



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

***ΕΠΙΛΟΣΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ
ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ ΚΑΙ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (ΜΙΜΟ)
ΜΕ ΕΦΑΜΟΓΕΣ ΣΕ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΑ ΔΙΚΤΥΑ 4^{ΗΣ} ΓΕΝΙΑΣ***

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΦΩΤΙΟΥ Σ. ΣΚΟΝΤΑ

ΕΠΙΒΛΕΠΟΥΣΑ: ΔΗΜΗΤΡΑ-ΘΕΟΔΩΡΑ ΚΑΚΛΑΜΑΝΗ
ΚΑΘΗΓΗΤΡΙΑ Ε.Μ.Π.

ΑΘΗΝΑ, ΣΕΠΤΕΜΒΡΙΟΣ 2015



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

***ΕΠΙΛΟΣΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΣΕ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ
ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΙΣΟΔΩΝ ΚΑΙ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΞΟΔΩΝ (ΜΙΜΟ)
ΜΕ ΕΦΑΜΟΓΕΣ ΣΕ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΑ ΔΙΚΤΥΑ 4^{ΗΣ} ΓΕΝΙΑΣ***

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

Φώτιου Σ. Σκόντα

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 8^η Σεπτεμβρίου 2015

.....

Κακλαμάνη Δ.Ι.
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....

Ουζούνογλου Ν.Κ.
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....

Βενιέρης Ι. Στ.
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2015

.....
Φώτιος Σ. Σκόντας

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

Copyright © Φώτιος Σ. Σκόντας, 2015

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Σκοπός της παρούσης εργασίας είναι η μελέτη τεχνικών μετάδοσης δεδομένων σε συστήματα *Πολλαπλής Εισόδου – Πολλαπλής Εξόδου (MIMO)* με χρήση της τεχνικής πολλαπλής πρόσβασης *Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA)*, η οποία είναι υποψήφια για ενσωμάτωση στα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας 4^{ης} γενιάς (σε πολλές περιπτώσεις έχει ήδη υιοθετηθεί).

Αρχικά στα πρώτα τέσσερα κεφάλαια γίνεται μία σύντομη περιήγηση στο χώρο των ασύρματων δικτύων επικοινωνιών, παρουσιάζεται συνοπτικά το φυσικό υπόβαθρο του ασύρματου διαύλου και παρατίθεται σύντομη συγκριτική ανάλυση των επικρατέστερων τεχνικών πολλαπλής πρόσβασης στο κανάλι (TDMA, CDMA, SDMA, OFDMA). Επιπλέον, αναλύονται οι τρόποι διείσδυσης των συστημάτων *Πολλαπλής Εισόδου Πολλαπλής Εξόδου (MIMO)* στα σύγχρονα πολυκυψελωτά δίκτυα (ιδιαίτερα 4^{ης} γενιάς), καθώς και οι σχετικές μέθοδοι που εφαρμόζονται (διαφορική προστασία, χωρική πολυπλεξία κ.α.).

Στα τελευταία τρία κεφάλαια γίνεται εισαγωγή και επεξήγηση των επιμέρους διαδικασιών του υπολογιστικού μοντέλου που δημιουργείται στην παρούσα εργασία, με σκοπό την ανάλυση παραμέτρων σε σύγχρονα πολυκυψελωτά δίκτυα. Επίσης, πραγματοποιείται περιγραφή και σύγκριση τριών αλγορίθμων υλοποίησης τεχνικών προσαρμοστικής διαμόρφωσης, οι οποίες αποσκοπούν στην αύξηση της ποιότητας υπηρεσίας και της ταχύτητας μεταφοράς δεδομένων (δηλαδή αύξηση *διέλευσης* και μείωση *ρυθμού σφαλμάτων*). Επιπροσθέτως, διεξάγεται πληθώρα προσομοιώσεων βασισμένων σε διαφορετικές παραμετροποιήσεις του προσομοιωτή, με σκοπό την εξαγωγή χρήσιμων συμπερασμάτων (μέσω διαγραμμάτων) για τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά των πολυκυψελωτών συστημάτων, τα οποία αξιολογούνται, και τελικά, προτείνονται συνδυασμοί σχεδόν βέλτιστων λύσεων, καθώς και ιδέες για μελλοντική μελέτη και έρευνα.

Λέξεις – Κλειδιά: Κυψελωτά Δίκτυα, Δίκτυα 4^{ης} Γενιάς, 4G, Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Συχνότητας, OFDMA, Πολυπλεξία Ορθογωνικής Διαίρεσης Συχνότητας, OFDM, Συστήματα Πολλαπλών Εισόδων/Εξόδων, MIMO, Διαφορισμός, Χωρική Πολυπλεξία, Έλεγχος Ισχύος, Προσαρμοστική Διαμόρφωση, ACM

Abstract

The main target of this diploma dissertation is the study of data transfer techniques over *Multiple Input - Multiple Output Systems (MIMO)*, by using the *Orthogonal Frequency Division Multiple Access* multiplexing scheme, which is the main candidate for applications in the 4th generation mobile telephony networks (in many cases it has already been applied).

In the first four chapters, we briefly describe the most important communication networks and we analyze and compare the most predominant multiple access techniques (TDMA, CDMA, SDMA and OFDMA), as well as the ways that MIMO technology has invaded in the modern multicellular systems (especially 4G), through the application of trailblazing techniques (such as diversity protection and spatial multiplexing).

The last three chapters introduce and explain the procedures followed by the computer model we design and employ in the current thesis, so as to conduct an analysis on the parameters of multicellular networks. Furthermore, a detailed review and comparison on the way three adaptive modulation algorithms are implemented in our main simulator is given, which lead to the partial optimization of the system's speed and robustness (e.g. increased *total throughput* and low *bit error rate*). Finally, various simulations take place, based on a plethora of several parameters, in order to produce useful numerical and graphical results according to the individual characteristics of multicellular systems. All these simulations provide us with important information, which is assessed and, as a conclusion, combinations of suboptimal solutions to some of the modern cellular systems' common problems are suggested, as well as ideas for future work and research.

Keywords: Cellular Networks, 4th Generation Networks, 4G, Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA, Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM, Multiple Input Multiple Output Systems, MIMO, Diversity, Spatial Multiplexing, Power Control, Adaptive Modulation, ACM

Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία συντάχθηκε κατά το ακαδημαϊκό έτος 2014-15 στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου υπό την επίβλεψη της Καθηγήτριας κας Κακλαμάνη, προς την οποία θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες, αφενός για την εποικοδομητική συνεργασία και αφετέρου για την εμπιστοσύνη της στο πρόσωπό μου.

Καθ' όλη τη διάρκεια υλοποίησης και συγγραφής του έργου, ουσιαστική και καθοριστικής σημασίας υπήρξε η συμβολή του Διδάκτορα και Ερευνητή Ηλεκτρολόγου Μηχανικού και Μηχανικού Υπολογιστών και Παναγιώτη Γκόνη, τον οποίο θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερος για την αδιάλειπτη και πρόθυμη αρωγή του, όποτε κι αν αυτή χρειάστηκε.

Επίσης, από τη θέση αυτή, θα ήθελα να ευχαριστήσω εκ βάθους καρδιάς όσες και όσους, έμμεσα ή άμεσα, αποτέλεσαν έρεισμα για την επιτυχή περάτωση του παρόντος πονήματος.

Αφιερώνεται στη μνήμη του πατέρα μου

.....

Aut viam inveniam aut faciam.

Avvίβας

Κατάλογος Περιεχομένων

ΠΕΡΙΛΗΨΗ.....	V
ABSTRACT	VII
ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ	IX
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ.....	XI
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ.....	XVII
ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΙΚΟΝΩΝ	XIX
ΣΗΜΕΙΟΓΡΑΦΙΑ / ΔΙΕΥΚΡΙΝΙΣΕΙΣ.....	XXV
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 - ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΔΙΚΤΥΑ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ	28
1.1 ΙΣΤΟΡΙΚΗ ΑΝΑΔΡΟΜΗ.....	29
1.2 ΓΕΝΙΕΣ ΔΙΚΤΥΩΝ ΚΙΝΗΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ	31
1.2.1 Δίκτυα 0G.....	32
1.2.2 Δίκτυα 0.5G.....	33
1.2.3 Δίκτυα 1G.....	33
1.2.4 Δίκτυα 2G.....	34
1.2.5 Δίκτυα 2.5G.....	35
1.2.6 Δίκτυα 2.75G.....	36
1.2.7 Δίκτυα 3G.....	37
1.2.8 Δίκτυα 3.5G.....	39
1.2.9 Δίκτυα 3.75G.....	40
1.2.10 Δίκτυα 4G.....	40
1.2.10.1 Αρχιτεκτονική Δικτύου LTE	42
1.2.10.2 Αρχιτεκτονική Δικτύου WiMAX	45
1.2.11 Δίκτυα 4.5G.....	48
1.2.12 Δίκτυα 5G.....	49
1.3 ΔΗΜΟΦΙΛΗ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΔΙΚΤΥΑ ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ	52
1.3.1 Οικογένεια Προτύπων IEEE 802.11	52
1.3.2 Οικογένεια Προτύπων IEEE 802.16	52
1.3.3 Οικογένεια Προτύπων IEEE 802.20	53
1.3.4 Δορυφορικές Επικοινωνίες	53
1.3.5 Δίκτυα Προσωπικών Επικοινωνιών.....	54
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 - Ο ΑΣΥΡΜΑΤΟΣ ΔΙΑΥΛΟΣ	56
2.1 ΒΑΣΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ ΘΕΩΡΙΑΣ ΚΕΡΑΙΩΝ	57
2.2 ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΙ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΗΣ ΑΚΤΙΝΟΒΟΛΙΑΣ.....	61
2.3 Ο ΘΟΡΥΒΟΣ ΣΤΙΣ ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ	61

2.4 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΜΕΓΑΛΗΣ ΚΛΙΜΑΚΑΣ	62
2.4.1 Μοντέλο Απωλειών Ελεύθερου Χώρου	63
2.4.2 Μοντέλο Επίπεδης Γης.....	64
2.4.3 Γενικό Μοντέλο Απωλειών Διάδοσης	64
2.4.4 Εμπειρικά Μοντέλα.....	65
2.4.4.1 Μοντέλο COST 231 - Hata.....	67
2.4.4.2 Μοντέλα Εσωτερικού Χώρου.....	68
2.4.5 Σκίαση.....	68
2.5 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΜΙΚΡΗΣ ΚΛΙΜΑΚΑΣ	69
2.5.1 Μετατόπιση Doppler.....	70
2.5.2 Διασπορά Καθυστέρησης.....	71
2.5.3 Εύρος Ζώνης Συνοχής.....	72
2.5.4 Είδη Διαλείψεων	73
2.6 ΠΑΡΕΜΒΟΛΕΣ ΣΕ ΚΥΨΕΛΩΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ	76
2.6.1 Ομοδιανλική Παρεμβολή	76
2.6.2 Παρεμβολή γειτονικών διαύλων.....	77
2.6.3 Ενδοδιαμόρφωση	77
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 - ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ ΚΑΙ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ ΣΤΟ ΚΑΝΑΛΙ	80
3.1 ΨΗΦΙΑΚΕΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ	81
3.1.1 Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους / Φάσης.....	83
3.1.2 Ψηφιακή Διαμόρφωση Συχνότητας	85
3.1.3 Γενικευμένη Πιθανότητα Λάθους και Διακοπής.....	86
3.2 ΠΟΛΛΑΠΛΗ ΠΡΟΣΒΑΣΗ ΔΙΑΙΡΕΣΗΣ ΧΡΟΝΟΥ (TDMA).....	88
3.2.1 Προσεγγίσεις <i>Frequency Division Duplexing</i> & <i>Time Division Duplexing</i>	88
3.3 ΠΟΛΛΑΠΛΗ ΠΡΟΣΒΑΣΗ ΔΙΑΙΡΕΣΗΣ ΚΩΔΙΚΑ (CDMA)	89
3.4 ΠΟΛΛΑΠΛΗ ΠΡΟΣΒΑΣΗ ΔΙΑΙΡΕΣΗΣ ΧΩΡΟΥ (SDMA)	91
3.5 ΤΥΧΑΙΑ ΠΟΛΛΑΠΛΗ ΠΡΟΣΒΑΣΗ.....	92
3.6 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ ΜΕ ΔΙΑΙΡΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ.....	94
3.6.1 Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας (<i>FDM</i>)	94
3.6.2 Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Συχνότητας (<i>FDMA</i>)	94
3.7 ΟΡΘΟΓΩΝΙΑ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑ ΔΙΑΙΡΕΣΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ (<i>OFDM</i>).....	95
3.7.1 Μαθηματική Περιγραφή του <i>OFDM</i>	96
3.7.2 Κωδικοποίηση Καναλιού και Διεμπλοκή.....	98
3.7.3 Πλεονεκτήματα του <i>OFDM</i>	100
3.7.4 Μειονεκτήματα του <i>OFDM</i>	102
3.7.5 Παράδειγμα Συστήματος <i>OFDM</i> με χρήση <i>FFT</i> Αλγορίθμου.....	103
3.8 ΠΟΛΛΑΠΛΗ ΠΡΟΣΒΑΣΗ ΜΕ ΟΡΘΟΓΩΝΙΑ ΔΙΑΙΡΕΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ.....	105
3.8.1 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα του <i>OFDMA</i>	106

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 - ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ ΕΙΣΟΔΟΥ – ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ ΕΞΟΔΟΥ..... 109

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΙΜΟ	110
4.2 ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΙΜΟ.....	112
4.2.1 <i>Precoding - Beamforming</i>	112
4.2.2 <i>Διαφορική Προστασία (Diversity Coding)</i>	114
4.2.2.1 <i>Διαφορική Εκπομπή – Το Σχήμα Alamouti</i>	114
4.2.2.2 <i>Διαφορική Λήψη</i>	116
4.2.3 <i>Χωρική Πολυπλεξία (Spatial Multiplexing)</i>	118
4.3 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΙΜΟ.....	121
4.4 ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΙΜΟ	123
4.4.1 <i>Χωρητικότητα Διαύλου χωρίς Γνώση Διαύλου στον Πομπό</i>	125
4.4.2 <i>Χωρητικότητα Διαύλου με Γνώση Διαύλου στον Πομπό</i>	127
4.5 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΧΩΡΙΚΗΣ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑΣ ΚΑΙ ΔΙΑΦΟΡΙΚΗΣ ΠΡΟΣΤΑΣΙΑΣ.....	127
4.6 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΜΙΜΟ ΣΕ 4G ΔΙΚΤΥΑ	129
4.7 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΜΙΜΟ - SISO	135

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 - ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΥΨΕΛΩΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΜΙΜΟ - OFDMA..... 138

5.1 ΚΕΝΤΡΙΚΗ ΙΔΕΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΤΗ.....	139
5.2 ΈΛΕΓΧΟΣ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ	140
5.2.1 <i>Επισκόπηση Βασικών Παραμέτρων</i>	141
5.2.2 <i>Στατιστικό Μοντέλο Monte Carlo</i>	143
5.3 ΑΝΑΛΥΣΗ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΟΥ ΜΟΝΤΕΛΟΥ	145
5.3.1 <i>Κατασκευή Κυψελωτού Συστήματος</i>	145
5.3.1.1 <i>Γεωμετρία Κυψέλης</i>	146
5.3.1.2 <i>Κατασκευή Πολλαπλών Tier</i>	148
5.3.2 <i>Εισαγωγή Χρηστών</i>	149
5.3.2.1 <i>Απώλειες Διαδρομής</i>	154
5.3.3 <i>Τομεοποίηση</i>	157
5.3.4 <i>Εκχώρηση Καναλιών</i>	161
5.3.5 <i>Μητρώα ΜΙΜΟ</i>	164
5.3.6 <i>Έλεγχος Ισχύος</i>	165
5.3.6.1 <i>Υπολογισμός Συνολικών Απωλειών Διάδοσης</i>	165
5.3.6.2 <i>Κατανομή Ισχύος σε Ομοδιαυλικούς Χρήστες</i>	168
5.3.7 <i>Διαγραφή Χρηστών</i>	172
5.3.8 <i>Κωδικοποίηση Συμβόλων</i>	172
5.3.9 <i>Υπολογισμός Εισόδου στο Δέκτη</i>	174
5.3.10 <i>Αποκωδικοποίηση Συμβόλων</i>	175
5.3.11 <i>Υπολογισμός Bit Error Rate</i>	176
5.4 ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ	177

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 - ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ	182
6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΗΝ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ	183
6.2 ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΕΣ ΤΕΧΝΙΚΕΣ	185
6.3 ΠΡΩΤΟΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ ΑΜ.....	188
6.3.1 Υλοποίηση Αλγορίθμου 1 στον Προσομοιωτή	189
6.3.2 Υλοποίηση Ελέγχου Ισχύος Αλγορίθμου 1	191
6.4 ΔΕΥΤΕΡΟΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ ΑΜ.....	194
6.4.1 Υλοποίηση Αλγορίθμου 2 στον Προσομοιωτή	194
6.5 ΤΡΙΤΟΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ ΑΜ	197
6.5.1 Υλοποίηση Αλγορίθμου 3 στον Προσομοιωτή	197
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 - ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ / ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	200
7.1 ΣΤΟΧΟΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ.....	201
7.2 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΒΑΣΙΚΩΝ ΣΕΝΑΡΙΩΝ.....	201
7.2.1 Ανάθεση καναλιών σε BS και τομείς	202
7.2.2 Μεταβολή Αριθμού Tier	204
7.2.3 Μεταβολή Επιπέδου Διαμόρφωσης.....	205
7.2.4 Μεταβολή Αριθμού Καναλιών ανά Χρήστη	207
7.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΩΝ BER.....	210
7.3.1 Μεταβολή Αριθμού Καναλιών Χρήστη και Πιθανότητας Αποκλεισμού.....	210
7.3.2 Μεταβολή Επιπέδου Διαμόρφωσης.....	213
7.4 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΑΛΓΟΡΙΘΜΩΝ ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ.....	215
7.4.1 Επίδοση Συνολικής Διέλευσης (Throughput)	215
7.4.2 Επίδοση Συνολικής Εκπεμπόμενης Ισχύος.....	218
7.5 ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΠΟΙΗΣΗ ΜΙΜΟ	221
7.5.1 Επίδραση Παραμετροποίησης ΜΙΜΟ στη Χωρητικότητα Χρηστών και στο BER.....	221
7.5.2 Επίδραση Παραμετροποίησης ΜΙΜΟ στην Εφαρμογή του ACM.....	224
7.6 ΓΕΝΙΚΑ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	226
7.7 ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΜΕΛΕΤΗ	227
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α - ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΕΣ ΔΙΑΥΛΩΝ SIMO / MISO	231
Π.Α.1 ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΔΙΑΥΛΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ SIMO	231
Π.Α.2 ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΔΙΑΥΛΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ MISO	232
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β - ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΚΑΤΑΝΟΜΗΣ ΔΙΑΥΛΩΝ ΣΕ ΚΥΨΕΛΩΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ..	234
Π.Β.1 ΣΤΑΘΕΡΗ ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΔΙΑΥΛΩΝ	234
Π.Β.2 ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΔΙΑΥΛΩΝ.....	235
Π.Β.2.1 Κεντρικό DCA	235
Π.Β.2.1.1 Μέγιστη Ομαδοποίηση.....	235
Π.Β.2.1.2 Αλγόριθμος MAXMIN.....	236
Π.Β.2.2 Αποκεντρωμένο DCA.....	236

<i>Π.Β.2.3 Πλήρως Αποκεντρωμένο DCA</i>	237
Π.Β.2.3.1 Διαχωρισμός Διαύλων.....	237
Π.Β.2.3.2 Διαχωρισμός Διαύλων με Μεταβλητό Κατόφλι.....	237
Π.Β.2.3.3 Ελάχιστη Παρεμβολή.....	238
Π.Β.3 ΥΒΡΙΔΙΚΗ ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΔΙΑΥΛΩΝ	238
Π.Β.4 ΔΑΝΕΙΣΜΟΣ ΔΙΑΥΛΩΝ.....	239
<i>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</i>	242

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1.1: Προδιαγραφές IMT-2000 και αντίστοιχα συστήματα.....	40
Πίνακας 1.2: Αντιστοιχία βασικών οντοτήτων δικτύων 2G / 3G με LTE.....	48
Πίνακας 1.3: Συγκεντρωτική παρουσίαση σημαντικότερων δικτύων κινητών επικοινωνιών....	52
Πίνακας 2.1: Δημοφιλή μοντέλα απωλειών διάδοσης.....	65
Πίνακας 4.1: Φασματική απόδοση 4G συστημάτων για διαφορετικές διατάξεις MIMO.....	137
Πίνακας 5.1: Κατάταξη κυψελών με βάση τη γεωγραφική περιοχή κάλυψης.....	148
Πίνακας 6.1: Ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων ανά κανάλι χρήστη για σύστημα 10 MHz και 128 κανάλια ανά BS.....	190
Πίνακας 7.1: Κοινές παράμετροι για τις περιπτώσεις ανάθεσης καναλιών ανά BS και ανά τομέα.....	204
Πίνακας 7.2: Παράμετροι προσομοίωσης για σύγκριση χωρητικότητας χρηστών συστημάτων ενός και δύο tier.....	206
Πίνακας 7.3: Παράμετροι προσομοίωσης για σύγκριση χωρητικότητας χρηστών με μεταβολή επιπέδου διαμόρφωσης.....	208
Πίνακας 7.4: Παράμετροι προσομοίωσης για σύγκριση χωρητικότητας χρηστών συστημάτων μεταβλητού αριθμού καναλιών ανά χρήστη.....	210
Πίνακας 7.5: Παράμετροι προσομοίωσης για σύγκριση συστημάτων μεταβλητού επιπέδου διαμόρφωσης.....	212
Πίνακας 7.6: Παράμετροι σεναρίου μεταβολής επιπέδου διαμόρφωσης και υπολογισμού BER.....	215
Πίνακας 7.7: Παράμετροι σεναρίου εφαρμογής 1 ^{ου} , 2 ^{ου} & 3 ^{ου} ACM αλγορίθμου (σύγκριση)..	218
Πίνακας 7.8: Παράμετροι σεναρίων διαφοροποίησης MIMO.....	224

Πίνακας 7.9: Παράμετροι σεναρίων διαφοροποίησης MIMO σε συνδυασμό με διαφοροποίηση ACM..... 227

Κατάλογος Εικόνων

Εικόνα 1.1: Συσκευή ασύρματου τηλέγραφου (παρόμοια με αυτή που χρησιμοποίησε ο <i>Marconi</i> για την πρώτη αποστολή ραδιοσήματος).....	33
Εικόνα 1.2: Εκθετική αύξηση της χρήσης SMS στις ΗΠΑ για τα έτη 2001-2008.....	37
Εικόνα 1.3: Βασική αρχιτεκτονική e-UTRAN.....	45
Εικόνα 1.4: Βασική αρχιτεκτονική EPC.....	46
Εικόνα 1.5: Αρμοδιότητες e-UTRAN / EPC.....	47
Εικόνα 1.6: Αρχιτεκτονική Δικτύου WiMAX.....	49
Εικόνα 2.1: Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας όπου διακρίνεται το άνοιγμα μισής ισχύος.....	60
Εικόνα 2.2: Διακυψελική (intercell) και ομοδιαυλική παρεμβολή.....	80
Εικόνα 3.1: Διάγραμμα αστερισμού διαμόρφωσης QPSK.....	84
Εικόνα 3.2: Διάγραμμα αστερισμού διαμόρφωσης 64QAM.....	84
Εικόνα 3.3: Διαχωρισμός πλαισίου TDMA σε 4 χρονοσχιμές (time slots).....	91
Εικόνα 3.4: Διαχωρισμός πλαισίου CDMA με χρήση κωδικών για 3 χρήστες.....	93
Εικόνα 3.5: Εφαρμογή SDMA μέσω τομεοποίησης κυψέλης 120°	94
Εικόνα 3.6: Φασματική κατανομή των OFDM υπο-φερόντων.....	98
Εικόνα 3.7: Μπλοκ διάγραμμα OFDM συστήματος.....	100
Εικόνα 3.8: Κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix) στο OFDM.....	104
Εικόνα 3.9: Δυναμική ανάθεση πόρων στο OFDMA (χρονικά & φασματικά).....	108
Εικόνα 3.10: Επιρροή που ασκείται από βαθιές διαλείψεις σε OFDM υπο-φέροντα και απεικόνιση του πως η κατάτμηση του συνολικού φάσματος βοηθά στη διατήρηση της συνολικής ποιότητας του καναλιού.....	109

Εικόνα 4.1: Εφαρμογή MIMO σε σύστημα LTE.....	113
Εικόνα 4.2: Απεικόνιση διάταξης <i>phased array</i> κεραιών όπου με το βέλος υποδεικνύεται κατεύθυνση μετάδοσης του συνολικού εκπεμπόμενου κύματος.....	115
Εικόνα 4.3: Εξώφυλλο του συγγράμματος « <i>Μία Μαθηματική Θεωρία για τις Επικοινωνίες</i> ». Η διάσημη εργασία του <i>Claude Shannon</i> που έμελε να θέσει τα θεμέλια για την ανάπτυξη της Θεωρίας της Πληροφορίας.....	126
Εικόνα 4.4: Γενικό μοντέλο συστήματος μετάδοσης πληροφορίας.....	127
Εικόνα 4.5: Παράδειγμα χρήσης διαφορικής προστασίας και χωρικής πολυπλεξίας σε MIMO σύστημα όπου γίνονται προφανή τα οφέλη εφαρμογής της κάθε τεχνικής	131
Εικόνα 5.1: Μπλοκ διάγραμμα πομποδέκτη MIMO-OFDMA.....	143
Εικόνα 5.2: Εξαγωνική κυψέλη με σταθμό βάσης στο κέντρο της.....	149
Εικόνα 5.3: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>single_cell</i>	150
Εικόνα 5.4: Σύστημα κυψελών ενός tier και περιφέρεια περιοχής εξυπηρέτησης.....	152
Εικόνα 5.5: Σύστημα κυψελών με 2 tier.....	153
Εικόνα 5.6: Σύστημα κυψελών με 6 tier.....	153
Εικόνα 5.7: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>cell_system_topology</i>	154
Εικόνα 5.8: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>user_entry</i>	155
Εικόνα 5.9: BS εξυπηρέτησης ανά χρήστη αμελώντας τη σκίαση.....	157
Εικόνα 5.10: BS εξυπηρέτησης ανά χρήστη λαμβάνοντας υπόψη τη σκίαση.....	157
Εικόνα 5.11: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>user_bs_path_loss</i>	158
Εικόνα 5.12: Σύστημα 2 tier με 19 κυψέλες και 58 τομείς.....	160
Εικόνα 5.13: Αρίθμηση τομέων για τομεοποίηση 120°.....	161

Εικόνα 5.14: Αρίθμηση τομέων και σταθμών βάσης για σύστημα ενός tier.....	162
Εικόνα 5.15: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>sectorize</i>	163
Εικόνα 5.16: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>subc_alloc</i>	165
Εικόνα 5.17: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>generate_H_w_r_noise_matrices</i>	168
Εικόνα 5.18: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>power_control</i>	173
Εικόνα 5.19: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>receiver_input</i>	178
Εικόνα 5.20: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>error_bits_calculation</i>	179
Εικόνα 5.21: Διάγραμμα ροής ολοκληρωμένου βασικού σεναρίου προσομοίωσης.....	180
Εικόνα 6.1: Μπλοκ διάγραμμα σχήματος προσαρμοστικής διαμόρφωσης.....	185
Εικόνα 6.2: Ακτινική κατάτμηση κυψέλης σε σχήμα ACM τριών επιπέδων διαμόρφωσης....	187
Εικόνα 6.3: Μεταβολή σχημάτων διαμόρφωσης σύμφωνα με τις επικρατούσες καιρικές συνθήκες, όπως προτείνεται από το AM σχήμα της εταιρίας <i>Ceragon</i>	188
Εικόνα 6.4: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>adaptive_modulation1</i>	194
Εικόνα 6.5: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>power_control_adapt_mod1</i>	195
Εικόνα 6.6: Κατάτμηση κυψέλης σύμφωνα με τον αλγόριθμο 2 για προσαρμοστική ανάθεση καναλιών χρήστη και επιπέδου διαμόρφωσης.....	197
Εικόνα 6.7: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>adaptive_modulation2</i>	198
Εικόνα 6.8: Διάγραμμα ροής συνάρτησης <i>adaptive_modulation3</i>	200
Εικόνα 7.1: Αριθμός αποδεκτών χρηστών σε περιπτώσεις ανάθεσης καναλιών ανά BS και ανά τομέα.....	205
Εικόνα 7.2: Χωρητικότητα χρηστών συστήματος με 1 & 2 tier περί της κεντρικής κυψέλης..	207
Εικόνα 7.3: Χωρητικότητα χρηστών συστήματος με μεταβλητά σχήματα διαμόρφωσης και πιθανότητα αποκλεισμού (30 κανάλια ανά BS και 5 κανάλια ανά MS).....	208

Εικόνα 7.4: Χωρητικότητα χρηστών συστήματος με μεταβλητά σχήματα διαμόρφωσης και πιθανότητα αποκλεισμού (128 κανάλια ανά BS και 5 κανάλια ανά MS).....	209
Εικόνα 7.5: Μεταβολή αριθμού αποδεκτών χρηστών για μεταβλητό αριθμό καναλιών ανά χρήστη και πιθανότητα αποκλεισμού για 20 κανάλια ανά BS.....	210
Εικόνα 7.6: Μεταβολή αριθμού αποδεκτών χρηστών για μεταβλητό αριθμό καναλιών ανά χρήστη και πιθανότητα αποκλεισμού για 128 κανάλια ανά BS.....	211
Εικόνα 7.7: Μεταβολή BER για μεταβαλλόμενο αριθμό εκχωρηθέντων καναλιών ανά χρήστη και πιθανότητα αποκλεισμού (30 κανάλια ανά MS).....	213
Εικόνα 7.8: Μεταβολή αριθμού αποδεκτών χρηστών που αντιστοιχεί στο διάγραμμα της εικόνας 7.7.....	213
Εικόνα 7.9: Μεταβολή BER για μεταβαλλόμενο αριθμό εκχωρηθέντων καναλιών ανά χρήστη και πιθανότητα αποκλεισμού (128 κανάλια ανά MS).....	214
Εικόνα 7.10: Μεταβολή αριθμού αποδεκτών χρηστών που αντιστοιχεί στο διάγραμμα της εικόνας 7.9.....	214
Εικόνα 7.11: Μεταβολή BER για διαφορετικά επίπεδα διαμόρφωσης και πιθανότητες αποκλεισμού (20 κανάλια ανά BS και 5 κανάλια ανά MS).....	216
Εικόνα 7.12: Μεταβολή BER για διαφορετικά επίπεδα διαμόρφωσης και πιθανότητες αποκλεισμού (128 κανάλια ανά BS και 5 κανάλια ανά MS).....	217
Εικόνα 7.13: Μεταβολή throughput για διαφορετικές ACM υλοποιήσεις και σταθερό αριθμό καναλιών ανά χρήστη.....	219
Εικόνα 7.14: Μεταβολή throughput για διαφορετικές ACM υλοποιήσεις και μεταβλητό αριθμό καναλιών ανά χρήστη με βάση την απόσταση MS-BS.....	219
Εικόνα 7.15: Μεταβολή throughput για διαφορετικές ACM υλοποιήσεις και μεταβλητό - τυχαίο αριθμό καναλιών ανά χρήστη.....	220

Εικόνα 7.16: Μεταβολή συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος για διαφορετικές ACM υλοποιήσεις και σταθερό αριθμό καναλιών ανά χρήστη.....	221
Εικόνα 7.17: Μεταβολή συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος για διαφορετικές ACM υλοποιήσεις και μεταβλητό αριθμό καναλιών ανά χρήστη με βάση την απόσταση MS-BS.....	221
Εικόνα 7.18: Μεταβολή συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος για διαφορετικές ACM υλοποιήσεις και μεταβλητό - τυχαίο αριθμό καναλιών ανά χρήστη.....	222
Εικόνα 7.19: Μεταβολή χωρητικότητας χρηστών για διάφορα συστήματα MIMO (30 κανάλια ανά BS).....	224
Εικόνα 7.20: Μεταβολή BER για διάφορα συστήματα MIMO (30 κανάλια ανά BS).....	225
Εικόνα 7.21: Μεταβολή χωρητικότητας χρηστών για διάφορα συστήματα MIMO (128 κανάλια ανά BS).....	225
Εικόνα 7.22: Μεταβολή BER για διάφορα συστήματα MIMO (128 κανάλια ανά BS).....	226
Εικόνα 7.23: Μεταβολή throughput για διάφορες διατάξεις MIMO και διάφορες τεχνικές ACM (50 κανάλια ανά BS).....	227
Εικόνα 7.24: Μεταβολή συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος για διάφορες διατάξεις MIMO και διάφορες τεχνικές ACM (50 κανάλια ανά BS).....	228
Εικόνα Π.Α.1.1: Σύστημα SIMO με M_r κεραιές λήψης και $M_t = 1$ κεραιά μετάδοσης.....	234
Εικόνα Π.Α.2.1: Σύστημα MISO με N_t κεραιές μετάδοσης και $N_r = 1$ κεραιά λήψης.....	235

Σημειογραφία / Διευκρινίσεις

Για την καλύτερη αποσαφήνιση των συμβολισμών και λεκτικών προσδιορισμών τεχνικών όρων που αναφέρονται καθ' όλη την έκταση του παρόντος κειμένου παρατίθενται οι εξής συμβάσεις σημειογραφίας:

- Οι τεχνικοί όροι όπως και οι ονομασίες δικτύων, τεχνολογιών, οργανισμών και πάσης φύσεως συστημάτων που σχετίζονται με το ευρύτερο αντικείμενο των Τηλεπικοινωνιών, ιδιαίτερα όταν συναντώνται για πρώτη φορά, γράφονται σε πλάγια γραμματοσειρά / italics (λόγω της ευρείας έννοιας που μπορεί να έχει η φράση “τεχνικός όρος”, διευκρινίζεται ότι με την ονομασία αυτή περιγράφονται έννοιες που -κατά τη γνώμη του συγγραφέα- σχετίζονται άμεσα ή έμμεσα με το κύριο αντικείμενο περιγραφής του παρόντος έργου). Η διάκριση αυτή έχει στόχο την αποφυγή νοηματικών συγχύσεων.
- Οι πίνακες και τα διανύσματα σημειώνονται με έντονη γραμματοσειρά / bold (κάποιες φορές και με πλάγια).
- Ο όρος «χρήστης» όπου κι αν χρησιμοποιείται, ταυτίζεται με τον όρο «κινητός σταθμός» (Mobile Station / MS) ή «κινητό τερματικό».
- Οι όροι «κανάλι» και «υπο-φέρον» (channel και subcarrier αντίστοιχα) ταυτίζονται και περιγράφουν την έννοια μίας φασματικής υποδιαίρεσης του διαύλου, της φυσικής διεπαφής δηλαδή, μέσω της οποίας επιτυγχάνεται η ραδιοζεύξη μεταξύ οντοτήτων του δικτύου.

Επίσης διευκρινίζονται τα εξής:

- Για τετριμμένες έννοιες, τεχνικές, ορισμούς, διαδικασίες, εξισώσεις και θεωρήματα δεν αναφέρονται συγκεκριμένες πηγές προέλευσης στη βιβλιογραφία, καθότι θεωρείται πως αποτελούν γενική επιστημονική γνώση που δεν αποδίδεται σε κάποια συγκεκριμένη σύγχρονη εργασία.
- Οι διάφορες ονομασίες και περιγραφές εικόνων που παρατίθενται προς πληρέστερη πληροφόρηση του αναγνώστη, δε μεταφράζονται, διότι οι όροι που αναγράφουν θεωρούνται γενικά γνωστοί και ευρέως χρησιμοποιούμενοι.

- Τεχνικοί όροι και έννοιες που δεν άπτονται άμεσα του επιστημονικού περιεχομένου της παρούσης εργασίας δεν επεξηγούνται, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται οικονομία στην έκταση του κειμένου και διατήρηση του νοηματικού συνεχούς.
- Κάποιοι όροι ιδιαίτερης βαρύτητας μπορεί επίτηδες να επεξηγούνται συνοπτικά περισσότερες της μίας φορές, έτσι ώστε να μην απαιτείται από τον αναγνώστη η αναζήτηση της σημασίας τους σε προηγούμενα εδάφια.
- Σε πολλά σημεία του κειμένου, όροι που απαντώνται συχνά στη διεθνή βιβλιογραφία χρησιμοποιούνται έναντι ταυτόσημων ελληνικών και τούμπαλιν, χωρίς αυτό να υπονοεί διαφορετική σημασία.
- Στα αλγοριθμικά διαγράμματα ροής, όπου αυτά εμφανίζονται, η περιγραφή των διαδικασιών γίνεται είτε μέσω συμβόλων είτε περιφραστικά, ανάλογα με το τι βοηθά περισσότερο στην καλύτερη επεξήγησή τους.

Τέλος, ζητείται εκ των προτέρων η κατανόηση του αναγνώστη για μεμονωμένα λάθη, παραλείψεις ή ανακρίβειες που ενδεχομένως να συναντήσει, μιας και η παντελής απουσία τους σε τέτοιου είδους εργασίες είναι, δυστυχώς, από πολύ δύσκολη έως αδύνατη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

- Εισαγωγή στα Δίκτυα Τηλεπικοινωνιών

Στο παρόν κεφάλαιο πραγματοποιείται μία σύντομη αναδρομή στην ιστορία των τηλεπικοινωνιών, όπως αυτές διαμορφώθηκαν και εξελίχθηκαν ανά τους αιώνες, με ιδιαίτερες αναφορές στα δίκτυα ασύρματων κινητών επικοινωνιών των περασμένων 50 ετών. Αναλύονται οι βασικές τεχνολογίες στον τομέα των ασύρματων δικτύων, εστιάζοντας στην αρχιτεκτονική των δικτύων 4^{ης} γενιάς (LTE και WiMAX), μιας και αποτελούν το κύριο αντικείμενο επεξεργασίας του παρόντος έργου. Επιπλέον, περιγράφονται κάποια δημοφιλή πλαίσια συνόλων προδιαγραφών και κανονισμών (IEEE 802.x) που διέπουν τα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, με ξεχωριστές αναφορές στους σημαντικότερους εκπροσώπους του κάθε συνόλου.

1.1 Ιστορική Αναδρομή

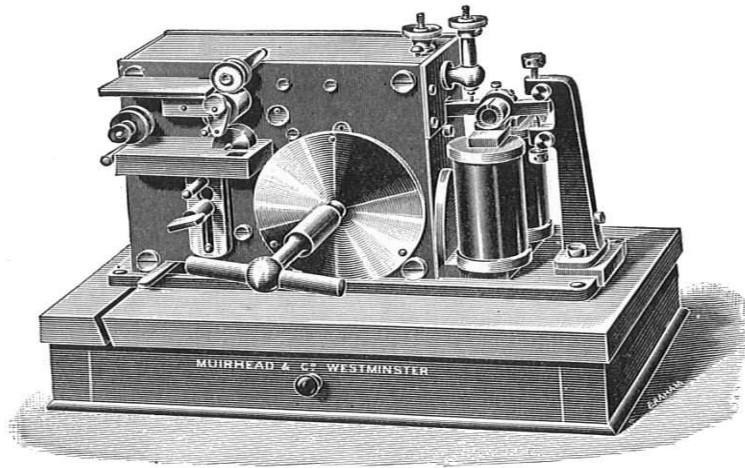
Η εγγενής ανθρώπινη ανάγκη για επικοινωνία κατέστησε, από τα προϊστορικά κιόλας χρόνια, σαφή την αναγκαιότητα ανταλλαγής μηνυμάτων εξ αποστάσεως. Τα σήματα καπνού ή φωτιάς, τα τύμπανα (ηχητικά σήματα) και το ταχυδρομικό περιστέρι είναι χαρακτηριστικά παραδείγματα που καταδεικνύουν την ανάγκη αυτή. Το μεγάλο βήμα για τις ασύρματες τηλεπικοινωνίες όμως, έγινε με την ανακάλυψη του ηλεκτρικού φορτίου και του ηλεκτρικού πεδίου που αυτό προκαλεί. Η εδραίωση της κλασικής Ηλεκτρομαγνητικής Θεωρίας από τον *Clark Maxwell*, καθώς και τα πειράματα των *Michael Faraday* (ηλεκτρομαγνητική επαγωγή) και *Heinrich Hertz* (δίπολο Hertz), κατέστησαν γόνιμο το έδαφος για τη μετάδοση πληροφορίας μέσω του αέρα, λίγο πριν το τέλος του 19^{ου} αιώνα.

Μπορούμε εύλογα να θέσουμε ως απαρχή της επέλασης των κινητών τηλεπικοινωνιών στη ζωή μας, την 12^η Δεκεμβρίου του 1901 [1], οπότε και ο Ιταλός *Guglielmo Marconi* έλαβε επιτυχώς υπερατλαντικό ραδιοσήμα. Το γεγονός αυτό, πέρα απ' το ότι έκανε τον Marconi παγκοσμίως διάσημο, έκανε ξεκάθαρο τον τεράστιας σημασίας ρόλο που θα διαδραμάτιζαν οι ασύρματες επικοινωνίες στο μέλλον. Την εποχή εκείνη, οι συσκευές που χρησιμοποιούνταν για την επίτευξη της ραδιοζεύξης (βλ. εικόνα 1.1) ήταν ευρέως γνωστές ως ασύρματοι τηλεγράφοι (wireless telegraphs), οι οποίοι, με την εξέλιξη των κεραιοσυστημάτων, των τεχνικών διαμόρφωσης σήματος και της Ηλεκτρονικής, αντικαταστάθηκαν από πολυπλοκότερες συσκευές, όπως οι αναλογικοί *half-duplex* πομποδέκτες (Handheld Transceivers - HT), τα ραδιόφωνα για μετάδοση ήχου και η τηλεόραση για μετάδοση ήχου και εικόνας (*simplex broadcasting*).

Προκειμένου να γίνει δυνατή η σχετικά αξιόπιστη απευθείας επικοινωνία μεταξύ πομπού και δέκτη, όταν τους χωρίζουν μεγάλες αποστάσεις (τάξης αρκετών χιλιάδων χιλιομέτρων), επιστρατεύτηκαν οι τηλεπικοινωνιακοί δορυφόροι. Ο πρώτος με ονομασία *Project SCORE* τέθηκε σε LEO (*Low Earth Orbit*) τροχιά το 1958 και ακολούθησαν αρκετές προσπάθειες με τον *Telstar* της *AT&T* (1962) να ξεχωρίζει ως ο πρώτος τηλεπικοινωνιακός δορυφόρος εμπορικής χρήσης [2].

Η δεκαετία του 1980 ήταν καθοριστικής σημασίας για την ανάπτυξη, εξέλιξη και πρώτη εφαρμογή των κινητών επικοινωνιών, στις οποίες κυρίαρχο ρόλο έπαιξαν τα κυψελωτά δίκτυα. Τα σημαντικά τους πλεονεκτήματα, τόσο ως προς την αρχιτεκτονική δομή του δικτύου (*network infrastructure*), αλλά και ως προς τον υποστηριζόμενο αριθμό εξυπηρετούμενων χρηστών, τα έκαναν παγκόσμια αποδεκτά έως τις αρχές της δεκαετίας του 1990, μέχρι που πλέον στις μέρες μας έχουν καθιερωθεί πλήρως. Αναλυτικά στοιχεία για τις διάφορες τεχνολογίες και εμπορικές εφαρμογές των ασύρματων κυψελωτών δικτύων παρουσιάζονται στον πίνακα 1.3.

Αν η ασύρματη μεταφορά ήχου μεταξύ κινούμενων χρηστών ήταν η βασικότερη συνεισφορά των τηλεπικοινωνιών στην ανθρωπότητα, η μεταφορά δεδομένων μέσω του Διαδικτύου (Internet) ήρθε να την επισφραγίσει. Μέσω πλήθους καινοτόμων τεχνολογιών και πρωτοκόλλων, υπάρχει από τα τέλη της προηγούμενης χιλιετίας η δυνατότητα ανταλλαγής δεδομένων μεταξύ οντοτήτων ενός ασύρματου δικτύου, είτε πρόκειται για κυψελωτό (*3G*, *LTE*, *WiMAX*, κ.α.), είτε τοπικό (*WLAN*), είτε δίκτυο *Ad hoc* (*WANET*), δηλαδή αυτοοργανούμενο ή αποκεντρωμένο όπως π.χ. τα δίκτυα *Bluetooth*. Οι ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων στα δίκτυα αυτά αυξάνονται συνεχώς, με τα σημερινά επίπεδα να έχουν φτάσει σε τάξεις εκατοντάδων Mbrps για ταχέως κινούμενους χρήστες [3]. Προς την κατεύθυνση αυτή έχει συμβάλλει η εφαρμογή νέων πιο αποτελεσματικών τεχνικών διαμόρφωσης, πολλαπλής πρόσβασης, τεχνικών επεξεργασίας σήματος και δυναμικών κεραιοσυστημάτων. Κάποιες εκ των τεχνικών αυτών, όπως η πολυπλεξία OFDMA και διάφορα βελτιστοποιημένα σχήματα διαμόρφωσης, σε συνδυασμό με MIMO συστήματα κεραιών θα αποτελέσουν αντικείμενο επεξήγησης και περαιτέρω ανάλυσης στην παρούσα εργασία.



Εικόνα 1.1: Συσκευή ασύρματου τηλέγραφου (παρόμοια με αυτή που χρησιμοποίησε ο *Marconi* για την πρώτη αποστολή ραδιοσήματος)

1.2 Γενιές Δικτύων Κινητών Επικοινωνιών

Προπομπός των κυψελωτών συστημάτων θεωρείται η τεχνολογία 0G (Zero Generation). Η αρχική της ονομασία ήταν *Mobile Radio Telephone* και πρωτοεμφανίστηκε το 1946 στις ΗΠΑ ως μία σύμπραξη των εταιριών *Motorola* και *Bell System*. Εξέλιξη του 0G ήταν το 0.5G, το οποίο ήταν και το πρώτο δημόσιο δίκτυο κινητής τηλεφωνίας. Στη συνέχεια ακολούθησαν δίκτυα 1^{ης} γενιάς τα οποία ναι μεν έφεραν αρκετές βελτιώσεις σε σχέση με τους προκατόχους, αλλά διατηρούσαν την αναλογική επεξεργασία σήματος στους πομποδέκτες. Αυτό άλλαξε με την έλευση της 2^{ης} γενιάς δικτύων, στην οποία ανήκει και το πασίγνωστο GSM. Τα επόμενα βήματα, δηλαδή το 3G και ο προπομπός του 2.5G, έκαναν δυνατή τη μεταφορά πακέτων δεδομένων, κάτι που ουσιαστικά πυροδότησε τη διαδικασία μετατροπής των συσκευών κινητής τηλεφωνίας, από απλές τηλεφωνικές συσκευές σε υπολογιστές χειρός με πρόσβαση σε διαδικτυακές υπηρεσίες. Μετεξέλιξη του 3G, κυρίως υπό όρους ευρυζωνικότητας, δηλαδή αυξημένης ταχύτητας μεταφοράς δεδομένων από και προς τον κινητό χρήστη, αποτελεί το δίκτυο 4G, καθώς και οι ενδιάμεσες γενιές 3.5G και 3.75G. Με το 4G να αποτελεί την κυρίαρχη τεχνολογία μετάδοσης δεδομένων στα σημερινά (μέσα 2015) κυψελωτά δίκτυα, γίνονται

παράλληλα έντονες ερευνητικές προσπάθειες για περαιτέρω βελτιώσεις στην απόδοση, επίδοση, ταχύτητα, αριθμό υποστηριζόμενων χρηστών, καθώς και στην κινητικότητα που αυτοί μπορούν να αναπτύξουν εντός του δικτύου. Η έρευνα αυτή μετουσιώνεται σε τεχνολογίες δικτύων 4.5G και 5G, οι οποίες αναμένεται να κάνουν ευρέως την εμφάνισή τους κατά τη διάρκεια της επόμενης πενταετίας.

Στη συνέχεια ακολουθεί εκτενέστερη περιγραφή των επιμέρους γενεών δικτύων, δίνοντας εύλογα περισσότερο βάρος στις πιο πρόσφατες, οι οποίες άλλωστε είναι και το αντικείμενο μελέτης του παρόντος πονήματος.

1.2.1 Δίκτυα 0G

Στα δίκτυα 0G (Zero Generation) συγκαταλέγονται οι τεχνολογίες *Push to Talk* (PTT), *Mobile Telephone System* (MTS), *Improved Mobile Telephone System* (IMTS) και *Advanced Mobile Telephone System* (AMTS) [4]. Το χαρακτηριστικό που διαφοροποιούσε τις τεχνολογίες αυτές από προκατόχους τους, ήταν πως αποτελούσαν προέκταση ενός δημόσιου δικτύου σταθερής τηλεφωνίας (PSTN), σε αντίθεση με τα τοπικά ασύρματα δίκτυα περιορισμένης κάλυψης που χρησιμοποιούνταν κυρίως από επαγγελματίες οδηγούς, την αστυνομία και το στρατό. Ιδιαίτερα δημοφιλές δίκτυο της γενιάς αυτής ήταν το MTS (1946), το οποίο, όπως αναφέρθηκε, ήταν δημιουργία της *Bell System*, εταιρίας που δραστηριοποιούνταν στον τομέα της τηλεφωνίας στη Β. Αμερική μέχρι και το 1984. Το σύστημα λειτουργούσε στην VHF ζώνη συχνοτήτων και αρχικά έκανε χρήση μονάχα τριών καναλιών, τα οποία αργότερα αυξήθηκαν σε 32. Βασικό του πρόβλημα ήταν η υπερκάλυψη ισχύος ενός κοντινού στο σταθμό βάσης (ή καλύτερα τερματικό του σταθερού δικτύου) χρήστη, εις βάρος ενός μακρινού χρήστη, κάτι που παρατηρείται και σε σύγχρονα δίκτυα με τη χαρακτηριστική ονομασία *Near-far Problem*. Μια βελτιωμένη εκδοχή του MTS αποτέλεσε το IMTS (1964), με βασικό πλεονέκτημα την απευθείας κλήση και όχι τη σύνδεση χρηστών μέσω παρόχου. Η υπηρεσία αυτή καλείται και *Direct Distance Dialing* (DDD).

1.2.2 Δίκτυα 0.5G

Η ενδιαμέση αυτή γενιά χαρακτηρίζεται από το δίκτυο ARP (*AutoRadioPuhelin*) [5], το πρώτο εμπορικό, δημόσιο δίκτυο κινητής τηλεφωνίας, το οποίο λειτούργησε το 1971 στη Φινλανδία. Χρησιμοποιούσε half-duplex μετάδοση (δηλαδή δεν ήταν δυνατή η ταυτόχρονη μετάδοση και λήψη σημάτων ήχου) στην περιοχή των 150 MHz, με αρκετά υψηλή ισχύ κυμαινόμενη από 1 έως 5 Watt. Λόγω της ικανοποιητικής κάλυψης που παρείχε προσέλκυσε αρκετούς χρήστες, κάτι που όμως με το πέρασμα του χρόνου προκάλεσε σημαντική συμφόρηση. Ένα άλλο μειονέκτημα του ARP ήταν ότι δεν υποστήριζε διαπομπή (handover), δηλαδή όταν ένας χρήστης μετέβαινε από μία κυψέλη σε μία άλλη, η κλήση διακοπτόταν. Τα προβλήματα αυτά προσπάθησαν να λύσουν οι επόμενες τεχνολογίες δικτύων ασύρματης τηλεφωνίας.

1.2.3 Δίκτυα 1G

Τα δίκτυα πρώτης γενιάς ήρθαν στο προσκήνιο κατά τη δεκαετία του 1980 και αποτέλεσαν το κύκνειο άσμα της αναλογικής επεξεργασίας σήματος σε κυψελωτά δίκτυα [6]. Σημαντικό τους γνώρισμα ήταν ότι εδραίωναν την παρουσία κυψελών στην περιοχή κάλυψης επιτρέποντας τη διενέργεια *handover*¹. Επίσης λόγω επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων, η εκμετάλλευση ραδιοπόρων ήταν πιο αποτελεσματική και συνεπώς αυξανόταν η συνολική χωρητικότητα του συστήματος. Η συχνότητα λειτουργίας ήταν στα 150 MHz και το δίκτυο υποστήριζε αποκλειστικά υπηρεσίες φωνής. Κάποια χαρακτηριστικά συστήματα της γενιάς αυτής, είναι τα *Nordic Mobile Telephony* ή NMT (1981) στη βόρεια Ευρώπη, *C-Nets* (1985) στη Γερμανία, *Advanced Mobile Phone System* ή AMPS (1983) στην Αμερική και σε άλλες χώρες αργότερα και *Total Access Communication System* ή TACS στη Μ. Βρετανία (1983). Το πρώτο εξ αυτών ήταν το NMT το οποίο ήρθε να ξεπεράσει τα εμπόδια που έθετε το ARP, όντας το πρώτο πλήρως αυτοματοποιημένο δίκτυο κυψελωτής τηλεφωνίας. Η επεξεργασία του σήματος φωνής, όπως και στα υπόλοιπα δίκτυα αυτής της γενιάς, βασιζόταν στη διαμόρφωση συχνότητας (*Frequency Modulation* - FM) και κάθε κυψέλη είχε ακτίνα κάλυψης από 2 έως 30 km (ανάλογα με το

¹ Ο όρος *handover* χρησιμοποιείται στη διεθνή βιβλιογραφία αρκετές φορές αντί του όρου *handoff*. Και οι δύο ονομασίες έχουν ταυτόσημη έννοια με την πρώτη να υιοθετείται κυρίως στην Ευρώπη, ενώ η δεύτερη στην Αμερική [37].

περιβάλλον λειτουργίας). Τα μειονεκτήματα του συστήματος αυτού ήταν συνέπειες της χρήσης αναλογικών τεχνικών μετάδοσης και λήψης, δηλαδή αυξημένες παρεμβολές και μειωμένη δυνατότητα επιτυχούς ανάκτησης αλλοιωμένου σήματος, καθώς και έλλειψη κρυπτογράφησης με αποτέλεσμα την απουσία δικλείδων ασφαλείας στην επικοινωνία. Φυσικά τέτοιου είδους προβλήματα υπήρχαν και στα υπόλοιπα συστήματα της γενιάς αυτής, αν και σε κάποια μεταγενέστερα ήταν αρκετά περιορισμένα. Οι τεχνολογίες 1G μέχρι και τα τέλη του προηγούμενου αιώνα είχαν πλήρως αντικατασταθεί από μεταγενέστερες γενιές δικτύων.

1.2.4 Δίκτυα 2G

Αδιαμφισβήτητα, ριζική αλλαγή στο χώρο των κινητών επικοινωνιών έφεραν τα δίκτυα 2^{ης} γενιάς με την εισαγωγή ψηφιακών τεχνικών επεξεργασίας σήματος. Βασικός εκπρόσωπος της γενιάς αυτής είναι το διάσημο *Global System for Mobile communications* (GSM), αλλά ταυτόχρονα αναπτύχθηκαν ανά τον κόσμο και άλλα παρεμφερή συστήματα. Εν γένει, μπορούμε να διαχωρίσουμε τα 2G συστήματα με βάση την τεχνική πολλαπλής πρόσβασης που εφαρμόζουν (οι τεχνικές αυτές θα περιγραφούν διεξοδικότερα σε επόμενο κεφάλαιο): *Time Division Multiple Access* (TDMA) ή *Code Division Multiple Access* (CDMA). Το ευρωπαϊκό GSM ανήκει στην πρώτη κατηγορία μαζί με τα *Personal Digital Cellular* (PDC) στην Ιαπωνία και *integrated Digital Enhanced Network* (iDEN) και *Digital AMPS* (D-AMPS) στη Β. Αμερική [7]. Χαρακτηριστικό δίκτυο της δεύτερης κατηγορίας είναι το αμερικάνικο *Interim Standard 95* (IS-95). Όλα τα προαναφερθέντα συστήματα αναπτύχθηκαν στις αρχές της δεκαετίας του 1990, αν και οι πρώτες διεργασίες για την ανάπτυξη του GSM είχαν ήδη ξεκινήσει από το 1982. Η ψηφιακή τεχνολογία επέτρεψε την άνευ προηγουμένου διεξόδυση της κινητής τηλεφωνίας στην αγορά παγκοσμίως, καθώς η ποιότητα των παρεχόμενων υπηρεσιών, όσο αφορά την ασφάλεια αλλά και την ποιότητα κλήσεων, αυξήθηκε σημαντικά. Επίσης έγινε εφικτή η ανταλλαγή μηνυμάτων κειμένου (*Short Message Service* - SMS), η οποία πρωτοεμφανίστηκε το 1992 και ήταν σαφώς από τις μεγαλύτερες καινοτομίες του συστήματος, χαιρόντας τεράστιας αποδοχής από το ευρύτερο κοινό, όπως φαίνεται και στην εικόνα 1.2. Η χωρητικότητα του δικτύου πολλαπλασιάστηκε με τους χρήστες ανά τον κόσμο να ξεπερνούν τα 100 εκατομμύρια το 1998², καθώς η μειωμένη πολυπλοκότητα των σταθμών βάσης σε συνδυασμό με την αύξηση της

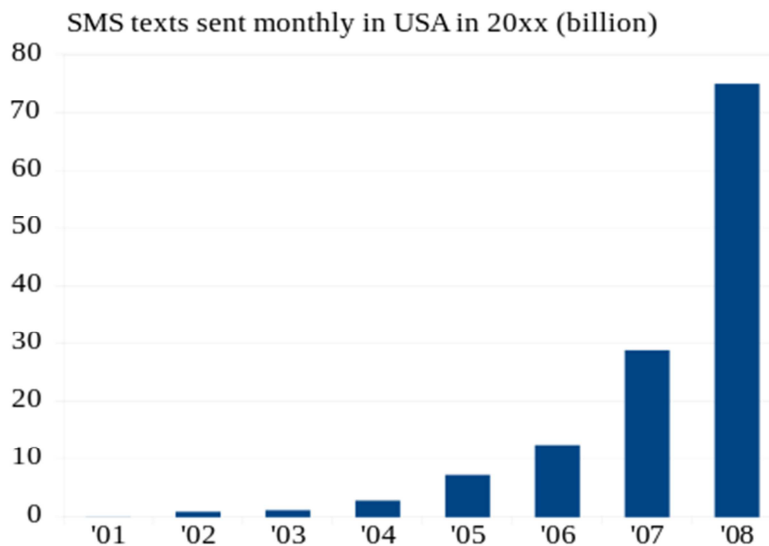
² <http://www.gsma.com/aboutus/history>

συχνότητας λειτουργίας στα 900 και 1800 MHz, οδήγησε σε μικρότερες κυψέλες και κατά συνέπεια σε αυξημένη δυνατότητα εξυπηρέτησης χρηστών, ειδικά σε αστικά περιβάλλοντα. Ένα ακόμα πλεονέκτημα του 2G, και των ψηφιακών διαμορφώσεων γενικότερα, είναι η μείωση της ισχύος μετάδοσης, κάτι που ελαττώνει τις επιδράσεις της ηλεκτρομαγνητικής (ΗΜ) ακτινοβολίας στα κύτταρα του ανθρώπινου οργανισμού, με ότι αυτό συνεπάγεται.

Είναι φανερό ότι τα ψηφιακά κυψελωτά δίκτυα έκαναν προσιτή την ασύρματη επικοινωνία σε κάθε άνθρωπο, ανεξαρτήτως οικονομικού ή κοινωνικού στρώματος, αλλάζοντας ποικίλους τομείς της καθημερινής μας δραστηριότητας, από τις διαπροσωπικές σχέσεις, μέχρι τον τρόπο που εργαζόμαστε και διαχειριζόμαστε το χρόνο μας.

1.2.5 Δίκτυα 2.5G

Όπως αναφέρθηκε, χαρακτηριστικό γνώρισμα των δικτύων 2G ήταν η ψηφιοποίησή τους. Η αλλαγή αυτή επέτρεψε την προσθήκη υπηρεσιών δεδομένων (data services) στο σύστημα, πέραν των κλασικών υπηρεσιών φωνής. Σε συνδυασμό με την ταυτόχρονη επέλαση του Διαδικτύου (Internet) στα τέλη της δεκαετίας του 1990, οι νέες αυτές υπηρεσίες πολλαπλασιάστηκαν και εμπλουτίστηκαν, προσφέροντας τη δυνατότητα πρόσβασης σε αυτό σχεδόν από οπουδήποτε. Ο



Εικόνα 1.2: Εκθετική αύξηση της χρήσης SMS στις ΗΠΑ για τα έτη 2001-2008

ερχομός του 2.5G ήταν ουσιαστικά η γέφυρα μεταξύ των δικτύων 2G και 3G και υλοποίηση του αποτελεί το δίκτυο *General Packet Radio Service* (GPRS) [8], η προτυποποίηση του οποίου έγινε από τον ευρωπαϊκό οργανισμό *European Telecommunications Standards Institute* (ETSI) και διαφοροποιείται στο ότι κάνει χρήση της μεθόδου *μεταγωγής πακέτων* (packet switching) και όχι της κλασικής *μεταγωγής κλειστού κυκλώματος* (circuit switching). Αυτό διευκολύνει τη μεταφορά δεδομένων πάνω από το υπάρχον σταθερό δίκτυο PSTN και τη δυνατότητα διασύνδεσης με εξωτερικά δίκτυα όπως το Internet, μιας και το βασικό πρωτόκολλο λειτουργίας του είναι το TCP/IP, το οποίο βασίζεται σε μεταφορά πακέτων πληροφορίας. Μειονέκτημα της μεθόδου αυτής όμως είναι ότι δεν εγγυάται σταθερούς ρυθμούς μετάδοσης και καθυστέρησης κατά την επικοινωνία, μιας και καθιστά το GPRS υπηρεσία *βέλτιστης προσπάθειας* (best-effort). Αρχικά, ένας ακόμα λόγος που δεν υπήρξε ιδιαίτερη αύξηση του bandwidth (ρυθμού μετάδοσης δεδομένων), ήταν ότι οι *χρονοσχιμές* (timeslots) μετάδοσης χρησιμοποιούνταν παράλληλα κι από υπηρεσίες δεδομένων HSCSD (High-speed circuit-switched data), καταναλώνοντας επιπλέον πόρους. Παρόλα αυτά, οι σημαντικές καινοτομίες που έφερε το GPRS (και το CDMA2000 που αναπτύχθηκε συγχρόνως) με θεωρητικούς ρυθμούς μετάδοσης άνω των 100 Kbps, το κατέστησαν ιδιαίτερα δημοφιλές.

1.2.6 Δίκτυα 2.75G

Όπως και τα 2.5G, τα δίκτυα 2.75G αποτελούν επέκταση του GSM με περαιτέρω βελτιώσεις στην ποιότητα παρεχόμενων υπηρεσιών (*Quality of Service* - QoS), αλλά και στους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων. Κύριος εκπρόσωπός τους είναι το σύστημα *Enhanced Data rates for GSM Evolution* (EDGE) [8]. Η χώρα πρώτης του εφαρμογής ήταν οι ΗΠΑ (2003) και σύντομα εξαπλώθηκε σε παγκόσμια κλίμακα. Το EDGE μπορεί να λειτουργήσει πάνω από ήδη υπάρχοντα GPRS δίκτυα, καθώς δεν απαιτούνται αναβαθμίσεις στο software / hardware του δικτύου κορμού (backbone network) του GSM. Χρησιμοποιεί το γνωστό *Gaussian Minimum Shift Keying*³ (GMSK) του GSM με επιπλέον προσθήκη κωδικοποίησης 8-PSK (Phase Shift

³ Ψηφιακή τεχνική διαμόρφωσης συνεχούς φάσης και ολίσθησης συχνότητας κατά την οποία επιτυγχάνεται υψηλότερη φασματική απόδοση και περιορισμός των πλευρικών φασματικών συνιστωσών που προκαλούν παρεμβολές σε όμορα ασύρματα συστήματα.

Keying). Αυτό προσδίδει τη δυνατότητα διαφοροποίησης του μεταδιδόμενου ρυθμού δεδομένων με βάση την ποιότητα του ασύρματου δίαυλου, και του αποτελεσματικότερου ελέγχου λαθών μέσω της τεχνικής *incremental redundancy*, σύμφωνα με την οποία αντί να επαναμεταδίδονται τα εσφαλμένα πακέτα, παρέχεται αρκετή πληροφορία πλεονάσματος, έτσι ώστε να μπορεί να γίνει ανάκτηση λανθασμένων bits απευθείας στο δέκτη. Αυτό έχει ως άμεση συνέπεια το αυξημένο *bandwidth*, το οποίο σε θεωρητικό επίπεδο μπορεί να φτάσει έως και τα 500 Kbps. Μία περαιτέρω βελτίωση του EDGE, αποτελεί το Evolved EDGE (EEDGE), το οποίο επιτυγχάνει ρυθμούς μετάδοσης της τάξης του ενός Mbps. Η προτυποποίησή του έγινε υπό τη συνεργασία *3rd Generation Partnership Project* (3GPP), μία ένωση φορέων παροχής τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών και έκδοσης προτύπων.

1.2.7 Δίκτυα 3G

Τα δίκτυα τρίτης γενιάς αποτελούν κι αυτά με τη σειρά τους μία σημαντική καινοτομία - επιτυχία της τεχνολογίας κινητών τηλεπικοινωνιών, προς την κατεύθυνση της παροχής ευρυζωνικού Internet σε μεγαλύτερες περιοχές κάλυψης και για υπηρεσίες που απαιτούν αυξημένους ρυθμούς μεταφοράς δεδομένων (>2 Mbps), όπως το video streaming (ροή δεδομένων ήχου και εικόνας). Αν και πολλά συστήματα είχαν παρουσιαστεί, κυρίως την προηγούμενη δεκαετία, ως 3G συστήματα, δεν πληρούσαν τις προϋποθέσεις IMT-2000, ενός συνόλου κανόνων θεσπισμένων από τη *Διεθνή Ένωση Τηλεπικοινωνιών* (International Telecommunications Union - ITU) στους οποίους οφείλει να υπακούει κάθε 3G σύστημα. Οι κανόνες αυτοί έχουν να κάνουν τόσο με τον εξοπλισμό των 3G-συμβατών συσκευών (π.χ. τερματικά, σταθμοί βάσης κ.α.) όσο και με τις παρεχόμενες υπηρεσίες. Οι τρεις βασικοί πυλώνες στους οποίους βασίζονται οι προδιαγραφές αυτές είναι οι εξής:

- *Χρήση Frequency Division Duplexing (FDD)*, δηλαδή χρήση διαφορετικών περιοχών συχνοτήτων για εκπομπή και λήψη (Uplink / Downlink).
- *Δυνατότητα εισαγωγής τεχνικών Frequency Division Multiple Access (FDMA)*, δηλαδή ταυτόχρονης πρόσβασης χρηστών σε προκαθορισμένο αριθμό καναλιών του συστήματος, ανάλογα με τις συνθήκες λειτουργίας του.

- Χρήση *Time Division Duplexing (TDD)*, δηλαδή χρήση διαφορετικών time slots για Uplink και Downlink. Προφανώς η τεχνική TDD υπερτερεί σε ασύμμετρη μετάδοση, δηλαδή εκεί όπου απαιτούνται διαφορετικοί ρυθμοί μετάδοσης κατά την εκπομπή και κατά τη λήψη, σε αντίθεση με συμμετρικές υπηρεσίες, όπως π.χ. η βιντεοκλήση όπου υπερέρχει προφανώς η τεχνική FDD.

Οι ανωτέρω προδιαγραφές ενσωματώνονται σε ένα σύνολο συστημάτων με τις κωδικές ονομασίες που φαίνονται στον πίνακα 1.1.

Προδιαγραφή ITU IMT-2000	Σύστημα
TDMA Single Carrier (IMT-SC)	EDGE
TDMA Multiple Carrier (IMT-MC)	CDMA2000
CDMA Direct Spread (IMT-DS)	UMTS
CDMA TDD (IMT-TC)	UMTS
FDMA/TDMA (IMT-FT)	DECT
IP-OFDMA	IEEE 802.16

Πίνακας 1.1: Προδιαγραφές IMT-2000 και αντίστοιχα συστήματα

Κυρίαρχο σύστημα του 3G είναι αναμφισβήτητα το *Universal Mobile Telecommunications System (UMTS)*, το οποίο αναπτύχθηκε από την 3GPP στα τέλη του προηγούμενου αιώνα και χρησιμοποιεί κατά κόρον *Πολλαπλή Πρόσβαση Διάρθρωσης Κώδικα (Code Division Multiple Access - CDMA)*. Το UMTS διαθέτει ένα σύνολο *διεπαφών αέρα (air interfaces)*, με βασικότερη την W-CDMA, η οποία είναι ένα σχήμα *απλωμένου φάσματος (spread spectrum)* κατά το οποίο προάγεται η επαναχρησιμοποίηση φάσματος συχνοτήτων, καθώς και η *ήπια διαπομπή (soft handover)* [8]. Επίσης γνωστό είναι το *Time Division CDMA (TD-CDMA)*, όπου γίνεται χρήση του CDMA σε ξεχωριστές χρονοσχισμές και το *Time Division Synchronous Code Division Multiple Access (TD-SCDMA)*. Η τελευταία τεχνική εφαρμόστηκε στην Κίνα περισσότερο για

πολιτικοοικονομικούς λόγους. Το σύνολο του απαιτούμενου εξοπλισμού (τερματικά, ραδιοεπαφή, σταθμοί εξυπηρέτησης) που χρησιμοποιείται στο UMTS υποδεικνύεται από την αρχιτεκτονική *Universal Terrestrial Radio Access Network* (UTRAN), σύμφωνα με την οποία το δίκτυο κορμού (core network) παραμένει το ίδιο (PSTN / ISDN). Παρόλα αυτά η αναβάθμιση του δικτύου ενός παρόχου από GSM σε UMTS είναι μία διαδικασία υψηλού κόστους.

1.2.8 Δίκτυα 3.5G

Στην κατηγορία δικτύων 3G εντάσσεται το σύστημα *High Speed Packet Access* (HSPA), το οποίο ουσιαστικά αποτελεί ένωση δύο πρωτοκόλλων κινητών επικοινωνιών, του *High Speed Downlink Packet Access* (HSDPA) και του *High Speed Uplink Packet Access* (HSUPA) [9]. Ο συνδυασμός αυτός επιφέρει αρκετές βελτιώσεις στα ήδη υπάρχοντα 3G (W-CDMA) δίκτυα, με κυριότερη την αύξηση ταχύτητας στο Downlink (14 Mbps), με ταυτόχρονη μείωση της *καθυστερήσης* (latency). Πέραν όμως του Downlink, βάρος δόθηκε και στη βελτίωση του Uplink με την ταχύτητα εδώ να φτάνει τα 5.8 Mbps με την εφαρμογή του *Enhanced UL* (άλλη ονομασία του HSUPA), όπου με χρήση μακρών κωδικών ανάδευσης, επιτυγχάνεται ικανοποιητική αποσυσχετίση των UL καναλιών, με συνέπεια τη βελτίωση της μεταξύ τους *ορθογωνιότητας*⁴. Μία ακόμα σημαντική βελτίωση σε άνοδο και κάθοδο ήταν η υιοθέτηση τεχνικών προσαρμοστικής διαμόρφωσης, όπου δίνεται η δυνατότητα επιλογής, με βάση την ποιότητα του εκάστοτε καναλιού, σχήματος διαμόρφωσης (π.χ. QPSK, 16-QAM) που θα χρησιμοποιηθεί. Επίσης αξιοσημείωτο είναι, πως παρόλο που βάση του HSDPA είναι η πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση κώδικα, υπάρχει η δυνατότητα μέσω των *Transmission Time Intervals* (TTIs) να μεταδοθούν όλοι οι κωδικοί σε ένα time slot, μετά ξανά στο επόμενο time slot κ.ο.κ., έτσι ώστε καταλήγουμε να έχουμε πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης χρόνου.

⁴ Η έννοια της *ορθογωνιότητας* έγκειται στο ότι οι δυαδικοί κώδικες ανάδευσης αντιμετωπίζονται ως διανύσματα τα οποία μεταξύ τους είναι ορθογώνια (έχουν μηδενικό εσωτερικό γινόμενο).

1.2.9 Δίκτυα 3.75G

Με στόχο την επίτευξη ακόμα υψηλότερων ρυθμών μεταφοράς δεδομένων, το 2011 εμφανίστηκε η αναβάθμιση του HSPA, το HSPA+ [9]. Στο νέο αυτό σύστημα οι ρυθμοί αυξήθηκαν στα 21 Mbps (DL) και 11 Mbps (UL) για 64-QAM κωδικοποίηση. Σε αυτό συνέβαλαν αφενός τα υψηλότερα επίπεδα διαμόρφωσης/κωδικοποίησης και αφετέρου η εισαγωγή «έξυπνων» κεραιοσυστημάτων και συστημάτων Πολλαπλής Εισόδου – Πολλαπλής Εισόδου (Multiple Input – Multiple Output - MIMO) στον πομπό και στο δέκτη. Επιπλέον βελτιώσεις του συστήματος εμφανίστηκαν σε νεότερες εκδόσεις όπως π.χ. στην έκδοση 8 (Release 8), όπου η υπέρθεση δύο φερόντων γειτονικών φασμάτων χρησιμοποιείται με σκοπό την αύξηση της επίδοσης (Dual Carrier HSDPA / DC-HSDPA) [47]. Οι αυξημένες επιδόσεις του HSPA+ συνετέλεσαν στη ραγδαία εξάπλωσή του σε παγκόσμια κλίμακα από το 2011 μέχρι και σήμερα (έχει υιοθετηθεί από περισσότερους από 200 παρόχους⁵ σε όλον τον κόσμο).

1.2.10 Δίκτυα 4G

Η 4^η γενιά δικτύων κινητών επικοινωνιών, εν γένει, περιλαμβάνει δύο εμπορικά εφαρμοσμένα συστήματα: το *Worldwide interoperability for Microwave Access* – WiMAX (Ν. Κορέα 2007) και το *Long Term Evolution* – LTE (Σκανδιναβία 2009).

Το WiMAX ανήκει στην οικογένεια πρωτοκόλλων ασύρματων δικτύων IEEE 802.16. Ήταν αρχικά σχεδιασμένο για να λειτουργεί σε φασματικές περιοχές των 11 έως 66 GHz, αλλά από το 2004 προστέθηκε και κατά βάση υιοθετήθηκε το φάσμα από 2 έως 11 GHz. Μέσω της τεχνικής πολλαπλής πρόσβασης διαίρεσης συχνότητας (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDMA) που χρησιμοποιείται, γίνεται καλύτερη εκμετάλλευση του διαθέσιμου φάσματος (περισσότερα bits ανά σύμβολο). Συνεπώς, σημαντικό πλεονέκτημα του WiMAX είναι η φασματική του απόδοση που φτάνει έως και τα 3.7 bps/Hz [38]. Οι ρυθμοί μετάδοσης (release 1) φτάνουν θεωρητικά τα 37 Mbps (DL) και 17 Mbps (UL) με 2x2 MIMO διάταξη και TDD. Προφανώς για ανώτερες διατάξεις MIMO επιτυγχάνονται αναλογικά υψηλότερες ταχύτητες.

⁵ http://www.gsacom.com/news/gsa_335.php4

Στον αντίποδα του WiMAX υπάρχει το φιλόδοξο LTE⁶, το οποίο βασίζεται στις τεχνολογίες GSM/EDGE και UMTS/HSPA και η ονομασία του αποτελεί πνευματική ιδιοκτησία του ETSI. Αν και κατά την εμπορική του πορεία παρουσιάζεται ως δίκτυο 4^{ης} γενιάς, το LTE δεν πληροί τις προδιαγραφές (IMT-Advanced Spec) για να χαρακτηριστεί ως τέτοιο, γι' αυτό και αρκετά συχνά συναντάται με την επωνομασία 3.9G. Στο τεχνικό του κομμάτι, λειτουργεί σε μία πληθώρα συχνοτήτων και ενδεικτικά αναφέρονται οι εξής: 700, 750, 800, 850, 1900, 1700/2100 (AWS-1), 2500 και 2600 MHz στη Β. Αμερική, 2500 MHz στη Ν. Αμερική, 700, 800, 900, 1800 και 2600 MHz στην Ευρώπη, 800, 1800 και 2600 MHz στην Ασία και 1800, 2300 MHz στην Αυστραλία. Η διακύμανση αυτή αποτελεί και τη βασική αιτία που κάποιες τερματικές συσκευές δεν είναι συμβατές με 4G συστήματα ανά τον κόσμο. Όπως και το WiMAX, έτσι και το LTE κάνει χρήση τεχνικών διαφορισμού και χωρικής πολυπλεξίας, με αποτέλεσμα την καλύτερη εκμετάλλευση φάσματος μέσω πολλαπλών κεραιών στο χρήστη αλλά και στο σημείο πρόσβασης. Βασικό ρόλο στη φασματική απόδοση παίζει, όπως προαναφέρθηκε, και η χρήση του OFDMA, διότι επιτρέπει την άμεση εξάρτηση εκπεμπόμενης ισχύος και ρυθμού μετάδοσης δεδομένων, κάτι που αφενός αυξάνει την αξιοπιστία του συστήματος και αφετέρου επιτρέπει υπό κατάλληλες συνθήκες αρκετά υψηλές ταχύτητες, ακόμα και για ταχέως κινούμενους χρήστες. Στα μειονεκτήματα του OFDMA και συνεπώς των LTE συστημάτων, συγκαταλέγεται η αυξημένη πολυπλοκότητα στα ηλεκτρονικά μέρη των πομποδεκτών, διότι συντελούνται προηγμένες μέθοδοι ψηφιακής επεξεργασίας σήματος, όπως ο αλγόριθμος Fast Fourier Transform (FFT) και το Forward Error Correction (FEC). Επίσης είναι πιο πολύπλοκη (ειδικά σε σχέση με το CDMA) η αντιμετώπιση της παρεμβολής ομοδιαυλικών χρηστών και για το λόγο αυτό κρίνεται απαραίτητη η δυναμική εκχώρηση καναλιών του συστήματος, θέμα με το οποίο θα ασχοληθούμε διεξοδικά στο 6^ο κεφάλαιο.

Στα επόμενα δύο εδάφια γίνεται μία σύντομη περιγραφή των δύο αυτών συστημάτων (χωρίς επέκταση σε στοιχεία ροής δεδομένων στο επίπεδο ζεύξης ή σε ανώτερα επίπεδα), μιας και υλοποιούν καινοτόμες τεχνικές και αλγόριθμους που ενσωματώνονται και προσομοιώνονται στην παρούσα εργασία.

⁶ Χρησιμοποιείται σε ευρύτερη κλίμακα συγκριτικά με το WiMAX

1.2.10.1 Αρχιτεκτονική Δικτύου LTE

Η αρχιτεκτονική δικτύου του LTE βασίζεται σε τρεις βασικούς πυλώνες [10]:

- *Εξοπλισμός χρήστη* (User Equipment - UE)
- *Εξελιγμένο UTRAN* (e-UTRAN)
- *Εξελιγμένο Δίκτυο Κορμού* (Evolved Packet Core - EPC)

Εξοπλισμός χρήστη

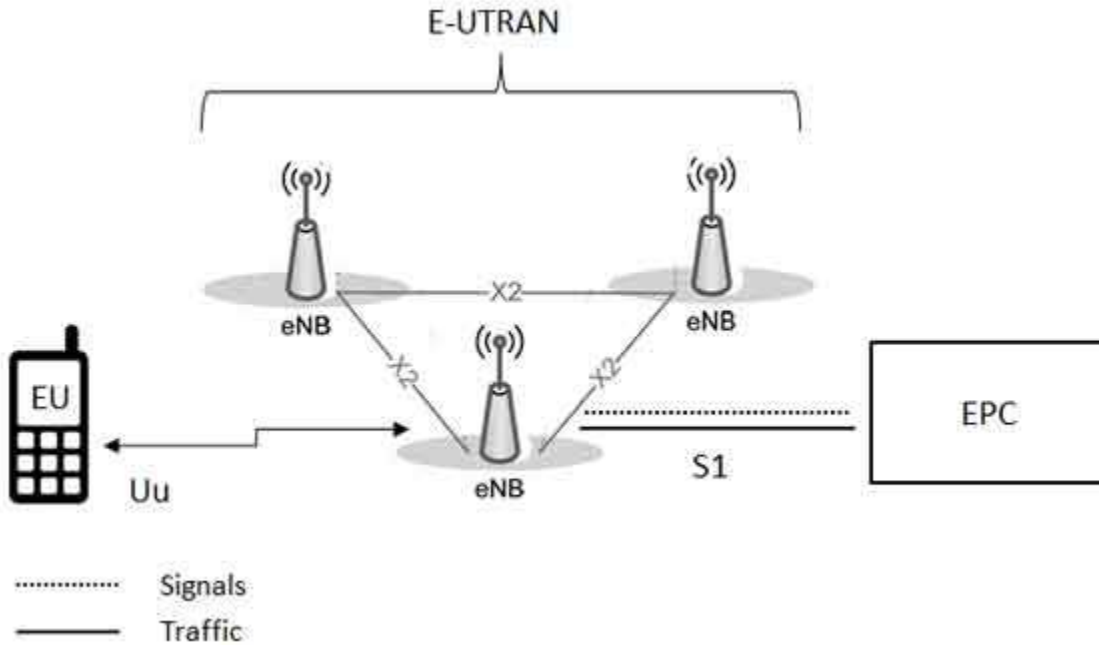
Η εσωτερική αρχιτεκτονική του εξοπλισμού χρήστη στο LTE είναι παρόμοια με αυτήν που συναντάμε και σε άλλα προγενέστερα δίκτυα, όπως το UMTS ή το GSM και ουσιαστικά αποτελεί τον κινητό εξοπλισμό του συστήματος. Ο UE διακρίνεται περαιτέρω στα εξής στοιχεία:

- *Κινητό Τερματικό* (Mobile Terminal - MT) – Διαχειρίζεται όλες τις λειτουργίες επικοινωνίας.
- *Τερματικός Εξοπλισμός* (Mobile Equipment - ME) – Εδώ καταλήγουν όλες οι ροές δεδομένων.
- *Universal Integrated Circuit Card* (UICC) – Είναι η αντίστοιχη SIM κάρτα των παλαιότερων δικτύων στην οποία «τρέχει» η εφαρμογή *Universal Subscriber Identity Module* (USIM). Στην USIM βρίσκονται εξατομικευμένες πληροφορίες χρήστη, όπως το οικείο δίκτυο στο οποίο ανήκει, ο αριθμός κλήσης του, κλειδιά ασφαλείας κ.α.

Εξελιγμένο UTRAN

Η αρχιτεκτονική του e-UTRAN αναπαριστάται στην εικόνα 1.3. Βασικός σκοπός του είναι η διαχείριση της επικοινωνίας μεταξύ UE και EPC. Οι σταθμοί βάσης της ασύρματης διεπαφής του LTE ονομάζονται εξελιγμένοι Node B ή eNB. Κάθε eNB είναι υπεύθυνο για τις λειτουργίες σηματοδότησης και μετάδοσης δεδομένων όλων των χρηστών που βρίσκονται στην περιοχή εμπορείας του, όπως π.χ. την πληροφορία σχετικά με τη διατιθέμενη ισχύ, την απόφαση για handover κ.α.. Η σύνδεση μεταξύ eNB και EPC πραγματοποιείται μέσω της διεπαφής S1 και επιπρόσθετα μπορεί να συνδεθεί με κοντινούς σταθμούς βάσης μέσω της διεπαφής X2, η οποία χρησιμεύει για μετάδοση φορτίου σηματοδότησης και προώθηση πακέτων δεδομένων κατά το handover. Αξίζει να σημειωθεί η δυνατότητα αγοράς από συνδρομητή, ενός οικιακού eNB (Home eNB - HeNB), μέσω του οποίου παρέχεται πρόσβαση στο δίκτυο σε επίπεδο ακτίνας

φεμτοκυψέλης (femtocell), δηλαδή περίπου σε έκταση μιας μέσης οικείας. Ένα HeNB ανήκει αποκλειστικά στο συνδρομητή που το αγόρασε και εξυπηρετεί τερματικά των οποίων η USIM αναγνωρίζεται από την *Κλειστή Ομάδα Συνδρομητών* (Closed Subscriber Group - CSG).



Εικόνα 1.3 : Βασική αρχιτεκτονική e-UTRAN

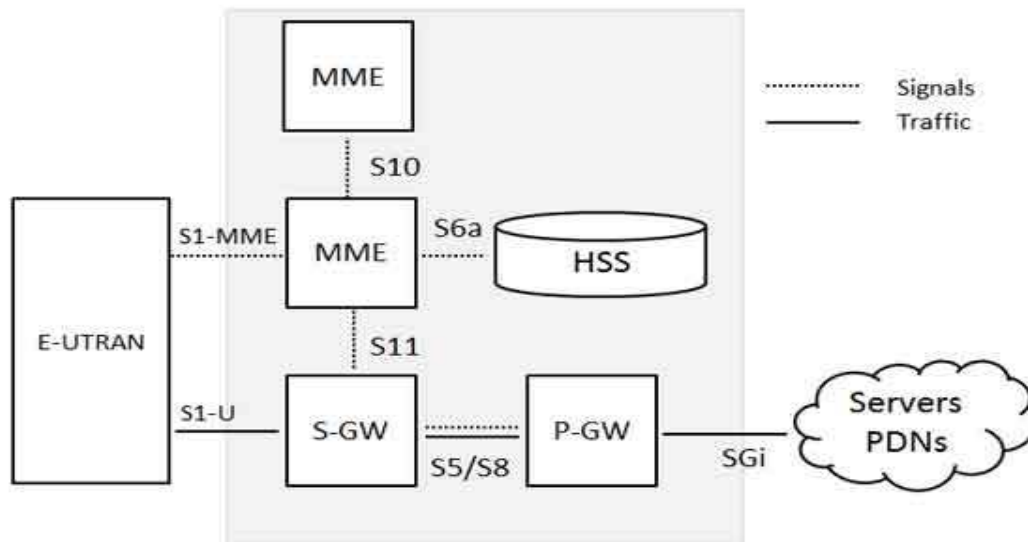
Εξελιγμένο Δίκτυο Κορμού

Το δίκτυο κορμού του LTE (αλλιώς backbone network) με την ονομασία EPC, σε απλοποιημένη μορφή απεικονίζεται στην εικόνα 1.4. Οι οντότητες που συναντάμε στο EPC είναι οι ακόλουθες:

- *Home Subscriber Server* (HSS) – Στοιχείο που συναντάμε και στα UMTS, GSM, είναι ένας κεντρικός server που διατηρεί σε βάση δεδομένων πληροφορίες σχετικά με τους συνδρομητές ενός παρόχου υπηρεσιών.
- *Packet Data Network Gateway* (PDN-GW) – Είναι θύρα επικοινωνίας με τον «έξω κόσμο», δηλαδή με άλλα δίκτυα μεταγωγής πακέτου μέσω της διεπαφής SGi. Κάθε τέτοιο δίκτυο χαρακτηρίζεται από ένα όνομα σημείου πρόσβασης (Access Point Name -

APN). Ο ρόλος του PDN-GW είναι αντίστοιχος με αυτόν του Gateway GPRS Support Node (GGSN) και του Serving GSN (SGSN) των UMTS και GSM.

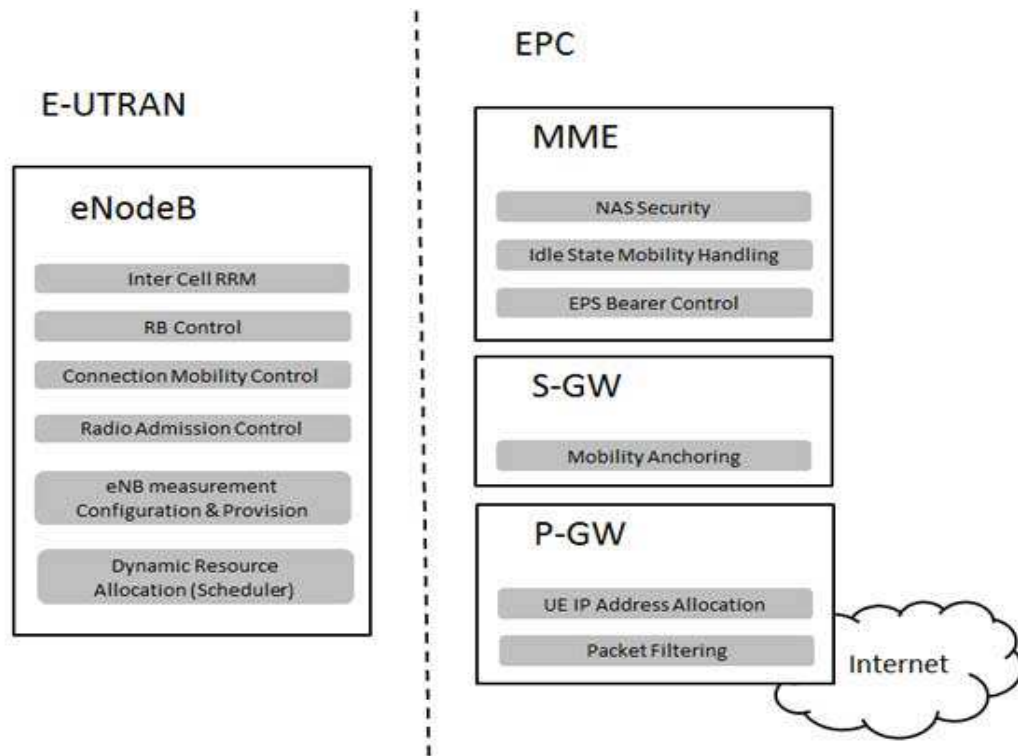
- *Serving Gateway (S-GW)* – Η S-GW λειτουργεί ως δρομολογητής, προωθώντας δεδομένα μεταξύ του eNB και του PDN-GW.
- *Mobility Management Identity (MMI)* – Η λειτουργία του MMI είναι να ελέγχει τις υψηλότερου επιπέδου διεργασίες του κινητού τερματικού μέσω μηνυμάτων σηματοδοσίας και επικοινωνίας με τον HSS.
- *Policy Control & Charging Rules Function (PCRF)* – Είναι η λειτουργία καθορισμού πολιτικής σχετικά με τη λήψη αποφάσεων περί διαφόρων διεργασιών του δικτύου, όπως και για τις χρεώσεις υπηρεσιών που προβλέπονται από τη λειτουργία επιβολής πολιτικής ελέγχου (Policy Control Enforcement Function - PCEF) και η οποία βρίσκεται στην πλευρά της P-GW.



Εικόνα 1.4: Βασική αρχιτεκτονική EPC

Η διεπαφή μεταξύ των θυρών S-GW και PDN-GW είναι γνωστή ως S5 ή S8. Η διαφορά μεταξύ των δύο έγκειται στο ότι η πρώτη εφαρμόζεται όταν οι δύο οντότητες είναι εντός κοινού δικτύου, ενώ η δεύτερη όταν προέρχονται από ετερογενή δίκτυα.

Ο διαχωρισμός εργασιών μεταξύ e-UTRAN και EPC απεικονίζεται στην εικόνα 1.5. Επίσης παρατίθεται ο πίνακας 1.2 που αντιστοιχίζει τις βασικές οντότητες και πρωτόκολλα των δικτύων 2G, 3G με αυτές του LTE.



Εικόνα 1.5: Αρμοδιότητες e-UTRAN / EPC

1.2.10.2 Αρχιτεκτονική Δικτύου WiMAX

Η βασική αρχιτεκτονική του δικτύου WiMAX περιγράφεται από τρεις θεμελιώδεις οντότητες [10]:

- *Κινητοί σταθμοί* (Mobile Stations - MSs), που επιτρέπουν στον τελικό χρήστη να αποκτήσει πρόσβαση στο δίκτυο.

- *Δίκτυο Πρόσβασης Υπηρεσίας (Access Service Network - ASN)*, το οποίο περιλαμβάνει έναν ή περισσότερους τελικούς χρήστες και μία ή περισσότερες θύρες ASN, που διαμορφώνουν το *Δίκτυο Ραδιοπρόσβασης (Radio Access Network - RAN)*.
- *Δίκτυο Υπηρεσίας Συνδεσιμότητας (Connectivity Service Network - CSN)*, το οποίο παρέχει πρόσβαση στα IP δίκτυα του κορμού.

2G/3G	LTE
GERAN & UTRAN	e-UTRAN
SGSN/PDSN-FA	S-GW
GGSN/PDSN-HA	PDN-GW
HLR/AAA	HSS
VLR	MME
SS7 - MAP/ANSI - 41/RADIUS	Diameter Signaling
Diameter GTPc -v0 & v1	GTPc-v2
MIP	PMIP

Πίνακας 1.2 : Αντιστοιχία βασικών οντοτήτων δικτύων 2G / 3G με LTE

Το μοντέλο αναφοράς που αναπτύχθηκε από το *WiMAX forum Network Working Group (NGW)*, καθορίζει ένα σύνολο ενδιάμεσων οντοτήτων και διεπαφών μεταξύ των τριών αυτών θεμελιωδών οντοτήτων, κάποιες εκ των οποίων εικονίζονται στην εικόνα 1.6.

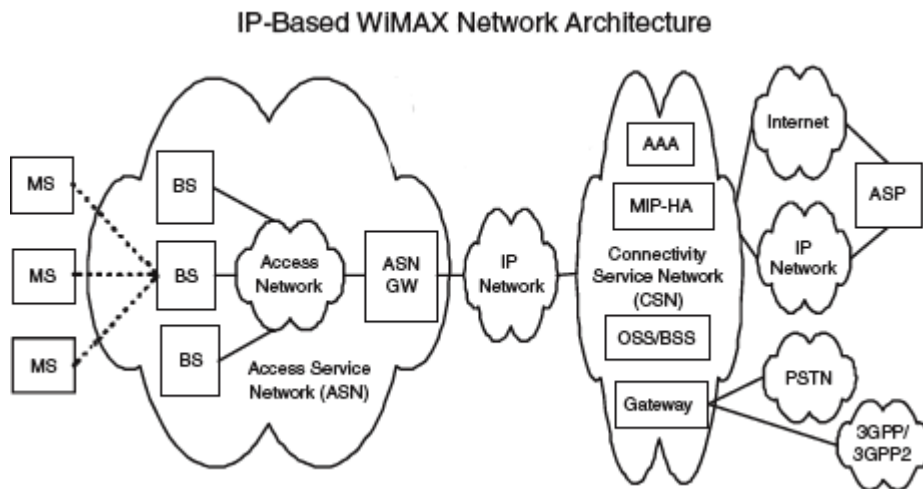
Ο σταθμός βάσης (BS), όπως και στα υπόλοιπα δίκτυα, είναι υπεύθυνος για την παροχή του ασύρματου διαύλου επικοινωνίας στον κινητό χρήστη. Άλλες αρμοδιότητες του BS είναι η διεξαγωγή handovers, η διαχείριση ραδιοπόρων, ο σχεδιασμός QoS πολιτικής, η κατανομή τηλεπικοινωνιακής κίνησης, το DHCP (*Dynamic Host Control Protocol*), η διαχείριση των κλειδιών ασφαλείας, η διαχείριση των συνόδων (sessions) και η διαχείριση ομάδων πολλαπλής εκπομπής.

Η θύρα ASN Gateway (ASN-GW) δρα ως ένα δευτέρου επιπέδου σημείο συγκέντρωσης κίνησης στο ASN. Άλλες αρμοδιότητες της ASN-GW είναι διαχείριση και αποθήκευση πληροφοριών τοποθεσίας εντός του ASN, η διαχείριση ραδιοπόρων, ο έλεγχος παροχής αδειών

πρόσβασης, η προσωρινή αποθήκευση προφίλ συνδρομητών, η εγκαθίδρυση της λειτουργίας πελατών AAA (Authentication Authorization & Accounting) και ο σχεδιασμός / εφαρμογή QoS παραμέτρων και δρομολόγησης στο επιλεγμένο CSN.

Το CSN παρέχει συνδεσιμότητα σε διάφορα δίκτυα όπως το Internet, προσδίδοντας μίας μορφής ετερογένεια στο WiMAX. Το CSN βρίσκεται υπό την επίβλεψη του NSP (Network Service Provider) και περιλαμβάνει AAA εξυπηρετητές που υποστηρίζουν πιστοποίηση χρηστών, συσκευών και υπηρεσιών. Επιπρόσθετα το CSN παρεμβαίνει στον καθορισμό του QoS, των παραμέτρων ασφαλείας, της διαχείρισης IP διευθύνσεων, καθώς και στην περιύγηση (roaming) μεταξύ διαφορετικών NSPs.

Καθότι ο αρχιτεκτονικός σχεδιασμός του WiMAX αποτελεί απλά μοντέλο αναφοράς, είναι δυνατή η περαιτέρω διάσπαση ήδη υπάρχοντων οντοτήτων σε υπό-οντότητες ή η σύνθεση οντοτήτων σε μία ενιαία. Π.χ. ο ASN μπορεί να αποσυντεθεί σε BST (Base Station Tranceiver), BSC (Base Station Controller) και ASN-GW, κατ' αναλογία με τους BTS, BSC και SGSN του αρχιτεκτονικού μοντέλου του GSM.



Εικόνα 1.6: Αρχιτεκτονική Δικτύου WiMAX

1.2.11 Δίκτυα 4.5G

Η ονομασία 4.5G, όπως άλλωστε και όλες οι x-G ονομασίες ($x = 0, 0.5, 1, \dots$), έχει καθαρά εμπορική προέλευση και κυρίως προωθήθηκε από τη γνωστή εταιρία τηλεπικοινωνιακού εξοπλισμού και υπηρεσιών *Huawei*. Επί της ουσίας αναφέρεται στην τεχνολογία *LTE Advanced* (LTE-A), της οποίας οι προδιαγραφές αναπτύχθηκαν στα τέλη το Μάρτιο του 2011 από την 3GPP, ως επέκταση του LTE (έκδοση 10). Βασικός στόχος της τεχνολογίας ήταν η αύξηση του ρυθμού μεταφοράς δεδομένων με ταυτόχρονη συγκράτηση ή και μείωση του συνολικού κόστους. Πιο αναλυτικά οι ταχύτητες φτάνουν στα 3 Gbps (DL) και 1.5 Gbps (UL) και η φασματική απόδοση κυμαίνεται από 16 bps/Hz έως 30 bps/Hz. Ακόμα δίνεται η δυνατότητα αυξημένου αριθμού ταυτόχρονα ενεργών χρηστών και αυξημένης επίδοσης στα όρια κυψελών π.χ. για DL, 2x2 MIMO τουλάχιστον 2.4 bps/Hz/κυψέλη. Οι καινοτόμες τεχνικές που εφαρμόζονται στο LTE-A είναι τρεις [11]:

- *Υπέρθωση φερόντων*
- *Χωρική Πολυπλεξία*
- *Κόμβοι Μεταγωγής (Relay Nodes)*

Υπέρθωση φερόντων

Κατά την τεχνική αυτή η αύξηση του bandwidth επιτυγχάνεται μέσω χρήσης πολλαπλών φερόντων, με σκοπό την επίτευξη μεγαλύτερων ταχυτήτων. Τα φέροντα αυτά μπορούν να είναι είτε γειτονικά (Intra-band, contiguous) εντός του ίδιου καναλιού, είτε γειτονικά με ενδιάμεσα κενά συχνοτήτων (*Intra-band, non-contiguous*), είτε να ανήκουν σε διαφορετικά κανάλια του συστήματος. Ο μέγιστος αριθμός καναλιών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν είναι 5.

Χωρική Πολυπλεξία

Η χωρική πολυπλεξία επιτυγχάνεται μέσω της εισαγωγής διατάξεων πολλαπλών κεραιών (MIMO), έτσι ώστε διαφορετικές εκδοχές του σήματος εκπομπής ή λήψης, να εκπέμπονται ή να λαμβάνονται αντίστοιχα από διαφορετικά στοιχεία του πομπού ή του δέκτη. Η MIMO χωρική πολυπλεξία προτιμάται σε περιπτώσεις όπου ο χρήστης έχει υψηλό SINR (*Signal to Interference and Noise Ratio*), ενώ για χαμηλά SINR χρησιμοποιείται *διαφορική προστασία* ή Transmit Diversity (TX diversity) όπου το ίδιο σήμα αντιγράφεται στα στοιχεία πομπού και δέκτη, έτσι

ώστε να αντιμετωπίζονται φαινόμενα όπως η εξασθένιση λόγω σκίασης (shadow fading) και το *fading* λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης (multipath induced fading).

Κόμβοι Μεταγωγής (Relay Nodes)

Η χρήση των κόμβων μεταγωγής στο 4.5G προέρχεται από την ιδέα σχεδιασμού ενός ετερογενούς δικτύου, δηλαδή συνδυασμού κυψελών μεγάλης και μικρής κλίμακας. Με τον τρόπο αυτό παρέχεται καλύτερη υποστήριξη σε χρήστες κινούμενους στα όρια των κυψελών, όπου η απευθείας σύνδεση χρήστη και σταθμού βάσης δεν είναι εφικτή.

1.2.12 Δίκτυα 5G

Η γενιά αυτή βρίσκεται ακόμα στο στάδιο προτυποποίησης και αναφέρεται στο διάδοχο των δικτύων 4G / LTE-A. Η προτυποποίησή της βασίζεται στο IMT-2020, το οποίο προτάθηκε από την ITU-R (τον υπεύθυνο για τις ραδιοεπικοινωνίες τομέα της ITU) και θα καθορισθεί επισήμως περί το 2020. Οι καινοτόμες τεχνολογίες που θα ενσωματωθούν είναι αρκετές, εκ των οποίων οι πιο διαδεδομένες είναι: η βελτιστοποίηση κεραιοσυστημάτων MIMO με σκοπό τη μείωση παρεμβολών και αύξηση του λεγόμενου *beamforming gain* (κέρδος κεραιών μεγάλης κατευθυντικότητας), η διαχείριση κινητικότητας και παρεμβολών από αλληλοκαλυπτόμενες οντότητες του δικτύου, η άμεση επικοινωνία τερματικών όπου υπάρχει δυνατότητα, η χρήση συχνοτήτων μέχρι και στη ζώνη V (ITU) και δια-συνδεσιμότητα (inter-connectivity) μεταξύ ασύρματων αισθητήρων, WiFi (ή και άλλων) δικτύων «αδιαφανώς» από το χρήστη (*vertical handovers*), κάτι που προάγει τις ιδέες του *Ubiquitous Computing – UbiComp* (πανταχού παρόν υπολογιστής) και του *Internet of Things* (Διαδίκτυο των Πραγμάτων). Επίσης ένα ακόμα ενδιαφέρον και καινοτόμο στοιχείο που θα έρθει να αντιμετωπίσει το πρόβλημα των χαμηλών ταχυτήτων σε απομακρυσμένους χρήστες, είναι η εφαρμογή της *μικρο-διαφορισιμότητας* (micro-diversity), όπου ένα σύνολο συνεργαζόμενων κόμβων, είτε υπό μορφή *επαναληπτών* μικρής ισχύος (repeaters) ή χρηστών του δικτύου (device-to-device / D2D επικοινωνία) θα αυξάνει την ισχύ του απομακρυσμένου χρήστη, έτσι ώστε να απολαμβάνει καλύτερους ρυθμούς μετάδοσης. Τέλος αντικείμενο έρευνας αποτελεί και η εισαγωγή τεχνολογιών Οπτικής

ΓΕΝΙΑ ¹	ΟΝΟΜΑΣΙΑ ΔΙΚΤΥΟΥ	ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΚΩΔΙΚΟΠΟΙΗΣΗΣ	ΒΑΣΙΚΕΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΕΣ	ΜΠΑΝΤΑ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ (MHz)	ΕΤΟΣ ΚΑΙ ΧΩΡΑ ΠΡΩΤΗΣ (ΕΜΠΟΡΙΚΗΣ) ΕΦΑΡΜΟΓΗΣ ²	ΥΠΟΣΤΗΡΙΖΟΜΕΝΟΙ ΡΥΘΜΟΙ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ (προσεγγιστικά σε Kbps για <i>Downlink/Uplink</i>)
0G	MTS, AMTS, MTD, OLT, PTT, IMTS	AM-SSB	Αναλογική half duplex επικοινωνία.	150-160	1946 (MTS) μέχρι και 1970	-
0.5G	ARP (<i>AutoRadioPuhelin</i>)	-	Το 1 ^ο εμπορικό δημόσιο δίκτυο κινητής half duplex αναλογικής επικοινωνίας. Δεν υποστήριξε Handover	150	1971 (Φινλανδία)	-
1G	NMT, AMPS, TACS, C-450, RTMI, Mobitex	FM, FDD, FDMA	Τελευταία γενιά που κάνει χρήση αναλογικής διαμόρφωσης. Προσφέρει βασικές υπηρεσίες φωνής	>150	1980s	2.4 (έως και 10 για AMPS)
2G	GSM, IS-95, PDC	TDMA, FDD, GMSK	Εφαρμόζονται ψηφιακά πρωτόκολλα με τεχνολογία μεταγωγής κυκλώματος. Παρέχεται καλύτερη κάλυψη και αυξημένη χωρητικότητα. Υποστήριξη SMS.	900/1800	1991 (Γερμανία)	64
2.5G	GPRS	TDMA, FDD, GMSK	Εισαγωγή τεχνολογίας μεταγωγής πακέτων στο 2G (υποστήριξη MMS)	900/1800	2000	56-115
2.75G	EDGE (&EEDGE)	TDMA(SC), FDD, GMSK, 8-PSK	Μειωμένο <i>latency</i> στα 100 ms και αυξημένο <i>throughput</i> (ρυθμός μετάδοσης).	900/1800	2003	384
3G	UMTS	W-CDMA	Εισαγωγή της ευρυζωνικότητας στις κινητές επικοινωνίες. Νέο σύστημα με διαφορετική υποδομή απ' το GSM.	2100	2002 (Νότια Κορέα)	2000
3.5G	HSPA (HSDPA, HSUPA)	W-CDMA, QPSK, 16QAM (64/16W QAM)	Βελτιωμένο <i>Downlink</i> (HSDPA), Σύνθεση φερόντων, βελτιωμένο <i>Uplink</i> (HSUPA) ως προς το software.	2100	2008	14000/5800
3.75G	HSPA+	W-CDMA, 64-QAM	Υψηλές ταχύτητες στο <i>Uplink</i> , 2x2 MIMO	2100	2011	84000/10800
4G	LTE	OFDMA/SC-OFDMA	Αύξηση ταχυτήτων, μειωμένο <i>latency</i> . Αποτελεί περαιτέρω αναβάθμιση του HSPA+.	1800 (για Ελλάδα-COSMOTE)	2012	300000/75000
4.5G	LTE Advanced ⁴	OFDMA/SC-OFDMA, 128QAM	Υψηλότερης τάξης MIMO (8x8), Υποστήριξη ετερογενών δικτύων (HetNet)	2600	2011 (Ρωσία ³)	300000/50000 (Ελλάδα-Vodafone)

Πίνακας 1.3: Συγκεντρωτική παρουσίαση σημαντικότερων δικτύων κινητών επικοινωνιών

Διευκρινίσεις πίνακα 1.3:

1. Να σημειωθεί ότι οι ορολογία xG ($x=0,1,\dots$) χρησιμοποιείται καθαρά για εμπορικούς λόγους.
2. Προτιμήθηκε η 1^η εμπορική εφαρμογή έναντι ίσως κάποιων πρώτων θεωρητικών αναφορών ή πιλοτικών δοκιμών σε ενδοπανεπιστημιακό / εργαστηριακό χώρο, καθότι θεωρείται ότι προσεγγίζει καλύτερα το χρονικό σημείο όπου η τεχνολογία ξεκίνησε αφενός να λειτουργεί αποτελεσματικά στο σύνολό της και αφετέρου να επηρεάζει ουσιαστικά τον πραγματικό κόσμο. Εκεί όπου δεν αναφέρεται η χώρα, η αντίστοιχη τεχνολογία έχει εισαχθεί σχεδόν ταυτόχρονα σε περισσότερες από μία χώρες.
3. Οι εμπορικές συσκευές ξεκίνησαν να υποστηρίζουν το *LTE Advanced* το πρώτο εξάμηνο του 2013
4. Θεωρείται ευρέως το πραγματικό 4G σύστημα καθώς παρέχει υψηλές ταχύτητες (>100 Mbps) ακόμα και σε χρήστες κινούμενους με υψηλές ταχύτητες (*high mobility MS*).
5. Επίσης πρέπει να διευκρινιστεί ότι οι διάφορες τεχνολογίες, στην πλειοψηφία τους, λειτουργούν σε διαφορετικές ταχύτητες και συχνότητες από χώρα σε χώρα. Για το λόγο αυτό κάποια χαρακτηριστικά τους αναφέρονται ενδεικτικά.

Ασύρματης Επικοινωνίας (Optical Wireless Communication - OWC) με σκοπό την περαιτέρω αύξηση του εύρους ζώνης.

Όλα τα παραπάνω έχουν ως σκοπό την μεταφορά δεδομένων μεταξύ των οντοτήτων του δικτύου με ρυθμούς άνω του 1 Gbps για εξαιρετικά υψηλές κινητικότητες, την υποστήριξη δικτύων αισθητήρων με πολυάριθμους κόμβους, την αυξημένη φασματική απόδοση σε σχέση με την 4^η γενιά, την αυξημένη γεωγραφική και πληθυσμιακή κάλυψη, την εφαρμογή αποτελεσματικότερων μεθόδων κατά τη σηματοδότηση και τέλος το σημαντικά μειωμένο latency.

1.3 Δημοφιλή Ασύρματα Δίκτυα και Τεχνολογίες Επικοινωνιών

Πέραν των κατηγοριοποιημένων με βάση τη γενιά στην οποία ανήκουν δικτύων, μεγάλο ενδιαφέρον παρουσιάζει και μία πληθώρα άλλων συστημάτων επικοινωνιών, που βρίσκουν εφαρμογές σε τρέχοντα εμπορικά δίκτυα, αλλά αναμένεται να μας απασχολήσουν και στο άμεσο μέλλον. Παρακάτω περιγράφονται περιληπτικά οι βασικές τους φιλοσοφίες και οι καινοτόμες τεχνικές που χρησιμοποιούν.

1.3.1 Οικογένεια Προτύπων IEEE 802.11

Σε αυτήν την κατηγορία δικτύων ανήκει το γνωστό WiFi (*Wireless Fidelity*) με βασική περιοχή λειτουργίας τα 2.4 GHz. Βασίζεται σε μία σειρά προδιαγραφών της IEEE που αναφέρονται στο φυσικό στρώμα και στο στρώμα ζεύξης των ασύρματων τοπικών δικτύων. Η πρώτη έκδοση ήταν η 802.11 (1997), αλλά ευρεία αποδοχή είχε η δεύτερη, με την ονομασία 802.11b. Στη συνέχεια ακολούθησαν οι εκδόσεις 802.11a, 802.11g, 802.11n και 802.11ac. Οι βασικές τεχνικές που χρησιμοποιούνται είναι το *Direct-Sequence Spectrum* και το OFDM. Η ασφαλής μεταφορά δεδομένων εξασφαλίζεται με τη χρήση του πρωτοκόλλου *WiFi Protected Access* (WPA) και τη νεότερή του έκδοσή WPA2 και η ακτίνα περιοχής κάλυψης ενός σημείου πρόσβασης (*WiFi Hot Spot*) κυμαίνεται από 70 m για εσωτερικούς χώρους, έως και 800 m για εξωτερικούς. Η τελευταία έκδοση 802.11ac χρησιμοποιεί φάσμα στα 5 GHz και καταλαμβάνοντας εύρος ζώνης έως και 160 MHz πετυχαίνει ταχύτητες αρκετών εκατοντάδων Mbps [13].

1.3.2 Οικογένεια Προτύπων IEEE 802.16

Η εμπορική ονομασία της οικογένειας αυτής είναι WiMAX και όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο εδάφιο, αποτελεί τον κύριο ανταγωνιστή του LTE στην 4^η γενιά δικτύων κινητής τηλεφωνίας (4G). Η σχετικά πρόσφατη έκδοσή του 802.16e κάνει χρήση διαμόρφωσης OFDMA και διατάξεων MIMO και υποστηρίζει NLOS υψηλή κινητικότητα χρηστών με ακτίνα κυψέλης έως και 5 km. Οι φασματικές περιοχές λειτουργίας βρίσκονται μεταξύ των 2 και 66 GHz, με τις μικρότερες να είναι πιο αποτελεσματικές για χρήση σε κυβελωτά δίκτυα, αλλά και συνάμα πιο περιζήτητες και ακριβές για τους παρόχους. Οι υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης του WiMAX επιτρέπουν την εφαρμογή υπηρεσιών με υψηλές απαιτήσεις σε εύρος ζώνης, όπως real time

εφαρμογές, χρήση VoIP (Voice over IP), video streaming (MPEG video) κ.α.. Ενδεικτικά αναφέρεται πως οι τελευταίες εκδόσεις (π.χ. 802.16.1a–2013) πετυχαίνουν ταχύτητες έως και 1 Gbps [14].

1.3.3 Οικογένεια Προτύπων IEEE 802.20

Η οικογένεια αυτή εκπροσωπείται από το επονομαζόμενο Mobile Broadband Wireless Access (MBWA) [14] και απευθύνεται σε ασύρματα δίκτυα με πρόσβαση στο Internet, ειδικά από χρήστες που κινούνται σε υψηλές ταχύτητες (έως 250 km/h). Οι προδιαγραφές επίσημα εκδόθηκαν το 2008, έκτοτε όμως το MBWA δεν έχει εξελιχθεί.

1.3.4 Δορυφορικές Επικοινωνίες

Οι δορυφορικές επικοινωνίες είναι μικροκυματικά συστήματα που χρησιμοποιούν έναν επαναλήπτη (δορυφόρο) στα ανώτερα στρώματα της ατμόσφαιρας. Οι δορυφόροι που χρησιμοποιούνται στις τηλεπικοινωνίες, γνωστοί και ως γεωστατικοί δορυφόροι, βρίσκονται σε απόσταση 36000 km πάνω από τον ισημερινό της γης και ακολουθούν την τροχιά της. Οι πομποδέκτες ενός δορυφόρου συνήθως υποστηρίζουν ρυθμούς περί τα 50 Mbps με συχνότητες λειτουργίας στα 4/6, 11/14 και 20/30 GHz για Downlink και Uplink αντίστοιχα. Τις τελευταίες δεκαετίες έχουν τεθεί σε τροχιά και οι λεγόμενοι Low-Earth Orbit (LEO) δορυφόροι, οι οποίοι δεν ακολουθούν τη γήινη τροχιά, είναι όμως διατεταγμένοι κατά τέτοιον τρόπο, ώστε να καλύπτουν κάθε σημείο της γης, παρέχοντας υψηλότερους ρυθμούς μεταφοράς δεδομένων [2].

Το βασικό πλεονέκτημα των δορυφορικών επικοινωνιών σε σχέση με τις υπόλοιπες, είναι πως παρέχουν συνδεσιμότητα σε απομακρυσμένες ή δυσπρόσιτες περιοχές, σε ωκεανούς κ.λ.π., ενώ τα μειονεκτήματά τους είναι οι σχετικά χαμηλές ταχύτητες που προσφέρουν, κάτι που τις καθιστά ακατάλληλες για επικοινωνία πραγματικού χρόνου, η ευαισθησία (susceptibility) σε ατμοσφαιρικά φαινόμενα και κατακρημνίσεις, καθώς και ο ειδικός εξοπλισμός που απαιτείται για τη χρήση τους.

1.3.5 Δίκτυα Προσωπικών Επικοινωνιών

Η κατηγορία των δικτύων προσωπικών επικοινωνιών, αναφέρεται κυρίως σε εφαρμογές εσωτερικών χώρων [15]. Βασικός εκπρόσωπος εδώ είναι το γνωστό πρότυπο *Bluetooth*, το οποίο ακολουθεί τις προδιαγραφές του προτύπου IEEE 802.15.1 και ανήκει στην ευρύτερη κατηγορία *MANET* (Mobile Ad-hoc NETWORK ή αλλιώς αυτοοργανούμενο, αποκεντρωμένο δίκτυο) μεταγωγής πακέτου.

Το Bluetooth, όπως και το WiFi, λειτουργεί στα 2400 MHz, με χαμηλές ισχύες εκπομπής κυμαινόμενες από 1 έως 100 mW. Προορίζεται για σύνδεση συσκευών που βρίσκονται στον ίδιο χώρο με ρυθμούς έως και 24 Mbps. Επίσης χρησιμοποιεί διαμόρφωση GFSK (Gaussian Frequency Shift Keying) και στις πιο πρόσφατες εκδοχές του DQPSK (Differential Quadrature Phase Shift Keying) ή 8DPSK.

Μία άλλη σημαντική ραδιοτεχνολογία στο χώρο των προσωπικών επικοινωνιών είναι το Ultra-WideBand (UWB), το οποίο αναπτύχθηκε το 1980 και λειτουργεί με ασθενείς ισχύες και σε απλωμένο φάσμα (3-10 GHz). Οι ταχύτητές του φτάνουν τα μερικά Gbps, έχει ανοσία στην πολυδιαδρομική διάδοση και προκαλεί ελάχιστες παρεμβολές σε συνυπάρχοντα δίκτυα, έχοντας όμως μικρή περιοχή κάλυψης. Οι προδιαγραφές του περιγράφονται στο πρότυπο IEEE 802.15.4a και βρίσκει χρήση σε WLANs αλλά και σε άλλες περιοχές όπως η τηλεμετρία και η ανίχνευση αντικειμένων σε βιομηχανικές εφαρμογές [16].

Τέλος επιγραμματικά αναφέρονται και κάποιες άλλες τεχνολογίες *Δικτύων Προσωπικής Περιοχής* (Personal Area Networks - PANs) όπως το *ZigBee* (IEEE 802.15.4) που χρησιμοποιείται κυρίως σε δίκτυα αισθητήρων, το *Infrared Data Association* (IrDA) για επικοινωνία μέσω υπέρυθρης ακτινοβολίας με πολύ χαμηλό Bit Error Rate (BER) και τα *Vehicular Ad-hoc NETWORKs* (VANET), που σε συνδυασμό με τα ευφυή συστήματα μεταφορών (Intelligent Transportation Systems - ITS) θα προκαλέσουν ριζικές αλλαγές στη διαχείριση των μελλοντικών δικτύων συγκοινωνιών.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

- Ο Ασύρματος Δίαυλος

Στο παρόν κεφάλαιο θα γίνει σύντομη ανάλυση των βασικών φαινομένων (θόρυβος και παρεμβολές) που απαντώνται στον ασύρματο διάυλο και που απασχολούν ιδιαίτερα, και ενίοτε δυσχεραίνουν, τις κινητές τηλεπικοινωνίες.

2.1 Βασικά Στοιχεία Θεωρίας Κεραιών

Μαθηματική βάση της Θεωρίας Κεραιών αποτελούν οι εξισώσεις του Maxwell που σε σημειακή μορφή γράφονται ως εξής [17]:

$$\nabla \cdot \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0}$$

$$\nabla \cdot \mathbf{B} = 0$$

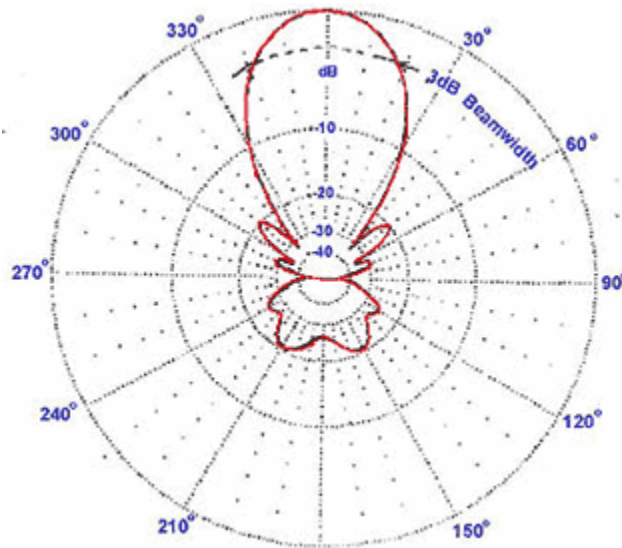
$$\nabla \times \mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t}$$

$$\nabla \times \mathbf{B} = \mu_0 \mathbf{J} + \epsilon_0 \mu_0 \frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t}$$

όπου το σύμβολο « \cdot » αντιπροσωπεύει το διανυσματικό τελεστή της απόκλισης, ρ είναι η χωρική πυκνότητα ηλεκτρικού φορτίου, \mathbf{E} είναι η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου, \mathbf{B} είναι η μαγνητική επαγωγή, \mathbf{J} είναι η πυκνότητα ρεύματος και ϵ_0, μ_0 είναι η διηλεκτρική σταθερά και η μαγνητική διαπερατότητα στο κενό αντίστοιχα.

Εν γένει, κεραία ονομάζουμε τη διάταξη που χρησιμοποιείται για την εκπομπή και λήψη πληροφορίας μέσω ηλεκτρομαγνητικών (ΗΜ) κυμάτων. Ο τρόπος με τον οποίον ακτινοβολεί μία κεραία στο περιβάλλον περιγράφεται από το *διάγραμμα ακτινοβολίας* της κεραίας και ιδιαίτερα όταν αναφερόμαστε στην ισχύ εκπομπής χρησιμοποιούμε το *διάγραμμα ισχύος ακτινοβολίας* (βλ. εικόνα 2.1). Οι μεταβολές ηλεκτρικού / μαγνητικού πεδίου περιγράφονται από το αντίστοιχο *διάγραμμα πεδίου* της κεραίας. Χαρακτηριστικό γνώρισμα του διαγράμματος ακτινοβολίας είναι η ύπαρξη *λοβών ακτινοβολίας*, δηλαδή τμημάτων του διαγράμματος μεταξύ περιοχών αμελητέας έντασης ακτινοβολίας. Ο *κύριος λοβός* ορίζεται ως ο λοβός προς την κατεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας και οι υπόλοιποι ορίζονται ως *δευτερεύοντες λοβοί*. Πιο ειδικά ονομάζουμε *πλευρικούς λοβούς*, αυτούς που βρίσκονται στην κατεύθυνση που δε μας ενδιαφέρει, ενώ *οπίσθιος λοβός* είναι αυτός που βρίσκεται στην αντίθετη κατεύθυνση σχετικά με τον κύριο λοβό. Σημαντική παράμετρος που περιγράφει τη μορφή του κύριου λοβού είναι το *άνοιγμα μισής ισχύος*, δηλαδή η γωνία μεταξύ των σημείων του κύριου λοβού όπου η ένταση ακτινοβολίας είναι η μισή της μέγιστης [18].

Η περιοχή ακτινοβολήσης μίας κεραίας χωρίζεται σε δύο βασικές περιοχές: την περιοχή κοντινού πεδίου (ή κοντινή περιοχή) και την περιοχή μακρινού πεδίου (μακρινή περιοχή ή περιοχή *Fraunhofer*). Στην κοντινή περιοχή, η οποία εκτείνεται σε απόσταση έως και $2D^2/\lambda$ (D η μεγαλύτερη διάσταση της κεραίας και λ το μήκος κύματος), η γωνιακή πεδιακή κατανομή εξαρτάται από την απόσταση από την κεραία και το ΗΜ πεδίο εμφανίζει άεργη συμπεριφορά, δηλαδή δεν ακτινοβολείται ΗΜ ενέργεια. Στην περιοχή αυτή μερικές φορές στη βιβλιογραφία συμπεριλαμβάνεται και η περιοχή *Fresnel*. Στη μακρινή περιοχή η γωνιακή πεδιακή κατανομή είναι ανεξάρτητη της απόστασης και αποτελεί την ωφέλιμη περιοχή λειτουργίας της κεραίας, όπου και πραγματοποιούνται οι διάφορες μετρήσεις των παραμέτρων της [18].



Εικόνα 2.1: Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας όπου διακρίνεται το άνοιγμα μισής ισχύος

Διάφορες κατηγορίες κεραιών που απαντώνται σε τηλεπικοινωνιακά συστήματα είναι οι διπολικές κεραίες (ο πιο συνηθισμένος τύπος κεραίας), οι κατακόρυφες κεραίες *Marconi*, οι βροχοκεραίες (loop antennas), οι χοανοκεραίες, οι κεραίες *Yagi-Uda*, οι κεραίες *Panel* και οι μικροταινιακές ή τυπωμένες κεραίες (microstrip antennas). Οι τελευταίες εφαρμόζονται σε συσκευές κινητής τηλεφωνίας λόγω των μικρών διαστάσεων, του ικανοποιητικού κέρδους

κεραίας, της ευκολίας και απλότητας στην κατασκευή καθώς και του μικρού κατασκευαστικού κόστους.

Χρήσιμα μεγέθη κατά τη μελέτη κεραιών είναι τα εξής (αναφέρονται όλα στη μακρινή περιοχή) [18]:

- *Ένταση ακτινοβολίας* – Εκφράζει τη ροή ισχύος ανά μονάδα στέρεας γωνίας και ορίζεται ως

$$U(\theta, \varphi) = r^2 |\bar{P}(r, \theta, \varphi)|$$

όπου \bar{P} η μέση πυκνότητα ισχύος και r, θ, φ οι σφαιρικές συντεταγμένες.

- *Κατευθυντικό κέρδος* – Είναι ο λόγος της έντασης ακτινοβολίας μίας κεραίας προς την ένταση ακτινοβολίας ισοδύναμου ιστροπικού ακτινοβολητή, δηλαδή κεραίας που ακτινοβολεί ομοιόμορφα προς όλες τις κατευθύνσεις και ορίζεται ως

$$D_g(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{W_{rad}}$$

όπου W_{rad} η ισχύς ακτινοβολίας της κεραίας δηλαδή

$$W_{rad} = \iint_{\Omega} U(\theta, \varphi) d\Omega$$

όπου Ω μία κλειστή επιφάνεια που περιβάλλει την κεραία.

- *Κατευθυντικότητα* – Είναι η μέγιστη τιμή του κατευθυντικού κέρδους, δηλαδή

$$D_m = 4\pi \frac{U_{max}}{W_{rad}}$$

Η κατευθυντικότητα μίας κεραίας μπορεί να βελτιωθεί με χρήση στοιχειοκεραιών, δηλαδή κεραιών που απαρτίζονται από άλλες κεραίες με κοινά χαρακτηριστικά.

- *Κέρδος ισχύος* – Σε αντιστοιχία με το κατευθυντικό κέρδος ορίζεται ως

$$G_g(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{W_{in}}$$

όπου W_{in} η ισχύς τροφοδότησης της κεραίας.

- *Κέρδος κεραίας* – Είναι το μέγιστο κέρδος ισχύος, δηλαδή

$$G_g(\theta, \varphi) = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)|_{max}}{W_{in}}$$

- *Συντελεστής απόδοσης κεραίας* – Εκφράζει το λόγο ισχύος ακτινοβολίας προς την ισχύ τροφοδοσίας μίας κεραίας

$$n_r = \frac{W_{rad}}{W_{in}}$$

- *Ενεργός επιφάνεια κεραίας* - Η κεραία που λειτουργεί ως δέκτης έχει σκοπό να συλλέξει όσο δυνατόν περισσότερη ΗΜ ισχύ από το περιβάλλον της και για το λόγο αυτό ορίζεται η παράμετρος αυτή, που ουσιαστικά περιγράφει μία υποθετική επιφάνεια η οποία θα συνέλλεγε από το ΗΜ περιβάλλον της κεραίας ισχύ, ίση με αυτή που συλλέγει η κεραία στην πραγματικότητα. Η τιμή της ορίζεται ως

$$A_e = \frac{W_T}{P}$$

όπου W_T η ισχύς που φτάνει στους ακροδέκτες της κεραίας και P η προσπίπτουσα πυκνότητα ισχύος.

Όταν έχουμε ένα σύστημα δύο κεραίων εκ των οποίων η μία λειτουργεί ως πομπός και η άλλη ως δέκτης και βρίσκονται αμφοτέρως στο μακρινό πεδίο, αποδεικνύεται ότι ισχύει η επνομαζόμενη εξίσωση του Friis

$$\frac{W_r}{W_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_t G_r$$

όπου W_r και W_t η ισχύς στους ακροδέκτες της κεραίας λήψης και εκπομπής αντίστοιχα και G_r , G_t τα κέρδη της κεραίας λήψης και εκπομπής αντίστοιχα.

Η εξίσωση του Friis είναι ιδιαίτερα σημαντική στη μελέτη φαινομένων διάδοσης σε ΗΜ περιβάλλον, καθώς περιγράφει με απλούστατο τρόπο τις απώλειες ελεύθερου χώρου που θα μας απασχολήσουν ιδιαίτερα στις ακόλουθες υποενότητες.

2.2 Μηχανισμοί Διάδοσης Ηλεκτρομαγνητικής Ακτινοβολίας

Όπως είναι γνωστό από την Ηλεκτρομαγνητική και Κυματική Θεωρία, οι μηχανισμοί μεταφοράς ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας, δηλαδή ραδιοκυμάτων, πέραν της απευθείας κυματικής συνιστώσας που χαρακτηρίζει τις Line-of-Sight (LOS) επικοινωνίες, είναι οι εξής [8]:

- Η *ανάκλαση* (reflection), κατά την οποία το ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε λεία επιφάνεια (επίπεδο ανάκλασης) διαστάσεων αρκετά μεγαλύτερων του RF μήκους κύματος. Οι μεταβολές πλάτους και φάσης του ανακλώμενου σε σχέση με το προσπίπτον κύμα, προκύπτουν από τους συντελεστές ανάκλασης και μετάδοσης.
- Η *περίθλαση* (diffraction), κατά την οποία παρεμβάλλεται μεταξύ πομπού και δέκτη μεγάλων διαστάσεων (σε σύγκριση με το μήκος κύματος) φυσικό ή τεχνητό εμπόδιο. Το εμπόδιο αυτό αποτελεί μία δευτερεύουσα πηγή ακτινοβολίας και σύμφωνα με την *αρχή του Huygens* κάθε σημείο του πρωτεύοντος μετώπου ακτινοβολίας που προσκρούει στο εμπόδιο μπορεί να θεωρηθεί ως μία τέτοια δευτερεύουσα πηγή. Λόγω της πολυπλοκότητας της γεωμετρικής θεωρίας περίθλασης που περιγράφει ακριβώς το φαινόμενο, στην πράξη χρησιμοποιείται συνήθως η θεωρία της περίθλασης από αιχμηρό αντικείμενο (knife-edge), καθώς και κάποιες παραλλαγές της (προσέγγιση του Bullington, προσέγγιση των Epstein-Peterson, προσέγγιση Deygout κ.α.).
- Η *σκέδαση*, κατά την οποία μεταξύ πομπού και δέκτη παρεμβάλλονται πολλά, μικρών διαστάσεων αντικείμενα, οι λεγόμενοι σκεδαστές, τα οποία συνήθως είναι κτίρια, βλάστηση, ανωμαλίες του εδάφους κ.α..

2.3 Ο Θόρυβος στις Ασύρματες Επικοινωνίες

Ο θόρυβος είναι ένας αναπόφευκτος, ανασταλτικός για τις τηλεπικοινωνίες παράγοντας, που συναντάται σε κάθε μορφή τους και αποτελεί έναν από τους βασικούς παράγοντες μείωσης της αξιοπιστίας των συστημάτων επικοινωνιών. Ειδικά για τα ασύρματα δίκτυα είναι ένα ιδιαίτερα έντονο φαινόμενο, το οποίο πολλές φορές αποτρέπει ακόμα και την ύπαρξη φυσικής σύνδεσης μεταξύ δύο οντοτήτων του δικτύου. Οι βασικές κατηγορίες θορύβου είναι οι εξής [19]:

- *Φυσικός θόρυβος*: Είναι ο θόρυβος που προκαλείται από διάφορα φυσικά φαινόμενα και διαχωρίζεται σε ουράνιο και κυκλωματικό θόρυβο. Ο πρώτος οφείλεται στα ατμοσφαιρικά και καιρικά φαινόμενα, καθώς και στην αστρική ακτινοβολία. Ο δεύτερος συναντάται στα διάφορα ηλεκτρονικά κυκλώματα του πομπού και του δέκτη και διαχωρίζεται περαιτέρω στον *θερμικό* (τυχαία κίνηση ελεύθερων ηλεκτρονίων σε παθητικό κυκλωματικό στοιχείο) και στο *θόρυβο βολής* (τυχαία διακύμανση παραγωγής φορέων σε ενεργό κυκλωματικό στοιχείο).
- *Τεχνητός θόρυβος*: Προέρχεται από ανθρώπινες κατασκευές (διακόπτες, συστήματα έναυσης κινητήρων κ.α.) και συνήθως είναι κρουστικής μορφής.
- *Λευκός θόρυβος*: Είναι το είδος θορύβου που θα χρησιμοποιηθεί και στην παρούσα εργασία, μιας και διευκολύνει το συμψηφισμό όλων των παραμέτρων ισχύων θορύβου σε μία τυχαία μεταβλητή ισχύος, κατανεμημένης κανονικά σε όλο το φάσμα λειτουργίας ενός συστήματος. Ο λευκός θόρυβος είναι προσθετικής μορφής, δηλαδή προστίθεται στο ωφέλιμο σήμα και γι' αυτό ονομάζεται και *λευκός προσθετικός θόρυβος τύπου Gauss* (Additive White Gaussian Noise - AWGN).

2.4 Απώλειες Διάδοσης Μεγάλης Κλίμακας

Οι απώλειες διάδοσης μεγάλης κλίμακας περιγράφουν τα φαινόμενα που υπεισέρχονται στη διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, όταν πομπός και δέκτης χωρίζονται από σχετικά μεγάλη απόσταση. Στα φαινόμενα αυτά συγκαταλέγονται η *απόσβεση ισχύος* (attenuation) και η *σκίαση* (shadowing), η οποία προκαλείται από τους μηχανισμούς διάδοσης ΗΜ κυμάτων που περιγράφηκαν προηγουμένως. Στον αντίποδα υπάρχουν οι απώλειες διάδοσης μικρής κλίμακας, ή αλλιώς διαλείψεις, οι οποίες θα περιγραφούν σε επόμενο υποκεφάλαιο.

Προκειμένου να προβλεφθεί και να αξιολογηθεί η συνολική απόσβεση που εισάγεται σε μία ζεύξη χρησιμοποιούνται μοντέλα διάδοσης, τα οποία διακρίνονται στις εξής δύο κατηγορίες:

1. *Φυσικά / Αναλυτικά μοντέλα* τα οποία βασίζονται στην αυστηρή εφαρμογή των θεωρητικών φυσικών νόμων και έχουν γενική ισχύ.

2. *Εμπειρικά μοντέλα* τα οποία βασίζονται σε απλουστευμένες διαδικασίες για να περιγράψουν άλλες πολυπλοκότερες και προκύπτουν μετά από στατιστική επεξεργασία ικανού αριθμού πειραματικών δεδομένων. Ισχύουν και εφαρμόζονται μόνο κατά περίπτωση (βλ. πίνακα 2.1).

<i>Μοντέλο</i>	<i>Συχνότητα (MHz)</i>	<i>Συνιστώμενη χρήση</i>
COST-231	800-2000	0.02<d<5 km, UMTS, GSM1800, LTE
Erceg-Greenstein	1900-6000	0.02<d<5 km, Σταθερό WiMAX
IMT-2000	800-2800	0.02<d<5 km, Εσωτερικοί χώροι, VANETs
ITU-526	30-1000	Σταθεροί δέκτες
ITU-529	300-1500	0.02<d<5 km, GSM900, CDMA2000, LTE
Okumura-Hata	150-2200	0.02<d<5 km, GSM900, CDMA2000, LTE
WLL	30-10000	Σταθεροί δέκτες, Μικροκυματικές ζεύξεις, WiMAX

Πίνακας 2.1: Δημοφιλή μοντέλα απωλειών διάδοσης [44]

2.4.1 Μοντέλο Απωλειών Ελεύθερου Χώρου

Αν και το συγκεκριμένο μοντέλο είναι ιδανικό και συνεπώς δεν ισχύει απόλυτα στον πραγματικό κόσμο, προσεγγίζει ικανοποιητικά περιπτώσεις LOS ζεύξεων στον ελεύθερο χώρο (δηλαδή ατμόσφαιρα). Μαθηματικά, οι απώλειες ελεύθερου χώρου για ισοτροπικές κεραίες σε πομπό και δέκτη περιγράφονται από τη σχέση [8]:

$$PL(dB) = 20 \log(f) + 20 \log(d) + 32.45$$

όπου f η συχνότητα σε MHz και d η απόσταση σε km.

Επίσης η εξίσωση αυτή ισχύει μονάχα στο μακρινό πεδίο του ακτινοβολητή, άρα δεν ενδείκνυται για κοντινές αποστάσεις.

2.4.2 Μοντέλο Επίπεδης Γης

Το μοντέλο επίπεδης γης (plane earth model) πολλές φορές συναντάται και με την ονομασία «μοντέλο δύο ακτίνων» και βασίζεται στο μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου με τη διαφορά ότι λαμβάνει υπόψη, πέραν της απευθείας (LOS) συνιστώσας, και το ηλεκτρικό πεδίο της ανακλώμενης από το τέλεια αγώγιμα έδαφος συνιστώσας (E_g). Συνεπώς το ηλεκτρικό πεδίο του λαμβανόμενου σήματος E_{total} είναι το διανυσματικό άθροισμα των δύο συνιστωσών [8]

$$E_{total} = E_{LOS} + E_g$$

2.4.3 Γενικό Μοντέλο Απωλειών Διάδοσης

Πολλές φορές για μία αρχική, γρήγορη εκτίμηση των απωλειών ενός συστήματος μπορούμε να εφαρμόσουμε την απλουστευμένη σχέση [8]

$$L(dB) = K(dB) - 10\gamma \log\left(\frac{d}{d_0}\right)$$

όπου η σταθερά K εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της κεραίας, d_0 είναι η απόσταση από όπου αρχίζει η μακρινή περιοχή της κεραίας (far field) και γ ο εκθέτης απωλειών, ο οποίος προσδιορίζεται με βάση το περιβάλλον διάδοσης (για ελεύθερο χώρο $\gamma = 2$). Άξιο αναφοράς είναι το γεγονός ότι ο εκθέτης απωλειών σε εσωτερικούς χώρους που βρίθουν μεταλλικών επιφανειών μπορεί να λάβει τιμές μικρότερες του 2, δηλαδή το περιβάλλον διάδοσης να είναι ευνοϊκότερο συγκριτικά με τον ελεύθερο χώρο.

2.4.4 Εμπειρικά Μοντέλα

Όπως αναφέρθηκε, στα πραγματικά ασύρματα συστήματα οι συνθήκες διάδοσης ελεύθερου χώρου δεν πληρούνται, διότι τα περιβάλλοντα διάδοσης έχουν πλήθος φυσικών και τεχνητών εμποδίων όπως δέντρα, βλάστηση, λόφους, ορεινούς όγκους, μεγάλα κτίρια, κινούμενα εμπόδια (π.χ. φορτηγά) και παντός είδους αντικείμενα. Συνεπώς η πιστή εφαρμογή των μαθηματικών εξισώσεων της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας, θα οδηγούσε σε πολύπλοκους υπολογισμούς που θα δυσχέραιναν την πρακτική εφαρμογή τους. Για το λόγο αυτό δημιουργήθηκαν ορισμένα μοντέλα βασισμένα σε πολυετή πειράματα και δοκιμές, τα οποία μπορούν να μας δώσουν σχετικά αξιόπιστα αποτελέσματα και κρίνεται σκόπιμη η περιγραφή τους λόγω της σημασίας που έχουν στις ασύρματες κινητές επικοινωνίες:

Μοντέλο Egli

Εφαρμόζεται σε περιοχές με σχετικά ομαλό έδαφος και μικρούς λόφους. Η απώλεια διάδοσης για το 50% των περιπτώσεων δίνεται από τη σχέση [8]:

$$L(dB) = 20 \log(h_{BS}h_{MS}) - 40 \log(d) + 20 \log\left(\frac{40}{f}\right)$$

όπου h_{BS}, h_{MS} τα ύψη (m) των κεραιών στον πομπό (σταθμό βάσης) και στο δέκτη (κινητό σταθμό) αντίστοιχα, d η μεταξύ τους απόσταση (km) και f η συχνότητα λειτουργίας σε MHz. Οι λογάριθμοι γενικά έχουν δεκαδική βάση εκτός κι αν αναφέρεται διαφορετικά.

Μοντέλο Okumura-Hata

Εφαρμόζεται σε κατοικημένες περιοχές με τις απώλειες διάδοσης να καθορίζονται από την πυκνότητα της δόμησης ως εξής [8]:

- Για αστικό περιβάλλον και για το 50% των περιπτώσεων ισχύει

$$L(dB) = 69.55 + 26.16 \log(f_c) - 13.82 \log(h_{BS}) - a(h_{MS}) + 44.9 \\ - 6.55 \log(h_{BS}) \log(d)$$

όπου $a(h_{MS})$ διορθωτικός παράγοντας που για μικρές ή μεσαίες πόλεις γίνεται

$$a(h_{MS}) = (1.11 \log(f_c) - 0.7)h_{MS} - (1.56 \log(f_c) - 0.8)$$

ενώ για μεγάλες πόλεις

$$a(h_{MS}) = \begin{cases} 8.29(\log(1.54h_{MS}))^2 - 1.1 & f_c \leq 200 \text{ MHz} \\ 3.2(\log(11.75h_{MS}))^2 - 4.97 & f_c \geq 400 \text{ MHz} \end{cases}$$

- Για προαστιακό περιβάλλον στο 50% των περιπτώσεων ισχύει

$$L(dB) = L(Urban) - 2 \left(\log \left(\frac{f_c}{28} \right) \right)^2 - 5.4$$

όπου $L(Urban)$ είναι οι απώλειες διάδοσης για τις αντίστοιχες παραμέτρους αν βρισκόμασταν σε αστικό περιβάλλον.

- Τέλος σε αγροτικό περιβάλλον για το 50% των περιπτώσεων ισχύει

$$L(dB) = L(Urban) - 4.78(\log(f_c))^2 + 18.33 \log(f_c) - 40.94$$

Οι περιορισμοί για τους οποίους είναι αποτελεσματικό το μοντέλο είναι οι εξής:

$$150 \leq f_c \leq 1500 \text{ MHz}$$

$$30 \leq h_{BS} \leq 200 \text{ m}$$

$$1 \leq h_{MS} \leq 10 \text{ m}$$

$$1 \leq d \leq 20 \text{ km}$$

Μοντέλο COST 231 – Walfisch – Ikegami

Το μοντέλο αυτό αποτελεί εξέλιξη του COST 231 με στόχο την ακριβέστερη εφαρμογή του σε περιβάλλοντα ευρωπαϊκών πόλεων. Οι παράγοντες που επιπρόσθετα λαμβάνονται υπόψη, είναι τα ύψη των κτιρίων μεταξύ πομπού και δέκτη, το πλάτος των δρόμων, η πυκνότητα της δόμησης και η κατεύθυνση των δρόμων σε σχέση με την απευθείας (LOS) συνιστώσα μεταξύ πομπού και δέκτη. Είναι προφανές ότι το μοντέλο κάνει χρήση γεωμετρικών και τοπολογικών χαρακτηριστικών του περιβάλλοντος διάδοσης, αλλά παρόλα αυτά παραμένει ένα στατιστικό μοντέλο. Η βασική σχέση που χρησιμοποιεί (για LOS συνθήκες) είναι η εξής [8]

$$L(dB) = 42.6 + 26 \log(d) + 20 \log(f)$$

με τους εξής περιορισμούς

$$800 \leq f_c \leq 2000 \text{ MHz}$$

$$4 \leq h_{BS} \leq 50 \text{ m}$$

$$1 \leq h_{MS} \leq 3 \text{ m}$$

$$0.02 \leq d \leq 5 \text{ km}$$

Συγκρίνοντας τους περιορισμούς του μοντέλου COST 231–Walfisch–Ikegami με τους αντίστοιχους του Okumura-Hata, γίνεται εμφανές ότι το πρώτο ανταποκρίνεται καλύτερα στις ανάγκες λειτουργίας των σύγχρονων κυψελωτών συστημάτων σε αστικό περιβάλλον.

2.4.4.1 Μοντέλο COST 231 - Hata

Το COST 231 – Hata αποτελεί επέκταση του μοντέλου Okumura – Hata και είναι το μοντέλο με το οποίο θα περιγραφούν οι απώλειες διαδρομής της προσομοίωσης της παρούσας εργασίας. Το μοντέλο ανταποκρίνεται με τη χρήση διορθωτικών παραγόντων σε αστικές, προαστιακές και αγροτικές περιοχές. Η σχέση απόσβεσης για αστικές περιοχές είναι η εξής [8]

$$L(dB) = 46.3 + 33.9 \log(f) - 13.82 \log(h_t) - a(h_r) + (44.9 - 6.55 \log(h_t)) \log(d) + c_m \quad (2.1)$$

όπου f η συχνότητα λειτουργίας σε MHz, d η απόσταση μεταξύ σταθμού βάσης και τερματικού σε km και h_t, h_r τα ύψη σταθμού βάσης και τερματικού αντίστοιχα σε m. Η σταθερά $c_m = 0$ για πόλεις μέτριου μεγέθους και προάστια με μέτρια πυκνότητα δέντρων. Σε μητροπολιτικά κέντρα $c_m = 3 \text{ dB}$.

Ο όρος $a(h_r)$ σε αστικές περιοχές είναι

$$a(h_r) = 3.2(\log(11.75h_r))^2 - 4.97$$

ενώ σε προαστιακές ή αγροτικές περιοχές

$$a(h_r) = (1.1 \log(f) - 0.7)h_r - (1.56 \log(f) - 0.8)$$

Παρόλο που το COST 231 – Hata εμφανίζει κάποια μειονεκτήματα στην εφαρμογή του, χρησιμοποιείται κατά κόρον για *διαστασιολόγηση* (dimensioning) τηλεπικοινωνιακών συστημάτων σε αστικά περιβάλλοντα λόγω της απλότητάς του.

Οι περιορισμοί στην εφαρμογή του είναι οι εξής:

$$1500 \leq f_c \leq 2000 \text{ MHz}$$

$$30 \leq h_{BS} \leq 200 \text{ m}$$

$$1 \leq h_{MS} \leq 10 \text{ m}$$

$$1 \leq d \leq 20 \text{ km}$$

2.4.4.2 Μοντέλα Εσωτερικού Χώρου

Για λόγους πληρότητας, μιας και δε θα απασχολήσουν την παρούσα εργασία, αναφέρεται και η ύπαρξη μοντέλων που προβλέπουν τις απώλειες διάδοσης σε εσωτερικούς χώρους, όπου κυριαρχούν τα δίκτυα προσωπικών επικοινωνιών (π.χ. Bluetooth). Τα σημαντικότερα εξ αυτών είναι το *μοντέλο Απλής Κλίσης*, το *Keenan – Motley*, το *COST 231 – MWM* (Multi-Wall Model) και το *Απλό Γραμμικό Μοντέλο*. Στα μοντέλα εσωτερικού χώρου λαμβάνεται ιδιαίτερη μέριμνα για το είδος των υλικών κατασκευής του χώρου μελέτης, καθώς οι αποσβέσεις διαφέρουν από υλικό σε υλικό.

2.4.5 Σκίαση

Οι συνολικές απώλειες στο περιβάλλον των ασύρματων κινητών επικοινωνιών συνιστούν μία τυχαία μεταβλητή, η οποία περιγράφεται στατιστικά υπό τον όρο *σκίαση* (shadowing). Για δίκτυα εξωτερικού αλλά και εσωτερικού χώρου έχει επιβεβαιωθεί πειραματικά ότι η κατανομή της μεταβλητής αυτής είναι *λογαριθμοκανονική* (log-normal) και η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (Probability Density Function - PDF) είναι [14]

$$p_{\psi}(\psi) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi dB}\psi} \exp\left(-\frac{10 \log(\psi) - \mu_{\psi dB}^2}{2\sigma_{\psi dB}^2}\right), \quad \psi > 0$$

όπου $\xi = \frac{10}{\ln 10}$ και $\mu_{\psi dB}, \sigma_{\psi dB}$ η μέση και η τυπική απόκλιση αντίστοιχα της μεταβλητής $\psi_{dB} = 10 \log(\psi)$ σε dB. Συνεπώς η λογαριθμοκανονική κατανομή χαρακτηρίζεται πλήρως από τις παραμέτρους $\mu_{\psi dB}, \sigma_{\psi dB}$.

Η τυπική απόκλιση $\sigma_{\psi dB}$ λαμβάνει τιμές από 4 έως 13 dB για συστήματα εξωτερικού χώρου και η μέση απόσβεση $\mu_{\psi dB}$ εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης και από την απόσταση.

2.5 Απώλειες Διάδοσης Μικρής Κλίμακας

Στην κατηγορία απωλειών διάδοσης μικρής κλίμακας εμπίπτουν οι *διαλείψεις* (fading), δηλαδή μεταβολές που παρατηρούνται στα βασικά χαρακτηριστικά του σήματος (πλάτος, φάση και συχνότητα) για βραχεία χρονικά διαστήματα και μικρές αποστάσεις. Οι φυσικοί μηχανισμοί που προκαλούν διαλείψεις είναι οι εξής [14]:

- *Πολυδιαδρομική διάδοση*: Οφείλεται στην παρουσία πολλαπλών σκεδαστών στο περιβάλλον διάδοσης, δηλαδή ανακλαστικών επιφανειών διαφορετικής υφής, τραχύτητας κ.λ.π., που δημιουργούν αντίστοιχα πολλαπλές εκδοχές του σήματος λήψης στην κεραία του δέκτη. Η τυχαιότητα του φαινομένου προκαλεί τυχαίες αλλαγές στη φάση και το πλάτος του ΗΜ κύματος.
- *Κινητικότητα τερματικών*: Οι χρήστες ενός ασύρματου συστήματος διαχωρίζονται στους σταθερούς (ακίνητους), στους νομαδικούς ή κινούμενους με χαμηλές ταχύτητες και στους κινητούς των οποίων οι ταχύτητες μπορούν να φτάνουν τις μερικές εκατοντάδες km/h. Η σχετική αυτή κίνηση μεταξύ χρηστών και σταθμών βάσης προκαλεί το φαινόμενο της *μετατόπισης Doppler*, κατά το οποίο παρατηρείται ολίσθηση της φέρουσας συχνότητας στο δέκτη, με αποτέλεσμα οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες του σήματος λήψης να εμφανίζουν πολλαπλές συχνότητες.
- *Κινητικότητα σκεδαστών*: Στο περιβάλλον διάδοσης, πέρα από τα κινητά τερματικά, κίνηση μπορούν να έχουν και οι ανακλαστικές επιφάνειες, κάτι που προσδίδει

τυχειότητα στις μετατοπίσεις Doppler που υφίσταται το μεταδιδόμενο κύμα. Αν μάλιστα η ταχύτητα των σκεδαστών είναι μεγαλύτερη από αυτή του κινητού τερματικού, τότε το μεταβαλλόμενο περιβάλλον διάδοσης είναι κυρίαρχο ως προς τις μεταβολές της συχνότητας.

- Διαλείψεις μπορούν να εμφανιστούν και όταν το μεταδιδόμενο σήμα έχει εύρος ζώνης μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης διαύλου, δηλαδή τη μέγιστη διαφορά συχνοτήτων για την οποία οι δύο ακραίες φασματικές συνιστώσες είναι ισχυρά συσχετισμένες κατά πλάτος.

Οι δίαυλοι που συναντάμε στο ασύρματο περιβάλλον μετάδοσης ταξινομούνται, με βάση το είδος διαλείψεων που υφίστανται, σε διάφορες κατηγορίες. Προκειμένου όμως να τις αναλύσουμε, θα πρέπει πρώτα να ορίσουμε κάποιες βασικές έννοιες που είναι συνυφασμένες με το φαινόμενο των διαλείψεων.

2.5.1 Μετατόπιση Doppler

Όπως αναφέρθηκε, η μετατόπιση Doppler συνίσταται στην ολίσθηση συχνότητας στο δέκτη λόγω της κίνησής του σε σχέση με τον πομπό. Εκτός όμως της συχνότητας, μεταβολή υφίσταται και η φάση του σήματος λήψης ως εξής [14]

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi v\Delta t}{\lambda} \cos\theta$$

όπου v είναι η σταθερή ταχύτητα του τερματικού, λ το μήκος κύματος λειτουργίας, Δt το χρονικό διάστημα που χρειάζεται το κινητό τερματικό για να καλύψει την απόσταση για την οποία μελετάμε το φαινόμενο και θ η γωνία υπό την οποία το κινητό δέχεται το σήμα (θεωρείται σταθερή για κάθε σημείο της απόστασης που διανύει).

Αντίστοιχα η μεταβολή της φέρουσας συχνότητας (ολίσθηση Doppler) είναι

$$f_D = \frac{v \cos\theta}{\lambda}$$

Είναι ευνόητο ότι λόγω των πολλαπλών συχνοτήτων λήψης, το σήμα στο δέκτη υφίσταται φασματική διασπορά, δηλαδή φασματική διεύρυνση του σήματος.

2.5.2 Διασπορά Καθυστερήσης

Η καθυστερημένη άφιξη των διαφόρων πολυδιαδρομικών συνιστωσών στο δέκτη, οδηγεί στην ανάγκη προσδιορισμού ενός μεγέθους που καλούμε *μέση επιπλέον καθυστέρηση* (Mean Excess Delay), έτσι ώστε να λάβουμε υπόψη όλες τις συνιστώσες. Η σχέση μέσω της οποίας ορίζεται το μέγεθος αυτό είναι η εξής [14]

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_n P_R(\tau_n)\tau_n}{\sum_n P_R(\tau_n)}$$

όπου τ_n και $P_R(\tau_n)$ είναι η καθυστέρηση και η ισχύς αντίστοιχα της n -οστής πολυδιαδρομικής συνιστώσας.

Η διασπορά καθυστέρησης ορίζεται ως

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2}$$

$$\text{όπου } \overline{\tau^2} = \frac{\sum_n P_R(\tau_n)\tau_n^2}{\sum_n P_R(\tau_n)}$$

Επίσης ορίζουμε τη μέγιστη επιπλέον καθυστέρηση, ως τη χρονική διάρκεια κατά την οποία το πλάτος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών δεν υπολείπεται της μέγιστης τιμής του πλάτους, περισσότερο από μία μέγιστη προκαθορισμένη τιμή X dB [14].

Με βάση τις προηγούμενες παραμέτρους μπορούμε να ορίσουμε το *ολοκληρωμένο προφίλ καθυστέρησης ισχύος* (Power Delay Profile - PDP) ενός διαύλου.

Η διασπορά καθυστέρησης σε συνδυασμό με τη μετατόπιση Doppler ενός διαύλου, μπορούν να καθορίσουν τη χρονική διασπορά του. Λόγω της σύνδεσης αυτής ορίζεται η διασπορά Doppler για να περιγράψει τη φασματική διεύρυνση ενός σήματος λόγω της χρονικής μεταβολής του διαύλου. Η διασπορά Doppler ισούται με το διπλάσιο της μέγιστης μετατόπισης Doppler, κι αν υπερβαίνει κατά πολύ το εύρος του σήματος βασικής ζώνης, επιδρά ελάχιστα στη μετάδοσή του και ο διάυλος λέμε ότι υφίσταται *αργές διαλείψεις*.

Στο πεδίο του χρόνου και σε άμεση αντιστοιχία με τη διασπορά Doppler, ορίζεται ο χρόνος συνοχής και περιγράφει τη χρονική μεταβολή λόγω της φασματικής διασποράς ενός διαύλου. Η σχέση που συνδέει τα δύο μεγέθη είναι η εξής

$$T_c = \frac{1}{B_c}$$

Όπως αναφέρθηκε και στα προηγούμενα, ο χρόνος συνοχής αποτελεί στατιστική μεταβλητή που φανερώνει το κατά πόσο ισχυρά συσχετισμένα κατά πλάτος είναι δύο σήματα λήψης, ή εναλλακτικά, είναι η χρονική διάρκεια κατά την οποία η κρουστική απόκριση του ραδιοδιαύλου παραμένει σταθερή [14].

2.5.3 Εύρος Ζώνης Συνοχής

Η παράμετρος που χαρακτηρίζει τη διασπορά ενός διαύλου στο πεδίο της συχνότητας ονομάζεται *εύρος ζώνης συνοχής* (coherence bandwidth - B_c). Η σχέση που προσδιορίζει το εύρος ζώνης συνοχής είναι η

$$B_c \approx \frac{1}{50\sigma_\tau}$$

όπου η μεταβλητή σ_τ αναφέρεται στην διασπορά καθυστέρησης όπως περιγράφηκε στο προηγούμενο εδάφιο. Η προηγούμενη σχέση ισχύει προσεγγιστικά όταν οι δύο ακραίες φασματικές συνιστώσες του εύρους ζώνης είναι μεταξύ τους ισχυρά συσχετισμένες κατά πλάτος (> 0.9).

Για μικρότερη συσχέτιση (> 0.5) ισχύει η προσεγγιστική σχέση

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_\tau}$$

Μπορούμε εν γένει να πούμε ότι το εύρος ζώνης συνοχής δύναται να αποτελέσει παράμετρο χαρακτηρισμού ενός διαύλου ως *φασματικά επίπεδο* (flat), δηλαδή σταθερής συμπεριφοράς όσο αφορά το πλάτος και γραμμικής όσο αφορά τη φάση [14].

2.5.4 Είδη Διαλείψεων

Οι διαλείψεις που επικρατούν σε μία ζεύξη εξαρτώνται από δύο βασικές παραμέτρους: τα χαρακτηριστικά του σήματος (εύρος ζώνης, διάρκεια συμβόλου) και τα χαρακτηριστικά του διαύλου (διασπορά καθυστέρησης και διασπορά Doppler).

Διαλείψεις λόγω διασποράς καθυστέρησης (multipath fading)

Στην κατηγορία αυτή συναντάμε δύο είδη διαλείψεων [8]:

- *Επίπεδες διαλείψεις*: όταν η κρουστική απόκριση ενός ραδιοδιαύλου εμφανίζει σταθερό κέρδος και γραμμική φάση σε φάσμα που υπερβαίνει το εύρος ζώνης του σήματος, τότε το σήμα υπόκειται σε διαλείψεις μη επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (επίπεδες διαλείψεις ή flat fading). Αποτελεί το συνηθέστερο είδος διαλείψεων.
- *Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα*: όπως φανερώνει και η ίδια η ονομασία, οι διαλείψεις αυτές εμφανίζονται σε μεμονωμένες συχνότητες του μεταδιδόμενου σήματος και όχι σε όλο το εύρος ζώνης του. Με άλλα λόγια συμβαίνουν σε διαύλους με απόκριση συχνότητας μη σταθερού κέρδους και μη γραμμικής φάσης. Χαρακτηριστικό πρόβλημα που παρατηρείται σε αυτό το είδος διαλείψεων είναι η *διασυμβολική παρεμβολή*, δηλαδή η χρονική αλληλοεπικάλυψη των προς μετάδοση συμβόλων (Inter-Symbol Interference - ISI).

Διαλείψεις λόγω διασποράς Doppler

Στην κατηγορία αυτή συναντάμε επίσης δύο είδη διαλείψεων:

- *Ταχείες διαλείψεις*: όταν η κρουστική απόκριση του διαύλου μεταβάλλεται ανά μικρότερα χρονικά διαστήματα σε σχέση με τη διάρκεια συμβόλου, ή αλλιώς, ο χρόνος συνοχής του ραδιοδιαύλου είναι μικρότερος από τη διάρκεια συμβόλου, τότε ο δίαυλος προκαλεί ταχείες διαλείψεις (ή διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο). Συνέπεια του φαινομένου αυτού είναι η παραμόρφωση του σήματος.
- *Αργές διαλείψεις*: στην περίπτωση αυτή ο δίαυλος θεωρείται σταθερός ως προς τη διάρκεια συμβόλου και συνεπώς το πλάτος και η φάση του σήματος μπορούν να θεωρηθούν σχεδόν σταθερά. Γενικά στις περιπτώσεις όπου οι διαλείψεις είναι αμελητέες έχουμε το λεγόμενο *block fading*.

Στη συνέχεια περιγράφονται τρία είδη διαλείψεων που βασίζονται στη θεώρηση της περιβάλλουσας του σήματος ως μίας τυχαίας μεταβλητής και εφαρμόζονται σε NLOS συστήματα.

Διαλείψεις Rayleigh

Στην περίπτωση αυτή θεωρούμε την περιβάλλουσα του σήματος ως τη μεταβλητή [14]

$$z(t) = |r(t)| = \sqrt{r_I^2(t) + r_Q^2(t)}$$

όπου $r_I(t)$ και $r_Q(t)$ είναι η συμφασική και η ορθογώνια συνιστώσα του σήματος αντίστοιχα. Οι συνιστώσες αυτές προκύπτουν αν περιγράψουμε το προς μετάδοση σήμα με μορφή φασιθέτη:

$$s(t) = \text{Re}\{e^{j(2\pi f_c t + \varphi_0)}\} = r_I(t) \cos(2\pi f_c t + \psi + \varphi_0) - r_Q(t) \sin(2\pi f_c t + \psi + \varphi_0)$$

όπου φ_0 είναι η τυχαία φάση του σήματος.

Αποδεικνύεται λοιπόν πως η μεταβλητή περιβάλλουσας ακολουθεί κατανομή Rayleigh με PDF

$$p_Z(z) = \frac{z}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2}{2\sigma^2}}, \quad z \geq 0$$

όπου $2\sigma^2$ είναι η μέση ισχύς του σήματος λήψης.

Οι διαλείψεις Rayleigh απαντώνται συνήθως σε πυκνοκατοικημένες περιοχές όπου δεν υπάρχει ισχυρή LOS συνιστώσα του μεταδιδόμενου σήματος.

Διαλείψεις Rice

Οι διαλείψεις Rice περιγράφουν καλύτερα συστήματα με επικρατούσα LOS συνιστώσα, η ισχύς της οποίας έναντι των NLOS συνιστωσών αντικατοπτρίζεται στον παράγοντα Rice [14]

$$K = \frac{s^2}{2\sigma^2}$$

που είναι ο λόγος της ισχύος της LOS συνιστώσας προς την ισχύ των NLOS συνιστωσών. Είναι προφανές ότι για $K = 0$ προκύπτει διάυλος Rayleigh, ενώ για $K \rightarrow \infty$ προκύπτει διάυλος ελεύθερου χώρου.

Η PDF της περιβάλλουσας σήματος όταν αυτή ακολουθεί κατανομή Rice είναι

$$p_Z(z) = \frac{z}{\sigma^2} e^{-\frac{z^2+s^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{zs}{\sigma^2}\right), \quad z \geq 0$$

όπου $2\sigma^2$ είναι η μέση ισχύς των πολυδιαδρομικών NLOS συνιστωσών, s^2 η ισχύς της LOS συνιστώσας και I_0 η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel μηδενικής τάξης.

Διαλείψεις Nakagami

Για τις περιπτώσεις διαλείψεων που δεν εμπίπτουν σε μία εκ των ανωτέρω κατηγοριών, δημιουργήθηκε μία γενική κατανομή που περιγράφει το σύνολο των φαινομένων με κατάλληλες προσαρμογές ανά περίπτωση. Η κατανομή αυτή φέρει την ονομασία Nakagami και έχει PDF της μορφής [14]

$$p_z(z) = \frac{2m^m z^{2m-1}}{\Gamma(m) \overline{P}_R^m} e^{-\frac{mz^2}{\overline{P}_R}}, \quad m \geq 0.5$$

όπου \overline{P}_R η μέση ισχύς λήψης και $\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt$ η συνάρτηση γάμμα. Η παραμετροποίηση της κατανομής Nakagami πραγματοποιείται μέσω της μέσης ισχύος \overline{P}_R και της παραμέτρου διαλείψεων m , για διαφορετικές τιμές των οποίων εκφυλίζεται είτε σε κατανομή Rayleigh ($m = 1$), είτε σε κατανομή Rice ($m = \frac{(K+1)^2}{2K+1}$). Για $m \rightarrow \infty$ οι διαλείψεις τείνουν να εξαλειφθούν.

Ατμοσφαιρικές Διαλείψεις

Στην εμφάνιση διαλείψεων, πέραν των φυσικών ή τεχνητών χαρακτηριστικών του εδάφους, συμβάλλουν και διάφορα ατμοσφαιρικά φαινόμενα. Τα φαινόμενα αυτά συνίστανται κυρίως στις μεταβολές της ατμόσφαιρας και στη βροχόπτωση. Για το λόγο αυτό η ITU-R έχει εκδώσει ένα σύνολο κατανομών οι οποίες περιγράφουν με σχετικά ακριβή τρόπο την επιρροή των μηχανισμών αυτών στις μικροκυματικές κυρίως επικοινωνίες (π.χ. δορυφορικές). Χαρακτηριστική διαφορά σε σχέση με τις κατανομές που περιγράφουν στατιστικά την περιβάλλουσα του μεταδιδόμενου σήματος, είναι πως κατά τις ατμοσφαιρικές διαλείψεις περιγράφεται στατιστικά το βάθος διάλειψης, δηλαδή ο βαθμός παραμόρφωσης του σήματος (σε ορισμένες περιπτώσεις έντονων φαινομένων η μετάδοση μπορεί να διακοπεί εντελώς).

2.6 Παρεμβολές σε Κυψελωτά Συστήματα

Ο βασικότερος ίσως παράγοντας καθορισμού της ποιότητας μίας ζεύξης σε ένα κυψελωτό περιβάλλον είναι οι παρεμβολές. Πηγή παρεμβολών μπορεί να είναι ένα άλλο κινητό τερματικό στην ίδια κυψέλη, ένα κινητό τερματικό σε γειτονική κυψέλη, εκπομπές παραπλήσιων σταθμών βάσης που λειτουργούν στην ίδια ζώνη συχνοτήτων, καθώς και οποιοδήποτε άλλο ασύρματο σύστημα που εισάγει ισχύ στο φάσμα λειτουργίας του κυψελωτού συστήματος.

Οι δύο κύριοι τύποι παρεμβολών που λαμβάνουν χώρα σε κυψελωτά συστήματα είναι η *ομοδιαυλική παρεμβολή* και η *παρεμβολή γειτονικών διαύλων*.

2.6.1 Ομοδιαυλική Παρεμβολή

Η ομοδιαυλική παρεμβολή εμφανίζεται μεταξύ στοιχείων του δικτύου που λειτουργούν στο ίδιο φάσμα. Προφανώς τα στοιχεία αυτά βρίσκονται σε διαφορετικές κυψέλες (ομοδιαυλικές κυψέλες ή co-channel cells), αλλά λόγω της αδυναμίας ακριβούς ελέγχου της ισχύος εκπομπής, υπάρχουν διαρροές σε έκταση πέραν της ακτίνας κυψέλης (βλ. εικόνα 2.2). Σε αντίθεση με τον απλό θερμικό θόρυβο ο οποίος μπορεί να αντιμετωπιστεί με απλή αύξηση της ισχύος του σήματος, η αντιμετώπιση των παρεμβολών είναι μια πιο πολύπλοκη διαδικασία, κι αυτό διότι η απλή αύξηση ισχύος επιφέρει ταυτόχρονα και αύξηση των παρεμβολών στα ομοδιαυλικά στοιχεία του συστήματος [15].

Στη γενική περίπτωση, για τον υπολογισμό του λόγου ωφέλιμου σήματος προς ομοδιαυλική παρεμβολή και θερμικό θόρυβο (Signal to Interference and Noise Ratio - SINR) χρησιμοποιούμε τη γενική σχέση

$$SINR = \frac{S}{N_0 + I} = \frac{S}{N_0 + \sum_{k=1}^N I_k}$$

όπου S η στάθμη θορύβου στο δέκτη και I_k οι στάθμες ισχύος στο δέκτη από τους $k = 1, \dots, N$ παρεμβάλλοντες κινητούς σταθμούς.

Προς αντιμετώπιση των ομοδιαυλικών παρεμβολών υπάρχουν οι εξής λύσεις:

- Αύξηση του αριθμού κυψελών στην ομάδα επαναχρησιμοποίησης, έτσι ώστε η ισχύς παρεμβολής να έχει εξασθενήσει σημαντικά.
- Αποδοτική κατανομή διαύλων στο σύστημα.
- Χρήση κατευθυντικών κεραιών (τομεοποίηση).
- Τομεοποίηση
- Χρήση συστημάτων διαφορικής λήψης.

2.6.2 Παρεμβολή Γειτονικών Διαύλων

Αυτός ο τύπος παρεμβολής, συμβαίνει όταν στην ίδια κυψέλη κατανέμονται δίαυλοι σε πολύ κοντινή φασματική απόσταση. Είναι εμφανές ότι τέτοιου είδους παρεμβολές αντιμετωπίζονται απλούστερα, θέτοντας φασματικά κενά (gaps) μεταξύ των διαύλων που χρησιμοποιούνται σε μία κυψέλη ή και σε γειτονικές.

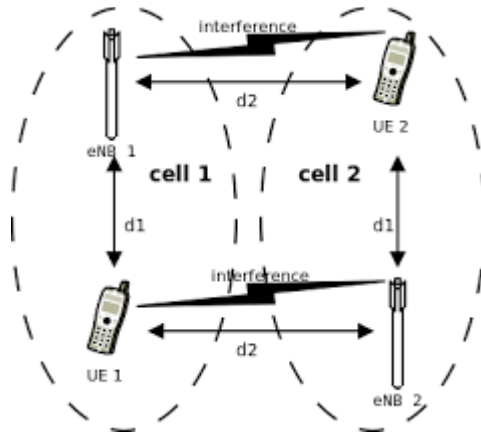
2.6.3 Ενδοδιαμόρφωση

Η ενδοδιαμόρφωση (InterModulation - IM) προκαλείται από τη χρήση μη γραμμικών στοιχείων επεξεργασίας σήματος (π.χ. μη γραμμικοί ενισχυτές, περιοριστές, συνδυαστές κ.α.) σε πομποδέκτες, τα οποία παράγουν αρμονικές συχνότητες παραμόρφωσης του αρχικού σήματος και πρέπει να μην αμελείται κατά τη σχεδίαση κυψελωτών συστημάτων. Το σήμα που έχει υποστεί IM μπορεί να έχει την εξής μορφή (π.χ. για τρεις αρμονικές συχνότητες)

$$x(t) = A_1 \sin(2\pi f_1 t + \varphi_1) + A_2 \sin(2\pi f_2 t + \varphi_2) + A_3 \sin(2\pi f_3 t + \varphi_3)$$

όπου A_i , f_i , φ_i , $i = 1,2,3$ είναι το πλάτος, η φέρουσα συχνότητα και η φάση των αρμονικών αντίστοιχα.

Τα προϊόντα ενδοδιαμόρφωσης που παράγει ένας σταθμός βάσης μπορούν να επηρεάσουν τη λήψη ενός τερματικού όταν βρίσκονται στη ζώνη συχνοτήτων λήψης, συνεπώς οι συχνότητες αυτές θα πρέπει να επιλέγονται με τέτοιον τρόπο ώστε να μην ταυτίζονται με τις ζώνες επιρροής των παρασιτικών IM προϊόντων. Για το λόγο αυτό υπάρχουν ζώνες διαχωρισμού εκπομπής - λήψης (Uplink - Downlink) [15].



Εικόνα 2.2: Διακυψελική (intercell) και ομοδιαυλική παρεμβολή

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

- Τεχνικές Κωδικοποίησης και Πολλαπλής Πρόσβασης στο Κανάλι

Η πολλαπλή πρόσβαση είναι ένας όρος που χρησιμοποιείται ευρέως στις τηλεπικοινωνίες και στα δίκτυα υπολογιστών και υποδηλώνει τη δυνατότητα σύνδεσης πολυάριθμων τερματικών σταθμών, πάνω από ένα κοινό δίαυλο επικοινωνίας, διαμοιράζοντας τους πόρους του. Οι τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης λαμβάνουν χώρα στο φυσικό στρώμα ενός δικτύου, αλλά και στο στρώμα ελέγχου πρόσβασης στο μέσο (Medium Access Control - MAC), ενός υποστρώματος που συναντάμε στο επίπεδο συνδέσμου του μοντέλου OSI (Open Systems Interconnection).

Η γενική κατηγοριοποίηση των τεχνικών πολλαπλής πρόσβασης, όπως συνήθως παρουσιάζεται στη βιβλιογραφία, περιέχει τα εξής τέσσερα είδη:

- *Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Συχνότητας* (Frequency Division Multiple Access - FDMA)
- *Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Χρόνου* (Time Division Multiple Access - TDMA)
- *Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Κώδικα* (Code Division Multiple Access - CDMA)
- *Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Χώρου* (Space Division Multiple Access - SDMA)

Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται εκτενέστερη ανάλυση της σημαντικής τεχνικής FDMA και πιο συγκεκριμένα μίας επέκτασής της, της Orthogonal FDMA (OFDMA). Η τεχνική αυτή είναι ιδιαίτερα διαδεδομένη στις ασύρματες κινητές επικοινωνίες και χρησιμοποιείται κατά κόρον στα δίκτυα 4G.

3.1 Ψηφιακές Τεχνικές Διαμόρφωσης

Προτού αναλυθούν οι μέθοδοι πολλαπλής πρόσβασης στο κανάλι, χρήσιμο είναι να δοθεί μια σύντομη περιγραφή των βασικών τεχνικών ψηφιακής επεξεργασίας πληροφορίας στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, βάσει των οποίων επιτυγχάνονται υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων, αυξημένη αξιοπιστία ακόμα και σε δυσμενή περιβάλλοντα διάδοσης, ασφάλεια, ιδιωτικότητα και ευελιξία στην υιοθέτηση καινοτόμων στρατηγικών πολλαπλής πρόσβασης στο κανάλι.

Η έννοια της ψηφιακής διαμόρφωσης βασίζεται στη δυνατότητα μετάδοσης πληροφορίας, ψηφιακού ή αναλογικού περιεχομένου, υπό μορφή δυαδικών ψηφίων (bit) που λαμβάνουν τιμές 0 ή 1. Ανάλογα με τη μορφή που έχει το σήμα εκπομπής, αντιστοιχίζεται σε μία ροή δυαδικών ψηφίων (bit stream). Το είδος της αντιστοίχισης αυτής καθορίζεται από ένα διανυσματικό, μιγαδικό (δύο διαστάσεων) χώρο που ονομάζεται χώρος σημάτων και απεικονίζεται με τη μορφή διαγραμμάτων αστερισμού (constellation diagrams), όπως αυτά των εικόνων 3.1 και 3.2.

Η γενική ισοδύναμη ζωνοπερατή αναπαράσταση ενός σήματος s_i σύμφωνα με το βασικό μοντέλο συστήματος επικοινωνιών, ως προς τη συμμασική s_{i1} (in-phase) και ορθογωνική s_{i2} (quadrature) του συνιστώσα είναι η εξής [14]:

$$s_i(t) = s_{i1}\sqrt{2/T}\cos(2\pi f_c t) + s_{i2}\sqrt{2/T}\sin(2\pi f_c t)$$

(f_c η φέρουσα συχνότητα και T η διάρκεια συμβόλου).

Το μήκος ενός διανύσματος ορίζεται από τη σχέση

$$\|s_i\| = \left[\sum_{j=1}^N s_{ij}^2 \right]^{1/2}$$

και η απόσταση μεταξύ δύο σημείων αστερισμού

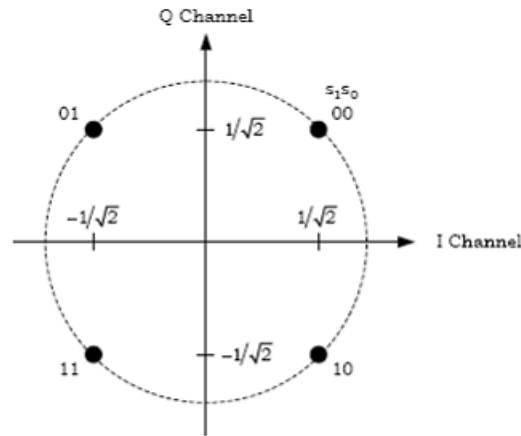
$$\|s_i - s_k\| = \left[\sum_{j=1}^N (s_{ij} - s_{kj})^2 \right]^{1/2} = \sqrt{\int_0^T (s_i(t) - s_k(t))^2 dt}$$

Για τον προσδιορισμό του σημείου s_i στο χώρο σημάτων ορίζεται η συνάρτηση πιθανοφάνειας (likelihood function)

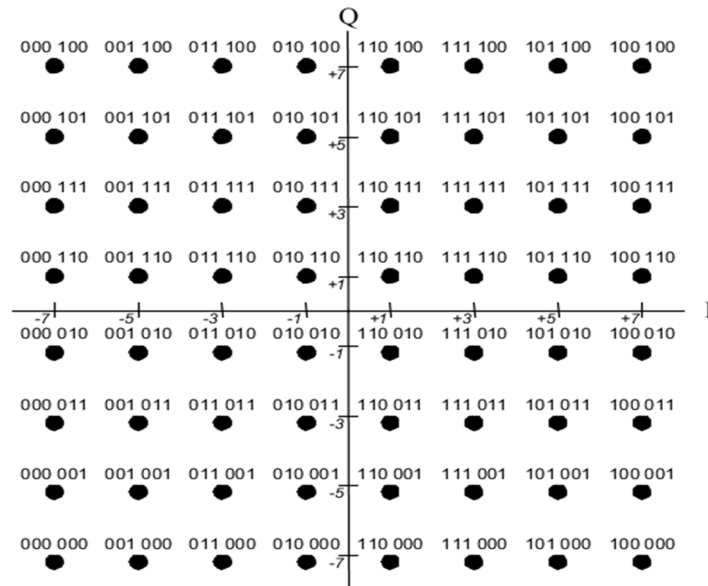
$$L(s_i) = \Pr(\mathbf{r}|s_i)$$

δεδομένου του ότι έχει ληφθεί το σήμα $\mathbf{r}(t)$.

Η γενική κατηγοριοποίηση των τεχνικών ψηφιακής διαμόρφωσης περιλαμβάνει τη διαμόρφωση πλάτους / φάσης και τη διαμόρφωση συχνότητας.



Εικόνα 3.1: Διάγραμμα αστερισμού διαμόρφωσης QPSK



Εικόνα 3.2: Διάγραμμα αστερισμού διαμόρφωσης 64-QAM

3.1.1 Ψηφιακή Διαμόρφωση Πλάτους / Φάσης

Οι κύριες κατηγορίες ψηφιακής διαμόρφωσης πλάτους / φάσης είναι οι [14]:

- *Διαμόρφωση M-PAM* – Η πληροφορία κωδικοποιείται αποκλειστικά με βάση το πλάτος του σήματος και τα σημεία αστερισμού σχηματίζουν ευθεία.
- *Διαμόρφωση M-PSK* – Η πληροφορία κωδικοποιείται αποκλειστικά με βάση τη φάση του σήματος και τα σημεία αστερισμού σχηματίζουν κύκλο (π.χ. εικόνα 3.1).
- *Διαμόρφωση M-QAM* – Η πληροφορία κωδικοποιείται με βάση το πλάτος και τη φάση του σήματος και τα σημεία αστερισμού σχηματίζουν ορθογωνικό πλέγμα (π.χ. εικόνα 3.2).

Παρακάμπτοντας τη λεπτομερή παράθεση στοιχείων από τη θεωρία ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων, κάτι που άλλωστε δεν εντάσσεται στους σκοπούς του παρόντος πονήματος, επισημαίνεται μονάχα ότι η δειγματοληψία ψηφιακής πληροφορίας που λαμβάνει χώρα στο δέκτη είναι άμεσα συγχρονισμένη με τη διάρκεια συμβόλου, μέσω της διαδικασίας *συγχρονισμού* (synchronization) και είναι ιδιαίτερα σημαντική για την καλή λειτουργία της αποκωδικοποίησης στο δέκτη. Για το σκοπό αυτό βέβαια απαιτούνται πολύπλοκα ηλεκτρονικά κυκλώματα συγχρονισμού.

M-PAM

Το σήμα εκπομπής δίδεται από τη σχέση

$$s_i(t) = A_i g(t) \cos(2\pi f_c t + \psi_0), \quad 0 \leq t \leq T_s$$

όπου $A_i = (2i - 1)d$, $i = 1, \dots, M$ οι μεταβολές του πλάτους, $g(t)$ ο παλμός μορφοποίησης (π.χ. παλμός *Return-to-Zero*, *Non-Return-to-Zero*, *Manchester*), f_c η φέρουσα συχνότητα και ψ_0 η τυχαία αρχική φάση. Για τον παλμό μορφοποίησης θα πρέπει να ισχύει η συνθήκη ορθοκανονικότητας $\int_0^{T_s} g^2(t) dt = 1$.

Η ενέργεια του i -οστού σημείου αστερισμού (συμβόλου) είναι

$$E_{si} = \int_0^{T_s} s_i^2(t) dt = \int_0^{T_s} A_i^2 g^2(t) \cos^2(2\pi f_c t + \psi_0) dt = A_i^2$$

Για M ισοπίθانا σύμβολα η μέση ενέργεια συμβόλου είναι

$$\bar{E}_s = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M A_i^2$$

Η πιθανότητα λήψης λανθασμένου συμβόλου αποδεικνύεται πως είναι

$$P_s = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6\bar{\gamma}_s}{M^2-1}}\right)$$

όπου $\bar{\gamma}_s$ είναι η μέση ενέργεια συμβόλου προς λευκό θόρυβο και $Q(\cdot)$ είναι η συνάρτηση *Gaussian-Q* που ορίζεται ως εξής

$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$

M-PSK

Το σήμα εκπομπής δίδεται από τη σχέση

$$s_i(t) = Ag(t) \cos(2\pi f_c t + \psi_0 + (i-1)2\pi/M), \quad 0 \leq t \leq T_s$$

και η κοινή ενέργεια συμβόλου για όλες τις εκδοχές του σήματος εκπομπής $s_i(t)$, $i = 1, \dots, M$ είναι

$$E_{s_i} = \int_0^{T_s} s_i^2(t) dt$$

Η πιθανότητα λήψης λανθασμένου συμβόλου αποδεικνύεται πως είναι

$$P_s = 2Q(\sqrt{2\bar{\gamma}_s} \sin(\pi/M))$$

M-QAM

Το σήμα εκπομπής δίδεται από τη σχέση

$$s_i(t) = A_i g(t) \cos(2\pi f_c t + \psi_0 + \theta_i), \quad 0 \leq t \leq T_s$$

και η ενέργεια συμβόλου είναι

$$E_{s_i} = \int_0^{T_s} s_i^2(t) dt = A_i^2$$

Η πιθανότητα λήψης λανθασμένου συμβόλου αποδεικνύεται πως είναι

$$P_s = 4Q\left(\sqrt{\frac{3\bar{\gamma}_s}{M-1}}\right)$$

3.1.2 Ψηφιακή Διαμόρφωση Συχνότητας

Στη διαμόρφωση συχνότητας τα σύμβολα πληροφορίας αντιστοιχίζονται σε διαφορετικές συχνότητες του σήματος εκπομπής.

MFSK

Το διαμορφωμένο κατά MFSK σήμα μπορεί να γραφεί στη γενική μορφή [14]

$$s_i(t) = A \cos(2\pi(f_c + a_i \Delta f)t + \psi_i), 0 \leq t \leq T_s$$

όπου $a_i = 2i - 1 - M$, $i = 1, \dots, M = 2^K$, επομένως ο ελάχιστος διαχωρισμός μεταξύ των φερουσών συχνοτήτων της M-FSK είναι $2\Delta f$.

Η πιθανότητα λήψης λανθασμένου συμβόλου για δυαδική FSK αποδεικνύεται πως είναι

$$P_s = Q(\sqrt{\gamma_b})$$

CPFSK

Το CPFSK είναι μία παραλλαγή της MFSK που εξαλείφει την ασυνέχεια φάσης. Το διαμορφωμένο σήμα έχει τη μορφή [14]

$$s_i(t) = A \cos\left(2\pi f_c t + \psi_0 + \Delta f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau\right) = A \cos(2\pi f_c t + \psi_0 + \theta(t))$$

όπου $m(t) = \sum_k a_k g(t - kT_s)$, $a_k = 2k - 1 - M$, $k = 1, \dots, M$ ένα MPAM σήμα που διαμορφώνεται από τη ροή συμβόλων πληροφορίας. Με τον τρόπο αυτόν η φάση θ παύει να είναι διακριτή.

Από κανόνα Carson το εύρος ζώνης των CPFSK σημάτων προσεγγίζεται από τη σχέση

$$B \approx 2M\Delta f + 2B_u$$

όπου B_u το εύρος ζώνης του παλμού μορφοποίησης $g(t)$ του σήματος $m(t)$.

Στην ευρύτερη κατηγορία των ψηφιακών διαμορφώσεων συχνότητας εντάσσεται και η OFDM (Orthogonal Frequency Division Modulation), λόγω όμως της ιδιαίτερης θέσης που κατέχει στην υλοποίηση συστημάτων 4^{ης} γενιάς, τα οποία μελετώνται στην εργασία αυτή, αφιερώνεται στη συνέχεια ξεχωριστή ενότητα για τη διεξοδικότερη επεξήγησή της.

3.1.3 Γενικευμένη Πιθανότητα Λάθους και Διακοπής

Στο προηγούμενο εδάφιο δόθηκαν οι πιθανότητες λανθασμένης αποκωδικοποίησης συμβόλου στο δέκτη για διάφορα σχήματα κωδικοποίησης. Ενδιαφέρον όμως παρουσιάζει και η γενικευμένη έκφραση της πιθανότητας λάθους στις ψηφιακές αποκωδικοποιήσεις, η οποία προσεγγιστικά δίδεται από τη σχέση [14]

$$P_s(\gamma_s) \approx a_M Q(\sqrt{\beta_M \gamma_s}) \quad (3.1)$$

όπου οι παράμετροι a_M και β_M εξαρτώνται από το σχήμα διαμόρφωσης.

Όπως έχουμε επισημάνει, αλλά θα δούμε και στη συνέχεια, ένας από τους κυριότερους ανασταλτικούς παράγοντες στην αξιόπιστη (με αμελητέα πιθανότητα σφάλματος) μετάδοση πάνω από τον ασύρματο διάλογο, είναι το φαινόμενο των διαλείψεων. Ως μέτρα επίδοσης ενός ασύρματου συστήματος υπό συνθήκες διαλείψεων χρησιμοποιούνται συνήθως η *πιθανότητα διακοπής* (outage probability), που ορίζεται ως η πιθανότητα το γ_s να υπολείπεται ενός κατώτατου κατωφλίου για συγκεκριμένη μέγιστη τιμή πιθανότητας λάθους P_s , και η *μέση πιθανότητα λάθους* \bar{P}_s η οποία μεσοσταθμίζεται σε ολόκληρη την κατανομή της γ_s .

Η πιθανότητα διακοπής εκφράζεται μέσω της σχέσης [14]

$$P_{out}(\gamma_0) = \Pr(\gamma_s < \gamma_0) = \int_0^{\gamma_0} p_{\gamma_s}(\gamma) d\gamma$$

όπου γ_0 η ελάχιστη στάθμη του γ_s , έτσι ώστε να εξασφαλίζεται αποδεκτή ποιότητα σήματος σύμφωνα με τις προδιαγραφές που έχουν τεθεί από το QoS.

Ένα αρκετά χρήσιμο μέγεθος που συναντούμε συχνά στην περιγραφή διαύλων υπό καθεστώς διαλείψεων, είναι το *περιθώριο διαλείψεων* (fade margin) και ορίζεται ως εξής [14]

$$F = -10 \log(-\ln(1 - P_{out}))$$

όπου η πιθανότητα διακοπής P_{out} , θεωρώντας τη σταθερή, μπορεί να προκύψει μέσω της ακόλουθης σχέσης για την απαιτούμενη μέση τιμή του $\bar{\gamma}_s$

$$\bar{\gamma}_s = \frac{\gamma_0}{-\ln(1 - P_{out})}$$

Η συμπληρωματική πιθανότητα $1 - P_{out}$ ονομάζεται *διαθεσιμότητα* (availability) της ασύρματης ζεύξης.

Η μέση πιθανότητα λάθους σε διάλο AWGN προκύπτει μέσω της σχέσης [14]

$$\bar{P}_s = \int_0^{\infty} P_s(\gamma) p_{\gamma_s}(\gamma) d\gamma$$

όπου $P_s(\gamma)$ η πιθανότητα λανθασμένου συμβόλου σε διάλο AWGN.

Χρησιμοποιώντας τη σχέση (3.1) η μέση πιθανότητα σφάλματος σε διάλο που υποφέρει από διαλείψεις Rayleigh δίδεται κατά προσέγγιση (για υψηλές τιμές του $\bar{\gamma}_s$) μέσω της σχέσης

$$\bar{P}_s \approx \int_0^{\infty} \alpha_M Q(\sqrt{\beta_M \gamma}) 1/\bar{\gamma}_s e^{-\gamma/\bar{\gamma}_s} d\gamma \approx \frac{\alpha_M}{2\beta_M \bar{\gamma}_s}$$

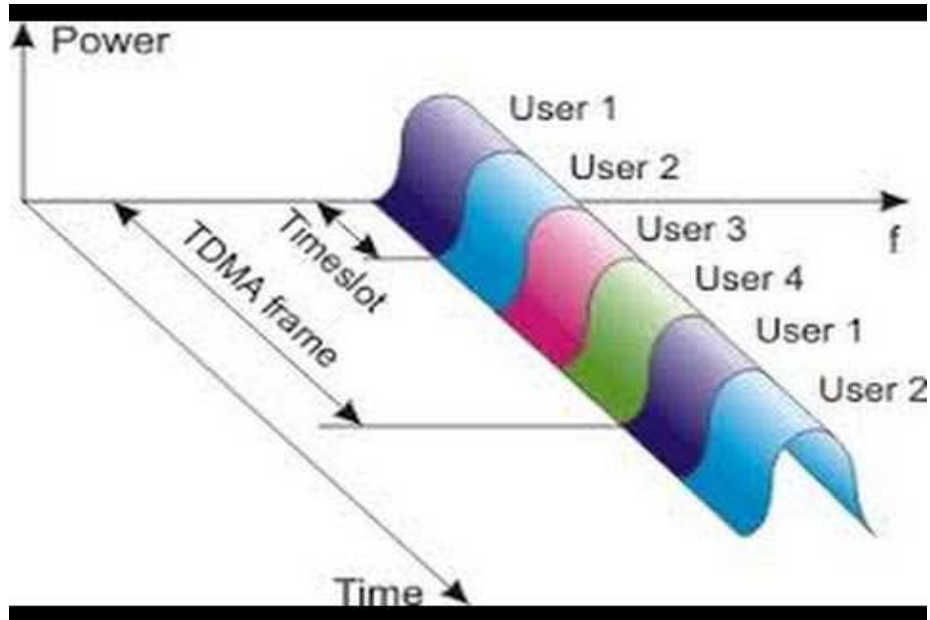
3.2 Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Χρόνου (TDMA)

Η βασική ιδέα πίσω από το TDMA είναι η διαίρεση του χρόνου μετάδοσης σήματος σε πολλές *χρονοσχισμές* (time-slots), στις οποίες αποστέλλονται με κυκλικό (περιοδικό) τρόπο διαφορετικά τμήματα πληροφορίας (εικόνα 3.1). Σε κάθε time-slot το σήμα καταλαμβάνει ολόκληρο το διαθέσιμο εύρος ζώνης και για το λόγο αυτό πρέπει να λαμβάνονται τα κατάλληλα μέτρα αποφυγής της *διασυμβολικής παρεμβολής* (ISI). Το σύνολο των περιοδικών χρονοσχισμών συνθέτει ένα *πλαίσιο* (frame) TDMA και το σύνολο των πλαισίων, ένα *υπερ-πλαίσιο*. Είναι ευνόητο ότι ένα τέτοιο σύστημα προϋποθέτει ύπαρξη μνήμης στο τερματικό, καθώς αυτό θα πρέπει να αποθηκεύει την προς μετάδοση πληροφορία και, στο time-slot που του αντιστοιχεί, να την εκπέμπει συγκεντρωμένη. Για τη διασφάλιση της μη αλληλοεπικάλυψης των γειτονικών time-slots, εισάγεται ένα χρονικό διάστημα φύλαξης που ονομάζεται *guard time interval*. Επίσης για λόγους συγχρονισμού μεταξύ πηγής και προορισμού, εισάγεται στην αρχή κάθε time slot ένα επιπλέον *σήμα προθέματος* (preamble). Λόγω της δυνατότητας εκχώρησης διαφορετικού αριθμού time slots σε κάθε χρήστη (τερματικό) του συστήματος, το TDMA παρέχει ευελιξία ως προς την επίτευξη του επιθυμητού QoS και ως προς τη δυναμική ανάθεση πόρων [32].

3.2.1 Προσεγγίσεις Frequency Division Duplexing & Time Division Duplexing

Το TDMA χρησιμοποιεί δύο τρόπους για να επιτύχει σύνδεση με το σταθμό βάσης ή τον ελεγκτή του συστήματος (controller): τη μέθοδο *αμφιδρόμησης διαίρεσης συχνότητας* (Frequency Division Duplexing - FDD) και τη μέθοδο *αμφιδρόμησης διαίρεσης χρόνου* (Time Division Duplexing - TDD). Σύμφωνα με την πρώτη μέθοδο το κανάλι συχνοτήτων διαιρείται σε δύο μπάντες, εκ των οποίων η μία μεταδίδει δεδομένα στο Downlink και η άλλη στο Uplink. Στους σταθμούς ανατίθενται ξεχωριστά time-slots για εκπομπή και λήψη. Στο Downlink προφανώς δεν είναι απαραίτητη η πολλαπλή πρόσβαση εφόσον υπάρχει μόνο ένας πομπός και συνεπώς αρκεί η χρήση απλού TDM (Time Division Multiplexing). Στη μέθοδο TDD τα σήματα εκπέμπονται και στις δύο κατευθύνσεις πάνω από την ίδια μπάντα συχνοτήτων, συνεπώς ο διαχωρισμός γίνεται στο πεδίο του χρόνου. Προφανώς εδώ απαιτείται συγχρονισμός των συστημάτων εκπομπής και λήψης αλλά παρέχεται μεγαλύτερη ευελιξία ως προς την πιθανή αλλαγή φορτίου δεδομένων στην άνοδο και στη κάθοδο. Στο FDD οι ζώνες συχνοτήτων εκχωρούνται εκ των προτέρων και

συνεπώς δεν μπορούν να προσαρμοστούν σε τέτοιες αλλαγές, σε αντίθεση με το TDD που παρέχει τη δυνατότητα δυναμικής εκχώρησης time-slots στην άνοδο και στην κάθοδο [32].



Εικόνα 3.3: Διαχωρισμός πλαισίου TDMA σε 4 χρονοσχιμές (time slots)

3.3 Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Κώδικα (CDMA)

Σε αντίθεση με τις προηγούμενες τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης στο κανάλι, στο CDMA πολλαπλοί χρήστες καταλαμβάνουν όλο το διαθέσιμο φάσμα ταυτόχρονα (εικόνα 3.4). Ο διαχωρισμός της πληροφορίας γίνεται μέσω χρήσης διαφορετικών κωδικών για την παραγωγή των πολλαπλών εκπεμπόμενων σημάτων πληροφορίας.

Αυτά τα σήματα πληροφορίας πολλαπλασιάζονται με μία μοναδική ακολουθία ψηφίων και έτσι εξαπλώνονται φασματικά σε όλο το εύρος ζώνης του συστήματος. Η δυαδική αυτή ακολουθία ονομάζεται κώδικας εξάπλωσης ή *spreading factor* και είναι ψευδοτυχαίας μορφής, με την έννοια ότι συγκεκριμένο σύνολο bits της ακολουθίας επαναλαμβάνεται μόνο εφόσον αποκτήσει ένα συγκεκριμένο μέγεθος (μέγιστο μήκος ακολουθίας). Συνεπώς η ακολουθία μπορεί να

ανακτηθεί στο δέκτη με ντετερμινιστικό τρόπο. Λόγω της μοναδικότητας κάθε κώδικα, ο δέκτης μπορεί να επιλέξει ποιον χρήστη θα αποκωδικοποιεί κάθε φορά, σύμφωνα με τη μορφή της ακολουθίας που θα λαμβάνει. Ένα άλλο πλεονέκτημα του σχήματος αυτού είναι η ανθεκτικότητα σε φαινόμενα επιλεκτικών διαλείψεων, μιας και το απλωμένο φάσμα εξασφαλίζει τη διατήρηση της ποιότητας του σήματος, ακόμα κι αν έχει υποστεί αλλοιώσεις σε ένα μικρό φασματικό ποσοστό.

Τα μειονεκτήματα του CDMA περιορίζονται στο ότι υπεράνω ενός μεγάλου αριθμού χρηστών, η ποιότητα προσφερόμενων υπηρεσιών ελαττώνεται σημαντικά και επίσης όταν ένας ισχυρός χρήστης συνδέεται με έναν κοντινό σταθμό βάσης, οι ασθενέστεροι απομακρυσμένοι χρήστες γίνονται μη ανιχνεύσιμοι (το γνωστό γενικευμένο πρόβλημα near-far).

Τυπικά το σήμα λήψης σε ένα σύστημα CDMA γράφεται στη μορφή [14]

$$s(t) = \sqrt{2E_s/T_s} m(t)p(t)\cos(2\pi f_c t + \psi)$$

όπου $m(t)$ το σήμα μηνύματος, $p(t) = \pm 1$ ο κώδικας εξάπλωσης και T_s η διάρκεια συμβόλου. Προφανώς στην είσοδο του αποδιαμορφωτή προκύπτει το σήμα

$$z(t) = \sqrt{2E_s/T_s} m(t)\cos(2\pi f_c t + \psi)$$

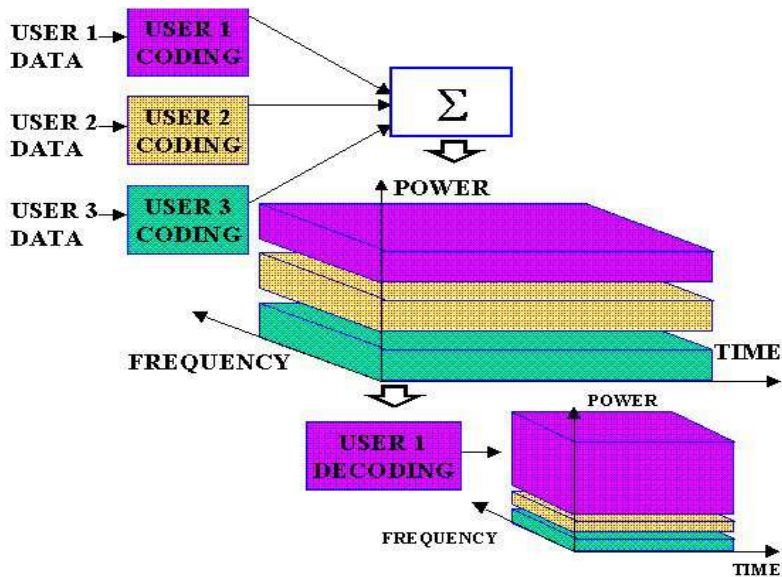
και το $m(t)$ ανακτάται με BPSK αποδιαμόρφωση του $z(t)$.

Η ποσότητα που φανερώνει τη δυνατότητα απόρριψης παρεμβολών σε ένα CDMA σύστημα, ονομάζεται *παράγοντας ή κέρδος εξάπλωσης* και είναι ο λόγος T_s/T_c όπου T_c είναι η διάρκεια των παλμών chip $p(t)$.

Ένα σημαντικό όφελος που προσφέρει το CDMA είναι η σχετική ασφάλεια που παρέχει στην επικοινωνία, κι αυτό λόγω της κωδικοποίησης που πραγματοποιείται στο απλωμένου φάσματος σήμα εκπομπής. Με τον τρόπο αυτό αποφεύγονται παρεμβολές τύπου *jamming*, όπου ένα σήμα συγκεκριμένης ενέργειας παρεμβάλλεται στο ωφέλιμο σήμα. Όταν λοιπόν το ωφέλιμο σήμα είναι φασματικά εξαπλωμένο, το jamming σήμα είτε θα πλήξει με μεγάλη ισχύ ένα μικρό

κομμάτι του φάσματος, είτε ένα μεγάλο κομμάτι με μικρή όμως ισχύ. Για το λόγο αυτό το CDMA παρουσιάζει σχετική ατρωσία στο jamming (αν και μερικές φορές είναι επιρρεπές στο *self-jamming*) και είχε αρχικά προτιμηθεί για στρατιωτικές χρήσεις. Ειδικά με εφαρμογή προηγμένων κωδίκων όπως οι κώδικες *Gold*, *Kasami* και *Walsh-Hadamard*, ο διαχωρισμός ενός *Direct Sequence - CDMA* (DS-CDMA) σήματος από τυχαίο θόρυβο καθίσταται ακόμα πιο δύσκολος.

Εξαιτίας της πληθώρας πλεονεκτημάτων που συγκεντρώνει, η τεχνική CDMA χρησιμοποιήθηκε από αρκετά σύγχρονα ασύρματα 3G δίκτυα τηλεφωνίας όπως το CDMA2000 και το WCDMA.



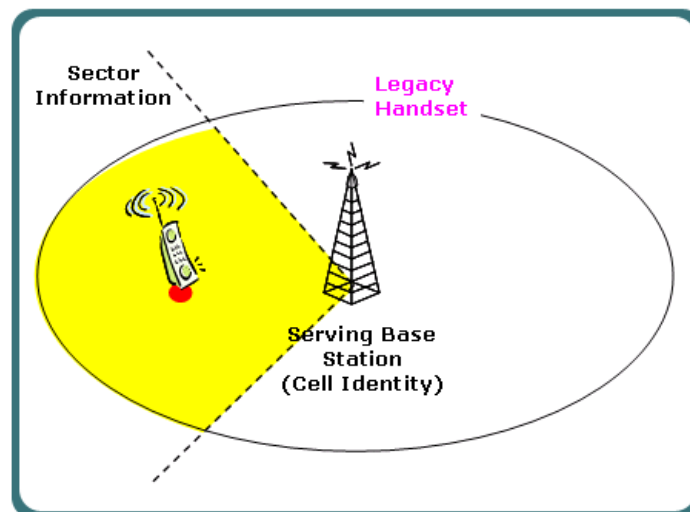
Εικόνα 3.4: Διαχωρισμός πλαισίου CDMA με χρήση κωδίκων για 3 χρήστες

3.4 Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Χώρου (SDMA)

Εκτός από το πεδίο του χρόνου και της συχνότητας, ένας ακόμα φυσικός πόρος που μπορούμε να εκμεταλλευτούμε είναι ο χώρος. Στο σκεπτικό αυτό βασίζεται η πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης χώρου (Space Division Multiple Access - SDMA) και εφαρμόζεται κατά κόρον στα σύγχρονα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας. Πρακτικά υλοποιείται μέσω χρήσης κεραιών ιδιαίτερα υψηλής κατευθυντικότητας στους σταθμούς βάσης. Οι κεραιές αυτές τοποθετούνται σε διατάξεις

που χωρίζουν την περιοχή κάλυψης σε γωνιακούς τομείς (sectors), κατά τρόπο που φαίνεται στην εικόνα 3.5, έτσι ώστε κάθε τομέας να καλύπτει εύρος $360^\circ/N$, όπου N είναι ο αριθμός των τομέων. Επικρατέστερες είναι οι διατάξεις των 120° και 60° . Στην περίπτωση χρήσης *τομεοποίησης* (sectoring), η διαπομπή (handover) ενός χρήστη πραγματοποιείται μεταξύ τομέων και όχι κυψελών [15].

Γενικά η εφαρμογή του SDMA διευκολύνεται πολύ από την εισαγωγή προσαρμοστικών και «έξυπνων» κεραιοσυστημάτων τεχνολογίας MIMO η οποία θα επεξηγηθεί ενδελεχώς στο επόμενο κεφάλαιο.



Εικόνα 3.5: Εφαρμογή SDMA μέσω τομεοποίησης κυψέλης 120°

3.5 Τυχαία Πολλαπλή Πρόσβαση

Όταν η μετάδοση δεδομένων λαμβάνει χώρα σε τυχαίες χρονικές στιγμές, όπως π.χ. σε εφαρμογές Διαδικτύου μη πραγματικού χρόνου, η εκ των προτέρων δέσμευση πόρων του δικτύου δεν αποτελεί βέλτιστη λύση. Για το λόγο αυτό προτείνονται σχήματα τυχαίας πολλαπλής πρόσβασης που αποσκοπούν στη βέλτιστη εκχώρηση πόρων στους ενεργούς χρήστες του συστήματος [14].

Στα συστήματα μεταφοράς δεδομένων, όπως έχει αναφερθεί, γίνεται τεμαχισμός των δεδομένων σε πακέτα, τα οποία στη συνέχεια μεταδίδονται σε τυχαίες χρονικές στιγμές μέσω του διαύλου. Η τυχαίες αυτές μεταδόσεις προκαλούν αναπόφευκτα συγκρούσεις πακέτων, με αποτέλεσμα τα δεδομένα να μη φτάνουν στο δέκτη. Για τη πρόληψη αυτού του φαινομένου χρησιμοποιούνται κατάλληλες τεχνικές *Forward Error Correction* (FEC), όπου είναι δυνατή η ορθή ανάκτηση της αποσταλείσας πληροφορίας στο δέκτη, ακόμα κι αν ένα ή περισσότερα πακέτα έχουν υποστεί σύγκρουση. Με τον τρόπο αυτό βελτιώνεται η *διέλευση*⁷ του συστήματος.

Το πρώτο δίκτυο τυχαίας πρόσβασης ήταν το *Aloha* και είχε πολλά μειονεκτήματα στην απόδοσή του, τα οποία όμως μειώθηκαν σημαντικά με την έλευση βελτιωμένων εκδόσεών του όπως το *slotted Aloha* αλλά και το πιο πρόσφατο *Carrier Sense Multiple Access* (CSMA). Το CSMA λειτουργεί στο στρώμα ζεύξης και βασίζεται στη συνεχή παρακολούθηση του διαύλου μετάδοσης (ενσύρματου ή ασύρματου), με σκοπό να βρει κατάλληλες χρονικές στιγμές όπου αυτός είναι ελεύθερος, ώστε να αποσταλούν τα δεδομένα. Χρησιμοποιούνται δύο τεχνικές για το σκοπό αυτό [38]:

- *CSMA/CoD*: Το χαρακτηριστικό της τεχνικής αυτής, είναι πως τα τερματικά έχουν τη δυνατότητα να ανιχνεύσουν συγκρούσεις πριν την αποστολή δεδομένων ή αν ανιχνεύσουν κατά τη διάρκεια της μετάδοσης τη διακόπτον αμέσως. Διαδεδομένο παράδειγμα εφαρμογής του CSMA/CoD αποτελεί το πρωτόκολλο ενσύρματων τοπικών δικτύων υπολογιστών *Ethernet*.
- *CSMA/CoA*: Σε αντίθεση με το την προηγούμενη τεχνική, εδώ ο περιορισμός συγκρούσεων βασίζεται στην αποφυγή τους, μιας και λόγω της φύσης του ραδιοδιαύλου, οι απώλειες διαδρομής δεν επιτρέπουν την ανίχνευση συγκρούσεων μεταξύ απομακρυσμένων τερματικών. Ο πομπός στέλνει ερώτημα στο δέκτη σχετικά με το κατά πόσο είναι ελεύθερος ο δίαυλος (μήνυμα Clear To Send - CTS) και ταυτόχρονα ειδοποιεί τα υπόλοιπα τερματικά ότι ο δίαυλος έχει καταληφθεί. Ανάλογα με την κατάσταση του

⁷ Ο όρος «διέλευση» (throughput), ως μέτρο επίδοσης ενός συστήματος επικοινωνιών, ουσιαστικά περιγράφει την ποσότητα δυαδικής πληροφορίας που μπορεί να διαχειριστεί το τηλεπικοινωνιακό σύστημα στη μονάδα του χρόνου και συνεπώς ταυτίζεται με τη χωρητικότητά του.

διαύλου ο δέκτης απαντά θετικά (ACK) ή αρνητικά (NACK). Το πρωτόκολλο αυτό χρησιμοποιείται σε αρκετές εκδόσεις της δημοφιλούς οικογένειας δικτύων 802.11.

3.6 Τεχνικές Πολλαπλής Πρόσβασης με Διαίρεση Συχνότητας

Στην κατηγορία αυτή συναντάμε την τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA η οποία, σε συνδυασμό με άλλες, αποτελεί τη βάση λειτουργίας της προσομοίωσης τηλεπικοινωνιακού συστήματος που θα παρουσιαστεί σε επόμενα κεφάλαια. Προτού όμως αναφερθούμε στην τεχνική αυτή, σκόπιμο κρίνεται να γίνει αναφορά σε προγενέστερα αυτής σχήματα πολυπλεξίας, τα οποία συνέβαλαν καθοριστικά στην εξέλιξη των συστημάτων ασύρματης επικοινωνίας.

3.6.1 Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας (FDM)

Η διαδικασία κατά την οποία συνδυάζουμε έναν αριθμό ξεχωριστών σημάτων σε ένα σύνθετο σήμα, με σκοπό τη μετάδοσή τους μέσα από ένα κοινό κανάλι ονομάζεται πολυπλεξία. Οι δύο βασικές τεχνικές πολυπλεξίας, με αρκετά εκτεταμένη χρήση, είναι το TDM (Time Division Multiplexing – Χρονική Πολυπλεξία) και το FDM. Το FDM μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε αναλογικά αλλά και ψηφιακά συστήματα, ενώ το TDM απαντάται κυρίως στα δεύτερα. Από την ονομασία του FDM, μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι τα σήματα πληροφορίας διαχωρίζονται σε ομάδες συχνοτήτων (κανάλια). Οι ομάδες αυτές απέχουν φασματικά τόσο, ώστε να εξασφαλίζεται ότι τα γειτονικά κανάλια δεν επικαλύπτουν το ένα το άλλο. Είναι προφανές ότι ένα τέτοιο σύστημα έχει αυξημένες ανάγκες σε εύρος ζώνης, με βασικό όμως πλεονέκτημα την ταυτόχρονη μεταφορά μηνυμάτων στη μέγιστη δυνατή ταχύτητα καθ' όλη τη διάρκεια της μετάδοσης. Αυτός είναι και ο λόγος που βρίσκει ευρεία εφαρμογή στις ραδιοεπικοινωνίες αλλά και στην τηλεφωνία. Ουσιαστικά αποτελεί τη βάση σχεδόν κάθε τεχνικής πολυπλεξίας [14].

3.6.2 Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Συχνότητας (FDMA)

Η FDMA είναι μία τεχνική πρόσβασης στο κανάλι συχνοτήτων, που χρησιμοποιείται σε πρωτόκολλα πολλαπλής πρόσβασης στο στρώμα data-link (ή στρώμα ζεύξης), κατά την οποία οι χρήστες καταλαμβάνουν ένα ή περισσότερα κανάλια του συστήματος με αποτέλεσμα την

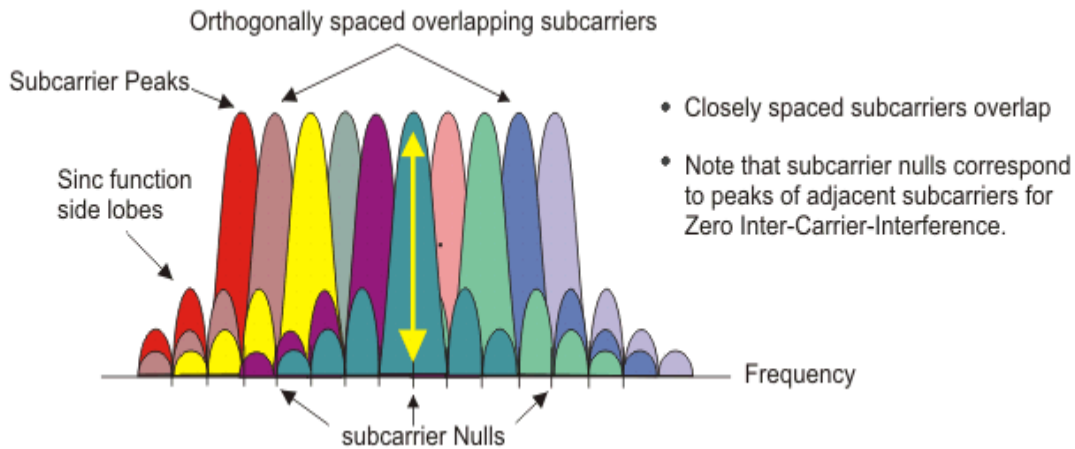
καλύτερη εκμετάλλευση του διαθέσιμου φάσματος, αλλά και με συνέπεια την εμφάνιση φαινομένων παρεμβολής και *crosstalk*.

Ιδιαίτερο ενδιαφέρον παρουσιάζει μία παραλλαγή του FDMA, το Single Carrier FDMA (SC-FDMA), στο οποίο το τελικό σήμα μετάδοσης απαρτίζεται μονάχα από μία φασματική συνιστώσα και όχι από ένα σύνολο φερουσών συχνοτήτων. Το SC-FDMA ανταγωνίζεται το OFDMA (το οποίο και θα περιγραφεί στα επόμενα), κυρίως ως προς το ότι ναι μεν φέρει όλα τα πλεονεκτήματά του OFDMA, αλλά ταυτόχρονα έχει λιγότερες ενεργειακές απαιτήσεις, μιας και μειώνει σημαντικά το *λόγο μέγιστης προς μέση ισχύ* (Pick-to-Average Power Ratio / PARP).

3.7 Ορθογώνια Πολυπλεξία Διαίρεσης Συχνότητας (OFDM)

Το OFDM είναι μία τεχνική κωδικοποίησης ψηφιακών δεδομένων, μέσω διαφόρων φερουσών συχνοτήτων. Ανήκει στην ευρύτερη κατηγορία διαμορφώσεων που χρησιμοποιούνται σε συστήματα απλωμένου φάσματος (wideband communication systems), διότι το μεταδιδόμενο μήνυμα καταλαμβάνει εύρος ζώνης πολύ μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης συνοχής, δηλαδή το φασματικό εύρος μετά το οποίο δύο γειτονικές φέρουσες συχνότητες συσχετίζουν τα πλάτη του σήματος που μεταφέρουν. Ουσιαστικά το OFDM αποτελεί μία υποπερίπτωση του FDM, με τον περιορισμό ότι όλα τα κανάλια είναι ορθογώνια μεταξύ τους. Όπως φαίνεται και στην εικόνα 3.6, τα γειτονικά υπο-φέροντα αλληλοκαλύπτονται ανά δύο, εκμεταλλευόμενα τη μεταξύ τους ορθογωνιότητα και μειώνοντας ταυτόχρονα τον κίνδυνο διακαναλικής παρεμβολής. Οι εφαρμογές του, ειδικά τις τελευταίες δεκαετίες, είναι πολυάριθμες με τις σημαντικότερες εξ αυτών να συναντώνται στα ευρυζωνικά ενσύρματα δίκτυα, στην καλωδιακή τηλεόραση, στα δίκτυα πάνω από γραμμές διανομής ηλεκτρικού ρεύματος (Power-Line Communication - PLC), ενώ στις ασύρματες επικοινωνίες το συναντάμε κυρίως στις διεπαφές τοπικών δικτύων (Wireless Local Area Network - WLAN), στο ψηφιακό ραδιόφωνο (Digital Audio Broadcasting - DAB), στην επίγεια ψηφιακή τηλεόραση και σε *ultra-wideband* δίκτυα (UWB). Η αναβάθμιση του OFDM, έτσι ώστε να ενσωματώνει πολλαπλή πρόσβαση, επιτυγχάνεται μέσω του OFDMA, το οποίο βρίσκει εφαρμογή στα δίκτυα 4^{ης} γενιάς και θα περιγραφεί αναλυτικότερα σε επόμενο εδάφιο. Επίσης, μιας και το OFDM είναι είδος διαμόρφωσης, στην πράξη συνδυάζεται με διάφορα σχήματα πολλαπλής πρόσβασης ανάλογα με τις ανάγκες του υφιστάμενου συστήματος.

Παραδείγματα τέτοιων σχημάτων είναι τα ήδη αναφερθέντα CDMA, TDMA, CSMA/CoA και SDMA.



Εικόνα 3.6: Φασματική κατανομή των OFDM υπο-φερόντων

3.7.1 Μαθηματική Περιγραφή του OFDM

Κάθε φέρον OFDM μπορεί να αναπαρασταθεί ως εξής [39]:

$$s_c(t) = A_c(t)e^{j(t+\psi_c(t))}$$

Το πραγματικό σήμα είναι το πραγματικό μέρος του $s_c(t)$. Το πλάτος $A_c(t)$ και η φάση $\psi_c(t)$ μπορεί να διαφέρουν από σύμβολο σε σύμβολο, όμως κατά τη διάρκεια μετάδοσης ενός συμβόλου, οι παράμετροι αυτές παραμένουν σταθερές.

Όπως έχουμε αναφέρει, το OFDM αποτελείται από πολλά υπο-φέροντα άρα το συνολικό διαμορφωμένο σήμα N ροών είναι:

$$s_s(t) = \sum_{n=0}^{N-1} A_n(t)e^{j(\omega_n t + \varphi_n(t))}$$

όπου $\omega_n = \omega_o + n\Delta\omega$.

Κατά τη διάρκεια μετάδοσης ενός συμβόλου θα ισχύει:

$$A_n(t) = A_n \text{ και } \varphi_n(t) = \varphi_n$$

Αν η συχνότητα δειγματοληψίας του σήματος είναι $1/T$ τότε για κάθε ροή (εκ των N) θα έχουμε:

$$s_s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j((\omega_o + n\Delta\omega)kT + \varphi_n)} \quad (3.2)$$

Θεωρώντας ως διάστημα δειγματοληψίας τη διάρκεια ενός συμβόλου δεδομένων θα έχουμε τη σχέση $t = NT$.

Με απλοποίηση της (3.2) και δίχως βλάβη της γενικότητας για $\omega_o = 0$ το σήμα γράφεται:

$$s_s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j\varphi_n} e^{jn\Delta\omega kT} \quad (3.3)$$

Η ορθογωνιότητα μεταξύ δύο υπο-φερόντων κατά τη διάρκεια μετάδοσης ενός συμβόλου (φασματικό κενό μεταξύ υπο-φερόντων που αντιστοιχεί σε $1/T$) εκφράζεται ως εξής:

$$\begin{aligned} & \frac{1}{T} \int_0^T (e^{j2\pi k_1 t/T})^* e^{j2\pi k_2 t/T} dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^T e^{j2\pi(k_2 - k_1)t/T} dt = \delta_{k_1 k_2} \end{aligned}$$

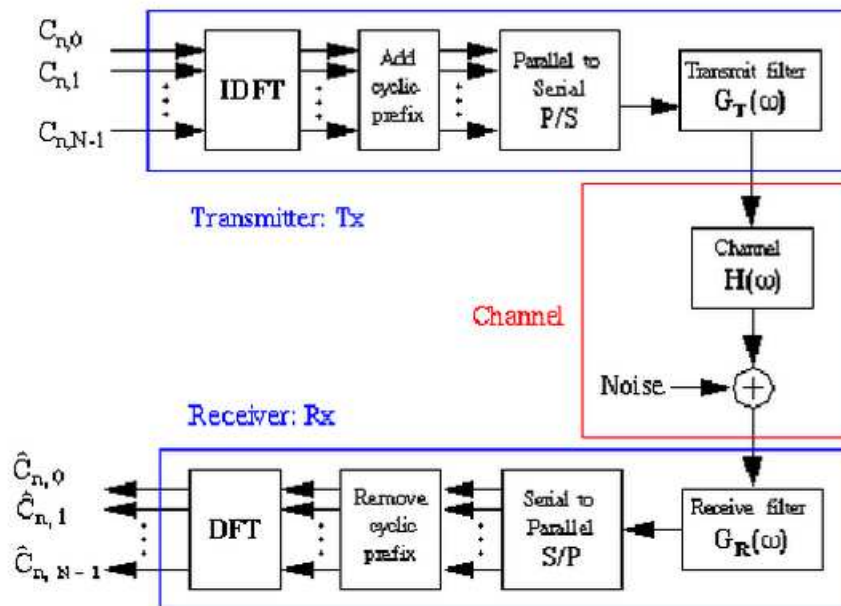
όπου δ είναι το δέλτα του *Kronecker*.

Λαμβάνοντας υπόψη τη σχέση (3.3) και το γεγονός ότι η διατήρηση της ορθογωνιότητας μας επιτρέπει την ανάλυση ενός σήματος με μεθόδους Ανάλυσης Fourier, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε μετασχηματισμούς Fourier (και συγκεκριμένα όπως θα δούμε στη συνέχεια *Fast Fourier Transform - FFT*), για να περιγράψουμε την OFDM.

Για να ικανοποιηθεί όμως η απαίτηση για ορθογωνιότητα μεταξύ των υποδιάλων θα πρέπει η συχνότητα τους να επιλέγεται σύμφωνα με τη σχέση $f_i = f_c + iB_N, i = 1, 2, \dots, N$, όπου B_N το

εύρος ζώνης κάθε υποδιαύλου, για το οποίο ισχύει: $B_N = \frac{k}{T_U}$, με T_U την ωφέλιμη χρονική διάρκεια του συμβόλου μετάδοσης και $k \in Z^+$ (σύνηθως ίσο με 1).

Στην εικόνα 3.7 απεικονίζονται σε μορφή μπλοκ διαγράμματος οι βασικές βαθμίδες ενός συστήματος OFDM.



Εικόνα 3.7: Μπλοκ διάγραμμα OFDM συστήματος

3.7.2 Κωδικοποίηση Καναλιού και Διεμπλοκή

Η τεχνική της διεμπλοκής εφαρμόζεται πολύ συχνά στο OFDM, είτε στο πεδίο του χρόνου είτε της συχνότητας. Αποτελεί τρόπο άμβλυνσης φαινομένων *deep fading* (βαθέων διαλείψεων) και αυτό επιτυγχάνεται μέσω εξάπλωσης των μεταδιδόμενων συμβόλων σε όλο το φάσμα του καναλιού, έτσι ώστε η επίδραση από διαλείψεις στενού φάσματος (κρουστικού τύπου) να ελαχιστοποιηθεί. Αντίστοιχη εξάπλωση μπορεί να πραγματοποιηθεί και στο πεδίο του χρόνου, όπου η διασπορά των συμβόλων επιτυγχάνεται μέσω μείωσης του ρυθμού μετάδοσης. Ο λόγος που η διεμπλοκή προτιμάται στο OFDM, είναι ότι καθιστά την τεχνική διόρθωσης λαθών FEC

πιο αποτελεσματική, διότι η μείωση πυκνότητας των λανθασμένων συμβόλων, είτε χρονικά είτε φασματικά, συμβάλλει στην ορθή λειτουργία της, σε αντίθεση με ροές λαθών κρουστικής μορφής που δεν μπορούν να αντιμετωπιστούν αποτελεσματικά από το FEC.

Η κωδικοποίηση καναλιού στα OFDM συστήματα γίνεται αρχικά από κάποιον *συνελικτικό κώδικα* (convolutional code) όπως π.χ. ο αλγόριθμος *Viterbi*, ο οποίος παράγει ριπές λαθών εκεί όπου παρατηρείται υψηλή συγκέντρωση λαθών και στη συνέχεια ακολουθεί *block κωδικοποίηση Reed-Solomon* η οποία λειτουργεί κατά τρόπο τέτοιον ώστε να διορθώνει σφάλματα κρουστικής μορφής. Μεταξύ των δύο αυτών κωδικοποιήσεων (εσωτερικής και εξωτερικής) παρεμβάλλεται ένα δεύτερο στάδιο διεμπλοκής, έτσι ώστε να αυξάνεται η επίδοση των κωδίκων διόρθωσης λαθών. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται γενικά αλυσιδωτή κωδικοποίηση [14]. Ένα παράδειγμα των δύο αυτών σταδίων της διεμπλοκής για π.χ. QPSK διαμόρφωση και ομάδες N_c bits είναι το εξής [8]:

- Μετά το πρώτο στάδιο της διαδικασίας το k -οστό bit της αρχικής ομάδας θα βρίσκεται στη θέση

$$m_k = \left(\frac{N_c}{d}\right) \text{mod}(k, d) + \left\lfloor \frac{k}{d} \right\rfloor$$

όπου $[x]$ είναι το ακέραιο μέρος του x και d είναι μία αυθαίρετη σταθερά που τίθεται ίση με 16.

- Μετά το δεύτερο στάδιο η νέα θέση θα είναι

$$j_k = \frac{M}{2} \left\lfloor \frac{2m_k}{M} \right\rfloor + \text{mod}\left(m_k + N_c - \left\lfloor \frac{dm_k}{N_c} \right\rfloor, d\right)$$

Η διαδικασία αποδιεμπλοκής στο δέκτη είναι ακριβώς αντίστροφη και έχει ως εξής:

- Μετά το πρώτο στάδιο

$$m_l = \frac{M}{2} \left\lfloor \frac{2l}{M} \right\rfloor + \text{mod}\left(l + \left\lfloor \frac{dl}{N_c} \right\rfloor, d\right)$$

- Μετά το δεύτερο στάδιο

$$j_l = dm_l - ((N_c - 1) \left\lfloor \frac{dm_l}{N_c} \right\rfloor)$$

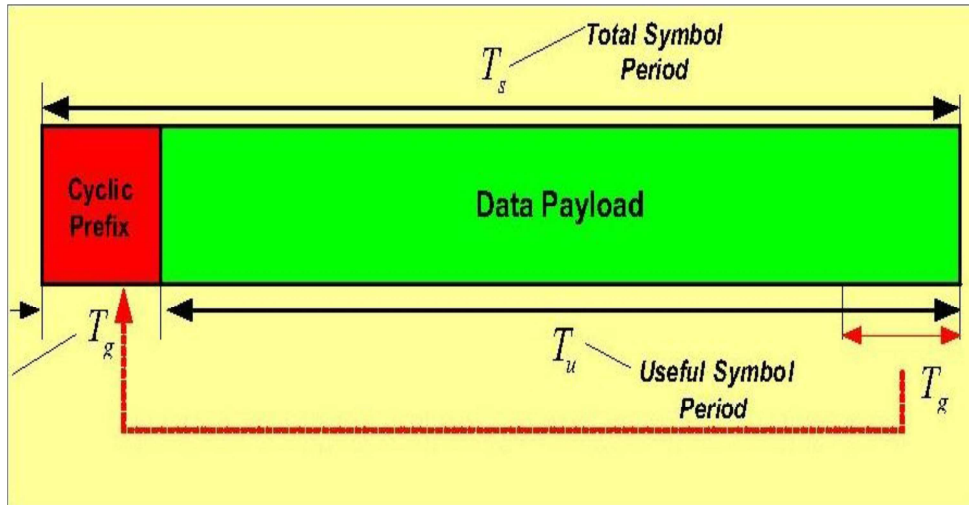
Περαιτέρω αύξηση της διορθωτικής ικανότητας επιτυγχάνεται μέσω χρήσης πιο σύγχρονων κωδικοποιήσεων όπως η κωδικοποίηση Turbo, οι οποίες πέραν της αλυσιδωτής κωδικοποίησης χρησιμοποιούν επαναληπτικές αποκωδικοποιήσεις προσεγγίζοντας έτσι το θεωρητικό όριο της χωρητικότητας Shannon σε AWGN διαύλους.

3.7.3 Πλεονεκτήματα του OFDM

Ο λόγος που το OFDM προκάλεσε το ενδιαφέρον των μηχανικών δικτύων, ώστε να το εισάγουν στα συστήματα 4^{ης} γενιάς (καθώς και σε πολυάριθμες άλλες εφαρμογές), είναι ότι συνδυάζει ένα πλήθος πλεονεκτημάτων σε σχέση με άλλες διαμορφώσεις, τα βασικότερα εκ των οποίων είναι τα εξής [20]:

- Ανθεκτικότητα όσο αφορά ομοδιαυλικές παρεμβολές στενής ζώνης. Εφόσον το φάσμα λειτουργίας περιέχει πολλά κανάλια, μόνο ένα μικρό ποσοστό πληροφορίας θα αλλοιωθεί, κάτι που μπορεί να αντιμετωπισθεί με εφαρμογή τεχνικών εντοπισμού και διόρθωσης λαθών.
- Έχουμε μικρότερη επίδραση της ISI διότι κάθε κανάλι διαθέτει σχετικά μικρούς ρυθμούς μετάδοσης, οπότε η ροή των συμβόλων δεν είναι πολύ πυκνή. Στην κατεύθυνση αυτή συμβάλει και η χρήση ενός *κυκλικού προθέματος* (cyclic prefix), το οποίο εισάγεται στο σύμβολο OFDM κατά τρόπο που φαίνεται στην εικόνα 3.8. Η χρησιμότητα της προσθήκης αυτής έγκειται στο ότι από τη μία υπάρχει ένα διάστημα φύλαξης (guard interval) μεταξύ δύο συνεχόμενων συμβόλων και από την άλλη, όταν γίνεται επανάληψη του τέλους του συμβόλου, επιτρέπει στη γραμμική συνέλιξη ενός επιλεκτικού ως προς τη συχνότητα πολυδιαδρομικού καναλιού να μοντελοποιηθεί ως κυκλική συνέλιξη, κάτι που με τη σειρά του βοηθά την απλούστερη επεξεργασία σήματος μέσω διακριτού μετασχηματισμού Fourier στο πεδίο συχνότητας. Με τη μέθοδο αυτή γενικά διευκολύνεται ο υπολογισμός παραμέτρων του καναλιού (channel estimation). Να σημειωθεί ότι η ISI μπορεί να εξαλειφθεί πλήρως, εφόσον η διάρκεια του κυκλικού προθέματος είναι μεγαλύτερη από τη διασπορά καθυστέρησης του καναλιού μετάδοσης.

- Το OFDM αξιοποιεί με πολύ αποδοτικό τρόπο το δοσμένο φάσμα, πετυχαίνοντας υψηλούς λόγους bps/Hz και συνεπώς αυξημένη φασματική απόδοση. Αυτό είναι ίσως και το σημαντικότερο πλεονέκτημα του OFDM έναντι άλλων σχημάτων διαμόρφωσης (TDM, τεχνικές απλωμένου φάσματος κ.α.).
- Σε αντίθεση με σχήματα πολλαπλής πρόσβασης που απαιτούν συγχρονισμό (TDMA), στο OFDMA η ύπαρξη συγχρονισμού δεν αποτελεί αυστηρή απαίτηση.
- Επιτρέπει τη λειτουργία δικτύων μονής συχνότητας (Single Frequency Networks - SFNs), κάτι που αυξάνει ακόμα περισσότερο την αποτελεσματική διαχείριση φάσματος. Παράδειγμα τέτοιου δικτύου όπως έχει ήδη αναφερθεί είναι το Single Carrier – FDMA.
- Ευκολία στην υλοποίηση με χρήση του Γρήγορου Μετασχηματισμού Fourier (Fast Fourier Transform - FFT).
- *Ισοστάθμιση καναλιού.* Αυτό σημαίνει πως εφόσον κάθε OFDM κανάλι εκτείνεται σε αρκετά μικρό εύρος ζώνης, σε ένα δίαυλο με επιλεκτικές διαλείψεις το κανάλι αυτό θα θεωρηθεί ως δίαυλος επίπεδων διαλείψεων (προφανώς αυτό προϋποθέτει την ύπαρξη ικανού πλήθους καναλιών) και κατά συνέπεια θα διευκολυνθεί η επεξεργασία σήματος στο πεδίο της συχνότητας (μέσω FFT).



Εικόνα 3.8: Κυκλικό προθέμα (cyclic prefix) στο OFDM [40]

3.7.4 Μειονεκτήματα του OFDM

Ως ένα σύστημα που βασίζεται στη διαίρεση του φάσματος λειτουργίας σε επιμέρους υπο-φέροντα, το OFDM είναι επιρρεπές σε φαινόμενα που αλλοιώνουν το φασματικό περιεχόμενο του μεταδιδόμενου σήματος και συνεπώς προκαλούνται τα εξής ανεπιθύμητα φαινόμενα:

- Απώλεια ορθογωνιότητας λόγω ολισθήσεων συχνότητας που προκαλεί το φαινόμενο Doppler, με συνέπεια την εμφάνιση παρεμβολών σε γειτονικά κανάλια
- Επειδή στα υπο-φέροντα του OFDM η ισχύς μπορεί να είναι άνισα κατανομημένη (φαινόμενο PARP⁸), η χρήση μη γραμμικών ενισχυτών καθίσταται αναποτελεσματική κι έτσι απαιτούνται γραμμικοί ενισχυτές, που όμως καταναλώνουν περισσότερη ενέργεια και συνεπώς είναι ασύμφορη για κινητές συσκευές που κάνουν χρήση μπαταρίας.
- Τέλος, παρόλο που η εισαγωγή κυκλικού προθέματος συνεισφέρει θετικά σε πολλά ζητήματα, αναπόφευκτα επιφέρει μείωση της φασματικής απόδοσης.

⁸ $PARP = \frac{|x(t)|^2}{P_{av}}$

3.7.5 Παράδειγμα Συστήματος OFDM με χρήση FFT Αλγορίθμου

Προκειμένου να γίνει περισσότερο κατανοητή η λειτουργία ενός συστήματος OFDM, παρατίθεται ένα παράδειγμα που καταδεικνύει τις επιμέρους λειτουργίες των βαθμίδων του συστήματος [21]. Στο παράδειγμα θεωρούμε τη δημοφιλή κωδικοποίηση QAM για μετάδοση δεδομένων και γίνεται χρήση IDFT και DFT κατά τη διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση αντίστοιχα.

Αρχικά τα δεδομένα εισόδου μετατρέπονται από σειριακή σε παράλληλη μορφή, όπου δημιουργούνται πλαίσια των B_f bits. Τα bits κάθε πλαισίου χωρίζονται σε K ομάδες όπου η i -οστή ομάδα έχει b_i bits. Άρα θα ισχύει

$$\sum_{i=1}^K b_i = B_f$$

Για το i -οστό κανάλι ο αριθμός συμβόλων είναι $M_i = 2^{b_i}$ (QAM ή QPSK⁹).

Συμβολίζουμε τα μιγαδικά σύμβολα πληροφορίας που παράγει το διάγραμμα αστερισμού (constellation diagram) για τα K υπο-φέροντα ως εξής: X_k , $k = 0, 1, \dots, K - 1$. Αυτά τα σύμβολα πληροφορίας αντιπροσωπεύουν τις τιμές του DFT ενός σήματος OFDM πολλαπλών φερουσών $x(t)$, όπου η διαμόρφωση κάθε υπο-φέρουσας είναι QAM (ή QPSK).

Το $x(t)$ προφανώς πρέπει να λαμβάνει πραγματικές τιμές και συνεπώς για τον DFT του $\{X_k\}$ θα πρέπει να ισχύει η συμμετρική ιδιότητα

$$\begin{aligned} X'_{N-k} &= X_k^*, & k &= 0, 1, \dots, K - 1 \\ X'_0 &= \text{Re}\{X_0\} \\ X'_{N/2} &= \text{Im}\{X_0\} \end{aligned}$$

Παρατηρούμε πως από N σύμβολα πληροφορίας, προκύπτουν $N = 2K$ σύμβολα.

⁹ Σημειώνεται ότι η QPSK θα είναι και η βασική διαμόρφωση του προσομοιωτή που θα παρουσιαστεί σε επόμενο κεφάλαιο.

Με εφαρμογή του IDFT στη νέα ακολουθία συμβόλων $\{X'_k, k = 0, 1, \dots, N - 1\}$ προκύπτει η πραγματική ακολουθία

$$x_n = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X'_k e^{j2\pi nk/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1$$

ή

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} X'_k e^{j2\pi kt/N}, \quad 0 \leq t \leq T$$

όπου T η διάρκεια συμβόλου.

Θεωρώντας την $x(t)$ ως είσοδο στο κανάλι, η έξοδος διαμορφώνεται με χρήση συνέλιξης ως εξής

$$r(t) = x(t) * c(t) + n(t)$$

όπου $c(t)$ η κρουστική απόκριση του καναλιού.

Η αποφυγή του ISI πραγματοποιείται με την εισαγωγή κυκλικού προθέματος, όπως περιγράφηκε προηγουμένως.

Θεωρώντας το κανάλι στο πεδίο συχνοτήτων, η απόκριση συχνότητας του καναλιού στις συχνότητες των υπο-φερουσών $F_k = k/T$ θα είναι

$$C_k = C \frac{2\pi k}{N} = \sum_{n=0}^m c_n e^{-j2\pi nk/N}, \quad k = 0, 1, \dots, N - 1$$

όπου c_n είναι η ακολουθία των συνιστωσών της κρουστικής απόκρισης του καναλιού και m ο αριθμός δειγμάτων του κυκλικού προθέματος.

Η αποδιαμορφωμένη ακολουθία συμβόλων μπορεί να εκφρασθεί ως

$$\hat{X}_k = C_k X'_k + n_k$$

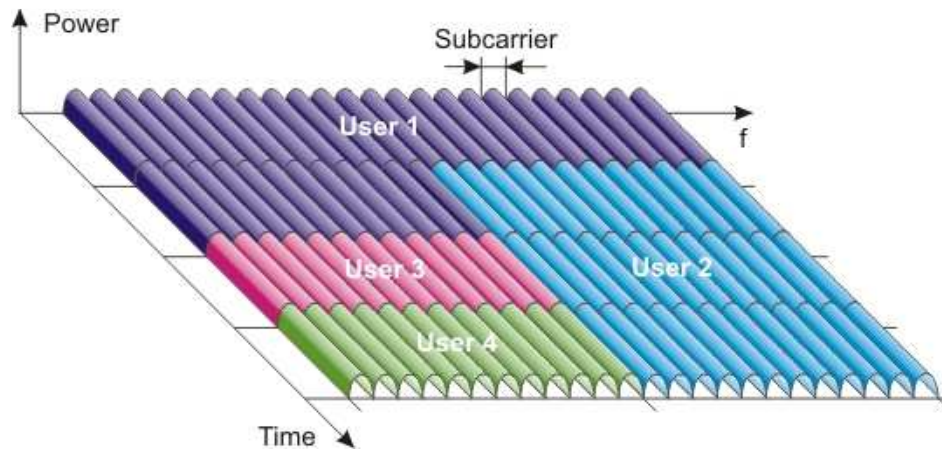
όπου $\{\hat{X}_k\}$ είναι η έξοδος N σημείων του DFT και n_k ο N σημείων DFT της ακολουθίας δειγμάτων προσθετικού θορύβου $\{n_k\}$.

3.8 Πολλαπλή Πρόσβαση με Ορθογώνια Διαίρεση Συχνότητας

Το OFDMA επεκτείνει το OFDM ως προς το ότι κάθε υποσύνολο του διατιθέμενου φάσματος εκχωρείται σε συγκεκριμένο χρήστη. Το OFDM αναλαμβάνει τον καθορισμό του συνόλου των διαθέσιμων υπό-φερόντων (subcarriers), ενώ το OFDMA την ακριβή αντιστοιχία μεταξύ υπό-φερόντων και χρηστών του συστήματος. Το επιπρόσθετο πλεονέκτημα της OFDMA σε σχέση με την απλή FDMA είναι, πως λόγω της ορθογωνιότητας των γειτονικών καναλιών, κατά την ανάκτηση των επιμέρους φερόντων δεν απαιτούνται ζώνες προστασίας (guard bands) και στενό φίλτράρισμα. Σε σχέση με το FDMA το OFDMA συνδυάζει και το TDMA, διότι η ανάθεση διαφορετικών φερόντων γίνεται σε διαφορετικές χρονικές στιγμές (time slots) και κατά συνέπεια επιτυγχάνεται ευελιξία στο πεδίο του χρόνου αλλά και της συχνότητας, όπως φαίνεται και στην εικόνα 3.9.

Η σχέση που συνδέει το OFDMA με το OFDM έγκειται στην εφαρμογή της πολλαπλής πρόσβασης μέσω ανάθεσης διαφορετικών OFDM υπο-φερόντων σε διαφορετικούς χρήστες. Στο Downlink, το OFDMA χρησιμοποιείται αμιγώς ως τεχνική πολυπλεξίας, όπου ένα υπο-φέρον αφορά πολλαπλούς χρήστες-δέκτες, ενώ στο Uplink ως τεχνική πολλαπλής πρόσβασης όπου ένας χρήστης-πομπός κάνει χρήση ενός ή περισσότερων καναλιών.

Η εκχώρηση καναλιών στο OFDMA βασίζεται στη τεχνική της *μεταπήδησης συχνότητας* (frequency hopping), δηλαδή της ανάθεσης καναλιών ανά χρήστη, σύμφωνα με μία ψευδοτυχαία ακολουθία μεταπήδησης (υπογραφή), κατά αντιστοιχία με τον κώδικα εξάπλωσης στο CDMA. Ο αριθμός των καναλιών αυτών μπορεί να καθορισθεί σύμφωνα με την πληροφορία που λαμβάνει ο χρήστης για την κατάσταση του καναλιού και συνεπώς οι χρήστες που διαθέτουν πιο εύρωστα κανάλια ή βρίσκονται σε κοντινή απόσταση από τον σταθμό βάσης, μπορούν να εκπέμπουν υψηλότερη ισχύ και συνεπώς να απολαμβάνουν υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης. Με τον τρόπο αυτό το OFDMA χαρακτηρίζεται από ακόμα καλύτερη φασματική απόδοση σε σχέση με το απλό OFDM. Η μεγάλη του προσαρμοστικότητα και ευελιξία στη διαχείριση των ασύρματων πόρων, καθιστούν το OFDMA ιδανική λύση για το σύνολο των σύγχρονων δικτύων 4^{ης} γενιάς (IEEE 802.16 και LTE), τα οποία κάνουντας χρήση κεραιοσυστημάτων MIMO μπορούν να εκμεταλλευτούν στο έπακρο την επιλεκτικότητα καναλιού που συναντάμε στο OFDMA.



Εικόνα 3.9: Δυναμική ανάθεση πόρων στο OFDMA (χρονικά & φασματικά)

3.8.1 Πλεονεκτήματα και Μειονεκτήματα του OFDMA

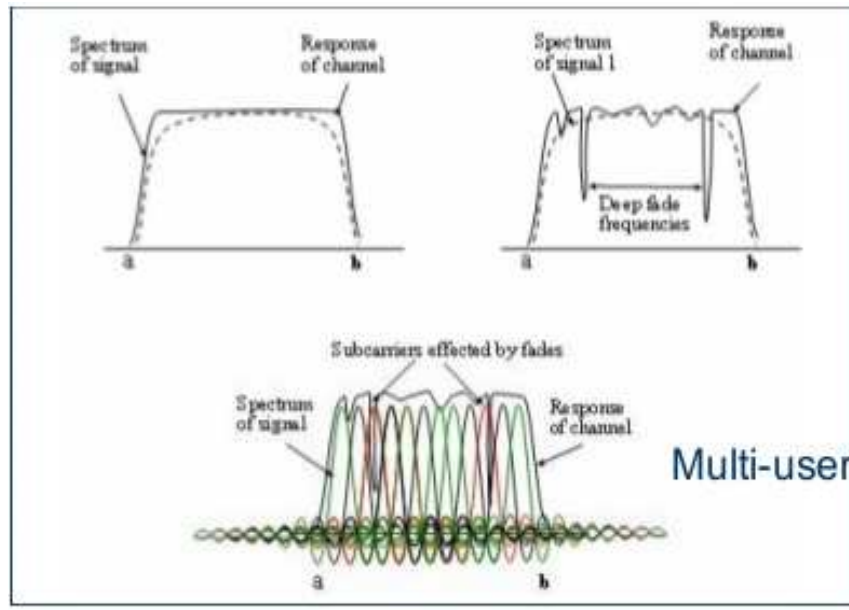
Συνοπτικά, στη λίστα πλεονεκτημάτων του OFDMA συγκαταλέγονται τα εξής:

- Ευελιξία ως προς τον καθορισμό παραμέτρων που αφορούν την επεξεργασία σήματος στον πομποδέκτη (π.χ. μέγεθος FFT, φασματικά κενά μεταξύ καναλιών κ.α.) που συναντάται στο Scalable OFDMA (SOFDMA).
- Τα ευρυζωνικά σε σχέση με το εύρος των διαλείψεων κανάλια, υφίστανται επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα διαλείψεις (όπως και στο OFDM).
- Κάθε χρήστης, ανάλογα με το περιβάλλον του, αντιμετωπίζει διαφορετικά ένα συγκεκριμένο κανάλι. Π.χ. ενώ για κάποιον χρήστη ένα κανάλι μπορεί να υποφέρει από βαθιές διαλείψεις, για κάποιους άλλους μπορεί να προσφέρεται για υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης (εικόνα 3.9). Αυτό συνιστά ακόμα μεγαλύτερη ευελιξία στη διαχείριση ραδιοπόρων.
- Σε σύγκριση με το CDMA, μειώνει κατά πολύ την ενδοκυβελική παρεμβολή, αποφεύγοντας την τεχνική εντοπισμού πολλαπλών χρηστών που χρησιμοποιεί το CDMA.

- Απλότητα στην ηλεκτρονική επεξεργασία σήματος στον πομποδέκτη, μιας και μόνο ο FFT είναι απαραίτητος.
- Η επίδοση όσο αφορά το ρυθμό σφαλμάτων (Bit Error Rate - BER) εμφανίζεται αυξημένη σε κανάλια που υποφέρουν από βαθιές διαλείψεις (κατάλληλο συνεπώς για εφαρμογή σε αστικό περιβάλλον).

Τα μειονεκτήματα που αποδεδειγμένα εμφανίζονται στο OFDMA είναι τα εξής:

- Όπως και στο ODFM, έχουμε και εδώ έντονη παρουσία του PARP. Οι μεγάλες διακυμάνσεις στο πλάτος ισχύος αυξάνουν τον ενδοφασματικό θόρυβο (in-band noise) και το BER μιας και το σήμα διέρχεται μέσω σειράς μη γραμμικών βαθμίδων κατά την επεξεργασία του.
- Απαιτείται συγχρονισμός μεταξύ χρηστών για τον FFT στο δέκτη. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται ειδικά πιλοτικά σήματα.
- Η ενδοκαναλική (ή ενδοδιαυλική) παρεμβολή είναι πολυπλοκότερη στην αντιμετώπισή της σε σχέση με το CDMA, μιας και απαιτείται κατάλληλη συνεργασία μεταξύ γειτονικών σταθμών βάσης για την αποφυγή τους.



3.10: Επιρροή που ασκείται από βαθιές διαλείψεις σε OFDM υπο-φέροντα και απεικόνιση του πως η κατάτμηση του συνολικού φάσματος βοηθά στη διατήρηση της συνολικής ποιότητας του καναλιού

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

- Συστήματα Πολλαπλής Εισόδου – Πολλαπλής Εξόδου (MIMO)

Στο χώρο των Τηλεπικοινωνιών, τα Συστήματα Πολλαπλής Εισόδου – Πολλαπλής Εξόδου είναι μία μέθοδος πολλαπλασιασμού χωρητικότητας του ραδιοδιαύλου χρησιμοποιώντας πολλαπλές κεραίες σε πομπό και δέκτη, με σκοπό την εκμετάλλευση του φαινομένου της πολυδιαδρομικής διάδοσης (multipath propagation), προς βελτίωση της συνολικής επίδοσης και απόδοσης του συστήματος.

Τα πολυάριθμα οφέλη που επιφέρει η χρήση MIMO συστημάτων καθώς και η συμβατότητά τους με το OFDMA, αποτελούν βασικούς λόγους της εκτεταμένης τους εφαρμογής στα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας 4^{ης} γενιάς (LTE και WiMAX), αλλά και σε άλλα ασύρματα δίκτυα όπως το WiFi. Συνεπώς κρίνεται απαραίτητη η αναλυτικότερη περιγραφή της λειτουργίας τους και η σύγκριση με τα προγενέστερα, απλούστερα Συστήματα Μονής Εισόδου – Μονής Εξόδου (SISO) με σκοπό την ανάδειξη των πλεονεκτημάτων που συγκεντρώνουν έναντι των τελευταίων.

4.1 Εισαγωγή στα Συστήματα MIMO

Στη διεθνή βιβλιογραφία τα συστήματα MIMO υπάγονται στην ευρύτερη κατηγορία των λεγόμενων «έξυπνων» ή προσαρμοστικών κεραιών¹⁰. Καινοτόμα στοιχεία των κεραιών αυτών, είναι η εφαρμογή προηγμένων αλγορίθμων επεξεργασίας σήματος, οι οποίες χρησιμοποιούνται για τον προσδιορισμό διαφόρων ειδικών παραμέτρων του εισερχόμενου σήματος, όπως της κατεύθυνση άφιξης (Direction of Arrival - DoD), μέσω της οποίας προσδιορίζεται η θέση του κινητού τερματικού. Τα MIMO προκύπτουν ως σύνθεση των απλούστερων διατάξεων SIMO (Single Input – Multiple Output) και MISO (Multiple Input – Single Output) και κατ' επέκταση συνδυάζουν τα πλεονεκτήματά τους, ως προς τη βελτίωση της αξιοπιστίας και της χωρητικότητας των υποκείμενων δικτύων. Εκτενέστερη αναφορά των δύο αυτών συστημάτων γίνεται στο Παράρτημα Α.

Όπως αναφέρθηκε, βασικός λόγος υιοθέτησης της τεχνολογίας MIMO στα 4G συστήματα, είναι η σημαντική αύξηση χωρητικότητας που επιφέρουν, μέσω επίτευξης *διαφορικών κερδών* (diversity gains) και *κερδών πολυπλεξίας* (multiplexing gains), χωρίς να απαιτείται αύξηση του εύρους ζώνης ή της ισχύος εκπομπής. Χαρακτηριστικό παράδειγμα της αύξησης αυτής, είναι ο πολλαπλασιασμός της ταχύτητας μεταφοράς δεδομένων από 11 Mbps στην έκδοση του WiFi 802.11b και 54 Mbps στην έκδοση 802.11a/g, σε 108 Mbps στην έκδοση 802.11n. Επιπλέον στα συστήματα WiMAX οι τεχνικές MIMO επιφέρουν πολλαπλασιασμό και της ραδιοκάλυψης (επιμήκυνση της ακτίνας κυψέλης).

Η γενική διάταξη που περιγράφει ένα συνηθισμένο κεραιοσύστημα MIMO $M \times N$, δηλαδή N κεραιών στον πομπό και M κεραιών στο δέκτη (για $N \neq M$ έχουμε μη συμμετρικό σύστημα), φαίνεται στην εικόνα 4.1. Η βασικά ιδέα στην οποία στηρίζεται το MIMO είναι η εκμετάλλευση των πολλαπλών αποκρίσεων διαύλων, που αντιστοιχούν στους διάφορους συνδυασμούς των πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη ($M \times N$ διάυλοι), ώστε ο δέκτης να αναγνωρίζει διακριτούς διαύλους που δεν παρεμβάλλουν μεταξύ τους (μεταξύ τους ασυσχέτιστοι.). Ιδανικά η

¹⁰ Παρόλο που συχνά οι όροι «έξυπνη» κεραία και MIMO συγχέονται, υπάρχουν κάποιες σημαντικές διαφορές μεταξύ τους, όπως το ότι στην πρώτη περίπτωση γίνεται χρήση στοιχειοκεραιών αποκλειστικά στην πλευρά του σταθμού βάσης, ενώ στη δεύτερη χρησιμοποιείται MIMO και στον MS. Επίσης ο σχεδιασμός των «έξυπνων» κεραιών γίνεται με σκοπό την εξάλειψη του *multipath fading* και του *delay spread*, ενώ απεναντίας τα MIMO συστήματα στηρίζουν την αποδοτικότητά τους στην εκμετάλλευση αυτών των φαινομένων [43].

χωρητικότητα ενός συστήματος MIMO αυξάνεται γραμμικά ως προς την αύξηση του $\min(M, N)$ αριθμού κεραιών.

Υποθέτοντας στατικό διάλυο (ιδανικός διάλυλος σταθερής απόκρισης ή διάλυλος επίπεδων διαλείψεων), η έξοδος του MIMO θα είναι [14]

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}$$

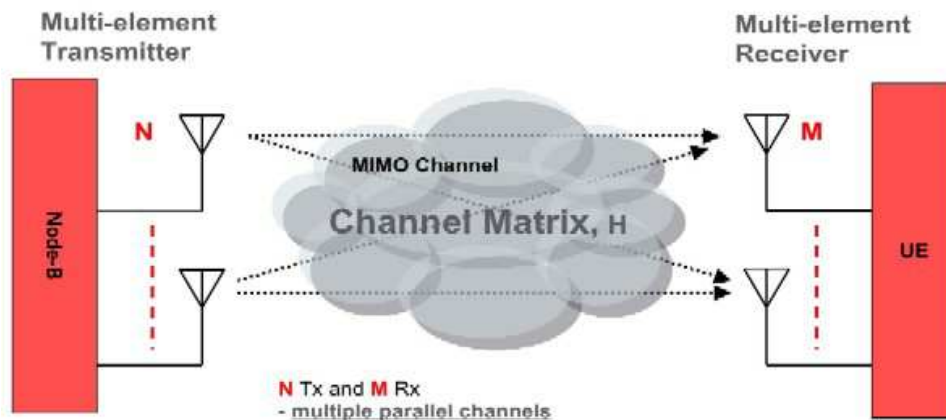
όπου \mathbf{s} είναι το διάνυσμα των N σημάτων εκπομπής, \mathbf{y} το διάνυσμα των M σημάτων λήψης και \mathbf{n} το διάνυσμα θορύβου, τα οποία γράφονται ως εξής:

$$\mathbf{s} = [s_1 \dots s_N]^T, \mathbf{y} = [y_1 \dots y_M]^T, \mathbf{n} = [n_1 \dots n_M]^T$$

Ο πίνακας \mathbf{H} είναι διαστάσεων $M \times N$ και περιλαμβάνει τις μιγαδικές αποκρίσεις (κέρδη) h_{ij} για κάθε δυνατό συνδυασμό διαύλου μεταξύ κεραιάς εκπομπής j και κεραιάς λήψης i . Για στατικό διάλυλο ο πίνακας \mathbf{H} λαμβάνει τη μορφή:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & \dots & h_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & \dots & h_{MN} \end{bmatrix}$$

Η χωρική πολυπλεξία, δηλαδή η διαχωρισιμότητα των σημάτων εκπομπής στον δέκτη, καθορίζεται από τη γεωμετρία των M χωρικών υπογραφών, όπου ως χωρικές υπογραφές (spatial signatures) της κάθε κεραιάς εκπομπής ορίζουμε τις στήλες του πίνακα \mathbf{H} που αντιστοιχούν στα διανύσματα λήψης.



Εικόνα 4.1: Εφαρμογή MIMO σε σύστημα LTE

4.2 Κατηγορίες Συστημάτων MIMO

Στη βιβλιογραφία απαντώνται κυρίως τρεις βασικές κατηγορίες MIMO συστημάτων: συστήματα *προ-κωδικοποίησης* και *μορφοποίησης ακτίνας* (precoding and beamforming), συστήματα *Διαφορικής Προστασίας* (Spatial Diversity) και συστήματα *Χωρικής Πολυπλεξίας* (Spatial Multiplexing), με τα δύο τελευταία να αποτελούν τις κύριες εφαρμογές της τεχνολογίας, μιας και επιφέρουν τα σημαντικότερα κέρδη. Ακολουθούν σύντομες περιγραφές λειτουργίας της κάθε τεχνικής, καθώς και τα πλεονεκτήματα έκαστης.

4.2.1 Precoding - Beamforming

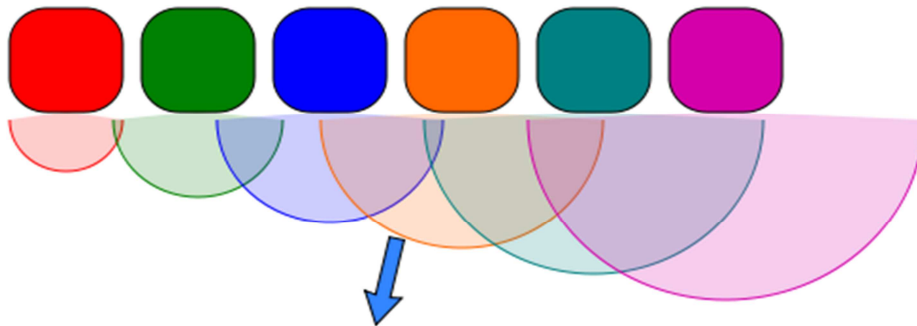
Η τεχνική του *precoding* (προ-κωδικοποίηση) εφαρμόζεται κατά κόρον στα συστήματα MIMO όπου το κανάλι είναι γνωστό στον πομπό (CSIT) και αποτελεί μία γενίκευση του *beamforming* (μορφοποίηση ακτίνας). Ο όρος *beamforming* χρησιμοποιείται για να περιγράψει μία μέθοδο επεξεργασίας σήματος για κατευθυντική λήψη και εκπομπή σημάτων. Η κατευθυντικότητα επιτυγχάνεται συνδυάζοντας τα στοιχεία ενός πίνακα κεραιών οργανωμένων κατά φάση (phased array¹¹) κατά τέτοιο τρόπο, ώστε μέρος των λαμβανόμενων κυμάτων να υφίσταται προσθετική συμβολή, ενώ τα υπόλοιπα αφαιρετική (ή αναιρετική) συμβολή στο δέκτη. Στις phased array διατεταγμένες κεραιές (βλ. εικόνα 4.2), οι επί μέρους ακτινοβολητές τοποθετούνται με τέτοιο τρόπο ώστε το συνολικό προκύπτον διάγραμμα ακτινοβολίας του κεραιοσυστήματος να ενισχύεται προς ορισμένες κατευθύνσεις και να καταπιέζεται προς άλλες. Γίνεται αντιληπτός συνεπώς ο τρόπος λειτουργίας του precoding, ώστε να επιτευχθεί σαφής αποσυσχέτιση μεταξύ των διαφορετικών εισερχόμενων στο δέκτη ροών πληροφορίας.

Στην περίπτωση κυψελωτών συστημάτων εφαρμόζεται το σενάριο precoding για MIMO συστήματα πολλαπλών χρηστών, όπου η τεχνολογία MIMO διατίθεται στο σταθμό βάσης αλλά και στα κινητά τερματικά. Η περίπτωση αυτή είχε περιγραφεί και στο εδάφιο 3.4 υπό την ονομασία «πολλαπλή πρόσβαση με χωρική πολυπλεξία» (SDMA). Σε τέτοιου είδους συστήματα το SDMA μπορεί να εφαρμοστεί μέσω γραμμικών και μη γραμμικών αλγορίθμων. Ενώ οι αλγόριθμοι που οδηγούν σε αύξηση της χωρητικότητας είναι μη γραμμικοί, η χρήση γραμμικών

¹¹ Ένας πίνακας διατεταγμένων κατά φάση κεραιών (phased array) είναι μία διάταξη κεραιών που δρουν ως εμπόδια / ακμές παραγωγής ακτινοβολίας, όπως ακριβώς συμβαίνει και με τις δευτερεύουσες πηγές ακτινοβολίας στο φαινόμενο της περίθλασης (αρχή Huygens-Fresnel).

αλγορίθμων οφείλεται κυρίως στη σχετικά μειωμένη πολυπλοκότητά τους. Στην κατηγορία των γραμμικών τεχνικών precoding εντάσσονται οι εξής αλγόριθμοι: *Maximum Ratio Transmission* (MRT), *Zero-Forcing* precoding (ZF) και precoding μετάδοσης *Wiener*. Από την άλλη, χαρακτηριστική μη γραμμική τεχνική είναι η *Κωδικοποίηση Λερωμένου Χάρτου* (Dirty Paper Coding - DPC), κατά την οποία σύμφωνα με τον εμπνευστή της *Max Costa*, ένα κανάλι μπορεί να παρομοιασθεί με ένα καθαρό χαρτί, το οποίο γεμίζει από αυθαίρετα στίγματα (αντίστοιχα με τις ασύρματες παρεμβολές), αλλά παρόλα αυτά αν ο συγγραφέας που γράφει στο χαρτί έχει εκ των προτέρων γνώση της τοποθεσίας των στιγμάτων στο χαρτί, μπορεί να αποτυπώσει ακριβώς την ίδια ποσότητα ωφέλιμων συμβόλων, όπως θα έκανε σε ένα καθαρό χαρτί.

Στην περίπτωση πολλαπλών χρηστών το πρόβλημα μεγιστοποίησης της απόδοσης του συστήματος διαφοροποιείται ως προς το ότι υπάρχει ένα *tradeoff* μεταξύ της ποσότητας χρηστών εξυπηρέτησης και της ποιότητας υπηρεσιών που έκαστος απολαμβάνει. Για το λόγο αυτό ενσωματώνονται αλγόριθμοι προγραμματισμού που αποφασίζουν την κατανομή των ραδιοπόρων στους χρήστες.



Εικόνα 4.2: Απεικόνιση διάταξης *phased array* κεραιών όπου με το βέλος υποδεικνύεται η κατεύθυνση μετάδοσης του συνολικού εκπεμπόμενου κύματος

4.2.2 Διαφορική Προστασία (Diversity Coding)

Κατά τη διαφορική προστασία γενικά, η γνώση καναλιού στον πομπό είναι ανύπαρκτη (υπάρχουν όμως και περιπτώσεις όπου μπορεί να έχουμε CSIT και θα αναφερθούν στη συνέχεια), συνεπώς γίνεται εκμετάλλευση των πολλαπλών κεραιών λήψης στο δέκτη, αποστέλλοντας πολλαπλά αντίγραφα του ίδιου σήματος, έτσι ώστε να μειωθεί η πιθανότητα εσφαλμένης λήψης. Γενικά στη διαφορική προστασία ενώ μπορούμε να έχουμε σημαντικό κέρδος διαφορισμού, δεν υπάρχει κέρδος κεραίας (αύξηση SNR) λόγω έλλειψης γνώσης του καναλιού. Παρόλα αυτά, κάποιο κέρδος κεραίας μπορεί να επιτευχθεί όταν είναι εφικτή η μερική γνώση καναλιού και η διαφορική προστασία συνδυαστεί με χωρική πολυπλεξία.

Η διαφορική προστασία μπορεί να υλοποιηθεί μέσω της τεχνικής *Space – Time Coding* (STC). Κατά την STC μπορούμε να επιτύχουμε χωρικό αλλά ταυτόχρονα και χρονικό διαφορισμό, έχοντας παράλληλα μέγιστο κέρδος κωδικοποίησης και διαφορισμού. Ο διαφορισμός αυτός αναπαριστάται συνήθως μέσω ενός πίνακα, του οποίου κάθε σειρά αντιστοιχεί σε ένα time-slot και κάθε στήλη σε μία κεραία εκπομπής ως εξής

$$\begin{bmatrix} S_{11} & S_{21} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{21} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{T1} & S_{T2} & \dots & S_{TN} \end{bmatrix}$$

όπου T είναι οι χρονοσχισμές και N οι κεραιές στον πομπό. Τα σήματα του πίνακα αυτού υποτίθεται πως είναι πλήρως ορθογώνια ανά ζεύγη μεταξύ τους.

4.2.2.1 Διαφορική Εκπομπή – Το Σχήμα Alamouti

Χαρακτηριστικό παράδειγμα της STC (πιο συγκεκριμένα της υποκατηγορίας Space–Time Block Codes που εις το εξής θα υπονοούμε όταν αναφερόμαστε σε STC) είναι το σχήμα *Alamouti*, το οποίο προτάθηκε το 1998 από τον ομώνυμο μηχανικό και προβλέπει στην αρχική του μορφή δύο κεραιές στον πομπό και αυθαίρετο αριθμό κεραιών στο δέκτη. Είναι ένα απλουστευμένο σχήμα κωδικοποίησης που όμως αποδεικνύεται αποτελεσματικό, πετυχαίνοντας χωρικό διαφορισμό στον πομπό (*διαφορική εκπομπή*), χωρίς αυτός να έχει γνώση του διαύλου. Η βασική εκδοχή του

σχήματος (δύο κεραίες εκπομπής και μία κεραία λήψης) λειτουργεί όπως περιγράφεται ακολούθως [24].

Έχουμε δύο σύμβολα που προκύπτουν μετά από κατάλληλη κωδικοποίηση bits πληροφορίας, τα οποία κωδικοποιούνται σύμφωνα με τον πίνακα μετάδοσης STC:

$$G_2 = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$$

Για κάθε ζεύγος μεταδιδόμενων συμβόλων ισχύει:

$$\text{κεραία 1: } x_1 \quad -x_2^* \text{ και κεραία 2: } x_2 \quad x_1^*$$

Στο δέκτη τα σήματα είναι:

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1 \\ y_2 &= -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2 \end{aligned}$$

και οι μεταβλητές απόφασης (αποκωδικοποίηση) είναι:

$$\begin{aligned} x_1' &= h_1^* y_1 + h_2 y_2^* \\ x_2' &= -h_1 y_2^* + h_2^* y_1 \end{aligned}$$

Αποδεικνύεται ότι το SNR λήψης είναι [14]

$$\gamma_{Alamouti} = \frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2)(E_s/2)}{N_0}$$

Τα πλεονεκτήματα του σχήματος Alamouti, αλλά και εν γένει της τεχνικής STC είναι συνοπτικά

- Καλύτερες επιδόσεις όσο αφορά την ποιότητα υπηρεσιών σε ασύρματα περιβάλλοντα που υποφέρουν από διαλείψεις.
- Μικρή πολυπλοκότητα κατά την αποκωδικοποίηση.
- Επίτευξη μέγιστου κέρδους διαφορισμού.
- Οι δέκτες κάνουν χρήση γραμμικών τεχνικών επεξεργασίας σήματος.
- Δεν απαιτείται ανάδραση δέκτη - πομπού για να επιτευχθεί ο διαφορισμός.
- Δεν καταναλώνεται φάσμα, καθώς ο πλεονασμός συμβαίνει αποκλειστικά χωρικά.

- Δεν απαιτείται ο επανασχεδιασμός ήδη υπαρχόντων συστημάτων προκειμένου να ενσωματώσουν την τεχνική αυτή.

Στα μειονεκτήματα συγκαταλέγονται τα εξής:

- Περιορισμένο κέρδος κωδικοποίησης.
- Σχετικά χαμηλοί ρυθμοί μεταφοράς δεδομένων.

4.2.2.2 Διαφορική Λήψη

Προκειμένου το λαμβανόμενο σήμα να οδηγηθεί στον αποδιαμορφωτή ενός διαφορικού δέκτη (σε διάυλο NLOS διαλείψεων Rayleigh¹²), μπορούν να χρησιμοποιηθούν μέθοδοι συνδυασμού και εξαγωγής τελικού σήματος όπως περιγράφονται παρακάτω [14].

Συνδυασμός Επιλογής

Ο συνδυαστής στην περίπτωση αυτή, δίνει ως έξοδο το σήμα του κλάδου εξόδου (κεραίας MIMO) με το υψηλότερο SNR. Η PDF του SNR ανά σύμβολο πληροφορίας είναι

$$p_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma) = \frac{L}{\bar{\gamma}} (1 - e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}})^{L-1} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}$$

όπου L είναι ο αριθμός κλάδων στο δέκτη και $\bar{\gamma}$ η μέση τιμή του SNR. Το μέσο SNR προκύπτει από την προηγούμενη σχέση ως εξής

$$\gamma_{\Sigma} = \int_0^{\infty} \gamma p_{\gamma_{\Sigma}}(\gamma) d\gamma = \bar{\gamma} \sum_{i=1}^L \frac{1}{i}$$

Η πιθανότητα διακοπής είναι

$$P_{out}(\gamma) = \prod_{i=1}^L (1 - e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}})$$

για $\gamma = \gamma_0$.

¹² Στην περίπτωση περιβάλλοντος διάδοσης Rayleigh, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι το μέσο SNR όλων των διαφορετικών MIMO διαύλων (L κλάδοι) είναι κοινό, δηλαδή $\bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}$, $i = 1, \dots, L$.

Συνδυασμός Κατώφλιου

Σύμφωνα με την τεχνική αυτή, γίνεται έλεγχος όλων των κλάδων του δέκτη, έως ότου βρεθεί κάποιος με SNR υψηλότερο από ένα ορισμένο κατώφλι γ_T . Στην περίπτωση όπου οι κλάδοι είναι 2 ($L = 2$), το σχήμα ονομάζεται *συνδυασμός μεταγωγής*. Η PDF του SNR στην περίπτωση αυτή είναι

$$p_{\gamma_S}(\gamma) = \begin{cases} \left(1 - e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}}\right) \left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\right) e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}, & \gamma < \gamma_T \\ \left(2 - e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}}\right) \left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\right) e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}, & \gamma \geq \gamma_T \end{cases}$$

Η πιθανότητα διακοπής είναι

$$P_{out}(\gamma) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}} - e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} + e^{-\frac{\gamma+\gamma_T}{\bar{\gamma}}}, & \gamma < \gamma_T \\ 1 - 2e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}} + e^{-\frac{\gamma+\gamma_T}{\bar{\gamma}}}, & \gamma \geq \gamma_T \end{cases}$$

για $\gamma = \gamma_0$.

Συνδυασμός Μεγίστου Λόγου

Παρόλο που η τεχνική αυτή λόγω της ιδιαίτερης σημασίας που έχει στην μετέπειτα προσομοίωση αναλύεται και σε επόμενο εδάφιο, αναφέρουμε πως στην περίπτωση αυτή, η προς αποδιαμόρφωση έξοδος προκύπτει ως γραμμικός συνδυασμός των εξόδων όλων των κλάδων. Εφόσον τα σήματα εξετάζονται παράλληλα, θα πρέπει να επιτυγχάνεται συμφωνία φάσης. Η PDF του SNR θα είναι

$$p_{\gamma_S}(\gamma) = \frac{\gamma^{L-1} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}}{\bar{\gamma}^L (L-1)!}, \quad \gamma \geq 0$$

και το SNR στην έξοδο του συνδυαστή θα είναι

$$\gamma_S = \frac{1}{N_0} \frac{(\sum_{i=1}^L |w_i| |r_i|)^2}{\sum_{i=1}^L |w_i|}$$

όπου r_i είναι ο παράγοντας με τον οποίον πολλαπλασιάζεται κάθε σήμα εισόδου στον δέκτη, έτσι ώστε να αντισταθμιστεί από τους παράγοντες w_i του συνδυαστή (θα το συναντήσουμε και στο κεφάλαιο της προσομοίωσης).

Η πιθανότητα διακοπής είναι

$$P_{out}(\gamma) = 1 - e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} \sum_{i=1}^L \frac{\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)^{i-1}}{(i-1)!}$$

για $\gamma = \gamma_0$.

Συνδυασμός Ίσων Κερδών

Η τεχνική αυτή είναι αρκετά απλούστερη καθώς συνδυάζει τα σήματα των κλάδων εισόδου με συντελεστές στάθμισης $w_i = e^{\theta_i}$. Στην περίπτωση αυτή το SNR συμβόλου είναι

$$\gamma_S = \frac{1}{N_0 L} \left(\sum_{i=1}^L r_i \right)^2$$

και η πιθανότητα διακοπής είναι

$$P_{out}(\gamma) = 1 - e^{-\frac{2\gamma}{\bar{\gamma}}} - \sqrt{\frac{\pi\gamma}{\bar{\gamma}}} e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}} \left(1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma}{\bar{\gamma}}}\right)\right)$$

για $\gamma = \gamma_0$.

4.2.3 Χωρική Πολυπλεξία (Spatial Multiplexing)

Σε αντίθεση με το διαφορισμό χώρου, κατά τη χωρική πολυπλεξία (Spatial Multiplexing - SMX) αποστέλλονται διαφορετικές ροές δεδομένων, ή αλλιώς σήματα, με διαφορετικό περιεχόμενο πληροφορίας, τα οποία υφίστανται διαφορετικές κωδικοποιήσεις με σκοπό να ληφθούν από τις πολλαπλές κεραιές του δέκτη και να διαχωριστούν μετά από κατάλληλη επεξεργασία. Για χρήση γραμμικού δέκτη το μέγιστο εφικτό επίπεδο χωρικής πολυπλεξίας είναι $N_s = \min\{M, N\}$. Αποτέλεσμα της χωρικής πολυπλεξίας είναι η καλύτερη εκμετάλλευση του εύρους ζώνης

(αυξημένες ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων), με παράλληλη διατήρηση της κατανάλωσης ισχύος του συστήματος στα ίδια επίπεδα. Βασικό αρνητικό χαρακτηριστικό της, είναι η αυξημένη πολυπλοκότητα επεξεργασίας στο δέκτη.

Οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται στην SMX είναι όμοιοι με αυτούς του precoding (*Zero – Frocing, Mimimum Mean Squared Estimation, Maximum Likelihood Detection*) και θα αναλυθούν στην ακόλουθη υποενότητα.

Τα σύμβολα κατά την SMX διαιρούνται ισόποσα και μεταδίδονται μέσω δύο (υποθέτουμε MIMO 2 x 2) κεραιών. Το σήμα λήψης στις δύο κεραιές του δέκτη θα είναι

$$\begin{aligned} y_1 &= h_{11}s_1 + h_{12}s_2 + n_1 \\ y_2 &= -h_{22}s_1 + h_{22}s_2 + n_2 \end{aligned}$$

ή σε μητρική μορφή

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix}$$

όπου τα σήματα s_1 και s_2 ανατίθενται σε OFDM υπο-φέρον και μεταδίδονται στο κανάλι.

Η γενική έκφραση για $m \times n$ MIMO είναι

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{N} \quad (4.1)$$

όπου \mathbf{H} είναι ο πίνακας καναλιού διαστάσεων $m \times n$ και \mathbf{N} είναι μιγαδική τυχαία μεταβλητή που αναπαριστά το θόρυβο και/ή τις παρεμβολές.

Για να ανακτηθούν τα \mathbf{s} σύμβολα στο δέκτη απαιτείται σχετικά πολύπλοκη επεξεργασία σήματος, καθότι ο αποκωδικοποιητής θα πρέπει να υπολογίσει κάθε στοιχείο του \mathbf{H} πίνακα, έτσι ώστε να τον ξαναδημιουργήσει και στη συνέχεια να προκύψουν οι αποσυσχετισμένες συμβολοσειρές εισόδου του πομπού, πολλαπλασιάζοντας το ληφθέν διάνυσμα σημάτων με τον \mathbf{H}^{-1} , δηλαδή

$$\mathbf{s} = \mathbf{H}^{-1}\mathbf{Y}$$

Είναι προφανής η αντιστοίχιση της διαδικασίας με την επίλυση ενός συστήματος m γραμμικά ανεξάρτητων εξισώσεων.

Κατά την εφαρμογή χωρικής πολυπλεξίας ένας σημαντικός παράγοντας που πρέπει να λαμβάνεται υπόψη είναι η χωρική συσχέτιση των λαμβανόμενων σημάτων. Ο παράγοντας χωρικής συσχέτισης δύο διαδοχικών κεραιών MIMO συστήματος $\mathbf{H}_n, \mathbf{H}_{n+1}$ δίνεται από τη γενική σχέση [16]

$$r(d) = \frac{E\{\mathbf{H}_n^H(d, \theta)\mathbf{H}_{n+1}(d, \theta)\} - E\{\mathbf{H}_n^H(d, \theta)\}E\{\mathbf{H}_{n+1}(d, \theta)\}}{\prod_{i=n}^{n+1} \sqrt{\langle \mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i \rangle - \langle \mathbf{H}_i^H \rangle \langle \mathbf{H}_i \rangle}}, \quad n = 1, 2, \dots, M_r$$

όπου M_r ο αριθμός κεραιών λήψης, d η απόσταση μεταξύ των δύο κεραιών, θ η γωνία άφιξης του σήματος και $E\{\cdot\}$ υποδηλώνει τη συνάρτηση μέσου όρου.

Συμπερασματικά μπορούμε να πούμε, πως η χρήση της χωρικής πολυπλεξίας προσφέρει σημαντικό πλεονέκτημα σε διαύλους που υποφέρουν από φαινόμενα πολυδιαδρομικής διάδοσης (π.χ. αστικά περιβάλλοντα), μιας και βασίζεται στην εκμετάλλευση του φαινομένου αυτού, ενώ αντίθετα σε περιβάλλοντα όπου επικρατούν ευνοϊκές συνθήκες διάδοσης (δηλ. ισχυρή LOS συνιστώσα) η βελτίωση που προσφέρει θεωρείται αμελητέα.

Ως συνδυασμός των τεχνικών διαφορικής προστασίας και χωρικής πολυπλεξίας, έχει αναπτυχθεί η τεχνική του προσαρμοστικού MIMO¹³ (Adaptive MIMO Switching) [44], όπου είναι εφικτή η μεταπήδηση από τη μία τεχνική στην άλλη, ανάλογα με τις επικρατούσες συνθήκες στο ασύρματο περιβάλλον. Στην περίπτωση όπου το CINR (*Carrier-to-Interference-and-Noise-Ratio*) ξεπερνά ένα ανώτατο κατώφλι, επιλέγεται SM έτσι ώστε να αυξηθεί η διέλευση του συστήματος, ενώ όταν πέφτει κάτω από ένα κατώτατο όριο εφαρμόζεται διαφορική προστασία έτσι ώστε να διατηρηθεί η ποιότητα της ζεύξης.)

¹³ Όπως θα δούμε και στο 7^ο κεφάλαιο, η έννοια του προσαρμοστικού MIMO εμπεριέχει και άλλα είδη τεχνικών.

4.3 Τεχνικές Σχεδιασμού Συστημάτων MIMO

Στο εδάφιο 4.2.1 επισημάναμε ένα σύνολο γραμμικών αλγορίθμων precoding που υλοποιούνται στο δέκτη του συστήματος MIMO. Μερικοί εκ των αλγορίθμων αυτών, οι οποίοι χρησιμοποιούνται στη διαφορική προστασία (βλ. εδάφιο 4.2.2), αλλά και στη χωρική πολυπλεξία για την ανασύνθεση των πολλαπλών ροών πληροφορίας, ανάλογα με την επιθυμητή πολυπλοκότητα του δέκτη είναι οι εξής [25][26]:

- *Zero-Forcing (ZF)* – Ο δέκτης λαμβάνει το σύνολο σημάτων που εκπέμπονται από τον πομπό (\mathbf{y}). Για το διαχωρισμό των ροών συμβόλων που αντιστοιχούν στα σήματα αυτά, το διάνυσμα των σημάτων πολλαπλασιάζεται με τον αντίστροφο του πίνακα καναλιών MIMO (πίνακας \mathbf{H}). Αν σύμφωνα με την εξίσωση 4.1 θεωρήσουμε το σύνολο των εξόδων ως

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & \cdots & h_{1N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M1} & \cdots & h_{MN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_M \end{bmatrix} + \mathbf{N}$$

τα δεδομένα μπορούν να ανακτηθούν στο δέκτη (αμελώντας το θόρυβο) ως εξής

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^\# \mathbf{y} \quad (4.2)$$

όπου $\mathbf{H}^\# = (\mathbf{H}^* \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^*$ ¹⁴.

Η τεχνική ZF είναι απλή και εύκολα εφαρμοζόμενη, όμως χαρακτηρίζεται από μειωμένη επίδοση σε περιβάλλοντα υψηλού θορύβου και παρεμβολής στο δέκτη.

- *Minimum Mean Square Error (MMSE)* – Στην περίπτωση του MMSE, προκειμένου να διατηρηθεί η ποιότητα λήψης σε ενθόρυβα περιβάλλοντα έντονων παρεμβολών, ο πίνακας καναλιού αντιστρέφεται, λαμβάνοντας όμως υπόψη τα επίπεδα παρεμβολών ή θορύβου ως εξής

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{H}^* (\mathbf{H} \mathbf{H}^* + \mathbf{R}_n)^{-1} \mathbf{y} \quad (4.3)$$

όπου \mathbf{R}_n είναι η συνδιακύμανση θορύβου ή παρεμβολής.

¹⁴ Ο πίνακας \mathbf{A}^* είναι ο αναστροφουζυγής του \mathbf{A} .

- *Maximum Likelihood Detector (MLD)* – Στον ευρείας χρήσης αλγόριθμο εντοπισμού μέγιστης πιθανοφάνειας, διερευνάται το σύνολο των σημάτων εκπομπής και αποφασίζεται ποιο από τα σήματα αυτά ελαχιστοποιεί την ευκλείδεια απόσταση σε σχέση με το διάνυσμα σημάτων λήψης, δηλαδή

$$\hat{\mathbf{s}}_{ML} = \mathit{arg\ min}\{\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2\} \quad (4.4)$$

όπου το \mathbf{s} ανήκει στο σύνολο των σημάτων εκπομπής.

Είναι εμφανές ότι η πολυπλοκότητα του αλγορίθμου είναι εκθετική ως προς τον αριθμό των εκπεμπόμενων σημάτων, οπότε ο αλγόριθμος δεν είναι αποδοτικός για μεγάλο αριθμό κεραιών εκπομπής ή υψηλών σχημάτων κωδικοποίησης.

- *Maximal Ratio Combining (MRC)* – Όπως έχει ήδη αναφερθεί στο εδάφιο 4.2.2.2, με τη μέθοδο του MRC προσθέτουμε τα λαμβανόμενα σήματα κάθε καναλιού, το κέρδος του οποίου γίνεται ανάλογο με την ενεργό τιμή (RMS value) της ισχύος των σημάτων και αντιστρόφως ανάλογο με τον τετραγωνικό μέσο όρο του επιπέδου θορύβου στο κανάλι αυτό. Ουσιαστικά επιδιώκεται η περαιτέρω ενίσχυση των ήδη ισχυρών σημάτων και η επιπλέον εξασθένιση των ήδη ασθενών. Η συνολική ισχύς p_R του σήματος στο δέκτη μπορεί να γραφεί και ως

$$p_R = \sum_{i=1}^L a_i p_i$$

όπου a_i τα κέρδη κάθε καναλιού και p_i η ισχύς του.

Σε αντιστοιχία με την (4.2) και για κεραιές εκπομπής, το σύνολο των σημάτων εκπομπής μπορεί να γραφεί ως [41]

$$\hat{\mathbf{s}} = \frac{h_0^* + h_1^* y_1 + \dots + h_{N-1}^* y_{N-1}}{|h_0|^2 + |h_1|^2 + \dots + |h_{N-1}|^2}$$

Το σήμα από κάθε κεραία περιστρέφεται (διάγραμμα αστερισμού) και ζυγίζεται σύμφωνα με τη φάση και την ισχύ κάθε καναλιού, έτσι ώστε τα σήματα από όλες τις

κεραίες συνδυάζονται για να πετύχουν τη μέγιστη αναλογία μεταξύ ωφέλιμου σήματος και θορύβου.

4.4 Χωρητικότητα Συστημάτων MIMO

Ο *Claude Shannon*, με τη δημοφιλή του εργασία «Μαθηματική Θεωρία της Πληροφορίας» το 1948 (βλ. εικόνα 4.3), όρισε τη χωρητικότητα ενός συστήματος ως τη μέγιστη αμοιβαία πληροφορία μεταξύ εισόδου και εξόδου, για κάθε δυνατή είσοδο και απέδειξε την ύπαρξη ενός θεωρητικού σχήματος κωδικοποίησης που επιτυγχάνει ρυθμό μετάδοσης που προσεγγίζει τη χωρητικότητα αυτή με αυθαίρετα μικρή πιθανότητα λάθους (τείνουσα στο μηδέν). Πληροφορία που μεταδίδεται με ρυθμό μετάδοσης που υπερβαίνει τη χωρητικότητα αυτή, μεταδίδεται με μη μηδενική πιθανότητα λάθους. Με απλά λόγια αυτό σημαίνει πως είναι αδύνατο να μεταδώσουμε ροή πληροφορίας υπεράνω ενός ορίου (του γνωστού *Ορίου Shannon*), δίχως να έχουμε εμφάνιση σφαλμάτων. Το συμπέρασμα αυτό συνοψίζεται στο θεώρημα *Shannon – Hartley* μέσω της διατύπωσης [42]

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (4.5)$$

όπου C είναι η χωρητικότητα του καναλιού σε bps, B είναι το εύρος ζώνης του καναλιού σε Hz, S είναι η μέση ισχύς του σήματος λήψης συγκεντρωμένης στο εύρος ζώνης B μετρούμενη σε Watt, N είναι η μέση ισχύς θορύβου ή παρεμβολής συγκεντρωμένης σε εύρος ζώνης B μετρούμενη επίσης σε Watt και ο λόγος S/N εκφράζει το λόγο σήματος προς θόρυβο (Signal-to-Noise-Ratio ή SNR), όπου ο θόρυβος είναι μορφής AWGN και η αναλογία είναι γραμμική και όχι λογαριθμική. Το σύστημα που περιγράφεται από την εξίσωση 4.5 μοντελοποιείται στη γενική του μορφή από το διάγραμμα της εικόνας 4.4. Τονίζεται πως το σχήμα κωδικοποίησης που επιτυγχάνει τη χωρητικότητα αυτή δεν προσδιορίζεται από τον Shannon και είναι θεωρητικό.

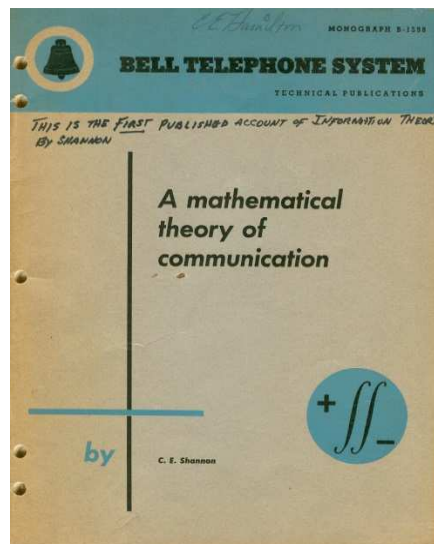
Σε περιβάλλον διαλείψεων, η χωρητικότητα ενός ασύρματου διαύλου εξαρτάται από την πληροφορία που διαθέτουν πομπός και δέκτης σχετικά με την κατάσταση του διαύλου (Channel State Information - CSI). Συνήθως ο δέκτης έχει γνώση του καναλιού, διότι με την προσθήκη πιλοτικών συμβόλων στον κύριο όγκο δεδομένων η πληροφορία αυτή είναι εύκολο να δοθεί

(ειδικά σε συστήματα που εφαρμόζουν πιο σύγχρονες τεχνικές όπως στο OFDM μέσω του κυκλικού προθέματος). Η γνώση του καναλιού στον πομπό όμως συναντάται πιο σπάνια, καθότι απαιτείται ύπαρξη ανάδρασης (feedback) προς τον πομπό, κάτι που καθιστά το κανάλι ως ασύρματο σύστημα κλειστού βρόχου (closed loop) και αυξάνει τη συνολική πολυπλοκότητα.

Σε συστήματα MIMO $M \times N$ η απόκτηση CSI στο δέκτη (CSI Receiver - CSIR) είναι σχετικά απαιτητική διαδικασία, καθότι απαιτείται όχι μόνο η γνώση μίας τιμής του μιγαδικού κέρδους διαύλου, όπως αυτό προκύπτει από τον πίνακα καναλιού \mathbf{H} , αλλά η γνώση όλων των $M \times N$ μιγαδικών τιμών. Η γενική έκφραση της χωρητικότητας είναι¹⁵ [14]

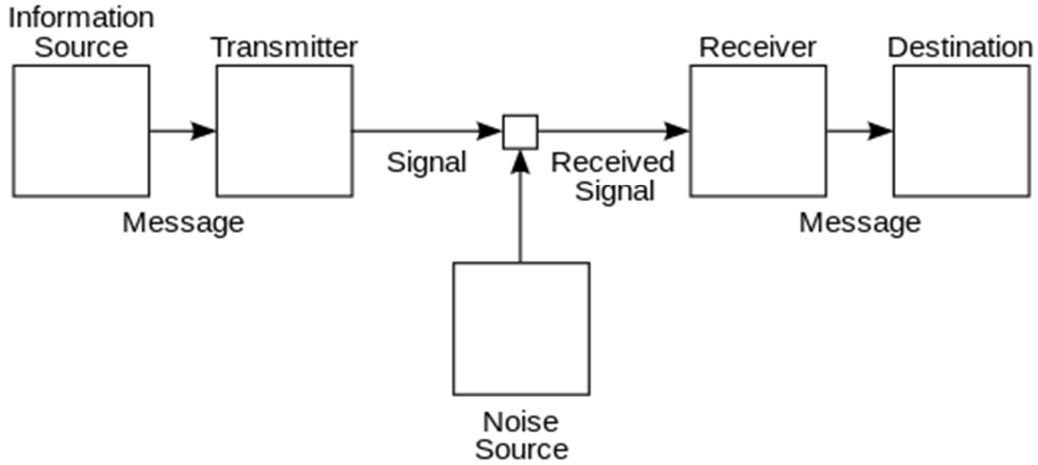
$$C_{MIMO} = \max_{Tr(\mathbf{Q})=P_T} \left\{ B \log_2 \det \left(\mathbf{I}_M + \frac{P_T}{NBN_0} \mathbf{H} \mathbf{Q} \mathbf{H}^H \right) \right\} \quad (4.6)$$

όπου \mathbf{Q} ο πίνακας συνδιακύμανσης του διανύσματος των σημάτων εκπομπής, $Tr(\mathbf{A})$ υποδηλώνει τον αντίστοιχο τριδιαγώνιο πίνακα του \mathbf{A} , \mathbf{A}^H υποδηλώνει τον αναστροφοσυζυγή του και ο περιορισμός $Tr(\mathbf{Q}) = P_T$ υποδηλώνει τη συνολική ισχύ εκπομπής των κεραιών του πομπού, την οποία δεν πρέπει να ξεπερνάει, ώστε να είναι εφικτή η σύγκριση με το αντίστοιχο σύστημα SISO που εκπέμπει ισχύ P_T .



Εικόνα 4.3: Εξώφυλλο του συγγράμματος «*Μία Μαθηματική Θεωρία για τις Επικοινωνίες*». Η διάσημη εργασία του *Claude Shannon* που έμελε να θέσει τα θεμέλια για την ανάπτυξη της Θεωρίας της Πληροφορίας

¹⁵ Οι σχέσεις υπολογισμού χωρητικότητας SIMO και MISO συστημάτων παρατίθενται στο Παράρτημα Α.



Εικόνα 4.4: Γενικό μοντέλο συστήματος μετάδοσης πληροφορίας

4.4.1 Χωρητικότητα Διαύλου χωρίς Γνώση Διαύλου στον Πομπό

Για τον προσδιορισμό της χωρητικότητας ενός διαύλου χωρίς γνώση στον πομπό (δηλαδή χωρίς CSI Transmitter - CSIT) για την κατάστασή του, χρησιμοποιούμε δύο παραμέτρους: την *εργοδική χωρητικότητα* και τη *χωρητικότητα διακοπής*. Η πρώτη καθορίζει το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης που μπορεί να μεταδοθεί μέσω διαύλου με διαλείψεις με αυθαίρετα μικρή πιθανότητα λάθους, ενώ η δεύτερη το ρυθμό μετάδοσης που μπορεί να υποστηριχθεί από το δίαυλο με δεδομένη πιθανότητα διακοπής, όπου ως διακοπή ορίζεται η αδυναμία του δέκτη να αποκωδικοποιήσει το λαμβανόμενο σήμα με σχεδόν μηδενική πιθανότητα λάθους.

Στην περίπτωση λοιπόν που μόνο ο δέκτης γνωρίζει την κατάσταση του καναλιού, η εργοδική χωρητικότητα υπό το καθεστώς διαλείψεων δίνεται από τη σχέση [14]

$$C_{erg} = E[C(\gamma)] = E[B \log_2(1 + \gamma)] = \int_0^{\infty} B \log_2(1 + \gamma) p(\gamma) d\gamma$$

όπου γ είναι το SNR λήψης και το κέρδος διαύλου κάθε χρονική στιγμή έστω $g[i]$ είναι γνωστό μόνο στο δέκτη, όπως αναφέραμε.

Σύμφωνα με την ανισότητα Jensen (γενικής μορφής $E[\Phi(X)] \leq \Phi(E[X])$ όπου $\Phi(\cdot)$ κοίλη συνάρτηση και X τυχαία μεταβλητή) θα ισχύει

$$C_{erg} = E[B \log_2(1 + \gamma)] \leq B \log_2(1 + E[\gamma]) = B \log_2(1 + \bar{\gamma})$$

όπου $\bar{\gamma}$ η μέση τιμή του SNR λήψης.

Για τον ορισμό της χωρητικότητας διακοπής θα πρέπει να θεωρήσουμε πως ο πομπός θεωρεί μία ελάχιστη τιμή γ_{min} ισχύος λήψης και μεταδίδει δεδομένα σύμφωνα με την τιμή αυτή ως εξής (από 4.5)

$$C = B \log_2(1 + \gamma_{min})$$

Με ρυθμό μετάδοσης C τα δεδομένα αποκωδικοποιούνται σωστά μόνο για $SNR > \gamma_{min}$ αλλιώς θα υπάρξει διακοπή. Συνεπώς η πιθανότητα ύπαρξης διακοπής θα είναι

$$P_{out}(\gamma_{min}) = \Pr\{\gamma < \gamma_{min}\}$$

και ο μέσος ρυθμός μετάδοσης θα είναι

$$C_{out}(\gamma_{min}) = (1 - P_{out}(\gamma_{min}))B \log_2(1 + \gamma_{min})$$

Περνώντας σε σύστημα MIMO, εφόσον δεν υπάρχει γνώση καναλιού στον πομπό, η βέλτιστη στρατηγική είναι να ισοκατανεμηθεί η ισχύς στις επιμέρους κεραίες εκπομπής, δηλαδή $Q = \frac{1}{N}I_N$. Αντικαθιστώντας στην 4.5 η χωρητικότητα του συστήματος MIMO χωρίς CSIT προκύπτει

$$C_{MIMO} = \left\{ B \log_2 \det \left(I_M + \frac{\gamma}{N} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right\} = \sum_{i=1}^{\text{rank}(\mathbf{H})} B \log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{N} \lambda_i \right) \quad (4.7)$$

όπου λ_i οι θετικές ιδιοτιμές του πίνακα $\mathbf{H} \mathbf{H}^H$. Παρατηρούμε πως η χωρητικότητα MIMO εκφράζεται ως άθροισμα επιμέρους χωρητικοτήτων ανεξάρτητων διαύλων SISO πλήθους $\text{rank}(\mathbf{H})$. Οι ανεξάρτητοι αυτοί δίαυλοι ονομάζονται και ιδιοδίαυλοι ή ιδιορυθμοί.

Η εργοδική χωρητικότητα MIMO χωρίς CSIT προκύπτει ως η μέση τιμή της σχέσης 4.7 θεωρώντας τυχαίες μεταβλητές τα στοιχεία του \mathbf{H} . Ως χωρητικότητα διακοπής θεωρείται η πιθανότητα $P_{out} = \Pr\{\mathbf{H} : C < R\}$.

4.4.2 Χωρητικότητα Διαύλου με Γνώση Διαύλου στον Πομπό

Ο πομπός, δεδομένων των τιμών του πίνακα διαύλου, μπορεί να βελτιστοποιήσει την κατανομή ισχύος στις κεραιές του, υπό των περιορισμό ισχύος που συναντήσαμε και στην προηγούμενη υποενότητα, δηλαδή $\sum_{i=1}^N P_{T_i} \leq P_T$. Η βέλτιστη κατανομή της ισχύος προκύπτει, όπως έχει αποδειχθεί, με εφαρμογή του αλγορίθμου *υδροπλήρωσης* (waterfilling), διαμοιράζοντας δηλαδή την ισχύ μεταξύ των επιμέρους καναλιών ανάλογα με την κατάστασή τους (για ευνοϊκές συνθήκες εκπέμπεται περισσότερη ισχύς και για χειρότερη ποιότητα διαύλου λιγότερη, και κατά συνέπεια ελαττώνεται ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων). Μέσω της σχέσης 4.6 αποδεικνύεται πως η εργοδική χωρητικότητα του συστήματος δίνεται από τη σχέση [14]

$$C_{MIMO} = \max_{\sum_i P_{T_i} = P_T} \left\{ \sum_{i=1}^{\text{rank}(H)} B \log_2(1 + \gamma_i \lambda_i) \right\}$$

όπου λ_i οι θετικές ιδιοτιμές του πίνακα $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, $\gamma_i = P_{T_i}/(N_0B)$ και η P_{T_i} προκύπτει από τη σχέση

$$\frac{P_T(\gamma)}{\bar{P}_T} = \begin{cases} 1/\gamma_0 - 1/\gamma, & \gamma \geq \gamma_0 \\ 0, & \gamma < \gamma_0 \end{cases}$$

με γ_0 τη στάθμη αποκοπής κάτω από την οποία δεν εκπέμπονται δεδομένα.

Η ύπαρξη CSIT βελτιώνει την επίδοση του συστήματος μόνο υπό συνθήκες χαμηλού SNR. Για ποιοτικούς όμως διαύλους, όπως είναι ευνόητο, η επίδοση συγκλίνει με αυτήν της περίπτωσης μη ύπαρξης CSIT.

4.5 Σύγκριση Τεχνικών Χωρικής Πολυπλεξίας και Διαφορικής Προστασίας

Όπως περιγράψαμε και σε προηγούμενα εδάφια η χωρική πολυπλεξία προσφέρει αύξηση της χωρητικότητας ενός MIMO συστήματος, χωρίς παράλληλα να απαιτείται αύξηση του εύρους ζώνης ή της ισχύος εκπομπής, ενώ η διαφορική προστασία μειώνει την πιθανότητα διακοπής,

δηλαδή την αδυναμία του δέκτη να αποκωδικοποιήσει με αμελητέα πιθανότητα λάθους το σήμα λήψης.

Για ασυμπτωτικά υψηλές τιμές του γ ($\gamma \rightarrow \infty$), δηλαδή του λόγου σήματος λήψης προς θόρυβο ή παρεμβολή σε διάυλο αργών διαλείψεων, ο ανηγμένος ρυθμός μετάδοσης R και το κέρδος πολυπλεξίας r , συνδέονται με το γ μέσω της σχέσης

$$R = r \log_2 \gamma$$

ενώ η πιθανότητα διακοπής P_{out} και η τάξη διαφορικής προστασίας d συνδέονται με το γ μέσω της σχέσης

$$P_{out}(R) \approx \frac{1}{\gamma^d}$$

Είναι λοιπόν προφανής η εξάρτηση των μεγεθών R και P_{out} από τα r και d μέσω του γ . Οι δύο τελευταίες σχέσεις μπορούν να συνπηχθούν σε μία:

$$\lim_{\gamma \rightarrow \infty} \frac{\log(P_{out}(r \log_2 \gamma))}{\log \gamma} = -d^*(r)$$

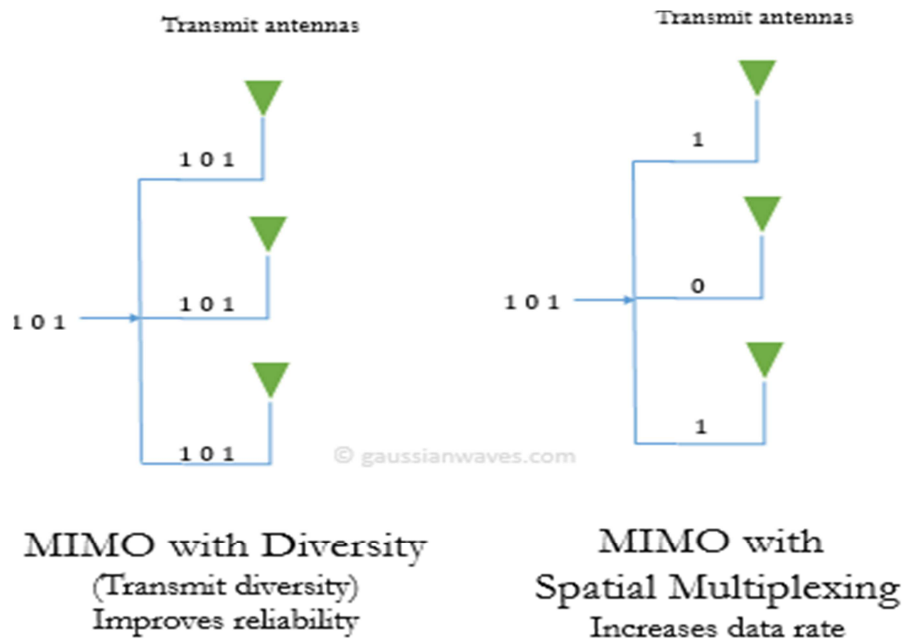
Είναι σαφές ότι η σχέση χωρικής πολυπλεξίας και διαφορικής προστασίας εξαρτάται από την ποιότητα του διαύλου και όχι από τα σχήματα διαμόρφωσης που υλοποιούνται σε πομπό και δέκτη.

Η συνάρτηση $d(r)$ λαμβάνει τη μέγιστη τιμή της για $r = 0$ δηλαδή $d_{max} = d(r = 0)$, όταν ο εκθέτης μείωσης πιθανότητας διακοπής d μεγιστοποιείται, υπό σταθερό ρυθμό μετάδοσης r . Αντίστοιχα το μέγιστο κέρδος χωρικής πολυπλεξίας που επιτυγχάνεται ($r_{max} = r(d = 0)$), αντιστοιχεί στο κατά πόσο γρήγορα αυξάνει ο ρυθμός μετάδοσης στο σύστημα, καθώς αυξάνεται το γ υπό σταθερή πιθανότητα αποκλεισμού d .

Τέλος, έχει αποδειχθεί ότι σε πολυδιαδρομικούς MIMO διαύλους αργών διαλείψεων η βέλτιστη σχέση μεταξύ κέρδους χωρικής πολυπλεξίας και τάξης διαφορικής προστασίας για ποιοτικό περιβάλλον διάδοσης ($\gamma \rightarrow \infty$) είναι η εξής [14]:

$$d_{MIMO}^* = (M - r)(N - r), \quad 0 \leq r \leq \min\{M, N\}$$

Από όλα τα προηγούμενα συνάγουμε πως είναι δυνατή η παράλληλη χρήση των τεχνικών χωρικής πολυπλεξίας και διαφορικής προστασίας, κάνοντας όμως τους απαραίτητους συμβιβασμούς (tradeoff) μεταξύ ταχύτητας και ποιότητας, πάντα σύμφωνα με τις εγγενείς παραμέτρους του προς μελέτη συστήματος.



Εικόνα 4.5: Παράδειγμα χρήσης διαφορικής προστασίας και χωρικής πολυπλεξίας σε MIMO σύστημα όπου γίνονται προφανή τα οφέλη εφαρμογής της κάθε τεχνικής

4.6 Εφαρμογές MIMO σε 4G Δίκτυα

Τα πολλαπλά πλεονεκτήματα που φέρουν τα συστήματα MIMO τα καθιστούν αναγκαία στα σύγχρονα δίκτυα 4^{ης} γενιάς, όπως το WiMAX και το LTE (ή και LTE-A). Στην υποενότητα αυτή και με βάση τις πληροφορίες που παρέχονται στο [27], θα γίνει μία συνοπτική περιγραφή των ειδικών προϋποθέσεων ενσωμάτωσης της τεχνολογίας MIMO στα δίκτυα αυτά. Οι προϋποθέσεις αυτές φαίνονται και στο συμπληρωματικό πίνακα 4.1.

Οι προδιαγραφές που αναφέρονται στην ασύρματη διεπαφή είναι οι 802.16m και e-UTRA για το WiMAX και το LTE αντίστοιχα, και συμπεριλαμβάνουν τις εξής δυνατές διατάξεις κεραιοσυστήματος πομποδεκτών: 2, 4 ή 8 κεραιές μετάδοσης και τουλάχιστον 2 κεραιές λήψης στο DL και 1, 2 ή 4 κεραιές μετάδοσης στο UL με τουλάχιστον 2 κεραιές λήψης. Η διάταξη MIMO στα δίκτυα 4G μπορεί να έχει τις εξής διαφορετικές διατάξεις: *Single User MIMO* (SU-MIMO), *Multi-User MIMO* (MU-MIMO) και *Multi-Cell MIMO* (MC-MIMO) ανάλογα με το αν η μετάδοση αφορά έναν ή περισσότερους χρήστες σε μία ή περισσότερες κυψέλες.

Στην περίπτωση SU-MIMO οι πόροι φάσματος και χρόνου είναι αφιερωμένοι αποκλειστικά σε ένα κινητό τερματικό και του επιτρέπουν να επιτύχει μέγιστη φασματική απόδοση. Το SU-MIMO συνεργάζεται και με τις τρεις τεχνικές διαφορισμού που περιγράφηκαν νωρίτερα, το beamforming, τη χωρική πολυπλεξία και τη διαφορική προστασία και απαντάται στο LTE αλλά και στο WiMAX. Ειδική μέριμνα υπάρχει στην εφαρμογή της τεχνικής SM, καθώς επιβάλλονται συμβιβασμοί για την προς-τα-πίσω συμβατότητα των νέων δικτύων αλλά και για την πολυπλοκότητα πομποδεκτών που απαιτείται, αυξάνοντας παράλληλα και το κατασκευαστικό κόστος. Ως επίπεδο αναφοράς πολυπλοκότητας τίθεται η υλοποίηση του αλγορίθμου πρόβλεψης καναλιού LMMSE (Linear Minimum Mean Square Error) στον πομπό, αλλά θα πρέπει να λαμβάνεται πρόνοια για ενδεχόμενη αναβάθμισή του. Οι σχεδιαστικές επιλογές του SM επιφέρουν αλλαγές και στην κωδικοποίηση FEC, συνδυασμένη με Hybrid Automatic Repeat Request (HARQ) στους μηχανισμούς ενημέρωσης του πομπού για το CSI (feedback), αλλά και στον έλεγχο του DL (Downlink). Μία σημαντική απόφαση που λαμβάνεται στο στάδιο αυτό είναι η αποστολή κωδικών λέξεων FEC μέσω πολλαπλών χωρικών ροών πληροφορίας.

Ειδικά στο 802.16m (Release 1.0) έχει ενσωματωθεί οριζόντια κωδικοποίηση (Vertical Encoding - VE) στη μετάδοση. Στο VE η ροή συμβόλων υφίσταται κωδικοποίηση, διεμπλοκή και mapping πριν εισέλθει στον αποδιαμορφωτή. Η ιδέα πίσω από αυτήν την επιλογή είναι ότι προηγμένοι δέκτες θα λειτουργούσαν αποδοτικότερα αν έκαναν χρήση ενός βελτιστοποιημένου εντοπιστή μέγιστης πιθανοφάνειας δύο ροών (MLD), σε σύγκριση με ένα φωρατή ακύρωσης διαδοχικών παρεμβολών (MMSE-SIC). Η εξέλιξη των MLD τεχνικών (π.χ. QRM-MLD ή σφαιρικοί φωρατές για περισσότερες εκ των δύο ροές) συνεισέφερε στην επικράτηση της ιδέας αυτής στο 802.16m. Η χρήση οριζόντιας κωδικοποίησης διευκολύνει επίσης το σχεδιασμό και

την υλοποίηση HARQ διεργασιών και απαιτεί μονάχα μία αναφορά κατάστασης καναλιού (CQI) για όλα τα πολυπλεγμένα υπο-φέροντα. Το UL (Uplink) βασίζεται στις ίδιες μεθόδους με το DL.

Από την άλλη μεριά στο LTE προτιμώνται πολλαπλές κωδικές λέξεις (MCW) στο DL, ενώ στο UL συζητείται η εφαρμογή του SU-MIMO στο LTE-A (4.5G). Η απόφαση για ενσωμάτωση του MCW βασίστηκε στις προκλήσεις που τέθηκαν για ακριβή μοντελοποίηση αποδοτικού SNR ανά κωδική λέξη στην έξοδο ενός MLD, με την προϋπόθεση της συνύπαρξης του MCW με έναν πομπό LMMSE ή MMSE-SIC. Εκτενής έρευνα συντελείται σχετικά με την αποτελεσματικότητα του MCW και του Single Code Word (SCW) με την κάθε λύση να φαίνεται προτιμητέα κάτω από ειδικές συνθήκες λειτουργίας του συστήματος.

Το MU-MIMO ήταν η τεχνική – κλειδί για την ολοκλήρωση του πακέτου προδιαγραφών IMT (προδιαγραφές συστημάτων 5G). Στην τεχνική αυτή εκχωρούνται οι ίδιοι χρονικοί και φασματικοί πόροι σε μία ομάδα πολλών χρηστών, πετυχαίνοντας έτσι την καλύτερη αξιοποίησή τους σε σχέση με το SU-MIMO. Σε διατάξεις 4 x 2 DL και 2 x 4 UL κατά τη μετάδοση μεμονωμένου χρήστη, η χωρική πολυπλεξία είναι επιπέδου 2 (2 streams δεδομένων). Απεναντίας σε γραμμικά MU-MIMO συστήματα έχουμε ύπαρξη 4 ροών πληροφορίας σε πομπό και δέκτη, με αύξηση του επιπέδου χωρικής πολυπλεξίας. Για το λόγο αυτό τα MU-MIMO κρίνονται ιδιαίτερα αποτελεσματικά σε περιοχές αυξημένου τηλεπικοινωνιακού φορτίου.

Όσο αφορά το precoding (ή beamforming) η διαφορετική φύση των πιλοτικών σημάτων στο DL οδήγησε στην ανάπτυξη διαφορετικών τεχνικών μεταξύ e-UTRA και 802.16m. Στο LTE, έχοντας μη προ-κωδικοποιημένα σήματα αναφοράς, ο ενισχυμένος Node B (eNB) πρέπει να σηματοδοτήσει το δείκτη του προ-κωδικοποιητή στο τερματικό, μέσω του πίνακα ελέγχου του DL. Αυτό περιορίζει τον προ-κωδικοποιητή στο ότι πρέπει να ενσωματώνεται στον καταχωρητή κωδίκων (codebook) που χρησιμοποιείται για να υποδείξει τον προτιμητέο δείκτη πίνακα (Preferred Matrix Index - PMI). Παρόλο που η επιλογή προ-κωδικοποιητή ανήκει τελικά στον eNB, ένας απλός τρόπος σχηματισμού προ-κωδικοποιητή είναι η δημιουργία πίνακα από ορθογώνια μεταξύ τους PMIs που προέρχονται από διαφορετικούς χρήστες.

Σε δίκτυα προδιαγραφών 802.16m, LTE (Release 9) και LTE-A προτιμάται η χρήση DL προ-κωδικοποιημένων πιλοτικών σημάτων (UE – Specific RS) ακόμα και για πολλαπλές ροές ανά τερματικό, έτσι ώστε ο eNB να μπορεί να εφαρμόσει οποιασδήποτε μορφής precoding με την

προϋπόθεση πιλοτικά σήματα και σήματα δεδομένων να χρησιμοποιούν τον ίδιο προ-κωδικοποιητή. Στο MU-MIMO έχουν εφαρμοσθεί γραμμικές αλλά και μη γραμμικές τεχνικές precoding, όπως αυτές περιγράφηκαν στο εδάφιο 4.2.1 (ZF, DPC κ.α.) με αντίστοιχες προδιαγραφές να περιλαμβάνονται στο LTE αλλά και στο WiMAX.

Ένα ακόμα κοινό στοιχείο των δύο 4G δικτύων είναι η ύπαρξη ενός σήματος αναφοράς (Reference Signal - RS) το οποίο μεταφέρει μετρήσεις του διαύλου, διευκολύνοντας τις διαδικασίες αποδιαμόρφωσης και αποκωδικοποίησης στο τερματικό. Στο UL τα RS χρησιμοποιούνται με παρόμοιο τρόπο. Αντιθέτως διαφορετικές μέθοδοι έχουν αναπτυχθεί στο σχεδιασμό των πιλοτικών σημάτων του DL. Μη προ-κωδικοποιημένα κοινά πιλοτικά σήματα (CRS) αλλά και DRS (Dedicated Reference Signal) προβλέπονται στο 802.16m για ανάγνωση παραμέτρων διαύλου και υποστηρίζονται μέχρι και 8 κεραίες μετάδοσης. Από την άλλη το LTE (Release 8), προτείνει μη προ-κωδικοποιημένα CRSs, υποστηρίζοντας μέχρι και 4 κεραίες. Χρησιμοποιώντας μη προ-κωδικοποιημένο CRS, ο precoder που χρησιμοποιείται σε ένα σήμα DL θα πρέπει να αποδίδεται σε ένα τερματικό για κάθε ξεχωριστή μετάδοση. Για περαιτέρω βελτίωση του μέσου αλλά και μέγιστου throughput (διέλευση) στο LTE-A, ενσωματώθηκαν 8 θύρες κεραιών μετάδοσης και προ-κωδικοποιημένα DRS (για μετάδοση του CSI) πάνω από μη προ-κωδικοποιημένα CRSs, έτσι ώστε να διατηρηθεί η προς-τα-πίσω συμβατότητα με το LTE.

Τεχνικές Ανοιχτού Βρόχου

Οι τεχνικές ανοιχτού βρόχου εφαρμόζονται όταν υπάρχει έλλειψη του CSI στον πομπό ή αλλιώς έλλειψη ανάδρασης πληροφορίας (feedback). Προτιμώνται σε περιπτώσεις υψηλής κινητικότητας χρηστών ή εκεί όπου το feedback είναι εκ των πραγμάτων περιορισμένο και είναι αποτελεσματικές σε σχετικά στατικούς διαύλους απουσία βαθέων διαλείψεων. Οι τεχνικές ανοιχτού βρόχου απαρτίζονται από δύο μεθόδους υλοποίησης: τη διαφορική προστασία ή αλλιώς χώρο-χρονική κωδικοποίηση (space-time coding) και το τυχαίο beamforming, με ελαφρώς διαφορετικούς τρόπους σχεδιασμού στα LTE και WiMAX έकाστη.

Η space-time κωδικοποίηση, όπως προτάθηκε από τον Alamouti (βλ. εδάφιο 4.2.2.1), ήταν η βασική μέθοδος διαφορικής προστασίας, που όμως φάνηκε να υστερεί όταν οι ρυθμοί μετάδοσης του δικτύου αυξάνονταν σημαντικά. Αυτό συμβαίνει διότι η ορθογωνιότητα των κωδίκων Alamouti καταστρέφεται όταν το κανάλι παρουσιάζει ταχείες αλλαγές. Εξαιτίας αυτού,

καλύτερη επίδοση φαίνεται να επιτυγχάνεται με την εφαρμογή χώρο-φασματικής κωδικοποίησης (Space-Frequency Block Code - SFBC) σε σχέση με την κλασική STBC. Όταν στον πομπό έχουμε περισσότερες από δύο κεραίες τότε επιβάλλεται η χρήση ενός precoder, έτσι ώστε να δημιουργούνται δύο εικονικές θύρες κεραιών (virtual antenna ports) μετάδοσης. Αντίστοιχα ο δέκτης αποκωδικοποιεί κατά τον ίδιο τρόπο, έτσι ώστε να προκύψουν και πάλι οι φυσικές θύρες κεραιών. Με τον τρόπο αυτό η μετάδοση περιορίζεται σε μόνο δύο (εικονικές) κεραίες εκπομπής, ενώ ταυτόχρονα γίνεται εκμετάλλευση όλων των βαθμών ελευθερίας του MIMO διαύλου. Παρόλο που ο σκοπός χρήσης των precoder είναι κοινός, η υλοποίησή τους στα LTE και WiMAX εμφανίζει ιδιαιτερότητες, λόγω της διαφοράς στο σχεδιασμό των DL πιλοτικών σημάτων του κάθε δικτύου, όπως εξηγήθηκε προηγουμένως. Στο 802.16m του WiMAX επιλέγεται ένας συνδυασμός κυκλικού προθέματος στον precoder και SFBC διαφορετικής προστασίας με προ-κωδικοποιημένα πιλοτικά σήματα, ενώ στο LTE προτιμάται ο συνδυασμός *Frequency Switched Transmit Diversity* (FSTD), τεχνικής κατά την οποία σε διαφορετικές σχισμές συχνότητας μεταδίδονται ανά δύο σύμβολα από ξεχωριστές θύρες κεραιών, και SFBC με μη προ-κωδικοποιημένο CRS. Οι δύο αυτές εκδοχές επιφέρουν και διαφορετικούς περιορισμούς στον υπολογισμό του καναλιού στο δέκτη (CSIR), με την εμφάνιση υποχρεωτικού συμβιβασμού μεταξύ του μειωμένου προθέματος που προσφέρουν τα precoded σήματα αναφοράς στο 802.16m, έναντι του μεγαλύτερου βαθμού εφικτής πρόβλεψης (interpolation) στο πεδίο της συχνότητας με μη προ-κωδικοποιημένα σήματα αναφοράς, ώστε να πετυχαίνεται ακριβέστερος υπολογισμός διαύλου.

Τεχνικές Κλειστού Βρόχου

Οι τεχνικές κλειστού βρόχου εφαρμόζουν ανάδραση μεταξύ πομπού και δέκτη, έτσι ώστε να καθίσταται δυνατή η παροχή πληροφορίας στον πομπό σχετικά με την κατάσταση του διαύλου (CSIT). Το βασικό πρόβλημα εδώ είναι η αποτελεσματική και αξιόπιστη παροχή αυτής της πληροφορίας. Όπως είναι ευνόητο, για καλή λειτουργία του CSIT θα πρέπει να γίνεται μετάδοση της σχετικής πληροφορίας ανά σχετικά τακτά χρονικά διαστήματα, κάτι που παρεμποδίζεται από την εγγενή καθυστέρηση που εισάγει ο δίαυλος. Υπάρχουν τρία ήδη ανάδρασης: το βασικό κωδικό βιβλίο (basic codebook), το προσαρμοστικό κωδικό βιβλίο (adaptive codebook) και το διαφορικό κωδικό βιβλίο (differential codebook).

Στο βασικό codebook, το 802.16m ορίζει 3 bits για 2 κεραιές εκπομπής και 4 ή 6 bits για 4 κεραιές εκπομπής, ενώ το LTE ορίζει 2 bits και 4 bits για 2 και 4 κεραιές εκπομπής αντίστοιχα. Πέραν του επιθυμητού πίνακα beamforming, υπάρχει δυνατότητα δήλωσης του επιθυμητού αριθμού ροών πληροφορίας (στο χώρο). Το βασικό codebook ορίζει επίσης κωδικές λέξεις με διαγώνια δομή περιστρεφόμενου block στο 802.16m, αλλά και στο LTE. Επιπλέον οι κωδικές λέξεις μπορούν να παράγονται με δυναμικό τρόπο μέσω κάποιων παραμέτρων, έτσι ώστε να μειώνονται οι απαιτήσεις για αποθήκευση πληροφορίας. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί μέσω των διαγραμμάτων αστερισμού των QPSK και 8PSK.

Εφόσον σε σύστημα κλειστού βρόχου παρέχεται η πληροφορία κατάστασης του διαύλου, οι κωδικές λέξεις που καθορίζουν την κατανομή πόρων στις θύρες εξόδου του πομπού, αλλάζουν κατανομή στο codebook (802.16m). Η ύπαρξη ενός δυναμικά μεταβαλλόμενου codebook σε ασύρματο περιβάλλον υψηλά συσχετισμένων καναλιών προσφέρει σημαντικά πλεονεκτήματα (π.χ. μειωμένο σφάλμα κβάντισης) σε MU-MIMO. Το codebook κατανέμει τις κωδικές λέξεις σύμφωνα με τον πίνακα συνδιακύμανσης μετάδοσης (πίνακας \mathbf{Q}), ο οποίος περιέχει πληροφορίες σχετικά με το βαθμό συσχέτισης των επιμέρους καναλιών, τη διάταξη των κεραιών και τις ανακρίβειες στο σχεδιασμό της αλυσίδας πομποδεκτών, οπότε το codebook είναι λειτουργικό και ανθεκτικό σε ένα μεγάλο εύρος πιθανών σεναρίων διάδοσης. Η συνεργασία του codebook με τον πίνακα συνδιακύμανσης απαιτεί εφάπαξ ξεχωριστή σηματοδότηση διάρκειας 20 ms για όλο το φάσμα συχνοτήτων.

Μηχανισμός «Ηχούς» στο Uplink (UL sounding)

Σε TDD συστήματα, ο πομπός μπορεί να λάβει πληροφορία σχετικά με το DL, εκμεταλλευόμενος την «ηχώ» (sounding) στο UL που προκαλείται λόγω της αμοιβαιότητας (ή συμμετρίας) του διαύλου διάδοσης. Αμφότερα τα LTE και 802.16m προσφέρουν μηχανισμούς «ηχούς» για τον υπολογισμό του UL σε μεγάλο ή μικρό φασματικό εύρος. Η πληροφορία του sounding παρόλα αυτά, μπορεί να αλλοιωθεί σημαντικά από θόρυβο ή διακυβελική παρεμβολή.

Item	Sub-category	LTE target	LTE-Advanced (4G) target	IMT-Advanced (4G) requirement
Peak spectral efficiency (b/s/Hz)	Downlink	16.3 (4x4 MIMO)	30 (up to 8x8 MIMO)	15 (4x4 MIMO)
	Uplink	4.32 (64QAM SISO)	15 (up to 4x4 MIMO)	6.75 (2x4 MIMO)
Downlink cell spectral efficiency b/s/Hz/user Microcellular 3 km/h, 500 m ISD	(2x2 MIMO)	1.69	2.4	
	(4x2 MIMO)	1.87	2.6	2.6
	(4x4 MIMO)	2.67	3.7	
Downlink cell-edge user spectral efficiency (b/s/Hz/user) (5 percentile, 10 users), 500m ISD	(2x2 MIMO)	0.05	0.07	
	(4x2 MIMO)	0.06	0.09	0.075
	(4x4 MIMO)	0.08	0.12	

Πίνακας 4.1: Φασματική απόδοση 4G συστημάτων για διαφορετικές διατάξεις MIMO

4.7 Σύγκριση Διατάξεων MIMO - SISO

Καθ' όλο το μήκος του τρέχοντος κεφαλαίου παρουσιάστηκαν εκτενώς οι καινοτόμες τεχνικές που εφαρμόζονται στα MIMO συστήματα, προσδίδοντας τους σαφή πλεονεκτήματα έναντι των κλασικών SISO συστημάτων. Τα πλεονεκτήματα αυτά μπορούν να συνοψισθούν στα εξής:

- Καλύτερη φασματική απόδοση (ή εκμετάλλευση φάσματος – bps/Hz) μέσω επίτευξης υψηλότερης χωρητικότητας για σταθερό εύρος ζώνης και δίχως την ανάγκη για αύξηση δαπάνης ισχύος (spatial multiplexing gain). Η βελτίωση αυτή αποκτά ιδιαίτερη σημασία αν αναλογιστούμε τα επιπλέον κόστη που απαιτούνται για τη δημιουργία και συντήρηση ενός σταθμού βάσης και φυσικά για την απόκτηση ραδιοφάσματος, ενός σπάνιου πλέον πόρου.
- Μέσω των πολλαπλών τεχνικών που περιγράφηκαν, γίνεται άμεσα αντιληπτή η βελτίωση της ποιότητας παροχής υπηρεσιών με μειωμένο BER και μειωμένη πιθανότητα αποκλεισμού από το σύστημα (diversity gain).
- Έχουμε αύξηση της περιοχής κάλυψης που επιτυγχάνεται μέσω της τομεοποίησης και του beamforming.
- Το beamforming (αυξημένη κατευθυντικότητα κεραιών) επιφέρει και βελτίωση στην ακρίβεια εντοπισμού της θέσης των χρηστών.

- Ένα ακόμα πλεονέκτημα της κατευθυντικότητας κεραιοσυστημάτων στους πομποδέκτες (σταθμούς βάσης και χρήστες), είναι η μείωση των ενδοκυβελικών αλλά και διακυβελικών παρεμβολών.
- Ύπαρξη κέρδους πίνακα (array gain), δηλαδή του κέρδους ισχύος εκπομπής που έχουμε σε σχέση με αντίστοιχα SISO συστήματα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

- Προσομοίωση Κυψελωτού Συστήματος MIMO - OFDMA

Στο 5^ο κεφάλαιο θα παρατεθεί με αναλυτικό τρόπο ένας αλγόριθμος προσομοίωσης τηλεπικοινωνιακού κυψελωτού συστήματος, το οποίο θα αποτελέσει τη βάση για την υλοποίηση διαφόρων τεχνικών ανάθεσης πόρων στους χρήστες του συστήματος. Επίσης, μέσω της προσομοίωσης, θα δοθεί η δυνατότητα να εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα για το γενικότερο τρόπο λειτουργίας ενός κυψελωτού συστήματος, αλλά και για τη μεταβολή των επιμέρους στοιχείων του, όταν μεταβάλλονται συγκεκριμένες παράμετροι. Για τη διευκόλυνση επεξήγησης των διαφόρων ειδικών διαδικασιών που ακολουθούνται, γίνεται χρήση σχημάτων, διαγραμμάτων ροής και πινάκων. Τελικός στόχος είναι να αποφανθούμε σχετικά με το πώς οι παραμετροποιήσεις επηρεάζουν τη συνολική απόδοση και επίδοση του συστήματος.

Οι βασικές τεχνικές που υλοποιούνται κατά την προσομοίωση είναι οι OFDMA και MIMO, στις οποίες έχει γίνει εκτενής αναφορά στα αντίστοιχα κεφάλαια. Η επιλογή αυτή οφείλεται στο ότι αντίστοιχες τεχνολογίες χρησιμοποιούνται σε καινοτόμα δίκτυα 4^{ης} γενιάς (4G) και υπάρχει ιδιαίτερο ερευνητικό ενδιαφέρον σχετικά με τη βέλτιστη λειτουργία και εφαρμογή τους.

5.1 Κεντρική Ιδέα Προσομοιωτή

Η ιδέα πίσω από την υλοποίηση του κυψελωτού συστήματος είναι να κατασκευαστεί ένα ημιστατικό σύστημα (με την έννοια ότι το μελετάμε για συγκεκριμένη χρονική στιγμή και συνεπώς δεν έχουμε μεταβολές στο πεδίο του χρόνου), αποτελούμενο από ομόκεντρες περιφέρειες εξαγωνικών κυψελών, τις οποίες ονομάζουμε *tiers* και των οποίων ο αριθμός είναι μεταβαλλόμενος, αυξάνοντας ή μειώνοντας την περιοχή κάλυψης του συστήματος. Στη συνέχεια, αφότου έχει σχεδιασθεί η τοπολογία του δικτύου, προχωρούμε στην εισαγωγή χρηστών, οι οποίοι καθ' όλη την προσομοίωση θεωρούνται στατικοί (δε μεταβάλλουν τη θέση τους) και οι οποίοι γίνονται αποδεκτοί εφόσον πληρούν κάποια κριτήρια. Η ικανοποίηση των κριτηρίων αυτών εξαρτάται από τον υπολογισμό παραμέτρων που αφορούν κάθε χρήστη ξεχωριστά και αφορούν τη γεωγραφική θέση, τις απώλειες διαδρομής, την ύπαρξη διαθέσιμων καναλιών και τον έλεγχο ισχύος εκπομπής. Καθεμία εκ των παραμέτρων αυτών υπολογίζεται μέσω κατάλληλης συνάρτησης της προσομοίωσης. Αν κάποιος χρήστης δεν ικανοποιεί κάποια προκαθορισμένη παράμετρο λειτουργίας, απορρίπτεται από το σύστημα, ενημερώνοντας παράλληλα τα αντίστοιχα μητρώα εγγραφής του. Η εισαγωγή της τεχνικής OFDMA γίνεται μέσω του τρόπου ανάθεσης υπο-φερόντων στους χρήστες και η τεχνική MIMO μέσω χρήσης κατάλληλων πινάκων που υλοποιούν τα $M_r \times M_t$ στον αριθμό μιγαδικά κέρδη διαύλου (M_r ο αριθμός κεραιών στο δέκτη και M_t ο αριθμός κεραιών στον πομπό). Οι διατάξεις MIMO μπορούν να διαφοροποιούνται ως προς τον αριθμό κεραιών στον πομπό, για καλύτερη προσομοίωση συστημάτων πραγματικού κόσμου (real world) και πιο σφαιρικά αποτελέσματα. Κρίσιμο στάδιο της προσομοίωσης είναι ο έλεγχος εκπεμπόμενης ισχύος σε κάθε κανάλι του συστήματος (έλεγχος πρόσβασης στο μέσο). Μέσω του ελέγχου αυτού καθορίζεται το κατά πόσο ένας χρήστης έχει τη δυνατότητα να εκπέμψει σήμα εντός προκαθορισμένων, συγκεκριμένων ορίων. Τα όρια αυτά θεσπίζονται από τις παραμέτρους ποιότητας υπηρεσιών (Quality of Service – QoS) του συστήματος και λαμβάνουν τιμές ανάλογες με τη γεωγραφική περιοχή εξυπηρέτησης, το πλήθος χρηστών και το είδος υπηρεσιών του εκάστοτε συστήματος.

Το πόσοι χρήστες θα εισαχθούν τελικά στο σύστημα καθορίζεται από μία παράμετρο που ονομάζουμε *πιθανότητα αποκλεισμού* (blocking probability) και περιγράφει την πιθανότητα που έχει ανά πάσα στιγμή κάποιος χρήστης να απορριφθεί από το σύστημα για τους λόγους που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο. Η τιμή της παραμέτρου αυτής καθορίζεται από τις

προδιαγραφές QoS και είναι συμπληρωματική της πιθανότητας ένας χρήστης να γίνει αποδεκτός από το σύστημα.

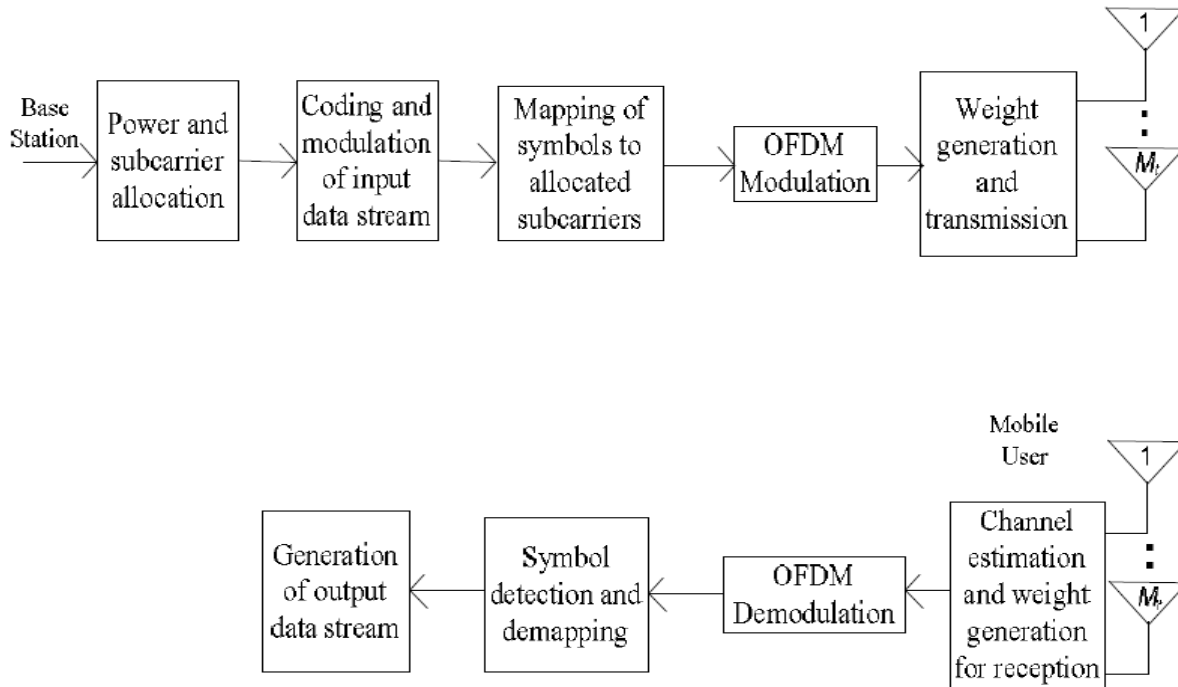
Λαμβάνοντας υπόψη τους δύο βασικούς παράγοντες αξιολόγησης ενός ασύρματου συστήματος επικοινωνιών, την ταχύτητα μετάδοσης δεδομένων και τη πιθανότητα λάθους, προχωρούμε στη μελέτη της πιθανότητας αποστολής λανθασμένου ψηφίου (Bit Error Rate - BER), με βάση ένα σύνολο ψηφιακών διαμορφώσεων που χρησιμοποιούνται ευρύτατα στο χώρο των ασύρματων επικοινωνιών και των 4G δικτύων ειδικότερα, της QPSK, της 16-QAM και της 64-QAM. Στην εικόνα 5.1 παρουσιάζεται το μπλοκ διάγραμμα ενός πομποδέκτη MIMO-OFDMA που υλοποιεί όλα τα προαναφερθέντα στάδια της προσομοίωσης.

Για δεδομένες τιμές παραμέτρων, τα αποτελέσματα που μας ενδιαφέρουν τελικά, είναι ο αριθμός χρηστών που δέχεται το σύστημά μας, το συνολικό throughput (διέλευση) που επιτυγχάνεται, το BER, καθώς και η συνολική πολυπλοκότητα του συστήματος, καθότι δεν έχει νόημα να έχουμε σύστημα υψηλών ρυθμών μεταφοράς δεδομένων και χαμηλού BER, με αυξημένη *καθυστέρηση* (latency) λόγω χρονοβόρων υπολογισμών κατά τη λειτουργία του. Προκειμένου να εξασφαλιστεί η αξιοπιστία των αποτελεσμάτων αυτών, γίνεται χρήση της γνωστής και απλής μεθόδου στατιστικής επεξεργασίας *Monte Carlo* (MC).

Η προσομοίωση στο σύνολό της υλοποιήθηκε μέσω υπολογιστή σε γλώσσα MATLAB (R2015a) και παράλληλα με την περιγραφή των διαφόρων διαδικασιών, αλγοριθμικών τεχνικών και μεθόδων που ακολουθήθηκαν, θα γίνει και εκτενής παρουσίαση και επεξήγηση των αντίστοιχων προγραμματιστικών συναρτήσεων.

5.2 Έλεγχος Παραμέτρων Προσομοίωσης

Για να έχουμε μία πιο ολοκληρωμένη εποπτεία των παραμέτρων του συστήματος προσομοίωσης, του συμβολισμού τους, καθώς και του τρόπου με τον οποίον η καθεμία ξεχωριστά επηρεάζει την επίδοσή του, στην παρούσα υποενότητα ακολουθεί μία ανασκόπησή τους, με ταυτόχρονη παράθεση βασικών λεπτομερειών που τις αφορούν. Επίσης περιγράφεται συνοπτικά και το στατιστικό μοντέλο που θα χρησιμοποιηθεί, έτσι ώστε να προκύψουν αξιόπιστα αποτελέσματα για τα διάφορα σενάρια που θα εκτελέσει ο προσομοιωτής.



Εικόνα 5.1: Μπλοκ διάγραμμα πομποδέκτη MIMO-OFDMA

5.2.1 Επισκόπηση Βασικών Παραμέτρων

Οι πιο καίριες παράμετροι που πρέπει να λαμβάνουμε υπόψη σε κάθε προσομοίωση και να μεταβάλλουμε ανάλογα με τους στόχους του συστήματος είναι οι εξής:

1. *Αριθμός tiers* – Ο αριθμός tiers του συστήματος είναι άμεσα συνδεδεμένος με τον αριθμό κυψελών και τομέων που συνθέτουν το σύστημα. Συνεπώς όσο μεγαλύτερος είναι, τόσο θα αυξάνεται ακτινικά η περιοχή κάλυψης του συστήματός μας και τόσο μεγαλύτερη θα είναι η χωρητικότητά του σε χρήστες, με ότι αυτό συνεπάγεται σε φαινόμενα παρεμβολών και αύξηση της πολυπλοκότητας επεξεργασίας και εποπτείας του συνολικού δικτύου. Συμβολίζουμε τον αριθμό αυτό ως *tier_num* ή *rows_num*.
2. *Διάταξη MIMO* – Η παράμετρος αυτή καθορίζει τον αριθμό κεραιών στον πομπό και στο δέκτη, οι οποίες απαρτίζουν το κεραιοσύστημα MIMO. Στο κεφάλαιο 4 αναφέραμε πως η χωρητικότητα του συστήματος αυξάνεται γραμμικά με την ποσότητα $\min\{M_r, M_t\}$, συνεπώς με αύξηση του αριθμού κεραιών μετάδοσης και λήψης αναμένουμε αύξηση του

υποστηριζόμενου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων ή/και αύξηση του αριθμού χρηστών, λόγω των μικρότερων ισχύων εκπομπής που θα απαιτούνται για δεδομένες ταχύτητες. Οι κεραιές μετάδοσης συμβολίζονται με M_t και λήψης με M_r , δηλαδή σύστημα ($M_r \times M_t$).

3. *Αριθμός καναλιών ανά τομέα ή BS* – Ο αριθμός αυτός καθορίζεται είτε σύμφωνα με το διατιθέμενο εύρος ζώνης που παρέχεται στο σύστημα, είτε μέσω συμφωνίας με κρατικούς φορείς, είτε από την εσωτερική πολιτική διαχείρισης φάσματος του εκάστοτε παρόχου. Επίσης επηρεάζεται και από το εύρος ζώνης που αποδίδεται σε κάθε υπο-φέρον. Είναι προφανές ότι όσο αυξάνονται τα κανάλια ανά τομέα, τόσο μεγαλύτερες ταχύτητες θα απολαμβάνουν οι χρήστες. Αν προτιμηθεί να παραμείνουν οι ταχύτητες μεταφοράς δεδομένων σταθερές, τότε θα αυξηθεί η υποστηριζόμενη ποσότητα χρηστών. Ο αριθμός καναλιών ανά τομέα συμβολίζεται με C_{sec} και αντίστοιχα ανά κυψέλη C_c . Σημειώνεται πως στη βιβλιογραφία αναφέρονται αρκετοί αλγόριθμοι κατανομής διαύλων σε ένα κυψελωτό σύστημα. Παρόλα αυτά στην παρούσα εργασία επικεντρωνόμαστε στη δυναμική εκχώρηση καναλιών σε χρήστες και όχι σε κυψέλες (ή τομείς). Για λόγους πληρότητας όμως, στο Παράρτημα Β περιγράφονται με συντομία κάποιοι από τους βασικότερους αλγόριθμους κατανομής διαύλων ανά κυψέλη.
4. *Αριθμός καναλιών ανά χρήστη* – Για σταθερό εύρος ζώνης ανά υπο-φέρον, ο αριθμός αυτός επηρεάζει δύο παραμέτρους. Πρώτον, το ρυθμό μεταφοράς δεδομένων που απολαμβάνει ο χρήστης και δεύτερον τον αριθμό χρηστών που μπορεί να εξυπηρετήσει το σύστημα. Υπάρχει προφανώς ένας συμβιβασμός (tradeoff) μεταξύ των δύο αυτών καταστάσεων και ανάλογα με τις εκάστοτε απαιτήσεις επιλέγουμε εξισορροπητικές λύσεις που τις ικανοποιούν. Ο αριθμός καναλιών ανά χρήστη συμβολίζεται ως C_u .
5. *Πιθανότητα αποκλεισμού* – Η πιθανότητα αποκλεισμού (blocking probability) εκφράζει την πιθανότητα απόρριψης ενός χρήστη που προσπαθεί να εισέλθει στο σύστημα και ισούται με το λόγο χρηστών που έχουν ήδη απορριφθεί από το σύστημα, προς το συνολικό αριθμό αποδεκτών και μη χρηστών. Το εκατοστιαίο ποσοστό της πιθανότητας αποκλεισμού μπορεί επίσης να κυμανθεί ανάλογα με τις απαιτήσεις QoS του συστήματος, δηλαδή για συστήματα μειωμένου τηλεπικοινωνιακού φορτίου, όπου επιδιώκουμε αξιόπιστη υπηρεσία για κάθε χρήστη που εισέρχεται σε αυτά, θα οριζόταν μία μειωμένη έως αμελητέα πιθανότητα αποκλεισμού (κάτω του 10%), ενώ από την άλλη για συστήματα πιο χαλαρών προδιαγραφών όσο αφορά την διακοπή υπηρεσίας και

αυξημένου φορτίου, θα συνέφερε αυξημένη πιθανότητα αποκλεισμού (άνω του 40%). Ο συμβολισμός που θα χρησιμοποιήσουμε είναι *block_prob* και για τη μέγιστη τιμή που μπορεί να λάβει *block_prob_MAX*.

6. *Αριθμός ενεργών χρηστών* – Ο αριθμός αυτός προκύπτει με τον τερματισμό της διαδικασίας εισαγωγής νέων χρηστών στο σύστημα και αντιστοιχεί στον αριθμό χρηστών που είναι σε θέση να εξυπηρετήσει το σύστημα για ένα συγκεκριμένο προφίλ παραμέτρων. Ο αριθμός των tiers, ο τύπος διάταξης MIMO, το διατιθέμενο εύρος ζώνης ανά τομέα ή κυψέλη, ο αριθμός καναλιών ανά χρήστη και φυσικά η πιθανότητα αποκλεισμού διαμορφώνουν τον τελικό αριθμό χρηστών του συστήματος που συμβολίζουμε με *user_num*. Ως δείκτες χρηστών χρησιμοποιούμε τις μεταβλητές *n* και *u* (με την ίδια ακριβώς σημασία).
7. *BER* – Η παράμετρος της πιθανότητας λήψης εσφαλμένου bit ή συμβόλου (SER) είναι η βασικότερη ένδειξη για το κατά πόσο αξιόπιστες υπηρεσίες μπορεί να προσφέρει ένα ασύρματο δίκτυο. Ανάλογα με τις προδιαγραφές του δικτύου τίθενται τα κατάλληλα όρια BER, τα οποία μπορεί να κυμανθούν από πολύ υψηλά, θυσιάζοντας την ταχύτητα, έως αρκετά χαμηλά (π.χ. για υπηρεσίες πραγματικού χρόνου / real-time, όπως η VoIP) έχοντας ως όφελος τους αρκετά υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων. Ο προφανής συμβολισμός θα είναι *BER*.

5.2.2 Στατιστικό Μοντέλο Monte Carlo

Η στατιστική Monte Carlo (MC) είναι ένα σύνολο υπολογιστικών μεθόδων, το οποίο συνίσταται στην εφαρμογή ικανού αριθμού επαναλήψεων (iterations) προσομοιώσεων ενός συστήματος πραγματικού κόσμου, μεταβάλλοντας τυχαία τις παραμέτρους του σε κάθε επανάληψη, με σκοπό την εξαγωγή αριθμητικών αποτελεσμάτων και συμπερασμάτων για τη λειτουργία του συστήματος αυτού. Η πρώτη χρήση των μεθόδων MC χρονολογείται από τις αρχές του προηγούμενου αιώνα, με σημαντικές προσωπικότητες να βασίζονται στο μοντέλο MC τις ερευνητικές εργασίες τους, όπως ο φυσικός *Enrico Fermi* και ο γνωστός επιστήμονας Θεωρητικής Πληροφορικής *John Von Neumann* [28].

Η τυχαιότητα που υπεισέρχεται σε πολλές παραμέτρους της προσομοίωσης που αναλύουμε στην παρούσα εργασία, σε συνδυασμό με την απλότητα και σχετική αξιοπιστία της μεθόδου MC, καθώς και την αδυναμία ικανοποιητικής προσέγγισης αξιόπιστων συμπερασμάτων μέσω άλλου μαθηματικού ντετερμινιστικού μοντέλου, την καθιστούν ίσως μοναδική επιλογή επεξεργασίας και αξιολόγησης των δεδομένων που εξάγουμε. Το τίμημα της απλότητας αυτής από την άλλη πλευρά είναι, πως για μείωση του στατιστικού λάθους και αύξηση της ακρίβειας αποτελεσμάτων απαιτούνται περίπου 100 φορές περισσότερες προσομοιώσεις, κάτι που σημαίνει ότι η σύγκλιση προς το επιθυμητό αποτέλεσμα είναι αρκετά αργή (η τυπική απόκλιση MC είναι τάξης $O(\frac{1}{\sqrt{N}})$, όπου N ο αριθμός των επαναλήψεων) [15].

Στης συνέχεια παρατίθεται ένα παράδειγμα υπολογισμού ορισμένου ολοκληρώματος για καλύτερη επεξήγηση της μεθόδου. Έστω ότι θέλουμε να υπολογίσουμε το

$$I = \int_0^1 e^x dx$$

το οποίο γράφεται και ως

$$I = \lim_{\Delta x \rightarrow 0} \sum e^x \Delta x$$

Σύμφωνα με την προσέγγιση MC το I γράφεται

$$I_{MC} \approx \frac{1}{N} \sum e^x$$

όπου $x \in [0,1]$. Για την επίτευξη καλύτερης προσέγγισης θα πρέπει ο αριθμός δειγμάτων $N \rightarrow \infty$.

Ειδικά για τον προσομοιωτή της παρούσης εργασίας έγινε χρήση διαφόρων αριθμών MC επαναλήψεων (N_{MC}) για τα διάφορα σενάρια λειτουργίας, κυμαινόμενων από 10 έως 20 επαναλήψεις. Περιοριστικός παράγοντας για περεταίρω αύξηση του αριθμού αυτού είναι οι αυξημένοι υπολογιστικοί και αποθηκευτικοί πόροι που απαιτούνται (επεξεργαστική ισχύς και μνήμη RAM).

5.3 Ανάλυση Υπολογιστικού Μοντέλου

Η προσέγγιση που λαμβάνει χώρα στον προσομοιωτή του συστήματός μας επικεντρώνεται στο φυσικό στρώμα, καθώς και στο υπόστρωμα ελέγχου πρόσβασης στο μέσο (Medium Access Control layer – MAC). Το φυσικό στρώμα ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος (PHY layer) συμπεριλαμβάνει όλες εκείνες τις διαδικασίες που σχετίζονται με τον τρόπο μετάδοσης πληροφορίας πάνω από το δίαυλο, είτε αυτός είναι ενσύρματος, είτε ασύρματος, είτε οπτικός. Σύμφωνα με τη διαστρωμάτωση OSI αποτελεί τη βάση της στήβας επιπέδων και επιτρέπει την πρόσβαση των υπολοίπων στρωμάτων στο φυσικό μέσο. Οι λειτουργίες που επιτελούνται συνήθως στο φυσικό στρώμα είναι η μετάδοση κβάντων πληροφορίας ένα προς ένα (bits ή σύμβολα), ο συγχρονισμός τους, η διαμόρφωση, η σηματοδότηση, η μεταγωγή κυκλώματος (circuit switching), η πολυπλεξία, το FEC, καθώς και η άντληση πληροφορίας σχετικά με την κατάσταση του διαύλου (CSI). Από την άλλη το στρώμα MAC, ως υποκατηγορία του στρώματος ζεύξης (Link Layer), είναι υπεύθυνο για το συγχρονισμό, τη διαχείριση και τον έλεγχο πρόσβασης στο φυσικό μέσο ενός δικτύου πολλαπλής πρόσβασης. Είναι ευνόητο συνεπώς, ότι εν προκειμένω την υλοποίηση του MAC υποστρώματος στον προσομοιωτή αναλαμβάνει η διαδικασία ελέγχου ισχύος εκπομπής κάθε κινητού σταθμού του συστήματος.

Σε ένα κυψελωτό σύστημα, όπως και σε κάθε ασύρματο σύστημα άλλωστε, το φυσικό μέσο διάδοσης πληροφορίας είναι ο αέρας (ατμόσφαιρα) και εφόσον είναι αδύνατο να κατατμηθεί με σαφήνεια (όπως π.χ. τα καλώδια ή οι οπτικές ίνες), είναι απαραίτητος ο χρονικός, φασματικός, «εικονικός» μέσω κωδικοποίησης και χωρικός διαχωρισμός του. Στην προσομοίωσή μας ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στη φασματική αλλά και χωρική κατανομή του μέσου, καθώς και στον τρόπο με τον οποίον διανέμεται η μεταφερόμενη ΗΜ ισχύς από και προς τα τερματικά του συστήματος, μέσω διαφορετικών φυσικών διαύλων που ορίζονται από τις διατάξεις MIMO.

5.3.1 Κατασκευή Κυψελωτού Συστήματος

Η βάση σχεδιασμού ενός κυψελωτού συστήματος είναι η κατάτμηση της περιοχής εξυπηρέτησης σε κυψέλες, οι οποίες στο κέντρο τους έχουν το σταθμό βάσης εξυπηρέτησης της κυψέλης (ή σημείο πρόσβασης κυψέλης / Access Point - AP). Εν προκειμένω, θα κάνουμε χρήση εξαγωνικών κυψελών μιας και τυγχάνουν ευρείας εφαρμογής σε πραγματικά κυψελωτά

συστήματα. Παρόλα αυτά, δεν είναι σπάνια η ύπαρξη συστημάτων με κυψέλες άλλων σχημάτων (π.χ. τετραγωνικές ή κυκλικές). Το μέγεθος κυψέλης στα οποία θα κυμανθούμε κατά την προσομοίωση θα είναι της τάξης μικροκυψέλης και μακροκυψέλης (βλ. πίνακα 5.1).

<i>Είδος κυψέλης</i>	<i>Τοπική ακτίνα κυψέλης (εξωτερική)</i>	<i>Τοποθεσία</i>	<i>Ύψος εγκατάστασης κεραίας BS</i>
Μεγάλη μακροκυψέλη	1-30 km	Εξωτερικοί χώροι	Πάνω από το μέσο ύψος των οικοδομημάτων. Όλα τα γειτονικά κτίρια βρίσκονται σε χαμηλότερο ύψος.
Μικρή μακροκυψέλη	0.5-3 km	Εξωτερικοί χώροι	Πάνω από το μέσο ύψος των οικοδομημάτων. Μερικά εκ των γειτονικών κτιρίων βρίσκονται σε χαμηλότερο ύψος.
Μικροκυψέλη	<1 km	Εξωτερικοί χώροι	Κάτω από το μέσο ύψος των οικοδομημάτων.
Πικοκυψέλη ¹⁶	<500 m	Εξωτερικοί / Εσωτερικοί χώροι	Κάτω από το ύψος οικοδομημάτων.

Πίνακας 5.1: Κατάταξη κυψελών με βάση τη γεωγραφική περιοχή κάλυψης [45]

5.3.1.1 Γεωμετρία Κυψέλης

Το πλέγμα εξαγωνικών κυψελών που συνθέτουν την περιοχή ραδιοκάλυψης αποτελείται από γειτνιάζοντα εξάγωνα, διατεταγμένα με τέτοιο τρόπο ώστε να μην υπάρχουν κενά μεταξύ τους. Ενώ ο κύκλος έχει καλύτερη περιφερειακή κάλυψη, έχει συγχρόνως το μειονέκτημα ότι παρουσιάζει αλληλοκαλύψεις, κάτι που αυξάνει τις διακυβελικές παρεμβολές και δυσχεραίνει τη λήψη απόφασης για το ποιος BS θα εξυπηρετήσει χρήστη κινούμενο στα όρια της κυψέλης. Το γεωμετρικό σχήμα που προσεγγίζει καλύτερα τον κύκλο (σε σύγκριση με το ισόπλευρο τρίγωνο και το τετράγωνο) είναι το εξάγωνο (σε ποσοστό περίπου 83%).

Βασικά γεωμετρικά στοιχεία που μας ενδιαφέρουν κατά τη μελέτη του εξαγώνου είναι τα εξής:

¹⁶ Για αποκλειστικά εσωτερική χρήση έχουν αναπτυχθεί και κυψελωτά συστήματα *φεμτοκυψέλης* (femtocell) με κάλυψη περίπου 10m.

- Είναι ένα κανονικό πολύγωνο και αποτελείται από έξι ισομήκεις πλευρές.
- Το εμβαδόν του προκύπτει από τη σχέση

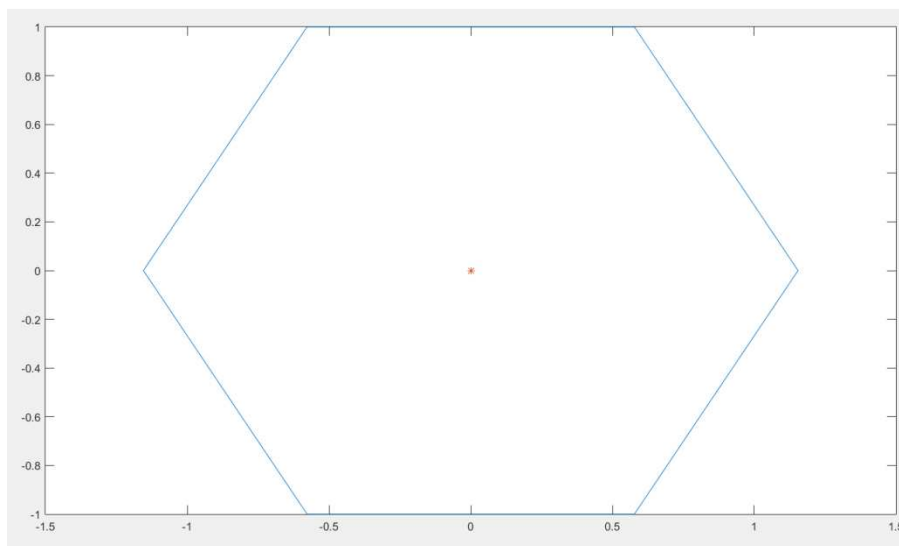
$$A = \frac{3\sqrt{3}}{2} t^2$$

όπου t είναι το μήκος πλευράς.

- Έχουμε ύπαρξη δύο ακτινών, της εξωτερικής ($r_{εξ}$) και της εσωτερικής ($r_{εσ}$), οι οποίες αντιστοιχούν στην ακτίνα του περιγεγραμμένου και εγγεγραμμένου στο εξάγωνο κύκλου αντίστοιχα και συνδέονται μέσω της σχέσης

$$r_{εσ} = \frac{r_{εξ}\sqrt{3}}{2}$$

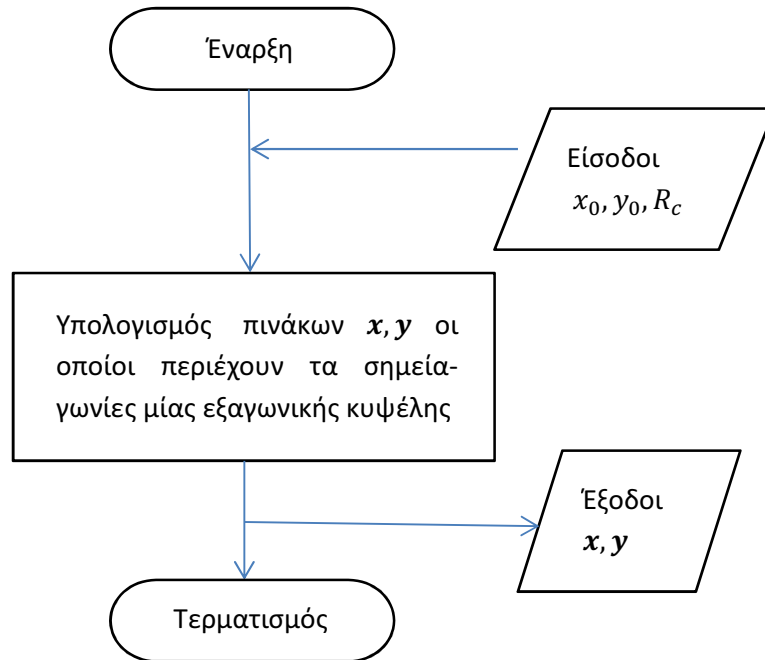
Για την κατασκευή της κυψέλης γίνεται κλήση της αντίστοιχης συνάρτησης του συστήματος που την ονομάζουμε *single_cell* και το αποτέλεσμα φαίνεται στην εικόνα 5.2.



Εικόνα 5.2: Εξαγωνική κυψέλη με σταθμό βάσης στο κέντρο της

Στην εικόνα 5.3 παρουσιάζεται ενδεικτικό αλγοριθμικό διάγραμμα ροής (flow chart) που περιγράφει συνοπτικά τις βασικές λειτουργίες της *single_cell*.

Σημειώνεται πως εις το εξής, στους βρόχους των διαγραμμάτων ροής ο αριθμός επαναλήψεων θα είναι της μορφής i_{max} , όπου i ο δείκτης επανάληψης.



Εικόνα 5.3: Διάγραμμα ροής συνάρτησης *single_cell*

5.3.1.2 Κατασκευή Πολλαπλών Tier

Θεωρούμε ότι τα τοπολογικά δεδομένα, δηλαδή το κέντρο του κυψελωτού συστήματος (x_0, y_0) και το μήκος της εσωτερικής ακτίνας εξαγωνικής κυψέλης (R_c) δίνονται ως παράμετροι. Προκειμένου να επεκτείνουμε το σύστημα, σύμφωνα με το εμβαδό της περιοχής κάλυψης που θέλουμε να πετύχουμε, εισάγουμε μία τρίτη παράμετρο στο σύστημα, την *rows_num* που δηλώνει τον αριθμό tier του συστήματος. Η παράμετρος αυτή χρησιμοποιείται ως είσοδος σε μία συνάρτηση που κατασκευάζει πολλαπλά ομόκεντρα tier, η οποία καλεί την *single_cell* όποτε απαιτείται. Ονομάζουμε τη συνάρτηση αυτή *cell_system_topology*, η οποία επιστρέφει τον αριθμό των κυψελών που σχηματίστηκαν (*cell_num*), τις συντεταγμένες κέντρου της κάθε κυψέλης (πίνακας *cell_center_coords*), οι οποίες ταυτίζονται με τις συντεταγμένες του κάθε BS, τις συντεταγμένες ορίων της συνολικής περιοχής κάλυψης $(X_{min}, X_{max}, Y_{min}, Y_{max})$ καθώς και

την ακτίνα (R_{acc}) ενός υποθετικού κύκλου με κέντρο ίδιο με αυτό του κέντρου του κυψελωτού συστήματος και εμβαδό ίσο με το άθροισμα των εμβαδών των κυψελών του. Σημειώνεται ότι ο αριθμός κυψελών σε αναλογία με τον αριθμό των tier δίνεται γενικά από τη σχέση

$$cell_{num} = 3rows_{num}(rows_{num} - 1) + 1, \quad rows_{num} = 1, 2, \dots$$

ή

$$cell_{num} = 1 + \sum_{i=0}^{rows_{num}} 6i$$

Οι τοπολογίες διαφόρων συστημάτων για $rows_{num} = 1, 2, 6$ ($rows_{num} = tier_{num}$) φαίνονται στις ακόλουθες εικόνες (5.4, 5.5, 5.6). Στην εικόνα 5.4 φαίνεται και ο κύκλος ακτίνας R_{acc} του οποίου η χρησιμότητα θα περιγραφεί στη συνέχεια. Για την R_{acc} θα ισχύει

$$R_{acc} = \sqrt{\frac{A_{sumc}}{\pi}}$$

όπου A_{sumc} είναι το συνολικό εμβαδό των κυψελών και είναι

$$A_{sumc} = A_c \left(1 + \sum_{i=0}^{rows_{num}} 6i \right)$$

όπου A_c το εμβαδό της κάθε κυψέλης.

Στην εικόνα 5.7 παρουσιάζεται ενδεικτικό αλγοριθμικό διάγραμμα ροής (flow chart) που περιγράφει συνοπτικά τις βασικές λειτουργίες της *single_cell*.

5.3.2 Εισαγωγή Χρηστών

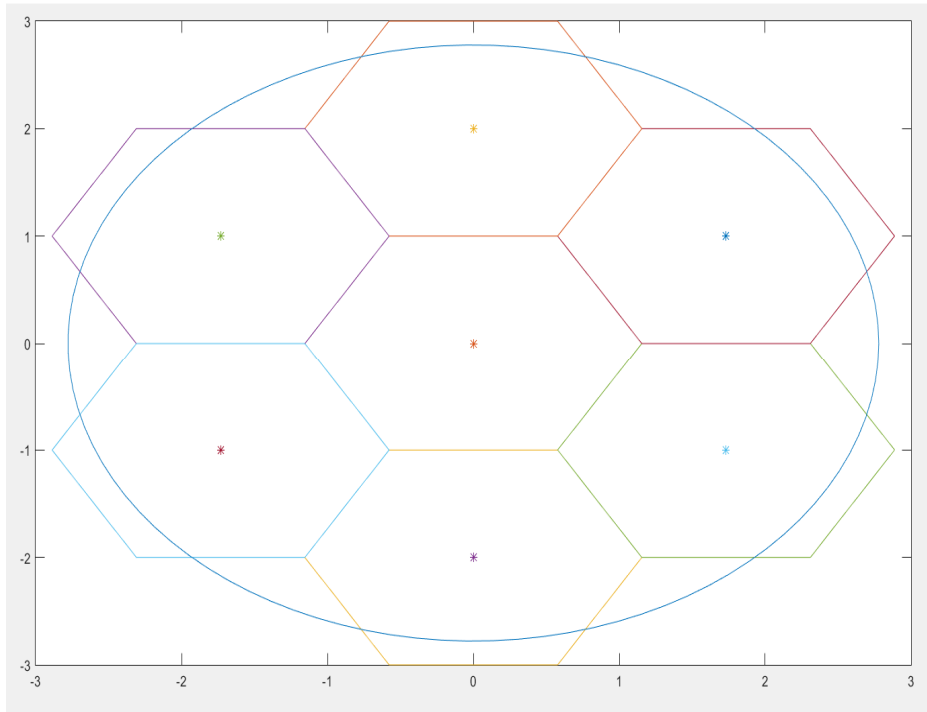
Αφού έχουν τεθεί μέσω της κατασκευής κυψελών και σταθμών βάσης τα θεμέλια του κυψελωτού συστήματος, μπορούμε να προχωρήσουμε στην εισαγωγή χρηστών (Mobile Stations - MSs). Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούμε τη συνάρτηση *user_entry*, η οποία εισάγει σειριακά χρήστες στο σύστημα. Ο σειριακός τρόπος υπονοεί πως οι χρήστες εισάγονται σταδιακά ένας-ένας και όχι παράλληλα στην περιοχή εποπτείας του συστήματος. Ως περιοχή εποπτείας

ορίζουμε την περιοχή που οριοθετείται από τις παραμέτρους $X_{min}, X_{max}, Y_{min}, Y_{max}$ όπως ορίστηκαν στο προηγούμενο εδάφιο. Η εισαγωγή στην περιοχή αυτή γίνεται προφανώς με τυχαίο τρόπο, διότι θέλουμε να κατανεύμουμε περίπου ισότιμα το επικοινωνιακό φορτίο ανά κυψέλη ως εξής

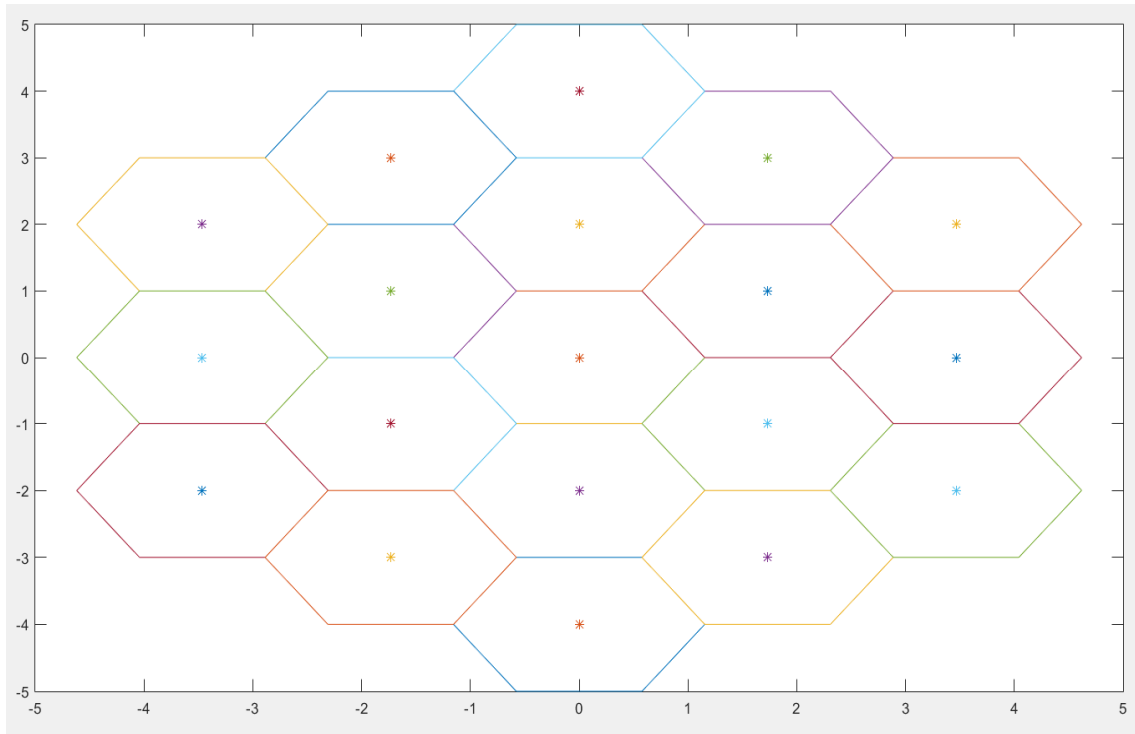
$$x_{user} = X_{min} + rand(X_{max} - X_{min})$$

$$y_{user} = Y_{min} + rand(Y_{max} - Y_{min})$$

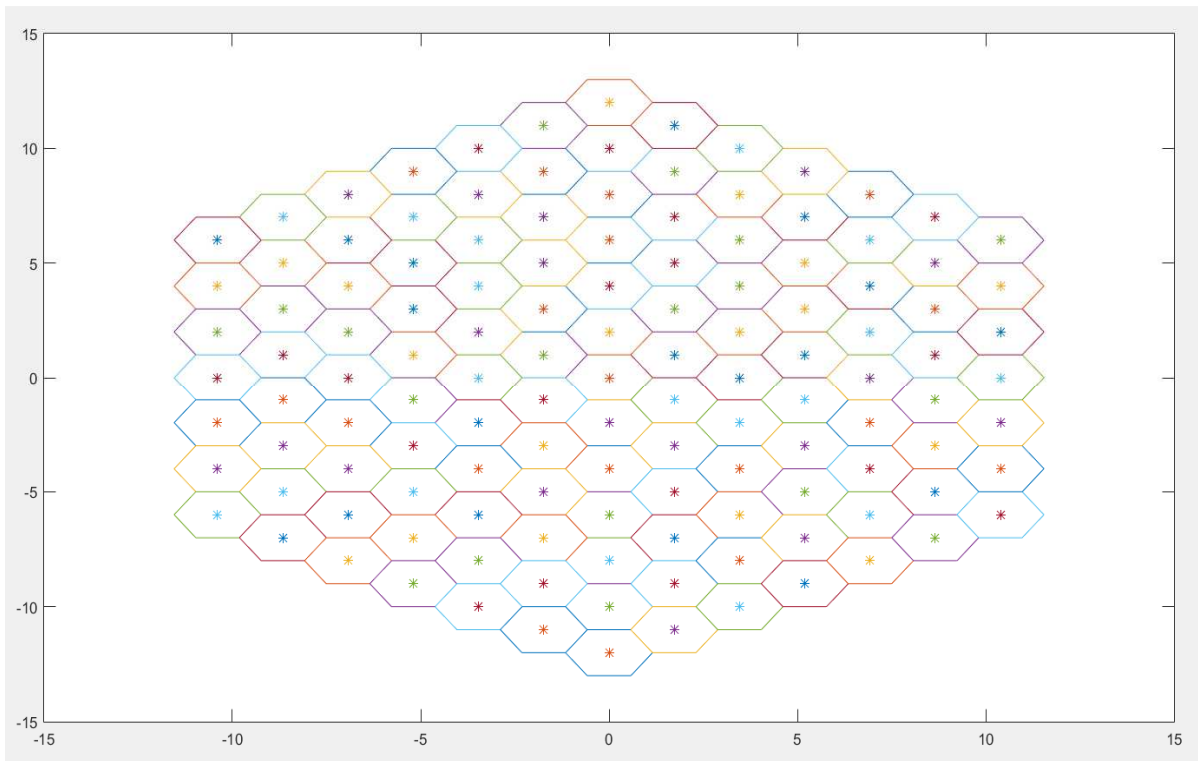
όπου η συνάρτηση $rand$ παράγει τυχαίο αριθμό μεταξύ 0 και 1.



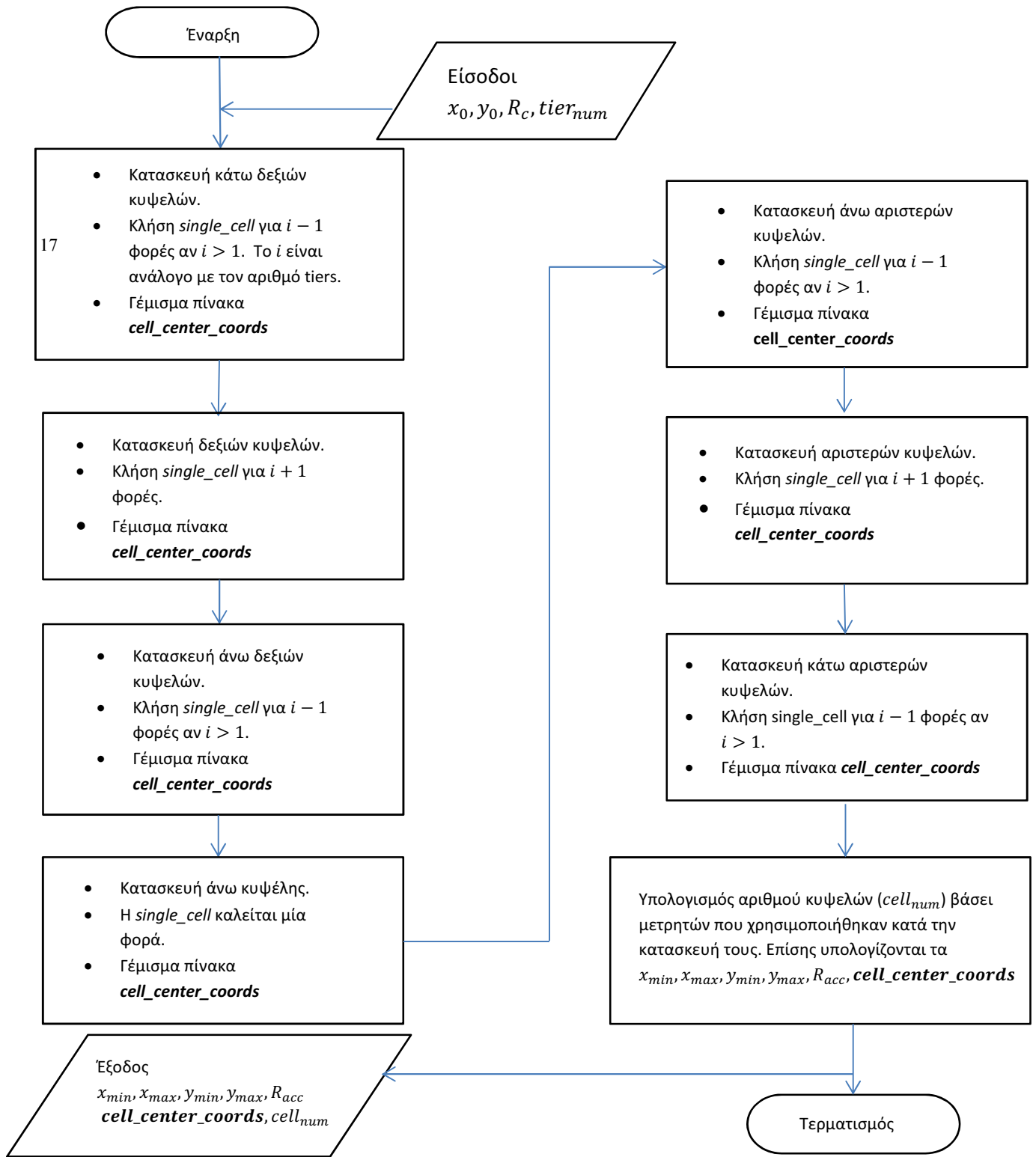
Εικόνα 5.4: Σύστημα κυψελών ενός tier και περιφέρεια περιοχής εξυπηρέτησης



Εικόνα 5.5: Σύστημα κυψελών με 2 tiers



Εικόνα 5.6: Σύστημα κυψελών με 6 tiers

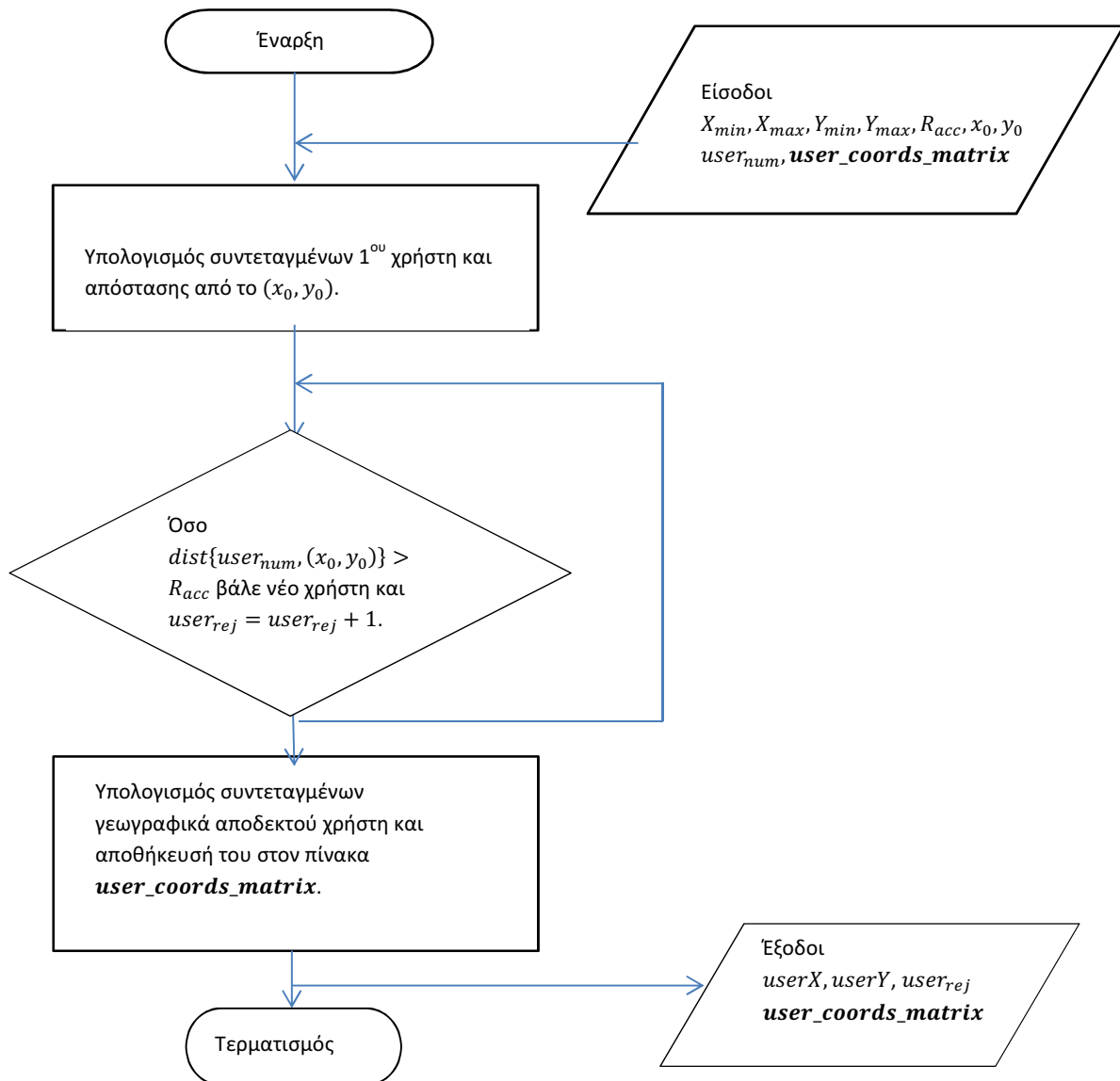


Εικόνα 5.7: Διάγραμμα ροής συνάρτησης *cell_system_topology*

¹⁷ Το *i* συμβολίζει τον επιθυμητό αριθμό tier.

Η *user_entry* λοιπόν, δεχόμενη τα κατάλληλα δεδομένα εισόδου, όπως αυτά προέκυψαν από τις προηγούμενες συναρτήσεις, παράγει τις εξής εξόδους: τις συντεταγμένες κάθε χρήστη *userX*, *userY* αποθηκευμένες σε αντίστοιχο πίνακα (*user_coords_matrix*) και τον αριθμό των απορριφθέντων χρηστών *user_rej*. Ως μετρητή χρήστη που εισέρχεται στο σύστημα (και γίνεται γεωγραφικά αποδεκτός) χρησιμοποιούμε τη μεταβλητή *user_num*.

Στην εικόνα 5.8 παρουσιάζεται ενδεικτικό αλγοριθμικό διάγραμμα ροής (flow chart) που περιγράφει συνοπτικά τις βασικές λειτουργίες της *user_entry*.



Εικόνα 5.8: Διάγραμμα ροής συνάρτησης *user_entry*

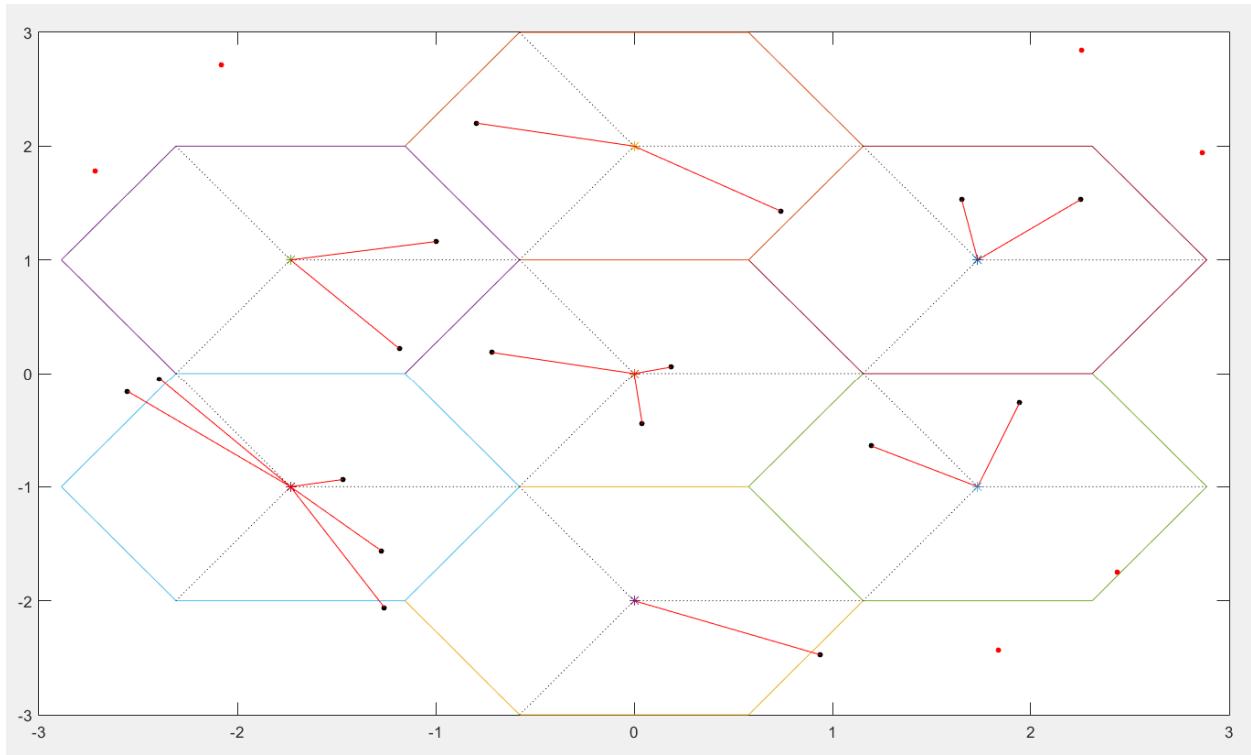
5.3.2.1 Απώλειες Διαδρομής

Μόλις ένας χρήστης εισέλθει στο σύστημα και γίνει γεωγραφικά αποδεκτός θα πρέπει να του ανατεθεί ένας σταθμός βάσης εξυπηρέτησης. Για καλύτερη απόδοση του συστήματος, ο BS αυτός θα πρέπει να χρειάζεται την ελάχιστη δυνατή ισχύ εκπομπής / λήψης κατά την επικοινωνία του με το χρήστη κι αυτό είναι δυνατό μόνο αν επιτευχθούν ελάχιστες απώλειες διαδρομής.

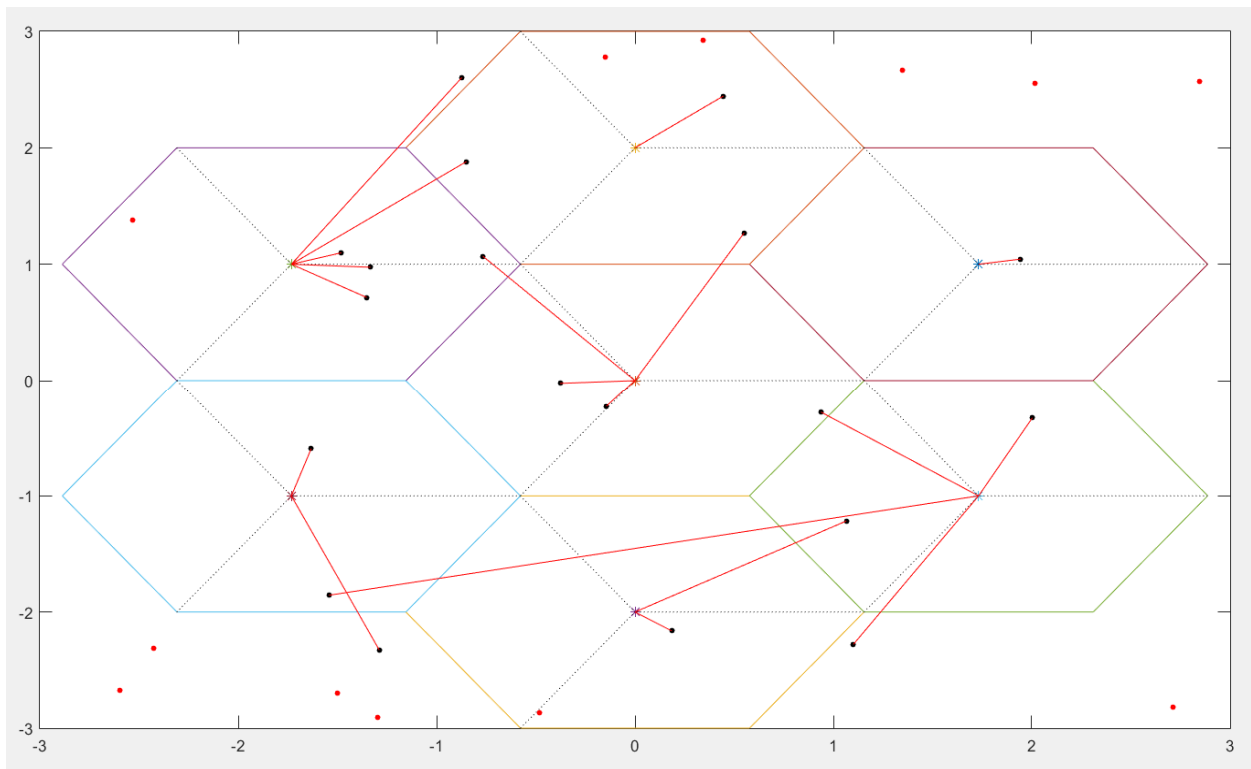
Για τον υπολογισμό των απωλειών διαδρομής θα κάνουμε χρήση του δημοφιλούς εμπειρικού μοντέλου απωλειών μεγάλης κλίμακας COST 231- Hata, το οποίο περιγράφεται αναλυτικά στην υποενότητα 2.4.4.1. Η αντίστοιχη συνάρτηση διεκπεραίωσης των υπολογισμών αυτών είναι η *user_bs_path_loss*, η οποία όμως καλεί την *user_bs_euk_dist*, η οποία με τη σειρά της προσδιορίζει την ευκλείδεια απόσταση μεταξύ του νεοεισελθέντα χρήστη και κάθε BS του συστήματος. Ο υπολογισμός αυτός είναι απαραίτητος για τον προσδιορισμό των αντίστοιχων απωλειών διαδρομής. Η *user_bs_euk_dist* λοιπόν, δημιουργεί έναν πίνακα με τις αποστάσεις μεταξύ κάθε χρήστη και κάθε BS που τον ονομάζουμε *dist_matrix*. Μέσω του πίνακα αυτού η *user_bs_path_loss* είναι σε θέση να δημιουργήσει έναν πίνακα *path_loss_matrix* με τις απώλειες διαδρομής μεταξύ κάθε χρήστη και κάθε BS και έναν πίνακα *user_bs_matrix* που περιέχει τον BS εξυπηρέτησης κάθε χρήστη. Σημειώνεται πως κατά τον υπολογισμό των απωλειών διαδρομής συμπεριλαμβάνουμε και το φαινόμενο της *λογαριθμοκανονικής σκίασης* (υποενότητα 2.4.5), θεωρώντας την ως τυχαία μεταβλητή κανονικά κατανοημένη περί τα 8 dB.

Στο σημείο αυτό διευκρινίζουμε ότι κάθε χρήστης που εμφανίζει απώλειες διαδρομής σε σχέση με τον BS εξυπηρέτησής του, άνω των 133.4 dB, απορρίπτεται από το σύστημα, διότι σε αντίθετη περίπτωση θα παρεμποδιζόταν αρκετά η ομαλή παροχή υπηρεσιών επιβαρύνοντας αναίτια το υπόλοιπο σύστημα.

Τέλος στις εικόνες 5.9 και 5.10 απεικονίζεται σύστημα ενός tier με τους αποδεκτούς χρήστες (σημειωμένους με μαύρες τελείες) και τους BSs που τους εξυπηρετούν, σύμφωνα με τις αμοιβαίες απώλειες διαδρομής. Στην πρώτη εικόνα συνυπολογίζεται ο τυχαίος παράγοντας της σκίασης ενώ στη δεύτερη όχι. Εύκολα γίνεται αντιληπτό, πως το φαινόμενο της σκίασης μπορεί να διαφοροποιήσει την ποιότητα του διαύλου κατά τέτοιο βαθμό, ώστε η γεωγραφική απόσταση μεταξύ MS και BS να αμεληθεί, προκειμένου να επιτευχθεί ποιοτική ζεύξη.

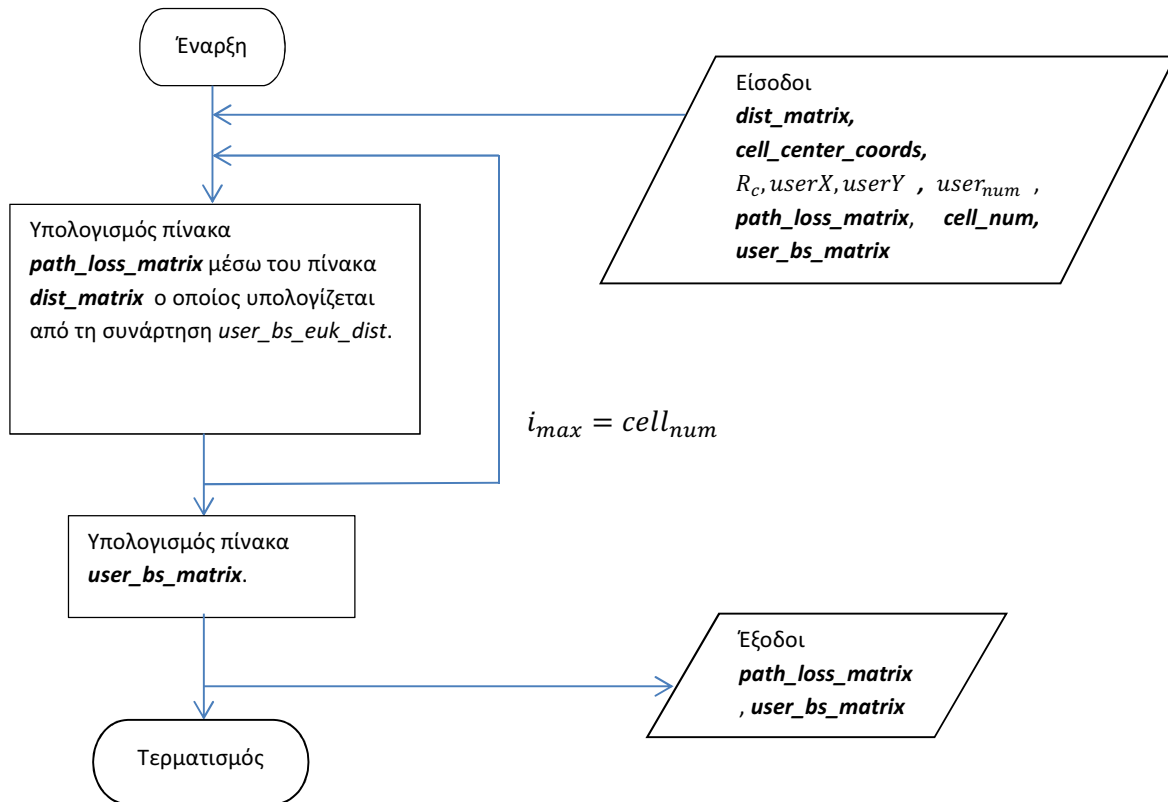


Εικόνα 5.9: BS εξυπηρέτησης ανά χρήστη αμελώντας τη σκίαση



Εικόνα 5.10: BS εξυπηρέτησης ανά χρήστη λαμβάνοντας υπόψη τη σκίαση

Στην εικόνα 5.11 παρατίθεται και το αντίστοιχο διάγραμμα ροής.



Εικόνα 5.11: Διάγραμμα ροής συνάρτησης *user_bs_path_loss*

5.3.3 Τομεοποίηση

Όπως έχουμε επισημάνει και σε προηγούμενο κεφάλαιο, η χρήση ιδιαίτερα κατευθυντικών κεραιών (γνωστές και ως «έξυπνες» κεραιές) με ηλεκτρονικά ελεγχόμενα διαγράμματα ακτινοβολίας, συνέβαλε στην υιοθέτηση της τεχνικής της *τομεοποίησης* (sectorization ή sectoring) από πολυάριθμα κυψελωτά συστήματα.

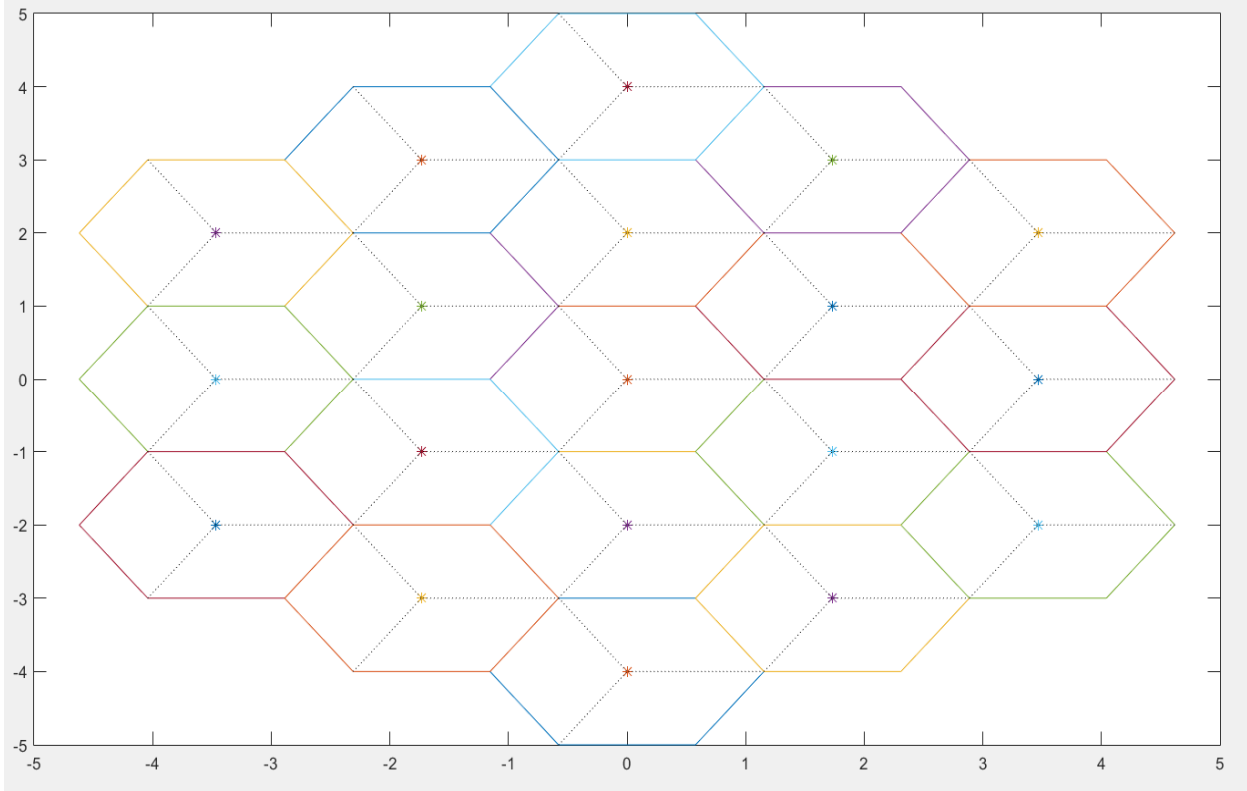
Η βασική ιδέα της τεχνικής είναι η διάσπαση μίας κυψέλης σε υποπεριοχές ίσων εμβαδών, η εξυπηρέτηση των οποίων ανατίθεται σε ξεχωριστά κεραιοσυστήματα του αρμόδιου BS. Με τον τρόπο αυτό επιτυγχάνεται καλύτερη αξιοποίηση του διατιθέμενου εύρους ζώνης, που σημαίνει αύξηση ταχύτητας μεταφοράς δεδομένων, αλλά και μείωση των ενδοκυψελικών και διακυψελικών παρεμβολών, η οποία επιφέρει βελτίωση της ποιότητας των ζεύξεων. Οι συνηθέστεροι τύποι τομεοποίησης είναι των 120° και των 60°. Στην τομεοποίηση 120° επιτυγχάνεται ένας καλός συμβιβασμός μεταξύ ικανοποιητικής φασματικής εκμετάλλευσης και σχετικά περιορισμένης πολυπλοκότητας του συστήματος και για το λόγο αυτό θα προτιμηθεί στην προσομοίωσή μας.

Με τομεοποίηση 120° προκύπτουν $360^\circ/120^\circ = 3$ τομείς και συνεπώς συνολικά στο σύστημα θα έχουμε αριθμό τομέων $sector_{num} = cell_{num} * 3$. Το διάγραμμα ακτινοβολίας στην περίπτωση αυτή προκύπτει από τη σχέση [29]

$$f(\varphi) = G_b - \min\left\{12\left(\frac{\varphi - \varphi_s}{\varphi_{3dB}}\right)^2, A_m\right\}$$

για $\varphi_s - 60^\circ \leq \varphi \leq \varphi_s + 60^\circ$. Με G_b συμβολίζεται το κέρδος κεραιάς, με φ_{3dB} το άνοιγμα του κύριου λοβού ακτινοβολίας (εύρος δέσμης μισής ισχύος) και με A_m η *front-to-back* αναλογία.

Στην εικόνα 5.12 φαίνεται ένα παράδειγμα διαχωρισμού συστήματος δύο tier σε τομείς 120°.



Εικόνα 5.12: Σύστημα 2 tier με 19 κυψέλες και 58 τομείς.

Επόμενο βήμα είναι να προσδιοριστεί ο τομέας στον οποίον ανήκει κάθε χρήστης. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της συνάρτησης *sectorize* η οποία αρχικά προσδιορίζει γενικά σε ποιόν τομέα, εκ των τριών μίας κυψέλης, βρίσκεται ο χρήστης με βάση τις συντεταγμένες του (x_{user}, y_{user}) και στη συνέχεια, γνωρίζοντας μέσω του πίνακα *user_bs_matrix* τον BS εξυπηρέτησης του χρήστη, υπολογίζεται με ακρίβεια και ο τομέας στον οποίον ανήκει. Πιο αναλυτικά αν υποθέσουμε τον τρόπο διαχωρισμού τομέων της εικόνας 5.13, για να ανήκει κάποιος χρήστης στους αντίστοιχους τομείς θα πρέπει να ικανοποιούνται οι αντίστοιχες συνθήκες:

- Τομέας 1

$$y_{user} < \sqrt{3}x_{user} + y_{cc} - \sqrt{3}x_{cc} \wedge y_{user} - y_{cc} < 0 \quad (5.1)$$

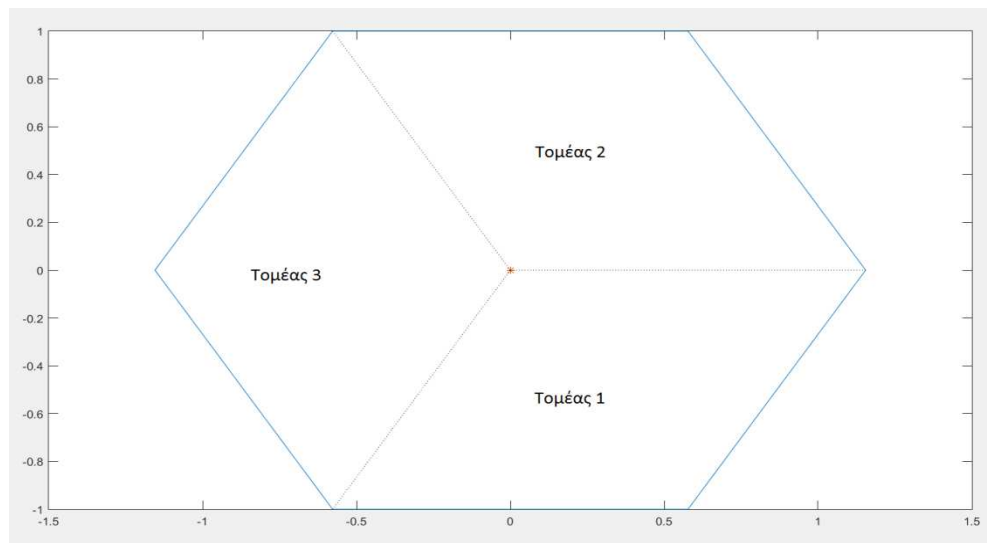
όπου x_{cc}, y_{cc} είναι οι συντεταγμένες κέντρου της εκάστοτε κυψέλης.

- Τομέας 2

$$y_{user} > -\sqrt{3}x_{user} + y_{cc} + \sqrt{3}x_{cc} \wedge y_{user} - y_{cc} > 0 \quad (5.2)$$

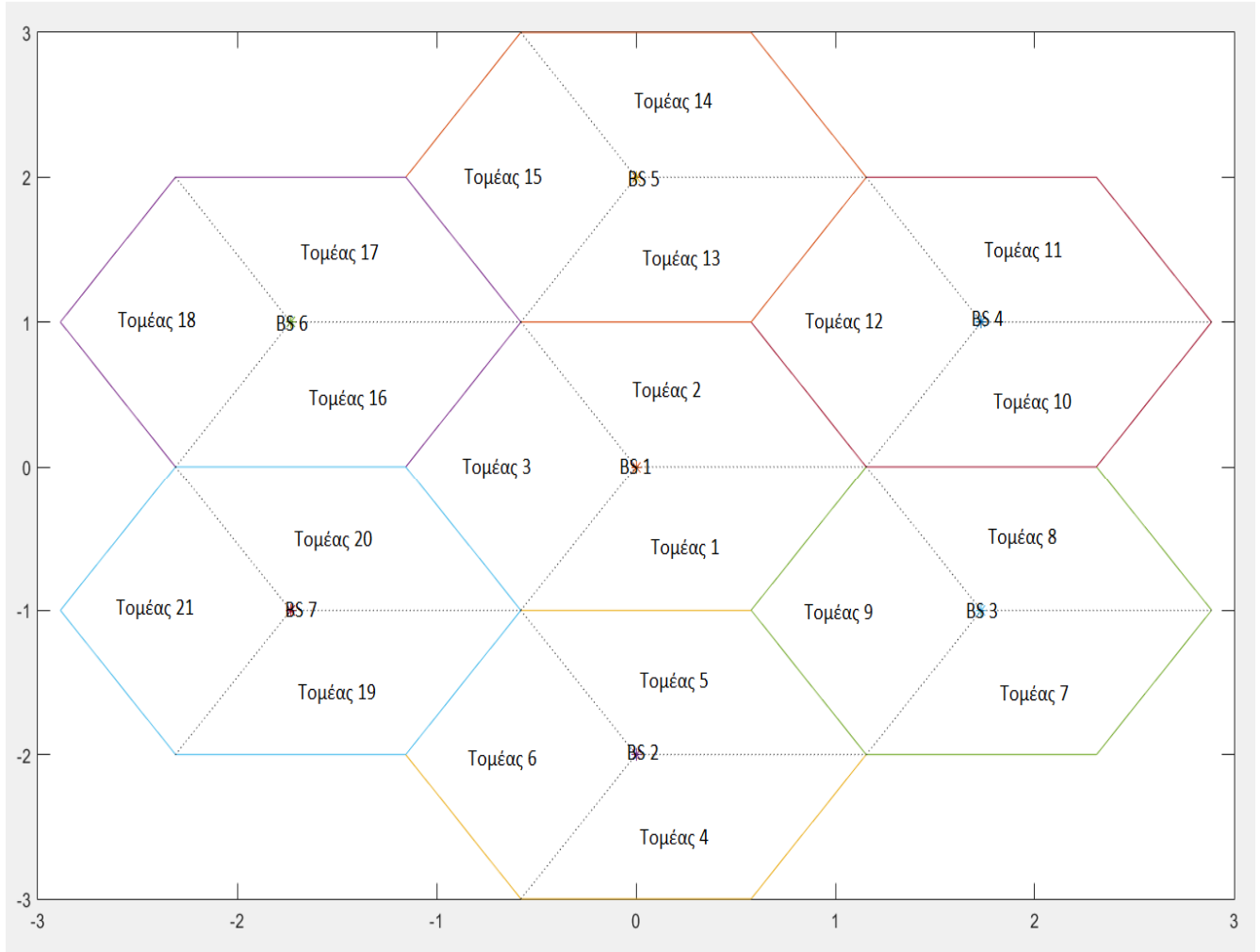
- Τομέας 3

Οποιαδήποτε άλλη περίπτωση.

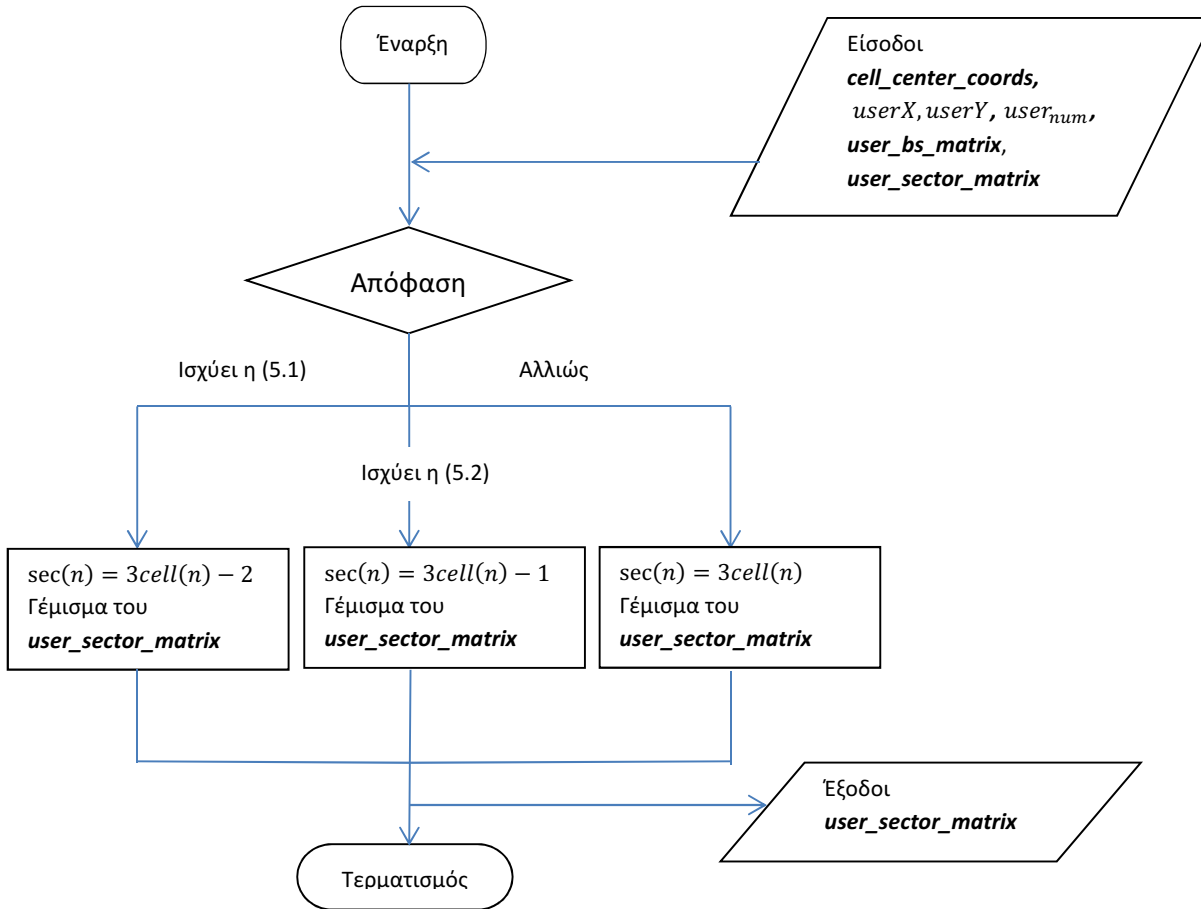


Εικόνα 5.13: Αρίθμηση τομέων για τομεοποίηση 120°

Η συνάρτηση *sectorize* επιστρέφει τελικά τον πίνακα *user_sector_matrix*, ο οποίος αποθηκεύει τον τομέα κάθε χρήστη ακολουθώντας την αρίθμηση της εικόνας 5.14. Το διάγραμμα ροής της *sectorize* φαίνεται στην εικόνα 5.15.



Εικόνα 5.14: Αρίθμηση τομέων και σταθμών βάσης για σύστημα ενός tier



Εικόνα 5.15: Διάγραμμα ροής συνάρτησης *sectorize*

5.3.4 Εκχώρηση Καναλιών

Όπως αναφέραμε και στο 3^ο κεφάλαιο, η ιδέα της κατανομής καναλιών (ή υπο-φερόντων) εφαρμόζεται στις τεχνικές πολυδιαυλικής διαμόρφωσης (multi-carrier modulation). Η τεχνική που μας απασχολεί στην παρούσα εργασία και προσομοίωση είναι το OFDM και η επέκτασή του για εφαρμογές πολλαπλής πρόσβασης OFDMA. Ακολουθώντας λοιπόν την τεχνική αυτή, αρχικά διαχωρίζουμε το bit-stream πληροφορίας σε επιμέρους bit-streams, τα οποία μεταδίδονται μέσω αντίστοιχου πλήθους *subcarriers*, τα οποία επιλέγεται να είναι ορθογώνια

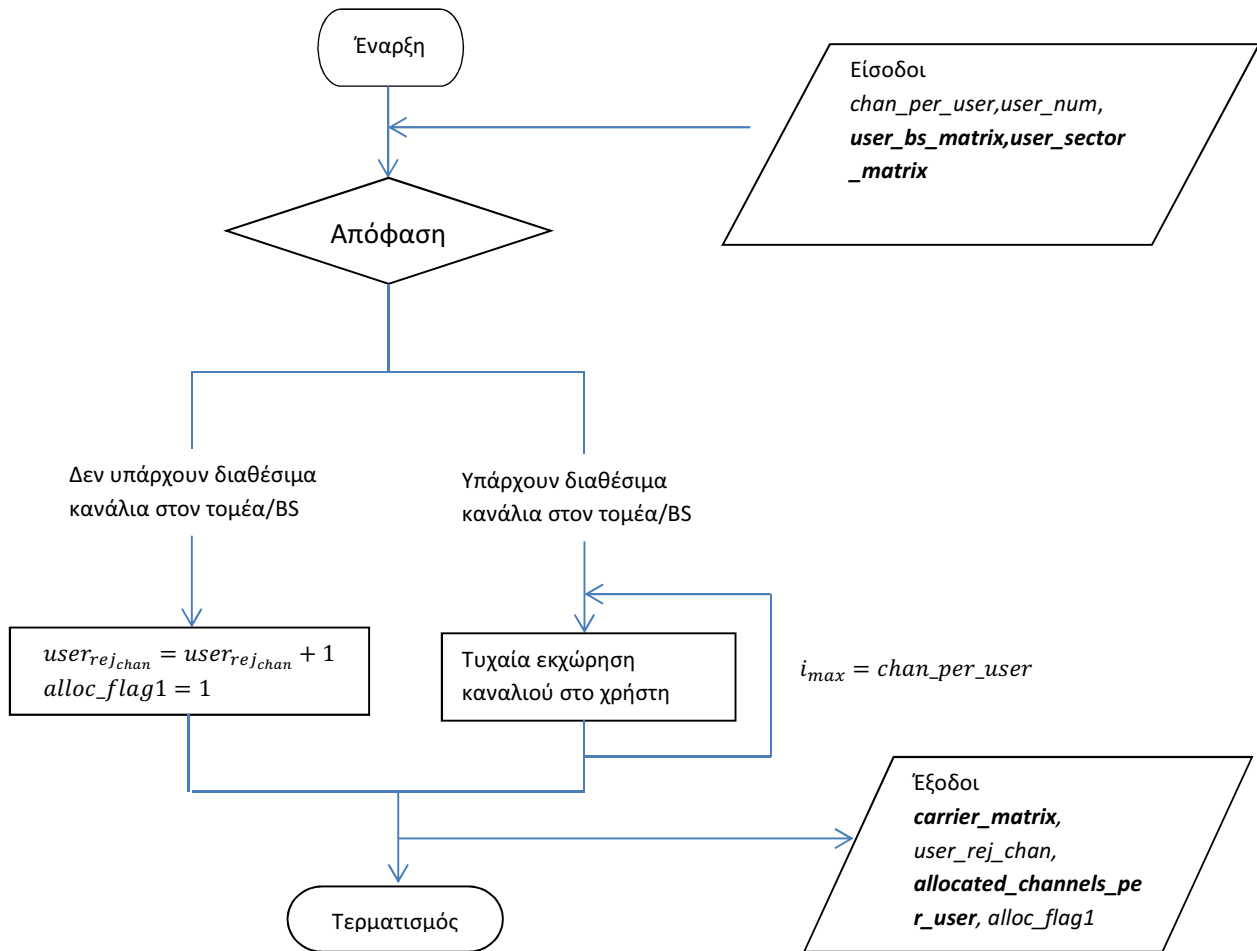
μεταξύ τους για καλύτερη φασματική απόδοση. Ο ρυθμός μετάδοσης κάθε υπο-φέροντος είναι υποπολλαπλάσιος του συνολικού ρυθμού μετάδοσης, όπως και το εύρος ζώνης. Τα πλήθος των υπο-φερόντων επιλέγεται κατά τρόπο ώστε το εύρος ζώνης του καθενός να είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου, έτσι ώστε να μην υπάρχουν επιλεκτικές διαλείψεις και κατ' επέκταση ISI.

Θεωρούμε πως το σύστημα που προσομοιώνεται, καταλαμβάνει συνολικό εύρος ζώνης 10 MHz και σε κάθε τομέα ανατίθενται $C_{sec} = 128$ κανάλια εύρους ζώνης $\frac{10MHz}{128} = 78.125 KHz$ (σε σενάρια όπου έχουμε διαφοροποίηση των παραμέτρων αυτών, θα το αναφέρουμε ρητά). Εναλλακτικά, σε περίπτωση που επιθυμούσαμε να μειώσουμε την πολυπλοκότητα επεξεργασίας και αποθήκευσης δεδομένων, θα είχαμε τη δυνατότητα να χρησιμοποιήσουμε την τομεοποίηση μονάχα προς αποφυγή παρεμβολών και όχι προς αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος, εκχωρώντας 128 κανάλια ανά BS (δηλ. $C_c = 128$). Μία σημαντική παράμετρος του συστήματος είναι ο αριθμός καναλιών που αναθέτουμε ανά χρήστη, έστω C_u . Είναι προφανές ότι όσο αυξάνεται ο αριθμός αυτός, τόσο αυξάνεται και το παρεχόμενο ανά χρήστη εύρος ζώνης και συνεπώς η ταχύτητα μεταφοράς δεδομένων που αυτός απολαμβάνει. Παράλληλα όμως μειώνεται ο αριθμός χρηστών που μπορεί να εξυπηρετήσει το σύστημα. Για το σκοπό αυτό ο αριθμός καναλιών ανά χρήστη παραμετροποιείται ανάλογα με τις εκάστοτε απαιτήσεις.

Για την εκχώρηση των καναλιών σε MS χρησιμοποιούμε τη συνάρτηση *subc_alloc*. Μεταξύ άλλων, η *subc_alloc* δέχεται ως δεδομένο τον BS (ή τον τομέα) που ανήκει ο χρήστης και ελέγχει αν σε έναν δυαδικό πίνακα που ονομάζουμε *carrier_matrix*, όπου περιέχονται όλα τα κανάλια του BS (ή τομέα), υπάρχουν τουλάχιστον C_u διαθέσιμα κανάλια. Εφόσον υπάρχουν, τα εκχωρούμε στο χρήστη με τυχαίο τρόπο και ταυτόχρονα τα θέτουμε στον *carrier_matrix* ως πλέον μη διαθέσιμα. Στην περίπτωση μη διαθέσιμων καναλιών ο χρήστης απορρίπτεται, αλλάζοντας ταυτόχρονα την τιμή μίας μεταβλητής-σημαίας που υποδηλώνει την ύπαρξη απορριφθέντος χρήστη (*alloc_flag1*) και αυξάνεται κατά ένα ο μετρητής απορριφθέντων χρηστών (*user_rej_chan*). Εφόσον ένας χρήστης έχει απορριφθεί προχωρούμε στην εισαγωγή νέου. Η συνάρτηση *subc_alloc* τελικά επιστρέφει τον πίνακα *allocated_channels_per_user*, ο οποίος περιέχει πληροφορία για τον αριθμό χρηστών που έχουν εισαχθεί στο σύστημα (αριθμός γραμμών) μετά το τέλος της προσομοίωσης, για τον αριθμό των καναλιών που έχουν εκχωρηθεί σε κάθε χρήστη (αριθμός στηλών), καθώς και για το ποιά ακριβώς κανάλια έχουν εκχωρηθεί σε

κάθε χρήστη και με ποιιά σειρά. Είναι εύλογο ότι ο μέγιστος αριθμός χρηστών που μπορούν να συνυπάρξουν σε ένα κανάλι (ομοδιαυλικοί χρήστες ή co-channel users) για 1 tier και τομεοποίηση 120° είναι 21 χρήστες, όσοι δηλαδή και οι τομείς του συστήματος (ο αριθμός αυτός θα προέκυπτε αν υπήρχε σε κάθε τομέα ένας χρήστης που θα καταλάμβανε το συγκεκριμένο κανάλι). Στην περίπτωση ανάθεσης υπο-φερόντων ανά BS, ο μέγιστος αριθμός χρηστών ανά κανάλι είναι 7 χρήστες, όσοι και οι BS του συστήματος ενός tier. Επίσης εύκολα προκύπτει ότι κάθε τομέας ή BS μπορεί να εξυπηρετήσει μέχρι και $\lfloor \frac{C_s}{C_u} \rfloor$ χρήστες.

Στην εικόνα 5.16 παρατίθεται το αντίστοιχο διάγραμμα ροής που περιγράφει τη λειτουργία της διαδικασίας εκχώρησης καναλιών συστήματος στους χρήστες.



Εικόνα 5.16: Διάγραμμα ροής συνάρτησης *sub_alloc*

5.3.5 Μητρώα MIMO

Η υιοθέτηση κεραιοσυστημάτων MIMO στα υπάρχοντα κυψελωτά συστήματα (και όχι μόνο) προσδίδει σημαντικά οφέλη στην ταχύτητα λειτουργίας, αλλά και στην αξιοπιστία παρεχόμενων υπηρεσιών. Οι μέθοδοι μέσω των οποίων κάτι τέτοιο γίνεται εφικτό, περιγράφηκαν διεξοδικά στο 5^ο κεφάλαιο και στην υποενότητα αυτή θα περιγράψουμε τον τρόπο με τον οποίο οι τεχνικές MIMO ενσωματώνονται στον προσομοιωτή μας.

Σύμφωνα με την εξίσωση 4.1, βασικό στοιχείο ενός MIMO συστήματος είναι ο πίνακας \mathbf{H} , διαστάσεων $M_r \times M_t$. Στα στοιχεία του περιλαμβάνονται τα πολλαπλά κέρδη διαύλου, τα οποία επιτυγχάνονται μέσω των πολλαπλών διαύλων που σχηματίζονται μεταξύ των κεραιών εισόδου και εξόδου. Θεωρώντας δεδομένη την τυχαιότητα του ραδιοδιαύλου σε περιβάλλον πολυδιαδρομικών ανακλάσεων και διαλείψεων, τα στοιχεία του πίνακα αυτού είναι τυχαίες μιγαδικές μεταβλητές. Πέραν του \mathbf{H} , απαραίτητη είναι η δημιουργία του πίνακα \mathbf{w} (διαστάσεων $M_t \times 1$), ο οποίος περιέχει τους συντελεστές (ή βάρη) προ-κωδικοποίησης (precoding) στις κεραιές μετάδοσης, έτσι ώστε να εκμεταλλευτούμε πλήρως το διαφορισμό που μας προσφέρει το MIMO (μέσω εφαρμογής σχήματος Maximum Ratio Combining – MRC – βλ. εδάφιο 4.2.2.2). Αντίστοιχα, για την επιτυχημένη αναπαραγωγή του σήματος λήψης στις κεραιές του δέκτη, δημιουργούμε έναν πίνακα συνδυασμού και επανένωσης των πολλαπλών σημάτων που ονομάζουμε \mathbf{r} (διαστάσεων $1 \times M_r$). Τέλος θα πρέπει να συνυπολογίσουμε και τον AWGN θόρυβο που προστίθεται στο σήμα λήψης μέσω ενός πίνακα *noise* διαστάσεων $M_r \times 1$. Οι πίνακες \mathbf{w} , \mathbf{r} και *noise* προκύπτουν ως εξής:

- Υπολογίζουμε τον πίνακα $\mathbf{H}_2 = \mathbf{H}^H \mathbf{H}$ όπου με \mathbf{A}^H συμβολίζουμε τον αναστροφοσυζυγή (Hermitian transpose) πίνακα του \mathbf{A} .
- Υπολογίζουμε τις ιδιοτιμές και ιδιοδιανύσματά (eigenvalues - eigenvectors) του \mathbf{H}_2 και βρίσκουμε το ιδιοδιάνυσμα που αντιστοιχεί στη μέγιστη ιδιοτιμή του. Το ιδιοδιάνυσμα αυτό αντιστοιχεί στον πίνακα \mathbf{w} .
- Στη συνέχεια μέσω του υπολογισμού $(\mathbf{H}\mathbf{w})^H$ προκύπτει ο πίνακας \mathbf{r} .
- Για τον *noise* πίνακα μπορούμε να θεωρήσουμε μία ενιαία σταθερή τιμή για όλους τους διαύλους (π.χ. -104 dBm).

Η συνάρτηση που δημιουργεί τους προαναφερθέντες πίνακες είναι η *generate_H_w_r_noise_matrices*. Κατά τη δημιουργία τους όμως, θα πρέπει να λάβουμε υπόψη πως τα πολλαπλά μιγαδικά κέρδη λόγω MIMO θα εμφανίζονται ξεχωριστά για κάθε χρήστη, σε κάθε κανάλι και σε κάθε τομέα του συστήματος, μιας και ένας χρήστης μπορεί να εκπέμπει σε περισσότερα του ενός κανάλια και σε περισσότερους από έναν τομείς (υπό τη μορφή παρεμβολών). Συνεπώς οι συνολικές διαστάσεις του \mathbf{H} θα είναι 5 , δηλαδή $(M_r \times M_t \times user_num \times C_s \times sec_num)$, όπου *user_num* είναι ο αριθμός χρηστών του συστήματος και *sec_num* ο αριθμός των τομέων. Αντίστοιχα ο \mathbf{w} θα έχει διαστάσεις $(M_t \times user_num \times C_s)$, ο \mathbf{r} $(user_num \times M_r \times C_s)$ και ο **noise** $(M_r \times user_num \times C_s)$. Το αντίστοιχο διάγραμμα ροής φαίνεται στην εικόνα 5.17. Οι πίνακες $\mathbf{H}, \mathbf{w}, \mathbf{r}, \mathbf{H}_2$ συμβολίζονται και ως *H_matrix, w_matrix, r_matrix, H_matrix2*.

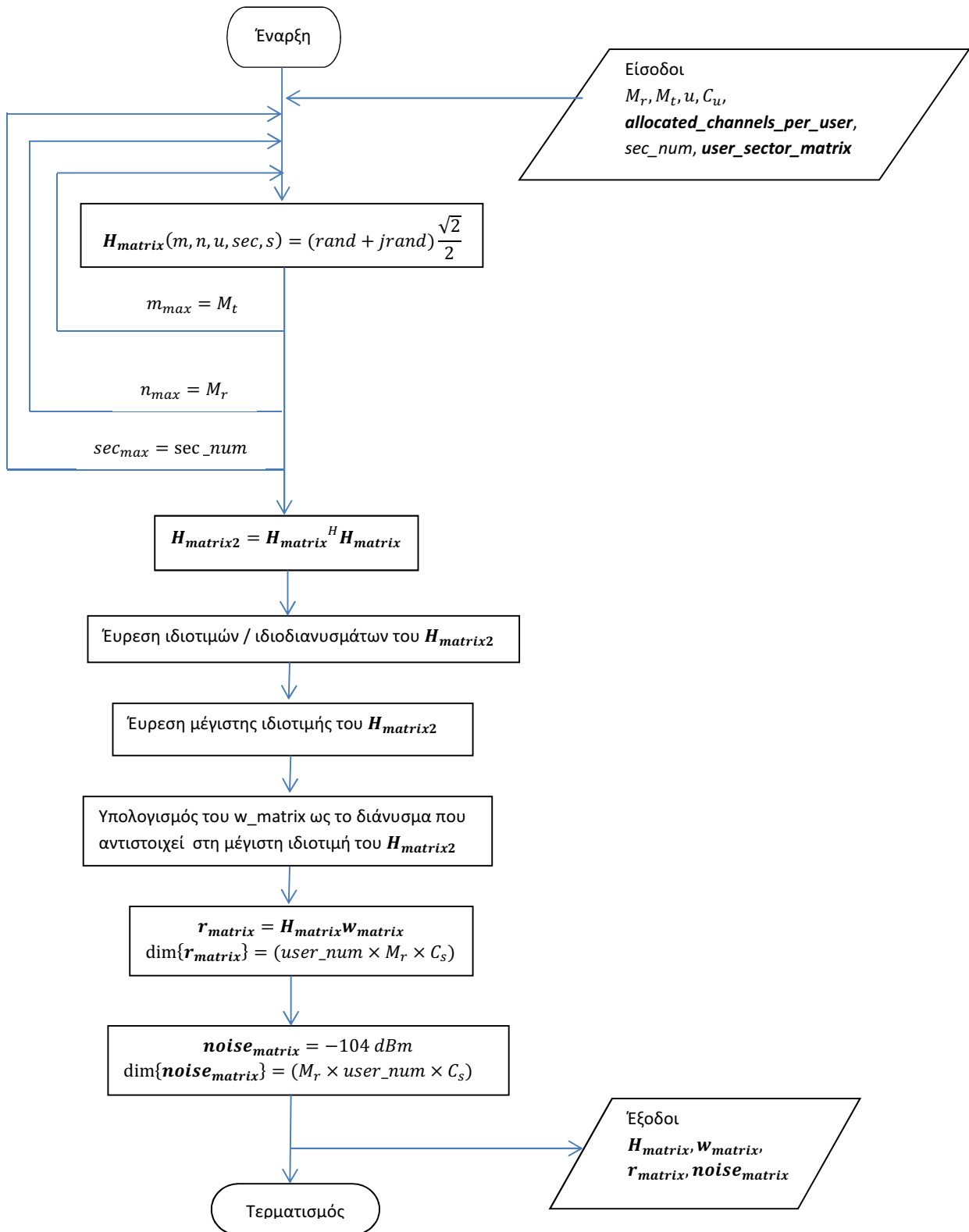
5.3.6 Έλεγχος Ισχύος

Αφότου πραγματοποιηθεί η εκχώρηση καναλιών σε κάποιον χρήστη του συστήματος και υπολογιστούν οι παράμετροι του MIMO, θα πρέπει να υπολογισθεί η ισχύς που θα μπορέσει να εκπέμπει ο χρήστης αυτός στο ασύρματο μέσο, έτσι ώστε να επιτύχει ικανοποιητική ποιότητα σύνδεσης. Κατά τον υπολογισμό αυτό, θα πρέπει να ληφθεί πρόνοια για τον περιορισμό των παρεμβολών που θα προκαλούνται σε χρήστες του ίδιου ή διαφορετικών καναλιών, στην ίδια ή σε διαφορετικές κυψέλες. Στη συγκεκριμένη προσομοίωση θα λάβουμε υπόψη μονάχα τις ενδοδιαυλικές (intra-channel) παρεμβολές μεταξύ χρηστών που προέρχονται από ξεχωριστές κυψέλες.

5.3.6.1 Υπολογισμός Συνολικών Απωλειών Διάδοσης

Μέσω της συνάρτησης *user_bs_path_loss* υπολογίσαμε τις απώλειες διαδρομής μεταξύ χρήστη και BS εξυπηρέτησης, συμπεριλαμβανομένης της σκίασης. Με την εφαρμογή τομεοποίησης όμως, θα έχουμε μείωση του παράγοντα ενδοκυψελικών και διακυψελικών παρεμβολών και συνεπώς θα πρέπει να το λάβουμε υπόψη στον προσδιορισμό των ολικών απωλειών διάδοσης.

Θεωρώντας τις απώλειες διαδρομής (έστω *PL*) της εξίσωσης 2.1 υπολογίζουμε τις ολικές απώλειες ως εξής



Εικόνα 5.17: Διάγραμμα ροής συνάρτησης *generate_H_w_r_noise_matrices*

$$TL = PL + A_{1,2} - G_b - G_m \quad (5.3)$$

όπου

$$A_1 = 0 \text{ dB} , \quad 0^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$$

$$A_2 = 20 \text{ dB} , \quad \text{αλλού}$$

ο παράγοντας σχετικής εξασθένισης BS – MS και θ είναι η γωνία μεταξύ χρήστη και περιοχής κάλυψης τομέα. Επίσης G_b είναι το κέρδος κεραίας του BS και G_m το κέρδος κεραίας του κινητού τερματικού. Εν προκειμένω θα χρησιμοποιήσουμε δύο συνηθισμένες τιμές των παραμέτρων αυτών, δηλαδή $G_b = 14 \text{ dBi}$ και $G_m = 0.1 \text{ dB}$.

Από τη σχέση 5.3 είναι εμφανές πως παράγοντας διαφοροποίησης των συνολικών απωλειών, πέρα από τις απώλειες διαδρομής που λαμβάνουν υπόψη την απόσταση BS – MS, δεδομένου ενός συγκεκριμένου τύπου περιβάλλοντος διάδοσης, είναι και η σχετική θέση χρήστη και τομέα που εξετάζουμε. Για να συμπεριλάβουμε τη διαφοροποίηση αυτή στον προσομοιωτή, χρησιμοποιούμε το πρώτο μέρος της συνάρτησης *power_control* στο οποίο διερευνούμε από ποιους BS «φωτίζεται»¹⁸ κάθε χρήστης. Οι περιπτώσεις που εξετάζουμε συνολικά είναι 9:

- Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον κάτω δεξιό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε κάτω δεξιό τομέα.
- Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον κάτω δεξιό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε άνω δεξιό τομέα.
- Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον κάτω δεξιό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε αριστερό τομέα.
- Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον άνω δεξιό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε κάτω δεξιό τομέα.
- Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον άνω δεξιό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε άνω δεξιό τομέα.

¹⁸ Ο όρος «φωτίζεται» (εκ του *lighten*) περιγράφει την κατάσταση κατά την οποία ένα κινητό τερματικό βρίσκεται εντός του ανοίγματος μισής ισχύος (γωνία Δ_{3dB}) του κύριου λοβού ακτινοβολίας ενός κατευθυντικού ακτινοβολητή.

- Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον άνω δεξιό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε αριστερό τομέα.
- Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον αριστερό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε κάτω δεξιό τομέα.
- Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον αριστερό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε άνω δεξιό τομέα.
- Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον αριστερό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε αριστερό τομέα.

Επιπλέον σε κάθε περίπτωση, όταν ο χρήστης βρίσκεται σε τομέα τύπου $3k + 1$, $k = 0,1, \dots$ ή τύπου $3k + 2$, $k = 0,1, \dots$ διαχωρίζουμε τις περιοχές του τομέα σε αριστερή και δεξιά, ενώ για τομέα τύπου $3k + 2$, $k = 0,1, \dots$ σε άνω και κάτω.

Εφόσον λοιπόν προσδιορισθεί η σχετική θέση BS - MS, σχηματίζουμε έναν πίνακα με όνομα ***user_sector_attenuation_matrix***, ο οποίος περιέχει τον παράγοντα σχετικής εξασθένισης μεταξύ κάθε χρήστη που γίνεται αποδεκτός στο σύστημα και κάθε τομέα. Επίσης μέσω της σχέσης 5.3 μπορεί να προσδιορισθεί και ο πίνακας συνολικών απωλειών (***total_loss_matrix***) που είναι και το αρχικό ζητούμενο.

5.3.6.2 Κατανομή Ισχύος σε Ομοδιαυλικούς Χρήστες

Σε ένα κυψελωτό σύστημα, πέραν της προσπάθειας που καταβάλλεται για παροχή βέλτιστης υπηρεσίας σε κάθε χρήστη μεμονωμένα, θα πρέπει να συνεκτιμάται και ο παράγοντας των διαρροών ΗΜ ισχύος σε όμορα κανάλια (διακαναλικές παρεμβολές), αλλά και το φαινόμενο ανεξέλεγκτης αύξησης ισχύος εκπομπής κάποιων τερματικών, εις βάρος των υπολοίπων ομοδιαυλικών. Χαρακτηριστικό παράδειγμα τέτοιας κατάστασης είναι το φαινόμενο *near-far*. Άλλη σημαντική αιτία για την απαίτηση συνεχούς ελέγχου ισχύος εκπομπής, είναι οι αρνητικές επιδράσεις που ενδεχομένως έχει ένα ισχυρό ΗΜ πεδίο στην υγεία του τερματικού χρήστη, ιδιαίτερα όταν αυτό βρίσκεται σε πολύ κοντινή απόσταση από ζωτικά του όργανα. Αν και οι επιδράσεις αυτές βρίσκονται ακόμα σε ερευνητικό στάδιο, η αρμόδια ευρωπαϊκή επιτροπή *CENELEC* (European Committee for Electrotechnical Standardization) έχει θεσπίσει μέσω του

δείκτη *Specific Absorption Rate* (SAR) ορισμένα ανώτατα όρια εκπομπής θερματικού εξοπλισμού.

Λαμβάνοντας υπόψη τα προηγούμενα, θεωρούμε ως ανώτατο όριο ισχύος εκπομπής ανά χρήστη ανά κανάλι το 1 Watt. Με βάση τον περιορισμό αυτό διενεργούμε στο δεύτερο μέρος της συνάρτησης *power control*, ελέγχους ισχύος κατά τρόπο που περιγράφεται ακολούθως.

Εξετάζοντας κάθε κανάλι του συστήματος ξεχωριστά, δημιουργούμε έναν πίνακα ονόματι *co_channel_users*, ο οποίος θα περιέχει κάθε φορά τους εκάστοτε ομοδιαυλικούς χρήστες. Γνωρίζοντας λοιπόν τους χρήστες που καταλαμβάνουν κοινό κανάλι, προσπαθούμε να προσδιορίσουμε τις ισχύες εκπομπής τους. Αυτό καθίσταται δυνατό μέσω της επίλυσης ενός γραμμικού συστήματος ανεξάρτητων μεταξύ τους εξισώσεων, με αγνώστους τις ζητούμενες ισχύες. Το σύστημα αυτό προκύπτει μέσω της εξισώσεων της μορφής [29]

$$SINR_{n,s} = \frac{\frac{p_{n,s} \mathbf{w}_{n,s}^H \mathbf{H}_{n,sec(n),s}^H \mathbf{r}_{n,s}^H \mathbf{r}_{n,s} \mathbf{H}_{n,sec(n),s} \mathbf{w}_{n,s}}{TL_{n,sec(n)}}}{\sum_{n' \neq n, s \in S_{n'}} \frac{p_{n',s} \mathbf{w}_{n',s}^H \mathbf{H}_{n,sec(n'),s}^H \mathbf{r}_{n',s}^H \mathbf{r}_{n',s} \mathbf{H}_{n,sec(n'),s} \mathbf{w}_{n',s}}{TL_{n,sec(n')}} + \mathbf{r}_{n,s}^H \mathbf{I}_o} \quad (5.4)$$

όπου *SINR* είναι ο λόγος ισχύος σήματος προς ισχύ παρεμβολής και θορύβου (Signal-to-Interference-and-Noise-Ratio), \mathbf{H} , \mathbf{w} , \mathbf{r} οι πίνακες όπως περιγράφηκαν στην υποενότητα 5.3.5 και I_o η ισχύς θερμικού θορύβου. Ο δείκτης n αναφέρεται στο νεοεισελθέντα χρήστη του συστήματος (θα το συναντήσουμε και με το σύμβολο u), ο δείκτης s στο κανάλι που ο χρήστης n έχει καταλάβει, ο δείκτης n' σε ομοδιαυλικό χρήστη με το n , και ο δείκτης $sec(n)$ στον τομέα που ανήκει ο n χρήστης. Επίσης το σύνολο $S_{n'}$ είναι το σύνολο υπο-φερόντων στο οποίο ανήκει το s .

Ανάλογα λοιπόν με τον αριθμό των ομοδιαυλικών χρηστών κάποιου καναλιού του συστήματος, θα σχηματισθούν αντίστοιχου πλήθους γραμμικές εξισώσεις τις οποίες και θα επιλύσουμε έτσι ώστε να προκύψουν τα $p_{n,s}$ και $p_{n',s}$. Το αριστερό μέλος της σχέσης 5.4 παραμένει σταθερό για όλες τις εξισώσεις του συστήματος και θα ισχύει $SINR_{n,s} = 9.6 \text{ dB}$, τιμή που αντιστοιχεί σε βασική διαμόρφωση QPSK. Το είδος διαμόρφωσης που επιβάλλεται σε κάθε χρήστη και κάθε κανάλι θα μας απασχολήσει στη συνέχεια, αλλά προς το παρόν, θεωρούμε ως μόνη επιλογή τη βασική διαμόρφωση. Προφανώς όταν σε ένα κανάλι υπάρχει μόνο ένας ενεργός χρήστης, ο όρος

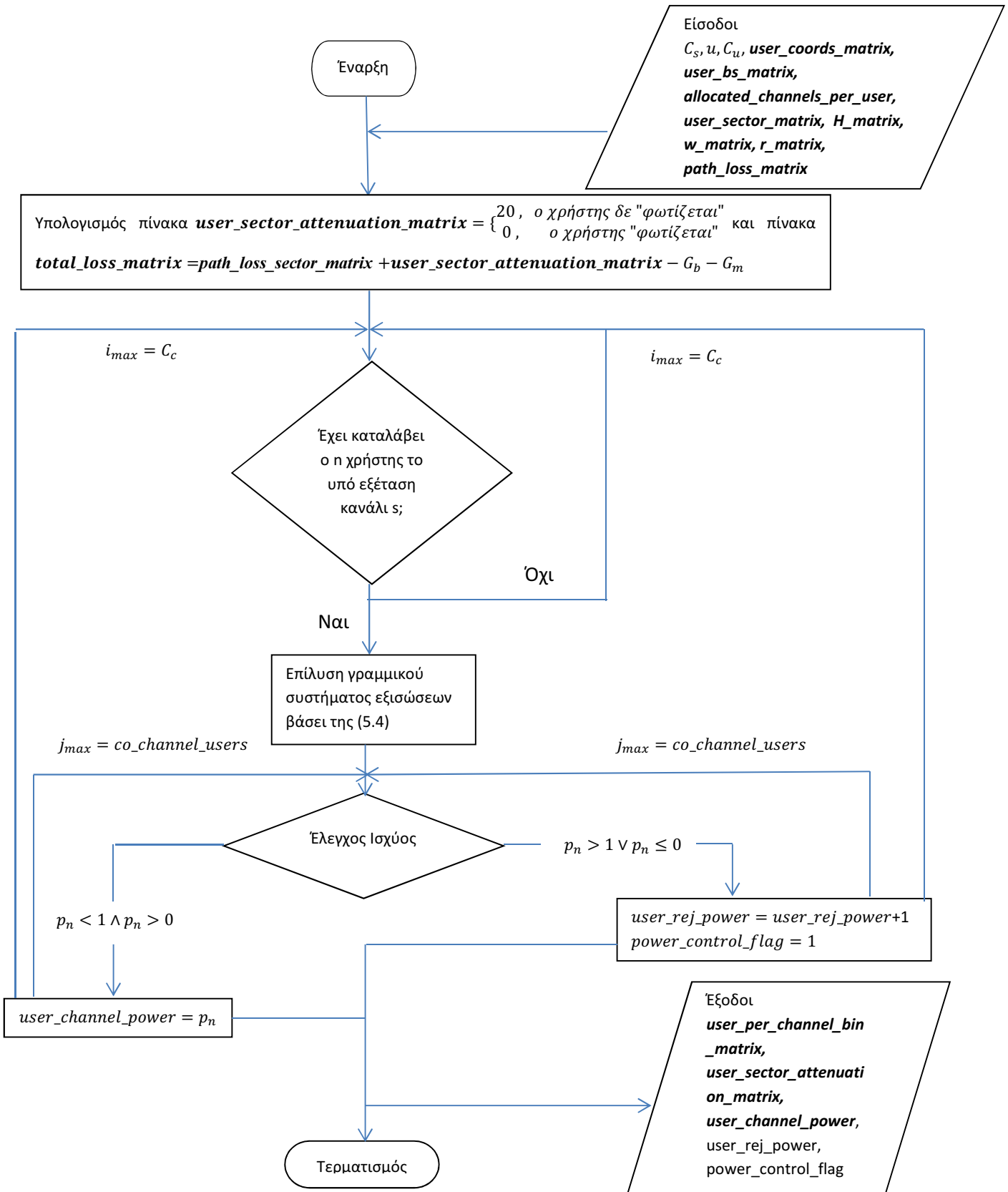
αθροίσματος του παρονομαστή (όρος παρεμβολών) μηδενίζεται και επενεργεί μόνο ο θερμικός θόρυβος, δηλαδή

$$\sum_{n' \neq n, s \in S_{n'}} \frac{p_{n',s} \mathbf{w}_{n',s}^H \mathbf{H}_{n,\text{sec}(n'),s}^H \mathbf{r}_{n,s}^H \mathbf{r}_{n,s} \mathbf{H}_{n,\text{sec}(n'),s} \mathbf{w}_{n',s}}{TL_{n,\text{sec}(n')}} = 0$$

Για να γίνουν αποδεκτές οι λύσεις του γραμμικού συστήματος θα πρέπει να ισχύει ο εξής περιορισμός $0 < p_{n,s} < 1$ (W) που σημαίνει, όπως προαναφέραμε, ότι η εκπεμπόμενη ισχύς ανά χρήστη ανά κανάλι δε θα πρέπει να ξεπερνάει το $1/W$ και προφανώς θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη του μηδενός για να θεωρείται εφικτή λύση (*feasible solution*). Για τα $p_{n,s}$ που δεν ικανοποιούν την προϋπόθεση αυτή, χρησιμοποιούμε τον πίνακα ***user_rej_power_matrix***, όπου αποθηκεύουμε τους χρήστες στους οποίους αντιστοιχούμε, έτσι ώστε στη συνέχεια να προχωρήσουμε στη διαγραφή τους. Από την άλλη, οι αποδεκτοί χρήστες (χρήστες με εφικτές λύσεις) αποθηκεύονται μαζί με τις τιμές ισχύος εκπομπής τους, στον πίνακα ***user_channel_power*** (ή αλλιώς *πίνακας ισχύος του συστήματος*). Ο πίνακας αυτός έχει ιδιαίτερη σημασία για την προσομοίωση, καθώς στο τέλος της εμπεριέχει τις εξής χρήσιμες πληροφορίες:

- Το συνολικό αριθμό χρηστών που έγιναν αποδεκτοί από το σύστημα (αντιστοιχεί στον αριθμό γραμμών του πίνακα).
- Το συνολικό αριθμό καναλιών κάθε τομέα ή BS (αντιστοιχεί στον αριθμό στηλών του πίνακα, με την προϋπόθεση να έχει καταληφθεί και το s -οστό κανάλι ($s = s_{max}$), αλλιώς θα έχει τόσες στήλες όση είναι και η τιμή του μέγιστου καναλιού που καταλήφθηκε).
- Τον αριθμό καναλιών που έχουν εκχωρηθεί σε κάθε χρήστη (αντιστοιχεί στον αριθμό των μη μηδενικών τιμών κάθε γραμμής του πίνακα).
- Τον αριθμό, καθώς και το ποιοί ακριβώς είναι οι ομοδιαυλικοί χρήστες κάθε καναλιού (αντιστοιχεί στα μη μηδενικά στοιχεία κάθε στήλης).
- Την τιμή ισχύος εκπομπής κάθε χρήστη σε κάθε κανάλι του (αντιστοιχεί στην τιμή κάθε στοιχείου του πίνακα).

Το διάγραμμα ροής της συνολικής συνάρτησης *power_control* φαίνεται στην εικόνα 5.18.



Εικόνα 5.18: Διάγραμμα ροής συνάρτησης power_control

5.3.7 Διαγραφή Χρηστών

Σημαντικό στάδιο μεταξύ των διαδικασιών που περιγράφηκαν μέχρι στιγμής, είναι η διαγραφή των απορριφθέντων χρηστών από τα μητρώα του συστήματος. Το να γνωρίζουμε ανά πάσα στιγμή τον αριθμό διαγραφέντων χρηστών μας βοηθά να εκτιμήσουμε την πολύ σημαντική παράμετρο της *πιθανότητας απόρριψης* (blocking probability). Για τον υπολογισμό της παραμέτρου αυτής λαμβάνουμε υπόψη μονάχα τους χρήστες που απορρίπτονται κατά τη διαδικασία εκχώρησης υπο-φερόντων και κατά τη διαδικασία του ελέγχου ισχύος (με αλλαγή των τιμών κατάλληλων μεταβλητών σημαίας - flags), διότι τους υπόλοιπους μη αποδεκτούς χρήστες τους μπλοκάρουμε απευθείας από το σύστημα, χωρίς να τους καταχωρούμε στα μητρώα του (π.χ. γεωγραφικά μη αποδεκτούς χρήστες και χρήστες με μεγάλες απώλειες διαδρομής).

Για τη διαγραφή χρηστών υπεύθυνες είναι οι συναρτήσεις *remove_user* και *remove_user2*. Η πρώτη χρησιμοποιείται σε περιπτώσεις διαγραφής χρήστη από πίνακες δύο διαστάσεων (διαγραφή αντίστοιχων σειρών) και η δεύτερη σε περιπτώσεις διαγραφής χρήστη από πίνακες με περισσότερες των δύο διαστάσεων (πίνακες MIMO). Και οι δύο συναρτήσεις επιστρέφουν τους πίνακες εισόδου τους, με διαγεγραμμένες τις αντίστοιχες εγγραφές που υποδεικνύονται στην είσοδό τους. Σημειώνεται πως κατά τον έλεγχο ισχύος μπορεί να προκύψουν περισσότεροι του ενός απορριφθέντες χρήστες, διάφοροι του νεοεισελθέντα. Αυτό π.χ. θα μπορούσε να συμβεί στην περίπτωση όπου κάποιοι χρήστες εντός ενός καναλιού εκπέμπουν υψηλές ισχύες και ο νεοεισελθείς χρήστης με χαμηλή ισχύ εκπομπής τους αναγκάζει να απορριφθούν. Σε μια άλλη θεώρηση όπου απλά θα διαγράφαμε το νεοεισελθέντα χρήστη θα οδηγούμασταν σε μόνιμο μπλοκάρισμα του καναλιού κάτι που προφανώς δε θα ήταν επιθυμητό.

5.3.8 Κωδικοποίηση Συμβόλων

Μόλις ολοκληρωθεί η διαδικασία εισαγωγής χρηστών στο σύστημα σύμφωνα με τα κριτήρια που υποδεικνύονται από το QoS, ξεκινά η διαδικασία αποστολής κβάντων πληροφορίας από κάθε χρήστη μέσω των εκχωρηθέντων καναλιών του. Για το σκοπό αυτό δημιουργούμε μία

συνάρτηση $QPSK_encoding$, η οποία κωδικοποιεί τα προς αποστολή bits σε σύμβολα πληροφορίας, μέσω του σχήματος QPSK που χρησιμοποιούμε ως βασική διαμόρφωση¹⁹.

Η διαδικασία κωδικοποίησης κατά QPSK είναι απλή και βασίζεται στη μεταβολή γωνίας ενός διανύσματος σταθερού πλάτους στο χώρο σημάτων. Το διάγραμμα αστερισμού που περιγράφει την QPSK φαίνεται στην εικόνα 3.1. Κάθε μιγαδικό σήμα του διαγράμματος πολλαπλασιάζεται με έναν παράγοντα κανονικοποίησης, που στη περίπτωση της QPSK είναι $1/\sqrt{2}$, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται το γεγονός ότι η μέση ενέργεια των συμβόλων είναι μοναδιαία.

Στην $QPSK_encoding$ αρχικά παράγουμε μία ροή δυαδικών ψηφίων με τυχαίο τρόπο, ξεχωριστή για κάθε χρήστη και για κάθε κανάλι του. Στην περίπτωση της QPSK, για να έχει νόημα η κωδικοποίηση, θα πρέπει να αποστέλλονται τουλάχιστον 2 bits ανά χρήστη ανά κανάλι (δεν υπάρχει CSIT). Η συνολική ροή bits αποθηκεύεται στον πίνακα $input_bitStream$ διαστάσεων $(user_num \times bits_{n,s} \times C_{sec})$, όπου $bits_{n,s}$ είναι ο αριθμός απεσταλμένων bits ανά χρήστη ανά κανάλι, ο οποίος προφανώς πρέπει να είναι πολλαπλάσιο του 2. Στη συνέχεια με βάση το διάγραμμα αστερισμού παράγονται τα αντίστοιχα σύμβολα ή σήματα πληροφορίας, που αποστέλλονται με τη σειρά τους στο ραδιοδιάλυο από την έξοδο του πομπού. Ο πίνακας που περιέχει τα σύμβολα αυτά θα είναι διαστάσεων $(user_num \times bits_{n,s}/2 \times C_{sec})$ και ονομάζεται $symbolStream$.

Το συνολικό σήμα εκπομπής από τις MIMO M_t κεραίες του πομπού μπορεί να εκφρασθεί μέσω του αθροίσματος [29]

$$x_n(t) = \sum_{s \in S_n} \sqrt{p_{n,s}} w_{n,s} X_{n,s} e^{j2\pi f_s t}, \quad 0 < t < T$$

όπου $X_{n,s}$ είναι το διάνυσμα μετάδοσης συμβόλων στο πεδίο του χρόνου, f_s είναι η φέρουσα συχνότητα που αντιστοιχεί στο s -οστό κανάλι, T είναι η διάρκεια του OFDM συμβόλου και τα υπόλοιπα σύμβολα έχουν το ίδιο νόημα με προηγούμενως.

¹⁹ Για τις υπόλοιπες τεχνικές κωδικοποίησης που χρησιμοποιούμε στον προσομοιωτή (16-QAM, 64-QAM), δημιουργήθηκαν οι αντίστοιχες συναρτήσεις (απο)κωδικοποίησης.

5.3.9 Υπολογισμός Εισόδου στο Δέκτη

Κατά τη διαδρομή του μέσω του ραδιοδιαύλου, το σήμα υφίσταται τα γνωστά φαινόμενα των απωλειών μεγάλης κλίμακας (απώλειες διαδρομής, σκίαση) αλλά και μικρής κλίμακας, όπως οι ταχείες διαλείψεις και η παρεμβολή από άλλους ομοδιαυλικούς χρήστες, που ονομάζεται και *παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης* (Multiple Access Interference - MAI). Η MAI εμφανίζεται ως ένα άθροισμα πολλαπλών σημάτων που υφίστανται διαφοροποιημένες λόγω τομεοποίησης απώλειες διαδρομής, σύμφωνα με τη γεωγραφική θέση προέλευσης του καθενός, και αλλοιώνοντας κατά αυτόν τον τρόπο το ωφέλιμο σήμα του n -οστού χρήστη. Στην περαιτέρω αλλοίωση του εισερχόμενου διανύσματος σημάτων συνεισφέρει και ο AWGN θόρυβος τον οποίο προσθέτει το εκάστοτε MIMO κανάλι. Συνεπώς για κάθε κανάλι και κάθε χρήστη, αφότου γίνει προσαρμοσμένο φιλτράρισμα και διακριτός μετασχηματισμός Fourier (DFT) στο δέκτη, το σήμα λήψης MIMO για μία περίοδο συμβόλου T μπορεί να εκφρασθεί ως ένα διάνυσμα ($M_r \times 1$) μορφής [29]

$$\mathbf{Y}_{n,s} = \sqrt{\frac{p_{n,s}}{TL_{n,\text{sec}(n)}}} \mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s} \mathbf{w}_{n,s} X_{n,s} + \sum_{n' \neq n, s \in S_{n'}}^N \sqrt{\frac{p_{n',s}}{TL_{n,\text{sec}(n')}}} \mathbf{H}_{n,\text{sec}(n'),s} \mathbf{w}_{n',s} X_{n',s} + \mathbf{noise}_{n,s}$$

όπου οι μεταβλητές p , TL , X και οι πίνακες \mathbf{H} , \mathbf{w} και \mathbf{noise} έχουν τη συνηθισμένη έννοια.

Η μεταβλητή N αντιστοιχεί στον αριθμό των ομοδιαυλικών χρηστών του καναλιού s , πέραν του τρέχοντος χρήστη n . Επιπλέον, ο βέλτιστος συνδυασμός των στοιχείων του διανύσματος \mathbf{Y} στο δέκτη μπορεί να επιτευχθεί όπως έχουμε επισημάνει μέσω του MRC και για αυτό προβαίνουμε σε πολλαπλασιασμό του \mathbf{Y} με το διάνυσμα $\mathbf{r}_{n,s}$, όπως αυτό έχει ήδη οριστεί. Αποτέλεσμα του πολλαπλασιασμού αυτού είναι ένας πίνακας (ως προς τις παραμέτρους MIMO M_r και M_t είναι απλός αριθμός, διότι προκύπτει ως πολλαπλασιασμός πίνακα-γραμμή με πίνακα-στήλη) που ονομάζουμε $\mathbf{Z_matrix}$ και αποτελεί ουσιαστικά τη ροή συμβόλων για κάθε χρήστη και κάθε κανάλι που θα αποκωδικοποιηθεί στο δέκτη. Οι διαστάσεις του είναι αντίστοιχες με αυτές του $\mathbf{symbolStream}$, δηλαδή ($user_num \times bits_{n,s}/2 \times C_{sec}$). Για τη διευκόλυνση υπολογισμού του $\mathbf{Z_matrix}$ κάνουμε χρήση της κάτωθι ιδιότητας που αποδεικνύεται από τη Θεωρία Πινάκων

$$(\mathbf{AB})^H(\mathbf{AB}) = \|\mathbf{AB}\|_F^2$$

όπου με $\|\mathbf{A}\|_F$ συμβολίζεται η νόρμα Frobenius του πίνακα \mathbf{A} , ο υπολογισμός της οποίας γίνεται μέσω της σχέσης

$$\|\mathbf{A}\|_F = \sqrt{\sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^n |a_{i,j}|^2} = \sqrt{\text{trace}(\mathbf{A}^H \mathbf{A})}$$

Με χρήση λοιπόν της ιδιότητας αυτής θα έχουμε τα εξής

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{n,s} &= \mathbf{r}_{n,s} \mathbf{Y}_{n,s} = (\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s} \mathbf{w}_{n,s})^H \mathbf{Y}_{n,s} \\ \Rightarrow \mathbf{Z}_{n,s} &= \sqrt{\frac{p_{n,s}}{TL_{n,\text{sec}(n)}}} (\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s} \mathbf{w}_{n,s})^H (\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s} \mathbf{w}_{n,s}) X_{n,s} \\ &\quad + (\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s} \mathbf{w}_{n,s})^H \sum_{n' \neq n, s \in S_{n'}}^N \sqrt{\frac{p_{n',s}}{TL_{n,\text{sec}(n')}}} \mathbf{H}_{n,\text{sec}(n'),s} \mathbf{w}_{n',s} X_{n',s} \\ &\quad + (\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s} \mathbf{w}_{n,s})^H \mathbf{noise}_{n,s} \\ \Rightarrow \mathbf{Z}_{n,s} &= \sqrt{\frac{p_{n,s}}{TL_{n,\text{sec}(n)}}} \|\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s} \mathbf{w}_{n,s}\|_F^2 X_{n,s} \\ &\quad + \sum_{n' \neq n, s \in S_{n'}}^N \sqrt{\frac{p_{n',s}}{TL_{n,\text{sec}(n')}}} (\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s} \mathbf{w}_{n,s})^H (\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n'),s} \mathbf{w}_{n',s}) X_{n',s} \\ &\quad + (\mathbf{H}_{n,\text{sec}(n),s} \mathbf{w}_{n,s})^H \mathbf{noise}_{n,s} \end{aligned}$$

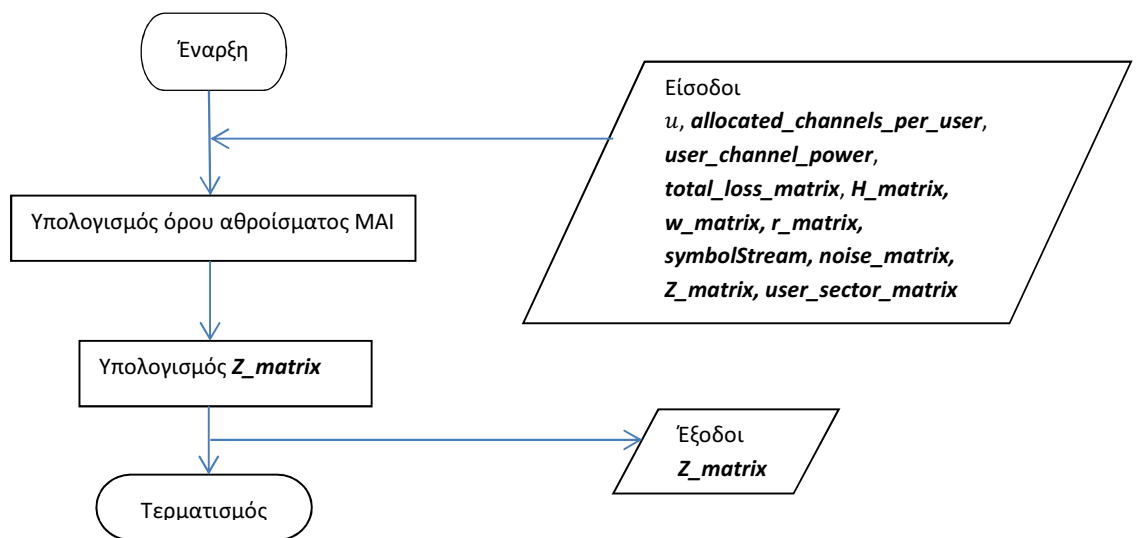
οπότε απλοποιείται ο αριθμητικός υπολογισμός του $\mathbf{Z}_{n,s}$.

Το διάγραμμα ροής της αρμόδιας για τον υπολογισμό του $\mathbf{Z}_{n,s}$ ($\mathbf{Z_matrix}$) συνάρτησης *receiver_input*, φαίνεται στην εικόνα 5.19.

5.3.10 Αποκωδικοποίηση Συμβόλων

Προκειμένου να αναπαραχθεί η ακολουθία bits στο δέκτη, είναι απαραίτητο να προηγηθεί η διαδικασία της αποκωδικοποίησης της εισερχόμενης συμβολοσειράς. Η διαδικασία αυτή υλοποιείται στον προσομοιωτή μέσω της συνάρτησης *QPSK_decoding*. Προφανώς η τεχνική

αποκωδικοποίησης θα πρέπει να είναι αντίστοιχη της τεχνικής κωδικοποίησης, εν προκειμένω η βασική QPSK, οπότε βασιζόμενοι και πάλι στο διάγραμμα αστερισμού της εικόνας 3.1 παράγουμε έναν πίνακα ονόματι **output_bitStream**, διαστάσεων αντίστοιχων με αυτές του **input_bitStream**, δηλαδή $(user_num \times bits_{n,s} \times C_{sec})$. Ο **output_bitStream** σε ένα ιδανικό περιβάλλον όπου θα απουσίαζαν θόρυβος και παρεμβολές θα έπρεπε να ήταν ίσος με τον **input_bitStream**. Προφανώς όμως παρουσιάζει διαφορές, η έκταση των οποίων φανερώνει την ποιότητα της ζεύξης, εκφρασμένη μέσω του ρυθμού σφαλμάτων (BER).



Εικόνα 5.19: Διάγραμμα ροής συνάρτησης *receiver_input*

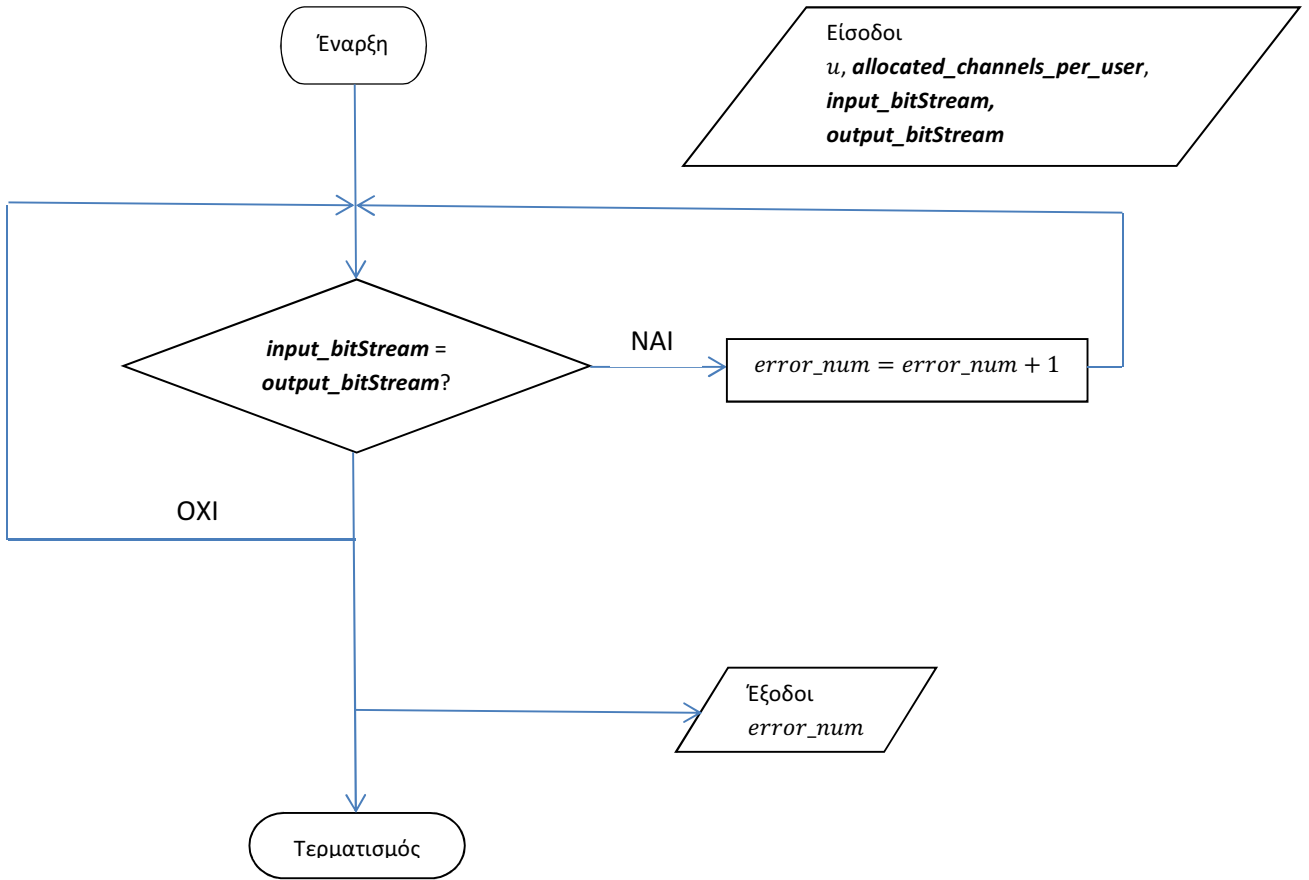
5.3.11 Υπολογισμός Bit Error Rate

Μία από τις σημαντικότερες παραμέτρους αξιολόγησης ενός ασύρματου συστήματος επικοινωνιών είναι ο ρυθμός σφαλμάτων ή αλλιώς BER. Όπως αποδείχθηκε από τον Shannon, η επίτευξη ρυθμού μετάδοσης πληροφορίας άνω κάποιου ορισμένου ορίου με μηδενικό ποσοστό λαθών είναι αδύνατη. Συνεπώς είναι κατανοητό πως ο προσδιορισμός του BER είναι ζωτικής σημασίας για την παραμετροποίηση του συστήματος προσομοίωσης.

Η διαδικασία αυτή υλοποιείται μέσω της συνάρτησης *error_bits_calculation* (διάγραμμα ροής στην εικόνα 5.20), η οποία δέχεται ως είσοδο τους πίνακες **input_bitStream** και

output_bitStream και συγκρίνει ένα προς ένα τα αντίστοιχα στοιχεία τους. Για κάθε ζεύγος διαφορετικών τιμών αυξάνεται ένας μετρητής σφαλμάτων και τελικά υπολογίζεται η έξοδος BER ως εξής

$$BER = \frac{\text{Αριθμός Λανθασμένων Bits}}{\text{Συνολικός Αριθμός Απεσταλμένων Bits}}^{20}$$

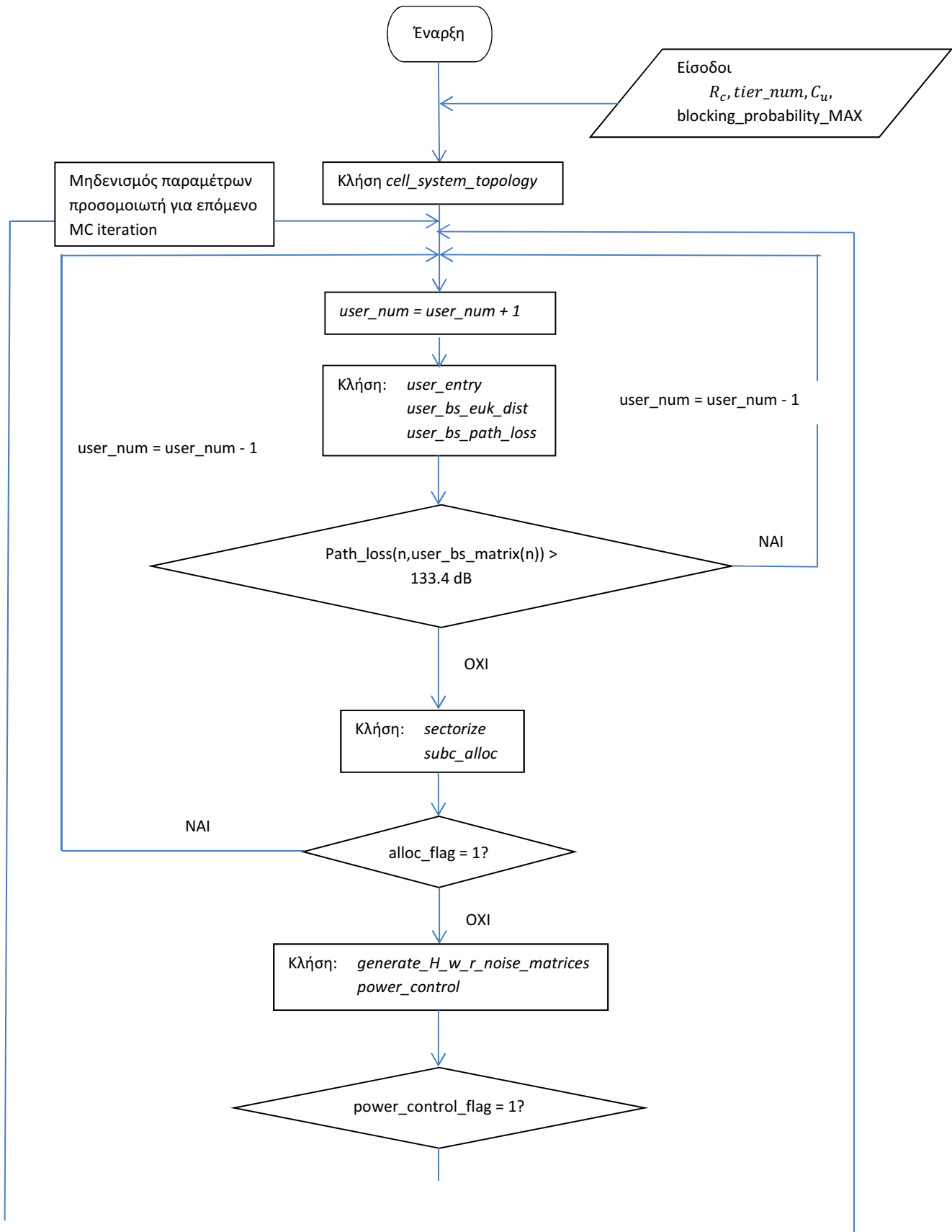


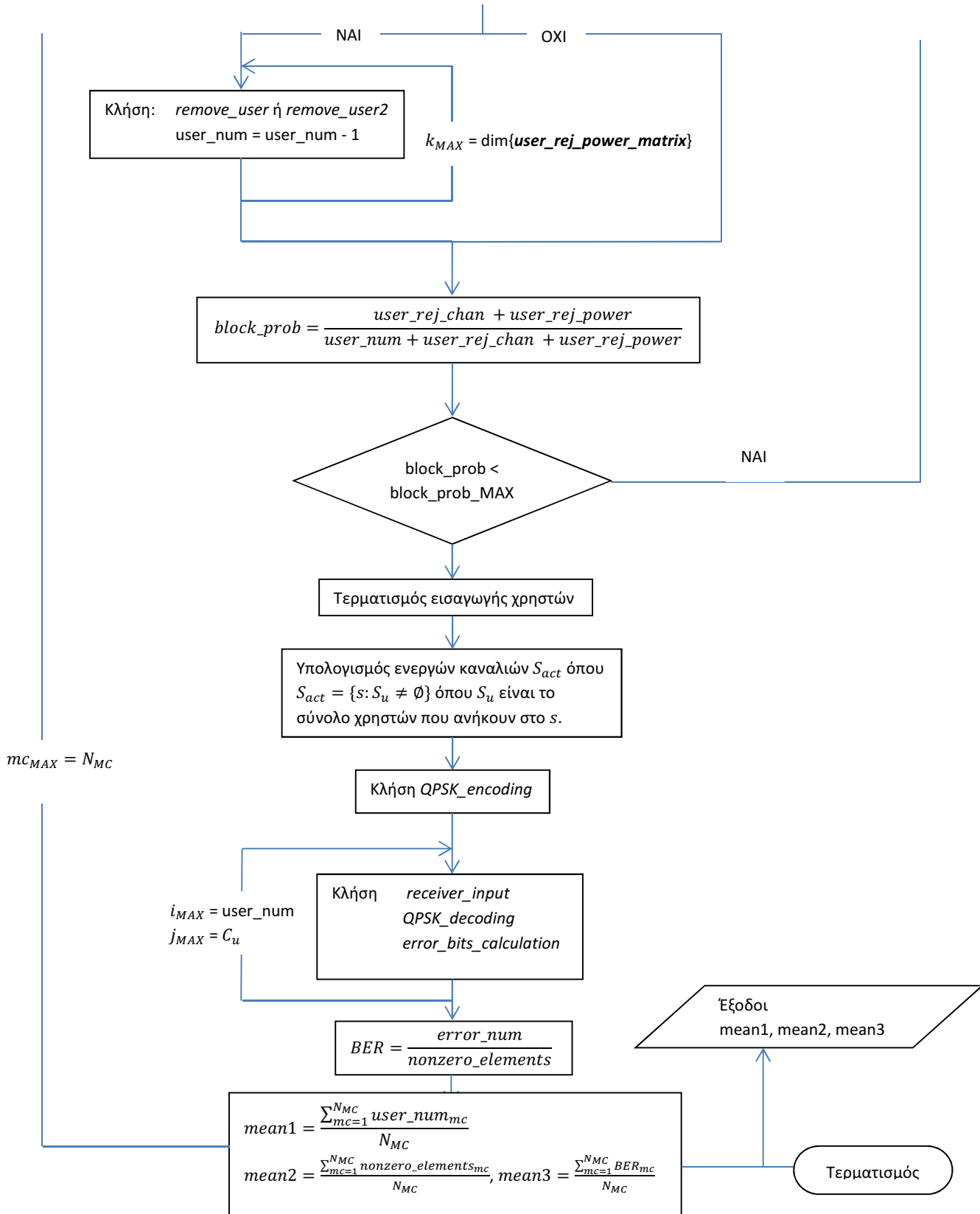
Εικόνα 5.20: Διάγραμμα ροής συνάρτησης *error_bits_calculation*

5.4 Αλγόριθμος Προσομοίωσης

Στην υποενότητα αυτή παρουσιάζεται το ολοκληρωμένο διάγραμμα ροής λειτουργίας (εικόνα 5.21) του προσομοιωτή, ως σύνθεση διαγραμμάτων ροής των επιμέρους συναρτήσεων που

²⁰ Ισούται με τον αριθμό μη μηδενικών στοιχείων του πίνακα *input_bitStream*





Εικόνα 5.21: Διάγραμμα ροής ολοκληρωμένου βασικού σεναρίου προσομοίωσης

χρησιμοποιήθηκαν. Οι επαναλήψεις MC υλοποιούνται μέσω του εξωτερικού βρόχου, όπου μετά το τέλος εκτέλεσής του υπολογίζονται οι μέσοι όροι των αριθμητικών αποτελεσμάτων της προσομοίωσης (π.χ. *mean1*, *mean2*, *mean3*).

Τέλος επισημαίνεται ότι καθ' όλο το μήκος της προσομοίωσης χρησιμοποιήθηκαν τεχνικές δομημένου προγραμματισμού (procedural programming).

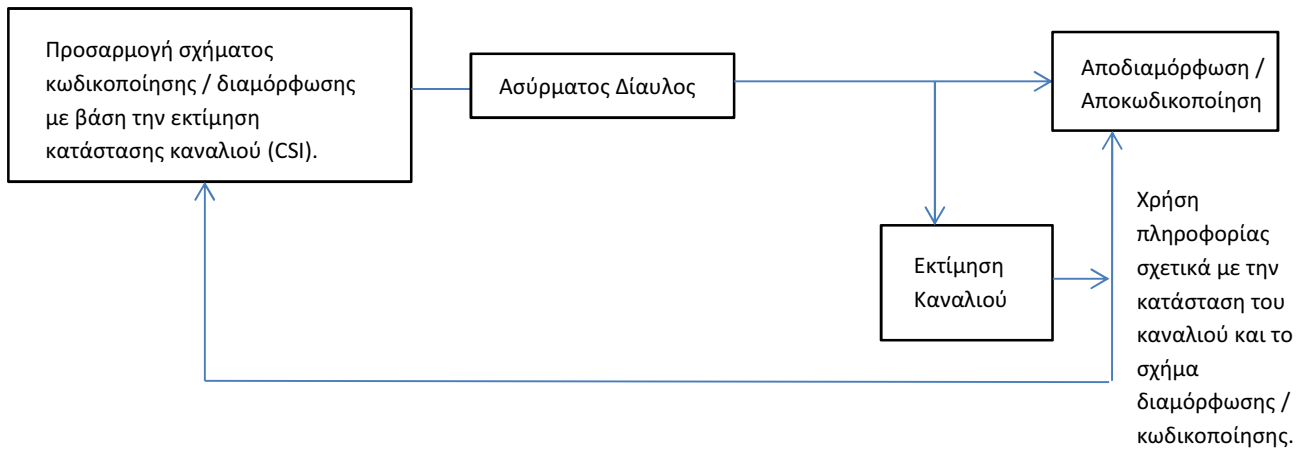
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

- Προσαρμοστική Διαμόρφωση

Στο 6^ο κεφάλαιο θα ασχοληθούμε με την ανάλυση τεχνικών προσαρμοστικής διαμόρφωσης (Adaptive Modulation – AM ή Adaptive Coding and Modulation - ACM), τεχνικών δηλαδή, οι οποίες λαμβάνοντας υπόψη το περιβάλλον διάδοσης μίας ασύρματης ζεύξης, εφαρμόζουν βελτιωμένα σχήματα διαμόρφωσης ή κωδικοποίησης κατά την επεξεργασία σήματος στον πομποδέκτη, με σκοπό την αύξηση της συνολικής επίδοσης και απόδοσης του συστήματος. Η εκμετάλλευση των διακυμάνσεων που μπορεί να παρουσιάσει ένας ταχέως μεταβαλλόμενος ραδιοδιάυλος, ο οποίος υποφέρει από βαθιές διαλείψεις στα διάφορα κανάλια του, μπορεί να αποφέρει σημαντικά οφέλη στην ταχύτητα μεταφοράς δεδομένων, διατηρώντας παράλληλα ποιοτική ζεύξη, όπου απαιτείται. Η ποσοτικοποίηση των ωφελειών αυτών θα πραγματοποιηθεί μέσω προσομοίωσης ορισμένων βασικών AM αλγορίθμων, των οποίων η χρήση εξαρτάται από τις παραμέτρους και τα ζητούμενα του εκάστοτε συστήματος και συνεπώς η αξιολόγηση και σύγκρισή τους σε διάφορα επίπεδα (π.χ. συνολικό throughput, συνολική ισχύς εκπομπής MS κ.α.) είναι απαραίτητη.

6.1 Εισαγωγή στην Προσαρμοστική Διαμόρφωση

Ο ασύρματος διάυλος στα κυψελωτά δίκτυα υφίσταται ποικίλες χρονικές, φασματικές και χωρικές αλλοιώσεις, οι οποίες δρουν ανασταλτικά στην επίτευξη αξιόπιστων και γρήγορων επικοινωνιών. Κάποιες εξ αυτών έχουν συζητηθεί και στα προηγούμενα κεφάλαια και είναι η απόσταση μεταξύ κινητού τερματικού και σταθμού βάσης, οι παρεμβάλλοντες MS και BS, ο εκθέτης απωλειών διάδοσης, η λογαριθμοκανονική σκίαση, οι βραχείες διαλείψεις Rayleigh και ο πάσης φύσεως θόρυβος. Προκειμένου να βελτιωθεί μία σειρά παραμέτρων QoS του κυψελωτού συστήματος, όπως η χωρητικότητά του, η ακτίνα κάλυψης, η αποτελεσματική διαχείριση ισχύος, η μέγιστος ρυθμός μεταφοράς δεδομένων, και οι πιθανότητες διακοπής και αποκλεισμού, εφαρμόζονται ποικίλες τεχνικές προσαρμοστικής διαμόρφωσης (όρος που συναντάται στη διεθνή βιβλιογραφία και ως link adaptation), οι οποίες προσαρμόζουν το εφαρμοζόμενο σχήμα διαμόρφωσης κάθε χρήστη σύμφωνα με τις συνθήκες που επικρατούν στα κανάλια που του έχουν ανατεθεί. Ένα γενικευμένο μπλοκ διάγραμμα σχήματος προσαρμοστικής διαμόρφωσης φαίνεται στην εικόνα 6.1.



Εικόνα 6.1: Μπλοκ διάγραμμα σχήματος προσαρμοστικής διαμόρφωσης

Είναι προφανή τα πλεονεκτήματα των σχημάτων AM, έναντι αυτών που χρησιμοποιούν σταθερή διαμόρφωση (fixed modulation). Σε συστήματα σταθερής διαμόρφωσης μπορεί, είτε να έχουμε ποιοτικές συνδέσεις αλλά ταυτόχρονα αργές, είτε το αντίστροφο, αλλά σπάνια και μόνο υπό

συνθήκες σχεδόν ιδανικού διαύλου και τα δύο συγχρόνως. Το μοναδικό πλεονέκτημα που μπορεί να προσφέρει η σταθερή διαμόρφωση, είναι η μειωμένη πολυπλοκότητα και συνεπώς μειωμένη καθυστέρηση λόγω επεξεργασίας δεδομένων και χαμηλότερο κόστος υλοποίησης, διότι δεν απαιτείται γνώση του καναλιού στον πομπό. Παρόλα αυτά, οι σύγχρονες τεχνικές AM σχεδόν εξαλείφουν ακόμα και αυτά τα λιγοστά μειονεκτήματα, μειώνοντας σημαντικά την πολυπλοκότητα των αλγορίθμων που χρησιμοποιούνται, κατεύθυνση προς την οποία στρέφεται και η παρούσα εργασία συγκρίνοντας τρεις βασικούς AM αλγορίθμους.

Η προσαρμογή των τεχνικών διαμόρφωσης στις μεταβαλλόμενες συνθήκες του ραδιοδιαύλου μπορεί να ποσοτικοποιηθεί μέσω της μέσης φασματικής απόδοσης (Mean ή Average Spectral Efficiency – MSE / ASE), η οποία υποθέτοντας ρυθμό μετάδοσης Nyquist (ο ελάχιστος ρυθμός δειγματοληψίας ενός σήματος, έτσι ώστε αυτό να μπορεί να αναπαραχθεί δίχως λάθη), μπορεί να γραφεί ως

$$ASE = \sum_{n=1}^N P_n R_n$$

όπου N είναι τα διαφορετικά διαθέσιμα σχήματα διαμόρφωσης, P_n είναι η πιθανότητα να συμβεί το καθένα από αυτά και R_n είναι οι ρυθμοί μετάδοσης που επιβάλλει το καθένα.

Η μέγιστη MSE που μπορεί να επιτευχθεί σε σχήμα AM (Maximal ASE in ACM - MASA), λαμβάνοντας υπόψη την εξίσωση 4.5 (Shannon – Hartley Theorem) είναι [46]

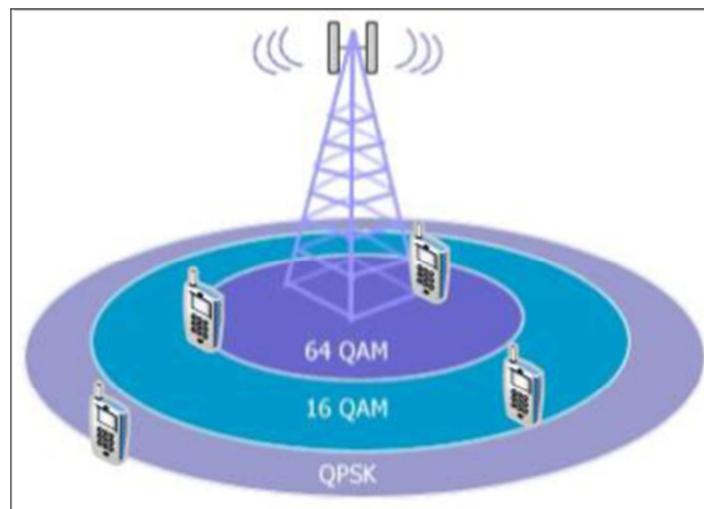
$$MASA = \sum_{n=1}^N \log_2(1 + \gamma) \int_{s_n}^{s_{n+1}} p_\gamma(\gamma) d\gamma$$

όπου s_n είναι τα διαφορετικά όρια CSNR (Channel-Signal-to-Noise-Ratio) που αντιστοιχούν στο κάθε σχήμα AM, και $p_\gamma(\gamma)$ είναι η PDF του CSNR, που για κανάλια διαλείψεων Rayleigh αντιστοιχεί στην εκθετική κατανομή.

6.2 Προσαρμοστικές Τεχνικές

Προκειμένου να επιτευχθεί βέλτιστη αξιοποίηση των ραδιοπόρων, έχει επινοηθεί ένα ευρύ φάσμα τεχνικών προσαρμοστικής διαμόρφωσης, οι οποίες εξακολουθούν να αποτελούν πεδίο έντονου ερευνητικού ενδιαφέροντος. Στη συνέχεια θα περιγράψουμε τα βασικά στοιχεία των δημοφιλέστερων τεχνικών AM.

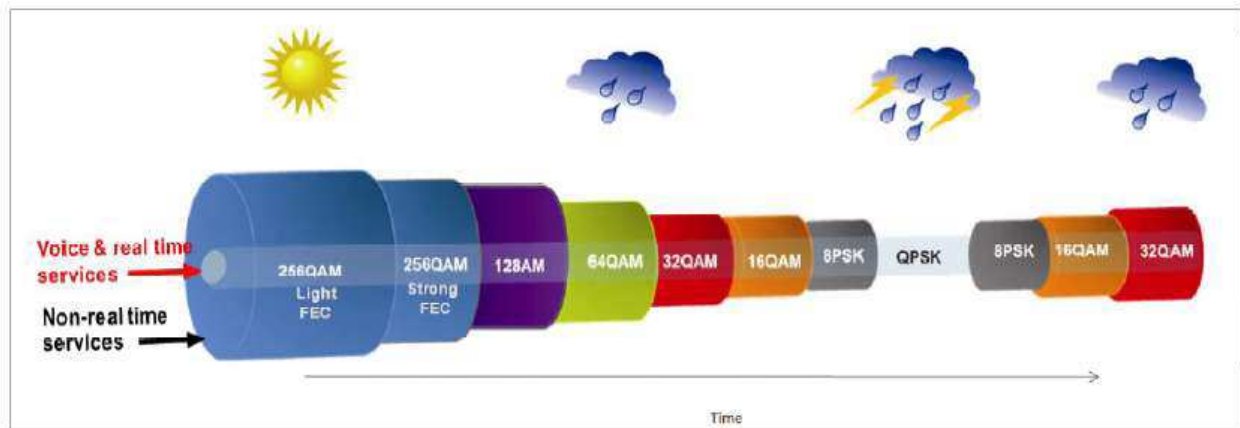
Η πιο κοινή μέθοδος εφαρμογής του AM είναι η διατήρηση της ισχύος εκπομπής ενός MS σε σταθερό επίπεδο και ανάλογα με την απόστασή του από τον BS και τις συνθήκες που επικρατούν στο δίαυλο αυξάνεται ή μειώνεται το επίπεδο διαμόρφωσης του και συνεπώς η ταχύτητα μεταφοράς δεδομένων. Πιο συγκεκριμένα με βάση το κριτήριο της γεωγραφικής απόστασης, οι κυψέλες του συστήματος κατατέμνονται ακτινικά σε υποπεριοχές, στις οποίες σε αντίστροφη αναλογία με την απόσταση, εφαρμόζονται ανώτερες τεχνικές διαμόρφωσης / αποδιαμόρφωσης (δηλαδή για μικρές αποστάσεις έχουμε υψηλού επιπέδου σχήματα), όπως φαίνεται στην εικόνα 6.2.



Εικόνα 6.2: Ακτινική κατάτμηση κυψέλης σε σχήμα ACM τριών επιπέδων διαμόρφωσης

Ενώ η προηγούμενη μέθοδος λαμβάνει υπόψη ως παράγοντα αύξησης επιπέδου διαμόρφωσης μονάχα τις απώλειες διάδοσης λόγω απόστασης, έχουμε τεχνικές AM, όπως αυτήν της εταιρίας

τηλεπικοινωνιών *Ceragon*, που αποδίδουν διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης σύμφωνα με τις επικρατούσες καιρικές συνθήκες και τα SNR που αυτές επιβάλλουν [31]. Στην εικόνα 6.3 παρουσιάζεται ένα ενδεικτικό σχήμα αντιστοίχισης φαινομένων και ψηφιακών τεχνικών διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται στην πράξη από δίκτυα *Ceragon*.



Εικόνα 6.3: Μεταβολή σχημάτων διαμόρφωσης σύμφωνα με τις επικρατούσες καιρικές συνθήκες, όπως προτείνεται από το AM σχήμα της εταιρίας *Ceragon*

Σε συστήματα πολλαπλής πρόσβασης όπως το OFDMA, οι προηγούμενες μέθοδοι δε λαμβάνουν υπόψη τις παρεμβολές που μπορεί να υπάρχουν στα κοινά κανάλια, καθώς και την επιβάρυνση που μπορεί να υφίστανται λόγω αυξημένου φορτίου χρηστών. Για το λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί τεχνικές AM που βασίζονται στην ανάθεση υψηλών επιπέδων διαμόρφωσης σε λιγότερο επιβαρυνμένα κανάλια για καλύτερη φασματική απόδοση, με το μειονέκτημα της απαίτησης ύπαρξης CSIT. Μία τέτοια τεχνική θα μελετηθεί μέσω του προσομοιωτή μας σε επόμενο εδάφιο.

Φυσικά όταν σκοπός είναι να μειωθεί η επεξεργαστική πολυπλοκότητα και το κατασκευαστικό κόστος των συστημάτων μετάδοσης και λήψης, μπορούμε να εφαρμόσουμε λιγότερο αποτελεσματικές αλλά πιο απλές κατά την υλοποίησή τους τεχνικές AM. Παράδειγμα τέτοιας τεχνικής είναι η τυχαία εκχώρηση σχημάτων διαμόρφωσης στα κανάλια κάθε χρήστη, σε συνδυασμό με τυχαία εκχώρηση μέγιστου αριθμού καναλιών ανά χρήστη.

Μπορούμε να συνοψίσουμε τις υπάρχουσες και υπό έρευνα τεχνικές διαμόρφωσης σε πέντε βασικές κατηγορίες [30]:

Τεχνικές Μεταβλητού Ρυθμού

- Ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων $R = R(\gamma)$ μεταβάλλεται σύμφωνα με το κέρδος γ κάθε καναλιού.
- Χρήση σταθερού ρυθμού μετάδοσης συμβόλων $R_s = 1/T_s$ σε συνδυασμό με αύξηση μεγέθους του διαγράμματος αστερισμού (δηλαδή αύξηση επιπέδου διαμόρφωσης).
- Χρήση σταθερής διαμόρφωσης αλλά μεταβλητού ρυθμού μετάδοσης συμβόλων.

Τεχνικές Μεταβολής Ισχύος

- Η ισχύς εκπομπής τερματικών μεταβάλλεται, έτσι ώστε να αντισταθμίζονται οι αλλαγές του SNR λόγω ταχέων διαλείψεων.

Μεταβλητή Πιθανότητα Λάθους

- Έχουμε προσαρμοζόμενο στιγμιαίο BER το οποίο υπόκειται στον περιορισμό ενός μέσου BER και το οποίο αντιστοιχεί σε πιθανότητα διακοπής

$$P_b = \int P_b(\gamma)p(\gamma)d\gamma$$

Μεταβλητές Τεχνικές Διόρθωσης Λαθών

- Χρήση ισχυρότερων κωδίκων ανίχνευσης / διόρθωσης λαθών όταν το κέρδος καναλιού γ είναι υψηλό.
- Χρήση ασθενέστερων κωδίκων ανίχνευσης / διόρθωσης λαθών όταν το κέρδος καναλιού γ είναι χαμηλό.

Υβριδικές Τεχνικές

1. Όπως φανερώνει και η ονομασία, γίνεται χρήση συνδυασμού των ανωτέρω τεχνικών με σκοπό την επίτευξη βέλτιστης φασματικής αξιοποίησης.

Στις ακόλουθες ενότητες θα επικεντρωθούμε στην ανάλυση αλγορίθμων που αφορούν τεχνικές μεταβολής ισχύος σε αντιστοιχία με τη μεταβολή των εκάστοτε επιπέδων διαμόρφωσης.

6.3 Πρώτος Αλγόριθμος AM

Ο πρώτος αλγόριθμος που θα εξετάσουμε βασίζεται στον εντοπισμό καναλιών χαμηλού φορτίου, δηλαδή καναλιών εκχωρηθέντων σε μικρό αριθμό ενεργών χρηστών, στα οποία και αναθέτουμε σταδιακά υψηλότερα επίπεδα διαμόρφωσης. Για το λόγο αυτό απαιτείται για την ορθή εφαρμογή του CSIT. Στην παρούσα εργασία θα περιοριστούμε στη χρήση διαμορφώσεων QPSK (βασική) και M-QAM όπου $M = 2^4, 2^6$ (χρήση 4 και 6 bits αντίστοιχα), μιας και είναι οι συνηθέστερες διαμορφώσεις υψηλότερου επιπέδου που εφαρμόζονται σε 4G δίκτυα. Στον πίνακα 6.1 φαίνονται οι ρυθμοί δεδομένων που επιτυγχάνονται ανά υπο-φέρον με χρήση των προαναφερθέντων διαμορφώσεων (και της BPSK που έχει το ρόλο της διαμόρφωσης αναφοράς).

Διαμόρφωση	Επίπεδο Διαμόρφωσης	Ρυθμός Δεδομένων ανά φέρον
BPSK	1 bps/Hz	78.125 kbps
QPSK	2 bps/Hz	156.25 kbps
16QAM	4 bps/Hz	312.5 kbps
64QAM	6 bps/Hz	468.75 kbps

Πίνακας 6.1: Ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων ανά κανάλι χρήστη για σύστημα 10 MHz και 128 κανάλια ανά BS

Τα βήματα του 1^{ου} αλγορίθμου συνοψίζονται στα εξής:

1. Ελέγχουμε τις ισχύες εκπομπής όλων των χρηστών, κάθε ενεργού²¹ καναλιού C_{act} του συστήματος.
2. Ταξινομούμε τους χρήστες κάθε καναλιού με βάση την ισχύ εκπομπής τους και εντοπίζουμε αυτόν με την ελάχιστη.
3. Επιχειρούμε αύξηση του επιπέδου διαμόρφωσης στο κανάλι του χρήστη που εξετάζουμε αρχικά, από τη βασική QPSK σε 16-QAM. Αν αυτό δεν είναι εφικτό τότε επιστρέφουμε στην αρχική διαμόρφωση.
4. Αν γίνει αποδεκτή η 16-QAM δοκιμάζουμε το επόμενο επίπεδο, δηλαδή 64-QAM. Αν η τελευταία δε γίνει αποδεκτή επιστρέφουμε και κρατάμε την 16-QAM, αλλιώς διατηρούμε στην 64-QAM.
5. Στη συνέχεια, και εφόσον έχει γίνει κάποια αύξηση επιπέδου διαμόρφωσης, επαναταξινομούμε τους χρήστες του καναλιού (διότι είναι πιθανό λόγω της ανακατανομής ισχύος να έχει η αλλάξει η κατάταξη) και επιχειρούμε τα βήματα 3 και 4 στο νέο χρήστη με την ελάχιστη ισχύ. Να σημειωθεί πως δοκιμάζουμε αύξηση επιπέδου μόνο σε χρήστες που δεν έχουν εξετασθεί. Αν δεν έχει γίνει αύξηση επιπέδου διαμόρφωσης (δηλαδή ο πίνακας ισχύος του συστήματος παραμένει αμετάβλητος) δοκιμάζουμε αύξηση επιπέδου στον αμέσως επόμενο χρήστη της αρχικής ταξινόμησης.
6. Προχωρούμε στην εξέταση του επόμενου ενεργού καναλιού επαναλαμβάνοντας τα βήματα 2, 3, 4 και 5, έως ότου ελέγξουμε όλα τα κανάλια και όλους τους χρήστες του συστήματος.

6.3.1 Υλοποίηση Αλγορίθμου 1 στον Προσομοιωτή

Η εκτέλεση του αλγορίθμου που περιγράφηκε προηγουμένως, στον οποίον εις το εξής θα αναφερόμαστε με την ονομασία «Αλγόριθμος 1», πραγματοποιείται αφότου εκτελεσθεί το κύριο μέρος του προσομοιωτή, όπως αυτό περιγράφεται στο κεφάλαιο 5, και αφότου εισαχθούν όλοι οι χρήστες στο σύστημα. Τότε λοιπόν, γίνεται κλήση της συνάρτησης *adaptive_modulation1* η οποία υλοποιεί τον Αλγόριθμο 1. Οι είσοδοι της συνάρτησης αφορούν αρκετές παραμέτρους και πίνακες του προσομοιωτή (αναφέρονται μία προς μία στο διάγραμμα ροής) και οι έξοδοι είναι ο

²¹ Με την ονομασία ενεργό κανάλι εννοούμε κάθε κανάλι του συστήματος, το οποίο μετά το πέρας της βασικής προσομοίωσης έχει εκχωρηθεί σε τουλάχιστον ένα χρήστη του συστήματος.

νέος πίνακας ισχύος του συστήματος, το συνολικό *throughput*, και ένας πίνακας ονόματι *SINR_level* που περιέχει τα επίπεδα διαμόρφωσης κάθε χρήστη, κάθε καναλιού του συστήματος.

Η διαδικασία που ακολουθείται κατά την εκτέλεση της *adaptive_modulation1* (σε αντιστοιχία με τα έξι βήματα που περιγράψαμε) είναι η ακόλουθη. Αρχικά κατασκευάζουμε τον πίνακα *SINR_level* με όλα τα στοιχεία του αρχικοποιημένα στο βασικό επίπεδο διαμόρφωσης. Στη συνέχεια ταξινομούμε τους χρήστες του καναλιού που εξετάζουμε και εφόσον ο χρήστης ελάχιστης ισχύος που επιλέγουμε (ή κάποιος από τους επόμενους) δεν έχει ήδη ελεγχθεί (δηλαδή δε βρίσκεται ήδη καταχωρημένος στον πίνακα *checked_users_matrix*), προβαίνουμε στη διενέργεια ελέγχου ισχύος για αυτόν και τους ομοδιαυλικούς του χρήστες, καλώντας τη συνάρτηση *power_control_adapt_mod1*. Αν με το νέο έλεγχο ισχύος δεν έχει σημειωθεί κάποια αλλαγή στον πίνακα ισχύος, ελέγχουμε τον επόμενο χρήστη του καναλιού, ενώ αν ο πίνακας ισχύος έχει αλλάξει, η διαδικασία ελέγχου επαναλαμβάνεται μέχρις ότου καταχωρηθούν όλοι οι χρήστες στον πίνακα *checked_users_matrix*. Στη συνέχεια μεταβαίνουμε στο επόμενο κανάλι κ.ο.κ.. Για τον υπολογισμό του *throughput* υπολογίζουμε αρχικά το bit rate κάθε χρήστη (BR_n) του συστήματος ως εξής (βλ. πίνακα 6.1)

$$BR_n = B_c(2 * QPSK_n + 4 * 16QAM_n + 6 * 64QAM_n)$$

όπου $B_c = 78125 \text{ Hz}$ το εύρος ζώνης κάθε καναλιού του συστήματος²² και $QPSK_n$, $16QAM_n$, $64QAM_n$ είναι ο συνολικός αριθμός QPSK, 16-QAM και 64-QAM διαμορφώσεων αντίστοιχα, τις οποίες έχει στα κανάλια του ο κάθε χρήστης. Στη συνέχεια το ολικό *throughput* υπολογίζεται ως

$$TH(bps) = \sum_{n=1}^{user_num} BR_n \quad (6.1)$$

Μία ακόμα χρήσιμη παράμετρος αξιολόγησης της επίδοσης του Αλγορίθμου 1 είναι το ποσοστό αύξησης της εκπεμπόμενης ισχύος (*PIR*) μετά την εφαρμογή του, ποσοστό που μεταφράζεται ως το κατά πόσο βέλτιστα αξιοποιήθηκε ο αλγόριθμος στην ισοκατανομή της εκπεμπόμενης ισχύος

²² Η σχέση $B_c = 78125 \text{ Hz}$ ισχύει μονάχα για 128 κανάλια ανά κυψέλη ή τομέα σε συνολικά διατιθέμενο φάσμα 10 MHz.

μεταξύ χρηστών και καναλιών (με διαφορετικές ταχύτητες ανά περίπτωση προφανώς) και πάντα εντός των επιθυμητών ορίων. Το ποσοστό αυτό μπορεί να προκύψει ως εξής:

$$PIR = \frac{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{C_{sec}} p'_{i,j} - \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{C_{sec}} p_{i,j}}{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^{C_{sec}} p_{i,j}} \quad (6.2)$$

όπου $p_{i,j}$ είναι οι ισχύες ανά χρήστη ανά κανάλι πριν το δεύτερο έλεγχο ισχύος και $p'_{i,j}$ μετά.

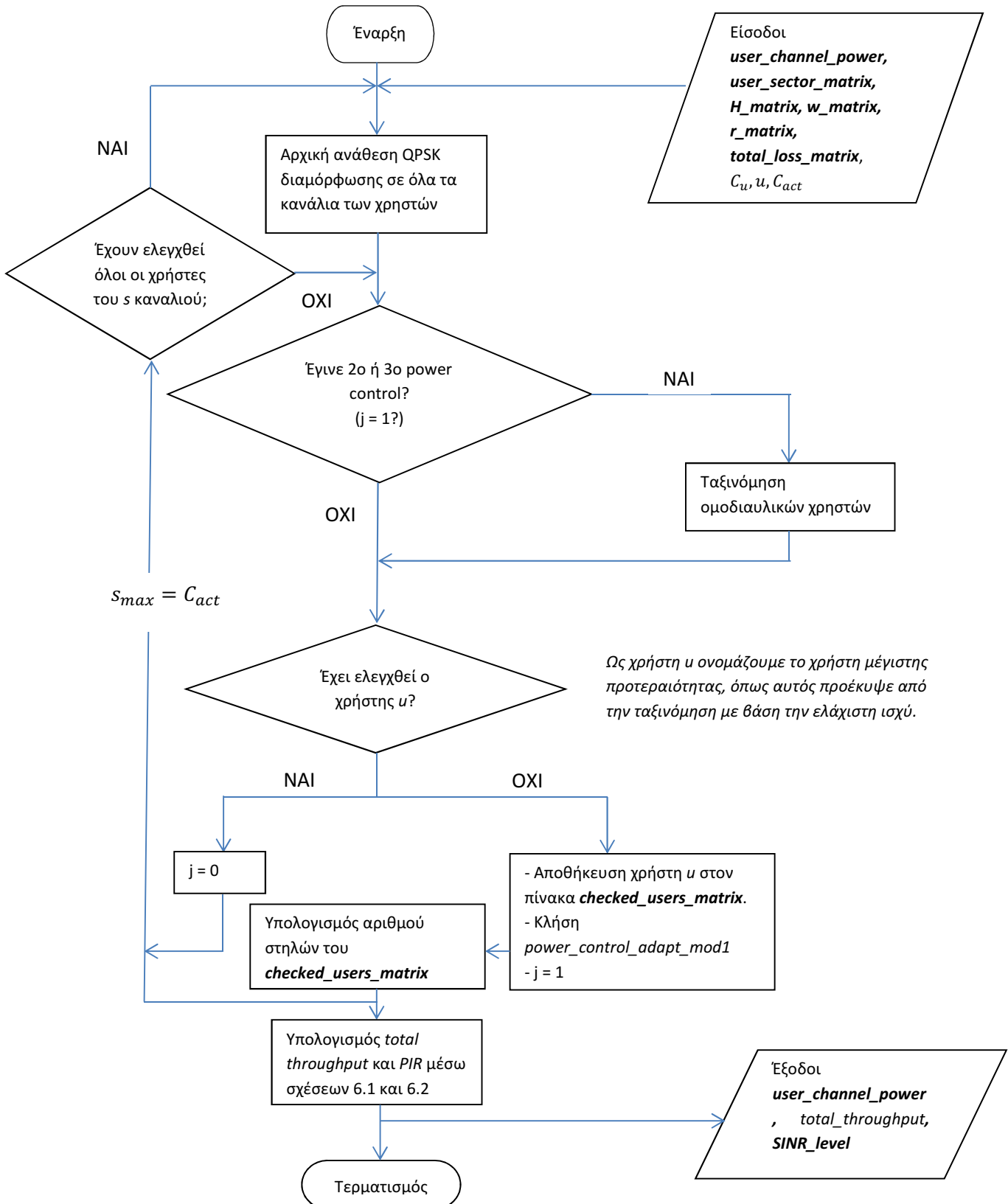
6.3.2 Υλοποίηση Ελέγχου Ισχύος Αλγορίθμου 1

Όπως αναφέρθηκε, η διενέργεια δεύτερου ελέγχου ισχύος, στα πλαίσια εκτέλεσης του Αλγορίθμου 1 απαιτεί δημιουργία ξεχωριστής συνάρτησης βασισμένης στην *power_control* του αρχικού προσομοιωτή, αλλά με κατάλληλες τροποποιήσεις. Τη νέα συνάρτηση ελέγχου ισχύος την ονομάζουμε *power_control_adapt_mod1* και λειτουργεί ως εξής. Δέχεται ως εισόδους, τις εισόδους της *adaptive_modulation1* με κάποιες προσθήκες που φαίνονται στο αντίστοιχο διάγραμμα ροής και επιστρέφει τον πίνακα ισχύος, τον πίνακα *SINR_level* και τους μετρητές επιπέδων διαμόρφωσης για κάθε χρήστη, οι οποίοι συμβάλλουν στον υπολογισμό του BR_n . Εσωτερικά της συνάρτησης διενεργούμε έλεγχο ισχύος αρχικά για 16-QAM και στη συνέχεια, αν έχει γίνει αποδεκτή, ξανακάνουμε έλεγχο για 64-QAM. Το αν θεωρείται αποδεκτή μία αύξηση επιπέδου διαμόρφωσης σχετίζεται με το κατά πόσο οι ισχύες εκπομπής των ομοδιαυλικών χρηστών στο κανάλι ελέγχου έχουν παραμείνει εντός αποδεκτών ορίων ($p_{max} = 1 W, p_{min} = 0 W$) μετά την αύξηση του επιπέδου για έναν από αυτούς. Ουσιαστικά επιλύεται σύστημα γραμμικών εξισώσεων αντίστοιχων με αυτών της *power_control*, αλλά εν προκειμένω το αριστερό μέλος της εξίσωσης 5.2, $SINR_{n,s}$, δεν είναι ίδιο για όλες τις εξισώσεις του συστήματος, αλλά για το συγκεκριμένο χρήστη του καναλιού που εξετάζεται κάθε φορά μπορεί να λάβει τις εξής τιμές (πέραν των 9.6 dB που αντιστοιχούν στην QPSK):

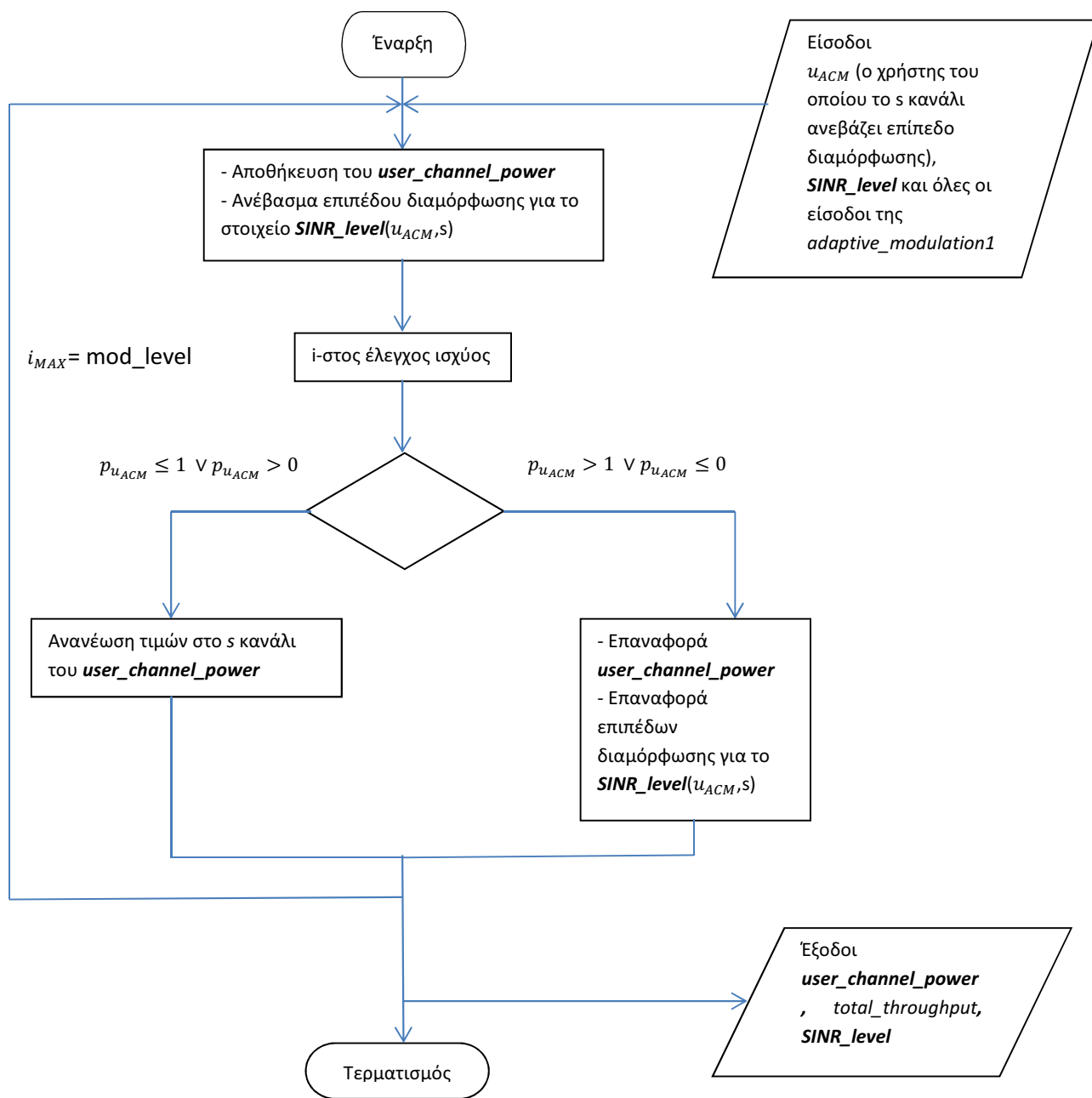
$$SINR_{n,s}(16QAM) = 16.4 \text{ dB}$$

$$SINR_{n,s}(64QAM) = 22.7 \text{ dB}$$

Σε περίπτωση αλλαγής επιπέδου ενημερώνεται ο πίνακας ισχύος καθώς και οι αντίστοιχοι μετρητές επιπέδων διαμόρφωσης.



Εικόνα 6.4: Διάγραμμα ροής συνάρτησης *adaptive_modulation1*



Εικόνα 6.5: Διάγραμμα ροής συνάρτησης $power_control_adapt_mod1$

Τα διαγράμματα ροής που υλοποιούν τον Αλγόριθμο 1 (συναρτήσεις $adaptive_modulation1$ και $power_control_adapt_mod1$) φαίνονται στις εικόνες 6.4 και 6.5 αντίστοιχα.

6.4 Δεύτερος Αλγόριθμος AM

Ο δεύτερος αλγόριθμος που εξετάζουμε (θα αναφέρεται εις το εξής ως «Αλγόριθμος 2»), βασίζεται σε έναν πιο απλό τρόπο αύξησης επιπέδων διαμόρφωσης ο οποίος λαμβάνει υπόψη την απόσταση των χρηστών από τον BS εξυπηρέτησής τους (βλ. εικόνα 6.2). Τα κύρια βήματα του Αλγορίθμου 2 είναι τα εξής:

- Κατά τη διάρκεια εισαγωγής χρηστών στο σύστημα (τρέξιμο βασικού προσομοιωτή):
 1. Κατατέμνουμε την κυψέλη σε πέντε ομόκεντρες περιοχές.
 2. Αναθέτουμε στην πιο κοντινή περιοχή πέντε κανάλια ανά χρήστη ($C_u = C_n = 5$) και καθώς κινούμαστε προς τα έξω καταλήγουμε σε $C_n = 1$.
- Αφότου εισαχθούν όλοι οι χρήστες στο σύστημα:
 1. Κατατέμνουμε εκ νέου την κυψέλη σε τρεις ομόκεντρες περιοχές
 2. Ανεξαρτήτως εκχωρηθέντων φερόντων, στους χρήστες της πρώτης περιοχής (πιο κοντινής στον BS) δίνουμε σταδιακά 64-QAM διαμόρφωση. Αν δε γίνει αποδεκτή διατηρούν τη βασική.
 3. Εξετάζουμε με τον ίδιο τρόπο όλα τα κανάλια κάθε χρήστη της πρώτης περιοχής στο σύστημα.
 4. Ελέγχουμε τη δεύτερη περιοχή όπου δίνουμε σταδιακά 16-QAM διαμόρφωση σε κάθε κανάλι κάθε χρήστη. Αν δε γίνει αποδεκτή, διατηρείται η βασική. Η τρίτη περιοχή παραμένει σε QPSK.

6.4.1 Υλοποίηση Αλγορίθμου 2 στον Προσομοιωτή

Για την υλοποίηση του Αλγορίθμου 2 δημιουργούμε μία νέα συνάρτηση *final_system_block_prob_MC_alg2*, η οποία περιέχει το βασικό προσομοιωτή, με μόνη διαφορά ότι κατά την εκτέλεση της διαδικασίας εισαγωγής νέων χρηστών αναθέτουμε αριθμό καναλιών σε κάθε νεοεισελθόντα χρήστη με βάση την απόστασή του από τον BS ως εξής (βλ. εικόνα 6.6):

$$C_n = 5, \quad 0 < dist_{n,BS_n} \leq R_c/5$$

$$C_n = 4, \quad R_c/5 < dist_{n,BS_n} \leq 2R_c/5$$

$$C_n = 3, \quad 2R_c/5 < dist_{n,BS_n} \leq 3R_c/5$$

$$C_n = 2, \quad 3R_c/5 < dist_{n,BS_n} \leq 4R_c/5$$

$$C_n = 1, \quad 4R_c/5 < dist_{n,BS_n}$$

όπου $dist_{n,BS_n}$ η απόσταση μεταξύ χρήστη n και του BS που τον εξυπηρετεί (BS_n) και R_c η εσωτερική ακτίνα κυψέλης. Η διαδικασία ελέγχου απόστασης χρηστών πραγματοποιείται στον κώδικα της βασικής προσομοίωσης μεταξύ της κλήσης των συναρτήσεων *sectorize* και *subc_alloc*.

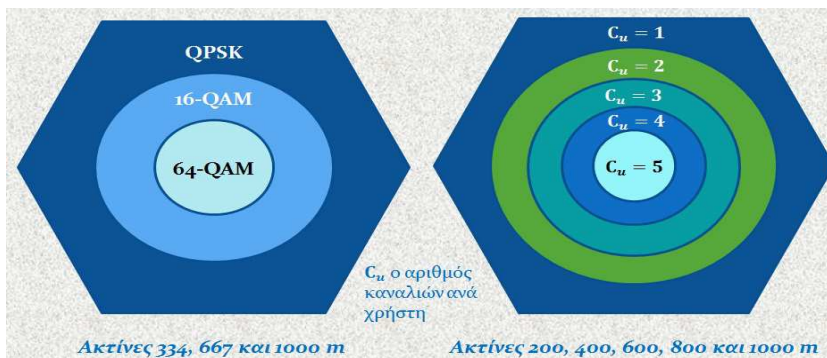
Αφού, κατά το γνωστό τρόπο, εισέλθουν όλοι οι χρήστες στο σύστημα, γίνεται κλήση της *adaptive_modulation2* η οποία τρέχει τον Αλγόριθμο 2. Η συνάρτηση αυτή έχει αντίστοιχες εισόδους και εξόδους με την *adaptive_modulation1* (φαίνονται στο αντίστοιχο διάγραμμα ροής), με τη μόνη διαφορά ότι αναθέτουμε σχήματα διαμόρφωσης με βάση τον εξής διαχωρισμό (βλ. εικόνα 6.6):

$$64QAM \rightarrow 0 < dist_{n,BS_n} \leq R_c/3$$

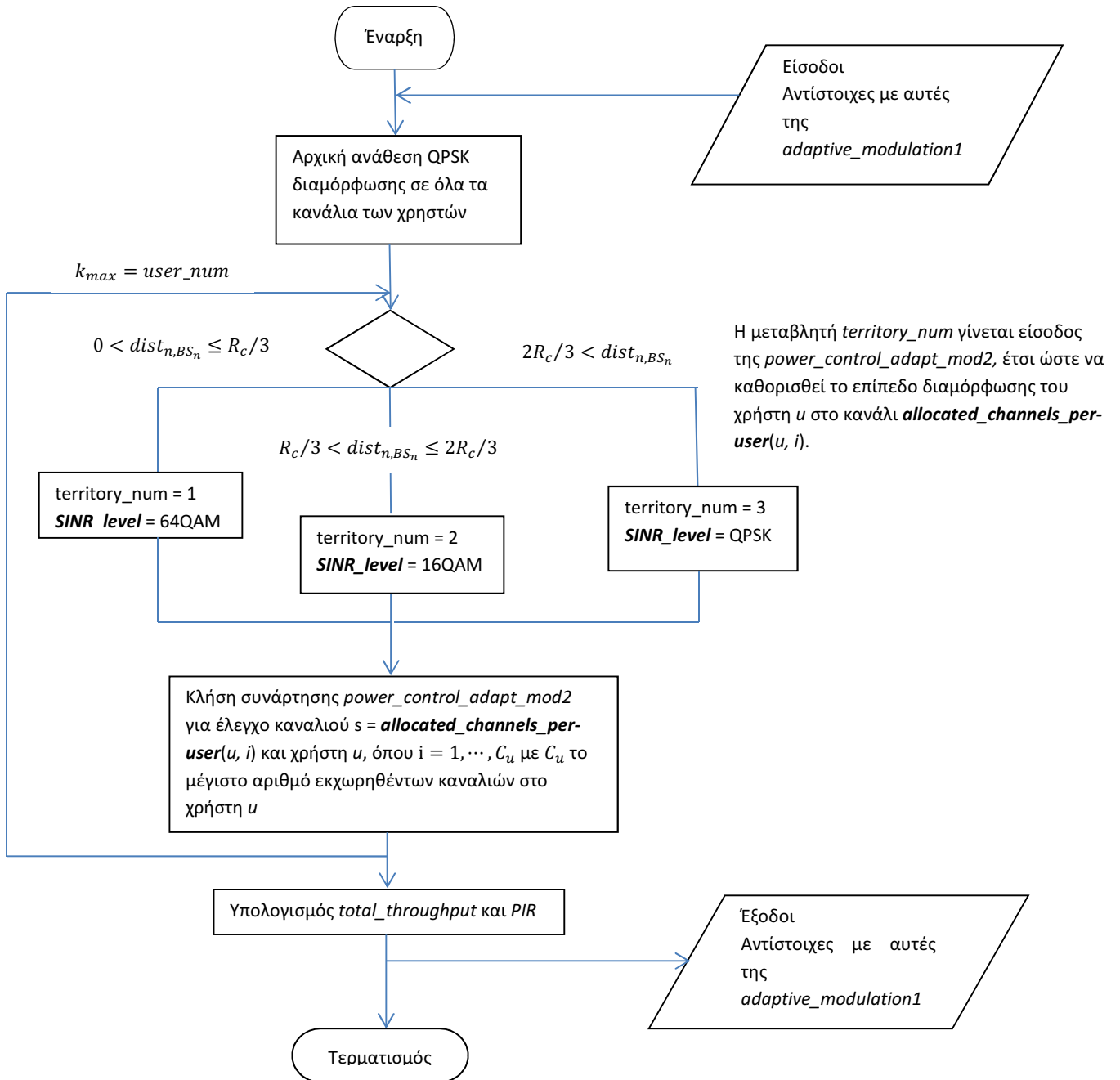
$$16QAM \rightarrow R_c/3 < dist_{n,BS_n} \leq 2R_c/3$$

$$QPSK \rightarrow 2R_c/3 < dist_{n,BS_n}$$

Για κάθε περίπτωση καλούμε την αντίστοιχη συνάρτηση υλοποίησης δεύτερου ελέγχου ισχύος για τον Αλγόριθμο 2, *power_control_adapt_mod2* και στο τέλος, με τον τρόπο που περιγράφηκε στο εδάφιο 6.3.1, υπολογίζουμε τα BR_n , TH και PIR . Η *power_control_adapt_mod2* λειτουργεί με τον ίδιο ακριβώς τρόπο όπως η *power_control_adapt_mod1*, οπότε παραλείπεται η περιγραφή της. Το διάγραμμα ροής που υλοποιεί τον Αλγόριθμο 2 (συνάρτηση *adaptive_modulation2*) φαίνεται στην εικόνα 6.7.



Εικόνα 6.6: Κατάτμηση κυψέλης σύμφωνα με τον Αλγόριθμο 2 για προσαρμοστική ανάθεση καναλιών χρήστη και επιπέδου διαμόρφωσης



Εικόνα 6.7: Διάγραμμα ροής συνάρτησης *adaptive_modulation2*

6.5 Τρίτος Αλγόριθμος AM

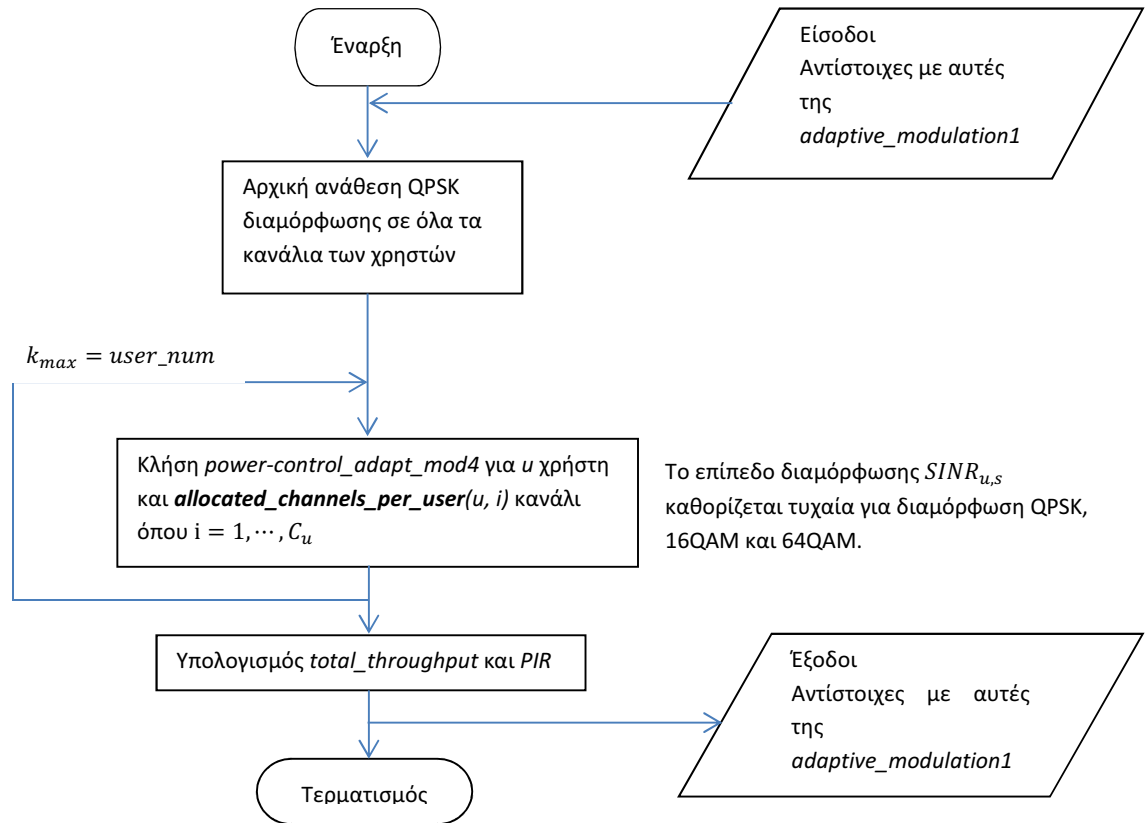
Ο τρίτος αλγόριθμος (τον ονομάζουμε «Αλγόριθμο 3») είναι μία ακόμα πιο απλοποιημένη εκδοχή της προσαρμοστικής διαμόρφωσης, που αποσκοπεί κυρίως στη μείωση χρονικής και υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Στον Αλγόριθμο 3 έχουμε ψευδοτυχαία εκχώρηση καναλιών σε χρήστες, σε συνδυασμό με ψευδοτυχαία ανάθεση επιπέδων διαμόρφωσης. Τα βήματα που περιλαμβάνει είναι τα ακόλουθα:

1. Κατά τη διαδικασία αποδοχής χρηστών στο σύστημα, αναθέτουμε σε κάθε νεοεισελθέντα χρήστη τυχαίο αριθμό καναλιών (από 1 έως 5).
2. Αφού γίνει η εισαγωγή όλων των χρηστών αναθέτουμε στα κανάλια τους τυχαία επίπεδα διαμόρφωσης. Αν δεν τα αποδεχτούν επιστρέφουμε στη βασική διαμόρφωση QPSK.

Ο τυχαίος τρόπος ανάθεσης επιπέδων διαμόρφωσης αφαιρεί τις διαδικασίες προσδιορισμού χρηστών με ελάχιστη ισχύ εκπομπής, ταξινόμησης χρηστών με βάση την ισχύ εκπομπής ή προσδιορισμού αποστάσεων και διαχωρισμού κυψελών, με συνέπεια να αποτελεί μία ικανοποιητική λύση σε συστήματα περισσότερων χρηστών και μειωμένων QoS απαιτήσεων και κόστους.

6.5.1 Υλοποίηση Αλγορίθμου 3 στον Προσομοιωτή

Για την υλοποίηση του Αλγορίθμου 3 κάνουμε χρήση της προσαρμοσμένης στις απαιτήσεις του αλγορίθμου συνάρτησης *final_system_block_prob_MC_alg3*, η οποία μετά την τυχαία ανάθεση υπο-φερόντων ανά χρήστη, καλεί τη συνάρτηση *adaptive_modulation3*, η οποία εκτελεί τις ίδιες λειτουργίες με τις *adaptive_modulation1* και *adaptive_modulation2*, δεχόμενη αντίστοιχες εισόδους και παράγοντας αντίστοιχες εξόδους, με μόνη διαφορά το ότι καλεί την *power-control_adapt_mod3* για τη διενέργεια του δεύτερου ελέγχου ισχύος. Η *power-control_adapt_mod3* με τη σειρά της, ελέγχει αν τα τυχαίως δοσμένα σχήματα διαμόρφωσης γίνονται αποδεκτά από κάθε χρήστη σε κάθε κανάλι του, επιλύοντας τα κατάλληλα γραμμικά συστήματα με τρόπο που περιγράφηκε στην ανάλυση των *power-control_adapt_mod1* και *power-control_adapt_mod2*. Το διάγραμμα ροής που υλοποιεί τον Αλγόριθμο 3 (συνάρτηση *adaptive_modulation3*) φαίνεται στην εικόνα 6.8.



Εικόνα 6.8: Διάγραμμα ροής συνάρτησης *adaptive_modulation3*

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

- Αποτελέσματα / Συμπεράσματα

Στο τελευταίο κεφάλαιο του παρόντος πονήματος παρουσιάζονται και εξετάζονται τα αποτελέσματα των διαφόρων προσομοιώσεων που έλαβαν χώρα για ποικίλες παραμετροποιήσεις, έτσι ώστε να εξαχθούν συμπεράσματα για ένα μεγάλο εύρος περιπτώσεων συστημάτων που μπορούν να προκύψουν στα σύγχρονα πολυκυψελωτά MIMO – OFDMA δίκτυα.

7.1 Στόχοι Προσομοίωσης

Όπως έχει αναφερθεί και στα προηγούμενα, στόχος του υπολογιστικού μοντέλου που δημιουργήσαμε είναι να προσδιορισθούν οι εξής δείκτες απόδοσης του συστήματός μας:

- Αριθμός χρηστών που μπορούν να εξυπηρετηθούν
- Υποστηριζόμενο BER
- Συνολικό throughput
- Συνολική ισχύς εκπομπής

Οι παράμετροι που μεταβάλλονται και διαφοροποιούν τους δείκτες αυτούς είναι οι εξής:

- Αριθμός καναλιών ανά BS (ή τομέα)
- Ανάθεση καναλιών σε BS ή τομέα
- Αριθμός καναλιών ανά χρήστη
- Αριθμός tier
- Ακτίνα κυψέλης
- Πιθανότητα αποκλεισμού
- Τεχνική προσαρμοστικής διαμόρφωσης
- Διάταξη MIMO

Τα αποτελέσματα των διαφορετικών αυτών συνδυασμών παραμέτρων παρουσιάζονται υπό μορφή πινάκων και διαγραμμάτων τα οποία συνοδεύονται από τα απαραίτητα σχόλια και παρατηρήσεις, έτσι ώστε να εξαχθούν χρήσιμα συμπεράσματα για τον τρόπο λειτουργίας των εκάστοτε συστημάτων.

7.2 Αποτελέσματα Βασικών Σεναρίων

Στην υποενότητα αυτή παρατίθενται τα αποτελέσματα εκτέλεσης προσομοιώσεων που αφορούν το βασικό σενάριο του υπολογιστικού μοντέλου, δίχως την ενσωμάτωση τεχνικών προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Οι συμβολισμοί μεταβλητών έχουν την ίδια σημασία με αυτή που ορίστηκε στο κεφάλαιο 5 και οι τιμές του άξονα y των διαγραμμάτων αναφέρονται σε

μέσους όρους, όπως αυτοί προκύπτουν από τη στατιστική επεξεργασία MC (αυτό ισχύει για όλα τα διαγράμματα που παρουσιάζονται στην εργασία).

7.2.1 Ανάθεση καναλιών σε BS και τομείς

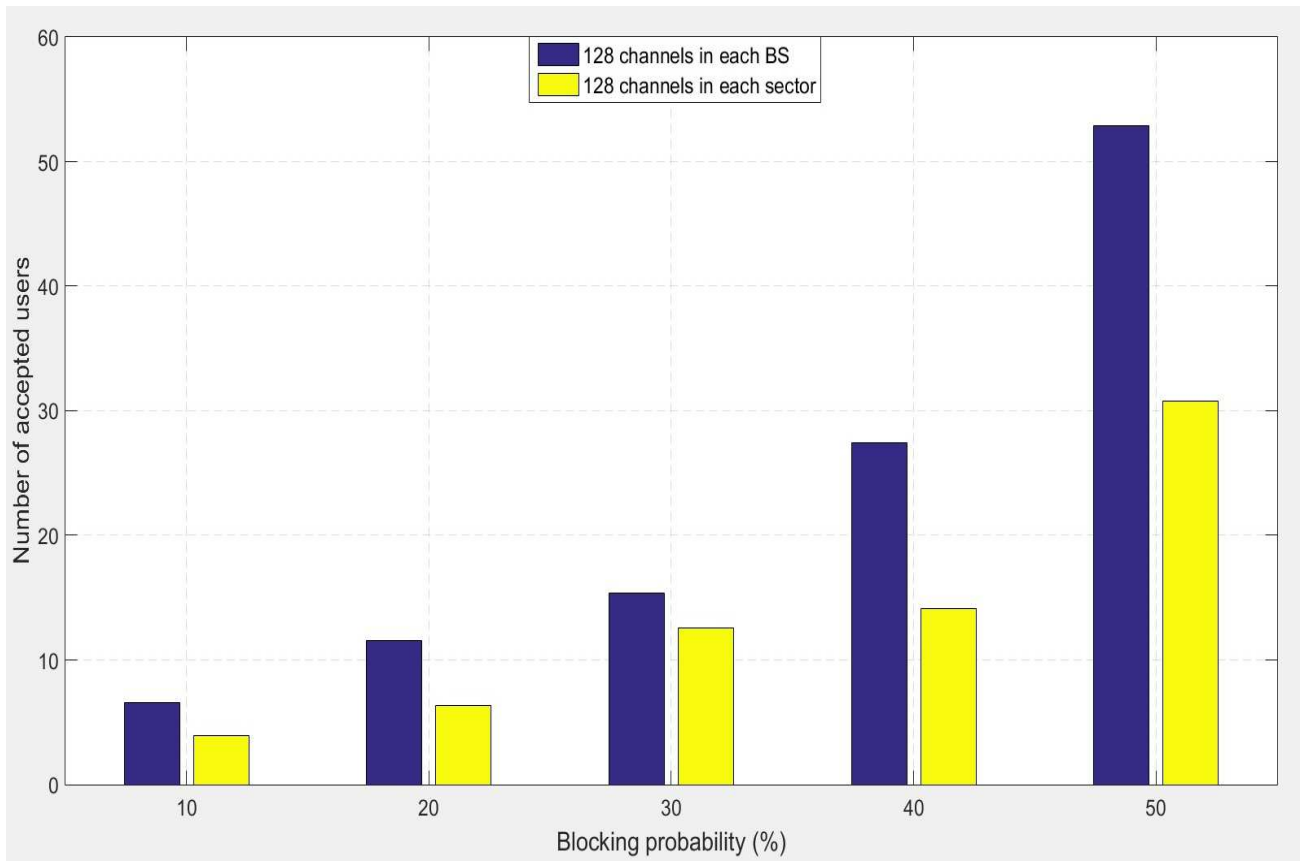
Στο σενάριο αυτό, η σύγκριση βασίζεται στην ανάθεση κοινού αριθμού καναλιών ανά σταθμό βάσης και ανά τομέα, με σκοπό να φανεί η διαφοροποίηση ως προς τον τελικό αριθμό αποδεκτών χρηστών που επιτυγχάνεται κάθε φορά. Θεωρούμε τις παραμέτρους του πίνακα 7.1 και το διάγραμμα που προκύπτει φαίνεται στην εικόνα 7.1.

<i>Παράμετρος</i>	<i>Τιμή</i>
Αριθμός tier ($tier_{num}$)	1
Ακτίνα κυψέλης	1 km
Κανάλια ανά BS ή τομέα	128
Κανάλια ανά χρήστη (C_u)	5
Πιθανότητα αποκλεισμού ($block_{prob}$)	(10, 20, 30, 40, 50) × %
Διάταξη MIMO	2 x 2
Επίπεδο διαμόρφωσης	QPSK
Αριθμός MC επαναλήψεων	20

Πίνακας 7.1: Κοινές παράμετροι για τις περιπτώσεις ανάθεσης καναλιών ανά BS και ανά τομέα

Αρχικά, προφανής είναι και στις δύο περιπτώσεις η εκθετική αύξηση της χωρητικότητας χρηστών, όσο αυξάνεται το όριο μέγιστης πιθανότητας αποκλεισμού. Επίσης όμως, είναι εμφανές πως η ανάθεση καναλιών ανά BS, αυξάνει περαιτέρω τη χωρητικότητα του συστήματος. Αυτό συμβαίνει βέβαια όταν ο αριθμός αποδεκτών χρηστών γίνεται μεγαλύτερος του 10, διότι για χαμηλές τιμές ο σαφής διαχωρισμός επίδοσης των δύο περιπτώσεων δεν είναι εφικτός. Παρόλα αυτά παρατηρούμε πως η διαφορά αυξάνει με ολοένα και μεγαλύτερο ρυθμό,

καθώς περισσότεροι χρήστες γίνονται αποδεκτοί. Το αποτέλεσμα αυτό, σε πρώτη ανάγνωση, φαίνεται ασύμβατο με το αναμενόμενο, διότι λογικά όταν αυξάνονται μέσω τομεοποίησης τα κανάλια ανά κυψέλη θα έπρεπε να αυξάνονται και οι αποδεκτοί χρήστες, εφόσον απορρίπτονται λιγότεροι λόγω έλλειψης διαθέσιμων καναλιών. Παρόλα αυτά για 128 κανάλια ανά BS και 5 κανάλια ανά χρήστη, οι χρήστες που απορρίπτονται για το λόγο αυτό είναι έτσι κι αλλιώς λίγοι σε αριθμό και ο βασικός λόγος απόρριψης είναι ο έλεγχος ισχύος (αυτό συμβαίνει γενικά όταν ισχύει $\frac{C_c}{C_u} \gg 1$). Κατά τον έλεγχο ισχύος λοιπόν, όταν έχουμε ανάθεση καναλιών ανά BS, οι ομοδιαυλικοί χρήστες είναι λιγότεροι και οι αποστάσεις μεταξύ τους είναι μεγαλύτερες, ενώ στην ανάθεση ανά τομέα είναι περισσότεροι και πυκνότερα κατανεμημένοι στο χώρο. Συνεπώς έχουν ισχυρότερες ομοδιαυλικές παρεμβολές και απορρίπτονται σε μεγαλύτερο βαθμό, εξ ου και το αποτέλεσμα του διαγράμματος.



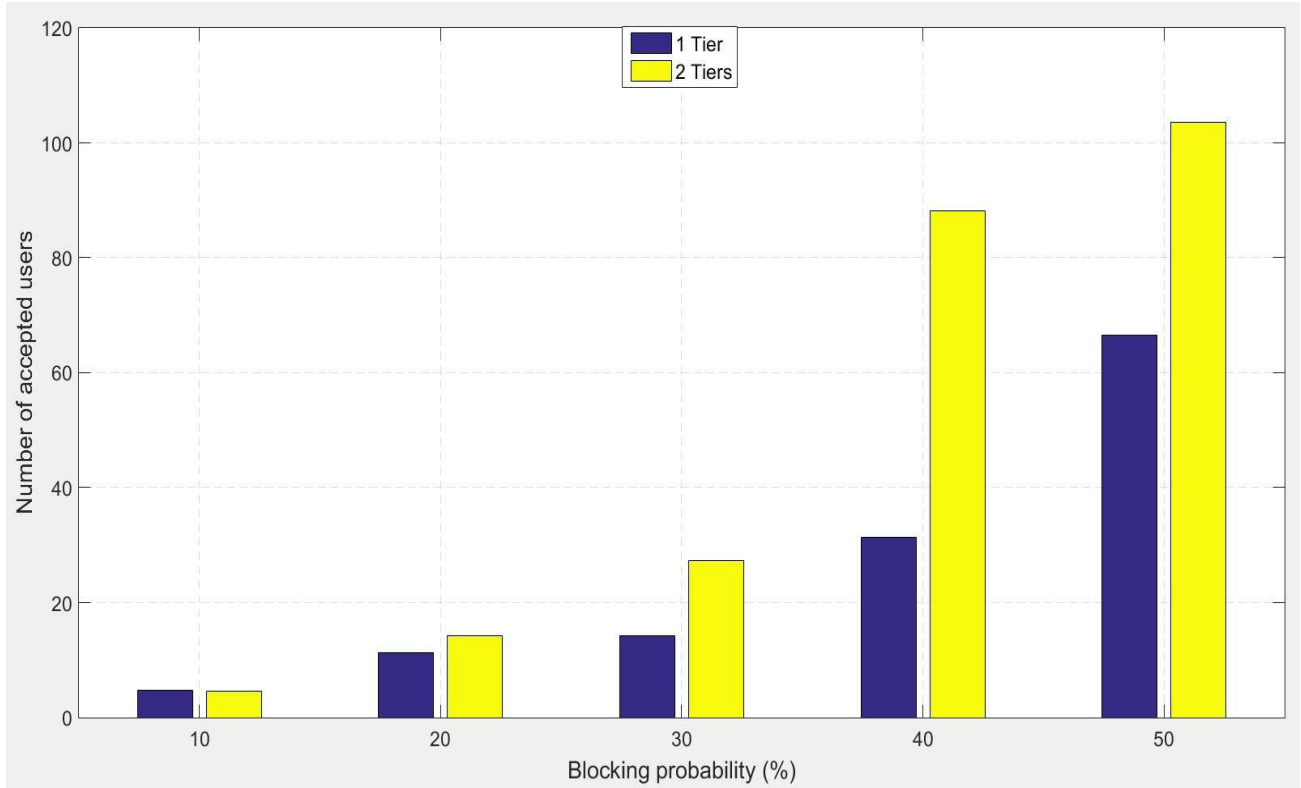
Εικόνα 7.1: Αριθμός αποδεκτών χρηστών σε περιπτώσεις ανάθεσης καναλιών ανά BS και ανά τομέα

7.2.2 Μεταβολή Αριθμού Tier

Το επόμενο σενάριο που εξετάζουμε, αφορά στην επαλήθευση του θεωρητικά αναμενόμενου αποτελέσματος της αύξησης του αριθμού αποδεκτών χρηστών στο σύστημα, καθώς αυξάνεται ο αριθμός των tier και κατ' επέκταση ο αριθμός των κυψελών του συστήματος. Για το σκοπό αυτό θα τρέξουμε δύο σενάρια με παραμέτρους που φαίνονται στον πίνακα 7.2, μεταβάλλοντας κάθε φορά την πιθανότητα αποκλεισμού και τον αριθμό tier. Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης φαίνεται στην εικόνα 7.2 και επιβεβαιώνει την αρχική πρόβλεψη.

<i>Παράμετρος</i>	<i>Τιμή</i>
Αριθμός tier ($tier_{num}$)	1,2
Ακτίνα κυψέλης	1 km
Κανάλια ανά BS	128
Κανάλια ανά χρήστη (C_u)	5
Πιθανότητα αποκλεισμού ($block_{prob}$)	(10, 20, 30, 40, 50) × %
Διάταξη MIMO	2 x 2
Επίπεδο διαμόρφωσης	QPSK
Αριθμός MC επαναλήψεων	20

Πίνακας 7.2: Παράμετροι προσομοίωσης για σύγκριση χωρητικότητας χρηστών συστημάτων ενός και δύο tier



Εικόνα 7.2: Χωρητικότητα χρηστών συστήματος με 1 & 2 tier περί της κεντρικής κυψέλης

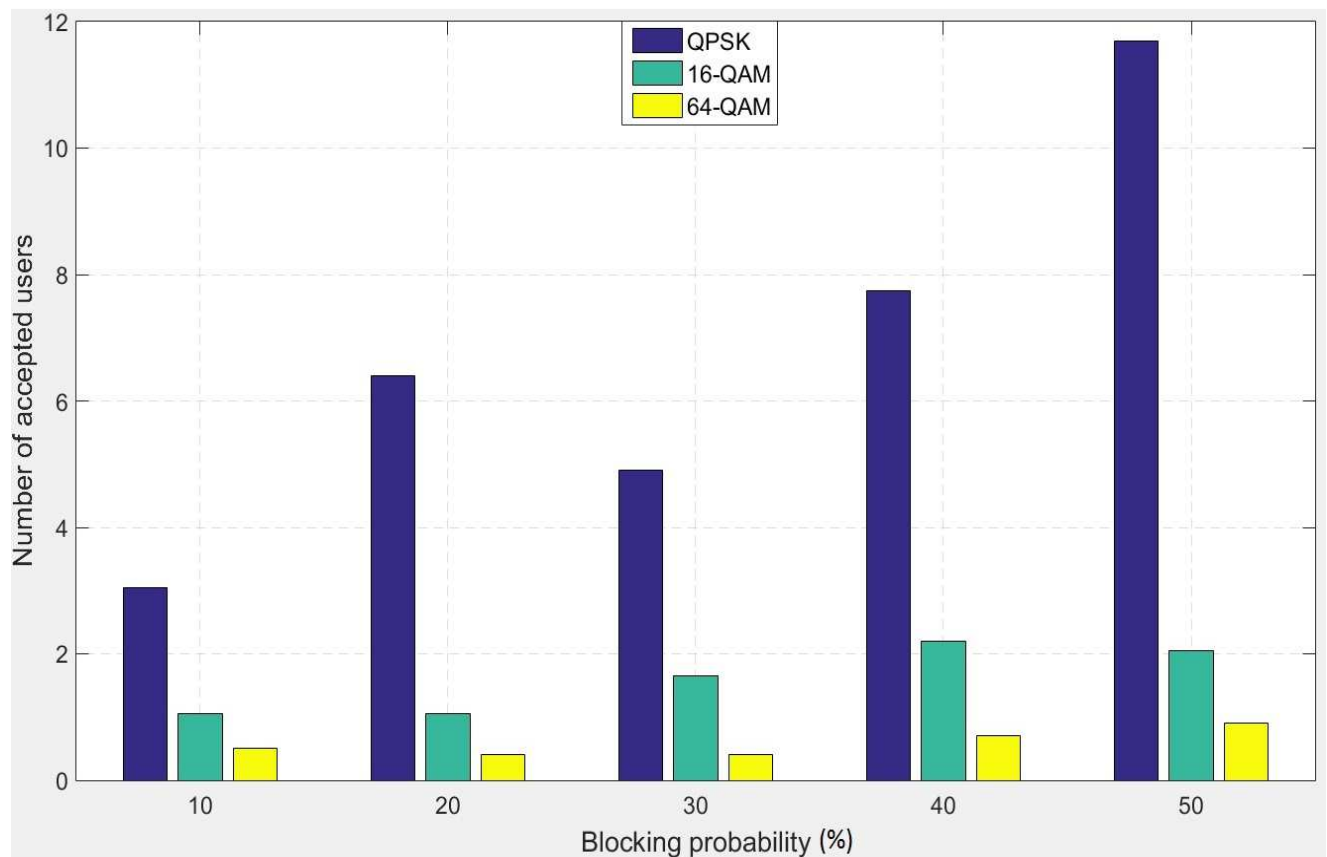
7.2.3 Μεταβολή Επιπέδου Διαμόρφωσης

Το επίπεδο διαμόρφωσης, όπως έχουμε επισημάνει και στα προηγούμενα, είναι καθοριστικός παράγοντας επιρροής της ποιότητας υπηρεσίας που απολαμβάνουν οι χρήστες. Συνεπώς γίνεται αντιληπτό, πως για πιο απαιτητικά σχήματα διαμόρφωσης να μην αυξάνονται οι ρυθμοί μετάδοσης (με μείωση της ποιότητας σήματος) του συστήματος, αλλά από την άλλη μειώνεται η χωρητικότητα χρηστών. Το γεγονός αυτό καταδεικνύεται και στα διαγράμματα των εικόνων 7.3 και 7.4 για τις παραμέτρους του πίνακα 7.3.

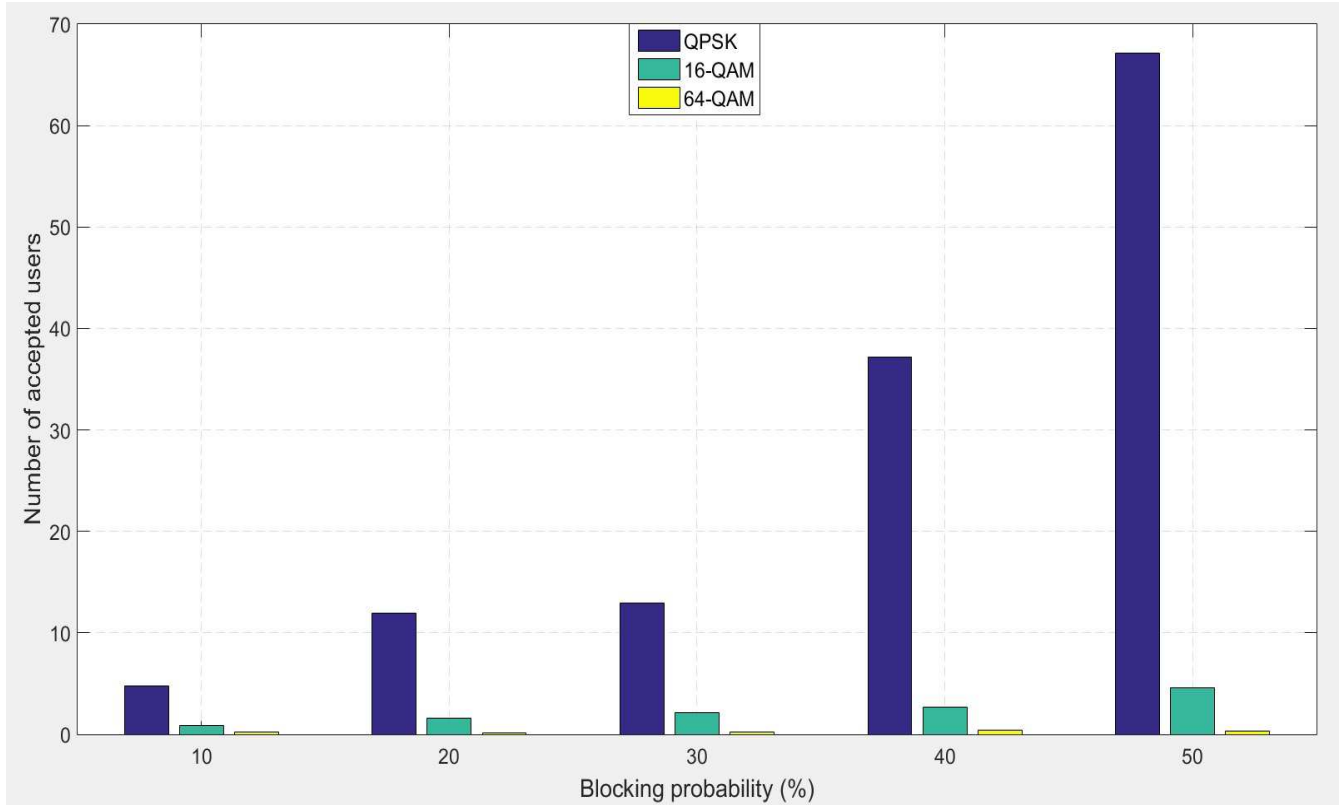
Σε συστήματα αυξημένου φορτίου χρηστών, συνεπώς, είναι προτιμητέα σχήματα διαμόρφωσης χαμηλότερου επιπέδου που μειώνουν μεν το ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, διατηρούν όμως τα επίπεδα ισχύος και την ποιότητα ζεύξης σε αποδεκτά επίπεδα.

Παράμετρος	Τιμή
Αριθμός tier ($tier_{num}$)	1
Ακτίνα κυψέλης	1 km
Κανάλια ανά BS	30 (1 ^ο διάγραμμα) 128 (2 ^ο διάγραμμα)
Κανάλια ανά χρήστη (C_u)	5
Πιθανότητα αποκλεισμού ($block_{prob}$)	(10, 20, 30, 40, 50) × %
Διάταξη MIMO	2 x 2
Επίπεδο διαμόρφωσης	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Αριθμός MC επαναλήψεων	20

Πίνακας 7.3: Παράμετροι προσομοίωσης για σύγκριση χωρητικότητας χρηστών με μεταβολή επιπέδου διαμόρφωσης



Εικόνα 7.3: Χωρητικότητα χρηστών συστήματος με μεταβλητά σχήματα διαμόρφωσης και πιθανότητα αποκλεισμού (30 κανάλια ανά BS και 5 κανάλια ανά MS)



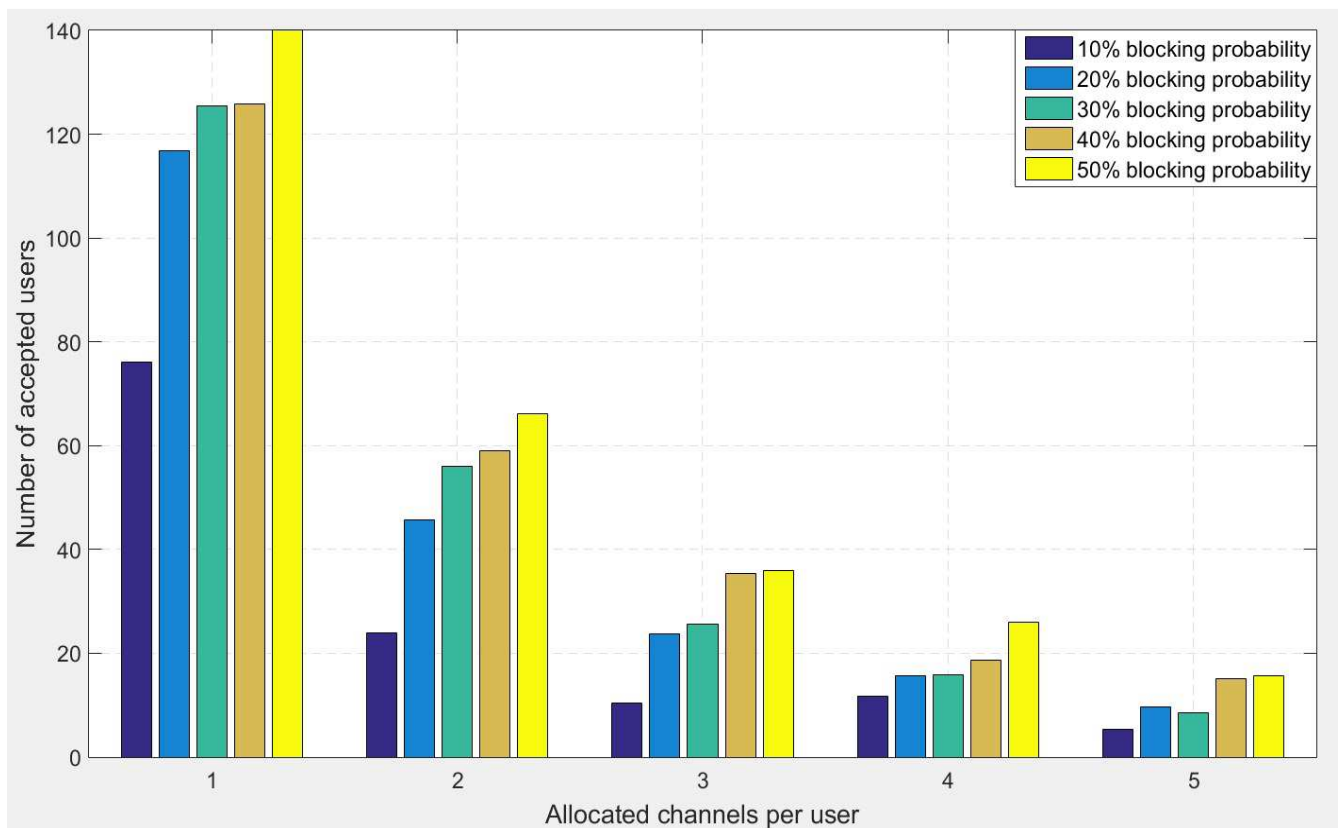
Εικόνα 7.4: Χωρητικότητα χρηστών συστήματος με μεταβλητά σχήματα διαμόρφωσης και πιθανότητα αποκλεισμού (128 κανάλια ανά BS και 5 κανάλια ανά MS)

7.2.4 Μεταβολή Αριθμού Καναλιών ανά Χρήστη

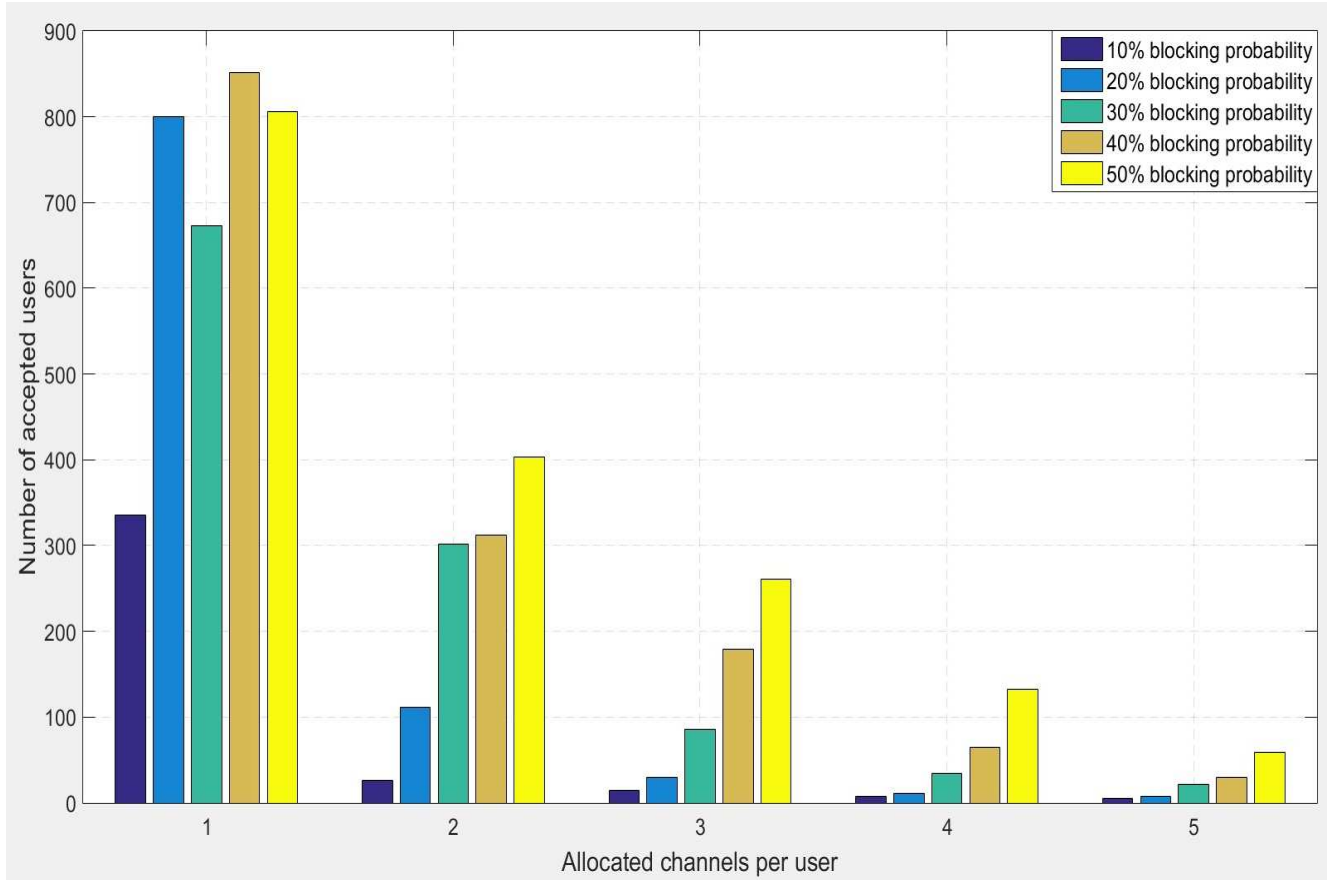
Βασικό ρόλο στη συνολική χωρητικότητα χρηστών του συστήματος παίζει ο αριθμός υποφερόντων (subcarriers) που ανατίθενται σε κάθε χρήστη. Όταν ο αριθμός αυτός αυξάνεται, επιτυγχάνονται μεγαλύτεροι ρυθμοί μετάδοσης ανά χρήστη, αλλά ταυτόχρονα μειώνεται η συνολική χωρητικότητα χρηστών που μπορεί να εξυπηρετήσει το σύστημα, ενώ το αντίστροφο συμβαίνει όταν ο αριθμός αυτός μειώνεται. Το γεγονός αυτό επισφραγίζεται από τα διαγράμματα των εικόνων 7.5 και 7.6, όπου η μεταβολή αριθμού καναλιών ανά χρήστη (C_u) συνδυάζεται με τη μεταβολή της πιθανότητας αποκλεισμού. Στον πίνακα 7.4 φαίνονται συγκεντρωτικά οι παράμετροι του σεναρίου.

Παράμετρος	Τιμή
Αριθμός tier ($tier_{num}$)	1
Ακτίνα κυψέλης	1 km
Κανάλια ανά BS	20 (1 ^ο διάγραμμα) 128 (2 ^ο διάγραμμα)
Κανάλια ανά χρήστη (C_u)	1,2,3,4,5
Πιθανότητα αποκλεισμού ($block_{prob}$)	(10, 20, 30, 40, 50) × %
Διάταξη MIMO	2 x 2
Επίπεδο διαμόρφωσης	QPSK
Αριθμός MC επαναλήψεων	20

Πίνακας 7.4: Παράμετροι προσομοίωσης για σύγκριση χωρητικότητας χρηστών συστημάτων μεταβλητού αριθμού καναλιών ανά χρήστη



Εικόνα 7.5: Μεταβολή αριθμού αποδεκτών χρηστών για μεταβλητό αριθμό καναλιών ανά χρήστη και πιθανότητα αποκλεισμού για 20 κανάλια ανά BS



Εικόνα 7.6: Μεταβολή αριθμού αποδεκτών χρηστών για μεταβλητό αριθμό καναλιών ανά χρήστη και πιθανότητα αποκλεισμού για 128 κανάλια ανά BS

Είναι εμφανές ότι σε συστήματα αυξημένου φορτίου χρηστών προτιμάται χαμηλό C_u , ενώ σε λιγότερο επιβαρυσμένα συστήματα υπάρχει η δυνατότητα εκχώρησης υψηλού αριθμού καναλιών ανά χρήστη. Μία ακόμα σημαντική παρατήρηση είναι πως για υψηλές τιμές πιθανότητας αποκλεισμού και μικρά C_u προκύπτει το λεγόμενο *hard blocking*, δηλαδή απορρίπτονται χρήστες λόγω εξάντλησης των διαθέσιμων καναλιών κάθε BS του συστήματος. Π.χ. για σύστημα ενός tier (7 κυψελών) και $C_c = 128$ για $C_u = 1$ ο μέγιστος αριθμός χρηστών που μπορούν να φιλοξενηθούν είναι $7 \times 128 = 896$ χρήστες.

7.3 Σύγκριση Αποτελεσμάτων BER

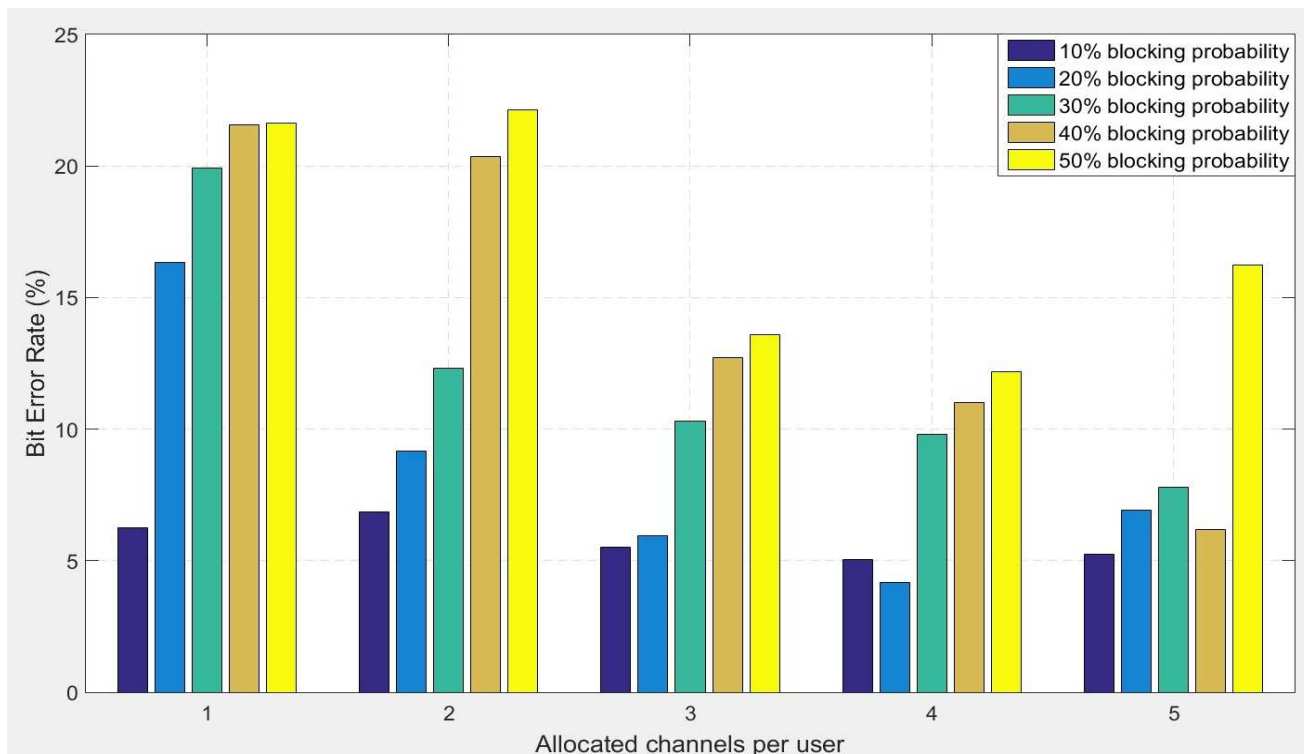
Στην υποενότητα 5.3.11 υπολογίστηκε ο ρυθμός εσφαλμένων ψηφίων που προκύπτει κατά την αποστολή ροών ψηφίων (bit stream) στην προσομοίωσή μας. Στη συνέχεια θα εξετάσουμε πως διαφοροποιείται ο ρυθμός αυτός, μεταβάλλοντας ορισμένες παραμέτρους του συστήματος, όπως τα κανάλια ανά χρήστη, την εφαρμοζόμενη τεχνική (απο)διαμόρφωσης και την πιθανότητα αποκλεισμού.

7.3.1 Μεταβολή Αριθμού Καναλιών Χρήστη και Πιθανότητας Αποκλεισμού

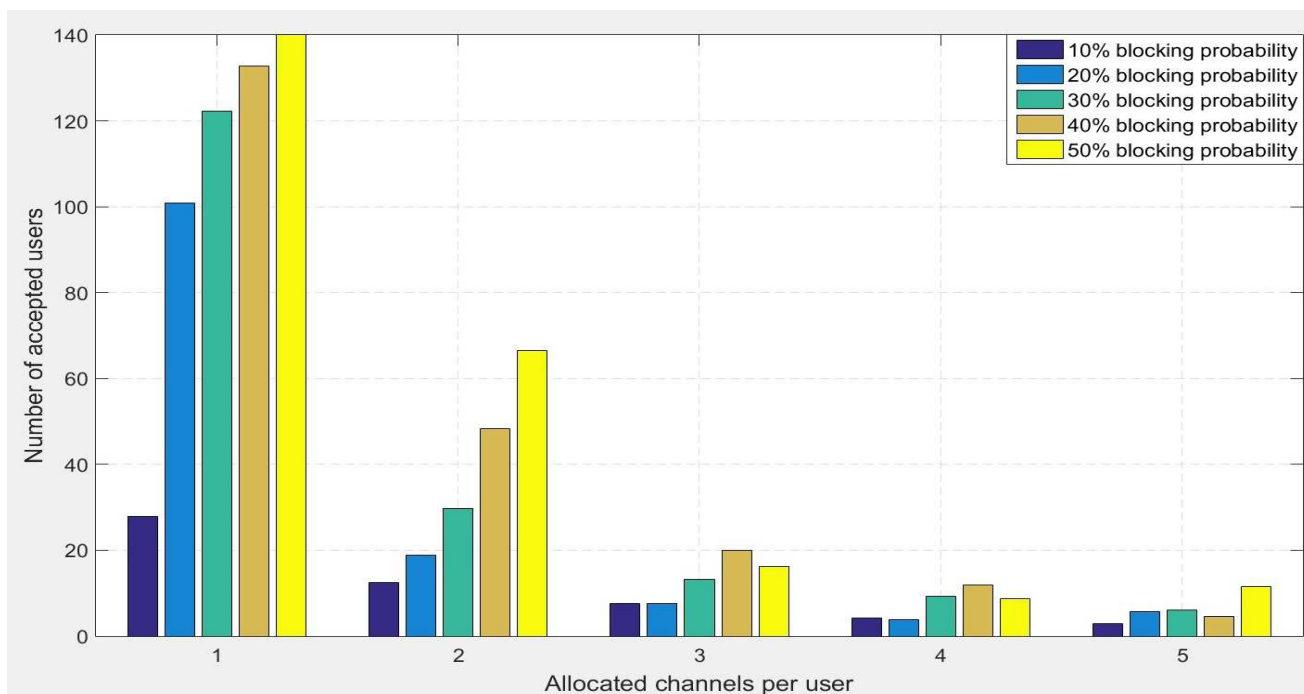
Αρχικά υπολογίζουμε το BER για περιπτώσεις διαφορετικού C_u και πιθανότητας αποκλεισμού. Το σύνολο παραμέτρων του σεναρίου φαίνεται στον πίνακα 7.5 και τα αποτελέσματα στις εικόνες 7.7, 7.8 και 7.9, 7.10 (στις 7.8 και 7.10 φαίνεται ο αριθμός χρηστών στον οποίον αντιστοιχούν οι υπολογισμοί του BER).

<i>Παράμετρος</i>	<i>Τιμή</i>
Αριθμός tier ($tier_{num}$)	1
Ακτίνα κυψέλης	1 km
Κανάλια ανά BS	30,128
Κανάλια ανά χρήστη (C_u)	1,2,3,4,5
Πιθανότητα αποκλεισμού ($block_{prob}$)	(10, 20, 30, 40, 50) × %
Διάταξη MIMO	2 x 2
Επίπεδο διαμόρφωσης	QPSK
Αριθμός MC επαναλήψεων	20

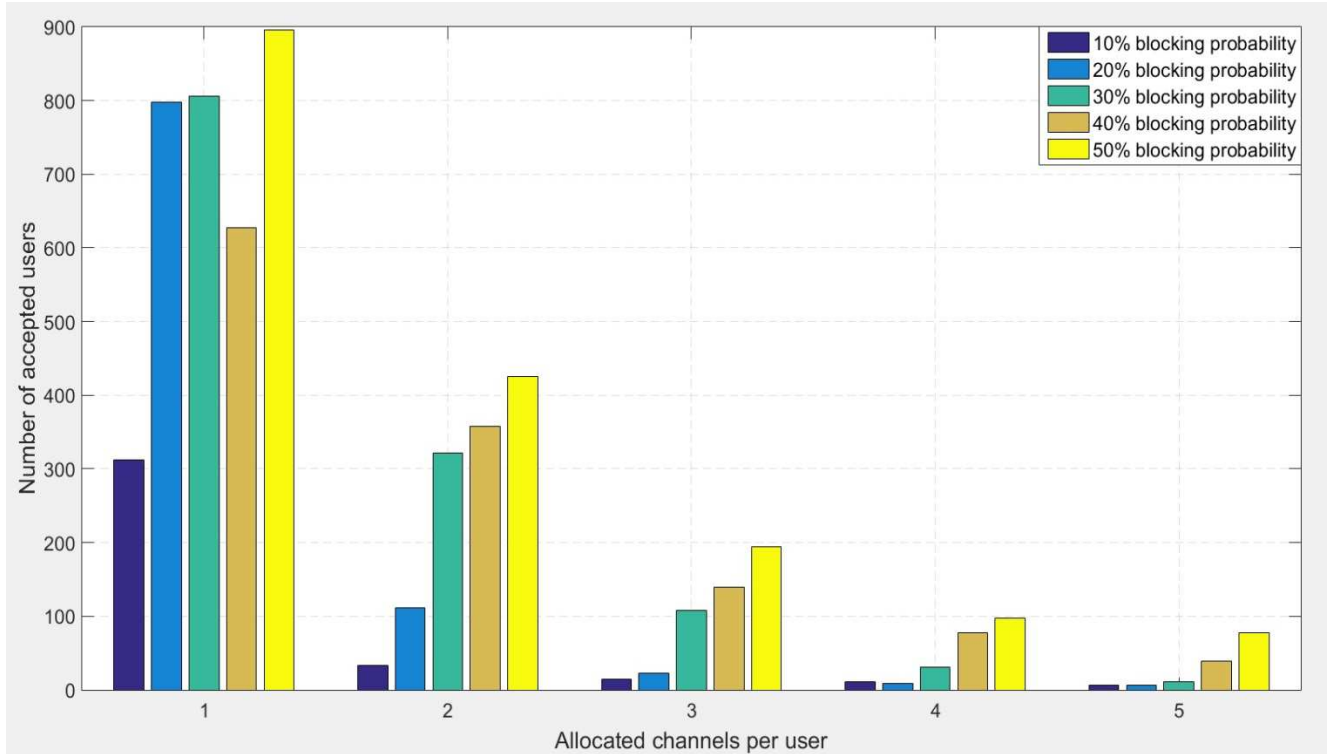
Πίνακας 7.5: Παράμετροι προσομοίωσης για σύγκριση συστημάτων μεταβλητού επιπέδου διαμόρφωσης



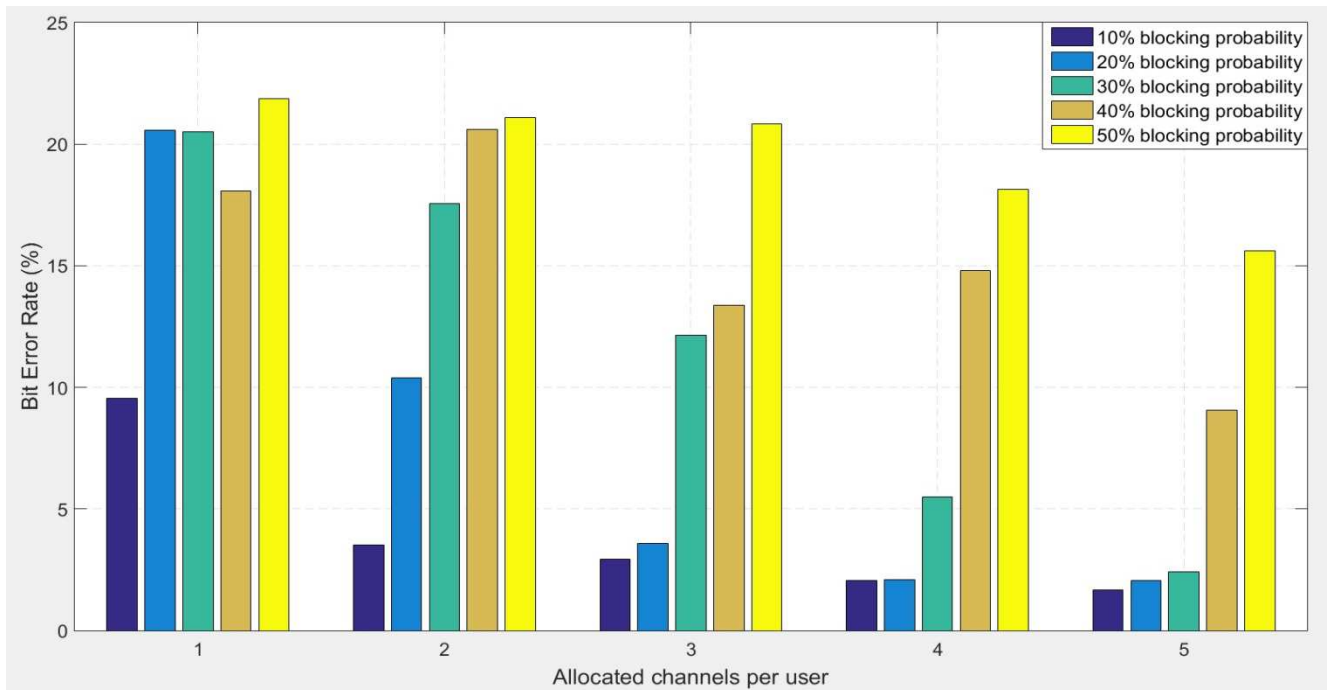
Εικόνα 7.7: Μεταβολή BER για μεταβαλλόμενο αριθμό εκχωρηθέντων καναλιών ανά χρήστη και πιθανότητα αποκλεισμού (30 κανάλια ανά MS)



Εικόνα 7.8: Μεταβολή αριθμού αποδεκτών χρηστών που αντιστοιχεί στο διάγραμμα της εικόνας 7.7



Εικόνα 7.9: Μεταβολή BER για μεταβαλλόμενο αριθμό εκχωρηθέντων καναλιών ανά χρήστη και πιθανότητα αποκλεισμού (128 κανάλια ανά MS)



Εικόνα 7.10: Μεταβολή αριθμού αποδεκτών χρηστών που αντιστοιχεί στο διάγραμμα της εικόνας 7.9

Εκ των 7.7, 7.8, 7.9 και 7.10 παρατηρούμε πως ο ρυθμός εσφαλμένων ψηφίων ακολουθεί σε πλήρη αναλογία τη χωρητικότητα χρηστών του συστήματος. Επίσης στην εικόνα 7.10 παρατηρούμε την περίπτωση επιβολής hard blocking, όπως αναφέρθηκε στο εδάφιο 7.2.4, όπου για ανάθεση ενός καναλιού ανά χρήστη και 50% πιθανότητα αποκλεισμού εισάγονται στο σύστημα κατά μέσο όρο 896 χρήστες, η μέγιστη ποσότητα δηλαδή που μπορεί να εξυπηρετηθεί δεδομένων των συγκεκριμένων ραδιοπόρων του συστήματος.

7.3.2 Μεταβολή Επιπέδου Διαμόρφωσης

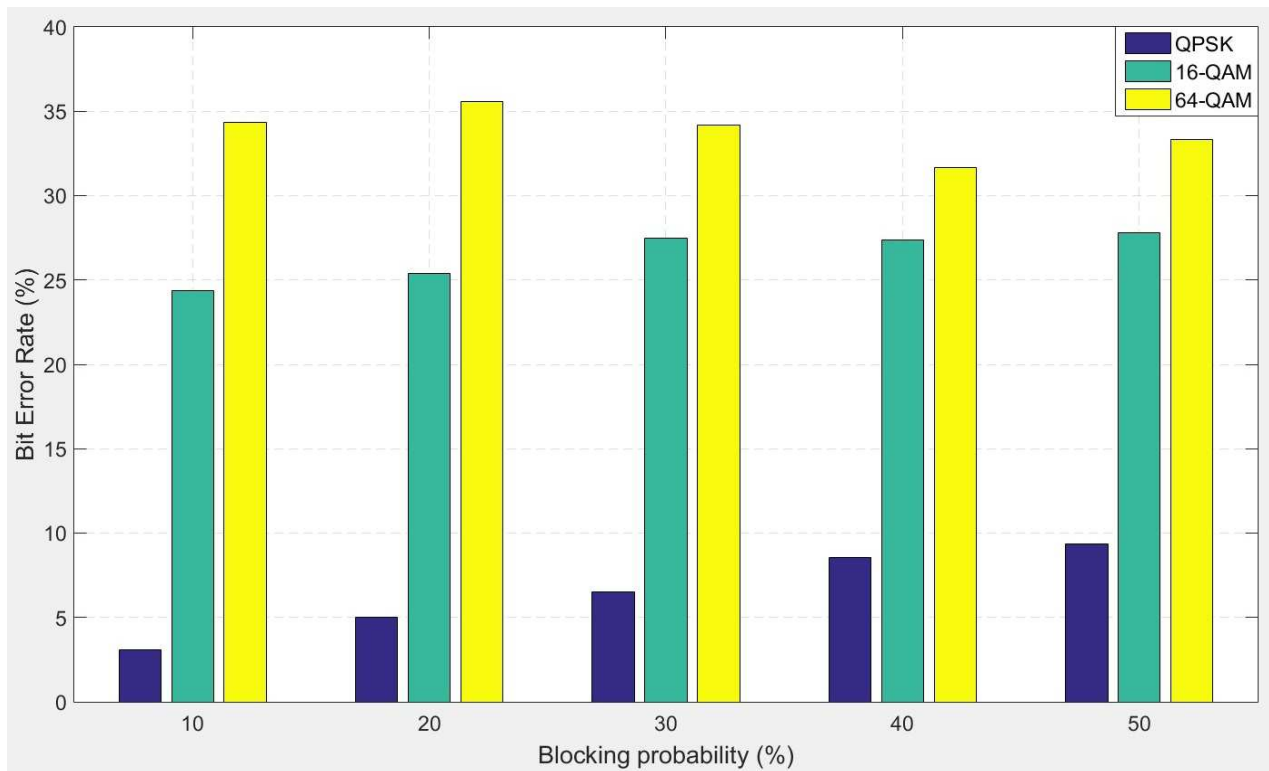
Στη συνέχεια εκτελούμε σενάριο όπου αντί του C_u μεταβάλλουμε το επίπεδο διαμόρφωσης. Τα αποτελέσματα, βάσει των παραμέτρων του πίνακα 7.6, φαίνονται στις εικόνες 7.11 και 7.12.

<i>Παράμετρος</i>	<i>Τιμή</i>
Αριθμός tier ($tier_{num}$)	1
Ακτίνα κυψέλης	1 km
Κανάλια ανά BS	20 (1 ^ο διάγραμμα) 128 (2 ^ο διάγραμμα)
Κανάλια ανά χρήστη (C_u)	5
Πιθανότητα αποκλεισμού ($block_{prob}$)	(10, 20, 30, 40, 50) × %
Διάταξη MIMO	2 x 2
Επίπεδο διαμόρφωσης	QPSK, 16-QAM, 64-QAM
Αριθμός MC επαναλήψεων	20

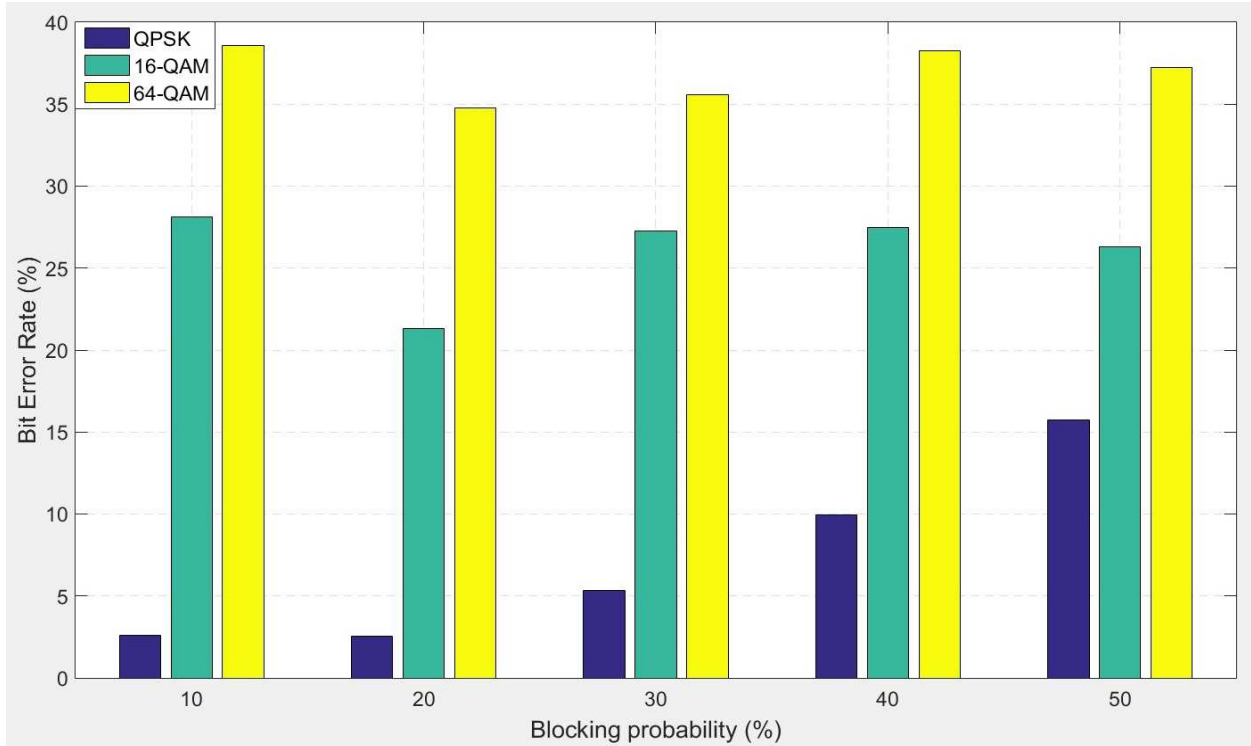
Πίνακας 7.6: Παράμετροι σεναρίου μεταβολής επιπέδου διαμόρφωσης και υπολογισμού BER

Από τις εικόνες αυτές, λοιπόν, είναι εμφανές πως η επιλογή ανώτερου σχήματος διαμόρφωσης οδηγεί σε υψηλότερο BER και επαληθεύεται το γεγονός ότι οι υψηλές ταχύτητες επιφέρουν

σοβαρές επιπτώσεις στην ποιότητα μετάδοσης δεδομένων. Ακόμα παρατηρούμε πως για υψηλά επίπεδα διαμόρφωσης (16-QAM, 64-QAM) η πιθανότητα σφάλματος δε μεταβάλλεται σημαντικά με την αύξηση της πιθανότητας αποκλεισμού, κι αυτό οφείλεται στο ότι οι χρήστες που εισέρχονται στο σύστημα στις περιπτώσεις αυτές είναι ελάχιστοι (βλ. εικόνες 7.3 και 7.4) και σχεδόν σταθεροί, ανεξάρτητα από τη μεταβολή της πιθανότητας αποκλεισμού.



Εικόνα 7.11: Μεταβολή BER για διαφορετικά επίπεδα διαμόρφωσης και πιθανότητες αποκλεισμού (20 κανάλια ανά BS και 5 κανάλια ανά MS)



Εικόνα 7.12: Μεταβολή BER για διαφορετικά επίπεδα διαμόρφωσης και πιθανότητες αποκλεισμού (128 κανάλια ανά BS και 5 κανάλια ανά MS)

7.4 Σύγκριση Αλγορίθμων Προσαρμοστικής Διαμόρφωσης

Στο παρόν υποκεφάλαιο θα πραγματοποιηθούν συγκρίσεις μεταξύ των αλγορίθμων προσαρμοστικής διαμόρφωσης (ACM), όπως αυτοί περιγράφηκαν στο κεφάλαιο 6. Οι κύριες παράμετροι που θα μας χρησιμεύσουν στην αξιολόγηση της επίδοσης των αλγορίθμων αυτών, είναι η συνολική διέλευση (throughput) που επιτυγχάνει το σύστημα και η συνολική ισχύς εκπομπής των τερματικών σταθμών.

7.4.1 Επίδοση Συνολικής Διέλευσης (Throughput)

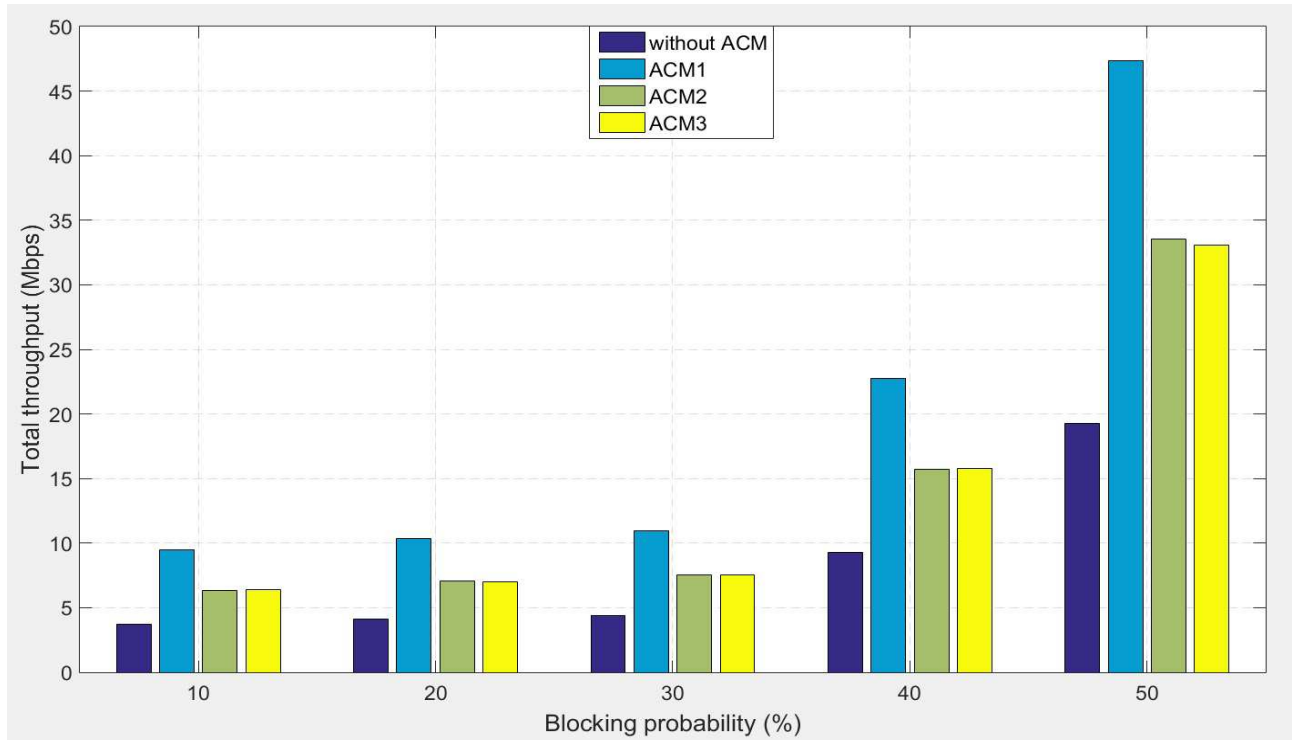
Αρχικά θα συγκρίνουμε τις επιδόσεις του καθενός εκ των αλγορίθμων ως προς σύστημα που δεν εφαρμόζει ACM (βασικός προσομοιωτής), έτσι ώστε να φανούν τα γενικά πλεονεκτήματα της μεθόδου, και στη συνέχεια θα προχωρήσουμε σε μεταξύ τους συγκρίσεις για να αναδείξουμε τη

βέλτιστη υλοποίηση. Η συγκρίσεις αυτές θα πραγματοποιηθούν με βάση το συνολικό throughput και τη συνολική ισχύ εκπομπής (επόμενο εδάφιο) που επιτυγχάνεται σε κάθε περίπτωση.

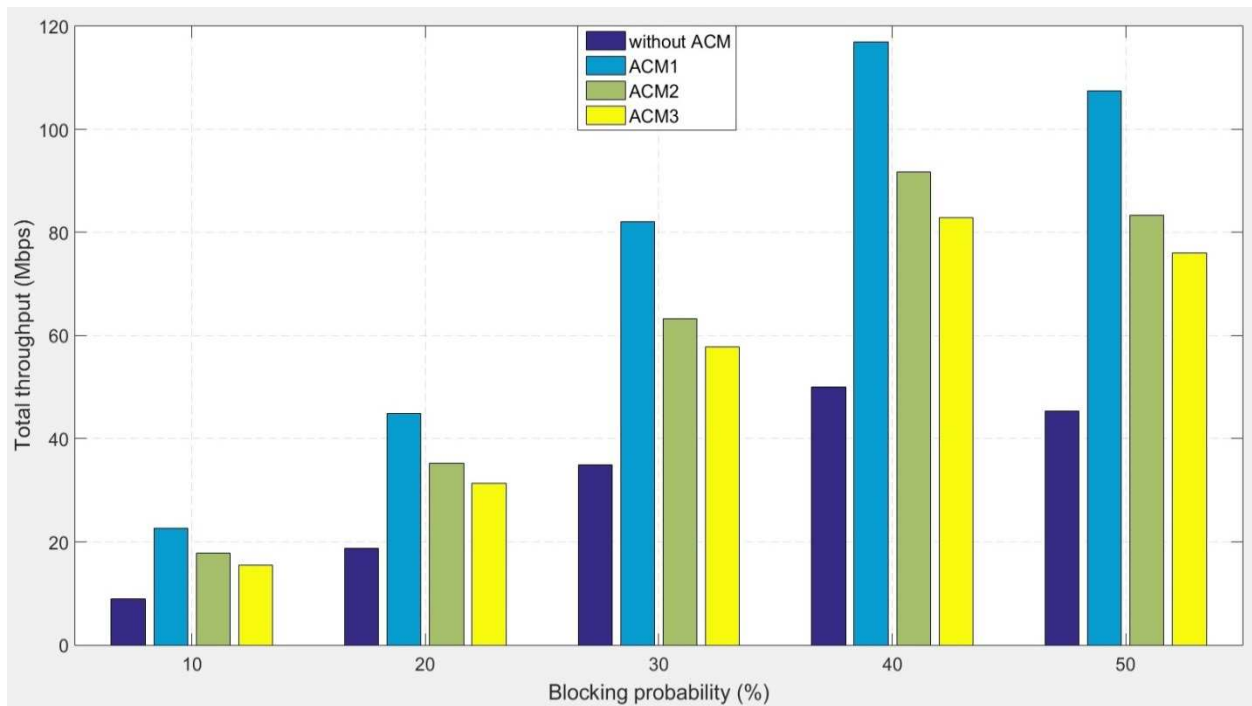
Στα κάτωθι διαγράμματα (εικόνες 7.13, 7.14) παρατηρούμε πώς μεταβάλλεται το συνολικό throughput με την εφαρμογή του 1^{ου}, του 2^{ου} και του 3^{ου} ACM αλγορίθμου αντίστοιχα. Σημειώνεται πως παράλληλα τη σημαντική αύξηση ισχύος εκπομπής, τα ανά χρήστη επίπεδα της παραμένουν κάτω από τα όρια που επιβάλλουν οι προδιαγραφές. Επίσης προκειμένου ο αριθμός αποδεκτών (ενεργών) χρηστών να είναι ίσος για κάθε αλγόριθμο και τα αποτελέσματα να είναι συγκρίσιμα σε απόλυτες τιμές, υιοθετήθηκε και από τους τρεις, στρατηγική προσαρμοσμένης ανάθεσης υπό-φερόντων κατά τη βασική προσομοίωση, βασισμένη στην απόσταση BS-MS (ή και ψευδοτυχαία), όπως περιγράφεται στον αλγόριθμο 2 (και 3), αλλά και στρατηγική σταθερής ανάθεσης (π.χ. $C_u = 5$).

<i>Παράμετρος</i>	<i>Τιμή</i>
Αριθμός tier ($tier_{num}$)	1
Ακτίνα κυψέλης	1 km
Κανάλια ανά BS	50
Κανάλια ανά χρήστη (C_u)	5, Μεταβλητά
Πιθανότητα αποκλεισμού ($block_{prob}$)	(10, 20, 30, 40, 50) × %
Διάταξη MIMO	2 x 2
Επίπεδο διαμόρφωσης	Μεταβλητό
Αριθμός MC επαναλήψεων	20

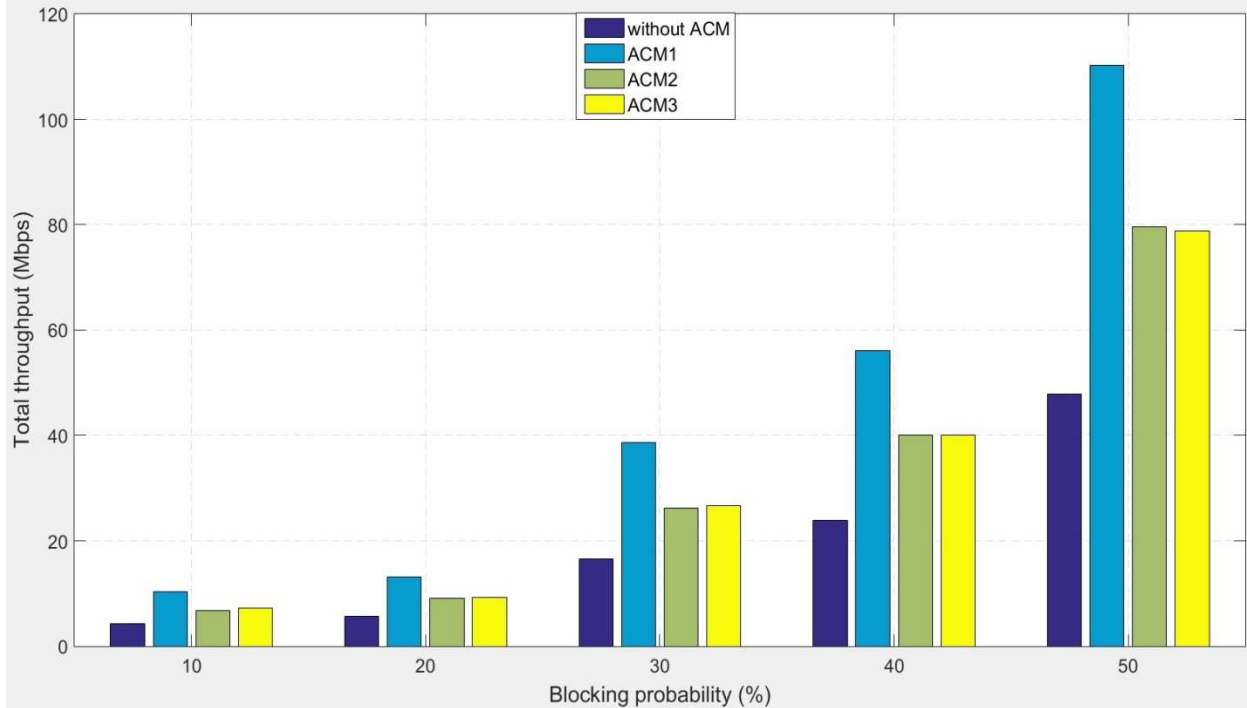
Πίνακας 7.7: Παράμετροι σεναρίου εφαρμογής 1^{ου}, 2^{ου} & 3^{ου} ACM αλγορίθμου (σύγκριση)



Εικόνα 7.13: Μεταβολή throughput για διαφορετικές ACM υλοποιήσεις και σταθερό αριθμό καναλιών ανά χρήστη



Εικόνα 7.14: Μεταβολή throughput για διαφορετικές ACM υλοποιήσεις και μεταβλητό αριθμό καναλιών ανά χρήστη με βάση την απόσταση MS-BS

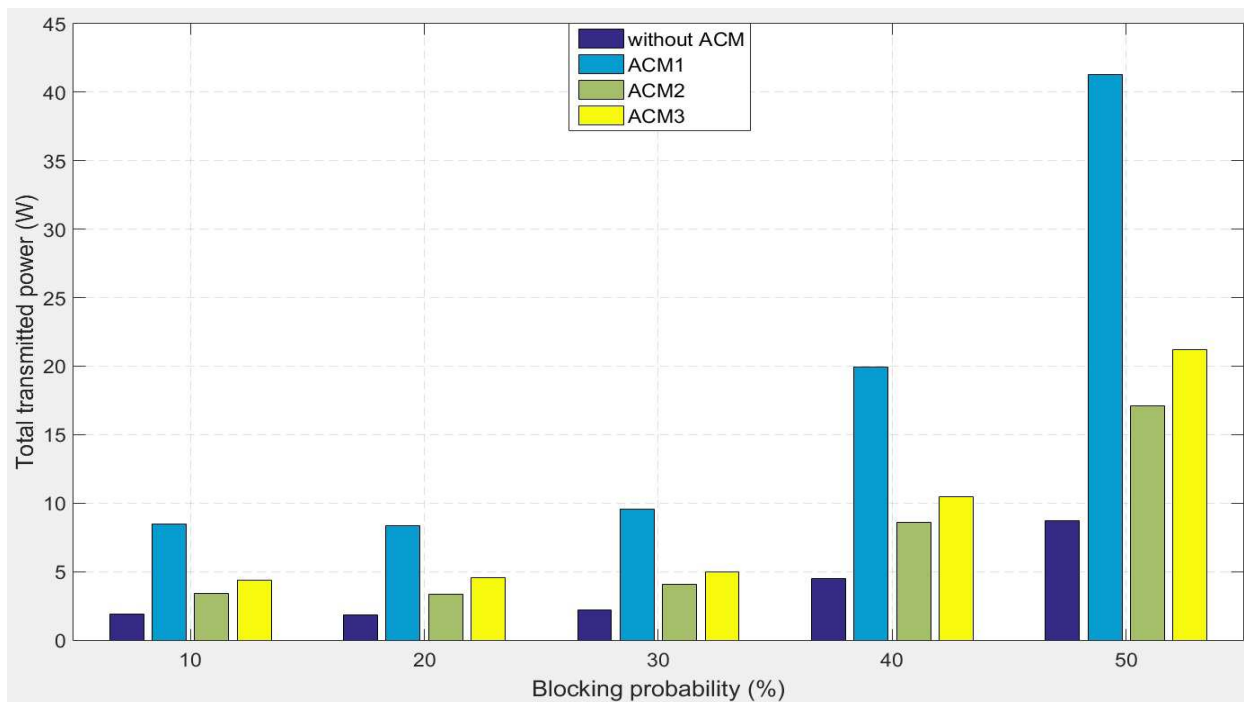


Εικόνα 7.15: Μεταβολή throughput για διαφορετικές ACM υλοποιήσεις και μεταβλητό - τυχαίο αριθμό καναλιών ανά χρήστη

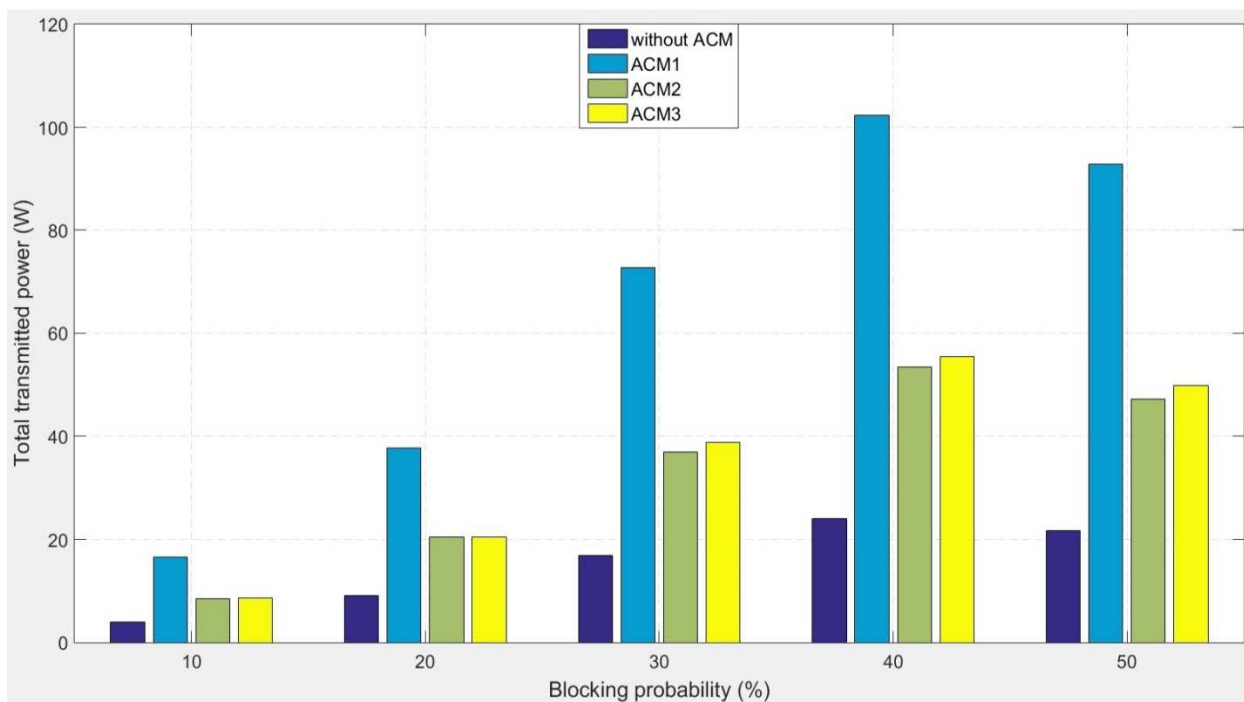
Παρατηρώντας τα προηγούμενα μπορούμε με ασφάλεια να εξάγουμε το συμπέρασμα ότι ο Αλγόριθμος 1 υπερτερεί των άλλων δύο ως προς το συνολικό throughput που μπορεί να επιτύχει σε κάθε περίπτωση (αύξηση περίπου 140% σε σχέση με το βασικό σενάριο). Μεταξύ των αλγορίθμων 2 και 3 οι διαφορές στο throughput για σταθερή εκχώρηση καναλιών ανά χρήστη δεν είναι ιδιαίτερα σημαντικές (αύξηση περίπου 70%).

7.4.2 Επίδοση Συνολικής Εκπεμπόμενης Ισχύος

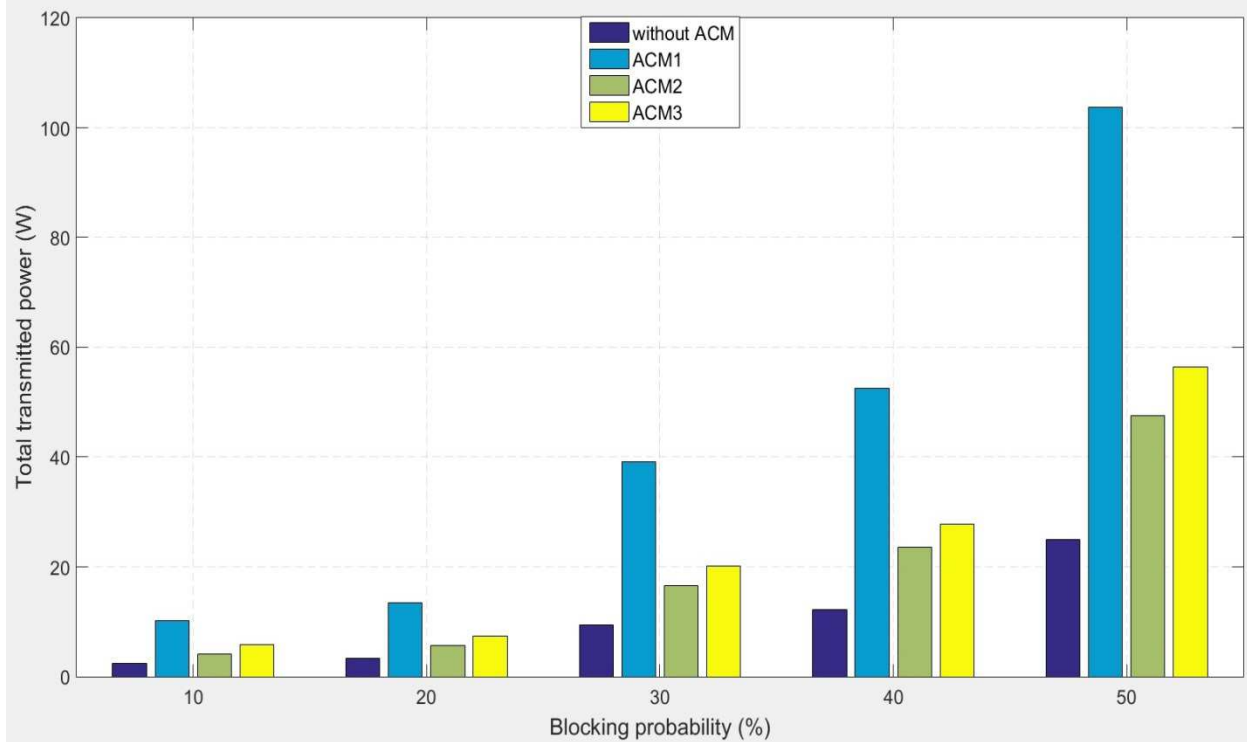
Πέραν της συνολικής διέλευσης είναι απαραίτητο να εξετάσουμε και τη συνολική εκπεμπόμενη ισχύ όπως αυτή προκύπτει από την εφαρμογή των τριών αλγορίθμων ACM, μιας και η κατανάλωση ισχύος είναι ζωτικής σημασίας παράγοντας, ιδιαίτερα για τα κινητά τερματικά, όπου λόγω ύπαρξης μπαταρίας επιβάλλεται η κατά το δυνατόν περιορισμένη κατανάλωση.



Εικόνα 7.16: Μεταβολή συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος για διαφορετικές ACM υλοποιήσεις και σταθερό αριθμό καναλιών ανά χρήστη



Εικόνα 7.17: Μεταβολή συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος για διαφορετικές ACM υλοποιήσεις και μεταβλητό αριθμό καναλιών ανά χρήστη με βάση την απόσταση MS-BS



Εικόνα 7.18: Μεταβολή συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος για διαφορετικές ACM υλοποιήσεις και μεταβλητό - τυχαίο αριθμό καναλιών ανά χρήστη

Στα διαγράμματα των εικόνων 7.14 και 7.15 για τις παραμέτρους του πίνακα 7.7 παρατηρούμε πως ο υψηλής επίδοσης Αλγόριθμος 1 έχει ταυτόχρονα αρκετά υψηλές απαιτήσεις σε ισχύ (αύξηση περίπου 450% σε σχέση με το βασικό σενάριο), ενώ από την άλλη ο Αλγόριθμος 2 εμφανίζεται πιο αποδοτικός σε σχέση και με τον 3^ο, παρόλο που πετυχαίνει παρεμφερή (έως και ελαφρώς υψηλότερα) επίπεδα συνολικής διέλευσης.

Ένα ακόμα συμπέρασμα που προκύπτει από τα προηγούμενα, είναι πως παρόλο που ο Αλγόριθμος 1 υπερτερεί σε όλες τις περιπτώσεις ανεξαρτήτως του τρόπου ανάθεσης υπό-φερόντων ανά χρήστη, όταν ο τρόπος αυτός είναι προσαρμοστικός με βάση την απόσταση MS-BS ή τυχαίος, τα κέρδη του πρώτου αλγορίθμου σε σχέση με τους άλλους δύο περιορίζονται και κρίνονται έως και ασύμφορα σε σχέση με την κατανάλωση ενέργειας η οποία ποσοστιαία παραμένει σταθερή. Όσο αφορά τους αλγορίθμους 2 και 3, παρατηρούμε πως όταν η προσαρμοστική εκχώρηση καναλιών με βάση την απόσταση συνδυάζεται με προσαρμοστική διαμόρφωση με βάση την απόσταση τότε υπερέχει ο Αλγόριθμος 2 (αύξηση 100% σε σχέση με

το βασικό σενάριο), ενώ όταν γίνεται συνδυασμός (ψευδο)τυχαίας εκχώρησης καναλιών και επιπέδων διαμόρφωσης υπερέρχει ελαφρώς ο Αλγόριθμος 3 (έχοντας όμως σταθερά υψηλότερη κατανάλωση σε σχέση με τον 2). Επιπρόσθετα, παράγοντας που δεν πρέπει να αμεληθεί είναι πως κατά τον Αλγόριθμο 1, η ανίχνευση καναλιών μικρότερου φορτίου απαιτεί ύπαρξη CSIT, η οποία επιφέρει επιπλέον υπολογιστική πολυπλοκότητα λόγω ανάδρασης δέκτη-πομπού.

7.5 Παραμετροποίηση MIMO

Σημαντικός παράγοντας ελέγχου της χωρητικότητας και επίδοσης ενός MIMO συστήματος είναι ο αριθμός κεραιών στον πομπό (BS) και στο δέκτη (MS). Στη συνέχεια παρουσιάζουμε μέσω κατάλληλων διαγραμμάτων πώς ο παράγοντας αυτός επηρεάζει τις παραμέτρους του συστήματός μας, όπως αυτές περιγράφηκαν στα προηγούμενα εδάφια.

7.5.1 Επίδραση Παραμετροποίησης MIMO στη Χωρητικότητα Χρηστών και στο BER

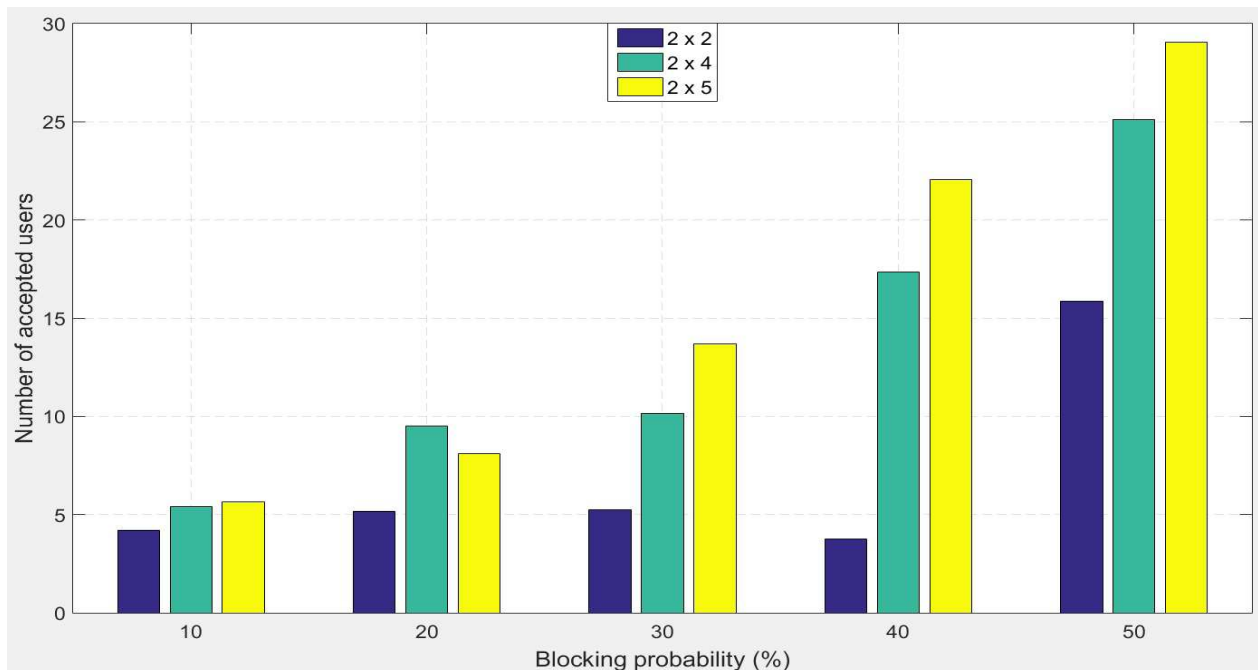
Ο βασικός λόγος εισαγωγής κεραιοσυστημάτων MIMO σε ένα ασύρματο δίκτυο είναι η βελτίωση της ποιότητας ζεύξης (διαφορισμός), ή η αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων (χωρική πολυπλεξία). Στην περίπτωσή μας εφαρμόζουμε την τεχνική του διαφορισμού και συνεπώς αναμένουμε βελτίωση (δηλ. μείωση) του BER. Τα διαγράμματα στα οποία καταλήξαμε (βλ. εικόνες 7.20 και 7.22) επαληθεύουν την επιδίωξη αυτή, συνεπώς ο διαφορισμός επιτελείται ορθά. Παρατηρούμε πως ακόμα και σε κάποιες περιπτώσεις (όπως π.χ. αυτή της εικόνας 7.22 για 30% πιθανότητα αποκλεισμού) όπου το BER αυξάνει παρόλο που εφαρμόζεται ανώτερης τάξης MIMO, η αύξηση αυτή είναι σαφέστατα δυσανάλογη με την αύξηση του αριθμού εξυπηρετούμενων χρηστών.

Επιπλέον, επαληθεύεται και το πιο προφανές γεγονός της αύξησης του αριθμού εξυπηρετούμενων χρηστών παράλληλα με την αύξηση της πολλαπλότητας των κεραιών (βλ. εικόνες 7.19 και 7.21).

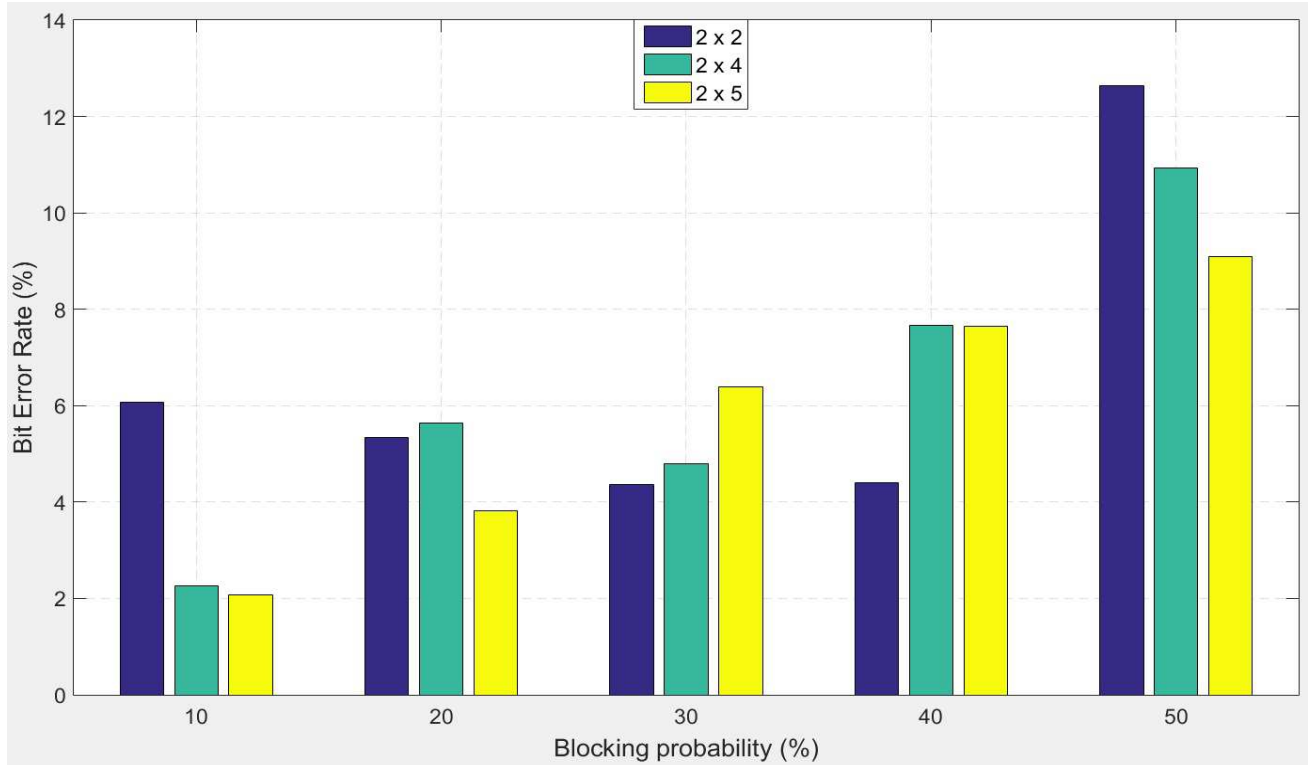
Μέσω των τεσσάρων αυτών διαγραμμάτων καταδεικνύονται τα νευραλγικής σημασίας οφέλη που επιφέρει η MIMO τεχνολογία, μιας και όχι μόνο βελτιώνει τη χωρητικότητα χρηστών του συστήματος, αλλά ταυτόχρονα αυξάνει και την αξιοπιστία του.

<i>Παράμετρος</i>	<i>Τιμή</i>
Αριθμός tier ($tier_{num}$)	1
Ακτίνα κυψέλης	1 km
Κανάλια ανά BS	30,128
Κανάλια ανά χρήστη (C_u)	5
Πιθανότητα αποκλεισμού ($block_{prob}$)	(10, 20, 30, 40, 50) × %
Διάταξη MIMO	2 x 2, 4 x 2, 5 x 2
Επίπεδο διαμόρφωσης	QPSK
Αριθμός MC επαναλήψεων	20

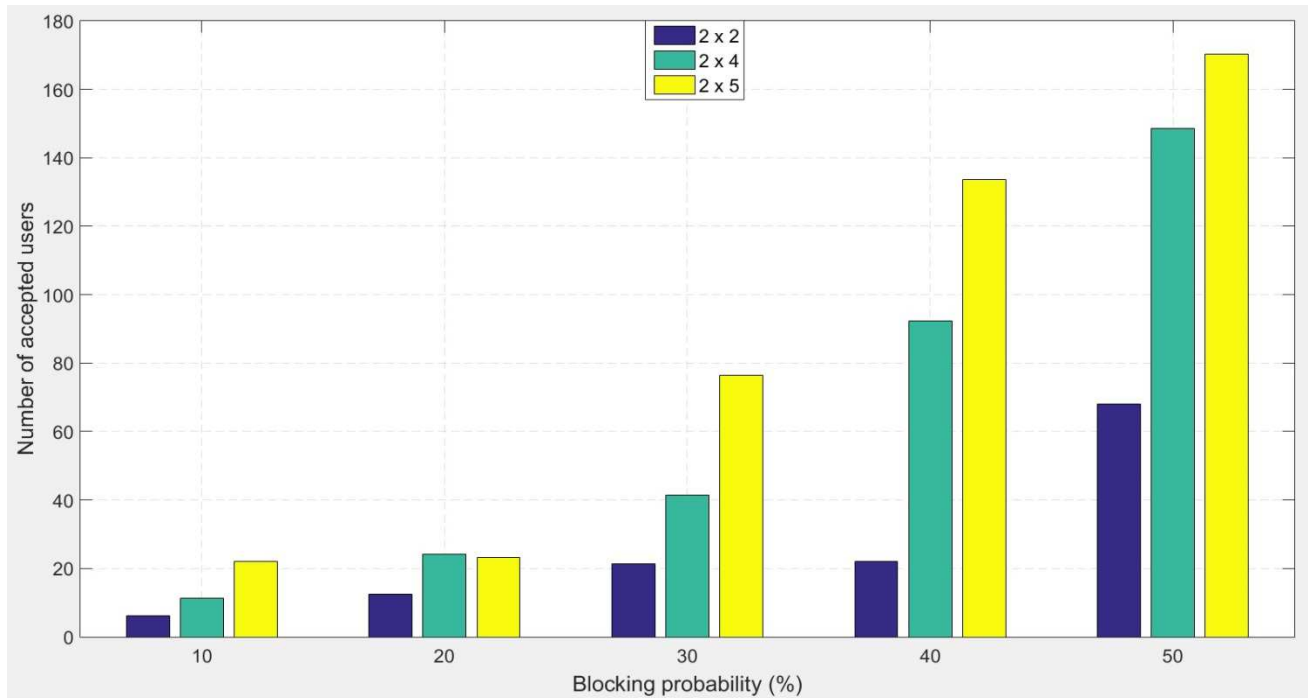
Πίνακας 7.8: Παράμετροι σεναρίων διαφοροποίησης MIMO



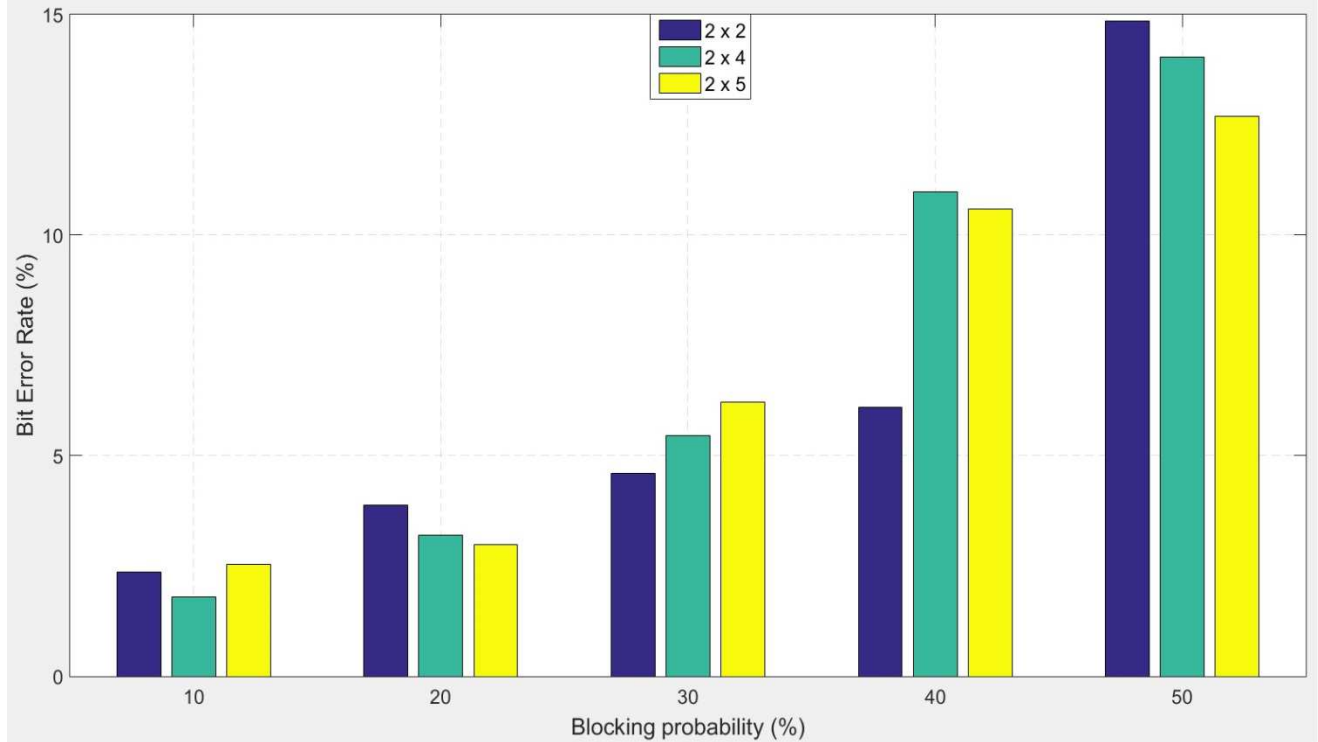
Εικόνα 7.19: Μεταβολή χωρητικότητας χρηστών για διάφορα συστήματα MIMO (30 κανάλια ανά BS)



Εικόνα 7.20: Μεταβολή BER για διάφορα συστήματα MIMO (30 κανάλια ανά BS)



Εικόνα 7.21: Μεταβολή χωρητικότητας χρηστών για διάφορα συστήματα MIMO (128 κανάλια ανά BS)



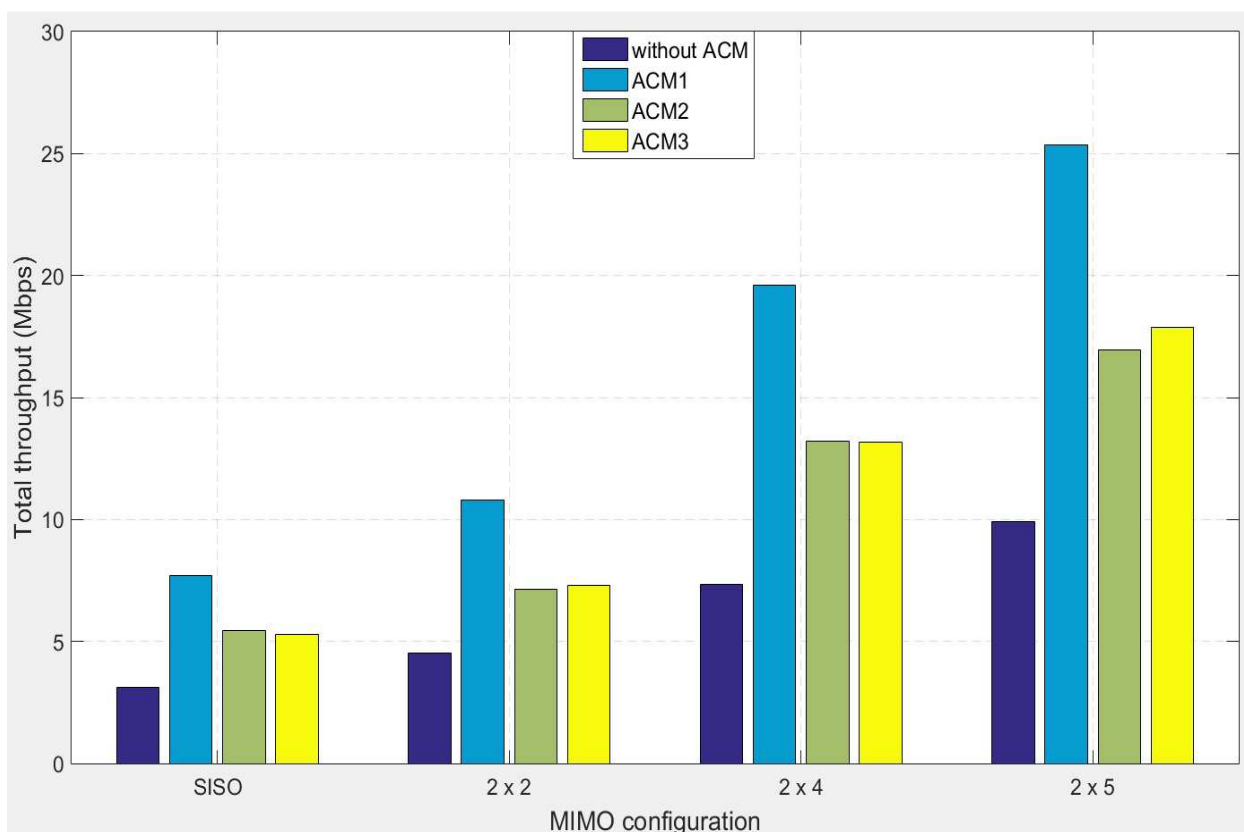
Εικόνα 7.22: Μεταβολή BER για διάφορα συστήματα MIMO (128 κανάλια ανά BS)

7.5.2 Επίδραση Παραμετροποίησης MIMO στην Εφαρμογή του ACM

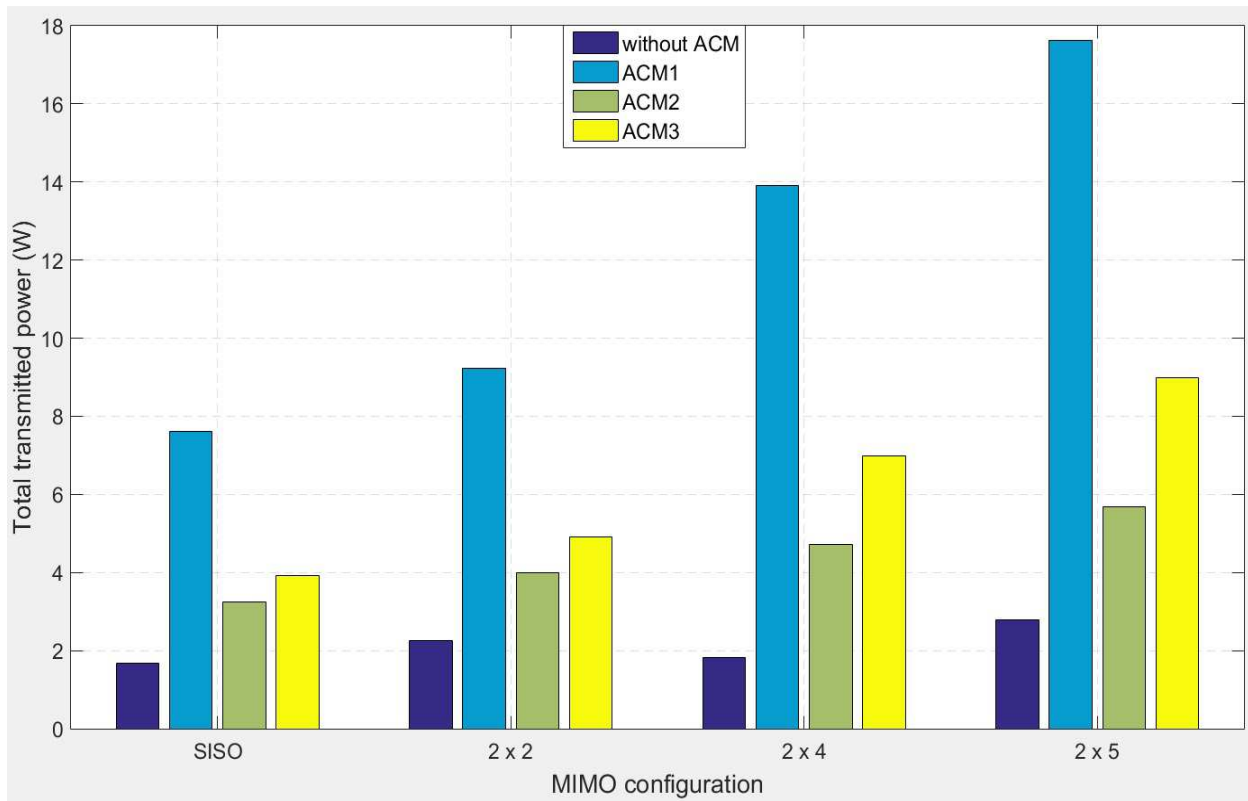
Σκοπός του συνδυασμού τεχνικών MIMO και προσαρμοστικής διαμόρφωσης είναι να παρατηρήσουμε την αναμενόμενη αύξηση της διέλευσης του συστήματος, καθώς αυξάνεται ο αριθμός κεραιών στον πομπό (BS), ενώ ταυτόχρονα (μέσω του MIMO) επιτυγχάνεται μείωση του BER (όπως αποδείχθηκε στα διαγράμματα του προηγούμενου εδαφίου). Συνεπώς προκύπτει το πολύ σημαντικό αποτέλεσμα του πολλαπλασιασμού του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων από τη μία, και της βελτίωσης της ποιότητας και αξιοπιστίας του συστήματος από την άλλη. Το διάγραμμα που επισφραγίζει το γεγονός αυτό φαίνεται στην εικόνα 7.23 (και η αντίστοιχες ισχύες εκπομπής στην εικόνα 7.24) και οι παράμετροι του σεναρίου στον πίνακα 7.9.

<i>Παράμετρος</i>	<i>Τιμή</i>
Αριθμός tier ($tier_{num}$)	1
Ακτίνα κυψέλης	1 km
Κανάλια ανά BS	50
Κανάλια ανά χρήστη (C_u)	5
Πιθανότητα αποκλεισμού ($block_{prob}$)	40 %
Διάταξη MIMO	SISO, 2 x 2, 2 x 4, 2 x 5
Επίπεδο διαμόρφωσης	Μεταβλητό
Αριθμός MC επαναλήψεων	20

Πίνακας 7.9: Παράμετροι σεναρίων διαφοροποίησης MIMO σε συνδυασμό με διαφοροποίηση ACM



Εικόνα 7.23: Μεταβολή throughput για διάφορες διατάξεις MIMO και διάφορες τεχνικές ACM (50 κανάλια ανά BS)



Εικόνα 7.24: Μεταβολή συνολικής εκπεμπόμενης ισχύος για διάφορες διατάξεις MIMO και διάφορες τεχνικές ACM (50 κανάλια ανά BS)

7.6 Γενικά Συμπεράσματα

Σκοπός ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος είναι να μεταδίδει πληροφορία με τρόπο αξιόπιστο και γρήγορο. Προς την κατεύθυνση αυτή κινήθηκαν οι προσομοιώσεις που εκτελέστηκαν στην παρούσα εργασία και το συμπέρασμα στο οποίο καταλήγουμε είναι πως μπορούμε μέσω εφαρμογής τεχνολογιών MIMO και προσαρμοστικής διαμόρφωσης να επιτύχουμε και τα δύο με κάποιους μικρούς συμβιβασμούς. Οι συμβιβασμοί αυτοί έχουν να κάνουν με την αναπόφευκτη αύξηση πολυπλοκότητας και απαιτήσεων ισχύος που προκύπτουν όταν εφαρμόζονται τεχνικές αυξημένων επιδόσεων.

Πιο συγκεκριμένα παρατηρήσαμε πως ο πολλαπλασιασμός του αριθμού κεραιών MIMO στον πομπό²³ (BS), οδηγεί σε αύξηση της χωρητικότητας ενός συστήματος ελαττώνοντας παράλληλα το BER. Όταν αυτό συνδυαστεί με τεχνικές προσαρμοστικής διαμόρφωσης οι οποίες επιφέρουν ακόμα μεγαλύτερες χωρητικότητες (Αλγόριθμος 1) μπορούμε να καταλήξουμε στο επιθυμητό αποτέλεσμα, δηλαδή σε ένα σύστημα αυξημένων ρυθμών μετάδοσης αλλά και αξιοπιστίας (εδώ πρέπει να λαμβάνεται υπόψη και η αύξηση ισχύος κατανάλωσης που επιβαρύνει ιδιαίτερα τις τερματικές συσκευές του δικτύου). Ανάλογα με τη συμφύρση του συστήματος αυτού μπορούμε να επιλέξουμε απλούστερους υπολογιστικά αλγόριθμους ACM (Αλγόριθμος 3), ενώ αν επιθυμούμε ικανοποιητικές επιδόσεις με μικρή κατανάλωση ισχύος μπορούμε να εφαρμόσουμε τον 2^ο προσαρμοστικό αλγόριθμο. Ιδιαίτερα σημαντικό είναι η τεχνική προσαρμοστικής διαμόρφωσης να συμβαδίζει με την τεχνική προσαρμοστικής εκχώρησης καναλιών ανά χρήστη, έτσι ώστε να επιτυγχάνονται βέλτιστα αποτελέσματα.

Τέλος σε επίπεδο OFDMA, μπορούμε να καθορίσουμε τον αριθμό καναλιών ανά χρήστη (σταθερός, τυχαίος, προσαρμοζόμενος με βάση την απόσταση BS-MS), έτσι ώστε να επιτύχουμε προσαρμογή στις απαιτήσεις εξυπηρέτησης χρηστών και ταχύτητας του κυψελωτού συστήματος.

7.7 Προτάσεις για Μελλοντική Μελέτη

Στο παρόν πόνημα μελετήθηκε η επίδραση που μπορούν να έχουν διάφορες μέθοδοι προσαρμοστικής διαμόρφωσης, σε συνδυασμό με κάποιες παραλλαγές των κεραιοσυστημάτων MIMO για εφαρμογές που απευθύνονται σε δίκτυα 4^{ης} γενιάς. Παρόλα αυτά, οι βελτιωμένοι αλγόριθμοι που προτάθηκαν (όπως η δυναμική ανάθεση υπο-φερόντων και ο 1^{ος} αλγόριθμος προσαρμοστικής διαμόρφωσης) μπορούν να εφαρμοσθούν και στην επόμενη γενιά κυψελωτών δικτύων, έτσι ώστε αυτά να εναρμονίσουν τις επιδόσεις τους με τις απαιτήσεις που τίθενται από την NGMNA (Next Generation Mobile Networks Alliance), η οποία αφορά τα δίκτυα 5^{ης} γενιάς (5G).

Οι απαιτήσεις αυτές, όπως αναφέρθηκε και στο εδάφιο 1.2.12 συνοψίζονται στις εξής βασικές [48]:

²³ Η περαιτέρω αύξηση αριθμού MIMO κεραιών επιτελείται μόνο στην πλευρά του BS, όπου οι κατασκευαστικοί περιορισμοί λόγω χώρου δεν είναι τόσο αυστηροί, όσο στην πλευρά της τερματικής συσκευής.

- Ετερογένεια μεταξύ ασύρματων δικτύων (HetNets)
- Γνωστικό Ραδιόφωνο (Cognitive Radio)
- Χιλιοστομετρικά ραδιοκύματα (Millimeter Wave - mmW)
- Επικοινωνία μεταξύ τερματικών συσκευών (Device to Device – D2D)
- Επικοινωνία μεταξύ μηχανών (Machine to Machine – M2M)
- Μαζικό MIMO (Massive MIMO)

Οι τεχνικές προσαρμοστικής διαμόρφωσης μπορούν να συμβάλλουν θετικά κυρίως στην ανάπτυξη χιλιοστομετρικών ραδιοσυστημάτων, μιας και όπως είναι γνωστό η επίδραση των διαφόρων μορφών παρεμβολών και απωλειών (λόγω απόστασης, καιρικών κατακρημνίσεων κ.λ.π.) είναι εντονότερη σε υψίσυχνα κύματα και συνεπώς η προσαρμογή των εκάστοτε απαιτήσεων ενός (5G) συστήματος ως προς το ρυθμό και την ποιότητα μετάδοσης δεδομένων κρίνεται νευραλγική, έτσι ώστε να επιτυγχάνεται η ζητούμενη επίδοση και απόδοση.

Ως προς την εφαρμογή τεχνικών MIMO, παρατηρήσαμε στις προσομοιώσεις μας πως η αύξηση του αριθμού κεραιών στον πομπό (BS) αλλά και στο δέκτη (MS), συνεισφέρει δραστικά στην αύξηση χωρητικότητας και βελτίωση ποιότητας του ασύρματου συστήματος. Η έλευση των 5G δικτύων επιφέρει περαιτέρω αύξηση στον αριθμό MIMO κεραιών μέσω εφαρμογής του επονομαζόμενου μαζικού MIMO, στο οποίο η τάξη MIMO εκτοξεύεται σε εκατοντάδες ή και χιλιάδες κεραιές στην πλευρά του BS με σκοπό την ενίσχυση του κατευθυντικού κέρδους και κατά συνέπεια τη βελτίωση της φασματικής απόδοσης και μείωση των παρεμβολών μεταξύ χρηστών. Επιπλέον, σημαντικό όφελος στη διαχείριση φάσματος, ειδικά για υψηλές τάξεις MIMO, μπορεί να επιφέρει η επιλογή υποομάδων κεραιών MIMO, από τις οποίες θα προέρχεται το εκπεμπόμενο σήμα. Οι υποομάδες αυτές επιλέγονται με βάση το κατά πόσο εύρωστοι είναι οι δίαυλοι που χρησιμοποιούν, έτσι ώστε να τις εκμεταλλευτούμε προς μείωση του BER και αύξηση του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων.

Τέλος βελτίωση επιδέχεται και ο τρόπος εφαρμογής του OFDMA, μιας και κατά την εκχώρηση υπό-φερόντων σε χρήστες μπορούμε να λαμβάνουμε υπόψη και τη συμφόρηση κάθε υπό-φερόντος και έτσι να αναθέτουμε σε κάθε νεοεισελθέντα χρήστη τα πιο ελεύθερα (με λιγότερο φορτίο) κανάλια του συστήματος. Κάτι τέτοιο θα βελτίωνε σημαντικά την επίδοση του συστήματός μας, εφόσον ο κυριότερος επιβαρυντικός παράγοντάς του είναι οι παρεμβολές

μεταξύ χρηστών. Στον αντίποδα βέβαια, αναπόδραστες θα ήταν και οι δυσμενείς επιπτώσεις στο υπολογιστικό φορτίο του συστήματος.

Συνοψίζοντας τα παραπάνω, συμπεραίνουμε πως η επεκτασιμότητα παραμέτρων (μεταβολή αριθμού tiers, διατιθέμενων καναλιών ανά BS ή MS, ακτίνας κάλυψης, τάξης MIMO, επιπέδου διαμόρφωσης, πιθανότητας αποκλεισμού κ.α.) των μεθόδων και τεχνικών του υπολογιστικού μοντέλου που παρουσιάστηκε, ναι μεν παρέχει τη δυνατότητα ενσωμάτωσής τους σε πληθώρα σύγχρονων ασύρματων συστημάτων και δικτύων 4G, αλλά επιπρόσθετα καθιστά δυνατή την εφαρμογή τους και σε μεταγενέστερα δίκτυα, καθιστώντας τα συμβατά με τις αυξημένες απαιτήσεις προδιαγραφών σε όλα τα επίπεδα.

Παράρτημα Α

- Χωρητικότητες Διαύλων SIMO / MISO

Στο παράρτημα αυτό, παρατίθενται οι χωρητικότητες που επιτυγχάνουν τα συστήματα διαφορετικής προστασίας SIMO και MISO. Όπως είναι γνωστό, η παρουσία πολλαπλών κεραιών στον πομπό ή στον δέκτη (ή και στους δύο στην περίπτωση MIMO συστήματος) επιφέρει το λεγόμενο *διαφορικό κέρδος* (diversity gain), το οποίο μπορεί να γραφεί ως

$$G(P_{out}) = SNR(P_{out}) - SNR_d(P_{out})$$

όπου SNR_d και SNR οι τιμές του SNR με και χωρίς διαφορική προστασία.

Πέραν όμως της χρήσης διαφορικού κέρδους SNR για βελτίωση της πιθανότητας διακοπής (βελτίωση αξιοπιστίας), μπορούμε να το χρησιμοποιήσουμε και για βελτίωση της χωρητικότητας του συστήματος. Ο τρόπος με τον οποίον κάτι τέτοιο γίνεται εφικτό περιγράφεται στα ακόλουθα εδάφια.

Π.Α.1 Χωρητικότητα Διαύλου Συστημάτων SIMO

Όπως υποδηλώνει και η ονομασία τους, τα συστήματα SIMO φέρουν μία κεραία στον πομπό και πολλαπλές στο δέκτη (έστω M), όπως φαίνεται στην εικόνα Π.Α.1.1. Συνεπώς δημιουργούνται M διαυλοι μεταφοράς δεδομένων από την κεραία μετάδοσης προς τις κεραιές λήψης με αντίστοιχα μιγαδικά κέρδη h_i , $i = 1, \dots, M$. Υποθέτοντας ότι υπάρχει CSIR, η είσοδος \mathbf{y} στο δέκτη σύμφωνα με τη σχέση 4.1 θα είναι

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ \vdots \\ y_M \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 \\ \vdots \\ h_M \end{bmatrix} s + \begin{bmatrix} n_1 \\ \vdots \\ n_M \end{bmatrix} = \mathbf{h}s + \mathbf{n}$$

όπου s το σήμα εκπομπής και \mathbf{n} το διάνυσμα θορύβου αποτελούμενο από τις ανεξάρτητες συνιστώσες του ανά διαυλο που ακολουθούν κανονική κατανομή. Το SNR του αθροίσματος των

λαμβανόμενων σημάτων \mathbf{y} , όπως αυτό προκύπτει στην έξοδο του *συνδυαστή*²⁴, δίνεται από τη σχέση

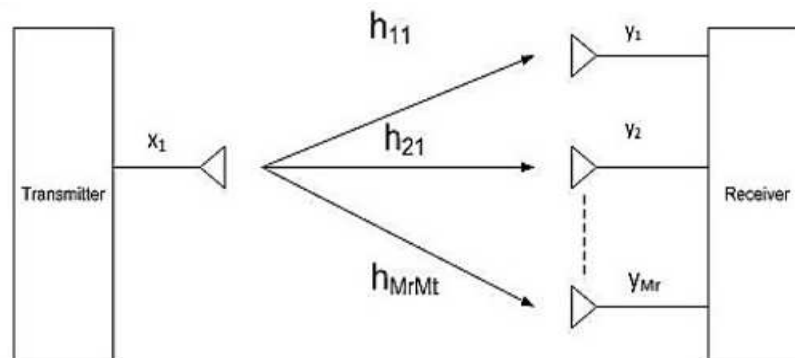
$$\gamma_{SIMO} = \frac{(|h_1|^2 + \dots + |h_M|^2)P_T}{N_0B} \quad (\text{Π. Α. 1.1})$$

όπου N_0 η μονόπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος θορύβου.

Ανεξάρτητα από την ύπαρξη CSIT, η χωρητικότητα ενός συστήματος SIMO προκύπτει από τη σχέση

$$C_{SIMO} = B \log_2(1 + \gamma_{SIMO}) \quad (\text{Π. Α. 1.2})$$

Απουσία διαλείψεων, δηλαδή για μοναδιαίο κέρδος διαύλου, στα συστήματα SIMO προκύπτει αύξηση του SNR κατά M φορές, αφού στο δέκτη ανακτώνται M αντίγραφα του απεσταλμένου σήματος. Συνεπώς μέσω της σχέσης Π.Α.1.1 είναι φανερό ότι η αύξηση της SIMO χωρητικότητας ακολουθεί λογαριθμικά την αύξηση αριθμού κεραιών στο δέκτη.



Εικόνα Π.Α.1.1: Σύστημα SIMO με M_r κεραιές λήψης και $M_t = 1$ κεραιά μετάδοσης

Π.Α.2 Χωρητικότητα Διαύλου Συστημάτων MISO

Σε αντιστοιχία με τα SIMO, τα συστήματα MISO φέρουν N κεραιές στον πομπό και μία στο δέκτη (εικόνα Π.Α.2.1), οπότε προκύπτουν διάυλοι μετάδοσης πληροφορίας με αντίστοιχα

²⁴ Οι συνδυαστές, ανάλογα με τον αλγόριθμο διαφορικής λήψης που επιλέγεται, μπορεί να είναι Μεγίστου Λόγου (Maximal-ratio Combiner), Ίσης Απολαβής (Equal-gain Combiner), Συνδυαστής Επιλογής (Selection Combiner) και Συνδυαστής Γενικευμένης Επιλογής (Generalized Selection Combiner).

μικροκέρδη h_i , $i = 1, \dots, N$. Επίσης υποθέτουμε πως η συνολική ισχύς εκπομπής δεν υπερβαίνει την τιμή ενός κατωφλίου P_T . Η έξοδος ενός MISO συστήματος δίνεται από τη σχέση

$$y = \begin{bmatrix} h_1 \\ \vdots \\ h_N \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} s_1 \\ \vdots \\ s_N \end{bmatrix} + n = \mathbf{h}^T \mathbf{s} + n$$

όπου το διάνυσμα \mathbf{s} περιέχει τα πολλαπλά σήματα εκπομπής. Προφανώς το σήμα λήψης θα είναι εκ των πραγμάτων μοναδικό και δεν απαιτείται ύπαρξη συνδυαστή. Όταν δεν έχουμε CSIT το SNR λήψης θα είναι

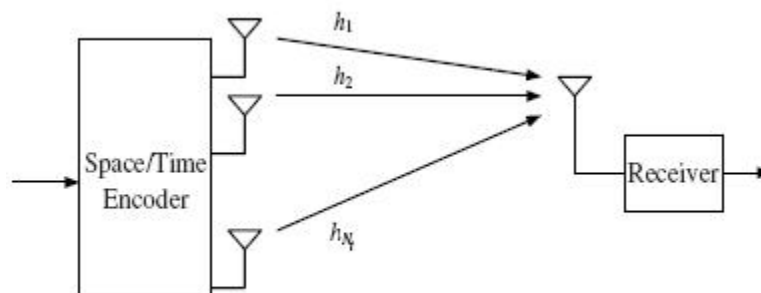
$$\gamma_{MISO} = \frac{(|h_1|^2 + \dots + |h_M|^2)P_T}{NN_0B}$$

ενώ όταν υπάρχει CSIT το SNR λήψης προκύπτει από τη σχέση Π.Α.1.1. Η χωρητικότητα του συστήματος προκύπτει μέσω της σχέσης

$$C_{MISO} = B \log_2(1 + \gamma_{MISO})$$

Είναι εμφανές πως σε συστήματα δίχως διαλείψεις (AWGN) και μη ύπαρξης CSIT, η χωρητικότητα MISO ταυτίζεται με την αντίστοιχη SISO, ενώ όταν είναι διαθέσιμη η CSIT ταυτίζεται με την αντίστοιχη SIMO. Σε διαύλους που υποφέρουν από διαλείψεις ισχύει η ανισότητα

$$C_{SISO} \leq C_{MISO} \leq C_{SIMO}$$



Εικόνα Π.Α.2.1: Σύστημα MISO με N_t κεραίες μετάδοσης και $N_r = 1$ κεραία λήψης

Παράρτημα Β

- Τεχνικές Κατανομής Διαύλων σε Κυψελωτό Σύστημα

Στο Παράρτημα Β περιγράφεται η βασική λειτουργία ορισμένων δημοφιλών αλγορίθμων στατικής και δυναμικής κατανομής διαύλων ανά κυψέλη, βασισμένη στις πληροφορίες που παρατίθενται στο [15]. Οι γενικές μέθοδοι με τις οποίες θα ασχοληθούμε είναι οι εξής:

- Σταθερή κατανομή διαύλων (Fixed Channel Allocation - FCA)
- Δυναμική κατανομή διαύλων (Dynamic Channel Allocation - DCA)
- Υβριδική κατανομή διαύλων (Hybrid Channel Allocation - HCA)

Π.Β.1 Σταθερή Κατανομή Διαύλων

Στη μέθοδο σταθερής κατανομής διαύλων, κάθε ομάδα διαύλων κατανέμεται σε συγκεκριμένες κυψέλες, σε συμφωνία με το συντελεστή επαναχρησιμοποίησης που απαιτείται για την εξυπηρέτηση του συστήματος. Σε συστήματα εξαγωνικών κυψελών, ο συντελεστής επαναχρησιμοποίησης²⁵ λαμβάνει την τιμή $K = \frac{1}{3}a^2$ όπου a είναι ο συντελεστής μείωσης ομοδιαυλικής παρεμβολής. Συνήθως, κατά τη σταθερή κατανομή διαύλων, εκχωρείται ο ίδιος αριθμός διαύλων σε κάθε κυψέλη, τακτική που εφαρμόστηκε και στην προσομοίωση της παρούσης εργασίας (όπου $a = \sqrt{3}$, δηλαδή πέραν του κοινού αριθμού διαύλων ανά κυψέλη έχουμε και κατανομή ακριβώς των ίδιων διαύλων ανά κυψέλη). Η τακτική αυτή έχει το πλεονέκτημα της μειωμένης πολυπλοκότητας κατά την εφαρμογή της, αλλά ταυτόχρονα δεν προσαρμόζει τους ραδιοπόρους στις εκάστοτε ανάγκες τηλεπικοινωνιακού φορτίου κάθε κυψέλης του συστήματος.

²⁵ Είναι γενικά αποδεδειγμένο στη βιβλιογραφία, πως βέλτιστη απόδοση σε σύγχρονα πολυκυψελωτά συστήματα επιτυγχάνεται με χρήση μοναδιαίου συντελεστή επαναχρησιμοποίησης.

Π.Β.2 Δυναμική Κατανομή Διαύλων

Σε αντίθεση με την FCA, κατά τη δυναμική κατανομή διαύλων δεν υπάρχει σταθερή σχέση μεταξύ διαύλων και κυψελών. Ο τρόπος κατανομής αποφασίζεται από μία κεντρική (*centralized*) οντότητα απόφασης διάθεσης διαύλων, με βάση τους νεοεισερχόμενους στο σύστημα χρήστες. Κατά την απόφαση εκχώρησης διαύλων λαμβάνεται υπόψη μία συνάρτηση κόστους, η οποία εξαρτάται από ένα σύνολο παραγόντων, όπως η μελλοντική πιθανότητα αποκλεισμού στην περιοχή της κυψέλης, η απόσταση επαναχρησιμοποίησης και η μέση πιθανότητα αποκλεισμού του συστήματος.

Εν γένει στα DCA συστήματα ο υπολογισμός της αναπροσαρμοζόμενης συνάρτησης κόστους πραγματοποιείται είτε από ένα κεντρικό σημείο ελέγχου, είτε αποκεντρωμένα (*decentralized*), είτε πλήρως αποκεντρωμένα.

Π.Β.2.1 Κεντρικό DCA

Στο σχήμα κεντρικού DCA το σημείο ελέγχου όπου πραγματοποιούνται οι εκχωρήσεις διαύλων, είναι υπεύθυνο για τη διενέργεια όλων των απαιτούμενων υπολογισμών, για τους οποίους απαιτείται πληροφόρηση από όλο το σύστημα. Ενώ σε θεωρητικό επίπεδο τα συστήματα αυτά φαίνεται να είναι πιο ολοκληρωμένα και αξιόπιστα, πρακτικά υποφέρουν από μεγάλες καθυστερήσεις λόγω της αυξημένης πολυπλοκότητας υπολογισμών. Παρόλα αυτά, χρησιμεύουν στην παροχή ενός σημείου αναφοράς επιδόσεων για τα συστήματα αποκεντρωμένου και πλήρως αποκεντρωμένου DCA, τα οποία απαντώνται συχνότερα στην πράξη. Τα δύο βασικότερα σχήματα κεντρικού DCA είναι αυτό της μέγιστης ομαδοποίησης και ο αλγόριθμος MAXMIN.

Π.Β.2.1.1 Μέγιστη Ομαδοποίηση

Η βασική ιδέα του αλγορίθμου *μέγιστης ομαδοποίησης* (*Maximum Packing - MP*), είναι να αποκλείεται μία κλήση από το σύστημα μόνο όταν δεν μπορεί να ανακατανεμηθεί σε οποιονδήποτε από τους διαύλους του συστήματος. Προφανώς η πληροφορία για λήψη της απόφασης αυτής λαμβάνεται από κάθε δίαυλο του συστήματος τη χρονική στιγμή που πραγματοποιείται η νέα κλήση. Η εξαντλητική αναζήτηση που χρησιμοποιεί η μέθοδος αυτή,

της προσδίδει τη μικρότερη πιθανότητα αποκλεισμού και την καθιστά σημείο αναφοράς για αξιολόγηση της πιθανότητας αποκλεισμού άλλων μεθόδων.

Π.Β.2.1.2 Αλγόριθμος MAXMIN

Η ιδέα του αλγορίθμου MAXMIN είναι να εκχωρείται στο κινητό τερματικό ο διάυλος που μεγιστοποιεί το ελάχιστο SNR το οποίο εμφανίζεται σε οποιοδήποτε κινητό τερματικό του συστήματος που χρησιμοποιεί το συγκεκριμένο διάυλο τη χρονική στιγμή της εκχώρησης. Ο διάυλος που εκχωρείται στο νεοεισελθέντα χρήστη περιγράφεται και από την έκφραση

$$\max_{j \in C} \min_{i \in S} \{SNR_i\}$$

όπου i είναι δείκτης χρηστών (κινητών τερματικών), j είναι δείκτης διαύλων, C είναι το σύνολο των διαθέσιμων διαύλων του συστήματος (ή του σταθμού βάσης) και S είναι το σύνολο όλων των χρηστών που εξυπηρετούνται.

Π.Β.2.2 Αποκεντρωμένο DCA

Οι αλγόριθμοι αποκεντρωμένου DCA βασίζουν την απόφαση επιλογής διαύλου στο αν ο υποψήφιος διάυλος πέρα από διαθέσιμος, χρησιμοποιείται από το σύνολο των γειτονικών προς την κυψέλη εξυπηρέτησης του MS κυψελών. Κάποιοι αλγόριθμοι αυτής της κατηγορίας είναι οι *First Available (FA)*, *Nearest Neighbor (NN)*, *Nearest Neighbor + 1* και *Mean Square (MSQ)* με τρόπο λειτουργίας λίγο πολύ προφανή από το όνομα του καθενός.

Μία ακόμα μέθοδος αποκεντρωμένης DCA είναι η *δυναμική απόκτηση πόρων* (Dynamic Resource Acquisition). Η μέθοδος αυτή βασίζει την απόφαση εκχώρησης διαύλων σε κυψέλες (BS) σε ανταμοιβές και κόστη που προκύπτουν από την απελευθέρωση και κατάληψη αντίστοιχα κάποιου διαύλου. Η ανταμοιβή έχει να κάνει με το πόσες γειτονικές κυψέλες θα μπορέσουν να καταλάβουν τον υπόψη διάυλο μετά την απελευθέρωσή του και το κόστος με τον αριθμό κυψελών που θα στερηθούν την απόκτησή του μετά την εκχώρηση. Είναι προφανές ότι η λειτουργία του αλγορίθμου απαιτεί πληροφορίες χρήσης διαύλων από όλες τις γειτονικές κυψέλες ενός υπό εξέταση BS.

Π.Β.2.3 Πλήρως Αποκεντρωμένο DCA

Στην πλήρως κατανεμημένη DCA αποφεύγονται κάθε μορφής προγραμματισμοί συχνοτήτων και κεντρικοί έλεγχοι. Με τον τρόπο αυτό πραγματοποιείται μία αυτοπροσαρμοζόμενη κατανομή διαύλων, όπου χρησιμοποιούνται όλοι οι δίαυλοι του συστήματος από κάθε κυψέλη. Το κινητό τερματικό και ο σταθμός βάσης παρακολουθούν συνεχώς τις συνθήκες των διαύλων και επιλέγουν αυτούς με τις λιγότερες παρεμβολές. Συνεπώς αυξάνεται η ευελιξία και αναπροσαρμογή του συστήματος στις εκάστοτε απαιτήσεις εξυπηρέτησης χρηστών. Παρακάτω αναφέρονται ενδεικτικά οι αλγόριθμοι *Channel Segregation* (διαχωρισμός διαύλων), *Channel Segregation* με μεταβλητό κατώφλι και *Minimum Interference* (ελάχιστη παρεμβολή), έτσι ώστε να γίνει καλύτερα αντιληπτό το πλήρως αποκεντρωμένο DCA.

Π.Β.2.3.1 Διαχωρισμός Διαύλων

Κατά τον αλγόριθμο διαχωρισμού διαύλων επιτελούνται οι εξής λειτουργίες. Αρχικά επιλέγεται ο δίαυλος υψηλότερης προτεραιότητας (η οποία καθορίζεται από κατάλληλη συνάρτηση προτεραιότητας) και ο οποίος δε χρησιμοποιείται από τον BS. Αν ο δίαυλος είναι κατειλημμένος ελαττώνεται η προτεραιότητά του και επιλέγεται ο δίαυλος με την αμέσως επόμενη υψηλότερη προτεραιότητα. Αν είναι ο τελευταίος δίαυλος τότε έχουμε αποτυχία στην εκχώρηση διαύλου, αν όχι, επαναλαμβάνουμε μέχρι να βρούμε διαθέσιμο δίαυλο, οπότε εξετάζουμε αν είναι προσβάσιμος. Αν δεν είναι αυξάνουμε την προτεραιότητα και επαναλαμβάνουμε για τον επόμενο διαθέσιμο δίαυλο. Αν είναι προσβάσιμος το χρησιμοποιούμε αυξάνοντας παράλληλα την προτεραιότητα.

Π.Β.2.3.2 Διαχωρισμός Διαύλων με Μεταβλητό Κατώφλι

Στην περίπτωση του αλγορίθμου διαχωρισμού διαύλων με μεταβλητό κατώφλι, η κατάταξη των διαύλων καθορίζεται από το κατά πόσο οι δίαυλοι ενός BS ξεπερνούν ή υπολείπονται μίας συγκεκριμένης στάθμης παρεμβολών. Στην πρώτη περίπτωση η τιμή προτεραιότητας ενός διαύλου ελαττώνεται, ενώ στη δεύτερη αυξάνεται. Το κατώφλι παρεμβολής μεταβάλλεται σύμφωνα με τη σειρά του διαύλου στη λίστα κατάταξης και κατά συνέπεια επιλέγονται κάθε

φορά διάυλοι που έχουν λιγότερες πιθανότητες να προκαλέσουν παρεμβολές σε γειτονικούς BS που κάνουν χρήση κοινών διαύλων.

Π.Β.2.3.3 Ελάχιστη Παρεμβολή

Στους αλγόριθμους που κάνουν χρήση ελάχιστης παρεμβολής, το κινητό τερματικό στέλνει σήμα εκχώρησης διαύλου προς τον BS με το ισχυρότερο σήμα. Ο BS με τη σειρά του μετράει τις στάθμες παρεμβολής όλων των αχρησιμοποίητων διαύλων του και εκχωρεί αυτόν που θα προκαλέσει την ελάχιστη (ο αλγόριθμος αυτός χρησιμοποιείται και στο δημοφιλές σύστημα *DECT*). Εναλλακτικές μορφές του σχήματος αυτού περιλαμβάνουν τους αλγόριθμους *τυχαίας ελάχιστης παρεμβολής* (Random Minimum Interference - RMI), *τυχαίας ελάχιστης παρεμβολής με επανεκχώρηση* (RMI with Reassignment - RMIR) και *διαδοχικής ελάχιστης παρεμβολής* (Sequential Minimum Interference - SMI).

Π.Β.3 Υβριδική Κατανομή Διαύλων

Όπως είναι φανερό κι από την ονομασία της, κατά την *υβριδική κατανομή διαύλων* (Hybrid Channel Allocation - HCA) έχουμε συνδυασμό FCA και DCA με σκοπό το βέλτιστο συνδυασμό κατανομής διαύλων και μείωσης της υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Το σύνολο των διαθέσιμων στο σύστημα διαύλων διαιρείται στο σταθερό και στο δυναμικό σύνολο. Ανάλογα με το σύνολο που εξετάζεται κάθε φορά, μπορούν να εφαρμοστούν όλες οι τεχνικές FCA και DCA που αναλύσαμε στα προηγούμενα. Σημαντική παράμετρος των HCA αλγορίθμων είναι ο λόγος των σταθερών προς τους δυναμικούς διαύλους. Είναι σημαντικό κάθε φορά να υπολογίζεται ο βέλτιστος λόγος που μεγιστοποιεί την επίδοση του συστήματος. Ο τρόπος υπολογισμού του λόγου αυτού, έχει να κάνει με το τρέχον τηλεπικοινωνιακό φορτίο του συστήματος και συνεπώς ο λόγος αυξάνεται για βεβαρημένα δίκτυα, ενώ μειώνεται για χαμηλά φορτία χρηστών.

Π.Β.4 Δανεισμός Διαύλων

Όπως είδαμε προηγουμένως, κατά την FCA είναι δύσκολη έως αδύνατη η προσαρμογή στις εναλλαγές προσφερόμενης κίνησης. Προκειμένου λοιπόν να γίνει αποτελεσματικότερη διαχείριση ραδιοφάσματος, πέραν των αλγορίθμων DCA, έχει προταθεί και η ιδέα δανεισμού διαύλων, έτσι ώστε κυψέλες που ταλαιπωρούνται από συμφόρηση (congestion), να μπορούν να δανείζονται διαύλους από γειτονικές κυψέλες, με την προϋπόθεση ότι θα προκαλείται η ελάχιστη δυνατή ζημιά στις κυψέλες αυτές.

Σύμφωνα με τον αλγόριθμο *απλού δανεισμού*, οι δίαυλοι εκχωρούνται στις κυψέλες με στατικό τρόπο, όπως στην FCA, αλλά σε περίπτωση όπου καταφθάνει κλήση που δεν μπορεί να εξυπηρετηθεί από τους διαύλους της κυψέλης που την αφορά, καταφεύγει σε δανεισμό διαύλων από παρακείμενες κυψέλες. Ο δανεισμένος δίαυλος «κλειδώνεται», με την έννοια ότι απαγορεύεται να επαναδανειστεί σε άλλες κυψέλες.

Στους αλγόριθμους δανεισμού, οι δίαυλοι μίας κυψέλης διαχωρίζονται σε αυτούς που προορίζονται αποκλειστικά για χρήση εντός της κυψέλης (ονομαστικοί δίαυλοι) και σε αυτούς που μπορούν να δανεισθούν σε γειτονικές. Σε συνθήκες όμως ταχέως μεταβαλλόμενης τηλεπικοινωνιακής κίνησης, κάτι που συναντάμε συχνά σε ασύρματα συστήματα, εμφανίζεται ως καλύτερη λύση η δυνατότητα δανεισμού όλων των διαύλων μίας κυψέλης με σειρά προτεραιότητας (πιθανότητας δανεισμού). Ο αλγόριθμος που εφαρμόζει την ιδέα αυτή είναι ο BCO (Borrowing with Channel Ordering). Η λειτουργία του είναι η εξής. Αρχικά εξετάζεται αν ο ονομαστικός δίαυλος είναι διαθέσιμος. Αν δεν είναι προσδιορίζεται ο BS με το μεγαλύτερο αριθμό διαύλων προς δανεισμό. Αν και πάλι ο προς δανεισμό δίαυλος δεν είναι διαθέσιμος, έχουμε αποτυχία δανεισμού διαύλου. Αν ο αρχικός ονομαστικός δίαυλος ή ο προς δανεισμό δίαυλος είναι διαθέσιμοι, τότε εκχωρούμε τον πρώτο στη σειρά διαθέσιμο ονομαστικό δίαυλο ή δανείζουμε και κλειδώνουμε το δίαυλο αντίστοιχα.

Όπως αναφέρθηκε, αν ένας δίαυλος δοθεί με δανεισμό, τότε απαγορεύεται να επαναδανειστεί εκτός της περιοχής ομοδιαυλικής επαναχρησιμοποίησης. Σε κάποιες περιπτώσεις παρόλα αυτά, κάτι τέτοιο θα ήταν επωφελές και για αυτό υπάρχει ο αλγόριθμος *δανεισμού με κατευθυντικό κλείδωμα*, σύμφωνα με τον οποίο ο επαναδανεισμός απαγορεύεται μονάχα προς τις κυψέλες που επηρεάζονται. Τέλος έχουμε και την ύπαρξη αλγορίθμου *δίχως κλείδωμα* (Channel Borrowing

Without Locking - CBWL), στον οποίον οι ισχυρές παρεμβολές αποτρέπονται με το να δανείζονται αποκλειστικά διάυλοι χαμηλής στάθμης ισχύος.

Βιβλιογραφία

- [1] Wikipedia, *Guglielmo Marconi*, Wikipedia,
https://en.wikipedia.org/wiki/Guglielmo_Marconi
- [2] Παναγιώτης Γ. Κωττής, Χρήστος Ν. Καψάλης, *Δορυφορικές Επικοινωνίες 2^η Έκδοση*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2006
- [3] David Chieng, *Wireless Need for Speed*, Jan 2013
- [4] Abhi Sharma, *Generations of Wireless Communication (From 0G To 5G)*, Open Scholar Library, Mar 2013
- [5] Wikipedia, *Autoradiopuhelin*, Wikipedia,
<https://en.wikipedia.org/wiki/Autoradiopuhelin>
- [6] Pankaj Sharma, *Evolution of Mobile Wireless Communication Networks (1G to 5G) as well as Future Prospective of Next Generation Communication Network*, International Journal of Computer Science and Mobile Computing, Aug 2013
- [7] Dr Alison Griffiths, *Second Generation*, Jun 2010
- [8] Αθανάσιος Κανάτας, Φίλιππος Κωνσταντίνου, Γεώργιος Πάντος, *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2008
- [9] Wikipedia, *High Speed Packet Access*, Wikipedia,
https://en.wikipedia.org/wiki/High_Speed_Packet_Access
- [10] Tutorialspoint, *LTE Network Architecture*, Tutorialspoint,
http://www.tutorialspoint.com/lte/lte_network_architecture.htm
- [11] Takichiro Nakamura, *Proposal for Candidate Radio Interface Technologies for IMT-Advanced Base on LTE Release 10 and Beyond (LTE-Advanced)*, 2009
- [12] Dr Hamid Falaki, *Defining Future 5G Networks: SME Workshop*, Jun 2015

-
- [13] Wikipedia, *IEEE 802.11ac*, Wikipedia
https://en.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11ac
- [14] Παναγιώτης Κωττής, Παντελής-Δανιήλ Αράπογλου, *Ασύρματες Επικοινωνίες*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2011
- [15] Μ. Ε. Θεολόγου, *Δίκτυα Κινητών & Προσωπικών Επικοινωνιών 2^η Έκδοση*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2010
- [16] Mujeeb ur Rehman, *Ultra Wideband Technology*, Apr 2015
- [17] Edward M. Purcell, *Ηλεκτρισμός και Μαγνητισμός 2^η Αγγλική Έκδοση*, Πανεπιστημιακές Εκδόσεις Ε.Μ.Π., 2004
- [18] Χ. Καψάλης, Π. Κωττής, *Κεραίες Ασύρματες Ζεύξεις*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2008
- [19] Παναγιώτης Γ. Κωττής, *Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες – Διαμόρφωση & Μετάδοση Σημάτων 1^η Έκδοση*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2013
- [20] Yuan Xiaogeng, Osamu Muta, Yoshihiko Akaiwa, *Performance Evaluation of OFDM and Single Carrier Modulation in Broadband Wireless System Using Frequency Domain Equalization*, Jul 2015
- [21] John G. Proakis, Masoud Salehi, *Συστήματα Τηλεπικοινωνιών*, Εκδόσεις Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών, 2002
- [22] Deepak Sharma, *OFDMA Basics*, Apr 2010
- [23] Ananthkrishnan Ramkumar, Praveen Kalyanasundaram, *MIMO Techniques in WiMAX & LTE: A Feature Overview*, Jun 2011
- [24] Hameed Jafarkhani, *Space-Time Coding-Theory & Practises 1st Ed.*, Cambridge University Press, 2005
- [25] Roya Doostnejad, *Precoding & Beamforming for Multi-Input Multi-Output Downlink Channels*, 2005

-
- [26] Milind Rao, Abbas Kazerouni, Omid Aryon, *Precoding Schemes for MIMO Downlink Transmission*
- [27] Qinghua Li and Guangjie Li, Intel Wookbong Lee and Moon-il Lee, LG Electronics David Mazzaresse and Bruno Clerckx, Samsung Zexian Li, *MIMO Techniques in WiMAX and LTE: A Feature Overview, IEEE Communications Magazine*, May 2010
- [28] Frank Kienle, *Lecture on Monte Carlo Methods*, 2014
- [29] Panagiotis Gkonis, Maria A. Seimeni, Nikolaos P. Asimakis, Dimitra I. Kaklamani, Iakovos S. Venieris, *A New Subcarrier Allocation Strategy for MIMO-OFDMA Multicellular Networks Based on Cooperative Interference Mitigation*, Aug 2013
- [30] Lily Mishra, M.H. Patwardhan, *Review of Various Adaptive Modulation and Coding Techniques in Wireless Network*, Mar 2014
- [31] Ceragon Technical Brief, *Adaptive Modulation – Tx Power Optimization*, 2009
- [32] Alberto Leon-Garcia, Indra Widjaja, *Communication Networks 2nd Ed.*, McGraw-Hill, 2004
- [33] Mohinder Jankiraman, *Space-time Codes and MIMO Systems*, 2004
- [34] Mohammad Torabi, Ali Jemmali, and Jean Conan, *Analysis of the Performance for SFBC-OFDM and FSTD-OFDM Schemes in LTE Systems over MIMO Fading Channels*, 2014
- [35] Saliha Büyükçorak, Güneş Karabulut Kurt, *Spatial Correlation and MIMO Capacity at 2.4GHz*, 2012
- [36] Tutorialspoint, *WiMAX Network Model*, Tutorialspoint,
http://www.tutorialspoint.com/wimax/wimax_network_model.htm
- [37] Wikipedia, *Handover*, Wikipedia,
<https://en.wikipedia.org/wiki/Handover>
- [38] James F. Kurose, Keith W. Ross, *Δικτύωση Υπολογιστών 4^η Έκδοση*, Εκδόσεις Μ. Γκιούρδας, 2008

-
- [38] WiMAX Forum, *Requirements and Recommendations for WiMAX Forum (TM) Mobility Profiles*, 2005
- [39] JPL's Wireless Communication Reference Website, Dusan Matic, *Mathematical Description of OFDM*,
<http://www.wirelesscommunication.nl/reference/chaptr05/ofdm/ofdmmath.htm>
- [40] Στειακογιαννάκης Ν. Ιωάννης, *Μελέτη και Προσομοίωση Αλγορίθμων Διαχείρισης Ασύρματων Πόρων για Πολυκυβελωτά OFDMA Συστήματα*, Διπλωματική Εργασία, Μάιος 2007
- [41] Wikipedia, *Maximal Ratio Combining*, Wikipedia,
https://en.wikipedia.org/wiki/Maximal-ratio_combining
- [42] Claude Shannon, *A Mathematical Theory of Communication*, 1948
- [43] Δήμητρα Αθανασίου Ζαρμπούτη, *Θεωρία και ανάλυση συστημάτων MIMO (multiple input multiple output) – πολλαπλών κεραιών στο σταθμό βάσης και στο κινητό, σε διάφορα περιβάλλοντα ασύρματης επικοινωνίας*, Διπλωματική Εργασία, Σεπτέμβριος 2004
- [44] Mohammad Sharawi, *RF Planning & Optimization for LTE Networks*, CRC Press, 2010
- [45] Sylvain Ravier, *Physical Layer Methods in Wireless Communication Systems*, Helsinki University of Technology, November 2004
- [46] Anders Gjendemsjø, S'ébastien de la Kethulle de Ryhove and Geir E. Øien, *A Cross-Layer Comparison of Two Design Philosophies for Discrete-Rate Adaptive Transmission*, Dept. of Electronics and Telecommunications Norwegian University of Science and Technology, September 2007
- [47] 3GPP, Jeanette Wannstrom, *HSPA*
<http://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/99-hspa>
- [48] F. Javier Lopez-Martinez, *Moving from 4G to 5G: Some research directions*, Wireless Systems Lab Stanford University, August 2014