



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Αποδοτικές Τεχνικές Διαχείρισης Ραδιοπόρων σε Ετερογενή Δίκτυα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Ε. Χαμαλάκης

Επιβλέπων : Δήμητρα – Θεοδώρα Κακλαμάνη

Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2015



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Αποδοτικές Τεχνικές Διαχείρισης Ραδιοπόρων σε Ετερογενή Δίκτυα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Ε. Χαμαλάκης

Επιβλέπων : Δήμητρα – Θεοδώρα Κακλαμάνη

Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή επιτροπή την 15^η Οκτωβρίου 2015.

.....

Δήμητρα Κακλαμάνη

Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....

Νικόλαος Ουζούνογλου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Ιάκωβος Βενιέρης

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2015

.....

Κωνσταντίνος Ε. Χαμαλάκης

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

Copyright © Κωνσταντίνος Ε. Χαμαλάκης, 2015.

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 ραγδαία ανάπτυξη των τεχνολογιών των τηλεπικοινωνιών οδήγησε πολύ γρήγορα στην αύξηση του αριθμού των χρηστών, στην διόγκωση των απαιτήσεών τους, αλλά και στην ελλειψη φασματος, καθιστώντας τις ευρυζωνικές υπηρεσίες κυρίαρχες στην πυραμίδα των αναγκών των τηλεπικοινωνιακών συνδρομητών. Σύντομα ωστόσο έγινε περισσότερο επιτακτική η ανάγκη για αναβάθμιση των ασύρματων δικτύων, ώστε να μπορούν να συμβαδίζουν με τα νέα αυτά δεδομένα. Η σοφότερη διαχείριση του περιορισμένου ραδιο-φάσματος και η υποστήριξη υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης δεδομένων, καλύτερης ποιότητας υπηρεσιών και μεγαλύτερου αριθμού χρηστών με διαφορετικές απαιτήσεις ήταν τα κύρια σημεία, στα οποία κλήθηκαν η επιστημονική κοινότητα καθώς και οι πάροχοι υπηρεσιών να εστιάσουν τις προσπάθειές τους. Προς αυτή την κατεύθυνση, έπρεπε να επανεξεταστεί η απρόβλεπτη συμπεριφορά του ασύρματου διαύλου προκειμένου να υιοθετηθεί ένα κατάλληλο σχήμα διαμόρφωσης και πολλαπλής πρόσβασης.

Η πολλαπλή πρόσβαση με ορθογώνια διαίρεση συχνότητας (OFDMA) θεωρείται μία πολλά υποσχόμενη τεχνική πρόσβασης φυσικού στρώματος (PHY), επειδή μπορεί θεμελιωδώς να μετριάσει τις αρνητικές επιπτώσεις των φαινομένων πολύοδης διάδοσης πάνω στο μεταδιδόμενο σήμα. Εκτός αυτού, η OFDMA διαχειρίζεται αποδοτικότερα το συνωστισμένο φάσμα και επιτυγχάνει αποτελεσματικότερη διασύνδεση μεταξύ ετερογενών δικτύων (4G ή HetNets) στο φυσικό στρώμα, τα οποία είναι και το αντικείμενο μελέτης της παρούσας διπλωματικής.

Εν προκειμένου, επιδιώκουμε σε πρώτη φάση τη συνέργεια δύο ετερογενών και ευρέως διαδεδομένων συστημάτων (π.χ. WiFi, WiMAX) και κατά συνέπεια την ενοποίησή τους σε ένα καθολικό δίκτυο. Για το λόγο αυτό αναπτύξαμε μια πλατφόρμα προσομοίωσης του ετερογενούς δικτύου, στην οποία η διασύνδεση των δύο έτερων συστημάτων πραγματοποιείται στο φυσικό στρώμα με τη βοήθεια της OFDMA, ενώ η αποδοτική διαχείριση των πόρων βασίζεται σε υφιστάμενους και προτεινόμενους αλγόριθμους ανάθεσης υποφερουσών συχνοτήτων. Η μονομερής επίδοση του εκάστοτε συστήματος, καθώς και η συνολική μελετώνται και παρουσιάζονται.

Η προσέγγιση του προβλήματος διασύνδεσης, η αντιμετώπισή του και τα αποτελέσματα αυτής της προσπάθειας παρουσιάζονται στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής με τη μορφή κεφαλαίων, τα οποία συνοπτικά περιλαμβάνουν:

Το 1^ο Κεφάλαιο περιλαμβάνει την εξέλιξη των ασύρματων δικτύων τηλεπικοινωνιών, από τα πρώτα στάδια έως την εμφάνιση των σύγχρονων συστημάτων τέταρτης γενιάς.

Στο 2^ο Κεφάλαιο, παρουσιάζονται λεπτομερώς τα θεμελιώδη χαρακτηριστικά του ασύρματου διαύλου.

Ακολούθως, στο 3^ο Κεφάλαιο, αναφέρονται όλες οι ψηφιακές τεχνικές διαμόρφωσης και προετοιμασίας του σήματος για διάδοση στο δίαυλο, καθώς και οι τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης του χρήστη.

Στο 4^ο Κεφάλαιο, περιγράφεται αναλυτικά η δομή της OFDMA τεχνικής πολλαπλής πρόσβασης, καθώς και τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά της.

Στο 5^ο Κεφάλαιο, πραγματοποιείται ενδελεχής επισκόπηση της ήδη υπάρχουσας βιβλιογραφίας όσον αφορά στις τεχνικές ανάθεσης πόρων με και χωρίς γνώση καναλιού.

Στο 6^ο Κεφάλαιο, περιγράφεται η πλατφόρμα προσομοίωσης του ετερογενούς OFDMA δικτύου. Επίσης, παρουσιάζονται οι υπό μελέτη αλγόριθμοι ανάθεσης, καθώς και η επίδρασή τους στη μέση χωρητικότητα και στη μέση ισχύ του δικτύου για διάφορα σενάρια κινητικότητας των χρηστών.

Τέλος, στο 7^ο Κεφάλαιο, γίνονται προτάσεις για μελλοντικές έρευνες πάνω στο συγκεκριμένο επιστημονικό πεδίο.

Λέξεις Κλειδιά

Πολυκυβελωτά Συστήματα 4ης Γενιάς, Ετερογενή Δίκτυα, Πολλαπλή Πρόσβαση με Ορθογώνια Διάρθρωση Συχνότητας, Διαχείριση ραδιοπόρων, Διαχείριση Ισχύος.

ABSTRACT

The rapid development of telecommunication technologies led very quickly to the increase in the number of users, the expansion of their demands, but also the lack of spectrum, making broadband services dominant in the pyramid of needs of telecommunications subscribers. Soon, however, the need to upgrade wireless networks became more urgent, so that they can keep up with these new facts. The wiser management of the limited radio spectrum and the support of higher data transmission rates, better quality of service and greater number of users with different requirements were the main points, that the scientific community and the service providers had to focus their efforts. To this direction, the unpredictable behavior of the wireless channel had to be reviewed, in order to adopt an appropriate modulation and multiple access scheme.

Orthogonal frequency division multiple access (OFDMA) is considered to be as a very promising physical layer (PHY) access technique, because it can fundamentally mitigate the negative effects of multipath propagation on the transmitted signal. Besides that, OFDMA manages more efficiently the crowded spectrum and achieves more effective interconnection between heterogeneous networks (4G or HetNets) at the physical layer, which are the object of study in this thesis.

In this case, we initially aim at the synergy of two heterogeneous and notable systems (eg WiFi, WiMAX) and hence their integration into a global network. For this reason we developed an heterogeneous network simulation platform, in which the interface of the two different systems is performed at the physical layer by means of OFDMA, while the efficient resource management is based on existing and proposed subcarrier allocation algorithms. Herein, the performance of both networks is evaluated and compared to their standalone performances.

The approach of the problem, its solution and the results of this effort are presented in this thesis in the form of chapters, as follows:

The 1st Chapter includes the evolution of wireless telecommunications networks, from the earliest stages up to the advent of modern fourth generation systems.

In the 2nd Chapter, fundamental characteristics of the wireless channel are presented in detail.

Then, in the 3rd Chapter, the digital signal modulation and the signal preparation for transmission, as well as the multiple user access techniques are listed.

In the 4th Chapter, the fundamentals of OFDMA access technique is described in detail

In the 5th Chapter, an extensive study of the existing literature on radio resource management (with and without channel state knowledge) is provided.

In the 6th Chapter, the simulation platform of the heterogeneous OFDMA network is described, along with the studied allocation algorithms. The impact of these algorithms on the mean capacity and mean power dissipation is also given for different user traffic scenarios.

Finally, in the 7th chapter, recommendations for future research on specific scientific field have been made.

Key Words

Multicellular fourth-generation systems, Heterogeneous Networks, Orthogonal Frequency Division Multiple Access, Radio Resource Management, Power Management.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά την καθηγήτριά μου κα. Δήμητρα-Θεοδώρα Κακλαμάνη, για την ανάθεση της παρούσας διπλωματικής εργασίας και την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Επίσης, ευχαριστώ ιδιαιτέρως την κα. Μαρία Σεϊμένη-Τσουμάνη, υποψήφια διδάκτορα και ερευνήτρια στο Εργαστήριο Ευφών Επικοινωνιών και Δικτύων Ευρείας Ζώνης, για την πολύτιμη βοήθεια και την υπομονή της, καθώς και την σημαντικότερη καθοδήγησή της τόσο κατά τη διάρκεια υλοποίησης του συστήματος προσομοίωσης, όσο και κατά τη διαδικασία συγγραφής της εργασίας. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια και τους φίλους μου για την πολύτιμη στήριξή τους όλα αυτά τα χρόνια των σπουδών μου.

Χαμαλάκης Ε. Κωνσταντίνος,
Οκτώβριος 2015

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	21
1.1	Ιστορική αναδρομή ασύρματων και κινητών επικοινωνιών.....	21
1.2	Τεχνολογίες 1ης γενιάς (1G).....	23
1.3	Τεχνολογίες 2ης γενιάς (2G).....	23
1.4	Τεχνολογίες 2.5ης γενιάς (2.5G).....	25
1.5	Τεχνολογίες 3ης γενιάς (3G).....	25
1.6	Τεχνολογίες 4ης γενιάς (4G).....	27
2	ΤΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟ ΚΑΝΑΛΙ.....	29
2.1	Τα χαρακτηριστικά του ασύρματου καναλιού διάδοσης.....	29
2.2	Απώλειες διάδοσης – Εξασθένιση (Path Loss).....	30
2.2.1	Μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου (Free Space Loss).....	30
2.2.2	Μοντέλο επίπεδης γης (Plane Earth Model).....	31
2.2.3	Εκθετικό μοντέλο διάδοσης (Μοντέλο Απλής Κλίσης).....	31
2.2.4	Μοντέλο COST 231 - Hata.....	32
2.3	Σκίαση (Shadow Fading).....	33
2.4	Διαλείψεις λόγω πολύοδης διάδοσης.....	34
2.4.1	Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο – Διασπορά Doppler.....	35
2.4.2	Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα – Διασπορά χρόνου.....	37
2.4.3	Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χώρο – Χωρική διασπορά.....	41
2.4.4	Συμπεράσματα σχετικά με τις διαλείψεις του ασύρματου καναλιού	42
2.5	Παρεμβολές (Interference).....	43
2.5.1	Θόρυβος (Noise).....	43
2.5.2	Διασυμβολική παρεμβολή (Inter-symbol Interference).....	44
2.5.3	Παρεμβολές γειτονικών διαύλων (Adjacent-channel interference).....	44
2.5.4	Ομοδιαυλική παρεμβολή (Co-Channel Interference).....	45
2.6	Το κανάλι Rayleigh.....	45
3	ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΒΑΣΗ ΣΤΟ ΔΙΑΥΛΟ.....	49
3.1	Αναλογικές και ψηφιακές τεχνικές διαμόρφωσης.....	49
3.2	Διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (ASK).....	52
3.3	Διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας (FSK).....	53

3.4	Διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (PSK)	54
3.5	Ορθογωνική διαμόρφωση πλάτους (QAM)	55
3.6	Στρατηγικές πολλαπλής πρόσβασης	57
3.6.1	Πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση συχνότητας (FDMA)	57
3.6.2	Πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση χρόνου (TDMA)	58
3.6.3	Πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση κώδικα (CDMA).....	59
3.6.4	Πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση χώρου (SDMA).....	60
4	Πολλαπλή πρόσβαση με ορθογωνική διαίρεση συχνότητας (OFDMA).....	61
4.1	Εισαγωγή.....	61
4.2	Η πολλαπλή πρόσβαση OFDMA	62
4.3	Θεμελιώδεις αρχές της τεχνικής OFDMA	63
4.3.1	Η ορθογωνιότητα της OFDMA	66
4.3.2	Χρόνος προστασίας – Κυκλικό πρόθεμα.....	68
4.3.3	Παραγωγή και λήψη OFDMA σημάτων	69
4.4	Συμπεράσματα σχετικά με την OFDMA τεχνική	71
5	ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΑΝΑΘΕΣΗΣ ΡΑΔΙΟΠΟΡΩΝ	73
5.1	Κατηγορίες τεχνικών ανάθεσης ραδιοπόρων.....	73
5.2	Τεχνικές ανάθεσης ραδιοπόρων με γνώση καναλιού.....	75
5.3	Τεχνικές ανάθεσης ραδιοπόρων χωρίς γνώση καναλιού	79
6	Η ΠΛΑΤΦΟΡΜΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ	85
6.1	Το ετερογενές δίκτυο προσομοίωσης	85
6.2	Πλατφόρμα προσομοίωσης WiMAX δικτύου	87
6.2.1	Εισαγωγή χρήστη στο σύστημα και επιλογή σταθμού βάσης.....	90
6.2.2	Έλεγχος ισχύος	92
6.3	Στρατηγικές ανάθεσης καναλιών	95
6.3.1	Σειριακή ανάθεση καναλιών (Sequential)	95
6.3.2	Τυχαία ανάθεση καναλιών (Random)	96
6.3.3	Ανάθεση καναλιών με ελαχιστοποίηση φορτίου ανά φέρον (MLC).....	96
6.3.4	Ανάθεση καναλιών με τυχαία ελαχιστοποίηση φορτίου ανά φέρον (Random-MLC).....	97
6.3.5	Ανάθεση καναλιών με μερική κλασματική επαναχρησιμοποίηση συχνότητας – 3 (PFFR – 3)	97
6.3.6	Ανάθεση υποφορέων με μεγιστοποίηση του κέρδους καναλιού (MSNR).....	99

6.4	Αποτελέσματα προσομοίωσης WiMAX δικτύου	100
6.5	Πλατφόρμα προσομοίωσης ετερογενούς δικτύου (WiMAX-WiFi)	104
6.6	Αποτελέσματα προσομοίωσης ετερογενούς δικτύου (WiMAX-WiFi)	107
6.7	Συμπεράσματα	118
7	ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΕΡΕΥΝΕΣ.....	123

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 1–1. Εξέλιξη Ασύρματων Κυβελωτών Δικτύων.....	22
Σχήμα 1–2. Χρονική εξέλιξη κινητών και σταθερών συνδρομητών	24
Σχήμα 1–3. Η οικογένεια των IMT-2000	26
Σχήμα 1–4. Ετερογενές WiMAX-WiFi δίκτυο	28
Σχήμα 2–1. Συνθήκες σκίασης σε περιβάλλον τυχαίας διάταξης.....	33
Σχήμα 2–2. Πολύοδη διάδοση: α) εξαιτίας ιονοσφαιρικών σκεδάσεων β) σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα εσωτερικού χώρου γ) σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα εξωτερικού χώρου.....	34
Σχήμα 2–3. Ολίσθηση Doppler.....	35
Σχήμα 2–4. Διασπορά Doppler στο φάσμα του απλού τόνου	36
Σχήμα 2–5. Χρονική διασπορά λόγω πολύοδης μετάδοσης.....	38
Σχήμα 2–6. Προφίλ καθυστέρησης ισχύος.....	38
Σχήμα 2–7. Φασματική συμπεριφορά καναλιού	40
Σχήμα 2–8. Διασπορά γωνίας δέκτη.....	41
Σχήμα 2–9. Διαλείψεις μικρής και μεγάλης κλίμακας	42
Σχήμα 2–10. Κατανομή Rayleigh.....	47
Σχήμα 3–1. Τεχνικές αναλογικής διαμόρφωσης.....	50
Σχήμα 3–2. Αναλογικό και ψηφιακό σήμα.....	50
Σχήμα 3–3. Αναπαράσταση BASK	52
Σχήμα 3–4. Αναπαράσταση M-ASK, για M=4	52
Σχήμα 3–5. Αναπαράσταση BFSK.....	53
Σχήμα 3–6. Αναπαράσταση M-FSK, για M=4	53
Σχήμα 3–7. Αναπαράσταση BPSK.....	54
Σχήμα 3–8. Διάγραμμα αστερισμού της QPSK.....	54
Σχήμα 3–9. Διαμόρφωση QAM.....	55
Σχήμα 3–10. Αστερισμοί 4-QAM, 16-QAM και 32-QAM διαμόρφωσης	56
Σχήμα 3–11. Η τεχνική FDMA.....	57
Σχήμα 3–12. Διαχείριση φάσματος σε FDMA και TDMA	58
Σχήμα 3–13. Διαχείριση φάσματος σε FDMA, TDMA και CDMA	59
Σχήμα 3–14. Πολλαπλή πρόσβαση SDMA	60
Σχήμα 4–1. Πολλαπλή πρόσβαση OFDMA	62
Σχήμα 4–2. Ανάθεση πόρων με OFDMA στην κάτω ζεύξη.....	63
Σχήμα 4–3. Σύγκριση: α) single-carrier συστήματος με το β) multi-carrier σύστημα, σε δίαυλο με διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα	64
Σχήμα 4–4. Σύγκριση στη διαχείριση φάσματος μεταξύ της FDMA και της OFDMA	66
Σχήμα 4–5. Κυματομορφές υποφερόντων εντός ενός OFDM συμβόλου	67
Σχήμα 4–6. Φάσμα OFDMA σήματος.....	67
Σχήμα 4–7. Κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix – CP).....	69
Σχήμα 4–8. Μπλοκ διάγραμμα πομποδέκτη OFDM	69

Σχήμα 5–1. Επαναχρησιμοποίηση φάσματος με τη μέθοδο στατικής κατανομής καναλιών	74
Σχήμα 5–2. Μέθοδος τυχαίας συντονισμένης (random-coordinated)	80
Σχήμα 5–3. Μέθοδος MultiC	80
Σχήμα 5–4. Κατάτμηση κυψέλης με τη μέθοδο BAJSS	81
Σχήμα 5–5. Μέθοδος RAJSS	82
Σχήμα 5–6. Κυριότερες κατηγορίες τεχνικών FFR	82
Σχήμα 5–7. Τεχνική Optimal FFR	83
Σχήμα 6–1. Απεικόνιση πολυκυψελωτού δικτύου WiMAX	87
Σχήμα 6–2. Διάγραμμα ροής αλγόριθμου προσομοίωσης για κάθε Monte Carlo του WiMAX	89
Σχήμα 6–3. Διάγραμμα ροής ελέγχου ισχύος	94
Σχήμα 6–4. Διαχείριση φάσματος με την τεχνική PFFR-3	98
Σχήμα 6–5. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών WiMAX συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=10\%$ και $SINR=9.6$ dB	102
Σχήμα 6–6. Μέση ισχύς ανά WiMAX χρήστη συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=10\%$ και $SINR=9.6$ dB	102
Σχήμα 6–7. PFI δικτύου WiMAX συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=10\%$ και $SINR=9.6$ dB	103
Σχήμα 6–8. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών WiMAX συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=30\%$ και $SINR=9.6$ dB	103
Σχήμα 6–9. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών WiMAX συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=40\%$ και $SINR=9.6$ dB	104
Σχήμα 6–10. Απεικόνιση πολυκυψελωτού ετερογενούς δικτύου.....	105
Σχήμα 6–11. Διάγραμμα ροής αλγόριθμου προσομοίωσης για κάθε Monte Carlo του ετερογενούς.....	106
Σχήμα 6–12. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών α) WiMAX και β) WiFi δικτύου συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=10\%$ και $SINR=9.6$ dB	107
Σχήμα 6–13. Μέση ισχύς ανά χρήστη α) WiMAX και β) WiFi δικτύου συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=10\%$ και $SINR=9.6$ dB.....	108
Σχήμα 6–14. PFI α) WiMAX και β) WiFi δικτύου συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=10\%$ και $SINR=9.6$ dB	108
Σχήμα 6–15. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών α) WiMAX και β) WiFi δικτύου συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=30\%$ και $SINR=9.6$ dB	109
Σχήμα 6–16. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών α) WiMAX και β) WiFi δικτύου συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=40\%$ και $SINR=9.6$ dB	110
Σχήμα 6–17. Σχήμα 6–18. Συνολική ρυθμαπόδοση του ετερογενούς (παχιές ράβδοι) συγκριτικά με το WiMAX (λεπτές ράβδοι) συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων, για διαμόρφωση QPSK, $P_b=30\%$ και $SINR=9.6$ dB.....	111
Σχήμα 6–19. Συνολική ρυθμαπόδοση του ετερογενούς (παχιές ράβδοι) συγκριτικά με το WiMAX (λεπτές ράβδοι) συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων, για διαμόρφωση QPSK, $P_b=40\%$ και $SINR=9.6$ dB	111

Σχήμα 6–20. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών WiMAX-WiFi δικτύου, συνολικά, συναρτήσει του αριθμού φερόντων των υποδικτύων (WiMAX,WiFi) για τις περιπτώσεις (2,3), (3,2), (3,5), (5,3), με SINR=9.6dB και $P_b=10\%$	112
Σχήμα 6–21. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών WiMAX-WiFi δικτύου, συνολικά, συναρτήσει του αριθμού φερόντων των υποδικτύων (WiMAX,WiFi) για τις περιπτώσεις (2,3), (3,2), (3,5), (5,3), με SINR=9.6dB και $P_b=30\%$	113
Σχήμα 6–22. Συνολική ρυθμαπόδοση του ετερογενούς για τις διαμορφώσεις QPSK (λεπτές ράβδοι), 16QAM (μετρίου πάχους ράβδοι) και 64QAM (παχιές ράβδοι) συναρτήσει του αριθμού φερόντων των υποδικτύων (WiMAX,WiFi) για τις περιπτώσεις (2,3), (3,2), (3,5), (5,3), με SINR=9.6dB και $P_b=30\%$	114
Σχήμα 6–23. Συνολική ρυθμαπόδοση του ετερογενούς για διαφορετικές διαμορφώσεις των υποδικτύων (WiMAX,WiFi) για τις περιπτώσεις (64QAM,64QAM)-λεπτές ράβδοι, (64QAM,QPSK)-μέτριες ράβδοι, (QPSK,64QAM)- παχιές ράβδοι, συναρτήσει του αριθμού φερόντων των υποδικτύων (WiMAX,WiFi) για τις περιπτώσεις (2,3), (3,2), (3,5), (5,3), με SINR=9.6dB και $P_b=30\%$	115
Σχήμα 6–24. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών α) WiMAX, β) WiFi δικτύου, συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων των υποδικτύων (WiMAX,WiFi) για τις περιπτώσεις (3,3), (3,5), (5,3), (5,5), με διαφορετικό SINR για κάθε υποδίκτυο (WiMAX= 9.6dB, WiFi= 5dB) και $P_b=10\%$	116
Σχήμα 6–25. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών α) WiMAX, β) WiFi δικτύου, συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων των υποδικτύων (WiMAX,WiFi) για τις περιπτώσεις (3,3), (3,5), (5,3), (5,5), με διαφορετικό SINR για κάθε υποδίκτυο (WiMAX= 9.6dB, WiFi= 5dB) και $P_b=30\%$	117
Σχήμα 6–26. Μέσος αριθμός ενεργών WiMAX-WiFi τερματικών για διαφορετικές τεχνικές ανάθεσης των υποδικτύων (WiMAX,WiFi), με 1 κανάλι ανά χρήστη, SINR=9.6dB και $P_b=30\%$	118

ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 3-1. Η φασματική απόδοση των ψηφιακών διαμορφώσεων.....	56
Πίνακας 6-1. Οι τεχνολογίες WiMAX και WiFi	86
Πίνακας 6-2. Παράμετροι προσομοίωσης WiMAX δικτύου	88
Πίνακας 6-3. Κέρδη χωρητικότητας αλγορίθμων WiMAX δικτύου συγκριτικά με τον σειριακό	119
Πίνακας 6-4. Κέρδη χωρητικότητας αλγορίθμων λόγω ετερογένειας.....	121

ΛΙΣΤΑ ΑΚΡΩΝΥΜΙΩΝ

HM	: Ηλεκτρομαγνητικό
1G	: 1st Generation
2G	: 2nd Generation
2.5G	: 2.5nd Generation
3-DES	: Triple-Data Encryption Standard
3G	: 3rd Generation
3GPP	: 3rd Generation Partnership Project
4G	: 4th Generation
5G	: 5th Generation
ACI	: Adjacent-Channel Interference
ADSL	: Asymmetric Digital Subscriber Line
AES	: Advanced Encryption Standard
AM	: Amplitude Modulation
AMPS	: Advanced Mobile Phone System
ANSI	: Association Interim Standard
AOA	: Angle Of Arrival
AOD	: Angle Of Departure
AP	: Access Point
ASK	: Amplitude Shift Keying
AT&T	: American Telephone & Telegraph
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BAJSS	: Block Anti-Jamming Subcarrier Strategy
BER	: Bit Error Rate
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
BS	: Base Station
CCI	: Co-Channel Interference
CD	: Critical Distance
CDF	: Cumulative Distribution Function
CDMA	: Code Division Multiple Access
CP	: Cyclic Prefix
CSI	: Channel State Information
D-AMPS	: Digital-Advanced Mobile Phone System
DCA	: Dynamic Channel Assignment
DECT	: Digital Enhanced Cordless Telecommunications
DFT	: Discrete Fourier Transform
DPLMRS	: Domestic Public Land Mobile Radio Service
DRA	: Dynamic Resource Acquisition
DS-CDMA	: Direct Sequence-Code Division Multiple Access
DVB-T	: Digital Video Broadcasting-Terrestrial
EDGE	: Enhanced Data rates for Global Evolution
ETSI	: European Telecommunications Standards Institute
FCA	: Fixed Channel Assignment
FDD	: Frequency Division Duplexing
FDM	: Frequency Division Multiplexing
FDMA	: Frequency Division Multiple Access
FEC	: Forward Error Correction
FFR	: Fractional Frequency Reuse

FFT	: Fast Fourier Transform
FH-CDMA	: Frequency Hopping-Code Division Multiple Access
FM	: Frequency Modulation
FSK	: Frequency Shift Keying
FSL	: Free Space Loss
GPRS	: General Packet Radio Service
GPS	: Global Positioning System
GSM	: Global System for Mobile Communications
HCA	: Hybrid Channel Assignment
HetNet	: Heterogeneous Network
Hiper-LAN	: High Performance Radio-Local Area Network
HM-CDMA	: Hybrid Modulation- Code Division Multiple Access
HSCSD	: High-Speed Circuit-Switched Data
HSPA	: High Speed Packet Access
IDFT	: Inverse Discrete Fourier Transform
IEEE	: Institute of Electrical and Electronics Engineers
IFFT	: Inverse Fast Fourier Transform
IMT-2000	: International Mobile Telecommunications-2000
IMT-DS	: International Mobile Telecommunications-Direct Spread
IMT-FT	: International Mobile Telecommunications-Frequency Time
IMT-MC	: International Mobile Telecommunications-Multi Carrier
IMT-SC	: International Mobile Telecommunications-Single Carrier
IMT-TC	: International Mobile Telecommunications-Time Code
IMTS	: Improved Mobile Telephone Service
IP	: Internet Protocol
IPv4/6	: Internet Protocol version 4/6
IS	: Interim Standard
ISI	: Inter-Symbol Interference
ITU	: International Telecommunication Union
LOS	: Line Of Sight
LTE	: Long Term Evolution
MAC	: Multiple Access Control
MAP	: Mobile Application Part
MC	: Monte Carlo
MC-CDMA	: Multi Carrier- Code Division Multiple Access
MetroPCS	: Metropolitan Personal Communication Services
MIMO	: Multiple Input and Multiple Output
MLC	: Minimum Load per Carrier
MMS	: Multimedia Messaging Service
MP	: Maximum Packing
MSNR	: Maximization of Signal-to-Noise Ratio
MT	: Mobile Terminal
NMT	: Nordic Mobile Telephony
NTT	: Nippon Telephone and Telegraph
OFDM	: Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	: Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PAPR	: High Peak-to-Average Power Ratio
PD	: Partitioning Distance
PDC	: Personal Digital Communication
PFFR	: Partial Fractional Frequency Reuse

PFI	: Power Fairness Index
PHY	: Physical Layer
PL	: Path Loss
PM	: Phase Modulation
PSK	: Phase Shift Keying
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
QoS	: Quality of Service
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
RAJSS	: Regional Anti-Jamming Subcarrier Strategy
RC	: Remove Counter
R-C	: Random-Coordinated
RC4	: Rivest Cipher 4
RF	: Radio Frequency
R-MLC	: Random-Minimum Load per Carrier
RMS	: Root Mean Square
RNC	: Radio Network Controller
RRM	: Resource Radio Management
SDMA	: Space Division Multiple Access
SINR	: Signal-to-Interference-plus-Noise Ratio
SMS	: Short Message Service
SNR	: Signal-to-Noise Ratio
SVD	: Singular Value Decomposition
T-DAB	: Terrestrial-Digital Audio Broadcasting
TDD	: Time Division Duplexing
TDMA	: Time Division Multiple Access
TD-SCDMA	: Time Division-Synchronous CDMA
TH-CDMA	: Time Hopping-Code Division Multiple Access
TL	: Total Loss
UMTS	: Universal Mobile Telecommunications System
UTRA	: UMTS Terrestrial Radio Access
UWC	: Universal Wireless Communications
WAP	: Wireless Application Protocol
W-CDMA	: Wideband-Code Division Multiple Access
WiFi	: Wireless Fidelity
WiMAX	: Worldwide Interoperability for Microwave Access
WLAN	: Wireless Local Area Network
WWW	: World Wide Wireless Web

1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα αποτελούν χονδρικά ένα δίκτυο σταθμών βάσης και κινητών τερματικών, των οποίων η επικοινωνία διεξάγεται με τη βοήθεια του ασύρματου διαύλου. Από την πρώτη τους κιόλας εμφάνιση γνώρισαν ραγδαία εξέλιξη και πλέον αποτελούν τον καθρέφτη του σύγχρονου μοντέλου ζωής. Ωστόσο, η ανάπτυξή τους δεν έχει σταματήσει, καθώς οι ολοένα αυξανόμενες απαιτήσεις για ποιοτικές ζεύξεις κατέστησαν την βελτιστοποίησή τους έναν σημαντικό τομέα έρευνας [1]. Ειδικά τις τελευταίες δεκαετίες, τα ασύρματα συστήματα έχουν κατηγοριοποιηθεί σε τεχνολογικές γενιές βάσει των υπηρεσιών που προσφέρουν και του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων.

Στο παρόν κεφάλαιο θα γίνει ιστορική αναδρομή των ασύρματων κινητών επικοινωνιών και θα αναφερθούν τα βασικά τεχνικά χαρακτηριστικά των τεχνολογικών γενεών.

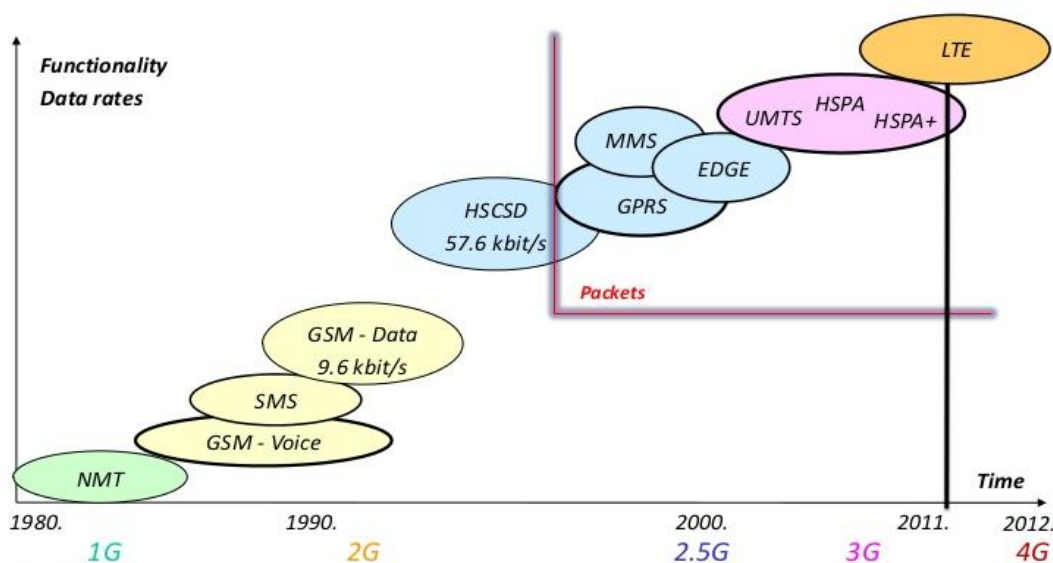
1.1 Ιστορική αναδρομή ασύρματων και κινητών επικοινωνιών

Το πρώτο πείραμα εγκατάστασης ασύρματης ζεύξης πραγματοποιήθηκε το 1895 από τον Ιταλό Guglielmo Marconi, ο οποίος κατόρθωσε να μεταδώσει τα ηχητικά σήματα Μορς σε απόσταση πάνω από 100 μέτρα. Έξι χρόνια αργότερα, γίνεται ο πρώτος επιστήμονας που επιτυγχάνει ασύρματη ζεύξη πάνω από τον Ατλαντικό Ωκεανό διαψεύδοντας όλους όσους φοβόντουσαν την καμπυλότητα της γης [2].

Η εγκατάσταση του πρώτου συστήματος μονόδρομης ραδιοεπικοινωνίας έγινε το 1921 στις ΗΠΑ, για την εξυπηρέτηση του αστυνομικού τμήματος του Detroit [3]. Στα τέλη του 1940, επιτυγχάνεται η επικοινωνία μεταξύ πολλών χρηστών μέσω ενός κοινού φέροντος από την Bell System, ενώ το πρώτο αστικό Domestic Public Land Mobile Radio Service (DPLMRS) της Bell εγκαινιάστηκε στο St. Louis, στα 150 MHz, με τρία κανάλια φωνής των 120 kHz [4]. Αργότερα, με τον αριθμό των χρηστών να αυξάνεται με γοργούς ρυθμούς η διεύρυνση του εύρους ζώνης ήταν απαραίτητη. Έτσι, το 1974 ο Ring από τα εργαστήρια της AT&T Bell εισήγαγε την έννοια των κυψελωτών συστημάτων. Η βασική ιδέα προϋπέθετε τον διαχωρισμό της περιοχής εξυπηρέτησης του συστήματος σε μικρότερες περιοχές (κυψέλες) στις οποίες γίνεται επαναχρησιμοποίηση των ραδιοδιαύλων προκειμένου να αυξηθεί η χωρητικότητα του συστήματος. Τα κυψελωτά, τελικά, λειτούργησαν στα 800-900 MHz, τοποθετώντας τις βάσεις για τη μελλοντική ανάπτυξη του Παγκόσμιου Συστήματος Κινητών Επικοινωνιών (GSM) το 1982 [4].

Έκτοτε, τα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα έχουν υποστεί βελτιστοποιήσεις και καταταχθεί σε τέσσερις γενιές τεχνολογιών. Πέραν όμως αυτών υπάρχουν και οι λεγόμενες υβριδικές γενιές, οι οποίες παρεμβάλλουν των βασικών τεχνολογικών γενεών με σκοπό την ηπιότερη μετάβαση από τη μία γενιά στην επόμενη, αλλά και για την εξασφάλιση της διαλειτουργικότητας των συστημάτων.

Πιο αναλυτικά, τα συστήματα 1ης γενιάς ήταν αναλογικά, διέθεταν μόνο υπηρεσίες φωνής με πολύ χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης και πρακτικά απεδείκνυαν την αξία της κινητικότητας των χρηστών. Στην πορεία καθώς ο αριθμός των χρηστών αυξανόταν, σύντομα διαπιστώθηκε έλλειψη πόρων, ενώ ταυτόχρονα έπρεπε να διευρυνθεί η περιοχή κάλυψης. Έτσι, τη δεκαετία του 90' ο τεχνολογικός κόσμος γνώρισε τα ψηφιακά συστήματα 2ης γενιάς, τα οποία απαντούσαν στις αδυναμίες της προηγούμενης γενιάς, έδιναν περισσότερη βαρύτητα στις έννοιες της κυψέλης, της κυψελικής τομεοποίησης και της επαναχρησιμοποίησης συχνότητας και παρείχαν επιπρόσθετες υπηρεσίες δεδομένων, fax και μηνυμάτων. Η 3η γενιά προσέθεσε στα συστήματα ευρυζωνικές δυνατότητες και τους παρείχε υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης μεταδίδοντας την πληροφορία μέσω της μεταγωγής πακέτου. Σε αυτή την γενιά κάνουν την εμφάνισή τους και τα ασύρματα τοπικά δίκτυα (WLAN), τα οποία προτυποποιούνται βάσει της στόιβας πρωτοκόλλων IEEE 802.11 [5]. Σκοπός της εμφάνισής τους είναι η κάλυψη μικρών περιοχών που παρουσιάζουν υψηλή ζήτηση και υψηλούς-προσαρμοσμένους ρυθμούς μετάδοσης. Η μετάβαση στην 4η γενιά θα πραγματοποιηθεί εφόσον οριστικοποιηθούν τα αντίστοιχα πρωτόκολλα. Τα πρωτόκολλα αυτά θα πρέπει να διασφαλίζουν βελτιωμένη ποιότητα υπηρεσιών και καλύτερη φασματική απόδοση, ενώ θα αφορούν στα all-IP δίκτυα, τα οποία παρέχουν απανταχού κάλυψη των χρηστών από οποιοδήποτε IP δίκτυο και ενσωματώνουν τις υφιστάμενες τεχνολογίες. Παράλληλα, έχοντας υπόψη την σχετική αυτονομία (μικρότερη ή μεγαλύτερη) και την τάση διαλειτουργικότητας που παρουσιάζουν τα ήδη υπάρχοντα συστήματα, τα πρωτόκολλα θα πρέπει επίσης να ενοποιούν τα συστήματα σε ένα καθολικό δίκτυο. Τέλος επισημένεται ότι, από τα τέλη του 2010, έχει ξεκινήσει η διερεύνηση για μετάβαση στην 5η γενιά (5G), η οποία βρίσκεται ακόμη σε πειραματικό στάδιο, ενώ θεμελιωδώς δεν θα έχει καθόλου περιορισμούς, θα υποστηρίζει το World Wide Wireless Web (WWWW) και θα προσφέρει στους χρήστες υψηλά ανεπτυγμένη τεχνολογία [6], [7]. Στο Σχήμα 1-1 συνοψίζεται η εξέλιξη των ασύρματων δικτύων [8], που θα περιγραφεί αναλυτικότερα παρακάτω.



Σχήμα 1-1. Εξέλιξη Ασύρματων Κυψελωτών Δικτύων

1.2 Τεχνολογίες 1ης γενιάς (1G)

Η πρώτη γενιά κυψελωτών συστημάτων χρησιμοποιούσε αναλογική μετάδοση για υπηρεσίες φωνής και προσπέλαση με διαίρεση συχνότητας (FDMA). Το πρώτο κυψελωτό σύστημα πρώτης γενιάς εγκαταστάθηκε από τη Nippon Telephone and Telegraph (NTT) στην Ιαπωνία, ενώ αργότερα κατασκευάστηκε από τις ΗΠΑ το Advanced Mobile Phone System (AMPS), το 1982, στα 800-900 MHz [9].

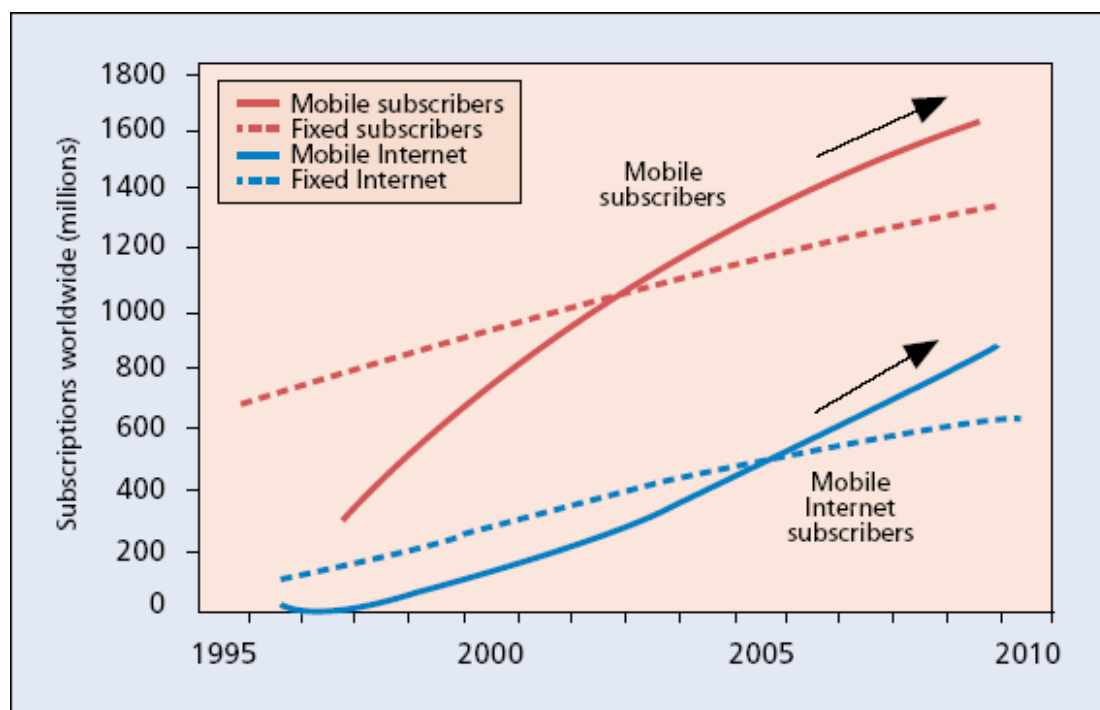
Τα συστήματα αυτά παρείχαν, κατά κύριο λόγο, υπηρεσίες φωνής εξωτερικού χώρου. Υποστήριζαν πολύ χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης (εώς 2.4 kbps) και διέθεταν δύο ζώνες συχνοτήτων των 25 MHz για την αμφίδρομη μετάδοση μέσω μεταγωγής κυκλώματος (circuit switched systems). Κατασκευάζονταν από κυψέλες περίπου 10-25 km, όπου γινόταν επαναχρησιμοποίηση συχνότητας σε κοντινές κυψέλες. Αυτό είχε ως αποτέλεσμα, να υποστηρίζουν 5-10 φορές περισσότερους χρήστες από ότι το IMTS, για την ίδια περιοχή κάλυψης. Επίσης, το μικρό μέγεθος των κυψελών οδήγησε στην κατασκευή απλών και οικονομικών συσκευών. Με την εισαγωγή των 1G τερματικών η αγορά κινητών παρουσίασε ετήσιους ρυθμούς αύξησης της τάξεως του 30%-50%, φτάνοντας τα 20 εκατομμύρια συνδρομητές το 1990 [10].

Η απότομη αυτή ανάπτυξη, λόγω του περιορισμένου φάσματος συχνοτήτων και της μη βέλτιστης χρήσης του, δημιούργησε σταδιακά προβλήματα συμφόρησης. Η τεχνολογία 1G αδυνατούσε, επίσης, να υποστηρίξει χρήστες με κινητικότητα, υψηλές απαιτήσεις και ικανότητα για κρυπτογράφηση. Επιπλέον, λόγω της ανάπτυξης πολλών ανεξάρτητων κυψελωτών συστημάτων υπήρχε πρόβλημα συμβατότητας μεταξύ των χρηστών, δηλαδή συνδρομητές διαφορετικών δικτύων δεν μπορούσαν να χρησιμοποιήσουν τις υπηρεσίες ενός άλλου δικτύου στο οποίο δεν ήταν εγγεγραμμένοι. Πέρα από αυτό, οι σταθμοί βάσης ήταν ακριβοί στη λειτουργία τους και χαρακτηρίζονταν από σημαντικά αυξημένη πολυπλοκότητα για την απονομή των συχνοτήτων και την εγκατάσταση της κλήσης. Το κυριότερο όμως πρόβλημα των 1G συστημάτων ήταν η έλλειψη αξιοπιστίας. Ήταν τόσο έντονο το φαινόμενο της υποκλοπής κλήσεων που οποιοσδήποτε με έναν απλό ραδιοδέκτη στην κατάλληλη συχνότητα μπορούσε να ακούσει οποιαδήποτε συνομιλία.

1.3 Τεχνολογίες 2ης γενιάς (2G)

Τα έντονα αυτά πρόβλημα της ασφάλειας ήρθε να αντιμετωπίσει η δεύτερη γενιά δικτύων στις αρχές του 1990. Τα 2G ήταν ψηφιακά συστήματα, βασισμένα κυρίως στη μεταγωγή κυκλώματος (circuit switched systems) και προσέφεραν υπηρεσίες χαμηλού ρυθμού δεδομένων (εώς 9.6 kbps). Χρησιμοποιούσαν πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (TDMA) και διαίρεσης κώδικα (CDMA) και είχαν μεγαλύτερη χωρητικότητα από τα 1G, με την ακτίνα κάλυψης να φτάνει τα 35 km και την ισχύ εκπομπής των τερματικών τα 2 Watt. Εκτός από την προσθήκη υπηρεσιών δεδομένων, τα συστήματα 2ης γενιάς εξέλιξαν τη χρήση κωδικοποίησης και κρυπτογράφησης, καθιστώντας τη μεταφορά δεδομένων μέσα από το δίκτυο ασφαλέστερη και πιο αξιόπιστη. Έτσι, πετυχαίνοντας καλύτερη ποιότητα επικοινωνίας, υψηλότερη

φασματική απόδοση, και ασφάλεια, η δεύτερη γενιά, με σχετικά χαμηλό κόστος, κατάφερε το 1997 να εκτοξεύσει τον αριθμό των συνδρομητών στα 214 εκατομμύρια όπως φαίνεται και στο Σχήμα 1-2 [8].



Σχήμα 1-2. Χρονική εξέλιξη κινητών και σταθερών συνδρομητών

Το πιο δημοφιλές κυψελωτό σύστημα δεύτερης γενιάς ήταν το Global System for Mobile Communications (GSM), που σήμερα εξυπηρετεί 250 εκατομμύρια συνδρομητές παγκοσμίως [10]. Αρχικά, αναπτύχθηκε στην Ευρώπη, λειτουργούσε στα 900 MHz και χρησιμοποιούσε πολυπλεξία διαίρεσης χρόνου (TDMA). Αξιοσημείωτα είναι και τα συστήματα Digital Advanced Mobile Phone System (D-AMPS) που υιοθετήθηκαν στην Αμερική, καθώς και τα Code-Division Multiple Access (CDMA), και τα Personal Digital Communication (PDC) [10]. Επιπλέον, έγιναν προσπάθειες για την παροχή πρόσβασης στο διαδίκτυο σε εφαρμογές 2ης γενιάς με το πρωτόκολλο Wireless Application Protocol (WAP).

Με την ανάπτυξη όλων αυτών των νέων συστημάτων, οι χρήστες πρέπει να μπορούν να επικοινωνούν μεταξύ τους, ακόμη κι αν χρησιμοποιούν διαφορετικές τεχνολογίες για την επικοινωνία τους. Γι' αυτό, σημαντικό μειονέκτημα των 2G είναι η δυσκολία στη διασυνδεσιμότητα ψηφιακών και αναλογικών συστημάτων. Επιπλέον, ο συνεχώς αυξανόμενος αριθμός των χρηστών συνδιαστικά με το περιορισμένο εύρος ζώνης συχνοτήτων, έκανε την μελλοντική έλλειψη χωρητικότητας να φαίνεται αναπόφευκτη. Τέλος, η αύξηση της πολυπλοκότητας, λόγω συγχρονισμού, στα συστήματα με TDMA [11], και η αδυναμία των 2G να στηρίζουν πιο προηγμένες υπηρεσίες, όπως περιήγηση στο διαδίκτυο και εφαρμογές πολυμέσων, καθιστούν τη μετάβαση σε μία νέα γενιά τεχνολογιών απαραίτητη.

1.4 Τεχνολογίες 2.5ης γενιάς (2.5G)

Όπως είδαμε, τα δίκτυα 2ης γενιάς χαρακτηρίζονται από μεταγωγή κυκλώματος και χαμηλούς ρυθμούς μετάδοσης, επομένως δεν είναι κατάλληλα να υποστηρίξουν υπηρεσίες διαδικτύου. Επιπλέον, πρέπει να λυθεί το πρόβλημα της διασυνδεσιμότητας μεταξύ των διαφορετικών συστημάτων, ώστε να διευκολύνεται η επικοινωνία των χρηστών. Λόγω του μεγάλου πλήθους εμποδίων και του υψηλού κόστους που απαιτούνταν για να γίνει η μετάβαση από τη 2η σε μία 3η γενιά, αποφασίστηκε να αναπτυχθεί μία μεταβατική τεχνολογία, η 2.5G. Πρόκειται, ουσιαστικά, για αναβαθμίσεις των συστημάτων 2ης γενιάς, ώστε να πλησιάσουν όσο το δυνατό περισσότερο τις επιθυμητές λειτουργίες της 3ης γενιάς [12].

Το πρώτο 2.5G σύστημα ήταν το High-Speed Circuit-Switched Data (HSCSD). Η καινοτομική του ιδέα, η οποία ήταν αρκετά απλή και φθηνή στην υλοποίησή της, ήταν η παραχώρηση περισσότερων από μίας χρονοσχισμών σε κάθε χρήστη ώστε να αυξάνονται οι ρυθμοί μετάδοσης. Πράγματι, αυτό αποτέλεσε μία καλή λύση στο πρόβλημα των χαμηλών ρυθμών μετάδοσης του GSM, πετυχαίνοντας ρυθμούς μέχρι και 57.6 kbps. Το πρόβλημα του HSCSD ήταν ότι δεν είχε απαλλαγεί από τη μεταγωγή κυκλώματος, πράγμα το οποίο σήμαινε σπατάλη πόρων (χρονοσχισμών) τις ώρες που υπήρχε χαμηλή χρησιμοποίηση της υπηρεσίας.

Τη λύση στο πρόβλημα αυτό ήρθε να δώσει το General Packet Radio Service (GPRS), προκάτοχος του Wideband-Code Division Multiple Access (W-CDMA). Το GPRS χρησιμοποιούσε μεταγωγή πακέτου (IPv4 ή IPv6) [13] και πετύχαινε ρυθμούς της τάξης των 115 kbps. Ήταν σίγουρα πιο δαπανηρό στην εγκατάσταση έναντι του HSCSD, αφού απαιτούσε την προσθήκη δικτύου μεταγωγής πακέτου στο ήδη υπάρχον GSM δίκτυο, όμως προσέφερε πολύ πιο εξελιγμένες δυνατότητες όπως η δυνατότητα μεταφοράς πακέτων, οι υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης και η αδιάλειπτη σύνδεση μεταφοράς δεδομένων στα τερματικά. Αποτελεί ορόσημο στην εξέλιξη του GSM και πλέον είναι παρόν σχεδόν σε όλα τα συστήματα κινητής τηλεφωνίας [9].

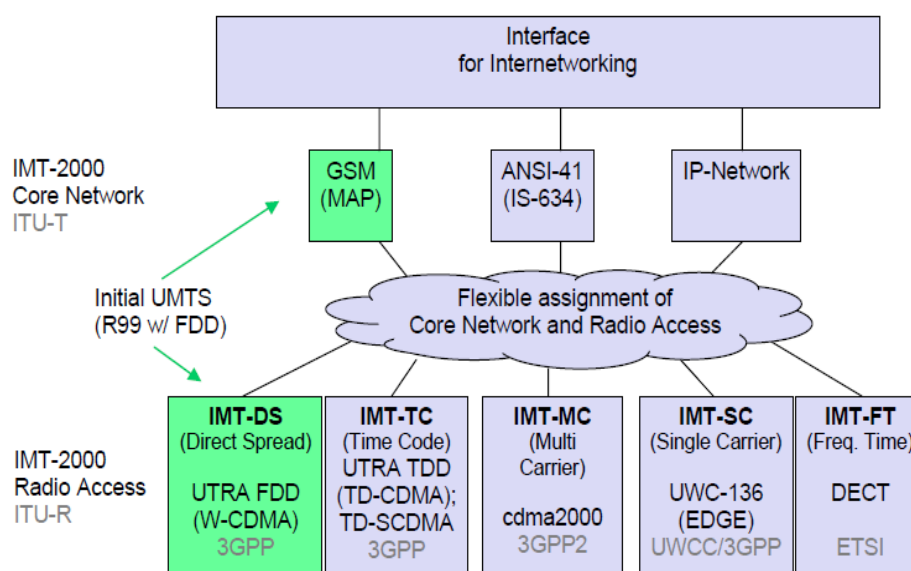
Η τελευταία αναβάθμιση του GSM στο δρόμο προς τα δίκτυα 3ης γενιάς ήταν αυτή του Enhanced Data Rates for Global Evolution (EDGE), η οποία χαρακτηρίστηκε από πολλούς ερευνητές ως 2.75G. Η νέα τεχνολογία χρησιμοποιούσε διαμόρφωση 8-Phase Shift Keying (8PSK) και πρόσφερε τριπλάσιους ρυθμούς μετάδοσης που σε συνδυασμό με το GPRS (EGPRS) έφταναν τα 384 kbps. Είναι η τεχνολογία που βελτίωσε το GSM από άποψη χωρητικότητας, ταχύτητας και φασματικής απόδοσης, καθιστώντας το ικανό να υποστηρίξει υπηρεσίες τρίτης γενιάς, όπως η τηλεδιάσκεψη, η αναπαραγωγή βίντεο και η ταχύτερη πλοήγηση στο διαδίκτυο.

1.5 Τεχνολογίες 3ης γενιάς (3G)

Οι κύριοι λόγοι ανάπτυξης των 3G ήταν οι εφαρμογές πολυμέσων, η παγκόσμια παρουσία και η έλλειψη χωρητικότητας. Για να επιτευχθούν οι στόχοι αυτοί, η

Διεθνής Ένωση Τηλεπικοινωνιών (ITU) καθιέρωσε ένα σύνολο προδιαγραφών, το επονομαζόμενο International Mobile Telecommunications-2000 (IMT-2000).

Το IMT-2000 προϋπέθετε ποιότητα φωνής συγκρίσιμη με το δημόσιο τηλεφωνικό δίκτυο και ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων 144 kbps για χρήστες υψηλής κινητικότητας (οχήματα/τρένα), 384 kbps για χρήστες χαμηλής κινητικότητας (πεζοί) και 2 Mbps για ακίνητους χρήστες [5]. Η δεύτερη προδιαγραφή ήταν οι χρήστες να παραμένουν συνδεδεμένοι οπουδήποτε κι αν βρίσκονται, οποιαδήποτε στιγμή. Αυτό γινόταν με την κάλυψη των χρηστών από άλλα κυψελωτά και δορυφορικά δίκτυα, σε περιοχές ή χρονικές στιγμές που δεν μπορούσε να τους εξυπηρετήσει το 3G. Η τρίτη προδιαγραφή πρότεινε τη σμίκρυνση των κυψελών, ώστε να γίνεται καλύτερη χρήση του περιορισμένου φάσματος μέσω της επαναχρησιμοποίησης συχνότητας. Η οικογένεια των IMT-2000 φαίνεται συνοπτικά στο Σχήμα 1-3 [14].



Σχήμα 1-3. Η οικογένεια των IMT-2000

Το ευρωπαϊκό πρότυπο της γενιάς αυτής ονομάζεται Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) και όπως φαίνεται στο Σχήμα 1-3 βασίζεται στην πρόσβαση W-CDMA. Η ακτίνα των κυψελών είναι περίπου 8 km ενώ η ισχύς εκπομπής των τερματικών κυμαίνεται μεταξύ 125 και 250 mW. Διαθέτει υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης πράγμα το οποίο καθιστά το δίκτυο κατάλληλο για εφαρμογές πραγματικού χρόνου. Επιπλέον, αξιοποιούνται τα πλεονεκτήματα της μεταγωγής πακέτου, όπως η δυνατότητα συνεχούς σύνδεσης και εξαλείφονται τα μειονεκτήματα της μεταγωγής κυκλώματος, όπως η εγκατάσταση σύνδεσης πριν τη μετάδοση. Επιπρόσθετα οφέλη των 3G συστημάτων είναι οι εφαρμογές και η πρόσβαση στο διαδίκτυο με ταχύτητες που πλησιάζουν αυτές των ενσύρματων Asymmetric Digital Subscriber Line (ADSL) [15]. Επίσης, ελαχιστοποιείται ο χρόνος μετάδοσης μηνυμάτων, όπως των Multimedia Messaging Service (MMS) και των e-mail και, τέλος, παρέχονται υπηρεσίες εύρεσης θέσεων, τα γνωστά σε όλους Global Positioning System (GPS).

Με την πάροδο του χρόνου, η αύξηση του αριθμού των χρηστών και η ανάπτυξη πολλών διαφορετικών συστημάτων, τα οποία καταλάμβαναν μέρος του φάσματος ανάλογα με τις ανάγκες τους και όχι συντονισμένα μεταξύ τους, έκανε την ανάγκη για χωρητικότητα όλο και μεγαλύτερη. Ουσιαστικά το φάσμα εκτός του ότι κατά ένα μεγάλο μέρος του ήταν ήδη κατειλημένο, παρουσιάζονταν φασματικές περιοχές αναξιοποίητες. Στην πρώτη περίπτωση μάλιστα, υπήρχαν περιπτώσεις όμοιων συστημάτων που όμως λειτουργούσαν σε διαφορετικές συχνότητες, οδηγώντας κατα συνέπεια σε άσκοπη σπατάλη πόρων. Γι' αυτό, οι εταιρίες τηλεπικοινωνιών οδηγήθηκαν στην έρευνα και την κατασκευή μιας 4ης γενιάς συστημάτων, η οποία περιγράφεται αναλυτικότερα παρακάτω.

1.6 Τεχνολογίες 4ης γενιάς (4G)

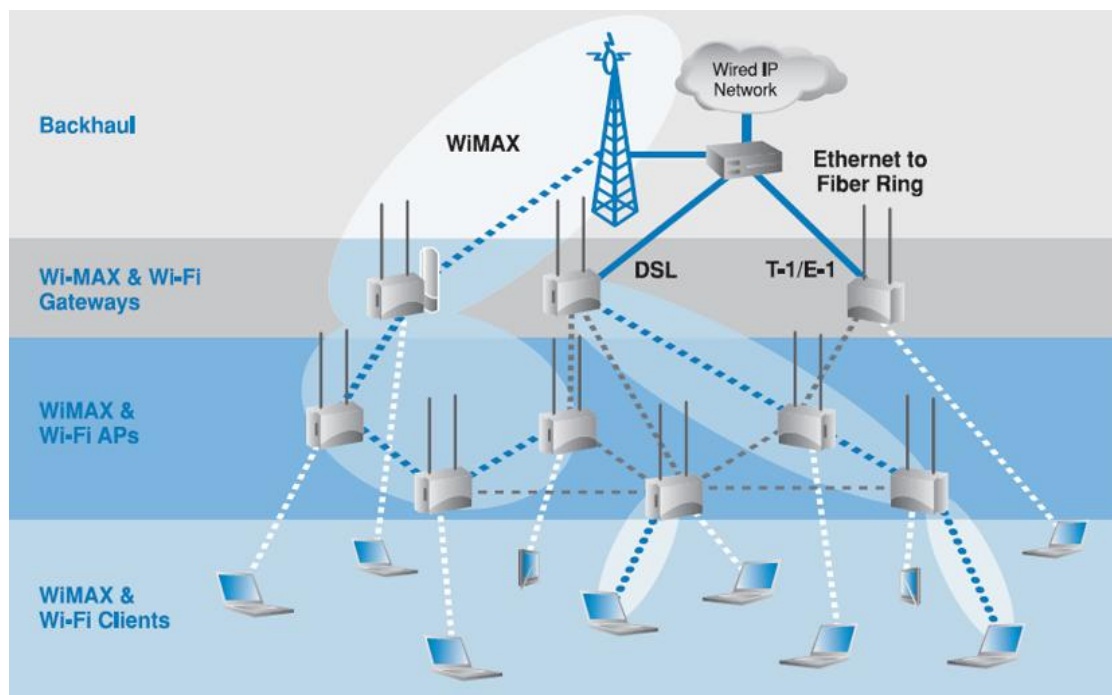
Τα 4G δίκτυα λύνουν το πρόβλημα της χωρητικότητας και της σωστής αξιοποίησης του φάσματος με την ενσωμάτωση και ενοποίηση όλων των κινητών τεχνολογιών που υπάρχουν (π.χ. GSM, GPRS, IMT-2000, WiFi-Wireless Fidelity, Bluetooth) η οποία είναι και η βασική ιδέα της τεχνολογίας αυτής [9].

Οι βασικοί στόχοι της νέας τεχνολογίας είναι η πανταχού παρουσία, η παροχή πολλών και διαφορετικών υπηρεσιών και το χαμηλό κόστος ανά bit. Με τον όρο πανταχού παρουσία εννοούμε ότι τα νέα αυτά δίκτυα θα είναι σε θέση να παρέχουν αδιάλειπτη δυνατότητα επικοινωνίας, οπουδήποτε και οποτεδήποτε, όχι μόνο στους χρήστες τους αλλά και σε οποιονδήποτε μηχανισμό ζητάει να επικοινωνήσει μέσω του συστήματος. Με τις διαφορετικές υπηρεσίες, οι χρήστες έχουν τη δυνατότητα να επιλέγουν αυτοί το είδος της υπηρεσίας που επιθυμούν, και έτσι να διαφοροποιούνται από άλλους χρήστες ανάλογα με τις ανάγκες τους. Επιπλέον, η μετάδοση μεγάλου όγκου δεδομένων γίνεται πιο εφικτή από άποψη κόστους, με το κόστος ανά bit να είναι δεκάδες φορές μικρότερο από αυτό των 3G [5]. Σε αντίθεση με τα GSM/3G, οι λειτουργίες ελέγχου διαμοιράζονται σε πολλές βαθμίδες του δικτύου με αποτέλεσμα να έχουμε φθηνότερο δίκτυο και γρηγορότερη μεταφορά δεδομένων [9].

Άλλο βασικό χαρακτηριστικό των δικτύων αυτών είναι ότι βασίζονται εξ ολοκλήρου στο πρωτόκολλο IP (και συγκεκριμένα στο IPv6) πετυχαίνοντας υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, της τάξεως των 50-100 Mbps για χρήστες με υψηλή κινητικότητα και 1Gbps για χρήστες με χαμηλή κινητικότητα, προσφέροντας έτσι γρήγορες μεταβάσεις, πολύ καλή ποιότητα υπηρεσιών και ασφάλεια [5,15]. Το πρωτόκολλο αυτό εξασφαλίζει, επίσης, διαλειτουργικότητα, δηλαδή οι χρήστες μπορούν να έχουν πρόσβαση στις ίδιες υπηρεσίες από τερματικά με διαφορετικά χαρακτηριστικά.

Η πρώτη φορά λειτουργίας ενός 4G συστήματος ήταν το 2010, στις ΗΠΑ από την MetroPCS, με το πρότυπο Long Term Evolution (LTE) με ακτίνες κυψελών έως και 5 km. Σήμερα, τα συνηθέστερα συστήματα τέταρτης γενιάς είναι το WiFi και το WiMAX. Λόγω όμως των υψηλών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων που υποστηρίζουν, είναι επιτακτική η ανάγκη εξοικονόμησης φάσματος. Τη λύση στο πρόβλημα αυτό

δίνει η ετερογένεια συστημάτων, δηλαδή η λειτουργία δύο ή περισσότερων διαφορετικών υποδικτύων για την εξυπηρέτηση χρηστών ενός καθολικού δικτύου. Ένα κλασικό παράδειγμα ετερογενούς δικτύου που συνδυάζει τα WiMAX με τα WiFi συστήματα, φαίνεται στο Σχήμα 1-4. Βασική προϋπόθεση για την επίτευξη της ετερογένειας είναι η γεφύρωση των διαφορών των υποδικτύων μέσω μίας κοινής τεχνικής πρόσβασης των χρηστών στο δίκτυο. Γι' αυτό το λόγο χρησιμοποιούνται οι κεραιές πολλαπλών εισόδων/πολλαπλών εξόδων MIMO (Multiple Input and Multiple Output) για την πρόσβαση στο κανάλι και η τεχνική πρόσβασης πόρων OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access). Η OFDMA αποτελεί μία παραλλαγή της κλασικής FDMA που περιλαμβάνει ορθογώνιους επικαλυπτόμενους παλμούς. Με την τεχνική αυτή γίνεται καλύτερη διαχείριση του μεγάλου πλήθους συνδρομητών, επιτυγχάνεται υψηλότερη φασματική απόδοση και μεγαλύτερη χωρητικότητα. Περισσότερα χαρακτηριστικά για τα ετερογενή OFDMA δίκτυα τέταρτης γενιάς αναλύονται στη συνέχεια της διπλωματικής αυτής εργασίας.



Σχήμα 1-4. Ετερογενές WiMAX-WiFi δίκτυο

2 ΤΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟ ΚΑΝΑΛΙ

Οι ασύρματες επικοινωνίες περιλαμβάνουν τη μετάδοση πληροφορίας, μεταξύ πομπού και δέκτη, μέσω ηλεκτρομαγνητικών (ΗΜ) κυμάτων, τα οποία στην περίπτωση των κινητών τηλεπικοινωνιών κυμαίνονται μεταξύ των 30 MHz- 3 GHz. Η ενσωμάτωση της πληροφορίας είναι δυνατή με τη μεταβολή χαρακτηριστικών του κύματος όπως είναι το πλάτος, η φάση και η συχνότητα. Ωστόσο, στο διάλυο μετάδοσης συμβαίνουν φαινόμενα που επηρεάζουν τους παράγοντες αυτούς, με αποτέλεσμα το κανάλι διάδοσης να έχει καθοριστική επίδραση στην επικοινωνία. Στη συνέχεια, αναλύονται τα βασικότερα αυτά φαινόμενα διάδοσης και τα χαρακτηριστικά του ασύρματου διαύλου.

2.1 Τα χαρακτηριστικά του ασύρματου καναλιού διάδοσης

Η μετάδοση των ηλεκτρομαγνητικών σημάτων στο κανάλι διάδοσης πραγματοποιείται με τέσσερις τρόπους: με απευθείας διάδοση, με ανάκλαση, με περίθλαση και με σκέδαση. Η απευθείας διάδοση, προφανώς, προϋποθέτει τη μετάδοση του σήματος από τον πομπό στο δέκτη χωρίς την μεσολάβηση κάποιου εμποδίου. Ανάκλαση (reflection) συμβαίνει όταν το σήμα προσπίπτει σε λεία επιφάνεια με πολύ μεγάλες διαστάσεις συγκρινόμενες με το μήκος κύματος του σήματος, όπως, για παράδειγμα, το έδαφος, κτίρια, τοίχοι ή άλλες επιφάνειες χωρίς γωνίες ή ασυνέχειες. Περίθλαση (diffraction), συμβαίνει όταν ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη υπάρχει εμπόδιο μεγάλων διαστάσεων συγκρινόμενων με το μήκος κύματος, το οποίο προκαλεί την εμφάνιση δευτερευόντων κυμάτων πίσω από αυτό, σύμφωνα με την αρχή του Huygens. Τέτοια εμπόδια μπορεί να είναι κτιριακές κατασκευές ή και ανωμαλίες του εδάφους (π.χ. βουνά, λόφοι). Τέλος, σκέδαση ή διάχυση (diffuse scattering) προκαλείται όταν το σήμα προσκρούει σε εμπόδιο με διαστάσεις μικρές συγκρινόμενες με το μήκος κύματος, με αποτέλεσμα η ανακλώμενη ενέργεια να διασκορπίζεται σε όλες τις κατευθύνσεις [1], [16], [17]. Τα φαινόμενα αυτά επηρεάζουν τη στάθμη ισχύος του σήματος με αποτελέσματα αυτό να φτάνει παραμορφωμένο στο τερματικό και να μην μπορεί να ανακτηθεί σωστά. Για το λόγο αυτό κάθε ασύρματη ζεύξη χαρακτηρίζεται από ένα προφίλ ισχύος.

Το προφίλ ισχύος αποτελεί την κατανομή της μέσης ηλεκτρομαγνητικής ισχύος του λαμβανόμενου σήματος συναρτήσει της απόστασης. Πιο αναλυτικά, λόγω των φαινομένων της πολύοδης διάδοσης, το ασύρματο κανάλι αποκτά απρόβλεπτη συμπεριφορά με αποτέλεσμα άλλοτε να συμβάλλει στην επιτυχία μιας ζεύξης και άλλοτε να εμποδίζει την διεκπεραίωσή της. Έτσι, μεταβάλλεται η ισχύς λήψης του σήματος ανάλογα με την απόσταση, με αποτέλεσμα τις περισσότερες φορές να δυσκολεύει την επικοινωνία. Οι μεταβολές αυτές οφείλονται σε τέσσερις βασικούς παράγοντες, οι οποίοι επηρεάζουν το ασύρματο κανάλι διάδοσης και είναι οι απώλειες διάδοσης-εξασθένιση (path loss), η σκίαση (shadowing), οι διαλείψεις λόγω πολύοδης διάδοσης (multipath fading) και οι παρεμβολές (interference).

Επειδή το προφίλ ισχύος αποτελεί βασικό κριτήριο ποιότητας μίας ασύρματης ζεύξης οφείλουμε να λάβουμε σοβαρά υπόψη μας τα φαινόμενα που το επηράζουν. Κάθε ένα από τα φαινόμενα αυτά έχει διαφορετική φυσική προέλευση και πρέπει να μελετώνται όλα κατά τη σχεδίαση αλλά και κατά την αξιολόγηση της επίδοσης των κυψελωτών συστημάτων. Για την καλύτερη κατανόησή τους, ακολουθεί μία σύντομη ανάλυση των τεσσάρων αυτών βασικών παραγόντων διάδοσης.

2.2 Απώλειες διάδοσης – Εξασθένιση (Path Loss)

Οι απώλειες διάδοσης για ένα δεδομένο περιβάλλον διάδοσης ορίζονται ως ο λόγος της εκπεμπόμενης ισχύος προς τη λαμβανόμενη ισχύ και είναι συνήθως μια συνάρτηση της απόστασης διάδοσης. Τα ασύρματα κανάλια διάδοσης, όμως, παρουσιάζουν πολύ μεγάλη ποικιλία ως προς τη δομή τους και τη φύση των εμποδίων τους με αποτέλεσμα η εξάρτηση της εξασθένισης από την απόσταση να είναι τελείως διαφορετική για κάθε περιβάλλον διάδοσης. Γι' αυτό το λόγο, έχει αναπτυχθεί μία πληθώρα μοντέλων τόσο ποιοτικών όσο και ποσοτικών, που αποσκοπούν όχι μόνο στην ανάλυση του φαινομένου διάδοσης στο ραδιοδιάυλο, αλλά και στην εξαγωγή κανόνων που συνδέουν τις μεταβολές του σήματος με ένα πλήθος παραμέτρων, όπως η συχνότητα, το περιβάλλον, ο τύπος κεραιών, η κινητικότητα των δεκτών κ.α. Κάποια από τα βασικότερα μοντέλα απωλειών διάδοσης αναλύονται στη συνέχεια της παρούσας ενότητας [19].

2.2.1 Μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου (Free Space Loss)

Το μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου (Free Space Loss) είναι ένα αναλυτικό μοντέλο, δηλαδή βασίζεται σε θεωρίες της ηλεκτρομαγνητικής διάδοσης και σε γεωμετρικά χαρακτηριστικά για την περιγραφή του ραδιοδιαύλου. Προϋποθέτει τη διάδοση του σήματος με την ύπαρξη μόνο απευθείας συνιστώσας μεταξύ πομπού και δέκτη σε μέσο ισοτροπικό, ομογενές και χωρίς απώλειες και σε χώρο ελεύθερο από τεχνητά και φυσικά εμπόδια. Έχει, δηλαδή, θεωρηθεί ότι οι κεραίες πομπού και δέκτη βρίσκονται πολύ μακριά τόσο από το έδαφος, όσο και από οποιοδήποτε άλλο εμπόδιο που θα μπορούσε να προκαλέσει ανακλάσεις, περιθλάσεις και σκεδάσεις. Στην περίπτωση αυτή η εξίσωση που προσδιορίζει τη λαμβανόμενη ισχύ, δίνεται από την εξίσωση του Friis [17]:

$$P_R = P_T \left(\frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_T G_R \quad (2.1)$$

όπου P_R και P_T είναι η λαμβανόμενη και εκπεμπόμενη ισχύς αντιστοίχως, G_R είναι το κέρδος της κεραιάς του δέκτη και G_T είναι το κέρδος της κεραιάς του πομπού, r είναι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη και, τέλος, λ είναι το μήκος κύματος.

Εύκολα γίνεται αντιληπτό από την (2.1), ότι η ισχύς λήψης στο μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου είναι αντιστρόφως ανάλογη του τετραγώνου της απόστασης.

Επιπλέον, μπορούμε να διαπιστώσουμε πειραματικά ότι η στάθμη της λαμβανόμενης ισχύος υπόκειται σε πτώση της τάξεως των 20dB/δεκάδα. Αυτό σημαίνει ότι όταν η απόσταση δεκαπλασιάζεται η στάθμη ισχύος υποεκαπλασιάζεται (οι απώλειες αυξάνονται κατά 20dB). Τελικά, το μοντέλο αυτό κρίνεται τελείως ακατάλληλο σε ρεαλιστικά κυψελωτά συστήματα αφού είναι προφανής η ύπαρξη ανακλώμενης συνιστώσας και αρκετών εμποδίων [1], [19].

2.2.2 Μοντέλο επίπεδης γης (Plane Earth Model)

Το μοντέλο επίπεδης γης (Plane Earth Model), ή αλλιώς μοντέλο δύο ακτίνων, στηρίζεται στη θεωρία της γεωμετρικής οπτικής και αποτελεί ένα πιο ρεαλιστικό αναλυτικό μοντέλο από αυτό του ελεύθερου χώρου. Θεωρεί τη γη τέλειο αγωγίμο επίπεδο με συντελεστή ανάκλασης της επιφάνειάς της ίσο με -1, με αποτέλεσμα τα κύματα που προσπίπτουν σε αυτή να ανακλώνται πλήρως. Έτσι, το σήμα του δέκτη προκύπτει από τη συμβολή της απευθείας συνιστώσας του ηλεκτρικού πεδίου και της ανακλώμενης από το έδαφος, με διαφορετική διανυόμενη απόσταση η κάθε μία. Είναι φανερό, λοιπόν, ότι το μοντέλο αυτό είναι κατάλληλο να περιγράψει διατάξεις όπου η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη είναι μικρή, της τάξεως των μερικών δεκάδων χιλιομέτρων, και η καμπυλότητα της γης θεωρείται αμελητέα.

Η βασική θεώρηση του μοντέλου είναι ότι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη (d) είναι πολύ μεγάλη συγκρινόμενη με τα ύψη των κεραιών τους (h_t, h_r), δηλαδή ισχύουν οι σχέσεις [1], [18]:

$$\alpha) d \gg h_t + h_r$$

$$\beta) d > \frac{20h_t h_r}{\lambda_c}$$

Σύμφωνα με την παραπάνω παραδοχή, η σχέση που δίνει τη λαμβανόμενη ισχύ είναι η εξής [1], [17]:

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

Παρατηρώντας την (2.2) είναι φανερό ότι σε αυτό το μοντέλο η στάθμη της ισχύος μειώνεται κατά 40dB/δεκάδα, δηλαδή με δεκαπλασιασμό της απόστασης έχουμε μείωση της ισχύος λήψης, και επομένως αύξηση των απωλειών, κατά 40dB.

2.2.3 Εκθετικό μοντέλο διάδοσης (Μοντέλο Απλής Κλίσης)

Ακόμη πιο ρεαλιστική προσέγγιση είναι αυτή του εκθετικού μοντέλου διάδοσης. Το μοντέλο αυτό είναι ένα εμπειρικό μοντέλο, δηλαδή βασίζεται σε πειράματα και

μετρήσεις για την περιγραφή των απωλειών, και αναφέρεται σε περιπτώσεις όπου δεν υπάρχει οπτική επαφή (Line Of Sight) πομπού και δέκτη [19]:

$$L(d) \propto L_o \left(\frac{d}{d_o} \right)^n \quad (2.3)$$

Οι απώλειες διάδοσης εκφράζονται ως $L(d)$, με d την απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη, ενώ d_o είναι η απόσταση αναφοράς – συνήθως θεωρούμε ως απόσταση αναφοράς την απόσταση όπου υπάρχει απευθείας συνιστώσα (LOS) – και L_o οι απώλειες σε απόσταση d_o . Ο εκθέτης n καλείται συντελεστής απωλειών διάδοσης (path loss factor) ή συντελεστής εξασθένησης και εκφράζει ακριβώς τη συμπεριφορά της ισχύος του σήματος με την απόσταση. Για τα μοντέλα ελεύθερου χώρου και επίπεδης επιφάνειας που περιγράφηκαν προηγουμένως ο συντελεστής αυτός είναι $n=2$ και $n=4$ αντίστοιχα. Σε πραγματικά περιβάλλοντα διάδοσης ο εκθέτης αυτός παίρνει τιμές από 2 έως 6, σε κλειστούς κυρίως χώρους όπου προσομοιώνονται συνθήκες κυματοδήγησης, έως και 6 σε αστικές περιοχές με υψηλό δείκτη σκέδασης [17], [19]. Λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση:

$$L(d) = L_o + 10n \log_{10} \left(\frac{d}{d_o} \right) \quad (2.4)$$

που εκφράζει τις απώλειες σε dB σύμφωνα με το εκθετικό μοντέλο διάδοσης, συμπεραίνουμε ότι η ισχύς εδώ μειώνεται κατά $10n$ dB/δεκάδα, δηλαδή δεκαπλασιασμός της απόστασης σημαίνει μείωση της ισχύος λήψης κατά $10n$ dB, όπου το n εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης [1].

2.2.4 Μοντέλο COST 231 - Hata

Ένα, επίσης, πολύ διαδεδομένο μοντέλο είναι το COST 231 – Hata. Αποτελεί εξέλιξη του εμπειρικού μοντέλου Okumura – Hata και έχει πολύ καλή εφαρμογή σε ευρωπαϊκά αστικά περιβάλλοντα. Το εύρος τιμών των παραμέτρων για τις οποίες το μοντέλο δίνει ρεαλιστικές προσεγγίσεις, και κατά συνέπεια έχει νόημα να εφαρμοστεί, είναι [1]:

f: 1500-2000 MHz

h_m : 1-10m

h_b : 30-200m

d: 1-20km

με f τη συχνότητα λειτουργίας του συστήματος, h_b και h_m το ύψος της κεραίας του κινητού τερματικού και του σταθμού βάσης αντιστοίχως και d την απόσταση μεταξύ τους.

Λαμβάνοντας υπόψη μας τους παραπάνω περιορισμούς, μπορούμε να κάνουμε χρήση του μοντέλου για αστικά περιβάλλοντα με την εξής μορφή [1]:

$$PL(dB) = 46.3 + 33.9 \log_{10}(f) - 13.82 \log_{10}(h_b) - a(h_m) + (44.9 - 6.55 \log_{10}(h_b)) \log_{10}(d) + C_m \quad (2.5)$$

όπου το $a(h_m)$ είναι ένας διορθωτικός παράγοντας αναφορικά με το ύψος της κεραίας του κινητού τερματικού και προσδιορίζεται, για μικρές ή μεσαίου μεγέθους πόλεις, από τη σχέση:

$$a(h_m) = 3.2(\log_{10}(11.75h_m))^2 - 4.97 \quad (2.6)$$

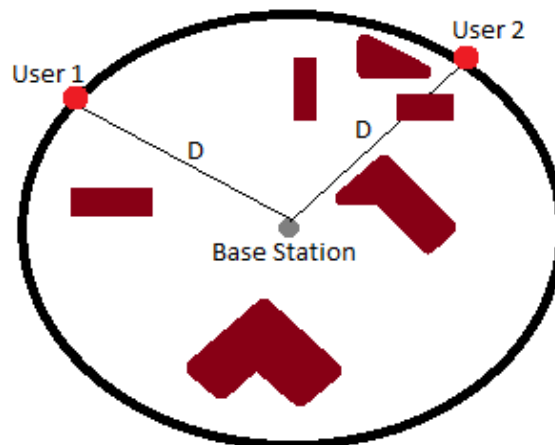
ενώ για μεγάλες πόλεις υπολογίζεται από τη σχέση:

$$a(h_m) = (1.1 \log_{10}(f) - 0.7)h_m - (1.56 \log_{10}(f) - 0.8) \quad (2.7)$$

Ο παράγοντας c_m είναι ίσος με 0dB για μεσαίου μεγέθους πόλεις και μικροαστικά κέντρα με μικρή πυκνότητα δέντρων και 3dB για μητροπολιτικά κέντρα. Αξίζει να σημειωθεί ότι το μοντέλο αυτό βρίσκει εφαρμογή μόνο σε μακροκυψέλες, δηλαδή σε περιπτώσεις που η κεραία του σταθμού βάσης είναι σε ψηλότερο σημείο από τις στέγες των σπιτιών, και δεν μπορεί να εφαρμοστεί σε μικροκυψέλες.

2.3 Σκίαση (Shadow Fading)

Σκίαση στις τηλεπικοινωνίες ονομάζουμε το φαινόμενο κατά το οποίο παρατηρούνται ανεξάρτητες της απόστασης διακυμάνσεις στην ισχύ λήψης του σήματος, λόγω φυσικών και τεχνητών εμποδίων του περιβάλλοντος διάδοσης. Οι μεταβολές αυτές είναι τυχαίες, αργά εξελισσόμενες και ονομάζονται, ως γνωστόν, διαλείψεις σκίασης ή μακροσκοπικές διαλείψεις. Ένα σχηματικό παράδειγμα τυχαίας διάταξης για την περιγραφή του φαινομένου αυτού δίνεται στο Σχήμα 2-1. Φαίνεται, λοιπόν, ότι οι χρήστες 1 και 2 του σχήματος ενώ βρίσκονται σε ίσες αποστάσεις (D) από το σταθμό βάσης βλέπουν διαφορετική διάταξη εμποδίων στον δρόμο τους προς αυτόν, με αποτέλεσμα να λαμβάνουν διαφορετικά επίπεδα ισχύος.



Σχήμα 2-1. Συνθήκες σκίασης σε περιβάλλον τυχαίας διάταξης

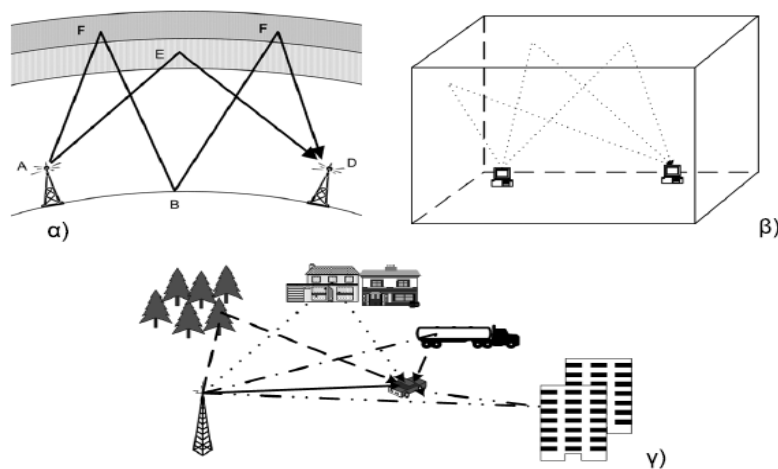
Γενικότερα, το ασύρματο περιβάλλον διάδοσης χαρακτηρίζεται από μεγάλη ποικιλομορφία και τυχαιότητα ως προς τη δομή του και τη διάταξη των εμποδίων του. Επειδή η θέση, το μέγεθος και οι διηλεκτρικές ιδιότητες των εμποδίων καθώς και οι μεταβολές των επιφανειών ανάκλασης και της θέσης των σκεδαστών είναι γενικά άγνωστες, η συνολική απώλεια διάδοσης αποτελεί τυχαία μεταβλητή. Για τη στατιστική περιγραφή του φαινομένου της σκίασης έχει επιβεβαιωθεί πειραματικά σε ασύρματα δίκτυα εξωτερικού και εσωτερικού χώρου ότι ισχύει η λογαριθμοκανονική κατανομή. Με βάση αυτό, θεωρούμε X_{σ} μία τυχαία μεταβλητή Gauss με μηδενική μέση τιμή, τυπική απόκλιση σ και συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας [16], [19]:

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma} \exp\left(-\frac{(x - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.8)$$

όπου x είναι η μετρούμενη στάθμη ισχύος σε dBW, μ είναι μέση τιμή των απωλειών, η οποία προκύπτει από το εκάστοτε μοντέλο απωλειών και εξαρτάται από την απόσταση, ενώ σ είναι η τυπική απόκλιση η οποία είναι ανεξάρτητη της απόστασης και εξαρτάται μόνο από το περιβάλλον διάδοσης. Η τυπική απόκλιση (σ) κυμαίνεται συνήθως από 4 έως 12dB με συνηθέστερη τιμή αυτή των 8dB. Τελικά, ο υπολογισμός των απωλειών διάδοσης μαζί με τη σκίαση προκύπτει αν απλώς συμπεριλαμβανουμε στο μοντέλο απωλειών την τυχαία μεταβλητή X_{σ} [16].

2.4 Διαλείψεις λόγω πολύοδης διάδοσης

Η πολυδιαδρομική διάδοση (multipath) είναι ένα από τα πιο βασικά χαρακτηριστικά της διάδοσης στο ραδιοδιάλυο. Το ασύρματο περιβάλλον διάδοσης αποτελείται από μεγάλο αριθμό σκεδαστών με διαφορετικά γεωμετρικά χαρακτηριστικά και μεγάλη ποικιλία στη διάταξή τους, με αποτέλεσμα το σήμα να υπόκειται σε όλους σχεδόν τους μηχανισμούς διάδοσης που περιγράφηκαν στην ενότητα 2.1. Άμεση συνέπεια αυτού, είναι το σήμα που στέλνει ο πομπός να φτάνει στο δέκτη μέσω πολλαπλών διαδρομών, να υπόκειται δηλαδή σε πολυδιαδρομική διάδοση (Σχήμα 2-2).



Σχήμα 2-2. Πολύοδη διάδοση: α) εξαιτίας ιονοσφαιρικών σκεδάσεων β) σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα εσωτερικού χώρου γ) σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα εξωτερικού χώρου

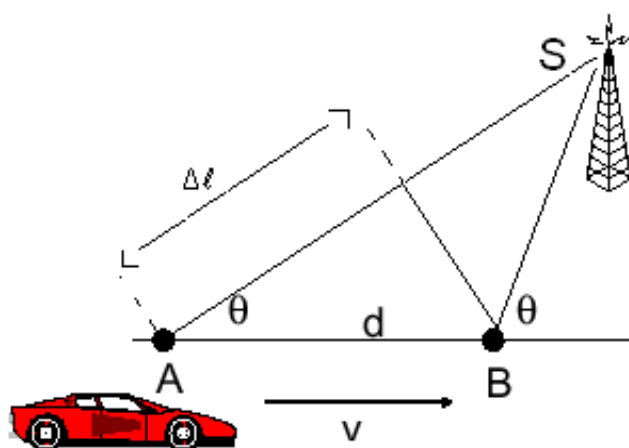
Οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες που λαμβάνει ο δέκτης διαφέρουν μεταξύ τους στο χρόνο άφιξης, στη φάση αλλά και στο πλάτος [21]. Ο δέκτης αφού λάβει όλες τις διαφορετικές εκδοχές του σήματος, τις αθροίζει διανυσματικά μεταξύ τους, παράγοντας ένα σύνθετο λαμβανόμενο σήμα. Η διανυσματική αυτή άθροιση των συνιστωσών του σήματος οδηγεί σε αρνητική ή θετική συμβολή, γεγονός που αποτυπώνεται στις αυξομειώσεις στο πλάτος του λαμβανόμενου σήματος [1], [16].

Επιπλέον, το ασύρματο περιβάλλον διάδοσης παρουσιάζει μεγάλη μεταβλητότητα. Πέρα από την προφανή συνεχόμενη κίνηση των τερματικών – κάτι το οποίο αποτελεί και τη βασική απαίτηση των κινητών επικοινωνιών – τα διάφορα εμπόδια που συνθέτουν το περιβάλλον της περιοχής κάλυψης μπορεί να βρίσκονται σε συνεχή κίνηση, δημιουργώντας έτσι ένα διαρκώς μεταβαλλόμενο περιβάλλον πολλαπλών ανακλάσεων και σκεδάσεων. Καθώς, λοιπόν, ο χρήστης κινείται και το περιβάλλον αλλάζει κάθε χρονική στιγμή οι χωρικές μεταβολές της περιβάλλουσας του σήματος εκλαμβάνονται ως χρονικές μεταβολές, με αποτέλεσμα να δημιουργούνται, εκτός από διαλείψεις σκίασης, και διαλείψεις περιβάλλουσας ή μικροσκοπικές διαλείψεις. Ο ρυθμός των μικροσκοπικών διαλείψεων εξαρτάται από την ταχύτητα του τερματικού [19], [20].

Οι διαλείψεις λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης παρουσιάζονται στη χρονική, φασματική αλλά και χωρική απεικόνιση του σήματος. Περαιτέρω ανάλυση ακολουθεί στις επόμενες ενότητες.

2.4.1 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο – Διασπορά Doppler

Πρόκειται για μικροσκοπικές διαλείψεις λόγω της κινητικότητας του χρήστη και των εμποδίων του περιβάλλοντος διάδοσης, που εξαρτώνται από το χρόνο και εμφανίζονται ως μεταβολές στη φάση του σήματος λήψης. Το φαινόμενο αυτό είναι γνωστό και ως ολίσθηση Doppler. Για την αναλυτικότερη περιγραφή του φαινομένου, θεωρούμε ένα κινητό που κινείται με σταθερή ταχύτητα v , όπως στο Σχήμα 2-3 [16].



Σχήμα 2-3. Ολίσθηση Doppler

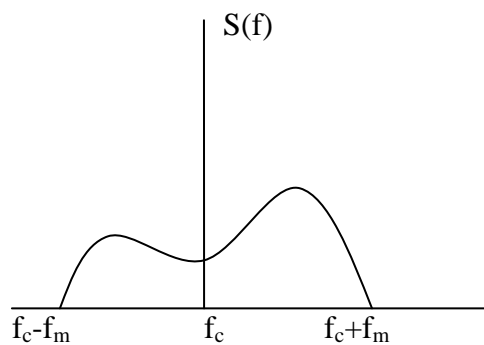
Το κινητό λαμβάνει σήματα από μία πολύ απομακρυσμένη πηγή S, επομένως η γωνία θ μεταξύ της ευθείας κίνησής του και της ευθείας λήψης του σήματος από το σταθμό βάσης θεωρείται ίδια και στις δύο περιπτώσεις (σημεία A και B). Αν ο χρόνος που απαιτείται για να μεταβεί το κινητό τερματικό από τη θέση A στη θέση B είναι Δt , τότε η διαφορά των μηκών των διαδρομών που διανύει το σήμα από την πηγή S ως στα σημεία A και B θα είναι [1], [16]:

$$\Delta\phi = \frac{2\pi \cdot \Delta\ell}{\lambda} = \frac{2\pi \cdot v \cdot \Delta t}{\lambda} \cos\theta \quad (2.9)$$

Ενώ η μεταβολή της φέρουσας συχνότητας ή αλλιώς ολίσθηση Doppler δίνεται από τον τύπο [16]:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\phi^{(2.9)}}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta \quad (2.10)$$

Η μέγιστη τιμή της ολίσθησης Doppler, f_m , ονομάζεται διασπορά Doppler (Doppler spread). Η διασπορά Doppler προκαλεί τη διεύρυνση του εύρους ζώνης του σήματος κατά f_m όπως φαίνεται στο Σχήμα 2-4 [22].



Σχήμα 2-4. Διασπορά Doppler στο φάσμα του απλού τόνου

Μαθηματικά η διασπορά Doppler για το φάσμα $S(f)$ του σήματος με \bar{f} τη μέση συχνότητα ορίζεται ως εξής:

$$f_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\int_{f-f_m}^{f+f_m} (f - \bar{f})^2 S(f) df}{\int_{f-f_m}^{f+f_m} S(f) df}} \quad (2.11)$$

Η ολίσθηση Doppler εξαρτάται από την ταχύτητα του κινητού τερματικού. Συνέπεια της διασποράς Doppler είναι η αποσυσχέτιση του σήματος με χρονική περίοδο $1/f_D$, δηλαδή η επίδραση του διαύλου στο σήμα να μεταβάλλεται με περίοδο $1/f_D$. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα δύο ή περισσότερα σήματα πάνω στην ίδια φέρουσα να φτάνουν στο δέκτη σε διαφορετικές χρονικές στιγμές και να παρουσιάσουν μεγάλο βαθμό αποσυσχέτισης δημιουργώντας στο σήμα διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο.

Ένα μέγεθος “κλειδί” για τη μελέτη των χρονοεπιλεκτικών διαλείψεων είναι ο χρόνος συνοχής T_c (coherence time). Ο χρόνος συνοχής εκφράζει τη διάρκεια κατά την οποία το κανάλι επηρεάζει τις φασματικές συνιστώσες του σήματος κατά τον ίδιο τρόπο. Είναι ουσιαστικά το διάστημα στο οποίο παρουσιάζεται υψηλός δείκτης αυτοσυσχέτισης. Ο χρόνος συνοχής είναι αντιστρόφως ανάλογος με τη διασπορά Doppler, δίνεται δηλαδή από τον τύπο [19], [22]:

$$T_c \approx \frac{1}{f_{\text{RMS}}} \quad (2.12)$$

Ενώ αν ο χρόνος συνοχής αναφέρεται ως το χρονικό διάστημα κατά τη διάρκεια του οποίου η συνάρτηση χρονικής συσχέτισης είναι πάνω από 0.5 τότε:

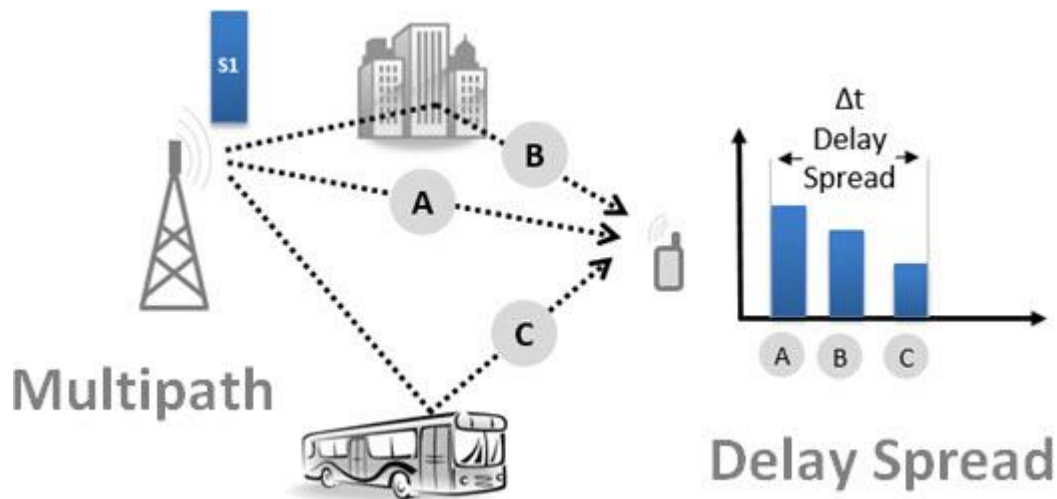
$$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_m} \quad (2.13)$$

Στην περίπτωση που η περίοδος του εκπεμπόμενου σήματος είναι μεγαλύτερη από το χρόνο συνοχής, ο διάυλος μεταβάλλεται κατά τη διάρκεια της μετάδοσης του σήματος και τότε το σήμα υπόκειται σε ταχείες διαλείψεις, ενώ όταν η περίοδος συμβόλου είναι μικρότερη του χρόνου συνοχής, τότε λέμε ότι το σήμα υπόκειται αργές διαλείψεις. Γενικότερα, σε ένα διάυλο που εμφανίζει διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο απαιτείται υψηλός ρυθμός μετάδοσης ώστε το σήμα να μεταδίδεται γρηγορότερα από το χρόνο αλλαγής καναλιού. Διαφορετικά η περίοδος των bit πρέπει να είναι αρκετά μικρή ώστε κατά τη διάρκειά τους το κανάλι να παραμένει σταθερό [19], [21].

2.4.2 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα - Διασπορά χρόνου

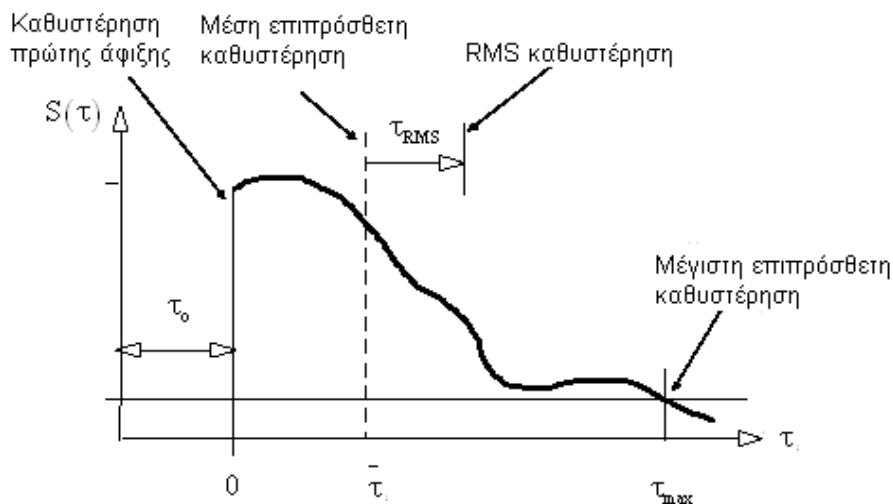
Ένα άλλο είδος μικροσκοπικών διαλείψεων είναι αυτές που είναι επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα και οφείλονται στη χρονική διασπορά του σήματος που προκύπτει από την πολυδιαδρομική μετάδοση. Οι διαλείψεις αυτές, εμφανίζονται όταν η συμβολή των συνιστωσών στο δέκτη προκύπτει αρνητική.

Όπως είναι αναμενόμενο, το σήμα που ξεκινάει από τον πομπό, διαδίδεται πολυδοκώς μέσα στο ασύρματο κανάλι, με αποτέλεσμα ο δέκτης να λαμβάνει πολλές εξασθενημένες και χρονικά ολισθημένες εκδοχές του αρχικού σήματος. Το φαινόμενο αυτό το ονομάζουμε χρονική διασπορά (delay spread) και παρουσιάζεται αναλυτικότερα στο Σχήμα 2-5. Παρατηρούμε ότι αν προσπαθήσουμε να μεταδώσουμε ένα σήμα κρουστικού παλμού, ο δέκτης θα λάβει μία σειρά από διαφορετικές εκδοχές του παλμού αυτού, ίσες με τον αριθμό των σκεδαστών του περιβάλλοντος διάδοσης, με διαφορετική εξασθένηση και καθυστέρηση, ανάλογα με τη διαδρομή την οποία έχει διανύσει η κάθε μία (Σχήμα 2-5) [23].



Σχήμα 2-5. Χρονική διασπορά λόγω πολύοδης μετάδοσης

Παρ' όλ' αυτά, στην πραγματικότητα το περιβάλλον διάδοσης αποτελείται από πολύ περισσότερους σκεδαστές και, έτσι, οι κρουστικές συνιστώσες που λαμβάνει ο δέκτης μπορούν να θεωρηθούν ως ένας ενιαίος συνεχής παλμός διάρκειας τ_{RMS} [23], που ονομάζεται διασπορά καθυστέρησης (RMS delay spread) και καθορίζει την ένταση του φαινομένου αυτού σε ένα περιβάλλον διάδοσης. Βασική προϋπόθεση για τη μελέτη του φαινομένου είναι ο καθορισμός του προφίλ καθυστέρησης ισχύος αυτής της περιοχής. Το προφίλ καθυστέρησης ισχύος είναι ουσιαστικά η μέση μετρούμενη ισχύς του σήματος ως συνάρτηση της καθυστέρησης στην εκάστοτε περιοχή, με το σημείο μηδέν να καθορίζεται από την πρώτη άφιξη (Σχήμα 2-6).



Σχήμα 2-6. Προφίλ καθυστέρησης ισχύος

Με $\bar{\tau}$ τη μέση επιπρόσθετη καθυστέρηση, υπολογίζεται η καθυστέρηση τ_{RMS} [1]:

$$\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\int_0^{\tau_{max}} (\tau - \bar{\tau})^2 S(\tau) d\tau}{\int_0^{\tau_{max}} S(\tau) d\tau}} \quad (2.14)$$

με τ_{\max} τη μέγιστη χρονική καθυστέρηση που αντιστοιχεί στο μεγαλύτερο μονοπάτι διάδοσης του σήματος.

Ακολουθεί μία μαθηματική ανάλυση σημάτων ώστε να γίνει πιο ξεκάθαρος ο τρόπος με τον οποίο η χρονική διασπορά επηρεάζει τη συμπεριφορά του καναλιού στο πεδίο της συχνότητας [1]. Για ευκολία στις πράξεις, έχουμε θεωρήσει μόνο δύο μονοπάτια διάδοσης μεταξύ πομπού και δέκτη με A_0, A_1 τα πλάτη και τ_0, τ_1 , τις καθυστερήσεις της πρώτης και δεύτερης συνιστώσας αντιστοίχως. Η κρουστική απόκριση του καναλιού θα είναι:

$$h(t) = A_0 \delta(t - \tau_0) + A_1 \delta(t - \tau_1) \quad (2.15)$$

Εύκολα προκύπτει, με μετασχηματισμό Fourier, από την (2.15) η συνάρτηση μεταφοράς:

$$H(\omega) = A_0 \exp(-j\omega\tau_0) + A_1 \exp(-j\omega\tau_1) \quad (2.16)$$

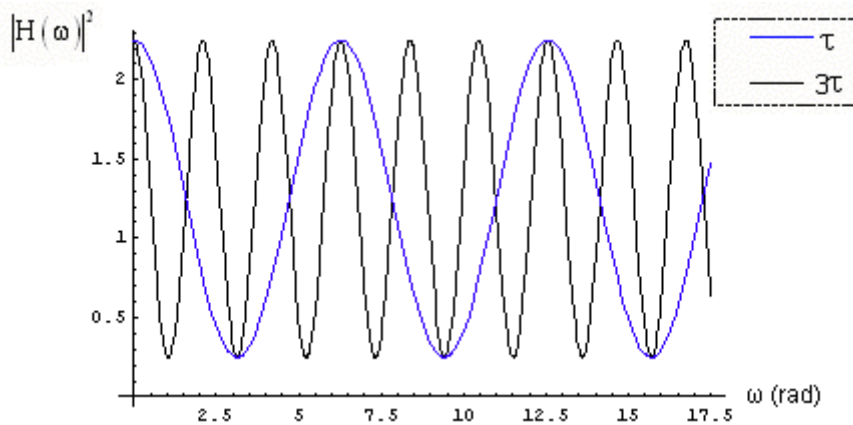
Αν θεωρήσουμε $\tau = \tau_1 - \tau_0$ τη διαφορά των χρονοκαθυστερήσεων των δύο εκδοχών του σήματος έχουμε από την (2.16):

$$\begin{aligned} H(\omega) &= A_0 \exp(-j\omega\tau_0) + A_1 \exp(-j\omega(\tau + \tau_0)) = \\ &= A_0 \exp(-j\omega\tau_0) \left[1 + \frac{A_1}{A_0} \exp(-j\omega\tau) \right] \end{aligned} \quad (2.17)$$

Παίρνοντας το μέτρο και το τετράγωνο της (2.17) για να μελετήσουμε την ενεργειακή συμπεριφορά του καναλιού, προκύπτει η:

$$\begin{aligned} |H(\omega)|^2 &= \left| A_0 \exp(-j\omega\tau_0) \left[1 + \frac{A_1}{A_0} \exp(-j\omega\tau) \right] \right|^2 = \left[\left| A_0 \left(1 + \frac{A_1}{A_0} \exp(-j\omega\tau) \right) \right| \right]^2 = \\ &= (A_0 + A_1 \cos(\omega\tau))^2 + (A_1 \sin(\omega\tau))^2 = A_0^2 + A_1^2 \cos^2(\omega\tau) + 2A_0A_1 \cos(\omega\tau) + A_1^2 \sin^2(\omega\tau) = \\ &= A_0^2 + A_1^2 + 2A_0A_1 \cos(\omega\tau) \stackrel{S=A_1/A_0}{=} \\ &= A_0^2 [1 + S^2 + 2S \cos(\omega\tau)] \end{aligned} \quad (2.18)$$

Με βάση την (2.18) προκύπτει η γραφική παράσταση της $|H(\omega)|^2$ σε συνάρτηση με τη συχνότητα (Σχήμα 2-7), με παράμετρο τ και $S = 0.5$ για διαφορετικές περιπτώσεις χρονικής διασποράς [1].



Σχήμα 2-7. Φασματική συμπεριφορά καναλιού

Παρατηρώντας το Σχήμα 2-7 είναι ξεκάθαρο ότι όσο μεγαλύτερη είναι η διαφορά των χρονοκαθυστερήσεων τόσο πιο γρήγορα αλλάζει ο διάυλος με τη συχνότητα. Άρα, τελικά, η σχέση εύρους ζώνης του σήματος με την περίοδο μεταβολής της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού καθορίζει αν θα έχουμε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα. Για συγκρίσιμο εύρος ζώνης με την περιοχή συχνοτήτων όπου ο διάυλος παρουσιάζει κορυφή ή βύθισμα, ο διάυλος επηρεάζει τις συνιστώσες του σήματος με παρόμοιο τρόπο, διαφορετικά ο διάυλος επηρεάζει το σήμα με τρόπο επιλεκτικό [1].

Το εύρος ζώνης μέσα στο οποίο οι φασματικές συνιστώσες επηρεάζονται με παρόμοιο τρόπο ονομάζεται εύρος ζώνης συνοχής B_c (coherence bandwidth). Όταν το εύρος ζώνης του σήματος είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής, τότε όλες οι συνιστώσες που διέρχονται από τον διάυλο εμφανίζουν περίπου το ίδιο κέρδος και γραμμική φάση και ο διάυλος ονομάζεται επίπεδος. Διαφορετικά, αν δηλαδή το φάσμα του εκπεμπόμενου σήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συνοχής, ο δέκτης θα λαμβάνει διαφορετικά πλάτη και φάσεις από αυτά της εκπομπής, θα εισάγεται δηλαδή παραμόρφωση στο σήμα μας, και ο διάυλος θα εμφανίζει διαλείψεις επιλεκτικές προς τη συχνότητα [21].

Για συντελεστή συσχέτισης τουλάχιστον 0.5, το εύρος ζώνης συνοχής δίνεται από τον τύπο [16]:

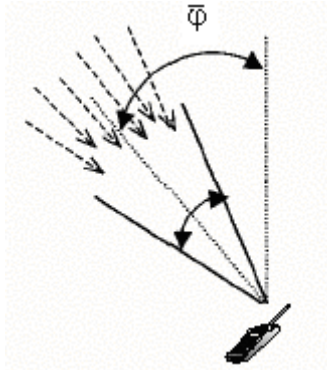
$$B_c \approx \frac{1}{5\tau_{RMS}} \quad (2.19)$$

Ενώ για συντελεστή συσχέτισης τουλάχιστον ίσο με 0.9, έχουμε [16]:

$$B_c \approx \frac{1}{50\tau_{RMS}} \quad (2.20)$$

2.4.3 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χώρο – Χωρική διασπορά

Άλλη μία μορφή διαλείψεων λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης είναι οι επιλεκτικές ως προς το χώρο διαλείψεις. Οι εκδοχές του σήματος που φτάνουν στο δέκτη από διαφορετικά μονοπάτια έχουν διαφορετικές κατευθύνσεις στο χώρο. Το φαινόμενο αυτό το ονομάζουμε διασπορά γωνίας στο δέκτη (AOA spread) και αναπαρίσταται σχηματικά στο Σχήμα 2-8.



Σχήμα 2–8. Διασπορά γωνίας δέκτη

Για την περιγραφή του φαινομένου αυτού χρησιμοποιούμε την RMS τιμή της AOA, Φ_{RMS} , η οποία, για $\bar{\varphi}$ τη μέση τιμή AOA, δίνεται από τη σχέση:

$$\Phi_{\text{RMS}} = \sqrt{\frac{\int_{-\pi}^{\pi} (\varphi - \bar{\varphi})^2 S(\varphi) d\varphi}{\int_{-\pi}^{\pi} S(\varphi) d\varphi}} \quad (2.21)$$

Εκτός όμως από τη διασπορά γωνίας στο δέκτη παρατηρείται αντίστοιχα και χωρική διασπορά γωνίας στον πομπό (AOD spread), η οποία εξαρτάται από το διάγραμμα ακτινοβολίας του πομπού. Με βάση τα δύο αυτά είδη διασποράς γωνίας, το σήμα λήψης εξαρτάται, εκτός από το περιβάλλον διάδοσης, και από το είδος και το ύψος της στοιχειοκεραίας, την απόσταση των στοιχείων της, το μήκος τους κ.α.

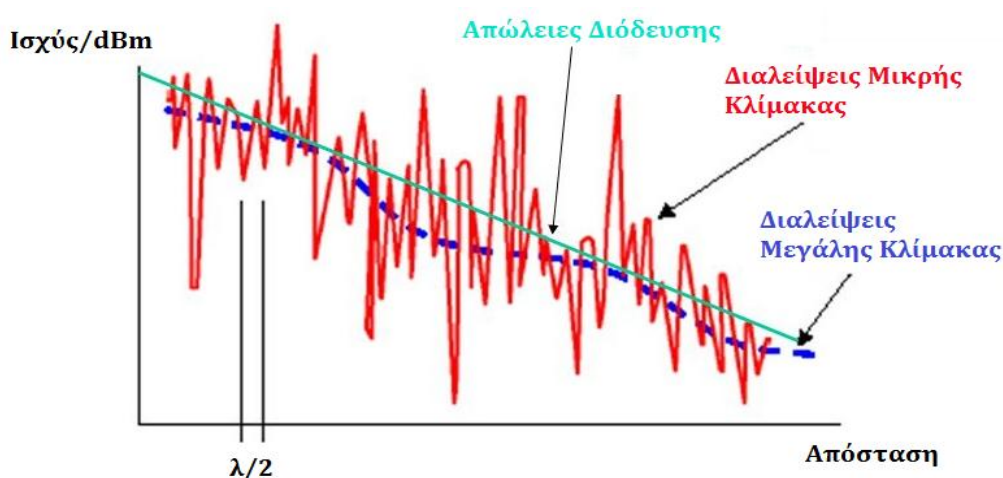
Το χωρικό διάστημα εντός του οποίου τα πλάτη των συνιστωσών που λαμβάνονται από διαφορετικές κατευθύνσεις είναι συσχετισμένα και ο αθροιστικός συνδυασμός τους στο δέκτη δεν προκαλεί διαλείψεις ονομάζεται απόσταση συνοχής D_c (coherence distance) και ορίζεται από τον τύπο [17]:

$$D_c \approx \frac{1}{\Phi_{\text{RMS}}} \quad (2.22)$$

Όπως προαναφέραμε, η διασπορά γωνίας εξαρτάται τόσο από το περιβάλλον σκέδασης όσο και από τα χαρακτηριστικά της κεραίας. Στην περίπτωση κεραίας σταθμού βάσης, το θ_{RMS} κυμαίνεται από 1° έως 20° σε επίπεδες αγροτικές περιοχές και έως 120° σε αστικές. Για τις τιμές αυτές, οι αντίστοιχες τιμές της απόστασης συνοχής κυμαίνονται από $3\lambda_c$ έως $20\lambda_c$. Στην περίπτωση της κεραίας του κινητού τερματικού το angle spread είναι πολύ μεγαλύτερο, με την απόσταση συνοχής να λαμβάνει τιμές στο διάστημα $0.25\lambda_c$ έως $5\lambda_c$ [1], [17], [19].

2.4.4 Συμπεράσματα σχετικά με τις διαλείψεις του ασύρματου καναλιού

Το ασύρματο κανάλι, λοιπόν, είναι άμεσα συνδεδεμένο με τις διαλείψεις, αφού χαρακτηρίζεται από ένα μεγάλο πλήθος εμποδίων με μεγάλη τυχαιότητα στη διάταξή τους και έντονη κινητικότητα. Συγκεκριμένα, υπάρχουν οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας και μικρής κλίμακας [21]. Οι πρώτες οφείλονται στις απώλειες διάδοσης και στο φαινόμενο της σκίασης και εμφανίζονται με μια βαθμιαία πτώση της μέσης ισχύς του σήματος. Οι δεύτερες οφείλονται στην πολύοδη διάδοση και εμφανίζονται με σύντομες και απότομες μεταβολές στη μέση ισχύ του λαμβανόμενου σήματος. Τα δύο αυτά είδη διαλείψεων μπορούμε να τα δούμε γραφικά στο Σχήμα 2-9 όπου παρουσιάζεται το προφίλ ισχύος μιας τυχαίας περιοχής, σε συνάρτηση με την απόσταση [1]. Σύμφωνα με το σχήμα, η χωρική απόσταση μεταξύ δύο διαλείψεων μικρής κλίμακας είναι της τάξης του $\lambda/2$, με λ το μήκος κύματος του σήματος που διαδίδεται.



Σχήμα 2-9. Διαλείψεις μικρής και μεγάλης κλίμακας

Εν ολίγοις, το κύριο πρόβλημα του ασύρματου διαύλου είναι οι διαλείψεις, αφού εισάγουν παραμόρφωση και εξασθένιση στο εκπεμπόμενο σήμα καθιστώντας το δυσκολότερα αναγνωρίσιμο από τον δέκτη. Πηγή των διαλείψεων αποτελεί το πλήθος των εμποδίων και η κινητικότητα των χρηστών αλλά και γενικότερα του περιβάλλοντος διάδοσης. Παρ' όλ' αυτά, επειδή η πηγή του προβλήματος αποτελεί ταυτόχρονα και μία βασική προϋπόθεση των σύγχρονων κυβελωτών δικτύων – δηλαδή πρέπει να υποστηρίζουν μεγάλη κινητικότητα σε τυχαίο περιβάλλον διάδοσης, οφείλουμε να μελετήσουμε τρόπους οι οποίοι καθιστούν την επίδραση των διαλείψεων λιγότερο δυσμενή στο σύστημα. Κάποιους καλούς μηχανισμούς για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος προσφέρει η τεχνική OFDMA η οποία θα αναλυθεί εκτενέστερα στα επόμενα κεφάλαια.

2.5 Παρεμβολές (Interference)

Οι παρεμβολές αποτελούν θεμελιώδης φύση των ασύρματων συστημάτων επικοινωνίας, και εμφανίζονται συχνά όταν πολλαπλές μεταδόσεις λαμβάνουν χώρα ταυτόχρονα σε ένα κοινό μέσο επικοινωνίας. Ως παρεμβολή θεωρούμε οποιαδήποτε μορφή ανεπιθύμητου σήματος εμφανίζεται μαζί με την επιθυμητή πληροφορία στο λαμβανόμενο σήμα. Με τη συνεχόμενη αύξηση των χρηστών κινητών επικοινωνιών και την ανάγκη για αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος είναι φανερό ότι οι παρεμβολές γίνονται όλο και μεγαλύτερο πρόβλημα στην ασύρματη επικοινωνία των χρηστών. Το φαινόμενο αυτό του καναλιού χρήζει άμεσης αντιμετώπισης και, μαζί με τις διαλείψεις, αποτελεί ένα από τα κυριότερα προβλήματα στην ποιότητα της επικοινωνίας του ραδιοδιαύλου [24].

Τα κυριότερα είδη των παρεμβολών τα οποία θα αναλυθούν στη συνέχεια είναι ο θόρυβος (Noise), η διασυμβολική παρεμβολή (Inter-symbol Interference), οι παρεμβολές γειτονικών διαύλων (Adjacent-channel interference) και η ομοδιαυλική παρεμβολή (Co-Channel Interference).

2.5.1 Θόρυβος (Noise)

Ο θόρυβος είναι μία ανεπιθύμητη οντότητα της ίδιας φύσης με το σήμα που δυσχεραίνει τη λειτουργία του συστήματος και αποτελεί βασικό περιοριστικό παράγοντα της αξιοπιστίας του. Περιγράφεται ως τυχαία διαδικασία και αποτελείται από ασυσχέτιστες οντότητες διαφορετικής προέλευσης που συντίθενται κατά τυχαίο τρόπο. Ο θόρυβος μπορεί να είναι είτε φυσικός, δηλαδή να οφείλεται στα διάφορα φυσικά φαινόμενα, είτε τεχνητός, δηλαδή να προέρχεται από ανθρώπινες δραστηριότητες και συσκευές ή μηχανήματα. Συμπεριλαμβάνουμε το θόρυβο στα είδη των παρεμβολών εφόσον αποτελεί και αυτός μια μορφή ανεπιθύμητου σήματος κατά τη διαδικασία της λήψης. Προφανής τρόπος αντιμετώπισης του φαινομένου είναι η αύξηση της ισχύος εκπομπής ώστε το σήμα πληροφορίας να είναι κατά πολύ ισχυρότερο του θορύβου [16], [25].

Για την ανάλυση θορύβου χρησιμοποιούμε συνήθως μία ιδανική μορφή θορύβου τον οποίο ονομάζουμε λευκό προσθετικό γκαουσιανό θόρυβο (AWGN). Η φασματική πυκνότητα του λευκού θορύβου ισούται με [25]:

$$N_o = kT_e \quad (2.23)$$

Όπου k είναι η σταθερά Boltzman και T_e η ισοδύναμη θερμοκρασία του δέκτη. Με το συντελεστή θορύβου του δέκτη συμβολιζόμενο με F και $T_o = 290K$ έχουμε:

$$T_e = (F-1)T_o \quad (2.24)$$

Για εύρος ζώνης καναλιού B προκύπτει, τελικά, η ισχύς θορύβου από την (2.24) ίση με [25]:

$$N = kT_o(F-1)B \quad (2.25)$$

2.5.2 Διασυμβολική παρεμβολή (Inter-symbol Interference)

Διασυμβολική παρεμβολή (Inter-symbol Interference) ονομάζεται το φαινόμενο κατά το οποίο ένα σύμβολο παρεμβάλεται σε επακόλουθα σύμβολα με αυτό, με αποτέλεσμα το σήμα να παραμορφώνεται. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τα γειτονικά σύμβολα να λειτουργούν σαν θόρυβος και να μειώνεται η αξιοπιστία της επικοινωνίας. Η διασυμβολική παρεμβολή οφείλεται είτε σε σχετικά υψηλό ρυθμό ψηφιακής μετάδοσης, είτε σε σχετικά μεγάλη εξάπλωση της χρονοκαθυστέρησης σε μέσο πολύοδης διάδοσης. Σε μέσο με χρονική διασπορά, ο ρυθμός ψηφιακής μετάδοσης περιορίζεται από την εξάπλωση της καθυστέρησης. Η παρεμβολή αυτής της μορφής αντιμετωπίζεται με προσαρμοστικούς ισοσταθμιστές και κώδικες διόρθωσης λαθών [19], [26].

2.5.3 Παρεμβολές γειτονικών διαύλων (Adjacent-channel interference)

Οι παρεμβολές από γειτονικούς διαύλους προέρχονται από τη μερική επικάλυψη της φασματικής πυκνότητας ισχύος του επιθυμητού σήματος από άλλα και, πιο συχνά, παρακείμενων διαύλων ανεπιθύμητα σήματα. Το φαινόμενο αυτό οφείλεται στη μη γραμμικότητα των φίλτρων στην πλευρά του δέκτη, τα οποία επιτρέπουν τη φασματική διαρροή πυκνότητας ισχύος στο εύρος συχνοτήτων άλλων διαύλων. Το φαινόμενο αυτό κάνει εντονότερη την παρουσία του σε περιπτώσεις near-far, δηλαδή όταν ο χρήστης με το γειτονικό δίαυλο βρίσκεται κοντά στον δέκτη, με αποτέλεσμα η ισχύς του να είναι αυξημένη σχετικά με την ισχύ του διαύλου ενός μακρινού χρήστη και έτσι η παρεμβολή να είναι μεγαλύτερη. Οι πιο αποτελεσματικοί τρόποι αντιμετώπισης των παρεμβολών από γειτονικούς διαύλους είναι η χρήση αποδοτικών φίλτρων στο δέκτη ή η διαχείριση των διαύλων με τέτοιο τρόπο ώστε οι χρήστες σε κοντινές αποστάσεις να μην μπορούν να απασχολούν γειτονικούς διαύλους [27].

2.5.4 Ομοδιαυλική παρεμβολή (Co-Channel Interference)

Η ανάγκη για όλο και μεγαλύτερη χωρητικότητα και καλύτερη διαχείριση του περιορισμένου εύρους ζώνης, έφερε γρήγορα στα κυψελωτά συστήματα τηλεπικοινωνιών την τεχνική της επαναχρησιμοποίησης του φάσματος. Γίνεται δηλαδή επαναχρησιμοποίηση των ίδιων διαύλων συχνοτήτων σε περιοχές που απέχουν αρκετά μεταξύ τους. Η ομοδιαυλική παρεμβολή, λοιπόν, είναι η λεγόμενη “λογομαχία” (crosstalk) στην ίδια συχνότητα, από δύο ή περισσότερους χρήστες που χρησιμοποιούν την ίδια συχνότητα. Με άλλα λόγια, ανάλογα με την απόσταση επαναχρησιμοποίησης του φάσματος, ένα μέρος του σήματος ενός απομακρυσμένου χρήστη φτάνει στο δέκτη που λαμβάνει σήματα από έναν κοντινό του χρήστη στην ίδια συχνότητα [19].

Το είδος αυτό της παρεμβολής ίσως αποτελεί και τη δυσμενέστερη περίπτωση παρεμβολής στα σύγχρονα κυψελωτά συστήματα. Σε αντίθεση με τον θερμικό θόρυβο, ο οποίος μπορεί να αντιμετωπισθεί με αύξηση της εκπεμπόμενης ισχύος, η ομοδιαυλική παρεμβολή δεν μπορεί να αντιμετωπισθεί παρόμοια διότι αύξηση της ισχύος σε μια κυψέλη συνεπάγεται αύξηση της παρεμβολής στις ομοδιαυλικές κυψέλες. Οι μέθοδοι για την αντιμετώπιση του φαινομένου αποτελούν ακόμη ένα σημαντικό αντικείμενο έρευνας με τον επιστημονικό τομέα να έχει κατασκευάσει μια ποικιλία από συστήματα διαχείρισης ραδιοπόρων προσπαθώντας να λύσει το πρόβλημα [28].

2.6 Το κανάλι Rayleigh

Με βάση όλους αυτούς του παράγοντες, οφείλουμε να λάβουμε σοβαρά υπόψη μας τα φαινόμενα του ραδιοδιαύλου πριν σχεδιάσουμε ένα σύστημα ασύρματων επικοινωνιών. Κάτι τέτοιο επιτυγχάνεται με την κατάλληλη μοντελοποίηση του καναλιού. Η μοντελοποίηση αυτή γίνεται με στατιστικά ή εμπειρικά μοντέλα. Συνήθως, επιλέγονται τα στατιστικά γιατί είναι πιο εύχρηστα στις προσομοιώσεις, αλλά και γιατί τα εμπειρικά αφορούν συγκεκριμένους τύπους καναλιών.

Η περιγραφή του ασύρματου καναλιού στις σύγχρονες κινητές επικοινωνίες γίνεται κυρίως με το μοντέλο Rayleigh. Βασική προϋπόθεση για να θεωρήσουμε το ασύρματο κανάλι Rayleigh είναι η πολυδιαδρομική διάδοση του σήματος. Σήμερα, τα περισσότερα συστήματα κινητών τηλεπικοινωνιών εγκαθίστανται σε περιοχές με μία μεγάλη ποικιλία σκεδαστών και ανακλαστήρων (π.χ. αστικά κέντρα) και με έντονο το φαινόμενο της πολύοδης διάδοσης, γεγονός που εξηγεί την ευρεία χρήση του μοντέλου [19]. Η παρουσία πολλών διαδρομών διάδοσης για το σήμα είναι απαραίτητη λόγω της ανάγκης ισχύος του κεντρικού οριακού θεωρήματος [29], ώστε να μπορεί η λαμβανόμενη μιγαδική περιβάλλουσα να μοντελοποιείται ως μιγαδική τυχαία διαδικασία Gauss.

Συγκεκριμένα, θεωρούμε ότι εκπέμπεται γύρω από την f_c το ζωνοπερατό σήμα $x(t)$, του οποίου το εύρος ζώνης είναι αρκετά μικρό σε σχέση με τη f_c ώστε να μπορεί να θεωρηθεί στενής ζώνης:

$$x(t) = \text{Re}\{\tilde{u}(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (2.26)$$

με $\tilde{u}(t)$ τη μιγαδική περιβάλλουσα του εκπεμπόμενου σήματος. Αν N είναι οι διαδρομές από τις οποίες διαδίδεται το σήμα για να φτάσει στο δέκτη, τότε το σήμα λήψης είναι [1]:

$$s(t) = \text{Re}\left\{\exp(j2\pi f_c t) \sum_{i=1}^N A_i(t) \exp(-j\phi_i(t) \cdot \tilde{u}(t - \tau_i(t)))\right\} \quad (2.27)$$

με $A_i(t)$, $\tau_i(t)$ και $\phi_i(t)$ το πλάτος, την καθυστέρηση και τη φάση της συνιστώσας που λαμβάνει ο δέκτης από την i -οστή διαδρομή. Η (2.27) γράφεται διαφορετικά:

$$s(t) = \text{Re}\{\tilde{r}(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (2.28)$$

όπου $\tilde{r}(t)$ η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος. Δεδομένου του ότι το εκπεμπόμενο σήμα είναι ζωνοπερατό στενής ζώνης, η μιγαδική περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει της συμφασικής κι ορθογωνικής συνιστώσας του $s(t)$ [25]:

$$\tilde{r}(t) = s_c(t) + js_s(t) \quad (2.29)$$

με την περιβάλλουσα $r(t)$ να δίνεται από το μέτρο της $\tilde{r}(t)$:

$$r(t) = \sqrt{s_c^2(t) + s_s^2(t)} \quad (2.30)$$

Όπως αναφέραμε και παραπάνω, στα σύγχρονα περιβάλλον κινητών επικοινωνιών, όπου ο αριθμός των εμποδίων είναι μεγάλος, δεν υπάρχει LOS συνιστώσα, οπότε οι συνιστώσες του εκπεμπόμενου σήματος που φτάνουν στο δέκτη είναι όλες 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. Συνεπώς, το μέτρο της μιγαδικής περιβάλλουσας του λαμβανόμενου σήματος είναι η τετραγωνική ρίζα του αθροίσματος δυο συναρτήσεων Gauss ίδιας διασποράς και μέσης τιμής και έτσι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητάς της προκύπτει Rayleigh, παρουσιάζεται γραφικά στο Σχήμα 2-10 και δίνεται από την [1]:

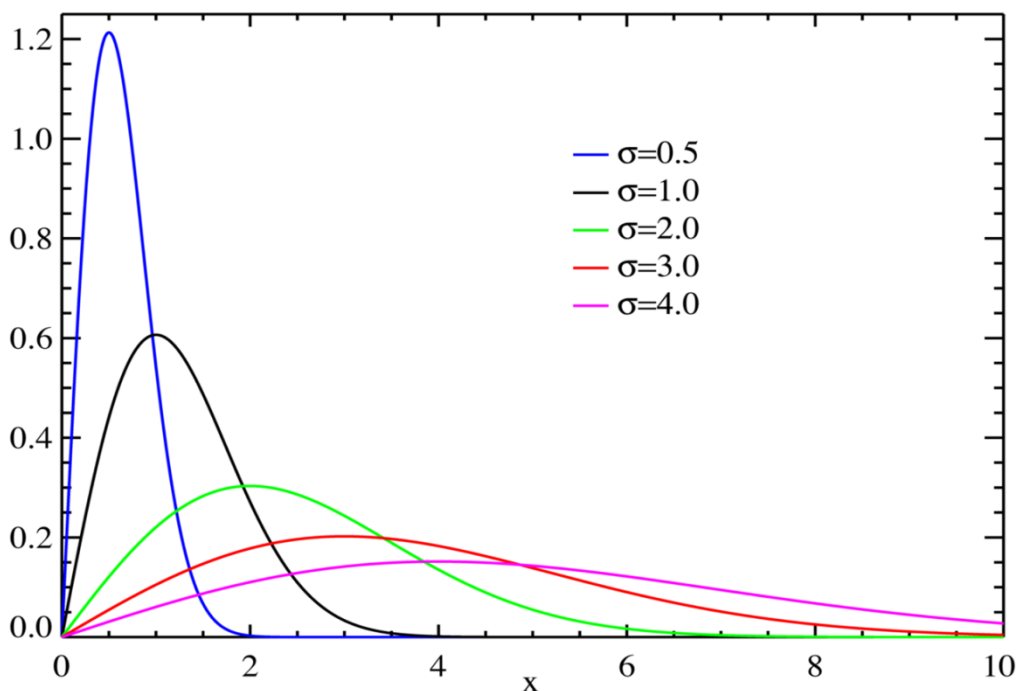
$$p(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.31)$$

Ή αλλιώς:

$$p(r) = \frac{2r}{\Omega} \exp\left(-\frac{r^2}{\Omega}\right) \quad (2.32)$$

όπου σ^2 είναι η μέση τετραγωνική τιμή των $s_c(t)$, $s_s(t)$ συνιστωσών και Ω η μέση ισχύς του σήματος του οποίου η περιβάλλουσα $r(t)$ ακολουθεί την Rayleigh κατανομή και δίνεται από τον τύπο:

$$\Omega = E[r^2(t)] = E[s_c^2(t) + s_s^2(t)] = 2\sigma^2 \quad (2.33)$$



Σχήμα 2-10. Κατανομή Rayleigh

Σε ορισμένες, βέβαια, περιπτώσεις το μοντέλο Rayleigh δεν είναι δυνατό να εφαρμοστεί καθώς παρουσιάζει σημαντικές αποκλίσεις. Αυτό μπορεί να συμβεί όταν ο αριθμός των διαδρομών πολύοδης διάδοσης δεν είναι αρκετά μεγάλος ώστε να ισχύει η προσέγγιση του κεντρικού οριακού θεωρήματος. Επίσης, το κανάλι δεν θεωρείται Rayleigh όταν υπάρχουν συνθήκες κυματοδήγησης στο περιβάλλον. Αυτό μπορεί να συμβεί όταν η διάταξη των κτιρίων και των άλλων εμποδίων είναι τέτοια που επιτρέπει την δημιουργία στάσιμων κυμάτων (π.χ. διάδρομος εσωτερικού χώρου ή αστικός δρόμος περικυκλωμένος από εμπόδια). Τέλος, η Rayleigh κατανομή δεν δίνει ρεαλιστικά αποτελέσματα όταν υπάρχει μεταδιδόμενη συνιστώσα οπτικής επαφής ή επικρατούσα διαδρομή διάδοσης. Το φαινόμενο αυτό είναι σπανιότερο και, σε αυτή την περίπτωση, η περιβάλλουσα ακολουθεί την κατανομή Rice, της οποίας οριακή περίπτωση είναι η Rayleigh, με την επικρατέστερη συνιστώσα ίση με το μηδέν [1].

3 ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΒΑΣΗ ΣΤΟ ΔΙΑΥΛΟ

Με βάση την απρόβλεπτη συμπεριφορά του ασύρματου δίαυλου και τα προβλήματα που αυτή εισάγει στη μετάδοση, το σήμα πρέπει να προετοιμαστεί κατάλληλα για τη διάδοσή του στο περιβάλλον, μέσω μίας τεχνικής διαμόρφωσης. Στην αρχική της μορφή η διαμόρφωση ακολουθούσε την αναλογική επεξεργασία. Παρ' όλ' αυτά, η ανάκτηση ενός κλασσικού αναλογικού σήματος δεν ευνοείται λόγω θορύβου, και έτσι περάσαμε στην ψηφιοποίηση που παρουσιάζει μεγαλύτερη ατρωσία σε θόρυβο. Αφού το σήμα έχει διαμορφωθεί κατάλληλα για τη μετάδοσή του στο δίαυλο, επιλέγεται μία μέθοδος πρόσβασης. Σύμφωνα με αυτήν, πολυπλέκονται οι χρήστες και στέλνουν τις πληροφορίες τους πάνω στο ίδιο μέσο, με τη βοήθεια του ηλεκτρομαγνητικού κύματος, στο δέκτη. Στη συνέχεια, αναλύεται εκτενέστερα η έννοια της διαμόρφωσης και οι λόγοι μετάβασης από την αναλογική στην ψηφιακή, καθώς και οι βασικότερες τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης και πολλαπλής πρόσβασης στο δίαυλο.

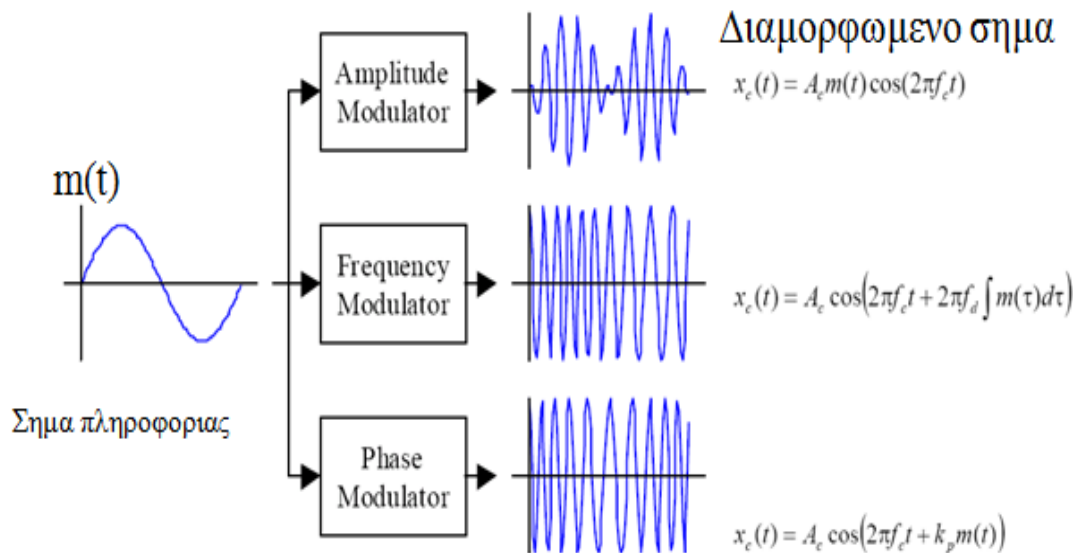
3.1 Αναλογικές και ψηφιακές τεχνικές διαμόρφωσης

Η ιδέα της διαμόρφωσης των προς εκπομπή σημάτων ήρθε για να δώσει λύση στο πρόβλημα της κατασκευής κεραιών. Αρχικά, το μεγαλύτερο εμπόδιο στη μετάδοση σημάτων ήταν ότι πολλά κοινά σήματα δεν μπορούσαν να εφαρμοσθούν κατευθείαν σε κεραιές διότι το απαιτούμενο μήκος ήταν τεράστιο. Έτσι, αποφασίστηκε να συνδυάζεται το σήμα πληροφορίας με ένα φέρον υψηλότερης συχνότητας ώστε να μειώνεται το μήκος κύματος και κατά συνέπεια το μέγεθος της κεραίας. Αργότερα βέβαια, έγινε αντιληπτό ότι με τη διαμόρφωση μπορούσαν να ξεπεραστούν διάφορα προβλήματα της διάδοσης και έτσι αναπτύχθηκαν πολλές τεχνικές διαμόρφωσης. Επιλέγοντας την κατάλληλη τεχνική διαμόρφωσης μπορούμε να καθορίσουμε την αντοχή στο θόρυβο και την παραμόρφωση του σήματος, την δυνατότητα αναπαραγωγής του αρχικού σήματος πληροφορίας στο δέκτη, το απαιτούμενο εύρος ζώνης και την πολυπλοκότητα του συστήματος [30].

Τα πρώτα συστήματα διαμόρφωσης ήταν αναλογικά και στηρίζονταν στη λογική επεξεργασίας του φέροντος. Επομένως, η διαμόρφωση περιλαμβάνει τη μεταβολή των χαρακτηριστικών του φέροντος (carrier), είτε του πλάτους, είτε της συχνότητας είτε της φάσης του για τη μετάδοση του σήματος πληροφορίας. Αυτές οι τρεις περιπτώσεις οδήγησαν στην ανάπτυξη τριών σχημάτων αναλογικής διαμόρφωσης, τη διαμόρφωση πλάτους (Amplitude Modulation – AM), συχνότητας (Frequency Modulation – FM) και φάσης (Phase Modulation – PM). Έτσι, με φέρον [25]:

$$x(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \phi) \quad (3.1)$$

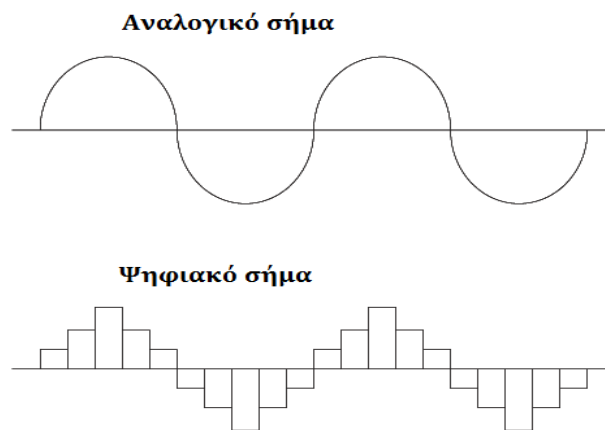
όπου A_c το πλάτος, f_c η συχνότητα και ϕ η φάση του σήματος, και το σήμα πληροφορίας είναι $m(t)$, μπορούμε να δούμε στο Σχήμα 3-1 πώς διαμορφώνεται το σήμα στο πεδίο του χρόνου και την μορφή που παίρνει η (3.1), με βάση την εκάστοτε τεχνική.



Σχήμα 3-1. Τεχνικές αναλογικής διαμόρφωσης

Οι τεχνικές αυτές αποδείχθηκαν πολύ χρήσιμες και έγιναν ευρέως αποδεκτές για τα πλεονεκτήματα που προσέφεραν. Τα βασικότερα εξ αυτών ήταν ότι διέθεταν πολύ απλούς και φθηνούς αποδιαμορφωτές στην πλευρά του δέκτη, ειδικά η AM και η FM, και έκαναν χρήση γραμμικών ενισχυτών και διαμορφωτών. Ωστόσο, απαιτούσαν υψηλή κατανάλωση ισχύος και δεν ήταν αρκετά ανθεκτικές στο θόρυβο ειδικά για μεταδόσεις σε πολύ μεγάλες αποστάσεις. Επίσης, η αναλογική διαμόρφωση δεν πρόσφερε καμία ασφάλεια στις πληροφορίες που μετέδιδε, αφού ο καθένας μπορούσε να λάβει και να αναλύσει σήματα που προέρχονται από οποιονδήποτε δέκτη. Ένα ακόμη ανερχόμενο πρόβλημα αποτέλεσε η έλλειψη φάσματος σε συνδυασμό με τις απαιτήσεις των χρηστών για όλο και πιο προηγμένες υπηρεσίες.

Λύση στα προβλήματα αυτά ήρθαν να δώσουν τα ψηφιακά συστήματα διαμόρφωσης. Η βασική ιδέα, εδώ, είναι ότι το σήμα μεταδίδεται με τη μορφή δυαδικών ψηφίων (bits), τα οποία λαμβάνουν την τιμή 0 ή 1 ανάλογα με το είδος της πληροφορίας. Στο Σχήμα 3-2 βλέπουμε τη διαφορά μεταξύ ενός ψηφιακού σήματος και ενός αναλογικού σήματος.



Σχήμα 3-2. Αναλογικό και ψηφιακό σήμα

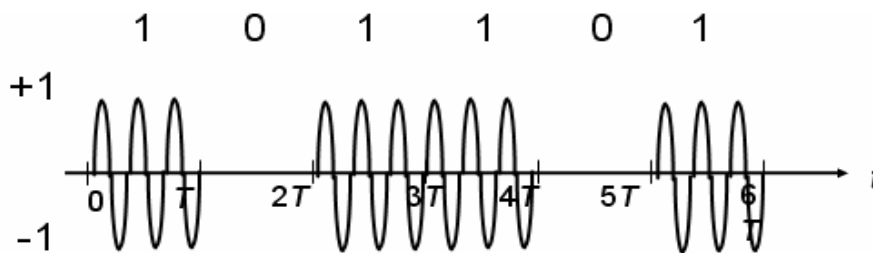
Ενώ στις αναλογικές επικοινωνίες στόχος του δέκτη είναι η πιστή αναπαραγωγή του σήματος πληροφορίας, κάτι το οποίο είναι δύσκολο να συμβεί χωρίς λάθη, στις ψηφιακές επικοινωνίες στόχος είναι η σωστή εκτίμηση για το ποια ψηφία πληροφορίας αποτελούσαν το αρχικό σήμα του πομπού. Γίνεται, λοιπόν, κατανοητό ότι με δύο μόνο διαθέσιμες επιλογές (0 ή 1), είναι πολύ πιο δύσκολο να γίνει λάθος σε ένα ψηφιακό σύστημα και επομένως ελαττώνεται η επίδραση του θορύβου στο σήμα. Επιπλέον, τα ψηφιακά συστήματα χαρακτηρίζονται από αυξημένη χωρητικότητα αφού, λόγω της συμπίεσης των δεδομένων, για το ίδιο εύρος ζώνης μπορούν να στείλουν μεγαλύτερους όγκους πληροφορίας. Βασικό, επίσης, πλεονέκτημα των νέων διαμορφώσεων είναι ότι διαθέτουν κωδικοποίηση για διόρθωση λαθών και κρυπτογράφηση για ασφάλεια των επικοινωνιών κάτι το οποίο έλειπε από τις αναλογικές. Τέλος, η ψηφιακή διαμόρφωση είναι ευέλικτη όσον αφορά τις υπηρεσίες που μπορεί να προσφέρει, ακολουθώντας έτσι την τάση για διαφοροποίηση των χρηστών, και έχει πολύ καλύτερες δυνατότητες πολυπλεξίας.

Είναι λογικό, λοιπόν, οι ψηφιακές διαμορφώσεις να έχουν υιοθετηθεί ευρέως και να προτιμώνται των αναλογικών αφού έχουν πολύ μεγαλύτερες δυνατότητες. Τα ευρυζωνικά συστήματα ασυρμάτων επικοινωνιών χρησιμοποιούν διάφορα είδη ψηφιακών διαμορφώσεων, τα οποία διαφέρουν ανάλογα με το ποια χαρακτηριστικά του σήματος χρησιμοποιούν για τη μετάδοση της πληροφορίας (όπως και στην αναλογική διαμόρφωση). Οι βασικές κατηγορίες περιλαμβάνουν τις διαμορφώσεις που χρησιμοποιούν το πλάτος (Amplitude Shift Keying – ASK), τη συχνότητα (Frequency Shift Keying – FSK), τη φάση (Phase Shift Keying – PSK) και συνδυασμούς αυτών, όπως είναι η ιδιαίτερα χρήσιμη κατηγορία που μεταβάλλει το πλάτος και συγχρόνως τη φάση του σήματος [31].

Η επιλογή της κατάλληλης τεχνικής διαμόρφωσης γίνεται, κυρίως, με βάση δύο κριτήρια: το ποσοστό λανθασμένων ψηφίων (Bit Error Rate – BER) και τον ρυθμό μετάδοσης του σήματος. Ανάλογα με τις υπηρεσίες που προσφέρει, το σύστημα θα πρέπει να διατηρεί ένα συγκεκριμένο ποσοστό λανθασμένων ψηφίων για να είναι αξιόπιστη η επικοινωνία. Το σχήμα διαμόρφωσης καθορίζει, λοιπόν, την αύξηση της ισχύος που απαιτείται για να είναι το σύστημα αρκετά ανθεκτικό στο θόρυβο και να πετυχαίνει το προαπαιτούμενο BER. Έτσι, κάθε σύστημα διαμόρφωσης χαρακτηρίζεται από μία τιμή του λόγου ενέργειας συμβόλου προς θόρυβο (E_b/N_o) με την οποία εξασφαλίζει το ζητούμενο BER. Επίσης, διαφορετικές υπηρεσίες απαιτούν διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης, ανάλογα με τον όγκο της πληροφορίας που θέλουν να μεταδώσουν. Με την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης έχουμε και μείωση της διάρκειας συμβόλου, πράγμα το οποίο σημαίνει αύξηση του απαιτούμενου εύρους ζώνης του σήματος. Κάθε σχήμα διαμόρφωσης, δηλαδή, καθορίζει τη χωρητικότητα και συνεπώς τη φασματική απόδοση με βάση το ρυθμό με τον οποίο μεταδίδει τα δεδομένα. Άλλα κριτήρια επιλογής μπορεί να είναι το κόστος και η πολυπλοκότητα υλοποίησης αλλά και η ανθεκτικότητα που προσφέρει το σύστημα στις δυσμενείς επιπτώσεις της πολύοδης διάδοσης. Περισσότερες λεπτομέρειες για το τι προσφέρει η κάθε τεχνική ψηφιακής διαμόρφωσης αναλύονται στη συνέχεια.

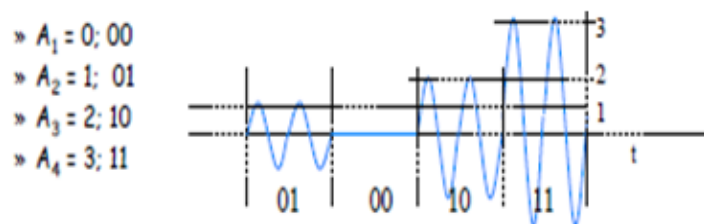
3.2 Διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (ASK)

Διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (Amplitude Shift Keying - ASK) είναι ο τύπος διαμόρφωσης σήματος όπου ψηφιακά δεδομένα παρουσιάζονται ως αλλαγές στο πλάτος ενός φέροντος σήματος ενώ η φάση και η συχνότητα παραμένουν σταθερές. Στην πιο απλή της μορφή η διαμόρφωση αυτή λειτουργεί με την εφαρμογή on-off διακόπτη, όπου υποστηρίζει δύο δυαδικά ψηφία ($M=2$) και ονομάζεται δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης πλάτους (Binary ASK). Το δυαδικό 1 αναπαριστά την ύπαρξη φέροντος σήματος ενώ το 0 την αντίθετη περίπτωση, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3-3. Η BASK χρησιμοποιείται κυρίως σε ραδιοφωνικές συχνότητες για την επικοινωνία μέσω κώδικα Μορς [32].



Σχήμα 3-3. Αναπαράσταση BASK

Πιο εξελιγμένη μορφή της ASK αποτελεί η M-αδική ASK όπου υπάρχουν M διαφορετικές εκδοχές του πλάτους και κάθε μεταδιδόμενος παλμός περιέχει $\log_2(M)$ ψηφία. Δηλαδή, αν θέλουμε να μεταφέρουμε δεδομένα n bits σε έναν παλμό, θα επιλέξουμε ASK, με 2^n διαφορετικές εκδοχές του πλάτους. Είναι φανερό ότι η τεχνική αυτή διαχειρίζεται καλύτερα το εύρος ζώνης συγκριτικά με την δυαδική ASK, αφού μεταδίδει περισσότερα bits ανά σύμβολο. Στο Σχήμα 3-4 φαίνεται ένα παράδειγμα της M-ASK διαμόρφωσης για $M=4$ [16].

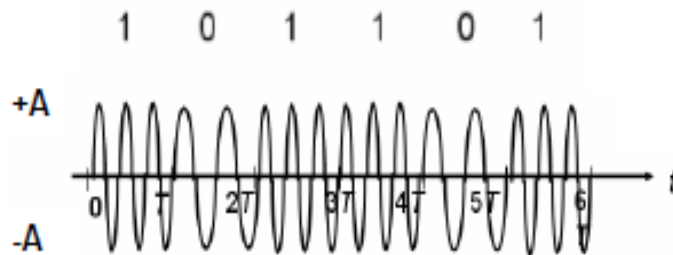


Σχήμα 3-4. Αναπαράσταση M-ASK, για M=4

Γενικά, το βασικότερο πλεονέκτημα της ASK διαμόρφωσης είναι ότι είναι πολύ απλή στην υλοποίησή της. Παρ' όλ' αυτά, θεωρείται η πλέον ευαίσθητη στο θόρυβο διαμόρφωση από όλες τις ψηφιακές. Επειδή ο θόρυβος συνήθως επηρεάζει μόνο το πλάτος του σήματος, και η ASK βασίζεται στην μετάδοση της πληροφορίας μέσω της μεταβολής του πλάτους, είναι και η διαμόρφωση που επηρεάζεται περισσότερο από φαινόμενα ηλεκτρομαγνητικής επαγωγής και θερμικού θορύβου. Καθοριστική λύση στο πρόβλημα του θορύβου δίνει η FSK τεχνική που αναλύεται αμέσως μετά.

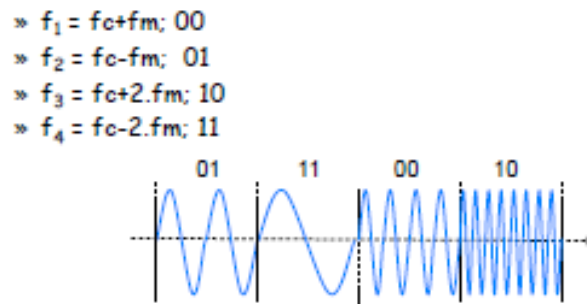
3.3 Διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας (FSK)

Η τεχνική αυτή βασίζεται στην αλλαγή της συχνότητας του φέροντος για την μετάδοση ψηφιακών δεδομένων. Παρομοίως με την ASK, στην FSK υπάρχουν M δυνατές τιμές τις οποίες μπορεί να πάρει η συχνότητα του διαμορφωμένου σήματος ανάλογα με τη συχνότητα του φέροντος. Στο Σχήμα 3-5 φαίνεται η δυαδική διαμόρφωση μετατόπισης συχνότητας (BFSK).



Σχήμα 3-5. Αναπαράσταση BFSK

Ακολούθως, στο Σχήμα 3-6 φαίνεται η FSK με τέσσερις πιθανές εκδοχές για τη μεταβολή της συχνότητας ($M=4$).



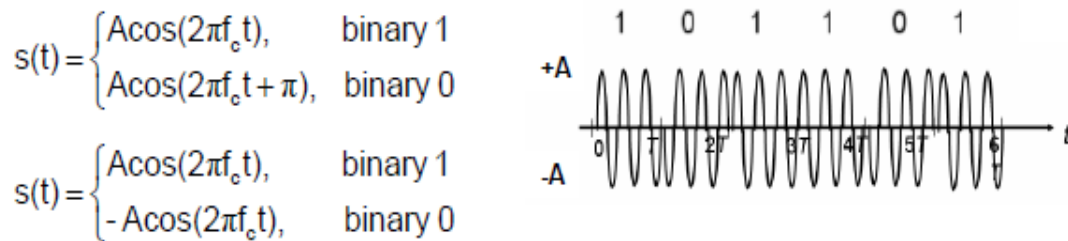
Σχήμα 3-6. Αναπαράσταση M-FSK, για $M=4$

Χρήση της διαμόρφωσης αυτής γινόταν από τα πρώτα modem για την αποστολή και λήψη δεδομένων με ρυθμούς 300, 600 ή και 1200bps, ενώ σήμερα χρησιμοποιείται στην ερασιτεχνική ραδιοφωνία υψηλών συχνοτήτων. Επίσης, μερικοί μικρο-υπολογιστές χρησιμοποιούσαν το πρότυπο Kansas City, το οποίο αποτελεί ειδική μορφή της FSK, για την αποθήκευση δεδομένων σε κασέτες ήχου.

Η FSK είναι πολύ πιο διαδεδομένη από την ASK αφού επηρεάζεται πολύ λιγότερο από το θόρυβο και έτσι παρουσιάζονται λιγότερα λάθη. Επιπλέον, η ενέργεια συμβόλου στην FSK κατανέμεται σε ολόκληρο το σήμα, σε αντίθεση με την ASK όπου υπάρχουν περιόδους με μηδενικό σήμα, με αποτέλεσμα να βελτιώνεται ο σηματοθορυβικός λόγος από 3 έως και 4 dB [30]. Το μεγάλο, βέβαια, μειονέκτημά της σχετικά με την ASK είναι ότι απαιτεί χρήση διπλάσιου φάσματος συχνοτήτων για τη διαμόρφωση [33]. Καλύτερη χρήση του φάσματος γίνεται από την τεχνική PSK που παρουσιάζεται παρακάτω.

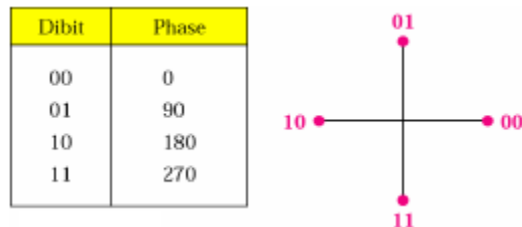
3.4 Διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (PSK)

Στη διαμόρφωση μετατόπισης φάσης (PSK) το χαρακτηριστικό που μεταβάλλεται για τη μετάδοση της πληροφορίας είναι η φάση, ενώ το πλάτος και η συχνότητα παραμένουν σταθερά. Στην δυαδική PSK η φάση του σήματος μεταβάλλεται μεταξύ των 0° , για την αναπαράσταση του 1, και των 180° , για την αναπαράσταση του 0. Αυτό μπορεί εύκολα να υλοποιηθεί με πολλαπλασιασμό του σήματος με +1 και -1 αντίστοιχα. Μία αναπαράσταση της BPSK φαίνεται στο Σχήμα 3-7.



Σχήμα 3-7. Αναπαράσταση BPSK

Η PSK μπορεί να παρέχει μεγαλύτερη ποικιλία ψηφίων με την εξελιγμένη μορφή της M-PSK. Η πιο διαδεδομένη από τις M-PSK είναι αυτή με $M=4$ και ονομάζεται QPSK (Quadrature PSK). Στην περίπτωση αυτή, χρησιμοποιείται αλλαγή φάσης σε διαστήματα 90° , με τέσσερα διαφορετικά πιθανά σήματα αποτελούμενο το καθένα από δύο bits. Στο Σχήμα 3-8 φαίνεται το διάγραμμα αστερισμού της QPSK μαζί με τα διαφορετικά σύμβολα τα οποία αντιπροσωπεύουν οι τιμές της φάσης [33].



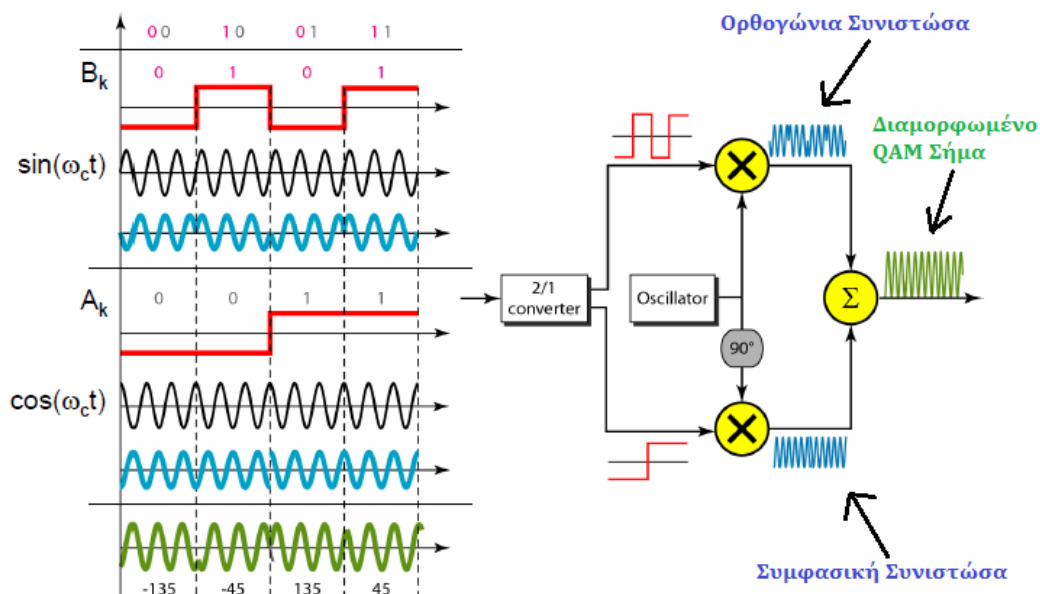
Σχήμα 3-8. Διάγραμμα αστερισμού της QPSK

Γενικά, η PSK είναι καλύτερες διαμορφώσεις από τις ASK διότι είναι ανθεκτικότερες στο θόρυβο. Επιπλέον, καταλαμβάνουν το ίδιο εύρος ζώνης με τις ASK και έτσι ξεπερνάνε και τις FSK, οι οποίες παρουσιάζουν έντονα το πρόβλημα αυτό. Το μεγαλύτερο μειονέκτημα των PSK είναι η πολυπλοκότητα στην ανίχνευση και τη διαδικασία ανάκτησης του σήματος. Με την ανάπτυξη των M-PSK, αυξάνοντας το M αυξάνεται και η φασματική απόδοση του συστήματος αφού στέλνονται περισσότερα bits ανά σύμβολο. Παρ' όλ' αυτά η απόσταση μεταξύ δύο σημείων του αστερισμού μειώνεται με αποτέλεσμα να γίνονται περισσότερα λάθη. Αυτή η δυσκολία στον διαχωρισμό των συμβόλων αποτελεί τον άνω περιορισμό για την αύξηση του M και καθιστά την QPSK την καταλληλότερη από όλες τις M-PSK [16].

3.5 Ορθογωνική διαμόρφωση πλάτους (QAM)

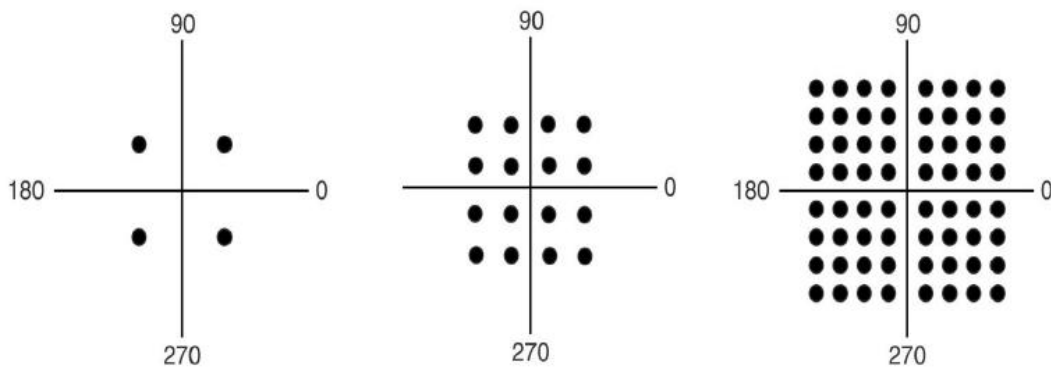
Μπορεί η QPSK διαμόρφωση να είχε πολλά περισσότερα πλεονεκτήματα από ότι οι προηγούμενες, όμως οι ανάγκες των χρηστών για υπηρεσίες με όλο και μεγαλύτερο εύρος ζώνης, δημιούργησε την ανάγκη για ανάπτυξη συστημάτων που να προσφέρουν ακόμη μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης. Για το σκοπό αυτό κατασκευάστηκαν οι διαμορφώσεις που κωδικοποιούν το σήμα μεταβάλλοντας και τη φάση αλλά και το πλάτος του φέροντος. Η σημαντικότερη εξ αυτών είναι η ορθογωνική διαμόρφωση πλάτους (Quadrature Amplitude Modulation - QAM). Αντίθετα με τις ASK, FSK και PSK που διαθέτουν έναν βαθμό ελευθερίας για την αντιστοίχιση των σημείων του αστερισμού σε σύμβολα, η QAM διαθέτει δύο βαθμούς ελευθερίας. Συνεπώς, μπορεί να μεταδώσει περισσότερα ψηφία ανά σύμβολο για την ίδια μέση ενέργεια συμβόλου, με αποτέλεσμα να προσφέρει υψηλότερη φασματική απόδοση και να είναι καταλληλότερη για ευρυζωνικές υπηρεσίες. Η πιο διαδεδομένη εφαρμογή της διαμόρφωσης αυτής είναι στην έγχρωμη τηλεόραση, όπου τα σήματα χρώματος μεταδίδονται διαμορφωμένα κατά QAM παράλληλα με τα σήματα φωτεινότητας [30].

Στην διαμόρφωση QAM, η πληροφορία χωρίζεται σε δύο ροές που αποτελούνται από μονά και ζυγά σύμβολα. Τα δύο αυτά σήματα διαμορφώνονται ξεχωριστά από δύο φέροντα που διαφέρουν σε φάση κατά 90° . Το φέρον $\cos(2\pi f_c t)$ ονομάζεται συμφασικό (in-phase) και το φέρον $\sin(2\pi f_c t)$ ονομάζεται ορθογωνικό. Τελικά, τα δύο αυτά σήματα αθροίζονται για να προκύψει το τελικό διαμορφωμένο σήμα QAM που θα σταλεί στο δίαυλο. Η διαδικασία αυτή φαίνεται καλύτερα στο Σχήμα 3-9. Στην αποδιαμόρφωση εκτελείται η αντίστροφη διαδικασία με την πρόσθεση ενός χαμηλοπερατού φίλτρου μετά το στάδιο του ταλαντωτή.



Σχήμα 3-9. Διαμόρφωση QAM

Η QAM μπορεί να θεωρηθεί σαν συνδυασμός των ψηφιακών διαμορφώσεων ASK και PSK. Προκύπτει, λοιπόν, το σχήμα αστερισμού της που αποτελείται από σημεία τα οποία συνθέτουν ένα τετραγωνικό πλέγμα. Το μέγεθος του πλέγματος εξαρτάται από τον παράγοντα M, δηλαδή από τις διαθέσιμες πιθανές εκδοχές των συμβόλων της διαμόρφωσης. Όπως και προηγουμένως έχουν αναπτυχθεί πολλά σχήματα M-αδικής QAM με τα κυριότερα να είναι τα 4-QAM, 16-QAM και 32-QAM οι αστερισμοί των οποίων φαίνονται στο Σχήμα 3-10, από αριστερά προς τα δεξιά αντιστοίχως [34].



Σχήμα 3-10. Αστερισμοί 4-QAM, 16-QAM και 32-QAM διαμόρφωσης

Γίνεται φανερό, λοιπόν, ότι όσο αυξάνεται ο αριθμός των δυνατών συμβόλων που μπορεί να πάρει το σήμα, τόσο περισσότερα bits μπορούν να μεταδωθούν στο ίδιο εύρος ζώνης και επομένως αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης και η φασματική απόδοση. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα, τα σχήματα με μεγαλύτερο δείκτη M να είναι καταλληλότερα για ευρυζωνικές υπηρεσίες. Στον Πίνακα 3-1 μπορούμε να δούμε τη διαφορά στη φασματική απόδοση, ανάλογα με τη διαμόρφωση που χρησιμοποιούμε [35].

Σχήμα Διαμόρφωσης	Φασματική Απόδοση
BPSK	1 bit/second/Hz
QPSK	2 bit/second/Hz
8PSK	3 bit/second/Hz
16-QAM	4 bit/second/Hz
32-QAM	5 bit/second/Hz
64-QAM	6 bit/second/Hz
256-QAM	8 bit/second/Hz

Πίνακας 3-1. Η φασματική απόδοση των ψηφιακών διαμορφώσεων

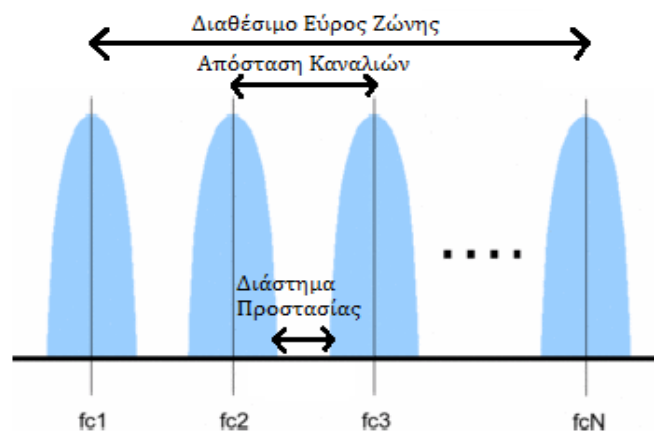
Από την άλλη πλευρά, όσο αυξάνεται το M, τα σημεία του αστερισμού πληθαίνουν, με αποτέλεσμα οι αποστάσεις μεταξύ τους να μικραίνουν, και συνεπώς είναι δυσκολότερο το σύστημα να αποφανθεί για τη σωστή ανάκτηση του συμβόλου. Έτσι, τα συστήματα με μεγαλύτερο M είναι πιο ευαίσθητα στον θόρυβο και υποστηρίζουν χειρότερο BER. Ένα άλλο μειονέκτημα της QAM είναι ότι απαιτείται συγχρονισμός, δηλαδή ο δέκτης πρέπει να είναι ομόδυνος διαφορετικά έχουμε ανάμειξη των δύο σημάτων (cross-talk). Κάτι τέτοιο όμως αντιμετωπίζεται εύκολα με την κατάλληλη σχεδίαση του αποδιαμορφωτή στο δέκτη [33].

3.6 Στρατηγικές πολλαπλής πρόσβασης

Αφού έχει επιλεγεί το κατάλληλο σχήμα διαμόρφωσης, με βάση τις ανάγκες της υπηρεσίας, πρέπει να καθοριστεί και μία μέθοδος πρόσβασης στο διάλυο πριν ξεκινήσει η μετάδοση. Οι στρατηγικές πολλαπλής πρόσβασης καθορίζουν ουσιαστικά τον τρόπο με τον οποίο θα μοιραστούν οι χρήστες το κοινό μέσο για να μεταδώσουν τα μηνύματά τους. Μία τέτοια τεχνική θα πρέπει να παρέχει ανεξαρτησία και εξάλειψη των παρεμβολών μεταξύ των χρηστών, το οποίο είναι και το κύριο πρόβλημα στον συνωστισμό των χρηστών σε μία περιορισμένη περιοχή του φάσματος. Οι κυριότερες μέθοδοι πολλαπλής πρόσβασης στηρίζονται στην ανεξαρτησία που προσφέρει είτε το φάσμα (Frequency Division Multiple Access - FDMA), είτε ο χρόνος (Time Division Multiple Access – TDMA), είτε ο κώδικας (Code Division Multiple Access – CDMA), είτε ο χώρος (Space Division Multiple Access – SDMA).

3.6.1 Πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση συχνότητας (FDMA)

Στην πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση συχνότητας (FDMA) το διαθέσιμο εύρος ζώνης χωρίζεται σε υποκανάλια συχνότητων τα οποία στη συνέχεια παραχωρούνται στους χρήστες για τη μετάδοση (Σχήμα 3-11). Οι χρήστες, λοιπόν, διαχωρίζονται σε επίπεδο φάσματος, όμως μεταδίδουν ταυτόχρονα τις πληροφορίες. Τα κανάλια παρεμβάλλουν μεταξύ τους ένα διάστημα προστασίας όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3-11, ώστε να μειώνονται οι παρεμβολές από γειτονικούς διαύλους, και ο αριθμός τους περιορίζεται τόσο από το διαθέσιμο φάσμα, όσο και από τη διαθέσιμη ισχύ του σταθμού βάσης. Ο τρόπος με τον οποίο κατανέμονται τα κανάλια στους χρήστες μπορεί να είναι είτε στατιστικός, είτε δυναμικός, ανάλογα με τις ανάγκες της υπηρεσίας και αποτελεί το βασικό αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής. Περισσότερα για τις μεθόδους απονομής καναλιών στους χρήστες αναλύονται στα επόμενα κεφάλαια.

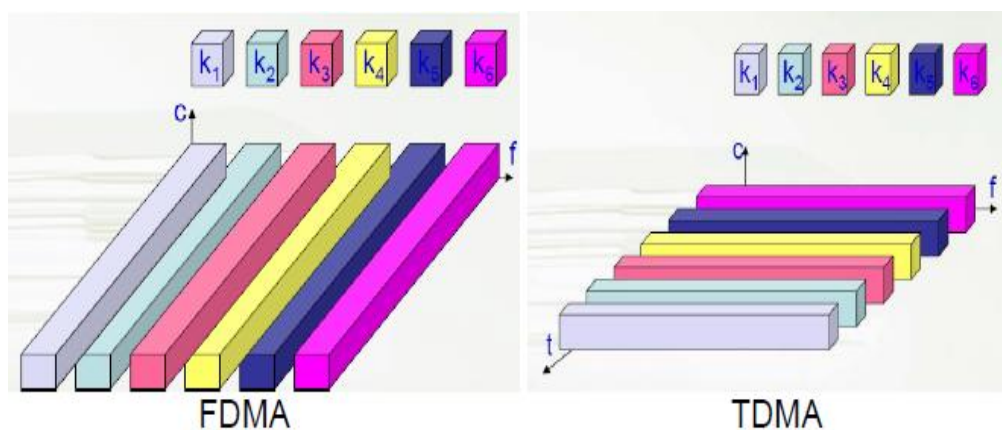


Σχήμα 3–11. Η τεχνική FDMA

Η τεχνική FDMA χρησιμοποιείται κυρίως σε δορυφορικές επικοινωνίες, αφού προσφέρει τη δυνατότητα κοινής χρήσης του μέσου χωρίς καθυστερήσεις [11]. Από την άλλη πλευρά, για τη σωστή λειτουργία της FDMA απαιτείται αυστηρό φιλτράρισμα και ακριβός εξοπλισμός, με αποτέλεσμα να αυξάνεται το κόστος λειτουργίας και εγκατάστασης του συστήματος. Το μειονέκτημα αυτό της FDMA καθώς και άλλες αρνητικές επιδράσεις του ασύρματου διαύλου αντιμετωπίζει η OFDMA. Η τεχνική αυτή αποτελεί παραλλαγή της FDMA, αφού χρησιμοποιεί ορθογώνια φέροντα και με απλούς πομποδέκτες καταφέρνει να διασυνδέσει διαφορετικά δίκτυα για την κατασκευή OFDMA ετερογενών δικτύων τέταρτης γενιάς. Περισσότερα, όμως, για την OFDMA αναλύονται στο επόμενο κεφάλαιο.

3.6.2 Πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση χρόνου (TDMA)

Σε αντίθεση με την FDMA, στην TDMA τεχνική η διαφοροποίηση των χρηστών γίνεται στο επίπεδο του χρόνου. Έτσι, κάθε χρήστης χρησιμοποιεί όλο το φάσμα συχνοτήτων όμως μεταδίδει σε διαφορετικές χρονικές στιγμές, οι οποίες ονομάζονται χρονοσχισμές. Στο Σχήμα 3-12 φαίνεται ξεκάθαρα η διαφορά στην διαχείριση του φάσματος μεταξύ των δύο αυτών τεχνικών.



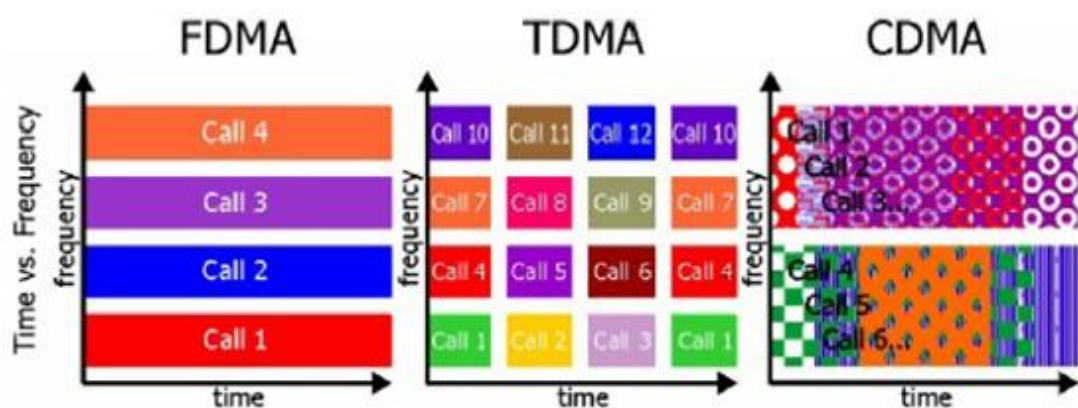
Σχήμα 3-12. Διαχείριση φάσματος σε FDMA και TDMA

Με αυτόν τον τρόπο, κάθε χρονική στιγμή εκπέμπεται ένα μόνο σήμα αποφεύγοντας έτσι τις παρεμβολές μεταξύ των χρηστών, όμως απαιτείται αυστηρός συγχρονισμός ολόκληρου του συστήματος κάτι το οποίο αυξάνει την πολυπλοκότητα. Προφανώς, η TDMA είναι καταλληλότερη για συστήματα που απαιτούν υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, αφού έχει στη διάθεσή της όλο το φάσμα, δηλαδή συστήματα που μεταδίδουν καταιγισμούς δεδομένων όπως είναι το διαδίκτυο. Επίσης, η μπαταρία στο χρήστη έχει μεγαλύτερη διάρκεια ζωής αφού το κινητό μεταδίδει μόνο για ένα μικρό διάστημα του χρόνου κατά τη διάρκεια μίας συνομιλίας. Τέλος, η TDMA είναι πιο κοντά στις ψηφιακές διαμορφώσεις αφού συνδυάζει ιδανικά την αποθήκευση πληροφορίας και την κωδικοποίηση, στοιχεία τα οποία είναι απαραίτητα για τις ψηφιακές τεχνικές [11]. Αυτό, βέβαια, έχει ως συνέπεια τα αναλογικά σήματα να

πρέπει να μετατραπούν σε ψηφιακά πριν από τη μετάδοση και, επιπλέον, η διασυνδεσιμότητα των TDMA συστημάτων με άλλα αναλογικά συστήματα να παρουσιάζει αυξημένη πολυπλοκότητα.

3.6.3 Πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση κώδικα (CDMA)

Στην CDMA, η επικοινωνία των χρηστών γίνεται ταυτόχρονα και κάθε χρήστης καταλαμβάνει ολόκληρο το διαθέσιμο εύρος ζώνης. Δηλαδή, η πολλαπλή πρόσβαση δεν επιτυγχάνεται μέσα από διαφορετικές χρονοθυρίδες ή υποκανάλια του φάσματος, αλλά από διαφορετικά μονοπάτια κώδικα. Κάθε χρήστης χαρακτηρίζεται από μία μοναδική ακολουθία κώδικα με την οποία διαμορφώνει και αποδιαμορφώνει το σήμα που του αντιστοιχεί. Με άλλα λόγια, η CDMA είναι κάτι σαν συνδιασμός της FDMA και της TDMA, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3-13. Η τεχνική αυτή εφαρμόζεται, με διάφορες παραλλαγές, σε συστήματα διευρυμένου φάσματος, όπως είναι τα W-CDMA, μεταπήδησης συχνότητας (FH-CDMA), μεταπήδησης στο χρόνο (TH-CDMA), άμεσης ακολουθίας (DS-SS-CDMA), υβριδικής διαμόρφωσης (HM-CDMA), με πολλαπλούς φορείς (MC-CDMA) κ.α. [11].



Σχήμα 3-13. Διαχείριση φάσματος σε FDMA, TDMA και CDMA

Εύκολα φαίνεται από το Σχήμα 3-13, ότι η CDMA διαχειρίζεται πολύ πιο αποδοτικά το φάσμα σχετικά με την FDMA και την TDMA, αφού δεν έχει περιορισμούς ούτε στο χρόνο ούτε στη συχνότητα. Η καλή αυτή διαχείριση της προσφέρει παράλληλα μεγάλη ευελιξία στην διαδικασία κατανομής των πόρων στους χρήστες. Επιπλέον, η CDMA χρησιμοποιεί την τεχνική της “ήπιας διαπομπής” (soft handoff), η οποία ελαχιστοποιεί την επίδραση της διαπομπής στην ποιότητα του σήματος, με αποτέλεσμα οι χρήστες να μην καταλαβαίνουν καν τις διαπομπές μετακινούμενοι από τη μία κυψέλη στην άλλη. Επειδή, η CDMA χρησιμοποιεί κώδικα για να παρέχει πολλαπλή πρόσβαση, είναι ευκολότερη η κρυπτογράφηση των σημάτων και συνεπώς έχουμε υψηλή αξιοπιστία και ασφάλεια στην επικοινωνία, καθώς και η χρήση κώδικα για διόρθωση λαθών και έτσι έχουμε καλύτερη ποιότητα σήματος. Κατά την τεχνική αυτή προστίθενται ευκολότερα νέοι χρήστες στο σύστημα και, θεωρητικά, δεν υπάρχει περιορισμός για τον αριθμό των χρηστών που μπορούν να εισαχθούν. Όμως

καθώς οι χρήστες αυξάνονται, η ποιότητα υπηρεσιών μειώνεται, επομένως υπάρχει ένας άνω περιορισμός γι' αυτό και εξαρτάται από την εκάστοτε υπηρεσία. Ένα άλλο σημαντικό εμπόδιο στην CDMA είναι το φαινόμενο near-far κατά το οποίο οι χρήστες με μεγαλύτερη ισχύ καλύπτουν αυτούς με τη χαμηλότερη με αποτέλεσμα να μην έχουμε ισοτιμία στην αντιμετώπιση των χρηστών από τους σταθμούς βάσης.

3.6.4 Πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση χώρου (SDMA)

Μία άλλη τεχνική πολλαπλής πρόσβασης είναι η SDMA. Στην πολλαπλή πρόσβαση SDMA ο διαχωρισμός των χρηστών γίνεται ως προς το χώρο και η εξυπηρέτησή τους επιτυγχάνεται μέσω κατευθυντικών κεραιών (Σχήμα 3-14).



Σχήμα 3-14. Πολλαπλή πρόσβαση SDMA

Στην πράξη η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται τόσο σε δορυφορικές επικοινωνίες, όσο και στα κυψελωτά συστήματα μέσω του χωρισμού της κυψέλης σε τομείς. Το μεγαλύτερο της πλεονέκτημα είναι ότι μπορεί να συνδιαστεί με οποιαδήποτε άλλη τεχνική αυξάνοντας, έτσι, τα επίπεδα πολυπλεξίας και προσφέροντας μεγάλη ευελιξία στο σύστημα. Είναι δυνατό, δηλαδή, να χρησιμοποιούνται κατευθυντικές κεραιές για κάθε τομέα της κυψέλης και παράλληλα η εκχώρηση των καναλιών στο εσωτερικό ενός τομέα να γίνεται με τις τεχνικές TDMA, FDMA, CDMA ή και OFDMA, όπως παραδείγματος χάρη στα δίκτυα WiMAX [16]. Τα συστήματα αυτά χρησιμοποιούν προσαρμοστικές κεραιές πολλαπλών εισόδων/πολλαπλών εξόδων (MIMO) μαζί με την OFDMA τεχνική πολλαπλής πρόσβασης [36], [37]. Η τεχνική αυτή αποτελεί την πλέον επαναστατική τεχνική πολλαπλής πρόσβασης, αφού συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των TDMA και FDMA και παράλληλα χρησιμοποιεί τεχνικές για την εξάλειψη των αδυναμιών τους. Επίσης, αντιμετωπίζει και πολλές από τις αρνητικές επιπτώσεις που εισάγει ο ασύρματος δίαυλος μετάδοσης και οι προηγούμενες τεχνικές απλά αγνοούσαν. Αυτό το καταφέρνει με τη χρήση της πολυπλεξίας OFDM στην οποία και βασίζεται για τη διαμόρφωση του σήματος. Στο επόμενο κεφάλαιο αναλύονται πλήρως οι βασικές αρχές της OFDMA τεχνικής και οι ευκολίες που παρέχει σε σχέση με τα προηγούμενα συστήματα πολλαπλής πρόσβασης και διαμόρφωσης.

4 Πολλαπλή πρόσβαση με ορθογωνική διαίρεση συχνότητας (OFDMA)

Με την πάροδο του χρόνου, η ανάγκη για ανάπτυξη δικτύων που να υποστηρίζουν μεγάλους ρυθμούς δεδομένων, υψηλή ποιότητα υπηρεσιών και μεγαλύτερο όγκο χρηστών με διαφορετικές απαιτήσεις, έγινε πολύ μεγάλη. Τα ευρυζωνικά δίκτυα όμως ήρθαν αντιμέτωπα με τις δυσμενείς επιπτώσεις του ασύρματου καναλιού, οι οποίες επηρέαζαν την επικοινωνία σε έντονο βαθμό. Αυτό συνέβη διότι το μεγάλο εύρος ζώνης που χρησιμοποιούν υπερβαίνει το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου και, έτσι, υπάρχει έντονο το φαινόμενο των συχνοεπιλεκτικών διαλείψεων καθώς και το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής λόγω του μεγάλου όγκου (bits) της πληροφορίας. Επιπλέον, λόγω του αυξανόμενου αριθμού των χρηστών και των απαιτήσεών τους είναι απαραίτητη η βελτίωση της φασματικής απόδοσης του δικτύου. Αυτά τα προβλήματα προσπάθησαν να αντιμετωπίσουν οι προηγούμενες τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης και διαμόρφωσης χωρίς ικανοποιητικά αποτελέσματα. Η πολλαπλή πρόσβαση OFDMA, από την άλλη πλευρά, προσφέρει αποτελεσματικές τεχνικές για τη κάλυψη των αναγκών των συστημάτων τέταρτης γενιάς, και σε συνδυασμό με την πολυδιαυλική (multicarrier) διαμόρφωση OFDM, πάνω στην οποία βασίζεται, αποτελεί την καλύτερη στρατηγική πολλαπλής πρόσβασης για τα σύγχρονα δίκτυα ασύρματων επικοινωνιών [38]. Επιπλέον, η OFDMA έχει ενσωματωθεί στα πρωτόκολλα 802.11 (Wifi), 802.16 (WiMax) και 3 GPP LTE [39], [40] και μαζί με τις MIMO κεραίες αποτελεί το κοινό δομικό στοιχείο για την επίτευξη της ετερογένειας μεταξύ διαφορετικών δικτύων και, κατ' επέκταση, την κατασκευή των σύγχρονων OFDMA συστημάτων 4ης γενιάς.

4.1 Εισαγωγή

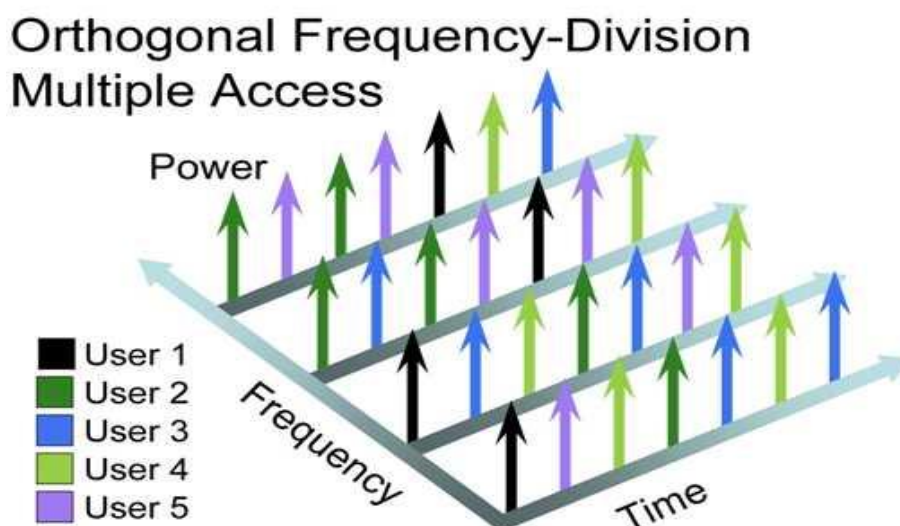
Η πολλαπλή πρόσβαση με ορθογωνική διαίρεση συχνότητας στηρίζεται στη διαμόρφωση OFDM. Τις βάσεις για την ανάπτυξη της OFDM έθεσε η εισαγωγή της τεχνικής FDM για επικοινωνίες δεδομένων στα τέλη της δεκαετίας του 1950 [41]. Ο Chang ήταν ο πρώτος που το 1966 δημοσίευσε τη δομή του OFDM, δηλαδή πρότεινε την χρησιμοποίηση ορθογώνιων επικαλυπτόμενων πολυτονικών σημάτων με πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (Frequency Division Multiplexing - FDM) για επικοινωνίες δεδομένων. Την παραγωγή και λήψη OFDM σημάτων διευκόλυνε ο Weinstein [42], με τον Διακριτό Μετασχηματισμό Fourier (DFT), ενώ το 1985 ο Cimini θεώρησε το OFDM κατάλληλο για τις ασύρματες επικοινωνίες [43]. Παρ' όλ' αυτά, η εφαρμογή του κατέστη δυνατή μόλις στις αρχές του 1990 όπου είχε αναπτυχθεί αρκετά η τεχνολογία [44], [45].

Η ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM) έχει εφαρμογή σε συστήματα ευρυεκπομπής Digital Video Broadcasting-Terrestrial (DVB-T) και Terrestrial Digital Audio Broadcasting (T-DAB), στο HiperLAN, στο 802.11a, 802.11g και στην οικογένεια πρωτοκόλλων 802.16, ενώ παράλληλα αποτελεί τη βάση των συστημάτων 4ης γενιάς. Η πολλαπλή πρόσβαση με ορθογωνική διαίρεση συχνότητας (Orthogonal Frequency Division

Multiple Access - OFDMA) είναι η επέκταση της OFDM σύμφωνα με την οποία κάθε χρήστης εκχωρείται ένα υποσύνολο των διαθέσιμων υποφερόντων. Αποτελεί το πιο σύνηθες σχήμα πολλαπλής πρόσβασης για τα συστήματα LTE (Long-Term Evolution). Παραλλαγές του OFDMA έχουν χρησιμοποιηθεί από το WiMAX Forum και αργότερα πιστοποιήθηκαν από την IEEE για το IEEE 802.16-2004 (fixed) και 802.12e (mobile) WiMAX [46], [47].

4.2 Η πολλαπλή πρόσβαση OFDMA

Η τεχνική OFDMA είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με τη διαμόρφωση OFDM, καθώς η τελευταία αποτελεί τον δομικό της άξονα. Η βασική ιδέα της τεχνικής OFDM είναι η διαίρεση του προς μετάδοση ευρυζωνικού (wideband) σήματος σε μεγάλο αριθμό παράλληλων σημάτων στενής ζώνης (narrowband). Στην OFDMA γίνεται ανάθεση στους χρήστες του δικτύου τόσο ανεξάρτητων φερόντων όσο και χρονοσχισμών [48]. Με άλλα λόγια, η OFDMA αποτελεί μία υβριδική τεχνική που συνδιάζει τις FDMA και TDMA τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης, με την OFDM τεχνική διαμόρφωσης. Με τον τρόπο αυτό, η διαφοροποίηση των χρηστών μπορεί να πραγματοποιείται είτε στο χρόνο είτε στη συχνότητα είτε και στα δύο, παρέχοντας έτσι περισσότερους βαθμούς ελευθερίας στον αλγόριθμο διαχείρισης ραδιοπόρων του δικτύου. Υποστηρίζεται, μάλιστα, ότι η τεχνική OFDMA αποτελεί τη βέλτιστη επιλογή πρόσβασης των χρηστών σε δίκτυα πολλαπλών φερόντων [49]. Για την καλύτερη κατανόηση της OFDMA μπορούμε να παρατηρήσουμε τον τρόπο με τον οποίο διαφοροποιούνται οι χρήστες κατά την τεχνική αυτή στο Σχήμα 4-1.

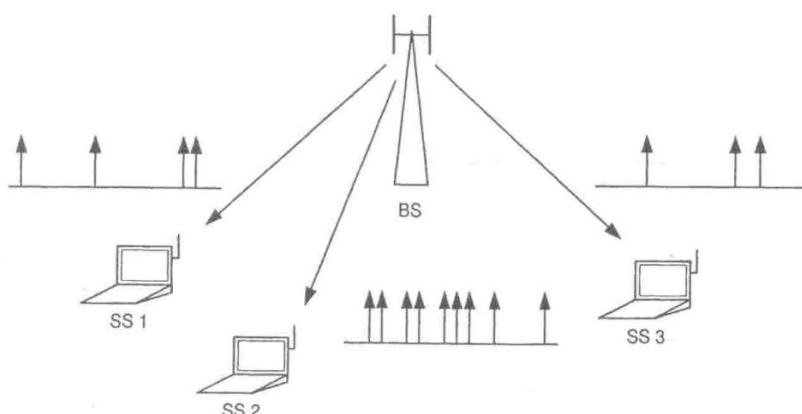


Σχήμα 4-1. Πολλαπλή πρόσβαση OFDMA

Στο σχήμα, φαίνεται η βασική αρχή του OFDMA που είναι ο διαχωρισμός του χρόνου σε OFDM σύμβολα και των συχνοτήτων σε OFDM υποφέροντα. Γίνεται ξεκάθαρο, λοιπόν, ότι οι χρήστες μεταδίδουν πληροφορία σε διαφορετικά υποκανάλια μεταξύ τους και σε διαφορετικές χρονικές στιγμές ο καθένας. Επίσης,

υπάρχει η δυνατότητα διαφορετικών διαμορφώσεων και ρυθμών κωδικοποίησης για κάθε ένα από τα υποφέροντα. Μ'αυτόν τον τρόπο μπορούν να εξυπηρετηθούν διαφορετικά επίπεδα ποιότητας της υπηρεσίας (Quality of Service – QoS) και, έτσι, να διαφοροποιηθούν οι χρήστες ανάλογα με τις ανάγκες τους [50].

Με άλλα λόγια, το σύστημα διαχείρισης των ραδιοπόρων μπορεί να αναθέτει πόρους σε διαφορετικούς χρήστες, ανάλογα με τις συνθήκες του διαύλου (κατανομή διαλείψεων, παρεμβολές κλπ) και το είδος της υπηρεσίας που επιθυμούν (ποιότητα, ρυθμός μετάδοσης). Ένα τέτοιο παράδειγμα φαίνεται στο Σχήμα 4-2 για την κάτω ζεύξη (downlink) όπου στον κάθε χρήστη έχει παραχωρηθεί συγκεκριμένος αριθμός φερόντων ανάλογα με τις απαιτήσεις του.



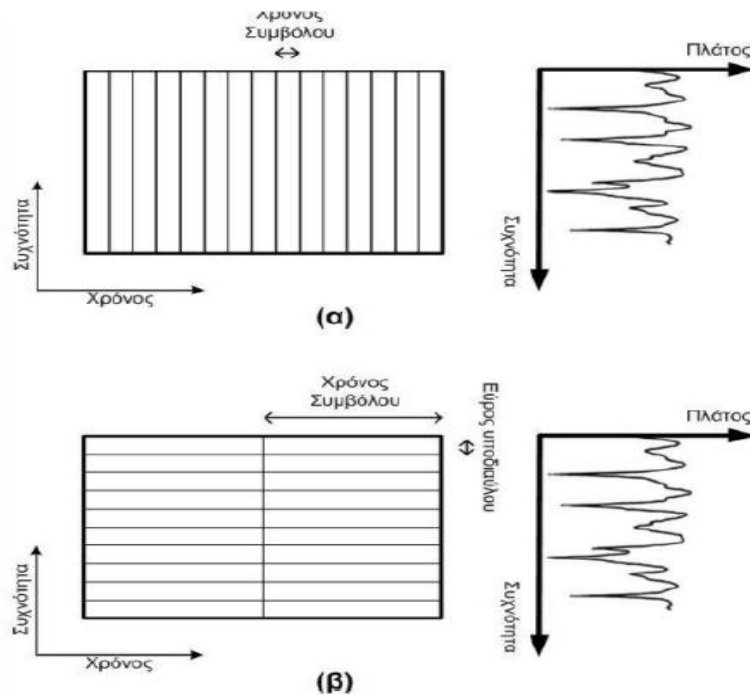
Σχήμα 4-2. Ανάθεση πόρων με OFDMA στην κάτω ζεύξη

Γενικά, υπάρχουν πολλές μέθοδοι εκχώρησης πόρων στο χρήστη, άλλες βασισμένες στη μεγιστοποίηση της χωρητικότητας του συστήματος, άλλες βασισμένες στην ελαχιστοποίηση της καταναλισκόμενης ισχύος στο σύστημα και άλλες προσανατολισμένες στην καλύτερη ποιότητα υπηρεσίας των χρηστών. Ο τρόπος με τον οποίο γίνεται η επιλογή των πόρων που θα έχει στη διάθεσή του ο κάθε χρήστης είναι αντικείμενο της αποδοτικής διαχείρισης των ραδιοπόρων και εξετάζεται αναλυτικότερα στη συνέχεια της παρούσας διπλωματικής.

4.3 Θεμελιώδεις αρχές της τεχνικής OFDMA

Σε αντίθεση με τα συμβατικά συστήματα τα οποία χρησιμοποιούν παλμούς πολύ μικρής διάρκειας καταλαμβάνοντας όλο το διαθέσιμο φάσμα, στην OFDMA, και γενικά στις παράλληλες τεχνικές μετάδοσης, τα προς μετάδοση ψηφιακά δεδομένα διοχετεύονται παράλληλα στα υποκανάλια (subchannels), με χαμηλότερο ρυθμό μετάδοσης. Έχουμε ουσιαστικά πολλά συστήματα τα οποία μεταδίδουν, ταυτόχρονα, ένα μικρό μέρος της πληροφορίας, με αργό ρυθμό μετάδοσης, ώστε το καθένα να είναι σήμα στενής ζώνης, ενώ ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης παραμένει σταθερός [51], [52].

Αν, δηλαδή, ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης του συστήματος είναι R για εύρος ζώνης B και υποδιαιρείται σε N υποκανάλια, το κάθε κανάλι θα έχει εύρος ζώνης $B_N = B/N$ και θα μεταδίδει μία υποακολουθία συμβόλων με ρυθμό $R_N = R/N$, οπότε ο χρόνος συμβόλου γίνεται $T_s = N/R$ [53]. Όταν όμως το εύρος ζώνης B υπερβαίνει το εύρος ζώνης συνοχής του ασύρματου διαύλου, προκαλούνται επιλεκτικές διαλείψεις. Έτσι, για ένα δεδομένο συνολικό ρυθμό πληροφορίας (data rate), αυξάνοντας τον αριθμό των υποφερόντων (subcarriers) μειώνεται ο ρυθμός πληροφορίας που αναλαμβάνει να μεταδώσει το κάθε φέρον, κι ως εκ τούτου, για δεδομένο σύστημα διαμόρφωσης, επιμηκύνεται η διάρκεια συμβόλου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να γίνεται το σύστημα πιο ανθεκτικό στη διασπορά καθυστέρησης λόγω πολύοδης διάδοσης (Σχήμα 4-3).



Σχήμα 4-3. Σύγκριση: α) single-carrier συστήματος με το β) multi-carrier σύστημα, σε διάυλο με διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα

Με βάση το συμπέρασμα αυτό, όσο αυξάνουμε τον αριθμό των υποφερόντων N , τόσο μεγαλύτερη γίνεται και η διάρκεια συμβόλου συγκρινόμενη με τη διασπορά καθυστέρησης του καναλιού ($T_s \gg \sigma_t$) και τόσο μικρότερο γίνεται το εύρος ζώνης κάθε υποδιαύλου B_N σχετικά με το εύρος ζώνης συνοχής ($B_N \ll B_c$). Αυτό σημαίνει ότι κάθε υποφέρον θα αντιμετωπίζει το διάυλο ως επίπεδο (flat), όπως φαίνεται και στο Σχήμα 4-3, με τη διασυμβολική παρεμβολή (ISI) να επηρεάζει σε μικρότερο ποσοστό κάθε σύμβολο και επομένως απαιτείται ένας απλός πολλαπλασιασμός ανά υποφέρον με την συνάρτηση απόκρισης του καναλιού για να ληφθεί το σήμα στο δέκτη. 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 εξισορροπητές. Ένα τέτοιο παράδειγμα είναι η χρήση διαφορικής κωδικοποίησης. Κάτι τέτοιο μπορεί να

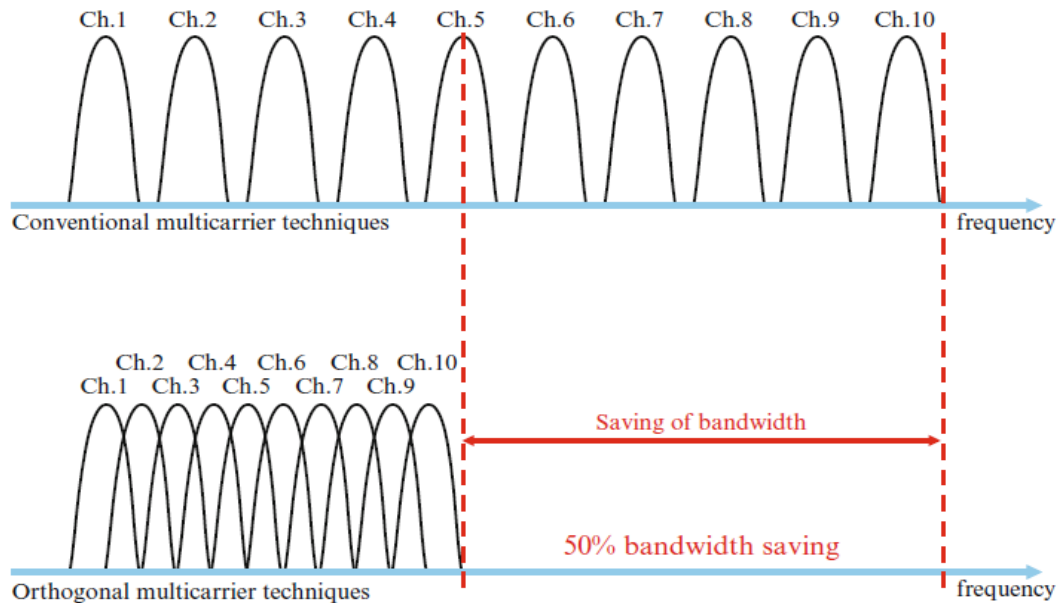
επιτρέψει την ακριβή επαναδημιουργία των περισσότερων συμβόλων, ακόμη και χωρίς διόρθωση λαθών (Forward Error Correction - FEC) [1] , [51].

Παρ' όλ' αυτά, το N δεν μπορεί να αυξηθεί επ άπειρον διότι η απόδοση καναλιών που αλλάζουν με το χρόνο χειροτερεύει. Αν ο χρόνος συνοχής είναι πολύ μικρός συγκρινόμενος με τη διάρκεια συμβόλου ($T_c \ll T_s$), δηλαδή ο αριθμός των υποφερόντων είναι παρα πολύ μεγάλος, τότε είναι προφανές ότι το κανάλι μπορεί να αλλάζει σημαντικά κατά τη μετάδοση ενός OFDM συμβόλου, γεγονός που καθιστά σχεδόν αδύνατη την αξιόπιστη λήψη της εκπεμπόμενης πληροφορίας. Αυτό έρχεται σε αντίθεση με τις ανάγκες που οφείλει να καλύψει η νέα γενιά δικτύων, η οποία εγγυάται υψηλή αξιοπιστία και ασφάλεια στην επικοινωνία. Γι' αυτό, ο χρόνος συνοχής αποτελεί το άνω φράγμα στην αύξηση του αριθμού των υποκαναλιών. Με βάση, λοιπόν, τους περιορισμούς αυτούς στην επιλογή των υποφερόντων, μπορούμε μαθηματικά να περιγράψουμε το εύρος του N ως εξής:

$$\frac{B}{B_c} \leq N \leq T_c \quad (4.1)$$

όπου B το συνολικό εύρος ζώνης, B_c το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου και T_c ο χρόνος συνοχής. Με άλλα λόγια, επαρκώς υψηλή τιμή του N συνεπάγεται μείωση των διαλείψεων που προέρχονται από την πολύοδη μετάδοση, χαμηλή διασυμβολική παρεμβολή (ISI) λόγω της μείωσης του ρυθμού μετάδοσης των υποφερόντων και ταυτόχρονα εγγυημένη αξιοπιστία στη μετάδοση της πληροφορίας. Ήδη δηλαδή γίνεται φανερή η καλή διαχείριση σημαντικών προβλημάτων της πολύοδης μετάδοσης από την τεχνική OFDMA.

Ένα άλλο βασικό χαρακτηριστικό της τεχνικής αυτής είναι η επικάλυψη των πεδίων του φάσματος που καταλαμβάνουν τα υποκανάλια. Αυτό ήταν μία διαφοροποίηση της OFDMA τεχνικής από την FDMA πάνω στην οποία βασίστηκε. Στην κλασική πολυπλεξία με διαίρεση συχνότητας (FDMA) που χρησιμοποιούνταν στα παλιά αναλογικά δίκτυα γινόταν αυστηρός διαχωρισμός των υποκαναλιών στο πεδίο των συχνοτήτων, ώστε να αποφεύγονται οι παρεμβολές μεταξύ των υποκαναλιών. Αυτό όμως, σε συνδιασμό με την απόσταση ασφαλείας που υπήρχε μεταξύ των υποφερόντων στο πεδίο της συχνότητας, ήταν μία κακή μέθοδος διαχείρισης του φάσματος. Η OFDMA με κατάλληλους μηχανισμούς επιτρέπει στα υποκανάλια να επικαλύπτονται τόσο ώστε να γίνεται αποδοτικότερη χρήση του φάσματος αλλά και παράλληλα να είναι δυνατός ο διαχωρισμός τους από το δέκτη. Στο Σχήμα 4-4 [51] φαίνεται η διαφορά μεταξύ των δύο αυτών τεχνικών. Όπως μπορούμε εύκολα να παρατηρήσουμε από το σχήμα, η OFDMA χρησιμοποιώντας την τεχνική επικαλυπτόμενων φερόντων μπορεί να εξοικονομήσει μέχρι και το 50% του εύρους ζώνης. Επίσης, για μεγαλύτερο εύρος ζώνης, γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι, αυξάνεται και το κέρδος λόγω χρήσης της μεθόδου αυτής κάτι το οποίο μπορεί να είναι ιδιαίτερα ωφέλιμο στα σύγχρονα ευρυζωνικά δίκτυα [54].



Σχήμα 4-4. Σύγκριση στη διαχείριση φάσματος μεταξύ της FDMA και της OFDMA

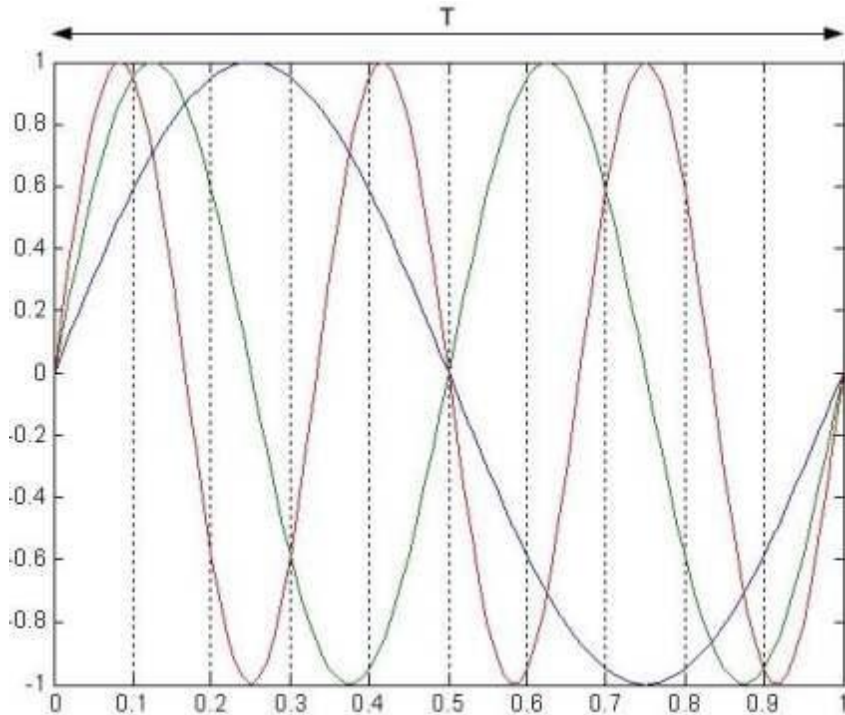
Για την πλήρη εκμετάλλευση της τεχνικής επικαλυπτόμενων φερόντων, όπως προαναφέραμε, θα πρέπει να μειωθεί η ανεπιθύμητη παρεμβολή μεταξύ των υποφερόντων, πράγμα το οποίο απαιτεί την ορθογωνιότητα μεταξύ τους. Ορθογωνιότητα μπορεί να επιτευχθεί με προσεκτική επιλογή των διαστημάτων μεταξύ των φερόντων, όπως να αφήσουμε τα διαστήματα που χωρίζουν τα φέροντα να είναι ίσα με το αντίστροφο της χρήσιμης περιόδου συμβόλων. Έπειτα, τα ορθογώνια σήματα μπορούν να χωριστούν στο δέκτη από τις τεχνικές συσχετισμού και έτσι οι παρεμβολές μεταξύ γειτονικών υποκαναλιών να καταπολεμηθούν. Περισσότερα για την ορθογωνιότητα και τις ευκολίες που προσφέρει στο OFDMA σύστημα αναλύονται στην ενότητα που ακολουθεί.

4.3.1 Η ορθογωνιότητα της OFDMA

Η ορθογωνιότητα αποτελεί το βασικότερο καινοτομικό στοιχείο που πρόσθεσε η OFDMA στην παλαιότερη FDMA και οδήγησε στην καλύτερη χρησιμοποίηση του διαθέσιμου εύρους ζώνης. Η έννοια αυτή συνεπάγεται ότι τα φασματικά επικαλυπτόμενα υποφέροντα συνδέονται με μία ακριβή μαθηματική σχέση. Η σχέση αυτή ισχύει όταν τα υποφέροντα είναι αμοιβαίως ανεξάρτητα μεταξύ τους και καθιστά δυνατό τον διαχωρισμό τους στο δέκτη χωρίς την παρεμβολή που εισάγουν οι πλευρικές ζώνες συχνοτήτων τους [55].

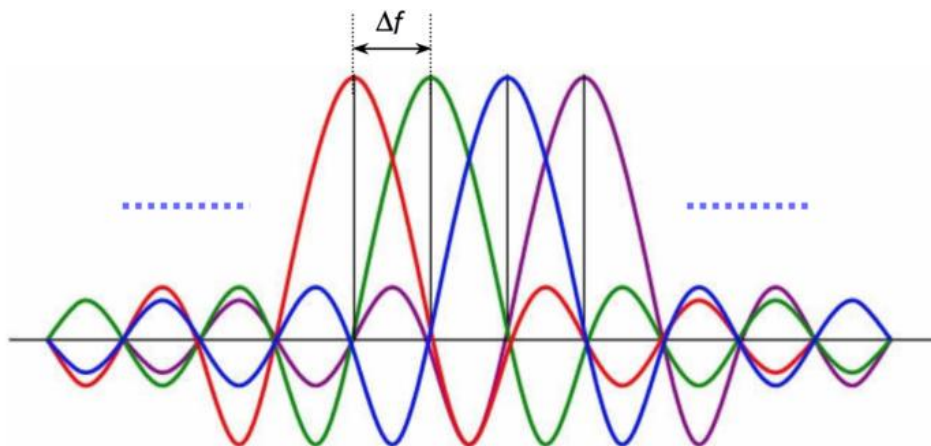
Πιο συγκεκριμένα, κάθε OFDM σύμβολο αποτελείται από ένα σύνολο ημιτόνων, κάθε ένα από τα οποία αντιστοιχεί σε ένα υποφέρον. Για να επιτυγχάνεται η γραμμική ανεξαρτησία των υποφερόντων, και συνεπώς η ορθογωνιότητα, πρέπει οι συχνότητες βασικής ζώνης των υποφερόντων να επιλέγονται έτσι ώστε να είναι ακέραια πολλαπλάσια του αντιστρόφου της διάρκειας συμβόλου ($f_n = n/T_s$). Με αυτόν τον

τρόπο, εξασφαλίζεται για κάθε υποφέρων ακέραιος αριθμός περιόδων στο διάστημα T_s , όπως φαίνεται στο Σχήμα 4-5, ο οποίος καθορίζεται από το n [16].



Σχήμα 4-5. Κυματομορφές υποφερόντων εντός OFDM συμβόλου

Αντίστοιχα, στο πεδίο της συχνότητας, το φάσμα ενός συμβόλου είναι η συνέλιξη παλμών Dirac στις θέσεις f_n με το φάσμα ενός τετραγωνικού παλμού, που είναι 1 στη διάρκεια συμβόλου και 0 αλλού. Ως γνωστόν, το φάσμα τετραγωνικού παλμού εκφράζεται από τη συνάρτηση $\text{sinc}(\pi f T_s)$, η οποία είναι μηδενική στις συχνότητες f_n . Η ιδιότητα αυτή του υπερβολικού συνημιτόνου προσφέρει την πολύ χρήσιμη δυνατότητα στην OFDMA, να εμφανίζονται τα μέγιστα των φασμάτων κάθε υποφορέα στις θέσεις μηδενισμού των υπολοίπων (Σχήμα 4-6) [16]. Αξίζει να αναφέρουμε ότι στα WiFi και WiMAX συστήματα ο διαχωρισμός των καναλιών (Δf) είναι περίπου 300 kHz και 11 kHz αντιστοίχως [47].



Σχήμα 4-6. Φάσμα OFDMA σήματος

Ωστόσο, πρέπει να σημειωθεί ότι για την ικανοποίηση των δύο αυτών προϋποθέσεων της ορθογωνιότητας, τόσο το πλάτος όσο και η φάση των υποφερόντων πρέπει να παραμένουν συνεχή στη διάρκεια συμβόλου. Διαφορετικά, το σχήμα του φάσματός τους δεν θα έχει την επιθυμητή μορφή και κατ' επέκταση τα μηδενικά δεν θα βρίσκονται στις σωστές συχνότητες, προκαλώντας εξασθένιση της ορθογωνιότητας των φερόντων. Τυχόν απώλεια της ορθογωνιότητας οδηγεί σε ανεπιθύμητη μίξη των σημάτων και άρα σε υποβιβασμό της ποιότητας υπηρεσίας του συστήματος, πράγμα το οποίο καθιστά την ορθογωνιότητα βασική επιδίωξη στα συστήματα OFDMA.

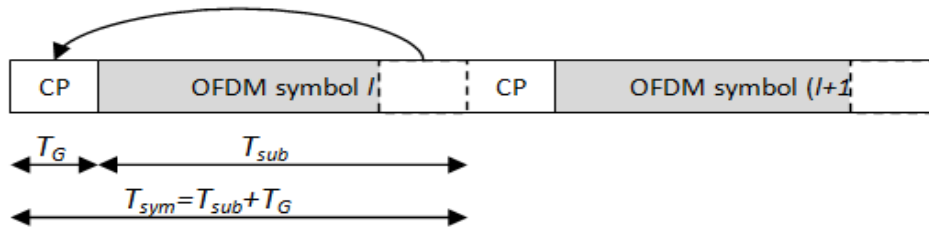
4.3.2 Χρόνος προστασίας – Κυκλικό πρόθεμα

Όπως είδαμε προηγουμένως, η βασική αρχή των OFDMA συστημάτων είναι ο διαχωρισμός ενός υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων σε ταυτόχρονη μετάδοση δεδομένων μέσω υποκαναλιών με χαμηλότερη ροή. Για κάθε έναν από τους υποφορείς μετάδοσης αυξάνεται η διάρκεια συμβόλου σε NT_s [55], με αποτέλεσμα να γίνεται πολύ μεγαλύτερη από την εξάπλωση καθυστέρησης. Έτσι, λύνεται σε μεγάλο βαθμό το πρόβλημα της διασυμβολικής παρεμβολής. Προκειμένου, όμως, να εξαλειφθεί πλήρως το φαινόμενο αυτό, προστίθεται πριν από κάθε σύμβολο ένας χρόνος προστασίας (guard time), ο οποίος εκμηδενίζει τη διασυμβολική παρεμβολή [45].

Η επιλογή του διαστήματος αυτού, γίνεται έτσι ώστε να είναι μεγαλύτερο από την αναμενόμενη εξάπλωση καθυστέρησης λόγω πολυόδευσης, έτσι ώστε οι συνιστώσες πολλαπλών διαδρομών να μην παρεμβάλλονται στο επόμενο σύμβολο. Από την άλλη πλευρά, στη διάρκεια του χρόνου προστασίας δεν μεταδίδεται ωφέλιμη πληροφορία, με αποτέλεσμα ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων να υποβιβάζεται. Έτσι, εκτός από το κάτω όριο του διαστήματος προστασίας, υπάρχει και ένα άνω όριο το οποίο εξαρτάται από τη μέγιστη αποδεκτή μείωση του ρυθμού μετάδοσης. Εμπειρικά, έχει καθοριστεί μέγιστη διάρκεια του χρόνου προστασίας στο 20% της συνολικής διάρκειας του OFDM συμβόλου, ώστε ο ρυθμός να μειώνεται περίπου κατά 1dB [1].

Κατά τη διάρκεια του διαστήματος προστασίας, ο δέκτης απορρίπτει οποιαδήποτε σήματα, επομένως ο πομπός θα μπορούσε κάλλιστα να μην εκπέμπει σήμα. Κάτι τέτοιο όμως θα δημιουργούσε πρόβλημα στην ορθογωνιότητα των υποφορέων, αφού εντός ενός FFT η διαφορά των περιόδων δύο υποφερόντων δεν θα ήταν ακέραιος αριθμός, με αποτέλεσμα να εισάγεται παρεμβολή μεταξύ των υποκαναλιών (ACI). Για να αποφευχθεί κάτι τέτοιο, ο πομπός εκπέμπει ένα τμήμα του ήδη εκπεμπόμενου συμβόλου και συγκεκριμένα μία κυκλική επέκταση, ώστε οι καθυστερημένες εκδοχές του OFDM συμβόλου να έχουν πάντοτε ακέραιο αριθμό περιόδων στο διάστημα του FFT και να μην χάνεται η ορθογωνιότητα [45]. Πιο συγκεκριμένα, τοποθετείται ένα αντίγραφο από το τέλος στην αρχή του συμβόλου (Σχήμα 4-7), το οποίο ονομάζεται κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix – CP), και επεκτείνει ουσιαστικά το μήκος του χωρίς ασυνέχειες στα σημεία ενώσεων, διατηρώντας ακέραιο τον αριθμό των περιόδων και

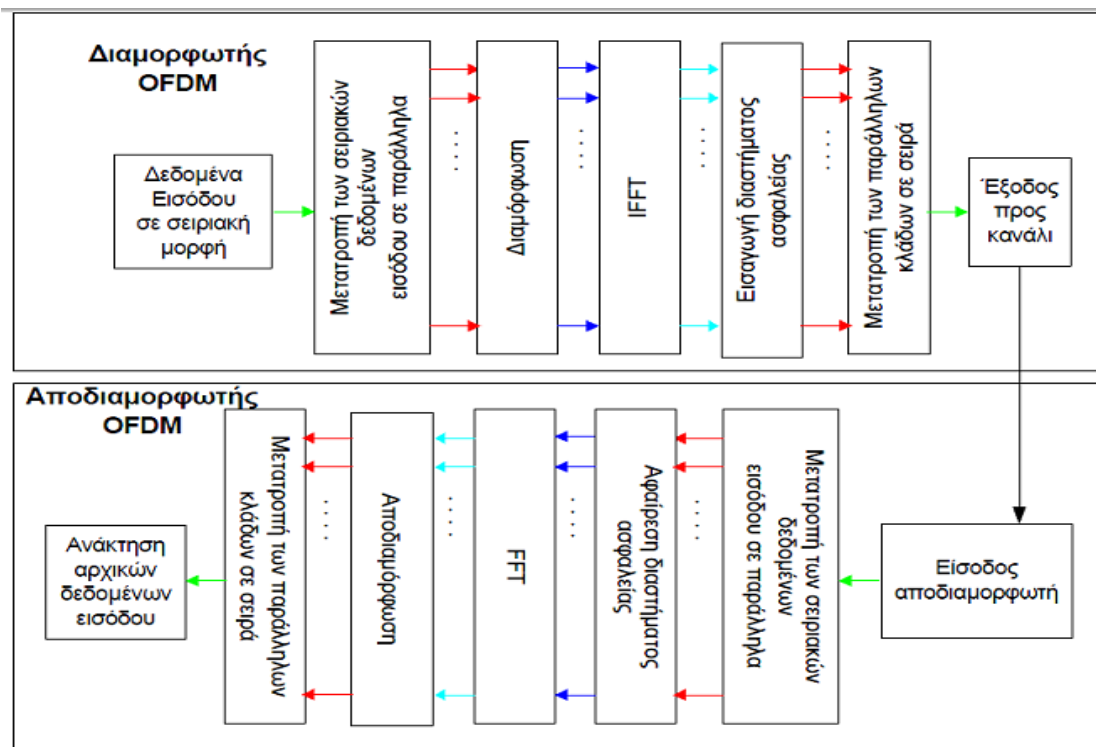
κατά συνέπεια την ορθογωνιότητα. Η διάρκεια του κυκλικού προθέματος είναι περίπου 800 nanoseconds για τα WiFi και 10 microseconds για τα WiMAX [47].



Σχήμα 4-7. Κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix – CP)

4.3.3 Παραγωγή και λήψη OFDMA σημάτων

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, η OFDMA στηρίζεται στη διαμόρφωση OFDM. Η παραγωγή των σημάτων OFDM γίνεται ως επί το πλείστον ψηφιακά, εξαιτίας της πολυπλοκότητας που θα εισήγαγε η τοποθέτηση πολλαπλών τοπικών ταλαντωτών στην αναλογική τεχνολογία. Το σήμα ουσιαστικά κωδικοποιείται σύμφωνα με κάποια από τις τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης που περιγράφηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο και προστίθενται, επιπλέον, κάποια στάδια τα οποία εξασφαλίζουν τα βασικά χαρακτηριστικά της OFDM πολυπλεξίας, όπως είναι η ορθογωνιότητα. Στο Σχήμα 4-8 φαίνονται τα στάδια επεξεργασίας του σήματος στην πλευρά του πομπού και του δέκτη, που παρουσιάζονται με περισσότερες λεπτομέρειες στη συνέχεια αυτής της ενότητας [56].



Σχήμα 4-8. Μπλοκ διάγραμμα πομποδέκτη OFDM

Στην πρώτη βαθμίδα, τα προς μετάδοση δεδομένα εισάγονται στον πομπό σε σειριακή μορφή με κάθε σύμβολο να αποτελείται από 40 – 4.000 bits, γεγονός που καθιστά απαραίτητη τη μετατροπή των σειριακών δεδομένων σε παράλληλη μορφή. Ο αριθμός των bits ανά σύμβολο εξαρτάται από το εκάστοτε σχήμα διαμόρφωσης και τον αριθμό των υποφερόντων. Σε ένα σύστημα OFDMA μπορεί να εφαρμοστεί μεγάλος αριθμός σχημάτων διαμόρφωσης, στα οποία συγκαταλέγονται η BPSK, η QPSK, η 16-QAM και η 64-QAM. Η επιλογή του σχήματος διαμόρφωσης που θα χρησιμοποιηθεί εξαρτάται από τις απαιτήσεις που έχουμε ως προς την πιθανότητα λάθους (BER) της υπηρεσίας και την αξιοποίηση του φάσματος [56]. Ανάλογα με τη διαμόρφωση, όσο πιο πολύ μειώνεται η πιθανότητα λάθους, τόσο πιο χαμηλή γίνεται η φασματική απόδοση του συστήματος. Υπάρχει, δηλαδή, μία αντίστροφη σχέση μεταξύ ποιότητας υπηρεσίας και αξιοποίησης φάσματος την οποία και πρέπει να λάβουμε σοβαρά υπόψη μας για την επιλογή του κατάλληλου συστήματος ψηδιακής διαμόρφωσης.

Μετά το στάδιο της διαμόρφωσης, κάθε υποφέρον έχει καθορισμένο πλάτος και φάση ανάλογα με την πληροφορία που μεταφέρει και το σχήμα διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκε. Το σύνολο των διαμορφωμένων υποφερόντων αποτελεί το σήμα OFDMA στο πεδίο της συχνότητας. Για να μετατραπεί το σήμα αυτό σε σήμα διακριτού χρόνου χρησιμοποιείται αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier (Inverse Discrete Fourier Transform) ο οποίος υλοποιείται στην πράξη μέσω του ταχέως μετασχηματισμού Fourier (Inverse Fast Fourier Transform) [16] και δίνεται από την παρακάτω σχέση [57]:

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk}, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.2)$$

Αντίστοιχα, στο δέκτη εκτελείται η αντίστροφη διαδικασία για την επαναφορά του σήματος στο πεδίο των συχνοτήτων μέσω του ευθύ μετασχηματισμού Fourier (DFT), που υλοποιείται αντιστοίχως από τον FFT και υπολογίζεται από τη σχέση [57]:

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{-j\left(\frac{2\pi}{N}\right)nk}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.3)$$

Ο μετασχηματισμός Fourier είναι ένα χρήσιμο εργαλείο της OFDM καθώς αποτελεί μία οικονομική και εύκολη λύση για τη μετατροπή του σήματος από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο της συχνότητας και αντιστρόφως, και παράλληλα διατηρεί την ορθογωνιότητα των φερόντων. Η πολυδιαυλική διαμόρφωση ήταν επιθυμητή από πολύ παλιά όμως, επειδή τα συστήματα ήταν αναλογικά και θα απαιτούνταν πολλοί τοπικοί ταλαντωτές με μικρό ποσοστό θορύβου και ολίσθησης, δεν μπορούσε να υλοποιηθεί λόγω κόστους. Ο μετασχηματισμός Fourier, λοιπόν, αποδέσμευσε την OFDM από αυτό το πρόβλημα [16].

4.4 Συμπεράσματα σχετικά με την OFDMA τεχνική

Όπως είδαμε αναλυτικότερα από τις προηγούμενες ενότητες, η OFDMA είναι μία καινοτομική τεχνική που παρέχει βελτιωμένη πρόσβαση πόρων στο χρήστη και παράλληλα δίνει λύσεις σε πολλά από τα προβλήματα που δημιουργεί το περιβάλλον διάδοσης λόγω της πολυδιαδρομικής μετάδοσης. Τα πιο σημαντικά πλεονεκτήματα της OFDMA είναι τα εξής:

- Με τον διαχωρισμό του εύρους ζώνης σε υποκανάλια, τυχαιοποιούνται ουσιαστικά τα λάθη που προκαλούνται από τις διαλείψεις Rayleigh, με αποτέλεσμα κάθε υποκανάλι να θεωρείται επίπεδο (flat). Έτσι αντιμετωπίζονται καλύτερα από ότι στα single-carrier συστήματα οι δυσμενείς επιπτώσεις των συχνοεπιλεκτικών διαλείψεων, οι οποίες είναι έντονες στα ευρυζωνικά δίκτυα.
- Εξαλείφεται τελείως η διασυμβολική παρεμβολή (ISI) μέσω της χρήσης του κυκλικού προθέματος (CP).
- Εισάγοντας την τεχνική της φασματική επικάλυψης των καναλιών, πετυχαίνει καλύτερη διαχείριση του φάσματος από ότι ένα single-carrier σύστημα και, παράλληλα, λόγω της ορθογωνιότητας εξαλείφεται τελείως η παρεμβολή μεταξύ γειτονικών καναλιών (ACI).
- Προσφέρει μεγάλη ευελιξία στο στρώμα MAC του ασύρματου ευρυζωνικού δικτύου. Πιο συγκεκριμένα, σε σχετικά αργό χρονικά μεταβαλλόμενο κανάλι, είναι δυνατόν να αυξήσει σημαντικά τη χωρητικότητα, και κατ' επέκταση τη φασματική απόδοση, αναθέτοντας μεταβλητό ρυθμό μετάδοσης σε κάθε χρήστη ανάλογα με το σηματοθορυβικό του λόγο (SNR) [58].
- Μειώνει τον λόγο της μέγιστης προς τη μέση ισχύ (PAPR), πράγμα το οποίο αποτελεί κύριο πρόβλημα στην OFDM. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι για την εκπομπή του σήματος απαιτείται ένα μέρος, δηλαδή ένας αριθμός υποκαναλιών, και όχι ολόκληρο το εύρος ζώνης της ζεύξης [59].
- Εκμεταλεύεται τη διαφορισιμότητα των χρηστών (multiuser diversity). Έτσι, ένα υποφέρον χαμηλής ποιότητας για κάποιον χρήστη μπορεί για έναν άλλο χρήστη να είναι πιο αξιοποιήσιμο και επομένως θα πρέπει να γίνεται σωστή διαχείριση από την τεχνική παραχώρησης πόρων.
- Οι πομποδέκτες είναι φθηνότεροι λόγω της απλότητας στη σχεδιάσή τους η οποία βασίζεται στη χρήση FFT και IFFT ολοκληρωμένων [60].

- Για δεδομένη εξάπλωση χρονοκαθυστέρησης, η πολυπλοκότητα στην υλοποίηση της εξισορρόπησης του σήματος (equalization) είναι αρκετά χαμηλή σε σχέση με ένα σύστημα μοναδικού φέροντος (single-carrier).

Παρ' όλ' αυτά, η τεχνική OFDMA δεν θα μπορούσε παρά να έχει και κάποιες αδυναμίες. Οι βασικότερες εξ αυτών είναι οι εξής:

- Είναι περισσότερο ευαίσθητη σε προβλήματα συγχρονισμού του δέκτη σε σχέση με τις διαμορφώσεις μοναδικού φέροντος. Η ορθογωνιότητα αποτελεί σημαντικό παράγοντα για την καλύτερη διαχείριση του φάσματος και τις αρνητικές συνέπειες που αφήνει πίσω της η αλληλοεπικάλυψη των φορέων. Έτσι, ένα λάθος στο συγχρονισμό που μπορεί να οδηγήσει σε απώλεια της ορθογωνιότητας, θα προκαλούσε την εμφάνιση παρεμβολών των γειτονικών διαύλων και κατά συνέπεια την αποτυχία στην σωστή υλοποίηση της βασικής ιδέας του OFDMA [61].
- Προκειμένου να διατηρείται η ορθογωνιότητα των υποφορέων ώστε να μην προκαλείται ACI παρεμβολή μεταξύ τους στο δέκτη, απαιτείται η χρήση σχεδόν ιδανικών ζωνοπερατών φίλτρων με αποτέλεσμα να αυξάνεται κατά πολύ το κόστος σχεδίασης.
- Άλλος ένας παράγοντας που ανεβάζει το κόστος στην OFDMA είναι η χρησιμοποίηση N ανεξάρτητων διαμορφωτών και αποδιαμορφωτών, όπου όταν ο αριθμός των υποκαναλιών είναι αρκετά μεγάλος, πράγμα το οποίο αποτελεί και την πιο ρεαλιστική περίπτωση, μιλάμε για πολύ υψηλό κόστος υλοποίησης. Το γεγονός αυτό καθιστά επίσης μεγάλο το μέγεθος των πομποδεκτών.
- Το κύριο, βέβαια, πρόβλημα στην OFDMA είναι οι διακαναλικές παρεμβολές, οι οποίες είναι αναπόφευκτες στο πολυχρηστικό περιβάλλον.

Η αναζήτηση τεχνικών για την κατάλληλη διαχείριση των ραδιοπόρων, με σκοπό την ελαχιστοποίηση του φαινομένου αυτού μεταξύ των χρηστών, είναι αντικείμενο πολλών ερευνών καθώς και αυτής της διπλωματικής εργασίας. Στο επόμενο κεφάλαιο, εξετάζονται οι τεχνικές ανάθεσης καναλιών που έχουν προταθεί μέχρι τώρα στη διεθνή βιβλιογραφία και αναλύονται σε βάθος τα πλεονεκτήματα που προσφέρουν και οι αδυναμίες που παρουσιάζουν.

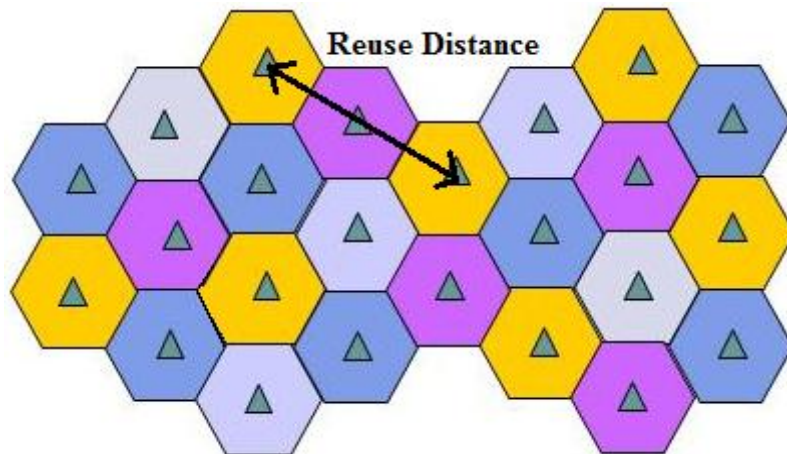
5 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΑΝΑΘΕΣΗΣ ΡΑΔΙΟΠΟΡΩΝ

Όπως είδαμε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης καθορίζει τα πεδία μέσω των οποίων θα έχει πρόσβαση ο κάθε χρήστης στους πόρους του δικτύου. Αφού, λοιπόν, επιλεγεί η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης των χρηστών, αμέσως επόμενο βήμα είναι να εξετάσουμε τον τρόπο με τον οποίο θα διαχειριστούμε τους πόρους του δικτύου. Οι πόροι αυτοί είτε είναι υποκανάλια συχνοτήτων, είτε χρονοσχισμές, είτε ακολουθίες κώδικα, όπως είναι φυσικό είναι περιορισμένοι στον αριθμό τους. Από την άλλη πλευρά, έχουν την πολύ χρήσιμη ιδιότητα της επαναχρησιμοποίησης, δηλαδή μπορούν να χρησιμοποιηθούν περισσότερες από μία φορές χωρίς να εξαντλούνται μεμονωμένα. Γι' αυτό το λόγο, κάθε σύστημα ασύρματων επικοινωνιών οφείλει να διαχειρίζεται αποδοτικά τους πόρους του έτσι ώστε να μην γίνεται κατάχρηση και παράλληλα να εκμεταλεύεται την δυνατότητα επαναχρησιμοποίησής τους. Επιπλέον, με την κατάλληλη επιλογή μιας τεχνικής ανάθεσης φερόντων μπορούμε να μειώσουμε την αλγοριθμική πολυπλοκότητα και την καταναλισκόμενη ισχύ του συστήματος. Είναι φανερό, λοιπόν, ότι η επιλογή της τεχνικής ανάθεσης των πόρων του δικτύου παίζει καθοριστικό ρόλο στη λειτουργία του. Για το σκοπό αυτό έχουν αναπτυχθεί πολλές κατηγορίες τεχνικών διαχείρισης ραδιοπόρων βασισμένες σε διαφορετικά κριτήρια. Στην ενότητα που ακολουθεί γίνεται αναφορά στις βασικότερες κατηγορίες καθώς και στις τεχνικές που έχουν αναπτυχθεί μέχρι τώρα και αφορούν τα OFDMA συστήματα.

5.1 Κατηγορίες τεχνικών ανάθεσης ραδιοπόρων

Με τον όρο διαχείριση ασύρματων πόρων (Resource Radio Management – RRM) στα OFDMA συστήματα αναφερόμαστε ουσιαστικά στον τρόπο με τον οποίο γίνεται η απονομή των υποφερόντων (subcarriers) του φάσματος στους χρήστες. Υπάρχουν τρεις βασικές κατηγορίες τεχνικών κατανομής διαύλων [62]: η στατική (Fixed Channel Assignment - FCA), η δυναμική (Dynamic Channel Assignment - DCA) και η υβριδική (Hybrid Channel Assignment - HCA).

Η στατική κατανομή καναλιών είναι η παλαιότερη ιστορικά προσέγγιση στο πρόβλημα της διαχείρισης πόρων. Σύμφωνα με αυτή, τα κανάλια αποδίδονται μόνιμα σε συγκεκριμένες κυψέλες χωρίς να υπάρχει η δυνατότητα ανακατανομής τους στους χρήστες. Έτσι, εάν όλοι οι δίαυλοι είναι κατειλημμένοι, μία νέα κλήση ή προσπάθεια για διαπομπή θα απορριφθεί. Στην περίπτωση αυτή, η κατανομή των καναλιών γίνεται συνήθως με βάση κάποιο σχέδιο επαναχρησιμοποίησης με στόχο την αποφυγή της ομοκαναλικής παρεμβολής από χρήστες γειτονικών κυψελών. Στο Σχήμα 5-1 φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο χειρίζεται η στατική μέθοδος το φάσμα με την απόσταση επαναχρησιμοποίησης (reuse distance) να αποτελεί την ελάχιστη δυνατή απόσταση μεταξύ κυψελών που χρησιμοποιούν το ίδιο φάσμα.



Σχήμα 5-1. Επαναχρησιμοποίηση φάσματος με τη μέθοδο στατικής κατανομής καναλιών

Το μεγάλο μειονέκτημα της στατικής κατανομής είναι η μη αποτελεσματική διαχείριση του φάσματος σε δίκτυα με ανομοιόμορφη κίνηση. Για παράδειγμα, αν οι κυψέλες έχουν N διαθέσιμα κανάλια, και μία κυψέλη χρειαστεί παραπάνω ενώ η διπλανή της χρησιμοποιεί λιγότερα, αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα να απορριφθούν οι νέοι χρήστες της κυψέλης με συμφόρηση ενώ στην διπλανή θα υπάρχουν αχρησιμοποίητοι πόροι. Από την άλλη πλευρά, η μέθοδος αυτή είναι απλή και δεν απαιτεί γνώση των περιβαλλοντικών συνθηκών με αποτέλεσμα να είναι πολύ χαμηλή σε πολυπλοκότητα.

Στην δυναμική κατανομή διαύλων τα υποφέροντα δεν αποδίδονται μόνιμα σε κυψέλες, αλλά κάθε κυψέλη χρησιμοποιεί οποιοδήποτε φέρον αρκεί να μην παραβιάζει τον κανόνα επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων. Οι DCA τεχνικές διαφέρουν στην κατανομή του ελέγχου και στην επικοινωνία μεταξύ των σταθμών βάσης. Έτσι, έχουμε τις κεντρικές (centralized DCA), με χαρακτηριστικό παράδειγμα τη μέγιστη ομαδοποίηση (Maximum Packing – MP), όπου μία κλήση απορρίπτεται μόνο όταν δεν μπορεί να γίνει αναδιάταξη των κλήσεων σε όλο το σύστημα ώστε να υπάρξουν διαθέσιμοι δίαυλοι [63]. Στις αποκεντρωμένες (decentralized DCA) ανήκουν η απλή δυναμική απόδοση διαύλων (simple DCA) [64], η οποία απαιτεί επικοινωνία μεταξύ μικρού αριθμού σταθμών βάσης, και η δυναμική απόκτηση πόρων (Dynamic Resource Acquisition – DRA), κατά την οποία αποδίδονται δίαυλοι ελαχιστοποιώντας μια συνάρτηση κόστους και αποδεσμεύονται άλλοι μεγιστοποιώντας μία συνάρτηση ανταμοιβής. Τέλος, στις πλήρως αποκεντρωμένες τεχνικές (fully-decentralized DCA) δεν υπάρχει καθόλου επικοινωνία μεταξύ των σταθμών βάσης, και το σύστημα βασίζεται στην παρακολούθηση των τοπικών παρεμβολών για την απόδοση διαύλων [65]. Το μεγαλύτερο πλεονέκτημα των τεχνικών αυτών είναι ότι κατανέμουν τους πόρους ανάλογα με την κατάσταση του συστήματος και έτσι έχουν μεγαλύτερη ευελιξία σε συστήματα με ανομοιόμορφη κίνηση. Από την άλλη πλευρά, η διαχείριση και αποθήκευση των πληροφοριών σχετικά με το περιβάλλον διάδοσης εισάγει στο σύστημα υψηλή πολυπλοκότητα. Μία μέση λύση στην κατανομή των ραδιοδιαύλων δίνουν οι υβριδικές μέθοδοι.

Οι υβρικές μέθοδοι συνδυάζουν χαρακτηριστικά των FCA και DCA ώστε να ξεπεραστούν τα μειονεκτήματά τους. Στην πιο κλασική περίπτωση, τα κανάλια χωρίζονται σε αυτά που χρησιμοποιούνται στατικά και σε αυτά που χρησιμοποιούνται δυναμικά. Τα στατικά κανάλια χρησιμοποιούνται υπό κανονικές συνθήκες κίνησης και τα δυναμικά υπό συνθήκες διακυμάνσεων της κίνησης, όπως παραδείγματος χάρη για δανεισμό σε κυψέλες με υψηλή κινητικότητα. Σημαντικό πλεονέκτημα των υβριδικών μεθόδων είναι ότι πετυχαίνουν καλύτερη διαχείριση των πόρων με το δυναμικό κομμάτι και παράλληλα κρατώντας το μεγαλύτερο κομμάτι τους ως στατικό διατηρούν την πολυπλοκότητα του συστήματος σε χαμηλά επίπεδα.

Ένα άλλο είδος διαχωρισμού των τεχνικών ανάθεσης πόρων γίνεται ως προς τις πληροφορίες που αντλούν και επεξεργάζονται από το κανάλι διάδοσης. Έτσι, έχουμε τις τεχνικές οι οποίες χρησιμοποιούν τη γνώση καναλιού (Channel State Information - CSI) για να αποδώσουν τους πόρους στους χρήστες και τις τεχνικές χωρίς γνώση καναλιού. Οι τεχνικές της πρώτης κατηγορίας, προσπαθούν κατά κύριο λόγο να λύσουν σύνθετα προβλήματα βελτιστοποίησης, όπως η μεγιστοποίηση του συνολικού ρυθμού μετάδοσης ή η ελαχιστοποίηση της ισχύος. Επειδή για την επίλυσή τους απαιτούνται μεγάλοι υπολογισμοί και υψηλή πολυπλοκότητα, συνήθως απλοποιούνται οι περισσότεροι παράγοντες του συστήματος και γίνεται εστίαση μόνο στο ένα από τα δύο προβλήματα. Οι τεχνικές αυτές, λοιπόν, μπορεί να παρέχουν αποδοτική απονομή των φερόντων και εξασφάλιση της QoS των χρηστών αξιοποιώντας τις συνθήκες του καναλιού, όμως από την άλλη, αυξάνουν την πολυπλοκότητα και δίνουν προσεγγιστικά αποτελέσματα, αγνοώντας σημαντικούς παράγοντες των πολυκυψελωτών, όπως είναι οι ομοδιαυλικές παρεμβολές. Αντιθέτως, οι τεχνικές που δεν απαιτούν CSI χαρακτηρίζονται από χαμηλή πολυπλοκότητα και έτσι μπορούν να λάβουν υπόψη τους περισσότερους παράγοντες τους οποίους οι τεχνικές με CSI περιόριζαν. Βέβαια, δεν εστιάζουν στην διαχείριση των ρυθμών μετάδοσης και της ποιότητας υπηρεσίας καθώς δεν έχουν γνώση των συνθηκών του καναλιού.

Οι περισσότερες έρευνες αναφέρονται στις τεχνικές με CSI, όμως η παρούσα διπλωματική διαφοροποιείται, εστιάζοντας στις τεχνικές χωρίς CSI, ώστε να μειώνεται η πολυπλοκότητα του συστήματος. Με αυτόν τον τρόπο, επιτυγχάνεται και καλύτερη μελέτη του συχνού φαινομένου των ομοδιαυλικών παρεμβολών και της επίδρασης που έχουν στην αύξηση της χωρητικότητας χρηστών ολόκληρου του κυψελωτού δικτύου. Ακολουθεί μία λεπτομερής αναφορά των τεχνικών που αναπτύχθηκαν μέχρι σήμερα στη διεθνή βιβλιογραφία τόσο με CSI, όσο και χωρίς CSI.

5.2 Τεχνικές ανάθεσης ραδιοπόρων με γνώση καναλιού

Οι τεχνικές ανάθεσης με CSI ουσιαστικά αποσκοπούν στη λύση ενός προβλήματος βελτιστοποίησης, είτε, δηλαδή, στην ελαχιστοποίηση της συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος με περιορισμούς στο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, είτε στη μεγιστοποίηση

του συνολικού ρυθμού μετάδοσης με περιορισμό στην ισχύ. Τα δύο αυτά προβλήματα μπορούν να διατυπωθούν και μαθηματικά αν λάβουμε υπόψη ότι ο απαιτούμενος ρυθμός του χρήστη πρέπει να είναι μικρότερος από τον προσφερόμενο (5.1), η μέγιστη εκπεμπόμενη ισχύς πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την εκπεμπόμενη ισχύ της κυψέλης (5.2) και κάθε κανάλι εκχωρείται μόνο σε έναν χρήστη στην ίδια κυψέλη (5.3).

$$R_u \leq oR_u = \frac{1}{T_e} \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K C_{u,n,k} b_{u,n,k}, u = 1, \dots, U \quad (5.1)$$

$$P_{\max} \geq oP_k^{total} = \sum_{u=1}^U \sum_{n=1}^N C_{u,n,k} P_{u,n,k}, k = 1, \dots, K \quad (5.2)$$

$$\sum_{u=1}^U C_{u,n,k} \leq 1, n = 1, \dots, N, k = 1, \dots, K \quad (5.3)$$

Στις παραπάνω σχέσεις N είναι ο αριθμός των OFDMA φερόντων, U ο αριθμός χρηστών και K ο αριθμός κυψελών και n, u, k οι αντίστοιχοι δείκτες αναφοράς τους στο σύστημα. Οι μήτρες C, P και b αντιπροσωπεύουν την εκχώρηση καναλιών (με $C=0$ τα ελεύθερα κανάλια και $C=1$ τα κατειλημμένα), την εκπεμπόμενη ισχύ και τον αριθμό των bits ανά σύμβολο (bit loading) αντιστοίχως. Με βάση τις σχέσεις (5.1), (5.2), (5.3) το πρόβλημα ελαχιστοποίησης της ισχύος περιγράφεται από τη σχέση:

$$\min \sum_{u=1}^U \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K C_{u,n,k} \cdot P_{u,n,k} \quad (5.4)$$

ενώ το πρόβλημα μεγιστοποίησης του ρυθμού μετάδοσης από τη σχέση:

$$\max \sum_{u=1}^U \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K C_{u,n,k} \cdot b_{u,n,k} \quad (5.5)$$

Όπως αποδεικνύεται και στο [66] οι αλγόριθμοι για τη λύση των (5.4), (5.5) είναι μη πολυωνυμικής πολυπλοκότητας (Nondeterministic Polynomial time), δηλαδή για να λυθούν σε πραγματικό χρόνο πρέπει να τεθούν περιορισμοί και να γίνουν κάποιες προσεγγίσεις, οι οποίες δεν παρέχουν πάντοτε ικανοποιητικά αποτελέσματα ειδικά στην περίπτωση της ελαχιστοποίησης ισχύος. Έτσι, οι περισσότεροι αλγόριθμοι με γνώση καναλιού αναφέρονται στην κάτω ζεύξη και συγκεκριμένα σε συστήματα μίας μόνο κυψέλης με N φέροντα και K χρήστες, χωρίς να λαμβάνουν υπόψη τους την ομοδιαυλική παρεμβολή. Για περαιτέρω αύξηση των δυνατοτήτων τους,

παραδείγματος χάρη για τη μελέτη πολυκυψελωτού, πρέπει να περιοριστούν περισσότερες παράμετροι.

Για την επίλυση του προβλήματος ελάχιστης ισχύος, ο αλγόριθμος εκχώρησης πόρων αποσκοπεί στην εύρεση της κατάλληλης κατανομής φερόντων στους χρήστες και του κατάλληλου επιπέδου διαμόρφωσης (bit loading) για το κάθε αποδοθέν κανάλι έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η εκπεμπόμενη ισχύς, υπό την προϋπόθεση ότι καλύπτονται οι απαιτήσεις των χρηστών σε ρυθμό δεδομένων. Την πρώτη θεωρητική προσέγγιση του ζητήματος έκανε ο Wong στο [67] όπου ελαχιστοποίησε την εκπεμπόμενη ισχύ με βάση την απαιτούμενη ισχύ λήψης και το κέρδος καναλιού, χρησιμοποιώντας προσαρμοστική διαμόρφωση (adaptive modulation scheme) με προσαρμοστική απονομή φερόντων στους χρήστες (adaptive carrier allocation). Όμως ο συνδυασμός αυτών αύξησε κατά πολύ την πολυπλοκότητα με αποτέλεσμα η λύση του προβλήματος να υλοποιείται πολύ δύσκολα. Για την απλοποίηση της λύσης του Wong, θεωρήθηκε ότι το bit loading μπορεί να λάβει και μη ακέραιες τιμές, και η επιλογή του για κάθε χρήστη έγινε με βάση έναν εξαντλητικό αλγόριθμο (greedy approach). Συγκεκριμένα, το bit loading όλων των φερόντων αυξανόταν σε κάθε επανάληψη κατά 1 bit και επιλεγόταν το φέρον με τη μικρότερη αύξηση στη συνολική ισχύ εκπομπής. Ο αλγόριθμος αυτός χαρακτηρίζεται από μεγάλη πολυπλοκότητα για έναν μόνο χρήστη, πόσο μάλλον για την περίπτωση πολλών χρηστών.

Βασιζόμενος στον Wong, ο Kivanc έδωσε μία πιο απλοποιημένη λύση στο πρόβλημα της ισχύος χωρίζοντάς το σε δύο βήματα [68]. Στο πρώτο βήμα καθόρισε την ισχύ και τον αριθμό των καναλιών ανά χρήστη, δίνοντας, σε κάθε επανάληψη της greedy τεχνικής, περισσότερα φέροντα στους χρήστες που προκαλούσαν τη μεγαλύτερη μείωση ισχύος. Στο δεύτερο βήμα γινόταν η ανάθεση φερόντων στους χρήστες, επιλέγοντας για κάθε φέρον το χρήστη με το μεγαλύτερο κέρδος καναλιού. Αργότερα, βέβαια, αναθεώρησε την συγκεκριμένη ανάθεση καναλιών, αφού προσπάθησε να μεγιστοποιήσει παράλληλα και το συνολικό ρυθμό μετάδοσης δίνοντας προτεραιότητα στους χρήστες που είχαν μεγαλύτερο πρόβλημα, δηλαδή σε αυτούς με το μικρότερο εκτιμώμενο ρυθμό [69]. Η ιδέα αυτή ήταν λιγότερο προσεγγιστική συγκριτικά με αυτή του Wong, όμως τα αποτελέσματά της δεν έδιναν μεγάλες αποκλίσεις. Αξιοσημείωτη προσπάθεια, αν και αυξημένης πολυπλοκότητας, για τη μελέτη πολυκυψελωτού ώστε να συμπεριλαμβάνονται και οι παρεμβολές, έγινε από τον Pietrzyk στο [70], [71]. Σύμφωνα με την τεχνική του, με την εισαγωγή ενός νέου χρήστη στο σύστημα επιλέγεται ο σταθμός βάσης του και κρατούνται κάποιοι εναλλακτικοί, για περιπτώσεις συμφόρησης, και επανεκχωρούνται τα φέροντα όλων των χρηστών με βάση το νέο CSI. Η ισχύς παρέχεται με τη χρήση προσαρμοστικής διαμόρφωσης και συμπεριλαμβάνεται έλεγχος ισχύος για να διατηρηθεί η ποιότητα υπηρεσίας σταθερή. Παρ' όλ' αυτά, αποδεικνύεται από τον Haider [72] ότι, σε περιπτώσεις που απαιτείται υψηλή φασματική απόδοση, ο περιορισμός του QoS δεν επηρεάζει σημαντικά την απόδοση στην ισχύ.

Από την άλλη πλευρά, οι αλγόριθμοι μεγιστοποίησης του ρυθμού μετάδοσης αποσκοπούν στη μεγιστοποίηση του συνολικού ρυθμού (throughput) του συστήματος, για δεδομένη ισχύ εκπομπής. Μία πρώτη ιδέα έδωσαν οι Jang και Lee [73] προσεγγίζοντας τη βέλτιστη λύση και επιτρέποντας σε κάθε φέρον να εξυπηρετεί πολλούς χρήστες. Στο πρώτο στάδιο της τεχνικής τους καθορίζονται οι χρήστες που μπορεί να αναλάβει κάθε φέρον και στο δεύτερο καθορίζεται η ισχύς τους με τη μέθοδο water-filling [74], δηλαδή αποδίδοντας περισσότερη ισχύ στα φέροντα με μεγαλύτερο κέρδος καναλιού, ώστε να μεγιστοποιείται ο ρυθμός μετάδοσης. Τελικά, αποδεικνύεται στην [73] ότι, για να επιτευχθεί μέγιστος ρυθμός τα κανάλια δεν πρέπει να χρησιμοποιούνται από πολλούς χρήστες αλλά μόνο από αυτόν με το μεγαλύτερο κέρδος. Η θεώρηση αυτή έθεσε τη βάση για την ανάπτυξη πολλών αλγορίθμων μεγιστοποίησης ρυθμού, που στηρίζονται στο κέρδος καναλιού για την απονομή φερόντων, όπως είναι η δουλειά του Tsybakov [75], του Huang [76], του Nam [77] και του Zhou [78]. Παραλλαγή αυτών αποτελεί η δουλειά του Shrestha, ο οποίος λαμβάνει υπόψη του τα κανονικοποιημένα κέρδη καναλιού για την ανάθεση των φερόντων [79].

Ωστόσο οι παραπάνω αλγόριθμοι αμελούσαν τελείως τον παράγοντα της δικαιοσύνης. Με άλλα λόγια, οι περισσότεροι πόροι κατανέμονταν στους χρήστες με καλή ποιότητα, ενώ οι χρήστες με κακή ποιότητα καναλιού ήταν αδικημένοι. Λύση στο πρόβλημα αυτό ήρθε να δώσει ο Rhee διανέμοντας ίση ποσότητα ισχύος σε όλα τα υποφέροντα, για δεδομένη συνολική ισχύ εκπομπής, μεγιστοποιώντας έτσι τον ελάχιστο απαιτούμενο ρυθμό μετάδοσης κάθε χρήστη [80]. Στο πρώτο βήμα του αλγόριθμου επιλύεται το πρόβλημα maxmin του SNR για ένα σύστημα χρηστών, με κάτω περιορισμό την ελάχιστη τιμή χωρητικότητας κάθε καναλιού που χρησιμοποιείται, ενώ στο δεύτερο επιλέγεται η διαμόρφωση του συστήματος ώστε να μεγιστοποιείται η ρυθμαπόδοση και να διατηρούν όλοι οι χρήστες τα απαιτούμενα επίπεδα QoS. Στη λογική αυτή λειτουργούν και οι τεχνικές των Li [81], Ergen [82] και Wang [83]. Ωστόσο έχουν αναπτυχθεί και τεχνικές προσέγγισης της βέλτιστης λύσης του προβλήματος αυτού με μαθηματικά μοντέλα, όπως είναι η απονομή φερόντων με βάση τη χαλάρωση Lagrange [84] και η απονομή με βάση την αθροιστική συνάρτηση κατανομής (Cumulative Distribution Function – CDF) των ρυθμών μετάδοσης των χρηστών [85], όμως στις περιπτώσεις αυτές προκύπτει σημαντική αύξηση της πολυπλοκότητας.

Βέβαια, έχουν αναπτυχθεί και αλγόριθμοι που λαμβάνουν υπόψη τους πιο ρεαλιστικούς παράγοντες όπως είναι η ατέλεια του CSI. Σύμφωνα με τις τεχνικές των Awad [86], Chang [87] και Sivridis [88], στην διαδικασία ανάθεσης των υποφερόντων με CSI δεν είναι δυνατό να έχουμε πλήρη και αλάνθαστη γνώση της κατάστασης του καναλιού, και έτσι αυτός ο παράγοντας συνυπολογίζεται στη διαδικασία μεγιστοποίησης του ρυθμού μετάδοσης. Ένας επιπλέον παράγοντας που υπολογίζεται στις τεχνικές των Zhang [89] και Parag [90], πέρα από τη γνώση του καναλιού, είναι η κίνηση που μπορεί να προκαλέσει η είσοδος ενός νέου χρήστη στο δίκτυο. Οι τεχνικές αυτές μετρούν και αποθηκεύουν, μέσω buffer, την κίνηση του

δικτύου, και χρησιμοποιούν στατιστικά δεδομένα ως feedback για να προβλέψουν τη μελλοντική κατάσταση του συστήματος και να πάρουν αποφάσεις. Γίνεται φανερό, λοιπόν, ότι όσο πιο σύνθετη είναι η τεχνική που χρησιμοποιούμε και όσο πιο πολλούς παράγοντες λαμβάνει υπόψη της, τόσο αυξάνεται η πολυπλοκότητα του δικτύου. Μία ιδέα διαχείρισης της πολυπλοκότητας έδωσε ο Li στο [91], κατανέμοντας τις αρμοδιότητες στο σταθμό βάσης (Base Station - BS) και τον σταθμό ελέγχου (Radio Network Controller - RNC), επιβαρύνοντας περισσότερο τον δεύτερο μιας και είναι υπεύθυνος για την διαχείριση των πληροφοριών όλων των BS.

Οι παραπάνω τεχνικές είτε είναι αυξημένες σε πολυπλοκότητα, είτε εκχωρούν σταθερή στάθμη ισχύος σε όλους τους χρήστες με αποτέλεσμα να αγνοούν τελείως το φαινόμενο της ομοδιαυλικής παρεμβολής και τη δυνατότητα για αύξηση της χωρητικότητας μέσω του ελέγχου ισχύος. Γι' αυτό, εμείς κατασκευάσαμε μία πλατφόρμα η οποία ελαχιστοποιεί τις παρεμβολές για να αυξήσει τη χωρητικότητα. Ουσιαστικά, η πλατφόρμα-προσομοιωτής θεωρείται Green και επιλύει ένα γραμμικό σύστημα ισχύος για όλους τους χρήστες, κατανέμοντας δυναμικά τις ισχύεις με κάθε είσοδο ενός νέου χρήστη στο σύστημα. Η χαμηλή πολυπλοκότητα του συστήματος προσομοίωσης μας δίνει τη δυνατότητα να εξετάσουμε δίκτυο μεγαλύτερο της μίας κυψέλης και χωρητικότητας χρηστών που ορίζουμε εμείς με παραμέτρους. Έτσι μελετάμε σε βάθος την επίδραση των ομοδιαυλικών παρεμβολών στη χωρητικότητα του δικτύου και ερευνούμε αλγόριθμους που καταπολεμούν το φαινόμενο αυτό και αυξάνουν τη χωρητικότητα. Τέτοιοι αλγόριθμοι είναι αυτοί της επόμενης ενότητας οι οποίοι δεν χρησιμοποιούν τη γνώση καναλιού.

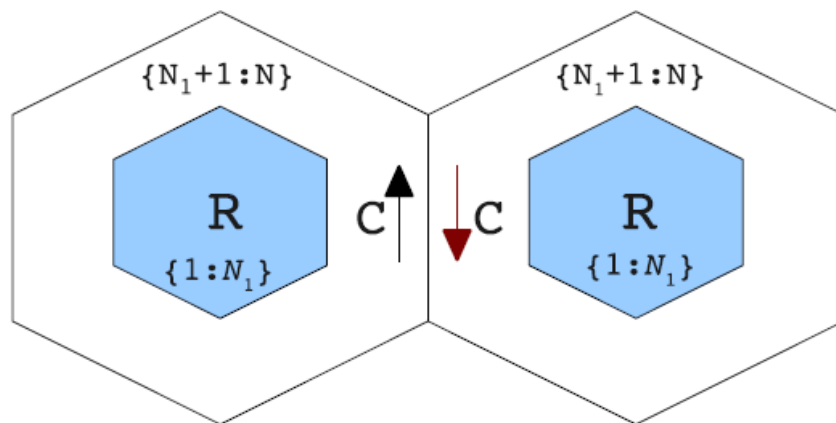
5.3 Τεχνικές ανάθεσης ραδιοπύρων χωρίς γνώση καναλιού

Αντίθετα με τις τεχνικές που παρουσιάστηκαν στην προηγούμενη ενότητα, οι τεχνικές αυτές δεν χρησιμοποιούν CSI για την κατανομή των φερόντων στους χρήστες. Βασίζονται σε συμπεράσματα που έχουν προκύψει από παρατήρηση και εμπειρία και είναι απλές στην υλοποίησή τους.

Ο απλούστερος αλγόριθμος ανάθεσης χωρίς γνώση καναλιού είναι ο λεγόμενος σειριακός (sequential) που παρουσιάστηκε από τον Choi στο [92]. Ο αλγόριθμος αυτός δεν διαχειρίζεται καμία πληροφορία και απλά αναθέτει τα φέροντα σειριακά σε όλους τους χρήστες, με αποτέλεσμα να δημιουργεί τις περισσότερες παρεμβολές. Ένας λίγο καλύτερος αλγόριθμος παρουσιάζεται στο [93] του Zhu, όπου το φάσμα τεμαχίζεται σε κομμάτια (chunks), με κάθε χρήστη να χρησιμοποιεί μία διαφορετική ομάδα υποφερόντων για τη μετάδοσή του, έχοντας λιγότερες ομοδιαυλικές παρεμβολές από ότι με τη σειριακή τεχνική. Βασισμένη στη sequential, μία άλλη τεχνική αντιμετώπισης των παρεμβολών είναι η απλή συντονισμένη τεχνική (coordinated) του Fodor [94], η οποία στηρίζεται στη σειριακή ανάθεση των πύρων και στην αντίστροφη της, ανάλογα με το αν η κυψέλη έχει ζυγό ή μονό άξοντα αριθμό. Πολύ καλύτερη τεχνική φαίνεται να είναι η random στο [95], η οποία

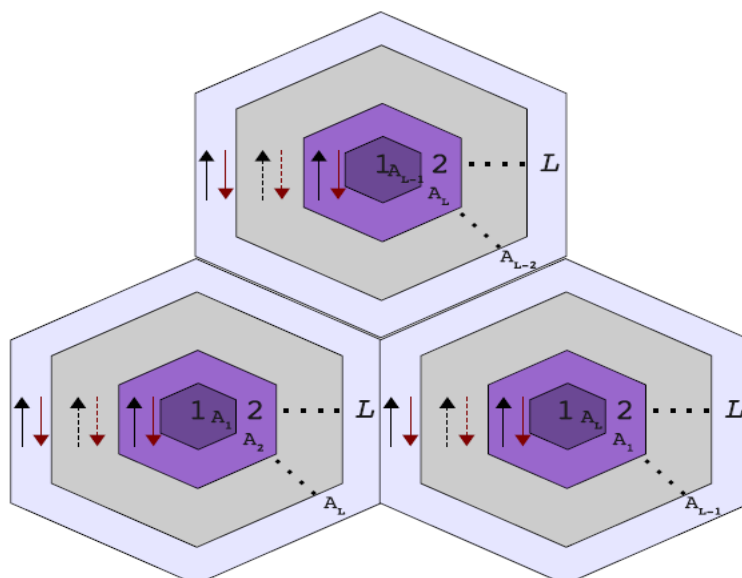
χρησιμοποιούνται ευρέως στα 2G και βασίζεται στην ιδέα της τυχαίας ανάθεσης των υποφερόντων στους χρήστες, αυξάνοντας τη φασματική απόδοση του συστήματος.

Συνδυάζοντας τις δύο τελευταίες τεχνικές [95], διασπώνται οι κυψέλες σε δύο περιοχές, την εσωτερική και την εξωτερική, καθώς και το φάσμα σε δύο υποσύνολα, και έτσι αυξάνεται η χωρητικότητα του δικτύου σε σχέση με τις προηγούμενες τεχνικές, διανέμοντας τα κανάλια στην εσωτερική περιοχή με τη random και στην εξωτερική με την coordinated. Η μέθοδος ονομάστηκε τυχαία συντονισμένη (random-coordinated – r-c) και περιγράφεται από το Σχήμα 5-2.



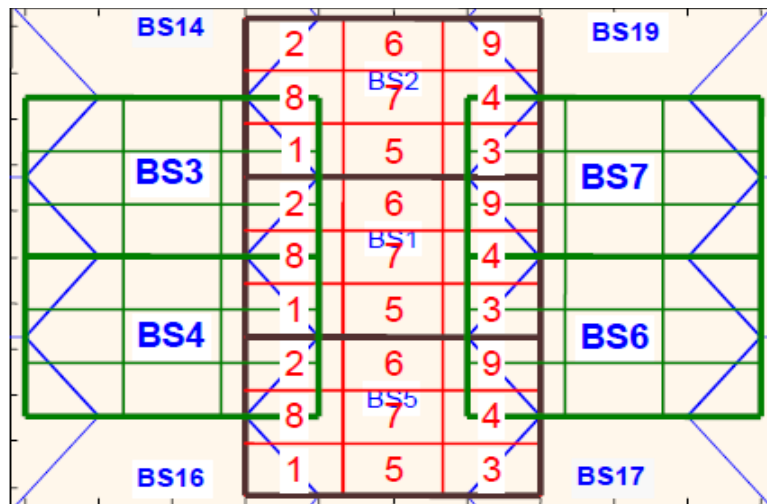
Σχήμα 5-2. Μέθοδος τυχαίας συντονισμένης (random-coordinated)

Μία εξέλιξη της μεθόδου αυτής επιχειρείται στο [96], όπου χωρίζεται η κυψέλη και το φάσμα σε L υποσύνολα και εναλλάσσονται οι ομάδες φερόντων κυκλικά ανάμεσα στις κυψέλες έτσι ώστε να μειώνεται η ομοδιαλυκή παρεμβολή (Σχήμα 5-3). Το βέλτιστο L υπολογίστηκε μετά από σειρά προσομοιώσεων, ίσο με 4.



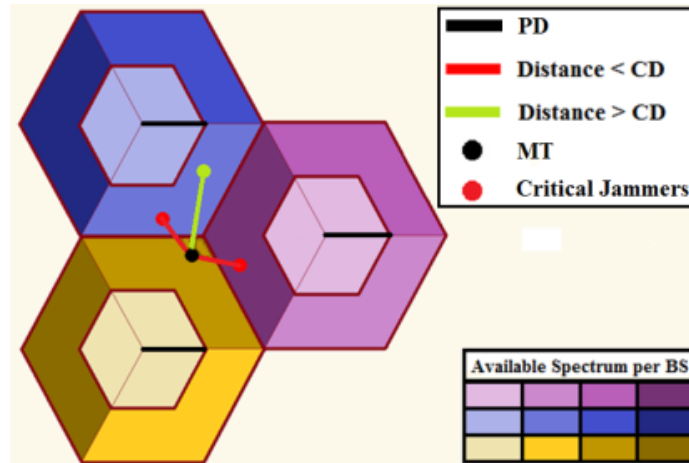
Σχήμα 5-3. Μέθοδος MultiC

Παρόμοια λογική με την προηγούμενη ακολουθεί η τεχνική BAJSS (Block Anti-Jamming Subcarrier Strategy) [97], [98]. Σύμφωνα με τη BAJSS, η κυψέλη χωρίζεται σε i τετράγωνα περιοχές και το φάσμα σε i υποσύνολα καναλιών, τα οποία αποδίδονται στις αντίστοιχες περιοχές. Το βέλτιστο i υπολογίστηκε ίσο με 4, ενώ στο Σχήμα 5-4 [98] φαίνεται η τεχνική αυτή για $i=9$. Ακολούθως, μία βελτιωμένη τεχνική που ονομάστηκε MSNR (Maximization of Signal to Noise Ratio) και αναθέτει τα κανάλια στους χρήστες με βάση το κέρδος καναλιού, παρουσιάστηκε στο [99], αυξάνοντας αρκετά τη χωρητικότητα. Η τεχνική, βέβαια, χωρίς CSI που επικράτησε όλων των προηγούμενων ήταν η RAJSS (Regional Anti-Jamming Subcarrier Strategy) στο [98], όπου η κυψέλη χωρίζεται σε εσωτερική και εξωτερική περιοχή με βάση την ακτίνα διάσπασης (Partitioning Distance), και λαμβάνεται υπόψη ένας παράγοντας που ονομάζεται κρίσιμη απόσταση (Critical Distance – CD).



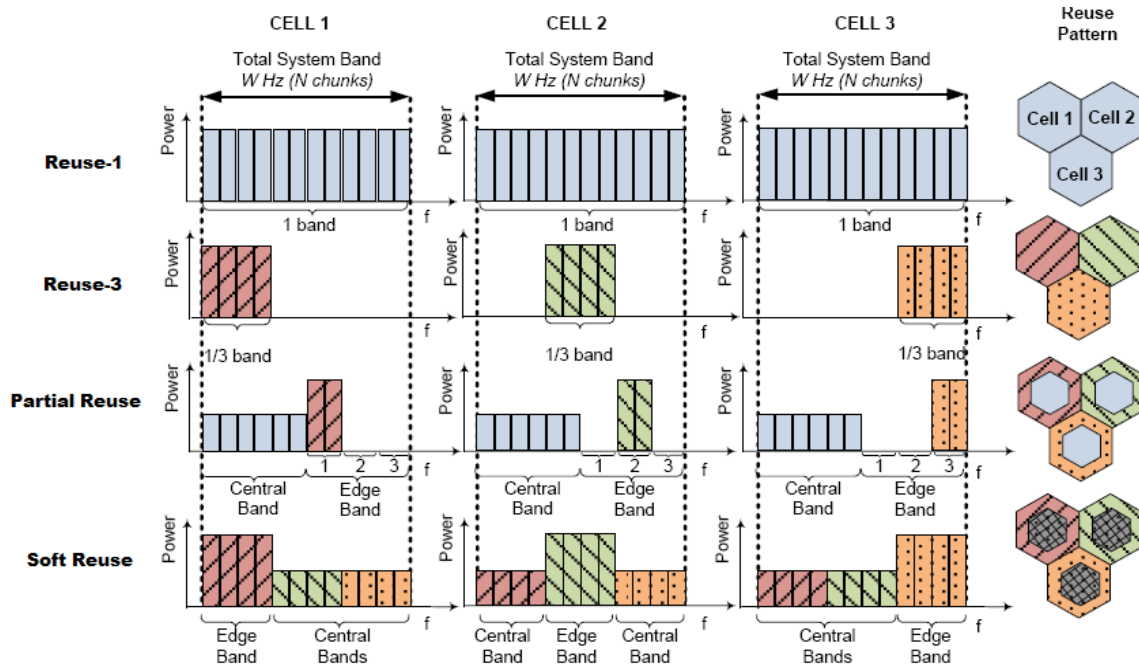
Σχήμα 5-4. Κατάτμηση κυψέλης με τη μέθοδο BAJSS

Με βάση τη RAJSS, οι χρήστες της εξωτερικής περιοχής παίρνουν τους πόρους, που δεν χρησιμοποιούνται από τους χρήστες που βρίσκονται σε ακτίνα CD από τον νέο χρήστη, ενώ οι χρήστες της εσωτερικής περιοχής μοιράζονται τυχαία τους πόρους (Σχήμα 5-5). Παρ' ολ' αυτά, αν λόγω του αυξημένου αριθμού των χρηστών, και κατά συνέπεια των jammers, δεν υπάρχει διαθέσιμο υποσύνολο φερόντων για τους εξωτερικούς χρήστες, τότε μοιράζονται όλους τους πόρους τυχαία. Η βέλτιστες τιμές για τα PD και CD προκύπτουν μετά από προσομοιώσεις, 0 και 1.5km αντιστοίχως. Η μέθοδος αυτή φαίνεται να πετυχαίνει το μεγαλύτερο throughput και τη μεγαλύτερη δικαιοσύνη, όμως είναι πολυπλοκότερη των προηγούμενων [98].



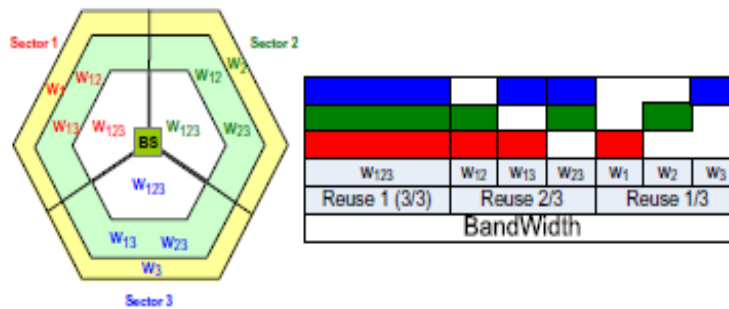
Σχήμα 5-5. Μέθοδος RAJSS

Πέρα από τους παραπάνω αλγόριθμους, έχει αναπτυχθεί μία σειρά αλγορίθμων κλασματικής επαναχρησιμοποίησης συχνότητας (Fractional Frequency Reuse), όπου για τη μείωση των παρεμβολών και την περαιτέρω αύξηση της χωρητικότητας, η κυψέλη χωρίζεται σε τομείς και χρησιμοποιεί διαφορετικό μέρος του φάσματος. Η FFR προτάθηκε πρώτη φορά στα GSM [100] και υποστήριζε 26.5% περισσότερα εκπεμπόμενα bits για δίκαιη μεταχείριση εσωτερικής και εξωτερικής περιοχής της κυψέλης, και 127% περισσότερα bits για υποτίμηση των εξωτερικών χρηστών [101]. Μάλιστα, σύμφωνα με το [102], για πιθανότητα διακοπής μικρότερη του 80%, μία τεχνική με FFR είναι σίγουρο ότι αυξάνει τη χωρητικότητα από ότι αν δεν χρησιμοποιηθεί FFR, πράγμα πολύ ελπιδοφόρο αφού το 80% εκφράζει ήδη πολύ μεγάλο ποσοστό χρήσης του δικτύου.



Σχήμα 5-6. Κυριότερες κατηγορίες τεχνικών FFR

Υπάρχουν διάφοροι τρόποι διαχείρισης του φάσματος και του χώρου με την FFR τεχνική, οι βασικότεροι εκ των οποίων φαίνονται στο Σχήμα 5-6. Γενικά, οι χρήστες μπορεί να διαχωρίζονται σε εσωτερικούς και εξωτερικούς (σε αντιστοιχία με τις περιοχές της κυψέλης), είτε ανάλογα με την απόσταση χωρίς να απαιτείται CSI, όπως στο [103], είτε ανάλογα με τα κέρδη καναλιών, όπως στο [104]. Ο Fang στο [105] πραγματοποιεί μία αρκετά βελτιωμένη προσέγγιση διαχωρίζοντας τις κυψέλες σε 3 ζώνες και επαναχρησιμοποιώντας το φάσμα με διαφορετικό τρόπο σε κάθε ζώνη της κυψέλης. Συγκεκριμένα στην εσωτερική το επαναχρησιμοποιεί με συντελεστή 1, στη μεσαία με 2/3 και στην εξωτερική με 1/3, όπως φαίνεται στο σχήμα 5-7. Με αυτόν τον τρόπο καταφέρνει να βελτιώσει τη φασματική απόδοση του συστήματος συγκριτικά με την κλασική FFR κατά 3%, βελτιώνοντας κατά 16% το throughput στο 5% των χρηστών του δικτύου [105].



Σχήμα 5-7. Τεχνική Optimal FFR

Με αφορμή τις παραπάνω τεχνικές, στη διπλωματική αυτή γίνεται μελέτη και προσομοίωση των τεχνικών sequential, random και MSNR, καθώς προτείνεται και μία νέα τεχνική, που εστιάζει στην ελαχιστοποίηση του φορτίου των φερόντων, και έπειτα συνδυάζεται με τη random με τομεοποίηση των κυψελών. Επίσης, αναλύεται ένα είδος FFR, με Partial Reuse-3. Στο επόμενο κεφάλαιο, ακολουθεί περιγραφή της πλατφόρμας προσομοίωσης του ετερογενούς δικτύου στο οποίο εξετάστηκαν οι τεχνικές αυτές, και αναλύονται σε βάθος οι αλγόριθμοι που μελετήθηκαν.

6 Η ΠΛΑΤΦΟΡΜΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ

Η πλατφόρμα που δημιουργήσαμε για τις ανάγκες αυτής της διπλωματικής αποσκοπεί στην προσομοίωση ετερογενών δικτύων. Τα ετερογενή δίκτυα αποτελούνται από τύπους δικτύων με διαφορετικά χαρακτηριστικά, τα οποία συνδέονται μεταξύ τους για την εξυπηρέτηση χρηστών του ίδιου συστήματος, όπως γίνεται στα σύγχρονα δίκτυα τέταρτης γενιάς. Τα επιμέρους δίκτυα μπορεί να διαφέρουν σημαντικά σε επίπεδο τεχνολογιών των κινητών τερματικών, όπως για παράδειγμα να εξυπηρετούν τερματικά με διαφορετική ευφυία και σχεδιαστική πολυπλοκότητα, διαφορετική κατανάλωση ισχύος και διαφορετικά πρωτόκολλα πρόσβασης. Επίσης, τα υποδίκτυα μπορεί να διαφέρουν στον τρόπο με τον οποίο διαχειρίζονται την κινητικότητα των χρηστών και τα handoffs, την ασφάλεια και την ανοχή σε σφάλματα, σε επίπεδο συστήματος. Άλλη μία σημαντική διαφορά εντοπίζεται σε επίπεδο παρόχων, αφού ο κάθε ένας έχει διαφορετική πολιτική χρέωσης των συνδρομητών, διαχειρίζεται διαφορετικά την κινητικότητά τους και παρέχει υπηρεσίες σε διαφορετικές περιοχές του φάσματος. Όλες αυτές οι διαφορές πρέπει να εξομαλυνθούν κατά κάποιο τρόπο, ώστε τα υποδίκτυα να λειτουργούν αρμονικά συνθέτοντας, έτσι, ένα καθολικό ετερογενές δίκτυο. Στην παρούσα διπλωματική, αυτό επιτεύχθηκε μέσω των κεραιών και της κοινής τεχνικής πολλαπλής πρόσβασης στο διάυλο.

Στη συνέχεια του κεφαλαίου, γίνεται ανάλυση του ετερογενούς δικτύου καθώς και της πλατφόρμας προσομοίωσης, παρουσιάζονται οι αλγόριθμοι ανάθεσης που μελετήθηκαν και αναλύονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων.

6.1 Το ετερογενές δίκτυο προσομοίωσης

Στην προσομοίωση που κάναμε μελετήσαμε ένα δίκτυο που συνδυάζει τα πιο εμπορικά και προσφιλή δίκτυα, δηλαδή τα WiMAX (IEEE 802.16e-2005) με τα WiFi (IEEE 802.11). Γενικά, τα WiMAX είναι μεταγενέστερα των WiFi και συνήθως χρησιμοποιούνται ως δίκτυα κορμού αφού έχουν μεγαλύτερη εμβέλεια και χωρητικότητα, ενώ τα WiFi είναι οικονομικότερα ως προς το κόστος εγκατάστασης και χρησιμοποιούνται επικουρικά για την κάλυψη επιμέρους γεωγραφικών περιοχών. Στην προκειμένη περίπτωση όμως, έχουμε θέσει τα δύο επιμέρους υποδίκτυα να λειτουργούν παράλληλα, διότι με αυτόν τον τρόπο μπορούν να αλληλοϋποστηρίζονται, δηλαδή το WiMAX να ευνοείται από το WiFi για να αυξήσει περαιτέρω τη χωρητικότητά του και το WiFi να απαλλάσσετε από τους πλέον προβληματικούς του χρήστες, τους οποίους και αναλαμβάνει το WiMAX, αφού λειτουργεί σε μη αδειοδοτημένες περιοχές και έτσι οι παρεμβολές μεταξύ των χρηστών είναι μεγάλες.

Στον πίνακα 6-1 φαίνονται οι κυριότερες διαφορές μεταξύ των δύο αυτών τεχνολογιών [39], [40], [106], [107]. Παρατηρούμε ότι παρόλο που είναι δύο τελείως διαφορετικά συστήματα, χρησιμοποιούν και τα δύο την πολυπλεξία OFDMA. Αυτό,

μαζί με τις κεραιές MIMO, ήταν και το κύριο στοιχείο πάνω στο οποίο στηρίξαμε τη διασυνδεσιμότητά τους για να καταφέρουμε να τα συνδυάσουμε σε ένα καθολικό ετερογενές δίκτυο. Έτσι, υπολοίψαμε μία πλατφόρμα ικανή να ενοποιεί ετερογενή δίκτυα στο φυσικό στρώμα (PHY) και στο στρώμα πολλαπλής πρόσβασης (MAC), να υποστηρίζει διαφορετικές τεχνικές ανάθεσης ραδιοπόρων (με και χωρίς CSI) και να κατανέμει την ελάχιστη απαιτούμενη ισχύ για την εδραίωση και διατήρηση της ζεύξης. Επιπλέον, δώσαμε ιδιαίτερη βαρύτητα στην εύρεση αποδοτικών τεχνικών ανάθεσης ραδιοπόρων, καθώς τα σημεία που πρέπει να ικανοποιούν είναι αρκετά και δύσκολα στο συγκεκριμένο τους. Συγκεκριμένα, μία στρατηγική ανάθεσης θεωρείται βέλτιστη όταν:

- Αυξάνει τη χωρητικότητα του συστήματος
- Διατηρεί τη Green συμπεριφορά του προσομοιωτή (low power dissipation)
- Χαρακτηρίζεται από χαμηλή αλγοριθμική πολυπλοκότητα
- Είναι δίκαιη στην κατανομή ισχύος (PFI)
- Δεν προσθέτει επιπλέον φόρτο στο σύστημα (π.χ. CSI)

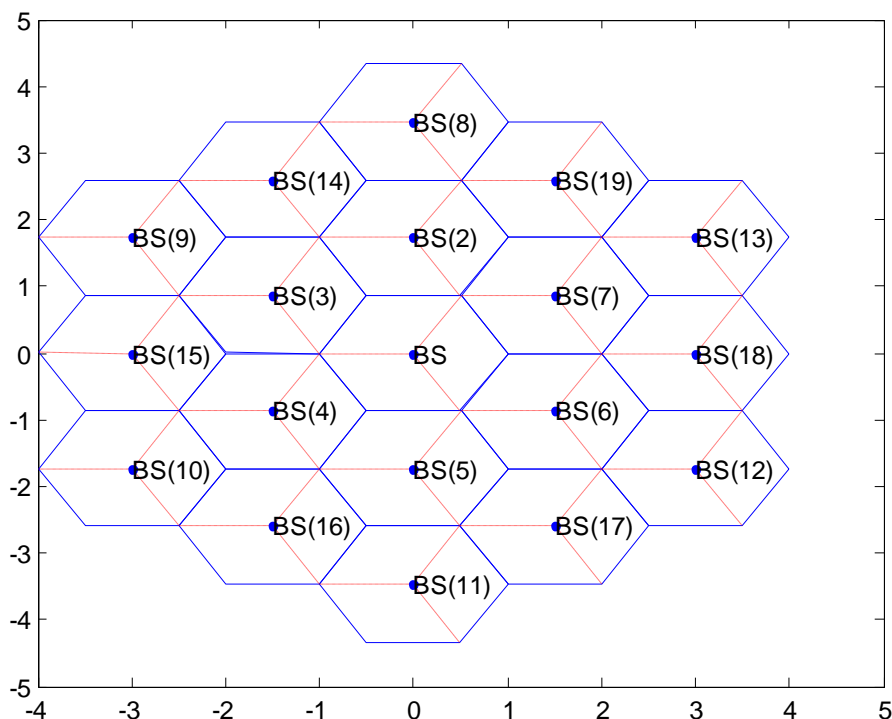
Χαρακτηριστικά	WiMAX	WiFi
Προτυποποίηση	IEEE 802.16e-2005	IEEE 802.11 a/g/n
Εμβέλεια	50km	500m
Συχνότητες Λειτουργίας	2- 11 GHz	2.4- 2.4835 GHz
Περιοχή Συχνοτήτων	Αδειοδοτημένη	Μη αδειοδοτημένη
Εύρος Ζώνης Καναλιού	1.25- 20 MHz	20 MHz
Ρυθμός Μετάδοσης	80 Mbps	54 Mbps
Φασματική Απόδοση	5 bits/sec/Hz	2.7 bits/sec/Hz
Πολλαπλή πρόσβαση	OFDMA	OFDMA
Κεραιές πρόσβασης	MIMO	MIMO
Τεχνικές Διαμόρφωσης	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM, 256-QAM	BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Ποιότητα Υπηρεσίας (QoS)	Υποστηρίζει διαφορετικά επίπεδα QoS	Δεν υποστηρίζει QoS
Διόρθωση Λαθών (FEC)	Συνελκτικοί κώδικες Reed-Solomon	Συνελκτικοί κώδικες
Τεχνικές Κρυπτογράφησης	3-DES, AES (προεραϊτική)	RC4 (προεραϊτική)

Πίνακας 6-1. Οι τεχνολογίες WiMAX και WiFi

Στις επόμενες ενότητες παρουσιάζουμε την προτεινόμενη πλατφόρμα όταν το WiMAX λειτουργεί μόνο του χωρίς το WiFi, περιγράφουμε τις υιοθετούμενες τεχνικές ανάθεσης και αξιολογούμε την επίδοση του συστήματος. Έτσι, μας δίνεται η δυνατότητα να εξετάσουμε μεμονωμένα τη συμπεριφορά του WiMAX δικτύου, το οποίο έχει και την μεγαλύτερη εμβέλεια, για κάθε τεχνική ανάθεσης. Στη συνέχεια, εισάγουμε και το WiFi στην πλατφόρμα, η οποία όπως προαναφέραμε μπορεί να υποστηρίξει τη συνέργεια ετερογενών δικτύων και υποστηρίζουμε με αποτελέσματα την αξιολόγηση του συνολικού συστήματος, παρατηρώντας καλύτερα τα οφέλη λόγω της ετερογένειας.

6.2 Πλατφόρμα προσομοίωσης WiMAX δικτύου

Βασική προϋπόθεση για να ξεκινήσει το δίκτυο να εξυπηρετεί τους συνδρομητές του είναι η σχεδίασή του και η εγκατάσταση των σταθμών βάσης. Σε πρώτη φάση, σχεδιάσαμε το πολυκυψελωτό δίκτυο WiMAX. Το δίκτυο αυτό αποτελείται από εξαγωνικές κυψέλες με ακτίνα R , 3 τομείς (sectors) ανά κυψέλη των 120° , όπου στο κέντρο κάθε μίας εγκαθίσταται ένας σταθμός βάσης (BaseStation - BS), ο οποίος εξυπηρετεί το σύνολο των χρηστών της περιοχής της κυψέλης. Κάθε σταθμός βάσης (BS) χρησιμοποιεί SDMA με τρεις ομοιοκατευθυντικές κεραίες, μία για κάθε sector της κυψέλης για την καλύτερη εξυπηρέτηση των χρηστών, ενώ στη διάθεσή του βρίσκεται ολόκληρο το εύρος ζώνης του συστήματος [108]. Οι κυψέλες αναπτύσσονται σε δακτύλιους-επίπεδα γύρω από την κεντρική κυψέλη του συστήματος, οι οποίες αποκαλούνται Tiers.



Σχήμα 6-1. Απεικόνιση πολυκυψελωτού δικτύου WiMAX

Όπως αναφέραμε και στο κεφάλαιο 5, η επέκταση του δικτύου σε μεγαλύτερο αριθμό κυψελών είναι και ένα από τα βασικά πλεονεκτήματα της προσομοίωσής μας, καθώς αν χρησιμοποιούσαμε αλγόριθμους με CSI θα αναγκαζόμασταν λόγω πολυπλοκότητας να μελετήσουμε ένα δίκτυο με μικρή γεωγραφική κάλυψη ή ίσως και με μία μόνο κυψέλη. Στην παρούσα διπλωματική κατασκευάσαμε δίκτυο με 19 κυψέλες ακτίνας 1 km, δηλαδή με 2 tiers (Σχήμα 6-1), έτσι ώστε να προσομοιώνουμε ένα δίκτυο με υψηλές δυνατότητες χωρητικότητας και επομένως αρκετά έντονα φαινόμενα ομοδιαυλικών παρεμβολών, αλλά παράλληλα να μην είναι τόσο μεγάλο ώστε να αυξάνονται κατά πολύ οι υπολογισμοί και η πολυπλοκότητα. Η κεντρική κυψέλη (BS_1) έχει τοποθετηθεί στο κέντρο των αξόνων και η αρίθμηση των κυψελών έχει γίνει κατά δική μας σύμβαση, για δική μας ευκολία, και δεν επηρεάζει τη

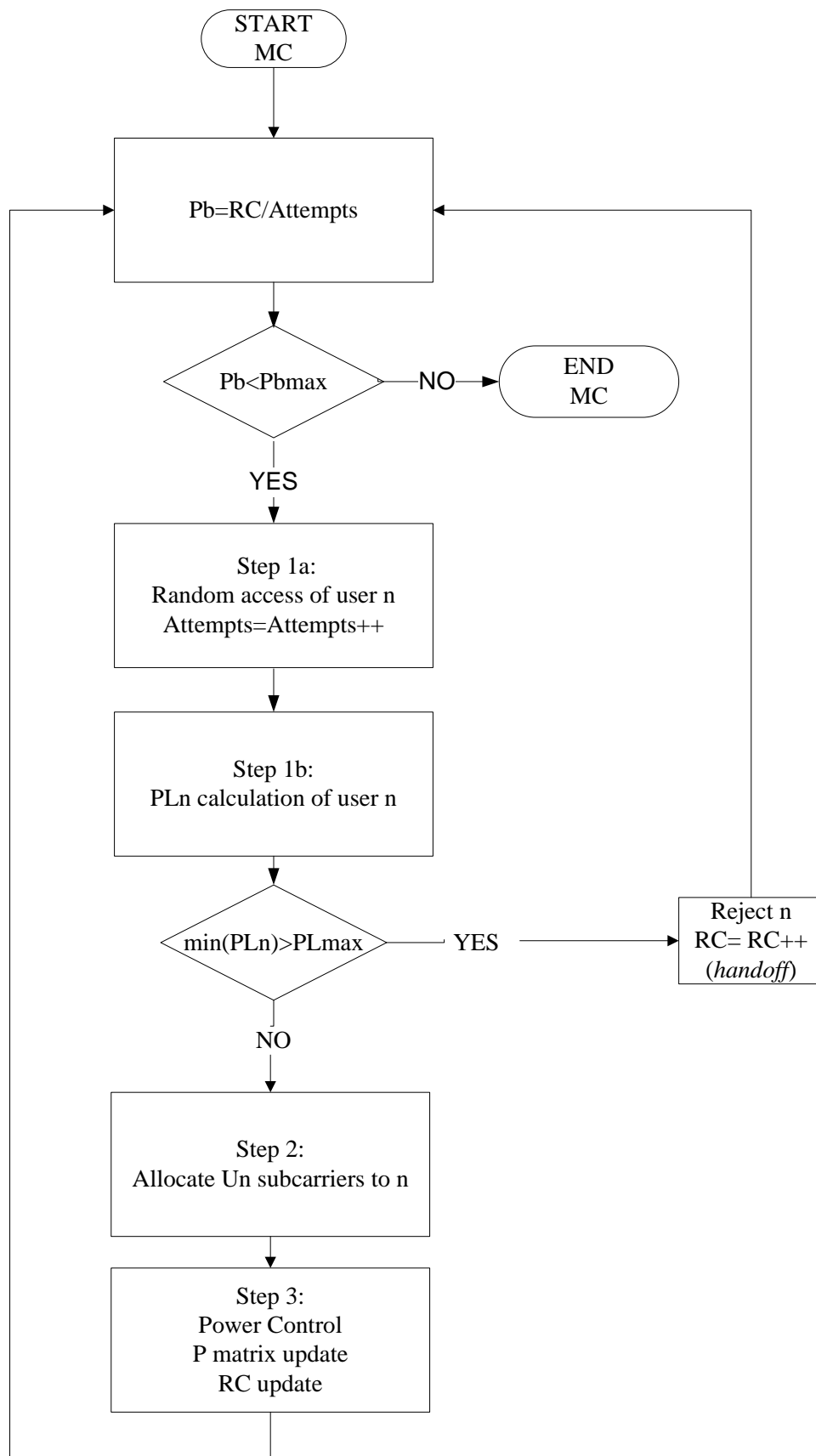
λειτουργία του δικτύου. Στον Πίνακα 6-2 συγκεντρώνονται πιο αναλυτικά οι τιμές όλων των παραμέτρων προσομοίωσης.

Παράμετρος	Τιμή/ Υπόθεση
Ακτίνα κυψέλης	1 km
Αριθμός κυψελών	19
Τομεοποίηση κυψελών	120°
Φέρουσα συχνότητα WiMAX/WiFi	2.5/2.4 GHz
Ύψος σταθμού βάσης WiMAX/WiFi/κινητού τερματικού	30/30/1.5 m
Mt/Mr	2/2
Μοντέλο απωλειών	Cost 231- Hata
Τυπική απόκλιση σκίασης	8 dB
Κέρδος κεραίας σταθμού βάσης WiMAX/WiFi	14/5 dBi
Κέρδος κεραίας κινητού τερματικού	0 dBi
Μέγιστη ισχύς σταθμού βάσης WiMAX/WiFi	43/43 dBm
Μέγιστη ισχύς κινητού τερματικού	30 dBm
Πιθανότητα απόρριψης	10%, 30%, 40%
E_b/N_o	9.6, 5 dB
Συνολικό εύρος ζώνης	10 MHz
Εύρος ζώνης υποφέροντος	78.125 kHz
Πυκνότητα ισχύος λευκού θορύβου	-104 dBm
Αριθμός OFDMA υποφερόντων	128
Υποφέροντα ανά κινητό τερματικό (WiMAX, WiFi)	(1,1), (2,3), (3,2), (3,3), (3,5), (5,3), (5,5), (8,8)
Αριθμός επαναλήψεων Monte Carlo	$10^3, 10^4$

Πίνακας 6-2. Παράμετροι προσομοίωσης WiMAX δικτύου

Μετά την εγκατάσταση του WiMAX δικτύου ακολούθησαν οι προσομοιώσεις. Στην παρούσα διπλωματική έχουμε αναπτύξει μία ημιστατική πλατφόρμα-προσομοιωτή που στηρίζεται σε ανεξάρτητες επαναλήψεις Monte Carlo (MC). Σε κάθε MC, τα κανάλια κατανέμονται με στατικό τρόπο χωρίς να υπάρχει δυνατότητα αναδιάταξής τους, όμως μεταξύ διαφορετικών MC οι πόροι αποδεδεσμεύονται και επανεκχωρούνται στους χρήστες με διαφορετικό τρόπο. Επομένως, οι θέσεις των χρηστών και τα κανάλια που έχουν στη διάθεσή τους δεν αλλάζουν κατά τη διάρκεια μίας MC, και έτσι κάθε επανάληψη αντιπροσωπεύει κατά μία έννοια την κατάσταση του δικτύου σε μία μονάδα του χρόνου. Αυτό καθιστά την πλατφόρμα μας αρκετά ρεαλιστική, αφού στην πραγματικότητα ένα πολυκυψελωτό ασύρματο δίκτυο υφίσταται πολλές διαφορετικές μεταβολές στη διάταξη των χρηστών, μέσα σε πολύ σύντομα χρονικά διαστήματα.

Συγκεκριμένα, η λειτουργία του δικτύου προσομοιώνεται με τη βοήθεια 10^4 ανεξάρτητων επαναλήψεων MC, οι οποίες αποτελούνται από τρία στάδια όπως αυτά φαίνονται στο διάγραμμα ροής του Σχήματος 6-2. Απαραίτητη προϋπόθεση για την εκκίνηση των προσομοιώσεων, βέβαια, είναι η σειριακή εγκατάσταση των σταθμών βάσης. Παρακάτω, περιγράφεται αναλυτικότερα η διαδικασία προσομοίωσης για μία Monte Carlo προσομοίωση.



Σχήμα 6-2. Διάγραμμα ροής αλγόριθμου προσομοίωσης για κάθε Monte Carlo του WiMAX

Αρχικά, πριν από κάθε MC οι μετρητές Attempts και RC (Remove Counter), που εκφράζουν τις προσπάθειες εγκατάστασης μίας σύνδεσης και την απόρριψη χρηστών αντιστοίχως, αρχικοποιούνται (μηδενίζονται). Στο πρώτο στάδιο ένας νέος χρήστης μπαίνει με τυχαίο τρόπο (Γκαουσιανή κατανομή) στο δίκτυο και ο μετρητής Attempts αυξάνεται κατά ένα. Στο δεύτερο βήμα υπολογίζονται οι απώλειες PL_n, συμπεριλαμβανομένης και της σκίασης (shadowing), του χρήστη n από κάθε σταθμό βάσης και έπειτα ο χρήστης ανατίθεται προσωρινά στο σταθμό βάσης με το μικρότερο PL. Αν το συγκεκριμένο PL είναι μεγαλύτερο του PL_{max}=133.4 dB, τότε ο χρήστης απορρίπτεται, ο μετρητής RC αυξάνεται κατά ένα και υπολογίζεται η πιθανότητα απόρριψης P_b. Διαφορετικά, ο χρήστης γίνεται αποδεκτός, του ανατίθενται U_n υποκανάλια και γίνεται ο έλεγχος ισχύος. Πιο συγκεκριμένα, ανακατανέμονται δυναμικά οι ισχείς των χρηστών, απορρίπτονται οι χρήστες που δημιουργούν πρόβλημα στο δίκτυο και ενημερώνονται οι πίνακες ισχύος του δικτύου P καθώς και ο μετρητής RC σε περίπτωση που απορρίφθηκαν χρήστες. Περισσότερες λεπτομέρειες όμως για τον έλεγχο ισχύος παρουσιάζονται στην ενότητα 6.2.2. Μετά την ολοκλήρωση και των τριών βημάτων, υπολογίζεται η πιθανότητα απόρριψης και συγκρίνεται με μία μέγιστη τιμή P_{bmax} που επιλέγεται ανάλογα με τον όγκο των χρηστών που επιθυμούμε να έχουν πρόσβαση στο δίκτυο. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται έως ότου το δίκτυο φτάσει την προκαθορισμένη P_{bmax}, όπου και ολοκληρώνεται μία επανάληψη Monte Carlo.

Στις επόμενες ενότητες γίνεται μία αναλυτικότερη περιγραφή των επιμέρους βημάτων όπως αυτά παρουσιάστηκαν στο Σχήμα 6-2. Αρχικά, παρουσιάζεται η διαδικασία τυχαίας εισαγωγής ενός χρήστη στο δίκτυο και η επιλογή του σταθμού βάσης του. Έπειτα, παρουσιάζεται ο τρόπος με τον οποίο κατανέμεται η ισχύς στους χρήστες και γίνεται ο έλεγχος ισχύος. Τέλος, αναλύεται περαιτέρω η διαδικασία ανάθεσης υποφερόντων στους χρήστες και οι αλγόριθμοι που μελετήθηκαν.

6.2.1 Εισαγωγή χρήστη στο σύστημα και επιλογή σταθμού βάσης

Αφού, λοιπόν, σχεδιάσουμε το ετερογενές δίκτυο μπορούμε να ξεκινήσουμε την προσομοίωση με τις επαναλήψεις Monte Carlo. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 6-2, πρώτο βήμα σε μία MC είναι η εισαγωγή ενός νέου χρήστη στο σύστημα. Οι χρήστες, όπως και στα πραγματικά δίκτυα, εισάγονται τυχαία στο σύστημα και θα πρέπει να βρίσκονται εντός του νοητού τετραγώνου που ορίζεται δεξιά και αριστερά από τις γωνίες των ακριανών κυψελών και πάνω και κάτω από την εξωτερική πλευρά της ακριανής κυψέλης, ώστε να τους αναλάβει το συγκεκριμένο κυψελωτό. Εμπειρικά παρατηρήσαμε ότι με την προσθήκη ενός επιπλέον tier αυξάνεται το νοητό όριο του τετραγώνου κατά $R+R/2$ στον οριζόντιο άξονα και κατά $2a$ στον κάθετο, όπου a είναι η μεσοκάθετος της κυψέλης και δίνεται από τη σχέση:

$$a = \sqrt{3} \cdot \frac{R}{2} \quad (6.1)$$

Επομένως, εάν ορίσουμε το δεξί και το αριστερό όριο εισαγωγής του χρήστη συναρτήσει των tiers, αντιστοίχως από τις σχέσεις:

$$X_{\max} = R + tiers \cdot \left(R + \frac{R}{2}\right) \quad (6.2)$$

$$X_{\min} = -X_{\max} \quad (6.3)$$

και το άνω και κάτω όριο αντιστοίχως από τις σχέσεις:

$$Y_{\max} = a + tiers \cdot 2a \quad (6.4)$$

$$Y_{\min} = -Y_{\max} \quad (6.5)$$

μπορούμε να εξυπηρετήσουμε όλους τους χρήστες των οποίων οι συντεταγμένες ικανοποιούν τις παρακάτω σχέσεις:

$$X_{\min} \leq X_{user} \leq X_{\max} \quad (6.6)$$

$$Y_{\min} \leq Y_{user} \leq Y_{\max} \quad (6.7)$$

Είναι φανερό, λοιπόν, ότι η παραπάνω εξίσωση μπορεί να εφαρμοστεί σε οποιοδήποτε κυψελωτό σύστημα ανεξάρτητα από τα tiers, πράγμα που μας δίνει ευελιξία στην μελλοντική κατασκευή άλλων συστημάτων, μεταβάλλοντας το μέγεθος του δικτύου, και τοποθετεί τις βάσεις για περαιτέρω έρευνα.

Μόλις ένας νέος χρήστης εισαχθεί στο σύστημα, αμέσως μετά επιλέγεται ο σταθμός βάσης που θα τον εξυπηρετήσει. Σε αντίθεση με άλλους αλγόριθμους προσομοιώσεων ο οποίοι επέλεγαν τον κοντινότερο στο χρήστη σταθμό βάσης, εμείς επιλέγουμε το σταθμό βάσης ο οποίος έχει τις λιγότερες απώλειες ισχύος ως προς το συγκεκριμένο χρήστη. Αυτό διότι μπορεί ένας σταθμός βάσης να είναι πιο κοντά στο χρήστη από έναν άλλον, όμως λόγω σκίασης και πολύοδης διάδοσης να εισάγει περισσότερες απώλειες διάδοσης από τον μακρινότερο σταθμό, με αποτέλεσμα να φτάνει στο χρήστη χειρότερο σήμα. Επομένως, για να αναθέσουμε το χρήστη σε έναν σταθμό βάσης υπολογίζουμε τις απώλειες του χρήστη ως προς όλους τους σταθμούς σύμφωνα με το μοντέλο Cost 231- Hata και τη σχέση (2.5). Θεωρούμε ότι μελετάμε περιβάλλον μεγάλης πόλης, δηλαδή ο διορθωτικός παράγοντας προκύπτει από την (2.7) και ότι $C=3\text{dB}$, το ύψος των σταθμών βάσης είναι 30m, το ύψος των τερματικών θεωρείται 1.5m και η συχνότητα λειτουργίας είναι 2.5 GHz. Με βάση τις παραδοχές αυτές προκύπτουν οι απώλειες διάδοσης (Path Loss – PL) των σταθμών συναρτήσει της απόστασης από τη σχέση:

$$PL_{WiMAX} = 143.9696 + 35.2725 \cdot \log_{10}(d_{WiMAX}) \quad (6.8)$$

Αφού προστεθεί στις απώλειες και σκίαση $\sigma=8\text{dB}$, γίνεται σύγκρισή τους από το σύστημα και επιλέγεται να εξυπηρετήσει το χρήστη ο σταθμός βάσης με τις λιγότερες απώλειες. Εάν οι απώλειες με τη σκίαση ξεπερνούν την μέγιστη αποδεκτή τιμή PL_{\max} τότε ο χρήστης απορρίπτεται και ξεκινάει μία νέα προσπάθεια εισαγωγής χρήστη. Σε αντίθετη περίπτωση, υπολογίζονται οι συνολικές απώλειες του χρήστη για να χρησιμοποιηθούν στον έλεγχο ισχύος που γίνεται στη συνέχεια. Υπολογίζεται, δηλαδή, η γωνία ως προς την οποία επικοινωνεί ο χρήστης με τον σταθμό βάσης του, και κατόπιν ο τομέας της κυψέλης (sector), ώστε να συμπεριληφθεί στις απώλειες ο συντελεστής γωνιακής εξασθένισης της κεραίας του σταθμού (Attenuation). Ο συντελεστής αυτός δίνεται ανάλογα με τη γωνία από έναν πίνακα στην περίπτωση του τομέα που ανήκει ο χρήστης, ενώ για τους υπόλοιπους δύο τομείς είναι 20dB [109]. Εάν συμπεριλάβουμε στις απώλειες τα κέρδη κεραιών των κινητών τερματικών που είναι $G_{\text{term}}=0\text{ dBi}$, και των σταθμών βάσης WiMAX που είναι $G_{\text{WiMAX}}=14\text{ dBi}$, οι συνολικές απώλειες (Total Losses – TL) ενός νέου χρήστη προκύπτουν από τη σχέση:

$$TL = PL + \sigma + \text{Attenuation} - G_{\text{term}} - G_{\text{BS}} \quad (6.9)$$

Αμέσως μετά τους υπολογισμούς των συνολικών απωλειών, γίνεται η ανάθεση υποφερόντων στο χρήστη με βάση τις τεχνικές που περιγράφονται στην ενότητα (6.3), και στη συνέχεια γίνεται η απονομή και ο έλεγχος ισχύος που περιγράφονται παρακάτω.

6.2.2 Έλεγχος ισχύος

Όπως έχουμε ήδη αναφέρει, βασικό αντικείμενο της διπλωματικής αυτής εργασίας είναι η μελέτη τεχνικών αύξησης της χωρητικότητας ενός ετερογενούς δικτύου, μέσω της καταστολής του φαινομένου των ομοδιαυλικών παρεμβολών. Καθοριστικό ρόλο στη διαμόρφωση των παρεμβολών παίζει η ισχύς εκπομπής του κάθε χρήστη. Ναι μεν όσο περισσότερη ισχύ απονέμουμε σε έναν χρήστη τόσο πιο ισχυρό είναι και το σήμα που μεταδίδει, όμως το ισχυρό αυτό σήμα σε κάποιον άλλον χρήστη που χρησιμοποιεί το ίδιο φέρον λαμβάνεται υπόψη ως μία ισχυρή παρεμβολή που δυσκολεύει τη μετάδοσή του. Επομένως, γίνεται φανερό ότι για την αντιμετώπιση των παρεμβολών ενός κυψελωτού πρέπει να διαχειριστούμε κατάλληλα την ισχύ των χρηστών. Όσο αποτελεσματικότερη είναι η διαχείριση της ισχύος, τόσο καλύτερη είναι η αντιμετώπιση του φαινομένου των ομοδιαυλικών παρεμβολών και επομένως έχουμε περισσότερες δυνατότητες αύξησης της χωρητικότητας.

Γενικά, έχουν αναπτυχθεί πολλές τεχνικές για τη διαχείριση της ισχύος εκπομπής ενός δικτύου [110], [111], [112], [113]. Όπως προαναφέραμε, εμείς δεν ακολουθούμε κάποια μέθοδο ελαχιστοποίησης ισχύος, όπως αυτές που παρουσιάστηκαν στο κεφάλαιο 5, καθώς αυξάνουν κατά πολύ τους υπολογισμούς και δεν μπορούν να εφαρμοστούν σε ένα δίκτυο χαμηλής πολυπλοκότητας σαν το δικό μας. Από την άλλη πλευρά, η τεχνική της σταθερής απονομής ισχύος σε όλους τους χρήστες, όπως αυτή

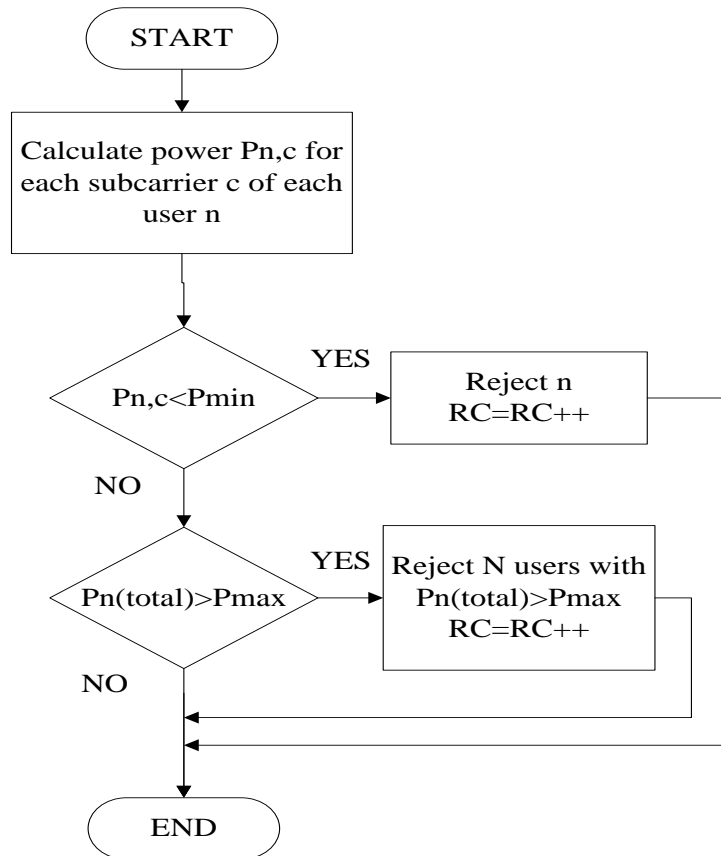
των αλγορίθμων μεγιστοποίησης του ρυθμού, δεν λαμβάνει υπόψη τις παρεμβολές μεταξύ των χρηστών και τις ανάγκες που έχουν με βάση την κατάσταση του δικτύου, και έτσι κρίνεται ακατάλληλη για το δίκτυό μας. Ο κάθε χρήστης εκπέμπει από διαφορετικά σημεία στο χώρο και χαρακτηρίζεται από διαφορετικές απώλειες ισχύος ως προς το σταθμό βάσης του, επομένως δικαιούται διαφορετική ισχύ από τους άλλους χρήστες. Στη συγκεκριμένη πλατφόρμα προσομοίωσης, έχουμε συμπεριλάβει έναν έλεγχο ισχύος που όχι μόνο κατανέμει διαφορετική ισχύ σε κάθε χρήστη με βάση τις ανάγκες του περιβάλλοντός του, αλλά ανακατανέμει δυναμικά τις ισχύεις με κάθε νέα είσοδο χρήστη στο δίκτυο, έτσι ώστε η νέα κατανομή να ανταποκρίνεται στις αλλαγές του συστήματος. Αυτό το έχουμε πετύχει με την επίλυση ενός γραμμικού συστήματος που απεικονίζει τις ανάγκες ισχύος ολόκληρου του δικτύου, κρατώντας την πολυπλοκότητα σε χαμηλά επίπεδα, σε σχέση με αυτά που θα προέκυπταν αν ακολουθούσαμε μία exhaustive τεχνική. Συγκεκριμένα, για κάθε απασχολημένο δίαυλο κατασκευάζεται ένα γραμμικό σύστημα αποτελούμενο από πολλές εξισώσεις. Κάθε εξίσωση αναφέρεται σε ένα υποκανάλι του χρήστη και δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\frac{\frac{P_A}{TL_A(BS_A)}}{\frac{P_B}{TL_A(BS_B)} + \dots + \frac{P_Z}{TL_A(BS_Z)} + N} = SINR \quad (6.10)$$

όπου P_i η ισχύς του χρήστη i για το συγκεκριμένο κανάλι, $TL_i(BS_j)$ οι συνολικές απώλειες που θα υποστεί η ισχύς του σταθμού βάσης του χρήστη j για να φτάσει στο χρήστη i , $N = -104\text{dBm}$ η πυκνότητα θορύβου και $SINR$ ο αποδεκτός λόγος του σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (Signal to Interference plus Noise Ratio), ο οποίος τέθηκε ίσος με 9.6 και 5 dB. Με βάση την (6.10), δηλαδή, κάθε χρήστης λαμβάνει την απολύτως αναγκαία ισχύ που χρειάζεται σε κάθε υποφέρον για να πετύχει τον απαιτούμενο $SINR$, με βάση τις παρεμβολές που έχει από άλλους χρήστες του ίδιου καναλιού, το θόρυβο και τις απώλειες του περιβάλλοντος διάδοσης. Αυτό καθιστά την πλατφόρμα μας φιλική προς το περιβάλλον (Green Radio Platform) [114], αφού καθορίζει δυναμικά τις απολύτως απαραίτητες ανάγκες των χρηστών και δαπανά την ελάχιστη ισχύ για την πλήρη ικανοποίησή τους. Αφού λυθεί το γραμμικό αυτό σύστημα για όλα τα κανάλια του συστήματος, γίνεται ο έλεγχος ισχύος.

Ο έλεγχος αυτός συμβάλει έτσι ώστε να μην ξεπερνιούνται οι δυνατότητες ισχύος των κινητών τερματικών. Συγκεκριμένα, θεωρήσαμε τερματικά 3GPP με μέγιστη ισχύ εκπομπής $P_{\max}=1\text{Watt}$ [115] και ελάχιστη ισχύ λειτουργίας, ώστε να μη φιμώνεται το τερματικό, $P_{\min} = -110\text{ dBm}$ [116]. Με βάση αυτές τις παραδοχές υπάρχουν δύο ανεπιθύμητα αποτελέσματα που μπορεί να προκύψουν από τη λύση του γραμμικού συστήματος. Πρώτον, το σύστημα να δώσει σε κάποιο τερματικό ισχύ μικρότερη από την ελάχιστη απαιτούμενη. Σε αυτήν την περίπτωση, ο τελευταίος χρήστης που εισήλθε στο σύστημα μας δημιούργησε το πρόβλημα και επομένως τον

απορρίπτουμε. Δεύτερον, το σύστημα έδωσε ισχύ μεγαλύτερη του 1 Watt σε έναν ή περισσότερους χρήστες. Αυτό σημαίνει ότι οι χρήστες αυτοί είναι και οι πλέον προβληματικοί του συστήματος, και άρα τους απορρίπτουμε ώστε να μην περιορίζουν μελλοντικά το σύστημα. Η διαδικασία αυτή φαίνεται καλύτερα και στο διάγραμμα ροής του Σχήματος 6-3.



Σχήμα 6-3. Διάγραμμα ροής ελέγχου ισχύος

Αφού έχουμε παραχωρήσει τις επιτρεπτές και αναγκαίες ισχύεις στους χρήστες υπολογίζουμε έναν δείκτη δικαιοσύνης της κατανομής ισχύος των χρηστών που ονομάσαμε PFI (Power Fairness Index) [117]. Ο δείκτης αυτός ελέγχει κατά πόσο ο αλγόριθμος κατανέμει δίκαια τη διαθέσιμη ισχύ στους χρήστες, δηλαδή αν υπάρχει μεγάλη διακύμανση στις τιμές της ισχύος των χρηστών ή όχι. Ο PFI, για N χρήστες με ισχύ P_i ο καθένας, υπολογίζεται από τη σχέση:

$$PFI = \frac{\left(\sum_{i=1}^N P_i \right)^2}{N \cdot \sum_{i=1}^N P_i^2} \quad (6.11)$$

Με βάση τη λογική ότι οι ισχύεις των χρηστών καθορίζονται κυρίως από τις ομοδιαυλικές παρεμβολές που επηρεάζονται από την τεχνική ανάθεσης που χρησιμοποιούμε, ο δείκτης μας δίνει μία εικόνα για το πόσο ισότιμα κατανέμει η

πλατφόρμα μας την ισχύ κάνοντας χρήση του εκάστοτε αλγόριθμου. Όσο πιο κοντά στη μονάδα είναι ο PFI, τόσο πιο δίκαια συμπεριφέρεται η πλατφόρμα προσομοίωσης, ενώ όσο πιο κοντά στο μηδέν είναι, τόσο πιο ανομοιόμορφα κατανέμει στους χρήστες την ισχύ. Ωστόσο, επειδή στον υπολογισμό της ισχύος περιλαμβάνονται οι απώλειες διάδοσης του χρήστη, οι οποίες εξαρτώνται από τη σκίαση και τη θέση του, καθώς και οι παρεμβολές από άλλους χρήστες, οι οποίες είναι αρκετές στο σύστημα που μελετάμε, ο εν λόγω δείκτης θα είναι αρκετά χαμηλός. Αυτό όμως που κυρίως μας ενδιαφέρει είναι οι αλγόριθμοι ανάθεσης να κυμαίνονται στα ίδια επίπεδα, δηλαδή η πλατφόρμα μας να μην ευνοεί περισσότερο κάποιον αλγόριθμο από πλευράς ισχύος, έναντι των άλλων.

6.3 Στρατηγικές ανάθεσης καναλιών

Καθοριστικό ρόλο στη λειτουργία του κυψελωτού δικτύου παίζουν οι τεχνικές ανάθεσης ραδιοδιαύλων, αφού όπως είδαμε μπορούν να επηρεάσουν τις παρεμβολές και την ισχύ των χρηστών και κατ' επέκταση τη χωρητικότητα του συστήματος, καθώς και να μειώσουν το επιπλέον φόρτο πληροφορίας (system overhead) και την αλγοριθμική πολυπλοκότητα. Ως αλγοριθμική πολυπλοκότητα θεωρούμε το μέγιστο πλήθος σκαναρισμάτων των υποφερόντων του φάσματος, για τη χειρότερη δυνατή περίπτωση (worst case scenario). Στη διπλωματική αυτή μελετάμε τεχνικές ανάθεσης με χαμηλή πολυπλοκότητα και απουσία επιπλέον πληροφορίας, δηλαδή χωρίς CSI, ωστόσο βλέπουμε και μία τεχνική με CSI, την MSNR, ώστε να έχουμε μία καλύτερη γενική εικόνα. Επίσης, αναπτύξαμε δύο νέες τεχνικές που μπορούν με τη σειρά τους να συμβάλουν στην ανάπτυξη της έρευνας των τεχνικών ανάθεσης ραδιοπόρων. Το φάσμα χωρίζεται σε $N=128$ OFDMA κανάλια και ο αριθμός των υποφερόντων U_n που ανατίθενται σε κάθε χρήστη, από τα διαθέσιμα κανάλια C_b του σταθμού βάσης, είναι προκαθορισμένος. Εάν δεν υπάρχουν $U_n > C_b$ κανάλια ο χρήστης απορρίπτεται και αυξάνεται το RC. Παρακάτω παρουσιάζονται αναλυτικά οι τεχνικές που μελετήθηκαν.

6.3.1 Σειριακή ανάθεση καναλιών (Sequential)

Η σειριακή ανάθεση φερόντων αποτελεί μία από τις πιο απλοϊκές στρατηγικές κατανομής φερόντων, καθώς στερείται ευφυΐας. Σε κάθε χρήστη που εισέρχεται στο δίκτυο γίνεται εκχώρηση των πρώτων U_n διαθέσιμων φερόντων του σταθμού βάσης του, από το σύνολο των C_b διαθέσιμων (6.12). Η συνάρτηση $seq(I:x,Y)$ επιλέγει τα x πρώτα στοιχεία του πίνακα Y . Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να δημιουργούνται σημαντικές ομοδιαυλικές παρεμβολές μεταξύ των χρηστών κοντινών κυψελών, σε συστήματα με περισσότερες από μια κυψέλες, όπως το δικό μας. Η τεχνική αυτή έχει τη χαμηλότερη αλγοριθμική πολυπλοκότητα $O_{seq}(U_n)$, αφού θα σκανάρει μόνο U_n φορές τα φέροντα και κάθε φορά θα αναθέτει το πρώτο διαθέσιμο φέρον στο χρήστη.

$$\begin{aligned} S_n &\leftarrow seq(1:U_n, C_b) \\ C_b &\leftarrow C_b \setminus U_n \end{aligned} \tag{6.12}$$

6.3.2 Τυχαία ανάθεση καναλιών (Random)

Η τεχνική αυτή στηρίζεται στην απλή λογική της ψευδο-τυχαίας ανάθεσης φερόντων στους χρήστες. Αν και απλή στη λογική της, η τεχνική αυτή, σύμφωνα με τη διεθνή βιβλιογραφία, έχει δώσει πολύ ικανοποιητικά αποτελέσματα μείωσης των ομοδιαυλικών παρεμβολών μεταξύ των χρηστών. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι τα υποφέροντα διαμοιράζονται ομοιόμορφα στους χρήστες και, επομένως, οι παρεμβολές ακολουθούν την ομοιόμορφη αυτή κατανομή. Με δεδομένο το σύνολο των διαθέσιμων καναλιών του σταθμού βάσης C_b , παραχωρούνται με τυχαίο τρόπο U_n κανάλια στο χρήστη, όπως φαίνεται στην (6.13). Η συνάρτηση $rand(x, Y)$ επιλέγει τυχαία x στοιχεία από τον πίνακα Y . Στη χειρότερη περίπτωση η Random θα σκανάρει και τα N υποφέροντα, U_n φορές, επομένως θα έχει πολυπλοκότητα $O_{rand}(N*U_n)$.

$$\begin{aligned} S_n &\leftarrow rand(U_n, C_b) \\ C_b &\leftarrow C_b \setminus U_n \end{aligned} \tag{6.13}$$

6.3.3 Ανάθεση καναλιών με ελαχιστοποίηση φορτίου ανά φέρον (MLC)

Η τεχνική ανάθεσης με ελαχιστοποίηση του φορτίου ανά φέρον (Minimum Load per Carrier) είναι η πρώτη νεοεισαχθείσα στις υπάρχουσες, τεχνική που μελετήσαμε. Η λογική μας βασίστηκε στην τυχαία ανάθεση των φερόντων στους χρήστες με προτεραιότητα στα κανάλια που χρησιμοποιούνται από τους λιγότερους χρήστες. Πιο συγκεκριμένα, η μεταβλητή C_{MLC} περιλαμβάνει όλα τα υποφέροντα, διατεταγμένα κατά αύξουσα σειρά, με βάση τον αριθμό των χρηστών από τους οποίους χρησιμοποιούνται. Έτσι από τα διαθέσιμα κανάλια C_b , όπως διαμορφώνονται από την ένωση των C_b και C_{MLC} , αναθέτουμε τυχαία στο χρήστη τα U_n από αυτά (6.14).

$$\begin{aligned} C_b &\leftarrow C_b \cap C_{MLC} \\ S_n &\leftarrow rand(U_n, C_b) \\ C_b &\leftarrow C_b \setminus U_n \end{aligned} \tag{6.14}$$

Έτσι, καταφέρνουμε να μην γίνεται ανάθεση του ίδιου κανάλι σε δύο ή περισσότερους χρήστες εάν υπάρχουν άλλα ελεύθερα κανάλια, και, γενικότερα, να μην γίνεται ανάθεση των ίδιων καναλιών εάν πρώτα δεν έχουν χρησιμοποιηθεί όλα τα N φέροντα ίσες φορές. Αυτό ήταν μία ιδέα, ώστε να μειωθούν οι ομοδιαυλικές παρεμβολές που μπορεί να εμφανίζονται όταν από νωρίς στο δίκτυο δύο ή

περισσότεροι χρήστες μοιράζονται το ίδιο κανάλι. Η πολυπλοκότητα της τεχνικής αυτής είναι $O_{MLC}(N_{BS}+N*U_n)$, αφού στη χειρότερη περίπτωση θα σκαναριστούν και τα N κανάλια U_n φορές όπως και στη Random, αφού όμως πρώτα έχει μετρηθεί ο αριθμός χρηστών σε κάθε κανάλι από κάθε σταθμό βάσης (N_{BS} = αριθμός σταθμών βάσης), ώστε να αποφανθεί το σύστημα για το φόρτο του κάθε καναλιού σε χρήστες.

6.3.4 Ανάθεση καναλιών με τυχαία ελαχιστοποίηση φορτίου ανά φέρον (Random-MLC)

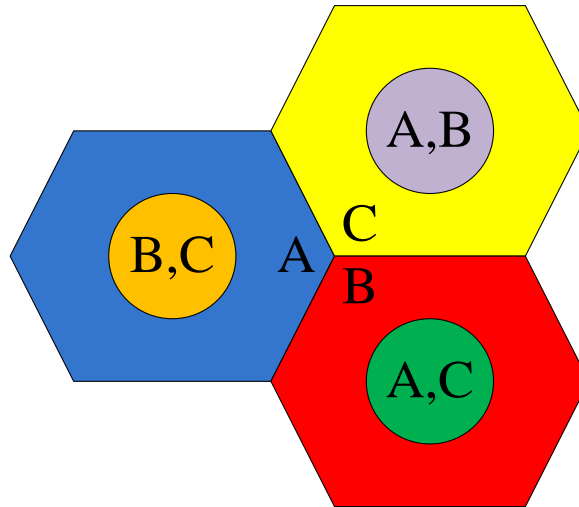
Η μέθοδος αυτή αποτελεί ένα συνδυασμό της κλασικής τυχαίας ανάθεσης και της MLC τεχνικής. Συγκεκριμένα, η κυψέλη τομεοποιείται σε δύο περιοχές για την καταστολή των παρεμβολών, στην εσωτερική (inner) και την εξωτερική (outer). Στην εσωτερική περιοχή όπου οι χρήστες είναι πιο κοντά στο σταθμό βάσης ($D_u \leq R_c$) και άρα είναι μικρότερη η πιθανότητα ισχυρών παρεμβολών από άλλους σταθμούς, η ανάθεση γίνεται με τη Random. Αντίθετα στην εξωτερική περιοχή ($D_u > R_c$) όπου είναι εντονότερες οι παρεμβολές, η ανάθεση γίνεται με την MLC έτσι ώστε να μετριάζεται το πρόβλημα. Για τον διαχωρισμό των περιοχών έχουμε ορίσει μία κρίσιμη ακτίνα R_c , η οποία είναι 0.5 km για τους WiMAX σταθμούς και 0.25 km για τους WiFi. Η τεχνική αυτή κληρονομεί τη χειρότερη πολυπλοκότητα από τις τεχνικές Random και MLC, δηλαδή $O_{R-MLC}(N_{BS}+N*U_n)$.

$$\begin{aligned}
 & \text{if } (D_u > R_c) \\
 & \quad C_b \leftarrow C_b \cap C_{MLC} \\
 & \text{end} \\
 & S_n \leftarrow \text{rand}(U_n, C_b) \\
 & C_b \leftarrow C_b \setminus U_n
 \end{aligned} \tag{6.15}$$

6.3.5 Ανάθεση καναλιών με μερική κλασματική επαναχρησιμοποίηση συχνότητας - 3 (PFFR - 3)

Η PFFR-3 (Partial Fractional Frequency Reuse - 3) είναι η τεχνική FFR που χρησιμοποιήσαμε για να συγκρίνουμε τη διαχείριση των παρεμβολών μέσω κατάτμησης του φάσματος σε σχέση με τις απλές τεχνικές με δείκτη επαναχρησιμοποίησης ίσο με τη μονάδα. Κατά την τεχνική αυτή χωρίσαμε το φάσμα σε τρία τμήματα, με το καθένα να περιλαμβάνει τον ίδιο αριθμό φερόντων ως εξής: Group A= 1-42, Group B= 43-85, Group C= 86-128. Επιπλέον, χωρίσαμε την κυψέλη σε εξωτερική και εσωτερική περιοχή, όπως και πριν, με βάση την R_c , ίση με $2R_{WiMAX}/3$ για WiMAX και $2R_{WiFi}/3$ για WiFi. Στη συνέχεια, αντιστοιχίσαμε σε κάθε εξωτερική περιοχή των κυψελών μία ομάδα του φάσματος έτσι ώστε οι γειτονικές περιοχές να έχουν πάντοτε διαφορετική ομάδα καναλιών προς ανάθεση, όπως στο Σχήμα 6-4. Ωστόσο, στις εσωτερικές περιοχές όπου δεν είναι τόσο έντονο το φαινόμενο των παρεμβολών, αναθέτουμε κανάλια στους χρήστες επιλέγοντας από

δύο εκ των τριών ομάδων και συγκεκριμένα, από τις ομάδες οι οποίες δεν χρησιμοποιούνται στην εξωτερική περιοχή της κυψέλης.



Σχήμα 6-4. Διαχείριση φάσματος με την τεχνική PFFR-3

Για την επιλογή της ομάδας του φάσματος που θα χρησιμοποιήσει κάθε χρήστης, έχουμε κατηγοριοποιήσει τις κυψέλες σε τρεις ομάδες, ανάλογα με το φάσμα το οποίο χρησιμοποιούν στην εξωτερική περιοχή τους (A,B,C). Αρχικά το σύστημα επιλέγει την αντίστοιχη ομάδα του φάσματος C_u ανάλογα με την κυψέλη στην οποία ανήκει ο χρήστης και έπειτα υπολογίζεται η απόστασή του D_u από το σταθμό βάσης. Εάν είναι μεγαλύτερη από την κρίσιμη ακτίνα ο χρήστης παίρνει τυχαία κανάλια από την αντίστοιχη ομάδα της κυψέλης, διαφορετικά παίρνει κανάλια από το συμπληρωματικό σύνολο (6.16). Η πολυπλοκότητα της τεχνικής αυτής είναι ίδια με της τυχαίας, δηλαδή $O_{PFFR-3}(N*U_n)$.

$$\begin{aligned}
 & \text{if} (Cell_n \in A) \\
 & \quad C_u = C_A \\
 & \text{else_if} (Cell_n \in B) \\
 & \quad C_u = C_B \\
 & \text{else} \\
 & \quad C_u = C_C \\
 & \text{end} \\
 & \text{if} (D_u \leq R_c) \tag{6.16} \\
 & \quad C_b \leftarrow (C_b \cap C_u)' \\
 & \text{else} \\
 & \quad C_b \leftarrow C_b \cap C_u \\
 & \text{end} \\
 & S_n \leftarrow \text{rand} (U_n, C_b) \\
 & C_b \leftarrow C_b \setminus U_n
 \end{aligned}$$

Η τεχνική αυτή αποσκοπεί στην αποφυγή των ομοδιαυλικών παρεμβολών των χρηστών που βρίσκονται στα άκρα γειτονικών κυψελών, περιοχές όπου και λαμβάνουν χώρα και οι ισχυρότερες παρεμβολές, με αποτέλεσμα να αυξάνεται η χωρητικότητα του δικτύου. Από την άλλη πλευρά οποιαδήποτε διάσπαση του φάσματος οδηγεί σε μη αποδοτική του χρήση, αφού οι χρήστες μίας περιοχής έχουν στη διάθεσή τους λιγότερα κανάλια να μοιραστούν και, άρα, μεγαλύτερες πιθανότητες να εξαντληθούν οι πόροι και οι νεοεισαχθέντες χρήστες να μην εξυπηρετηθούν. Το πιο από τα δύο αυτά φαινόμενα θα υπερισχύσει στην PFFR-3, θα το διαπιστώσουμε μέσα από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που παρουσιάζονται στο επόμενο κεφάλαιο.

6.3.6 Ανάθεση υποφορέων με μεγιστοποίηση του κέρδους καναλιού (MSNR)

Η τεχνική MSNR (Maximization of Signal to Noise Ratio) είναι η μόνη τεχνική με CSI που μελετήσαμε. Σύμφωνα με την τεχνική αυτή, τα κανάλια ανατίθενται στο χρήστη με βάση το κέρδος καναλιού. Το κέρδος καναλιού είναι μία τιμή που διαφέρει ανάλογα με την είσοδο της κεραίας του πομπού και του δέκτη, το κάθε υποφέρον του φάσματος και τον κάθε sector της κυψέλης, και εκφράζει ουσιαστικά τις πάρα πολλές εκδοχές με τις οποίες μπορεί να αντιληφθεί ένας χρήστης το κανάλι, ανάλογα με τις συνθήκες που επικρατούν.

Για την περιγραφή όλων αυτών των περιπτώσεων του κέρδους, κατασκευάσαμε έναν ερμητιανό πίνακα H διαστάσεων ($M_r * M_t * N * \text{Sectors}$), όπου $M_r=2$ και $M_t=2$ οι είσοδοι των κεραίων του δέκτη και του πομπού αντιστοίχως, $N=128$ ο αριθμός των υποφορέων και $\text{Sectors}=57$ ο συνολικός αριθμός των τομέων των κυψελών του δικτύου. Από τον ερμητιανό αυτό πίνακα διαλέγουμε τον υποπίνακα που αντιστοιχεί στο σέκτορά μας και λύνουμε για κάθε υποφέρον, με τη βοήθεια της SVD (Singular Value Decomposition) τεχνικής το παρακάτω σύστημα [118]:

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} = U^H \Sigma V \quad (6.17)$$

Από την (6.17) προκύπτει ένας πίνακας με τα βάρη (v) και ένας με τις ιδιοτιμές (d) του πίνακα H , όπου και κρατάμε την μεγαλύτερη ιδιοτιμή. Θεωρώντας το βοηθητικό διάνυσμα:

$$r = (HW)^T \quad (6.18)$$

όπου W είναι η στήλη του πίνακα (v) της ιδιοτιμής που διαλέξαμε, προκύπτει ο σηματοθορυβικός λόγος κάθε υποφέροντος από τη σχέση:

$$SNR = (W^T H^T \times r)(rHW) \quad (6.19)$$

Έχοντας τους SNR και των N φερόντων από την (5.20), τους διατάσσουμε σε φθίνουσα σειρά στο σύνολο C_{SNR} και δίνουμε στο νέο χρήστη τα κανάλια με τους πρώτους U_n λόγους, δηλαδή τα U_n καλύτερα κανάλια, όπως φαίνεται και παρακάτω. Η τεχνική αυτή δεν διαχειρίζεται καθόλου τις παρεμβολές, απλά αποσκοπεί στην ανάθεση υποφορέων στο χρήστη με την καλύτερη δυνατή ποιότητα καναλιού. Υστερεί των υπολοίπων ως προς τον όγκο πληροφορίας που εισάγει στο σύστημα (CSI) και η πολυπλοκότητά της είναι ίδια με της τυχαίας. Αυτό διότι ο αλγόριθμος σκανάρει το σύστημα N φορές για όλα τα κανάλια, και άλλες N για να υπολογιστούν οι SNR, δηλαδή $2N$ σκαναρίσματα για υπολογισμούς. Έπειτα, σκανάρει τα κανάλια U_n φορές, για να επιλέξει τις U_n μέγιστες τιμές του SNR από τα N υποφέροντα και έπειτα αναθέτει τα αντίστοιχα κανάλια, και επομένως έχουμε $2N+U_n$ συνολικά σκαναρίσματα στη χειρότερη περίπτωση, οπότε σύμφωνα με τους κανόνες υπολογισμού της πολυπλοκότητας, $O_{MSNR}(N*U_n)$.

$$\begin{aligned} C_b &\leftarrow C_b \cap C_{SNR} \\ S_n &\leftarrow \text{rand}(U_n, C_b) \\ C_b &\leftarrow C_b \setminus U_n \end{aligned} \quad (6.20)$$

6.4 Αποτελέσματα προσομοίωσης WiMAX δικτύου

Μετά την κατασκευή της πλατφόρμας προσομοίωσης του WiMAX δικτύου, ακολούθησαν οι προσομοιώσεις προκειμένου να μελετηθεί η συμπεριφορά της εκάστοτε τεχνικής ανάθεσης φερόντων και πιθανοί τρόποι καταστολής των CCI και αύξησης της χωρητικότητας του δικτύου. Οι προσομοιώσεις έγιναν σε πρώτη φάση μόνο για το WiMAX ώστε, αργότερα, να μπορούμε να παρατηρήσουμε καλύτερα τα ωφέλη λόγω της ετερογένειας. Σε κάθε προσομοίωση εκτελούνται 10^4 MC, με SINR= 9.6 dB, $U_n = 1, 3, 5$ και 8 κανάλια ανά χρήστη, και πιθανότητα απόρριψης $P_b = 10\%, 30\%$ και 40% . Ωστόσο στην περίπτωση που αναθέτουμε 1 κανάλι σε κάθε χρήστη, επειδή το δείγμα των χρηστών είναι πολύ μεγάλο, οι τιμές των παραμέτρων που μελετάμε ξεπερνούν σχετικά γρήγορα ένα κατώφλι σύγκλισης, και έτσι εκτελούμε 10^3 MC, πετυχαίνοντας το επιθυμητό αποτέλεσμα με πολύ λιγότερους υπολογισμούς.

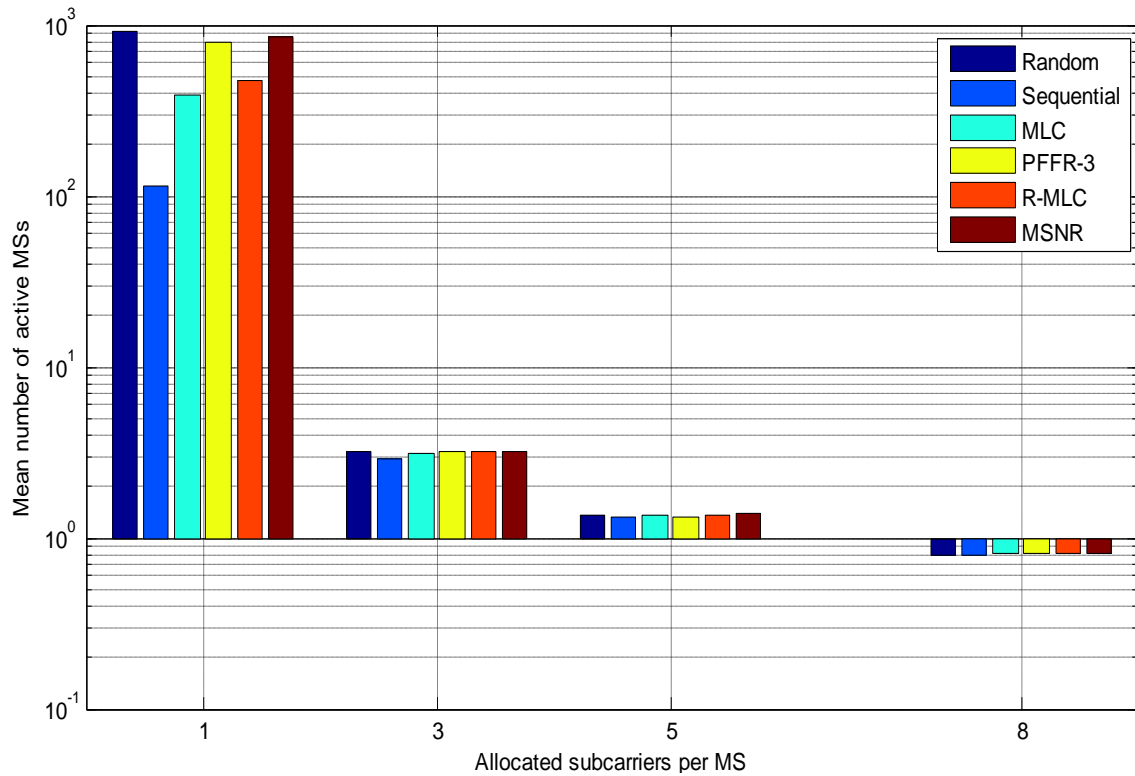
Στο Σχήμα 6-5 και στο Σχήμα 6-6 φαίνεται ο μέσος όρος χρηστών ανά MC και η μέση ισχύς ανά κινητό τερματικό σε Watt, αντιστοίχως, συναρτήσει των υποφερόντων προς ανάθεση ανά χρήστη, για 10% πιθανότητα απόρριψης και SINR= 9.6dB. Πρώτα απ' όλα, παρατηρούμε ότι με τη μείωση των φερόντων ανά χρήστη, αυξάνεται η χωρητικότητα του συστήματος. Όσο περισσότερα κανάλια έχει ο κάθε χρήστης, τόσο πιο πιθανό είναι να παρεμβάλλεται σε ένα κοινό κανάλι ενός άλλου χρήστη, με αποτέλεσμα να αυξάνονται οι ομοδιαυλικές παρεμβολές και, έτσι, να

απορρίπτονται γρηγορότερα οι χρήστες. Όσον αφορά τους αλγόριθμους ανάθεσης, φαίνεται ότι με την αύξηση του αριθμού των φερόντων υπάρχει σύγκλιση, με αποτέλεσμα όλοι οι αλγόριθμοι να δίνουν σχεδόν την ίδια χωρητικότητα (η αρνητική φορά στα 8 κανάλια, προκύπτει από τη λογαριθμική κλίμακα, αφού στην περίπτωση αυτή ο μέσος αριθμός χρηστών είναι μικρότερος της μονάδας). Πιο ξεκάθαρη εικόνα της επίδοσης των αλγορίθμων δίνεται για 1 κανάλι ανά χρήστη, όπου υπερिशχύει η Random, η MSNR και η PFFR-3, ενώ η Sequential μένει πολύ πιο πίσω από τις υπόλοιπες.

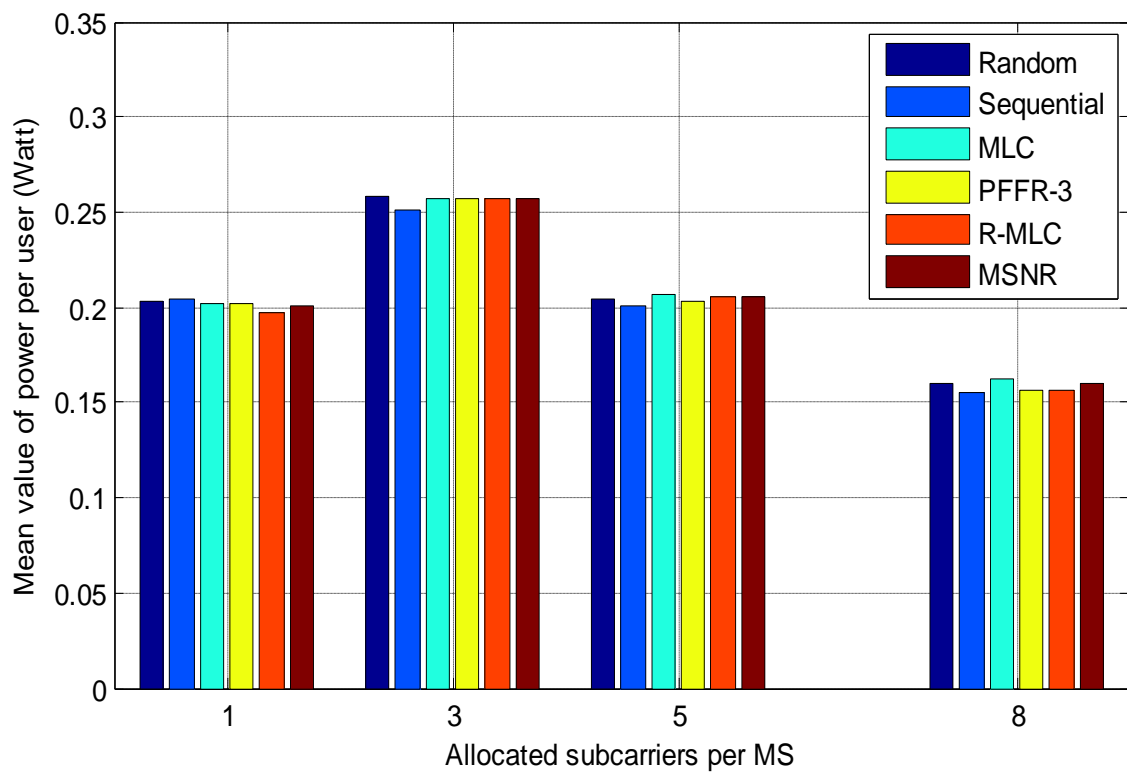
Όσον αφορά τη μέση ισχύ ανά χρήστη, παρατηρούμε ότι σε κάθε περίπτωση όλοι οι αλγόριθμοι κυμαίνονται στα ίδια επίπεδα, αφού ο προσομοιωτής μας κατανέμει ισότιμα τις ισχύεις στους χρήστες με βάση το γραμμικό σύστημα. Εκτός της ισοτιμίας, γίνεται πολύ μικρότερη κατανάλωση ισχύος από τη μέγιστη ισχύ που μπορεί να καταναλώσει ένα τερματικό (1W), με τη χειρότερη περίπτωση να φτάνει την κατανάλωση περίπου 250mW. Αυτό σημαίνει ότι στη χειρότερη περίπτωση εξοικονομείται περίπου το 75% της διαθέσιμης ισχύος των τερματικών. Κάτι τέτοιο έχει ανάλογο αντίκτυπο και στη συνολική κατανάλωση ισχύος του συστήματος, πράγμα το οποίο επιβεβαιώνει τις δυνατότητες εξοικονόμησης ενέργειας της πλατφόρμας μας και την καθιστά Green. Όσον αφορά τους δείκτες δικαιοσύνης (PFI) βλέπουμε από το Σχήμα 6-7 ότι οι αλγόριθμοι δεν παρουσιάζουν μεγάλες αποκλίσεις μεταξύ τους. Ωστόσο η δικαιοσύνη στην κατανομή της ισχύος φαίνεται να φθίνει όσο αυξάνεται ο αριθμός των υποφορέων ανά χρήστη, αφού αυξάνονται οι παρεμβολές μεταξύ τους και, έτσι, το σύστημα αναγκάζεται να μεταχειρίζεται άνισα τους χρήστες.

Στο Σχήμα 6-8 και στο Σχήμα 6-9, φαίνεται η χωρητικότητα του συστήματος σε χρήστες, για πιθανότητα απόρριψης 30% και 40% αντιστοίχως. Τα διαγράμματα ισχύος ανά χρήστη και PFI ακολουθούν το ίδιο μοτίβο με αυτά για $P_b=10\%$, και επομένως δεν έχει νόημα να τα παρουσιάσουμε ξανά.

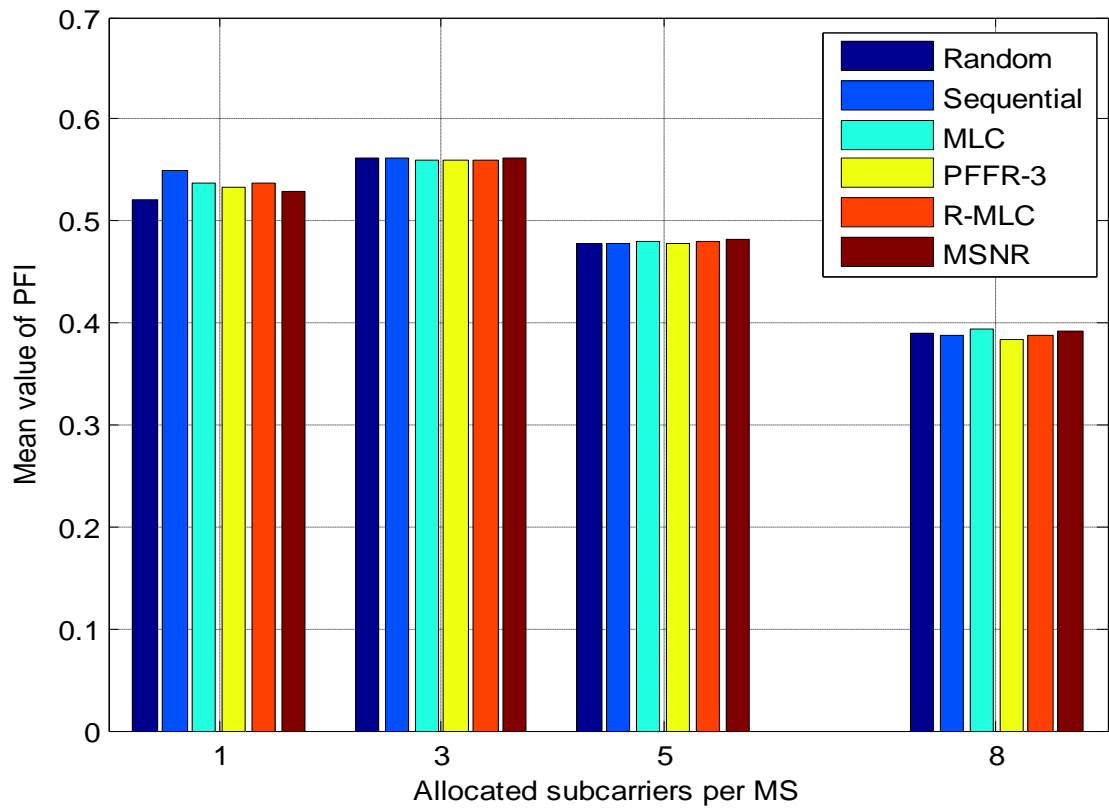
Παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται η πιθανότητα απόρριψης, αυξάνεται και η χωρητικότητα του συστήματος, αφού υψηλότερη P_b συνεπάγεται μεγαλύτερη ανεκτικότητα στην εισαγωγή χρηστών. Επομένως, τα αποτελέσματα του WiMAX για $P_b=30\%$ και $P_b=40\%$ είναι πιο αντιπροσωπευτικά, καθώς στις περιπτώσεις αυτές εισάγονται περισσότεροι χρήστες στο σύστημα και είναι εντονότερο το φαινόμενο των CCI. Με $P_b=30\%$ (Σχήμα 6-8), για 5 και άνω κανάλια όλοι οι αλγόριθμοι συγκλίνουν σε περίπου ίδιο αποτέλεσμα. Αντίθετα στα 3 κανάλια ανά χρήστη φαίνεται να ξεχωρίζουν οι MSNR, Random και PFFR-3, ενώ για 1 κανάλι ανά χρήστη όπου έχουμε πολύ περισσότερους χρήστες, τη μεγαλύτερη χωρητικότητα αποδίδουν οι PFFR-3, R-MLC και Random με τη σειρά αυτή. Για $P_b=40\%$ (Σχήμα 6-9), η PFFR-3 δίνει πάλι το καλύτερο αποτέλεσμα, με την R-MLC και τη Random να ακολουθούν, ενώ χειρότερη είναι η σειριακή τεχνική.



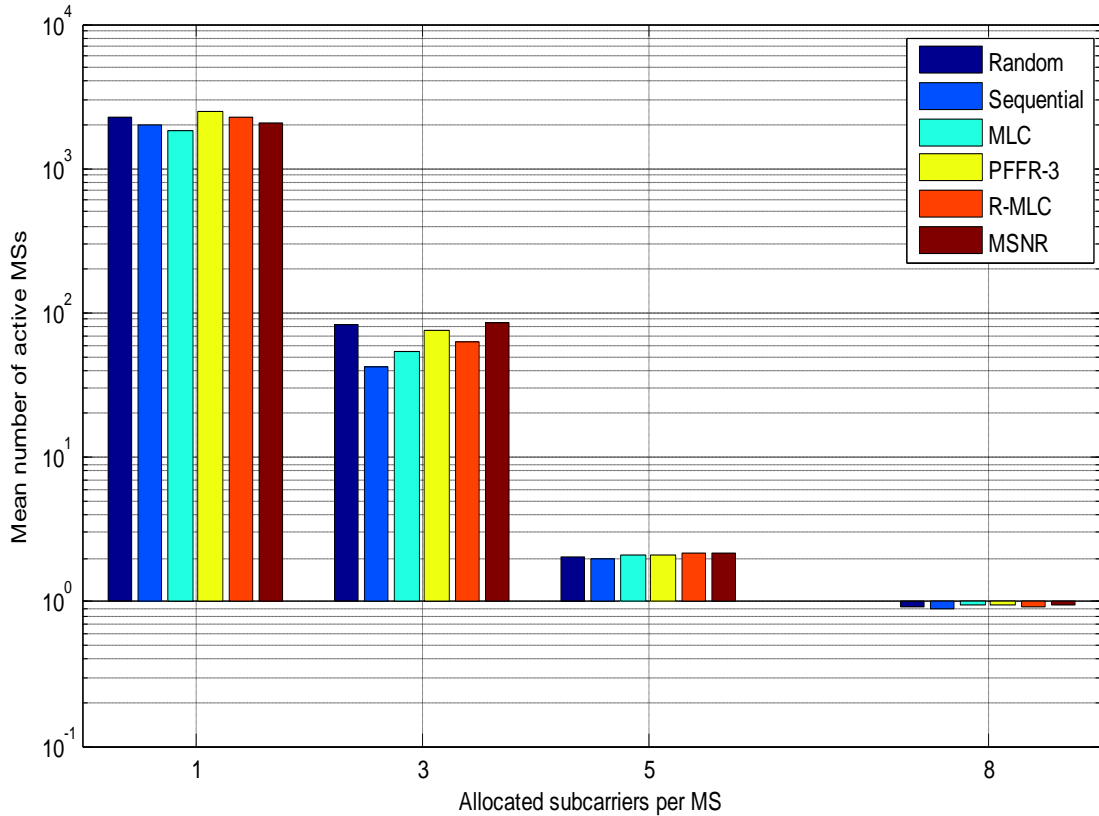
Σχήμα 6-5. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών WiMAX συναρτήσει του αριθμού υποφερρόντων για $P_b=10\%$ και $SINR=9.6$ dB



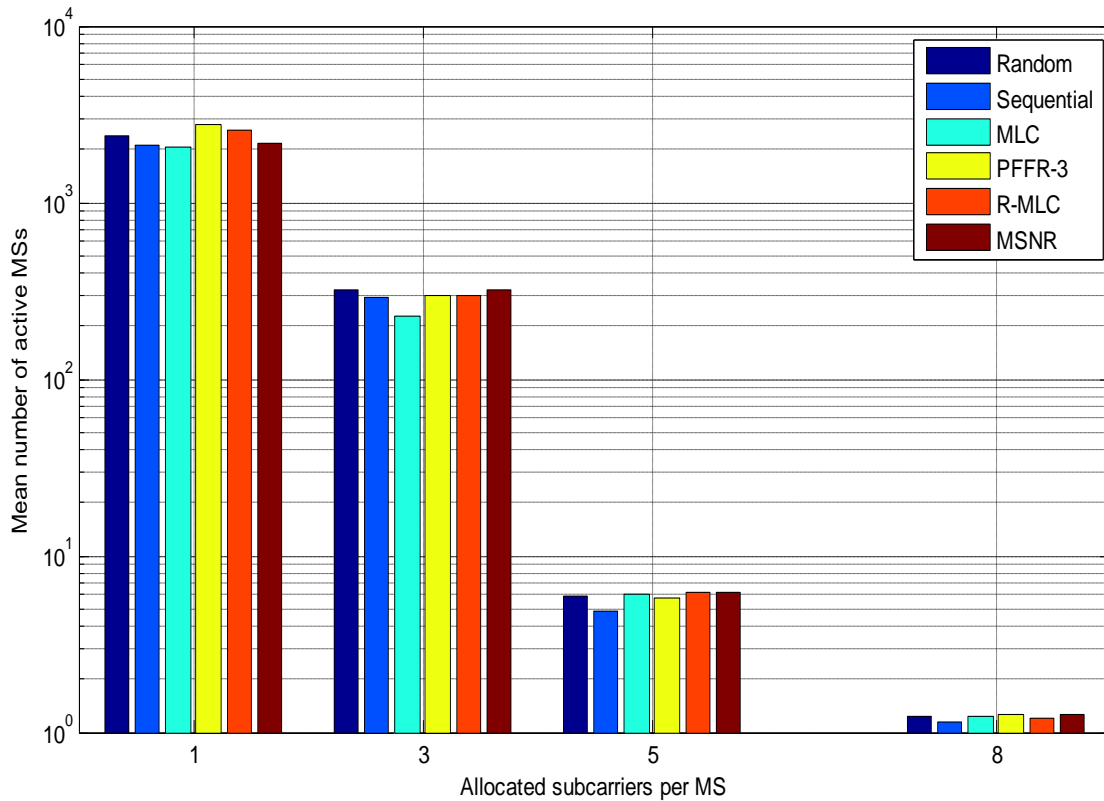
Σχήμα 6-6. Μέση ισχύς ανά WiMAX χρήστη συναρτήσει του αριθμού υποφερρόντων για $P_b=10\%$ και $SINR=9.6$ dB



Σχήμα 6-7. PFI δικτύου WiMAX συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=10\%$ και $SINR=9.6$ dB



Σχήμα 6-8. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών WiMAX συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=30\%$ και $SINR=9.6$ dB



Σχήμα 6-9. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών WiMAX συναρτήσει του αριθμού υποφερρόντων για $P_b=40\%$ και $SINR=9.6$ dB

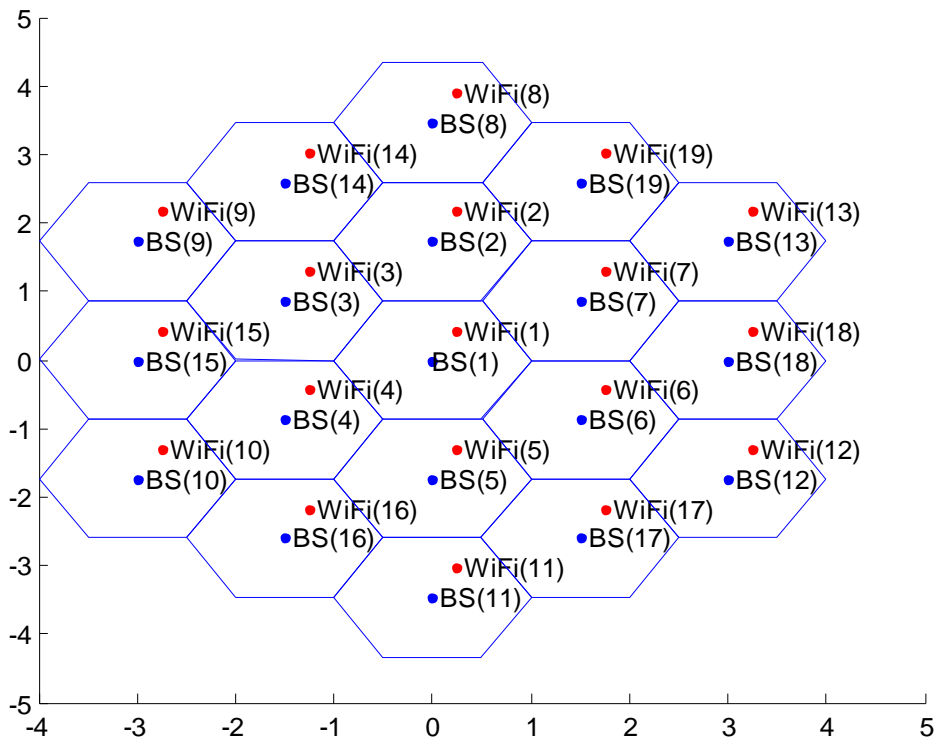
6.5 Πλατφόρμα προσομοίωσης ετερογενούς δικτύου (WiMAX-WiFi)

Μετά την κατασκευή του WiMAX, κατασκευάσαμε το ετερογενές δίκτυο, με τη θέση των WiFi σταθμών να είναι προκαθορισμένη καθαρά για λόγους απλοποίησης του προβλήματος. Πιο συγκεκριμένα, εγκαταστήσαμε έναν σταθμό WiFi σε κάθε κυψέλη, σε γωνία 60° από τον οριζόντιο άξονα της κυψέλης και απόσταση 0.5 km από τον εκάστοτε σταθμό βάσης WiMAX (Σχήμα 6-10). Οι WiFi σταθμοί θεωρήσαμε ότι καλύπτουν χρήστες σε απόσταση $R_{WiFi}=0.5$ km [39] και λειτουργούν σε διαφορετική συχνότητα από τους WiMAX, επομένως τα δύο συστήματα εξυπηρετούν χρήστες παράλληλα χωρίς να προκαλούν παρεμβολές το ένα στο άλλο.

Μετά την εγκατάσταση και τον WiFi σταθμών ακολούθησαν οι προσομοιώσεις στο ετερογενές δίκτυο με βάση το διάγραμμα ροής του Σχήματος 6-11. Όπως και στο WiMAX, πριν από κάθε Monte Carlo, οι μετρητές Attempts και RC (Remove Counter) μηδενίζονται. Στο πρώτο βήμα γίνεται η απόπειρα εισαγωγής ενός χρήστη με τυχαίο τρόπο στο δίκτυο, όπως ακριβώς περιγράφηκε στην ενότητα 6.2.1, και ο μετρητής Attempts αυξάνεται κατά ένα. Έπειτα, υπολογίζονται οι απώλειες του χρήστη από όλους τους σταθμούς WiMAX, με βάση τη σχέση (6.8), και WiFi με βάση τη σχέση:

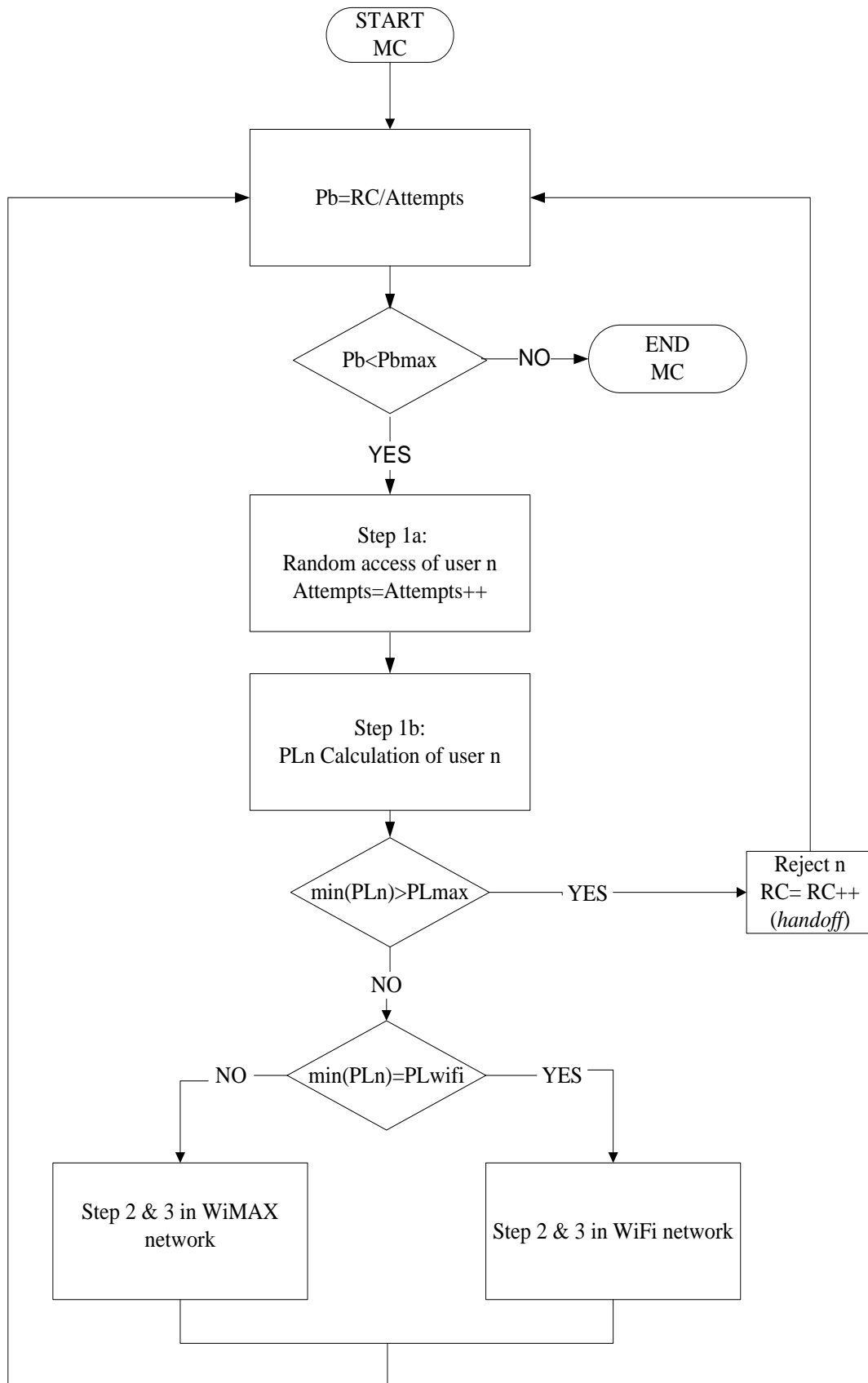
$$PL_{WiFi} = 143.3704 + 35.2725 \cdot \log_{10}(d_{WiFi}) \quad (6.21)$$

Στην παραπάνω σχέση έχουμε κάνει ακριβώς τις ίδιες παραδοχές που κάναμε για το WiMAX (ενότητα 6.2.1), με μόνη διαφοροποίηση τη συχνότητα λειτουργίας των WiFi που λειτουργούν περί τα 2.4 GHz. Αφού προστεθεί στις απώλειες και σκίαση $\sigma=8\text{dB}$, το σύστημα κρατάει το σταθμό βάσης με το μικρότερο PL και το συγκρίνει με το $PL_{\text{max}}=133.4\text{ dB}$, ώστε να ελεγχθεί η περίπτωση του hand-off. Εάν ο χρήστης δεν γίνει δεκτός υπολογίζεται κατευθείαν η πιθανότητα απόρριψης και ολοκληρώνεται η MC. Εάν γίνει αποδοχή του χρήστη, υπολογίζονται οι συνολικές απώλειες από τη σχέση (6.9), με $G_{\text{WiFi}}=5\text{ dBi}$, που θα χρησιμοποιηθούν αργότερα στον έλεγχο ισχύος. Έπειτα, ελέγχεται αν ο σταθμός που επιλέχθηκε για το χρήστη είναι WiMAX ή WiFi και έτσι γίνεται και η επιλογή του δικτύου στο οποίο θα ενταχθεί ο χρήστης μέχρι την περάτωση της MC.



Σχήμα 6–10. Απεικόνιση πολυκυψελωτού ετερογενούς δικτύου

Τα βήματα 2&3 είναι κοινά και για τα δύο δίκτυα. Δηλαδή, ο χρήστης παίρνει Un υποκανάλια με βάση την εκάστοτε τεχνική ανάθεση (ενότητα 6.3) και μετά γίνεται ο έλεγχος ισχύος (ενότητα 6.2.2) μόνο για το επιμέρους δίκτυο του χρήστη. Μετά από αυτό ενημερώνονται οι πίνακες ισχύος P του επιμέρους δικτύου καθώς και ο μετρητής RC σε περίπτωση που απορρίφθηκαν χρήστες. Έπειτα υπολογίζεται η πιθανότητα απόρριψης για ολόκληρο το δίκτυο και συγκρίνεται με την P_{bmax} που επιλέχθηκε. Ομοίως με το WiMAX, η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται έως ότου το δίκτυο φτάσει την προκαθορισμένη P_{bmax} , όπου και ολοκληρώνεται μία Monte Carlo. Επομένως, τα δύο υποδίκτυα λειτουργούν παράλληλα, ανεξάρτητα μεταξύ τους, όμως επηρεάζουν το ένα το άλλο μέσω της πιθανότητας απόρριψης και άρα της κοινής μεταβλητής RC. Στην ενότητα που ακολουθεί παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων που έγιναν στην πλατφόρμα του ετερογενούς δικτύου.

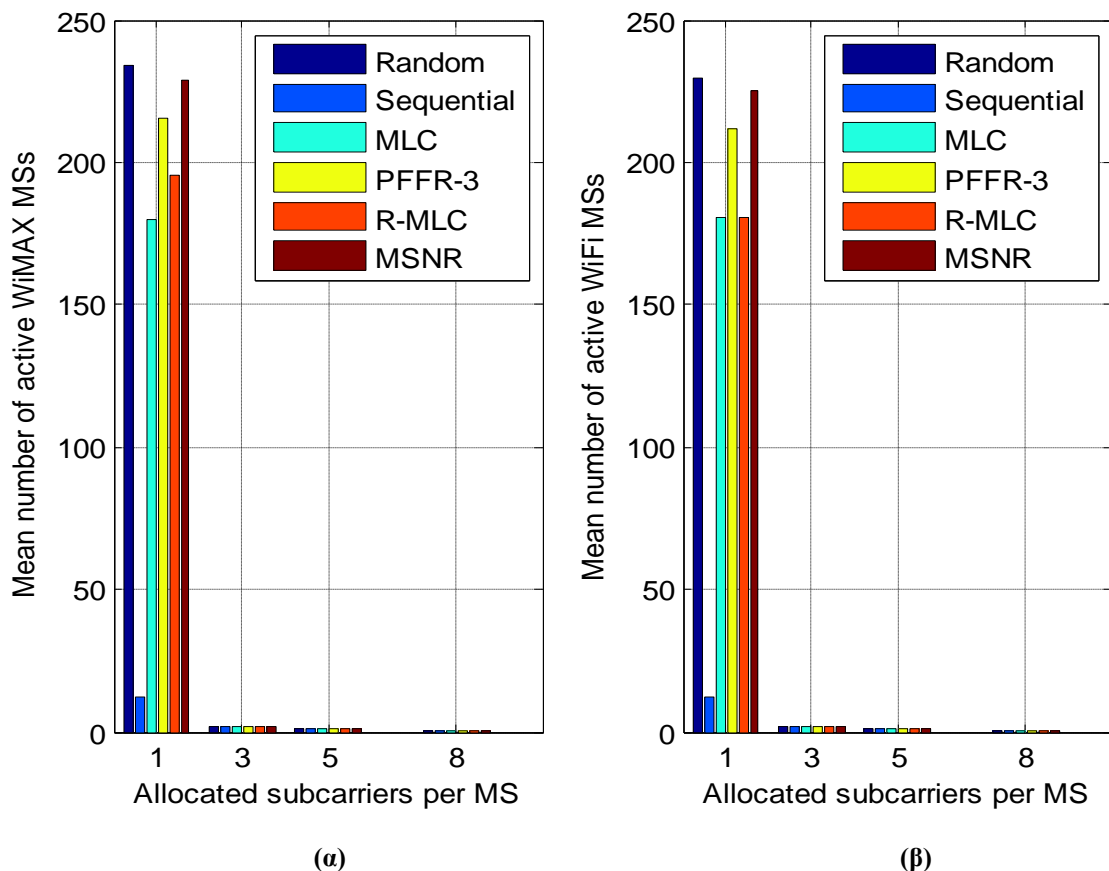


Σχήμα 6–11. Διάγραμμα ροής αλγόριθμου προσομοίωσης για κάθε Monte Carlo του ετερογενούς

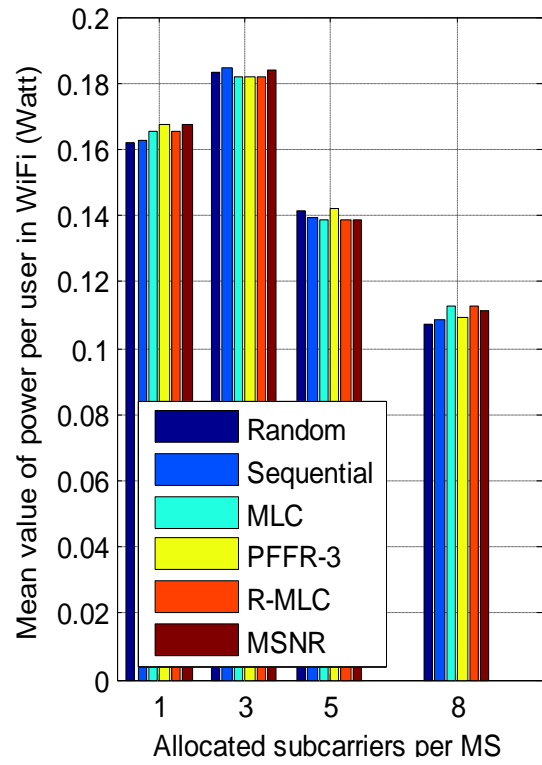
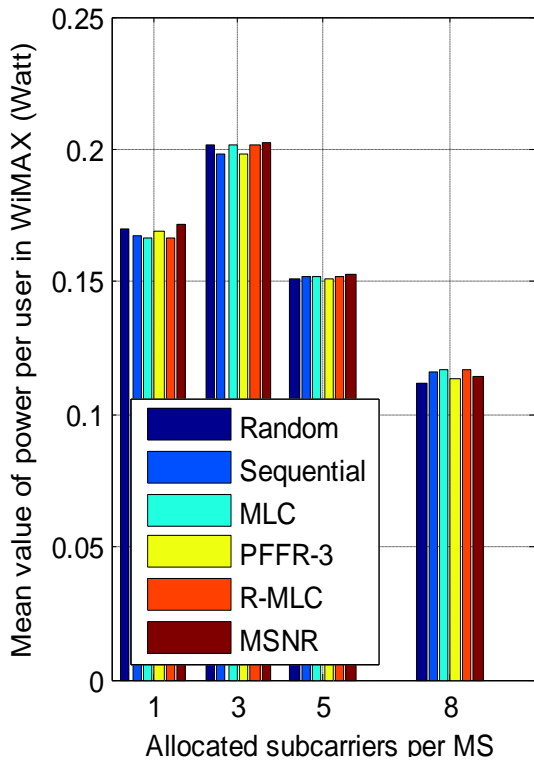
6.6 Αποτελέσματα προσομοίωσης ετερογενούς δικτύου (WiMAX-WiFi)

Μετά την ολοκλήρωση της σχεδίασης του ετερογενούς δικτύου, εκτελέστηκαν οι προσομοιώσεις. Σε πρώτη φάση, σε κάθε προσομοίωση εκτελούνται 10^4 MC, με $\text{SINR} = 9.6$ dB, $U_n = 1, 3, 5$ και 8 κανάλια ανά χρήστη, και πιθανότητα απόρριψης $P_b = 10\%$, 30% και 40%, ώστε να μπορούμε να συγκρίνουμε τη λειτουργία του ετερογενούς με το WiMAX. Πέραν όμως της ίδια εκχώρησης καναλιών και διαμορφώσεων και για τα δύο δίκτυα, έγιναν, επιπλέον, προσομοιώσεις για διαφορετικό αριθμό φερόντων και διαμόρφωσης, ώστε να δούμε πως αλλάζει η συμπεριφορά του ετερογενούς δικτύου σε αυτές τις περιπτώσεις. Επιλέξαμε να εξετάσουμε μία περίπτωση μικρής ($P_b = 10\%$) και μία μεγάλης ($P_b = 30\%$) χωρητικότητας. Έπειτα, παρατηρήσαμε τη συμπεριφορά του ετερογενούς για προσομοιώσεις με διαφορετικό αριθμό φερόντων και διαφορετικό SINR (9.6dB για WiMAX και 5dB για WiFi) με 10% και 30% πιθανότητα απόρριψης. Τέλος, έγινε προσπάθεια αύξησης της χωρητικότητας του δικτύου με διαφορετική τεχνική ανάθεσης στα επιμέρους δίκτυα με $P_b=30\%$.

Στο Σχήμα 6-12 φαίνεται η χωρητικότητα των επιμέρους δικτύων του ετερογενούς (WiMAX, WiFi), για πιθανότητα απόρριψης 10% και $\text{SINR} = 9.6$ dB. Στα 6-13 και 6-14, φαίνεται η μέση ισχύς ανά τερματικό και ο PFI για την αντίστοιχη περίπτωση.



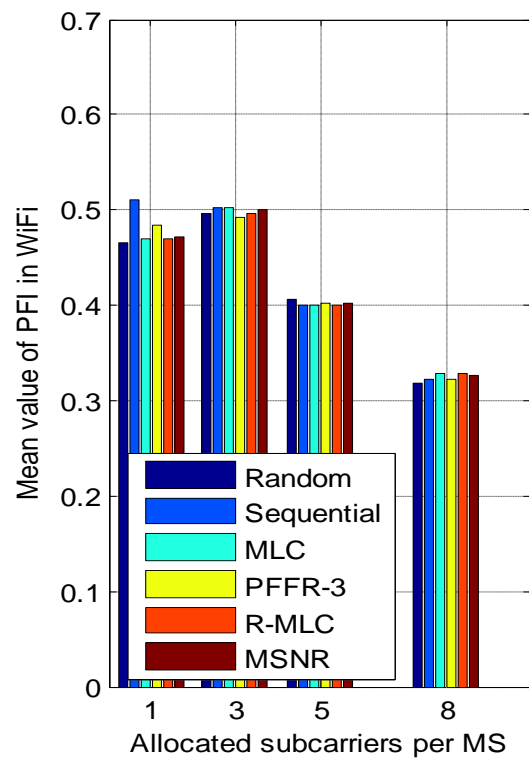
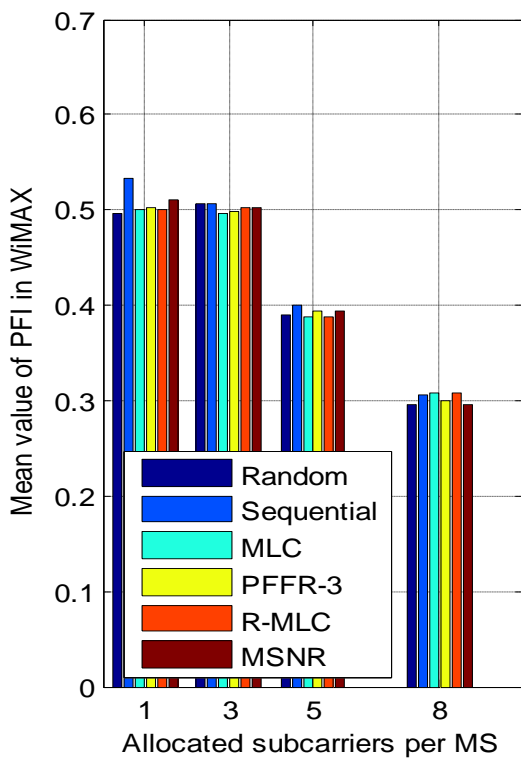
Σχήμα 6-12. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών α) WiMAX και β) WiFi δικτύου συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=10\%$ και $\text{SINR}=9.6$ dB



(α)

(β)

Σχήμα 6-13. Μέση ισχύς ανά χρήστη α) WiMAX και β) WiFi δικτύου συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=10\%$ και $SINR=9.6$ dB



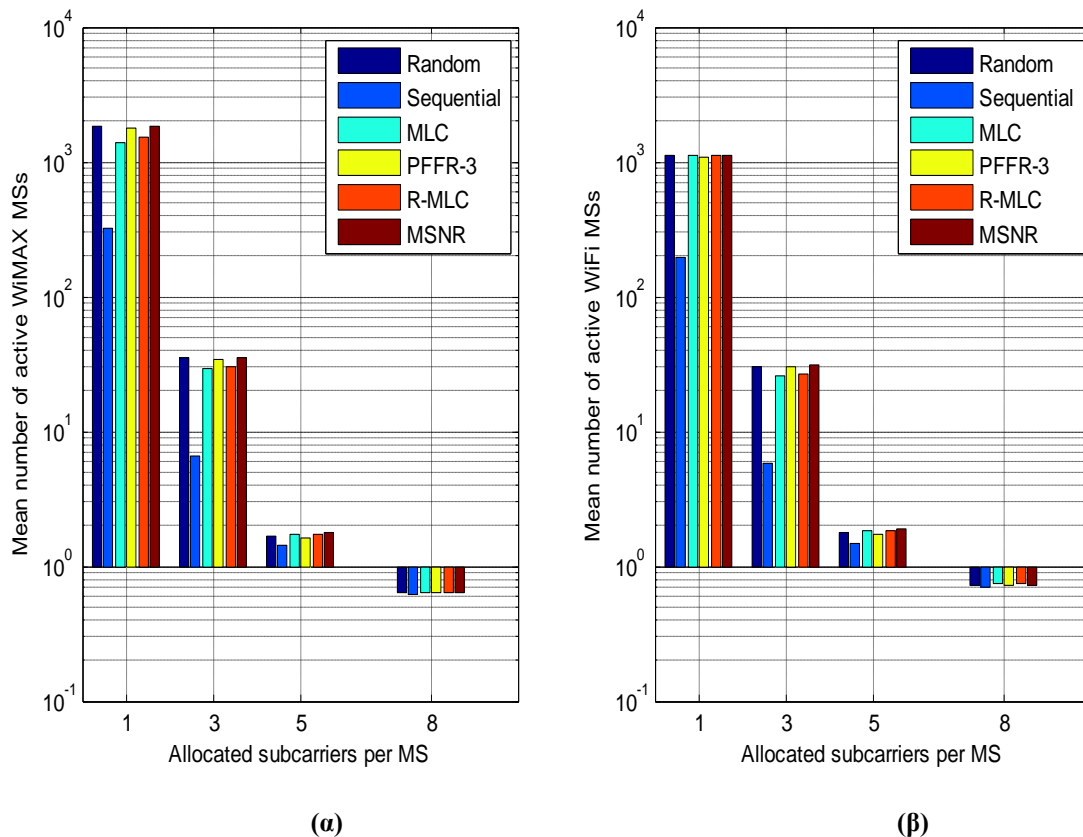
(α)

(β)

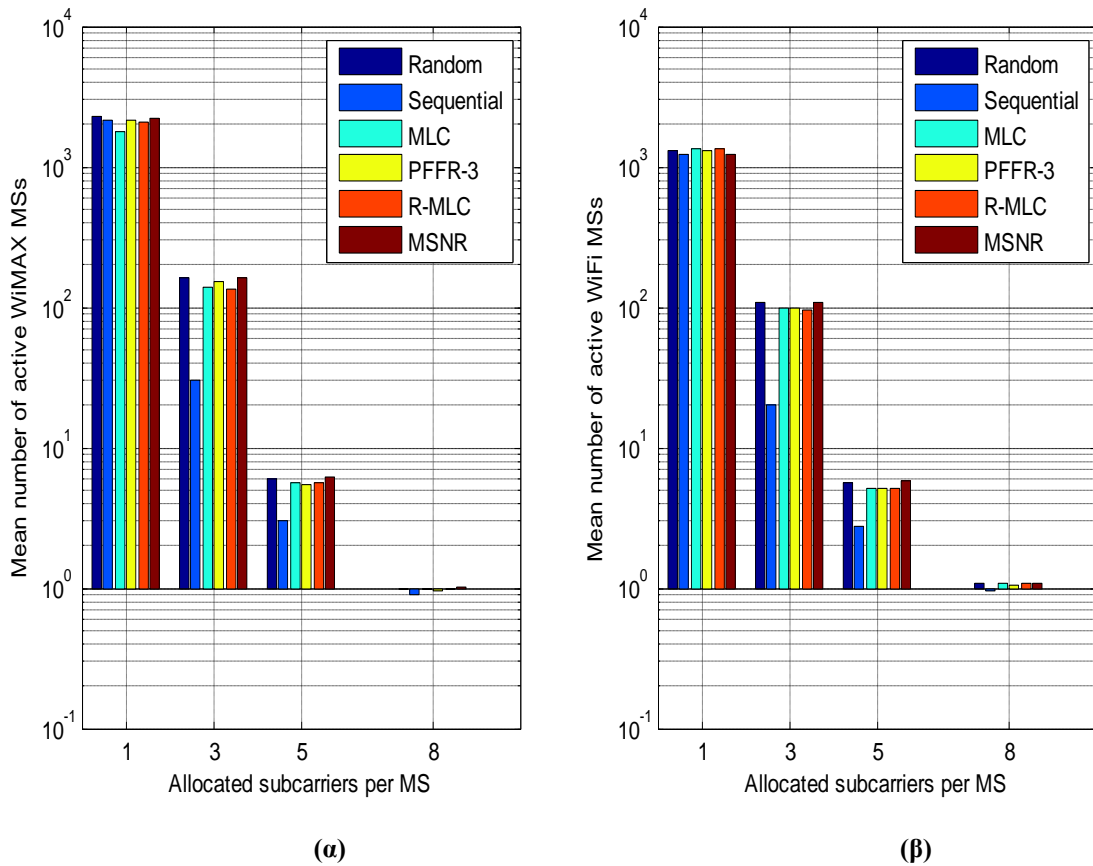
Σχήμα 6-14. PFI α) WiMAX και β) WiFi δικτύου συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=10\%$ και $SINR=9.6$ dB

Με βάση το Σχήμα 6-12, τα δύο δίκτυα ακολουθούν ίδια κατανομή ως προς τους χρήστες, ενώ οι τεχνικές Random, MSNR και PFFR-3 δίνουν τους περισσότερους χρήστες συνολικά. Όσον αφορά την ισχύ ανά χρήστη, παρατηρούμε και πάλι μεγάλη εξοικονόμηση σχετικά με τη μέγιστη τιμή του θερματικού (1 Watt). Μάλιστα, στο ετερογενές είναι ακόμη μεγαλύτερο το κέρδος συγκριτικά με το 75% του WiMAX μεμονωμένα, αφού φτάνει στη χειρότερη περίπτωση κοντά στο 80% για το WiMAX υποδίκτυο και στο 82% για το WiFi. Ως προς τους PFI, φαίνεται και πάλι να μην υπάρχουν μεγάλες αποκλίσεις μεταξύ των τεχνικών, όμως η δικαιοσύνη του ετερογενούς δικτύου είναι χαμηλότερη συγκριτικά με το WiMAX μεμονωμένα. Αυτό συμβαίνει διότι εισάγονται περισσότεροι χρήστες σε κάθε περίπτωση, με αποτέλεσμα να αυξάνονται οι ομοδιαυλικές παρεμβολές και έτσι οι χρήστες να απαιτούν διαφορετικά ποσά ισχύος μεταξύ τους.

Μία πιο ξεκάθαρη εικόνα μπορούν να μας δώσουν τα διαγράμματα των Σχημάτων 6-15 και 6-16 για πιθανότητα απόρριψης 30% και 40% αντιστοίχως. Συγκεκριμένα, βλέπουμε ότι στο WiFi σύστημα είναι σχεδόν όλες οι τεχνικές ισοδύναμες, μιας και εισάγουν λιγότερους χρήστες, ενώ η σειριακή τεχνική μειώνει δραματικά τη χωρητικότητα του συστήματος. Στο WiMAX σύστημα, και συνεπώς σε ολόκληρο το ετερογενές εφόσον στο WiFi δεν έχουμε μεγάλες αποκλίσεις, υπερτερεί η Random, η MSNR και η PFFR-3 με αυτή τη σειρά, ενώ η Sequential είναι η χειρότερη τεχνική με διαφορά.



Σχήμα 6–15. Μέσος αριθμός ενεργών θερματικών α) WiMAX και β) WiFi δικτύου συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=30\%$ και $SINR=9.6$ dB



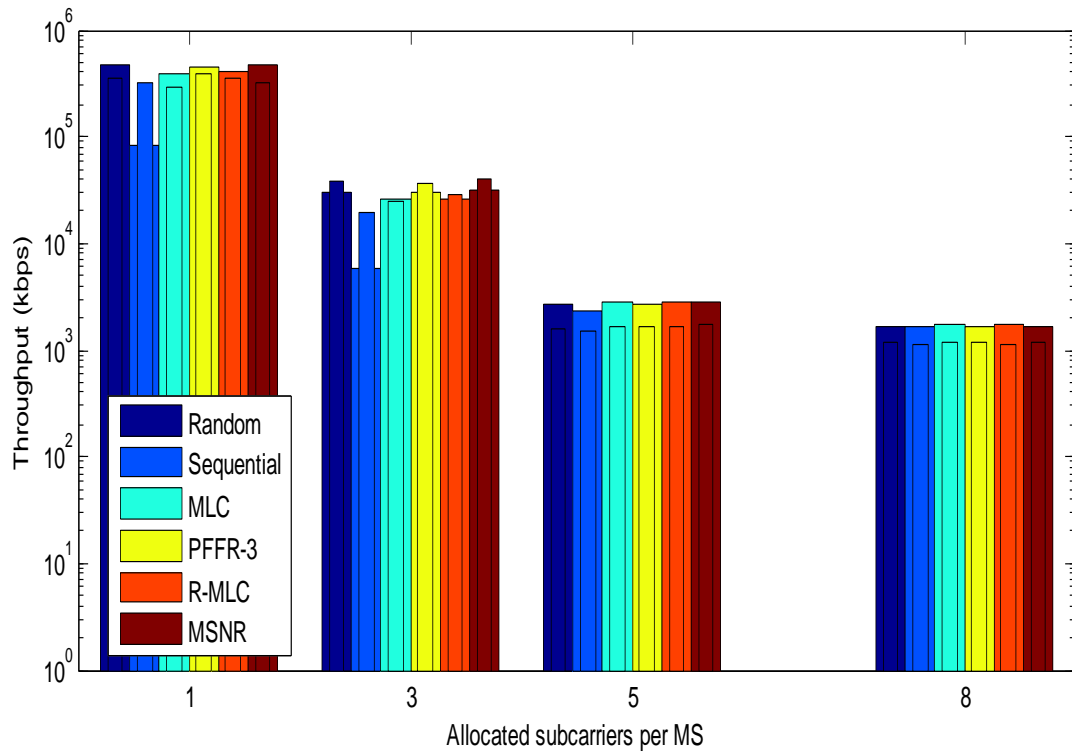
Σχήμα 6-16. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών α) WiMAX και β) WiFi δικτύου συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων για $P_b=40\%$ και $SINR=9.6$ dB

Για $P_b=40\%$ παρατηρούμε ότι όλες οι τεχνικές αποδίδουν σχεδόν το ίδιο σε χωρητικότητα, εκτός από τη σειριακή που από 5 και άνω κανάλια είναι πολύ χειρότερη των υπολοίπων. Στο WiFi δίκτυο οι MLC και R-MLC είναι οι καλύτερες και η MSNR η χειρότερη, στο WiMAX καλύτερες είναι οι Random, MSNR και PFFR-3 και η χειρότερη είναι η MLC, ενώ αθροιστικά τους περισσότερους χρήστες εισάγουν οι Random, PFFR-3 και R-MLC με αυτή τη σειρά.

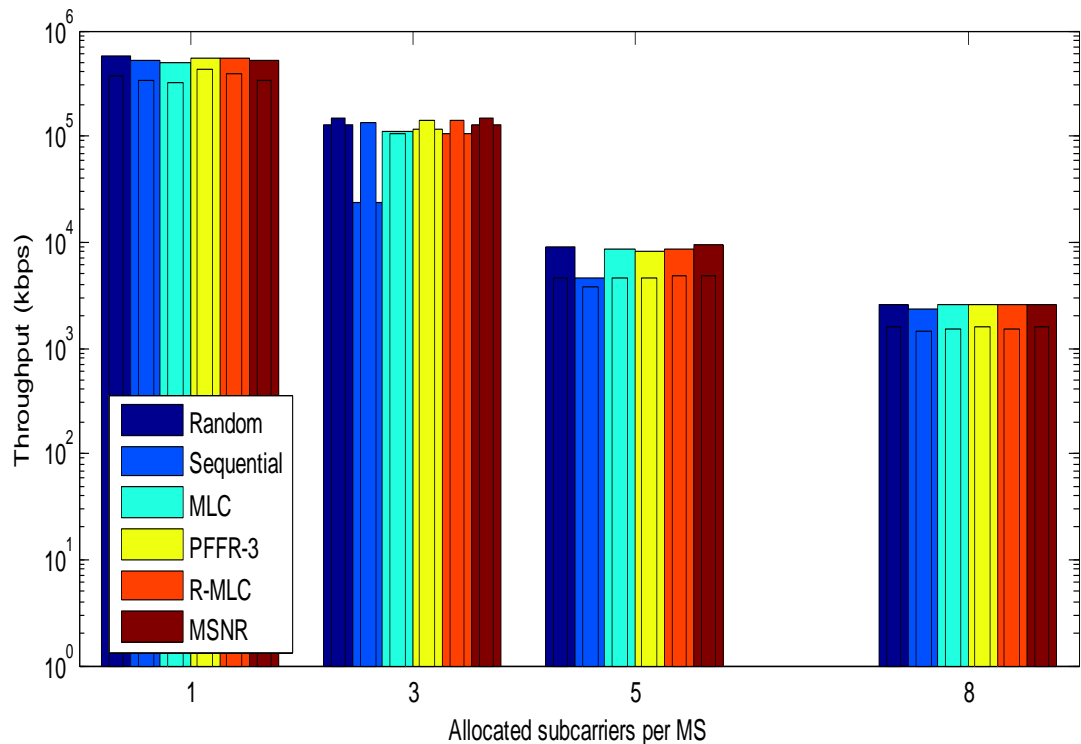
Γενικότερα, στην παρούσα εργασία εστίασαμε τη μελέτη μας σε τρόπους βελτίωσης της χωρητικότητας του συστήματος. Ένας διαφορετικός τρόπος για να μετρήσουμε τη χωρητικότητα είναι η ρυθμαπόδοσή (Throughput), η οποία δίνεται από τη σχέση:

$$Total_Throughput = (U_n \cdot n \cdot B_{carrier}) \cdot Users \quad (6.22)$$

όπου U_n ο αριθμός φερόντων ανά χρήστη, n το επίπεδο διαμόρφωσης (bits/sec/Hz), $B_{carrier}=78.125$ kHz το εύρος ζώνης καναλιού και $Users$ ο αριθμός χρηστών. Στα Σχήματα 6-17 και 6-18 φαίνεται, σε λογαριθμική κλίμακα, η διαφορά στη ρυθμαπόδοση του ετερογενούς σε σχέση με το WiMAX για διαμόρφωση QPSK και $P_b=40\%$ και $P_b=30\%$ αντιστοίχως όπου έχουμε περισσότερους χρήστες και άρα είναι πιο ενδιαφέροντα τα αποτελέσματα.



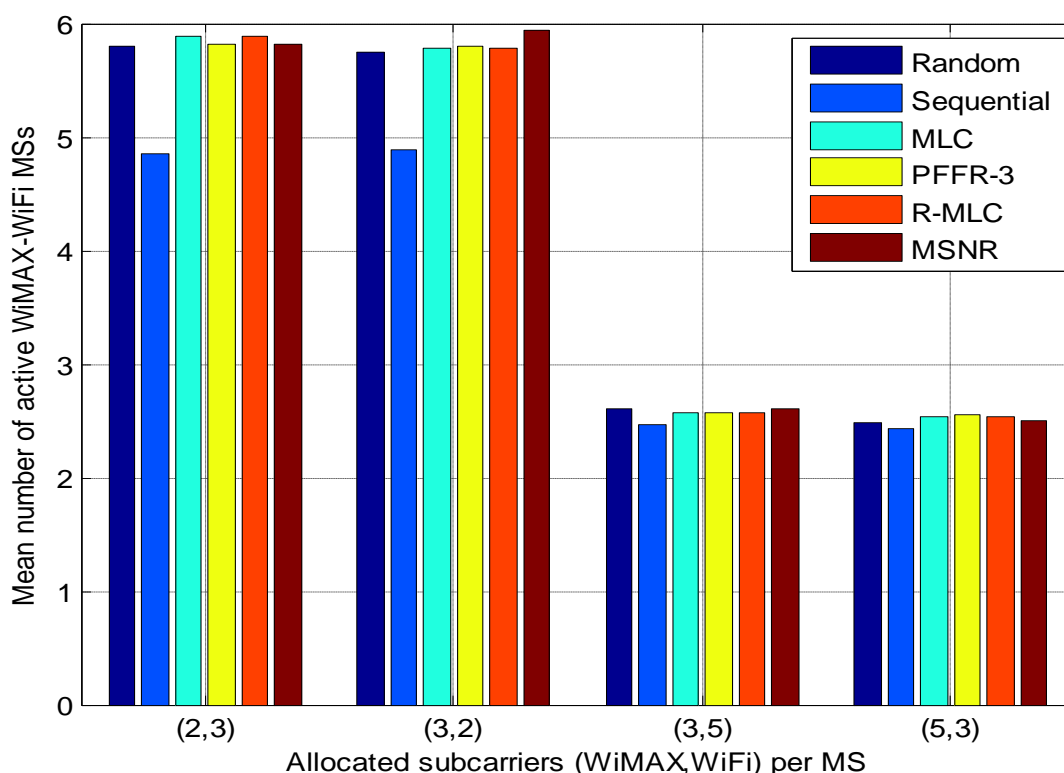
Σχήμα 6–17. Σχήμα 6–18. Συνολική ρυθμαπόδοση του ετερογενούς (παχιές ράβδοι) συγκριτικά με το WiMAX (λεπτές ράβδοι) συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων, για διαμόρφωση QPSK, $P_b=30\%$ και $SINR= 9.6dB$



Σχήμα 6–19. Συνολική ρυθμαπόδοση του ετερογενούς (παχιές ράβδοι) συγκριτικά με το WiMAX (λεπτές ράβδοι) συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων, για διαμόρφωση QPSK, $P_b=40\%$ και $SINR= 9.6dB$

Παρατηρούμε για $P_b=30\%$ (Σχήμα 6-17) ότι, το ετερογενές παρέχει πάντοτε πολύ μεγαλύτερη ρυθμαπόδοση σε kbps από ότι το WiMAX, με εξαίρεση τα 3 κανάλια, όπου σε όλες τις τεχνικές το WiMAX δίκτυο υπερτερεί έναντι του ετερογενούς, με τη διαφορά στη Sequential να είναι τεράστια λόγω των μειωμένων χρηστών της μεθόδου. Αυτό επιβεβαιώνεται και για $P_b=40\%$ (Σχήμα 6-18). Θα μπορούσαμε, ομοίως, να δούμε τις ρυθμαποδόσεις και για άλλα επίπεδα διαμόρφωσης, όμως δεν θα υπήρχε κάποια ποιοτική διαφορά αφού χρησιμοποιούμε ίδια διαμόρφωση και στα δύο δίκτυα, απλώς θα πολλαπλασιάζονταν οι διαφορές στο διάγραμμα λόγω του τύπου (6.22).

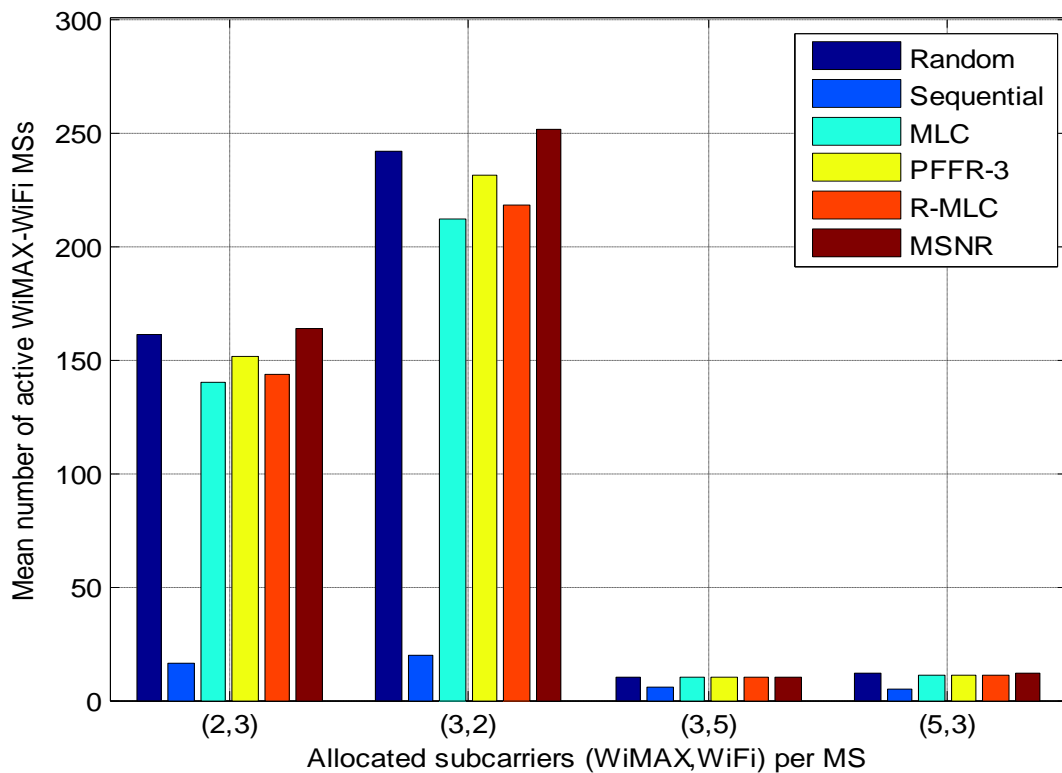
Πέραν όμως της ίδια εκχώρησης καναλιών και διαμορφώσεων και για τα δύο δίκτυα, έγιναν, επιπλέον, προσομοιώσεις για διαφορετικό αριθμό φερόντων και διαμόρφωσης, ώστε να δούμε πως αλλάζει η συμπεριφορά του ετερογενούς δικτύου σε αυτές τις περιπτώσεις. Επιλέξαμε να κάνουμε προσομοιώσεις για 10% και 30% πιθανότητα απόρριψης ώστε να εξετάσουμε μία περίπτωση μικρής και μία μεγάλης χωρητικότητας.



Σχήμα 6–20. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών WiMAX-WiFi δικτύου, συνολικά, συναρτήσει του αριθμού φερόντων των υποδικτύων (WiMAX,WiFi) για τις περιπτώσεις (2,3), (3,2), (3,5), (5,3), με $SINR=9.6dB$ και $P_b=10\%$

Στο Σχήμα 6-19 βλέπουμε ότι για συνολικά ίδιο αριθμό καναλιών στο δίκτυο δεν υπάρχουν μεγάλες διαφορές ως προς το σε ποιο από τα δύο δίκτυα θα δώσουμε περισσότερα κανάλια. Αυτό συμβαίνει γιατί έχουμε μόνο 10% πιθανότητα απόρριψης και επομένως το αποτέλεσμά μας δεν είναι αρκετά αντιπροσωπευτικό. Ωστόσο

παρατηρούμε ότι στην περίπτωση των (2,3) οι MLC και R-MLC υπερέχουν, ενώ για (3,2), καλύτερη είναι η MSNR, με τη Sequential να είναι αρκετά χειρότερη από όλες σε κάθε περίπτωση. Η ισχύς ανά χρήστη και οι PFI ακολουθούν τη λογική του ετερογενούς, όπως είδαμε προηγουμένως, χωρίς να έχουν μεγάλες αποκλίσεις από τη συνήθη συμπεριφορά τους, επομένως δεν έχει νόημα να τους ξαναπαρουσιάσουμε. Μία πιο ξεκάθαρη εικόνα μπορεί να δοθεί για $P_b=30\%$ στο Σχήμα 6-20. Στην περίπτωση αυτή καλύτερη τεχνική φαίνεται να είναι η MSNR και ακολουθούν οι Random και PFFR-3 για (3,2), ενώ όσο μειώνουμε τα κανάλια στο WiMAX και τα αυξάνουμε στο WiFi, η MSNR χειροτερεύει και προηγείται πλέον οριακά έναντι των Random και PFFR-3.

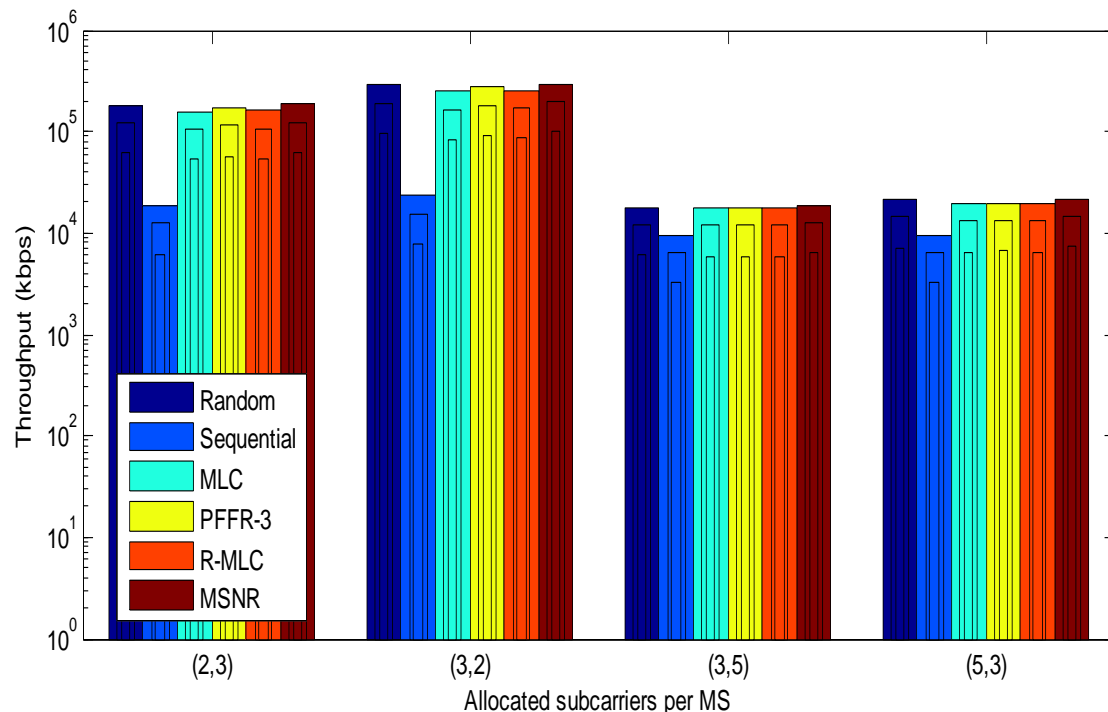


Σχήμα 6-21. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών WiMAX-WiFi δικτύου, συνολικά, συναρτήσει του αριθμού φερόντων των υποδικτύων (WiMAX,WiFi) για τις περιπτώσεις (2,3), (3,2), (3,5), (5,3), με $SINR=9.6dB$ και $P_b=30\%$

Γενικότερα, παρατηρείται ότι από 3 και άνω κανάλια οι τεχνικές συγκλίνουν. Επίσης, εδώ δεν βλέπουμε την ίδια συμπεριφορά των επιμέρους δικτύων συγκριτικά με την περίπτωση του κοινού αριθμού καναλιών. Παραδείγματος χάρη, στην παρούσα φάση το δίκτυο WiMAX για ανάθεση (3,5), εισάγει πολύ λιγότερους χρήστες από ότι έκανε στην περίπτωση του (3,3), αφού προσεγγίζει μία τιμή κοντινότερη στα 5 κανάλια του WiFi, και αντιστοίχως για ανάθεση (3,2) εισάγει πολύ περισσότερους χρήστες έναντι του (3,3), αφού τώρα προσεγγίζει μία τιμή ανάμεσα στο 3 και το 2. Αυτό συμβαίνει διότι η πιθανότητα απόρριψης εξάγεται με βάση και τα δύο δίκτυα. Επομένως, δεν είναι δυνατό τα δίκτυα να λειτουργούν τελείως ανεξάρτητα το ένα με το άλλο, και τελικά ο αριθμός χρηστών που εισάγονται, είναι κάτι ενδιάμεσο από αυτό που θα προέκυπτε αν τα δίκτυα λειτουργούσαν ανεξάρτητα. Ένα άλλο αξιοσημείωτο γεγονός

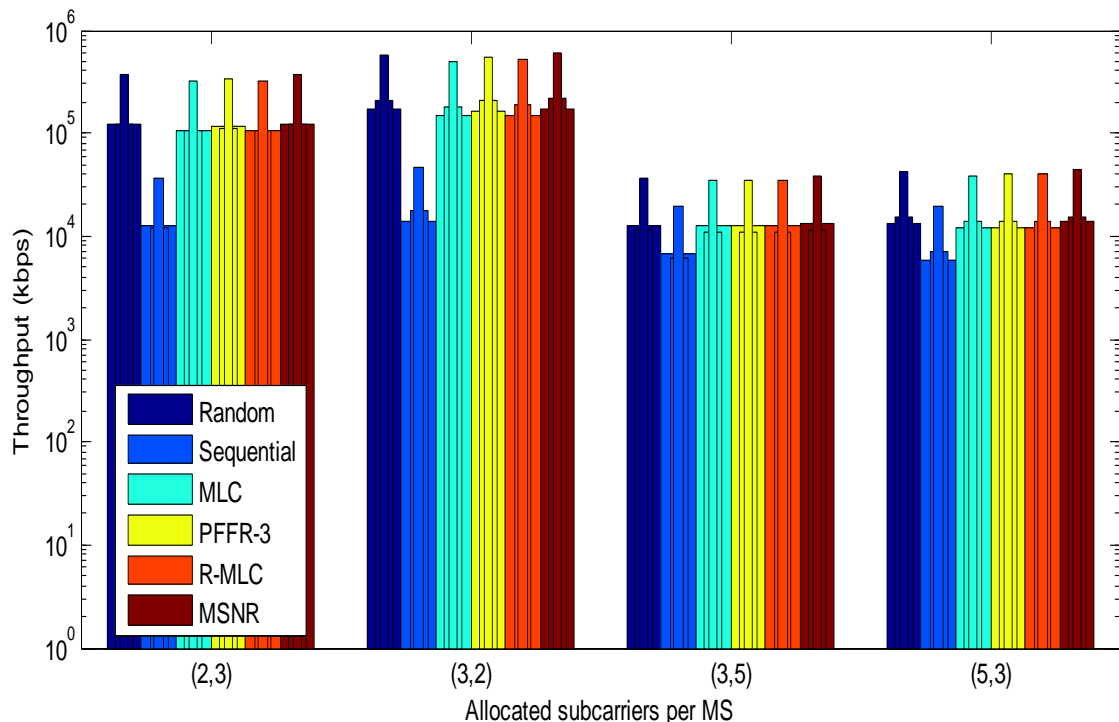
είναι ότι το ετερογενές σύστημα βελτιώνει τη χωρητικότητά του αν αναθέσουμε περισσότερα κανάλια στο WiMAX από ότι στο WiFi. Αυτό σημαίνει ότι το WiMAX δίκτυο είναι ανθεκτικότερο στις ομοδιαυλικές παρεμβολές έναντι του WiFi.

Γενικά, οι προσομοιώσεις μας αφορούν $SINR=9.6$ dB, δηλαδή διαμόρφωση QPSK και άρα χειρότερη ποιότητα υπηρεσίας (χαμηλότερους ρυθμούς) και μεγαλύτερη χωρητικότητα σε χρήστες. Αυτό έγινε για την ελαχιστοποίηση των υπολογισμών και τη μείωση της πολυπλοκότητας. Όμως για να μελετήσουμε τη διαφορά στη συμπεριφορά του ετερογενούς, μπορούμε να υπολογίσουμε τη ρυθμαπόδοση για διαφορετικές διαμορφώσεις. Στο Σχήμα 6-21 φαίνεται η χωρητικότητα του συστήματος για διαμόρφωση QPSK (λεπτές ράβδοι), 16QAM (μετρίου πάχους ράβδοι) και 64QAM (παχιές ράβδοι) σε σχέση με τα φέροντα, με $SINR=9.6$ dB και $P_b=30\%$. Παρατηρούμε ότι η 64QAM προσφέρει το μεγαλύτερο Throughput ενώ η QPSK το μικρότερο, πράγμα λογικό αφού περιέχει λιγότερα bits ανά σύμβολο. Συνολικά, το δίκτυο φαίνεται να έχει μεγαλύτερη ρυθμαπόδοση ακόμη και με QPSK, με ανάθεση (2,3) και (3,2) συγκριτικά με την (3,3) (Σχήμα 6-18), και επομένως η διαφορετική εκχώρηση φερόντων μπορεί να αποτελέσει λύση στην μειωμένη ρυθμαπόδοση του ετερογενούς συγκριτικά με το WiMAX, για τρία κανάλια ανά χρήστη. Εάν πάλι θέλουμε να προσφέρουμε τις ίδιες υπηρεσίες και στα δύο δίκτυα, μπορούμε να κρατήσουμε σταθερή την εκχώρηση φερόντων στο (3,3) και να αλλάξουμε σχήμα διαμόρφωσης επιλέγοντας 16QAM ή 64QAM, αυξάνοντας και πάλι τη ρυθμαπόδοση και λύνοντας έτσι το ίδιο πρόβλημα.



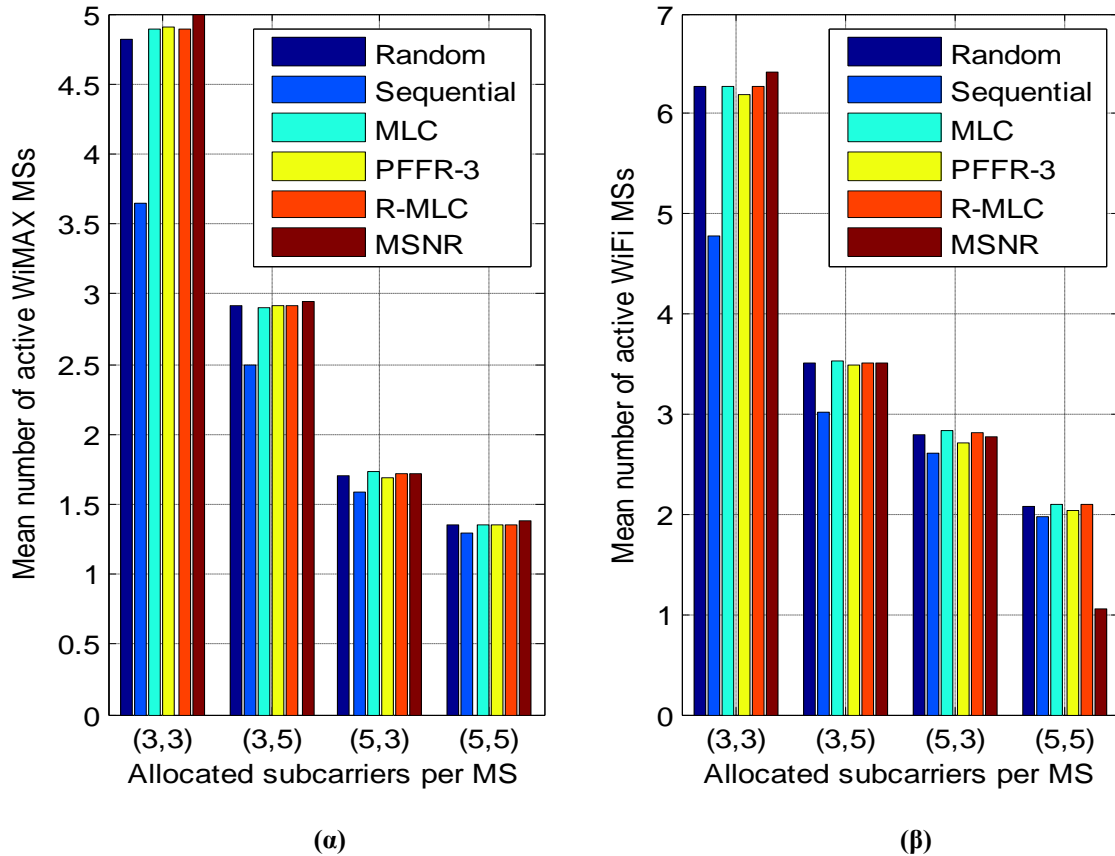
Σχήμα 6–22. Συνολική ρυθμαπόδοση του ετερογενούς για τις διαμορφώσεις QPSK (λεπτές ράβδοι), 16QAM (μετρίου πάχους ράβδοι) και 64QAM (παχιές ράβδοι) συναρτήσει του αριθμού φερόντων των υποδικτύων (WiMAX, WiFi) για τις περιπτώσεις (2,3), (3,2), (3,5), (5,3), με $SINR=9.6$ dB και $P_b=30\%$

Επιπλέον, μελετήσαμε και την περίπτωση της εναλλαγής των διαμορφώσεων μεταξύ των δύο δικτύων, κρατώντας τις δύο ακραίες περιπτώσεις (QPSK και 64QAM) και συγκρίνοντάς τες με τη διαμόρφωση μέγιστης ρυθμαπόδοσης (64QAM,64QAM). Παρατηρούμε, λοιπόν, ότι και οι δύο περιπτώσεις αποδίδουν χαμηλότερα από την (64QAM,64QAM), και συγκεκριμένα η επιλογή (64QAM,QPSK) είναι καλύτερη από την (QPSK,64QAM). Αυτό συμβαίνει διότι, όταν δίνουμε την ποιοτικότερη διαμόρφωση και τα περισσότερα κανάλια στο WiFi δίκτυο, αυτό δεν τα διαχειρίζεται τόσο καλά ώστε να αυξηθεί κατά πολύ η χωρητικότητα, όσο καλά το πετυχαίνει το WiMAX δίκτυο. Βλέπουμε (Σχήμα 6-22) ότι για ανάθεση (3,2) και (5,3), με 64QAM για το WiMAX και QPSK για το WiFi, το δίκτυο πετυχαίνει μεγαλύτερες τιμές της χωρητικότητας από ότι για την αντίστροφη περίπτωση διαμορφώσεων. Από την άλλη πλευρά, όταν ενοείται το WiFi με την 64QAM έναντι του WiMAX με την QPSK, δεν καταφέρνουν να ξεπεράσουν την κατάσταση της αντίστροφη διαμόρφωσης (64QAM,QPSK) στην πλειοψηφία των περιπτώσεων, ενώ όταν την ξεπερνούν (3,5) η διαφορά είναι μικρή. Επομένως, το σύστημα αποδίδει μεγαλύτερες ρυθμαποδόσεις όταν δίνεται στο WiMAX η ποιοτικότερη διαμόρφωση και στο WiFi η πιο ανθεκτική σε θόρυβο και, επιπλέον, όταν το WiFi έχει στη διάθεσή του λιγότερα κανάλια ανά χρήστη και άρα λιγότερες CCI. Αυτό, σημαίνει ότι το WiFi δίκτυο είναι πιο ευαίσθητο στις παρεμβολές από ότι το WiMAX, επομένως θα μπορούσε το WiMAX να εξυπηρετεί χρήστες με υψηλή ποιότητα στις υπηρεσίες, ενώ το WiFi με χαμηλότερη και έτσι να αυξάνεται η συνολική χωρητικότητα του δικτύου.



Σχήμα 6-23. Συνολική ρυθμαπόδοση του ετερογενούς για διαφορετικές διαμορφώσεις των υποδικτύων (WiMAX,WiFi) για τις περιπτώσεις (64QAM,64QAM)-λεπτές ράβδοι, (64QAM,QPSK)-μέτριες ράβδοι, (QPSK,64QAM)- παχιές ράβδοι, συναρτήσε του αριθμού φερόντων των υποδικτύων (WiMAX,WiFi) για τις περιπτώσεις (2,3), (3,2), (3,5), (5,3), με $SINR=9.6dB$ και $P_b=30\%$

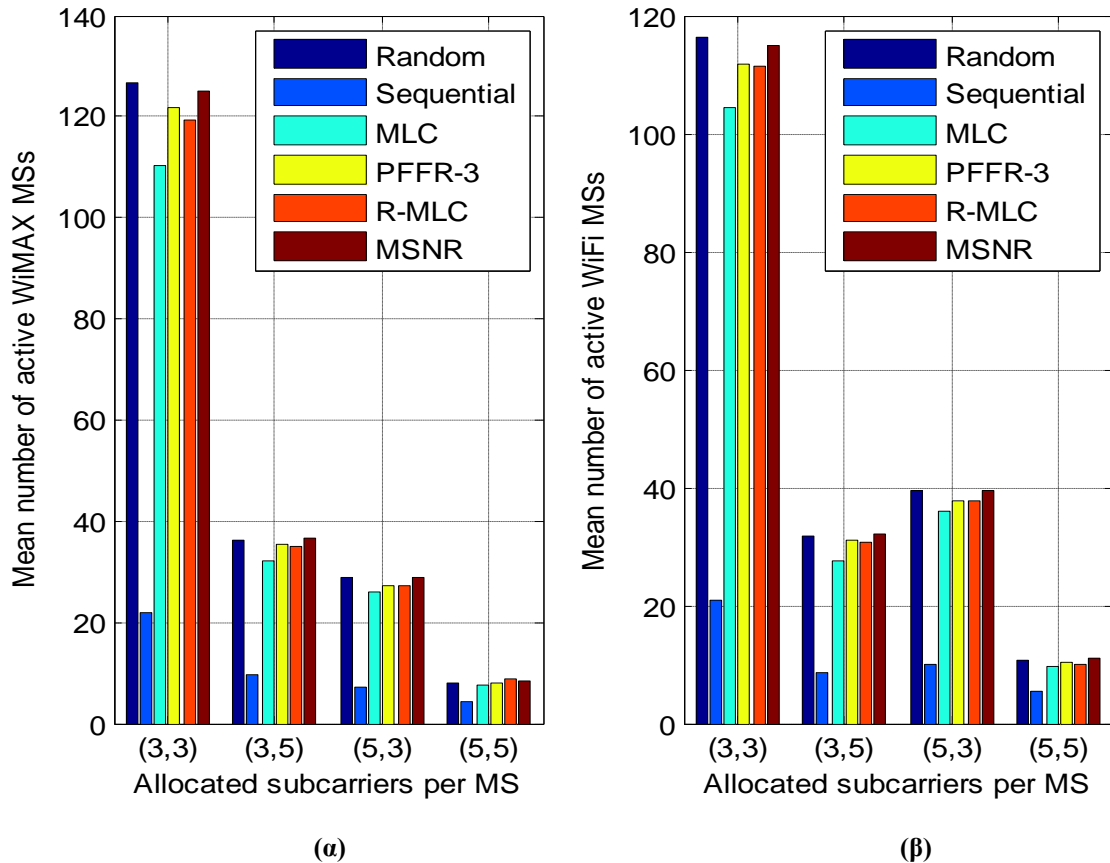
Μία παρόμοια μελέτη έγινε για διαφορετικά κανάλια ανά τερματικό συμπεριλαμβανομένου και διαφορετικού SINR για κάθε υποδίκτυο. Στα Σχήματα 6-23, 6-24 φαίνεται η χωρητικότητα των επιμέρους δικτύων για διαφορετικό αριθμό υποφερόντων στα δύο δίκτυα (WiMAX, WiFi) με τους συνδυασμούς (3,3), (3,5), (5,3), (5,5) και διαφορετικό SINR με το συνδυασμό ($SINR_{WiMAX}=9.6dB$, $SINR_{WiFi}=5dB$), για $P_b=10\%$ και $P_b=30\%$ αντιστοίχως.



Σχήμα 6–24. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών α) WiMAX, β) WiFi δικτύου, συναρτήσει του αριθμού υποφερόντων των υποδικτύων (WiMAX,WiFi) για τις περιπτώσεις (3,3), (3,5), (5,3), (5,5), με διαφορετικό SINR για κάθε υποδίκτυο ($WiMAX=9.6dB$, $WiFi=5dB$) και $P_b=10\%$

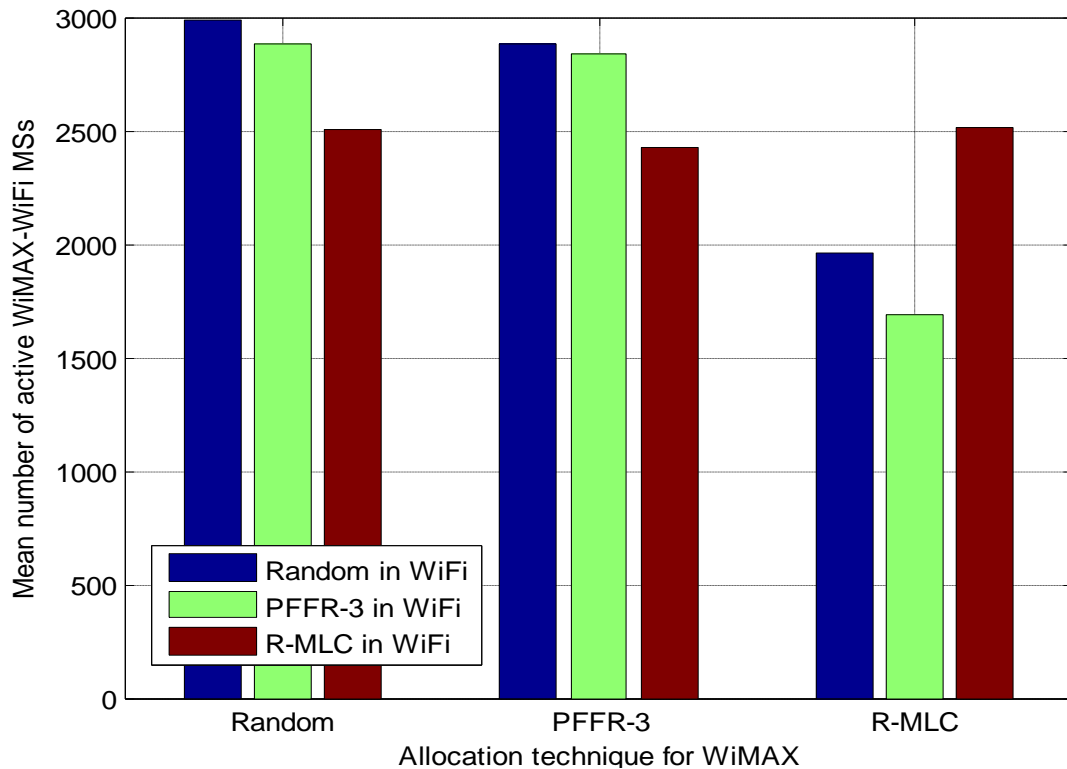
Σε πρώτη φάση παρατηρούμε ότι, η μείωση του SINR στο ένα υποδίκτυο οδήγησε σε αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος. Κάτι τέτοιο ήταν αναμενόμενο, εφόσον χαμηλότερος SINR σημαίνει μεγαλύτερη ανθεκτικότητα στο θόρυβο και τις παρεμβολές και, επομένως, μεγαλύτερη ελαστικότητα στην αποδοχή χρηστών στο σύστημα. Ωστόσο, η βελτίωση δεν παρατηρείται μόνο για το WiFi δίκτυο του οποίου ο SINR μειώθηκε, αλλά και για το WiMAX του οποίου ο SINR παρέμεινε στα 9.6 dB. Αυτό οφείλεται στην κοινή τιμή κατωφλίου της πιθανότητας λάθους των δύο υποδικτύων, αφού εισάγοντας περισσότερους χρήστες το δίκτυο με χαμηλό SINR (WiFi) βοηθάει το άλλο πιο αυστηρό δίκτυο (WiMAX) να εξετάσει περισσότερους χρήστες από ότι πριν και έτσι να αυξήσει και αυτό τη χωρητικότητά του. Επιπλέον, παρατηρούμε ότι για μεγάλο όγκο χρηστών το WiMAX δίκτυο, τελικά, ωφελείται περισσότερο από ότι το WiFi και καθώς τα κανάλια ανά κινητό τερματικό αυξάνονται και οι χρήστες του δικτύου μειώνονται, το WiFi έχει μεγαλύτερο πλεονέκτημα από

ότι το WiMAX. Αυτό συμβαίνει διότι σε περιπτώσεις μεγάλης χωρητικότητας, όπως αυτή των (3,3) καναλιών, οι περισσότεροι χρήστες ανατίθενται στο WiMAX που έχει μεγαλύτερη εμβέλεια και έτσι εκμεταλλεύεται το πλεονέκτημα του μειωμένου SINR περισσότερο από ότι το WiFi έως ότου να επιτευχθεί το κατώφλι της P_b . Αντίθετα για περιπτώσεις μειωμένης χωρητικότητας, όπως αυτή των (5,5) καναλιών, οι ομοδιαυλικές παρεμβολές είναι πολλές και έτσι και τα δύο δίκτυα έχουν μεγάλη δυσκολία στην αποδοχή χρηστών με αποτέλεσμα να ευνοείται περισσότερο το WiFi με τον ελαστικότερο SINR.



Σχήμα 6-25. Μέσος αριθμός ενεργών τερματικών α) WiMAX, β) WiFi δικτύου, συναρτήσει του αριθμού υποφερρόντων των υποδικτύων (WiMAX, WiFi) για τις περιπτώσεις (3,3), (3,5), (5,3), (5,5), με διαφορετικό SINR για κάθε υποδίκτυο (WiMAX= 9.6dB, WiFi= 5dB) και $P_b=30\%$

Τέλος, έγινε προσπάθεια για αύξηση της χωρητικότητας του δικτύου με διαφορετική τεχνική ανάθεσης στα επιμέρους δίκτυα. Σύμφωνα με τα μέχρι τώρα αποτελέσματα για το ετερογενές, για αυξημένη πιθανότητα απόρριψης και χαμηλότερο αριθμό καναλιών ανά χρήστη, όπου εισάγονται περισσότεροι χρήστες και άρα είναι η πιο κρίσιμη κατάσταση, καλύτερες είναι οι Random, PFFR-3 και R-MLC τεχνικές. Με βάση αυτό, έγιναν προσομοιώσεις για όλους τους δυνατούς συνδυασμούς των τριών αυτών τεχνικών στα δίκτυα WiMAX και WiFi, για 1 κανάλι ανά χρήστη, SINR=9.6 dB και πιθανότητα απόρριψης 30%, ώστε να δούμε αν υπάρχει η δυνατότητα περαιτέρω αύξησης της χωρητικότητας με κάποια συνδυαστική τεχνική. Στο Σχήμα 6-25 παρατηρούμε τη χωρητικότητα με όλους τους δυνατούς συνδυασμούς ανάθεσης.



Σχήμα 6–26. Μέσος αριθμός ενεργών WiMAX-WiFi τερματικών για διαφορετικές τεχνικές ανάθεσης των υποδικτύων (WiMAX, WiFi), με 1 κανάλι ανά χρήστη, SINR=9.6dB και $P_b=30\%$

Βλέπουμε, λοιπόν, ότι με το συνδυασμό διαφορετικών τεχνικών η χωρητικότητα του συστήματος μειώνεται συγκριτικά με την ανάθεση μέσω κοινής τεχνικής. Η μόνη περίπτωση αύξησης είναι για χρήση της PFFR-3 στο WiMAX και της Random στο WiFi, όπου εισάγονται λίγο περισσότεροι χρήστες από ότι για κοινή χρήση της PFFR-3. Κατά τα άλλα, στην περίπτωση που χρησιμοποιούμε Random στο WiMAX και εναλλάσσουμε τεχνικές στο WiFi, παρατηρείται χειροτέρευση, αλλά ακόμη και όταν χρησιμοποιούμε την R-MLC στο WiMAX που είναι αρκετά χειρότερη των υπολοίπων δύο, δεν φαίνεται να την βοηθά η χρήση των άλλων τεχνικών στο WiFi, ενώ θα περίμενε κανείς να συμβαίνει το αντίθετο. Αυτό γίνεται διότι με την κοινή χρήση της ίδια τεχνικής επιτυγχάνεται κάτι σαν συγχρονισμός, εφόσον και τα δύο δίκτυα απορρίπτουν χρήστες με τον ίδιο ρυθμό και έτσι αυξάνεται η χωρητικότητά τους. Αντιθέτως, για διαφορετικές τεχνικές στο κάθε δίκτυο, υπάρχει η πιθανότητα τη στιγμή που μία τεχνική δέχεται πάρα πολλούς χρήστες η άλλη τεχνική να είναι πάρα πολύ αυστηρή και το αντίστροφο, με αποτέλεσμα να αποσυγχρονίζονται, να φτάνουν τη μέγιστη τιμή της πιθανότητας απόρριψης γρηγορότερα και, έτσι, να απορρίπτουν πολύ περισσότερους χρήστες από ότι αν γινόταν χρήση της ίδιας τεχνικής.

6.7 Συμπεράσματα

Συνοπτικά μπορούμε να βγάλουμε κάποια χρήσιμα συμπεράσματα κρίνοντας από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Πρώτον, με την αύξηση της πιθανότητας απόρριψης και τη μείωση του αριθμού των καναλιών ανά χρήστη πετυχαίνουμε

μεγαλύτερες τιμές χωρητικότητας χρηστών και άρα πιο αντιπροσωπευτικά αποτελέσματα. Από την άλλη, όσο αυξάνονται τα κανάλια ανά χρήστη, τα αποτελέσματά μας συγκλίνουν, δηλαδή οι αλγόριθμοι υπόκεινται σε ένα είδος κορεσμού, οπότε δεν υπάρχουν μεγάλες διαφορές μεταξύ των τεχνικών ανάθεσης.

Όσον αφορά το WiMAX δίκτυο, η τεχνική που μας εξασφαλίζει τη μεγαλύτερη χωρητικότητα στις κρισιμότερες περιπτώσεις (αυξημένο P_b , λιγότερα υποφέροντα) είναι η PFFR-3 και ακολουθούν η R-MLC και η Random, με την MSNR να είναι συγκρίσιμη με την PFFR-3 σε περιπτώσεις χαμηλότερης κίνησης. Η Sequential είναι η τεχνική με τη μικρότερη χωρητικότητα μιας και αποδίδει στους χρήστες κανάλια με υψηλή συσχέτιση, τα οποία τελικά δεν αντιμετωπίζονται ως επίπεδα και έτσι απορρίπτονται περισσότεροι χρήστες. Επιπλέον, λόγω της σειριακής ανάθεσης τα πρώτα U_n διαθέσιμα κανάλια κάθε σταθμού βάσης χρησιμοποιούνται από περισσότερους χρήστες, με αποτέλεσμα να αυξάνονται οι ομοδιαυλικές παρεμβολές, και έτσι να απορρίπτονται συχνότερα χρήστες. Ακολούθως, η MLC φαίνεται να έχει ικανοποιητικά αποτελέσματα για 5 και άνω κανάλια, ενώ όσο μειώνεται ο αριθμός τους χειροτερεύει τόσο ώστε σε κάποιες περιπτώσεις να βρίσκεται και κάτω από τη σειριακή. Αυτό συμβαίνει λόγω του ότι η MLC διαχειρίζεται πολύ καλά τις περιπτώσεις με υψηλές ομοδιαυλικές παρεμβολές (π.χ. υψηλός αριθμός φερόντων ανά χρήστη), ενώ για περιπτώσεις που επιτρέπουν πολύ μεγάλο αριθμό χρηστών (π.χ. χαμηλός αριθμός φερόντων) δεν εκμεταλλεύεται αποδοτικά την ιδιότητα της επαναχρησιμοποίησης.

Τεχνικές Ανάθεσης	Υποφορείς ανά MS	$P_b=10\%$	$P_b=30\%$	$P_b=40\%$
Random	1	694.31%	10.97%	12.87%
	3	10.92%	100.19%	9.80%
	5	1.06%	5.46%	22.85%
	8	1.13%	2.98%	7.51%
MLC	1	240.43%	-8.94%	-3.33%
	3	9.38%	28.93%	-21.07%
	5	3.46%	6.31%	23.20%
	8	2.11%	3.55%	6.73%
PFFR-3	1	597.85%	23.36%	32.41%
	3	11.14%	82.42%	1.63%
	5	0.52%	8.46%	19.84%
	8	1.52%	5.66%	8.23%
R-MLC	1	316.75%	13.46%	20.85%
	3	11.32%	49.6%	2.21%
	5	2.73%	9.42%	26.51%
	8	2.00%	1.44%	3.56%
MSNR	1	650.74%	3.86%	2.07%
	3	10.98%	102.43%	9.17%
	5	3.98%	11.56%	28.63%
	8	2.82%	3.83%	8.76%

Πίνακας 6-3. Κέρδη χωρητικότητας αλγορίθμων WiMAX δικτύου συγκριτικά με τον σειριακό

Στον Πίνακα 6-3 παρουσιάζονται τα κέρδη χωρητικότητας των αλγορίθμων ανάθεσης συγκριτικά με τη σειριακή τεχνική η οποία είναι η χειρότερη (με πράσινο χρώμα επισημαίνονται οι πιο επικερδείς περιπτώσεις και με κόκκινο χρώμα οι περιπτώσεις με ζημιά). Πράγματι, σχεδόν σε όλες τις περιπτώσεις οι αλγόριθμοι έχουν πολύ μεγαλύτερο κέρδος έναντι της σειριακής τεχνικής, το οποίο φτάνει μέχρι και το 694.31% της χωρητικότητας, ενώ η MLC είναι η μόνη τεχνική που χειροτερεύει για περιπτώσεις υψηλής κίνησης ($P_b = 30\%$, 40%) και χαμηλό επίπεδο παρεμβολών (1 υποφέρον ανά χρήστη), με τη μείωση να φτάνει το -21.07% . Από τον Πίνακα 6-3 παρατηρούμε ότι οι τεχνικές που αποδίδουν τα μεγαλύτερα κέρδη έναντι της σειριακής είναι η Random και η MSNR, ωστόσο στις κρισιμότερες περιπτώσεις, επιβεβαιώνεται ότι οι PFFR-3, R-MLC και Random είναι οι καλύτερες.

Ως προς τη μέση ισχύ ανά κινητό τερματικό οι τεχνικές κυμαίνονται στα ίδια περίπου επίπεδα. Αυτό συμβαίνει διότι καθορίζονται από τον αλγόριθμο απονομής ισχύος που κατασκευάσαμε μέσω του γραμμικού συστήματος. Ωστόσο, είναι αξιοσημείωτο το γεγονός ότι γίνεται εξοικονόμηση της ισχύος των τερματικών από ότι θα καταναλώναν αν λειτουργούσαν με τη μέγιστη ισχύ τους και κατ' επέκταση μειώνεται αντιστοίχως η συνολική καταναλισκόμενη ισχύς του δικτύου (low power dissipation). Το γεγονός αυτό καθιστά την πλατφόρμα μας φιλική προς το περιβάλλον (Green), αφού αναθέτει στους χρήστες την ελάχιστη απαιτούμενη ισχύ εξοικονομώντας ένα πολύ μεγάλο μέρος της. Πιο συγκεκριμένα, στη χειρότερη περίπτωση, δηλαδή στην περίπτωση με τη μέγιστη μέση κατανάλωση ισχύος, το σύστημα εξοικονομεί έως και το 74.12% της ισχύος, ενώ στην καλύτερη περίπτωση μπορεί να εξοικονομήσει έως και το 84.51% . Σημειώνεται ότι η ισχύς αυτή αφορά καθαρά τις απαιτήσεις της μετάδοσης πάνω στις υποφέρουσες συχνότητες και δεν έχει καμία σχέση με την καταναλισκόμενη ισχύ σε επίπεδο hardware.

Ως προς την αλγοριθμική πολυπλοκότητα, παρατηρήσαμε ότι όλες οι τεχνικές βρίσκονται περίπου στο ίδιο χαμηλό επίπεδο, με τις MLC και R-MLC να αυξάνουν την πολυπλοκότητα, και τη Sequential να είναι η πιο απλή τεχνική από όλες, όπως φαίνεται παρακάτω:

$$O_{seq} < O_{rand} = O_{PFFR-3} = O_{MSNR} < O_{MLC} = O_{R-MLC}$$

Οι δείκτες δικαιοσύνης (PFI), επίσης, δεν παρουσιάζουν αποκλείσεις μεταξύ των τεχνικών, πράγμα το οποίο επιβεβαιώνει ότι οι αλγόριθμοι ανάθεσης που μελετήθηκαν διατήρησαν τη δικαιοσύνη στην κατανομή ισχύος του προσομοιωτή. Τέλος, καμία από τις τεχνικές δεν εισάγει επιπλέον φόρτο πληροφορίας στο σύστημα (system overhead), εκτός βέβαια από την MSNR η οποία αναθέτει τα υποφέροντα με γνώση καναλιού, πράγμα το οποίο αποτελεί μειονέκτημα της τεχνικής αυτής.

Από την άλλη, το ετερογενές δίκτυο WiMAX-WiFi φαίνεται να εισάγει πολύ περισσότερους χρήστες από ότι μόνο του το WiMAX, ενώ τις περισσότερες φορές αυτό γίνεται με την ίδια αυξητική τάση και για τα δύο υποδίκτυα. Στον Πίνακα 6-4 παρατηρούμε τα κέρδη σε χωρητικότητα του συστήματος λόγω της ετερογένειας, σε

κάθε περίπτωση. Συγκεκριμένα, στην πλειοψηφία των περιπτώσεων παρατηρείται αύξηση του αριθμού των χρηστών σε μεγάλο βαθμό, η οποία φτάνει μέχρι και το 94.42%, ενώ σε κάποιες περιπτώσεις παρατηρείται μείωση, με τις μεγαλύτερες μειώσεις να επιτυγχάνονται από τη Sequential σε περιπτώσεις με μικρό όγκο χρηστών (εώς και -89.05%).

Τεχνικές Ανάθεσης	Υποφορείς ανά MS	$P_b=10\%$	$P_b=30\%$	$P_b=40\%$
Random	1	-49.08%	33.83%	50.92%
	3	29.91%	-22.09%	-14.68%
	5	30.00%	68.05%	94.42%
	8	30.37%	45.62%	66.68%
Sequential	1	-89.05%	-74.15%	58.78%
	3	-38.13%	-70.41%	-82.62%
	5	-37.15%	48.64%	20.24%
	8	-37.64%	45.57%	61.44%
MLC	1	-7.73%	37.09%	54.21%
	3	31.25%	-2.28%	-2.47%
	5	26.62%	69.31%	79.26%
	8	36.01%	47.99%	66.76%
PFFR-3	1	-46.60%	14.39%	24.06%
	3	25.13%	-16.17%	-14.08%
	5	30.81%	58.13%	83.39%
	8	33.50%	41.11%	61.20%
R-MLC	1	-24.63%	10.02%	23.35%
	3	28.96%	-9.10%	-22.04%
	5	27.52%	64.49%	74.57%
	8	36.16%	51.07%	71.87%
MSNR	1	-47.22%	43.09%	58.12%
	3	29.00%	21.97%	-14.52%
	5	28.91%	66.68%	90.40%
	8	31.64%	44.50%	66.92%

Πίνακας 6-4. Κέρδη χωρητικότητας αλγορίθμων λόγω ετερογένειας

Ως προς του αλγόριθμους ανάθεσης, το αποτέλεσμά μας, δε διαφέρει ποιοτικά από το WiMAX δίκτυο, δηλαδή και πάλι οι PFFR-3, R-MLC και Random είναι οι καλύτερες τεχνικές από πλευράς χωρητικότητας. Μία σημαντική διαφοροποίηση παρατηρείται στις τεχνικές MLC και R-MLC που φαίνεται να αποδίδουν πολύ καλύτερα στο WiFi δίκτυο ειδικά για μεγάλο αριθμό χρηστών, πράγμα λογικό αφού το υποδίκτυο αυτό είναι πιο επιρρεπές στις παρεμβολές και οι τεχνικές αυτές εστιάζουν στην ελαχιστοποίηση των συγκρούσεων των χρηστών πάνω στα ίδια υποφέροντα. Επιπλέον, η Sequential χειροτερεύει σε μεγάλο βαθμό κατά την πλειοψηφία των περιπτώσεων. Αυτό συμβαίνει διότι, η πιθανότητα απόρριψης υπολογίζεται και από τα δύο δίκτυα και για τεχνικές οι οποίες απορρίπτουν γρήγορα πολλούς χρήστες, όπως η σειριακή, η πιθανότητα διακοπής επιτυγχάνεται γρηγορότερα με τη συμβολή

και των δύο υποδικτύων. Είναι δηλαδή σαν να πολλαπλασιάζεται κατά κάποιο τρόπο το μειονέκτημα της τεχνικής αυτής στο ετερογενές δίκτυο.

Όσον αφορά την μέση ισχύ ανά τερματικό, ισχύει ότι και στο WiMAX, με τη διαφορά ότι στο ετερογενές η εξοικονόμηση της ισχύος είναι αρκετά μεγαλύτερη. Συγκεκριμένα, για το WiMAX του καθολικού δικτύου, η μέγιστη εξοικονόμηση ισχύος ανέρχεται στο 88.81%, δηλαδή στην κατανάλωση 112 mW κατά μέσο όρο σε κάθε τερματικό, ενώ στη χειρότερη περίπτωση έχουμε εξοικονόμηση 78.67%, δηλαδή κατανάλωση 213 mW ανά τερματικό. Αντίστοιχα, για το WiFi, το μέγιστο κέρδος ανέρχεται στο 89.30%, δηλαδή στα 107 mW κατά μέσο όρο για κάθε τερματικό, ενώ στη χειρότερη περίπτωση έχουμε κέρδος 80.20%, δηλαδή κατανάλωση 198 mW ανά τερματικό. Γενικά, τα δύο δίκτυα δεν παρουσιάζουν μεγάλες αποκλίσεις μεταξύ τους, ωστόσο το WiFi δίκτυο φαίνεται πιο οικονομικό από το WiMAX. Αυτό συμβαίνει διότι, έχει μικρότερη εμβέλεια και, έτσι, εξυπηρετεί λιγότερους και πιο κοντινούς χρήστες στο σταθμό βάσης, με αποτέλεσμα να καταναλώνει λιγότερη ισχύ. Όσον αφορά την αλγοριθμική πολυπλοκότητα, τους δείκτες PFI και την επιβάρυνση του συστήματος, δεν αλλάζει κάτι στις τεχνικές ανάθεσης συγκριτικά με το WiMAX.

Γενικότερα, η ετερογένεια του δικτύου, μέσω της διασυνδεσιμότητας των δύο συστημάτων, φαίνεται να έχει θετική επίδραση στη χωρητικότητα του συστήματος, όμως στην περίπτωση των τριών φερόντων ανά χρήστη παρουσιάζει πτώση σε σχέση με το δίκτυο χωρίς ετερογένεια. Λύση στο πρόβλημα αυτό δίνει η ανάθεση διαφορετικού αριθμού φερόντων ανά δίκτυο ή και η διαφορετική διαμόρφωση μεταξύ των δικτύων. Επιπλέον, από τις παραπάνω προσομοιώσεις φαίνεται ότι, το WiFi δίκτυο είναι πιο ευαίσθητο στις παρεμβολές, και επομένως είναι καταλληλότερο για εξυπηρέτηση χρηστών με χαμηλές απαιτήσεις, με το WiMAX να αναλαμβάνει τους πιο απαιτητικούς χρήστες. Η μείωση των λόγων SINR, επίσης, δείχνει να βοηθάει στην αύξηση της χωρητικότητας, αφού κάνει το δίκτυο πιο ελαστικό στην αποδοχή χρηστών. Σημαντικό συμπέρασμα αποτελεί το γεγονός ότι, η βελτίωση μίας παραμέτρου του ενός υποδικτύου (όπως η μείωση του SINR) έχει θετικά αποτελέσματα και στο άλλο δίκτυο, λόγω του κοινού κατωφλίου της πιθανότητας απόρριψης των χρηστών που συνδέει τα δύο υποσυστήματα. Όσον αφορά την εναλλαγή των τεχνικών ανάθεσης μεταξύ των δικτύων, αποδεικνύεται ότι έχουμε αποτελεσματικότερη λειτουργία του ετερογενούς όταν εφαρμόζεται μία κοινή τεχνική και για τα δύο υποδίκτυα, καθώς η αντίθετη περίπτωση δείχνει να φτάνει γρηγορότερα την πιθανότητα διακοπής και, επομένως, να εισάγει λιγότερους χρήστες στο δίκτυο.

7 ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΕΡΕΥΝΕΣ

Στην παρούσα διπλωματική μελετήσαμε και υλοποιήσαμε ένα OFDMA ετερογενές πολυκυψελωτό δίκτυο, που συνδυάζει δύο από τα πιο διαδεδομένα ασύρματα δίκτυα, ήτοι το WiMAX και το WiFi, και αξιολογήσαμε τη συμπεριφορά του ως προς τη χωρητικότητα και την απονομή ισχύος, μέσω διαφορετικών τεχνικών ανάθεσης των OFDMA υποφερόντων.

Μελλοντικά, θα μπορούσαμε να εξετάσουμε και άλλους αλγόριθμους ανάθεσης που μελετήθηκαν μέχρι τώρα στη διεθνή βιβλιογραφία, αλλά και νέες τεχνικές. Μπορούν, παραδείγματος χάρη, να εξεταστούν αλγόριθμοι με γνώση καναλιού και να μελετηθεί η επίδρασή τους στην ανάκτηση του σήματος στην πλευρά του δέκτη, κάτι το οποίο δεν μας απασχόλησε στη διπλωματική αυτή. Στη λογική αυτή, μπορούμε να μελετήσουμε αλγόριθμους που επιτρέπουν στο χρήστη να ζητήσει κατάλληλο ρυθμό μετάδοσης προκειμένου να ευνοήσει περαιτέρω την ορθή ανάκτηση του σήματος και ως εκ τούτου την βελτίωση του BER. Επίσης, μπορεί να γίνεται επιλογή της κεραίας πρόσβασης (Antenna selection scheme) ανάλογα με την κατάσταση του ασύρματου διαύλου, καθώς είναι επιθυμητή η μείωση της καταναλισκόμενης ισχύος στις RF αλυσίδες.

Πέρα από τις τεχνικές ανάθεσης και τη δομή του ετερογενούς δικτύου, περαιτέρω έρευνα μπορεί να γίνει και στον τρόπο λειτουργίας του. Για παράδειγμα, στην παρούσα διπλωματική θεωρήσαμε σταθερή και ίδια θέση όλων των WiFi σταθμών, πράγμα το οποίο μας δίνει την ευκαιρία στο μέλλον να μελετήσουμε τη δυναμική τοποθέτηση κεραιών WiFi στα σημεία συμφόρησης χρηστών (hotspots). Μπορεί, δηλαδή, το δίκτυο με μετρήσεις να διακρίνει κάποιες κρίσιμες περιοχές όπου και οι χρήστες θα παίζουν το ρόλο του WiFi σταθμού ανταλλάζοντας πόρους όποτε απαιτείται από το κεντρικό δίκτυο. Μία άλλη παραλλαγή του προσομοιωτή μας θα ήταν, με την είσοδο ενός νέου χρήστη στο σύστημα, να γίνεται δημοπρασία των σταθμών βάσης ανάλογα με την ισχύ και έτσι να επιλέγεται ο σταθμός βάσης με τη μικρότερη ισχύ που όμως, παράλληλα, δεν θα απορρίπτει το χρήστη. Τέλος, θα μπορούσαμε να δεχόμαστε χρήστες στο ένα υποδίκτυο και αυτοί που απορρίπτονται λόγω ισχύος να εξυπηρετούνται από το άλλο, δηλαδή για παράδειγμα να λειτουργούμε με δικτυου κορμου (backhaul) το WiMAX και το WiFi να το χρησιμοποιούμε επικουρικά μόνο όταν κάποιοι χρήστες απορρίπτονται από το κύριο δίκτυο λόγω ισχύος.

Βιβλιογραφία

- [1] Κανατάς, Α. , Κωνσταντίνου, Φ., Πάντος, Γ., “Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών”, Εκδόσεις Παπασωτηρίου 2008.
- [2] Καραγιαννίδης, Γεώργιος Κ., “Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα”, Εκδόσεις Τζιόλα 2012.
- [3] <http://www.wirelesscommunication.nl/reference/chaptr07/history.htm>
- [4]http://people.seas.harvard.edu/~jones/cscie129/nu_lectures/lecture7/cellular/cell_hist.html
- [5] “Helping Define IEEE 802.11 and other Wireless LAN Standards”, URL:
<http://www.ieee802.org/11>
- [6] Payal, Dhruv, Bhawna, Kumar, Praveen, “A Research based study on Evolution of Cellular Generations (5G)”, International Journal of Advanced Research in Computer and Communication Engineering, Vol. 3, Issue 7, July 2014.
- [7] Jay, R., Churi, T., Sudish, Surendran, Shreyas, Ajay, Tugdi, ”Evolution of Network”, International Conference in Advance in Communication and Computing Technologies 2012.
- [8] Fumiuyuki, Adachi, “Wireless past and Future: Evolving Mobile Communication Systems”. IEICE Trans. Fundamental, Vol. E84-A, No.1, January 2001.
- [9] Kumar, Amit, Dr. Liu, Yunfei, Dr. Sengupta, Jyotsna, Divya, “Evolution of Mobile Wireless Communication Networks: 1G to 4G”, College of Information Science and Technology, Nanjing Forestry University, Nanjing, China, IJECT Vol. 1, Issue 1, December 2010.
- [10] Ashiho, L.S., “Mobile Technology: Evolution from 1G to 4G”, Electronics for you, June 2003.
- [11] Κωττής, Π., Καψάλης, Χ., “Δορυφορικές Επικοινωνίες”, 3^η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα 2012.
- [12] Lescuyer, P. , Lucidarme, T. , “Evolved Packet System (EPS) , The LTE and SAE Evolution of 3G UMTS”, John Wiley & Sons, Ltd 2008.
- [13] Tanenbaum, Andrew S., “Δίκτυα Υπολογιστών”, Τέταρτη Αμερικανική Έκδοση, Εκδόσεις Κλειδάριθμος 2003.
- [14] Schiller, J., “Mobile Communications”, Διαφάνειες (<http://www.jochenschiller.de>)
- [15] Βενιέρης, Ιάκωβος Στ., “Δίκτυα Ευρείας Ζώνης: Τεχνολογίες και Εφαρμογές με έμφαση στο Διαδίκτυο”, Εκδόσεις Τζιόλα 2013.

- [16] Κωττής, Π., Αράπογλου, Π.-Δ., “Ασύρματες Επικοινωνίες”, Εκδόσεις Τζιόλα 2011.
- [17] Κωνσταντίνου, Φ., “Κινητές Τηλεπικοινωνίες-Μοντέλα Ραδιοκάλυψης”, 2002.
- [18] Pavlathan, K. , Krishnamurthy, P. , “Principles of Wireless Networks: An Unified Approach”, PH PTR 2003.
- [19] Θεολόγου, Μ.Ε., “Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών”, Πανεπιστημιακές Εκδόσεις Ε.Μ.Π. 2010.
- [20] Rappaport, S., Theodore, “Wireless Communication, Principles & Practice”, Prentice Hall, 1996.
- [21] Chavan, M.S., Chile, R.H., Sawant, S.R., “Multipath Fading Channel Modeling and Performance Comparison of Wireless Channel Models”, International Journal of Electronics and Communication Engineering, International Research Publication House, 2011.
- [22] Sklar, Bernard, “Digital communications: Fundamentals and Applications”, 2nd Edition, Prentice Hall, January 2001.
- [23] JPL’s Wireless Communication Reference Website, “Delay Spread”, Chapter: Wireless Channels, Section: Multipath Fading, 1993. URL: <http://www.wirelesscommunication.nl/reference/chaptr03/fading/delayspr.htm>
- [24] Xin, Yan, Wang, Xiaodong, Leus, Geert, Yue, Guosen, Jiang, Jinhua, “Interference Management in Wireless Communication Systems: Theory and Applications”, NEC Laboratories America, Princeton, USA, March 2011.
- [25] Κωττής, Παναγιώτης Γ., “Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες”, 1^η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, 2012.
- [26] Langton, Charan, “Inter Symbol Interference (ISI) and Root-raised Cosine (RRC) filtering”, Intuitive Guide to Principles of Communications, 2002. (<http://wcsp.eng.usf.edu/courses/wcsl/documents/datasheets/isi.pdf>)
- [27] Villegas, Garcia, Eduard, Lopez-Aguilera, Elena, Vidal, Rafael, Paradells, Josep, “Effect of adjacent-channel interference in IEEE 802.11 WLANs”, Wireless Networks Group, Telematics Engineering Dept, Technical University of Catalonia (UPC), Barcelona.
- [28] Lan, Lina, Gou, Xuerong, Mao, Jingli, Ke, Wenyuan, “GSM Co-Channel and Adjacent Channel Interference Analysis and Optimization”, Tsinghua Science and Technology, ISSN 1007-0214 04/12 pp583-588, Volume 16, Number 6, December 2011.

- [29] Κοκολάκης, Γ., Σπηλιώτης, Ι., “Θεωρία Πιθανοτήτων και Στατιστική με Εφαρμογές”, Εκδόσεις Συμμεών, Αθήνα 2010.
- [30] Sklar, Bernard, “Ψηφιακές Επικοινωνίες”, Δεύτερη Έκδοση, Εκδόσεις Παπασωτηρίου 2001.
- [31] Sharma, D., K., Mishra, A., Saxena, Rajiv, “Analog & Digital modulation techniques: an overview”, TECHNIA – International Journal of Computing Science and Communication Technologies, Vol. 3, No.1, July 2010.
- [32] Carrington, Alison L., “Digital modulation: ASK, FSK, PSK”, Faculty of Computing, Engineering & Technology, Communications COMMS (CE70038-2), Διαφάνειες, 2008.
- [33] Vlajic, N., “Analog Transmission of Digital Data: ASK, FSK, PSK, QAM”, CSE 3213, Διαφάνειες, Fall 2010.
- [34] Tilal, Muhammad, “Digital Modulation”, Principles of Communication Systems (PCS), EEE 351, Lecture 18, COMSATS, Spring 2014.
- [35] Agilent Technologies, “Digital Modulation in Communications Systems – An Introduction”, Application Note 1298, USA, March 2001.
- [36] Biglieri, E., Calderbank, R., Constantinides, A., Goldsmith, A., Paulraj A. and Poor H., "MIMO Wireless Communications", Cambridge University Press, 2007.
- [37] 3GPP TR 25.996 v6.1.0, “Spatial Channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations”, September 2003.
- [38] T. Jiang, L. Song, and Y. Zhang, "Orthogonal Frequency Division Multiple Access Fundamentals and Applications", Boston MA, USA: Auerbach Publications, 2010.
- [39] Dr. Vaithyanathan, Ravichandiran, C., “An Incisive SWOT Analysis of Wi-Fi, Wireless Mesh, WiMAX and Mobile WiMAX Technologies”, IEEE (ICETC 2009), Singapore, 2009.
- [40] Andrews, J.G., Ghosh, A., Muhamed, R., “Fundamentals of WiMAX: understanding broadband wireless networking”, First edition, Prentice Hall, PTR, Upper Saddle River, NJ, 2007.
- [41] Chang, R.W., “Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission”, Bell Syst. Tech. J., December 1966.
- [42] Weinstein, S.B., Ebert, P.M., “Data transmission of frequency division multiplexing using the discrete frequency transform”, IEEE Trans. Commun. COM-19(5), 623–634, October 1971.

- [43] Cimini, L.J., “Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing”, *IEEE Trans. Commun.* 33(7), 529–540, July 1985.
- [44] Ciochina, Christina, Sari, Hikmet, Fellow, IEEE, “A Review of OFDMA and Single-Carrier FDMA and Some Recent Results”, *Advances in Electronics and Telecommunications*, Vol.1, No. 1, April 2010.
- [45] Prasad, Ramjee, Velez, Fernando J., “OFDMA WiMAX Physical Layer”, *WiMAX Networks*, Chapter 2, Springer Science and Business Media B.V., Denmark 2010.
- [46] Shandle, Jack, “All about OFDMA”, *Wireless Net Designline*, March 2007.
- [47] Srikanth, S., Kumaran, V., Manikandan, C., Murugesapandian, “Orthogonal Frequency Division Multiple Access : Is it the Multiple Access System of the Future?”, *AU-KBC Research center, Anna University, Chennai, India*.
- [48] Maeder, Andreas, Zein, Nader, “OFDMA in the Field: Current and Future Challenges”, *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, Volume 40, Number 5, October 2010.
- [49] Li, G., Liu, H., “On the optimality of the ofdma network”, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, no. 5, pp. 438–440, May 2005.
- [50] “WiMAX A Way Forward In India”, *WiMAX Forum* 2010.
- [51] ITU-R PDNR WP8F, “Vision, Framework and Overall Objectives of the Future Development of IMT-2000 and Systems beyond IMT-2000”, 2002.
- [52] Langton, Charan, “Orthogonal Frequency Division Multiplex (OFDM) Tutorial”, *Intuitive Guide to Principles of Communications*, 2002.
- [53] Yong, Soo, Cho, Jaekwon, Kim, Won, Young, Yang, Chung-Gu, Kang, “MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB”, *Wiley* 2010.
- [54] Marchetti, Nicola, Rahman, Imadur, Muhammad, Kumar, Sanjay, Prasad, Ramjee, “New Directions in Wireless Communications Research”, Chapter 2, *Springer*, 2009.
- [55] Leiba, Yigal, “OFDMA Tutorial – Theory, principles, design considerations and applications”, *Runcom Technologies, Ltd., Rishon-Lezion, Israel* 2001.
- [56] Keithley Instruments, “An Introduction to Orthogonal Frequency Division Multiplex Technology”, 2004.
- [57] Oppenheim, Alan V., Schafer, Ronald W., “Ψηφιακή Επεξεργασία Σήματος”, 3^η Έκδοση, Εκδόσεις Fountas 2013.

- [58] Nee, R.V., Prasad, R., "OFDM for Wireless Multimedia Communications", Artech House, Boston, MA, 2000.
- [59] R. van Nee and A. de Wild, "Reducing The Peak-To-Average Power Ratio of OFDM", Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'98), pp. 2072–2076, May 1998.
- [60] Nassar et al., C.R., "Multi-carrier Technologies for Wireless Communication", Kluwer, Norwell, MA, 2002.
- [61] Lawrey, E.P., "Adaptive Techniques for Multiuser OFDM", Ph.D. dissertation, James Cook University, Australia, Dec 2001.
- [62] Tekinay, S., Jabbari, B., "Handover and Channel Assignment in Mobile Cellular Networks", IEEE Trans. On Communications, Vol. 29, pp. 42-46, November 1991.
- [63] Everitt, D., E., MacFayden, N., W., "Analysis of multicellular mobile radiotelephone systems: a model and evaluation", British Telecomm Technical Journal, Vol. 1, pp. "37-45", 1983.
- [64] West, K., A., Stuber, G., L., "An aggressive dynamic channel assignment strategy for a microcellular environment", IEEE Trans. On Vehicular Technology, Vol. 43, pp. 1027-1038, November 1994.
- [65] Panzer, H., Beck, R., "Adaptive resource allocation in metropolitan area cellular mobile radio systems", IEEE Vehicular Technology Conference, pp. 638-645, Orlando, USA, 1990.
- [66] Huang, Pai-Han, Gai, Yi, Krishnamachari, Bhaskar, Sridharan, Ashwin, "Sub-Carrier Allocation in OFDM Systems: Complexity, Approximability and Algorithms", EE-System, University of Southern California.
- [67] Wong, C. Y., Cheng, R. S., Letaief, K. B., Murch, R. D. "Multiuser OFDM with Adaptive Subcarrier, Bit, and Power Allocation", IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 17, no. 10, pp. 1747–1758, October 1999.
- [68] Kivanc, D., Liu, H., "Subcarrier allocation and power control for OFDMA", in Proc. Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR'00), Pacific Grove, CA, pp. 147–151, December 2000.
- [69] Kivanc, D., Li, G., Liu, H., "Computationally Efficient Bandwidth Allocation and Power Control for OFDMA", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 2, no. 6, pp. 1150–1158, November 2003.
- [70] Pietrzyk, S., Janssen, G., "Multiuser Subcarrier Allocation for QoS Provision in the OFDMA Systems", in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'02-Fall), vol. 2, Vancouver, Canada, pp. 1077– 1081, September 2002.

- [71] Pietrzyk, S., Janssen, G., “Radio resource allocation for cellular networks based on OFDMA with QoS guarantees”, in Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBE-COM’04), Dallas, TX, pp. 2694–2699, December 2004.
- [72] Haider, Fourat, Wang, Cheng-Xiang, Haas, Harald, Hepsaydir, Erol, Ge, Xiaohu, “Energy-Efficient Subcarrier-and-Bit Allocation in Multi-User OFDMA Systems”, Department of Electronics and Information Engineering, Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei, China.
- [73] Jang, J., Lee, K. B., “Transmit Power Adaptation for Multiuser OFDM Systems”, IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 21, no. 2, pp. 171–178, February 2003.
- [74] Cover, T. M., Thomas, J. A., “Elements of Information Theory”, NY: John Wiley & Sons, New York, 1991.
- [75] Tsybakov, B., “File transmission over wireless fast fading downlink”, IEEE Trans. Inf. Theory, vol.48, no. 8, pp. 2323-2337, August 2002.
- [76] L. Huang and et al., “Resource allocation for ofdma based relay enhanced cellular networks”, in Proc. IEEE VTC-Spring 2007.
- [77] Nam, W., Chang, W., Chaung, S., Lee, Y., “*Transmit optimization for relay-based cellular OFDMA systems*”, in Proc. IEEE ICC 2007.
- [78] Zhou, N., Zhu, X., Huang, Y., Lin, H., “Adaptive resource allocation for multidetination relay systems based on OFDM modulation”, in Proc. IEEE ICC 2009.
- [79] Shrestha, Robin, KIM, Moungh, Jae, “Proportional Resource Allocation in OFDMA Systems Based on Weighted Normalized User’s CSI”, IEICE Trans. Commun., vol. E95-B, no. 6, June 2012.
- [80] Rhee, W., Cioffi, J., M., “Increase in capacity of multiuser OFDM system using dynamic subchannel allocation”, in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC’00), vol. 2, pp. 1085–1089, Tokyo, Japan, May 2000.
- [81] Li, Wuwen, Pottie, Greg, “Fair Resource Allocation for OFDMA Multi-cell Networks”, Electrical Engineering Department, University of California, Los Angeles, CA 90095-1594, USA.
- [82] Ergen, Mustafa, Coleri, Sinem, Varaiya, Pravin, “QoS Aware Adaptive Resource Allocation Techniques for Fair Scheduling in OFDMA Based Broadband Wireless Access Systems”, IEEE Transactions on Broadcasting, Vol. 49, No. 4, December 2003.
- [83] Wang, Liping, “Resource Allocation in OFDMA Relay-Enhanced Cellular Networks”, Department of Informatics School of Multidisciplinary Sciences, May 2010.

- [84] Fang, G., Sun, Y., Zhou, J., Shi, J., Li, Z., “Subcarrier allocation for OFDMA wireless channels using lagrangian relaxation methods”, IEEE Global Telecommunications Conference, pp. 1-5, Piscataway, USA 2006.
- [85] Park, D., Seo, H., Kwon, H., Lee, B., G., “Wireless packet scheduling based on the cumulative distribution function of user transmission rates”, IEEE Trans. Commun., vol. 53, no. 11, pp. 1919-1929, November 2005.
- [86] Awad, M., K., Mahinthan, V., Mehrjoo, M., Shen, X., Mark, J., W., “Downlink Resource Allocation for OFDMA-based Multiservice Networks with Imperfect CSI”, Department of Electrical & Computer Engineering, University of Waterloo, Waterloo, Ontario, N2L 3G1, Canada 2009.
- [87] Chang, Z., Ristaniemi, T., “Resource Allocation for Cooperative Relay-assisted OFDMA Networks with Imperfect CSI”, Department of Mathematical Information Technology, University of Jyväskylä, P.O.Box 35, FIN-40014 Jyväskylä, Finland.
- [88] Sivridis, L., Wang, X., Choi, Jinho, “Impact of CSI on Radio Resource Management Techniques for the OFDMA Downlink”, Journal of Communications, vol. 6, no.4, July 2011.
- [89] Zhang, Y., J., Letaief, K., B., “Multiuser Adaptive Subcarrier-and-Bit Allocation with Adaptive Cell Selection for OFDM Systems ”, IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 3, no. 5, pp. 1566–1575, September 2004.
- [90]Parag, P., Bhashyam, S., Aravind, R., “A Subcarrier Allocation Algorithm for OFDMA using Buffer and Channel State Information”, IEEE 0-7803-9152-7/05/20, USA 2005.
- [91] Li, G., Liu, H., “Downlink dynamic resource allocation for multi-cell OFDMA system”, in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC’03), vol. 3, Orlando, FL, pp. 1698– 1702, October 2003.
- [92] Choi, B., Lim, S., Lee, T. J., “Sequential frequency reuse with power control for OFDMA systems”, Wireless Communications and Mobile Computing 2013; 13(1): 37/46.
- [93] Zhu, H., Wang, J., “Chunk-Based Resource Allocation in OFDMA Systems–Part II: Joint Chunk, Power and Bit Allocation”, IEEE Transactions on Communications 2012; 60(2):499/509.
- [94] Fodor, G., “Performance Analysis of a Reuse Partitioning Technique for OFDM Based Evolved UTRA”, in Proc. IEEE International Workshop on Quality of Service (IWQoS’06), New Haven, CT, pp. 112–120, Jun. 2006.
- [95] Stiakogiannakis, I. N., Zarbouti, D. A., Tsoulos, G. V., Kaklamani, D. I., “Subcarrier Allocation Algorithms for multicellular OFDMA networks without

Channel State Information”, CD ROM Proceedings of the 3rd International Symposium on Wireless and Pervasive Computing (ISWPC), Santorini, Greece, 7/9, pp. 73/77, May 2008.

[96] Ζαρμπούτη, Α. Δήμητρα, “Τεχνικές διαχείρισης ραδιοπόρων σε συστήματα OFDMA με χρήση πολλαπλών κεραιών στο σταθμό βάσης και στη συσκευή του χρήστη”, Διδακτορική Διατριβή, ΕΜΠ, Ιούνιος 2009.

[97] Seimeni, Maria A., Gkonis, Panagiotis K., Kaklamani, Dimitra I., Venieris, Iakovos S., Papavasiliou, Christos A., “On BER evaluation of a Regional Anti-Jamming Subcarrier Strategy for MIMO-OFDMA Systems”, National Technical University of Athens, School of Electrical and Computer Engineering.

[98] Seimeni, Maria A., Gkonis, Panagiotis K., Kaklamani, Dimitra I., Venieris, Iakovos S., Papavasiliou, Christos A., “Low-Complexity Anti-Jamming Subcarrier Scavenging strategies for OFDMA networks”, National Technical University of Athens, School of Electrical and Computer Engineering.

[99] Gkonis, P., Seimeni, M., Asimakis, N., Kaklamani, D. I. and Venieris I. S., "A New Subcarrier Allocation Strategy for MIMO-OFDMA Multicellular Networks Based on Cooperative Interference Mitigation", The Scientific World Journal. 2013.

[100] Marc, C., Necker, “Local Interference Coordination in Cellular OFDMA Networks”, *IEEE VTC*, pp. 1741–46, October 2007.

[101] Giuliano R., Monti C., “WiMax Fractional Frequency Reuse for Rural Environments”, *IEEE Wireless Communications* 2008; 15(3): 60-65.

[102] Fujii, H., Yoshino, H., “Theoretical Capacity and Outage Rate of OFDMA Cellular System with Fractional Frequency Reuse”, Research laboratories, NTT DoCoMo, Inc. 3-5 Hikari-no-oka, Yokosuka, Kanagawa, 239-8536 Japan.

[103] Chang, R. Y., Tao, Z. F., Zhang, J. Y. and Kuo, C-C. J., “Dynamic fractional frequency reuse (D/FFR) for multicell OFDMA networks using a graph framework”, *Wireless Communications and Mobile Computing* 2013, 13(1): 12/27.

[104] Li, J., Botella, C. and Svensson, T., “Resource allocation for clustered network MIMO-OFDMA systems”, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* 2012: 175, DOI: 10.1186/1687/1499/2012/175.

[105] Fang, L., Zhang, X., “Optimal Fractional Frequency Reuse in OFDMA based Wireless Networks”, School of Electronic and Information Engineering, Beihang University, 100083, P. R. China.

[106] WiMAX Forum-Technology, URL: <http://www.wimaxforum.org>.

[107] IEEE, “IEEE standard for local and metropolitan area networks”, Part 16, IEEE 802.16-2005, New York, NY, 2005.

- [108] Sari, H., Sezginer, S., Vivier, E., “Full Frequency Reuse in Mobile WiMAX and LTE Networks with Sectored Cells”, Mobile WiMAX Symposium, 2009, MWS '09, IEEE, p. 42-45, October 2009.
- [109] Xirouchakis, Ioannis A., “Spatial Channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations”, 3GPP TR 25.996 v6.1.0, September 2003.
- [110] 3GPP TR 36.921 V9.0.0, Home eNodeB (HeNB) Radio Frequency (RF) requirements analysis.
- [111] R1-102671, “Evaluation of R8/9 Power Control and Enhancements for DL Interference Coordination in Macro-Femto”, CATT.
- [112] R1-104626, “Discussion on DL Power Setting for Heterogeneous Networks”, Samsung.
- [113] R1-104102, “Performance Evaluation for Power Control Based on Femto Deployment”, Alcatel-Lucent Shanghai Bell, Alcatel-Lucent.
- [114] Han, C., Harrold, T., Armour, S., Krikidis, I., Videv, S., Grant, P. M., Haas, H., Thompson, J. S., Ku, I., Wang, C.-X., Le, T. A., Nakhai, M. R., Zhang, J., and Hanzo, L., “Green radio: radio techniques to enable energy efficient wireless networks”, IEEE Commun. Magazine, vol. 49, no. 6, pp. 46–54, June 2011.
- [115] Ghosh, A., Ratasuk, R., Mondal, B., Mangalvedhe, N., Thomas, T., “LTE-Advanced: Next generation wireless broadband technology”, IEEE Wireless Communications 2010; 18: 10-22.
- [116] 3GPP TS 05.08 V8.23.0 (2005-11), 3rd Generation Partnership Project, Technical Specification Group GSM/EDGE Radio Access Network, Radio subsystem link control, 1999.
- [117] Jain, R., Chiu, D., and Hawe, W., "A Quantitative Measure Of Fairness And Discrimination For Resource Allocation In Shared Computer Systems", DEC Research Report TR-301, September 1984.
- [118] Cline, A., K., Dhillon, I., S., “Computation of the Singular Value Decomposition”, The University of Texas at Austin, Handbook of Linear Algebra, Chapter 45.