



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Τεχνικές διαχείρισης ραδιοπόρων σε συστήματα
OFDMA με χρήση πολλαπλών κεραιών στο σταθμό
βάσης και στη συσκευή του χρήστη

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Δήμητρα Α. Ζαρμπούτη

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός
και Μηχανικός Υπολογιστών ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούνιος 2009



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ

ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

Τεχνικές διαχείρισης ραδιοπόρων σε συστήματα
OFDMA με χρήση πολλαπλών κεραιών στο σταθμό
βάσης και στη συσκευή του χρήστη

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Δήμητρα Α. Ζαρμπούτη

Συμβουλευτική Επιτροπή: Δήμητρα-Θεοδώρα Ι. Κακλαμάνη

Νικόλαος Κ. Ουζούνογλου

Ιάκωβος Στ. Βενιέρης

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 12^η Ιουνίου 2009.

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

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

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

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

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

.....
Γεώργιος Τσούλος Επικ.
Καθηγητής Παν. Πελοποννήσου

.....
Γεωργία Αθανασιάδου Επικ.
Καθηγήτρια Παν. Πελοποννήσου

Αθήνα, Ιούνιος 2009

.....
Δήμητρα Α. Ζαρμπούτη

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

Copyright © Δήμητρα Α. Ζαρμπούτη, 2009.

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

Περίληψη

Οι εξελίξεις στο χώρο των ασύρματων επικοινωνιών τα τελευταία είκοσι χρόνια υπήρξαν ραγδαίες. Το πεδίο των ασύρματων επικοινωνιών, κυρίως σε ερευνητικό επίπεδο, διασπάστηκε γρήγορα σε επιμέρους τομείς για να γίνει δυνατή η μελέτη του. Η παρούσα διδακτορική διατριβή εντάσσεται στο τμήμα αυτό της ερευνητικής δραστηριότητας που μελετά συστήματα εξυπηρέτησης κινητών χρηστών στα πλαίσια κυψελωτών δικτύων. Αντικείμενο της διατριβής αποτελεί η μελέτη επίδοσης OFDMA δικτύων σε συνδυασμό με τους αλγόριθμους κατανομής πόρων που εφαρμόζουν. Η επίδοση των δικτύων ελέγχεται όταν οι σταθμοί βάσης χρησιμοποιούν τεχνικές στοιχειοκεραίας είτε ανεξάρτητα, είτε σε συνδυασμό με στοιχειοκεραία στη συσκευή του χρήστη.

Εξετάζονται έξι αλγόριθμοι ανάθεσης φερόντων κλιμακούμενης δυσκολίας ενώ εξετάζεται και η συνδυαστική εφαρμογή τους με την τεχνική της προσαρμοστικής διαμόρφωσης η οποία αποτελεί συχνό γνώρισμα των OFDMA συστημάτων. Προτείνεται αλγόριθμος κατανομής φερόντων με βαθμό επαναχρησιμοποίησης ένα, που στηρίζεται στην τεχνική της διάσπασης κυψέλης (cell splitting) και παρουσιάζει βελτιωμένη επίδοση συγκριτικά με τις ήδη χρησιμοποιούμενες τεχνικές χωρίς ωστόσο να αυξάνει την πολυπλοκότητα.

Αρχικά τεχνικές στοιχειοκεραίας εφαρμόζονται στο σταθμό βάσης. Μελετάται η επίδοση OFDMA δικτύων με εφαρμογή σταθερού πλέγματος λοβών (switched-beam smart antennas system), με ή χωρίς προσαρμοστική διαμόρφωση. Πραγματοποιείται μελέτη για το κατάλληλο μήκος καναλιού που πρέπει να αποδίδει το δίκτυο στους χρήστες του όταν αιτούν διαφορετικού ρυθμού υπηρεσία και το σύστημα χρησιμοποιεί την τεχνική της προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Σε δεύτερο στάδιο η στοιχειοκεραία του σταθμού βάσης χρησιμοποιείται στα πλαίσια της τεχνικής της τυχαίας διαμόρφωσης δέσμης (random beamforming). Εδώ το δίκτυο προσπαθεί να εκμεταλλευτεί το κέρδος διαφορισμού λόγω πολλαπλών χρηστών (multiuser diversity gain) προκαλώντας μεγαλύτερες διακυμάνσεις στο κανάλι τους.

Τέλος, προσομοιώνεται η ζεύξη του OFDM συστήματος που χρησιμοποιήθηκε στην προηγούμενη μελέτη. Με αυτό τον τρόπο προκύπτουν οι ακριβείς τιμές SNR-SER για τις συγκεκριμένες παραμέτρους του OFDM συστήματος, αλλά και για συγκεκριμένα μο-

ντέλο καναλιού που λαμβάνει υπόψη του μικροσκοπικές διαλείψεις. Η ζεύξη τροποποιείται κατάλληλα ώστε να προσομοιωθούν τεχνικές κωδικοποίησης MIMO για δύο και τέσσερα στοιχεία στον πομπό και για δύο στοιχεία στο δέκτη. Οι τεχνικές MIMO που επιλέχθηκαν αποτελούν εκτεταμένα μιγαδικά σχήματα που στηρίζονται στο βασικό σχήμα του Alamouti. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης της ζεύξης χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση πολυκυψελωτού OFDMA δικτύου. Με αυτόν τον τρόπο μελετήθηκε η επίδοση δικτύων OFDMA που έχουν τη δυνατότητα εκμετάλλευσης στοιχειοκεραίας σε πομπό και δέκτη.

Λέξεις Κλειδιά: τεχνική πολυπλεξίας OFDMA, διαχείριση ραδιοπόρων, τεχνικές στοιχειοκεραίας, σχήματα κωδικοποίησης MIMO



Η διατριβή πραγματοποιήθηκε με τη συγχρηματοδότηση του Ευρωπαϊκού Κοινοτικού Ταμείου (80%) και της Γενικής Γραμματείας Έρευνας και Τεχνολογίας του Υπουργείου Ανάπτυξης (20%).

Abstract

This doctoral thesis attempts to provide an analysis and performance investigation on the operation of OFDMA networks. The research analysis of an OFDMA network can certainly involve different aspects of its operation. However, in the framework of this thesis, the interest lies in the resource allocation algorithms that these networks apply along with the different array antenna techniques that can also be implemented in such networks in order to endure their performance.

In the context of the radio resource allocation, six subcarrier allocation algorithms with gradually increasing difficulty, are examined. Their performance is also investigated when adaptive modulation is applied. The adaptive modulation technique is combined with OFDMA systems since it has been proved to optimize their performance. Nevertheless, this technique involves important feedback information so less demanding techniques are usually preferred. A new subcarrier allocation algorithm is proposed with frequency reuse one that is built upon the well-known cell splitting concept. This technique presents improved performance compared to the already applied ones, while it maintains the complexity in sufficiently low levels.

In the next step array antenna techniques are applied at the network base stations. The technique of switched-beam smart antennas systems is investigated in the context of a typical OFDMA network and a study on the impact of the user channel length is also held. This study concerns only systems that enable adaptive modulation and attempts to provide an insight on the suitable channel length (in terms of system subcarriers) that the network should allocate to its users according to their requested service. The array antenna at the base station can alternatively be used for random beamforming. This technique provides additional fluctuations in the user channel as a means to increase the multiuser diversity gain.

Finally, the link between the transmitter and the receiver of the OFDM system that was used in the aforementioned studies is simulated. The SNR-SER mapping values for the specific OFDM parameters are now calculated with the use of channel models that simulate small scale fading. Next, the OFDM link simulation is extended to the point that MIMO encoding techniques are also included. The simulated MIMO techniques are stemmed from the extended Alamouti orthogonal designs and involve two and four

transmit antennas with two antennas at the receiver end. The simulation results of the MIMO-OFDM link are provided to the OFDMA network simulation environment so as the performance of the MIMO-OFDM encoding techniques to be evaluated in the context of a large scale OFDMA network.

Key Words: OFDMA, radio resource management techniques, switched-beam antennas, random beamforming, MIMO encoding schemes



This thesis was co-financed by E.U.-European Social Fund (80%) and by the Greek Ministry of Development - General Secretariat for Research and Technology (20%).

Πρόλογος

Η παρούσα διατριβή εκπονήθηκε στο εργαστήριο Μικροκυμάτων και Οπτικών Ινών της Σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του ΕΜΠ. Η επίβλεψη της διατριβής πραγματοποιήθηκε από την κα. Δήμητρα-Θεοδώρα Κακλαμάνη, καθηγήτρια της Σχολής και αναπληρώτρια διευθύντρια του εργαστηρίου Μικροκυμάτων και Οπτικών Ινών.

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω την κα. Κακλαμάνη για τη θέση που μου πρόσφερε στο εργαστήριο και τους πόρους που μου εξασφάλισε καθόλη τη διάρκεια της εκπόνησης της διατριβής. Η επιλογή της μου έδωσε τη δυνατότητα να αποκτήσω ανεκτίμητη πρόσβαση σε γνώση και ανθρώπους που στήριζαν τόσο εμένα όσο και τις προσπάθειές μου.

Με ιδιαίτερη χαρά θα ήθελα να εκφράσω την ευγνωμοσύνη μου στον κ. Γεώργιο Τσούλο, επίκουρο καθηγητή της Σχολής Θετικών Επιστημών και Τεχνολογίας του Πανεπιστημίου Πελοποννήσου για το γνήσιο ενδιαφέρον του και την ειλικρινή διάθεση συνεργασίας με την οποία με αντιμετώπισε. Η συνεισφορά του ακολούθησε με συνέπεια όλα τα βήματα αυτής της εργασίας, από την πρώιμη στοιχειοθέτηση της ιδέας ως και την τελική υποστήριξη της ολοκληρωμένης διατριβής.

Μέσα σε αυτό το πρόσφορο επιστημονικά περιβάλλον θα ήθελα να ευχαριστήσω ξεχωριστά τον κ. Δημήτρη Κατέρο για την επί δεκαετίας εναρμονισμένη και επιτυχή συνεργασία μας, η οποία άντεξε τόσο το απρόσμενα απαιτητικό περιβάλλον όσο και την ιδιαίτερη προσωπικότητα ημών των ιδιών.

Θερμά θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ. Κατσιγιάννη Χρήστο για την εμπιστοσύνη που έδειξε σε εμένα προσωπικά και για την αβίαστη, συνεπή, αλλά και ταυτόχρονα καθόλου εύκολη, υποστήριξη τα πρώτα χρόνια της πορείας μου σε αυτό το νέο περιβάλλον.

Για το ρόλο του τα τελευταία χρόνια της προσπάθειάς μου, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον κ. Στειακογιαννάκη Ιωάννη. Η θετική του ενέργεια και η ξεκούραστη διάθεσή του τόνωσαν τις προσπάθειές βοηθώντας τη θετική τους έκβαση.

Τέλος, ευχαριστώ την οικογένειά μου για τη συνεχή και άνευ όρων υποστήριξή της όλα αυτά τα χρόνια. Κυρίως όμως την ευχαριστώ για την ανεκτίμητη ελευθερία επιλογών, στάσεων και προθέσεων που μου προσέφερε.

Δήμητρα Α. Ζαρμπούτη

Περιεχόμενα

1	Εισαγωγή	25
1.1	Εξέλιξη των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών δικτύων	25
1.2	Δίκτυα pre-4G	27
1.2.1	IEEE 802.16-2004 και WiMAX	27
1.2.2	3GPP LTE	28
1.3	Διάρθρωση Διατριβής	28
2	Η τεχνική OFDM/OFDMA	31
2.1	Εισαγωγή στον τύπο διαμόρφωσης OFDM	31
2.1.1	Δημιουργία ενός OFDM συμβόλου	32
2.1.2	Διάστημα προστασίας	34
2.1.3	Peak-to-Average Ratio σε συστήματα OFDM	36
2.2	Εισαγωγή στην τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA	38
2.2.1	Scalable OFDMA	40
3	Τεχνικές RRM για συστήματα OFDMA	41
3.1	Τεχνικές RRM με CSI	42
3.1.1	Επίλυση του προβλήματος ελάχιστης ισχύος	42
3.1.2	Επίλυση του προβλήματος μέγιστου ρυθμού μετάδοσης	48
3.1.3	Ανάλυση με χρήση του SNR gap	53
3.1.4	Τεχνική προσαρμοστικής απόδοσης καναλιών με προτεραιότητα στους χρήστες (adaptive)	55
3.2	Τεχνικές RRM χωρίς CSI	60
3.2.1	Τεχνική σειριακής απόδοσης καναλιών (sequential)	60

3.2.2	Τεχνική απλής συντονισμένης απόδοσης καναλιών (coordinated) . . .	61
3.2.3	Τεχνική τυχαίας απόδοσης καναλιών (random)	62
3.2.4	Συνδυαστικές τεχνικές τυχαίας και συντονισμένης απόδοσης καναλιών	62
3.3	Προσομοίωση RRM τεχνικών - Έλεγχος επίδοσης	68
3.3.1	Αρχικός έλεγχος της απόδοσης των αλγορίθμων	68
3.3.2	Εκτεταμένος έλεγχος της επίδοσης των αλγορίθμων με ray tracing μοντέλο διάδοσης	75
3.4	Πολυπλοκότητα εφαρμογής των τεχνικών	84
3.5	Ανασκόπηση του κεφαλαίου - Συμπεράσματα	86
4	Σύστημα OFDM με στοιχειοκεραία στον πομπό	89
4.1	Τομεοποίηση κυψελών	90
4.2	Έξυπνες κεραίες	92
4.2.1	Εισαγωγή στην τεχνολογία των έξυπνων κεραιών	92
4.2.2	Κατασκευή διαγραμμάτων σε switched-beam συστήματα	94
4.3	Μοντέλο συστήματος για OFDMA δίκτυα με switched-beam κεραίες	97
4.4	Προσομοίωση OFDMA δικτύων switched-beam κεραίες	100
4.4.1	Πλατφόρμα προσομοίωσης	101
4.4.2	Επίδοση τεχνικών RRM σε OFDMA δίκτυα με switched-beam κεραίες	103
4.4.3	Καταστολή παρεμβολών σε OFDMA δίκτυα με switched beams	112
4.4.4	Επίδραση του μήκους καναλιού χρήστη	114
4.5	Random beamforming σε δίκτυα OFDMA	118
4.5.1	Εισαγωγή	118
4.5.2	RRM αλγόριθμοι για ομορτυνιστικά OFDMA συστήματα	120
4.5.3	RRM αλγόριθμος για OFDMA συστήματα με εγγύηση ποιότητας υπηρεσίας	124
4.5.4	Σύστημα OFDMA με random beamforming	127
4.5.5	Προσομοίωση OFDMA δικτύων με random beamforming	128
4.6	Ανασκόπηση κεφαλαίου και συμπεράσματα	139
5	Συστήματα OFDM με τεχνολογίες MIMO	143
5.1	Χωρητικότητα MIMO καναλιού	144

5.2	Χωρικός διαφορισμός MIMO καναλιού	149
5.2.1	Στοιχειοκεραία στο δέκτη	149
5.2.2	Στοιχειοκεραία στον πομπό	151
5.2.3	Στοιχειοκεραία στον πομπό και στο δέκτη	154
5.3	Συστήματα MIMO-OFDM	158
5.3.1	Μοντέλο MIMO-OFDM συστήματος	159
5.3.2	Τεχνικές MIMO-OFDM	161
5.3.3	Επίδοση MIMO-OFDM τεχνικών	163
5.3.4	Επίδοση τεχνικών RRM σε OFDMA δίκτυα με χρήση χωρο-χρονικών κωδικών	165
6	Συμπεράσματα - Προτάσεις για μελλοντική εργασία	169
6.1	Τεχνικές απονομής φερόντων σε δίκτυα OFDMA	169
6.2	Τεχνικές στοιχειοκεραίας σε δίκτυα OFDMA	171
6.3	Μελλοντική εργασία	174

Κατάλογος Σχημάτων

Σχήμα 2.1 Το σύμβολο OFDM στο πεδίο του χρόνου για τρεις φέρουσες.	33
Σχήμα 2.2 Το σύμβολο OFDM στο πεδίο της συχνότητας για τρεις φέρουσες. . .	33
Σχήμα 2.3 Τα βασικά στάδια για τη δημιουργία ενός OFDM συμβόλου.	34
Σχήμα 2.4 Το κυκλικό πρόθεμα του OFDM συμβόλου.	35
Σχήμα 2.5 Η κυματομορφή του PAR για ένα OFDM σήμα με 8 φέροντα.	37
Σχήμα 2.6 Η τεχνική πρόσβασης OFDMA.	38
Σχήμα 3.1 Χωρισμός κυψέλης σε υποπεριοχές στην περίπτωση του r-c αλγορίθμου.	62
Σχήμα 3.2 Χωρισμός κυψέλης σε υποπεριοχές στην περίπτωση του fourC αλγορίθμου.	64
Σχήμα 3.3 Το ποσοστό χρησιμοποίησης των καναλιών της κεντρικής κυψέλης. Το κανάλι του χρήστη έχει $nCH = 4$ φέροντα. Το δίκτυο χρησιμοποιεί αποκλειστικά διαμόρφωση QPSK, άρα οι χρήστες ζητούν 625Kbps.	71
Σχήμα 3.4 Η ρυθμοαπόδοση σε Mbps της κεντρικής κυψέλης. Το κανάλι του χρήστη έχει $nCH = 4$ φέροντα. Το δίκτυο χρησιμοποιεί αποκλειστικά διαμόρφωση QPSK, άρα οι χρήστες ζητούν 625Kbps.	71
Σχήμα 3.5 Η ισχύς κάτω ζεύξης του σταθμού βάσης της κεντρικής κυψέλης. Το κανάλι του χρήστη έχει $nCH = 4$ φέροντα. Το δίκτυο χρησιμοποιεί αποκλειστικά διαμόρφωση QPSK, άρα οι χρήστες ζητούν 625Kbps.	72
Σχήμα 3.6 Η πιθανότητα απόρριψης χρήστη. Το κανάλι του χρήστη έχει $nCH = 4$ φέροντα. Το δίκτυο χρησιμοποιεί αποκλειστικά διαμόρφωση QPSK, άρα οι χρήστες ζητούν 625Kbps.	72

Σχήμα 3.7 Το ποσοστό χρησιμοποίησης των καναλιών της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Οι χρήστες ζητούν 625Kbps.	73
Σχήμα 3.8 Η ρυθμοαπόδοση σε Mbps της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Οι χρήστες ζητούν 625Kbps.	73
Σχήμα 3.9 Η ισχύς κάτω ζεύξης του σταθμού βάσης της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Οι χρήστες ζητούν 625Kbps.	74
Σχήμα 3.10 Η πιθανότητα απόρριψης χρήστη. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Οι χρήστες ζητούν 625Kbps.	74
Σχήμα 3.11 Το περιβάλλον προσομοίωσης για την κεντρική κυψέλη.	76
Σχήμα 3.12 Τα λαμβανόμενα επίπεδα ισχύος στην έκταση του περιβάλλοντος προσομοίωσης.	77
Σχήμα 3.13 Η CDF.καμπύλη του εύρους συνοχής για το περιβάλλον προσομοίωσης.	78
Σχήμα 3.14 Η ρυθμοαπόδοση σε Mbps της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί διαμόρφωση QPSK. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 1.	79
Σχήμα 3.15 Το ποσοστό χρησιμοποίησης των φερόντων της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί διαμόρφωση QPSK. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 1.	79
Σχήμα 3.16 Η ρυθμοαπόδοση σε Mbps της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί διαμόρφωση QPSK. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 2.	80
Σχήμα 3.17 Το ποσοστό χρησιμοποίησης των φερόντων της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί διαμόρφωση QPSK. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 2.	80
Σχήμα 3.18 Η ρυθμοαπόδοση σε Mbps της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 1.	82

Σχήμα 3.19 Το ποσοστό χρησιμοποίησης των φερόντων της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 1.	82
Σχήμα 3.20 Η ρυθμοαπόδοση σε Mbps της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 2.	83
Σχήμα 3.21 Το ποσοστό χρησιμοποίησης των φερόντων της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 2.	84
Σχήμα 4.1 Κυψέλες με τρεις και έξι τομείς.	90
Σχήμα 4.2 Το διάγραμμα μιας κατευθυντικής κεραίας για τομείς 120°	91
Σχήμα 4.3 Συστήματα έξυπνων κεραίων.	93
Σχήμα 4.4 Διάγραμμα ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας με απόσταση στοιχείων $d = \lambda/2$	94
Σχήμα 4.5 Προσθήκη λοβών σταθερού πλέγματος (switched beams)	95
Σχήμα 4.6 Κλασικός beamformer.	96
Σχήμα 4.7 Το απαιτούμενο SNR συναρτήσει του SER για το προσομοιωθέν σύστημα.	98
Σχήμα 4.8 Το μοντέλο του πομπού για το σύστημα OFDMA με switched beams.	99
Σχήμα 4.9 Η επιλογή του μήκους καναλιού το χρήστη u ανάλογα με τον RRM αλγόριθμο και το αν χρησιμοποιείται ή όχι προσαρμοστική διαμόρφωση.	99
Σχήμα 4.10 Οθόνη εισαγωγής παραμέτρων για τον προσομοιωτή δικτύου OFDMA.	102
Σχήμα 4.11 Οθόνη εισαγωγής παραμέτρων για τις στοιχειοκεραίες των σταθμών βάσης.	103
Σχήμα 4.12 Η πιθανότητα απόρριψης χρήστη όταν το σύστημα χρησιμοποιεί τον rand αλγόριθμο.	107
Σχήμα 4.13 Η πιθανότητα απόρριψης χρήστη όταν το σύστημα χρησιμοποιεί τον fourC αλγόριθμο.	107
Σχήμα 4.14 Η πιθανότητα απόρριψης χρήστη όταν το σύστημα χρησιμοποιεί τον adapt αλγόριθμο.	108
Σχήμα 4.15 Το loading factor (%) του δικτύου για όλα τα δίκτυα.	108

Σχήμα 4.16 Ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης του φάσματος για τα υπο εξέταση δίκτυα. Χρησιμοποιείται διαμόρφωση QPSK.	109
Σχήμα 4.17 Το throughput (Mbps) της κεντρικής κυψέλης για όλα τα υπό εξέταση δίκτυα. Χρησιμοποιείται διαμόρφωση QPSK.	110
Σχήμα 4.18 Ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης του φάσματος για τα υπό εξέταση δίκτυα. Χρησιμοποιείται προσαρμοστική διαμόρφωση (QPSK, 16QAM, 64QAM).	110
Σχήμα 4.19 Το throughput (Mbps) της κεντρικής κυψέλης για όλα τα υπό εξέταση δίκτυα. Χρησιμοποιείται προσαρμοστική διαμόρφωση (QPSK, 16QAM, 64QAM).	111
Σχήμα 4.20 Ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης του δικτύου. Χρησιμοποιείται ο adapt ως RRM αλγόριθμος και προσαρμοστική διαμόρφωση.	112
Σχήμα 4.21 Ο ρυθμός μετάδοσης (Mbps) για την κεντρική κυψέλη του δικτύου. Χρησιμοποιείται ο 'adapt' αλγόριθμος και προσαρμοστική διαμόρφωση.	113
Σχήμα 4.22 Η κατανομή των carriers ανάλογα με τη διαμόρφωσή τους. Χρησιμοποιείται ο 'adapt' αλγόριθμος και προσαρμοστική διαμόρφωση.	114
Σχήμα 4.23 Το Bit Rate της κεντρικής κυψέλης όταν το σύστημα χρησιμοποιεί σταθερή τιμή <i>ratio</i> (συνεχείς γραμμές) για το κανάλι των χρηστών και όταν χρησιμοποιεί σταθερό μήκος καναλιού (διακεκομμένες γραμμές).	116
Σχήμα 4.24 Το loading factor της κεντρικής κυψέλης όταν το σύστημα χρησιμοποιεί σταθερή τιμή <i>ratio</i> (συνεχείς γραμμές) για το κανάλι των χρηστών και όταν χρησιμοποιεί σταθερό μήκος καναλιού (διακεκομμένες γραμμές).	116
Σχήμα 4.25 Το μοντέλο του πομπού για το OFDMA σύστημα χωρίς εγγύηση ποιότητας υπηρεσίας (opportunistic rate adaptation).	121
Σχήμα 4.26 Το μοντέλο του πομπού για το OFDMA σύστημα με εγγύηση ποιότητας υπηρεσίας (QoS Provision).	124
Σχήμα 4.27 Το μοντέλο του πομπού για το OFDMA σύστημα με (random beam-forming).	127
Σχήμα 4.28 Μείωση του ρυθμού μετάδοσης κάτω ζεύξης για καθένα από τα έξι εξεταζόμενα δίκτυα.	132
Σχήμα 4.29 Ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης κάτω ζεύξης για τα έξι εξεταζόμενα δίκτυα.	133

Σχήμα 4.30 Το κέρδος (%) στο ρυθμό μετάδοσης του ‘MR’ αλγορίθμου με την εφαρμογή του random beamforming.	134
Σχήμα 4.31 Η φασματική απόδοση κάτω ζεύξης για τα έξι εξεταζόμενα δίκτυα.	135
Σχήμα 4.32 Ο βαθμός χρησιμοποίησης (%) του φάσματος στην κάτω ζεύξη για τα έξι εξεταζόμενα δίκτυα.	135
Σχήμα 4.33 Το ποσοστό (%) ανενεργών χρηστών (Idle Users) για τα έξι εξεταζόμενα δίκτυα.	136
Σχήμα 4.34 Το ποσοστό μείωσης των ανενεργών χρηστών με την εφαρμογή της random beamforming τεχνικής για τις τεχνικές ‘MR’ και ‘R’.	137
Σχήμα 4.35 Ο παράγοντας α (fairness factor) για τα έξι εξεταζόμενα δίκτυα.	138
Σχήμα 5.1 Μοντέλο MIMO συστήματος.	145
Σχήμα 5.2 Η χωρητικότητα MIMO καναλιού για διαφορετικές τιμές της χωρικής συσχέτισης υποκαναλιών.	148
Σχήμα 5.3 Η επίδραση του χωρικού διαφορισμού σε SIMO κανάλια όπου ο δέκτης χρησιμοποιεί την τεχνική MRC.	150
Σχήμα 5.4 Παραγωγή κωδικολέξης σε ένα σύστημα με χωρική κωδικοποίηση.	152
Σχήμα 5.5 Το κέρδος χωρικού διαφορισμού σε SIMO και MISO κανάλια όπου ο πομπός χρησιμοποιεί την τεχνική του Alamouti.	154
Σχήμα 5.6 Το μοντέλο ενός MIMO πομποδέκτη όπου ο πομπός εφαρμόζει την τεχνική του Alamouti.	155
Σχήμα 5.7 Η επίδραση του χωρικού διαφορισμού σε MIMO κανάλια ($M_r \times M_t$) όταν ο πομπός χρησιμοποιεί την τεχνική του Alamouti.	156
Σχήμα 5.8 Το μοντέλο του πομπού για ένα σύστημα που εφαρμόζει MIMO-OFDM κωδικοποίησης.	159
Σχήμα 5.9 Ο ρυθμός λανθασμένων συμβόλων συναρτήσει του SNR για MIMO-OFDM συστήματα κωδικοποίησης (ITU Pedestrian - A, QPSK).	164
Σχήμα 5.10 Ο ρυθμός λανθασμένων συμβόλων συναρτήσει του SNR για MIMO-OFDM συστήματα κωδικοποίησης (ITU Pedestrian - B, QPSK).	164
Σχήμα 5.11 Ο ρυθμός μετάδοσης της κεντρικής κυψέλης των υπό εξέταση δικτύων.	166
Σχήμα 5.12 Η πιθανότητα απόρριψης χρήστη για τα υπό εξέταση δίκτυα.	167

Σχήμα 5.13 Η ισχύς κάτω ζεύξης του σταθμού βάσης της κεντρικής κυψέλης του δικτύου.	168
Σχήμα 5.14 Ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης φάσματος για τα εξεταζόμενα δίκτυα.	168

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 2.1 Οι παράμετροι του S-OFDMA στο 802.16e.	40
Πίνακας 3.1 Παράμετροι Προσομοίωσης για το OFDMA δίκτυο	69
Πίνακας 4.1 Ομάδες προσφερόμενων υπηρεσιών	102
Πίνακας 4.2 Παράμετροι Προσομοίωσης για το OFDMA δίκτυο.	105
Πίνακας 4.3 Παράμετροι Προσομοίωσης Δικτύου OFDMA	130
Πίνακας 5.1 Το σχήμα του Alamouti	152
Πίνακας 5.2 Παράμετροι Προσομοίωσης Συστήματος MIMO-OFDM	163
Πίνακας 5.3 Βελτίωση του ρυθμού μετάδοσης με τη χρήση ορθογώνιων τεχνικών κωδικοποίησης σε σχέση με το 1×1 για τις τεχνικές 'rand' και 'fourC' . . .	166

Κεφάλαιο 1

Εισαγωγή

Η εμφάνιση ασύρματων τηλεπικοινωνιακών δικτύων πραγματοποιήθηκε στις Η.Π.Α. γύρω στα 1920 για τις ανάγκες των αστυνομικών τμημάτων. Ωστόσο, χρειάστηκαν περίπου 40 χρόνια για να αρχίσουν να διαμορφώνονται οι βασικές αρχές των σημερινών κυψελωτών ασύρματων δικτύων και να οδηγηθούμε σταδιακά στο πρώτο ευρείας χρήσης κυψελωτό ασύρματο δίκτυο. Σκοπός αυτού το κεφαλαίου είναι η εισαγωγή του αναγνώστη στο χώρο των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών δικτύων που αποτελεί και το ευρύτερο αντικείμενο της παρούσας διατριβής. Η διάρθρωση του κεφαλαίου έχει ως εξής: στην παράγραφο 1.1 πραγματοποιείται μια σύντομη περιγραφή της εξέλιξης των τηλεπικοινωνιακών δικτύων από το 1980 έως σήμερα, στην παράγραφο 1.2 περιγράφονται πιο αναλυτικά οι κυριότεροι εκπρόσωποι των δικτύων που βρίσκονται σήμερα εν εξέλιξη και τέλος στην παράγραφο 1.3 δίνεται η διάρθρωση της διατριβής.

1.1 Εξέλιξη των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών δικτύων

Η ιστορία των κινητών τηλεπικοινωνιών έχει γνωρίσει μέχρι σήμερα τέσσερις γενιές. Η 1^η γενιά (1G) έκανε την εμφάνισή της στις αρχές της δεκαετίας του 1980 και αφορούσε κινητά τα οποία επικοινωνούσαν με το σταθμό βάσης χρησιμοποιώντας αναλογική επεξεργασία σήματος. Η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης που χρησιμοποιήθηκε ήταν η Frequency Division Multiple Access (FDMA) όπου οι χρήστες καταλάμβαναν ανεξάρτητα τμήματα

του φάσματος.

Τα κινητά 2^{ης} γενιάς (2G) έκαναν την εμφάνισή τους στις αρχές της δεκαετίας του 1990. Ο βασικότερος εκπρόσωπος αυτής της γενιάς για τα ευρωπαϊκά δεδομένα είναι το πρότυπο Global System for Mobile communications (GSM) το οποίο χρησιμοποιεί τη μέθοδο Time Division Multiple Access (TDMA) για τη διαχείριση των χρηστών. Στην τεχνική αυτή ο κάθε χρήστης αναλαμβάνει ένα κανάλι στο χρόνο ή αλλιώς μια χρονοσχισμή (time slot) η οποία τον διαφοροποιεί από τους υπόλοιπους. Παράλληλα με την τεχνική TDMA, στη 2^η γενιά ανήκουν και πρότυπα, όπως το IS-95, τα οποία χρησιμοποιούν την τεχνική Code Division Multiple Access (CDMA) για την πολυπλεξία των χρηστών. Η τεχνική αυτή δεν χρησιμοποιεί πόρους του συστήματος για να διαχειριστεί τους χρήστες (φάσμα, χρόνο), αλλά αξιοποιεί τις ιδιότητες των ψευδοτυχαίων ακολουθιών αντιστοιχίζοντας τον κάθε χρήστη με μια τέτοια ακολουθία (κώδικας).

Οι έρευνες για την 3^η γενιά (3G) κινητών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων ξεκίνησαν σχεδόν ταυτόχρονα με την εμπορική εκμετάλλευση της τεχνολογίας 2G. Οι πρώτες εμπορικές εφαρμογές αυτής της γενιάς εμφανίστηκαν περί το 2001 στην Ιαπωνία και γρήγορα επεκτάθηκαν στις Η.Π.Α. και στην Ευρώπη. Συγκεκριμένα στην Ευρώπη, η μαζική εμπορευματική εκμετάλλευση των κινητών 3^{ης} γενιάς ξεκίνησε το 2003. Το πρότυπο για την τεχνολογία κινητών 3^{ης} γενιάς (IMT-2000) σχεδιάστηκε από την International Telecommunication Union (ITU) με σκοπό να παραχθεί ένα παγκόσμιο πρότυπο που θα διευκόλυνε τις διαδικασίες περιαγωγής (roaming). Εντούτοις, η 3^η γενιά έχει να επιδείξει πέντε πρότυπα με το Universal Mobile Telecommunications System (UMTS) να κυριαρχεί σε όλες σχεδόν τις αγορές. Το UMTS βασίζεται στην τεχνική Wideband - Code Division Multiple Access (W-CDMA) η οποία μπορεί να θεωρηθεί με μεγάλες παραδοχές ως μια ευρυζωνική έκδοση της τεχνικής Code Division Multiple Access (CDMA).

Αξίζει να σημειωθεί ότι ταυτόχρονα με την ανάπτυξη της τεχνολογίας 3^{ης} γενιάς, προσπάθειες εξέλιξης πραγματοποιήθηκαν και για τον προκάτοχό της. Έτσι, σχεδιάστηκαν τα πρότυπα General Packet Radio Service (GPRS) και CDMA2000 1x τα οποία αποτέλεσαν τη γενιά 2.5 (2.5G). Αν και προσφέρουν περισσότερες υπηρεσίες σε σχέση με τα πρότυπα 2^{ης} γενιάς, ωστόσο δεν φτάνουν σε καμιά περίπτωση τις επιδόσεις αυτών της 3^{ης}.

Το επόμενο βήμα στις κινητές τηλεπικοινωνίες θα είναι η εφαρμογή της τεχνολογίας 4^{ης} γενιάς (4G). Πολλές έρευνες και δοκιμές βρίσκονται παγκοσμίως εν εξέλιξη ώστε να

επιτευχθούν οι στόχοι που έχουν τεθεί για το πρότυπο αυτό. Οι μεγάλοι ρυθμοί μετάδοσης, η περαιτέρω αξιοποίηση των ασύρματων πόρων, η διαλειτουργικότητα με παλαιότερα πρότυπα και η ομαλή μετάβαση μεταξύ ετερογενών δικτύων είναι ίσως οι σημαντικότεροι στόχοι που έχουν τεθεί για το 4G πρότυπο. Το πρότυπο δεν έχει δώσει ακόμη οριστικές απαντήσεις για το τρόπο με το οποίο θα προσεγγισθούν οι ανωτέρω στόχοι, ωστόσο οι βασικές τεχνολογίες οι οποίες θα χρησιμοποιηθούν έχουν προσδιορισθεί επαρκώς και γίνει αποδεκτές. Ειδικά για τις τεχνολογίες φυσικού στρώματος, η τεχνική πολυπλεξίας Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) σε συνδυασμό με τις τεχνολογίες Multiple Input Multiple Output (MIMO) και την turbo κωδικοποίηση θα είναι από τα βασικά εργαλεία της προσπάθειας 4G.

1.2 Δίκτυα pre-4G

Τα δίκτυα που συγκεντρώνουν το μεγαλύτερο ερευνητικό και εμπορικό ενδιαφέρον σε αυτή την κατηγορία είναι το Worldwide Interoperability for Microwave Access (WiMAX) και το 3G Partnership Project Long Term Evolution (3GPP LTE).

1.2.1 IEEE 802.16-2004 και WiMAX

Το 1998 η επιτροπή IEEE 802 που είναι υπεύθυνη για τα πρότυπα τοπικών (LAN) και μητροπολιτικών δικτύων (MAN) ίδρυσε την ομάδα εργασίας IEEE 802.16 με σκοπό τη μελέτη της ασύρματης ευρυζωνικής πρόσβασης του τελικού χρήστη. Το πρώτο πρότυπο της ομάδας αυτής δημοσιεύτηκε τον Απρίλιο του 2001 και πολύ γρήγορα είχε εκδώσει ακόμη τρεις τροποποιήσεις (a,b,c). Τον Σεπτέμβρη του 2003 ξεκίνησε η αναθεώρηση του προτύπου υπό την ονομασία 802.16d και τον Οκτώβριο του 2004 η προσπάθεια αυτή ολοκληρώθηκε με τη δημοσίευση του αναθεωρημένου πλέον προτύπου IEEE 802.16-2004 ([1]) που περιλαμβάνει και τις προηγούμενες εκδόσεις (a,b,c). Το πρότυπο αυτό υποστηρίζει ευρυζωνική πρόσβαση σε σταθερούς όμως χρήστες. Η τροποποίηση IEEE 802.16e-2005 ([2]) αναφέρεται σε κινητούς χρήστες και εισάγει λειτουργίες διαχείρισης κινητής ασύρματης πρόσβασης.

Το WiMAX στηρίχτηκε πλήρως στα 802.16-2004 και 802.16e-2005 οδηγώντας αντίστοιχα στα Fixed WiMAX και Mobile WiMAX. Το Wimax Forum [3] είναι υπεύθυνο για όλα τα θέματα που αφορούν το WiMAX. Αν και στοχεύει στην εξυπηρέτηση κινητών

χρηστών σε δίκτυο κυψελικής δομής, το WiMAX θεωρείται και μια εξαιρετική επιλογή για δίκτυο κορμού.

1.2.2 3GPP LTE

Το 3GPP LTE αποτελεί μια προσπάθεια στα πλαίσια του 3GPP να βελτιωθεί το πρότυπο UMTS για τα δίκτυα κινητών 3^{ης} γενιάς. Στόχοι της προσπάθειας αυτής είναι η παροχή περισσότερων υπηρεσιών στους χρήστες, η αποδοτικότερη εκμετάλλευση του φάσματος και η καλύτερη επικοινωνία με άλλα πρωτόκολλα αυτής της κατηγορίας.

Η επίσημη έκδοση του προτύπου 3GPP LTE επικυρώθηκε το Δεκέμβρη του 2008 και ήδη εταιρίες σχεδιάζουν chipset, σταθμούς βάσης και εξοπλισμό βασισμένα στο πρότυπο αυτό.

1.3 Διάρθρωση Διατριβής

Η παρούσα διατριβή ολοκληρώνεται σε έξι κεφάλαια. Δύο είναι ωστόσο οι βασικοί άξονες γύρω από τους οποίους αναπτύσσονται τα κεφάλαια αυτά. Ο πρώτος άξονας αφορά καθαρά τεχνικές διαχείρισης πόρων OFDMA δικτύων με έμφαση στους αλγόριθμους απόδοσης φερόντων στους χρήστες των δικτύων. Ο δεύτερος άξονας κινείται περισσότερο στο χώρο της μετάδοσης εξετάζοντας τεχνικές στοιχειοκεραίας που μπορούν να εφαρμοστούν σε OFDMA δίκτυα. Το περιεχόμενο της διατριβής εξαντλείται σε τέσσερα κεφάλαια, τα οποία πλαισιώνονται από το πρώτο εισαγωγικό και το τελικό κεφάλαιο της ανασκόπησης και των συγκεντρωτικών αποτελεσμάτων. Τα κεφάλαια της διατριβής αναλύονται ως εξής:

- Στο 1^ο κεφάλαιο πραγματοποιείται μια σύντομη ανασκόπηση της πορείας των κινητών τηλεπικοινωνιών στο χρόνο. Περιγράφονται περιληπτικά τα συστήματα που αναπτύχθηκαν από τις αρχές του 1980 έως τις μέρες μας, καθώς και οι στόχοι που έχουν τεθεί αναφορικά με το επόμενο βήμα στο χώρο των κινητών τηλεπικοινωνιών. Στα πλαίσια του 1^{ου} κεφαλαίου γίνεται και η περιγραφή των κεφαλαίων της παρούσας πρότασης διατριβής.
- Στο 2^ο κεφάλαιο παρουσιάζεται η τεχνική διαμόρφωσης OFDM, οι βασικές αρχές που διέπουν την τεχνική αυτή καθώς και τα βασικά προβλήματα που αντιμετωπίζει η ζεύξη

σε αυτή την περίπτωση. Ταυτόχρονα περιγράφεται η τεχνική πολυπλεξίας OFDMA η οποία χρησιμοποιεί τα φέροντα του OFDM για την πολυπλεξία των χρηστών.

- Το 3^ο κεφάλαιο αφιερώνεται στην παρουσίαση τεχνικών διαχείρισης πόρων (Radio Resource Management - RRM) σε OFDMA δίκτυα. Πραγματοποιείται ανασκόπηση της βιβλιογραφίας με έμφαση στα διαφορετικά προβλήματα βελτιστοποίησης που επιλύουν οι γνωστές αυτές τεχνικές. Αναλύονται οι τεχνικές που αναπτύχθηκαν για τους σκοπούς της παρούσας διατριβής, προσομοιώνεται η εφαρμογή τους σε δίκτυο OFDMA και ελέγχεται η επίδοσή τους.
- Το 4^ο κεφάλαιο αφιερώνεται στις τεχνολογίες στοιχειοκεραίας όταν αυτή χρησιμοποιείται αποκλειστικά στο σταθμό βάσης. Εξετάζονται τα συστήματα με switched-beam smart antennas σε συνδυασμό με τις τεχνικές RRM του προηγούμενου κεφαλαίου για πολυκυψελωτά δίκτυα OFDMA. Η τεχνική της τυχαίας διαμόρφωσης δέσμης (Random Beamforming) ανήκει επίσης σε αυτή την κατηγορία και μελετάται σε συνδυασμό με συγκεκριμένες κατηγορίες RRM τεχνικών. Προκύπτει ότι η τεχνική αυτή, σε αντίθεση με την τεχνική των switched-beam smart antennas, έχει θετική επίδραση μόνο σε ομορτυνιστικής φύσεως OFDMA συστήματα.
- Το 5^ο κεφάλαιο επιχειρεί τη μελέτη επίδοσης MIMO τεχνικών σε OFDMA συστήματα. Επιλέγεται η τεχνική της κωδικοποίησης η οποία δεν απαιτεί πληροφορίες ανάδρασης από το δέκτη προς τον πομπό. Μιγαδικά ορθογώνια σχήματα κωδικοποίησης εφαρμόζονται σε MIMO-OFDM ζεύξη όπου χρησιμοποιούνται τα μοντέλα της ITU για την απόδοση των μικροσκοπικών διαλείψεων του καναλιού. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης απομονώνονται και εκχωρούνται ως δεδομένα στην πλατφόρμα προσομοίωσης πολυκυψελωτού δικτύου OFDMA όπου και ελέγχεται πλέον η επίδοση του συνολικού δικτύου.
- Τέλος στο 6^ο κεφάλαιο πραγματοποιείται σύντομη ανασκόπηση των όσων μελετήθηκαν στη διατριβή καθώς και της μεθόδου που ακολουθήθηκε για αυτό το σκοπό. Συγκεντρώνονται τα συμπεράσματα στα οποία κατέληξε η μελέτη αναφορικά με το κάθε εξεταζόμενο θέμα, ενώ αναφέρονται και δύο σημεία ερευνητικής επέκτασης που κρίνονται ενδιαφέροντα.

Κεφάλαιο 2

Η τεχνική OFDM/OFDMA

Το μεγαλύτερο πρόβλημα των ασύρματων δικτύων που στοχεύουν σε ευρυζωνικές επικοινωνίες πολυμέσων είναι η ίδια η φύση του ασύρματου καναλιού που δεν μπορεί να εγγυηθεί ζεύξη. Η τεχνική πολλαπλών φερόντων Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) έχει κατοχυρωθεί ως η πλέον κατάλληλη για να υποστηρίξει τέτοια απαιτητικά συστήματα. Εκτός από τα συστήματα ευρυεκπομπής Digital Video Broadcasting - Terrestrial (DVB-T) και Terrestrial Digital Audio Broadcasting (T-DAB), η τεχνική OFDM έχει ήδη εφαρμοστεί στο HiperLAN, στο 802.11a, 802.11g και στην οικογένεια των πρωτοκόλλων 802.16, ενώ αποτελεί και τη βάση των συστημάτων 4^{ης} γενιάς.

2.1 Εισαγωγή στον τύπο διαμόρφωσης OFDM

Η τεχνική OFDM στηρίζεται στην απλή ιδέα των συστημάτων FDM (Frequency Division Multiplexing) τα οποία προϋποθέτουν τη δημιουργία ορθογώνιων μεταξύ τους φασματικών καναλιών, με φέρουσες που απέχουν τόσο ώστε να μην παρεμβάλουν μεταξύ τους. Η βασική διαφορά του OFDM είναι ότι οι φέρουσες (carriers) που δημιουργούνται αποτελούν ακέραιο πολλαπλάσιο του αντίστροφου της διάρκειας του συμβόλου που χρησιμοποιείται. Με τον τρόπο αυτό οι φέρουσες του OFDM σήματος μπορούν θεωρητικά να βρίσκονται όσο κοντά τους επιτρέπει η διάρκεια συμβόλου.

Παράδειγμα της διαμόρφωσης OFDM παρουσιάζεται στα Σχήματα 2.1 και 2.2. Συγκεκριμένα, στο Σχήμα 2.1 φαίνεται στο πεδίο του χρόνου ένα OFDM σύμβολο διάρκειας $T = 1$ sec το οποίο αποτελείται από τρία ημίτονα (φέρουσες) στις συχνότητες $f = 1/T$, $f = 2/T$

και $f = 3/T$. Στο Σχήμα 2.2 όπου εμφανίζεται το ίδιο σύμβολο στο πεδίο της συχνότητας, φαίνεται ξεκάθαρα ότι τα μέγιστα της κάθε φέρουσας συμπίπτουν με μηδενισμούς των υπολοίπων φερουσών. Η ιδιότητα αυτή είναι άμεσο αποτέλεσμα της χρήσης ημιτόνων με συχνότητες ακέραιο πολλαπλάσιο του αντίστροφου της διάρκειας του OFDM συμβόλου.

2.1.1 Δημιουργία ενός OFDM συμβόλου

Το Σχήμα 2.3 περιγράφει τη δημιουργία ενός OFDM συμβόλου με τα βασικότερα βήματα που πρέπει να ακολουθηθούν στον πομπό. Τα δεδομένα (data bits) παραλληλοποιούνται αρχικά με τον S/P μετατροπέα, στη συνέχεια υπόκεινται σε ανάστροφο μετασχηματισμό Fourier με τον οποίο λαμβάνονται τα δείγματα στο πεδίο του χρόνου, ενώ στο τελευταίο στάδιο υπάρχει ο αντίστροφος μετατροπέας που επαναφέρει τα δεδομένα σε σειριακή μορφή. Στο σχήμα αυτό μπορούν να προστεθούν ακόμη τα blocks για τη διαμόρφωση, το συγχρονισμό συμβόλου OFDM κ.ά.

Προφανώς η διαμόρφωση OFDM μπορεί να γίνει καλύτερα κατανοητή σε ένα αναλογικό περιβάλλον όπου χρησιμοποιούνται πολλαπλά φέροντα για τη διαμόρφωση του εισερχόμενου σήματος. Τα φέροντα αυτά μπορούν να είναι οσαδήποτε στον αριθμό αρκεί να διατηρούν την προαναφερθείσα σχέση ορθογωνιότητας. Στη συνέχεια ωστόσο αποδεικνύεται γιατί η παραγωγή του OFDM συμβόλου με τον παραδοσιακό τρόπο του μιξαρίσματος ισοδυναμεί με τον ανάστροφο μετασχηματισμό Fourier.

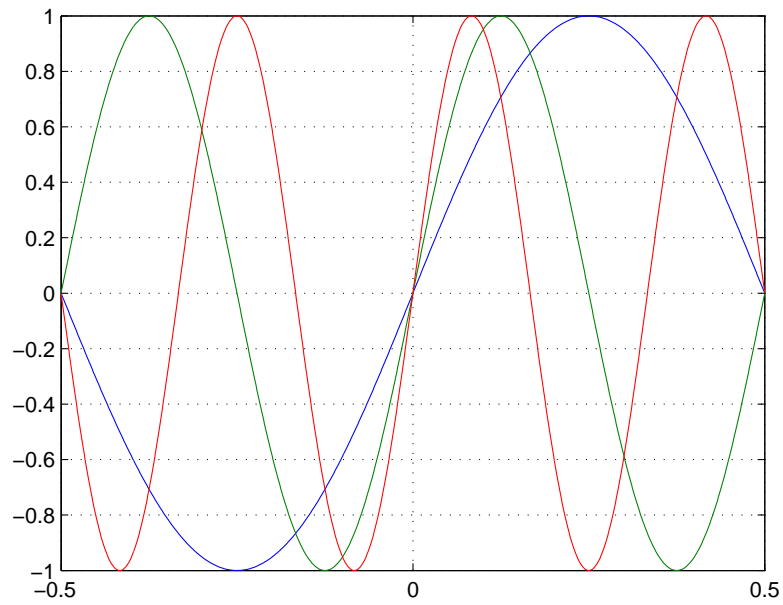
Θεωρούμε $c_{n,i}$ το σήμα που πρέπει να εκπεμφθεί τη χρονική στιγμή i από το n -οστό φέρον. Το συνολικό εκπεμπόμενο σήμα θα είναι:

$$S(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} (c_{n,i} g_n(t - iT_s)) \quad (2.1)$$

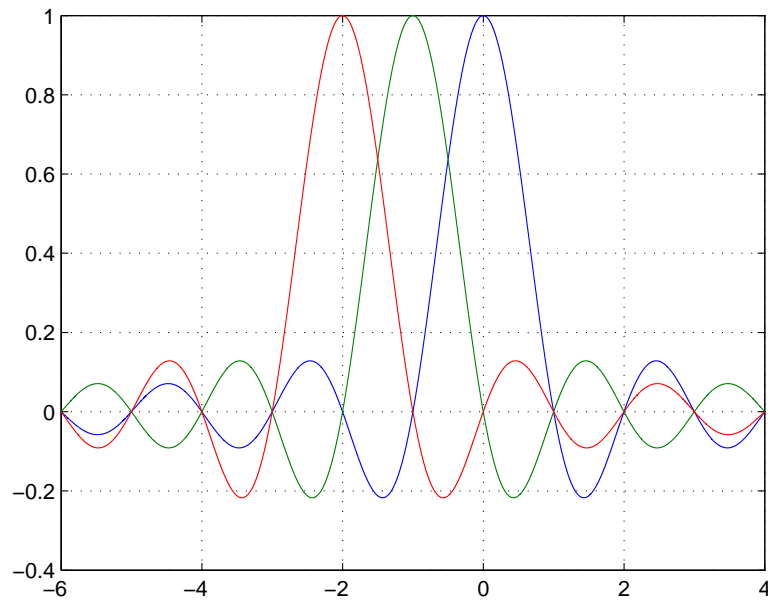
με g_n τον κανονικοποιημένο παλμό βάσης που διαμορφώνεται και δίδεται από τον τύπο:

$$g_n(t) = \begin{cases} \frac{1}{T_s} \exp(j2\pi n \frac{t}{T_s}) & \text{για } 0 < t < T, \\ 0 & \text{αλλού} \end{cases} \quad (2.2)$$

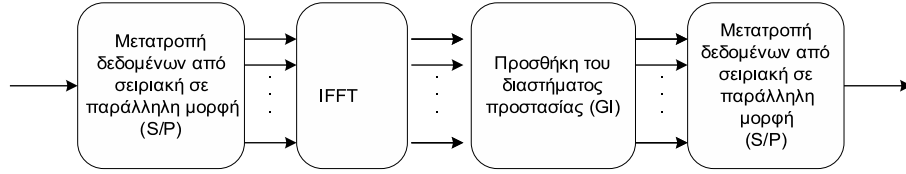
Θεωρώντας μόνο τη στιγμή $i = 0$ παίρνουμε $s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_{n,i} g_n(t)$ ενώ με δειγματοληψία στο πεδίο του χρόνου κατά τις χρονικές στιγμές $t_k = k \frac{T_s}{N}$ προκύπτει από τις (2.1) και



Σχήμα 2.1: Το σύμβολο OFDM στο πεδίο του χρόνου για τρεις φέρουσες.



Σχήμα 2.2: Το σύμβολο OFDM στο πεδίο της συχνότητας για τρεις φέρουσες.



Σχήμα 2.3: Τα βασικά στάδια για τη δημιουργία ενός OFDM συμβόλου.

(2.2) ότι

$$s_k(t) = \sum_{n=0}^{N-1} c_{n,0} \frac{1}{\sqrt{T_S}} \exp(j2\pi n \frac{t_k}{T_S}) \Rightarrow s_k(t) = \frac{1}{\sqrt{T_S}} \sum_{n=0}^{N-1} c_{n,0} \exp(j2\pi n \frac{k}{N}) \quad (2.3)$$

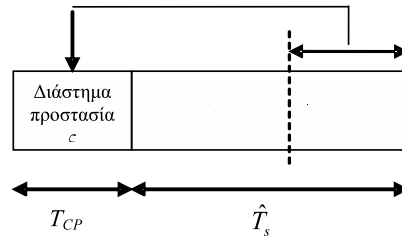
Η (2.3) όμως αποτελεί τον ανάστροφο μετασχηματισμό Fourier των εκπεμπόμενων συμβόλων. Έτσι, πάντα ο πομπός μπορεί να υλοποιηθεί με χρήση μονάδας IFFT (Inverse Fast Fourier Transform) με τον αριθμό των απαιτούμενων δειγμάτων να είναι μικρότερος ή ίσος από το μέγεθος του IFFT.

2.1.2 Διάστημα προστασίας

Η διαμόρφωση OFDM σίγουρα αποτελεί την καλύτερη μέθοδο αντιμετώπισης των επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα διαλείψεων (selective fading) που εμφανίζονται σε ευρυζωνικά κανάλια όπως αυτά της 3ης και 4ης γενιάς κινητών. Ωστόσο, σε τέτοια περιβάλλοντα ακόμη και το OFDM σήμα κινδυνεύει τόσο από ενδοσυμβολική παρεμβολή (Intersymbol Interference - ISI) όσο και από εξασθένιση της ορθογωνιότητας των φερόντων (Intercarrier Interference - ICI).

Η εξάλειψη αυτών των φαινομένων γίνεται με χρήση ενός χρονικού διαστήματος προστασίας το οποίο προηγείται της διάρκειας του συμβόλου και στο οποίο εκπέμπονται τα τελευταία δείγματα του συμβόλου. Συνεπώς πρόκειται για μια κυκλική επέκταση του ίδιου του σήματος στην αρχή του. Το διάστημα προστασίας στην περίπτωση του OFDM καλείται κυκλικό πρόθεμα (Cyclic Prefix - CP). Οπτικά η διαδικασία αυτή εμφανίζεται στο Σχήμα 2.4.

Συγκεκριμένα, για ένα υποθετικό εύρος ζώνης W και για N βαθμού IFFT η θεωρητική διάρκεια συμβόλου θα είναι $\hat{T}_S = \frac{N}{W}$, ενώ η πραγματική διάρκεια συμβόλου μετά την προσθήκη του CP θα είναι $T_S = \hat{T}_S + T_{CP}$. Συνεπώς, τα δείγματα που θα εκπεμφθούν κατά τη διάρκεια T_{CP} είναι προφανώς $N_{CP} = T_{CP}W$.



Σχήμα 2.4: Το κυκλικό πρόθεμα του OFDM συμβόλου.

Η διασυμβολική παρεμβολή που αναφέρθηκε ωρύτερα ως βασικό πρόβλημα των ευρυζωνικών καναλιών, καταστέλλεται εύκολα με την απόρριψη του πρώτου μέρους του συμβόλου (Σχήμα 2.4) όπου ουσιαστικά απορρίπτονται τα N_{CP} δείγματα του κυκλικού προθέματος. Στη συνέχεια αποδεικνύεται πως η παρουσία του κυκλικού προθέματος διατηρεί και την ορθογωνιότητα των φερόντων σε τέτοια κανάλια.

Σε κάθε δέκτη υπάρχει το κατάλληλο προσαρμοσμένο φίλτρο για τη συνάρτηση βάσης του πομπού το οποίο ορίζεται για το διάστημα $0 < t < \hat{T}_S$ και δίνεται από τη σχέση (2.4).

$$\bar{g}_n(t) = \begin{cases} g_n^*(\hat{T}_S - t) & \text{για } 0 < t < \hat{T}_S, \\ 0 & \text{αλλού} \end{cases} \quad (2.4)$$

Το διάστημα ενδιαφέροντος $0 < t < \tau_{max}$ είναι ο χρόνος διασποράς του καναλιού. Η έξοδος του προσαρμοσμένου φίλτρου δίδεται στην (2.5) και αποτελεί την συνέλιξη του εκπεμπόμενου σήματος, της κρουστικής απόκρισης του καναλιού και του φίλτρου της (2.4).

$$r_n = \int_0^{\hat{T}_S} \left(\int_0^{\tau_{max}} h(t, \tau) \left(\sum_{k=0}^{N-1} c_k g_k(t - \tau) \right) d\tau \right) * g_n(t) dt + n_n \quad (2.5)$$

Από την τελευταία εξίσωση γίνεται εμφανές ότι η διαδικασία αυτή αφαιρεί το διάστημα προστασίας από το OFDM σύμβολο επιτρέποντας το υπόλοιπο να εισέλθει στη μονάδα του FFT.

Αν θεωρήσουμε το κανάλι σταθερό στο διάστημα T_S τότε $h(t, \tau) = h(\tau)$ και η (2.5) γίνεται

$$r_n = \sum_{k=0}^{N-1} c_k \int_0^{\hat{T}_S} \left(\int_0^{\tau_{max}} h(\tau) g_k(t - \tau) d\tau \right) g_n^*(t) dt + n_n \quad (2.6)$$

Το εσωτερικό ολοκλήρωμα της (2.6) για κάποιο k γίνεται

$$\begin{aligned}
\int_0^{\tau_{max}} h(\tau)g_k(t-\tau)d\tau &= \exp(j2\pi\frac{W}{N}t) \int_0^{\tau_{max}} h(\tau)\exp(-j2\pi k\frac{W}{N})d\tau \\
&= \exp(j2\pi t k\frac{W}{N}) \int_0^{\tau_{max}} h(\tau)\exp(-j2\pi k\frac{W}{N}\tau)d\tau \\
&= g_k(t)H(k\frac{W}{N})
\end{aligned} \tag{2.7}$$

όπου για το τελευταίο βήμα της (2.7) κάναμε χρήση του μετασχηματισμού Fourier ενώ η συνάρτηση $H(k\frac{W}{N})$ αποτελεί την απόκριση του καναλιού στη συχνότητα $\frac{W}{N}$. Δεδομένου ότι οι συναρτήσεις βάσης της (2.2) είναι ορθογώνιες μεταξύ τους στο διάστημα $0 < t < \hat{T}_S$ θα ισχύει ότι $\int_0^{\hat{T}_S} g_k(t)g_n^*(t)dt = \delta_{kn}$. Θεωρώντας την προηγούμενη σχέση ορθογωνιότητας καθώς και το αποτέλεσμα της (2.7) η εξίσωση (2.6) γίνεται

$$\begin{aligned}
r_n &= \sum_{k=0}^{N-1} c_k g_k(t) H(k\frac{W}{N}) g_n^*(t) dt + n_n \\
&= \sum_{k=0}^{N-1} c_k H(k\frac{W}{N}) \delta_{kn} dt + n_n \\
&= H(k\frac{W}{N}) c_n + n_n
\end{aligned} \tag{2.8}$$

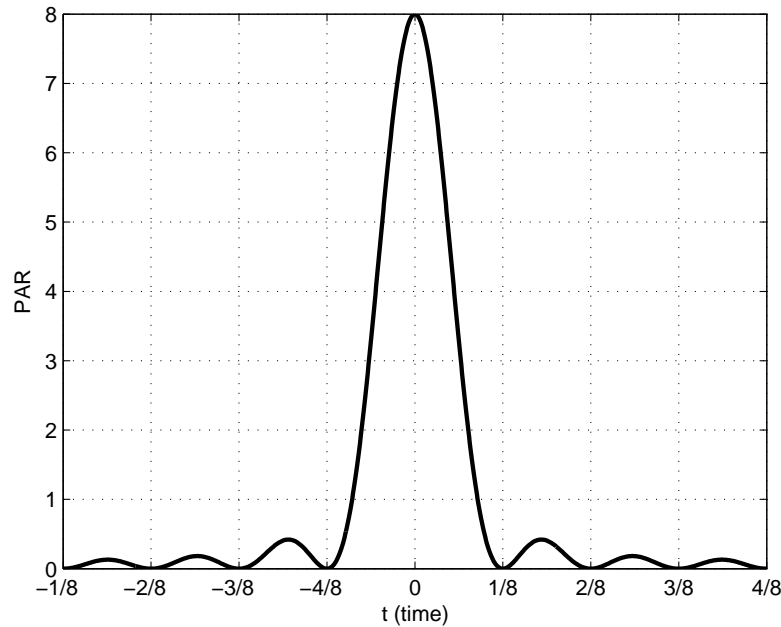
Για την τελευταία ισότητα της (2.8) χρησιμοποιήθηκε η γνωστή ιδιότητα της συνέλιξης σήματος με τη συνάρτηση δ του Dirac. Η (2.8) δηλώνει ότι το OFDM σύστημα εκφράζεται μέσω παράλληλων καναλιών που παρουσιάζουν επίπεδες διαλείψεις ως προς τη συχνότητα με κέρδος $H(k\frac{W}{N})$. Η ισοστάθμιση του συστήματος γίνεται με απλή διαίρεση του λαμβανόμενου σήματος με το κέρδος του καναλιού στη συχνότητα του κάθε φέροντος.

2.1.3 Peak-to-Average Ratio σε συστήματα OFDM

Όπως φαίνεται και από την (2.3) το OFDM σήμα αποτελείται από ανεξάρτητα διαμορφωμένες ημιτονοειδείς συναρτήσεις οι οποίες όταν αθροίζονται προσδίδουν στη συνολική κυματομορφή μεταβαλλόμενο Peak-to-Average Ratio (PAR). Όταν τα N φέροντα έχουν την ίδια αρχική φάση τότε η κυματομορφή του PAR αποκτά ολικό μέγιστο το οποίο μάλιστα είναι και N φορές υψηλότερο από το μέση τιμή του. Το φαινόμενο παρουσιάζεται οπτικά στο Σχήμα 2.5 όπου εμφανίζεται στο πεδίο του χρόνου η διακύμανση της τιμής PAR ενός OFDM σήματος. Η κυματομορφή έχει προκύψει με την εναπόθεση οχτώ αδιαμόρφωτων

ημιτονοειδών συναρτήσεων συχνότητας $f = 1, 2, \dots, 8\text{Hz}$ σύμφωνα με τη (2.9) για $c_n = 1$ δεδομένου ότι πρόκειται για αδιαμόρφωτα φέροντα.

$$|s(t)|^2 = \left| \frac{1}{8} \sum_{n=1}^{n=8} c_n \exp(j2\pi nt) \right|^2 \quad (2.9)$$



Σχήμα 2.5: Η κυματομορφή του PAR για ένα OFDM σήμα με 8 φέροντα.

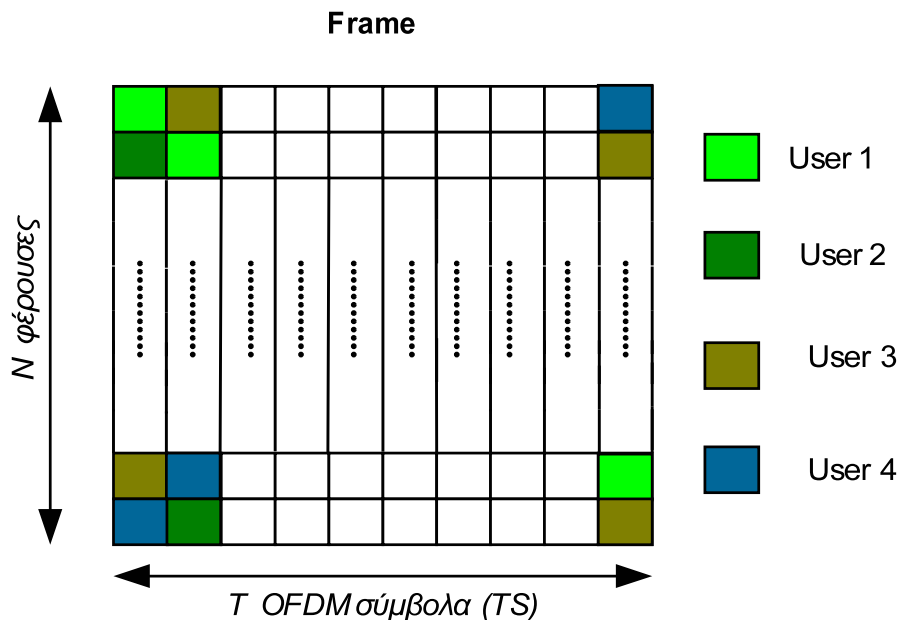
Τα προβλήματα που δημιουργούν οι μεγάλες τιμές στο PAR εστιάζονται κυρίως στους A/D και D/A μετατροπείς καθώς και στους RF ενισχυτές όπου χάνεται η γραμμικότητα της εξόδου των μονάδων αυτών.

Η καταστολή του φαινομένου μπορεί να επιτευχθεί με τρεις τρόπους [4]. Ο πρώτος τρόπος περιλαμβάνει μεθόδους που προκαλούν παραμορφώσεις στο αρχικό σήμα, όπως π.χ. η μέθοδος clipping η οποία ουσιαστικά προϋποθέτει τον περιορισμό του σήματος σε μια μέγιστη τιμή με απλή αποκοπή των μεγαλύτερων τιμών. Ο δεύτερος τρόπος περιλαμβάνει μεθόδους κωδικοποίησης οι οποίες απορρίπτουν OFDM σύμβολα τα οποία εμφανίζουν μεγάλες τιμές PAR. Ο τρίτος και τελευταίος τρόπος χρησιμοποιεί μεθόδους scrambling όπου το κάθε OFDM σύμβολο πολλαπλασιάζεται με ένα σύνολο από scrambling συμβολοακολουθίες και στο τέλος επιλέγεται αυτή που παρουσιάζει την μικρότερη τιμή PAR. Αναλυτικά οι παραπάνω μέθοδοι μπορούν να αναζητηθούν και στο [5].

2.2 Εισαγωγή στην τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA

Οι τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης καθορίζουν τον τρόπο με τον οποίο οι χρήστες ενός δικτύου θα έχουν πρόσβαση στους πόρους του. Οι κλασικές μέθοδοι πολλαπλής πρόσβασης στηρίζονται στην ανεξαρτησία που προσφέρει είτε ο χρόνος (TDMA), είτε το φάσμα (FDMA), είτε οι τεχνικές διασποράς φάσματος (CDMA).

Μέχρι τώρα η τεχνική OFDM είχε χρησιμοποιηθεί κυρίως σαν τεχνική διαμόρφωσης που αφορούσε μόνο ένα χρήστη (single user OFDM). Τα συστήματα DSL, 802.11a/g ακόμη και νεώτερες εκδόσεις του WiMAX αποτελούν παραδείγματα αυτής της τεχνικής. Ωστόσο, τελευταίες εκδόσεις του WiMAX εισάγουν μια νέα φιλοσοφία πολυπλεξίας η οποία ακολουθεί την αρχή του Σχήματος 2.6. Η τεχνική αυτή καλείται Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) και προϋποθέτει την ανάθεση στους χρήστες του δικτύου τόσο ανεξάρτητων φερόντων όσο και χρονοσχισμών. Με αυτόν τον τρόπο η διαφοροποίηση των χρηστών μπορεί να πραγματοποιείται είτε στο χρόνο είτε στη συχνότητα είτε και στα δύο, παρέχοντας περισσότερους βαθμούς ελευθερίας στον RRM αλγόριθμο του δικτύου. Αποδεικνύεται δε στο [6] ότι η τεχνική OFDMA αποτελεί τη βέλτιστη επιλογή για την πολυπλεξία χρηστών σε ένα δίκτυο πολλαπλών φερόντων.



Σχήμα 2.6: Η τεχνική πρόσβασης OFDMA.

Όπως φαίνεται και από το Σχήμα 2.6, δυνητικά ο κάθε χρήστης μπορεί να δεσμεύσει οποιοδήποτε αριθμό συμβόλων ή φερόντων ενώ επιπλέον παρέχεται η δυνατότητα διαφορετικών διαμορφώσεων και ρυθμών κωδικοποίησης για καθένα από τα φέροντα/κανάλια. Έτσι το σύστημα OFDMA δίνει τη δυνατότητα για διαφορετικές υπηρεσίες, τόσο σε σχέση με τον προσφερόμενο ρυθμό όσο και με την προβλεπόμενη ποιότητα (Quality of Service - QoS).

Link Adaptation

Συγκεκριμένα, η τεχνική OFDMA προϋποθέτει τη δημιουργία παράλληλων, ανεξάρτητων, μεταξύ τους καναλιών στο χρόνο και τη συχνότητα, γεγονός που επιτρέπει στο σύστημα να εφαρμόζει προσαρμοστικούς αλγόριθμους απόδοσης πόρων, βελτιώνοντας τόσο τη χωρητικότητα του συστήματος όσο και την αξιοποίηση των ίδιων των πόρων. Βασική αρχή της προσαρμοστικής απόδοσης πόρων είναι η εκμετάλλευση των ίδιων των γνωρισμάτων του ασύρματου καναλιού. Οι εγγενείς ιδιότητες του ασύρματου καναλιού που σχετίζονται με τις χρονικές μεταβολές, τις διαλείψεις, τη χωρική ανεξαρτησία των χρηστών, την κινητικότητα του χρήστη κ.ά. αξιοποιούνται μέσω της διαδικασίας του Link Adaptation (LA) [7]. Με τον όρο link adaptation ορίζεται ο καθορισμός των παραμέτρων του σήματος και του πρωτοκόλλου σύμφωνα με το ραδιοκάνάλι. Συνήθως η διαδικασία του link adaptation προβλέπει την επιλογή τύπου διαμόρφωσης και ρυθμού κωδικοποίησης (Adaptive Modulation and Coding - AMC). Ωστόσο, μπορεί να καθορίζονται και άλλοι παράμετροι του φυσικού στρώματος όπως η εκπεμπόμενη ισχύς και η τεχνολογία κεραίας. Η διαδικασία του link adaptation επαναλαμβάνεται όσο συχνά το απαιτεί το ασύρματο κανάλι και το επιτρέπουν οι δυνατότητες του συστήματος. Επί παραδείγματος στα πλαίσια του συστήματος UMTS η διαδικασία μπορεί να επαναλαμβάνεται κάθε 2ms.

Multiuser Diversity

Στην περίπτωση συστήματος ενός χρήστη (Single User scenario) με παράλληλα Gauss κανάλια (είτε στο χρόνο, είτε στο φάσμα, είτε στο χώρο), ο βέλτιστος αλγόριθμος απόδοσης εκπεμπόμενης ισχύος στα κανάλια αυτά, ώστε να μεγιστοποιείται η χωρητικότητα του συστήματος, είναι ο αλγόριθμος water-filling [8]. Σε συστήματα με πολλούς χρήστες (Multi User scenario), λόγω των καναλιών (ανεξάρτητων) που 'βλέπουν' οι χρήστες προκύπτει ένα είδος διαφορισμού που καλείται διαφορισμός πολλαπλών χρηστών (multiuser

diversity) και μπορεί να αξιοποιηθεί από το σύστημα για να προσφέρει κέρδος στην επιδοσή του. Την ιδιότητα του multiuser diversity εκμεταλλεύονται κατά βάση οι RRM αλγόριθμοι της βιβλιογραφίας που ασχολούνται με την OFDMA τεχνική. Η βασική του αρχή στηρίζεται στο προφανές συμπέρασμα ότι όταν για ένα χρήστη ένα κανάλι βρίσκεται σε διάλειψη, το ίδιο κανάλι μπορεί να είναι απολύτως αξιοποιήσιμο για κάποιον άλλο χρήστη. Στο κεφάλαιο 3 πραγματοποιείται μια συστηματική παράθεση ερευνητικών δημοσιεύσεων στον τομέα των RRM αλγορίθμων για OFDMA συστήματα.

2.2.1 Scalable OFDMA

Η τεχνική scalable OFDMA (S-OFDMA) εισήχθη πρόσφατα στα πλαίσια του προτύπου 802.16e και του πρωτοκόλλου Mobile Wimax. Σκοπός αυτής της τεχνικής είναι η συμμόρφωση και διαλειτουργικότητα του WiMAX με τα ήδη λειτουργούντα πρωτόκολλα παγκοσμίως. Το S-OFDMA υποστηρίζει διαφορετικά εύρη ζώνης για το ίδιο το σύστημα ώστε να μπορεί να ικανοποιεί ποικίλες απαιτήσεις και να μπορεί να εφαρμόζεται ακόμη και σε περιπτώσεις περιορισμένου ή δύσκολα διαχειριζόμενου φάσματος. Αν και υποστηρίζει διαφορετικά εύρη ζώνης, ωστόσο το S-OFDMA διατηρεί σταθερή την απόσταση μεταξύ των φερόντων και άρα και το χρόνο συμβόλου. Αυτό το πετυχαίνει με το να υποστηρίζει διαφορετικά μεγέθη για τον FFT ανάλογα με το εύρος ζώνης που διατίθεται. Συνεπώς, από τη στιγμή που η διάρκεια συμβόλου και το εύρος του κάθε φέροντος είναι σταθερά και δεν επηρεάζονται από το εύρος του συστήματος, τα ανώτερα στρώματα μένουν σχεδόν ανεπηρεάστα επιτρέποντας την ανεξάρτητη και ολοκληρωμένη ανάπτυξή τους. Στον πίνακα 2.1 εμφανίζονται τα εύρη ζώνης και τα αντίστοιχα μεγέθη για τον FFT που υποστηρίζονται από το 802.16e.

Πίνακας 2.1: Οι παράμετροι του S-OFDMA στο 802.16e.

Bandwidth (MHz)	1.25	5	10	20
FFT	128	512	1024	2048
Subcarrier Spacing	10.94KHz			
T_{OFDM}	91μsec			

Κεφάλαιο 3

Τεχνικές RRM για συστήματα

OFDMA

Η εφαρμογή της OFDM τεχνικής σε συστήματα πολλών χρηστών έχει ξεκινήσει στη βιβλιογραφία από τις αρχές τις δεκαετίας του 1990 και συνεχίζεται μέχρι σήμερα. Αρχικά χρησιμοποιήθηκε σε συνδυασμό με μια ήδη γνωστή τεχνική πολλαπλής πρόσβασης όπως η FDMA ή/και η TDMA [9]. Σε αυτό το στάδιο όμως οι αλγόριθμοι που αναπτύχθηκαν δεν χρησιμοποιούσαν τη γνώση του καναλιού και περιορίζονταν αποκλειστικά είτε στην πλήρη αποφυγή της παρεμβολής είτε στην τυχαία εμφάνισή της. Το επόμενο βήμα ήταν η αναγωγή του προβλήματος διαχείρισης ασύρματων πόρων σε ένα αμιγές πρόβλημα βελτιστοποίησης όπου η γνώση του καναλιού (μερική ή ολική) θα ήταν απαραίτητη.

Το παρόν κεφάλαιο αφιερώνεται σχεδόν αποκλειστικά στις αμιγείς τεχνικές OFDMA και μάλιστα στο υποσύνολο αυτών των τεχνικών όπου ο χρήστης κάνει αποκλειστική χρήση του φέροντος του συστήματος. Παρουσιάζονται RRM αλγόριθμοι που στηρίζονται τόσο σε απλές τεχνικές (randomized, coordinated techniques), όσο και αλγόριθμοι που λύνουν ένα συγκεκριμένο πρόβλημα βελτιστοποίησης. Επιχειρείται μια λεπτομερής παράθεση των τεχνικών που απαντώνται στη διεθνή βιβλιογραφία αλλά και μια ανάλυση των τεχνικών που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διατριβής.

Συγκεκριμένα, η παράγραφος 3.1 αφιερώνεται σε RRM τεχνικές που εκμεταλλεύονται τη γνώση του καναλιού για να αποδώσουν πόρους στους χρήστες. Η γνώση του καναλιού στον πομπό χρησιμοποιείται για την επίλυση δύο διαφορετικών προβλημάτων βελτιστοποίησης, της μεγιστοποίησης του ρυθμού και της ελαχιστοποίησης της ισχύος. Αντίθετα, η παρά-

γραφος 3.2 αφιερώνεται στην ανάλυση των τεχνικών που υλοποιούνται με απλές πρακτικές χωρίς την ανάγκη γνώσης του καναλιού. Η παράγραφος 3.3 αναλύει τη μέθοδο που ακολουθήθηκε στην παρούσα διατριβή για τον έλεγχο της επίδοσης των OFDMA τεχνικών. Παραθέτει αποτελέσματα προσομοιώσεων, συγκρίνει τις κοινές τακτικές μεταξύ τους αλλά και με προτεινόμενα σχήματα. Στην παράγραφο 3.4 επιχειρείται σύντομη ανάλυση του βαθμού πολυπλοκότητας των τεχνικών που εξετάστηκαν κυρίως αναφορικά με την απαιτούμενη πληροφορία ανάδρασης που προϋποθέτουν. Το κεφάλαιο κλείνει με τα συμπεράσματα της παραγράφου 3.5.

3.1 Τεχνικές RRM με CSI

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιασθούν τεχνικές RRM που απαιτούν γνώση του καναλιού (Channel State Information - CSI) στην πλευρά του πομπού του συστήματος. Στην πλειονότητά τους οι αλγόριθμοι αυτοί, έχουν προκύψει ως λύσεις σε προβλήματα βελτιστοποίησης. Για μεγαλύτερη σαφήνεια και ευκολία στην κατανόηση οι αλγόριθμοι ομαδοποιούνται σε δύο κατηγορίες. Η πρώτη κατηγορία αφορά σε τεχνικές που επιλύουν το πρόβλημα ελάχιστης ισχύος ενώ στη δεύτερη κατηγορία συμπεριλαμβάνονται αλγόριθμοι που επιλύουν το πρόβλημα μέγιστης χωρητικότητας.

Πρέπει να σημειωθεί, ότι λόγω πολυπλοκότητας των αλγορίθμων αυτής της κατηγορίας, η εφαρμογή τους αφορά συνήθως στον πομπό της κάτω ζεύξης και άρα το σταθμό βάσης. Τέλος, η πλειονότητα των αλγορίθμων της βιβλιογραφίας που περιγράφονται αφορά σύστημα μοναδικής κυψέλης με N φέροντα και με K χρήστες, συνεπώς δε λαμβάνεται υπόψιν το πρόβλημα της ομοδιαυλικής παρεμβολής.

3.1.1 Επίλυση του προβλήματος ελάχιστης ισχύος

Το πρόβλημα ελάχιστης ισχύος θα μπορούσε απλοϊκά να διατυπωθεί ως η εύρεση της κατάλληλης κατανομής καναλιών (φερόντων) στους χρήστες ή/και του κατάλληλου επιπέδου διαμόρφωσης (bit loading) για το κάθε αποδοθέν κανάλι έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η εκπεμπόμενη ισχύς.

Η πρώτη προσπάθεια να επιλυθεί το πρόβλημα ελάχιστης ισχύος με το συνδυασμό της προσαρμοστικής διαμόρφωσης (adaptive modulation) και της προσαρμοστικής κατανομής

καναλιών/φερόντων (adaptive carrier allocation) έγινε από την ομάδα του Wong στο [10]. Σκοπός της συγκεκριμένης εργασίας ήταν η ελαχιστοποίηση της συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος συνδυάζοντας την κατάλληλη κατανομή καναλιών στους χρήστες και το κατάλληλο bit loading για το κάθε φέρον.

Πιο συγκεκριμένα, θεωρείται ένα μονοκυψελωτό OFDM σύστημα με N φέροντα και K χρήστες, όπου ο κάθε χρήστης k ζητά από το σύστημα ρυθμό R_k bps. Με $c_{k,n}$ συμβολίζεται το bit loading το n -οστού φέροντος που έχει αποδοθεί στον k χρήστη. Το bit loading έχει σε κάθε περίπτωση ακέραιη τιμή οπότε το $c_{k,n} \in D$ με $D = \{0, 1, 2, \dots, M\}$ όπου M είναι ο μέγιστος αριθμός bits πληροφορίας που μπορούν να μεταδοθούν από ένα φέρον του συστήματος. Συνεπώς, το πρόβλημα θεωρητικά αποδίδεται από την (3.1).

$$P_T = \min_{c_{k,n} \in D} \sum_{n=1}^{n=N} \sum_{k=1}^{k=K} \frac{f_k(c_{k,n})}{G_{k,n}} \quad (3.1)$$

Οι περιορισμοί δε του προβλήματος περιγράφονται από τις (3.2) και (3.3).

$$R_k = \sum_{n=1}^N c_{k,n}, \forall k \in \{1, 2, \dots, K\} \quad (3.2)$$

$$\forall n \in \{1, \dots, N\}, \quad \text{if } c_{k',n} \neq 0 \quad \text{then } c_{k,n} = 0 \forall k \neq k' \quad (3.3)$$

Στην (3.1) $G_{k,n}$ είναι το κέρδος του καναλιού για τον χρήστη k στο n -οστό φέρον και $f_k(c_{k,n})$ είναι η ελάχιστη τιμή λαμβανόμενης ισχύος που απαιτείται ώστε ο k χρήστης να αποδιαμορφώσει σωστά το εκπεμπόμενο σύμβολο. Η συνάρτηση $f(\cdot)$ που ουσιαστικά αποδίδει την ελάχιστη απαιτούμενη ισχύ στο δέκτη μελετάται ξεχωριστά στην παράγραφο 3.1.3.

Η (3.1) αποτελεί ένα διακριτό πρόβλημα βελτιστοποίησης (combinatorial optimization problem) και σε αυτή τη μορφή επιλύεται εξαιρετικά δύσκολα. Για αυτό το λόγο οι συγγραφείς του [10] επέλεξαν να λύσουν το ίδιο πρόβλημα αλλά με την ελαχιστοποίηση να δοκιμάζεται σε ένα 'χώρο' υπερσύνολο του προηγούμενου. Συγκεκριμένα, το πρόβλημα επιλύεται με την θεώρηση ότι το $c_{k,n} \in [0, M]$ λαμβάνοντας με αυτόν τον τρόπο και μη ακέραιες τιμές, ενώ θεωρείται και η δυνατότητα κοινής χρήσης ενός φέροντος από περισσότερους τους ενός χρήστες. Έτσι, εισήχθη η παράμετρος $\rho_{k,n} \in [0, 1]$ η οποία εκφράζει το ποσοστό του n -οστού φέροντος που χρησιμοποιείται από τον k χρήστη. Αν και με αυτή τη θεώρηση το πρόβλημα επιλύεται κανονικά με τις κλασσικές μεθόδους βελτιστοποίησης

[11], ωστόσο το αποτέλεσμα αποτελεί ένα θεωρητικό κάτω όριο της επιθυμητής τιμής.

Η λύση του απλοποιημένου προβλήματος οδηγεί στον καθορισμό των κατάλληλων τιμών $\rho_{k,n}$. Ωστόσο παραμένουν άλυτα δύο προβλήματα, πρώτον οι τιμές των $\rho_{k,n} \in [0, 1]$ που θεωρούν μη αποκλειστική χρήση των καναλιών από τους χρήστες και δεύτερον η συνθήκη της (3.2) που μπορεί να μην ικανοποιείται. Το πρώτο πρόβλημα επιλύεται θεωρώντας $\rho_{k',n} = 1$ όπου $k' = \operatorname{argmax}_k \rho_{k,n}$ και $\rho_{k,n} = 0$ για $k \neq k'$. Το δεύτερο πρόβλημα επιλύεται θεωρώντας το αρχικό πρόβλημα βελτιστοποίησης των (3.1)-(3.3) για ένα χρήστη ($K = 1$). Ο τρόπος επίλυσης του τελευταίου προβλήματος είναι εξαντλητικός (greedy approach). Συγκεκριμένα, σε κάθε βήμα του αλγορίθμου αυξάνεται κατά 1 ο αριθμός των bits που μεταδίδονται σε όλα τα φέροντα του συστήματος και επιλέγεται αυτό που προκαλεί τη μικρότερη αύξηση στη συνολική εκπεμπόμενη ισχύ. Ο αλγόριθμος αυτός απαντάται πολύ συχνά και αναλύεται εκτενέστερα στην παράγραφο 3.1.4 όπου περιγράφεται ο τρόπος υλοποίησης του στα πλαίσια της παρούσας διατριβής.

Ένα πλήθος από ερευνητικές εργασίες στηρίχθηκαν σε αυτή την εργασία με ενδιαφέροντα αποτελέσματα. Η ομάδα του Liu ασχολήθηκε με το ίδιο πρόβλημα αλλά το προσέγγισε με μια διαδικασία 2 βημάτων, απλοποιώντας κατά πολύ την επίλυσή του. Η λύση του προφανώς δεν είναι βέλτιστη αλλά συγκρίνοντάς την με τα αποτελέσματα του Wong στο [10] δεν εμφανίζει μεγάλες αποκλίσεις. Η εργασία αυτή παρουσιάστηκε αρχικά στο [12] ενώ σε εκτεταμένη μορφή με περισσότερα αποτελέσματα απαντάται στο [13].

Ο προτεινόμενος αλγόριθμος επίλυσης του προβλήματος αποτελείται από 2 βήματα. Στο 1^ο βήμα επιλέγεται ο κατάλληλος αριθμός καναλιών και η ισχύς που θα πρέπει να αποδοθεί στον κάθε χρήστη ενώ στο 2^ο βήμα επιλέγονται τα συγκεκριμένα κανάλια που θα εξυπηρετήσουν τελικά τον κάθε χρήστη. Όπως και προηγουμένως, ο κάθε χρήστης k αιτεί κατ' ελάχιστο μια συγκεκριμένη υπηρεσία (R_k) ενώ η συνολική εκπεμπόμενη ισχύς του θα είναι $p_k = m_k \frac{f_k(R_k/m_k)}{G_k}$. Στην τελευταία σχέση m_k είναι ο ζητούμενος αριθμός φερόντων για τον χρήστη k όπως θα έχει υπολογισθεί στο τέλος του 1^{ου} βήματος, ενώ f είναι η συνάρτηση που δίνει την απαιτούμενη ισχύ ανάλογα με το bit loading. G_k είναι το μέσο κέρδος καναλιού του χρήστη k που λαμβάνεται πάνω στα N φέροντα του συστήματος. Ο βέλτιστος τρόπος να λυθεί το 1^ο βήμα είναι η greedy τεχνική όπου ο χρήστης που προκαλεί τη μεγαλύτερη μείωση ισχύος αυξάνει τον αριθμό των φερόντων που του έχει ανατεθεί. Ο τρόπος εύρεσης του αριθμού φερόντων m_k βάσει της greedy τεχνικής περιγράφεται στον

Αλγόριθμος 3.1. Δεδομένου ότι πλέον έχουν καθορισθεί τόσο ο αριθμός των φερόντων ανά

Αλγόριθμος 3.1 Καθορισμός των m_k - BABS approach

```

 $m_k \leftarrow \lceil \frac{R_k}{R_{max}} \rceil, \quad k = 1, \dots, K$ 
while  $\sum_{k=0}^{K=0} m_k > N$  do
     $k^* \leftarrow \operatorname{argmax}_k m_k,$ 
     $m_{k^*} \leftarrow 0$ 
end (while)
while  $\sum_{k=0}^{K=0} m_k < N$  do
     $\Delta P_k \leftarrow \frac{m_k+1}{G_k} f\left(\frac{R_k}{m_k+1}\right) - \frac{m_k}{G_k} f\left(\frac{R_k}{m_k}\right), \quad k = 1, \dots, K$ 
     $l \leftarrow \operatorname{arg} \min_k \Delta P_k$ 
     $m_l \leftarrow m_l + 1$ 
end (while)

```

χρήστη όσο και τα επίπεδα ισχύος, στο επόμενο βήμα πρέπει να ορισθούν τα συγκεκριμένα φέροντα που θα ανατεθούν στους χρήστες. Οι συγγραφείς προτείνουν δύο μεθόδους. Η πρώτη μέθοδος απλά αναθέτει το κάθε φέρον στον χρήστη που παρουσιάζει το καλύτερο κέρδος καναλιού για αυτό το φέρον. Ο Αλγόριθμος 3.2 αποδίδει τον ψευδοκώδικα για αυτή τη μέθοδο.

Αλγόριθμος 3.2 Απόδοση φερόντων βάσει του κέρδους καναλιού

```

 $C_k \leftarrow \{\}$   $\forall k \in 1, \dots, K$ 
for  $n = 1, \dots, N$  do
     $k^* \leftarrow \operatorname{argmax}_k |G_k(n)|^2$ 
    while  $\#C_{k^*} = m_{k^*}$  do
         $|G_{k^*}(n)| \leftarrow 0$ 
         $k^* \leftarrow \operatorname{argmax}_k |G_k(n)|^2$ 
    end(while)
     $C_{k^*} \leftarrow C_{k^*} \cup n$ 
end(for)

```

Η δεύτερη προτεινόμενη μέθοδος χρησιμοποιεί πάλι τα αποτελέσματα του αλγορίθμου 3.1, αλλά τώρα προσπαθεί με καθορισμένο τον αριθμό των καναλιών και τη συνολική ισχύ

να μεγιστοποιήσει το συνολικό ρυθμό του συστήματος σύμφωνα με την (3.4).

$$\max_{\rho_k(n) \in \{0,1\}} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N r_k^*(n) \rho_k(n) \quad (3.4)$$

Ο συντελεστής $\rho_k(n)$ παίρνει τιμές 1 ή 0 δείχνοντας την χρήση ή μη του n -οστού φέροντος από τον χρήστη k . Η συνολική ισχύς του χρήστη k που έχει προκύψει μετά τον αλγόριθμο 3.1 είναι $\frac{m_k}{G_k} f(\frac{R_k}{m_k})$ και χρησιμοποιείται στον Αλγόριθμο 3.3 για την εκτίμηση του ρυθμού μετάδοσης του k χρήστη στο n -οστό φέρον. Συγκεκριμένα, $r_k(n) = f^{-1}(\frac{m_k}{G_k} f(\frac{R_k}{m_k}) |G_k(n)|^2)$ είναι ο εκτιμώμενος ρυθμός μετάδοσης βάσει του οποίου γίνεται η αρχική κατανομή καναλιών στους χρήστες (greedy τεχνική). Ο αλγόριθμος 3.3 απλά αφαιρεί ένα κανάλι από τον χρήστη που του έχουν αποδοθεί περισσότερα από m_k και το παραχωρεί στο χρήστη που το έχει περισσότερη ανάγκη, δηλαδή στο χρήστη με το μικρότερο εκτιμώμενο ρυθμό μετάδοσης.

Ο αλγόριθμος 3.3 είναι λιγότερο προσεγγιστικός από ότι ο 3.2 αλλά σίγουρα είναι πιο πολύπλοκος και απαιτεί μεγαλύτερη υπολογιστική δύναμη. Στα αποτελέσματα που παρουσιάζουν οι συγγραφείς στο [13] ο αλγόριθμος 3.3 προσεγγίζει τη βέλτιστη λύση που δίδεται στο [10] με μικρή σχετικά απόκλιση και με λιγότερες πράξεις σε σχέση με αυτή.

Τέλος πρέπει να αναφερθεί η δουλειά των Pietrzyk και Janssen στα [14] και [15] όπου παρουσιάζουν έναν αλγόριθμο εκχώρησης πόρων σε ένα κυψελωτό δίκτυο και όχι σε μια κυψέλη όπως προέβλεπαν οι προηγούμενες εργασίες. Ο αλγόριθμος που παρουσιάζεται σε αυτή την εργασία έχει στηριχτεί στο μεγαλύτερο μέρος του στα [12] και [13]. Οι συγγραφείς προχώρησαν στις κατάλληλες τροποποιήσεις ώστε να συμπεριληφθεί η παρεμβολή από τις ομοδιαυλικές κυψέλες δεδομένου ότι πρόκειται για ένα πολυκυψελωτό σύστημα, έτσι το σύστημα και εδώ ακολουθεί τον κανόνα της ελάχιστης κατανάλωσης ισχύος. Στην εργασία αυτή η διαδικασία εισόδου ενός χρήστη στο σύστημα και η τελική αποδοχή του σε αυτό διαιρείται σε τρία βήματα.

Στο 1^ο βήμα ο νέος χρήστης επιλέγει τον κατάλληλο σταθμό βάσης που θα τον εξυπηρετήσει, ενώ διατηρείται και μια λίστα με τους επικρατέστερους σταθμούς βάσης σε περίπτωση που ο αρχικός αποτύχει στην ικανοποίηση των απαιτήσεων του νέου χρήστη. Στο 2^ο βήμα το σύστημα αποδίδει κανάλια στο νέο χρήστη. Δεδομένου ότι ο σταθμός βάσης θεωρείται ότι έχει πλήρη γνώση του καναλιού όλων των χρηστών, η καλύτερη δυνατή

Αλγόριθμος 3.3 Απόδοση φερόντων στους χρήστες με κριτήριο το ρυθμό μετάδοσης.

```

 $C_k \leftarrow \{\} \quad \forall k \in 1, \dots, K$ 
for  $n = 1, \dots, N$  do
     $k^* \leftarrow \operatorname{argmax}_k r_k(n)$ 
     $C_{k^*} \leftarrow C_{k^*} \cup n$ 
end (for)
for each  $k : \#C_k > m_k$  do
    while  $\#C_k < m_k$  do
         $l^* \leftarrow \operatorname{argmin}_{l: \#C_l < m_k} \min_{1 \leq n \leq N} r_l(n) - r_k(n)$ 
         $n^* \leftarrow \operatorname{argmin}_{1 \leq n \leq N} r_{l^*}(n) - r_k(n)$ 
         $C_k \leftarrow C_k \setminus n^*, C_{l^*} \leftarrow C_{l^*} \cup n^*$ 
    end (while)
end (for)

```

εκμετάλλευση της πληροφορίας αυτής επιτυγχάνεται όταν με την άφιξη κάθε νέου χρήστη τα κανάλια της κυψέλης του επανεκχωρούνται στους χρήστες της. Με τον τρόπο αυτό το σύστημα εκμεταλλεύεται το κέρδος λόγω multiuser diversity. Έτσι, στο στάδιο αυτό τα κανάλια της κυψέλης του νέου χρήστη επανεκχωρούνται στο σύνολο των χρηστών της. Στο 3^ο και τελευταίο βήμα το σύστημα αποδίδει ισχύ στους χρήστες της κυψέλης του νέου χρήστη πραγματοποιώντας ταυτόχρονα προσαρμοστική διαμόρφωση και έλεγχο ισχύος (power control). Μιας και ο κάθε χρήστης αιτεί μια συγκεκριμένη υπηρεσία (bit rate - SER), για να εγγυηθεί το σύστημα ότι η είσοδος του νέου χρήστη δε θα χειροτερεύσει τα κανάλια των υπολοίπων ομοδιαυλικών χρηστών του συστήματος, στο 3^ο στάδιο πραγματοποιείται και έλεγχος ισχύος σε όλους του ομοδιαυλικούς σταθμούς βάσης.

Στα πλαίσια της διατριβής προσομοιώθηκε ένα OFDMA δίκτυο που ακολουθεί τις βασικές αρχές αυτής της παραγράφου. Ακολουθεί τη διαδικασία αποδοχής χρήστη τριών σταδίων, εφαρμόζει προσαρμοστική διαμόρφωση έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η συνολική ισχύς εκπομπής κάτω ζεύξης, ενώ χρησιμοποιεί έλεγχο ισχύος για να εγγυηθεί την υπηρεσία που αιτούν οι χρήστες. Η πλατφόρμα που προέκυψε σύμφωνα με αυτές τις υποθέσεις χρησιμοποιήθηκε ως βάση για τον έλεγχο διαφορετικών τεχνικών απόδοσης καναλιών καθώς και

τεχνικών στοιχειοκεραίας στα πλαίσια συστημάτων OFDMA.

3.1.2 Επίλυση του προβλήματος μέγιστου ρυθμού μετάδοσης

Το πρόβλημα, όπως και στην προηγούμενη ενότητα, παραμένει η εύρεση του κατάλληλου τρόπου εκχώρησης ασύρματων πόρων στους χρήστες ενός OFDMA συστήματος. Ωστόσο το κριτήριο σε αυτή την περίπτωση είναι η μεγιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης της κάτω ζεύξης. Το πρόβλημα βελτιστοποίησης, χρησιμοποιώντας τους συμβολισμούς της προηγούμενης παραγράφου, περιγράφεται από την (3.5)

$$R = \frac{B}{N} \max_{p_{k,n}} \sum_{n=1}^{n=N} \sum_{k=1}^{k=K} c_{k,n} \quad (3.5)$$

Οι περιορισμοί δε για αυτό το πρόβλημα αποδίδονται από τις (3.6) - (3.8).

$$\sum_{n=1}^{n=N} \sum_{k=1}^{k=K} p_{k,n} = P_{\text{total}} \leq P_{\text{max}} \quad (3.6)$$

$$p_{k,n} \geq 0, \forall n, k \quad (3.7)$$

$$\forall n \in \{1, \dots, N\}, \quad \text{if } c_{k',n} \neq 0 \quad \text{then } c_{k,n} = 0 \quad \forall k \neq k' \quad (3.8)$$

Αρχικά οι συγγραφείς στο [16] προσπάθησαν να επιλύσουν ένα παρεμφερές με αυτό της (3.5) πρόβλημα βελτιστοποίησης, χρησιμοποιώντας αναλυτικό τύπο για τη χωρητικότητα του καναλιού όπως αυτός αποδίδεται από την φόρμουλα του Shannon [17]. Συγκεκριμένα, το πρόβλημα που προσπάθησαν να λύσουν οι Rhee και Cioffi στο [16] με χρήση της φόρμουλας του Shannon αποδίδεται στην (3.9).

$$\max_{p_{k,n}} \min_k \sum_{n=1}^N \frac{\rho_{k,n} B}{N} \log_2 \left(1 + \frac{p_{k,n} |G_{k,n}|^2}{N_0 \frac{\rho_{k,n} B}{n}} \right) \quad (3.9)$$

Παράλληλα με τον περιορισμό της (3.6), ισχύουν ακόμη οι περιορισμοί των (3.10) και (3.11).

$$\sum_{k=1}^K \rho_{k,n} \leq 1 \forall n \in 1, \dots, N \quad (3.10)$$

$$\forall n \in \{1, \dots, N\}, \quad \rho_{k,n} \geq 0 \quad (3.11)$$

Στην (3.9) $\rho_{k,n}$ είναι ο συντελεστής που είχε χρησιμοποιηθεί και στην προηγούμενη παράγραφο και αποδίδει το βαθμό χρησιμοποίησης του καναλιού n από το χρήστη k . Αξίζει να σημειωθεί ότι εδώ επιχειρείται η μεγιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης του χρήστη με την μικρότερη μετρούμενη χωρητικότητα (κλασσικό πρόβλημα maxmin).

Αν και οι συγγραφείς στο [16] βρίσκουν την βέλτιστη λύση, προτείνουν μια λύση μερικώς βέλτιστη (suboptimal) την οποία μάλιστα συγκρίνουν με τη βέλτιστη και καταλήγουν σε μικρή απόκλιση της τάξης του 2%. Στη λύση που προτείνουν θεωρούν ότι η μέγιστη ισχύ ισοκατανέμεται στα N κανάλια του συστήματος. Στον Αλγόριθμο 3.4 παρατίθεται η προτεινόμενη suboptimal λύση. Σημειώνεται ότι στον Αλγόριθμο 3.4 με $C(G_{k,n})$ συμβολίζεται η συνάρτηση χωρητικότητας του Shannon που ουσιαστικά αποδίδει τη θεωρητική τιμή του ρυθμού μετάδοσης του χρήστη k στο κανάλι n και δίδεται από την (3.12).

$$G_{k,n} = \frac{B}{N} \log_2 \left(1 + \frac{P_{max}}{N} \frac{|G_{k,n}|^2}{N_0 \frac{B}{N}} \right) \quad (3.12)$$

Αλγόριθμος 3.4 Suboptimal λύση στο πρόβλημα μεγιστοποίησης του ρυθμού μετάδοσης

$R_k \leftarrow 0 \quad \forall k \in 1, \dots, K$

$A = \{1, 2, \dots, N\}$

for $k = 1, \dots, K$ **do**

$n^* \leftarrow \operatorname{argmax}_n G_{k,n}$

$R_k \leftarrow C(G_{k,n^*}), \quad A \leftarrow A \setminus \{n^*\}$

end(for)

while $A \neq \emptyset$ **do**

$k^* \leftarrow \operatorname{argmin}_k R_k$

$n^* \leftarrow \operatorname{argmax}_{n \in A}$

$R_{k^*} \leftarrow R_{k^*} + C(G_{k^*,n^*}), \quad A \leftarrow A \setminus \{n^*\}$

end(while)

Αντίθετα με τη δουλειά στο [16], οι συγγραφείς στο [18] επιχειρήσαν μια γενική λύση στο αρχικό πρόβλημα βελτιστοποίησης του συνολικού ρυθμού μετάδοσης του συστήματος OFDM. Συγκεκριμένα, σε αυτή την εργασία μελετάται το πρόβλημα μεγιστοποίησης της

χωρητικότητας με τη δυνατότητα όμως το κάθε κανάλι του συστήματος να μπορεί να μοιράζεται μεταξύ των χρηστών του συστήματος. Σε αυτήν την περίπτωση θα πρέπει να ληφθούν υπόψιν και οι παρεμβολές μεταξύ των χρηστών που μοιράζονται το ίδιο κανάλι. Έτσι το λαμβανόμενο σήμα από τον χρήστη k στο κανάλι n βρίσκεται από την (3.13) όπου φαίνεται καθαρά ο συντελεστής που προκαλείται από τις θεωρούμενες παρεμβολές.

$$z_{k,n} = b_{k,n}\sqrt{p_k}n\alpha_{k,n} + \sum_{j=1, j \neq k}^K b_{j,n}\sqrt{p_{j,n}}\alpha_{k,m} + \eta_n \quad (3.13)$$

Για μεγάλο αριθμό χρηστών, ο όρος των παρεμβολών στην (3.13) μπορεί να θεωρηθεί ως θόρυβος Gauss σύμφωνα με το κεντρικό οριακό θεώρημα [19]. Η τεχνική αυτή απαντάται συχνά στη βιβλιογραφία και απλοποιεί εξαιρετικά τους υπολογισμούς, ωστόσο δεν επιλέγεται για τους σκοπούς της παρούσας διατριβής.

Ο προτεινόμενος αλγόριθμος στο [18] αποτελείται από δύο στάδια. Στο 1^ο στάδιο καθορίζεται ένα σύνολο χρηστών που θα μπορούν να χρησιμοποιήσουν το κάθε κανάλι και στο 2^ο στάδιο καθορίζονται τα επίπεδα ισχύος για το κάθε κανάλι έτσι ώστε να μεγιστοποιείται ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης.

Πιο αναλυτικά, στο 1^ο στάδιο επιλέγονται οι χρήστες που θα πρέπει να μεταδώσουν στο κάθε κανάλι έτσι ώστε να μεγιστοποιείται ο ρυθμός μετάδοσης σε αυτό. Οι συγγραφείς αποδεικνύουν ότι η καλύτερη στρατηγική για τη μεγιστοποίηση της χωρητικότητας του κάθε καναλιού σε ένα περιβάλλον πολλών χρηστών, είναι η αποκλειστική χρήση του κάθε καναλιού από τον χρήστη που παρουσιάζει το μεγαλύτερο κέρδος σε αυτό. Συνεπώς, η αποκλειστική χρήση των καναλιών, που σε άλλες εργασίες είχε απλά χρησιμοποιηθεί ως μια εύκολη πρακτική, εδώ αποδεικνύεται να είναι και η βέλτιστη για ένα τέτοιο πρόβλημα. Το βασικό μειονέκτημα ωστόσο αυτής της πρακτικής είναι ότι οι χρήστες που δεν έχουν κανένα καλό κανάλι, στο τέλος του αλγορίθμου δε θα τους αποδοθούν καθόλου κανάλια και δε θα μεταδώσουν.

Στο 2^ο στάδιο γίνεται ο καθορισμός του επιπέδου ισχύος για τον κάθε χρήστη. Δεδομένου ότι η κατανομή καναλιών στους χρήστες πραγματοποιήθηκε με τον τρόπο της προηγούμενης παραγράφου, το σύστημα πολλαπλών χρηστών OFDM (multiuser OFDM) μπορεί να αναχθεί σε ένα απλό σύστημα OFDM ενός χρήστη (single user OFDM). Η μέθοδος κατανομής ισχύος στα φέροντα του συστήματος σε μια τέτοια περίπτωση ακολουθεί

τον κανόνα water-filling [20]. Ο αλγόριθμος αυτός αποδίδει περισσότερη ισχύ σε κανάλια που παρουσιάζουν καλύτερο κέρδος και λιγότερη ισχύ σε αυτά που παρουσιάζουν χειρότερη ποιότητα. Με αυτόν τον τρόπο εκτός από multiuser diversity λόγω του τρόπου κατανομής των καναλιών, επιτυγχάνεται και spectral diversity μέσω της απόδοσης ισχύος.

Λόγω αυξημένης πολυπλοκότητας του water-filling αλγόριθμου, οι συγγραφείς δοκιμάζουν και την ισοκατανομή ισχύος στα κανάλια του συστήματος. Τα αριθμητικά αποτελέσματα που δίνουν δεν δείχνουν μεγάλη απόκλιση ανάμεσα στις δύο μεθόδους. Σημειώνεται ότι στην περίπτωση ισοκατανομής ισχύος το σύστημα δεν εκμεταλλεύεται το διαφορισμό φάσματος (spectral diversity) όπως συνέβαινε με τη χρήση της water-filling πρακτικής.

Τέλος, σε αυτή την κατηγορία ανήκει και η εργασία στο [21] όπου οι συγγραφείς ουσιαστικά θεωρούν το πρόβλημα μεγιστοποίησης της χωρητικότητας του δικτύου υπό τον περιορισμό όμως της ικανοποίησης των ελάχιστων απαιτήσεων των χρηστών. Ο τρόπος απόδοσης καναλιών στους χρήστες θεωρείται γνωστός και το ενδιαφέρον εστιάζεται στον έλεγχο ισχύος και στην προσαρμοστική διαμόρφωση.

Στο 1^ο στάδιο της προτεινόμενης τεχνικής επιλύεται ο αλγόριθμος maxmin για το SNR των χρηστών με άγνωστο την ισχύ του κάθε χρήστη στο κάθε κανάλι και περιορισμό την επίτευξη μιας ελάχιστης τιμής χωρητικότητας για το κάθε κανάλι που έχει αποδοθεί. Στο 2^ο στάδιο επιλέγεται το κατάλληλο επίπεδο διαμόρφωσης έτσι ώστε, πρώτον να μεγιστοποιείται η ρυθμοαπόδοση του δικτύου και δεύτερον το SER για όλα τα κανάλια του κάθε χρήστη να μην ξεπερνάει μια μέγιστη επιτρεπτή τιμή.

Σε αυτή την κατηγορία αξίζει να αναφερθεί επίσης η δουλειά των Li και Liu στο [22]. Οι συγγραφείς θεωρούν ένα πολυκυψελωτό σύστημα στο οποίο όμως διαφοροποιούν και ορίζουν κατάλληλα τους ρόλους του σταθμού βάσης και του RNC (Radio Network Controller). Σε ένα πολυκυψελωτό δίκτυο ο RNC λαμβάνει αποφάσεις υψηλότερου επιπέδου από αυτές του σταθμού βάσης δεδομένου ότι ανά πάσα στιγμή διαθέτει συγκεντρωτικές πληροφορίες από όλους τους σταθμούς βάσης του δικτύου. Συνεπώς, οι συγγραφείς προτείνουν μια κατανεμημένη RRM τεχνική, με μοιρασμένες αρμοδιότητες μεταξύ του BS και του RNC.

Στο 1^ο στάδιο της προτεινόμενης υλοποίησης ο RNC χρησιμοποιεί τη γνώση καναλιού για τους χρήστες όλων των σταθμών βάσης για να αποδώσει κανάλια σε επίπεδο σταθμών βάσης και όχι χρηστών. Οι πληροφορίες για το κανάλι των χρηστών, σε επίπεδο

RNC, ανανεώνονται σε κάθε super-frame ενώ σε κάθε frame ανανεώνονται οι πληροφορίες των σταθμών βάσης για το κανάλι των χρηστών τους και για την ποσότητα δεδομένων που επιθυμούν να μεταδώσουν (traffic). Το πρόβλημα μεγιστοποίησης της χωρητικότητας που καλείται να λύσει ο RNC είναι εξαιρετικά πολύπλοκο και έτσι οι συγγραφείς προτείνουν ευριστικό greedy αλγόριθμο για την επίλυσή του. Σκοπός του αλγορίθμου είναι να μεγιστοποιηθεί η ρυθμοαπόδοση συνολικά του δικτύου θεωρώντας σαν κριτήριο απόδοσης καναλιού σε ένα σταθμό βάσης τη βελτίωση του ρυθμού μετάδοσης που θα προκαλούσε αυτή. Σημειώνεται ότι ο αλγόριθμος του RNC αναθέτει κανάλια σε επίπεδο χρηστών, η πληροφορία αυτή όμως δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί αυτούσια ώστε να αποφευχθεί το 2^ο στάδιο μιας και κάποιος χρήστης μπορεί να μην έχει δεδομένα προς μετάδοση κατά τη διάρκεια κάποιου frame. Συνεπώς, το ίδιο πρόβλημα μεγιστοποίησης του ρυθμού μετάδοσης πρέπει να επιλύσουν όλοι οι σταθμοί βάσης στην αρχή κάθε frame λαμβάνοντας ως διαθέσιμο σύνολο καναλιών, αυτό που τους έχει ανατεθεί στο συγκεκριμένο super-frame.

Οπωσδήποτε πρέπει να αναφερθεί και η δουλειά των Zhang και Letaief στο [23] όπου επιχειρούν και αυτοί επίλυση του προβλήματος μεγιστοποίησης της χωρητικότητας δικτύου. Η εργασία τους, εκτός από τον προτεινόμενο αλγόριθμο κατανομής καναλιών, περιλαμβάνει και δύο τεχνικές προσαρμοσμένης επιλογής κυψέλης (Adaptive Cell Selection). Σκοπός της εργασίας είναι να παρουσιασθεί ένας αλγόριθμος επίλυσης του προβλήματος μέγιστης χωρητικότητας που όμως θα προβλέπει πέρα από τις απαιτήσεις των χρηστών (Bit Rate, QoS) και την 'κίνηση' που ενδέχεται να προκαλέσουν.

Συγκεκριμένα, οι συγγραφείς θεωρούν αρχικά ισοκατανομή της ισχύος στα κανάλια του συστήματος δεδομένης της μικρής απόκλισης που παρουσιάζεται μεταξύ της τεχνικής ισοκατανομής και της βέλτιστης κατανομής ισχύος ([24],[25]). Για την κατανομή των καναλιών στους χρήστες προτείνουν έναν αλγόριθμο δύο βημάτων ο οποίος επιλύει το αρχικό πρόβλημα βελτιστοποίησης χωρίς περιορισμούς και σε 2^ο στάδιο προχωρεί στις αναγκαίες επανεκχωρήσεις καναλιών ώστε να ικανοποιηθούν όλοι οι χρήστες. Αναμενόμενα η χωρητικότητα μετά το πέρας του 2^{ου} σταδίου είναι μικρότερη από αυτή στο 1^ο ακόμη και εάν η διαδικασία της επανεκχώρησης γίνεται έτσι ώστε να μειώνεται ελάχιστα το συνολικό throughput του συστήματος.

Η επιλογή κυψέλης για ένα χρήστη είναι η διαδικασία με την οποία επιλέγεται ο εξυπηρετητής του. Συνήθως, ο πιο εύκολος τρόπος για τον ορισμό εξυπηρετητών είναι μέσω του

επιπέδου λαμβανόμενης ισχύος. Ο χρήστης μετράει τα επίπεδα ισχύος από τις γειτονικές του βάσεις και συνδέεται πάντα με αυτή που παρουσιάζει το δυνατότερο σήμα. Αν και αυτή η τεχνική είναι απλή στην εφαρμογή, υπάρχουν περιπτώσεις που είναι εντελώς ακατάλληλη. Επί παραδείγματι, μια εξαιρετικά φορτωμένη κυψέλη δε πρέπει να εξυπηρετήσει επιπλέον χρήστες από άλλες κυψέλες ακόμη και εάν τα επίπεδα ισχύος το επιβάλλουν. Κάτι τέτοιο προφανώς θα οδηγούσε σε έλλειψη πόρων στην ήδη υπερφορτωμένη κυψέλη και τελικά σε περισσότερες απορρίψεις κλήσεων.

Η δεύτερη τεχνική που προτείνεται από τους συγγραφείς στο [23] για την επιλογή κυψέλης, συνδυάζει τις πληροφορίες για την ισχύ, το QoS και το traffic των χρηστών. Η τεχνική αυτή ορίζει τον εξυπηρετητή του κάθε χρήστη μέσω του outage probability. Κοινώς προσπαθεί να κάνει την ανάθεση του χρήστη σε κυψέλη έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η πιθανότητα outage συνολικά για την κυψέλη που θα τον δεχτεί. Με την τεχνική αυτή εξαλείφεται η πιθανότητα υψηλών τιμών outage probability ειδικά στην περίπτωση που η κίνηση μεταξύ των κυψελών δεν είναι ομοιόμορφη.

Με αυτήν την εργασία ολοκληρώνεται η ανασκόπηση της ερευνητικής δραστηριότητας σχετικά με το πρόβλημα μεγιστοποίησης της χωρητικότητας. Στη συνέχεια παρατίθεται η ανάλυση που ακολουθείται για τον ορισμό της συνάρτησης f που συνδέει το bit loading και την πιθανότητα λάθους συμβόλου P_e , με το SNR στο δέκτη. Σημειώνεται ότι η συνάρτηση f έχει χρησιμοποιηθεί στο σύνολο σχεδόν των εργασιών που παρουσιάστηκαν μέχρι τώρα και ο τρόπος υπολογισμού της ακολουθήθηκε και στην παρούσα διατριβή.

3.1.3 Ανάλυση με χρήση του SNR gap

Σε περιπτώσεις όπου δεν είναι δυνατή η ανάλυση ενός συστήματος σε επίπεδο ζεύξης ώστε να προκύψουν εξειδικευμένες τιμές για τον απαιτούμενο SNR ανάλογα με την προσφερόμενη υπηρεσία, ακολουθείται μια πιο γενική προσέγγιση που στηρίζεται στο ορισμό του SNR gap ([26], [27]). Στη συνέχεια περιγράφεται ο τρόπος ορισμού του μεγέθους αυτού καθώς και η εξαγωγή του τύπου που χρησιμοποιείται για το ελάχιστο απαιτούμενο SNR.

Η ανάλυση που ακολουθεί ισχύει μόνο για τις περιπτώσεις όπου το εκπεμπόμενο σήμα (εν προκειμένω φέρον) διαμορφώνεται με την τετραγωνική M-QAM διαμόρφωση όπου $M = 2^k$ με το k να είναι ζυγός αριθμός. Ένα σήμα διαμορφωμένο με τετραγωνική διαμόρφωση M-QAM είναι ισοδύναμο με δύο σήματα διαμορφωμένα με PAM αλλά σε ορθογώνιες

μεταξύ τους συχνότητες και με το καθένα να έχει $\sqrt{M} = 2^{k/2}$. Συγκεκριμένα, από το [17] βρίσκεται η πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου για την τετραγωνική M-QAM διαμόρφωση που παρουσιάζεται εδώ για ευκολία:

$$P_e \leq 4Q \left(\sqrt{\frac{3E_{av}}{(M-1)N_0}} \right) \quad (3.14)$$

Στην (3.14) E_{av} είναι η μέση ενέργεια του διαμορφωμένου συμβόλου και άρα $\frac{E_{av}}{N_0}$ είναι το SNR ανά σύμβολο. Ο αριθμός των bits που μπορεί να μεταδώσει ο συγκεκριμένος τύπος διαμόρφωσης βρίσκεται με την επίλυση της (3.14) ως προς b όπου $M = 2^b$.

$$b = \log_2 \left(1 + \frac{3 \cdot \text{SNR}}{(Q^{-1}(\frac{P_e}{4}))^2} \right) \quad (3.15)$$

Παρατηρείται ότι η (3.15) δίνει την χωρητικότητα ενός καναλιού με SNR μικρότερο κατά $\frac{1}{3}(Q^{-1}(\frac{P_e}{4}))^2$ από αυτό που χρειάζεται για να επιτευχθεί η θεωρητική χωρητικότητα του Shannon (μέγιστη χωρητικότητα). Εισάγεται συνεπώς ένα μέγεθος που καλείται SNR gap ή normalized SNR το οποίο δείχνει πόσες φορές κάτω από το θεωρητικά μέγιστο είναι το SNR που επιτυγχάνεται με το κάθε είδος διαμόρφωσης. Για την περίπτωση λοιπόν της τετραγωνικής M-QAM το SNR gap (Γ) ορίζεται από την (3.16).

$$\Gamma = \frac{1}{3}(Q^{-1}(\frac{P_e}{4}))^2 \quad (3.16)$$

Εάν το σήμα έχει υποστεί κάποιας μορφής κωδικοποίηση με κάποιο coding gain (γ_c) τότε το SNR gap γίνεται:

$$\Gamma = \frac{1}{3\gamma_c}(Q^{-1}(\frac{P_e}{4}))^2 \quad (3.17)$$

οπότε η απόκλιση από τη θεωρητική τιμή μικραίνει.

Βάσει λοιπόν της προηγούμενης ανάλυσης, όταν στο σύστημα είναι γνωστή η επιθυμητή πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου (P_e) και το επιθυμητό επίπεδο διαμόρφωσης (M), το ελάχιστο απαιτούμενο SNR βρίσκεται από την (3.15) σε συνδυασμό με την (3.17).

$$\text{SNR} = \Gamma(2^b - 1) \quad (3.18)$$

Η τελευταία εξίσωση χρησιμοποιήθηκε στις εργασίες που περιγράφηκαν στα προηγού-

μενα καθώς και στα πλαίσια της παρούσας διατριβής. Συγκεκριμένα η μελέτη του παρόντος κεφαλαίου που αναπτύσσεται στη συνέχεια αλλά και του κεφαλαίου 4 χρησιμοποιεί την (3.18) για τον υπολογισμό του ελάχιστου απαιτούμενου SNR στην πλευρά του δέκτη.

3.1.4 Τεχνική προσαρμοστικής απόδοσης καναλιών με προτεραιότητα στους χρήστες (adaptive)

Σε αυτή την ενότητα παρουσιάζεται με περισσότερες λεπτομέρειες ο αλγόριθμος του [15] και ο τρόπος υλοποίησής του στην παρούσα διατριβή. Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος καλείται στα επόμενα adaptive ενώ στα διαγράμματα συμβολίζεται εν συντομία ως 'adapt'. Αρχικά ο αλγόριθμος εμφανίζεται στη βιβλιογραφία στα [12], [13] ενώ η εφαρμογή του για πολυκυφελωτά συστήματα δόθηκε στο [15].

Σκοπός του συγκεκριμένου RRM αλγόριθμου είναι η ικανοποίηση των απαιτήσεων των χρηστών και η διατήρηση της ποιότητας υπηρεσίας ανεξάρτητα από το πλήθος των χρηστών του συστήματος με κριτήριο την ελαχιστοποίηση της απαιτούμενης ισχύος. Το σύστημα χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση με $M = 2^b$, $b \in \{0, 2, 4, 6\}$ οπότε ισχύει η ανάλυση της παραγράφου 3.1.3. Στα επόμενα με R_u συμβολίζεται ο αιτούμενος ρυθμός των χρηστών και με P_e η πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου.

Ιδιαίτερο χαρακτηριστικό αυτού του αλγορίθμου είναι η αναδιανομή μέρος των πόρων του συστήματος με την είσοδο κάθε νέου χρήστη. Συγκεκριμένα, η είσοδος κάθε νέου χρήστη έχει σαν αποτέλεσμα την επανεκχώρηση των πόρων της κυψέλης η οποία θα τον εξυπηρετήσει. Δεδομένου ότι η βέλτιστη θεώρηση θα ήταν η αναδιανομή των πόρων ολόκληρου του συστήματος με την είσοδο κάθε νέου χρήστη, ενώ η χειρίστη θα ήταν η ανάθεση πόρων αποκλειστικά στο νέο χρήστη, η εν λόγω εκδοχή αποτελεί μια ενδιάμεση κατάσταση. Η προτεινόμενη υλοποίηση χωρίζεται σε τρία βήματα.

Βήμα 1^ο

Το 1^ο βήμα είναι η εύρεση του κατάλληλου σταθμού βάσης - εξυπηρετητή για το νέο χρήστη (u). Θεωρείται δίκτυο με K κυψέλες, N φέροντα και U χρήστες που έχουν ήδη γίνει αποδεκτοί στο σύστημα. Στην παρούσα εφαρμογή δημιουργείται μια λίστα F των υποψήφιων κυψελών, όπου οι κυψέλες ταξινομούνται σε φθίνουσα σειρά σύμφωνα με την ποιότητα του

καναλιού του χρήστη. Συγκεκριμένα, υπολογίζεται το κανονικοποιημένο κέρδος για όλα τα φέροντα του συστήματος για τον χρήστη (u) σύμφωνα με την (3.19).

$$T_{u,n,k} = \frac{G_{u,n,k}}{(I_{u,n,k} + \sigma^2)\Gamma_{u,n,k}} \quad (3.19)$$

Στην τελευταία εξίσωση $G_{u,n,k}$ είναι το κέρδος καναλιού του u χρήστη από την κυψέλη k για το n -οστό κανάλι, $I_{u,n,k}$ είναι η συνολική παρεμβολή που δέχεται ο u χρήστης στο n -οστό κανάλι εάν συνδεθεί στην k κυψέλη ενώ $\Gamma_{u,n,k}$ είναι το SNR gap της (3.16). Στη συνέχεια λαμβάνεται σύμφωνα με την (3.20) ο μέσος όρος του κέρδους για την κάθε κυψέλη πάνω στα N φέροντα.

$$T_{u,k} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N T_{u,n,k} \quad (3.20)$$

Ταξινομώντας την προηγούμενη σχέση από το μεγαλύτερο προς το μικρότερο, λαμβάνουμε μια λίστα $F = \text{argsort}_k \bar{T}_{u,k}$ με όλες τις κυψέλες του δικτύου σε σειρά ανάλογη της ποιότητας του σήματος που λαμβάνει ο νέος χρήστης από κάθε μια. Προφανώς η πρώτη καταχώρηση της λίστας αυτής, έστω k_0 , αποτελεί και την κυψέλη του νέου χρήστη.

Βήμα 2^ο

Σε αυτό το στάδιο γίνεται η επιλογή των καναλιών που θα εξυπηρετήσουν το νέο χρήστη ενώ ταυτόχρονα πραγματοποιείται και επανεχώρηση καναλιών για όλους τους χρήστες της κυψέλης k_0 . Έστω \mathbf{u}_{temp} το σύνολο με τους χρήστες της κυψέλης k_0 . Το βήμα αυτό επιτελείται σε δύο φάσεις.

Στη **φάση Α** επιλέγεται για κάθε χρήστη που ανήκει στο \mathbf{u}_{temp} ο ελάχιστος αριθμός φερόντων που πρέπει να του αποδοθούν ώστε να εξυπηρετηθεί, ενώ τα υπόλοιπα φέροντα του συστήματος διανέμονται με κριτήριο την ελάχιστη ισχύ. Συγκεκριμένα, εάν $R_{\mathbf{u}_{temp}}$ είναι οι απαιτήσεις των χρηστών τότε ο ελάχιστος αριθμός φερόντων που πρέπει να τους ανατεθεί είναι $S_{\min} = \lceil (\frac{R_{\mathbf{u}_{temp}}}{b_{\max} \Delta f}) \rceil$. Με b_{\max} συμβολίζεται το μέγιστο bit loading που μπορεί να υποστηρίξει το σύστημα ενώ Δf είναι η απόσταση των φερόντων. Ο μέγιστος αριθμός φερόντων που μπορεί να πάρει ένας χρήστης είναι $S_{\max} = \lceil (\frac{R_{\mathbf{u}_{temp}}}{b_{\min} \Delta f}) \rceil$, όπου b_{\min} είναι το ελάχιστο bit loading. Μετά την αρχική ανάθεση S_{\min} φερόντων στους χρήστες και αν αυτά δεν ξεπερνούν το συνολικό αριθμό φερόντων του συστήματος τότε ο αλγόριθμος αποδίδει ένα επιπλέον φέρον σε αυτόν τον χρήστη που θα παρουσιάσει τη μεγαλύτερη μείωση στην

Αλγόριθμος 3.5 Απόδοση φερόντων στους χρήστες της k_0

```

 $S_u^{temp} = 0 \quad \forall u \in \mathbf{u}_{temp}$ 
 $A = \{1, 2, \dots, N\}$ 
 $\mathbf{C}_{u,n,k_0}^{temp} \leftarrow 0 \quad \forall u \in \mathbf{u}_{temp}, \quad \forall n \in A$ 
while  $S_u^{temp} < S_u, \forall u \in \mathbf{u}_{temp}$ 
  for  $u = 1, \dots, \mathbf{u}_{temp}$  do
    if  $S_u^{temp} < S_u$ 
       $n^* \leftarrow \operatorname{argmax}_{\{n \in A\}} T_{u,n,k_0}$ 
       $S_u^{temp} = S_u^{temp} + 1$ 
       $\mathbf{C}_{u,n^*,k_0} \leftarrow 1$ 
       $A \leftarrow A \setminus n^*$ 
    end(if)
  end(for)
end(while)

```

απαιτούμενη ισχύ με τη χρήση του. Η συνάρτηση που χρησιμοποιείται για τη μείωση της απαιτούμενης ισχύς για τον κάθε χρήστη από τους \mathbf{u}_{temp} δίνεται στην (3.21).

$$\Delta P_u = \frac{s_u(2^{\frac{R_u}{s_u \Delta f}} - 1)}{\bar{T}_{u,K_0}} - \frac{s_u + 1(2^{(s_u+1)\Delta f} - 1)}{\bar{T}_{u,K_0}} \quad (3.21)$$

Μετά το τέλος της φάσης A ο κάθε χρήστης από τους \mathbf{u}_{temp} έχει λάβει έναν αριθμό φερόντων $S_{\min} \leq S_u \leq S_{\max}$.

Η φάση B του βήματος αυτού σκοπό έχει να αποδώσει S_u συγκεκριμένα φέροντα στον κάθε χρήστη του συνόλου \mathbf{u}_{temp} . Η επιλογή των φερόντων πραγματοποιείται βάσει του κανονικοποιημένου κέρδους $T_{u,n,k}$ που υπολογίστηκε στο προηγούμενο βήμα. Στον Αλγόριθμο 3.5 παρατίθεται το κομμάτι του αλγορίθμου που πραγματοποιεί την προηγούμενη διαδικασία.

Το αποτέλεσμα αυτής της φάσης είναι ένας δυαδικός πίνακας $\{0,1\}$, \mathbf{C}^{temp} , διαστάσεων $|\mathbf{u}_{temp}| \times N$ όπου με μονάδα υποδεικνύεται η προσωρινή ανάθεση του n -οστού φέροντος στον u -οστό χρήστη.

Βήμα 3^ο

Στο βήμα αυτό πραγματοποιείται η επιλογή του επιπέδου διαμόρφωσης καθώς και η προσαρμογή της εκπεμπόμενης ισχύος για κάθε ένα από τα φέροντα που έχουν εκχωρηθεί στους χρήστες του \mathbf{u}_{temp} . Για κάθε χρήστη, ο αλγόριθμος προσπαθεί να αυξήσει το επίπεδο διαμόρφωσης σε εκείνο το φέρον το οποίο θα προκαλέσει τη μικρότερη αύξηση για τη συνολικά εκπεμπόμενη ισχύ του συστήματος. Αυτό φυσικά συνεπάγεται ότι σε κάθε απόπειρα αύξησης του επιπέδου διαμόρφωσης ενός φέροντος n , ο αλγόριθμος βρίσκει την απαιτούμενη εκπεμπόμενη ισχύ όλων των ομοδιαυλικών του κυψελών ώστε να μην επιβαρύνονται με παρεμβολές τα κανάλια των ομοδιαυλικών χρηστών.

Το τελευταίο βήμα πραγματοποιείται με την επίλυση ενός γραμμικού συστήματος διαστάσεων $K' \times K'$ όπου οι ισχύες κάτω ζεύξης των K' ομοδιαυλικών κυψελών αποτελούν τους αγνώστους του συστήματος. Το γραμμικό σύστημα παρατίθεται στην εξίσωση (3.22).

$$\mathbf{H}(n) \cdot \vec{\mathbf{P}}(n) = \sigma^2 \vec{\boldsymbol{\gamma}}(n) \quad (3.22)$$

$$\mathbf{H}(n) = \begin{bmatrix} G_{u_1,n,k_1} & -\gamma_{u_1,n,k_1} G_{u_1,n,k_2} & \cdots & -\gamma_{u_1,n,k_1} G_{u_1,n,k_{K'}} \\ -\gamma_{u_2,n,k_2} G_{u_2,n,k_1} & G_{u_2,n,k_2} & \cdots & -\gamma_{u_2,n,k_2} G_{u_2,n,k_{K'}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ -\gamma_{u_{K'},n,k_{K'}} G_{u_{K'},n,k_1} & -\gamma_{u_{K'},n,k_{K'}} G_{u_{K'},n,k_2} & \cdots & G_{u_{K'},n,k_{K'}} \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

όπου $\vec{\mathbf{P}}(n) = [p_1(n) \ p_2(n) \ \cdots \ p_{K'}(n)]^T$ το διάνυσμα αγνώστων του συστήματος, $\vec{\boldsymbol{\gamma}}(n) = [\gamma_1(n) \ \gamma_2(n) \ \cdots \ \gamma_{K'}(n)]$ το διάνυσμα με τις ελάχιστες τιμές των λόγων S-INR_{min} και σ^2 είναι η ισχύς θορύβου στο εύρος του ενός φέροντος. Ο πίνακας $\mathbf{H}(n)$ δίνεται από τη σχέση (3.23) με τις τιμές $G_{u,n,k}$ να δίνουν το κέρδος του καναλιού όπως έχει περιγραφεί παραπάνω. Στον Αλγόριθμο 3.6 παρατίθενται τα βασικά βήματα που πραγματοποιεί ο αλγόριθμος σε αυτό το στάδιο. Κάθε φορά που κάποιο φέρον (n) αποκλείεται για κάποιον χρήστη u τότε η κατάσταση (u, n) καλείται εσφαλμένη κατάσταση και εξαιρείται της διαδικασίας. Όπως φαίνεται και από τον Αλγόριθμο 3.6 ο νέος χρήστης απορρίπτεται

1. όταν η κατάσταση για όλα τα φέροντα κάποιου χρήστη από τους \mathbf{u}_{temp} είναι εσφαλμένη.
2. όταν η απαιτούμενη ισχύς για κάποιο σταθμό βάσης ξεπεράσει μια τιμή P_{max} .

Αλγόριθμος 3.6 Εύρεση του επιπέδου διαμόρφωσης και της ισχύος

```

for  $i = 1$  to  $\# u_{temp}$ 
  while  $R_i^{temp} \leq R_i$ 
    for  $n = 1$  to  $\# S_i$ 
      if  $b_i(n) = b_{max}$  then
         $P_{sum}^{new}(n) = Inf$ 
         $P_{sum}^{old}(n) = 0$ 
         $(i, n) \leftarrow$  αποκλείεται της διαδικασίας
      else
         $\vec{P}^{old} \leftarrow$  λύση της (3.22) για  $b_i(n)$ 
         $b_i^{temp}(n) \leftarrow$  επόμενο επίπεδο διαμόρφωσης
         $\vec{P}^{new} \leftarrow$  λύση της (3.22) για  $b(n)$ 
        if any  $\mathbf{P}^{new} < 0$ 
           $(i, n) \leftarrow$  false
           $P_{sum}^{new}(n) = Inf$ 
           $P_{sum}^{old}(n) = 0$ 
        else
           $P_{sum}^{new}(n) = \sum_k P_k^{new}$ 
           $P_{sum}^{old}(n) = \sum_k P_k^{old}$ 
        end
      end (if)
    end (for)
  if all( $n \in \{1, \# S_i\}$ ) false
    ο νέος χρήστης απορρίπτεται·break while; break for
  else
     $n \leftarrow \arg_n \min(P_{sum}^{new}(n) - P_{sum}^{old}(n))$ 
    if  $P_k(n) > P_{max}$  για κάποιο  $k$ 
      ο νέος χρήστης απορρίπτεται·break while; break for
    else
       $b_i(n) = b_i^{temp}(n)$ 
       $P_k(n) = P_k^{new}(n)$  για όλες τις κυψέλες ( $k$ ) που χρησιμοποιούν το  $n$ 
    end
  end
end (while)
end (for)

```

3.2 Τεχνικές RRM χωρίς CSI

Οι αλγόριθμοι αυτής της κατηγορίας διαφοροποιούνται από τους αλγόριθμους της προηγούμενης παραγράφου ως προς τον τρόπο που χειρίζονται τα φέροντα του συστήματος. Οι επόμενες τεχνικές δε χρησιμοποιούν τη γνώση του καναλιού για να αποδώσουν φέροντα (αριθμό και είδος) στους χρήστες του δικτύου αλλά στηρίζονται σε απλές ιδέες που προκύπτουν από παρατήρηση και εμπειρία. Προφανώς οι τεχνικές αυτές προσφέρουν απλότητα και εύκολη διαχείριση των χρηστών από το δίκτυο. Η υλοποίησή τους ωστόσο ακολουθεί τη διαδικασία των τριών βημάτων που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 3.1.4.

Δεδομένου ότι σκοπός της μελέτης είναι η σύγκριση των διαφορετικών τακτικών απόδοσης καναλιών τα βήματα 1 και 3 της προηγούμενης παραγράφου (η επιλογή σταθμού βάσης και ο υπολογισμός του κατάλληλου τύπου διαμόρφωσης) διατηρούνται ως έχουν. Σημειώνεται ότι τα βήματα αυτά θα μπορούσαν να υλοποιηθούν και με τεχνικές που να μην απαιτούν γνώση του καναλιού, αλλά σε αυτή την περίπτωση η σύγκριση δε θα αφορούσε μόνο τις τεχνικές απόδοσης καναλιών.

Περιγράφονται τρεις τεχνικές απόδοσης φερόντων στους χρήστες οι οποίες δεν απαιτούν γνώση του καναλιού και δύο τεχνικές που προκύπτουν από τον συνδυασμό δύο εκ των προηγούμενων και στηρίζονται στην ιδέα του cell splitting.

3.2.1 Τεχνική σειριακής απόδοσης καναλιών (sequential)

Η τεχνική αυτή, η οποία στα επόμενα καλείται sequential (ή 'seq' όταν εμφανίζεται σε διαγράμματα), βασίζεται σε μια απλή και εύκολα εφαρμοζόμενη αρχή. Το σύστημα αναθέτει φέροντα στους χρήστες με σειριακό τρόπο χωρίς να χρησιμοποιεί πληροφορίες για το κάθε κανάλι. Η τεχνική αυτή είναι κατάλληλη σε περιπτώσεις όπου ο σταθμός βάσης δεν μπορεί να αποκτήσει πληροφορίες SINR για τα προσφερόμενα κανάλια. Κάθε φορά που ένας χρήστης επιθυμεί να εισέλθει στο σύστημα, επιλέγει τη βάση-εξυπηρετητή του με τον τρόπο που περιγράφηκε στην παράγραφο 3.1.4 και στη συνέχεια το σύστημα αναθέτει στο νέο χρήστη τα επόμενα ελεύθερα κανάλια της κυψέλης εξυπηρετητή του. Σημειώνεται ότι σε αυτή την τεχνική δεν πραγματοποιείται η επανεκχώρηση πόρων που πραγματοποιήθηκε στον adaptive αλγόριθμο και οι πόροι ανατίθενται αποκλειστικά στο νέο χρήστη του συστήματος.

Στον αλγόριθμο 3.7 παρουσιάζεται η τεχνική σειριακής απόδοσης όπως έχει υλοποιηθεί

για τους σκοπούς της παρούσας εργασίας. Σημειώνεται ότι με u' δηλώνεται ο νέος χρήστης του συστήματος και με $C_{u'}$ το σύνολο των καναλιών που του αποδίδονται, οι υπόλοιποι συμβολισμοί ακολουθούν την ερμηνεία της παραγράφου 3.1.4.

Αλγόριθμος 3.7 Sequential αλγόριθμος

$$C_{u'} \leftarrow \{..\}$$

$$A \leftarrow \{1, \dots, N\} \setminus \bigcup_{u \in \mathbf{u}_{temp}} C_u$$

$$C_{u'} \leftarrow \bigcup_{i=1}^{i=S_u} a_i, \quad a_i \in A$$

Αλγόριθμος 3.8 Coordinated αλγόριθμος

$$C_{u'} \leftarrow \{..\}$$

$$A \leftarrow \{1, \dots, N\} \setminus \bigcup_{u \in \mathbf{u}_{temp}} C_u$$

if $k_0 \bmod 2 = 0$ **do**

$$C_{u'} \leftarrow \bigcup_{i=1}^{i=S_u} a_i, \quad a_i \in A$$

else

$$C_{u'} \leftarrow \bigcup_{i=|A|-S_{u'}+1}^{i=|A|} a_i, \quad a_i \in A$$

end(if)

3.2.2 Τεχνική απλής συντονισμένης απόδοσης καναλιών (coordinated)

Η ιδέα για αυτή την τεχνική προήλθε από τη δουλειά του Fodor στο [28] όπου μελετάται η πιθανότητα επιλογής του ίδιου καναλιού σε δύο γειτονικές κυψέλες όταν αυτές δίνουν κανάλι αντίστροφα στους χρήστες τους. Η τεχνική αυτή καλείται coordinated στα επόμενα και 'coord' όταν εμφανίζεται σε διαγράμματα.

Θεωρώντας ότι η κάθε κυψέλη έχει ένα διακριτικό κωδικό που τη διαφοροποιεί από τις υπόλοιπες κυψέλες του δικτύου ($cell_id$), οι κυψέλες χωρίζονται σε δύο ομάδες. Η πρώτη ομάδα (με άρτιο $cell_id$) αποδίδει κανάλια σειριακά στο σύνολο $\{1, 2, \dots, N\}$ ενώ η δεύτερη

ομάδα (με περιττό cell_id) αποδίδει κανάλια σειριακά στο σύνολο $\{N, N-1, \dots, 1\}$. Με αυτό τον τρόπο μειώνονται τα επίπεδα παρεμβολών συνολικά στο σύστημα. Στον αλγόριθμο 3.8 παρουσιάζεται ο coordinated αλγόριθμος.

3.2.3 Τεχνική τυχαίας απόδοσης καναλιών (random)

Η τεχνική τυχαίας απόδοσης καναλιών είναι η πιο συχνά εμφανιζόμενη τεχνική στα συστήματα δεύτερης γενιάς και η πιο εύκολα εφαρμόσιμη. Ιδιαίτερο χαρακτηριστικό αυτής της τεχνικής είναι η ισοστάθμιση των παρεμβολών (interference averaging) που πραγματοποιείται με την εφαρμογή της [29]. Το σύστημα αναθέτει στο νέο χρήστη S_u τυχαία κανάλια από τα διαθέσιμα της κυψέλης - εξυπηρετητή του. Ο Αλγόριθμος 3.9 περιγράφει την τεχνική αυτή.

Αλγόριθμος 3.9 Random αλγόριθμος

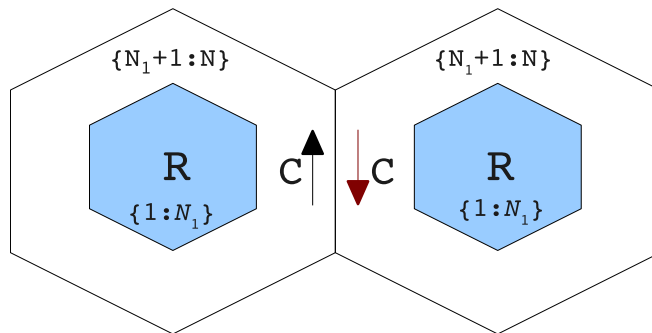
$$C_{u'} \leftarrow \{..\}$$

$$A \leftarrow \{1, \dots, N\} \setminus \bigcup_{u \in \mathbf{u}_{temp}} C_u$$

$$C_{u'} \leftarrow \bigcup_i a_i : i \text{ λαμβάνει } S_{u'} \text{ τυχαίες τιμές από τις } |A| \text{ διαθέσιμες}$$

3.2.4 Συνδυαστικές τεχνικές τυχαίας και συντονισμένης απόδοσης καναλιών

Οι τεχνικές αυτής της παραγράφου συνδυάζουν την τυχαία και τη συντονισμένη απόδοση καναλιών που περιγράφηκαν πιο πάνω χωρίζοντας την κυψέλη σε περιοχές. Αρχικά,



Σχήμα 3.1: Χωρισμός κυψέλης σε υποπεριοχές στην περίπτωση του r-c αλγορίθμου.

στοιχειοθετήθηκε RRM αλγόριθμος που χώριζε την κυψέλη σε δύο περιοχές (εσωτερική και εξωτερική περιοχή) και κάθε περιοχή χρησιμοποιούσε διαφορετικό αλγόριθμο κατανομής καναλιών. Η εσωτερική περιοχή χρησιμοποιούσε τον αλγόριθμο random ενώ η εξωτερική τον αλγόριθμο coordinated. Τα κανάλια επίσης χωρίστηκαν σε δύο ομάδες, το σύνολο $\{1, \dots, N_1\}$ αποδόθηκε στην εσωτερική περιοχή ενώ το σύνολο $\{N_1 + 1, \dots, N\}$ στην εξωτερική. Η τεχνική διατηρεί βαθμό επαναχρησιμοποίησης φάσματος ίσο προς τη μονάδα γεγονός που οδηγεί σε μεταβλητή απόσταση επαναχρησιμοποίησης για το κάθε σύνολο καναλιών. Στο Σχήμα 3.1 εμφανίζονται οι περιοχές για δύο γειτονικές κυψέλες όπου ο αλγόριθμος coordinated αποδίδει κανάλια με αντίστροφη φορά στην εξωτερική περιοχή. Ο αλγόριθμος αυτός καλείται random-coordinated ('r-c') στα επόμενα.

Το κριτήριο για την απόφαση της θέσης του χρήστη (εσωτερικός ή εξωτερικός) λαμβάνεται με βάση το κέρδος καναλιού για την κεντρική συχνότητα του συστήματος. Σε περίπτωση που κάποια περιοχή μείνει χωρίς κανάλια τότε έχει το δικαίωμα να χρησιμοποιήσει τα κανάλια της άλλης περιοχής. Ο Αλγόριθμος 3.10 περιγράφει τη βασική δομή της 'r-c' τεχνικής χρησιμοποιώντας ουσιαστικά τους Αλγορίθμους 3.8 και 3.9 όπως ορίστηκαν στις προηγούμενες παραγράφους. Το σύνολο A με τα διαθέσιμα κανάλια ορίζεται από τον 'r-c' αλγόριθμο ανάλογα με την περιοχή του χρήστη.

Αλγόριθμος 3.10 R - C αλγόριθμος

```

 $C_{u'} \leftarrow \{..\}$ 
 $A \leftarrow \{1, \dots, N\} \setminus \bigcup_{u \in \mathbf{u}_{temp}} C_u$ 
if  $G_{u', \frac{N}{2}, k_0} > G_{th}$  {εσωτερικός χρήστης}
     $A \leftarrow \{1, \dots, N_1\}$ 
    Go to Αλγόριθμος 3.9
else{εξωτερικός χρήστης}
     $A \leftarrow \{N_1 + 1, \dots, N\}$ 
    Go to Αλγόριθμος 3.8
end(if)

```

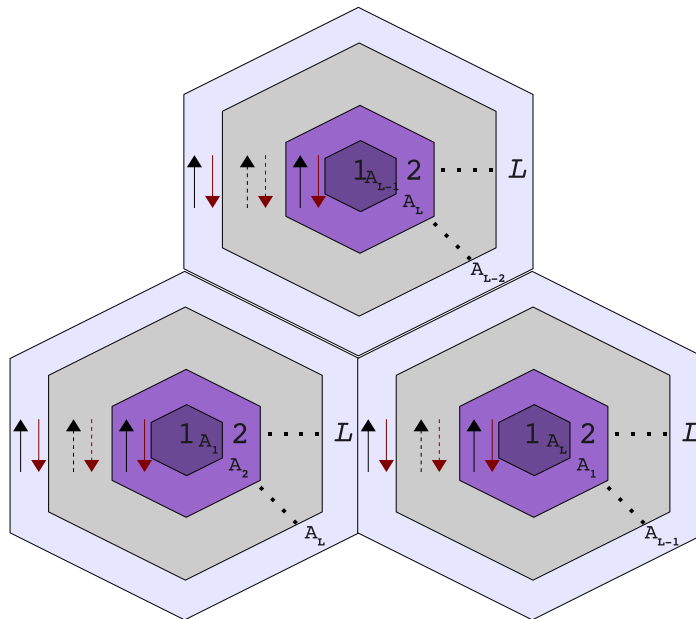
Αν και η ιδέα της συνδυαστικής εφαρμογής δύο απλών αλγορίθμων φάνηκε αρχικά να δίνει την προοπτική βελτιωμένων αποτελεσμάτων (βλ. [30]), ωστόσο σε εκτενέστερες προσομοιώσεις τα αποτελέσματά της δεν ήταν το ίδιο ενθαρρυντικά ([31]). Στην παράγραφο

3.3 του παρόντος κεφαλαίου περιλαμβάνονται αποτελέσματα προσομοιώσεων για την τεχνική αυτή όπου αποδεικνύεται ο ισχυρισμός για τη μέτρια απόδοσή του.

Το επόμενο βήμα στην κατηγορία των συνδυαστικών τεχνικών τυχαίας και συντονισμένης απόδοσης είναι ο χωρισμός της κυψέλης σε περισσότερες περιοχές και σε περισσότερες ομάδες καναλιών. Αν και η φιλοσοφία, επί της αρχής, παραμένει ίδια ωστόσο, ο αλγόριθμος που αναπτύχθηκε σε αυτό το σημείο είχε ουσιαστικές διαφορές με τον προηγούμενο.

Αρχικά, η κυψέλη διαιρείται σε L περιοχές και αντιστοίχως δημιουργούνται L ομάδες καναλιών. Η ανάθεση όμως των ομάδων στις περιοχές δεν είναι σταθερή αλλά εξαρτάται από την ίδια την κυψέλη και συγκεκριμένα από το cellId της. Δημιουργούνται έτσι L σύνολα καναλιών με το κάθε ένα να ορίζεται ως $A_i = \{N_{i-1} + 1, \dots, N_{i-1} + N_i\}, i = 1, \dots, L$. Στην τελευταία σχέση προφανώς $N_0 = 0$ και εάν θεωρήσουμε ότι τα σύνολα A_i είναι ισοπληθή τότε $N_i = \frac{N}{L}, i = 1, \dots, L$. Στο Σχήμα 3.2 εμφανίζονται 3 γειτονικές κυψέλες σε ένα δίκτυο που εφαρμόζει τον συγκεκριμένο αλγόριθμο με L περιοχές και L ομάδες καναλιών.

Οι ομάδες των καναλιών εναλλάσσονται κυκλικά ανάμεσα στις κυψέλες έτσι ώστε η συνολική, αθροιστική απόσταση μεταξύ των ομοδιαυλικών περιοχών για ένα σύστημα με συγκεκριμένο αριθμό από tiers κυψελών να είναι ίδια. Η τεχνική διατηρεί βαθμό επαναχρησιμοποίησης ίσο με τη μονάδα με τρόπο που εξηγείται στη συνέχεια, οπότε πάλι η κάθε ομάδα καναλιών δεν έχει σταθερή απόσταση επαναχρησιμοποίησης.



Σχήμα 3.2: Χωρισμός κυψέλης σε υποπεριοχές στην περίπτωση του fourC αλγορίθμου.

Επιπρόσθετα, όπως φαίνεται από το Σχήμα 3.1 αλλά και από τον Αλγόριθμο 3.10, ο ‘r-c’ προκαθορίζει τόσο το χωρισμό των φερόντων ανάμεσα στις δύο περιοχές όσο και τη φορά ανάθεσής τους στην εξωτερική περιοχή. Ο βελτιωμένος αλγόριθμος αυτής της κατηγορίας, καλείται για ευκολία ‘multiC’ στα επόμενα, αποκτά προσαρμοστικότητα όσον αφορά τη φορά ανάθεσης καναλιών σε κάθε μια από τις $L - 1$ περιοχές της κυψέλης που χρησιμοποιεί τον coordinated αλγόριθμο.

Αλγόριθμος 3.11 Εύρεση φοράς ανάθεση για μια περιοχή στον ‘multiC’

$r_u \leftarrow$ η περιοχή του νέου χρήστη για την οποία δεν έχει ακόμη καθοριστεί η φορά απόδοσης καναλιών

if $r_u = 1$ **do**

$$D(k, r_u) = -1$$

else

$$g_u \leftarrow O_k(r_u)$$

$$K^{g_u} \leftarrow \{k' : k' \in (1 : K \setminus k) \text{ and } \text{isneighbor}(k', k) \text{ and } O_{k'}(1) \neq g_u\}$$

for $i = 1 : |K^{g_u}|$ **do**

$$r \leftarrow \{r : r \in 2 : L \text{ and } (O_{K_i^{g_u}} = g_u)\}$$

$$d_i = D(K_i^{g_u}, r)$$

end(for)

$$d_0 = \{i : i \in \{1 : |d|\} \text{ and } d_i = 0\}$$

$$d_1 = \{i : i \in \{1 : |d|\} \text{ and } d_i = 1\}$$

if $|d_0| > |d_1|$ **do**

$$D(k, r_u) \leftarrow 1$$

else

$$D(k, r_u) \leftarrow 0$$

end(if)

end(if)

Ο Αλγόριθμος 3.12 δίνει τα γενικά βήματα εξέλιξης του προτεινόμενου αλγόριθμου. Όπως και προηγουμένως για τον ‘r-c’ αλγόριθμο, ο καθορισμός της θέσης του χρήστη γίνεται από το κέρδος καναλιού για την κεντρική συχνότητα του συστήματος. Δημιουργούνται έτσι $L - 1$ κατώφλια κέρδους καναλιού $\mathbf{G} = [G_{th}^1 G_{th}^2 \dots G_{th}^{L-1}]$ ενώ το κέρδος του νέου χρήστη

Αλγόριθμος 3.12 MultiC αλγόριθμος

$u \leftarrow$ νέος χρήστης, $S_u \leftarrow$ αριθμός αιτούμενων καναλιών

$k \leftarrow$ εξυπηρετητής νέου χρήστη, $U_k \leftarrow$ χρήστες της κυψέλης k

$O_k \leftarrow$ circshift($[1 : L], k - 1$)

$r_u \leftarrow \underset{\substack{p \in \{1 : L-1\} \text{ AND} \\ p : (G_{u, \frac{N}{2}, k} - G_{th}^p) > 0}}{\text{argmin}} \left(G_{u, \frac{N}{2}, k} - G_{th}^p \right)$

$C_u \leftarrow \{..\}$

$C_k \leftarrow \bigcup_{u' \in U_k} C_u$ %κανάλια που χρησιμοποιούνται ήδη στην κυψέλη k

while $|C_u| < S_u$ **and** $S_u < (N - |C_k|)$ **do**

$S'_u \leftarrow (S_u - |C_u|)$

$g_u \leftarrow O_k(r_u)$

$A \leftarrow C_{g_u} \setminus C_k$

if $\bigcup_{u' \in U_k} C_u = \emptyset$ **do**

Go to Αλγόριθμος 3.11

end(if)

if $r_u = 1$ **do**

$C'_u \leftarrow \bigcup_i a_i : i$ λαμβάνει S'_u τυχαίες τιμές από τις $|A|$ διαθέσιμες

else

if $D(k, r_u) = 1$ **do**

$C'_u \leftarrow \bigcup_{i=1}^{i=S'_u} a_i, a_i \in A$

else

$C'_u \leftarrow \bigcup_{i=|A|-S'_u+1}^{i=|A|} a_i, a_i \in A$

end(if)

end(if)

if $r_u = L$ **do**

$r_u \leftarrow r_u : \text{τυχαία τιμή στο διάστημα } (1 : L - 1)$

else

$r_u \leftarrow r_u + 1$

end(if)

$C_u \leftarrow C_u \cup C'_u$

end (while)

$G_{u,N/2,k}$ κρίνει την περιοχή (r_u) στην οποία αυτός ανήκει (βλ. γραμμή 4, Αλγ. 3.12). Στον ίδιο αλγόριθμο με O_k αποδίδεται η σειρά ανάθεσης των L συνόλων στις L περιοχές της k κυψέλης, ενώ C_u και C_k είναι το σύνολο των καναλιών που έχει αποδοθεί στο νέο χρήστη και στους χρήστες της κυψέλης του αντίστοιχα. Σημειώνεται ότι ο τρόπος κατανομής των L ομάδων καναλιών στις περιοχές τις κάθε κυψέλης (O_k) μπορεί να ακολουθεί και άλλους τρόπους πέρα του προτεινόμενου (κυκλική εναλλαγή).

Ο νέος χρήστης u θα λάβει κανάλια από το g_u group. Με A αποδίδεται το σύνολο των διαθέσιμων προς ανάθεση καναλιών για τον u χρήστη, το οποίο αποτελεί υποσύνολο του αρχικού διαθέσιμου C_{g_u} αφού αφαιρεθούν τα ήδη χρησιμοποιημένα (C_k) κανάλια (βλ. γραμμή 10 Αλγόριθμος 3.12).

Εάν ο χρήστης u είναι ο πρώτος χρήστης της περιοχής r_u τότε η φορά ανάθεσης καναλιών δεν έχει ακόμη καθοριστεί για αυτή την περιοχή και ο Αλγόριθμος 3.11 πρέπει να προηγηθεί. Ο Αλγόριθμος 3.11 περιγράφει τον τρόπο καθορισμού της φοράς ανάθεσης καναλιών σε μια περιοχή μέσω της μεταβλητής $D(k, r_u)$. Εάν η περιοχή ενδιαφέροντος είναι η 1 (κεντρική περιοχή) τότε η τεχνική ανάθεσης είναι η random και δεν υφίσταται η έννοια της φοράς. Σε αντίθετη περίπτωση, ο αλγόριθμος βρίσκει τις κυψέλες (K^{g_u}) του δικτύου οι οποίες έχουν ενεργό χρήστη σε περιοχή, εκτός της 1, με group αυτό του χρήστη (g_u) και είναι γειτονικές με την κυψέλη k του νέου χρήστη. Ανάλογα με το ποια φορά ‘κυριαρχεί’ στις K^{g_u} κυψέλες επιλέγεται η αντίθετη για την περιοχή r_u .

Εφόσον έχουν οριστεί τόσο η περιοχή του νέου χρήστη όσο και η φορά ανάθεσης, ο χρήστης λαμβάνει τα αιτούμενα S'_u κανάλια (βλ. γραμμές 14-22 στον Αλγόριθμο 3.12). Ο αλγόριθμος ολοκληρώνεται όταν ο χρήστης αποκτήσει τα S_u κανάλια που απαιτεί. Σημειώνεται ότι, όπως και στην περίπτωση της ‘t-c’ τεχνικής, εάν η αρχική περιοχή r_u δεν έχει αρκετά κανάλια ώστε να καλύψει τις απαιτήσεις του χρήστη, ανατίθενται κανάλια από επόμενη περιοχή (βλ. γραμμές 23-27). Ο έλεγχος για την δυνατότητα ικανοποίησης της απαίτησης του χρήστη για S_u κανάλια πραγματοποιείται πριν ο αλγόριθμος μπει στο βρόχο while.

3.3 Προσομοίωση RRM τεχνικών - Έλεγχος επίδοσης

Σε αυτή την παράγραφο παρατίθενται και σχολιάζονται τα αποτελέσματα των RRM αλγορίθμων που προσομοιώθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διατριβής. Οι τεχνικές που προσομοιώθηκαν ήταν οι sequential, coordinated, random, random-coordinated, MultiC και adaptive. Ειδικά για την περίπτωση του MultiC προσομοιώθηκε η τεχνική για $L = 4$ περιοχές και για $L = 4$ groups καναλιών. Η τεχνική με τις τέσσερις περιοχές καλείται στα επόμενα 'fourC'.

Οι τεχνικές που ελέγχονται σε αυτή την παράγραφο ακολουθούν τη διαδικασία των τριών βημάτων που περιγράφηκε στην παράγραφο 3.1.4. Το βήμα 3 εξασφαλίζει ότι ο νέος χρήστης θα λάβει το ρυθμό που ζήτησε και ότι οι παλιοί χρήστες που έχουν ήδη γίνει αποδεκτοί στο δίκτυο θα διατηρήσουν το ρυθμό τους. Το βήμα 3 ουσιαστικά επιχειρεί έλεγχο ισχύος στους ομοδιαυλικούς σταθμούς βάσης ώστε να διατηρηθεί το QoS των ομοδιαυλικών χρηστών. Στο ίδιο βήμα πραγματοποιείται και προσαρμοστική διαμόρφωση όταν το δίκτυο την επιτρέπει.

Ο έλεγχος της επίδοσης των τεχνικών γίνεται με δύο σετ προσομοιώσεων. Στο πρώτο σετ πραγματοποιείται εκτίμηση της επίδοσης των αλγορίθμων με περιορισμένο αριθμό προσομοιώσεων, ενώ στο δεύτερο σετ πραγματοποιούνται εκτεταμένες προσομοιώσεις με ντετερμινιστικά περιβάλλοντα διάδοσης (ray tracing propagation models) και με ρεαλιστικές απαιτήσεις χρηστών.

3.3.1 Αρχικός έλεγχος της απόδοσης των αλγορίθμων

Οι προτεινόμενες τεχνικές εφαρμόζονται σε δίκτυα με πρόβλεψη διατήρησης του QoS των χρηστών, πραγματοποιείται έλεγχος ισχύος ενώ δίνεται και η δυνατότητα προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Στον Πίνακα 3.1 δίνονται σύντομα οι παράμετροι που του OFDMA δικτύου που προσομοιώθηκε.

Για την αρχική εκτίμηση των αλγορίθμων θεωρήθηκε σταθερό κανάλι χρήστη ($n_{CH} = 4$) και μοναδική επιτρεπόμενη διαμόρφωση η QPSK. Άρα ο κάθε χρήστης που εισέρχεται στο δίκτυο και ζητά να εξυπηρετηθεί ζητά ρυθμό ίσος προς $r_u = 625\text{Kbps}$. Οι χρήστες εισέρχονται σειριακά στο σύστημα με τη θέση τους να ακολουθεί την ομοιόμορφη κατανομή. Για την

Αριθμός Κυψελών	$K = 7$
Ακτίνα Κυψέλης	$R = 0.8km$
Κεντρική Συχνότητα	$f_c = 2.5GHz$
Διαθέσιμο φάσμα	$BW = 10MHz$
Αριθμός OFDM carriers	$N = 128$
Απόσταση carriers	$\Delta f = 78.125kHz$
Bit Error Rate	$Pe = 10^{-5}$
BS μέγιστη ισχύς μετάδοσης	$P_{BS}^{max} = 43dBm$
BS κέρδος κεραίας	$G_{BS}^{Tx} = 14dBi$ (Ομοιοκατευθυντική)
MS κέρδος κεραίας	$G_{MS}^{Rx} = -1dBi$ (Ομοιοκατευθυντική)
Μοντέλο διάδοσης	
Κεντρική Κυψέλη	Ray Tracing
Υπόλοιπες Κυψέλες	COST-Hata-Model[32]
BS ύψος κεραίας	$h_{BS} = 15m$
MS ύψος κεραίας	$h_{MS} = 1.5m$
Σκίαση	$\sigma_{shadowing} = 8dB$
MS Συντελεστής θορύβου	$F_{MS}^{Rx} = 7dB$
Πυκνότητα Ισχύος λευκού θορύβου	$N_0 = -174 \frac{dBm}{Hz}$

Πίνακας 3.1: Παράμετροι Προσομοίωσης για το OFDMA δίκτυο

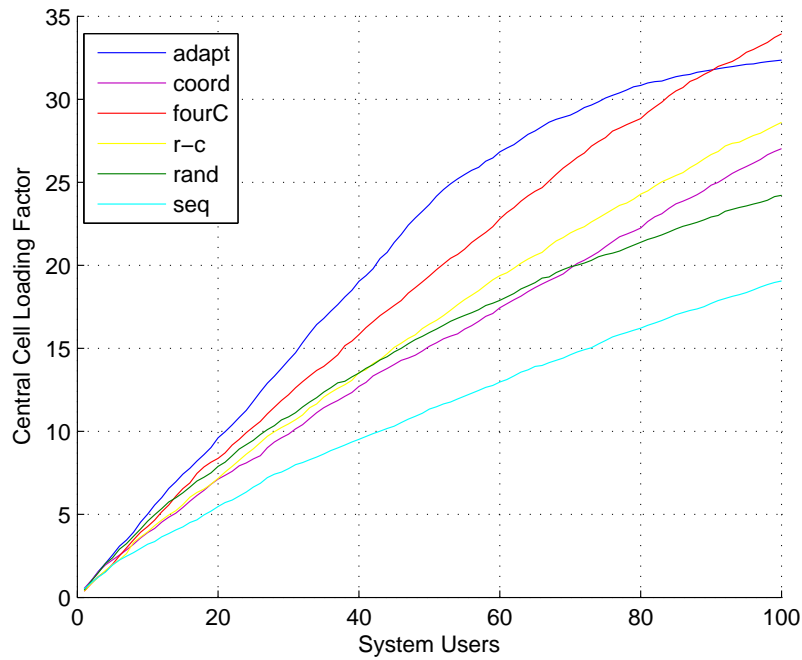
εξαγωγή συμπερασμάτων αναφορικά με την επίδοση των τεχνικών χρησιμοποιούνται Monte Carlo επαναλήψεις και τελικά λαμβάνεται η μέση τιμή των επαναλήψεων αυτών. Τα διαγράμματα που ακολουθούν έχουν προκύψει από τη μέση τιμή 300 Monte Carlo επαναλήψεων.

Τα Σχήματα 3.3 - 3.6 παρουσιάζουν το loading factor, το throughput, την ισχύ κάτω ζεύξης της κεντρικής κυψέλης καθώς και την πιθανότητα απόρριψης χρήστη του δικτύου συναρτήσει των χρηστών που προσπαθούν να εισέλθουν σε αυτό. Σκοπός αυτών των διαγραμμάτων είναι πρώτον, να δείξουν τη συμπεριφορά των τεχνικών χωρίς CSI, και δεύτερον να συγκρίνουν την επίδοσή τους με την τεχνική adaptive που προϋποθέτει γνώση καναλιού για την απόδοση φερόντων στους χρήστες.

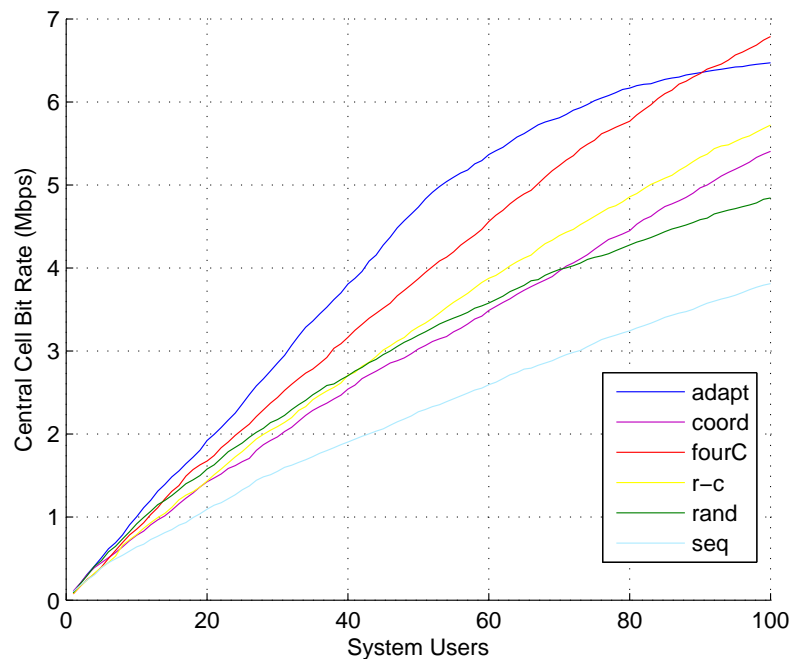
Όπως αναμενόταν η τεχνική 'seq' έχει τη χειρότερη απόδοση μιας και δε λαμβάνει κανένα μέτρο καταστολής παρεμβολών. Η τεχνική αυτή παρατίθεται για λόγους πληρότητας και δεν θα λαμβάνεται υπόψιν στα επόμενα. Θεωρώντας αρχικά μόνο τις τέσσερις τεχνικές χωρίς CSI παρατηρούμε ότι η τεχνική 'fourC' παρουσιάζει την καλύτερη επίδοση, συγκρίσιμη με αυτή της adaptive. Επίσης σημειώνεται ότι οι τεχνικές 'coord' και 'rand' παρουσιάζουν παρόμοιες επιδόσεις για αυτό το σενάριο προσομοίωσης, ενώ λίγο καλύτερη εμφανίζεται η συνδυαστική τεχνική 'r-c'.

Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι μετά τους 90 περίπου χρήστες η τεχνική 'fourC' ξεπερνάει σε επιδόσεις ακόμη και την adaptive τεχνική. Στους 90 ωστόσο χρήστες η πιθανότητα απόρριψης έχει φτάσει περίπου το 17% (βλ. Σχήμα 3.6), τιμή οριακή για τη λειτουργία οποιουδήποτε δικτύου. Τέλος, το Σχήμα 3.6 καταδεικνύει με τον καλύτερο τρόπο την αξία της γνώσης καναλιού στον πομπό κατά τη διαδικασία ανάθεσης φερόντων στους χρήστες. Η τεχνική adaptive διατηρεί σχεδόν μηδενική πιθανότητα απόρριψης για τους 50 πρώτους χρήστες του δικτύου.

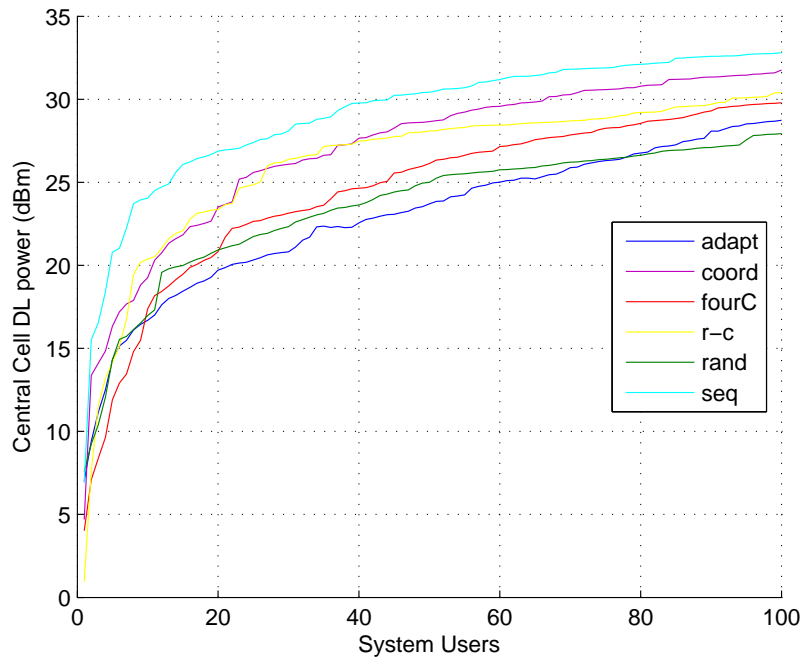
Τα Σχήματα 3.7 - 3.10 περιγράφουν τη συμπεριφορά των ίδιων έξι τεχνικών υπό τις ίδιες απαιτήσεις χρηστών ($n_{CH} = 4$, $r_u = 625\text{Kbps}$) μόνο που τώρα το δίκτυο έχει τη δυνατότητα προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Συγκεκριμένα, το κάθε φέρον μπορεί να διαμορφωθεί ανάλογα με το SINR του με μια εκ των τριών διαμορφώσεων: QPSK, 4-QAM, 16QAM. Αξίζει να σημειωθεί ότι η προσαρμοστική διαμόρφωση απαιτεί τη γνώση καναλιού από τον πομπό (τουλάχιστον σε επίπεδο SINR) γεγονός που ουσιαστικά εξουδετερώνει το πλεονέκτημα των υπό εξέταση πέντε τεχνικών χωρίς CSI. Οπότε στα επόμενα αποτελέσματα οι τεχνικές χωρίς CSI της παραγράφου 3.2 πρέπει να συγκριθούν δίκαια και με την τεχνική



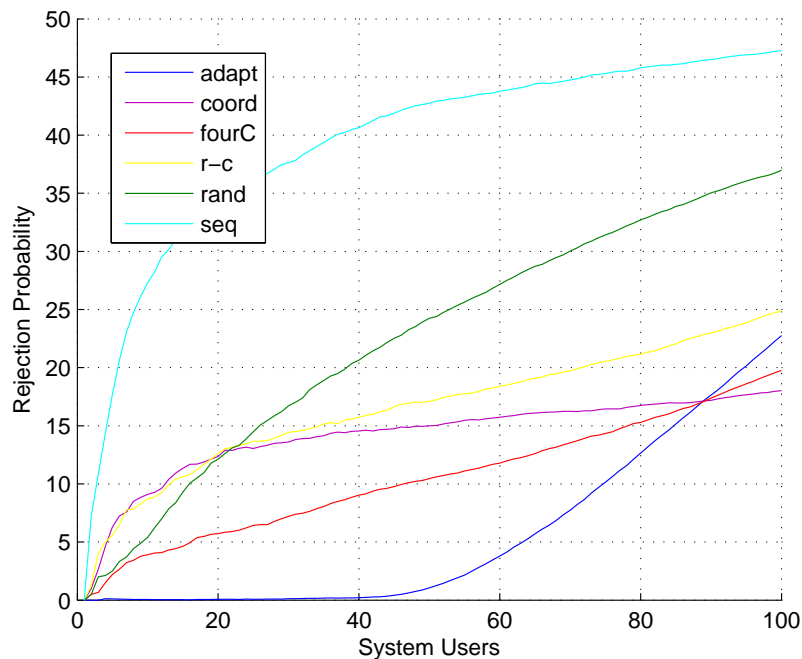
Σχήμα 3.3: Το ποσοστό χρησιμοποίησης των καναλιών της κεντρικής κυψέλης. Το κανάλι του χρήστη έχει $nCH = 4$ φέροντα. Το δίκτυο χρησιμοποιεί αποκλειστικά διαμόρφωση QPSK, άρα οι χρήστες ζητούν 625Kbps.



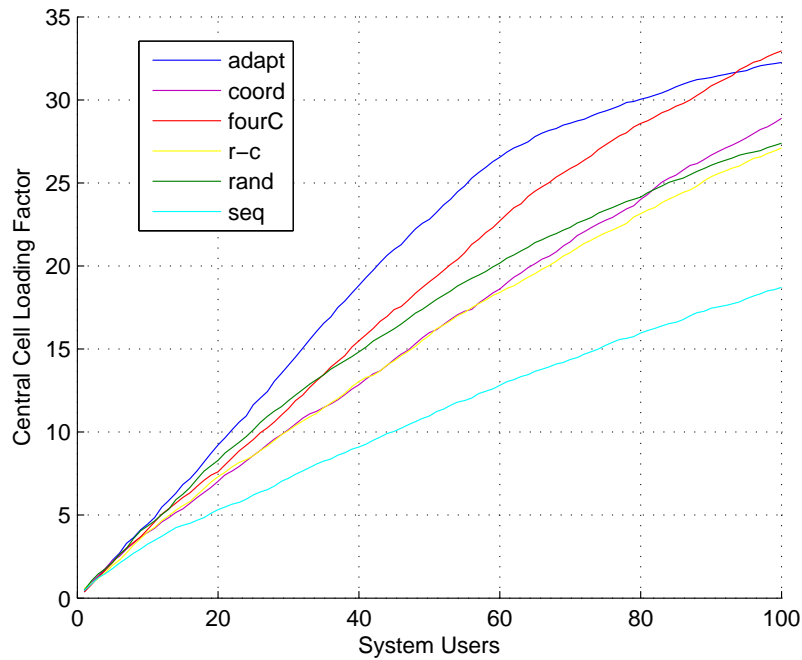
Σχήμα 3.4: Η ρυθμοαπόδοση σε Mbps της κεντρικής κυψέλης. Το κανάλι του χρήστη έχει $nCH = 4$ φέροντα. Το δίκτυο χρησιμοποιεί αποκλειστικά διαμόρφωση QPSK, άρα οι χρήστες ζητούν 625Kbps.



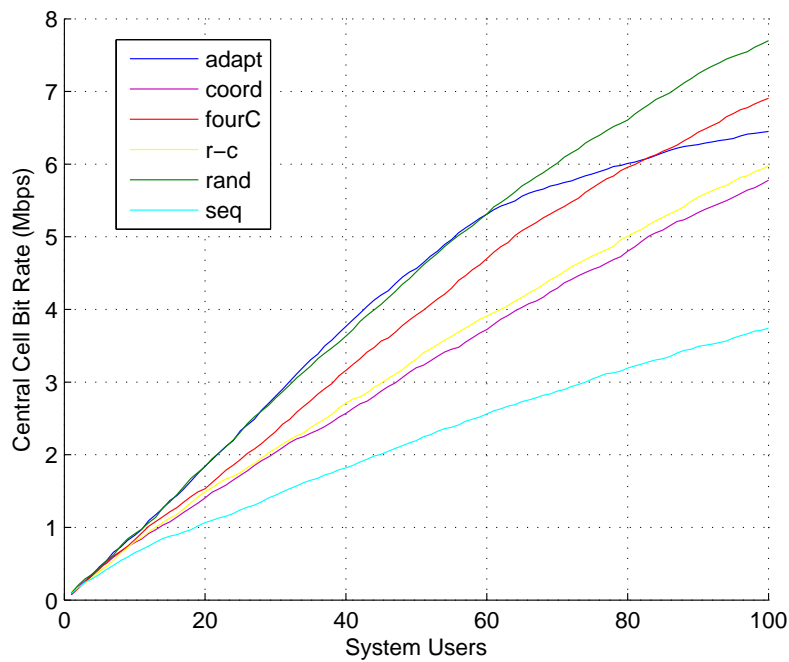
Σχήμα 3.5: Η ισχύς κάτω ζεύξης του σταθμού βάσης της κεντρικής κυψέλης. Το κανάλι του χρήστη έχει $nCH = 4$ φέροντα. Το δίκτυο χρησιμοποιεί αποκλειστικά διαμόρφωση QPSK, άρα οι χρήστες ζητούν 625Kbps.



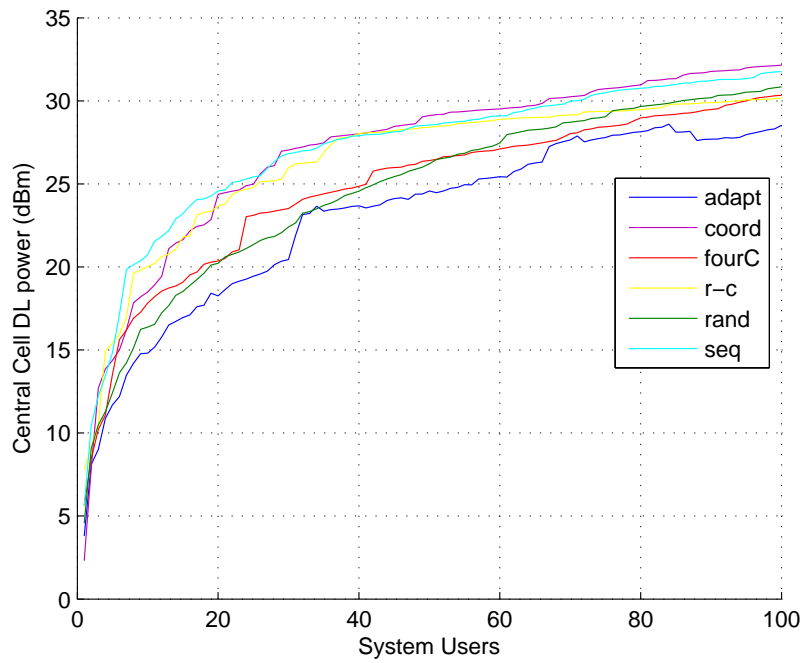
Σχήμα 3.6: Η πιθανότητα απόρριψης χρήστη. Το κανάλι του χρήστη έχει $nCH = 4$ φέροντα. Το δίκτυο χρησιμοποιεί αποκλειστικά διαμόρφωση QPSK, άρα οι χρήστες ζητούν 625Kbps.



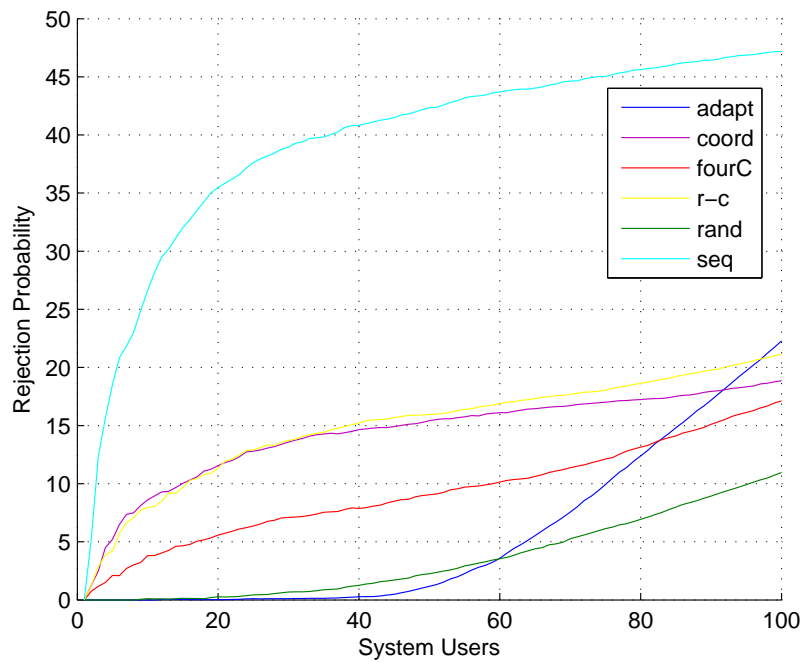
Σχήμα 3.7: Το ποσοστό χρησιμοποίησης των καναλιών της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Οι χρήστες ζητούν 625Kbps.



Σχήμα 3.8: Η ρυθμοαπόδοση σε Mbps της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Οι χρήστες ζητούν 625Kbps.



Σχήμα 3.9: Η ισχύς κάτω ζεύξης του σταθμού βάσης της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Οι χρήστες ζητούν 625Kbps.



Σχήμα 3.10: Η πιθανότητα απόρριψης χρήστη. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση (QPSK, 16-QAM, 64-QAM). Οι χρήστες ζητούν 625Kbps.

adaptive μιας ο βαθμός πολυπλοκότητάς τους είναι πλέον συγκρίσιμος.

Αν και ο βαθμός χρησιμοποίησης των πόρων της κυψέλης σε επίπεδο φερόντων (βλ. Σχήμα 3.7) διατηρεί περίπου ίδια συμπεριφορά με προηγούμενως (βλ. Σχήμα 3.3), δε συμβαίνει πλέον το ίδιο για τα υπόλοιπα μετρούμενα μεγέθη (throughput, DL power, rejection probability). Παρατηρείται μια θεαματική άνοδος της random τεχνικής η οποία μετά τους 60 περίπου χρήστες ξεπερνάει και την επίδοση της adaptive τεχνικής. Μάλιστα το ξεκάθαρο πλεονέκτημα της τεχνικής adaptive αναφορικά με την πιθανότητα απόρριψης στις προηγούμενες προσομοιώσεις (βλ. Σχήμα 3.6) εδώ φαίνεται να εκμηδενίζεται μιας και η random τεχνική εμφανίζει ελάχιστα μεγαλύτερη πιθανότητα απόρριψης πριν από τους 60 χρήστες. Τέλος, η τεχνική adaptive συνεχίζει να υπερτερεί στη μειωμένη ισχύ κάτω ζεύξης που εμφανίζει μιας πραγματοποιεί επανεκχώρηση των φερόντων της κυψέλης του νέου χρήστη με κριτήριο την ελάχιστη ισχύ.

Άμεσο συμπέρασμα της προηγούμενης μελέτης είναι ότι στην περίπτωση που δεν είναι δυνατή η γνώση του καναλιού για τη διαδικασία κατανομής καναλιών στους χρήστες, η προτεινόμενη μέθοδος 'fourC' προσφέρει τη μέγιστη δυνατή επίδοση έναντι των υπολοίπων τεχνικών που δοκιμάστηκαν. Αντίθετα, όταν η γνώση του καναλιού θεωρείται δεδομένη, τότε μια κλασική τεχνική interference averaging, όπως η προσομοιωθείσα random, με τη βοήθεια την προσαρμοστικής διαμόρφωσης προσφέρει αρκούντως ικανοποιητικές επιδόσεις εξαλείφοντας την ανάγκη για τεχνικές προσαρμοστικής απόδοσης καναλιών όπως ο adaptive αλγόριθμος που επίσης προσομοιώθηκε.

3.3.2 Εκτεταμένος έλεγχος της επίδοσης των αλγορίθμων με ray tracing μοντέλο διάδοσης

Τα αποτελέσματα της προηγούμενης παραγράφου έδωσαν μια πρώτη εκτίμηση για την επίδοση των υπό εξέταση τεχνικών RRM. Η αλγόριθμος adaptive, όπως αναμενόταν, υπερτερεί ξεκάθαρα έναντι των υπολοίπων. Το κόστος όμως της γνώσης του καναλιού σε επίπεδο φέροντος καθιστά συχνά τις τεχνικές RRM χωρίς CSI μοναδική λύση. Σε αυτή την παράγραφο θα εξεταστεί η επίδοση των ίδιων τεχνικών υπό αυστηρότερες και ρεαλιστικότερες συνθήκες. Αναγκαία είναι η αλλαγή του μοντέλου διάδοσης όπου πλέον γίνεται χρήση ray tracing τεχνικής για τον προσδιορισμό του καναλιού των χρηστών της κεντρικής

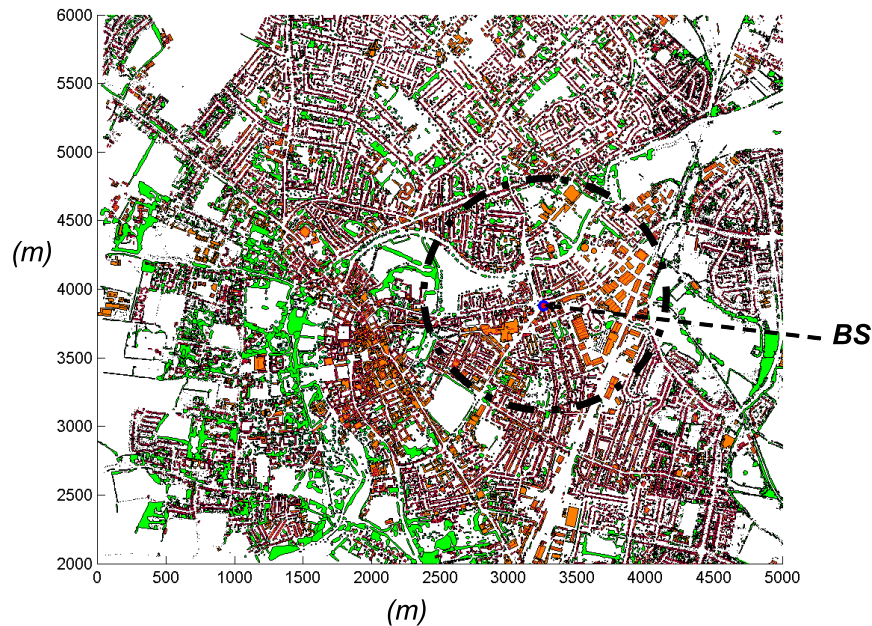
κυψέλης. Η ray tracing τεχνική που χρησιμοποιήθηκε περιγράφεται στην αμέσως επόμενη παράγραφο ενώ τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων συγκεντρώνονται στην παράγραφο 3.3.2.2.

3.3.2.1 Ray tracing μοντέλο διάδοσης

Η ακρίβεια του μοντέλου διάδοσης παίζει σημαντικό ρόλο στην επίδοση των ασύρματων συστημάτων όπως π.χ. αποδεικνύεται στο [33]. Διαπιστώνοντας την ανάγκη αυτή και στην παρούσα μελέτη επίδοσης των υπό εξέταση RRM τεχνικών, γίνεται χρήση ντετερμινιστικών μεθόδων πρόβλεψης πεδίου όπως η τεχνική ray tracing [34].

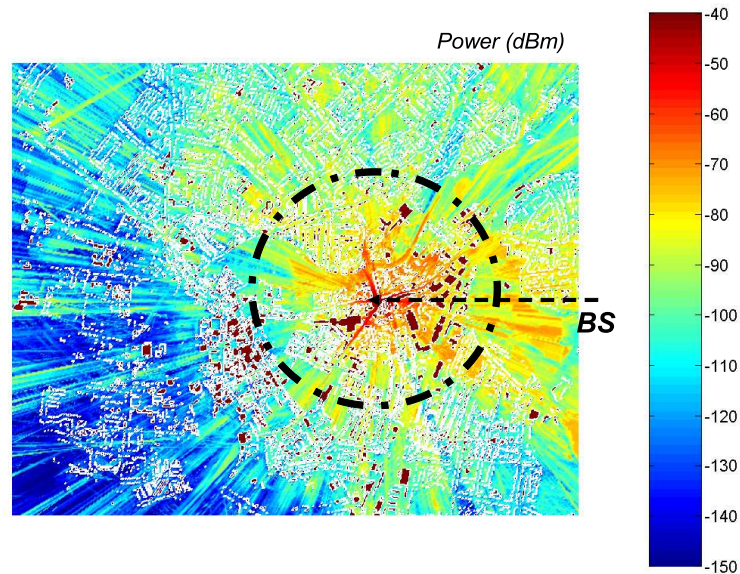
Ο αλγόριθμος ray tracing που χρησιμοποιήθηκε σε αυτή τη μελέτη περιγράφεται αναλυτικά στο [35] και λαμβάνει υπόψη του ανακλάσεις από το έδαφος, κτίρια καθώς και την εξασθένιση του πεδίου καθώς διέρχεται από το φύλλωμα των δέντρων [36].

Το περιβάλλον προσομοίωσης είναι ένα τυπικό αστικό περιβάλλον έκτασης $\sim 20 \text{ km}^2$ (Εικόνα 3.11) ενώ η Εικόνα 3.12 εμφανίζει την κατανομή ισχύος σε αυτό.



Σχήμα 3.11: Το περιβάλλον προσομοίωσης για την κεντρική κυψέλη.

Τέλος, στο Σχήμα 3.13 αποδίδεται η συγκεντρωτική συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (Cumulative Distribution Function - CDF) του εύρους συνοχής όπως αυτό υπολογίζεται από την RMS τιμή του χρόνου διασποράς (RMS delay spread) σε κάθε σημείο της περιοχής προσομοίωσης (grid resolution 10m). Από το ίδιο σχήμα διαπιστώνεται ότι για περισ-



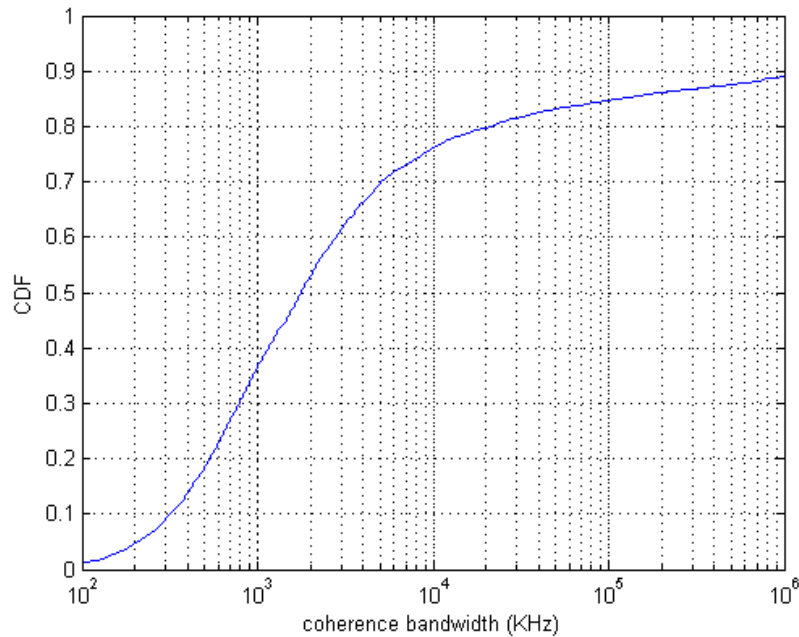
Σχήμα 3.12: Τα λαμβανόμενα επίπεδα ισχύος στην έκταση του περιβάλλοντος προσομοίωσης.

σότερο από το 98% των περιπτώσεων το διάστημα εύρους συνοχής παραμένει μεγαλύτερο από τα 100KHz, άρα το κανάλι για τα καθένα από τα 128 carriers (βλ. Πίνακα 3.1) υπόκειται σε επίπεδες δαλείψεις. Το συμπέρασμα αυτό χρησιμοποιήθηκε ούτως ώστε να παραχθούν οι ελάχιστες απαραίτητες κρουστικές καναλιού με βήμα 100KHz.

3.3.2.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης

Εκτός από το διαφορετικό μοντέλο διάδοσης, στις προσομοιώσεις της παρούσας παραγράφου (3.3.2) οι χρήστες ζητούν τυχαία υπηρεσία από ένα προσφερόμενο σύνολο ενώ δίδεται και η δυνατότητα προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Το δίκτυο εγγύεται και σε αυτή την περίπτωση τη διατήρηση της ποιότητας υπηρεσίας των χρηστών που έχουν ήδη γίνει αποδεκτοί μέσω του ελέγχου ισχύος των ομοδιαυλικών σταθμών βάσεων.

Οι γενικές παράμετροι προσομοίωσης παραμένουν αυτές του Πίνακα 3.1 ενώ εκτελούνται συνολικά τέσσερις προσομοιώσεις με διαφορετικά setup. Η επίδοση των τεχνικών ('seq', 'coord', 'rand', 'r-c', 'fourC', 'adapt') ελέγχεται με βάση το throughput και το loading factor της κεντρικής κυψέλης στην κάτω ζεύξη. Αρχικά μελετάται η συμπεριφορά των τεχνικών στις διαφορετικές απαιτήσεις των χρηστών χρησιμοποιώντας αποκλειστικά QPSK διαμόρφωση. Ειδικότερα, χρησιμοποιούνται δύο σύνολα υπηρεσιών (service set 1

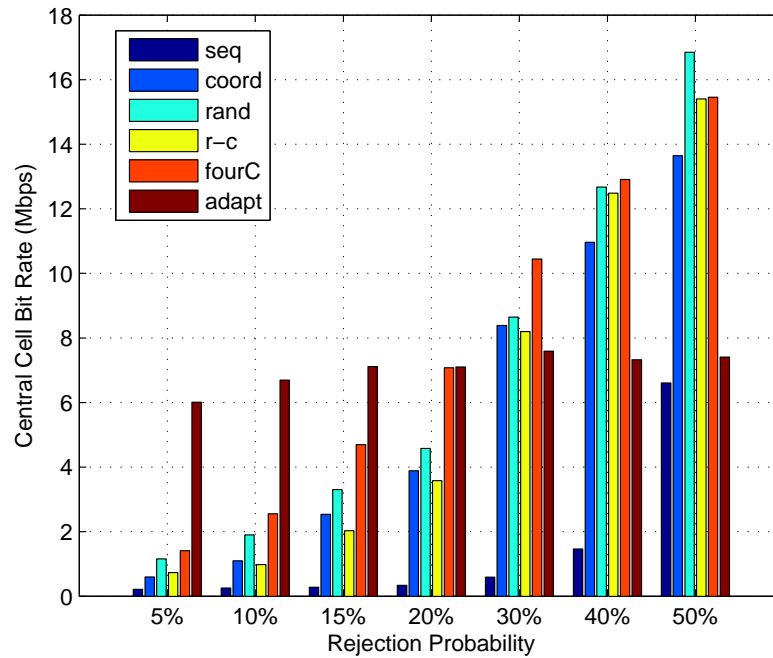


Σχήμα 3.13: Η CDF.καμπύλη του εύρους συνοχής για το περιβάλλον προσομοίωσης.

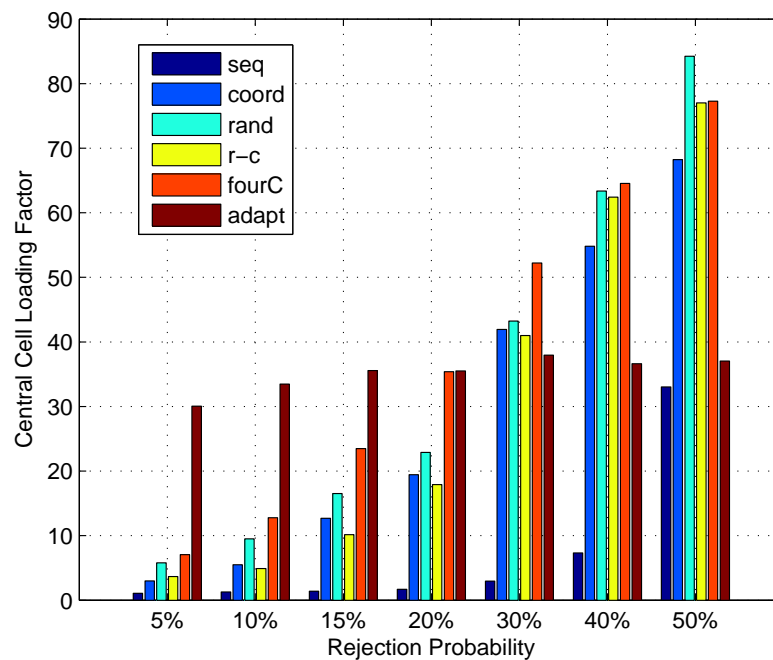
και service set 2) από τα οποία μπορούν να αιτούν τυχαία ρυθμό οι χρήστες του δικτύου. Το set 1 περιλαμβάνει χαμηλούς ρυθμούς (128Kbps, 256Kbps, 512Kbps) και το set 2 υψηλότερους (512Kbps, 1024Kbps, 2048Kbps). Σε δεύτερο στάδιο πραγματοποιούνται οι ίδιες προσομοιώσεις μόνο που τώρα το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση ανά φέρον. Οι δυνατές διαμορφώσεις είναι όπως και προηγουμένως οι QPSK, 4-QAM και 16-QAM.

Στα Σχήματα 3.14 και 3.15 εμφανίζεται το throughput και αντίστοιχα το loading factor της κεντρικής κυψέλης όταν ο δίκτυο δουλεύει με συγκεκριμένη μέγιστη πιθανότητα απόρριψης χρήστη (Rejection Probability). Για χαμηλές τιμές Rejection Probability η τεχνική adaptive υπερτερεί σαφώς προσφέροντας Bit Rate στην κάτω ζεύξη 6Mbps-7Mbps. Αν και οι ρυθμοί που επιτυγχάνουν στις χαμηλές rejection probabilities οι υπόλοιπες τεχνικές είναι εμφανώς μικρότερες, ωστόσο τα 2.5Mbps που προσφέρει στην κεντρική κυψέλη η τεχνική 'fourC' για 10% rejection probability και τα 5Mbps περίπου για 15% είναι ικανοποιητικά ποσοστά επίδοσης. Εξάλλου, ένα δίκτυο ασύρματων επικοινωνιών στα πρώτα χρόνια της λειτουργίας του δεν επιδιώκει μικρότερες πιθανότητες απόρριψης χρήστη από 10-15% μιας και τόσο η υποδομή του όσο και η ζήτηση είναι σε πρώιμο στάδιο.

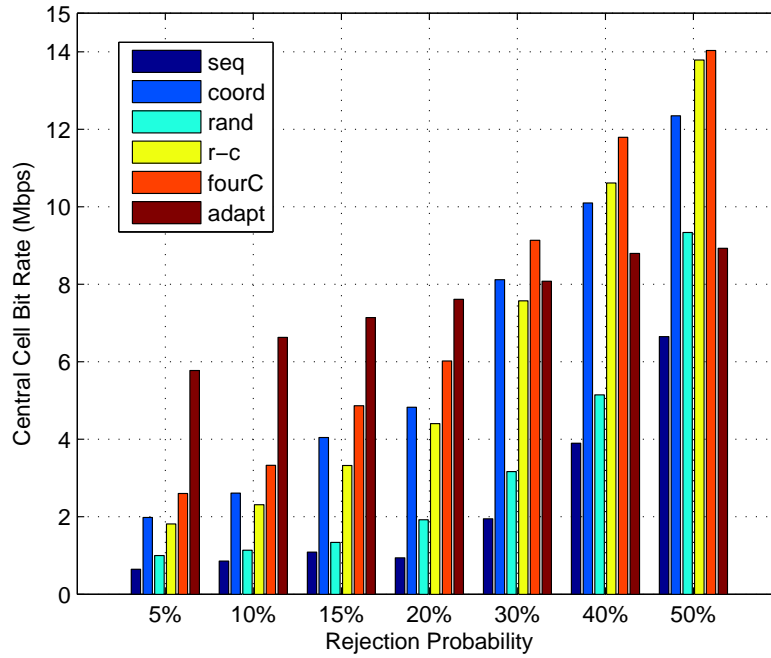
Στα Σχήματα 3.16 και 3.17 εμφανίζεται πάλι του throughput και το loading factor της κεντρικής κυψέλης στην κάτω ζεύξη μόνο που τώρα οι χρήστες του δικτύου αιτούν



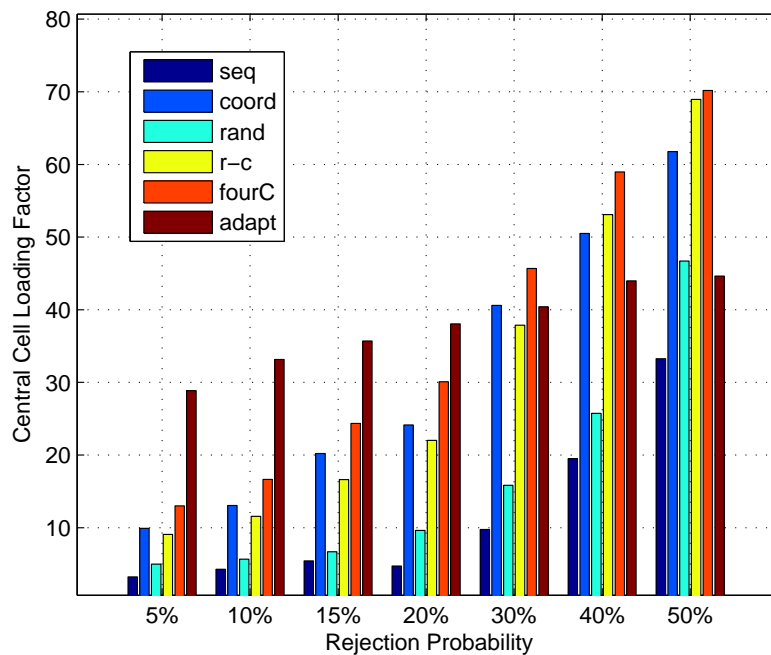
Σχήμα 3.14: Η ρυθμοαπόδοση σε Mbps της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί διαμόρφωση QPSK. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 1.



Σχήμα 3.15: Το ποσοστό χρησιμοποίησης των φερόντων της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί διαμόρφωση QPSK. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 1.



Σχήμα 3.16: Η ρυθμοαπόδοση σε Mbps της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί διαμόρφωση QPSK. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 2.



Σχήμα 3.17: Το ποσοστό χρησιμοποίησης των φερόντων της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί διαμόρφωση QPSK. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 2.

μεγαλύτερο bit rate. Συγκεκριμένα, οι χρήστες ζητούν τυχαία υπηρεσία από το service set 2 όπου set 2 όπως ορίστηκε παραπάνω.

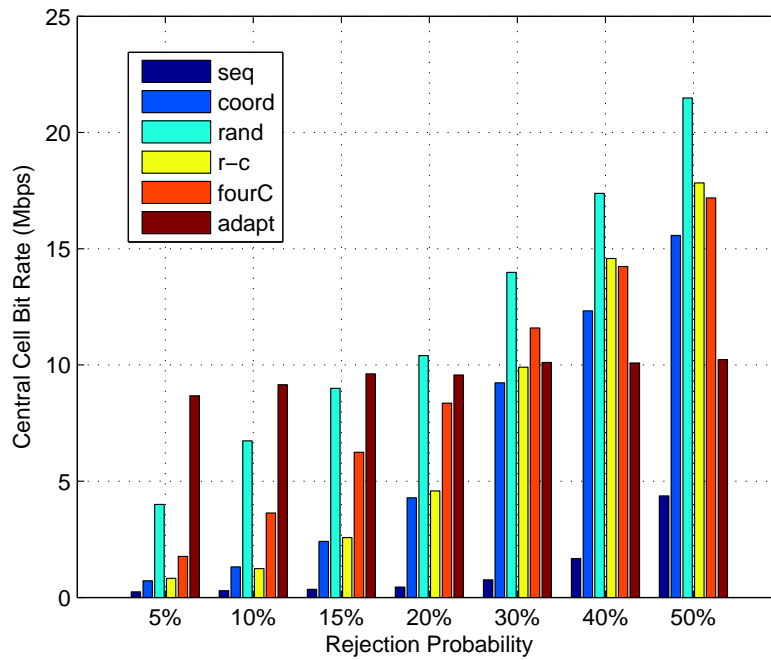
Συγκρίνοντας το Σχήμα 3.16 με το 3.14 παρατηρείται μια σαφής αύξηση της επίδοσης της 'coord' τεχνικής για χαμηλές πιθανότητες απόρριψης με την εφαρμογή μεγαλύτερου service set. Ακολούθως, βελτιώνονται και οι τεχνικές που χρησιμοποιούν την 'coord' τεχνική, κοινώς η 'r-c' και η 'fourC'. Ταυτόχρονα, η τεχνική 'rand' που για την περίπτωση του set 1 είχε τη δεύτερη καλύτερη επίδοση μετά την 'fourC' (συγκρίνοντας αποκλειστικά τις τεχνικές χωρίς CSI), στην περίπτωση του set 2 η επίδοσή της χειροτερεύει. Σχεδόν ανεπηρέαστη από την εφαρμογή μεγαλύτερου service set εμφανίζεται η τεχνική adaptive.

Οι παρατηρήσεις που αναφέρθηκαν προκύπτουν και ως λογικά συμπεράσματα εάν ληφθεί υπόψη το γεγονός ότι οι μεγαλύτερες απαιτήσεις σε bit rate των χρηστών σε ένα σύστημα χωρίς προσαρμοστική διαμόρφωση θα ικανοποιηθούν μόνο μέσω της χρήσης περισσότερων φερόντων στο κανάλι του κάθε χρήστη. Αναμενόμενα λοιπόν, τεχνικές που εκμεταλλεύονται το φάσμα σειριακά, όπως οι 'coord', 'r-c' και 'fourC', θα έχουν καλύτερη συμπεριφορά έναντι των τεχνικών που χρησιμοποιούν frequency hopping μεθόδους όπως η random.

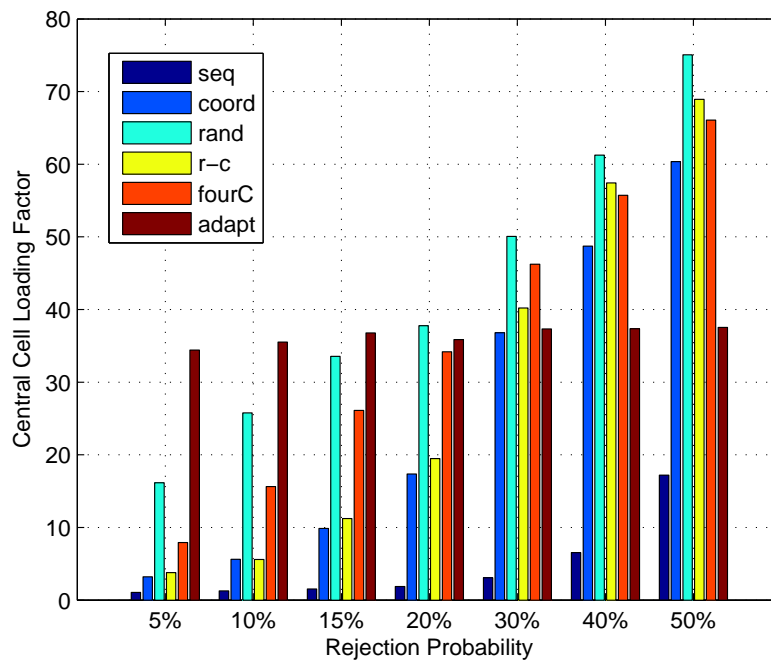
Αξίζει τέλος να σημειωθεί ότι σε όλες τις περιπτώσεις το ποσοστό χρησιμοποίησης φερόντων (loading factor) της κεντρικής κυψέλης (βλ. Σχήματα 3.17 και 3.17) για χαμηλές πιθανότητες απόρριψης χρήστη παραμένει εξαιρετικά χαμηλό. Το ποσοστό αυτό και η πιθανότητα απόρριψης χρήστη είναι δύο μεγέθη αμοιβαίως αποκλειόμενα. Η ταυτόχρονη βελτιστοποίησή τους μπορεί να επιτευχθεί είτε μέσω τεχνικών κλασματικής επαναχρησιμοποίησης φάσματος (Fractional Frequency Reuse) [37], είτε με την εφαρμογή τεχνικών κεραίας, κοινώς μέσω τεχνικών που θα μειώσουν συνολικά τα επίπεδα παρεμβολής του δικτύου. Η δεύτερη περίπτωση εξετάζεται αναλυτικά στο επόμενο κεφάλαιο.

Στη συνέχεια εξετάζονται οι ίδιες τεχνικές αλλά με την εφαρμογή προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Οι δυνατές διαμορφώσεις είναι πάλι οι QPSK, 16-QAM και 64-QAM.

Στα Σχήματα 3.18 και 3.19 παρουσιάζεται το throughput και το loading factor της κεντρικής κυψέλης όταν οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το set 1 και το σύστημα διαθέτει προσαρμοστική διαμόρφωση. Όπως είχε φανεί και από τα αποτελέσματα της παραγράφου 3.3.1 η προσαρμοστική διαμόρφωση ευνοεί ιδιαίτερα την τεχνική random. Συγκεκριμένα, για το set 1 η προσαρμοστική διαμόρφωση οδηγεί σε μια αύξηση του bit rate για την τεχνική random της τάξης του 150% για πιθανότητα απόρριψης χρήστη 5% και του 250%



Σχήμα 3.18: Η ρυθμοαπόδοση σε Mbps της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 1.



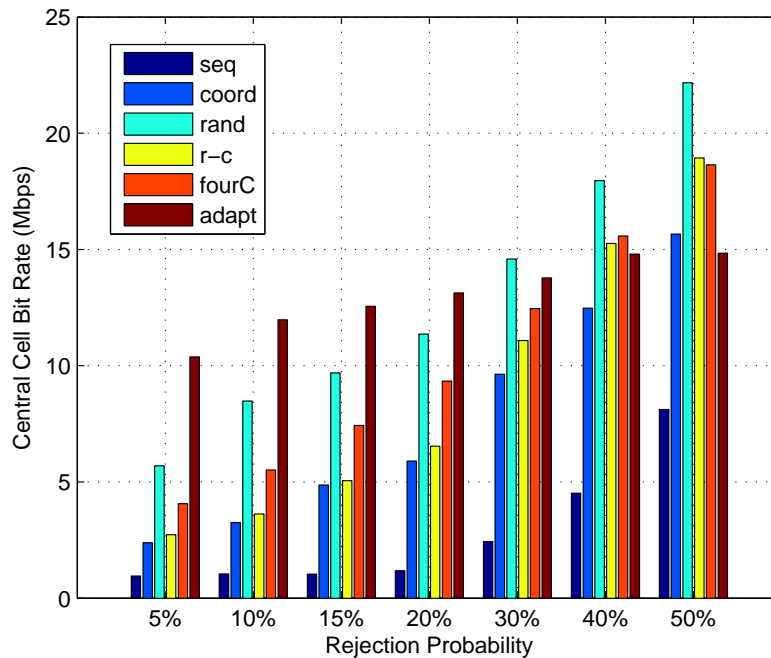
Σχήμα 3.19: Το ποσοστό χρησιμοποίησης των φερόντων της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 1.

για πιθανότητα απόρριψης χρήστη 10%, τα ποσοστά μειώνονται για μεγαλύτερες πιθανότητες απόρριψης (15-50%).

Σημαντικά βελτιώνεται και η επίδοση του adaptive αλγόριθμου όπως επίσης φαίνεται από τη σύγκριση των διαγραμμάτων 3.14 και 3.18. Μιας και η συμπεριφορά του adaptive παραμένει σχεδόν σταθερή με την αύξηση της πιθανότητας απόρριψης χρήστη, η προσαρμοστική διαμόρφωση επιτυγχάνει αύξηση της επίδοσής του αναφορικά με το bit rate από 33% έως και 42%.

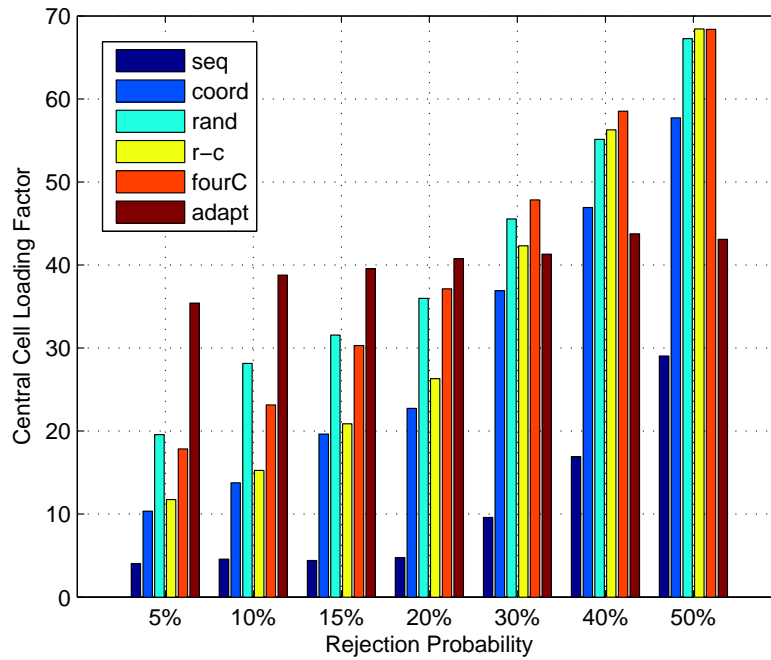
Μικρή είναι η βελτίωση των υπολοίπων τεχνικών που στηρίζονται στη φιλοσοφία της 'coord' τεχνικής, μάλιστα η βελτίωση της επίδοσής τους ξεκινά από πιθανότητες απόρριψης χρήστη μεγαλύτερες του 10%. Για μικρές πιθανότητες απόρριψης η προσαρμοστική διαμόρφωση δε βελτιώνει σχεδόν καθόλου την επίδοση των τεχνικών αυτών.

Τέλος, στα Σχήματα 3.20 και 3.21 παρουσιάζεται πάλι το throughput και το loading factor της κεντρικής κυψέλης όταν οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το set 2 και το σύστημα διαθέτει προσαρμοστική διαμόρφωση.



Σχήμα 3.20: Η ρυθμοαπόδοση σε Mbps της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 2.

Συγκρίνοντας τα Σχήματα 3.16 και 3.20 γίνεται εμφανές ότι η βελτίωση της random



Σχήμα 3.21: Το ποσοστό χρησιμοποίησης των φερόντων της κεντρικής κυψέλης. Το δίκτυο χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Οι χρήστες ζητούν ρυθμό από το σύνολο set 2.

τεχνικής με την προσαρμοστική διαμόρφωση στην περίπτωση των υψηλότερων ρυθμών (set 2) είναι ακόμη μεγαλύτερη. Ειδικότερα, η προσαρμοστική διαμόρφωση βελτιώνει το bit rate της κεντρικής κυψέλης στην περίπτωση της random τεχνικής κατά 500% για πιθανότητα απόρριψης χρήστη μόλις 5% ενώ το ποσοστό αυτό φτάνει το 560% για πιθανότητα απόρριψης χρήστη στα 10%, τα ποσοστά βελτίωσης μειώνονται για μεγαλύτερες πιθανότητες απόρριψης χρήστη. Επίσης, μεγαλύτερη είναι και η βελτίωση του adaptive στην περίπτωση των μεγαλύτερων ρυθμών. Η αύξηση του bit rate της κεντρικής κυψέλης για τον adaptive κυμαίνεται πλέον από 75 - 85%.

3.4 Πολυπλοκότητα εφαρμογής των τεχνικών

Σε αυτή την παράγραφο θα σχολιασθεί εν συντομία η δυσκολία υλοποίησης κάθε μιας από τις προηγούμενες τεχνικές διαχείρισης πόρων σε OFDMA δίκτυα. Δύο είναι οι αντικειμενικές δυσκολίες υλοποίησης μιας OFDMA τεχνικής διαχείρισης πόρων στα πλαίσια των σύγχρονων ασύρματων δικτύων: (α) η ποιότητα και η ποσότητα της πληροφορίας ανάδραση-

ς (feedback) που πρέπει να στείλει ο χρήστης πίσω στο σταθμό βάσης και (β) η ανάγκη επικοινωνίας (συντονισμός) των σταθμών βάσης του δικτύου.

Αναφορικά με την **πληροφορία ανάδρασης**, οι τεχνικές ‘seq’, ‘coord’ και ‘rand’ δεν χρειάζονται πληροφορία ανάδρασης για να αποδώσουν κανάλια στους χρήστες του δικτύου. Οι τεχνικές ‘r-c’ και ‘fourC’ χρειάζονται πληροφορία για τη θέση του χρήστη την οποία και λαμβάνουν μέσω του κέρδους καναλιού του. Το κέρδος καναλιού του χρήστη λαμβάνει υπόψη του μόνο φαινόμενα αργών διαλείψεων (απώλειες διάδοσης, απώλειες σκίασης και κέρδη κεραιών) και απαιτείται μόνον κατά τη διάρκεια αρχικοποίησης της ζεύξης χρήστη - σταθμού βάσης. Η διαδικασία αυτή είναι εντελώς συνηθισμένη και προβλεπόμενη ακόμη και στα συστήματα 2^{ης} γενιάς για την ανάθεση χρήστη σε σταθμό βάσης /τομέα.

Πρέπει να σημειωθεί ότι στην περίπτωση προσαρμοστικής διαμόρφωσης οι παραπάνω τεχνικές χρειάζονται και πληροφορίες SINR για κάθε φέρον που ανατίθεται στο νέο χρήστη. Άρα η πληροφορία ανάδρασης εξαρτάται κυρίως από τον αριθμό φερόντων που θα ανατεθούν στον χρήστη. Ειδικά για τις τεχνικές ‘seq’, ‘coord’, ‘r-c’¹ και ‘fourC’¹ η πληροφορία ανάδρασης για την τιμή του SINR μπορεί να αφορά μόνο 1 φέρον ή και την τιμή SINReff όλων των φερόντων. Η μειωμένη ανάγκη για feedback σε αυτές τις τεχνικές οφείλεται στο συνεχόμενο τρόπο με το οποίο αποδίδουν κανάλια στους χρήστες.

Τέλος, η τεχνική adaptive για τον κάθε χρήστη της εν ενεργεία κυψέλης² χρειάζεται τις τιμές SINR για το κάθε φέρον του συστήματος. Αν και τα πρωτόκολλα προδιαγραφών των σύγχρονων κινητών επικοινωνιών δεν απαγορεύουν την υλοποίηση τέτοιων τεχνικών (προβλέπουν την απαραίτητη σηματοδότηση), συνήθως δεν επιλέγονται από τους κατασκευαστές ή/και διαχειριστές δικτύων τόσο συχνά, κυρίως γιατί υπάρχουν απλούστερες τακτικές (σαν και αυτές που μελετήθηκαν στο παρόν κεφάλαιο) με συγκρίσιμες επιδόσεις. Επί παραδείγματι, εάν θεωρήσουμε ότι μια κυψέλη έχει U χρήστες τότε η τεχνική adaptive χρειάζεται περίπου $U \cdot FFT$ περισσότερη πληροφορία ανάδρασης σε σχέση με τις υπόλοιπες τεχνικές που μελετήθηκαν.

Αναφορικά με την ανάγκη **επικοινωνίας των σταθμών βάσης** του δικτύου, μόνο η τεχνική ‘fourC’ στηρίζει τη σωστή λειτουργία της στην επικοινωνία των σταθμών βάσης. Ωστόσο η πληροφορία που απαιτείται να μεταφερθεί ανάμεσα στους γειτονικούς σταθμούς

¹Εκτός της κεντρικής περιοχής όπου χρησιμοποιεί την τεχνική ‘rand’.

²Ως εν ενεργεία κυψέλη ορίζεται κάθε φορά η κυψέλη που θα εξυπηρετήσει το χρήστη που ζητά πρόσβαση στο δίκτυο.

βάσης είναι αμελητέα και μπορεί να αναπαρασταθεί με 1 bit^3 . Όσον αφορά τις τεχνικές ‘coord’ και ‘r-c’ η επικοινωνία των σταθμών βάσης δεν είναι απαραίτητη μιας και ο συντονισμός των περιοχών (φορά απόδοσης φερόντων) μπορεί να γίνει στο αρχικό setup του δικτύου.

3.5 Ανασκόπηση του κεφαλαίου - Συμπεράσματα

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν οι βασικές αρχές των αλγορίθμων διαχείρισης πόρων σε OFDMA δίκτυα σε συσχέτιση με τα δύο βασικά προβλήματα βελτιστοποίησης που προσπαθούν να επιλύσουν οι αλγόριθμοι αυτοί. Τη βιβλιογραφική ανασκόπηση OFDMA τεχνικών ακολούθησε η αναλυτική περιγραφή των αλγορίθμων που προσομοιώθηκαν στα πλαίσια της διατριβής. Οι αλγόριθμοι που προτείνονται ανήκουν στην κατηγορία OFDMA τεχνικών που επαναχρησιμοποιούν πλήρως το διατιθέμενο φάσμα. (reuse factor = 1) ενώ αφορούν δίκτυα με πρόβλεψη της προσφερόμενης υπηρεσίας (QoS provision).

Έξι τεχνικές απόδοσης καναλιών σε OFDMA δίκτυα μελετήθηκαν με τη βοήθεια προσομοιώσεων. Οι πέντε πρώτες τεχνικές προχωρούν σε απόδοση καναλιών χωρίς να χρειάζεται η γνώση του SINR του κάθε καναλιού. Η τεχνική ‘seq’ παρουσιάστηκε μόνο για χάρη πληρότητας και δεν παρουσίασε κάποιο ενδιαφέρον, η τεχνική ακολουθεί τη λογική της σειριακής απόδοσης καναλιών στους χρήστες χωρίς κάποιου είδους πρόβλεψη για παρεμβολές. Η τεχνική ‘coord’ ακολουθεί και αυτή τη λογική της σειριακής απόδοσης καναλιών στους χρήστες μόνο που τώρα οι κυψέλες του δικτύου χωρίζονται σε δύο ομάδες με την κάθε ομάδα να δίνει κανάλια με αντίθετη φορά από ότι η άλλη. Στη συνέχεια, η τεχνική ‘rand’ αποδίδει κανάλια με τυχαίο τρόπο ενώ η τεχνική ‘r-c’ ανήκει στην κατηγορία των cell splitting τεχνικών συνδυάζοντας τις δύο προηγούμενες τεχνικές. Στην ίδια κατηγορία ανήκει και η προτεινόμενη τεχνική ‘MultiC’ η οποία προσομοιώθηκε σαν ειδική περίπτωση με τέσσερις περιοχές (‘fourC’). Κάθε περιοχή χρησιμοποιεί αποκλειστικά ένα από τα τέσσερα group καναλιών ενώ η φορά απόδοσης υπολογίζεται προσαρμοστικά κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης.

Η έκτη και τελευταία τεχνική (adaptive), αξιοποιεί τις τιμές SINR του κάθε καναλιού

³Ο σταθμός βάσης που θα εξυπηρετήσει το νέο χρήστη χρειάζεται να γνωρίζει μόνο τη φορά απόδοσης των φερόντων στις περιοχές των ομοδιαυλικών χρηστών.

για να αποδώσει κανάλια στο νέο χρήστη αλλά και για να ανακατανεύσει τα κανάλια της κυψέλης του. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται τόσο η ικανοποίηση των απαιτήσεων των χρηστών της εν ενεργεία κυψέλης όσο και η διατήρηση της εκπεμπόμενης ισχύος σε χαμηλά επίπεδα.

Ο έλεγχος της επίδοσης των τεχνικών πραγματοποιήθηκε με προσομοιώσεις πολυκυψελωτών OFDMA δικτύων με ομοιακατευθυντικές κεραίες ενώ για την εκτίμησή της χρησιμοποιήθηκαν τα μεγέθη: ρυθμός μετάδοσης (throughput), βαθμός χρησιμοποίησης φερόντων (loading factor) και εκπεμπόμενη ισχύς της κεντρικής κυψέλης ενώ ελέγχθηκε και η πιθανότητα απόρριψης χρήστη συνολικά στο δίκτυο. Η ανάλυση των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων κατέληξε στα εξής συμπεράσματα:

- Για την κάλυψη των αναγκών OFDMA δικτύων σε πρώιμο στάδιο υλοποίησης (rejection probability 10%-15%) δεν απαιτούνται προσαρμοστικές τεχνικές απόδοσης καναλιών. Απλοί αλγόριθμοι που στηρίζονται στην συντονισμένη απόδοση καναλιών και σε τεχνικές cell splitting όπως ο προτεινόμενος αλγόριθμος 'fourC' μπορούν να προσφέρουν 3-4.5Mbps στους χρήστες της κεντρικής κυψέλης.
- Αν και οι πιο διαδεδομένες τεχνικές απόδοσης καναλιών είναι αυτές που στηρίζονται σε interference averaging όπως η 'rand', η επίδοσή τους, όπως έδειξαν τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, χειροτερεύει όταν οι χρήστες αιτούν μεγάλους ρυθμούς μετάδοσης που προϋποθέτουν περισσότερα κανάλια.
- Η προτεινόμενη τεχνική 'fourC' παρουσιάζει την καλύτερη επίδοση συγκρινόμενη με τις υπόλοιπες τεχνικές χωρίς CSI, τόσο στην περίπτωση που οι χρήστες ζητούν χαμηλούς ρυθμούς (set 1) όσο και στην περίπτωση που ζητούν υψηλότερους (set 2).
- Όταν εφαρμόζεται προσαρμοστική διαμόρφωση η τεχνική 'rand' βελτιώνεται εξαιρετικά φτάνοντας τα 4-6Mbps στην κεντρική κυψέλη για μόλις 5% rejection probability. Σε αυτή την περίπτωση η 'rand' τεχνική έχει την καλύτερη επίδοση σε σύγκριση με τις υπόλοιπες τεχνικές χωρίς CSI οι οποίες δεν παρουσιάζουν σχεδόν καμία βελτίωση με την εφαρμογή της προσαρμοστικής διαμόρφωσης.
- Τέλος, σε περίπτωση που απαιτούνται μεγάλες επιδόσεις με χαμηλές πιθανότητες απόρριψης χρήστη τότε προσαρμοστικές τεχνικές απόδοσης καναλιών όπως η προσομοιωθείσα adaptive μπορεί να αποτελέσει ικανοποιητική λύση σε δίκτυα OFDMA.

Κεφάλαιο 4

Σύστημα OFDM με στοιχειοκεραία στον πομπό

Στο κεφάλαιο αυτό μελετώνται τεχνολογίες που βασίζονται στην παρουσία στοιχειοκεραίας στην πλευρά του πομπού. Το σύνολο των τεχνικών που απαιτούν στοιχειοκεραία στον πομπό θεωρούν ασύρματο κανάλι με πολλαπλές εισόδους (Multiple Input) και μία έξοδο (Single Output) μιας και ο δέκτης θεωρείται ότι διαθέτει κεραία λήψης ενός στοιχείου. Έτσι οι τεχνικές αυτού του κεφαλαίου καλούνται MISO τεχνικές.

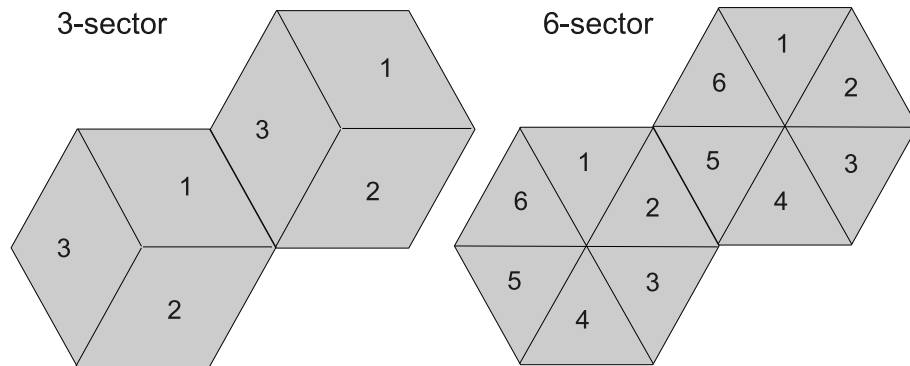
Δύο είναι οι βασικές κατηγορίες MISO τεχνικών που εξετάζονται στα πλαίσια της διατριβής. Οι τεχνικές που βασίζονται στην τεχνολογία των έξυπνων κεραιών (smart antenna technology) και οι τεχνικές που βασίζονται στην τυχαία διαμόρφωση δέσμης (Random Beamforming). Το παρόν κεφάλαιο χωρίζεται σε δύο μέρη ώστε να μελετηθούν ξεχωριστά οι δύο τεχνολογίες.

Συγκεκριμένα το κεφάλαιο αυτό διαμορφώνεται ως ακολούθως. Στην παράγραφο 4.1 γίνεται μια πρώτη αναφορά στη χρήση κατευθυντικών κεραιών στα πλαίσια ενός ασύρματου συστήματος επικοινωνιών μέσω των κεραιών τομεοποίησης (sectorized antennas). Η παράγραφος 4.2 συγκεντρώνει περιληπτικά τις βασικές αρχές της τεχνολογίας έξυπνων κεραιών καθώς και το τρόπο κατασκευής διαγραμμάτων σταθερού πλέγματος στην περίπτωση των switched-beam smart antennas. Στην παράγραφο 4.3 περιγράφεται το μοντέλο του συστήματος OFDMA με σταθερούς λοβούς πλέγματος όπως υλοποιήθηκε στην παρόν κεφάλαιο, ενώ στην παράγραφο 4.4 προσομοιώνεται το δίκτυο που χρησιμοποιεί το προαναφερθέν μοντέλο. Η προσομοίωση του δικτύου επιτελείται σε δύο στάδια, αρχικά (βλ. παράγραφο 4.4.2)

το δίκτυο χρησιμοποιεί διαφορετικούς RRM αλγόριθμους και μελετάται η επίδραση της τεχνικής των λοβών σταθερού πλέγματος σε κάθε έναν εξ αυτών. Σε δεύτερο στάδιο (βλ. παράγραφο 4.4.3) επιλέγεται ένας τύπος RRM αλγόριθμου και ελέγχεται η ικανότητα των switched beams να καταστέλλουν παρεμβολές. Στη συνέχεια, η παράγραφος 4.5 αφιερώνεται αποκλειστικά στη μελέτη και προσομοίωση της τεχνικής Random Beamforming όπου συγκεντρώνει το μοντέλο του συστήματος OFDMA με τυχαία διαμόρφωση δέσμης, το περιβάλλον προσομοίωσης καθώς και τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων. Το κεφάλαιο καταλήγει με την παράγραφο 4.6 όπου πραγματοποιείται σύντομη ανασκόπηση των σημαντικότερων συμπερασμάτων του κεφαλαίου.

4.1 Τομεοποίηση κυψελών

Ο ευκολότερος τρόπος για να μειωθούν τα επίπεδα παρεμβολής σε ένα δίκτυο είναι η αντικατάσταση των ομοικατευθυντικών κεραιών με κατευθυντικές κεραιές. Οι κλασικές κατευθυντικές κεραιές εκπέμπουν σε καθορισμένους τομείς μιας κυψέλης χωρίζοντάς την σε έξι ή συνηθέστερα σε τρεις τομείς (βλ. Σχήμα 4.1). Στα πλαίσια αυτής της μελέτης



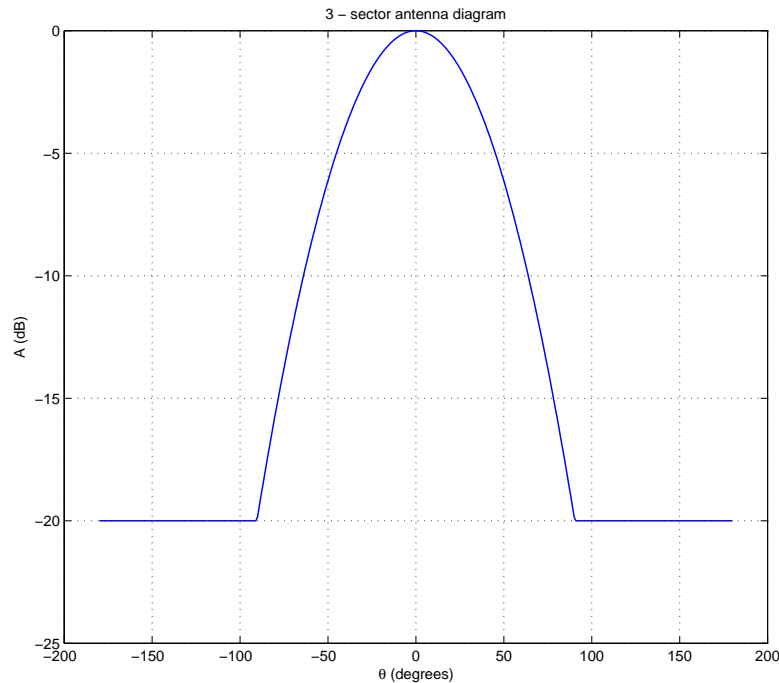
Σχήμα 4.1: Κυψέλες με τρεις και έξι τομείς.

χρησιμοποιήθηκαν κυψέλες με τρεις τομείς 120° . Το διάγραμμα ακτινοβολίας για τις κεραιές που χρησιμοποιήθηκαν αποτελεί πρόταση της 3GPP [38] ενώ για ευκολία περιγράφεται και από την παρακάτω εξίσωση.

$$A(\theta) = -\min \left(12 \left(\frac{\theta}{\theta_{3dB}} \right)^2, A_m \right) \quad \text{όπου} \quad -180 \leq \theta \leq 180 \quad (4.1)$$

Η γωνία θ_{3dB} που εμφανίζεται στην (4.1) αποτελεί το εύρος ημίσειας ισχύος και για την

περίπτωση των τριών τομέων έχει τιμή 70° , ενώ η μεταβλητή θ αποτελεί τη γωνία μεταξύ του μεγίστου του διαγράμματος της κεραίας και το σημείου ενδιαφέροντος. Τέλος, A_m είναι η μέγιστη απόσβεση που δύναται να παράσχει η εν λόγω κεραία και για την περίπτωση των τριών τομέων η τιμή της είναι τα 20dB. Οπτικά το διάγραμμα της εν λόγω κεραίας αποδίδεται στο σχήμα 4.2.



Σχήμα 4.2: Το διάγραμμα μιας κατευθυντικής κεραίας για τομείς 120° .

Κρίνοντας από τις συνήθεις τιμές κέρδους για τις sectorized κεραίες που απαντώνται στο εμπόριο για συχνότητες λειτουργίας πάνω από 2.5GHz, το κέρδος της κεραίας για την περίπτωση των τριών τομέων επιλέγεται στα 17dBi. Η τιμή αυτή είναι 3dB μεγαλύτερη από το κέρδος κεραίας που είχε χρησιμοποιηθεί για την ομοιοκατευθυντική κεραία στις προσομοιώσεις του κεφαλαίου 3.

Θέλοντας να διατηρηθεί η συνέχεια μεταξύ των προσομοιώσεων που πραγματοποιήθηκαν στα πλαίσια αυτής της διατριβής, οι παράμετροι του Πίνακα 3.1 διατηρούνται ως έχουν. Ωστόσο, αν και η συνολική εκπεμπόμενη ισχύς του σταθμού βάσης παραμένει στα 43dBm, ο περιορισμός πλέον ανάγεται στο επίπεδο του sector. Συνεπώς, η μέγιστη εκπεμπόμενη ισχύς ανά sector είναι $P_{sec_max} = 43(\text{dBm}) - 10 \log 3 \Rightarrow P_{sec_max} = 38.2(\text{dBm})$. Με αυτόν τον τρόπο διατηρείται σταθερή η κάλυψη του κάθε σταθμού βάσης επιτρέποντας στη

χωρητικότητα να λάβει μεγαλύτερες τιμές.

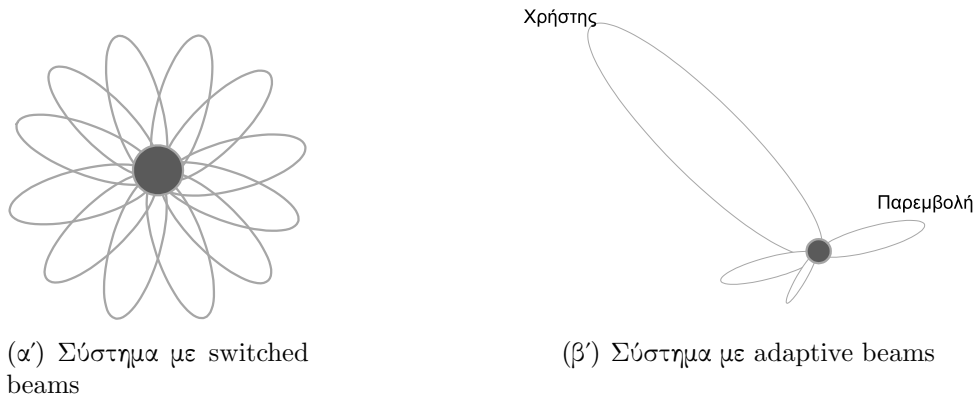
4.2 Έξυπνες κεραιές

Ένας τρόπος να επιτευχθούν κατευθυντικά διαγράμματα ακτινοβολίας είναι να χρησιμοποιούνται κεραιές μεγάλων διαστάσεων. Ωστόσο τέτοιες κεραιές είναι συνήθως μη πρακτικές και άρα σπάνια χρησιμοποιήσιμες. Η λύση για την παραγωγή κατευθυντικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας χωρίς να είναι απαραίτητη η χρήση τεράστιων σε όγκο κεραιών, είναι οι στοιχειοκεραίες (array antennas), [39]. Οι στοιχειοκεραίες αποτελούν ομάδες στοιχείων μιας ορισμένης γεωμετρικής και ηλεκτρικής μορφής που συνήθως είναι πανομοιότυπα μεταξύ τους. Ο πιο συχνά εμφανιζόμενος τύπος στοιχειοκεραίας είναι αυτός στον οποίο τα στοιχεία τοποθετούνται σε ευθεία γραμμή, οπότε προκύπτουν οι ευθύγραμμες στοιχειοκεραίες. Το πρώτο βήμα λοιπόν στην εξέλιξη των κεραιών για την εφαρμογή της τεχνολογίας των έξυπνων κεραιών ήταν οι στοιχειοκεραίες.

4.2.1 Εισαγωγή στην τεχνολογία των έξυπνων κεραιών

Ένα σύστημα έξυπνης κεραιάς αποτελεί ένα συνδυασμό στοιχειοκεραίας με κατάλληλη ψηφιακή επεξεργασία σήματος. Η επεξεργασία σκοπό έχει τη βελτιστοποίηση των διαγραμμάτων ακτινοβολίας εκπομπής ή/και λήψης, σύμφωνα με το περιβάλλον διάδοσης. Πρόκειται δηλαδή για ένα αυτοπροσαρμοζόμενο σύστημα που δέχεται και επεξεργάζεται πληροφορίες από το περιβάλλον. Αν και σαφή όρια για το διαχωρισμό των έξυπνων κεραιών σε κατηγορίες δεν υπάρχουν, ωστόσο τα συστήματα των έξυπνων κεραιών μπορούν διαχωριστούν σε δύο κατηγορίες, στα συστήματα μεταγωγής δέσμης (switched beam) και στα συστήματα προσαρμοσμένης δέσμης (adaptive beam).

- *Συστήματα switched beam*: Τα συστήματα αυτά σχηματίζουν ένα πλέγμα από πολλαπλούς κατευθυντικούς λοβούς σε προκαθορισμένες κατευθύνσεις, παράδειγμα ανάλογου διαγράμματος ακτινοβολίας φαίνεται στο σχήμα 4.3(α'). Το σύστημα ανιχνεύει σε κάθε περίπτωση το σημαντορυβικό λόγο SNR ή το λόγο σήματος προς παρεμβολή SINR και επιλέγει να 'κλειδώσει' σε έναν από τους προκαθορισμένους λοβούς του πλέγματος. Τα συστήματα αυτά εκμεταλλεύονται τις ιδιότητες και τη φυσική διάταξη της στοιχειοκεραίας και συνδυάζοντας κατάλληλα τα σήματα που λαμβάνουν



Σχήμα 4.3: Συστήματα έξυπνων κεραιών.

σχηματίζουν ένα προσαρμοζόμενο διάγραμμα ακτινοβολίας με μεγαλύτερη χωρική επιλεκτικότητα και αυξημένη κατευθυντικότητα.

- Τα συστήματα έξυπνων κεραιών *προσαρμοστικής δέσμης* εκμεταλλεύονται τη δυνατότητα εντοπισμού της γωνίας πρόσπτωσης σήματος και προσπαθούν να ελαχιστοποιούν τις παρεμβολές ενώ ταυτόχρονα να μεγιστοποιούν τα επιθυμητό σήμα. Παράδειγμα αυτού του συστήματος δίνεται στο σχήμα 4.3(β').

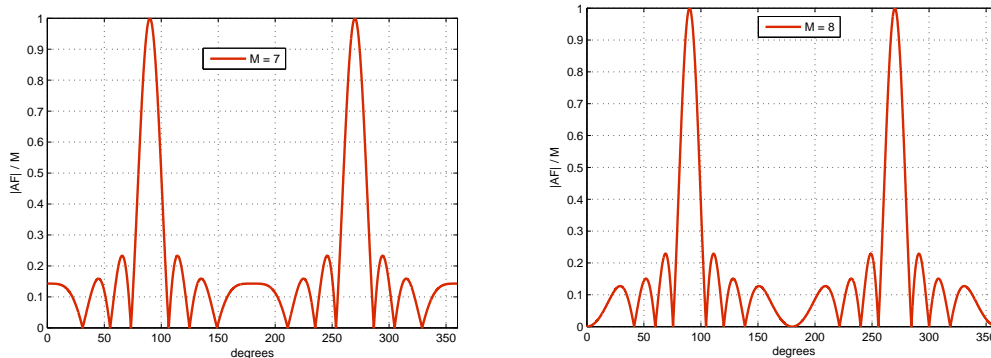
Η τεχνολογία των έξυπνων κεραιών σε επίπεδο επεξεργασίας σήματος περιγράφεται στο [40] και [41] ενώ γενικότερα θέματα που αφορούν την τεχνολογία αυτή μπορούν να αναζητηθούν στο [42]. Προφανώς τα συστήματα αυτά είναι άμεσα συνδεδεμένα με τις τεχνικές εντοπισμού της κατεύθυνσης πρόσπτωσης/αναχώρησης του σήματος. Οι πιο διαδεδομένες τεχνικές εντοπισμού της γωνίας πρόσπτωσης στηρίζονται στη φασματική επεξεργασία του σήματος. Οι πιο γνωστές στηρίζονται στον αλγόριθμο Multiple Signal Classification - MUSIC ([43],[44]) και στον αλγόριθμο Estimation of Signal Parameters using Rotational Invariance Techniques - ESPRIT [45]. Πρόκειται για προσεγγιστικές μεθόδους εύρεσης της κατεύθυνσης του σήματος οι οποίες βασίζονται στον πίνακα συσχέτισης του λαμβανόμενου σήματος. Μια ανασκόπηση των τεχνικών εντοπισμού διεύθυνσης μπορεί να βρεθεί στο [42].

Όπως θα φανεί και στις επόμενες παραγράφους, σκοπός της παρούσας μελέτης είναι η αξιολόγηση των συστημάτων switched beams σε επίπεδο δικτύου και όχι ζεύξης. Συνεπώς, η γωνία πρόσπτωσης/αναχώρησης δεν υπολογίζεται με κάποια από τις προαναφερθείσες

τεχνικές αλλά λαμβάνεται ως γνωστή από το δίκτυο (μηδενικό σφάλμα).

4.2.2 Κατασκευή διαγραμμάτων σε switched-beam συστήματα

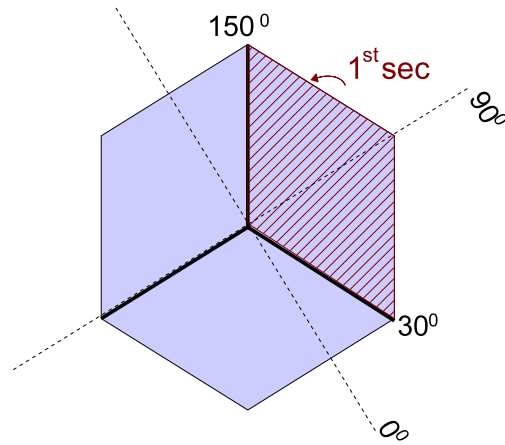
Για τον έλεγχο της επίδοσης των συστημάτων switched-beam σε δίκτυα OFDMA χρησιμοποιήθηκαν στοιχειοκεραίες M στοιχείων σε κάθε τομέα της κυψέλης. Κάθε στοιχείο της στοιχειοκεραίας παρουσιάζει το διάγραμμα ακτινοβολίας της κεραίας για τον τομέα των 120° που περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο. Συνεπώς, θεωρώντας broadside κεραίες με απόσταση στοιχείων $d = \frac{\lambda}{2}$ το συνολικό κέρδος σε μια τέτοια κεραία προκύπτει $G_{\text{array}} = G_{\text{elem}} + 10 \log_{10} M$ [39]. Στο σχήμα 4.4 φαίνονται τα διαγράμματα ακτινοβολίας μιας κεραίας με 7 και 8 στοιχεία αντίστοιχα που απέχουν μεταξύ τους απόσταση $d = \lambda/2$. Σημειώνεται ότι στο σχήμα αυτό φαίνεται το διάγραμμα της στοιχειοκεραίας για εύρος ίσο με το διπλάσιο της ορατής περιοχής ($kd = 180^\circ$) οπότε εμφανίζονται 2 μέγιστοι λοβοί.



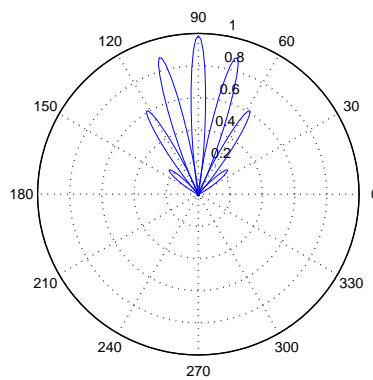
(α) Διάγραμμα στοιχειοκεραίας με 7 στοιχεία. (β) Διάγραμμα στοιχειοκεραίας με 8 στοιχεία.

Σχήμα 4.4: Διάγραμμα ακτινοβολίας στοιχειοκεραίας με απόσταση στοιχείων $d = \lambda/2$.

Σκοπός είναι να δημιουργηθούν πολλαπλά διαγράμματα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας κατάλληλα στραμμένα ώστε να καλύψουν την επιφάνεια του τομέα. Η διαδικασία σχηματισμού λοβών περιγράφεται στο [46] ενώ συγκεντρωμένες πληροφορίες για την τεχνική switched-beam της τεχνολογίας των έξυπνων κεραιών μπορούν να βρεθούν και στο [47, σελ. 91]. Στο σχήμα 4.5 φαίνονται οι άξονες αναφοράς για τους τομείς της κυψέλης καθώς και ο τρόπος που καλύπτεται η επιφάνειά του από 7 διαγράμματα (λοβούς) στοιχειοκεραίας 8 στοιχείων.



(α') Άξονες αναφοράς για την κυψέλη



(β') Πλέγμα 7 λοβών ανά sector

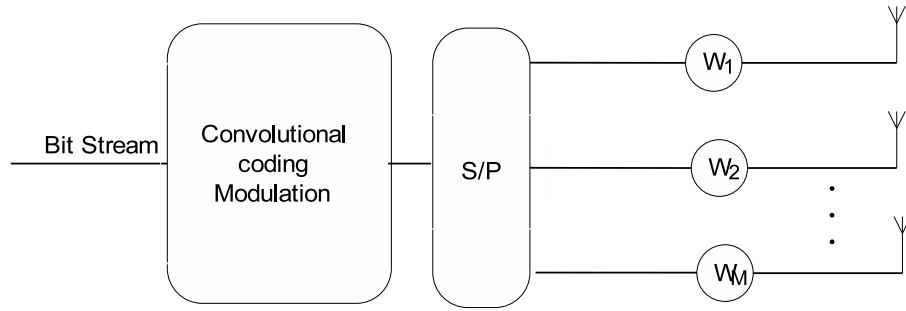
Σχήμα 4.5: Προσθήκη λοβών σταθερού πλέγματος (switched beams)

Το Σχήμα 4.6 δείχνει ένα συμβατικό διαμορφωτή δέσμης (beamformer) όπου το σήμα από το κάθε στοιχείο της στοιχειοκεραίας πολλαπλασιάζεται με ένα μιγαδικό αριθμό (βάρος στοιχείου) και στη συνέχεια αθροίζονται ώστε να παραχθεί το συνολικό διάγραμμα της στοιχειοκεραίας. Το $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \dots, w_M]$ συνιστά το διάνυσμα βαρών της στοιχειοκεραίας για την παραγωγή ενός διαγράμματος ακτινοβολίας. Δύο διαγράμματα που σχηματίζονται με διανύσματα βαρών $\{\mathbf{w}_i, \mathbf{w}_j\}$ ορθογώνια μεταξύ τους¹ καλούνται επίσης ορθογώνια διαγράμματα. Ο μέγιστος αριθμός ορθογώνιων μεταξύ τους λοβών που μπορούν να δημιουργηθούν από μια στοιχειοκεραία M στοιχείων είναι $M - 1$.

Η κατάστρωση του πλέγματος των λοβών του σχήματος 4.5(β') ανάγεται ουσιαστικά στην εύρεση των βαρών του σχήματος 4.6 για κάθε λοβό. Στη συνέχεια αναπτύσσονται τα

¹Για δύο ορθογώνια διαγράμματα ακτινοβολίας ισχύει $\langle \mathbf{w}_i \cdot \mathbf{w}_j \rangle = 0$

βήματα για τη δημιουργία του πλέγματος όπως χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα διατριβή.



Σχήμα 4.6: Κλασσικός beamformer.

Το εύρος του κάθε τομέα είναι 120° οπότε οι γωνίες έναρξης και λήξης είναι στις 30° και 150° αντίστοιχα ενώ η γωνία μεγίστου του κάθε τομέα είναι στις 90° (Σχήμα 4.5(α)). Έστω $L \leq M - 1$ το επιθυμητό πλήθος λοβών, τότε οι γωνίες μεγίστου για τον κάθε λοβό θα δίνονται από τη σχέση:

$$\vec{\phi} = \phi_o + \frac{\Delta_{sec}}{L} (0 \dots L - 1)^T \quad (4.2)$$

όπου Δ_{sec} είναι το εύρος του τομέα και $\phi_o = 30^\circ + \frac{\Delta_{sec}}{2L}$ είναι η γωνία μεγίστου του πρώτου λοβού. Άρα για τη δημιουργία L λοβών σε ένα τομέα θα πρέπει να δημιουργηθούν L διαγράμματα της στοιχειοκεραίας που το καθένα θα παρουσιάζει μέγιστο στην αντίστοιχη γωνία του διανύσματος $\vec{\phi}$. Στη συνέχεια καταστρώνονται τα διανύσματα στροφής για κάθε μια από τις γωνίες ϕ_i του διανύσματος $\vec{\phi}$. Το διάνυσμα στροφής στην κατεύθυνση ϕ_j ορίζεται ως $\vec{S}_{\phi_j} = (1 \exp(jkd \cos(\phi_j)) \dots \exp(jkd(M - 1) \cos(\phi_j)))^T$ και κατ' επέκταση ορίζεται ο πίνακας \mathbf{S} διαστάσεων $M \times L$ κάθε στήλη του οποίου αποτελεί και το διάνυσμα στροφής για την κατεύθυνση ϕ_j . Τα βάρη $\vec{\mathbf{W}}_i$ του σχήματος 4.6 για τη δημιουργία του i -οστού λοβού βρίσκονται από την επίλυση του απλού γραμμικού συστήματος της εξίσωσης (4.3).

$$\mathbf{S} \cdot \vec{\mathbf{W}}_i^H = \vec{\mathbf{e}}\mathbf{1}_i \quad (4.3)$$

όπου $\vec{\mathbf{e}}\mathbf{1}_i$ είναι ένα διάνυσμα $L \times 1$ με όλα του τα στοιχεία μηδενικά εκτός από το i -οστό που είναι μονάδα. Με αυτόν τον τρόπο τα βάρη $\vec{\mathbf{W}}_i$ που σχηματίζονται προκαλούν μηδενισμούς του διαγράμματος ακτινοβολίας προς τις διευθύνσεις όλων των διανυσμάτων στροφής πλην του i -οστού όπου δημιουργούν τον επιθυμητό λοβό. Με αυτή τη λογική τα

4.3 Μοντέλο συστήματος για OFDMA δίκτυα με switched-beam

κεραίες

βάρη και για τους L λοβούς συνιστούν τον πίνακα $\mathbf{W} = [\vec{\mathbf{W}}_1 \ \vec{\mathbf{W}}_2 \ \dots \ \vec{\mathbf{W}}_L]$. Συνεπώς

97

η γενική μορφή επίλυσης της (4.3) δίνεται από την εξίσωση (4.4).

$$\mathbf{W}^H = \mathbf{I}_L \cdot \mathbf{S}^{-1} \quad (4.4)$$

Σημειώνεται ότι στην περίπτωση που $L < M$ τότε ο \mathbf{S}^{-1} αποτελεί τον ψευδοαντίστροφο του \mathbf{S} . Η τελική μορφή των διαγραμμάτων από 0 έως 2π για τους L λοβούς βρίσκεται από την εξίσωση (4.5) όπου το διάγραμμα ακτινοβολίας του στοιχείου (βλ. (4.1)) πολλαπλασιάζεται με τον παράγοντα διάταξης της στοιχειοκεραίας των M στοιχείων και το διάνυσμα των βαρών.

$$\mathbf{A}_{\text{beams}} = |\mathbf{W}^H \cdot \mathbf{A}\mathbf{F}|^2 \vec{\mathbf{A}} \quad (4.5)$$

Στην (4.5) \mathbf{W}^H είναι ο πίνακας $L \times M$ που βρέθηκε από την (4.4), $\vec{\mathbf{A}}$ είναι το διάνυσμα με τις τιμές που προκύπτουν από την (4.1) για γωνίες $\vec{\theta} = [\theta_0 \theta_1 \dots \theta_Q]$ με $\theta_i \in [0, 2\pi]$ και $\mathbf{A}\mathbf{F}$ είναι ο παράγοντας διάταξης της στοιχειοκεραίας που δίνεται από την (4.6)

$$\mathbf{A}\mathbf{F} = [1 \ \exp(jkd \cos(\vec{\theta})) \ \dots \ \exp(jkd(M-1) \cos(\vec{\theta}))]^T \quad (4.6)$$

Όπως φαίνεται από την (4.6) ο $\mathbf{A}\mathbf{F}$ είναι ένας πίνακας $M \times Q$. Οι προσομοιώσεις των επόμενων παραγράφων πραγματοποιήθηκαν με $Q = 361$ που αντιστοιχεί σε κβάντο μιας μοίρας (1°).

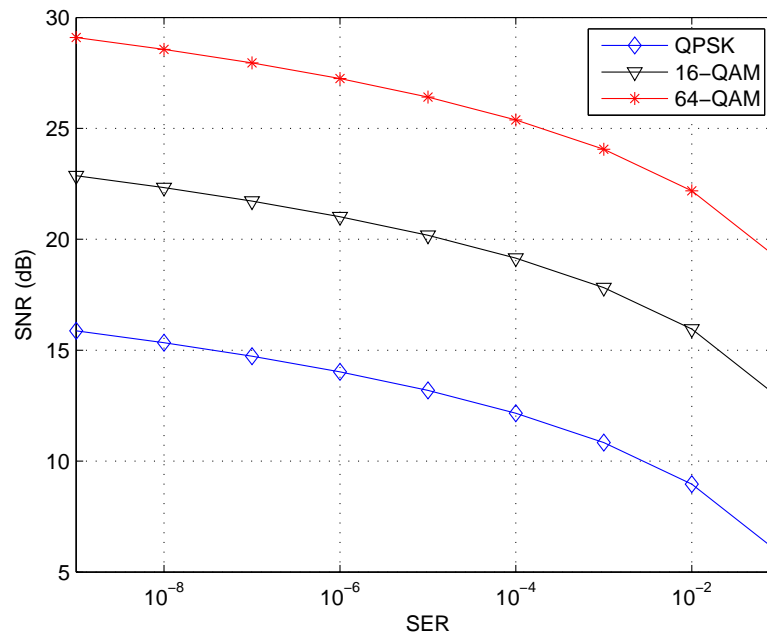
4.3 Μοντέλο συστήματος για OFDMA δίκτυα με switched-beam κεραίες

Για τη μελέτη των συστημάτων OFDMA με ενσωματωμένη την switched-beam τεχνική θεωρείται πάλι η κάτω ζεύξη ενός δικτύου OFDMA με K σταθμούς βάσης. Το σύστημα χρησιμοποιεί N φέροντα τα οποία χρησιμοποιεί για την πολυπλεξία των χρηστών. Το σύστημα επαναχρησιμοποιεί και τα N φέροντα σε κάθε κυψέλη ώστε δυνητικά να μπορεί να επιτύχει συντελεστή επαναχρησιμοποίησης ίσο με ένα (reuse factor = 1). Επιπρόσθετα, ο κάθε χρήστης πραγματοποιεί αποκλειστική χρήση του φέροντος που του έχει αποδοθεί μιας και με αυτό τον τρόπο μεγιστοποιείται θεωρητικά το throughput για το συγκεκριμένο αυτό

φέρων. Η απόδειξη για το τελευταίο συμπέρασμα μπορεί να αναζητηθεί και στο [18].

Οι σταθμοί βάσης διαθέτουν στοιχειοκεραία M στοιχείων τα οποία χρησιμοποιούνται για τη δημιουργία L σταθερών λοβών ακτινοβολίας. Η κάθε κυψέλη εξοπλίζεται με μια στοιχειοκεραία ανά τομέα, οπότε δημιουργούνται L λοβοί ανά τομέα.

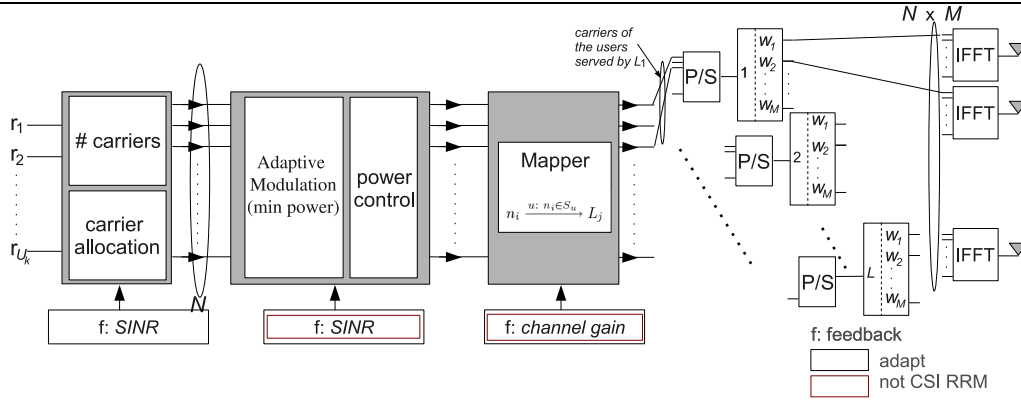
Τέλος, το σύστημα χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση με τρεις δυνατούς τύπους: QPSK, 16-QAM, 64-QAM ενώ η αντιστοίχιση μεταξύ του τύπου διαμόρφωσης και του ελάχιστου απαιτούμενου SNR γίνεται μέσω της ανάλυσης SNR gap όπως περιγράφηκε νωρίτερα στο 3.1.3. Ακολουθώντας την ανάλυση αυτή μπορούν να υπολογιστούν οι ελάχιστες τιμές SNR για τις υποστηριζόμενες διαμορφώσεις και να προκύψει το Σχήμα 4.7.



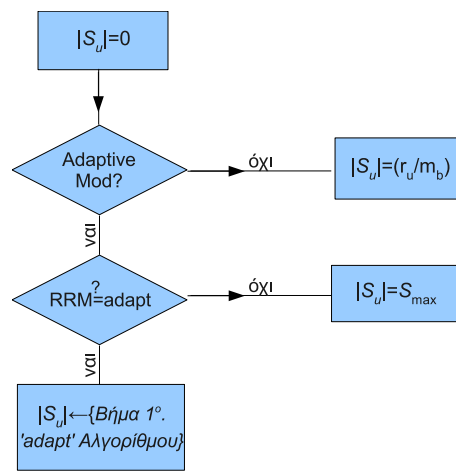
Σχήμα 4.7: Το απαιτούμενο SNR συναρτήσει του SER για το προσομοιωθέν σύστημα.

Στο Σχήμα 4.8 εμφανίζεται το μοντέλο του πομπού (σταθμός βάσης) του υπό εξέταση δικτύου OFDMA για την k κυψέλη. Όπως φαίνεται και στο σχήμα, η διαδικασία μετάδοσης στην κάτω ζεύξη μπορεί να χωριστεί σε τρία μέρη. Έστω U_k οι χρήστες της k κυψέλης με r_u το ρυθμό μετάδοσης που αιτεί ο κάθε χρήστης της κυψέλης.

Στο πρώτο μέρος της διαδικασίας μετάδοσης καθορίζεται το μήκος του καναλιού του κάθε χρήστη (αριθμός φερόντων που χρειάζεται για να ικανοποιηθεί ο ρυθμός του) ενώ πραγματοποιείται και μια πρώτη ανάθεση συγκεκριμένων φερόντων για το κανάλι του. Το



Σχήμα 4.8: Το μοντέλο του πομπού για το σύστημα OFDMA με switched beams.



Σχήμα 4.9: Η επιλογή του μήκος καναλιού το χρήστη u ανάλογα με τον RRM αλγόριθμο και το αν χρησιμοποιείται ή όχι προσαρμοστική διαμόρφωση.

στάδιο αυτό εξαρτάται κυρίως από το εάν το σύστημα χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση, καθώς και από τον RRM αλγόριθμο που επιλέγεται. Οι RRM αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται είναι αυτοί που περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 3. Για τον τρόπο με τον οποίο καθορίζεται το μήκος του καναλιού έχει καταστρωθεί το διάγραμμα ροής του Σχήματος 4.9. Στο διάγραμμα αυτό, $|S_u|$ είναι το μήκος καναλιού για το χρήστη u σε αριθμό φερόντων, m_b είναι ο αριθμός των bits που θα μεταδοθούν από ένα φέρον (bit loading) και προφανώς εξαρτάται από το είδος της διαμόρφωσης ενώ r_u είναι ο ζητούμενος ρυθμός του χρήστη. Επίσης, S_{min} είναι ο αριθμός των φερόντων που απαιτούνται για τη μεγαλύτερη δυνατή διαμόρφωση ενώ S_{max} είναι ο αριθμός των φερόντων που απαντούνται για τη μικρότερη. Στο ίδιο στάδιο πραγματοποιείται και η πρώτη (προσωρινή) ανάθεση συγκριμένων φερό-

ντων στο κανάλι του χρήστη. Η ανάθεση ακολουθεί τα όσα ορίζει ο RRM αλγόριθμος που χρησιμοποιείται (βλ. παραγράφους 3.1.4 και 3.1).

Η πληροφορία ανάδρασης που απαιτείται στο 1^ο στάδιο της διαδικασίας μετάδοσης εξαρτάται από το είδος του αλγορίθμου RRM που χρησιμοποιείται. Συγκεκριμένα, εάν χρησιμοποιούνται οι αλγόριθμοι: ‘seq’, ‘coord’, ‘rand’, ‘r-c’ και ‘fourC’ τότε το στάδιο αυτό δεν απαιτεί γνώση των SINR τιμών των φερόντων². Αντίθετα, στην περίπτωση του adapt αλγορίθμου είναι απαραίτητη η πληροφορία ανάδρασης για όλα τα φέροντα του συστήματος.

Στο 2^ο στάδιο της διαδικασίας μετάδοσης καθορίζεται τόσο το επίπεδο διαμόρφωσης του κάθε φέροντος όσο και οι τιμές ισχύος μετάδοσης του κάθε φέροντος. Σε αυτό το στάδιο απαιτείται πληροφορία ανάδρασης από το χρήστη που να δηλώνει τα επίπεδα SINR των φερόντων του συστήματος.

Στο 3^ο στάδιο της διαδικασίας γίνεται ουσιαστικά η αντιστοίχιση φερόντων με τους κατάλληλους λοβούς ακτινοβολίας του συστήματος. Δεδομένου ότι σε κάθε χρήστη έχει ανατεθεί ένας εκ των L λοβών του τομέα που τον εξυπηρετεί, μπορούν να βρεθούν τα φέροντα που θα εκπνευθούν από τον κάθε λοβό ακτινοβολίας. Στο σχήμα 4.8 φαίνεται το παράδειγμα για το χρήστη που εξυπηρετείται από τον 1^ο λοβό (L_1), το σήμα των φερόντων που του έχουν αποδοθεί πολλαπλασιάζεται με τα βάρη του 1^{ου} λοβού. Στο τέλος του 3^{ου} σταδίου πραγματοποιείται η μετατροπή από το πεδίο της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου με τη χρήση των μονάδων IFFT. Κάθε ένα από τα W modules έχει M εξόδους, όσα είναι και τα στοιχεία της χρησιμοποιούμενης στοιχειοκεραίας, ενώ πριν από κάθε στοιχείο υπάρχει η μονάδα του IFFT. Για το τρίτο και τελευταίο στάδιο, ως πληροφορία ανάδρασης απαιτείται μόνο το κέρδος καναλιού του κάθε χρήστη ώστε να επιλεγεί ο κατάλληλος λοβός για αυτόν.

4.4 Προσομοίωση OFDMA δικτύων switched-beam κεραιές

Σε αυτή την παράγραφο θα εξεταστεί η επίδοση του συστήματος του Σχήματος 4.8 μέσω της προσομοίωσης ενός πολυκυψελωτού δικτύου που χρησιμοποιεί τέτοιους πομπούς. Αρχικά θα παρουσιαστεί η πλατφόρμα προσομοίωσης που υλοποιήθηκε με σκοπό να διευκολυνθεί

²Οι αλγόριθμοι ‘r-c’, ‘fourC’ απαιτούν γνώση μόνο του κέρδους καναλιού του χρήστη για την κεντρική συχνότητα του συστήματος.

η είσοδος των παραμέτρων προσομοίωσης και το setup του επιθυμητού δικτύου. Στη συνέχεια θα παρουσιασθούν αποτελέσματα επίδοσης των υπό εξέταση δικτύων που θα αφορούν την πιθανότητα απόρριψης χρήστη του δικτύου, την πιθανότητα απόρριψης μακρινού χρήστη³ και το βαθμό χρησιμοποίησης των φερόντων του συστήματος μέσω του loading factor.

Στο [48] παρουσιάζεται μια παρεμφερής μελέτη OFDMA δικτύων με switched-beam κεραίες στους σταθμούς βάσης που ελέγχει τη χωρητικότητα του δικτύου. Ωστόσο, στη μελέτη αυτή δεν πραγματοποιείται ακριβής υπολογισμός των παρεμβολών του δικτύου, οι παρεμβολές προσομοιώνονται μέσω της θεωρήσης παρεμβολών τύπου Gauss. Επιπρόσθετα η μελέτη αυτή χρησιμοποιεί αποκλειστικά την τυχαία απονομή απόδοσης φερόντων σαν ένα τρόπο προσομοίωσης της τεχνικής που ακολουθείται από τα πρωτόκολλα της ομάδας 802.16.

4.4.1 Πλατφόρμα προσομοίωσης

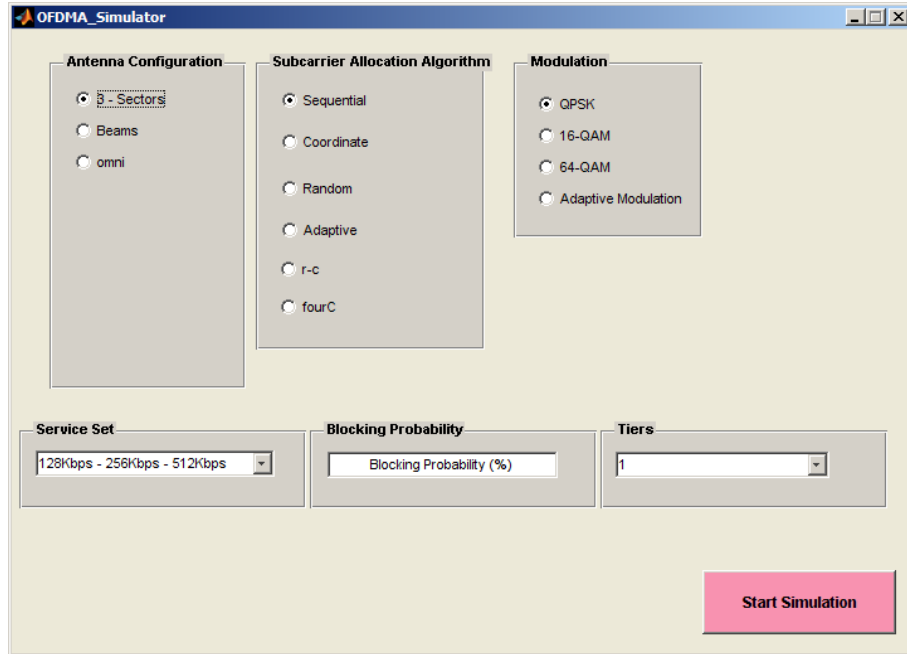
Η πλατφόρμα που περιγράφεται σε αυτό το σημείο λειτουργεί ως ένας προσομοιωτής OFDMA δικτύου με switched-beam κεραίες στην κάτω ζεύξη. Η πλατφόρμα δίνει τη δυνατότητα επιλογής

- της κεραίας του σταθμού βάσης,
- του αριθμού κυψελών (μέσω επιλογής αριθμού tiers),
- του αλγορίθμου εκχώρησης καναλιών,
- του τύπου διαμόρφωσης,
- των υποστηριζόμενων υπηρεσιών και
- της πιθανότητας απόρριψης χρήστη (Rejection Probability).

Στην εικόνα 4.10 φαίνεται η οθόνη εισαγωγής των επιθυμητών παραμέτρων για την προσομοίωση του OFDMA δικτύου.

Οι κεραίες των σταθμών βάσης μπορεί να είναι είτε ομοικατευθυντικές, είτε sectorized, είτε στοιχειοκεραίες. Στην τελευταία περίπτωση επιλέγεται ο αριθμός των στοιχείων της στοιχειοκεραίας καθώς και ο αριθμός λοβών σύμφωνα με την οθόνη του σχήματος 4.11. Τα κανάλια εκχωρούνται με κάποιον από τους έξι αλγόριθμους που παρουσιάστηκαν στις

³Ως “μακρινός” λαμβάνεται ο χρήστης ο οποίος απέχει περισσότερο από 0.7Km από το σταθμό βάσης που τον εξυπηρετεί.



Σχήμα 4.10: Οθόνη εισαγωγής παραμέτρων για τον προσομοιωτή δικτύου OFDMA.

παραγράφους 3.1.4 και 3.2. Το δίκτυο μπορεί είτε να χρησιμοποιεί αποκλειστικά ένα είδος διαμόρφωσης είτε να εφαρμόζει προσαρμοστική διαμόρφωση όπου διατίθενται και τα τρία είδη διαμόρφωσης που εμφανίζονται στην εικόνα 4.10. Επίσης, επιλέγεται το σύνολο υπηρεσιών που θα υποστηρίξει το δίκτυο από τις τέσσερις ομάδες υπηρεσιών που διατίθενται συνολικά (Πιν. 4.1).

set 1	128Kbps, 256Kbps, 512Kbps
set 2	512Kbps, 1Mbps, 2Mbps
set 3	1Mbps, 2Mbps, 5Mbps
set 4	2Mbps, 5Mbps, 10Mbps

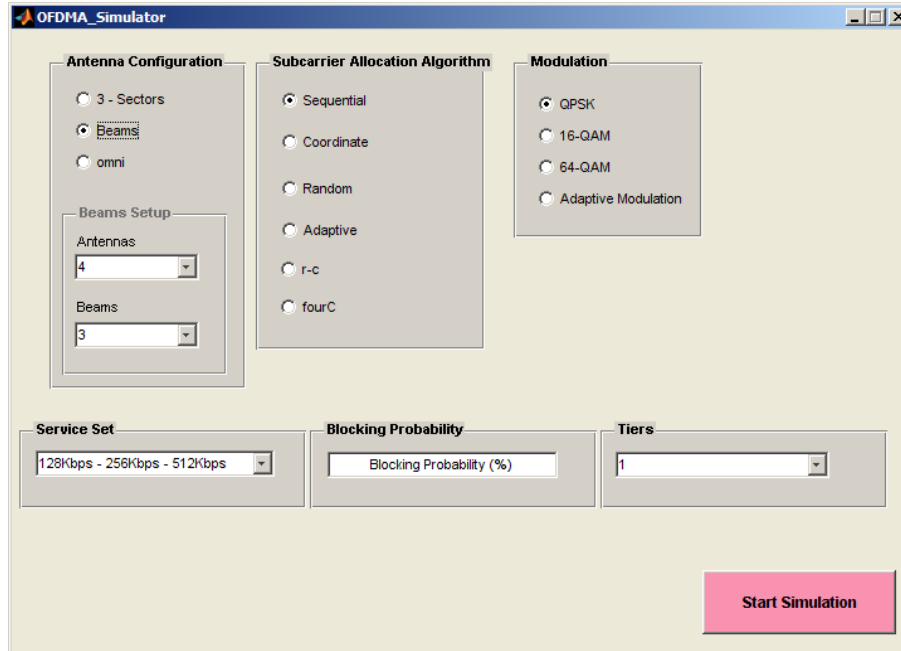
Πίνακας 4.1: Ομάδες προσφερόμενων υπηρεσιών

Το κριτήριο τέλους της προσομοίωσης για το κάθε setup είναι η πιθανότητα απόρριψης χρήστη (Rejection Probability). Η πιθανότητα απόρριψης ενός χρήστη σε κάθε στιγμιότυπο της προσομοίωσης δίδεται από την

$$b = \frac{\text{users_rejected}}{\text{total_users}}$$

όπου total_users είναι ο συνολικός αριθμός χρηστών που προσπάθησαν μέχρι το συγκεκριμένο στιγμιότυπο να εισέλθουν στο σύστημα. Έτσι, κάθε προσομοίωση τελειώνει όταν η τιμή b φτάσει την ανώτατη επιτρεπτή τιμή που ορίζεται στο στάδιο της εικόνας 4.10.

Μετά το τέλος της προσομοίωσης μπορούν να ληφθούν τιμές για τα μεγέθη που περιγράφουν την απόδοση του δικτύου για το συγκεκριμένο setup. Με αυτό τον τρόπο η μελέτη και η ανάλυση του OFDMA δικτύου μπορεί να γίνει χωρίς να απαιτείται γνώση για τον τρόπο υλοποίησης της εφαρμογής.



Σχήμα 4.11: Οθόνη εισαγωγής παραμέτρων για τις στοιχειοκεραίες των σταθμών βάσης.

4.4.2 Επίδοση τεχνικών RRM σε OFDMA δίκτυα με switched-beam κεραιές

Η αξιολόγηση και η επίδραση συγκεκριμένων επιλογών (αλγόριθμος κατανομής φερόντων, κεραιοσύστημα, είδος διαμόρφωσης) στην επίδοση του OFDMA δικτύου γίνεται και στο κεφάλαιο αυτό με Monte Carlo προσομοιώσεις, [49]. Για τα αποτελέσματα αυτής της παραγράφου πραγματοποιήθηκαν 300 Monte Carlo προσομοιώσεις για το κάθε σενάριο.

Συγκεκριμένα, σε αυτή την παράγραφο επιλέχθηκαν οι τρεις καλύτεροι RRM αλγόριθμοι του προηγούμενου κεφαλαίου ('rand', 'fourC', 'adapt') και προσομοιώθηκαν σε δίκτυα με sectorized κεραιές και σε δίκτυα με switched-beam κεραιές. Πέντε δίκτυα συνολικά εμφανίζονται σε κάθε διάγραμμα αποτελεσμάτων: omni, όπου το δίκτυο έχει αποκλειστικά ομοιοκατευθυντικές κεραιές όπως στα αποτελέσματα που έχουν παρουσιασθεί μέχρι τώρα, sectors, όπου το δίκτυο εφαρμόζει τομεοποίηση των κεφελών με τρεις τομείς ανά κυψέλη,

3beams/sec όπου το δίκτυο εφαρμόζει σταθερό πλέγμα τριών λοβών ανά τομέα, 5beams/sec όπου το δίκτυο εφαρμόζει σταθερό πλέγμα πέντε λοβών ανά τομέα και τέλος, 7beams/sec όπου το δίκτυο εφαρμόζει σταθερό πλέγμα επτά λοβών ανά τομέα. Μελετώνται λοιπόν πέντε δίκτυα με διαφορετικά κεραιοσυστήματα και το καθένα με τρεις διαφορετικούς RRM αλγόριθμους, έτσι, το κάθε διάγραμμα παρουσιάζει αποτελέσματα επίδοσης για δεκαπέντε συνολικά δίκτυα.

Για καθένα από τα δεκαπέντε δίκτυα που αναφέρθηκαν παραπάνω πραγματοποιήθηκαν δύο σετ προσομοιώσεων. Στο πρώτο σετ, η προσομοίωση του κάθε δικτύου περιλαμβάνει 300 Monte Carlo επαναλήψεις, με την κάθε μια να τερματίζει μόλις 100 χρήστες προσπαθήσουν να εισέλθουν στο δίκτυο. Ο κάθε χρήστης εισέρχεται σε τυχαία θέση στο σύστημα ενώ έχει καθορισμένο μήκος καναλιού με $n_{ch} = 4$ φέροντα. Σε αυτό το σετ προσομοιώσεων το σύστημα χρησιμοποιεί μόνο την QPSK διαμόρφωση για τα φέροντα των χρηστών, ενώ εφαρμόζει έλεγχο ισχύος σε όλες τους σταθμούς βάσης ώστε να εγγυηθεί ποιότητα υπηρεσίας στους χρήστες τους. Επιπλέον, το διατιθέμενο φάσμα επαναχρησιμοποιείται πλήρως σε κάθε κυψέλη, θεώρηση που έχει ακολουθηθεί και στο προηγούμενο κεφάλαιο. Στον Πίνακα 4.2 συγκεντρώνονται οι βασικές παράμετροι προσομοίωσης για το σύστημα. Στο δεύτερο σετ προσομοιώσεων, το setup παραμένει σχεδόν ίδιο με προηγουμένως, μόνο που τώρα η κάθε Monte Carlo επανάληψη τερματίζει μόλις η πιθανότητα απόρριψης χρήστη φτάσει το 5%.

Τέλος, για το μοντέλο διάδοσης έχει χρησιμοποιηθεί το extended Hata για όλες της κυψέλες πλην της κεντρικής όπου εφαρμόζεται τεχνική ray tracing. Περισσότερες πληροφορίες μπορούν να αναζητηθούν στην παράγραφο 3.3.2.1.

Αποτελέσματα προσομοιώσεων: η κάθε Monte Carlo επανάληψη τερματίζει όταν 100 χρήστες προσπαθήσουν να εισέλθουν στο δίκτυο

Τα αποτελέσματα αυτής της παραγράφου αφορούν την πιθανότητα απόρριψης χρήστη και το loading factor. Τα δύο τελευταία μεγέθη αφορούν αποκλειστικά την κεντρική κυψέλη του συστήματος όπου η προσομοίωση εξελίσσεται με ray tracing τεχνική για την πρόβλεψη πεδίου.

Στα Σχήματα 4.12 - 4.14 παρουσιάζεται η πιθανότητα απόρριψης χρήστη για τα πέντε είδη κεραιοσυστημάτων που προαναφέρθηκαν. Εύκολα προκύπτει ότι ο 'adapt' παρουσιάζει

Αριθμός Κυψελών	$K = 7$
Ακτίνα Κυψέλης	$R = 0.8km$
Κεντρική Συχνότητα	$f_c = 2.5GHz$
Διαθέσιμο φάσμα	$BW = 10MHz$
Αριθμός OFDM φερόντων	$N = 128$
Απόσταση γειτονικών φερόντων	$\Delta f = 78.125kHz$
Bit Error Rate	$Pe = 10^{-5}$
Σταθμός Βάσης - Συσκευή Χρήστη	
BS κέρδος κεραίας	$G_{BS}^{Tx} = 14dBi$ (Ομοιοκατευθυντική) $G_{BS}^{Tx} = 17dBi$ (sectorized) $G_{BS}^{Tx} = 17dBi + 10 \log(M)$ (M :αριθμός στοιχείων)
BS μέγιστη ισχύς μετάδοσης	$P_{BS}^{max} = 43dBm$
BS ύψος κεραίας	$h_{BS} = 15m$
MS κέρδος κεραίας	$G_{MS}^{Rx} = -1dBi$ (Ομοιοκατευθυντική)
MS ύψος κεραίας	$h_{MS} = 1.5m$
MS συντελεστής θορύβου	$F_{MS}^{Rx} = 7dB$
Μοντέλο διάδοσης	
Κεντρική Κυψέλη	Ray Tracing
Υπόλοιπες Κυψέλες	COST-Hata-Model[32]
Σκίαση	$\sigma_{shadowing} = 8dB$
Πυκνότητα Ισχύος λευκού θορύβου	$N_0 = -174 \frac{dBm}{Hz}$

Πίνακας 4.2: Παράμετροι Προσομοίωσης για το OFDMA δίκτυο.

την καλύτερη συμπεριφορά φτάνοντας μόνο το 4% πιθανότητα απόρριψης για 100 χρήστες ενώ διατηρεί σχεδόν μηδενική πιθανότητα απόρριψης για όλα τα δίκτυα με σταθερό πλέγμα λοβών.

Στην περίπτωση όμως που πρέπει να χρησιμοποιηθούν πιο απλά σχήματα απόδοσης πόρων, τα Σχήματα 4.12 και 4.13 δείχνουν ότι η συμπεριφορά ακόμη και των απλών τεχνικών είναι αξιόλογη. Συγκεκριμένα, ο ‘fourC’ αλγόριθμος προσεγγίζει την επίδοση του ‘adapt’ με sectorized κεραίες, όταν χρησιμοποιείται πλέγμα τριών λοβών ανά τομέα. Αν και δεν πετυχαίνει τη σχεδόν μηδενική πιθανότητα απόρριψης χρήστη του ‘adapt’, φτάνει όμως σε πιθανότητα απόρριψης μόλις 2.5% στους 100 χρήστες για δίκτυα με 5 ή 7 beams/sec.

Επιπρόσθετα, ο ‘fourC’ αλγόριθμος, ακόμη και στην περίπτωση των sectors, δεν ξεπερνάει το 8% πιθανότητα απόρριψης για 100 χρήστες, τιμή η οποία διπλασιάζεται στην περίπτωση του απλού ‘rand’ που φτάνει σχεδόν τα 17%.

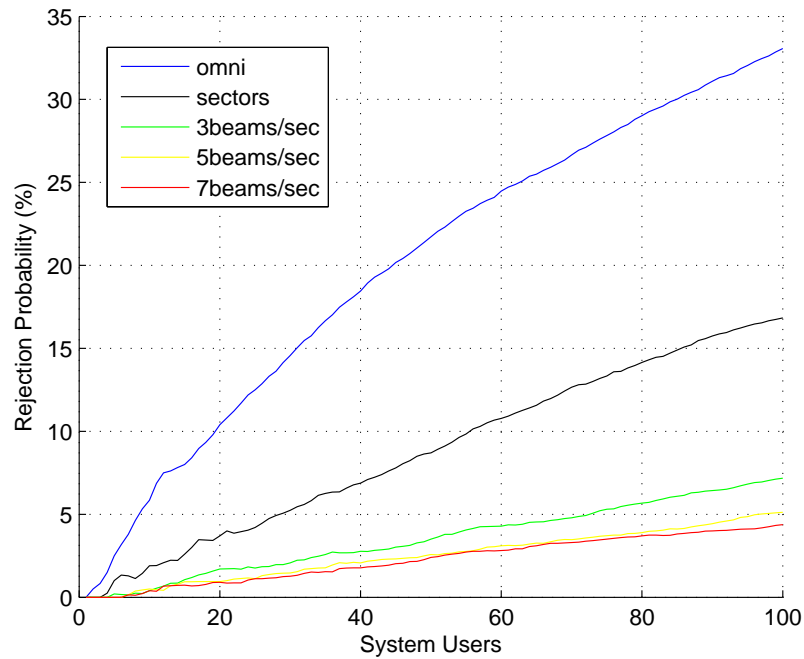
Ένα τελευταίο ενδιαφέρον σημείο των διαγραμμάτων αυτών είναι ότι όλοι σχεδόν οι αλγόριθμοι δεν παρουσιάζουν βελτίωση από τους 5 λοβούς ανά τομέα στους 7. Το γεγονός αυτό δηλώνει ότι με τους 5 λοβούς ανά τομέα το δίκτυο έχει καταστείλει πλήρως το πρόβλημα των παρεμβολών σε επίπεδο δικτύου και η περαιτέρω προσπάθεια καταστολής τους (με περισσότερους λοβούς) δεν οδηγεί σε βελτίωση της επίδοσής του. Το γεγονός αυτό φαίνεται πιο καθαρά και στο Σχήμα 4.15 όπου φαίνεται το loading factor του δικτύου για όλα τα υπό εξέταση σενάρια της παραγράφου αυτής όταν 100 χρήστες έχουν προσπαθήσει να μπουν στο δίκτυο. Στο ίδιο σχήμα φαίνεται και η μέγιστη τιμή του loading factor που μπορεί να επιτευχθεί με το όριο των 100 χρηστών⁴. Αρχικά παρατηρούμε ότι ο αλγόριθμος ‘adapt’ φτάνει τη μέγιστη τιμή ακόμη και με 3 λοβούς ανά τομέα, με αποτέλεσμα επιπλέον λοβοί να μη μπορούν να βελτιώσουν την επίδοσή του. Το ίδιο ισχύει και για τον ‘fourC’ αλγόριθμο ακόμη και εάν δε φαίνεται να φτάνει οριακά τη μέγιστη τιμή που έχει τεθεί στο διάγραμμα. Αυτό συμβαίνει όμως γιατί ο ‘fourC’, αντίθετα με τον ‘adapt’, δεν επανεκχωρεί με την είσοδο κάθε νέου χρήστη τα κανάλια της κυψέλης του, με αποτέλεσμα να “χάνει” κάποιους χρήστες λόγω υπερβολικών παρεμβολών ανεξάρτητα από την παρουσία λοβών στο δίκτυο. Εξαιτίας αυτού του γεγονότος, στην περίπτωση του ‘fourC’ η μέγιστη τιμή του loading factor δεν μπορεί ποτέ να φτάσει τη μέγιστη τιμή που δείχνει η γραμμή του Σχήματος 4.15.

Αποτελέσματα προσομοιώσεων: η κάθε Monte Carlo επανάληψη τερματίζει όταν η πιθανότητα απόρριψης χρήστη φτάσει το 5%

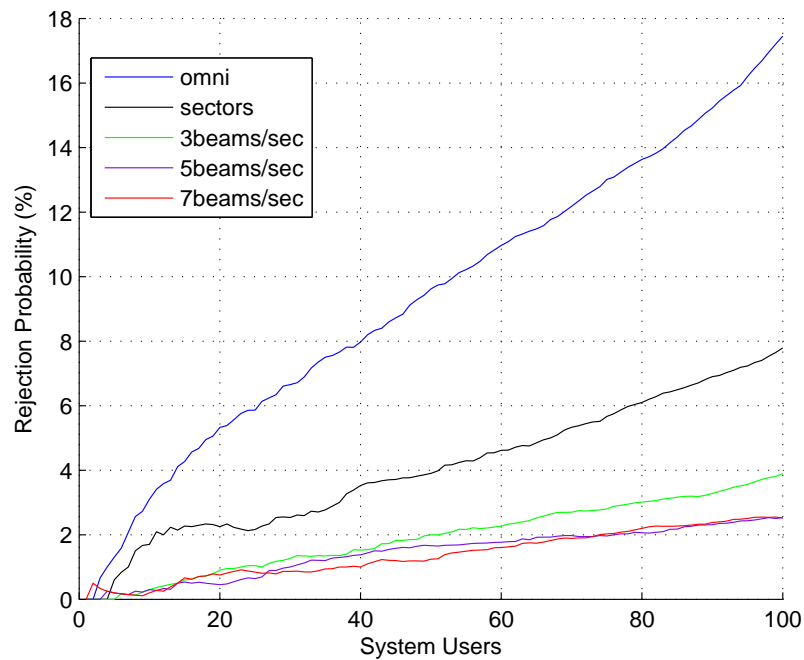
Οι παράμετροι του συστήματος είναι πάλι αυτές του Πίνακα 4.2 ενώ το περιβάλλον προσομοίωσης έχει περιγραφεί στην αρχή της παραγράφου. Τα αποτελέσματα αυτού του σετ σκοπό έχουν να δείξουν καλύτερα τις επιδόσεις των υπό εξέταση δικτύων για χαμηλές τιμές απόρριψης χρήστη, που είναι και η επιθυμητή κατάσταση σε ένα δίκτυο παροχής ασύρματων υπηρεσιών. Η πολυπλοκότητα του συστήματος παραμένει η ελάχιστη δυνατή μιας και δεν χρησιμοποιείται προσαρμοστική διαμόρφωση.

Στα Σχήματα 4.16 και 4.17 παρουσιάζεται αντίστοιχα, ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης

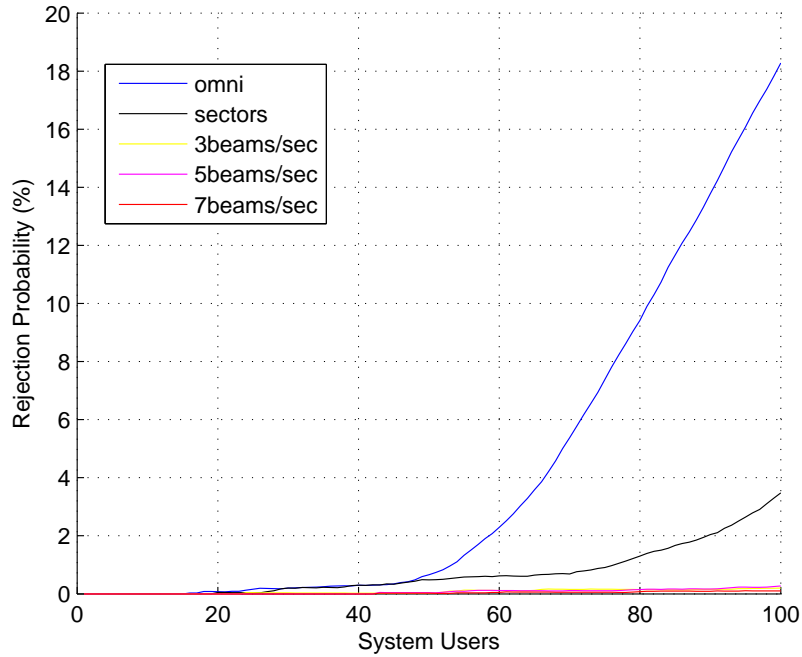
⁴ Δεδομένου ότι ο κάθε χρήστης λαμβάνει το μέγιστο $n_{ch} = 4$ φέροντα, η παρουσία 100 χρηστών στο δίκτυο ισοδυναμεί με loading factor ίσο με 44,67%



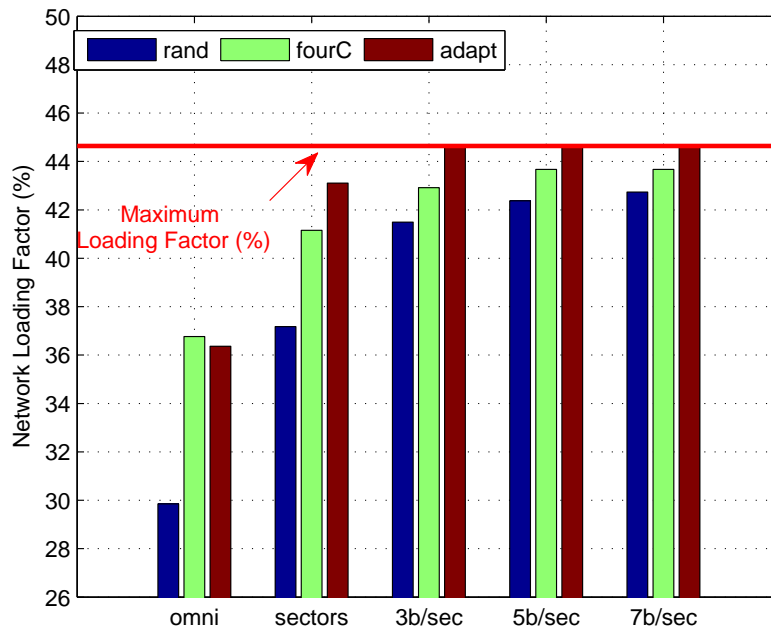
Σχήμα 4.12: Η πιθανότητα απόρριψης χρήστη όταν το σύστημα χρησιμοποιεί τον rand αλγόριθμο.



Σχήμα 4.13: Η πιθανότητα απόρριψης χρήστη όταν το σύστημα χρησιμοποιεί τον fourC αλγόριθμο.

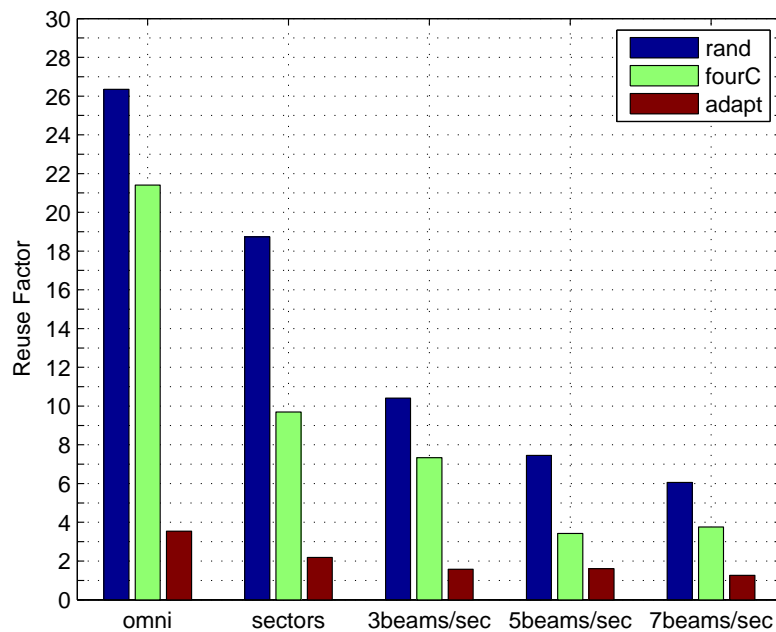


Σχήμα 4.14: Η πιθανότητα απόρριψης χρήστη όταν το σύστημα χρησιμοποιεί τον adapt αλγόριθμο.



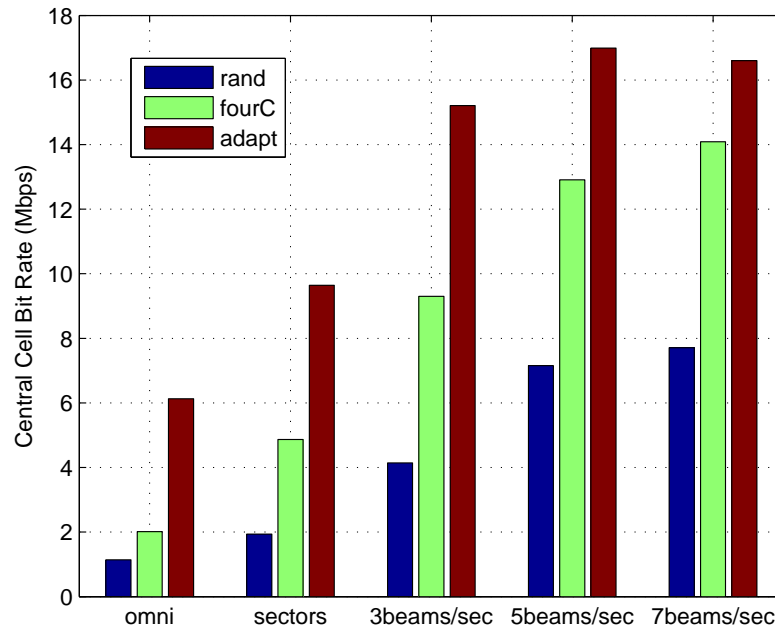
Σχήμα 4.15: Το loading factor (%) του δικτύου για όλα τα δίκτυα.

και ο προσφερόμενος ρυθμός της κεντρικής κυψέλης για τα δεκαπέντε εξεταζόμενα δίκτυα. Προφανώς ο ‘adapt’ αλγόριθμος έχει την καλύτερη επίδοση, προσεγγίζοντας συντελεστή επαναχρησιμοποίησης λίγο υψηλότερο από τη μονάδα και με throughput κεντρικής κυψέλης περί τα 17Mbps. Ωστόσο, από το Σχήμα 4.16 φαίνεται ότι η βελτίωση του ‘adapt’ με τη χρησιμοποίηση περισσότερων λοβών είναι πολύ μικρή σε σχέση με τη βελτίωση των υπολοίπων αλγορίθμων. Αν και η βελτίωση του ‘fourC’ με την εφαρμογή των switched beams είναι μεγάλη, ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης φάσματος δεν πέφτει κάτω από το 3.5. Η τιμή αυτή ωστόσο κρίνεται ικανοποιητική εάν ταυτόχρονα ληφθεί υπόψη και το throughput του Σχήματος 4.17 όπου φαίνεται ότι ο ‘fourC’ δίνει έως και 14Mbps στην κεντρική κυψέλη. Αν και άμεση σύγκριση δεν είναι δυνατό να υπάρξει, ωστόσο η τιμή αυτή είναι σαφώς μεγαλύτερη από τις προσφερόμενες τιμές των σύγχρονων ασύρματων κυψελωτών δικτύων. Μια τελευταία παρατήρηση που αξίζει να γίνει για το διάγραμμα 4.17 είναι ότι η εφαρμογή ολοένα και περισσότερων λοβών μειώνει τη διαφορά στο ρυθμό μετάδοσης μεταξύ του ‘adapt’ και του ‘fourC’. Η διαφορά τους στα δίκτυα με 5 και 7 λοβούς ανά τομέα δεν ξεπερνάει 3 και 2.5 Mbps αντίστοιχα.

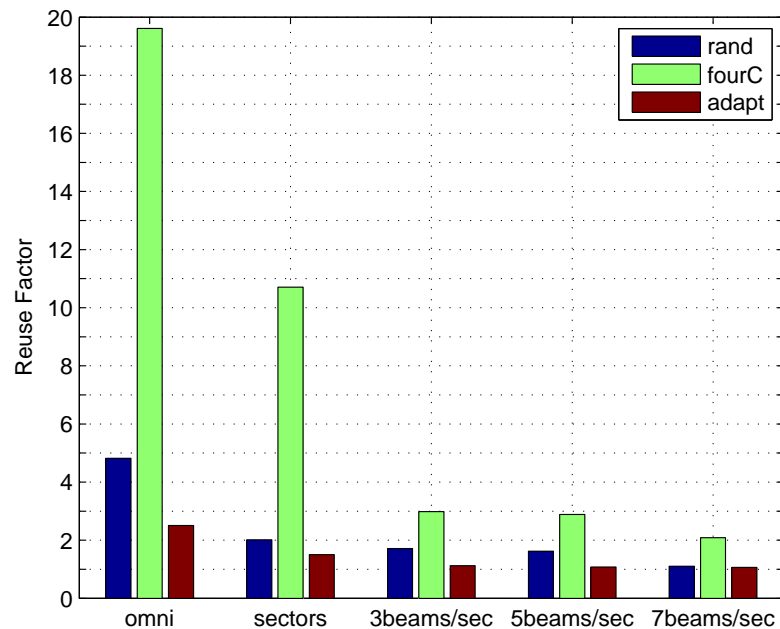


Σχήμα 4.16: Ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης του φάσματος για τα υπο εξέταση δίκτυα. Χρησιμοποιείται διαμόρφωση QPSK.

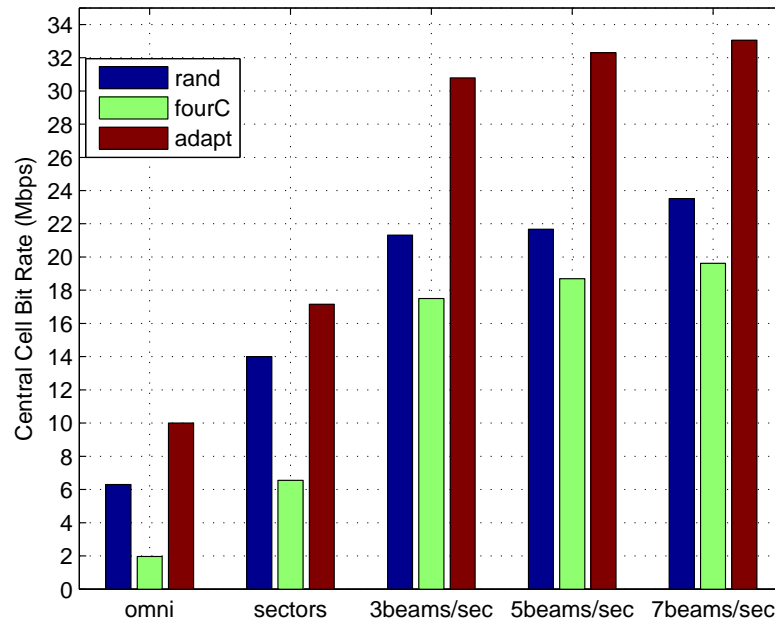
Για χάρη πληρότητας της μελέτης, παρατίθενται τα Σχήματα 4.18 και 4.19 τα οποί-



Σχήμα 4.17: Το throughput (Mbps) της κεντρικής κυψέλης για όλα τα υπό εξέταση δίκτυα. Χρησιμοποιείται διαμόρφωση QPSK.



Σχήμα 4.18: Ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης του φάσματος για τα υπό εξέταση δίκτυα. Χρησιμοποιείται προσαρμοστική διαμόρφωση (QPSK, 16QAM, 64QAM).



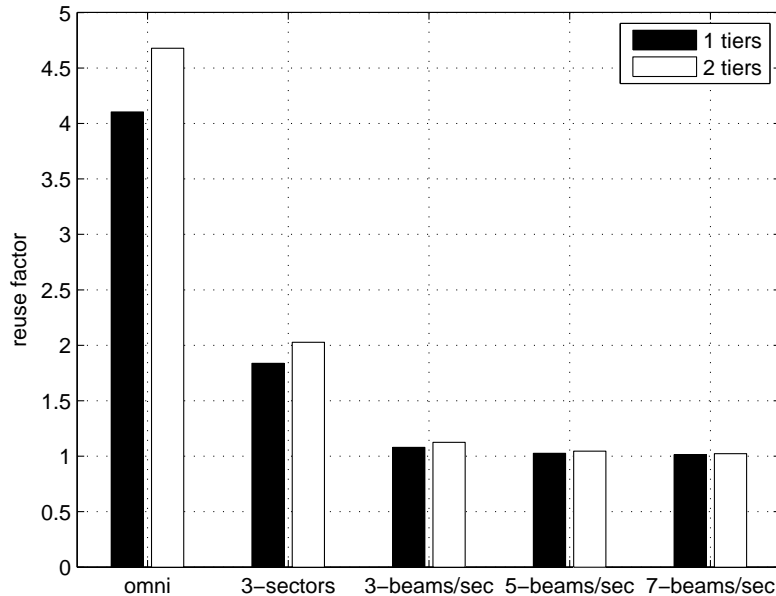
Σχήμα 4.19: Το throughput (Mbps) της κεντρικής κυψέλης για όλα τα υπό εξέταση δίκτυα. Χρησιμοποιείται προσαρμοστική διαμόρφωση (QPSK, 16QAM, 64QAM).

α παρουσιάζουν αποτελέσματα για το βαθμό επαναχρησιμοποίησης και το throughput της κεντρικής κυψέλης σε δίκτυα όμως με προσαρμοστική διαμόρφωση. Τα αποτελέσματα διαφοροποιούνται σημαντικά σε αυτή την περίπτωση. Όπως και στο κεφάλαιο 3 η προσαρμοστική διαμόρφωση επιφέρει αξιοσημείωτη βελτίωση στην επίδοση του 'rand' αλγορίθμου για όλα τα υπό εξέταση δίκτυα. Αν και βελτίωση παρατηρείται σε όλους τους αλγορίθμους, ωστόσο μόνο στην περίπτωση του 'rand' αυτή οδηγεί σχεδόν στον επταπλασιασμό του throughput της κεντρικής κυψέλης. Συγκεκριμένα, ο 'fourC' αλγόριθμος φτάνει τα 18Mbps στην κεντρική κυψέλη, ενώ ο 'rand' αγγίζει ακόμη και τα 23Mbps. Σημαντική είναι και η βελτίωση του 'adapt' που φτάνει τα 33Mbps στην κεντρική κυψέλη.

Τέλος, από το διάγραμμα 4.18 με το βαθμό επαναχρησιμοποίησης φάσματος αποδεικνύεται το πόσο εξαιρετικά συμπεριφέρεται η τεχνική 'rand'. Η επίδοσή της είναι συγκρίσιμη με αυτή της τεχνικής 'adapt' ενώ για τα δίκτυα με 3 λοβούς ανά τομέα, ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης φάσματος αγγίζει το βέλτιστο (reuse factor = 1). Από αυτό το διάγραμμα φαίνεται εντονότερα η ξεκάθαρα μεγαλύτερη βελτίωση της 'rand' τεχνικής σε σχέση με τη 'fourC'.

4.4.3 Καταστολή παρεμβολών σε OFDMA δίκτυα με switched beams

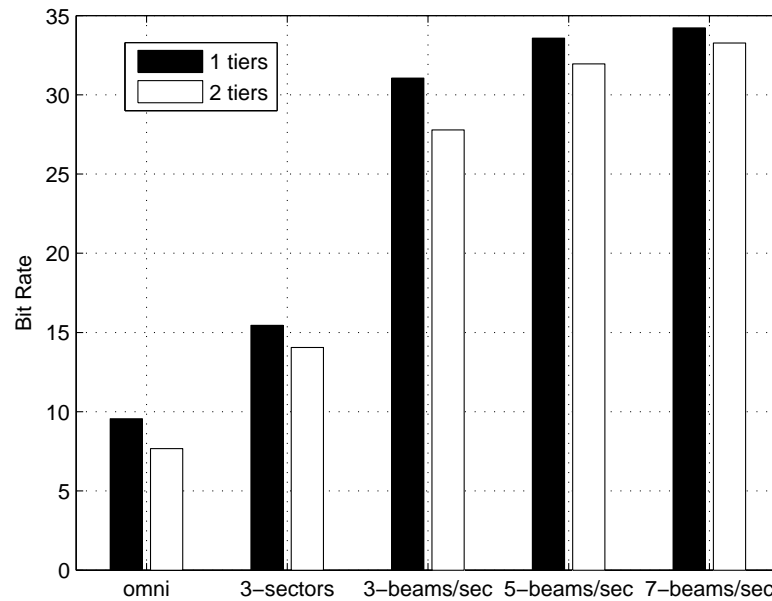
Σε αυτή την παράγραφο θα εξεταστεί η επίδραση των switched-beam κεραιών σε περιβάλλοντα με αυξημένες παρεμβολές. Σκοπός είναι να μελετηθεί η επίδοση του OFDMA συστήματος όταν οι παρεμβολές αυξάνονται όπως συμβαίνει όταν το δίκτυο επεκτείνεται με περισσότερες κυψέλες και άρα με περισσότερους χρήστες. Σε αυτή την παράγραφο



Σχήμα 4.20: Ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης του δικτύου. Χρησιμοποιείται ο adapt ως RRM αλγόριθμος και προσαρμοστική διαμόρφωση.

προσομοιώθηκαν δίκτυα με ένα και δύο tiers (με 7 και 19 κυψέλες). Η τεχνική OFDMA που επιλέχθηκε ήταν η ‘adapt’ που περιγράφεται στην παράγραφο 3.1.4 ενώ το σύστημα εφαρμόζει προσαρμοστική διαμόρφωση με τρία επίπεδα: QPSK, 16-QAM, 64-QAM. Οι χρήστες ζητούν τυχαία ένα ρυθμό από το σετ [128Kbps, 256Kbps, 512Kbps] ενώ η θέση τους προσδιορίζεται τυχαία στο χώρο του δικτύου. Συνολικά προσομοιώθηκαν δύο δίκτυα: ένα με 7 κυψέλες και ένα με 19 κυψέλες. Για κάθε δίκτυο πραγματοποιήθηκαν 100 Monte Carlo επαναλήψεις με την κάθε μια να τερματίζεται όταν η πιθανότητα απόρριψης χρήστη φτάσει τα 20%.

Στο Σχήμα 4.20 παρουσιάζεται ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης του δικτύου για 7 και 19 κυψέλες. Παρατηρούμε ότι η εφαρμογή των λοβών μειώνει πολύ γρήγορα το βαθ-

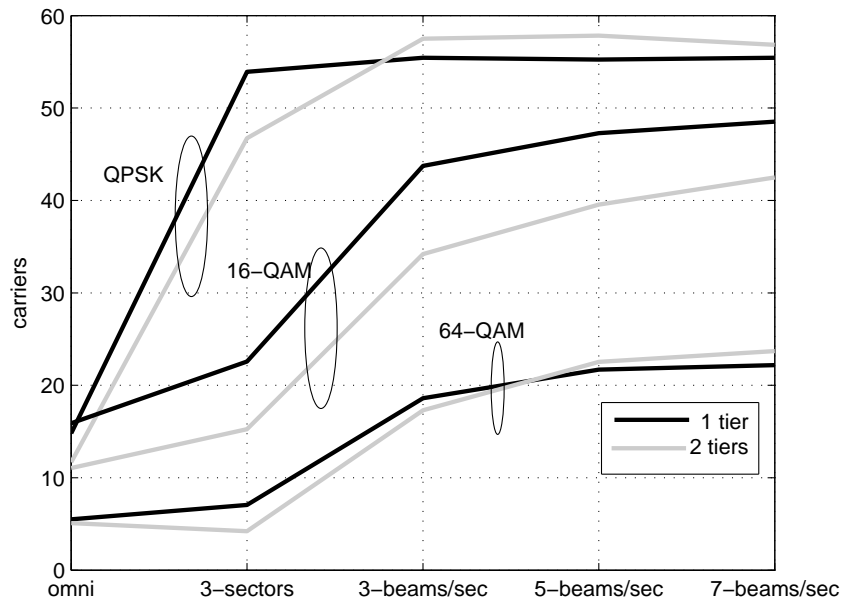


Σχήμα 4.21: Ο ρυθμός μετάδοσης (Mbps) για την κεντρική κυψέλη του δικτύου. Χρησιμοποιείται ο ‘adapt’ αλγόριθμος και προσαρμοστική διαμόρφωση.

μό επαναχρησιμοποίησης φάσματος. Επιπλέον, μετά τους 3 λοβούς ανά τομέα ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης προσεγγίζει σχεδόν τη μονάδα γεγονός που δηλώνει ότι δεν μπορεί να υπάρξει περαιτέρω βελτίωση της επίδοσης του συστήματος. Το σύστημα με αυτή την τεχνική και με 3 λοβούς ανά τομέα αξιοποιεί πλήρως τους πόρους του. Επίσης, η προσθήκη του 2^{ου} tier αφήνει σχεδόν ανεπηρέαστο το βαθμό επαναχρησιμοποίησης του δικτύου.

Στο Σχήμα 4.21 εμφανίζεται ο ρυθμός μετάδοσης κάτω ζεύξης για την κεντρική κυψέλη του δικτύου. Αναμενόμενα υπάρχει μια μικρή μείωση του ρυθμού της κεντρικής στις 19 κυψέλες, η οποία μειώνεται με την προσθήκη περισσότερων λοβών. Συγκεκριμένα, στο δίκτυο με τους 7 λοβούς ανά τομέα η διαφορά στο ρυθμό κάτω ζεύξης της κεντρικής για τις 7 και 19 κυψέλες δεν ξεπερνά το 1Mbps γεγονός που δηλώνει ότι οι παρεμβολές του επιπλέον tier έχουν πλήρως εξαλειφθεί. Τέλος, και από αυτό το σχήμα φαίνεται ότι η προσθήκη περισσότερων λοβών πέρα των τριών, δεν επιφέρει μεγάλη βελτίωση στην επίδοση του συστήματος. Ο ρυθμός κάτω ζεύξης αγγίζει τα 33-34Mbps στο δίκτυο με τους 7 λοβούς ανά τομέα.

Στο τελευταίο διάγραμμα αυτής της παραγράφου που παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.22 συγκεντρώνεται ο αριθμός των φερόντων ανά δίκτυο με ταυτόχρονη ομαδοποίησή τους



Σχήμα 4.22: Η κατανομή των carriers ανάλογα με τη διαμόρφωσή τους. Χρησιμοποιείται ο ‘adapt’ αλγόριθμος και προσαρμοστική διαμόρφωση.

ανάλογα με τον τύπο διαμόρφωσής τους. Αναμενόμενα τα περισσότερα φέροντα διαμορφώνονται από QPSK ενώ τα λιγότερα από 64-QAM. Ωστόσο, ο αριθμός των 16-QAM και 64-QAM αυξάνονται με την προσθήκη περισσότερων λοβών. Ταυτόχρονα, παρατηρούμε ότι για τα δίκτυα με 5 και 7 λοβούς ανά τομέα, ο αριθμός των QPSK φερόντων αυξάνει στις 19 κυψέλες σε σχέση με τις 7. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι λόγω των περισσότερων παρεμβολών που δέχεται η κεντρική κυψέλη, δεν καταφέρνει να φορτώσει αντίστοιχο αριθμό φερόντων με υψηλότερες διαμορφώσεις, έτσι, για να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις των χρηστών του, το σύστημα αυξάνει τον αριθμό φερόντων που διαμορφώνονται με τη χαμηλότερη διαμόρφωση (QPSK).

4.4.4 Επίδραση του μήκους καναλιού χρήστη

Σε όλη την προηγούμενη μελέτη που παρουσιάστηκε αναφορικά με τις επιδόσεις των RRM αλγορίθμων δεν έγινε ιδιαίτερη αναφορά στο μήκος του καναλιού του χρήστη. Το μήκος του καναλιού του χρήστη ορίζεται μέσω του αριθμού των φερόντων του συστήματος που του ανατίθενται και σύμφωνα με το σχήμα 4.8 ο καθορισμός του μήκους καναλιού πραγματοποιείται στο 1^ο στάδιο της μετάδοσης με τρόπο που περιγράφεται στο διάγραμμα

ροής 4.9. Ωστόσο, η επιλογή του μήκους καναλιού επηρεάζει άμεσα το 3^ο στάδιο της μετάδοσης όπου πραγματοποιείται το bit loading των φερόντων που επιλέχθηκαν και ο υπολογισμός της απαιτούμενης ισχύος. Σκοπός λοιπόν αυτής της παραγράφου είναι να μελετηθεί αλλά και να ποσοτικοποιηθεί η επίδραση του μήκους καναλιού του χρήστη στην επίδοση του δικτύου.

Υπενθυμίζεται ότι το σύστημα που υλοποιείται επιχειρεί προσαρμοστική διαμόρφωση και έλεγχο ισχύος με σκοπό την ελαχιστοποίηση της συνολικής ισχύος κάτω ζεύξης. Σε ένα τέτοιο σύστημα, όπως θα φανεί και από τη μελέτη που ακολουθεί, το μήκος καναλιού έχει ιδιαίτερη σημασία όταν οι χρήστες αιτούν διαφορετικές υπηρεσίες. Συνήθως, τα συστήματα εκχωρούν καθορισμένο μήκος καναλιού στους χρήστες τους⁵ ανεξαρτήτως από την υπηρεσία που αυτοί αιτούν. Σε αυτή την παράγραφο παρουσιάζεται μια μελέτη που αποδεικνύει ότι σε συστήματα με προσαρμοστική διαμόρφωση που παρέχουν ποικίλες υπηρεσίες η χρήση σταθερού μήκους καναλιού δεν είναι η ορθότερη προσέγγιση.

Συγκεκριμένα, εισάγεται μια νέα παράμετρος, *ratio*, η οποία λειτουργεί σαν ο σταθερός λόγος μεταξύ του εύρους καναλιού του χρήστη και της υπηρεσίας που αιτεί. Η (4.7) ορίζει τη μεταβλητή *ratio* για τον χρήστη *u*.

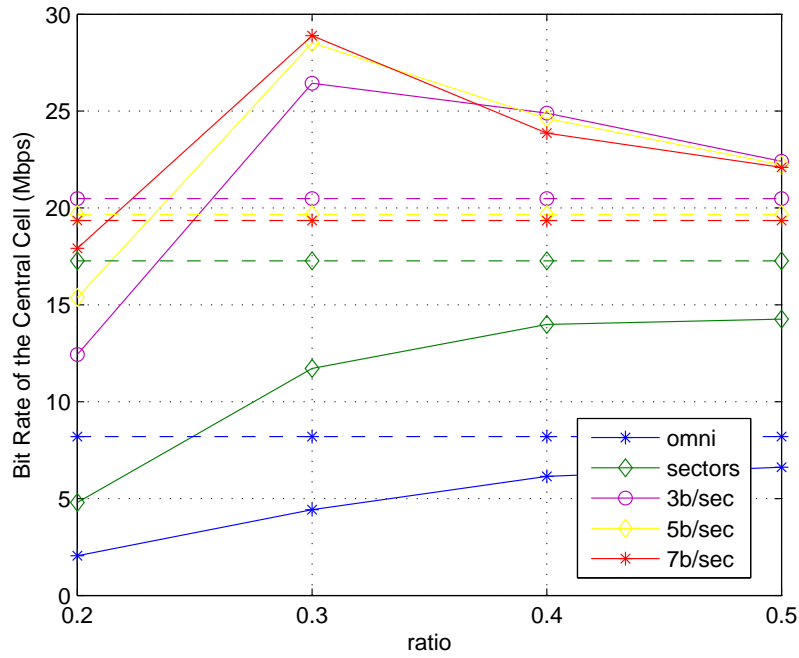
$$ratio = \frac{|S| \cdot \Delta f}{r_u} \quad (4.7)$$

Στην προηγούμενη σχέση με $|S|$ προσδιορίζεται ο αριθμός των φερόντων που ανατίθενται στο χρήστη *u*, Δf είναι η απόσταση των φερόντων μεταξύ τους (μετράται σε μονάδες φάσματος) και r_u είναι ο επιθυμητός ρυθμός κάτω ζεύξης που αιτεί ο χρήστης. Έτσι, η μεταβλητή *ratio* είναι ένας καθαρός αριθμός που λαμβάνει τιμές στο (0,1].

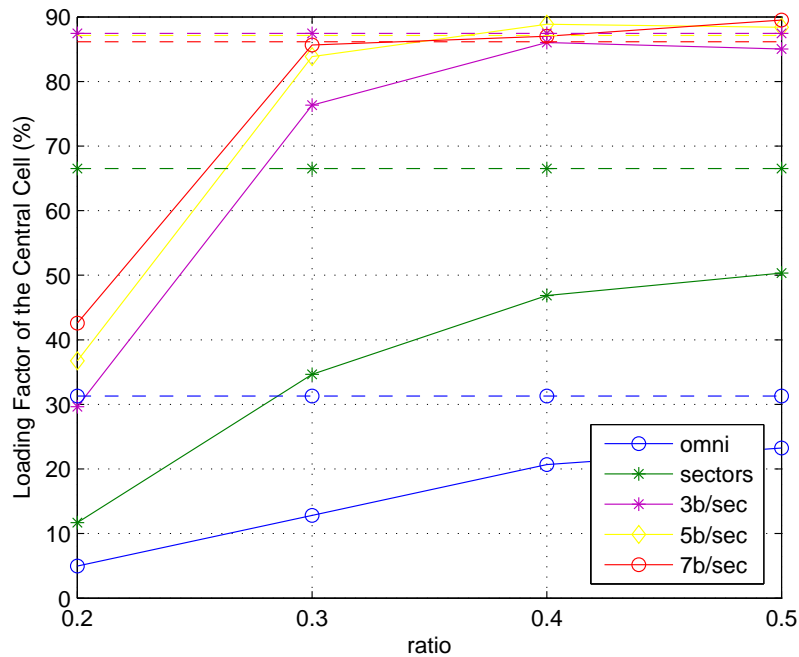
Μέχρι τώρα στη μελέτη που προηγήθηκε, η μεταβλητή *ratio* λάμβανε τιμές ανάλογα με το μήκος του καναλιού ($|S|$) και το ρυθμό του χρήστη, στην παράγραφο αυτή το σύστημα επιχειρεί να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις των χρηστών του διατηρώντας σταθερή την τιμή για την παράμετρο *ratio*. Οι προσομοιώσεις που ακολουθούν δείχνουν πώς συμπεριφέρεται το δίκτυο για διαφορετικές, σε κάθε περίπτωση όμως σταθερές, τιμές της παραμέτρου *ratio*.

Ισχύουν οι παράμετροι του Πίνακα 4.2 ενώ για RRM τεχνική χρησιμοποιήθηκε ο αλγόριθμος 'rand' που αποτελεί και κλασική επιλογή των περισσότερων συστημάτων. Επι-

⁵Στα γνωστά συστήματα, όταν η υπηρεσία που ζητά ο χρήστης απαιτεί φάσμα μεγαλύτερο από αυτό που προϋποθέτει το κανάλι, τότε του αποδίδεται ακέραιο πολλαπλάσιο του καναλιού



Σχήμα 4.23: Το Bit Rate της κεντρικής κυψέλης όταν το σύστημα χρησιμοποιεί σταθερή τιμή *ratio* (συνεχείς γραμμές) για το κανάλι των χρηστών και όταν χρησιμοποιεί σταθερό μήκος καναλιού (διακεκομμένες γραμμές).



Σχήμα 4.24: Το loading factor της κεντρικής κυψέλης όταν το σύστημα χρησιμοποιεί σταθερή τιμή *ratio* (συνεχείς γραμμές) για το κανάλι των χρηστών και όταν χρησιμοποιεί σταθερό μήκος καναλιού (διακεκομμένες γραμμές).

πλέον, ο κάθε χρήστης ζητά μια υπηρεσία από τις πέντε διαθέσιμες του συνόλου [312.5Kbps 468.75Kbps 625Kbps 781.25Kbps 937.5Kbps], ενώ το μήκος καναλιού του ($|S|$) καθορίζεται άμεσα από την παράμετρο *ratio* που χρησιμοποιεί κάθε φορά το δίκτυο.

Συνολικά πραγματοποιούνται προσομοιώσεις και για τα πέντε δίκτυα (omni, sectors, 3beams/sec, 5beams/sec, 7beams/sec) και το καθένα ελέγχεται για τις 4 τιμές τις παραμέτρου *ratio* = [0.2 0.3 0.4 0.5]. Η τιμή 0.1 δεν αποτελεί επιλογή για την παράμετρο *ratio* μιας και το προκύπτον μήκος καναλιού είναι τόσο μικρό ώστε ακόμη και ο ελάχιστος ρυθμός (312.5Kbps) με τη μέγιστη δυνατή διαμόρφωση (64QAM) δεν μπορεί να ικανοποιηθεί. Έτσι ο έλεγχος ξεκινάει από την τιμή 0.2. Επίσης, η τιμή 0.5 αποτελεί τη μέγιστη τιμή που έχει νόημα να εξετασθεί μιας και οδηγεί σε ένα μήκος καναλιού $|S| = 6$ το οποίο μπορεί να ικανοποιήσει τη μέγιστη επιτρεπτή υπηρεσία (937.5Kbps) με το μικρότερο είδος διαμόρφωσης (QPSK).

Παράλληλα, για λόγους σύγκρισης, πραγματοποιήθηκε και μια προσομοίωση των ίδιων δικτύων με το σύστημα να διατηρεί σταθερό μήκος καναλιού για όλους τους χρήστες ανεξάρτητα από την υπηρεσία τους ($|S| = 6$). Τα αποτελέσματα αυτής της προσομοίωσης συγκρίνονται με αυτά των προσομοιώσεων όπου χρησιμοποιείται σταθερή τιμή *ratio* και όχι σταθερό $|S|$.

Στα Σχήματα 4.23 και 4.24 εμφανίζεται αντίστοιχα ο ρυθμός μετάδοσης κάτω ζεύξης και το loading factor για τα υπό εξέταση δίκτυα όταν το κανάλι του χρήστη είναι σταθερό (διακεκομμένες γραμμές) και όταν η παράμετρος *ratio* είναι σταθερή (συνεχείς γραμμές). Αναμενόμενα το loading factor της κεντρικής κυψέλης μεγιστοποιείται όταν οι χρήστες λαμβάνουν σταθερά το μέγιστο κανάλι (διακεκομμένες ευθείες στο Σχήμα 4.24). Ωστόσο, το ενδιαφέρον παρατηρείται στο Σχήμα 4.23 όπου εμφανίζεται το bit rate της κεντρικής κυψέλης του δικτύου. Σε αυτό το σχήμα φαίνεται ότι αν και για τα δίκτυα με ομοιοκατευθυντικές (omni) ή κεραιές τομεοποίησης (sectors) η τακτική του σταθερού-μέγιστου καναλιού παρουσιάζει την καλύτερη επίδοση, δε συμβαίνει όμως το ίδιο και για τα συστήματα με σταθερό πλέγμα λοβών. Τα συστήματα αυτά παρουσιάζουν τον καλύτερο ρυθμό μετάδοσης όταν το κανάλι του χρήστη δεν είναι σταθερό αλλά μεταβάλλεται με σταθερή αναλογία 0.3 (*ratio* = 0.3). Αυτό συμβαίνει διότι τα δίκτυα αυτά παρουσιάζουν εξαιρετικά χαμηλότερα επίπεδα παρεμβολών με αποτέλεσμα να επιτρέπουν πιο μεγάλα bit loading τα οποία, στα πλαίσια μιας τακτικής ελάχιστης ισχύος, να μπορούν να επιτευχθούν μόνο με

μικρότερα κανάλια.

Για τα υπό εξέταση δίκτυα λοιπόν, αποδεικνύεται ότι η καταλληλότερη τακτική σε συστήματα με σταθερό πλέγμα λοβών είναι η χρήση μεταβαλλόμενου καναλιού με τιμή παραμέτρου $ratio = 0.3$. Η τιμή αυτή προφανώς δεν μπορεί να γενικευτεί, ωστόσο κρίνεται απαραίτητη ανάλογη μελέτη για κάθε σύστημα που δύναται να λειτουργήσει υπό συνθήκες προσαρμοστικής διαμόρφωσης και διαφορετικές υπηρεσίες χρήστη.

4.5 Random beamforming σε δίκτυα OFDMA

Σε ένα κλασικό περιβάλλον εγκατάστασης ενός ασύρματου δικτύου οι διαλείψεις του καναλιού (channel fading) αποτελούσαν πάντα αδύνατο σημείο του συστήματος και όλες οι προσπάθειες στόχευαν στην καταστολή τους. Σε ένα περιβάλλον δικτύου όμως όπου υπάρχουν πολλοί χρήστες με τον καθένα να έχει διαφορετικής ποιότητας κανάλι, οι διαλείψεις του καναλιού μπορούν να θεωρηθούν σαν ένα επιπλέον στοιχείο τυχαιότητας που το δίκτυο δύναται να εκμεταλλευτεί. Έτσι, γεννάται ένα επιπλέον είδος διαφορισμού που καλείται διαφορισμός πολλαπλών χρηστών (multiuser diversity) και στηρίζεται στο γεγονός ότι όταν το κανάλι ενός χρήστη δεν είναι κατάλληλο για μετάδοση, το κανάλι κάποιου άλλου χρήστη παρουσιάζει καλή ποιότητα, με αποτέλεσμα η μετάδοση των δεδομένων αυτού του χρήστη να μεγιστοποιεί την επίδοση συνολικά του δικτύου.

Όσο μεγαλύτερες διακυμάνσεις παρουσιάζει το κανάλι των χρηστών τόσο μεγαλύτερο θα είναι και το κέρδος του multiuser diversity. Ωστόσο, όταν οι χρήστες βρίσκονται σε οπτική επαφή με το σταθμό βάσης ή όταν το κανάλι τους μεταβάλλεται πολύ αργά τότε το κέρδος αυτό δεν μπορεί να επιτευχθεί. Σε αυτές τις περιπτώσεις χρησιμοποιείται η τεχνική της τυχαίας διαμόρφωσης δέσμης (Random Beamforming) η οποία προκαλεί τυχαίες διακυμάνσεις στην ποιότητα καναλιού των χρηστών μέσω της δημιουργίας τυχαίων διαγραμμμάτων ακτινοβολίας.

4.5.1 Εισαγωγή

Η ιδέα της τυχαίας διαμόρφωσης δέσμης εισήχθηκε για πρώτη φορά στο [50] όπου οι συγγραφείς χρησιμοποίησαν την τεχνική Random Beamforming για να εισάγουν επιπλέον διαλείψεις στο πεδίο του χρόνου. Επειδή στην εργασία αυτή η τεχνική Random Beam-

forming χρησιμοποιείται κυρίως σε συνδυασμό με χρονοδρομολογητή (scheduler) ώστε να δρομολογούνται κάθε φορά οι χρήστες με το καλύτερο κανάλι, χρησιμοποιείται και ο όρος οπορτουνιστική διαμόρφωση δέσμης (opportunistic beamforming). Μελετώντας οι συγγραφείς στο [50] την επίδοση της τεχνικής σε διαφορετικά περιβάλλοντα (slow and fast fading), αποδεικνύουν τη βελτίωση της επίδοσης του συστήματος αναφορικά με το throughput σε slow fading περιβάλλοντα, ενώ σχολιάζουν την απλότητα της τεχνικής δεδομένου ότι δεν απαιτεί κάποιου είδους πληροφορία ανάδρασης.

Σε ένα σύστημα όμως OFDMA, όπου οι χρήστες μεταδίδουν τόσο σε διαφορετικές χρονοσχιμές όσο και σε διαφορετικά κανάλια, η τεχνική Random Beamforming χρησιμοποιείται για να εισάγει τυχαίες διαλείψεις τόσο στο χρόνο όσο και στη συχνότητα. Σε αντίθεση δηλαδή με το [50], η τεχνική Random Beamforming χρησιμοποιείται και στο πεδίο της συχνότητας. Η επέκταση της τεχνικής στο πεδίο της συχνότητας επιχειρείται με επιτυχία στο [51] όπου οι συγγραφείς εισάγουν τυχαιότητα τόσο στο χρόνο όσο και στη συχνότητα.

Σκοπός αυτού του κεφαλαίου είναι η μελέτη της τεχνικής Random Beamforming σε συνδυασμό με τις γνωστές κατηγορίες τεχνικών OFDMA. Όπως αναφέρθηκε και αναλυτικότερα στο κεφάλαιο 3, ένα μεγάλο πλήθος τεχνικών OFDMA δε χρησιμοποιεί το φυσικό στρώμα για να παράσχει εγγύηση ποιότητας υπηρεσίας στους χρήστες του δικτύου (QoS Provision). Αντίθετα, η υπηρεσία που παρέχεται στους χρήστες του δικτύου είναι ανάλογη της ποιότητας του καναλιού του (opportunistic systems). Σημειώνεται ότι αυτή είναι και η φιλοσοφία των σημερινών ασύρματων ευρυζωνικών συστημάτων. Μια τεχνική φυσικού στρώματος για την εγγύηση υπηρεσίας στους χρήστες του δικτύου είναι ο έλεγχος ισχύος. Οι τεχνικές που αναλύθηκαν στο κεφάλαιο 3 χρησιμοποιούσαν το έλεγχο ισχύος για να εγγυηθούν ποιότητα υπηρεσίας στους χρήστες των δικτύων τους.

Σε αυτό το κεφάλαιο η τεχνική Random Beamforming συνδυάζεται με τρεις RRM τεχνικές OFDMA δικτύων. Δύο εξ αυτών χρησιμοποιούνται για οπορτουνιστικά συστήματα, ενώ η τρίτη προσφέρει εγγύηση ποιότητας υπηρεσίας μέσω ελέγχου ισχύος (όπως στο κεφάλαιο 3).

Ο πρώτος αλγόριθμος, ο οποίος καλείται 'Max-rate (MR)' στα επόμενα, χρησιμοποιεί τη γνώση του καναλιού στο σταθμό βάσης ώστε η απόδοση καναλιών στους χρήστες να μεγιστοποιεί το συνολικό throughput του συστήματος. Ο δεύτερος αλγόριθμος χρησι-

μπορεί την κλασσική τεχνική της τυχαίας κατανομής καναλιών οπότε καλείται ‘Random (R)’ στις επόμενες παραγράφους. Ο τελευταίος αλγόριθμος που όπως προαναφέρθηκε εκτελεί έλεγχο ισχύος για την εγγύηση της ποιότητας υπηρεσίας των χρηστών (QoS Provision) καλείται στα επόμενα ‘QoSP’. Ακολουθεί η αναλυτική περιγραφή των χρησιμοποιούμενων RRM αλγορίθμων.

4.5.2 RRM αλγορίθμοι για ομορτυνιστικά OFDMA συστήματα

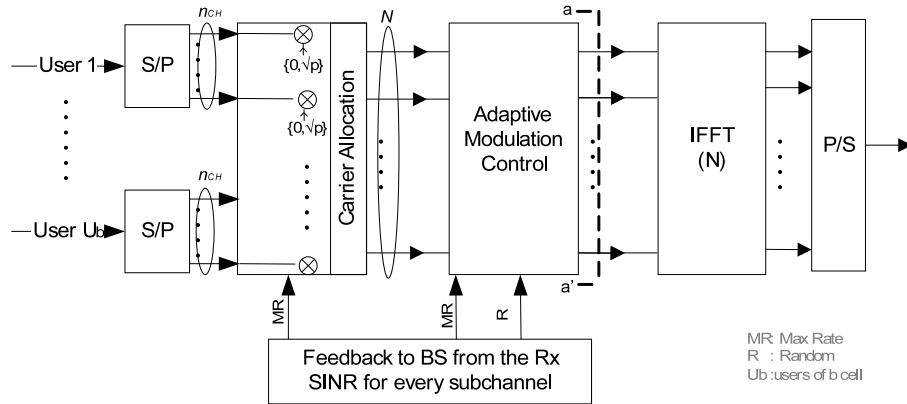
Με το όρο ομορτυνιστικά καλούνται τα συστήματα που χρησιμοποιούν τη γνώση του καναλιού για να παράσχουν υπηρεσία στους χρήστες τους. Όσο καλύτερο είναι το κανάλι ενός χρήστη τόσο καλύτερη υπηρεσία δύναται αυτός να λάβει. Βάση των συστημάτων αυτών είναι η προσαρμοστική διαμόρφωση ([52],[53]) σύμφωνα με την οποία ο τύπος διαμόρφωσης του καναλιού του κάθε χρήστη ορίζεται ανάλογα με την ποιότητα του καναλιού του.

4.5.2.1 Μοντέλο συστήματος

Όπως στο κεφάλαιο 3, έτσι και εδώ θεωρείται η κάτω ζεύξη ενός δικτύου OFDMA με K σταθμούς βάσης και N φέροντα όπου ο κάθε σταθμός βάσης δύναται να επαναχρησιμοποιήσει πλήρως το διατιθέμενο φάσμα (reuse factor=1). Επίσης, το κάθε φέρον χρησιμοποιείται το πολύ από ένα χρήστη στην κάθε κυψέλη. Η τελευταία συνθήκη συμφωνεί με το συμπέρασμα στο [18] όπου οι συγγραφείς αποδεικνύουν ότι ο ρυθμός μετάδοσης για ένα συγκεκριμένο φέρον μεγιστοποιείται όταν ανατίθεται αποκλειστικά στο χρήστη που παρουσιάζει το καλύτερο κέρδος καναλιού σε αυτό. Το σύστημα χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση με επιτρεπόμενους τύπους αυτούς των M-QAM αστερισμών, με $B = [0, 2, \dots, M]$ συμβολίζεται το σύνολο με τα διατιθέμενα επίπεδα διαμόρφωσης. Ο συσχετισμός μεταξύ διαμόρφωσης και SINR τιμής γίνεται και σε αυτό το κεφάλαιο με τη βοήθεια της ανάλυσης SNR gap [27]. Το κανάλι του χρήστη θεωρείται σταθερό και ίσο προς $n_{ch} = 4$ φέροντα.

Συνεπώς, οι αλγόριθμοι αυτής της παραγράφου (‘MR’ και ‘R’) χρησιμοποιούν την προσαρμοστική διαμόρφωση για να επιτύχουν τα επιθυμητά BER των χρηστών. Η τιμή του SINR του κάθε χρήστη για κάθε φέρον καθορίζει το επίπεδο διαμόρφωσης και κατ’επέκταση το ρυθμό κάτω ζεύξης. Το μοντέλο του πομπού ενός τέτοιου συστήματος εμ-

φανίζεται στο Σχήμα 4.25



Σχήμα 4.25: Το μοντέλο του πομπού για το OFDMA σύστημα χωρίς εγγύηση ποιότητας υπηρεσίας (opportunistic rate adaptation).

Όπως φαίνεται από το σχήμα, η συνολική ισχύς μοιράζεται εξίσου στα N φέροντα του συστήματος ($p = \frac{P_{\text{tot}}}{N}$) αλλά η τεχνική RRM αποφασίζει ποια από τα διαθέσιμα φέροντα θα χρησιμοποιηθούν ($p_i = \{0, p\}$). Σημειώνεται ότι στο [24] οι συγγραφείς αποδεικνύουν ότι το κόστος στο throughput του συστήματος από την ισοκατανομή ισχύος στα φέροντα, περιορίζεται σημαντικά όταν η ισχύς διατίθεται στα καλής ποιότητας φέροντα.

4.5.2.2 Περιγραφή αλγορίθμων

Ο πρώτος αλγόριθμος που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα μελέτη ήταν ο Max-Rate ('MR'). Σκοπός του συγκεκριμένου αλγορίθμου είναι να μεγιστοποιήσει το throughput της κάτω ζεύξης. Η ισχύς ισοκατανέμεται στα φέροντα του συστήματος (βλ. Σχήμα 4.25), χωρίς όμως αυτό να επιφέρει σημαντική μείωση του throughput) όπως αναφέρθηκε προηγουμένως. Από το ίδιο σχήμα προκύπτει επίσης ότι ο σταθμός βάσης θα χρησιμοποιήσει τη γνώση του καναλιού τόσο για την απόδοση φερόντων στους χρήστες όσο και για τον καθορισμό του επιθυμητού τύπου διαμόρφωσης.

Ο τρόπος λειτουργίας του 'MR' αλγορίθμου παρουσιάζεται στον Αλγόριθμο 4.1. Για να γίνει κατανοητός ο συγκεκριμένος αλγόριθμος πρέπει να εξηγηθούν τα εξής σύμβολα: U είναι το σύνολο με τους χρήστες που έχουν ήδη γίνει αποδεκτοί στο δίκτυο και U_n είναι οι χρήστες που χρησιμοποιούν το n -οστό φέρον, k_u είναι ο εξυπηρετητής του χρήστη u , S_u είναι το σύνολο των φερόντων που ανατίθεται στον u χρήστη, S_{k_u} είναι το σύνολο των φερόντων που ανήκουν στο σταθμό βάσης k_u και είναι διαθέσιμα προς τους χρήστες,

n_{ch} είναι ο σταθερός αριθμός φερόντων που απαρτίζουν το κανάλι του χρήστη, $f_{u,n}$ και $m_{u,n}$ είναι η τιμή SINR και το επίπεδο διαμόρφωσης του χρήστη u στο φέρον n όπως υπολογίζονται από τις εξισώσεις (4.8) και (4.9) αντίστοιχα.

Σημειώνεται ότι η (4.9) ισχύει μόνο στην περίπτωση των M-ary διαμορφώσεων όπου το SNR gap υπολογίζεται από την $\Gamma = \frac{1}{3} (Q^{-1}(\frac{P_e}{4}))^2$, [27]. Στην τελευταία εξίσωση, P_e είναι το άνω όριο του επιτρεπόμενου BER των χρηστών.

$$f_{u,n} = \frac{pG_{u,n,k_u}}{\sum_{i \in \{U_n \setminus u\}} pG_{u,n,k_i} + N_0} \quad (4.8)$$

$$m_{u,n} = \log_2 \left(1 + \frac{f_{u,n}}{\Gamma} \right) \quad (4.9)$$

Στην (4.8) G_{u,n,k_u} είναι το κέρδος καναλιού μεταξύ του χρήστη u και της κυψέλης του k_u για το n -οστό φέρον, p είναι η ισχύς κάτω ζεύξης για το n -οστό φέρον και N_0 είναι η ισχύς θορύβου, ενώ στην (4.9) Γ είναι το SNR gap όπως ορίστηκε προηγουμένως.

Αλγόριθμος 4.1 Max Rate

- 1: \bar{u} : new user
 - 2: $U \leftarrow U \cup \bar{u}$
 - 3: $k_{\bar{u}} \leftarrow \operatorname{argmax}_{k \in \{1:K\}} G_{\bar{u},n_c,k}$
 $\{n_c: \text{carrier of central frequency } (N/2)\}$
 - 4: $S_{\bar{u}} \leftarrow \{\}$
 - 5: $S_{k_{\bar{u}}} \leftarrow \{1, \dots, N\} \setminus \bigcup_{\{u: k_u = k_{\bar{u}}\}} S_u$
 - 6: **while** $|S_{\bar{u}}| < n_{ch}$ and $S_{k_{\bar{u}}} \neq \emptyset$ **do**
 - 7: $n^* \leftarrow \operatorname{argmax}_{n \in S_{k_{\bar{u}}}} f_{u,n}$
 - 8: $S_{k_{\bar{u}}} \leftarrow S_{k_{\bar{u}}} \setminus n^*$
 - 9: $S_{\bar{u}} \leftarrow S_{\bar{u}} \cup n^*$
 - 10: **end while**
 - 11: **for all** $n \in S_{\bar{u}}$ **do**
 - 12: $U_n \leftarrow \{u : S_u \cap n \neq \emptyset\}$ {co-channel users}
 - 13: $f_{u,n} \leftarrow$ update SINR, $\forall u \in U_n$
 - 14: $m_{u,n} \leftarrow$ update bit loading, $\forall u \in U_n$
 - 15: $r_{u,n} \leftarrow$ update rate, $\forall u \in U_n$
 - 16: **end for**
-

Εν συντομία, ο Αλγόριθμος 4.1 αποτελείται από δύο στάδια. Στο πρώτο στάδιο ο νέος χρήστης (\bar{u}) λαμβάνει n_{ch} φέροντα από το σύνολο των διαθέσιμων φερόντων της κυψέλης του. Η επιλογή των φερόντων γίνεται ανάλογα με την τιμή του SINR (βλ. γραμμή 7 στον Αλγ. 4.1). Το δεύτερο στάδιο αφορά την επίδραση που είχε στο υπόλοιπο δίκτυο η

ανάθεση φερόντων του πρώτου σταδίου και συγκεκριμένα την επίδραση στους ομοδιαυλικούς χρήστες οι οποίοι πλέον έχουν μικρότερη τιμή SINR. Συνεπώς, η ζεύξη των ομοδιαυλικών χρηστών θα πρέπει να πραγματοποιηθεί με χαμηλότερο επίπεδο διαμόρφωσης ώστε αυτοί να παραμείνουν συνδεδεμένοι στο δίκτυο (adaptive modulation). Ως συνέπεια όμως οι ομοδιαυτικοί χρήστες θα υποστούν την ανάλογη μείωση ρυθμού (βλ. γραμμές 13-15 του Αλγ. 4.1).

Ο δεύτερος αλγόριθμος αυτής της κατηγορίας χρησιμοποιεί την πληροφορία για το κανάλι μόνο για τη διαδικασία του bit loading (βλ. Σχήμα 4.25). Η κατανομή καναλιών στους χρήστες πραγματοποιείται με τυχαίο τρόπο όπως συμβαίνει εξάλλου και στα περισσότερα σύγχρονα συστήματα ασύρματων επικοινωνιών, π.χ. WiMAX, το οποίο αναθέτει φέροντα στο κανάλι του χρήστη (subchannel) με ψευδοτυχαίο τρόπο σύμφωνα με προκαθορισμένα σχήματα 'καναλοποίησης' όπως το PUSC και FUSC [54].

Ο Αλγόριθμος 4.2 περιγράφει την τεχνική 'R'. Οι συμβολισμοί και τα μεγέθη ακολουθούν αυτά του αλγορίθμου 'MR' και ενώ στο μεγαλύτερο μέρος του ο 'R' αλγόριθμος είναι όμοιος με τον 'MR' ωστόσο παρατίθεται εδώ για λόγους πληρότητας.

Αλγόριθμος 4.2 Random

```

1:  $\bar{u}$ : new user
2:  $U \leftarrow U \cup \bar{u}$ 
3:  $k_{\bar{u}} \leftarrow \operatorname{argmax}_{k \in 1:K} G_{\bar{u}, n_c, k}$ 
   {  $n_c$ : carrier of central frequency( $N/2$ ) }
4:  $S_{\bar{u}} \leftarrow \{\}$ 
5:  $S_{k_{\bar{u}}} \leftarrow \{1, \dots, N\} \setminus \bigcup_{\{u: k_u = k_{\bar{u}}\}} S_u$ 
6: while  $|S_{\bar{u}}| < n_{ch}$  and  $S_{k_{\bar{u}}} \neq \emptyset$  do
7:    $n^* \leftarrow \operatorname{randslct}(S_{k_{\bar{u}}})$ 
   {  $\operatorname{randslct}(S)$  randomly selects an element of  $S$  }
8:    $S_{k_{\bar{u}}} \leftarrow S_{k_{\bar{u}}} \setminus n^*$ 
9:    $S_{\bar{u}} \leftarrow S_{\bar{u}} \cup n^*$ 
10: end while
11: for all  $n \in S_{\bar{u}}$  do
12:    $U_n \leftarrow \{u : S_u \cap n \neq \emptyset\}$  {co-channel users}
13:    $f_{u,n} \leftarrow \text{update SINR}, \forall u \in U_n$ 
14:    $m_{u,n} \leftarrow \text{update bit loading}, \forall u \in U_n$ 
15:    $r_{u,n} \leftarrow \text{update rate}, \forall u \in U_n$ 
16: end for

```

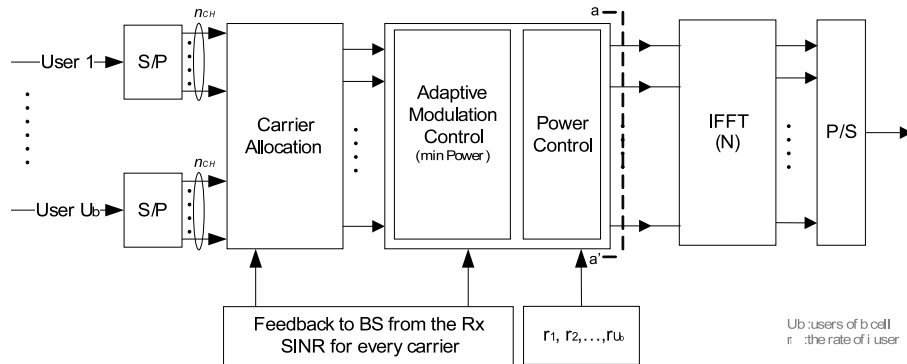
Η μόνη διαφορά στους δύο αλγορίθμους εντοπίζεται στη γραμμή 7 όπου ο Αλγόριθμος 4.2 επιλέγει για το νέο χρήστη n_{ch} φέροντα με τυχαίο τρόπο από τα $S_{k_{\bar{u}}}$ διαθέσιμα.

4.5.3 RRM αλγόριθμος για OFDMA συστήματα με εγγύηση ποιότητας υπηρεσίας

Όπως αναφέρθηκε και στην εισαγωγική παράγραφο 4.5.1, ο αλγόριθμος αυτής της κατηγορίας προσπαθεί να εισάγει νέο χρήστη στο δίκτυο ενώ ταυτόχρονα να διατηρήσει την ποιότητα υπηρεσίας των χρηστών που έχουν ήδη γίνει αποδεκτοί.

4.5.3.1 Μοντέλο συστήματος

Η εγγύηση της ποιότητας υπηρεσίας (QoS Provision επιτυγχάνεται με τεχνική φυσικού στρώματος και συγκεκριμένα με έλεγχο ισχύος των ομοδιαυλικών σταθμών βάσης. Στο Σχήμα 4.26 φαίνεται το μοντέλο του πομπού (σταθμού βάσης) για τους αλγορίθμους αυτής της κατηγορίας συστημάτων.



Σχήμα 4.26: Το μοντέλο του πομπού για το OFDMA σύστημα με εγγύηση ποιότητας υπηρεσίας (QoS Provision).

Δύο είναι οι βασικές διαφορές του μοντέλου του προηγούμενου σχήματος από αυτό του Σχήματος 4.25: πρώτον ο υπολογισμός της ισχύος μετάδοσης μέσω της διαδικασίας power control και δεύτερον, το γεγονός ότι η ανάθεση τόσο του τύπου διαμόρφωσης όσο και της ισχύος μετάδοσης λαμβάνει υπόψη της τους ρυθμούς των χρηστών (r_1, r_2, \dots, r_{U_b}).

4.5.3.2 Περιγραφή αλγορίθμου

Ο αλγόριθμος αποτελεί μια απλουστευμένη εκδοχή του ‘adapt’ αλγορίθμου που χρησιμοποιήθηκε στη μελέτη του κεφαλαίου 3. Συγκεκριμένα ο αλγόριθμος αυτού του κεφαλαίου (καλείται ‘QoSP’ για ευκολία) αν και χρησιμοποιεί έλεγχο ισχύος για να διατηρήσει την ποιότητα υπηρεσίας των χρηστών του δικτύου του, δεν πραγματοποιεί ανακατανομή των

φερόντων της κυψέλης του νέου χρήστη όπως γινόταν στην περίπτωση του Αλγορίθμου 3.5. Ο τροποποιημένος αλγόριθμος ‘adapt’ περιγράφεται στον Αλγόριθμο 4.3.

Αλγόριθμος 4.3 QoS Provision

```

1:  $\bar{u}$ : new user
2:  $U \leftarrow U \cup \bar{u}$ 
3:  $k_{\bar{u}} \leftarrow \underset{k \in 1:K}{\operatorname{argmax}} G_{\bar{u},n_c,k} \{ n_c: \text{carrier of central frequency}(N/2) \}$ 
4:  $r_{\bar{u}} = 0$ 
5: {Calculation of the requested rate  $r_{\bar{u}}$ }
6: while  $r_{\bar{u}} = 0$  do
7:   for  $n = 1$  to  $n_{ch}$  do
8:      $r_{\bar{u}} = r_{\bar{u}} + \operatorname{randslct}(B)$ 
9:   end for
10: end while
11: {Carrier Allocation}
12:  $S_{\bar{u}} \leftarrow \{ \}$ 
13:  $S_{k_{\bar{u}}} \leftarrow \{1, \dots, N\} \setminus \bigcup_{\{u: k_u = k_{\bar{u}}\}} S_u$ 
14: while  $|S_{\bar{u}}| < n_{ch}$  and  $S_{k_{\bar{u}}} \neq \emptyset$  do
15:    $n^* \leftarrow \underset{n \in S_{k_{\bar{u}}}}{\operatorname{argmax}} T_{u,n}$ 
16:    $S_{k_{\bar{u}}} \leftarrow S_{k_{\bar{u}}} \setminus n^*$ 
17:    $S_{\bar{u}} \leftarrow S_{\bar{u}} \cup n^*$ 
18: end while
19: {Bit Loading and Power Control}
20:  $r_{u'} = 0, b_n = 0, \forall n \in \{1 : N\}$ 
21: while  $r_{u'} < r_{\bar{u}}$  do
22:    $n^* \leftarrow \underset{n \in \{S_{\bar{u}}\}}{\operatorname{argmin}} (\sum_{u \in \{U_n\}} p_{u,n,k_u}^{B(b_n+1)} - \sum_{u \in \{U_n\}} p_{u,n,k_u}^{B(b_n)})$ 
23:   if  $p_{u,n^*,k_u}^{B(b_{n^*}+1)} < p_{max} \forall u \in \{U_n\}$  then
24:      $b_{n^*} \leftarrow b_{n^*} + 1$ 
25:      $m_{\bar{u},n^*} \leftarrow B(b_{n^*})$ 
26:      $r_{u'} \leftarrow \sum_{n \in \{S_{\bar{u}}\}} m_{\bar{u},n}$ 
27:      $p_{u,n^*,k_u} \leftarrow p_{u,n^*,k_u}^{B(b_{n^*}+1)} \quad \forall u \in \{U_{n^*}\}$ 
28:   else { $\bar{u}$  is rejected}
29:      $U \leftarrow U \setminus \bar{u}$ 
30:   break {while loop}
31: end if
32: end while

```

Ο αλγόριθμος αυτός περιγράφει αναλυτικά τις διαδικασίες αίτησης υπηρεσίας από το νέο χρήστη, ανάθεσης φερόντων σε αυτόν και εύρεσης του κατάλληλου τύπου διαμόρφωσης και ισχύος για τα φέροντα που χρησιμοποιήθηκαν. Με $B = [0, 2, \dots, M]$ αποδίδεται το σύνολο των διατιθέμενων M-ary τύπων διαμόρφωσης, ενώ $b_n = 0, 1, 2, \dots, |B|$ είναι ο δείκτης που καθορίζει το επίπεδο διαμόρφωσης ($m_{u,n}$) για το φέρον n έτσι ώστε $m_{u,n} = B(b_n)$. Τέλος,

με $p_{u,n,k_u}^{B(b_n)}$ συμβολίζεται η ισχύς κάτω ζεύξης του χρήστη u για το φέρον n όταν αυτό έχει διαμορφωθεί με τον τύπο διαμόρφωσης $B(b_n)$.

Ο Αλγόριθμος 4.3 μπορεί να χωριστεί σε τρία στάδια. Στο πρώτο στάδιο πραγματοποιείται ο υπολογισμός του αιτούμενου ρυθμού μετάδοσης για το νέο χρήστη \bar{u} . Κάθε χρήστης που προσπαθεί να εισέλθει στο δίκτυο ζητά μια καθορισμένη υπηρεσία (ρυθμό μετάδοσης, r_u) η οποία όμως να μπορεί σε κάθε περίπτωση να υποστηριχτεί με το διατιθέμενο κανάλι χρήστη (n_{ch} φέροντα) και τους διατιθέμενους τύπους διαμόρφωσης (σύνολο B). Η αιτούμενη υπηρεσία, r_u , υπολογίζεται με τυχαίο τρόπο από το σύνολο των δυνατών προσφερόμενων ρυθμών (βλ. γραμμές 6-10 Αλγ. 4.3).

Στο δεύτερο στάδιο πραγματοποιείται η ανάθεση συγκεκριμένων φερόντων στο χρήστη \bar{u} . Για την απόδοση $S_{\bar{u}}$ φερόντων στο νέο χρήστη, ο αλγόριθμος ‘QoSP’ χρησιμοποιεί το κανονικοποιημένο κέρδος καναλιού $T_{u,n}$ το οποίο ορίζεται μέσω της (4.10) σύμφωνα με τις γραμμές 14-18 στον Αλγ. 4.3.

$$T_{u,n} = \frac{G_{u,n,k_u}}{\left(\sum_{i \in \{U_n \setminus u\}} p_{i,n,k_i} G_{u,n,k_i} + N_0 \right) \Gamma} \quad (4.10)$$

Στην (4.10) Γ είναι το SNR gap όπως έχει οριστεί προηγουμένως και p_{i,n,k_i} είναι η ισχύς μετάδοσης κάτω ζεύξης του χρήστη i στο φέρον n .

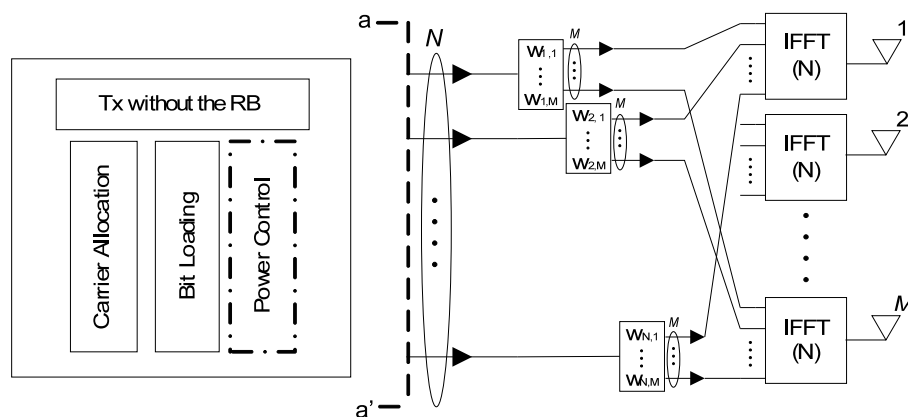
Στο τρίτο και τελευταίο στάδιο του αλγορίθμου ‘QoSP’ πραγματοποιείται η επιλογή του κατάλληλου τύπου διαμόρφωσης και της κατάλληλης ισχύος μετάδοσης κάτω ζεύξης για καθένα από τα φέροντα που επιλέχθηκαν στον προηγούμενο βήμα. Υπενθυμίζεται ότι αντίθετα με τους αλγορίθμους της παραγράφου 4.5.2 όπου η ισχύς μοιραζόταν εξίσου στα φέροντα του συστήματος, ο ‘QoSP’ υπολογίζει την ισχύ του κάθε φέροντος μέσω της διαδικασίας ελέγχου ισχύος. Ο ζητούμενος ρυθμός $r_{\bar{u}}$ ικανοποιείται με την κατάλληλη διαμόρφωση των n_{ch} φερόντων. Η επιλογή όμως του n^* φέροντος που θα αυξήσει τον τύπο διαμόρφωσής του (βλ. γραμμή 22 Αλγ. 4.3) προκαλεί την ελάχιστη δυνατή αύξηση της συνολικής ισχύος κάτω ζεύξης. Σε αντίθεση πάλι με τους αλγορίθμους της παραγράφου 4.5.2, οι ομοδιαυλικές βάσεις ($k_u : u \in U_{n^*}$) τροποποιούν την ισχύ κάτω ζεύξης για το n^* φέρον ώστε να διατηρηθεί το QoS των δικών του χρηστών (βλ. γραμμή 27 Αλγ. 4.3). Σε περίπτωση που κάποια από τις ομοδιαυλικές βάσεις χρειάζεται να εκπέμψει με ισχύ μεγαλύτερη από τη μέγιστη επιτρεπόμενη, p_{max} , τότε το χρήστης \bar{u} απορρίπτεται.

4.5.4 Σύστημα OFDMA με random beamforming

Στα πλαίσια αυτής της μελέτης η τεχνική random beamforming αξιολογείται αναφορικά με την επίτευξη επιπρόσθετου κέρδους διαφορισμού πολλαπλών χρηστών (multiuser diversity gain) στο πεδίο της συχνότητας. Η μελέτη της τεχνικής στο πεδίο του χρόνου θα απαιτούσε την παρουσία χρονοδρομολογητή, επέκταση που δε μελετάται στα πλαίσια της παρούσας διατριβής.

Για τη μελέτη της τεχνικής θεωρούνται σταθμοί βάσης με στοιχειοκεραίες M στοιχείων και L διαμορφωτές δέσμης (beamformers), οι οποίοι χρησιμοποιούνται για την παραγωγή L τυχαίων διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Χωρίς να είναι απαραίτητο, γίνεται η θεώρηση ότι κάθε φέρον έχει και το δικό του διάγραμμα ακτινοβολίας, οπότε $L = N$. Το μοντέλο του προτεινόμενου συστήματος παρατίθεται στο Σχήμα 4.27. Η ευθεία aa' του ίδιου σχήματος χρησιμοποιείται για να δηλώσει την ανεξαρτησία του τμήματος του πομπού που πραγματοποιεί το random beamforming και εμφανίζεται δεξιά της γραμμής, με το υπόλοιπο τμήμα του πομπού το οποίο μπορεί να ακολουθεί το μοντέλο είτε του σχήματος 4.25 είτε αυτό του σχήματος 4.26.

Όπως αποδεικνύεται και στο [51] η τεχνική αυτή είναι είναι 'διαφανής' στο δέκτη μιας και δεν απαιτείται επιπλέον πληροφορία για την εφαρμογή της. Το κανάλι σε κάθε φέρον παραμένει ένα μονόμετρο μέγεθος όπως και στην περίπτωση χωρίς στοιχειοκεραία στο σταθμό βάσης.



Σχήμα 4.27: Το μοντέλο του πομπού για το OFDMA σύστημα με (random beamforming).

Το διάγραμμα ακτινοβολίας της στοιχειοκεραίας M στοιχείων στην κατεύθυνση ϕ αποδίδε-

ται από την:

$$A(\phi) = |w^H s(\phi)|^2 \cdot g(\phi) \quad (4.11)$$

όπου $s(\phi)$ είναι το $M \times 1$ διάνυσμα του παράγοντα στοιχειοκεραίας (array factor), $g(\phi)$ είναι το διάγραμμα ακτινοβολίας του στοιχείου της στοιχειοκεραίας και w είναι το $M \times 1$ διάνυσμα με τα βάρη της στοιχειοκεραίας. Τα στοιχεία w_i του διανύσματος w είναι τυχαίες και ανεξάρτητες μιγαδικές μεταβλητές με φάση ομοιόμορφα κατανεμημένη στο διάστημα $[0, 2\pi)$ και πλάτος ομοιόμορφα κατανεμημένο στο διάστημα $[0,1)$. Επιπρόσθετα, τα στοιχεία w_i είναι κανονικοποιημένα έτσι ώστε $\|w\|_2 = 1$.

Οι K σταθμοί βάσης του OFDMA δικτύου παράγουν L τυχαία διαγράμματα ακτινοβολίας τα οποία αντιστοιχούν στα N φέροντα του συστήματος. Συνεπώς, ο υπολογισμός του SINR και του κανονικοποιημένου κέρδους καναλιού των εξισώσεων (4.8) και (4.10) τροποποιείται εδώ σύμφωνα με τις (4.12) και (4.13).

$$f_{u,n} = \frac{pA_n(\phi_{u,k_u})G_{u,n,k_u}}{\sum_{i \in \{U_n \setminus u\}} pA_n(\phi_{u,k_i})G_{u,n,k_i} + N_0} \quad (4.12)$$

$$T_{u,n} = \frac{A_n(\phi_{u,k_u})G_{u,n,k_u}}{\left(\sum_{i \in \{U_n \setminus u\}} p_{i,n,k_i} A_n(\phi_{u,k_i})G_{u,n,k_i} + N_0 \right) \Gamma} \quad (4.13)$$

Στις τελευταίες εξισώσεις με $A_n(\phi_{u,k_u})$ συμβολίζεται το κέρδος του διαγράμματος ακτινοβολίας μεταξύ του χρήστη u και του σταθμού βάσης k_u που τον εξυπηρετεί, ενώ με $A_n(\phi_{u,k_i})$ είναι το κέρδος του διαγράμματος ακτινοβολίας μεταξύ του χρήστη u και του ομοδιαυλικού σταθμού βάσης k_i .

Στις επόμενες παραγράφους θα μελετηθεί η επίδραση της τεχνικής Random Beamforming που περιγράφηκε εδώ, στις τεχνικές RRM που παρουσιάστηκαν στις παραγράφους 4.5.2 και 4.5.3.

4.5.5 Προσομοίωση OFDMA δικτύων με random beamforming

Οι παράγραφοι που ακολουθούν περιλαμβάνουν την προσομοίωση της τεχνικής Random Beamforming σε συνδυασμό με τους τρεις RRM αλγόριθμους που παρουσιάστηκαν στις παραγράφους 4.5.2 και 4.5.3. Σκοπός των προσομοιώσεων αυτών είναι να διερευνηθεί η επίδραση της τεχνικής Random Beamforming στα διαφορετικά είδη αλγορίθμων

κατανομής πόρων σε συστήματα OFDMA. Όπως προκύπτει και από τα αποτελέσματα που ακολουθούν, η τεχνική αυτή δεν είναι κατάλληλη για συστήματα που παρέχουν εγγύηση ποιότητας υπηρεσίας με έλεγχο ισχύος των σταθμών βάσης, ενώ αποδεικνύεται ευεργετική σε περιπτώσεις συστημάτων με ομορτυνιστική προσφορά υπηρεσίας (opportunistic rate adaptation).

4.5.5.1 Περιγραφή του περιβάλλοντος προσομοίωσης

Οι βασικές παράμετροι προσομοίωσης συγκεντρώνονται στον Πίνακα 4.3. Το σύστημα χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση με τέσσερις δυνατότητες: QPSK, 16-QAM, 64-QAM και 256-QAM. Άρα το σύνολο B με τα δυνατά bit loading που χρησιμοποιείται στους αλγορίθμους των παραγράφων 4.5.2 και 4.5.3 ορίζεται ως $B = [0, 2, 4, 6, 8]$.

Οι χρήστες εισέρχονται στο δίκτυο σειριακά ενώ η θέση τους ακολουθεί την ομοιόμορφη κατανομή. Η τυχαιότητα της θέσης των χρηστών δεν επηρεάζει τα αποτελέσματα μιας και πραγματοποιούνται 300 Monte Carlo [49] προσομοιώσεις για κάθε εξεταζόμενο σενάριο. Η κάθε Monte Carlo επανάληψη τερματίζεται όταν 150 χρήστες προσπαθήσουν να εισέλθουν στο δίκτυο.

Οι χρήστες στην περίπτωση του ομορτυνιστικού OFDMA συστήματος δεν αιτούν κάποιο συγκεκριμένο ρυθμό μετάδοσης, αλλά λαμβάνουν με όσο throughput τους επιτρέπει το κανάλι τους (μέσω της προσαρμοστικής διαμόρφωσης). Κάθε φορά που εισέρχεται στο δίκτυο ένας καινούριος χρήστης, δημιουργεί επιπλέον παρεμβολή που ενδεχομένως προκαλεί μείωση του ρυθμού του παλιών χρηστών. Έτσι μετά από την είσοδο κάθε χρήστη επαναυπολογίζεται ο ρυθμός κάτω ζεύξης όλως των χρηστών του συστήματος. Αντίθετα, όταν εξετάζονται συστήματα OFDMA με έλεγχο ισχύος για διατήρηση της ποιότητας υπηρεσίας, τότε ο χρήστης ζητά συγκεκριμένο ρυθμό ο οποίος καθορίζεται τυχαία από το δυνατό σύνολο ρυθμών (βλ. Αλγόριθμο 4.3). Εάν ένας σταθμός βάσης δεν μπορεί να εκπέμψει την απαιτούμενη ισχύ για να διατηρήσει το ρυθμό του χρήστη του, τότε ο νέος χρήστης που προκάλεσε την ανάγκη για αύξηση της ισχύος απορρίπτεται.

Δεδομένου ότι η τεχνική random beamforming χρησιμοποιείται για να εισαχθεί επιπλέον διαφορισμός πολλαπλών χρηστών στο πεδίο της συχνότητας, το διάγραμμα του κάθε χρήστη του δικτύου αλλάζει με την είσοδο κάθε νέου χρήστη. Συγκεκριμένα, το σύστημα περιλαμβάνει N διαγράμματα ακτινοβολίας, με το καθένα να ανταποκρίνεται σε ένα φέρον

Πίνακας 4.3: Παράμετροι Προσομοίωσης Δικτύου OFDMA

Αριθμός Κυψελών	$K = 7$
Ακτίνα Κυψέλης	$R = 0.8km$
Κεντρική Συχνότητα	$f_c = 2.5GHz$
Εύρος Ζώνης Συστήματος	$BW = 10MHz$
OFDM carriers	$N = 128$
Subcarrier Spacing	$\Delta f = 78.125kHz$
Subchannel length	$n_{ch} = 4$
Bit Error Rate	$P_e = 10^{-5}$
Μέγιστη ισχύς μετάδοσης (BS)	$P_{BS}^{max} = 43dBm$
Κέρδος κεραίας (BS)	$G_{BS}^{Tx} = 14dBi$ Omnidirectional
Κέρδος κεραίας (MS)	$G_{MS}^{Rx} = -1dBi$ Omnidirectional
Αριθμός στοιχείων κεραίας	$M = 2$
Αριθμός διαγραμμάτων	$L = 128$
Απόσταση στοιχείων κεραίας	$d = 2\lambda, \lambda : \text{μήκος κύματος}$
Μοντέλο Διάδοσης	Ray Tracing
Ύψος Κεραίας (BS)	$h_{BS} = 15m$
Ύψος Κεραίας (MS)	$h_{MS} = 1.5m$
Συντελεστής θορύβου (MS)	$F_{MS}^{Rx} = 7dB$
Πυκνότητα Ισχύος Λευκού θορύβου	$N_0 = -174 \frac{dBm}{Hz}$

του συστήματος. Κάθε φορά που ένας νέος χρήστης μπαίνει στο δίκτυο, η αντιστοίχιση διαγράμματος - φέροντος μεταβάλλεται κυκλικά με αποτέλεσμα να μεταβάλλονται αντίστοιχα και τα κέρδη καναλιού για όλους τους χρήστες. Η αύξηση του multiuser diversity gain στον τομέα της συχνότητας που επιτυγχάνεται με αυτό τον τρόπο, φαίνεται στα μετρούμενα μεγέθη επίδοσης μετά το τέλος της διαδικασίας εισόδου κάθε χρήστη.

Για μεγαλύτερη ακρίβεια στα αποτελέσματα χρησιμοποιείται ray tracing τεχνική για το μοντέλο διάδοσης. Συγκεκριμένα, η τεχνική που περιγράφηκε στην παράγραφο 3.3.2.1) χρησιμοποιείται πλέον για όλο το δίκτυο (7 κυψέλες).

Δεδομένου ότι ο χρόνος προσομοίωσης και σε αυτή την περίπτωση ήταν αρκετά μεγάλος, πραγματοποιήθηκε παραλληλοποίηση του αλγόριθμου ώστε να εφαρμοστούν κλασσικές τεχνικές πλέγματος. Η πλατφόρμα προσομοίωσης που χρησιμοποιήθηκε περιγράφεται στο [55] και εκμεταλλεύεται υποδομές που παρέχονται από το πρόγραμμα του EGEE [56].

4.5.5.2 Αποτελέσματα προσομοιώσεων

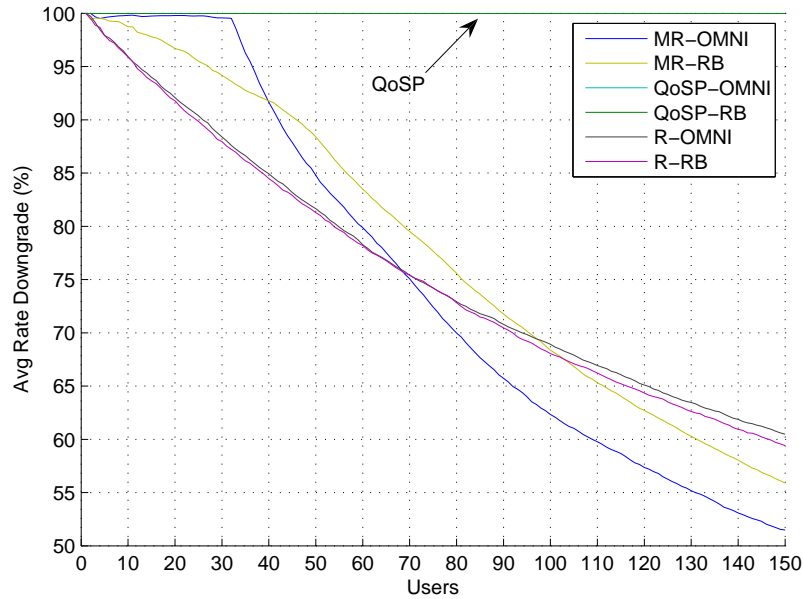
Για την καλύτερη περιγραφή των αποτελεσμάτων που ακολουθούν, αναφέρονται σε αυτό το σημείο, συγκεντρωτικά, τα δίκτυα που εξετάστηκαν στις προσομοιώσεις. Συνολικά προσομοιώθηκαν έξι δίκτυα:

1. **‘MR-OMNI’**: Ο αλγόριθμος Max Rate (βλ. Αλγ. 4.1) όταν οι σταθμοί βάσης του δικτύου χρησιμοποιούν ομοιοκατευθυντικές κεραιές.
2. **‘MR-RB’**: Ο αλγόριθμος Max Rate (βλ. Αλγ. 4.1) όταν οι σταθμοί βάσης του δικτύου χρησιμοποιούν την τεχνική random beamforming.
3. **‘R-OMNI’**: Ο αλγόριθμος Random (βλ. Αλγ. 4.2) όταν οι σταθμοί βάσης του δικτύου χρησιμοποιούν ομοιοκατευθυντικές κεραιές.
4. **‘R-RB’**: Ο αλγόριθμος Random (βλ. Αλγ. 4.2) όταν οι σταθμοί βάσης του δικτύου χρησιμοποιούν την τεχνική random beamforming.
5. **‘QoSP-OMNI’**: Ο αλγόριθμος QoSP (βλ. Αλγ. 4.3) όταν οι σταθμοί βάσης του δικτύου χρησιμοποιούν ομοιοκατευθυντικές κεραιές.
6. **‘QoSP-RB’**: Ο αλγόριθμος QoSP (βλ. Αλγ. 4.3) όταν οι σταθμοί βάσης του δικτύου χρησιμοποιούν την τεχνική random beamforming.

με το κάθε ένα να συμφωνεί με τις παραμέτρους του Πίνακα 4.3 και τα όσα περιγράφονται στην παράγραφο 4.5.5.1.

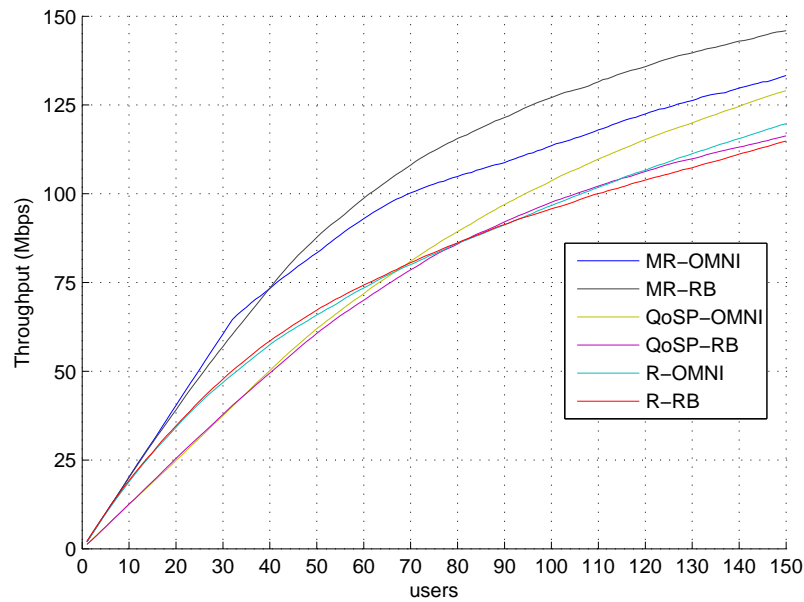
Πριν την παρουσίαση των αποτελεσμάτων επίδοσης των προηγούμενων δικτύων, αξίζει να γίνει μια οπτική παρουσίαση του διαφορετικού τρόπου λειτουργίας των τριών RRM αλγορίθμων που αναλύθηκαν στις προηγούμενες παραγράφους. Έτσι, στο Σχήμα 4.28 εμφανίζονται οι μέσες απώλειες ρυθμού για τους χρήστες των έξι δικτύων που έχουν ήδη γίνει αποδεκτοί στο σύστημα καθώς νέοι χρήστες προσπαθούν να εισέλθουν σε αυτό. Προφανώς ο αλγόριθμος ‘QoSP’ (‘OMNI’, ‘RB’) δε μειώνει σε καμία περίπτωση το ρυθμό μετάδοσης κάτω ζεύξης των χρηστών του, με αποτέλεσμα η καμπύλη μείωσης να παραμένει σταθερή στο 100%. Η μεγαλύτερη μείωση παρατηρείται στα δύο δίκτυα του ‘MR’ αλγορίθμου. Συγκεκριμένα, το ‘MR-OMNI’ δίκτυο ύστερα από 150 χρήστες, επιφέρει μια μείωση της τάξης του 50% στο ρυθμό μετάδοσής τους. Η τιμή αυτή βελτιώνεται κατά περίπου 5% όταν ο ‘MR’ αλγόριθμος συνδυάζεται με την τεχνική random beamforming. Η τεχνική ‘R’ παρουσιάζει λιγότερο απότομη μείωση του μέσου ρυθμού μετάδοσης σε σχέση με την ‘MR’, γεγονός

που αποτελεί ένα από τα βασικά θετικά χαρακτηριστικά των τεχνικών που βασίζονται στην τυχαία απονομή πόρων.



Σχήμα 4.28: Μείωση του ρυθμού μετάδοσης κάτω ζεύξης για καθένα από τα έξι εξεταζόμενα δίκτυα.

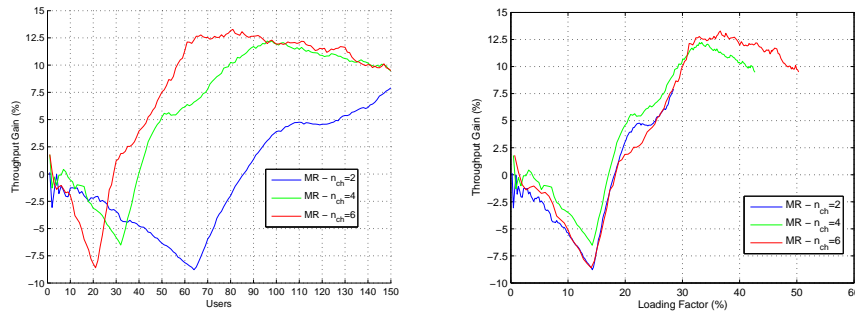
Ο συνολικός ρυθμός κάτω ζεύξης σε Mbps παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.29. Από το σχήμα προκύπτει εύκολα ότι η random beamforming τεχνική βελτιώνει την επίδοση της 'MR' τεχνικής με κέρδος που θα σχολιασθεί στη συνέχεια σε επόμενο διάγραμμα. Ταυτόχρονα, η επίδοση της 'R' τεχνικής δε φαίνεται να επηρεάζεται από την εφαρμογή του random beamforming, ενώ υπάρχει ξεκάθαρη χειροτέρευση στην περίπτωση της QoSP τεχνικής. Συνεπώς, η τεχνική του random beamforming δρα εποικοδομητικά σε οπορτουνοιστικά συστήματα (opportunistic rate adaptation systems) ενώ έχει καθαρά αρνητική επίδραση σε συστήματα που εγγυώνται ποιότητα υπηρεσίας μέσω ελέγχου ισχύος. Ειδικά στην περίπτωση αλγορίθμων που σκοπεύουν στη μεγιστοποίηση του throughput, όπως ο 'MR', ο επιπλέον διαφορισμός πολλαπλών χρηστών που εισάγεται στο πεδίο της συχνότητας αξιοποιείται πλήρως από τη διαδικασία επιλογής κατάλληλου φέροντος οδηγώντας έτσι στις επιδόσεις που παρουσιάζει το Σχήμα 4.29. Για μια πιο ουσιαστική αξιολόγηση του κέρδους στο ρυθμό μετάδοσης του 'MR' αλγορίθμου με την εφαρμογή του random beamforming παρατίθενται τα διαγράμματα 4.30(α') και 4.30(β'). Στα διαγράμματα αυτά το κέρδος στο throughput έχει υπολογιστεί για τρία σενάρια με το καθένα να εφαρμόζει διαφορετικό



Σχήμα 4.29: Ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης κάτω ζεύξης για τα έξι εξεταζόμενα δίκτυα.

μήκος καναλιού (n_{ch}) για τους χρήστες του δικτύου. Συγκεκριμένα, στο διάγραμμα 4.30(α') το κέρδος στο ρυθμό μετάδοσης εμφανίζεται ως προς τους χρήστες του δικτύου ενώ στο διάγραμμα 4.30(β') ως προς το loading factor του δικτύου. Το ενδιαφέρον σε αυτά τα δύο διαγράμματα έγκειται στο γεγονός ότι το κέρδος για το throughput του συστήματος ($gain > 0$), εξαρτάται από το βαθμό χρησιμοποίησης των πόρων του συστήματος αναφορικά με το φάσμα. Παρατηρείται ότι για τις συγκεκριμένες παραμέτρους δικτύου, η εφαρμογή της random beamforming τεχνικής έχει θετική επίδραση στην επίδοση του δικτύου για τιμές του loading factor μεγαλύτερες ή ίσες 18%. Συνεπώς, όσο μεγαλύτερο είναι το μήκος n_{ch} καναλιού του χρήστη τόσο πιο γρήγορα ξεκινάει και η θετική επίδραση της random beamforming τεχνικής.

Τα Σχήματα 4.31 και 4.32 δείχνουν τη φασματική απόδοση και το βαθμό χρησιμοποίησης του συστήματος στην κάτω ζεύξη. Ο συνδυασμός των δύο αυτών διαγραμμάτων επαληθεύει το στόχο του 'QoSP' αλγορίθμου για ελαχιστοποίηση της ισχύος. Σύμφωνα με το Σχήμα 4.31, ο 'QoSP' αλγόριθμος δε 'φορτώνει' το σύστημα με φέροντα υψηλής διαμόρφωσης. Αντίθετα, οι χαμηλές τιμές φασματικής απόδοσης αντισταθμίζονται από τις υψηλές τιμές loading factor που παρουσιάζει ο ίδιος αλγόριθμος όπως φαίνεται από το διάγραμμα 4.32. Για την εξήγηση του πρέπει να ανατρέξουμε στην περιγραφή του Αλγορίθμου 4.3. Ο αλγόριθμος



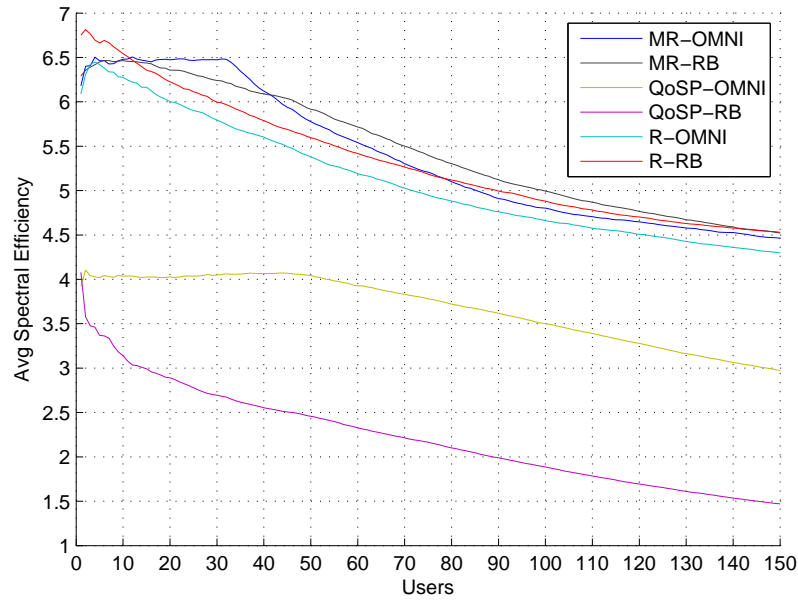
(α') Throughput gain vs system Users (β') Throughput gain vs Loading Factor

Σχήμα 4.30: Το κέρδος (%) στο ρυθμό μετάδοσης του ‘MR’ αλγορίθμου με την εφαρμογή του random beamforming.

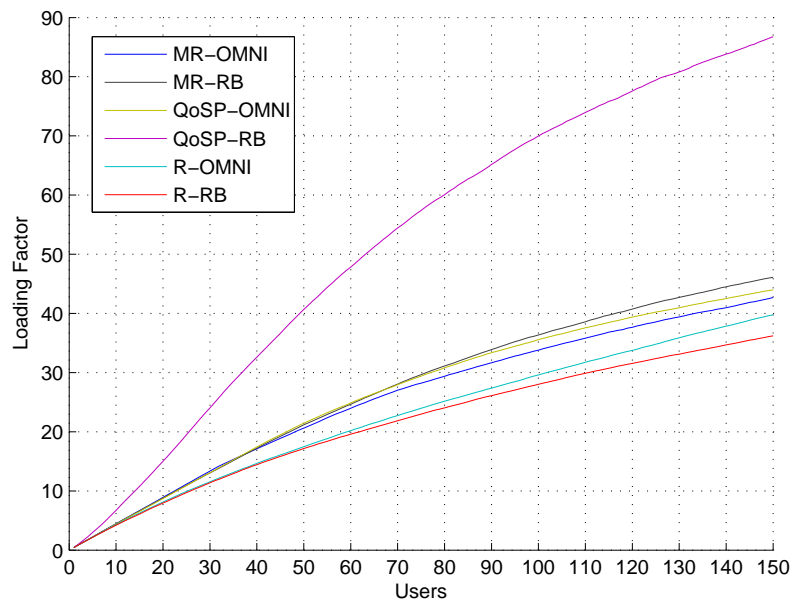
αυτός προσπαθεί να αυξήσει σταδιακά το επίπεδο διαμόρφωσης των φερόντων που έχουν ανατεθεί στο νέο χρήστη διατηρώντας στο ελάχιστο δυνατό τη συνολικά μεταδιδόμενη ισχύ κάτω ζεύξης. Συνεπώς, το σύστημα ευνοεί τη χρήση ενός νέου φέροντος (με $m_{u,n} = 2$) από την αύξηση του επιπέδου διαμόρφωσης ενός ήδη χρησιμοποιούμενου φέροντος. Η συμπεριφορά αυτή εντείνεται με την εφαρμογή του random beamforming, όπως φαίνεται από τα ίδια διαγράμματα το δίκτυο ‘QoSP-RB’ παρουσιάζει εξαιρετικά χαμηλές τιμές φασματικής απόδοσης που οδηγούν το συντελεστή χρησιμοποίησης (loading factor) να φτάνει σε τιμές της τάξης του $\sim 90\%$.

Επιπρόσθετα, το διάγραμμα 4.32 δείχνει ότι ο loading factor σχεδόν όλων των υπό εξέταση δικτύων παραμένει κάτω από 50% γεγονός που ισοδυναμεί με σχετικά χαμηλή αξιοποίηση του διατιθέμενου φάσματος του συστήματος. Το γεγονός προφανώς οφείλεται στα υψηλά επίπεδα παρεμβολών που δεν επιτρέπουν μια πιο απαιτητική επαναχρησιμοποίηση του φάσματος (μικρότερες τιμές reuse factor). Εύκολη τακτική για να βελτιωθεί η κατάσταση είναι η χρήση τομεοποίησης στις κυψέλες του δικτύου με κατάλληλες κεραιές σε αντίθεση με τις ομοιοκατευθυντικές κεραιές που χρησιμοποιούνται στην παρούσα μελέτη. Η βασική διαφορά τότε θα εμφανιζόταν σε μια αύξηση της τιμής κατωφλίου 18% για το loading factor, τιμή που προέκυψε νωρίτερα ως η ελάχιστη απαιτούμενη για τη θετική επίδραση του random beamforming στο σύστημα.

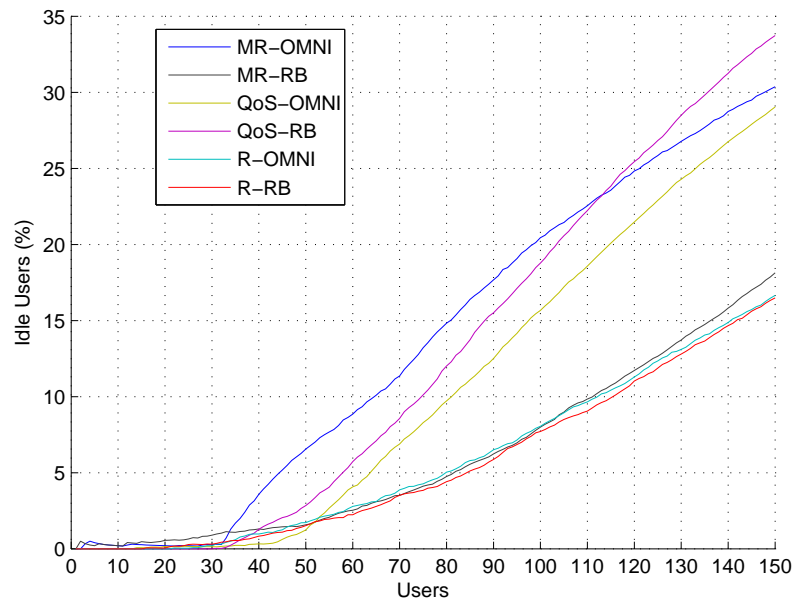
Όπως έχει φανεί και από το προηγούμενο κεφάλαιο, βασική παράμετρος των δικτύων ασύρματων επικοινωνιών είναι η πιθανότητα απόρριψης χρήστη όπως πιο συχνά αναφέρεται το rejection probability του δικτύου. Στην περίπτωση των ομορτυνιστικών συστημάτων



Σχήμα 4.31: Η φασματική απόδοση κάτω ζεύξης για τα έξι εξεταζόμενα δίκτυα.



Σχήμα 4.32: Ο βαθμός χρησιμοποίησης (%) του φάσματος στην κάτω ζεύξη για τα έξι εξεταζόμενα δίκτυα.



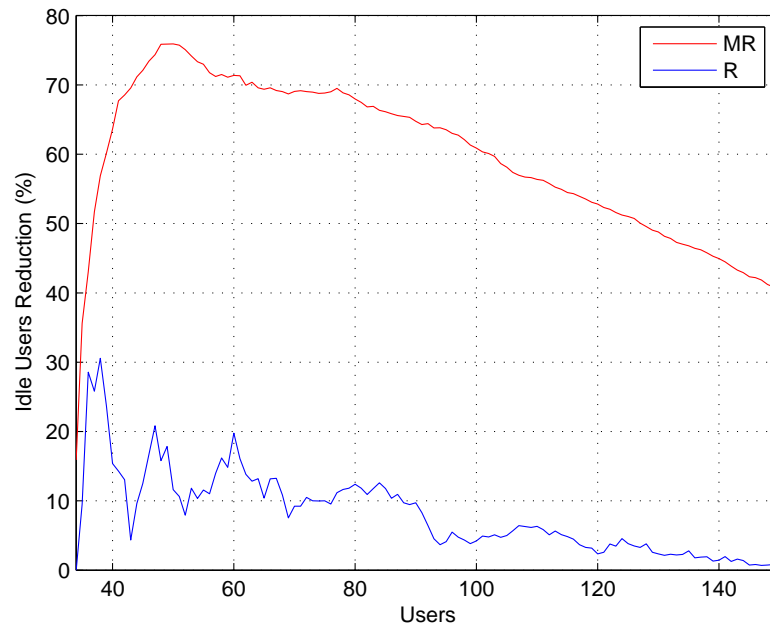
Σχήμα 4.33: Το ποσοστό (%) ανενεργών χρηστών (Idle Users) για τα έξι εξεταζόμενα δίκτυα.

που περιγράφονται με τους Αλγόριθμους 4.1 και 4.2 το μέγεθος αυτό ισοδυναμεί με το ποσοστό των ανενεργών χρηστών⁶ ('Idle Users') του δικτύου. Έτσι το ποσοστό των 'Idle Users' που εμφανίζεται στο Σχήμα 4.33 ανταποκρίνεται στο ποσοστό των χρηστών του δικτύου που εμφανίζουν μηδενικό throughput κάτω ζεύξης. Σημειώνεται ωστόσο, ότι για την περίπτωση του 'QoSP' αλγόριθμου το ποσοστό αυτό ανταποκρίνεται όντως στην πιθανότητα απόρριψης χρήστη.

Από το διάγραμμα φαίνεται ότι η λογική της τυχαίας ανάθεσης φάσματος, όπως αυτή εκφράζεται μέσω της 'R' τεχνικής, έχει την καλύτερη επίδοση αναφορικά με τους ανενεργούς χρήστες του συστήματος. Ωστόσο, αξίζει να σημειωθεί ότι η εφαρμογή του random beamforming στο δίκτυο που εφαρμόζει τακτική μεγιστοποίησης του throughput (αλγόριθμος 'MR') ενσωματώνει τα πλεονεκτήματα της 'R' τακτικής. Αυτό γίνεται προφανές από το διάγραμμα 4.33 όπου η καμπύλη του 'MR-RB' δικτύου ακολουθεί αυτές των 'R-OMNI' και 'R-RB'.

Για να τονιστεί η ευεργετική επίδραση του random beamforming στα δίκτυα 'MR' παρατίθεται το διάγραμμα 4.34 όπου παρουσιάζεται η % μείωση των ανενεργών χρηστών

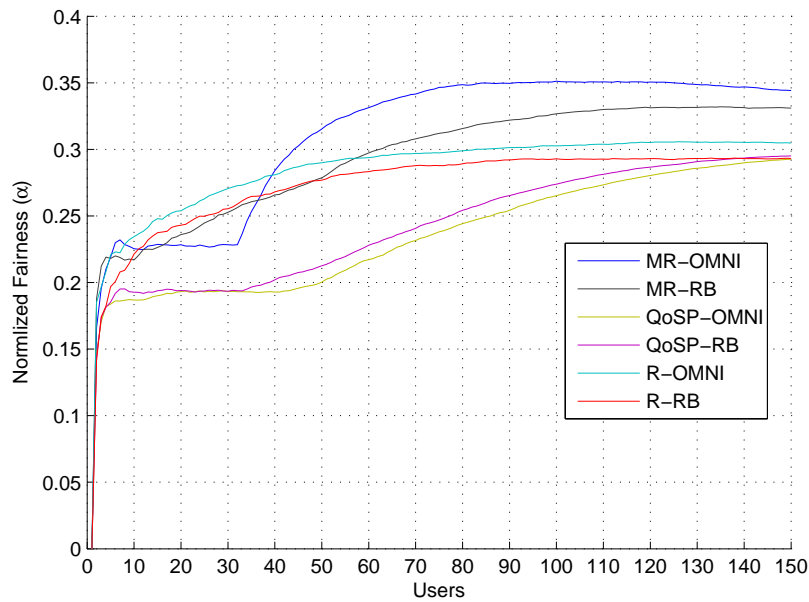
⁶Με το όρο ανενεργοί καλούνται οι χρήστες που είναι μεν συνδεδεμένοι με το δίκτυο αλλά η ποιότητα καναλιού τους δεν τους επιτρέπει να λάβουν δεδομένα από αυτό



Σχήμα 4.34: Το ποσοστό μείωσης των ανενεργών χρηστών με την εφαρμογή της random beamforming τεχνικής για τις τεχνικές ‘MR’ και ‘R’.

του δικτύου για τις περιπτώσεις των ‘MR’ και ‘R’ αλγορίθμων ύστερα από την εφαρμογή του random beamforming. Για τον ‘MR’ αλγόριθμο η μείωση των ανενεργών χρηστών φτάνει το 76% ενώ δε πέφτει κάτω από το 40% ακόμη και όταν το δίκτυο φιλοξενεί 150 χρήστες. Αντίθετα, η επίδραση του random beamforming στα δίκτυα με τυχαία απόδοση φάσματος (‘R’) δεν έχει την ίδια θετική επίδραση, το κέρδος δεν ξεπερνά το 30% ενώ σχεδόν μηδενίζεται όταν αυξάνονται οι χρήστες του δικτύου. Τέλος, κρίνοντας πάλι από το διάγραμμα 4.33, το δίκτυο ‘QoSP-RB’ εμφανίζει και σε αυτή την περίπτωση χειρότερη επίδοση αναφορικά με τους ανενεργούς χρήστες σε σχέση με το δίκτυο ‘QoSP-OMNI’. Η ίδια παρατήρηση είχε γίνει και νωρίτερα στο διάγραμμα 4.29 για το throughput του δικτύου.

Τέλος, το Σχήμα 4.35 δείχνει τη συμπεριφορά των υπό εξέταση δικτύων αναφορικά με το πόσο ‘δίκαια’ ικανοποιούν τις απαιτήσεις των χρηστών τους. Η επίδοση ενός RRM αλγορίθμου αναφορικά με το throughput αποτελεί σίγουρα πρωταρχικής σημασίας προτεραιότητα για την αξιολόγησή του, ωστόσο, οι σύγχρονοι αλγόριθμοι RRM όλο και περισσότερο ενσωματώνουν περιορισμούς “δικαιοσύνης” (fairness constraints) στον τρόπο που διαχειρίζονται τους διατιθέμενους πόρους του συστήματος ([51], [57]). Ο τρόπος δηλαδή της ανάθεσης των ασύρματων πόρων, πέρα από την ικανοποίηση περιορισμών του ίδιου του



Σχήμα 4.35: Ο παράγοντας α (fairness factor) για τα έξι εξεταζόμενα δίκτυα.

δικτύου (ελαχιστοποίηση ισχύος, μεγιστοποίηση ρυθμού), πρέπει πλέον να αξιολογείται και ως προς την ικανότητά του αυτός να επιτελείται με όσο το δυνατό πιο “δίκαιο” τρόπο

Συνεπώς, για να αξιολογηθούν τα έξι δίκτυα αυτής της παραγράφου αναφορικά με τη ‘δίκαιη’ μεταχείριση των χρηστών ορίζεται στην (4.14) ο κανονικοποιημένος παράγοντας “δικαιοσύνης” (normalized fairness factor):

$$\alpha = \left(\frac{1}{U} \sum_u \left(\frac{r_u}{r_{max}} - \bar{r} \right)^2 \right)^{1/2} \quad (4.14)$$

όπου U είναι ο συνολικός αριθμός των χρηστών που έχουν προσπαθήσει να εισέλθουν στο δίκτυο, r_u είναι ο ρυθμός του χρήστη u , r_{max} είναι ο μέγιστος ρυθμός που μπορεί να επιτευχθεί για ένα χρήστη και \bar{r} είναι ο μέσος ρυθμός των χρηστών που δίνεται από τον τύπο $\bar{r} = \frac{1}{U} \sum_{u \in U} \left(\frac{r_u}{r_{max}} \right)$. Όταν όλοι οι χρήστες έχουν τον ίδιο ρυθμό (maximum fairness), ο συντελεστής $\alpha = 0$, ενώ όσο το δίκτυο γίνεται λιγότερο “δίκαιο” ο συντελεστής $\alpha \rightarrow \frac{1}{\sqrt{2}}$.

Όσον αφορά λοιπόν το βαθμό “δικαιοσύνης” που εμφανίζει ο κάθε αλγόριθμος, όπως αναμενόταν, η ‘MR’ τεχνική παρουσιάζει τη χειρότερη επίδοση. Το γεγονός αυτό οφείλεται στο ότι η ‘MR’ τεχνική πριμοδοτεί αποκλειστικά τους χρήστες με καλά κανάλια, παρέχοντας χαμηλή ή και καθόλου υπηρεσία στους χρήστες με λιγότερο καλά κανάλια. Εντούτοις, η εφαρμογή του random beamforming δείχνει να βελτιώνει λίγο την κατάσταση μιας και

στο δίκτυο ‘MR-RB’ η τιμή του συντελεστή α μειώνεται σε σχέση με αυτή του δικτύου ‘MR-OMNI’. Το μέγιστο fairness gain που η τεχνική του random beamforming επιφέρει στα ‘MR’ δίκτυα είναι $\sim 12\%$. Η τιμή αυτή κάθε άλλο παρά αμελητέα είναι, δεδομένου ότι στα δίκτυα αυτά δεν υπάρχουν cross-layer τεχνικές που να λαμβάνουν υπόψη τους περιορισμούς “δικαιοσύνης”, η τεχνική του random beamforming είναι μια τεχνική καθαρά φυσικού στρώματος. Σημειώνεται ότι στα σύγχρονα συστήματα ασύρματων επικοινωνιών τέτοιοι περιορισμοί που αφορούν στη “δικαιοσύνη” του δικτύου ικανοποιούνται με cross-layer τεχνικές. Σαν τελευταίο σχόλιο, επισημαίνεται ότι στη περίπτωση του ‘R’ δικτύου η random beamforming τεχνική βελτιώνει ελαφρά τον συντελεστή α ενώ αντίθετα στο ‘QoSP’ δίκτυο ο συντελεστής α αυξάνεται.

4.6 Ανασκόπηση κεφαλαίου και συμπεράσματα

Το κεφάλαιο αυτό χωρίστηκε σε δύο τμήματα αναφορικά με τις τεχνικές MISO που παρουσιάστηκαν. Στο πρώτο τμήμα μελετήθηκαν δίκτυα που χρησιμοποιούν λοβούς σταθερού πλέγματος στα πλαίσια της τεχνολογίας των έξυπνων κεραιών (switched-beam smart antenna systems) ενώ το δεύτερο τμήμα αφορούσε την τεχνική random beamforming.

Τα συστήματα switched-beam με 3, 5 και 7 λοβούς ανά τομέα εφαρμόστηκαν σε OFDMA δίκτυα που χρησιμοποιούν τις τεχνικές ‘rand’, ‘fourC’ και ‘adapt’ για την ανάθεση φερόντων στους χρήστες του δικτύου.

Αρχικά παρατηρείται ότι η τεχνική ‘adapt’ σε συνδυασμό με ένα σύστημα σταθερών λοβών (ακόμη και με 3 λοβούς ανά τομέα) αγγίζει σχεδόν μηδενική πιθανότητα απόρριψης χρήστη όταν 100 χρήστες προσπαθούν να εισέλθουν στο δίκτυο. Στην περίπτωση των δύο άλλων απλούστερων τεχνικών η πιθανότητα αυτή παραμένει επίσης σε χαμηλά επίπεδα, ικανοποιητικά για τη λειτουργία ενός δικτύου. Συγκεκριμένα, το δίκτυο με αλγόριθμο ανάθεσης τον ‘fourC’ επιτυγχάνει πιθανότητα απόρριψης 4% για 3 λοβούς ανά τομέα και σχεδόν 2% για 5 και 7 λοβούς ανά τομέα. Αντίστοιχα, για την τεχνική ‘rand’ η ίδιες πιθανότητες αυξάνονται σε 7% και 5% αντίστοιχα.

Επίσης, το δίκτυο με 7 λοβούς ανά τομέα δε βελτιώνει περαιτέρω το throughput σε σχέση με τους 5 λοβούς ανά τομέα. Ειδικά δε, για την περίπτωση του ‘adapt’ το σύστημα

φτάνει σε μέγιστη αξιοποίηση των πόρων του (μέγιστο loading factor) ακόμη και με 3 λοβούς ανά τομέα.

Όταν η μέγιστη επιτρεπτή πιθανότητα απόρριψης χρήστη είναι 5% το δίκτυο με τους 7 λοβούς ανά τομέα δίνει από 8 έως 16Mbps στην κεντρική κυψέλη. Συγκεκριμένα, ο 'rand' αλγόριθμος δίνει 8Mbps, ο 'fourC' 14Mbps και ο 'adapt' φτάνει τα 16Mbps στην κεντρική κυψέλη. Πρέπει να σημειωθεί ότι για το δίκτυο με τους 7 λοβούς ανά τομέα ο 'fourC' αλγόριθμος βελτιώνει την επίδοσή του αρκετά ώστε να απέχει μόλις 2Mbps από τον 'adapt'.

Όταν το σύστημα εφαρμόζει προσαρμοστική διαμόρφωση η επίδοση του 'adapt' διπλασιάζεται φτάνοντας τα 33Mbps, ο 'rand' φτάνει τα 23Mbps ξεπερνώντας την επίδοση του 'fourC' που δίνει 18Mbps στην κεντρική κυψέλη. Επιπρόσθετα, η επίδοση του 'adapt' για τα δίκτυα με 5 και 7 λοβούς ανά τομέα δε χειροτερεύει με την προσθήκη ενός επιπλέον tier οπότε και αυξάνονται οι παρεμβολές στην κεντρική κυψέλη.

Αξιολογώντας την τακτική των σύγχρονων συστημάτων να διατηρούν σταθερό μήκος καναλιού που αποδίδουν στους χρήστες, πραγματοποιήθηκε σύντομη μελέτη όπου το μήκος του καναλιού του χρήστη μεταβαλλόταν ανάλογα με την υπηρεσία που ζητούσε διατηρώντας σταθερή αναλογία (παράμετρος *ratio*). Οι προσομοιώσεις απέδειξαν ότι σε συστήματα με λοβούς σταθερού πλέγματος το σταθερό μήκος καναλιού δεν είναι η καλύτερη προσέγγιση και ότι ένα κανάλι ανάλογο της αιτούμενης υπηρεσίας έχει μεγαλύτερες δυνατότητες από πλευράς επίδοσης. Συγκεκριμένα, για το σύστημα που προσομοιώθηκε η βέλτιστη τιμή για την παράμετρο *ratio* ήταν το 0.3.

Τελευταία μελετήθηκε η τεχνική Random Beamforming σε συνδυασμό με δύο κατηγορίες δικτύων: αυτά που πραγματοποιούν οπορτουριστική προσαρμογή ρυθμού (opportunistic rate adaptation) μέσω προσαρμοστικής διαμόρφωσης και σε αυτά που εγγυούνται την ποιότητα υπηρεσίας στους χρήστες τους μέσω ελέγχου ισχύος. Για τα δίκτυα της πρώτης κατηγορίας, επιλέχθηκαν δύο RRM προσεγγίσεις: η μεγιστοποίηση του throughput (Μέσω του αλγόριθμου 'MR') και η τυχαία εμφάνιση παρεμβολών (Μέσω του αλγόριθμου 'R'). Για τα δίκτυα της δεύτερης κατηγορίας επιλέχθηκε ένας RRM αλγόριθμος (αλγόριθμος 'QoSP') που χρησιμοποιεί τις διαδικασίες του power control και bit loading για να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις των χρηστών ελαχιστοποιώντας ταυτόχρονα την εκπεμπόμενη ισχύ.

Η τεχνική random beamforming δεν έχει θετικό αποτέλεσμα σε δίκτυα που παρέχουν

στους χρήστες τους πρόβλεψη υπηρεσίας μέσω ελέγχου ισχύος. Αντίθετα, η εφαρμογή της τεχνικής σε τέτοια δίκτυα επιφέρει μείωση της επίδοσής τους κατά $\sim 10\%$ αναφορικά με το throughput. Σε δίκτυα όμως που στοχεύουν σε μεγιστοποίηση του προσφερόμενου throughput μέσω ομορτυνιστικής χρήσης της προσαρμοστικής διαμόρφωσης, η τεχνική του random beamforming προσφέρει αξιοσημείωτη βελτίωση της επίδοσής τους. Συγκεκριμένα, το throughput του 'MR' αλγορίθμου αυξάνεται κατά $\sim 13\%$ με την εφαρμογή του random beamforming, ενώ κατά $\sim 76\%$ βελτιώνεται η πιθανότητα απόρριψης χρήστη στο ίδιο δίκτυο. Αναφορικά με τα δίκτυα που στηρίζουν τη διαδικασία ανάθεσης φερόντων στην τυχαία παρουσία παρεμβολών (αλγόριθμος 'R'), η τεχνική random beamforming έχει μια μικρή ωστόσο θετική επίδραση στην επίδοσή τους. Η θετική επίδραση εμφανίζεται κυρίως με αύξηση της 'δίκαιουσύνης' του συστήματος και όχι στο throughput.

Η θετική επίδραση της τεχνικής random beamforming παρουσιάζει ένα σταθερό σημείο εκκίνησης το οποίο εξαρτάται από το loading factor του δικτύου. Για το προσομοιωθέν σύστημα, η τιμή αυτή είναι το 18%.

Κεφάλαιο 5

Συστήματα OFDM με τεχνολογίες MIMO

Παρά το γεγονός ότι οι αλγόριθμοι MISO που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο βελτίωσαν σημαντικά την επίδοση του συστήματος OFDMA, ωστόσο οι εξελίξεις στο χώρο των ασύρματων επικοινωνιών καταδεικνύουν ότι το επόμενο βήμα - ενσωμάτωση στοιχειοκεραίας και στη μεριά του δέκτη - είναι πλέον απαραίτητο. Νέοι αλγόριθμοι στοιχειοθετήθηκαν ώστε να συμπεριλάβουν εποικοδομητικά την παρουσία στοιχειοκεραίας στη συσκευή του δέκτη, μέρος των αλγορίθμων αυτών απαντάται πλέον στα σύγχρονα πρωτόκολλα ασύρματης επικοινωνίας (π.χ. Wimax).

Ένα πρωτογενές σύστημα MIMO προϋποθέτει την εφαρμογή στοιχειοκεραίας στον πομπό και στο δέκτη μιας ασύρματης ζεύξης. Με αυτό τον τρόπο επιτυγχάνεται η ενσωμάτωση της χωρικής διάστασης στις διαδικασίες επεξεργασίας του σήματος προσφέροντας περαιτέρω ελευθερίες στις τεχνικές βελτίωσης της ποιότητας των ασύρματων ζεύξεων. Το ουσιαστικότερο χαρακτηριστικό των MIMO συστημάτων είναι η ικανότητά τους να εκμεταλλεύονται την πολύοδη διάδοση (multipath), γεγονός που έρχεται σε αντίθεση με τη φιλοσοφία και τον σκοπό εφαρμογής των συστημάτων έξυπνων κεραιών.

Τα MIMO συστήματα στηρίχτηκαν αρχικά στην τεχνολογία που αναπτύχθηκε για τις έξυπνες κεραιές, αποτελούν όμως σήμερα ένα ξεχωριστό πεδίο μελέτης που διαφοροποιείται σε αρκετά κρίσιμα σημεία.

- Η σχεδίαση των συστημάτων ευφυών κεραιών απαιτεί κεραία πολλαπλών στοιχείων

και γενικά πολύπλοκα συστήματα επεξεργασίας μόνο στη μεριά του σταθμού βάσης, περιορίζοντας στο ελάχιστο την πολυπλοκότητα του κινητού τερματικού. Τα MIMO συστήματα εν αντιθέσει, προϋποθέτουν στοιχειοκεραίες και στα δύο άκρα, καθώς και αλγόριθμους επεξεργασίας σε software και hardware.

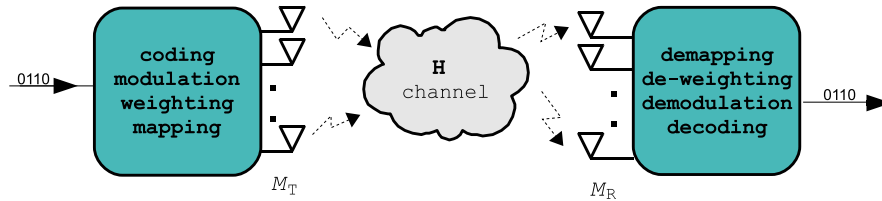
- Οι αλγόριθμοι που έχουν σχεδιαστεί για τα συστήματα ευφυών κεραιών, σκοπό έχουν συνήθως να εξαλείψουν φαινόμενα όπως την πολύοδη διάδοση και το delay spread ενώ σε αφαιρετικό επίπεδο στηρίζουν τη λειτουργία τους στη συσχέτιση των πολλαπλών εκδόσεων του επιθυμητού σήματος που φτάνουν στο δέκτη λόγω multipath. Αντίθετα τα συστήματα MIMO εξαρτούν την επιτυχημένη λειτουργία τους στην έντονη παρουσία αυτών των φαινομένων διάδοσης. Εχμεταλλεύονται δηλαδή το fading και το delay spread, ενώ κατά μεγάλο μέρος στηρίζουν τη λειτουργία τους στην ανεξαρτησία των πολλαπλών εκδόσεων του σήματος που φτάνει στο δέκτη.

Στις επόμενες παραγράφους παρουσιάζονται οι διαφορετικές τεχνικές MIMO που μπορούν να υλοποιηθούν στα πλαίσια ενός ασύρματου δικτύου. Έμφαση ωστόσο δίνεται στις τεχνικές που χρησιμοποιήθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διατριβής. Οι τεχνικές αυτές εχμεταλλεύονται τους επιπλέον βαθμούς ελευθερίας της χωρικής διάστασης ώστε να βελτιώσουν την αξιοπιστία μιας ζεύξης. Οι τεχνικές αυτές, που καλούνται diversity techniques, σκοπεύουν στην ελαχιστοποίηση του ρυθμού λαθών μεταξύ πομπού και δέκτη. Η γνώση ή μη του καναλιού στην πλευρά του πομπού οδηγεί σε διαφορετικές τεχνικές διαφορισμού με διαφορετική απόδοση και πολυπλοκότητα υλοποίησης. Στις παρακάτω παραγράφους αναλύονται και τα δύο είδη τέτοιων τεχνικών ενώ η απόδοσή τους προσομοιώνεται τόσο σε επίπεδο ζεύξης όσο και σε επίπεδο δικτύου.

Τέλος, οι τεχνικές MIMO που προσομοιώθηκαν προσαρτώνται στο OFDMA δίκτυο του κεφαλαίου 3. Λόγω εξαιρετικού υπολογιστικού φόρτου, οι τεχνικές MIMO εφαρμόζονται αποκλειστικά στην κεντρική κυψέλη του δικτύου όπου πραγματοποιούνται και οι μετρήσεις για την επίδοση του δικτύου.

5.1 Χωρητικότητα MIMO καναλιού

Το μοντέλο του MIMO πομποδέκτη που χρησιμοποιούν τα συστήματα MIMO εμφανίζεται στο σχήμα 5.1.



Σχήμα 5.1: Μοντέλο MIMO συστήματος.

Η χρήση των συστημάτων αυτών στοχεύει συνήθως στη βελτιστοποίηση δύο κριτηρίων. Αρχικά, στη βελτίωση της χωρητικότητας μιας ζεύξης η οποία εκφράζεται με το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης συμβόλων ανά Hertz. Το κριτήριο αυτό καλείται διαφορετικά και φασματική απόδοση του συστήματος. Η μέγιστη θεωρητική τιμή του υπολογίζεται υπό συνθήκες λευκού θορύβου ενώ δίδεται από τον τύπο του Shannon. Το δεύτερο κριτήριο βελτιστοποίησης αφορά στην αξιοπιστία μιας ζεύξης. Εκφράζεται με το μέσο ρυθμό λαθών και αποτελεί ένα δείκτη για τη συμπεριφορά του συστήματος απέναντι στις διαλείψεις του χρονικά μεταβαλλόμενου καναλιού. Συνήθως οι τεχνικές MIMO στοχεύουν σε ένα από τα δύο κριτήρια μιας και η βελτιστοποίηση του ενός συνεπάγεται την ταυτόχρονη επιδείνωση του άλλου. Τεχνικές που προσφέρουν μεγάλες τιμές χωρητικότητας αδυνατούν να εγγυηθούν την αξιοπιστία της ζεύξης ενώ τεχνικές που προσφέρουν αξιοπιστία δεν χρησιμοποιούν τους επιπλέον βαθμούς ελευθερίας του συστήματος για μετάδοση πληροφορίας. Αναλυτική περιγραφή των τεχνικών MIMO που απαντώνται σήμερα μπορεί να αναζητηθεί στα [58], [59] και [60].

Η χωρητικότητα ενός SISO καναλιού δίνεται από τον κλασικό τύπο του Shannon που παρατίθεται στην εξίσωση (5.1) για ευκολία.

$$C = \log \left(1 + \frac{P}{BN} \right) \quad (5.1)$$

N είναι μονόπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου σε Watt/Hz, B το εύρος ζώνης του σήματος σε Hz και R είναι η λαμβανόμενη ισχύς σε Watt ενώ η χωρητικότητα C αποδίδεται σε bits/sec/Hz.

Στην περίπτωση των MIMO συστημάτων (Σχ.5.1) το μοντέλο που περιγράφει τη ζεύξη δίδεται από την εξίσωση

$$\mathbf{r}(t) = \mathbf{H}(t) \otimes \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (5.2)$$

όπου $\mathbf{r}(t)$ είναι λαμβανόμενο διάνυσμα $M_R \times 1$, $\mathbf{s}(t)$ είναι το διαστάσεων $M_T \times 1$ διάνυσμα εκπομπής, $\mathbf{n}(t)$ είναι ο προσθετικός θόρυβος Gauss, και $\mathbf{H}(t)$ είναι ο $M_R \times M_T$ πίνακας του καναλιού. Το σύμβολο \otimes αποδίδει την πράξη της συνέλιξης ενώ εάν θεωρήσουμε σήμα στενής ζώνης (flat fading) ο προηγούμενος τύπος γίνεται:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (5.3)$$

Η χωρητικότητα ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος που περιγράφεται από τη 5.3 και υπόκειται σε γνωστό περιορισμό ισχύος εκπομπής έχει μελετηθεί επαρκώς στα [61], [62] και [63] ενώ δίνεται από τη σχέση (5.4).

$$C = \max_{\text{tr}(\mathbf{R}_{ss}) \leq p} \log_2[\det(\mathbf{I} + \mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H)] \quad (5.4)$$

όπου \mathbf{R}_{ss} είναι ο πίνακας μεταβλητότητας του διανύσματος \mathbf{s} και p είναι η μέγιστη κανονικοποιημένη εκπεμπόμενη ισχύς. Πραγματοποιώντας singular value decomposition (svd) στον πίνακα του καναλιού, το MIMO κανάλι μπορεί να μετασχηματιστεί σε $n = \text{rank}(\mathbf{H})$ SISO υποκανάλια σύμφωνα με τη διαδικασία που περιγράφεται στο [64]. Η διαδικασία αυτή είναι γραμμική και έχει ως αποτέλεσμα την απόδοση της χωρητικότητας σύμφωνα με την (5.5).

$$C = \sum_{k=1}^n \log_2 \left(1 + \frac{p}{n} \epsilon_k^2 \right) \quad (5.5)$$

Στην τελευταία εξίσωση οι συντελεστές ϵ_k^2 είναι οι ιδιοτιμές του πίνακα $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$ οι οποίοι ουσιαστικά αποτελούν το κέρδος (σε ισχύ) του υποκαναλιού k ενώ p_k είναι η ισχύς που εκπέμπεται στο k υποκάνάλι. Για τα p_k ισχύει ο προηγούμενος περιορισμός και συγκεκριμένα, $\sum_{k=1}^n p_k \leq p$.

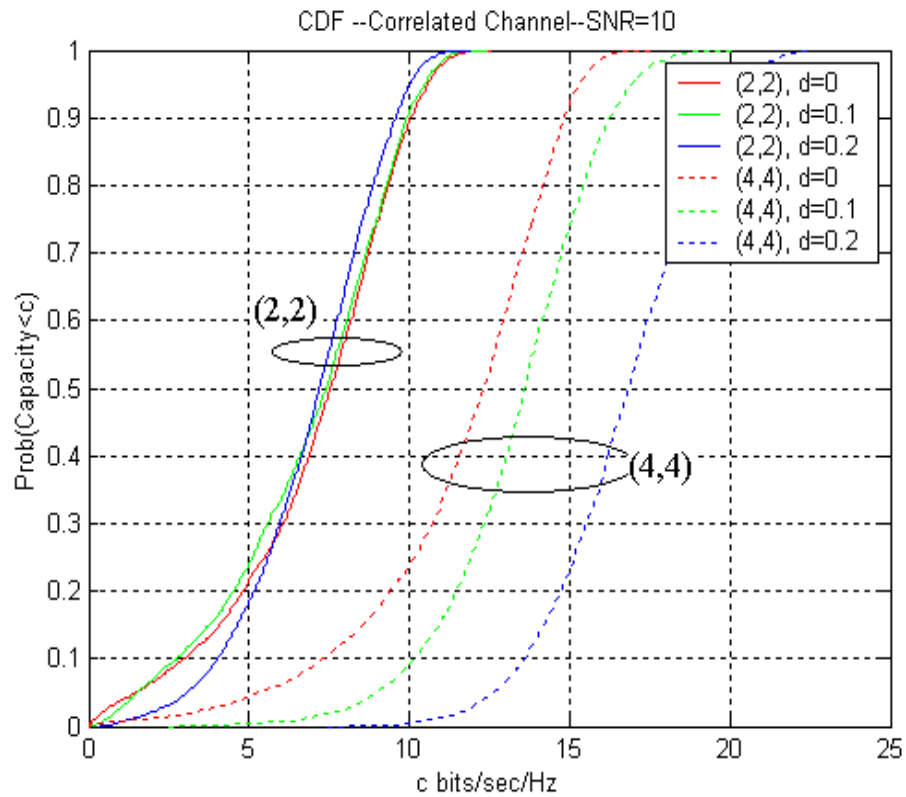
Στην περίπτωση που οι ιδιοτιμές ϵ_k^2 είναι γνωστές στον πομπό τότε τα p_k υπολογίζονται βάσει του water-pouring αλγόριθμου ([65],[20]), έτσι ώστε να μεγιστοποιείται η χωρητικότητα. Τις περισσότερες φορές όμως ο πομπός δεν έχει γνώση του καναλιού (ούτε σε επίπεδο ιδιοτιμών) οπότε πραγματοποιεί ισοκατανομή ισχύος στα n κανάλια, $p_k = \frac{p}{n}$.

Ο Foschini συγκεκριμένα χρησιμοποιώντας την ισοκατανομή ισχύος εισήγαγε την τεχνική V-BLAST για MIMO συστήματα όπως περιγράφεται στο [66].

Μεγάλο μέρος της βιβλιογραφίας αφιερώνεται στη μελέτη χωρητικότητας καναλιού MIMO θεωρώντας κανάλια Rayleigh ανεξάρτητα μεταξύ τους ([61],[67],[68],[63]). Ωστόσο, όπως προκύπτει από την (5.5), η χωρητικότητα ενός MIMO καναλιού αποτελεί το άθροισμα των χωρητικοτήτων των n υποκαναλιών που δημιουργούνται από την svd του πίνακα \mathbf{H} . Στο [64] ο Foschini αποδεικνύει ότι ο βαθμός της χωρικής συσχέτιση των n υποκαναλιών επηρεάζει την τιμή της χωρητικότητας του συνολικού MIMO καναλιού. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιεί ένα μοντέλο σκέδασης (“one-ring”) γύρω από το δέκτη βασισμένο στη λογική των μοντέλων ανίχνευσης δέσμης (ray tracing) ώστε να ελέγξει τη χωρική συσχέτιση των καναλιών που ‘βλέπει’ ο δέκτης. Οι παράμετροι του μοντέλου που χρησιμοποιούνται είναι η απόσταση των στοιχείων της κεραίας του δέκτη, η διάταξη της στοιχειοκεραίας, η διασπορά γωνίας (angle spread) και η γωνία πρόσπτωσης (angle of arrival). Ο συγγραφέας χρησιμοποιώντας αριθμητικές μεθόδους υπολογίζει την κατανομή που ακολουθούν οι συντελεστές ϵ_k^2 ανάλογα με την απόσταση των στοιχείων της στοιχειοκεραίας και δίδει γραφικές καμπύλες για την υπολογιζόμενη χωρητικότητα. Τέλος, ο ίδιος εισάγει και την έννοια των ενεργών βαθμών ελευθερίας (effective degrees of freedom - EDOF. Σε ένα σύστημα MIMO, υλοποιημένο υπό συγκεκριμένες συνθήκες διάδοσης και κεραιοδιάταξης, οι βαθμοί ελευθερίας EDOF αποδίδουν τα ενεργά κανάλια που συμμετέχουν στη μεταφορά πληροφορίας και εκφράζονται με έναν ακέραιο στο διάστημα $[0, n]$.

Στα [69] και [70] προσομοιώνεται το MIMO κανάλι και παρατίθενται θεωρητικά αποτελέσματα για την χωρητικότητά του υπό διαφορετικά περιβάλλοντα διάδοσης. Στο Σχ. 5.1 εμφανίζεται η χωρητικότητα MIMO συστήματος θεωρώντας Rayleigh κατανομή για το ασύρματο κανάλι και λαμβάνοντας υπόψιν την απόσταση d των στοιχείων της στοιχειοκεραίας χρησιμοποιώντας το μοντέλο που περιγράφεται στο [71].

Οι αποστάσεις d του σχήματος είναι συναρτήσεσι του μήκους κύματος. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, η αύξηση της απόστασης των στοιχείων της στοιχειοκεραίας οδηγεί σε αύξηση της θεωρητικής χωρητικότητας του καναλιού καθώς αυξάνονται οι ενεργοί βαθμοί ελευθερίας της ζεύξης.



Σχήμα 5.2: Η χωρητικότητα MIMO καναλιού για διαφορετικές τιμές της χωρικής συσχέτισης υποκαναλιών.

5.2 Χωρικός διαφορισμός MIMO καναλιού

Στην προηγούμενη παράγραφο παρουσιάστηκε εν συντομία η δυνατότητα ενός MIMO καναλιού να αυξάνει τη χωρητικότητα μιας ζεύξης. Πρακτικά, οι επιπλέον ανεξάρτητες διαδρομές που δημιουργούνται μεταξύ πομπού και δέκτη χρησιμοποιούνται στη μετάδοση περισσότερης πληροφορίας. Αν και η δυνατότητα αυτή του MIMO καναλιού παρουσιάζει ενδιαφέρον, ωστόσο πόση αξία έχει η αποστολή πληροφορίας που λαμβάνεται με περιορισμένη ή και ανύπαρκτη ποιότητα στο δέκτη ενός υπαρκτού τηλεπικοινωνιακού συστήματος.

Σε αυτή την παράγραφο θα αναλυθεί η δυνατότητα ενός MIMO συστήματος να βελτιώνει την ποιότητα μιας ζεύξης μέσω του χωρικού διαφορισμού (spatial diversity). Πρακτικά, η ίδια πληροφορία μεταδίδεται μέσω πολλαπλών ανεξάρτητων καναλιών αυξάνοντας την πιθανότητα σωστής λήψης στο δέκτη. Η ποιότητα μιας ζεύξης αποδίδεται με την καμπύλη του ρυθμού εσφαλμένων συμβόλων (Symbol error Rate - SER), η οποία στην περίπτωση των MIMO συστημάτων αυξάνει την κλίση της οδηγώντας σε μικρότερες τιμές SER για το ίδιο SNR.

5.2.1 Στοιχειοκεραία στο δέκτη

Χωρικό διαφορισμό μπορούμε να πετύχουμε με την εφαρμογή στοιχειοκεραίας αποκλειστικά στο δέκτη. Το προκύπτον κανάλι είναι ένα SIMO κανάλι (Single Input Multiple Output), και ο δέκτης είναι υπεύθυνος για την σωστή επεξεργασία του σήματος που διαδίδεται πολλαπλά στο ασύρματο μέσο. Ο βέλτιστος τρόπος να αξιοποιηθούν οι πολλαπλές εκδόσεις του σήματος είναι η εφαρμογή του Maximum Ratio Combiner - MRC στο δέκτη. Περισσότερες πληροφορίες για τον MRC δέκτη μπορούν να αναζητηθούν στο [72].

Η σχέση εισόδου-εξόδου του SIMO καναλιού με 1 κεραία στον πομπό ($M_t = 1$) και M_r κεραίες στο δέκτη, μπορεί να γραφεί με τη βοήθεια της (5.6) όπου γίνεται η υπόθεση για flat fading συνθήκες στο κανάλι (διαφορετικά η πράξη του πολλαπλασιασμού θα έπρεπε να αντικατασταθεί με την πράξη της συνέλιξης \otimes).

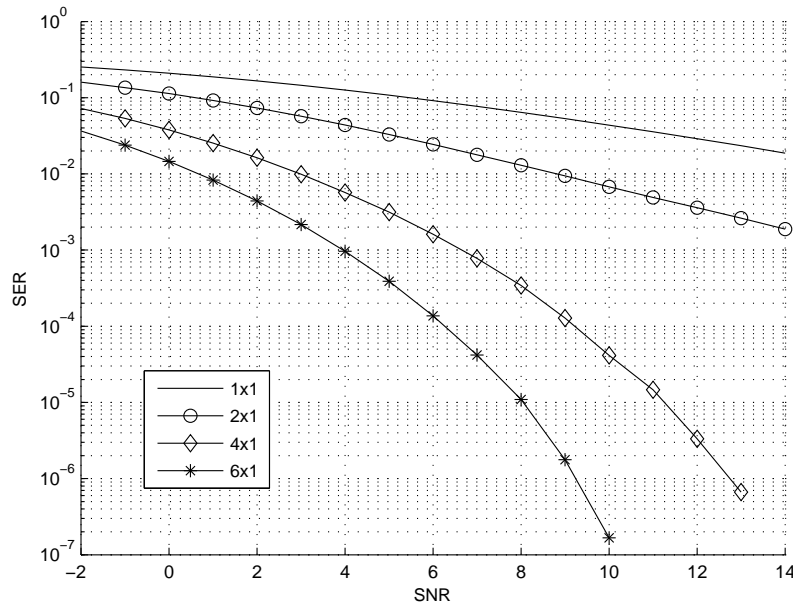
$$y = \sqrt{E_s} \mathbf{h} s + \mathbf{n} \quad (5.6)$$

Στη σχέση (5.6) το κανάλι αποδίδεται με το διάνυσμα $\mathbf{h} = [h_1 h_2 \dots h_{M_r}]^T$, με \mathbf{n} αποδίδεται το διάνυσμα του λευκού θορύβου που προστίθεται σε κάθε στοιχείο του δέκτη, s είναι

το εκπεμπόμενο σύμβολο το οποίο εξαρτάται από το είδος διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται στη ζεύξη ενώ E_s είναι η ενέργεια με την οποία εκπέμπεται το s σύμβολο.

Το κανάλι, στην ανάλυση οποιουδήποτε συστήματος, θεωρείται σχεδόν πάντα γνωστό στο δέκτη, έτσι δύναται ο πολλαπλασιασμός του λαμβανόμενου σήματος με $w_i = h_i^*$. Σε Rayleigh κανάλια αποδεικνύεται [72] ότι το μέσο SNR στις M_r αλυσίδες του δέκτη είναι $M_r \bar{\gamma}$, όπου $\bar{\gamma}$ είναι το μέσο SNR που μετράται στην κάθε κεραία του δέκτη. Το αποτέλεσμα του MRC δέκτη περιγράφεται στην (5.7). Συνεπώς, το προκύπτον σήμα υπόκειται πλέον μόνο σε γραμμική, μονοδιάστατη εξασθένιση καναλιού (scalar channel).

$$\begin{aligned} r &= \sqrt{E_s} \mathbf{h}^H \mathbf{h} s + \mathbf{h}^H \mathbf{n} \\ &= \sqrt{E_s} \|\mathbf{h}\|_F^2 s + \mathbf{h}^H \mathbf{n} \end{aligned} \quad (5.7)$$



Σχήμα 5.3: Η επίδραση του χωρικού διαφορισμού σε SIMO κανάλια όπου ο δέκτης χρησιμοποιεί την τεχνική MRC.

Στο Σχήμα 5.3 παρουσιάζεται η επίδραση του διαφορισμού στο δέκτη (receive diversity) με την αύξηση των στοιχείων της στοιχειοκεραίας του. Το υπόμνημα του διαγράμματος δείχνει το είδος του SIMO καναλιού που έχει προσομοιωθεί ($M_r \times M_t$).

5.2.2 Στοιχειοκεραία στον πομπό

Η αντίστοιχη διαδικασία για επίτευξη διαφορισμού στο δέκτη μπορεί να γίνει και για τον πομπό. Ωστόσο, η πλήρης εκμετάλλευση της στοιχειοκεραίας στη μεριά του πομπού απαιτεί προ-επεξεργασία του σήματος πριν την τελική μετάδοσή του. Αυτό γίνεται εμφανές και από τις εξισώσεις (5.8) που ουσιαστικά αποδίδουν τη σχέση εισόδου - εξόδου ενός τέτοιου συστήματος. Ο πομπός, M_t στοιχείων, μεταδίδει το ίδιο σύμβολο s και από τις M_t κεραίες του δίνοντας το μεταδιδόμενο διάνυσμα $\mathbf{s} = [s \dots s]^T$, διαστάσεων $M_t \times 1$. Το κανάλι σε ένα τέτοιο MISO σύστημα αποδίδεται από το διάνυσμα-σειρά (row-vector) $\mathbf{h} = [h_1 h_2 \dots h_{M_t}]$.

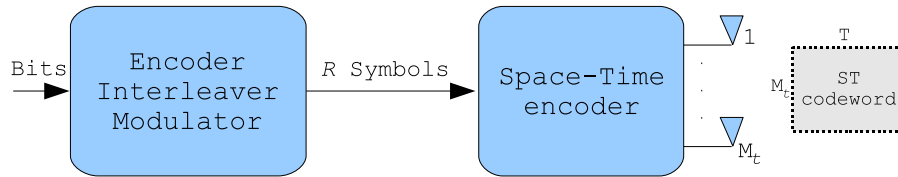
$$\begin{aligned} y &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{h} \mathbf{s} + n \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} (h_1 + h_2 + \dots h_{M_t}) s + n \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} h s + n \end{aligned} \quad (5.8)$$

Παρατηρούμε από την (5.8) ότι το κανάλι που 'βλέπει' ο δέκτης σε αυτή την περίπτωση δεν είναι τίποτα άλλο από το άθροισμα M_t μιγαδικών αριθμών ως εξής ($h = h_1 + h_2 + \dots + h_{M_t}$). Στην περίπτωση που το κανάλι είναι flat fading Rayleigh, τότε $\mathbf{h} = \mathbf{h}_w$ και τα $h_i, i = 1 \dots M_t$ είναι μιγαδικές τυχαίες μεταβλητές Gauss μηδενικής μέσης τιμής. Συνεπώς, για το κανάλι, στο λαμβανόμενο σήμα των εξισώσεων (5.8), ισχύει ότι $E\{|h|^2\} = 1$. Άρα δεν επιτυγχάνεται διαφορισμός σε αυτή την περίπτωση.

Ο πιο πρόδηλος τρόπος να επιτευχθεί κέρδος διαφορισμού στο δέκτη είναι να χρησιμοποιήσει ο πομπός το ίδιο το κανάλι. Η τεχνική αυτή, ωστόσο, ενέχει αυξημένο βαθμό πολυπλοκότητας μιας και ο πομπός πρέπει να αποκτήσει πληροφορία για το κανάλι (feedback). Αξίζει ωστόσο να σημειωθεί η τεχνική μετάδοσης που εισήγαγε ο Alamouti το 1998. Η τεχνική αυτή πετυχαίνει κέρδος χωρικού διαφορισμού στον πομπό χωρίς την απαίτηση για τη γνώση του καναλιού.

Πριν γίνει αναλυτική αναφορά σε σχήματα χωρικής κωδικοποίησης που αφορούν MISO ή/και MIMO κανάλια πρέπει δοθεί ο ορισμός του ρυθμού χωρικής κωδικοποίησης (spatial code rate - r_s) μιας και μαζί με το κέρδος διαφορισμού, αποτελεί συχνά το δεύτερο κριτήριο σύγκρισης μεταξύ σχημάτων κωδικοποίησης.

Στο Σχήμα 5.4 απεικονίζεται γραφικά ο τρόπος παραγωγής της εκπεμπόμενης κωδικολέξης σε ένα σύστημα που εφαρμόζει χωρική κωδικοποίηση στον πομπό. Τα R σύμβολα μεταδίδονται από τις M_t κεραιές κατά τη διάρκεια T συμβόλων. Σύμφωνα με αυτό το σχεδιασμό, ο ρυθμός χωρικής κωδικοποίησης που επιτυγχάνεται είναι $r_s = R/T$. Κοινώς, σε ένα σύστημα, που μεταδίδεται 1 σύμβολο σε κάθε διάρκεια συμβόλου, οι M_t κεραιές του πομπού μεταδίδουν το ίδιο σύμβολο, η κωδικολέξη έχει διαστάσεις $M_t \times 1$ και ο ρυθμός χωρικής κωδικοποίησης είναι $r_s = 1$.



Σχήμα 5.4: Παραγωγή κωδικολέξης σε ένα σύστημα με χωρική κωδικοποίηση.

5.2.2.1 Σχήμα Alamouti

Ο Alamouti στο [73] χρησιμοποίησε τη χωροχρονική κωδικοποίηση (space time coding) για να πετύχει κέρδος διαφορισμού στον πομπό χωρίς τη γνώση του καναλιού. Το σχήμα αυτό αφορά στοιχειοκεραία 2 στοιχείων στον πομπό και πετυχαίνει πλήρες κέρδος διαφορισμού (full diversity gain) και πλήρη βαθμό κωδικοποίησης ($r_s = 1$), ενώ μπορεί να εφαρμοστεί σε δέκτη με 1 ή περισσότερες κεραιές.

Πίνακας 5.1: Το σχήμα του Alamouti

	Antenna 1	Antenna 1
$T1$	s_1	s_2
$T2$	$-s_2^*$	s_1^*

Η ιδέα του Alamouti είναι εξαιρετικά απλή: η μετάδοση (transmission burst) έχει διάρκεια 2 συμβόλων (βλ. Σχήμα 5.4 για $T = 2$), στη διάρκεια του 1^{ου} συμβόλου μεταδίδονται τα κωδικοποιημένα σύμβολα s_1 και s_2 ενώ στη διάρκεια του 2^{ου} τα $-s_2^*$ και s_1^* (βλ. Πίνακα 5.1). Σύμφωνα με τα όσα αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο, το σχήμα του Alamouti έχει $r_s = 1$ μιας και σε διάρκεια 2 συμβόλων, $T = 2$, μεταδίδονται $R = 2$ σύμβολα από τις $M_t = 2$ κεραιές του πομπού. Τέλος, το σχήμα του Alamouti ανήκει στα ορθογώνια σχήματα μιας και ο πίνακας κωδικοποίησης που προκύπτει από τον πίνακα 5.1

είναι ορθογώνιος. Η ορθογωνιότητα είναι εξαιρετικά επιθυμητό γνώρισμα των σχημάτων χωρικής κωδικοποίησης μιας και απλοποιεί σε μεγάλο βαθμό τις διαδικασίες λήψης στο δέκτη.

Συγκεκριμένα, ο δέκτης στο σχήμα αυτό θα λαμβάνει τις χρονικές στιγμές $t_1 = \tau$ και $t_2 = \tau + T$ τα σήματα y_1 και y_2 όπως αυτά παρουσιάζονται στις παρακάτω εξισώσεις:

$$\begin{aligned} y_1 &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_1 s_1 + \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_2 s_2 + n_1 \\ y_2 &= -\sqrt{\frac{E_s}{2}} h_1 s_2^* + \sqrt{\frac{E_s}{2}} h_2 s_1^* + n_2 \end{aligned}$$

Με h_1 και h_2 συμβολίζεται το κέρδος καναλιού για τις 2 κεραίες του πομπού, το οποίο λαμβάνεται σταθερό για στη διάρκεια 2 συμβόλων. Εάν ο δέκτης, στο τέλος του 2^{ου} συμβόλου, λαμβάνει το διάνυσμα $\mathbf{y} = [y_1 \quad y_2^*]^T$, τότε οι προηγούμενες εξισώσεις μπορούν να συνδυαστούν στην (5.9).

$$\mathbf{y} = \sqrt{\frac{E_s}{2}} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2^* \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Θεωρούμε τον πίνακα $\mathbf{H}_{eff} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$ του καναλιού ο οποίος προφανώς είναι ορθογώνιος. Χρησιμοποιώντας αντί για την \mathbf{y} την μεταβλητή $\mathbf{z} = \mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{y}$ προκύπτει η παρακάτω εξίσωση.

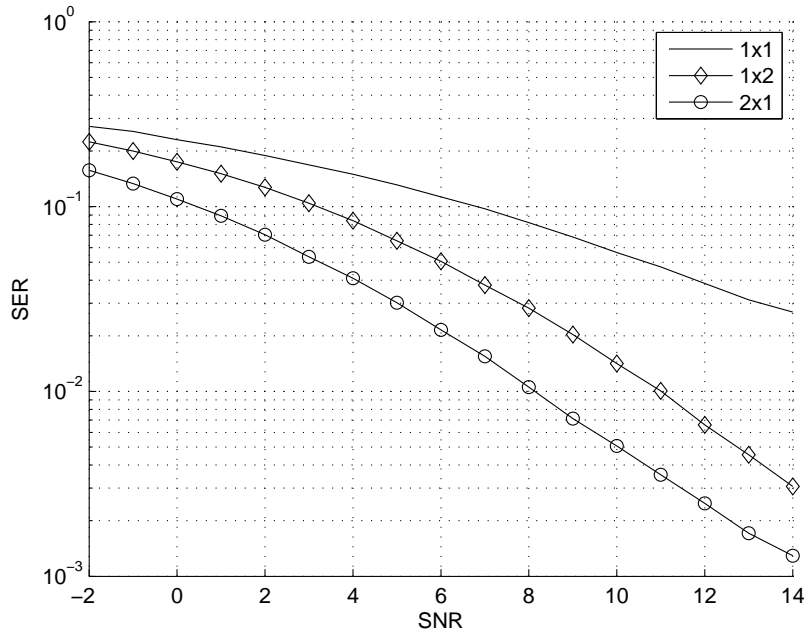
$$\begin{aligned} \mathbf{z} &= \mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{y} \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{H}_{eff} \mathbf{s} + \mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{n} \\ &= \sqrt{\frac{E_s}{2}} \|\mathbf{H}\|_F^2 \mathbf{I}_2 \mathbf{s} + \mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{n} \end{aligned} \quad (5.10)$$

Έτσι, η έξοδος του ML αποκωδικοποιητή στο δέκτη θα δίνεται από τη σχέση (5.11).

$$\hat{\mathbf{S}} = \underset{\mathbf{S}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{Z} - \|\mathbf{H}_{eff}\|_F^2 \mathbf{S}\|_F^2 = \underset{\mathbf{S}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{Z} - (|h_1|^2 + |h_2|^2) \mathbf{S}\|_F^2 \quad (5.11)$$

Παρατηρούμε ότι ο πίνακας \mathbf{H}_{eff} παραμένει σε κάθε περίπτωση ορθογώνιος οδηγώντας σε

γραμμική επεξεργασία στην πλευρά του δέκτη. Ο δέκτης που χρησιμοποιείται στο 1×2 MISO σύστημα που περιγράφηκε στα προηγούμενα δίδεται στο [73]. Το κέρδος διαφορισμού που επιτυγχάνεται σε αυτή την περίπτωση είναι 2.



Σχήμα 5.5: Το κέρδος χωρικού διαφορισμού σε SIMO και MISO κανάλια όπου ο πομπός χρησιμοποιεί την τεχνική του Alamouti.

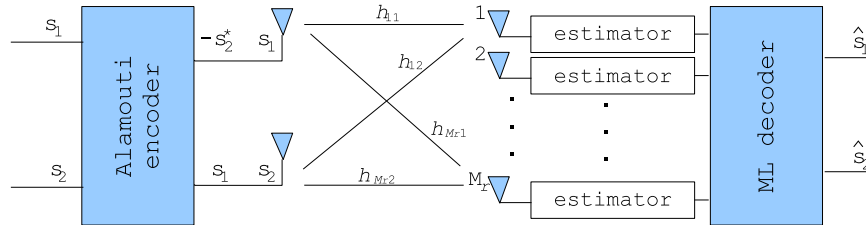
Στο Σχήμα 5.5 προσομοιώνονται τρία flat fading κανάλια: SISO, SIMO και MISO. Η λεζάντα του σχήματος ακολουθεί όπως και προηγουμένως το συμβολισμό $M_r \times M_t$. Ο πομπός χρησιμοποιεί το σχήμα του Alamouti ενώ τα μεταδιδόμενα σύμβολα διαμορφώνονται με BPSK. Αξίζει να παρατηρηθεί ότι αν και το κέρδος διαφορισμού είναι 2 τόσο για το 1×2 όσο και για το 2×1 σύστημα (η κλίση των αντίστοιχων καμπυλών στο Σχήμα 5.5 είναι ίδια), η καμπύλη του SER εμφανίζεται βελτιωμένη στο 2×1 σύστημα (receive diversity) εξαιτίας του επιπρόσθετου κέρδους στοιχειοκεραίας που εμφανίζει ο MRC δέκτης σε αυτή την περίπτωση. Συγκεκριμένα, το κέρδος αυτό είναι 3dB. Θεωρητική απόδειξη για αυτό το συμπέρασμα εμπεριέχεται στο κεφάλαιο 5 του [8].

5.2.3 Στοιχειοκεραία στον πομπό και στο δέκτη

Η ταυτόχρονη παρουσία στοιχειοκεραίας σε πομπό και δέκτη κάνει δυνατή την εφαρμογή αλγορίθμων MIMO. Η φιλοσοφία των πρωτογενών αλγορίθμων MIMO είναι σχεδόν ίδια

με αυτή που περιγράφηκε στις προηγούμενες δύο παραγράφους.

Συγκεκριμένα, το σχήμα του Alamouti δουλεύει και στην περίπτωση που $M_r > 1$ οπότε προκύπτει ένα τυπικό MIMO σύστημα. Αν και στο [73] περιγράφεται ο δέκτης μόνο για $M_r = 1$ και $M_r = 2$ ωστόσο εύκολα γενικεύεται για οποιοδήποτε αριθμό στοιχείων στο δέκτη.



Σχήμα 5.6: Το μοντέλο ενός MIMO πομποδέκτη όπου ο πομπός εφαρμόζει την τεχνική του Alamouti.

Στο Σχήμα 5.6 φαίνεται ένας τυπικός MIMO πομποδέκτης, όπου ο δέκτης έχει M_r κεραίες και ο πομπός εφαρμόζει την κλασική τεχνική του Alamouti με 2 κεραίες (βλ. Πίνακα 5.1). Λαμβάνεται ως δεδομένο ότι το κανάλι μεταξύ πομπού και δέκτη δε μεταβάλλεται για το χρονικό διάστημα της μετάδοσης 2 συμβόλων, έτσι δημιουργούνται τα κανάλια $h_{i,1}, h_{i,2}, i = 1, 2, \dots, M_r$ του σχήματος 5.6. Τα λαμβανόμενα σήματα από την $m = 1, 2, \dots, M_r$ κεραία του δέκτη κατά τη διάρκεια των στιγμών $t_1 = \tau$ και $t_2 = \tau + T$ αποδίδονται με τις εξισώσεις (5.12) και (5.13).

$$r_m(t_1) = h_{m1}s_1 + h_{m2}s_2 + n_m(t_1) \quad (5.12)$$

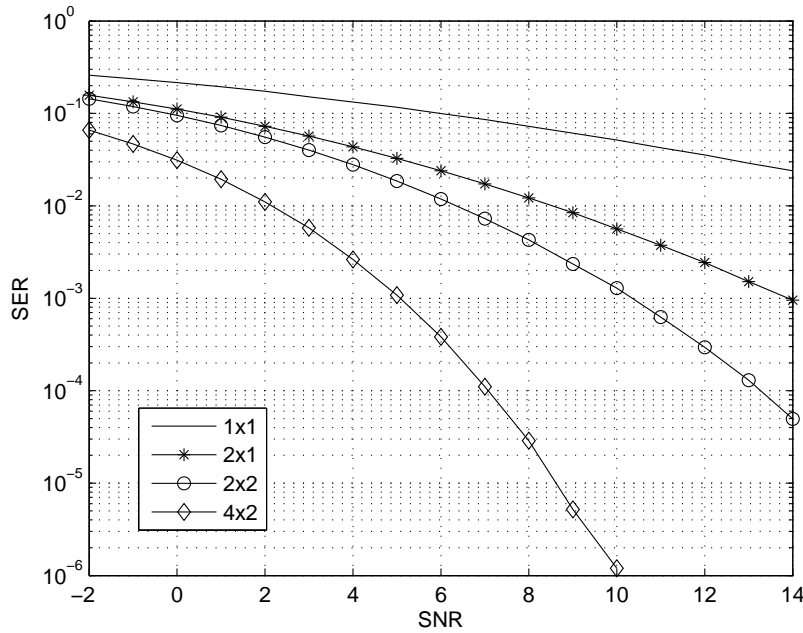
$$r_m(t_2) = -h_{m1}s_2^* + h_{m2}s_1^* + n_m(t_2) \quad (5.13)$$

Ενώ οι εκτιμήσεις \hat{s}_1 και \hat{s}_2 προκύπτουν με τον συνδυασμό κατάλληλου combiner και ML αποκωδικοποιητή. Έστω \mathbf{H} ο $M_r \times 2$ πίνακας του MIMO καναλιού σύμφωνα με την (5.14). Η εκτίμηση των εκπεμπόμενων συμβόλων s_1 και s_2 βρίσκεται σύμφωνα με την εξίσωση (5.15) στο τέλος της $t_2 = \tau + T$.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ \vdots & \vdots \\ h_{M_r,1} & h_{M_r,2} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11}^* & h_{12} & \cdots & h_{M_r,1}^* & h_{M_r,2} \\ h_{12}^* & -h_{11} & \cdots & h_{M_r,2}^* & -h_{M_r,1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1(t_1) \\ r_1(t_2)^* \\ \vdots \\ r_{M_r}(t_1) \\ r_{M_r}(t_2)^* \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Στο Σχήμα 5.7 έχουν προσομοιωθεί MIMO κανάλια με το σχήμα του Alamouti στον πομπό και τον κατάλληλο combiner στο δέκτη (ο δέκτης εκτιμά τα εκπεμπόμενα σύμβολα σύμφωνα με την (5.15)). Τα εκπεμπόμενα σύμβολα διαμορφώνονται με BPSK ενώ το κανάλι εξακολουθεί να υπόκειται σε επίπεδες διαλείψεις (flat fading).



Σχήμα 5.7: Η επίδραση του χωρικού διαφορισμού σε MIMO κανάλια ($M_r \times M_t$) όταν ο πομπός χρησιμοποιεί την τεχνική του Alamouti.

Το κέρδος διαφορισμού (diversity gain) που επιτυγχάνεται στην περίπτωση του Σχήματος 5.7 είναι $2M_r$, ενώ το κέρδος κεραίας παραμένει όπως και στην περίπτωση των SIMO καναλιών ίσο με M_r .

Το απλοποιημένο σχήμα του Alamouti επεκτείνεται στη βιβλιογραφία για περισσότερες από 2 κεραίες στον πομπό. Συγκεκριμένα, στο [74] αποδεικνύεται ότι ορθογώνια σχήματα μπορούν να καταστρωθούν για οποιοδήποτε αριθμό κεραιών στον πομπό εφόσον τα κωδικοποιημένα σύμβολα είναι πραγματικοί αριθμοί (real constellations). Το κέρδος διαφορισμού αυτών των σχημάτων είναι προφανώς $M_r M_t$ ενώ ο ρυθμός χωρικής κωδικοποίησης είναι $r_s = 1$. Στην ίδια εργασία αποδεικνύεται ότι στην περίπτωση μιγαδικών αστερισμών (complex constellations) δεν μπορεί να καταστρωθούν ορθογώνια σχήματα πλήρους ρυθμού ($r_s = 1$) για $M_t > 2$. Το σχήμα του Alamouti είναι το μοναδικό που ακόμη και σε μιγαδικούς αστερισμούς προσφέρει ρυθμό χωρικής κωδικοποίησης $r_s = 1$ ενώ ταυτόχρονα μεγιστοποιεί και το κέρδος διαφορισμού ($2M_r$).

Θεωρώντας ορθογώνια σχήματα μέγιστου κέρδους διαφορισμού ($M_r M_t$) αλλά μη πλήρους ρυθμού ($r_s < 1$) τότε καταλήγουμε σε ένα αρκετά μεγάλο εύρος εργασιών. Ήδη οι Tarokh et al. στο [74] δίνουν το γενικό τύπο κατάστρωσης ορθογώνιων μιγαδικών σχημάτων για οποιοδήποτε M_t , ενώ στο [75] απλουστεύεται περαιτέρω η προηγούμενη απόδειξη. Ταυτόχρονα στο [75] δίνονται επιπλέον μιγαδικά ορθογώνια σχήματα με $r_s = \frac{3}{4}$ και μικρότερη διάρκεια κωδικολέξης, T (βλ. Σχήμα 5.4).

Στο [76] ο Jafarkhani, ξεκινώντας από τον 2×2 ορθογώνιο πίνακα κωδικοποίησης του Alamouti, δίνει μιγαδικά σχήματα πλήρους ρυθμού ($r_s = 1$) που όμως δεν είναι πλήρως ορθογώνια (quasi-orthogonal). Στην ίδια εργασία ελέγχεται η επίδοση των σχημάτων αυτών και παρατηρείται ότι τα ορθογώνια σχήματα αποδίδουν καλύτερα σε μεγάλες τιμές SNR ($\text{SNR} > 15\text{dB}$) ενώ τα σχήματα μερικής ορθογωνιότητας συμπεριφέρονται καλύτερα σε χαμηλότερες τιμές ($\text{SNR} < 15\text{dB}$). Σε κάθε περίπτωση ωστόσο, το κέρδος των σχημάτων μερικής ορθογωνιότητας δεν ξεπερνάει τα 1-2 dB σε σχέση με τα πλήρως ορθογώνια σχήματα.

Στη βιβλιογραφία απαντώνται αρκετές προσπάθειες όπου το βάρος στο σχεδιασμό του σχήματος κωδικοποίησης δίδεται στο ρυθμό μετάδοσης. Τέτοια περίπτωση αποτελεί η εργασία των Hassibi και Hochwald από τα Bell Labs που παρουσιάζεται στο [77]. Στην εργασία αυτή συνδυάζονται τα κλασσικά ορθογώνια μιγαδικά σχήματα της βιβλιογραφίας (βλ. [74]) με τον αλγόριθμο V-BLAST. Προκύπτουν βελτιωμένα σχήματα από άποψη χωρητικότητας αλλά με την πολυπλοκότητα αποκωδικοποίησης του V-BLAST αλγόριθμου.

Στις εργασίες [78] και [79] προτείνονται σχήματα κωδικοποίησης τα οποία συνδυάζουν

ένα χωρο-χρονικό κωδικοποιητή μήκους $M_t \times M_t$ με μια μονάδα αντιστοίχισης (mapper) της εξόδου του κωδικοποιητή στα M_t στοιχεία του πομπού. Σκοπός των σχημάτων αυτών είναι να επιτύχουν πλήρη ρυθμό χωρικής κωδικοποίησης ($r_s = 1$) με όσο το δυνατό μεγαλύτερο κέρδος διαφορισμού (το μέγιστο επιτυγχάνεται μόνο για κάποια M_t). Το μειονέκτημα των μεθόδων αυτών είναι πάλι η διαδικασία αποκωδικοποίησης στο δέκτη που παραμένει σε κάθε περίπτωση μη-βέλτιστη. Η επίδοση των σχημάτων αυτών γίνεται συγκρίνοντάς τα με άλλου είδους προσεγγίσεις όπως αυτές στα [77] και [76] που αναφέρθηκαν προηγουμένως. Τα προτεινόμενα σχήματα αποδίδουν καλύτερα κυρίως όσον αφορά τη χωρητικότητα που επιτυγχάνεται.

5.3 Συστήματα MIMO-OFDM

Τα συστήματα τέταρτης γενιάς είναι άμεσα συνυφασμένα με υψηλές αποδόσεις τόσο στην πλευρά του χρήστη (υψηλής ποιότητας υπηρεσίες) όσο και στην πλευρά του δικτύου (μικροί ρυθμοί απόρριψης χρήστη με μικρούς ρυθμούς λαθών). Ο συνδυασμός της τεχνολογίας MIMO με αυτή της OFDM δίνει τη δυνατότητα να ικανοποιηθεί αυτός ο αισιόδοξος στόχος των συστημάτων επόμενης γενιάς. Η τεχνολογία MIMO μπορεί να αναλάβει να αυξήσει τη χωρητικότητα και το κέρδος διαφορισμού ενώ η διαμόρφωση OFDM μπορεί να αντιμετωπίσει τις σοβαρές συνέπειες της πολυόδης διάδοσης σε ένα ευρυζωνικό περιβάλλον διάδοσης.

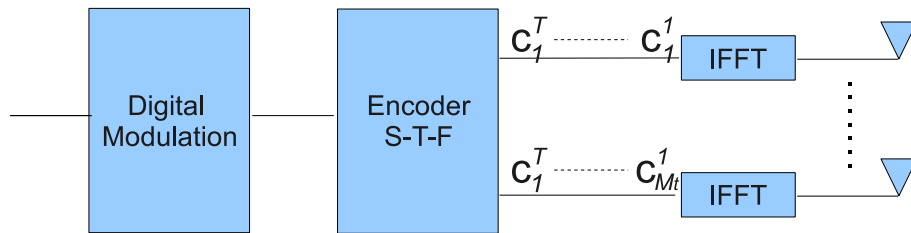
Σκοπός αυτής της παραγράφου είναι να περιγράψει τις τεχνικές MIMO-OFDM που υλοποιήθηκαν στα πλαίσια της διατριβής και χρησιμοποιήθηκαν σε δεύτερο στάδιο για τη μελέτη ενός δικτύου MIMO-OFDM κατ' αναλογία με τα προηγούμενα κεφάλαια.

Οι τεχνικές MIMO-OFDM μπορούν να χωριστούν, όπως και τα συστήματα MIMO, σε αυτές που αξιοποιούν τη γνώση του καναλιού στον πομπό και σε αυτές που στηρίζονται καθαρά σε σχήματα κωδικοποίησης χωρίς να προϋποθέτουν γνώση του καναλιού. Στα πλαίσια αυτής της διατριβής μελετήθηκαν αποκλειστικά τεχνικές του δεύτερου είδους μιας και σκοπός παραμένει η μελέτη της επίδοσης των τεχνικών σε μεγάλης κλίμακας δίκτυα (όχι απλές ζεύξεις) για τα οποία οι τεχνικές μικρής πολυπλοκότητας και υπολογιστικού χρόνου έχουν πάντα εξέχουσα σημασία. Στη συνέχεια περιγράφεται το μοντέλο ενός συστήματος MIMO-OFDM κωδικοποίησης καθώς και οι συγκεκριμένες τεχνικές που υλοποιήθηκαν.

5.3.1 Μοντέλο MIMO-OFDM συστήματος

Το μοντέλο για ένα πομπό ενός συστήματος MIMO-OFDM εμφανίζεται στο Σχ. 5.8. Κάθε μία από τις M_t RF αλυσίδες στον πομπό και τις M_r στο δέκτη περιλαμβάνει ένα module IFFT και FFT αντίστοιχα, ενώ τα μεταδιδόμενα σύμβολα προκύπτουν από τον κωδικοποιητή του Σχήματος 5.8. Ο κωδικοποιητής του σχήματος δέχεται σαν είσοδο N_S σύμβολα πληροφορίας και εξάγει τον πίνακα κωδικοποίησης (ή κωδικολέξη) του συστήματος διαστάσεων $N \cdot T \times M_T$. Με N αποδίδεται ο αριθμός των OFDM φερόντων και με T η διάρκεια εκπομπής (time burst) του συστήματος μετρούμενη σε χρονοσχισμές (time slots).

Θεωρώντας $\mathbf{s} = [s_1 s_2 \dots s_N]$ τα διαμορφωμένα σύμβολα που εισέρχονται στον κωδικοποιητή του σχήματος, η παραγόμενη κωδικολέξη δίδεται από την (5.16).



Σχήμα 5.8: Το μοντέλο του πομπού για ένα σύστημα που εφαρμόζει MIMO-OFDM κωδικοποίησης.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 \\ \mathbf{C}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{C}_T \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Στην τελευταία σχέση \mathbf{C}_i είναι ένας $N \times M_T$ πίνακας που αντιπροσωπεύει την εκπέμπουσα κωδικολέξη σε κάθε χρονοσχισμή και περιγράφεται από την (5.17).

$$\mathbf{C}_i = \begin{bmatrix} c_{i1} & \dots & c_{iM_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{iN1} & \dots & c_{iNM_T} \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Το κωδικοποιημένο σύμβολο $c_{k,j}$ του παραπάνω πίνακα μεταδίδεται τη χρονική στιγμή i , διαμορφώνεται από το k φέρον και εκπέμπεται από την j κεραία.

Για την περιγραφή και την ανάλυση ενός τέτοιου συστήματος χρησιμοποιούνται τρεις βασικές παράμετροι.

- Ο ρυθμός κωδικοποίησης, αποτελεί ένα μέγεθος για την εκτίμηση της χρήσιμης πληροφορίας που μεταδίδεται με το συγκεκριμένο σχήμα κωδικοποίησης στη διάρκεια ενός burst. Σύμφωνα με τους συμβολισμούς που χρησιμοποιήθηκαν παραπάνω ο ρυθμός κωδικοποίησης θα δίδεται από τη σχέση

$$r = \frac{N_s}{N \cdot T}$$

- Το κέρδος διαφορισμού ή *diversity gain*, αποτελεί ένα κριτήριο για την ανθεκτικότητα του σχήματος στα λάθη. Σε ένα MIMO σύστημα με επίπεδες διαλείψεις το μέγιστο κέρδος διαφορισμού είναι $M_T \cdot M_R$ ενώ σε περιπτώσεις με επιλεκτικές διαλείψεις το κέρδος αυτό γίνεται $M_T \cdot M_R \cdot L$ όπου L είναι τα blocks με ανεξάρτητες μεταξύ του διαλείψεις.
- Η πολυπλοκότητα αποκωδικοποίησης είναι το τρίτο και τελευταίο κριτήριο που χρησιμοποιείται στην αξιολόγηση ενός σχήματος κωδικοποίησης. Η διαδικασία της αποκωδικοποίησης συνδέεται με τη μονάδα του δέκτη και συνεπώς υπάρχει η απαίτηση αυτή να είναι όσο το δυνατό ταχύτερη και απλούστερη. Απλά σχήματα όπως ο Maximum Likelihood ή ο Maximum Ratio Combining αποτελούν τις συνηθέστερες λύσεις.

Τα σχήματα κωδικοποίησης συνίστανται ουσιαστικά στην κατάστρωση του πίνακα κωδικοποίησης της (5.16) και (5.17), ενώ αυτά αξιολογούνται ανάλογα με τις παραμέτρους που περιγράφηκαν στην προηγούμενη παράγραφο (code rate, diversity gain, complexity). Μια πλήρης βιβλιογραφική ανασκόπηση των τεχνικών αυτών έχει πραγματοποιηθεί στα πλαίσια αυτής της διατριβής και δημοσιευθεί στο [80]. Στη συνέχεια περιγράφονται συνοπτικά δύο τεχνικές που βασίζονται στο σχήμα του Alamouti και υλοποιήθηκαν στα πλαίσια της διατριβής.

Το σχήμα του Alamouti μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συστήματα πολλαπλών φερόντων με δύο τρόπους: είτε με το transmission burst να εκτείνεται στο χρόνο είτε με το να εκτείνεται στη συχνότητα [81]. Στην τελευταία περίπτωση τα κωδικοποιημένα σύμβολα πρέπει να μεταδίδονται σε γειτονικά φέροντα ώστε το κανάλι να διατηρείται σταθερό μεταξύ των δύο μεταδιδόμενων συμβόλων. Η τεχνική αυτή εάν και απλή δεν οδηγεί σε μέγιστο

κέρδος διαφορισμού μιας και σε ευρυζωνικά συστήματα η επιλεκτικότητα στο πεδίο της συχνότητας μπορεί να χρησιμοποιηθεί για επιπλέον diversity gain.

5.3.2 Τεχνικές MIMO-OFDM

Στα πλαίσια της διατριβής η τεχνική του Alamouti χρησιμοποιήθηκε με τον κλασικό τρόπο, μεταδίδοντας τα κωδικοποιημένα σύμβολα σε δύο συνεχόμενες χρονοσχισμές. Η αιτία για αυτή την επιλογή ήταν οι ίδιες οι παράμετροι του συστήματος που έχει χρησιμοποιηθεί και στα προηγούμενα κεφάλαια. Σύμφωνα με τις OFDM παραμέτρους του δικτύου που προσομοιώθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια, η φασματική απόσταση των φερόντων είναι $\frac{BW}{FFT} = 78.125\text{KHz}$, τιμή η οποία οδηγεί σε χρόνο συμβόλου $T_s = 12.8\mu\text{sec}$. Δεδομένου ότι ο χρόνος συνοχής που λαμβάνεται συνήθως είναι της τάξης των ms, το κανάλι παραμένει αμετάβλητο για τον επιθυμητό χρόνο των 2 συμβόλων, όπως ορίζει και η κλασική τεχνική.

Έτσι η εκπεμπόμενη κωδικολέξη δίδεται από την

$$\begin{pmatrix} c_1 & c_2 \\ -c_2^* & c_1^* \end{pmatrix}$$

όπου το κάθε κωδικοποιημένο σύμβολο c_i αποτελεί την έξοδο του IFFT του σχήματος 5.8. Το κάθε κωδικοποιημένο σύμβολο c_i 'μεταφέρει' S σύμβολα ανάλογα με τον αριθμό των 'χρήσιμων' φερόντων¹ του συστήματος. Στη συνέχεια η τεχνική ακολουθεί την περιγραφή της παραγράφου 5.2.3.

Η δεύτερη τεχνική που υλοποιήθηκε αποτελεί επέκταση της προηγούμενης τεχνικής με 4 όμως κεραίες στον πομπό. Πρόκειται επίσης για ορθογώνια τεχνική που όμως παρουσιάζει ρυθμό κωδικοποίησης $\frac{1}{2}$ σε αντίθεση με την προηγούμενη που παρουσιάζει 1. Ο γενικευμένος τρόπος κατάστρωσης μιγαδικών ορθογώνιων σχημάτων παρουσιάζεται αναλυτικά στο [74] όπου περιέχεται και το σχήμα που περιγράφεται στη συνέχεια.

Η μονάδα κωδικοποίησης του σχήματος 5.8 παράγει τώρα κωδικολέξη διαστάσεων $8 \times$

¹Τα φέροντα που χρησιμοποιούνται για μετάδοση δεδομένων των χρηστών.

$N * 4$. Η κωδικολέξη που προκύπτει παρουσιάζεται στην επόμενη σχέση

$$\begin{pmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \\ -c_2 & c_1 & -c_4 & -c_2 \\ -c_3 & c_4 & c_1 & -c_2 \\ -c_4 & -c_3 & c_2 & c_1 \\ c_1^* & c_2^* & c_3^* & c_4^* \\ -c_2^* & c_1^* & -c_4^* & -c_2^* \\ -c_3^* & c_4^* & c_1^* & -c_2^* \\ -c_4^* & -c_3^* & c_2^* & c_1^* \end{pmatrix}$$

Με το κάθε κωδικοποιημένο σύμβολο να μεταφέρει επίσης διαμορφωμένα S σύμβολα. Η συνάρτηση εισόδου εξόδου ενός τέτοιου συστήματος περιγράφεται από την (5.18). Ο δέκτης λαμβάνεται με 2 στοιχεία.

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\frac{E_s}{4}} H_{eff} \cdot \mathbf{c} + \mathbf{n} \quad (5.18)$$

Στην τελευταία εξίσωση το λαμβανόμενο διάνυσμα \mathbf{Y} ισούται με: $\mathbf{Y} = [\mathbf{y}(1) \mathbf{y}(2) \mathbf{y}(3)^* \mathbf{y}(4)^*]^T$ όπου $\mathbf{y}(i) = [y_1(i) y_2(i)]^T$ είναι το λαμβανόμενο σήμερα από τις 2 κεραίες του πομπού κατά τη διάρκεια της i χρονοσχιμής. Ο πίνακας του 'ενεργού' καναλιού, H_{eff} προκύπτει ως $H_{eff} = [h_{eff(1:8)} h_{eff(1:8)}^*]^T$ με

$$h_{eff(1:8)} \begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{12} & -h_{11} & h_{14} & -h_{13} \\ h_{22} & -h_{21} & h_{24} & -h_{23} \\ h_{13} & -h_{14} & -h_{11} & h_{12} \\ h_{23} & -h_{24} & -h_{21} & h_{22} \\ h_{14} & h_{13} & -h_{12} & -h_{11} \\ h_{24} & h_{23} & -h_{22} & -h_{21} \end{pmatrix}$$

Με $\mathbf{c} = [c_1 c_2 c_3 c_4]^*$ συμβολίζονται τα 4 κωδικοποιημένα σύμβολα ενώ με $\mathbf{n} = [n_1 n_2 n_3^* n_4^*]^*$ είναι το διάνυσμα του θορύβου.

5.3.3 Επίδοση MIMO-OFDM τεχνικών

Σε αυτή την παράγραφο προσομοιώνονται οι τεχνικές της προηγούμενης παραγράφου για ένα σύστημα MIMO-OFDM με παραμέτρους αυτές του πίνακα 5.2. Συγκεκριμένες πληροφορίες για το μοντέλο καναλιού που χρησιμοποιήθηκε στις προσομοιώσεις μπορούν να αναζητηθούν στο επίσημο κείμενο της σύστασης της ITU [82].

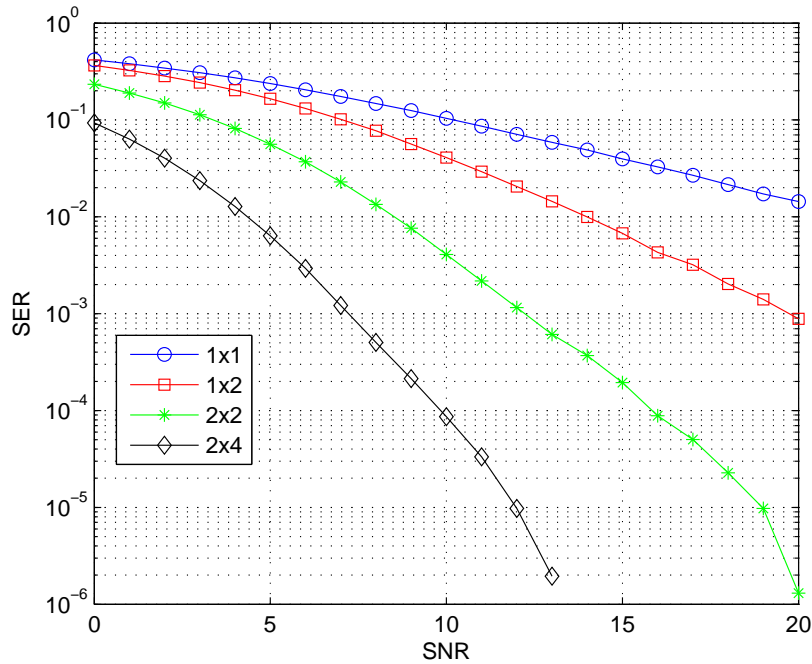
Πίνακας 5.2: Παράμετροι Προσομοίωσης Συστήματος MIMO-OFDM

Κεντρική Συχνότητα	$f_c = 2.5GHz$
Εύρος Ζώνης Συστήματος	$BW = 10MHz$
OFDM carriers	$N = 128$
Subcarrier Spacing	$\Delta f = 78.125kHz$
Διάρκεια OFDM συμβόλου	$T_{OFDM} = 12.8\mu sec$
Cyclic Prefix - CP	$T_g = \frac{1}{8}T_{OFDM}$
Διάρκεια εκπεμπόμενου συμβόλου	$T_s = 14.4\mu sec$
Μοντέλο Καναλιού	
ITU Pedestrian - A	$u = 3Km/h, 4 taps$
ITU Pedestrian - B	$u = 3Km/h, 6 taps$

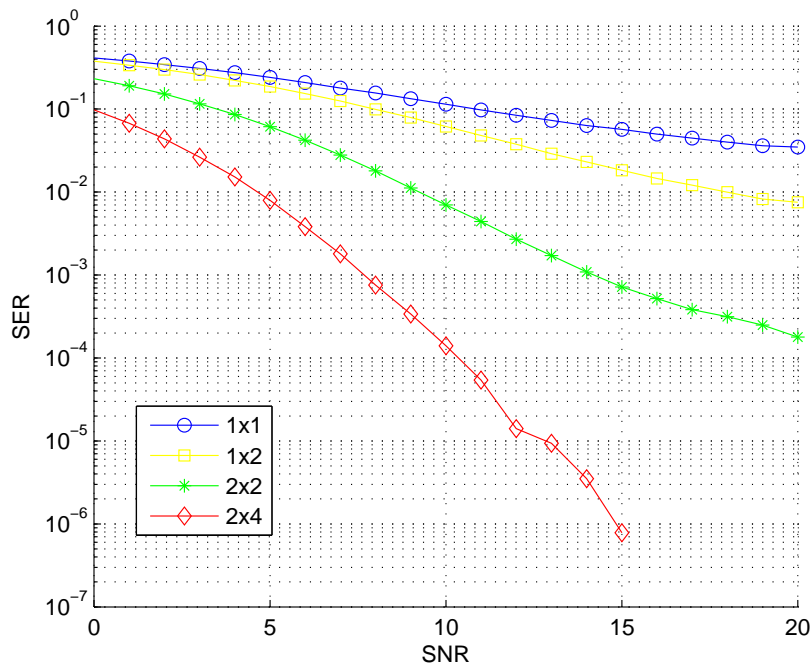
Το κανάλι που ακολουθεί τη Rayleigh κατανομή, εκτιμάται με τη μετάδοση και λήψη ενός πιλοτικού συμβόλου. Έτσι η εκτίμηση του καναλιού πραγματοποιείται για όλα τα φέροντα του συστήματος. Η προσομοίωση πραγματοποιήθηκε με 300 Monte Carlo επαναλήψεις όπου σε κάθε μία δημιουργείται τυχαία και ένα κανάλι.

Χρησιμοποιήθηκαν 1, 2 και 4 κεραίες στον πομπό ενώ ο δέκτης χρησιμοποιεί το πολύ μέχρι 2 κεραίες. Με αυτό τον τρόπο προκύπτουν MIMO κανάλια σύμφωνα με το συμβολισμό $M_r \times M_t$. Αρχικά μελετήθηκε η επίδοση της κάθε τεχνικής με προσομοιώσεις ζεύξης όπου προέκυψαν τα δύο επόμενα σχήματα, ένα για το κάθε χρησιμοποιούμενο μοντέλο διάδοσης. Για το Σχήμα 5.9 χρησιμοποιήθηκε η QPSK διαμόρφωση και το ITU Channel Model A με 4 συνιστώσες πολύοδης διάδοσης, ενώ για το Σχήμα 5.10 χρησιμοποιήθηκε επίσης QPSK διαμόρφωση και το ITU Channel Model B με 6 συνιστώσες πολύοδης διάδοσης. Πραγματοποιούνται 300 Monte Carlo επαναλήψεις ενώ σε κάθε επανάληψη αποστέλλονται 10000 διαμορφωμένα σύμβολα πληροφορίας.

Στα Σχήματα 5.9 και 5.10 παρουσιάζεται η επίδοση της ζεύξης για τις τεχνικές κωδικο-



Σχήμα 5.9: Ο ρυθμός λανθασμένων συμβόλων συναρτήσει του SNR για MIMO-OFDM συστήματα κωδικοποίησης (ITU Pedestrian - A, QPSK).



Σχήμα 5.10: Ο ρυθμός λανθασμένων συμβόλων συναρτήσει του SNR για MIMO-OFDM συστήματα κωδικοποίησης (ITU Pedestrian - B, QPSK).

ποίησης που περιγράφηκαν πιο πάνω. Παρατηρείται μια αναμενόμενη αύξηση (μιας περίπου τάξης μεγέθους) του ρυθμού λαθών με τη χρησιμοποίηση του ITU pedestrian channel B μοντέλου το οποίο θεωρεί μεγαλύτερο delay spread. Ξεκάθαρο επίσης είναι και το αυξανόμενο diversity gain ($M_r \cdot M_t$) από τη μια τεχνική στην άλλη.

Από τα διαγράμματα αυτά προκύπτουν οι τιμές SNR που θα χρησιμοποιηθούν στην επόμενη παράγραφο αυτού του κεφαλαίου για τη μελέτη των τεχνικών στην περίπτωση των δικτύων OFDMA.

5.3.4 Επίδοση τεχνικών RRM σε OFDMA δίκτυα με χρήση χωρο-χρονικών κωδικών

Στην παράγραφο αυτή προσομοιώθηκε η κάτω ζεύξη ενός OFDMA δικτύου επτά κυψελών. Οι τεχνικές 'rand' και 'fourC' επιλέχθηκαν για την ανάθεση καναλιών στους χρήστες. Το δίκτυο χρησιμοποιεί αποκλειστικά την QPSK διαμόρφωση ενώ το κανάλι του κάθε χρήστη ορίζεται σταθερό και ίσο προς $n_{ch} = 4$ φέροντα. Το setup αυτό της προσομοίωσης έχει χρησιμοποιηθεί και στο κεφάλαιο 3 στην παράγραφο 3.3.1 για τον αρχικό έλεγχο των τεχνικών RRM.

Το απαιτούμενο SINR των χρηστών βρίσκεται ανάλογα με το επιθυμητό SER σύμφωνα με τις προσομοιώσεις της προηγούμενης παραγράφου. Χωρίς να μεταβάλλεται η τάση των αποτελεσμάτων, γίνεται θεώρηση ότι οι χρήστες του συστήματος λαμβάνουν μέγιστο $SER = 10^{-3}$ οπότε ανάλογα με την τεχνική MIMO που χρησιμοποιούν υπάρχει και η κατάλληλη τιμή SINR που χρειάζονται. Θεωρώντας τις τεχνικές $1 \times 1, 1 \times 2, 2 \times 2, 2 \times 4$ οι αντίστοιχες SINR τιμές που θα χρησιμοποιηθούν στις προσομοιώσεις είναι 31dB, 20dB, 12dB και 7.2dB.

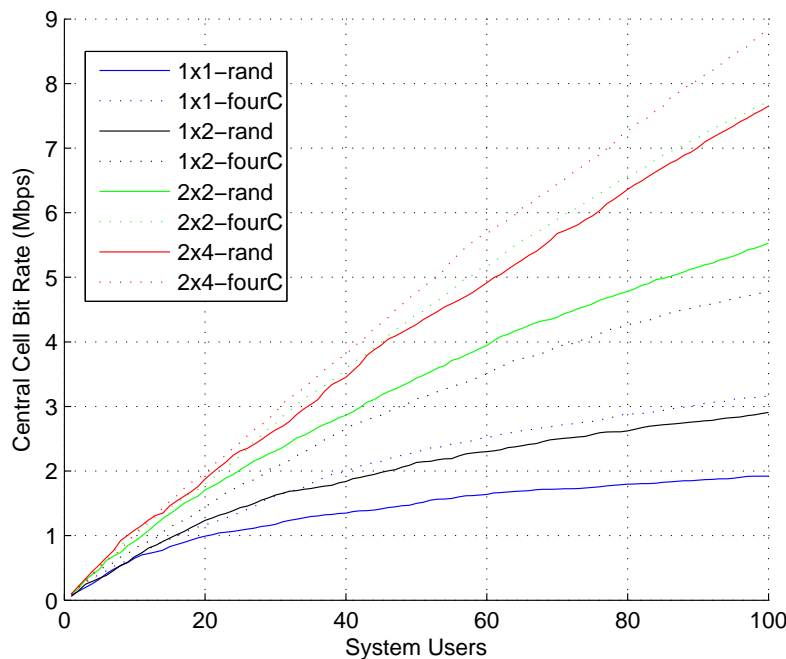
Στο Σχήμα 5.11 παρουσιάζεται ο ρυθμός μετάδοσης κάτω ζεύξης στην κεντρική κυψέλη για τις δύο τεχνικές ανάθεσης φερόντων και για όλες τις τεχνικές κωδικοποίησης που εξετάζονται καθώς στο δίκτυο προσπαθούν να εισέλθουν 100 χρήστες. Αρχικά, εύκολα παρατηρείται ότι ο αλγόριθμος 'fourC' παρουσιάζει σε κάθε περίπτωση καλύτερο bit rate σε σχέση με τον 'rand'. Μάλιστα το δίκτυο που εφαρμόζει τον 'fourC' χωρίς MIMO κωδικοποίηση παρουσιάζει καλύτερη επίδοση από το δίκτυο με αλγόριθμο ανάθεσης φερόντων τον 'rand' και κωδικοποίηση Alamouti με δύο κεραίες στον πομπό. Επίσης, η τεχνική 'fourC' με χρήση του απλού σχήματος Alamouti με δύο κεραίες στον πομπό και μια στο

MIMO	1×2	2×2	2×4
rand	50%	175%	275%
fourC	55%	145%	190%

Πίνακας 5.3: Βελτίωση του ρυθμού μετάδοσης με τη χρήση ορθογώνιων τεχνικών κωδικοποίησης σε σχέση με το 1×1 για τις τεχνικές ‘rand’ και ‘fourC’

δέκτη προσεγγίζει την επίδοση της ‘rand’ τεχνικής σε 2×2 σύστημα.

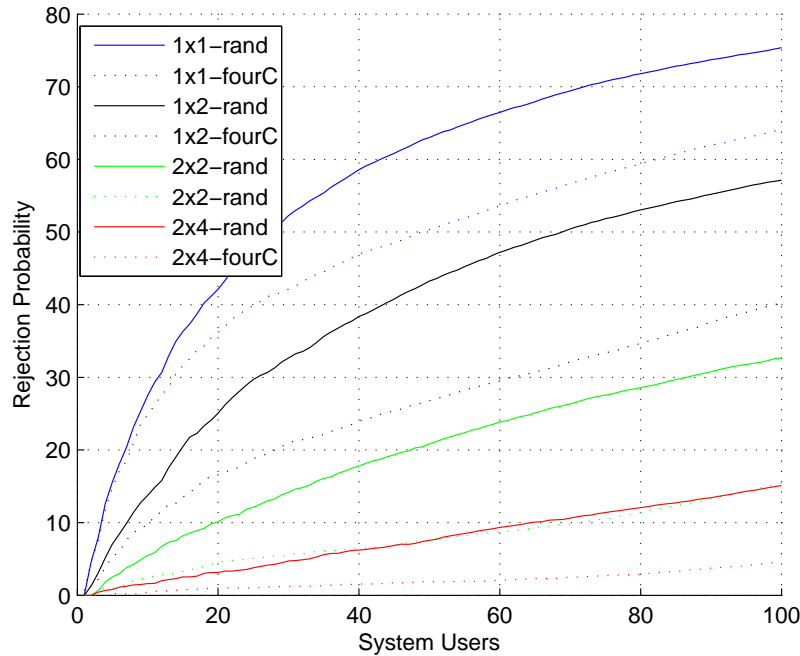
Επιπρόσθετα, η χρήση του σχήματος 2×4 μειώνει τη διαφορά μεταξύ των τεχνικών ‘rand’ και ‘fourC’ ενώ για τα σχήματα 1×2 και 2×2 παρουσιάζεται η μεγαλύτερη απόκλιση μεταξύ των δύο υπό εξέταση τεχνικών ανάθεσης πόρων. Η βελτίωση για την κάθε μια από τις τεχνικές με την χρήση περισσότερων στοιχείων στη μεριά του πομπού ή/και του δέκτη για 100 χρήστες εμφανίζεται στον Πίνακα 5.3. Από τον πίνακα εξάγεται ασφαλώς το συμπέρασμα ότι μεγαλύτερη βελτίωση σε κάθε περίπτωση παρουσιάζει η ‘rand’ τεχνική. Για αυτό το λόγο εξάλλου το σύστημα 2×4 εμφανίζει τη μικρότερη διαφορά μεταξύ ‘rand’ και ‘fourC’.



Σχήμα 5.11: Ο ρυθμός μετάδοσης της κεντρικής κυψέλης των υπό εξέταση δικτύων.

Στη συνέχεια εμφανίζεται η πιθανότητα απόρριψης χρήστη για τα προαναφερθέντα δίκτυα. Η τιμή που φτάνει ο αλγόριθμος ‘fourC’ για το 2×4 σύστημα είναι εξαιρετικά μικρή (~4% για τους 100 χρήστες). Η μεγαλύτερη δε διαφορά μεταξύ των τεχνικών ανάθεσης

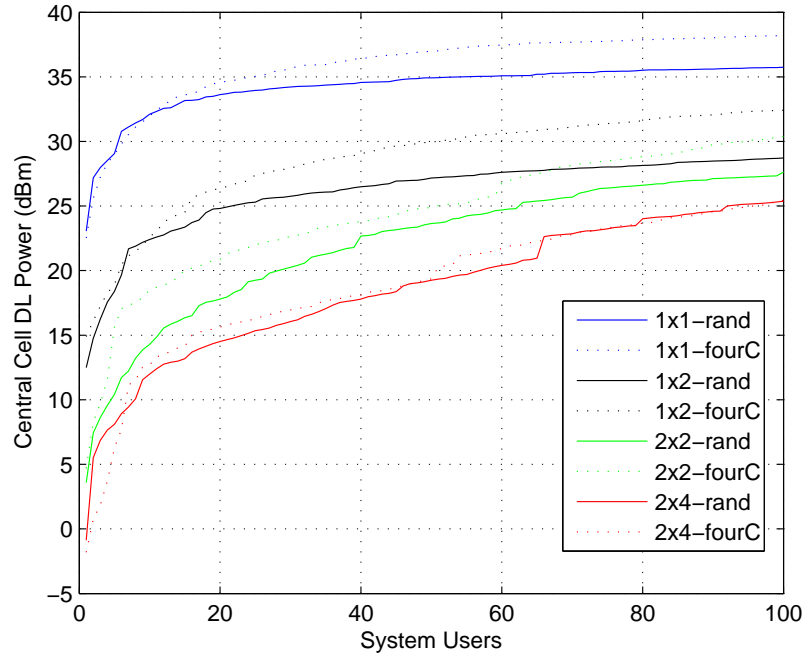
πόρων εμφανίζεται για το 1×2 σύστημα ενώ το 2×2 σύστημα για τον αλγόριθμο ‘fourC’ πετυχαίνει πιθανότητα απόρριψης χρήστη αντίστοιχη με αυτή του συστήματος 2×4 με τον ‘rand’ αλγόριθμο.



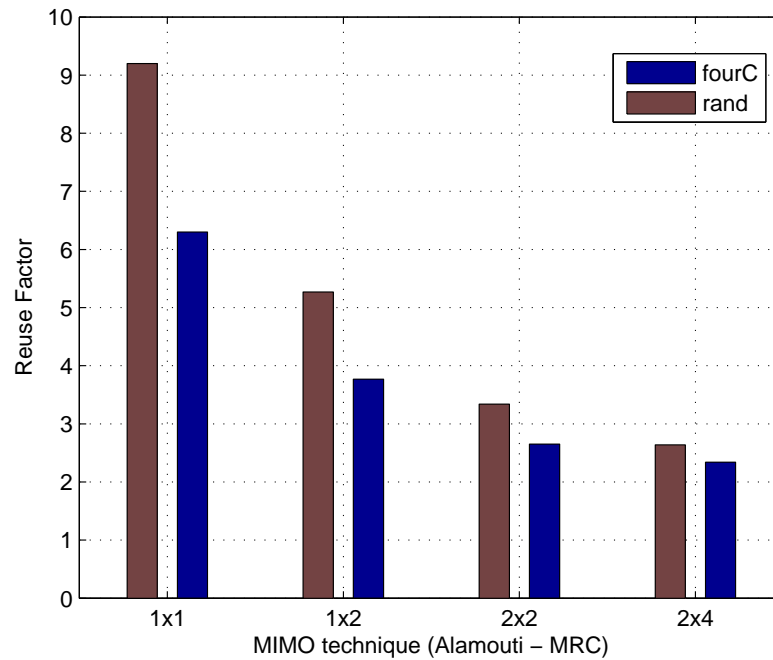
Σχήμα 5.12: Η πιθανότητα απόρριψης χρήστη για τα υπό εξέταση δίκτυα.

Στο Σχήμα 5.13 εμφανίζεται η ισχύς κάτω ζεύξης για το σταθμό βάσης της κεντρικής κυψέλης των υπό εξέταση δικτύων. Αξίζει να παρατηρηθεί ότι η διαφορά μεταξύ των τεχνικών ‘rand’ και ‘fourC’ μειώνεται καθώς χρησιμοποιούνται ισχυρότερα σχήματα κωδικοποίησης. Η διαφορά των δύο τεχνικών ουσιαστικά εξαλείφεται για το MIMO σύστημα 2×4 .

Τέλος, στο Σχήμα 5.14 παρουσιάζεται ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης του κάθε δικτύου όταν 100 χρήστες έχουν επιχειρήσει να εισέλθουν στο δίκτυο. Παρατηρούμε ότι η αύξηση των στοιχείων της κεραίας του πομπού ή/και του δέκτη ισοδυναμεί με μείωση του βαθμού επαναχρησιμοποίησης ενώ ταυτόχρονα μειώνεται και η διαφορά μεταξύ των τεχνικών ‘fourC’ και ‘rand’.



Σχήμα 5.13: Η ισχύς κάτω ζεύξης του σταθμού βάσης της κεντρικής κυψέλης του δικτύου.



Σχήμα 5.14: Ο βαθμός επαναχρησιμοποίησης φάσματος για τα εξεταζόμενα δίκτυα.

Κεφάλαιο 6

Συμπεράσματα - Προτάσεις για μελλοντική εργασία

Το κεφάλαιο αυτό αφιερώνεται στην συγκέντρωση των συμπερασμάτων που προέκυψαν κατά την εκπόνηση της διατριβής καθώς και σε προτάσεις για μελλοντική εργασία συναφή με το έργο που πραγματοποιήθηκε.

Η διατριβή επικεντρώθηκε στη μελέτη και την προσομοίωση συστημάτων ασύρματων επικοινωνιών που βασίζονται στην τεχνική πολυπλεξίας OFDMA. Οι προσομοιώσεις επικεντρώθηκαν σε υλοποιήσεις δικτύου και συγκεκριμένα στην κάτω ζεύξη ενός πολυκυφελωτού δικτύου όπου οι χρήστες αποκτούν πρόσβαση στους πόρους του μέσω των φερόντων του OFDM συστήματος. Η μελέτη που πραγματοποιήθηκε μπορεί να χωριστεί σε δύο στάδια. Στο πρώτο στάδιο εξετάστηκαν αλγόριθμοι ανάθεσης πόρων σε δίκτυα OFDMA ενώ στο δεύτερο στάδιο εξετάστηκαν τεχνικές κεραίας και ο τρόπος που αυτές συνδυάζονται με τις τεχνικές του πρώτου σταδίου.

6.1 Τεχνικές απονομής φερόντων σε δίκτυα OFDMA

Στο πρώτο στάδιο μελετήθηκαν και προσομοιώθηκαν γνωστές τεχνικές ανάθεσης πόρων, ενώ εισήχθησαν και νέες τεχνικές με σκοπό την περαιτέρω βελτίωση της λειτουργίας ενός OFDMA δικτύου. Οι τεχνικές που προσομοιώθηκαν σε αυτό το στάδιο λειτούργησαν

υπό το κριτήριο της ελάχιστης ισχύος ενώ προέβλεπαν και την ικανοποίηση των απαιτήσεων των χρηστών.

Από τις έξι τεχνικές που υλοποιήθηκαν στο στάδιο αυτό, η τεχνική 'coord' (coordinated) αποτέλεσε επέκταση γνωστής βιβλιογραφικά τεχνικής που ωστόσο δεν είχε μέχρι στιγμής μελετηθεί σε μεγάλης κλίμακας υλοποιήσεις δικτύου. Ο συνδυασμός της τεχνικής 'coord' και της ευρύτατα διαδεδομένης τεχνικής 'rand' (random) οδήγησε στην εισαγωγή δύο νέων τεχνικών, με τη μία να αποτελεί επέκταση της άλλης. Πρόκειται για τις τεχνικές 'r-c' (random-coordinated) και 'MultiC'. Η τελευταία τεχνική υλοποιήθηκε με τέσσερις περιοχές ('fourC') και βελτίωσε σημαντικά την επίδοση του δικτύου OFDMA. Τέλος προσομοιώθηκε, κυρίως για λόγους σύγκρισης, η προσαρμοστική τεχνική 'adapt' (adaptive) η οποία εκμεταλλεύεται τη γνώση του καναλιού στην πλευρά του πομπού για την ανάθεση πόρων στους χρήστες. Η τεχνική αυτή προφανώς παρουσιάζει εξαιρετικά καλύτερη απόδοση, ωστόσο δεν αποτελεί πρακτική επιλογή υλοποίησης λόγω πολυπλοκότητας και κρίσιμης ανάγκης πληροφορίας ανάδρασης.

Αναπόσπαστο κομμάτι των τεχνικών OFDMA είναι και η δυνατότητα προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Η εκτίμηση του καναλιού από το δέκτη και η τροφοδότηση αυτής της πληροφορίας πίσω στον πομπό δίνουν τη δυνατότητα χρησιμοποίησης της κατάλληλης διαμόρφωσης. Η τεχνική έχει συνδυαστεί με σειριακό τρόπο ανάθεσης καναλιών ώστε να απαιτείται εκτίμηση του καναλιού σε μικρό ποσοστό του συνόλου φερόντων που αποδίδεται στον κάθε χρήστη.

Τα συμπεράσματα που εξάγονται από τη μελέτη του πρώτου αυτού σταδίου μπορούν να συγκεντρωθούν ως εξής:

1. Η τεχνική 'rand' μειώνει την επίδοσή της με την αύξηση της αιτούμενης από τους χρήστες υπηρεσίας. Αντίθετα, οι τεχνικές που στηρίζονται στην 'coord' τεχνική βελτιώνουν τη λειτουργία του δικτύου με την αύξηση της αιτούμενης υπηρεσίας.
2. Ανάμεσα στις πέντε τεχνικές που εξετάστηκαν και δε χρειάζονται γνώση του καναλιού για να πραγματοποιήσουν ανάθεση φερόντων στους χρήστες τους, βέλτιστη αποδεικνύεται η νεοεισαχθείσα τεχνική 'fourC' όπου εμφανίζει ~25% καλύτερη επίδοση συγκρινόμενη με την δεύτερη τεχνική.
3. Σε περιπτώσεις δικτύων με υψηλές τιμές blocking probability, τιμές δηλαδή που αγγίζουν το 20% με 30%, η τεχνική 'fourC' παρουσιάζει καλύτερη επίδοση και από

αυτή της ‘adapt’ τεχνικής.

4. Η εισαγωγή της προσαρμοστικής διαμόρφωσης αλλάζει σημαντικά τα προηγούμενα συμπεράσματα. Η τεχνική ‘rand’ αποτελεί πλέον τη βέλτιστη λύση δεδομένου ότι οδηγεί το δίκτυο σε πενταπλασιασμό της επίδοσής του αναφορικά με το throughput. Σημειώνεται ωστόσο ότι η τεχνική αυτή σε συνδυασμό με προσαρμοστική διαμόρφωση δε χρησιμοποιείται μιας και παρουσιάζει μεγάλες απαιτήσεις πληροφορίας ανάδρασης.
5. Σε κάθε περίπτωση η προσαρμοστική τεχνική ‘adapt’ εμφανίζει την καλύτερη επίδοση και αποτελεί την καταλληλότερη επιλογή όταν το δίκτυο δύναται να αντέξει την πολυπλοκότητα και το κόστος της εφαρμογής της.

6.2 Τεχνικές στοιχειοκεραίας σε δίκτυα OFDMA

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως στο δεύτερο στάδιο της διατριβής εξετάστηκαν τεχνικές στοιχειοκεραίας σε συνδυασμό με τους αλγόριθμους ανάθεσης φερόντων του προηγούμενου σταδίου. Αρχικά μελετήθηκε ένα σύστημα σταθερού πλέγματος λοβών (switched-beam smart antennas system) το οποίο υλοποιήθηκε στα πλαίσια ενός OFDMA δικτύου που χρησιμοποιεί τις τεχνικές ‘rand’, ‘fourC’ και ‘adapt’ για να αποδώσει φέροντα στους χρήστες του. Εξετάστηκαν δίκτυα με 3, 5 και 7 λοβούς ανά τομέα ενώ η σύγκρισή τους πραγματοποιήθηκε με δίκτυα απλών ομοικατευθυντικών κεραιών και με δίκτυα με τομείς. Τα συμπεράσματα αυτής της μελέτης συγκεντρώνονται ως εξής:

1. Τα υπό εξέταση OFDMA δίκτυα δε βελτιώνουν την απόδοσή τους μετά της χρήση 5 λοβών ανά τομέα. Ενώ ειδικά για την περίπτωση του ‘adapt’ απαιτούνται μόλις 3 λοβοί ανά τομέα για να φτάσει το σύστημα στον υψηλότερο δυνατό βαθμό αξιοποίησης των φερόντων του.
2. Ο αλγόριθμος ‘fourC’ σε δίκτυο με 3 λοβούς ανά τομέα επιτυγχάνει πιθανότητα απόρριψης χρήστη 4% με ταυτόχρονη μέγιστη αξιοποίηση των πόρων του συστήματος. Η πιθανότητα αυτή πέφτει σχεδόν στο 2% για δίκτυα με 5 και 7 λοβούς ανά τομέα. Στην περίπτωση του ‘rand’ αλγορίθμου οι αντίστοιχες πιθανότητες απόρριψης χρήστη αγγίζουν το 7% και 5% αντίστοιχα. Στην περίπτωση του ‘adapt’ όλα τα δίκτυα με

λοβούς σταθερού πλέγματος παρουσιάζουν μηδενική σχεδόν πιθανότητα απόρριψης χρήστη ενώ μεγιστοποιείται και ο βαθμός αξιοποίησης των πόρων του δικτύου.

3. Η παρουσία λοβών σταθερού πλέγματος βελτιώνει πολύ περισσότερο την επίδοση των τεχνικών 'rand' και 'fourC' σε σχέση με την επίδοση του 'adapt'. Για 5% πιθανότητα απόρριψης χρήστη ο αλγόριθμος 'fourC' δίνει 14Mbps στην κεντρική κυψέλη του δικτύου ενώ μόλις 2.5Mbps περισσότερα δίνει ο 'adapt' στην ίδια περίπτωση.

Μέρος της μελέτης αυτού του σταδίου αποτέλεσε η διερεύνηση του κατάλληλου μήκους καναλιού για τους χρήστες του δικτύου. Οι χρήστες μπορούν να αιτούν τυχαία υπηρεσία από ένα κατάλληλα επιλεγμένο σύνολο ενώ προσαρμοστική διαμόρφωση χρησιμοποιήθηκε για την ικανοποίηση του αιτούμενου ρυθμού. Το κανάλι που ανατίθεται στους χρήστες εξαρτάται με σταθερό τρόπο από το είδος της υπηρεσίας που ζητούν. Ο σταθερός τρόπος εκφράζεται μέσω ενός λόγου αναλογίας (*ratio*) του αιτούμενου ρυθμού και της φασματικής απόστασης των φερόντων. Τα αποτελέσματα συγκρίνονται με αυτά που προκύπτουν με απόδοση σταθερού μήκους καναλιού στους χρήστες. Η μελέτη αυτή εξήγε τα εξής συμπεράσματα:

1. Η απόδοση καναλιού σταθερού μήκους οδηγεί σε μέγιστη αξιοποίηση των φερόντων του συστήματος (μεγιστοποίηση του loading factor) για όλα τα υπό εξέταση δίκτυα (ομοιοκατευθυντικών κεραιών, τομεοποίησης, λοβοί σταθερού πλέγματος).
2. Η επίδοση των συστημάτων με ομοιοκατευθυντικές κεραιές και με κεραιές τομεοποίησης, αναφορικά με το ρυθμό μετάδοσης της κεντρικής κυψέλης, μεγιστοποιείται όταν το κανάλι των χρηστών έχει σταθερό μήκος.
3. Αντίθετα, τα δίκτυα με switched-beam κεραιές παρουσιάζουν καλύτερη επίδοση όταν το κανάλι δεν είναι σταθερό αλλά μεταβάλλεται με σταθερή αναλογία (*ratio*) σε σχέση με την αιτούμενη υπηρεσία.
4. Για το υπό εξέταση σύστημα με τις συγκεκριμένες παραμέτρους, η τιμή *ratio* που βελτιστοποιεί την επίδοση των δικτύων με switched-beam κεραιές είναι 0.3.

Τελευταία τεχνική στοιχειοκεραίας που μελετήθηκε ήταν η τεχνική της τυχαίας παραγωγής δέσμης (Random Beamforming). Η τεχνική μελετήθηκε σε συνδυασμό με δύο κατηγορίες δικτύων: αυτά που πραγματοποιούν ομορπονιστική προσαρμογή ρυθμού (opportunistic rate adaptation) μέσω προσαρμοστικής διαμόρφωσης και σε αυτά που εγγυώνται την

ποιότητα υπηρεσίας στους χρήστες τους μέσω ελέγχου ισχύος. Για τα δίκτυα της πρώτης κατηγορίας, επιλέχθηκαν δύο RRM προσεγγίσεις: η μεγιστοποίηση του throughput (μέσω του αλγόριθμου ‘MR’) και η τυχαία εμφάνιση παρεμβολών (μέσω του αλγόριθμου ‘R’). Για τα δίκτυα της δεύτερης κατηγορίας επιλέχθηκε ένας RRM αλγόριθμος (αλγόριθμος ‘QoSP’) που χρησιμοποιεί τις διαδικασίες του power control και bit loading για να ικανοποιήσει τις απαιτήσεις των χρηστών ελαχιστοποιώντας ταυτόχρονα την εκπεμπόμενη ισχύ. Τα συμπεράσματα αυτής της μελέτης συνοψίζονται στα εξής:

1. Η τεχνική random beamforming δεν έχει θετικό αποτέλεσμα σε δίκτυα που παρέχουν στους χρήστες τους πρόβλεψη μέσω ελέγχου ισχύος. Αντίθετα, η εφαρμογή της τεχνικής σε τέτοια δίκτυα επιφέρει μείωση της επίδοσής τους κατά $\sim 10\%$ αναφορικά με το throughput.
2. Σε δίκτυα όμως που στοχεύουν σε μεγιστοποίηση του προσφερόμενου throughput μέσω ομορπονιστικής χρήσης της προσαρμοστικής διαμόρφωσης, η τεχνική του random beamforming προσφέρει αξιοσημείωτη βελτίωση της επίδοσής τους. Συγκεκριμένα, το throughput του ‘MR’ αλγόριθμου αυξάνεται κατά $\sim 13\%$ με την εφαρμογή του random beamforming, ενώ κατά $\sim 76\%$ βελτιώνεται η πιθανότητα απόρριψης χρήστη στο ίδιο δίκτυο.
3. Αναφορικά με τα δίκτυα που στηρίζουν τη διαδικασία ανάθεσης φερόντων στην τυχαία παρουσία παρεμβολών (αλγόριθμος ‘R’), η τεχνική random beamforming έχει μια μικρή, ωστόσο θετική επίδραση στην επίδοσή τους. Η θετική επίδραση εμφανίζεται κυρίως με αύξηση της ‘δικαιοσύνης’ του συστήματος και όχι στο throughput.
4. Η θετική επίδραση της τεχνικής random beamforming παρουσιάζει ένα σταθερό σημείο εκκίνησης το οποίο εξαρτάται από το loading factor του δικτύου. Για το προσομοιωθέν σύστημα, η τιμή αυτή είναι στο 18%.

Στο τελευταίο μέρος της διατριβής μελετήθηκε η επίδοση OFDMA συστημάτων με χρήση MIMO τεχνολογιών. Συγκεκριμένα, οι παράμετροι του OFDM συστήματος που προσομοιώθηκε μέχρι τώρα, χρησιμοποιήθηκαν για τη δημιουργία της OFDM ζεύξης στην οποία ενσωματώθηκαν MIMO τεχνικές. Έτσι προσομοιώθηκαν τεχνικές MIMO κωδικοποίησης βασισμένες σε ορθογώνια μιγαδικά σχήματα με δύο και τέσσερις κεραίες στον πομπό. Οι τεχνικές κωδικοποίησης αφορούν κανάλια 1×2 , 2×2 και 2×4 ¹. Από τα αποτελέσματα

¹Τα κανάλια MIMO ακολουθούν το συμβολισμό $M_r \times M_t$.

της προσομοίωσης προέκυψαν τα ζεύγη τιμών $SER-SINR_{min}$ για την κάθε τεχνική.

Τα προκύπτοντα ζεύγη τιμών εισήχθησαν σε ένα OFDMA δίκτυο όπου εφαρμόζει τις τεχνικές 'rand' και 'fourC' για την ανάθεση φερόντων στους χρήστες του. Με αυτό τον τρόπο λήφθηκαν μετρήσεις επίδοσης για ένα δίκτυο OFDMA που εφαρμόζει τεχνικές MI-MO. Τα συμπεράσματα συνοψίζονται ως εξής:

1. Σαφής αύξηση του throughput των δικτύων με την εφαρμογή των τεχνικών MI-MO. Ο αλγόριθμος 'fourC' πετυχαίνει πάντα καλύτερες επιδόσεις σε σχέση με τον 'rand'. Ωστόσο, η % βελτίωση του αλγορίθμου 'rand' είναι μεγαλύτερη από αυτή του 'fourC'. Ως αποτέλεσμα, στο 2×4 σύστημα η διαφορά μεταξύ των δύο τεχνικών να ελαχιστοποιείται.
2. Αν και οι τιμές throughput είναι ικανοποιητικές ($>6.5\text{Mbps}$) ωστόσο μόνο το δίκτυο 2×4 με 'fourC' αλγόριθμο παρουσιάζει πρακτικά αξιοποιήσιμες τιμές Rejection Probability ($<4\%$).
3. Καμιά τεχνική δεν επιτυγχάνει reuse factor κοντά στη μονάδα. Συνεπώς απαιτητικότερες τεχνικές MIMO (π.χ. beamforming) είναι αναγκαίες για τη βελτίωση της επίδοσης του δικτύου.

6.3 Μελλοντική εργασία

Τα αποτελέσματα της διατριβής σε πολλά σημεία υποδεικνύουν νέες ερευνητικές προοπτικές. Σύμφωνα με τη συγγραφέα αυτά συνοψίζονται ως εξής:

Τεχνικές διαχείρισης ραδιοπόρων

Το σύνολο των τεχνικών που αναλύθηκαν, αναπτύχθηκαν και προσομοιώθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διατριβής είχαν ακέραιο συντελεστή επαναχρησιμοποίησης και μάλιστα θεωρούσαν τη βέλτιστη τιμή του που είναι ίση με τη μονάδα. Ωστόσο, δραστηριότητα παρατηρείται τελευταία σε τεχνικές όπου ο συντελεστής επαναχρησιμοποίησης λαμβάνει μη ακέραιες τιμές (Fractional Frequency Reuse). Η ανάγκη τροποποίησης της 'MultiC' τεχνικής με τρόπο ώστε να λαμβάνει υπόψη και μη ακέραιους συντελεστές επαναχρησιμοποίησης είναι προφανής και λογική.

Τεχνικές στοιχειοκεραίας για συστήματα OFDMA

Οι τεχνικές MIMO που αφορούν αποκλειστικά συστήματα OFDM έχουν πρόσφατα ενταχθεί στους συνολικούς RRM αλγόριθμους που ελέγχουν την κατανομή πόρων του συνολικού δικτύου. Με τον τρόπο αυτό γίνεται δυνατή η από κοινού και συνδυαστική διαχείριση των πόρων του συστήματος και των MIMO τεχνικών. Η υλοποίηση ενός ιδεατού κόμβου-ελεγκτή, που θα δρα σε υψηλότερο επίπεδο από αυτό της καθαρής μετάδοσης, θα μπορούσε να ενοποιήσει τις αρχιτεκτονικές που υλοποιήθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διατριβής και να αποτελέσει ενδιαφέρουσα προέκτασή της. Ο κόμβος-ελεγκτής θα μπορεί πλέον να χειρίζεται πληροφορίες από άλλο επίπεδο, βελτιστοποιώντας/καθηγώντας κατάλληλα τη λειτουργία του δικτύου.

Bibliography

- [1] *IEEE standard for local and metropolitan area networks Part 16, Air interface for fixed broadband wireless access systems*, IEEE Std. 802.16-2004, 2004.
- [2] *IEEE standard for local and metropolitan area networks amendment 2: physical and medium access control layers for combined fixed and mobile operation in licensed bands and corrigendum 1 / Part 16, Air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems*, IEEE Std. 802.16e-2005, 2005.
- [3] (2009) The WiMAX Forum website. [Online]. Available: <http://www.wimaxforum.org/>
- [4] R. van Nee and A. de Wild, “Reducing The Peak-To-Average Power Ratio of OFDM,” in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC’98)*, May 1998, pp. 2072–2076.
- [5] R. V. Nee and R. Prasad, *OFDM for Wireless Multimedia Communications*. Norwood, MA: Artech House, 2000.
- [6] G. Li and H. Liu, “On the optimality of the ofdma network,” *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, no. 5, pp. 438–440, May 2005.
- [7] J. Zander and S.-L. Kim, *Radio Resource Management for Wireless Networks*. Norwood, MA: Artech House, 2001.
- [8] A. Paulraj, R. Nabar, and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2003.

- [9] J. P. Castro, E. Hallmann, and H. Rohling, "Downlink OFDM techniques in 3rd generation TDMA based mobile systems," in *Proc. IEEE Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'98)*, MA, USA, Sep. 1998, pp. 173–177.
- [10] C. Y. Wong, R. S. Cheng, K. B. Letaief, and R. D. Murch, "Multiuser OFDM with Adaptive Subcarrier, Bit, and Power Allocation," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 17, no. 10, pp. 1747–1758, Oct. 1999.
- [11] D. G. Luenberger, *Optimization by Vector Space Methods*. New York, NY: John Wiley & Sons, 1969.
- [12] D. Kivanc and H. Liu, "Subcarrier allocation and power control for OFDMA," in *Proc. Thirty-Fourth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR'00)*, Pacific Grove, CA, Nov.-Dec. 2000, pp. 147–151.
- [13] D. Kivanc, G. Li, and H. Liu, "Computationally Efficient Bandwidth Allocation and Power Control for OFDMA," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 6, pp. 1150–1158, Nov. 2003.
- [14] S. Pietrzyk and G. Janssen, "Multiuser Subcarrier Allocation for QoS Provision in the OFDMA Systems," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'02-Fall)*, vol. 2, Vancouver, Canada, Sep. 2002, pp. 1077–1081.
- [15] —, "Radio resource allocation for cellular networks based on OFDMA with QoS guarantees," in *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM'04)*, Dallas, TX, Nov.-Dec. 2004, pp. 2694–2699.
- [16] W. Rhee and J. M. Cioffi, "Increase in capacity of multiuser OFDM system using dynamic subchannel allocation," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'00)*, vol. 2, Tokyo, Japan, May 2000, pp. 1085–1089.
- [17] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 4th ed. New York, NY: McGraw-Hill, 2001.
- [18] J. Jang and K. B. Lee, "Transmit Power Adaptation for Multiuser OFDM Systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 21, no. 2, pp. 171–178, Feb. 2003.

- [19] A. Papoulis, *Probability, random variables, and stochastic processes*, 3rd ed. New York, NY: McGraw-Hill, 1991.
- [20] T. M. Cover and J. A. Thomas, *Elements of Information Theory*. New York, NY: John Wiley & Sons, 1991.
- [21] M.-K. Chang and C.-C. J. Kuo, "Power Control, Adaptive Modulation and Sub-channel Allocation for Multiuser Downlink OFDM," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'04)*, vol. 1, Los Angeles, CA, Sep. 2004, pp. 764–768.
- [22] G. Li and H. Liu, "Downlink dynamic resource allocation for multi-cell OFDMA system," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'03)*, vol. 3, Orlando, FL, Oct. 2003, pp. 1698–1702.
- [23] Y. J. Zhang and K. B. Letaief, "Multiuser Adaptive Subcarrier-and-Bit Allocation with Adaptive Cell Selection for OFDM Systems," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, no. 5, pp. 1566–1575, Sep. 2004.
- [24] A. J. Goldsmith and P. P. Varaiya, "Capacity of fading channels with channel side information," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 43, no. 6, pp. 1986–1992, Nov. 1997.
- [25] S. T. Chung and A. Goldsmith, "Degrees of freedom in adaptive modulation: a unified view," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 49, no. 9, pp. 1561–1571, Sep. 2001.
- [26] G. Ungerboeck, "Channel Coding with Multilevel/Phase Signals," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 28, no. 1, pp. 55–67, Jan. 1982.
- [27] J. M. Cioffi, "A multicarrier primer," Amati Communications Corporation and Stanford University, Tech. Rep. T1E1.4/91-157, Nov. 1991.
- [28] G. Fodor, "Performance Analysis of a Reuse Partitioning Technique for OFDM Based Evolved UTRA," in *Proc. IEEE International Workshop on Quality of Service (IWQoS'06)*, New Haven, CT, Jun. 2006, pp. 112–120.
- [29] G. Potter, "System Design Choices in Personal Communications," *IEEE Personal Commun. Mag.*, vol. 2, no. 5, pp. 50–67, Oct. 1995.

- [30] I. Stiakogiannakis, D. Zarbouti, G. Tsoulos, and D. Kaklamani, "Subcarrier Allocation Algorithms for multicellular OFDMA networks without Channel State Information," in *IEEE International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC'08)*, Santorini, Greece, May 2008, pp. 73–77.
- [31] D. Zarbouti, I. Stiakogiannakis, G. Tsoulos, G. Athanasiadou, and D. Kaklamani, "OFDMA techniques in multicellular networks with total frequency reuse," *Computer Communications (Elsevier)*, vol. 32, pp. 522–530, Feb 2009.
- [32] COST Action 231, "Digital mobile radio towards future generation systems," European Commission, Brussels, Belgium, Final Rep., 1999.
- [33] G. Tsoulos and G. Athanasiadou, "On the application of adaptive antennas to microcellular environments: radio channel characteristics and system performance," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 51, no. 1, pp. 1–16, Jan. 2002.
- [34] G. Liang and H. Bertoni, *Review of ray modeling techniques for site specific propagation prediction*. Boston MA: Kluwer Academic Publishers, 1997, pp. 323–343.
- [35] G. E. Athanasiadou, "Incorporating the Fresnel Zone Theory in Ray Tracing for Propagation Modelling of Fixed Wireless Access Channels," in *Proc. IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'07)*, Athens, Greece, Sep. 2007, pp. 1–5.
- [36] COST Action 235, "Radiowave Propagation Effects on Next Generation Terrestrial Telecommunications Services," Commission of the European Communities, Brussels, Belgium, Final Rep., 1996.
- [37] S. E. Elayoubi, O. B. Haddada, and B. Fouresite, "Performance Evaluation of Frequency Planning Schemes in OFDMA-based Networks," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, no. 5, pp. 1623–1633, May 2008.
- [38] *Spatial channel model for Multiple Input Multiple Output (MIMO) simulations*, 3GPP Std. TR 25.996 V6.1.0, 2003.
- [39] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 3rd ed. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.

- [40] L. C. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations," *IEEE Proceedings*, vol. 85, no. 7, pp. 1031–1060, Jul. 1997.
- [41] ———, *Smart Antennas*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2004.
- [42] G. V. Tsoulos, Ed., *Adaptive Antennas for Wireless communications*. New York, US: Wiley-IEEE Press, 2001.
- [43] A. Swindlehurst and T. Kailath, "A Performance analysis of subspace-based methods in the presence of model errors, Pt. I: The MUSIC algorithm," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 40, no. 7, pp. 1758–1774, Jul. 1992.
- [44] ———, "A Performance analysis of subspace-based methods in the presence of model errors, Pt. II: The MUSIC algorithm," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 41, no. 9, pp. 2882–2890, Sep. 1993.
- [45] R. Roy and T. Kailath, "A ESPRIT-estimation of signal parameters via rotational invariance techniques," *IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Process.*, vol. 37, no. 7, pp. 984–995, Jul. 1989.
- [46] L. C. Godara, "Application of Antenna Arrays to Mobile Communications, Part II: Beam-Forming and Direction-of-Arrival Considerations," *IEEE Proceedings*, vol. 85, no. 8, pp. 1195–1321, Aug. 1997.
- [47] 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.
- [48] I.-K. Fu and W.-H. Sheen, "An analysis on downlink capacity of multi-cell ofdma systems under randomized inter-cell/sector interference," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'07-Spring)*, Apr. 2007, pp. 2736–2740.
- [49] (2004) Overview of Monte Carlo Simulation, Probability Review and Introduction to Matlab. Columbia University. Course Notes. [Online]. Available: www.columbia.edu

- [50] 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.
- [51] P. Scedman, S. K. Wilson, L. J. Cimini, and B. Ottersten, "Opportunistic Beamforming and Scheduling for OFDMA Systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, no. 5, pp. 941–952, May 2007.
- [52] T. Keller and L. Hanzo, "Adaptive modulation techniques for duplex OFDM transmission," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, no. 5, pp. 1893–1906, Sep. 2000.
- [53] A. Goldsmith and S. G. Chua, "Adaptive coded modulation for fading channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 46, no. 5, pp. 595–602, May 1998.
- [54] (2006, Aug.) Mobile WiMAX - Part I : A Technical Overview and Performance Evaluation. WiMAX Forum. White paper. [Online]. Available: <http://www.wimaxforum.org/>
- [55] T. E. Athanaileas, P. K. Gkonis, G. E. Athanasiadou, G. V. Tsoulos, and D. I. Kaklamani, "Implementation and Evaluation of a Web-Based Grid-Enabled Environment for WCDMA Multibeam System Simulations [Wireless Corner]," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 50, pp. 195–204, Jul. 2008.
- [56] (2009) "Enabling Grids for E-science (EGEE)". [Online]. Available: <http://www.eu-egee.org/>
- [57] S. Sadr, A. Anpalagan, and K. Raahemifar, "A Novel Subcarrier Allocation Algorithm for Multiuser OFDM System With Fairness: User's Perspective," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'07)*, Baltimore, USA, Sep. 2007, pp. 1772–1776.
- [58] D. Gesbert, M. Shafi, D. shan Shiu, P. J. Smith, and A. Naguib, "From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 21, no. 3, pp. 281–302, Apr. 2003.

- [59] M. A. Jensen and J. W. Wallace, "A Review of Antennas and Propagation for MIMO Wireless Communications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 11, pp. 2810–2824, Nov. 2004.
- [60] M. Wennstrom, "On MIMO Systems and adaptive arrays for wireless communications," Ph.D. dissertation, Uppsala University, 2002. [Online]. Available: <http://publications.uu.se/abstract.xsql?dbid=2604>
- [61] E. Telatar, "Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels," *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10, no. 6, pp. 585–595, Dec. 1999.
- [62] I. E. Telatar and D. Tse, "Capacity and mutual information of broadband multipath fading channels," in *Information Theory, 1998. Proceedings. 1998 IEEE International Symposium on*, 1998, pp. 395–.
- [63] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, Mar. 1998.
- [64] D.-S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn, "Fading Correlation and Its Effect on the Capacity of Multielement Antenna System," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 48, no. 3, pp. 502–513, Mar. 2000.
- [65] R. G. Gallager, *Information Theory and Reliable Communication*. New York, NY: John Wiley & Sons, 1968.
- [66] G. J. Foschini, "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Technical Journal*, vol. 1, no. 2, pp. 41–59, 1996.
- [67] J. Winters, "On the capacity of radio communication systems with diversity in a rayleigh fading environment," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 5, no. 5, pp. 871–878, 1987.
- [68] J. Winters, J. Salz, and R. Gitlin, "The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 42, no. 234, pp. 1740–1751, 1994.

- [69] D. Zarbouti, "Mimo system performance analysis under different propagation environments," Dipl. Eng. Thesis, National Technical University of Athens, 2004.
- [70] D. Zarbouti, G. Tsoulos, and D. Kaklamani, *MIMO System Technology for Wireless Communications*. CRC Press, 2006, ch. 2.
- [71] A. Van Zelst and J. S. Hammerschmidt, "A single coefficient spatial correlation model for multiple-input multiple-output radio channel," in *XXVIIth General Assembly Int. Union Radio Science*, Maastricht, Netherlands, 2002.
- [72] A. F. Molisch, *Wireless Communications*. Chichester, England: John Wiley & Sons, 2005.
- [73] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [74] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, pp. 1456–1467, Jul. 1999.
- [75] G. Ganesan and P. Stoica, "Space-time block codes: a maximum snr approach," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 47, no. 4, pp. 1650–1656, May. 2001.
- [76] H. Jafarkhani, "A quasi orthogonal space-time block code," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, no. 1, pp. 1–4, Jan. 2001.
- [77] B. Hassibi and B. M. Hochwald, "High-rate codes that are linear in space and time," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, no. 7, pp. 1804–1824, Jul. 2002.
- [78] Y. Xin, Z. Liu, and G. B. Giannakis, "High-rate layered space-time transmissions based on constellation-rotation," in *Wireless Communications and Networking Conf.*, Orlando, FL.
- [79] Y. Xin, Z. Wang, and G. B. Giannakis, "Space-time diversity systems based on linear constellation precoding," *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, no. 2, pp. 294–309, Mar. 2003.
- [80] D. A. Zarbouti, D. A. Kateros, D. I. Kaklamani, and G. N. Prezerakos, "Antenna diversity schemes suitable for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)

- based standards,” in *Handbook of Mobile Broadcasting: DVB-H, DMB, ISDB-T and MediaFLO*, ch. 20.
- [81] X. X. W. Zhang and K. Letaief, “Space-Time-Frequency Coding for MIMO-OFDM in Next Generation Broadband Wireless Systems,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 14, pp. 32–43, Jun. 2007.
- [82] *Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000*, ITU Recommendation ITU-R M.1225, 1997.

Παράρτημα

Επιστημονικά Περιοδικά

1. D. Zarbouti, I. Stiakogiannakis, G. Tsoulos, G. Athanasiadou and D. Kaklamani, “OFDMA techniques in multicellular networks with total frequency reuse”, *Computer Communications (Elsevier)*, vol. 32, pp. 522-530, Feb 2009.
2. D. A. Kateros, D. A. Zarbouti, D. C. Tsilimantos, C. I. Katsigiannis, P. K. Gkonis, I. E. Foukarakis, . I. Kaklamani and I. S. Venieris, “DVB-T network planning: A case study for Greece”, *IEEE Antennas Propagation Magazine*, vol, 51, no. 1, pp. 91-101, Feb 2009.
3. D. Zarbouti, G. Tsoulos and D. Kaklamani, “Correlation and calibration effects on MIMO capacity performance”, *WSEAS Transactions on Communications*, vol.4, pp. 1040-1047, July 2005.
4. D. A. Zarbouti, D. C. Tsilimantos, G. V. Tsoulos, G. E. Athanasiadou, D. I. Kaklamani, “Performance of OFDMA multicell systems with Random Beamforming”, *International Journal of Electronics and Communications (Elsevier)*, **submitted**.

Διεθνή Συνέδρια

1. D. Zarbouti, I. Stiakogiannakis, G. Tsoulos, G. Athanasiadou and D. Kaklamani, “Performance Evaluation of OFDMA Techniques in Multicellular Networks”, Proceedings of the 19th IEEE Annual International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC 2008), Nice, France, 15-18 September 2008, pp.1-5.
2. I. Stiakogiannakis, D. Zarbouti, G. Tsoulos and D. Kaklamani, “Subcarrier Allocation Algorithms for multicellular OFDMA networks without Channel State Information”, Proceedings of the IEEE International Symposium on Wireless Pervasive Computing (ISWPC08), Santorini, Greece, 7-9 May 2008, pp.73-77.
3. D. Zarbouti, G. Tsoulos and D. I. Kaklamani, “Performance Evaluation of OFDMA RRM Algorithms with Total Spectrum Reuse,” CD-Rom Proceedings of the 2nd

European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP 2007), Edinburgh, UK, 11-16 November 2007 (5 pages).

4. D. Zarbouti, G. Tsoulos and D. I. Kaklamani, "Performance Evaluation of OFDMA RRM Algorithms with Spectrum Reuse 1", Proceedings of the 10th European Conference on Wireless Technology (ECWT 2007), European Microwave Week 2007 (EuMW 2007), Munich, Germany, 8-10 October 2007, pp. 205-208.
5. D. Zarbouti, G. Tsoulos and D. I. Kaklamani, "Performance of Multiple Input Multiple Output (MIMO) Wireless Systems", Proceedings of the 26th Symposium on Information Theory, Benelux, Belgium, 19-20 May 2005, pp. 73-80.

Κεφάλαια Επιστημονικών Βιβλίων

1. D. A. Zarbouti, D. A. Kateros, D. I. Kaklamani and G. N. Prezerakos, "Overview of transmit diversity techniques for multiple antenna systems," book Chapter in Digital Signal Processing Handbook 2nd Edition, Ed. Vijay Madisetti, CRC Press, 2008. (invited)
2. D. A. Zarbouti, D. A. Kateros, D. I. Kaklamani and G.N. Prezerakos, "Antenna diversity schemes suitable for Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) based standards", Chapter 12 in Handbook of Mobile Broadcasting: DVB-H, DMB, ISDB-T and MediaFLO, Eds. Borko Furht and Syed Ahson, CRC Press, 2008, ISBN: 9781420053869, pp. 319-339. (invited)
3. D. Zarbouti, G.V.Tsoulos, D.Kaklamani, "Theory and practice of MIMO systems for wireless communications", Chapter 2 in MIMO System Technology for Wireless Communications, Ed. G.V. Tsoulos, CRC Press, 2006, ISBN: 9780849341908, pp. 29-56. (invited)