



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

Καταστολή παρεμβολών με τεχνικές χωρικής απομόνωσης και
ανάθεσης πόρων σε OFDMA συστήματα

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Μαρία Α. Σεϊμένη

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και
Μηχανικός Υπολογιστών Δ.Π.Θ.

Αθήνα, Νοέμβριος 2016



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

Καταστολή παρεμβολών με τεχνικές χωρικής απομόνωσης και
ανάθεσης πόρων σε OFDMA συστήματα

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Μαρία Α. Σεϊμένη

Συμβουλευτική Επιτροπή: Δήμητρα Θεοδώρα Ι. Κακλαμάνη
Νικόλαος Κ. Ουζούνογλου
Ιάκωβος Στ. Βενιέρης

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 28^η Νοεμβρίου 2016

.....
Δήμητρα-Θεοδώρα Κακλαμάνη
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

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

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

.....
Μιχαήλ Θεολόγου
Ομότιμος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Χρήστος Καψάλης
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Αθανάσιος Παναγόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Χρήστος Παπαβασιλείου
Senior Lecturer Imperial College London

Αθήνα, Νοέμβριος 2016

.....

Μαρία Αποστόλου Σεϊμένη

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Δ.Π.Θ.

Copyright © Μαρία Σεϊμένη, 2016

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.

"The surname has stuck to me, justified as it was my natural gumption for getting out of scrapes."

Jean Passepartout

(Around the world in eighty days, Jules Verne)

"...it is in despair that we find the most acute pleasure..."

The Underground Man

(Notes from Underground, Fyodor Dostoyevsky)

Περίληψη

Τα σύγχρονα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα παρουσίασαν ταχεία εξέλιξη τις τελευταίες δεκαετίες και εξαιτίας τις διαφορετικότητάς τους σε επίπεδο λογισμικού, αρχιτεκτονικής, κόστους εγκατάστασης, φασματικών αναγκών, ζώνης λειτουργίας (τόσο αδειοδοτούμενης, όσο και μη-αδειοδοτούμενης), εμβέλειας, χωρητικότητας, ταχύτητας, ασφάλειας και ιδιωτικότητας, οδήγησαν γρήγορα στο συνωστισμό του διαθέσιμου ραδιοφάσματος. Στην παρούσα φάση, ένα από τα καίρια ζητήματα που χρήζουν άμεσης αντιμετώπισης από την επιστημονική κοινότητα είναι και η αποτελεσματικότερη αξιοποίηση των ασύρματων πόρων. Με κεντρικό θέμα συζήτησης τα συστήματα κινητής τηλεφωνίας 4G, οι προσπάθειες της παρούσας διδακτορικής διατριβής εστιάζονται προς την ίδια κατεύθυνση με τη βοήθεια της πολυτονικής τεχνολογίας πρόσβασης *OFDMA*, η οποία μεταξύ άλλων παρουσιάζει ατρωσία στις ομοδιαυλικές παρεμβολές στενής ζώνης (*Co-Channel Interference*) και ευνοεί τη διαχείριση ραδιοπόρων (*RRM*) με κατάλληλες τεχνικές.

Ο άξονας της ερευνητικής δραστηριότητας όπως αυτή διαμορφώνεται στη διατριβή περιγράφεται στη συνέχεια.

Αρχικά, στο *Κεφάλαιο 1* πραγματοποιείται σύντομη ιστορική αναδρομή στις τεχνολογικές γενιές των ασύρματων τηλεπικοινωνιών, κατηγοριοποιούνται βάσει εμβέλειας τα κύρια επικοινωνιακά συστήματα και δίκτυα και συνοψίζονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά τους. Από την παραπάνω ανασκόπηση εντοπίζονται οι αδυναμίες των υφιστάμενων συστημάτων και παρουσιάζονται τα κίνητρα, τα οποία εν ολίγοις αποτέλεσαν το έναυσμα της παρούσας διδακτορικής έρευνας.

Στο επόμενο κεφάλαιο (*Κεφάλαιο 2*), παρουσιάζεται το φυσικό στρώμα *PHY* της πολυτονικής ορθογωνικής διαμόρφωσης *OFDM* και περιγράφονται στο μέτρο του δυνατού οι κύριες βαθμίδες ενός *OFDM* πομποδέκτη. Υπό το πρίσμα του πομποδέκτη, η μελέτη ολοκληρώνεται με την υλοποίηση πλατφόρμας προσομοίωσης ενός πολυκυψελωτού δικτύου πολλαπλής πρόσβασης (*Multi-User OFDM*), στα πλαίσια της οποίας προβλέπεται η κυψελική τομεοποίηση (*Sectorization*), ο πλειστηριασμός των σταθμών βάσης, η δυναμική ανάθεση των διαθέσιμων υποφορέων και της ισχύος (*dynamic RRM*), καθώς και ο έλεγχος της καταναλισκώμενης ισχύος για δεδομένο σηματοθορυβικό λόγο (*SINR*). Επειδή η παραμετροποίηση του συστήματος είναι εκτενής και η πλατφόρμα πραγματοποιεί

προκαθορισμένο πλήθος *Monte Carlo* προσομοιώσεων, δευτερευόντως κρίθηκε απαραίτητη η ανάπτυξη και εφαρμογή υποβέλτιστου αλγόριθμου σύγκλισης αποτελεσμάτων. Ο εν λόγω αλγόριθμος "αποφασίζει" τον τερματισμό ή την συνέχεια των προσομοιώσεων βάσει των πιο πρόσφατων λαμβανόμενων δειγμάτων, είναι απλός, επιβαρύνει ελάχιστα τις προσομοιώσεις σεναρίων και οδηγεί σε αντιπροσωπευτικά αποτελέσματα (ελαχιστοποιημένο σφάλμα).

Το *Κεφάλαιο 3*, εν συνεχεία, εστιάζει στο υψίστης σημασίας ζήτημα της διαχείρισης των διαθέσιμων πόρων. Έτσι, παρατίθενται οι σύγχρονες απόψεις που προτείνονται στη σχετική βιβλιογραφία και ομαδοποιούνται σύμφωνα με τον τρόπο που αντιμετωπίζουν τις ομοδιαυλικές παρεμβολές. Στη διατριβή δίνεται έμφαση κυρίως στις τεχνικές που αφορούν στην γενιά 4G και επιλύουν το πρόβλημα γραφικά με τη φιλοσοφία της κλασματικής επαναχρησιμοποίησης συχνότητας (*FFR*). Κατόπιν τούτου, παρουσιάζονται πέντε αλγόριθμοι εκχώρησης υποφορέων *OFDM* (*Round Robin, Interference Permutation*, βελτιωμένη *FFR, RAJSS, BAJSS/GRID*) που δεν απαιτούν κανάλι ανάδρασης στον σταθμό βάσης (*no CSI*). Από αυτούς, οι *RAJSS* και *BAJSS/GRID* είναι προληπτικοί (*proactive*), ενώ ανήκουν και στην κατηγορία των συνεργατικών τεχνικών (*cooperative*), καθώς απαιτείται οι κοινοποίηση *wish list* υποφορέων μεταξύ των σταθμών βάσης. Οι αλγόριθμοι αξιολογούνται σε σενάρια πυκνής και αραιής χωροταξικής διάταξης των σταθμών βάσης, καθώς και σε ετερογενή σενάρια (*OFDMA Heterogeneous Network*). Το τελευταίο βήμα, βέβαια, προϋποθέτει την επικαιροποίηση της πλατφόρμας προσομοίωσης του δικτύου κορμού (*backbone network*) με δευτερεύον δίκτυο *OFDM*, το οποίο τοποθετείται για την βελτίωση της συνολικής μέσης διακίνησης. Η αξιολόγηση των τεχνικών σε όλο το μήκος της διατριβής γίνεται με γνώμονα την απόδοση του συστήματος (χωρητικότητα, καταναλισκόμενη ισχύς), την αλγοριθμική πολυπλοκότητά τους, τον δείκτη *Jain* και την αντιμετώπιση των ομοδιαυλικών παρεμβολών.

Για να αξιοποιηθεί ο χωρικός διαφορισμός, τόσο στην πλευρά του πομπού, όσο και στην πλευρά του δέκτη, στο *Κεφάλαιο 4* τα τερματικά εξοπλίζονται με πολλαπλά κεραιοστοιχεία *MIMO* ενημερώνοντας αναλόγως την πλατφόρμα προσομοίωσης και εφαρμόζονται οι τεχνικές διαμόρφωσης δέσμης (*Beamforming*) και συνδυασμού μεγίστου λόγου (*MRC*) αντίστοιχα. Επειδή, η σοφή αξιοποίηση της διαθέσιμης ισχύος, όπως και η βελτίωση της αρχιτεκτονικής πολυπλοκότητας του

πομποδέκτη *OFDM* είναι εξίσου σημαντικά, στη συνέχεια, θεωρούμε μερική γνώση καναλιού ανάδρασης (*partial CSI*) και εφαρμόζουμε την τεχνική επιλογής κεραιών (*Antenna Selection, AS*). Στη φάση αυτή της διατριβής, οι τεχνικές του προηγούμενου κεφαλαίου αξιολογούνται σε μία ευρεία περιοχή *SINR* με και χωρίς *AS*, και ως προς την ποιότητα των παρεχόμενων υπηρεσιών (*QoS: BER*). Τέλος, προτείνεται ο *MSNR* αλγόριθμος εκχώρησης υποφορέων *OFDM*, ο οποίος επιτρέπει τη φασματική πρόσβαση των κινητών τερματικών μέσω των ποιοτικά καλύτερων υποφορέων, και αξιολογείται κατόπιν σύγκρισης με αλγόριθμους που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Επισημαίνεται ότι στον προτεινόμενο αλγόριθμο η διαδικασία ανάθεσης υποφορέων διεκπεραιώνεται χάρη στη γνώση καναλιού (*full CSI*).

Τέλος, το *Κεφάλαιο 5* συνοψίζει την ερευνητική δραστηριότητα που διεκπεραιώθηκε στα πλαίσια της διατριβής, όπως και τα συμπεράσματα που προέκυψαν από αυτή. Επιστέγασμα του κεφαλαίου αποτελούν οι προτάσεις για μελλοντική εργασία, οι οποίες έχουν σημείο αναφοράς την εκχώρηση πόρων της γενιάς *5G*.

Λέξεις Κλειδιά: *OFDMA*, πολυκυβελωτά συστήματα, τεχνικές διαχείρισης πόρων, τομεοποίηση, διαμόρφωση δέσμης, χωρικός διαφορισμός, επιλογή κεραιοστοιχείων, ποιότητα υπηρεσιών.



Η έρευνα αυτή έχει συνχρηματοδοτηθεί από την Ευρωπαϊκή Ένωση καθώς και από ελληνικούς πόρους μέσω του επιχειρησιακού προγράμματος "Εκπαίδευση και Δια Βίου Μάθηση" του Εθνικού Στρατηγικού Πλαισίου Ανάπτυξης (ΕΣΠΑ) - Ερευνητικό Έργο: ΘΑΛΗΣ - ΕΜΠ: Καινοτόμες Τεχνικές Μετάδοσης και Σχεδίασης Ασύρματων Ευρυζωνικών Δικτύων" (MIS 379489).

Abstract

Nowadays, mobile environments are populated by devices, which use different standard based technologies (IEEE 802.xx), operating systems and have different resources demands. This diversity from the hardware or software perspective and the limited ubiquity of the wireless and mobile networks have jointly led to a significantly overpopulated spectrum. To this end, extensive research regarding 4G wireless systems adopts the multi-carrier *OFDM access scheme* and proposes to use efficient radio resource exploitation strategies (*RRM*). Due to its inherent characteristics, *OFDMA* not only can support resource management, but also is suitable to combat narrowband *Co-Channel Interference*. Both points are considered to be as the backbone of this PhD dissertation that is outlined hereby.

In *Section 1*, the features of the key wireless system networks are concisely summarized. Emphasis is mainly given on their weaknesses, which have actually motivated our efforts throughout this PhD research. By the end of this short technology review, issues and ways to address them are flagged up.

The fundamental characteristics of the *OFDM scheme* are given in *Section 2*, where the *OFDM* transceiver chain is described per functional block. After this, a *Multi-User multicellular OFDM* platform is developed to execute a suitable number of simulations (*Monte Carlo simulations*). During one simulation, the platform core functionalities take place: *Sectorization*, base station auction, subcarrier and power allocation (*dynamic RRM*). Due to the fact that the solution of the problem is multi-objective, time-consuming and therefore computationally cumbersome, we have developed a suboptimal algorithm that "decides" on the number of Monte Carlo simulations, leads to representative results (small error), is simple and adds low computational burden to the platform.

Section 3 focuses on the literature relative to the resource allocation management and presents a few strategies. In detail, the strategies discussed in the manuscript are firstly grouped according to the way they handle co-channel interference. The ones which basically fall into our interest regard 4G and deal with the problem of the scarce spectrum through the graphic solution provided by the *FFR* schemes. In the same context, five radio resource allocation strategies (*Round Robin*, *Interference Permutation*, *enhanced FFR*, *RAJSS*, *BAJSS/GRID*) are presented,

which do not require channel state information (*no CSI*), are proposed and evaluated. The last two strategies, that is to say *RAJSS* and *BAJSS/GRID*, are *proactive* and *cooperative*, for the base stations have to share a *wish list* through *X2 protocol*. For three scenarios (dense, scarce and heterogeneous cellular grid), the strategies are evaluated in terms of network capacity, power dissipation, algorithmic complexity, *Jain's index* and *CCI* mitigation. When the heterogeneous scenario (*OFDMA Heterogeneous Network*) is considered, an auxiliary *OFDM* network is added in each cell to support the *backbone network* and the simulation platform is updated accordingly.

To fully take advantage of the *spatial diversity* at both ends of the wireless channel, in *Section 4* the terminals (either fixed or mobile) are equipped with antenna arrays (*MIMO*). The platform developed in *Section 2* is further upgraded in order to support *Beamforming* and Maximum Ratio Combining (*MRC*) at the transmitting and receiving side respectively. The next task to fulfil in this section is to perform *Antenna Selection* based on *partial CSI* and this way reduce the RF chains and, therefore, power dissipation and architecture complexity. Alongside the *RRM* strategies named in the previous section, *MSRN* resource allocation strategy is presented and compared with them in terms of quality of service (*QoS: BER*) as well. The strategy takes advantage of the *CSI (full CSI)* and allows the mobile terminals to access the physical layer through the subcarriers with the best *SINR*.

Finally, *Section 5* concludes the manuscript. The main outcomes of this research are highlighted along with suggestions for future work regarding *5G* mobile systems.

Key Words: *OFDMA*, multicellular systems, radio resource management techniques, sectorization, beamforming, spatial diversity, antenna selection, QoS.



This research has been co-financed by the European Union (European Social Fund - ESF) and Greek national funds through the Operational Program “Education and Lifelong Learning” of the National Strategic Reference Framework (NSRF)-Research Funding Program: THALIS – NTUA, “Novel Transmit and Design Techniques for Broadband Wireless Networks” (MIS 379489).

*Στον σύζυγό μου **Κωστή**
και στο γιο μας **Ορφέα - Πέτρο***

Πρόλογος

Η παρούσα διδακτορική διατριβή εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ευφών Επικοινωνιών και Δικτύων Ευρείας Ζώνης, το οποίο εντάσσεται στη Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών και στο Ερευνητικό Πανεπιστημιακό Ινστιτούτο Συστημάτων Επικοινωνιών και Υπολογιστών (ΕΠΙΣΕΥ) του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου (Ε.Μ.Π.).

Σε αυτό το σημείο, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά όλους όσους συνετέλεσαν, είτε άμεσα, είτε έμμεσα, στην ολοκλήρωση του παρόντος πονήματος το οποίο διήρκησε πέντε έτη. Κατ'αρχήν, οφείλω ιδιαίτερες ευχαριστίες στην Καθηγήτριά μου κα Δήμητρα Ι. Κακλαμάνη, υπό την επίβλεψη της οποίας διεκπεραιώθηκε η διατριβή αυτή. Η παρουσία της και η καθοδήγησή της καθ'όλη τη διάρκεια της έρευνάς μου υπήρξαν καταλυτικής σημασίας, καθώς μου εξασφάλιζε το κατάλληλο εργαστηριακό περιβάλλον και την πρόσβαση σε πόρους, είτε αυτοί σχετίζονται με άρτια καταρτισμένους επιστήμονες, είτε με βιβλιογραφία, είτε με λογισμικό. Την ευχαριστώ για την εμπιστοσύνη της, την πολύπλευρη υποστήριξή της, κυρίως όμως για τις συμβουλές της σε προσωπικό επίπεδο. Η παρουσία της συνδέεται με το επιστέγασμα των αγώνων μου στον τομέα της εκπαίδευσης και για το λόγο αυτό θα τη θυμάμαι πάντα ως έναν πολύ καθοριστικό για τη ζωή μου άνθρωπο.

Εξίσου ουσιαστικής υποστήριξης έχαιρα και από τα άλλα δύο μέλη της τριμελούς επιτροπής κ. κ. Ιάκωβο Βενιέρη, Καθηγητή Ε.Μ.Π., και Νικόλαο Ουζούνογλου, Καθηγητή Ε.Μ.Π., οι οποίοι καθόρισαν την ομαλή ολοκλήρωση της διδακτορικής μου προσπάθειας.

Σημαντικός υπήρξε και ο ρόλος του κ. Χρίστου Παπαβασιλείου, Αναπληρωτή Καθηγητή του Imperial College του Λονδίνου, που μου έκανε την τιμή να συμπεριληφθεί στην επταμελή επιτροπή και που σε ορόσημα της ερευνητικής μου προσπάθειας η άγρυπνη παρουσία του υπήρξε σημαντική συνιστώσα.

Επίσης, οφείλω να ευχαριστήσω τον Διδάκτορα Μηχανικό Ε.Μ.Π. Παναγιώτη Γκόνη για τον αγόγγυστο χαρακτήρα του, τις γνώσεις που μου μεταλαμπάδευσε και την καθοριστική του καθοδήγηση ενώ εκπονούσα το διδακτορικό μου. Αναμφισβήτητα είναι ένας σπάνιος συνεργάτης.

Από τη διατριβή μου δε θα μπορούσα να παραλείψω και την ομάδα των ικανών συναδέλφων του εργαστηρίου με τους οποίους είχαμε κοινούς στόχους και προβληματισμούς. Ιδιαίτερα, επιθυμώ να ευχαριστήσω τον Υποψήφιο Διδάκτορα Ανδρέα Καψάλη και τον Ηλεκτρονικό Μηχανικό ΤΕ Λάζαρο Τουμανίδη, οι οποίοι μου εξασφάλιζαν την πρόσβαση σε υπολογιστικούς πόρους για την εκτέλεση απαιτητικών πειραμάτων. Θα ήθελα ακόμη να εκφράσω την ιδιαίτερη εκτίμησή μου σε μια αξιόλογη συνάδελφο και πρωτίστως φίλη την Υποψήφια Διδάκτορα Μαρία - Ελευθερία Παπαδοπούλου για τις ευχάριστες συζητήσεις μας, αλλά και για τη συνεργασία μας στα πλαίσια των εργαστηριακών ασκήσεων.





Καθώς κατά τη διάρκεια της διατριβής μου έλαβα μέρος στα πλαίσια του COST 1407 ACCREDIT σε επιστημονική αποστολή (STSM), δε θα μπορούσε να απουσιάζει από τους παραλήπτες της ευγνωμοσύνης μου και ο κ. F. B. J. Leferink, Καθηγητής του Πανεπιστημίου του Twente της Ολλανδίας και Τεχνικός Διευθυντής του τομέα Η/Μ Συμβατότητας στην Thales Netherlands. Τον ευχαριστώ που δεν ξέχασε τη συνεργασία μας στην Alenia Aeronautica Spa, το πάθος μου για το Η/Μ Συμβατότητα και που μου έκανε την τιμή να με προσκαλέσει στην ερευνητική του ομάδα. Παράλληλα, τον ευχαριστώ που με έφερε σε επαφή με τον ικανό και άξιο επιστήμονα, αλλά και Υποψήφιο Διδάκτορα, Robert V.-A. με τον οποίο αφιερώσαμε ώρες και ημέρες δειγματοληψιών Η/Μ πεδίου σε δονούμενα αντηχεία.

Πέραν του ακαδημαϊκού χώρου, οφείλω επιπλέον να αναφερθώ και στους Derek M. (EMC/EMI Engineer), Chris E. (Commercial Manager) και Steve K. (Systems Engineer) της Airbus Defence and Space (UK). Τους ευχαριστώ διότι εκτίμησαν την συνέπειά μου, μου εμπιστεύτηκαν τμήμα τρέχουσας διαστημικής αποστολής, ενώ γνώριζαν την εντατική μου ενασχόληση με τη διατριβή μου, και δημιουργούν το υπόβαθρο για περαιτέρω ερευνητική δραστηριότητα. Δεν ξεχνάω και την Manuela B. (Project Control & Administration Manager) της ESA, με την οποία υπήρξαμε συνάδελφοι στην Alenia Aeronautica Spa. Στις "καρμικές" μας συναντήσεις στα πιο απίθανα σημεία στον κόσμο συνεχίζουμε να θυσιάζουμε ακόμη και σήμερα τη "φυσική μας κατάσταση" στον απέραντο βωμό της gianduja.

Ευχαριστώ, επίσης, τον σύζυγό μου Κωστή, την μητέρα μου Ζωγραφιά και την πεθερά μου Παναγιώτα για την υποστήριξή τους και την κατανόησή τους, την Ιουλία και Ειρήνη της οικογένειας Κλέωνα Τσέτη, καθώς και τον Σπύρο Ζ. και την οικογένειά του. Αυτή η διατριβή, συν τοις άλλοις, αποτελεί έμπρακτη απόδειξη της

υπόσχεσης που έδωσα στον αείμνηστο πατέρα μου Απόστολο. Τον ευχαριστώ που πάντα πίστευε σε εμένα, ενθάρρυνε τις εσωτερικές μου ανησυχίες και με δίδαξε μέσα από την δουλειά του ότι δεν υπάρχει τίποτα πιο σημαντικό από τον αλτρουϊσμό και τον σεβασμό για την ζωή.

Την διατριβή μου επιθυμώ να την αφιερώσω στον γιο μου Ορφέα - Πέτρο, ο οποίος είναι η κινητήριος δύναμη όλων των επιλογών μου, όπως άλλωστε και εν προκειμένω, και που με βοηθάει με την αγάπη του να υπερνικώ όλες τις οπισθέλκουσες συνιστώσες που παρουσιάζονται στους αγώνες μου. Τον ευχαριστώ που υπάρχει στη ζωή μας και του εύχομαι με ειλικρίνεια και διαφάνεια ψυχής μεγαλώνοντας να γίνει ο *Τίμιος Άνθρωπος* που έψαχνε την ημέρα ο κυνικός Διογένης με το αναμμένο του φανάρι.

Γάμος - Διδακτορικό		
		
	Γάμος	Διδακτορικό
Τυπική Διάρκεια:	7.5 χρόνια	7 χρόνια
Ξεκινάει με:	Πρόταση Γάμου	Πρόταση Θέματος
Κορυφώνεται με τελετή κατά την οποία περπατάτε ντυμένη με φόρεμα σε διάδρομο.		
Συνήθως είναι επιθυμία:	Ερωτευμένων ατόμων νεαρής ηλικίας	Ανόητων νεαρών ατόμων χωρίς εργασία
Το 50% τελειώνει με:	Πικρό διαζύγιο	Πικρή μεταμέλεια
Κατά τη διάρκεια γίνεται ανταλλαγή:	Όρκων	Τεχνογνωσίας
Είστε μαζί του μέχρι ο θάνατος να σας χωρίσει:	Εάν είσαι τυχερή	Εάν είσαι τεμπέλα

Preface

This PhD dissertation was elaborated in Intelligent Communications & Broadband Networks Laboratory (ICBNet), established within the School of Electrical & Computer Engineering and the Institute of Communication and Computer Systems (ICCS) of the National Technical University of Athens (NTUA).

At this point, I would like to thank all those who contributed, either directly or indirectly, in the conclusion of this essay which lasted five years. Firstly, I owe special thanks to my Professor Mrs. Demetra I. Kaklamanis, under whose supervision this thesis was put through. Her presence and guidance throughout the duration of my research was of great importance, as it ensured me the appropriate laboratory environment and access to resources, whether they were related to highly trained scientists, or literature, or software. I thank her for her confidence, her multilateral support, but, mainly, for her advice on a personal level. Her presence is associated with the capping stone of my struggles in education and therefore she will be always remembered as a person bearing a very decisive role in my life.

I enjoyed equally effective support by the other two members of tripartite committee Mr. Jacob Venieris, NTUA Professor, and Mr. Nicholas Uzunoglu, NTUA Professor, who were determined for the smooth integration of my doctoral effort.

Important was the role of Mr. Christos Papavasiliou, Senior Lecturer in the Imperial College London, who did me the honor to be included in the committee of seven members and whose watchful presence in the milestones of my research effort was an important component.

Also, I must thank Mr. Panayiotis Gonis, Doctor Engineer of NTUA, for his ungrudging character, his knowledge which he conveyed and his defining guidance during the preparation of my thesis. He is certainly a rare partner to have.

For my thesis I could not miss and the group of capable colleagues of the workshop with which we had common goals and concerns. In particular, I wish to thank the Candidate Ph.D. Mr. Andreas Kapsalis and the Electronic Engineer TE Mr. Lazarus Toumanidis, who they assured me the access to computing resources for the execution of demanding experiments. I would also like to express my particular

appreciation in a remarkable colleague and primarily friend the Candidate Doctor Miss Maria - Eleftheria Papadopulu for our pleasant conversations, but also for our cooperation during the laboratory courses.



Since during my thesis I took part in a STSM, which was held in the frame of COST 1407 ACCREDIT, there could not be absent from my gratitude recipients and Mr. F. B. J. Leferink, Professor of the University of Twente in Netherlands and Technical Director of the EMC sector in Thales Netherlands. I thank him for not forgetting our cooperation in Alenia Aeronautica Spa, my passion for EMC and he did me the honor to invite me to the research group. At the same time, I thank him for bringing me in contact with the capable and worthy scientist and doctoral candidate, Mr. Robert V.-A. with which we dedicated hours and days of sampling data of electromagnetic field in reverberating chambers.

Beyond academia, I must further refer to Mr. Derek M. (EMC/EMI Engineer), Mr. Chris E. (Commercial Manager) and Mr. Steve K. (Systems Engineer) of Airbus Defence and Space (UK). I thank them because they appreciated my consistency, and they entrusted me with a part of a current space mission, knowing my intensive preoccupation with my dissertation, and they created a basis for further research activity. I do not forget Miss Manuela B. (Project Control & Administration Manager) of ESA, with which we have been colleagues in Alenia Aeronautica Spa. In "our karmic" meetings in the most unlikely places in the world, we still, until today, continue to sacrifice our "fitness" in the vast altar of gianduja.

I would also like to thank my husband Konstantinos, my mother Zografia and my mother in law Panayota for their support and understanding, Julie and Irene Tsetis, as well as Spyros Z. and his family. This dissertation, moreover, is a testament to the promise that I gave to my late father Apostolis. I thank him, he who always believed in me, encouraged my inner anxieties and taught me through his work that there is nothing more important than altruism and respect for life.

I would like to dedicate my thesis to my son Orpheus - Peter, who is the driving force of all my options, like this one, and that helps me with his love to conquer all the pulling back components that show up in my fights. I thank him that exists in my life and wish him sincerely and with soul transparency, to grow up and

become the *Honest Man* that Diogenes, the cynic philosopher, was looking the day with his lantern alight.

Marriage vs. Ph.D.		
	 Marriage	 Ph.D
Typical Length:	7.5 years	7 years
Begins with:	A proposal	A thesis proposal
Culminates in a ceremony where you walk down an aisle dressed in a gown:	✓	✓
Usually entered into by:	Foolish young people in love	Foolish young people without a job
50% end in:	Bitter divorce	Bitter remorse
Involves exchange of:	Vows	Know-how
Until death do you part?	If you are lucky	If you are lazy

Copyright © 2010 Jorge Cham. www.phdcomics.com

Περιεχόμενα

Κατάλογος Εικόνων	14
Κατάλογος Πινάκων	18
Κατάλογος Συντομεύσεων	20
1 Ανασκόπηση των συστημάτων κινητής επικοινωνίας	26
1.1 Εισαγωγή	26
1.2 Τεχνολογικές γενιές	28
1.3 Κατηγορίες ασύρματων δικτύων	36
1.3.1 Ασύρματα Προσωπικά Δίκτυα - WPAN	38
1.3.2 Ασύρματα Τοπικά Δίκτυα - WLAN	39
1.3.3 Ασύρματα Μητροπολιτικά Δίκτυα - WMAN	40
1.3.4 Ασύρματα Δίκτυα Ευρείας Περιοχής - WWAN	41
1.3.5 Άλλες κατηγορίες δικτύων (WRAN)	42
1.4 Κίνητρο της διατριβής και προτάσεις	42
2 Η τεχνική OFDM/ OFDMA	46
2.1 Εισαγωγή	46
2.2 Η τεχνική OFDM	47
2.3 Η RF αλυσίδα του OFDM πομποδέκτη	50
2.3.1 Κωδικοποίηση ραδιοδιάυλου	52
2.3.2 Διαμόρφωση συμβόλου	52
2.3.3 Διαμόρφωση OFDM	53
2.3.4 Κυκλικό Πρόθεμα	54
2.3.5 Λόγος Μέγιστης-προς-Μέσης Ισχύος σε συστήματα με πολλαπλές φέρουσες συχνότητες	56
2.3.6 Η έννοια του διαφορισμού στο ασύρματο μέσο διάδοσης	57
2.3.7 Αποδιαμόρφωση OFDM	59

2.3.8	Αξιολόγηση (απο)διαμόρφωσης OFDM	59
2.4	Η RF αλυσίδα του OFDMA πομποδέκτη	60
2.4.1	Αρχιτεκτονική προσομοιωτή MU-OFDMA	60
3	Τεχνικές RRM για OFDMA συστήματα	68
3.1	Εισαγωγή	68
3.2	Τεχνικές καταστολής ομοδιαυλικών παρεμβολών - Σύγχρονες απόψεις	70
3.3	Τεχνικές ανάθεσης πόρων για την OFDM	72
3.4	Τεχνικές ανάθεσης πόρων για την MU-OFDMA	73
3.5	Παιγνιοθεωρητικές τεχνικές ανάθεσης πόρων	77
3.6	Τεχνικές ανάθεσης πόρων για συστήματα 4G	79
3.6.1	Τεχνικές ανάθεσης πόρων σε πολυκυψελωτά δίκτυα (Multicellular Ntws)	80
3.6.1.1	Frequency Reuse-based Schemes (Στατική προσέγγιση)	80
3.6.1.2	Cell Coordination Schemes (Δυναμική Προσέγγιση)	89
3.6.1.3	RRM με τεχνικές μετριασμού παρεμβολών (IMTs)	93
3.6.2	Τεχνικές ανάθεσης πόρων σε γνωστικά δίκτυα (Cognitive Ntws)	95
3.6.3	Τεχνικές ανάθεσης πόρων σε δίκτυα μεταγωγής (Relay Ntws)	96
3.6.4	Τεχνικές ανάθεσης πόρων σε ετερογενή δίκτυα (HetNets)	96
3.7	Προτεινόμενες RRM τεχνικές	99
3.7.1	Βελτιωμένη τεχνική επαναχρησιμοποίησης συχνότητας (FFR)	101
3.7.2	Τεχνική απόδοσης καναλιών με εικονική κατάτμιση της επιφάνειας των κυψελών (BAJSS/GRID)	103
3.7.3	Τεχνική απόδοσης καναλιών ελάχιστης επαναχρησιμοποίησης (RAJSS)	109
3.7.4	Αλγοριθμική πολυπλοκότητα προτεινόμενων τεχνικών	111
3.7.5	Δείκτης Δικαιοσύνης [Fairness Index]	112
3.8	Αξιολόγηση προτεινόμενων RRM τεχνικών	113
3.8.1	Επίδοση OFDMA συστημάτων πυκνού κυψελικού πλέγματος	114
3.8.2	Επίδοση OFDMA συστημάτων αραιού κυψελικού πλέγματος	121

3.8.3	Επίδοση ετερογενούς OFDMA συστήματος αραιού κυψελικού πλέγματος και επίδραση RRM τεχνικών στη συνολική απόδοση του συστήματος	129
3.9	Σύνοψη κεφαλαίου	139
4	Τεχνικές πολλαπλών κεραιοστοιχείων σε OFDMA συστήματα	142
4.1	Εισαγωγή	142
4.2	Χαρακτηριστικά ραδιοδιαύλου	144
4.3	Τεχνικές αξιοποίησης χωρικού διαφορισμού	148
4.3.1	Πολλαπλά κεραιοστοιχεία στον δέκτη - SIMO κανάλι	148
4.3.2	Πολλαπλά κεραιοστοιχεία στον πομπό - MISO κανάλι	149
4.3.3	Πολλαπλά κεραιοστοιχεία εκατέρωθεν του ραδιοδιαύλου - MIMO κανάλι	151
4.4	Τεχνικές πολλαπλού διαφορισμού στην εκπομπή και στην λήψη - Ανασκόπηση βιβλιογραφίας	152
4.5	Αρχιτεκτονική πλατφόρμας MU-MIMO-OFDMA, διαχείριση ραδιοπόρων με γνώση της ποιότητας του ραδιοδιαύλου και προεπεξεργασία H/M βαθμίδων	156
4.6	Αξιολόγηση τεχνικών ανάθεσης υποφορέων <i>OFDM</i> (CSI, no-CSI) και προεπεξεργασίας H/M βαθμίδων.	161
4.7	Σύνοψη κεφαλαίου	173
5	Σύνοψη διατριβής και προτάσεις για μελλοντική μελέτη	176
5.1	Σύνοψη και συμπεράσματα	176
5.2	Προτάσεις για μελλοντική μελέτη	178
	Βιβλιογραφία	180
	Παράρτημα Α - Δημοσιεύσεις	198
	Παράρτημα Β - Συνάρτηση ολοκλήρωσης επαναλήψεων Monte Carlo προσομοιώσεων	200
	Βιογραφικό Σημείωμα	202

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 1-1: Μέσα μετάδοσης πληροφορίας. (α) Σύστημα φρικτωριών. (β) Μπουκάλι. (γ) Αγγελιοφόρος. (δ) Ταχυδρομικό περιστέρι.	27
Εικόνα 1-2: Ο πρώτος ταλαντωτής του Hertz. Αποτελείται από δύο σύρματα χαλκού (1m έκαστο), που υποστηρίζονται από κερωμένες ράβδους. Οι μεγάλες σφαίρες διαμέτρου 30cm είναι από ψευδάργυρο.[2]	28
Εικόνα 1-3: Πληθυσμός σταθερών και κινητών συνδρομητών την περίοδο 2007-2014 σύμφωνα με την ITU.[4]	29
Εικόνα 1-4: Εξέλιξη των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων βάσει κινητικότητας και ρυθμού μετάδοσης.	32
Εικόνα 1-5: Εξέλιξη των ασύρματων τεχνολογιών.	32
Εικόνα 1-6: Κατηγοριοποίηση ασύρματων δικτύων.	36
Εικόνα 1-7: WiMAX - Last Mile Access.	40
Εικόνα 2-1: Δομή OFDM πλαισίου. Φιλοσοφία πολλαπλής πρόσβασης OFDMA.	49
Εικόνα 2-2: Σύμβολο OFDM διάρκειας 1 sec με τρεις υποφορείς (πεδίο του χρόνου).	49
Εικόνα 2-3: Σύμβολο OFDM με τρεις υποφορείς στο πεδίο της συχνότητας.	50
Εικόνα 2-4: Peak-to-Average Power Ratio ενός OFDM συμβόλου με τρεις υποφορείς.	50
Εικόνα 2-5: Αρχιτεκτονική πομποδέκτη OFDM (εντός διακεκομμένου πλαισίου).	51
Εικόνα 2-6: Κυκλικό πρόθεμα ενός OFDM συμβόλου, [17].	54
Εικόνα 2-7: Αρχιτεκτονική πομποδέκτη MU-OFDMA.	62
Εικόνα 2-8: Διάγραμμα ροής πολλαπλής πρόσβασης κινητών τερματικών σε OFDMA σύστημα στη διάρκεια μίας Monte Carlo προσομοίωσης.	64
Εικόνα 3-1: Κατηγορίες τεχνικών ανάθεσης πόρων.	71
Εικόνα 3-2: (α) Μοντέλο Reuse - 1. (β) Μοντέλο Reuse - 3. (γ) Μοντέλο FFR.	83
Εικόνα 3-3: (α) Μοντέλο PFR (FI - FFR). (β) Μοντέλο PFR (I Interference). (γ) Μοντέλο Multi-level Power PFR.	83
Εικόνα 3-4: (α) Μοντέλο SFR. (β) Μοντέλο SFFR.	84
Εικόνα 3-5: (α) Μοντέλο IFR. (β) Μοντέλο e-FFR.	86
Εικόνα 3-6: (α) Μοντέλο GFFR. (β) Μοντέλο Automata-based FFR.	89
Εικόνα 3-7: (α) Σειριακή ανάθεση υποφορέων (Round Robin). (β) Ψευδοτυχαία ανάθεση υποφορέων (Pseudo-random permutation).	94
Εικόνα 3-8: Ετερογενές δίκτυο.	98

Εικόνα 3-9: Τεχνική <i>SqFR</i> [164].	101
Εικόνα 3-10: Βελτιωμένη <i>FFR</i> τεχνική για τέσσερις τύπους κυψελών.	103
Εικόνα 3-11: Τεχνική <i>BAJSS</i> . (α) Κυψελική/φασματική διαμόρφωση. (β) Παράδειγμα παρεμβολών ($G = 9$). (γ) Παράδειγμα για $G = 4$ όπου το MT /ρόμβος ανήκει χωροταξικά στο τετράγωνο $\{GI, F2\}$.	104
Εικόνα 3-12: Τεχνική <i>GRID</i> . (α) Κυψελική αρχιτεκτονική (αραιό πλέγμα, μπλε) και υποπεριοχές/"γεωτεμάχια" (πυκνό πλέγμα, κόκκινο). (β) Τυχαία φασματική απεικόνιση ($G = 16$).	106
Εικόνα 3-13: Επίπεδα ισχύος ανά φασματική/γεωγραφική υποπεριοχή ανά κυψέλη. Στην Cell 1 η υποπεριοχή 4 καταναλώνει P7, στην Cell 2 η υποπεριοχή 9 καταναλώνει P4, στην Cell 3 η υποπεριοχή 1 καταναλώνει P8, στην Cell 4 η υποπεριοχή 6 καταναλώνει P6. Επιπλέον, οι φασματικές υποπεριοχή 7/3 των κυψελών 1/4 αντίστοιχα δεν καταναλώνουν ισχύ ($P6=0$ Watts και $P3=0$ Watts αντίστοιχα) επειδή δεν υπάρχει τερματικό που δεσμεύει πόρους τους.	106
Εικόνα 3-14: (α) Παράδειγμα με την τεχνική <i>RAJSS</i> . (β) Διαγράμμα <i>Venn</i> : Το σύνολο των διαθέσιμων υποφορέων C_i του I^{st} BS και το σύνολο των υποφορέων C_j που έχουν δεσμευτεί από τους παρεμβολείς/κινητά τερματικά των γειτονικών BSs.	110
Εικόνα 3-15: Διαγράμματα <i>Venn</i> . (α) Το σύνολο των υποφορέων C'_i του I^{st} BS που είναι υποψήφια προς ανάθεση βάσει της <i>anti-EMI</i> τεχνικής. (β) Το σύνολο των υποφορέων U_n του I^{st} BS το οποίο θα δεσμευτεί εν τέλει από το MT .	111
Εικόνα 3-16: Χωροταξική τοποθέτηση 19 εξαγωνικών κυψελών (2 tiers) και η διαμόρφωση δέσμης ανά tier.	117
Εικόνα 3-17: Μέσος αριθμός MT για πιθανότητα αποκλεισμού 10% και 2 tiers.	117
Εικόνα 3-18: Μέσος αριθμός MT για πιθανότητα αποκλεισμού 30% (λογαριθμική κλίμακα) και 2 tiers.	118
Εικόνα 3-19: Μέσος αριθμός MT για πιθανότητα αποκλεισμού 40% (λογαριθμική κλίμακα) και 2 tiers.	118
Εικόνα 3-20: Οικογένειες καμπυλών <i>Throughput</i> vs. <i>CD</i> .	120
Εικόνα 3-21: Μέση καταναλισκόμενη ισχύς ανά MT για πιθανότητα αποκλεισμού 30% (2 tiers).	121
Εικόνα 3-22: Μέση καταναλισκόμενη συνολική ισχύς κάτω ζεύξης για πιθανότητα αποκλεισμού 30% (2 tiers).	121
Εικόνα 3-23: Χωροταξική τοποθέτηση 25 κυψελών (2 tiers).	122

Εικόνα 3-24: Μέσος αριθμός MTs για πιθανότητα αποκλεισμού 30%, (α) 1 tier και (β) 2 tiers (λογαριθμική κλίμακα).	126
Εικόνα 3-25: Μέσος αριθμός MTs για πιθανότητα αποκλεισμού 50%, (α) 1 tier και (β) 2 tiers (λογαριθμική κλίμακα).	127
Εικόνα 3-26: (α) Μέση καταναλισκόμενη ισχύς ανά MT και (β) Μέση καταναλισκόμενη συνολική ισχύς κάτω ζεύξης για πιθανότητα αποκλεισμού 30% (2 tiers).	128
Εικόνα 3-27: Κυψελική απεικόνιση του ετερογενούς δικτύου.	130
Εικόνα 3-28: Διάγραμμα ροής πολλαπλής πρόσβασης κινητών τερματικών σε $OFDMA$ Ετερογενές σύστημα στη διάρκεια μίας Monte Carlo προσομοίωσης.	132
Εικόνα 3-29: Μέσος αριθμός MTs για πιθανότητα αποκλεισμού 30%, 1 tier και [$SINR_{p-BS}-SINR_{s-BS}=9.6dB-9.6dB$]. (α) <i>Random-Random</i> . (β) <i>RAJSS-Random</i> .	133
Εικόνα 3-30: Μέσος αριθμός MTs για πιθανότητα αποκλεισμού 30%, 1 tier και [$SINR_{p-BS}-SINR_{s-BS}=9.6dB-5.0dB$]. (α) <i>Random-Random</i> . (β) <i>RAJSS-Random</i> .	133
Εικόνα 3-31: Μέσος αριθμός MTs για πιθανότητα αποκλεισμού 30%, 2 tiers και [$SINR_{p-BS}-SINR_{s-BS}=9.6dB-9.6dB$]. (α) <i>Random-Random</i> . (β) <i>RAJSS-Random</i> .	134
Εικόνα 3-32: Μέσος αριθμός MTs για πιθανότητα αποκλεισμού 30%, 2 tiers και [$SINR_{p-BS}-SINR_{s-BS}=9.6dB-5.0dB$]. (α) <i>Random-Random</i> . (β) <i>RAJSS-Random</i> .	134
Εικόνα 3-33: (α) Στραμμένη τομεοποίηση στο 1^o tier. (β) Ετερογενές δίκτυο.	135
Εικόνα 3-34: Μέση χωρητικότητα (MTs) για $SINR_{p-BS}=9.6$ dB και $SINR_{p-BS}-SINR_{s-BS}=9.6$ dB-9.6 dB (HetNet).	137
Εικόνα 3-35: Μέση χωρητικότητα (MTs) για $SINR_{p-BS}=5.0$ dB και $SINR_{p-BS}-SINR_{s-BS}=9.6$ dB -5.0 dB (HetNet).	137
Εικόνα 3-36: Μέση χωρητικότητα (MTs) για $SINR_{p-BS}=9.6$ dB και $SINR_{p-BS}-SINR_{s-BS}=9.6$ dB -5.0 dB (HetNet).	138
Εικόνα 4-1: Διακύμανση του λαμβανόμενου ηλεκτρικού πεδίου $ E_x $. Διαλείψεις μικρής (εντός $VIRC$, P8) και μεγάλης (εντός RC , P8) κλίμακας στα 2 GHz με 1kHz ρυθμό δειγματοληψίας [$\Delta\Sigma$ 8].	146
Εικόνα 4-2: Αρχιτεκτονική πομποδέκτη $MU-MIMO-OFDMA$ με στοιχειοκεραίες εκατέρωθεν του ασύρματου καναλιού.	157
Εικόνα 4-3: Διάγραμμα ροής προσομοιωτή πολυχρηστικού συστήματος $MU-MIMO-OFDM$.	161
Εικόνα 4-4: Μέση διακίνηση (<i>mean Throughput</i>) για πιθανότητα αποκλεισμού 30%, $E_b/N_o = 9.6$ dB και 19 κυψέλες.	164

Εικόνα 4-5: (α). Μέση διακίνηση (mean Throughput) για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, $E_b/N_o(\text{dB}) = [0, 5, 9.6]$, 7 κυψέλες, με *AS*. (β) Μέση διακίνηση (mean Throughput) για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, $E_b/N_o(\text{dB}) = [0, 5, 9.6]$, 7 κυψέλες, χωρίς *AS*. 165

Εικόνα 4-6: (α). Μέση διακίνηση (mean Throughput) για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, $E_b/N_o(\text{dB}) = [0, 5, 9.6]$, 19 κυψέλες, με *AS*. (β) Μέση διακίνηση (mean Throughput) για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, $E_b/N_o(\text{dB}) = [0, 5, 9.6]$, 19 κυψέλες, χωρίς *AS*. 166

Εικόνα 4-7: Μέση καταναλισκόμενη ισχύς για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, $E_b/N_o(\text{dB}) = [0, 5, 9.6]$, 19 κυψέλες, με *AS*. 167

Εικόνα 4-8: (α) Μέσος αριθμός *MTs* για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, 1 tier. (β) Μέσος αριθμός *MTs* για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, 2 tiers. 169

Εικόνα 4-9: Μέσος αριθμός *MTs* για πιθανότητα αποκλεισμού 80%, (α) 1 tier [λογαριθμική βαθμονόμηση] και (β) 2 tiers. 170

Εικόνα 4-10: (α) Μέση καταναλισκόμενη ισχύς ανά *MTs* και (β) Μέση συνολική καταναλισκόμενη ισχύς για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, 1 tier. (γ) Μέση καταναλισκόμενη ισχύς ανά *MTs* και (δ) Μέση συνολική καταναλισκόμενη ισχύς για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, 2 tiers. 171

Εικόνα 4-11: Δείκτες *CFI* και *PFI* για πιθανότητα αποκλεισμού 5% και (α) 1 tier και (β) 2 tiers. 172

Εικόνα 4-12: Μέσο *BER* για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, 1 tier και (α) χωρίς επιλογή κεραιών [no *AS*] και (β) επιλογή κεραιών [*AS*]. Μέσο *BER* για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, 2 tiers και (γ) χωρίς επιλογή κεραιών [no *AS*] και (δ) επιλογή κεραιών [*AS*]. 173

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1-1: Σύνοψη τεχνικών χαρακτηριστικών ασύρματων τεχνολογιών.	37
Πίνακας 2-1: Παράμετροι <i>OFDMA</i> προσομοιώσεων.	63
Πίνακας 3-1: Σύγκριση στατικών μοντέλων αξιοποίησης διαθέσιμων πόρων.	87
Πίνακας 3-2: Οι τεχνολογίες WiMAX και WiFi	99
Πίνακας 3-3: Συνάρτηση <i>grid_std()</i> . Standard version	107
Πίνακας 3-4: Συνάρτηση <i>grid_nstd()</i> . Non-standard version	107
Πίνακας 3-5: Τεχνική <i>BAJSS/GRID</i> .	108
Πίνακας 3-6: Επίδοση <i>BAJSS/GRID</i> και 2 tiers.	119
Πίνακας 3-7: Επίδοση <i>RAJSS</i> και 2 tiers.	119
Πίνακας 3-8: Επίδραση <i>CD</i> και <i>PD</i> στη μέση χωρητικότητα.	120
Πίνακας 3-9: Παραμετροποίηση <i>OFDMA</i> δικτύου με αραιό κυψελικό πλέγμα.	123
Πίνακας 3-10: Επίδοση <i>GRID</i> ανά σενάριο.	124
Πίνακας 3-11: Επίδοση τεχνικών ανά σενάριο.	124
Πίνακας 3-12: Πρώτη παραμετροποίηση <i>OFDMA</i> ετερογενούς δικτύου.	131
Πίνακας 3-13: Δεύτερη παραμετροποίηση <i>OFDMA</i> ετερογενούς δικτύου.	138
Πίνακας 3-14: Ποσοστιαία συνεισφορά των υποδικτύων στην συνολική μέση χωρητικότητα	139
Πίνακας 4-1: Στατιστικές ιδιότητες ηλεκτρικού πεδίου.	147
Πίνακας 4-2: Τεχνική <i>MSNR</i> .	160
Πίνακας 4-3: Παραμετροποίηση <i>MU-MIMO-OFDM</i> δικτύου.	163
Πίνακας 4-4: Μέσος ρυθμός σφάλματος <i>BER</i> για 5% πιθανότητα αποκλεισμού	167
Πίνακας 4-5: Μέσος ρυθμός σφάλματος <i>BER</i> για μέγιστη χωρητικότητα.	168
Πίνακας Β: 1 Αλγόριθμος σύγκλισης αποτελεσμάτων.	200
Πίνακας Β: 2 Ερμηνεία παραμέτρων Πίνακας Β: 1.	201
Πίνακας Β: 3 Πλήθος <i>MC</i> προσομοιώσεων μέσω του αλγόριθμου σύγκλισης για τις διάφορες τεχνικές ανάθεσης υποφορέων για 5% πιθανότητα αποκλεισμού και 4 υποφορείς ανά <i>MT</i> .	201

Κατάλογος Συντομεύσεων

3GPP	3rd Generation Partnership Project
3GPP-UMB	3GPP Ultra-Mobile Broadband
3GPP2	3rd Generation Partnership Project 2
AoA	Angle of Arrival
ADSL	Asymmetric Digital Subscriber Line
AF	Amplify-and-Forward
all-IP	all - Internet Protocol
AMC	Adaptive Modulation Coding
AMPS	Advanced Mobile Phone System
AP	Access Point
ARQ	Automatic Repeat Request
AS	Antenna Selection
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BAJSS	Block Anti-Jamming Subcarrier Scavenging strategy
BAN	Body Area Network
BER	Bit Error Rate
Bluetooth SIG	Bluetooth Special Interest Group
BS	Base Station
CBR	Case Base Reasoning
CCI	Co-Channel Interference
CCSA	China Communications Standards Association
CDMA	Code Division Multiple Access
CF	Compress-and-Forward
CFI	Capacity Fairness Index
CQI	Channel Quality Information
CP	Cyclic Prefix
CSI	Channel State Information
CSMA/CA	Carrier Sense Multiple Access with Collision Avoidance
CSS	Chirp Spread Spectrum
D-AMPS	Digital Advanced Mobile Phone System
DF	Decode-and-Forward

DL	DownLink
DSSS	Direct - Sequence Spread Spectrum
EDGE	Enhanced Data rates for GSM Evolution
e-FFR	enhanced Frequency Reuse
eNB	Evolved Node Base station
FD	Frequency Domain
FEC	Forward Error Correction
FFR	Fractional Frequency Reuse
FFT	Fast Fourier Transform
FHSS	Frequency - Hopping Spread Spectrum
FP	Failure Probability
FRF	Frequency Reuse Factor
GSM	Global System for Mobile Communications
GPRS	General Packet Radio Service
GPS	Global Positioning System
HC-SDMA	High Capacity - Spatial Division Multiple Access
HDD	Hard Decision Decoding
HetNets	Heterogeneous Networks
HiperLAN/2	High Performance Radio LAN/2
HSPA	High Speed Packet Access
IAT	Interference Avoidance Technique
ICI	Intra-Cell Interference
ICIC	Inter - Cell Interference Coordination
ICT	Information and Telecommunications Technology
IFFT	Inverse Discrete Fourier Transform
IFR	Incremental Frequency Reuse
IMT	Interference Mitigation n Technique
IS-136	Interim Standard 136
ISI	Inter-Symbol Interference
ISM	Industrial, Scientific and Medical bands
ITU	International Telecommunication Union
JTAC	Japanese Total Access Communication System
LDPC	Low Density Parity Check

LS-MIMO	Large Scale - MIMO
LTE	Long Term Evolution
MAC	Media Access Control
MAI	Multiple Access Interference
MBWA	Mobile Broadband Wireless Access
MC	Monte Carlo
MC-CDMA	Multi Carrier - Code Division Multiple Access
MIMO	Multiple Input Multiple Output
MISO	Multiple Input Single Output
M-QAM	M - Quadrature Amplitude Modulation
MRC	Maximal Ratio Combining
MMSE	Mean Square Error
MSNR	Maximum Signal to Noise Ratio
MT	Mobile Terminal
MUD	Multi User Detector
MU-MIMO/OFDMA	Multiple User MIMO/OFDMA
NBS	Nash Bargain Solution
NLOS	Non Line of Sight
NMT	Nordic Mobile Telephone
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
OFDMA	Orthogonal Frequency Division Multiple Access
PAPR	Peak to Average Power Ratio
PDA	Personal Digital Assistant
PDF	Probability Density Function
PFI	Power Fairness Index
PFR	Partial Frequency Reuse
PFR - SH	Partial Frequency Reuse - Soft Handover
PHY	Physical layer
PIC	Parallel Interference Cancellation
RAJSS	Regional Anti-Jamming Scavenging Strategy
RBS	Raiffa-Kalai-Smorodinsky Bargain Solution
RC	Reverberating Chamber
RNC	Radio Network Controller

PRBS	Pseudo-Random Binary Sequence
QoS	Quality of Service
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RAJSS	Regional Anti-Jamming Subcarrier Scavenging strategy
RAT	Radio Access Technologies
RB	Resource Block
RF	Radio Frequency
PFR	Partial Frequency Reuse
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RRM	Radio Resource Management
SC-OFDMA	Single Carrier Orthogonal Frequency Division Multiple Access
SDD	Soft Decision Decoding
SDMA	Space Division Multiple Access
SFFR	Soft Fractional Frequency Reuse
SFR	Soft Frequency Reuse
SIC	Serial Interference Cancellation
SIMO	Single Input Multiple Output
SINR	Signal to Interference plus Noise Ratio
SNR	Signal to Noise Ratio
SOFDMA	Scalable Orthogonal Frequency Division Multiple Access
SQNR	Signal to Quantization Noise Ratio
TACS	Total Access Communication System
TD	Time Domain
TDD	Time Division Duplex
TDMA	Time Division Multiple Access
TD-SCDMA	Time Division - Synchronous Code Division Multiple Access
THSS	Time - Hopping Spread Spectrum
UL	UpLink
UMTS	Universal Mobile Telecommunications System
UWB	Ultra Wide Band
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access
WF	Water Filling
WiFi	Wireless Fidelity

WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
WMAN	Wireless Metropolitan Area Network
WLAN	Wireless Local Area Network
WPAN	Wireless Personal Area Network
WRAN	Wireless Regional Area Network
WWW	World Wide Wireless Web

1 Ανασκόπηση των συστημάτων κινητής επικοινωνίας

1.1 Εισαγωγή

Η έννοια των τηλεπικοινωνιών συνδέεται άρρηκτα με την ανθρώπινη ύπαρξη, καθώς αποτελεί άμεσο προϊόν της, ενώ η αρχιτεκτονική πολυπλοκότητα του φυσικού μέσου που τις διεκπεραιώνει αντικατοπτρίζει και την εξέλιξη του ανθρώπινου είδους σε επίπεδο ευφυΐας.

Λόγου χάριν, στην αρχαιότητα οι τηλεπικοινωνίες υπήρξαν εξίσου διαδεδομένες με σήμερα και διεξάγονταν κυρίως οπτικά, χρησιμοποιώντας το λεγόμενο σύστημα των φρυκτωριών [1] (Εικόνα 1-1α), είτε γραπτώς με τη βοήθεια μεταφορικού μέσου (Εικόνα 1-1β), αγγελοφόρου (Εικόνα 1-1γ), εκπαιδευμένου

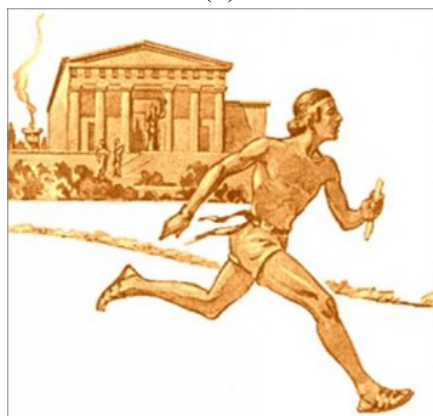
ζώου (Εικόνα 1-1δ), κ.τ.λ.. Οι μέθοδοι αυτές, βέβαια, χρησιμοποιούνται ακόμη και σήμερα με τη μόνη διαφορά ότι πλέον επιλέγεται ως φυσικό μέσο μετάδοσης της πληροφορίας κυρίως το ενσύρματο μέσο ή/και το ασύρματο κανάλι (ελεύθερος χώρος).



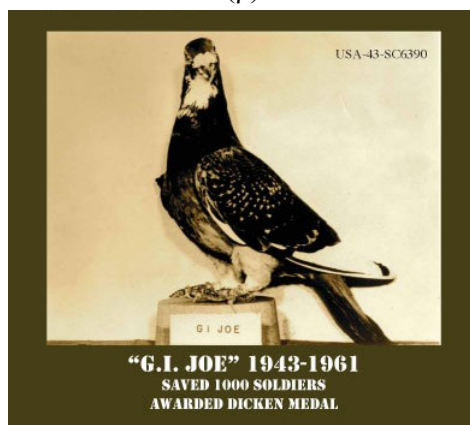
(α)



(β)



(γ)

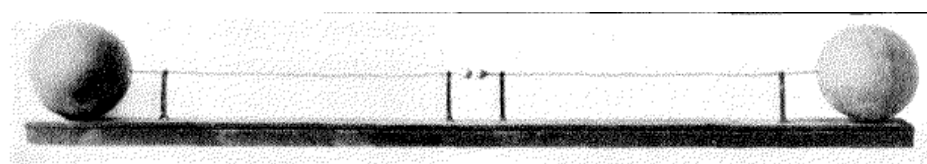


(δ)

Εικόνα 1-1: Μέσα μετάδοσης πληροφορίας. (α) Σύστημα φρικτωριών. (β) Μπουκάλι. (γ) Αγγελιοφόρος. (δ) Ταχυδρομικό περιστέρι.

Το νέο μέσο καθιστά αισθητή την παρουσία του αρχικά σε πειραματικό επίπεδο πριν από δύο αιώνες περίπου (1888, Πανεπιστήμιο του Karlsruhe του Βερολίνου) σηματοδοτώντας την έναρξη της "εποχής του ηλεκτρισμού" [1]. Τότε, ο H. Hertz δημοσιεύει σχετικό επιστημονικό άρθρο στο οποίο περιγράφει τις διαδικασίες διέγερσης H/M κυμάτων με τη βοήθεια ταλαντωτή δικής του επινόησης. Σύμφωνα με το πείραμα, όταν οι αγώγιμες ράβδοι φορτίζονταν με αντίθετα φορτία (Εικόνα 1-2), ικανά να προκαλέσουν σπινθήρα, το ρεύμα αμφिताλαντεύονταν κατά μήκος του διάκενου, αλλά και των ράβδων. Ωστόσο, παρόλο που κατάφερε να αποσυζεύξει το ηλεκτρικό και το μαγνητικό πεδίο και να τα απελευθερώσει στον ελεύθερο χώρο, επιβεβαιώνοντας ταυτοχρόνα και την θεωρία του J. C. Maxwell στις

χαμηλές συχνότητες, (τα Η/Μ κύματα έχουν τις ίδιες ιδιότητες με το φως, π.χ. ανάκλαση, διάθλαση, πόλωση, παρεμβολές, ταχύτητα), υποτίμησε την έρευνά του στους φοιτητές του. Αργότερα, ο G. Marconi χρησιμοποίησε την ανακάλυψη του H. Hertz, αφού αντικατέστησε το διάκενο με ραδιοανιχνευτή (powder coherer). Έτσι, το 1895 πραγματοποίησε την πρώτη ραδιομετάδοση σε απόσταση ενός μιλίου δημιουργώντας κατά συνέπεια πρόσφορο έδαφος για την εμφάνιση των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.



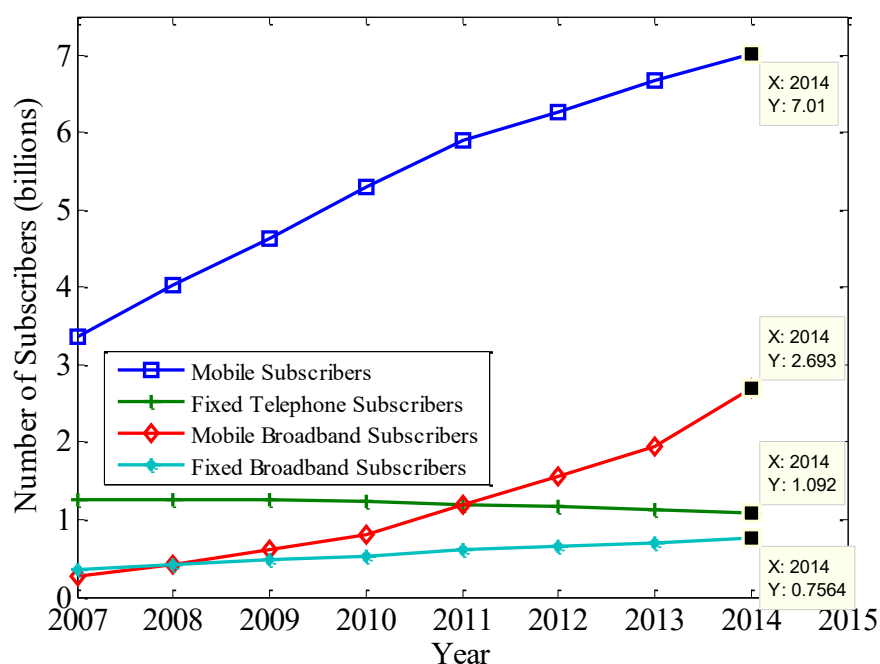
Εικόνα 1-2: Ο πρώτος ταλαντωτής του Hertz. Αποτελείται από δύο σύρματα χαλκού (1m έκαστο), που υποστηρίζονται από κερωμένες ράβδους. Οι μεγάλες σφαίρες διαμέτρου 30cm είναι από ψευδάργυρο.[2]

Σε αυτό το κεφάλαιο, επομένως, γίνεται μια σύντομη αναδρομή των τεχνολογικών γενεών που γνώρισαν οι σύγχρονες τηλεπικοινωνίες και περιγράφονται συνοπτικά οι κατηγορίες των υφιστάμενων τηλεπικοινωνιακών δικτύων και των κύριων επικοινωνιακών συστημάτων, εστιάζοντας πρωτίστως στα τεχνικά τους χαρακτηριστικά. Από την παραπάνω σύντομη ανασκόπηση, προκύπτουν τα τρωτά σημεία των υφιστάμενων συστημάτων που αποτελούν το έναυσμα αυτής της διδακτορικής προσπάθειας.

1.2 Τεχνολογικές γενιές

Η ιστορία των κινητών ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων καλύπτει χρονικά περίπου τις τέσσερις τελευταίες δεκαετίες [3], μόλις δηλαδή εισάγεται η έννοια των κυψελόμορφων περιοχών κάλυψης. Στη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος τα συστήματα εξελίσσονται υιοθετώντας διαφορετικές και περισσότερο εξελιγμένες τεχνολογίες με αποτέλεσμα η εξάπλωσή τους να είναι ραγδαία. Κατά συνέπεια, σύμφωνα με την Διεθνή Ένωση Τηλεπικοινωνιών (ITU), ο πληθυσμός των συνδρομητών κινητής τηλεφωνίας το 2014 ξεπέρασαν τα 7 δισεκατομμύρια (Εικόνα 1-3, [4]), ενώ οι συνδρομητές των σταθερών επικοινωνιών μειώθηκαν στο 1 δισεκατομμύριο και αναμένεται να μειωθούν περαιτέρω. Για λόγους σαφήνειας και συνεννόησης, οι τεχνολογίες της πληροφορικής και των

επικοινωνιών (*ICT*) ομαδοποιήθηκαν σταδιακά σε τεχνολογικές γενιές χονδρικής διάρκειας μίας δεκαετίας.



Εικόνα 1-3: Πληθυσμός σταθερών και κινητών συνδρομητών την περίοδο 2007-2014 σύμφωνα με την *ITU*. [4]

Έτσι, η άφιξη της πρώτης τεχνολογικής γενιάς (*1G*) τη δεκαετία του 80' του προηγούμενου αιώνα σηματοδότησε την μετάβαση από τις ενσύρματες τηλεπικοινωνίες (*0G*) στις ασύρματες. Πρακτικά, τα συστήματα αυτής της γενιάς απεδείκνυαν την αξία της κινητικότητας των χρηστών και διεκπεραίωναν μεταδόσεις αναλογικού σήματος φωνής. Στην πορεία, καθώς ο αριθμός των χρηστών ακολουθούσε ανοδική πορεία, δημιουργήθηκε η ανάγκη για διεύρυνση της περιοχής κάλυψης, ενώ παράλληλα διαπιστώθηκαν οι πρώτες ελλείψεις σε φάσμα. Το γεγονός ώθησε τους παρόχους των υπηρεσιών στις ψηφιακές λύσεις και την επόμενη δεκαετία (δεκαετία του 90') ο τεχνολογικός κόσμος γνώρισε την δεύτερη γενιά (*2G*). Η επιταγή για μεγαλύτερη κάλυψη και χωρητικότητα ικανοποιήθηκε, ενώ ταυτόχρονα οι επιστημονικές έρευνες εστίαζαν περισσότερο στις έννοιες της κυψέλης, της κυψελικής τομεοποίησης και της επαναχρησιμοποίησης συχνότητας [5]. Οι τεχνολογικές εξελίξεις ωστόσο δε σταμάτησαν, αλλά έπρεπε να συμβαδίσουν με τις απαιτήσεις των χρηστών. Ως εκ τούτου, οδηγηθήκαμε στην πρόσφατα εδραιωμένη τεχνολογική γενιά (*3G*), της οποίας χαρακτηριστικό είναι η ευρυζωνικότητα και οι υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων. Σε αυτή τη γενιά

αναπτύσσονται μεταξύ άλλων και τα τοπικά *WLAN* και προσωπικά *WPAN* ασύρματα δίκτυα [6], τα οποία προτυποποιούνται βάσει της στοίβας πρωτοκόλλων IEEE 802.11x [7] και 802.15x [8] αντίστοιχα. Σκοπός της εμφάνισής τους είναι η εξυπηρέτηση σχετικά μικρών περιοχών, που παρουσιάζουν υψηλή κινητικότητα, και υποστηρίζουν την διαδικτυακή σύνδεση χρηστών χαμηλής κινητικότητας με υψηλούς και προσαρμοζόμενους ρυθμούς μετάδοσης.

Η μετάβαση στην επόμενη τεχνολογική γενιά (*4G*) θα πραγματοποιηθεί εφόσον οριστικοποιηθούν τα αντίστοιχα πρωτόκολλα (δεύτερη δεκαετία του 21^{ου} αιώνα). Τα πρωτόκολλα αυτά θα πρέπει να διασφαλίζουν στα κυψελωτά συστήματα κινητής τηλεφωνίας βελτιωμένη ποιότητα υπηρεσιών και καλύτερη φασματική απόδοση. Σε πολυχρηστικά σενάρια, όπως είναι των κυψελωτών δικτύων, το γεγονός αυτό προϋποθέτει αυξημένη ακρίβεια μετάδοσης και ανάκτησης σήματος, μειωμένη πολυπλοκότητα επεξεργασίας σήματος, υψηλότερες ταχύτητες δεδομένων, καθώς και ατρωσία σε πάσης φύσεως θόρυβο, όπως επίσης και δίκαιο φασματικό διαμοιρασμό. Παράλληλα, έχοντας υπόψη την σχετική αυτονομία (μικρότερη ή μεγαλύτερη) και την τάση διαλειτουργικότητας που παρουσιάζουν τα ήδη υπάρχοντα συστήματα, αλλά και την διαφορετική ευφυία και αυξημένη αρχιτεκτονική πολυπλοκότητα των κινητών τερματικών, τα πρωτόκολλα θα πρέπει να διασφαλίζουν και την ενοποίηση των συστημάτων στα πλαίσια ενός παγκόσμιου δικτύου [9]. Και ενώ η γενιά αυτή δεν έχει ακόμη ωριμάσει, ήδη γίνεται λόγος για την 5^η γενιά (*5G*).

Τα συστήματα *5G* θα είναι περισσότερο εξελιγμένα σε επίπεδο ρυθμών μετάδοσης δεδομένων, εμβέλειας, αδιάλλειπτης συνδεσιμότητας, κ.τ.λ., ενώ η αρχιτεκτονική του δικτύου θα περιλαμβάνει το τερματικό του τελικού χρήστη και ένα πλήθος ανεξάρτητων και αυτόνομων *RATs*. Στη γενιά αυτή θα περιλαμβάνονται κυρίως τα *PicoNets* [10], στα οποία μία συσκευή (*master device*) μπορεί να συνδεθεί με τη βοήθεια *ad hoc networks* σε 7 έως και 254 διαφορετικές συσκευές (*slave devices*), και τα *ScatterNets* [11], τα οποία συνίστανται από πολλά *PicoNets*. Χαρακτηριστικά παραδείγματα *PicoNets* αποτελούν η ευρυζωνική διαδικτυακή πρόσβαση του κινητού τηλεφώνου σε φορητό/σταθερό υπολογιστή, αλλά και η διασυνδεσιμότητα πολλών *PDA*s.

Στην Εικόνα 1-4 και στην Εικόνα 1-5 οπτικοποιείται συνοπτικά η εξελικτική πορεία των ασύρματων τεχνολογιών και των αντίστοιχων προτύπων τους.

▪ **1G**

Τα συστήματα αυτής της γενιάς πρωτοεμφανίστηκαν στην Ιαπωνία το 1979, είναι αναλογικά, ενώ η προτυποποίησή τους βασιζόταν στα πρότυπα Advanced Mobile Phone Systems (*AMPS*), Total Access Communication System (*TACS*), Japanese Total Access Communication System (*JTACS*) και Nordic Mobile Telephone (*NMT*). Παρόλο, όμως, που αποτέλεσαν σημαντικό ορόσημο της ιστορίας των τηλεπικοινωνιών, εμφάνιζαν μειονεκτήματα που σχετίζονταν με την περιοχή κάλυψης, την ποιότητα μετάδοσης, την ασφάλεια, την φασματική διαχείριση και τη χωρητικότητα.

▪ **2G**

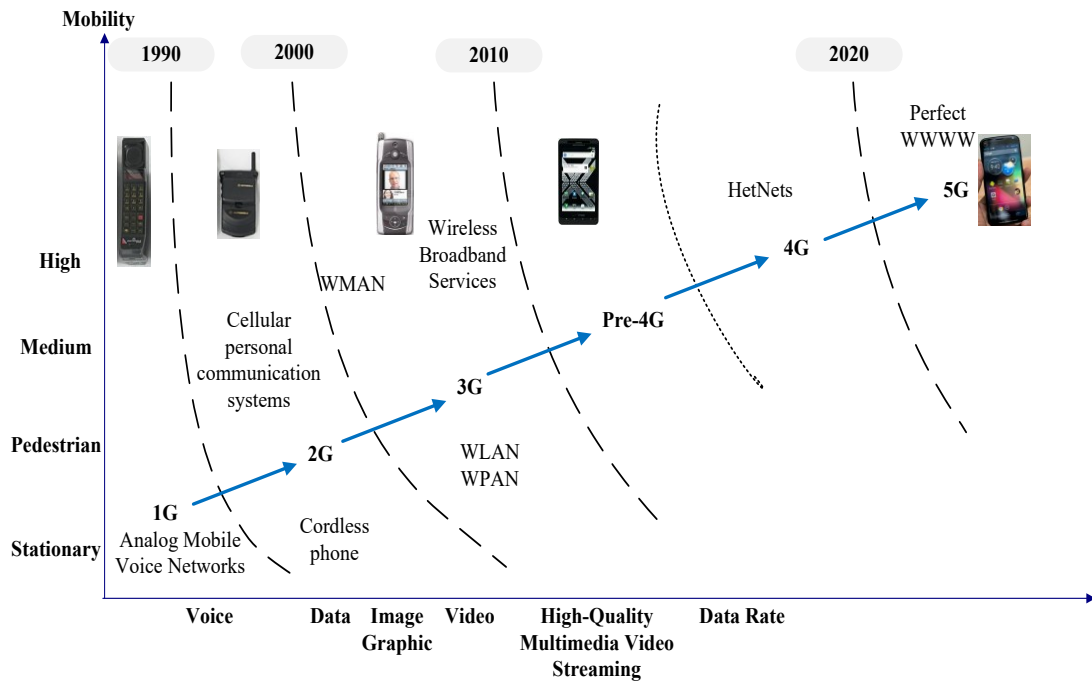
Το διαθέσιμο φάσμα σε αυτή την τεχνολογική γενιά αξιοποιείται πιο αποδοτικά, ενώ εισάγεται η ψηφιακή τεχνολογία μεταγωγής κυκλώματος (*circuit-switched*). Τα συστήματα αυτής της γενιάς είναι πλέον ευρέως διαδεδομένα στους χρήστες, υιοθετούν την πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση χρόνου (*TDMA*) και διαίρεσης κώδικα (*CDMA*) και υποστηρίζουν την διπλεξία τόσο με διαίρεση χρόνου (*TDD*), όσο και με διαίρεση συχνότητας (*FDD*). Τα κυριότερα πρωτόκολλα αυτής της γενιάς είναι το *CdmaOne*, *GSM* και *IS-136*.

Πιο αναλυτικά, το *CdmaOne* είναι μετέξελιξη του *IS-95*, χρησιμοποιεί *CDMA* και *FDD*. Σήμερα υπάρχουν δύο εκδόσεις του *IS-95* (*IS-95A*, *IS-95B*). Στην *IS-95A*, το εύρος ζώνης του καναλιού στην *DL/UL* ζεύξη είναι 1.25 MHz και υποστηρίζει ταχύτητες 14.4 Kbps, ενώ στην *IS-95B*, υποστηρίζονται ταχύτητες ως 115 Kbps. Η τελευταία έκδοση κατατάσσεται στην προπαρασκευαστική γενιά της *3G* (*2.5G*). Το *IS-136* (εναλλακτικά γνωστό *D-AMPS*) υποστηρίζει *TDMA*, *TDD* και ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων ως 30 Kbps. Τέλος, το *GSM* χρησιμοποιεί *TDMA* και *FDD*, ενώ είναι ουσιαστικά το κυρίαρχο πρωτόκολλο παγκόσμιας κινητής τηλεφωνίας.

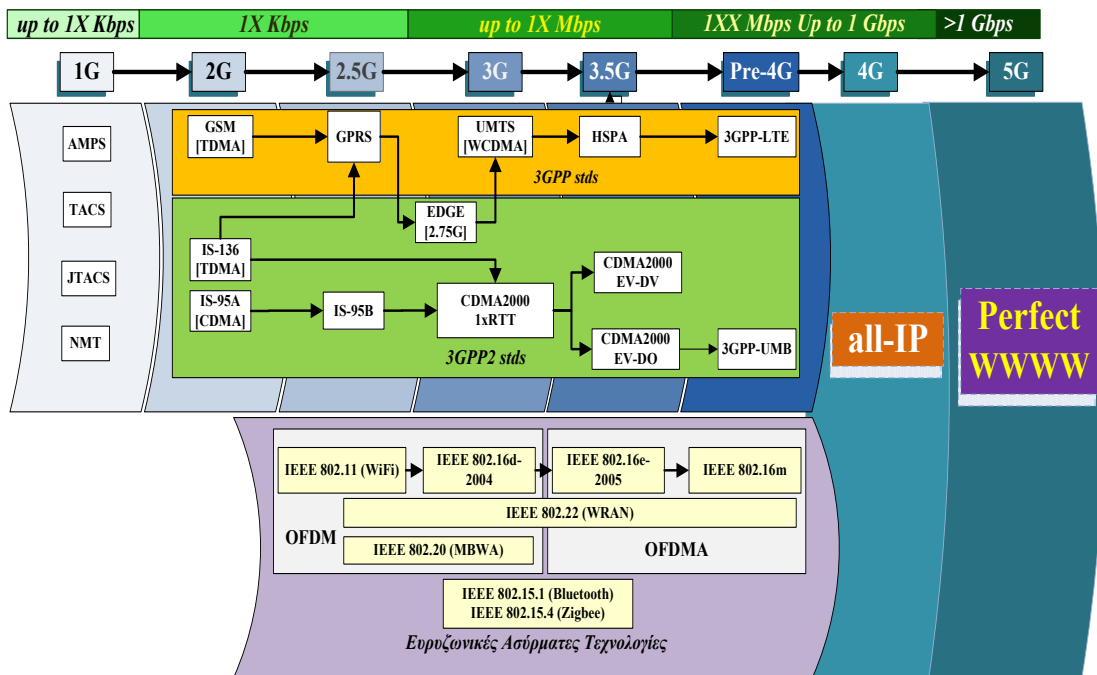
▪ **2.5G**

Αυτή η γενιά είναι πρόδρομος της *3G* και περιλαμβάνει πρότυπα όπως το *GPRS*, *EDGE* και το *IS-95B*. Το *GPRS* υποστηρίζει ταχύτητες υψηλότερες των *GSM* και *IS-136*, δηλαδή ως και 172.2 Kbps, και προετοιμάζει τη μετάβαση στην επόμενη γενιά. Το *EDGE* είναι επί της ουσίας εξέλιξη του *GPRS* και υποστηρίζει ταχύτητες

ως 384 Kbps (σχεδόν τους τριπλάσιους συνδρομητές. Το *EDGE* ενίοτε θεωρείται η 2.75G.



Εικόνα 1-4: Εξέλιξη των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων βάσει κινητικότητας και ρυθμού μετάδοσης.



Εικόνα 1-5: Εξέλιξη των ασύρματων τεχνολογιών.

- **3G**

Τα δίκτυα της 3ης γενιάς διακρίνονται μεταξύ άλλων για τους υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, την υποστήριξη περισσότερων κινητών τερματικών

και την αποδοτικότερη διαχείριση του διαθέσιμου φάσματος. Οι τεχνολογίες της γενιάς αυτής είναι οι *UMTS*, *CDMA2000* και η *TD-SCDMA* και χρησιμοποιούν την *CDMA* και η διάρκεια ζωής τους αναμένεται ίση με αυτή των δικτύων 2G (> 20 έτη).

Το *UMTS* (ή εναλλακτικά *3GSM*) έχει προτυποποιηθεί από την *3GPP*, χρησιμοποιεί ως μέθοδο πολλαπλής πρόσβασης φυσικού στρώματος την *WCDMA* και υποστηρίζει θεωρητικά ταχύτητες ως 1,920Kbps (πρακτικά ως 384 Kbps).

Το *CDMA2000* αποτελεί βελτιστοποιημένη έκδοση του *CdmaOne* της 2ης τεχνολογικής γενιάς και περιλαμβάνει ένα σύνολο τεχνολογιών, όπως λόγω χάριν την *CDMA2000 1xRTT*, την *CDMA2000 EV-DO* και την *CDMA2000 EV-DV*, οι οποίες έχουν προτυποποιηθεί από την *3GPP2*. Η πρώτη από τις εν λόγω *CDMA2000* τεχνολογίες ενίοτε θεωρείται ότι ανήκει στην τρίτη γενιά και υποστηρίζει ταχύτητες έως και 307 Kbps (συνήθως περιορίζεται στα 144 Kbps). Η *CDMA2000 EV-DO* λειτουργεί σε εύρος 1.25 MHz και υποστηρίζει ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 2.5 Mbps στην *DL* και 153 Kbps στην *UL*. Διαμέσου της έκδοσης A (*CDMA2000 EV-DO Revision A*) αυξάνει την ταχύτητα στην *DL* στα 3.1 Mbps και στην *UL* στα 1.2 Mbps με τη βοήθεια *IP* πακέτων, ενώ η δεύτερη έκδοση (*CDMA2000 EV-DO Revision B*) είναι πολυκάναλη (15 κανάλια εύρους 1.25 MHz) με ρυθμό μετάδοσης δεδομένων 73.2 MHz. Σχετικά με την τεχνολογία *CDMA2000 EV-DV*, αυτή αφορά στη μετάδοση δεδομένων και φωνής επίσης σε εύρος συχνοτήτων 1.25 MHz με ταχύτητες *UL* και *DL* 4.8 MHz και 307 KHz αντίστοιχα.

Τέλος, η *TD-SCDMA* προτάθηκε από τον Κινέζικο επικοινωνιακό οργανισμό πιστοποιήσεων στις επικοινωνίες (*CCSA*) και έγινε αποδεκτός από την *ITU* το 1999. Χρησιμοποιεί *TDD* σε εύρος συχνοτήτων είτε 1.6 MHz στα 2Mbps, είτε σε εύρος 5 MHz στα 6 Mbps.

▪ 3.5G

Η γενιά αυτή περιλαμβάνει υπηρεσίες, οι οποίες αναπτύχθηκαν με σκοπό την περαιτέρω βελτίωση το *3G UMTS*. Έτσι, κατόπιν προτυποποίησης προέκυψαν οι *HSDPA* και *HSUPA*, οι οποίες ουσιαστικά είναι γνωστές ως τεχνολογία *HSPA*. Πιο αναλυτικά:

Το *HSDPA* ανήκει στις υπηρεσίες μετάδοσης πακέτου στην *DL* με θεωρητικές ταχύτητες κοντά στα 14.4 Mbps. Πρακτικά, ο τελικός χρήστης μπορεί να εξυπηρετείται με ταχύτητες έως και 1.8 Mbps ίσως και τα 3.6 Mbps. Από την άλλη, το *HSUPA* παρουσιάζει ακόμη περισσότερο βελτιωμένες επιδόσεις και σε επίπεδο

ποιότητας υπηρεσιών (QoS), αλλά και σε ταχύτητες στην UL που αγγίζουν τα 5.8 Mbps.

- **pre-4G**

Ενώ μόλις πρόσφατα εδραιώθηκε η προηγούμενη τεχνολογική γενιά των ασύρματων δικτύων, ήδη γίνεται λόγος για τις τεχνολογίες της επόμενης γενιάς: *3GPP-LTE* και *3GPP UMB*.

Η *3GPP-LTE* είναι η *LTE* επικαιροποιημένη με ακόμη υψηλότερες ταχύτητες (πάνω από 100 Mbps στην DL , πάνω από 50 Mbps στην UL), εύρος συχνοτήτων ίσο με 20 MHz, χαμηλότερες καθυστερήσεις και βελτιστοποιημένο σύστημα μετάδοσης πακέτων. Επίσης, στην DL χρησιμοποιείται η μέθοδος πολλαπλής πρόσβασης *OFDMA*, ενώ στην UL χρησιμοποιείται η *SC-FDMA* συνδυαστικά με πολλαπλές κεραίες εκατέρωθεν του ασύρματου διαύλου (έως 4 κεραιοστοιχεία ανά σταθμό). Η *3GPP* πρόσφατα ανακοίνωσε τους θεωρητικούς ρυθμούς διακίνησης κάτω ζεύξης, οι οποίοι αγγίζουν τα 326 Mbps σε εύρος 2x20 MHz και αρχιτεκτονική *MIMO* 4x4. Η *LTE* πλέον είναι σχεδιασμένη στην *all-IP* φιλοσοφία και είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με την υψηλή κινητικότητα και την αδιάλειπτη συνδεσιμότητα των ετερογενών δικτύων, τα οποία είναι και τα βασικά χαρακτηριστικά της *4G*.

Από την άλλη, η *3GPP UMB* αποτελεί εξέλιξη της *CDMA2000 EV-DO Revision C* και υποστηρίζει πρόσβαση *OFDMA* και *SDMA*, και κεραίες *MIMO* στους σταθμούς με σκοπό την αύξηση της χωρητικότητας, τη διεύρυνση της περιοχής κάλυψης και τη βελτίωση της QoS . Στην προκειμένη περίπτωση, οι ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων σε ένα περιβάλλον κινητών τερματικών φτάνουν τους 280 Mbps και 75 Mbps για DL και UL αντίστοιχα.

- **Γενιά 4G**

Επειδή οι τεχνολογίες των προηγούμενων γενεών αναπτύχθηκαν ανεξάρτητα η μία από τη άλλη με σκοπό την εξυπηρέτηση τερματικών διαφορετικής αρχιτεκτονικής πολυπλοκότητας και ευφυίας, σήμερα τα υφιστάμενα δίκτυα δεν μπορούν μεμονομένα να παρέχουν στον τελικό χρήστη αδιάλειπτη συνδεσιμότητα και αντιμετωπίζουν περιορισμούς πρόσβασης στους διαθέσιμους φασματικούς πόρους. Για το λόγο αυτό, γίνεται ήδη από την προηγούμενη δεκαετία λόγος για την 4η γενιά, της οποίας τα κύρια χαρακτηριστικά είναι οι υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης, η καλύτερη αξιοποίηση πόρων, η συμβατότητα με παλιότερα πρότυπα

(διαλειτουργικότητα), η πρόσβαση σε ένα καθολικό ευρυζωνικό ασύρματο δίκτυο και οι ομαλές διαπομπές μεταξύ έτερων δικτύων.

Οι απαιτήσεις για τις τεχνολογίες αυτής της γενιάς προτυποποιήθηκαν το 2008 βάσει του *IMT-Advanced* από την *ITU-R*. Ουσιαστικά, σε αυτή τη γενιά εντάχθηκαν στις αρχές αυτής της δεκαετίας το *Mobile WiMAX Release 2 (IEEE 802.16m)* και το *LTE-A* παρέχοντας υποστηρίζοντας ακόμη πιο υψηλές ταχύτητες μετάδοσης δεδομένων αναφορικά με τις ευρυζωνικές εφαρμογές της 3ης γενιάς. Οι ταχύτητες αυτές αγγίζουν τα 100 Mbps στα σενάρια υψηλής κινητικότητας (λ.χ. πρόσβαση κινητού τερματικού), είτε το 1 Gbps σε περιπτώσεις περιορισμένης κινητικότητας (λ.χ. νομαδική ή τοπική πρόσβαση κινητού τερματικού).

Η διαφορά των τεχνολογιών αυτών από τις τεχνολογίες των προγενέστερων γενεών έγκειται στο ότι η επικοινωνία διεκπεραιώνεται *all-IP* και δεν βασίζεται στη μεταγωγή κυκλώματος. Έτσι, δίνεται η δυνατότητα στα κινητά τερματικά να συνδεθούν με μικρότερη καθυστέρηση και καλύτερο *QoS* σε ένα από τα υφιστάμενα δίκτυα, τα οποία συνθέτουν ένα καθολικό δίκτυο (*HetNet*), χάρη στην αδιάλειπτη μεταξύ τους επικοινωνία. Αυτή η δικτυακή καθολικότητα, επίσης, βοηθάει στην διεύρυνση της περιοχής κάλυψης, στην μείωση της καταναλισκόμενης ισχύος στα τερματικά, στην αποδοτικότερη αξιοποίηση του διαθέσιμου φάσματος, μειώνει τα κόστη εγκατάστασης, κοστολογεί συγκεντρωτικά τις παρεχόμενες υπηρεσίες με ένα παραστατικό χρέωσης (*one billing*), παρέχει προσωποποιημένες υπηρεσίες. Οι τεχνικές μετάδοσης σήματος, όπως λ.χ. *CSS*, *DSSS*, *FHSS* και *THSS (spread spectrum methods)*, αντικαθίστανται από τεχνικές πολυτονικής πρόσβασης (π.χ. *OFDMA*), οι οποίες επί της ουσίας μπορούν να αντιμετωπίσουν αποδοτικότερα τα φαινόμενα πολύοδης διάδοσης και μπορούν να συνδυαστούν εύκολα με έξυπνες κεραιές (π.χ. *MIMO*).

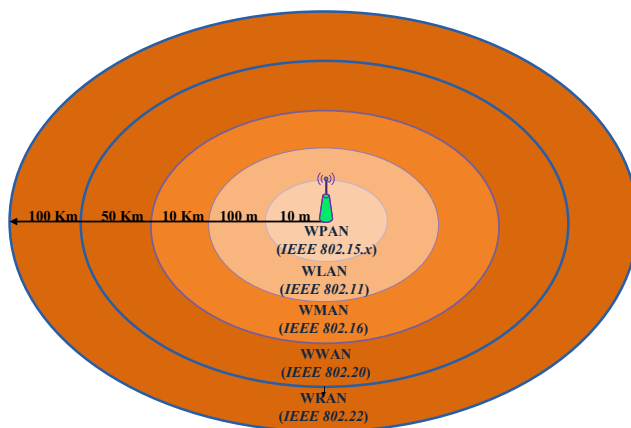
▪ Γενιά 5G

Ενώ η 4η γενιά δεν έχει εδραιωθεί οριστικά και δεν έχει ολοκληρωθεί η προτυποποίησή της, οι εταιρείες τηλεπικοινωνιών και οι φορείς προτυποποίησης (*3GPP*, *WiMAX*, *ITU-R*) μιλάνε ανεπίσημα για την 5η γενιά (*5G*). Η εν λόγω γενιά θα παρέχει σε ακόμη περισσότερες διαφορετικής ευφυίας συσκευές (> 100 δισ. συσκευές) αυξημένους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων που θα κυμαίνονται από 1 Gbps (π.χ. *ultra-HD video*, *virtual reality apps*) έως 10 Gbps (π.χ. *mobile cloud service*), ελαχιστοποιημένη καθυστέρηση και άμεσο χρόνο απόκρισης της τάξεως 1

msec (π.χ. real-time mobile control, vehicle-to-vehicle apps/communications) έως και 10 msec (π.χ. μεταγωγή μεταξύ διαφορετικών τεχνολογιών ραδιοπρόσβασης) με τη χρήση οπτικών ινών, βελτίωση της διάρκειας ζωής της μπαταρίας των συσκευών (π.χ. μείωση καταναλισκόμενης ισχύος ανά διφύο - energy per bit), αποδέσμευση/αποδοτικότερη χρήση φάσματος και θα επιτρέπει την ενσωμάτωση *LS-MIMOs* στην αρχιτεκτονική των εμπλεκόμενων συσκευών [12].

1.3 Κατηγορίες ασύρματων δικτύων

Τα ασύρματα δίκτυα ανάλογα με την εμβέλεια του σήματός τους (signal range) και την ευρύτητα της περιοχής κάλυψης κατηγοριοποιούνται και προτυποποιούνται βάσει των πρωτοκόλλων της στοίβας IEEE 802, Εικόνα 1-6. Βέβαια, η εμβέλεια και η ισχύς του σήματος είναι δύο από τις ποσότητες που περιγράφουν την κάθε κατηγορία. Επιπλέον ποσότητες είναι λ.χ. το εύρος ζώνης λειτουργίας, το πλήθος χρησιμοποιούμενων καναλιών, ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων (bit rate), η φασματική απόδοση (bandwidth efficiency), το σχήμα διαμόρφωσης στη βασική ζώνη, κ.τ.λ..



Εικόνα 1-6: Κατηγοριοποίηση ασύρματων δικτύων.

Χονδρικά, αν η περιοχή κάλυψης περιορίζεται στα 10 m και το δίκτυο εξυπηρετεί την διασυνδεσιμότητα συσκευών, τότε το δίκτυο καλείται *WPAN* (π.χ. *Bluetooth*, *ZigBee*, *Wireless USB*, *BAN*, *PicoNets/ScatterNets*). Στην περίπτωση που το δίκτυο εξυπηρετεί τερματικά σε ακτίνα έως 100 m (π.χ. ένα σπίτι, γραφείο, *hotspot* σε αεροδρόμιο/ξενοδοχείο/χώρο συνεδριάσεων) θεωρείται τοπικό δίκτυο *WLAN* (π.χ. *WiFi*), ενώ αν το δίκτυο χρησιμοποιείται για τη σύνδεση του τερματικού στο διαδίκτυο και η ισχύς του σήματος μπορεί να καλύψει μια περιοχή ακτίνας 10

Κιμ τότε το δίκτυο είναι *WMAN* (π.χ. *WiMAX*). Η τελευταία κατηγορία ασύρματων δικτύων είναι η *WWAN* (π.χ. *GSM*, *GPRS*, *EDGE*, κ.τ.λ.) για παροχή υπηρεσιών σε μεγαλύτερες αποστάσεις από τον σταθμό βάσης (π.χ. πόλη). Στη συνέχεια περιγράφονται επιλεκτικά κάποιες από τις κυριότερες τεχνολογίες ανά κατηγορία δικτύου, Πίνακας 1-1.

Πίνακας 1-1: Σύνοψη τεχνικών χαρακτηριστικών ασύρματων τεχνολογιών.

Technology	Frequency Band [GHz]	Theoretical Bit Rate (typical value) [Mbps]	Signal Range [m]	Bandwidth Efficiency [bps/Hz]	Transmission Power [mWatts]	Max. no. of connected terminals	Modulation (Channel Access)	
Bluetooth v 2.0	2.4-2.4835	2.1	0.5 - 100	2.1	0.5 - 100	8 (1 master device, 7 slave devices)	GFSK (FHSS CDMA)	
ZigBee	2.4-2.4835	250	10 ¹	0.125	<<< 1	255	BPSK/QPSK (CSMA/CA)	
WiFi	IEEE 802.11a	5	54 (ή 30)	30/100	2.7	<< 1	Hundreds	OFDM (CSMA/CA)
	IEEE 802.11b	2.4-2.484	11 (ή 6)	35/110	0.55			CCK under QPSK (CSMA/CA)
	IEEE 802.11g	2.4-2.484	54 (ή 30 ²)	35/110	2.7			DSSS/CCK/OFDM (CSMA/CA)
	IEEE 802.11n-2009	2.4/5	600 (ή 150)	75/110	3.7			OFDM (CSMA/CA)
WiMAX	IEEE 802.16	10-66	134	5000	4.5	< 1	Thousands	OFDM (OFDMA)
	IEEE 802.16a	2-11	70	10000	3.7			OFDM (OFDMA)
	IEEE 802.16d-2004	2-11	75	8000	3			OFDM (SOFDMA)
	IEEE 802.16e-2005	2-6	30	5000	1.1			OFDM (OFDMA)
MBWA	IEEE 802.20	<3.5	1/0.3	12000	1	< 1	Thousands	OFDM (SC-SDMA)

Σε γενικές γραμμές τα κοινά τους χαρακτηριστικά είναι οι αυξημένοι ρυθμοί μετάδοσης, η εξυπηρέτηση πεζών ή σχεδόν στάσιμων τερματικών (χαμηλή κινητικότητα), η μετάδοση πακέτου (*packet transmission*), η προτυποποίηση των *PHY* και *MAC* στρωμάτων βάσει της στοίβας IEEE 802, ενώ των ανώτερων στρωμάτων βάσει κοινών πρωτοκόλλων του διαδικτύου (*IP*), καθώς και η χρήση της

¹ LAROS® [14], Indoors Range: 20 m, Outdoors Range: 100 m

² Η τιμή ισχύει εφόσον οι συσκευές των χρηστών ακολουθούν αυτή την έκδοση. Στην περίπτωση που οι χρήστες υιοθετούν διαφορετικές της IEEE 802.11g εκδόσεις η απόδοση μειώνεται στα 8 Mbps.

μη-αδειοδοτημένης *ISM* ζώνης συχνοτήτων. Επίσης, χρησιμοποιούν τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης (π.χ. *FDMA*, *TDMA*, *CDMA*, *CSMA*) και διπλεξία με διαίρεση συχνότητας/χρόνου (π.χ. *FDD*, *TDD*), στην οποία η *CSMA* δεν αντιστοιχεί.

1.3.1 Ασύρματα Προσωπικά Δίκτυα - WPAN

Τα προσωπικά δίκτυα διακρίνονται για τις απαιτήσεις χαμηλών επιπέδων ισχύος και ρυθμαπόδοσης (Mbps), και χρησιμοποιούνται για την διασύνδεση μικρών συσκευών, οι οποίες βρίσκονται σε μικρή απόσταση μεταξύ τους. Εν αντιθέσει με τα τοπικά δίκτυα, δεν απαιτούνται ιδιαίτερες υποδομές και το κόστος εγκατάστασης (αν αυτό απαιτείται) είναι αμελητέο. Σε αυτή την κατηγορία ανήκει το *Bluetooth*, το οποίο προτυποποιείται από το IEEE 802.15.1, το *UWB* (High Data Rate *WPAN*) που προτυποποιείται από το IEEE 802.15.3a και το *ZigBee* (Low Data Rate *WPAN*), το οποίο είναι το εμπορικό όνομα του πρωτοκόλλου IEEE 802.15.4.

- **Bluetooth (IEEE 802.15.1)**

Μία από τις πιο διαδεδομένες *WPAN* τεχνολογίες είναι αυτή του *Bluetooth* (Έκδοση 1.2, Έκδοση 2.0), της οποίας τα *MAC* και *PHY* στρώματα προτυποποιούνται από το IEEE 802.15.1, ενώ τα υψηλότερα στρώματα από το *Bluetooth SIG*. Η περισσότερο διαδεδομένη είναι η έκδοση 1.2 η οποία υποστηρίζει ταχύτητα ίση με 724 kbps σε εύρο ζώνης 1 MHz και ακτίνα κάλυψης 30 m. Το *Bluetooth*, τέλος, διαιρείται σε τρεις κατηγορίες: Κατηγορία-1: Εμβέλεια 100 m, Κατηγορία-2: Εμβέλεια 10 m, Κατηγορία-3: Εμβέλεια 1 m.

- **Zigbee (IEEE 802.15.4)**

Η τεχνολογία του *Zigbee* (*multi-hop ad-hoc network*) προτιμάται για την διασύνδεση συσκευών με χαμηλή ισχύ και καλή αξιοπιστία στη μετάδοση δεδομένων, και μπορεί να εξυπηρετήσει μια περιοχή ακτίνας έως και τα 75 m ανάλογα με την κεραία που χρησιμοποιείται και τον χώρο διάδοσης (ελεύθερος χώρος, χώρος με ανακλαστικές επιφάνειες). Το κόστος εγκατάστασης και η καταναλισκόμενη ισχύς είναι ελάχιστα, και προτιμάται σε δίκτυα αισθητήτων (*WSN*) [14].

1.3.2 Ασύρματα Τοπικά Δίκτυα - WLAN

Τα τοπικά δίκτυα προτυποποιούνται βάσει της οικογένειας πρωτοκόλλων IEEE 802.11 (1997 πρώτη έκδοση) με συχνότητα λειτουργίας στα 2.4 GHz ή 5³ GHz, παρέχουν ευρυζωνική πρόσβαση (ως 54 Mbps) και χρησιμοποιούν κυρίως την *OFDM* ως τεχνική πολυπλεξίας. Οι τεχνικές μετάδοσης σήματος που χρησιμοποιούνται εν προκειμένω είναι η *FHSS* (1 Mbps) και η *DSSS* (11 Mbps), ενώ η μέθοδος πολλαπλής πρόσβασης που χρησιμοποιείται είναι η *CSMA/CA* με προοπτικές υποστήριξης από την *OFDMA* [15]. Οι πιο διαδεδομένες από τις εκδόσεις του IEEE 802.11 είναι οι IEEE 802.11a, IEEE 802.11b, IEEE 802.11g, αλλά και η IEEE 802.11n (2008), η οποία μπορεί να υποστηρίξει έως και 150 Mbps (θεωρητικά έως και 600 Mbps [13]). Σε αυτή την κατηγορία δικτύων ανήκει το *WiFi*, το οποίο αποτελεί πρόδρομο των μητροπολιτικών δικτύων και είναι η πιο διαδεδομένη ασύρματη τεχνολογία.

- **WiFi (IEEE 802.11)**

Το *WiFi* χαίρει μεγάλης εμπορικής απήχησης εξαιτίας κυρίως του χαμηλού κόστους εγκατάστασής του. Η τοπολογία της *WiFi* τεχνολογίας συναντάται κυρίως σε περιοχές τοπικού βεληνεκούς (hotspots) και παρέχει αυτή τη στιγμή υπηρεσίες σε συσκευές όπως λ.χ. οι φορητοί υπολογιστές, *ADSL Modems*, *PDA*s, σε κονσόλες παιχνιδιών, κ.τ.λ., βάσει των εκδόσεων a/b/g της στοίβας IEEE 802.11. Εξαιτίας, αυτής της ραγδαίας εξάπλωσής τους, οι μεγάλες εταιρείες στον τομέα των τηλεπικοινωνιών ήδη από τα πρώτα χρόνια εμφάνισής του (1997) δημιούργησαν έναν φορέα πιστοποίησης εν ονόματι *WiFi Alliance*, ο οποίος πιστοποιεί τα προϊόντα βάσει συγκεκριμένων εκδόσεων της στοίβας IEEE 802.11. Ωστόσο, αν μία συσκευή στερείται του λογότυπου πιστοποίησης δεν σημαίνει ότι δεν είναι λειτουργικά συμβατή με τις πιστοποιημένες συσκευές.

Στην πορεία, ωστόσο, απεδείχθη έμπρακτα ότι η εν λόγω τεχνολογία στερείται ασφάλειας και αξιοπιστίας, δεν μπορεί να υποστηρίξει υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, είναι ευάλωτο σε παρεμβολές από συστήματα που λειτουργούν στις ίδιες συχνότητες⁴ (λ.χ. *Bluetooth*). Ως εκ τούτου, κυκλοφόρησαν για την βελτιστοποίηση της ασφάλειας και του *QoS* οι εκδόσεις IEEE 802.11i και IEEE 802.11e αντίστοιχα.

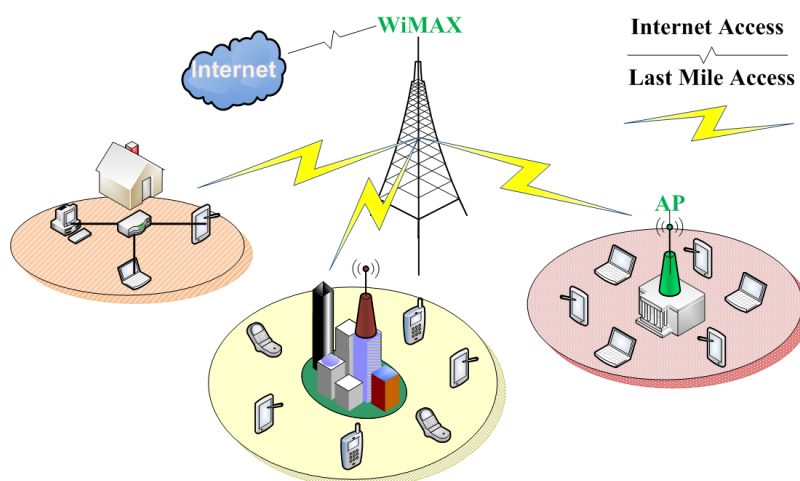
³ Στην Ευρώπη η συχνότητα των 5GHz χρησιμοποιείται από το *HiperLAN/2*, το οποίο ανταγωνίζεται το *WLAN*.

⁴ Πλην των εκδόσεων IEEE 802.11a/n, οι υπόλοιπες λειτουργούν στην ISM ζώνη (μη-αδειοδοτημένη).

Έπειτα, η στοίβα αυτή των πρωτοκόλλων επικαιροποιήθηκε με τον μηχανισμό *MIMO-OFDM* και προέκυψε η έκδοση IEEE 802.11n-2009⁵. Σύμφωνα με αυτή την έκδοση, το *WiFi* μπορεί να βελτιώσει αισθητά την ρυθμαπόδοση έως και 600 Mbps και την εμβέλεια χάρη στις *MIMO* κεραίες, ενώ παράλληλα να επιτύχει συνέργεια με μητροπολιτικά δίκτυα (λ.χ. *WiMAX*). Αξίζει, επίσης, να σημειωθεί σε αυτό το σημείο ότι οι εκδόσεις *a/n* πλεονεκτούν έναντι των υπολοίπων σε ένα σημαντικό σημείο: υποστηρίζουν υπηρεσίες και στη ζώνη των 5 GHz, η οποία δεν είναι πυκνοκατειληγμένη και κατά συνέπεια ευνοεί τη μετάδοση σε μη-αλληλοεπικαλυπτόμενους υποφορείς. Τέλος, βάσει των προαναφερθέντων εκδόσεων, προέκυψε στη συνέχεια και η έκδοση IEEE 802.11s που αφορά σε τοπολογίες *mesh* δικτύου.

1.3.3 Ασύρματα Μητροπολιτικά Δίκτυα - WMAN

Τα μητροπολιτικά δίκτυα έχουν προτυποποιηθεί από την στοίβα πρωτοκόλλων IEEE 802.16 και είναι γνωστά ως *WirelessMAN*. Συχνότερα, γίνεται αναφορά σε αυτά με το όνομα *WiMAX* που έχει καθιερωθεί από τον φορέα προτυποποίησης *WiMAX Forum* εφάμιλλο του *WiFi Alliance*. Στόχος του *WiMAX* είναι η ενοποίηση διαμέσω του ευρυζωνικού διαδικτύου των *WLANs* και των *LANs*, τα οποία χρησιμοποιούν σημείο πρόσβασης (*AP*), με αποτέλεσμα να διαχωριστεί σε *Fixed WiMAX* (IEEE 802.16d-2004) και *Mobile WiMAX* (IEEE 802.16e-2005) και να θεωρείται πλέον ως τεχνολογία *Last Mile Access*, Εικόνα 1-7.



Εικόνα 1-7: WiMAX - Last Mile Access.

⁵ Εν αντιθέσει με τις προηγούμενες εκδόσεις, οι οποίες χρησιμοποιούν κανάλι εύρους 20 MHz, η έκδοση αυτή χρησιμοποιεί κανάλι εύρους 40 MHz. Μόνο σε περιπτώσεις συμβατότητας με τις προηγούμενες εκδόσεις χρησιμοποιεί 20 MHz εύρος καναλιού.

- **WiMAX (IEEE 802.16)**

Η τεχνολογία του *WiMAX* αναπτύχθηκε πρωτίστως για την εξυπηρέτηση των κινητών τερματικών που λειτουργούν σε κυψελωτά περιβάλλοντα στις συχνότητες 2 GHz - 66 GHz, ωστόσο επιλέγεται και ως δίκτυο κόρμου (*backhaul network*). Τα βασικά του τεχνικά χαρακτηριστικά είναι η αυξημένη κινητικότητα, οι υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης, η αυξημένη ασφάλεια και η διευρυμένη περιοχή κάλυψης. Η πρώτη έκδοση της στοίβας (2001) αφορά στην μετάδοση χωρίς οπτική επαφή (*NLOS*) και προτυποποιούσε τα *PHY* και *MAC* στρώματα στη ζώνη 10 GHz - 66 GHz. Στη συνέχεια, προέκυψε η επόμενη έκδοση (IEEE 802.16a), η οποία ενσωματώνει την *OFDMA* και κατόπιν επικαιροποιήσεων οδήγησε συνδυαστικά με την IEEE 802.16 και την IEEE 802.16c στην νέα έκδοση IEEE 802.16d-2004. Στην εν λόγω έκδοση, η τεχνική *OFDM* αναβαθμίζεται για την αντιμετώπιση των φαινομένων πολύοδης διάδοσης και της σκίασης στις συχνότητες 2 GHz - 11 GHz. Το 2005, εκδόθηκε το πρωτόκολλο IEEE 802.16e-2005, του οποίου βασικός πυλώνας είναι η κινητικότητα και η βελτιστοποίηση αυτής. Χρησιμοποιεί την *SOFDMA* και εισάγει την έννοια της διαπομπής (*handover*).

Οι εξελίξεις της προτυποποίησης των προϊόντων του *Mobile WiMAX*, ωστόσο, συνεχίστηκαν και η επιτροπή IEEE 802 εξέδωσε τις IEEE 802.16j (*Multihop Relay*) και IEEE 802.16m (*Advanced Air Interface*). Τα χαρακτηριστικά της τελευταίας είναι η ενσωμάτωση *MIMO* συστοιχιών στα τερματικά με σκοπό την αύξηση του ρυθμού μετάδοσης (1Gbps για τους σταθερούς χρήστες και 100 Mbps για τους κινητούς). Σε επίπεδο τεχνολογίας, χωρητικότητας και υπηρεσιών, η έκδοση IEEE 802.16m είναι εφάμιλλη του *LTE*.

1.3.4 Ασύρματα Δίκτυα Ευρείας Περιοχής - WWAN

Αυτού του είδους τα δίκτυα εξυπηρετούν τερματικά κινητών χρηστών διαμέσω δορυφορικών συστημάτων που λειτουργούν σε ευρύτερες περιοχές. Στην κατηγορία αυτή αντιστοιχεί και η *MBWA* τεχνολογία, η οποία επί της ουσίας παρέχει υπηρεσίες εφάμιλλες των τεχνολογιών *3G* (γρήγορες διαπομπές, ασύρματη πρόσβαση) και προτυποποιείται από την οικογένεια πρωτοκόλλων IEEE 802.20. Επιπλέον, χρησιμοποιεί αδειοδοτημένες ζώνες συχνοτήτων (3.5 GHz) και υποστηρίζει ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων ίσους με 1 Mbps/300 Kbps (*DL/UL*) χάρη στην τεχνική *OFDM*. Η μέθοδος πρόσβασης φυσικού στρώματος που υποστηρίζεται είναι η *HC-SDMA*. Η τεχνολογία προτυποποιήθηκε βάσει τριών

εκδόσεων, ήτοι IEEE 802.20.1-2010, IEEE 802.20.2-2010, IEEE 802.20.3-2010, και δύο τροποποιήσεων, ήτοι: IEEE 802.20a-2010 (*Management Information Base*) και IEEE 802.20b-2010 (*Bridging*). Ωστόσο, από το 2011 η οικογένεια πρωτοκόλλων IEEE 802.20 μπήκε σε αναμονή, καθώς δεν υπήρχε σχετική δραστηριότητα από την αντίστοιχη επιτροπή.

Στην κατηγορία *WWAN* δικτύων ανήκουν και τα: *GPS*, *GPRS*, *EDGE*, *UMTS*, *HSPA*.

1.3.5 Άλλες κατηγορίες δικτύων (WRAN)

Μια άλλη κατηγορία δικτύων είναι τα *WRAN*, τα οποία προτυποποιούνται από την οικογένεια πρωτοκόλλων IEEE 802.22 (2004), και αφορά στην ευρυζωνική πρόσβαση αραιοκατοικημένων περιοχών (αγροτικών, απομακρυσμένων). Τα συστήματα αυτής της κατηγορίας λειτουργούν στις ζώνες *VHF* και *UHF*, τις οποίες οι συνθήκες διάδοσης ευνοούν τη διάδοση σήματος (εμβέλεια: > 100 km), και αξιοποιούν επί της ουσίας τις αχρησιμοποίητες τηλεοπτικές συχνότητες. Η πρόσβαση στο ασύρματο μέσο διάδοσης διεξάγεται με την *OFDMA*.

1.4 Κίνητρο της διατριβής και προτάσεις

Έως τώρα, έγινε μια σύντομη ιστορική αναδρομή στις τεχνολογικές γενιές που γνώρισε ο κόσμος των ασύρματων τηλεπικοινωνιών, αλλά και περιγραφή των τεχνικών χαρακτηριστικών των κύριων ασύρματων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων ανά κατηγορία δικτύων.

Από τη σύντομη αυτή ανάλυση προέκυψε ότι στην προσπάθειά τους οι φορείς της βιομηχανίας να παρέχουν στους τελικούς χρήστες βελτιστοποιημένες υπηρεσίες διαμέσω συσκευών αυξημένης ευφυίας αναπτύσσουν τεχνολογίες, οι οποίες εν ολίγοις:

- αποκτούν πρόσβαση στο φυσικό μέσο διάδοσης καταλαμβάνοντας αλόγιστα τους διαθέσιμους ραδιοπόρους (αδειοδοτημένους και μη-αδειοδοτημένους), ενώ σε πολλά παραδείγματα λειτουργούν και στις ίδιες ζώνες συχνοτήτων αυξάνοντας τις πιθανότητες ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών,
- δεν υποστηρίζουν τη μεταξύ τους διαλειτουργικότητα, και
- υστερούν σε επίπεδο εξοικονόμησης ισχύος (μπαταρίες με μικρή διάρκεια ζωής).

Εάν, ωστόσο, υιοθετηθούν κατάλληλες τεχνικές μετάδοσης και πρόσβασης φυσικού μέσου, αποδοτικές στρατηγικές διαχείρισης πόρων (φάσμα, ισχύς εκπομπής) και αξιοποιηθούν τα κοινά δομικά σημεία των υφιστάμενων τεχνολογιών είναι εφικτό να υπερκεραστούν κατ'αντιστοιχία:

- η έλλειψη διαθέσιμου φάσματος,
- η ηλεκτρομαγνητική ασυμβατότητα των ομοδιαυλικών χρηστών,
- η λειτουργική ασυμβατότητα των ετερογενών συστημάτων
- η περιορισμένη ρυθμαπόδοση.

Προς αυτή την κατεύθυνση, την τελευταία δεκαετία παρατήρεται αυξημένη προτίμηση στην *OFDMA* (Κεφάλαιο 1) ως μέθοδο πολλαπλής πρόσβασης λόγω των προνομίων που προσφέρει, ιδιαίτερα μάλιστα όταν συνδυάζεται και με πολλαπλά κεραιοστοιχία *MIMO* (Κεφάλαιο 4) στα τερματικά. Επομένως, στα πλαίσια της διατριβής υλοποιούμε *OFDMA* σύστημα, το οποίο είναι ταυτόχρονα πολυκυψελωτό και πολυχρηστικό, και προτείνουμε:

- τεχνικές ανάθεσης *OFDM* υποφορέων, οι οποίες κατά κύριο λόγο απομονώνουν εικονικά τα κινητά τερματικά στον Ευκλείδιο Χώρο και θεμελιωδώς περιορίζουν τις ομοδιαυλικές παρεμβολές *CCI* όμορων κινητών τερματικών που βρίσκονται εκατέρωθεν των κυψελικών ορίων. Παράλληλα, μελετάται η φασματική πρόσβαση με κανάλι ανάδρασης παρά την αλγοριθμική πολυπλοκότητα που προσθέτει στο σύστημα.
- την αποσύζευξη της διαδικασίας ανάθεσης φάσματος από τις διαδικασίες ανάθεσης ισχύος ανά *OFDM* υποφορέα αφενός για να εξομαλυνθούν και σε δεύτερο βήμα οι παρεμβολές μεταξύ των ομοδιαυλικών τερματικών και αφετέρου για μειωθεί ο υπολογιστικός, αλλά και αλγοριθμικός φόρτος.
- τη χρήση *MIMO* τεχνολογίας, για να αξιοποιηθεί ο χωρικός διαφορισμός τόσο στην πλευρά του πομπού (*Beamforming*), όσο και στην πλευρά του δέκτη (*MRC*).
- στρατηγική δημοπράτησης σταθμών βάσης σε ετερογενή δίκτυα (υποδίκτυα), αφού επιτευχθεί η μεταξύ τους διαλειτουργικότητα χάρη στα κοινά τους σημεία. Στην προκειμένη περίπτωση, με τη βοήθεια της *OFDMA* τα υποδίκτυα συνθέτουν ένα καθολικό δίκτυο και συντονίζονται στην παροχή υπηρεσιών στο φυσικό στρώμα.

Τέλος, λόγω της εκτενούς παραμετροποίησης του συστήματος προτείνουμε δευτερευόντως:

- υποβέλτιστο αλγόριθμο σύγκλισης αποτελεσμάτων, ο οποίος καθορίζει σε πραγματικό χρόνο το πλήθος των προσομοιώσεων λαμβάνοντας υπόψιν τις πιο πρόσφατες τιμές των μεταβλητών υπό εξέταση.
- την ενσωμάτωση της τεχνικής επιλογής κεραιών (*Antenna Selection*), με την οποία επιτυγχάνεται η μείωση της αρχιτεκτονικής πολυπλοκότητας του πομποδέκτη και της καταναλισκώμενης ισχύος στους *RF* κλάδους.

2 Η τεχνική OFDM/ OFDMA

2.1 Εισαγωγή

Χαρακτηριστικό γνώρισμα του σύγχρονου κόσμου των ασύρματων επικοινωνιών είναι το συνωστισμένο ραδιοφάσμα σε συνδυασμό με την νομαδικότητα και την προηγμένη ευφυΐα των κινητών τερματικών. Το γεγονός έχει αυξήσει την ανάγκη αφενός για αποδοτικότερη διαχείριση των διαθέσιμων ραδιοπόρων και αφετέρου για υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης, ελάχιστες καθυστερήσεις και μείωση της αρχιτεκτονικής πολυπλοκότητας των πομποδεκτών. Εντούτοις, ακόμα και αν οι άνωθεν ανάγκες απαντηθούν στη μεγαλύτερη έκτασή τους, η διεκπεραίωση μιας ασύρματης ζεύξης θα κρίνεται πάντα και πρωτίστως από τη συμπεριφορά του ραδιοδίαυλου, η οποία σε αντίθεση με τα τυπικά στατικά και προβλέψιμα χαρακτηριστικά της στο ενσύρματο κανάλι είναι απρόβλεπτη/δυναμική και δύσκολα ελεγχόμενη.

Παραδοσιακά, οι κλασικές μέθοδοι διαμόρφωσης καναλιού (λ.χ. *FDM*, *TDM*, κ.τ.λ.) παρουσιάζουν προβλήματα σε πολύ υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης. Σε αυτή την περίπτωση, η διάρκεια του συμβόλου T_{sym} πρέπει να ελαχιστοποιηθεί επαρκώς εις βάρος προφανώς του εύρους ζώνης (αύξηση). Επιπλέον, καθώς η καθυστέρηση διασποράς του ραδιοδιαύλου εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης και όχι από το σύστημα μετάδοσης καθεαυτού, η μείωση της διάρκειας συμβόλου οδηγεί στην ανάγκη χρήσης συσκευών εξισορρόπησης (equalizers) μεγάλου μήκους (κρουστική απόκριση μεγάλης διάρκειας συμβόλου), οι οποίες απαιτούν για την υλοποίησή τους σημαντική υπολογιστική πολυπλοκότητα και αυξάνουν τις πιθανότητες ασταθειών [16]. Προς αυτή την κατεύθυνση, η πολυπλεξία με ορθογωνική διαίρεση συχνότητας (*OFDM*) [17] έχει κριθεί ως η πλέον κατάλληλη μέθοδος για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων σε περιβάλλοντα με καθυστέρηση διασποράς και για αποδιαμόρφωση λαμβανόμενου σήματος λόγω του εξισορροπιστή χαμηλής πολυπλοκότητας που απαιτείται για κάθε περιοχή συχνοτήτων. Ως εκ τούτου, η *OFDM* έχει ενσωματωθεί μέχρι στιγμής στις στοίβες πρωτοκόλλων όπως: IEEE802.16 (*WiMAX*) [18], IEEE 802.15.1 (*Bluetooth*) [19], IEEE 802.11 (*WiFi*) [7] και IEEE 802.22 (*WRAN*) [20].

Και ενώ ο τεχνολογικός κόσμος επιδιώκει την παγίωση της 4ης τεχνολογικής γενιάς, ήδη γίνονται συζητήσεις σε επιστημονικά άρθρα και forums οι οποίες εστιάζουν στο δομικό στοιχείο των νεο-ανερχόμενων δικτύων (π.χ. *5G*), το οποίο δε θα μπορούσε να είναι άλλο παρά από την *OFDM(A)*.

2.2 Η τεχνική OFDM

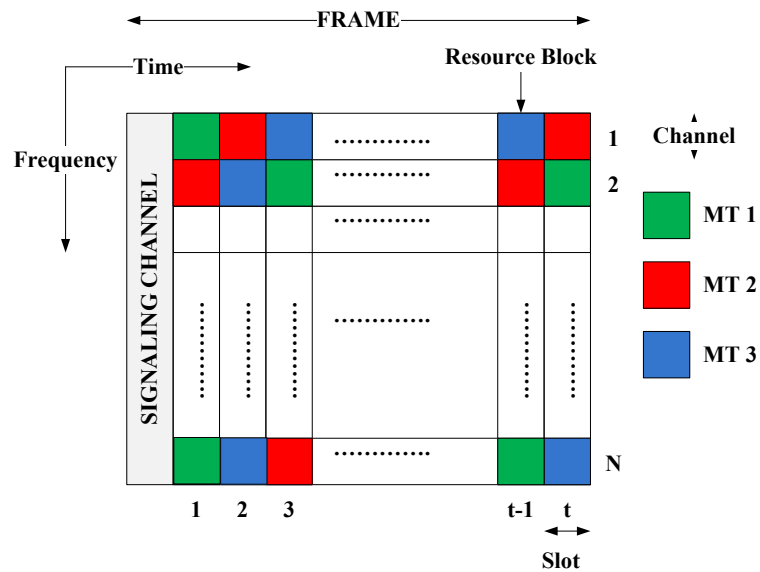
Στα κυψελωτά συστήματα που αφορούν στην *DL* (λ.χ. *WiMAX*, *LTE*, *LTE-A*), χάρη στην *OFDM(A)* η διαχείριση των πόρων διεκπεραιώνεται σε δύο διαστάσεις (χρόνος/*TD*, συχνότητα/*FD*) στον σταθμό βάσης (*BS*) και δη στο *MAC* στρώμα, όπου άλλωστε γίνεται και ο έλεγχος της ροής της κίνησης και η διασφάλιση ικανοποιητικού *QoS*. Ως εκ τούτου και εξαιτίας των λοιπών εγγενών τεχνικών της χαρακτηριστικών, η *OFDM(A)* επιλέγεται ως μια ικανοποιητική λύση για την αξιοποίηση του φάσματος και την αντιμετώπιση των παρεμβολών [3] ακόμη και στην περίπτωση δικτύων περιορισμένης εμβέλειας.

Εν ολίγοις, η *OFDM* μετατρέπει μια υψηλού ρυθμού ακολουθία μετάδοσης δεδομένων σε ένα σύνολο ακολουθιών χαμηλού ρυθμού οι οποίες μεταδίδονται διαμέσου παράλληλων καναλιών στενής ζώνης (υποφορείς, *subcarriers*), Εικόνα 2-1. Τα εν λόγω κανάλια προκύπτουν κατόπιν της ορθογωνικής διαίρεσης του διαθέσιμου εύρους ζώνης με αποτέλεσμα να μειώνουν αισθητά τις ενδοκυψελικές παρεμβολές, να βελτιώνουν τη φασματική αξιοποίηση (ειδικά σε συνδυασμό με *RRM* στρατηγικές, π.χ. [21]), να μετριάζουν τις διαλείψεις (που οφείλονται στην πολύοδη διάδοση και την σκίαση) διαιρώντας ένα κανάλι γρήγορων διαλείψεων σε υποφορείς επίπεδων διαλείψεων, ενώ όπως προαναφέρθηκε μπορούν εύκολα να εξισοροποιηθούν (*channel equalization*).

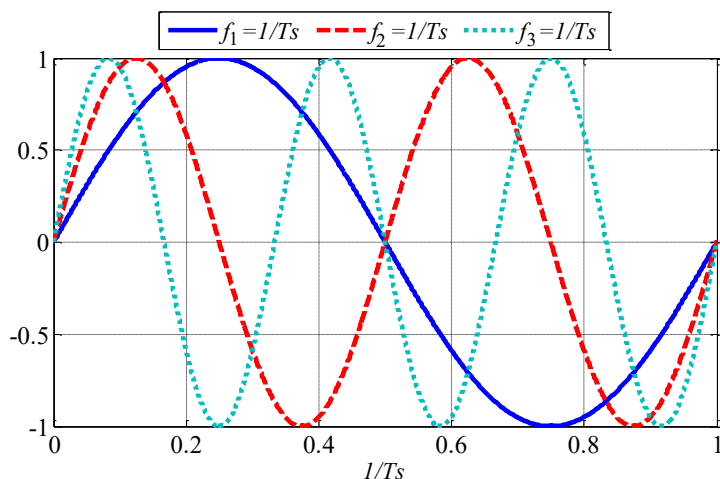
Από την άλλη, ο χρόνος διαιρείται σε χρονοσχισμές (*slots*) οι οποίες αποτελούνται από εν σειρά *OFDM* σύμβολα (*symbols*). Το πλήθος των συμβόλων ανά χρονοσχισμή εξαρτάται από το κυκλικό πρόθεμα (*CP*), το οποίο χρησιμοποιείται για την αντιμετώπιση της διασυμβολικής παρεμβολής (*ISI*). Συνήθως για *TD*, ο αριθμός συμβόλων ανά χρονοσχισμή είναι 6 (*extended CP*) ή εναλλακτικά 7 (*normal CP*), ενώ για *FD* το μήκος του κυκλικού προθέματος είναι 12 διαδοχικοί υποφορείς [28]. Η μικρότερη μονάδα που μπορεί να υπάρξει σε ένα *OFDM* πλαίσιο είναι το *resource block (RB)*, το οποίο ουσιαστικά είναι ένα κανάλι με διάρκεια μιας χρονοσχισμής. Έτσι, πολλές διαδοχικές χρονοσχισμές συνιστούν ένα *OFDM* πλαίσιο, ενώ πολλά διαδοχικά *OFDM* πλαίσια συνιστούν ένα υπερ-πλαίσιο (*super-frame*). Εάν, τέλος, η *OFDM* υιοθετηθεί συνδυαστικά με την διαφορισμό πολλαπλών χρηστών στη διάσταση της συχνότητας (*MU-OFDMA* σχήμα: καθώς το κάθε διαθέσιμο κανάλι παρουσιάζει διαφορετική ποιότητα ως προς κάθε κινητό τερματικό *MT*, τα *MTs* αποκτούν πρόσβαση στο φυσικό στρώμα διαμέσω καναλιών καλής ποιότητας [29]), τότε δύναται να βελτιωθεί περαιτέρω και η ρυθμαπόδοση (*throughput*). Έτσι, ανάλογα με την εφαρμογή, το κάθε *MT* μπορεί να χρησιμοποιήσει τουλάχιστον ένα *RB* στη διάσταση του χρόνου, ενώ κάθε *RB* είναι κατελιημμένο αποκλειστικά και μόνο από ένα *MT* τη φορά. Στην περίπτωση, όμως, γειτονικών κυψελών, ένα *RB* μπορεί να χρησιμοποιηθεί από περισσότερους του ενός χρήστες. Στην Εικόνα 2-2, παρουσιάζεται ένα *OFDM* σύμβολο διάρκειας 1 sec με τρία *subcarriers* (ημιτονοειδή σήματα) για $f_1=1/T_s$ (blue solid line), $f_2=1/T_s$ (red dotted line) και $f_3=1/T_s$ (green dashed line), ενώ στην Εικόνα 2-3, το ίδιο σύμβολο δίνεται στο πεδίο της συχνότητας. Στην ίδια εικόνα καθίσταται εμφανής η

ορθογωνιότητα των τριών *subcarriers* καθώς τα μέγιστα του εκάστοτε υποφορέα συμπίπτουν με τα ελάχιστα των δύο άλλων υποφορέων. Επίσης, στην Εικόνα 2-4, δίνεται ο λόγος μέγιστης προς μέσης ισχύος κατόπιν εναπόθεσης των τριών παραπάνω συμβόλων.

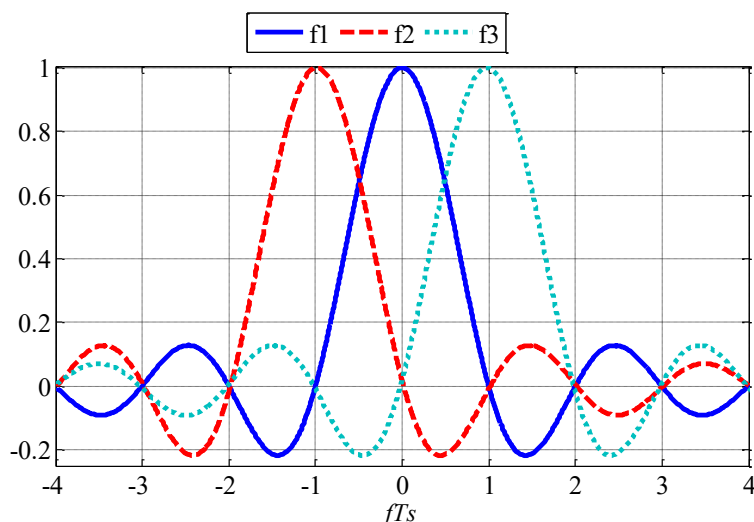
Τέλος, χάρη στη διακριτότητα των πόρων στις δύο διαστάσεις (χρόνος, συχνότητα), με την *OFDM* παρέχεται η δυνατότητα εφαρμογής κατάλληλων αλγόριθμων ανάθεσης ραδιοπόρων για αποδοτικότερη αξιοποίηση του ραδιοφάσματος.



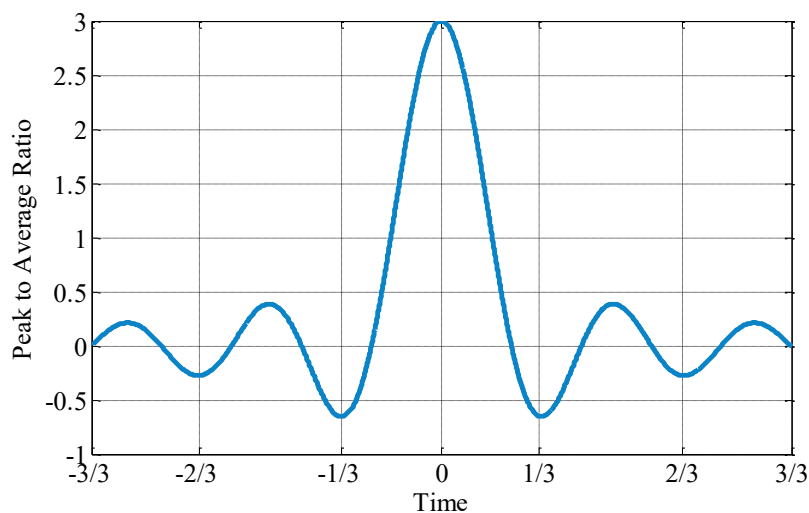
Εικόνα 2-1: Δομή OFDM πλαισίου. Φιλοσοφία πολλαπλής πρόσβασης OFDMA.



Εικόνα 2-2: Σύμβολο OFDM διάρκειας 1 sec με τρεις υποφορείς (πεδίο του χρόνου).



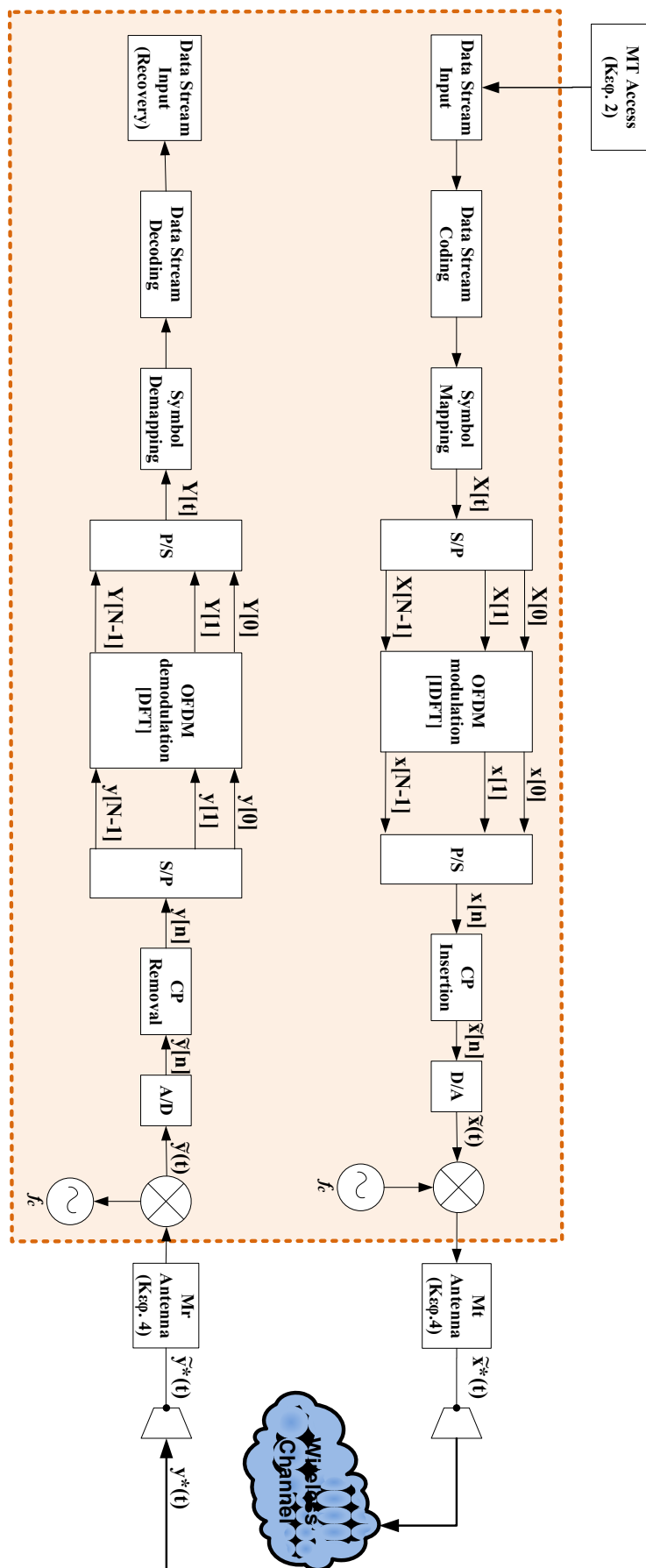
Εικόνα 2-3: Σύμβολο *OFDM* με τρεις υποφορείς στο πεδίο της συχνότητας.



Εικόνα 2-4: *Peak-to-Average Power Ratio* ενός *OFDM* συμβόλου με τρεις υποφορείς.

2.3 Η RF αλυσίδα του OFDM πομποδέκτη

Στο σημείο αυτό, κρίνεται σκόπιμη η περιγραφή της ροής του σήματος προς μετάδοση και λήψη κατά μήκος ενός κλασσικού πομποδέκτη *OFDM*. Στην Εικόνα 2-5, παρατίθενται οι βασικές του βαθμίδες (εντός διακεκομμένου πλαισίου) με δομική βαθμίδα αυτή του (απο)διαμορφωτή. Αν και δίνεται περισσότερη βαρύτητα στον τύπο της (απο)διαμόρφωσης *OFDM*, σταδιακά αναφέρονται οι βασικές λειτουργίες και των υπολοίπων βαθμίδων, καθώς βοηθούν εξίσου σημαντικά στην ορθή ανάκτηση του σήματος.



Εικόνα 2-5: Αρχιτεκτονική πομποδέκτη OFDM (εντός διακεκομμένου πλαισίου).

2.3.1 Κωδικοποίηση ραδιοδιαύλου

Η κωδικοποίηση του καναλιού είναι χρήσιμη για τον εντοπισμό (*Error Detection*) ή τη διόρθωση σφαλμάτων (*FEC*) που προκλήθηκαν κατά την μετάδοση του σήματος στον ραδιοδιάυλο. Από την άλλη, ωστόσο, η κωδικοποίηση αυξάνει την πολυπλοκότητα, ενώ στην περίπτωση της γραμμικής, συνελκτικής, *turbo* ή *LDPC* κωδικοποίησης είτε μειώνεται η ρυθμαπόδοση, είτε αυξάνεται το εύρος ζώνης του σήματος [17], [30]-[32]. Άλλες δυνατότητες που παρέχει η κωδικοποίηση του καναλιού είναι η αυστηρή (*HDD*) ή ήπια αποκωδικοποίηση (*SDD*), καθώς και η απομάκρυνση μερικών από τα όμοια bits για να μειωθεί η τάξη κωδικοποίησης (*puncturing*). Επίσης, σε μεγάλες ριπές λαθών (*bursty errors*) που οφείλονται σε βαθιές διαλείψεις, κατά την κωδικοποίηση του καναλιού επιλέγεται ο διασκορπισμός των ψηφίων του εκπεμπόμενου μηνύματος ούτως ώστε στην αποκωδικοποίηση το σήμα να ανακτηθεί σωστά (*interleaving*). Οι κώδικες που σχεδιάζονται βάσει της εν λόγω φιλοσοφίας παρουσιάζουν επίδοση όμοια με της *MRC* διαφορισιμότητας, τάξης ίσης με την ελάχιστη απόσταση *Hamming* (διαφορετικά σύμβολα ή *bits* μεταξύ δύο κωδικολέξεων). Για παράδειγμα, η απόσταση *Hamming* των κωδικών λέξεων "100" και "011" είναι 3, καθώς υπάρχει διαφωνία και στα τρία ψηφία τους. Σε περίπτωση που προκαλούνταν σφάλμα ενός ψηφίου στην πρώτη κωδική λέξη, θα προέκυπτε ή η "000" ή η "110" ή η "101", γεγονός που επιβεβαιώνει την ύπαρξη σφάλματος διότι καμία από τις τρεις πιθανές εκδοχές δεν απέχει από την "011" απόσταση *Hamming* ίση με 3.

2.3.2 Διαμόρφωση συμβόλου

Χάρη στη διαμόρφωση συμβόλου, σήματα χαμηλής συχνότητας μπορούν να κωδικοποιηθούν σε υψίσυχνα περιοδικά σήματα και να γίνει η μετάδοση διαμέσου του τηλεπικοινωνιακού καναλιού. Κατά συνέπεια, η ακολουθία των bits αντιστοιχίζεται σε σύμβολα του διαγραμμάτος αστερισμού βάσει κάποιας διαμόρφωσης. Από τις πιο διαδεδομένες διαμορφώσεις είναι η *QPSK* (2 bits/symbol), η *M-QAM* ($\log_2 M \text{ bits/symbol}$), κ.τ.λ. [33]. Από τις διάφορες τάξεις της *M-QAM* επιλέγονται συνήθως οι 16-QAM, 64-QAM, 128-QAM και 256-QAM. Γενικά, όσο πιο μεγάλη είναι η τάξη διαμόρφωσης (εκπέμπονται περισσότερα bits ανά σύμβολο), τόσο περισσότερο γειτνιάζουν τα σημεία αστερισμού, άρα τόσο περισσότερο αυξάνει η πιθανότητα της εσφαλμένης τους ανάκτησης. Με άλλα λόγια, μια

διαμόρφωση υψηλής τάξης είναι και λιγότερο αξιόπιστη (εφόσον η ενέργεια ανά σύμβολο είναι σταθερή).

Στη συνέχεια, αφού τα διαμορφωμένα bits $X[i]$ παραλληλοποιηθούν στον S/P μετατροπέα, εισέρχονται από τη βαθμίδα του $OFDM$ διαμορφωτή.

2.3.3 Διαμόρφωση OFDM

Θεωρούμε τη διακριτού χρόνου ακολουθία βασικής ζώνης $x[n]$, με $0 \leq n \leq N$, η οποία προκύπτει κατόπιν δειγματοληψίας N σημείων ενός συνεχούς σήματος $x(t)$. Αν η $x[n]$ μεταφερθεί από το πεδίο του χρόνου στο πεδίο της συχνότητας (FFT), τότε:

$$X[t] = F\{x[n]\} = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} x[n] \exp(-j \frac{2\pi nt}{N}), \quad 0 \leq t \leq N-1 \quad (2-1)$$

το οποίο ουσιαστικά είναι το φασματικό περιεχόμενο των N δειγμάτων της $x[n]$.

Επομένως, επανερχόμενοι στη ροή του σήματος (Εικόνα 2-5), εντός του διαμορφωτή $OFDM$ κάθε σύμβολο της $X[t]$ (2-1) "αναρτάται" σε ένα *subcarrier* το οποίο μαθηματικά είναι ορθογώνιο με τα γειτονικά του *subcarriers*. Έτσι, στην έξοδο της βαθμίδας του ανάστροφου *Fourier (IFFT)*, ανακτάται η $x[n]$ ως:

$$F^{-1}\{X[t]\} = x[n] = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{t=0}^{N-1} X[t] \exp(j \frac{2\pi nt}{N}), \quad 0 \leq n \leq N-1 \quad (2-2)$$

Από την (2-2), διαφαίνεται ότι η $OFDM$ διαμόρφωση ισοδυναμεί με μια οικογένεια σημάτων τύπου ενός κανονικοποιημένου παλμού βάσης:

$$g_k(t) = \exp(j2\pi f_k t), \quad \text{όπου } 0 \leq k \leq N-1, \quad 0 \leq t \leq T_{sym}, \quad f_k = \frac{k}{T_{sym}} \quad (2-3)$$

όπου k είναι τα *subcarriers*, T_{sym} είναι η διάρκεια συμβόλου και f_k είναι θέσεις των *subcarriers*. Για να είναι τα σήματα ορθογώνια και να είναι εφικτή η εξάλειψη των διακαναλικών παρεμβολών, θα πρέπει το ολοκλήρωμα των γινομένων τους στη διάρκεια μιας περιόδου να είναι ίση με μηδέν.

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} \exp(j2\pi f_k t) \exp(-j2\pi f_i t) dt &= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} \exp\left(j2\pi \frac{k}{T_{sym}} t\right) \exp\left(-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} t\right) dt \\ &= \frac{1}{T_{sym}} \int_0^{T_{sym}} \exp\left(j2\pi \frac{(k-i)}{T_{sym}} t\right) dt = \delta_{k,i} \end{aligned} \quad (2-4)$$

όπου δ είναι η συνάρτηση *Dirac*.

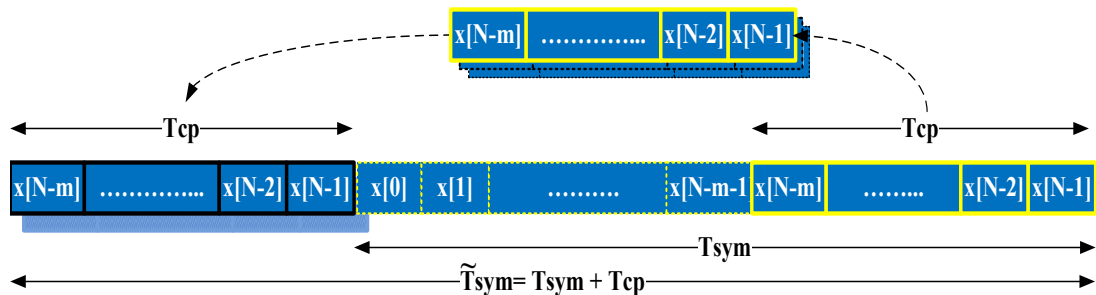
Κατόπιν δειγματοληψίας για $t = nT_s = (nT_{sym})/N$, η (2-4) στο πεδίο του διακριτού χρόνου γίνεται:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j2\pi \frac{k}{T_{sym}} nT_s) \exp(-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} nT_s) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j2\pi \frac{k}{T_{sym}} \frac{nT_{sym}}{N}) \exp(-j2\pi \frac{i}{T_{sym}} \frac{nT_{sym}}{N}) \\ &= \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=0}^{N-1} \exp(j2\pi \frac{(k-i)}{N} n) = \delta_{k,i} \end{aligned} \quad (2-5)$$

Στη συνέχεια τα N δείγματα που προέκυψαν συντάσσονται εν σειρά διαπερνώντας των P/S μετατροπέα και αφού εξέλθουν εισέρχονται στην επόμενη βαθμίδα για την προσθήκη του κυκλικού προθέματος (CP).

2.3.4 Κυκλικό Πρόθεμα

Για την μείωση των επιπτώσεων της διασυμβολικής παρεμβολής (ISI) που οφείλονται στη χρονική εξάπλωση του καναλιού, αναρτάται στην αρχή κάθε $OFDM$ συμβόλου το κυκλικό πρόθεμα (CP), το οποίο ουσιαστικά περιλαμβάνει τις τελευταίες δειγματοληπτούμενες στιγμές του ίδιου του συμβόλου. Παρόλα αυτά, καθώς το κυκλικό πρόθεμα περιέχει πλεονάζουσα πληροφορία, δημιουργείται μια απώλεια στην απόδοση της χρήσης του φάσματος η οποία συνήθως δεν υπερβαίνει το 25%.



Εικόνα 2-6: Κυκλικό πρόθεμα ενός $OFDM$ συμβόλου, [17].

Έστω, ότι η αρχική διάρκεια του συμβόλου είναι T_{sym} και η ακολουθία μήκους N που το ορίζει είναι $x[n]=x[0],x[1],\dots,x[N-1]$. Θεωρούμε, επίσης, κανάλι διακριτού χρόνου και πεπερασμένης κρουστικής απόκρισης $h[n]=h[0],h[1],\dots,h[m]$ μήκους $m+1=T_m/T_s$, όπου T_s είναι ο χρόνος δειγματοληψίας και T_m είναι η

καθυστέρηση διασποράς του καναλιού. Τότε, το κυκλικό πρόθεμα αποτελείται από τις τελευταίες m στιγμές της ακολουθίας $x[n]$, ορίζεται από την ακολουθία $\{x[N-m], x[N-m+1], \dots, x[N-1]\}$ και έχει διάρκεια T_{cp} . Τότε, η τελική συμβολοακολουθία που προκύπτει είναι η $\tilde{x}[n] = \tilde{x}[-m], \dots, \tilde{x}[N-1] = x[N-m], \dots, x[N-1], x[0], x[1], \dots, x[N-1]$, όπου $-m \leq n \leq N-1$ με διάρκεια $\tilde{T}_{sym} = T_{sym} + T_{cp}$ και μήκος $N+m$. Επιπλέον, εάν για $-m \leq n \leq N-1$, ισχύει ότι: $\tilde{x}[n] = x[n]_N$, τότε για $-m \leq n-k \leq N-1$ ισχύει $\tilde{x}[n-k] = x[n-k]_N$

Αποστέλλοντας την $\tilde{x}[n]$ διαμέσω του καναλιού $h[n]$, στο δέκτη παραλαμβάνεται η $y[n]$, $0 \leq n \leq N-1$:

$$\begin{aligned} y[n] &= \tilde{x}[n] * h[n] \\ &= \sum_{k=0}^{m-1} h[k] \tilde{x}[n-k] \\ &= \sum_{k=0}^{m-1} h[k] x[n-k]_N \\ &= x[n] \otimes h[n] \end{aligned} \quad (2-6)$$

Από την (2-6), φαίνεται ότι με την ανάρτηση του κυκλικού προθέματος η γραμμική συνέλιξη του αρχικού σήματος με το κανάλι μετατρέπεται σε κυκλική συνέλιξη. Τέλος, αν η έξοδος του FFT είναι:

$$F\{y[n] = x[n] \otimes h[n]\} = Y[t] = X[t]H[t], \quad 0 \leq t \leq N-1 \quad (2-7)$$

τότε, άνευ παρουσίας θορύβου και εφόσον το κανάλι $h[n]$ είναι γνωστό στο δέκτη, το αρχικό σήμα ανακτάται από:

$$x[n] = F^{-1} \left\{ \frac{Y[t]}{H[t]} \right\} = \frac{F^{-1}\{y[n]\}}{F^{-1}\{h[n]\}} \quad (2-8)$$

Η ορθή ανάκτηση του αρχικού σήματος $x[n]$, είναι εφικτή ακόμη και όταν η συμβολοακολουθία $\tilde{x}[n]$ υπόκειται σε διασυμβολικές παρεμβολές. Στην περίπτωση αυτή, λαμβάνοντας υπόψιν ότι η $y[n]$ έχει μήκος $N+m$, ενώ η $x[n]$ έχει μήκος N , μόνο τα πρώτα δείγματα είναι ευάλωτα σε διασυμβολικές παρεμβολές. Το φαινόμενο αυτό όμως δεν αποτελεί πρόβλημα, διότι τα δείγματα αυτά θα απορριφθούν ούτως ή άλλως ως μέρος του κυκλικού προθέματος.

Από την άλλη, παρά το γεγονός ότι το CP βοηθάει στην εξάλειψη των ISI , μειώνει τη ρυθμαπόδοση έως και $N/(m+N)$ και αυξάνει την καταναλισκόμενη ισχύ λόγω της προσθήκης m επιπλέον δειγμάτων στην αρχική συμβολοακολουθία.

Τελικά, στον ασύρματο δίαυλο θα μεταδοθεί η $\tilde{x}[n]$, αφού διαπεράσει τις βαθμίδες: A/D , IF , RF , σύστημα κεραιών.

2.3.5 Λόγος Μέγιστης-προς-Μέσης Ισχύος σε συστήματα με πολλαπλές φέρουσες συχνότητες

Με αφορμή την βαθμίδα A/D και D/A , σε αυτή την ενότητα γίνεται αναφορά στο $PAPR$ (*Peak-to-Average Power Ratio*), το οποίο για ένα σήμα διακριτού χρόνου δίνεται από την (2-9):

$$PAPR = \frac{\max(|x[n] \cdot x^*[n]|)}{E[|x[n] \cdot x^*[n]|]} \quad (2-9)$$

Στην περίπτωση που το σήμα είναι σταθερού πλάτους, τότε η μέγιστη και η μέση τιμή του είναι ίσες με αποτέλεσμα το $PAPR$ να ισούται με 0 dB. Εάν το σήμα είναι ημιτονοειδές (δηλ. με $\max(x[n] \cdot x^*[n]) = 1$ και $E[x[n] \cdot x^*[n]] = 0.5$, Εικόνα 2-2), τότε το $PAPR = 2$ (δηλ. 3dB).

Η $PAPR$ αποτελεί ένα σημαντικό μειονέκτημα της $OFDM$ για υψηλές τιμές της κυματομορφή της, Εικόνα 2-4. Στην περίπτωση ενός μη-γραμμικού συστήματος (π.χ. ενισχυτής), οι μεγάλες τιμές $PAPR$ προκαλούν παραμορφώσεις και φασματική διασπορά. Για να μπορέσει ο ενισχυτής να τις αντιμετωπίσει, αλλά και να διασφαλίσει την γραμμική ενίσχυση του σήματος, θα πρέπει να παρουσιάζει μεγάλο *back-off* ούτως ώστε η μέγιστη τιμή ισχύος να είναι εντός της γραμμικής περιοχής. Ιδανικά, η μέγιστη και η μέση τιμή θα πρέπει να είναι σχεδόν ίσες προκειμένου ο ενισχυτής να παρουσιάζει τη μέγιστη δυνατή απόδοση [17]. Όσο για τους μετατροπείς A/D και D/A , οι υψηλές τιμές του $PAPR$: 1] μειώνουν τον λόγο σήματος-προς-θόρυβο κβαντισμού ($SQNR$), ενώ 2] παράλληλα αυξάνουν τη δυναμική περιοχή των σημάτων και απαιτούν περαιτέρω διεύρυνση της δυναμικής περιοχής των μετατροπέων (τα πλάτη των σημάτων συγκριτικά με τη δυναμική περιοχή του μετατροπέα ισούνται μόνο με ένα κλάσμα αυτής ούτως ή άλλως). Επόμενως, οι εν λόγω μετατροπείς θα πρέπει να παρουσιάζουν υψηλή ανάλυση ή περισσότερα bits για τη διατήρηση του θορύβου κβαντισμού σε αποδεκτά επίπεδα.

Κατά συνέπεια, τα αυξημένα επίπεδα του *PAPR* αυξάνουν την πολυπλοκότητα και κυρίως μειώνουν την απόδοση του ενισχυτή στην πλευρά του *MT* όπου η διάρκεια ζωής της συσκευής είναι περιορισμένη.

Για την αντιμετώπιση των προβλημάτων (π.χ. *clipping*, *non-linear distortion*) που προκαλούν οι υψηλές τιμές του *PAPR*, επιλέγονται διάφορες τεχνικές [34], [35]. Μία από αυτές είναι οι τεχνικές παραμόρφωσης (π.χ. *clipping*, *peak windowing*, *peak cancellation*) με τις οποίες οι μέγιστες τιμές ή οι τιμές στην εγγύς περιοχή των μέγιστων τιμών του *OFDM* σήματος παραμορφώνονται μη-γραμμικά. Επίσης, υπάρχουν τεχνικές κωδικοποίησης τύπου *FEC* με τις οποίες αποκλείονται τα σύμβολα με υψηλό *PAPR*. Τέλος, με τις τεχνικές *scrambling* κάθε συμβολοακολουθία στο πεδίο της συχνότητας (στην προκειμένη *OFDM* σύμβολο) πολλαπλασιάζεται με μια ψευδοτυχαία συμβολοακολουθία (*PRBS*) και όποια από τις νέες ακολουθίες παρουσιάζει το μικρότερο *PAPR* επιλέγεται ως η καταλληλότερη.

2.3.6 Η έννοια του διαφορισμού στο ασύρματο μέσο διάδοσης

Η διεκπεραίωση των ασύρματων επικοινωνιών βασίζεται κατά κύριο λόγο στο περιβάλλον του ασύρματου καναλιού (το οποίο παρουσιάζει στατιστική συμπεριφορά [36]) και διαφέρει σε τρία θεμελιώδη σημεία από τις ενσύρματες επικοινωνίες [37]-[38]. Τα σημεία αυτά αφορούν στο φαινόμενο των διαλείψεων, στο φαινόμενο των παρεμβολών, καθώς και στη δυνατότητα του τερματικού να κινείται μέσα στη περιοχή εξυπηρέτησης του δικτύου. Όλα μαζί συγκαταλέγονται στη γενικευμένη κατηγορία των φαινομένων όδευσης, τα οποία επηρεάζουν τα επίπεδα της λαμβανόμενης ισχύος, και διακρίνονται σε φαινόμενα μεγάλης (π.χ. *path loss*, *shadowing*) και μικρής (*multipath*) κλίμακας, [17].

Όταν οι εκδοχές του σήματος φτάνουν στο δέκτη με χρονική ολίσθηση και εξασθενημένες (*διασπορά καθυστέρησης*), το κανάλι θεωρείται επιλεκτικό ως προς τη συχνότητα και θα πρέπει η απόσταση των φερόντων να είναι μεγαλύτερη του εύρους ζώνης συνοχής. Στην περίπτωση που το λαμβανόμενο σήμα παρουσιάζει ολίσθηση συχνότητας (*διασπορά Doppler*), τότε το κανάλι είναι επιλεκτικό στη διάσταση του χρόνου και θα πρέπει η χρονική απόσταση μεταξύ των εκδοχών του σήματος να είναι μεγαλύτερη από το χρόνο συνοχής του καναλιού. Επίσης, εάν τα αντίγραφα του σήματος λαμβάνονται στο δέκτη από διάφορες κατευθύνσεις στο χώρο (*διασπορά γωνίας*), τότε στην περίπτωση αυτή το κανάλι είναι επιλεκτικό στη διάσταση του

χώρου και θα πρέπει οι κεραιές λήψης να απέχουν επαρκώς προς αποφυγή συσχετίσεων (απόσταση των RF αλυσίδων $> 10\lambda$).

Για την αντιμετώπιση των φαινομένων όδευσης και κατ'επέκτασιν για την ορθή ανάκτηση του σήματος, αξιοποιείται ο διαφορισμός (*diversity*) στις διάφορες διαστάσεις (π.χ. χρόνος, συχνότητα, χώρος, κ.τ.λ.) με τεχνικές που αναλύονται στο Κεφάλαιο 4. Η θεμελιώδης αρχή των τεχνικών αυτών εγκείται στην μικρή πιθανότητα να υποστούν οι εκδοχές ενός σήματος ταυτόχρονα μεγάλες διαλείψεις. Ουσιαστικά, οι τεχνικές διαφορισμού αποσυσχετίζουν τις διαλείψεις σε μία τουλάχιστον διάσταση και συνδυάζουν κατάλληλα στο δέκτη τις ανεξάρτητες εκδοχές του σήματος με σκοπό τη δημιουργία ενός ισχυρότερου σήματος. Έτσι, λοιπόν, με τον *διαφορισμό συχνότητας* η αποσυσχέτιση διαλείψεων γίνεται με μετάδοση των επί μέρους σημάτων διαφορετικά κανάλια, των οποίων η απόσταση είναι μεγαλύτερη από το εύρος συνοχής. Στον *διαφορισμό χρόνου* ($\tilde{x}^*(t), \tilde{y}^*(t)$, Εικόνα 2-5) το σήμα μεταδίδεται σε διαφορετικές χρονοσχισμές, των οποίων η χρονική απόσταση είναι αντιστρόφως ανάλογη του εύρους ζώνης των διαλείψεων. Αντιπροσωπευτικό παράδειγμα που συνδυάζει τον διαφορισμό συχνότητας και χρόνου είναι ο τύπος διαμόρφωσης *OFDM*. Επίσης, με τον *χωρικό διαφορισμό* το σήμα μεταδίδεται από διαφορετικά σημεία στο χώρο τα οποία θα πρέπει να απέχουν τουλάχιστον μισό μήκος κύματος ούτως ώστε οι εκδοχές του σήματος να είναι ανεξάρτητες. Οι πολλαπλές κεραιές στο κινητό τερματικό του χρήστη και στο σταθμό βάσης (*MIMO*, [39]) μπορούν να υποστηρίξουν τον διαφορισμό στη διάσταση του χώρου και όταν συνδυάζονται με τον διαφορισμό πολλαπλών χρηστών στο πεδίο της συχνότητας (*MU-OFDMA*) είναι εφικτός ο διαφορισμός και στις τρεις προαναφερθείσες διαστάσεις (χώρος-χρόνος-συχνότητα). Επιπλέον πλεονέκτημα των στοιχειοκεραιών είναι και η χωρική πολυπλεξία (*spatial multiplexing*), χάρη στην οποία πολλές και ασυσχέτιστες κωδικοποιημένες αλληλουχίες αποστέλλονται από διαφορετικά σημεία στο χώρο χωρίς να απαιτείται επιπλέον φάσμα ή ισχύς. Άμεση απόρροια αυτής της τεχνικής είναι η αύξηση της χωρητικότητας εις βάρος των πλεονεκτημάτων που παρέχει ο διαφορισμός (Κεφάλαιο 4). Όταν επιλέγεται ο *διαφορισμός πόλωσης* τα στοιχεία της *MIMO* κεραιάς εκπέμπουν είτε με οριζόντια, είτε με κάθετη πόλωση. Τέλος, υπάρχει και ο *διαφορισμός γωνίας άφιξης (AoA)*, ο οποίος επιτυγχάνεται με τη βοήθεια κατευθυντικών κεραιών. Στην περίπτωση αυτή τα σήματα φτάνουν στην κεραιά λήψης από διαφορετικές ανεξάρτητες γωνίες.

2.3.7 Αποδιαμόρφωση OFDM

Κατά την αποδιαμόρφωση (στην περίπτωση που δεν έγινε χρήση *CP*), προκύπτει η $(y[n])$ που είναι η γραμμική συνέλιξη της αρχικής συμβολοακολουθίας διακριτού χρόνου $x[n]=x[0],x[1],\dots,x[N-1]$ και του χρονικά αμετάβλητου καναλιού $h[n]$ διακριτού χρόνου:

$$y[n] = h[n] * x[n] = \sum_k h[k]x[n-k] \quad (2-10)$$

ενώ οι κυκλική συνέλιξη των N δειγμάτων των $x[n]$ και $h[n]$ δίνεται από:

$$y[n] = h[n] \otimes x[n] = \sum_k h[k]x[n-k]_N \quad (2-11)$$

Επομένως, στην έξοδο του *FFT* προκύπτει:

$$Y[t] = F\{y[n]\} = F\{h[n] \otimes x[n]\} = H[t]X[t], \quad 0 \leq t \leq N-1 \quad (2-12)$$

το οποίο δίνει το φασματικό περιεχόμενο των N δειγμάτων της $y[n]$

2.3.8 Αξιολόγηση (απο)διαμόρφωσης OFDM

Από την περιγραφή της (απο)διαμόρφωσης τύπου *OFDM* προέκυψαν τα βασικά δομικά της στοιχεία, τα οποία την καθιστούν άξια υποψήφια λύση στις ασύρματες επικοινωνίες. Από αυτά τα πιο σημαντικά είναι:

- η υψηλή φασματική απόδοση,
- η ελαχιστοποίηση της διασυμβολικής παρεμβολής χάρη στο κυκλικό πρόθεμα,
- η προστασία σε διακαναλικές παρεμβολές,
- η υλοποίηση ορθού και ανάστροφου ταχέως μετασχηματισμού *Fourier*,
- η χρήση αποδοτικών τεχνικών ανάθεσης πόρων,
- η δυνατότητα πολλαπλής πρόσβασης σε περισσότερες της μίας διάστασης (time, frequency, κ.ά.).

Ωστόσο, παρά την εγγενή απλότητά της, η *OFDM* απασχολεί την επιστημονική κοινότητα με ζητήματα όπως π.χ. ο συγχρονισμός, η εκτίμηση καναλιού και η διαχείριση ραδιοπόρων. Επομένως, η *OFDM* παρουσιάζει και αδυναμίες, όπως:

- στις υψηλές τιμές του λόγου μέγιστης προς μέσης ισχύος που οδηγούν στην αύξηση της καταναλισκώμενης ισχύος,

- στο φαινόμενο *Doppler* και η ολίσθηση συχνότητας [40],
- στον θόρυβο φάσης και ο συγχρονισμός στη διάσταση της συχνότητας και του χρόνου [41],
- η απώλεια σε ρυθμαπόδοση εξαιτίας του κυκλικού προθέματος.

Από όλα τα παραπάνω, στα πλαίσια του παρόντος πονήματος, το ενδιαφέρον εστιάζεται πρωτίστως στην υλοποίηση αποδοτικών αλγόριθμων πολλαπλής πρόσβασης στους διαθέσιμους πόρους *OFDM* συστημάτων και ετερογενών *OFDM* δικτύων. Παράλληλα, δίνεται έμφαση και στην δυναμική ανάθεση ισχύος ανά υποφορέα, η οποία ως διαδικασία είναι ανεξάρτητη των διαδικασιών αξιοποίησης ραδιοπόρων.

2.4 Η RF αλυσίδα του OFDMA πομποδέκτη

Όπως αναφέρθηκε ήδη στο προηγούμενο Κεφάλαιο, προκλήσεις όπως π.χ. η μείωση των ομοκαναλικών παρεμβολών, η κακή αξιοποίηση των ασύρματων πόρων και η περιορισμένη χωρητικότητα σε εκτενείς περιοχές κάλυψης δεν έχουν απαντηθεί ακόμη εξ'ολοκλήρου από τους σχεδιαστές των κυψελωτών δικτύων. Προς αυτή την κατεύθυνση, οι δύο τελευταίες τεχνολογικές γενιές βασίζουν την πρόσβαση των τερματικών σε διαθέσιμους πόρους στην πολλαπλή πρόσβαση με ορθογωνική διαίρεση συχνότητας (*OFDMA*), Εικόνα 2-1. Στην *OFDMA*, οι διαθέσιμοι πόροι ανήκουν εγγενώς σε δύο διαστάσεις (*FD*, *TD*) με αποτέλεσμα έτσι να βελτιώνεται η ευελιξία και η απόδοση των τεχνικών *RRM* (Κεφάλαιο 3).

Μέχρι στιγμής, η *OFDMA* έχει ήδη ενσωματωθεί σε τεχνολογίες όπως οι IEEE802.16 (*WiMAX*) [18], IEEE 802.15.1 (*Bluetooth*) [19], IEEE 802.11 (*WiFi*) [7] και IEEE 802.22 (*WRAN*) [20], αλλά και σε συστήματα τύπου *DVB-T* και *T-DAB*. Επειδή η αποδοτικότητά της καταδεικνύεται πρωτίστως εκ του αποτελέσματος, πλέον γίνονται προσπάθειες και για την ενσωμάτωσή της στα δίκτυα τοπικής εμβέλειας (λ.χ. *WiFi* [22]-[27]), στην οποία περίπτωση η *CSMA/CA* τεχνική πρόσβασης υποστηρίζεται από την *OFDMA*.

2.4.1 Αρχιτεκτονική προσομοιωτή MU-OFDMA

Οι προσομοιωτές των ασύρματων δικτύων αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι της τεχνολογικής τους εξέλιξης, καθώς επιτρέπουν τον έλεγχο και τη

βελτιστοποίηση αλγορίθμων/τεχνικών προκαταβολικά της εφαρμογής τους. Χονδρικά, διακρίνονται σε προσομοιωτές επιπέδου ζεύξης (*link level*) και σε προσομοιωτές επιπέδου συστήματος (*system level*). Στην πρώτη περίπτωση [42]-[43], τα ζητήματα που συνήθως εξετάζονται αφορούν στο κέρδος που παρέχεται χάρη στις *MIMO* συστοιχίες, στην προσαρμοστική διαμόρφωση και κωδικοποίηση (*AMC*), στην μοντελοποίηση της (απο)κωδικοποίησης του καναλιού κ.τ.λ., ενώ στη δεύτερη οι προσομοιώσεις εστιάζουν σε ζητήματα δικτύου όπως λ.χ. *scheduling* [44], διαχείριση κινητικότητας ή διαχείριση Η/Μ παρεμβολών [45].

Από την άλλη, η βέλτιστη λύση της ανάθεσης πόρων σε πολυκυψελωτά δίκτυα *MU-OFDMA* είναι η συνισταμένη πολλών συνιστωσών και απαιτεί την εύρεση υποβέλτιστων χαμηλής πολυπλοκότητας λύσεων. Οι πιο ουσιαστικές από αυτές είναι η βέλτιστη κατανομή καναλιών και ισχύος ανά κανάλι με σκοπό την βελτίωση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων και την ελαχιστοποίηση της καταναλισκώμενης ισχύος.

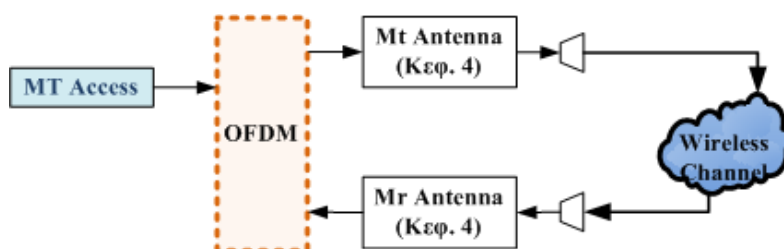
Στο παραπάνω πλαίσιο αναπτύχθηκε ένας υβριδικός προσομοιωτής επιπέδου συστήματος – ζεύξης (*DL*) [21], [46], με τον οποίο προσομοιώνεται τόσο η ανάθεση φερόντων καναλιών στο στρώμα πρόσβασης (*MAC*) όσο και η μετάδοση στο φυσικό στρώμα (*PHY*). Στο στάδιο της ανάθεσης καναλιών, παραμετροποιούνται η κυψελική τοπολογία, η ακτίνα της κυψέλης, ο *SINR*, το πλήθος ανατιθέμενων καναλιών ανά χρήστη, κ.τ.λ. και αξιολογείται η επίδοση των διαφόρων στρατηγικών ανάθεσης ασύρματων πόρων για διάφορες τιμές πιθανότητας αποκλεισμού (*Probability Failure, FP*). Στο στάδιο της μετάδοσης (Κεφάλαιο 4), ο προσομοιωτής αξιολογεί την επίδοση των προτεινόμενων στρατηγικών συνδυαστικά με τεχνικές διαφορισμού και χωρικής πολυπλεξίας θεωρώντας πολλαπλές κεραίες στο σταθμό βάσης και στην συσκευή του χρήστη (προς το παρόν η πλατφόρμα προσομοίωσης δεν προβλέπει γνώση της ποιότητας του καναλιού στον πομπό). Τέλος, ο προσομοιωτής είναι ημι-στατικός, δηλαδή στη διάρκεια μιας *Monte Carlo (MC)* προσομοίωσης τα *MT* δεν αλλάζουν τη γεωγραφική τους θέση, ενώ η ανάθεση/έλεγχος ισχύος έχει αποσυζευχθεί από την διαδικασία ανάθεσης ραδιοπόρων για λόγους απλοποίησης των τελευταίων.

Το σύστημα θεωρεί έως και 19 κυψέλες (μία κεντρική και τις υπόλοιπες περιμετρικά τοποθετημένες). Κάθε κυψέλη χωρίζεται σε τρεις τομείς των 120° και σε καθέναν από αυτούς θεωρούνται 128 διαθέσιμοι υποφορείς. Επί της διχοτόμου $\varphi_k \in \{60^\circ, 180^\circ, 300^\circ\}$ κάθε τομέα k^{th} κατευθύνεται ο κεντρικός λοβός της κεραίας του

σταθμού βάσης. Το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας δίνεται από την (2-13), [39]:

$$f(\varphi) = BG_b - \min \left[12 \left(\frac{\varphi - \varphi_k}{\varphi_{3dB}} \right)^2, A_m \right] \quad (2-13)$$

όπου BG_b είναι το κέρδος της κεραίας, φ_{3dB} είναι το εύρος ημίσεας ισχύος 3-dB και A_m είναι η μέγιστη απόσβεση της κεραίας που ισούται με 20 dB. Οι τιμές όλων των παραμέτρων που αφορούν στα τεχνικά χαρακτηριστικά του δικτύου συγκεντρώνονται στον επόμενο πίνακα (Πίνακας 2-1). Επίσης, κάθε *MT* περιγράφεται από ένα σύνολο παραμέτρων (καρτεσιανές συντεταγμένες, απώλειες πολυόδης διάδοσης, δεσμευμένοι ραδιοπόροι, καταναλισκόμενη ισχύς ανά υποφορέα, κ.τ.λ.), το οποίο ουσιαστικά χαρακτηρίζει μια ενεργή ζεύξη. Στην Εικόνα 2-7, δίνεται η αρχιτεκτονική του *OFDMA* συστήματος, όπου η *OFDM* βαθμίδα συμπυκνώνει τις σχετικές λειτουργίες (πλην αυτές του *CP*) όπως αυτές παρουσιάστηκαν στην Εικόνα 2-5. Τέλος, στην Εικόνα 2-8, παρουσιάζονται τα τέσσερα βήματα που εκτελούνται στη διάρκεια μίας *MC* προσομοίωσης και συμπεριλαμβάνονται στη βαθμίδα "*MT Access*" στην Εικόνα 2-7.



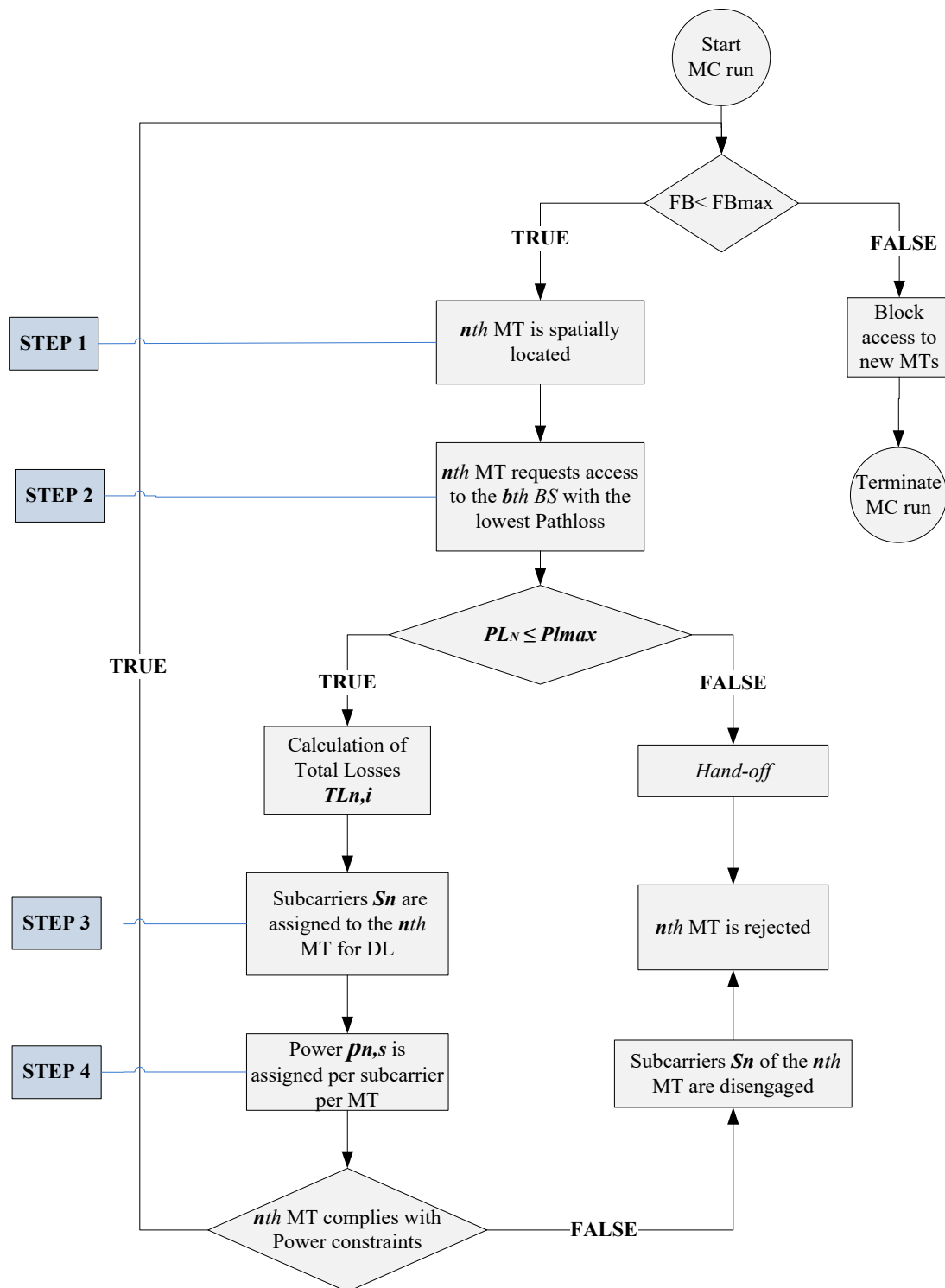
Εικόνα 2-7: Αρχιτεκτονική πομποδέκτη *MU-OFDMA*.

Στη διάρκεια μιας *MC* προσομοίωσης, τα *MTs* εισέρχονται στο δίκτυο σειριακά ακολουθώντας ομοιόμορφη γκαουσιανή κατανομή $CN(0,1)$ και δεν αλλάζουν τη γεωγραφική τους θέση, *Step 1 (Access attempt)*. Επειδή η συσκευή κάθε n^{th} *MT* λειτουργεί σε H/M περιβάλλον σκέδασης, στη συνέχεια λαμβάνονται υπόψιν οι απώλειες διάδοσης συμπεριλαμβανομένης και της γκαουσιανής σκίασης $CN(0,1)$. Έτσι, στο *Step 2 (Service request)* το νεο-εισερχόμενο n^{th} *MT* ($1 \leq n \leq N$) αιτείται σύνδεσης από τον πλησιέστερο b^{th} *BS* ($1 \leq b \leq B$) ως προς τον οποίο παρουσιάζει την ελάχιστη απώλεια διάδοσης. Εφόσον η εν λόγω απώλεια διάδοσης δεν ξεπερνάει ένα προκαθορισμένο κατώφλι, η σύνδεση εδραιώνεται και εκτιμώνται οι συνολικές

απώλειες. Στην περίπτωση που η προκαθορισμένη τιμή δεν ικανοποιείται, το τερματικό απορρίπτεται (*hand-off*) και νέο τερματικό επιδιώκει την εξυπηρέτησή του από το δίκτυο. Στο *Step 3 (Waveform assignment)*, ο b^{th} BS αναθέτει ένα σύνολο U_n υποφορέων σύμφωνα με τις προτεινόμενες τεχνικές (Κεφάλαιο 3.7, Εικόνα 2-8). Επειδή, η προσέγγιση του παρόντος πονήματος εστιάζει στην ικανοποίηση πολλαπλών απαιτήσεων (δυναμική ανάθεση ισχύος και φερόντων, διατήρηση δικαιοσύνης μεταξύ των *MT*, μείωση αλγοριθμικής πολυπλοκότητας, κ.τ.λ.) θεωρούμε ίσο πλήθος υποφορέων ανά *MT* (δηλ. $S_n=|U_n|$) και ότι εντός κυψέλης κάθε υποφορέας ανατίθεται μόνο σε ένα τερματικό [$S_n \cap S_m = \emptyset$ για $\forall n, m \in N$ και $n \neq m$]. Τέλος, στο *Step 4 (Dynamic transmission power assignment - Power control)* αρχικά εκτιμώνται οι ισχείς ανά φέρον s^{th} ($1 \leq s \leq S$) ανά χρήστη n^{th} .

Πίνακας 2-1: Παράμετροι *OFDMA* προσομοιώσεων.

Παράμετροι	Τιμή/Σύμβαση
Ακτίνα κυψέλης (R)	1 km
Σειρές κυψελών περιφερειακά της κεντρικής κυψέλης (Tiers)	1 - 2
Ύψος σταθμού βάσης / κινητού χρήστη	30 m / 1.5 m
Κεντρική συχνότητα λειτουργίας	2.5 GHz
Εύρος ζώνης λειτουργίας	10 MHz
Αριθμός φερόντων ανά BS	128
Εύρος ζώνης φέροντος	78.125 KHz
Μοντέλο διάδοσης	Okumura-Hata, εκθέτης απωλειών 3.5
Τυπική απόκλιση σκίασης	8 dB
Διασπορά (Azimuth Spread)	Λαπλασιανή κατανομή, 5°
Bit Error Rate (BER)	10^{-6}
E_b/N_0	9.6 dB ([167], Διαμόρφωση QPSK)
Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραιοστοιχείων [39]	Broadside gain = 14 dBi Εύρος ημίσειας ισχύος (3 dB) = 70° Front-to-back ratio = 20 dB
Μέγιστη ισχύς ανά σταθμό βάσης / κινητό τερματικό	43 dBm / 30 dBm
Επίπεδο θερμικού θορύβου στον κινητό χρήστη	-104 dBm
Πλήθος Monte Carlo προσομοιώσεων	$10^3, 10^4$ (σελ. 200)



Εικόνα 2-8: Διάγραμμα ροής πολλαπλής πρόσβασης κινητών τερματικών σε OFDMA σύστημα στη διάρκεια μίας Monte Carlo προσομοίωσης.

Συνήθως, στη βιβλιογραφία επιλέγεται το σχήμα ανάθεσης σταθερής ισχύος λόγω απλότητας και ευκολίας στην εφαρμογή του. Το βασικό του αρνητικό σημείο, ωστόσο, έγκειται στην αδυναμία προσαρμογής των επιπέδων της μεταδιδόμενης ισχύος βάσει των RF συνθηκών που επικρατούν στο περιβάλλον γεγονός που

αυξάνει τις πιθανότητες παρεμβολών στο δίκτυο. Για το λόγο αυτό, στην παρούσα διατριβή κατά την εκτίμηση της ισχύος ανά s^{th} υποφορέα του n^{th} χρήστη λαμβάνονται υπόψιν μαζί με τις συνολικές απώλειες (απώλειες διάδοσης, σκίαση, απόσβεση κεραίας) και τα n'^{th} ομοδιαυλικά τερματικά (τερματικά όμορων κυψελών που εκπέμπουν στον ίδιο υποφορέα). Έτσι, αν υπάρχει ένα πλήθος τερματικών που εκπέμπουν στον ίδιο υποφορέα, για δεδομένο σηματοθορυβικό λόγο $SINR$, η ισχύς μετάδοσης στον υποφορέα για κάθε τερματικό υπολογίζεται κατόπιν επίλυσης γραμμικού συστήματος και δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$\begin{aligned}
 SINR_{n,s} &= \frac{\frac{P_{n,s}}{TL_{n,k}}}{\sum_{\substack{n'=1, n' \neq n \\ s \in S_{n'}}}^N \frac{P_{n',s}}{TL_{n',i}} + I_{noise}} \Rightarrow \frac{P_{n,s}}{TL_{n,k}} = SINR_{n,s} \left(\sum_{\substack{n'=1, n' \neq n \\ s \in S_{n'}}}^N \frac{P_{n',s}}{TL_{n',i}} + I_{noise} \right) \rightarrow \\
 P_{n,s} &= TL_{n,k} SINR_{n,s} \left(\sum_{\substack{n'=1, n' \neq n \\ s \in S_{n'}}}^N \frac{P_{n',s}}{TL_{n',i}} + I_{noise} \right) \rightarrow \\
 P_{n,s} &= SINR_{n,s} \left(\sum_{\substack{n'=1, n' \neq n \\ s \in S_{n'}}}^N P_{n',s} \frac{TL_{n,k}}{TL_{n',i}} + I_{noise} TL_{n,k} \right) \xrightarrow{SINR_{n,s} = \left(\frac{E_b}{N_o} \right)_{n,s}} \\
 P_{n,s} &= \left(\frac{E_b}{N_o} \right)_{n,s} \left(\sum_{\substack{n'=1, n' \neq n \\ s \in S_{n'}}}^N P_{n',s} \frac{TL_{n,k}}{TL_{n',i}} + I_{noise} TL_{n,k} \right) \quad (2-14)
 \end{aligned}$$

όπου k και i είναι οι τομείς εξυπηρετητές του n^{th} MT και του n'^{th} MT (ομοδιαυλικό τερματικό), ενώ $p_{n',s}$ είναι η εκπεμπόμενη ισχύς στον υποφορέα s^{th} του n'^{th} MT . Επίσης, I_{noise} είναι ο θερμικός θόρυβος από το n^{th} MT , και $TL_{n,k}$ και $TL_{n',i}$ είναι οι συνολικές απώλειες του n^{th} MT και το n'^{th} MT για τους k^{th} και i^{th} κυψελικούς τομείς. E_b είναι η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος και N_o είναι η ισχύς θορύβου.

Στο ίδιο βήμα, γίνεται έλεγχος ισχύος ανά χρήστη, (2-15). Εν προκειμένω, υπάρχουν δύο περιπτώσεις. 1] Αν εντοπιστούν ισχείς ανά MT που ξεπερνούν μια προκαθορισμένη τιμή, τότε τα αντίστοιχα τερματικά αφαιρούνται, στη συνέχεια ορίζεται νέο γραμμικό σύστημα εξισώσεων για την εκτίμηση των ισχύων ανά υποφορέα και πραγματοποιείται ξανά ο εν λόγω έλεγχος ισχύος. Η διαδικασία ελέγχου συνεχίζεται έως ώτου το άθροισμα ισχύων των υποφορέων κάθε χρήστη

παραμένει εντός του επιτρεπτού ορίου (εν προκειμένου 1 Watt). 2] Στην άλλη περίπτωση, αν εντοπιστεί τερματικό στον οποίο έχουν ανατεθεί υποφορείς και κάποιο/κάποια παρουσιάζουν αρνητικές ισχύεις, το εν λόγω τερματικό αφαιρείται άμεσα και συνεχίζεται η προσπάθεια εισαγωγής νέου τερματικού. Εν πάση περιπτώσει, με κάθε αφαίρεση τερματικού γίνεται επικαιροποίηση των σχετικών πινάκων της πλατφόρμας. Μόλις η πιθανότητα αποκλεισμού ξεπεράσει την προκαθορισμένη τιμή, κάθε νέο αίτημα πρόσβασης απορρίπτεται.

$$\sum_{n=1, n \in b}^N \sum_{s \in S_n} P_{n,s} \leq P_{B \max}, \quad 1 \leq b \leq B, \quad 1 \leq n \leq N$$

$$\sum_{s \in S_n} P_{n,s} \leq P_{MT \max}, \quad 1 \leq n \leq N$$
(2-15)

Με το πέρας του παραπάνω βήματος και εφόσον δεν εκκρεμούν ακόμη οι διαδικασίες (απο)διαμόρφωσης και μετάδοσης (Κεφάλαιο 4), η MC προσομοίωση ολοκληρώνεται και ξεκινά καινούρια προσομοίωση.

3 Τεχνικές RRM για OFDMA συστήματα

3.1 Εισαγωγή

Εν συγκρίσει με τις ήδη υφιστάμενες τεχνολογίες (π.χ. *GSM*, *EDGE*, *HSPA*), τα κυψελωτά συστήματα νέας γενιάς υπόσχονται σημαντική βελτίωση σε επίπεδο ρυθμαπόδοσης ανά κυψέλη και αξιοποίησης ραδιοφάσματος ιδιαίτερα στα κυψελικά όρια, ενώ μπορούν να υποστηρίξουν ρυθμούς απόδοσης που μπορούν να ξεπεράσουν τα 100 Mbps και 1Gbps σε σενάρια υψηλής και χαμηλής κινητικότητας αντίστοιχα (π.χ. *Mobile WiMAX Release 2*, *LTE-A*). Για την επίτευξη αυτών των στόχων, απαιτείται η πυκνή επαναχρησιμοποίηση συχνότητας του ήδη συνωστισμένου

διαθέσιμου ραδιοφάσματος σε συνδυασμό με την αποδοτική αξιοποίηση αυτού ιδιαίτερα σε πολυχρηστικά συστήματα, όπου ο παράγοντας του κόστους είναι επίσης σημαντικός κατά τη σχεδίασή τους. Ωστόσο, καθώς η φασματική επαναχρησιμοποίηση αυξάνει, τόσο περισσότερο έντονες γίνονται οι ομοκαναλικές παρεμβολές (*CCI, Co-Channel Interference*) ειδικά στην εγγύ περιοχή των κυψελικών ορίων γεγονός που παράπλευρα περιορίζει την βελτίωση της συνολικής χωρητικότητας.

Το φαινόμενο των *CCI* είναι ένα από τα τρωτά σημεία των κυψελόμορφων δικτύων και ως εκ τούτου χρήζει άμεσης αντιμετώπισης ήδη από τη φάση της σχεδίασης του συστήματος. Προς αυτή την κατεύθυνση, συνήθως επιδιώκεται η ευκλείδια απόσταση μεταξύ των ομοκαναλικών κυψελών να είναι ικανοποιητική, ενώ επιλέγεται ως λύση και η κυψελική τομεοποίηση. Από εκεί και πέρα, η περαιτέρω μείωση των ομοδιαυλικών παρεμβολών μπορεί να προκύψει με τη βοήθεια κατάλληλων αλγόριθμων ανάθεσης πόρων. Η αρχιτεκτονική ενός αλγόριθμου σχεδιάζεται βάσει συγκεκριμένων κριτηρίων προκειμένου είτε να μεγιστοποιήσει το *throughput* υπό περιορισμούς στην συνολική ισχύ, είτε να ελαχιστοποιήσει την μεταδιδόμενη ισχύ ενώ ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων ή σφάλματος bit (*BER*) είναι σταθερός.

Σε αυτό το κεφάλαιο, γίνεται καταρχίν (Ενότητα 3.2) διεξοδική αναφορά στις σύγχρονες απόψεις της βιβλιογραφίας που αφορούν σε αλγόριθμους ανάθεσης πόρων. Στη συνέχεια (Ενότητα 3.7), παρουσιάζονται οι προτεινόμενοι αλγόριθμοι. Στην Ενότητα 3.8, με τη βοήθεια της πλατφόρμας προσομοίωσης που παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο γίνεται η αξιολόγηση των τεχνικών, η οποία αφορά στους εξής κάτωθι πυλώνες:

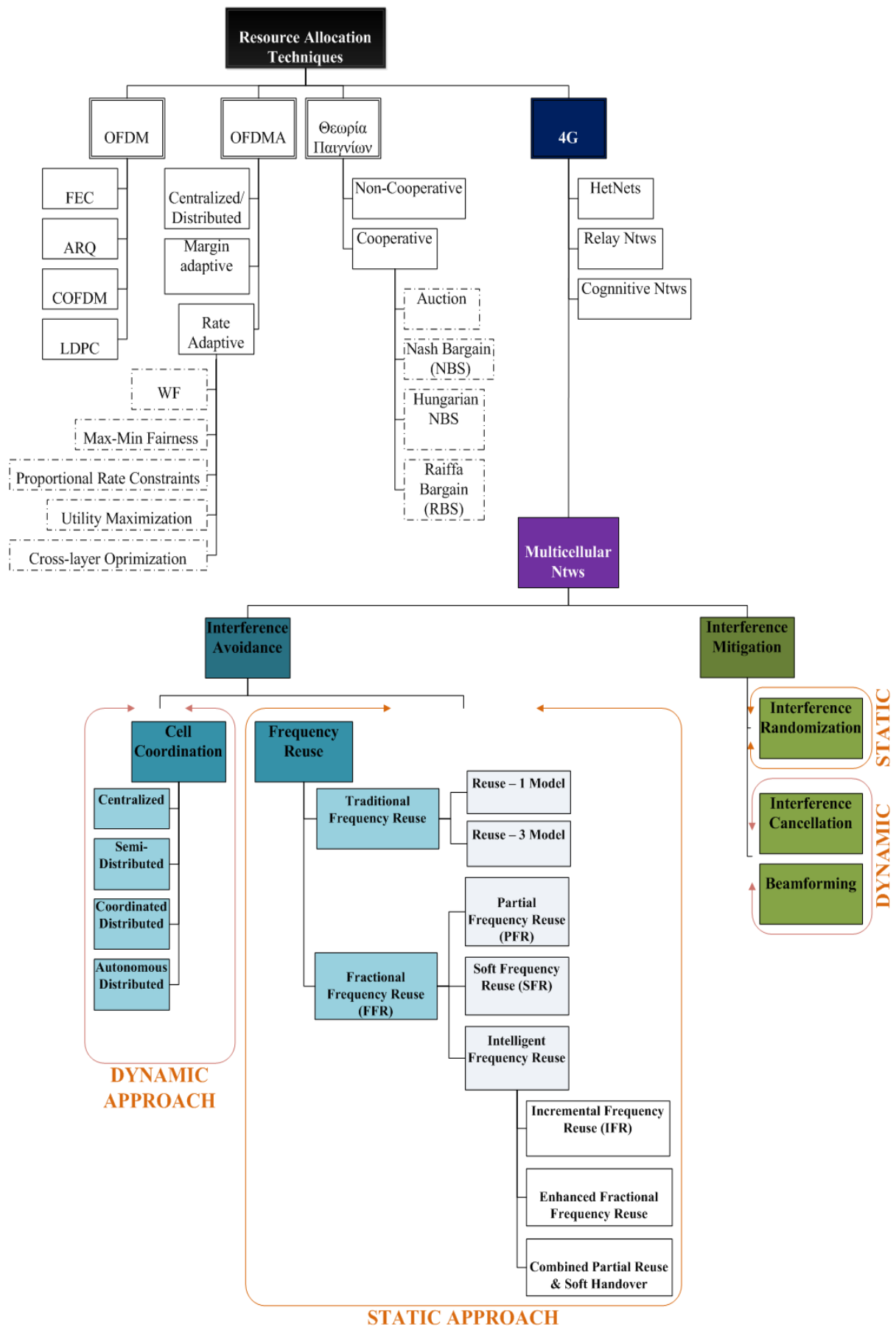
- την προστασία που παρέχεται έναντι των ομοδιαυλικών παρεμβολών,
- την φασματική απόδοση,
- τη συνολική χωρητικότητα του συστήματος,
- τον φόρτο στο σύστημα λόγω ανάδρασης,
- την καταναλισκόμενη ισχύ
- την αλγοριθμική πολυπλοκότητα.

Τέλος (Ενότητα 3.9), παρατίθεται η σύνοψη του κεφαλαίου δίνοντας έμφαση στα σημαντικότερα σημεία της μελέτης των τεχνικών ανάθεσης πόρων που έγινε.

3.2 Τεχνικές καταστολής ομοδιαυλικών παρεμβολών - Σύγχρονες απόψεις

Οι τεχνικές για την αποδοτική αξιοποίηση των διαθέσιμων πόρων και κατ'επέκτασιν την εξομάλυνση των ομοδιαυλικών παρεμβολών αποτελούν ένα μεγάλο κεφάλαιο στην ιστορία των ασύρματων επικοινωνιών. Έως και σήμερα υπάρχει πληθώρα μελετών που αφορούν το ζήτημα αυτό και χονδρικά όλες έχουν κοινούς στόχους: τηναύξηση *throughput*, την ελαχιστοποίηση της καταναλισκώμενης ισχύος και την εξάλειψη Η/Μ παρεμβολών, την ελαχιστοποίηση του latency, τη βελτιστοποίηση του *QoS*, τη βέλτιστη φασματική απόδοση, ήπιες διαπομπές, κ.ά.. Επειδή, όμως, τα περισσότερα από αυτά τα σημεία είναι αμοιβαίως αποκλειώμενα, ο ταυτόχρονος συγκερασμός τους σε μία τεχνική εμπεριέχει υψηλό βαθμό δυσκολίας και πρακτικά θεωρείται αδύνατος. Έτσι, οι τεχνικές αρχίζουν να εστιάζουν περισσότερο σε μερικά εκ των άνωθεν σημεία, να διαφοροποιούνται ως προς την φιλοσοφία προσέγγισης που υιοθετούν και κατ'επέκτασιν ομαδοποιούνται σε κατηγορίες βάσει λ.χ. των απαιτήσεων που καλούνται να ικανοποιήσουν, των συστημάτων στα οποία απευθύνονται (*OFDMA*, *HetNets*, κ.ά.), της συντονιστικής ευρύτητας (αυτόνομη/ κατανεμειμένη), του επιπέδου διαδραστικότητας μεταξύ των τερματικών, της μορφής (εξάγωνη, τυχαία, κ.ά.) και το πλήθος (μία/ πολλές) των κυψελών, την ευελιξία προσαρμοστικότητας (στατική/ δυναμική) στο περιβάλλον διάδοσης, κ.τ.λ..

Στην παρούσα διατριβή, το πρώτο επίπεδο κατηγοριοποίησης περιλαμβάνει τεχνικές ανάθεσης πόρων που αφορούν στην *OFDM* διαμόρφωση, στην πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση συχνότητας, στην θεωρία παιγνίων και στα δίκτυα 4G εν γένει, κάθε μια από τις οποίες διαιρείται στο επόμενο επίπεδο σε υποκατηγορίες, κ.ο.κ.. Σημειώνεται ότι η παρουσιαζόμενη κατηγοριοποίηση δεν είναι η μοναδική και δεν αναιρεί επ'ουδενί τη δυνατότητα αμοιβαίου συνδυασμού των. Το διάγραμμα (Εικόνα 3-1) επισημαίνει τις κατηγορίες των τεχνικών του ενδιαφέροντός μας και ταυτόχρονα συνοψίζει τη δομή του παρόντος κεφαλαίου.



Εικόνα 3-1: Κατηγορίες τεχνικών ανάθεσης πόρων.

3.3 Τεχνικές ανάθεσης πόρων για την OFDM

Οι εν λόγω τεχνικές (*link adaptation techniques*) αναθέτουν πόρους είτε για να μεγιστοποιήσουν τον συνολικό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων θέτοντας παράλληλα και περιορισμούς στην μεταδιδόμενη ισχύ, είτε για να ελαχιστοποιήσουν τη μεταδιδόμενη ισχύ για δεδομένο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων ή σφάλματος.

Σε αυτή την κατηγορία ανήκει η μέθοδος του water-filling (*WF*) [46] σύμφωνα με την οποία ανατίθενται στα κανάλια με τον καλύτερο *SNR* περισσότερη πληροφορία (περισσότερα bits, άρα μεγαλύτερη τάξη συμβόλου). Το πλήθος των bits bt_s υπολογίζεται από την χωρητικότητα *Shannon* [47]:

$$bt_s = \text{mod} \left(\log_2 \left(1 + \frac{SNR_s}{SNR_{norm} + NoiseMargin(dB)} \right) \right) \quad (3-1)$$

όπου η συνάρτηση $\text{mod}(\cdot)$ στρογγυλοποιεί προς-τα-κάτω τον λόγο, p_s ($0 \leq p_s \leq p_{max}$) είναι η ισχύς στον s^{th} υποφορέα, SNR_s είναι ο σηματοθοριβικός λόγος στον s^{th} υποφορέα, SNR_{norm} [48] αντιπροσωπεύει τον υποβιβασμό που έχει υποστεί το σύστημα στην πράξη αναφορικά με την θεωρητική του επίδοση και *NoiseMargin* είναι ο πρόσθετος θόρυβος που αντέχει το σύστημα για την επίτευξη του ελάχιστου *BER*. Αν, επίσης, αυξηθεί *NoiseMargin*, τότε αυξάνεται η στιβαρότητα έναντι στον θόρυβο, καθώς μικραίνει η τάξη συμβόλου.

Οι πλειοψηφία των σχετικών μελετών έχουν δείξει ότι για να βελτιωθεί η απόδοση των *OFDM* συστημάτων και να μετριαστούν οι επιπτώσεις των συχνοτικών διαλείψεων, πρέπει η σχύς και ο ρυθμός δεδομένων να προσαρμόζονται δυναμικά σε κάθε υποφορέα. Η περαιτέρω βελτίωση του συστήματος είναι, επίσης, εφικτή με τη βοήθεια τεχνικών κωδικοποίησης [16] για την μείωση του *BER*. Στις *FEC* τεχνικές επιδιώκεται η διόρθωση του σφάλματος, στην *ARQ* γίνεται επανεκπομπή των εσφαλμένων *blocks* όταν τα αποκωδικοποιημένα δεδομένα δεν είναι αξιόπιστα και στην *COFDM* [49] χρησιμοποιείται διαμόρφωση υψηλής τάξης για κάθε υποφορέα και κωδικοποίηση *FEC* για τη διόρθωση των σφαλμάτων. Στην ίδια κατηγορία τεχνικών ανήκει και η *LDPC* [30] για την αντιμετώπιση βαθιών διαλείψεων σε υποφορείς στη διάσταση του χρόνου και της συχνότητας. Μάλιστα, σε *OFDM* συστήματα με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, η *LDPC*

κωδικοποίηση εφαρμόζεται για τη δημιουργία *blocks* λογικού μήκους και φόρτου καθυστέρησης.

3.4 Τεχνικές ανάθεσης πόρων για την MU-OFDMA

Εν αντιθέσει με το σενάριο ενός χρήστη σε ένα *OFDM* σύστημα, στην περίπτωση των συστημάτων *OFDMA* με πολλαπλούς χρήστες ο όγκος των διακινούμενων δεδομένων είναι πολύ μεγάλος με αποτέλεσμα η ανάθεση των διαθέσιμων πόρων να γίνεται μια πολύπλοκη και πολυδιάστατη διαδικασία. Για το λόγο το αληθές, αν θεωρήσουμε ότι ένα *OFDMA* σύστημα διαθέτει S πόρους για την εξυπηρέτηση N τερματικών, τότε ο όγκος των δεδομένων (*CSI*) για την άνω ζεύξη (*UL*) ανέρχεται σε $N \cdot S$ μιγαδικούς αριθμούς (ένας για κάθε υποφορέα του τερματικού στο πεδίο της συχνότητας, για όλα τα τερματικά).

Επομένως, σε αυτή την περίπτωση διακρίνουμε τεχνικές όπως οι *συγκεντρωμένες/κατανεμημένες*. Στις συγκεντρωμένες τεχνικές [50]-[51], υπεύθυνη για την ανάθεση πόρων είναι η μία κεντρική μονάδα (π.χ. *BS*), η οποία είναι ενήμερη για τις απαιτήσεις των κινητών τερματικών. Στις κατανεμημένες [52], κάθε κινητό τερματικό αυτονομείται και διασφαλίζει το *QoS* που επιδιώκει. Ωστόσο, παρόλο που οι τελευταίες τεχνικές παρουσιάζουν καλύτερες επιδόσεις επιβαρύνουν το σύστημα με το κανάλι ανάδρασης. Μια άλλη κατηγορία τεχνικών σε συστήματα *OFDMA*, είναι και οι τεχνικές προσαρμοσμένου περιθωρίου (*margin adaptive*) [53] και οι τεχνικές προσαρμοσμένου ρυθμούς (*rate adaptive*) [54]. Στις *margin adaptive* [με $S_n \cap S_m$ για $\forall n, m \in N$ και $n \neq m$], επιδιώκεται η ελαχιστοποίηση της καταναλισκώμενης ισχύος (3-2α) προς μετάδοση βάσει απαιτήσεων σταθερού ρυθμού μετάδοσης και *BER*. Σύμφωνα με την (3-2β), το n^{th} *MT* επιδιώκει στην καλύτερη των περιπτώσεων ρυθμό \underline{r}_n υπό περιορισμό ισχύος \overline{p}_n (3-2γ). Εν τέλει, η ρυθμαπόδοση δίνεται από την σχέση *Shannon* (3-3).

$$\min_{p,s} \sum_{n=1, s \in S}^N P_{n,s} \quad (3-2\alpha)$$

$$\sum_{s \in S} r_{n,s} \geq \underline{r}_n, \quad \forall n \in N \quad (3-2\beta)$$

$$\sum_{s \in S} p_{n,s} \leq \overline{p}_n, \quad \forall n \in N \quad (3-2\gamma)$$

$$r_n = \sum_{s \in S} r_{n,s} = \sum_{s \in S} \log_2 \left(1 + \frac{h_{n,s} p_{n,s}}{\sigma_w^2} \right) \quad (3-3)$$

όπου $h_{n,s}$ είναι το κέρδος του καναλιού για τον n^{th} ΜΤ στον s^{th} υποφορέα και σ_w^2 είναι η ισχύς λευκού θορύβου.

Από την άλλη, στις *rate adaptive* [με $S_n \cap S_m$ για $\forall n, m \in N$ και $n \neq m$], μεγιστοποιείται ο ρυθμός μετάδοσης (3-4α) σε όλα τα τερματικά βάσει των απαιτήσεών τους σε QoS εις βάρος π.χ. της καταναλισκώμενης ισχύος. Παράπλευρα της βελτίωσης του ρυθμού μετάδοσης, με αυτές τις τεχνικές ελαχιστοποιείται και το *BER*. Στα συστήματα τύπου *(MC)-CDMA*, η ελαχιστοποίηση του *BER* γίνεται με ανάθεση ισχύος και *bits* στους υποφορείς με σκοπό την μείωση ρυθμού σφάλματος στα σύμβολα.

$$\max_{p,s} \sum_{n=1, s \in S}^N r_{n,s} \quad (3-4\alpha)$$

$$\sum_{s \in S} r_{n,s} \geq \underline{r}_n, \quad \forall n \in N \quad (3-4\beta)$$

$$\sum_{s \in S} p_{n,s} \leq \overline{p}_n, \quad \forall n \in N \quad (3-4\gamma)$$

Στην πλειονότητά τους οι αλγόριθμοι που εστιάζουν σε *DL* σενάρια, θέτουν περιορισμούς στην συνολική ισχύ που μεταδίδει ένας *BS*. Αντίθετα στα *UL* σενάρια, όπου οι περιορισμοί ισχύος αφορούν το κάθε τερματικό μεμονωμένα, για να μεγιστοποιηθεί η χωρητικότητα του καναλιού χρησιμοποιούνται κριτήρια *WF* [55]. Πρέπει δηλαδή να μεγιστοποιηθεί η (3-3) αναφορικά με την (3-4γ), ενώ για να ικανοποιηθεί η (3-4α), θα πρέπει το κάθε κανάλι να ανατίθεται στο τερματικό ως προς το οποίο εμφανίζεται με το μεγαλύτερο κέρδος (3-5) και να κατανέμεται η ισχύς βάσει της (3-6).

$$n \leftarrow \arg \max_{l \in N} h_{n,s} \quad (3-5)$$

$$p_{n,s} = \left[\frac{1}{\lambda_n} + \frac{\sigma_w^2}{h_{n,s}} \right]^+ \quad (3-6)$$

όπου $[x]^+ = \max\{x, 0\}$ και λ_n είναι η παράμετρος *Lagrange* (3-7), η οποία θα πρέπει να έχει τέτοια τιμή ούτως ώστε το άθροισμα των ανατιθέμενων ισχύων να ικανοποιεί τον περιορισμό συνολικής ισχύος $\overline{p_n}$.

$$\lambda_n = |S_n| \cdot \left(\overline{p_n} + \sum_{s \in S_n} \frac{\sigma_w^2}{h_{n,s}} \right)^{-1} \quad (3-7)$$

Επειδή, όμως, στην *WF* τεχνική ευνοούνται με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων μόνο τα τερματικά με την καλύτερη ποιότητα καναλιού, ως λύση δεν είναι δίκαιη και για το λόγο αυτό υιοθετούνται τεχνικές όπως η *Max-Min Fairness* [56]-[57] και η *Weighted Proportional Fairness* [59].

Στην [58], επιστρατεύοντας την λογική της *Max-Min Fairness*, πρέπει όλα τα τερματικά να αντιμετωπίζονται όσο πιο δίκαια γίνεται: με ελαχιστοποίηση της συνολικής μεταδιδόμενης ισχύος, να επιτυγχάνεται όσο το δυνατόν μεγαλύτερη αύξηση του ρυθμού μετάδοσής τους σκοπεύοντας απώτερα στη βελτιστοποίηση της απόδοσης των χειρότερων ζεύξεων. Με $S_n \cap S_m$ για $\forall n, m \in N$ και $n \neq m$, το πρόβλημα ορίζεται από την οικογένεια εξισώσεων (3-8):

$$\max_{p,S} \min_n \sum_{s \in S} r_{n,s} \quad (3-8\alpha)$$

$$\sum_{s \in S} p_{n,s} \leq \overline{p_n}, \quad \forall n \in N \quad (3-8\beta)$$

Αρχικά, ανατίθεται σε κάθε τερματικό n^{th} *MT* ένα από τα διαθέσιμα κανάλια και δη εκείνο με το υψηλότερο κέρδος (3-9α) και υπολογίζονται οι ρυθμοί μετάδοσης όλων των τερματικών βάσει του υποφορέα που έχει ανατεθεί στο καθένα (3-9β). Κατόπιν τούτου, εντοπίζεται το τερματικό με την χειρότερη ρυθμαπόδοση (3-9γ) και του ανατίθεται το κανάλι με το καλύτερο κέρδος (3-9δ), η οποία ουσιαστικά είναι η επικαιροποίηση της (3-9α).

$$s_n = \arg \max_{s' \in S} h_{n,s'} \quad (3-9\alpha)$$

$$r_n = \log_2 \left(1 + \frac{h_{n,s} \overline{p_n}}{S \sigma_w^2} \right) \quad (3-9\beta)$$

$$n = \arg \min_{n' \in N} r_{n'} \quad (3-9\gamma)$$

$$s_n = \arg \max_{s' \in S} h_{n,s'} \quad (3-9\delta)$$

Επειδή, όμως, η τεχνική αυτή δεν μπορεί να εφαρμοστεί στην πράξη (ενδεχομένως το πλήθος *bits* ανά σύμβολο που θα προκύψει να μην αντιστοιχεί σε υφιστάμενο σχήμα αστερισμού), ενώ μπορεί επίσης να υπάρξουν τερματικά που χρησιμοποιούν σημαντικά περισσότερο φάσμα από άλλα μειώνοντας κατ'επέκτασιν τη συνολική ρυθμαπόδοση, προτείνεται η τεχνική *Weighted Proportional Fairness*.

Ο ταυτόχρονος συγκερασμός φασματικής απόδοσης και ανατεθείσας ισχύος δεν είναι εύκολα εφικτός. Στην [59], στη ρυθμαπόδοση κάθε τερματικού αντιστοιχίζεται και μια αναλογική σταθερά w_n (ή αλλιώς σταθερά προτεραιότητας). Με σημείο αναφοράς την (3-4α), το πρόβλημα ορίζεται από την μεγιστοποίηση του αθροίσματος των λογαριθμισμένων ρυθμαποδόσεων:

$$\max_{p,S} \sum_n^N w_n \log_2(r_n) \quad (3-10\alpha)$$

$$n \leftarrow \arg \max_{n' \in N} \overline{w_{n'} r_{n',s}} \quad (3-10\beta)$$

Σύμφωνα με την (3-10β), τα τερματικά ανταγωνίζονται για πόρους λαμβάνοντας υπόψιν τις σταθερές προτεραιότητας w_n καθώς και την κανονικοποιημένη ρυθμαπόδοση $\overline{r_{n',s}}$, η οποία αντιστοιχεί στις κανονικοποιημένες $r_{n',s}$ (3-9β) ως προς τις αντίστοιχες μέσες τιμές τους $\overline{r_{n',s}} = r_{n',s}/\Gamma_{n'}$.

Εν αντιθέσει με τις δύο προηγούμενες κλασσικές *rate-adaptive* τεχνικές, στις οποίες οι απαιτήσεις σε *QoS* είναι ίδιες για όλα τα τερματικά του δικτύου, με τις *Utility Maximization* [60]-[63], οι παράμετροι που συνθέτουν μια *utility συνάρτηση* και συνδέονται με το *QoS* βελτιστοποιούνται δυναμικά. Για παράδειγμα στην [60], κάθε n^{th} *MT* αντιστοιχίζεται στο p_n και S_n που μεγιστοποιούν την σχέση (3-11).

$$\max_{p_n, S_n} \sum_{s \in S_n} u_n(\gamma_{n,s}) \quad (3-11)$$

όπου $\gamma_{n,s}$ είναι ο *SNR* του s^{th} υποφορέα του n^{th} *MT* και $u_s(\cdot)$ είναι η *utility συνάρτηση*.

Ωστόσο, για την επίτευξη βέλτιστης δικτυακή απόδοσης οι τεχνικές θα πρέπει να εμπλέκουν και άλλα επίπεδα πέραν του επιπέδου ζεύξης (*link layer*) και για το λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί διαστρωματικές τεχνικές ανάθεσης πόρων (*cross-layer optimization*). Οι εν λόγω τεχνικές ομαδοποιούν τα διάφορα επίπεδα (*layer grouping*) και θεωρούν ότι τα υφιστάμενα πρωτόκολλα είναι συμβατά με

περισσότερα του ενός επίπεδα. Αντίστοιχες τεχνικές παρουσιάζονται λ.χ. στις [64] και [65] όπου προτείνεται η μεγιστοποίηση της ρυθμαπόδοσης σε ένα κανάλι και μεγιστοποίηση του QoS στο επίπεδο εφαρμογών (*application layer*) αντίστοιχα. Ουσιαστικά, ο κεντρικός άξονας των εν λόγω τεχνικών είναι η διατήρηση των *packet queues* με σκοπό την προσαρμοσμένη μετάδοση πακέτων και την ανάθεση πόρων με δυναμικό τρόπο.

3.5 Παιγνιοθεωρητικές τεχνικές ανάθεσης πόρων

Η πρόσβαση στους ήδη περιορισμένους διαθέσιμους πόρους, ήτοι φάσμα και ισχύς, αντιμετωπίζεται από την επιστημονική κοινότητα από διαφορετικές οπτικές. Επειδή οι απαιτήσεις των τερματικών είναι στην πλειοψηφία των περιπτώσεων αντικρουόμενες, τα τερματικά έχει παρατηρηθεί ότι σημειώνουν είτε αλτρουϊστικές, είτε εγωκεντρικές συμπεριφορές. Σε αυτή την περίπτωση, οι προτεινόμενες τεχνικές ανάθεσης πόρων [66] βασίζονται στη φιλοσοφία της θεωρίας παιγνίων [67], στην οποία τα τερματικά είναι οι *παίχτες* (*players*) ενός *παιχνιδιού* (*game*).

Στα *OFDMA* δίκτυα εν προκειμένω, όπου τα κινητά τερματικά καταλαμβάνουν ένα μόνο κλάσμα του συνολικού φάσματος και καταναλώνουν ανά υποφορέα ένα μέρος της διαθέσιμης μεταδιδόμενης ισχύος, η παιγνιοθεωρητική πρόκληση είναι η εύρεση μιας λύσης κατά *Pareto* [66]. Σύμφωνα με αυτή τη λύση, η ανάθεση πόρων πρέπει να είναι τέτοια ούτως ώστε να παρέχεται σε κάθε τερματικό το QoS που αιτείται, διαφορετικά η επίδοση των τερματικών δυσχεραίνει.

Προς αυτή την κατεύθυνση, οι τεχνικές που επιστρατεύονται μπορεί να είναι *συνεργατικές* (*cooperative*) ή *όχι* (*non-cooperative*). Στην πρώτη περίπτωση, τα κινητά τερματικά ανταλλάσσουν πληροφορίες και ενδιαφέρονται προκαταβολικά του παιχνιδιού και συντονίζουν τις ενέργειές τους. Στην αντίθετη περίπτωση (απουσία συνέργειας τερματιών), το παιχνίδι καλείται *non-cooperative*. Αν επίσης θεωρήσουμε ότι το σύνολο των ενεργειών που σκοπεύει να διεκπεραιώσει ένα τερματικό με σκόπο την πρόσβασή του στους διαθέσιμους πόρους είναι μια στρατηγική, τότε προκύπτουν τεχνικές με στρατηγικές μονών κινήσεων (*single-move strategy techniques*) ή πολλαπλών (*multiple-move strategy techniques*). Επίσης, υπάρχουν τεχνικές με *επαναληψιμότητα παιχνιδιού* (*repeated game techniques*), όπου

τα τερματικά αλληλεπιδρούν επαναλαμβανόμενα έως ώτου αποκατασταθούν, και οι στατικές (*static game techniques*), όπου τα τερματικά αλληλεπιδρούν μία φορά.

Στην [52] για παράδειγμα, γίνεται παιγνιοθεωρητική (*non-cooperative*) ανάθεση φάσματος και ισχύος με γνώμονα την μεγιστοποίηση της απόδοσης ισχύος σε σύστημα μιας κυψέλης και με λίγα τερματικά. Στην [50], εισάγεται ένας κεντρικός εικονικός διαιτητής, ο οποίος είτε εμποδίζει τα τερματικά με υψηλές ομοδιαυλικές παρεμβολές να μοιράζονται το ίδιο κανάλι, είτε μειώνει τους ρυθμούς μετάδοσης που δεν είναι εφικτοί. Σκοπός αυτής της παιγνιοθεωρητικής μη-συνεργατικής τεχνικής είναι η μεγιστοποίηση του συνολικού ρυθμού μετάδοσης υπό συγκεκριμένους περιορισμούς στην ισχύ και στο ρυθμό μετάδοσης. Παρόλο που τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων απέδειξαν την αποδοτικότητα της εν λόγω τεχνικής αναφορικά με την *WF*, εντούτοις η τεχνική υστερεί σε αλγοριθμική πολυπλοκότητα (υψηλή). Στην [68], επιδιώκεται η μεγιστοποίηση ενεργειακής απόδοσης των τερματικών υιοθετώντας μια κεντρική διαδικασία ανάθεσης υποφορέων και ένα κατανεμημένο μη-συνεργατικό παιχνίδι ελέγχου ισχύος. Από το αποτέλεσμα της έρευνας προέκυψε ότι ο προτεινόμενος αλγόριθμος επιτυγχάνει αποδεκτά επίπεδα απόδοσης και η υπολογιστική πολυπλοκότητα που εισάγει είναι εντός λογικού πλαισίου.

Όσον αφορά στις συνεργατικές τεχνικές της θεωρίας παιγνίων, στην *NBS* (*Nash Bargain Solution*) [66], επιδιώκεται αναφορικά με τον ελάχιστο απαιτούμενο ρυθμό r_k η μεγιστοποίηση (3-12α) του γινομένου των υπερβάσεων του ρυθμού του εκάστοτε τερματικού.

$$\max_{p,s} \prod_{n=1}^N (r_n - \underline{r}_n) \quad (3-12\alpha)$$

$$r_n = \sum_{s \in S} r_{n,s} \geq \underline{r}_n, \quad \forall n \in N \quad (3-12\beta)$$

$$\sum_{s \in S} p_{n,s} \leq \overline{p}_n, \quad \forall n \in N \quad (3-12\gamma)$$

Στην [69] προτείνεται η συνδυαστική τεχνική της κλασσικής *NBS* και της *Hungarian* [70] αποσκοπώντας στην μεγιστοποίηση του συνολικού ρυθμού του συστήματος βάσει συγκεκριμένων περιορισμών στην ισχύ και στη ρυθμαπόδοση ανά τερματικό. Πιο συγκεκριμένα, αφού διασφαλισθεί η ελάχιστη *QoS* για όλα τα τερματικά, οι εναπομείναντες πόροι ανατίθενται αναλογικά σε διαφορετικά

τερματικά βάσει των δικών τους συνθηκών. Η αλγοριθμική πολυπλοκότητα που προκύπτει είναι $O(N^2 S \log_2 S + N^4)$ και δεν συμπεριλαμβάνει τον υπολογιστικό φόρτο επίλυσης των εξισώσεων NBS . Γενικά για τις NBS τεχνικές ισχύει ότι παρόλο που διασφαλίζουν το ελάχιστο QoS δεν βάζουν περιορισμούς στις μέγιστες τιμές που μπορεί να πάρει μια παράμετρος. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η τελική ρυθμαπόδοση που θα διασφαλίσει ένα τερματικό να είναι αρκετά υψηλότερη από την ελάχιστη απαιτούμενη γεγονός που δεν είναι ευπρόσδεκτο από τους παρόχους των ασύρματων επικοινωνιών. Για να καλυφθεί η αδυναμία των προαναφερθέντων τεχνικών, εισάγεται η RBS [71]-[72] τεχνική, με την οποία λαμβάνεται υπόψιν εκτός του ελάχιστου απαιτούμενου QoS και το μέγιστο QoS , όπως επίσης το κέρδος και οι απώλειες που θα έχει ένα τερματικό. Έτσι, λοιπόν, επιλύοντας τις κάτωθι εξισώσεις (3-13), εάν η ποιότητα του καναλιού του τερματικού βελτιωθεί, τότε θα βελτιωθεί και η χωρητικότητά του άνευ μειώσεων στα υπόλοιπα τερματικά.

$$\max_{p,s} \prod_{n=1}^N \left(r_n - \underline{r}_n + \frac{1}{N-1} \sum_{j \in N, j \neq n} (\underline{r}_j - r_j) \right) \quad (3-13\alpha)$$

$$\underline{r}_n \leq r_n \leq \bar{r}_n, \quad \forall n \in N \quad (3-13\beta)$$

$$\sum_{s \in S} p_{n,s} \leq \bar{p}_n, \quad \forall n \in N \quad (3-13\gamma)$$

Στην κατηγορία των συνεργατικών παιγνιοθεωρητικών τεχνικών συγκαταλέγονται και οι τεχνικές που βασίζονται στην έννοια της δημοπράτησης (*auction methods*) [73]-[76]. Βάσει των τεχνικών αυτών οι πόροι δημοπρατούνται και τα τερματικά εκδηλώνουν τις προτιμήσεις τους.

3.6 Τεχνικές ανάθεσης πόρων για συστήματα 4G

Στην παρούσα ενότητα γίνεται αναφορά στις τεχνικές που απατώνται στη βιβλιογραφία αναφορικά με τα 4G συστήματα. Σε αυτή την κατηγορία ανήκουν οι τεχνικές των πολυκυψελωτών δικτύων (*multicellular networks*), των ετερογενών (*HetNets*), των γνωστικών δικτύων (*cognitive networks*) και των δικτύων μεταγωγής (*relay networks*). Από αυτές, η διατριβή εστιάζει πρωτίστως στις τεχνικές που αφορούν σε πολυκυψελωτά και δευτερευόντως κάνει μια σύντομη αναφορά στις εναπομένουσες.

3.6.1 Τεχνικές ανάθεσης πόρων σε πολυκυψελωτά δίκτυα (Multicellular Ntws)

Οι τεχνικές ανάθεσης πόρων στα πολυκυψελωτά δίκτυα διακρίνονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες. Η κατηγοριοποίηση γίνεται βάσει της αντιμετώπισης των παρεμβολών και μπορεί να είναι τεχνικές αποφυγής (*IATs*) και τεχνικές μετριασμού (*IMTs*) των παρεμβολών.

Στην πρώτη κατηγορία, οι διακυψελικές παρεμβολές αποφεύγονται με την *Επαναχρησιμοποίηση Συχνότητας (Frequency Reuse)* και τον *Διακυψελικό Συντονισμό (Cell Coordination)*. Στη φιλοσοφία της *Επαναχρησιμοποίησης Συχνότητας* συγκαταλέγονται τα κλασσικά μοντέλα επαναχρησιμοποίησης (*Reuse-1, Reuse-3*) και τα μοντέλα κλασματικής επαναχρησιμοποίησης συχνότητας (*FRR*). Σημείο αφετηρίας των τεχνικών αυτής της κατηγορίας είναι ο καθορισμός ενός συνόλου παραμέτρων όπως λχ. η ανάθεση φερόντων ανά περιοχή (π.χ. τομέας, κυψέλη), η ανάθεση ισχύος ανά περιοχή, η εκτίμηση του συντελεστή επαναχρησιμοποίησης συχνότητας (*FRF*). Όσον αφορά στις τεχνικές του *Διακυψελικού Συντονισμού*, αυτές κατηγοριοποιούνται στις *Συγκρεντρωμένες (Centralized)*, *Ημι-Συγκρεντρωμένες (Semi-Centralized)*, *Συντονισμένες-Κατανεμημένες (Coordinated-Distributed)* και στις *Αυτόνομες-Κατανεμημένες (Autonomous-Distributed)*.

Από την άλλη, οι *IMT* τεχνικές αποσκοπούν στο μετριασμό των παρεμβολών με *Τυχαιοποίηση Παρεμβολών (Interference Randomization)*, *Ακύρωση Παρεμβολών (Interference Cancellation)* και *Προσαρμογή Δέσμης (Adaptive Beamforming)*.

3.6.1.1 *Frequency Reuse-based Schemes (Στατική προσέγγιση)*

Ο σκοπός των *FRF* τεχνικών, γενικά, είναι ο συγκερασμός των απαιτήσεων για φασματική απόδοση και βέλτιστο *SINR* διαμέσω της διαχείρισης του ραδιοφάσματος ή/ και της διαχείρισης ισχύος, ενώ παράλληλα επιδιώκουν την εκτίμηση του συντελεστή επαναχρησιμοποίησης συχνότητας (*FRF*). Ουσιαστικά, οι *FRF* τεχνικές διαιρούν την κάθε κυψέλη σε δύο γεωγραφικές υπο-περιοχές (εσωτερική, εξωτερική) και το διαθέσιμο φάσμα σε υπο-φασματικές περιοχές (κάθε μία από αυτές αντιστοιχεί και σε μία γεωγραφική υπο-περιοχή) βάσει συγκεκριμένης ακτίνας (απόσταση από τον *BS*, π.χ. στα 2/3 της κυψελικής ακτίνας [77]) ή συγκεκριμένου *SINR*. Η κατηγοριοποίηση των τερματικών σε εσωτερικά (*inner terminals*) και εξωτερικά (*cell-edge terminals*), εν πάση περιπτώσει (απόσταση ή

$SINR$), δεν θεωρείται ακριβής καθώς ενέχει υψηλή πιθανότητα κάποια τερματικά βάσει κάποιων άλλων παραμέτρων να πρέπει να αντιστοιχηθούν σε διαφορετική υπο-περιοχή.

Για παράδειγμα στην [78], εκτιμάται ο βέλτιστος FRF λαμβάνοντας υπόψιν αρκετές μεταβλητές (π.χ. $SINR$ ανά τερματικό, χωρητικότητα, ρυθμαπόδοση,) και στη συνέχεια επιλέγει την FRF τεχνική που μεγιστοποιεί την ικανοποίηση του τερματικού/ χρήστη (*user satisfaction*). Από τις προσομοιώσεις προκύπτει ότι η ικανοποίηση του τερματικού αυξάνει παρά την μείωση της συνολικής κυψελικής ρυθμαπόδοσης, καθώς και ότι το διαθέσιμο φάσμα κατανέμεται μεταξύ της εσωτερικής και εξωτερικής υπο-περιοχής δίκαια διασφαλίζοντας παρόμοια ρυθμολόδοση σε όλα τα τερματικά εντός της κυψέλης.

Προκαταβολικά της ανασκόπησης των βιβλιογραφικά υφιστάμενων μελετών που αφορούν στις FRF τεχνικές, κρίνεται σκόπιμη η αναφορά σε συμβολισμούς μεταβλητών και ο ορισμός παραμέτρων. Επομένως, ισχύει ότι:

- $K=\{k_1, k_2, k_3\}$ είναι το σύνολο των τομέων ανά κυψέλη,
- $S=\{S_1, S_2, S_3\}$ είναι το σύνολο των διαδοχικών (ορθογωνικών) υπο-φασματικών περιοχών, όπου λ.χ. το υπο-φάσμα $S_l=(s_{l-1}, s_l]$ εμπεριέχει τα κανάλια s_{l-1} έως s_l .
- $R=\{r_1, r_2, k_3\}$ είναι το σύνολο των γεωγραφικών (ομόκεντρων) περιοχών περιφερειακά ενός σταθμού βάσης. Για παράδειγμα, η περιοχή $r_j \rightarrow (rad_{j-1}, rad_j]$, ($\forall r_j \in R, j > 1$) αντιστοιχεί στον δακτύλιο που βρίσκεται εντός δύο ομόκεντρων κύκλων ακτίνας rad_{j-1} και rad_j .
- $p=\{p_1, p_2, \dots, p_q\}$ είναι το σύνολο των επιπέδων ισχύος, τα οποία αντιστοιχούν και σε μία υπο-φασματική περιοχή. Εφόσον, μια υπο-φασματική περιοχή δεν έχει δεσμευτεί, το επίπεδο ισχύος που της αντιστοιχεί ισούται με μηδέν.
- Κάθε σχήμα περιγράφεται συνολικά ως: $k_i = \{S_l(p_q, r_m) : l \leq |S|; p_q \in p; r_m \in R\}$.

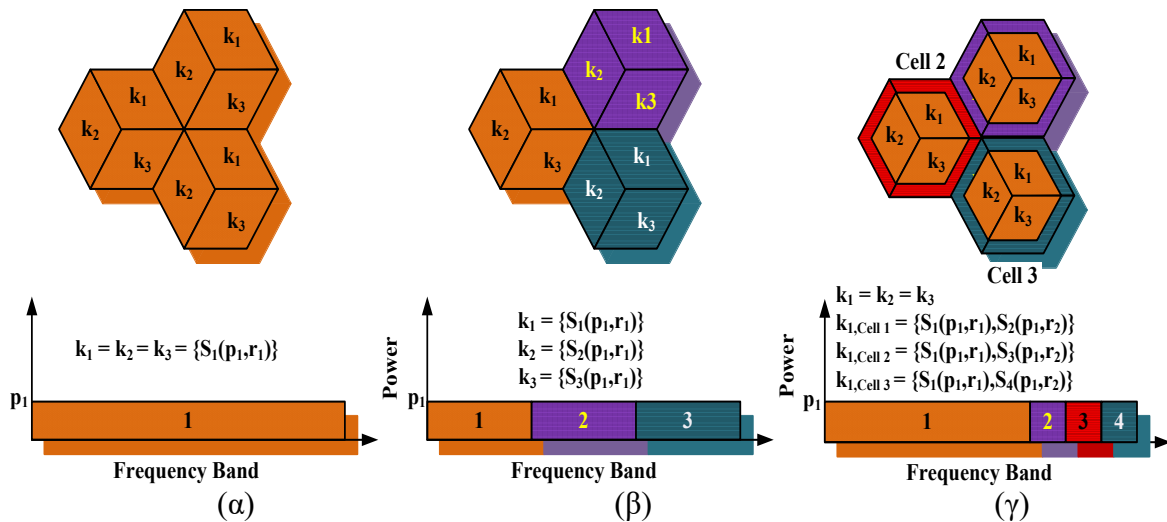
Σύμφωνα με τις *Reuse-N* [79] τεχνικές, οι πόροι (φάσμα, χρόνος, ισχύς) ανατίθενται στα τερματικά με συγκεκριμένο τρόπο προκειμένου να αυξηθεί το $SINR$ (άρα και η χωρητικότητα) και να μετριαστούν οι ομοδιαυλικές παρεμβολές. Με τη *Reuse-1* (Εικόνα 3-2α), στο ίδιο φάσμα έχουν πρόσβαση όλες οι κυψέλες. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα αφενός την αύξηση των ομοδιαυλικών τερματικών των όμορων BSs και αφετέρου τις έντονες ομοδιαυλικές παρεμβολές καθώς κάθε BS αποδίδει υψηλή ισχύ στους υποφορείς των *cell-edge terminals* που εξυπηρετεί προκειμένου για τη διατήρηση της ζεύξης μαζί τους. Για να μετριαστούν οι παρεμβολές χρησιμοποιείται η *Reuse-3* (Εικόνα 3-2β), η οποία διαιρεί το διαθέσιμο φάσμα σε τρεις φασματικές (ορθογώνιες) υπο-περιοχές και τις αντιστοιχεί σε διαφορετικές κυψέλες. Άμεση απόρροια αυτής της προσέγγισης είναι η μείωση της φασματικής απόδοσης, άρα και

της χωρητικότητας. Ως εκ τούτου, παρατηρείται ότι η *Reuse-1* και η *Reuse-3* αντιστοιχούν ουσιαστικά σε δύο ακραίες καταστάσεις: 1) των αυξημένων παρεμβολών και 2) την αξιοποίηση πόρων αντίστοιχα.

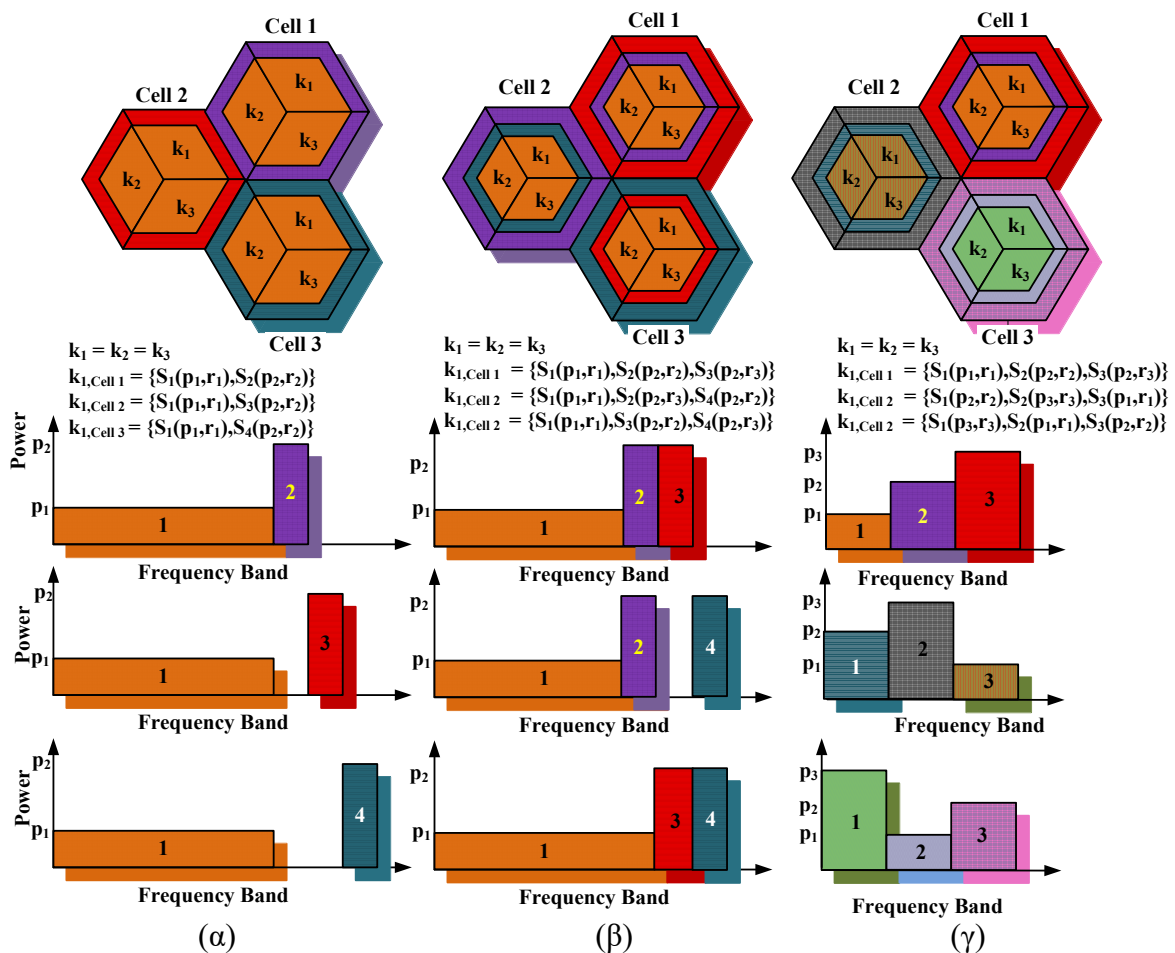
Για να εξομαλυνθούν οι ακραίες επιπτώσεις που επιφέρουν τα μοντέλα επαναχρησιμοποίησης, προτείνονται οι *FRF* τεχνικές (Εικόνα 3-2γ) με διαφορετικές τιμές ενεργού *FRF* (FRF_{eff}), ο οποίος κυμαίνεται μεταξύ $N=1$ και $N=3$. Σύμφωνα με αυτή την τεχνική, τα *inner terminals* έχουν πρόσβαση στην φασματική υπο-περιοχή που τους αντιστοιχεί γεωγραφικά, ενώ οι *cell-edge terminals* έχουν πρόσβαση μόνο στο $1/N$ του υποφάσματος που τους αντιστοιχεί γεωγραφικά. Στην ίδια λογική κινείται η *PFR* τεχνική (Εικόνα 3-3α), στην οποία ένα μέρος του διαθέσιμου φάσματος μένει επίσης αναξιοποίητο, ενώ οι υποφορείς των *cell-edge terminals* εκπέμπονται με υψηλότερο επίπεδο ισχύος και ο $FRF_{eff} > 1$ [79]. Έτσι, αν υποθέσουμε ότι διαθέσιμο bw διαιρεθεί σε bw_{in} (*inner sub-region*) και bw_{out} (*cell-edge sub-region*), τότε ο FRF_{eff} δίνεται ως:

$$FRF_{eff} = \frac{bw}{bw_{in} + \frac{bw_{out}}{3}} > 1 \quad (3-14)$$

Στην [80], παρουσιάζεται μια εναλλακτική έκδοση της κλασσικής *PFR* (*Interference*, Εικόνα 3-3) με την οποία αυξάνεται η φασματική απόδοση ($FRF = 1.5$). Στην μελέτη αυτή, οι υποφορείς και οι ρυθμοί μετάδοσης των δεδομένων αντιστοιχίζονται στα τερματικά προκειμένου να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, αλλά και για να ελαχιστοποιηθεί η μεταδιδόμενη ισχύς. Στις *PFR* τεχνικές συγκαταλέγεται και η τεχνική *πολυεπίπεδης ισχύος PFR* [81], [164] (Εικόνα 3-3γ). Με αυτή την προσέγγιση, όσο πιο κεντρικά (γεωγραφικά) αντιστοιχίζεται μια υπο-φασματική περιοχή τόσο χαμηλότερο είναι το επίπεδο ισχύος που της αναλογεί. Σε περίπτωση, που το επίπεδο ισχύος δεν είναι επαρκές για το τερματικό, τότε το τερματικό εκπέμπει στο επίπεδο ισχύος της αμέσως επόμενης



Εικόνα 3-2: (α) Μοντέλο Reuse - 1. (β) Μοντέλο Reuse - 3. (γ) Μοντέλο FFR.

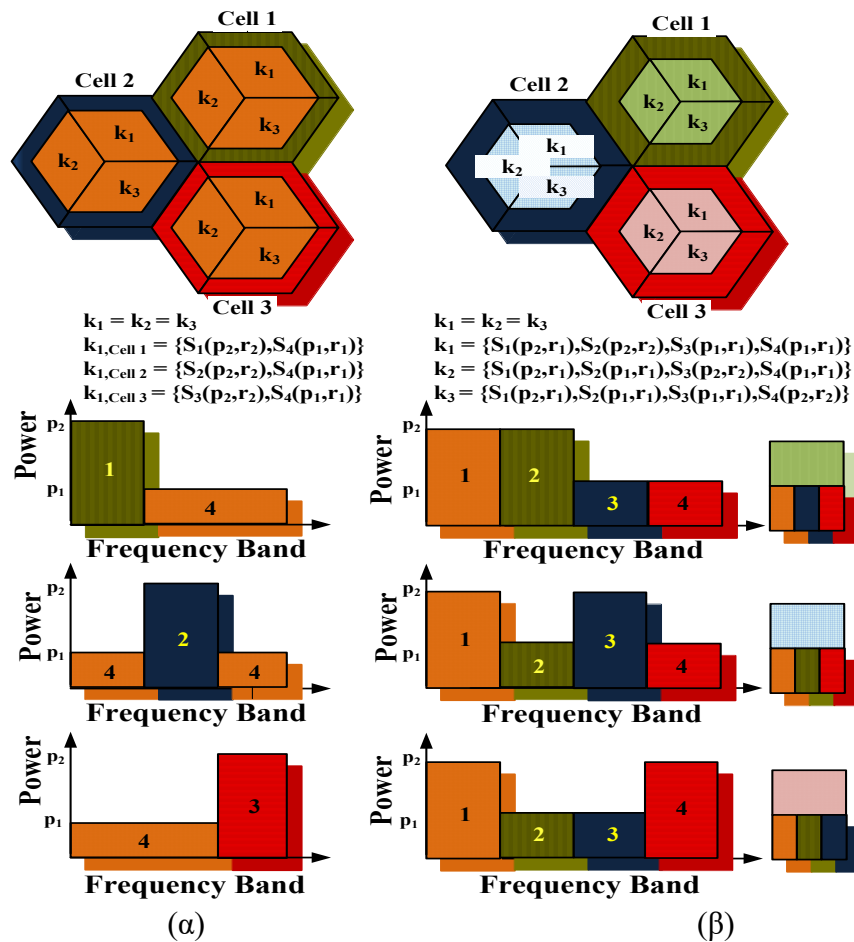


Εικόνα 3-3: (α) Μοντέλο PFR (FI - FFR). (β) Μοντέλο PFR (1 Interference). (γ) Μοντέλο Multi-level Power PFR.

υπο-φασματικής περιοχής, αλλιώς της μεθεπόμενης κ.ο.κ.. Η ενδιάμεση γεωγραφική περιοχή εξυπηρετείται με το μέσο επίπεδο ισχύος, διαφορετικά με το μέγιστο ή στη χειρότερη το χαμηλότερο επίπεδο ισχύος. Η εξωτερική περιοχή εξυπηρετείται με το

υψηλότερο επίπεδο ισχύος, αλλιώς με το χαμηλότερο ή εναλλακτικά το μέσο επίπεδο ισχύος.

Μια άλλη *FFR* τεχνική είναι και η *SFR* [82], [164], τα *cell-edge terminals* έχουν στη διάθεσή τους υψηλότερα επίπεδα ισχύος αναφορικά με τα *inner terminals* για να βελτιωθεί το *SINR* και η χωρητικότητα *Shannon* (*Shannon Capacity*). Επιπλέον, οι υπο-φασματικές περιοχές που ανατίθενται στις *cell-edge subregions* των γειτονικών *BSs* είναι αμοιβαία ορθογώνιες, ενώ οι υποφασματικές περιοχές που εντάσσονται στην *inner sub-region* είναι ουσιαστικά οι υποφορείς που έχουν ανατεθεί στις *cell-edge sub-regions* των γειτονικών κυψελών (Εικόνα 3-4α).



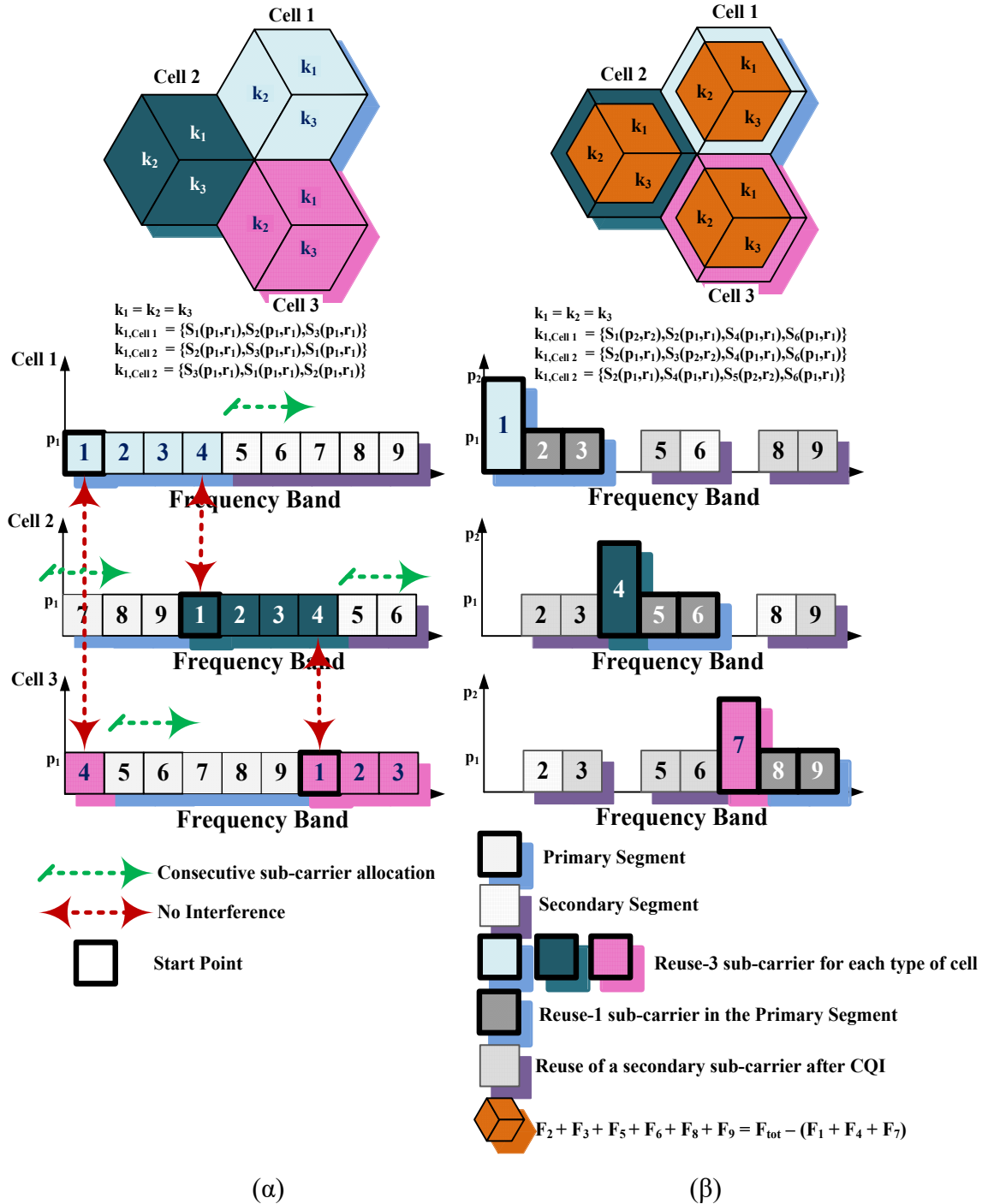
Εικόνα 3-4: (α) Μοντέλο *SFR*. (β) Μοντέλο *SFFR*.

Στην [83], μελετάται η επίδοση της *SFR* σε ρεαλιστικά σενάρια ασύρματων συστημάτων με κυψέλες τυχαίου σχήματος (*irregular cell layout*). Από τις προσομοιώσεις προέκυψε ότι η *SFR* είναι δόκιμο να εφαρμόζεται σε συγκεκριμένες περιοχές εντός των κυψελών και όχι σε όλη την εμβέλεια του δικτύου και ότι οι δύο υπο-φασματικές περιοχές βελτιώνουν περισσότερο την συνολική επίδοση του συστήματος από τις τρεις. Εναλλακτικά της *SFR* προτείνεται η *SFFR* [84]-[87], με

την οποία τα τερματικά των *inner sub-regions* μπορούν να αξιοποιήσουν τις υποφασματικές περιοχές που αντιστοιχίζονται στα *cell-edge terminals* των γειτονικών BSs ωστόσο σε χαμηλότερα επίπεδα ισχύος, γεγονός που βελτιώνει το πλήθος των *inner terminals* (Εικόνα 3-4β). Προφανώς, το κοινό χαρακτηριστικό των *PFR*, *SFR* και *SFFR* είναι ότι οι υποφασματικές τους περιοχές αντιστοιχίζονται σε διαφορετικό προφίλ ισχύος.

Για να αντιμετωπιστούν οι υψηλές απαιτήσεις σε *QoS* στην εγγύτητα των κυψελικών ορίων, προτείνονται οι *έξυπνες τεχνικές επαναχρησιμοποίησης συχνότητας (Intelligent FFR)*. Έτσι, στην [88] μελετάται η *IFR* η οποία αναφορικά με την *SFR* παρουσιάζει καλύτερη φασματική επίδοση, μειωμένες ομοδιαυλικές παρεμβολές, βελτίωση της χωρητικότητας, κ.τ.λ.. Με την *IFR* τα τρία είδη κυψελών χρησιμοποιούν την τεχνική *Reuse-1* και αναθέτουν υποφορείς σειριακά. Η διαφορά των κυψελών, όμως, είναι ότι η κάθε μία από τις κυψέλες ξεκινάει τη σειριακή ανάθεση υποφορέων από διαφορετικό σημείο (Εικόνα 3-5α). Η βελτιωμένη έκδοση της *IFR* είναι η *e-FFR* [89]. Το διαθέσιμο φάσμα χωρίζεται σε δύο τμήματα (*primary segment*, *secondary segment*) (Εικόνα 3-5β). Τα *primary segments* όλων των ειδών κυψελών είναι φασματικά ορθογώνια (μπορούν χρησιμοποιηθούν κατόπιν αιτήματος από όλα τα τερματικά χωρίς περιορισμούς) και διαιρούνται περαιτέρω βάσει των *Reuse-1* και *Reuse-3*. Το *Reuse-1* φάσμα χρησιμοποιείται από όλων των ειδών κυψέλες, ενώ το *Reuse-3* μόνο από κυψέλες ίδιου τύπου. Τα *secondary segments* περιλαμβάνουν τους υποφορείς που αντιστοιχούν στα *primary segments* και χρησιμοποιούνται εφόσον υπάρχει πληροφορία σχετικά με τις παρεμβολές. Εάν τα φέροντα του *primary segment* δεν είναι διαθέσιμα, μπορούν να ανατεθούν στα τερματικά υποφορείς που ανήκουν στο *secondary segment* υπό την προϋπόθεση να μην δημιουργούνται ομοδιαυλικές παρεμβολές. Σε αυτή την περίπτωση ο *BS* "ακούει" οι υποψήφιοι υποφορείς του *secondary segment*, εκτιμά το *SINR* βάσει του *CSI* και δεσμεύει τους υποφορείς με το καλύτερο *SINR*. Στην περίπτωση που η ποιότητα ενός καναλιού ως προς ένα τερματικό δεν είναι καλή, το κανάλι δε δεσμεύεται και ανατίθεται σε άλλο τερματικό με καλύτερο *SINR*. Με την τεχνική αυτή η φασματική απόδοση βελτιώνεται και μετριάζονται οι ομοδιαυλικές παρεμβολές. Τέλος, στις έξυπνες *FFR*, συγκαταλέγεται και η τεχνική *συνδυαστικής επαναχρησιμοποίησης και ήπιων διαπομπών (PFR-SH)* [90]. Στην προκειμένη περίπτωση τα τερματικά διακρίνονται σε *cell-edge* και *inner* βάσει της λίστας διαπομπών. Εάν για παράδειγμα ένα τερματικό μπορεί να εξυπηρετηθεί από δύο *BS*,

τότε θεωρείται ως *cell-edge terminal*. Η αλγοριθμική πολυπλοκότητα αυτής της τεχνικής είναι μειωμένη (η πληροφορία του πλήθους των *BS* εξυπηρετητών είναι ήδη διαθέσιμη από τον αλγόριθμο διαπομπών) και η ρυθμαπόδοση στα κυψελικά όρια είναι αρκετά υψηλότερη από την κλασσική *PFR*. Οι τεχνικές που έχουν αναφερθεί έως το παρόν σημείο συνοψίζονται στον πίνακα (Πίνακας 3-1).



(α)

(β)

Εικόνα 3-5: (α) Μοντέλο IFR. (β) Μοντέλο e-FFR.

Βέβαια, οι *FFR* τεχνικές συναντώνται και στην δυναμική τους εκδοχή. Υπάρχουν οι *FFR* που για δυναμική ανάθεση υποφορέων θεωρούν σταθερή ανάθεση ισχύος (*FFR* [91]-[92], *SFR* [83], [93]-[94]) ή το ανάποδο (*FFR* [86]/ [95], *SFR* [96]). Επίσης υπάρχει και μια κατηγορία τεχνικών, οι οποίες με εξαντλητικές μεθόδους διεκπεραιώνουν δυναμικά την ανάθεση ισχύος και των υποφορέων (*FFR* [97], *SFR* [98]).

Πίνακας 3-1: Σύγκριση στατικών μοντέλων αξιοποίησης διαθέσιμων πόρων.

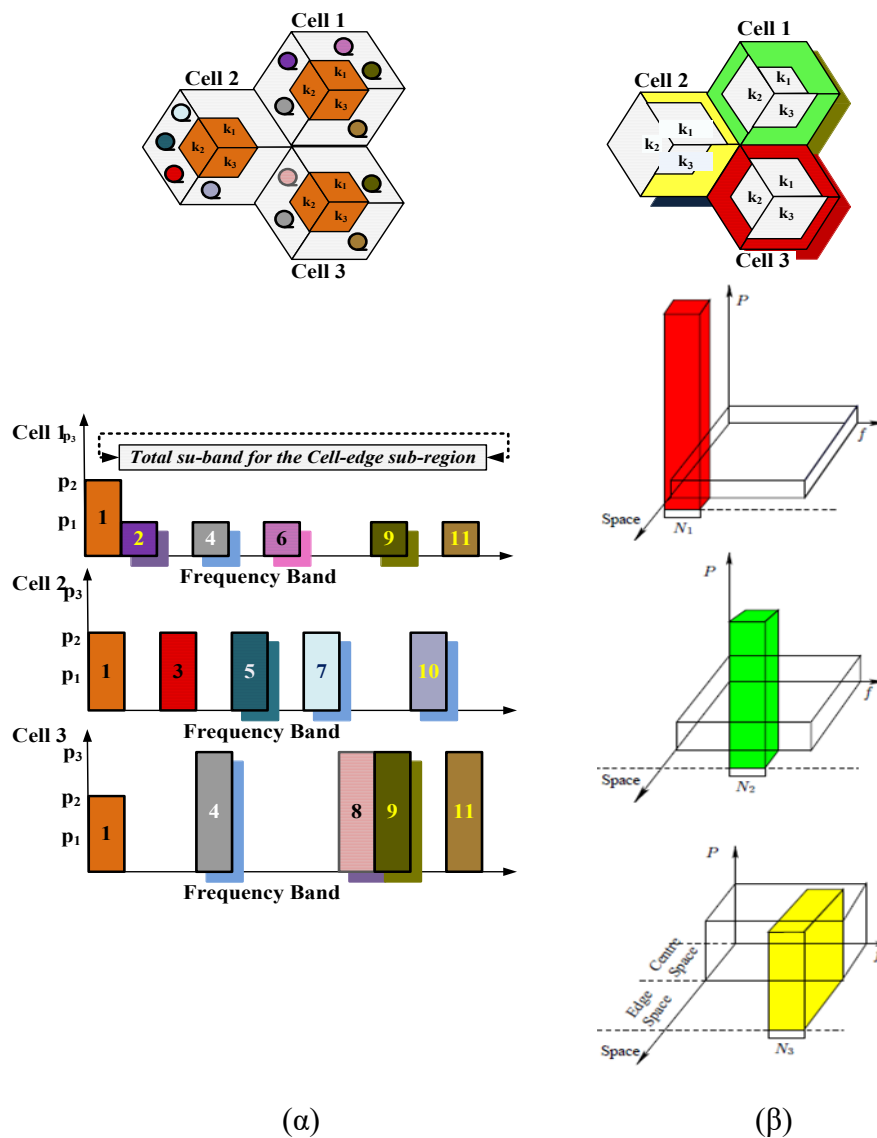
FFR-based Schemes	Συνολική χωρητικότητα συστήματος	Συνολική χωρητικότητα εξωτερικών (cell-edge) κινητών τερματικών
Reuse-1 Model	Ελάχιστη	Ελάχιστη
Reuse-3 Model	Χαμηλή	Χαμηλή
FFR	Μέτρια	Μέτρια
PFR	Μέτρια	Υψηλή
SFR	Υψηλή	Υψηλότερη
SFR-4 [89]	Υψηλή	Υψηλότερη
SFFR	Υψηλότερη	Μέτρια
PFR (multi-level Power)	Μέτρια	Υψηλότερη
IFR	Μέτρια	Μέτρια
e-FFR	Υψηλή	Υψηλή

Συνοψίζοντας, οι προαναφερθείσες μελέτες αναφορικά με τις *FFR* τεχνικές προτείνουν διαφορετικούς τρόπους ανάθεσης υπο-φασματικών περιοχών στις οποίες αντιστοιχίζονται διαφορετικά επίπεδα ισχύος και θεωρούν μη-ρεαλιστικά μοντέλα/αρχιτεκτονικές, λ.χ. εξάγωνη κυψελική αρχιτεκτονική (οι *BSSs* είναι ομοιόμορφα καταναμημένοι), είτε αρχιτεκτονική μονής κυψέλης (όπου δε λαμβάνονται υπόψιν οι ομοδιαυλικές παρεμβολές), είτε αρχιτεκτονική Wyner (όπου οι ομοδιαυλικές παρεμβολές είναι ίσες). Αν και οι εξάγωνες κυψέλες είναι εύκολα διαχειρίσιμες στο κομμάτι των προσομοιώσεων διασφαλίζοντας την ελάχιστη δυνατή απόσταση μεταξύ των *BSSs*, εντούτοις δεν είναι πρακτικές σε ρεαλιστικά σενάρια και δίνουν γενικά συμπεράσματα. Στην πραγματικότητα, η αρχιτεκτονική των κυψελωτών συστημάτων δεν έχει τη μορφή εξαγωνικού/ τριγωνικού/ κ.τ.λ. πλέγματος, αλλά την μορφή συστάδας κυψελών σχήματος αμοιβάδας εξαιτίας των απωλειών διάδοσης, της σκίασης, κ.ά.. Επομένως, η προσχεδιάσμενη γεωγραφική ανάθεση του φάσματος στις *FFR* τεχνικές και το τυχαίο σχήμα των κυψελών

καθιστούν τις *FFR* τεχνικές μη-πρακτικές ιδιαίτερα στα ετερογενή συστήματα [83], [99]-[103].

Έτσι, σε αντίθεση με τις παραπάνω εργασίες, οι μελέτες στις [100]-[113] εστιάζουν σε *RRM* τεχνικές τυχαίων κυψελωτών δικτύων (*irregular networks*). Η τυχαιότητα στις προκειμένες περιπτώσεις μπορεί να έχει την έννοια του τυχαίου κυψελωτού σχήματος ή/και της διαφορετικής/τυχαίας ανάθεσης υπο-φασματικών περιοχών σε άνισες γεωγραφικές υπο-περιοχές κ.τ.λ.. Στην [100] εφαρμόζονται οι *Reuse-1*, *Reuse-3*, *SFR* και η *FI-FFR* σε *irregular networks*. Επειδή, όμως, η εν λόγω εργασία έγινε στα πλαίσια του *European COST 273* δεν είναι ευρέως διαθέσιμη όπως στην περίπτωση της εργασίας που διεκπεραιώθηκε στα πλαίσια του *European Momentum Project* [104], όπου λήφθηκε υπόψη ρεαλιστικό περιβάλλον διάδοσης ενώ τα αποτελέσματα αξιοποιήθηκαν στην συνέχεια στην [83]. Από τις μελέτες προέκυψε ότι όσο υψηλότερη είναι η καταναλισκόμενη ισχύς από τα *cell-edge terminals*, τόσο περισσότερο βελτιώνεται η φασματική απόδοση. Επίσης, εξαιτίας της *τυχαιότητας* αυξάνεται το πλήθος των τερματικών εις βάρος της συνολικής επίδοσης του συστήματος. Στην [107] επεκτείνεται η έρευνα της [108] και επιδιώκεται ο ταυτόχρονος συγκερασμός των απαιτήσεων για βέλτιστο *QoS*, μεγιστοποίηση φασματικής απόδοσης και ελαχιστοποίηση της καταναλισκόμενης ισχύος βάσει της πολυ-επίπεδης προσέγγισης που προτείνεται στην [109]. Έτσι, προτείνεται μια τεχνική η οποία βελτιστοποιεί την *FFR* σύμφωνα με την [109] και εφαρμόζεται σε ρεαλιστικά δίκτυα (η τοποθέτηση της εσωτερικής γεωγραφικά υπο-περιοχής είναι διαφορετική ανά κυψέλη). Επίσης, παρά το γεγονός ότι η αλγοριθμική πολυπλοκότητα υπόκειται στην *NGSA-II* [110], π.χ. $O(MN^2)$, όπου M και N είναι το μέγεθος του πληθυσμού (τερματικά) και των στόχων που συγκεράζονται ταυτοχρόνως, εντούτοις εξαρτάται πρωτίστως (όπως και οι αλγόριθμοι που προτείνονται στα πλαίσια της διατριβής) από το μέγεθος του δικτύου, το πλήθος των κυψελών, το κέρδος του ραδιοδιαύλου, κ.τ.λ.. Στις [111]-[112], η μελέτη παρουσιάζει την *GFFR* (Εικόνα 3-6α), στην οποία η εσωτερική γεωγραφική υπο-περιοχή όλων των κυψελών αντιστοιχίζεται στην ίδια υπο-φασματική περιοχή, ενώ η φασματική υπο-περιοχή που ανατίθεται στην εξωτερική γεωγραφική υπο-περιοχή διαιρείται περεταίρω σε πολλαπλές υπο-φασματικές περιοχές (ίδιες για όλες τις κυψέλες), οι οποίες ομαδοποιούνται σε σύνολα διαφορετικού μεγέθους. Κάθε ένα από αυτά τα σύνολα αναθέτει στις υπο-φασματικές περιοχές που το αποτελούν το ίδιο επίπεδο ισχύος, το οποίο διαφέρει από το επίπεδο ισχύος άλλου συνόλου. Η

[113] προτείνει έναν αλγόριθμο ανάθεσης υποφορέων, ο οποίος βασίζεται στη γνώση της γεωγραφικής θέσης των τερματικών και αναδιοργανώνει δυναμικά την *FFR* (Εικόνα 3-6β). Συγκεκριμένα, χάρη στην κατανομή των τερματικών (*hotspots*) στους τομείς κάθε κυψέλης υπολογίζεται το "κέντρο βαρύτητας" της κυψέλης και το σύστημα δυναμικά μοντελοποιεί και αυτόνομα προσαρμόζει τις γεωγραφικές υποπεριοχές για να τους αναθέσει ραδιοπόρους. Στη συνέχεια, εκτιμάται η απόδοση του συστήματος και αν το *SINR* δεν ξεπερνά ένα προκαθορισμένο κατώφλι, το σύστημα ξαναμοντελοποιείται.



Εικόνα 3-6: (α) Μοντέλο *GFFR*. (β) Μοντέλο *Automata-based FFR*.

3.6.1.2 Cell Coordination Schemes (Δυναμική Προσέγγιση)

Στην στατική προσέγγιση της ανάθεσης πόρων πέραν της προσχεδιασμένης αντιστοίχισης φάσματος και ισχύος σε γεωγραφικές κυψελικές ζώνες, δεν

λαμβάνεται υπόψιν η κινητικότητα και η κατανομή των τερματικών πάνω στην κυψελική επιφάνεια στη διάρκεια του χρόνου. Ιδιαίτερα, σε πολυσύχναστους χώρους εστίασης (π.χ. αίθουσες διαλέξεων, χώρους συνεδριάσεων, αεροδρόμια, κ.τ.λ.), αλλά και σε ώρες αιχμής αυτών των χώρων, οι απαιτήσεις για βελτιστοποίηση των παρεχόμενων υπηρεσιών, της διαχείρισης πρόσβασης στο φυσικό μέσο διάδοσης και ο μετριασμός των έντονων ομοδιαυλικών παρεμβολών είναι περισσότερο έντονες με μεγάλες διακυμάνσεις. Για το λόγο αυτό αναπτύσσονται και προτείνονται τεχνικές κυψελικού συντονισμού, με τις οποίες οι κόμβοι συντονίζονται μεταξύ τους διαμέσω δίαυλου διεπαφής. Η προκειμένη περίπτωση τεχνικών αφενός βοηθά την αρχιτεκτονική του συστήματος να προσαρμόζεται δυναμικά βάσει των αναγκών του και αφετέρου αυξάνει την υπολογιστική πολυπλοκότητα, τις καθυστερήσεις, κ.τ.λ..

Η διακριτοποίηση των συντονισμένων τεχνικών γίνεται αναφορικά με την παράμετρο βελτιστοποίησης (ρυθμαπόδοση, παρεμβολές, καταναλισκόμενη ισχύς), τον αλγόριθμο ανάθεσης ισχύος ανά υποφορέα (δυναδικός, κατανεμημένος), την οντότητα (RNC , eNB/BS , MT) που δημιουργεί την λίστα επιθυμιών (*wish list*) και την δικαιοσύνη που απονέμεται μεταξύ των MT με τη μορφή ρυθμού μετάδοσης δεδομένων. Έτσι, προκύπτουν οι συγκεντρωμένες (*centralized*), ημι-κατανεμημένες (*semi-distributed, sd*), συντονισμένες κατανεμημένες (*coordinated distributed, cd*) και οι αυτόνομες κατανεμημένες (*autonomous distributed, ad*).

Επομένως, εάν θεωρήσουμε ότι T είναι η ρυθμαπόδοση (*throughput*), J είναι οι παρεμβολές (*jamming*), P είναι η καταναλισκόμενη ισχύς (*power*), bin είναι ο αλγόριθμος δυναδικής ισχύος (ανατίθεται είτε η μέγιστη 1, είτε η ελάχιστη 0 ισχύς), και var είναι ο αλγόριθμος κυμαινόμενης ανάθεσης ισχύος, τότε το κάθε πρόβλημα ορίζεται από μία αλγοριθμική συνάρτηση με γενικό τύπο: $F = G_e^a(r_{lb}^{ce}, r_{lb}^{in}, p)$. Στη συνάρτηση αυτή:

- $G \in \{T, J, P\}$ αντιπροσωπεύει τον στόχο που επιδιώκεται, π.χ. μεγιστοποίηση της ρυθμαπόδοσης T , ελαχιστοποίηση των παρεμβολών J , ελαχιστοποίηση της καταναλισκόμενης ισχύος P .
- $e \in \{RNC, eNB, MT\}$ αντιπροσωπεύει την οντότητα που δημιουργεί την *wish list*.
- $a \in \{sd, cd, ad\}$ εντιπροσωπεύει τις κατηγορίες των τεχνικών.
- r_{lb}^{ce} και r_{lb}^{in} αντιπροσωπεύουν τον ελάχιστο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων για τα *cell-edge MTs* και *inner MTs* αντίστοιχα.

- p αντιπροσωπεύει τα επίπεδα ισχύος που μπορούν να ανατεθούν σε έναν υποφορέα. Για τον αλγόριθμο δυαδικής ισχύος, ένας υποφορέας μπορεί να πάρει δύο τιμές: την μέγιστη (1) και την ελάχιστη (0, δηλ. δεν δεσμεύεται). Τότε: $p_b \in [0, 1]$. Για τον αλγόριθμο κυμαινόμενης ισχύος ισχύει $0 \leq p_{var} \leq 1$ ($p_{var} \in Q$).

Αναλυτικότερα, στις *συγκεντρωμένες τεχνικές* [114]-[116] η κεντρική οντότητα *RNC* έχει στη διάθεσή της την *CSI* από κάθε τερματικό και ενημερώνει τους *BSs* σχετικά με την ανάθεση πόρων. Επειδή, όμως, με την διαδικασία αυτή προστίθεται φόρτος ανάδρασης προτιμάται η επικοινωνία των σταθμών απευθείας διαμέσω της *X2* [117], η οποία συν τοις άλλοις βοηθά στην αποφυγή των παρεμβολών, αλλά και στην άμεση δρομολόγηση των δεδομένων μεταξύ των κυψελών. Στις *ημι-κατανεμημένες τεχνικές* [79] η κεντρική οντότητα αναθέτει τους πόρους ανά υπερ-πλαίσιο σε κάθε *BS* αντί της ανάθεσης υποφορέων απευθείας στα *MTs* ανά πλαίσιο. Ουσιαστικά, η ανάθεση πόρων προς τους τελικούς χρήστες γίνεται απευθείας από τον *BS* προς τα τερματικά που εξυπηρετεί. Στην περίπτωση αυτή των τεχνικών μειώνεται η υπολογιστική πολυπλοκότητα λόγω ουσιαστικά του διαμοιρασμού της διαδικασίας αναθέσης πόρων σε δύο επίπεδα. Στην $F = J_{BS}^{sd}(r_1^{ce}, r_2^{in}, p_{bin})$ [79], κάθε τερματικό στέλνει στον *BS* που το εξυπηρετεί το *CSI*, όπως και πληροφορία σχετικά με τις πιο ισχυρές παρεμβολές που δέχεται από τους γειτονικούς σταθμούς. Στη συνέχεια οι σταθμοί των οποίων οι δέσμες παρουσιάζουν κοινό σημείο σύγκλισης ομαδοποιούνται και κάθε ένας από αυτούς δημιουργεί μια *wish list* συμπεριλαμβάνοντας τους πόρους που πρέπει να δεσμεύει καθένας από τους άλλους σταθμούς της ομάδας. Η λίστα αυτή επικοινωνείται διαμέσω της *X2* στην κεντρική οντότητα και επικαιροποιείται ανά χρονικά διαστήματα μικρότερα της διαστήματος συνοχής του καναλιού. Εν τέλει, η κεντρική οντότητα έχοντας συγκετρώσει τις λίστες από από τους σταθμούς βάσει προσπαθεί να συγκεράσει ταυτόχρονα τα αιτήματα που δέχτηκε με τη βοήθεια της *Hungarian method* [118] και ενημερώνει τους σταθμούς. Στην περίπτωση που δύο σταθμοί περιορίζουν ο ένας στον άλλον τους ίδιους πόρους, τότε προτεραιότητα στην τελική απόφαση έχει ο σταθμός που παρουσιάζει υψηλότερη χρηστικότητα των πόρων αυτών. Στην $F = T_{RNC}^{sd}(0, 0, p_{bin})$ [28], στο επίπεδο του υπερ-πλαισίου η κεντρική οντότητα αποφασίζει τους πόρους που θα ανατεθούν σε κάθε σταθμό και προτείνει τους τελικούς χρήστες στους οποίους θα ανατεθούν οι πόροι αυτοί προκειμένου να μεγιστοποιηθεί η ρυθμαπόδοση και να ελαχιστοποιηθούν οι ομοδιαυλικές

παρεμβολές. Έπειτα, σε επίπεδο πλαισίου, ο κάθε σταθμός αποφασίζει τα τερματικά που θα εξυπηρετήσει με τους πόρους που διαθέτει. Για συγκεκριμένο πλαίσιο, εάν το τερματικό που προτείνει η κεντρική οντότητα προτίθεται να στείλει δεδομένα, τότε ο σταθμός θα συμφωνήσει με την κεντρική οντότητα. Διαφορετικά, εάν το τερματικό δεν αποστέλλει δεδομένα σε κανένα πλαίσιο υπερ-πλαισίου, τότε ο σταθμός βάσης αποφασίζει αυτόνομα αναφορικά με το τερματικό βάσει της δραστηριότητας και της συνθήκες του καναλιού. Εν ολίγοις, η προτεινόμενη τεχνική υιοθετεί σε επίπεδο υπερ-πλαισίου την προσέγγιση αποφυγής παρεμβολών, ενώ σε επίπεδο πλαισίου η τεχνική προσαρμόζεται στις συνθήκες του καναλιού. Πρωταρχικός σκοπός της τεχνικής είναι η αύξηση της συνολικής ρυθμαπόδοσης του συστήματος αναθέτοντας τους κατάλληλους πόρους στους σταθμούς βάσης και στα κινητά τερματικά. Εάν κάποια ανάθεση πόρων σε κάποιο τερματικό δεν επιφέρει θετικό πρόσημο στην ρυθμαπόδοση τους συστήματος, τότε οι πόροι αυτοί αποδεδμεύονται. Τέλος, για λόγους απλούστευσης η εν λόγω μελέτη θεωρεί ίδια επίπεδα ισχύος για όλες τις κατηγορίες κινητών τερματικών, που είναι ουσιαστικά και το βασικό της μειονέκτημα.

Σε σενάρια, όμως, υψηλής κινητικότητας των *MTs* οι ημι-καταναεμημένες τεχνικές δεν είναι επαρκής, ενώ όλος ο όγκος πληροφοριών αναφορικά με τις παρεμβολές συγκεντρώνονται στην κεντρική οντότητα. Για τους λόγους αυτούς, αλλά και για την αποσυμφόριση της επικοινωνίας σε επίπεδο κορμού (*backhaul communication*), χρησιμοποιούνται οι συντονισμένες-καταναεμημένες τεχνικές [28], [114], [119]-[120], με τις οποίες η παρουσία κεντρικής οντότητας δεν χρειάζεται και ο συντονισμός διεκπεραιώνεται σε επίπεδο σταθμών βάσης διαμέσω της *X2* όπου η καθυστερήσεις είναι αμελητέες ειδικά σε περιβάλλοντα γρήγορων διαλείψεων [121]. Στην κατηγορία αυτή των τεχνικών η βελτιστοποίηση γίνεται σε επίπεδο μιας κυψέλης αξιοποιώντας την ενημέρωση που παρέχουν τα τερματικά της κυψέλης ξεχωριστά, ενώ για την ελαχιστοποίηση των παρεμβολών ανταλλάσσεται ελάχιστη πληροφορία μεταξύ των σταθμών βάσης. Επίσης, οι τεχνικές αυτές μπορούν να υποστηρίξουν την εφαρμογή τεχνικών κλασματικής επαναχρησιμοποίησης συχνότητας [119]-[120] (*SFR*).

Οι τεχνικές που έχουν προταθεί βιβλιογραφικά κατά καιρούς είναι εν συντομία:

$$\triangleright F = I_{MT}^{cd}(r_1^{ce}, r_2^{in}, p_{var}) [120]$$

- $F = P_{BS}^{cd}(r_1^{ce}, 0, p_{var}) + T_{BS}^{cd}(0, r_2^{in}, p_{var})$ [122]
- $F = T_{BS}^{cd}(r_1^{ce}, r_2^{in}, p_{var})$ [119]
- $F = I_{BS}^{cd}(r_1^{ce}, r_2^{in}, p_{bin})$ [123]
- $F = T_{BS}^{cd}(0, 0, p_{var})$ [124]
- $F = T_{BS}^{cd}(0, 0, p_{bin})$ [125]

Τέλος, στις αυτόνομες-κατανεμημένες τεχνικές οι σταθμοί βάσης δεν συντονίζονται, αλλά ο καθένας τους αναθέτει αυτόνομα τους υποφορείς στα *MTs* αξιοποιώντας την πληροφορία που λαμβάνουν μόνο από τα κινητά τερματικά. Ως εκ τούτου, η υπολογιστική πολυπλοκότητα μειώνεται περαιτέρω, όπως και οι καθυστερήσεις (δεν μεταδίδεται πληροφορία συντονιστικής φύσεως μεταξύ των σταθμών). Μερικές από αυτές είναι:

- $F = P_{BS}^{ad}(0, 0, p_{var})$ [86]
- $F = P_{MT}^{ad}(r_1^{ce}, r_2^{in}, p_{var})$ [121]
- $F = I_{MT}^{ad}(0, 0, p_{var})$ [126]

3.6.1.3 RRM με τεχνικές μετριασμού παρεμβολών (*IMTs*)

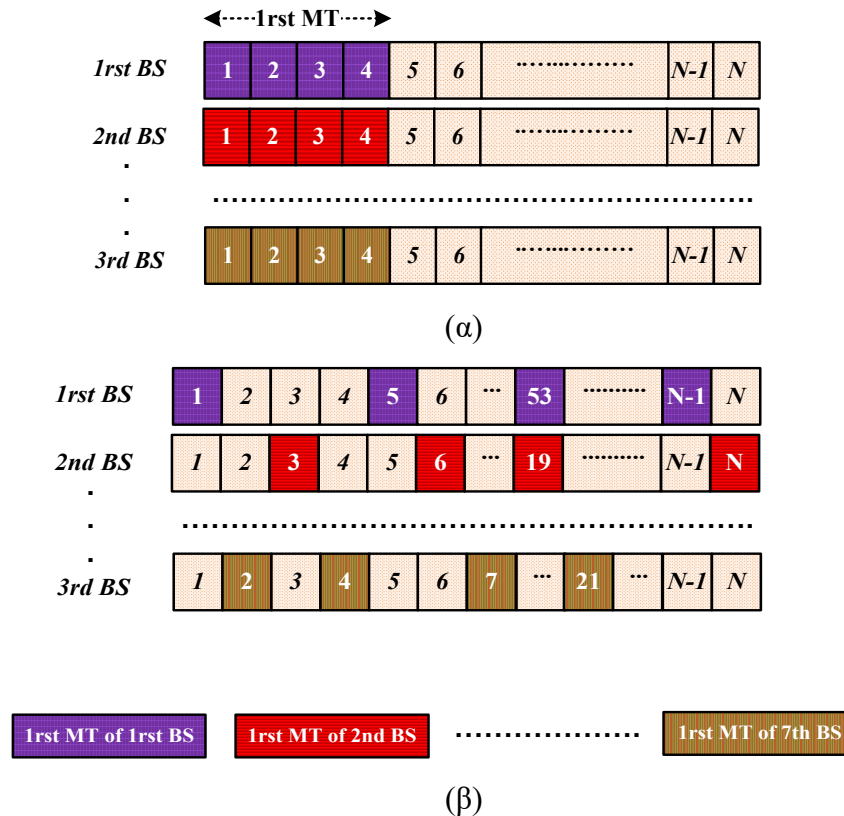
Στην πιο απλή περίπτωση ανάθεσης ραδιοπόρων, κάθε νεοεισερχόμενο n^{th} *MT* δεσμεύει σειριακά (*Round Robin*, [16]-[17]) ένα σετ U_n υποφορέων (μήκους $S_n = |U_n|$) του b^{th} *BS* βάσει της ακόλουθης λογικής:

$$\begin{aligned} U_n &\leftarrow C_b(1:S_n) \\ C_b &\leftarrow C_b \setminus U_n \end{aligned} \quad (3-15)$$

Ωστόσο, η εν λόγω τεχνική ανάθεσης αυξάνει την πιθανότητα τόσο των διασυμβολικών παρεμβολών (*ISI*), όσο και των ομοδιαυλικών παρεμβολών (*CCI*). Στην περίπτωση των *ISI*, είναι αναμενόμενο ειδικά σε σενάρια βαθιών διαλείψεων (*deep fading*) τα γειτονικά υποφέροντα να παρουσιάζουν συσχετιζόμενη εξασθένιση. Ως εκ τούτου, τα σύμβολα αστερισμού προς μετάδοση που έχουν αναρτηθεί σε αυτά τα υποφέροντα να παρεμβάλουν το ένα το άλλο με αυξημένες πιθανότητες. Από την άλλη, στην περίπτωση των *CCI*, τα πρώτα τερματικά ενός *BS* χρησιμοποιούν σχεδόν πάντα τους ίδιους υποφορείς με τα πρώτα τερματικά των όμορων σταθμών. Για παράδειγμα (Εικόνα 3-7α), εάν υποθέσουμε ότι επτά γειτονικοί σταθμοί (μέγιστο δυνατό πλήθος όμορων σταθμών) εξυπηρετούν ένα τερματικό έκαστος αναθέτοντάς τους τέσσερις υποφορείς βάσει του *Reuse-1 model*, τότε τα τερματικά αυτά εν τέλει θα έχουν δεσμεύσει τους ίδιους ραδιοπόρους. Για τους παραπάνω λόγους,

προτείνονται οι τεχνικές τυχαιοποιημένων παρεμβολών (*interference randomization* ή *Pseudo-Random Permutation*) [16],[127] οι οποίες στοχεύουν στην αποσυσχέτιση των παρεμβολών (*ISI, CCI*). Εν προκειμένω (Εικόνα 3-7β), ο b^{th} BS αναθέτει ψευδο-τυχαία στον n^{th} MT το σετ υποφορέων U_n και στη συνέχεια επικαιροποιεί το σύνολο C_b αφαιρώντας του τα δεσμευμένα υποφέροντα σύμφωνα με τις κάτωθι συνθήκες:

$$\begin{aligned}
 U_n &\leftarrow \text{randsample}(S_n, C_b) \\
 C_b &\leftarrow C_b \setminus U_n
 \end{aligned}
 \tag{3-16}$$



Εικόνα 3-7: (α) Σειριακή ανάθεση υποφορέων (*Round Robin*). (β) Ψευδοτυχαία ανάθεση υποφορέων (*Pseudo-random permutation*).

Οι τεχνικές ακύρωσης παρεμβολών (*Interference Cancellation*), με τη βοήθεια ανιχνευτών πολλαπλών χρηστών (*MUD*) λαμβάνουν υπόψη τους παρεμβολείς, ανιχνεύουν το σήμα κάθε τερματικού με το ελάχιστο μέσο τετραγωνικό σφάλμα (*MMSE*) και το ανακτούν ορθά αφού αφαιρεθεί προηγουμένως το σήμα των παρεμβολέων [128]-[131]. Στα συστήματα πολλαπλής πρόσβασης, όπου το σήμα λήψης δύναται να χάσει την ορθογωνιότητά του εξαιτίας των διακυμάνσεων του καναλιού στο πεδίο του χρόνου, οι *MUDs* χρησιμοποιούνται για τον μετριασμό των επιπτώσεων που έχει στην ανάκτηση του σήματος ένας ασυγχρόνιστος διάυλος (το *CP* της *OFDMA* είναι το αντίμετρο του φαινομένου), οι

CCI και η πολλαπλή διάδοση, και συνδυάζονται με τεχνικές διαφορισμού στο δέκτη (Κεφάλαιο 4.3). Οι *τεχνικές ακύρωσης παρεμβολών* μπορεί να είναι παράλληλες (*PIC*), αλλά και σειριακές (*SIC*). Κατά την παράλληλη ακύρωση των παρεμβολών, ανιχνεύεται το σήμα λήψης όλων των κινητών τερματικών παράλληλα, γίνεται μια πρόωμη εκτίμηση του σήματος για την ακύρωση μέρους της συνολικής παρεμβολής και κατόπιν επαναλήψεων αυτής της ίδιας διαδικασίας ακυρώνεται τμηματικά η συνολική παρεμβολή έως ότου μειωθεί η πιθανότητα σφάλματος (*BER*) και ανακτηθεί ορθά το αρχικό σήμα [132]. Ωστόσο, οι τεχνικές του είδους είναι οικονομικά ασύμφωρες από πλευράς αρχιτεκτονικής του πομποδέκτη (ακριβός εξοπλισμός) και δεν προτιμώνται για πρακτικές εφαρμογές [133]-[134]. Σχετικά με τις τεχνικές *SIC*, τα κινητά τερματικά αποκωδικοποιούνται σειριακά και κάθε τερματικό αφού αποκωδικοποιηθεί αφαιρείται η συνεισφορά του από το συνολικό λαμβανόμενο σήμα πριν την αποκωδικοποίηση του επόμενου τερματικού. Για παράδειγμα, εάν το σύστημα εξυπηρετεί το MT^1 και το MT^2 , πρώτα αποκωδικοποιείται το MT^1 λαμβάνοντας υπόψιν το MT^2 ως παρεμβολή και αφαιρείται η συμβολή του MT^1 από το συνολικό σήμα λήψης. Στη συνέχεια, αποκωδικοποιείται το MT^2 χωρίς να χρειαστεί να λάβει υπόψη πλέον το σήμα του MT^1 . Για να βελτιωθεί επιπλέον η απόδοση του *SIC* [37], αρχικά υπολογίζεται ο *SINR* των τερματικών και η αποκωδικοποίηση γίνεται δίνοντας προτεραιότητα στα τερματικά με το υψηλότερο *SINR* και έπειτα στα τερματικά με τον χειρότερο *SINR*.

Τέλος, οι *τεχνικές διαμόρφωσης δέσμης* (*beamforming*) (Κεφάλαιο 4) διαμορφώνουν τη δέσμη της κεραίας προς συγκεκριμένο σημείο πρόσπτωσης με σκοπό την μεγιστοποίηση του επιθυμητού σήματος [135]. Οι τεχνικές αυτές διακρίνονται στις *τεχνικές μεταγωγής δέσμης* (*switched beamforming*), με τις οποίες οι λοβοί κατευθύνονται σε προκαθορισμένες κατευθύνσεις [136], και στις *τεχνικές προσαρμοστικής δέσμης* (*adaptive beamforming*), οι οποίες μετριάζουν τις παρεμβολές και ενισχύουν το σήμα σε συγκεκριμένη κατεύθυνση. Στην περίπτωση, όμως, πολυχρηστικών συστημάτων (*MU-OFDMA*), προτιμάται η *τυχαία διαμόρφωση δέσμης* (*random beamforming*) η οποία εισάγει διαλείψεις τυχαία σε τρεις διαστάσεις (χρόνος, χώρος, συχνότητα) [137].

3.6.2 Τεχνικές ανάθεσης πόρων σε γνωστικά δίκτυα (Cognitive Ntws)

Στα γνωστικά δίκτυα, τα τερματικά διακρίνονται στα πρωτεύοντα (*primary terminals*) και στα δευτερεύοντα (*secondary terminals*) βάσει της προτεραιότητας

πρόσβασης σε διαθέσιμους πόρους [138]-[142]. Έτσι, λοιπόν, αφού ένα πρωτεύον τερματικό αποκτήσει πρόσβαση στο φάσμα και του ανατεθεί ισχύς, το δευτερεύον τερματικό εντοπίζει τους διαθέσιμους ή αδέσμευτους υποφορείς και τους αξιοποιεί για να μεγιστοποιήσει την ρυθμαπόδοση, να μειώσει το *BER* και να ελαχιστοποιήσει τυχόν παρεμβολές προς τα άλλα δευτερεύοντα τερματικά. Επιπλέον, τα δευτερεύοντα τερματικά μπορούν να ανταλλάσουν τους αδέσμευτους διαθέσιμους πόρους, αλλά και να μεταβάλλουν την ισχύ μετάδοσης/κωδικοποίηση/διαμόρφωση σε έναν υποφορέα ανάλογα με την ποιότητα του καναλιού. Επειδή, εν πάση περιπτώσει το φυσικό μέσο διάδοσης διακρίνεται για την στοχαστική του συμπεριφορά, είναι αναμενόμενο να δοθεί (και σε αυτή την κατηγορία δικτύων) ιδιαίτερη έμφαση στη σχεδίαση αποδοτικών αλγορίθμων ανάθεσης φασματικών πόρων.

3.6.3 Τεχνικές ανάθεσης πόρων σε δίκτυα μεταγωγής (Relay Ntws)

Τα δίκτυα μεταγωγής σχεδιάζονται για περιπτώσεις όπου η απόσταση μεταξύ του πομπού και του δέκτη είναι αρκετά μεγάλη (εκτός περιοχής κάλυψης) και ως εκ τούτου το εκπεμπόμενο σήμα δεν είναι εφικτό να μεταδοθεί [143]-[146]. Για το λόγο αυτό μέσω κόμβων μεταγωγής (*relay nodes*) το σήμα επαναπροωθείται. Όταν οι κόμβοι απλά επανεκπέμπουν το σήμα (συμπεριλαμβανομένων και των παρεμβολών και του θορύβου), τότε η τεχνική αυτή καλείται ενίσχυση-και-προώθηση (*Amplify and Forward, AF*). Στην περίπτωση που το σήμα δεν μπορεί να αποκωδικοποιηθεί εύκολα προωθείται αφού συμπιεστεί με την τεχνική συμπίεση-και-προώθηση (*Compress and Forward, CF*). Αντίθετα, με την τεχνική αποκωδικοποίηση-και-προώθηση (*Decode and Forward, DF*) το σήμα κωδικοποιείται και προωθείται. Στην τελευταία τεχνική, το ενεργό *SINR* μειώνεται αισθητά εις βάρος της αρχιτεκτονικής πολυπλοκότητας του κόμβου μεταγωγής.

3.6.4 Τεχνικές ανάθεσης πόρων σε ετερογενή δίκτυα (HetNets)

Οι υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης, η καλύτερη αξιοποίηση πόρων, η συμβατότητα με παλιότερα πρότυπα (διαλειτουργικότητα), η πρόσβαση σε ευρυζωνικό ασύρματο δίκτυο και οι ομαλές διαπομπές μεταξύ διαφορετικών δικτύων θα είναι τα κύρια χαρακτηριστικά της νέας γενιάς. Επειδή, όμως ένα δίκτυο δε δύναται να υποστηρίξει όλα τα παραπάνω ταυτόχρονα, αξιοποιούνται τα υφιστάμενα δίκτυα διαφορετικής

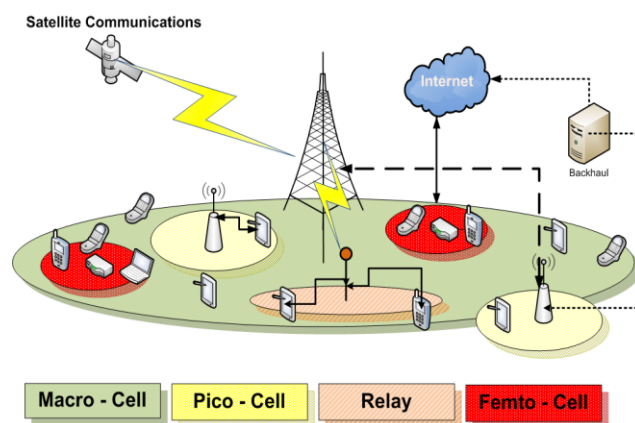
εμβέλειας (Κεφάλαιο 1.3) υπό την "ομπρέλα" ενός καθολικού δικτύου (ετερογενές δίκτυο, *HetNet*), Εικόνα 3-8.

Εν ολίγοις, ως ετερογενές δίκτυο θεωρείται το δικτυακό πλέγμα με κόμβους eNBs διαφορετικού τύπου (*pico-/ femto-/ relay- evolved Node BSs*), οι οποίοι είναι άτακτα κατανεμειμένοι στην περιοχή κάλυψης, χαρακτηρίζονται από διαφορετικό προφίλ ισχύος και συνυπάρχουν συμπληρωματικά παρέχοντας στα τερματικά την επιλογή μεταξύ παλιών και νέων υπηρεσιών. Η προτυποποίηση των *HetNets* στην παρούσα φάση έχει ολοκληρωθεί από την 3GPP με την στοίβα *LTEn* [147], δίνει τη δυνατότητα ενσωμάτωσης πολλαπλών κεραιοστοιχείων εκατέρωθεν του ραδιοδιαύλου (π.χ. *MIMO*) και υποστηρίζει την πρόσβαση στο φυσικό στρώμα με *Συνάθροιση Φερόντων* (*Carrier Aggregation, CA*, λ.χ. *OFDMA, CSMA/CA*, κ.ά.)

Η χροιά καθολικότητας που επιδιώκεται αποτελεί ωστόσο ένα δύσκολο υλοποιήσιμο όραμα γιατί στην περίπτωση των ασύρματων συστημάτων υπεισέρχονται δυσκολίες στη σχεδίαση, [17]. Οι δυσκολίες αυτές επιγραμματικά σχετίζονται με:

- το ασύρματο κανάλι που είναι ένα δύσκολο (απρόβλεπτο) μέσο διάδοσης και διαθέτει περιορισμένη χωρητικότητα,
- τα πρότυπα κίνησης, τις θέσεις των χρηστών και τις συνθήκες δικτύου που συνεχώς μεταβάλλονται,
- την κίνηση και το κανάλι τα οποία μεταβάλλονται διαρκώς και στο χρόνο και στο χώρο,
- τους περιορισμούς στα επίπεδα ενέργειας και καθυστέρησης,
- τους περιορισμένους προς του χρήστες πόρους, καθώς και
- με το οικονομικό κόστος της δέσμευσης των πόρων που καλούνται να καλύψουν οι πάροχοι των υπηρεσιών.

Αν, παρόλα αυτά, αξιοποιηθούν τα κοινά σημεία των διαφορετικών δικτύων και εξομαλυνθούν οι διαφορές τους, τότε είναι εφικτή η μεταξύ τους αρμονική συνέργεια [148]. Το γεγονός συνεπάγεται την αντιμετώπιση της πρόσβασης στους διαθέσιμους πόρους και τον μετριασμό των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών με κλασσικές τεχνικές φασματικής αξιοποίησης [149]-[153] και μετάδοσης σήματος.



Εικόνα 3-8: Ετερογενές δίκτυο.

Ένα αρκετά διαδεδομένο στις μέρες μας ετερογενές δίκτυο είναι αυτό του *WiMAX/WiFi* [154]-[156]. Το δίκτυο αυτό όπως και όλα τα ετερογενή δίκτυα, αποτελείται από υποδίκτυα που διαφέρουν στον τρόπο με τον οποίο διαχειρίζονται την κινητικότητα των χρηστών και τα *handoffs*, την ασφάλεια και την ανοχή σε σφάλματα, ενώ εξυπηρετούν τερματικά με διαφορετική ευφυία και σχεδιαστική πολυπλοκότητα, διαφορετικές απαιτήσεις ενέργειας και πολιτικές χρέωσης, καθώς και με διαφορετικά πρωτόκολλα πρόσβασης [7],[9],[157]. Για του λόγου το αληθές, στον επόμενο πίνακα (Πίνακας 3-2) μπορεί να εντοπίσει κανείς την ετερογένεια των δύο συστημάτων σε αρκετά σημεία καθώς και τις ομοιότητές τους [9], [154], [156], [158]. Πιο συγκεκριμένα, το *WiMAX* έχει μεγαλύτερη ακτίνα κάλυψης και παρέχει στα κινητά τερματικά μεγαλύτερη κινητικότητα, υψηλότερη ρυθμαπόδοση και ασφάλεια. Από την άλλη, το *WiFi* ως πρόδρομος του *WiMAX* προτιμάται για το χαμηλό κόστος εγκατάστασής του και χρησιμοποιείται επικουρικά για την κάλυψη επιμέρους γεωγραφικών περιοχών. Εάν η *CSMA/CA* του *WiFi* υποστηριχθεί από την *OFDMA* (προς αποφυγή *carrier collision* σε πολυχρηστικά σενάρια), τότε τα δύο δίκτυα με τη βοήθεια της ίδιας τεχνικής πολλαπλής πρόσβασης φυσικού στρώματος π.χ. *OFDMA* [17] μπορούν να συνεργαστούν και βασίσουν τη μετάδοση/λήψη του σήματος στις κεραιές πολλαπλών στοιχείων π.χ. *MIMO* [158]. Το γεγονός αυτό κατά συνέπεια αφενός διευκολύνει την προσπάθεια για διασυνδεσιμότητα, και αφετέρου ευνοεί την ενσωμάτωση αποδοτικών τεχνικών διαχείρισης πόρων και προεπεξεργασίας των H/M βαθμίδων (Κεφάλαιο 4).

Αξιοποιώντας τις ομοιότητες των πρωτοκόλλων IEEE 802.16 και IEEE 802.11n, η [148] προτείνει μια «Γέφυρα Σύγκλισης» (*Convergence Bridge*) και αναθέτει κανάλια σειριακά. Από την άλλη η [151] βασίζεται στη θεωρία παιγνίων

για να αναθέσει τις φασματικές περιοχές "σοφά", να καθορίσει το μέγιστο αριθμό συνδέσεων και με γνώμονα τη βελτιστοποίηση του QoS να εξυπηρετήσει δίκαια τις μεταπομπές και τις νέες συνδέσεις. Στην [159], προτείνεται ένας αλγόριθμος "γενετικής" φύσεως, ο οποίος επιδιώκει την ταυτόχρονη ικανοποίηση διαπομπών και νέων συνδέσεων, ενώ στις [160]-[162] η συνέργεια των υποδικτύων και η πρόσβαση στο διαθέσιμο ραδιοφάσμα πραγματοποιείται με οικονομικές παραμέτρους και δημοπράτηση από τους παρόχους.

Πίνακας 3-2: Οι τεχνολογίες WiMAX και WiFi

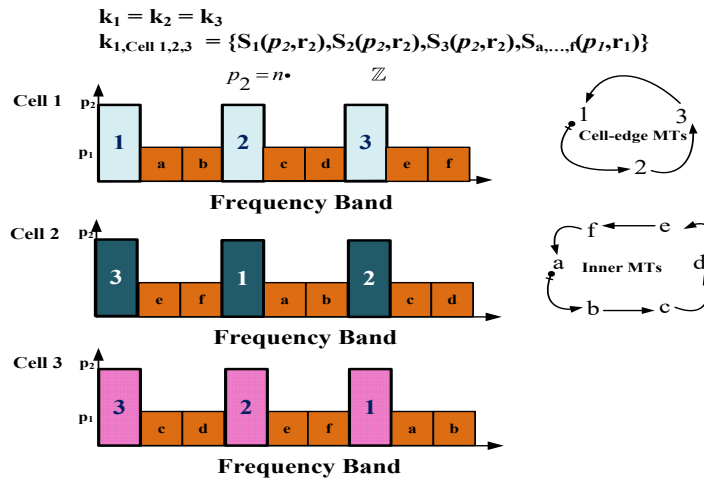
Χαρακτηριστικά	WiMAX	WiFi
Προτυποποίηση	IEEE 802.16e-2005	IEEE 802.11 a/g/n
Εμβέλεια	50km	500m
Συχνότητες Λειτουργίας	2- 11 GHz	2.4- 2.4835 GHz
Περιοχή Συχνοτήτων	Αδειοδοτημένη	Μη αδειοδοτημένη
Εύρος Ζώνης Καναλιού	1.25- 20 MHz	20 MHz
Ρυθμός Μετάδοσης	80 Mbps	54 Mbps
Φασματική Απόδοση	5 bits/sec/Hz	2.7 bits/sec/Hz
Πολλαπλή πρόσβαση	OFDMA	CSMA/CA ή CSMA/CA (με την υποστήριξη της OFDMA)
Κεραίες 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)

3.7 Προτεινόμενες RRM τεχνικές

Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζονται αρχικά οι βιβλιογραφικές παραπομπές, οι οποίες αποτελούν σημείο αναφοράς της διατριβής, και στη συνέχεια περιγράφεται το προτεινόμενο πλαίσιο αξιοποίησης των διαθέσιμων πόρων του συστήματος χωρίς γνώση καναλιού (no CSI) [ΕΠ 2, ΔΣ 1, ΔΣ 5].

Στην περίπτωση που δεν υπάρχει UL κανάλι ανάδρασης η υπολογιστική και αρχιτεκτονική πολυπλοκότητα μειώνονται. Στην [127], αποδεικνύεται ότι η χωρητικότητα του αλγόριθμου τυχαίας ανάθεσης καναλιών υπερτερεί της χωρητικότητας του σειριακού και του συντονισμένου αλγορίθμων ειδικά για ρυθμούς μετάδοσης bits που δεν υπερβαίνουν τα 512 Kbps. Στη [163], εφαρμόζεται

μια *FFR* τεχνική η οποία συγκριτικά με την κλασσική *FFR* τεχνική δύναται να εφαρμοστεί σε περισσότερο ρεαλιστικά σενάρια, όπως αυτά της ανομοιόμορφης κατανομής χρηστών. Επίσης, δίνει αυξημένη χωρητικότητα, καλύτερους ρυθμούς υπηρεσιών και μετρίαση της *ICI*. Στην [164], η οποία αποτελεί προέκταση της η *e-FFR* [89], το διαθέσιμο ραδιοφάσμα διαμοιράζεται μεταξύ της εσωτερικής και εξωτερικής περιοχής σύμφωνα με την κλασσική φιλοσοφία της *FFR* και κάθε υποφάσμα διαιρείται περαιτέρω σε μικρότερες φασματικές ζώνες, Εικόνα 3-9. Συγκεκριμένα, η εσωτερική περιοχή κάθε κυψέλης εξυπηρετείται από τις φασματικές ζώνες *a,b,c,d,e,f,g*, ενώ οι εξωτερικές από τις *1, 2, 3*. Τα τερματικά που γεωγραφικά ανήκουν στην εσωτερική κυψελική περιοχή, δεσμεύουν σειριακά ραδιοπόρους από την *a* φασματική ζώνη και σε περίπτωση που αυτοί είναι δεσμευμένοι, προσπαθούν να δεσμεύσουν ραδιοπόρους από την *b*, διαφορετικά από την *c*, κ.ο.κ.. Στην περίπτωση που τα τερματικά θεωρούνται εξωτερικά, η σειριακή ανάθεση ραδιοπόρων γίνεται στην φασματική ζώνη *1*, ενώ αν αυτοί είναι δεσμευμένοι η ανάθεση γίνεται στην ζώνη *2*, διαφορετικά στην *3*. Επισημαίνεται ότι η αρίθμηση των φασματικών ζωνών μιας κυψέλης είναι "ορθογωνική" της αρίθμησης των άλλων κυψελών. Τέλος, όσον αφορά στην ανάθεση ισχύος, οι φασματικές ζώνες της εσωτερικής κυψελικής περιοχής αντιστοιχούν πάντα στο ίδιο επίπεδο ισχύος P_o , ενώ τα επίπεδα ισχύος των εξωτερικών φασματικών περιοχών ισούνται με $n \cdot P$, όπου $n \in \mathbb{Z}$. Η προσέγγιση αυτή αφενός φαίνεται ότι βελτιώνει την επίδοση των *cell-edge terminals*, αφετέρου μετριάζει ως ένα σημείο την *CCI*, καθώς η ανάθεση είναι σειριακή (όπως λ.χ. *Round Robin*, [16]-[17]). Επιπλέον, η προτεινόμενη τεχνική υστερεί στην λογική της ανάθεσης ισχύος, δηλαδή τα επίπεδα ισχύος των *cell-edge terminals* είναι (υπο)πολλαπλάσια του επιπέδου ισχύος της εσωτερικής περιοχής γεγονός που δεν την καθιστά πρακτική σε ρεαλιστικά συστήματα. Η [165] παρουσιάζει αλγόριθμους βέλτιστης ανάθεσης καναλιών και επαναχρησιμοποίησής τους και πετυχαίνει αύξηση της απόδοσης φάσματος βελτιστοποιώντας τη χωρητικότητα καναλιού των χρηστών στα όρια των κυψελών. Η αλγοριθμική πολυπλοκότητα της διαδικασίας ανάθεσης πόρων, ωστόσο, είναι αυξημένη καθώς η διαίρεση της κυψελικής επιφάνειας διεκπεραιώνεται αφού εκτιμηθεί με εξαντλητικές μεθόδους η ακτίνα διαίρεσης. Τέλος, όλες οι κυψέλες διαιρούνται ομοίως.



Εικόνα 3-9: Τεχνική *SqFR* [164].

Μα αφορμή τα παραπάνω, η διατριβή επιδιώκει τον μετριασμό των *EMI*, την διατήρηση/βελτίωση της φασματικής απόδοσης και τη μείωση της αλγοριθμικής πολυπλοκότητας και του υπολογιστικού φόρτου. Τα δύο πρώτα σημεία ικανοποιούνται με τη βοήθεια των προτεινόμενων τεχνικών ανάθεσης ραδιοπόρων, οι οποίες απομονώνουν χωρικά τα τερματικά και θέτουν το διαθέσιμο ραδιοφάσμα σε γεωγραφικούς περιορισμούς. Τέλος, καθώς αποσυνδέονται από την διαδικασία ανάθεσης ισχύος ανά υποφορέα κινητού τερματικού η διαδικασία ανάθεσης ραδιοπόρων η αλγοριθμική πολυπλοκότητα διατηρείται χαμηλή, ενώ χάρη στην απουσία καναλιού ανάδρασης ο υπολογιστικός φόρτος παραμένει μειωμένος. Υπενθυμίζεται (Κεφάλαιο 2.4.1) πως κατά την ανάθεση ισχύος ανά υποφορέα λαμβάνονται υπόψιν τα ομοδιαυλικά τερματικά, γεγονός που συμβάλει στην περαιτέρω μείωση των *CCI* και επικουρεί της προτεινόμενες τεχνικές. Επομένως, ο μετριασμός των *H/M* παρεμβολών γίνεται σε δύο στάδια (στάδιο ανάθεσης ραδιοπόρων, στάδιο ανάθεσης ισχύος). Τέλος, προκαταβολικά των *MC* προσομοιώσεων, η κυψελική επιφάνεια "κβαντίζεται" γεωγραφικά σε υποπεριοχές στις οποίες *a-priori* αντιστοιχίζονται συγκεκριμένες φασματικές περιοχές/ζώνες.

3.7.1 Βελτιωμένη τεχνική επαναχρησιμοποίησης συχνότητας (*FFR*)

Η προτεινόμενη τεχνική κλασματικής επαναχρησιμοποίησης συχνότητας διαιρεί εικονικά την κυψελική περιοχή σε ομόκεντρες υπο-περιοχές όπως η κλασσική *FFR* και διαφέρει από αυτή όσον αφορά στην κατανομή ισχύος ανά υποσύνολο ραδιοπόρων ανά υποπεριοχή. Ως γνωστόν, στην κλασσική *FFR*, τα τερματικά της εσωτερικής υποπεριοχής κάθε κυψέλης αντιστοιχίζονται στο ίδιο υποσύνολο ραδιοπόρων, ενώ αυτά της εξωτερικής αντιστοιχίζονται σε ένα κλάσμα

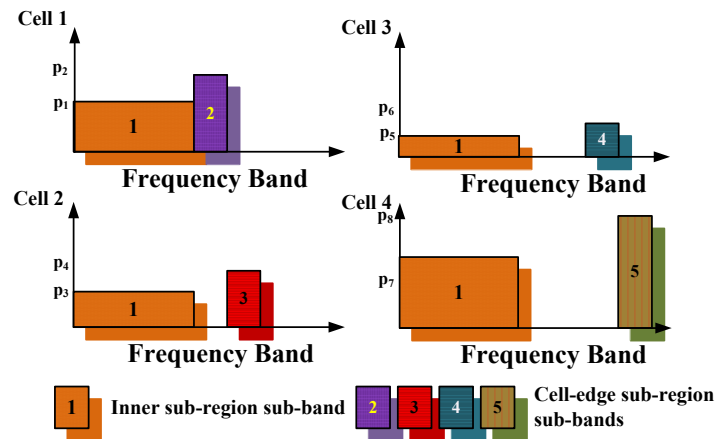
του εναπομένοντος διαθέσιμου φάσματος (Εικόνα 3-2γ, Εικόνα 3-3α). Μάλιστα τα υποσύνολα ραδιοπόρων των εξωτερικών περιοχών είναι αμοιβαίως ορθογώνια. Επίσης, η εσωτερική υποπεριοχή και η εξωτερική υποπεριοχή κάθε κυψέλης παρουσιάζουν διαφορετικό επίπεδο ισχύος, ενώ όλες οι εσωτερικές υποπεριοχές (όπως και οι εξωτερικές) σημειώνουν το ίδιο επίπεδο ισχύος.

Σε αντίθεση με την κλασική *FFR*, η προτεινόμενη τεχνική αποτελεί βελτιωμένη έκδοση καθώς το επίπεδο ισχύος κάθε υποπεριοχής καθορίζεται δυναμικά στην κάθε κυψέλη με αποτέλεσμα τα επίπεδα ισχύος σε μία κυψέλη να διαφέρουν αισθητά από αυτά μιας άλλης κυψέλης. Πιο αναλυτικά (Εικόνα 3-10), εν τωιαύτη περιπτώσει οι εσωτερικές υποπεριοχές των κυψελών αντιστοιχίζονται στο ίδιο υποσύνολο ραδιοπόρων (π.χ. 1), το οποίο περιλαμβάνει τους πρώτους εν σειρά υποφορείς (π.χ. 1-64) και εν τέλει σημειώνει διαφορετικά επίπεδα ισχύος (π.χ. p_1, p_3, p_5, p_8 , κ.τ.λ.). Από την άλλη οι εξωτερικές υποπεριοχές αντιστοιχίζονται σε ένα κλάσμα του εναπομένοντος διαθέσιμου φάσματος. Κάθε κλάσμα ουσιαστικά αποτελεί ένα υποσύνολο υποφορέων (π.χ. 2, 3, 4, 5), το οποίο περιλαμβάνει συγκεκριμένους υποφορείς (π.χ. 65-80, 81-96, 97-112, κ.τ.λ.) και παρουσιάζει διαφορετικό επίπεδο ισχύος από τα υπόλοιπα υποσύνολα.

Έτσι, θεωρώντας τρεις κυψελικούς τομείς π.χ. k_1, k_2, k_3 , πέντε υποσύνολα υποφορέων π.χ. $SB_1, SB_2, SB_3, SB_4, SB_5$, διαφορετικά επίπεδα ισχύος π.χ. $p_1, p_2, p_3...$ και δύο υποπεριοχές π.χ. r_1, r_2 , η προτεινόμενη τεχνική απόδίδεται με την ακόλουθη σχέση, ενώ γραφικά παρουσιάζεται στην Εικόνα 3-10.

$$\begin{aligned}
 k_1 &= k_2 = k_3 \\
 k_{1,Cell1} &= \{SB_1(p_1,r_1), SB_2(p_2,r_2)\} \\
 k_{1,Cell2} &= \{SB_1(p_3,r_1), SB_3(p_4,r_2)\} \\
 k_{1,Cell3} &= \{SB_1(p_5,r_1), SB_4(p_6,r_2)\} \\
 k_{1,Cell4} &= \{SB_1(p_8,r_1), SB_5(p_7,r_2)\}
 \end{aligned} \tag{3-17}$$

Αφού προκαθοριστεί η αντιστοίχιση ραδιοπόρων και ισχύος στις υποπεριοχές, πραγματοποιείται η ανάθεσή τους σύμφωνα με την *Round Robin* τεχνική Εξ. (3-15).



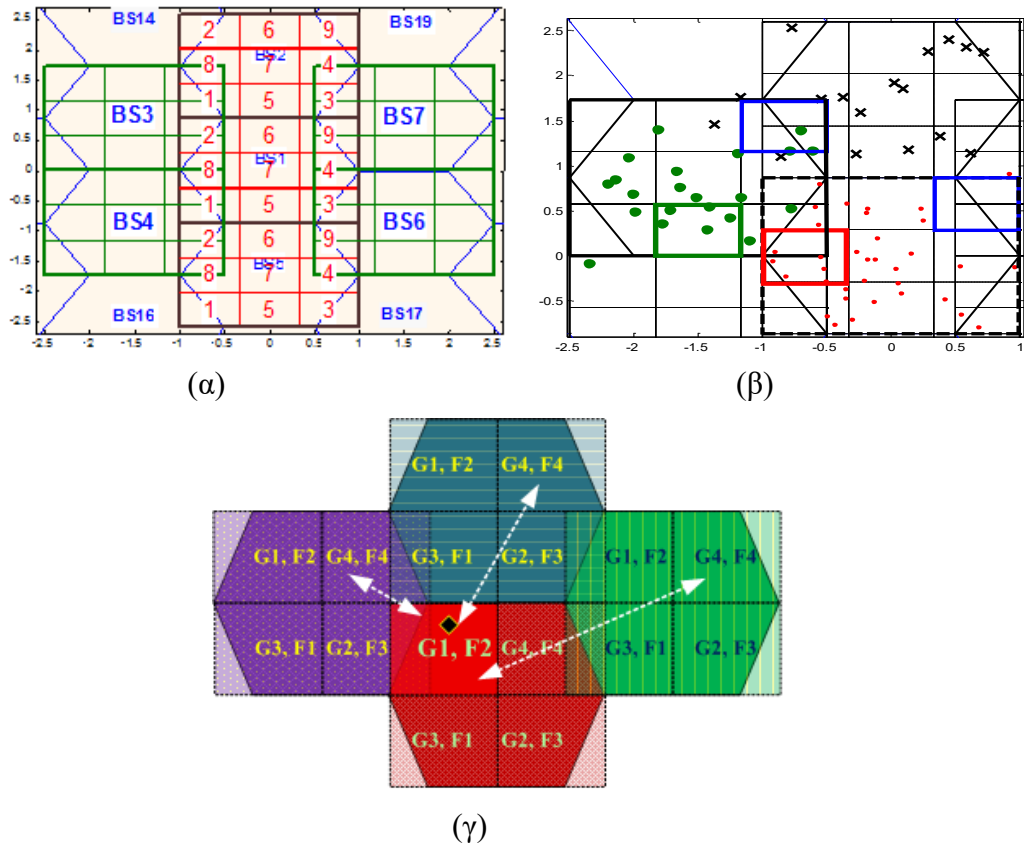
Εικόνα 3-10: Βελτιωμένη FFR τεχνική για τέσσερις τύπους κυψελών.

3.7.2 Τεχνική απόδοσης καναλιών με εικονική κατάτμιση της επιφάνειας των κυψελών (BAJSS/GRID)

Η εν λόγω τεχνική αναπτύχθηκε ελαφρώς παραλλαγμένη για δύο πολυκυψελωτές αρχιτεκτονικές. Στην κλασική περίπτωση BAJSS (πυκνό κυψελικό πλέγμα), Εικόνα 3-11, οι κυψέλες είναι εξάπλευρες, ενώ στην περίπτωση GRID (αραιό κυψελικό πλέγμα) οι κυψέλες είναι τετράπλευρες και με διαφορετική χωροταξική τοποθέτηση των κυψελών της BAJSS, Εικόνα 3-12.

Πιο αναλυτικά, και στις δύο εκδοχές γίνεται εικονική κατάτμιση της κυψελικής περιοχής σε "γεω-τεμάχια" ή αλλιώς ίσες γεωγραφικές υποπεριοχές g ($1 \leq g \leq G$, $\sqrt{G} \in \mathbb{N}$), ομαδοποιούνται τα διαθέσιμα κανάλια του b^{th} BS σε υπο-σύνολα καναλιών $f_{b,g}$ ($1 \leq f_{b,g} \leq F$, $length(f_{b,g}) = mod(|C_b|/G)$) σύμφωνα με τη συνάρτηση $grid_yyy()$ (Πίνακας 3-3: Γραμμή 6, Πίνακας 3-4: Γραμμή 6) και διεκπεραιώνεται αντιστοίχιση ένα-προς-ένα μεταξύ G και F (προκαταβολικά των MC). Στην βασική έκδοση της $grid_std()$ (Πίνακας 3-3: Γραμμή 4-5), η αντιστοίχιση μεταξύ G και F γίνεται σειριακά με αποτέλεσμα το μοτίβο υποπεριοχών να είναι ίδιο για όλες τις κυψέλες (Εικόνα 3-11γ), ενώ στην μη-βασική έκδοση $grid_nstd()$ η αντιστοίχιση μεταξύ G και F γίνεται με ψευδοτυχαίο τρόπο (Πίνακας 3-4: Γραμμή 4,6) και ως εκ τούτου το μοτίβο να διαφέρει από κυψέλη σε κυψέλη (Εικόνα 3-12β). Επίσης, σημειώνεται ότι ο κάθε υποφορέας ανήκει μόνο σε ένα υποσύνολο υποφορέων (*disjoint subcarriers subsets*) και όλα τα υπο-σύνολα υποφορέων είναι ίδιου μεγέθους. Εάν $rem(|C_b|, G) \neq 0$, τότε οι τελευταίοι $rem(|C_b|, G) \neq 0$ υποφορείς χρησιμοποιούνται εφεδρικά στην περίπτωση που τα υπο-σύνολα υποφορέων είναι κατελλημένα από MT (Πίνακας 3-5: Γραμμές 6-7). Στον ίδιο πίνακα, η συνάρτηση $|Y|$ δηλώνει την ποσότητα των γεωγραφικών υποπεριοχών, των υποσυνόλων των

υποφορέων, κ.τ.λ., η συνάρτηση $mod(X/Y)$ δηλώνει την προς-τα-κάτω στρογγυλοποίηση του πηλίκου, ενώ η συνάρτηση $rem(X,Y)$ δηλώνει το υπόλοιπο του πηλίκου των παραμέτρων εντός της παρένθεσης.



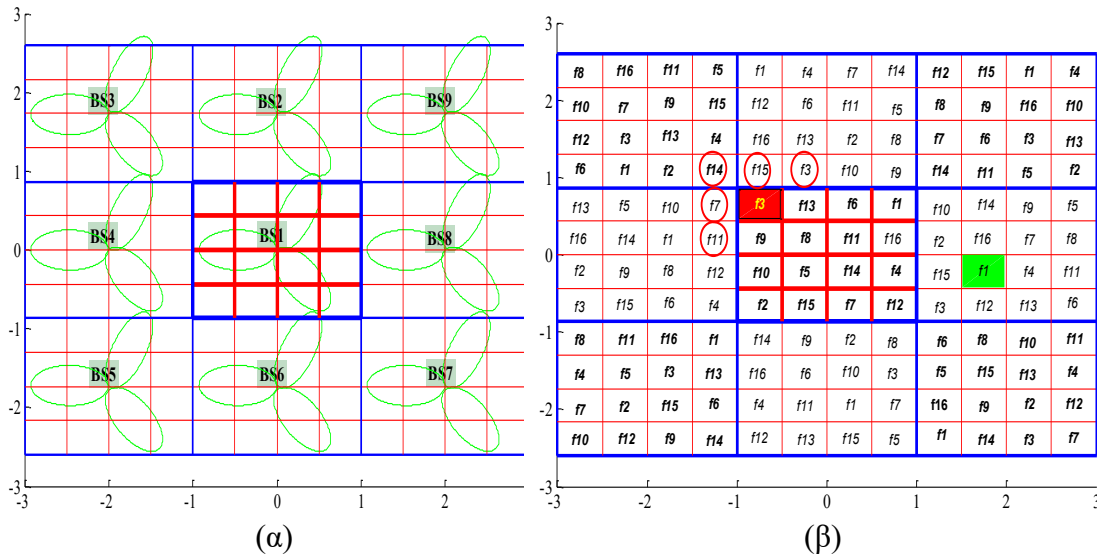
Εικόνα 3-11: Τεχνική *BAISS*. (α) Κυψελική/φασματική διαμόρφωση. (β) Παράδειγμα παρεμβολών ($G = 9$). (γ) Παράδειγμα για $G = 4$ όπου το *MT*/ρόμβος ανήκει χωροταξικά στο τετράγωνο $\{G1, F2\}$.

Στην Εικόνα 3-11α-β, καθίσταται επίσης εμφανής και η αλληλοεπικάλυψη των όμορων *BSs*. Το γεγονός οδηγεί σε δύο κατηγορίες *MTs* στην κλασική κυψελωτή απεικόνιση (*BAISS*), οι οποίες ουσιαστικά αφορούν σε όλες τις ασύρματες εφαρμογές:

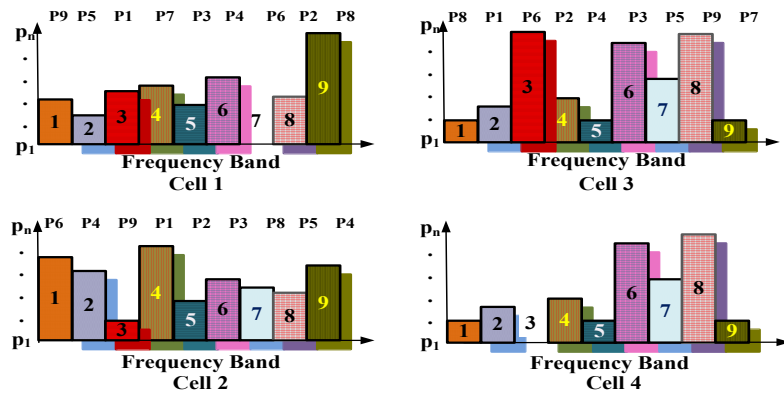
- 1^η κατηγορία: Γεωγραφική και Ασύρματη ανάθεση $b'=b$ (Πίνακας 3-5, Γραμμή 1). Το n^{th} *MT* εξυπηρετείται από τον b^{th} *BS*, επειδή είναι εντός της περιοχής κάλυψης (λόγω χαμηλών απωλειών διάδοσης) και χωρικά εντάσσεται στο $g_{b,n}$ γεωγραφικό τετράγωνο του b^{th} *BS* (Πίνακας 3-5, Γραμμή 2).
- 2^η κατηγορία: Ασύρματη ανάθεση μόνο $b' \neq b$. Το n^{th} *MT* εξυπηρετείται από τον b^{th} *BS*, επειδή είναι εντός της εμβέλειάς του, ενώ χωρικά εντάσσεται σε περισσότερους από δύο σταθμούς βάσης, π.χ. Εικόνα 3.11γ. Σε αυτή την

περίπτωση το τερματικό αντιστοιχίζεται εικονικά σε "γεω-τεμάχιο" του $b^{th} BS$ με συγκεκριμένο τρόπο που περιγράφεται στη συνέχεια.

Εφόσον ο σταθμός βάσης έχει αδέσμευτους ραδιοπόρους και αποφασιστεί η υποπεριοχή $g_{b,n}$, τότε ξεκινά η διαδικασία ανάθεσης S_n υποφορέων οι οποίοι ανήκουν στο υποσύνολο $f_{g_{b,n}}$ της υποπεριοχής $g_{b,n}$ (Πίνακας 3-5, Γραμμή 9-10). Εάν το $f_{g_{b,n}}$ είναι άδειο (δεν υπάρχει κανένας ραδιοπόρος διαθέσιμος) και θεωρείται *περιφερειακό* της κυψέλης τετράγωνο, τότε το τερματικό θα δεσμεύσει υποφορείς από εκείνο το γεωγραφικό τετράγωνο $f_{g_{b,l}}$ του $b^{th} BS$, το οποίο απέχει από τα ομότιμα τετράγωνα των γειτονικών σταθμών βάσης περισσότερο (Πίνακας 3-5, Γραμμή 12-13). Στην Εικόνα 3-11γ επί παραδείγματι, αν ο $n^{th} MT$ ανήκει στο $\{b, f_{g_{b,n}}\} = \{1, 2\}$ (κόκκινη κυψέλη) και όλοι οι υποφορείς που αντιστοιχούν στο τετράγωνό του έχουν ήδη ανατεθεί, τότε θα πρέπει να δεσμεύσει ραδιοπόρους από το $f_{g_{b,n}} = 4$ και όχι από το 1 ή 3 για λόγους εγγύτητας. Εάν και το υποφάσμα $f_{g_{b,n}} = 4$ είναι κατειλημμένο, τότε τα υποφάσματα 1 και 3 είναι μονόδρομος και αποτελούν πηγές έντονων Η/Μ παρεμβολών. Εναλλακτικά, στην τετράπλευρη κυψελωτή διάταξη (Εικόνα 3-12α), αν το κινητό τερματικό του κεντρικού σταθμού βάσης αντιστοιχεί σε περιφερειακή της κυψέλης υποπεριοχή όπου έχει αντιστοιχηθεί το υποσύνολο καναλιών $f_{g_{b,n}} = 3$, τότε θα πρέπει να αποφύγει την επαναχρησιμοποίηση υποφορέων των υποσυνόλων 11, 7, 14, 15 και 3 (Εικόνα 3-12β, κύκλοι) και να προτιμήσει πόρους από υποσύνολα όπως π.χ. το 13 ή το 1 λόγω επαρκούς απόστασης από το ομότιμά τους. Εάν το $f_{g_{b,n}}$ θεωρείται *κεντρικό* της κυψέλης τετράγωνο, τότε το τερματικό μπορεί να δεσμεύσει πόρους με ελάχιστους περιορισμούς από οποιοδήποτε άλλο τετράγωνο αρκεί αυτό να έχει διαθέσιμους πόρους (Πίνακας 3-5, Γραμμή 14-15). Τέλος, στην περίπτωση που οι ραδιοπόροι όλων των τετραγώνων είναι δεσμευμένοι, υπάρχει εναλλακτικά η δυνατότητα τυχαίας δέσμευσης των υποφορέων $[(|C_b| - \text{rem}(|C_b|, G) + 1) : |C_b|]$, (Πίνακας 3-5, Γραμμή 6-7). Όσον αφορά στην κατανομή ισχύος, κάθε γεωγραφική υπο-περιοχή, άρα και φασματικό υποσύνολο, αντιστοιχεί σε διαφορετικό επίπεδο ισχύος, το οποίο καθορίζεται δυναμικά στο στάδιο ανάθεσης ισχύος. Με τη βοήθεια γραφικής απεικόνισης αντίστοιχης με των τεχνικών κλασματικής επαναχρησιμοποίησης συχνότητας (Εικόνα 3-8), η κατανομή ισχύος ανά γεωγραφική υποπεριοχή παρουσιάζεται στην Εικόνα 3-13.



Εικόνα 3-12: Τεχνική GRID. (α) Κυψελική αρχιτεκτονική (αραιό πλέγμα, μπλε) και υποπεριοχές/"γεωτεμάχια" (πυκνό πλέγμα, κόκκινο). (β) Τυχαία φασματική απεικόνιση ($G = 16$).



Εικόνα 3-13: Επίπεδα ισχύος ανά φασματική/γεωγραφική υποπεριοχή ανά κυψέλη. Στην Cell 1 η υποπεριοχή 4 καταναλώνει P7, στην Cell 2 η υποπεριοχή 9 καταναλώνει P4, στην Cell 3 η υποπεριοχή 1 καταναλώνει P8, στην Cell 4 η υποπεριοχή 6 καταναλώνει P6. Επιπλέον, οι φασματικές υποπεριοχή 7/3 των κυψελών 1/4 αντίστοιχα δεν καταναλώνουν ισχύ ($P6=0$ Watts και $P3=0$ Watts αντίστοιχα) επειδή δεν υπάρχει τερματικό που δεσμεύει πόρους τους.

Πίνακας 3-3: Συνάρτηση *grid_std()*. Standard version

```

function grid_std()

(01) length(f) = mod(Cb / G), ∀f ∈ F
(02) for 1:b:B
(03)     j ← 0
(04)     for 1:g:G
(05)         j ← j+1, j ∈ [1,|F|]
(06)         fgb,n ← [(j-1)*length(f)+1]:[j*length(f)]
(07)     end
(08) end

```

Πίνακας 3-4: Συνάρτηση *grid_nstd()*. Non-standard version

```

function grid_nstd()

(01) length(f) = mod(C / G), ∀f ∈ F
(02) for 1:b:B
(03)     for 1:j:|F|
(04)         gb ← randsample(1,Gb)
(05)         Gb ← Gb \ gb
(06)         fgb,n ← [(j-1)*length(f)+1]:[j*length(f)]
(07)     end
(08) end

```

Πίνακας 3-5: Τεχνική *BAJSS/GRID*.

```

(01) if  $b == b'$ 
(02)    $g_{b,n} \leftarrow g_b$ 
(03) else
(04)    $g_{b,n} \leftarrow \text{randsample}(1, G_b)$ 
(05) end   (if_in_line_1)

(06) if  $f_{g_{b,n}} = \emptyset$ , for  $\forall g \in G_b$ 
(07)    $U_n \leftarrow \text{randsample}(S_n, (|C_b| - \text{rem}(|C_b|, G) + 1) : |C_b|)$ 
(08) else
(09)   if  $f_{g_{b,n}} \neq \emptyset$ 
(10)      $U_n \leftarrow \text{randsample}\left(S_n, f_{g_{b,n}}\right)$ 
(11)   else
(12)     if  $g_{b,n}$  edge sub-block
(13)        $g_{b,n} \leftarrow g_{b,l}$ 
(14)     elseif  $g_{b,n}$  inner sub-block
(15)        $g_{b,n} \leftarrow \text{randsample}(1, G_b)$ 
(16)     end   (if_in_line_14)
(17)      $U_n \leftarrow \text{randsample}\left(S_n, f_{g_{b,n}}\right)$ 
(18)   end   (if_in_line_10)
(19) end   (if_in_line_6)
(20)  $f_{g_{b,n}} \leftarrow f_{g_{b,n}} \setminus U_n$ 
(21)  $C_b \leftarrow C_b \setminus U_n$ 

```

3.7.3 Τεχνική απόδοσης καναλιών ελάχιστης επαναχρησιμοποίησης (RAJSS)

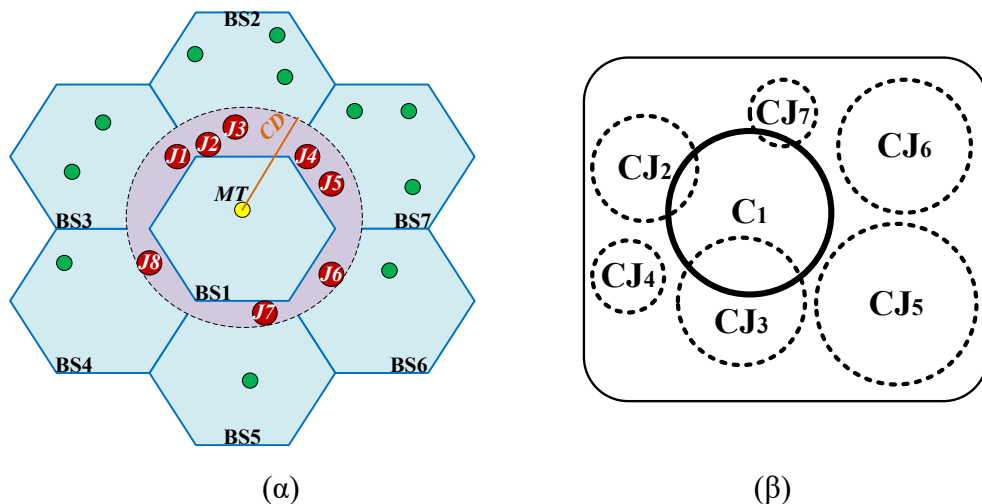
Και στην επόμενη προτεινόμενη τεχνική RAJSS (Εικόνα 3-14), πριν την έναρξη των MC προσομοιώσεων, η κυψελική επιφάνεια εικονικά διαιρείται σε δύο ομόκεντρες υποπεριοχές σε προκαθορισμένη απόσταση PD (0.0 Km/0.5 Km/0.75 Km, *Partitioning Distance*), όπως και στο κλασσικό FFR μοντέλο. Αν ο n^{th} MT ανήκει γεωγραφικά στην εσωτερική ζώνη, στην προκειμένη περίπτωση αιτείται πόρους ψευδοτυχαία. Ωστόσο, αν ανήκει στην περιφερειακή ζώνη πρέπει να δεσμεύσει από τους διαθέσιμους υποφορείς του b^{th} BS εκείνα που δεν επαναχρησιμοποιούνται από τους Παρεμβολείς (CJ). Ως CJ θεωρούμε εκείνα τα MTs που εξυπηρετούνται από γειτονικούς BSs και απέχουν έως και CD (0.0 Km/0.75 Km/1.5 Km, *Critical Distance*) απόσταση από τον n^{th} MT. Αν παρόλα αυτά όλα τα διαθέσιμα κανάλια του b^{th} BS έχουν ήδη δεσμευτεί από CJs, τότε ανάγκαστικά θα πρέπει να δεσμεύσει κάποια από αυτά ψευδοτυχαία:

$$\left. \begin{array}{l} \text{if } C_b \cap C_{CJ}^* = \emptyset \\ \quad C_b \leftarrow C_b \\ \text{else} \\ \quad C_b \leftarrow C_b \cap C_{CJ}^* \\ \text{end} \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{array}{l} U_n \leftarrow \text{randsample}(S_n, C_b) \\ C_b \leftarrow C_b \setminus U_n \end{array} \quad (3-18)$$

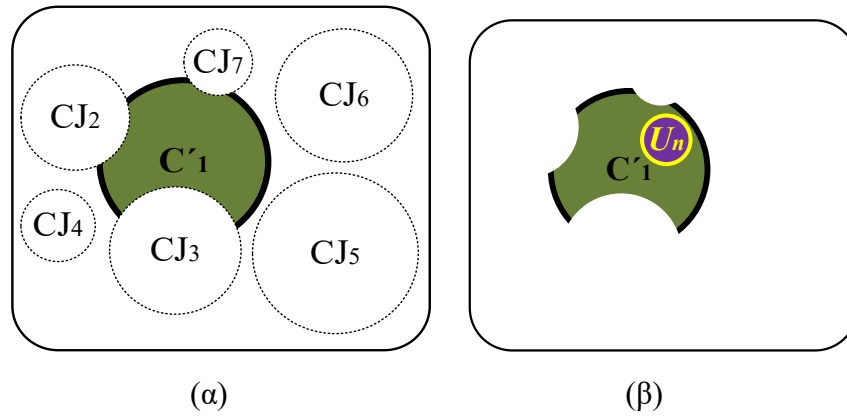
όπου C_{CJ}^* είναι η λίστα των διαθέσιμων υποφορέων του b^{th} BS που δεν επαναχρησιμοποιούνται από τους όμορους σταθμούς βάσης. Η πληροφορία της C_{CJ}^* λίστας παρέχεται διαμέσου της X2 [117] και προκύπτει κατόπιν συντονισμού των όμορων BSs. Εν κατακλείδι, η φιλοσοφία αυτής της τεχνικής ομοιάζει με αυτή της παραδοσιακής FFR με τη γενικότερη έννοια. Οι διαφορές έγκειται στο γεγονός ότι η προτεινόμενη τεχνική είναι MT-centralized, δηλαδή ότι με την είσοδο ενός καινούριου τερματικού διαιρείται εικονικά και προσωρινά (έως ότου ολοκληρωθεί η διαδικασία δέσμευσης πόρων από αυτό) η γεωγραφική περιοχή γύρω από το κινητό τερματικό και όχι γύρω από τον σταθμό βάσης.

Ένα παράδειγμα της περιγραφόμενης τεχνικής δίνεται στην συνέχεια, Εικόνα 3-14α. Στο παράδειγμα η κυψελική επιφάνεια δε διαιρείται σε υποπεριοχές (δηλ. PD = 0 Km) και το τερματικό MT θεωρούμε ότι υπόκειται σε ομοδιαυλικές παρεμβολές

από τους *Παρεμβολείς* (J_1, J_2, \dots, J_8) λόγω της απόστασής τους από αυτό (απόσταση μικρότερη της προκαθορισμένης CD). Έτσι, λοιπόν, ορίζουμε ως C_1 το σύνολο των διαθέσιμων υποφορέων του I^{rst} BS και ως $CJ_{n'}$ ($2 \leq n' \leq 7$) το σύνολο των υποφορέων που έχει ήδη αναθέσει ο γειτονικός n^{th} σταθμός βάσης στα τερματικά που θεωρούνται ως *Παρεμβολείς* του MT . Για παράδειγμα στην Εικόνα 3-14α παρατηρείται ότι στον 2^{nd} BS εξυπηρετούνται πέντε τερματικά (κύκλοι). Από αυτά, τα τρία (μικροί/πράσινοι κύκλοι) βρίσκονται εκτός "εμβέλειας" του MT , ενώ τα δύο (μεγάλοι/κόκκινοι κύκλοι, J_2 και J_3) θεωρούνται *Παρεμβολείς* επειδή η απόστασή τους είναι μικρότερη της CD . Η ένωση των δύο συνόλων των υποφορέων που έχουν ήδη ανατεθεί στους *Παρεμβολείς* J_2 και J_3 του 2^{nd} BS ορίζεται ως CJ_2 . Όμοια ισχύουν και για τους υπόλοιπους σταθμούς βάσης. Στην Εικόνα 3-14β φαίνονται τα προαναφερθέντα σύνολα, ενώ επίσης καθίσταται εμφανής και η αλληλοεπικάλυψη ορισμένων εξ'αυτών ($C_1 \cap CJ_{\bar{n}} \neq \emptyset$, $\bar{n} = 2,3,7$) υποδηλώνοντας ότι οι *Παρεμβολείς* των 2^{nd} , 3^{rd} και 7^{th} BS s εκπέμπουν σε υποφέρουσες συχνότητες που επαναχρησιμοποιούνται από το MT . Επομένως, βάσει της τεχνικής το MT μπορεί να δεσμεύσει ραδιοπόρους από το σύνολο C_1 που δεν επαναχρησιμοποιούνται από τους *Παρεμβολείς* των 2^{nd} , 3^{rd} και 7^{th} BS s με αποτέλεσμα να προκύπτει ένα νέο σύνολο πόρων C'_1 το οποίο είναι υποσύνολο του C_1 ($C'_1 \subseteq C_1$, Εικόνα 3-15α). Πλέον, το τερματικό είναι έτοιμο προκειμένου να του ανατεθεί σύνολο ραδιοπόρων U_n από το C_1 ($U_n \subseteq C'_1 \subseteq C_1$), Εικόνα 3-15β.



Εικόνα 3-14: (α) Παράδειγμα με την τεχνική *RAJSS*. (β) Διαγράμμα *Venn*: Το σύνολο των διαθέσιμων υποφορέων C_1 του I^{rst} BS και το σύνολο των υποφορέων CJ_i που έχουν δεσμευτεί από τους παρεμβολείς/κινητά τερματικά των γειτονικών BS s.



Εικόνα 3-15: Διαγράμματα Venn. (α) Το σύνολο των υποφορέων C'_1 του I^{rst} BS που είναι υποψήφια προς ανάθεση βάσει της *anti-EMI* τεχνικής. (β) Το σύνολο των υποφορέων U_n του I^{rst} BS το οποίο θα δεσμευτεί εν τέλει από το MT .

3.7.4 Αλγοριθμική πολυπλοκότητα προτεινόμενων τεχνικών

Στην [107] προτείνεται αλγόριθμος για συστήματα με τυχαία κυψελική διάταξη (*irregular cell layout*), ο οποίος βελτιστοποιεί την *FFR* και επιδικώνει τον συγκερασμό πολλαπλών και αντικρουόμενων απαιτήσεων (π.χ. μεγιστοποίηση QoS , μεγιστοποίηση φασματικής απόδοσης, ελαχιστοποίηση καταναλισκόμενης ισχύος κ.τ.λ.). Παρόλο που η πολυπλοκότητα αυτού του αλγόριθμου υπόκειται στην *NGSA-II* [110], π.χ. $O(MN^2)$, όπου M και N είναι το μέγεθος του πληθυσμού (τερματικά) και των στόχων που συγκεράζονται ταυτοχρόνως, εντούτοις εξαρτάται πρωτίστως από το μέγεθος του δικτύου, το πλήθος των κυψελών, το κέρδος του ραδιοδιαύλου, κ.τ.λ.. Ομοίως για τις προτεινόμενες τεχνικές, η αλγοριθμική πολυπλοκότητα των προτεινόμενων τεχνικών καθορίζεται από το πλήθος των κυψελών και των ανατιθέμενων υποφορέων ανά κινητό τερματικό, καθώς και από το πλήθος των *ομόκεντρων περιοχών/Παρεμβολέων/γεω-τεμαχίων* ανά κυψέλη (*FFR, RAJSS, BAJSS/GRID*).

Επομένως για την σειριακή τεχνική (*Sequential* ή *Round Robin*), η ανάθεση S_n στο n^{th} MT το οποίο εξυπηρετείται από τον b^{th} BS προϋποθέτει την σάρωση των S_n πρώτων υποφορέων οδηγώντας σε μια πολυπλοκότητα $O(S_n)$.

Κατά την ψευδοτυχαία τεχνική (*Random* ή *Pseudo-Random Permutation*), η αλγοριθμική πολυπλοκότητα είναι $O(|C_b| * S_n)$ διότι για την ανάθεση S_n υποφορέων πρέπει να σαρωθούν όλα οι διαθέσιμη υποφορείς $|C_b|$ του b^{th} BS .

Η πολυπλοκότητα της προτεινόμενης *FFR* τεχνικής (όπου το πλήθος των ομόκεντρων υποπεριοχών είναι δύο: εσωτερική, εξωτερική) είναι της μορφής $O(|C_b|/2 * S_n)$ διότι κατά την ανάθεση S_n υποφορέων σαρώνεται πάντα το φασματικό υποσύνολο της υποπεριοχής στην οποία ανήκει χωροταξικά το κινητό τερματικό.

Αναφορικά με τον αλγοριθμικό φόρτο της *RAJSS*, αν θεωρήσουμε ότι J_{bs} είναι το πλήθος των όμορων σταθμών βάσης που δύνανται να παρεμβάλουν τον b^{th} *BS* και $|C_{b^*}|$ είναι οι υποφορείς των όμορων του b^{th} *BS* σταθμών που δεν επαναχρησιμοποιούνται από τους *Παρεμβολείς*, τότε η πολυπλοκότητα για την ανάθεση ενός υποφορέα είναι $O((J_{bs}+1)*|C_b|)$ ενώ για S_n υποφορείς είναι $O((J_{bs}+1)*|C_b|*S_n)$.

Στην τεχνική όπου γίνεται εικονική κατάτμηση της επιφάνειας των κυψελών (*BAJSS/GRID*) η αλγοριθμική πολυπλοκότητα είναι της μορφής $O(|length(f)*(J+1)+|C_b||*S_n)$, όπου J ($J = cell_sides+1 = 5$) είναι το πλήθος των τετραγώνων των κυψελών που συνορεύουν με το τετράγωνο της τρέχουσας κυψέλης και αποτελούν πηγή *H/M* παρεμβολών (Εικόνα 3-12β, κύκλοι). Για ανάθεση ενός υποφορέα, στο χειρότερο σενάριο, πρέπει να σαρωθούν οι υποφορείς των J τετραγώνων αλλά και του b^{th} *BS* οδηγώντας σε πρώτη φάση σε πολυπλοκότητα $O(|length(f)*(J+1)|)$. Εάν υπάρχουν διαθέσιμοι υποφορείς μόνο για ένα τερματικό τότε θα πρέπει να σαρωθούν όλα οι υποφορείς $|C_b|$ του b^{th} *BS* με αποτέλεσμα η πολυπλοκότητα να αυξάνεται σε $O(|length(f)*(J+1)+|C_b||)$. Επειδή, όμως, κάθε τερματικό δεσμεύει S_n υποφορείς, η παραπάνω διαδικασία επαναλαμβάνεται S_n φορές αυξάνοντας επιπλέον την πολυπλοκότητα σε $O(|length(f)*(J+1)+|C_b||*S_n)$.

3.7.5 Δείκτης Δικαιοσύνης [Fairness Index]

Στα ασύρματα δίκτυα, η δικαιοσύνη που αποδίδεται μεταξύ των κινητών τερματικών συνδέεται με την διαχείριση και τους αλγόριθμους αξιοποίησης πόρων (εν προκειμένω των υποφορέων και της ισχύος) και αξιολογείται με τη βοήθεια του δείκτη δικαιοσύνης (*FI* - Fairness Index) [166]. Εάν ένας αλγόριθμος δεν διαχειρίζεται δίκαια τα τερματικά, τότε οι πόροι καταναλώνονται άσκοπα και ο δείκτης δικαιοσύνης τείνει στο 0, διαφορετικά τείνει στο 1:

$$0 \leq FI \leq 1 \quad (3-19)$$

Στην παρούσα ερευνητική εργασία, ο σκοπός είναι η εξυπηρέτηση όσο το δυνατόν περισσότερων τερματικών (*CFI* - Capacity Fairness Index) και η δίκαιη κατανομή ισχύος (*PFI* - Power Fairness Index) μεταξύ των τερματικών.

$$CFI(MTs) = \frac{\left[\sum_{i=1}^{MC} mt_i \right]^2}{MC * \sum_{i=1}^{MC} mt_i^2}, \quad PFI(POW) = \frac{\left[\sum_{i=1}^{MC} pow_i \right]^2}{MC * \sum_{i=1}^{MC} pow_i^2} \quad (3-20)$$

όπου *MC* είναι το πλήθος των εκτελούμενων *Monte Carlo* προσομοιώσεων, mt_i είναι το σύνολο των κινητών τερματικών που εξυπηρετούνται στη διάρκεια μιας προσομοίωσης *MC*, pow_i είναι η μέση καταναλισκόμενη ισχύς ανά κινητό τερματικό στη διάρκεια μίας προσομοίωσης *MC*. $MTs = [mt_1, mt_2, \dots, mt_{MC}]$ και $POW = [pow_1, pow_2, \dots, pow_{MC}]$ είναι μονοδιάστατοι πίνακες των οποίων κάθε στοιχείο αντιπροσωπεύει το πλήθος τερματικών και την καταναλισκόμενη ισχύ ανά *MT* αντίστοιχα όπως αυτό προκύπτει με το πέρας μίας *MC*. Τα *MT* και *POW* κανονικοποιούνται ως προς το μέγιστο πλήθος τερματικών που δύνανται να εξυπηρετηθούν και την μέγιστη ισχύ που μπορεί να καταναλωθεί (1 Watt) αντίστοιχα.

3.8 Αξιολόγηση προτεινόμενων RRM τεχνικών

Σε αυτή την παράγραφο αξιολογούνται οι τεχνικές διαχείρισης ραδιοπόρων που παρουσιάστηκαν στις προηγούμενες ενότητες και αποτελούν αντικείμενο μελέτης του παρόντος πονήματος.

Συγκεκριμένα, διεκπεραιώνονται οι διαδικασίες όπως παρουσιάστηκαν στην Ενότητα 2.4.1 για διαφορετικές καταστάσεις δικτύου εστιάζοντας κυρίως στο *Βήμα 3*, όπου καθορίζεται η πρόσβαση του εκάστοτε κινητού τερματικού στο φυσικό μέσο διάδοσης με τη βοήθεια των εξεταζόμενων τεχνικών: *Round Robin* (εφεξής *Sequential*), *Pseudo-Random Permutation* (εφεξής *Random*), *FFR*, *BAJSS/GRID*, *RAJSS*. Στο βήμα αυτό εν ολίγοις ανατίθεται σε κάθε νεοεισερχόμενο τερματικό προκαθορισμένο πλήθος υποφορέων και για να διατηρηθεί το *QoS* τόσο το δικό του όσο και των προϋπάρχοντων στο επόμενο βήμα (*Βήμα 4*) διεξάγεται έλεγχος ισχύος μεταξύ των ομοδιαυλικών τερματικών.

Η αξιολόγηση των τεχνικών έγινε σε τρία στάδια. Στο αρχικό στάδιο, μελετήθηκε η επίδοση συστήματος πυκνού κυψελικού πλέγματος υιοθετώντας τις τεχνικές *Random*, *BAJSS* και *RAJSS* [ΔΣ 5]. Σε δεύτερο στάδιο [ΔΣ 1], οι ίδιες τεχνικές υιοθετήθηκαν σε σύστημα αραιού κυψελικού πλέγματος όπου οι ομοδιαυλικές παρεμβολές είναι λιγότερο έντονες (αύξηση απόστασης όμορων σταθμών βάσης), συγκρίθηκε η επίδοσή τους με τις *Sequential* και *FFR* και αξιολογήθηκαν συνολικά. Η ολοκλήρωση της αξιολόγησης των τεχνικών γίνεται στο Κεφάλαιο 3.8.3 (τελευταίο στάδιο), όπου το σύστημα πυκνού κυψελικού πλέγματος υποστηρίζεται από δευτερεύον δίκτυο περιορισμένης εμβέλειας [ΕΠ 2, ΔΣ 1]. Στο ετερογενές δίκτυο που προκύπτει υιοθετούνται, λόγω πρακτικότητας και καλύτερης επίδοσης, οι *Random* και *RAJSS*.

3.8.1 Επίδοση OFDMA συστημάτων πυκνού κυψελικού πλέγματος

Στο στάδιο αυτό, οι τεχνικές εξετάζονται σε σύστημα *OFDMA* με πυκνή διάταξη κυψελών (Εικόνα 3-16, 2 tiers) και μελετώνται για διαφορετικές πιθανότητες αποκλεισμού (π.χ. 10%, 30%, 40%, κ.τ.λ.) [ΔΣ 5]. Στην πράξη, οι εν λόγω τιμές θεωρούνται υψηλές, άρα και ανεπιθύμητες, εντούτοις εισάγονται στην πλατφόρμα προσομοίωσης για λόγους αξιολόγησης. Στις εικόνες που ακολουθούν (π.χ. Εικόνα 3-17-Εικόνα 3-19), κάθε οικογένεια στηλών αντιστοιχεί στο πλήθος υποφορέων που ανατίθεται ανά κινητό τερματικό, ενώ σε κάθε οικογένεια η πρώτη στήλη αντιστοιχεί στην *Random*, οι επόμενες τρεις στην *BAJSS(G)* (όπου $G=4, 9, 16$), ενώ οι υπόλοιπες στην *RAJSS*. Στην τελευταία περίπτωση, εξετάζονται σενάρια για διάφορους συνδυασμούς *PD-CD* ($PD = 0.0\text{ km}, 0.5\text{ km}, 0.75\text{ km}$ και $CD \leq 1.5\text{ km}, 0.75\text{ km}, 0.5\text{ km}$).

Σχετικά με τον *BAJSS*, όταν η πιθανότητα αποκλεισμού είναι χαμηλή (οι *MC* προσομοιώσεις δεν έχουν περιθώριο να εξελιχθούν), η εν λόγω τεχνική παρουσιάζει τη χειρότερη επίδοση, εκτός από περιπτώσεις όπου το πλήθος υποφορέων ανά *MT* είναι μεγάλο. Παρόλα αυτά, για 30% πιθανότητα αποκλεισμού και 3, 4 και 5 κανάλια ανά *MT*, η στρατηγική παρουσιάζει βελτίωση και μάλιστα είναι ελαφρώς αποδοτικότερη της *Random*, Εικόνα 3-18. Ιδιαίτερα στην περίπτωση που η κυψελική επιφάνεια είναι διαιρεμένη σε 4 υποπεριοχές, η χωρητικότητα παρουσιάζεται βελτιωμένη με κέρδος 32,68% για 4 κανάλια ανά *MT*, Πίνακας 3-6. Στην Εικόνα

3-19 ($G = 4$), παρατηρείται κέρδος ίσο με 50,97% στην μέση χωρητικότητα MT για 5 υποφορείς ανά MT .

Ουσιαστικά, όσο αυξάνει το πλήθος των υπο-περιοχών ανά BS τόσο χειροτερεύει η συνολική απόδοση του συστήματος. Το φαινόμενο οφείλεται στο γεγονός ότι για G μικρό (γεωγραφικές υπο-περιοχές είναι περισσότερες εκτενείς και φιλοξενούν περισσότερους χρήστες), οι πιθανότητες έλλειψης υποφορέων στην υπο-περιοχή είναι μειωμένες. Οι πιθανότητες έλλειψης υποφορέων αυξάνει όταν το G αυξάνει (οι υπο-περιοχές είναι συρρικνωμένες, το μήκος των φασματικών υποσυνόλων είναι μικρό). Έτσι, η πιθανότητα δέσμευσης υποφορέων από άλλη υπο-περιοχή από το MT αυξάνει γεγονός που εντείνει το φαινόμενο των ομοδιαυλικών παρεμβολών Εικόνα 3-12β.

Στην ίδια εικόνα, γίνεται η υπόθεση ότι υπάρχουν δύο υπο-περιοχές (έντονη πράσινη και έντονη κόκκινη), οι οποίες ήδη φιλοξενούν αρκετά MT . Στην περίπτωση που αυτές οι υπο-περιοχές δεν μπορούν να διαθέσουν ραδιοπόρους σε νεοεισαχθέντα MT , τότε το τερματικά αυτών των υπο-περιοχών θα δεσμεύσουν πόρους γειτονικών υπο-περιοχών. Η πρώτη υποψήφια υπο-περιοχή είναι η έντονη μπλε, τόσο για να τερματικά της κόκκινης υπο-περιοχής όσο και για τα τερματικά της πράσινης υπο-περιοχής, αυξάνοντας με τον τρόπο αυτό τις ομοδιαυλικές παρεμβολές.

Στον ακόλουθο πίνακα (Πίνακας 3-6) παρουσιάζεται το κέρδος (green fonts)/απώλεια (red fonts) στη μέση χωρητικότητα όταν υιοθετείται η $BAJSS$ αναφορικά με την $Random$. Το κέρδος στη μέση χωρητικότητα με την $RAJSS$ δίνεται σε αντίστοιχο πίνακα (Πίνακας 3-7).

Όσον αφορά στην $RAJSS$, η συγκεκριμένη στρατηγική παρουσιάζει αξιοσημείωτα κέρδη μέσης χωρητικότητας για $PD = 0 \text{ km}$ και $CD \leq 1.5 \text{ km}$ (Εικόνα 3-17-Εικόνα 3-19). Στην Εικόνα 3-18 φαίνεται ότι η στρατηγική βοηθά περισσότερο στην βελτίωση της απόδοσης του συστήματος όταν $PD = 0 \text{ km}$ και $CD \leq 1.5 \text{ km}$ και 4 υποφορείς ανά MT . Συμπερασματικά, προκύπτει ότι η μέση χωρητικότητα αυξάνεται όταν στην $RAJSS$ (Πίνακας 3-8):

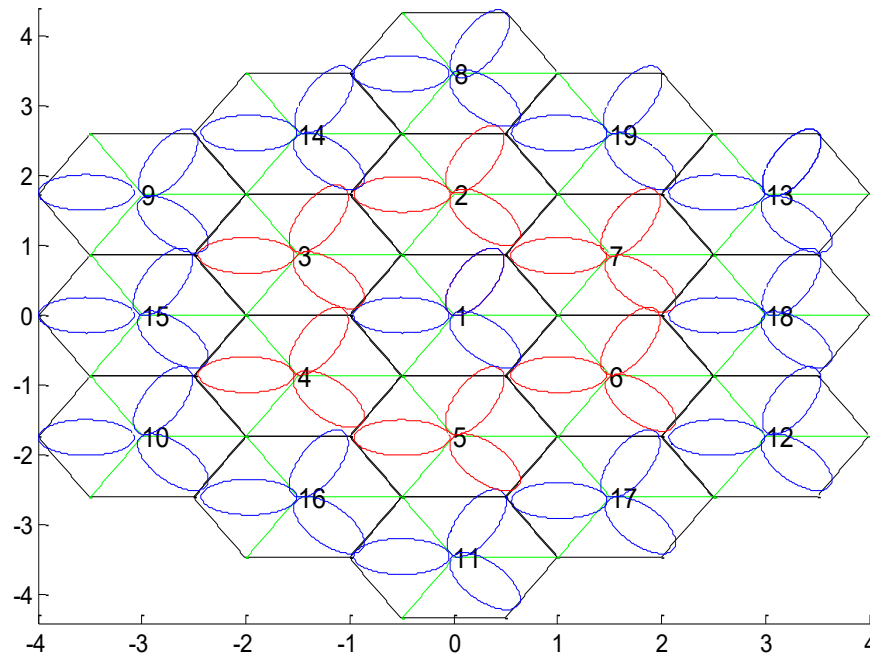
- το CD είναι σταθερό και το PD μειώνεται (Πίνακας 3-8, Γραμμές 1-3),
- το CD αυξάνει και το PD είναι σταθερό (Πίνακας 3-8, Γραμμές 8-10),

- το CD μεγιστοποιείται και το PD ελαχιστοποιείται (Πίνακας 3-8, Γραμμές 15-16).

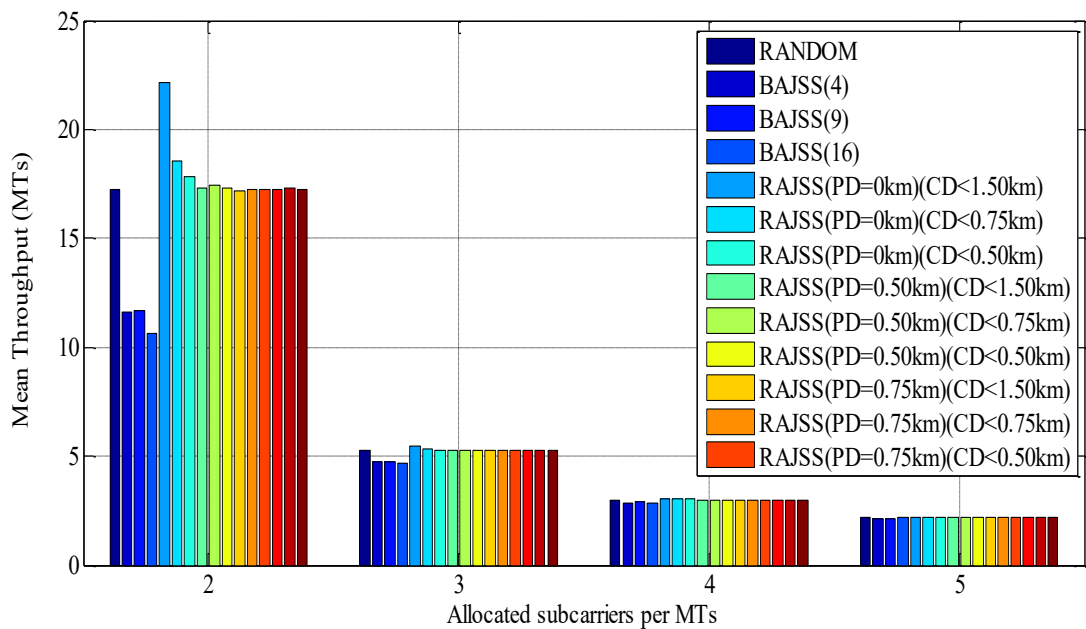
όπου $0km \leq pd \leq PD$ και $0km \leq cd \leq CD$. Η συμπεριφορά της τεχνικής συνοψίζεται γραφικά στην Εικόνα 3-20.

Τέλος, όσον αφορά στην μέση ισχύ και στην μέση συνολική ισχύ οι οποίες καταναλίσκονται ανά κινητό τερματικό (Εικόνα 3-21) και σε όλο το σύστημα (Εικόνα 3-22) αντίστοιχα, παρουσιάζονται αποτελέσματα μόνο για πιθανότητα αποκλεισμού 30%, διότι είναι αντιπροσωπευτικά όλων των σεναρίων (η ίδια συμπεριφορά παρατηρείται και στις υπόλοιπες πιθανότητες αποκλεισμού). Καθώς μπορεί κανείς να παρατηρήσει, η μέση ισχύς που καταναλίσκεται από ένα τερματικό δεν ξεπερνά το $\frac{P_{MTmax}}{4}$ ($< 25 mWatts$) γεγονός που αποδεικνύει ότι η μέθοδος ανάθεσης ισχύος που χρησιμοποιείται από την πλατφόρμα εξοικονομεί χονδρικά το 75% της μέγιστης ισχύος που μπορεί να διατεθεί σε ένα τερματικό. Έτσι, στο σενάριο όπου κάθε τερματικό αποκτά πρόσβαση στο φυσικό μέσο διάδοσης με τη βοήθεια 3 υποφορέων ($\approx 200 MTs$, Εικόνα 3-18), η μέση συνολική ισχύς που καταναλίσκεται στο σύστημα είναι της τάξης των 50-60 Watts περίπου (Εικόνα 3-22 και αντιστοιχεί στο 1/4-1/3 της μέγιστης (200 Watts) εάν κάθε τερματικό κατανάλωνε αυστηρά 1 Watt.

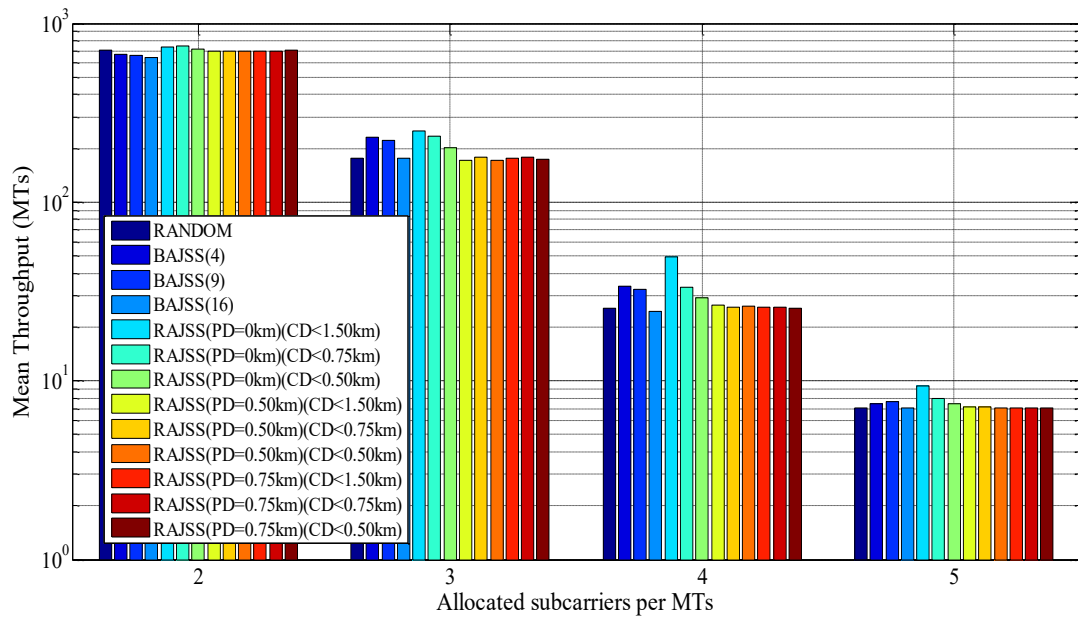
Γενικά, παρατηρείται (ασχέτως τεχνικής) ότι στα σενάρια όπου ανατίθενται πολλοί υποφορείς ανά MT τα αποτελέσματα συγκλίνουν σε χαμηλότερες τιμές χωρητικότητας. Το αυξημένο πλήθος υποφορέων ανά τερματικό αυξάνει τις πιθανότητες επαναχρησιμοποίησής τους στις κυψέλες γεγονός που ενισχύει τις ομοδιαυλικές παρεμβολές, άρα και την απόρριψη τερματικών κατά την διαδικασία ελέγχου της ισχύος. Με την $RAJSS$ η μέση χωρητικότητα είναι υψηλότερη εν συγκρίσει με τις υπόλοιπες τεχνικές και κατά συνέπεια αυξάνει την συνολική καταναλισκόμενη ισχύ. Σχετικά με την $BAJSS$, η μέση χωρητικότητα είναι ελαχιστοποιημένη στην πλειοψηφία των σεναρίων που προσομοιάζονται. Η $Random$ συναγωνίζεται στην χωρητικότητα του δικτύου την $RAJSS$, ενώ παρουσιάζει μειωμένη υπολογιστική πολυπλοκότητα. Τέλος, χάρη στην πλατφόρμα που υλοποιήθηκε πραγματοποιείται αισθητή εξοικονόμηση ισχύος.



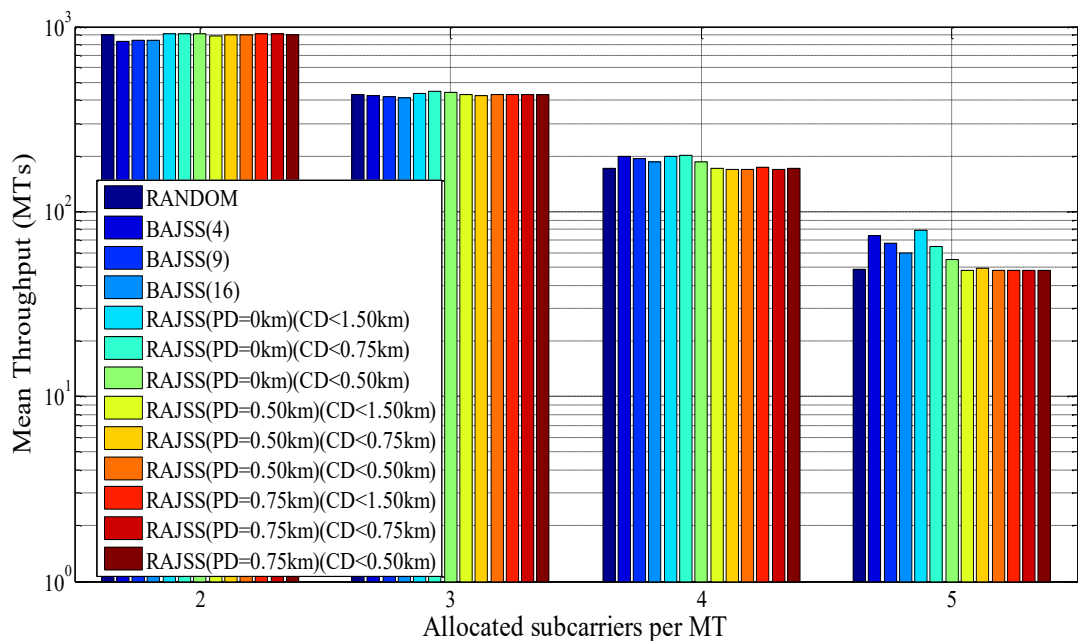
Εικόνα 3-16: Χωροταξική τοποθέτηση 19 εξαγωνικών κυψελών (2 tiers) και η διαμόρφωση δέσμης ανά tier.



Εικόνα 3-17: Μέσος αριθμός *MT* για πιθανότητα αποκλεισμού 10% και 2 tiers.



Εικόνα 3-18: Μέσος αριθμός *MT* για πιθανότητα αποκλεισμού 30% (λογαριθμική κλίμακα) και 2 tiers.



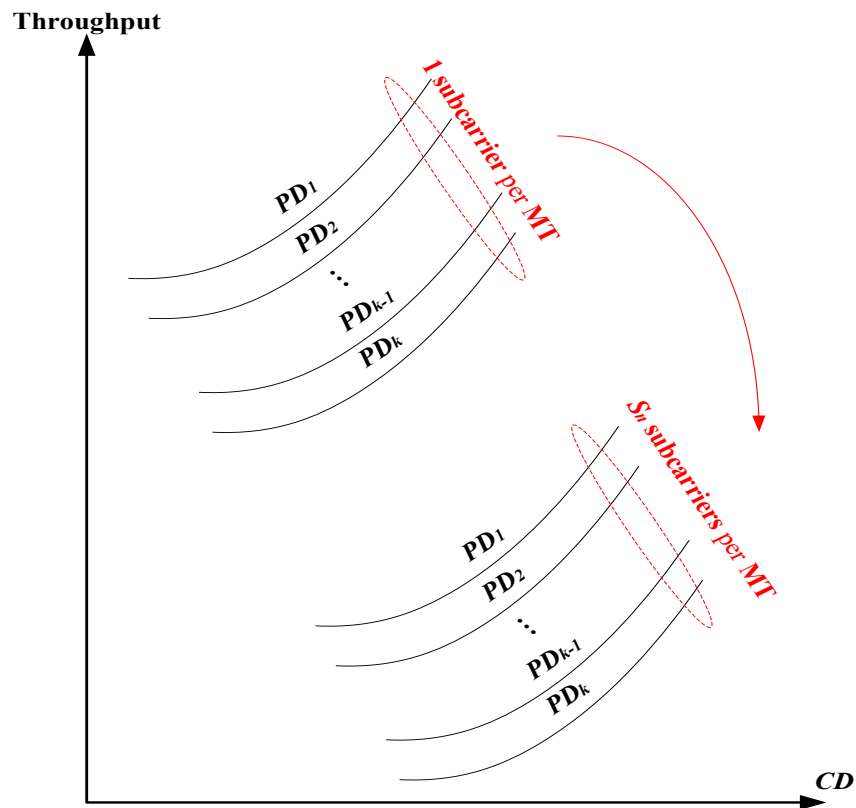
Εικόνα 3-19: Μέσος αριθμός *MT* για πιθανότητα αποκλεισμού 40% (λογαριθμική κλίμακα) και 2 tiers.

Πίνακας 3-6: Επίδοση BAJSS/GRID και 2 tiers.

Πιθανότητα αποκλεισμού	Πλήθος υποφορέων ανά MT	BAJSS $G = 4$	BAJSS $G = 9$	BAJSS $G = 16$
10%	2	-32.64%	-32.33%	-38.25%
	3	-9.93%	-9.43%	-10.42%
	4	-4.42%	-3.42%	-5.38%
	5	-3.58%	-0.81%	0.63%
30%	2	-4.55%	-6.52%	-4.05%
	3	31.78%	26.34%	0.13%
	4	32.68%	26.75%	-4.56%
	5	5.57%	7.53%	-0.92%
40%	2	-7.38%	-6.55%	-6.34%
	3	-1.83%	-3.11%	-4.06%
	4	17.25%	13.97%	9.49%
	5	50.97%	38.27%	22.65%

Πίνακας 3-7: Επίδοση RAJSS και 2 tiers.

Πιθανότητα αποκλεισμού	Πλήθος υποφορέων ανά MT	RAJSS
		$PD = 0$ km, $CD < 1,5$ km
10%	2	28.58%
	3	3.99%
	4	1.30%
	5	1.00%
30%	2	5.08%
	3	43.71%
	4	93.39%
	5	31.67%
40%	2	1.08%
	3	0.97%
	4	16.78%
	5	63.13%

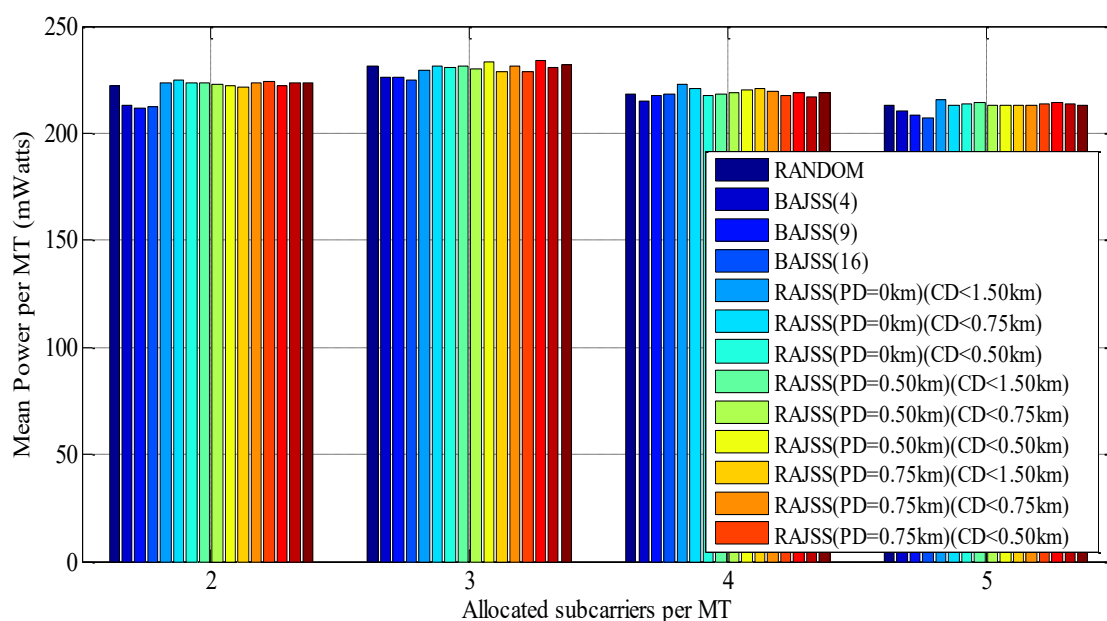


Εικόνα 3-20: Οικογένειες καμπυλών *Throughput* vs. *CD*.

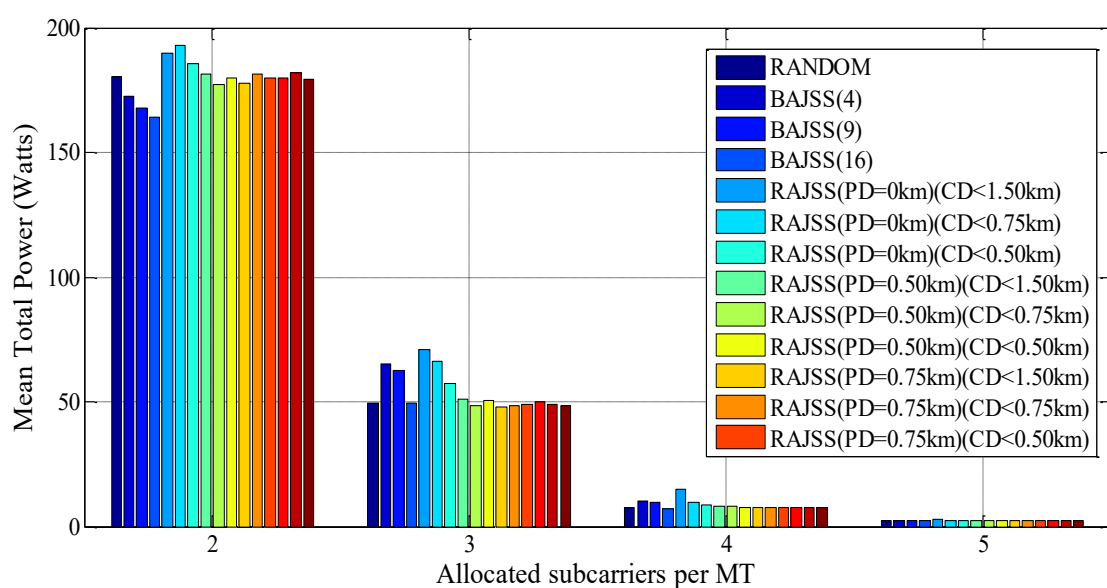
Πίνακας 3-8: Επίδραση *CD* και *PD* στη μέση χωρητικότητα.

```

(01) if PD ≠ ct && CD = ct
(02)   if pd → 0km
(03)     E[T] → arg max (E[T])
(04)   elseif pd → PD
(05)     E[T] → arg min (E[T])
(06)   end
(07) end
(08) if CD ≠ ct && PD = ct
(09)   if cd → 0km
(10)     E[T] → arg min (E[T])
(11)   elseif cd → CD
(12)     E[T] → arg max (E[T])
(13)   end
(14) end
(15) if PD_k → 0km && CD_k → CD
(16)   E[T] → arg max (E[T])
(17) end
    
```



Εικόνα 3-21: Μέση καταναλισκόμενη ισχύς ανά *MT* για πιθανότητα αποκλεισμού 30% (2 tiers).

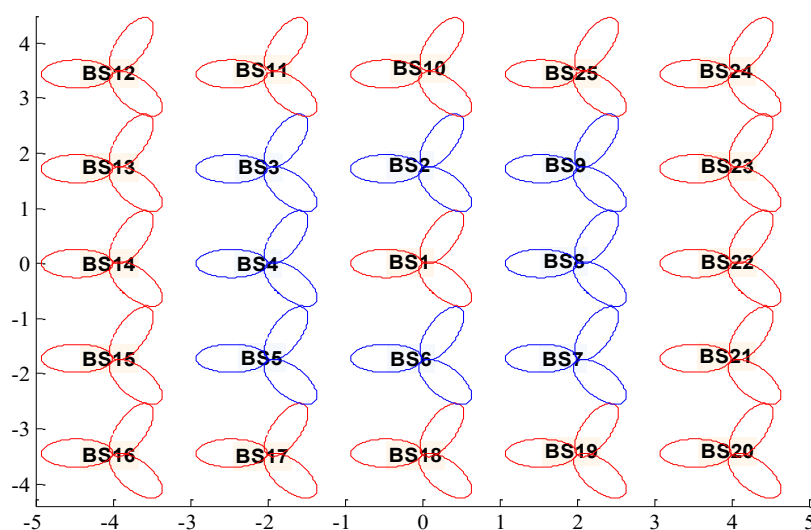


Εικόνα 3-22: Μέση καταναλισκόμενη συνολική ισχύς κάτω ζεύξης για πιθανότητα αποκλεισμού 30% (2 tiers).

3.8.2 Επίδοση OFDMA συστημάτων αραιού κυψελικού πλέγματος

Κατόπιν της αραιής κυψελικής διάταξης, η φασματική πρόσβαση στο φυσικό στρώμα μελετάται και αξιολογείται σε *OFDMA* σύστημα αραιής κυψελικής διάταξης (Εικόνα 3-12α, Εικόνα 3-23), [ΔΣ 1]. Η χωροταξική τοποθέτηση μειωμένης πυκνότητας των σταθμών βάσης καθιστά λιγότερο έντονες τις *CCI*, διότι αφενός οι

σταθμοί απέχουν μεταξύ τους μεγαλύτερη απόσταση και αφετέρου οι κυψελικές περιοχές δεν αλληλοεπικαλύπτονται. Εξαιτίας της αυξημένης απόστασης των σταθμών προτιμάται η τετράπλευρη συνόρευση των κυψελών έναντι της εξάπλευρης για την αποφυγή "γκρίζων" περιοχών (αδυναμία κάλυψης). Αν και εκ των προτέρων αναμένεται η αύξηση της ρυθμαπόδοσης (περισσότεροι *BSs*: #25 σταθμοί βάσης αντί #19 για 2 tiers, διευρυμένη κυψελική επιφάνεια), λόγος διεξαγωγής των ακόλουθων προσομοιώσεων είναι η συγκριτική μελέτη της συμπεριφοράς των τεχνικών που παρουσιάστηκαν σε προηγούμενες ενότητες.



Εικόνα 3-23: Χωροταξική τοποθέτηση 25 κυψελών (2 tiers).

Έχοντας θεωρήσει και εν προκειμένω ομοιοκατευθυντική κεραία τριών λοβών (2-13) [39], προσομοιώθηκαν τα σενάρια δικτύου που συνοψίζονται στον επόμενο πίνακα (Πίνακας 3-9). Όπως και σε προηγούμενα αποτελέσματα, για να απλοποιηθεί η επίλυση του προβλήματος της φασματικής πενίας, το οποίο απαιτεί πολύπλευρη παραμετροποίηση, αλλά και για να μπορούν να συγκριθούν η τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης στην ίδια βάση θεωρούμε ότι τα κινητά τερματικά αποκτούν πρόσβαση στον ραδιοδιάυλο με ίσο πλήθος *OFDM* υποφορέων. Στις συγκεκριμένες προσομοιώσεις δικτύου, η πολλαπλή πρόσβαση διεκπεραιώνεται με 1, 2 ή 5 υποφορείς (εναλλακτικά 156.25 Kbps, 312.5 Kbps, 781.25 Kbps αντίστοιχα).

Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων προκύπτει (Εικόνα 3-24-Εικόνα 3-26) ότι οι *RAJSS* και *GRID* (Πίνακας 3-4, Πίνακας 3-5) προσδίδουν στο δίκτυο τη δυνατότητα υποστήριξης αυξημένου αριθμού τερματικών. Επίσης, παρατηρείται ότι η τεχνική εικονικής κατάτμησης της κυψελικής επιφάνειας (*BAJSS*, πυκνή κυψελική διάταξη) βελτιώνει τις επιδόσεις της στην αραιή κυψελική διάταξη (*GRID*) και

αποκτά συμπεριφορά συγκρίσιμη της *RAJSS* (Πίνακας 3-10, Πίνακας 3-11). Το γεγονός οφείλεται στην απουσία αλληλοεπικάλυψης των περιφερειακών "γεωτεμαχίων" των γειτονικών σταθμών βάσης. Από τα διάφορα σενάρια αρχιτεκτονικής της *GRID* που προσομοιώθηκαν διαπιστώνεται ότι η *GRID(25)* υπερτερεί των υπολοίπων, ενώ η *GRID(16)* υποστηρίζει λιγότερα κινητά τερματικά. Επόμενη σε επίδοση είναι η *Sequential*, η οποία μπορεί να συγκριθεί με αυτή της *Random*. Στην προκειμένη περίπτωση, η βελτίωση της *Sequential* οφείλεται στην αυξημένη απόσταση των σταθμών βάσης (εξασθένιση *CCI*). Έτσι, τα πρώτα κινητά τερματικά των σταθμών βάσης που επαναχρησιμοποιούν τους ίδιους *OFDM* υποφορείς επηρεάζονται εξασθενημένα από τα διαγράμματα ακτινοβολίας των υπόλοιπων σταθμών και κατά την ανάθεση/έλεγχο ισχύος περισσότερο τερματικά παραμένουν συνδεδεμένα παρά απορρίπτονται. όσον αφορά στην *FFR*, η τεχνική αυτή δεν ευνοεί το σύστημα όπως αναμένεται. Οι διαθέσιμοι ραδιοπόροι διαμοιράζονται αυστηρά στην εσωτερική και εξωτερική κυψελική υποπεριοχή με αποτέλεσμα τα τερματικά στην εκάστοτε υπο-περιοχή να έχουν πρόσβαση σε λιγότερους πόρους.

Πίνακας 3-9: Παραμετροποίηση *OFDMA* δικτύου με αραιό κυψελικό πλέγμα.

Παράμετροι	Τιμή/Σύμβαση
Απόσταση κυψελών x/y αξόνων	2km / 1.73 km
Σειρές κυψελών περιφερειακά της κεντρικής κυψέλης (Tiers)	1, 2
Ύψος σταθμού βάσης / κινητού χρήστη	30 m / 1.5 m
Κεντρική συχνότητα λειτουργίας	2.5 GHz
Συνολικό εύρος ζώνης	10 MHz
Συνολικός αριθμός φερόντων ανά τομέα	128
Εύρος ζώνης φέροντος	78.125 KHz
Πλήθος υποφορέων ανά MT	1, 2, 5
Μοντέλο διάδοσης	Okumura-Hata, εκθέτης απωλειών 3.5
Τυπική απόκλιση σκίασης	8 dB
Διασπορά (Azimuth Spread)	Λαπλασιανή κατανομή, 5°
Bit Error Rate (BER)	10 ⁻⁶
E_b/N_o	9.6 dB ([167], Διαμόρφωση QPSK)
Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραιστοιχείων [39]	Broadside gain = 14 dBi Εύρος ημίσεας ισχύος (3 dB) = 70° Front-to-back ratio = 20 dB
Μέγιστη ισχύς μετάδοσης BS/MT	43 dBm / 30 dBm
Επίπεδο θερμικού θορύβου στον κινητό χρήστη	-104 dBm
Πλήθος Monte Carlo προσομοιώσεων	10 ³ (σελ. 200)
Πιθανότητα αποκλεισμού	30%, 50%

Πίνακας 3-10: Επίδοση *GRID* ανά σενάριο.

(α) $PF = 30\%$, Tier = 1.

Subcarriers per MT	Best <i>GRID</i> (x)
1	<i>GRID</i> (25)
2	<i>GRID</i> (9)
5	<i>GRID</i> (36)

(β) $PF = 30\%$, Tiers = 2

Subcarriers per MT	Best <i>GRID</i> (x)
1	<i>GRID</i> (25)
2	<i>GRID</i> (25)
5	<i>GRID</i> (25)

(γ) $PF = 50\%$, Tier = 1

Subcarriers per MT	Best <i>GRID</i> (x)
1	<i>GRID</i> (36)
2	<i>GRID</i> (9)
5	<i>GRID</i> (25)

(δ) $PF = 50\%$, Tiers = 2

Subcarriers per MT	Best <i>GRID</i> (x)
1	<i>GRID</i> (9)
2	<i>GRID</i> (25)
5	<i>GRID</i> (4)

Πίνακας 3-11: Επίδοση τεχνικών ανά σενάριο.

(α) $PF = 30\%$, Tier = 1.

Subcarriers per MT	Best Strategy	Gain (%)
1	<i>RAJSS</i> (PD^{0km} , $CD^{1.5km}$ or <i>GRID</i> (36))	-
2	<i>RAJSS</i> (PD^{0km} , $CD^{1.0km}$)	3
5	<i>GRID</i> (36)	-

(β) $PF = 30\%$, Tiers = 2

Subcarriers per MT	Best Strategy	Gain (%)
1	<i>RAJSS</i> (PD^{0km} , $CD^{1.0km}$)	4
2	<i>RAJSS</i> (PD^{0km} , $CD^{1.0km}$)	1
5	<i>GRID</i> (25)	-

(γ) $PF = 50\%$, Tier = 1

Subcarriers per MT	Best Strategy	Gain (%)
1	<i>RAJSS</i> (PD^{0km} , $CD^{1.0km}$ or <i>GRID</i> (25))	-
2	<i>GRID</i> (9)	-
5	<i>GRID</i> (25)	-

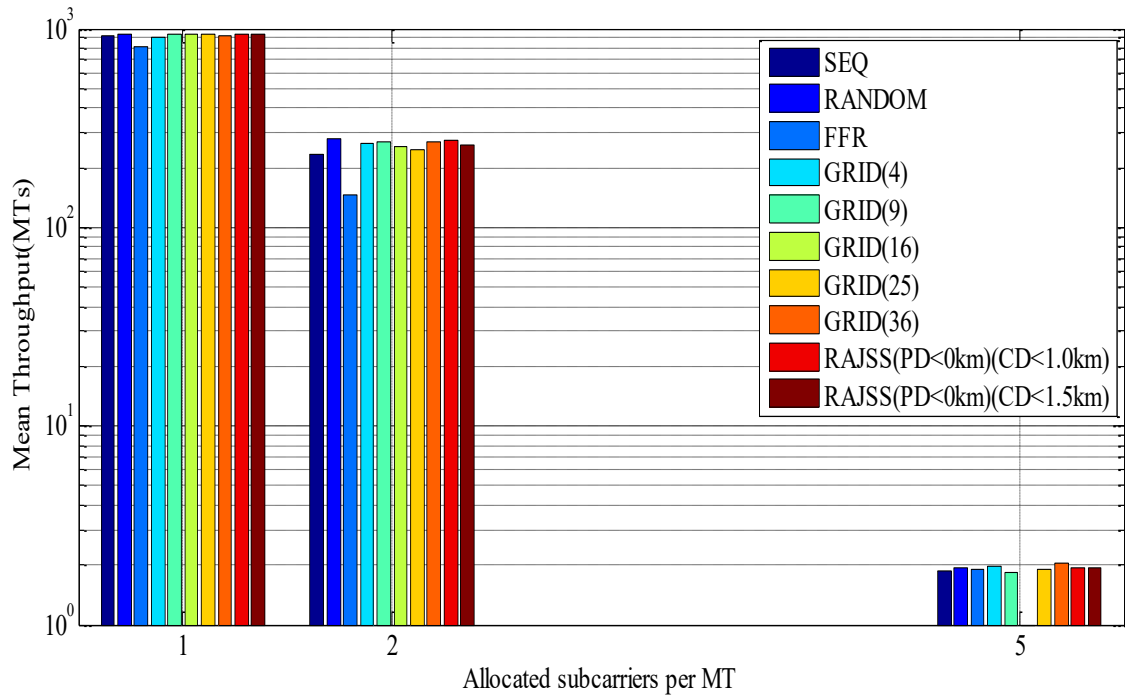
(δ) $PF = 50\%$, Tiers = 2

Subcarriers per MT	Best Strategy	Gain (%)
1	<i>RAJSS</i> (PD^{0km} , $CD^{1.0km}$)	2.6
2	<i>GRID</i> (25)	-
5	<i>RAJSS</i> (PD^{0km} , $CD^{1.5km}$)	1.6

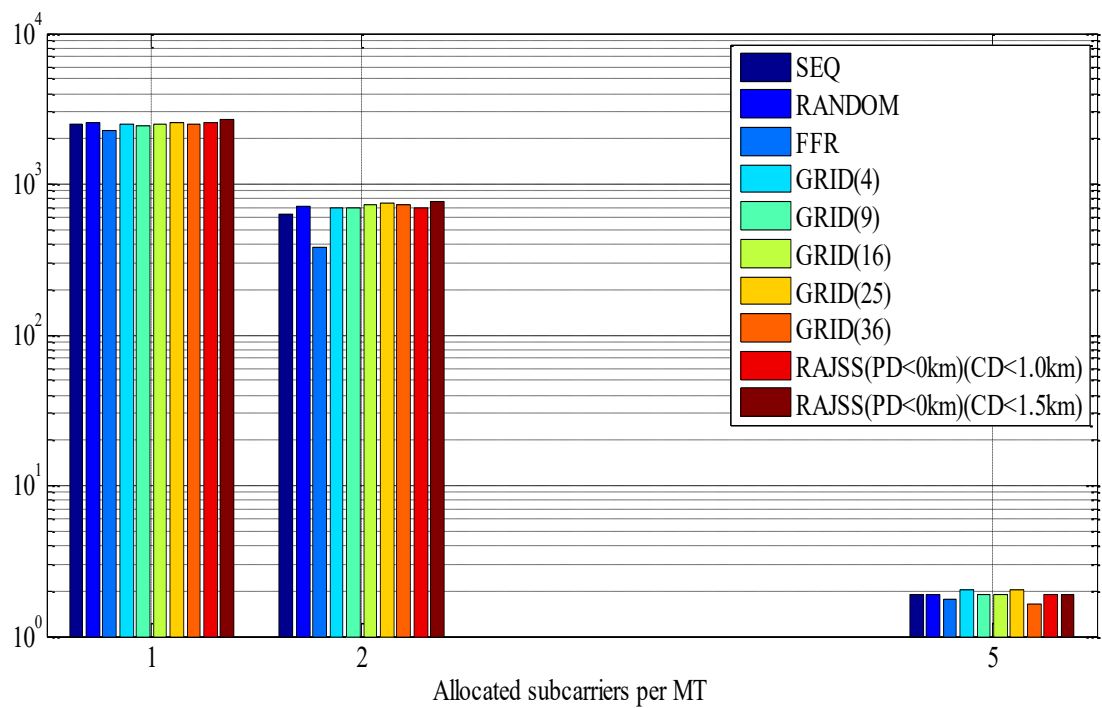
Τέλος (Εικόνα 3-26), τα αποτελέσματα σχετικά με την ισχύ δείχνουν ότι η πλατφόρμα μπορεί να εξοικονομήσει χονδρικά το 70% της μέγιστης διαθέσιμης ισχύος. Εστιάζοντας κυρίως στα πολυχρηστικά σενάρια (1 και 2 *OFDM* υποφορείς ανά *MT*), η συνολική ισχύς που καταναλίσκεται σε όλο το δίκτυο για 1 tier ισούται με 25% (1 *OFDM* υποφορέας) και 32% (2 *OFDM* υποφορείς), ενώ για 2 tiers

ισούται με 24% (1 *OFDM* υποφορέας) και 33% (2 *OFDM* υποφορείς). Η εξοικονόμηση ισχύος καθίσταται ευκολότερα αντιληπτή με το ακόλουθο παράδειγμα.

Θεωρούμαι ότι κάθε κινητό τερματικό πρέπει αυστηρά να εκμεταλλεύεται τη μέγιστη δυνατή ισχύ που του αντιστοιχεί στο δίκτυο (π.χ. 1 Watt) και τη διαμοιράζει μεταξύ 2 *OFDM* υποφορέων. Σε ένα δίκτυο με 1 tier (ή 9 *BSSs*), η κατανάλωση ισχύος ισούται με 576 Watts ($= \frac{128 \text{ OFDM/BSS}}{2 \text{ OFDM/MT}} * 9 \text{ BSSs} * 1 \frac{\text{Watt}}{\text{MT}}$). Εντούτοις, η συνολική καταναλισκόμενη ισχύς προκύπτει από τις προσομοιώσεις ότι ισούται με 200 Watts περίπου ανεξαρτήτου τεχνικής. Για 1 *OFDM* υποφορέα, 1 Watt ανά *MT* και 1 tier, η συνολική κατανάλωση ισχύος θα ήταν 1152 Watts. Επειδή, όμως, η πλατφόρμα διεκπεραιώνει δυναμική ανάθεση ισχύος ανά υποφορέα στα ομοδιαυλικά τερματικά, τελικά η ισχύς είναι μικρότερη των 600 Watts.

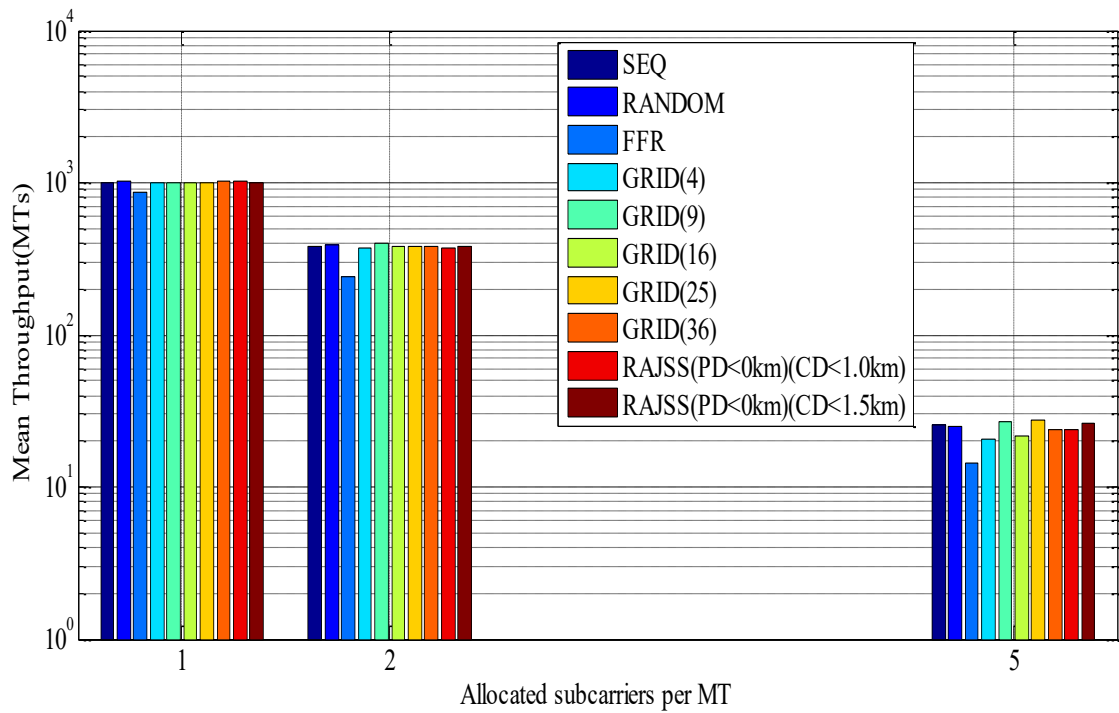


(α)

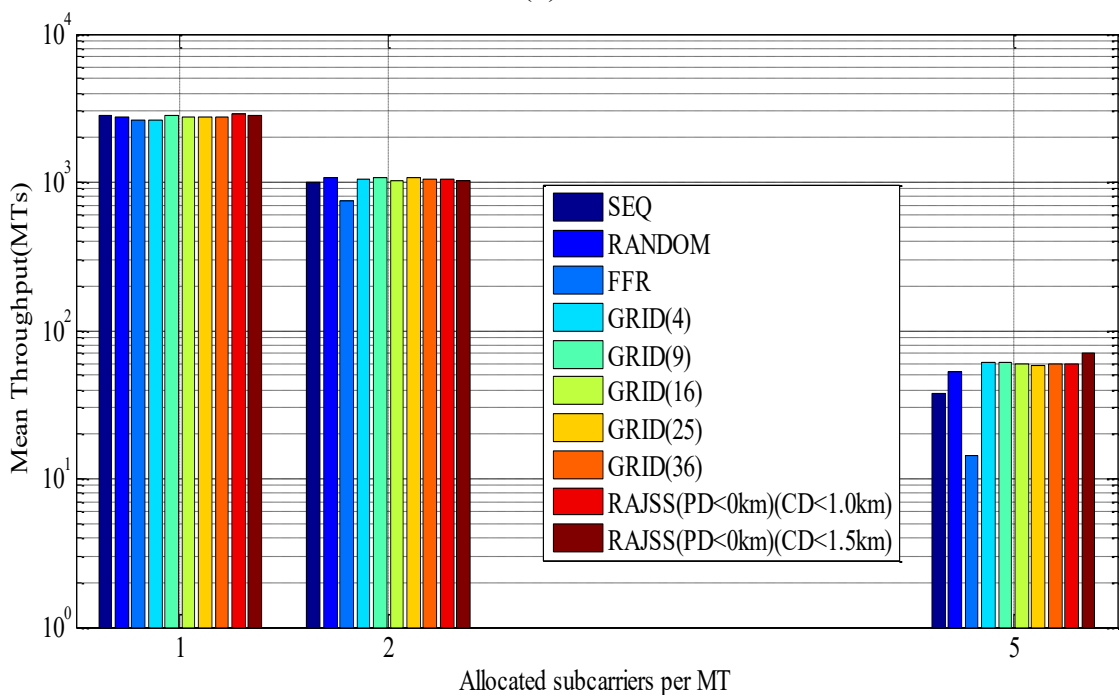


(β)

Εικόνα 3-24: Μέσος αριθμός MTs για πιθανότητα αποκλεισμού 30%, (α) 1 tier και (β) 2 tiers (λογαριθμική κλίμακα).

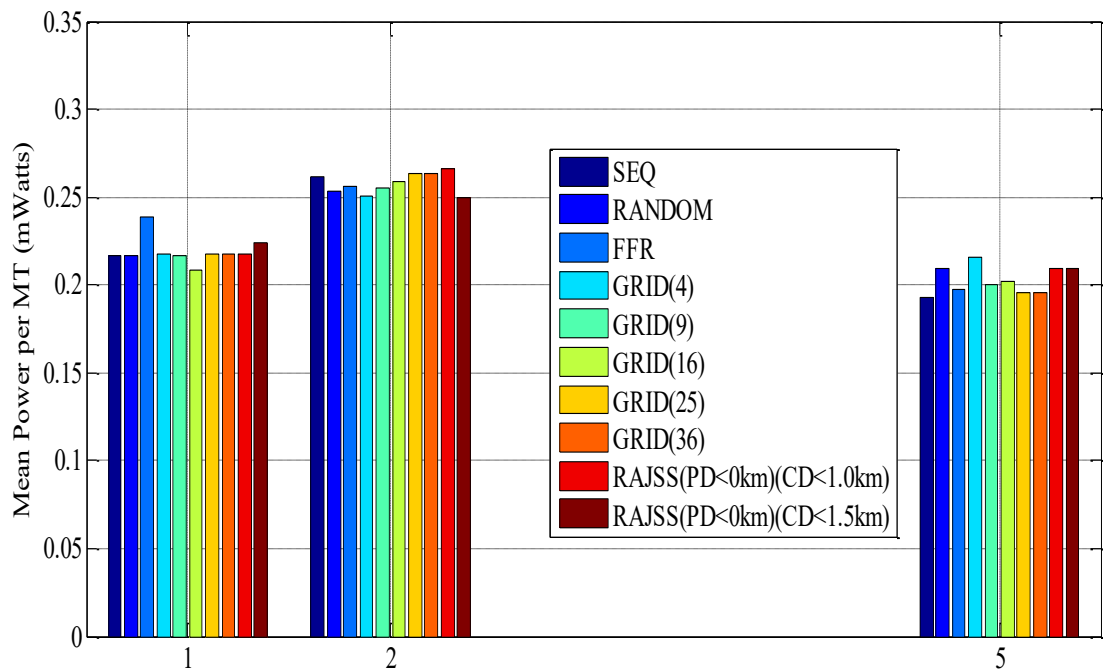


(α)

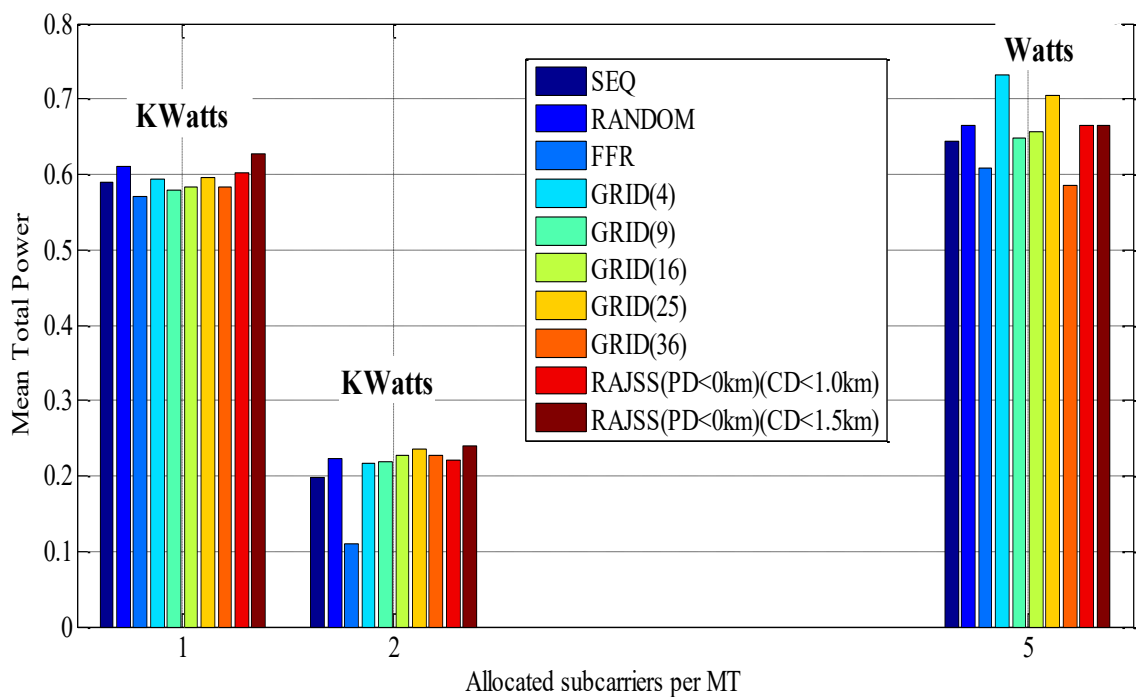


(β)

Εικόνα 3-25: Μέσος αριθμός *MTs* για πιθανότητα αποκλεισμού 50%, (α) 1 tier και (β) 2 tiers (λογαριθμική κλίμακα).



(α)



(β)

Εικόνα 3-26: (α) Μέση καταναλισκόμενη ισχύς ανά *MT* και (β) Μέση καταναλισκόμενη συνολική ισχύς κάτω ζεύξης για πιθανότητα αποκλεισμού 30% (2 tiers).

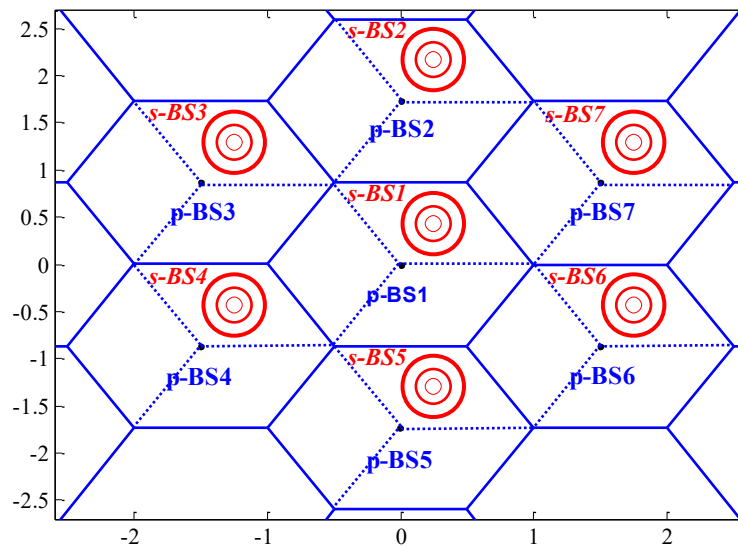
3.8.3 Επίδοση ετερογενούς OFDMA συστήματος αραιού κυψελικού πλέγματος και επίδραση RRM τεχνικών στη συνολική απόδοση του συστήματος

Στο παρόν κεφάλαιο, επικαιροποιείται στα χαμηλά στρώματα (*PHY, MAC*) η πλατφόρμα του Κεφαλαίου 2.4 με την προσθήκη επικουρικού δικτύου συνθέτοντας ένα καθολικό/ετερογενές δίκτυο [ΕΠ 2, ΔΣ 1]. Όπως και το κύριο, το δευτερεύον δίκτυο υποστηρίζει την πολλαπλή πρόσβαση στο φυσικό μέσο διάδοσης με ορθογωνική διαίρεση συχνότητας (π.χ. *OFDMA*) και συνεργατικά διαχειρίζονται την εξυπηρέτηση των κινητών τερματικών (*Access Network* και *Access Port/BS*). Από την άλλη η φασματική διαχείριση διεκπεριώνεται με τεχνικές που ήδη έχουν παρουσιαστεί (*Random, RAJSS*) προκειμένου να περιοριστούν η φασματική σπατάλη και οι Η/Μ παρεμβολές. Αφού παραμετροποιηθεί το ετερογενές *OFDMA* σύστημα και προσομοιωθούν διαφορετικές καταστάσεις δικτύου (πυκνή κυψελική διάταξη), ακολουθεί σχετικός σχολιασμός των προσομοιώσεων.

Αρχικά, θεωρούμε πολυχρηστικό ασύρματο ευρυζωνικό περιβάλλον 7 (1 tier) και στη συνέχεια 19 κυψελών (2 tiers) με τρεις τομείς έκαστη. Στο κέντρο της κάθε κυψέλης βρίσκεται τοποθετημένος ο σταθμός βάσης του πρωτεύοντος δικτύου (*primary BS, p-BS*), ενώ σε απόσταση $R/2$ Km (όπου R η ακτίνα κυψέλης κάθε δικτύου) από αυτόν τοποθετείται ένας σταθμός του δευτερεύοντος δικτύου (*secondary BS, s-BS*), Εικόνα 3-27. Επειδή, η παραμετροποίηση του ετερογενούς συστήματος είναι ιδιαίτερα εκτενής, για λόγους υπολογιστικής απλοποίησης η σχετική θέση όλων των *s-BSs* ως προς τους *p-BSs* είναι ίδια. Επιπλέον, κάθε κινητό τερματικό ορίζεται από ένα σύνολο παραμέτρων (καρτεσιανές συντεταγμένες, απώλειες πολύοδης διάδοσης, δεσμευμένοι ραδιοπόροι, καταναλισκόμενη ισχύς, κ.τ.λ.), το οποίο ουσιαστικά χαρακτηρίζει μια ενεργή ζεύξη. Οι τιμές όλων των παραμέτρων του συστήματος είναι συγκεντρωμένες στον επόμενο πίνακα (Πίνακας 3-12).

Στη διάρκεια μίας *MC* προσομοίωσης εκτελούνται τέσσερα βήματα (Εικόνα 3-28) όπως και στην περίπτωση του μεμονωμένου *OFDMA* δικτύου με τη μόνη διαφορά ότι λόγω του δευτερεύοντος δικτύου το *Step 2 (Service Request)* επικαιροποιείται με μία επιπλέον διαδικασία (*Step 2a - Network Access Request*). Αναλυτικότερα, στο *Step 1 (Access Attempt)*, τα *MTs* αποκτούν σειριακά τις

καρτεσιανές τους συντεταγμένες στο περιβάλλον προσομοίωσης. Στη συνέχεια (*Step 2a*), το n^{th} *MT* ($1 \leq n \leq N$) αιτείται σύνδεσης από το πλησιέστερο υποδίκτυο hn^{th} ($1 \leq hn \leq HN$) και αφού υπολογιστούν οι απώλειες πολύοδης διάδοσης, το *MT* θα συνδεθεί στον *BS* (είτε *p-BS*, είτε του *s-BSs*) ως προς τον οποίο παρουσιάζει τις χαμηλότερες απώλειες (*Step 2b - BS Access Request*). Η σύνδεση θα εδραιωθεί εφόσον αυτές δεν ξεπερνούν ένα προκαθορισμένο κατώφλι. Στην αντίθετη περίπτωση το τερματικό απομακρύνεται από το καθολικό δίκτυο. Στο *Step 3 (Waveform Assignment)*, ο *BS* αναθέτει S_n υποφορείς στο *MT* βάσει των *Random* και *RAJSS*. Τέλος, στο (*Step 4 - Dynamic Transmission Power Assignment, Power Control*), διατίθεται ισχύς $p_{n,s}$ σε κάθε υποφορέα s^{th} ($1 \leq s \leq S$) του n^{th} *MT* κατόπιν επίλυσης γραμμικού συστήματος, στο οποίο έχουν ληφθεί υπόψη και οι παρεμβολές από ομοδιαυλικά τερματικά. Εάν κατά τον έλεγχο ισχύος εντοπιστούν τερματικά στους οποίους έχει διατεθεί ισχύς υψηλότερη από 30 dBm, διακόπτεται η σύνδεσή τους, απορρίπτονται από το σύστημα και αποδεσμεύονται οι πόροι τους. Η ίδια διαδικασία θα επαναληφθεί έως ότου ξεπεραστεί η προκαθορισμένη πιθανότητα αποκλεισμού (*PF*).



Εικόνα 3-27: Κυψελική απεικόνιση του ετερογενούς δικτύου.

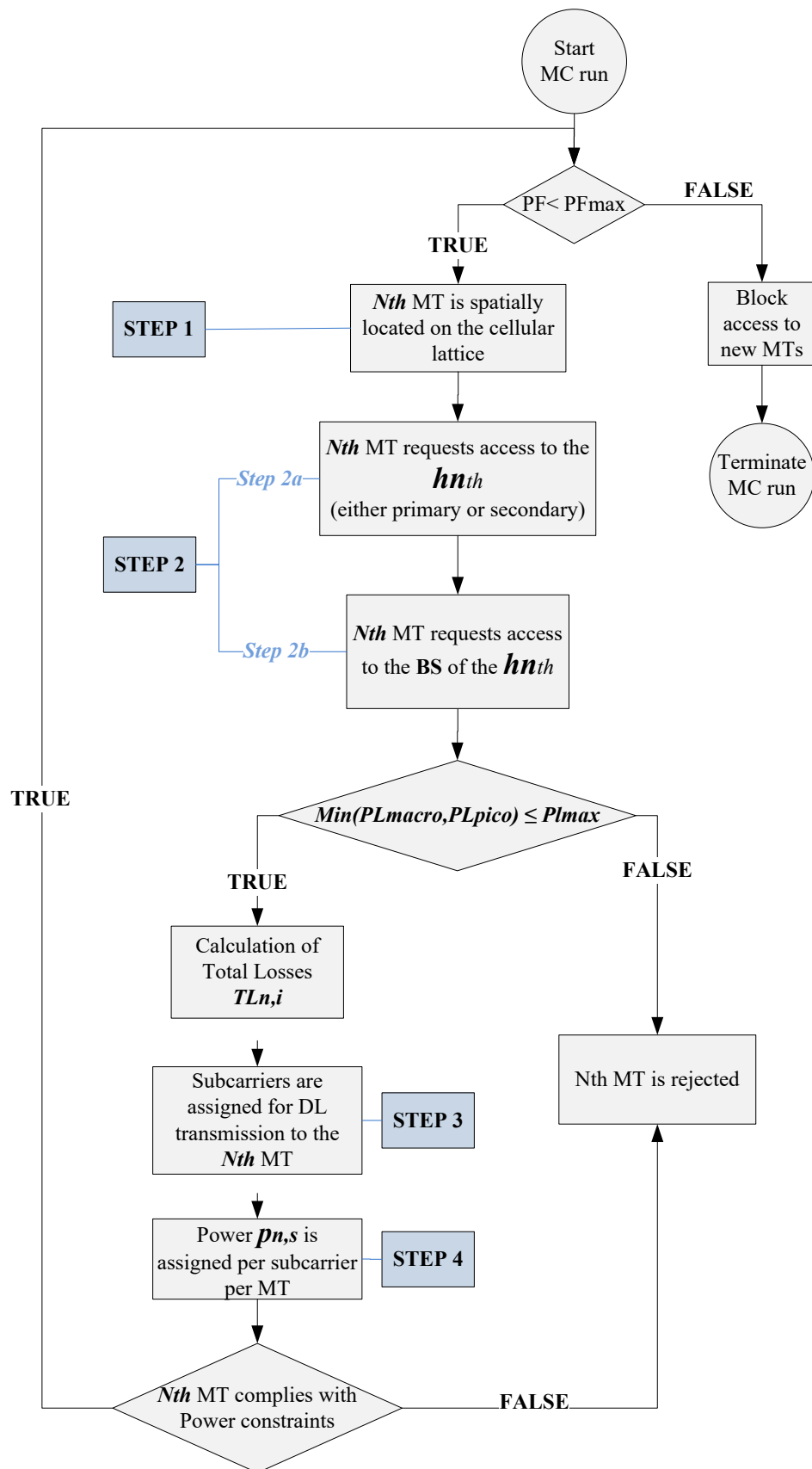
Στις προσομοιώσεις που ακολουθούν (Εικόνα 3-29-Εικόνα 3-32), εξετάστηκε η επίδοση του ετερογενούς συστήματος σε δύο σενάρια. Στην μία περίπτωση τα υποδίκτυα που συνθέτουν το καθολικό δίκτυο υιοθετούν και τα δύο την *Random* (*RAND-RAND*, *Εικόνες 3-x(α)*), ενώ στη δεύτερη περίπτωση οι *p-BSs* υιοθετούν την *RAJSS* και οι *s-BSs* την *Random* (*RAJSS-RAND*, *Εικόνες 3-x(β)*). Σε κάθε εικόνα, υπάρχουν δύο ομάδες στηλών, κάθε μία εκ των οποίων αντιπροσωπεύει το

υποδίκτυο (είτε *s*-BSs, είτε *p*-BSs) και την τεχνική φασματικής πρόσβασης που υιοθετεί (είτε *Random*, είτε *RAJSS*). Επίσης, κάθε στήλη ανά ομάδα αντιπροσωπεύει το πλήθος υποφορέων που ανατίθενται ανά *MT*, ανά τεχνική ανά δίκτυο. Έτσι, εάν λόγω χάριν τα τερματικά των *s*-BSs και *p*-BSs αποκτούν πρόσβαση στο φυσικό μέσο με 2 υποφορείς σύμφωνα με την *RAJSS* και την *Random* αντίστοιχα, τότε το σενάριο δίνεται με την πρώτη στήλη (μπλε) κάθε ομάδας στηλών (Εικόνα 3-29β-Εικόνα 3-32β).

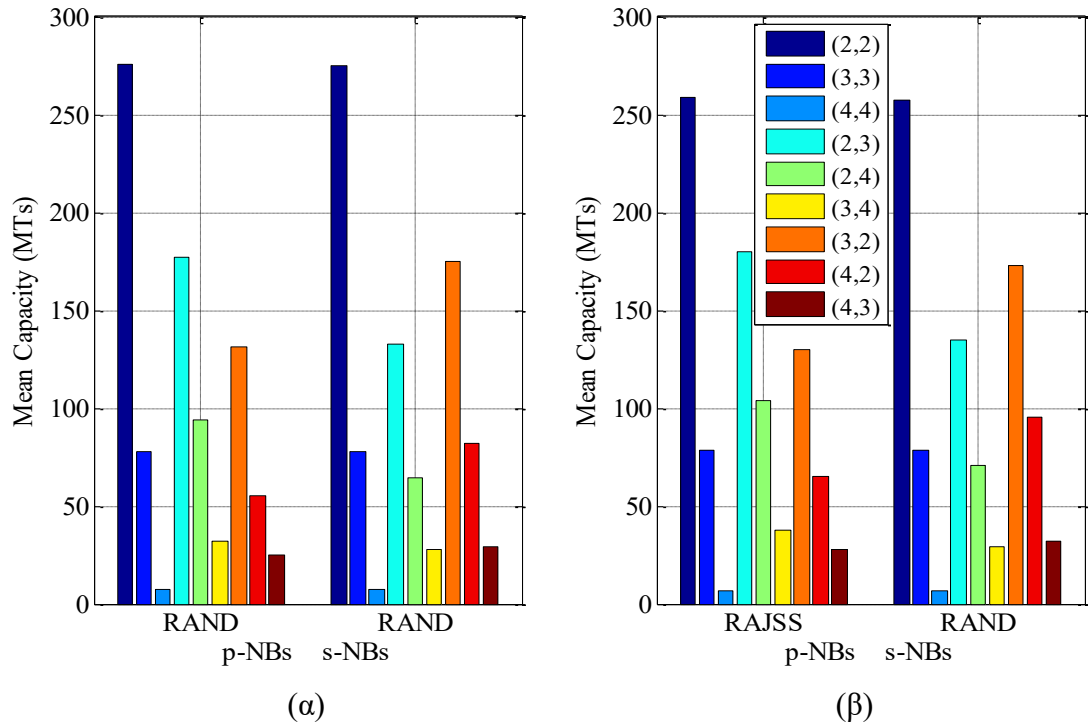
Στο σύνολο των προσομοιώσεων παρατηρείται μείωση της μέσης χωρητικότητας για πολλούς υποφορείς ανά *MT* ή/και χαμηλό σηματοθορυβικό λόγο (εδώ $SINR = 5.0 \text{ dB}$). Για 1 tier (Εικόνα 3-29α, Εικόνα 3-30α), οι συνδυασμοί των δύο τεχνικών φασματικής πρόσβασης συμπεριφέρονται όμοια για ισάριθμους υποφορείς ανά *MT*. Όταν λαμβάνονται υπόψιν 19 BSs (2 tiers, Εικόνα 3-31, Εικόνα 3-32), όπου οι κυψέλες του 1ου tier υπόκεινται σε περισσότερες Η/Μ παρεμβολές

Πίνακας 3-12: Πρώτη παραμετροποίηση *OFDMA* ετερογενούς δικτύου.

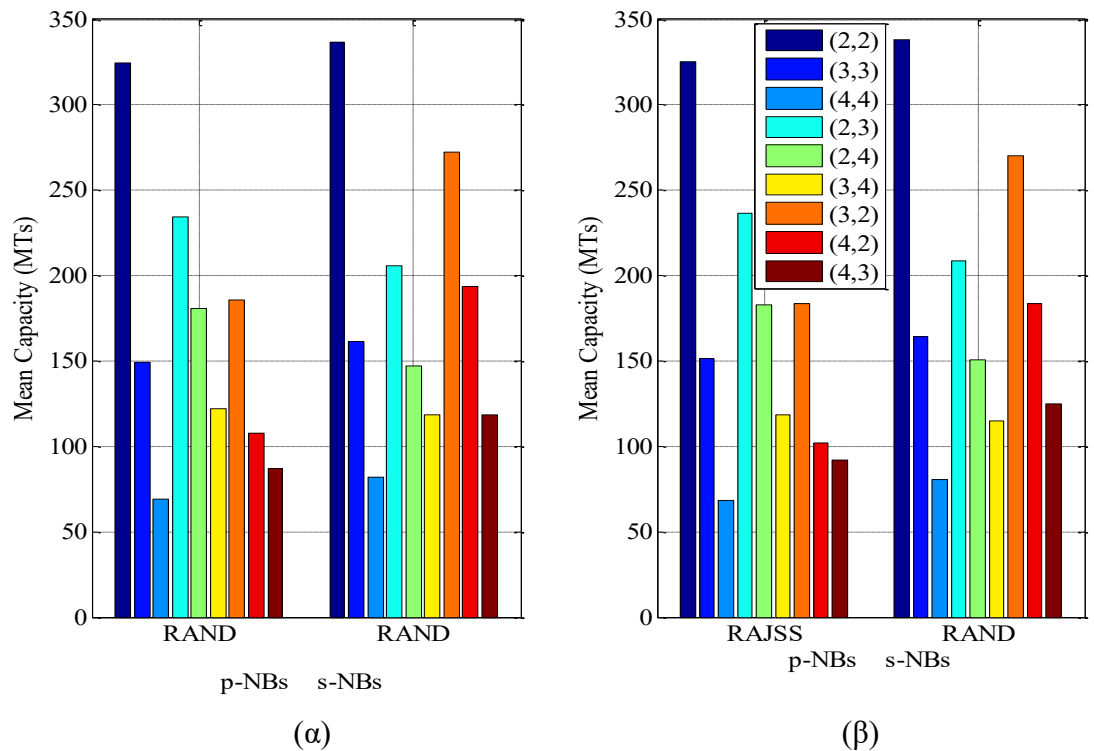
Παράμετροι	Τιμή/Σύμβαση
Σειρές κυψελών περιφερειακά της κεντρικής κυψέλης (Tiers)	1 σειρά ανά δίκτυο
Ύψος p-BS/ s-BS/ κινητού τερματικού	30 m / 30 m / 1.5 m
Συνολικός αριθμός φερόντων ανά τομέα p-BS/ s-BS	128/ 128
Πλήθος υποφορέων ανά <i>MT</i>	2, 3, 4 (όλοι οι πιθανοί συνδυασμοί)
Μοντέλο διάδοσης	Okumura-Hata, εκθέτης απωλειών 3.5
Τυπική απόκλιση σκίασης	8 dB
Διασπορά (Azimuth Spread)	Λαπλασιανή κατανομή, 5°
Bit Error Rate (BER)	10 ⁻⁶
<i>p</i> -BS <i>SINR</i> <i>s</i> -BS <i>SINR</i>	9.6 dB ([167], Διαμόρφωση QPSK) 9.6 dB ([167], Διαμόρφωση QPSK) ή 5 dB
Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραιστοιχείων [39]	Broadside gain p-BS/ s-BS = 14 dBi/14 dBi Εύρος ημίσειας ισχύος (3 dB) = 70° Front-to-back ratio = 20 dB
Μέγιστη ισχύς μετάδοσης <i>p/s</i> -BS / <i>MT</i>	43 dBm / 43 dBm / 30 dBm
Επίπεδο θερμικού θορύβου στον κινητό χρήστη	-104 dBm
Πλήθος Monte Carlo προσομοιώσεων	10 ³ (σελ. 200)
Πιθανότητα αποκλεισμού	30%



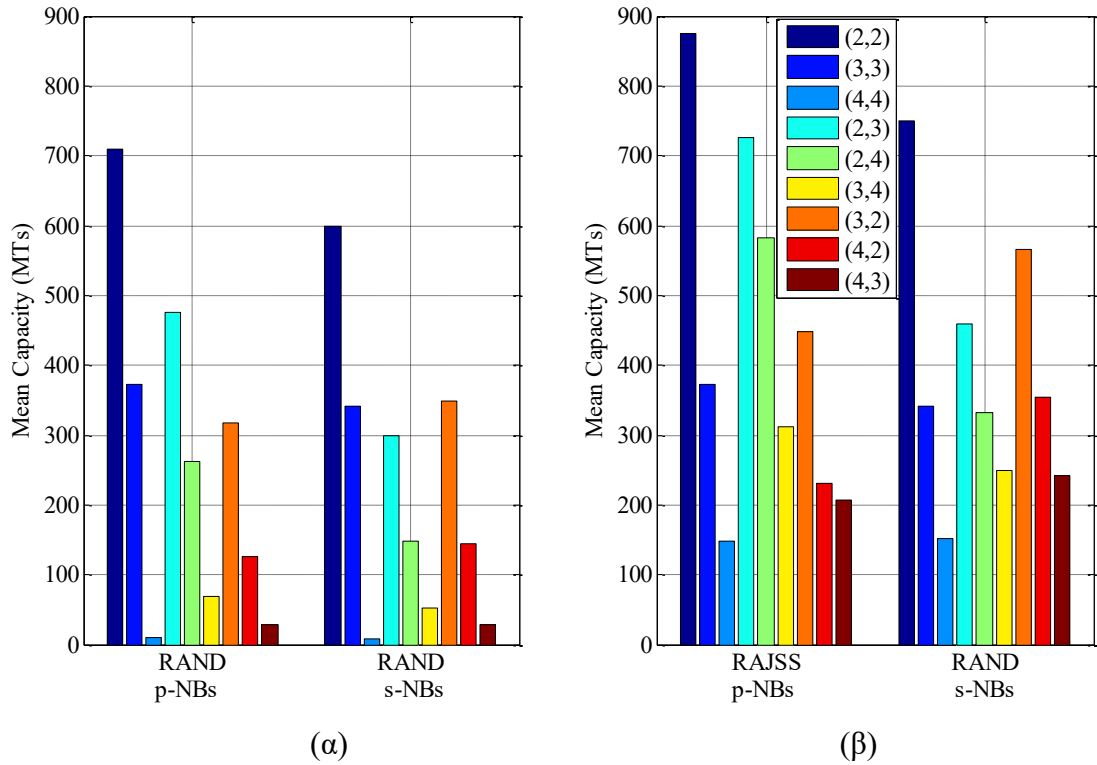
Εικόνα 3-28: Διάγραμμα ροής πολλαπλής πρόσβασης κινητών τερματικών σε OFDMA Ετερογενές σύστημα στη διάρκεια μίας Monte Carlo προσομοίωσης.



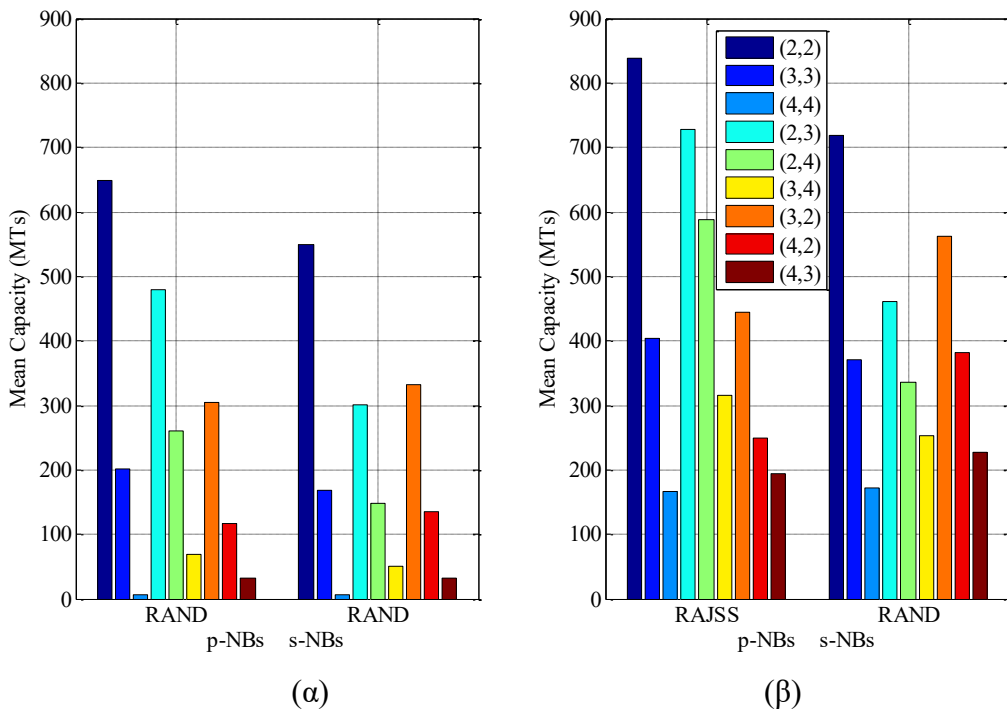
Εικόνα 3-29: Μέσος αριθμός MTs για πιθανότητα αποκλεισμού 30%, 1 tier και $[SINR_{p-BS}-SINR_{s-BS}=9.6dB-9.6dB]$. (α) *Random-Random*. (β) *RAJSS-Random*.



Εικόνα 3-30: Μέσος αριθμός MTs για πιθανότητα αποκλεισμού 30%, 1 tier και $[SINR_{p-BS}-SINR_{s-BS}=9.6dB-5.0dB]$. (α) *Random-Random*. (β) *RAJSS-Random*.

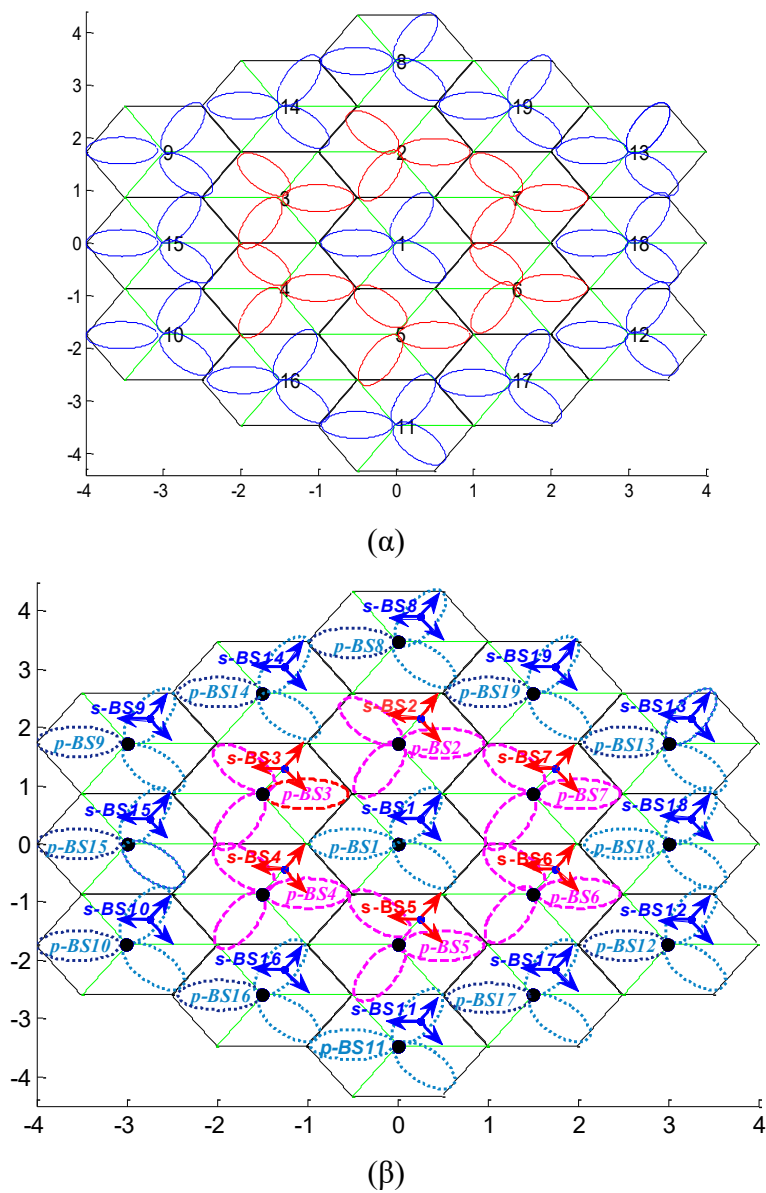


Εικόνα 3-31: Μέσος αριθμός MTs για πιθανότητα αποκλεισμού 30%, 2 tiers και $[SINR_{p-BS} - SINR_{s-BS} = 9.6dB - 9.6dB]$. (α) *Random-Random*. (β) *RAJSS-Random*.



Εικόνα 3-32: Μέσος αριθμός MTs για πιθανότητα αποκλεισμού 30%, 2 tiers και $[SINR_{p-BS} - SINR_{s-BS} = 9.6dB - 5.0dB]$. (α) *Random-Random*. (β) *RAJSS-Random*.

λόγω της κεντρικής κυψέλης H/M παρεμβολές λόγω της κεντρικής κυψέλης και του 2ου tier, καθίσταται εμφανής η βελτίωση της μέσης χωρητικότητας λόγω της RAJSS και αποδεικνύεται η θεμελιώδης δυνατότητα της τελευταίας να μετριάξει τις H/M παρεμβολές. Ποιο συγκεκριμένα, όταν οι απαιτήσεις ποιότητας σήματος είναι ίδιες και στα δύο υποδίκτυα ($SINR_{p-BS} - SINR_{s-BS} = 9.6 \text{ dB} - 9.6 \text{ dB}$, Εικόνα 3-31), η RAJSS όχι μόνο αυξάνει την μέση χωρητικότητα στους p -BSs, αλλά και βελτιώνει έμμεσα και τη μέση χωρητικότητα των s -BSs. Η ίδια τάση παρατηρείται στα δύο υποδίκτυα ($SINR_{p-BS} - SINR_{s-BS} = 9.6 \text{ dB} - 5.0 \text{ dB}$, Εικόνα 3-32) για διαφορετικό πλήθος υποφορέων ανά MT.



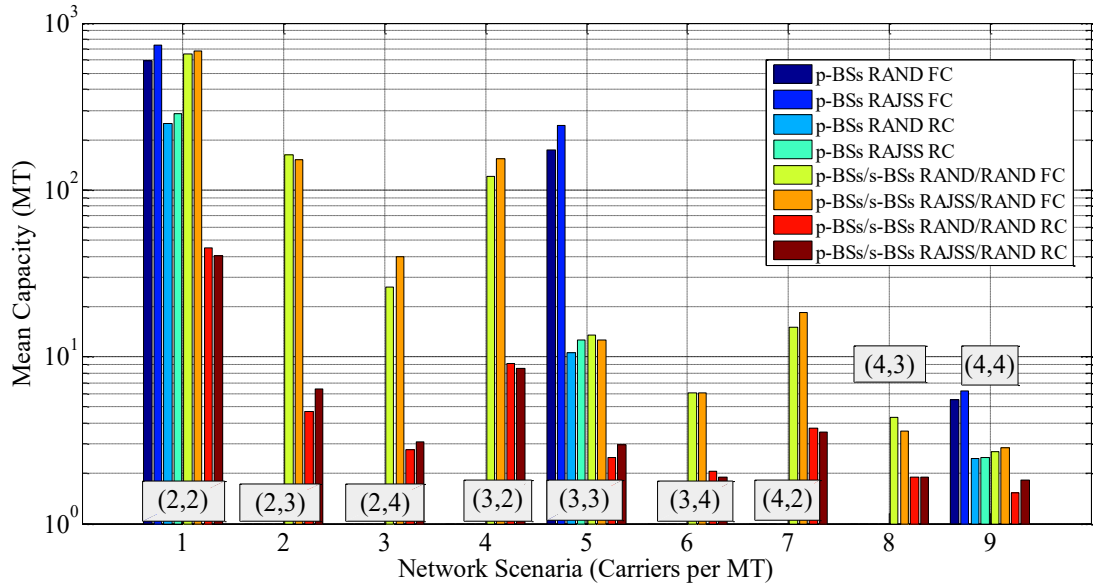
Εικόνα 3-33: (α) Στραμμένη τομεοποίηση στο 1^o tier. (β) Ετερογενές δίκτυο.

Για την ολοκλήρωση του κεφαλαίου, ακολούθησαν προσομοιώσεις για δύο διαφορετικές τομεοποιήσεις του πρωτεύοντος δικτύου με και χωρίς την παρουσία του δευτερεύοντος δικτύου υιοθετώντας τις ίδιες τεχνικές πολλαπλής φασματικής πρόσβασης (*Random, RAJSS*) με προηγουμένως (Πίνακας 3-13). Πιο αναλυτικά, μελετήθηκε η επίδοση των *p-BSSs* για σταθερή (*Fixed Sectorization - FS*, Εικόνα 3-16) και στραμμένη αντιωρολογιακά κατά 60° (*Rotated Sectorization - RS*, Εικόνα 3-33) τομεοποίηση. Στη συνέχεια, έγιναν προσομοιώσεις για να αξιολογηθεί η συνέργεια των δύο ετερογενών υποδικτύων επίσης για *RS* και *FS*. Στην Εικόνα 3-33β, για παράδειγμα, αναπαρίσταται το ετερογενές *p-BSS/s-BSS* δίκτυο με στραμμένη τομεοποίηση καθώς και η κατεύθυνση των κύριων λοβών των κεραιών ανά κυψέλη για τους *p-BSSs* και *s-BSSs* ως ελλείψεις και βέλη αντίστοιχα.

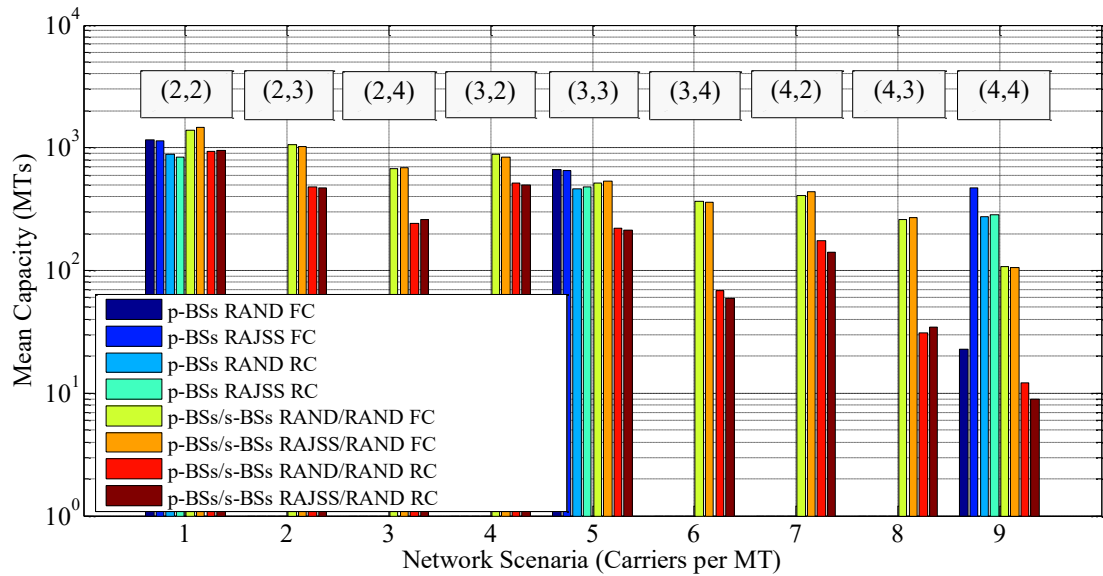
Στα γραφήματα που ακολουθούν υπάρχουν 9 ομάδες στηλών με κάθε ομάδα να αντιστοιχεί και σε ένα σενάριο (Εικόνα 3-34-Εικόνα 3-36). Κάθε ομάδα αντιπροσωπεύει και ένα διαφορετικό σενάριο προσομοίωσης όπου οι 4 πρώτες στήλες αφορούν μεμονομένα στο *p-BSS* και οι υπόλοιπες στο ετερογενές δίκτυο *p-BSS/s-BSS*. Από τις προσομοιώσεις προέκυψε ότι η μέση χωρητικότητα μειώνεται όταν το πλήθος των πόρων και/ ή ο *SINR* αυξάνονται και αυξάνεται όταν κυψελική περιοχή καλύπτεται ομοιόμορφα (*FS*). Επίσης, η μέση χωρητικότητα βελτιώνεται όταν υιοθετείται η *RAJSS* και αυτό γιατί η τεχνική αυτή αντιμετωπίζει θεμελιωδώς τις ομοκαναλικές παρεμβολές (*CCI*). Από τα ίδια σχήματα, επίπλεον προκύπτει ότι ο μέσος αριθμός κινητών τερματικών είναι χαμηλότερος στο ετερογενές δίκτυο από αυτόν που υποστηρίζεται από το *p-BSS* μόνο του. Μάλιστα, στην περίπτωση του ετερογενούς δικτύου καταδεικνύεται (Πίνακας 3-13) ότι οι *s-BSSs* συνεισφέρουν περισσότερο στη μέση χωρητικότητα για σενάρια όπως (2,2), (2,4), (3,2) και (4,3).

Ωστόσο, σε αληθινά σενάρια ($SINR_{s-BSS}=5.0$ dB, Εικόνα 3-36) η συνέργεια των δύο υποδικτύων οδηγεί σε καλύτερες επιδόσεις το καθολικό σύστημα. Ειδικά σε περιπτώσεις που ο μέγιστος επιτρεπόμενος αριθμός τερματικών είναι χαμηλός (πολλοί υποφορείς ανά *MT*), η μέση χωρητικότητα αυξάνει από 5 *MTs* σε 108 περίπου *MTs*. Όμοια αποτελέσματα προκύπτουν για $SINR_{p-BSS}=5.0$ dB (μόνο $SINR_{p-BSS}$), $SINR_{p-BSS}-SINR_{s-BSS}=9.6$ dB -5.0 dB (HetNet), Εικόνα 3-35. Στη συγκεκριμένη περίπτωση το κέρδος στη μέση χωρητικότητα κυμαίνεται μεταξύ 20.5% -29.7%.

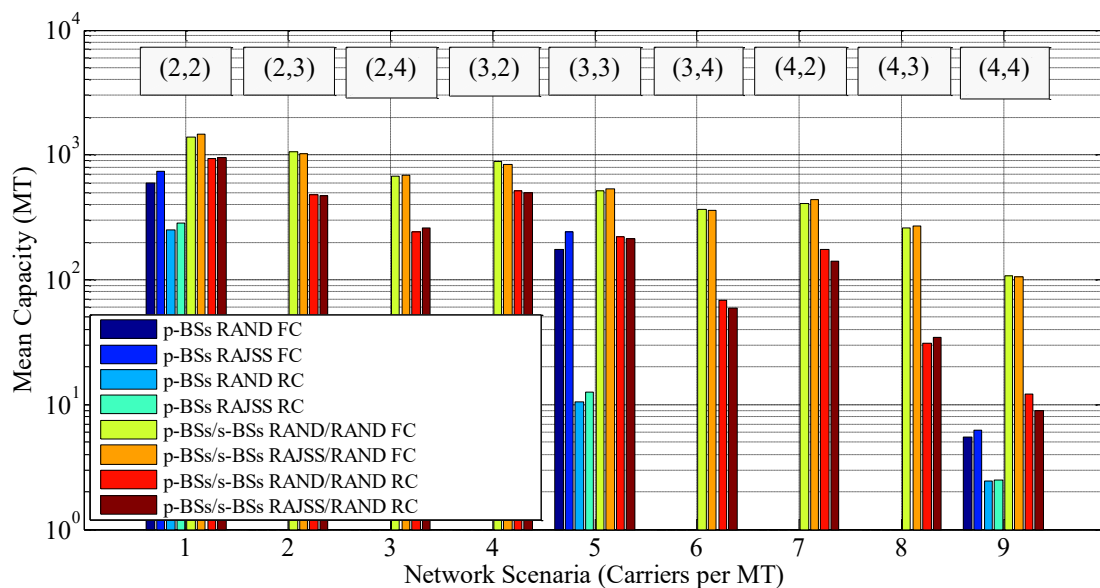
Αποτελέσματα προσομοιώσεων που σχετίζονται με την καταναλισκόμενη ισχύ στο σύστημα δεν παρουσιάζονται διότι αναμένεται προφίλ ισχύος όμοιο με αυτό των αποτελεσμάτων που έχουν δοθεί σε προηγούμενες ενότητες.



Εικόνα 3-34: Μέση χωρητικότητα (MTs) για $SINR_{p-BS}=9.6$ dB και $SINR_{p-BS} - SINR_{s-BS}=9.6$ dB-9.6 dB (HetNet).



Εικόνα 3-35: Μέση χωρητικότητα (MTs) για $SINR_{p-BS}=5.0$ dB και $SINR_{p-BS} - SINR_{s-BS}=9.6$ dB -5.0 dB (HetNet).



Εικόνα 3-36: Μέση χωρητικότητα (*MTs*) για $SINR_{p-BS} = 9.6$ dB και $SINR_{p-BS} - SINR_{s-BS} = 9.6$ dB - 5.0 dB (HetNet).

Πίνακας 3-13: Δεύτερη παραμετροποίηση *OFDMA* ετερογενούς δικτύου.

Παράμετροι	Τιμή/Σύμβαση
Σειρές κυψελών περιφερειακά της κεντρικής κυψέλης (Tiers)	1 σειρά ανά δίκτυο
Ύψος p-BS/ s-BS/ <i>MT</i>	30 m / 30 m / 1.5 m
Συνολικός αριθμός φερόντων ανά τομέα p-BS/ s-BS	128/ 128
Πλήθος υποφορέων ανά <i>MT</i>	2, 3, 4 (όλοι οι πιθανοί συνδυασμοί)
Μοντέλο διάδοσης	Okumura-Hata, εκθέτης απωλειών 3.5
Τυπική απόκλιση σκίασης	8 dB
Διασπορά (Azimuth Spread)	Λαπλασιανή κατανομή, 5°
Bit Error Rate (BER)	10 ⁻⁶
<i>p-BS SINR</i> <i>s-BS SINR</i>	9.6 dB ([167], Διαμόρφωση QPSK) 9.6 dB ([167], Διαμόρφωση QPSK) ή 5 dB
Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραιοστοιχείων [39]	Broadside gain p-BS/ s-BS = 14 dBi/11 dBi Εύρος ημίσειας ισχύος (3 dB) = 70° Front-to-back ratio = 20 dB $\varphi_k \in \{60^\circ, 180^\circ, 300^\circ\}$ ή $\varphi_k \in \{120^\circ, 240^\circ, 0^\circ\}$
Μέγιστη ισχύς μετάδοσης <i>p/s-BS /MT</i>	43 dBm / 43 dBm / 30 dBm
Επίπεδο θερμικού θορύβου στον κινητό χρήστη	-104 dBm
Πλήθος Monte Carlo προσομοιώσεων	10 ³ (σελ. 200)
Πιθανότητα αποκλεισμού	30%

Πίνακας 3-14: Ποσοστιαία συνεισφορά των υποδικτύων στην συνολική μέση χωρητικότητα

$p - BS/s - BS (\%-\%)*$																	
1		2		3		4		5		6		7		8		9	
57.8	64.2	67.5	56.5	62.4	64.9	54.2	58.3	61.0	42.2	35.8	32.5	43.5	37.6	35.1	45.8	41.7	39.0
57.8	64.3	67.8	56.3	61.8	65.2	53.6	60.0	60.2	42.2	35.7	32.2	43.7	38.2	34.8	46.4	40.0	39.8
54.7	59.6	63.1	52.0	54.5	59.0	48.7	54.7	56.3	45.3	40.4	36.9	48.0	45.5	41.0	51.3	45.3	43.7
54.7	59.2	62.6	51.6	56.6	59.7	48.9	59.7	58.9	45.3	40.8	37.4	48.4	43.4	40.3	51.1	40.3	41.1

* Κάθε γραμμή/χρώμα και αριθμός 1-9 αντιπροσωπεύουν τα χρώματα και τις ομάδες στηλών/σενάρια αντίστοιχα.

3.9 Σύνοψη κεφαλαίου

Έχοντας ως σημείο αναφοράς τις ομοδιαυλικές παρεμβολές και την επίδρασή τους στη συνολική χωρητικότητα των *OFDM(A)* συστημάτων, στο κεφάλαιο αυτό έγινε σύντομη ανασκόπηση των υφιστάμενων τεχνικών πρόσβασης στο φυσικό μέσο διάδοσης πληροφορίας. Υπενθυμίζεται ότι η ομαδοποίηση των τεχνικών βασίστηκε στον τρόπο προσέγγισης των ομοδιαυλικών παρεμβολών, επομένως είναι ενδεικτική, και δεν αναιρεί σε καμία περίπτωση των συνδυασμό των τεχνικών που ανήκουν σε διαφορετικές κατηγορίες. Εν συνεχεία, παρουσιάστηκαν οι τεχνικές ανάθεσης ραδιοπόρων που μελετήθηκαν στα πλαίσια του παρόντος πονήματος και ενσωματώθηκαν στην πλατφόρμα προσομοίωσης, η οποία υλοποιήθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο και στο παρόν κεφάλαιο επικαιροποιήθηκε με την παρουσία δευτερεύοντος δικτύου. Η αξιολόγηση των τεχνικών είναι συγκριτική και προέκυψε κατόπιν προσομοιώσεων διαφορετικών καταστάσεων του συνολικού *OFDMA* δικτύου. Επίσης, παρουσιάστηκαν η αλγοριθμική πολυπλοκότητα των τεχνικών και ο *Δείκτης Δικαιοσύνης (FI)* και η σημασία του για τις τεχνικές φασματικής πρόσβασης. Αποτελέσματα προσομοιώσεων σχετικά με τον *FI* δίνονται συγκεντρωτικά στο Κεφάλαιο 4.6.

Κατά μήκος της διατριβής, οι ομοδιαυλικές παρεμβολές αντιμετωπίζονται σε δύο στάδια: τόσο κατά την ανάθεση ραδιοπόρων με τις προτεινόμενες *RRM* τεχνικές, όσο και κατά τον έλεγχο ισχύος μεταξύ ομοδιαυλικών κινητών τερματικών. Πιο

αναλυτικά για την πρόσβαση στο φυσικό στρώμα, οι τεχνικές που μελετήθηκαν δεν απαιτούν τη γνώση του καναλιού (no CSI) και είναι αποσυζευγμένες από τη διαδικασία ανάθεσης ισχύος προκειμένου να διατηρηθεί ο υπολογιστικός/αλγοριθμικός φόρτος μειωμένος. Αρχικά, παρουσιάστηκε η *Sequential (Round Robin)*, η οποία στερείται ευφυΐας και αναθέτει γειτονικούς υποφορείς σειριακά, τα οποία συν τοις άλλοις παρουσιάζουν διαλείψεις υψηλής συσχέτισης. Η τεχνική *Random (Interference Randomization)*, η οποία βασίζεται στην τυχαιοποίηση παρεμβολών και υποστηρίζει την πρόσβαση των κινητών τερματικών στο ασύρματο κανάλι διαμέσω ψευδοτυχαίας ανάθεσης υποφορέων. Η βελτιωμένη έκδοση της *FFR* που παρουσιάζεται διαμοιράζει γεωγραφικά τους ραδιοπόρους σε δύο υποπεριοχές όπως η κλασική τεχνική, εντούτοις για να μειωθούν τα τερματικά που απορρίπτονται κατά τη διαδικασία του ελέγχου της ισχύος συνδυάζεται με την δυναμική ανάθεση ισχύος ανά υποφορέα ομοδιαυλικών τερματικών. Στη συνέχεια, έγινε περιγραφή του αλγόριθμου της *RAJSS* τεχνικής, η οποία βασίζεται μεν στη φιλοσοφία της κλασικής *FFR*, είναι *MT-centralized* δε. Ουσιαστικά, η *RAJSS* με κάθε νέα είσοδο τερματικού διαιρεί εικονικά και προσωρινά (έως ότου ολοκληρωθεί η διαδικασία δέσμευσης πόρων από αυτό) την γεωγραφική περιοχή γύρω από το κινητό τερματικό (όχι γύρω από τον σταθμό βάσης) και δεσμεύει τους υποφορείς που δεν επαναχρησιμοποιούνται από *Παρεμβολείς*. Ουσιαστικά, προστατεύει δυναμικά κάθε κινητό τερματικό από *CCI* και μπορεί να θεωρηθεί ως μια παιγνιοθεωρητική συνεργατική προσέγγιση της πρόκλησης που θέτει το συνωστισμένο φάσμα. Τέλος, αναπτύχθηκε η τεχνική εικονικής κατάτμησης της κυψελικής επιφάνειας σε "γεω-τεμάχια" για δύο πολυκυψελωτές αρχιτεκτονικές. Στην κλασική περίπτωση *BAJSS* (πυκνό κυψελικό πλέγμα), οι κυψέλες είναι εξάπλευρες, ενώ στην περίπτωση *GRID* (αραιό κυψελικό πλέγμα) οι κυψέλες είναι τετράπλευρες και με διαφορετική χωροταξική τοποθέτηση των κυψελών της *BAJSS*. Με τις *BAJSS/GRID*, τα τερματικά αιτούνται σύνδεσεις διαμέσω υποφορέων που ανήκουν στο φασματικό υποσύνολο που αντιστοιχεί στο γεωγραφικό τους τετράγωνο με συγκεκριμένο τρόπο. Γενικά, οι *RAJSS* και *BAJSS/GRID* μπορούν να ενταχθούν στις *FFR* τεχνικές, επειδή διεξάγεται διαμοιρασμός πόρων με γεωγραφικά κριτήρια, στις συνεργατικές τεχνικές (συντονισμός *BSS* πριν την ανάθεση υποφορέων) και θεωρούνται προληπτικές (*proactive*) αναφορικά με την εξομάλυνση των ομοδιαυλικών παρεμβολών. Επίσης, βελτιώνουν την φασματική απόδοση (αναφορικά με τις *FFR* και *Sequential*) και την

χωρητικότητα/ρυθμαπόδοση, παρουσιάζουν χαμηλή αλγοριθμική πολυπλοκότητα (υψηλότερη ωστόσο των *Sequential* και *Random*) καθώς η διαίρεση της κυψελικής επιφάνειας γίνεται προκαταβολικά των προσομοιώσεων. Εν κατακλείδι, όλες οι τεχνικές μπορούν να εφαρμοστούν σε *OFDMA* δίκτυα ανεξαρτήτου κυψελικής διάταξης (πυκνή,αραιή).

Από τις προσομοιώσεις του *OFDMA* δικτύου με διαφορετική κυψελική διάταξη προκύπτει ότι:

- η *Sequential* λόγω έλλειψης ευφυΐας (μείωση αλγοριθμικής πολυπλοκότητα και υπολογιστικού φόρτου) επιτρέπει την πρόσβαση σε αισθητά μειωμένο πλήθος τερματικών εξαιτίας των έντονων ομοδιαυλικών παρεμβολών που παρουσιάζουν τα πρώτα τερματικά σε κάθε κυψέλη. Ωστόσο, στην αραιή κυψελική διάταξη η επίδοσή της παρουσιάζεται βελτιωμένη εξαιτίας της αυξημένης απόστασης των όμορων σταθμών βάσης.
- η *Random* λόγω τυχαιοποίησης των παρεμβολών κατά την ανάθεση υποφορέων επιτρέπει την πρόσβαση περισσότερων κινητών τερματικών ανεξαρτήτου κυψελικής διάταξης (πυκνή,αραιή).
- η *RAJSS* υπερτερεί στην πυκνή κυψελική διάταξη, ενώ η *GRID* έκδοση της *BAJSS* στην αραιή κυψελική διάταξη.
- η *FFR* είναι η λιγότερο αποδοτική τεχνική συγκριτικά με τις υπολοιπές τεχνικές που μελετήθηκαν.
- *RAJSS* βελτιώνει την επίδοση των ετερογενών δικτύων ειδικά σε περιβάλλοντα έντονων H/M παρεμβολών (2 tiers) και όχι μόνο αυξάνει την μέση χωρητικότητα στο πρωτεύον υποδίκτυο, αλλά βελτιώνει έμμεσα και την μέση χωρητικότητα του δευτερεύοντος υποδικτύου.
- η διαδικασία ανάθεσης ισχύος ανά υποφορέα ομοδιαυλικών χρηστών συντελεί στην εξοικονόμηση της μέγιστης διαθέσιμης ισχύος κατά 75%.

4 Τεχνικές πολλαπλών κεραιστοιχείων σε OFDMA συστήματα

4.1 Εισαγωγή

Η εμφάνιση των ασύρματων δικτύων από την πρώτη στιγμή κατέστησε αισθητούς του περιορισμούς που θέτει εκ φύσεως το κανάλι στην περιοχή κάλυψης, στην χωρητικότητα, στο διαθέσιμο φάσμα και στην εκπεμπόμενη ισχύ. Ο εκάστοτε σταθμός βάσης είτε θα κάλυπτε μια εκτενή περιοχή και θα αδυνατούσε κατά συνέπεια να εξυπηρετήσει ταυτόχρονα πολλούς χρήστες, είτε θα εξυπηρετούσε περισσότερους χρήστες συρρικνώνοντας την περιοχή κάλυψής του. Ακόμη και όταν χρησιμοποιούνταν επιπλέον σταθμοί βάσης στην ίδια περιοχή για να αυξηθεί η

χωρητικότητα ταυτόχρονα με την εμβέλεια, ερχόταν στο προσκήνιο το πρόβλημα των αλληλοπαρεμβολών των σταθμών, όπως και η αύξηση του κόστους εγκατάστασης.

Έκτοτε τα ασύρματα δίκτυα υιοθετούν τη φιλοσοφία του "διαίρει και βασίλευε", σύμφωνα με την οποία η περιοχή κάλυψης κυψελοποιείται (μικρότερες περιοχές μικρότερης ακτίνας κάλυψης) και το διαθέσιμο φάσμα διαιρείται σε υποφορείς. Κάθε μια εκ των κυψελών εξυπηρετείται από ένα σταθμό βάσης και για να αποφευχθούν οι παρεμβολές μεταξύ γειτονικών σταθμών βάσης, οι όμορες κυψέλες έχουν πρόσβαση στο φυσικό μέσο διάδοσης διαμέσου διαφορετικού ή του ίδιου υποφορέα εφόσον απέχουν ικανοποιητικά μεταξύ τους ($D = aR$, όπου a είναι η σταθερά επαναχρησιμοποίησης και R η κυψελική ακτίνα [168]). Επιπλέον παράγοντας που έπρεπε να ληφθεί υπόψη κατά την σχεδίαση των κυψελωτών συστημάτων ήταν και η κινητικότητα (*mobility*) των τερματικών συσκευών. Σε αυτή την περίπτωση, οι υπηρεσίες (*QoS*) πρέπει να παρέχονται δυναμικά στους χρήστες ενώ αυτοί πραγματοποιούν διαπομπές (*handovers*) [169] και με την απαραίτητη ισχύ προκειμένου αφενός να μετριάσουν οι *CCIs* και αφετέρου να εξυπηρετηθούν όσο το δυνατόν περισσότεροι χρήστες.

Με την τεχνολογία *MIMO*, η οποία αυξάνει μεν την αρχιτεκτονική πολυπλοκότητα των τερματικών και την καταναλισκόμενη ισχύ, οι παραπάνω απαιτήσεις ικανοποιούνται. Αν συνδυαστεί και με την τομεοποίηση κυψελών, την κατάλληλη τεχνική διαφορισμού στο δέκτη και αποδοτικούς αλγόριθμους ανάθεσης πόρων, μπορεί όχι μόνο να αυξήσει τη χωρητικότητα και την φασματική απόδοση, αλλά και να βελτιώσει τις παρεχόμενες υπηρεσίες.

Σε αυτό το κεφάλαιο, επομένως, αφού παρουσιαστούν τα βασικά χαρακτηριστικά του ασύρματου περιβάλλοντος (π.χ. απώλειες διάδοσης, σκίαση, διαλείψεις πολύοδης διάδοσης) και περιγραφούν οι δημοφιλέστερες τεχνικές διαφορισμού, οι οποίες εφαρμόζονται για να εξομαλύνουν τις επιπτώσεις που έχει η στοχαστική συμπεριφορά του ασύρματου διαύλου στην μεταδιδόμενη πληροφορία, γίνεται αναφορά στις θεμελιώδεις αρχές που διέπουν το *MIMO* κανάλι. Εν συνεχεία, το ενδιαφέρον μας εστιάζεται σε πολυχρηστικά δίκτυα *MU-MIMO OFDM* που εκμεταλλεύονται τη διαφορισμότητα, τόσο στο πεδίο της συχνότητας (*OFDM*), όσο και στο πεδίο του χώρου (*MU-MIMO* ή *SDMA*). Αφού μελετηθεί η σχετική βιβλιογραφία για τεχνικές διαμόρφωσης δέσμης και προεπεξεργασίας H/M

βαθμίδων, επικαιροποιείται η υφιστάμενη πλατφόρμα προσομοίωσης, υλοποιείται αλγόριθμος αξιοποίησης ραδιοπόρων που βασίζεται στη γνώση καναλιού (*CSI*) και αξιολογείται συγκριτικά με τους αλγόριθμους του προηγούμενου κεφαλαίου.

4.2 Χαρακτηριστικά ραδιοδιαύλου

Η κύρια διαφορά των ασύρματων επικοινωνιών με τις ενσύρματες είναι ότι στις πρώτες η μεταδιδόμενη πληροφορία υπόκειται σε εξασθένηση, μεγάλες καθυστερήσεις και παραμορφώσεις λόγω απωλειών διάδοσης, σκίασης και διαλείψεων πολύοδης διάδοσης.

Αναλυτικότερα, οι απώλειες διάδοσης PL ως ο λόγος της ισχύος του μεταδιδόμενου σήματος P_t προς την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος P_r (4-1)(4-1), εξαρτώνται από την απόσταση μετάδοσης, το μήκος κύματος, τα ύψη των πομποδεκτών, κ.τ.λ. και παραμετροποιούνται με διάφορα μοντέλα (ελεύθερου χώρου, δύο επιβατικών ακτίνων, εμπειρικά). Ουσιαστικά, οι απώλειες διάδοσης αφορούν στις απώλειες της ισχύος του σήματος εξαιτίας της εξασθένησης που προκαλεί ο ελεύθερος χώρος.

$$PL_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) \quad (4-1)$$

Όταν μεταξύ των πομποδεκτών παρεμβάλλονται εμπόδια, η ενέργεια των μεταδιδόμενων κυματομορφών απορροφάται, οι ίδιες παραμορφώνονται και σκεδάζονται. Το εν λόγω φαινόμενο όταν παρουσιάζει βραδεία διακύμανση στο πεδίο του χρόνου (σχετική κίνηση μεταξύ των τερματικών και των παρεμβαλλόμενων εμποδίων) ονομάζεται *σκίαση* ψ_{dB} και ανήκει στην κατηγορία των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας (Εικόνα 4-1). Εάν θεωρηθεί ως μια τυχαία μεταβλητή γκαουσιανής κατανομής με μέση τιμή $\mu_{\psi_{dB}} = 0$ και διακύμανση $\sigma_{\psi_{dB}}^2 = 1$ [$\sim C(0,1)$] και συμπεριληφθεί στις απώλειες διάδοσης, τότε οι η εξασθένηση του σήματος δίνεται συνολικά από την (4-2):

$$10 \log_{10} \left(\frac{P_r}{P_t} \right) = PL_{dB} - \psi_{dB} \quad (4-2)$$

Στην περίπτωση που η μεταδιδόμενη πληροφορία καταφθάνει στο τερματικό του δέκτη από διαφορετικές κατευθύνσεις λέγεται ότι το σήμα έχει υποστεί *διαλείψεις πολύοδης διάδοσης*. Πρακτικά, το τερματικό λαμβάνει διαφορετικές εκδοχές του σήματος, οι οποίες με υπέρθεση είτε βοηθούν στην ορθή λήψη του αρχικού σήματος, είτε το υποβαθμίζουν και δεν ανακτάται. Η διακύμανση της ισχύος του σήματος που υποφέρει από διαλείψεις πολύοδης διάδοσης είναι ταχεία στις τρεις διαστάσεις (χρόνος, χώρο, συχνότητα) και εξαιτίας αυτού οι εν λόγω διαλείψεις είναι μικρής κλίμακας προκαλώντας παραμόρφωση πλάτους και φάσης (Εικόνα 4-1).

Στις ασύρματες επικοινωνίες, ένα κανάλι με διαλείψεις είναι κατά κύριο λόγο χρονικά μεταβαλλόμενο. Οι πομποδέκτες, οι σκεδαστές και οι ανακλαστικές επιφάνειες βρίσκονται σε κίνηση με αποτέλεσμα οι αποστάσεις μετάδοσης, τα μονοπάτια διάδοσης και το κέρδος του καναλιού να μεταβάλλονται στο χρόνο. Αν θεωρήσουμε ότι $x(t)$ είναι το μεταδιδόμενο σήμα, τότε το σήμα που λαμβάνει ο δέκτης εκφράζεται ως (*baseband signal*):

$$y(t) = \sum_{i=1}^{N(t)} a_i(t) x(t - \tau_i(t)) \quad (4-3)$$

όπου $N(t)$ είναι το πλήθος των μονοπατιών διάδοσης τη χρονική στιγμή t , $a_i(t)$ είναι η εξασθένιση και $\tau_i(t)$ είναι η καθυστέρηση του i^{th} μονοπατιού τη χρονική στιγμή t , τα οποία εξαρτώνται από το μήκος του εκάστοτε μονοπατιού διάδοσης. Εάν το λαμβανόμενο σήμα εκφραστεί ως η έξοδος ενός γραμμικά μεταβαλλόμενου συστήματος στο πεδίο του χρόνου, τότε ισχύει:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) x(t - \tau) d\tau \quad (4-4)$$

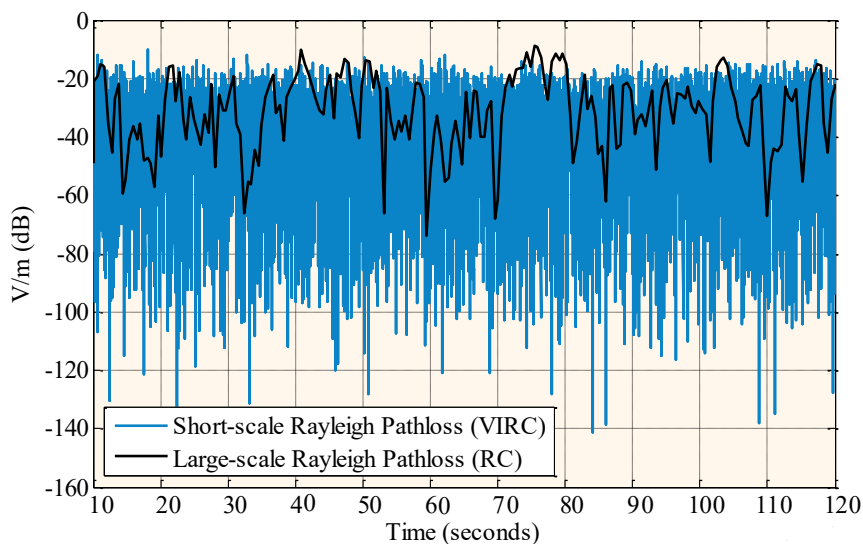
όπου $h(\tau, t)$ είναι η παλμική απόκριση του καναλιού:

$$h(\tau, t) = \sum_{i=1}^{N(t)} a_i(t) \delta(\tau - \tau_i(t)) \quad (4-5)$$

ενώ στο πεδίο της συχνότητας, η απόκριση του καναλιού δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$H(f, t) = \sum_{i=1}^{N(t)} a_i(t) e^{-j2\pi f \tau_i(t)} \quad (4-6)$$

Το σήμα με εύρος ζώνης W προ της μετάδοσής του διαμορφώνεται στη φέρουσα συχνότητα f_c ($x(t)$, *up-conversion*). Στη συνέχεια, επαναδιαμορφώνεται στην συχνότητα βασικής ζώνης ($f_c = 0$, $x_b(t)$, *down-conversion*) για περαιτέρω επεξεργασία όπου κατόπιν δειγματοληψίας προκύπτει σήμα διακριτού χρόνου $x[n] = x_b(nT_{sym}/N) = x_b(n/W)$, Κεφάλαιο 2.3.



Εικόνα 4-1: Διακύμανση του λαμβανόμενου ηλεκτρικού πεδίου $|E_x|$. Διαλείψεις μικρής (εντός *VIRC*, P8) και μεγάλης (εντός *RC*, P8) κλίμακας στα 2 GHz με 1kHz ρυθμό δειγματοληψίας [$\Delta\Sigma$ 8].

Πέραν των φαινομένων διάδοσης, ο ραδιοδιάυλος χαρακτηρίζεται και από δύο πολύ σημαντικές παραμέτρους: το χρόνο (*coherence time*, T_c) και το εύρος ζώνης συνοχής (*coherence band*, W_c). Όσον αφορά στο χρόνο συνοχής T_c , επειδή συνήθως τα δεδομένα προς μετάδοση κωδικοποιούνται σε ακολουθίες συμβόλων κάποιου αστερισμού, οι διακυμάνσεις του καναλιού κατά μήκος μιας ακολουθίας καθορίζουν την ταχύτητα των διαλείψεων. Αν ο T_c είναι αρκετά μεγαλύτερος της διάρκειας μετάδοσης μιας ακολουθίας l (*tap*), τότε το σύστημα υπόκειται σε αργές διαλείψεις (*slow fading*) και το κανάλι θεωρείται σταθερό καθ'όλη τη διάρκεια της ακολουθίας ($h_l[n] = ct$). Στην αντίθετη περίπτωση, το κανάλι υπόκειται σε γρήγορες διαλείψεις (*fast fading*) με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται στη διάρκεια της περιόδου T_{sym} . Στο πεδίο της συχνότητας, όταν η ζώνης συνοχής W_c είναι πολύ μεγαλύτερη του εύρους ζώνης του σήματος, τότε το κανάλι παρουσιάζει επίπεδες διαλείψεις (*flat fading*) και το σήμα το δέκτη μπορεί να μοντελοποιηθεί όπως στην (2-6). Εάν, όμως, το εύρος συνοχής είναι μικρότερο του εύρους σήματος, το κανάλι παρουσιάζει

διαλείψεις επιλεκτικές στη συχνότητα (*frequency selective fading*) με αποτέλεσμα το λαμβανόμενο σήμα να μοντελοποιείται ως:

$$y[n] = \sum_l x[n-l]h_l[n] \quad (4-7)$$

όπου $h_l[n]$, $\forall l$, είναι η παλμική απόκριση διακριτού χρόνου βασικής ζώνης του καναλιού τη χρονική στιγμή $t = n/W$ για την l^{th} tap. Η (4-7) μπορεί επίσης να δοθεί ως η συνέλιξη της $h_l[n]$ και του σήματος διακριτού σήματος $x[n]$:

$$y[n] = x[n] \otimes h_l[n] \quad (4-8)$$

Τέλος, μια άλλη ιδιότητα του φυσικού μέσου διάδοσης είναι η στατιστική του συμπεριφορά, η οποία μοντελοποιείται βάσει στατιστικών/εμπειρικών μοντέλων. Γενικά, τα στατιστικά μοντέλα συνεπικουρούν τα ντετερμινιστικά και βασίζονται στο κεντρικό οριακό θεώρημα, σύμφωνα με το οποίο ένα σύνολο πολλών ανεξαρτητών και ομοιόμορφα κατανομημένων *NLOS* δειγμάτων μιας παραμέτρου (π.χ. διαλείψεις πολύοδης διάδοσης) παρουσιάζουν δηλαδή μια μέση τιμή και όλα κατανέμονται συμμετρικά γύρω από αυτή. Τα στατιστικά μεγέθη (έξι μεταβλητές: π.χ. το ηλεκτρικό πεδίο στις τρεις διαστάσεις με τα πραγματικά και φανταστικά τους μέρη), προσδιορίζονται επαρκώς με τη βοήθεια κατανομών και συναρτήσεων πυκνότητας πιθανότητας (*PDF*), Πίνακας 4-1. Στην περίπτωση που υπάρχει απευθείας όδευση (*LOS*), το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος ακολουθεί την κατανομή Rice και όχι την γκαουσιανή/κανονική κατανομή [36].

Πίνακας 4-1: Στατιστικές ιδιότητες ηλεκτρικού πεδίου.

Μέγεθος	Κατανομή	PDF
$\text{Re} \{E_x\}, \text{Im} \{E_x\}$	Normal	$f(E_x) = \frac{ E_x }{\sqrt{2\pi\sigma}} e^{-\frac{ E_x ^2}{2\sigma^2}}$
$ E_{x,y,z} $	Rayleigh (χ_2)	$f(E_{x,y,z}) = \frac{ E_{x,y,z} }{\sigma^2} e^{-\frac{ E_{x,y,z} ^2}{2\sigma^2}}$
$ E_{x,y,z} ^2$	Exponential (χ_2^2)	$f(E_{x,y,z} ^2) = \frac{1}{2\sigma^2} e^{-\frac{ E_{x,y,z} ^2}{2\sigma^2}}$
$ E_{tot} ^2$	Exponential (χ_6^2)	$f(E_{tot} ^2) = \frac{ E_{tot} ^4}{16\sigma^6} e^{-\frac{ E_{x,y,z} ^2}{2\sigma^2}}$

4.3 Τεχνικές αξιοποίησης χωρικού διαφορισμού

Στις ασύρματες επικοινωνίες, η αποτυχία διεκπεραίωσης μιας ζεύξης οφείλεται κυρίως στις βαθιές διαλείψεις, οι οποίες οδηγούν στην αύξηση του *outage*. Για να μειωθεί το *outage* επιλέγεται κάποια τεχνική διαφορισμού στο χώρο, στο χρόνο και στη συχνότητα ή συνδυασμός τους. Σε αυτή την ενότητα, το ενδιαφέρον εστιάζεται αρχικά στο χωρικό διαφορισμό, σύμφωνα με τον οποίο ο σταθμός βάσης είναι εξοπλισμένος με πολλαπλά κεραιοστοιχεία και εξυπηρετεί πολλούς χρήστες (*Multi-User spatial diversity*) ή όλα τα τερματικά (*BS, MT*) είναι εξοπλισμένα με πολλαπλά κεραιοστοιχεία (*MIMO spatial diversity*). Χάριν απλοποίησης, θεωρούμε επίπεδες διαλείψεις (άρση της πράξης της συνέλιξης, \otimes), απουσία *ISI* και επαρκή απόσταση μεταξύ των κεραιοστοιχείων προκειμένου να επιτευχθεί στατιστική ανεξαρτησία μεταξύ των συντελεστών του καναλιού. Στην πορεία του παρόντος κεφαλαίου (Κεφάλαιο 4), ο χωρικός διαφορισμός συνδυάζεται με τον διαφορισμό στις υπόλοιπες διαστάσεις χάρη στην *OFDM*, αλλά και με τεχνικές προεπεξεργασίας H/M βαθμίδων προκειμένου να αξιολογηθεί η επίδοση του υλοποιούμενου *MU-MIMO-OFDMA* συστήματος.

4.3.1 Πολλαπλά κεραιοστοιχεία στον δέκτη - SIMO κανάλι

Όταν ο δέκτης έχει στη διάθεσή του πολλά κεραιοστοιχεία $M_r > 1$, ενώ ο πομπός μοναδική είσοδο $M_t = 1$ μπορεί κανείς να εκμεταλλευτεί τον χωρικό διαφορισμό στο δέκτη και να βελτιώσει την επίδοση του συστήματος. Θεωρώντας ότι \tilde{x}_l^* είναι το l^{th} σύμβολο που θα μεταδοθεί, τότε το σήμα στο m_r^{th} κεραιοστοιχείο λήψης στη διάρκεια του l^{th} συμβόλου δίνεται από τη σχέση:

$$y_{m_r, l}^* = \sqrt{E_{sym}} h_{m_r} \tilde{x}_l^* + noise_{m_r} \quad (4-9)$$

όπου $\sqrt{E_{sym}}$ είναι η ενέργεια εκπομπής του συμβόλου, h_{m_r} και $noise_{m_r}$ είναι το κανάλι και ο Προσθετικός Λευκός Γκαουσιανός Θόρυβος (*AWGN*) [$\sim CN(0, \sigma_{m_r}^2)$] στο m_r^{th} κεραιοστοιχείο αντίστοιχα.

Εάν υπάρχει γνώση καναλιού στο δέκτη (*CSI*), δηλαδή οι συντελεστές του ραδιοδιαύλου $h = [h_{m_1}, h_{m_2}, \dots, h_{m_r}]^T$ για κάθε κεραιοστοιχείο είναι γνωστοί, πριν

την ανίχνευση σήματος ο δέκτης θα συνδυάσει γραμμικά τα σύμβολα $y_{m_r}^*$ με τη βοήθεια συντελεστών βαρύτητας w_{m_r} (Εικόνα 4-3). Έτσι, προκύπτει το σήμα:

$$\overline{y_{m_r,l}^*} = \sum_{m_r=1}^{M_r} w_{m_r} y_{m_r,l}^* \quad (4-10)$$

Απο τις συνδυαστικές τεχνικές χωρικού διαφορισμού, αυτή που μεγιστοποιεί την επίδοση ενός συστήματος σε Rayleigh κανάλια είναι η *MRC* [16], ενώ αυτή που παρουσιάζει την χαμηλότερη πολυπλοκότητα είναι η *SC*. Η τεχνική *EGC* κατατάσσεται δεύτερη από άποψη επίδοσης και πολυπλοκότητας. Στην παρούσα διατριβή, επιλέγεται η εφαρμογή της *MRC*, η οποία επιτυγχάνει το μέγιστο σηματοθορυβικό λόγο (Κεφάλαιο 4.5) συγκριτικά με τις υπόλοιπες συνδυαστικές τεχνικές. Αν ο σηματοθορυβικός λόγος συμβολίζεται ως γ_{MRC} , τότε σε αυτή την περίπτωση δίνεται ως το άθροισμα των σηματοθορυβικών λόγων όλων των κεραιοστοιχείων:

$$\gamma_{MRC} = \sum_{m_r=1}^{M_r} \gamma_{m_r} \quad (4-11)$$

Η χωρητικότητα του *SIMO* καναλιού ισούται με:

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{E_{sym}}{\sigma_{m_t}^2} \sum_{m_r=1}^{M_r} |h_t^2| \right) \quad (4-12)$$

4.3.2 Πολλαπλά κεραιοστοιχεία στον πομπό - MISO κανάλι

Όταν ο πομπός είναι εξοπλισμένος με κεραιοστοιχεία [$M_r=1$, $M_t>1$], πριν την μετάδοση του σήματος πρέπει να προηγηθεί η επεξεργασία του σήματος ανάλογα με το επίπεδο γνώσης του καναλιού (πλήρης, μερική, καθόλου).

Θεωρώντας ότι το l^{th} σύμβολο εκπέμπεται ταυτόχρονα από τα M_t στοιχεία κεραιών, τότε το σήμα που λαμβάνεται στο κεραιοστοιχείο του δέκτη είναι:

$$y_l^* = \sqrt{E_{sym}} h_{m_t} \overline{x_l^*} + noise_{m_t} \quad (4-13)$$

όπου $h = [h_{m_1}, h_{m_2}, \dots, h_{m_t}]$ είναι το διάνυσμα-σειρά του καναλιού και $noise_{m_t}$ είναι ο Προσθετικός Λευκός Γκαουσιανός Θόρυβος (*AWGN*) [$\sim CN(0, \sigma_{m_t}^2)$] στο m_t^{th} κεραιοστοιχείο.

Εάν προκαταβολικά της αποστολής του συμβόλου γίνει πλήρης εκμετάλλευση του καναλιού (*Full CSI*) και τα δεδομένα σε διάρκεια συμβόλου πολλαπλασιαστούν με συντελεστές βαρύτητας w_{m_t} για να αντισταθμιστούν οι επιπτώσεις του καναλιού στην ποιότητα του σήματος, το σήμα που λαμβάνεται τελικά είναι (Εικόνα 4-3):

$$y_l^* = \sum_{m_t=1}^{M_t} \sqrt{E_{sym}} h_{m_t} w_{m_t} \bar{x}_l^* + noise \quad (4-14)$$

Ο σηματοθορυβικός λόγος στο δέκτη αυτής της περίπτωσης ισούται με:

$$\gamma_{Full_CSI} = \frac{E_{sym} \left| \sum_{m_t=1}^{M_t} h_{m_t} w_{m_t} \right|^2}{\sigma_{m_t}^2} \quad (4-15)$$

και αν οι συντελεστές βαρύτητας w_{m_t} μεγιστοποιούν τον λαμβανόμενο σηματοθορυβικό λόγο (*Beamforming*), το πρόβλημα βελτιστοποιείται και ο σηματοθορυβικός λόγος ισούται με:

$$\gamma_{BFM} = \sum_{m_t=1}^{M_t} \frac{E_{sym} |h_{m_t}|^2}{\sigma_{m_t}^2}, \quad \text{για} \quad w_{m_t} = c \cdot h_{m_t}^* = \frac{h_{m_t}^*}{\sqrt{\sum_{m_t=1}^{M_t} |h_{m_t}|^2}} \quad (4-16)$$

Ουσιαστικά, με τη διαμόρφωση δέσμης ο γ_{BFM} ισούται με το άθροισμα των σηματοθορυβικών λόγων μεταξύ κάθε κεραιοστοιχείου εκπομπής και του δέκτη σαν να έχουμε M_t κανάλια *SISO* τα οποία ενεργοποιούνται σειριακά κατά τη διάδοση της ίδιας πληροφορίας. Επίσης, παρατηρείται ότι η τεχνική της διαμόρφωσης δέσμης ομοιάζει σε επίδοση και φιλοσοφία με την *MRC* σε *SIMO* κανάλι.

Συνήθως, επειδή η φάση του καναλιού μεταβάλλεται ταχύτερα του πλάτους του και στον δέκτη εκτιμάται δυσκολότερα, ο εκπομπός εκμεταλλεύεται μόνο την πληροφορία που αφορά στο πλάτος του καναλιού (*Partial CSI*). Σε αυτή την περίπτωση, επιλέγεται για τη μετάδοση της πληροφορίας υποσύνολο κεραιοστοιχείων (*Antenna Selection*) τα οποία μεγιστοποιούν τον σηματοθορυβικό λόγο. Έτσι, αν το m_t^{th} κεραιοστοιχείο παρουσιάζει το καλύτερο *SNR*:

$$\gamma_{m_t} = \arg \max \frac{E_{sym} |h_{m_t}|^2}{\sigma_{m_t}^2} \quad (4-17)$$

και επιλέγεται το $w_{m_t} = 1$ για $m_t = m'_t$, και $w_{m_t} = 0$ για $m_t \neq m'_t$, τότε το σήμα στο δέκτη ισούται με:

$$y_{m_r}^* = \sqrt{E_{sym}} h_{m_r} x^* + noise_{m_r} \quad (4-18)$$

και ο σηματοθορυβικός λόγος ισούται με:

$$\gamma_{AS} = \max_{m_t} \frac{E_{sym} |h_{m_t}|^2}{\sigma_{m_t}^2} \quad (4-19)$$

Η τεχνική επιλογής κεραιών (*AS*) σε *MISO* κανάλι ομοιάζει στην *SC* τεχνική σε *SIMO* κανάλι και εφαρμόζεται στα πλαίσια της διατρίβης.

Τέλος, όταν η γνώση του καναλιού δεν είναι διαθέσιμη στον πομπό (*no CSI*), ο διαφορισμός δεν μπορεί να αξιοποιηθεί όπως στις δύο προηγούμενες τεχνικές, όπου τα δεδομένα κωδικοποιούνται στη διάσταση του χώρου. Σε αυτή την περίπτωση, τα δεδομένα θα πρέπει να κωδικοποιούνται βάσει χωρο-χρονικών τεχνικών (*STC*), π.χ. τεχνική *Alamouti* [170], οι οποίοι δεν περιλαμβάνονται στο ερευνητικό πεδίο της διατριβής.

Η χωρητικότητα του *MISO* καναλιού δίνεται από:

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{E_{sym}}{M_t \sigma_{m_t}^2} \sum_{m_r=1}^{M_r} |h_t^2| \right) \quad (4-20)$$

4.3.3 Πολλαπλά κεραιοστοιχεία εκατέρωθεν του ραδιοδιαύλου - MIMO κανάλι

Η μετάδοση πληροφορίας μεταξύ πομποδεκτών που είναι εξοπλισμένοι με πολλαπλά κεραιοστοιχεία [$M_r > 1$, $M_t > 1$] ευνοεί την εφαρμογή τεχνικών *MIMO*, οι οποίες αφορούν σε συνδυαστικές τεχνικές διαφορισμού και στην προεπεξεργασία των δεδομένων (Κεφάλαια 4.3.1-4.3.2). Εάν θεωρήσουμε ότι είναι τα σύμβολα που θα μεταδοθούν ταυτόχρονα από τα M_t κεραιοστοιχεία στη διάρκεια συμβόλου l^{th} είναι $x_{m_t}^l = [x_{M_1}^l, x_{M_2}^l, \dots, x_{M_t}^l]^T$, $y_{m_r}^l = [y_{M_1}^l, y_{M_2}^l, \dots, y_{M_r}^l]^T$ είναι το λαμβανόμενο σήμα σε κάθε κεραιοστοιχείο M_r , ο *AWGN* [$\sim CN(0, \sigma_{m_t}^2)$] είναι $noise_{m_t} =$

$$[noise_{M_1}, noise_{M_2}, \dots, noise_{M_t}]^T \text{ και } H_{m_r, m_t} = \begin{bmatrix} h_{1,1} & \dots & h_{1, M_t} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r, 1} & \dots & h_{M_r, M_t} \end{bmatrix} \text{ είναι το } MIMO$$

κανάλι, τότε το λαμβανόμενο σήμα δίνεται από:

$$y_{m_r}^l = \sqrt{E_{sym}} H_{m_r, m_t} x_{m_t}^l + noise_{m_t} \quad (4-21)$$

Με πλήρη γνώση καναλιού τόσο στον σταθμό βάσης, όσο και στο κινητό τερματικό, ο σταθμός βάσης μπορεί να εφαρμόσει την *SVD* τεχνική στον ερμιτιανό πίνακα H_{m_r, m_t} και την *MRC* τεχνική στο κινητό τερματικό. Στην περίπτωση αυτή, εάν $M = rank(H)$ είναι η τάξη του ερμιτιανού πίνακα, ο σηματοθορυβικός λόγος είναι:

$$\gamma_{MIMO} = \sum_{m_t=1}^{M_t} \sum_{m_r=1}^{M_r} \frac{E_{sym} |h_{m_r, m_t}|^2}{M \sigma_{m_t}^2} \quad (4-22)$$

Τέλος, η χωρητικότητα του *MIMO* καναλιού με *CSI* δίνεται από:

$$C = \log_2 \left(\det \left[I_{M_r \times M_t} + \frac{E_{sym}}{M_t \sigma_{m_t}^2} H H^H \right] \right) \quad (4-23)$$

4.4 Τεχνικές πολλαπλού διαφορισμού στην εκπομπή και στην λήψη - Ανασκόπηση βιβλιογραφίας

Οι στοχαστικές ιδιότητες του ασύρματου ραδιοδιαύλου πρέπει να λαμβάνονται σοβαρά υπόψη κατά τη σχεδίαση των ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται ο επιθυμητός βαθμός αξιοπιστίας της ζεύξης. Η αρχιτεκτονική *MIMO* χρησιμοποιώντας πολλαπλές κεραιές τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη, συνεισφέρει σημαντικά σε αυτή την κατεύθυνση, καθώς παρουσιάζει τα παρακάτω πλεονεκτήματα:

- **Κέρδος Συστοιχίας (*Array Gain*).** Με το κέρδος συστοιχίας αυξάνεται ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος (*SNR*) κατόπιν συνδυασμού των σημάτων τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη, ενώ απαιτείται η γνώση καναλιού στον πομπό ή/και στον δέκτη.
- **Κέρδος Διαφορισιμότητας (*Diversity Gain*).** Με το κέρδος διαφορισιμότητας βελτιώνεται η αξιοπιστία της ζεύξης με την μετάδοση του σήματος σε πολλές

ανεξάρτητες (ιδανικά) διαστάσεις (χώρο, χρόνο, συχνότητα), μετριάζεται η επίδραση των διαλείψεων πολυόδης διάδοσης και αυξάνεται η αντοχή του συστήματος στη διακαναλική παρεμβολή.

- Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (*Spatial Multiplexing Gain*). Με το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας αυξάνεται ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων (χωρητικότητα) διότι εκπέμπονται παράλληλα πολλαπλές ακολουθίες δεδομένων από διαφορετικά κεραιοστοιχεία χωρίς να αυξάνεται το εύρος ζώνης ή η συνολική εκπεμπόμενη ισχύς.

Το κέρδος διαφορισιμότητας και το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας, ωστόσο, είναι αμοιβαίως αποκλειόμενα. Στην πρώτη περίπτωση απαιτείται η μετάδοση του ίδιου συρμού δεδομένων από όλες τις κεραιές μετάδοσης, μειώνοντας έτσι τον μέσο ρυθμό σφαλμάτων στο δέκτη εις βάρος της συνολικής χωρητικότητας (η ίδια πληροφορία μεταδίδεται και λαμβάνεται από όλες τις δυνατές ζεύξεις του *MIMO* συστήματος), ενώ στη δεύτερη περίπτωση εκπέμπονται από τα κεραιοστοιχεία διαφορετικοί συρμοί δεδομένων. Οπότε, ανάλογα με τις συνθήκες, το περιβάλλον μετάδοσης και τις απαιτήσεις (αύξηση της φασματικής απόδοσης, αύξηση του ποσοστού εξυπηρέτησης των χρηστών, διεύρυνση της περιοχής κάλυψης), πρέπει να επιλεγθεί κατάλληλα η τεχνική μετάδοσης – λήψης η οποία ικανοποιεί τις απαιτήσεις για αποδεκτή ποιότητα υπηρεσίας της εν λόγω ζεύξης.

Η τεχνολογία *MIMO* χρησιμοποιείται κατά κύριο λόγο σε ευρυζωνικά συστήματα για τη μετάδοση υψηλού ρυθμού δεδομένων, όπου τα χαρακτηριστικά πολυόδης διάδοσης του περιβάλλοντος επικοινωνίας έχουν ως αποτέλεσμα το *MIMO* κανάλι να παρουσιάζει *frequency-selective fading* και συνεπώς *ISI*. Όπως είδαμε και σε προηγούμενα κεφάλαια, η *OFDM* διαμόρφωση μπορεί συν τοις άλλοις να μετατρέψει αυτό το κανάλι σε ένα σύνολο παράλληλων, επίπεδης διάλειψης, υποφορέων και συνεπώς να επιτρέψει την εξυγίανση των *ISI*.

Επειδή, όμως, στη σύγχρονη εποχή ο πληθυσμός των κινητών τερματικών έχει αυξηθεί αισθητά και κατά συνέπεια εντάθηκε η ανάγκη για υψηλότερες ρυθμοποδόσεις και λιγότερα σφάλματα, η παρούσα διατριβή εστιάζει κυρίως στις τεχνικές χωρικής πολυπλεξίας και υιοθετεί τεχνικές αξιοποίησης του περιορισμένου φάσματος και της διαθέσιμης ισχύος σε *MIMO-OFDMA* συστήματα.

Ιδανικά, στην περίπτωση που οι τεχνικές μετάδοσης, αξιοποίησης φάσματος και πόρων συνδυαστούν αποδοτικά, το σύστημα στο σύνολό του έχει τις κάτωθι δυνατότητες:

- προσαρμόζει δυναμικά τα επίπεδα ισχύος και διασφαλίζει την ελάχιστη ποιότητα QoS ,
- μειώνει την αλόγιστη σπατάλη των ήδη περιορισμένων ραδιοπόρων,
- μειώνει τις Η/Μ παρεμβολές (EMI) και δη τις ομοκαναλικές (CCI),
- μειώνει την αρχιτεκτονική πολυπλοκότητα του συστήματος και κατ'επέκτασιν εξοικονομεί ενέργεια,
- προάγει τη συνολική χωρητικότητα του δικτύου όσο το δυνατόν περισσότερο
- και παρουσιάζει μειωμένη αλγοριθμική πολυπλοκότητα.

Στον πραγματικό κόσμο, όμως, το να πληρούνται ταυτόχρονα αρκετές αλλά και αμοιβαίως αποκλειόμενες προϋποθέσεις, όπως οι παραπάνω, δεν είναι μια εύκολη υπόθεση.

Έτσι, η [171] προτείνει αλγόριθμο ελαχιστοποίησης της μεταδιδόμενης ισχύος διατηρώντας τις απαιτήσεις υψηλών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων. Στην [172], ο αλγόριθμος θέτει ατομικούς περιορισμούς στην ισχύ των κινητών τερματικών, με σκοπό την μεγιστοποίηση της ισχύος ανά χρήστη. Τα κανάλια και η ισχύς ανατίθενται στα κινητά τερματικά με τη βοήθεια συντελεστών βαρύτητας. Επίσης, στη [172] αναπτύσσεται και ένας υπο-αλγόριθμος βελτιστοποίησης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Στην [173], τα κανάλια αρχικά ομαδοποιούνται βάσει της ποιότητάς τους και αντιστοιχίζονται κάθε φορά σε ένα μόνο χρήστη. Στη συνέχεια, λαμβάνοντας υπόψη τους περιορισμούς ισχύος και ρυθμού σφάλματος ψηφίων, γίνεται ανάθεση ισχύος και προσαρμοστικά εφαρμόζεται η κατάλληλη QAM διαμόρφωση, δηλαδή ανατίθεται ο ανάλογος αριθμός *bits*. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων έδειξαν αύξηση του μέσου ρυθμού (*throughput*) μετάδοσης δεδομένων. Η [174] προτείνει ανάθεση ασύρματων πόρων ίσης ισχύος στα κινητά τερματικά με τέτοιο τρόπο ούτως ώστε να μεγιστοποιηθεί η συνολική χωρητικότητα. Στην εργασία [175], αρχικά καθορίζονται υποπεριοχές (*συστάδες*). Οι *συστάδες* περιλαμβάνουν τομείς που ανήκουν σε διαφορετικές κυψέλες με σκοπό την μείωση της μεταξύ τους παρεμβολής. Στη συνέχεια, οι χρήστες ομαδοποιούνται σε

κεντρικούς (πλησίον του σταθμού βάσης) και εξωτερικούς (πλησίον των κυψελικών ορίων), και γίνεται ανάθεση διαφορετικών υποφορέων. Έπειτα, κατανέμεται κατάλληλα ισχύς στους χρήστες που εκπέμπουν σύμβολα στο ίδιο κανάλι για να μειωθεί η ενδοκυψελική. Στην εργασία [176], η κάθε κυψέλη διαιρείται σε μια κεντρική και μια εξωτερική περιοχή, κάθε μια από τις οποίες υπόκειται σε περιορισμό σηματοθορυβικού λόγου (*SINR*). Αν ο *SINR* του νεοαφιχθέντα χρήστη ξεπερνά το προκαθορισμένο κατώφλι της περιοχής στην οποία ανήκει, τότε αιτείται υποφορέων από την περιοχή αυτή. Στην εργασία [177], η ανάθεση υποφορέων γίνεται κατόπιν συνδυασμού της *rate adaptive* τεχνικής με την *margin adaptive* τεχνική. Επειδή, όμως, η τακτική αυτή παρουσιάζει υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα, στην εργασία [178], εφαρμόζεται η *margin adaptive* τεχνική. Στην προκειμένη προσέγγιση οι υποφορείς κατανέμονται σειριακά σε ομαδοποιημένα (ανάλογα με την μέση ποιότητα ζεύξης του υποφορέα που χρησιμοποιούν) κινητά τερματικά, προκειμένου να καταταμηθεί η συνολική πολυπλοκότητα σε αλγόριθμους μειωμένης πολυπλοκότητας.

Τέλος, γίνεται μνεία σε μελέτες συστημάτων *MIMO-OFDMA*, οι οποίες εστιάζουν πρωτίτως στη βελτίωση της απόδοσης του συστήματος. Έτσι, στην εργασία [179], εφαρμόζεται η τεχνική *MRC* για να μελετηθούν διάφορες μέθοδοι διαμόρφωσης σε συστήματα *MIMO-OFDMA*. Απόρροια της ερευνητικής μελέτης είναι η μοντελοποίηση ενός θεωρητικού συστήματος ρυθμού δεδομένων, στο οποίο λαμβάνεται υπόψη η γκαουσιανή κατανομή. Επίσης, η επιλογή υποσυνόλου κεραιοστοιχείων (*AS*) [17] ως τεχνική προεπεξεργασίας των *H/M* βαθμίδων για την μετάδοση του σήματος και την ανάκτησή του στο δέκτη θεωρείται πλέον μια από τις περισσότερο διαδεδομένες λύσεις καθώς μειώνει σημαντικά το πλήθος των *RF* αλυσίδων (αρχιτεκτονική πολυπλοκότητα, κόστος, καταναλισκόμενη ισχύ) εις βάρος βέβαια του *QoS*. Στις εργασίες [180], [181], για να μειωθεί το πλήθος των *RF* αλυσίδων, άρα και η αρχιτεκτονική πολυπλοκότητα, προτείνεται μια μέθοδος επιλογής κεραιών. Από τη μέθοδο αυτή προκύπτουν αντιπροσωπευτικές τιμές χωρητικότητας *BER*, ενώ παράλληλα η υπολογιστική της πολυπλοκότητας είναι αρκετά χαμηλή. Μάλιστα, δεν υστερεί έναντι αντίστοιχων «εξουθενωτικών» μεθόδων (*Exhaustive Search Methods, ES*) και θεωρείται κατάλληλη για συστήματα *MIMO-OFDMA* που υπόκεινται σε χαμηλές έως και μέτριες διαλείψεις συχνότητας. Στην [164], οι Choi B. *et al.* διαιρούν την κυψέλη με σκοπό τη μείωση της *ICI* και τη

βελτιστοποίηση της επίδοσης των MT s. Για το λόγο αυτό, οι υποφορείς ανατίθενται σειριακά, ενώ τα MT που βρίσκονται στα κυψελικά όρια έχουν στη διάθεσή τους περισσότερη ισχύ. Ο Chang *et al.* [163] διαιρούν την κυψελική περιοχή όπως στη [164] και βελτιώνουν την χωρητικότητα και τη ρυθμαπόδοση χωρίς να απαιτείται CSI . Τέλος, η [182] προτείνει μια στρατηγική ανάθεσης ισχύος και υποφορέων αποσκοπώντας στη μεγιστοποίηση της δρώσας ενεργειακής απόδοσης, η οποία είναι ο λόγος της συνολικής δρώσας χωρητικότητας προς στη συνολική καταναλισκόμενη ισχύ.

4.5 Αρχιτεκτονική πλατφόρμας MU-MIMO-OFDMA, διαχείριση ραδιοπόρων με γνώση της ποιότητας του ραδιοδιαύλου και προεπεξεργασία H/M βαθμίδων

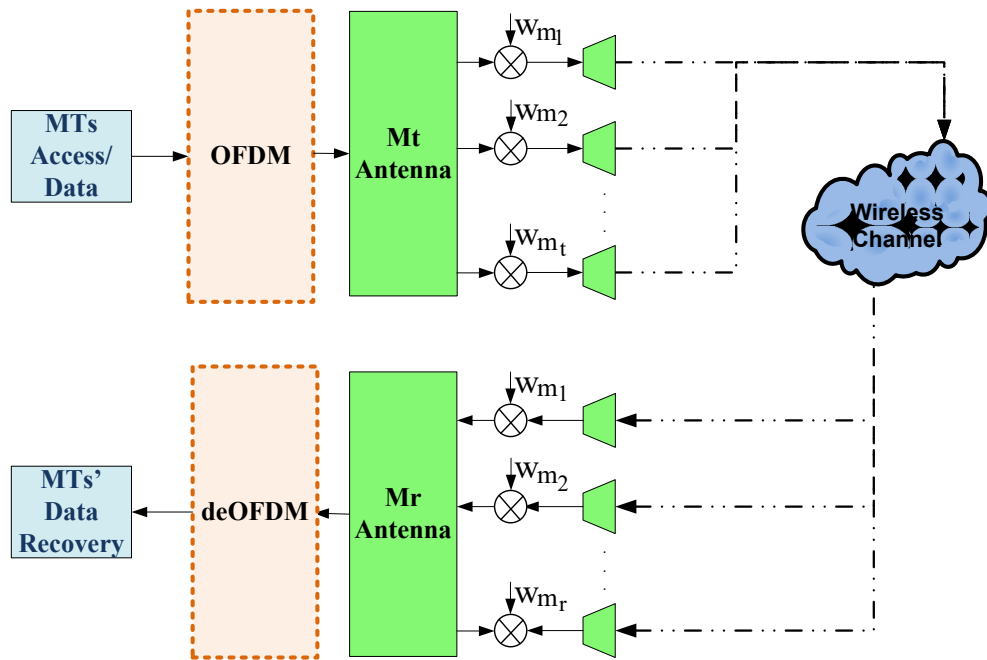
Στο κεφάλαιο αυτό, επικαιροποιείται η πλατφόρμα προσομοίωσης (Κεφάλαιο 2.4.1) του πολυκυψελωτού και πολυχρηστικού δικτύου [ΕΠ 1]. Πλέον τα τερματικά (σταθμοί βάσης, κινητά τερματικά) εξοπλίζονται με πολλαπλά κεραιοστοιχεία, εναλλακτικά $MIMO$ κεραιές. Στην προκειμένη περίπτωση (Εικόνα 4-2, Εικόνα 4-3) και για μία προσομοίωση, μόλις η πιθανότητα αποκλεισμού ξεπεράσει τον προκαθορισμένο περιορισμό ($FB \geq FB_{max}$, MU-Stage), το σήμα προς μετάδοση κωδικοποιείται, διαμορφώνεται και χαρτογραφείται βάσει γνωστών τεχνικών ($BPSK$, $QPSK$, $n-QAM$) σε σύμβολα, διαμορφώνεται κατά $OFDM$ ($OFDM$ Stage, Κεφάλαιο 2) και το σύμβολο που προκύπτει ανατίθεται σε διαθέσιμους υποφορείς. Στη συνέχεια, οδηγείται προς μετάδοση στη βαθμίδα των πολλαπλών κεραιών ($MIMO$ Stage), όπου καθορίζεται το κεραιοστοιχείο εκπομπής και αντίστοιχος συντελεστής βαρύτητας. Επομένως, το σήμα ($M \times I$) που θα εκπεμφθεί στη διάρκεια ενός συμβόλου για τον n^{th} MT είναι:

$$x_n(t) = \sum_{s \in \mathcal{S}_n} \sqrt{p_{n,s}} w_{n,s} X_{n,s} e^{j2\pi f_s t}, \quad 0 < t < T \quad (4-24)$$

όπου j είναι η φανταστική μονάδα, $p_{n,s}$ είναι η ανατεθείσα ισχύς του s^{th} υποφορέα του n^{th} κινητού τερματικού, $X_{n,s}$ είναι το μεταδιδόμενο s σύμβολο του n^{th} κινητού τερματικού, \mathcal{S} είναι ο συνολικός αριθμός διαθέσιμων υποφορέων και $w_{n,s}$ είναι το διάνυσμα μετάδοσης με το οποίο θα εκπεμφθεί το $X_{n,s}$ από όλες τις κεραιές M_t

επιτυγχάνονται κέρδος διαφορισιμότητας και υπολογίζεται με την *SVD* τεχνική. Προ της μετάδοσης, γίνεται δειγματοληψία του σήματος $x_n(t)$ σε S χρονικά διαστήματα. Ουσιαστικά, το σήμα που εκπέμπεται τελικά για συγκεκριμένη διάρκεια συμβόλου είναι:

$$x_n,l[m] = \sum_{s \in S_n} \sqrt{p_{n,s}} w_{n,s} X_{n,s,l} e^{j2\pi ms/S}, \quad 0 < m < S-1, \quad 0 < l < \infty \quad (4-25)$$



Εικόνα 4-2: Αρχιτεκτονική πομποδέκτη *MU-MIMO-OFDMA* με στοιχειοκεραίες εκατέρωθεν του ασύρματου καναλιού.

Στη πλευρά της λήψης, διεκπεραιώνεται η αντίστροφη διαδικασία της εκπομπής. Ωστόσο, επειδή το σήμα υπόκειται σε φαινόμενα σκίασης, γρήγορων διαλείψεων και παρεμβολών πολλαπλής πρόσβασης (*MAI*) που οφείλονται σε ομοδιαυλικά κινητά τερματικά, στη λήψη το αρχικό σήμα ανακτάται ορθά κατόπιν στατιστικών διεργασιών (π.χ. *ML*, *MMSE*, *ZF*) υποστηριζόμενες από φίλτρα εξισορροπιστές, [17]. Μετά το φιλτράρισμα και διακριτό μετασχηματισμό *Fourier* (*DFT*), το σήμα $(M_r \times l)$ για κάθε υποφορέα δίνεται από την επόμενη εξίσωση, η οποία (χάριν απλότητας) αφορά στην πρώτη περίοδο συμβόλου:

$$\begin{aligned}
 Y_{n,s} = & \left(\sqrt{\frac{p_{n,s}}{TL_{n,k}}} \right) H_{n,k,s} w_{n,s} X_{n,s} \\
 & + \underbrace{\sum_{n' \neq n} \left(\sqrt{\frac{p_{n',s}}{TL_{n,k'}}} \right) H_{n,k',s} w_{n',s} X_{n',s}}_{\text{interference}} + noise_{n,s}
 \end{aligned} \tag{4-26}$$

όπου $TL(n,k)$ είναι οι συνολικές απώλειες (συμπεριλαμβάνονται η σκίαση και τα διαγράμματα ακτινοβολίας των κεραιών) για το n^{th} κινητό τερματικό σχετικά με τον τομέα k^{th} στον οποίο ανήκει, $H_{n,k,s}$ είναι ο $M_r \times M_t$ πίνακας του ασύρματου διαύλου για τον s^{th} υποφορέα στον τομέα k και $noise_{n,s}$ είναι ο $M_r \times 1$ πίνακας *AWGN* θορύβου. Κατόπιν πολλαπλασιασμού της εξίσωσης αυτής με $r_{n,k,s} = (H_{n,k,s} w_{n,s})^H$ (*MRC*), προκύπτει ο σηματοθορυβικός λόγος για το n^{th} *MT* στον s^{th} υποφορέα και το σήμα εν τέλει αποδιαμορφώνεται. Ο σηματοθορυβικός λόγος δίνεται από:

$$\begin{aligned}
 SINR_{n,s} = & \frac{p_{n,s} w_{n,s}^H H_{n,k,s}^H r_{n,k,s}^H r_{n,k,s} H_{n,k,s} w_{n,s}}{TL_{n,k}} \\
 & \sum_{n' \neq n, s \in S_n} \frac{p_{n',s} w_{n',s}^H H_{n,k',s}^H r_{n,k',s}^H r_{n,k',s} H_{n,k',s} w_{n',s}}{TL_{n,k'}} + r_{n,s}^H r_{n,s} I_o
 \end{aligned} \tag{4-27}$$

Για την επίλυση του προβλήματος, θεωρούμε ίδιο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων για όλα τα κινητά τερματικά χάριν απλοποίησης και επιδιώκουμε την εκτίμηση των διανυσμάτων $w_{n,s}$, της ισχύος κάτω ζεύξης των υποφορέων κάθε κινητού τερματικού $p_{n,s}$ (2-14), καθώς και την ανάθεση κατάλληλου συνόλου υποφορέων ανά *MT* U_n . Για το σύνολο U_n ισχύουν οι περιορισμοί (2-15). Στη συνέχεια, με σκοπό την μείωση της αλγοριθμικής πολυπλοκότητας και της καταναλισκόμενης ισχύος στους *RF* κλάδους (4-28), στη βαθμίδα *MIMO* (*MIMO Stage*) υποστηρίζονται τεχνικές προεπεξεργασίας *H/M* βαθμίδων (*AS*) προϋποθέτοντας μερική γνώση καναλιού (*partial CSI*). Σύμφωνα με την τεχνική που ενσωματώθηκε στον προσομοιωτή, εντοπίζεται το βέλτιστο υποσύνολο κεραιοστοιχείων. Θέτωντας ως $r_{n,k,s,as} = (H_{n,k,s,as} w_{n,s,as})^H$, ο σηματοθορυβικός λόγος του υποσυνόλου κεραιοστοιχείων που επιλέγονται υπολογίζεται από:

$$SNR_{n,as,s} = \max \left[\left(w_{n,k,s,as_i}^H H_{n,k,s,as_i}^H r_{n,k,s,as_i}^H \right) * \left(r_{n,k,s,as_i} w_{n,k,s,as_i} H_{n,k,s,as_i} \right) \right] \tag{4-28}$$

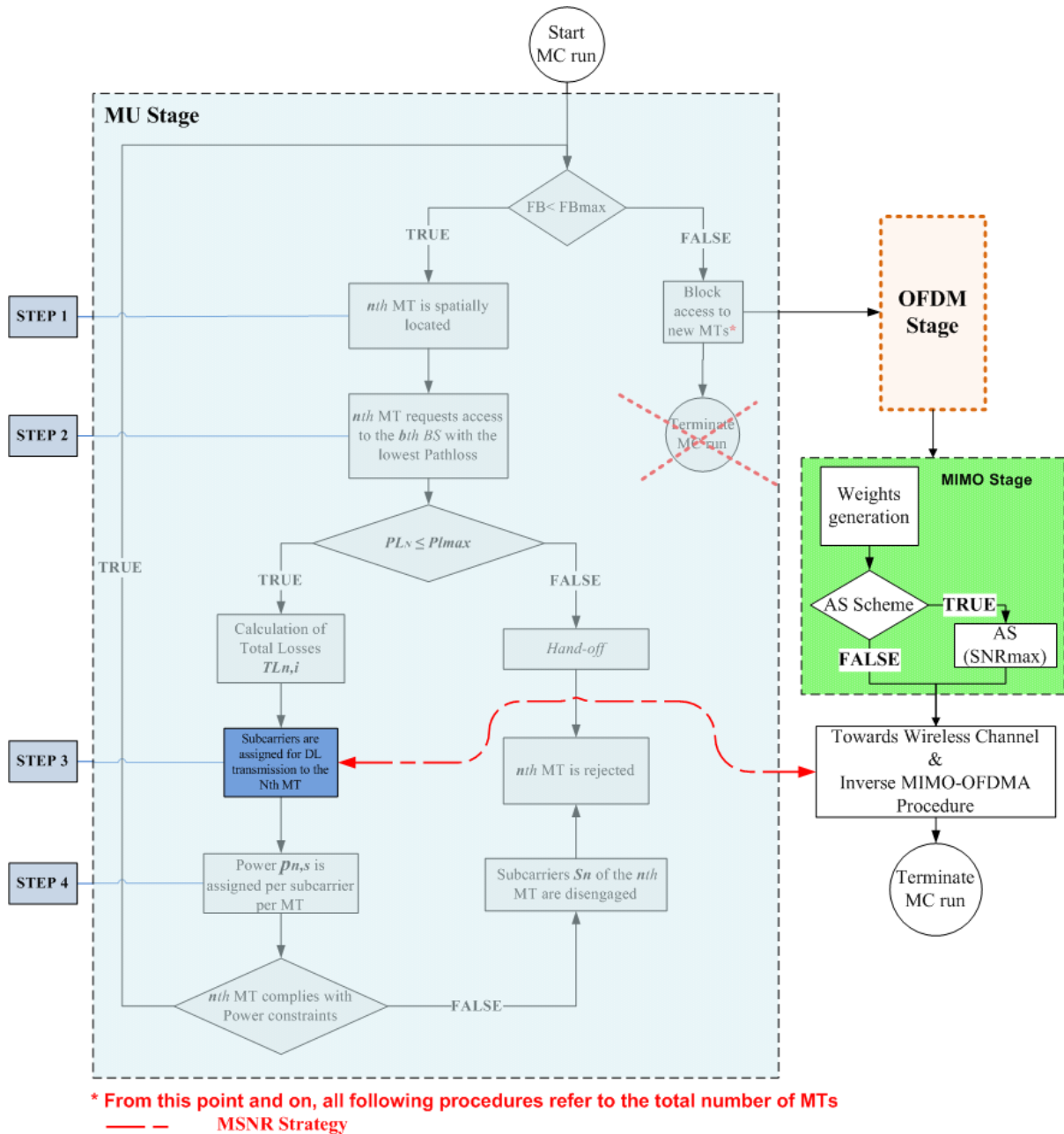
όπου η ένδειξη x_{n,k,s,as_i} συμβολίζει τον πίνακα x του n^{th} MT που βρίσκεται στον k^{th} κυψελικό τομέα και εκπέμπει στον s^{th} υποφορέα διαμέσω του as_i υποσυνόλου κεραιών.

Τέλος, δεδομένου ότι υπάρχει κανάλι ανάδρασης, προτείνεται σχετικός αλγόριθμος ανάθεσης υποφορέων (εφεξής $MSNR$ - Maximum Signal to Noise Ratio), ο οποίος αξιοποιεί τη γνώση αυτή. Πιο αναλυτικά, ο προτεινόμενος αλγόριθμος αναζητά τους διαθέσιμους υποφορείς C_b του b^{th} BS και υπολογίζει τον σηματοθορυβικό λόγο έκαστου $snr_{n,s}$ (Πίνακας 4-2, Γραμμή 4). Ο πίνακας $w_{n,k,s}$ διαστάσεων $M_r \times 1$ συμβολίζει το ιδιοδιάνυσμα του ερμιτιανού πίνακα $H_{n,k,s}$ (απόκριση επίπεδων διαλείψεων) διαστάσεων $M_r \times M_t$ στο s^{th} υποφορέα του n^{th} MT που βρίσκεται στον k^{th} κυψελικό τομέα. Το ιδιοδιάνυσμα υπολογίζεται βάσει της SVD (*beamforming*). Η τιμή κάθε νεο-υπολογιζόμενου σηματοθορυβικού λόγου αποθηκεύεται στον συγκεντρωτικό πίνακα $SNR_{n,i}$ (Πίνακας 4-2, Γραμμή 5), ο οποίος έχει διαστάσεις $I \times |C_b|$. Κατόπιν του υπολογισμού όλων των λόγων, οι τιμές του πίνακα $SNR_{n,i}$ τοποθετούνται σε αύξουσα σειρά (Πίνακας 4-2, Γραμμή 7) και βάσει αυτής της αναδιαμόρφωσης ανακατατάσσονται και τα διαθέσιμα φέροντα του C_b (Πίνακας 4-2, Γραμμή 8). Στη συνέχεια, δεσμεύονται οι τελευταίοι S_n υποφορείς του αναδιαμορφωμένου C_b (Πίνακας 4-2, Γραμμή 9) και ανατίθενται στο n^{th} MT . Η ένδειξη $(.)^H$ συμβολίζει τον αναστροφοσυζυγή του πίνακα εντός των παρενθέσεων. Η αλγοριθμική πολυπλοκότητα της τεχνικής είναι αυξημένη λόγω της πληροφορίας ανάδρασης που απαιτείται και εκτιμάται με λογική όμοια των τεχνικών που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο. Εν ολίγοις, οι πράξεις που απαιτούνται για την ανάθεση ενός υποφορέα s αφορούν στην εύρεση αρχικά όλων των διαθέσιμων υποφορέων $|C_b|$, στην σύγκριση του s με όλους όσους έχουν ήδη ταξινομηθεί και την τοποθέτησή του μεταξύ των ήδη ταξινομημένων υποφορέων. Το γεγονός οδηγεί σε μία αρχική πολυπλοκότητα $O(\text{sum}(I:|C_b|))$. Εάν πρέπει το κινητό τερματικό να αποκτήσει φασματική πρόσβαση μέσω περισσότερων υποφορέων, η διαδικασία επαναλαμβάνεται τόσες φορές όσοι και οι υποφορείς προς ανάθεση. Άρα η πολυπλοκότητα της $MSNR$ καταλήγει να ισούται με $O(\text{sum}(I:|C_b|) * S_n)$.

Η μία *Monte Carlo* ολοκληρώνεται, αφού το σήμα ανακτηθεί με την ανάστροφη της εκπομπής διαδικασία και εκτιμάται συν τοις άλλοις το μέσο BER .

Πίνακας 4-2: Τεχνική *MSNR*.

(01)	$i \leftarrow 0$
(02)	<i>for</i> $1:s: C_b $
(03)	$i \leftarrow i+1$
(04)	$snr_{n,s} \leftarrow [w_{n,k,s}^H H_{n,k,s}^H r_{n,k,s}^H] * [r_{n,k,s} H_{n,k,s} w_{n,k,s}]$
(05)	$SNR_{n,i} \leftarrow snr_{n,s}$
(06)	<i>end</i>
(07)	$SNR_n \leftarrow sort(SNR_n)$
(08)	$C_b \leftarrow C_b^{SNR_n}$
(09)	$U_n \leftarrow C_b \left((C_b - S_n + 1) : C_b \right)$
(10)	$C_b \leftarrow C_b \setminus U_n$



Εικόνα 4-3: Διάγραμμα ροής προσομοιωτή πολυχρηστικού συστήματος MU-MIMO-OFDM.

4.6 Αξιολόγηση τεχνικών ανάθεσης υποφορέων OFDM (CSI, no-CSI) και προεπεξεργασίας H/M βαθμίδων.

Θεωρώντας ίδιο ρυθμό μετάδοσης (625 Kbps ή 4 υποφορείς ανά MT) για όλα τα MTs και διαμόρφωση QPSK, υπολογίστηκαν η μέση διακίνηση, ο μέσος BER και η μέση καταναλισκόμενη ισχύς ανά MT με και χωρίς AS όταν υιοθετούνται οι: Random, RAJSS(PD=0 Km, CD=1.5 Km), BAJSS(G=4), MSNR [EIT 1, ΔΣ 3, ΔΣ 4].

Επίσης, εκτιμήθηκε ο μέσος BER σε ένα ακραίο σενάριο όπου το σύστημα εξυπηρετεί τον μέγιστο αριθμό τερματικών ($1 \text{ tier}, 140 \text{ Mbps}$). Σε αυτό το σενάριο, αλλά και σε σενάρια με χαμηλό $SINR$ (π.χ. 0 dB) εκτελούνται 10^3 MC προσομοιώσεις αντί των 10^4 MC . Ο λόγος μείωσης του πλήθους των προσομοιώσεων σε ακραία σενάρια οφείλεται στο γεγονός ότι σε αυτές τις περιπτώσεις το σύστημα είναι πολυπληθυσμιακό με αποτέλεσμα οι εκτιμώμενες τιμές των υπό μελέτη παραμέτρων να συγκλίνουν στη μέση τιμή τους πιο γρήγορα. Ένας δεύτερος λόγος είναι για να μειωθεί υπολογιστικός φόρτος που παρατηρείται κατά την επίλυση των μεγάλων γραμμικών συστημάτων. Στον Πίνακα 4-3, συνοψίζονται τα χαρακτηριστικά του παραμετροποιημένου δικτύου.

Στις εικόνες που ακολουθούν (Εικόνα 4-5 - Εικόνα 4-7), υπάρχουν τρεις ομάδες στηλών, καθεμία από τις οποίες αντιστοιχεί και σε διαφορετική τιμή του $SINR$. Επίσης, παρατηρεί κανείς ότι καθώς αυξάνει το $SINR$, η μέση διακίνηση και ο μέσος BER μειώνονται. Ο μέσος ρυθμός σφάλματος επίσης μειώνεται, όταν μειώνεται η αρχιτεκτονική πολυπλοκότητα ($AS, M_i=2$) του BS . Αντίθετα, η κατανάλωση ισχύος αυξάνει παρόλο που η διακίνηση είναι χαμηλή. Αυτό οφείλεται κυρίως στην απληστία που παρουσιάζουν τα MTs να καταναλώνουν ενέργεια. Όταν όμως μειώνεται το $SINR$, τα MTs για την $Random$ και την $RAJSS$ καταναλώνουν περισσότερη ισχύ. Στο σενάριο αυτό, το πλήθος των MTs είναι αυξημένο και στις δύο τεχνικές και επομένως γίνεται ενίσχυση του σήματός τους (*Step 4: Dynamic transmission power assignment - Power control*) προκειμένου να διεκπεραιώσουν και διατηρήσουν τη ζεύξη τους.

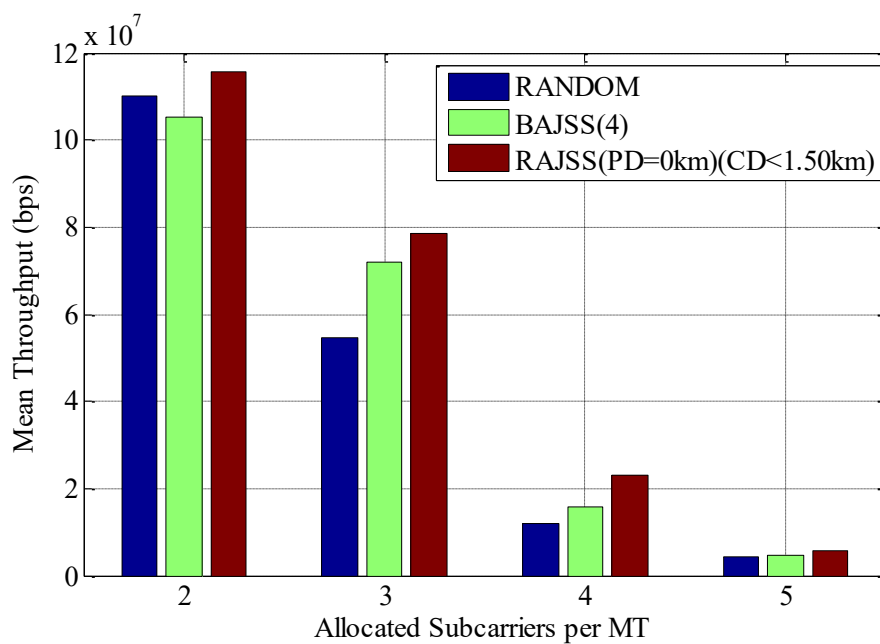
Πιο αναλυτικά, στην Εικόνα 4-4 παρουσιάζεται σε πρώτη φάση η αξιολόγηση των υπό μελέτη τεχνικών ανάθεσης ραδιοπόρων για πιθανότητα αποκλεισμού ίση με 30% , $E_b/N_o = 9.6 \text{ dB}$, 19 κυψέλες και 2, 3, 4 and 5 υποφορείς ανά MT . Συγκριτικά με τη $Random$, η $RAJSS$ προάγει την επίδοση του συστήματος, επειδή θεμελιωδώς καταστέλλει τις ομοδιαυλικές παρεμβολές και επιτρέπει ως εκ τούτου την εισαγωγή περισσότερων τερματικών. Για παράδειγμα, για 4 υποφορείς ανά MT , η $RAJSS$ και η $BAJSS$ παρουσιάζουν κέρδος στη μέση διακίνηση κατά 93.39% και 32.68% αντίστοιχα. Μετά την $RAJSS$, σε αποδοτικότητα ακολουθεί η $BAJSS$ και η $MSNR$ καθώς επιτρέπουν σε πολύ λιγότερους MTs να εξυπηρετηθούν από το σύστημα.

Πίνακας 4-3: Παραμετροποίηση *MU-MIMO-OFDM* δικτύου.

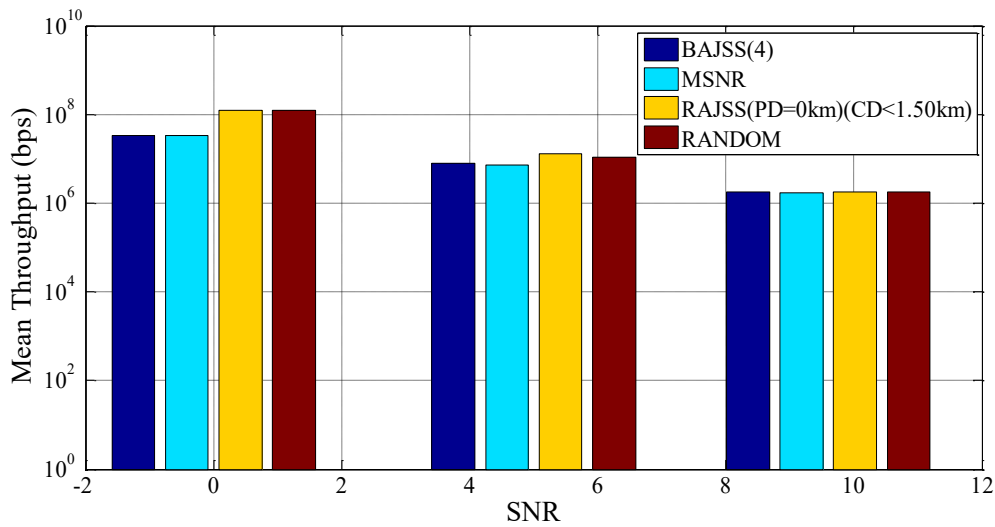
Παράμετροι	Τιμή/Σύμβαση
Απόσταση κυψελών x/y αξόνων	2km / 1.73 km
Σειρές κυψελών περιφερειακά της κεντρικής κυψέλης (Tiers)	1, 2
Ύψος σταθμού βάσης / κινητού χρήστη	30 m / 1.5 m
Κεντρική συχνότητα λειτουργίας	2.5 GHz
Συνολικό εύρος ζώνης	10 MHz
Συνολικός αριθμός φερόντων ανά τομέα	128
Εύρος ζώνης φέροντος	78.125 KHz
Πλήθος υποφορέων ανά <i>MT</i>	4
Μοντέλο διάδοσης	Okumura-Hata, εκθέτης απωλειών 3.5
Τυπική απόκλιση σκίασης	8 dB
Διασπορά (Azimuth Spread)	Λαπλασιανή κατανομή, 5°
Bit Error Rate (BER)	10 ⁻⁶
E_b/N_o	0 dB-9.6 dB ([167], Διαμόρφωση QPSK)
Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραιοστοιχείων [39]	Broadside gain = 14 dBi Εύρος ημίσεας ισχύος (3 dB) = 70° Front-to-back ratio = 20 dB
Πλήθος κεραιοστοιχείων <i>BS/MT</i>	$\frac{M_t}{M_r} = 3$ ή 2/ 2
Μέγιστη ισχύς μετάδοσης <i>BS/MT</i>	43 dBm / 30 dBm
Επίπεδο θερμικού θορύβου στον κινητό χρήστη	-104 dBm
Πλήθος Monte Carlo προσομοιώσεων	10 ³ , 10 ⁴ (σελ. 200)
Πιθανότητα αποκλεισμού	5%, 30% και Μέγιστη χωρητικότητα (1 tier, 140 Mbps)

Όσον αφορά στο μέσο *BER*, στον πίνακα (Πίνακας 4-4) φαίνονται τα επίπεδα του ρυθμού σφάλματος για όλες τις τεχνικές ανάθεσης ραδιοπόρων με και χωρίς *AS*. Καθώς φαίνεται, την η *BAJSS* αποδίδει καλύτερα, ενώ *RAJSS* χειρότερα. Αυτό ωστόσο δεν είναι απολύτως σωστό, διότι όταν η *RAJSS* η μέση διακίνηση υιοθετείται αυξάνει αισθητά, οπότε είναι εύλογο να υπάρξουν και περισσότερα "διαταραγμένα" bits. Με την ίδια λογική επομένως, μετά την *RAJSS* ακολουθούν οι *Random* και στο τέλος οι *BAJSS* και *MSNR*. Επίσης, παρατηρείται ότι γενικά η *MSNR* ακόμη και αν επιτρέπει σε λιγότερους χρήστες να εξυπηρετηθούν παρουσιάζει καλύτερες τιμές μέσου ρυθμού σφάλματος και αυτό γιατί αναθέτει στα *MTs* ποιοτικότερους υποφορείς. Τέλος, όταν $E_b/N_o = 9.6$ dB το μέσο *BER* είναι ίσο με μηδέν, γεγονός που αποδεικνύει του λόγου το αληθές της [167]. Τέλος, στον Πίνακα 4-5 δίνεται ο μέσος *BER* όταν στο σύστημα με 7 κυψέλες η διακίνηση είναι

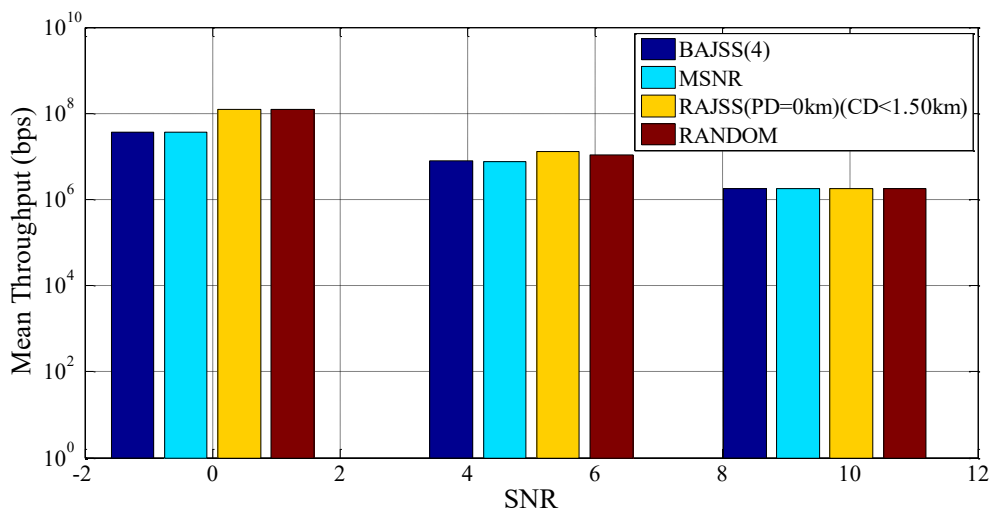
μέγιστη (140 Mbps). Όταν αξιοποιούνται όλοι οι RF κλάδοι (no AS), οι $MSNR$ και $Random$ δίνουν μηδενικό BER , και έπονται οι $BAJSS$ και $RAJSS$. Στην περίπτωση που πραγματοποιείται επιλογή κεραιοστοιχείων κατά την εκπομπή, η $MSNR$ προπορεύεται των υπολοίπων σε επίδοση και ακολουθούν οι $RAJSS$, $Random$, $BAJSS$. Εν ολίγοις, η $MSNR$ επιτρέπει καλύτερο QoS από τις υπόλοιπες τεχνικές ανεξαρτήτου σεναρίου (AS , no AS) όταν εξυπηρετείται ο μέγιστος αριθμός τερματικών, ενώ υστερεί σε αλγοριθμική πολυπλοκότητα και υπολογιστικό φόρτο.



Εικόνα 4-4: Μέση διακίνηση (*mean Throughput*) για πιθανότητα αποκλεισμού 30%, $E_b/N_o = 9.6$ dB και 19 κυψέλες.

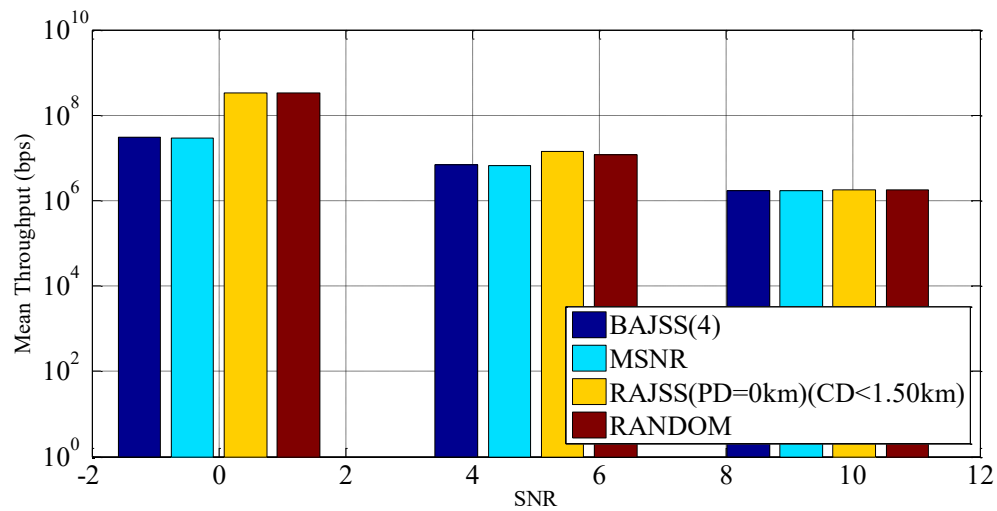


(α)

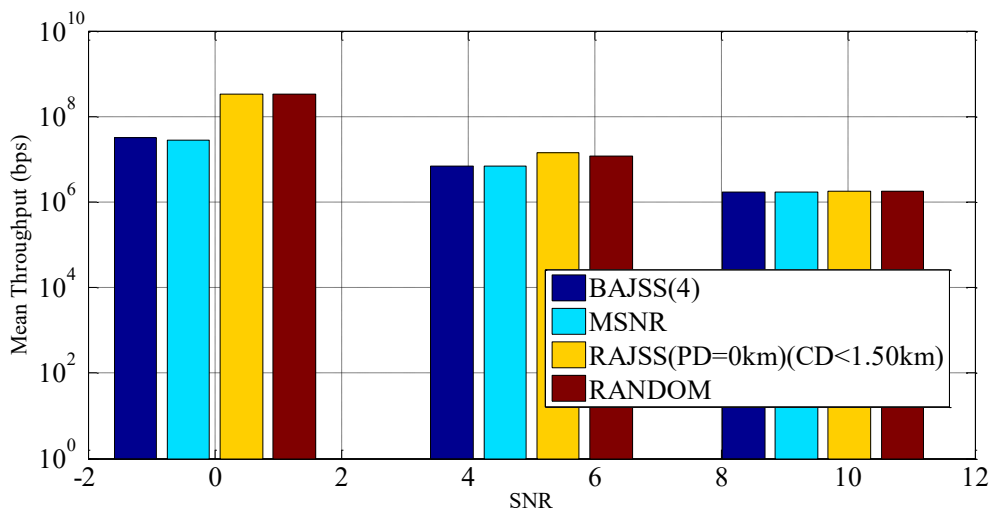


(β)

Εικόνα 4-5: (α). Μέση διακίνηση (mean Throughput) για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, $E_b/N_o(\text{dB}) = [0, 5, 9.6]$, 7 κυψέλες, με AS. (β) Μέση διακίνηση (mean Throughput) για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, $E_b/N_o(\text{dB}) = [0, 5, 9.6]$, 7 κυψέλες, χωρίς AS.

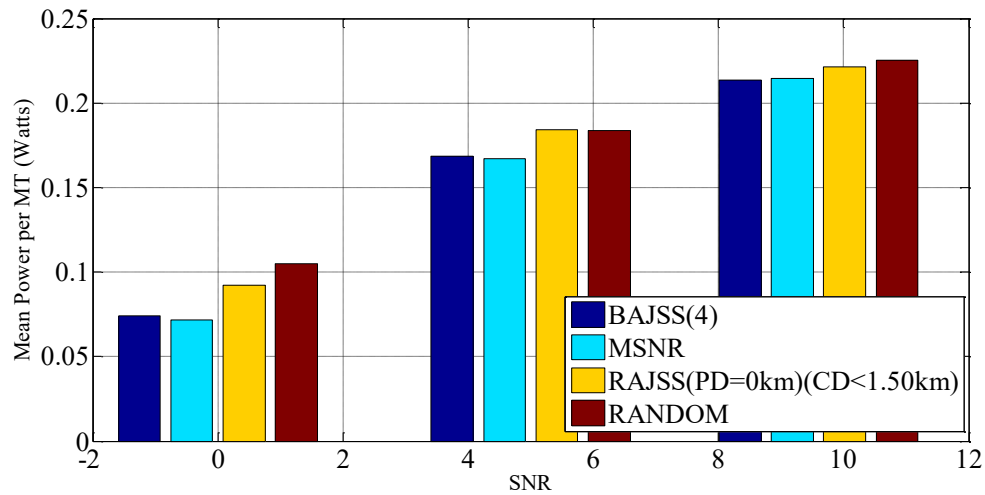


(α)



(β)

Εικόνα 4-6: (α). Μέση διακίνηση (mean Throughput) για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, $E_b/N_o(\text{dB}) = [0, 5, 9.6]$, 19 κυψέλες, με AS. (β) Μέση διακίνηση (mean Throughput) για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, $E_b/N_o(\text{dB}) = [0, 5, 9.6]$, 19 κυψέλες, χωρίς AS.



Εικόνα 4-7: Μέση καταναλισκόμενη ισχύς για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, $E_b/N_o(\text{dB}) = [0, 5, 9.6]$, 19 κυψέλες, με AS.

Πίνακας 4-4: Μέσος ρυθμός σφάλματος BER για 5% πιθανότητα αποκλεισμού

Σενάριο	E_b/N_o		
	0 dB $MC = 10^3$	5 dB $MC = 10^4$	9.6 dB $MC = 10^4$
Tier 1, no AS, RANDOM	5.2208e-004	1.3085e-005	0.0
Tier 1, no AS, BAJSS	5.7563e-005	1.0289e-006	0.0
Tier 1, no AS, RAJSS	4.7353e-004	2.0247e-006	0.0
Tier 1, no AS, MSNR	1.8918e-006	0.0	0.0
Tier 2, no AS, RANDOM	0.0	1.0502e-006	0.0
Tier 2, no AS, BAJSS	2.3199e-005	1.3733e-007	0.0
Tier 2, no AS, RAJSS	0.0	8.0295e-007	0.0
Tier 2, no AS, MSNR	1.3393e-007	0.0	0.0
Tier 1, AS, RANDOM	9.5508e-004	6.3917e-006	0.0
Tier 1, AS, BAJSS	5.7199e-006	1.5057e-006	0.0
Tier 1, AS, RAJSS	8.3997e-004	2.0247e-006	0.0
Tier 1, AS, MSNR	5.7199e-006	0.0	0.0
Tier 2, AS, RANDOM	1.3000e-003	3.1146e-006	0.0
Tier 2, AS, BAJSS	4.3385e-005	1.6271e-006	0.0
Tier 2, AS, RAJSS	1.100e-003	8.0295e-007	0.0
Tier 2, AS, MSNR	1.1521e-006	0.0	0.0

Πίνακας 4-5: Μέσος ρυθμός σφάλματος *BER* για μέγιστη χωρητικότητα.

Σενάριο: Μέγιστο Πλήθος MTs (= 140 Mbps)		$\frac{E_b}{N_o} = 9.6 \text{ dB}, MC=10^4, tier = 1,$ $OFDM \text{ subcarriers} = 4$
<i>No As</i>	<i>Random</i>	0
	<i>BAJSS (4)</i>	2.4414e-8
	<i>RAJSS (0.0 Km, 1.5 Km)</i>	1.015e-7
	<i>MSNR</i>	0
<i>As</i>	<i>Random</i>	1.1595e-6
	<i>BAJSS (4)</i>	9.7714e-7
	<i>RAJSS (0.0 Km, 1.5 Km)</i>	5.9814e-7
	<i>MSNR</i>	1.4824e-8

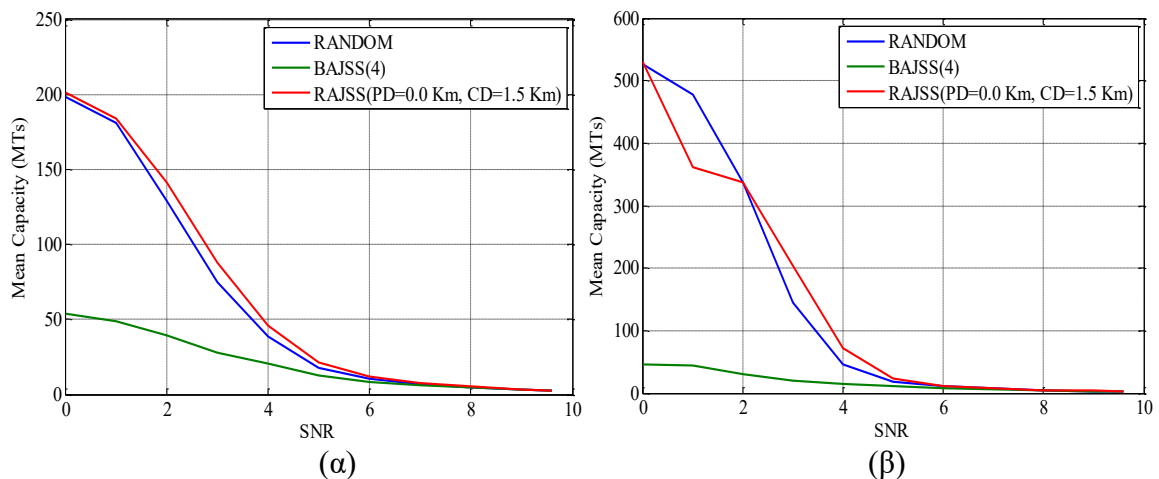
Η αξιολόγηση των τεχνικών (*Random*, *BAJSS*, *RAJSS*) ολοκληρώνεται με προσομοιώσεις για όλες τις τιμές *SINR*, στις οποίες δε συμπεριλήφθηκε η *MSNR* λόγω αυξημένης πολυπλοκότητας. Η μέση διακίνηση (*MTs*), το μέσο *BER* (*QoS*), η μέση καταναλισκόμενη ισχύς και ο δείκτης δικαιοσύνης (*CFI*, *PFI*) εκτιμώνται για 1 και 2 tiers, 4 υποφορείς ανά *MT* (ή 625 Kbps) και για δύο αρχιτεκτονικές της *MIMO* διάταξης (Εικόνα 4-8, Εικόνα 4-12). Η γενικότερη τάση που παρατηρείται είναι ότι οι χαμηλές τιμές *SINR* (ή E_b/N_o) οδηγούν σε αυξημένη μέση χωρητικότητα, αυξημένη μέση καταναλισκόμενη ισχύ, αυξημένο μέσο ρυθμό σφάλματος και μειωμένη κατανάλωση στην ισχύ (Εικόνα 4-10).

Όσον αφορά στη χωρητικότητα, η *BAJSS* υστερεί των *Random* και *RAJSS*, των οποίων ο *CFI* (Κεφάλαιο 3.7.5) είναι υψηλότερος (Εικόνα 4-11). Το γεγονός δηλώνει ότι οι *Random* και *RAJSS* τεχνικές φασματικές πρόσβασης αναθέτουν τους υποφορείς με τέτοιο τρόπο ούτως ώστε να γίνονται αποδεκτά περισσότερα κινητά τερματικά πολύ πριν η πιθανότητα αποκλεισμού 5% ξεπεραστεί (ή 80%, Εικόνα 4-9). Στην Εικόνα 4-9 εξαιτίας του χαμηλού *SINR* (0 dB) και της υψηλής τιμής της πιθανότητας αποκλεισμού (ανεξαρτήτου τεχνικής φασματικής πρόσβασης), το σύστημα εξυπηρετεί το μέγιστο πλήθος τερματικών (κόκκινη διακεκομμένη γραμμή), για 1 (Εικόνα 4-9α, 224 *MTs*) και 2 tiers (Εικόνα 4-9β, 608 *MTs*). Για τιμές *SINR* που ξεπερνούν τα 6 dB, τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων συγκλίνουν στις ίδιες τιμές για όλες τις τεχνικές. Εν κατακλείδι, για μικρές τιμές *SINR* σε 1 tier (ασθενές περιβάλλον σκέδασης), η *RAJSS* 4-πλασιάζει την μέση χωρητικότητα συγκριτικά με την *BAJSS*. Όταν, όμως, το περιβάλλον σκέδασης είναι περισσότερο έντονο (2 tiers, οι *BSs* του 1ου tier υπόκειται σε παρεμβολές από 7 *BSs* γειτονικούς αντί 3 *BSs*), η μέση χωρητικότητα αυξάνεται με την *RAJSS* και υποδιπλασιάζεται με την *BAJSS*.

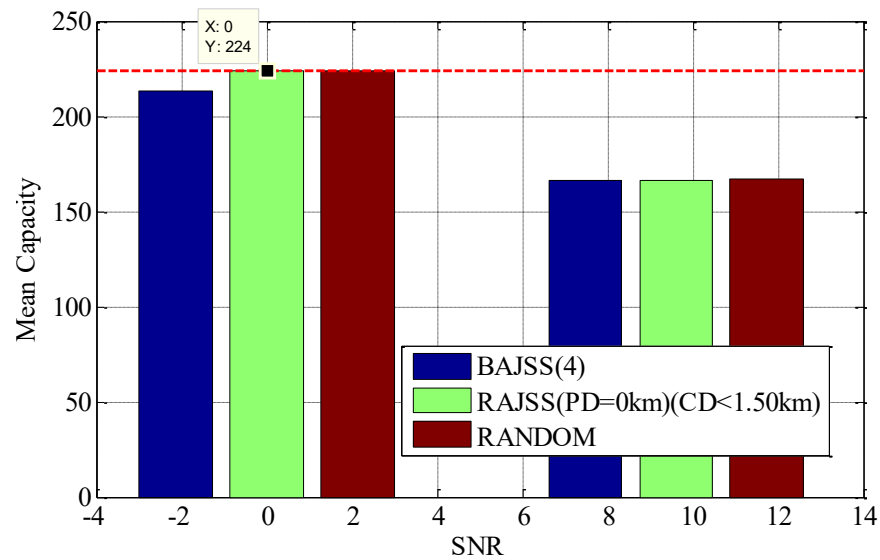
Για λόγους πληρότητας των αποτελεσμάτων, δίνεται στην Εικόνα 4-10 και η μέση καταναλισκόμενη ισχύς (ανά κινητό τερματικό και η συνολική). Οι πληροφορίες που δίνονται από τα εν λόγω γραφήματα, έχουν ήδη συζητηθεί τόσο στο παρόν όσο και στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Στην Εικόνα 4-11, δίνονται οι *CFI* (τρεις πρώτες στήλες κάθε ομάδας στηλών) και *PFI* (τρεις τελευταίες στήλες κάθε ομάδας στηλών). Ο *CFI* μειώνεται σημαντικά έως ότου το *SINR* φτάσει τα 4 dB ή 5 dB, και αρχίζει να αυξάνει ελαφρώς από εκεί και έπειτα. Αντιθέτως, ο *PFI* μειώνεται μονοτονικά καθώς αυξάνει το *SINR* και τελικά αγγίζει το 0.5. Για *SINR* = 0 ή 1 dB, ο *Δείκτης Δικαιοσύνης* αγγίζει το 1 (μέγιστη διακίνηση). Ο λόγος που ο δείκτης (εναλλακτικά *Jain's Index*) παρουσιάζει έντονη διακύμανση δικαιολογείται από το γεγονός ότι σε ένα σύνολο *MC* προσομοιώσεων υπάρχουν προσομοιώσεις στο τέλος των οποίων έγιναν αποδεκτά ελάχιστα τερματικά έως και κανένα.

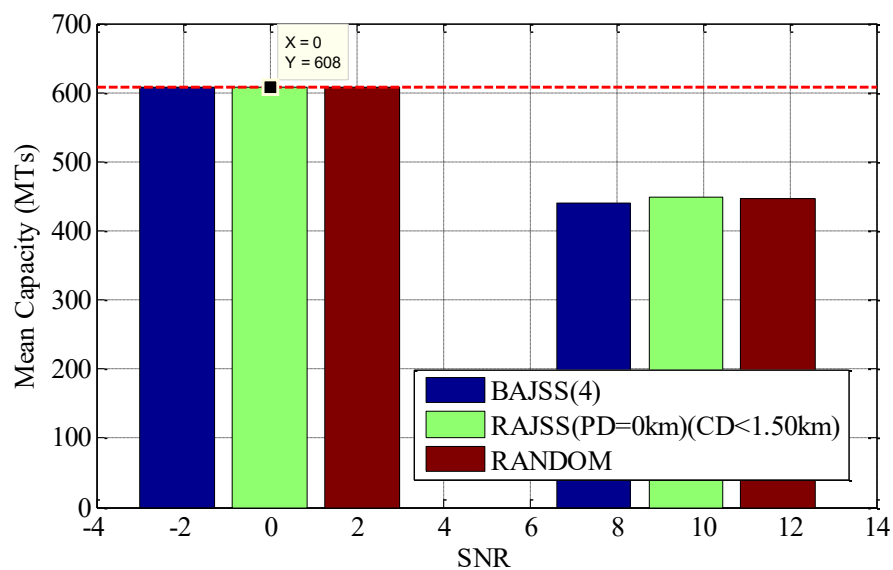
Τέλος, το *BER* (Εικόνα 4-12) παρουσιάζει μικρότερες τιμές όταν δεν χρησιμοποιείται η τεχνική επιλογής κεραιοστοιχείων (no *AS*), καθώς και όταν υιοθετείται η *BAJSS*. Όπως έχει προαναφερθεί (Πίνακας 4-3), οι υψηλότερες τιμές του *BER* για τις *Random* και *RAJSS* τεχνικές φασματικής πρόσβασης οφείλονται στο αυξημένο πλήθος κινητών τερματικών που εξυπηρετεί το σύστημα. Τέλος, οι τιμές του *BER* συγκλίνουν στην ίδια τιμή ($BER \cong 0$, ανεξαρτήτου τεχνικής), όταν $SINR > 4dB$.



Εικόνα 4-8: (α) Μέσος αριθμός *MTs* για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, 1 tier. (β) Μέσος αριθμός *MTs* για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, 2 tiers.

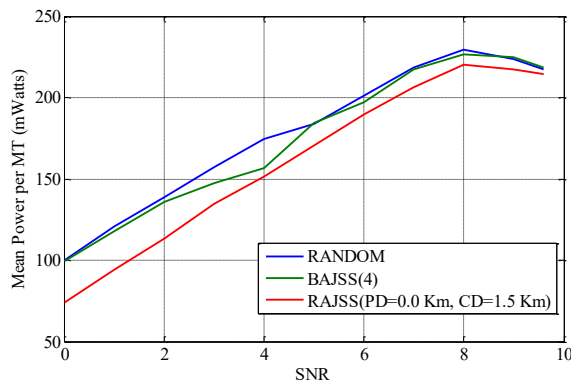


(α)

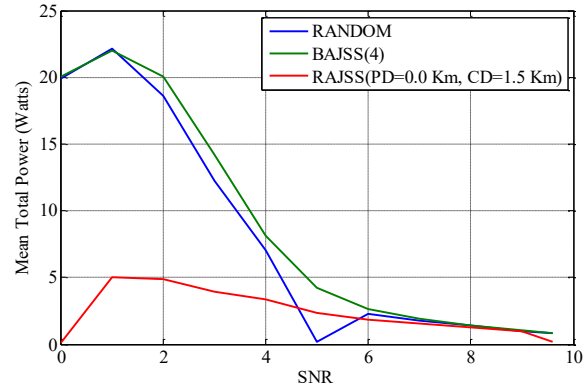


(β)

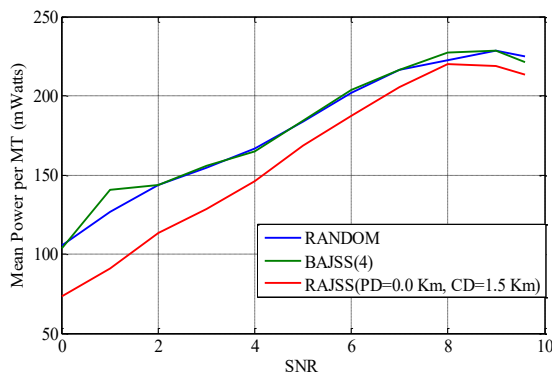
Εικόνα 4-9: Μέσος αριθμός *MTs* για πιθανότητα αποκλεισμού 80%, (α) 1 tier [λογαριθμική βαθμονόμηση] και (β) 2 tiers.



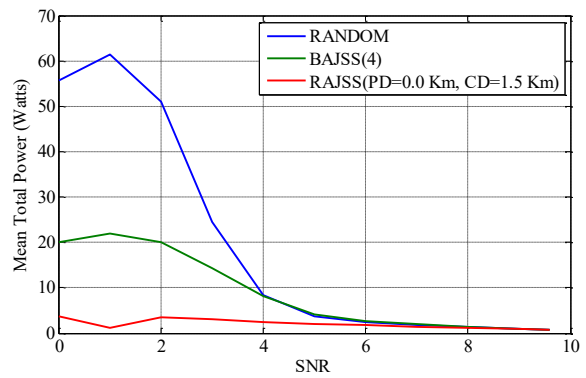
(α)



(β)

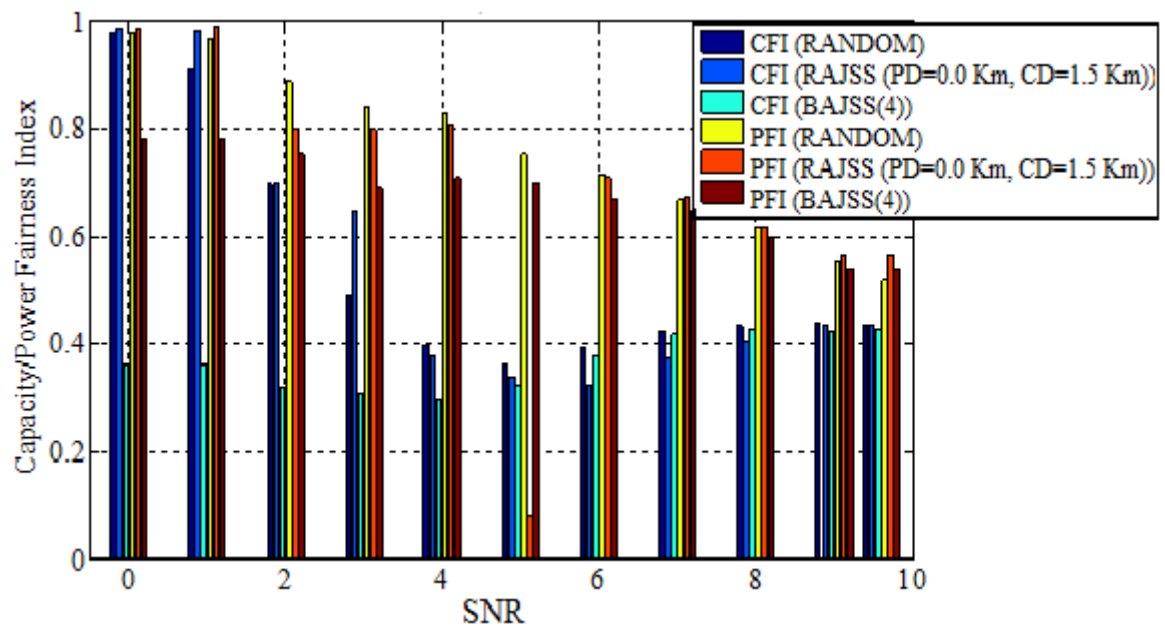


(γ)

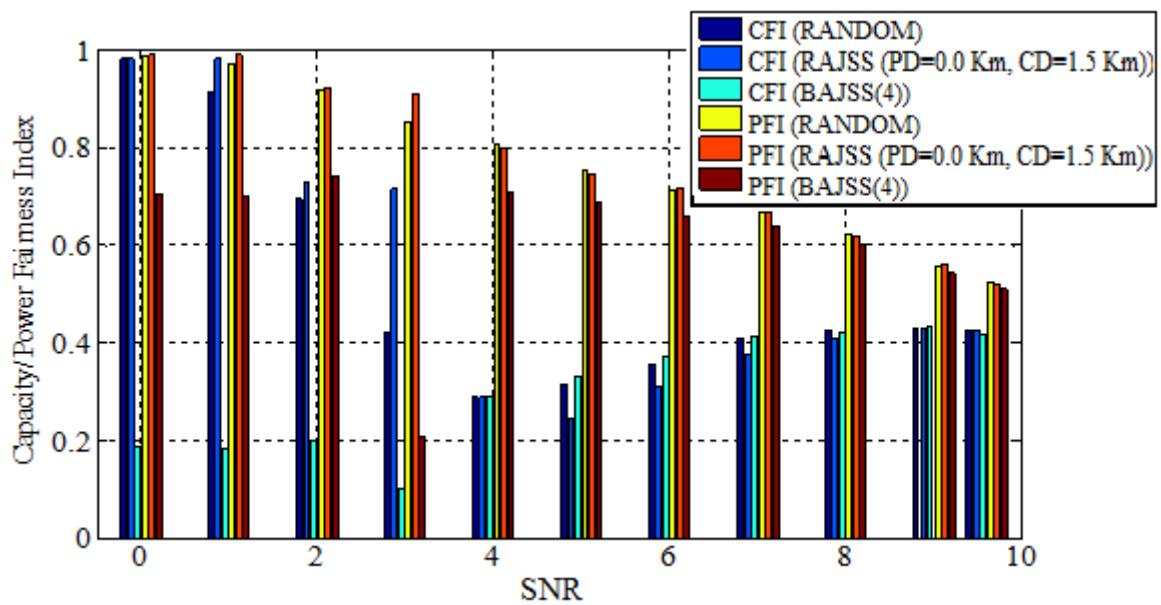


(δ)

Εικόνα 4-10: (α) Μέση καταναλισκόμενη ισχύς ανά *MTs* και (β) Μέση συνολική καταναλισκόμενη ισχύς για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, 1 tier. (γ) Μέση καταναλισκόμενη ισχύς ανά *MTs* και (δ) Μέση συνολική καταναλισκόμενη ισχύς για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, 2 tiers.

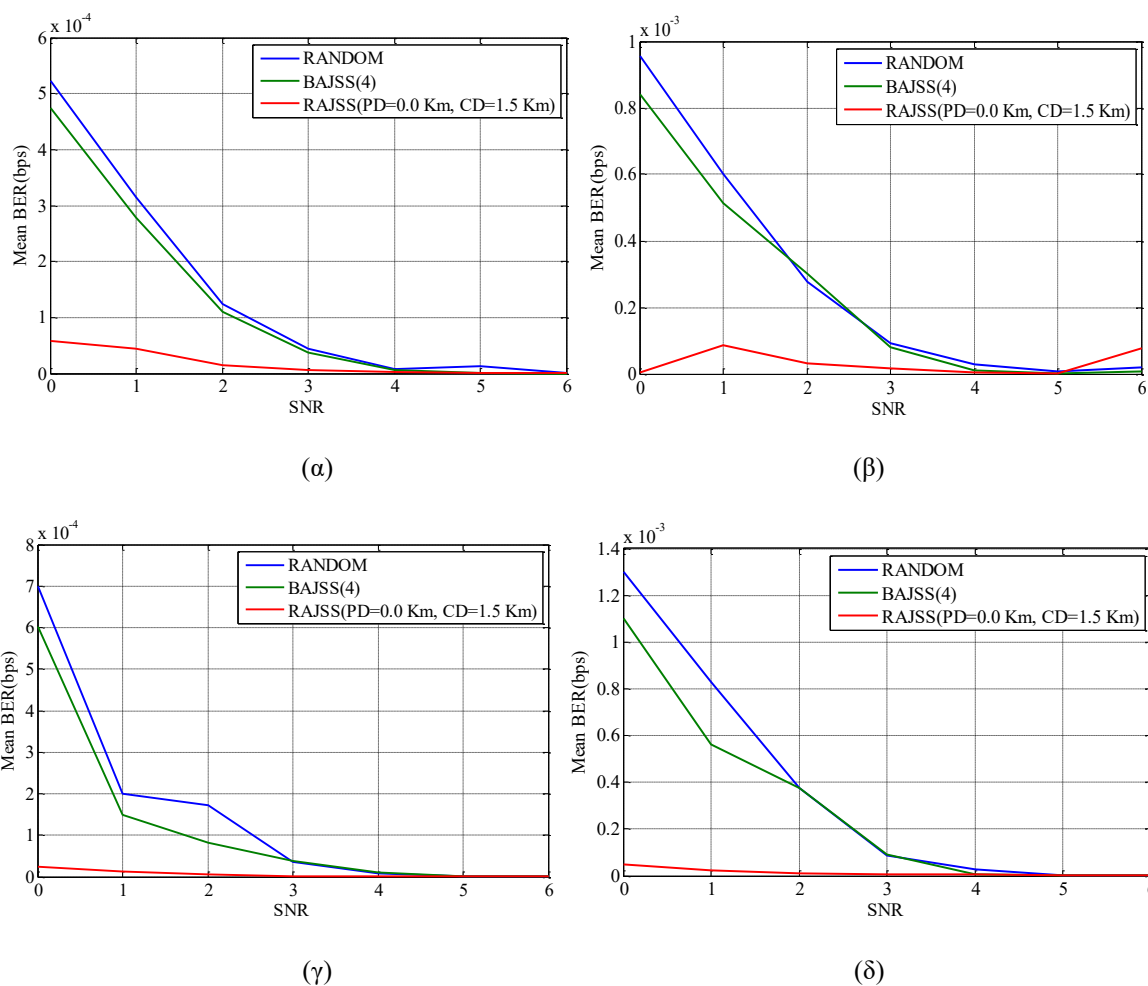


(α)



(β)

Εικόνα 4-11: Δείκτες *CFI* και *PFI* για πιθανότητα αποκλεισμού 5% και (α) 1 tier και (β) 2 tiers.



Εικόνα 4-12: Μέσο BER για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, 1 tier και (α) χωρίς επιλογή κεραιών [no AS] και (β) επιλογή κεραιών [AS]. Μέσο BER για πιθανότητα αποκλεισμού 5%, 2 tiers και (γ) χωρίς επιλογή κεραιών [no AS] και (δ) επιλογή κεραιών [AS].

4.7 Σύνοψη κεφαλαίου

Αντικείμενο μελέτης σε αυτό το κεφάλαιο υπήρξαν τα πολλαπλά κεραιοστοιχεία εκατέρωθεν του ραδιοδιαύλου και εξετάστηκε η συνεισφορά τους στη συνολική επίδοση τους συστήματος. Προς αυτή την κατεύθυνση, το ενδιαφέρον εστιάστηκε σε πρώτη φάση στις τεχνικές χωρικού διαφορισμού τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη. Στον πομπό, δόθηκε έμφαση στην τεχνική διαμόρφωσης δέσμης (*beamforming*, *SVD*), όπως επίσης και στην τεχνική επιλογής κεραιών (*Antenna Selection*) αποσκοπώντας στην μείωση της καταναλισκόμενης ισχύος (άρα εξοικονόμηση ενέργειας της μπαταρίας του κινητού τερματικού) και τις αρχιτεκτονικής πολυπλοκότητας του σταθμού βάσης. Στο δέκτη, η τεχνική χωρικού

διαφορισμού που επιλέχθηκε ήταν η *Maximum Ratio Combining* καθώς, αν και είναι αλγοριθμικά πολυπλοκότερη των *EGC* και *SC*, προσδίδει στο σύστημα καλύτερη απόδοση. Στη συνέχεια, επικαιροποιήθηκε ο υφιστάμενος προσομοιωτής πολυκυβελωτού και πολυχρηστικού *OFDM* συστήματος με τις άνωθεν τεχνικές. Η νέα έκδοση προσομοιωτή που προέκυψε, πλέον αντιμετωπίζει τις διαλείψεις πολύοδης διάδοσης και στη διάσταση του χώρου πέραν της συχνότητας και του χρόνου.

Σε δεύτερη φάση, η ερευνητική δραστηριότητα εστίασε στις τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης φάσματος, οι οποίες αξιοποιούν τη γνώση του φυσικού μέσου διάδοσης. Η τεχνική που προτάθηκε, εν ονόματι *MSNR*, αναθέτει σε κάθε κινητό τερματικό με τη βοήθεια καναλιού ανάδρασης τους υποφορείς που παρουσιάζουν τον καλύτερο *SINR*. Αφού η εν λόγω τεχνική ενσωματώθηκε στον προσομοιωτή, αξιολογήθηκε κατόπιν συγκριτικής μελέτης με τις *Random*, *RAJSS* ($PD=0$ Km, $CD=1.5$ Km) και *BAJSS* ($G=4$) για ίδιο ρυθμό μετάδοσης (625 Kbps ή 4 υποφορείς ανά *MT*) ανά *MTs* και διαμόρφωση *QPSK*. Οι παράμετροι που εκτιμήθηκαν στα πλαίσια της αξιολόγησης είναι η μέση διακίνηση, ο μέσος *BER* και η μέση καταναλισκόμενη ισχύς ανά *MT* με και χωρίς προεπεξεργασία των *RF* κλάδων (*AS/ no AS*). Επίσης, εκτιμήθηκε ο μέσος *BER* σε ένα ακραίο σενάριο όπου το σύστημα εξυπηρετεί τον μέγιστο αριθμό τερματικών (*1 tier*, *140 Mbps*).

Στην τελευταία φάση του κεφαλαίου, ολοκληρώθηκε η αξιολόγηση των τεχνικών (*Random*, *BAJSS*, *RAJSS*) καθώς εκτιμήθηκαν η μέση διακίνηση (*MTs*), το μέσο *BER* (*QoS*), η μέση καταναλισκόμενη ισχύς και οι δείκτες δικαιοσύνης (*CFI*, *CPI*) για όλες τις τιμές *SINR*. Λόγω πληθώρας σεναρίων (1 και 2 tiers, 4 υποφορείς ανά *MT*, *AS/ no AS*, 10 τιμές *SINR*), σε αυτό το σετ προσομοιώσεων δεν συμπεριλαμβάνονται αποτελέσματα με την *MSNR*. Από τις συγκεκριμένες προσομοιώσεις προέκυψε ότι:

- η γενικότερη τάση που παρατηρείται είναι ότι οι χαμηλές τιμές *SINR* (ή E_b/N_o) οδηγούν σε αυξημένη μέση χωρητικότητα, αυξημένη μέση καταναλισκόμενη ισχύ αυξημένο μέσο ρυθμό σφάλματος και μειωμένη κατανάλωση στην ισχύ,
- η *MSNR* επιτρέπει καλύτερο *QoS* από τις υπόλοιπες τεχνικές ανεξαρτήτου σεναρίου (*AS*, *no AS*) όταν εξυπηρετείται ο μέγιστος αριθμός τερματικών, ενώ υστερεί σε αλγοριθμική πολυπλοκότητα και υπολογιστικό φόρτο,

- οι *Random* και *RAJSS* τεχνικές φασματικές πρόσβασης αναθέτουν τους υποφορείς με τέτοιο τρόπο ούτως ώστε να γίνονται αποδεκτά περισσότερα κινητά τερματικά πολύ πριν ξεπεραστεί το προκαθορισμένο κατώφλι της πιθανότητας αποκλεισμού,
- για τιμές *SINR* που ξεπερνούν τα 6 dB, τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων συγκλίνουν στις ίδιες τιμές για όλες τις τεχνικές.
- για μικρές τιμές *SINR* σε 1 tier (ασθενές περιβάλλον σκέδασης), η *RAJSS* 4-πλασιάζει την μέση χωρητικότητα συγκριτικά με την *BAJSS*. Όταν, όμως, το περιβάλλον σκέδασης είναι περισσότερο έντονο (2 tiers, οι *BSs* του 1^{ου} tier υπόκειται σε παρεμβολές από 7 *BSs* γειτονικούς αντί 3 *BSs*), η μέση χωρητικότητα αυξάνεται με την *RAJSS* και υποδιπλασιάζεται με την *BAJSS*.

5 Σύνοψη διατριβής και προτάσεις για μελλοντική μελέτη

Στο παρόν κεφάλαιο περιγράφεται συμπυκνωμένα ο βασικός άξονα της διδακτορικής διατριβής. Πέραν των γενικών συμπερασμάτων που έχουν εξαχθεί στα προηγούμενα κεφάλαια και επιστεγάζουν τη διατριβή, το κεφάλαιο παραθέτει επικείμενες εργασίες και σημεία για επιπλέον έρευνα.

5.1 Σύνοψη και συμπεράσματα

Στα πλαίσια της διατριβής, μελετώνται, προσομοιώνονται και αξιολογούνται οι επιδόσεις πολυκυβελωτών συστημάτων επικοινωνιών, στα οποία οι ασύρματες

ζεύξεις διεκπεραιώνονται με την τεχνική πολλαπλής πρόσβασης *OFDMA*, ενώ η αξιοποίηση των διαθέσιμων πόρων βασίζεται σε προτεινόμενους αλγόριθμους ανάθεσης.

Η ολοκλήρωση του φυσικού αντικειμένου έγινε σε δύο φάσεις. Η πρώτη φάση περιλαμβάνει την υλοποίηση ημι-στατικού πολυκυψελωτού προσομοιωτή επιπέδου συστήματος – ζεύξης (*DL*), την ανάπτυξη τεχνικών ανάθεσης πόρων (*OFDM* υποφορέας, ισχύς ανά υποφορέα) και την ενοποίηση ετερογενών δικτύων στο *PHY* στρώμα χάρη στην *OFDMA*. Επικουρικά, υλοποιείται υποβέλτιστος αλγόριθμος σύγκλισης αποτελεσμάτων, χάρη στον οποίο προαποφασίζεται σε πραγματικό χρόνο το πλήθος των *Monte Carlo* προσομοιώσεων. Στη δεύτερη φάση της διατριβής, τα τερματικά εξοπλίζονται με πολλαπλά κεραιοστοιχεία *MIMO* και αξιοποιείται ο χωρικός διαφορισμός τόσο στην πλευρά του πομπού (*Beamforming*), όσο και στην πλευρά του δέκτη (*MRC*). Στην ίδια φάση, για να μειώσουμε την αρχιτεκτονική πολυπλοκότητα του πομποδέκτη και την κατανάλωση ισχύος στους *RF* κλάδους, θεωρούμε μερική γνώση καναλιού ανάδρασης (*partial CSI*) και εφαρμόζουμε την τεχνική επιλογής κεραιών (*Antenna Selection*) εις βάρος του *QoS*.

Όσον αφορά στις τεχνικές ανάθεσης φάσματος, πέραν της σειριακής (*Round Robin*) και της ψευδοτυχαίας (*Interference Randomization*) τεχνικής, μελετήθηκε και η βελτιωμένη *FFR* της οποίας η διαφορά από τις υφιστάμενες *FFR* τεχνικές έγκειται στη δυναμική ανάθεση ισχύος εκπομπής ανά υποφορέα κινητού τερματικού. Κατόπιν συνδυασμού της *Interference Randomization* και της *FFR* φιλοσοφίας προέκυψαν η τεχνική *RAJSS* (*MT-centralized*) και η τεχνική *BAJSS/GRID* (πυκνό/αραιό κυψελικό πλέγμα), οι οποίες προστατεύουν θεμελιωδώς κάθε κινητό τερματικό από τις ομοδιαυλικές παρεμβολές *CCI* μέσω χωρικής απομόνωσης (*spatial isolation*), εντάσσονται στις συνεργατικές *FFR* τεχνικές και θεωρούνται προληπτικές (*proactive*) ως προς την εξομάλυνση *H/M* παρεμβολών. Από τις προσομοιώσεις διαφορετικών σεναρίων κίνησης, προέκυψε ότι από τις *RRM* τεχνικές η *Round Robin*, η *BAJSS* και η βελτιωμένη *FFR* είναι υποδεέστερες της ψευδοτυχαίας τεχνικής ανάθεσης ραδιοπόρων *Interference Randomization* και της *RAJSS* αναφορικά με τη μέση ρυθμαπόδοση (*Capacity/Throughput*), τον μέσο ρυθμό σφάλματος (*BER*) και τον δείκτη *Jain*. Η τεχνική *MSNR* που προτάθηκε στη δεύτερη φάση αποδεικνύεται ως η πολυπλοκότερη αλγοριθμικά και η καλύτερη ως προς τις παρεχόμενες υπηρεσίες (*QoS*). Όσον αφορά στην *GRID*, η συγκεκριμένη τεχνική

όπως και η σειριακή παρουσιάζει καλή φασματική επίδοση στην αραιή κυψελική διάταξη.

Όσον αφορά στην ανάθεση ισχύος ανά *OFDM* υποφορέα, ο υπολογισμός του επιπέδου ισχύος κάθε ομοδιαυλικού τερματικού υπολογίζεται δυναμικά κατόπιν επίλυσης γραμμικού συστήματος για δεδομένο σηματοθορυβικό λόγο *SINR*. Με άλλα λόγια, η ισχύς εκπομπής προκύπτει αφού ληφθούν υπόψιν οι παρεμβολές πολλαπλής πρόσβασης *MAI*. Το γεγονός έχει ως αποτέλεσμα την περαιτέρω μείωση των Η/Μ παρεμβολών που δεν εξομαλύνθηκαν επαρκώς κατά τη διαδικασία ανάθεσης υποφορέων ανά κινητό τερματικό.

5.2 Προτάσεις για μελλοντική μελέτη

Εξαιτίας της έντονης ετερογένειας που διακρίνει τις σύγχρονες φορητές συσκευές, η ανάγκη για διαλειτουργικότητα και δίκαιη αξιοποίηση των διαθέσιμων πόρων οδηγεί στην εισαγωγή *femto cells*. Έτσι, στο προσεχές διάστημα θα υλοποιηθεί δίκτυο κορμού μη-συμβατικής χωροταξικής κυψελικής διάταξης, το οποίο θα υποστηρίζεται από δίκτυο μικρότερης εμβέλειας. Η τοποθέτηση του δευτερεύοντος δικτύου θα γίνεται δυναμικά (*hotspots*) προκειμένου να αντιμετωπιστεί η ανομοιόμορφη κατανομή κίνησης και ζήτησης. Το προκύπτον *ετερογενές δίκτυο* θα επιτρέπει τη δημοπράτηση των σταθμών βάσης ανάλογα με την ισχύ και θα υποστηρίζει, τόσο τις τεχνικές της διατριβής, όσο και καινούριες. Οι νέες τεχνικές με τη σειρά τους θα αξιοποιούν την τεχνολογία των κεραιών *massive MIMO* [183] για την περαιτέρω μείωση των Η/Μ παρεμβολών (*narrow beamforming*), αλλά και την αύξηση του κέρδους χωρικής διαφορισιμότητας, της φασματικής και ενεργειακής απόδοσης.

Στα πλαίσια των μελλοντικών ερευνών, αναμένεται δευτερευόντως και η δημιουργία γραφικού περιβάλλοντος στη πλατφόρμα, η οποία θα είναι φιλική προς το χρήστη και θα διευκολύνει στην εξόρυξη δεδομένων.

Βιβλιογραφία

- [1] Γ. Μπαμπινιώτης, "Λεξικό της Νέας Ελληνικής Γλώσσας", Εκδόσεις Λεξικολογίας, Δ' Έκδοση, 2012.
- [2] R. Appleyard, "Pioneers of Electrical Communication part 5 - Heinrich Rudolph Hertz", "Electrical Communication", New York: International Standard Electric Corp., vol. 6, no.2, pp. 63–77, 1927.
- [3] D. Astély, E. Dahlman, A. Furuskär, M. Jading and S. Parkvall, "LTE: The Evolution of Mobile Broadband", IEEE Communications Magazine, vol. 47, no. 4, pp. 44-51, 2009.
- [4] <https://www.itu.int/en/ITU-D/Statistics/Pages/stat/default.aspx>
- [5] TTA, "Specifications for 2.3 GHz band portable Internet service-physical medium access control layer," 2005.
- [6] IEEE 802 standards, grouper.ieee.org/groups/802/index.html
- [7] ANSI/IEEE Std 802.11, Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications, 1999.
- [8] IEEE 802.15 WPAN™ Task Group 4, <http://www.ieee802.org/15/pub/TG4.html>
- [9] IEEE, IEEE standard for local and metropolitan area networks, Part 16, IEEE 802.16 - 2005, New York, NY, 2005.
- [10] URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/Piconet>
- [11] URL: <https://en.wikipedia.org/wiki/Scatternet>
- [12] URL: http://www.huawei.com/en/publications/winwin-magazine/19/HW_329327
- [13] J. K. Stuart: IEEE 802.11 Wireless Local Area Network, IEEE, Inc., 2007
- [14] URL: <http://www.laros.gr/>
- [15] H. Kwon, H. Seo, and S. Kim, "Generalized CSMA/CA for OFDMA Systems: Protocol Design, Throughput Analysis, and Implementation Issues", IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 8, no. 8, pp. 4176-4187, August 2009.
- [16] Andreas F. Molisch, "Wireless Communications", John Wiley & Sons, 2005.

- [17] A. Goldsmith, "Wireless Communications", Stanford University, 2005.
- [18] IEEE, IEEE standard for local and metropolitan area networks, Part 16, IEEE 802.16-2004, New York, NY, 2004.
- [19] "IEEE Std 802.15.1–2005 – IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems – Local and metropolitan area networks – Specific requirements Part 15.1: Wireless Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications for Wireless Personal Area Networks (W Pans)", 2010.
- [20] "IEEE 802 LAN/MAN Standards Committee 802.22 WG on WRANs (Wireless Regional Area Networks)", 2009.
- [21] J. Zander, "Radio Resource Management in Future Wireless Networks: Requirements and Limitations", IEEE Communications Magazine, vol. 35, no. 8, 1997.
- [22] H. Kwon, S. Kim and B. G. Lee, "Opportunistic multi-channel CSMA protocol for OFDMA systems", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 9, no. 5, pp. 1552-1557, 2010.
- [23] S.G.Yoon, D. Kang et al., "Multichannel CSMA/CA protocol for OFDMA-based broadband powerline communications", IEEE Trans. Power Del., vol. 28, no. 4, pp. 2491-2499, Oct. 2013.
- [24] G. Haile and Jaesung Lim, "C-OFDMA: Improved Throughput for Next Generation WLAN Systems Based on OFDMA and CSMA/CA", 4th International Conference on Intelligent Systems Modelling Simulation (ISMS), pp. 497-502, January 2013.
- [25] Q. Qu, B. Li, M. Yang and Z. Yan, "An OFDMA based concurrent multiuser MAC for upcoming IEEE 802.11ax", Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW), pp. 136 - 141, March 2015.
- [26] H. Zhou, B. Li, Zh. Yan, M. Yang and Q. Qu, "An OFDMA based multiple access protocol with QoS guarantee for next generation WLAN", IEEE International Conference on Signal Processing, Communications and Computing (ICSPCC), pp. 1 - 6, September 2015.
- [27] Y. P. Fallah, S. Khan, P. Nasiopoulos and H. M. Alnuweiri, "Hybrid OFDMA/CSMA based medium access control for next-generation wireless LANs", IEEE International Conference on Communications, pp. 2762-2768, May 2008.

- [28] T. Ali-Yahiya, "Downlink Radio Resource Allocation Strategies in LTE Networks. In: Understanding LTE and its Performance", pp: 147-165, Springer, New York, 2011.
- [29] G. Li and H. Liu, "Downlink Radio Resource Allocation for Multi-Cell OFDMA System", IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 5, no. 12, pp. 3451-3459, 2006.
- [30] J.G. Proakis, "Digital Communications", McGraw-Hill, New York, 1995.
- [31] C. Berrou, "The ten-year-old turbo codes are entering into service", Communications Magazine, IEEE, vol. 41, no. 8, pp. 110-116, 2003.
- [32] D. MacKay and R. Neal, "Near Shannon limit performance of low density parity check codes", Electronics Letters, vol. 33, no. 6, pp. 457-458, 1997.
- [33] Proakis J. G., "Digital Communications", McGraw-Hill, New York, 1995.
- [34] K. G. Paterson and V. Tarokh, "On the existence and construction of good codes with low peak-to-average power ratios", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 46, no. 6, pp. 1974-1987, September 2000.
- [35] J. Tellado, "Multicarrier modulation with low PAR: Applications to DSL and wireless", Kluwer Academic Publishers, Boston, 2000.
- [36] A. Papoulis, "Probability, Random Variables, and Stochastic Processes", Third Edition, New York: McGraw-Hill Book Company; 1991.
- [37] D. Tse and P. Viswanath "Fundamentals of Wireless Communication", Cambridge University Press, 1st edition, 2005.
- [38] S. Shakkottai and T. Rappaport, "Research Challenges in Wireless Networks: A Technical Overview", Proceedings of the 5th International Symposium on Wireless Personal Multimedia Communications (WPMC), Sheraton Waikiki, Honolulu, Hawaii, pp. 12-18, October 27-30, 2002.
- [39] 3GPP TR 25.996 v6.1.0, "Spatial Channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations", September 2003.
- [40] A.B. Salberg, A. Swami, "Doppler and frequency-offset synchronization in wideband OFDM", IEEE Trans. Wirel. Commun. vol. 4, pp. 2870-2881, 2005.

- [41] A. Bo, Y. Zhi-xing, P. Chang-Yong, G. Jian-Hua, W. Yong, L. Zhen, "On the synchronization techniques for wireless OFDM systems", *IEEE Trans. Broadcast.* 52 (2006) 236–244.
- [42] J. C. Ikuno, M. Wrulich and M. Rupp, "Performance and modelling of LTE H-ARQ", *Proceedings ITG International Workshop on Smart Antennas (WSA)*, Berlin, Germany, February 2009.
- [43] M. Wrulich and M. Rupp, "Computationally efficient MIMO HSDPA system-level evaluation", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. Volume 9, 2009.
- [44] C. Shpping, L. Huibinu, Z. Dong and K. Asimakis, "Generalized scheduler providing multimedia services over HSDPA", *Proceedings IEEE International Conference of Multimedia and Expo*, pp. 972-930, 2007.
- [45] M. Castaneda, M. Ivrlac, J. Nossek, I. Viering and A. Klein, "On downlink intercell interference in a cellular system", *Proceedings IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC)*, pp. 1-5, 2007.
- [46] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, "Introduction to Space-Time Wireless Communications", Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2003.
- [47] P. Chow, J. Cioffi, J. Bingham, "A practical discrete multitone transceiver loading algorithm for data transmission over spectrally shaped channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 43, no. 1995, pp. 773–775, 1995.
- [48] G.D. Forney Jr. and M. V. Eyuboglu. Combined Equalization and Coding Using Precoding. *IEEE Communications Magazine*, vol. 29, no. 12, pp. 25-34, December 1991.
- [49] S. Okamura, M. Okada and S. Komaki, "Interference cancellation for COFDM systems based on ubiquitous antennas", *Proc. 2000 Communications Society Conference of IEICE*, B-5-136, p. 424, October 2000.
- [50] Z. Han, Z. Ji and K.J.R. Liu, "Non-cooperative resource competition game by virtual referee in multi-cell OFDMA networks", *IEEE J. Sel. Areas Commun*, vol. 25, no. 2007, pp. 1079–1090, 2007.

- [51] Z. Han and K.J.R. Liu, "Fair multiuser channel allocation for OFDMA networks using Nash bargaining solutions and coalitions", *IEEE Trans. Commun.*, no. 53, vol. 2005, pp. 1366–1376, 2005.
- [52] D. Yu, D. Wu, Y. Cai and W. Zhong, "Power allocation based on power efficiency in uplink OFDMA systems: a game theoretic approach", in: *Proc. IEEE Intern. Conf. Commun. Systems (ICCS)*, Singapore, Singapore, pp. 92–97, 2008.
- [53] M. Pischella, J. Belfiore, "Distributed margin adaptive resource allocation in MIMO OFDMA networks", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, no. 2010, pp. 2371–2380, 2010.
- [54] C. Tan, T. Chuah and S. Tan, "Adaptive multicast scheme for OFDMA based multicast wireless systems", *Electron. Lett.*, vol. 47, no. 2011, pp. 570–572, 2011.
- [55] X. Wang, M. Tao, J. Mo and Y. Xu, "Power and subcarrier allocation for physical-layer security in OFDMA-based broadband wireless networks", *IEEE Trans. Inform, Forensics and Secur.*, vol. 6, no. 2011, pp. 693–702, 2011.
- [56] S. Keshav, "An Engineering Approach to Computer Networking", Addison-Wesley, Reading, MA, pp. 215-217, 1997.
- [57] D. Bertsekas and R. Gallager: "Data Networks", Prentice-Hall, 1992.
- [58] W. Rhee and J. M. Cioffi, "Increasing in capacity of multiuser OFDM system using dynamic subchannel allocation", in *Proc. IEEE Int. Vehicular Tech. Conf.*, vol. 2, pp. 1085–1089, Tokyo, Japan, May 2000.
- [59] F.P. Kelly, A.K. Maulloo and D.K.H. Tan, "Rate control for communication networks: shadow prices, proportional fairness and stability", *J. Oper. Res. Soc.* 49. pp. 237–252, 1998.
- [60] R.W. Chang, "Synthesis of band-limited orthogonal signals for multichannel data transmission", *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 45, pp. 177–1796, 1966.
- [61] C. Xiong, G. Li, S. Zhang, Y. Chen and S. Xu, "Energy-efficient resource allocation in OFDMA networks", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 60, pp. 3767–3778, 2012.
- [62] G. Miao, N. Himayat and G. Li, "Energy-efficient link adaptation in frequency-selective channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 58, pp. 545–554, 2010.

- [63] C. Isheden, Z. Chong, E. Jorswieck and G. Fettweis, "Framework for linklevel energy efficiency optimization with informed transmitter", *IEEE Trans. Wirel. Commun.*, vol. 11, 2946–2957, 2012.
- [64] E. Baccarelli, M. Biagi, N. Cordeschi, C. Pelizzoni, "Optimal cross-layer bandwidth adaptation for maximum-throughput VBR media wireless content delivery", in: *Proc. IEEE Intern. Conf. Commun. (ICC)*, pp. 1–6, Dresden, Germany, 2009
- [65] D. Wang, P. Cosman, L. Milstein, "Cross layer resource allocation design for uplink video OFDMA wireless systems", in: *Proc. IEEE Global Telecommun. Conf. (GLOBECOM)*, pp. 1–6, Houston, 2011.
- [66] M. J. Osborne and A. Rubinstein, "A course in game theory", MIT Press, 1999.
- [67] E. Altman, T. Boulogne, R. EL-Azouzi, T. Jimenez and L. Wynter, "A survey on networking games in telecommunications", *Computers & Operations Research*, vol. 33, no. 2, pp. 286-311, Feb. 2006.
- [68] G. Bacci, A. Bulzomato and M. Luise, "Uplink power control and subcarrier assignment for an OFDMA multicellular network based on game theory", *Proceedings of the 5th International ICST Conference on Performance Evaluation Methodologies and Tools*, May 16-20, 2011, Paris, France, 2011.
- [69] Z. Han, K.J.R. Liu, "Fair multiuser channel allocation for OFDMA networks using Nash bargaining solutions and coalitions", *IEEE Trans. Commun.* vol. 53, pp. 1366–1376, 2005.
- [70] S. Buzzi, G. Colavolpe, D. Saturnino, A. Zappone, "Potential games for energy-efficient power control and subcarrier allocation in uplink multicell OFDMA systems", *IEEE J. Sel. Top. Signal Process.* vol. 6, pp. 89–103, 2012.
- [71] E. Kalai, M. Smorodinsky, "Other solutions to Nash's bargaining problem", *Econometrica* vol. 4, pp. 513–518, 1975.
- [72] H. Raiffa, "Contributions to the Theory of Game II", Princeton University Press, Princeton, NJ, 1953.
- [73] D. Lehmann, L. L. O'Callaghan and Y. Shoham, "Truth revelation in approximately efficient combinatorial auctions", *J. ACM*, vol. 49, no. 5, pp. 577-602.

- [74] W. Noh, "A distributed resource control for fairness in OFDMA systems: English-auction game with imperfect information", in Proc. IEEE Global Commun. Conf. (GLOBECOM), ,pp. 1–6, New Orleans, November 2008.
- [75] A. El-Hajj, Z. Dawy and W. Saad, "A stable matching game for joint uplink/downlink resource allocation in OFDMA wireless networks", in: IEEE Intern. Conf. on Commun. (ICC), pp. 5354–5359, Ottawa, Canada, June 2012.
- [76] S. Alavi, C. Zhou, W.W. Gen, "Efficient and fair resource allocation scheme for OFDMA networks based on auction game", in: IEEE Veh. Technol. Conf. (VTC), pp. 1–5, Québec City, Canada, September 2012.
- [77] M. Haenggi, J. Andrews, F. Baccelli, O. Dousse, and M. Franceschetti, "Stochastic geometry and random graphs for the analysis and design of wireless networks", on Selected Areas in Communications, IEEE Journal, vol. 27, no. 7, pp. 1029-1046, 2009.
- [78] N. Hassan and M. Assad, "Optimal Fractional Frequency Reuse (FFR) and resource allocation in multiuser OFDMA system", in Proc. Int. Conf. Information and Communication Technologies ICICT09, pp. 88-92, 2009.
- [79] M. Rahman and H. Yanikomeroglu, "Enhancing cell-edge performance: a downlink dynamic interference avoidance scheme with inter-cell coordination", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 9, no. 4, pp. 1414-1425, 2010.
- [80] R. Ghaffar and R. Knopp, "Fractional frequency reuse and interference suppression for OFDMA networks", in Proc. 8th Int Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc and Wireless Networks (WiOpt) Symp., pp. 273-277, 2010.
- [81] E. Haro, S. Ruiz, D. Gonzalez, M. Garcia-Lozano, and J. Olmos, "Comparison of Different Distributed Scheduling Strategies for Static/Dynamic LTE Scenarios", Technical University of Wien, 2009.
- [82] X. Yang, "A Multilevel Soft Frequency Reuse Technique for Wireless Communication Systems", on IEEE Communications Letters, vol. 18 , no. 11, pp. 1983-1986, October 2014.
- [83] L. Chen and D. Yuan, "Soft frequency reuse in large networks with irregular cell pattern: How much gain to expect?", in Proc. IEEE 20th Int Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symposium, pp. 1467-1471, 2009.

- [84] IEEE C802.16m-08/782, "Fractional Frequency Reuse in Uplink", LG Electronics, 2008.
- [85] K. Doppler, C. Wijting, and K. Valkealahti, "Interference Aware Scheduling for Soft Frequency Reuse", IEEE 69th Vehicular Technol. Conf., pp. 1-5, April 2009.
- [86] A. L. Stolyar and H. Viswanathan, "Self-Organizing Dynamic Fractional Frequency Reuse in OFDMA Systems", IEEE 27th Conf. Computer Commun., pp. 691- 699 April 2008.
- [87] D. Kim, J. Ahn, and H. Kim, "Downlink Transmit Power Allocation in Soft Fractional Frequency Reuse Systems", ETRI Journal, vol. 33, pp. 1-5, 2011.
- [88] K. T. Kim and S. K. Oh, "An Incremental Frequency Reuse Scheme for an OFDMA Cellular System and Its Performance", in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. VTC Spring 2008., pp. 1504-1508, 2008.
- [89] Z. Xie and B. Walke, "Resource allocation and reuse for inter-cell interference mitigation in OFDMA based communication networks", in Proc. 5th Annual ICST Wireless Internet Conf. (WICON)., pp. 1-6, 2010.
- [90] C.-S. Chiu and C.-C. Huang, "Combined Partial Reuse and Soft Handover in OFDMA Downlink Transmission", in Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. VTC Spring 2008., 2008, pp. 1707-1711.
- [91] S. H. Ali and V. C. M. Leung, "Dynamic resource allocation in fractional frequency reused OFDMA networks", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 8, pp. 4286–4295, Aug. 2009.
- [92] K. Son, S. Chong, and G. de Veciana, "Dynamic association for load balancing and interference avoidance in multi-cell networks", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 8, no. 8, pp. 3566–3576, Jul. 2009.
- [93] T. Novlan et al., "Comparison of fractional frequency reuse approaches in the OFDMA cellular downlink", in Proc. IEEE GLOBECOM, Dec. 2010, pp. 1–5.
- [94] X. Mao, A. Maaref, and K. Teo, "Adaptive soft frequency reuse for intercell interference coordination in SC-FDMA based 3GPP LTE uplinks", in Proc. IEEE GLOBECOM, pp. 1–6, Dec. 2008.

- [95] N. Ksairi, P. Bianchi, P. Ciblat, and W. Hachem, "Resource allocation for downlink cellular OFDMA systems—Part II: Practical algorithms and optimal reuse factor", *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 58, no. 2, pp. 735–749, Feb. 2010.
- [96] Y. Yu, E. Dutkiewicz, X. Huang et al., "Adaptive power allocation for soft frequency reuse in multi-cell LTE networks", in *Proc. IEEE ISCT*, pp. 991–996, Oct. 2012.
- [97] Q. Li, R. Hu, Y. Xu et al., "Optimal fractional frequency reuse and power control in the heterogeneous wireless networks", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 12, no. 6, pp. 2658–2668, Jun. 2013.
- [98] Qian, Hardjawana, Li, Vucetic, Yang, Shi, "Adaptive soft frequency reuse scheme for wireless cellular networks", *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 99, pp. 1-1, 2014.
- [99] D. Gonzalez, M. Garcia-Lozano, S. Ruiz and J. Olmos, "Static Inter-Cell Interference Coordination Techniques for LTE Networks: A Fair Performance Assessment", In *Proc. the Third international conference on Multiple access communications (MACOM'10)*, pp.211-222, 2010.
- [100] D. Gonzalez, M. Garcia-Lozano, S. Ruiz and J. Olmos, "On the Performance of Static Inter-cell Interference Coordination in Realistic Cellular Layouts", *Mobile Networks and Management (MONAMI 2010), Lecture Notes of the Institute for Computer Sciences, Social Informatics and Telecommunications Engineering (LNICST)*, vol. 68, no. 4, pp.163-176, 2011.
- [101] D. Gonzalez, M. Garcia-Lozano, S. Ruiz, and J. Olmos, "On the Need for Dynamic Downlink Inter-cell Interference Coordination for Realistic LTE Deployments", *Wireless Communications and Mobile Computing*, vol. 14, no. 4, pp. 409-434, March 2014.
- [102] Y. Xiang, J. Luo, and C. Hartmann, "Inter-cell Interference Mitigation through Flexible Resource Reuse in OFDMA based Communication Networks", in *European Wireless 2007*, pp. 1–7, Apr 2007.
- [103] R. Chang, Z. Tao, J. Zhang, and C.-C. Kuo, "A Graph Approach to Dynamic Fractional Frequency Reuse (FFR) in Multi-Cell OFDMA Networks", in *Communications, 2009. ICC '09. IEEE International Conference on*, pp. 1–6, Jun 2009.

- [104] European project IST-2000-28088, <http://momentum.zib.de>, 2005.
- [105] L. Chen and D. Yuan, "Generalizing FFR by Flexible Sub-Band Allocation in OFDMA Networks with Irregular Cell Layout", in *Wireless Communications and Networking Conference Workshops (WCNCW)*, 2010 IEEE, pp. 1–5, April 2010.
- [106] D. Gonzalez, M. Garcia-Lozano, S. Ruiz, and J. Olmos, "An Analytical View of Static Intercell Interference Coordination Techniques in OFDMA Networks," in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference 2012 (WCNC 2012)*, Apr 2012.
- [107] D. Gonzalez, M. Garcia-Lozano, S. Ruiz and M. Lema, "Adapting fractional frequency reuse to realistic OFDMA cellular networks," *6th Joint IFIP Wireless and Mobile Networking Conference (WMNC)*, Dubai, pp. 1-8, April 2013.
- [108] Vl. Chen and D. Yuan, "Generalized frequency reuse schemes for OFDMA networks: optimization and comparison", *Proc. 2008 IEEE VTC - Fall*, pp. 1-5, 2008.
- [109] C. A. Coello, G. B. Lamont, and D. A. Van Veldhuizen, "Evolutionary Algorithms for Solving Multi-Objective Problems", 2nd ed. Springer: Genetic and Evolutionary Computation Series, 2007.
- [110] K. Deb, A. Pratap, S. Agarwal, and T. Meyarivan, "A Fast and Elitist Multiobjective Genetic Algorithm: NSGA-II", on *Evolutionary Computation*, *IEEE Transactions*, vol. 6, no. 2, Apr 2002.
- [111] C. Lei and D. Yuan, "Generalizing and Optimizing Fractional Frequency Reuse in Broadband Cellular Radio Access Networks", *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2012*, vol. 2012, pp. 1-15, 2012.
- [112] R. Ullah, N. Fisal, H. Safdar, W. Maqbool, Z. Khalid and A. S. Khan, "Performance Enhancement of LTE through Interference Reduction Techniques," *Universal Journal of Communications and Network*, vol. 2, no. 3, pp. 58-62, 2014.
- [113] O. Aliu, M. Mehta, M. Imran, A. Karandikar and B. Evans, "A new cellular-automata-based fractional frequency reuse scheme", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 64, no. 4, pp. 1535-1547, 2015.

- [114] K. Son, S. Chong and G. de Veciana, "Dynamic association for load balancing and interference avoidance in multi-cell networks", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 8, no. 7, pp. 3566-3576, 2009.
- [115] R. Zhang, X. Cheng, L. Yang, X. Shen and B. Jiao, "A novel centralized TDMA-based scheduling protocol for vehicular networks", *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 16, no. 1, pp. 411-416, 2015.
- [116] A. Gjendemsjo, D. Gesbert, G. E. Oien, and S. G. Kiani, "Optimal Power Allocation and Scheduling for Two-Cell Capacity Maximization", in *Proc. 4th Int Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc and Wireless Networks Symp.*, pp. 1-6, 2006.
- [117] "Evolved universal terrestrial radio access network (E-UTRAN); X2 application protocol (X2AP) (Rel. 9) ", 3rd Generation Partnership Project, Cedex, France, 3GPP Tech. Spec. TS 36.423 V9.5.0.
- [118] H. W. Kuhn, "The Hungarian method for the assignment problem", *Naval Research Logistics Quarterly*, vol. 2, pp. 83-97, 1955.
- [119] K. Dong, H. Tian, X. Li, and Q. Sun, "A Distributed Inter-Cell Interference Coordination Scheme in Downlink Multicell OFDMA Systems", in *Proc. 7th IEEE Consumer Communications and Networking Conf. (CCNC)*., pp. 1-5, 2010.
- [120] A. Triki and L. Nuaymi, "Intercell Interference Coordination Algorithms in OFDMA Wireless Systems", in *Proc. IEEE 73rd Vehicular Technology Conf. (VTC Spring)*., pp. 1-6, 2011.
- [121] S. Cicalo, V. Tralli, and A.I. Perez-Neira, "Centralized vs. Distributed Resource Allocation in Multi-Cell OFDMA Systems", in *IEEE 73rd Vehicular Technology Conference*, pp. 1 - 6, 2011.
- [122] T. Q.S. Quek, Z. Lei, and S. Sun, "Adaptive interference coordination in multi-cell OFDMA systems", in *IEEE 20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, pp. 2380-2384, 2009.
- [123] H. Kwon, W.-I. Lee, and B. Gi Lee, "Low-Overhead Resource Allocation with Load Balancing in Multi-cell OFDMA Systems", in *IEEE 61rst Vehicular Technology Conference*, pp. 3063-3067, 2005.
- [124] S. Zheng, H. Tian, Z. Hu, L. Chen, and J. Zhu, "QoS-Guaranteed Radio Resource Allocation with Distributed Inter-Cell Interference Coordination for Multi-Cell

- OFDMA Systems", in Proc. IEEE 71st Vehicular Technology Conf. (VTC 2010-Spring), pp. 1-5, 2010.
- [125] D. Kimura, Y. Harada, and H. Seki, "De-Centralized Dynamic ICIC Using X2 Interfaces for Downlink LTE Systems", in Proc. IEEE 73rd Vehicular Technology Conf. (VTC Spring), pp. 1-5, 2011.
- [126] Q. D. La, Y. H. Chew, and B.-H. Soong, "An Interference Minimization Game Theoretic Subcarrier Allocation Algorithm for OFDMA-Based Distributed Systems", in IEEE Global Telecommunications Conference, pp. 1-6, 2009.
- [127] I. N. Stiakogiannakis, D. A. Zarbouti, G. V. Tsoulos and D. I. Kaklamani, "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), Santorin, Greece, pp. 73-77, 7-9 May 2008.
- [128] S. Verdu, "Optimum Multiuser Signal Detection", Ph.D. Thesis, University of Illinois, Urbana-Champaign, Aug. 1984.
- [129] S. Verdu, "Minimum probability of error for asynchronous Gaussian multiple-access channels", IEEE Trans. Inform. Theory, pp. 85-96, Jan. 1986.
- [130] S. Verdu, "Multiuser Detection", Cambridge University Press, 1998.
- [131] H. L. Van Trees, "Optimum array processing", Wiley, 2002.
- [132] D. Divsalar, M. Simon and D. Raphaeli, "Improved parallel interference cancellation for CDMA", Communications, IEEE Transactions on, vol. 46, no. 2, pp. 258-268, Feb. 1998.
- [133] J. Andrews, "Interference cancellation for cellular systems: a contemporary overview", Wireless Communications, IEEE, vo. 12, no. 2, pp. 19-20, April 2005.
- [134] M. Varanasi and B. Aazhang, "Multistage detection in asynchronous code-division multiple-access communications", Communications, IEEE Transactions on, vol. 38, no. 4, pp. 509-519, April 1990.
- [135] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", 3rd Ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.

- [136] J. C. L. JR and T. S. Rappaport, "Smart antennas for wireless communications: IS-95 and Third Generation CDMA Applications", New Jersey, US: Prentice Hall, 1999.
- [137] P. Viswanath, D. N. C. Tse, and R. Laroia, "Opportunistic Beamforming Using Dumb Antennas", IEEE Trans. Inf. Theory, vol. 48, no. 6, pp. 1277–1294, Jun. 2002.
- [138] Y. Ma, D.I. Kim, Z. Wu, "Optimization of OFDMA-based cellular cognitive radio networks", IEEE Trans. Commun. 58 (2010) 2265–2276.
- [139] L. Weidang, W. Jing, G. Weidong, L. Feng, H. Jingyu and M. Limin, "An anti-interference cooperative spectrum sharing strategy with joint optimization of time and bandwidth", Communications and Networks, Journal of, vol. 16, no. 2, pp. 140 - 145, April 2014.
- [140] A. Limmanee, S. Dey and J. S. Evans, "Service-Outage Capacity Maximization in Cognitive Radio for Parallel Fading Channels", Communications, IEEE Transactions on, vol. 61, no. 2, pp. 507 - 520, February 2013.
- [141] Y. Tachwali, B. Lo.; I. F. Akyildiz and R. Agusti, "Multiuser Resource Allocation Optimization Using Bandwidth-Power Product in Cognitive Radio Networks", Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, vol. 31, no. 3, pp. 451 - 463 , March 2013.
- [142] Y. Xu, X. Zhao and Y. C. Liang, "Robust Power Control and Beamforming in Cognitive Radio Networks: A Survey", Communications Surveys & Tutorials, IEEE, vol. 17, no. 4, pp. 1834 - 1857, 2015.
- [143] E. Bedeer, A. Alorainy, M.J Hossain, O. Amin and M. S. Alouini, "Fairness-Aware Energy-Efficient Resource Allocation for AF Co-Operative OFDMA Networks", Selected Areas in Communications, IEEE Journal on, vol. 33, no. 12, pp. 2478 - 2493, Dec. 2015.
- [144] Y. Farazmand and A. S. Alfa, "Power allocation framework for OFDMA-based decode-and-forward cellular relay networks", Communications and Networks, Journal of, vol. 16, no. 5, pp. 559 - 567, Oct. 2014.

- [145] M. S. Alam, J. W. Mark and X. S. Shen, "Relay Selection and Resource Allocation for Multi-User Cooperative OFDMA Networks", *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 12, no. 5, pp. 2193 - 2205, May 2013.
- [146] M. Salem, A. Adinoyi, M. Rahman, H. Yanikomeroğlu, D. Falconer, and Y.-D. Kim, "Fairness-aware radio resource management in downlink OFDMA cellular relay networks". *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. no. 5, pp.1628-1639, May 2010.
- [147] 3GPP, TR 36.913, "Requirements for Further Advancements for E-UTRA (LTE-Advanced) (Rel. 8)".
- [148] A. Al-Sherbaz, C. Adams and S. Jassim, "WiMAX-WiFi convergence with OFDM bridge", *Proc. SPIE 7351, Mobile Multimedia/Image Processing, Security, and Applications 2009*, May 2009.
- [149] D. Lopez-Perez and X. Chu, "Inter-cell interference coordination for expanded region picocells in heterogeneous networks", in *Proc. IEEE Int. Conf. on Computer Communications and Networks (ICCCN)*, 2011, pp. 1-6, 2011.
- [150] T. Kudo and T. Ohtsuki, "Cell range expansion using distributed Q-learning in heterogeneous networks", *EURASIP J. Wireless Commun. Netw.*, no. 61, pp. 1-10, 2013.
- [151] D. Niyato and E. Hossain. "A cooperative game framework for bandwidth allocation in 4G heterogeneous wireless networks". *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Istanbul, Turkey, pp. 4357-4362, June 2006.
- [152] M.S. Ali, P. Coucheney, and M. Coupechoux, "Load Balancing in Heterogeneous Networks Based on Distributed Learning in Near-Potential Games", *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, vol. 15, no. 7, pp. 5046 - 5059, July 2016.
- [153] X. Gu and L. Zhang, "Symbol synchronization for OFDM based heterogeneous network in the presence of co-channel interference", *Communications and Networking in China (CHINACOM)*, 2014 9th International Conference on, pp. 220-225, Aug. 2014.
- [154] WiMAX Forum-Technology, URL: <http://www.wimaxforum.org>.
- [155] "Helping Define IEEE 802.11 and other Wireless LAN Standards", URL: <http://www.ieee802.org/11>

- [156] Dr. Vaithiyanathan and C. Ravichandiran, "An Incisive SWOT Analysis of Wi-Fi, Wireless Mesh, WiMAX and Mobile WiMAX Technologies", IEEE (ICETC 2009), Singapore, 2009.
- [157] H. Sari, S. Sezginer and E. Vivier, "Full Frequency Reuse in Mobile WiMAX and LTE Networks with Sectorized Cells", Mobile WiMAX Symposium, 2009, MWS '09, IEEE, p. 42-45, Oct. 2, 2009.
- [158] E. Biglieri, R. Calderbank, A. Constantinides, A. Goldsmith, A. Paulraj and H. Poor, "MIMO Wireless Communications", Cambridge University Press, 2007.
- [159] C.J. Huang, K.W. Hu, I.F. Chen, Y.J. Chen, "An intelligent resource management scheme for heterogeneous WiFi and WiMAX multi-hop relay networks", Expert Systems with Applications, vol. 37, no. 2, pp 1134-1142, March 2010.
- [160] O. Sallent, J. Perez-Romero, R. Agustí, L. Giupponi, C. Kloeck, I. Martoyo, S. Klett and J. Luo, "Resource Auctioning Mechanisms in Heterogeneous Wireless Access Networks", IEEE 63rd, Vehicular Technology Conference, Vol.1, pp. 52-56, 7-10 May 2006.
- [161] D. Niyato and E. Hossain, "Integration of WiMAX and WiFi: Optimal Pricing for Bandwidth Sharing", IEEE Communications Magazine, Vol. 45, No. 5, pp. 140–146, May 2007.
- [162] D. Niyato and E. Hossain, "Competitive pricing in heterogeneous wireless access networks: issues and approaches", IEEE Network, vol. 22, no. 6, pp. 4-11, 2008.
- [163] R. Y. Chang, Z. F. Tao, J. Y. Zhang and C-C. J.Kuo, "Dynamic fractional frequency reuse (D/FFR) for multicell OFDMA networks using a graph framework", Wireless Communications and Mobile Computing 2013, vol. 13, no. 1, pp. 12-27, 2013.
- [164] B. Choi, S. Lim and T. J. Lee, "Sequential frequency reuse with power control for OFDMA systems", Wireless Communications and Mobile Computing 2013; vol. 13, no. 1, pp. 37-46, 2013.
- [165] L. Fang and X. Zhang, "Optimal fractional frequency reuse in OFDMA based wireless networks", Proceedings of the 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Oct. 12-14, 2008.

- [166] R. Jain, D. Chiu, and W. Hawe, "A Quantitative Measure Of Fairness And Discrimination For Resource Allocation In Shared Computer Systems", DEC Research Report TR-301, September 1984.
- [167] R. Giuliano , C. Monti and P. Loreti, "WiMAX Fractional Frequency Reuse for Rural Environments", IEEE Wireless Communications, vol. 15, no. 3, pp.60 - 65, 2008.
- [168] 3GPP2, "Ultra Mobile Broadband Technical Specifications", March 2007.
- [169] S. Tekinay, B. Jabbari, "A measurement-based prioritization scheme for handovers in mobile cellular networks", Journal on Selected Areas in Communications, vol: 10, no. 8, October 1992.
- [170] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication", IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [171] G. Kulkarni, S. Adlakhia S. and M. Srivastava, "Subcarrier Allocation and Bit Loading Algorithms for OFDMA/Based Wireless Networks". IEEE Transactions on Mobile Com-putting, vol. 4, no. 6, pp. 652-662, November – December 2005.
- [172] M. Al-Imari, P. Xiao, M. Ali Imran and R. Tafazolli, "Low complexity subcarrier and power allocation algorithm for uplink OFDMA systems", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2013.
- [173] H. Zhu and Wang, "Chunk-Based Resource Allocation in OFDMA Systems–Part II: Joint Chunk, Power and Bit Allocation", IEEE Transactions on Communications, vol. 60, no. 2, pp. 499-509, December 2011.
- [174] Z. Shen, J. G. Andrews and B. L. Evans, "Adaptive Resource Allocation in Multiuser OFDM Systems with Proportional Fairness", IEEE Transactions on Wireless Communi-cations, vol. 4, no. 6, pp. 2726 – 2737, November 2005.
- [175] J. Li, C. Botella and T. Svensson, "Resource allocation for clustered network MIMO-OFDMA systems",. EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking 2012.
- [176] H. Fujii and H. Yoshino, "Theoretical Capacity and Outage Rate of OFDMA Cellular System with Fractional Frequency Reuse", Proceedings of the IEEE Vehicular Technolo-gy Conference (VTC), pp. 1676-1680, 11-14 May 2008, Spring 2008.

- [177] D. Cai, T. Quek, and C. W. Tan, "A unified analysis of max-min weighted SINR for MIMO downlink system", *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 59, no. 8, pp. 3850-3862, February 2011.
- [178] M. Moretti and A. Isabel Perez-Neira, "Efficient margin adaptive scheduling for MIMO-OFDMA systems", *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 12, no. 1, pp. 278-287, 2013.
- [179] K. P. Kongara, P. H. Kuo, J. P. Smith, L. M. Garth, and A. Clark, "Performance Analysis of Adaptive MIMO OFDM Beamforming Systems", *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 4359-4365, Beijing, China, 19-23 May 2008.
- [180] H. Zhang and R. U. Nabar, "Transmit Antenna Selection in MIMO-OFDM Systems: Bulk versus Per-tone Selection", *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications (ICC)*, pp. 4371-4375, Beijing, China, 19-23 May 2008.
- [181] Y. Liu, Y. Zhang, C. Ji, W. Q. Malik, and D. J. Edwards, "A Low-Complexity Receive-Antenna-Selection Algorithm for MIMO-OFDM Wireless Systems", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 58, no. 6, pp. 2793-2802, 2009.
- [182] M. Sinaie, and P. Azmi, "QoS-Driven Resource Allocation in Green OFDMA Wireless Networks", *International Journal of Communication Systems*, John Wiley & Sons, Inc., Feb. 27, 2015.
- [183] T. L. Marzetta, "Noncooperative cellular wireless with unlimited numbers of base station antennas", *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, no. 11, pp. 3590-3600, Nov. 2010.

Παράρτημα Α - Δημοσιεύσεις

Διεθνή Επιστημονικά Περιοδικά

- ΕΠ 1** M. A. Seimeni, P. K. Gkonis, D. I. Kaklamani, I. S. Venieris and Ch. A. Papavasiliou. "Subcarrier Allocation Strategies in Spatially Diverse OFDMA Cellular Networks operating in Rich Scattering EM Environments", submitted to IET Communication Journal, 2016.
- ΕΠ 2** M. A. Seimeni, P. K. Gkonis, D. I. Kaklamani, I. S. Venieris and Ch. A. Papavasiliou. "Orchestration of Multicellular Heterogeneous Networks, Resources Management and EMI Mitigation Techniques", Special Issue on Next Generation (5G/6G) Mobile Communications, ICT Express Open Access Journal, vol. 1, no. 3, pp. 110-115, 2 February 2016. URL: <http://dx.doi.org/10.1016/j.ict.2016.01.002>
- ΕΠ 3** P. Gkonis, M. Seimeni, N. Asimakis, D. I. Kaklamani and I. S. Venieris. "A New Subcarrier Allocation Strategy for MIMO-OFDMA Multicellular Networks Based on Cooperative Interference Mitigation". The Scientific World Journal, vol. 2014, 9 pages, 2014. URL: <http://dx.doi.org/10.1155/2014/652968>

Πρακτικά Διεθνών Επιστημονικών Συνεδρίων

- ΔΣ 1** M. A. Seimeni, P. K. Gkonis, D. I. Kaklamani, I. S. Venieris and Ch. A. Papavasiliou. "On the Performance Evaluation of Two Novel Fractional Frequency Reuse Approaches for OFDMA Multi-User Multi-Cellular Networks", submitted to iWAT2017, Athens, Greece, March 2017.
- ΔΣ 2** M. Seimeni, P. Gkonis, D. I. Kaklamani, I. S. Venieris and C. A. Papavasiliou. "Resource Management in OFDMA Heterogeneous Network". Proceedings of the 15th Annual Wireless Telecommunications Symposium (WTS), London, UK, 18-20 April 2016. URL: [10.1109/WTS.2016.7482052](https://doi.org/10.1109/WTS.2016.7482052)
- ΔΣ 3** M. Seimeni, P. Gkonis, D. I. Kaklamani, I. S. Venieris and C. A. Papavasiliou. "Resource Exploitation in Multi-Carrier Multi-Cellular Networks". Proceedings of the 11th Conference on Antennas & Propagation (LAPC2015), Loughborough, UK, 5 pages, 2-3 November 2015. *Invited to the special issue of the IET Microwaves, Antennas & Propagation Journal as a Top Conference Paper Author.* URL: [10.1109/LAPC.2015.7366113](https://doi.org/10.1109/LAPC.2015.7366113)

- ΔΣ 4** M. Seimeni, P. Gkonis, D. I. Kaklamani, I. S. Venieris and C. A. Papavasiliou. "On BER evaluation of a Regional Anti-Jamming Subcarrier Strategy for MIMO-OFDMA Systems". Proceedings of the 9th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2015), Lisbon, Portugal, 13-17 April 2015. *Nominated for the EUCAP 2015 Electromagnetics and Antenna Design and Applications Best Paper Award.*
- ΔΣ 5** M. A. Seimeni, P. K. Gkonis, D. I. Kaklamani, I. S. Venieris and C. A. Papavasiliou, "Low-Complexity Anti-Jamming Subcarrier Scavenging strategies for OFDMA networks". Proceedings of the 10th Conference on Antennas & Propagation (LAPC2014), Loughborough, UK, 10-11 November, 2014. URL: 10.1109/LAPC.2014.6996498
- ΔΣ 6** P. K. Gkonis, M. A. Seimeni, D. I. Kaklamani, I. S. Venieris and C. A. Papavasiliou, "Interference Reduction in MIMO-OFDMA Cellular Networks Via Cooperative Antenna Selection", in the Proceedings of the 10th Conference on Antennas & Propagation (LAPC2014), Loughborough, UK, 10-11 November, 2014. URL: 10.1109/LAPC.2014.6996488
- ΔΣ 7** P. Gkonis, N. Asimakis, M. Seimeni, D. I. Kaklamani, I. S. Venieris and C. Papavasiliou, "A Cooperative Antenna Selection Algorithm for MIMO-OFDMA Networks", in the Proceedings of the 8th European Conference on Antennas and Propagation (EUCAP 2014), Hague, the Netherlands, 6-11 April, 2014. URL: 10.1109/EuCAP.2014.6902519
- ΔΣ 8** M. A. Seimeni, Robert Vogt-Ardatjew, D. I. Kaklamani, Frank Leferink and C. A. Papavasiliou, "A Graphic Approach to Estimate the Number of Independent Samples in a classical Reverberation Chamber and a VIRC", to be submitted to the International Symposium and Exhibition on Electromagnetic Compatibility, EMC Europe 2017, Angers, France, 4-8 September 2017.

Παράρτημα Β - Συνάρτηση ολοκλήρωσης επαναλήψεων Monte Carlo προσομοιώσεων

Ο προτεινόμενος αλγόριθμος είναι απλός και ενεργοποιείται πριν τη λήξη της εκάστοτε *MC* προσομοίωσης. Σκοπός του είναι η αποφυγή χρονοβόρων *MC* προσομοιώσεων, καθώς "αποφασίζει" να τις τερματίσει ή να τις συνεχίσει ελέγχοντας αν υπάρχει σύγκλιση αποτελεσμάτων ή όχι (αντίστοιχα) στα τελευταία πιο πρόσφατα λαμβανόμενα δείγματα. Η λογική του αλγόριθμου και η παραμετροποίησή του παρατίθενται στους επόμενους πίνακες (Πίνακας Β: 1, Πίνακας Β: 2).

Από τα αποτελέσματα (Πίνακας Β: 3) προκύπτει ότι η διεξαγωγή λιγότερων *MC* προσομοιώσεων (στήλη "*j*th Monte Carlo") είναι εφικτή με τις παραμέτρους να αποκλίνουν (στήλη "*error*") από τις "πραγματικές" μέσες τους τιμές κατά $1e-1$.

Πίνακας Β: 1 Αλγόριθμος σύγκλισης αποτελεσμάτων.

```

for j = 1 : step : j_max
    M_j = mean(mob_devices(1:j))
    error_j = |M_global - M_j|
    ERROR_j = (error_j / M_global) * 100%
    if ERROR_j ≤ error_tolerance && j ≥ j_p
        if ρ[error((j-span):j)]
            results_converge, decrease_j_max
            j_max = j_max - step
        else
            results_don't_converge, increase_j_max
            j_max = j_max + step
        end
    end
end
end

```

Πίνακας Β: 2 Ερμηνεία παραμέτρων Πίνακας Β: 1.

Παράμετρος	Ερμηνεία
<i>step</i>	Βήμα ελέγχου (π.χ. 100 <i>MCs</i> , 200 <i>MCs</i> , 500 <i>MCs</i>)
j_{max}	Αρχικοποίηση της μέγιστης του μέγιστου αριθμού <i>MC</i> (π.χ. $1e+4$)
j_p (= lower bound)	Οι <i>MCs</i> πέραν της j_p παρουσιάζουν συχετιζόμενες τιμές: $\rho = [error(1:lower_bound)] \rightarrow 0$
<i>lower_bound</i>	Αρχικοποίηση της j_p (π.χ. 1200 ή <i>MC</i>)
<i>error_tolerance</i>	Μέγιστη τιμή επιτρεπόμενου σφάλματος (π.χ. 5%)
M_{global}	Ολική μέση τιμή
M_j	Μέση τιμή χρηστών ως την j^{th} <i>MC</i>
$error_j$	Απόκλιση M_j από την M_{global}
$ERROR_j$	% απόκλιση M_j από την M_{global}
<i>tolerance</i>	Ανοχή σφάλματος (π.χ. =0.3164)
<i>span</i>	Πλήθος πρόσφατων δειγμάτων πριν την j^{th} <i>MC</i> (π.χ. 2, 3, 4)

Πίνακας Β: 3 Πλήθος *MC* προσομοιώσεων μέσω του αλγόριθμου σύγκλισης για τις διάφορες τεχνικές ανάθεσης υποφορέων για 5% πιθανότητα αποκλεισμού και 4 υποφορείς ανά *MT*.

ΤΕΧΝΙΚΗ ΦΑΣΜΑΤΙΚΗΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ		j^{th} <i>MC</i>	M_{global} ($j_{max} = 1e+4$)	M_j	ERROR (%)	error (= $M_{global}-M_j$)	<i>MCs</i> Gain
RANDOM	SINR=5, 1tier	5500	17.3443	17.2449	0.573	0.0994	45
	SINR=5, 2 tiers	8000	18.8899	18.842	0.2536	0.0479	20
	SINR=9.6, 1tier	2000	2.8225	2.8295	0.248	0.007	80
	SINR=9.6, 2 tiers	5000	2.8103	2.7454	2.3094	0.0649	50
BAJSS(4)	SINR=5, 1tier	4800	12.5447	12.4035	1.1252	0.1412	52
	SINR=5, 2 tiers	4200	10.8954	11.0448	1.3709	0.1494	58
	SINR=9.6, 1tier	1400	2.8016	2.7621	1.4084	0.0395	86
	SINR=9.6, 2 tiers	2200	2.7301	2.7245	0.2035	0.0056	78
BAJSS(4)	SINR=5, 1tier	4000	12.2057	12.0307	1.4333	0.175	60
	SINR=5, 2 tiers	2400	11.004	11.1196	1.0504	0.1156	76
	SINR=9.6, 1tier	1900	2.824	2.8368	0.4547	0.0128	81
	SINR=9.6, 2 tiers	3000	2.6705	2.647	1.0423	0.0235	70
RAJSS (PD=0.0, CD=1.5)	SINR=5, 1tier	2600	21.2388	21.7692	2.0737	0.5304	74
	SINR=5, 2 tiers	2800	23.233	23.37	0.5897	0.137	72
	SINR=9.6, 1tier	4600	2.8464	2.9048	2.0511	0.0584	54
	SINR=9.6, 2 tiers	1800	2.8307	2.7922	1.3593	0.0385	82
RAJSS (PD=0.0, CD=0.75)	SINR=5, 1tier	5200	19.0123	19.2712	1.3615	0.2589	48
	SINR=5, 2 tiers	5600	20.9505	21.1366	0.8883	0.1861	44
	SINR=9.6, 1tier	2400	2.872	2.8838	0.4091	0.0118	76
	SINR=9.6, 2 tiers	5400	2.8386	2.8115	0.9553	0.0271	46
MSNR	SINR=5, 1tier	5200	11.8455	12.0352	1.6014	0.1897	48
	SINR=5, 2 tiers	6500	10.821	10.7437	0.7144	0.0773	35
	SINR=9.6, 1tier	4600	2.8195	2.7836	1.1774	0.0359	54
	SINR=9.6, 2 tiers	3000	2.2632	2.697	0.5143	0.4338	70

Βιογραφικό Σημείωμα

Η Μαρία Α. Σεϊμένη αποφοίτησε από την Πολυτεχνική Σχολή Η.Μ.Μ.Υ. του Δημοκρίτειου Πανεπιστημίου Θράκης (Δ.Π.Θ.) το 2007. Στη συνέχεια, ολοκλήρωσε τις μεταπτυχιακές της σπουδές σε Avionics & Systems Engineering στο τμήμα Αεροναυπηγικής του Πολυτεχνείου του Τορίνο (PoliTo) της Ιταλίας το 2009. Παράλληλα, εργαζόταν στην Alenia Aeronautica S.p.a στο τμήμα της Ηλεκτρομαγνητικής Συμβατότητας (EMC/EMI Engineering) αναλαμβάνοντας σχετικές δραστηριότητες. Από το 2012 εκπονεί το διδακτορικό της στη σχολή Η.Μ.Μ.Υ. του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου (Ε.Μ.Π.).

Είναι μέλος της διαχειριστικής επιτροπής του COST Action IC1407 [Advanced characterisation and classification of radiated emissions in densely integrated technologies-ACCREDIT], συμμετέχει στο EMC Working Group της Airbus Defence and Space (Stevenage, UK), ενώ είναι μέλος του Τεχνικού Επιμελητηρίου της Ελλάδας (Τ.Ε.Ε.) από το 2009. Συνεργάζεται με το Εργαστήριο Ευφών Επικοινωνιών και Δικτύων Ευρείας Ζώνης του Ε.Μ.Π., τη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών, Μαθηματικών και Επιστήμης Υπολογιστών του Πανεπιστημίου του Twente (UT), καθώς και με το Πανεπιστήμιο Πελοποννήσου στα πλαίσια του προγράμματος μεταπτυχιακών σπουδών "Διαστημική Επιστήμη, Τεχνολογίες και Εφαρμογές". Έχει λάβει μέρος σε προγράμματα Διαστημικής του Ευρωπαϊκού Διαστημικού Οργανισμού (ESA), προγράμματα Αεροδιαστημικής και σε Διεθνή/Εθνικά ερευνητικά προγράμματα γενικότερα.

Τα επιστημονικά της ενδιαφέροντα αφορούν στη φασματική πρόσβαση πολυχρηστικών συστημάτων, στην συνέργεια ετερογενών ασύρματων δικτύων νέας γενιάς, σε τεχνικές EMC και Η/Μ θωράκισης ηλεκτρονικών συστημάτων (αερο)διαστήματος, καθώς και στην σχεδίαση/έλεγχο πολύπλοκων μικροκυματικών διατάξεων. Είναι κριτής σε διεθνή επιστημονικά περιοδικά και διεθνή επιστημονικά συνέδρια.

Είναι σύζυγος και μητέρα.

Διακρίσεις:

- *LAPC2015* conference paper invited to the special issue of the *IET Microwaves, Antennas & Propagation* journal as a **Top Conference Paper Author (Top 30)**.
- Nomination for the "**Antenna Design and Applications**" **Best Paper Award**, EUCAP 2015 (**Top 5**).
- **Innovation Award**: Alternative Methodology to evaluate the Shielding Effectiveness of the avionic bays (**EMC Dept Alenia Aermacchi 2009**)
- **MSc in Systems Engineering** funded by the **National MoD (2007)**.