



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

ΜΟΝΤΕΛΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ 4^{ΗΣ} ΓΕΝΙΑΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΧΡΟΝΟΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΤΗ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Π. Μαντζούκας

Επιβλέπων : Αθανάσιος Δ. Παναγόπουλος
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2011



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

ΜΟΝΤΕΛΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ 4^{ΗΣ} ΓΕΝΙΑΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΧΡΟΝΟΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΤΗ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Π. Μαντζούκας

Επιβλέπων : Αθανάσιος Δ. Παναγόπουλος
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2011



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

ΜΟΝΤΕΛΑ ΕΠΙΔΟΣΗΣ ΑΣΥΡΜΑΤΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ 4^{ΗΣ} ΓΕΝΙΑΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΧΡΟΝΟΠΡΟΓΡΑΜΜΑΤΙΣΤΗ - ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Π. Μαντζούκας

Επιβλέπων : Αθανάσιος Δ. Παναγόπουλος
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 29^η Νοεμβρίου 2011.

.....
Αθανάσιος Δ. Παναγόπουλος
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

.....
Φίλιππος Κωνσταντίνου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Ιωάννης Κανελλόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2011

.....
Κωνσταντίνος Π. Μαντζούκας

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

Copyright © Κωνσταντίνος Μαντζούκας, 2011.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

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

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η παρούσα πτυχιακή μελέτη εκπονήθηκε από τον φοιτητή Μαντζούκα Κωνσταντίνο του τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών στο Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο. Αποτελεί το τελευταίο αλλά και σημαντικότερο σημείο του κύκλου της φοιτήσεώς μου στο ίδρυμα. Ήταν ευκαιρία κατά τη διάρκεια της εργασίας να αξιοποιήσω τις γνώσεις μου και να τις συνδυάσω με το δημιουργικό και ερευνητικό μου πνεύμα. Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή μου κύριο Αθανάσιο Παναγόπουλο, Λέκτορα Ε.Μ.Π., για την ευκαιρία και την εμπιστοσύνη στο πρόσωπό μου για την ανάθεση της πτυχιακής εργασίας. Επιπλέον θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερω τον Σταύρο Σαγκριώτη, υποψήφιο διδάκτορα, για την καθοδήγηση, τη βοήθεια καθώς και την άμεση ανταπόκρισή του σε οποιοδήποτε πρόβλημα ή απορία είχα. Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου και τους φίλους μου για την υποστήριξη που προσέφεραν και την κατανόηση που έδειξαν καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

Κωνσταντίνος
Αθήνα, 2011

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στις μέρες μας έχει δημιουργηθεί η ανάγκη για διακίνηση τεράστιου όγκου δεδομένων, με ταχύτερο ρυθμό μετάδοσης και με αξιοπιστία. Τα δίκτυα 4^{ης} γενιάς μπορούν να καλύψουν αυτές τις απαιτήσεις. Είναι βασισμένα στις ήδη υπάρχουσες τεχνολογίες ασύρματης δικτύωσης.

Ο στόχος της 4^{ης} Γενιάς είναι η απρόσκοπτη διασυνδεσιμότητα πολύτροπων τερματικών με δυνατότητα πρόσβασης σε διαφορετικές αρχιτεκτονικές-τεχνολογίες ασύρματης δικτύωσης (RATs) (κυψελωτά δίκτυα UMTS/HSDPA, ασύρματα μητροπολιτικά δίκτυα WiMAX, ασύρματα τοπικά δίκτυα WiFi) που διαφέρουν σε επίπεδο MAC, PHY.

Στόχος της εργασίας είναι η διατύπωση ενός ενιαίου αναλυτικού μοντέλου, λαμβάνοντας υπόψη την ποικιλότητα των χαρακτηριστικών που παρουσιάζουν τα διαφορετικά RATs σε MAC και PHY για την ανάλυση της επίδοσης των συστημάτων αυτών.

Τα υπαρκτά αναλυτικά μοντέλα επίδοσης δεν παρουσιάζουν ενιαία αντιμετώπιση σε διαφορετικά RATs, είναι φοβερά πολύπλοκα, στερώντας κάθε διαίσθηση στην αλληλεπίδραση βασικών παραμέτρων του συστήματος. Επιπρόσθετα, η χρήση προσομοιώσεων με πληθώρα παραμέτρων καθιστά αρκετές φορές αδύνατη την σύγκριση και αναγωγή όλων των συστημάτων σε ένα ενιαίο και απλό τρόπο ανάλυσης της επίδοσης τους.

Στην εργασία αυτή διατυπώνεται ένα αναλυτικό μοντέλο για μια ενιαία και απλή περιγραφή της αλληλεπίδρασης MAC-PHY και των επιπτώσεών τους στον υπολογισμό της διεκπεραιωτικής ικανότητας του δικτύου (throughput) για κάθε RAT. Αναλύεται η επίδοση συστημάτων DS-CDMA και 802.16e. Χρησιμοποιούνται 3 διαφορετικοί ευκαιριακοί χρονοπρογραμματιστές: Proportional Fair, Maximum C/I και Maximum Rate.

Λέξεις Κλειδιά

Ετερογενή δίκτυα, B3G, 4G, προαρμοστική κωδικοποίηση και διαμόρφωση, Αναλυτικό Μοντέλο, 802.16e, διεκπεραιωτική ικανότητα, ρυθμαπόδοση Analytical Model , Throughput, WiMAX, HSDPA.

ABSTRACT

Nowadays there is a great need for sending and receiving large amounts of data, ensuring faster transmission and reliability. 4th Generation can meet these requirements. It is based on existing wireless networking technologies.

The objective of the 4th Generation is seamless connectivity of multimode terminals with access to different architectures, wireless networking technologies (RATs) (cellular networks, UMTS / HSDPA, wireless metropolitan area networks, WiMAX, wireless local area networks WiFi) that differ at MAC, PHY. The aim of this work is to present a single analytical model, taking into account the diversity of features in different RATs in MAC and PHY to analyze the performance of these systems.

The existent analytical performance models do not show a unified approach to different RATs, are terribly complicated, depriving any insight on the interaction of key system parameters. Additionally, the use of simulations with many parameters make sometimes impossible to compare all systems in a unified and simple way to analyze their performance.

This work presents an analytical model for a simple and unified description of the MAC-PHY interaction and their impact on the calculation of throughput of the network (throughput) for each RAT. Analyzing the performance of a DS-CDMA system and 802.16e. 3 different opportunistic schedulers are used: Proportional Fair, Maximum C/ I and Maximum Rate.

KEY WORDS

Heterogeneous Networks, B3G, 4G, AMC, Αναλυτικό Μοντέλο, 802.16e, Analytical Model , Throughput, WiMAX, DS-CDMA.

Περιεχόμενα

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	11
ΔΙΚΤΥΑ 4 ^{ΗΣ} ΓΕΝΙΑΣ.....	15
1.1) ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ 4 ^{ΗΣ} ΓΕΝΙΑΣ.....	15
1.2) ΑΝΑΔΡΟΜΗ.....	16
1.2.1) 1G(πρώτη γενιά).....	16
1.2.2) 2G(δεύτερη γενιά)	16
1.2.3) 3G(Τρίτη γενιά).....	17
1.3) ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΚΑΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΠΟΥ ΟΔΗΓΟΥΝ ΣΤΑ 4 ^{ΗΣ} ΓΕΝΙΑΣ ΔΙΚΤΥΑ.....	18
1.3.1) WCDMA	18
1.3.2) ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ MIMO (πολλαπλοί είσοδοι – πολλαπλοί έξοδοι).....	19
1.3.3) WiMAX.....	20
1.3.4) ΕΤΕΡΟΓΕΝΕΙΑ	21
Βιβλιογραφία.....	23
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	24
ΕΝΙΑΙΟ ΣΥΣΤΗΜΑΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗΣ ΡΑΔΙΟΔΙΚΤΥΟΥ 4 ^{ΗΣ} ΓΕΝΙΑΣ	24
2.1) ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ	24
2.2) ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΚΑΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ (AMC, ADAPTIVE MODULATION AND CODING)	27
2.3) ΔΙΑΜΕΡΙΣΗ ΤΟΥ SNR ΓΙΑ ΤΗΝ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ	33
2.4)ΔΙΑΜΕΡΙΣΗ ΤΟΥ SNR ΜΕ ΟΤΑΝ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΟΥΝΤΑΙ CDMA ΚΩΔΙΚΕΣ	36

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	43
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	44
ΜΕΣΟ ΕΛΕΓΧΟΥ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ (Medium Access Control, MAC)	44
3.1) Βασικές σχέσεις για υπολογισμό της ρυθμαπόδοσης (throughput).....	44
3.1.1) Μέσος ρυθμός σύνδεσης	44
3.1.2) Επίδραση MAC (MAC effect)	45
3.2) Επίδραση MAC σε χρονοπρογραμματιστή	45
3.2.1) Αναλογικά Δίκαιος χρονοπρογραμματιστής (Proportional Fair,PF).....	47
3.2.2) Χρονοπρογραμματιστής μέγιστου ρυθμού μετάδοσης (Max Rate)	47
BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	50
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	51
ΕΠΙΔΟΣΗ ΜΟΝΤΕΛΟΥ	51
4.1) Διαμέριση της κυψέλης.....	51
4.2) Μέσος ρυθμός μετάδοσης και αριθμός χρηστών.....	52
4.2.1) Μέσος Ρυθμός μετάδοσης	52
4.2.2) Αριθμός χρηστών.....	54
4.3) Υπολογισμός της ρυθμαπόδοσης.....	55
4.3.1) Ρυθμαπόδοση χρονοπρογραμματιστή Proportional Fair.....	55
4.3.2) Ρυθμαπόδοση χρονοπρογραμματιστή Max Rate.....	57
4.3.2) Ρυθμαπόδοση χρονοπρογραμματιστή Max SNR	58
4.3) Συγκριτικά αποτελέσματα - Συμπεράσματα.....	60
4.3.1) Συγκριτικά αποτελέσματα χωρίς χρήση κωδικών.....	60
4.3.2) Συγκριτικά αποτελέσματα με χρήση κωδικών	62
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5	64
WiMAX και 802.16	64
5.1) Γενικά στοιχεία	64

5.2) Δομή MAC Frame στο WiMAX	64
5.3) Στοιχεία μετάδοσης.....	66
5.3) Διαμέριση SNR-χώρου και ρυθμοί μετάδοσης για WiMAX	67
5.3) Επίδοση αναλυτικού μοντέλου στο WiMAX	69
Βιβλιογραφία.....	74
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.....	75
ΚΩΔΙΚΑΣ.....	75

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΙΚΟΝΩΝ

Εικόνα 1-1 Ρυθμός μετάδοσης δεδομένων σε κάθε γενιά	15
Εικόνα 1-2 Πρόβλεψη για αύξηση της ζήτησης σε ρυθμό δεδομένων τα επόμενα 20 χρόνια.....	16
Εικόνα 1-3 Εξέλιξη από τη 2η στην 3η γενιά	17
Εικόνα 1-4 Ασύρματο δίκτυο MIMO	19
Εικόνα 1-5 Δίκτυο WiMAX	20
Εικόνα 1-6 Σήμα με κωδικοποίηση OFDMA.....	21
Εικόνα 1-7 Απόφαση επιλογής δικτύου από το χρήστη	22
Εικόνα 2-1 Κυψέλη στην οποία ένας πομπός στέλνει δεδομένα σε n διαφορετικούς χρήστες.....	25
Εικόνα 2-2 Επικοινωνία με προσαρμοστική διαμόρφωση και κωδικοποίηση.....	27
Εικόνα 2-3 Διεπίπεδο (cross-layer) για προσέγγιση στο AMC	29
Εικόνα 2-4 Δομή πλαισίων και πακέτων	30
Εικόνα 2-5 Χαρακτηριστικά καναλιού με επίπεδες αλλοιώσεις (flat fading)	32
Εικόνα 2-6 Χαρακτηριστικά σήματος με αργές διαλείψεις (slow fading)	32
Εικόνα 2-7 Μεταβολή BER με το SNR για διαμόρφωση με διαφορετικούς αστερισμούς.....	33
Εικόνα 2-8 Διαμέριση του SNR για target BER= 10^{-3}	34
Εικόνα 2-9 Bitrate σε σχέση με το SNR για BER= 10^{-3}	35
Εικόνα 2-10 Μετάδοση με τεχνική CDMA.....	36
Εικόνα 2-11 Μεταβολή BER με το SNR για διαμόρφωση με διαφορετικούς αστερισμούς και πλήθη κωδικών.....	40
Εικόνα 2-12 Bitrate σε σχέση με το SNR, με χρήση μέχρι 15 διαφορετικών κωδικών για κάθε αστερισμό και για BER= 10^{-3}	42
Εικόνα 4-1 Διαμέριση χώρου μικροκυψέλης για αναλυτικό μοντέλο.....	53

Εικόνα 4-2 Μέσος ρυθμός μετάδοσης για διαμέριση του SNR χωρίς χρήση κωδικών για αναλυτικό μοντέλο.....	53
Εικόνα 4-3 Μέσος ρυθμός μετάδοσης για διαμέριση του SNR με χρήση κωδικών για αναλυτικό μοντέλο.....	54
Εικόνα 4-4 Ρυθμαπόδοση κάθε περιοχής σε χρονοπρογραμματιστή Proportional Fair για αναλυτικό μοντέλο.....	56
Εικόνα 4-5 Ρυθμαπόδοση κάθε περιοχής σε χρονοπρογραμματιστή Max Rate για αναλυτικό μοντέλο.....	58
Πίνακας 4-6 Ρυθμαπόδοση κάθε περιοχής σε χρονοπρογραμματιστή Max SNR για αναλυτικό μοντέλο.....	60
Εικόνα 4-7 Σύγκριση ρυθμαποδόσεων μοντέλου, για τρεις χρονοπρογραμματιστές, χωρίς χρήση κωδικών	61
Εικόνα 4-8 Σύγκριση ρυθμαποδόσεων μοντέλου, για τρεις χρονοπρογραμματιστές, με χρήση κωδικών	63
Εικόνα 5-1 Δομή Frame για Downlink στο 802.16.....	65
Εικόνα 5-2 Διαμέριση του SNR για target BER=10 ⁻³ στο WiMAX.....	68
Εικόνα 5-3 Bitrate και SNR για αναλυτικό μοντέλο σε WiMAX.....	70
Εικόνα 5-4 Συγκριτικά αποτελέσματα τριών πλάνων χρονοπρογραμματισμού αναλυτικού μοντέλου σε WiMAX.....	72

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 1-1 Χαρακτηριστικά από τις τρεις γενιές των τηλεπικοινωνιών.....	18
Πίνακας 2-1 Διαφορετικοί ρυθμοί κωδικοποίησης για τιμές του SNR και BER= 10^{-3}	35
Πίνακας 2-2-1 SNR (dB) για διαφορετικούς αστερισμούς και πλήθος κωδικών που χρησιμοποιούνται για BER= 10^{-3}	38
Πίνακας 2-3 Bitrate (Kbps) για διαφορετικούς αστερισμούς και πλήθος κωδικών που χρησιμοποιούνται για BER= 10^{-3}	39
Πίνακας 2-2-2 SNR (dB) για διαφορετικούς αστερισμούς και πλήθος κωδικών που χρησιμοποιούνται για BER= 10^{-3}	39
Πίνακας 2-4 Πλήθος των καταστάσεων που έχουμε σε κάθε αστερισμό με BER= 10^{-3} για διαμέριση του SNR.....	40
Πίνακας 2-5 Διαφορετικοί ρυθμοί κωδικοποίησης για τιμές του SNR σε σχέση με τον αστερισμό και πλήθος κωδικών για BER= 10^{-3}	41
Πίνακας 4-1 SNR και αποστάσεις των περιοχών της διαμέρισης.....	52
Πίνακας 4-2 Ρυθμός μετάδοσης σε κάθε περιοχή της διαμέρισης	52
Πίνακας 4-3 Αριθμός και ποσοστό χρηστών σε κάθε κλάση	55
Πίνακας 4-4 Ρυθμαπόδοση σε χρονοπρογραμματιστή Proportional Fair για αναλυτικό μοντέλο	56
Πίνακας 4-5 Ρυθμαπόδοση σε χρονοπρογραμματιστή Max Rate για αναλυτικό μοντέλο	57
Πίνακας 4-6 Ρυθμαπόδοση σε χρονοπρογραμματιστή Max SNR για αναλυτικό μοντέλο	59
Πίνακας 4-7 Ρυθμαποδόσεις μοντέλου, για τρεις χρονοπρογραμματιστές, χωρίς χρήση κωδικών	61
Πίνακας 4-8 Ρυθμαποδόσεις μοντέλου, για τρεις χρονοπρογραμματιστές, με χρήση κωδικών	62
Πίνακας 5-1 Στοιχεία μετάδοσης στο WiMAX (802.16).....	67
Πίνακας 5-2 Στοιχεία διαμέρισης SNR και χώρου στο WiMAX.....	69

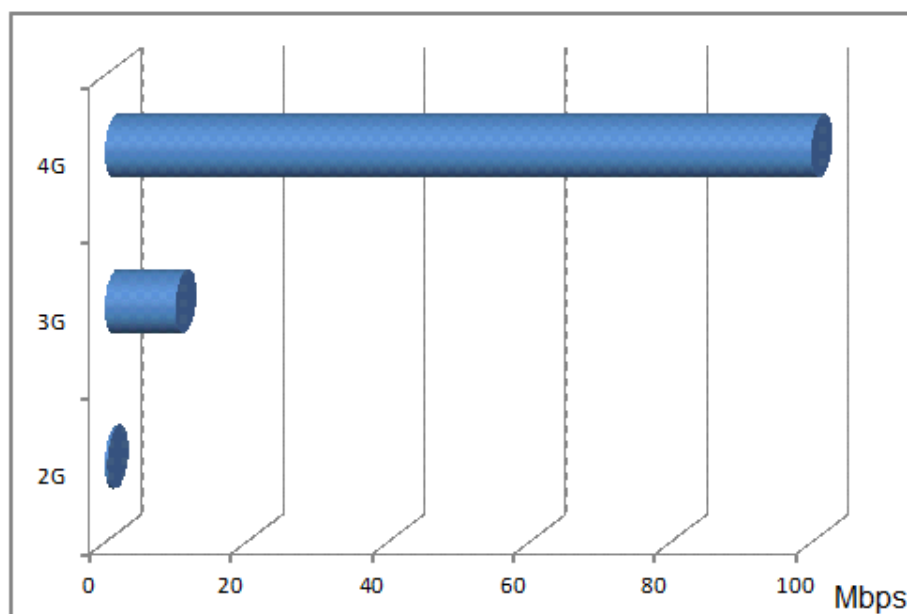
Πίνακας 5-3 Μέσοι ρυθμοί μετάδοσης κάθε κλάσης του αναλυτικού μοντέλου σε WiMAX	70
Πίνακας 5-4 Ρυθμαπόδοση αναλυτικού μοντέλου για τρία πλάνα χρονοπρογραμματισμού σε WiMAX.....	72

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΔΙΚΤΥΑ 4^{ΗΣ} ΓΕΝΙΑΣ

1.1) ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ 4^{ΗΣ} ΓΕΝΙΑΣ

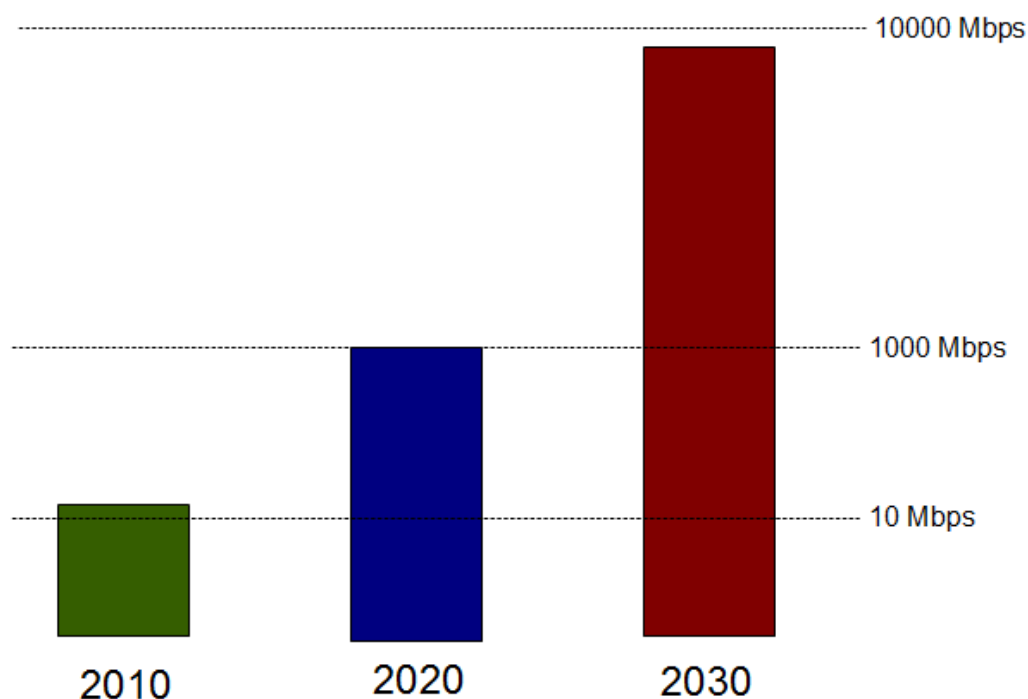
Η 4G είναι η 4^η Γενιά των ασύρματων επικοινωνιών. Δεν έχει ακόμα καθιερωθεί κάποιο συγκεκριμένο πρότυπο που να την περιγράφει και να οριοθετεί αυστηρά, όπως συμβαίνει με τις προηγούμενες γενιές των ασύρματων συστημάτων. Η κύρια διαφορά μεταξύ των τεσσάρων γενεών εντοπίζεται στην αύξηση του ρυθμού μετάδοσης και λήψης δεδομένων. Η γενική προδιαγραφή της 4^{ης} Γενιάς περιλαμβάνει την δυνατότητα ρυθμού μετάδοσης στα 100 Mbps.



Εικόνα 1-1 Ρυθμός μετάδοσης δεδομένων σε κάθε γενιά

Αυτό που καθιστά αναγκαία την ταχύτερη μετάδοση δεδομένων είναι ότι στις μέρες μας η καθημερινή χρήση ασύρματων τερματικών συσκευών έχει δημιουργήσει την ανάγκη για μεγαλύτερη διακίνηση όγκου δεδομένων, αξιόπιστη λήψη δεδομένων και

γενικά καλύτερη ποιότητα υπηρεσίας (Quality of Service). Οι μεγαλύτεροι ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων που προσφέρει η 4^η Γενιά βελτιώνουν ραγδαία τις φωνητικές συνομιλίες, τις βιντεοκλήσεις, την πλοήγηση στο internet, το IP-telephony και την αναπαραγωγή πολυμέσων σε ασύρματες συσκευές. [1]



Εικόνα 1-2 Πρόβλεψη για αύξηση της ζήτησης σε ρυθμό δεδομένων τα επόμενα 20 χρόνια

1.2) ΑΝΑΔΡΟΜΗ

1.2.1) 1G(πρώτη γενιά)

Τα πρώτης γενιάς τηλεπικοινωνιακά δίκτυα χρησιμοποιούσαν αναλογικά κυκλώματα μεταγωγής. Υιοθετούσαν την τεχνική FDMA (διαίρεση συχνότητας) σε ζώνες συχνοτήτων 800-900 MHz. Τα δίκτυα της 1^{ης} Γενιάς μπορούσαν να μεταφέρουν μόνο φωνή. Είχαν χαμηλό ρυθμό μετάδοσης, μικρό αριθμό χρηστών, αναξιόπιστη και κακής ποιότητας μετάδοση φωνής. [2]

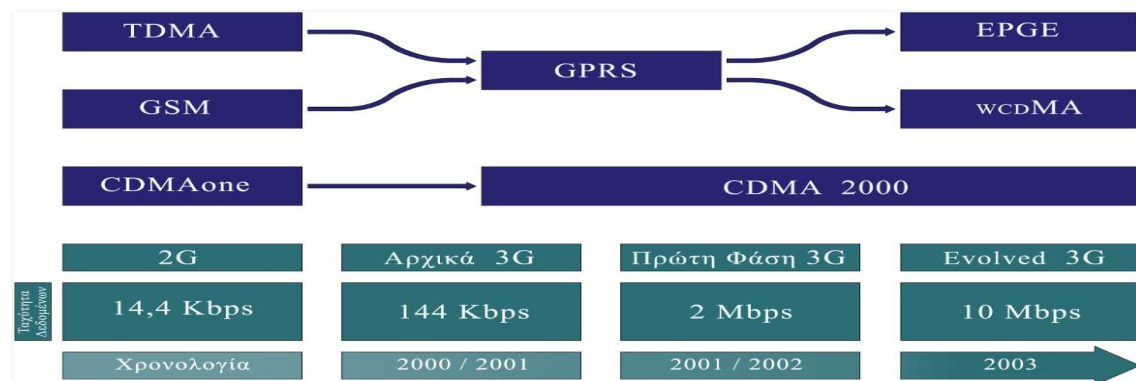
1.2.2) 2G(δεύτερη γενιά)

Σε αυτή τη γενιά χρησιμοποιείται πλέον αποκλειστικά η ψηφιακή τεχνολογία. Εφαρμόστηκαν τεχνικές της 1^{ης} Γενιάς για λόγους συμβατότητας. Τα συναντάμε για

πρώτη φορά το 1991. Πέρα από μετάδοση φωνής, οι χρήστες είχαν τη δυνατότητα αποστολής και λήψης γραπτών μηνυμάτων καθώς και δεδομένων, αλλά με πολύ χαμηλούς ρυθμούς. Επιπλέον, χρησιμοποιήθηκαν οι τεχνικές TDMA (διαίρεση χρόνου) και CDMAone (πολλαπλά σήματα στο ίδιο κανάλι). Κάποιες προσπάθειες που δεν εξελίχθηκαν περαιτέρω και συγκαταλέγονται σε αυτή τη γενιά, ήταν η μεταγωγή πακέτων σύνδεσης (GPRS) στην τεχνική TDMA και η ενισχυμένη ταχύτητα δεδομένων (HSCSD και EDGE) οι οποίες επιτρέπουν μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων στα 64-144 Kbps. [1,2]

1.2.3) 3G(Τρίτη γενιά)

Αφορά το σύγχρονο στάδιο εξέλιξης των ασύρματων τηλεπικοινωνιών τεχνολογιών στην μετάβασή τους προς την 4^η Γενιά. Σημαντικά χαρακτηριστικά των συστημάτων της 3^{ης} Γενιάς είναι ότι υποστηρίζουν πολύ μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων και προσφέρουν αυξημένη χωρητικότητα. Η 3^η Γενιά παρέχει δυνατότητες συνδυασμού κινητού τηλεφώνου, Η/Υ και τηλεόρασης. Υλοποιούνται νέες εφαρμογές σε ασύρματες συσκευές όπως TV streaming, πολυμέσων, video conferencing, web browsing, e-mail, fax και χάρτες πλοήγησης. Σε αυτή τη γενιά χρησιμοποιούνται τεχνολογίες μεταγωγής πακέτων και έτσι εξασφαλίζεται γρηγορότερη και αποδοτικότερη μετάδοση δεδομένων με σημαντικές τροποποιήσεις στις υποδομές των δικτύων της 2^{ης} Γενιάς. Τέλος, χρησιμοποιούνται τεχνικές WCDMA και CDMA2000 σε περιοχή συχνοτήτων κοντά στα 2 GHz και παρέχονται ρυθμοί μετάδοσης κοντά στα 2 Mbps. [1,2]



Εικόνα 1-3 Εξέλιξη από τη 2η στην 3η γενιά

πρότυπα κινητής τηλεφωνίας		
1G	AMPS	AMPS - TACS - ETACS
	άλλα	NMT - Hicap - Mobitex - DataTAC
2G	GSM/3GPP	GSM - CSD - GPRS - HSCSD - EDGE
	3GPP2	CDMAone - CDMA200 1xRTT
	AMPS	D-AMPS
	άλλα	CDPD - iDEN - PDC - PHS - WiDEN
3G	3GPP	UMTS - WCDMA - HSPA - LTE
	3GPP2	CMA200 1xEV-DO

Πίνακας 1-1 Χαρακτηριστικά από τις τρεις γενιές των τηλεπικοινωνιών

Οι τεχνικές που εμφανίζονται στην 3^η Γενιά αξιοποιούνται στα πλαίσια της 4^{ης} Γενιάς.

1.3) ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΚΑΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΠΟΥ ΟΔΗΓΟΥΝ ΣΤΑ 4^{ΗΣ} ΓΕΝΙΑΣ ΔΙΚΤΥΑ

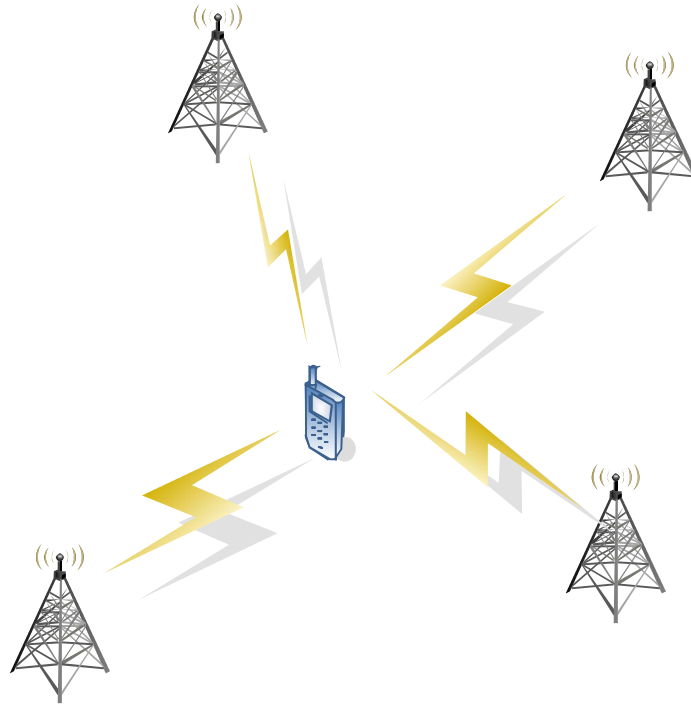
1.3.1) WCDMA

Η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται στα δίκτυα 3^{ης} γενιάς. Επιτρέπει στους χρήστες να εκπέμπουν την ίδια χρονική στιγμή και να μοιράζονται το ίδιο κανάλι. Χρησιμοποιεί υψηλές ζώνες συχνοτήτων (5MHz). Ο διαχωρισμός των ριπών δεδομένων των διαφορετικών χρηστών γίνεται με συσχέτιση και αποσυσχέτιση της ακολουθίας δεδομένων bit με υψίσυχη ακολουθία ορθογώνιων κωδικών (chip). Κάθε δέκτης θα λάβει εκείνα τα δεδομένα που αντιστοιχούν σε ένα μοναδικό κωδικό. Έτσι, περισσότεροι από έναν χρήστες στέλνουν την ίδια χρονική στιγμή και μοιράζονται την ίδια συχνότητα. Η τεχνική αυτή επιτρέπει σε πολλούς χρήστες να μοιράζονται αποτελεσματικά το κανάλι με δυναμική κατανομή του ρυθμού δεδομένων.

Η τεχνική αυτή αξιοποιείται στο αναβαθμισμένο πρότυπο της 3^{ης} Γενιάς κινητών επικοινωνιών με εξασφάλιση υψηλού ρυθμού μετάδοσης δεδομένων στην κατερχόμενη ζεύξη (HSDPA, High-Speed Packet-Data Access). Η τεχνική αυτή επιτρέπει στο HSDPA να υποστηρίζει ρυθμούς μετάδοσης μέχρι και 8-10 Mbps. Επίσης συμβάλει σε μείωση της καθυστέρησης (Latency) και στη βελτίωση διαχείρισης μεγάλου όγκου δεδομένων. [1,3]

1.3.2) ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑ MIMO (πολλαπλοί είσοδοι – πολλαπλοί έξοδοι)

Είναι μία τεχνική για την αύξηση του ρυθμού δεδομένων, αξιοποιώντας πολλαπλά ανεξάρτητα κανάλια. Στηρίζεται στη χρήση πολλαπλών κεραιών μετάδοσης και λήψης. Κάθε χρήστης λαμβάνει ταυτόχρονα δεδομένα από πολλούς πομπούς.



Εικόνα 1-4 Ασύρματο δίκτυο MIMO

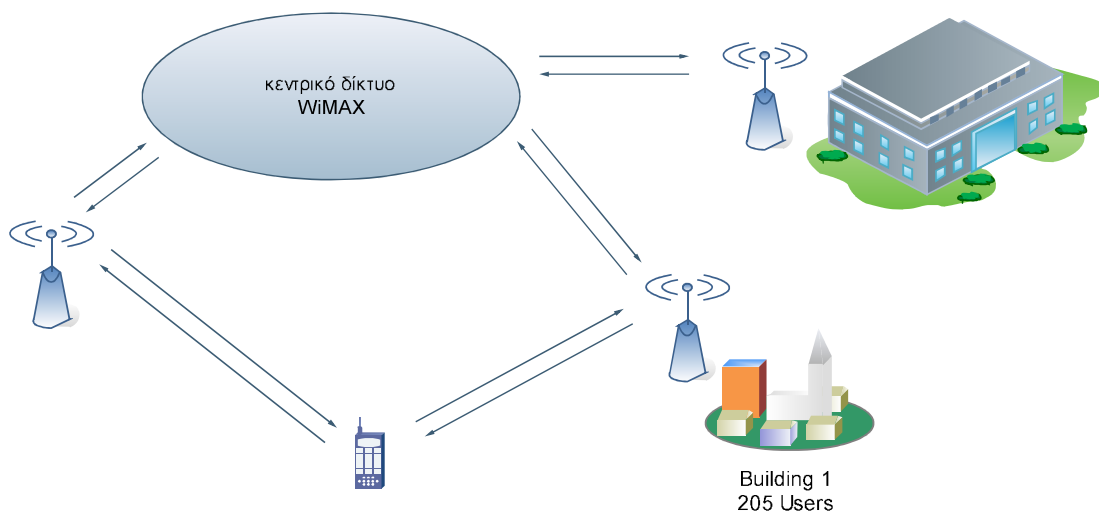
Ένα πλεονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι η μείωση της ευαισθησίας στην εξασθένιση κατά τη μετάδοση του σήματος μιας και το ίδιο σήμα προέρχεται από διαφορετικές πηγές. Άλλο ένα σημαντικό πλεονέκτημα είναι η μείωση της απαιτούμενης ισχύος σε περιπτώσεις υψηλής φασματικής επίδοσης. Στην περίπτωση αυτή η ισχύς διαμοιράζεται στις διάφορες πηγές προορισμού με αποτέλεσμα να απαιτείται μικρότερη χωρητικότητα σύνδεσης.

Η βασική ιδέα σε αυτά τα συστήματα είναι ότι τα κανάλια που δημιουργούνται μεταξύ των πολλαπλών πομπών και δεκτών συνδυάζονται με τέτοιο τρόπο ώστε να παρέχεται καλύτερη ποιότητα υπηρεσιών. Ακόμα, η μετάδοση πληροφορίας από πολλαπλούς πομπούς μειώνει την ανάγκη εύρεσης μεγαλύτερου φάσματος για μετάδοση περισσότερων πληροφοριών. Συγκεκριμένα επιφέρει μείωση εμφάνισης λανθασμένων bit πληροφορίας αλλά και μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων όπως αναφέραμε και προηγουμένως. [1,4,5]

1.3.3) WiMAX

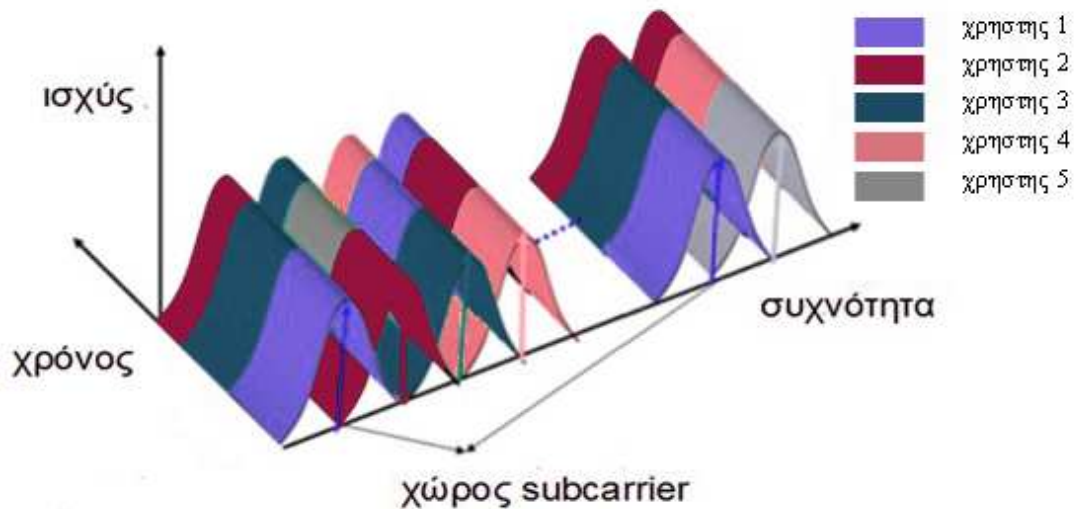
Είναι ένα σύστημα που εμφανίστηκε αρχικά το 2001. Προσφέρει ρυθμούς μετάδοσης μέχρι 40 Mbps και αναμένεται να φτάσει μέχρι και 1 Gbps. Χρησιμοποιεί συχνότητες στα 2,5 GHz. Το μειονέκτημα είναι ότι οι υπηρεσίες του εκτείνονται σε μικρή εμβέλεια (ασύρματα μέχρι 15 km από το σταθμό). Μέσω μεγάλων και ψηλών κεραιών-σταθμών παρέχονται ευρυζωνικές υπηρεσίες όπως με της ήδη υπάρχουσες ενσύρματες DSL, T1 κτλ. Επιπλέον, μπορεί να παρέχει υπηρεσίες που παρείχαν μέχρι τώρα οι υπηρεσίες κινητών τηλεπικοινωνιών. Βασίζεται στο πρότυπο IEEE 802.16.

[6]



Εικόνα 1-5 Δίκτυο WiMAX

Η τεχνική που χρησιμοποιείται ήδη σε αυτά τα συστήματα είναι η ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης φερουσών συχνοτήτων (OFDMA). Με αυτήν πετυχαίνεται πολλαπλή πρόσβαση από διάφορους χρήστες, σε ένα μέσο, σε διαφορετικές συχνότητες στην ίδια χρονοσχιμή.



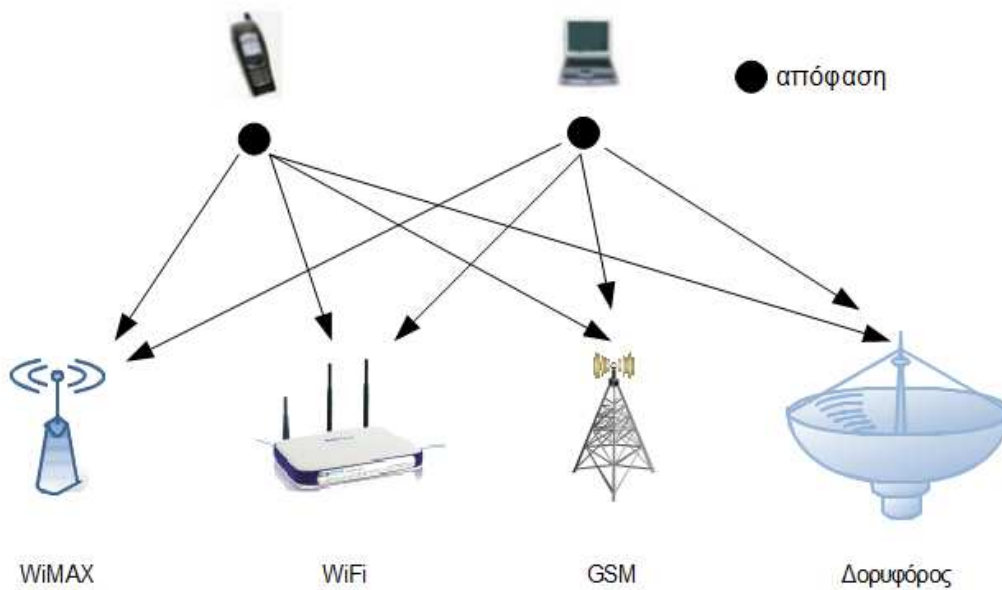
Εικόνα 1-6 Σήμα με κωδικοποίηση OFDMA

Η τεχνική αυτή έχει υψηλές επιδόσεις σε ασύρματες συνδέσεις χωρίς οπτική επαφή (non-line-of-sight) στις οποίες δημιουργούνται σήματα που φτάνουν στο δέκτη από πολλαπλές διαδρομές. Τέλος, διαχειρίζεται αποδοτικά το φάσμα καθώς δημιουργεί πολλά υποκανάλια ανά χρόνο και συχνότητα. [7]

1.3.4) ΕΤΕΡΟΓΕΝΕΙΑ

Μετά από την σύντομη ανασκόπηση των προηγούμενων γενιών ασύρματων συστημάτων και συγκεκριμένων τεχνικών πολυπλεξίας και διαμόρφωσης (OFDMA-CDMA) ερχόμαστε στην έννοια της ετερογένειας. Το δίκτυο της 4^{ης} Γενιάς αποτελείται από ομογενή δίκτυα διαφορετικής αρχιτεκτονικής και τεχνολογίας (3G, ασύρματα μητροπολιτικά δίκτυα, ασύρματα τοπικά δίκτυα). Στις προδιαγραφές της 4^{ης} Γενιάς οι διαφορετικές αυτές αρχιτεκτονικές ραδιοδικτύωσης ορίζονται ως Τεχνολογίες Ασύρματης Πρόσβασης (RATs, Radio Access Technologies). Κάθε RAT έχει διαφορετική εμβέλεια, υποστηρίζει διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης και λήψης δεδομένων και παρέχει διαφορετική ποιότητα υπηρεσίας (QoS, Quality of Service). Παράλληλα το δίκτυο της 4^{ης} Γενιάς προσφέρει τη δυνατότητα, με κατάλληλες τεχνικές, κάθε τερματικό να μεταβαίνει από το ένα RAT στο άλλο. Η μετάβαση από το ένα RAT στο άλλο ονομάζεται κάθετη μεταπομπή (vertical handover). Η 4^η Γενιά προδιαγράφει ένα «μέλλον» όπου τα τερματικά των χρηστών θα έχουν τεχνολογικά πρόσβαση σε κάθε RAT και θα είναι σε θέση να επιλέγουν

κάθε στιγμή το RAT που ικανοποιεί στιγμιαία τις ανάγκες των εφαρμογών των χρηστών τους. Εδώ λοιπόν υπεισέρχεται η έννοια της ετερογένειας.



Εικόνα 1-7 Απόφαση επιλογής δικτύου από το χρήστη

Η ετερογένεια των δικτύων της 4^{ης} Γενιάς προσφέρει αποδοτικότερη χρήση των πηγών εκπομπής και λήψης δεδομένων. Με σωστή μελέτη και σχεδιασμό, την διατύπωση και υλοποίηση συγκεκριμένων αλγόριθμων κάθετων μεταπομπών, αξιοποιώντας τα προτερήματα κάθε RAT, το συνολικό ασύρματο δίκτυο θα αυξάνει σε χωρητικότητα, συνολική διεκπεραιωτική ικανότητα (throughput) και θα βελτιώνεται αισθητά σε ποιότητα υπηρεσίας (QoS). Τη διαδικασία εύρεσης και επιλογής δικτύου τη συναντάμε στις προηγούμενες γενιές, εντός του ομογενούς δικτύου με την τεχνική της οριζόντια μεταπομπής (horizontal handover). Εκεί, όμως, το κριτήριο επιλογής εξαντλούνταν συνήθως στην ύπαρξη ισχύος σήματος πάνω από ένα συγκεκριμένο κατώφλι ισχύος. Αντιθέτως, η πυροδότηση κάθετης μεταπομπής περιλαμβάνει την ικανοποίηση επιπρόσθετων κριτηρίων που αφορούν την ρυθμαπόδοση εφαρμογών, καθυστέρηση πακέτων και άλλα κριτήρια ποιότητας υπηρεσίας [8,9]. Στόχος αυτής της διπλωματικής είναι να περιγράψει με ένα ενιαίο τρόπο και ένα απλό αναλυτικό μοντέλο τα χαρακτηριστικά της ετερογένειας όσον αφορά την αλληλεπίδραση Φυσικού Επιπέδου (PHY) και Επιπέδου Ελέγχου Πρόσβασης στο Μέσο (MAC) στη ρυθμαπόδοση των χρηστών και του συνολικού συστήματος.

Βιβλιογραφία

- [1]. Magnus Frodigh, Stefan Parkvall, Christian Roobol, Per Johansson, Peter Larsson, “Future-Generation Wireless Networks”, IEEE Personal Communications, October 2001.
- [2]. Subrat Suman, “4G Mobile Communication System”, Cochin university of science and technology, Seminar Report, August 2008.
- [3]. Timo Nihtila, “Advanced Receivers and Antenna Diversity in WCDMA HSPDA”, University of Tyväskyla, May 2007.
- [4]. Daniel W. Bliss, Keith W. Forsythe, Amanda M. Chan, “MIMO Wireless Communication”, Lincoln laboratory journal, volume 15, number 1, 2005.
- [5]. David Gesbert, Mansoor Shafiq, Da-shan Shin, Peter J. Smith, Ayman Naguib, “From Theory to Practice: An Overview of MIMO Space-Time Coded Wireless Systems”, IEEE Journal on Selected areas in communications, volume 21, No.3, April 2003.
- [6]. Wonil Roh, Vladimir Yanover, “Introduction to WiMax Technology”.
- [7]. Srihanth S., Kumaran V., Mauikandan C., Murugesapandian, “Orthogonal Frequency Division Multiple Access: Is it the Multiple Access System of the Future?”, Anna University.
- [8]. Dimitris E. Charilas, Athanasios D. Panagopoulos, “Multiaccess Radion Network Environments”, IEEE Vehicular Technology Magazine, December 2010.
- [9]. Paul J.M. Havinga, Gang Wu, “Wireless Internet on heterogenous Networks”.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΕΝΙΑΙΟ ΣΥΣΤΗΜΑΤΙΚΟ

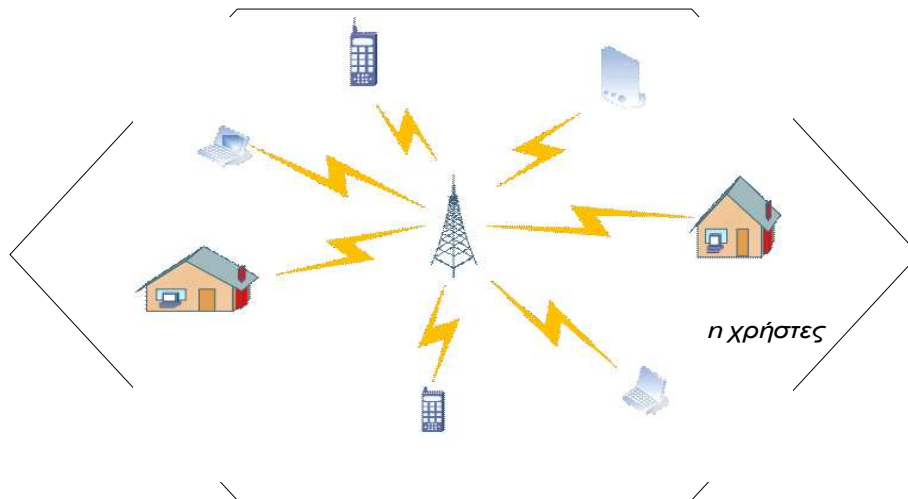
ΜΟΝΤΕΛΟ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗΣ

ΡΑΔΙΟΔΙΚΤΥΟΥ 4^{ΗΣ} ΓΕΝΙΑΣ

2.1) ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται αναλυτικό μοντέλο για την ποσοτική και ποιοτική περιγραφή των βασικών παραμέτρων που συνιστούν τα ραδιοδίκτυα 4^{ης} γενιάς. Σε αυτό το στάδιο ανάπτυξης του μοντέλου ασχολούμαστε με την επίδοση του συστήματος σε μια κυψέλη και στην επικοινωνία στην κατερχόμενη ζεύξη (downlink). Η επιλογή μόνο της κατερχόμενης ζεύξης γίνεται χάριν απλότητας. Η γενίκευση του μοντέλου και στην ανερχόμενη ζεύξη είναι αρκετά εύκολη, αν και περιλαμβάνει συγκεκριμένες τροποποιήσεις σε μη βασικές υποθέσεις του αναλυτικού μοντέλου.

Το μέγεθος της εξεταζόμενης κυψέλης είναι της τάξης μιας μικροκυψέλης (microcell). Επιλέξαμε αυτό το μέγεθος κυψέλης γιατί είναι πλέον το πιο διαδεδομένο στον αστικό ιστό. Σε αυτή την κυψέλη θα υποθέσουμε ότι υπάρχουν n χρήστες και ένας πομπός. Σε κάθε χρονική στιγμή που θα εξετάζουμε, όλοι οι n χρήστες θα αναμένουν εκπομπή δεδομένων από τον πομπό. Θα έχουμε λοιπόν ένα δίκτυο στο οποίο ένας πομπός στέλνει δεδομένα σε n διαφορετικούς χρήστες (Εικόνα 2.1).



Εικόνα 2-1 Κυψέλη στην οποία ένας πομπός στέλνει δεδομένα σε n διαφορετικούς χρήστες

Επιπλέον, θα πρέπει να περιγραφούν οι συνθήκες που επικρατούν στο περιβάλλον κατά τη μετάδοση του σήματος. Υποθέτουμε λοιπόν ότι στο περιβάλλον επικρατεί μόνο ο λευκός προσθετικός γκαουσιανός θόρυβος AWGN. Όλες οι άλλες πηγές θορύβου που μπορούν να επηρεάσουν την ποιότητα του σήματος θεωρούνται αμελητέες. Συγκεκριμένα θα μας απασχολήσει ο λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR, signal-to-Noise Ratio). Έστω γ η μέση τιμή αυτού η οποία δίνεται από [1]:

$$\gamma_{u,s} = \frac{P_s}{BN_0} G(r_u) 10^{0.1\xi_{u,s}} \nu_{u,s}^2 \quad (2.1)$$

, όπου

P_s : Εκπεμπόμενη ισχύς για κάποια ριπή (burst) μετάδοσης δεδομένων

B : Το εύρος ζώνης του καναλιού

N_0 : Φασματική πυκνότητα ισχύος γκαουσιανού θορύβου

$G(r_u)$: Οι απώλειες διάδοσης σε απόσταση r_u λόγω νομοτελειακού μοντέλου απωλειών

$10^{0.1\xi_{u,s}}$: Ο παράγοντας της σκίασης (shadowing)

$\nu_{u,s}^2$: Ο παράγοντας που αντιπροσωπεύει τις απώλειες λόγω των πολλαπλών διελεύσεων (multipath fading)

Ο βασικός παράγοντας που επηρεάζει την επίδοση του δικτύου ως προς την ρυθμαπόδοση είναι η εξασθένηση πολλαπλών διαδεύσεων (multipath fading). Η εξασθένηση αυτή προκαλείται από σκεδάσεις, περιθλάσεις και ανακλάσεις σε φυσικά εμπόδια που παρεμβάλλονται ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη. Τα εμπόδια αυτά έχουν μέγεθος της τάξης του μήκους κύματος του σήματος (μερικά εκατοστά για τα υψίσυχνα σήματα που μελετάμε) και επιφέρουν σημαντική στιγμιαία εξασθένηση στο σήμα του δέκτη για ελάχιστη μετατόπιση του δέκτη ως προς τον πομπό (μετατόπιση πάλι της τάξης του μήκους κύματος του σήματος διάδοσης). Ωστόσο, το σήμα επηρεάζεται και από την σκίαση (shadowing) που οφείλεται κυρίως από μεγάλα φυσικά εμπόδια που παρεμβάλλονται μεταξύ πομπού και δέκτη. Σε αυτή την περίπτωση, όμως, δεν έχουμε απότομες μεταβολές στο σήμα του δέκτη για μικρή μετατόπιση του δέκτη ως προς τον πομπό. Οι απώλειες σκίασης δεν επηρεάζουν την ρυθμαπόδοση, που είναι αποτέλεσμα φαινομένων που κρατούνε μερικά μόλις msec, παρά μόνο ως προς την μέση τιμή του SNR. Σε αυτό το στάδιο ανάπτυξης του μοντέλου, επικεντρώνουμε στην στοχαστική επίδραση της εξασθένησης του σήματος και επιλέγουμε να μην εξετάσουμε την επίδραση των απωλειών σκίασης. Έτσι λοιπόν για τη μέση τιμή του SNR στο μοντέλο μας έχουμε [2]:

$$\gamma = \frac{P_s A}{N_0 B} r^{-\alpha} \quad (2.2)$$

P_s : Ισχύς πομπού σταθερή 21dBm (0.1259W)

N_0 : Φασματική πυκνότητα ισχύος του γκαουσιανού θορύβου ίση με $10^{-20,4}$ W (-174dBm/Hz)

A : Σταθερά Απώλειες διέλευσης ίσες με 0,0015

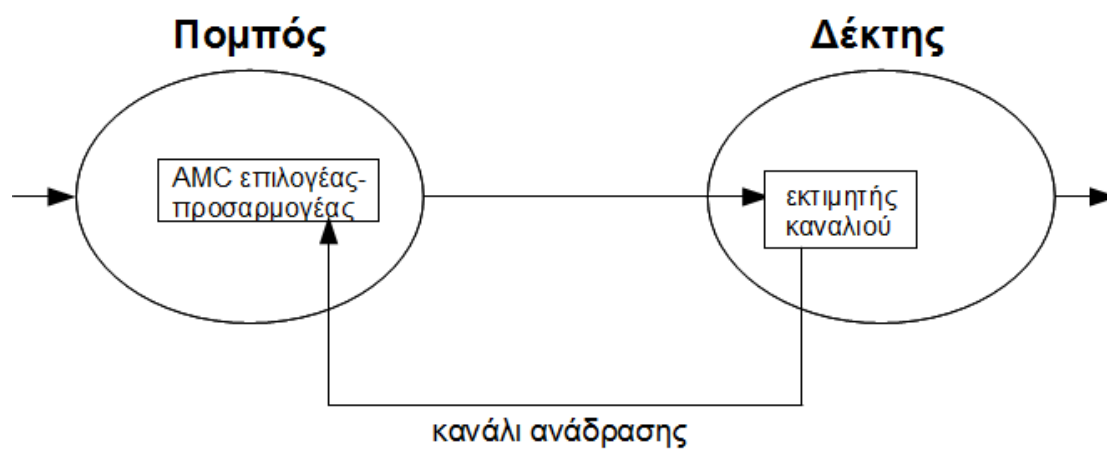
B : Το εύρος ζώνης ίσο με 2,5MHz

α : Εκθετική σταθερά διάδοσης νομοτελειακού μοντέλου απωλειών ίση με 3,8

r : Απόσταση από πομπό

2.2) ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΚΑΙ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ (AMC, ADAPTIVE MODULATION AND CODING)

Προκειμένου να εξασφαλίσουν υψηλή φασματική επίδοση αλλά και χαμηλό ρυθμό εμφάνισης σφαλμάτων τα σύγχρονα συστήματα επικοινωνιών εφαρμόζουν την τεχνική προσαρμογής της διαμόρφωσης και της κωδικοποίησης (AMC, adaptive modulation and coding) στις στιγμιαίες μεταβολές του καναλιού. Η μετάδοση στην κατερχόμενη ζεύξη προσαρμόζεται στην στιγμιαία κατάσταση του καναλιού, στο στιγμιαίο SNR του δέκτη.

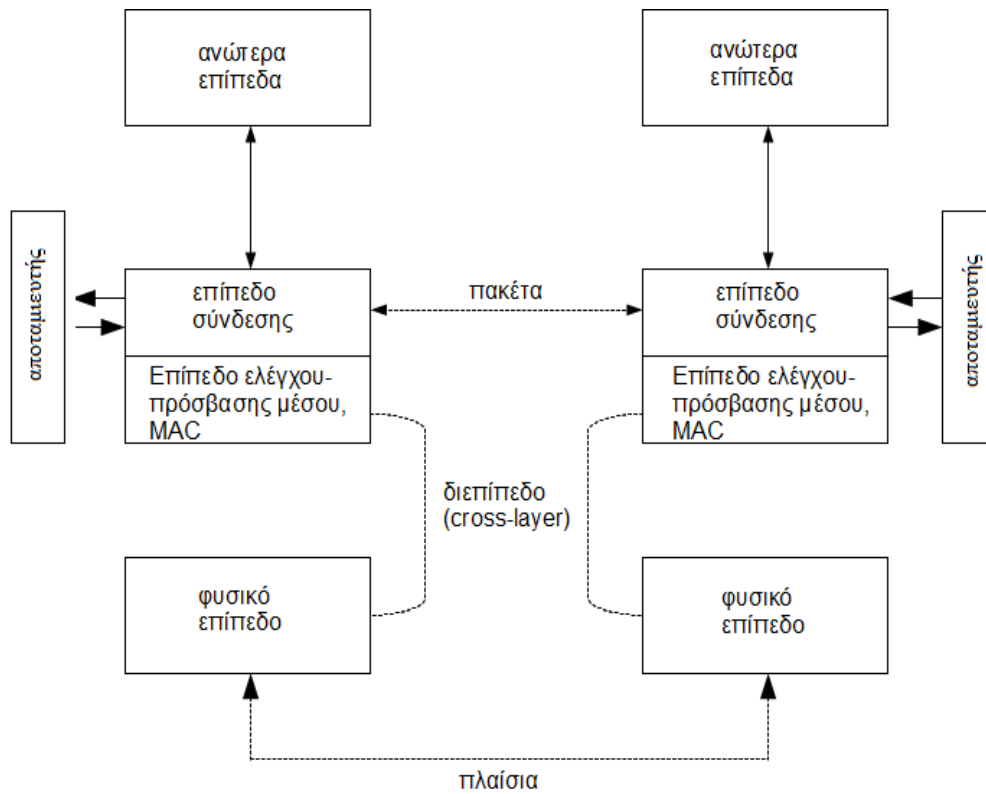


Εικόνα 2-2 Επικοινωνία με προσαρμοστική διαμόρφωση και κωδικοποίηση

Στην Εικόνα 2.2 αναπαρίσταται η συνολική διαδικασία της προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης στην κατερχόμενη ζεύξη. Για την πραγματοποίησή της χρησιμοποιείται επιπρόσθετο κανάλι ανάδρασης στην ανερχόμενη ζεύξη (uplink). Από την πλευρά του πομπού υπάρχει ο προσαρμογέας - επιλογέας ενώ από την πλευρά του δέκτη ο εκτιμητής των στιγμιαίων μεταβολών των παραμέτρων του καναλιού (π.χ. SNR). Όλες οι πληροφορίες που έχουν να κάνουν με την κατάσταση του καναλιού στέλνονται στον πομπό από τον δέκτη μέσω του καναλιού ανάδρασης. Σύμφωνα με τις πληροφορίες που φτάνουν στον πομπό ο προσαρμογέας - επιλογέας προσαρμόζει την κωδικοποίηση και τη διαμόρφωση που θα χρησιμοποιηθεί στην εκπομπή στην κατερχόμενη ζεύξη. Κατόπιν της προσαρμογής αυτής εκτελείται αλγόριθμος χρονοπρογραμματισμού στον πομπό.

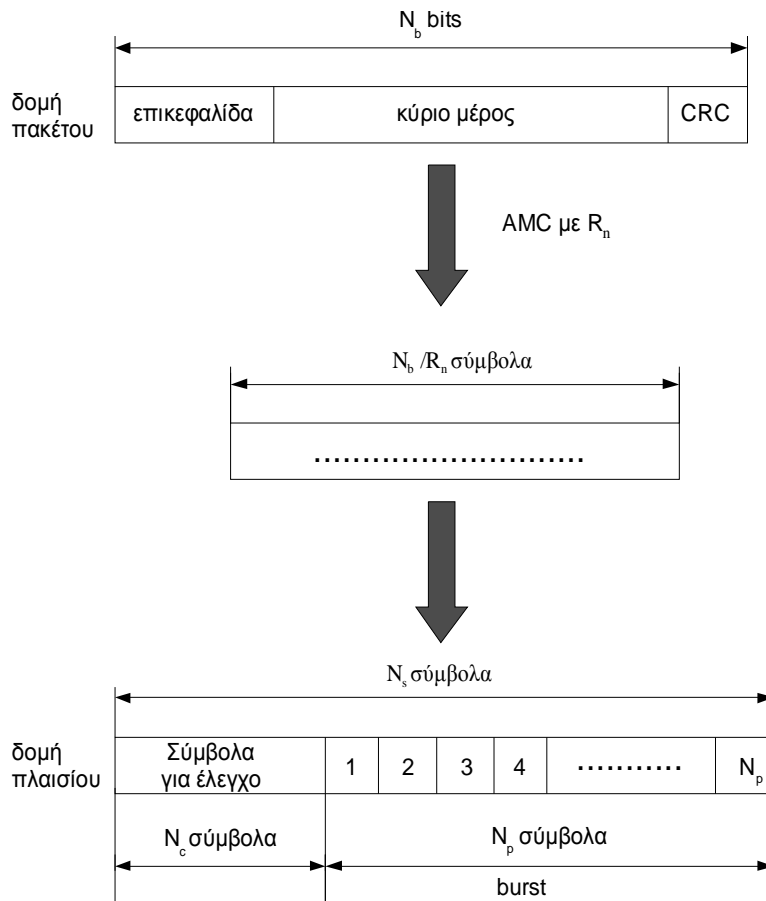
Υποθέτουμε ότι οι ρυθμοί επεξεργασίας και εφαρμογής των αλγορίθμων για το χρονοπρογραμματισμό είναι μεγάλες. Όλες αυτές οι διαδικασίες γίνονται με ταχύτετους ρυθμούς χωρίς να επιβάλουν σοβαρές καθυστερήσεις στη μετάδοση της πληροφορίας. Οι παραδοχές αυτές αφορούν ένα από τα βασικά χαρακτηριστικά των συστημάτων της 4^{ης} Γενιάς: του ταχέως χρονοπρογραμματισμού (fast scheduling). Στο μοντέλο που περιγράφουμε θα μας απασχολήσει αποκλειστικά η προσαρμογή της διαμόρφωσης και της κωδικοποίησης σύμφωνα με τις μεταβολές του λόγου σήματος προς θόρυβο (SNR). Υποθέτουμε ακόμα, ότι οι πληροφορίες που δίνονται κάθε φορά στον πομπό μέσω του καναλιού ανάδρασης δεν περιέχουν λάθη και δεν επηρεάζουν την ρυθμαπόδοση τόσο του κάθε χρήστη ξεχωριστά όσο και την συνολική ρυθμαπόδοση του συστήματος (διεκπεραιωτική ικανότητα του συστήματος). Η παραδοχή αυτή είναι αρκετά κοντά στην πραγματικότητα, εφόσον χρησιμοποιείται σταθερά χαμηλός ρυθμός μετάδοσης για το κανάλι ανάδρασης. Οι αστερισμοί που θα χρησιμοποιηθούν στο μοντέλο μας για την κατερχόμενη ζεύξη είναι οι BPSK, 4QAM, 8QAM, 16QAM, 32QAM, 64QAM.

Οι πληροφορίες σχετικά με την ποιότητα του καναλιού παρέχονται από το φυσικό επίπεδο (PHY). Σε αυτό το επίπεδο πραγματοποιείται η διαμόρφωση του σήματος, κατόπιν της επιλογής κατάλληλου αστερισμού από το επίπεδο σύνδεσης δεδομένων (Data Link Layer). Επιπλέον, στο στρώμα σύνδεσης δεδομένων αποφασίζεται η κωδικοποίηση που θα χρησιμοποιηθεί. Το επίπεδο ελέγχου πρόσβασης στο μέσο (MAC) εκτελεί τον αλγόριθμο του χρονοπρογραμματισμού προκειμένου να καθορίσει ποιος χρήστης θα δεχτεί δεδομένα στην επικείμενη εκπομπή στην κατερχόμενη ζεύξη. Μεταξύ στρωμάτων φυσικού επιπέδου μεταδίδονται πλαίσια ενώ μεταξύ στρωμάτων επιπέδου σύνδεσης πακέτα (Εικόνα 2.3).



Εικόνα 2-3 Διεπίπεδο (cross-layer) για προσέγγιση στο AMC

Στο φυσικό στρώμα, υποθέτουμε ότι κάθε πλαίσιο (frame) που μεταδίδεται έχει ένα καθορισμένο αριθμό συμβόλων (N_s). Κάθε σύμβολο φέρει R_n bits ανάλογα με τον αστερισμό (M-QAM) που χρησιμοποιείται. Κάθε πλαίσιο περιέχει ένα ή και περισσότερα πακέτα (packets) τα οποία προέρχονται από το στρώμα σύνδεσης. Κάθε πακέτο περιέχει καθορισμένο αριθμό bits (N_b). Τα μέρη από τα οποία αποτελείται ένα πακέτο είναι η επικεφαλίδα (header), το κύριο μέρος (payload) και ο κυκλικός έλεγχος (CRC). Με τη εφαρμογή της προσαρμογής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης κάθε πακέτο εκπέμπεται σε N_b/R_n σύμβολα στο πλαίσιο του φυσικού επιπέδου. Το πλαίσιο αποτελείται από N_p αριθμό συμβόλων για δεδομένα και N_c σύμβολα για πληροφορία ελέγχου [3]. Η δομή αυτή αποτυπώνεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 2-4 Δομή πλαισίων και πακέτων

Στο μοντέλο μας ο αριθμός των συμβόλων δεδομένων του πλαισίου είναι $N_p=10$. Επομένως, ο αριθμός των bits δεδομένων στο πλαίσιο είναι:

$$10 \cdot R_n \text{ (bits)}$$

Για το ρυθμό μετάδοσης θα θεωρήσουμε ότι ο χρόνος που απαιτείται να μεταδοθεί ένα σύμβολο είναι ίσος με $T_s = 5 \mu\text{sec}$. Επομένως ο χρόνος που χρειάζεται να μεταδοθεί ένα πλαίσιο είναι:

$$5 \mu\text{sec} \cdot 10 = 50 \mu\text{sec}$$

και ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων τελικά είναι:

$$(10 \cdot R_n) / (50 \cdot 10^{-6}) = 200000 \cdot R_n \text{ (σε bps)} \quad (2.3)$$

Η τεχνική πολυπλεξίας και διαμόρφωσης που χρησιμοποιούμε σε αυτό το στάδιο της ανάλυσης είναι η DS-CDMA. (Direct Sequence CDMA). Γνωρίζουμε ότι για να εξασφαλίσουμε μετάδοση PCM παλμού που φέρει n bits πληροφορίας σε $n \cdot R$ bps [4] χρειαζόμαστε τουλάχιστον $n \cdot R$ εύρος ζώνης καναλιού, όπου το ελάχιστο καθορίζεται από την δειγματοληψία Nyquist. Λόγω της χρήσης τεχνικής DS-CDMA γνωρίζουμε ότι:

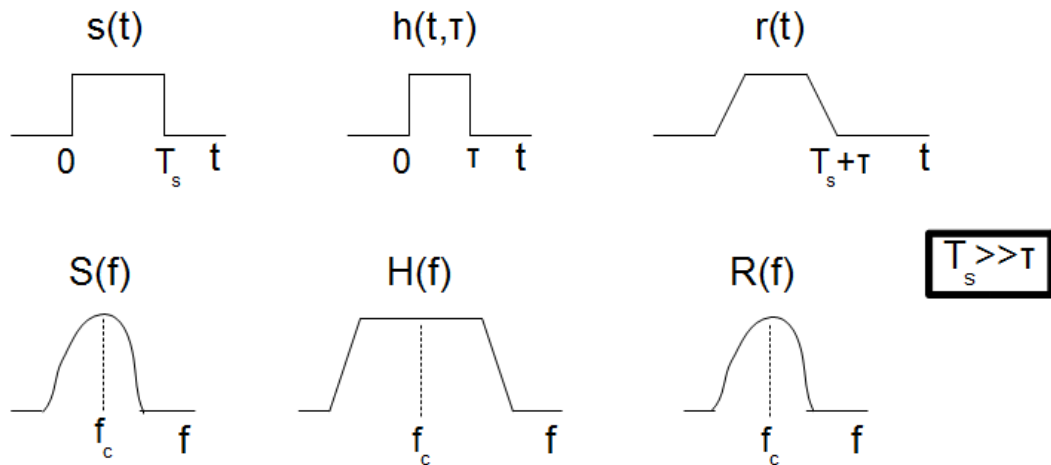
$$\frac{T_s}{T_c} = SF \quad (2.4),$$

Όπου T_s ο χρόνος μετάδοσης συμβόλου και T_c ο χρόνος μετάδοσης του chip της PN σειράς [6]. Επιλέγοντας σταθερό $SF=16$ και $T_s = 5_{\mu\text{sec}}$ προκύπτει:

$$T_c = 0.3125 \mu\text{sec}$$

$$\text{chip_rate} = 1/T_c = 3.2 \text{Mchips/sec}$$

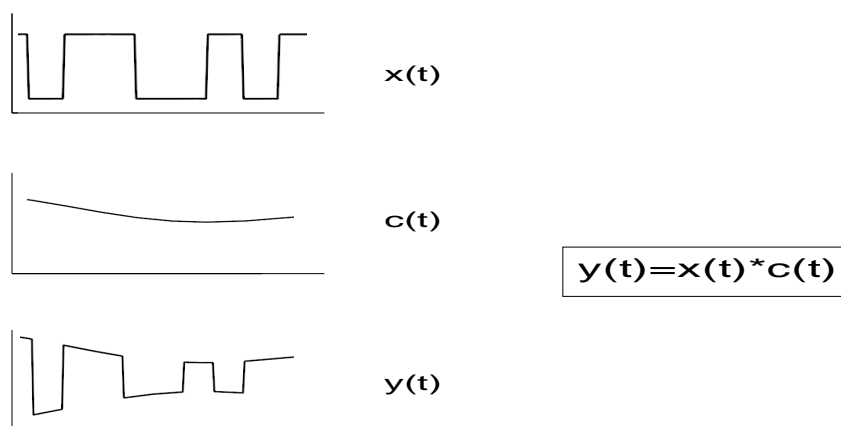
Τέλος, θα υποθέσουμε ότι έχουμε κανάλι αργών διαλείψεων (slow fading) [4]. Υποθέτουμε δηλαδή ότι τα φασματικά χαρακτηριστικά του καναλιού παραμένουν αναλλοίωτα για το χρονικό διάστημα εκπομπής του πλαισίου. Μόνο με αυτή την παραδοχή δύναται να αξιοποιηθεί η ανάδραση στο σχήμα που περιγράψαμε παραπάνω. Σε διαφορετική περίπτωση ο πομπός δεν μπορεί να εκτιμήσει την κατάσταση του καναλιού στο δέκτη, γιατί η πληροφορία του καναλιού ανάδρασης όταν θα έχει φτάσει στον πομπό δεν θα περιγράφει πια την κατάσταση στο δέκτη. Επειδή χρησιμοποιούμε DS-CDMA, δηλαδή τεχνική διάχυσης φάσματος (Spread Spectrum) το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος είναι τεράστιο συγκριτικά με το σύμφωνο εύρος ζώνης (Coherence Bandwidth) του ασύρματου καναλιού. Επομένως, το κανάλι θα είναι επιλεκτικά συχνοτικό (selective fading) και θα αλλοιώνει το φασματικό του περιεχόμενο. Για να αντισταθμιστούν οι αλλοιώσεις αυτές, αξιοποιείται η τεχνική του δέκτη RAKE. Εμείς δεν θα αναφερθούμε σε αυτή την τεχνική. Στα πλαίσια της ανάλυσής μας θα αφαιρέσουμε τα χαρακτηριστικά του επιλεκτικά συχνοτικού καναλιού και θα θεωρήσουμε ότι το κανάλι είναι κανάλι επίπεδων διαλείψεων (flat fading). Παρακάτω παραθέτουμε τα γενικά χαρακτηριστικά ενός καναλιού με επίπεδες διαλείψεις.



Εικόνα 2-5 Χαρακτηριστικά καναλιού με επίπεδες αλλοιώσεις (flat fading)

Επίπεδες διαλείψεις έχουμε όταν το εκπεμπόμενο εύρος ζώνης B_s είναι πολύ μικρότερο από το σύμφωνο εύρος ζώνης B_s (coherence bandwidth) $B_s \ll B_s$. Η τιμή αυτού προέρχεται από στατιστικές μετρήσεις στο εύρος τιμών των συχνοτήτων [4].

Επιπλέον όπως αναφέραμε το σήμα υφίσταται αργές διαλείψεις (slow fading). Για να συμβαίνει αυτό θα πρέπει να ισχύει $T_s < T_{coh}$ [4]. Με T_s συμβολίζουμε το χρόνο μετάδοσης ενός συμβόλου ενώ με T_{coh} το χρόνο συμφωνίας (coherence time) που δίνεται από τον τύπο $T_{coh} = 1/f_m$ όπου f_m είναι η εξάπλωση Doppler. Στο μοντέλο μας θεωρούμε ότι έχουμε πολύ χαμηλή κινητικότητα (3km/h), οπότε η παραπάνω ανισότητα πληρείται.



Εικόνα 2-6 Χαρακτηριστικά σήματος με αργές διαλείψεις (slow fading)

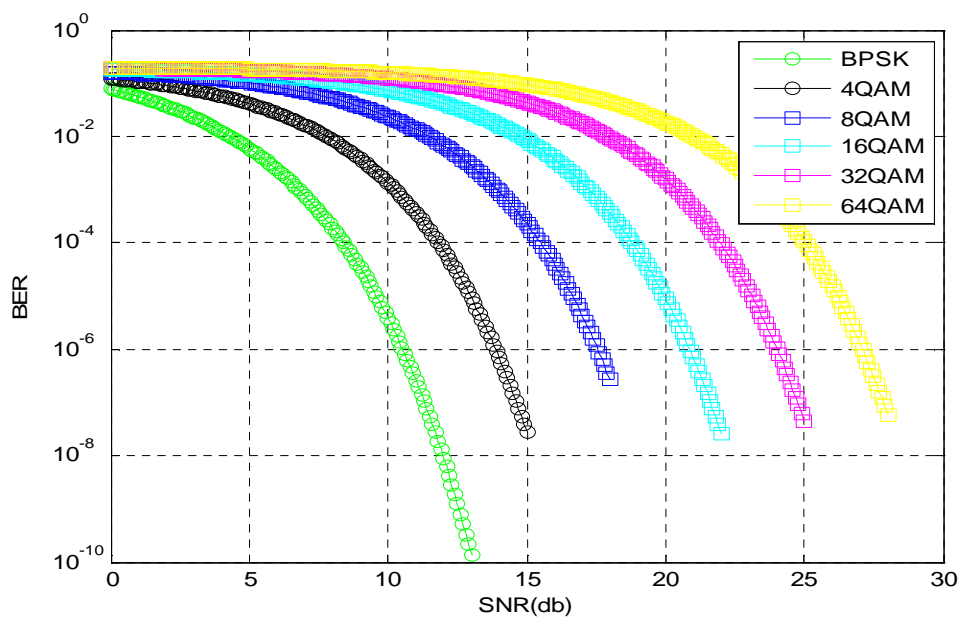
2.3) ΔΙΑΜΕΡΙΣΗ ΤΟΥ SNR ΓΙΑ ΤΗΝ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗ ΚΑΙ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ

Όπως αναφέραμε προηγουμένως, η περιοχή που εξετάζεται αφορά μια κυψέλη ενός ασύρματου τηλεπικοινωνιακού δικτύου. Στόχος αυτής της ενότητας είναι ο κατακερματισμός της σε ζώνες, και η ταξινόμηση των χρηστών της κυψέλης σε αντίστοιχες κλάσεις. Κάθε ζώνη αντιστοιχεί σε μια κλάση χρηστών. Κριτήριο για να πραγματοποιηθεί αυτό, θα θεωρηθεί το μέσο SNR. Στο μοντέλο θα χρησιμοποιηθούν οι αστερισμοί BPSK, 4QAM, 8QAM, 16QAM, 32QAM, 64QAM και κωδικοποίηση gray. Ο τύπος που μας δίνει κάθε φορά το BER ως προς τη διαμόρφωση που χρησιμοποιείται και το στιγμιαίο SNR είναι [5]:

$$BER_{BPSK}(SNR) = 1/2 \cdot \operatorname{erfc}(\sqrt{SNR}) \quad (2.5)$$

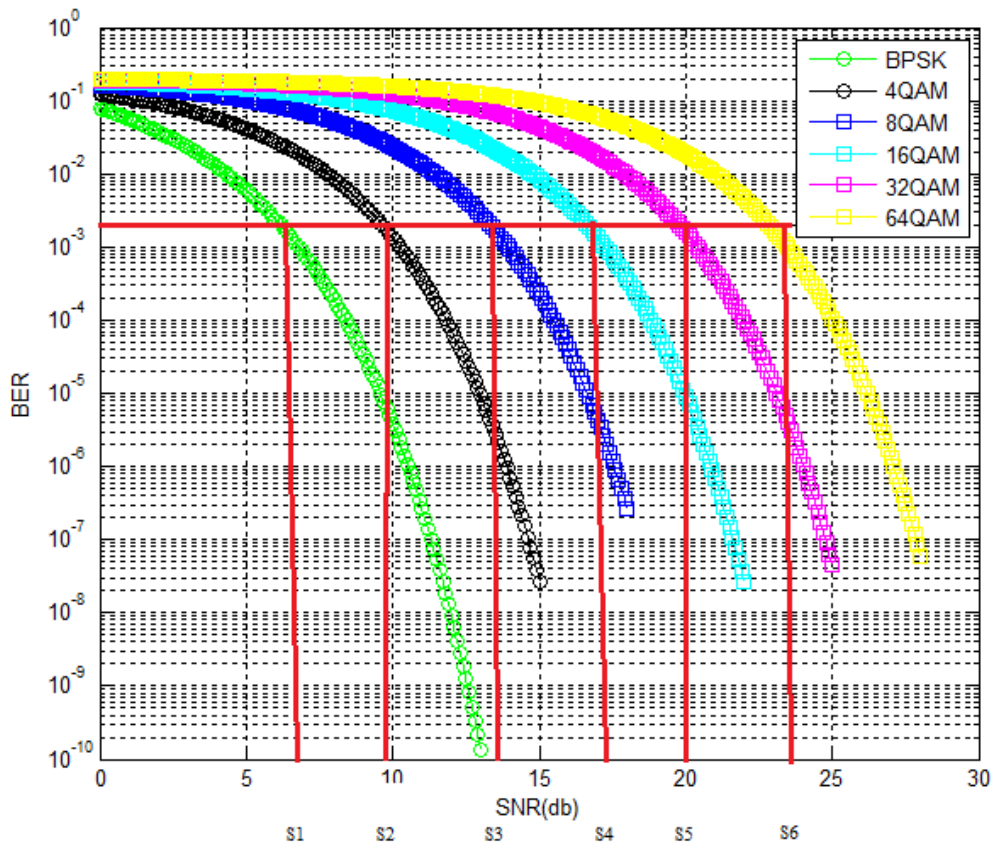
$$BER(M, SNR) = 0.2 \cdot \exp\left(-\frac{3 \cdot SNR}{2 \cdot (M-1)}\right) \quad (2.6)$$

Στο παρακάτω διάγραμμα αποτυπώνεται το BER σε σχέση με το στιγμιαίο SNR για τους διαφορετικούς αστερισμούς. Ως στιγμιαίο SNR θεωρούμε το SNR του δέκτη αν στο κανάλι δεν υπήρχαν διαλείψεις, παρά μόνο γκαουσιανός λευκός φασματικός θόρυβος (AWGN).



Εικόνα 2-7 Μεταβολή BER με το SNR για διαμόρφωση με διαφορετικούς αστερισμούς

Για την ανάλυση που κάνουμε μας ενδιαφέρει να πετύχουμε ικανοποιητική συχνότητα εμφάνισης λαθών. Μια τέτοια τιμή είναι $BER=10^{-3}$. Για αυτή την τιμή του BER βρίσκουμε τις τιμές SNR $\{s_k : 1 \leq k \leq 6\}$ της σχέσης 2.6 για τους διαφορετικούς αστερισμούς που χρησιμοποιούμε. Οι διαδοχικές αυτές τιμές αποτελούν τα όρια διαμέρισης του SNR σύμφωνα με τα οποία πραγματοποιείται η προσαρμοστική διαμόρφωση και κωδικοποίηση. Έτσι, για target $BER=10^{-3}$ έχουμε τις τιμές s_1 έως s_6 για το SNR.



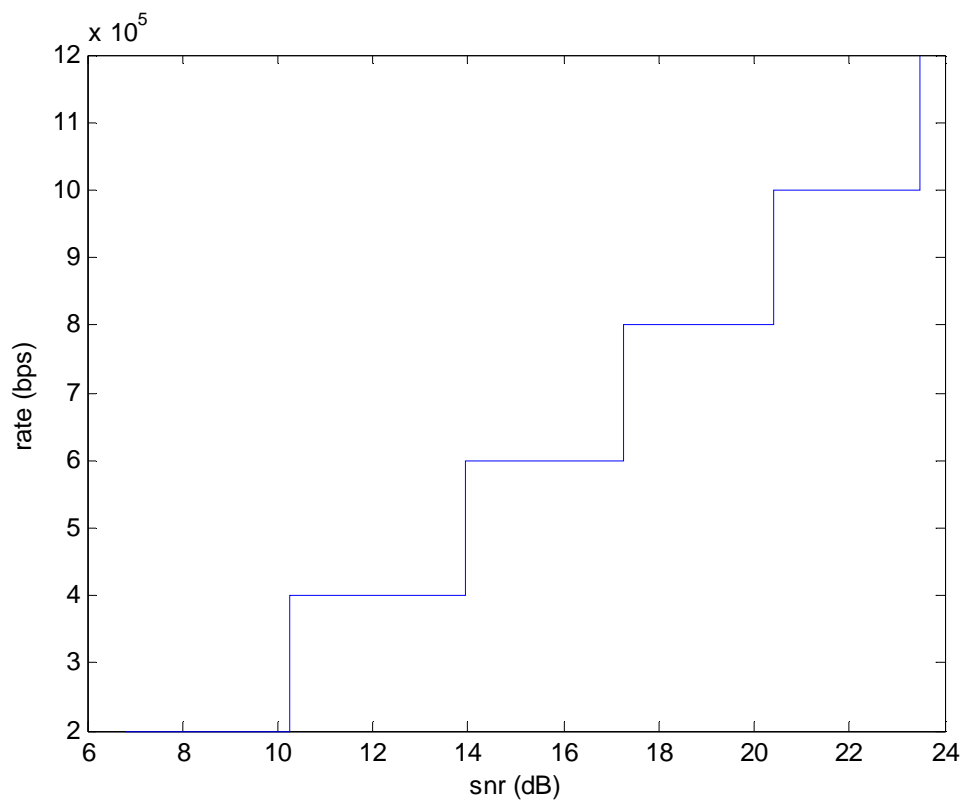
Εικόνα 2-8 Διαμέριση του SNR για target $BER=10^{-3}$

Σύμφωνα λοιπόν με τη δομή πλαισίων και πακέτων και τις παραδοχές που κάναμε για το μέγεθος αυτών, παίρνουμε τους διαφορετικούς στιγμιαίους ρυθμούς σε σχέση με τη διαμέριση του στιγμιαίου SNR (Πίνακας 2.1).

ΑΣΤΕΡΙΜΟΣ	bits/σύμβολο (Rn)	ρυθμός (Kbps)	SNR(dB)	SNR
<i>BPSK</i>	1	200	6,79	4,77
<i>4QAM</i>	1*2=2	400	10,25	10,59
<i>8QAM</i>	1*3=3	600	13,93	24,72
<i>16QAM</i>	1*4=4	800	17,22	52,78
<i>32QAM</i>	1*5=5	1000	20,39	109,49
<i>64QAM</i>	1*6=6	1200	23,47	222,53

Πίνακας 2-1 Διαφορετικοί ρυθμοί κωδικοποίησης για τιμές του SNR και $BER=10^{-3}$

Στο επόμενο σχήμα αποτυπώνεται ο στιγμιαίος ρυθμός των bits (bitrate) σε σχέση με το SNR.



Εικόνα 2-9 Bitrate σε σχέση με το SNR για $BER=10^{-3}$

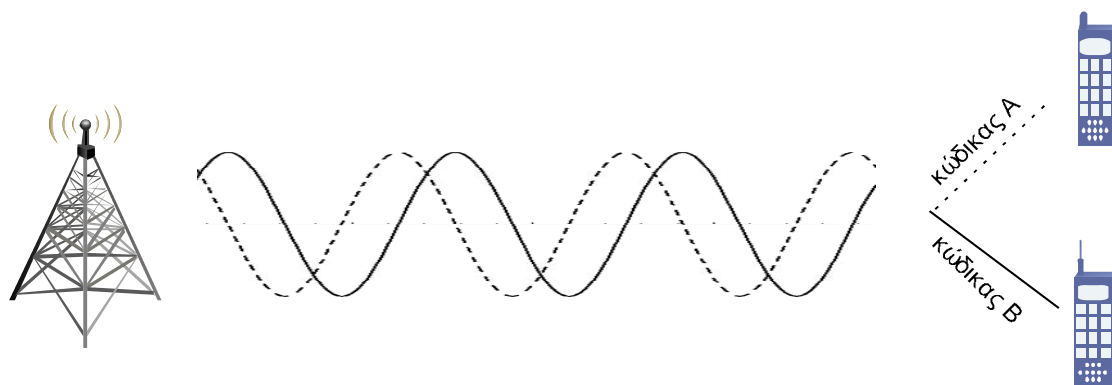
Το επόμενο στάδιο είναι η κατάτμηση του χώρου της κυψέλης γύρω από τον πομπό βάσει του νομοτελειακού μοντέλου απωλειών. Στην αρχή της περιγραφής του μοντέλου αναφέραμε τις συνθήκες μετάδοσης και καταλήξαμε στον τύπο που συνδέει την απόσταση με το μέσο SNR.

$$\gamma = \frac{P_s A}{N_0 B} r^{-a} \quad (2.7)$$

Το εύρος ζώνης B του καναλιού στην περίπτωση τεχνικής πολυπλεξίας διάχυτου φάσματος είναι ίσο με chip rate $B=3,2$ MHz.

2.4) ΔΙΑΜΕΡΙΣΗ ΤΟΥ SNR ΜΕ ΟΤΑΝ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΟΥΝΤΑΙ CDMA ΚΩΔΙΚΕΣ

Όπως αναφέρθηκε στο πρώτο κεφάλαιο η τεχνική αυτή διαχωρίζει τα μηνύματα με βάση ακολουθία κωδικών. Ο δέκτης λαμβάνει κάθε φορά εκείνη την πληροφορία την οποία ανακτά κατόπιν συγκερασμού του λαμβανόμενου σήματος με συγκεκριμένο κωδικό.



Εικόνα 2-10 Μετάδοση με τεχνική CDMA

Η διαμέριση του SNR στην προσαρμοστική διαμόρφωση και κωδικοποίηση γίνεται χρησιμοποιώντας και πάλι διαμόρφωση με αστερισμούς BPSK, 4QAM, 8QAM, 16QAM, 32QAM, 64QAM. Η διαφορά σε αυτή την περίπτωση είναι η χρήση κωδικών που προσφέρει το CDMA. Για τη διαμέριση που θα κάνουμε θα χρησιμοποιήσουμε μέχρι 15 κωδικούς.

Η συνολική ισχύς που παρέχεται από το πομπό μοιράζεται ανάλογα στα σήματα με διαφορετικούς κωδικούς. Έστω j το πλήθος των διαφορετικών κωδικών που χρησιμοποιούνται και P_{oi} η συνολική ισχύς. Θεωρούμε ότι κάθε πλαίσιο εκπέμπεται σε έναν δέκτη. Έτσι ο δέκτης λαμβάνει την συνολική ισχύ του πομπού, μόνο που την

λαμβάνει σε j διαφορετικά σήματα με επιμέρους ισχύ P_{oi} / j το καθένα. Επομένως η συνάρτηση f που δίνει κάθε φορά το BER σε σχέση με το στιγμιαίο SNR γ τροποποιείται σε:

$$f_{i,j}(\gamma) = f_{i,1}(\gamma - 10 \log_{10}(j)) \quad (\gamma \text{ σε dB}) \quad (2.6)$$

i : αστερισμός που χρησιμοποιείται

j : πλήθος κωδίκων που χρησιμοποιούνται

Αντίστοιχα με τον προηγούμενο υπολογισμό που κάναμε για το BER έχουμε:

$$BER_{BPSK}(SNR, j) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{SNR/j}) \quad (2.7)$$

$$BER(M, SNR, j) = 0.2 \exp\left(-\frac{3SNR/j}{2(M-1)}\right) \quad (2.8)$$

Όπως και πριν θα διαμερίσουμε το SNR παίρνοντας επιθυμητή συχνότητα εμφάνισης σφαλμάτων $BER=10^{-3}$. Αυτή τη φορά η επιλογή γίνεται με βάση τον αστερισμό που θα χρησιμοποιηθεί αλλά και τον αριθμό κωδικών.

Είχαμε αναφέρει ότι θα εφαρμόσουμε μέχρι 15 κωδικούς για καθένα από τους 6 αστερισμούς. Συνολικά προκύπτουν $15 \cdot 6 = 90$ καταστάσεις. Σε αυτό το σημείο θα θέσουμε 3 βασικά βήματα για την επιλογή αυτών με τις οποίες θα συνεχίσουμε με την τεχνική AMC.

1) Παρατηρούμε ότι για εφαρμογή διαφορετικού αστερισμού και αριθμού κωδικών εμφανίζονται πολύ κοντινές τιμές του SNR (διαφορά έως 1 dB). **Επιλέγουμε από αυτές την κατάσταση αυτή με το μικρότερο αριθμό κωδίκων και μεγαλύτερο αστερισμό.** Αυτό αποτυπώνεται στον πίνακα 2.2.1 όπου με μοβ διαγράφουμε τις υπόλοιπες τιμές.

		ΑΡΙΘΜΟΣ ΚΩΔΙΚΩΝ															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΣ		6,81	9,82	11,58	12,83	13,80	14,59	15,26	15,84	16,35	16,81	17,22	17,60	17,95	18,27	18,57	BPSK
		10,25	13,26	15,02	16,27	17,24	18,03	18,70	19,28	19,79	20,25	20,67	21,04	21,39	21,71	22,01	4QAM
		13,93	16,94	18,70	19,95	20,92	21,71	22,38	22,96	23,47	23,93	24,35	24,72	25,07	25,39	25,69	8QAM
		17,24	20,25	22,01	23,26	24,23	25,02	25,69	26,27	26,78	27,24	27,66	28,03	28,38	28,70	29,00	16QAM
		20,39	23,40	25,17	26,41	27,38	28,18	28,85	29,42	29,94	30,39	30,81	31,19	31,53	31,86	32,15	32QAM
		23,47	26,48	28,25	29,49	30,46	31,26	31,92	32,50	33,02	33,47	33,89	34,27	34,61	34,94	35,23	64QAM

Πίνακας 2-2-1 SNR (dB) για διαφορετικούς αστερισμούς και πλήθος κωδικών που χρησιμοποιούνται για $BER=10^{-3}$

2) Για τον υπολογισμό του στιγμιαίου ρυθμού μετάδοσης για κάθε κατάσταση έχουμε:

$$200000 \cdot R_n \cdot N \text{ (bps)} \quad (2.9)$$

R_n : bits/σύμβολο ανάλογα για τον n αστερισμό

N : πλήθος κωδικών που χρησιμοποιείται

Επανερχόμαστε στις 90 καταστάσεις, προτού προβούμε στο 1^ο βήμα. Υπολογίζοντας τους ρυθμούς μετάδοσης κάθε κατάστασης παρατηρούμε ότι κάποιες καταστάσεις ταυτίζονται ως προς τον στιγμιαίο ρυθμό μετάδοσης. Θα πρέπει να επιλεγεί μια κατάσταση ανάμεσα σε δύο ή παραπάνω καταστάσεις με τον ίδιο στιγμιαίο ρυθμό μετάδοσης. Θέτοντας ως κριτήριο των απόσπαση του μεγαλύτερο δυνατού ρυθμού μετάδοσης με λιγότερους κωδικούς, δηλαδή μικρότερη επιβάρυνση στο Φυσικό Επίπεδο, καταλήγουμε ότι πρέπει να προτιμήσουμε τον μεγαλύτερο αστερισμό με μικρότερο αριθμό κωδικών. Στον πίνακα 2.3 εμφανίζονται τα bitrates όλων των καταστάσεων όπου με μπλε διαγράφουμε αυτές τις τιμές. **Επομένως το δεύτερο βήμα του αλγορίθμου μας είναι από τις εναπομείνουσες καταστάσεις του βήματος 1 που ταυτίζονται ως προς το στιγμιαίο ρυθμό μετάδοσης, να επιλέγουμε τον μεγαλύτερο αστερισμό με μικρότερο αριθμό κωδικών**

		ΑΡΙΘΜΟΣ ΚΩΔΙΚΩΝ															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΣ	200	400	600	800	1000	1200	1400	1600	1800	2000	2200	2400	2600	2800	3000	BPSK	
	400	800	1200	1600	2000	2400	2800	3200	3600	4000	4400	4800	5200	5600	6000	4QAM	
	600	1200	1800	2400	3000	3600	4200	4800	5400	6000	6600	7200	7800	8400	9000	8QAM	
	800	1600	2400	3200	4000	4800	5600	6400	7200	8000	8800	9600	10400	11200	12000	16QAM	
	1000	2000	3000	4000	5000	6000	7000	8000	9000	10000	11000	12000	13000	14000	15000	32QAM	
	1200	2400	3600	4800	6000	7200	8400	9600	10800	12000	13200	14400	15600	16800	18000	64QAM	

Πίνακας 2-3 Bitrate (Kbps) για διαφορετικούς αστερισμούς και πλήθος κωδικών που χρησιμοποιούνται για $BER=10^{-3}$

3) Τέλος, καθώς αυξάνεται το SNR παρατηρούμε ότι στις εναπομείναντες καταστάσεις ο στιγμιαίο ρυθμός μετάδοσης δεν είναι αύξουσα συνάρτηση του SNR. Το 3ο βήμα λοιπόν του αλγορίθμου είναι: αφαιρούμε εκείνες τις καταστάσεις που μειώνουν το στιγμιαίο ρυθμό μετάδοσης καθώς αυξάνεται το SNR. Στον πίνακα 2.2.2 διαγράφουμε επιπλέον με πορτοκαλί τις τιμές αυτές.

		ΑΡΙΘΜΟΣ ΚΩΔΙΚΩΝ															
		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	
ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΣ	6,81	9,82	11,58	12,83	13,80	14,59	15,26	15,84	16,35	16,81	17,22	17,60	17,95	18,27	18,57	BPSK	
	10,25	13,26	15,02	16,27	17,24	18,03	18,70	19,28	19,79	20,25	20,67	21,04	21,39	21,71	22,01	4QAM	
	13,93	16,94	18,70	19,95	20,92	21,71	22,38	22,96	23,47	23,93	24,35	24,72	25,07	25,39	25,69	8QAM	
	17,24	20,25	22,01	23,26	24,23	25,02	25,69	26,27	26,78	27,24	27,66	28,03	28,38	28,70	29,00	16QAM	
	20,39	23,40	25,17	26,41	27,38	28,18	28,85	29,42	29,94	30,39	30,81	31,19	31,53	31,86	32,15	32QAM	
	23,47	26,48	28,25	29,49	30,46	31,26	31,92	32,50	33,02	33,47	33,89	34,27	34,61	34,94	35,23	64QAM	

Πίνακας 2-2-2 SNR (dB) για διαφορετικούς αστερισμούς και πλήθος κωδικών που χρησιμοποιούνται για $BER=10^{-3}$

Ανακεφαλαιώνοντας ο αλγόριθμός της διερεύνησής μας για τον σχηματισμό των ορίων της διαμέρισης της προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης είναι:

1. Βρίσκουμε την τιμή του στιγμιαίου ρυθμού μετάδοσης που αντιστοιχεί σε κάθε κατάσταση. Από τις καταστάσεις που αντιστοιχούν σε διαφορά SNR μικρότερη του 1dB επιλέγουμε από αυτές την κατάσταση με το μικρότερο αριθμό κωδικών και μεγαλύτερο αστερισμό. Οι υπόλοιπες διαγράφονται.
2. Από τις εναπομείναντες καταστάσεις του βήματος 1 που ταυτίζονται ως προς το στιγμιαίο ρυθμό μετάδοσης, επιλέγουμε αυτές με τον μεγαλύτερο αστερισμό και με τον μικρότερο αριθμό κωδικών

3. Αφαιρούμε εκείνες τις καταστάσεις που μειώνουν το στιγμιαίο ρυθμό μετάδοσης καθώς αυξάνεται το SNR

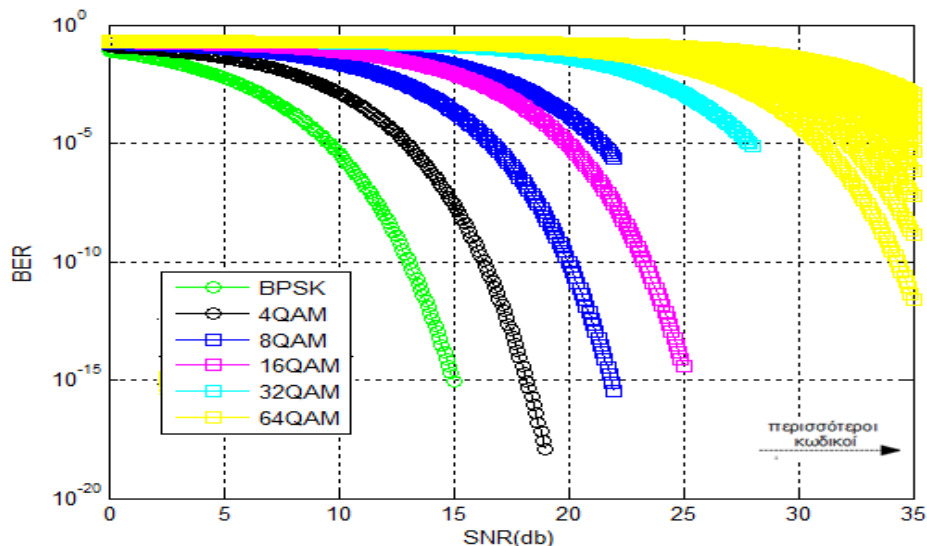
Το αποτέλεσμα αυτού του αλγορίθμου είναι: να ευνοούνται οι μεγαλύτεροι αστερισμοί, όπως εν προκειμένω το 64QAM και να αυξάνεται ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης καθώς και η φασματική επίδοση του συστήματος.

Σε αυτό το σημείο έχουμε το πλήθος των διαφορετικών καταστάσεων που θα χρησιμοποιήσουμε σε κάθε αστερισμό (Πίνακας 2.4).

		ΑΡΙΘΜΟΣ ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΩΝ
ΑΣΤΕΡΙΣΜΟΣ	BPSK	1
	4QAM	1
	8QAM	2
	16QAM	1
	32QAM	1
	64QAM	13

Πίνακας 2-4 Πλήθος των καταστάσεων που έχουμε σε κάθε αστερισμό με BER=10⁻³ για διαμέριση του SNR

Όπως και πριν μπορούμε να δούμε τώρα πως μεταβάλλεται το BER σε σχέση με το SNR για το πλήθος κωδικών που επιλέξαμε να χρησιμοποιούμε για κάθε αστερισμό (Εικόνα 2.12).



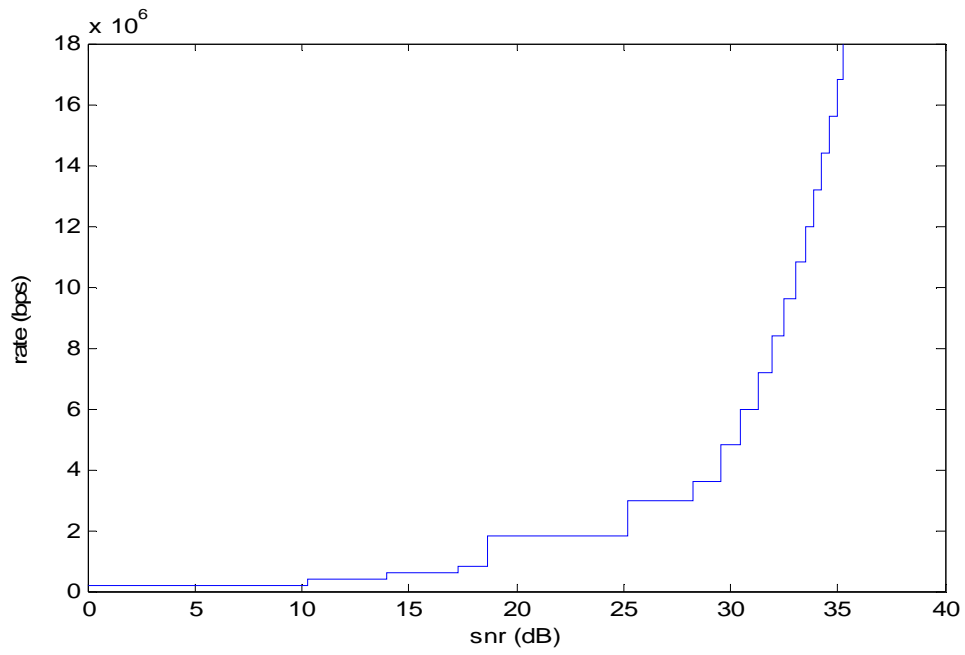
Εικόνα 2-11 Μεταβολή BER με το SNR για διαμόρφωση με διαφορετικούς αστερισμούς και πλήθη κωδικών

Ξέροντας τον αστερισμό που χρησιμοποιούμε και το πλήθος των κωδικών σε κάθε κατάσταση μπορούμε να υπολογίσουμε το ρυθμό bits (bitrate) σε αυτή. Στον παρακάτω πίνακα βλέπουμε για κάθε αστερισμό και αριθμό κωδικών που επιλέξαμε να χρησιμοποιήσουμε, το bitrate σε σχέση με το SNR το οποίο υπολογίστηκε από τους τύπους (2.7) και (2.8).

ΑΣΤΕΡΙΜΟΣ	ΑΡΙΘΜΟΣ ΚΩΔΙΚΩΝ	bitrate (Kbps)	SNR(dB)
<i>BPSK</i>	1	200	6,81
<i>4QAM</i>	1	400	10,25
<i>8QAM</i>	1	600	13,93
<i>8QAM</i>	3	1800	18,70
<i>16QAM</i>	1	800	17,24
<i>32QAM</i>	3	3000	25,17
<i>64QAM</i>	3	3600	28,25
<i>64QAM</i>	4	4800	29,49
<i>64QAM</i>	5	6000	30,46
<i>64QAM</i>	6	7200	31,26
<i>64QAM</i>	7	8400	31,92
<i>64QAM</i>	8	9600	32,5
<i>64QAM</i>	9	10800	33,02
<i>64QAM</i>	10	12000	33,47
<i>64QAM</i>	11	13200	33,89
<i>64QAM</i>	12	14400	34,27
<i>64QAM</i>	13	15600	34,61
<i>64QAM</i>	14	16800	34,94
<i>64QAM</i>	15	18000	35,23

Πίνακας 2-5 Διαφορετικοί ρυθμοί κωδικοποίησης για τιμές του SNR σε σχέση με τον αστερισμό και πλήθος κωδικών για $BER=10^{-3}$

Επιπλέον, στο επόμενο σχήμα (Εικόνα 2.13) παίρνουμε σε διάγραμμα από το λογισμικό MATLAB το ρυθμό των bits κωδικοποίησης (bitrate) σε σχέση με τη διαμέριση του SNR που επιλέξαμε.



Εικόνα 2-12 Bitrate σε σχέση με το SNR, με χρήση μέχρι 15 διαφορετικών κωδικών για κάθε αστερισμό και για $BER=10^{-3}$

BIBΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1]. Ayman Alsawah, Inbar Fijalkow, “Resource Allocation in OFDMA Downlink with Reduced Feedback Overhead”, ETIS, CNRS, ENSEA, University Cergy-Pontoise, F-95000 Cergy-Pontoise.
- [2]. Martin V. Clark, Vinko Erceg, Larry J. Greenstein, “Reuse Efficiency in Urban Microcellular Networks”, IEEE Transactions on Vehicular Technology, Volume 46, No. 2, May 1997.
- [3]. Qingwen Liu, Shengli Zhou, Georgios B. Giannakis, “Queuing with Adaptive Modulation and Coding over Wireless Links: Cross-Layer Analysis and Design”, IEEE transactions on wireless communications, 2004.
- [4]. John Proakis, “Digital Communications”, 4th Edition.
- [5]. Mohamed-Slim Alouini, Andrea Goldsmith, “Adaptive M-QAM Modulation over Nakagami Fading Channels”, Department of Electrical Engineering, California Institute of Technology.
- [6]. Theodore S. Rappaport, “Wireless Communications principle and practice”.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΜΕΣΟ ΕΛΕΓΧΟΥ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ (Medium Access Control, MAC)

3.1) Βασικές σχέσεις για υπολογισμό της ρυθμαπόδοσης (throughput)

Ορίζουμε την ρυθμαπόδοση (throughput) ενός χρήστη ως το γινόμενο του μέσου ρυθμού σύνδεσης και της επίδρασης MAC (MAC effect).

$$\text{ρυθμαπόδοση} = \text{μέσος_ρυθμός_σύνδεσης} \cdot \text{επίδραση_MAC} \quad (3.1)$$

3.1.1) Μέσος ρυθμός σύνδεσης

Ο μέσος ρυθμός σύνδεσης ορίζεται ως ο μέσος ρυθμός μετάδοσης bits πληροφορίας ενός χρήστη i όταν στο δίκτυο που εξετάζουμε δεν υπάρχουν άλλοι χρήστες που να μοιράζονται το ίδιο μέσο. Συγκεκριμένα για τον μέσο ρυθμό \bar{r}_i , ισχύει:

$$\bar{r}_i = \sum_{k=1}^K \text{rate}(k) \cdot P(s_k < X < s_{k+1} | \bar{x} = \gamma_i) \quad (3.2)$$

Όπως περιγράψαμε για το μοντέλο μας στο προηγούμενο κεφάλαιο, έχουμε κάνει κατάτμηση της κυψέλης σε κλάσεις βάσει του μέσου SNR, ως συνάρτηση της απόστασης από τον ΣΒ, που δίδεται από το νομοτελειικό μοντέλο απωλειών. Με $\text{rate}(k)$ συμβολίζουμε το στιγμιαίο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων σε κάθε περιοχή της διαμέρισης του στιγμιαίου SNR (s_k, s_{k+1}) στη διαδικασία της προσαρμοστικής κωδικοποίησης και διαμόρφωσης. Το σύνολο των κλάσεων στα οποία χωρίζεται η κυψέλη είναι K . Το X υποδηλώνει το στιγμιαίο SNR που μπορεί να λάβει οποιαδήποτε πραγματική τιμή στιγμιαίου SNR και το $\bar{x} = \gamma_i$ είναι το μέσο SNR του εκπροσώπου της κλάσης i .

3.1.2) Επίδραση MAC (MAC effect)

Το επίπεδο MAC ορίζει ποιος χρήστης θα λάβει το κανάλι σε κάθε εκπομπή πλαισίου. Ορίζουμε ως επίδραση MAC του χρήστη i το ποσοστό του μέσου ρυθμού σύνδεσης που επιτρέπει το συγκεκριμένο MAC στον χρήστη i να αξιοποιήσει. Είναι λάθος η εξίσωση της επίδρασης MAC με την πιθανότητα ένας χρήστης να λάβει το κανάλι από το MAC. Στη συνέχεια θα μελετήσουμε την εφαρμογή του θεμελιακού τύπου 3.2 στην ανάλυση της επίδοσης 2 ευκαιριακών χρονοπρογραμματιστών. [1,2]

3.2) Επίδραση MAC σε χρονοπρογραμματιστή

Κάθε αλγόριθμος χρονοπρογραμματιστή ορίζει μια μετρική προτίμησης (preference metric, PM). Είναι η μετρική που καθορίζει την προτεραιότητα παραχώρησης του καναλιού για μετάδοση σε ένα χρήστη. Θεωρούμε τις περιπτώσεις που η μετρική προτίμησης είναι συνάρτηση της μεταβλητής του στιγμιαίου ρυθμού μετάδοσης του χρήστη i , r_i . Η μεταβλητή αυτή θα διαφέρει κάθε φορά ανάλογα με το χρονοπρογραμματιστή που έχει επιλεγεί. Ορίζουμε το ενδεχόμενο:

$$A_i = \{i = \arg \max_{1 \leq j \leq N} PM_A(r_j)\}$$

το οποίο περιγράφει το ενδεχόμενο το κανάλι να παραχωρηθεί στον χρήστη i για μετάδοση.

Με $PM_A(r_j)$ συμβολίζουμε την τιμή της μετρικής προτίμησης του χρονοπρογραμματιστή A για τον χρήστη j . Συνακόλουθα, ορίζουμε την ενδεικτική συνάρτηση:

$$1_{A_i} = \begin{cases} 1 \rightarrow \alpha \nu _ i = \arg \max_{1 \leq j \leq N} PM_A(r_j) \\ 0 \rightarrow \alpha \lambda \lambda \omicron \nu \end{cases} \quad (3.3)$$

Με $f_1(PM_A(r_i))$ ορίζουμε τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της ενδεικτικής συνάρτησης που περιγράψαμε προηγουμένως. Η συνάρτηση λοιπόν που μας δίνει κάθε φορά το στιγμιαίο ρυθμό r_i στο οποίο ο χρήστης i χρησιμοποιεί το κανάλι για μετάδοση κατόπιν έγκρισης του MAC είναι:

$$r_i \cdot f_{1_{A_i}}(PM_A(r_i)) dPM_A(r_i) \quad (3.4)$$

Για να υπολογίσουμε τη ρυθμαπόδοση του χρήστη i θα πρέπει να ολοκληρώσουμε και έχουμε:

$$\rho\upsilon\theta\mu\alpha\pi\acute{o}\delta\omicron\sigma\eta = E[r_i \cdot 1_{A_i}] = \int_0^{\infty} r_i f_{1_{A_i}}(PM_A(r_i)) dPM_A(r_i) \quad (3.5)$$

Η μεταβλητή προτίμησης είναι συνάρτηση και του μέσου ρυθμού σύνδεσης του χρήστη i . Επομένως έχουμε:

$$\begin{aligned} PM(r_i) &= h(r_i; \bar{r}_i) \\ f_{PM_A}(PM_A(r_i)) dPM_A(r_i) &= f_{\bar{r}_i; \bar{r}_i}(r_i) dr_i \\ f_{PM_A}(PM_A(r_i)) &= f_{\bar{r}_i; \bar{r}_i}(\bar{h}(r_i)) \frac{d\bar{h}(r_i)}{dPM_A(r_i)} = f_{\bar{r}_i; \bar{r}_i}(\bar{r}_i PM_A(r_i)) \bar{r}_i \end{aligned} \quad (3.6)$$

Σε αυτό το σημείο θα θεωρήσουμε την εκθετική κατανομή για τη $f_{\bar{r}_i; \bar{r}_i}$. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας είναι:

$$\frac{1}{r_i} e^{-\frac{PM(r_i) \cdot \bar{r}_i}{r_i}} = e^{-PM(r_i)}$$

ενώ η συνάρτηση αθροιστικής κατανομής είναι:

$$1 - e^{-\frac{PM(r_i) \cdot \bar{r}_i}{r_i}} = 1 - e^{-PM(r_i)}$$

Επομένως, έχουμε δύο παραμέτρους για να εξετάσουμε το MAC effect σε ένα ετερογενές περιβάλλον ανάλογα με το πλάνο χρονοπρογραμματισμού που θα εφαρμόσουμε. Ο όρος της MAC effect είναι:

$$MAC_effect = \frac{\int_0^{\infty} r_i \cdot f_{1_{A_i}}(PM_A(r_i, \bar{r}_i)) dPM_A(r_i, \bar{r}_i)}{\bar{r}_i} \quad (3.7)$$

και σύμφωνα με τον τύπο της ρυθμαπόδοσης (throughput) έχουμε:

$$\rho\upsilon\theta\mu\alpha\pi\acute{o}\delta\omicron\sigma\eta = \int_0^{\infty} r_i \cdot f_1(PM_A(r_i, \bar{r}_i)) dPM_A(r_i, \bar{r}_i) \quad (3.8)$$

3.2.1) Αναλογικά Δίκαιος χρονοπρογραμματιστής (Proportional Fair, PF)

Στην τεχνική AMC που περιγράψαμε στο 2^ο κεφάλαιο, το κανάλι ανάδρασης είναι αυτό που μεταφέρει πληροφορίες πίσω στο πομπό. Ο χρόνος χωρίζεται σε σχισμές και σε κάθε χρονική σχισμή γίνεται εκτίμηση από τον προσαρμογέα-επιλογέα του στιγμιαίου $r_i(n)$. Παράλληλα, από το μοντέλο που περιγράψαμε έχουμε το μέσο ρυθμό μετάδοσης ανάλογα το τμήμα της διαμέρισης στο οποίο ανήκει ο χρήστης ($\bar{r}_i(n)$). Η μετρική προτίμησης του PF είναι:

$$PM_{PF}(r_i(n)) = \frac{r_i(n)}{\bar{r}_i(n)}$$

Για τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της χαρακτηριστικής συνάρτησης σε αυτό τον χρονοπρογραμματιστή ισχύει:

$$f_{1_{A_i}}(PM_{PF}(r_i, \bar{r}_i)) = f\left(\frac{r_i}{\bar{r}_i}\right) \cdot \prod_{j \neq i} P[r_j < r_i] \quad (3.9)$$

Η ρυθμαπόδοση του χρήστη i είναι:

$$\rho\upsilon\theta\mu\alpha\pi\acute{o}\delta\omicron\sigma\eta = \bar{r}_i \cdot \int_0^{\infty} u \cdot f(u) \cdot (F(u))^{N-1} du \quad (3.10)$$

και για το MAC effect έχουμε:

$$MAC_effect = \int_0^{\infty} u \cdot f(u) \cdot (F(u))^{N-1} du \quad (3.11)$$

3.2.2) Χρονοπρογραμματιστής μέγιστου ρυθμού μετάδοσης (Max Rate)

Όπως αναφέραμε και πριν με την τεχνική AMC από το κανάλι ανάδρασης παίρνουμε το στιγμιαίο ρυθμό $r_i(n)$ σε κάθε χρονοσχιμή. Σε αυτό το πλάνο χρονοπρογραμματισμού συγκρίνουμε κάθε φορά το στιγμιαίο ρυθμό με το μέσο

ρυθμό των άλλων χρηστών (\bar{r}_j) σε όλη την περιοχή της κυψέλης. Η μετρική προτίμησης είναι:

$$PM_{MR}(r_i(n)) = \frac{r_i(n)}{r_j(n)}$$

Εδώ όμως δεν μπορούμε να απαλείψουμε το μέσο ρυθμό αλλά μπορούμε να εκφράσουμε το λόγο r_i/\bar{r}_j συναρτήσει του r_i/\bar{r}_i . Έτσι, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας για την επίδραση MAC σ σε μία περιοχή i είναι:

$$f_1(PM_{MR}(r_i, \bar{r}_i)) = f\left(\frac{r_i}{r_i}\right) \cdot \left(F\left(\frac{r_i}{r_i}\right)\right)^{n_i-1} \cdot \prod_{k \neq i} \left(F\left(\frac{r_i}{r_k}\right)\right)^{n_k} =$$

$$f\left(\frac{r_i}{r_i}\right) \cdot \left(F\left(\frac{r_i}{r_i}\right)\right)^{n_i-1} \cdot \prod_{k \neq i} \left(F\left(\frac{r_i}{b_k r_i}\right)\right)^{n_k}$$

$$f_1(PM_{MR}(r_i, \bar{r}_i)) = f(u) \cdot (F(u))^{n_i-1} \cdot \prod_{k=1}^N \left(F\left(\frac{1}{b_k} \cdot u\right)\right)^{n_k} \quad k \neq i \quad (3.12)$$

όπου $b_k = \frac{\bar{r}_k}{r_i}$ και n_1 έως n_k ο αριθμός των χρηστών που βρίσκονται σε κάθε κλάση.

$$MAC_effect = \int_0^{\infty} u \cdot f(u) \cdot (F(u))^{n_i-1} \cdot \prod_{k=1}^N \left(F\left(\frac{1}{b_k} \cdot u\right)\right)^{n_k} \quad k \neq i \quad (3.13)$$

$$\text{ρυθμαπόδοση} = \bar{r}_i \cdot \int_0^{\infty} u \cdot f(u) \cdot (F(u))^{n_i-1} \cdot \prod_{k=1}^N \left(F\left(\frac{1}{b_k} \cdot u\right)\right)^{n_k} \quad k \neq i \quad (3.14)$$

Παρατηρούμε ότι η $F(u)$ είναι μονότονη, αύξουσα συνάρτηση. Εάν λοιπόν $\frac{1}{b_j} > 1$ (ή

$\bar{r}_i > \bar{r}_j$), η συνάρτηση $F\left(\frac{1}{b_j} \cdot u\right)$ θα παίρνει πάντα μεγαλύτερες τιμές από την $F(u)$ για

όλες τις δυνατές τιμές του u . Αντιθέτως, αν $\frac{1}{b_j} < 1$ (ή $\bar{r}_i < \bar{r}_j$), η συνάρτηση $F(\frac{1}{b_j}u)$ θα

παίρνει πάντα μικρότερες τιμές από την $F(u)$ για όλες τις δυνατές τιμές του u .

Προκύπτουν οι παρακάτω περιπτώσεις:

- Για $\bar{r}_i = \bar{r}_1$, όλα τα $1/b_j$ είναι μικρότερα της μονάδος. Τότε η $f_1(PM_{MR}(r_i, \bar{r}_i))$ θα είναι πολύ μικρότερη σε σχέση με την επίδραση MAC στο χρονοπρογραμματιστή PF με αποτέλεσμα οι χρήστες που ανήκουν στην κλάση, στην κλάση με τον χαμηλότερο ρυθμό μετάδοσης, να έχουν πολύ μικρή ρυθμαπόδοση.
- Αν ισχύει $\bar{r}_i = \bar{r}_{max}$, όλα τα $1/b_j$ είναι μεγαλύτερα της μονάδος. Τότε η $f_1(PM_{MR}(r_i, \bar{r}_i))$ θα είναι πολύ μεγαλύτερη από αυτή της επίδρασης MAC στο χρονοπρογραμματιστή PF.
- Αν όλοι οι χρήστες ανήκουν σε μία περιοχή ($\bar{r}_i = \bar{r}_j$) τότε η επίδραση MAC και στους δύο χρονοπρογραμματιστές θα είναι η ίδια.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1]. Jin-Ghoo Choi and Saewoong Bahk, “Cell throughput analysis of the proportional fair scheduling policy,” in *NETWORKING 2004*, Nikolas Mitrou, Kimon Kontovasilis, George N. Rouskas, Ilias Iliadis, and Lazaros Merakos, Eds., Athens, Greece, 2004, vol. 3042 of *LNCS*, pp. 247–258.

[2]. Jack M. Holtzman, “*Asymptotic analysis of proportional fair algorithm*”, Proceedings of the. PIMRC, 2001, pp. 33-37.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΕΠΙΔΟΣΗ ΜΟΝΤΕΛΟΥ

4.1) Διαμέριση της κυψέλης

Σε αυτό το κεφάλαιο αναλύουμε την επίδοση του μοντέλου που περιγράψαμε στα προηγούμενα κεφάλαια. Σε αυτό το σημείο θα πραγματοποιήσουμε διαμέριση της κυψέλης σε δακτυλίους – κλάσεις χρηστών. Αρχικά θα θεωρήσουμε ότι η ακτίνα της κυψέλης αντιστοιχεί μέσω του νομοτελειακού μοντέλου απωλειών σε μέσο SNR ίσο με το SNR που είχαμε υπολογίσει από την συνάρτηση BER-SNR για $BER=10^{-3}$ και αστερισμό BPSK. Αυτό είναι 4,77 καθαρός αριθμός και αντιστοιχεί σε απόσταση 1057 m. Τα υπόλοιπα όρια της διαμέρισης, δηλαδή τα όρια των δακτυλίων, θα προκύψουν πολλαπλασιάζοντας κάθε φορά επί δυο το προηγούμενο όριο κάθε δακτυλίου. Συγκεκριμένα:

$$\bar{x}_{k+1} = 2 \cdot \bar{x}_k \quad (4.1)$$

k : λαμβάνει τιμές από 1 έως $M+1$, όπου M ο αριθμός των κλάσεων της κυψέλης

\bar{x}_k : το κάτω όριο του δακτυλίου k

\bar{x}_{k+1} : το άνω όριο του δακτυλίου k

Από τα όρια της διαμέρισης του μέσου SNR παίρνουμε τις αντίστοιχες αποστάσεις μέσω του νομοτελειακού μοντέλου απωλειών, d_k και d_{k+1} . Υλοποιούμε με αυτόν τον τρόπο τη διαμέριση του μέσου SNR μέχρι να φτάσουμε πολύ κοντά στο κέντρο της κυψέλης (κοντά στα 200 m). Για κάθε κλάση k ορίζουμε τον εκπρόσωπό της γ_k ως το ημιάθροισμα των ορίων της:

$$\gamma_k = \frac{1}{2} (\bar{x}_{k+1} + \bar{x}_k)$$

Ακολουθεί ο παρακάτω πίνακας:

περιοχή διαμέρισης	ανώτατο όριο SNR	ανώτερο όριο SNR (dB)	SNR αντιπροσώπου	απόσταση ανώτατου ορίου
1	4,77	6,79	7,155	1057,6
2	9,54	9,80	14,31	881,3
3	19,08	12,81	28,62	734,3
4	38,16	15,82	57,24	611,9
5	76,32	18,83	114,48	509,9
6	152,64	21,84	228,96	424,8
7	305,28	24,85	457,92	354,0
8	610,56	27,86	915,84	295,0
9	1221,12	30,87	1831,68	245,8

Πίνακας 4-1 SNR και αποστάσεις των περιοχών της διαμέρισης

4.2) Μέσος ρυθμός μετάδοσης και αριθμός χρηστών

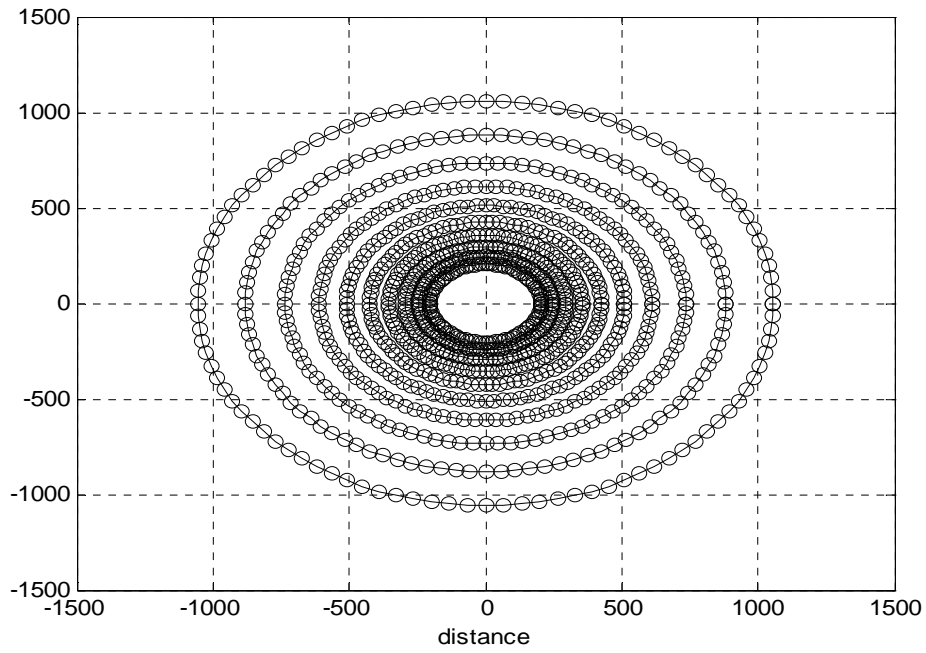
4.2.1) Μέσος Ρυθμός μετάδοσης

Για τον υπολογισμό της επίδοσης του μοντέλου θα πρέπει πρώτα να έχουμε υπολογίσει το μέσο ρυθμό μετάδοσης σε κάθε κλάση. Στο 2^ο κεφάλαιο είχαμε διαμερίσει το SNR, χρησιμοποιώντας διαφορετικό αστερισμό και χρήση κωδικών, έχοντας μέγιστη συχνότητα εμφάνισης σφαλμάτων BER=10⁻³. Από την σχέση (3.2) υπολογίζουμε για κάθε κλάση το μέσο ρυθμό μετάδοσης.

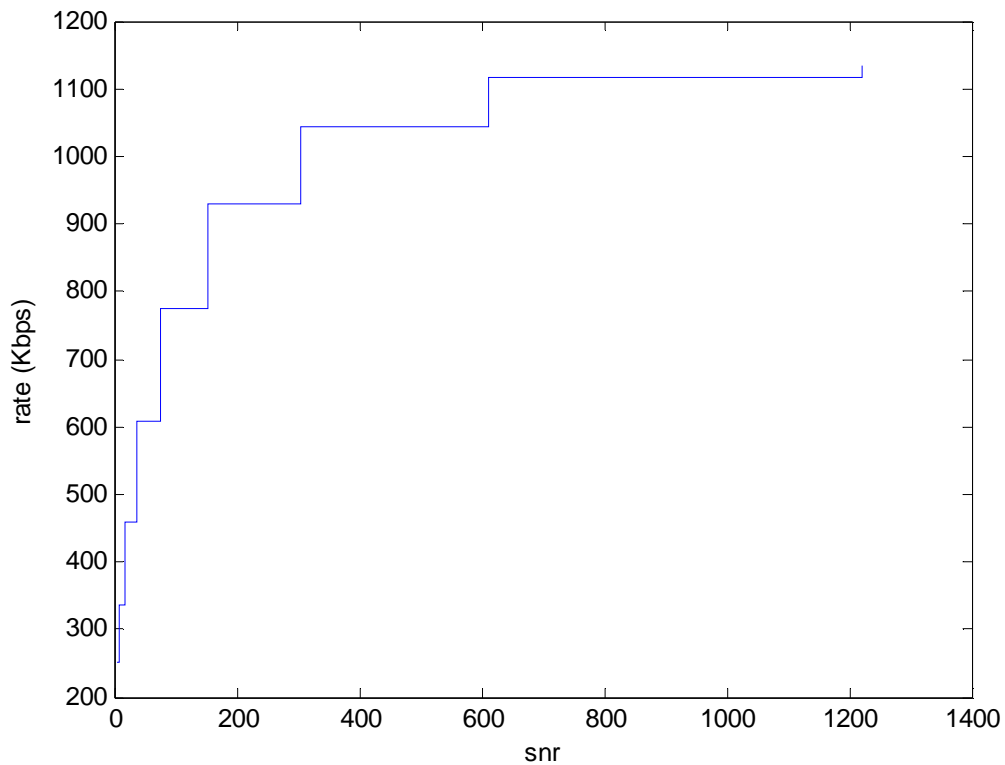
περιοχή διαμέρισης	μέσο rate (Kbps)	μέσο rate (με CDMA) (Kbps)
1	251,92	251,95
2	335,94	341,45
3	458,26	528,72
4	608,93	852,83
5	774,85	1262,92
6	928,81	1810,31
7	1043,55	2783,81
8	1115,45	4821,90
9	1135,30	6075,92

Πίνακας 4-2 Ρυθμός μετάδοσης σε κάθε περιοχή της διαμέρισης

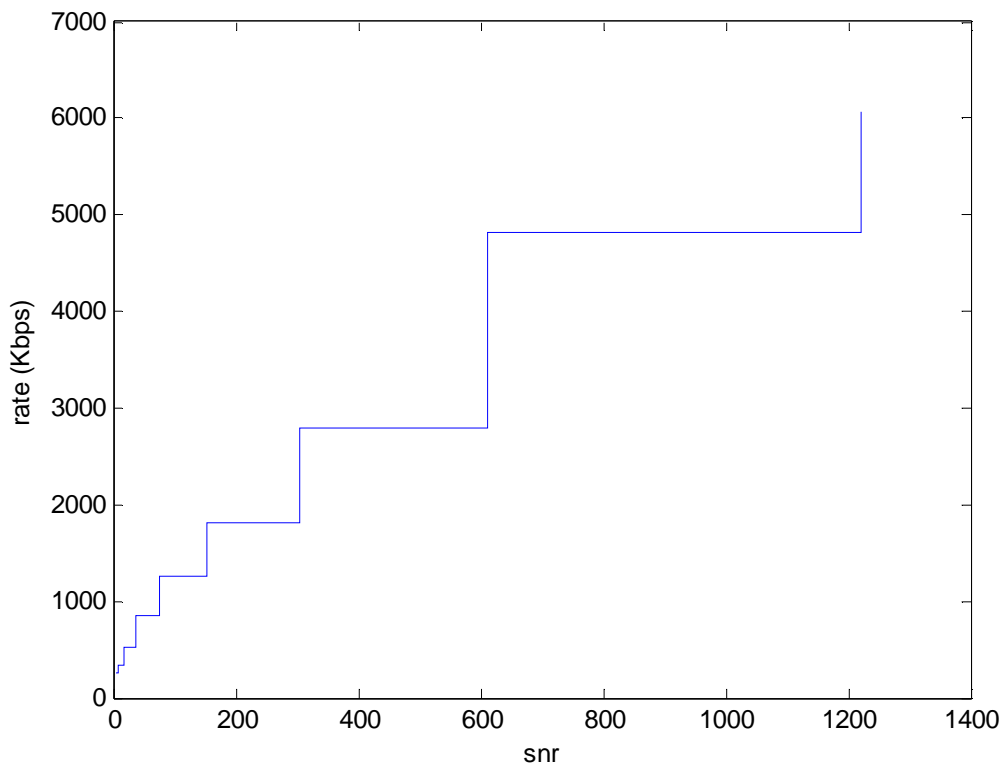
Παρακάτω παρουσιάζεται η διαμέριση του χώρου της μικροκυψέλης (Εικόνα 4.1) και ο μέσος ρυθμός μετάδοσης για κάθε περιοχή της διαμέρισης του SNR, με ή χωρίς χρήση κωδικών (Εικόνες 4.1,4.2 και 4.3).



Εικόνα 4-1 Διαμέριση χώρου μικροκυψέλης για αναλυτικό μοντέλο



Εικόνα 4-2 Μέσος ρυθμός μετάδοσης για διαμέριση του SNR χωρίς χρήση κωδικών για αναλυτικό μοντέλο



Εικόνα 4-3 Μέσος ρυθμός μετάδοσης για διαμέριση του SNR με χρήση κωδικών για αναλυτικό μοντέλο

4.2.2) Αριθμός χρηστών

Για καταλήξουμε στην επίδοση του μοντέλου θα πρέπει να καταναείμουμε τους χρήστες σε κάθε κλάση. Θεωρούμε ότι οι χρήστες κατανέμονται ομοιόμορφα στην επιφάνεια της κυψέλης. Αρκεί να βρούμε το εμβαδόν κάθε δακτυλίου προς το συνολικό εμβαδό της κυψέλης. Οι αποστάσεις των ορίων κάθε δακτυλίου δίδονται στην Εικόνα 4.1 . Αν r_i η απόσταση που αντιστοιχεί στο κάτω όριο του δακτυλίου i , τότε η πιθανότητα να βρίσκεται ένας χρήστης στην i κλάση θα είναι:

$$p_i = \frac{r_{i+1}^2 - r_i^2}{r_{\max}^2} \quad (4.2)$$

Στη συνέχεια, θα θεωρήσουμε ότι στην κυψέλη που ορίσαμε βρίσκονται συνολικά $n=100$ χρήστες. Για τον αριθμό των χρηστών σε κάθε κλάση έχουμε:

$$n_i = \lfloor p_i n \rfloor \quad (4.3)$$

Εφαρμόζοντας τους τύπους για το μοντέλο καταλήγουμε στον παρακάτω πίνακα:

περιοχή διαμέρισης	ΑΡΙΘΜΟΣ ΧΡΗΣΤΩΝ	ΠΟΣΟΣΤΟ
1	31	0,30
2	22	0,21
3	15	0,07
4	11	0,10
5	8	0,08
6	5	0,05
7	4	0,04
8	3	0,03
9	6	0,06
ΣΥΝΟΛΟ	105	1

Πίνακας 4-3 Αριθμός και ποσοστό χρηστών σε κάθε κλάση

4.3) Υπολογισμός της ρυθμαπόδοσης

4.3.1) Ρυθμαπόδοση χρονοπρογραμματιστή Proportional Fair

Για τον υπολογισμό της ρυθμαπόδοσης στον αναλογικά δίκαιο χρονοπρογραμματιστή είχαμε καταλήξει στον τύπο:

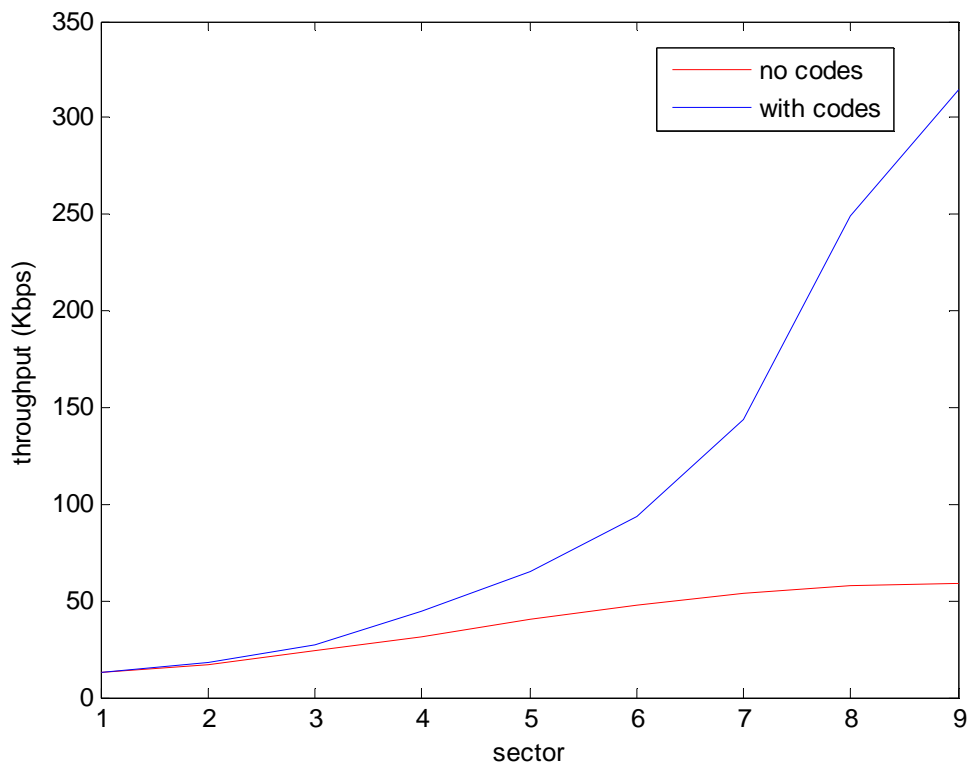
$$\text{ρυθμαπόδοση} = \bar{r}_i \cdot \int_0^{\infty} u \cdot f(u) \cdot (F(u))^{N-1} du \quad (3.10)$$

Πλέον, με τις παραδοχές που κάναμε, έχουμε γνωστό το μέσο ρυθμό μετάδοσης σε κάθε κλάση και το συνολικό αριθμό των χρηστών στην κυψέλη. Εφαρμόζοντας τον τύπο, λοιπόν, παίρνουμε τα αποτελέσματα:

περιοχή διαμέρισης	ρυθμαπόδοση περιοχής (Kbps)	
	χωρίς CDMA	με CDMA
1	13,04	13,04
2	17,38	17,67
3	23,71	27,36
4	31,51	44,13
5	40,10	65,35
6	48,06	93,68
7	54,00	144,06
8	57,72	249,52
9	58,75	314,42
Συνολική ρυθμαπόδοση	344,28	969,23

Πίνακας 4-4 Ρυθμαπόδοση σε χρονοπρογραμματιστή Proportional Fair για αναλυτικό μοντέλο

Στο επόμενο σχήμα παρατηρούμε τις διαφορές στη ρυθμαπόδοση σε κάθε κλάση ανάμεσα στη χρήση ή μη κωδικών.



Εικόνα 4-4 Ρυθμαπόδοση κάθε περιοχής σε χρονοπρογραμματιστή Proportional Fair για αναλυτικό μοντέλο

4.3.2) Ρυθμαπόδοση χρονοπρογραμματιστή Max Rate

Για αυτόν τον χρονοπρογραμματιστή η ρυθμαπόδοση της κάθε κλάσης βρήκαμε ότι υπολογίζεται από τον τύπο:

$$\text{ρυθμαπόδοση} = \bar{r}_i \cdot \int_0^{\infty} u \cdot f(u) \cdot (F(u))^{n_i-1} \cdot \prod_{k=1, k \neq i}^N \left(F\left(\frac{1}{b_k} \cdot u\right) \right)^{n_k} \quad (3.14)$$

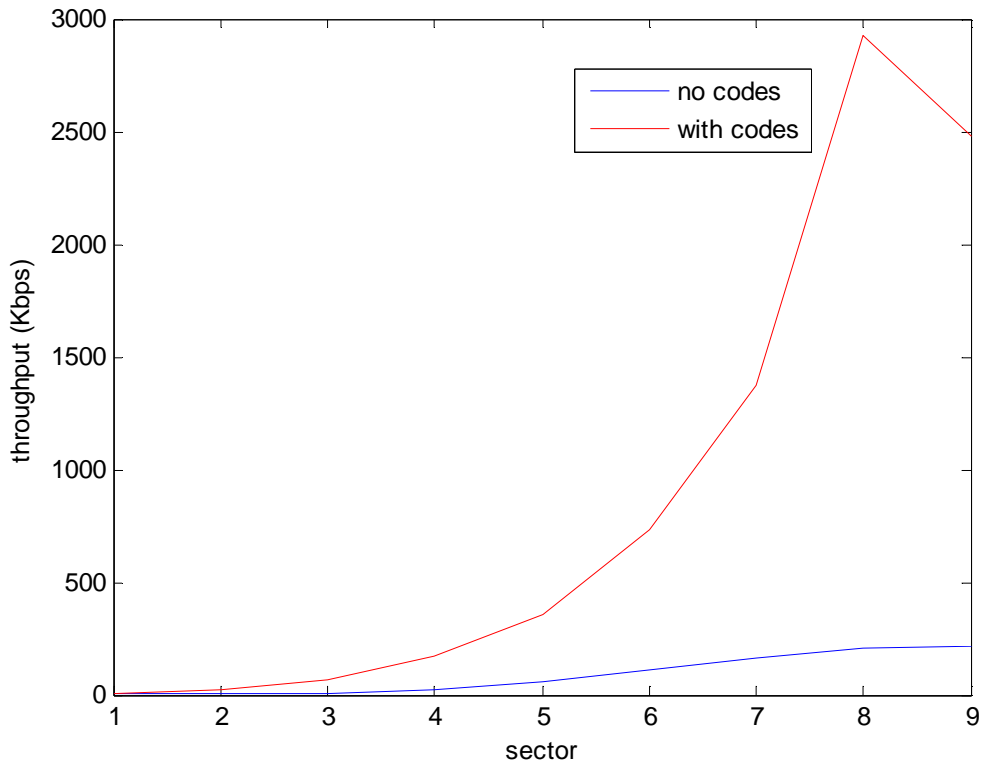
όπου $b_k = \frac{\bar{r}_k}{r_i}$ και n_1 έως n_k ο αριθμός των χρηστών που βρίσκονται σε κάθε κλάση.

Η μόνη διαφορά με πριν είναι ότι τώρα χρειάζεται να γνωρίζουμε επιπλέον τον αριθμό των χρηστών σε κάθε κλάση. Αυτό υπολογίστηκε από τον τύπο 4.3 και τα αποτελέσματα για κάθε κλάση παρουσιάστηκαν στον πίνακα 4.3. Έχοντας όλους τους όρους γνωστούς, κάνουμε τους υπολογισμούς και τα αποτελέσματα φαίνονται παρακάτω:

περιοχή διαμέρισης	ρυθμαπόδοση περιοχής (Kbps)	
	χωρίς CDMA	με CDMA
1	0,05	8,26
2	0,55	20,50
3	4,28	62,60
4	19,29	169,99
5	55,74	358,45
6	111,18	732,13
7	166,07	1372,73
8	206,14	2927,64
9	217,93	2475,04
Συνολική ρυθμαπόδοση	781	8127

Πίνακας 4-5 Ρυθμαπόδοση σε χρονοπρογραμματιστή Max Rate για αναλυτικό μοντέλο

Στο επόμενο σχήμα παρατηρούμε και πάλι τις διαφορές στη ρυθμαπόδοση σε κάθε κλάση ανάμεσα στη χρήση ή μη κωδικών.



Εικόνα 4-5 Ρυθμαπόδοση κάθε περιοχής σε χρονοπρογραμματιστή Max Rate για αναλυτικό μοντέλο

4.3.2) Ρυθμαπόδοση χρονοπρογραμματιστή Max SNR

Ο χρονοπρογραμματιστής μέγιστου SNR παρουσιάζει αρκετές ομοιότητες με αυτόν του μέγιστου ρυθμού μετάδοσης. Η μετρική προτίμησης είναι:

$$PM_{MR}(\gamma_i(n)) = x_i(n)$$

Για κάθε εκπομπή, η μεταβλητή που εξετάζεται για κάθε χρήστη για παραχώρηση του καναλιού για μετάδοση είναι το στιγμιαίο SNR του χρήστη. Η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας της μετρικής προτίμησης που προκύπτει είναι:

$$f_1(PM_{MR}(\gamma_i, \bar{\gamma}_i)) = f\left(\frac{\gamma_i}{\bar{\gamma}_i}\right) \cdot \left(F\left(\frac{\gamma_i}{\bar{\gamma}_i}\right)\right)^{n_i-1} \cdot \prod_{k \neq i}^N \left(F\left(\frac{\gamma_i}{\bar{\gamma}_k}\right)\right)^{n_k} =$$

$$f\left(\frac{\gamma_i}{\bar{\gamma}_i}\right) \cdot \left(F\left(\frac{\gamma_i}{\bar{\gamma}_i}\right)\right)^{n_i-1} \cdot \prod_{k \neq i}^N \left(F\left(\frac{\gamma_i}{b_k \bar{\gamma}_i}\right)\right)^{n_k}$$

$$f_1(PM_{MR}(\overline{\gamma}_i, \overline{\gamma}_i)) = f(u) \cdot (F(u))^{n_i-1} \cdot \prod_{k=1}^N \left(F\left(\frac{1}{b_k} \cdot u\right) \right)^{n_k} \quad k \neq i \quad (4.4)$$

όπου $b_k = \frac{\overline{\gamma}_k}{\overline{\gamma}_i}$, και n_1 έως n_K ο αριθμός των χρηστών που βρίσκονται σε κάθε κλάση.

Καταλήγουμε λοιπόν στον ίδιο τύπο με τον χρονοπρογραμματιστών του μέγιστου ρυθμού μετάδοσης μόνο που οι λόγοι b_k είναι λόγοι μέσων SNR και όχι λόγοι μέσων ρυθμών μετάδοσης. Προφανώς, οι ρυθμαποδόσεις των χρονοπρογραμματιστών μέγιστου ρυθμού μετάδοσης και μέγιστου SNR είναι ίσες, εφόσον:

$$b_k = \frac{\overline{\gamma}_k}{\overline{\gamma}_i} = \frac{\overline{r}_k}{\overline{r}_i}$$

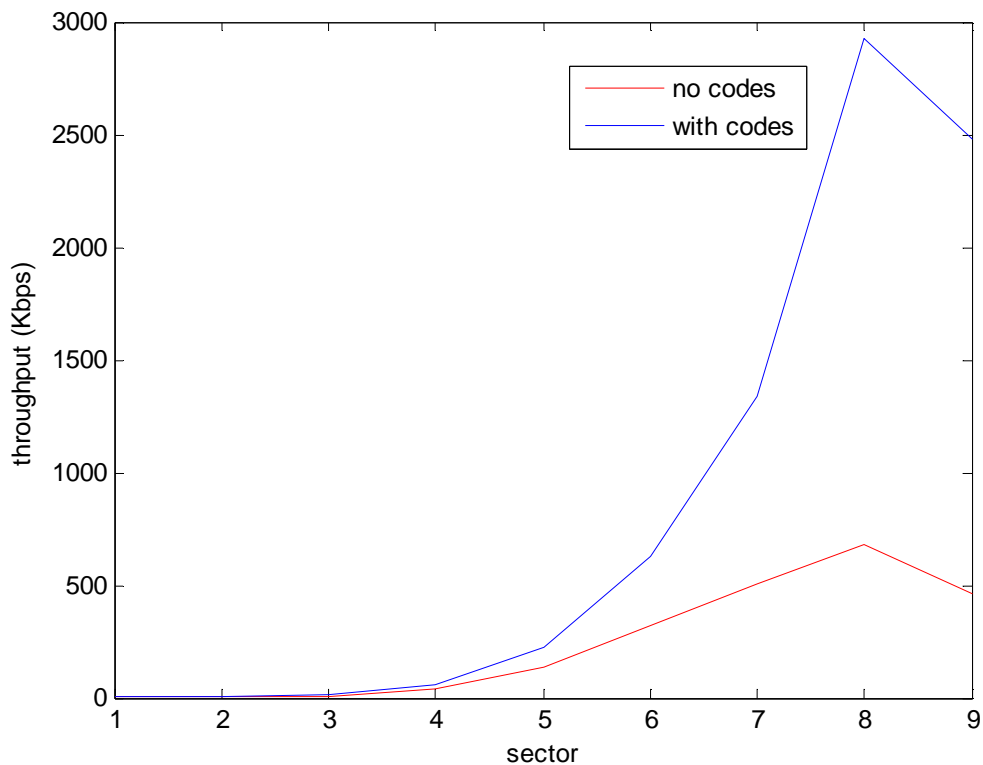
$$\text{ρυθμαπόδοση} = \overline{r}_i \cdot \int_0^{\infty} u \cdot f(u) \cdot (F(u))^{n_i-1} \cdot \prod_{k=1}^N \left(F\left(\frac{1}{b_k} \cdot u\right) \right)^{n_k} \quad k \neq i \quad (4.5)$$

Τα αποτελέσματα της ρυθμαπόδοσης για το χρονοπρογραμματιστή Max SNR είναι:

περιοχή διαμέρισης	ρυθμαπόδοση περιοχής (Kbps)	
	χωρίς CDMA	με CDMA
1	0,07	0,07
2	0,93	0,95
3	7,90	9,12
4	41,47	58,09
5	137,58	224,25
6	323,22	629,97
7	502,41	1340,25
8	677,08	2926,91
9	462,67	2476,12
Συνολική ρυθμαπόδοση	2153	7666

Πίνακας 4-6 Ρυθμαπόδοση σε χρονοπρογραμματιστή Max SNR για αναλυτικό μοντέλο

Παρακάτω παρουσιάζονται και πάλι οι διαφορές στη ρυθμαπόδοση σε κάθε κλάση ανάμεσα στη χρήση ή μη κωδικών με χρονοπρογραμματιστή Max SNR.



Πίνακας 4-6 Ρυθμαπόδοση κάθε περιοχής σε χρονοπρογραμματιστή Max SNR για αναλυτικό μοντέλο

4.3) Συγκριτικά αποτελέσματα - Συμπεράσματα

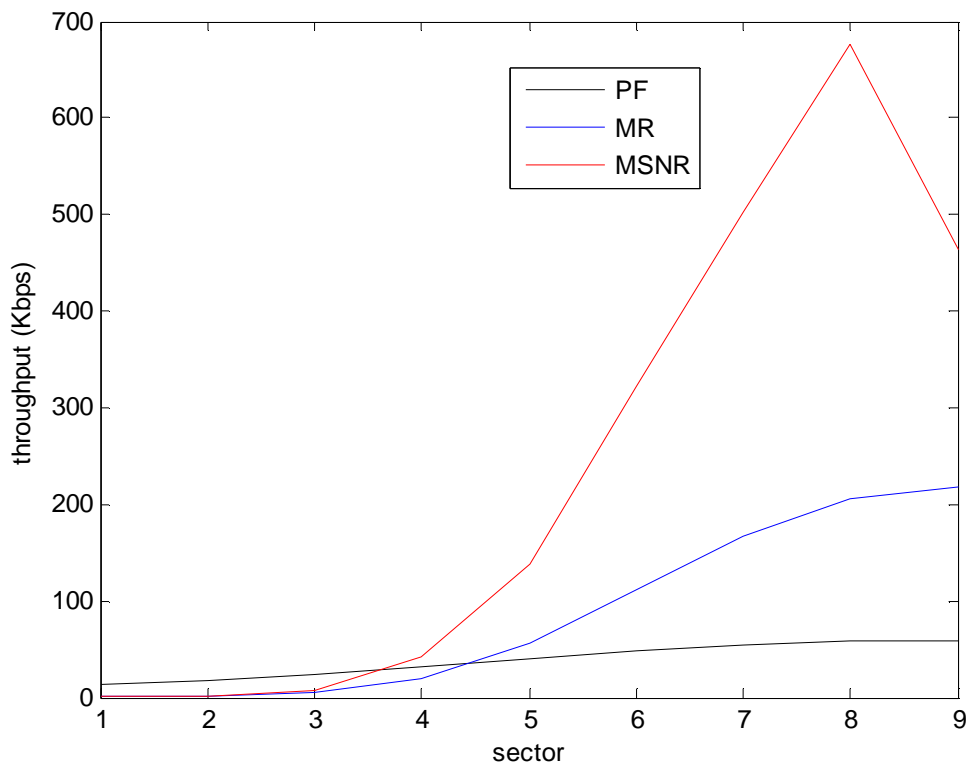
4.3.1) Συγκριτικά αποτελέσματα χωρίς χρήση κωδικών

Για το μοντέλο που παρουσιάσαμε θα θεωρήσουμε τους ρυθμούς μετάδοσης σε κάθε κλάση χωρίς τη χρήση κωδικών. Συνοπτικά για τα τρία πλάνα χρονοπρογραμματισμού που εφαρμόσαμε, οι ρυθμαποδόσεις για κάθε κλάση παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα.

περιοχή διαμέρισης	ρυθμαπόδοση περιοχής (Kbps)		
	Proportinal Fair	Max Rate	Max SNR
1	13,04	0,05	0,07
2	17,38	0,55	0,95
3	23,71	4,28	9,12
4	31,51	19,29	58,09
5	40,10	55,74	224,25
6	48,06	111,18	629,97
7	54,00	166,07	1340,25
8	57,72	206,14	2926,91
9	58,75	217,93	2476,12
Συνολική ρυθμαπόδοση	344,28	781	7666

Πίνακας 4-7 Ρυθμαποδόσεις μοντέλου, για τρεις χρονοπρογραμματιστές, χωρίς χρήση κωδικών

Επιπλέον, οι διαφορές στις τιμές παρουσιάζονται στο παρακάτω διάγραμμα.



Εικόνα 4-7 Σύγκριση ρυθμαποδόσεων μοντέλου, για τρεις χρονοπρογραμματιστές, χωρίς χρήση κωδικών

Παρατηρούμε ότι η συνολική επίδοση του χρονοπρογραμματιστή Max SNR είναι αρκετά μεγαλύτερη από τους άλλους δύο χρονοπρογραμματιστές. Οι διαφορές στη ρυθμαπόδοση αρχίζουν να φαίνονται από τη 5^η κλάση και έπειτα. Ανάμεσα στους

άλλους δύο, αυτός του Max Rate στις πρώτες κλάσεις (πιο απομακρυσμένες) φαίνεται να υστερεί έναντι του Proportional Fair. Από την 5^η κλάση και πάνω (πιο κοντινές στο ΣΒ) αρχίζει να ξεχωρίζει μία σταδιακή αύξηση στη ρυθμαπόδοση αυτών των δύο.

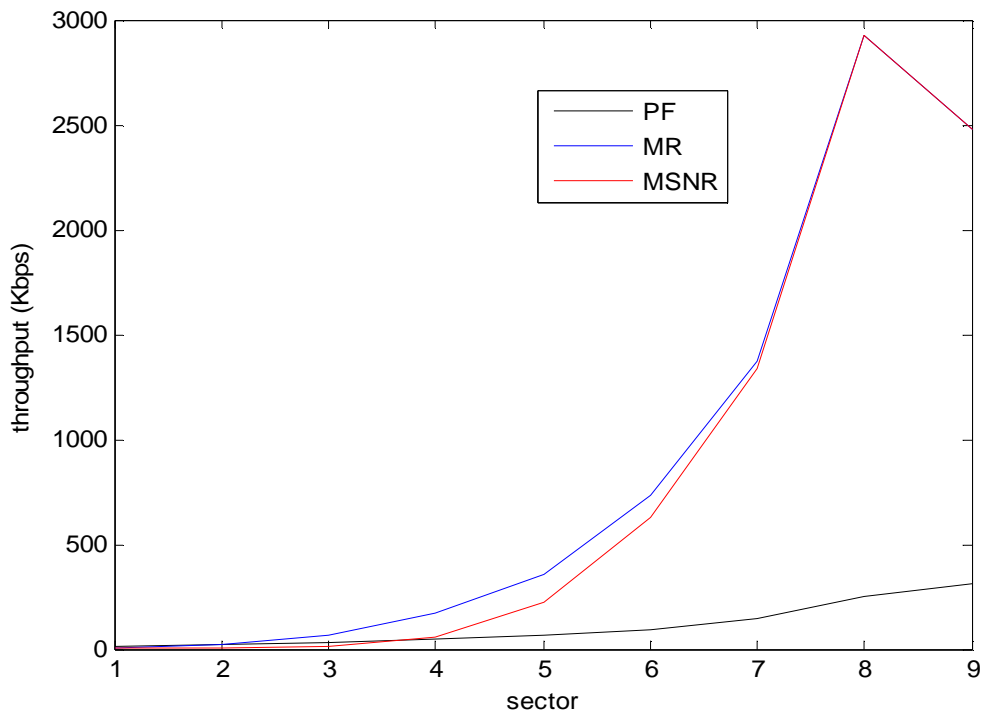
4.3.2) Συγκριτικά αποτελέσματα με χρήση κωδικών

Για χρήση κωδικών όπως περιγράψαμε και στην αρχή του κεφαλαίου, οι μέσοι ρυθμοί μετάδοσης είναι αρκετά μεγαλύτεροι σε κάθε κλάση. Οι ρυθμαποδόσεις για τα τρία πλάνα χρονοπρογραμματισμού φαίνονται συνοπτικά παρακάτω.

	ρυθμαπόδοση περιοχής (Kbps)		
περιοχή διαμέρισης	Proportional Fair	Max Rate	Max SNR
1	13,04	8,26	0,07
2	17,67	20,50	0,95
3	27,36	62,60	9,12
4	44,13	169,99	58,09
5	65,35	358,45	224,25
6	93,68	732,13	629,97
7	144,06	1372,73	1340,25
8	249,52	2927,64	2926,91
9	314,42	2475,04	2476,12
Συνολική ρυθμαπόδοση	969,23	8127	7666

Πίνακας 4-8 Ρυθμαποδόσεις μοντέλου, για τρεις χρονοπρογραμματιστές, με χρήση κωδικών

Οι διαφορές στις τιμές αυτές παρουσιάζονται στο παρακάτω διάγραμμα.



Εικόνα 4-8 Σύγκριση ρυθμαποδόσεων μοντέλου, για τρεις χρονοπρογραμματιστές, με χρήση κωδικών

Από το παραπάνω διάγραμμα παρατηρούμε ότι για τα πλάνα χρονοπρογραμματισμού Max Rate και Max SNR οι ρυθμαποδόσεις για κάθε κλάσεις σχεδόν ταυτίζονται. Για αυτά τα δύο, στις πιο απομακρυσμένες κλάσεις, οι ρυθμαποδόσεις είναι αρκετά χαμηλές. Από την 5^η κλάση και έπειτα βλέπουμε να αυξάνεται σταδιακά ενώ μεγάλα νούμερα παρατηρούμε στις δύο τελευταίες που βρίσκονται αρκετά κοντά στο ΣΒ. Για το πλάνο Proportional Fair παρατηρούμε μια σταδιακή αύξηση αλλά μικρή σε σχέση με τα άλλα πλάνα καθώς προχωράμε σε κλάσεις με μικρότερη απόσταση από το ΣΒ. Οι διαφορές στη ρυθμαπόδοση του Proportional Fair από τα άλλα πλάνα είναι πολύ μεγάλες από την 7^η κλάση και πάνω.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

WiMAX και 802.16

5.1) Γενικά στοιχεία

Η τεχνολογία WiMAX βασίζεται στο πρότυπο IEEE 802.16 και πρόκειται να παίξει πρωταγωνιστικό ρόλο στην επικοινωνία μέσω ασύρματων δικτύων. Χρησιμοποιεί την τεχνική OFDMA (ορθογώνια πολυπλεξία διαίρεσης συχνοτήτων) όπως την περιγράψαμε συνοπτικά στο 1^ο κεφάλαιο. Τα κανάλια αυτής της τεχνικής για το WiMAX είναι εύρους ζώνης από 5 MHz έως 10 MHz, για συχνότητα φέροντος από 2,3 GHz έως και 3 GHz. Μερικά από τα πλεονεκτήματα που μπορεί να προσφέρει είναι οι υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης, καλή ποιότητα υπηρεσίας, επεκτασιμότητα και ασφάλεια στη μετάδοση δεδομένων.

5.2) Δομή MAC Frame στο WiMAX

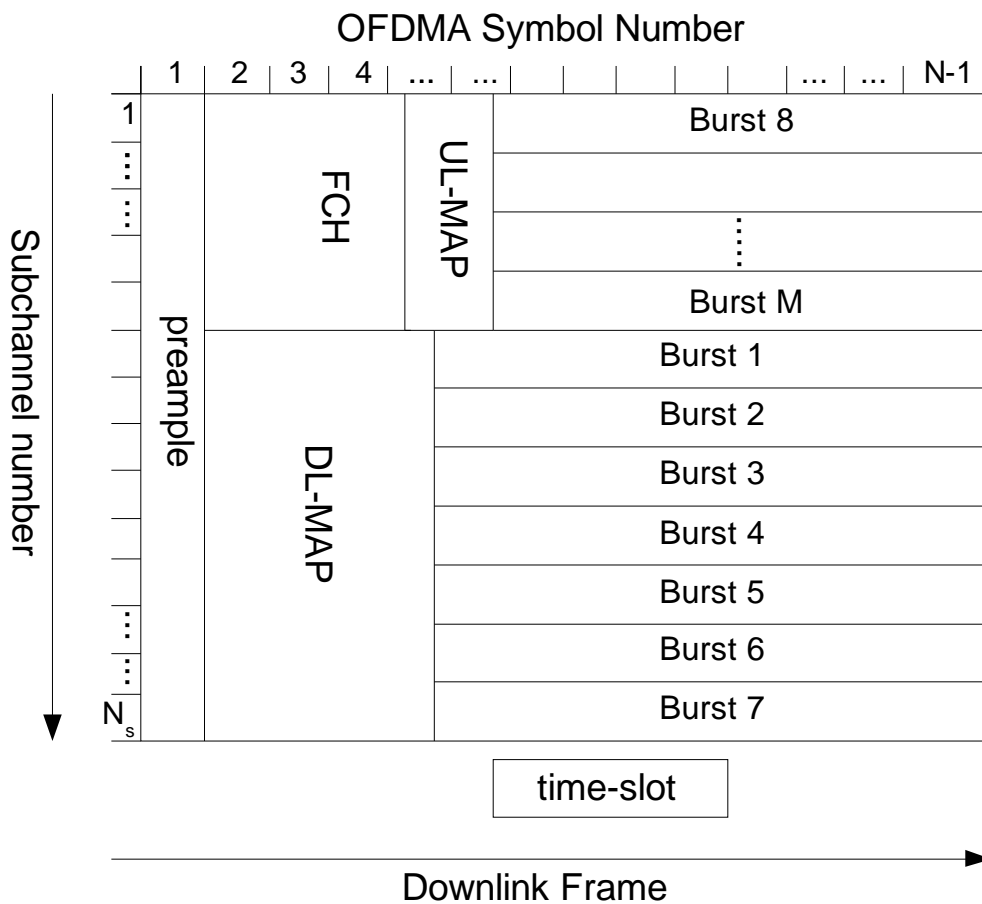
Αρχικά θα εξετάσουμε τη δομή των πλαισίων (Frames) που μεταδίδονται στο WiMAX για να εισάγουμε στη συνέχεια τα δεδομένα αυτά στο μοντέλο που έχουμε περιγράψει και να αναλύσουμε την επίδοσή του με αυτή την τεχνική επικοινωνίας.

Κατά τη μετάδοση στο 802.16 το πλαίσιο χωρίζεται σε δύο μέρη. Ένα για την κατερχόμενη και το άλλο για την ανερχόμενη ζεύξη (Downlink και Uplink). Αυτό που θα μελετήσουμε εμείς είναι η κατερχόμενη ζεύξη. Όπως είχαμε περιγράψει για την τεχνική OFDMA, ο πομπός μπορεί να εκπέμπει δεδομένα σε παραπάνω από ένα χρήστες ταυτόχρονα σε διαφορετική συχνότητα με τη χρήση subcarriers (υποφερουσών συχνοτήτων). Υπάρχουν δύο μέθοδοι κατακύρωσης subcarriers στο WiMAX. Η μέθοδος τυχαίας μετάθεσης subcarrier (Diversity Subcarriers Permutation, DSP) και η παρακείμενη μέθοδος μετάθεσης subcarrier (Adjacent Subcarriers Permutation, ASP).

Στην πρώτη μέθοδο, τα subcarriers δεσμεύονται τυχαία για την εκπομπή σε κάθε χρήστη. Το ασύρματο κανάλι όμως σε αυτή τη μέθοδο θεωρείται ταχέων διαλείψεων

(Fast Fading) με αποτέλεσμα να μην μπορούμε να αξιοποιήσουμε τις πληροφορίες του καναλιού ανάδρασης (Feedback Channel) για τις στιγμιαίες καταστάσεις των χρηστών και να εφαρμόσουμε την τεχνική προσαρμογής της διαμόρφωσης και κωδικοποίησης (Adaptive Modulation and Coding, AMC), όπως την περιγράψαμε στο 2^ο κεφάλαιο.

Αντίθετα, στην τεχνική ASP, τα subcarriers χωρίζονται σε ελάχιστες μονάδες δέσμησης του Frame, τα slots. Η τεχνική AMC εδώ μπορεί να εφαρμοστεί μιας και το κανάλι μοντελοποιείται ως αργών διαλείψεων (Slow Fading) και παραμένει σχεδόν αναλλοίωτο κατά τη διάρκεια εκπομπής του Frame. Το Feedback Channel δε δίνει πληροφορία για την κατάσταση κάθε υποκαναλιού (subchannel) ξεχωριστά αλλά για μια περιοχή από υποκανάλια. Η δομή ενός Frame στο 802.16 στο Downlink φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Εικόνα 5-1 Δομή Frame για Downlink στο 802.16

Παρατηρώντας το παραπάνω σχήμα βλέπουμε ότι τα subchannels που μεταδίδονται στο πεδίο του χρόνου χωρίζονται σε ελάχιστες μονάδες δέσμευσης, τα slots. Στους χρήστες κατακυρώνονται διαδοχικά subcarriers στο πεδίο των συχνοτήτων, κατά τη διάρκεια ενός slot. Η δέσμευση αυτή επεκτείνεται χρονικά σε διαδοχικά slots δημιουργώντας έτσι ορθογώνιες δεσμεύσεις στη χρονοσυχνοτική ζώνη με τη μέθοδο κατακύρωσης subcarriers ASP. Τα bursts είναι τα μέρη του Frame που μεταφέρουν την ωφέλιμη πληροφορία. Το κομμάτι του Frame preamble χρησιμοποιείται για συγχρονισμό. Το FCH (Frame Control Header) περιέχει πληροφορίες για ρυθμίσεις ενώ τα DL-MAP και UL-MAP περιέχουν πληροφορίες ελέγχου για τα Frames του Downlink και Uplink αντίστοιχα. [1]

5.3) Στοιχεία μετάδοσης

Για να υπολογίσουμε την επίδοση του WiMAX και 802.16 στην κατερχόμενη ζεύξη θα πρέπει να αναλύσουμε τα στοιχεία κατά τη μετάδοση δεδομένων με αυτή την τεχνική. Θα υποθέσουμε αρχικά ότι το εύρος ζώνης καναλιού είναι 10MHz, η συχνότητα φέροντος 2,5 GHz και ότι ο αριθμός των subchannels είναι 48. Σε κάθε slot υπάρχουν subcarriers που μεταφέρουν δεδομένα, στοιχεία για έλεγχο, συγχρονισμό κ.α. και subcarriers που δε μεταφέρουν καμία πληροφορία. Το Frame στο 802.16 όπως είδαμε στο σχήμα μπορεί να χωριστεί χρονικά σε σύμβολα (symbols). Ένα πλαίσιο αποτελείται από 24 σύμβολα δεδομένων και 3 για pilot (έλεγχος, συγχρονισμό κ.α.). Οι αριθμοί των subcarriers σε κάθε Frame είναι 768, 73 και 183 για δεδομένα, για pilot και χωρίς καμία πληροφορία αντίστοιχα. Το κάθε slot περιέχει 2 σύμβολα οπότε τα slots για δεδομένα σε ένα πλαίσιο είναι $24/2=12$. Ακόμα, τα δεδομένα κάθε slot μεταφέρονται από $768/12=64$ subcarriers. Σε αυτό το σημείο θα υποθέσουμε ότι ο αριθμός των bursts σε ένα πλαίσιο είναι 4. Έτσι, καταλήγουμε ότι ο αριθμός των συμβόλων σε καθένα από αυτά είναι $24/4=6$ και ότι το burst περιέχει 3 slots ($3*2=6$ σύμβολα). Επιπλέον, σε κάθε burst έχουμε $3*64=192$ subcarriers. Τέλος, ο χρόνος που χρειάζεται να μεταφερθεί από τον πομπό στον δέκτη ένα σύμβολο είναι ίσος με 115,2 microseconds ενώ ο χρόνος που χρειάζεται να μεταφερθεί όλο το Frame είναι 5 milliseconds. Όλα αυτά τα στοιχεία φαίνονται συνοπτικά στον παρακάτω πίνακα [2]:

Εύρος ζώνης καναλιού (bandwidth)	10 MHz
Συχνότητα φέροντος	2,5 GHz
Αριθμός subchannels	48
Subcarriers για δεδομένα/πλαίσιο	768
Subcarriers για έλεγχο/πλαίσιο	73
Κενά Subcarriers/πλαίσιο	183
Συνολικά Subcarriers/πλαίσιο	1024
Χρόνος μετάδοσης συμβόλου	115,2
Χρόνος μετάδοσης πλαισίου	5 msec
Σύμβολα/πλαίσιο	27
Σύμβολα δεδομένων/πλαίσιο	24
Σύμβολα/slot	2
Slots για δεδομένα/πλαίσιο	12
Subcarriers/slot	64
Αριθμός bursts/πλαίσιο	4
Slots/burst	3
Αριθμός συμβόλων δεδομένων/burst	6
Subcarriers/burst	192

Πίνακας 5-1 Στοιχεία μετάδοσης στο WiMAX (802.16)

5.3) Διαμέριση SNR-χώρου και ρυθμοί μετάδοσης για WiMAX

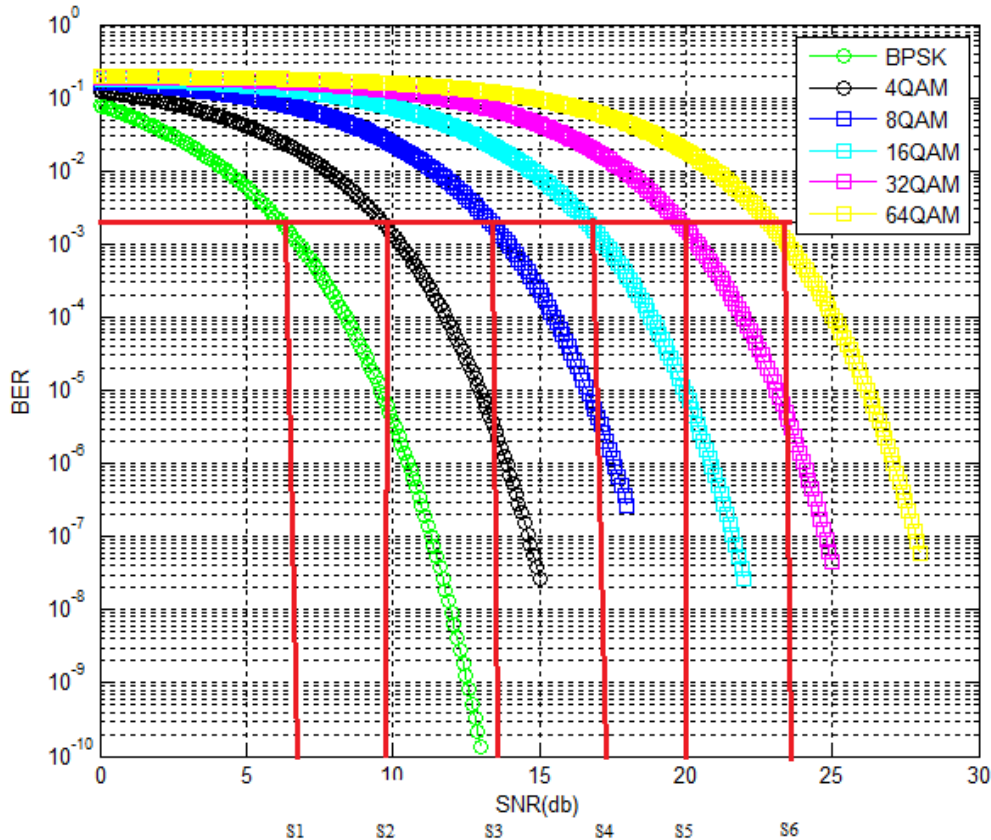
Σε αυτό το σημείο θα κάνουμε και πάλι διαμέριση του SNR και διαμέριση της κυψέλης σε κλάσεις και θα υπολογίσουμε τους μέσους ρυθμούς μετάδοσης σε κάθε περιοχή αυτής.

Αρχικά, στόχος μας είναι και πάλι να πετύχουμε συχνότητα εμφάνισης λάθους ίση με 10^{-3} ($BER=10^{-3}$) για κάθε αστερισμό. Αυτό θα γίνει με τους τύπους που έχουμε περιγράψει.

$$BER_{BPSK}(SNR) = 1/2 \cdot \operatorname{erfc}(\sqrt{SNR}) \quad (2.5)$$

$$BER(M, SNR) = 0.2 \cdot \exp\left(-\frac{3 \cdot SNR}{2 \cdot (M-1)}\right) \quad (2.6)$$

Βλέπουμε ότι τα όρια της διαμέριση του SNR παραμένουν ίδια με πριν. Το διάγραμμα που αποτυπώνει αυτό φαίνεται παρακάτω.



Εικόνα 5-2 Διαμέριση του SNR για target BER=10⁻³ στο WiMAX

Επιπρόσθετα, κάθε όριο μέσου SNR δακτυλίου αντιστοιχεί και μία συγκεκριμένη απόσταση που υπολογίζεται από το μοντέλο απωλειών έτσι όπως είχαμε περιγράψει. Ο τύπος που αντιστοιχεί το μέσο SNR (γ) με την απόσταση είναι:

$$\gamma = \frac{P_s A}{N_0 B} r^{-\alpha} \quad (2.2)$$

Οι διαφορές σε σχέση με το ενιαίο συστηματικό μοντέλο που είχαμε αναφέρει είναι στην ισχύ του πομπού (P_s) και στο εύρος ζώνης καναλιού (B). Η ωφέλιμη πληροφορία που μεταφέρεται κατά τη μετάδοση για ένα χρήστη δεν αφορά όλο το πλαίσιο αλλά μόνο το ένα από τα τέσσερα bursts που περιέχονται σε αυτό. Το καθένα από αυτά έχει 192 subcarriers όπως αναφέραμε. Το σύνολο των subcarriers στο πλαίσιο είναι 1024. Εύκολα καταλήγουμε ότι η ισχύς που φτάνει σε ένα χρήστη είναι το $192/1024=0,1875$ ή 18,75% της συνολικής ισχύος που εκπέμπεται. Επιπλέον, στα στοιχεία μετάδοσης ορίσαμε το εύρος ζώνης καναλιού για το WiMAX ίσο με

10MHz . Το εύρος ζώνης κάθε subcarrier υπολογίζεται $\frac{10MHz}{1024} = 9.8KHz$. Επομένως το εύρος ζώνης κάθε burst, B, στη σχέση (2.2) θα είναι $9.8KHz \cdot 192 = 1.89MHz$.

Έχοντας τώρα τα όρια της διαμέρισης του SNR και της απόστασης, το μόνο που απομένει να υπολογίσουμε είναι το μέσο ρυθμό μετάδοσης σε κάθε περιοχή της διαμέρισης. Όπως αναφέραμε, κάθε burst αποτελείται από 24 σύμβολα για δεδομένα. Ο χρόνος που χρειάζεται να μεταδοθεί κάθε πλαίσιο είναι ίσος με 5 msec. Ταυτόχρονα όμως μεταδίδονται 192 subcarriers για δεδομένα. Επομένως, ο στιγμιαίος ρυθμός για κάθε αστερισμό που επιλέγεται είναι $192 \cdot 24 \cdot R_n / 5msec = 921600 \cdot R_n bps$, όπου R_n είναι ο αριθμός των bits σε κάθε σύμβολο ανάλογα με τον αστερισμό που επιλέγεται κάθε φορά. Στον πίνακα που ακολουθεί αποτυπώνονται συγκεντρωτικά όλα τα στοιχεία της διαμέρισης στο WiMAX που περιγράψαμε παραπάνω.

ΑΣΤΕΡΙΜΟΣ	bits/σύμβολο (R_n)	bitrate (Kbps)	στιγμιαίο SNR
BPSK	1	921,6	4,77
4QAM	1*2=2	1843,2	10,6
8QAM	1*3=3	3686,4	24,73
16QAM	1*4=4	7372,8	52,98
32QAM	1*5=5	14745,6	109,5
64QAM	1*6=6	29491,2	222,53

Πίνακας 5-2 Στοιχεία διαμέρισης SNR και χώρου στο WiMAX

5.3) Επίδοση αναλυτικού μοντέλου στο WiMAX

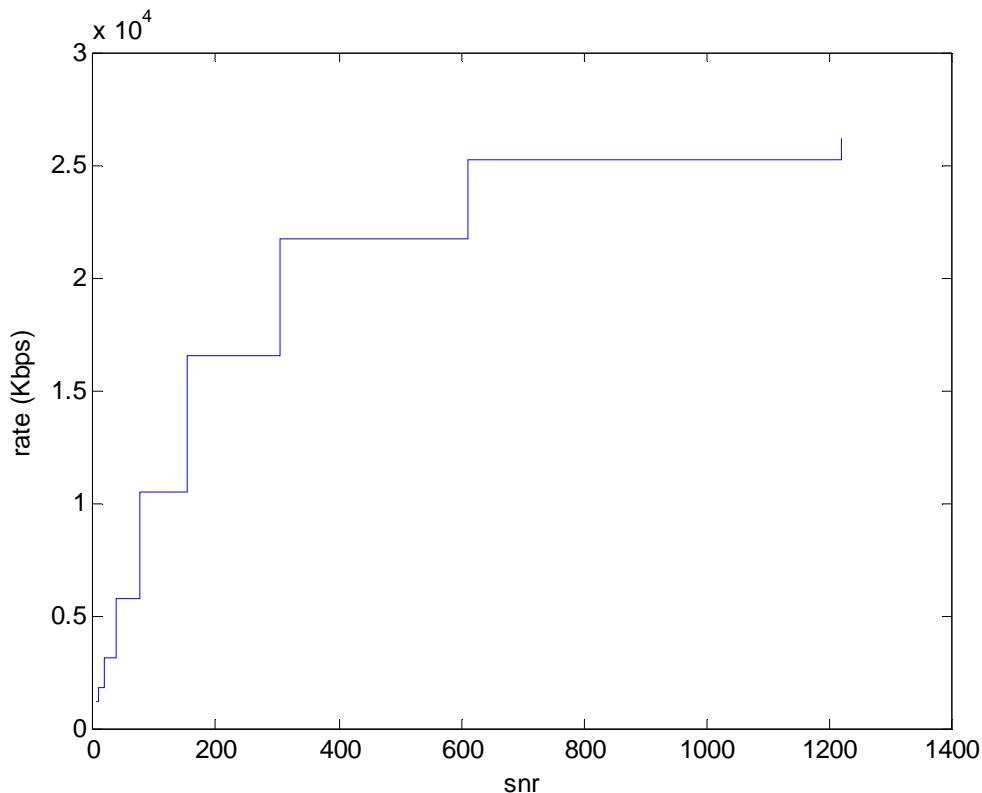
Στο 4^ο κεφάλαιο περιγράψαμε τα όρια διαμέρισης του μέσου SNR της κυψέλης για το αναλυτικό μοντέλο. Για αυτό το μοντέλο, λοιπόν, θα προσαρμόσουμε τα δεδομένα που μας παρέχει το WiMAX. Αυτό που θέλουμε να βρούμε είναι οι μέσοι ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων σε κάθε κλάση. Έχοντας αυτά θα υπολογίσουμε τη ρυθμαπόδοση που πετυχαίνουμε σε κάθε περιοχή αλλά και συνολικά σε όλη την κυψέλη.

Παρακάτω φαίνονται οι μέσοι ρυθμοί μετάδοσης κάθε κλάσης του αναλυτικού μοντέλου για WiMAX.

περιοχή διαμέρισης	ανώτατο όριο SNR	ανώτερο όριο SNR (dB)	SNR ασυμπίπτου	μέσος ρυθμός μετάδοσης	απόσταση ανώτατου ορίου
1	4,77	6,79	7,155	1191,6	782,0
2	9,54	9,80	14,31	1783,0	651,6
3	19,08	12,81	28,62	3080,7	542,9
4	38,16	15,82	57,24	5735,7	452,4
5	76,32	18,83	114,48	10511,3	377,0
6	152,64	21,84	228,96	16530,2	314,1
7	305,28	24,85	457,92	21726,9	261,7
8	610,56	27,86	915,84	25212,7	218,1
9	1221,12	30,87	1831,68	26200,9	181,7

Πίνακας 5-3 Μέσοι ρυθμοί μετάδοσης κάθε κλάσης του αναλυτικού μοντέλου σε WiMAX

Επιπλέον, στο επόμενο σχήμα απεικονίζονται οι μέσοι ρυθμοί μετάδοσης για τη διαμέριση του SNR για το αναλυτικό μοντέλο.



Εικόνα 5-3 Bitrate και SNR για αναλυτικό μοντέλο σε WiMAX

Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να υπολογίσουμε τη ρυθμαπόδοση κάθε περιοχής αλλά και τη συνολική ρυθμαπόδοση του συστήματος. Έχουμε περιγράψει αναλυτικά τους τύπους υπολογισμού της επίδρασης MAC και της ρυθμαπόδοσης για τους χρονοπρογραμματιστές proportional fair, max rate και max SNR. Για τον υπολογισμό

αυτών γνωρίζουμε τους μέσους ρυθμούς μετάδοσης σε κάθε περιοχή που υπολογίσαμε προηγουμένως. Η μόνη διαφορά εδώ είναι ότι για τον υπολογισμό της ρυθμαπόδοσης θα πρέπει να πολλαπλασιάσουμε επιπλέον με τον αριθμό των bursts σε κάθε πλαίσιο.

Στην περίπτωση του WiMAX θεωρούμε τον εξής αλγόριθμο: για κάθε burst εξετάζεται η μετρική προτίμησης για όλους τους χρήστες και επιλέγεται αυτός με την μεγαλύτερη τιμή. Κάθε χρονοπρογραμματιστής υλοποιείται ανεξάρτητα σε κάθε burst. Επομένως, κάθε χρήστης μπορεί να πάρει περισσότερα από ένα bursts.

Αυτό προϋποθέτει ότι οι τιμές των SNR στα bursts για ένα χρήστη είναι ασυσχέτιστες μεταξύ τους, πράγμα το οποίο ισχύει. Τα κανάλια δεν είναι flat fading. Η ανεξαρτησία αυτή υποδηλώνει, λοιπόν, ότι αρκεί να πολλαπλασιάσουμε επί τον αριθμό των bursts (εν προκειμένω 4) στους κλασσικούς τύπους για το PF, Max Rate και Max SNR. Παρακάτω φαίνονται οι τύποι της ρυθμαπόδοσης για τους 3 χρονοπρογραμματιστές που περιγράψαμε στο WiMAX.

$$\text{ρυθμαπόδοση}_{PF} = 4 \cdot \bar{r}_i \cdot \int_0^{\infty} u \cdot f(u) \cdot (F(u))^{N-1} du \quad (4.1)$$

$$\text{ρυθμαπόδοση}_{MR} = 4 \cdot \bar{r}_i \cdot \int_0^{\infty} u \cdot f(u) \cdot (F(u))^{n_i-1} \cdot \prod_{k=1}^N \left(F \left(\frac{1}{b_k(\bar{r})} \cdot u \right) \right)^{n_k} \quad (4.2)$$

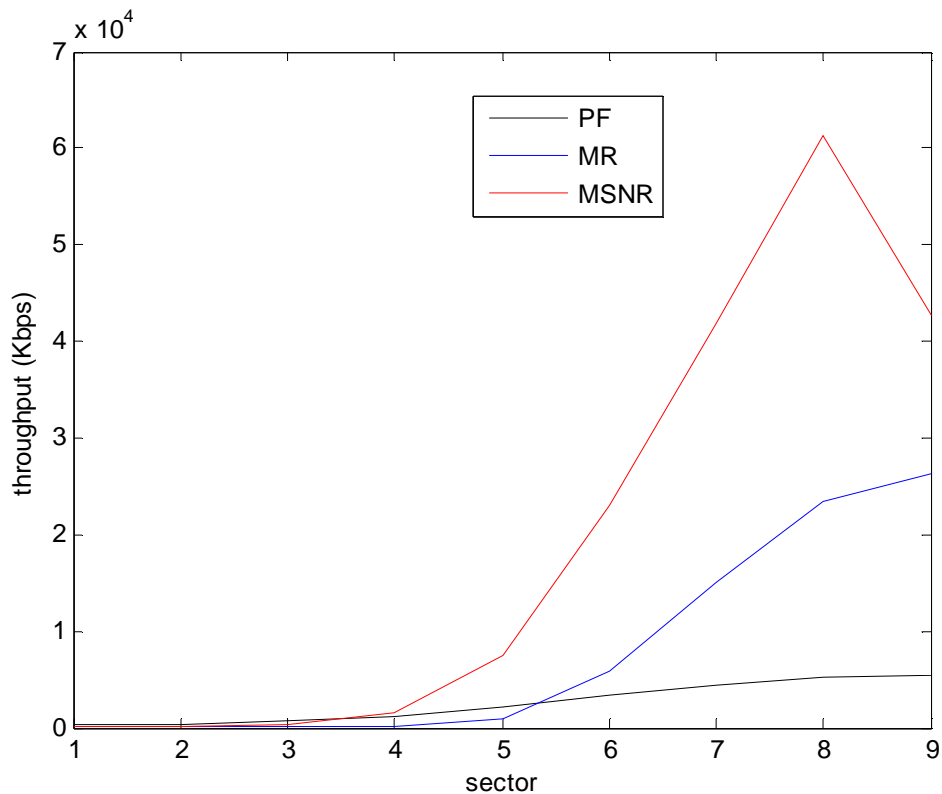
$$\text{ρυθμαπόδοση}_{MSNR} = 4 \cdot \bar{r}_i \cdot \int_0^{\infty} u \cdot f(u) \cdot (F(u))^{n_i-1} \cdot \prod_{k=1}^N \left(F \left(\frac{1}{b_k(\gamma)} \cdot u \right) \right)^{n_k} \quad (4.3)$$

Αυτό που απομένει είναι να γίνουν οι υπολογισμοί των ολοκληρωμάτων για να καταλήξουμε στη ρυθμαπόδοση των τριών χρονοπρογραμματιστών. Ο παρακάτω πίνακας αποτυπώνει συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα αυτών.

περιοχή	ρυθμαπόδοση (Kbps)		
	proportional fair	max rate	max SNR
1	246,65	1,07E-08	1,40
2	369,06	2,93E-05	19,75
3	637,69	0,07	212,47
4	1187,24	20,64	1562,65
5	2175,76	820,37	7465,64
6	3421,62	5832,19	23009,46
7	4497,30	14959,86	41841,24
8	5218,82	23476,20	61216,72
9	5423,37	26208,00	42710,66
συνολική ρυθμαπόδοση	23178	71317	178040

Πίνακας 5-4 Ρυθμαπόδοση αναλυτικού μοντέλου για τρία πλάνα χρονοπρογραμματισμού σε WiMAX

Επιπλέον, στο επόμενο διάγραμμα παρουσιάζονται συγκριτικά αποτελέσματα στη ρυθμαπόδοση του αναλυτικού μοντέλου σε WiMAX.



Εικόνα 5-4 Συγκριτικά αποτελέσματα τριών πλάνων χρονοπρογραμματισμού αναλυτικού μοντέλου σε WiMAX

Από το παραπάνω διάγραμμα παρατηρούμε ότι μέχρι την 4^η κλάση οι ρυθμαποδόσεις των τριών πλάνων εμφανίζουν ελάχιστες διαφορές. Για τους χρονοπρογραμματιστές, Proportional Fair και Max Rate, η ρυθμαπόδοση αυξάνει στην επόμενη κλάση με αρκετά μεγαλύτερη αυτή του Max Rate. Για το πλάνο Max SNR παρατηρούμε ότι στην επόμενες κλάσεις (πιο κοντινές στο ΣΒ) η ρυθμαπόδοση εμφανίζει ραγδαία αύξηση και σαν σύνολο εμφανίζει μεγάλες διαφορές με τους άλλους δύο χρονοπρογραμματιστές.

Βιβλιογραφία

- [1]. Taesoo Kwon, Howon Lee, Sik Choi, Juyeop Kim, Dong-Ho Cho, Sunghyun Cho, Sangboh Yun, Won-Hyoung Park, Kiho Kim, “Design and implementation of a simulator based on a cross-layer protocol between MAC and PHY layers in a WiBro Compatible IEEE 802.16e”, IEEE Communications Magazine, December 2005.
- [2]. Lihua Wanm, Wenchao Ma, Zihua Guo, “A cross-layer packet scheduling and subchannel allocation scheme in 802.16e OFDMA system”, WCNC, 2007.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

ΚΩΔΙΚΑΣ

1) Εισαγωγή

Στο συγκεκριμένο κεφάλαιο παρουσιάζεται ο κώδικας που δημιουργήθηκε σε MATLAB για την υλοποίηση των διαγραμμάτων και για τον υπολογισμό των τύπων από τους οποίους προήλθαν τα αποτελέσματα που παρουσιάσαμε. Ο κώδικας παρατίθεται στη συνέχεια χωριζόμενος σε:

- Ενιαίο συστηματικό μοντέλο
- Αναλυτικό μοντέλο
- WiMAX

2) Ενιαίο συστηματικό μοντέλο

2.1) Χωρίς χρήση κωδικών

```
clear all
close all

a1=0:0.1:13; %SNR σε db
c1=10.^(a1/10); % SNR
a2=0:0.1:15; %SNR σε db
c2=10.^(a2/10); % SNR
a3=0:0.1:18; %SNR σε db
c3=10.^(a3/10); % SNR
a4=0:0.1:22; %SNR σε db
c4=10.^(a4/10); % SNR
a5=0:0.1:25; %SNR σε db
c5=10.^(a5/10); % SNR
a6=0:0.1:28; %SNR σε db
c6=10.^(a6/10); % SNR

%bit error rates
BER1= 1/2*erfc(sqrt(c1)); %BPSK
BER2= 0.2*exp(-(3/2)*c2/(4-1)); %4QAM
BER3= 0.2*exp(-(3/2)*c3/(8-1)); %8QAM
BER4= 0.2*exp(-(3/2)*c4/(16-1));%16QAM
BER5= 0.2*exp(-(3/2)*c5/(32-1));%32QAM
BER6= 0.2*exp(-(3/2)*c6/(64-1));%64QAM

figure
semilogy(a1 ,BER1,'og-');
```

```
hold on
semilogy(a2 ,BER2,'ok-');
hold on
semilogy(a3 ,BER3,'sb-');
hold on
semilogy(a4 ,BER4,'sm-');
hold on
semilogy(a5 ,BER5,'sc-');
hold on
semilogy(a6, BER6,'sy-');
grid
hold off
legend ('BPSK', '4QAM', '8QAM', '16QAM', '32QAM', '64QAM')
xlabel('SNR(db)')
ylabel('BER')

%for BER 0.001

%SNR (S)
S1 = (erfcinv(2*0.001))^2; %BPSK
S2 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(4-1))))/3; %4QAM
S3 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(8-1))))/3; %8QAM
S4 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(16-1))))/3; %16QAM
S5 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(32-1))))/3; %32QAM
S6 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3; %64QAM

%Find the distance (r) from SNR and the model
Pt=10^(41/10)*0.001;
No=10^(-20.4);
A=0.0015;
B=3200000;
a=3.8;
```

```

ra1=(S1*No*B)/(Pt*A);
ra2=(S2*No*B)/(Pt*A);
ra3=(S3*No*B)/(Pt*A);
ra4=(S4*No*B)/(Pt*A);
ra5=(S5*No*B)/(Pt*A);
ra6=(S6*No*B)/(Pt*A);

```

```

r1 = (1/ra1)^(1/a);
r2 = (1/ra2)^(1/a);
r3 = (1/ra3)^(1/a);
r4 = (1/ra4)^(1/a);
r5 = (1/ra5)^(1/a);
r6 = (1/ra6)^(1/a);

```

```

Xc= 0; %Center for x
Yc= 0; %Center for y
R1 = r1; %This is the radius
R2 = r2;
R3 = r3;
R4 = r4;
R5 = r5;
R6 = r6;
R8 = 20;

```

```

x=0:0.01:1; %x vector
y=0:0.01:1; %y vector

```

```

%the circle plot
plot(Xc+R1*cos(2*pi*x),Yc+R1*sin(2*pi*y), 'og-');
hold on
plot(Xc+R2*cos(2*pi*x),Yc+R2*sin(2*pi*y), 'ok-');
hold on
plot(Xc+R3*cos(2*pi*x),Yc+R3*sin(2*pi*y), 'sb-');

```

```

hold on
plot(Xc+R4*cos(2*pi*x),Yc+R4*sin(2*pi*y), 'sc-');
hold on
plot(Xc+R5*cos(2*pi*x),Yc+R5*sin(2*pi*y), 'sm-');
hold on
plot(Xc+R6*cos(2*pi*x),Yc+R6*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
plot(Xc+R8*cos(2*pi*x),Yc+R8*sin(2*pi*y), 'black');
hold off
grid
legend('BPSK','4QAM','8QAM','16QAM','32QAM','64QAM')
xlabel('distance')

```

```

%SNR s (dB)
s1=10*log10(S1);
s2=10*log10(S2);
s3=10*log10(S3);
s4=10*log10(S4);
s5=10*log10(S5);
s6=10*log10(S6);

```

```

%bitrates for every sector
y1=200000;
y2=400000;
y3=600000;
y4=800000;
y5=1000000;
y6=1200000;

```

```

%rate and snr
xsnr=[s1 s2 s3 s4 s5 s6];
yrate=[y1 y2 y3 y4 y5 y6];
stairs(xsnr,yrate)

```

```
ylabel('rate (bps)')
xlabel('snr (dB)')
```

2.2)Με χρήση κωδικών

```
clear all
close all
```

```
a1=0:0.1:15 %SNR se db
c1=10.^(a1/10); % SNR
a2=0:0.1:19; %SNR se db
c2=10.^(a2/10); % SNR
a3=0:0.1:22; %SNR se db
c3=10.^(a3/10); % SNR
a4=0:0.1:25; %SNR se db
c4=10.^(a4/10); % SNR
a5=0:0.1:28; %SNR se db
c5=10.^(a5/10); % SNR
a6=0:0.1:35; %SNR se db
c6=10.^(a6/10); % SNR
```

```
%bit error rates
```

```
BER11= 1/2*erfc(sqrt(c1)); %BPSK 1 code
BER21= 0.2*exp(-(3/2)*c2/(4-1)); %4QAM 1 code
BER31= 0.2*exp(-(3/2)*c3/(8-1)); %8QAM 1 code
BER33= 0.2*exp(-(3/2)*c3/3/(8-1)); %8QAM 3 codes
BER41= 0.2*exp(-(3/2)*c4/(16-1));%16QAM 1 code
BER53= 0.2*exp(-(3/2)*c5/3/(32-1));%32QAM 3 codes
BER63= 0.2*exp(-(3/2)*c6/3/(64-1));%64QAM 3 codes
BER64= 0.2*exp(-(3/2)*c6/4/(64-1));%64QAM 4 codes
BER65= 0.2*exp(-(3/2)*c6/5/(64-1));%64QAM 5 codes
BER66= 0.2*exp(-(3/2)*c6/6/(64-1));%64QAM 6 codes
BER67= 0.2*exp(-(3/2)*c6/7/(64-1));%64QAM 7 codes
```

```
BER68= 0.2*exp(-(3/2)*c6/8/(64-1));%64QAM 8 codes
BER69= 0.2*exp(-(3/2)*c6/9/(64-1));%64QAM 9 codes
BER610= 0.2*exp(-(3/2)*c6/10/(64-1));%64QAM 10 codes
BER611= 0.2*exp(-(3/2)*c6/11/(64-1));%64QAM 11 codes
BER612= 0.2*exp(-(3/2)*c6/12/(64-1));%64QAM 12 codes
BER613= 0.2*exp(-(3/2)*c6/13/(64-1));%64QAM 13 codes
BER614= 0.2*exp(-(3/2)*c6/14/(64-1));%64QAM 14 codes
BER615= 0.2*exp(-(3/2)*c6/15/(64-1));%64QAM 15 codes
```

```
figure
semilogy(a1 ,BER11, 'og-');
hold on
semilogy(a2 ,BER21, 'ok-');
hold on
semilogy(a3 ,BER31, 'sb-');
hold on
semilogy(a3 ,BER33, 'sb-');
hold on
semilogy(a4 ,BER41, 'sm-');
hold on
semilogy(a5 ,BER53, 'sc-');
hold on
semilogy(a6, BER63, 'sy-');
hold on
semilogy(a6, BER64, 'sy-');
hold on
semilogy(a6, BER65, 'sy-');
hold on
semilogy(a6, BER66, 'sy-');
hold on
semilogy(a6, BER67, 'sy-');
hold on
semilogy(a6, BER68, 'sy-');
hold on
```



```

semilogy(a6, BER69, 'sy-');
hold on
semilogy(a6, BER610, 'sy-');
hold on
semilogy(a6, BER611, 'sy-');
hold on
semilogy(a6, BER612, 'sy-');
hold on
semilogy(a6, BER613, 'sy-');
hold on
semilogy(a6, BER614, 'sy-');
hold on
semilogy(a6, BER615, 'sy-');
grid
hold off
xlabel('SNR(db)')
ylabel('BER')

%for BER 0.001

%SNR (S)
s11 = (erfcinv(2*0.001))^2;

s21 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(4-1))))/3;

s31 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(8-1))))/3;
s33 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(8-1))))/3;

s41 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(16-1))))/3;

s53 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(32-1))))/3;

```

```

s63 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3;
s64 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3;
s65 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3;
s66 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3;
s67 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3;
s68 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3;
s69 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3;
s610 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3;
s611 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3;
s612 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3;
s613 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3;
s614 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3;
s615 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3;

S11=s11*1;

S21=s21*1;

S31=s31*1;
S33=s33*3;

S41=s41*1;

S53=s53*3;

S63=s63*3;
S64=s64*4;
S65=s65*5;
S66=s66*6;
S67=s67*7;
S68=s68*8;
S69=s69*9;
S610=s610*10;

```

```

S611=s611*11;
S612=s612*12;
S613=s613*13;
S614=s614*14;
S615=s615*15;

```

```

Pt=10^(41/10)*0.001;
No=10^(-20.4);
A=0.0015;
B=3200000;
a=3.8;

```

```

%the distances (r or R)

```

```

ra11=(S11*No*B)/(Pt*A);

```

```

ra21=(S21*No*B)/(Pt*A);

```

```

ra31=(S31*No*B)/(Pt*A);

```

```

ra33=(S33*No*B)/(Pt*A);

```

```

ra41=(S41*No*B)/(Pt*A);

```

```

ra53=(S53*No*B)/(Pt*A);

```

```

ra63=(S63*No*B)/(Pt*A);

```

```

ra64=(S64*No*B)/(Pt*A);

```

```

ra65=(S65*No*B)/(Pt*A);

```

```

ra66=(S66*No*B)/(Pt*A);

```

```

ra67=(S67*No*B)/(Pt*A);

```

```

ra68=(S68*No*B)/(Pt*A);

```

```

ra69=(S69*No*B)/(Pt*A);

```

```

ra610=(S610*No*B)/(Pt*A);
ra611=(S611*No*B)/(Pt*A);
ra612=(S612*No*B)/(Pt*A);
ra613=(S613*No*B)/(Pt*A);
ra614=(S614*No*B)/(Pt*A);
ra615=(S615*No*B)/(Pt*A);

```

```

r11 = (1/ra11)^(1/a);

```

```

r21 = (1/ra21)^(1/a);

```

```

r31 = (1/ra31)^(1/a);

```

```

r33 = (1/ra33)^(1/a);

```

```

r41 = (1/ra41)^(1/a);

```

```

r53 = (1/ra53)^(1/a);

```

```

r63 = (1/ra63)^(1/a);

```

```

r64 = (1/ra64)^(1/a);

```

```

r65 = (1/ra65)^(1/a);

```

```

r66 = (1/ra66)^(1/a);

```

```

r67 = (1/ra67)^(1/a);

```

```

r68 = (1/ra68)^(1/a);

```

```

r69 = (1/ra69)^(1/a);

```

```

r610 = (1/ra610)^(1/a);

```

```

r611 = (1/ra611)^(1/a);

```

```

r612 = (1/ra612)^(1/a);

```

```

r613 = (1/ra613)^(1/a);

```

```

r614 = (1/ra614)^(1/a);

```

```

r615 = (1/ra615)^(1/a);

```

```
Xc= 0; %center for x
Yc= 0; %center for y
R11 = r11; %the radius
```

```
R21 = r21;
```

```
R31 = r31;
R33 = r33;
```

```
R41 = r41;
```

```
R53 = r53;
```

```
R63 = r63;
R64 = r64;
R65 = r65;
R66 = r66;
R67 = r67;
R68 = r68;
R69 = r69;
R610 = r610;
R611 = r611;
R612 = r612;
R613 = r613;
R614 = r614;
R615 = r615;
R8 = 20;
```

```
x=0:0.01:1; %x vector
y=0:0.01:1; %y vector
```

```
%the circle plot
```

```
plot(Xc+R11*cos(2*pi*x),Yc+R11*sin(2*pi*y), 'og-');
hold on
plot(Xc+R21*cos(2*pi*x),Yc+R21*sin(2*pi*y), 'ok-');
hold on
plot(Xc+R31*cos(2*pi*x),Yc+R31*sin(2*pi*y), 'sb-');
hold on
plot(Xc+R33*cos(2*pi*x),Yc+R33*sin(2*pi*y), 'sb-');
hold on
plot(Xc+R41*cos(2*pi*x),Yc+R41*sin(2*pi*y), 'sm-');
hold on
plot(Xc+R53*cos(2*pi*x),Yc+R53*sin(2*pi*y), 'sc-');
hold on
plot(Xc+R63*cos(2*pi*x),Yc+R63*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
plot(Xc+R64*cos(2*pi*x),Yc+R64*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
plot(Xc+R65*cos(2*pi*x),Yc+R65*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
plot(Xc+R66*cos(2*pi*x),Yc+R66*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
plot(Xc+R67*cos(2*pi*x),Yc+R67*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
plot(Xc+R68*cos(2*pi*x),Yc+R68*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
plot(Xc+R69*cos(2*pi*x),Yc+R69*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
plot(Xc+R610*cos(2*pi*x),Yc+R610*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
plot(Xc+R611*cos(2*pi*x),Yc+R611*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
plot(Xc+R612*cos(2*pi*x),Yc+R612*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
plot(Xc+R613*cos(2*pi*x),Yc+R613*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
plot(Xc+R614*cos(2*pi*x),Yc+R614*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
```

```

plot(Xc+R615*cos(2*pi*x),Yc+R615*sin(2*pi*y), 'sy-');
hold on
plot(Xc+R8*cos(2*pi*x),Yc+R8*sin(2*pi*y), 'black');
hold off
grid
xlabel('distance')

```

```

%the rates (b)

```

```

b11 = 200000;

```

```

b21 = 400000;

```

```

b31 = 600000;

```

```

b33 = 1800000;

```

```

b41 = 800000;

```

```

b53 = 3000000;

```

```

b63 = 3600000;

```

```

b64 = 4800000;

```

```

b65 = 6000000;

```

```

b66 = 7200000;

```

```

b67 = 8400000;

```

```

b68 = 9600000;

```

```

b69 = 10800000;

```

```

b610 = 12000000;

```

```

b611 = 13200000;

```

```

b612 = 14400000;

```

```

b613 = 15600000;

```

```

b614 = 16800000;

```

```

b615 = 18000000;

```

```

%SNR x (dB)

```

```

x11=10*log10(S11);

```

```

x21=10*log10(S21);

```

```

x31=10*log10(S31);

```

```

x33=10*log10(S33);

```

```

x41=10*log10(S41);

```

```

x53=10*log10(S53);

```

```

x63=10*log10(S63);

```

```

x64=10*log10(S64);

```

```

x65=10*log10(S65);

```

```

x66=10*log10(S66);

```

```

x67=10*log10(S67);

```

```

x68=10*log10(S68);

```

```

x69=10*log10(S69);

```

```

x610=10*log10(S610);

```

```

x611=10*log10(S611);

```

```

x612=10*log10(S612);

```

```

x613=10*log10(S613);

```

```

x614=10*log10(S614);

```

```

x615=10*log10(S615);

```

```

%rate and SNR

```

```

xsnr=[0 x11 x21 x31 x41 x33 x53 x63 x64 x65 x66 x67 x68
x69 x610 x611 x612 x613 x614 x615];

```

```

yrate=[b11 b11 b21 b31 b41 b33 b53 b63 b64 b65 b66 b67
b68 b69 b610 b611 b612 b613 b614 b615];

```

```

stairs(xsnr,yrate)

```

```

ylabel('rate (bps)')

```

```

xlabel('snr (dB)')

```

```

%rate and distance
xdis=[r11 r11 r21 r31 r41 r33 r53 r63 r64 r65 r66 r67
r68 r69 r610 r611 r612 r613 r614 r615 0];
yrate=[0 b11 b21 b31 b41 b33 b53 b63 b64 b65 b66 b67
b68 b69 b610 b611 b612 b613 b614 b615 b615];
stairs(xdis,yrate)
ylabel('rate (bps)')
xlabel('distance')

```

3) Αναλυτικό μοντέλο

3.1) Proportional Fair χωρίς χρήση κωδικών

```

clear all
close all

```

```

%sectors
k=9;

```

```

%users
n=100;

```

```

%line SNR (s)
s(1)=4.77;
for i=2:1:k
    s(i)=(2^(i-1))*4.77;
end

```

```

%average SNR of every sector

```

```

for i=1:1:k-1
sm(i)=(s(i)+s(i+1))/2;
end
sm(k)=s(k);

```

```

%limit
f=100000;

```

```

%SNR (S)

```

```

S1 = (erfcinv(2*0.001))^2; %BPSK
S2 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(4-1))))/3; %4QAM
S3 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(8-1))))/3; %8QAM
S4 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(16-1))))/3; %16QAM
S5 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(32-1))))/3; %32QAM
S6 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3; %64QAM

```

```

aa=[0 S2 S3 S4 S5 S6 f];

```

```

%bitrates

```

```

r=[200 400 600 800 1000 1200];
kl=length(r);
kll=length(aa);
c=zeros(k,kl);
rtt=zeros(1,k);
for i=1:1:k
c(i,1:kl)=exp(-aa(1:kll-1)./sm(i))-exp(-
aa(2:kll)./sm(i));
end

```

```

for i=1:1:k
rtt(i)=c(i,:)*r';
end

%the distances (rt)
Pt=10^(41/10)*0.001;
No=10^(-20.4);
A=0.0015;
B=3200000;
a=3.8;
for i=1:1:k
rtemp(i)=(s(i)*No*B)/(Pt*A);
rt(i) = (1/rtemp(i))^(1/a);
end

x=0:0.01:1; %x vector
y=0:0.01:1; %y vector
Xc=0;
Yc=0;
%the circle plot
for i=1:1:k
plot(Xc+rt(i)*cos(2*pi*x),Yc+rt(i)*sin(2*pi*y), 'ok-');
hold on
end
hold off
grid
xlabel('distance')

%rate and SNR
for i=1:1:k
xsnr(i)=s(i);

```

```

end
for i=1:1:k
yrate(i)=rtt(i);
end
stairs(xsnr,yrate)
ylabel('rate (Kbps)')
xlabel('snr')

%the possibility of every sector
st=0;
for i=1:1:k-1
rs(i)=(rt(i)^2-rt(i+1)^2)/(rt(1)^2);
st=st+rs(i);
end
rs(k)=1-st;

%integral limit
b=-log(0.00001);

%throughput calculation (go and thr)
thr=0;
for i=1:1:k
got=@(y)y.*exp(-y).*(1-(exp(-y))).^(n-1);
go(i)=rtt(i)*quad(got,0,b);
thr=thr+go(i);
end

%average SNR of every sector
for i=1:1:k-1
sm(i)=(s(i)+s(i+1))/2;
end

```

```
sm(k)=s(k);
```

3.2)Max Rate και Max SNR χωρίς χρήση κωδικών

```
clear all  
close all
```

```
%sectors
```

```
k=9;
```

```
%users
```

```
n=100;
```

```
%line SNR (s)
```

```
s(1)=4.77;
```

```
for i=2:1:k
```

```
    s(i)=(2^(i-1))*4.77;
```

```
end
```

```
%average SNR of every sector
```

```
for i=1:1:k-1
```

```
    sm(i)=(s(i)+s(i+1))/2;
```

```
end
```

```
sm(k)=s(k);
```

```
%limit
```

```
f=100000;
```

```
%SNR (S)
```

```
S1 = (erfcinv(2*0.001))^2; %BPSK
```

```
S2 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(4-1))))/3; %4QAM
```

```
S3 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(8-1))))/3; %8QAM
```

```
S4 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(16-1))))/3; %16QAM
```

```
S5 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(32-1))))/3; %32QAM
```

```
S6 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3; %64QAM
```

```
aa=[0 S2 S3 S4 S5 S6 f];
```

```
%bitrates
```

```
r=[200 400 600 800 1000 1200];
```

```
kl=length(r);
```

```
kll=length(aa);
```

```
c=zeros(k,kl);
```

```
rtt=zeros(1,k);
```

```
for i=1:1:k
```

```
    c(i,1:kl)=exp(-aa(1:kll-1)./sm(i))-exp(-
```

```
    aa(2:kll)./sm(i));
```

```
end
```

```
for i=1:1:k
```

```
    rtt(i)=c(i,:)*r';
```

```
end
```

```
%distances
```

```
Pt=10^(41/10)*0.001;
```

```
No=10^(-20.4);
```

```
A=0.0015;
```

```
B=3200000;
```

```
a=3.8;
```

```
for i=1:1:k
```

```
    rtemp(i)=(s(i)*No*B)/(Pt*A);
```

```

rt(i) = (1/rtemp(i))^(1/a);
end

```

```

%the possibilities

```

```

st=0;
for i=1:1:k-1
    rs(i)=(rt(i)^2-rt(i+1)^2)/(rt(1)^2);
    st=st+rs(i);
end
rs(k)=1-st;

```

```

%average SNR

```

```

for i=1:1:k-1
sm(i)=(s(i)+s(i+1))/2;
end
sm(k)=s(k);

```

```

%users in each sector

```

```

for i=1:1:k
nx_temp(i)=rs(i)*n;
end
for i=1:1:k
nx(i)=ceil(nx_temp(i));
end

```

```

%integral limit

```

```

b=-log(0.00001);

```

```

%max rate throughput

```

```

syms y;
thr1=0;
for i=1:1:k
temp1=1;
temp2=1;
for j=1:1:(i-1)
temp1=temp1*(1-exp((-rtt(i)/rtt(j))*y)).^(nx(j));
end
for j=(i+1):1:k
temp2=temp2*(1-exp((-rtt(i)/rtt(j))*y)).^(nx(j));
end

```

```

got1=y.*exp(-y).*(1-exp(-y)).^(nx(i)-1);
got_temp=temp1*temp2*got1;
got=matlabFunction(got_temp);
gol(i)=rtt(i)*quadv(got,0,b);
thr1=thr1+gol(i);

```

```

end

```

```

%max SNR throughput

```

```

syms y;
thr2=0;
for i=1:1:k
%h sinartisi einai
temp1=1;
temp2=1;
for j=1:1:(i-1)
temp1=temp1*(1-exp(-sm(i)/sm(j)*y)).^(nx(j));
end
for j=(i+1):1:k
temp2=temp2*(1-exp(-sm(i)/sm(j)*y)).^(nx(j));

```



```

end

got2=y.*exp(-y).*(1-exp(-y)).^(nx(i)-1);
got_temp=temp1*temp2*got2;
got=matlabFunction(got_temp);
go2(i)=rtt(i)*quadv(got,0,b);
thr2=thr2+go2(i);

end

```

4) WiMAX

4.1) WiMAX με Proportional Fair για αναλυτικό

```

clear all
close all

%sectors
k=9;

%users
n=100;

%line SNR (s)
s(1)=4.77;
for i=2:1:k
    s(i)=(2^(i-1))*4.77;
end

```

```

%average SNR of every sector
for i=1:1:k-1
    sm(i)=(s(i)+s(i+1))/2;
end
sm(k)=s(k);

%limit
f=100000;

%SNR (S)
S1 = (erfcinv(2*0.001))^2; %BPSK
S2 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(4-1))))/3; %4QAM
S3 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(8-1))))/3; %8QAM
S4 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(16-1))))/3; %16QAM
S5 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(32-1))))/3; %32QAM
S6 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3; %64QAM

aa=[0 S2 S3 S4 S5 S6 f];

%bitrates
r=[921.6 1843.2 3686.4 7372.8 14745.6 29491.2];
kl=length(r);
kll=length(aa);
c=zeros(k,kl);
rtt=zeros(1,k);
for i=1:1:k
    c(i,1:kl)=exp(-aa(1:kll-1)./sm(i))-exp(-aa(2:kll)./sm(i));
end

for i=1:1:k
    rtt(i)=c(i,:)*r';
end

```

```

end

%the distances (rt)
Pt=10^(41/10)*0.001*0.1875;
No=10^(-20.4);
A=0.0015;
B=1890000;
a=3.8;
for i=1:1:k
rtemp(i)=(s(i)*No*B)/(Pt*A);
rt(i) = (1/rtemp(i))^(1/a);
end

x=0:0.01:1; %x vector
y=0:0.01:1; %y vector
Xc=0;
Yc=0;
%the circle plot
for i=1:1:k
plot(Xc+rt(i)*cos(2*pi*x),Yc+rt(i)*sin(2*pi*y), 'ok-');
hold on
end
hold off
grid
xlabel('distance')

%rate and SNR
for i=1:1:k
xsnr(i)=s(i);
end
for i=1:1:k

```

```

yrate(i)=rtt(i);
end
stairs(xsnr,yrate)
ylabel('rate (Kbps)')
xlabel('snr')

%the possibility of every sector
st=0;
for i=1:1:k-1
rs(i)=(rt(i)^2-rt(i+1)^2)/(rt(1)^2);
st=st+rs(i);
end
rs(k)=1-st;

%integral limit
b=-log(0.00001);

%throughput calculation (go and thr)
thr=0;
for i=1:1:k
got=@(y)y.*exp(-y).*(1-(exp(-y))).^(n-1);
go(i)=4*rtt(i)*quad(got,0,b);
thr=thr+go(i);
end

clear all
close all

```

4.2) WiMAX με Max Rate και MAX SNR για αναλυτικό

```

%sectors
k=9;

%users
n=100;

%line SNR (s)
s(1)=4.77;
for i=2:1:k
    s(i)=(2^(i-1))*4.77;
end

%average SNR of every sector
for i=1:1:k-1
    sm(i)=(s(i)+s(i+1))/2;
end
sm(k)=s(k);

%limit
f=100000;

%SNR (S)
S1 = (erfcinv(2*0.001))^2; %BPSK
S2 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(4-1))))/3; %4QAM
S3 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(8-1))))/3; %8QAM
S4 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(16-1))))/3; %16QAM
S5 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(32-1))))/3; %32QAM
S6 = (((-1)*(log(0.001/0.2))*(2*(64-1))))/3; %64QAM

```

```

aa=[0 S2 S3 S4 S5 S6 f];

%bitrates
r=[921.6 1843.2 3686.4 7372.8 14745.6 29491.2];
kl=length(r);
kll=length(aa);
c=zeros(k,kl);
rtt=zeros(1,k);
for i=1:1:k
    c(i,1:kl)=exp(-aa(1:kll-1)./sm(i))-exp(-aa(2:kll)./sm(i));
end

for i=1:1:k
    rtt(i)=c(i,:)*r';
end

%the distances (rt)
Pt=10^(41/10)*0.001*0.1875;
No=10^(-20.4);
A=0.0015;
B=1890000;
a=3.8;
for i=1:1:k
    rtemp(i)=(s(i)*No*B)/(Pt*A);
    rt(i) = (1/rtemp(i))^(1/a);
end

%the possibilities
st=0;
for i=1:1:k-1

```

```

    rs(i)=(rt(i)^2-rt(i+1)^2)/(rt(1)^2);
    st=st+rs(i);
end
rs(k)=1-st;

%average SNR in each sector
for i=1:1:k-1
sm(i)=(s(i)+s(i+1))/2;
end
sm(k)=s(k);

%users in each sector
for i=1:1:k
nx_temp(i)=rs(i)*n;
end
for i=1:1:k
nx(i)=ceil(nx_temp(i));
end

%integral limit
b=-log(0.00001);

%throughput of Max Rate
syms y;
thr1=0;
for i=1:1:k
temp1=1;
temp2=1;
for j=1:1:(i-1)
temp1=temp1*(1-exp((-rtt(i)/rtt(j))*y)).^(nx(j));
end
for j=(i+1):1:k

```

```

temp2=temp2*(1-exp((-rtt(i)/rtt(j))*y)).^(nx(j));
end

gott1=y.*exp(-y).*(1-exp(-y)).^(nx(i)-1);
got_temp=temp1*temp2*gott1;
got1=matlabFunction(got_temp);
gol(i)=4*rtt(i)*quadv(got1,0,b);
thr1=thr1+gol(i);

end

%throughput of Max SNR
syms y;
thr2=0;
for i=1:1:k
temp1=1;
temp2=1;
for j=1:1:(i-1)
temp1=temp1*(1-exp(-sm(i)/sm(j)*y)).^(nx(j));
end
for j=(i+1):1:k
temp2=temp2*(1-exp(-sm(i)/sm(j)*y)).^(nx(j));
end

gott2=y.*exp(-y).*(1-exp(-y)).^(nx(i)-1);
got_temp=temp1*temp2*gott2;
got2=matlabFunction(got_temp);
go2(i)=4*rtt(i)*quadv(got2,0,b);
thr2=thr2+go2(i);

end

```