Direct Sequence και παρουσιάζει ασυμμετρία ζεύξης, χρησιμοποιώντας διαφορετικές τεχνικές για την ευθεία και αντίστροφη ζεύξη. Λόγω της χρήσης της τεχνικής CDMA που κάνει το σύστημα παρέχεται πλήρη ορθογωνιότητα μεταξύ των χρηστών αφού σε κάθε κινητό σταθμό σε μία κυψέλη αποδίδεται ένας διαφορετικός κώδικας. Οι συχνότητες λειτουργίας του IS-95 είναι ίδιες με αυτές του AMPS και IS-54, αλλά έχουν αποδοθεί και επιπλέον συχνότητες στην περιοχή 1,5-2 GHz. Η επιτυχία του συστήματος αυτού αλλά και η πολλά υποσχόμενη τεχνική CDMA που χρησιμοποιεί, το κατέστησαν οδηγό και βάση εκκίνησης για τα συστήματα τρίτης γενιάς.

Στην Ιαπωνία αναπτύχθηκε το 1989 το Personal Digital Cellular (PDC) το οποίο και στηρίχθηκε στις αρχές του IS-54. Το PDC χρησιμοποιεί την τεχνική πολλαπλής πρόσβασης



TDMA, με 3 χρονοσχισμές ανά φέρον. Η απόσταση των φερόντων είναι 25 kHz και χρησιμοποιεί τη διαμόρφωση π/4-DQPSK, με τελικό ρυθμό μετάδοσης τα 42 kbps.

Παρόλο που τα συστήματα κινητών επικοινωνιών δεύτερης γενιάς έδωσαν τη δυνατότητα παροχής υπηρεσιών φωνής σε πολλούς χρήστες, έχουν περιορισμένη δυνατότητα υποστήριξης υπηρεσιών δεδομένων με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Η ανάγκη υποστήριξης τέτοιων υπηρεσιών όπως είναι η μετάδοση εικόνων υψηλής ποιότητας, η μετάδοση video πραγματικού χρόνου ή η πρόσβαση στο Internet με υψηλές ταχύτητες οδήγησαν στη σχεδίαση συστημάτων τρίτης γενιάς. Τα 3G συστήματα έχουν ως βασικό χαρακτηριστικό την υποστήριξη εφαρμογών πολυμέσων και τη δυνατότητα πρόσβασης σε πληροφορίες και υπηρεσίες από άλλα δημόσια ή ιδιωτικά δίκτυα, με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Ταυτόχρονα τα συστήματα 3G έχουν βελτιώσει την ποιότητα ομιλίας και έχουν αυξήσει τη χωρητικότητα των δικτύων.

Οι ραδιοεπαφές που έχουν αναπτυχθεί για τα συστήματα τρίτης γενιάς, και καλούνται από την ITU IMT-2000, είναι το WCDMA, το multicarrier-CDMA και το EDGE (Enhanced Data Rates for GSM Evolution). Λόγω των ζωνών συχνοτήτων που είχαν καταλάβει τα συστήματα δεύτερης γενιάς σε κάθε περιοχή, η World Administrative Radio Conference το 1992 απέδωσε διαφορετικές συχνότητες σε κάθε περιοχή για τα συστήματα τρίτης γενιάς.

Μερικές από τις βασικές απαιτήσεις που τίθενται από τα τρίτης γενιάς δίκτυα είναι:

- Συνύπαρξη 2<sup>ης</sup> και 3<sup>ης</sup> γενιάς συστημάτων
- Συνύπαρξη FDD και TDD συστημάτων
- Μεγάλη φασματική απόδοση
- Ρυθμός μετάδοσης μέχρι και 2 Mbps
- Μεταβαλλόμενος ρυθμός μετάδοσης για δυνατότητα προσφοράς εύρους ζώνης κατά απαίτηση

## 1.4 MIMO Τεχνολογία

Η χρήση κεραιών στο πομπό και στο δέκτη με πολλαπλά στοιχεία αποτελεί μία ιδέα η οποία εφαρμόστηκε για πρώτη φορά στα τέλη του 19ου αιώνα. Κατά τη διάρκεια του δεύτερου παγκοσμίου πολέμου έλαβε χώρα εκτενής έρευνα πάνω στις κεραιές πολλαπλών στοιχείων για την εφαρμογή τους σε radar. Από το 1990 μέχρι και σήμερα η τεχνολογία έξυπνων κεραιών αναπτύσσεται με γρήγορους ρυθμούς εισάγοντας τις ασύρματες ψηφιακές επικοινωνίες σε μία νέα κατάσταση, στην οποία μπορεί να εξασφαλιστεί υψηλή ποιότητα υπηρεσιών (Quality of Service – QoS), υψηλή ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων και υψηλή αξιοπιστία της ζεύξης, δηλαδή χαμηλό ποσοστό λαθών, μέσω της μείωσης των παρεμβολών και αύξηση της χωρητικότητας.

Οι στοιχειοκεραίες αποτελούν την πρώτη και απλούστερη μορφή της MIMO τεχνολογίας. Όταν με τη χρήση απλών κεραιών δεν είναι δυνατή η επίτευξη της επιθυμητής κατευθυντικότητας ή του επιθυμητού εύρους δέσμης χρησιμοποιούνται οι στοιχειοκεραίες. Οι στοιχειοκεραίες αποτελούνται από ακτινοβολητές οι οποίοι είναι

διατεταγμένοι με ποικίλους τρόπους σχηματίζοντας ευθύγραμμες, κυκλικές ή επίπεδες στοιχειοκεραίες. Το διάγραμμα ακτινοβολίας μίας στοιχειοκεραίας εξαρτάται από τη γεωμετρία της, τη συχνότητα λειτουργίας της, την απόσταση μεταξύ των στοιχείων καθώς, το πλήθος τους και τη ρευματική διέγερση.

Οι στοιχειοκεραίες διακρίνονται σε χωρικά ομοιόμορφες και χωρικά ανομοιόμορφες ανάλογα με το αν τα στοιχεία τους απέχουν ίσες αποστάσεις. Ως προς τη θεωρητική ανάλυση οι χωρικά ομοιόμορφες στοιχειοκεραίες αναλύονται πιο εύκολα σε αντίθεση με τις χωρικά ανομοιόμορφες, οι οποίες όμως δίνουν περισσότερους βαθμούς ελευθερίας στο σχεδιαστή. Οι χωρικά ανομοιόμορφες κεραίες συνήθως προκύπτουν ύστερα από την αραίωση των ομοιόμορφων στοιχειοκεραίων. Για το λόγο αυτό οι ομοιόμορφες στοιχειοκεραίες ονομάζονται και πυκνές ενώ οι χωρικά ανομοιόμορφες αραιές.

Όσον αφορά στη ρευματική διέγερση, οι στοιχειοκεραίες διακρίνονται σε στοιχειοκεραίες με ομοιόμορφη διέγερση και σε στοιχειοκεραίες με ανομοιόμορφη διέγερση. Στις στοιχειοκεραίες με ομοιόμορφη διέγερση τα στοιχεία τροφοδοτούνται από ρεύματα ίδιου μέτρου και με προοδευτική διαφορά φάσης. Στην περίπτωση των στοιχειοκεραίων με ανομοιόμορφη διέγερση το πλάτος των ρευμάτων που τροφοδοτούν τα στοιχεία διαφέρει από στοιχείο σε στοιχείο ενώ υπάρχει προοδευτική διαφορά φάσης.

Ορισμένα από τα πλεονεκτήματα της χρήσης στοιχειοκεραίων είναι η αύξηση της κατευθυντικότητας σε σχέση με τις απλές κεραίες, η δημιουργία του επιθυμητού διαγράμματος ακτινοβολίας μέσω κατάλληλης διέγερσης των στοιχείων καθώς και η ηλεκτρονική στροφή του διαγράμματος ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας, μεταβάλλοντας με ηλεκτρονικό τρόπο τη διέγερση των στοιχείων [2,6].

Η ανάπτυξη της τεχνολογίας της ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων σε συνδυασμό με τις στοιχειοκεραίες οδήγησαν στην ανάπτυξη των έξυπνων κεραίων. Τα συστήματα έξυπνων κεραίων μπορούν να κατηγοριοποιηθούν στα συστήματα μεταγωγής δέσμης (switched beam) και στα συστήματα προσαρμοστικών στοιχειοκεραίων (adaptive antenna array) [7].

Στα switched beam συστήματα δημιουργούνται πολλοί προκαθορισμένου εύρους και κατευθυντικότητας λοβοί ακτινοβολίας, με κάθε έναν από αυτούς να ανιχνεύει συγκεκριμένη κατεύθυνση. Το σύστημα κεραίων μετρά το SNR του λαμβανόμενου σήματος από τον κάθε λοβό ακτινοβολίας και στο τέλος επιλέγει την εξυπηρέτηση του χρήστη από το λοβό με το μεγαλύτερο SNR [8]. Καθώς κινείται ο χρήστης εξυπηρετείται από διαφορετικό λοβό ακτινοβολίας.

Στα adaptive antenna συστήματα χρησιμοποιούνται αλγόριθμοι επεξεργασίας σήματος προκειμένου να εντοπιστούν και να ανιχνευθούν τα διαφορετικού τύπου σήματα με σκοπό την ελαχιστοποίηση των παρεμβολών.

Ένα από τα πλεονεκτήματα της εφαρμογής των συστημάτων έξυπνων κεραίων είναι η αύξηση της μέσης ισχύος του σήματος, λόγω της ταυτόχρονης επεξεργασίας των σημάτων που ταυτόχρονα λαμβάνουν τα στοιχεία της στοιχειοκεραίας. Ένα μέτρο της αύξησης της μέσης ισχύος του σήματος λήψης λόγω των πολλαπλών κεραίων είναι το κέρδος κεραίας. Το κέρδος κεραίας σε συνδυασμό με την κατευθυντικότητα της

στοιχειοκεραίας και τη μείωση των παρεμβολών οδηγούν σε αύξηση της περιοχής ραδιοκάλυψης του σταθμού βάσης [8].

Επίσης, ένα άλλο σημαντικό πλεονέκτημα είναι η μείωση των παρεμβολών. Επομένως, αυξάνεται ο λόγος Signal to Interference plus Noise Ratio (SINR). Έτσι, η χωρητικότητα του συστήματος αυξάνεται. Έχουν αναπτυχθεί τεχνικές όπως η Space Division Multiple Access (SDMA) στις οποίες πολλαπλοί χρήστες που βρίσκονται στην ίδια κυψέλη εξυπηρετούνται από διαφορετικό λοβό ακτινοβολίας στον ίδιο χρόνο και στο ίδιο φασματικό κανάλι.

Τέλος, η ποικιλία διαδρομών στο πεδίο του χώρου που ακολουθεί το σήμα σε συνδυασμό με την επεξεργασία των σημάτων οδηγεί στην αντιμετώπιση των διαλείψεων. Έτσι, εισάγεται η έννοια του κέρδους διαφορισμού. Το κέρδος αυτό οδηγεί σε μείωση του ποσοστού σφαλμάτων. Με τη αντιμετώπιση των διαλείψεων επιτυγχάνεται τόσο η αύξηση της ταχύτητας μετάδοσης δεδομένων όσο και αποδοτικότερος έλεγχος ισχύος. Με τον αποδοτικότερο έλεγχο ισχύος μειώνεται το κόστος των τερματικών και σταθμών βάσης χρησιμοποιώντας ενισχυτές μικρότερου πλάτους και καταναλώνοντας λιγότερη ισχύς.

Ένα MIMO σύστημα αποτελείται από τον πομπό και το δέκτη στους οποίους έχουμε ενσωματώσει κεραιές πολλαπλών στοιχείων. Με την κατάλληλη επεξεργασία του σήματος στον πομπό και στο δέκτη καταφέρνουμε να εκμεταλλευθούμε τα πλεονεκτήματα των έξυπνων κεραιών που παρουσιάστηκαν παραπάνω. Ανάλογα με την επεξεργασία του σήματος στον πομπό και στο δέκτη, ένα MIMO σύστημα αξιοποιείται με διαφορετικό τρόπο. Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι τεχνικές αξιοποίησης των MIMO συστημάτων:

- **Χωρική Πολυπλεξία (Spatial Multiplexing – SMM):** Στην τεχνική της χωρικής πολυπλεξίας η κύρια ροή δεδομένων διαιρείται σε ένα πλήθος υπό-ροών χαμηλότερου ρυθμού δεδομένων καταναλώνοντας μικρότερο εύρος ζώνης. Η κάθε μία από αυτές τις ροές αποστέλλεται από διαφορετικά στοιχεία της στοιχειοκεραίας και με κατάλληλη επεξεργασία των σημάτων που λαμβάνει η κάθε κεραία του δέκτη επιτυγχάνεται η αποκωδικοποίηση της κύριας ροής [9]. Η τεχνική αυτή προσφέρει μία αύξηση (ίση με το μικρότερο αριθμό διαθέσιμων ανεξάρτητων στοιχείων του πομπού και του δέκτη) στην ταχύτητα μετάδοσης (ή στη χωρητικότητα) χωρίς την αύξηση της ισχύος εκπομπής [3].
- **Space-Time ή Space-Frequency Coding:** Σύμφωνα με αυτές τις τεχνικές τα σήματα που μεταδίδονται από τα στοιχεία των κεραιών του πομπού και του δέκτη συσχετίζονται στο χώρο στο πεδίο του χρόνου ή στο πεδίο της συχνότητας. Διαθέτουν πολύ καλή συμπεριφορά απέναντι στα λάθη, αλλά δεν είναι τόσο αποδοτικές από άποψη χωρητικότητας [10].
- **Beamforming:** Στη συγκεκριμένη τεχνική το διάνυσμα των σημάτων στον πομπό και στο δέκτη πολλαπλασιάζεται με κατάλληλα βάρη ώστε να αυξηθεί το SINR. Τα βάρη καθορίζονται από το κανάλι και για το λόγο αυτό απαιτείται η γνώση του καναλιού τόσο στο δέκτη όσο και στον πομπό. Η μέθοδος αυτή οδηγεί σε υψηλές τιμές σηματοθρομβικού λόγου στο δέκτη, αλλά σχετικά μειωμένες τιμές χωρητικότητας [11].

## 1.5 WiMAX

Η αυξημένη ζήτηση για υπηρεσίες, όπως το Internet και οι υπηρεσίες πολυμέσων, που απαιτούν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης σε συνδυασμό με την ανάπτυξη της τεχνολογίας των MIMO συστημάτων οδήγησαν επιτροπές όπως την IEEE και την ETSI στη θέσπιση προτύπων για τη δημιουργία δικτύων υψηλής αξιοπιστίας, τα οποία θα μπορούν να υποστηρίξουν τέτοιες υπηρεσίες με υψηλή ποιότητα υπηρεσιών και αυξημένη ταχύτητα μετάδοσης.

Η τεχνολογία WiMAX βασίζεται στα πρότυπα της IEEE 802.16d και 802.16e και αποτελεί μία λύση για τη δημιουργία ασύρματων σταθερών και κινητών ευρυζωνικών δικτύων. Διαφαίνεται ότι στο προσεχές μέλλον πρόκειται να παίξει κομβικό ρόλο στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες και να αποτελέσει μία τεχνικοοικονομικά αποτελεσματική εναλλακτική λύση, έναντι των ενσύρματων υπηρεσιών, ειδικά σε γεωγραφικές περιοχές που οι υφιστάμενες υποδομές είναι περιορισμένες. Η σημαντικότερη αναβάθμισή της είναι η υποστήριξη της κινητικότητας των χρηστών (με χρόνο διαπομπής μικρότερο των 50 msec) που οδηγεί στο Mobile WiMAX [12].

Στο φυσικό επίπεδο του Mobile WiMAX χρησιμοποιείται η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA προκειμένου να βελτιωθεί η απόδοση των συστημάτων για διάδοση σε περιβάλλοντα πολύοδης διάδοσης χωρίς να υπάρχει συνιστώσα οπτικής επαφής. Το συγκεκριμένο δίκτυο προκειμένου να μπορεί να υποστηρίξει τα διάφορα προφίλ καναλιών χρησιμοποιεί την κλιμακωτή τεχνική πολλαπλής πρόσβασης Scalable OFDMA (SOFDMA) [12].

Όσον αφορά στη MIMO τεχνολογία τα δίκτυα WiMAX υποστηρίζουν adaptive τεχνικές κεραιών. Συγκεκριμένα υποστηρίζεται η τεχνική beamforming για τη μετάδοση από το σταθμό βάσης των σημάτων, πολλαπλασιασμένων με τα κατάλληλα βάρη, ώστε να μειώνονται οι παρεμβολές. Επίσης υποστηρίζει και χωροχρονική κωδικοποίηση προκειμένου να αυξηθεί η απόδοση του συστήματος. Τέλος, υποστηρίζεται και η τεχνική χωρικής πολυπλεξίας στην κάτω ζεύξη για την αύξηση της ταχύτητας μετάδοσης ή της χωρητικότητας. Στην άνω ζεύξη όταν ο χρήστης διαθέτει περισσότερες από μία κεραιές μπορεί να κάνει χρήση της τεχνικής της χωρικής πολυπλεξίας, ειδάλλως υπάρχει η δυνατότητα δύο χρήστες, οι οποίοι διαθέτουν μόνο μία κεραία ο καθένας να μεταδίδουν στον ίδιο χρόνο και στην ίδια συχνότητα σαν οι δύο ροές δεδομένων να πολυπλέκονται χωρικά [12].

Κάποια από τα βασικότερα χαρακτηριστικά-πλεονεκτήματα της Mobile WiMAX πέρα από την κινητικότητα χρηστών είναι [12]:

- **Υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης:** Το αθροιστικό αποτέλεσμα της τεχνολογίας πολλαπλών κεραιών με τα ευέλικτα σχήματα συχνοτικού διαχωρισμού σε υποκανάλια (OFDMA) και οι AMC τεχνικές επιτρέπουν την υποστήριξη ρυθμών έως 63 Mbps ανά τομέα στην κάτω ζεύξη (Down Link- DL) και 10 Mbps στην άνω ζεύξη (Up Link-UL).
- **Υψηλή ποιότητα υπηρεσιών (QoS):** Η θεμελιώδης υπόσχεση της αρχιτεκτονικής IEEE 802.16 MAC είναι η επίτευξη υψηλής ποιότητας

υπηρεσιών. Αυτή επιτυγχάνεται μέσω της αποδοτικής κωδικοποίησης υπηρεσιών ροής πληροφοριών και σηματοδότησης εντός της δομής πλαισίου (frame structure).

- **Κλιμάκωση (scalability):** Ανάλογα με τις επικοινωνιακές απαιτήσεις ανά περιοχή και το διατιθέμενο φάσμα η Mobile WiMAX τεχνολογία προσαρμόζει τις λειτουργίες της ώστε να μπορεί να δουλέψει με εύρος φάσματος από 1.25 MHz μέχρι 20 MHz χρησιμοποιώντας το πρωτόκολλο Scalable OFDMA (SOFDMA). Αυτή η κλιμάκωση στις λειτουργίες δίνει την δυνατότητα χρησιμοποίησης της τεχνολογίας παγκοσμίως.
- **Ασφάλεια:** Τα χαρακτηριστικά ασφαλείας της Mobile WiMAX βασίζονται στο πρωτόκολλο πιστοποίησης « Extensible Authentication Protocol (EAP)» και στο πρότυπο κρυπτογράφησης « Advanced Encryption Standard (AES-CCM)» υποστηρίζοντας υψηλού επιπέδου υπηρεσίες πιστοποίησης χρήστη που περιλαμβάνουν SIM/USIM κάρτες, Έξυπνες Κάρτες, Ψηφιακά Πιστοποιητικά, και σχήματα Username/Password.

## Κεφάλαιο 2: Το Ασύρματο Κανάλι Διάδοσης

## 2.1 Γενικές αρχές διάδοσης

Οι κινητές επικοινωνίες χρησιμοποιούν κυρίως ηλεκτρομαγνητικά κύματα με συχνότητες που εκτείνονται από μερικές εκατοντάδες MHz μέχρι λίγα GHz. Οι τρόποι διάδοσης των σημάτων στο ασύρματο κανάλι είναι οι παρακάτω [13]:

- Απευθείας διάδοση
- Ανάκλαση
- Περίθλαση
- Σκέδαση

Απευθείας διάδοση έχουμε όταν το σήμα δεν συναντάει εμπόδια στην πορεία του από τον πομπό ως το δέκτη. Περίθλαση εμφανίζεται όταν παρεμβάλλεται πολύ μεγάλο εμπόδιο στη διαδρομή του σήματος από τον πομπό προς το δέκτη και εμποδίζει την οπτική επαφή μεταξύ τους. Σύμφωνα με την αρχή του Huygens παράγονται δευτερογενή κύματα πίσω από το εμπόδιο, τα οποία φτάνουν στο δέκτη. Η περίθλαση χαρακτηρίζει επομένως τη διάδοση των κυμάτων σε αστικές κυρίως περιοχές, όπου δεν υπάρχει οπτική επαφή πομπού και δέκτη. Ανάκλαση εμφανίζεται όταν το διαδιδόμενο σήμα προσπίπτει σε εμπόδιο με διαστάσεις πολύ μεγάλες σε σχέση με το μήκος κύματός του. Τα ανακλώμενα κύματα συμβάλλουν στο δέκτη με τα απευθείας. Σκέδαση εμφανίζεται στην περίπτωση όπου στη διαδρομή του σήματος υπάρχουν αντικείμενα με διαστάσεις ίσες ή μικρότερες από το μήκος κύματος του μεταδιδόμενου ραδιοκύματος.

Το βασικό κριτήριο για αξιόπιστη επικοινωνία σε μια συγκεκριμένη περιοχή ή έναν συγκεκριμένο χώρο είναι η κατανομή της μέσης ηλεκτρομαγνητικής ισχύος, η οποία θα πρέπει να επαρκεί για την εξυπηρέτηση της ζητούμενης ζεύξης, χωρίς όμως να προκαλεί παρεμβολή σε άλλη ζεύξη με την ίδια συχνότητα που λειτουργεί σε άλλη κυψέλη. Λόγω της κίνησης του τερματικού, το ασύρματο περιβάλλον αλλάζει, οπότε εκτός από τη μέση ισχύ ενδιαφέρει και η στατιστική συμπεριφορά της.

Κατά τη διάδοση στο ασύρματο κανάλι επικοινωνίας, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι το σήμα που εκπέμπεται από τον πομπό φτάνει τελικά στο δέκτη, έχοντας υποστεί μεταβολές οι οποίες οφείλονται σε τέσσερα βασικά κι ανεξάρτητα μεταξύ τους φυσικά φαινόμενα [13,14]:

- Εξασθένιση – Απώλειες διαδρομής (Path Loss)
- Σκίαση (Shadowing)
- Πολύοδη διάδοση (Multipath)
- Παρεμβολές (Interference)

## 2.2 Απώλειες διαδρομής

Οι απώλειες διαδρομής ορίζονται ως ο λόγος της εκπεμπόμενης ισχύς του σήματος προς την ισχύ του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης, για ένα δεδομένο περιβάλλον διάδοσης. Κατά καιρούς, έχουν προταθεί πολλά μοντέλα διάδοσης, τα οποία χρησιμοποιούνται στις τηλεπικοινωνίες. Δυο από τα συνηθέστερα αποτελούν το εκθετικό μοντέλο και το μοντέλο Okumura – Hata [1]. Εκτός από αυτά γίνεται αναφορά και στο μοντέλο ελεύθερου χώρου, όπως και στο μοντέλο επίπεδης επιφάνειας.

### Μοντέλο ελεύθερου χώρου

Το μοντέλο διάδοσης ελεύθερου χώρου χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος, όταν το περιβάλλον διάδοσης είναι ο ελεύθερος χώρος, όταν δηλαδή δεν παρουσιάζονται εμπόδια μεταξύ πομπού και δέκτη φτάνει μόνο η απευθείας συνιστώσα (line of sight, LOS). Στη συγκεκριμένη περίπτωση η λαμβανόμενη ισχύς δίνεται από την εξίσωση του Friis [1]:

$$P_r = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 = P_t \cdot G_t \cdot G_r \cdot \left(\frac{c}{4\pi d f}\right)^2 \quad (2.1)$$

όπου  $P_r$  και  $P_t$  είναι αντίστοιχα η λαμβανόμενη κι εκπεμπόμενη ισχύς,  $\lambda$  το μήκος κύματος στη συχνότητα λειτουργίας  $f$ ,  $c$  η ταχύτητα του φωτός,  $d$  η απόσταση πομπού – δέκτη και  $G_r$  και  $G_t$  τα κέρδη των κεραιών λήψης κι εκπομπής.

Από την εξίσωση (2.1) γίνεται αντιληπτό ότι η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος είναι αντιστρόφως ανάλογη του τετραγώνου της απόστασης, δηλαδή κάθε φορά που η απόσταση δεκαπλασιάζεται η στάθμη ισχύος μειώνεται κατά 20 dB. Σε κυψελωτά περιβάλλοντα διάδοσης, όπου λαμβάνουν χώρα ανακλάσεις στην επιφάνεια της γης, το μοντέλο του ελεύθερου χώρου δεν είναι κατάλληλο.

### Μοντέλο επίπεδης επιφάνειας

Ένα μοντέλο κατάλληλο για σχετικά μικρές αποστάσεις, της τάξης των μερικών δεκάδων χιλιομέτρων, όπου μπορούμε να παραβλέψουμε την καμπυλότητα της γης, είναι το μοντέλο της επίπεδης επιφάνειας (ή αλλιώς μοντέλο δύο ακτινών) στο οποίο θεωρείται πως η γη είναι ένα τέλεια αγωγίμο επίπεδο. Το σήμα στη κεραία του δέκτη προκύπτει από τη συμβολή του απευθείας κύματος με ένα ανακλώμενο στην επιφάνεια της γης κύμα με διαφορετική διανυόμενη απόσταση για το καθένα. Στην περίπτωση αυτή ισχύουν οι συνθήκες:

- 1)  $d \gg h_t h_r$
- 2)  $d \gg 2\pi h_t h_r / \lambda$

όπου  $h_r$  κι  $h_t$  τα ύψη της κεραίας του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα, ενώ η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος δίνεται από τη σχέση [1]:

$$P_r = P_t \cdot \left(\frac{h_t h_r}{d^2}\right)^2 \cdot G_t \cdot G_r \quad (2.2)$$



Από την παραπάνω σχέση προκύπτει ότι η λαμβανόμενη ισχύς είναι αντιστρόφως ανάλογη με την τέταρτη δύναμη της απόστασης (σε αντίθεση με το μοντέλο ελεύθερης διάδοσης όπου ίσχυε το ίδιο για το τετράγωνο της απόστασης). Όταν έχουμε δηλαδή δεκαπλασιασμό της απόστασης, η στάθμη ισχύος του λαμβανόμενου σήματος μειώνεται κατά 40 dB.

### Εκθετικό μοντέλο

Η πλειονότητα των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων λειτουργεί σε περιβάλλοντα μη οπτικής επαφής (NLOS) [1]. Εμπειρικά έχει διατυπωθεί ότι οι απώλειες διάδοσης για περιπτώσεις που δεν υπάρχει οπτική επαφή πομπού – δέκτη ακολουθούν το γενικό εκθετικό μοντέλο της παρακάτω σχέσης:

$$L(d) \subset L_0 \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (2.3)$$

όπου  $d_0$  η απόσταση αναφοράς ή η απόσταση για την οποία ισχύει διάδοση LOS,  $L_0$  οι απώλειες διάδοσης σε απόσταση  $d_0$  και διάδοση LOS,  $d$  η απόσταση μεταξύ κεραιών εκπομπής και λήψης και  $L(d)$  οι αντίστοιχες απώλειες διάδοσης. Ο εκθέτης  $n$  καλείται συντελεστής απωλειών διάδοσης ή εξασθένησης κι εκφράζει τη συμπεριφορά της ισχύος του σήματος συναρτήσει της απόστασης. Για τα μοντέλα ελεύθερου χώρου κι επίπεδης επιφάνειας, ο συντελεστής παίρνει τιμές  $n=2$  και  $n=4$  αντίστοιχα, ενώ σε πραγματικά περιβάλλοντα διάδοσης παίρνει τιμές από 2,6 σε κλειστούς κυρίως χώρους όπου προσομοιώνονται συνθήκες κυματοδήγησης, έως και 6 σε αστικές περιοχές με υψηλό δείκτη σκέδασης.

Η απόλυτη μέση τιμή απωλειών διάδοσης σε dB ορίζεται μέσω της σχέσης [1]:

$$L(d) = L_0 + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.4)$$

Από τα παραπάνω παρατηρείται ότι οι απώλειες διαδρομής αυξάνονται με την αύξηση της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη, αύξηση η οποία εξαρτάται από τον συντελεστή εξασθένησης  $n$ .

### Μοντέλο Okumura – Hata

Από τα πλέον συνηθισμένα μοντέλα περιγραφής των απωλειών διάδοσης αποτελούν αυτά που βασίζονται σε στατιστική επεξεργασία πειραματικών δεδομένων. Το πιο διαδεδομένο από αυτά είναι το μοντέλο Okumura – Hata. Ο Okumura πραγματοποίησε σειρά μετρήσεων στο φάσμα 500 MHz – 2 GHz, ενώ στη συνέχεια ο Hata έκανε κάποιες απλοποιήσεις καθιστώντας το πιο πρακτικό, με αποτέλεσμα το μοντέλο Okumura – Hata, στο οποίο έχουν προσμετρηθεί όλοι οι παράγοντες απωλειών. Το μοντέλο αναφέρεται σε αστικό περιβάλλον για συγκεκριμένες συνθήκες:

- Συχνότητα μεταξύ 150 MHz και 1500 MHz
- Ύψος κεραιάς σταθμού βάσης μεταξύ 30 m και 200 m
- Ύψος κεραιάς κινητού τερματικού μεταξύ 1 m και 10 m
- Απόσταση πομπού – δέκτη μεταξύ 1 km και 20 km

Οι απώλειες διάδοσης δίνονται από την σχέση [1]:

$$PL = 69.55 + 26.16 \log_{10} f - 13.82 \log_{10} h_{\beta} - C_H + [44.9 - 6.55 \log_{10} h_{\beta}]d \quad (2.5)$$

όπου για μικρού ή μεσαίου μεγέθους πόλη:

$$CH = 0.8 + (1.1 \log_{10} f - 0.7)h_M - 1.56 \log_{10} f \quad (2.6)$$

ενώ για μεγάλες πόλεις:

$$CH = 8.29(\log_{10}(1.54h_M))^2 - 1.1 \text{ για } 150 \text{ MHz} \leq f \leq 200 \text{ MHz}$$

$$CH = 3.2(\log_{10}(11.75h_M))^2 - 4.97 \text{ για } 2000 \text{ MHz} \leq f \leq 1500 \text{ MHz} \quad (2.7)$$

όπου:

PL = απώλειες διαδρομής σε αστικές περιοχές (dB)

$h_{\beta}$  = ύψος κεραιάς σταθμού βάσης (m)

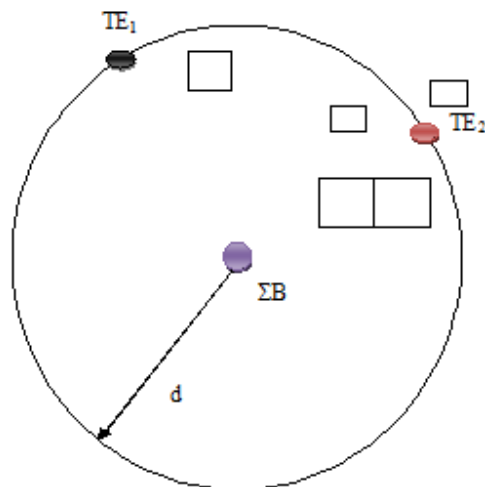
$h_M$  = ύψος κεραιάς κινητού τερματικού (m)

f = συχνότητα μετάδοσης (MHz)

d = απόσταση μεταξύ βάσης κινητών τερματικών (km)

## 2.3 Σκίαση

Σκίαση ονομάζεται το φαινόμενο που προκαλείται εξαιτίας της γενικότερης αταξίας του ασύρματου περιβάλλοντος. Φυσικά ή και τεχνητά εμπόδια μεγάλων κυρίως διαστάσεων προκαλούν διακυμάνσεις στην ισχύ του λαμβανόμενου σήματος που δεν εξαρτώνται από την απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη, όπως φαίνεται παρακάτω.



Σχήμα 1: Συνθήκες σκίασης σε επίπεδα ασύρματα συστήματα

Συνέπεια της σκίασης είναι οι τυχαίες, αργά εξελισσόμενες μεταβολές στις οποίες υπόκειται το σήμα, που ονομάζονται μακροσκοπικές διαλείψεις ή διαλείψεις σκίασης. Η τιμή των απωλειών διάδοσης  $L(d)$  σε μια συγκεκριμένη θέση είναι μια τυχαία μεταβλητή που ακολουθεί λογαριθμοκανονική κατανομή με μέση τιμή των απωλειών που υπολογίζεται συναρτήσει της απόστασης, όπως φαίνεται κι από τον ακόλουθο τύπο [1]:

$$L(d) = L_0 + 10 \cdot n \cdot \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + X_\sigma(dB) \quad (2.8)$$

$X_\sigma$  είναι τυχαία μεταβλητή Gauss με μηδενική μέση τιμή, τυπική απόκλιση  $\sigma$  (dB) και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \cdot \exp \left( -\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2} \right) \quad (2.9)$$

όπου  $x$  η μετρούμενη στάθμη ισχύος σε dBW,  $\mu$  η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης, που εξαρτώνται από την απόσταση και  $\sigma$  η τυπική απόκλιση, η οποία εξαρτάται μόνο από το περιβάλλον διάδοσης. Συνηθισμένες τιμές για το  $\sigma$  είναι από 4 dB έως 12 dB, με πιο πιθανή αυτή των 8 dB.

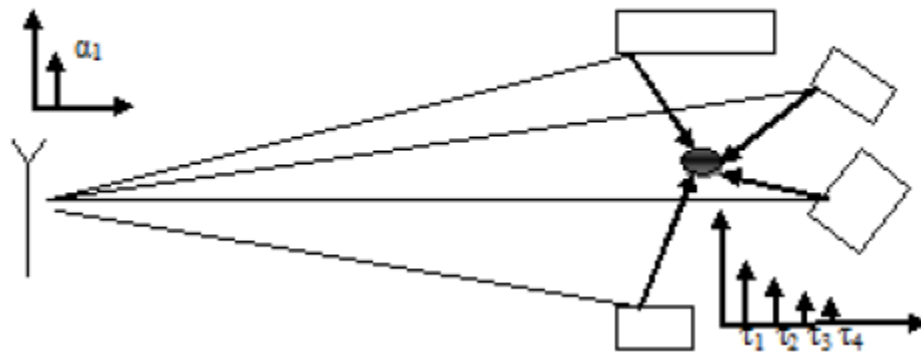
## 2.4 Πολύοδη διάδοση

Σε ένα τυπικό περιβάλλον κινητών επικοινωνιών το σήμα κατά τη διάδοση του από τον πομπό στο δέκτη υπόκειται σε όλους σχεδόν τους μηχανισμούς διάδοσης ανάκλαση, περίθλαση και σκέδαση [1]. Αποτέλεσμα όλων αυτών των μηχανισμών διάδοσης είναι το σήμα να φτάνει στο δέκτη μέσω πολλαπλών διαδρομών. Οι συνιστώσες που λαμβάνει ο δέκτης από κάθε διαδρομή διαφέρουν μεταξύ τους στο χρόνο άφιξης, στη φάση αλλά και στο πλάτος. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται πολύοδη διάδοση ή διάδοση πολλαπλών διαδρομών. Έτσι, όταν συνδυάζονται διανυσματικά μεταξύ τους παράγεται ένα σύνθετο λαμβανόμενο σήμα. Η διανυσματική αυτή άθροιση οδηγεί των συνιστωσών του σήματος οδηγεί σε αρνητική ή θετική συμβολή, γεγονός που αποτυπώνεται τις αυξομειώσεις στο πλάτος του λαμβανόμενου σήματος.

Επιπλέον, εξαιτίας της κίνησης των αντικειμένων του περιβάλλοντος και του κινητού τερματικού οι καθυστερημένες εκδοχές του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης μεταβάλλονται και σε συνάρτηση με το χρόνο. Το διαρκώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον έχει σαν αποτέλεσμα έχει σαν αποτέλεσμα τα σήματα που φτάνουν από διαφορετικές διαδρομές στον δέκτη να συμβάλλουν είτε θετικά είτε αρνητικά, με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται συνεχώς η περιβάλλουσα του σήματος. Καθώς λοιπόν, ο δέκτης μετακινείται, οι χωρικές μεταβολές της περιβάλλουσας εμφανίζονται ως χρονικές μεταβολές και το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό ως διαλείψεις περιβάλλουσας ή μικροσκοπικές διαλείψεις. Οι διαλείψεις περιβάλλουσας λόγω πολύοδης διάδοσης μπορεί να είναι επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα, το χρόνο, ή τον χώρο.

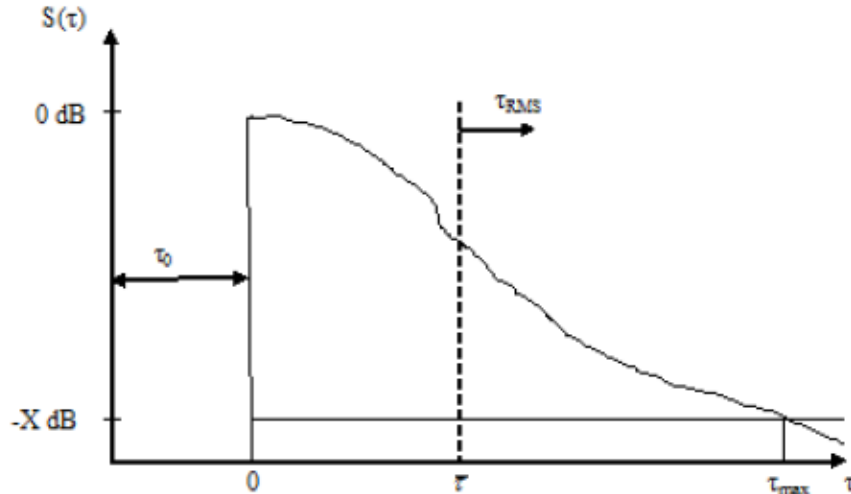
## Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα – Χρονική διασπορά

Σε ένα κανάλι πολύοδης διάδοσης, το σήμα το οποίο στέλνει ο πομπός φθάνει στο δέκτη μέσα από πολλαπλές διαδρομές εισάγοντας στο σήμα ή κάθε διαδρομή, μια διαφορετική καθυστέρηση. Οι συνιστώσες αυτές συμβάλλουν στο δέκτη και μπορεί να προκαλέσουν ισχυρές διαλείψεις, οι οποίες εμφανίζονται όταν έχουμε αρνητική συμβολή των συνιστωσών στο δέκτη. Όταν το εκπεμπόμενο σήμα είναι ένας κρουστικός παλμός το φαινόμενο της χρονικής διασποράς παρουσιάζεται στο επόμενο σχήμα: [1]



Σχήμα 2: Χρονική διασπορά

Παρατηρούμε, ότι εάν σταλεί ένας κρουστικός παλμός από τον πομπό στο χρόνο  $t=0$ , τότε στο δέκτη θα φτάσει ένας αριθμός κρουστικών παλμών ίσος με τον αριθμό των σκεδαστών. Σε πραγματικό περιβάλλον όπου έχουμε πολύ μεγάλο αριθμό σκεδαστών, οι λαμβανόμενοι παλμοί παίρνουν τη μορφή ενός συνεχούς παλμού διάρκειας  $T_{RMS}$ , η οποία ονομάζεται διασπορά καθυστέρησης. Για τον υπολογισμό της γίνεται χρήση του προφίλ καθυστέρησης ισχύος του καναλιού, όπως αυτό απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα κι αναπαριστά την λαμβανόμενη ισχύ συναρτήσει της καθυστέρησης [1].



Σχήμα 3: Προφίλ καθυστέρησης ισχύος

όπου  $\tau_{max}$  είναι η μέγιστη χρονική καθυστέρηση που αντιστοιχεί στο μεγαλύτερο μονοπάτι διάδοσης για το σήμα ενώ  $\bar{\tau}$  είναι η μέση επιπρόσθετη καθυστέρηση, η οποία ισούται:

$$\bar{\tau} = \frac{\int_0^{\tau_{max}} \tau \cdot S(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} S(\tau) d\tau} \quad (2.10)$$

Η rms τιμή της εξάπλωσης καθυστέρησης δίνεται από τον τύπο [3]:

$$\tau_{rms} = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_{max}} (\tau - \tau_{rms})^2 \cdot S(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} S(\tau) d\tau}} \quad (2.11)$$

Η rms τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης κατά κανόνα αυξάνεται με την αύξηση της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη, αφού οι μεγάλες αποστάσεις έχουν ως αποτέλεσμα ισχυρές σε σχέση με την πρώτη συνιστώσα καθυστερημένες εκδοχές του σήματος. Σε πεδιάδες η rms τιμή εξάπλωσης καθυστέρησης είναι κοντά στα 0.05 μsec ενώ σε αστικές περιοχές είναι περίπου 0.2 μsec.

Ο βαθμός αποσυσχέτισης των φασματικών συνιστωσών εξαρτάται από την εξάπλωση των χρονοκαθυστερήσεων, αφού οι διαφορές φάσης προκύπτουν από διαφορετικά μήκη διαδρομών. Όταν λοιπόν έχουμε διάδοση μέσω πολλών διαφορετικών διαδρόμων υπάρχει μεγάλη εξάπλωση χρονοκαθυστερήσεων, με αποτέλεσμα οι φάσεις των λαμβανόμενων φασματικών συνιστωσών του ίδιου σήματος να μπορεί να διαφέρουν κατά πολύ, ακόμη και αν έχουν μικρή διαφορά στη συχνότητα.

Όταν το φάσμα του εκπεμπόμενου σήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης στο οποίο οι φασματικές συνιστώσες επηρεάζονται με παρόμοιο τρόπο, θα έχουμε παραμόρφωση των συνιστωσών του σήματος. Το εύρος ζώνης μέσα στο οποίο οι φασματικές συνιστώσες επηρεάζονται με παρόμοιο τρόπο κι ο δίαυλος θεωρείται επίπεδος ονομάζεται εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth –  $B_c$ ). Όταν το εύρος ζώνης του

σήματος είναι μικρότερο από το  $B_c$ , τότε όλες οι συνιστώσες που διέρχονται από τον δίαυλο εμφανίζουν περίπου το ίδιο κέρδος και γραμμική φάση και λέμε ότι έχουν επίπεδες διαλείψεις. Διαφορετικά, οι συνιστώσες διαφέρουν και ως προς το πλάτος και ως προς τη φάση, και το κανάλι εμφανίζει διαλείψεις επιλεκτικές προς τη συχνότητα.

Ακριβής σχέση υπολογισμού του εύρους ζώνης συνοχής δεν υπάρχει. Γι' αυτό, στην πράξη, χρησιμοποιούνται προσεγγιστικοί τύποι ανάλογα με την συνάρτηση συσχέτισης του καναλιού. Για παράδειγμα αν θέλουμε να έχουμε συντελεστή συσχέτισης τουλάχιστον 0.5 το εύρος ζώνης συνοχής δίνεται από τον τύπο:

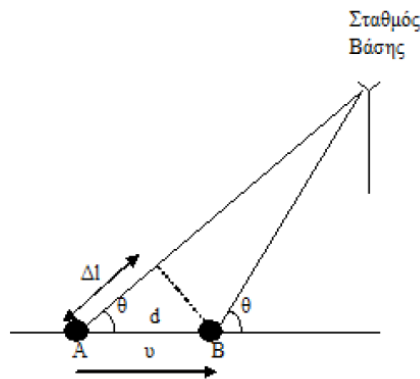
$$B_c \approx \frac{1}{5 \cdot \tau_{rms}} \quad (2.12)$$

ενώ για συντελεστή συσχέτισης τουλάχιστον 0,9 ισχύει:

$$B_c \approx \frac{1}{50 \cdot \tau_{rms}} \quad (2.13)$$

### Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο – Διασπορά Doppler

Το φαινόμενο της μεταβολής φάσης του λαμβανόμενου σήματος, λόγω των διαλείψεων που προκαλούνται από τη κίνηση του κινητού τερματικού αλλά και των αντικειμένων του περιβάλλοντος διάδοσης, ονομάζεται ολίσθηση Doppler και περιγράφεται βάσει του παρακάτω σχήματος. [1]



Σχήμα 4: Ολίσθηση Doppler

όπου  $d$  η απόσταση μεταξύ των θέσεων A και B του κινητού τερματικού,  $v$  η σταθερή ταχύτητα του κινητού τερματικού,  $\Delta t$  ο χρόνος που χρειάζεται για να μετακινηθεί από το ένα σημείο στο άλλο και  $\theta$  η γωνία ανάμεσα στην κατεύθυνση άφιξης του σήματος και την κατεύθυνση κίνησης του κινητού, η οποία δεν αλλάζει, καθώς ο σταθμός βάσης θεωρείται

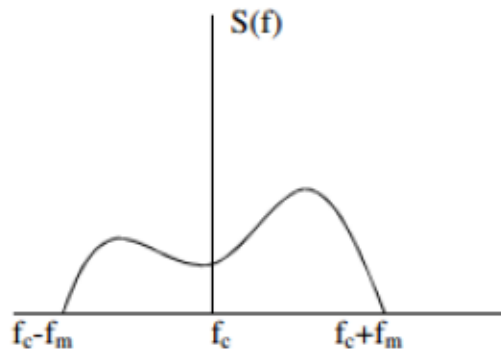
πολύ απομακρυσμένος. Οι διαδρομές από το σταθμό βάσης προς τα δυο σημεία διαφέρουν κατά  $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cdot \cos \theta$ . Η μεταβολή φάσης του λαμβανόμενου σήματος ισούται με:

$$\Delta \varphi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot v \cdot \Delta t}{\lambda} \cdot \cos \theta \quad (2.14)$$

Η ολίσθηση Doppler  $f_D$  είναι ίση με:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \varphi}{\Delta t} = \frac{1}{2\pi} \frac{2\pi v}{\lambda} \cos \theta \Rightarrow f_D = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.15)$$

Παρατηρούμε ότι η ολίσθηση Doppler εξαρτάται από τη ταχύτητα του κινητού και τη γωνία μεταξύ της κατεύθυνσης της κίνησης του δέκτη και της κατεύθυνσης άφιξης του σήματος. Ειδικότερα αν για τη γωνία  $\theta$  ισχύει  $-90^\circ < \theta < 90^\circ$  τότε το κινητό κινείται προς την πηγή και η ολίσθηση είναι θετική. Το αντίθετο συμβαίνει όταν το κινητό απομακρύνεται από την πηγή, τότε η ολίσθηση είναι αρνητική. Εάν το μεταδιδόμενο σήμα είναι απλός τόνος με φέρουσα συχνότητα  $f_c$ , το φάσμα του λαμβανόμενου σήματος θα έχει τη μορφή [1]:



Σχήμα 5: Διασπορά Doppler στο φάσμα του απλού τόνου

Η διασπορά Doppler μπορεί να υπολογιστεί ως η RMS τιμή του φάσματος του σήματος:

$$f_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{f_c - f_m}^{f_c + f_m} (f - \bar{f})^2 S(f) df}{\int_{f_c - f_m}^{f_c + f_m} S(f) df}} \quad (2.16)$$

Καθώς μεταβάλλεται η ταχύτητα του κινητού, η ολίσθηση Doppler αλλάζει. Η διασπορά του φάσματος προκαλεί μια χρονική αποσυσχέτιση του σήματος με χρονική περίοδο  $1/f_D$ , με αποτέλεσμα η επίδραση του διαύλου στο σήμα να μεταβάλλεται με το χρόνο κι επακόλουθα δυο σήματα ίδιας συχνότητας τα οποία φτάνουν στο δέκτη σε διαφορετικές χρονικές στιγμές μπορούν να παρουσιάσουν μεγάλο βαθμό αποσυσχέτισης δημιουργώντας στο σήμα διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο.

Ο χρόνος συνοχής (coherence time –  $T_c$ ) περιγράφει τη συμπεριφορά του διαύλου στο πεδίο του χρόνου και είναι αντιστρόφως ανάλογος με τη διασπορά Doppler και συνήθως δίνεται από τον τύπο:

$$T_c \approx \frac{1}{f_{rms}} \quad (2.17)$$

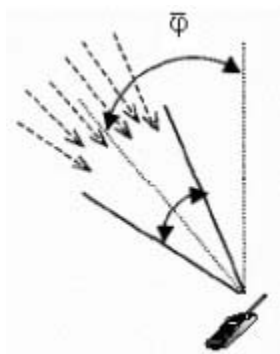
Ο χρόνος συνοχής συμβολίζει το χρόνο μέσα στον οποίο ο δίαυλος παρουσιάζει παρόμοια συμπεριφορά με αποτέλεσμα οι φασματικές συνιστώσες του σήματος να μεταβάλλονται κατά παρόμοιο τρόπο. Στην περίπτωση που η περίοδος του εκπεμπόμενου σήματος είναι μεγαλύτερη από το χρόνο συνοχής, ο δίαυλος μεταβάλλεται κατά τη διάρκεια της μετάδοσης του σήματος και τότε λέμε ότι το σήμα υπόκειται σε ταχείες διαλείψεις, ενώ στην περίπτωση που η περίοδος συμβόλου είναι μικρότερη του  $T_c$ , το σήμα υπόκειται αργές διαλείψεις.

Αν ο χρόνος συνοχής ορίζεται ως το χρονικό διάστημα στο οποίο η συνάρτηση χρονικής συσχέτισης είναι τουλάχιστον 0.5, τότε:

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2.18)$$

### Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χώρο – Χωρική διασπορά

Εξαιτίας της πολύοδης διάδοσης, στο δέκτη φτάνουν πολλές εκδοχές του μεταδιδόμενου σήματος μέσω διαφορετικών διαδρομών και ως αποτέλεσμα οι γωνίες άφιξης (Angle of Arrival – AoA) των σημάτων είναι διαφορετικές όπως φαίνεται από το επόμενο σχήμα: [1]



Σχήμα 6: Διασπορά γωνίας στον δέκτη

Οι διαφορετικές γωνίες άφιξης δημιουργούν διασπορά στο πεδίο του χώρου. Το φαινόμενο των επιλεκτικών ως προς το χώρο διαλείψεων στο δέκτη περιγράφεται μέσω της RMS τιμής της AoA, που δίνεται από τη σχέση:



$$\varphi_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_{-\pi}^{\pi} (\varphi - \bar{\varphi}) \cdot S(\varphi) d\varphi}{\int_{-\pi}^{\pi} S(\varphi) d\varphi}} \quad (2.19)$$

Για τη περιγραφή της χωρικής διασποράς ορίζεται η απόσταση συνοχής (coherence distance –  $D_c$ ), η οποία περιγράφεται ως ένα διάστημα συνοχής εντός του οποίου τα πλάτη των λαμβανόμενων συνιστωσών είναι επαρκώς συσχετισμένα και η συμβολή τους δεν προκαλεί διάλεια, και δίνεται από το τύπο:

$$D_c \approx \frac{1}{\varphi_{RMS}} \quad (2.20)$$

Η διασπορά διάδοσης εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης, καθώς και από παράγοντες της στοιχειοκεραίας, όπως το είδος της, το ύψος της, την απόσταση, καθώς και το μήκος των στοιχείων της.

Εκτός όμως από τη χωρική διασπορά στο δέκτη, παρουσιάζεται και διασπορά γωνίας στον πομπό (AoD spread) που περιγράφεται μέσω της RMS τιμής της AoD.

### Ανακεφαλαίωση διαλείψεων

Από τα παραπάνω μπορούμε να κατηγοριοποιήσουμε τις διαλείψεις σε μεγάλης κλίμακας και μικρής κλίμακας διαλείψεις. Οι μεγάλης κλίμακας διαλείψεις αποτελούνται από τις απώλειες διαδρομής και τη σκίαση και δείχνουν τη βαθμιαία εξασθένιση του σήματος σε σχέση με την απόσταση. Από την άλλη οι μικρής κλίμακας διαλείψεις οφείλονται στην πολύοδη διάδοση και περιγράφουν τις απότομες μεταβολές στο σήμα λόγω του κοντινού περιβάλλοντος του δέκτη και εξαιτίας της κίνησης του κινητού τερματικού και του περιβάλλοντος του. Για λόγους ευκολίας στην ανάλυση που ακολουθεί στην παρούσα εργασία οι επιλεκτικές διαλείψεις ως προς τον χρόνο, την συχνότητα και τον χώρο δεν ελήφθησαν υπόψη.

## 2.5 Παρεμβολές

Κατά τη διάδοση στο ασύρματο κανάλι επικοινωνίας, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι το σήμα που εκπέμπεται από τον πομπό φτάνει τελικά στο δέκτη, έχοντας υποστεί κάποιες μορφές παρεμβολών:

- Θόρυβος
- Ομοδιαυλική παρεμβολή
- Παρεμβολές γειτονικών διαύλων
- Διασυμβολική παρεμβολή

## Θόρυβος

Η ανάλυση θορύβου στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα συνήθως βασίζεται σε μια ιδανική μορφή θορύβου που καλείται προσθετικός γκαουσιανός (AWGN), η φασματική πυκνότητα του οποίου είναι ανεξάρτητη από τη συχνότητα λειτουργίας της τηλεπικοινωνιακής ζεύξης και δίδεται από τη σχέση: [15]

$$S_{AWGN}(f) = N_0, 0 \leq f < \infty \quad (2.21)$$

όπου  $N_0 = kT_e$ , με τιμές μεταβλητών:

- $K = 1,38 \cdot 10^{-23}$  J/K, η σταθερά Boltzman
- $T_e$ : Η ισοδύναμη θερμοκρασία του δέκτη

Αν ο συντελεστής θορύβου (Noise Figure) του δέκτη είναι  $F$ , τότε ισχύει ότι:

- $T_e = (F-1)T_0$ , όπου  $T_0 = 290$  K

Εάν λοιπόν το εύρος ζώνης του χρησιμοποιούμενου καναλιού είναι  $B$ , η ισχύς του θορύβου θα είναι τελικά ίση με:

- $N = kT_e B = (F-1)kT_0 B$

## Ομοδιαυλική παρεμβολή

Κυριότερη στενωπός για τη χωρητικότητα των ασύρματων επικοινωνιών, είναι η ομοδιαυλική παρεμβολή. Στην περιοχή κάλυψης ενός συστήματος κινητών επικοινωνιών, για να επιτευχθεί καλύτερη εκμετάλλευση του (περιορισμένου πάντα) φάσματος που διατίθεται, επαναχρησιμοποιούνται δίαυλοι της ίδιας συχνότητας σε διάφορες μη γειτονικές μεταξύ τους περιοχές. Αυτή η επαναχρησιμοποίηση διαύλων (συχνοτήτων) έχει ως αποτέλεσμα να υπάρχουν πολλές κυψέλες στην περιοχή εξυπηρέτησης του συστήματος, οι οποίες χρησιμοποιούν την ίδια ομάδα συχνοτήτων. Οι κυψέλες αυτές ονομάζονται ομοδιαυλικές κυψέλες. Η παρεμβολή μεταξύ σημάτων που προέρχονται από τέτοιες κυψέλες ονομάζεται ομοδιαυλική παρεμβολή και είναι η αμοιβαία παρεμβολή διαύλων της ίδιας συχνότητας, οι οποίοι λειτουργούν σε διαφορετικές θέσεις στην περιοχή κάλυψης του συστήματος. Σε αντίθεση με τον θερμικό θόρυβο, ο οποίος είναι πάντοτε παρών στο ασύρματο κανάλι επικοινωνίας, αλλά μπορεί να αντιμετωπισθεί με αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος, η ομοδιαυλική παρεμβολή δεν μπορεί να αντιμετωπισθεί με παρόμοια μέτρα κι αυτό υφίσταται, διότι αύξηση της ισχύος σε μια κυψέλη συνεπάγεται αύξηση της παρεμβολής στις ομοδιαυλικές κυψέλες.

Έστω, ότι ο εξεταζόμενος δέκτης λαμβάνει σήμα από "κ" παρεμβάλλοντες ομοδιαυλικούς πομπούς ισχύος  $I_k$ ,  $k=1 \dots k$ , ενώ το επιθυμητό σήμα πρέπει να λάβει ισχύ  $S$ , η ισχύς εν προκειμένω λογίζεται όπως την αντιλαμβάνεται ο εν λόγω δέκτης. Η συνολική ομοδιαυλική παρεμβολή στην οποία υπόκειται ο δέκτης θα είναι:

$$I = \sum_{k=1}^k I_k \quad (2.22)$$

ενώ ο λόγος σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο τον οποίο εν τέλει αντιλαμβάνεται ο δέκτης θα είναι: [15]

$$SINR = \frac{S}{N+I} \quad (2.23)$$

### **Παρεμβολές γειτονικών διαύλων**

Οι παρεμβολές από γειτονικούς διαύλους προέρχονται από τη μερική επικάλυψη της φασματικής πυκνότητας ισχύος του επιθυμητού από ανεπιθύμητα (συνήθως γειτνιάζοντα στο φάσμα) σήματα. Η επικάλυψη οφείλεται στην ατελή υλοποίηση των φίλτρων του δέκτη, που επιτρέπουν τη διαρροή φασματικής πυκνότητας ισχύος στο εύρος συχνοτήτων του διαύλου. Το πρόβλημα γίνεται εντονότερο, όταν ο χρήστης που χρησιμοποιεί γειτονικό δίαυλο βρίσκεται σε μικρή απόσταση από το δέκτη του χρήστη με τον επιθυμητό δίαυλο και η ισχύς της παρεμβολής είναι αυξημένη. Το φαινόμενο αυτό καλείται near – far (κοντινό προς μακρινό) [1,13].

Οι παρεμβολές γειτονικών διαύλων περιορίζονται τόσο με τη χρήση ικανοποιητικού φίλτρου στο δέκτη, όσο και με την προσεκτική απόδοση των συχνοτήτων στους σταθμούς βάσης. Συγκεκριμένα, όταν έχουμε συντελεστή επαναχρησιμοποίησης μεγαλύτερο της μονάδας, σε ένα BS μπορούν να αποδοθούν συχνότητες μη γειτονικές, ώστε να διατηρούμε όσο μεγαλύτερη φασματική απόσταση γίνεται μεταξύ των διαύλων του σταθμού βάσης.

### **Διασυμβολική παρεμβολή**

Η διασυμβολική παρεμβολή οφείλεται είτε σε σχετικά μεγάλη εξάπλωση της χρονοκαθυστέρησης σε μέσο που υποφέρει από πολύοδη διάδοση, είτε σε σχετικά υψηλό ρυθμό ψηφιακής μετάδοσης. Σε μέσο με χρονική διασπορά, ο ρυθμός ψηφιακής μετάδοσης περιορίζεται από τη φαινόμενο της εξάπλωσης καθυστέρησης [1].

Η ποιότητα του σήματος επηρεάζεται από φαινόμενα όπως, η ενδοδιαμόρφωση, η οποία οφείλεται σε μη γραμμικές διαδικασίες, που λαμβάνουν χώρα στο δέκτη (πχ διέλευση από ενισχυτή ισχύος ή περιοριστή), και η παρεμβολή λόγω ταυτόχρονης εκπομπής, όπου το επιθυμητό σήμα εκπέμπεται ταυτόχρονα από περισσότερους του ενός πομπούς ή αναμεταδότες.

## **2.6 Το κανάλι Rayleigh**

Το μοντέλο περιγραφής του ασύρματου καναλιού που χρησιμοποιείται κυρίως στις σύγχρονες κινητές τηλεπικοινωνίες είναι το μοντέλο Rayleigh. Βασική προϋπόθεση προκειμένου να θεωρήσουμε το ασύρματο κανάλι Rayleigh είναι η πολύοδη διάδοση του εκπεμπόμενου σήματος να είναι ιδιαίτερα έντονη στις τοποθεσίες που εγκαθίστανται

σήμερα συστήματα κινητών τηλεπικοινωνιών (πχ. αστικά κέντρα), γεγονός που εξηγεί την ευρεία χρήση του μοντέλου αυτού [4].

Η παρουσία πολλών διαδρόμων διάδοσης για το σήμα είναι απαραίτητη λόγω της ανάγκης ισχύος του κεντρικού οριακού θεωρήματος, ώστε να μπορεί η λαμβανόμενη μιγαδική περιβάλλουσα να μοντελοποιείται ως μιγαδική τυχαία διαδικασία Gauss.

Πιο συγκεκριμένα, θεωρούμε ότι εκπέμπεται γύρω από την συχνότητα  $f_c$  το ζωνοπερατό σήμα  $x(t)$ , του οποίου το εύρος ζώνης είναι σημαντικά μικρό σε σχέση με την  $f_c$ , ώστε να μπορεί να θεωρηθεί στενής ζώνης. Σε αυτή τη περίπτωση το εκπεμπόμενο σήμα έχει τη μορφή:

$$x(t) = \text{Re}\{\bar{u}(t) \cdot \exp(2j\pi f_c t)\} \quad (2.24)$$

όπου  $u(t)$  η μιγαδική περιβάλλουσα του εκπεμπόμενου σήματος και  $f_c$  η φέρουσα συχνότητα. Αν υποθεθεί πως το σήμα διαδίδεται μέσω  $N$  διαδρόμων, για να φτάσει στο δέκτη, τότε το λαμβανόμενο ζωνοπερατό σήμα θα είναι:

$$s(t) = \text{Re}\{\exp(2j\pi f_c t) \sum_{i=1}^N A_i(t) \exp(-j\phi_i(t)) \cdot \bar{u}(t - \tau_i(t))\} \quad (2.25)$$

όπου  $A_i(t)$ ,  $\tau_i(t)$ , και  $\phi_i(t)$  είναι το πλάτος, η καθυστέρηση και η φάση της συνιστώσας που μεταδίδεται μέσω της  $i$ -οστής διαδρομής. Η προηγούμενη σχέση γράφεται κι ως:

$$s(t) = \text{Re}\{\tilde{r}(t) \cdot \exp(2j\pi f_c t)\} \quad (2.26)$$

όπου  $r(t)$  η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος.

Δεχόμενοι ότι το εκπεμπόμενο σήμα είναι ζωνοπερατό στενής ζώνης, η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει της συμφασικής κι ορθογωνικής συνιστώσας του  $s(t)$ :

$$\tilde{r}(t) = s_c(t) + js_s(t) \quad (2.27)$$

ενώ η περιβάλλουσα  $r(t)$  του λαμβανόμενου σήματος δίνεται από το μέτρο της  $r(t)$ :

$$r(t) = \sqrt{s_c^2(t) + s_s^2(t)} \quad (2.28)$$

Σε ένα περιβάλλον κινητών επικοινωνιών, όπου δεν υπάρχει LOS συνιστώσα, οι συνιστώσες του εκπεμπόμενου σήματος, οι οποίες φθάνουν στο δέκτη είναι ανεξάρτητες τυχαίες μεταβλητές. Όταν το πλήθος των πολλαπλών διαδρομών είναι μεγάλο, ώστε να ισχύει το κεντρικό οριακό θεώρημα, η συμφασική κι ορθογώνια συνιστώσα της μιγαδικής περιβάλλουσας μπορούν να θεωρηθούν συναρτήσεις Gauss. Η μιγαδική περιβάλλουσα μπορεί να μοντελοποιηθεί, ως μια μιγαδική στοχαστική ανέλιξη Gauss.

Το μέτρο της μιγαδικής περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος είναι η τετραγωνική ρίζα του αθροίσματος δυο συναρτήσεων Gauss ίδιας διασποράς και μέσης τιμής. Επομένως ακολουθεί κατανομή Rayleigh και η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας δίνεται από τον τύπο: [4]

$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.29)$$

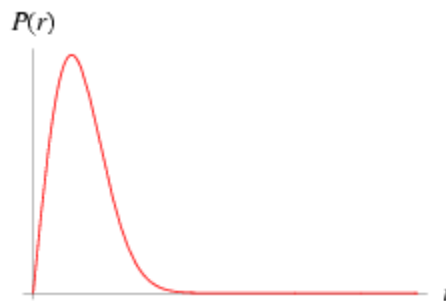
όπου  $\sigma^2$  η μέση τετραγωνική τιμή των  $s_c(t), s_s(t)$  συνιστωσών. Άρα η μέση ισχύς του σήματος του οποίου η περιβάλλουσα  $r(t)$  ακολουθεί την κατανομή Rayleigh θα είναι:

$$P = E[r^2(t)] = E[s_c^2(t) + s_s^2(t)] = 2\sigma^2 \quad (2.30)$$

ενώ η προηγούμενη σχέση λαμβάνει τη μορφή:

$$p(r) = \frac{2r}{P} \exp\left(-\frac{r^2}{P}\right) \quad (2.31)$$

Η γραφική απεικόνιση της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας της κατανομής Rayleigh φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 7: Κατανομή Rayleigh

Εκτός από τα παραπάνω, υπάρχουν ορισμένες περιπτώσεις στις οποίες δεν ισχύει η κατανομή Rayleigh της μιγαδικής περιβάλλουσας του σήματος. Οι περιπτώσεις αυτές είναι:

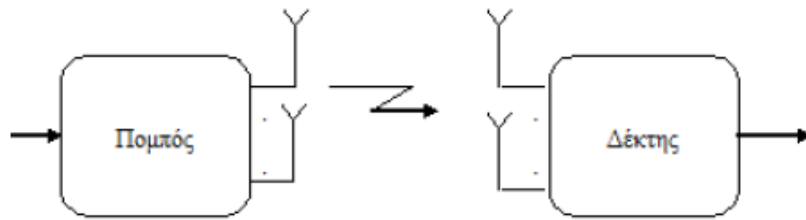
- Όταν ο αριθμός των διαδρομών δεν είναι επαρκώς μεγάλος, ώστε να ισχύει η προσέγγιση του κεντρικού οριακού θεωρήματος.
- Όταν υπάρχουν συνθήκες κυματοδήγησης. Κυματοδήγηση στις κινητές επικοινωνίες μπορεί να λάβει χώρα σε περίπτωση που το κύμα διαδίδεται κατά μήκος του δρόμου με πολλά κτίρια ή σε διαδρόμους.
- Όταν υπάρχει μεταδιδόμενη συνιστώσα οπτικής επαφής ή επικρατούσα διαδρομή διάδοσης. Σε αυτή τη περίπτωση, η αναζήτηση πυκνότητας πιθανότητας γίνεται Rice (της οποίας οριακή περίπτωση είναι η Rayleigh, με την επικρατέστερη συνιστώσα ίση με το μηδέν).

## 2.7 MIMO κανάλια

Μέχρι στιγμής έχουν αναλυθεί οι επιπτώσεις του ασύρματου ραδιοδιαύλου στο σήμα καθώς και η μοντελοποίηση του καναλιού σαν ένα Rayleigh κανάλι. Παρόλα αυτά το κανάλι αποτελεί ένα μέρος ενός συστήματος το οποίο επιπλέον αποτελείται από τον πομπό και τον δέκτη. Ως μέρος ενός συστήματος το κανάλι θεωρείται ότι έχει ένα πλήθος εισόδων ίσο με το πλήθος των στοιχείων της στοιχειοκεραίας του πομπού και πλήθος εξόδων ίσο

με το πλήθος των στοιχείων της στοιχειοκεραίας του δέκτη. Κατ' αυτόν τον τρόπο το κανάλι μπορεί να αναλυθεί στις εξής κατηγορίες:

- κανάλι μίας εισόδου - μίας εξόδου (SISO)
- κανάλι πολλαπλών εισόδων - μίας εξόδου (MISO)
- κανάλι μίας εισόδου - πολλαπλών εξόδων (SIMO)
- κανάλι πολλαπλών εισόδων - πολλαπλών εξόδων (MIMO)



Σχήμα 8: Σύστημα MIMO

Παραπάνω φαίνεται ένα σύστημα MIMO. Στα συστήματα αυτά τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης διαθέτουν κεραιές πολλαπλών στοιχείων. Υποθέτουμε ότι ο πομπός διαθέτει  $M_t$  το πλήθος κεραιές ενώ ο δέκτης  $M_r$ . Ο πομπός εκπέμπει από την  $j$  κεραιά το σήμα  $s_j(t)$  και ο δέκτης λαμβάνει στην  $i$  κεραιά το σήμα  $r_i(t)$ : [3]

$$y_i(t) = \sum_{j=1}^{M_t} h_{i,j}(t) * s_j(t) \quad (2.32)$$

Επομένως, το ασύρματο κανάλι μπορεί να μοντελοποιηθεί ως  $M_r M_t$  SISO σύστημα και να περιγραφεί με την ακόλουθη μήτρα:

$$H(t) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(t) & \dots & h_{1,M_t}(t) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r,1}(t) & \dots & h_{M_r,M_t}(t) \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

της οποίας το  $i,j$  στοιχείο είναι το υποκανάλι διάδοσης μεταξύ της  $j$  κεραιάς του πομπού και της  $i$  κεραιάς του δέκτη και το λαμβανόμενο σήμα είναι ένα διάνυσμα μεγέθους  $M_r \times 1$ :

$$y(t) = H(t) * S(t) \quad (2.34)$$

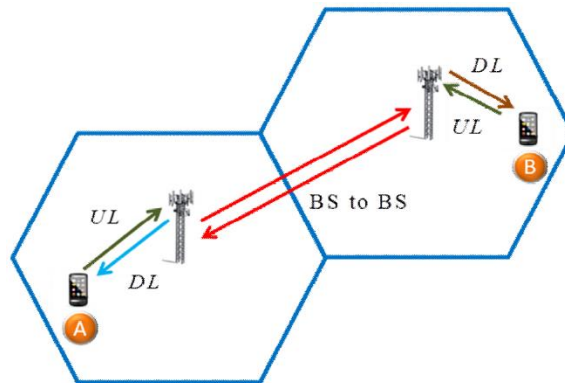
όπου  $s(t)$  διάνυσμα μεγέθους  $M_t \times 1$  του οποίου το  $j$  στοιχείο είναι το σήμα το οποίο στέλνεται μέσω της  $j$  κεραιάς του πομπού.

## Κεφάλαιο 3: Πολυκυψελωτά Δίκτυα

### 3.1 Πολυκυψελωτή αρχιτεκτονική τηλεπικοινωνιακού συστήματος

Μια πολυκυψελωτή αρχιτεκτονική δομή ασύρματου τηλεπικοινωνιακού συστήματος χρησιμοποιείται επειδή μπορεί να καλύψει απεριόριστα μεγάλες γεωγραφικές περιοχές υποστηρίζοντας ταυτόχρονα μεγάλο αριθμό χρηστών αξιοποιώντας βέλτιστα το διατιθέμενο φάσμα. Όπως είναι γνωστό οι τηλεοπτικές και ραδιοφωνικές υπηρεσίες χρησιμοποιούν μεγάλες ύψους κεραιές και μεγάλης ισχύος πομπούς προκειμένου να μεταδώσουν το σήμα τους σε μεγάλες αποστάσεις. Η συχνότητα εκπομπής αυτών των συστημάτων μπορεί να επαναχρησιμοποιηθεί μόνο όταν υφίσταται μεγάλος γεωγραφικός διαχωρισμός μεταξύ των κεραιών προκειμένου αυτές να μην αλληλοπαρεμβάλλονται.

Η λογική ενός πολυκυψελωτού συστήματος είναι αντίστροφη καθόσον επιλέγονται πολλοί σταθμοί εκπομπής μικρής ισχύος σε σχετική εγγύτητα μεταξύ τους οι οποίοι δίνουν την δυνατότητα πυκνότερης επαναχρησιμοποίησης του διατιθέμενου φάσματος που συνεπάγεται αύξηση του αριθμού των υποστηριζόμενων χρηστών για δεδομένο φάσμα [16]. Έτσι λοιπόν η πολυκυψελωτή δομή βασίζεται στο γεγονός ότι μια γεωγραφική περιοχή μπορεί να καλυφθεί από επάλληλες εξαγωνικές νοητές κυψέλες. Κάθε κυψέλη υποστηρίζει τους χρήστες που βρίσκονται εντός των ορίων της μέσω ενός σταθμού βάσης (Base Station - BS). Η διάφοροι χρήστες της πολυκυψελωτής δομής επικοινωνούν μεταξύ τους μέσω του δικτύου των BS. Έτσι χρήστες που βρίσκονται σε διαφορετικές κυψέλες επικοινωνούν μεταξύ τους μέσω των αντίστοιχων BS που καλύπτουν την περιοχή τους. Η πληροφορία από τον BS του αποστολέα δρομολογείται στον BS του αποδέκτη μέσω του δικτύου των BS (επικοινωνία BS με BS). Η παραπάνω αρχιτεκτονική φαίνεται στο παρακάτω σχήμα όπου παρουσιάζεται η επικοινωνία δύο χρηστών Α και Β.



Σχήμα 9: Πολυκυψελωτή αρχιτεκτονική ασύρματων επικοινωνιών

Βασικός προβληματισμός κατά την σχεδίαση ενός πολυκυψελωτού συστήματος είναι οι παρεμβολές που προκαλούνται στους κινητούς χρήστες από BS που εκπέμπουν στην ίδια συχνότητα υποστηρίζοντας άλλους χρήστες. Για χρήστες που κινούνται στα όρια των

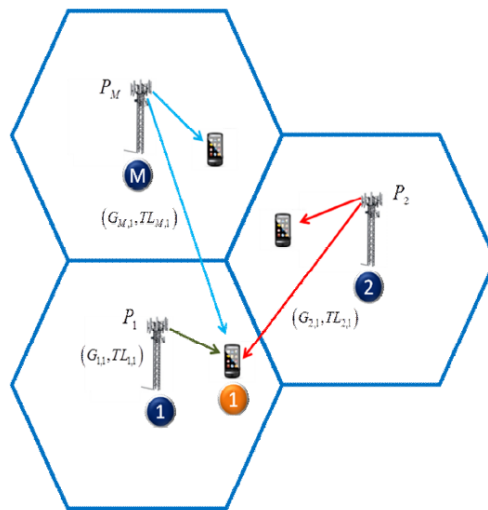


κυψελών οι παρεμβολές από BS παρακείμενων κυψελών μπορεί να είναι συγκρίσιμες με το σήμα εκπομπής του BS με τον οποίο επικοινωνούν λόγω του ότι το ασύρματο κανάλι DL μπορεί να προκαλεί έντονες διαλείψεις στο διαδιδόμενο σήμα η οποίες μπορούν και να φτάνουν τα 30 dB [17]. Η παράμετρος η οποία υπολογίζεται και λαμβάνεται υπόψη κατά τον σχεδιασμό ενός πολυκυψελωτού συστήματος είναι ο Λόγος Σήματος προς Θόρυβο και Παρεμβολή (Signal to Interference and Noise Ratio - SINR) στον χρήστη του δικτύου. Συνήθως ορίζεται ένα κατώφλι SINR κάτω του οποίου η ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος από τον χρήστη είναι κακή καθώς ο ρυθμός των εσφαλμένα αποκωδικοποιημένων στο δέκτη Bit (Bit Error Rate - BER) είναι μεγάλος. Συχνά η μέγιστη τιμή BER που γίνεται αποδεκτή στην βιβλιογραφία είναι  $10^{-3}$  [18]. Αυτό το κατώφλι SINR καθορίζει την διαμόρφωση και την κωδικοποίηση του εκπεμπόμενου σήματος αλλά και την εκπεμπόμενη ισχύ προκειμένου να επιτευχθεί υψηλή κατά το δυνατό ρυθμαπόδοση.

Μία παράμετρος που δεν λαμβάνεται συχνά υπόψη στην μελέτη των πολυκυψελωτών συστημάτων είναι το γεγονός ότι αύξηση της ισχύος εκπομπή ενός BS ώστε να επιτευχθεί το SINR κατωφλίου του υποστηριζόμενου χρήστη, συνεπάγεται με αύξηση της παρεμβολής σε άλλους χρήστες που χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα και συνεπακόλουθα μείωση του SINR που αυτοί απολαμβάνουν. Έτσι η εξασφάλιση του SINR κατωφλίου είναι πρόβλημα που θα πρέπει να λύνεται συνολικά για όλους τους χρήστες (ίδιας συχνότητας) κάθε φορά που ένας νέος χρήστης ζητά να εισέλθει στο σύστημα κατά την διαδικασία ανάθεσης πόρων. Η γενική διάταξη του παραπάνω προβλήματος φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί ενώ το SINR του χρήστη 1 δίδεται από την σχέση: [17]

$$SINR_1 = \frac{\frac{P_1 G_{1,1}}{TL_{1,1}}}{\sum_{i=2}^M \frac{P_i G_{i,1}}{TL_{i,1}} + N_0 \frac{B}{N}} = \frac{P_1 \times h_1^2}{\sum_{i=2}^M P_i \times h_i^2 + N_0 \frac{B}{N}} \quad (3.1)$$

όπου  $P_i$  η ισχύς εκπομπής των διαφόρων BS για τους αντίστοιχους χρήστες,  $G_{i,j}$  το κέρδος της κεραίας του  $i$  BS προς τον  $j$  χρήστη και  $TL_{i,j}$  οι συνολικές απώλειες καναλιού του  $i$  BS προς τον  $j$  χρήστη.



Σχήμα 10: Παρεμβολή σε κινητό χρήστη πολυκυψελωτού δικτύου

### 3.2 Έλεγχος ισχύος (Power Control) πολυκυψελωτού συστήματος

Προκειμένου να πραγματοποιηθεί ο έλεγχος ισχύος εκπομπής σταθμών βάσης η συνθήκη που πρέπει να ικανοποιείται είναι η απαιτούμενη τιμή SINR ανάλογα με την μέθοδο διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται. Κάθε φορά που ένας νέος χρήστης εισέρχεται στο σύστημα θα πρέπει να εκτελείται εκ νέου υπολογισμός ισχύος για όλους τους σταθμούς βάσης προκειμένου να εξασφαλίζεται η συνθήκη SINR για όλους τους εξυπηρετούμενους χρήστες. Όταν η συνθήκη δεν δύναται να εξασφαλιστεί ο χρήστης απορρίπτεται από το δικτύωμα. Ορίζεται το μέγεθος της πιθανότητας αποκλεισμού ως το ποσοστό των χρηστών που απορρίπτονται ως προς το σύνολο των χρηστών που επιχειρούν να εισέλθουν στο σύστημα και δίνεται από την σχέση:

$$Pr_{blocking} = \frac{N_{user\_block}}{N_{user\_block} + N_{user\_serv}} \quad (3.2)$$

Προκειμένου να διατηρείται η συνθήκη για το SINR για το σύνολο των χρηστών, επιλύεται το παρακάτω σύστημα εξισώσεων κάθε φορά που ένας νέος χρήστης αιτείται την είσοδο του στο κυψελωτό σύστημα επικοινωνιών για τις υποφέρουσες συχνότητες που του αποδίδονται. [17]

$$\begin{bmatrix} -\frac{G_{1,1}}{TL_{1,1}} & \frac{G_{1,2}}{TL_{1,2}} SINR & \dots & \frac{G_{1,M}}{TL_{1,M}} SINR \\ \frac{G_{2,1}}{TL_{2,1}} SINR & -\frac{G_{2,2}}{TL_{2,2}} & \dots & \frac{G_{2,M}}{TL_{2,M}} SINR \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \frac{G_{M,1}}{TL_{M,1}} SINR & \frac{G_{M,2}}{TL_{M,2}} SINR & \dots & -\frac{G_{M,M}}{TL_{M,M}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} P_{1,n} \\ P_{2,n} \\ \vdots \\ P_{M,n} \end{bmatrix} = -N \times SINR \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

όπου  $TL_{i,j}$  είναι οι απώλειες διαδρομής για τον χρήστη  $j$  που εξυπηρετείται από την  $i$  κυψέλη και  $P_{i,n}$  είναι η ισχύς εκπομπής της κυψέλης  $i$  (για την δεδομένη υποφέρουσα συχνότητα  $n$ ). Η σχέση (3.3) αποτελεί σύστημα  $M$  γραμμικών εξισώσεων με  $M$  αγνώστους και έχει την μορφή  $Ax=b$ . Η εξίσωση αυτή επιλύεται αντιστρέφοντας τον πίνακα  $A$  και έτσι η λύση της είναι:

$$\begin{bmatrix} P_{1,n} \\ P_{2,n} \\ \vdots \\ P_{M,n} \end{bmatrix} = -N \times SINR \begin{bmatrix} -\frac{G_{1,1}}{TL_{1,1}} & \frac{G_{1,2}}{TL_{1,2}} SINR & \dots & \frac{G_{1,M}}{TL_{1,M}} SINR \\ \frac{G_{2,1}}{TL_{2,1}} SINR & -\frac{G_{2,2}}{TL_{2,2}} & \dots & \frac{G_{2,M}}{TL_{2,M}} SINR \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \frac{G_{M,1}}{TL_{M,1}} SINR & \frac{G_{M,2}}{TL_{M,2}} SINR & \dots & -\frac{G_{M,M}}{TL_{M,M}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Μετά τον υπολογισμό του πίνακα ισχύων ελέγχεται η συνολική απαίτηση ισχύος για κάθε σταθμό βάσης αλλά και η απαίτηση ισχύος για κάθε χρήστη.

### 3.3 Επαναχρησιμοποίηση συχνότητας στα πολυκυψελωτά συστήματα

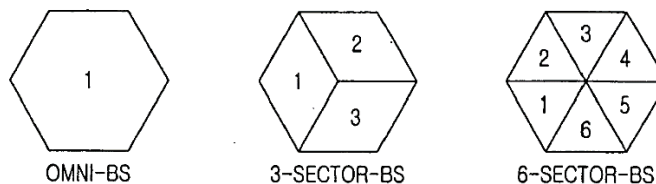
Στα πολυκυψελωτά συστήματα έχει υιοθετηθεί η αρχή της ομαδοποίησης των κυψελών (clustering) προκειμένου οι παρεμβολές που περιγράφηκαν παραπάνω να διατηρηθούν σε χαμηλά επίπεδα και να εξασφαλιστεί με αυτό τον τρόπο υψηλό SINR που πρακτικά σημαίνει ότι ο παράγοντας του αθροίσματος των παρεμβολών της σχέσης (3.1) να ελαχιστοποιείται:

$$\min \sum_{i=2}^M \frac{P_i G_{i,1}}{T_{L_{i,1}}} \quad (3.5)$$

Κάθε cluster κυψελών αποτελείται από παρακείμενες κυψέλες. Σε κάθε cluster οι διατιθέμενες από το σύστημα υποφέρουσες συχνότητες (subcarriers) χρησιμοποιούνται μόνο μια φορά η κάθε μια. Με αυτό τον τρόπο εξασφαλίζεται ότι γειτονικές κυψέλες δεν χρησιμοποιούν ίδιες συχνότητες και άρα οι απώλειες διαδρομών  $T_{L_{i,j}}$  σημάτων που λειτουργούν ως παρεμβολές σε χρήστες θα είναι μεγάλες. Όπως είναι προφανές η μη επαναχρησιμοποίηση των συχνοτήτων σε κάθε κυψέλη περιορίζει τον αριθμό των χρηστών που μπορούν να υποστηριχθούν από το σύστημα. Έτσι προκύπτει η ανάγκη συμβιβασμού (trade-off) για την ανωτέρω διαδικασία και η βέλτιστη επίλυση αυτού του συμβιβασμού αποτελεί πρόβλημα που μελετάται και για το οποίο έχουν προταθεί διάφορες «έξυπνες λύσεις» [19].

Μια βασική παράμετρος κατά την σχεδίαση ενός πολυκυψελωτού συστήματος, ως προς την επαναχρησιμοποίηση των συχνοτήτων, είναι το μέγεθος των clusters. Στο σύστημα GSM το μέγεθος αυτό αρχικά κυμαινόταν μεταξύ 9 και 12, ενώ με την πάροδο του χρόνου και την χρήση νέων τηλεπικοινωνιακών τεχνικών (όπως η αναπήδηση συχνότητας - frequency hopping) έγινε δυνατή η χρήση μικρότερων cluster (μέχρι και 3 κυψέλες ανά cluster).

Μια ακόμη τεχνική βελτίωσης της απόδοσης ενός πολυκυψελωτού συστήματος είναι η τομεοποίηση των κυψελών (sectorization). Με τον όρο τομεοποίηση εννοείται ο διαχωρισμός των κυψελών σε τρεις τομείς (συνήθως) των  $120^\circ$  και τοποθέτηση των BS σε μια κορυφή κάθε κυψέλης. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται η τοποθέτηση τριών BS στην ίδια τοποθεσία, δεδομένο το οποίο προσπορίζει, μεταξύ των άλλων, και τεχνικοοικονομικά οφέλη.



Σχήμα 11: Τομεοποίηση  $120^\circ$  και  $60^\circ$

## Κεφάλαιο 4: Ορθογώνια Πολύπλεξη Διαίρεσης Συχνότητας (OFDM)

## 4.1 Ανάλυση της OFDM τεχνικής

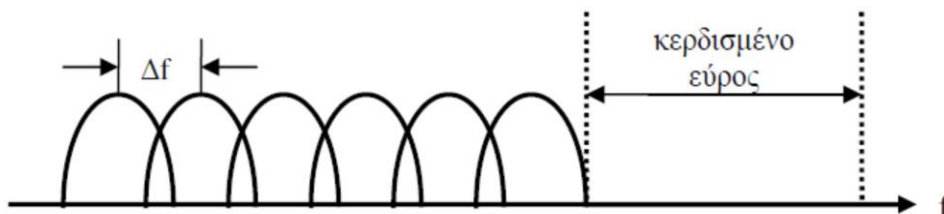
Τα περισσότερα είδη διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται μέχρι σήμερα βασίζονται στη χρήση ενός φέροντος (Single Carrier), δηλαδή τη μετάδοση σε μια μόνο συχνότητα. Οι τεχνικές αυτές, όμως, παρουσιάζουν ορισμένες αδυναμίες που οφείλονται στα φαινόμενα διάδοσης που αναλύθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Πιο συγκεκριμένα, είναι ιδιαίτερα ευάλωτες στη διασυμβολική παρεμβολή λόγω της εξάπλωσης χρονοκαθυστέρησης (delay spread), καθώς και στην εξασθένηση συχνότητας λόγω επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα διαλείψεων. Αυτά τα φαινόμενα μπορεί να οδηγήσουν σε διακοπή της ζεύξης και άρα επιβάλουν περιορισμούς στο ρυθμό μετάδοσης και στην ποιότητα υπηρεσιών (QoS).

Ένας τρόπος να ξεπεραστούν αυτά τα προβλήματα ήταν η χρήση πολλαπλών φερόντων. Στις συγκεκριμένες τεχνικές το συνολικό εύρος ζώνης του συστήματος διαιρείται σε περισσότερα ( $N$ ), μη επικαλυπτόμενα φασματικά κανάλια, το καθένα από τα οποία μεταδίδει ένα διαμορφωμένο σύμβολο πληροφορίας. Με αυτό τον τρόπο, κάθε ένα από τα κανάλια έχει εύρος ζώνης μικρότερο του εύρους ζώνης συνοχής και ως επακόλουθα κάθε κανάλι αντιμετωπίζει επίπεδες διαλείψεις και δεν υφίσταται διασυμβολική παρεμβολή. Τα κανάλια πρέπει να έχουν τέτοια φασματική απόσταση μεταξύ τους ώστε να αποφεύγεται με αυτόν τον τρόπο η παρεμβολή μεταξύ των φερόντων (ICI) [20], όπως φαίνεται και από το Σχήμα 12.



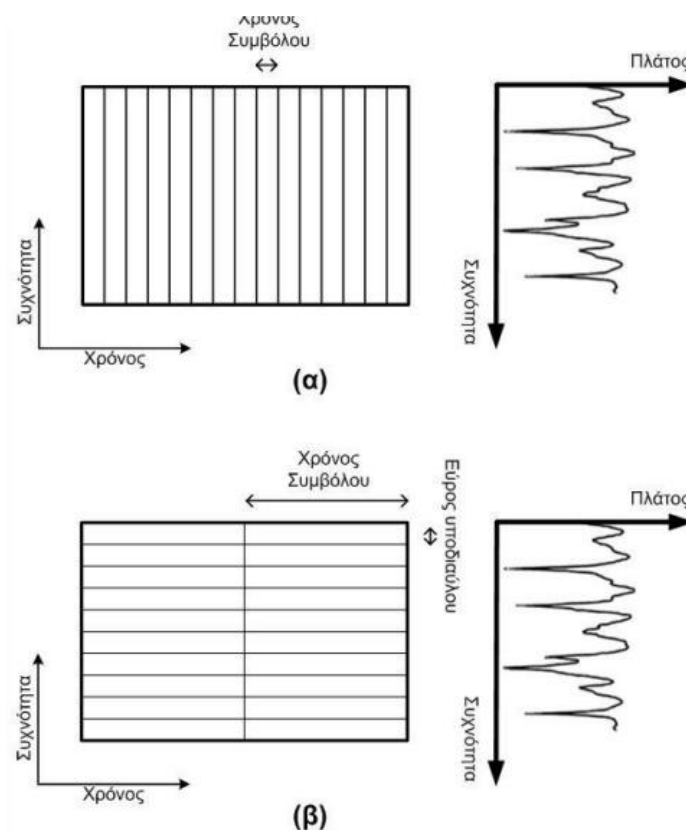
Σχήμα 12: Φάσμα μη επικαλυπτόμενων καναλιών

Παρόλα αυτά, η δημιουργία μη επικαλυπτόμενων, στο πεδίο της συχνότητας, καναλιών δεν αξιοποιεί αποδοτικά το φάσμα του συστήματος. Αντίθετα η βασική αρχή της OFDM τεχνικής είναι τα  $N$  κανάλια να επικαλύπτονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε αφενός να είναι αποδοτική η χρήση του φάσματος και αφετέρου να είναι δυνατός ο επιτυχής διαχωρισμός τους στο δέκτη, όπως φαίνεται και από το παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 13: Φάσμα επικαλυπτόμενων καναλιών

Στο σχήμα 14 φαίνεται η επίδραση της υιοθέτησης ενός συστήματος πολλαπλού φέροντος (multicarrier). Για ένα δεδομένο ρυθμό πληροφορίας (data rate), αυξάνοντας τον αριθμό των φερόντων μειώνεται ο ρυθμός πληροφορίας που κάθε μεμονωμένο φέρον πρέπει να μεταβιβάσει, κι ως εκ τούτου (για ένα δεδομένο σύστημα διαμόρφωσης) επιμηκύνει την περίοδο συμβόλων. Αυτό σημαίνει, ότι η ενδοσυμβολική παρεμβολή (ISI) επηρεάζει σε μικρότερο ποσοστό κάθε σύμβολο, καθώς ο αριθμός φερόντων και άρα ο ρυθμός συμβόλων μεγαλώνει. Για ένα σύστημα απλού φέροντος (single carrier), οι χρονικές αποκρίσεις των συμβόλων επικαλύπτονται και συνεπώς προκαλούν ενδοσυμβολική παρεμβολή (ISI) και αυτό φαίνεται και από την frequency-selective απόκριση ραδιοδιαύλου. Το multicarrier σύστημα είναι ισχυρό ενάντια σε αυτή τη φυσική επίδραση και οι επιπτώσεις της ενδοσυμβολικής παρεμβολής περιορίζονται.



Σχήμα 14: Βελτίωση απόδοσης λόγω υιοθέτησης multicarrier συστήματος

Σε ένα συμβατικό σειριακό σύστημα, τα σύμβολα διαβιβάζονται διαδοχικά, με το φάσμα συχνότητας κάθε συμβόλου πληροφορίας να επιτρέπεται να καταλαμβάνει ολόκληρο το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Σε ένα παράλληλο σύστημα μετάδοσης στοιχείων τα διάφορα σύμβολα διαβιβάζονται συγχρόνως, το οποίο προσφέρει τη δυνατότητα να αντιμετωπίζονται πολλά από τα προβλήματα, που εμφανίζονται στα σειριακά συστήματα.

Με την OFDM τεχνική, η πληροφορία διαιρείται μεταξύ μεγάλου αριθμού κοντινών κατά διαστήματα χωρισμένων φερόντων. Αυτό αποτελεί τη "πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (Frequency Division Multiplexing – FDM)" μέρος του ονόματος της OFDM τεχνικής. Αυτό δεν σημαίνει ότι αποτελεί μια τεχνική πολλαπλής πρόσβασης (multiple access technique), δεδομένου ότι δεν υπάρχει κανένα κοινό μέσο που μοιράζεται. Μια ενιαία πηγή στοιχείων γεμίζει ολόκληρο το εύρος ζώνης. Αντί, να έχουμε διαβίβαση με σειριακό τρόπο, η πληροφορία μεταφέρεται παράλληλα. Μόνο ένα μικρό ποσοστό της πληροφορίας μεταφέρεται από κάθε φέρον και με αυτή τη μείωση του ρυθμού δυαδικών ψηφίων ανά φέρον (όχι το συνολικό ρυθμό δυαδικών ψηφίων), η επιρροή της ενδοσυμβολικής παρεμβολής μειώνεται σημαντικά. Σε γενικές γραμμές, πολλά σχέδια διαμόρφωσης θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν για να διαμορφώσουν την πληροφορία σε χαμηλό ρυθμό δυαδικών ψηφίων επάνω σε κάθε φέρον.

Λόγω της διαίρεσης ολόκληρου του εύρους ζώνης καναλιών σε πολλές στενές υποζώνες, η απόκριση συχνότητας πέρα από κάθε μεμονωμένη υποζώνη είναι σχετικά επίπεδη, δηλαδή το εύρος ζώνης του διαύλου είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής  $B_c$  (correlation bandwidth). Δεδομένου, ότι κάθε υποκανάλι καλύπτει μόνο ένα μικρό μέρος του αρχικού εύρους ζώνης, ο εξισορροπητής (equalizer) είναι ενδεχομένως απλούστερος απ' ότι σε ένα σειριακό σύστημα στοιχείων απλού φέροντος (single carrier) ή αν σχεδιαστεί κατάλληλα το σύστημα δεν υπάρχει ανάγκη για equalizers. Ένας απλός αλγόριθμος εξισορρόπησης μπορεί να ελαχιστοποιήσει τη μέση τετραγωνική παραμόρφωση σε κάθε υποδιάυλο, καθώς επίσης η εφαρμογή διαφορικής κωδικοποίησης μπορεί να καταστήσει πιθανό να αποφευχθεί εντελώς η χρήση equalizer. Αυτό επιτρέπει την ακριβή αναδημιουργία της πλειοψηφίας των συμβόλων, ακόμη και χωρίς διόρθωση λάθους (Forward Error Correction).

Επιπλέον, με τη χρησιμοποίηση ενός διαστήματος προστασίας (guard time interval), η ευαισθησία του συστήματος στην καθυστέρηση μπορεί να μειωθεί, όπως θα εξηγηθεί και παρακάτω. Σε ένα κλασσικό παράλληλο σύστημα, η συνολική ζώνη συχνότητας σημάτων διαιρείται σε  $N$  μη αλληλεπικαλυπτόμενα υποκανάλια. Κάθε υποκανάλι είναι διαμορφωμένο με ένα ξεχωριστό σύμβολο και κατόπιν, τα  $N$  υποκανάλια πολυπλέκονται στη συχνότητα. Υπάρχουν 2 τρόποι που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να χωρίσουν τις υποζώνες:

1) Χρήση φίλτρων για να χωριστούν εντελώς οι υποζώνες. Αυτή η μέθοδος χρησιμοποιείται από τη συμβατική τεχνολογία FDM. Ο περιορισμός της εφαρμογής φίλτρων αναγκάζει το εύρος ζώνης, κάθε υποζώνης για να είναι ίσο με  $(1+a) \cdot f_m$ , όπου  $a$  είναι ο παράγοντας roll-off και  $f_m$  είναι το εύρος ζώνης Nyquist. Ένα άλλο μειονέκτημα είναι η δυσκολία κατασκευής ενός αντιστοιχημένου φίλτρου (matched filter), όταν ο αριθμός των φερόντων είναι μεγάλος.

2) Χρήση διακριτού μετασχηματισμού Fourier (DFT), για να διαμορφωθούν και να αποδιαμορφωθούν τα παράλληλα στοιχεία, κάτι που συνεπάγεται εκμετάλλευση της ορθογωνιότητας. Τα μεμονωμένα φάσματα είναι τώρα συναρτήσεις sinc. Η τεχνική FDM επιτυγχάνεται, όχι με το ζωνοπερατό φίλτράρισμα, αλλά με την baseband επεξεργασία. Χρησιμοποιώντας αυτή τη μέθοδο, και ο πομπός και ο δέκτης μπορούν να κάνουν χρήση

αποδοτικών τεχνικών FFT, που μειώνουν τον αριθμό διαδικασιών από το  $N^2$  στον DFT, κάτω σε  $N \log N$ .

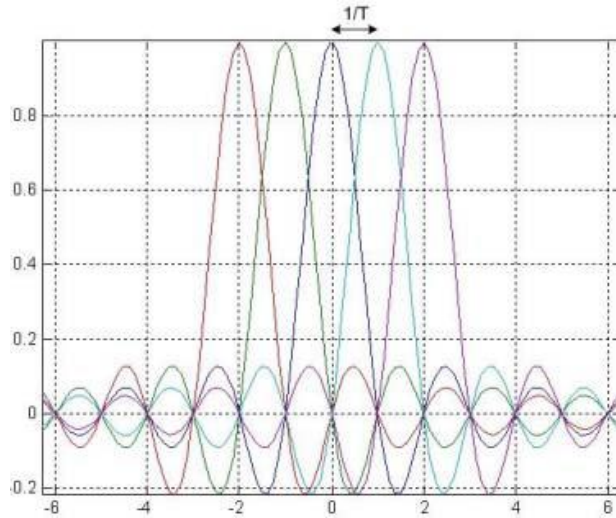
Η τεχνική OFDM μπορεί να οριστεί απλά, ως μια μορφή διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων (multicarrier modulation), όπου το διάστημα μεταξύ των φερόντων επιλέγεται προσεκτικά, ώστε κάθε φέρον να είναι ορθογώνιο στα άλλα φέροντα. Αυτό αποτελεί το "ορθογώνιο" μέρος του ονόματος της OFDM τεχνικής. Όπως είναι ευρέως γνωστό, τα ορθογώνια σήματα μπορούν να χωριστούν στο δέκτη από τις τεχνικές συσχετισμού και ως εκ τούτου η ενδοσυμβολική παρεμβολή μεταξύ των καναλιών να καταπολεμηθεί. Ορθογωνιότητα μπορεί να επιτευχθεί με προσεκτική επιλογή των διαστημάτων μεταξύ των φερόντων, όπως να αφήσουμε τα διαστήματα που χωρίζουν τα φέροντα να είναι ίσα με το αντίστροφο της χρήσιμης περιόδου συμβόλων, χωρίς δηλαδή το χρονικό διάστημα προστασίας.

Ενώ, ένα σύστημα που χρησιμοποιεί OFDM λύνει το πρόβλημα της ενδοσυμβολικής παρεμβολής, με τη χρήση κυκλικού προθέματος και με προσεκτική επιλογή των παραμέτρων του συστήματος, έχει να αντιμετωπίσει και το πρόβλημα της ενδοπαρεμβολής φερόντων (Intercarrier Interference – ICI), δηλαδή η παρεμβολή μεταξύ όμορων φερόντων, που προκαλείται από την απώλεια της ορθογωνιότητας των φερόντων, λόγω αστάθειας στη συχνότητα φέροντος, timing offset (μετατόπιση συχνότητας) ή λόγω θορύβου φάσης και γενικότερα λόγω έλλειψης ακριβούς συγχρονισμού πομπού-δέκτη. Η ISI και η ICI είναι δυαδικά ανάλογα (duals). Η ISI εμφανίζεται στο πεδίο του χρόνου και η ICI στο πεδίο της συχνότητας. Η ενδοπαρεμβολή φερόντων είναι το μεγαλύτερο πρόβλημα ενός συστήματος πολλαπλών φερόντων και πρέπει να λαμβάνεται σοβαρά υπόψη, κατά τη σχεδίαση ενός OFDM συστήματος.

Το "ορθογώνιο" μέρος του ονόματος OFDM δείχνει ότι υπάρχει μια ακριβής μαθηματική σχέση μεταξύ των συχνοτήτων των φερόντων στο σύστημα. Σε ένα κανονικό σύστημα FDM, τα φέροντα χωρίζονται κατά διαστήματα, μακριά το ένα από το άλλο, όπως φαίνεται στο σχήμα 15, με τέτοιο τρόπο, ώστε τα σήματα μπορούν να παραληφθούν χρησιμοποιώντας συμβατικά φίλτρα και αποδιαμορφωτές. Σε τέτοιους δέκτες, οι ζώνες προστασίας πρέπει να εισαχθούν μεταξύ των διαφορετικών φερόντων, και η εισαγωγή αυτών των guard bands (ζώνες προστασίας) φέρνει ως αποτέλεσμα στη περιοχή συχνότητας μείωση της αποδοτικότητας της χρήσης του φάσματος.

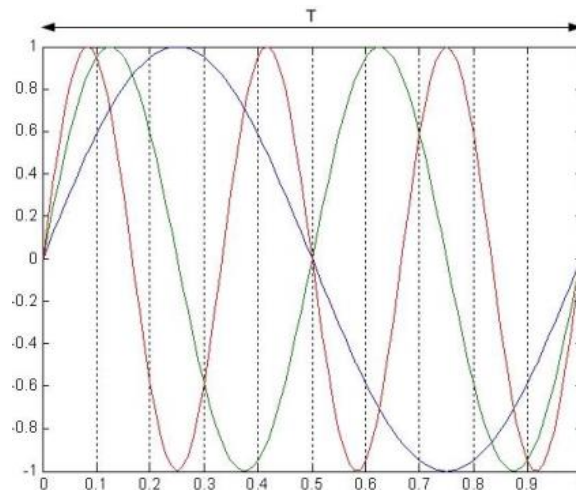
Εντούτοις, είναι δυνατό να τακτοποιηθούν τα φέροντα σε ένα σήμα OFDM, έτσι ώστε οι πλευρικές ζώνες συχνοτήτων των μεμονωμένων φερόντων να επικαλύπτονται και τα σήματα να μπορούν ακόμα, να παραληφθούν χωρίς παρακείμενη ενδοπαρεμβολή φερόντων (ICI). Προκειμένου να γίνει αυτό, τα φέροντα πρέπει να είναι από μαθηματική άποψη ορθογώνια.





Σχήμα 15: OFDM φάσμα μετάδοσης

Ο δέκτης ενεργεί ως συστοιχία αποδιαμορφωτών, που μεταφράζουν κάθε φέρον. Έπειτα, το προκύπτον σήμα ενσωματώνεται κατά τη διάρκεια μιας περιόδου συμβόλων, για να ανακτηθεί η ακατέργαστη πληροφορία (raw data). Εάν, τα άλλα φέροντα “χτυπούν” σε συχνότητες, που στη χρονική περιοχή (time domain), έχουν ακέραιο αριθμό κύκλων στην περίοδο συμβόλου ( $T$ ), τα αποτελέσματα της διαδικασίας ολοκλήρωσης οδηγούν σε μηδενικό αποτέλεσμα για όλα τα φέροντα. Κατά συνέπεια, τα φέροντα είναι γραμμικά ανεξάρτητα (ορθογώνια δηλαδή), εάν το διάστημα φερόντων είναι πολλαπλάσιο του  $1/T_0$  ( $\Delta f = k/T_0$ , όπου  $k$  φυσικός αριθμός).



Σχήμα 16: Η κυματομορφή των φερόντων σε μια OFDM μετάδοση

Από μαθηματική άποψη, υποθέτουμε ότι έχουμε ένα σύνολο σημάτων  $\psi$ , όπου  $\psi_p$  είναι το  $p$ -στοιχείο του συνόλου. Τα σήματα είναι ορθογώνια, εάν: [20]

$$\int_a^b \Psi_p(t)\bar{\Psi}_q(t)dt = 0, \quad p \neq q \quad (4.1)$$

όπου το σύμβολο “ $\bar{\phantom{x}}$ ” δείχνει το μιγαδικό συζυγή και το διάστημα  $[a,b]$  είναι μια περίοδος συμβόλων. Η περίπτωση που μας ενδιαφέρει στη προκειμένη περίπτωση είναι:

$$\int_0^{T_s} e^{j2\pi f_p t} e^{-j2\pi f_q t} dt = 0, \quad p \neq q \quad (4.2)$$

όπου  $f_k = k/T_s$ .

## 4.2 Επιλογή βασικών παραμέτρων συστήματος OFDM

Βασικές παράμετροι ενός OFDM συστήματος αποτελούν:

- Η χρήσιμη διάρκεια συμβόλου
- Ο αριθμός των φερόντων
- Το σχήμα διαμόρφωσης (modulation scheme)

### Χρήσιμη διάρκεια συμβόλου

Η χρήσιμη διάρκεια  $T_a$  συμβόλου επηρεάζει τα διαστήματα που χωρίζουν τα φέροντα και την καθυστέρηση κωδικοποίησης. Για να διατηρηθεί η ρυθμαπόδοση της πληροφορίας (data throughput), μια μεγαλύτερη χρήσιμη διάρκεια συμβόλων οδηγεί στην αύξηση του αριθμού φερόντων και του μεγέθους του FFT (θεωρούμε ότι το σχήμα διαμόρφωσης είναι σταθερό). Στην πράξη, η μετατόπιση (offset) των φερόντων και η σταθερότητα φάσης μπορούν να έχουν επιπτώσεις στο πόσο κοντά δύο φέροντα μπορούν να βρεθούν. Εάν μας ενδιαφέρει κινητός δέκτης, το διάστημα μεταξύ των φερόντων πρέπει να είναι αρκετά μεγάλο, έτσι ώστε να γίνει η επίδραση της μετατόπισης Doppler αμελητέα. Γενικά, η χρήσιμη διάρκεια συμβόλων πρέπει να επιλεγεί, έτσι ώστε το κανάλι να είναι σταθερό (flat fading), κατά τη διάρκεια ενός συμβόλου.

### Αριθμός φερόντων

Ο αριθμός των φερόντων μπορεί να βασιστεί στο εύρος ζώνης του καναλιού, στην ρυθμαπόδοση της πληροφορίας (data throughput) και στη χρήσιμη διάρκεια συμβόλου (χωρίς να συνυπολογίζεται ο ρυθμός κωδικοποίησης και το σχήμα διαμόρφωσης).

Όπου  $T$  ο χρόνος συμβόλου (ο οποίος περιλαμβάνει το χρήσιμο χρόνο  $T_m$  και το κυκλικό πρόθεμα  $T_{gi}$ ) και  $T_s$ , ο χρόνος δειγματοληψίας που είναι ίσος με  $B^{-1}$  (το αντίστροφο του εύρους ζώνης).

Τα φέροντα χωρίζονται κατά διαστήματα, τα οποία είναι ίσα με το αντίστροφο της χρήσιμης περιόδου συμβόλου. Ο αριθμός των φερόντων αντιστοιχεί στον αριθμό μιγαδικών σημείων που επεξεργάζονται από τον FFT. Για παράδειγμα, σε εφαρμογές τηλεόρασης υψηλής ευκρίνειας (HDTV), ο αριθμός των φερόντων είναι της τάξης αρκετών

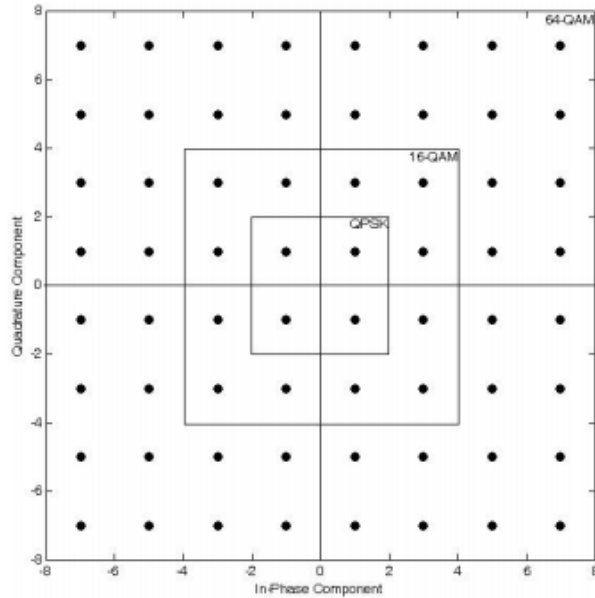
χιλιάδων, έτσι ώστε να εξυπηρετηθεί ο ρυθμός πληροφορίας (data rate) και οι απαιτήσεις σε διάστημα προστασίας (guard interval). Επίσης, εκμεταλλευόμαστε το γεγονός, ότι ο δέκτης είναι σταθερός και δεν έχουμε φαινόμενα Doppler spread, αντίθετα με τις εφαρμογές πολυμέσων, που καλούνται να εξυπηρετηθούν από κινητούς δέκτες. Στους τελευταίους, ο αριθμός των φερόντων είναι μικρότερος και πιο συγκεκριμένα της τάξης των δεκάδων ή εκατοντάδων.

### **Σχήμα διαμόρφωσης (modulation scheme)**

Το σχήμα διαμόρφωσης σε ένα σύστημα OFDM μπορεί να επιλεγθεί βάσει των απαιτήσεων ισχύος ή της αποδοτικότητας του φάσματος. Ο τύπος διαμόρφωσης μπορεί να διευκρινιστεί από το μιγαδικό αριθμό  $d_n = a_n + jb_n$ . Τα σύμβολα  $a_n$  και  $b_n$  μπορούν να πάρουν συγκεκριμένες τιμές για διάφορα σχήματα διαμόρφωσης (πχ  $\pm 1, \pm 3$ ) για 16QAM και  $\pm 1$  για QPSK. Γενικά, η επιλογή του σχεδίου διαμόρφωσης, που ισχύει για κάθε subchannel εξαρτάται απλώς από το συμβιβασμό μεταξύ της απαίτησης ρυθμαπόδοσης και της ευρωστίας μετάδοσης, δηλαδή τι BER μπορούμε να ανεχτούμε.

Μετά την ανάθεση bits σε κάθε φέρον στον πομπό, αυτά αντιστοιχίζονται με βάση το εκάστοτε σχήμα διαμόρφωσης σε συγκεκριμένο πλάτος και φάση του subcarrier, που απεικονίζονται από το παραπάνω 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 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 μπορεί να εφαρμοστεί μεγάλος αριθμός σχημάτων διαμόρφωσης, στα οποία συγκαταλέγονται η BPSK, QPSK, 8QAM, 16QAM και 64QAM. Για QPSK, 16QAM και 64QAM οι αστερισμοί φαίνονται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 17: Αστερισμοί κυριότερων διαμορφώσεων (QPSK,16QAM,64QAM)

Από το σχήμα προκύπτει, ότι η διαμόρφωση δεν είναι παρά η αντιστοίχιση μιας λέξης δεδομένων σε ένα πραγματικό (In-Phase) κι ένα φανταστικό διάνυσμα (Quadrature) στον αστερισμό της εκάστοτε διαμόρφωσης. Ο αριθμός των bits που μπορούν να μεταδοθούν από ένα σύμβολο προκύπτει από τη σχέση  $b = \log_2 M$ , όπου  $M$  ο αριθμός των σημείων στον αστερισμό.

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 64QAM έχει φασματική απόδοση 6 bps/Hz, ενώ η BPSK έχει μόλις 1 bps/Hz [15,21]. Παρόλα αυτά, ο μεγαλύτερος αριθμός σημείων στον αστερισμό δυσχεραίνει τη διαδικασία ανάκτησης τους στο δέκτη, καθώς συνεπάγεται, ότι οι θέσεις των IQ διανυσμάτων βρίσκονται πιο κοντά μεταξύ τους, οπότε και η παραμικρή υποψία θορύβου προκαλεί σφάλματα κατά τη μετάδοση. Υπάρχει λοιπόν, η ανάγκη για συμβιβασμό μεταξύ της ανοχής στο θόρυβο και της αξιοποίησης του φάσματος από το σχήμα διαμόρφωσης, όπως προκύπτει και από τη θεωρία του Shannon, κατά την οποία η φασματική απόδοση  $S_E$  αποτελεί μέτρο των μεταφερόμενων ανά δευτερόλεπτο bits για κάθε Hz του εύρους ζώνης, το οποίο δίνεται από τη σχέση: [15]

$$S_E = \frac{C}{W} = \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (4.3)$$

όπου:

- C: Η μέγιστη χωρητικότητα του διαύλου
- W: Το εύρος ζώνης του καναλιού
- N: Η ισχύς του θορύβου
- S: Η ισχύς του επιθυμητού σήματος

### 4.3 Κατανομή πόρων σε σύστημα OFDM Πολλαπλών Χρηστών

Στα συστήματα OFDM πολλαπλών χρηστών (LTE, WiMAX) ο αλγόριθμος ανάθεσης πόρων δεν είναι προκαθορισμένος οπότε και υφίσταται η ευελιξία επιλογής μέσα από ένα αριθμό λύσεων οι οποίες συνεχώς αυξάνονται προϋπόθεση της ερευνητικής διαδικασίας στον τομέα. Οι αλγόριθμοι αυτοί έχουν κάποια χαρακτηριστικά τα οποία αποτελούν τα κριτήρια επιλογής και τα οποία πολλές φορές δεν είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους. Έτσι συχνά η βελτιστοποίηση μιας παραμέτρου οδηγεί σε υποβάθμιση μιας άλλης. Έτσι ο πάροχος της τεχνολογίας MIMO-OFDMA καλείται να επιλέξει αυτά τα χαρακτηριστικά ανάλογα με την εφαρμογή που καλείται να υποστηρίξει (πχ. φωνή, δεδομένα, video, live streaming, επικοινωνία ασύρματων αισθητήρων κα.). Μερικά από αυτά τα χαρακτηριστικά του αλγορίθμου είναι η ρυθμαπόδοση που επιτυγχάνεται (ταχύτητα), η ισχύς που απαιτείται (κατανάλωση ενέργειας), ο ρυθμός σφαλμάτων (ποιότητα σήματος), η πολυπλοκότητα του (ανάγκη επεξεργαστικής ισχύος και χρόνος που απαιτείται), η δικαιοσύνη (fairness) ή μη έναντι των χρηστών (ανισοκατανομή πόρων και μη παροχή υπηρεσιών σε απομακρυσμένους χρήστες) και η ρεαλιστικότητα στους υπολογισμούς (κατά πόσο η εκτίμηση του καναλιού είναι ασφαλής όταν αυτή απαιτείται ως ανάδραση στον πομπό για βελτιστοποίηση άλλων χαρακτηριστικών).

Σε συνέχεια θα περιγραφεί το γενικό πρόβλημα κατανομής πόρων σε ένα σύστημα OFDM με πολλούς χρήστες. Έτσι θεωρώντας  $K$  χρήστες και  $N$  τις διατιθέμενες υποφέρουσες ο ρυθμός δεδομένων (Data Rate)  $R_k$  σε bits/ s του  $k$ -στου χρήστη δίνεται από: [22]

$$R_k = \frac{B}{N} \sum_{n=1}^N c_{k,n} \times \log_2(1 + SNR_{k,n}) \quad (4.4)$$

όπου  $B$  είναι το ολικό φάσμα του συστήματος ενώ  $c_{k,n}$  είναι η μήτρα των υποφερουσών συχνοτήτων και έχουμε  $c_{k,n}=1$  όταν η  $n$  υποφέρουσα χρησιμοποιείται από τον  $k$  χρήστη. Ο ρυθμός δεδομένων που δίνεται από την σχέση (4.4) ισχύει για σύστημα με μηδενικό περιθώριο ισχύος. Στην πράξη υφίσταται ένα κενό SINR καθόσον προκειμένου να επιτευχθεί ο στόχος BER (ώστε η ποιότητα επικοινωνίας να είναι ικανοποιητική) απαιτείται συγκεκριμένη τιμή SINR η οποία εξαρτάται από το επιλεγμένο σχήμα διαμόρφωσης. Άρα ασχέτως με την τιμή SINR που μετράται στον δέκτη του χρήστη, ο ρυθμός δεδομένων που επιτυγχάνεται δίδεται όταν στην σχέση (4.4) τοποθετείται η τιμή  $SINR^M$  που αντιστοιχεί στην διαμόρφωση M-QAM και είναι αμέσως μικρότερη τιμή (από την μετρηθείσα). [22]

$$R_k = \frac{B}{N} \sum_{n=1}^N c_{k,n} \times \log_2(1 + SNR^M) \quad (4.5)$$

με  $SNR^M \leq SNR_{k,n} \leq SNR^{M+1}$

Ο συνολικός ρυθμός δεδομένων για το σύστημα με μηδενικό περιθώριο ισχύος είναι:

$$R_T = \frac{B}{N} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N c_{k,n} \times \log_2(1 + SNR_{k,n}) \quad (4.6)$$

Ο σηματοθορυβικός λόγος του n-στου subcarrier όσο αφορά τον k χρήστη είναι:

$$SNR_{k,n} = \frac{P_{k,n} \times h_{k,n}^2}{N_0 \frac{B}{N}} \quad (4.7)$$

όπου  $h_{k,n}$  είναι το κέρδος καναλιού για τον συνδυασμό k,n.  $N_0 \frac{B}{N}$  είναι η ισχύς θορύβου για κάθε υποφέρουσα.

Στην περίπτωση που χρησιμοποιείται σταθερή διαμόρφωση, μπορεί από την σχέση (4.7) να επιλεχθεί το απαιτούμενο SINR και, εφόσον είναι γνωστό το κανάλι διάδοσης, να υπολογιστεί η ισχύς εκπομπής των BS προκειμένου να επιτευχθεί το απαιτούμενο BER.

Οι αλγόριθμοι ανάθεσης πόρων χωρίζονται σε δυο βασικές κατηγορίες, τους προσαρμοστικούς αλγορίθμους ρυθμού (Rate Adaptive - RA) και τους προσαρμοστικούς αλγορίθμους περιθωρίου (Margin Adaptive - MA). Στην πρώτη κατηγορία η συνάρτηση βελτιστοποίησης περιλαμβάνει την μεγιστοποίηση της ρυθμαπόδοσης υπό τον περιορισμό της μέγιστης ισχύος ενώ στην δεύτερη περίπτωση είναι η ελαχιστοποίηση της καταναλισκόμενης ισχύος υπό τον περιορισμό της ελάχιστης ρυθμαπόδοσης [43]. Στο πλαίσιο της παρούσας εργασίας μελετώνται προσαρμοστικοί αλγόριθμοι ρυθμού. Η βασική φόρμα ενός προβλήματος ανάθεσης πόρων για τις ανωτέρω περιπτώσεις δίδεται στην συνέχεια:

α) Margin Adaptive: ελαχιστοποίηση της συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος υπό την προϋπόθεση διδόμενου QoS σε κάθε χρήστη (data rate, BER).

Αντικειμενικός σκοπός:

$$\min_{c_{k,n}, P_{k,n}} P_T = \sum_{k=1}^K c_{k,n} P_{k,n} \quad (4.8)$$

β) Rate Adaptive: Μεγιστοποίηση του συνολικού data rate υπό τον περιορισμό της εκπεμπόμενης ισχύος.

Αντικειμενικός σκοπός:

$$\max_{c_{k,n}, P_{k,n}} R_k = \frac{B}{N} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N c_{k,n} \times \log_2(1 + SNR_{k,n}) \quad (4.9)$$

Σε πολλούς αλγορίθμους αντί το ζητούμενο να είναι η μεγιστοποίηση του R, γίνεται προσπάθεια μεγιστοποίησης κάποιας συνάρτησης utility η οποία έχει την μορφή:

$$\max_{c_{k,n}, P_{k,n}} \sum_{k=1}^K U_k(R_k) \quad (4.10)$$

Και στις δύο παραπάνω περιπτώσεις ανάθεσης πόρων και προκειμένου να βελτιστοποιηθεί η συνάρτηση στόχος υφίστανται οι κάτωθι περιορισμοί:

$$C1: c_{k,n} \in \{0,1\} \forall k, n$$

$$C2: \sum_{k=1}^K c_{k,n} = 1 \forall n$$

$$C3: P_{k,n} \geq 0 \forall k, n$$

$$C4: \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N c_{k,n} P_{k,n} \leq P_T$$

C5: Απαιτήσεις ρυθμού δεδομένων χρηστών

Οι περιορισμοί C1 και C2 του παραπάνω προβλήματος υφίστανται για να επιβεβαιώσουν ότι κάθε υποφέρουσα συχνότητα αποδίδεται σε ένα μόνο χρήστη. Ο περιορισμός C3 υπάρχει ώστε να μην προκύψει αρνητική ισχύς εκπομπής από BS σε χρήστη κατά την συνολική επίλυση του συστήματος (σύστημα εξισώσεων). Ο C4 είναι ο βασικός περιορισμός της μέγιστης ισχύος εκπομπής. Τέλος ο περιορισμός C5 καθορίζει σταθερό ή μεταβλητό ρυθμό δεδομένων για τους χρήστες. Στην περίπτωση που το ζητούμενο είναι η δίκαιη κατανομή πόρων μεταξύ των χρηστών με ταυτόχρονη χρήση αναλογικότητας ως προς των ρυθμό δεδομένων ο περιορισμός C5 παίρνει την μορφή:

$$C5 : R_1 : R_2 : \dots : R_K = a_1 : a_2 : \dots : a_K \quad (4.11)$$

όπου:  $\{a_1 : a_2 : \dots : a_K\}$  είναι το σετ των συντελεστών που δίνουν την απαιτούμενη αναλογία μεταξύ των ρυθμών δεδομένων των διάφορων χρηστών.  $a_{\min}=1$  και αντιστοιχεί στον χρήστη με τον μικρότερο απαιτούμενο ρυθμό δεδομένων. Όταν το ζητούμενο είναι σταθερός ρυθμός δεδομένων για τους χρήστες ο περιορισμός C5 μετατρέπεται:

$$C5 : R_k \geq R_{\min}, k = 1, 2, \dots, K \quad (4.12)$$

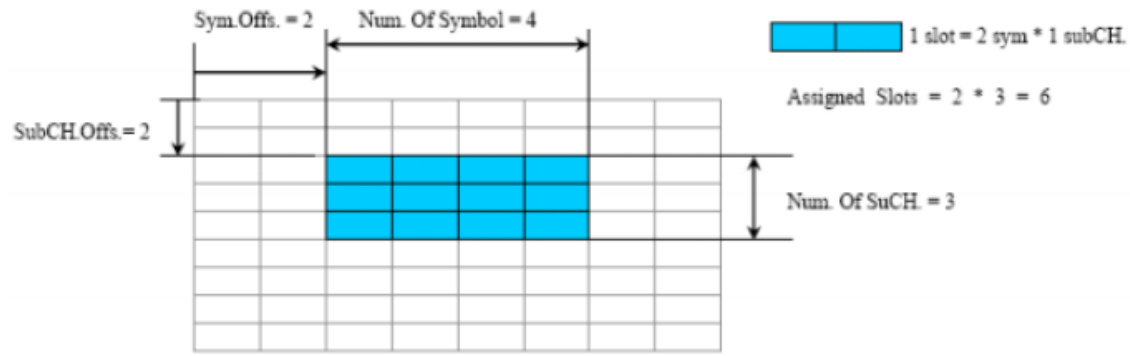
Τέλος υφίστανται και μεικτές στρατηγικές όπου για κάποιους χρήστες ζητείται σταθερός ρυθμός δεδομένων ενώ για κάποιους άλλους υιοθετείται αναλογία μεταξύ τους με συγκεκριμένους συντελεστές. Σε αυτή την περίπτωση ο περιορισμός C5 μετασχηματίζεται:

$$C5 : R_1 : R_2 : \dots : R_L = a_1 : a_2 : \dots : a_L, R_k \geq R_{\min}, k = L + 1, L + 2, \dots, K \quad (4.13)$$

## 4.4 Χρήση της OFDMA τεχνικής στα σύγχρονα δίκτυα

Η διαμόρφωση OFDMA χρησιμοποιείται σήμερα στην τεχνολογία WiMAX όπως αναφέρθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια, καθώς και στην τεχνολογία 3GPP. Η διαμόρφωση OFDM επιτρέπει την ταυτόχρονη μετάδοση των ψηφιακά διαμορφωμένων ομάδων πληροφορίας παράλληλα, πάνω σε ορθογώνιες μεταξύ τους ή αλλιώς υποφέρουσες συχνότητες. Αυτό με τη σειρά του, μειώνει το μήκος των συμβόλων ανά υποφέρουσα, που οδηγεί σε μια πολύ χαμηλότερη ευαισθησία στη διασυμβολική παρεμβολή (ISI).

Για τις επικοινωνίες πολλών χρηστών, μια μορφή εφαρμογής του OFDM αποτελεί η διαίρεση του συνολικού εύρους ζώνης σε υποκανάλια (subchannels), όπου κάθε ένα περιέχει ένα σύνολο υπομεταφορέων. Η μέθοδος καλείται OFDMA. Το WiMAX OFDMA PHY υποστηρίζει διαχωρισμό υποκαναλιών και στις δυο συνδέσεις uplink και downlink και η ελάχιστη μονάδα των πόρων συχνότητας και χρόνου του υποκαναλιού είναι ένα slot, που ισούται με 48 υπομεταφορείς, όπως φαίνεται και στο σχήμα 18. [23]



Σχήμα 18: Διαχωρισμός υποκαναλιών στο WiMAX

Η διαμόρφωση υποκαναλιών στην άνω ζεύξη (uplink) επιφέρει πρόσθετη βελτίωση απόδοσης, επειδή η ισχύς με την οποία αποστέλλει πληροφορία ο χρήστης είναι περιορισμένη, δηλαδή χρησιμοποιώντας OFDMA με 1024 υποφέρουσες και 16 υποκανάλια, εάν έχουμε μόνο ένα χρήστη και διαθέτουμε ένα υποκανάλι σε αυτόν τον χρήστη, όλη η ισχύς θα συγκεντρωθεί στο 1/16 του διαθέσιμου φάσματος και μπορεί να φέρει το πρόσθετο στη διαμόρφωση OFDM.

Υπάρχουν 3 τύποι υποφερουσών: [24]

- Υποφέρουσες πληροφορίας για τις μεταδόσεις δεδομένων
- Πιλοτικές υποφέρουσες για την εκτίμηση του καναλιού και το συγχρονισμό αυτού
- Μηδενικές υποφέρουσες, για τις άμεσες τρέχουσες ζώνες (DC) μεταφορέων και διαστημάτων φύλαξης.

Η κατανομή των υποφερουσών στα κανάλια μπορεί να γίνει με δύο διαφορετικούς τρόπους: συνεχόμενα ή κατανομημένα. Η συνεχόμενη κατανομή ομαδοποιεί υποφέρουσες στο ίδιο εύρος συχνοτήτων, στο ίδιο υποκανάλι κι έτσι ένας χρήστης μπορεί να μεταπηδά τυχαία μεταξύ διαφορετικών υποκαναλιών, κατά τη διάρκεια μιας κλήσης. Στη κατανομημένη μέθοδο, η συχνότητα διατίθεται στους χρήστες βάση των υποκαναλιών, κάθε ένα από το οποίο αποτελείται από ψευδοτυχαία επιλεγμένες υποφέρουσες από κάθε ομάδα, ώστε να διαμορφωθεί το υποκανάλι. Η συνεχόμενη μέθοδος υποφερουσών παρέχει την καλύτερη ρυθμαπόδοση και χωρητικότητα στο κανάλι επιλογής συχνοτήτων,



δεδομένου ότι είναι σε θέση να εκμεταλλευτεί την ποικιλομορφία πολλών χρηστών, με τη διάθεση υποκαναλιών στο χρήστη, όπου ο λόγος σήματος προς την παρεμβολή και τον θόρυβο(SINR) είναι υψηλός. Παρόλα αυτά, από την άποψη της εξασθένισης, ο καταναμημένος τρόπος είναι περισσότερο ανθεκτικός, υπό την έννοια, ότι εάν εκεί υπάρχει μια μεγάλη εξασθένιση περιορισμένης ζώνης, επηρεάζεται μόνο ένα μέρος από τους υποφέρουσες σε κάθε υποκανάλι.

Προκειμένου να εναρμονιστούν τα χαρακτηριστικά μετάδοσης, με τις συνθήκες που επικρατούν στα κανάλια, κάθε χρονική στιγμή βάση των χαρακτηριστικών των καναλιών, στον πομπό χρησιμοποιείται προσαρμοστική διαμόρφωση και κωδικοποίηση στο OFDMA WiMAX. Με τον τρόπο αυτό αυξάνεται η ρυθμαπόδοση κατά τη μετάδοση των δεδομένων και η αξιοπιστία του συστήματος, με τη χρησιμοποίηση διαφορετικών σχημάτων διαμόρφωσης στις διαφορετικές υποφέρουσες. Πράγματι, στο WiMAX IEEE802.1 πρότυπο [23], χρησιμοποιούνται συνεκτικά σχήματα διαμόρφωσης ξεκινώντας από τις διαμορφώσεις χαμηλής αποδοτικότητας (BPSK με  $\frac{1}{2}$  κωδικοποίηση), σε εκείνες υψηλής αποδοτικότητας (64QAM με  $\frac{3}{4}$  κωδικοποίηση), ανάλογα με τη θέση των χρηστών στην κυψέλη. Αυτό οδηγεί στη χαμηλότερη ρυθμαπόδοση, για τους χρήστες που βρίσκονται μακριά από το σταθμό βάσης, ως προς τους κοντινούς χρήστες.

## Κεφάλαιο 5: MIMO - OFDMA

## 5.1 Κατανομή πόρων σε σύστημα MIMO - OFDMA

Σε ένα σύστημα MIMO - OFDMA το πρόβλημα ανάθεσης πόρων μπορεί να αντιμετωπιστεί με τρόπο ανάλογο με το αντίστοιχο πρόβλημα ανάθεσης πόρων σε ένα σύστημα OFDMA το οποίο αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Εντούτοις, οι χρήση πολλαπλών κεραιών κάνει το εν λόγω πρόβλημα πολυπλοκότερο και πιο απαιτητικό καθώς το σχήμα που θα πρέπει να υλοποιηθεί προς επίλυση του οφείλει να αξιοποιεί αποτελεσματικά την χωρική πολυπλεξία και την διαφορισιμότητα. Έτσι υποθέτοντας  $M_t$  κεραιές εκπομπής (BS) και  $M_r$  κεραιές λήψης (MS) το MIMO κανάλι για τον  $k^{\text{th}}$  χρήστη στην  $n^{\text{th}}$  υποφέρουσα εκφράζεται με την μήτρα: [25]

$$\bar{H}_{k,n} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1M_r} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_t1} & \dots & h_{M_tM_r} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

Προκειμένου για  $K$  ενεργούς χρήστες και  $N$  υποφέρουσες συχνότητες έχουμε ανάλογα την μήτρα καναλιού:

$$H = \begin{bmatrix} \bar{H}_{1,1} & \dots & \bar{H}_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \bar{H}_{K,1} & \dots & \bar{H}_{K,N} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

Ανάλογα με την ανάλυση που προηγήθηκε σε ένα σύστημα MIMO-OFDMA αντικειμενικός σκοπός ενός Rate Adaptive αλγορίθμου είναι η βελτιστοποίηση της συνάρτησης που ακολουθεί: [25]

$$\max_{c_{k,n}, p_{k,n}} \frac{B}{N} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N c_{k,n} \times \log_2 \left( \det \left( I_{M_r} + \frac{p_{k,n}}{M_t N_0 B} \bar{H}_{k,n} \bar{H}_{k,n}^H \right) \right) \quad (5.3)$$

Όπου  $I_{M_r}$  είναι μοναδιαίος πίνακας τάξης  $M_r$ ,  $\bar{H}_{k,n}$  είναι ο πίνακας του MIMO καναλιού μεταξύ του BS και του  $k$  χρήστη και  $\bar{H}_{k,n}^H$  ο συζυγής ανάστροφος αυτού.

## 5.2 Διαφορισσιμότητα εκπομπής και χωρική πολυπλεξία σε ένα σύστημα MIMO

Όπως σημειώθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο, η ύπαρξη πολλαπλών κεραιών αποδίδει στο σύστημα είτε κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (αύξηση του data rate) είτε κέρδος διαφορισσιμότητας (ακριβέστερη αποκωδικοποίηση του σήματος για χαμηλότερα SNR και συνεπακόλουθα αύξηση του data rate μέσω επιλογής υψηλότερου επιπέδου διαμόρφωσης). Και οι δύο ανωτέρω δυνατότητες σχετίζονται και λειτουργούν συνδυαστικά με τους αλγορίθμους ανάθεσης πόρων και ειδικά με αυτούς που αξιοποιούν την προσαρμοστική διαμόρφωση.

Έτσι και προκειμένου να εξεταστεί η διαφορισσιμότητα, θεωρούμε την ύπαρξη συστήματος MIMO 2x2 και ότι το σύνολο  $(s_1, s_2)$  αντιπροσωπεύει ομάδα συνεχόμενων συμβόλων που πρόκειται να εκπέμψουν. Κατά την διάρκεια της πρώτης χρονικής περιόδου συμβόλου η κεραία εκπομπής  $N_{o1}$  εκπέμπει το σύμβολο  $s_1$  ενώ η κεραία εκπομπής  $N_{o2}$  εκπέμπει το σύμβολο  $s_2$ . Κατά την δεύτερη χρονική διάρκεια συμβόλου η κεραία  $N_{o1}$  εκπέμπει το σύμβολο  $s_2^*$  ενώ η κεραία  $N_{o2}$  εκπέμπει το σύμβολο  $-s_1^*$ . Το 2x2 MIMO κανάλι εκφράζεται από την μήτρα: [16]

$$\bar{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \quad (5.4)$$

Εκφρασμένα σε μορφή πινάκων τα λαμβανόμενα σήματα από τις 2 κεραιές του δέκτη στις δύο διαδοχικές χρονικές περιόδους δίνονται από την παρακάτω εξίσωση:

$$\begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ r_{21} & r_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 & s_2^* \\ s_2 & -s_1^* \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{11} & n_{12} \\ n_{21} & n_{22} \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

όπου  $r_{11}, r_{12}$  είναι τα δύο διαδοχικά σήματα που λαμβάνονται από την πρώτη κεραία ενώ  $r_{21}, r_{22}$  είναι τα λαμβανόμενα σήματα από την δεύτερη κεραία. Το ανωτέρω σχήμα εκπομπής δεν παρουσιάζει κέρδος πολυπλεξίας, ονομάζεται διαφορισσιμότητα Alamouti και παρουσιάζει ακριβέστερες εκτιμήσεις των εκπεμπόμενων σημάτων  $s_1$  και  $s_2$  στον δέκτη [16].

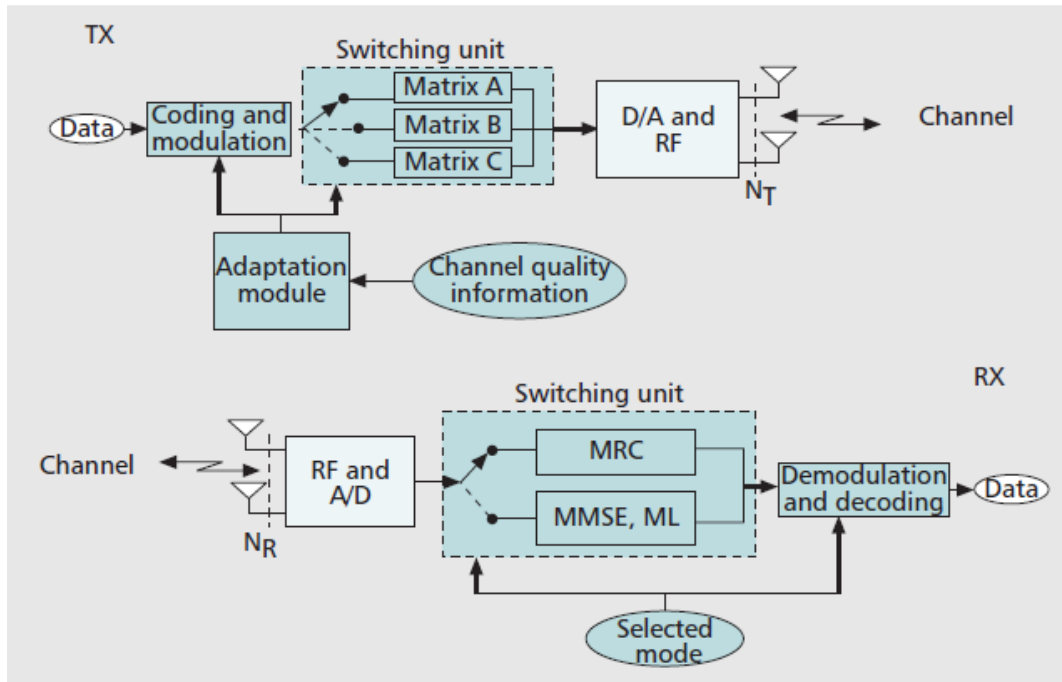
Η χωρική πολυπλεξία σε ένα 2x2 MIMO σύστημα επιτυγχάνεται με όπου σε κάθε χρονική περίοδο συμβόλου εκπέμπονται δύο διαφορετικά σύμβολα τα οποία δεν επαναλαμβάνονται. Έτσι τα λαμβανόμενα σήματα στις δύο κεραιές του δέκτη μπορούν να δοθούν σε μορφή πινάκων ως:

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

Προκειμένου να εκτιμηθούν τα σύμβολα που εκπέμφθηκαν χρησιμοποιείται στον δέκτη ο ML εντοπιστής ο οποίος εκτελεί εξαντλητική διερεύνηση ανάμεσα σε όλες τις πιθανές τιμές προκειμένου να εντοπίσει αυτές που ελαχιστοποιούν την Ευκλείδεια απόσταση:

$$D(s_1, s_2) = \{|r_1 - h_{11}s_1 - h_{12}s_2|^2 + |r_2 - h_{21}s_1 - h_{22}s_2|^2\} \quad (5.7)$$

Έτσι σε ένα MIMO - OFDMA σύστημα δίνεται η δυνατότητα δυναμικής εναλλαγής μεταξύ mode εκπομπής/λήψης που προσφέρουν χωρική πολυπλεξία και/ή διαφορισιμότητα ανάλογα με την κατάσταση του καναλιού όπως φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί για την τεχνολογία mobile WiMAX. [17]



Σχήμα 19: Προσαρμοστική Μεταγωγή στην τεχνολογία Mobile WiMAX

## Κεφάλαιο 6: WiMAX

## 6.1 Πολυκυψελωτή αρχιτεκτονική στην τεχνολογία WiMAX

Η mobile WiMAX τεχνολογία χρησιμοποιεί την πολυκυψελωτή αρχιτεκτονική όπως αυτή αναλύθηκε στο κεφάλαιο 3. Κατά τα γνωστά επιλέγονται πολλοί σταθμοί εκπομπής μικρής ισχύος σε σχετική εγγύτητα μεταξύ τους οι οποίοι δίνουν την δυνατότητα πυκνότερης επαναχρησιμοποίησης του διατιθέμενου φάσματος που συνεπάγεται αύξηση του αριθμού των υποστηριζόμενων χρηστών για δεδομένο φάσμα. Η πολυκυψελωτή δομή βασίζεται στο γεγονός ότι μια γεωγραφική περιοχή μπορεί να καλυφθεί από επάλληλες εξαγωνικές νοητές κυψέλες. Κάθε κυψέλη υποστηρίζει τους χρήστες που βρίσκονται εντός των ορίων της μέσω ενός BS. Η διάφοροι χρήστες της πολυκυψελωτής δομής επικοινωνούν μεταξύ τους μέσω του δικτύου των BS. Έτσι χρήστες που βρίσκονται σε διαφορετικές κυψέλες επικοινωνούν μεταξύ τους μέσω των αντίστοιχων BS που καλύπτουν την περιοχή τους. Η πληροφορία από τον BS του αποστολέα δρομολογείται στον BS του αποδέκτη μέσω του δικτύου των BS (επικοινωνία BS με BS). Η περιγραφή της αρχιτεκτονικής είναι η ίδια με αυτήν που απεικονίζεται στο σχήμα 9.

Βασικός προβληματισμός είναι και πάλι οι παρεμβολές που προκαλούνται στους κινητούς χρήστες από BS που εκπέμπουν στην ίδια συχνότητα υποστηρίζοντας άλλους χρήστες. Όπως αναλύθηκε στην παράγραφο 3.1 ορίζεται ένα κατώφλι SINR κάτω του οποίου η ποιότητα του λαμβανόμενου σήματος από τον χρήστη είναι κακή. Λαμβάνοντας και πάλι υπόψη τις παρεμβολές η συνθήκη που πρέπει να ικανοποιείται είναι η ίδια με την εξίσωση (3.1):

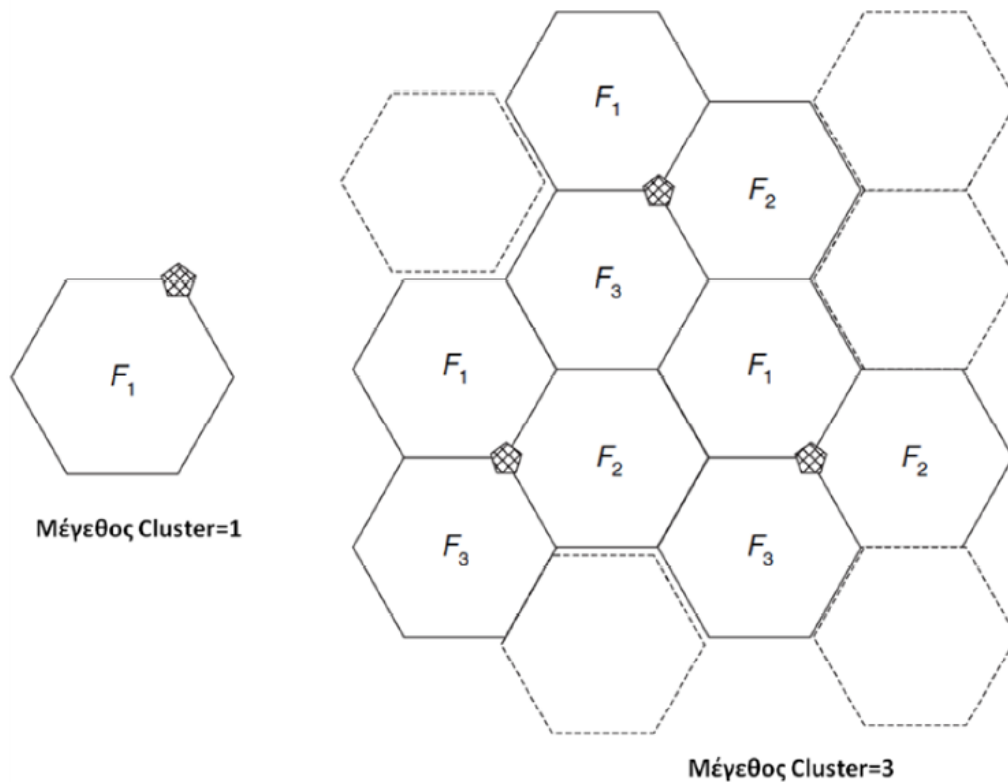
$$SINR_1 = \frac{\frac{P_1 G_{1,1}}{TL_{1,1}}}{\sum_{i=2}^M \frac{P_i G_{i,1}}{TL_{i,1}} + N_0 \frac{B}{N}} \quad (6.1)$$

## 6.2 Επαναχρησιμοποίηση συχνότητας στην τεχνολογία WiMAX

Στην Mobile WiMAX χρησιμοποιείται η αρχή του clustering όπως αναλύθηκε στην παράγραφο (3.3). Κάθε cluster κυψελών αποτελείται από παρακείμενες κυψέλες. Σε κάθε cluster οι διατιθέμενες από το σύστημα υποφέρουσες συχνότητες (subcarriers) χρησιμοποιούνται μόνο μια φορά η κάθε μια.

Στο mobile WiMAX μπορούν, λόγω της αξιοποίησης της τεχνολογία OFDM, να χρησιμοποιηθούν μικρότερα μεγέθη clusters με ταυτόχρονη τομεοποίηση των κυψελών (sectorization). Με τον όρο τομεοποίηση εννοείται η διαχωρισμός των κυψελών σε τρεις τομείς (συνήθως) των 120° και τοποθέτηση των BS σε μια κορυφή κάθε κυψέλης. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται η τοποθέτηση τριών BS στην ίδια τοποθεσία, δεδομένο το οποίο προσπορίζει, μεταξύ των άλλων, και τεχνικοοικονομικά οφέλη. Έτσι σε ένα mobile WiMAX σύστημα υφίστανται οι διατάξεις με μονοκυψελωτά clusters και με clusters τριών κυψελών με ταυτόχρονη, σε αμφότερες τις περιπτώσεις, τομεοποίηση όπως φαίνεται και στο σχήμα 20. Στο υπό εξέταση δίκτυο χρησιμοποιούνται μονοκυψελωτά clusters. Όπως είναι προφανές, χρήση μονοκυψελωτού cluster συνεπάγεται ότι οι επαναχρησιμοποιούμενες

συχρότητες είναι γεωγραφικά σχετικά κοντά μεταξύ τους, τα προκύπτοντα SINR θα είναι χαμηλότερα και τελικά η αποδιδόμενη φασματική απόδοση (Spectral Efficiency) σε b/s/Hz θα είναι μικρότερη κατά την διαδικασία AMC. Έτσι η επιλογή του μεγέθους των cluster, αποτελεί δύσκολο πρόβλημα που η επίλυση του θα πρέπει να αντιμετωπίζεται από κοινού με την επιλογή σχήματος AMC προκειμένου να επιτυγχάνεται μέγιστη ρυθμαπόδοση, για δεδομένους περιορισμούς ισχύος [19].



Σχήμα 20: Σχήματα επαναχρησιμοποίησης συχνότητας στην τεχνολογία WiMAX

### 6.3 Προσαρμοστική μεταγωγή εκπομπής στην τεχνολογία WiMAX

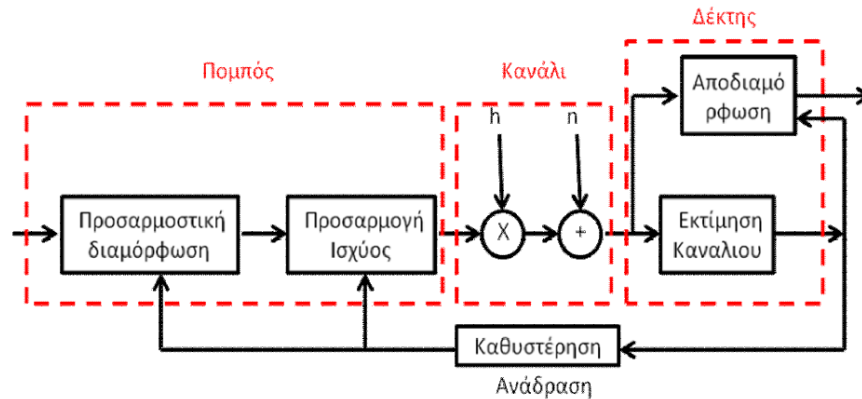
Η mobile WiMAX είναι μια τεχνολογία MIMO - OFDMA η οποία μπορεί να συνδυάζει το σύνολο των πλεονεκτημάτων μιας MIMO διάταξης με χρήση υψηλού επιπέδου τεχνικών έξυπνων κεραιών. Έτσι, όπως φαίνεται στο σχήμα 19 του προηγούμενου κεφαλαίου, η εν λόγω τεχνολογία παρέχει την δυνατότητα προσαρμοστικής μεταγωγής (Adaptive Switching) μεταξύ των επιλογών της Χωρικής Πολυπλεξίας, της Χωροχρονικής Κωδικοποίησης (STC) που αποδίδει το κέρδος διαφορισιμότητας [26] και της Υβριδικής



κωδικοποίησης που συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των δύο προηγούμενων και παρέχει ταυτόχρονα κέρδος διαφορισιμότητας και χωρικής πολυπλεξίας [27]. Η παραπάνω μεταγωγή εκτελείται μέσω της επιλογής κωδικοποίησης του προς εκπομπή σήματος μεταξύ των Matrix A, Matrix C και Matrix B αντίστοιχα στον πομπό και της μεταγωγής της μεθόδου αποκωδικοποίησης στον δέκτη μεταξύ των Maximal Ratio Combining (MRC) και Minimum Mean Squared Error (MMSE) ή Maximum Likelihood (ML). Η μεταγωγή μεταξύ των ανωτέρω επιλογών εκτελείται ανάλογα με την κατάσταση του καναλιού μεταξύ του σταθμού βάσης και του κινητού χρήστη. Έτσι, για παράδειγμα, όταν το κανάλι επιφέρει μεγάλη εξασθένιση στο σήμα επιλέγεται η STC εκπομπή ενώ όταν το κανάλι επιτρέπει την λήψη υψηλού SNIR από τον κινητό χρήστη (τιμή μεγαλύτερη από κάποιο προκαθορισμένο κατώφλι), η εκπομπή μεταπίπτει σε κατάσταση χωρικής πολυπλεξίας [12]. Τέλος το Mobile WiMAX μπορεί να δώσει την δυνατότητα της Διαμόρφωσης Λοβού (Beamforming) που αποδίδει το κέρδος συστοιχίας [28].

## 6.4 Προσαρμοστική Διαμόρφωση στο Σύστημα WiMAX

Η βασική δομή ενός συστήματος που χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση κατά την διαδικασία κατανομής πόρων φαίνεται στο σχήμα 21. Αυτό το σύστημα αφορά την περίπτωση μοναδικού φέροντος αλλά η αρχή λειτουργίας είναι αντίστοιχη και στην περίπτωση των πολλαπλών φερόντων (OFDM) [18]. Επίσης εύκολα επεκτείνεται και στις περιπτώσεις MIMO συστημάτων. Όπως φαίνεται από το μπλοκ διάγραμμα σε ένα σύστημα προσαρμοστικής διαμόρφωσης θεωρείται απαραίτητη η γνώση του καναλιού διάδοσης και γι' αυτό υφίσταται μονάδα στον δέκτη που εκτελεί εκτίμηση του καναλιού και ανατροφοδοτεί τον πομπό. Στον πομπό υπάρχουν δυο μονάδες προσαρμογής. Η πρώτη μονάδα αφού δεχθεί την ανάδραση από τον δέκτη επιλέγει τον συνδυασμό διαμόρφωσης και κώδικα διόρθωσης σφαλμάτων του προς εκπομπή σήματος. Η δεύτερη μονάδα, για δεδομένη πλέον διαμόρφωση προσαρμόζει την ισχύ εκπομπής προκειμένου να επιτευχθεί ο ζητούμενος SINR στον δέκτη για να επιτευχθεί ο στόχος BER. Το μέγεθος προς βελτιστοποίηση στο σύστημα αυτό είναι ο ρυθμός δεδομένων και επιτυγχάνεται μέσω της επιλογής της υψηλότερης δυνατής διαμόρφωσης.



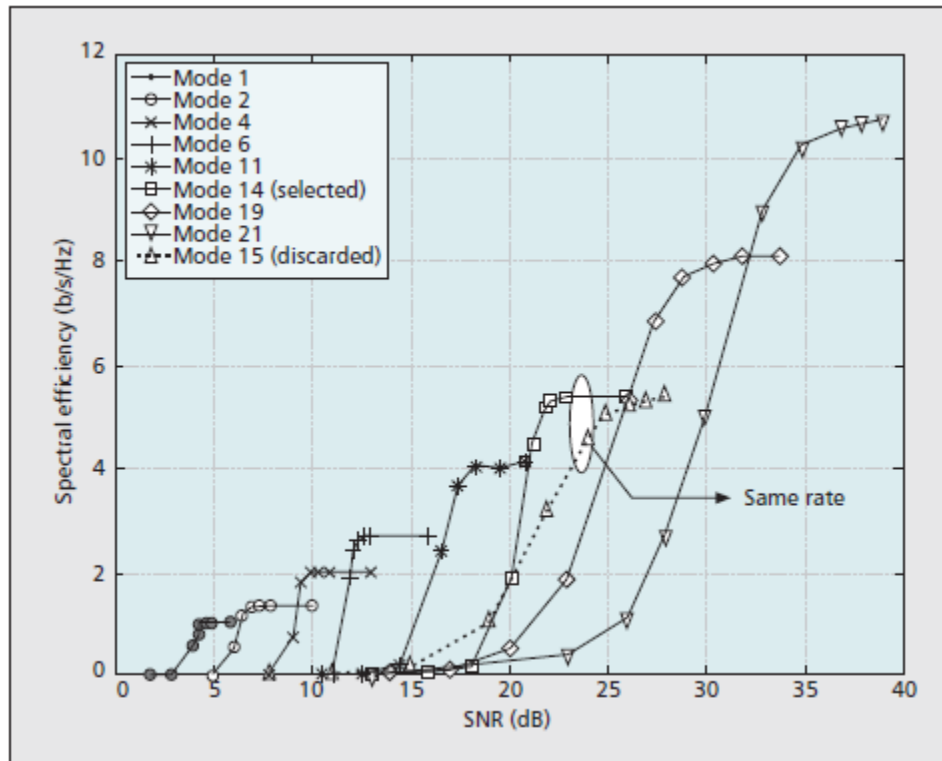
Σχήμα 21: Μπλοκ Διάγραμμα Συστήματος με Προσαρμοστική Διαμόρφωση

Στο σύστημα Mobile WiMAX έχουν διατεθεί συγκεκριμένα σχήματα λειτουργίας ως προς την μέθοδο διαμόρφωσης και τον κώδικα διόρθωσης σφαλμάτων. Έτσι οι χρησιμοποιούμενοι τύποι διαμόρφωσης είναι οι QPSK, 16-QAM και 64-QAM. Παράλληλα μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι εξής Forward Error Correcting (FEC) κώδικες: Convolutional Codes (CC), Convolutional Turbo Codes (CTC) και οι Low Density Parity Check Codes (LDPC). Οι κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων μπορούν να χρησιμοποιηθούν με περιορισμένους ρυθμούς κωδικοποίησης (1/2, 2/3, 3/4, 5/6) [24]. Τέλος δεν θα πρέπει να αγνοηθεί ότι στα MIMO συστήματα WiMAX παρέχεται η επιλογή της προσαρμοστικής μεταγωγής. Οι δυνατοί συνδυασμοί διαμόρφωσης – κωδικοποίησης - προσαρμοστικής μεταγωγής που προβλέπονται να χρησιμοποιούνται στο σύστημα Mobile WiMAX φαίνονται στο σχήμα 22. Στην τελευταία στήλη του σχήματος φαίνεται η ρυθμαπόδοση κορυφής για κάθε ένα από τους διατιθέμενους συνδυασμούς.

Mode ID	Modulation	Code rate	MIMO mode	Peak rate (b/s/Hz)
1	QPSK	1/2	Matrix A	1
2	QPSK	2/3	Matrix A	1.3
3	QPSK	3/4	Matrix A	1.5
4	16-QAM	1/2	Matrix A	2
5	QPSK	1/2	Matrix B	2
6	16-QAM	2/3	Matrix A	2.7
7	QPSK	2/3	Matrix B	2.7
8	16-QAM	3/4	Matrix A	3
9	QPSK	3/4	Matrix B	3
10	64-QAM	2/3	Matrix A	4
11	16-QAM	1/2	Matrix B	4
12	QPSK	1/2	Matrix C	4
13	64-QAM	3/4	Matrix A	4.5
14	16-QAM	2/3	Matrix B	5.3
15	QPSK	2/3	Matrix C	5.3
16	16-QAM	3/4	Matrix B	6
17	QPSK	3/4	Matrix C	6
18	64-QAM	2/3	Matrix B	8
19	16-QAM	1/2	Matrix C	8
20	64-QAM	3/4	Matrix B	9
21	16-QAM	2/3	Matrix C	10.7
22	16-QAM	3/4	Matrix C	12
23	64-QAM	2/3	Matrix C	16
24	64-QAM	3/4	Matrix C	18

Σχήμα 22: Σχήματα Διαμόρφωσης-Κωδικοποίησης στο σύστημα WiMAX

Στο σχήμα 22 φαίνονται 24 modes λειτουργίας για το σύστημα WiMAX. Στην πραγματικότητα μόνο 16 από αυτά έχει νόημα να χρησιμοποιηθούν καθώς κάποια υπερτερούν σε όλες τις παραμέτρους έναντι άλλων. Προκειμένου να γίνει κατανοητό αυτό αξίζει να γίνει η σύγκριση μεταξύ των mode 14 και 15. Αυτά επιτυγχάνουν αμφότερα μέγιστη ρυθμαπόδοση 5.3 b/s/Hz. Όπως προκύπτει όμως από το σχήμα 23, το mode 15 απαιτεί μεγαλύτερο SNR σε σχέση με το mode 14 προκειμένου να πετύχει την μέγιστη ρυθμαπόδοση και γενικότερα υπολείπεται σε ρυθμαπόδοση σε όλο το φάσμα των SNR. Έτσι το mode 15 μειονεκτεί έναντι του mode 14 και απορρίπτεται. Τα εναπομείναντα 16 mode μπορούν να κωδικοποιηθούν με μήνυμα αποτελούμενο από 4 bit [27].



Σχήμα 23: Φασματική Απόδοση των Mode Λειτουργίας στο σύστημα WiMAX

## 6.5 Αλγόριθμοι Προσαρμοστικής Διαμόρφωσης στο Σύστημα WiMAX

Οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται για να επιλεγεί το σχήμα διαμόρφωσης/κωδικοποίησης στο σύστημα WiMAX μπορούν να χωριστούν σε δύο βασικές κατηγορίες. Στην πρώτη περίπτωση δεν απαιτείται η συνεχής εκτίμηση του καναλιού και το σχήμα διαμόρφωσης επιλέγεται ανάλογα με την απόσταση από τον BS. Έτσι η διαμόρφωση 64-QAM που παρέχει μεγάλες ρυθμαποδόσεις (εδώ δεν λαμβάνεται υπόψη η προσαρμοστική

μεταγωγή) χρησιμοποιείται κοντά στον BS όπου το σήμα είναι γενικά ισχυρό (υψηλό SINR). Ο λόγος που συμβαίνει αυτό είναι το γεγονός ότι η συγκεκριμένη διαμόρφωση παρουσιάζει μεγάλο BER σε σχέση με τις άλλες, για το ίδιο SINR. Σε μεγαλύτερες αποστάσεις επιλέγεται για τους αντίστοιχους λόγους διαμόρφωση 16-QAM, ενώ ακόμα μακρύτερα QPSK (όπως φαίνεται και στο σχήμα 24).

Αυτή η κατηγορία προσαρμοστικής διαμόρφωσης παρέχει την δυνατότητα εναλλαγής μεταξύ των τύπων διαμόρφωσης σε σταθερές αποστάσεις από τον BS χωρίς να απαιτείται καμία εκτίμηση και ανάδραση για το κανάλι. Το παραπάνω γίνεται χωρίς να λαμβάνονται υπόψη η μικρής κλίμακας διαλείψεις (σκίαση). Για τον υπολογισμό των σταθερών αυτών αποστάσεων χρησιμοποιείται κάποιο από τα υφιστάμενα μοντέλα διάδοσης που δίνει την μέση εξασθένιση (για τα δεδομένα του προβλήματος) ως συνάρτηση της απόστασης από τον BS. Έτσι στην περίπτωση που προσεγγιστικά μπορεί να χρησιμοποιηθεί το μοντέλο της ελεύθερης διάδοσης (συνήθως δεν δίνει ικανοποιητική ακρίβεια αλλά χρησιμοποιείται εδώ για λόγους απλούστευσης), οι απώλειες διαδρομής ισούνται με:

$$TL_i[dB] = -10 \log(G_{BS_i}) + 20 \log\left(\frac{4\pi R_i}{\lambda}\right) \quad (6.2)$$

όπου  $G_{BS_i}$  είναι το κέρδος της κεραίας του BS στον  $i$  χρήστη,  $R_i$  είναι η απόσταση μεταξύ BS και χρήστη και  $\lambda$  είναι το μήκος κύματος εκπομπής. Παράλληλα οι απώλειες δίνονται και από την σχέση (6.3) που αποτελεί τον υπολογισμό της ζεύξης για το σύστημα (Link Budget):

$$TL_i[dB] = P_{BS_i}[dBm] - SNIR[dB] - N[dBm] \quad (6.3)$$

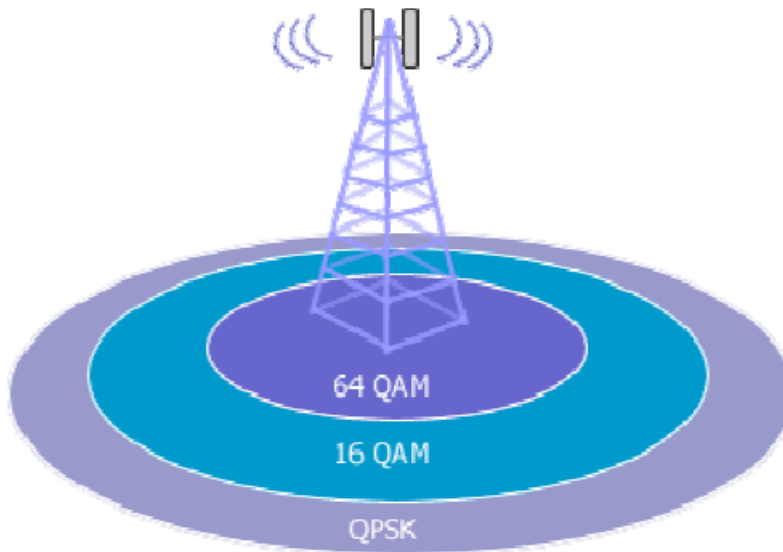
όπου  $N$  είναι ο θερμικός θόρυβος στον δέκτη του χρήστη. Από τις σχέσεις (6.2) και (6.3) με αντικατάσταση των απωλειών υπολογίζεται: [29]

$$R_i = \frac{\lambda}{4\pi} 10^{\frac{P_{BS_i}[dBm] - SNIR[dB] - N[dBm]}{20}} \quad (6.4)$$

Έτσι ανάλογα με το απαιτούμενο SINR για κάθε μέθοδο διαμόρφωσης υπολογίζεται και η μέγιστη απόσταση κάλυψης. Στην πράξη η σχέση (6.4) επιλύεται τρεις φορές για τα τρία είδη διαμόρφωσης. Το εμβαδό των δακτυλίων που προκύπτουν ως προς την διαμόρφωση υπολογίζεται από την σχέση:

$$S_i = \pi(R_i^2 - R_{i-1}^2) \forall i \in \{1,2,3\}, R_0 = 0 \quad (6.5)$$

Όπως απορρέει από την ανωτέρω διαδικασία, προκειμένου να υποστηριχθούν χρήστες που βρίσκονται στα όρια των κυψελών με υπηρεσίες υψηλών ταχυτήτων, θα πρέπει να τους αποδοθεί μεγαλύτερος αριθμός υποφερουσών συχνοτήτων. Επίσης γι' αυτούς τους χρήστες το SINR μπορεί να είναι πολύ χαμηλό (λόγω ισχυρών παρεμβολών) σε σημείο που ακόμα και η χρήση διαμόρφωσης QPSK με ισχυρούς κώδικες διόρθωσης σφαλμάτων (1/2) δεν θα είναι ικανή να διατηρήσει το BER χαμηλά επηρεάζοντας την παρεχόμενη ποιότητα υπηρεσιών.



Σχήμα 24: Προσαρμοστική διαμόρφωση εξαρτώμενη από την απόσταση από τον BS

Στην δεύτερη κατηγορία αλγορίθμων η προσαρμοστική διαμόρφωση πρέπει να εκτελείται κάθε φορά που ένας χρήστης εισέρχεται στο σύστημα και ανά τακτά χρονικά διαστήματα (άσχετα με την είσοδο χρηστών) προκειμένου να προβλεφθούν αλλαγές στα κανάλια διάδοσης των χρηστών ειδικά στις περιπτώσεις που αυτοί κινούνται [18]. Η ανωτέρω διαδικασία αποκαλείται προσαρμογή ζεύξης (Link Adaption).

Μετά από ανασκόπηση της βιβλιογραφίας παρατίθεται ένας χαρακτηριστικός αλγόριθμος προσαρμοστικής διαμόρφωσης, ο οποίος συνδυάζει τα πλεονεκτήματα δύο προγενέστερων αλγορίθμων και ο οποίος δείχνει την λογική της δυναμικής κατανομής πόρων με ταυτόχρονη χρήση προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Ο αλγόριθμος αυτός λειτουργεί ως εξής: [18]

#### Παράμετροι:

- $P_T$  Κατώφλι ισχύος
- $P_L$  Κατανεμημένη ισχύς
- $N$  Αριθμός υποφερουσών
- $F$  Το υψηλότερο επίπεδο διαμόρφωσης
- $P_{1 \times N}$  Διάνυσμα ισχύος για κάθε υποφέρουσα
- $K_{1 \times N}$  Διάνυσμα φορτωμένων bit για κάθε υποφέρουσα
- $M_{1 \times N}$  Διάνυσμα του σχήματος διαμόρφωσης για κάθε υποφέρουσα
- $G_n$  Κέρδος καναλιού της n-οστής υποφέρουσας
- $\Delta P/\Delta k$  Ρυθμός αύξησης καταναλισκόμενης ισχύος για κάθε αύξηση bit
- $\gamma_n$  Σηματοθορυβικός λόγος σε κάθε υποφέρουσα
- $\sigma^2$  Ισχύς θορύβου σε κάθε υποφέρουσα
- $SNR^M$  Απαιτούμενο SNR προκειμένου να επιτευχθεί ο στόχος BER
- $NaN$  Όχι αριθμός

**Βήμα 1:** Έναρξη

$$P_n = \frac{P_T}{N}$$

**Βήμα 2:** Αρχικό σχήμα διαμόρφωσης και υπολογισμός ισχύος

$$\gamma_n = \frac{P_n G_n^2}{\sigma_n^2}$$

$$SNR^{M_n} \leq \gamma_n \leq SNR^{M_n+1}$$

$$P_n = \frac{SNR^{M_n} \sigma_n^2}{G_n^2}$$

$$P_L = \sum_{n=1}^N P_n$$

$$\frac{\Delta P}{\Delta k_n} = \frac{(SNR^{M_n+1} - SNR^{M_n}) \sigma_n^2}{2G_n^2}, M_n \neq F$$

$$\frac{\Delta P}{\Delta k_n} = NaN, M_n == F$$

**Βήμα 3:** Έλεγξε την τερματική συνθήκη

Αν  $P_L == P_T$  ή  $\min(M) = F$  πήγαινε στο βήμα 6, αλλιώς συνέχισε

**Βήμα 4:** Βρες την «καλύτερη» υποφέρουσα συχνότητα

$$n^* = \arg \min_n \frac{\Delta P}{\Delta k}$$

Υπολόγισε ξανά την ισχύ και την διαμόρφωση για την  $n^*$  υποφέρουσα

$$M_{n^*} = M_{n^*} + 1$$

$$P_{n^*} = \frac{SNR^{M_{n^*}} \sigma_n^2}{G_{n^*}^2}$$

**Βήμα 5:** Έλεγξε αν η διαμοιρασμένη ισχύς υπερβαίνει την μέγιστη τιμή

Εάν  $\sum_{n=1}^N P_n \geq P_t$  εξαίρεσε τις ΑΔΥΝΑΤΕΣ διαμορφώσεις:

$$\frac{\Delta P}{\Delta k_{n^*}} = NaN$$

$$M_{n^*} = M_{n^*} - 1$$

$$P_{n^*} = \frac{SNR^{M_{n^*}} \sigma_n^2}{G_{n^*}^2}$$

Πήγαινε στο Βήμα 3,

Διαφορετικά ενημέρωσε τις παραμέτρους:

$$P_L = \sum_{n=1}^N P_n$$

$$\frac{\Delta P}{\Delta k_{n^*}} = \frac{(SNR^{M_{n^*+1}} - SNR^{M_{n^*}})\sigma_n^2}{2G_{n^*}^2}, M_{n^*} \neq F$$

$$\frac{\Delta P}{\Delta k_{n^*}} = NaN, M_{n^*} == F$$

Πήγαινε στο Βήμα 3;

### **Βήμα 6:** Τέλος

Υπολόγισε τα bit που αποδίδονται σε κάθε υποφέρουσα συχνότητα:

$$k_n = \log_2 2^{2 \times M_n} = 2 \times M_n$$

Τερματισμός

Μετά από αυτά τα 6 βήματα, bit και ισχύς για κάθε υποφέρουσα αποθηκεύονται σε δύο διανύσματα με μέγεθος  $k_{1 \times N}$  και  $P_{1 \times N}$ , τα οποία θα χρησιμοποιηθούν για την εκπομπή.

Η συνάρτηση βελτιστοποίησης η οποία οδηγεί στην μεγιστοποίηση της ρυθμαπόδοσης κατά την διαδικασία της προσαρμοστικής διαμόρφωσης είναι αυτή της σχέσης (6.6) και ταυτίζεται με την επιλογή της «καλύτερης» υποφέρουσας:

$$n^* = \arg \min_n \frac{\Delta p}{\Delta k} \quad (6.6)$$

Έτσι «καλύτερη» υποφέρουσα είναι αυτή η οποία προκαλεί την μικρότερη αύξηση ισχύος για κάθε bit που προστίθεται στην ρυθμαπόδοση. Όσο η κατανομημένη ισχύς υπολείπεται της μέγιστης δυνατής η διαδικασία της προσαρμοστικής διαμόρφωσης συνεχίζεται εκτός και αν εξαντληθεί η δυνατότητα αναβάθμισης του επιπέδου διαμόρφωσης.



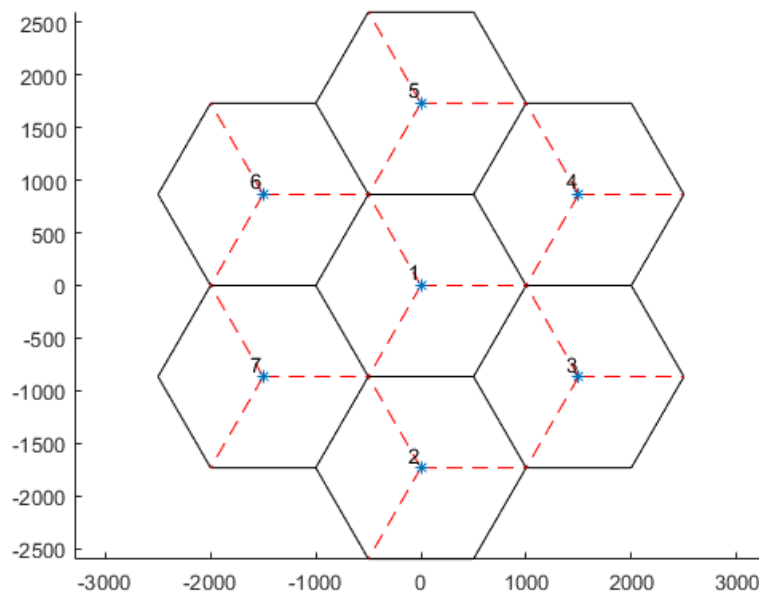
## Κεφάλαιο 7: Ο Προσομοιωτής OFDMA

## 7.1 OFDM πολυκυψελωτός προσομοιωτής

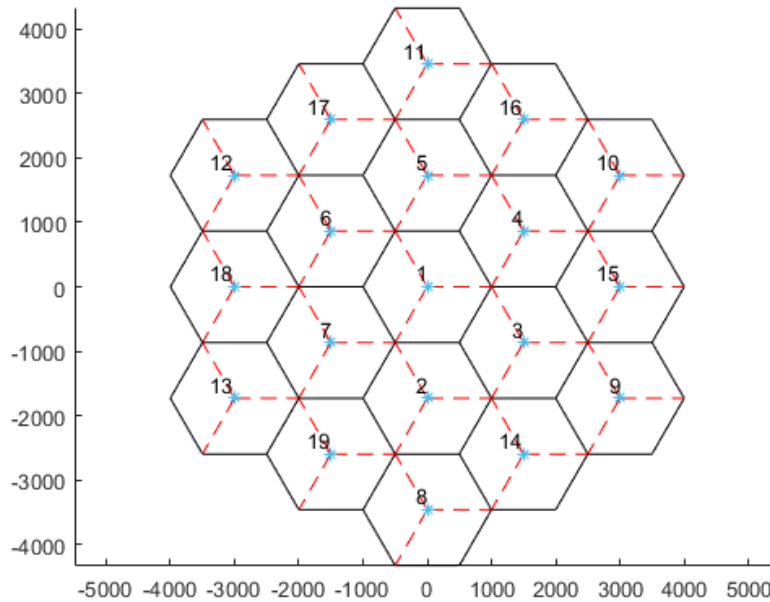
Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη, η προσομοίωση, η παρουσίαση και η ανάλυση των χαρακτηριστικών ενός WiMAX πολυκυψελωτού δικτύου ασύρματης επικοινωνίας που χρησιμοποιεί την OFDM τεχνική και επαναχρησιμοποίηση συχνότητας. Ο προσομοιωτής είναι ημιστατικός, με δυνατότητα υποστήριξης πολλαπλών χρηστών και υλοποιήθηκε με χρήση του λογισμικού MATLAB της Mathworks.

Τα στάδια της προσομοίωσης περιλαμβάνουν τον σχεδιασμό του κυψελωτού συστήματος και τον υπολογισμό των συντεταγμένων των σταθμών βάσεως (Base Stations), την εισαγωγή χρηστών και μελέτη των χαρακτηριστικών τους, τον έλεγχο ισχύος που εκπέμπουν οι σταθμοί βάσης για την εξυπηρέτησή τους, την σύγκριση διαφορετικών αλγορίθμων κατανομής φερόντων στους χρήστες αυτούς αλλά και αλγορίθμων διαχείρισης ασύρματων πόρων, με τελικό σκοπό την εκτίμηση της απόδοσης του συστήματος, χρησιμοποιώντας ως μέτρο την χωρητικότητα του δικτύου (αριθμός εξυπηρετούμενων χρηστών), την ρυθμαπόδοση (throughput) και την αποδιδόμενη ισχύ.

Το υπό εξέταση πολυκυψελωτό δίκτυο λειτουργεί με συχνότητα 2.5 GHz και εύρος ζώνης 10MHz. Χωροταξικά το σύστημα αποτελείται από εξαγωνικές κυψέλες ακτίνας R (m), επάλληλα τοποθετημένες. Το συνολικό δίκτυωμα αποτελείται από μια κεντρική κυψέλη περιφερειακά της οποίας τοποθετούνται ένας ή δύο δακτύλιοι (tiers) όμοιων κυψελών. Έτσι προκύπτουν διατάξεις επτά (7) και δεκαεννιά (19) κυψελών, όπως αυτές φαίνονται στα σχήματα 25 και 26.



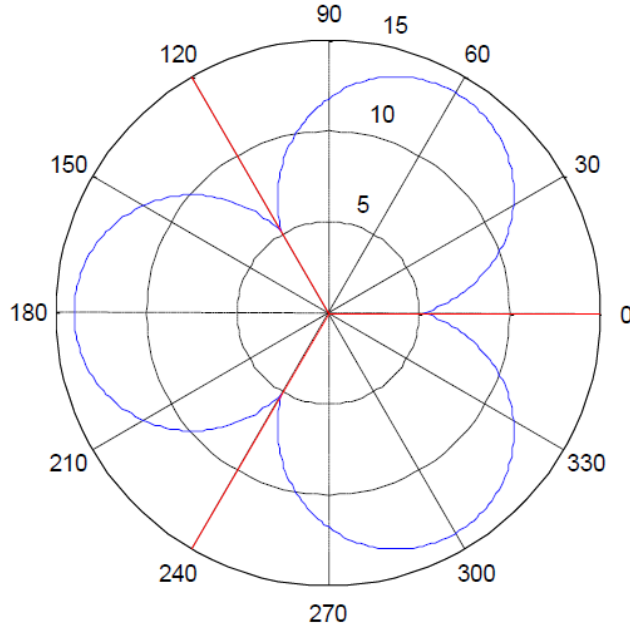
Σχήμα 25: Κάτοψη πολυκυψελωτού συστήματος 7 κυψελών ακτίνας 1000 m



Σχήμα 26: Κάτοψη πολυκυψελωτού συστήματος 19 κυψελών ακτίνας 1000 m

Κάθε κυψέλη διαθέτει τον δικό της σταθμό βάσης στο κέντρο της. Ο σταθμός βάσης αποτελείται από τρεις κεραιές που χωρίζουν την κυψέλη σε τρεις τομείς κάλυψης εικονικού εύρους  $120^\circ$ . Κάθε τομέας μπορεί να διαθέσει 128 υποφέρουσες συχνότητες στους χρήστες. Έτσι για παράδειγμα το δικτύωμα των 19 κεραιών διαθέτει 57 τομείς οι οποίοι μπορούν να διαθέσουν συνολικά  $57 \times 128 = 7296$  υποφέρουσες συχνότητες σε χρήστες. Οι κεραιές των τομέων έχουν μέγιστο κατευθυντικό κέρδος στην διεύθυνση της διχοτόμου αυτών. Έτσι μέγιστο κέρδος, το οποίο ισούται με  $G_{bs} = 14 \text{ dBi}$ , έχουμε για γωνίες  $\varphi_s \in \{60^\circ, 180^\circ, 300^\circ\}$ . Το εύρος ημίσειας ισχύος κάθε κεραιάς είναι  $\varphi_{3dB} = 70^\circ$ , το αζιμουθιακό διάγραμμα ακτινοβολίας δίνεται από την σχέση 7.1 και ισοδυναμεί με το κέρδος της κεραιάς για τις διάφορες γωνίες, ενώ το διάγραμμα ακτινοβολίας κάθε σταθμού βάσης φαίνεται στο σχήμα 27. [30]

$$f(\varphi) = G_{bs} - \min \left\{ \left( \frac{\varphi - \varphi_s}{70} \right)^2, 20 \right\} \quad (7.1)$$



Σχήμα 27: Διάγραμμα ακτινοβολίας σταθμού βάσης

Η διαδικασία είναι όπως προαναφέρθηκε ημιστατική δηλαδή οι χρήστες εισάγονται στο σύστημα ένας-ένας. Κάθε χρήστης κατά την εισοδό του λαμβάνει συντεταγμένες τυχαία για τις οποίες όμως ισχύει ότι:

$$R_{user} = \sqrt{X_{user}^2 + Y_{user}^2} \leq R_c \quad (7.2)$$

όπου  $R_{user}$  η ακτίνα του χρήστη ως προς το κέντρο των συντεταγμένων και  $R_c$  η ακτίνα του συστήματος. Με άλλα λόγια οι χρήστες εισάγονται στο δίκτυο τυχαία, βρίσκονται όμως πάντα μέσα στον νοητό κύκλο που περιλαμβάνει όλες τις κυψέλες του συστήματος.

Στην συνέχεια θεωρείται μετάδοση κάτω ζεύξης (downlink) με διαμόρφωση QPSK, 16QAM και 64QAM. Για τις ανωτέρω διαμορφώσεις απαιτείται SINR στον κινητό χρήστη 9.6 dB, 16.5 dB και 22.6 dB αντίστοιχα, ώστε η επικοινωνία να είναι αποδεκτής ποιότητας. Το μοντέλο διάδοσης που χρησιμοποιείται είναι το Okumura-Hata με εκθέτη απωλειών 3.5 σε συνδυασμό με σκίαση  $S$  μηδενικής μέσης τιμής με τυπική απόκλιση 8dB, σύμφωνα με τα οποία οι συνολικές απώλειες διαδρομής δίνονται από την σχέση:

$$PL = 137.5 + 35.2 \log_{10} d + S \text{ (dB)} \quad (7.3)$$

όπου  $PL$  οι συνολικές απώλειες διαδρομής και  $d$  η απόσταση μεταξύ του κινητού χρήστη και του σταθμού βάσης σε km. Η σχέση 7.3 ισχύει για αστικό περιβάλλον.

Οι συνολικές απώλειες εκπομπής από έναν τομέα προς τον εξυπηρετούμενο χρήστη συνοπολογίζουν το κέρδος κεραιάς του σταθμού βάσης και τις απώλειες διαδρομής. Προκύπτουν από την σχέση:

$$Total Losses(TL) = f(\varphi) + PL \text{ (dB)} \quad (7.4)$$

Η παραπάνω σχέση υπολογίζεται για όλους τους τομείς του δικτύου κάθε φορά που εισέρχεται ένας νέος χρήστης στο σύστημα. Ο χρήστης αποδίδεται στον τομέα με τις μικρότερες συνολικές απώλειες. Επομένως, η απόφαση για το ποιος τομέας θα εξυπηρετήσει κάθε χρήστη είναι συνάρτηση της γωνίας του χρήστη ως προς τους σταθμούς βάσης, της απόστασης ως προς αυτούς, εμπεριέχει όμως και τυχαιότητα καθώς η σκίαση είναι ουσιαστικά μια τυχαία μεταβλητή.

## 7.2 Αλγόριθμοι κατανομής φερόντων

Η επιλογή αλγόριθμου κατανομής των φερόντων του τομέα που εξυπηρετεί κάθε χρήστη, αποτελεί μια σημαντική διαδικασία, καθώς επηρεάζει άμεσα τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Η επιλογή του αριθμού των φερόντων και ο τρόπος που εκχωρούνται στους χρήστες (subcarrier allocation) καθορίζουν ουσιαστικά τον αριθμό των χρηστών που γίνονται αποδεκτοί από το σύστημα, το συνολικό ρυθμό δεδομένων (ρυθμαπόδοση ή throughput) που προσφέρεται από το σύστημα και την καταναλισκόμενη ισχύ.

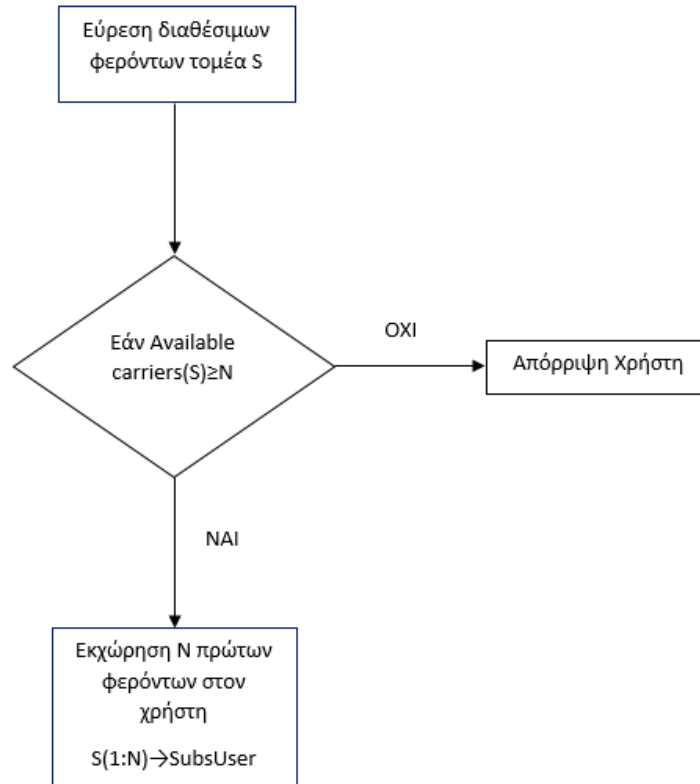
Υπάρχουν αρκετές στρατηγικές κατανομής φερόντων στους χρήστες προκειμένου να επιτευχθεί ο βέλτιστος συνδυασμός αποδοτικότητας και ποιότητας του κυψελωτού συστήματος WiMAX. Στην παρούσα διπλωματική εργασία γίνεται χρήση των παρακάτω αλγορίθμων κατανομής:

- Σειριακός αλγόριθμος (serial allocation)
- Τυχαίος αλγόριθμος (random allocation)
- Αλγόριθμος των απομακρυσμένων παρεμβάλλοντων κυψελών (Maximum Distance of Interference Cell – MADIC)

### **Σειριακός αλγόριθμος**

Ο σειριακός αλγόριθμος αποτελεί την πιο απλοϊκή στρατηγική κατανομής φερόντων στους χρήστες καθώς στερείται ευφυΐας. Έχει ως αποτέλεσμα μεγάλες ομοδιαυλικές παρεμβολές σε πολυκυψελωτά συστήματα καθώς επαναχρησιμοποιούνται συχνότητες πολύ συχνά σε κοντινές κυψέλες.

Η βασική ιδέα του σειριακού αλγορίθμου είναι ότι κάθε φορά που ένας χρήστης εισέρχεται στο σύστημα, αφού του αποδοθεί ο τομέας – κυψέλη που τον εξυπηρετεί με τον τρόπο που αναλύθηκε στην προηγούμενη ενότητα, εκχωρούνται στον χρήστη οι N πρώτες διαθέσιμες συχνότητες του τομέα αυτού. Το διάγραμμα ροής του σειριακού αλγορίθμου φαίνεται παρακάτω:

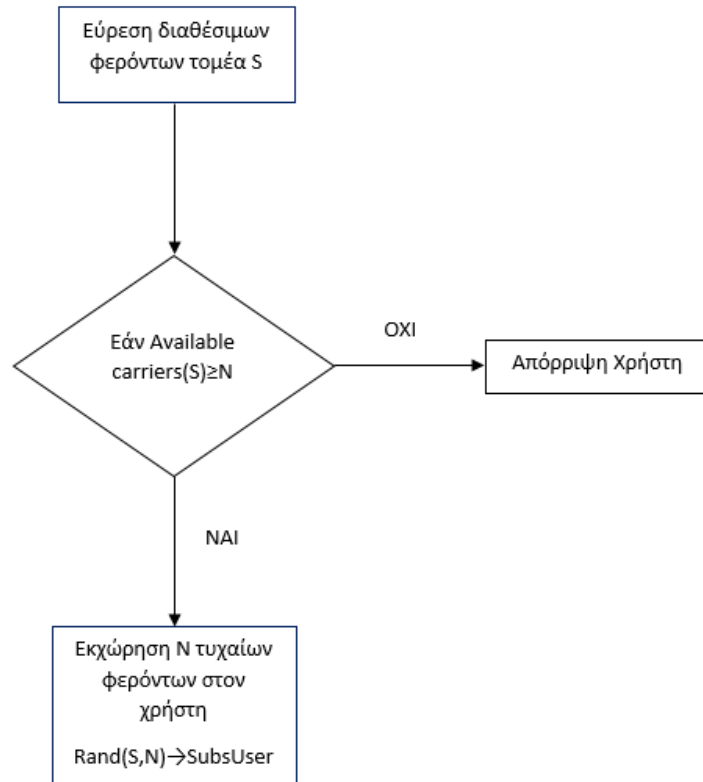


Σχήμα 28: Διάγραμμα ροής σειριακού αλγορίθμου

## Τυχαίος αλγόριθμος

Αποτελεί γνωστή τεχνική που χρησιμοποιείται ήδη από τα κυψελωτά δίκτυα 2<sup>ης</sup> γενιάς. Σκοπός του τυχαίου αλγορίθμου κατανομής φερόντων είναι ο ομοιόμορφος διαμοιρασμός των συχνοτήτων στους χρήστες, προκειμένου να εξομαλυνθούν οι ομοδιαυλικές παρεμβολές.

Στον τυχαίο αλγόριθμο, μετά την είσοδο του χρήστη και την απόδοση τομέα, εκχωρούνται τυχαία N διαθέσιμες συχνότητες του τομέα στον χρήστη. Το διάγραμμα ροής του τυχαίου αλγορίθμου φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 29: Διάγραμμα ροής τυχαίου αλγορίθμου

## Αλγόριθμος MADIC

Ο αλγόριθμος Απομακρυσμένων Παρεμβάλλοντων Κυψελών αποτελεί μια καινούρια ιδέα που επιχειρεί να μειώσει τις ομοδιαυλικές παρεμβολές και κατ' επέκταση να αυξήσει την χωρητικότητα του πολυκυψελωτού δικτύου.

Η λογική των αλγορίθμων κατανομής φερόντων MADIC εδράζεται στο γεγονός ότι η παρεμβολή σε χρήστη που εξυπηρετείται από κυψέλη και στον οποίο αποδίδεται συγκεκριμένη υποφέρουσα συχνότητα τείνει να είναι μικρότερη όσο οι παρεμβάλλουσες κυψέλες (κυψέλες που αποδίδουν σε χρήστες την ίδια υποφέρουσα συχνότητα) βρίσκονται μακρύτερα.

Με βάση αυτή την λογική στους αλγορίθμους MADIC εκτελείται διαμοιρασμός των υποφερουσών συχνοτήτων σε αριθμό ομάδων καναλιών ίσο με τον αριθμό των κυψελών του πολυκυψελωτού συστήματος (σε μεγάλα πολυκυψελωτά συστήματα υφίσταται η δυνατότητα διαίρεσης τους σε ομάδες κυψελών και εν συνεχεία η ομαδοποίηση των καναλιών σε κάθε ομάδα κυψελών). Στην συνέχεια εκτελείται αρχική εκχώρηση μιας ομάδας καναλιών ανά κυψέλη σύμφωνα με την αρίθμηση των κυψελών που έχει επιλέξει ο σχεδιαστής του συστήματος.

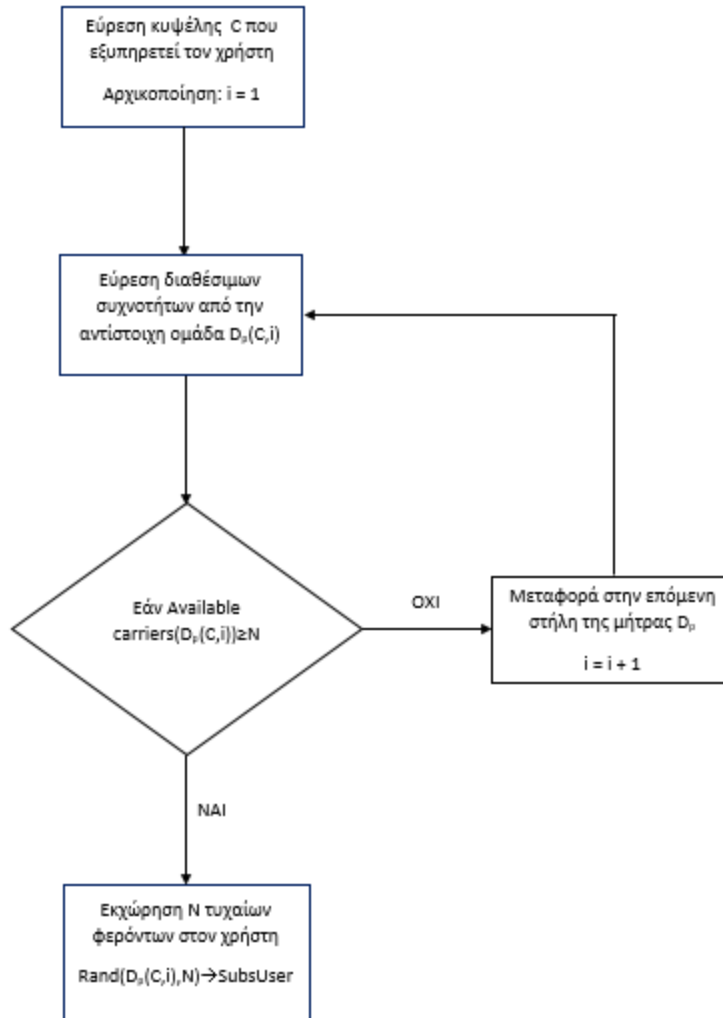
Έπειτα, δημιουργείται μήτρα η οποία σε κάθε γραμμή της έχει τις προτεραιότητες εκχώρησης καναλιών για μία κυψέλη (η 1η γραμμή έχει τις προτεραιότητες της κυψέλης 1 κλπ.). Οι προτεραιότητες για κάθε κυψέλη καθορίζονται από τις αποστάσεις αυτής της κυψέλης με τις άλλες κυψέλες (κέντρα κυψελών). Η μήτρα προτεραιοτήτων για το πολυκυψελωτό σύστημα 9 κυψελών του σχήματος 25 φαίνεται παρακάτω. Με αντίστοιχη λογική προκύπτει και η μήτρα συστήματος 19 κυψελών.

$$D_p = \begin{bmatrix} 1 & 7 & 6 & 5 & 4 & 3 & 2 \\ 2 & 5 & 6 & 4 & 7 & 3 & 1 \\ 3 & 6 & 7 & 5 & 2 & 1 & 4 \\ 4 & 7 & 6 & 2 & 5 & 1 & 3 \\ 5 & 2 & 7 & 3 & 6 & 4 & 1 \\ 6 & 3 & 4 & 2 & 5 & 1 & 7 \\ 7 & 4 & 3 & 5 & 2 & 1 & 6 \end{bmatrix}$$

*Πίνακας προτεραιοτήτων αλγορίθμου MADIC συστήματος 7 κυψελών*

Κοιτώντας αυτόν τον πίνακα μπορούμε να δούμε για παράδειγμα ότι στην κυψέλη 4 (4η γραμμή της μήτρας) αποδίδεται αρχικά η ομάδα καναλιών που αρχικώς εκχωρήθηκε σε αυτή ενώ στην συνέχεια της αποδίδεται η ομάδα καναλιών που αρχικώς εκχωρήθηκε στην κυψέλη 7. Όπως φαίνεται και από το σχήμα 25 η κυψέλη 7 είναι η πλέον απομακρυσμένη σε σχέση με την κυψέλη 4. Όταν εξαντληθούν τα κανάλια της κυψέλης 7 τότε αποδίδονται στην κυψέλη 4 τα κανάλια της κυψέλης 6. Η ίδια διαδικασία συνεχίζεται σύμφωνα με την σειρά της 4ης γραμμής της μήτρας προτεραιοτήτων μέχρι να εξαντληθούν το σύνολο των καναλιών για την κυψέλη 4 (σειρά: 4-7-6-2-5-1-3). Το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου MADIC φαίνεται παρακάτω:





Σχήμα 30: Διάγραμμα ροής αλγορίθμου MADIC

### 7.3 Έλεγχος ισχύος (Power Control) προσομοιωτή

Όπως αναλύθηκε στο κεφάλαιο 3, προκειμένου να θεωρείται αποδεκτή η ποιότητα της ζεύξης – υπηρεσίας, πραγματοποιείται έλεγχος ισχύος εκπομπής των σταθμών βάσης και η συνθήκη που πρέπει να ικανοποιείται είναι η τιμή SINR (Signal to Noise-Interference Ratio) που αντιστοιχεί στην διαμόρφωση που χρησιμοποιείται. Η διαδικασία εισόδου χρηστών είναι ημιστατική όπως περιγράφηκε σε προηγούμενη ενότητα. Κάθε φορά που εισάγεται στο σύστημα ένας χρήστης, αφού του εκχωρηθούν φέροντα με μία από τις στρατηγικές της προηγούμενης ενότητας, γίνεται εκ νέου υπολογισμός της ισχύος εκπομπής όλων των σταθμών βάσης στις αντίστοιχες συχνότητες προκειμένου να εξασφαλιστεί η συνθήκη SINR για όλους τους εξυπηρετούμενους χρήστες. Όταν η συνθήκη δεν δύναται να εξασφαλιστεί ο χρήστης απορρίπτεται. Ορίζεται κατά τα γνωστά η πιθανότητα αποκλεισμού ως το ποσοστό των χρηστών που απορρίπτονται ως προς το

σύνολο των χρηστών που επιχειρούν να εισέλθουν στο σύστημα και δίνεται από την σχέση:

$$Pr_{blocking} = \frac{N_{user\_block}}{N_{user\_block} + N_{user\_serv}} \quad (7.5)$$

Για κάθε κινητό χρήστη ο ο οποίος εξυπηρετείται από ένα τομέα  $i$  του πολυκυψελωτού δικτυώματος και στον οποίο αποδίδεται η  $s$  υποφέρουσα συχνότητα του εν λόγω τομέα, το SINR δίδεται από την σχέση:

$$SINR_{i,s} = \frac{\frac{P_{i,s}G_{i,s}}{TL_i}}{\sum_{j=1, j \neq i}^M \frac{P_{j,s}G_{j,s}}{TL_j} + N} \quad (7.6)$$

όπου  $P_{i,s}$  είναι η ισχύς που εκπέμπει ο τομέας  $i$  στην υποφέρουσα συχνότητα  $s$ ,  $G_{i,s}$  το κέρδος της κεραιάς του τομέα στην κατεύθυνση του κινητού χρήστη,  $TL_i$  είναι οι απώλειες διαδρομής από τον σταθμό βάσης στον κινητό χρήστη,  $P_{j,s}$  είναι οι εκπομπές των υπόλοιπων τομέων στην ίδια συχνότητα,  $G_{j,s}$  είναι το κέρδος κεραιών των υπόλοιπων κεραιών στην κατεύθυνση του τοποθετούμενου χρήστη και  $TL_j$  οι απώλειες διαδρομής από τους υπόλοιπους σταθμούς βάσης προς τον χρήστη. Τέλος  $N$  είναι ο θερμικός θόρυβος στον δέκτη του προς εξέταση κινητού χρήστη και ισούται με  $-104\text{dBm}$ .

Στα πλαίσια της προσομοίωσης εφαρμόζονται διαμορφώσεις QPSK, 16QAM και 64QAM, των οποίων τα κατώφλια SINR φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

Διαμόρφωση	SINR (dB)
QPSK	9.6
16QAM	16.5
64QAM	22.6

Προκειμένου να διατηρείται η συνθήκη SINR για το σύνολο των χρηστών, επιλύεται η εξίσωση 7.6 και προκύπτει σύστημα εξισώσεων της μορφής  $Ax=b$  κάθε φορά που ένας νέος χρήστης αιτείται την είσοδο του στο κυψελωτό σύστημα επικοινωνιών για τις υποφέρουσες συχνότητες που του αποδίδονται. Όπως αναλύθηκε στο κεφάλαιο 3 η λύση του συστήματος προκύπτει από αντιστροφή του πίνακα  $A$  και είναι:

$$\begin{bmatrix} P_{1,s} \\ P_{2,s} \\ \vdots \\ P_{M,s} \end{bmatrix} = -N \times SINR \begin{bmatrix} \frac{1}{TL_{1,1}} & \frac{SINR}{TL_{1,2}} & \dots & \frac{SINR}{TL_{1,M}} \\ \frac{SINR}{TL_{2,1}} & \frac{1}{TL_{2,2}} & \dots & \frac{SINR}{TL_{2,M}} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \frac{SINR}{TL_{M,1}} & \frac{SINR}{TL_{M,2}} & \dots & \frac{1}{TL_{M,M}} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \end{bmatrix} \quad (7.7)$$

όπου  $TL_{i,j}$  είναι οι απώλειες διαδρομής για τον χρήστη που εξυπηρετείται από τον  $i$  τομέα για κάθε  $j$  τομέα και  $P_{i,s}$  είναι η ισχύς εκπομπής του τομέα  $i$  (για την δεδομένη υποφέρουσα συχνότητα  $s$ ).

Μετά τον υπολογισμό των ισχύων εκπομπής ελέγχεται η συνολική απαίτηση ισχύος για κάθε σταθμό βάσης αλλά και η απαίτηση ισχύος για κάθε χρήστη. Όταν οι προϋποθέσεις που παρατίθενται στην συνέχεια ικανοποιούνται τότε ο χρήστης γίνεται δεκτός από το σύστημα:

$$\alpha) \sum_{i=1}^{N_{subcar}} P_{i,s} \leq 6667 \text{ mW} \text{ για κάθε τομέα κυψέλης } i$$

$$\beta) \sum_{i=1}^{N_{subcar}} P_{i,s} \leq P_{max} \text{ για κάθε χρήστη } i$$

$$\gamma) \sum_{i=1}^{N_{subcar}} P_{i,s} > 0 \text{ για κάθε χρήστη } i$$

## 7.4 Αλγόριθμοι διαχείρισης ασύρματων πόρων

Σκοπός της παρούσας διπλωματικής εργασίας πέρα από την βελτιστοποίηση της απόδοσης του εξεταζόμενου δικτύου ως προς τον αριθμό χρηστών που εξυπηρετούνται για μια δεδομένη τιμή της πιθανότητας αποκλεισμού, είναι και η εξέταση μερικών ακόμα παραμέτρων που επηρεάζουν άμεσα την ποιότητα υπηρεσίας που παρέχεται (QoS) αλλά και το κόστος υλοποίησης του συστήματος.

Συγκεκριμένα, κάθε φορά που τερματίζει η προσομοίωση, εκτός από τους συνολικούς χρήστες που εξυπηρετούνται, υπολογίζεται η συνολική ισχύς που απαιτεί το σύστημα για την εξυπηρέτησή τους, καθώς και η συνολική ρυθμαπόδοση (throughput) που επιτυγχάνεται.

Για μοναδική διαμόρφωση, η ρυθμαπόδοση υπολογίζεται ως εξής:

$$throughput = N * b * W_n$$

όπου  $N$  ο αριθμός των φερόντων,  $b$  το επίπεδο διαμόρφωσης φέροντος και  $W_n=78.125$  kHz το φασματικό εύρος ενός φέροντος OFDMA.

Για προσαρμοστική διαμόρφωση, η ρυθμαπόδοση είναι:

$$throughput = (N_{QPSK} * b_{QPSK} * W_n) + (N_{16QAM} * b_{16QAM} * W_n) + (N_{64QAM} * b_{64QAM} * W_n)$$

όπου  $N = N_{QPSK} + N_{16QAM} + N_{64QAM}$  ο συνολικός αριθμός των φερόντων. Το επίπεδο διαμόρφωσης  $b$  για διαμορφώσεις QPSK, 16QAM, 64QAM είναι αντίστοιχα 2 bit/sec\*Hz, 4 bit/sec\*Hz και 6 bit/sec\*Hz.

Προκειμένου λοιπόν να μελετηθούν και να βελτιστοποιηθούν οι παραπάνω δείκτες απόδοσης του πολυκυψελωτού συστήματος, εφαρμόζονται στα πλαίσια της προσομοίωσης μια σειρά από διαφορετικούς αλγόριθμους διαχείρισης ασύρματων πόρων. Σκοπός των αλγορίθμων αυτών είναι να διαχειρίζονται τις αλλαγές των χαρακτηριστικών των χρηστών καθώς αυτοί εισέρχονται στο δίκτυο, χρησιμοποιώντας προσαρμοστικούς μηχανισμούς ώστε να μην υποβαθμίζεται η προσφερόμενη υπηρεσία στους ήδη υπάρχοντες χρήστες λόγω ομοδιαυλικών παρεμβολών, λαμβάνοντας παράλληλα υπόψη και τις απαιτήσεις των νέων εισερχόμενων χρηστών.

Οι αλγόριθμοι αυτοί που υλοποιήθηκαν για την προσομοίωση της παρούσας εργασίας παρουσιάζονται στην συνέχεια του παρόντος κεφαλαίου.

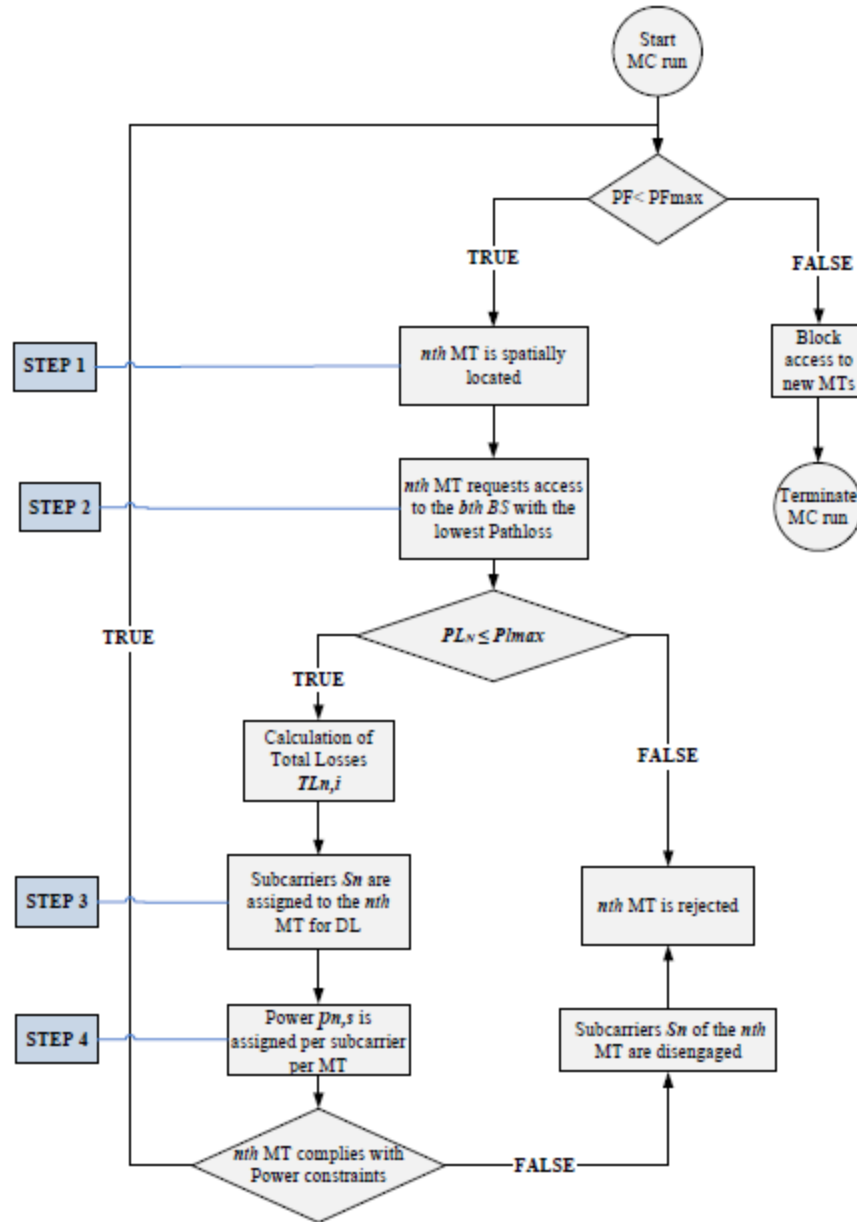
### **Μοναδική διαμόρφωση – Αλγόριθμος σταθερής εκχώρησης – Απομάκρυνση τελευταίου εισερχόμενου χρήστη**

Ο αλγόριθμος μοναδικής διαμόρφωσης, με απομάκρυνση του τελευταίου εισερχόμενου χρήστη, σε ένα πολυκυψελωτό σύστημα OFDMA αποτελεί την πιο απλοϊκή περίπτωση, από όσους αλγόριθμους πρόκειται να προσομοιωθούν.

Αφού εισέλθει ένας χρήστης στο σύστημα, του αποδίδεται ένας τομέας – εξυπηρετητής κατά τα γνωστά με τον υπολογισμό των συνολικών απωλειών διάδοσης. Στην συνέχεια γίνεται έλεγχος των διαθέσιμων φερόντων του τομέα αυτού και αποδίδονται στον χρήστη  $N$  φέροντα εφαρμόζοντας τον αλγόριθμο κατανομής φερόντων που έχει επιλεγεί (τυχαίο, σειριακό, MADIC).

Στην συνέχεια, εκτελείται η διαδικασία ελέγχου ισχύος (Power Control) για την τιμή SINR της μοναδικής διαμόρφωσης που εφαρμόζεται (πχ. QPSK με SINR = 9.6 dB) για όλα τα  $N$  φέροντα και όλους τους ήδη υπάρχοντες χρήστες που έχουν καταλάβει κάποιο από αυτά σε διαφορετικούς τομείς – εξυπηρετητές.

Μετά το τέλος της διαδικασίας ελέγχου ισχύος, εξετάζονται οι συνθήκες που αναλύθηκαν στην προηγούμενη ενότητα. Αν ικανοποιούνται όλες, ο χρήστης γίνεται αποδεκτός από το δίκτυο και ανανεώνεται ο συνολικός πίνακας ισχύος καθώς και η πιθανότητα αποκλεισμού του δικτύου. Αν έστω και μία συνθήκη δεν ικανοποιείται, ο χρήστης μπλοκάρεται. Η διαδικασία επαναλαμβάνεται για νέους χρήστες μέχρι η πιθανότητα αποκλεισμού να ξεπεράσει το όριο που έχει καθοριστεί από τον σχεδιαστή. Παρακάτω φαίνεται το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου [30]:



Σχήμα 31: Διάγραμμα ροής αλγορίθμου μοναδικής διαμόρφωσης με απομάκρυνση τελευταίου χρήστη

### Μοναδική διαμόρφωση – Αλγόριθμος σταθερής εκχώρησης – Απομάκρυνση προβληματικού χρήστη

Η διαφορά του αλγορίθμου αυτού σε σχέση με τον προηγούμενο έγκειται στην απόφαση για το ποιος χρήστης θα απομακρυνθεί σε περίπτωση που αποτύχει ο έλεγχος ισχύος.

Κατά τα γνωστά, όταν ένας νέος χρήστης εισέρχεται στο δίκτυο, του αποδίδεται ένας τομέας που τον εξυπηρετεί και N από τα διαθέσιμα φέροντα του τομέα αυτού, επιλεγμένα με την κατάλληλη στρατηγική κατανομής φερόντων.

Ακολουθεί η διαδικασία ελέγχου ισχύος. Σε αυτό το σημείο υπάρχει διαφοροποίηση για τις συνθήκες ελέγχου. Αν το διάνυσμα ισχύος κάποιου χρήστη έχει αρνητικές τιμές, τότε απομακρύνεται ο τελευταίος χρήστης, όπως και στην προηγούμενη περίπτωση. Αν όμως, δεν πληρείται κάποια από τις άλλες προϋποθέσεις για τα όρια ισχύος εκπομπής του τομέα, τότε μπλοκάρεται ο προβληματικός χρήστης.

Ως προβληματικός χρήστης ορίζεται εκείνος για τον οποίο καλείται το σύστημα να εκπέμψει την μέγιστη ισχύ. Γίνεται λοιπόν εντοπισμός του χρήστη αυτού από τον συνολικό πίνακα ισχύος και απορρίπτεται. Οι συχνότητες που του είχαν αποδοθεί γίνονται και πάλι διαθέσιμες για τον αντίστοιχο τομέα – εξυπηρετητή.

Προφανώς σε περίπτωση που ικανοποιούνται όλες οι συνθήκες ελέγχου ο χρήστης γίνεται αποδεκτός και η διαδικασία συνεχίζεται όπως και πριν.

### **Μοναδική διαμόρφωση – Προσαρμοστικός αλγόριθμος εκχώρησης φερόντων με κριτήριο την απόσταση του χρήστη**

Ο αλγόριθμος αυτός είναι προσαρμοστικός ως προς την εκχώρηση φερόντων καθώς κάθε φορά που εισέρχεται ένας χρήστης ελέγχεται ένα χαρακτηριστικό του και λαμβάνεται διαφορετική απόφαση ανάλογα με αυτό. Στην συγκεκριμένη περίπτωση, ελέγχεται η απόσταση του χρήστη από τον σταθμό βάσης.

Κάθε φορά λοιπόν που εισέρχεται ένας χρήστης του αποδίδεται ένας τομέας μια κυψέλης με τον συνήθη τρόπο. Στην συνέχεια υπολογίζεται η απόσταση του χρήστη από τον σταθμό βάσης του τομέα. Ορίζονται 3 κυκλικοί δακτύλιοι γύρω από κάθε σταθμό βάσης. Οι ακτίνες των δακτυλίων αυτών μετά από βελτιστοποίηση για τα δεδομένα του περιβάλλοντος που εξετάζεται υπολογίστηκαν ως 25 μέτρα και 125 μέτρα. Αν ο χρήστης βρίσκεται στον κοντινό δακτύλιο (απόσταση  $R < 25$  m), του αποδίδονται  $N=5$  φέροντα. Αντίστοιχα, αν ο χρήστης βρίσκεται στον ενδιάμεσο δακτύλιο ( $25$  m  $< R < 125$  m) του αποδίδονται 3 φέροντα, ενώ αν ο χρήστης βρίσκεται στον τρίτο δακτύλιο ( $R > 125$  m) του αποδίδεται 1 φέρον. Η επιλογή των φερόντων μπορεί και πάλι να γίνει με τον αλγόριθμο κατανομής που επιλέγει ο σχεδιαστής (serial, random, MADIC).

Στην συνέχεια ακολουθεί κατά τα γνωστά η διαδικασία Power Control και ελέγχονται η συνθήκες. Ο αλγόριθμος προσαρμοστικής εκχώρησης φερόντων μπορεί να συνδυαστεί και με τις δύο στρατηγικές απομάκρυνσης χρήστη στην περίπτωση που δεν ικανοποιείται κάποια συνθήκη ελέγχου, επομένως είναι στην κρίση του σχεδιαστή αν θα απομακρυνθεί ο τελευταίος ή ο προβληματικός χρήστης.

### **Προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την ισχύ – Αλγόριθμος σταθερής εκχώρησης**

Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος ακολουθεί την ίδια λογική με τους προηγούμενους, με την διαφορά ότι στο τέλος γίνεται απόπειρα υψηλότερης διαμόρφωσης όταν ο χρήστης γίνεται αποδεκτός.

Ο χρήστης εισάγεται στο σύστημα, του αποδίδεται ο τομέας που τον εξυπηρετεί με υπολογισμό των συνολικών απωλειών και του αποδίδονται  $N$  φέροντα με σειριακή, τυχαία ή MADIC στρατηγική.

Στην συνέχεια εκτελείται η διαδικασία ελέγχου ισχύος για την χαμηλότερη διαμόρφωση, την QPSK. Αν κάποια συνθήκη δεν ικανοποιείται, ένας χρήστης μπλοκάρεται (ο τελευταίος ή ο προβληματικός, ανάλογα με την στρατηγική που ακολουθείται). Αν όμως όλες η συνθήκες ικανοποιούνται, η διαδικασία ελέγχου επαναλαμβάνεται για την αμέσως υψηλότερη διαμόρφωση, την 16QAM. Αν κάποια συνθήκη δεν ικανοποιείται, η διαδικασία σταματάει εκεί και ο χρήστης εξυπηρετείται εφαρμόζοντας διαμόρφωση QPSK. Αν όλες οι συνθήκες ικανοποιούνται και πάλι, ο έλεγχος ισχύος γίνεται για 3<sup>η</sup> και τελευταία φορά, για διαμόρφωση 64QAM. Αν κάποια συνθήκη δεν ικανοποιείται, εφαρμόζουμε διαμόρφωση 16QAM ενώ αν ικανοποιούνται όλες, εφαρμόζουμε 64QAM.

Σκοπός δηλαδή του αλγορίθμου αυτού είναι να εφαρμοστεί σε κάθε χρήστη η μέγιστη επιτρεπτή διαμόρφωση.

### **Προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την απόσταση – Αλγόριθμος σταθερής εκχώρησης**

Σε αυτήν την περίπτωση έχουμε και πάλι προσαρμοστική διαμόρφωση, με κριτήριο όμως την απόσταση μεταξύ του χρήστη και του σταθμού βάσης.

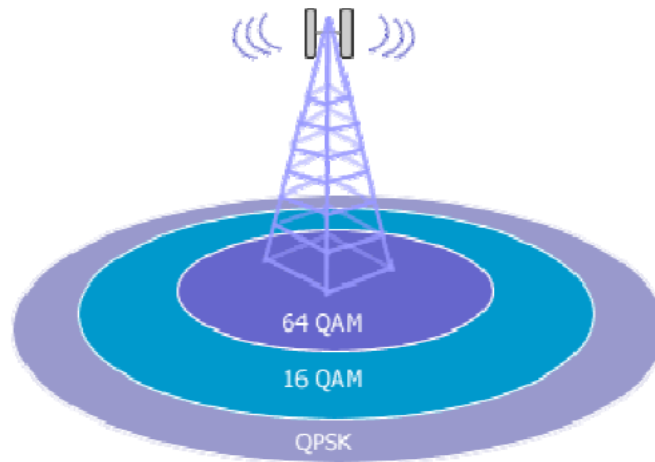
Κάθε φορά που ένας νέος χρήστης εισάγεται στο δίκτυο του αποδίδεται ένας τομέας με τον γνωστό τρόπο. Στην συνέχεια υπολογίζεται η απόσταση μεταξύ του χρήστη και του σταθμού βάσης του τομέα και θεωρούνται και πάλι οι 3 δακτύλιοι που ορίστηκαν στην παράγραφο για τον προσαρμοστικό αλγόριθμο εκχώρησης.

Αν ο χρήστης ανήκει στον κοντινό δακτύλιο (απόσταση από σταθμό βάσης  $R < 25m$ ) τότε εφαρμόζουμε την υψηλότερη διαμόρφωση, 64QAM. Αν ο χρήστης βρίσκεται στον ενδιάμεσο δακτύλιο ( $25m < R < 125m$ ) τότε εφαρμόζουμε διαμόρφωση 16QAM. Τέλος, αν ο χρήστης βρίσκεται στον μακρινό δακτύλιο ( $R > 125m$ ) εφαρμόζουμε διαμόρφωση QPSK.

Στην συνέχεια δίνονται στον χρήστη  $N$  φέροντα με τον γνωστό τρόπο επιλέγοντας έναν από τους 3 αλγορίθμους κατανομής. Έπειτα, εκτελείται η διαδικασία ελέγχου ισχύος χρησιμοποιώντας την αντίστοιχη τιμή SINR της διαμόρφωσης που έχει επιλεγεί. Αν δεν ικανοποιούνται όλες οι συνθήκες μπλοκάρεται ο (τελευταίος ή προβληματικός) χρήστης και η προσομοίωση συνεχίζει ως συνήθως.

Σκοπός λοιπόν της προσαρμοστικής διαμόρφωσης με κριτήριο την απόσταση είναι να εκμεταλλευτεί το γεγονός ότι όταν η απόσταση μεταξύ χρήστη-σταθμού βάσης είναι

μικρή, οι απώλειες διαδρομής είναι μικρότερες οπότε είναι δυνατό να εφαρμοστεί υψηλότερη διαμόρφωση. Η οπτικοποίησή της φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 32: Προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την απόσταση

### **Προσαρμοστική διαμόρφωση – Προσαρμοστικός αλγόριθμος εκχώρησης φερόντων**

Η κατηγορία αυτή αλγορίθμων συνδυάζει ουσιαστικά τα δύο είδη προσαρμοστικής διαμόρφωσης που είδαμε παραπάνω με προσαρμοστικό αλγόριθμο εκχώρησης φερόντων.

Ο αριθμός των φερόντων που εκχωρούνται στον χρήστη εξαρτάται από την διαμόρφωση που εφαρμόζεται. Συγκεκριμένα, όταν εφαρμόζεται QPSK εκχωρείται στον χρήστη  $N = 1$  φέρον, όταν εφαρμόζεται 16QAM  $N = 3$  φέροντα, ενώ για 64QAM  $N = 5$  φέροντα.

Ο χρήστης λοιπόν εισέρχεται στο δίκτυο και του αποδίδεται ένας τομέας με τον τρόπο που έχει αναλυθεί. Αν εφαρμόζεται προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την απόσταση υπολογίζεται η απόσταση μεταξύ χρήστη και σταθμού βάσης, επιλέγεται η ανάλογη διαμόρφωση και εκχωρείται αντίστοιχος αριθμός φερόντων.

Στην περίπτωση προσαρμοστικής διαμόρφωσης με κριτήριο την ισχύ, γίνεται πρώτα έλεγχος ισχύος για QPSK και  $N=1$  φέρον, μετά για 16QAM και  $N=3$  φέροντα και τέλος για 64QAM και  $N=5$  φέροντα όπως αναλύθηκε στην αντίστοιχη παράγραφο.

Με το πέρας του ελέγχου ισχύος ο χρήστης γίνεται αποδεκτός ή απορρίπτεται ανάλογα με το αν ικανοποιούνται η συνθήκες και η διαδικασία συνεχίζεται κατά τα γνωστά.



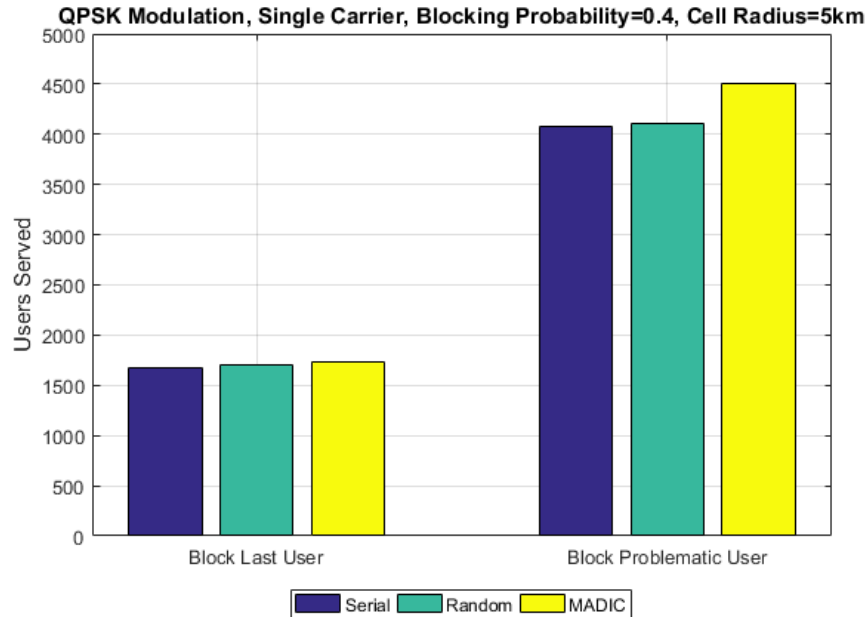
## Κεφάλαιο 8: Αποτελέσματα Προσομοιώσεων & Συμπεράσματα

Όπως αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο οι προσομοιώσεις έγιναν σε ένα ασύρματο πολυκυψελωτό WiMAX OFDMA δίκτυο 19 κυψελών (tier 2) με τομεοποίηση 120° (57 τομείς). Κάθε προσομοίωση έγινε για 3 διαφορετικές στρατηγικές κατανομής φερόντων, σειριακή κατανομή, τυχαία κατανομή και κατανομή MADIC. Σε όλες τις περιπτώσεις που εφαρμόζεται μοναδική διαμόρφωση χρησιμοποιείται η QPSK.

Τα μεγέθη που μετρήθηκαν είναι η χωρητικότητα του δικτύου (αριθμός χρηστών) ενώ στις περιπτώσεις προσαρμοστικής διαμόρφωσης είναι η χωρητικότητα, η ρυθμαπόδοση του δικτύου (throughput) σε Mbps και η ισχύς που δαπανάται ανά χρήστη (Power/User σε Watt/User).

Όλα τα αποτελέσματα που πρόκειται να παρουσιαστούν προέκυψαν μετά από 1000 επαναλαμβανόμενες προσομοιώσεις Monte Carlo για καθένα από τα σενάρια αλγορίθμων που αναλύθηκαν. Σκοπός της διαδικασίας των προσομοιώσεων αποτελεί η κατάληξη σε εργοδικές μέσες τιμές για τα μελετούμενα μεγέθη, απέχοντας από τυχούσα τυχαιότητα που ενέχει ο προσομοιωτικός κώδικας.

## Μοναδική διαμόρφωση – Αλγόριθμος σταθερής εκχώρησης – Απομάκρυνση τελευταίου εισερχόμενου / προβληματικού χρήστη



Σχήμα 33: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική διαμόρφωση και απομάκρυνση τελευταίου και προβληματικού χρήστη

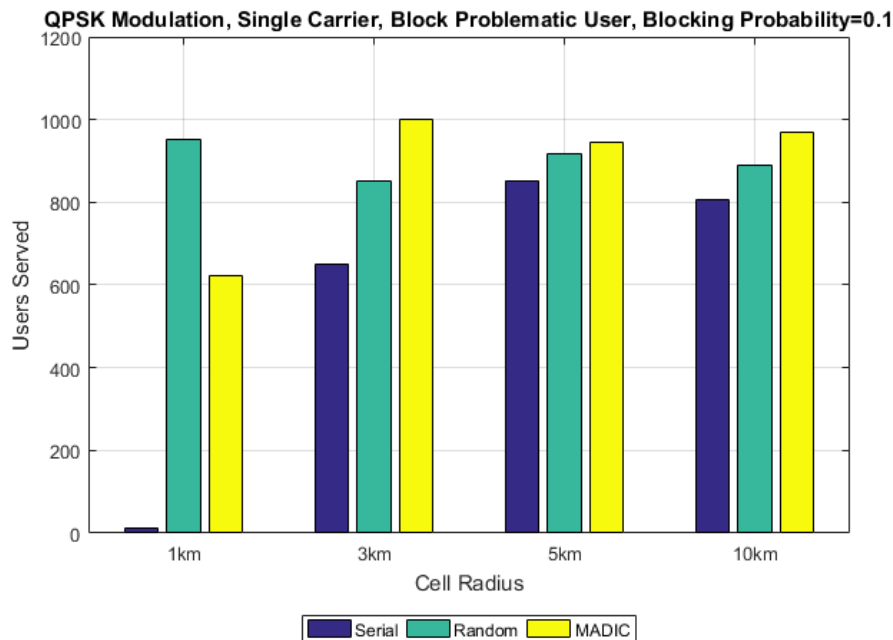
Σκοπός αυτής της προσομοίωσης είναι η σύγκριση της στρατηγικής απόρριψης τελευταίου χρήστη με την στρατηγική απόρριψης προβληματικού χρήστη, για μοναδική διαμόρφωση,  $N=1$  φέρον ανά χρήστη, πιθανότητα αποκλεισμού 0.4 και ακτίνα κυψέλης 5km.

Παρατηρείται ότι η χωρητικότητα του δικτύου αυξάνεται σημαντικά όταν εφαρμόζεται στρατηγική μπλοκαρίσματος προβληματικού χρήστη (παραπάνω από διπλάσιοι χρήστες εξυπηρετούνται). Αυτό είναι αναμενόμενο καθώς η απόρριψη προβληματικού χρήστη είναι πιο ευφυής και τείνει να «γεμίζει» το δίκτυο με χρήστες που απαιτούν μικρή ισχύ για να εξυπηρετηθούν. Αντίθετα, ο αλγόριθμος απόρριψης του τελευταίου χρήστη είναι λιγότερο αποδοτικός. Όταν για παράδειγμα ένας υφιστάμενος χρήστης καταναλώνει μεγάλη ισχύ, ο αλγόριθμος απόρριψης τελευταίου χρήστη δεν μπορεί να ανταπεξέλθει αποδοτικά καθώς κάθε φορά που εισέρχεται ένας νέος χρήστης για τον ίδιο τομέα ή συχνότητα το σύστημα τον απορρίπτει αν δεν ικανοποιούνται οι συνθήκες ελέγχου χωρίς να αλλάζει η καταναλισκόμενη ισχύς. Όταν όμως εφαρμόζεται απόρριψη προβληματικού χρήστη, το σύστημα εντοπίζει τον χρήστη που καταναλώνει μεγάλη ισχύ και τον απορρίπτει, δημιουργώντας έτσι «χώρο» για περισσότερους νέους χρήστες.

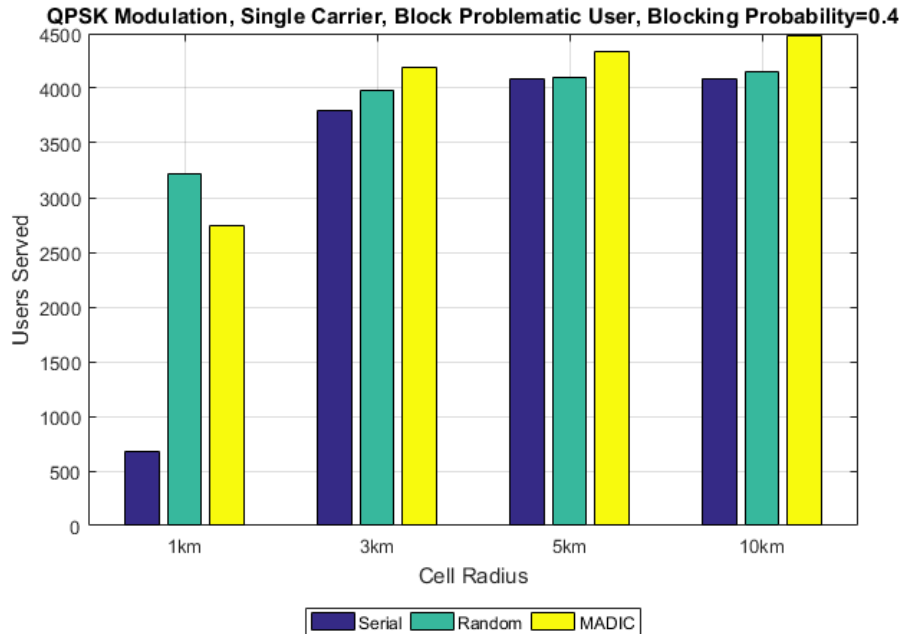
Ένα ακόμη συμπέρασμα που προκύπτει από την προσομοίωση αυτή είναι μια πρώτη εικόνα της υπεροχής του αλγορίθμου απομακρυσμένων κυψελών σε σχέση με τον σειριακό και τον τυχαίο. Ο αλγόριθμος MADIC είναι σχεδιασμένος έτσι ώστε να ελαχιστοποιεί τις ομοδιαυλικές παρεμβολές, για αυτό και προσφέρει μεγαλύτερη χωρητικότητα στο δίκτυο. Παρατηρούμε επίσης ότι στην περίπτωση απόρριψης προβληματικού χρήστη, ο MADIC προσφέρει πολύ μεγαλύτερη χωρητικότητα σε σχέση με τον σειριακό και τον τυχαίο αλγόριθμο κατ' αναλογία με την απόρριψη τελευταίου χρήστη. Αυτό συμβαίνει γιατί όσο περισσότεροι χρήστες εξυπηρετούνται, τόσο μεγαλύτερες είναι οι ομοδιαυλικές παρεμβολές.

Επειδή προκύπτει ως συμπέρασμα ότι η στρατηγική απόρριψης προβληματικού χρήστη είναι σαφώς υπέρτερη της απόρριψης τελευταίου χρήστη, θα χρησιμοποιηθεί για όλες τις υπόλοιπες προσομοιώσεις.

### Μοναδική διαμόρφωση – Αλγόριθμος σταθερής εκχώρησης – Μεταβαλλόμενη πιθανότητα αποκλεισμού και ακτίνα κυψέλης



Σχήμα 34: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική διαμόρφωση, PBlock=0.1 και μεταβαλλόμενη ακτίνα κυψέλης



*Σχήμα 35: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική διαμόρφωση, PBlock=0.4 και μεταβαλλόμενη ακτίνα κυψέλης*

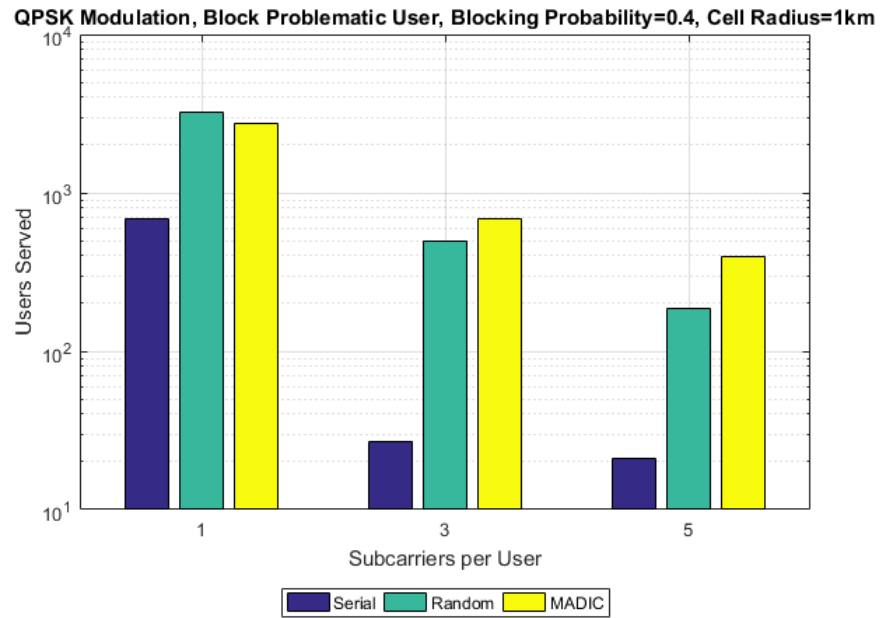
Στα διαγράμματα 34 και 35 απεικονίζονται τα αποτελέσματα για την χωρητικότητα του δικτύου για τον αλγόριθμο μοναδικής διαμόρφωσης με  $N=1$  φέρον ανά χρήστη, μεταβαλλόμενη ακτίνα κυψέλης και πιθανότητα αποκλεισμού 0.1 και 0.4 αντίστοιχα.

Συμπεραίνεται ότι αυξάνοντας την πιθανότητα αποκλεισμού βελτιώνεται η επίδοση του συστήματος. Επίσης, μεγαλύτερη ακτίνα κυψέλης εξυπηρετεί περισσότερους χρήστες, κάτι που δικαιολογείται καθώς για μεγαλύτερη κυψέλη, μειώνεται η πιθανότητα να υφίστανται χρήστες κοντά στα όρια των κυψελών καθώς και οι ομοδιαυλικές παρεμβολές λόγω μεγαλύτερης απόστασης μεταξύ παρεμβάλλοντων κυψελών.

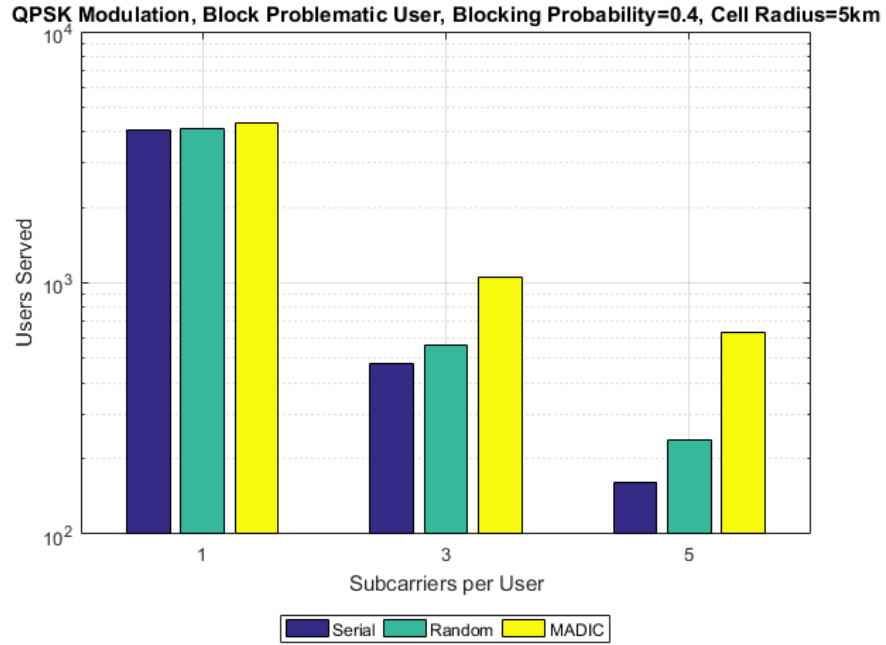
Συγκρίνοντας τους 3 αλγόριθμους κατανομής φερόντων, προκύπτει ότι ο σειριακός αλγόριθμος υστερεί κατά πολύ σε σχέση με τους άλλους δύο, ιδιαίτερα για μικρή ακτίνα κυψέλης. Αυτό δικαιολογείται καθώς εκ φύσεως ο σειριακός αλγόριθμος προκαλεί μεγάλες παρεμβολές αφού δίνει ουσιαστικά την ίδια συχνότητα σε κάθε χρήστη μέχρι αυτή να εξαντληθεί. Το γεγονός αυτό σε συνδυασμό με μικρές αποστάσεις μεταξύ παρεμβάλλοντων κυψελών οδηγεί σε πολύ μικρή χωρητικότητα.

Το σημαντικότερο συμπέρασμα που μπορεί να εξαχθεί είναι η υπεροχή και η του αλγορίθμου MADIC στην απόδοση του δικτύου σε σχέση με τους άλλους δύο. Βλέπουμε ότι όταν η ακτίνα της κυψέλης είναι αρκετά μεγάλη ο MADIC δίνει την μεγαλύτερη χωρητικότητα. Αυτό συμβαίνει γιατί όπως έχει αναφερθεί, είναι σχεδιασμένος έτσι ώστε να εξομαλύνει τις ομοδιαυλικές παρεμβολές, εξασφαλίζοντας ότι οι παρεμβάλλουσες κυψέλες βρίσκονται στην μέγιστη δυνατή απόσταση.

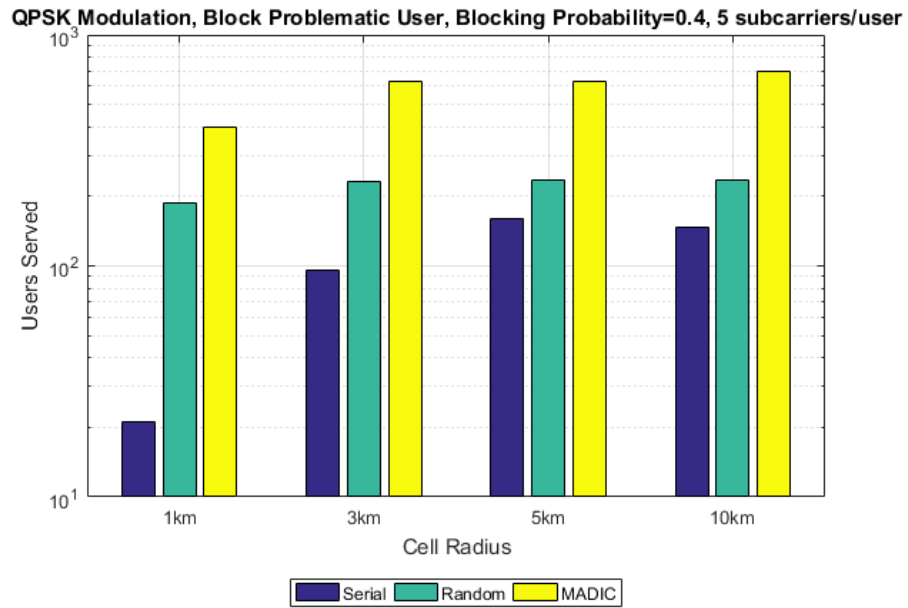
## Μοναδική διαμόρφωση – Αλγόριθμος σταθερής εκχώρησης – Πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη



Σχήμα 36: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική διαμόρφωση, ακτίνα 1km και πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη



Σχήμα 37: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική διαμόρφωση, ακτίνα 5km και πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη



Σχήμα 38: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική διαμόρφωση, N=5 φέροντα ανά χρήστη και μεταβαλλόμενη ακτίνα κυψέλης

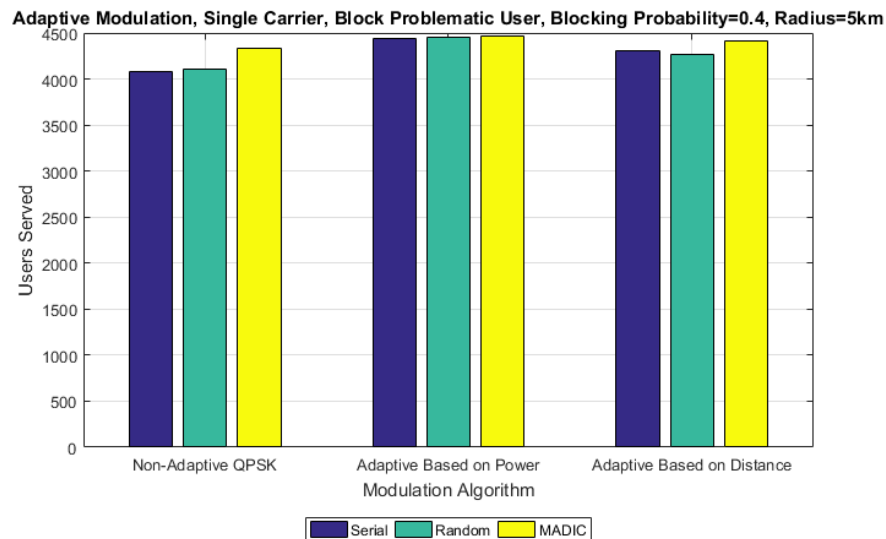
Στα διαγράμματα 36 και 37 φαίνεται πως μεταβάλλεται ο αριθμός των χρηστών όταν αυξάνεται ο αριθμός των φερόντων ανά χρήστη για ακτίνα κυψέλης 1 και 5 km αντίστοιχα. Στο διάγραμμα 38 παρουσιάζονται τα αντίστοιχα αποτελέσματα για  $N = 5$  φέροντα ανά χρήστη και μεταβαλλόμενη ακτίνα κυψέλης.

Όσο αυξάνεται ο αριθμός φερόντων ανά χρήστη, μειώνεται η χωρητικότητα του δικτύου. Αυτό είναι αναμενόμενο και συμβαίνει γιατί ουσιαστικά πολλαπλασιάζονται οι ομοδιαυλικές παρεμβολές όταν ένας τομέας δίνει πολλαπλές συχνότητες σε ένα χρήστη.

Φαίνεται επίσης ότι για πολλαπλά φέροντα ο αλγόριθμος MADIC υπερτερεί από τους άλλους δύο αλγορίθμους σε σύγκριση με την περίπτωση ενός φέροντος ανά χρήστη. Συγκεκριμένα, για αύξηση του αριθμού φερόντων ανά χρήστη από 1 σε 3 και για κυψέλη ακτίνας 5km, οι χρήστες του τυχαίου αλγορίθμου μειώνονται από τους 4103 στους 564 ενώ οι χρήστες του MADIC από τους 4335 στους 1058. Ο τυχαίος δηλαδή παρουσιάζει μείωση της τάξης του 85% ενώ ο MADIC περίπου 75%. Αυτό συμβαίνει για τους ίδιους λόγους που αναλύθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο. Σε συνθήκες υψηλών παρεμβολών, ο αλγόριθμος MADIC είναι σχεδιασμένος έτσι ώστε να ανταπεξέρχεται πολύ καλύτερα από τους άλλους δύο.

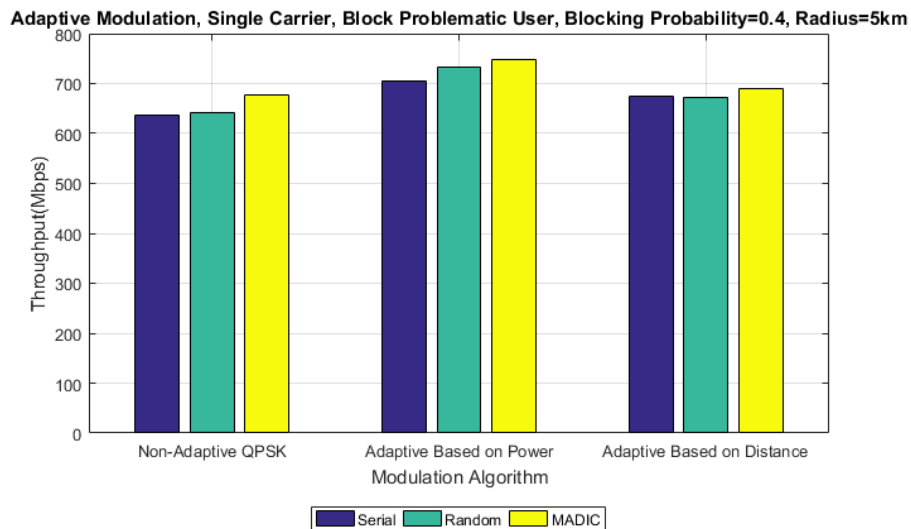
Τέλος, διαπιστώνεται ότι για τον μεγαλύτερο αριθμό φερόντων και την μικρότερη ακτίνα κυψέλης, ο σειριακός αλγόριθμος προσφέρει πολύ μικρότερο αριθμό χρηστών. Αυτό όπως έχει αναφερθεί οφείλεται στο ότι ο αλγόριθμός αυτός επηρεάζεται περισσότερο από τις αυξημένες ομοδιαυλικές παρεμβολές.

### Προσαρμοστική διαμόρφωση – Αλγόριθμος σταθερής εκχώρησης φερόντων



Σχήμα 39: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την ισχύ και την απόσταση





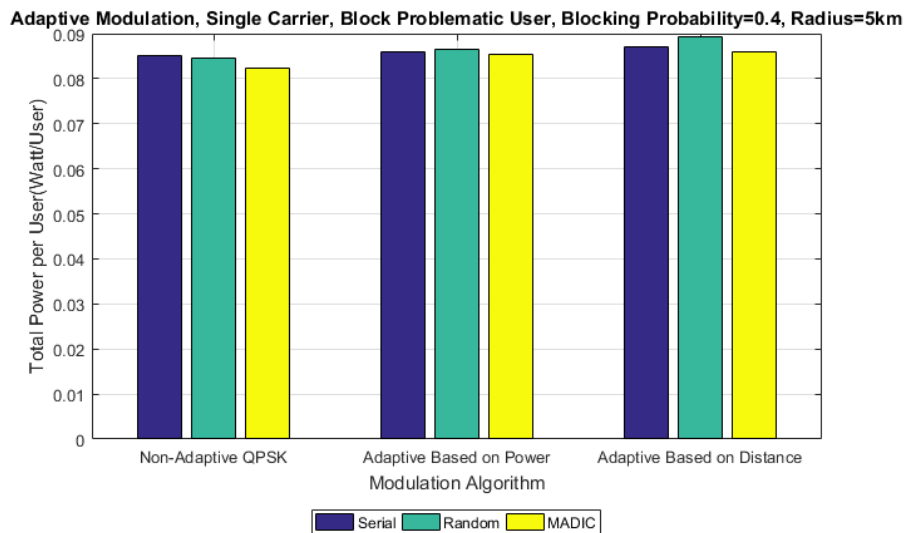
Σχήμα 40: Διάγραμμα ρυθμαπόδοσης για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την ισχύ και την απόσταση

Σε αυτή την προσομοίωση συγκρίνονται τα αποτελέσματα της μοναδικής διαμόρφωσης με τα αντίστοιχα της προσαρμοστικής διαμόρφωσης με κριτήριο την ισχύ αλλά και με κριτήριο την απόσταση για  $N=1$  φέρον ανά χρήστη και ακτίνα κυψέλης 5km.

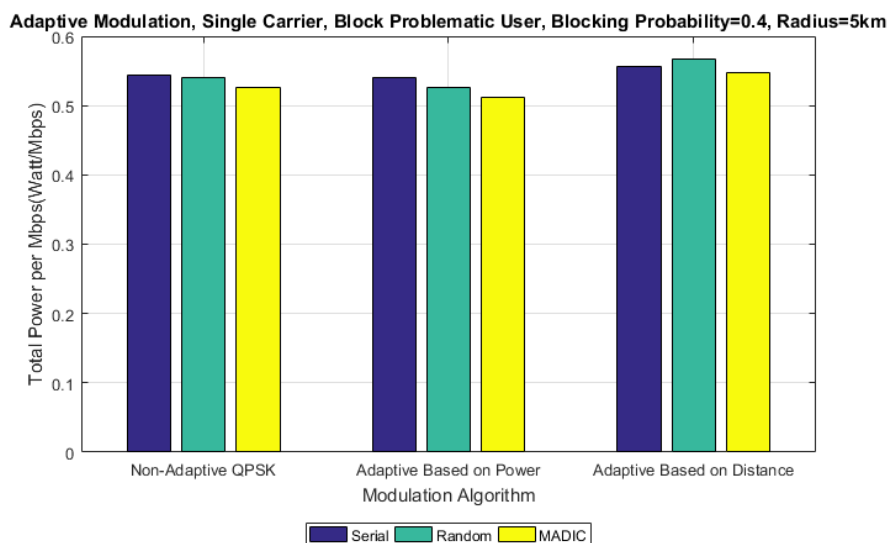
Στο διάγραμμα 39 η μεταβολή στον αριθμό χρηστών είναι μικρή όταν επιλέγεται προσαρμοστική διαμόρφωση αντί για μοναδική διαμόρφωση και επίσης ότι η προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την ισχύ προσφέρει μεγαλύτερη χωρητικότητα από ότι με κριτήριο την απόσταση. Αυτό είναι αναμενόμενο καθώς ουσιαστικά στην περίπτωση ισχύος το σύστημα υπολογίζει δυναμικά εάν ο χρήστης μπορεί να γίνει δεκτός με υψηλότερη διαμόρφωση, ενώ στην περίπτωση απόστασης ο καθορισμός του επιπέδου διαμόρφωσης γίνεται στατικά και χωρίς την απαίτηση γνώσης του καναλιού διάδοσης.

Στο διάγραμμα 40 αποτυπώνονται τα αποτελέσματα για την ρυθμαπόδοση του δικτύου που είναι αντίστοιχα με αυτά της χωρητικότητας, καθώς όσο περισσότεροι χρήστες εξυπηρετούνται, τόσο μεγαλύτερη ρυθμαπόδοση επιτυγχάνεται. Επίσης, η προσαρμοστική διαμόρφωση δίνει καλύτερη ρυθμαπόδοση αφού αριθμός χρηστών δέχεται υψηλότερη διαμόρφωση.

Από τα παραπάνω φαίνεται ότι ο αλγόριθμος MADIC είναι πιο αποδοτικός ακόμα και για προσαρμοστική διαμόρφωση. Στην περίπτωση με κριτήριο την ισχύ παρέχει ρυθμαπόδοση της τάξεως των 750 Mbps ενώ ο σειριακός και ο τυχαίος δίνουν 705 και 735 Mbps αντίστοιχα.



Σχήμα 41: Διάγραμμα ισχύος ανά χρήστη για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την ισχύ και την απόσταση



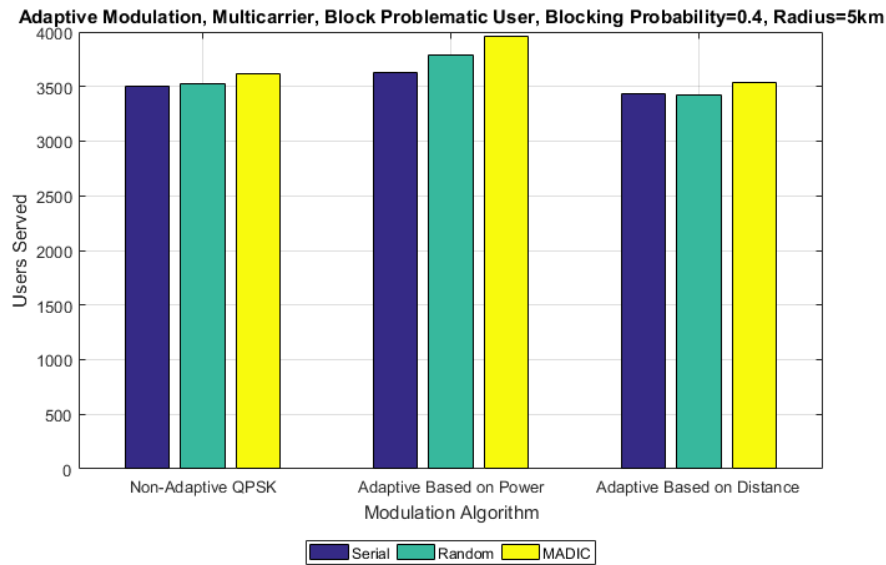
Σχήμα 42: Διάγραμμα ισχύος ανά μονάδα ρυθμαπόδοσης για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την ισχύ και την απόσταση

Στα διαγράμματα 41 και 42 παρουσιάζονται για τις ίδιες προσομοιώσεις η ισχύς ανά χρήστη και η ισχύς ανά μονάδα ρυθμαπόδοσης που καταναλώνει συνολικά το σύστημα.

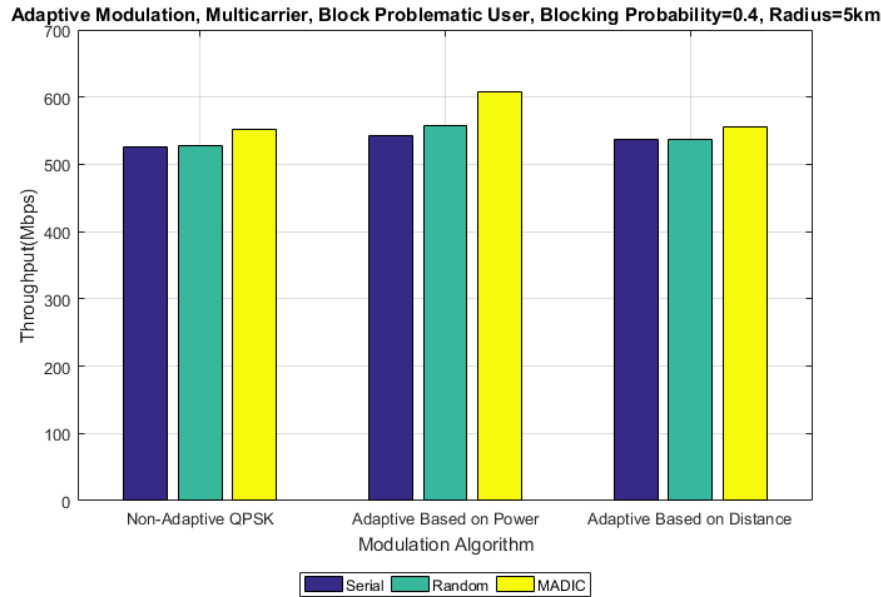
Εδώ, εκτός από τον γενικό κανόνα ότι όσο αυξάνονται οι χρήστες, τόσο αυξάνεται η απαιτούμενη ισχύς, διαπιστώνεται ένα ακόμα μεγάλο πλεονέκτημα του αλγορίθμου απομακρυσμένων κυψελών σε σχέση με τον τυχαίο και τον σειριακό.

Ο αλγόριθμος MADIC αποδίδει μεγαλύτερη χωρητικότητα και ταυτόχρονα καταναλώνει λιγότερη ισχύ ανά χρήστη και ανά μονάδα ρυθμαπόδοσης σε σχέση με τους άλλους αλγορίθμους κατανομής φερόντων. Αυτό οφείλεται προφανώς και πάλι στο γεγονός ότι χειρίζεται τις ομοδιαυλικές παρεμβολές με πολύ πιο ευφυή τρόπο. Μικρότερες παρεμβολές σημαίνει ότι κάθε χρήστης απαιτεί λιγότερη ισχύ για να εξυπηρετηθεί. Βλέπουμε λοιπόν ότι ο αλγόριθμος MADIC υπερτερεί τόσο ως προς την χωρητικότητα του δικτύου, αλλά και ως προς το κόστος ισχύος που απαιτείται.

### Προσαρμοστική διαμόρφωση – Προσαρμοστικός αλγόριθμος εκχώρησης φερόντων



Σχήμα 43: Διάγραμμα αριθμού χρηστών για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση για πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη



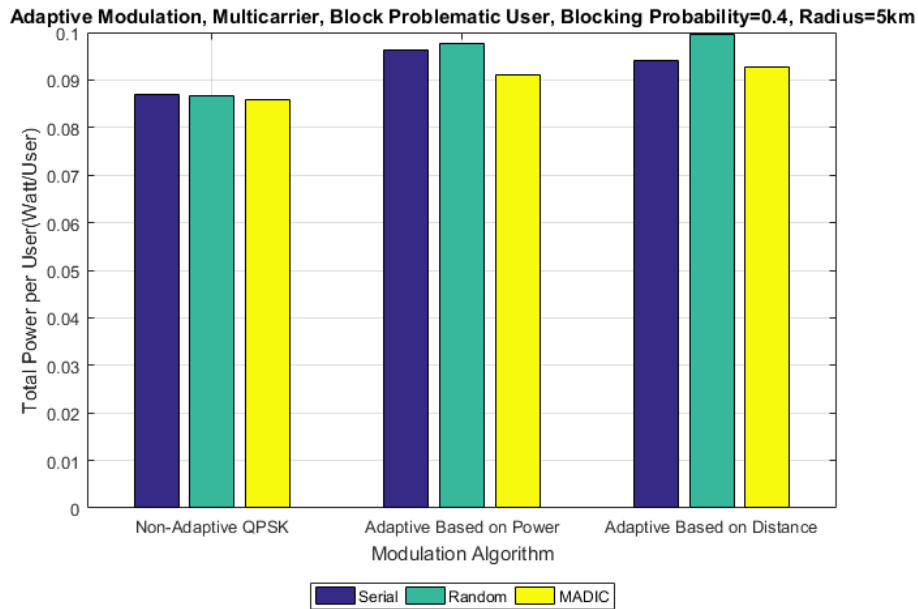
Σχήμα 44: Διάγραμμα ρυθμαπόδοσης για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση για πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη

Αυτό το σύνολο προσομοιώσεων συνδυάζει την προσαρμοστική διαμόρφωση με προσαρμοστικό αλγόριθμο εκχώρησης φερόντων. Συγκεκριμένα, εφαρμόζεται προσαρμοστική διαμόρφωση με κριτήριο την ισχύ και την απόσταση, δίνοντας 1 φέρον στους χρήστες που εφαρμόστηκε QPSK, 3 φέροντα στους χρήστες που εφαρμόστηκε 16QAM και 5 φέροντα στους χρήστες που εφαρμόστηκε 64QAM. Τα δύο αυτά είδη προσαρμοστικής διαμόρφωσης συγκρίνονται με μοναδική διαμόρφωση κατά την οποία χρησιμοποιήθηκε προσαρμοστικός αλγόριθμος εκχώρησης φερόντων με κριτήριο την απόσταση, δίνοντας 1 φέρον στους χρήστες που βρίσκονται σε απόσταση  $R < 25m$  από τον σταθμό βάσης, 3 φέροντα για  $25m < R < 125m$  και 5 φέροντα για  $R > 125$ .

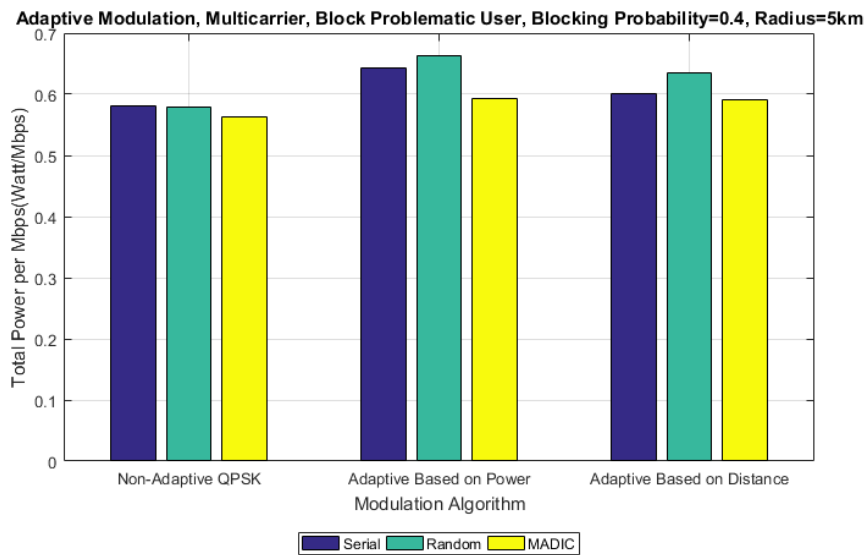
Όπως αναμενόταν ότι οι χρήστες που εξυπηρετούνται είναι λιγότεροι από την προηγούμενη περίπτωση καθώς δίνοντας περισσότερα φέροντα αυξάνονται οι παρεμβολές. Συγκεκριμένα, ο σειριακός και ο τυχαίος αλγόριθμος αποδίδουν χωρητικότητα περίπου 3500 χρηστών για μοναδική διαμόρφωση με μια μεταβολή της τάξεως των  $\pm 100$  χρηστών για προσαρμοστική διαμόρφωση. Ο αλγόριθμος MADIC εξυπηρετεί 3955 χρήστες για προσαρμοστική διαμόρφωση και 3622 χρήστες για μοναδική διαμόρφωση. Από την άλλη, η ρυθμαπόδοση του δικτύου αυξάνεται καθώς δίνουμε περισσότερα φέροντα για τις υψηλότερες διαμορφώσεις.

Τέλος, παρατηρείται ότι το κέρδος του αλγορίθμου MADIC ως προς τον τυχαίο και τον σειριακό είναι μεγαλύτερο σε σχέση με την περίπτωση μοναδικού φέροντος αφού όπως προειπώθηκε περισσότερα φέροντα αυξάνουν τις ομοδιαυλικές παρεμβολές. Συγκεκριμένα, ο MADIC έχει κέρδος χωρητικότητας περίπου 200 χρήστες και

ρυθμαπόδοσης περίπου 40 Mbps ως προς τους άλλους δύο αλγορίθμους. Οι αντίστοιχες τιμές για μοναδικό φέρον της προηγούμενης προσομοίωσης είναι 100 χρήστες και 15 Mbps.



Σχήμα 45: Διάγραμμα ισχύος ανά χρήστη για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση για πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη

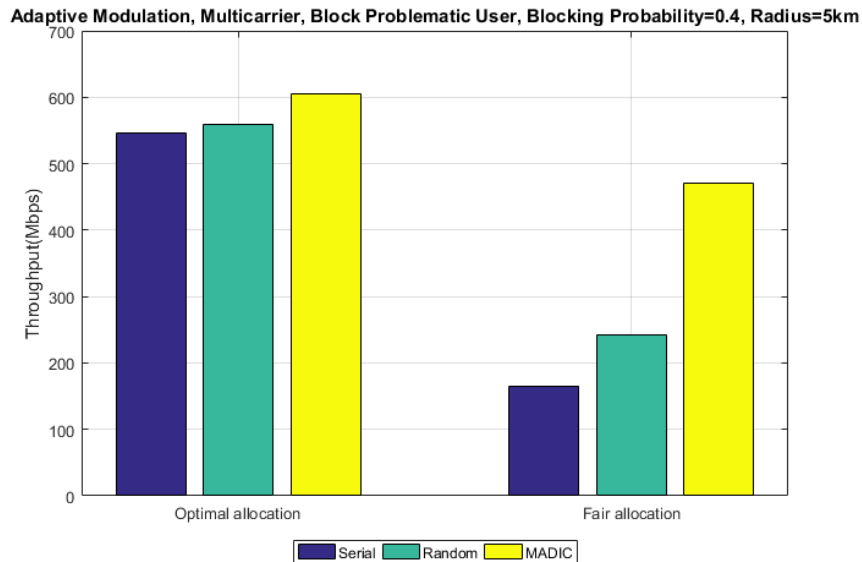


Σχήμα 46: Διάγραμμα ισχύος ανά μονάδα ρυθμαπόδοσης για μοναδική και προσαρμοστική διαμόρφωση για πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη

Στα διαγράμματα 45 και 46 φαίνεται η κατανάλωση ισχύος ανά χρήστη και μονάδα ρυθμαπόδοσης για τις περιπτώσεις που εξετάζονται. Η ισχύς που καταναλώνεται ανά χρήστη και μονάδα ρυθμαπόδοσης στην περίπτωση αλγορίθμου MADIC είναι ακόμα καλύτερη από τυχαίο και σειριακό αλγόριθμο σε σύγκριση με την περίπτωση μοναδικού φέροντος.

Παρατηρείται και πάλι ότι για προσαρμοστική διαμόρφωση αυξάνεται η μέση ισχύς ανά χρήστη καθώς εφαρμόζουμε σε κάποιους χρήστες υψηλότερες διαμορφώσεις με μεγαλύτερη απαίτηση SINR.

### Προσαρμοστική διαμόρφωση – Προσαρμοστικός αλγόριθμος εκχώρησης φερόντων – Δικαιοσύνη ανάμεσα στους χρήστες



Σχήμα 47: Διάγραμμα ρυθμαπόδοσης για προσαρμοστική διαμόρφωση με βέλτιστη και δίκαια κατανομή φερόντων

Στην τελευταία προσομοίωση εξετάζεται η επίδραση που έχει η εφαρμογή «δικαιοσύνης» μεταξύ των χρηστών. Συγκεκριμένα συγκρίνεται η περίπτωση προσαρμοστικής διαμόρφωσης που έχει στόχο την μεγιστοποίηση της συνολικής ρυθμαπόδοσης δίνοντας 1 φέρον για χρήστες με QPSK, 2 φέροντα για χρήστες 16QAM και 3 φέροντα για χρήστες 64QAM, με την «δίκαιη» κατανομή φερόντων όπου δίνουμε 3 φέροντα για QPSK, 2 για 16QAM και 1 για 64QAM.

Η δίκαιη κατανομή έχει ως αποτέλεσμα να παίρνει ο κάθε χρήστης την ίδια ρυθμαπόδοση ανεξάρτητα από την διαμόρφωση που εφαρμόζεται (468,75 kbps). Αυτό οδηγεί προφανώς την μείωση του συνολικού αριθμού χρηστών και άρα της συνολικής ρυθμαπόδοσης, κάτι που αντικατοπτρίζεται στο διάγραμμα 47.

Παρ' όλα αυτά βλέπουμε ότι στην περίπτωση του αλγορίθμου MADIC η μείωση της ρυθμαπόδοσης είναι αρκετά μικρότερη σε σχέση με τους άλλους αλγορίθμους. Συγκεκριμένα, η ρυθμαπόδοση μειώνεται κατά  $\Delta = 604.66 - 470.62 = 134.04$  Mbps στην περίπτωση MADIC, ενώ στην σειριακή και τυχαία κατανομή μειώνεται κατά 380.52 και 317.14 αντίστοιχα.

Συμπεραίνεται λοιπόν ένα ακόμα σημαντικό πλεονέκτημα της MADIC κατανομής φερόντων, καθώς σε περιβάλλον δικαιοσύνης μεταξύ χρηστών υπερέχει σαφώς των παραδοσιακών μεθόδων κατανομής. Εξετάζοντας τον αριθμό χρηστών που εξυπηρετούνται, αυτό συμβαίνει κυρίως γιατί ο αλγόριθμος MADIC λόγω του σχεδιασμού του καταφέρει να εξυπηρετεί μεγαλύτερο αριθμό χρηστών, αλλά και να επιτυγχάνει μικρότερες παρεμβολές στις χαμηλές διαμορφώσεις όταν κατανέμονται πολλαπλά φέροντα ανά χρήστη.

## Τελικά Συμπεράσματα

Μέσα από τον σύνολο όλων των προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν και παρουσιάστηκαν παραπάνω μπορούν να εξαχθούν κάποια γενικά συμπεράσματα. Σε ένα πολυκυψελωτό WiMAX δίκτυο με OFDMA τεχνική ο συνωστισμός χρηστών που χρησιμοποιούν τις ίδιες συχνότητες αυξάνει τις ομοδιαυλικές παρεμβολές με αποτέλεσμα να μειώνεται η χωρητικότητα του δικτύου.

Η επιλογή της στρατηγικής κατανομής φερόντων επιδρά άμεσα στις παρεμβολές αυτές. Μετά τα αποτελέσματα που αναλύθηκαν εξάγεται το συμπέρασμα ότι ο αλγόριθμος απομακρυσμένων παρεμβάλλοντων κυψελών υπερέρχει σημαντικά τόσο της σειριακής όσο και της τυχαίας εκχώρησης συχνοτήτων.

Ο αλγόριθμος MADIC επιτυγχάνει μεγαλύτερη χωρητικότητα δικτύου, ρυθμαπόδοση αλλά ταυτόχρονα και μικρότερη απαιτούμενη ισχύ ανά χρήστη και ανά μονάδα ρυθμαπόδοσης, καθιστώντας τον μακράν την καλύτερη στρατηγική κατανομής φερόντων σε σχέση με τον σειριακό και τον τυχαίο αλγόριθμο.

Επίσης, πρέπει να γίνει μνεία στην στρατηγική απόρριψης χρήστη όπου συμπεράναμε ότι μπλοκάροντας τον προβληματικό χρήστη ο σχεδιαστής μπορεί να κατορθώσει σαφώς καλύτερη απόδοση δικτύου από ότι με το μπλοκάρισμα του τελευταίου εισερχόμενου χρήστη.

Τέλος, η εκχώρηση πολλαπλών φερόντων ανά χρήστη αλλά και η προσαρμοστική διαμόρφωση εμπεριέχουν ένα trade-off καθώς οδηγούν σε αύξηση της ρυθμαπόδοσης του συστήματος αλλά και σε ταυτόχρονη αύξηση της απαιτούμενης ισχύος και μείωση της χωρητικότητάς του. Ο αλγόριθμος MADIC είναι πιο αποδοτικός ακόμα και σε αυτές τις περιπτώσεις, αλλά και σε περιβάλλον δικαιοσύνης μεταξύ χρηστών.



## Κεφάλαιο 9: Προτάσεις Για Το Μέλλον

Στην ανάλυση που προηγήθηκε δεν εξετάστηκε διεξοδικά η κατανομή πόρων και η χρήση προσαρμοστικής διαμόρφωσης στο σύστημα WiMAX και γενικά στα πολυκυψελωτά συστήματα τέταρτης γενιάς όταν δεν υπάρχει γνώση του καναλιού διάδοσης. Πιθανή λύση αποτελεί η αξιοποίηση τεχνικών Blind Equalization που είναι γνωστές στα συστήματα επικοινωνιών. Στις τεχνικές αυτές το διαδιδόμενο σήμα συνάγεται από το λαμβανόμενο σήμα χρησιμοποιώντας μόνο τις στατιστικές τιμές του διαδιδόμενου σήματος.

Επιπλέον, αντικείμενο περαιτέρω μελέτης θα μπορούσε να είναι τα συστήματα πολλαπλών κεραιών αλλά και η μελέτη σε μεγαλύτερο βάθος των συστημάτων πολλαπλών κεραιών με ταυτόχρονη χρήση του πρωτοκόλλου OFDMA (αρχιτεκτονική MIMO-OFDMA) όπως είναι για παράδειγμα η αρχιτεκτονική των συστημάτων 4G LTE και WiMAX. Η αξιολόγηση τεχνικών επιλογής κατάλληλου υποσυνόλου κεραιών μετάδοσης και λήψης σε ρεαλιστικά κυψελωτά περιβάλλοντα όπου αστάθμητοι παράγοντες μπορούν να επηρεάζουν τις επιδόσεις του δικτύου θα μπορούσε να ενταχθεί σε αυτό το πλαίσιο μελέτης.

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει η μελέτη της διαδικασίας προσαρμοστικής μεταγωγής μεταξύ των επιλογών της Χωρικής Πολυπλεξίας, της Χωροχρονικής Κωδικοποίησης (STC) που αποδίδει το κέρδος διαφορισιμότητας και της Υβριδικής κωδικοποίησης που συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των δύο προηγούμενων και παρέχει ταυτόχρονα κέρδος διαφορισιμότητας και χωρικής πολυπλεξίας.

Τέλος, αντικείμενο βελτιστοποίησης θα μπορούσε να αποτελέσει το μέγεθος των cluster κυψελών.

# Παράρτημα

## Π1: Κώδικες προσομοίωσης Matlab

Βασικός κορμός (main script) – Μοναδική διαμόρφωση, απόρριψη προβληματικού χρήστη, N υποφέρουσες ανά χρήστη, αλγόριθμος κατανομής MADIC

```
clear all;           %Καθάρισμα υπαρχόντων μεταβλητών και κλείσιμο παραθύρων
close all;
clc;

nruns=input('give the number of Monte Carlo iterations');
%Είσοδος από χρήστη του αριθμού επαναλήψεων Monte Carlo
tiers=input('give the number of tiers of cells:');
%Είσοδος από χρήστη του αριθμού tiers του δικτύου (1 ή 2 με 7 ή 19 κυψέλες)
radius=input('give the side length of cell in m:');
%Είσοδος από χρήστη της ακτίνας κυψέλης σε μέτρα
N=input('give the number of subcarriers:');
%Είσοδος από χρήστη του συνολικού αριθμού φερόντων ανά τομέα
num_subcarrier=input('give the number of subcarriers/user:');
%Είσοδος από χρήστη του αριθμού φερόντων ανά χρήστη

SINR=9.6;           %Ορισμός μεγεθών SINR, θορύβου και εύρους ζώνης φέροντος
Noise=-104;
Wn=78.125;

Bs = gridmaker(radius,tiers)';
%Σχεδιασμός δικτύου και αποθήκευση συντεταγμένων σταθμών βάσεων (συνάρτηση
gridmaker)

tic
hold on

userFinal=zeros(nruns,1);
throughputFinal=zeros(nruns,1);
powerFinal=zeros(nruns,1);
%Αρχικοποίηση πινάκων χρηστών, ρυθμαπόδοσης και ισχύος

%Οι επαναλήψεις Monte Carlo ξεκινούν εδώ

for run=1:nruns;
    fprintf('run:%2.0f\n',run);

    subcarriers=zeros((1+(2*tiers-1)*6)*3, N);
    %Αρχικοποίηση πίνακα συχνοτήτων
    PwrMatrix=zeros((1+(2*tiers-1)*6)*3,N);
    %Αρχικοποίηση πίνακα συνολικής ισχύος εκπομπής
    H_overall=zeros((1+(2*tiers-1)*6)*3, (1+(2*tiers-1)*6)*3*N);
    usersServed = 0;
    usersBlocked = 0;
    blockProb = 0;
    Nadapt = zeros(1,3);
```

```

%Αρχικοποίηση αριθμού εξυπηρετούμενων και απορριπτόμενων χρηστών

NWradius =sqrt((1.5*sqrt(3)*radius^2*(1+(2*tiers-1)*6))/pi);
%Ορισμός ακτίνας κύκλου στα όρια του οποίου εμφανίζονται οι χρήστες

while blockProb < 0.4    %Έλεγχος πιθανότητας αποκλεισμού

PL=ones((1+(2*tiers-1)*6),1)*134;
while min(PL)>=133.4    %Απόρριψη χρηστών εκτός κάλυψης (μεγάλη σκίαση)
Ms = MsSpawn(NWradius); %Τυχαία είσοδος χρήστη στο δίκτυο(συνάρτηση MsSpawn)
[PL H] =TotalLoss(tiers,Bs,Ms);
%Υπολογισμός συνολικών απωλειών μεταξύ χρήστη και κάθε τομέα(συνάρτηση
TotalLoss)
end
H=10.^(0.1*H);

server=find(H==min(H)); %Απόδοση τομέα-server με βάση τις ελάχιστες απώλειες

for i=1:num_subcarrier
alloc_freq=MADIC(server,subcarriers,Bs);
%Κατανομή υποφερουσών με αλγόριθμο MADIC (συνάρτηση MADIC)

H_overall(:,(alloc_freq-1)*(3*(1+(2*tiers-1)*6))+server)=H;
ind_int=find(subcarriers(:,alloc_freq)==1);
%Υπολογισμός και αποθήκευση τομέων που προκαλούν παρεμβολές

%Διαδικασία ελέγχου ισχύος
A_diag=-ones(length(ind_int)+1);
A_diag(~eye(size(A_diag)))=10.^(0.1*SINR);
A_H=(H_overall([server;ind_int],(alloc_freq-1)*(3*(1+(2*tiers-
1)*6))+[server;ind_int]))';
Ax=A_diag./A_H;    %Υπολογισμός πίνακα A
B=-10.^(0.1*SINR)*10.^(0.1*Noise)*ones(length(ind_int)+1,1);
PwrControl=Ax\B;    %Υπολογισμός διανύσματος ισχύος
PwrMatrix(server,alloc_freq)=PwrControl(1);
PwrControlMax(1,i)=max(PwrControl);
PwrControlMin(1,i)=min(PwrControl);
Freqs(i)=alloc_freq;

end

%Έλεγχος συνθηκών ισχύος
if min(PwrControlMin)>=0
PwrMatrix(ind_int,alloc_freq)=PwrControl(2:1+length(ind_int),1);
subcarriers(server,Freqs(1:num_subcarrier))=1;
if max(PwrControlMax)>=1000;
usersBlocked=usersBlocked+1;
[foo Ind]=max(PwrMatrix(:));    %Εύρεση προβληματικού χρήστη
[sect_ind,freq_ind] = ind2sub(size(PwrMatrix),Ind);
H_overall(:,(freq_ind-1)*(3*(1+(2*tiers-1)*6))+sect_ind)=0;
PwrMatrix(sect_ind,freq_ind)=0;
subcarriers(sect_ind,freq_ind)=0; %Απόρριψη προβληματικού χρήστη
elseif sum(PwrMatrix(server,:))>=6667
usersBlocked=usersBlocked+1;
[foo Ind]=max(PwrMatrix(:));

```

```

    [sect_ind,freq_ind] = ind2sub(size(PwrMatrix),Ind);
    H_overall(:,(freq_ind-1)*(3*(1+(2*tiers-1)*6))+sect_ind)=0;
    PwrMatrix(sect_ind,freq_ind)=0;
    subcarriers(sect_ind,freq_ind)=0;
else
    usersServed=usersServed+1;
    Nadapt(1)=Nadapt(1)+1;
end
elseif min(PwrControlMin)<0;
    usersBlocked=usersBlocked+1;
    H_overall(:,(Freqs(1:num_subcarrier)-1)*(3*(1+(2*tiers-1)*6))+server)=0;
    PwrMatrix(server,Freqs(1:num_subcarrier))=0;
end

blockProb=usersBlocked/(usersServed+usersBlocked);
%Ανανέωση πιθανότητας αποκλεισμού

end

hold off
userFinal(run,1)= usersServed;
throughputFinal(run,1)= Wn*(Nadapt(1)*2+Nadapt(2)*4+Nadapt(3)*6)/1000;
powerFinal(run,1)=sum(PwrMatrix(:))/1000;
%Υπολογισμός συνολικού αριθμού χρηστών, ρυθμαπόδοσης και ισχύος

end

toc
usersFinal=mean(userFinal)
throughputsFinal=mean(throughputFinal)
powersFinal=mean(powerFinal)
%Υπολογισμός μέσης τιμής μεγεθών για όλες τις επαναλήψεις Monte Carlo

```

## Καλούμενες συναρτήσεις (functions)

- Συνάρτηση gridmaker (σχεδίαση δικτύου)

```
function [centers] = gridmaker(radius,tiers)

figure(1)
hold on
centers = cellmaker(radius,0,0);    %Ορισμός συντεταγμένων κεντρικής κυψέλης
for i=(1:tiers)
    for a=-90:60:210
        centers = [centers ;
cellmaker(radius,i*sqrt(3)*radius*cosd(a),i*sqrt(3)*radius*sind(a))];
%Δημιουργία περιφερειακών κυψελών για tier 1(συνάρτηση cellmaker)
    end

    if i == 2
        for a=-60:60:240
            centers = [centers ;
cellmaker(radius,3*radius*cosd(a),3*radius*sind(a))];
%Δημιουργία περιφερειακών κυψελών για tier 2
        end
    end
end

plot(centers(:,1),centers(:,2),'*')
labels = cellstr(num2str([1:1+(2*tiers-1)*6]')) ;
text(centers(:,1),centers(:,2),labels,
'VerticalAlignment','bottom','HorizontalAlignment','right')
axis equal;
hold off
%Απεικόνιση του δικτύου
```

- Συνάρτηση cellmaker (σχεδίαση κυψέλης)

```
function [center] = cellmaker(radius,x0,y0)

theta = -60:60:300;
x = radius*cosd(theta) + x0;
y = radius*sind(theta) + y0;
plot(x, y, 'Color','k');
line([x0 x0+radius*cosd(0)],[y0 y0+radius*sind(0)], 'LineStyle','--',
'Color','r');
line([x0 x0+radius*cosd(120)],[y0 y0+radius*sind(120)], 'LineStyle','--',
'Color','r');
line([x0 x0+radius*cosd(240)],[y0 y0+radius*sind(240)], 'LineStyle','--',
'Color','r');
%Απεικόνιση κυψέλης
center = [x0 y0];
%Ορισμός συντεταγμένων κέντρου κυψέλης
```

- Συνάρτηση MsSpawn (είσοδος χρήστη)

```
function Ms=MsSpawn(radius)

theta = rand*(2*pi);      %Τυχαία γωνία
r = sqrt(rand)*radius;   %Τυχαία απόσταση
x = r.*cos(theta);
y = r.*sin(theta);

Ms = [x ; y];           %Υπολογισμός συντεταγμένων χρήστη
```

- Συνάρτηση TotalLoss (υπολογισμός απωλειών)

```
function [PL H] = TotalLoss(tiers,Bs,Ms)

Distx=zeros(1+(2*tiers-1)*6,1);
Disty=zeros(1+(2*tiers-1)*6,1);

for i=1:1+(2*tiers-1)*6;
Distx(i,:)=Bs(1,i)-Ms(1,:);
Disty(i,:)=Bs(2,i)-Ms(2,:);
end
Dist=sqrt(Distx.^2+Disty.^2);
%Υπολογισμός αποστάσεων μεταξύ χρήστη και σταθμών βάσης

PL_mean=137.4+35.2*log10(Dist/1000);
%Υπολογισμός απωλειών διαδρομής με μοντέλο Cost-Hata
PL=PL_mean+8*randn(1+(2*tiers-1)*6,1);
%Προσθήκη τυχαίας μεταβλητής σκίασης

phil=atan2d(Disty,Distx);
for i=1:1+(2*tiers-1)*6;
if (-180<=phil(i,:)) && (phil(i,*)<0)
phi(i,:)=phil(i,*)+360;
else
phi(i,:)=phil(i,*)
end
end
%Υπολογισμός γωνίας εκπομπής μεταξύ χρήστη και σταθμών βάσης
for i=1:1+(2*tiers-1)*6;
if (0<=phi(i,*)&& (phi(i,*)<120);
G(3*i-2,1)=14-min(12*(abs(phi(i,*)-60)/70).^2,20);
G(3*i-1,1)=-20;
G(3*i,1)=-20;
elseif (120<=phi(i,*)&& (phi(i,*)<240);
G(3*i-1,1)=14-min(12*(abs(phi(i,*)-180)/70).^2,20);
G(3*i-2,1)=-20;
G(3*i,1)=-20;
elseif (240<=phi(i,*)&& (phi(i,*)<360);
G(3*i,1)=14-min(12*(abs(phi(i,*)-300)/70).^2,20);
G(3*i-2,1)=-20;
G(3*i-1,1)=-20;
end
end
%Υπολογισμός κέρδους κεραίας κάθε σταθμού βάσης
```

```
H=zeros(3*(1+(2*tiers-1)*6),1);
H(1:3:3*(1+(2*tiers-1)*6)-2,1)=-(G(1:3:3*(1+(2*tiers-1)*6)-2,1)-PL);
H(2:3:3*(1+(2*tiers-1)*6)-1,1)=-(G(2:3:3*(1+(2*tiers-1)*6)-1,1)-PL);
H(3:3:3*(1+(2*tiers-1)*6),1)=-(G(3:3:3*(1+(2*tiers-1)*6),1)-PL);
%Υπολογισμός συνολικών απωλειών
```

- Συνάρτηση MADIC (κατανομή φερόντων)

```
function [alloc_freq] = MADIC(server,subcarriers,Bs)

x0 = Bs(1,ceil(server/3));          %Υπολογισμός συντεταγμένων κυψέλης
y0 = Bs(2,ceil(server/3));

distances = sqrt((Bs(1,:)-x0).^2 + (Bs(2,:)-y0).^2);
%Υπολογισμός αποστάσεων μεταξύ της κυψέλης και των υπολοίπων
[foo Dp] = sort(distances,'descend');

Dp = circshift(Dp',1)';
%Υπολογισμός της αντίστοιχης γραμμής της μήτρας του αλγορίθμου

alloc_freq=0;
index=1;

while alloc_freq==0
    avail_freq=find(subcarriers(server,:)==0);
    if Dp(index)<15
        avail_freq = avail_freq(avail_freq>=(1+7*(Dp(index)-
1))&avail_freq<=7*Dp(index));
    elseif Dp(index)>=15
        avail_freq = avail_freq(avail_freq>=(99+6*(Dp(index)-
15))&avail_freq<=(98+6*(Dp(index)-14)));
    end
    if isempty(avail_freq)
        alloc_freq=0;
    else
        alloc_freq=randsrc(1,1,avail_freq);
    end
    index=index+1;
end
%Έλεγχος διαθέσιμων συχνοτήτων για την αντίστοιχη ομάδα συχνοτήτων
%Απόδοση διαθέσιμης συχνότητας ή μετάβαση στην επόμενη ομάδα (στήλη της
μήτρας του αλγορίθμου)
```



## Βιβλιογραφία

- [1] Θεολόγου, Μ.Ε., *Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2007.
- [2] Κωπτής, Π., Καψάλης, Χ., *Κεραίες και Ασύρματες Ζεύξεις*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2003.
- [3] Paulraj, A., Nabar, R. and Gore, D., *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University, 2003.
- [4] Rappaport, T., *Wireless Communication, Principles and Practice*, Prentice Hall, 1996.
- [5] MacDonald, V.H., *The Cellular Concept*, Bell Systems Technical Journal, Vol.58, 1979.
- [6] Balanis, C., *Antenna Theory: Analysis and Design*, John Wiley and Sons, 2005.
- [7] IEC, *Smart Antenna Systems Online* [http://www.iec.org/online/tutorials/smart\\_ant](http://www.iec.org/online/tutorials/smart_ant)
- [8] Tsoulos, G., *Smart Antennas for Mobile Communication Systems: Benefits and Challenges*, Electronics and Communication Engineering Journal, Vol. 11, No. 22, April 1999, pp. 84-94.
- [9] Gesbert, D., Shiu, D., Smith, P.J., and Naguib, A., *From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems*, IEEE Journal on Selected Areas in Comm., Vol. 21, No.3, April 2003, 281-302.
- [10] Tarokh, V., Seshadri, N. and Calderbank, A., *Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communication: Performance Criterion and Code Construction*, IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 44, No.2, March 1998, pp. 744-765.
- [11] Godara, L.C., *Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations*, Proceedings of the IEEE, Vol. 85, No. 8, August 1997, pp. 1195-1245.
- [12] WiMAX Forum, *Mobile WiMAX Part I: A Technical Overview and Performance Evaluation*, WiMAX Forum, 2006.
- [13] Κανάτας, Α. και Κωνσταντίνου, Φ., *Συστήματα Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών*, Εργαστήριο Κινητών Ραδιοεπικοινωνιών, 2001.
- [14] Κωπτής, Π., Αράπογλου, Π.-Δ., *Ασύρματες Επικοινωνίες*, Εκδόσεις Τζιόλα 2011.
- [15] Haykin, S., *Συστήματα Επικοινωνίας*, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 1995.
- [16] B. Muquet, E. Bigliery, H. Sarri, *MIMO Link Adaption in Mobile WiMAX Systems*, IEEE Wireless Communications and Networking Conference, pp 1810-1813, 2007
- [17] E. Lawrey, *Multuser OFDM*, Proceedings of the Fifth International Symposium on Signal Processing and Applications, vol.2, pp.761-764, 1999
- [18] F.B Frederiksen et al., *Link Adaption Strategies for WiMAX Like MIMO- OFDM Systems*, Aalborg University, November 2006
- [19] L. Nuaymi, *WiMAX – Technology for Broadband Wireless Access*, John Wiley, 2007
- [20] Van Nee, R.D.J. and Prasad, R., *OFDM for Wireless Multimedia Communications*, Artech House, 2000.
- [21] Proakis, J.G., *Digital Communications*, McGraw-Hill, 2001.
- [22] S. Sadr, A. Anpalagan, K. Raahemifar, *Radio Resource Allocation Algorithms for the Downlink of Multuser OFDM Communication System*, IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 11, No 3, 2009
- [23] *Air Interface for Fixed Broadband Wireless Access Systems*, IEEE STD 802.16 – 2004, October 2004.

- [24] J.G. Andrews, A. Ghosh, R. Muhamed, *Fundamentals of WiMAX: Understanding Broadband Wireless Networking*, Prentice Hall, 2007
- [25] M. A. Ali, S. Al-Ghadhban and A. H. Mahmoud, *Resource Allocation Scheme for MIMO-OFDMA Systems with Proportional Fairness Constraints*, 8th International Conference on Wireless and Mobile Computing, Networking and Communications (WiMob), IEEE, pp 512-516, 2012
- [26] Alamouti, S., *A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications*, IEEE Journal on Selected Areas in Comm., Vol. 16, No. 8, October 1998, pp. 1451-1458.
- [27] C.B. Chae et al., *Adaptive MIMO Transmission Techniques for Broadband Wireless Communication Systems*, IEEE Communication Magazine pg 112–118, May 2010
- [28] N. Papalexidis, T.O. Walker, C. Gkionis, M. Tummala, J. McEachen, *A Distributed Approach to Beamforming in a Wireless Sensor Network*, Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, pp.606-610, 2007
- [29] C. Tarhini, T. Chahed, *On capacity of OFDMA- based IEEE 802.16 WiMAX including Adaptive Modulation and Coding (AMC) and inter- cell interference*, Proceedings of the 15<sup>th</sup> IEEE Workshop on Local and Metropolitan Area Networks, pp.139-144, 2007
- [30] M. Seimeni, G. Tsivgoulis, P. Gkonis, D. Kaklamani, I. Venieris, C. Papavassiliou, *On the Performance Evaluation of Two Novel Fractional Frequency Reuse Approaches for OFDMA Multi-User Multi-Cellular Networks*, Forum for Electromagnetic Research Methods and Application Technologies (FERMAT)