



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

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΣΕ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΑ ΔΙΚΤΥΑ 5^{ης} ΓΕΝΙΑΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
ΤΟΥ
ΜΠΑΡΤΣΙΩΚΑ Α. ΙΩΑΝΝΗ

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

ΑΘΗΝΑ, Οκτώβριος 2020



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

ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΣΕ ΕΥΡΥΖΩΝΙΚΑ ΔΙΚΤΥΑ 5^{ης} ΓΕΝΙΑΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ
ΤΟΥ
ΜΠΑΡΤΣΙΩΚΑ Α. ΙΩΑΝΝΗ

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 14^η Οκτωβρίου 2020

Κακλαμάνη Ι. Δήμητρα-Θεοδώρα Βενιέρης Στ. Ιάκωβος Παναγόπουλος Αθανάσιος
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π. Καθηγητής Ε.Μ.Π. Αναπλ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

ΑΘΗΝΑ, Οκτώβριος 2020

.....
Ιωάννης Α. Μπαρτσιώκας
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Ιωάννης Α. Μπαρτσιώκας, 2020
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 τεχνικών προσαρμοστικής διαμόρφωσης αλλά και πολλαπλής πρόσβασης Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA). Οι τεχνολογίες αυτές είναι ήδη ενσωματωμένες στα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας 4ης γενιάς (και 4G+) και η επικείμενη υλοποίηση και στη χώρα μας των δικτύων 5G θα καταστήσει τη χρήση και τη χρησιμότητά τους ακόμα πιο ευρεία.

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). Αναλύονται βασικές έννοιες των κινητών επικοινωνιών και παρατίθενται οι ορισμοί τους. Επιπλέον, αναλύονται οι τρόποι διείσδυσης των συστημάτων Πολλαπλής Εισόδου Πολλαπλής Εξόδου (MIMO) στα σύγχρονα πολυκυψελωτά δίκτυα (ιδιαίτερα 5ης γενιάς), καθώς και οι σχετικές μέθοδοι που εφαρμόζονται (διαφορική προστασία, χωρική πολυπλεξία κ.α.).

Στα τέσσερα 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 συστημάτων με αλλά και χωρίς τεχνικές 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. Παραμέτρους αναφοράς για το παρόν πόνημα αποτελεί ο λόγος σήματος προς παρεμβολή, η ισχύς εκπομπής από τους σταθμούς βάσης, οι ενεργοί χρήστες κάθε κυψέλης και κυρίως η διέλευση (throughput).

Λέξεις – Κλειδιά: Κυψελωτά Δίκτυα, Δίκτυα 5ης Γενιάς, 5G, OFDM, Συστήματα Πολλαπλών Εισόδων/Εξόδων, MIMO, Διαφορισμός, Χωρική Πολυπλεξία, Έλεγχος Ισχύος, Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Συχνότητας, OFDMA, Πολυπλεξία Ορθογωνικής Διαίρεσης Συχνότητας, Προσαρμοστική Διαμόρφωση, ACM

Summary

The purpose of this work is to study data transmission techniques in Multiple Input - Multiple Output (MIMO) systems using adaptive configuration techniques and Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA). These technologies are already integrated in the 4th generation mobile networks and the forthcoming implementation of 5G networks in our country will make their use and usefulness even wider.

Initially, the first four chapters provide a brief overview of wireless communications, summarize the physical background of the wireless channel, and provide a brief comparative analysis of the most prevalent multi-channel access techniques (TDMA, CDMA, SDMA, OFDMA). Basic concepts of mobile communications are analyzed and their definitions are presented. In addition, the ways of penetration of the Multiple Input Multiple Output (MIMO) systems in the modern multicellular networks (especially 5th generation) are analyzed, as well as the relevant methods that are applied (differential protection, spatial multiplexing, etc.).

In the four chapters, the individual procedures of the computer model created in the present work are introduced and explained, in order to analyze parameters in modern multicellular networks. Also, systems are described and compared with and without adaptive configuration techniques, which aim to increase the quality of service and data transfer speed (ie increase transit and reduce error rate). In addition, a variety of simulations are performed based on different configurations of the simulator, in order to draw useful conclusions (through diagrams) for the particular characteristics of multicellular systems, which are evaluated, and finally, combinations of near-optimal solutions are proposed, as well as ideas for future research. Reference parameters for the present torment are the signal to noise and interference ratio, the transmitting power from the base stations, the active users of each cell and mainly the throughput.

Keywords: Cellular Networks, 5th Generation Networks, 5G, , MIMO, Diversity, Spatial Multiplexing, Power Control, Orthogonal Frequency Division Multiple Access, OFDMA, Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM, Multiple Input Multiple Output Systems, Adaptive Modulation, ACM

Ευχαριστίες

Η παρούσα διπλωματική εργασία συντάχθηκε κατά το ακαδημαϊκό έτος 2019-2020 στη σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου υπό την επίβλεψη της Καθηγήτριας κας Κακλαμάνη Δήμητρας - Θεοδώρας, προς την οποία θα ήθελα να εκφράσω τις ειλικρινείς μου ευχαριστίες. Τόσο για την εμπιστοσύνη που επέδειξε στο πρόσωπό μου, όσο και για την εποικοδομητική της συμβολή σε κάθε στάδιο του χρειάστηκε.

Η συγκεκριμένη διπλωματική εργασία δεν θα καθίσταντο δυνατό να υλοποιηθεί χωρίς την αμέριστη συμβολή του Επίκουρου Καθηγητή στο Γενικό Τμήμα του Εθνικού και Καποδιστριακού Πανεπιστημίου Αθηνών 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 πρωτίστως την οικογένειά μου, που με την καθημερινή της συμπαράσταση κατέστησε το έργο μου πιο εύκολο και σίγουρα λιγότερο επίπονο αλλά και όσες και όσους, έμμεσα ή άμεσα, αποτέλεσαν έρεισμα για την επιτυχή περάτωση του παρόντος πονήματος.

Κατάλογος Περιεχομένων	
Περίληψη	5
Ευχαριστίες	8
Κατάλογος Περιεχομένων	9
Κατάλογος Πινάκων	13
Κατάλογος Εικονών	14
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 – Εισαγωγή στα δίκτυα Τηλεπικοινωνιών	17
1.1 Ιστορική εξέλιξη	18
1.2 Γενιές δικτύων τηλεπικοινωνιών	19
1.2.1 Δίκτυα 0G.....	20
1.2.2. Δίκτυα 0.5G	21
1.2.3 Δίκτυα 1G.....	21
1.2.4. Δίκτυα 2G.....	22
1.2.5 Δίκτυα 2.5G.....	24
1.2.6 Δίκτυα 2.75G	24
1.2.7 Δίκτυα 3G.....	25
1.2.8 Δίκτυα 3.5G.....	26
1.2.9. Δίκτυα 3.75G	26
1.2.10 Δίκτυα 4G.....	26
1.2.11 Δίκτυα 5G.....	27
1.2.12 Δίκτυα 6G.....	30
1.3 Άλλα ασύρματα δίκτυα και πρότυπα	31
1.3.1 Η οικογένεια προτύπων IEEE 802.11	31
1.3.2 Η οικογένεια προτύπων IEEE 802.16	32
1.3.3 Άλλες οικογένειες προτύπων IEEE.....	32
1.3.4 Δορυφορικές επικοινωνίες.....	33
1.3.5. Δίκτυα Προσωπικών επικοινωνιών	33
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 – ΔΙΑΔΟΣΗ – ΚΕΡΑΙΕΣ – ΑΣΥΡΜΑΤΟΣ ΔΙΑΥΛΟΣ	35
2.1. Βασικά στοιχεία και μηχανισμοί ασύρματης διάδοσης ραδιοκυμάτων	36
2.2. Επισκόπηση και βασικές έννοιες θεωρίας κεραιών	37
2.3 Θόρυβος στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα	41
2.4 Απώλειες Διάδοσης μεγάλης κλίμακας – Μοντέλα απωλειών διάδοσης.....	41
2.4.1 Μοντέλο απωλειών ελευθέρου χώρου	42
2.4.2 Μοντέλο δύο ακτίνων.....	42

2.4.3 Γενικό Μοντέλο Απωλειών Διάδοσης.....	43
2.4.4 Εμπειρικά μοντέλα	43
2.4.4.1 Μοντέλο Egli.....	44
2.4.4.2 Μοντέλο Okumura-Hata	44
2.4.4.3 Μοντέλο COST 231 – Hata.....	45
2.4.4.4 Μοντέλο COST 231 – Walfisch – Ikegami	46
2.4.4.5 Μοντέλα εσωτερικών χώρων.....	46
2.4.5 Μοντέλο 3GPP TR 38.901.....	47
2.4.6 Σκίαση.....	49
2.5 Απώλειες Διάδοσης Μικρής Κλίμακας.....	50
2.5.1 Μετατόπιση Doppler	50
2.5.2.1 Διασπορά καθυστέρησης.....	51
2.5.2.2 Προφίλ καθυστέρησης.....	52
2.5.3 Εύρος Ζώνης Συνοχής	52
2.5.4 Κατηγορίες και είδη Διαλείψεων.....	53
2.5.4.1 Διαλείψεις λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης (διασποράς καθυστέρησης – multipath fading).....	53
2.5.4.2 Διαλείψεις λόγω διασποράς Doppler	53
2.5.4.3 Μοντελοποίηση Διαλείψεων σε LOS – NLOS κανάλια	54
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 – Επισκόπηση βασικών αρχών κυψελωτών συστημάτων.....	57
3.1 Εισαγωγή – Προσεγγίσεις ανάθεσης συχνοτήτων	58
3.2 Ορισμοί κυψελωτής δομής – Επαναχρησιμοποίηση συσχοτήτων.....	58
3.3 Κυψελικές δομές	59
3.3.1 Μονοδιάστατα συστήματα.....	59
3.3.2 Δυσδιάστατα συστήματα	60
3.3.2.1 Τετραγωνικές κυψέλες.....	60
3.3.2.2 Εξαγωνικές κυψέλες	61
3.4 Παρεμβολές σε κυψελωτά συστήματα	62
3.4.1 Ομοδιαυλική παρεμβολή	62
3.4.2 Παρεμβολή Γειτονικών Διαύλων	63
3.4.3 Ενδοδιαμόρφωση.....	63
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 – Τεχνικές Διαμόρφωσης και Πολλαπλής Πρόσβασης στο Δίαυλο.....	65
4.1 Τεχνικές Ψηφιακής Διαμόρφωσης.....	66
4.1.1. Διαμόρφωση Φάσης/Πλάτους.....	67

4.1.1.1 M-PAM	67
4.1.1.2 M-PSK	69
4.1.1.3 M-QAM	69
4.1.2. Διαμόρφωση Συχνότητας	70
4.1.2.1 M-FSK	70
4.1.2.2 CPFSK	70
4.1.3 Πιθανότητα λάθους και πιθανότητα διακοπής	71
4.2 Σχήματα Πολλαπλής Πρόσβασης	72
4.2.1 Πολλαπλή Πρόσβαση Διάρθρωσης Συχνότητας (FDMA)	72
4.2.2 Πολλαπλή Πρόσβαση Διάρθρωσης Χρόνου (TDMA)	73
4.2.3 Πολλαπλή Πρόσβαση Διάρθρωσης Κώδικα (CDMA)	74
4.2.4 Πολλαπλή Πρόσβαση Διάρθρωσης Χώρου (SDMA)	75
4.2.5 Τυχαία Πολλαπλή Πρόσβαση	76
4.3 Ορθογώνια Πολυπλεξία Διάρθρωσης Συχνότητας (OFDM)	77
4.4 Πολλαπλή Πρόσβαση με Ορθογώνια Διάρθρωση Συχνότητας (OFDMA)	80
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 – Συστήματα Πολλαπλής Εισόδου – Πολλαπλής Εξόδου (MIMO)	83
5.1 Εισαγωγή στα συστήματα MIMO	84
5.2 Κατηγοριοποίηση MIMO Συστημάτων	85
5.2.2 Συστήματα Διαφορικής Προστασίας (Diversity Coding)	86
5.2.3 Τεχνικές χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing)	92
5.3 Δέκτες για Συστήματα MIMO	93
5.4 Χωρητικότητα διαύλου στα Συστήματα MIMO	94
5.4.1 Χωρητικότητα Διαύλου χωρίς Γνώση Διαύλου στον Πομπό	96
5.4.2 Χωρητικότητα Διαύλου με Γνώση Διαύλου στον Πομπό	96
5.5 Εξάρτηση Χωρητικότητας και Πιθανότητας Διακοπής	97
5.6 MIMO και δίκτυα 5G	98
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 – Προσομοίωση κυψελωτού συστήματος πέμπτης γενιάς (5G) με χρήση κεραιών MIMO	102
6.1 Εισαγωγή – Γενική Προεπισκόπηση Προσομοίωσης	103
6.2 Κύριες παράμετροι συστήματος	104
6.3 Προσομοιώσεις Monte Carlo (MC)	106
6.4 Διαστρωμάτωση κατά OSI και προσομοίωση	107
6.5 Η τοπολογία του κυψελωτού συστήματος	108
6.5.1 Η κυψελική μονάδα και η τεχνική της τομεοποίησης	109

6.5.2 Κατασκευή πολλαπλών tier.....	111
6.6 Εισαγωγή χρηστών και μοντέλο απωλειών διαδρομής.....	114
6.6.1 Εισαγωγή χρηστών – συνάρτηση <i>users_distribute</i>	114
6.6.2 Υπολογισμός απωλειών διάδοσης – συνάρτηση <i>pathloss_Uma_5G</i>	117
6.7 Υπολογισμός συνολικών απωλειών διάδοσης	120
6.8 Μητρών MIMO	123
6.9 Εκχώρηση καναλιών.....	130
6.10 Ομοδιαυλικοί χρήστες.....	132
6.11 Απορριφθέντες χρήστες.....	138
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 – Είδη διαμορφώσεων και Αλγόριθμοι υλοποίησης.....	140
7.1 Θεωρητικό Υπόβαθρο – Η έννοια της Προσαρμοστικής Διαμόρφωσης.....	141
7.2 Τεχνικές εφαρμογής προσαρμοστικής διαμόρφωσης.....	142
7.3 Χρησιμοποιούμενοι αλγόριθμοι προσαρμοστικής διαμόρφωσης στην παρούσα εργασία	143
7.3.1 Τυχαίος αλγόριθμος.....	143
7.3.1 Αλγόριθμος μέγιστου και ελάχιστου φορτίου	143
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8 – Αποτελέσματα Προσομοίωσης – Συμπεράσματα	146
8.1 Στόχοι προσομοίωσης.....	147
8.2 Βασικά σενάρια – Απουσία προσαρμοστικής διαμόρφωσης.....	147
8.3 Εφαρμογή τεχνικών προσαρμοστικής διαμόρφωσης.....	153
8.4 Λοιποί παράγοντες που επηρεάζουν τα metrics του συστήματος.....	156
8.5 Συμπεράσματα	157
8.6 Μελλοντική έρευνα	158
Βιβλιογραφία	160

Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1.1: Σύγκριση αναλογικών και ψηφιακών συστημάτων.....	24
Πίνακας 2.1: Ζώνες Συχνοτήτων.....	36
Πίνακας 2.2: Ζώνες μικροκυματικών και χιλιοστομετρικών Συχνοτήτων (λειτουργία 5G)	37
Πίνακας 2.3: Εξισώσεις Maxwell.....	38
Πίνακας 2.4: Διαστήματα τιμών του εκθέτη απωλειών (γ).....	43
Πίνακας 2.5: Μοντέλο απωλειών 3GPP TR 38.901.....	49
Πίνακας 6.1: Πίνακας 7.5-6 του [13].....	129
Πίνακας 8.1: Παράμετροι βασικής προσομοίωσης	147
Πίνακας 8.2: Παράμετροι προσομοίωσης 64-QAM.....	151
Πίνακας 8.3: Παράμετροι προσομοίωσης Adaptive.....	154

Κατάλογος Εικονών

Εικόνα 1.1: Η εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών.....	19
Εικόνα 1.2: Χαρακτηριστικά κυψελωτών συστημάτων πρώτης γενιάς (πηγή [7]).....	22
Εικόνα 1.3: Χαρακτηριστικά δικτύων 5G.....	28
Εικόνα 1.4: Προοπτικές των 5G.....	29
Εικόνα 1.5: Συμβατότητα 4G και 5G.....	29
Εικόνα 1.6: Χρονοδιάγραμμα υλοποίησης 5G από την 3GPP.....	30
Εικόνα 1.7: Εξέλιξη δικτύων κινητών επικοινωνιών.....	30
Εικόνα 2.1: Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραίας με αναγραφή των βασικών χαρακτηριστικών του.....	
Εικόνα 2.2: Σενάριο ζεύξης - Βασικές παράμετροι αποστάσεων μοντέλου 3GPP TR 38.901.....	
Εικόνα 3.1: 1-D κυψελωτό σύστημα.....	
Εικόνα 3.2: 2-D κυψελωτό σύστημα με τετραγωνικές κυψέλες.....	
Εικόνα 3.3: 2-D κυψελωτό σύστημα με εξαγωνικές κυψέλες.....	
Εικόνα 3.4: Ομοδιαυλική παρεμβολή πολλαπλών επιπέδων.....	
Εικόνα 4.1: Αστερισμοί M-PAM για M=1, 2, 4, M.....	
Εικόνα 4.2: Αστερισμοί M-PSK για M= 2, 4, 8.....	
Εικόνα 4.3: Αστερισμοί M-QAM για M= 4, 16.....	
Εικόνα 4.4: Συγκριτική παρατήρηση τεχνικών FDMA, TDMA, CDMA.....	
Εικόνα 4.5: Τομεοποίηση (sectorization).....	
Εικόνα 4.6: Φασματική κατανομή των OFDM υπο-φερόντων.....	
Εικόνα 4.7: Δυναμική ανάθεση πόρων στο OFDMA (χρονικά & φασματικά).....	
Εικόνα 5.1: Block διάγραμμα NxM MIMO συστήματος.....	
Εικόνα 5.2: Μορφοποίηση Δέσμης (beamforming) σε δίκτυο 5G.....	
Εικόνα 5.3: Συνδυαστής Επιλογής για διαφορική λήψη.....	
Εικόνα 5.4: Συνδυαστής Μεγίστου Λοβού για διαφορική λήψη.....	
Εικόνα 5.5: Συνδυαστής Ίσων Κερδών για διαφορική λήψη.....	
Εικόνα 5.6: Εργοδική πιθανότητα συστημάτων MIMO σε δίαυλο που υποφέρει από διαλείψεις τύπου Rayleigh.....	
Εικόνα 5.7: Massive MIMO Ecosystem in 5G area.....	
Εικόνα 6.1: Block διάγραμμα διαδικασίας μοντελοποίησης συντελεστή καναλιών (channel coefficient).....	
Εικόνα 6.2: Διαστρωμάτωση κατά OSI.....	
Εικόνα 6.3: Ήδη κυψελών.....	
Εικόνα 6.4: Εξαγωνική κυψέλη με σταθμό βάσης στο κέντρο της.....	
Εικόνα 6.5: Συστήματα κυψελών ενός, δύο και έξι tier με τομεοποίηση.....	
Εικόνα 6.6: Σύστημα κυψελών δύο tier με εισαγωγή χρηστών.....	
Εικόνα 7.1: AM μέσω Ακτινικής κατάτμησης κυψέλης τριών επιπέδων διαμόρφωσης.....	
Εικόνα 8.1: Μέσο SNIR χρηστών με 10, 20, 30, 40 PRBs ανά χρήστη.....	
Εικόνα 8.2: Μέση ισχύς εκπομπής κεντρικού κελιού με 10, 20, 30, 40 PRBs ανά χρήστη.....	
Εικόνα 8.3: Αριθμός χρηστών κεντρικού κελιού με 10, 20, 30, 40 PRBs ανά χρήστη.....	
Εικόνα 8.4: Throughput κεντρικού κελιού με 10, 20, 30, 40 PRBs ανά χρήστη.....	

Εικόνα 8.5: Throughput κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και QPSK διαμόρφωση.....

Εικόνα 8.6: Μέσο SNIR χρηστών με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και 64-QAM διαμόρφωση.....

Εικόνα 8.7: Μέση ισχύς εκπομπής κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και 64-QAM διαμόρφωση.....

Εικόνα 8.8: Αριθμός χρηστών κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και 64-QAM διαμόρφωση.....

Εικόνα 8.9: Throughput κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και 64-QAM διαμόρφωση.....

Εικόνα 8.10: Μέσο SNIR χρηστών με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και προσαρμοστική διαμόρφωση.....

Εικόνα 8.11: Μέση ισχύς εκπομπής κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και προσαρμοστική διαμόρφωση

Εικόνα 8.12: Αριθμός χρηστών κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και προσαρμοστική διαμόρφωση.....

Εικόνα 8.13: Throughput κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και προσαρμοστική διαμόρφωση.....

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 – Εισαγωγή στα δίκτυα Τηλεπικοινωνιών

Στόχος του παρόντος κεφαλαίου είναι μια σύντομη αναφορά στην εξέλιξη των δικτύων τηλεπικοινωνιών, τα οποία έχουν εισέλθει με μεγάλη ορμή στη ζωή και την καθημερινότητα του ανθρώπινου είδους τα τελευταία πενήντα χρόνια. Επιδιώκεται μια περιεκτική αναφορά στην εξέλιξη των ασυρμάτων τηλεπικοινωνιών και δικτύων τόσο από την σκοπιά των χρησιμοποιούμενων τεχνολογιών όσο και από τη σκοπιά της καινοτομίας που επέφερε το καθένα εξ' αυτών στις ανθρώπινες κοινωνίες. Κατά αυτόν τον τρόπο θα παρουσιαστεί η εξέλιξη των δικτύων επικοινωνιών ξεκινώντας από την πρώτη γενιά αυτών (1G) και καταλήγοντας στην Πέμπτη (5G), η οποία αποτελεί και το κύριο αντικείμενο ενδιαφέροντος του παρόντος πονήματος. Τέλος, θα γίνει μια εισαγωγή στα σημαντικότερα σύνολα προδιαγραφών, κανονισμών και συστάσεων στα οποία υπόκεινται οι ασύρματες επικοινωνίες, όπου και θα δοθεί έμφαση στους ευρωπαϊκούς και παγκόσμιους οργανισμούς προτυποποίησης που ασχολούνται με την συγγραφή και εκπόνηση των ανωτέρω.

1.1 Ιστορική εξέλιξη

Η ανάγκη για επικοινωνία αποτελεί έμφυτο χαρακτηριστικό του ανθρώπινου είδους και ενυπάρχει στις ανθρώπινες κοινωνίες σχεδόν από τη δημιουργία τους. Η ανταλλαγή μηνυμάτων μέσω ενός διαύλου και με τη χρήση ενός κώδικα κατανοητού από όλες τις επικοινωνούσες πλευρές έκανε την εμφάνιση της από την απαρχή της ιστορίας του ανθρώπινου είδους καθώς χαρακτηριστικά παραδείγματα όπως τα σήματα καπνού ή φωτιάς, τα ταχυδρομικά περιστήρια καταδεικνύουν την ανάγκη αυτή. Το μεγάλο άλμα όμως για τις επικοινωνίες εν γένει έγινε από τον Clark Maxwell με την διατύπωση των νόμων της κλασσικής Ηλεκτρομαγνητικής Θεωρίας καθώς και μέσω των πειραμάτων των Michael Faraday και Heinrich Hertz που αφορούσαν την ηλεκτρομαγνητική επαγωγή και το δίπολο Hertz αντίστοιχα. Γενικότερα, μέσω των παραπάνω που καθιστούν τους Πατέρες τις Ηλεκτρομαγνητικής Θεωρίας, ο 19^{ος} αιώνας έθεσε τα θεμέλια ώστε να στηριχθεί η μετάδοση μέσω του αέρα στην οποία οφείλονται μερικά από τα μεγαλύτερα τεχνολογικά επιτεύγματα μέχρι σήμερα.

Παρόλα τα σπουδαία που συνέβησαν τον 19^ο αιώνα σε θεωρητική αλλά και ηλεκτρομαγνητική σκοπιά, μια ημερομηνία ορόσημο για τις κινητές τηλεπικοινωνίες είναι η 12^η Δεκεμβρίου 1901 όταν ο Ιταλός Guglielmo Marconi καταφέρνει να στείλει το γράμμα "S" πέρα από τον Ατλαντικό Ωκεανό, από την Αγγλία στο Newfoundland. Ένα χρόνο αργότερα στέλνεται και το πρώτο ασύρματο μήνυμα. Με αυτήν την τεράστια επιτυχία, που έκανε και τον Marconi παγκοσμίως διάσημο αλλά του χάρισε και το βραβείο Νόμπελ κάποια χρόνια αργότερα (1909), αναδύθηκε ο σπουδαίος ρόλος που θα διαδραμάτιζαν οι ασύρματες επικοινωνίες στο μέλλον, ένα σπουδαίος ρόλος ο οποίος διαφαίνεται ακόμα περισσότερο στις μέρες μας. Οι συσκευές που χρησιμοποιούσε ο Marconi αλλά και άλλοι ερευνητές της εποχής 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).

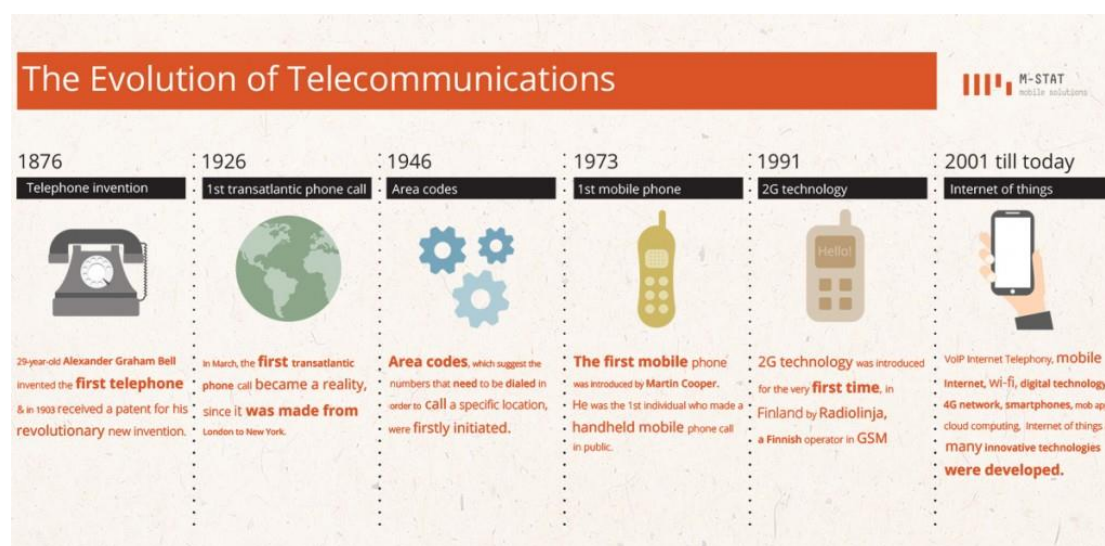
Όταν ανέκυψε η ανάγκη για αξιόπιστη απευθείας επικοινωνία μεταξύ πομπού και δέκτη, όταν τους χωρίζουν μεγάλες αποστάσεις (τάξης αρκετών χιλιάδων χιλιομέτρων), επιστρατεύτηκαν οι τηλεπικοινωνιακοί δορυφόροι. Ο πρώτος με ονομασία Project SCORE τέθηκε σε LEO (Low Earth Orbit) τροχιά το 1958 και ακολούθησαν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

Η δεκαετία όμως η οποία στιγμάτισε την μέχρι τώρα εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών είναι αυτή του 1980. Η εξέλιξη, η ανάπτυξη και όλες οι εφαρμογές ασυρμάτων τηλεπικοινωνιών δεν θα ήταν δυνατές χωρίς την πρόοδο που προσέφερε αυτή η δεκαετία. Πρωτεργάτης σε όλα αυτά ήταν η εγκαθίδρυση των κυψελωτών δικτύων που τελούσαν υπό μελέτη αρκετά χρόνια. Η αρχιτεκτονική δομή του δικτύου (network infrastructure) αλλά και ο μεγάλος αριθμός εξυπηρετούμενων χρηστών κατέστησε τα κυψελωτά δίκτυα τεχνολογία αιχμής από τις αρχές του 1990 έως σήμερα.

Το 1989 επινοείται από τον Tim-Berners-Lee το παγκόσμιο πλέγμα πληροφοριών (www) και μέχρι τα μέσα του 1990 αρχίζουν ήδη να ξεπηδούν πάροχοι πρόσβασης στο Internet αλλά ακόμα και οι πρώτες μηχανές αναζήτησης. Έτσι, η μεταφορά δεδομένων μέσω του Διαδικτύου (Internet) ήρθε να επισφραγίσει την ασύρματη

μεταφορά ήχου και εικόνας και να καταστήσει τον τηλεπικοινωνιακό κλάδο ως ένας από τους πιο σημαντικούς κοινωνικά και οικονομικά.

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 Gbps για ταχέως κινούμενους χρήστες . Προς την κατεύθυνση αυτή έχει συμβάλει 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. Οι τεχνικές αυτές άρχισαν να ενυπάρχουν στην τέταρτη γενιά ασυρμάτων δικτύων (4G) αλλά έρχονται να επισφραγίσουν και να αναδείξουν τα πολλαπλά οφέλη που φέρνει μαζί της η έλευση των δικτύων πέμπτης γενιάς (5G).



Εικόνα 1.1 Η εξέλιξη των τηλεπικοινωνιών

1.2 Γενιές δικτύων τηλεπικοινωνιών

Τα πρώτα παγκοσμίως συστήματα επικοινωνιών χρησιμοποιήθηκαν (εκτός της στρατιωτικής χρήσης που εκτιμάται νωρίτερα χωρίς να υπάρχουν όμως σαφή στοιχεία για αυτό) από 252 αστυνομικά τμήματα των ΗΠΑ και περίπου 5.000 αστυνομικά οχήματα, το 1934 για την προάσπιση της δημόσιας ασφάλειας. Τα συστήματα αυτά χρησιμοποιούσαν αναλογικά διαμόρφωση πλάτους (AM). Από την επόμενη χρονιά και την εισαγωγή της διαμόρφωσης συχνότητας (FM) από τον Edwin Armstrong, όλα τα συστήματα κινητών επικοινωνιών λειτουργούσαν με βάση αυτήν. 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. Εγκαταστάθηκαν σταθμοί βάσεις σε 25 πόλεις των ΗΠΑ με περιοχή κάλυψης 50km ο καθένας. Εξέλιξη αυτών των δικτύων ήταν τα δίκτυα 0.5G αλλά και τα δίκτυα πρώτης γενιάς που παρά τις συνεχείς βελτιώσεις σε σχέση με τους προκατόχους του διατηρούσαν την αναλογική επεξεργασία σήματος στους πομποδέκτες. Χρονολογία ορόσημο για την ανάπτυξη των κυψελωτών συστημάτων επικοινωνιών αποτελεί το 1979, οπότε λειτούργησε το πρώτο κυψελωτό σύστημα στην Ιαπωνία από την Nippon Telephone and Telegraph (NTT). Από εκείνη την εποχή και έπειτα έχουμε μια κατακόρυφη ανάπτυξη στις ανωτέρω τεχνολογίες και μάλιστα περίπου κάθε 10 με 15 χρόνια δημιουργείται και εγκαθιδρύεται μια νέα γενιά κυψελωτών συστημάτων. Έτσι, το 1988 ο Ευρωπαϊκός Οργανισμός Προτυποποίησης (ETSI) σχεδίασε το GSM -το σημαντικότερο δίκτυο δεύτερης γενιάς- που αποτελεί το πλέον πετυχημένο κυψελωτό σύστημα παγκοσμίως, καθώς ακόμα και μέχρι το 2013 εξυπηρετούσε το 74% της παγκόσμιας αγοράς κινητών επικοινωνιών. Στις αρχές του 21^{ου} αιώνα εισερχόμαστε στην περίοδο της μεταγωγής πακέτου (packet switching era) με τα δίκτυα 3^{ης} γενιάς (3G) –τα οποία τελούσαν υπό έρευνα από το 1980- που ανέβασαν τους ρυθμούς μετάδοσης σε 2Mbps και αποτελούν μέχρι σήμερα το 25% της παγκόσμιας αγοράς. Μετά την πλήρη εφαρμογή του 3G , άρχισαν οι έρευνες για την 4^η γενιά (4G) κυψελωτών συστημάτων. Η εγκαθίδρυση της οποίας ξεκίνησε τον Μάρτιο του 2008 όταν ο Διεθνής Τηλεπικοινωνιακός Σύνδεσμος (ITU-R) καθόρισε ένα σύνολο απαιτήσεων για τα πρότυπα 4G, με την ονομασία IMT Advanced. Σε αντίθεση με προηγούμενες γενιές και ενώ η μετάβαση από 2G σε 3G ήταν εξίσου απλή με την εναλλαγή των καρτών SIM, οι κινητές συσκευές χρειάστηκαν να σχεδιαστούν ειδικά για να υποστηρίξουν την 4G. Το 4G δεν υποστηρίζει την παραδοσιακή υπηρεσία τηλεφωνίας με κυκλώματα μεταγωγής, αλλά επικοινωνία βασισμένη στο πρωτόκολλο Internet IP, όπως η IP τηλεφωνία. Οι πρωτοπόρες τεχνολογίες που εισήγαγε το 4G είναι η μετάδοση πολλαπλών φορέων OFDMA, τεχνικές FDE και το MIMO. Στις προαναφερθείσες τεχνολογίες στηρίζεται και η Πέμπτη γενιά των (κυψελωτών) δικτύων επικοινωνιών. Συνεπώς, το 5G αφορά τις πλέον βελτιωμένες τεχνολογίες ασυρμάτων δικτύων. Πρόκειται για ζώνες χιλιοστομετρικών κυμάτων , οι οποίες προσφέρουν απόδοση έως και 20 gigabits ανά δευτερόλεπτο και το μαζικό (massive) MIMO που προσφέρει σε απόδοση έως και δέκα φορές γρηγορότερο δίκτυο από τα 4G.

Βαρύνουσα σημασία κατέχει στην παραπάνω ιστορική και εννοιολογική προσέγγιση να γνωρίζουμε ότι η διαδικασία ανάπτυξης και εφαρμογής νέων γενιών δικτύων δεν είναι στατική και τα νέα δίκτυα δεν αποτελούν μεμονωμένα κομμάτια που αντικαθιστούν τα παλιά. Υπάρχει συμβατότητα και άμεση εξάρτηση προηγούμενων και επόμενων τεχνολογιών. Οι όροι λοιπόν εξέλιξη και συμβατότητα είναι συνυφασμένοι και αποτελούν ένα ενιαίο όλο για τις ασύρματες επικοινωνίες.

Στη συνέχεια θα αναφερθούμε εκτενέστερα στις επιμέρους γενεών δικτύων, δίνοντας εύλογα περισσότερο βάρος στο 4G και 5G και τις τεχνολογίες που χρησιμοποιούν, καθώς αυτός είναι και ο σκοπός της παρούσας εργασίας.

1.2.1 Δίκτυα 0G

Τα δίκτυα αυτά εμφανίστηκαν αμέσως μετά το τέλος του Β΄ Παγκοσμίου πολέμου και αποτελούν τον προάγγελο των σημερινών κυψελωτών δικτύων. Οι κύριες τεχνολογίες που συγκαταλέγονται σε αυτά τα δίκτυα είναι οι ακόλουθες: PTT (Push-To-Talk), MTS (Mobile Telephone Service), IMTS (Improved Mobile Telephone

Service), AMTS (Advanced Mobile Telephone System), OLT (Νορβηγικό αρκτικόλεξο για τη δημόσια υπηρεσία παροχής ενσύρματης τηλεφωνίας) και MTD (Σουηδικό Αρκτικόλεξο για το σύστημα κινητής τηλεφωνίας).

Τα δίκτυα αυτά αποτέλεσαν μια προέκταση ενός δημοσίου δικτύου τηλεφωνίας (PSTN) και ήταν καινοτόμα ενάντια των τοπικών ασυρμάτων δικτύων περιορισμένης κάλυψης που χρησιμοποιούσε έως τότε η αστυνομία, ο στρατός ή μεγάλες επιχειρήσεις μεταφορών.

Το πιο σημαντικό δίκτυο της γενιάς αυτής ήταν το MTS (1946), το οποίο δημιουργήθηκε από την Bell System στη Βόρεια Αμερική. 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. Μία 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

Τα δίκτυα αυτά αποτελούν μια μεταβατική γενιά που ήρθε να διορθώσει τα παραπάνω αναφερόμενα προβλήματα του 0G. Βασικά παραδείγματα αυτής της γενιάς είναι το Autoradioruhelin (ARP), το πρώτο δημόσιο δίκτυο κινητής τηλεφωνίας της Φινλανδίας, ιδρυθέν το 1971, το B-Netz, ιδρυθέν το 1972, το δεύτερο δημόσιο δίκτυο κινητής τηλεφωνίας της Γερμανίας το οποίο ήταν και το πρώτο πλήρως αυτοματοποιημένο δίκτυο που δεν απαιτούσε χειριστές. Όσον αφορά το ARP 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. Το δίκτυο αυτό ήταν αρκετά πρωτοποριακό για την εποχή και ικανοποιητικό σε κάλυψη που παρείχε και έτσι 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 εμφανίστηκαν στις αρχές της δεκαετίας του 1980 και έγινε η πρώτη γενιά που πραγματικά διατέθηκε στο ευρύ κοινό. Υπήρξε το κύκνειο άσμα της αναλογικής επεξεργασίας σήματος καθώς τότε εισήλθαν στην αγορά τα πρώτα αναλογικά κινητά τηλέφωνα. Το πρώτο παγκοσμίως σύστημα που λειτούργησε ήταν στην Ιαπωνία το 1979 από την Nippon Telephone and Telegraph (NTT)¹. Στην Ευρώπη, τα δύο πλέον δημοφιλή αναλογικά συστήματα ήταν το Nordic Mobile

¹ 600 FM duplex δίαυλοι με εύρος 25kHz στα 925-940/870-885 MHz.

Telephone (NMT) και το TACS (Total Access Communication System)². Στις Ηνωμένες Πολιτείες Αμερικής, το πρώτο δίκτυο 1G τέθηκε σε λειτουργία το 1982, με την ονομασία AMPS³.

Οι νέες δυνατότητες που έφεραν αυτά τα συστήματα αφορούσαν κυρίως το handover⁴ και το roaming⁵. Ωστόσο τα δίκτυα κινητής τηλεφωνίας αδυνατούσαν να δια-λειτουργήσουν μεταξύ χωρών. Αυτό ήταν το πρώτο κυριότερο μειονέκτημα των δικτύων κινητής τηλεφωνίας πρώτης γενιάς. Τα κινητά τηλέφωνα τεχνολογίας 1G είχαν αναξιόπιστα χαμηλής χωρητικότητας handoff, χαμηλής ποιότητας φωνητικές διασυνδέσεις, μηδενική δυνατότητα διασφάλισης επικοινωνιών και υψηλό κόστος. Επίσης είχαν θέματα ασφάλειας αφού οι φωνητικές κλήσεις αναπαράγονταν σε πύργους ράδιοεπικοινωνιών, που τα καθιστούσε επιρρεπή σε απόπειρες παρακολούθησης ή/και υποκλοπής.

Προδιαγραφή	Ζώνη Συχνοτήτων Αντίστροφη/Ευθεία Ζεύξη (MHz)	Απόσταση Φερόντων (kHz)	Αριθμός Διαύλων	Περιοχή Ανάπτυξης
NTT	925-940/870-885	25	600	Ιαπωνία
NMT450	453-457,5/463-467,5	25	180	Σουηδία
NMT900	890-915/935-960	12,5	1999	Σουηδία
AMPS (IS91)	824-849/869-894	30	832	ΗΠΑ
NAMPS (IS88)	824-849/869-894	10	2412	ΗΠΑ
ETACS	872-905/917-950	25	1240	Αγγλία
JTACS	915-925/860-870	25	400	Ιαπωνία
C-450	450-455.74/460-465.74	10	573	Γερμανία

Εικόνα 1.2: Χαρακτηριστικά κυψελωτών συστημάτων πρώτης γενιάς (πηγή [7])

1.2.4. Δίκτυα 2G

Στα μέσα της δεκαετίας του 1980 γίνεται το ιστορικό για τις τηλεπικοινωνίες –αλλά και για κάθε πτυχή εν τέλει την ανθρώπινης ζωής- άλμα από τα αναλογικά στα ψηφιακά σύστημα. Στον πίνακα 1.1 παρουσιάζονται εν συντομία τα πλεονεκτήματα των ψηφιακών έναντι των αναλογικών συστημάτων.

Τα δίκτυα 2G βασίστηκαν κυρίως στα δύο νέα συστήματα πολλαπλής πρόσβασης κινητής τηλεφωνίας, τα TDMA και CDMA. Το TDMA διαχώριζε το σήμα σε

² Μεγάλη Βρετανία (1983).

³ Άλλα δημοφιλή δίκτυα 1G είναι τα C-Nets (1985) στη Γερμανία, Advanced Mobile Phone System ή AMPS (1983) στις ΗΠΑ.

⁴ Οι όροι handover και handoff αναφέρονται στην διαπομπή και είναι ταυτόσημοι, με τον πρώτο να χρησιμοποιείται κυρίως στην Ευρώπη ενώ τον δεύτερο στην Αμερική.

⁵ Η δυνατότητα ενός χρήστη κινητού τερματικού να συνεχίζει την πρόσβαση στις υπηρεσίες και εκτός εμβέλειας του δικτύου εξυπηρέτησής του (ανταλλαγή μηνυμάτων, συνέχιση κλήσης, πρόσβαση στο Internet) με τη χρήση πόρων φιλοξενούντων δικτύων.

διαφορετικές χρονοσχισμές (timeslots), ενώ το CDMA διέθετε με έναν πολύπλοκα ή μη, κωδικοποιημένο τρόπο ένα μοναδικό και αποκλειστικό κωδικό για κάθε χρήστη. Βασικότερος εκπρόσωπος αυτής της γενιάς που αναδείχθηκε σε ένα από τα πιο διαδεδομένα και μαζικά χρησιμοποιούμενα συστήματα διαχρονικά είναι το ευρωπαϊκό GSM⁶. Άλλα ευρέως διαδεδομένα συστήματα 2G είναι το Personal Digital Cellular (PDC) στην Ιαπωνία, το Integrated Digital Enhanced Network (Iden) και το Digital AMPS (D-AMPS) στη Β. Αμερική. Το πιο διάσημο CDMA δίκτυο 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 διείσδυση της κινητής τηλεφωνίας στην αγορά παγκοσμίως, καθώς η ποιότητα των παρεχόμενων υπηρεσιών, όσο αφορά την ασφάλεια αλλά και την ποιότητα κλήσεων, αυξήθηκε σημαντικά. Επίσης με την εφεύρεση και είσοδο της δυνατότητας ανταλλαγής σύντομων μηνυμάτων (Short Message Service – SMS), η οποία πρωτοεμφανίστηκε το 1992 και έτυχε μαζικής ανταπόκρισης από το ευρύ κοινό συνέβαλε στο να καταστούν οι κινητές επικοινωνίες από προνόμιο των πλουσίων σε επιτακτική ανάγκη των πολλών. Η χωρητικότητα του δικτύου πολλαπλασιάστηκε με τους χρήστες ανά τον κόσμο να ξεπερνούν τα 100 εκατομμύρια το 1982, καθώς η μειωμένη πολυπλοκότητα των σταθμών βάσης σε συνδυασμό με την αύξηση της συχνότητας λειτουργίας στα 900 και 1800 MHz, οδήγησε σε μικρότερες κυψέλες και κατά συνέπεια σε αυξημένη δυνατότητα εξυπηρέτησης χρηστών, ειδικά σε αστικά περιβάλλοντα. Επίσης το 2G επέτυχε τη μείωση της ισχύος μετάδοσης συμβάλλοντας στην ελάττωση της επίδρασης της ηλεκτρομαγνητικής (H/M) ακτινοβολίας στα κύτταρα του ανθρώπινου οργανισμού, φόβος που επικρατούσε στις τάξεις των αστών αλλά και όχι μόνο για αρκετά χρόνια⁷.

Analog Communication	Digital Communication
Transmitted modulated signal is analog in nature.	Transmitted signal is digital i.e. train of digital pulses.
Amplitude, frequency or phase variations in the transmitted signal represent the information or message.	Amplitude, width or position of the transmitted pulses is constant. The message is transmitted in the form of code words.
Noise immunity is poor for AM, but improved for FM and PM.	Noise immunity is excellent.
It is not possible to separate out noise and signal. Therefore, repeaters cannot be used.	It is possible to separate signal from noise. Therefore, repeaters can be used.
Coding is not possible.	Coding techniques can be used to detect and correct the errors.
Bandwidth required is lower than that for the digital modulation method.	Due to higher bit rates, higher channel bandwidth is required.
FDM is used for multiplexing.	TDM is used for multiplexing.
Not suitable for transmission of secret information in military applications.	Due to coding techniques, it is suitable for military applications.
Analog modulation systems are AM, FM, PM, PAM, AWM, etc.	Digital modulation systems are PCM, DM, ADM, DPCM, etc.

⁶ Ανήκει στην κατηγορία των TDMA συστημάτων

⁷ Ανάλογες επιφυλάξεις συναντώνται και στις μέρες στις τάξεις μεμονωμένων ομάδων του πληθυσμού όσον αφορά τα δίκτυα πέμπτης γενιάς (5G).

Πίνακας 1.1: Σύγκριση αναλογικών και ψηφιακών συστημάτων

Αν θέλουμε να εξετάσουμε αναλυτικότερα το GSM στηρίζεται σε FDMA τεχνική αλλά χρησιμοποιούσε την TDMA τεχνική με FDD για να πολυπλέξει έως και 8 κλήσεις ανά κανάλι επικοινωνίας με τεχνική διαμόρφωσης GMSK. Έτσι εκτός από τη δυνατότητα εκτέλεσης φωνητικών κλήσεων, επέτρεπε και ανταλλαγή δεδομένων με ταχύτητες έως και 14.4kbps. Η τεχνολογία αυτή προσέφερε τρεις φορές μεγαλύτερη χωρητικότητα από ότι τα αναλογικά συστήματα, roaming μεταξύ χωρών, κρυπτογράφηση για την καταπολέμηση υποκλοπών και εισήγαγε τις κάρτες SIM για εύκολη αλλαγή λογαριασμού ανά τερματικό.

1.2.5 Δίκτυα 2.5G

Η έλευση του διαδικτύου το 1990 έφερε στο προσκήνιο μια νέα γενιά συστημάτων που εν τέλει ιστορικά κρίνεται ως η μετάβαση μεταξύ της δεύτερης και τρίτης γενιάς δικτύων επικοινωνιών. Η αυξημένη ζήτηση για γρήγορη και άμεση πρόσβαση στο Internet από κινητές συσκευές κατέστησε επιτακτική ανάγκη την παραγκώνιση της μέχρι τώρα χρησιμοποιούμενης μεταγωγής κυκλώματος και την εισαγωγή και χρήση της μεταγωγής πακέτου. Το δίκτυο που το κατάφερε αυτό ήταν το General Packet Radio Service (GPRS), η προτυποποίηση του οποίου έγινε από τον ευρωπαϊκό οργανισμό European Telecommunications Standards Institute (ETSI). Κύρια πλεονεκτήματα αυτού ήταν η εύκολη μεταφορά δεδομένων πάνω από το υπάρχον σταθερό δίκτυο PSTN και η 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. Στην αντίπερα όχθη όμως η μεταγωγή πακέτου δεν εγγυάται σταθερούς ρυθμούς μετάδοσης και καθυστέρησης κατά την επικοινωνία, μιας και καθιστά το GPRS υπηρεσία βέλτιστης προσπάθειας (best-effort). Επίσης, ότι τα timeslots χρησιμοποιούνταν παράλληλα κι από υπηρεσίες δεδομένων HSCSD (High-speed circuit-switched data), καταναλώνοντας επιπλέον πόρους του δικτύου, γεγονός που δεν επέτρεπε την προσδικούμενη αύξηση του ρυθμού μετάδοσης.

Ωστόσο, η συμβουλή του GPRS⁸ που τουλάχιστον σε θεωρητικό επίπεδο «έσπασε το φράγμα» των 100 Kbps σε ρυθμούς μετάδοσης, αποτέλεσε την απαρχή των δικτύων 3G που έφεραν πραγματικά έναν νέο αέρα στις κινητές επικοινωνίες καθιστώντας το Internet παγκόσμια αγαθό.

1.2.6 Δίκτυα 2.75G

Ως μια προσπάθεια αναβάθμισης των ως άνω δικτύων του GSM εισήχθη το 2003 (με πρώτη χώρα εφαρμογής τις ΗΠΑ στα δίκτυα της Cingular (νυν AT& T)) η τεχνολογία EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution). Όπως καταδεικνύει και η ονομασία του η τεχνολογία EDGE υποσχόταν περαιτέρω βελτιώσεις στην παρεχόμενη ποιότητα υπηρεσιών (Quality of Service – QoS) αλλά και αυξημένους ρυθμούς μετάδοσης. Χρησιμοποιεί το γνωστό Gaussian Minimum Shift Keying⁹ (GMSK) του GSM με επιπλέον προσθήκη κωδικοποίησης 8-PSK (Phase Shift Keying). Με τις τεχνικές αυτές

⁸ Και το CDMA2000 που αναπτύχθηκε συγχρόνως.

⁹ 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.

το σύστημα έχει τη δυνατότητα να διαφοροποιεί τους μεταδιδόμενους ρυθμούς 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 αποτέλεσμα να υποστηρίζονται θεωρητικά ρυθμοί έως και 384 kbps (59.2 kbps για κάθε timeslot). Σημαντικό είναι επίσης να αναφέρουμε ότι το EDGE είναι μια προσθήκη στο GSM και δεν μπορεί να λειτουργήσει αυτόνομα. Εξάλλου ακριβώς αυτή η εύκολη επεκτασιμότητα των ήδη υπάρχοντων δικτύων με τη χρήση του EDGE το κατέστησε τόσο δημοφιλές και επιτυχημένο. 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, την οποία θα συναντήσουμε και στην συνέχεια του πονήματός μας καθώς σε δικά της πρότυπα θα στηριχθούμε για την υλοποίηση της προσομοίωσής μας.

1.2.7 Δίκτυα 3G

Η Τρίτη γενιά δικτύων κινητής τηλεφωνίας (3G) έβαλε και αυτή ένα σημαντικό λιθαράκι στην εξέλιξη των κινητών επικοινωνιών και ουσιαστικά εισήγαγε τις διαδικτυακές και πολυμεσικές εφαρμογές δεδομένων με τη μορφή που τις γνωρίζουμε σήμερα. Βασίζεται σε ένα πρότυπο της Διεθνούς Ένωσης Τηλεπικοινωνιών (ITU) που ως στόχο είχε να εφαρμόσει ένα διεθνές εύρος συχνότητας στα 2000 MHz το οποίο θα στήριζε ένα μοναδικό, ομοιογενές και παγκόσμιο κριτήριο ασύρματης επικοινωνίας ενώνοντας τα διαφορετικά δίκτυα δεύτερης γενιάς σε Ιαπωνία, Ευρώπη και ΗΠΑ. Αυτό το πρωτόκολλο έγινε γνωστό ως το Κριτήριο Διεθνούς Κινητής Τηλεφωνίας 2000 (IMT-2000). Οι ραδιοεπαφές που αναπτύχθηκαν σύμφωνα με το IMT-2000 είναι το WCDMA/UMTS¹⁰ και το cdma2000. Το WCDMA σχεδιάστηκε για να εκμεταλλευτεί τη δομή του GSM, ενώ το cdma2000¹¹ τη δομή του IS-95. Το πρόγραμμα συνεργασίας 3^{ης} γενιάς (3GPP) χρησιμοποίησε αυτές τις δυο βάσεις για να δημιουργήσει ένα σύστημα το οποίο κάλυπτε τα αυστηρά κριτήρια του IMT-2000¹². Κυρίαρχο σύστημα του 3G είναι αναμφισβήτητα το Universal Mobile Telecommunications System (UMTS), το οποίο αναπτύχθηκε από την 3GPP στα τέλη της δεκαετίας του 1990 και χρησιμοποιεί κατά κόρον Πολλαπλή Πρόσβαση Διαιρέσης 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). 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)¹³. Το σύνολο του απαιτούμενου

¹⁰ Καλείται και ULTRA

¹¹ Η multicarrier-CDMA

¹² Τα κριτήρια αυτά συνοψίζονται ως εξής: Χρήση Frequency Division Duplexing (FDD), Δυνατότητα εισαγωγής τεχνικών Frequency Division Multiple Access (FDMA) και χρήση Time Division Duplexing (TDD)

¹³ Η τελευταία τεχνική εφαρμόστηκε στην Κίνα περισσότερο πολιτικοοικονομικούς λόγους.

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. Ωστόσο η επιτυχία και οι καινοτομίες των συστημάτων τρίτης γενιάς διαφαίνονται και από το ότι μέχρι το 2013 το 25% της παγκόσμιας αγοράς εξυπηρετούνταν από αυτά [7].

1.2.8 Δίκτυα 3.5G

Στην έκδοση R5 της παραπάνω προδιαγραφής για το 3G εισάγεται μια νέα τεχνολογία, 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). 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 καθυστέρησης (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 U¹⁴L, όπου με χρήση μακρών κωδικών ανάδευσης, επιτυγχάνεται ικανοποιητική αποσυσχέτιση των UL καναλιών, με συνέπεια τη βελτίωση της μεταξύ τους ορθογωνιότητας. Μία ακόμα σημαντική βελτίωση στις παραπάνω κατευθύνσεις 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 χρησιμοποιείται CDMA τεχνική με βάση τις προδιαγραφές του HSUPA, 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., γεγονός το οποίο μας οδηγεί σε μια TDMA τεχνική.

1.2.9. Δίκτυα 3.75G

Το 2011 εμφανίζεται μια το HSUPA+, που αποτελεί την αναβάθμιση του HSUPA¹⁵. Το σύστημα αυτό επιτυγχάνει ακόμα μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης (21 Mbps για την προς τα κάτω ζεύξη και 11 Mbps για την προς τα κάτω για 64-QAM). Σημαντική καινοτομία είναι η πρώτη εφαρμογή των συστημάτων Πολλαπλής Εισόδου – Πολλαπλής Εξόδου (Multiple Input – Multiple Output – MIMO), τεχνική την οποία θα συναντήσουμε καθ' όλη τη διάρκεια της προσομοίωσής μας καθώς αποτελεί βασικό πυλώνα των συστημάτων πέμπτης γενιάς. Καταλαβαίνουμε ότι τα δίκτυα αυτά (τα οποία εν μέρει ή εξ' ολοκλήρου χρησιμοποιούνται και σήμερα σε όλα τα μήκη και πλάτη της Γης) έθεσαν τις βάσεις για της επόμενες γενιές δίνοντάς τους τα θεμέλια για να χτίσουν τον ψηφιακό κόσμο του σήμερα.

1.2.10 Δίκτυα 4G

Η τεχνολογία 4G ενσωματώνει την ιδέα της δια-συμβατότητας μεταξύ ετερογενών δικτύων, τερματικών και υπηρεσιών επιτρέποντας ανταλλαγή δεδομένων σε

¹⁴ άλλη ονομασία του HSUPA.

¹⁵ Εκδόσεις R7 – R10 του cdma2000.

ταχύτητες έως και 100Mbps ακόμη και αν ο δέκτης ή ο διακομιστής κινούνται σε ταχύτητες 60 χιλιομέτρων την ώρα. Κάποια δίκτυα τα οποία χρονικά και τεχνολογικά ανήκουν στην Τρίτη αλλά ικανοποιούν τις προδιαγραφές της ITU για την τέταρτη αρχικά δημιούργησαν κάποια σύγχυση στη διάκριση των δύο γενιών. Ωστόσο, σημαντικά τεχνολογικά μέρη της τέταρτης γενιάς και κύρια αναγνωριστικά αυτής αποτελούν οι OFDM και MIMO τεχνικές. Οι δύο κύριοι εκπρόσωποι των δικτύων τέταρτης γενιάς είναι το WiMAX (Worldwide Interoperability Microwave Access)¹⁶ και LTE (Long Term Evolution)¹⁷.

Το WiMAX ανήκει στην οικογένεια πρωτοκόλλων ασύρματων δικτύων IEEE 802.16. Σχεδιάστηκε για να λειτουργεί σε χαμηλότερες φασματικές περιοχές αλλά φασματικές υιοθετήθηκε το φάσμα από 2 έως 11 GHz. Μέσω της τεχνικής πολλαπλής πρόσβασης διαιρέσης 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. 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.

Όσον αφορά το LTE αυτό δεν πληροί ακριβώς τις προδιαγραφές (IMT-Advanced Spec) για να χαρακτηριστεί ως δίκτυο τέταρτη γενιάς, γι' αυτό και αρκετά συχνά συναντάται με την επωνομασία 3.9G. Διαθέτει μια πληθώρα μπαντών και συχνοτήτων λειτουργίας συχνοτήτων¹⁸, για αυτό ακριβώς το λόγο κάποιες τερματικές συσκευές δεν είναι συμβατές με 4G συστήματα ανά τον κόσμο. Οι τεχνικές διαφορισμού και χωρικής πολυπλεξίας και διαμόρφωσης (beabforming) λόγω της παρουσίας πολλαπλών κεραιών τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη, οδηγούν στην καλύτερη εκμετάλλευση φάσματος στις ζεύξεις. Επίσης το OFDMA επιτρέπει την άμεση εξάρτηση εκπεμπόμενης ισχύος και ρυθμού μετάδοσης δεδομένων, συνεπώς αυξάνει την αξιοπιστία του συστήματος και επιτρέπει υπό κατάλληλες συνθήκες αρκετά υψηλές ταχύτητες, ακόμα και για ταχέως κινούμενους χρήστες. Ωστόσο παρατηρείται μια αυξανόμενη πολυπλοκότητα στα ηλεκτρονικά μέρη των πομποδεκτών λόγω της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος¹⁹ αλλά και ενίσχυση του φαινομένου της ομοδιαυλικής παρεμβολής, που οδηγεί στην εκ των προτέρων εκχώρηση καναλιών στους χρήστες.

1.2.11 Δίκτυα 5G

Στις μέρες μας οι όλες αυξανόμενες ανάγκες για ταχύτητες αλλά και ο τεράστιος όγκος διακινούμενων δεδομένων ανέδειξαν την ανάγκη για μια νέα γενιά δικτύων κινητών επικοινωνιών. Αυτή η γενιά (5G) μετά από αρκετά χρόνια ερευνών και

¹⁶ Ν. Κορέα 2007

¹⁷ Σκανδιναβία 2009

¹⁸ 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.

¹⁹ Fast Fourier Transform (FFT) και το Forward Error Correction (FEC)

δοκιμών έχει ήδη αρχίσει να χρησιμοποιείται σε κάποιες χώρες του κόσμου²⁰. Τελικός στόχος είναι τα δίκτυα να λειτουργούν βασισμένα στο Ipv6 πρωτόκολλο για να παρέχουν απεριόριστη πρόσβαση σε πληροφορίες, δυνατότητα κοινοποίησης δεδομένων οπουδήποτε και από οποιονδήποτε για το κοινό καλό. Το project αυτό αποσκοπεί στην δημιουργία ενός Real wireless world ή αλλιώς World Wide Wireless Web (WWWW). Έτσι οι βασικοί στόχοι του 5G είναι η διάθεση τεράστιας χωρητικότητας και συνδεσιμότητας και η παροχή πραγματικά real-time πολυμεσικών εφαρμογών²¹ άμεσα διαθέσιμων σε όλα τα μήκη και πλάτη της Γης. Όλα τα παραπάνω όμως με την μεγαλύτερη δυνατή προστασία αλλά και ποιότητα παρεχόμενης υπηρεσίας (QoS).

Στην εικόνα 1.3²² φαίνονται συνοπτικά τα πιο σημαντικά χαρακτηριστικά των δικτύων 5G.

- less traffic, low-cost, bidirectional bandwidth
- availability of network across the world
- its terminals have software-defined radios
- connectivity speed up to 25Mbps
- data bandwidth more than 1GB
- large broadcasting of data in Gigabit
- Supports virtual private network
- provides hundreds of channels without streaming
- Remote diagnostics
- Very high uploading and downloading speed
- uses different modulation techniques and error-control techniques

Εικόνα 1.3: Χαρακτηριστικά δικτύων 5G

Για αυτό το σκοπό η ITU μαζί με μεγάλες επιχειρήσεις, κατασκευαστές και οργανισμούς προτυποποίησης δημιούργησαν το Κριτήριο Κινητής Τηλεφωνίας 2020 (IMT-2020) με βάση το οποίο τα δίκτυα 5G θα πρέπει να ανταποκρίνονται στα κάτωθι 3 σενάρια χρήσης.

- Βελτιωμένη κινητή ευρυζωνική σύνδεση (Enhanced Mobile Broadband – EMBB)
- Εξαιρετικά αξιόπιστες και χαμηλής καθυστέρησης επικοινωνίες (Ultra-Reliable and Low Latency Communications – URLLC)
- Μαζικές επικοινωνίες μηχανών (Massive Machine-Type Communications – MTC)

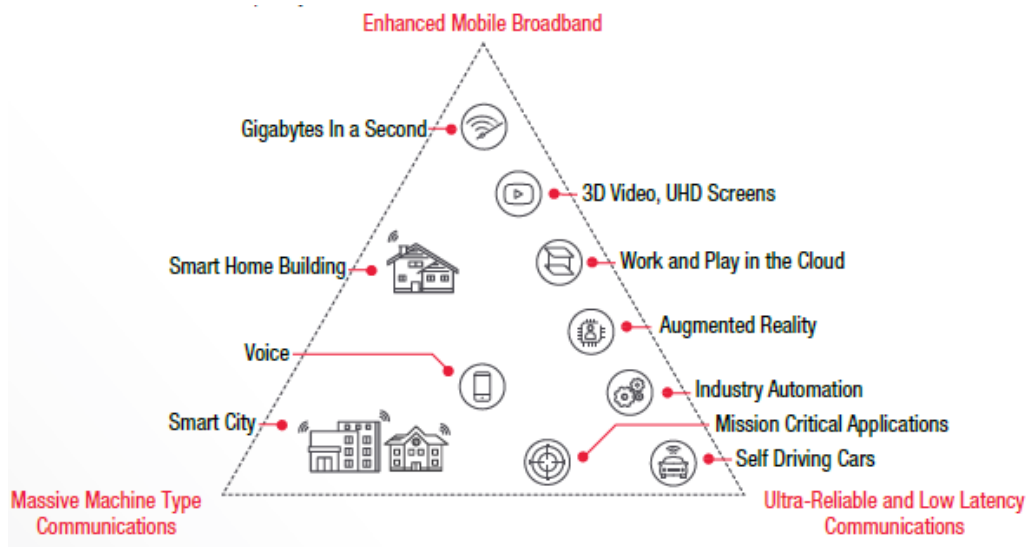
Σε σχέση με τους προκατόχους του και δη το 4G, το 5G θα προσφέρει καλύτερη ανάθεση και διάθεση φάσματος, μεγαλύτερη διάρκεια μπαταριών, αυξημένα bit rates, καλύτερες καλύψεις, μεγαλύτερη χωρητικότητα ανά χρήστη, μικρότερη πιθανότητα αποκοπής και φυσικά μικρότερα ενεργειακά κόστη αλλά και κόστη κατασκευής. Φυσικά, οι επικοινωνίες θα βασίζονται στα mmWaves (δηλαδή συχνότητες σε μπάντες κοντά στα 30 GHz και ακόμα περισσότερο) σε αντίθεση με τα σημερινά δίκτυα χαλκού ή οπτικών ινών. Θα παρουσιάζουν δηλαδή αρκετές

²⁰ Εσχάτως και στη χώρα μας που από το 2019 έχει χορηγηθεί η δυνατότητα σε 3 τηλεπικοινωνιακούς παρόχους (Cosmote, Vodafone, Wind) να αναπτύξουν δοκιμαστικά δίκτυα 5G σε 3 τοποθεσίες της επικράτειας (Ζωγράφου Αττικής, Τρίκαλα, Καλαμάτα).

²¹ Εφαρμογές κάμερας και τηλεδιασκέψεων, εγγραφή MP3 και video, τεράστια μνήμη κινητών συσκευών και πολλά ακόμη που δεν μπορούμε καν να φανταστούμε.

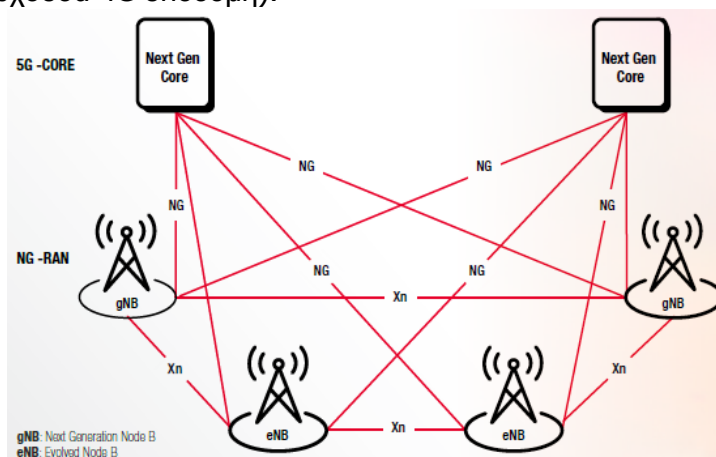
²² Πηγή: [2]

διαφοροποιήσεις σε σχέση με ήδη υπάρχοντα (όχι μεταγωγές) και μεγαλύτερη ελαστικότητα τόσο στην ανάθεση πόρων αλλά και την επεκτασιμότητα²³.



Εικόνα 1.4: Προοπτικές των 5G²⁴

Ωστόσο η προς τα πίσω συμβατότητα είναι μείζονος σημασίας για τα δίκτυα κινητών επικοινωνιών και για αυτό το λόγο το 5G NR Release 15 που εγκρίθηκε τον Ιούνιο του 2018 από την ITU θα προσφέρει αυτή την απαιτούμενη αρχιτεκτονική συμβατότητας με τον τρόπο που φαίνεται στην Εικόνα 1.5 (όπου GnB το 5G δίκτυο και EnB η υπάρχουσα 4G υποδομή).



Εικόνα 1.5: Συμβατότητα 4G και 5G²⁵

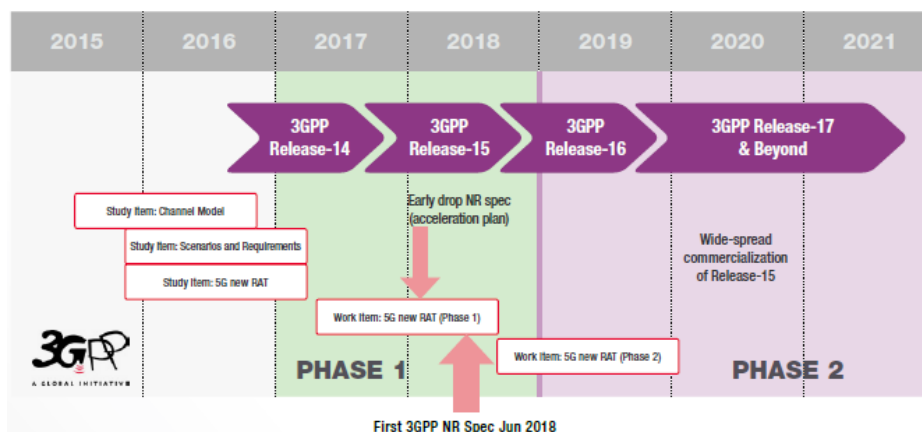
Συνεπώς στον ορίζοντα που παρουσιάζεται στην Εικόνα 1.6 η υλοποίηση και εγκαθίδρυση των δικτύων 5G οφείλει να υπερνικήσει τις προκλήσεις και να κινηθεί στους άξονες που παραπάνω αναφέραμε.

Το παρόν πόνημα θα ασχοληθεί ενδελεχώς με τα 5G δίκτυα τόσο σε θεωρητικό επίπεδο ώστε να βρουν πλήρη αποσαφήνιση όλες οι έννοιες, τεχνικές, αρχιτεκτονικές και ορολογίες που αναφέρονται έως τώρα αλλά κυρίως να προταθεί μια υλοποίηση τέτοιου δικτύου, να βρεθεί η απόκριση των μετρικών του σε διάφορες καταστάσεις λειτουργίας αλλά και να βγουν κάποια πολύ χρήσιμα συμπεράσματα.

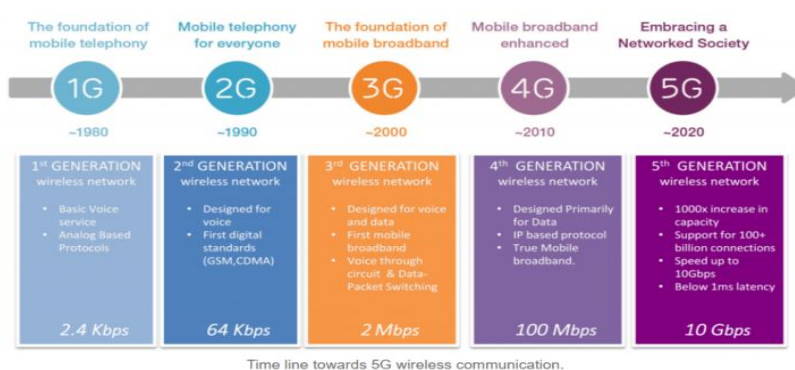
²³ Μιλάμε δηλαδή για συνεργασία ετερογενών δικτύων (HetNets).

²⁴ Πηγή: [1]

²⁵ Πηγή: [1]



Εικόνα 1.6: Χρονοδιάγραμμα υλοποίησης 5G από την 3GPP



Εικόνα 1.7: Εξέλιξη δικτύων κινητών επικοινωνιών²⁶

1.2.12 Δίκτυα 6G

Παρά το γεγονός ότι το 5G είναι ακόμα σε πρώιμο στάδιο σε όλο τον κόσμο (ενδεχομένως πλην της Κίνας) ήδη έχουν αρχίσει να γίνονται συζητήσεις και δειλά δειλά εμφανίζονται μελέτες και επιστημονικά άρθρα για την επόμενη γενιά δικτύων επικοινωνιών.

Ας δούμε ένα χρονικό για το 6G:

- Το 2018, η Φινλανδία άρχισε να ερευνά τεχνολογίες που σχετίζονται με 6G.
- Στις 9 Μαρτίου 2018, ο Υπουργός Βιομηχανίας και Πληροφορικής της Λαϊκής Δημοκρατίας της Κίνας, Μιαο Wei, δήλωσε ότι η Κίνα έχει ήδη ξεκινήσει την έρευνα του 6G.
- Στις 15 Μαρτίου 2019, η Ομοσπονδιακή Επιτροπή Επικοινωνιών των Ηνωμένων Πολιτειών (FCC) ψήφισε ομόφωνα για να εκδώσει την απόφαση για το άνοιγμα του φάσματος «THz wave», με σκοπό να χρησιμοποιηθεί μια μέρα για υπηρεσίες 6G.
- Από τις 24 έως τις 26 Μαρτίου 2019 η Φινλανδία πραγματοποίησε ένα διεθνές συνέδριο για το 6G.
- Στις 20 Νοεμβρίου 2019, το Παγκόσμιο Συνέδριο 5G του 2019 ενημερώθηκε ότι η China Unicom και η China Telecom έχουν ξεκινήσει έρευνα τεχνολογίας 6G.

²⁶ Πηγή Silica

Οι κυρίαρχες τεχνολογίες του 6G θα αφορούν τις ζώνες συχνοτήτων 100GHz-10THz (ακόμα πιο υψηλές από αυτές του 5G). Ουσιαστικά κατευθυνόμαστε σε μήκη κύματος μικρότερα και των mmWaves που αποτελούν την κυρίαρχη τεχνολογία του 5G.

Επίσης, το 6G θα χρησιμοποιεί «τεχνολογία χωρικής πολυπλεξίας», οι σταθμοί βάσης 6G θα μπορούν να έχουν πρόσβαση εκατοντάδες ή και χιλιάδες ασύρματες συνδέσεις ταυτόχρονα και η χωρητικότητά του θα φτάσει 1000 φορές μεγαλύτερη από αυτή των σταθμών βάσης 5G.

Άρα κατανοούμε ότι όποια τεχνολογία κάνει τα πρώτα βήματα υπό την σκέπη του 5G θα γίνει πλήρως εφαρμόσιμη και εξελίξιμη με το 6G. Θα παρομοιάζαμε το 5G σε όρους αθλητικής αργο ως το φυτώριο ή μια πολύ ακαδημία που προετοιμάζει τα νέα ταλέντα, δηλαδή τις τεχνολογίες ώστε να γίνουν οι καλύτεροι στον κόσμο υπό την σκέπη του 6G.

1.3 Άλλα ασύρματα δίκτυα και πρότυπα

Από τη δεκαετία του 1990 και έπειτα λόγω της ραγδαίας επανάστασης των κινητών επικοινωνιών αλλά και του διαδικτύου, η παγκόσμια ανάγκη για υπηρεσίες ευρυζωνικής πρόσβασης αυξήθηκε κατακόρυφα. Το γεγονός αυτό έφερε στην επιφάνεια και άλλα δίκτυα και πρότυπα τα οποία αποτελούν τμήμα ή όλο δικτύων ιδιαίτερα δημοφιλών στην εποχή μας αλλά και σημαντικών για το μέλλον. Κυρίως η προτυποποίηση αυτών οφείλεται στην IEEE (Institute of Electrical and Electronics Engineers)²⁷ και τη σειρά προτύπων IEEE 802²⁸ που έχει δύο στόχους:

- ❖ Την κατασκευή προτυποποιημένων συσκευών από τους κατασκευαστές για καλύτερο έλεγχο της αγοράς σε επίπεδο τιμών και ανταγωνισμού,
- ❖ Την ανάπτυξη συστημάτων από τους παρόχους με οικονομικό εξοπλισμό που οδηγεί τα συστήματα να μπορούν αν γίνουν αποδεκτά από μεγαλύτερη πελατειακή βάση.

Πιο συγκεκριμένα θα αναφερθούμε παρακάτω.

1.3.1 Η οικογένεια προτύπων IEEE 802.11

Τα εν λόγω πρότυπα είναι ευρύτερα γνωστά με την εμπορική τους ονομασία WiFi (wireless fidelity) που όλοι γνωρίζουμε. Στις πρώτες εκδόσεις του προτύπου περιοχή λειτουργίας ήταν αυτή γύρω από τα 2.4 GHz αλλά υπάρχουν και εκδόσεις που χρησιμοποιούν φάσμα στα 5 GHz. Η πρώτη έκδοση ήταν το 1997 αλλά η πραγματικά καινοτόμα ήταν η δεύτερη με ονομασία 802.11b. Στη συνέχεια ακολούθησαν οι εκδόσεις 802.11a, 802.11g, 802.11n και 802.11ac. Κύριες χρησιμοποιούμενες τεχνικές είναι το Direct-Sequence Spectrum, το CSMA και το OFDM. Η ασφαλής μεταφορά δεδομένων εξασφαλίζεται με τη χρήση του πρωτοκόλλου WiFi Protected Access (WPA) και τη νεότερή του εκδοχή WPA2. Πρακτικά, πρόκειται για δίκτυα πολλαπλών βημάτων (multi-hop) που αποτελούνται από τη διασύνδεση πολλαπλών hot-spots έτσι ώστε να σχηματίσουν ένα ασύρματο δίκτυο κορμού (σε mesh

²⁷ Διεθνής οργανισμός του οποίου μέλη είναι μηχανική και ερευνητές στους κλάδους της ηλεκτρολογίας/ηλεκτρονικής που ιδρύθηκε το 1963 με περίπου 500.000 μέλη σε 160 χώρες.

²⁸ Τα πρότυπα αυτά αναφέρονται στο φυσικό στρώμα (physical layer) με βάση τη διαστρωμάτωση κατά OSI. Πρόκειται για το χαμηλότερο στρώμα του OSI και αφορά την ανταλλαγή δυαδικής (binary, δηλαδή bits) πληροφορίας πάνω από το μέσο της επικοινωνίας.

topology στα σύγχρονα δίκτυα) που στο άκρο του συνδέονται οι πάροχοι υπηρεσιών. Τα σταθερά σημεία πρόσβασης εγκαθίστανται σε οροφές κτηρίων, σε στύλους (π.χ. της ΔΕΗ) και δημιουργούν μικρές νησίδες κάλυψης (hops). Η ακτίνα κάλυψης των hops κυμαίνεται από 70 m για εσωτερικούς χώρους, έως και 800 m για εξωτερικούς.

1.3.2 Η οικογένεια προτύπων IEEE 802.16

Πρόκειται για πρότυπα γνωστά με την εμπορική ονομασία WiMax (worldwide interoperability for microwave access), οι εργασίες επί των οποίων ξεκίνησαν το 1998 και συνεχίζουν με στόχο την δημιουργία προδιαγραφών ασύρματης διεπαφής για μητροπολιτικά δίκτυα. Τα πρότυπα αυτά βρήκαν ιδιαίτερη εφαρμογή στην τέταρτη γενιά ασυρμάτων δικτύων επικοινωνιών (4G) καθώς αποτέλεσαν το αντίπαλο δέος των LTE δικτύων²⁹. Η τελευταία έκδοση των προτύπων (802.16e – Οκτώβριος 2005) βελτίωσε τις ήδη υπάρχουσες κυρίως σε θέματα καλύτερης υποστήριξης της διαπομπής αλλά και στον έλεγχο και εξοικονόμηση ισχύος στους πομποδέκτες. Σε αυτή γίνεται χρήση OFDMA³⁰ διαμόρφωσης και σύγχρονων MIMO κεραιών που υποστηρίζουν κυρίως συνθήκες NLOS διάδοσης καθώς μιλάμε για μητροπολιτικά δίκτυα σε mesh τοπολογίες κυρίως, με υψηλή κινητικότητα χρηστών σε ακτίνα κυψέλης 2-5 km. Οι ρυθμοί μετάδοσης είναι ιδιαίτερα υψηλοί (15 Mbps σε διαύλους εύρους 5 MHz) και οδηγούν σε ταχύτητες έως και 1 Gbps με τα σημερινά δεδομένα, γεγονός που καθιστά τα WiMax δίκτυα ιδιαίτερος κατάλληλα για εφαρμογές όπως real time video, χρήση VoIP (Voice over IP), video streaming (MPEG video) κλπ.

1.3.3 Άλλες οικογένειες προτύπων IEEE

Άλλες γνωστές και διαδεδομένες οικογένειες προτύπων της IEEE είναι:

- Οικογένεια Προτύπων IEEE 802.20: εκπροσωπείται από το εμπονομαζόμενο Mobile Broadband Wireless Access (MBWA) 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.
- Οικογένεια Προτύπων IEEE 802.21: Τα πρότυπα αυτά είναι τα μόνα που δεν αφορούν το φυσικό στρώμα. Αναφέρονται κυρίως στη συνεργασία και στη διαλειτουργικότητα μεταξύ των προτύπων 802 της IEEE και των ασυρμάτων δικτύων επικοινωνιών. Ζητήματα διαπομπής μεταξύ αυτών των δικτύων, ενσωμάτωση ασυρμάτων επικοινωνιών σε πρότυπα και υιοθέτηση προτύπων από παρόχους είναι τα κύρια αντικείμενα αυτής της ομάδας εργασίας.
- Οικογένεια Προτύπων IEEE 802.22: Εφαλτήριο για τη δημιουργία αυτής της ομάδας ήταν μια απόφαση της ρυθμιστικής αρχής τηλεπικοινωνιών των ΗΠΑ (FCC) για την απελευθέρωση σημαντικού μέρους του τηλεοπτικού φάσματος και απόδοσή του προς χρήση από δευτερεύουσες συσκευές χωρίς αδειοδότηση. Η ομάδα εργασίας δίνει έμφαση σε δίκτυα WRAN και στην ανάπτυξη μιας γνωστικής ασύρματης διεπαφής στις ζώνες συχνοτήτων UHF (Ultra High Frequency) που αναφέραμε παραπάνω.

²⁹ Εν τέλει η κύρια κατηγορία δικτύων 4G επικράτησε να είναι τα LTE δίκτυα, τα οποία έχουν και εξάλλου πλήρη συμβατότητα και με τα νέα 5G δίκτυα.

³⁰ Επίσης το MAC πρωτόκολλο είναι TDMA σε συνδυασμό με 256-OFDM.

1.3.4 Δορυφορικές επικοινωνίες

Οι δορυφορικές επικοινωνίες, ειδικά τις τελευταίες δύο δεκαετίες, αποτελούν σημαντικό τμήμα των σύγχρονων συστημάτων επικοινωνιών. Ιδιαίτερα με την είσοδο των VSAT (Very Small Aperture Terminals) που κατέστησαν τα κυκλώματα των δεκτών ιδιαίτερα μικρά σε μέγεθος, είναι πλέον αναπόσπαστο κομμάτι κάθε τηλεπικοινωνιακού συστήματος.

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 τέτοιο τρόπο, ώστε να καλύπτουν κάθε σημείο της γης, παρέχοντας υψηλότερους ρυθμούς μεταφοράς δεδομένων.

Κύρια χρήση των δορυφορικών επικοινωνιών γίνεται για παροχή συνδεσιμότητας 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. Αποτελούν δίκτυα εκτός Core Network των παρόχων και οι συχνότητές του δεν χρειάζεται να δηλωθούν στον ΕΕΤΤ. 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.

Άλλα δίκτυα της ίδιας κατηγορίας είναι το ZigBee (IEEE 802.15.4), το Infrared Data Association (IrDA) και τα νεότερα 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 – ΔΙΑΔΟΣΗ – ΚΕΡΑΙΕΣ – ΑΣΥΡΜΑΤΟΣ ΔΙΑΥΛΟΣ

Στο παρόν κεφάλαιο θα γίνει μια εισαγωγή σε βασικές έννοιες της διάδοσης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων που αποτελεί το θεμέλιο λίθο όλης της τηλεπικοινωνιακής θεωρίας. Επίσης θα αναφερθούμε σε βασικά στοιχεία των κεραιών μέσω των οποίων είναι δυνατή η παραπάνω διάδοση και επικοινωνία, αλλά και θα αναλύσουμε σύντομα κάποια βασικά φαινόμενα που αφορούν τον τηλεπικοινωνιακό δίαυλο ή αλλιώς κανάλι και απασχολούν ή/και δυσχεραίνουν τις επικοινωνίες.

2.1. Βασικά στοιχεία και μηχανισμοί ασύρματης διάδοσης ραδιοκυμάτων

Βασικότερο θεμέλιο της ηλεκτρομαγνητικής θεωρίας αποτελούν οι εξισώσεις του Maxwell που θα δούμε παρακάτω, ο οποίος ενοποίησε την ηλεκτρική και μαγνητική θεωρία προβλέποντας ότι το φως ενέχει και τις δύο παραπάνω ιδιότητες ή φύσεις και ουσιαστικά η διάδοσή του οφείλεται σε κυματικές διαταραχές της ίδιας ταχύτητας.

Με τον όρο διάδοση ραδιοκυμάτων αναφερόμαστε στην μεταφορά ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας με την μορφή ραδιοκυμάτων από την κεραία ενός πομπού σε αυτήν ενός δέκτη συνυπολογιζόμενης της συνεισφοράς του περιβάλλοντος όπως το έδαφος, τα ανώτερα στρώματα της ατμόσφαιρας, φυσικά ή τεχνητά εμπόδια.

Με βάση τα παραπάνω, τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα χωρίζονται στις εξής κατηγορίες σύμφωνα με τον μηχανισμό μετάδοσης που χρησιμοποιείται για την διάδοσή τους:

- **Ιονοσφαιρικά ή ουράνια κύματα**, που υπόκεινται σε ανάκλαση ή σκέδαση από την ιονόσφαιρα
- **Κύματα εδάφους**, τα οποία με τη σειρά τους χωρίζονται σε **κύματα χώρου** και **κύματα επιφανείας**. Τα πρώτα εξ' αυτών διακρίνονται εκ νέου σε **απευθείας κύματα**, **ανακλώμενα από το έδαφος κύματα** και **περιθλώμενα από την επιφάνεια της γης κύματα**
- **Τροποσφαιρικά κύματα**

Ωστόσο, η σημαντικότερη πρακτικά κατηγοριοποίηση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων αναφέρεται σε δύο συνυφασμένες ή αλλιώς ισοδύναμες παραμέτρους που τα χαρακτηρίζουν. Αυτές οι δύο έννοιες αποτελούν τον πυλώνα όλης της ανάλυσης οποιοδήποτε χρησιμοποιούμενου τηλεπικοινωνιακού συστήματος από τον τηλεγράφο μέχρι τα μοντέρνα συστήματα του σήμερα και δεν είναι άλλες από την συχνότητα και την απόσταση διάδοσης, μετρική της οποίας είναι το μήκος κύματος. Σύμφωνα με αυτά, λοιπόν, παρατίθεται ο παρακάτω πίνακας με τις διάφορες ζώνες συχνοτήτων:

Ονομασία Ζώνης	Συχνότητες	Μήκος Κύματος
Extreme Low Frequency (ELF)	3 mHz – 3 kHz	$10^{11} - 10^5$ m
Very Low Frequency (VLF)	3 kHz – 30 kHz	$10^5 - 10^4$ m
Low Frequency (LF)	30 kHz – 300 kHz	$10^4 - 10^3$ m
Medium Frequency (MF)	300 kHz – 3 MHz	$10^3 - 10^2$ m
High Frequency (HF)	3 MHz – 30 MHz	$10^2 - 10$ m
Very High Frequency (VHF)	30 MHz – 300 MHz	10 – 1 m
Ultra High Frequency (UHF)	300 MHz – 3 GHz	1 m - 10 cm
Super High Frequency (SHF)	3 GHz – 30 GHz	10 – 1 cm
Extra High Frequency (EHF)	30 GHz – 300 GHz	1 cm – 1 mm
Optical radio waves, intra-red	300 GHz – 400 THz	1 mm – 0,75 micron
Οπτικό φως	400 THz – 750 THz	0,75 – 0,4 micron
Ultra-violet	750 THz – 3000 THz	0,4 – 0,1 micron

Πίνακας 2.1: Ζώνες Συχνοτήτων

Ζώνη	Συχνότητα
VHF	500 – 1000 MHz
L	1 – 2 GHz
S	2 – 3 GHz
S	3 – 4 GHz
C	4 – 6 GHz
C	6 – 8 GHz
X	8 – 10 GHz
X	10 – 12,4 GHz
Ku	12,4 – 18 GHz
K	18 – 20 GHz
K	20 – 26,5 GHz
Ka	26,5 – 40 GHz

Πίνακας 2.2: Ζώνες μικροκυματικών και χιλιοστομετρικών Συχνοτήτων (Λειτουργία 5G)

Στο πεδίο των κινητών επικοινωνιών η μεταφορά ενέργειας από τον πομπό στον δέκτη προκύπτει από την άθροιση των επιμέρους συνιστωσών της που καταφθάνουν στην κεραία του δευτέρου με διαφορετική κατεύθυνση και σε διαφορετική χρονική στιγμή. Αυτό ονομάζεται φαινόμενο της **πολυδιαδρομικής μετάδοσης** και αποτελεί τον τρόπο επικοινωνίας πομπού-δέκτη πάνω από το δίαυλο. Επιτυγχάνεται δε, με τους παρακάτω μηχανισμούς εκτός της απευθείας συνιστώσας μετάδοσης (LOS – Line of Sight):

- **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.
- **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.).
- **Σκέδαση ή διάχυση (diffuse scattering)**, κατά την οποία ένα σήμα προσκρούει είτε σε μια μεγάλη τραχιά επιφάνεια ή σε μια επιφάνεια της οποίας οι διαστάσεις είναι της τάξης του μήκους κύματος ή μεγαλύτερες με αποτέλεσμα να έχουμε ανάκλασή του προς όλες τις κατευθύνσεις. Σκεδαστές μπορούν να θεωρηθούν κτίρια, βλάστηση, ανωμαλίες του εδάφους κ.α..

2.2. Επισκόπηση και βασικές έννοιες θεωρίας κεραιών

Όπως αναφέραμε και στο Κεφάλαιο 1 βάση και απαρχή της τηλεπικοινωνιακής θεωρίας αποτελούν οι εξισώσεις του Maxwell για την ενοποιημένη προσέγγιση του ηλεκτρομαγνητισμού που φαίνονται στον πίνακα 2.1.

Name	Equation	
	Integral form	Differential form
Faraday's law of induction	$\oint_c \vec{E} \cdot d\vec{l} = -\iint_s \frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \cdot d\vec{S}$	$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$
Ampère-Maxwell law	$\oint_c \vec{H} \cdot d\vec{l} = \iint_s \vec{J} \cdot d\vec{S} + \iint_s \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \cdot d\vec{S}$	$\nabla \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$
Gauss' electric law	$\oiint_s \vec{D} \cdot d\vec{S} = \iiint_V \rho \, dV$	$\nabla \cdot \vec{D} = \rho$
Gauss' magnetic law	$\oiint_s \vec{B} \cdot d\vec{S} = 0$	$\nabla \cdot \vec{B} = 0$

Πίνακας 2.3: Εξισώσεις Maxwell³¹

Στον παραπάνω πίνακα E είναι η ένταση του ηλεκτρικού πεδίου, H είναι η ένταση του μαγνητικού πεδίου, B είναι η μαγνητική επαγωγή, D είναι η ηλεκτρική επαγωγή και J είναι η πυκνότητα ρεύματος.

Εν γένει, με τον όρο κεραία αναφερόμαστε σε κάθε διάταξη που χρησιμοποιείται για την εκπομπή και λήψη πληροφορίας μέσω ηλεκτρομαγνητικών³² κυμάτων.

Ο χώρος που περιβάλλει μια κεραία ή καλύτερα ακτινοβολητή³³ χωρίζεται σε τρεις περιοχές:

- **Κοντινή περιοχή (ή περιοχή κοντινού πεδίου)**, όπου το πεδίο εμφανίζει άεργη συμπεριφορά, δηλαδή δεν ακτινοβολείται ΗΜ ενέργεια. Η περιοχή αυτή εκτείνεται έως και $0,62(D^3/\lambda)^{1/2}$, όπου D μεγαλύτερη διάσταση της κεραίας και λ το μήκος κύματος.
- **Περιοχή Fresnel**, η οποία εκτείνεται από τα όρια της κοντινής περιοχής έως και $2D^2/\lambda$ (D , λ όμοια με πριν) και παρόλο που το πεδίο εμφανίζει συμπεριφορά ακτινοβολίας οι εγκάρσιες συνιστώσες διατηρούν και ακτινική εξάρτηση.
- **Μακρινή περιοχή ή περιοχή Fraunhofer**, όπου 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.

Ο τρόπος ακτινοβολίας μια κεραίας καθώς μεταβάλλεται το σημείο παρατήρησης του ΗΜ περιγράφεται περιγράφεται μέσω του **διαγράμματος ακτινοβολίας**. Τα μεγέθη των οποίων δίδεται το διάγραμμα ακτινοβολίας είναι η ένταση ακτινοβολίας (**διάγραμμα ισχύος**), η ένταση του ηλεκτρικού και του μαγνητικού πεδίου (**διαγράμματα πεδίου**). Στην εικόνα 2.1 παρουσιάζεται ένα τυπικό παράδειγμα διαγράμματος ακτινοβολίας του πρώτου τύπου. Χαρακτηριστικό ενός διαγράμματος ακτινοβολίας είναι οι **λοβοί ακτινοβολίας**, που ορίζονται ως το τμήμα αυτού που

³¹ Πηγή: Luigi Sambuelli, Non-Seismic Methods on Shallow Water Environments, Politecnico di Torino, January 2008, https://www.researchgate.net/publication/274038440_Non-Seismic_Methods_on_Shallow_Water_Environments

³² Στη συνέχεια θα αναφερόμαστε στον όρο ηλεκτρομαγνητικά σε όλες τις κλήσεις, γένη και πτώσεις ως (ΗΜ).

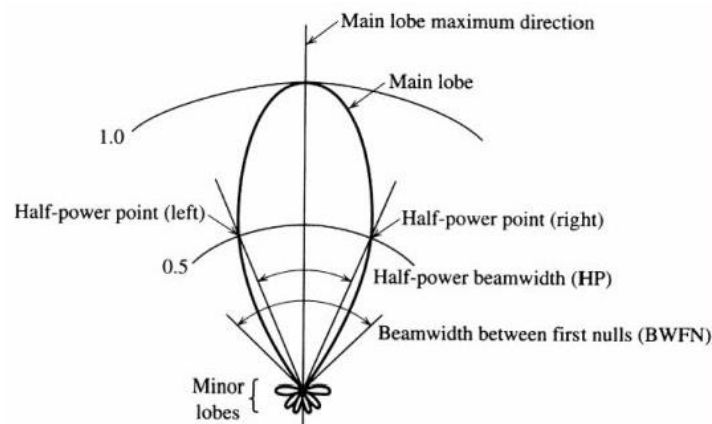
³³ Ο όρος ακτινοβολητής ουσιαστικά αναφέρεται στην κεραία ως πομπό, ο όρος κεραία όμως εν γένει όπως αναφέραμε ενυπάρχει τόσο στον εξοπλισμό του πομπού όσο και σε αυτόν του δέκτη.

οριοθετείται ανάμεσα σε διαδοχικές τιμές πολύ ασθενούς ή μηδενικής έντασης ακτινοβολίας. Οι λοβοί ακτινοβολίας διακρίνονται στους παρακάτω:

- **Κύριος λοβός**, ο οποίος περιέχει την διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας. Συνήθως είναι μοναδικός, ωστόσο σε περιπτώσεις σύνθετων κεραιών μπορεί να υπάρχουν πολλαπλοί κύριοι λοβοί.
- **Δευτερεύων λοβός**, είναι κάθε λοβός ακτινοβολίας που δεν είναι κύριος.
- **Πλευρικοί λοβοί**, είναι όσοι λοβοί δεν περιέχουν την διεύθυνση ενδιαφέροντος της κεραιάς, που συνήθως είναι η διεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας.
- **Οπίσθιος λοβός**, ο περιέχει την αντίθεση διεύθυνση αυτής του κύριου λοβού.

Στόχος γενικά κάθε ασύρματης ζεύξης είναι η ελαχιστοποίηση της ισχύος των πλευρικών λοβών σε σχέση με αυτή του κύριου λοβού. Πρακτικά, ο λόγος της ισχύος ενός πλευρικού λοβού προς αυτή του κυρίου³⁴ πρέπει να είναι μικρότερος των -20Db ώστε να μην υπάρχει δυσχέρεια στην επικοινωνία.

Ιδιαίτερα σημαντική παράμετρος για την περιγραφή του κύριου λοβού και των κατευθυντικών ιδιοτήτων μια κεραιάς αποτελεί το **άνοιγμα μισής ισχύος Δ_{3Db}** , που είναι η γωνία που σχηματίζουν οι διευθύνσεις εκατέρωθεν της διεύθυνσης μεγίστου στις οποίες η ένταση ακτινοβολίας είναι η μισή της μέγιστης τιμής.



Εικόνα 2.1: Διάγραμμα ακτινοβολίας κεραιάς με αναγραφή των βασικών χαρακτηριστικών του

Στα σημερινά τηλεπικοινωνιακά συστήματα συναντάμε διάφορες κατηγορίες κεραιών όπως οι διπολικές κεραιές, οι κατακόρυφες κεραιές Marconi, οι βροχοκεραίες (loop antennas), οι χοανοκεραίες, οι κεραιές Yagi-Uda, οι κεραιές Panel και οι μικροταινιακές ή τυπωμένες κεραιές (microstrip antennas). Οι τελευταίες εφαρμόζονται σε συσκευές κινητής τηλεφωνίας λόγω των μικρών διαστάσεων, του ικανοποιητικού κέρδους κεραιάς, της ευκολίας και απλότητας στην κατασκευή καθώς και του μικρού κατασκευαστικού κόστους.

Όπως έγινε κατανοητό και παραπάνω, η περιοχή ενδιαφέροντος όσον αφορά την ακτινοβολία μιας κεραιάς είναι η μακρινή περιοχή. Για τη μελέτη της συμπεριφοράς των κεραιών σε αυτήν την περιοχή υπάρχουν βασικά μεγέθη και μετρικές, τα οποία παρουσιάζονται παρακάτω:

³⁴ Ο λόγος αυτός περιγράφεται με τον όρο *στάθμη πλευρικού λοβού*

- **Ένταση ακτινοβολίας**, η οποία εκφράζει την ακτινοβολούμενη ισχύ ανά μονάδα στερεάς γωνίας και ορίζεται ως:

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

όπου P_{av} η μέση πυκνότητα ισχύος και r, θ, φ οι σφαιρικές συντεταγμένες.

- **Κατευθυντικό κέρδος**, ορίζεται ως ο λόγος της έντασης ακτινοβολίας ως προς την ένταση ακτινοβολίας U_0 ιστροπικού ακτινοβολητή³⁵ και υπολογίζεται:

$$D_g(\theta, \varphi) = \frac{U(\theta, \varphi)}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)}{W_{rad}}$$

- **Κατευθυντικότητα**, ορίζεται ως η μέγιστη τιμή του κατευθυντικού κέρδους και υπολογίζεται από την σχέση:

$$D_m = D_g(\theta, \varphi)|_{max} = \frac{U(\theta, \varphi)|_{max}}{U_0} = 4\pi \frac{U(\theta, \varphi)|_{max}}{W_{rad}}$$

όπου στις δύο παραπάνω σχέσεις $U(\theta, \varphi)|_{max}$ η μέγιστη τιμή της έντασης ακτινοβολίας και W_{rad} ³⁶ ισχύς ακτινοβολίας της κεραίας.

- **Κέρδος ισχύος**, ορίζεται ως ο λόγος της έντασης ακτινοβολίας ως προς την ένταση ακτινοβολίας τροφοδότησης. Είναι φανερό η αντιστοιχία με το κατευθυντικό κέρδος αλλά εδώ λαμβάνεται υπόψη και το κατά πόσο τροφοδοτείται αποδοτικά η κεραία. Υπολογίζεται ως εξής:

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

- **Κέρδος κεραίας**, αποτελεί την μέγιστη τιμή του κέρδους ισχύος ή αλλιώς το κέρδος στην κατεύθυνση μέγιστης ακτινοβολίας και υπολογίζεται:

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

- **Συντελεστής απόδοσης**, ο οποίος υπολογίζεται ως ο λόγος ισχύος ακτινοβολίας προς την ισχύ τροφοδοσίας μίας κεραίας και περιγράφει τις διάφορες απώλειες τις κεραίας:

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

- **Ενεργός επιφάνεια κεραίας**, αναφέρεται στην λειτουργία της κεραίας ως δέκτης. Ορίζεται ως η υποθετική επιφάνεια που θα συνέλεγε από το ΗΜ περιβάλλον της κεραίας τόσο ισχύ όσο συλλέγει στην πραγματικότητα η κεραία και υπολογίζεται:

$$A_e = \frac{W_T}{P_{av}}$$

όπου W_T η ισχύς που φτάνει στους ακροδέκτες της κεραίας και P_{av} η προσπίπτουσα πυκνότητα ισχύος.

Η ασύρματη ζεύξη μεταξύ 2 κεραίων, η μία εκ των οποίων λειτουργεί ως πομπός και η άλλη ως δέκτης περιγράφεται από την εξίσωση του Friis, φυσικά με την προϋπόθεση ότι η μία βρίσκεται στο μακρινό πεδίο της άλλης. Σύμφωνα με αυτή:

$$\frac{W_r}{W_t} = \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_r G_t^{37}$$

³⁵ Ισοτροπικός ακτινοβολητής είναι η κεραία που ακτινοβολεί εξίσου προς όλες τις κατευθύνσεις.

³⁶ $W_{rad} = \iint U(\theta, \varphi) d\Omega$, όπου Ω μια κλειστή επιφάνεια που περιβάλλει την κεραία

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.

Είναι σημαντικό να σημειώσουμε τη σπουδαιότητα της εξίσωσης του Friis για την μελέτη των ΗΜ φαινομένων σε μια ζεύξη αλλά είναι επίσης σημαντικό να γνωρίζουμε ότι σε αυτήν συμπεριλαμβάνονται μόνο οι απώλειες ελευθέρου χώρου (Free space loss) και όχι πιο σύνθετα ή προσθετικά σε αυτές φαινόμενα. Ωστόσο η απλότητα των υπολογισμών με βάση αυτήν την καθιστούν καίρια για τους υπολογισμούς και τις προσομοιώσεις μας παρακάτω.

2.3 Θόρυβος στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα

Ο θόρυβος αναφέρεται σε οποιαδήποτε ανεπιθύμητη οντότητα ίδιας φύσεως με το ωφέλιμο σήμα επικοινωνίας αθροίζεται σε αυτό κατά τη διάρκεια της διάδοσης και δυσχεράνει την λειτουργία ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος. Ο θόρυβος περιγράφεται στην μαθηματική ανάλυση του καναλιού ως μια τυχαία διαδικασία διαφόρων προελεύσεων. Ωστόσο παρά την εξ' ορισμού τυχειότητα του διακρίνονται δύο βασικές κατηγορίες:

- **Φυσικός θόρυβος**, ο οποίος θόρυβος 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**, ο οποίος προέρχεται από ανθρώπινες κατασκευές (διακόπτες, συστήματα έναυσης κινητήρων, ηλεκτρικές συσκευές κ.α.) και συνήθως είναι κρουστικής μορφής που εξασθενεί γρήγορα με το χρόνο. Στα σύγχρονα συστήματα υπάρχουν ηλεκτρονικές διατάξεις που δρουν για την καταστολή του.

Στην παρούσα εργασία ο θόρυβος θα μοντελοποιηθεί με τη μορφή **λευκού θορύβου**, καθώς μοντελοποιεί το φαινόμενο ως μια τυχαία μεταβλητή ισχύος που ακολουθεί την κανονική κατανομή 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 – Μοντέλα απωλειών διάδοσης

Εν γένει ο ασύρματος δίαυλος αποτελεί είναι δυναμικά χρονικά μεταβαλλόμενο σύστημα χαρακτηριστικό που δημιουργεί αρκετά προβλήματα στην επίτευξη

³⁷ Η συγκεκριμένη μορφή της εξίσωσης Friis προϋποθέτει ότι οι κεραίες εκπομπής και λήψης είναι πλήρως πολωμένες κατά τον ίδιο τρόπο. Σε αντίθετη περίπτωση ισχύει η σχέση $\frac{W_r}{W_t} = PLF \left(\frac{\lambda}{4\pi R}\right)^2 G_r G_t$, όπου PLF (Polarization Loss Factor) = $\cos^2 \varphi$, με φ τη γωνία μεταξύ των 2 κεραίων.

αξιόπιστων ζεύξεων υψηλών ταχυτήτων. Οι απώλειες διάδοσης μεγάλης κλίμακας περιγράφουν τα φαινόμενα που υπεισέρχονται στη διάδοση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων προκαλώντας μεταβολές τις ισχύος, όταν πομπός και δέκτης χωρίζονται από σχετικά μεγάλη απόσταση. Τα δύο κύρια φαινόμενα αυτής της κατηγορίας είναι η **απόσβεση ισχύος (attenuation) και η σκίαση (shadowing)**, η οποία προκαλείται από τους μηχανισμούς διάδοσης ΗΜ κυμάτων που περιγράφηκαν στην παράγραφο 2.1.

Προκειμένου λοιπόν να αξιολογηθεί και να προβλεφθεί η συνολική απόσβεση μιας ασύρματης ζεύξης ώστε να επιτευχθεί η κατάλληλη σχεδίαση και διαστασιολόγηση της ζεύξης και του διαύλου έχουν αναπτυχθεί διάφορα μοντέλα διάδοσης. Αυτά χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες:

- **Φυσικά/Αναλυτικά μοντέλα**, τα οποία βασίζονται στην αυστηρή εφαρμογή των θεωρητικών φυσικών νόμων και έχουν γενική ισχύ. Χρησιμοποιούν πειραματικά δεδομένα με μόνο στόχο την επιβεβαίωση της εγκυρότητάς τους καθώς είναι παγκοσμίως αποδεκτά και με γενική εφαρμογή.
- **Εμπειρικά μοντέλα** τα οποία προκύπτουν μετά από στατιστική επεξεργασία ικανού αριθμού πειραματικών δεδομένων. Η εφαρμογή τους είναι ειδική³⁸ και στόχος τους είναι η παραγωγή απλών σχέσεων για ευκολία υπολογισμών και μοντελοποίησης πολύπλοκων φαινομένων.

2.4.1 Μοντέλο απωλειών ελευθέρου χώρου

Αποτελεί ένα ιδεατό μοντέλο το οποίο προκύπτει άμεσα αν εκφράσουμε την εξίσωση του Friis που είδαμε στην υποενότητα 2.2 σε Db. Ωστόσο, το συγκεκριμένο μοντέλο προσεγγίζει αρκετά καλά LOS ζεύξεις στον ελεύθερο χώρο (ατμόσφαιρα) και συνεπώς είναι ιδιαίτερα σημαντικό. Συγκεκριμένα:

$$L_{fs} = -32,44 + 10\log G_t + 10\log G_r - 20\log f - 20\log(d)$$

όπου G_t , G_r είναι τα κέρδη των κεραιών του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα, f η συχνότητα σε MHz και d η απόσταση σε km.

Ωστόσο για να χαρακτηρίζεται μια ένα σύστημα ασυρμάτων επικοινωνιών μόνο από FSL πρέπει να πληρείται το κριτήριο της καθαρότητας του 60% της πρώτης ζώνης Fresnel. Αυτό πρακτικά είναι και το κριτήριο της διάκρισης των επικοινωνιών και των συστημάτων σε LOS και NLOS. Για την αντιμετώπιση των δευτέρων το μοντέλο απωλειών ελευθέρου χώρου δεν αρκεί οπότε έχουν αναπτυχθεί άλλα μοντέλα τα οποία θα αναλύσουμε παρακάτω.

2.4.2 Μοντέλο δύο ακτίνων³⁹

Το μοντέλο αυτό βασίζεται στο μοντέλο απωλειών ελευθέρου χώρου με τη διαφορά ότι λαμβάνει υπόψη, πέραν της απευθείας (LOS) συνιστώσας, και το ηλεκτρικό πεδίο

³⁸ Συνήθως τα συγκεκριμένα μοντέλα έχουν τοπική εφαρμογή ή εφαρμογή σε ιδιαίτερο τύπο περιβαλλοντικών συνθηκών (π.χ. βροχόπτωση).

³⁹ Το συγκεκριμένο μοντέλο συναντάται στη βιβλιογραφία και ως μοντέλο Επίπεδης Γης.

της ανακλώμενης από το τέλεια αγώγιμα έδαφος συνιστώσας (E_g). Συνεπώς το ηλεκτρικό πεδίο του λαμβανόμενου σήματος δίνεται από τη σχέση:

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

2.4.3 Γενικό Μοντέλο Απωλειών Διάδοσης

Αρκετές φορές για μια αρχική ανάλυση και διαστασιολόγηση των απωλειών διάδοσης δεν χρειαζόμαστε πολύπλοκα αναλυτικά μοντέλα καθώς δεν απαιτείται μεγάλη ακρίβεια υπολογισμών πρόβλεψης. Τότε χρησιμοποιείται η γενική σχέση:

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

όπου K σταθερά που εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της κεραίας, d_0 η απόσταση έναρξης της μακρινής περιοχής της κεραίας εκπομπής και γ ο εκθέτης απωλειών. Για τον υπολογισμό των K και γ γίνεται χρήση εμπειρικών και αναλυτικών μοντέλων. Για το K ισχύει:

$$K = 20 \log\left(\frac{\lambda}{4\pi d_0}\right)$$

Η παράμετρος γ παίρνει την τιμή 2 ($\gamma=2$) όταν έχουμε μόνο LOS μετάδοση. Τα διαστήματα τιμών της ανάλογα με το περιβάλλον μετάδοσης φαίνονται στον πίνακα 2.4.

Περιβάλλον	Εκθέτης απωλειών (γ)
Αστικές μακροκυψέλες	3,7 – 6,5
Αστικές μικροκυψέλες	2,7 – 3,5
Χώρος γραφείων (ίδιος όροφος)	1,6 – 3,5
Χώρος γραφείων (διαφορετικός όροφος)	2 – 6
Κατάστημα	1,8 – 2,2
Εργοστάσιο	1,6 – 3,3
Οικία	3

Πίνακας 2.4: Διαστήματα τιμών του εκθέτη απωλειών (γ)⁴⁰

2.4.4 Εμπειρικά μοντέλα

Όπως προείπαμε τα εμπειρικά μοντέλα χρησιμοποιούνται για την κατά το δυνατό απλοποίηση σε πλαίσιο μαθηματικό και υπολογιστικό, των σύνθετων φαινομένων της διάδοσης. Προκύπτουν μέσα από συνεχείς παρατηρήσεις πραγματικών δεδομένων και συνήθως είναι προϊόν πανεπιστημιακών οργανισμών ή/των R&D⁴¹ τμημάτων των παρόχων. Η μορφή ωστόσο των σχέσεων των εμπειρικών μοντέλων βρίσκεται σε πλήρη συμβατότητα με τη μορφή του γενικού μοντέλου απωλειών διάδοσης που παρουσιάστηκε παραπάνω.

⁴⁰ Πηγή [8].

⁴¹ Research and Development

2.4.4.1 Μοντέλο Egli

Εφαρμόζεται σε περιοχές με σχετικά ομαλό έδαφος και μικρούς λόφους και βασίζεται στην εξίσωση διάδοσης επίπεδης επιφάνειας. Η μεσαία απώλεια διάδοσης⁴² δίνεται από τη σχέση:

$$L_{50}(dB) = 20 \log(h_{BS}h_{MS}) - 40 \log(d) + 20 \log\left(\frac{40}{f}\right)$$

όπου h_{BS} , h_{MS} τα ύψη σε μέτρα (m) των κεραιών στον πομπό (σταθμό βάσης) και στο δέκτη (κινητό σταθμό) αντίστοιχα, d η μεταξύ τους απόσταση σε χιλιόμετρα(km) και f η συχνότητα λειτουργίας σε MHz.

2.4.4.2 Μοντέλο Okumura-Hata

Η υλοποίηση του συγκεκριμένου μοντέλου διαδραματίστηκε σε δύο φάσεις. Αρχικά ο Okumura κατέληξε σε κάποιες πολύ χρήσιμες καμπύλες μέσω εμπειρικών προγνωστικών μεθόδων, πάνω στις οποίες βασίστηκε ο Hata ώστε να παράγει τις απλοποιημένες σχέσεις που θα δούμε παρακάτω. Παρά το γεγονός ότι ο Hata προέβη σε πλήθος απλοποιήσεων το μοντέλο αυτό βρήκε και βρίσκει τεράστια εφαρμογή καθώς τα σφάλματα που παράγει είναι πολύ μικρά.

Οι απώλειες διάδοσης⁴³ καθορίζονται ως εξής:

- Για αστικό (urban) περιβάλλον

$$\begin{aligned} L_{50}(dB) &= 69,55 + 26,16 \log(f_c) - 13,82 \log(h_{BS}) - a(h_{MS}) \\ &+ (44,9 - 6,55 \log(h_{BS})) \log(d) \end{aligned}$$

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

$$\alpha(h_{MS}) = (1,11 \log(f_c) - 0,7)h_{MS} - (1,56 \log(f_c) - 0,8)$$

ενώ για μεγάλες πόλεις ορίζεται

$$\alpha(h_{MS}) = \begin{cases} 8,29(\log(1,54h_{MS}))^2 - 1,1 & f_c \leq 200 \text{ MHz} \\ 3,2(\log(11,75h_{MS}))^2 - 4,97 & f_c \geq 400 \text{ MHz} \end{cases}$$

- Για προαστιακό (suburban) περιβάλλον

$$L_{50}(dB) = L_{50}(urban) - 2[\log\left(\frac{f_c}{28}\right)]^2 - 5,4$$

⁴² Δηλαδή για το 50% των περιπτώσεων.

⁴³ Αναφερόμαστε και πάλι στο 50% των περιπτώσεων.

όπου $L_{50}(\text{urban})$ είναι οι απώλειες διάδοσης για τις αντίστοιχες παραμέτρους αν βρισκόμασταν σε αστικό περιβάλλον.

- Για αγροτικό (rural) περιβάλλον

$$L_{50}(\text{dB}) = L_{50}(\text{urban}) - 4,78(\log f_c)^2 + 18,33\log f_c - 40,94$$

Το εύρος τιμών των παραμέτρων για τις οποίες έχει πρακτική εφαρμογή το μοντέλο είναι:

$$\begin{aligned} 150 &\leq f_c \leq 1500 \text{ MHz} \\ 30 &\leq h_{BS} \leq 200 \text{ m} \\ 1 &\leq h_{MS} \leq 10 \text{ m} \\ 1 &\leq d \leq 20 \text{ km} \end{aligned}$$

2.4.4.3 Μοντέλο COST 231 – Hata

Το μοντέλο αυτό αποτελεί επέκταση του μοντέλου της προηγούμενης παραγράφου και με την κατάλληλη χρήση διορθωτικών παραγόντων ανταποκρίνεται σε αστικές, προαστιακές και αγροτικές περιοχές. Για αστικές περιοχές ισχύει:

$$L(\text{dB}) = 46,3 + 33,9\log f - 13,82\log h_{BS} - a(h_{MS}) + (44,9 - 6,55\log\log h_{BS})\log d + c_m$$

όπου f η συχνότητα λειτουργίας σε MHz, d η απόσταση μεταξύ σταθμού βάσης και τερματικού σε χιλιόμετρα (km) και h_{BS} , h_{MS} τα ύψη σταθμού βάσης και τερματικού αντίστοιχα σε μέτρα (m).

Επίσης,

$$c_m = \begin{cases} 0, & \text{για πόλεις μετρίου μεγέθους και προάστια με μέτρια πυκνότητα δέντρων} \\ 3, & \text{για μητροπολιτικά κέντρα} \end{cases}$$

Ο όρος $a(h_{MS})$ σε αστικές περιοχές είναι:

$$a(h_{MS}) = 3,2(\log(11,75h_{MS}))^2 - 4,97$$

ενώ σε προαστιακές περιοχές, μεσαίες ή μικρές πόλεις ή αγροτικές περιοχές:

$$a(h_{MS}) = (1,1\log f - 0,7)h_{MS} - (1,56\log f - 0,8)$$

Το εύρος τιμών των παραμέτρων για τις οποίες έχει πρακτική εφαρμογή το μοντέλο είναι:

$$\begin{aligned} 1,5 &\leq f \leq 2 \text{ GHz} \\ 30 &\leq h_{BS} \leq 200 \text{ m} \\ 1 &\leq h_{MS} \leq 10 \text{ m} \\ 1 &\leq d \leq 20 \text{ km} \end{aligned}$$

2.4.4.4 Μοντέλο COST 231 – Walfisch – Ikegami

Όπως αποκαλύπτει και η ονομασία του, το συγκεκριμένο μοντέλο αποτελεί μετεξέλιξη του μοντέλου της προηγούμενης παραγράφου. Ουσιαστικά αποτελεί μια προσαρμογή του COST 231 – Hata σε συνθήκες και χαρακτηριστικά 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,
- 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 και όχι αναλυτικό.

Η κύρια σχέση υπολογισμού των απωλειών στην περίπτωση LOS⁴⁴ επικοινωνίας είναι:

$$L_{LOS}(dB) = 42,6 + 26 \log d_{km} + 20 \log f_{MHz}$$

ενώ στην περίπτωση NLOS:

$$L_{NLOS}(dB) = \begin{cases} L_{FS} + L_{rts} + L_{msd}, L_{rts} + L_{msd} \geq 0 \\ L_{FS}, L_{rts} + L_{msd} \leq 0 \end{cases}$$

όπου L_{FS} είναι οι απώλειες ελευθέρου χώρου όπως παρουσιάστηκαν στην παράγραφο 2.4.1, L_{rts} είναι οι απώλειες περίθλασης και σκέδασης από την κορυφή του κτηρίου στον δρόμο (roof to street diffraction and scatter loss) και L_{msd} είναι οι απώλειες περίθλασης από πολλαπλά συνεχόμενα εμπόδια (multiple screen diffraction).

Το εύρος τιμών των παραμέτρων για τις οποίες έχει πρακτική εφαρμογή το μοντέλο είναι:

$$\begin{aligned} 800 &\leq f \leq 2000 \text{ MHz} \\ 4 &\leq h_{BS} \leq 50 \text{ m} \\ 1 &\leq h_{MS} \leq 3 \text{ m} \\ 0,02 &\leq d \leq 5 \text{ km} \end{aligned}$$

Ο τρόπος υπολογισμού των παραπάνω γεγονός χαρακτηρίζεται αρκετά πιο πολύπλοκος από τις ήδη αναφερόμενες σχέσεις στο παρόν πόννημα και δεν αποτελεί σκοπό του εν γένει. Ωστόσο για περαιτέρω ανάλυση της μεθόδου ανατρέξτε στο [7].⁴⁵

2.4.4.5 Μοντέλα εσωτερικών χώρων

Στην παρούσα εργασία δεν θα ασχοληθούμε ιδιαίτερα με αυτά καθώς αφορούν εσωτερικούς χώρους. Σε αυτούς έχουμε την κυριαρχία των δικτύων προσωπικών

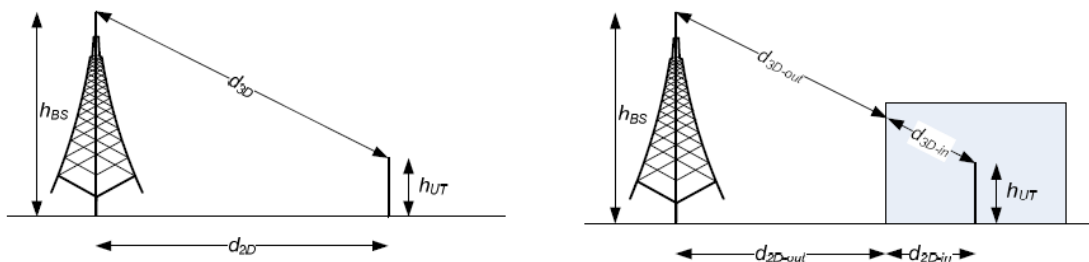
⁴⁴ Συχνά στη βιβλιογραφία η ύπαρξη οπτικής επαφής πομπού και δέκτη σε LOS αναφέρεται και ως street-canyon case.

⁴⁵ Σελ. 121 – 126.

επικοινωνιών όπως τα διαδομένα Bluetooth και Wi-Fi. Ωστόσο για λόγους πληρότητας, τα σημαντικότερα μοντέλα σε αυτούς είναι το μοντέλο Απλής Κλίσης, το Keenan – Motley, το COST 231 – MWM (Multi-Wall Model) και το Απλό Γραμμικό Μοντέλο. Σημαντικές παράμετροι για αυτά τα μοντέλα είναι το είδος των υλικών κατασκευής του υπό μελέτη χώρου, καθώς οι αποσβέσεις διαφέρουν από υλικό σε υλικό.

2.4.5 Μοντέλο 3GPP TR 38.901

Η μοντελοποίηση του συστήματος 5G που θα αναλύσουμε γίνεται με βάση το πρότυπο TR 38.901 της 3GPP και του ETSI που έχει υιοθετηθεί και από την ITU-R. Σε αυτό προτείνεται και υιοθετείται ένα μοντέλο απωλειών (pathloss model) που αφορά τόσο LOS όσο και NLOS ζεύξεις και με κατάλληλο προσδιορισμό συγκεκριμένων παραμέτρων αφορά αστικές, αγροτικές περιοχές και εσωτερικούς χώρους χωρισμένους είτε σε μικροκυψέλες είτε σε μακροκυψέλες. Εμείς στην παρακάτω μοντελοποίηση του συστήματός μας θα εστιάσουμε σε μακροκυψέλες αστικών περιοχών, ωστόσο θα παρουσιάσουμε το μοντέλο απωλειών για κάθε περίπτωση. Αρχικά στο παρακάτω σχήμα (εικόνα 2.2) φαίνεται το σενάριο της ζεύξης για εξωτερικούς αλλά και εσωτερικούς χώρους όπως και η παράμετροι των αποστάσεων που υπεισέρχονται στο μοντέλο.



Εικόνα 2.2: Σενάριο ζεύξης – Βασικές παράμετροι αποστάσεων μοντέλου 3GPP TR 38.901

Επίσης ισχύει:

$$d_{3D-out} + d_{3D-in} = \sqrt{(d_{2D-out} + d_{2D-in})^2 + (h_{BS} - h_{MS})^2}$$

Στο αριστερό μέρος του σχήματος 2.2 φαίνονται οι παράμετροι για διάδοση σε εξωτερικούς χώρους ενώ στο δεξί αυτοί για εσωτερικούς.

Στον πίνακα 2.5 που παρουσιάζεται παρακάτω φαίνονται οι σχέσεις υπολογισμού των απωλειών ανάλογα με το περιβάλλον διάδοσης και την περίπτωση επικοινωνίας⁴⁶.

⁴⁶ LOS ή NLOS

Scenario	LOS/NLOS	Pathloss [dB], f_c is in GHz and d is in meters, see note 6	Shadow fading std [dB]	Applicability range, antenna height default values
RMa	LOS	$PL_{\text{RMa-LOS}} = \begin{cases} PL_1 & 10\text{m} \leq d_{2D} \leq d_{\text{BP}} \\ PL_2 & d_{\text{BP}} \leq d_{2D} \leq 10\text{km} \end{cases}, \text{ see note 5}$ $PL_1 = 20 \log_{10}(40\pi d_{3D} f_c / 3) + \min(0.03h^{1.72}, 10) \log_{10}(d_{3D}) - \min(0.044h^{1.72}, 14.77) + 0.002 \log_{10}(h) d_{3D}$ $PL_2 = PL_1(d_{\text{BP}}) + 40 \log_{10}(d_{3D} / d_{\text{BP}})$	$\sigma_{\text{SF}} = 4$ $\sigma_{\text{SF}} = 6$	$h_{\text{BS}} = 35\text{m}$ $h_{\text{UT}} = 1.5\text{m}$ $W = 20\text{m}$ $h = 5\text{m}$ h = avg. building height W = avg. street width The applicability ranges:
	NLOS	$PL_{\text{RMa-NLOS}} = \max(PL_{\text{RMa-LOS}}, PL'_{\text{RMa-NLOS}})$ for $10\text{m} \leq d_{2D} \leq 5\text{km}$ $PL'_{\text{RMa-NLOS}} = 161.04 - 7.1 \log_{10}(W) + 7.5 \log_{10}(h) - (24.37 - 3.7(h/h_{\text{BS}})^2) \log_{10}(h_{\text{BS}}) + (43.42 - 3.1 \log_{10}(h_{\text{BS}}))(\log_{10}(d_{3D}) - 3) + 20 \log_{10}(f_c) - (3.2(\log_{10}(11.75h_{\text{UT}}))^2 - 4.97)$	$\sigma_{\text{SF}} = 8$	$5\text{m} \leq h \leq 50\text{m}$ $5\text{m} \leq W \leq 50\text{m}$ $10\text{m} \leq h_{\text{BS}} \leq 150\text{m}$ $1\text{m} \leq h_{\text{UT}} \leq 10\text{m}$
UMa	LOS	$PL_{\text{UMa-LOS}} = \begin{cases} PL_1 & 10\text{m} \leq d_{2D} \leq d'_{\text{BP}} \\ PL_2 & d'_{\text{BP}} \leq d_{2D} \leq 5\text{km} \end{cases}, \text{ see note 1}$ $PL_1 = 28.0 + 22 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c)$ $PL_2 = 28.0 + 40 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c) - 9 \log_{10}((d'_{\text{BP}})^2 + (h_{\text{BS}} - h_{\text{UT}})^2)$	$\sigma_{\text{SF}} = 4$	$1.5\text{m} \leq h_{\text{UT}} \leq 22.5\text{m}$ $h_{\text{BS}} = 25\text{m}$
	NLOS	$PL_{\text{UMa-NLOS}} = \max(PL_{\text{UMa-LOS}}, PL'_{\text{UMa-NLOS}})$ for $10\text{m} \leq d_{2D} \leq 5\text{km}$ $PL'_{\text{UMa-NLOS}} = 13.54 + 39.08 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c) - 0.6(h_{\text{UT}} - 1.5)$	$\sigma_{\text{SF}} = 6$	$1.5\text{m} \leq h_{\text{UT}} \leq 22.5\text{m}$ $h_{\text{BS}} = 25\text{m}$ Explanations: see note 3
		Optional PL = $32.4 + 20 \log_{10}(f_c) + 30 \log_{10}(d_{3D})$	$\sigma_{\text{SF}} = 7.8$	
UMi - Street Canyon	LOS	$PL_{\text{UMi-LOS}} = \begin{cases} PL_1 & 10\text{m} \leq d_{2D} \leq d'_{\text{BP}} \\ PL_2 & d'_{\text{BP}} \leq d_{2D} \leq 5\text{km} \end{cases}, \text{ see note 1}$ $PL_1 = 32.4 + 21 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c)$ $PL_2 = 32.4 + 40 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c) - 9.5 \log_{10}((d'_{\text{BP}})^2 + (h_{\text{BS}} - h_{\text{UT}})^2)$	$\sigma_{\text{SF}} = 4$	$1.5\text{m} \leq h_{\text{UT}} \leq 22.5\text{m}$ $h_{\text{BS}} = 10\text{m}$

	NLOS	$PL_{UMi-NLOS} = \max(PL_{UMi-LOS}, PL'_{UMi-NLOS})$ for $10m \leq d_{2D} \leq 5km$	$\sigma_{SF} = 7.82$	$1.5m \leq h_{UT} \leq 22.5m$ $h_{BS} = 10m$ Explanations: see note 4
		$PL'_{UMi-NLOS} = 35.3 \log_{10}(d_{3D}) + 22.4$ $+ 21.3 \log_{10}(f_c) - 0.3(h_{UT} - 1.5)$		
		Optional PL = $32.4 + 20 \log_{10}(f_c) + 31.9 \log_{10}(d_{3D})$	$\sigma_{SF} = 8.2$	
InH - Office	LOS	$PL_{InH-LOS} = 32.4 + 17.3 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c)$	$\sigma_{SF} = 3$	$1m \leq d_{3D} \leq 150m$
	NLOS	$PL_{InH-NLOS} = \max(PL_{InH-LOS}, PL'_{InH-NLOS})$ $PL'_{InH-NLOS} = 38.3 \log_{10}(d_{3D}) + 17.30 + 24.9 \log_{10}(f_c)$	$\sigma_{SF} = 8.03$	$1m \leq d_{3D} \leq 150m$
		Optional $PL'_{InH-NLOS} = 32.4 + 20 \log_{10}(f_c) + 31.9 \log_{10}(d_{3D})$	$\sigma_{SF} = 8.29$	$1m \leq d_{3D} \leq 150m$
Note 1: Breakpoint distance $d_{BP} = 4 h_{BS} h_{UT} f_c / c$, where f_c is the centre frequency in Hz, $c = 3.0 \times 10^8$ m/s is the propagation velocity in free space, and h_{BS} and h_{UT} are the effective antenna heights at the BS and the UT, respectively. The effective antenna heights h_{BS} and h_{UT} are computed as follows: $h_{BS} = h_{BS} - h_E$, $h_{UT} = h_{UT} - h_E$, where h_{BS} and h_{UT} are the actual antenna heights, and h_E is the effective environment height. For UMi $h_E = 1.0m$. For UMa $h_E = 1m$ with a probability equal to $1/(1+C(d_{2D}, h_{UT}))$ and chosen from a discrete uniform distribution $uniform(12, 15, \dots, (h_{UT}-1.5))$ otherwise. With $C(d_{2D}, h_{UT})$ given by $C(d_{2D}, h_{UT}) = \begin{cases} 0 & , h_{UT} < 13m \\ \left(\frac{h_{UT} - 13}{10} \right)^{1.5} g(d_{2D}) & , 13m \leq h_{UT} \leq 23m \end{cases}$ where $g(d_{2D}) = \begin{cases} 0 & , d_{2D} \leq 18m \\ \frac{5}{4} \left(\frac{d_{2D}}{100} \right)^3 \exp\left(\frac{-d_{2D}}{150} \right) & , 18m < d_{2D} \end{cases}$ Note that h_E depends on d_{2D} and h_{UT} and thus needs to be independently determined for every link between BS sites and UTs. A BS site may be a single BS or multiple co-located BSs. Note 2: The applicable frequency range of the PL formula in this table is $0.5 < f_c < f_H$ GHz, where $f_H = 30$ GHz for RMa and $f_H = 100$ GHz for all the other scenarios. It is noted that RMa pathloss model for >7 GHz is validated based on a single measurement campaign conducted at 24 GHz. Note 3: UMa NLOS pathloss is from TR36.873 with simplified format and $PL_{UMa-LOS} =$ Pathloss of UMa LOS outdoor scenario. Note 4: $PL_{UMi-LOS} =$ Pathloss of UMi-Street Canyon LOS outdoor scenario. Note 5: Break point distance $d_{BP} = 2\pi h_{BS} h_{UT} f_c / c$, where f_c is the centre frequency in Hz, $c = 3.0 \times 10^8$ m/s is the propagation velocity in free space, and h_{BS} and h_{UT} are the antenna heights at the BS and the UT, respectively. Note 6: f_c denotes the center frequency normalized by 1GHz, all distance related values are normalized by 1m, unless it is stated otherwise.				

Πίνακας 2.5: Μοντέλο απωλειών 3GPP TR 38.901⁴⁷

2.4.6 Σκίαση

Οι συνολικές απώλειες διάδοσης⁴⁸ στο περιβάλλον των κινητών επικοινωνιών μοντελοποιούνται ως μια τυχαία μεταβλητή για την στατιστική περιγραφή της οποίας χρησιμοποιείται ο όρος **σκίαση (shadowing)**. Σύμφωνα με λογαριθμοκανονικό μοντέλο, η τυχαία μεταβλητή αυτή ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος εκπομπής προς την ισχύ λήψης, $\psi = P_T / P_R$, και ακολουθεί την λογαριθμοκανονική κατανομή με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (probability density function – PDF):

$$p_{c dB}(\psi_{dB}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi_{dB}}} \exp\left[-\frac{(\psi_{dB} - \mu_{\psi_{dB}})^2}{2\sigma_{\psi_{dB}}^2} \right], \quad \psi > 0$$

⁴⁷ Πηγή [13].

⁴⁸ Αναφερόμαστε σε απώλειες λόγω πολλαπλών εμποδίων, βλάστησης, λόγω υλικών κατασκευής κτηρίων ή εν γένει κτισμάτων.

όπου $\mu_{\psi_{db}}$, $\sigma_{\psi_{db}}$ είναι η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση της μεταβλητής ψ_{db} . Η τυπική απόκλιση λαμβάνει τιμές από 4 έως 13 Db για συστήματα εξωτερικού χώρου και η μέση απόσβεση εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης και από την απόσταση.

2.5 Απώλειες Διάδοσης Μικρής Κλίμακας

Ως απώλειες διάδοσης μικρής κλίμακας χαρακτηρίζονται οι διαλείψεις (fading). Αυτός ο γενικός όρος περιγράφει τις τυχαίες μεταβολές που παρατηρούνται στα βασικά χαρακτηριστικά του σήματος (πλάτος, φάση και συχνότητα) για βραχεία χρονικά διαστήματα και μικρές αποστάσεις. Είναι σημαντικό να σημειώσουμε πως παρά το γεγονός ότι οι διαλείψεις αφορούν κυρίως NLOS ζεύξεις, δεν εκλείπουν στις LOS ζεύξεις ωστόσο οφείλονται σε διαφορετικά φυσικά φαινόμενα.

Οι κυριότεροι φυσικοί μηχανισμοί που προκαλούν το φαινόμενο των διαλείψεων είναι:

- **Πολυδιαδρομική διάδοση**, η οποία οφείλεται στην δημιουργία πολλαπλών εκδοχών του σήματος λήψης στον δέκτη λόγω της παρουσίας πολλαπλών σκεδαστών στο περιβάλλον διάδοσης, δηλαδή ανακλαστικών επιφανειών διαφορετικής υφής, τραχύτητας κ.λ.π.. Αυτές οι διαφορετικές εκδοχές φτάνουν στην κεραία του δέκτη σε διαφορετικούς χρόνους και με διαφορετική ισχύ κορυφής. Η μεταβολή του φαινομένου χαρακτηρίζεται τυχαία.
- **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**, αφού αρκετές φορές στο περιβάλλον διάδοσης, πέρα από τα κινητά τερματικά, κίνηση μπορούν να έχουν και οι ανακλαστικές επιφάνειες⁴⁹, 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.
- **Φασματική θεώρηση**, 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.

2.5.1 Μετατόπιση Doppler

⁴⁹ Λ.χ. κινητικότητα ανθρώπων στα δίκτυα εσωτερικών χώρων ή κινητικότητα οχημάτων σε δίκτυα εξωτερικών χώρων.

Το εν λόγω φαινόμενο συναντάται όταν υπάρχει σχετική κίνηση του δέκτη (κινητό τερματικό π.χ. εντός οχήματος) σε σχέση με τον πομπό. Αποτέλεσμα αυτού είναι μια ολίσθηση φάσης –συνεπώς και συχνότητας– στο σήμα που φτάνει στον δέκτη.

Έστω λοιπόν κινητό τερματικό που κινείται με σταθερή ταχύτητα v μεταξύ δύο σημείων X και Y που απέχουν απόσταση d και λαμβάνει σήματα από απομακρυσμένη πηγή S . Η μεταβολή της φάσης του λαμβανόμενου σήματος λόγω της διαφοράρας των δύο διαδρομών SX και SY είναι:

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

Άρα η αντίστοιχη μεταβολή της φέρουσας συχνότητας είναι:

$$f_d = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta\varphi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos\theta$$

όπου Δl η διαφορά των διαδρομών SX και SY , λ το μήκος κύματος και θ η γωνία υπό την οποία το κινητό δέχεται το σήμα⁵⁰.

Γίνεται αντιληπτό συνεπώς το γεγονός ότι λόγω των πολλαπλών συχνοτήτων λήψης το σήμα στο δέκτη υφίσταται **φασματική διασπορά** και συγκεκριμένα διεύρυνση.

2.5.2.1 Διασπορά καθυστέρησης

Σε πρακτικό επίπεδο, η ύπαρξη μεγάλου αριθμού πολυδιαδομικών συνιστωσών σε μητροπολιτικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα ανέδειξε την ανάγκη για την δημιουργία παραμέτρων ποσοτικοποίησης της δυνατότητας διασποράς των πολυδιαδομικών συνιστωσών σε ένα δίαυλο. Ίσως η πιο σημαντική τέτοια παράμετρος είναι η **μέση επιπλέον καθυστέρηση (Mean Excess Delay)**, η οποία είναι μια τυχαία μεταβλητή που ορίζεται ως εξής:

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

όπου P_R , τ_n είναι η ισχύς και η αντίστοιχα της n -οστής πολυδιαδρομικής συνιστώσας. Η **διασπορά καθυστέρησης** ορίζεται ως:

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

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.

⁵⁰ Την οποία και θεωρούμε σταθερή για την μελέτη και μοντελοποίηση του φαινομένου.

2.5.2.2 Προφίλ καθυστέρησης

Με βάση τις παραμέτρους που είδαμε παραπάνω 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 δίαυλος 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:

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

Ο χρόνος συνοχής αποτελεί μια στατιστική τυχαία μεταβλητή που ποσοτικοποιεί 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 σταθερή⁵¹.

2.5.3 Εύρος Ζώνης Συνοχής

Παραπάνω μελετήσαμε τη συμπεριφορά του προφίλ καθυστέρησης ισχύος ενός διαύλου στο πεδίο του χρόνου. Με την εφαρμογή μετασχηματισμού Fourier στο προφίλ αυτό προκύπτει η περιγραφή της αντίστοιχης συμπεριφοράς στο πεδίο της συχνότητας.

Η μετρική παράμετρος που μας ενδιαφέρει τώρα ονομάζεται **εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth – B_c)**. Η σχέση που προσδιορίζει το εύρος ζώνης συνοχής είναι:

$$B_c \approx \frac{1}{20\sigma_\tau}$$

όπου η μεταβλητή σ_τ είναι η διασπορά καθυστέρησης όπως περιγράφηκε σε προηγούμενη ενότητα.

Η προηγούμενη σχέση ισχύει προσεγγιστικά όταν οι δύο ακραίες φασματικές συνιστώσες του εύρους ζώνης είναι μεταξύ τους ισχυρά συσχετισμένες κατά πλάτος (> 0.9).

⁵¹ Πηγή [8].

Για μικρότερη συσχέτιση (> 0.5) ισχύει η προσεγγιστική σχέση:

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

2.5.4 Κατηγορίες και είδη Διαλείψεων

Το είδος των διαλείψεων που υφίσταται ένα σήμα που διαδίδεται σε μία ασύρματη ζεύξη εξαρτάται από τη σχέση των παραμέτρων του ίδιου του σήματος (εύρος ζώνης, διάρκεια συμβόλου) αλλά και αυτών της ζεύξης⁵² (διασπορά καθυστέρησης και διασπορά Doppler).

2.5.4.1 Διαλείψεις λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης (διασποράς καθυστέρησης – multipath fading)

Σε αυτήν την κατηγορία ανήκουν:

- **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. Συνοψίζοντας ένα σήμα εύρους ζώνης B υπόκειται σε επίπεδες διαλείψεις όταν:

$$B \ll B_c \text{ ή ισοδύναμα } T \gg \sigma_\tau$$

- **Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective)**, οι οποίες 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). Συνοψίζοντας ένα σήμα εύρους ζώνης B υπόκειται σε επίπεδες διαλείψεις όταν:

$$B > B_c \text{ ή ισοδύναμα } T < \sigma_\tau$$

2.5.4.2 Διαλείψεις λόγω διασποράς Doppler

Σε αυτήν την κατηγορία ανήκουν:

- **Ταχείες διαλείψεις**, όταν η κρουστική απόκριση του διαύλου μεταβάλλεται ταχύτερα σε σχέση με τη διάρκεια συμβόλου, ή αλλιώς, ο χρόνος συνοχής του ραδιοδιαύλου είναι μικρότερος από τη διάρκεια συμβόλου, τότε ο διαύλος προκαλεί ταχείες διαλείψεις (ή διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο).

⁵² Η καναλιού ή διαύλου

Συνέπεια του φαινομένου αυτού είναι η παραμόρφωση του σήματος. Συνοψίζοντας ένα σήμα εύρους ζώνης B υπόκεινται σε επίπεδες διαλείψεις όταν:

$$B < B_D \text{ ή ισοδύναμα } T_s > T_c$$

- **Αργές διαλείψεις**, στην περίπτωση αυτή ο διάυλος 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. Συνοψίζοντας ένα σήμα εύρους ζώνης B υπόκεινται σε επίπεδες διαλείψεις όταν:

$$B \gg B_D \text{ ή ισοδύναμα } T_s \ll T_c$$

Στα παραπάνω όπου T_c , B_c είναι ο χρόνος και το εύρος συνοχής αντίστοιχα T_s ο χρόνος συμβόλου και B_D η διασπορά Doppler.

2.5.4.3 Μοντελοποίηση Διαλείψεων σε LOS – NLOS κανάλια

Διαλείψεις Rayleigh

Σε αυτήν την κατηγορία θα θεωρήσουμε τόσο την περιβάλλουσα του σήματος όσο και την φάση αυτού ως τυχαίες μεταβλητές. Συγκεκριμένα για την περιβάλλουσα:

$$s(t) = |r(t)| = \sqrt{r_l(t)^2 + r_q(t)^2}$$

όπου r_l και r_q είναι η συμφασική και η ορθογώνια συνιστώσα του σήματος αντίστοιχα. Οι συνιστώσες αυτές προκύπτουν αν περιγράψουμε το προς μετάδοση σήμα με μορφή φασιθέτη:

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

όπου φ_0 είναι η τυχαία φάση του σήματος.

Αποδεικνύεται ότι η ως άνω περιβάλλουσα ακολουθεί την κατανομή Rayleigh με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (PDF):

$$p_z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right]$$

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

Οι διαλείψεις αυτές κυρίως μοντελοποιούν διαύλους σε πυκνοκατοικημένες αστικές περιοχές, δηλαδή σε περιβάλλοντα που η LOS συνιστώσα χαρακτηρίζεται αρκετά ισχνή.

Διαλείψεις Rice

Όταν όμως στην ασύρματη ζεύξη υπάρχει ισχυρή LOS συνιστώσα τόσο η συμφασική όσο και η ορθογώνια συνιστώσα του σήματος δεν έχουν μηδενική μέση τιμή και ως εκ τούτου το σήμα λήψης είναι μια υπέρθεση μιας συνιστώσας που ακολουθεί την κανονική κατανομή (όπως παραπάνω) και μιας LOS συνιστώσας. Μπορούμε να πούμε μάλιστα ότι οι διαλείψεις Rayleigh που είδαμε παραπάνω είναι μια υποπερίπτωση των διαλείψεων Rice και δη όταν εκλείπει η LOS συνιστώσα (δηλ. ισούται με το 0). Το παραπάνω απεικονίζεται με την παράμετρο K που είναι ο λόγος της ισχύος της LOS συνιστώσας προς την ισχύ των NLOS συνιστωσών, δηλαδή:

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

Είναι προφανές ότι για $K = 0$ προκύπτει δίαυλος Rayleigh, ενώ για $K \rightarrow \infty$ προκύπτει δίαυλος που χαρακτηρίζεται μόνο από απώλειες ελευθέρου χώρου.

Η περιβάλλουσα του σήματος ακολουθεί την κατανομή Rice με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (PDF):

$$p_z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{z^2 + s^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{zs}{\sigma^2}\right)$$

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 Bessel⁵³ μηδενικής τάξης.

Διαλείψεις Nakagami

Ωστόσο, σε κάποιες περιπτώσεις τα δεδομένα των παρατηρήσεων και μετρήσεων δεν συνάδουν με τα παραπάνω μοντέλα. Τότε εφαρμόζουμε το μοντέλο Nakagami για την μοντελοποίηση των διαλείψεων στον δίαυλο. Πρόκειται ουσιαστικά για ένα πιο γενικό μοντέλο που δίνει αποδεκτά αποτελέσματα για πολλές περιπτώσεις καθώς χρησιμοποιεί διαφορετικές προσαρμογές ανά περίπτωση. Η κατανομή Nakagami για την περιβάλλουσα του σήματος είναι:

$$p_z(z) = \frac{2m^m z^{2m-1}}{\Gamma(m) \bar{P}_R^m} \exp\left[-\frac{mz^2}{\bar{P}_R}\right], m \geq 0,5$$

όπου \bar{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 \bar{P}_R και της παραμέτρου διαλείψεων m , για διαφορετικές τιμές των οποίων εκφυλίζεται είτε σε κατανομή Rayleigh ($m = 1$), είτε σε κατανομή Rice ($m = (k+1)^2/(2k+1)$). Για $m \rightarrow \infty$ οι διαλείψεις τείνουν να εξαλειφθούν.

Ατμοσφαιρικές Διαλείψεις

⁵³ Για περισσότερες πληροφορίες σχετικά με τις συναρτήσεις Bessel και την χρησιμότητα τους <https://el.wikipedia.org/wiki/%CE%A3%CF%85%CE%BD%CE%AC%CF%81%CF%84%CE%B7%CF%83%CE%B7%CE%9C%CF%80%CE%AD%CF%83%CE%B5%CE%BB>

Εκτός από την πολυόδευση στις διαλείψεις μπορούν να συμβάλλουν και ατμοσφαιρικά φαινόμενα με αρκετά επώδυνα αποτελέσματα στην ποιότητα και την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος. 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).

Ουσιαστικά περιγράφονται από καμπύλες τις ITU-R ή άλλων φορέων και εταιρειών που παρουσιάζουν την παραμόρφωση του σήματος σε σχέση με κάποια μετρική του φαινομένου (π.χ. στάθμη βροχόπτωσης ή πυκνότητα στοιχείων σε επίπεδο της ατμόσφαιρας).

Στην περίπτωση της βροχής ιδιαίτερα στο σήμα υπεισέρχεται και αποπόλωση, δηλαδή στροφή της πόλωσης των ραδιοκυμάτων λόγω διάδοσης. Αυτή οφείλεται στην επίδραση των σταγόνων της βροχής, οι οποίες δεν έχουν το τέλειο σφαιρικό σχήμα και δημιουργούν πρόσθετη παρεμβολή.

Ως αποπόλωση ορίζουμε το λόγο της ισχύος λήψης κατά την επιθυμητή πόλωση προς την ισχύ λήψης κατά την ορθογώνια πόλωση, δηλαδή:

$$XPD = 10 \log \frac{P}{P_{\perp}}$$

Στη σύσταση ITU-R P.530⁵⁴ μπορούμε να βρούμε ένα αρκετά διαδεδομένο και χρησιμοποιούμενο μοντέλο για τον υπολογισμό της XPD λόγω βροχόπτωσης.

⁵⁴ <https://www.itu.int/rec/R-REC-P.530-17-201712-I/en>

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 – Επισκόπηση βασικών αρχών κυψελωτών συστημάτων

Στο παρόν κεφάλαιο θα γίνει μια εισαγωγή σε βασικές έννοιες της προσέγγισης του κυψελωτού συστήματος. Θα αναφερθούμε στην δομή και τα βασικά χαρακτηριστικά αυτών των συστημάτων που από το 1971 έχουν υπερισχύσει στον τομέα των κινητών και ασύρματων τηλεπικοινωνιών. Επίσης, θα αναφερθούμε και στις παρεμβολές στα κυψελωτά συστήματα που είναι ο βασικότερος παράγοντας καθορισμού της ποιότητας μιας ζεύξης σε αυτές τις δομές.

3.1 Εισαγωγή – Προσεγγίσεις ανάθεσης συχνοτήτων

Επιδίωξη της επιλογής κατάλληλης σχεδίασης των δικτύων επικοινωνιών, από τις πρώιμες κίβλας μορφές του, αποτελεί η καλύτερη δυνατή επίτευξη ραδιοκάλυψης και εξυπηρέτησης σε μεγάλες γεωγραφικές περιοχές. Αρχικά η επίτευξη αυτού γινόταν με την ανάθεση συγκριμένων ζωνών συχνοτήτων προς χρήση σε συγκεκριμένες γεωγραφικές περιοχές. Το παραπάνω εξυπηρετεί αρκετά καλή ραδιοκάλυψη όμως υστερεί σε δύο ζητήματα. Το πρώτο αφορά τη μη δυνατότητα επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων μέσα στην ίδια γεωγραφική περιοχή (που σημειωτέων ήταν τεράστια) και το δεύτερο στη μη δυνατότητα επιτυχούς διαπομπής μεταξύ γεωγραφικών περιοχών. Αυτό σημαίνει ότι αν ένας χρήστης διέρχόμενος από μία γεωγραφική περιοχή σε άλλη χάνει τη δυνατότητα επικοινωνίας και παραδείγματος χάριν στα τηλεφωνικά δίκτυα θα πρέπει να ξαναπραγματοποιήσει κλήση.

Από τότε μέχρι σήμερα η τεχνολογία έχει εξελιχθεί αρκετά και τεχνικές αποδοτικότερης διαχείρισης του φάσματος, καθώς και επαναχρησιμοποίησης συχνοτήτων έχουν εφαρμοστεί. Ωστόσο το μεγάλο πρόβλημα στις τηλεπικοινωνίες ανιχνεύεται στους περιορισμούς που υπεισέρχονται στη διαχείριση του διαθέσιμου φάσματος.

Έτσι, οι Επιτροπές Τηλεπικοινωνιών καθώς και οι αρμόδιες Αρχές παγκοσμίως επιλέγουν πολιτικές που ως στόχο έχουν τη δημιουργία συστημάτων με μικρό εύρος ζώνης αλλά που υποστηρίζουν την υψηλή χρησιμοποίηση και τις υψηλές απαιτήσεις των χρηστών. Για την επίτευξη ενός όσο το δυνατό ιδανικού συστήματος υπάρχουν οι εξής προσεγγίσεις:

- **Προσέγγιση στενής ζώνης (SSB)**, που διαιρεί την διαθέσιμη ζώνη συχνοτήτων σε μέγιστο αριθμό διαύλων.
- **Προσέγγιση κυψελωτού συστήματος**, που η γεωγραφική περιοχή χωρίζεται σε κυψέλες και υπάρχει μηχανισμός ώστε να γίνεται επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων μετά από μια συγκεκριμένη απόσταση.
- **Προσέγγιση απλωμένου φάσματος**, με την παραγωγή πολλών κωδίκων σε ευρεία ζώνη συχνοτήτων.

Από το 1971 και έπειτα τα κυψελωτά συστήματα επικράτησαν ως η πιο αποδοτική προσέγγιση καθώς μοντελοποιούσαν με κανονικό και συστηματικό τρόπο την επικοινωνία από μερικά μέτρα έως εκατοντάδες χιλιόμετρα.

3.2 Ορισμοί κυψελωτής δομής – Επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων

Βασική αρχή των κυψελωτών συστημάτων είναι η αντικατάσταση ενός πομπού μεγάλης ισχύος με πολλούς μικρής, καθένας εκ των οποίων καλύπτει ένα μικρότερο τμήμα της συνολικής περιοχής εξυπηρέτησης. Το τμήμα αυτό καλείται **κυψέλη (cell)**. Σε κάθε **σταθμό βάσης (base station – BS)** ανατίθεται ένα υποσύνολο των ραδιοδιαύλων του συστήματος ενώ σε γειτονικούς BS αβατίζονται διαφορετικές ομάδες διαύλων έτσι ώστε οι συνολικοί ραδιοδίαυλοι να κατανέμονται σε ένα σχετικά μικρό αριθμό κυψελών. Με την επανάληψη του παραπάνω σχήματος και την χωρική κατανομή του επιτυγχάνεται η κάλυψη όλης της γεωγραφικής περιοχής κάλυψης. Έτσι επιτυγχάνεται μια αποδοτική απόδοση φάσματος και διατηρούνται σε ανεκτά

επίπεδα οι στάθμες των παρεμβολών μεταξύ σταθμών βάσης που χρησιμοποιούν τις ίδιες ομάδες συχνοτήτων.

Προφανέστατη αρχή για την σχεδίαση και επέκταση των κυψελωτών συστημάτων είναι το ότι όσο αυξάνει ο αριθμός των εξυπηρετούμενων χρηστών τόσο θα πρέπει να αυξάνει και ο αριθμός των BS ώστε να υπάρχει επιπρόσθετη χωρητικότητα χωρίς την αύξηση του συνολικού διατιθέμενου φάσματος.

Τα 2 κύρια χαρακτηριστικά των δικτύων κινητών επικοινωνιών είναι:

- **Η ασύρματη διεπαφή**, που επιτρέπει στα κινητά τερματικά να επικοινωνούν ενώ βρίσκονται σε κίνηση
- **Η υποδομή ελέγχου**, που επιτρέπει στο ίδιο το δίκτυο αν ένα κινητό τερματικό είναι ενεργοποιημένο να το εντοπίζει ανεξάρτητα με το αν τη συγκεκριμένη χρονική στιγμή αυτό επικοινωνεί.

Έστω ότι κάθε δίαυλος καταλαμβάνει εύρος ζώνης W και κάθε κυψέλη χρησιμοποιεί τον ίδιο αριθμό διαύλων N_c τότε το εύρος ζώνης για κάθε κυψέλη είναι $W^* N_c$. Αν επιπλέον γνωρίζουμε ότι έχουμε K κυψέλες σε κάθε ομάδα κυψελών τότε το συνολικό εύρος ζώνης είναι $K^*W^* N_c$.

Αντιλαμβανόμαστε συνεπώς ότι υπάρχουν οι βασικές παράμετροι περιγραφής κυψελωτών συστημάτων καθώς από αυτές εξαρτάται άμεσα το συνολικό εύρος ζώνης του συστήματος. Αυτές είναι:

- Ο **συντελεστής επαναχρησιμοποίησης – K** , που αναφερθήκαμε και παραπάνω.
- Η **απόσταση επαναχρησιμοποίησης – D** , που είναι η μικρότερη απόσταση μεταξύ των κέντρων δύο κυψελών που χρησιμοποιούν τις ίδιες συχνότητες και ανήκουν σε διαφορετικές ομάδες κυψελών.

3.3 Κυψελικές δομές

3.2.1 Μονοδιάστατα συστήματα

Θεωρούμε τη μονοδιάσταση διάταξη της εικόνας 3.1 και υποθέτουμε ότι οι κινήσεις των χρηστών περιορίζονται σε τετραγωνικές κυψέλες πλευράς $2R$.

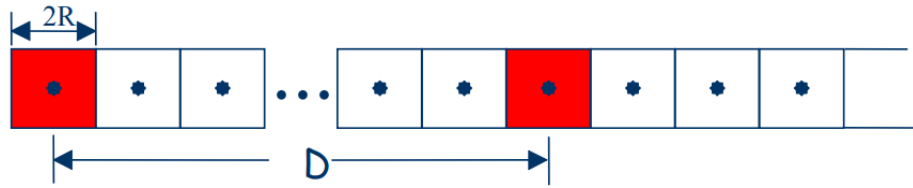
Αν θεωρήσουμε όπως παραπάνω ότι οι ίδιες συχνότητες επαναχρησιμοποιούνται μετά από K κυψέλες τότε:

$$K = \frac{D}{2R}$$

Επίσης, οι κυψέλες έχουν ίδιες διαστάσεις άρα:

$$K = \frac{S_K}{S_C}$$

όπου S_K το εμβαδόν που καταλαμβάνει η ομάδα K κυψελών και S_C αυτό της κάθε κυψέλης.



Εικόνα 3.1: 1-D κυψελωτό σύστημα

3.3.2 Δυσδιάστατα συστήματα

3.3.2.1 Τετραγωνικές κυψέλες

Ας θεωρήσουμε τετραγωνικές κυψέλες –και πάλι πλευράς $2R$ – οργανωμένες σε ένα πλέγμα ορθογώνιων αξόνων. Τότε οι συντεταγμένες των κέντρων των κυψελών δηλαδή των σταθμών βάσεις μπορούν να γραφτούν ως $(i2R, j2R)$. Τότε η απόσταση επαναχρησιμοποίησης D είναι:

$$D = 2R\sqrt{i^2 + j^2}$$

Όπου i, j ακέραιοι αριθμοί.

Ας πάρουμε το παράδειγμα της εικόνας 3.2 όπου $i=4$ και $j=3$. Ορίζουμε την περιοχή που αποτελείται από τα κέντρα των ομοδιαδικών κυψελών την κεντρικής κυψέλης (κυψέλη 1) και παρατηρούμε πως είναι τετραγωνική με διαφορετικό προσανατολισμό από την συνολική τοπολογία. Αυτή η περιοχή περιέχει τις K κυψέλες της κεντρικής ομάδας επαναχρησιμοποίησης και $K/4$ κυψέλες από την ομάδα επαναχρησιμοποίησης καθεμιάς από τις 4 περιφερειακές κυψέλες, άρα συνολικά $2K$ κυψέλες. Μαθηματικά αυτό ορίζεται ως:

$$2K = \frac{S_{D\sqrt{2}}}{S_c} = \frac{2D^2}{(2R)^2} = \frac{2(i^2 + j^2)(2R)^2}{(2R)^2} = 2((i^2 + j^2))$$

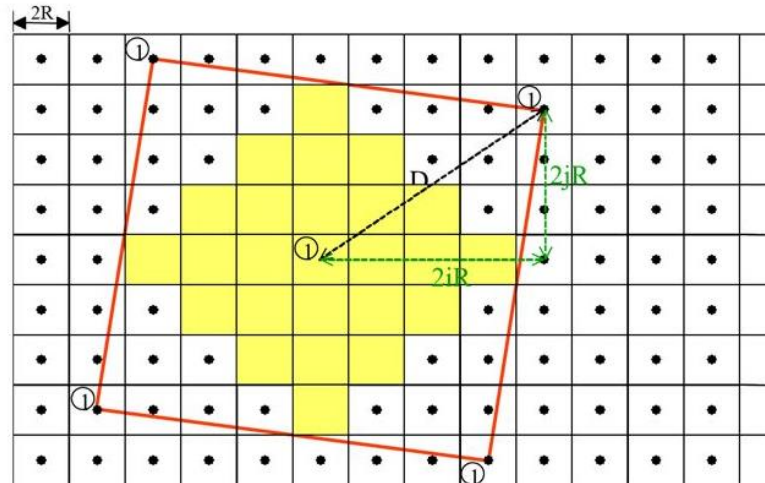
Όπου, $S_{D\sqrt{2}}$ είναι το εμβαδό του τετραγώνου με πλευρά $D\sqrt{2}$ και S_c το εμβαδό της κάθε κυψέλης

Άρα,

$$K = (i^2 + j^2)$$

Και συνεπώς:

$$D = 2R\sqrt{K}$$



Εικόνα 3.2: 2-D κυψελωτό σύστημα με τετραγωνικές κυψέλες

3.3.2.2 Εξαγωνικές κυψέλες

Αυτόν τον τρόπο περιγραφής θα ακολουθήσουμε και στο σύστημα που μοντελοποιούμε παρακάτω. Οι υπολογισμοί σαν μεθοδολογία μοιάζουν με τους παραπάνω για τετραγωνικές κυψέλες, ωστόσο η πολυπλοκότητά τους είναι αυξημένη. Εξάλλου, δεν αποτελεί σκοπό του συγκεκριμένου πονήματος η παράθεση πολύπλοκων μαθηματικών μοντέλων. Συνεπώς παρουσιάζουμε παρακάτω τα αποτελέσματα με βάση την εικόνα 3.3 και παραπέμπουμε για περαιτέρω μελέτη στο [14]⁵⁵:

$$D^2 = (id)^2 + (jd)^2 - 2(id)(jd)\cos\theta$$

Όπου θ η γωνία η αμβλεία γωνία του τριγώνου που σχηματίζει η κεντρική κυψέλη και 2 ομοιοδιαυλικές της.

Με βάση αυτό:

$$3K = \frac{D^2}{R^2}$$

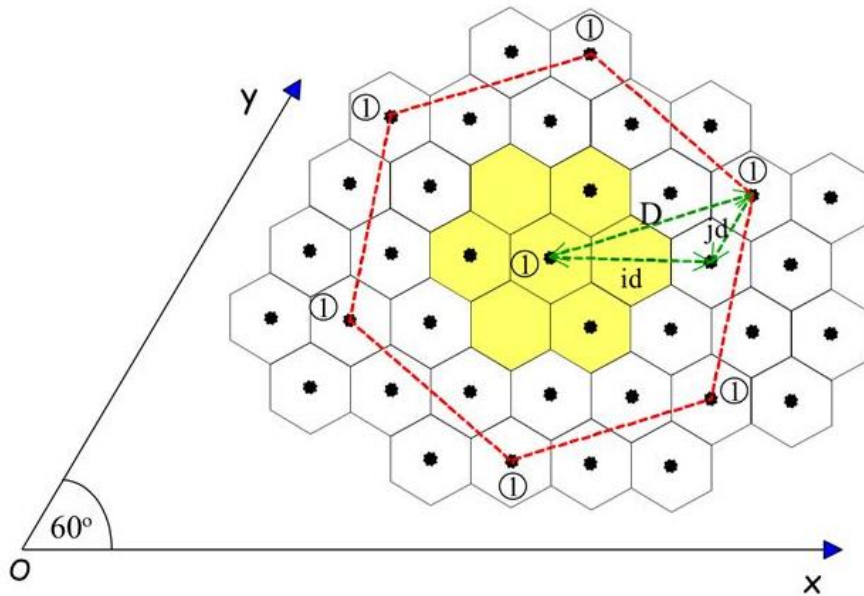
Στις προσομοιώσεις μας θα έχουμε $\theta=120^\circ$ οπότε οι αντίστοιχες σχέσεις θα είναι:

$$D^2 = (i^2 + ij + j^2)d^2$$

Και άρα:

$$K = (i^2 + ij + j^2)$$

⁵⁵ Σελ. 137-142.



Εικόνα 3.3: 2-D κυψελωτό σύστημα με εξαγωνικές κυψέλες

3.4 Παρεμβολές σε κυψελωτά συστήματα

Η ποιότητα μιας ζεύξης σε ένα κυψελωτό σύστημα εξαρτάται κατά κύριο λόγο από τις παρεμβολές που επισυμβαίνουν σε αυτό. Ως παρεμβολή ορίζουμε οποιαδήποτε πηγή που εισάγει ισχύ στο φάσμα λειτουργίας του κυψελωτού συστήματος. Χαρακτηριστικά παραδείγματα τέτοιων πηγών αποτελούν άλλα κινητά τερματικά στην ίδια κυψέλη, κινητά τερματικά σε γειτονικές κυψέλες, εκπομπές παραπλήσιων σταθμών βάσης που λειτουργούν στην ίδια ζώνη συχνοτήτων, καθώς και οποιοδήποτε άλλο ασύρματο σύστημα.

Οι δύο κύριοι τύποι παρεμβολών στα υπό μελέτη συστήματα είναι η **ομοδιαυλική παρεμβολή** και η **παρεμβολή γειτονικών διαύλων**.

3.4.1 Ομοδιαυλική παρεμβολή

Όπως αναφέραμε και σε προηγούμενες παραγράφους μια τεχνική για την επίτευξη της καλύτερης εκμετάλλευσης του διαθέσιμου φάσματος είναι η επαναχρησιμοποίηση διαύλων (συχνοτήτων). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να υπάρχουν πολλές κυψέλες στην συνολική περιοχή εξυπηρέτησης που χρησιμοποιούν τους ίδιους πόρους. Αυτές οι κυψέλες ονομάζονται **ομοδιαυλικές (co-channel cells)**. Η αμοιβαία παρεμβολή σημάτων της ίδιας συχνότητας, που προέρχονται δηλαδή από τις παραπάνω κυψέλες, ονομάζεται **ομοδιαυλική παρεμβολή (co-channel interference)**.

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 συστήματος⁵⁶.

⁵⁶ [14]

Για τον υπολογισμό του λόγου ωφέλιμου σήματος προς ομοδιαυλική παρεμβολή και θερμικό θόρυβο (Signal to Interference and Noise Ratio – SINR) χρησιμοποιούμε τη σχέση:

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

Όπου S η στάθμη θορύβου στο δέκτη και I_k οι στάθμες ισχύος στο δέκτη από τους $k=1,2,\dots,N$ παρεμβάλλοντες κινητούς σταθμούς.

Στα σημερινά συστήματα η ομοδιαυλική παρεμβολή αντιμετωπίζεται με τους εξής τρόπους:

- 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).
- Χρήση συστημάτων διαφορικής λήψης
- Συνδυασμός των παραπάνω μεθόδων

3.4.2 Παρεμβολή Γειτονικών Διαύλων

Ο συγκεκριμένος τύπος παρεμβολής, συμβαίνει όταν στην ίδια κυψέλη κατανέμονται δίαυλοι σε πολύ κοντινή φασματική απόσταση. Υπάρχουν 2 είδη παρεμβολής γειτονικών διαύλων, η εντός ζώνης και η εκτός ζώνης. Εδώ θα αναφερθούμε στο δεύτερο καθώς το πρώτο ως φαινόμενο ευτελίζεται στην έννοια της ομοδιαυλικής παρεμβολής.

Είναι εμφανές ότι τέτοιου είδους παρεμβολές αντιμετωπίζονται απλούστερα, θέτοντας φασματικά κενά (gaps) μεταξύ των διαύλων που χρησιμοποιούνται σε μία κυψέλη ή και σε γειτονικές.

Η απόσταση των διαύλων ώστε τα επίπεδα επίδρασης του φαινομένου να παραμένουν σε επιθυμητό επίπεδο υπολογίζεται από την σχέση:

$$\text{Απόσταση Διαύλων} = \frac{|f_2 - f_1|}{W}$$

Όπου f_1 είναι η ακραία επιθυμητή συχνότητα, f_2 είναι η συχνότητα που παρεμβάλλει και W το εύρος ζώνης του διαύλου.

Από αυτό αντιλαμβανόμαστε ότι αν απομακρύνουμε συχνотικά τους διαύλους τότε η παρεμβολή μπορεί να περιοριστεί. Εναλλακτικός τρόπος σε αυτήν την κατεύθυνση είναι και η επιλογή κατευθυντικών δεσμών σε διαφορετικές οριζόντιες κατευθύνσεις και με διαφορετικές γωνίες κλίσης.

3.4.3 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:

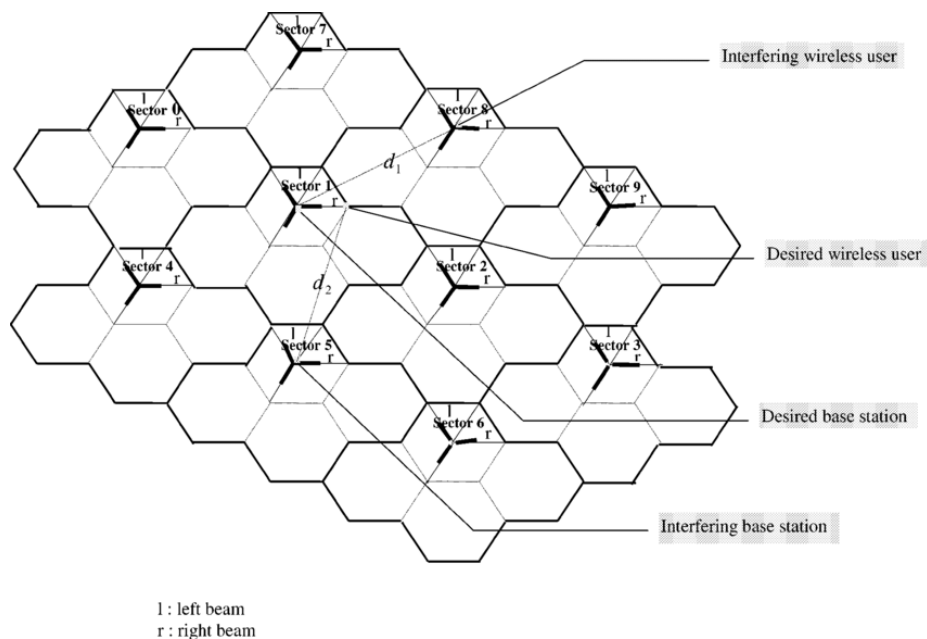
$$x(t) = \sum_{i=1}^N A_i \sin(2\pi f_i t + \varphi_i)$$

Όπου A_i, f_i, φ_i είναι το πλάτος, η φέρουσα συχνότητα και η φάση των αρμονικών αντίστοιχα.

Χαρακτηριστικά παραδείγματα είναι η διέλευση από ενισχυτή ισχύος όπου συνήθως είναι $i=3$ και η διέλευση από περιοριστή που $i=5$ και $\varphi_i=0$.

Σύμφωνα με το [14]:

«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)».



Εικόνα 3.4: Ομοδιαυλική παρεμβολή πολλαπλών επιπέδων

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 – Τεχνικές Διαμόρφωσης και Πολλαπλής Πρόσβασης στο Δίαυλο

Το παρόν κεφάλαιο θα ασχοληθεί εκτενώς με ένα ευρέως διαδεδομένο όρο στις τηλεπικοινωνίες και τα δίκτυα, την πολλαπλή πρόσβαση. Ως πολλαπλή πρόσβαση ορίζεται η δυνατότητα σύνδεσης πολυάριθμων τερματικών σταθμών, πάνω από ένα κοινό δίαυλο επικοινωνίας, διαμοιράζοντας τους πόρους του.

Για να αντιληφθούμε ωστόσο, πλήρως αυτή την έννοια καθώς και τις διάφορες τεχνικές με τις οποίες επιτυγχάνεται θα πρέπει πρώτα να αναφερθούμε σε τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης, οι οποίες ουσιαστικά αποσκοπούν στην μετάδοση ψηφιακής πληροφορίας υπό την μορφή δυαδικών αριθμών (bit)⁵⁷.

Γενικά, η κατηγοριοποίηση των τεχνικών πολλαπλής πρόσβασης είναι η εξής:

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

Εμείς στο παρόν κεφάλαιο θα αναλύσουμε όλες τις παραπάνω τεχνικές με έμφαση όμως στην FDMA και ειδικότερα στην OFDMA (Orthogonal FDMA), που είναι μια ιδιαίτερα διαδεδομένη τεχνική στα δίκτυα τέταρτης και πέμπτης γενιάς και χρησιμοποιείται και στις προσομοιώσεις μας.

⁵⁷ Δηλαδή η πληροφορία που μεταδίδουμε διαμορφώνεται σε μια αλληλουχία bit και μεταδίδεται στο μέσο. Αντίστοιχα, στον δέκτη ορίζεται κατά αλληλουχία η έννοια της αποδιαμόρφωσης.

4.1 Τεχνικές Ψηφιακής Διαμόρφωσης

Όπως αναφέραμε και στην εισαγωγή, 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).

Γενικά, ένα σήμα s_i αποδεικνύεται πως μπορεί να γραφτεί ως υπέρθεση κάποιων εξ αρχής ορισμένων σημάτων, που ονομάζονται συναρτήσεις βάσης, ως εξής:

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^N s_{ij} \varphi_j(t), \quad 0 \leq t < T$$

Όπου

$$s_{ij}(t) = \int_0^T s_i(t) \varphi_j(t) dt$$

Στην περίπτωση των περισσότερων σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων μιλάμε για γραμμικές ζωνοπερατές τεχνικές διαμόρφωσης. Συνεπώς:

$$\begin{aligned} \varphi_1(t) &= \sqrt{2/T} \cos(2\pi f_c t) \\ \varphi_2(t) &= \sqrt{2/T} \sin(2\pi f_c t) \end{aligned}$$

Άρα,

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

Όπου f_c η φέρουσα συχνότητα και T η διάρκεια συμβόλου.

Χρήσιμα μεγέθη για την περιγραφή των διαφόρων τεχνικών ψηφιακής διαμόρφωσης είναι το μήκος ενός διανύσματος και η απόσταση μεταξύ δύο σημείων σε έναν αστερισμό (χώρος σημάτων όπως είπαμε παραπάνω). Αυτά τα μεγέθη δίνονται από τις σχέσεις:

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

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

Για τον προσδιορισμό του σημείου στο χώρο σημάτων ορίζεται η συνάρτηση πιθανοφάνειας (likelihood function)⁵⁸ ως:

$$L(s_i) = \Pr(r|s_i)$$

Οι γενικές κατηγορίες των τεχνικών ψηφιακής διαμόρφωσης είναι η διαμόρφωση πλάτους/φάσης και η διαμόρφωση συχνότητας.

4.1.1. Διαμόρφωση Φάσης/Πλάτους

Σκοπός τόσο του παρόντος όσο και των επόμενων παραγράφων δεν είναι η αναλυτική περιγραφή και παράθεση όλης της θεωρίας ψηφιακής επεξεργασίας σημάτων. Αυτό στο οποίο θα εντρυφήσουμε είναι να παρουσιάσουμε από την τηλεπικοινωνιακή πλευρά τα παρακάτω φαινόμενα. Ωστόσο, για να το κάνουμε αυτό είναι χρήσιμο να γνωρίζουμε 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. Για το σκοπό αυτό βέβαια απαιτούνται πολύπλοκα ηλεκτρονικά κυκλώματα συγχρονισμού.

Ουσιαστικά δηλαδή, στη διαμόρφωση πλάτους/φάσης για διάστημα ίσο προς την διάρκεια συμβόλου T_s , ένα σύμβολο που αποτελείται από $k = \log_2 M$ ψηφία κωδικοποιείται στο πλάτος ή/και τη φάση του σήματος εκπομπής.

Ας αναφερθούμε στις κύριες κατηγορίες ψηφιακής διαμόρφωσης πλάτους/φάσης οι οποίες είναι:

- Διαμόρφωση M-PAM (multiple PAM), όπου η πληροφορία κωδικοποιείται αποκλειστικά με βάση το πλάτος του σήματος και τα σημεία αστερισμού σχηματίζουν ευθεία.
- Διαμόρφωση M-PSK (multiple PSK), όπου η πληροφορία κωδικοποιείται αποκλειστικά με βάση τη φάση του σήματος και τα σημεία αστερισμού σχηματίζουν κύκλο.
- Διαμόρφωση M-QAM (multiple QAM), όπου η πληροφορία κωδικοποιείται με βάση το πλάτος και τη φάση του σήματος και τα σημεία αστερισμού σχηματίζουν ορθογωνικό πλέγμα.
- Διαμόρφωση M-APSK (multiple APSK), όπου η πληροφορία κωδικοποιείται κατά το πλάτος και τη φάση του σήματος και τα σημεία αστερισμού σχηματίζουν ομόκεντρους κύκλους.

4.1.1.1 M-PAM

Αποτελεί την πιο απλή περίπτωση διαμόρφωσης και δεδομένου ότι η ορθογώνια συνιστώσα μηδενίζεται, το σήμα εκπομπής δίδεται από τη σχέση:

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

Όπου $A_i = (2i - 1)d, i = 1, 2, \dots, M$ οι μεταβολές του πλάτους, $g(t)$ παλμός μορφοποίησης (π.χ. παλμός Return-to-Zero, Non-Return-to-Zero, Manchester), # η

⁵⁸ Δεδομένου του ότι έχει ληφθεί το σήμα $r(t)$.

φέρουσα συχνότητα και ψ_0 η τυχαία αρχική φάση. Επιπλέον, 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:

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

Ενώ, για M ισοπίθανα σύμβολα η μέση ενέργεια συμβόλου είναι:

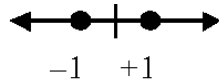
$$\bar{E}_s = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M A_i^2$$

Τέλος, η πιθανότητα λήψης λανθασμένου συμβόλου αποδεικνύεται πως είναι:

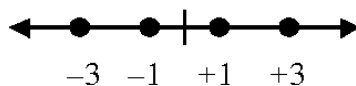
$$P_s = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6\bar{\gamma}_s}{M^2-1}}\right)$$

όπου γ_s είναι η μέση ενέργεια συμβόλου προς λευκό θόρυβο και Q είναι η συνάρτηση Gaussian-Q που ορίζεται ως εξής:

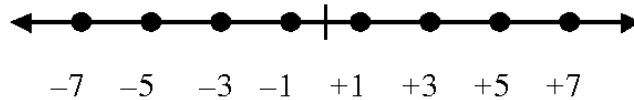
$$Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^z e^{-\frac{x^2}{2}} dx$$



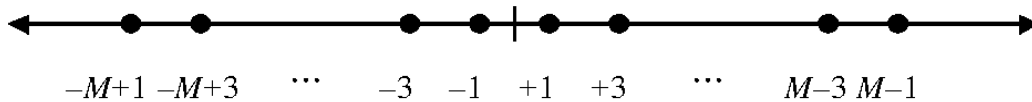
(a)



(b)



(c)



(d)

Εικόνα 4.1: Αστερισμοί M-PAM για M=1, 2, 4, M

4.1.1.2 M-PSK

Όπως αναφέραμε και παραπάνω η M-PSK αντιστοιχεί την πληροφορία στις μεταβολές τις φάσης του σήματος εκπομπής. Συνεπώς αυτό εκφράζεται ως:

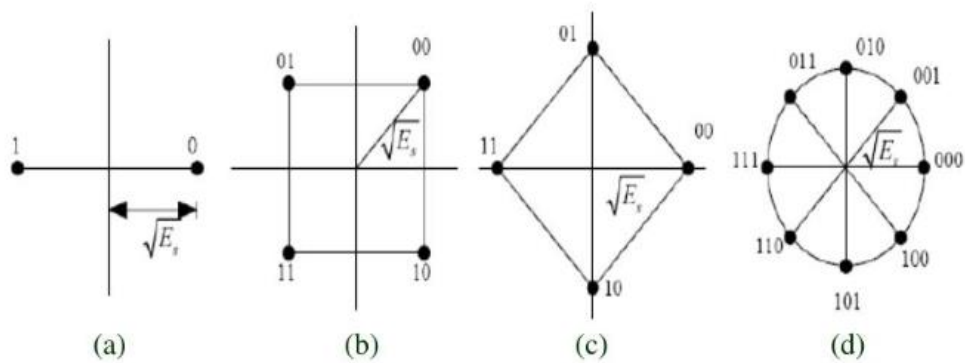
$$s_i(t) = Ag(t) \cos(2\pi f_c t + \psi_0 + (i - 1) \frac{2\pi}{M}), \quad 0 \leq \tau \leq T_s$$

Αντίστοιχα, όλες οι εκδοχές του σήματος έχουν την ίδια ενέργεια που εκφράζεται ως:

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

Τέλος, η πιθανότητα λήψης λανθασμένου συμβόλου αποδεικνύεται πως είναι:

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



Εικόνα 4.2: Αστερισμοί M-PSK για M= 2, 4, 8

4.1.1.3 M-QAM

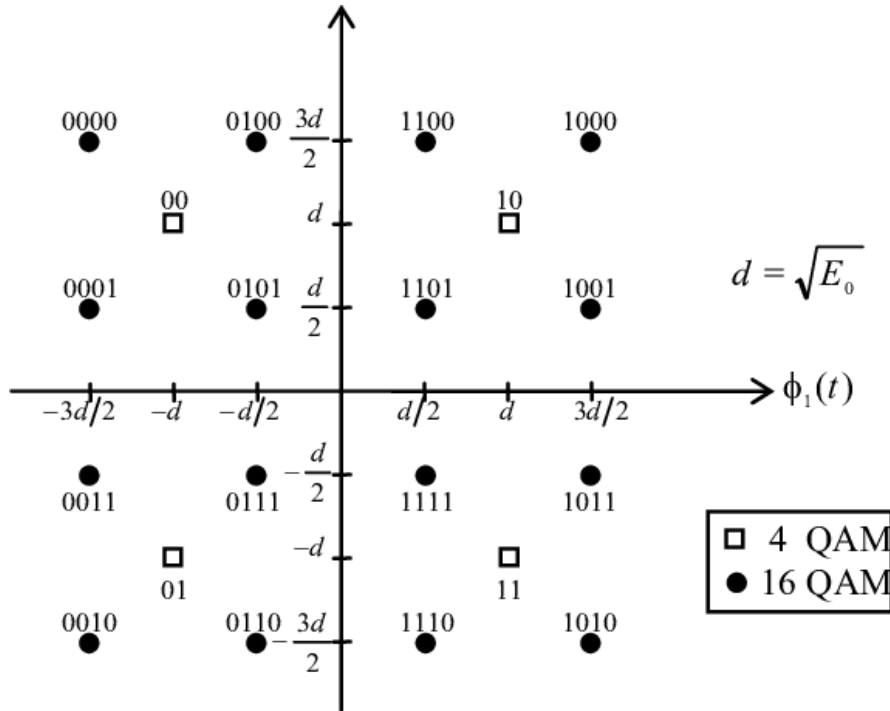
Σε αυτήν την περίπτωση, που όπως αντιλαμβανόμαστε είναι πιο γενική καθώς συμπεριλαμβάνει και τις δύο προηγούμενες, το σήμα εκπομπής δίδεται από τη σχέση:

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

Η ενέργεια συμβόλου και η πιθανότητα λήψης λανθασμένου συμβόλου δίνονται αντίστοιχα από τις παρακάτω σχέσεις:

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

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



Εικόνα 4.3: Αστερισμοί M-QAM για M= 4, 16

4.1.2. Διαμόρφωση Συχνότητας

Στη διαμόρφωση συχνότητας τα σύμβολα πληροφορίας αντιστοιχίζονται σε διαφορετικές τιμές της φέρουσας συχνότητας του σήματος εκπομπής. Πιο συγκεκριμένα, σε κάθε διάρκεια συμβόλου $k = \log_2 M$ ψηφία αντιστοιχίζονται στη φέρουσα συχνότητα f_i του σήματος.

4.1.2.1 M-FSK

Το διαμορφωμένο κατά MFSK σήμα μπορεί να γραφεί στη γενική μορφή:

$$s_i(t) = A \cos[2\pi(f_c + \alpha_i \Delta f)t + \psi_i], \quad 0 \leq \tau \leq T_s$$

Όπου $\alpha_i = 2i - 1 - M, i = 1, 2, \dots, M = 2^k$, 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:

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

4.1.2.2 CPFSK

Το CPFSK είναι μία παραλλαγή της MFSK που εξαλείφει την ασυνέχεια φάσης. Το διαμορφωμένο σήμα τότε έχει τη μορφή:

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

Όπου $m(t) = \sum_k \alpha_k g(t - kT_s)$, $\alpha_k = 2k - 1 - M, k = 1, 2, \dots, M$ ένα MPAM σήμα που

διαμορφώνεται από τη ροή συμβόλων πληροφορίας. Με τον τρόπο αυτόν η φάση παύει να είναι διακριτή.

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

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

Κλείνοντας την παρούσα παράγραφο είναι πολύ σημαντικό να σημειώσουμε ότι ειδική κατηγορία των διαμορφώσεων συχνότητας είναι και η OFDM (Orthogonal Frequency Division Modulation). Στη συγκεκριμένη διαμόρφωση θα σταθούμε αρκετά και θα την αναπτύξουμε εκτενώς σε επόμενες παραγράφους του παρόντος κεφαλαίου καθώς κρίνεται ιδιαίτερη η σημασία της για την θεμελίωση της OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) τεχνικής, την οποία χρησιμοποιούμε στις προσομοιώσεις μας αλλά και αποτελεί την κυρίαρχη τεχνική ανάπτυξης των δικτύων τέταρτης και πέμπτης γενιάς (4G & 5g).

4.1.3 Πιθανότητα λάθους και πιθανότητα διακοπής

Παραπάνω αναφερθήκαμε στο μέγεθος της πιθανότητας λήψης λανθασμένου συμβόλου για τα διάφορα σχήματα διαμόρφωσης. Χρήσιμο κρίνεται να αναφερθούμε τόσο σε αυτό το μέγεθος όσο και σε αυτό της πιθανότητας διακοπής. Ο λόγος για το παραπάνω έγκειται σε ένα μέγεθος που έχουμε συναντήσει αρκετά στην μέχρι τώρα ανάλυσή μας και αυτό δεν είναι άλλο από 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 SNR ανά σύμβολο (γ_s)⁵⁹ 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 , αλλά και η πιθανότητας λήψης λανθασμένου συμβόλου που αναφέραμε παραπάνω. Οι γενικευμένες εκφράσεις για αυτά τα μεγέθη είναι:

$$P_s(\gamma_s) = \alpha_M Q(\sqrt{\beta_M \gamma_s}) \quad \text{Σχέση 4.1}$$

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

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 QoS⁶⁰.

Μέσω της πιθανότητας διακοπής ορίζονται ακόμα δύο πολύ σημαντικά μεγέθη που συναντώνται συνεχώς στην διαδικασία περιγραφής των διαύλων που υπόκεινται σε διαλείψεις. Το πρώτο εξ αυτών είναι το **περιθώριο διαλείψεων (fade margin)** και το δεύτερο η **διαθεσιμότητα (availability)**. Οι σχέσεις που τα περιγράφουν αντιστοίχως είναι:

⁵⁹ Αντίστοιχα ορίζεται και το SNR (System to Noise Ratio – Λόγος σήματος προς θόρυβο) ανά ψηφίο, που συμβολίζεται ως γ_b .

⁶⁰ Quality of Service – Ποιότητα υπηρεσίας

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

$$Availability = 1 - P_{out}$$

Αν επιπλέον θεωρήσουμε σταθερή την P_{out} μπορεί να προκύψει μέσω της ακόλουθης σχέσης η απαιτούμενη μέση τιμή του γ_s :

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

Τέλος, η μέση πιθανότητα λάθους σε δίαυλο AWGN⁶¹ προκύπτει μέσω της σχέσης:

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

Αν στην παραπάνω σχέση ενσωματώσουμε τη σχέση 4.1 σε δίαυλο που υποφέρει από διαλείψεις Rayleigh η μέση πιθανότητα λάθους δίδεται κατά προσέγγιση (για υψηλές τιμές του γ_s):

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

4.2 Σχήματα Πολλαπλής Πρόσβασης

Συχνά αντικείμενο και ζητούμενο των ασυρμάτων επικοινωνιών είναι η εξυπηρέτηση από το δίκτυο πολλών χρηστών μιας γεωγραφικής περιοχής ικανοποιώντας τα κριτήρια και τις προδιαγραφές για την απαιτούμενη QoS.

Ως πολλαπλή πρόσβαση ορίζεται η ταυτόχρονη πρόσβαση από πολλούς χρήστες στους ίδιους πόρους. Γίνεται κατανοητό συνεπώς ότι ο όρος αφορά συστήματα και χρήστες που έχουν τόσο γεωγραφική συνάφεια –δηλαδή βρίσκονται στην ίδια γεωγραφική περιοχή- αλλά και στην ίδια ζώνη συχνοτήτων.

Επίσης, βασικός στόχος της διαδικασίας πολλαπλής πρόσβασης είναι να αντιλαμβάνεται ο χρήστης την υπηρεσία σε αδιάλειπτο ρυθμό και με την απαιτούμενη QoS. Η χωρητικότητα του συστήματος ουσιαστικά αντανακλάται στο πλήθος των χρηστών που μπορεί να εξυπηρετήσει το εκάστοτε σύστημα με το απαιτούμενο κατώφλι QoS.

4.2.1 Πολλαπλή Πρόσβαση Διάρθρωσης Συχνότητας (FDMA)

Στην συγκεκριμένη κατηγορία ανήκει και η τεχνική πρόσβασης OFDMA ως μια ειδικότερη περίπτωση της γενικής, η οποία θα μας απασχολήσει αρκετά καθώς σε αυτήν βασίζεται το υπό μελέτη τηλεπικοινωνιακό σύστημα που θα προσομοιάσουμε. Ωστόσο, σε αυτό θα αναφερθούμε εκτενέστερα σε επόμενες παραγράφους, ενώ στην παρούσα θα θέσουμε τα θεμέλια για να φτάσουμε στην OFDMA που αποτελεί μια τεχνική που χρησιμοποιείται από τα πλέον σύγχρονα συστήματα.

⁶¹ Υπό την επίδραση δηλαδή θορύβου που μοντελοποιείται ως λευκός.

Κατά την πολλαπλή πρόσβαση FDMA ο διαχωρισμός των χρηστών διεξάγεται στο πεδίο της συχνότητας, καθώς αυτοί χρησιμοποιούν διαφορετικές φέρουσες συχνότητες μέσω καναλιών σταθερού εύρους ζώνης. Το στρώμα –κατά την διαστρωμάτωση OSI- που δρα η συγκεκριμένη τεχνική είναι το στρώμα ζεύξης δεδομένων (data-link).

Στα συγκεκριμένα συστήματα υπεισέρχονται τόσο η ομοδιαυλική παρεμβολή όσο και η παρεμβολή γειτονικού διαύλου. Κατανοούμε ότι το crosstalk είναι αρκετά έντονο λόγω της αρκετά κοντινής απόστασης στην οποία βρίσκονται τα κανάλια, δηλαδή οι διάφορες φέρουσες συχνότητες που χρησιμοποιούν οι χρήστες.

Είναι προφανές ότι τέτοια συστήματα έχουν 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.

4.2.2 Πολλαπλή Πρόσβαση Διάρθρωσης Χρόνου (TDMA)

Βασική ιδέα του TDMA είναι ο διαχωρισμός των χρηστών στο πεδίο του χρόνου έτσι ώστε σε καθέναν εξ αυτών να εκχωρούνται δυναμικά και κυκλικά χρονοσχισμές (time-slots), στις οποίες αποστέλλονται διαφορετικά τμήματα πληροφορίας. Σε κάθε time-slot το σήμα καταλαμβάνει ολόκληρο το διαθέσιμο φάσμα 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. Όπως είναι κατανοητό τέτοια συστήματα προϋποθέτουν ύπαρξη μνήμης στο τερματικό του χρήστη, 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 του συστήματος, το TDMA παρέχει ευελιξία ως προς την επίτευξη του επιθυμητού QoS και ως προς τη δυναμική ανάθεση πόρων.

Οι τεχνικές TDMA στα σύγχρονα συστήματα χρησιμοποιούν δύο τρόπος για την επίτευξη της σύνδεσης του τερματικού του χρήστη στο σταθμό βάσης.

Η πρώτη μέθοδος γνωστή ως αμφιδρόμηση διαίρεσης συχνότητας (Frequency Division Duplexing – FDD) διαιρεί το κανάλι συχνοτήτων σε δύο μπάστες, 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).

Η δεύτερη μέθοδος γνωστή ως αμφιδρόμηση διαίρεσης χρόνου (Time Division Duplexing – TDD) επιτρέπει την αμφιδρόμη εκπομπή των σημάτων πάνω από την ίδια μπάστα 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.

Βασική διαφορά των δύο μεθόδων είναι το ότι στο FDD οι ζώνες συχνοτήτων εκχωρούνται εκ των προτέρων και συνεπώς δεν μπορούν να προσαρμοστούν σε

τέτοιες αλλαγές, ενώ το TDD παρέχει τη δυνατότητα δυναμικής εκχώρησης time-slots στην άνοδο και στην κάθοδο, γεγονός που το καθιστά και δημοφιλέστερο στα σύγχρονα συστήματα ασυρμάτων επικοινωνιών.

4.2.3 Πολλαπλή Πρόσβαση Διάρθρωσης Κώδικα (CDMA)

Τα συγκεκριμένα συστήματα έχουν επικρατήσει τον 21^ο αιώνα καθώς είναι συνυφασμένα με την είσοδο την αγορά των μοντέρνων συστημάτων ασυρμάτων επικοινωνιών με απαρχή το 3G. Ανήκουν στην ευρεία κατηγορία των σχημάτων ευρέως φάσματος (spread spectrum) που ως κύρια πλεονεκτήματα έχουν την αποδοτική αναχρησιμοποίηση συχνότητας, την ήπια διαπομπή (soft-handoff), τη διαφορική λήψη (beamforming), την βελτίωση της χωρητικότητας και την υψηλή φασματική απόδοση.

Στο CDMA πολλαπλοί χρήστες καταλαμβάνουν όλο το διαθέσιμο φάσμα ταυτόχρονα και ο διαχωρισμός της πληροφορίας γίνεται μέσω χρήσης διαφορετικών κωδικών για την παραγωγή των πολλαπλών εκπεμπόμενων σημάτων πληροφορίας.

Για τη μετάδοση σημάτων CDMA τα σήματα πληροφορίας πολλαπλασιάζονται με μία μοναδική ακολουθία ψηφίων και έτσι εξαπλώνονται φασματικά σε όλο το εύρος ζώνης του συστήματος⁶². Αυτή η ακολουθία ή αλλιώς **κώδικας εξάπλωσης (spreading factor)** είναι ψευδοτυχαίας μορφής, που σημαίνει ότι συγκεκριμένο σύνολο bits της ακολουθίας επαναλαμβάνεται μόνο εφόσον αποκτήσει ένα συγκεκριμένο μέγεθος (μέγιστο μήκος ακολουθίας), γεγονός που καθιστά εφικτή την ανάκτησή της στο δέκτη με ντετερμινιστικό τρόπο.

Σημαντικό πλεονέκτημα είναι το ότι 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. Επιπλέον, παρά το ότι σαν τεχνική μοιάζει μη αποδοτική, η χρησιμότητά της διαφαίνεται όταν το φάσμα χρησιμοποιείται ταυτόχρονα από πολλαπλούς χρήστες όπου και δείχνει ιδιαίτερη 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.

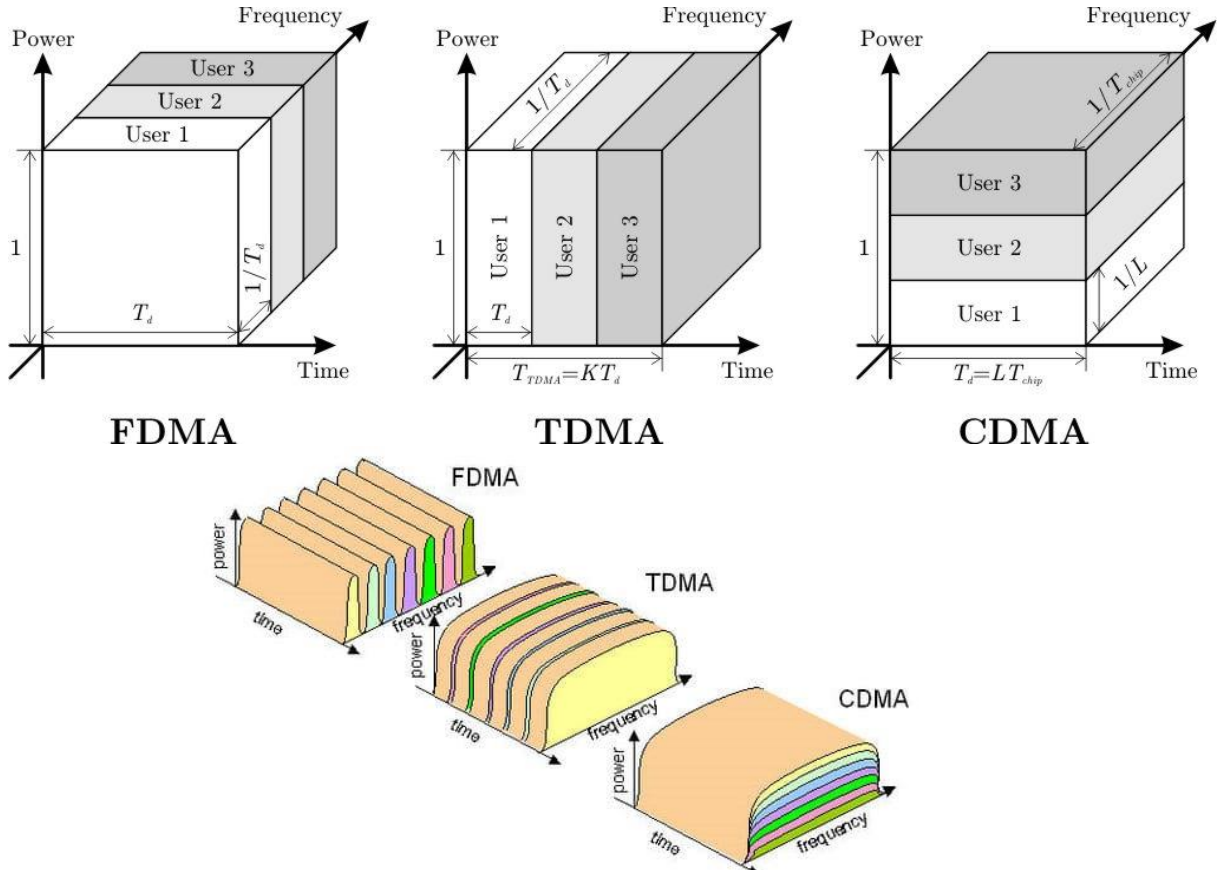
Το κύριο μειονέκτημα του CDMA αφορά το ότι υπεράνω ενός μεγάλου αριθμού χρηστών, η ποιότητα προσφερόμενων υπηρεσιών ελαττώνεται σημαντικά και επίσης όταν ένας ισχυρός χρήστης συνδέεται με έναν κοντινό σταθμό βάσης, οι ασθενέστεροι απομακρυσμένοι χρήστες γίνονται μη ανιχνεύσιμοι (το γνωστό γενικευμένο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

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 κωδικών όπως οι κώδικες Gold, Kasami και Walsh-Hadamard, ο

⁶² Εξ' ού και η ονομασία spread spectrum

διαχωρισμός ενός Direct Sequence – CDMA (DS-CDMA) σήματος από τυχαίο θόρυβο καθίσταται ακόμα πιο δύσκολος.

Τα πρώτα συστήματα που χρησιμοποίησαν CDMA και ουσιαστικά διαδραμάτισαν σπουδαίο ρόλο στην επανάσταση αυτής της τεχνολογίας ήταν CDMA2000 και το WCDMA, δηλαδή τα πρώτα δίκτυα τρίτης γενιάς που ουσιαστικά μας εισήγαγαν στον κόσμο της πλήρους διασύνδεσης μέσω διαδικτύου.

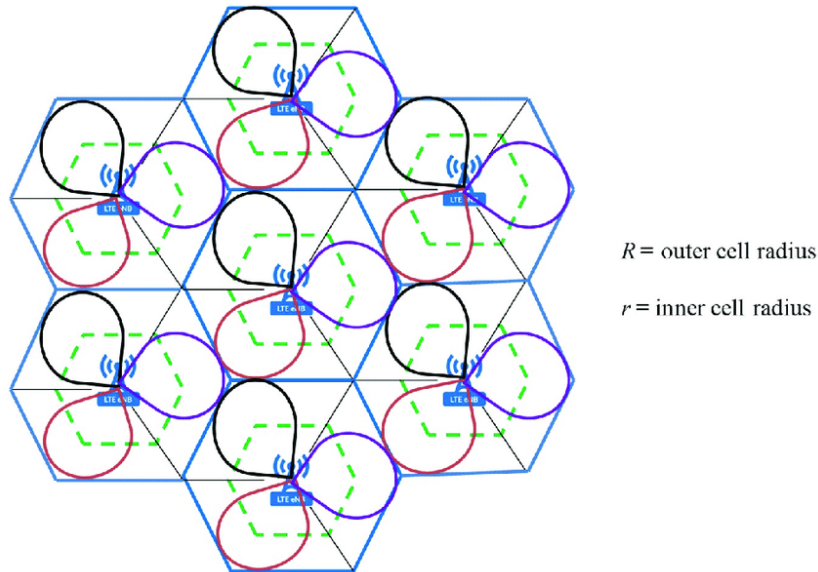


Εικόνα 4.4: Συγκριτική παρατήρηση τεχνικών FDMA, TDMA, CDMA

4.2.4 Πολλαπλή Πρόσβαση Διάρθρωσης Χώρου (SDMA)

Ένα επιπλέον πεδίο που χρησιμοποιείται στα σύγχρονα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, πέραν αυτών του χρόνου και της συχνότητας, είναι το πεδίο του χώρου. Στην πράξη αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση κατευθυντικών κεραιών στους σταθμούς βάσης που ουσιαστικά διαχωρίζουν χωρικά την περιοχή εξυπηρέτησης ώστε να παρέχουν κάλυψη σε συγκεκριμένο υπόχωρο η καθεμιά.

Η διαδικασία αυτή ονομάζεται **τομεοποίηση (sectorization)** και αποσκοπεί ουσιαστικά στον διαχωρισμό της περιοχής κάλυψης σε γωνιακούς **τομείς (sectors)**, έτσι ώστε κάθε τομέας να καλύπτει εύρος $360^\circ/N$, όπου N είναι ο αριθμός των τομέων. Επικρατέστερες τιμές του N στα ασύρματα δίκτυα τηλεπικοινωνιών, όπως θα δούμε και στην προσομοίωσή μας, είναι οι 120° και οι 60° . Όπως επίσης θα δούμε σε επόμενα κεφάλαια ότι η εφαρμογή του SDMA διευκολύνεται πολύ από την εισαγωγή προσαρμοστικών και «έξυπνων» κεραιοσυστημάτων τεχνολογίας MIMO.



Εικόνα 4.5: Τομεοποίηση (sectorization)

4.2.5 Τυχαία Πολλαπλή Πρόσβαση

Όταν αναφερόμαστε σε μετάδοση δεδομένων όπως π.χ. στο Διαδίκτυο, οι παραπάνω τεχνικές δεν είναι εφικτό να εφαρμοστούν λόγω της τυχαιότητας των χρονικών στιγμών μετάδοσης και του περιβάλλοντος συγκρούσεων που συγκροτεί το μέσο. Για το λόγο αυτό προτείνονται σχήματα τυχαίας πολλαπλής πρόσβασης που αποσκοπούν στη βέλτιστη εκχώρηση πόρων στους ενεργούς χρήστες του συστήματος.

Σε αυτά τα συστήματα γίνεται οργάνωση της πληροφορίας σε πακέτα, τα οποία τεμαχίζονται και 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 διέλευση⁶³ του συστήματος.

Παρόλο που χρονικά το πρώτο δίκτυο τυχαίας πρόσβασης ήταν το Aloha, το πιο σημαντικό εξ' αυτών είναι το CSMA (Carrier Sense Multiple Access) 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.

Αυτό γίνεται με μία εκ των δύο παρακάτω τεχνικών σύμφωνα με το [8]:

- «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 διακόπτουν αμέσως. Διαδεδομένο παράδειγμα εφαρμογής του CSMA/CoD αποτελεί το πρωτόκολλο ενσύρματων τοπικών δικτύων υπολογιστών Ethernet.

⁶³ 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.

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

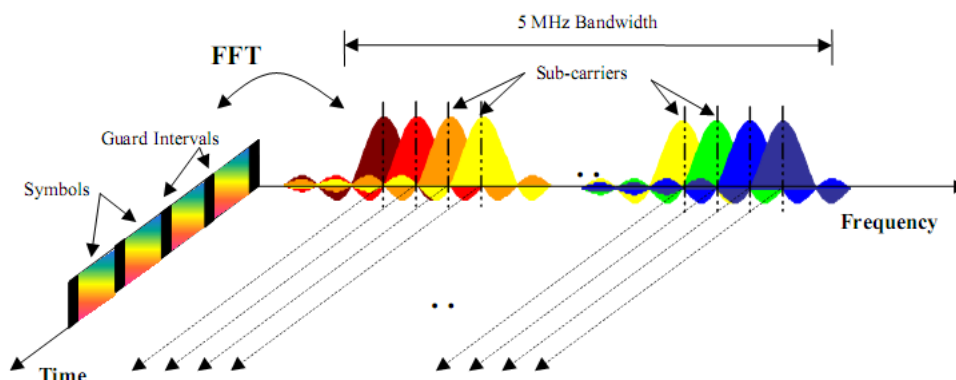
4.3 Ορθογώνια Πολυπλεξία Διάρθρωσης Συχνότητας (OFDM)

Όπως αναφέραμε και σε προηγούμενη ενότητα το OFDM είναι η τεχνική στην οποία βασιζόμαστε στις προσομοιώσεις μας και στο σύστημα 5G που θα μελετήσουμε. Ουσιαστικά ανήκει στην ευρύτερη κατηγορία διαμορφώσεων που χρησιμοποιούνται σε συστήματα απλωμένου φάσματος (spread spectrum), 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. Πρόκειται για μια υποκατηγορία των τεχνικών πολυπλεξίας FDM που αναφερθήκαμε, με το χαρακτηριστικό όμως ότι όλα τα κανάλια είναι μεταξύ τους ορθογώνια.

Συγκεκριμένα, τα γειτονικά υποφέροντα αλληλεπικαλύπτονται ανά δύο και εκμεταλλευόμενα την μεταξύ τους ορθογωνιότητα μειώνουν τους κινδύνους διακαναλικής παρεμβολής μεταξύ τους.

Τα τελευταία χρόνια γνωρίζει ιδιαίτερη άνθιση καθώς είναι συνυφασμένο με τα ευρυζωνικά ενσύρματα δίκτυα, στην καλωδιακή τηλεόραση, τα δίκτυα πάνω από γραμμές διανομής ηλεκτρικού ρεύματος (Power-Line Communication – PLC), ενώ συναντάται και στις ασύρματες επικοινωνίες και συγκεκριμένα 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 συνεχίσει να εφαρμόζεται και στα δίκτυα 5G.



Εικόνα 4.6: Φασματική κατανομή των OFDM υπο-φερόντων

Στη γλώσσα των μαθηματικών η OFDM περιγράφεται πολύ παραστατικά στο [15]. Συγκεκριμένα, κάθε φέρον OFDM μπορεί να αναπαρασταθεί ως εξής:

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

Το πραγματικό σήμα είναι το πραγματικό μέρος του $s_c(t)$. Το πλάτος A_c 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. Το σύνολο των υποφερόντων (subcarriers), N ροών, συνεπώς είναι:

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

Όπου $\omega_n = \omega_0 + n\Delta\omega$

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:

$$s_s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} A_n e^{j((\omega_0 + n\Delta\omega)kT + \varphi_n)}$$

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

Με απλοποίηση της παραπάνω σχέσης και δίχως βλάβη της γενικότητας για $\omega_0 = 0$ το σήμα γράφεται:

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

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:

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

όπου δ είναι το δέλτα του Kronecker.

Λαμβάνοντας υπόψη την παραπάνω σχέση για το $s_s(t)$ 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 υποδιάυλων 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 εύρος ζώνης κάθε υποδιαύλου, για το οποίο ισχύει $B_N = \frac{k}{T_U}$, όπου T_U η ωφέλιμη χρονική διάρκεια του συμβόλου μετάδοσης και $k \in \mathbb{Z}^+$ (συνήθως $k = 1$).

Επίσης, πολύ συχνά στο OFDM εφαρμόζεται η τεχνική της διεμπλοκής είτε στο πεδίο του χρόνου είτε της συχνότητας. Αυτή αποτελεί τρόπο άμβλυσης φαινομένων deep fading (βαθών 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 συνελκτικό 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 τέτοιο 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.

Στα σύγχρονα συστήματα 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.

Τα πλεονεκτήματα του OFDM είναι:

- 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. 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).

Στον αντίποδα, ορισμένα χαρακτηριστικά του OFDM που δρουν ανασταλτικά στα σύγχρονα δίκτυα είναι:

- 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 κατανεμημένη (φαινόμενο PAPR), 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.

4.4 Πολλαπλή Πρόσβαση με Ορθογώνια Διαιρέση Συχνότητας (OFDMA)

Η OFDM που αναλύσαμε παραπάνω αποτελεί είδος διαμόρφωσης και όχι μοντέλο πολλαπλής πρόσβασης χρηστών στους πόρους ενός δικτύου. Για να χρησιμοποιηθεί η OFDM ως πολλαπλή πρόσβαση πρέπει να συνδυαστεί με τεχνικές πολλαπλή πρόσβασης όπως η πολυδιαυλική CDMA, η TDMA, η SDMA, η CSMA/CA ή η OFDMA που θα αναλύσουμε παρακάτω και θα χρησιμοποιήσουμε στην προσομοίωσή μας, αφού εξάλλου είναι και η τεχνική που χαρακτηρίζει τόσο τα δίκτυα 4^{ης} όσο και αυτά 5^{ης} γενιάς.

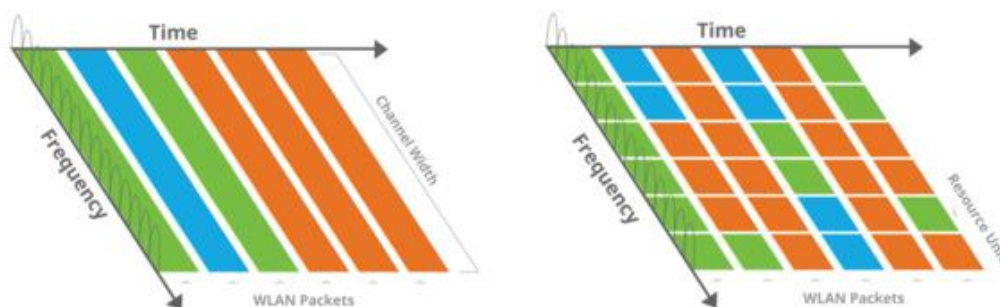
Στην OFDMA ένα μόνο υποσύνολο των συνολικών διαθέσιμων υποφερόντων εκχωρούνται σε κάθε χρήστη. Το OFDM αναλαμβάνει τον καθορισμό του συνόλου των διαθέσιμων υπό-φερόντων (subcarriers), ενώ το OFDMA την ακριβή αντιστοιχία μεταξύ υπό-φερόντων και χρηστών του συστήματος. Στην OFDMA σε σχέση με την απλή FDMA, λόγω της ορθογωνιότητας των γειτονικών καναλιών, κατά την ανάκτηση των επιμέρους φερόντων δεν απαιτούνται ζώνες προστασίας (guard bands) και στενό φίλτράρισμα. Επίσης 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.

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 κάνοντας χρήση κεραιοσυστημάτων MIMO μπορούν να εκμεταλλευτούν στο έπακρο την επιλεκτικότητα καναλιού που συναντάμε στο OFDMA.



Εικόνα 4.7: Δυναμική ανάθεση πόρων στο OFDMA (χρονικά & φασματικά)

Τα πλεονεκτήματα του OFDMA είναι 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. 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.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 – Συστήματα Πολλαπλής Εισόδου – Πολλαπλής Εξόδου (MIMO)

Στο παρόν κεφάλαιο θα αναλυθούν τα κεραιοσυστήματα που χρησιμοποιούνται πλέον σε όλες τις μοντέρνες εφαρμογές και δίκτυα τηλεπικοινωνιών. Αυτά δεν είναι άλλα από τα Συστήματα Πολλαπλής Εισόδου – Πολλαπλής Εξόδου (MIMO).

Στόχος του παρόντος κεφαλαίου είναι η τεκμηρίωση των εννοιών που ενυπάρχουν στα συγκεκριμένα συστήματα αλλά και η αποσαφήνιση της μεθόδου λειτουργίας του όπως και οι βασικές μαθηματικές σχέσεις που τα διέπουν.

Επίσης, θα αναφερθούμε στις βασικές τους διαφορές από τις παλαιότερες τεχνολογίες και δη τα Συστήματα Μονής Εισόδου – Μονής Εξόδου (SISO), οι οποίες αποτελούν και τους λόγους για τους οποίους έχουν επικρατήσει.

Το παραπάνω γεγονός σε συνδυασμό με την αρμονική τους συνύπαρξη με τη τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA, στην οποία αναφερθήκαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο, τα καθιστούν βασικό κομμάτι μοντέρνων δικτύων όπως τα δίκτυα 4^{ης} γενιάς (LTE και WiMax) αλλά και αυτών 5^{ης} γενιάς, όπως θα δούμε και στο σύστημα που προσομοιώνουμε.

5.1 Εισαγωγή στα συστήματα MIMO

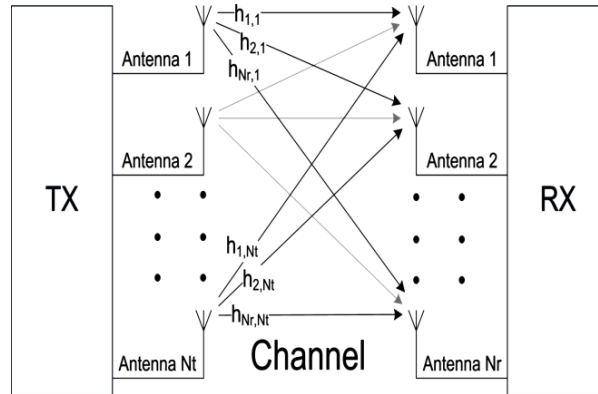
Όπως φανερώνει και η ονομασία τους, τα συστήματα MIMO αποτελούνται από διατάξεις κεραιών με πολλαπλά στοιχεία τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη. Τα συστήματα αυτά ανήκουν στην ευρύτερη κατηγορία των έξυπνων ή προσαρμοστικών κεραιών⁶⁴, στις οποίες οι πολλαπλές κεραιές συνδυάζονται με προηγμένους αλγορίθμους επεξεργασίας και ανάλυσης σήματος ούτως ώστε να επιτυγχάνεται η αύξηση της χωρητικότητας των χρησιμοποιούμενων καναλιών με την εκμετάλλευση του φαινομένου της πολυδιαδρομικής διάδοσης που χαρακτηρίζει τις ασύρματες ζεύξεις κινητών επικοινωνιών.

Κρίσιμο είναι να αναφέρουμε ότι ο όρος είσοδος αναφέρεται στις κεραιές εκπομπής, δηλαδή την είσοδο στο σύστημα μέσω του πομπού, ενώ ο όρος έξοδος αναφέρεται στις κεραιές λήψης στον τερματικό εξοπλισμό του δέκτη.

Η σπουδαιότητα και η ευρεία αποδοχή των συστημάτων MIMO έγκειται στο γεγονός ότι αυξάνουν κατά πολύ τη χωρητικότητα του συστήματος αφού προσφέρουν σημαντικά **διαφορικά κέρδη (diversity gains)** ή/και **κέρδη πολυπλεξίας (multiplexing gains)** χωρίς ωστόσο να επιφέρουν αύξηση στο χρησιμοποιούμενο εύρος ζώνης ή στην ισχύ εκπομπής.

Στο σχήμα 5.1 παρουσιάζεται η γενική διάταξη ενός κεραιοσυστήματος MIMO $M \times N$, δηλαδή N κεραιών στον πομπό και M κεραιών στο δέκτη. Η κεντρική ιδέα λειτουργίας και μοντελοποίησης αυτών των συστημάτων είναι η εκμετάλλευση των πολλαπλών αποκρίσεων διαύλων, που αντιστοιχούν στους διάφορους συνδυασμούς των πολλαπλών κεραιών σε πομπό και δέκτη ($N \times M$ κανάλια), ώστε ο δέκτης να αναγνωρίζει διακριτούς διαύλους που δεν παρεμβάλλουν μεταξύ τους, δηλαδή παραμένουν ασυσχέτιστοι μεταξύ τους. Αποδεικνύεται ότι στην ιδεατή περίπτωση η χωρητικότητα του συστήματος αυξάνεται γραμμικά με το δείκτη $\min(N, M)$, σε σχέση πάντα με ένα σύστημα SISO (Single Input – Single Output), που περιλαμβάνει δηλαδή μοναδικές κεραιές τόσο στον εξοπλισμό του πομπού όσο και σε αυτόν του δέκτη.

⁶⁴ Παρόλο που η διάκριση των όρων «έξυπνη» κεραία και MIMO δεν είναι πάντα εύκολη εξ' ορισμού, υπάρχουν κάποιες σημαντικές διαφορές μεταξύ τους. Στις έξυπνες κεραιές γίνεται χρήση στοιχειοκεραιών αποκλειστικά στην πλευρά του σταθμού βάσης (BS), ενώ στα συστήματα MIMO χρησιμοποιείται αντίστοιχο σύστημα και στο τερματικό του χρήστη (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.



Εικόνα 5.1: Block διάγραμμα MxN MIMO συστήματος

Η γενική μαθηματική μοντελοποίηση ενός MxN συστήματος MIMO παρουσιάζεται αναλυτικά στο [8].

Συγκεκριμένα, αν υποθέσουμε στατικό δίαυλο (ιδανικός δίαυλος σταθερής απόκρισης ή δίαυλος επίπεδων διαλείψεων), η έξοδος του MIMO περιγράφεται από τη σχέση:

$$y = Hs + n$$

Όπου s το διάνυσμα των N σημάτων εκπομπής, y το διάνυσμα των M σημάτων λήψης και n το διάνυσμα θορύβου, που αποτελείται από M ανεξάρτητα στοιχεία (δηλαδή όσα και οι κεραιές λήψης) τα οποία μπορούν να μοντελοποιηθούν ως στιγμιότυπα κανονικής κατανομής. Μαθηματικά τα παραπάνω περιγράφονται:

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

Ο πίνακας H είναι διαστάσεων MxN και περιλαμβάνει τις μιγαδικές αποκρίσεις για κάθε δυνατό συνδυασμό διαύλου μεταξύ της j κεραιάς εκπομπής και της i κεραιάς λήψης. Όπως και παραπάνω, στην περίπτωση στατικού διαύλου ο πίνακας αυτός είναι:

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

5.2 Κατηγοριοποίηση MIMO Συστημάτων

Τα συστήματα MIMO χωρίζονται σε τρεις επιμέρους κατηγορίες με βάση τις κύριες λειτουργίες που τα διέπουν. Συγκεκριμένα αυτές είναι: συστήματα προ-κωδικοποίησης και μορφοποίησης ακτίνας (precoding and beamforming), συστήματα Διαφορικής Προστασίας (Spatial Diversity) και συστήματα Χωρικής Πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing). Τα δύο τελευταία είναι και οι επιτομές της σημερινής τεχνολογίας λόγω των πολλαπλών κερδών που επιφέρουν.

5.2.1 Συστήματα κωδικοποίησης και μορφοποίησης ακτίνας (precoding and beamforming)

Η τεχνική της προ-κωδικοποίησης (recoding) εφαρμόζεται κατά κόρον στα συστήματα MIMO όταν το κανάλι εκπομπής είναι a priori γνωστό στον πομπό.

Ουσιαστικά το precoding προέρχεται μέσω της διαδικασίας του **beamforming (μορφοποίηση ακτίνας)**. Ο όρος μορφοποίηση ακτίνας έχει γίνει ιδιαίτερα αναγνωρίσιμος στα συστήματα 5G και ουσιαστικά χρησιμοποιείται για να περιγράψει μία μέθοδο επεξεργασίας σήματος για κατευθυντική λήψη και εκπομπή σημάτων.

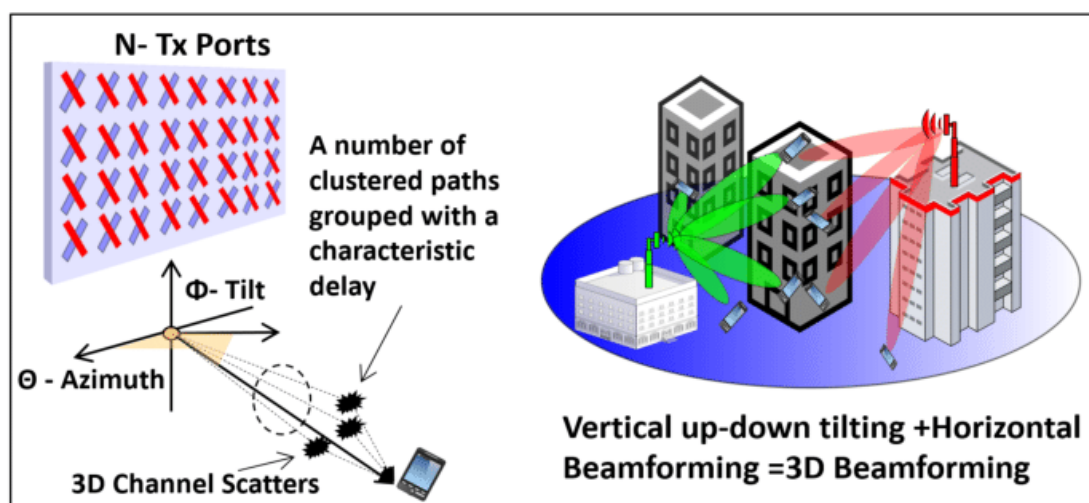
Η επίτευξη και η επιλογή της επιθυμητής κατευθυντικότητας κατά περίπτωση γίνεται μέσω του συνδυασμού των στοιχείων ενός πίνακα κεραιών οργανωμένων κατά φάση (phased array). Η επίδραση αυτής της διάταξης έγκειται στο ότι μέρος των λαμβανόμενων κυμάτων υφίσταται προσθετική συμβολή, ενώ άλλος μέρος αναιρετική συμβολή στην είσοδο της κεραιάς τους δέκτη. Ουσιαστικά είναι μια διάταξη που δρα όπως οι δευτερεύουσες πηγές ακτινοβολίας στο φαινόμενο της περίθλασης με βάση την αρχή του Huygens, όπως αναλύσαμε σε προηγούμενο κεφάλαιο.

Αυτό που επιτυγχάνεται συνεπώς είναι ότι το συνολικό διάγραμμα ακτινοβολίας ενισχύεται προς κάποιες κατευθύνσεις, ενώ καταπιέζεται ή/και εκμηδενίζεται σε άλλες. Καταφέρνουμε δηλαδή να επιλέξουμε σε ποιες κατευθύνσεις θα μεταδώσουμε, δημιουργώντας άκρως κατευθυντικά συστήματα εκπομπής.

Στα κυψελωτά συστήματα η τεχνολογία MIMO εφαρμόζεται τόσο στον εξοπλισμό του BS όσο και στα κινητά τερματικά (MS). Οπότε, καταφεύγουμε σε λύσεις πολλαπλής πρόσβασης με χωρική πολυπλεξία, με τη χρήση γραμμικών ή μη κωδικων-αλγορίθμων. Αυτό συμβαίνει γιατί τα κυψελωτά συστήματα βασίζονται στην πολλαπλή πρόσβαση, άρα στην εξυπηρέτηση πολλών χρηστών ταυτόχρονα. Συνεπώς, οφείλει να διατηρείται ένα **tradeoff** μεταξύ των χρηστών που μπορεί να εξυπηρετήσει το σύστημα και στην παρεχόμενη QoS σε αυτούς.

Οι μεν δεύτεροι οδηγούν σε αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος αλλά είναι αρκετά πολύπλοκοι σε σχέση με τους πρώτους.

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).



Εικόνα 5.2: Μορφοποίηση Δέσμης (beamforming) σε δίκτυο 5G

5.2.2 Συστήματα Διαφορικής Προστασίας (Diversity Coding)

Σε αντίθεση με την τεχνική της κωδικοποίησης και μορφοποίησης ακτίνας κατά τη διαφορική προστασία εν γένει η γνώση του καναλιού είναι ανύπαρκτη στον πομπό. Ο όρος διαφορική προστασία υποδηλώνει γενικά την εκπομπή ή λήψη σήματος μέσω πολλαπλών εναλλακτικών διαδρομών προκειμένου να μετριάστούν τα φαινόμενα που υπεισέρχονται στη διαδικασία της διάδοσης (σκίαση, διαλείψεις κλπ.) αλλά και να μειωθεί σημαντικά η πιθανότητα εσφαλμένης λήψης.

Υπάρχουν διάφορες μέθοδοι που εξασφαλίζουν την ανεξαρτησία (πλήρη ή μερικώς πλήρη) των εναλλακτικών εκδοχών του σήματος λήψης. Επιγραμματικά αυτές είναι η διαφορική προστασία χώρου, η διαφορική προστασία πόλωσης, η διαφορική προστασία γωνίας, η διαφορική προστασία συχνότητας και η διαφορική προστασία χρόνου.

Στα συστήματα MIMO με διαφορική προστασία χρησιμοποιείται συνήθως ένας συνδυασμός της διαφορικής προστασίας χώρου και διαφορικής προστασίας χρόνου, γνωστός ως Space – Time Coding (STC).

Η διαφορική προστασία χώρου (space diversity) έγκειται ουσιαστικά στην εξ ορισμού λειτουργία του MIMO συστήματος με τη χρήση πολλαπλών κεραιών τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη. Από την άλλη, η διαφορική προστασία χρόνου εκφράζει την τεχνική αναμετάδοσης του ίδιου σήματος σε πολλαπλές χρονικές στιγμές. Η κάθε χρονική στιγμή απέχει χρονικά μεγαλύτερο χρόνο από τον χρόνο συνοχής του διαύλου από την προηγούμενη.

Ο διπλός αυτός διαφορισμός αναπαρίσταται συνήθως μέσω ενός πίνακα, του οποίου κάθε σειρά αντιστοιχεί σε ένα time-slot (χρονοσχιμή) και κάθε στήλη σε μία κεραία εκπομπής ως εξής:

$$\begin{pmatrix} s_{11} & \dots & s_{N1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{T1} & \dots & s_{TN} \end{pmatrix}$$

όπου T είναι οι χρονοσχιμές και N οι κεραιές στον πομπό. Τα σήματα του πίνακα αυτού υποτίθεται πως είναι πλήρως ορθογώνια ανά ζεύγη μεταξύ τους (καθώς όπως αναφέραμε σε προηγούμενο κεφάλαιο χρησιμοποιείται η τεχνική OFDMA).

Ας εξετάσουμε τώρα κάποιες ευρέως διαδεδομένες τεχνικές με τις οποίες εκφράζεται και συναντάται στα μοντέρνα συστήματα η διαφορική προστασία. Πριν από αυτό όμως, είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι η διαφορική προστασία που αφορά τον πομπό συναντάται με τον όρο **διαφορική εκπομπή**, ενώ όταν αφορά τον δέκτη **διαφορική λήψη**.

Σχήμα Alamouti για διαφορική εκπομπή

Στην κατηγορία των STC's που αναφέραμε παραπάνω εξέχουσα θέση διαθέτει το σχήμα Alamouti. Προτάθηκε το 1998 από τον ομώνυμο μηχανικό και δημοσιεύτηκε στο IEEE Journal of Selected Areas of Communication. Στην αρχική του μορφή αναφέρεται σε ένα 2ΧN σύστημα MIMO κεραιών (δηλαδή 2 κεραιές στον πομπό και αυθαίρετος αριθμός κεραιών στον δέκτη). Παρά την διαφαινόμενη απλότητά του το σχήμα Alamouti τυγχάνει ευρείας αποδοχής και χρήσης λόγω τόσο της απλουστευμένης περιγραφής του όσο και της ικανοποιητικής χωρικής διαφόρισης που επιτυγχάνει. Η πιο διαδεδομένη μορφή του –που χρησιμοποιείται ήδη τα 4G (LTE και

WiMax- είναι το σχήμα 2x1, δηλαδή δύο κεραίες στον πομπό και μία στον δέκτη. Λόγω της απλότητάς του θα χρησιμοποιήσουμε αυτήν την περίπτωση στις παρακάτω μαθηματικές περιγραφές.

Τα bit πληροφορίας κωδικοποιούνται στην κατάλληλη διάταξη που υπάρχει πριν τον πομπό και προκύπτουν 2 σύμβολα προς μετάδοση (όσα και οι κεραίες). Η παραπάνω κωδικοποίηση πραγματοποιείται 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 και μετά την προσάρτηση των προϊόντων ενδοδιαμόρφωσης που συμβαίνει εσωτερικά του πομπού ισχύει:

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

Στο δέκτη τα αφικνούμενα σήματα είναι:

$$y_1 = h_1 x_1 + h_2 x_2 + n_1$$

$$y_2 = -h_1 x_2^* + h_2 x_1^* + n_2$$

Συνεπώς, οι μεταβλητές απόφασης που χρησιμοποιούνται κατά την διαδικασία της αποκωδικοποίησης είναι:

$$x_1' = h_1^* y_1 + h_2 y_2^*$$

$$x_2' = -h_1 y_2^* + h_2^* y_2$$

Τέλος ο SNR λήψης στο σχήμα Alamouti είναι:

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

Οι λόγοι για τους οποίους το εν λόγω σχήμα εφαρμόζεται σε πλειάδα συστημάτων ασυρμάτων επικοινωνιών έγκεινται κυρίως στην καλή επίδοσή του υπό την επίδραση διαλείψεων, στην μικρή πολυπλοκότητα κυρίως κατά την αποκωδικοποίηση, στο μέγιστο κέρδος διαφορισμού που επιτυγχάνει, στη μη χρήση ανάδρασης για την επίτευξη του διαφορισμού και στην μη κατανάλωση περαιτέρω φάσματος καθώς ο πλεονασμός επισυμβαίνει αποκλειστικά χωρικά. Ωστόσο στον αντίποδα, χρήσιμο είναι να γνωρίζουμε ότι επιτυγχάνεται περιορισμένο κέρδος κωδικοποίησης και σχετικά χαμηλοί ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων.

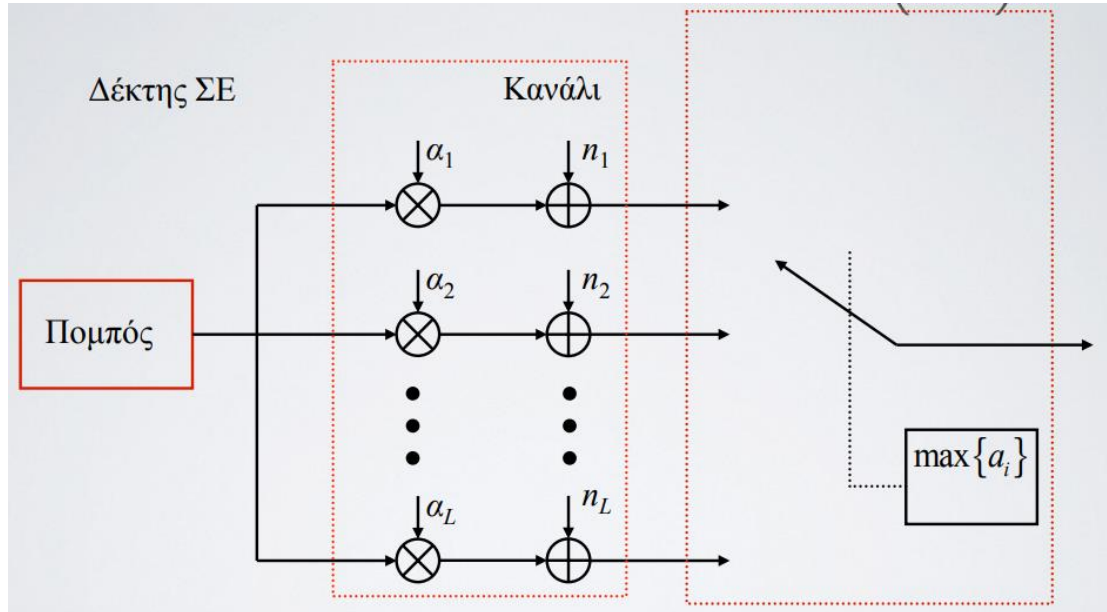
Διαφορική λήψη

Εδώ αναφερόμαστε στις κεραίες που ενυπάρχουν ενσωματωμένες στον εξοπλισμό του δέκτη. Συγκεκριμένα, προκειμένου το λαμβανόμενο σήμα να οδηγηθεί στον

αποδιαμορφωτή του δέκτη (σε δίαυλο NLOS διαλείψεων Rayleigh⁶⁵), μπορούν να χρησιμοποιηθούν μέθοδοι συνδυασμού των λαμβανόμενων σημάτων της συστοιχίας κεραιών με στόχο την εξαγωγή του τελικού σήματος. Κάποιες τέτοιες τεχνικές θα παρουσιάσουμε παρακάτω:

1) Συνδυαστής Επιλογής (Selection Combiner)

Όπως φαίνεται και στην εικόνα 5.3 ο συνδυαστής δίνει στην έξοδό του το σήμα του κλάδου, δηλαδή της αντίστοιχης MIMO κεραιάς, με το υψηλότερο SNR.



Εικόνα 5.3: Συνδυαστής Επιλογής για διαφορεική λήψη

Σημαντικά μεγέθη είναι η PDF του SNR ανά σύμβολο πληροφορίας:

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

όπου L είναι ο αριθμός κλάδων στο δέκτη και $\bar{\gamma}$ η μέση τιμή του SNR. Συνεπώς, η πιθανότητα διακοπής είναι:

$$P_{out}(\gamma) = \prod_{i=1}^L (1 - e^{-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}}})$$

Όπου γ_0 είναι το SNR κατωφλίου του δέκτη.

Πρακτικά οι δέκτες συνδυασμού επιλογής είναι απλούστεροι σε πολυπλοκότητα, υστερούν όμως σε επιδόσεις έναντι των παρακάτω αναφερόμενων τεχνικών. Ακόμη, μειονέκτημα αποτελεί το γεγονός ότι απαιτείται πλήθος δεκτών όσοι είναι και οι κλάδοι εισόδου (ουσιαστικά NxN σύστημα).

2) Συνδυασμός κατωφλίου (Threshold Combiner)

⁶⁵ Στην περίπτωση περιβάλλοντος διάδοσης Rayleigh, μπορούμε να θεωρήσουμε ότι το μέσο SNR όλων των διαφορετικών MIMO διαύλων (κλάδοι) είναι κοινό, δηλαδή $\bar{\gamma}_i = \bar{\gamma}, i = 1, 2, \dots, L$.

Στην τεχνική αυτή έχουμε και πάλι ένα σχήμα παρόμοιο με το 5.3, όμως τώρα 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:

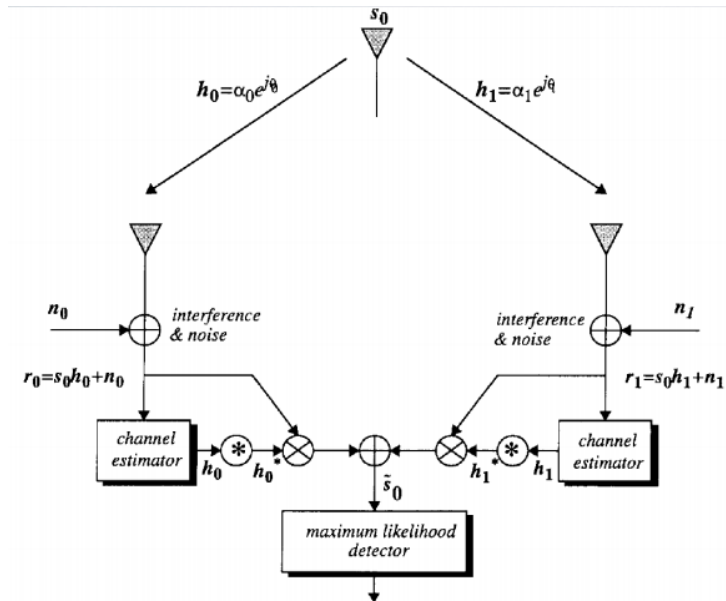
$$p_{\gamma_S} = \begin{cases} \left(1 - e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}}\right) \left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\right) e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}, \gamma < \gamma_T \\ \left(2 - e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}}\right) \left(\frac{1}{\bar{\gamma}}\right) e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}, \gamma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

Ενώ η πιθανότητα διακοπής:

$$P_{out}(\gamma) = \begin{cases} 1 - e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}} - e^{-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}}} + e^{-\frac{\gamma_0 + \gamma_T}{\bar{\gamma}}}, \gamma_0 < \gamma_T \\ 1 - 2e^{-\frac{\gamma_T}{\bar{\gamma}}} + e^{-\frac{\gamma_0 + \gamma_T}{\bar{\gamma}}}, \gamma_0 \geq \gamma_T \end{cases}$$

3) Συνδυασμός Μεγίστου Λόγου (Maximum Ratio Combiner)

Όπως φαίνεται και στην εικόνα 5.4 η προς αποδιαμόρφωση έξοδος προκύπτει ως γραμμικός συνδυασμός των εξόδων όλων των κλάδων (στο σχήμα 5.4 λαμβάνεται το παράδειγμα με δύο κεραίες στο δέκτη, συνεπώς δύο κλάδοι $L=2$). Εφόσον τα σήματα εξετάζονται παράλληλα, θα πρέπει να επιτυγχάνεται συμφωνία φάσης.



Εικόνα 5.4: Συνδυαστής Μεγίστου Λοβού για διαφορική λήψη

Η ακριβής μαθηματική περιγραφή του παραπάνω σχήματος δεν άπτεται του αντικειμένου του παρόντος πονήματος ωστόσο –όπως και παραπάνω– τα μεγέθη που μας ενδιαφέρουν είναι τα εξής:

Η PDF του SNR θα είναι:

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

Ενώ η πιθανότητα διακοπής:

$$P_{out}(\gamma) = 1 - e^{-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}}} \sum_{i=1}^L \frac{(\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}})^{i-1}}{(i-1)!}$$

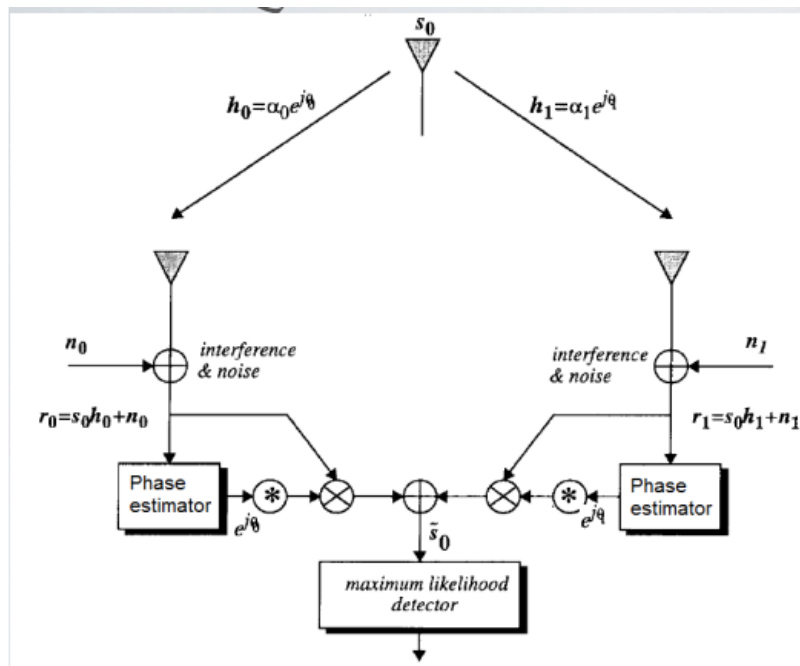
Αποδεικνύεται ότι η τεχνική αυτή μεγιστοποιεί την απόδοση του συστήματος, ανεξάρτητα από τις συνθήκες που επικρατούν, όταν έχουμε πλήρη γνώση των συνθηκών αυτών. Ακριβώς αυτό το γεγονός την καθιστά την πιο συχνή επιλογή τακτικής διαφορικής λήψης σε κινητούς δέκτες, και δη σε μοντέρνα συστήματα 5G.

4) Συνδυασμός Ίσων Κερδών (Equal Gain Combiner)

Η τεχνική αυτή παρουσιάζει αρκετές ομοιότητες με την προηγούμενη, όπως φαίνεται και από την παράλληλη μελέτη των σχημάτων 5.4 και 5.5. Ωστόσο, στο γραμμικό συνδυασμό που αποδίδει την έξοδο προς τον αποδιαμορφωτή προστίθεται βάρη s_i σε κάθε συνιστώσα.

Εδώ η πιθανότητα αποκοπής είναι:

$$P_{out}(\gamma) = 1 - e^{-\frac{2\gamma_0}{\bar{\gamma}}} - \sqrt{\frac{\pi\gamma_0}{\bar{\gamma}}} e^{-\frac{\gamma_0}{\bar{\gamma}}} (1 - 2Q\left(\sqrt{\frac{2\gamma_0}{\bar{\gamma}}}\right))$$



Εικόνα 5.5: Συνδυαστής Ίσων Κερδών για διαφορική λήψη

Οι επιδόσεις που παρουσιάζουν οι εν λόγω συνδυαστές είναι γενικά χειρότερες από αυτές του μεγίστου λόγου. Ωστόσο, είναι ιδιαίτερα χρήσιμοι στην περίπτωση που

χρησιμοποιείται κάποιο σύμφωνο σχήμα διαμόρφωσης, αφού δεν απαιτούν γνώση του πλάτους του σήματος εισόδου, παρά μόνο της φάσης, ενώ οι επιδόσεις τους χειροτερεύουν σε ανεξάρτητα αλλά μη ομοιόμορφα καταναμημένα κανάλια.

5.2.3 Τεχνικές χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing)

Από τις προηγούμενες παραγράφους κατανοήσαμε ότι η ενσωμάτωση τεχνικών διαφορισμού τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη αποτελεί βασικό χαρακτηριστικό των MIMO συστημάτων και συμβάλει στην βελτίωση της απόδοσης του συστήματος. Η ποσοτικοποίηση του παραπάνω διαφαίνεται από έναν παράγοντα που καλείται **κέρδος διαφορισμού (diversity gain)**.

Ωστόσο, επίσης βασικό στοιχείο των MIMO συστημάτων είναι και η χρήση της **χωρικής πολυπλεξίας (Spatial Multiplexing)**. Εδώ, σε αντίθεση με το διαφορισμό χώρου, 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.

Το παραπάνω, κατ' αναλογία με το διαφορισμό, οδηγεί σε μια βελτίωση της απόδοσης η οποία ποσοτικοποιείται μέσω ενός παράγοντα που καλείται **κέρδος πολυπλεξίας (multiplexing gain)**.

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.

Στη χωρική πολυπλεξία χρησιμοποιούνται οι ίδιοι αλγόριθμοι με το precoding, και οι οποίοι θα αναλυθούν εκτενέστερα σε επόμενη παράγραφο.

Ας πάρουμε και πάλι ως παράδειγμα το σύστημα 2x2 MIMO (το οποίο θα χρησιμοποιήσουμε στην προσομοίωση μας παρακάτω). Το σήμα λήψης στις κεραιές του δέκτη, μετά την ισόποση διαίρεση των συμβόλων και μετάδοση από τον πομπό, θα είναι:

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

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

Υπενθυμίζουμε τη γενική έκφραση για τα MxN MIMO συστήματα:

$$y = Hs + n \quad \text{(Εξίσωση 5.1)}$$

Για την ανάκτηση των συμβόλων στο δέκτη απαιτείται σχετικά πολύπλοκη επεξεργασία σήματος, καθότι ο αποκωδικοποιητής θα πρέπει να υπολογίσει κάθε στοιχείο του 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 H^{-1} , δηλαδή:

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

Σημαντικός παράγοντας κατά την χωρική πολυπλεξία είναι η χωρική συσχέτιση των λαμβανόμενων σημάτων. Ο παράγοντας αυτός για δύο διαδοχικές MIMO κεραίες του συστήματος δίδεται από τη σχέση:

$$r(d) = \frac{E\{H_n^H(d, \theta)H_{n+1}(d, \theta)\} - E\{H_n^H(d, \theta)\}E\{H_{n+1}(d, \theta)\}}{\prod_{i=n}^{n+1} \sqrt{\langle H_i^H H_i \rangle - \langle H_i^H \rangle \langle H_i \rangle}}, n = 1, 2, \dots, M_r$$

Όπου M_r αριθμός κεραιών λήψης, d η απόσταση μεταξύ των δύο κεραιών, θ η γωνία άφιξης του σήματος και $E\{\}$ ο μέσος όρος.

Η χωρική πολυπλεξία εν συνόλω έχει πλεονεκτική δράση 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 MIMO (Adaptive MIMO Switching), 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 χωρική πολυπλεξία 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.)

5.3 Δέκτες για Συστήματα MIMO

Ο τύπος του δέκτη που χρησιμοποιείται σε κάθε σύστημα MIMO είναι άμεσα εξαρτώμενος από την τεχνική χωρο-χρονικής κωδικοποίησης που έχει επιλεγεί στον πομπό κατά την εκπομπή. Στις παραπάνω παραγράφους αναφερθήκαμε σε ένα σύνολο γραμμικών κωδίκων precoding, οι οποίοι χρησιμοποιούνται και στην διαφορική προστασία αλλά και τη χωρική πολυπλεξία, για την ανασύνθεση των πολλαπλών ροών πληροφορίας. Με βάση αυτούς έχουμε και τα αντίστοιχα είδη δεκτών MIMO. Συγκεκριμένα:

- **Zero Forcing (ZF) ή αυτοσυσχετιστής ή δέκτης μηδενισμού παρεμβολών (interference nulling receiver)**, όπου ο δέκτης λαμβάνει το σύνολο σημάτων που εκπέμπονται από τον πομπό. Για το διαχωρισμό των ροών συμβόλων που αντιστοιχούν στα σήματα αυτά, το διάνυσμα των σημάτων πολλαπλασιάζεται με τον αντίστροφο του πίνακα καναλιών MIMO (πίνακας H). Συγκεκριμένα σύμφωνα με την εξίσωση 5.1 η έξοδος είναι:

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

Στον δέκτη αμελώντας τον θόρυβο τα δεδομένα μπορούν να ανακτηθούν μέσω της διαδικασίας:

$$\hat{s} = H^{\#}y$$

Όπου $H^{\#} = (H^*H)^{-1}H^{*66}$.

Εν γένει η τεχνική αυτή χαρακτηρίζεται από απλότητα και εύκολη εφαρμογή, όμως σε επίπεδο επίδοσης σε περιβάλλοντα υψηλού θορύβου και παρεμβολής στο δέκτη παρουσιάζεται αρκετά υποδεέστερη από τις παρακάτω.

- **Δέκτης Ελαχίστου Μέσου τετραγωνικού σφάλματος (Minimum Mean Square Error (MMSE))**, όπου χρησιμοποιείται η γνώση της διασποράς θορύβου ώστε να μεγιστοποιηθεί ο λόγος σήματος προς παρεμβολή (SNIR). Αυτό επιτυγχάνεται με την αντιστροφή του πίνακα του καναλιού λαμβάνοντας όμως υπόψη τα επίπεδα παρεμβολών προκειμένου να διατηρηθεί η ποιότητα λήψης σε ενθόρυβα περιβάλλοντα έντονων παρεμβολών. Συγκεκριμένα,

$$\hat{s} = H^*(H^*H + R_n)^{-1}y$$

Όπου είναι R_n είναι η συνδιακύμανση θορύβου ή παρεμβολής.

- **Δέκτης Μέγιστης Πιθανοφάνειας (Maximum Likelihood Detector (MLD))**, ο οποίος είναι ένας βέλτιστος δέκτης που πραγματοποιεί διανυσματική κωδικοποίηση, υπό το πρίσμα της επιταχυνόμενης πιθανότητας σφάλματος. Στον αλγόριθμο εντοπισμού μέγιστης πιθανοφάνειας που χρησιμοποιείται, 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:

$$\hat{s}_{ML} = \underset{s}{\operatorname{argmin}}\{|y - Hs|^2\}$$

όπου το s ανήκει στο σύνολο των σημάτων εκπομπής.

Είναι φανερό 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.

- **Συνδυασμός μεγίστου Λόγου (Maximal Ratio Combining (MRC))**, στον οποίο αναφερθήκαμε παραπάνω και για την μελέτη του παραπέμπουμε στην παράγραφο 5.2.2-3).

5.4 Χωρητικότητα διαύλου στα Συστήματα MIMO

Ως βασικοί παράμετροι (metrics) αξιολόγησης των ασυρμάτων συστημάτων επικοινωνιών έχουν αναδειχθεί η πιθανότητα λάθους, που αναλύσαμε σε προηγούμενο κεφάλαιο, και η χωρητικότητα του διαύλου είτε απλού χρήστη είτε με περισσότερους χρήστες.

Η σημαντικότητα της χωρητικότητας ως metric των δικτύων καταδεικνύεται αν λάβουμε υπόψη την αυξημένη ζήτηση για υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης ιδιαίτερα τις τελευταίες δεκαετίες, που διαφαίνεται από την αυξητική τάση ζήτησης ευρυζωνικών συνδέσεων στο διαδίκτυο και την ευρεία χρήση εφαρμογών με μεγάλες

⁶⁶ Ο πίνακας A^* ορίζεται ως ο αναστροφосоζυγής του πίνακα A .

απαιτήσεις εύρους ζώνης. Συνεπώς, καθίσταται φανερό ότι ο προσδιορισμός των θεωρητικών ορίων χωρητικότητας είναι καθοριστικός για τον καθορισμό του μέγιστου ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων που μπορεί να επιτύχει κάθε σύστημα.

Είναι καίριο να επισημάνουμε ότι η χωρητικότητα αποτελεί θεωρητικό μέτρο καθώς δεν λαμβάνεται υπόψη σε αυτήν η ενδεχόμενη υψηλή καθυστέρηση και πολυπλοκότητα κωδικοποίησης και αποκωδικοποίησης.

Η έννοια και ο υπολογισμός της χωρητικότητας στηρίζεται στον Claude Shannon, με τη δημοφιλή του εργασία «Μαθηματική Θεωρία της Πληροφορίας» το 1948 όπου και 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 –Ορίου Shannon- δίχως να έχουμε εμφάνιση σφαλμάτων. Μαθηματικά το θεώρημα Shannon εκφράζεται:

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

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 $\frac{S}{N}$ εκφράζει το λόγο σήματος προς θόρυβο (Signal-to-Noise-Ratio ή SNR), όπου ο θόρυβος είναι μορφής AWGN και η αναλογία είναι γραμμική.

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 $M \times N$ έχουμε το χαρακτηριστικό της γνώσης του διαύλου στον δέκτη (CSIR). Συνεπώς η διάκριση θα γίνει με βάση το αν έχουμε ή όχι και τη γνώση του διαύλου στον πομπό. Ωστόσο, πρέπει να επισημάνουμε ότι η CSIR είναι μια ιδιαίτερα δύσκολη και απαιτητική διαδικασία καθώς απαιτείται όχι μόνο η γνώση μίας τιμής του μιγαδικού κέρδους διαύλου στο δέκτη, αλλά η γνώση όλων των $M \times N$ μιγαδικών τιμών του πίνακα H που περιγράφει το MIMO σύστημα. Η γενική έκφραση της χωρητικότητας είναι:

$$C_{MIMO} = \max_{T_r(Q)=P_T} \left\{ B \log_2 \det \left(I_M + \frac{P_T}{NBN_0} H Q H^H \right) \right\}$$

Όπου Q ο πίνακας συνδιακύμανσης του διανύσματος των σημάτων εκπομπής, το $T_r(A)$ υποδηλώνει τον αντίστοιχο τριδιαγώνιο πίνακα του A , A^H υποδηλώνει τον αναστροφοσυζυγή του και ο περιορισμός $T_r(Q) = P_T$ 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 .

5.4.1 Χωρητικότητα Διαύλου χωρίς Γνώση Διαύλου στον Πομπό

Στην περίπτωση αυτή, δηλαδή όταν ο δίαυλος είναι σταθερός και γνωστός στον δέκτη αλλά άγνωστος στον πομπό, ο δεύτερος δεν μπορεί να βελτιστοποιήσει⁶⁷ την κατανομή ισχύος μεταξύ των N κεραιών του.

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. Η χωρητικότητα συστήματος MIMO χωρίς CSIT προκύπτει:

$$C_{MIMO} = \left\{ \text{Blog}_2 \det \left(I_M + \frac{\gamma}{N} H H^H \right) \right\} = \sum_{i=1}^{\text{rank}(H)} \text{Blog}_2 \left(1 + \frac{\gamma}{N} \lambda_i \right)$$

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

Η εργοδική χωρητικότητα MIMO χωρίς CSIT προκύπτει ως η μέση τιμή της παραπάνω σχέσης θεωρώντας τυχαίες μεταβλητές τα στοιχεία του πίνακα H .

Η χωρητικότητα διακοπής εκφράζεται ως η πιθανότητα $P_{out} = P_r\{H: C < R\}$, όπου R το κατώφλι χωρητικότητας που αναφέραμε και παραπάνω.

5.4.2 Χωρητικότητα Διαύλου με Γνώση Διαύλου στον Πομπό

Κατ' αναλογία με τα παραπάνω, σε αυτήν την περίπτωση ο πομπός μπορεί να βελτιστοποιήσει την κατανομή ισχύος μεταξύ των N κεραιών του. 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). Τότε η εργοδική χωρητικότητα του συστήματος δίνεται από τη σχέση:

⁶⁷ Βελτιστοποίηση στην περίπτωση αυτή σημαίνει καταμερισμός ισομερώς της ισχύος στις κεραιές, δηλαδή $Q = (1/N)I_N$.

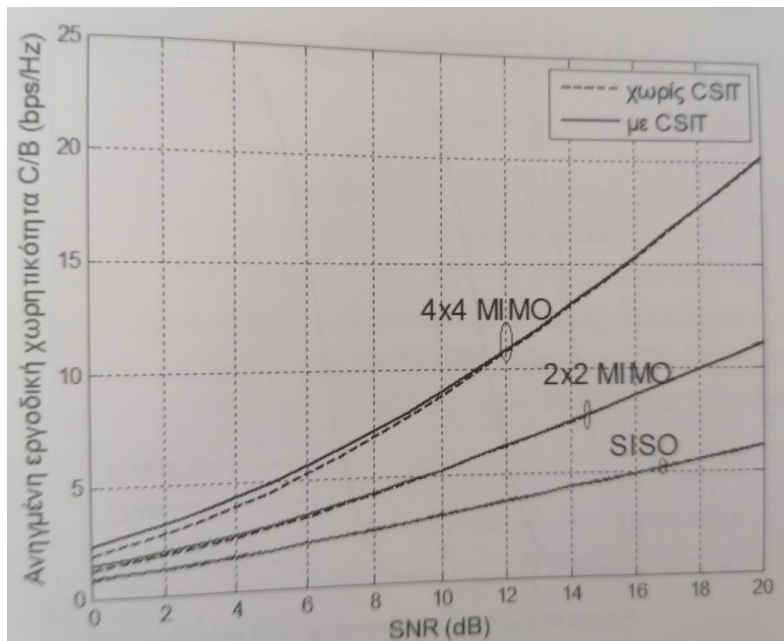
$$C_{MIMO} = \max_{\sum_i P_{T_i} = P_T} \sum_{i=1}^{\text{rank}(H)} B \log_2(1 + \gamma_i \lambda_i)$$

όπου λ_i οι θετικές ιδιοτιμές του πίνακα HH^H , $\gamma_i = P_{T_i}/(BN_0)$ και P_{T_i} μέσω της σχέσης:

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

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

Τέλος, 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, όπως φαίνεται και από την εικόνα 5.6.



Εικόνα 5.6: Εργοδική πιθανότητα συστημάτων MIMO σε διάυλο που υποφέρει από διαλείψεις τύπου Rayleigh

5.5 Εξάρτηση Χωρητικότητας και Πιθανότητας Διακοπής

Από τα ανωτέρω περιγραφόμενα συνήγαμε ότι η χωρική πολυπλεξία προσφέρει αύξηση της χωρητικότητας ενός MIMO συστήματος, χωρίς την ταυτόχρονη 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.

Το κέρδος πολυπλεξίας και η τάξη διαφορισμού ενός MIMO συστήματος σε περιβάλλον αργών διαλείψεων συνδέονται μέσω της παρακάτω σχέσης (για ασυμπτωτικά υψηλές τιμές του γ , $\gamma \rightarrow \infty$):

$$R = r \log_2 \gamma$$

Όπου R ο ανηγμένος ρυθμός μετάδοσης και r το κέρδος πολυπλεξίας.

Επίσης, ισχύει η σχέση:

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

Όπου P_{out} η πιθανότητα διακοπής και d η τάξη διαφορικής προστασίας.

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

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

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 .

Έχει επίσης αποδειχθεί ότι η βέλτιστη σχέση κέρδους πολυπλεξίας-τάξης διαφορισμού σε διαύλους MIMO με αργές διαλείψεις (και πάλι για ασυμπτωτικά υψηλές τιμές του γ) είναι:

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

Συνεπώς, με βάση τα ανωτέρω είναι εφικτή αν όχι επιτακτική η χρήση συνδυαστικά των τεχνικών χωρικής πολυπλεξίας και διαφορικής προστασίας. Ωστόσο, οι μηχανικοί στο τομέα της έρευνας (R&D) εφαρμόζουν το κατάλληλο tradeoff μεταξύ ταχύτητας και ποιότητας, πάντα σύμφωνα με τις εγγενείς παραμέτρους του προς μελέτη συστήματος.

5.6 MIMO και δίκτυα 5G

Η τεχνολογία πολλαπλών εισόδων/πολλαπλών εξόδων (MIMO) είναι μια καθιερωμένη τεχνική ασύρματων επικοινωνιών για την αποστολή και λήψη πολλαπλών σημάτων δεδομένων ταυτόχρονα μέσω του ίδιου ραδιοφωνικού καναλιού. Οι τεχνικές MIMO διαδραματίζουν εξέχοντα ρόλο στις επικοινωνίες Wi-Fi, καθώς και σε δίκτυα 3G, 4G και 4G LTE.

Το 5G New Radio, ωστόσο, το οδηγεί στο επόμενο επίπεδο, εισάγοντας την έννοια του μαζικού MIMO, το οποίο – όπως υποδηλώνει το όνομα – περιλαμβάνει την εφαρμογή της τεχνολογίας MIMO σε πολύ μεγαλύτερη κλίμακα για μεγαλύτερη κάλυψη και χωρητικότητα δικτύου. Το Massive MIMO χρησιμοποιεί πολύ περισσότερες κεραιές μετάδοσης και λήψης για αύξηση του κέρδους μετάδοσης και της φασματικής απόδοσης. Για να επιτευχθεί τεράστιο κέρδος χωρητικότητας MIMO, πολλά UE πρέπει να δημιουργούν ταυτόχρονα κίνηση κατερχόμενης ζεύξης. Πολλές μεταβλητές επηρεάζουν το πραγματικό κέρδος που παρέχεται από το τεράστιο MIMO. Αν και δεν απαιτείται συγκεκριμένος ελάχιστος αριθμός κεραιών για την εφαρμογή μαζικού MIMO, το γενικά αποδεκτό όριο για ένα σύστημα είναι περισσότερο από

οκτώ κεραιές μετάδοσης και οκτώ λήψης. Και ο αριθμός μπορεί να είναι πολύ υψηλότερος, επεκτείνοντας σε συστήματα με δεκάδες ή ακόμα και εκατοντάδες κεραιές.

Το τεράστιο MIMO – μαζί με τις έξυπνες τεχνικές κεραιάς, όπως η διαμόρφωση δοκού και το σύστημα διεύθυνσης δέσμης – συγκαταλέγονται στις βασικές τεχνολογίες για την αύξηση της απόδοσης και της απόδοσης χωρητικότητας που υποσχέθηκε η 5G. Και είναι απαραίτητα για την επίτευξη των ποσοστών δεδομένων 100x και των στόχων χωρητικότητας 1.000x που καθορίζονται στο όραμα International Mobile Telecommunications-2020 (IMT-2020).

Δεδομένου ότι το τεράστιο MIMO χρησιμοποιεί πολλές περισσότερες κεραιές από τον αριθμό των UE στο κελί, η δέσμη είναι πολύ πιο στενή, επιτρέποντας στο σταθμό βάσης να παρέχει ενέργεια RF στο UE με μεγαλύτερη ακρίβεια και αποτελεσματικότητα. Η φάση και το κέρδος της κεραιάς ελέγχονται ξεχωριστά, με τις πληροφορίες καναλιού να παραμένουν στο σταθμό βάσης, απλοποιώντας το UE χωρίς την προσθήκη πολλαπλών κεραιών δέκτη. Η εγκατάσταση μεγάλου αριθμού κεραιών σταθμού βάσης θα αυξήσει την αναλογία σήματος προς θόρυβο στο κελί, γεγονός που οδηγεί σε υψηλότερη χωρητικότητα και απόδοση θέσης κυψέλης. Δεδομένου ότι η τεράστια εφαρμογή MIMO 5G είναι σε συχνότητες mmWave, οι απαιτούμενες κεραιές είναι μικρές και εύκολο στην εγκατάσταση και συντήρηση.

Ωστόσο, για τους σχεδιαστές συσκευών, το MIMO και η διαμόρφωση δέσμης στις συχνότητες mmWave εισάγουν πολλές νέες προκλήσεις. Τα πρότυπα 5G NR παρέχουν τη δομή πλαισίου φυσικού επιπέδου, νέο σήμα αναφοράς και νέους τρόπους μετάδοσης για την υποστήριξη ρυθμών δεδομένων κινητής ευρυζωνικής σύνδεσης 5G ενισχυμένης (E-UMTS). Οι σχεδιαστές πρέπει να κατανοήσουν τα μοτίβα 3D δοκού και να διασφαλίσουν ότι οι δοκοί μπορούν να συνδεθούν με το σταθμό βάσης και να προσφέρουν την επιθυμητή απόδοση, αξιοπιστία και εμπειρία χρήστη. Επειδή το τεράστιο MIMO, η διαμόρφωση δέσμης και το τιμόνι δέσμης αντιπροσωπεύουν τόσο σημαντικές αλλαγές στον τρόπο με τον οποίο οι συσκευές 5G NR συνδέονται σε ζώνες λειτουργίας sub-6 GHz και mmWave, η επικύρωση της ποιότητας της εμπειρίας και της απόδοσης της συσκευής στο δίκτυο γίνεται ακόμη πιο κρίσιμη.

Για να εφαρμόσουν το MIMO και να διαμορφώσουν τη δομή σε σταθμούς βάσης 5G, οι σχεδιαστές πρέπει να επιλέξουν προσεκτικά εργαλεία υλικού και λογισμικού για να προσομοιώσουν, να σχεδιάσουν και να δοκιμάσουν πολύ περίπλοκα συστήματα που περιέχουν δεκάδες ή ακόμη και εκατοντάδες στοιχεία κεραιάς.

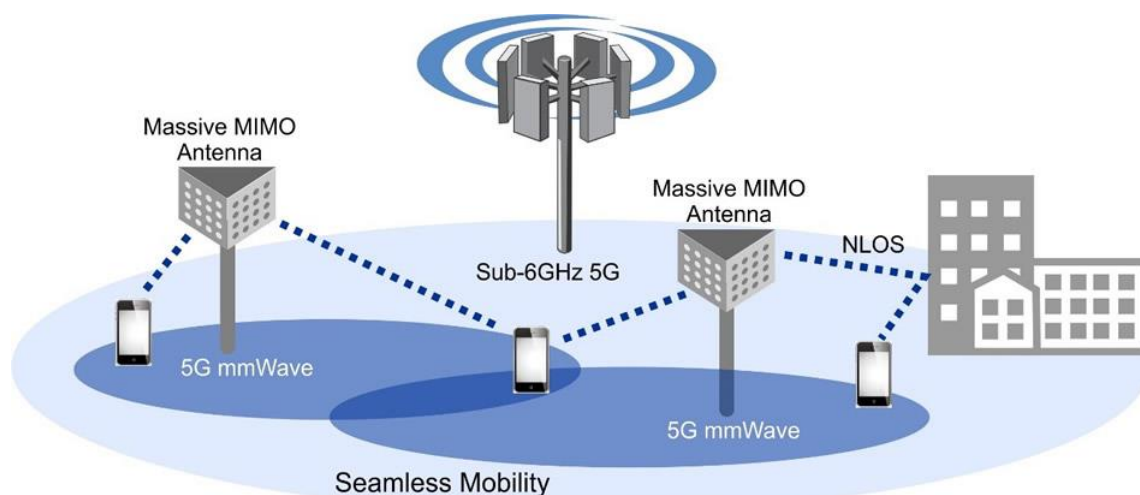
Οι μηχανικοί θα χρησιμοποιήσουν ενεργές κεραιές συστοιχίας φάσης για να εφαρμόσουν το MIMO και τη διαμόρφωση δέσμης σε σταθμούς βάσης και συσκευές. Όχι μόνο οι ενεργές κεραιές είναι απαραίτητες για να ξεπεραστούν ζητήματα διάδοσης σήματος, όπως υψηλότερη απώλεια διαδρομής σε συχνότητες mmWave, αλλά παρέχουν επίσης τη δυνατότητα δυναμικής διαμόρφωσης και διεύθυνσης ακτίνων σε συγκεκριμένους χρήστες. Οι ενεργές κεραιές προσφέρουν περισσότερη ευελιξία και βελτιώνουν την απόδοση των επικοινωνιών 5G.

Αλλά η ανάπτυξη ενεργών κεραιών φάσης σε εμπορικές ασύρματες επικοινωνίες αντιπροσωπεύει μια σημαντική αλλαγή από τις παθητικές κεραιές που χρησιμοποιήθηκαν σε προηγούμενες γενιές. Οι τεχνολογίες MIMO και beamforming αυξάνουν την χωρητικότητα και την κάλυψη σε ένα κελί. Για συσκευές 5G και σταθμούς βάσης, οι τεχνικές πολλαπλών κεραιών απαιτούν υποστήριξη σε πολλές ζώνες συχνοτήτων – από συχνότητες υπο-6 GHz έως mmWave – και σε πολλά

σενάρια, συμπεριλαμβανομένων των τεράστιων συνδέσεων IoT και της ακραίας απόδοσης δεδομένων.

Το ραντάρ και οι δορυφορικές επικοινωνίες αεροδιαστημικής και άμυνας χρησιμοποιούν από καιρό ενεργές κεραιές φάσης, αλλά αυτές οι συστοιχίες κεραιών τείνουν να είναι μεγάλες και πολύ ακριβές. Η εφαρμογή αυτής της τεχνολογίας σε εμπορικά ασύρματα – όπου οι συστοιχίες κεραιών θα πρέπει να είναι πολύ μικρότερες και λιγότερο δαπανηρές – εισάγει πολλές νέες προκλήσεις. Υπάρχει ένας μακρύς κατάλογος απαιτούμενων δοκιμών 3GPP για σταθμούς βάσης, συμπεριλαμβανομένων των δοκιμών ακτινοβολημένου πομπού και των δοκιμών ακτινοβολημένου δέκτη. Ανάλογα με τη διαμόρφωση του σταθμού βάσης, ορισμένες δοκιμές FR1 απαιτούν δοκιμές ακτινοβολίας και όλες οι δοκιμές FR2 απαιτούν δοκιμές ακτινοβολίας.

Σχεδόν όλες οι δοκιμές 5G MIMO απαιτούν δοκιμές over-the-air (OTA). Στην αρχή της ανάπτυξης, οι δοκιμαστικές λύσεις OTA πρέπει να χαρακτηρίσουν την απόδοση της δέσμης 3D σε όλο το εύρος της κεραιάς, συμπεριλαμβανομένων πτυχών όπως το κέρδος κεραιάς, το sidelobe και το μηδενικό βάθος για το πλήρες εύρος των συχνοτήτων και των εύρους ζώνης 5G.



Εικόνα 5.7: Massive MIMO Ecosystem in 5G area

5.7 Σύγκριση Διατάξεων MIMO – SISO

Στο παρόν κεφάλαιο 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 ενδοκυψελικών αλλά και διακυψελικών παρεμβολών.
- Υπαρξη κέρδους πίνακα (array gain), δηλαδή του κέρδους ισχύος εκπομπής που έχουμε σε σχέση με αντίστοιχα SISO συστήματα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 – Προσομοίωση κυψελωτού συστήματος πέμπτης γενιάς (5G) με χρήση κεραίων MIMO

Στο παρόν κεφάλαιο θα αναλυθεί διεξοδικά όλη η διαδικασία που ακολουθήθηκε για την δημιουργία μιας προσομοίωσης τηλεπικοινωνιακού κυψελωτού συστήματος 5G πάνω στο οποίο θα μπορούν να εφαρμοστούν οι διάφορες τεχνικές ανάθεσης ραδιοπόρων στους χρήστες αυτού.

Βάση αυτής της προσομοίωσης αποτελεί το πρότυπο TR 38.901 version 14.3.0 Release 14 της 3GPP, που αφορά συχνότητες από 0.5 έως 100 GHz και έχει αναγνωριστεί τόσο από τον ETSI όσο και από την ITU και ουσιαστικά είναι το ενεργό πρότυπο που διέπει τη λειτουργία του φυσικού στρώματος των δικτύων 5G σήμερα.

Οι βασικές τεχνικές που υλοποιούνται κατά την προσομοίωση είναι οι OFDMA και MIMO, στις οποίες έχει γίνει εκτενής αναφορά στα προηγούμενα κεφάλαια, καθώς κατέχουν εξέχουσα θέση στην υλοποίηση και παραμετροποίηση των δικτύων 5G.

Τελικός στόχος είναι η εξαγωγή χρήσιμων συμπερασμάτων μέσω της εν λόγω προσομοίωσης που αφορούν τη συνολική απόδοση και επίδοση του συστήματος αλλά και για τη μεταβολή των επιμέρους στοιχείων του, όταν μεταβάλλονται συγκεκριμένες παράμετροι. Η ποσοτική απεικόνιση αυτών των αποτελεσμάτων ωστόσο θα είναι αντικείμενο επόμενων κεφαλαίων.

6.1 Εισαγωγή – Γενική Προεπισκόπηση Προσομοίωσης

Στόχος της προσομοίωσής μας είναι η δημιουργία ενός στατικού στον χρόνο συστήματος με την έννοια ότι μιλάμε για μια συγκεκριμένη χρονική στιγμή, το οποίο ωστόσο με ευκολία μπορεί να επεκταθεί ώστε να μελετάμε τις παρατηρήσεις μας και με την πάροδο του χρόνου⁶⁸.

Η περιοχή κάλυψης μελετάται ως μια τοπολογία ομόκεντρων περιφερειών εξαγωνικών κυψελών, που ονομάζονται **tiers**, και αυξομειώνεται με την αντίστοιχη αυξομείωση του αριθμού αυτών των tier.

Στην ως άνω τοπολογία των tiers εισάγονται οι προς εξυπηρέτηση χρήστες, που θα θεωρούνται στατικοί, δηλαδή χωρίς να κινούνται σε καμία διεύθυνση της τρισδιάστατης απεικόνισης. Οι αποδοχή τους εξαρτάται από ένα σύνολο κριτηρίων με βάση παραμέτρους που αφορούν τη γεωγραφική θέση, τις απώλειες διαδρομής, την ύπαρξη διαθέσιμων καναλιών και τον έλεγχο ισχύος εκπομπής και οι οποίες υπολογίζονται από τις αντίστοιχες συναρτήσεις της προσομοίωσης. Η μη πλήρωση των ως άνω κριτηρίων αποφέρει την απόρριψη του αντίστοιχου χρήστη από το σύστημα μαζί με τα αντίστοιχα μητρώα εγγραφής του.

Όπως αναλύσαμε και στα προηγούμενα κεφάλαια οι δύο κυρίαρχες τεχνικές είναι το OFDMA και το MIMO. Το πρώτο έγκειται στον τρόπο ανάθεσης των υποφερόντων (Subcarriers ή PRB (Personal Resource Block))⁶⁹, ενώ το δεύτερο στους πίνακες (H) υλοποίησης των $M_t \times M_r$ ⁷⁰ στον αριθμό μιγαδικά κέρδη διαύλου (M_t ο αριθμός κεραιών στον πομπό και M_r ο αριθμός κεραιών στο δέκτη).

Στη συνέχεια γίνονται διάφοροι έλεγχοι που αφορούν τα επίπεδα της εκπεμπόμενης ισχύος. Ουσιαστικά αυτή η διαδικασία αφορά την ικανότητα του εκάστοτε χρήστη να εκπέμπει και συνεπώς να επικοινωνεί με βάση τα προκαθορισμένα κριτήρια που επιβάλλει η διασφάλιση της ποιότητας υπηρεσιών (Quality of Service – QoS) του συστήματος.

Ο συνολικός αριθμός των χρηστών που θα εισαχθούν στο σύστημα μπορεί είτε να αποτελεί προκαθορισμένη παράμετρο εισαγωγής της προσομοίωσης είτε να αποτελεί ζητούμενό της. Στην πρώτη περίπτωση 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. Στη δεύτερη περίπτωση αποτελεί παράμετρο ελέγχου έτσι ώστε να δούμε αν το σύστημα λειτουργεί σωστά ή οδεύει προς κατάρρευση.

Τέλος χρησιμοποιούμε τις πλέον διαδεδομένες στο χώρο των δικτύων ανώτερη γενιάς (4G και 5G) ψηφιακές διαμορφώσεις (QPSK, 16-QAM, 64-QAM) σε συνδυασμό με ένα σύνολο αλγορίθμων ανάθεση ραδιοπύρων (random και maxmin) ώστε να βγάλουμε διάφορα συμπεράσματα για βασικές παραμέτρους του συστήματος που αφορούν το συνολικό throughput (διέλευση) που επιτυγχάνεται, το BER, τη συνολική πολυπλοκότητα του συστήματος καθώς και το συνολικό αριθμό εξυπηρετούμενων χρηστών. Προκειμένου να εξασφαλιστεί η αξιοπιστία των αποτελεσμάτων αυτών,

⁶⁸ Γεγονός που όμως δεν αποτελεί σκοπό της παρούσας προσομοίωσης.

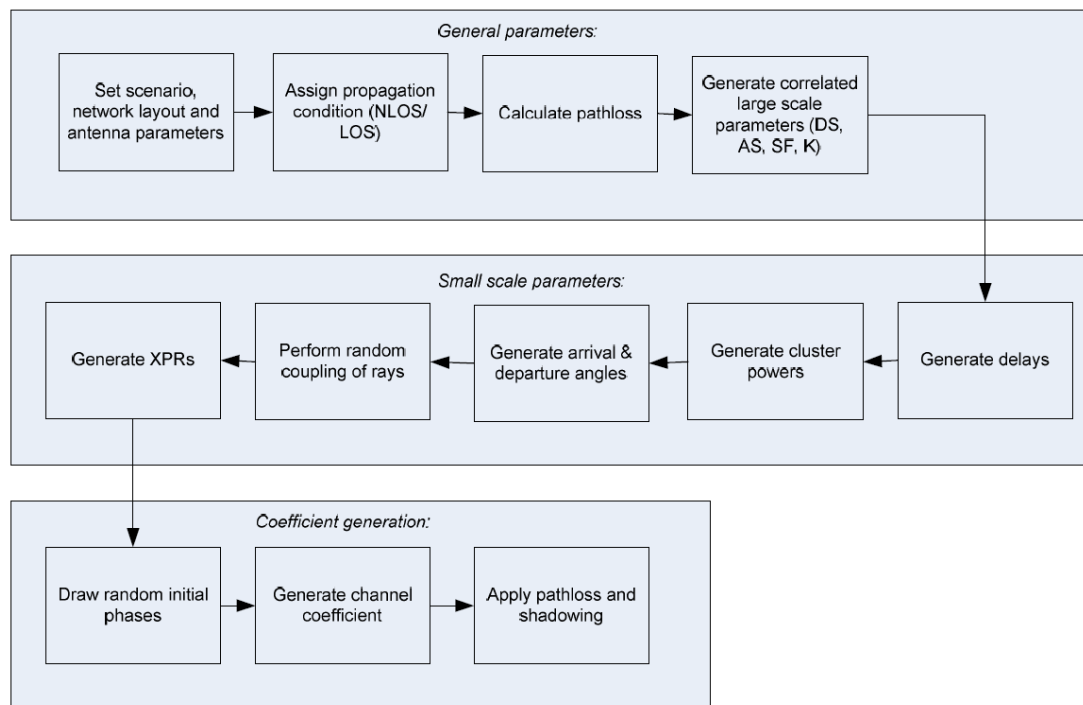
⁶⁹ Οι δύο έννοιες αυτές δεν είναι ταυτόσημες ωστόσο χάριν απλότητας υπολογισμών στην προσομοίωση θα θεωρούνται ως τέτοιες.

⁷⁰ Αντίστοιχο με τον προηγούμενο συμβολισμό $N \times M$.

γίνεται χρήση της γνωστής και απλής μεθόδου στατιστικής επεξεργασίας Monte Carlo (MC).

Η παρούσα προσομοίωση υλοποιήθηκε σε γλώσσα MATLAB (έκδοση R2019a) 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.

Τέλος, παρατίθεται στην εικόνα 6.1 η διαδικασία μοντελοποίησης της προσομοίωσής μας πάντα με βάση το πρότυπο TR 38.901 της 3GPP, όπου φαίνεται αναλυτικά η αλληλουχία των διαδικασιών και η σύνδεση μεταξύ τους σε block διάγραμμα.



Εικόνα 6.1: Block διάγραμμα διαδικασίας μοντελοποίησης συντελεστή καναλιών (channel coefficient)

6.2 Κύριες παράμετροι συστήματος

Είναι σημαντική μια επισκόπηση στις έννοιες που θα μας απασχολήσουν ιδιαίτερα όσο προχωρούμε στην ανάλυση της προσομοίωσης μας. Συνεπώς, παρακάτω παρατίθενται οι βασικές έννοιες που μας χρησιμεύουν στην παραμετροποίηση, επισκόπηση αλλά και ανάλυση των πεπραγμένων της προσομοίωσης, όπως επίσης και μια σύντομη επεξήγησή τους:

- **Αριθμός επιπέδων κυψελών ή αριθμός tier.** Όπως αναφέραμε και την εισαγωγή μας, η συνολική περιοχή εξυπηρέτησης μελετάται ως μια τοπολογία ομόκεντρων περιφερειών εξαγωνικών κυψελών. Ο αριθμός tiers του συστήματος είναι άμεσα συνδεδεμένος με τον αριθμό κυψελών και τομέων που συνθέτουν το σύστημα και ως εκ τούτου με τη χωρητικότητά του σε χρήστες, καθώς όσο μεγαλύτερος είναι, τόσο θα αυξάνεται ακτινικά η περιοχή κάλυψης του συστήματός μας. Στην προσομοίωσή μας και τις συναρτήσεις αυτής αναπαριστάται από την παράμετρο *tier*.

- **Κεραίες εκπομπής και λήψης συστήματος MIMO (M_t και M_r).** Σε προηγούμενα κεφάλαια αναφερθήκαμε εκτενώς στις διατάξεις και την τεχνολογία MIMO. Στην προσομοίωσή μας οι παράμετροι αυτοί καθορίζουν τον αριθμό κεραιών στον πομπό και στο δέκτη αντίστοιχα. Με αυξομείωση αυτών των τιμών περιμένουμε αντίστοιχη αυξομείωση του υποστηριζόμενου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων ή/και αύξηση του αριθμού χρηστών, με αύξηση του αριθμού κεραιών μετάδοσης και λήψης. Γεγονός που αποδεικνύεται και θεωρητικά με βάση το κεφάλαιο 5.
- **Αριθμός υποφερόντων (number of subcarriers).** Οι πόροι του συστήματος που διατίθενται στους χρήστες που το χρησιμοποιούν είναι αποφασισμένοι εξ αρχής και αποτελούν παραμέτρους εισαγωγής του συστήματος. Βασικό στοιχείο στο ορισμό των υποφερόντων που διατίθενται αποτελεί το PRB (Physical Resource Block) το οποίο αποτελεί το μικρότερο στοιχείο κατανομής πόρων που διατίθεται. Κάθε PRB αποτελείται από 12 υποφέροντα. Συνεπώς έχουμε $PRB_NUM * 12$ μονάδες πόρων προς εκχώρηση. Στην προσομοίωσή μας ωστόσο θα χρησιμοποιήσουμε τόσο την παραπάνω ρεαλιστική περίπτωση όσο και την περίπτωση που το PRB, και για την ακρίβεια την μέγιστη τιμή του που είναι 132, θα ισούται με τον αριθμό των subcarriers προς απόδοση σε χρήστες (δηλ $number_of_subcarriers = PRB_NUM$) προφανώς για την εισαγωγή μικρότερης πολυπλοκότητας στον αλγόριθμό μας. Στην προσομοίωσή μας και τις συναρτήσεις αυτής αναπαριστάται από την παράμετρο $N_subcarriers$.
- **Αριθμός υποφερόντων ή PRB ανά χρήστη.** Για σταθερό εύρος ζώνης ανά υποφέρον, 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. Στην προσομοίωσή μας και τις συναρτήσεις αυτής αναπαριστάται από την παράμετρο PRB_per_MS .
- **Αριθμός υποφερόντων ή PRB ανά σταθμό βάσης ή κυψέλη.** 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 υποφέρον. 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. 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), συνεπώς αυτό το μέγεθος δεν θα μας απασχολήσει.
- **Μέγιστη ισχύς εκπομπής από σταθμό βάσης.** Πολύ σημαντική παράμετρος τόσο για τον έλεγχο της ισχύος όσο και για την αποδοχή ή απόρριψη χρηστών στο κυψελωτό σύστημα. Ως παράμετρο εισόδου του αλγόριθμου μας δίδουμε την μέγιστη ισχύ (εναλλακτικά ταβάνι ισχύος) μέχρι την οποία μπορεί να εκπέμπει κάποιος σταθμός βάσης ώστε να είναι αποδεκτή

η εκχώρηση πόρων (subcarrier allocation στην περίπτωση μας) σε χρήστες του συστήματος. Στην προσομοίωσή μας και τις συναρτήσεις αυτής αναπαριστάται από την παράμετρο Pt_BS_max .

- **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 *users*.
- **Παράμετροι ελέγχου.** Τέλος ως είσοδο της προσομοίωσής μας δίδουμε και κάποιες παραμέτρους που μας βοηθούν στον έλεγχο της προσομοίωσης και στην εναλλαγή των χρησιμοποιούμενων αλγορίθμων και τεχνικών σε αυτήν. Αυτές είναι οι *rrm_type* και *AMC*. Θα τις αναλύσουμε στην συνέχεια αρκετά διεξοδικά. Ωστόσο εν συντομία, η πρώτη αναφέρεται στον αλγόριθμο που χρησιμοποιείται για την εκχώρηση υποφερόντων σε χρήστες. Αν είναι 0 έχουμε τυχαία εκχώρηση ενώ αν είναι 1 έχουμε εκχώρηση με βάση το χρήστη με το μέγιστο SNIR. Η δεύτερη αφορά το αν χρησιμοποιούμε την τεχνική της προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Αν είναι 0 τότε δεν γίνεται χρήση και το επίπεδο διαμόρφωσης (QPSK, 64-QAM) προσδιορίζεται από την παράμετρο *SNR_req* η οποία έχει προκαθορισμένη τιμή για κάθε τύπο διαμόρφωσης. Αν είναι 1 τότε χρησιμοποιούμε όλες τις διαμορφώσεις με προσαρμοστικό τρόπο.

6.3 Προσομοιώσεις Monte Carlo (MC)

Με όσα έχουμε αναλύσει έως τώρα αντιλαμβανόμαστε ότι στο σύστημά μας υπεισέρχονται παράμετροι και διαδικασίες που είναι εξαιρετικά ευάλωτες σε σφάλματα, αβεβαιότητα και πιθανές αποκλείσεις από την πραγματικότητα. Συνεπώς, γίνεται κατανοητή η ανάγκη για την συστηματικά αντιμετώπιση της προσομοίωσής μας με βάσει υπολογιστικών μοντέλων που δρουν στην κατεύθυνση της εξομάλυνσης των όποιων σφαλμάτων με στόχο την επίτευξη των κατά το δυνατό πιο ρεαλιστικών αποτελεσμάτων.

Το στατιστικό μοντέλο και οι αντίστοιχες προσομοιώσεις (Monte Carlo Simulations) είναι μια μαθηματική τεχνική που δημιουργεί τυχαίες μεταβλητές για μοντελοποίηση κινδύνου ή αβεβαιότητας ενός συγκεκριμένου συστήματος. Οι τυχαίες μεταβλητές ή οι είσοδοι μοντελοποιούνται με βάση κατανομές πιθανότητας όπως η κανονική, η λογαριθμοκανονική κ.λπ. Εκτελούνται διαφορετικές επαναλήψεις ή προσομοιώσεις για τη δημιουργία και εξομάλυνση των αποτελεσμάτων. Οι προσομοιώσεις Monte Carlo είναι η πιο αξιόπιστη μέθοδος που χρησιμοποιείται όταν ένα μοντέλο έχει αβέβαιες παραμέτρους ή ένα δυναμικό σύνθετο σύστημα πρέπει να αναλυθεί.

Η μέθοδος χρησιμοποιείται εκτενώς σε ένα ευρύ φάσμα τομέων όπως η φυσική επιστήμη, η υπολογιστική βιολογία, οι στατιστικές, η τεχνητή νοημοσύνη και η τα χρηματοοικονομικά. Είναι σημαντικό να σημειωθεί ότι το μοντέλο Monte Carlo παρέχει μια πιθανοτική εκτίμηση της αβεβαιότητας σε ένα μοντέλο. Δεν είναι ποτέ ντετερμινιστικό. Ωστόσο, δεδομένης της αβεβαιότητας ή του κινδύνου που απορροφάται σε ένα σύστημα, είναι ένα χρήσιμο εργαλείο για την προσέγγιση της πραγματικότητας.

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).

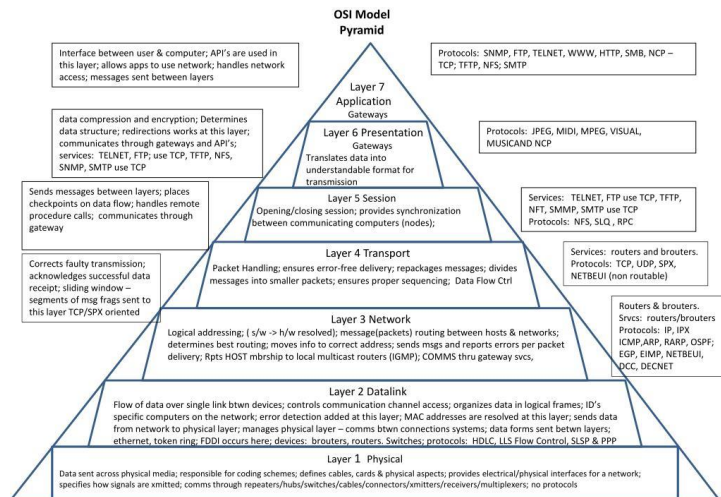
Στην προσομοίωση της παρούσας εργασίας που παρουσιάζουμε παρακάτω χρησιμοποιήθηκε εκτενώς η παραπάνω μέθοδος με αριθμό επαναλήψεων της τάξης του 10^2 , 10^3 ή 10^4 ανάλογα με το σενάριο ανά περίπτωση.

6.4 Διαστρωμάτωση κατά OSI και προσομοίωση

Το μοντέλο OSI βασίζεται αναπτύχθηκε από τον Οργανισμό Διεθνών Προτύπων ISO, ως ένα πρώτο βήμα προς την κατεύθυνση της διεθνούς προτυποποίησης των πρωτοκόλλων που χρησιμοποιούνται στα διάφορα στρώματα. Το μοντέλο αποκαλείται μοντέλο αναφοράς OSI (Open Systems Interconnection) του ISO, επειδή αφορά ανοικτά συστήματα, δηλαδή συστήματα ανοικτά στην επικοινωνία με άλλα συστήματα. Το μοντέλο αναφοράς Ανοικτής Διασύνδεσης Συστημάτων, ή μοντέλο αναφοράς OSI είναι μια διαστρωματωμένη, αφηρημένη περιγραφή για τη σχεδίαση τηλεπικοινωνιακών και δικτυακών πρωτοκόλλων η οποία καθορίστηκε από την πρωτοβουλία Ανοικτή Διασύνδεση Συστημάτων – OSI. Είναι γνωστό και ως μοντέλο των επτά επιπέδων και φαίνεται στην εικόνα 6.2.

Το σύστημα το οποίο προσομοιάζουμε επικεντρώνεται στο φυσικό στρώμα (Physical layer). Το φυσικό στρώμα ορίζει τα μέσα μετάδοσης ακατέργαστων bits μέσω φυσικών συνδέσμων δεδομένων που συνδέουν κόμβους δικτύου. Το bitstream μπορεί να ομαδοποιηθεί σε κωδικές λέξεις ή σύμβολα και να μετατραπεί σε ένα φυσικό σήμα που μεταδίδεται μέσω ενός μέσου μετάδοσης. Ουσιαστικά παρέχει μια ηλεκτρική, μηχανική και διαδικαστική διεπαφή στο μέσο μετάδοσης. Εκτός από την μετάδοση των bit το φυσικό στρώμα είναι υπεύθυνο για τον συγχρονισμό τους, τη διαμόρφωση, τη σηματοδότηση, τη μεταγωγή κυκλώματος (circuit switching), την πολυπλεξία, το FEC καθώς και την άντληση πληροφορίας σχετικά με την κατάσταση του διαύλου (CSI).

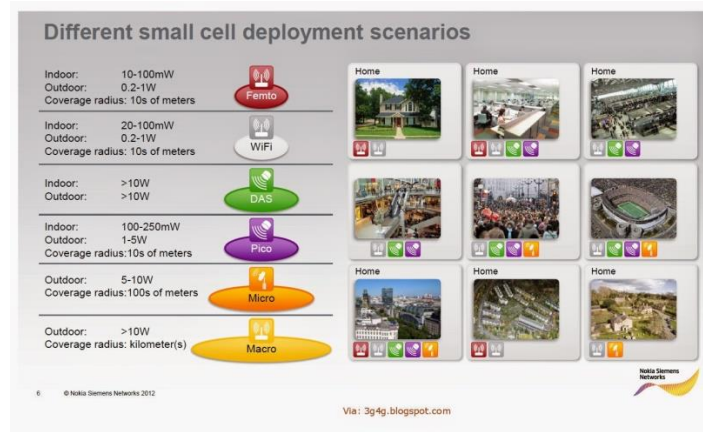
Σε ένα κυψελωτό σύστημα το φυσικό μέσο διάδοσης πληροφορίας είναι ο αέρας (ατμόσφαιρα) και εφόσον είναι αδύνατο να κατατμηθεί με σαφήνεια (όπως π.χ. τα καλώδια ή οι οπτικές ίνες), είναι απαραίτητος ο χρονικός, φασματικός, «εικονικός» μέσω κωδικοποίησης και χωρικός διαχωρισμός του. Στην προσομοίωσή μας 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.



Εικόνα 6.2: Διαστρωμάτωση κατά OSI

6.5 Η τοπολογία του κυψελωτού συστήματος

Όπως αναλύσαμε εκτενώς στο κεφάλαιο 3 και ιδίως στην παράγραφο 3.2 η βασική ιδέα του κυψελωτού συστήματος ανάγεται στην κατάτμηση της περιοχής ενδιαφέροντος σε κυψέλες. Στο κέντρο κάθε κυψέλης υπάρχει ο σταθμός βάσης, ο οποίος αποτελεί το σημείο πρόσβασης των επιμέρους χρηστών στην δικτυακή οντότητα και πληροφορία. Από τα συστήματα 3^{ης} και 4^{ης} γενιάς έχει επικρατήσει η περιγραφή του χώρου μέσω εξαγωνικών κυψελών. Ωστόσο το μέγεθος τους ποικίλει και μάλιστα αποτελεί στοιχείο του χώρου που περιγράφουμε, καθώς όπως θα δούμε και στην εικόνα 6.3, είναι σε άμεση συνάρτηση με το είδος του χώρου ενδιαφέροντός μας. Το μέγεθος κυψέλης στα οποία θα κυμανθούμε κατά την προσομοίωση θα είναι της τάξης μικροκυψέλης και μακροκυψέλης.



Εικόνα 6.3: Ήδη κυψελών⁷¹

Επίσης σημαντικό είναι να αναφέρουμε και το είδος της περιοχής κάλυψης, δηλαδή αν πρόκειται για αστική ή αγροτική περιοχή, για εσωτερικό ή εξωτερικό χώρο, καθώς αυτό δημιουργεί αλλαγές στο σενάριο προσομοίωσης κατ' αναλογία με το είδος της κυψελικής δομής. Κατά την προσομοίωση θα ασχοληθούμε με αστικές (urban)

⁷¹ Πηγή smallcells.3g4g.co.uk

περιοχές. Τα δύο παραπάνω σημαίνουν ότι θα ασχοληθούμε με την περίπτωση Urban Macro του προτύπου ETSI TR 138 901 όπως φαίνεται και στον πίνακα 7.4.1-1 του [13].

6.5.1 Η κυψελική μονάδα και η τεχνική της τομεοποίησης

Όπως προαναφέραμε βάση του κυψελωτού συστήματος είναι η κυψέλη. Συνεπώς, η συνολική περιοχή κάλυψης υπερκαλύπτεται από μια τοπολογία γειτνιαζόντων εξαγωνικών κυψελών. Η επιλογή του εξαγώνου σε σύγκριση κυρίως με τον κύκλο ή το τετράγωνο που είναι οι άλλες δύο φημισμένες επιλογές έγκειται κυρίως στο γεγονός ότι καλύπτει την περιοχή επαρκώς χωρίς να χρειάζονται αλληλοεπικαλύψεις κυψελών. Αυτό καθιστά εμφανώς πιο εύκολη την απόφαση για το ποιος είναι ο BS εξυπηρέτησης για κάθε χρήστη αλλά και αντιμετωπίζει καλύτερα τα φαινόμενα διασυμβολικών παρεμβολών.

Στην προσομοίωσή μας για την κατασκευή της κυψελικής μονάδας γίνεται χρήση της συνάρτησης *cell_design*. Πριν προχωρήσουμε όμως σε αυτή, θα χρειαστεί να γνωρίζουμε τη βασική γεωμετρία που διέπει το κανονικό εξάγωνο. Συγκεκριμένα:

- Ανήκει στην οικογένεια των κανονικών πολυγώνων και διαθέτει 6 ισομήκεις πλευρές,
- Το εμβαδόν του είναι $A = \frac{3\sqrt{3}}{2} t^2$, όπου t το μήκος της κάθε πλευράς.
- Διαθέτει 2 ακτίνες την εξωτερικής και την εσωτερική. Η πρώτη αντιστοιχεί στην ακτίνα του περιγεγραμμένου και η δεύτερη σε αυτήν εγγεγραμμένου στο εξάγωνο κύκλου. Συνδέονται μέσω της σχέσης $r_{εσ} = \frac{r_{εξ}\sqrt{3}}{2}$.

Στη συνάρτηση αυτή είναι ενσωματωμένη και η τεχνική της τομεοποίησης (sectorization ή sectoring) λόγω της χρήσης στο σύστημα 5G MIMO κεραιών, στην οποία αναφερθήκαμε και σε προηγούμενα κεφάλαια.

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.

Συγκεκριμένα, ο γενικός τύπος για του τομείς ανά κυψέλη σε κάθε είδος τομεοποίησης είναι $sectors_{per\ cell} = 360^\circ/x^\circ$. Συνεπώς για τομεοποίηση 120° έχουμε 3 τομείς ανά κυψέλη και άρα συνολικό αριθμό τομέων $total_{sectors} = cell_{num} * 3$.

Ο κώδικας της συνάρτησης *cell_design* παρουσιάζεται παρακάτω:

```
function cell_design = cell_design(xo,yo,R,design,index,color)

if (R<=0)
    cell_design = 0;
    disp('Radius of the cell must be a positive number');
    return;
else
```

```

N = 1e+3;
x = xo;
y = yo;
angle = -pi/2-pi/6;%-120 degrees
for n = 1:1:6%6 lines per cell
    x_min = x + R*cos(angle);
    y_min = y + R*sin(angle);
    angle = angle + pi/3;
    x_max = x + R*cos(angle);
    y_max = y + R*sin(angle);
    if(design==1)
        side_x = linspace(x_min,x_max,N);
        side_y = linspace(y_min,y_max,N);
        line(side_x,side_y, 'Color', color, 'LineWidth', 1);
    end
end
end

%plot sectors
if(design==1)
    x_min = xo;
    x_max = xo + R;
    y_min = yo;
    y_max = yo;
    side_x = linspace(x_min,x_max,N);
    side_y = linspace(y_min,y_max,N);
    line(side_x,side_y, 'Color', 'r', 'LineWidth', 1);

    x_min = xo;
    x_max = xo - R*(1/2);
    y_min = yo;
    y_max = yo + R*(sqrt(3)/2);
    side_x = linspace(x_min,x_max,N);
    side_y = linspace(y_min,y_max,N);
    line(side_x,side_y, 'Color', 'r', 'LineWidth', 1);

    x_min = xo;
    x_max = xo - R*(1/2);
    y_min = yo;
    y_max = yo - R*(sqrt(3)/2);
    side_x = linspace(x_min,x_max,N);
    side_y = linspace(y_min,y_max,N);
    line(side_x,side_y, 'Color', 'r', 'LineWidth', 1);
end

if(design==1)
    grid on;
    text(xo,yo,num2str(index), 'FontSize', 13)
    title('Hexagonal topology with BS in the center of each cell');
end
cell_design = 1;

```

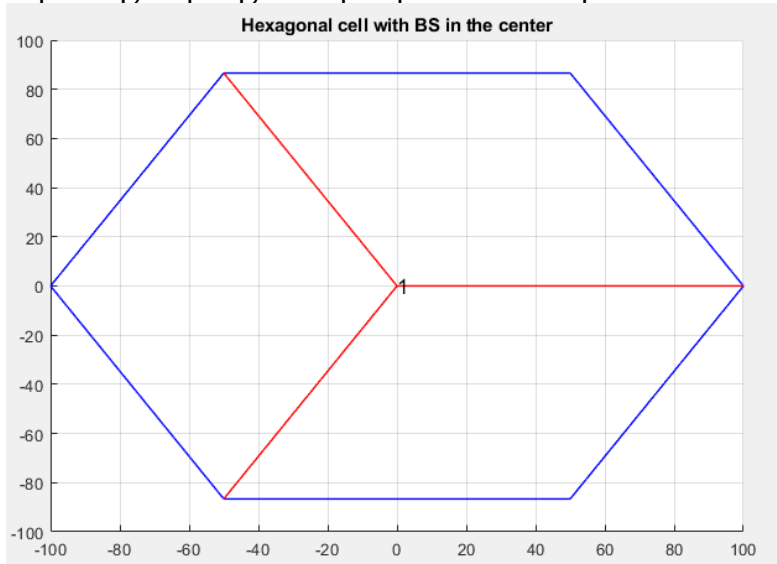
Το πρώτο if statement αφορά τη σχεδίαση της κυψέλης μέσω της σχεδίασης των 6 κορυφών του εξαγώνου καθώς και των ευθύγραμμων τμημάτων που ενώνουν τις διαδοχικές κορυφές.

Το δεύτερο if statement αφορά τη σχεδίαση των 3 τομέων μέσω της σχεδίασης των 3 ευθύγραμμων τμημάτων που ενώνουν το σταθμό βάσης με τις κορυφές στις 0°, 120° και 240°.

Τέλος, το τρίτο if statement αφορά μια παράμετρο ελέγχου (design) που αν είναι 0 δεν εξάγεται η αναπαράσταση της κυψέλης, ενώ αν είναι 1 αυτό συμβαίνει.

Στην εικόνα 6.4 παρουσιάζεται το αποτέλεσμα της συνάρτησης *cell_design* κατά την κλήση της με ορίσματα (0,0, 100,1,1,'b').

Το $R=100$ m είναι η τυπική τιμή που χρησιμοποιούμε για Urban Macro scenario σύμφωνα με το πρότυπο της προσομοίωσής μας, ενώ η παράμετρος 'b' αφορά το χρώμα σχεδιασμού της κυψέλης που ορίσαμε να είναι το μπλε.



Εικόνα 6.4: Εξαγωνική κυψέλη με σταθμό βάσης στο κέντρο της

6.5.2 Κατασκευή πολλαπλών tiers

Όπως αντιληφθήκαμε και μέσω της παραπάνω συνάρτησης το κέντρο του κυψελωτού συστήματος (x_0, y_0) καθώς και η ακτίνα κάλυψης R εισάγονται ως δεδομένα στην προσομοίωση. Για την επέκταση του συστήματος σε όλη την έκταση της περιοχής κάλυψης εισάγεται και η παράμετρος *tiers*, η οποία όπως υποδηλώνει και η ονομασία της είναι υπεύθυνη για τον αριθμό των ομόκεντρων περιφερειών εξαγωνικών κυψελών, tiers, του συστήματος. Στα tiers αναφερθήκαμε εκτενώς στην παράγραφο 6.1.

Οι παραπάνω παράμετροι εισέρχονται ως είσοδοι στην συνάρτηση *cell_array_design* η οποία είναι υπεύθυνη για τη σχεδίαση της συνολικής τοπολογίας του συστήματός μας. Η συνάρτηση αυτή –της οποίας ο κώδικας θα παρουσιαστεί παρακάτω– εκτός από τον σχεδιασμό της τοπολογίας είναι υπεύθυνη και για την εξαγωγή κάποιων ακόμα σημαντικών για την προσομοίωση παραμέτρων. Συγκεκριμένα, εξάγει τον ομώνυμο πίνακα στον οποίο περιέχονται οι συντεταγμένες στους x και y άξονες όλων των BS. Επιπλέον, εξάγει τις συντεταγμένες ορίων της συνολικής περιοχής κάλυψης $(x_{min}, x_{max}, y_{min}, y_{max})$, την ακτίνα (R_c) ενός υποθετικού κύκλου με κέντρο ίδιο με αυτό του κέντρου του κυψελωτού συστήματος και εμβαδό ίσο με το άθροισμα των εμβαδών των κυψελών του, καθώς και την ακτίνα (R_{c_cell}) που αντιστοιχεί στην ακτίνα που θα είχε η κυψέλη αν το σύστημα αποτελούνταν μόνο από αυτήν.

Σημειώνεται ότι ο αριθμός των κυψελών συνδέεται με τον αριθμό των tiers με την παρακάτω σχέση⁷²:

$$number_of_cells = 3 * tiers * (tiers - 1) + 1 = 1 + \sum_{i=0}^{tiers} 6i$$

Επίσης, η ακτίνα R_c υπολογίζεται με βάση την παρακάτω σχέση:

$$R_c = R \sqrt{\frac{3 * number_of_cells * \sqrt{3}}{2\pi}}$$

Όπου για $number_of_cells = 1$ έχουμε τον τύπο για το R_{c_cell} .

Παρουσιάζεται ο κώδικας της συνάρτησης είναι, ενώ στην εικόνα 6.5 φαίνονται οι τοπολογίες για tiers= 1, 2, 6.

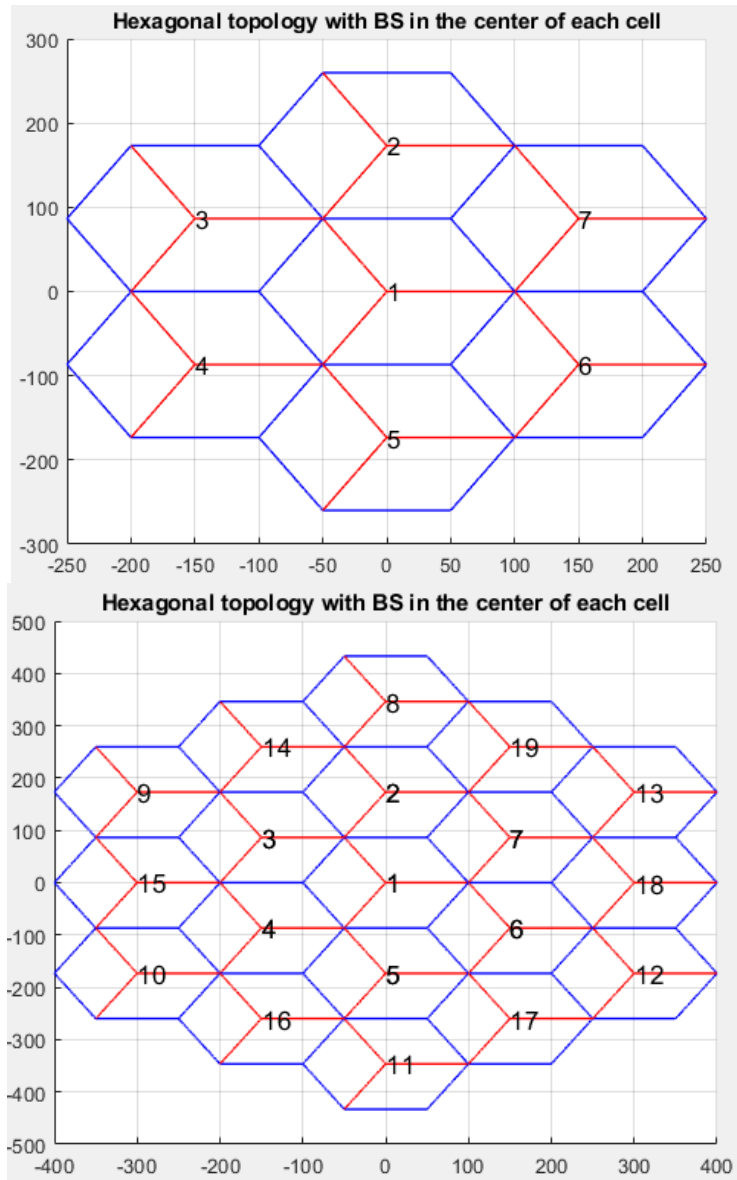
```
function cell_array_design = cell_array_design(xo,yo,R,tiers,design)

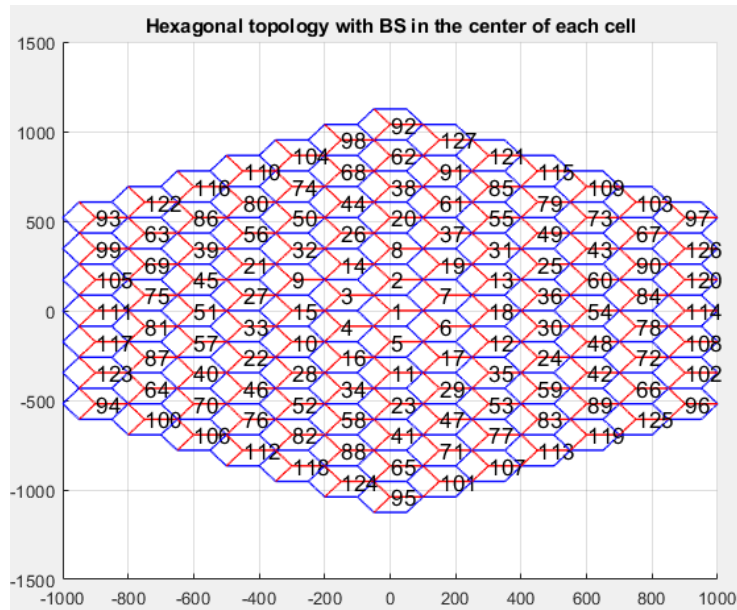
index = 1;
color = 'b';
cell = cell_design(xo,yo,R,design,index,color);
position(index,1) = xo;
position(index,2) = yo;
index = index + 1;

for m = 1:1:tiers
    for n = 1:1:m
        if(n==1)
            phase = 0;
            side = 2*m*R*(sqrt(3)/2);
        else
            side1 = yo + 2*m*R*(sqrt(3)/2) - (n-1)*R*(sqrt(3)/2);
            vector(n,1) = xo - 3*R*(1/2)*(n-1);
            vector(n,2) = yo + 2*m*R*(sqrt(3)/2) - (n-1)*R*(sqrt(3)/2);
            side2 = sqrt((vector(n,1) - xo)^2 + ((vector(n,2) -
yo)^2));
            phase = acos(side1/side2);
            side = side2;
        end
        for k = 1:1:6
            vector(n,1) = xo + side*cos(phase + pi/2 + (k-1)*(pi/3));
            vector(n,2) = yo + side*sin(phase + pi/2 + (k-1)*(pi/3));
            cell =
cell_design(vector(n,1),vector(n,2),R,design,index,color);
            position(index,1) = vector(n,1);
            position(index,2) = vector(n,2);
            index = index + 1;
        end
    end
end

cell_array_design = position;
```

⁷² Αυτή είναι μία σχέση την οποία θα χρησιμοποιήσουμε κατά την παρουσίαση της γενικής συνάρτησης «τρεξίματος» της προσομοίωσης, ωστόσο αφορά τις παραμέτρους που υπεισέρχονται στην *cell_array_design*.





Εικόνα 6.5: Συστήματα κυψελών ενός, δύο και έξι tier με τομεοποίηση

6.6 Εισαγωγή χρηστών και μοντέλο απωλειών διαδρομής

Οι πυλώνες του κυψελωτού συστήματος έχουν τεθεί πλέον, όπως είδαμε παραπάνω με τη δημιουργία της κυψελωτής τοπολογίας και της κατασκευής των tiers.

Επόμενο βήμα στην υλοποίηση της προσομοίωσής μας είναι η εισαγωγή των χρηστών. Οι χρήστες εισάγονται σειριακά με την έννοια ότι εισάγονται σταδιακά ένας-ένας και όχι παράλληλα στην περιοχή εποπτείας του συστήματος, που ορίζεται μέσω των παραμέτρων x_{min} , x_{max} , y_{min} , y_{max} που είναι έξοδοι της συνάρτησης *cell_array_design*, όπως είδαμε στο παραπάνω εδάφιο.

Έπειτα, 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 όλα τα παραπάνω γίνεται οι χρήση 2 συναρτήσεων, της *users_distribute* και της *pathloss_Uma_5G*. Σημαντικό να σημειώσουμε είναι το γεγονός ότι η δεύτερη συνάρτηση δρα εσωτερικά στην πρώτη δηλαδή για κάθε χρήστη που εισάγεται γίνεται ο υπολογισμός των απωλειών διαδρομής έτσι ώστε να επιλεγθεί ο BS εξυπηρέτησης.

6.6.1 Εισαγωγή χρηστών – συνάρτηση *users_distribute*

Όπως αναφέραμε ανωτέρω επόμενο βήμα της προσομοίωσης είναι η εισαγωγή των χρηστών, η οποία διενεργείται σειριακά και φυσικά με τρόπο τυχαίο με στόχο της καλύτερη δυνατή διασπορά των χρηστών σε όλη την έκταση της περιοχής εξυπηρέτησης. Αυτό –όπως θα δούμε και στον κώδικα παρακάτω– επιτυγχάνεται μέσω των σχέσεων:

$$x_{pos} = x_{min} + (x_{max} - x_{min}) * rand$$

$$y_{pos} = y_{min} + (y_{max} - y_{min}) * rand$$

Όπου η συνάρτηση `rand`⁷³ παράγει ένα τυχαίο αριθμό μεταξύ του 0 και του 1. Αυτό ακριβώς κάνει αρχικά η συνάρτηση `users_distribute`. Δέχεται τα δεδομένα των προηγούμενων συναρτήσεων και παράγει τις συντεταγμένες στους x και y άξονες για τον εκάστοτε χρήστη, αποθηκεύοντάς τες στους πίνακες `x_pos` και `y_pos`. Να σημειώσουμε ότι στον πίνακα `z_pos` αποθηκεύεται για κάθε χρήστη το δοθέν ύψος του εξοπλισμού του χρήστη με βάση το πρότυπο. Με άλλα λόγια δεν έχουμε τυχαία διασπορά χρηστών στον z-άξονα αλλά μόνο στους x, y.

Στη συνέχεια γίνεται ο υπολογισμός των απωλειών διαδρομής μεταξύ χρήστη και όλων των πιθανών BS εξυπηρέτησης και η επιλογή του καταλληλότερου με βάση τις μικρότερες δυνατές απώλειες διαδρομής. Αναλυτικότερα θα μιλήσουμε για αυτό στην επόμενη παράγραφο.

Τέλος, η συνάρτηση `users_distribute` έπειτα από την επιλογή BS εξυπηρέτησης, είναι επιφορτισμένη και με τη διαδικασία επιλογής του sector (εκ των 3 του κάθε BS) εξυπηρέτησης του εκάστοτε χρήστη.

Αυτό επιτυγχάνεται μέσω του υπολογισμού της γωνίας του χρήστη με τον BS στο επίπεδο x-y μέσω της σχέσης:

$$angle = \arccos\left(\frac{\sqrt{(x_{pos} - x_{BS})^2 + (y_{pos} - y_{BS})^2}}{|x_{pos} - x_{BS}|}\right)$$

Και διακρίνονται οι εξής 3 περιπτώσεις:

$$0 \leq angle \leq \frac{2\pi}{3}, \text{ τότε ανήκει στον sector 1 του επιλεγμένου BS εξυπηρέτησης}$$

$$\frac{2\pi}{3} < angle \leq \frac{4\pi}{3}, \text{ τότε ανήκει στον sector 2 του επιλεγμένου BS εξυπηρέτησης}$$

$$\frac{4\pi}{3} < angle \leq 2\pi, \text{ τότε ανήκει στον sector 3 του επιλεγμένου BS εξυπηρέτησης}$$

Παρακάτω φαίνεται ο κώδικας της συνάρτησης `users_distribute` καθώς και η εικόνα 6.6 όπου αναπαριστάται ένα σύστημα κυψελών δύο tier με εισαγωγή χρηστών.

```
function [x_pos, y_pos, z_pos, PL, base_station, sector, angle] =
users_distribute(fc, x_min, x_max, y_min, y_max, Rc, position_BS, PL_max, h_U
T)
```

```
sigma_LOS = 6;
sigma_NLOS = 7.8;
sectors = 3;

x_pos = x_min + (x_max-x_min)*rand;
y_pos = y_min + (y_max-y_min)*rand;
z_pos = h_UT;
number_of_cells = size(position_BS,1);
PL = zeros(1,number_of_cells);
for index = 1:1:number_of_cells
```

⁷³ Περισσότερες πληροφορίες για την χρήση και τη σύνταξη της συνάρτησης `rand` του Matlab παρουσιάζονται στο σύνδεσμο <https://www.mathworks.com/help/matlab/ref/rand.html>

```

    PL(1,index) =
    pathloss_UMa_5G(fc,sigma_LOS,sigma_NLOS,x_pos,y_pos,z_pos,position_BS
    ,index);
end
[PL_min base_station] = min(PL);

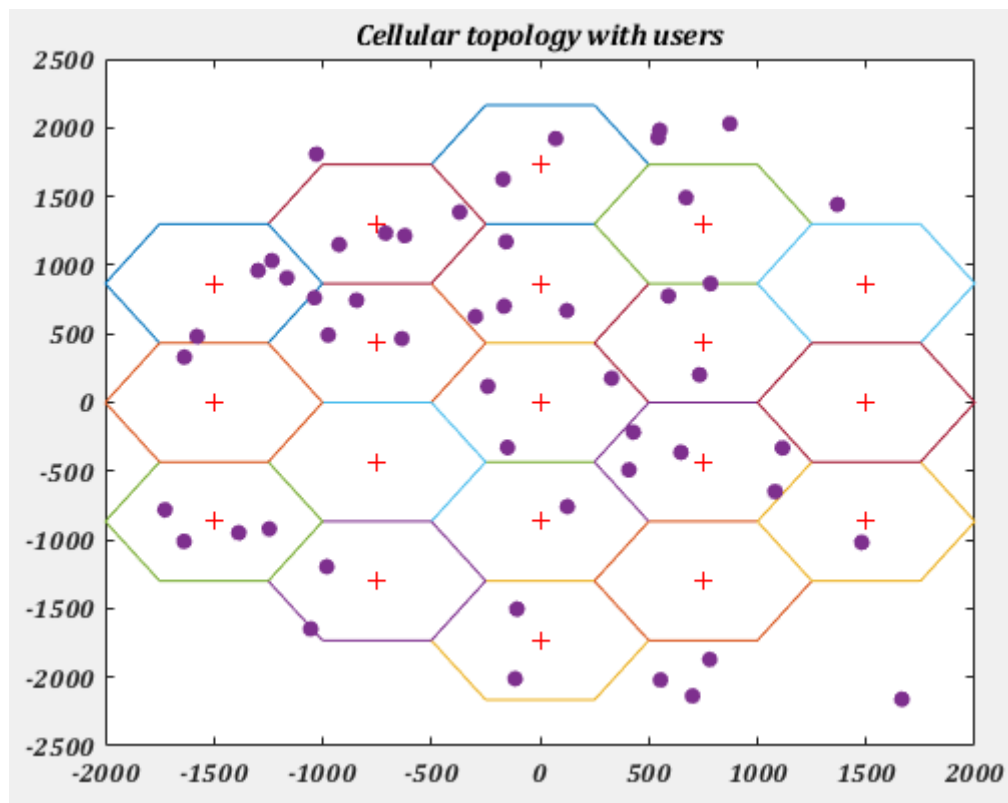
while((sqrt((x_pos-position_BS(1,1))^2 + (y_pos-
position_BS(1,2))^2)>Rc) || (PL_min>PL_max))
    x_pos = x_min + (x_max-x_min)*rand;
    y_pos = y_min + (y_max-y_min)*rand;
    number_of_cells = size(position_BS,1);
    PL = zeros(1,number_of_cells);
    for index = 1:1:number_of_cells
        PL(1,index) =
        pathloss_UMa_5G(fc,sigma_LOS,sigma_NLOS,x_pos,y_pos,z_pos,position_BS
        ,index);
    end
    [PL_min base_station] = min(PL);
end

side1 = sqrt((x_pos-position_BS(base_station,1))^2 + (y_pos-
position_BS(base_station,2))^2);
side2 = abs(x_pos-position_BS(base_station,1));
angle = acos(side2/side1);
if((x_pos - position_BS(base_station,1)<0) && (y_pos -
position_BS(base_station,2)>0))
    angle = pi - angle;
elseif((x_pos - position_BS(base_station,1)<0) && (y_pos -
position_BS(base_station,2)<0))
    angle = angle + pi;
elseif((x_pos - position_BS(base_station,1)>0) && (y_pos -
position_BS(base_station,2)<0))
    angle = 2*pi - angle;
end

if((angle>=0) && (angle<=(2*pi)/3))
    sector = 1;
elseif((angle>(2*pi)/3) && (angle<=(4*pi)/3))
    sector = 2;
    angle = angle - (2*pi)/3;
else
    sector = 3;
    angle = angle - (4*pi)/3;
end

for m = 1:1:number_of_cells
    new_PL(1,3*(m-1)+1:3*(m-1)+sectors) = PL(1,m);
end
PL = new_PL;

```



Εικόνα 6.6: Σύστημα κυψελών δύο tier με εισαγωγή χρηστών

6.6.2 Υπολογισμός απωλειών διάδοσης – συνάρτηση *pathloss_Uma_5G*

Όπως είδαμε στην παραπάνω συνάρτηση εισαγωγής χρηστών υπεισέρχεται και η διαδικασία υπολογισμού απωλειών διαδρομής. Η συνάρτηση που είναι υπεύθυνη για αυτή τη διαδικασία είναι η *pathloss_Uma_5G*.

Η διαδικασία υπολογισμού περιγράφεται πλήρως από το πρότυπο ETSI TR 138 901 v 14.3.0 και παρουσιάστηκε και στην παράγραφο 2. Μέσω του πίνακα 2.5, το οποίο για χάρη ευκολίας ξαναπαράθετουμε αμέσως παρακάτω:

Scenario	LOS/NLOS	Pathloss [dB], f_c is in GHz and d is in meters, see note 6	Shadow fading std [dB]	Applicability range, antenna height default values
RMa	LOS	$PL_{\text{RMa-LOS}} = \begin{cases} PL_1 & 10\text{m} \leq d_{2D} \leq d_{\text{BP}} \\ PL_2 & d_{\text{BP}} \leq d_{2D} \leq 10\text{km} \end{cases}, \text{ see note 5}$ $PL_1 = 20\log_{10}(40\pi d_{3D} f_c / 3) + \min(0.03h^{1.72}, 10)\log_{10}(d_{3D}) - \min(0.044h^{1.72}, 14.77) + 0.002\log_{10}(h)d_{3D}$ $PL_2 = PL_1(d_{\text{BP}}) + 40\log_{10}(d_{3D} / d_{\text{BP}})$	$\sigma_{\text{SF}} = 4$ $\sigma_{\text{SF}} = 6$	$h_{\text{BS}} = 35\text{m}$ $h_{\text{UT}} = 1.5\text{m}$ $W = 20\text{m}$ $h = 5\text{m}$ h = avg. building height W = avg. street width The applicability ranges:
	NLOS	$PL_{\text{RMa-NLOS}} = \max(PL_{\text{RMa-LOS}}, PL'_{\text{RMa-NLOS}})$ for $10\text{m} \leq d_{2D} \leq 5\text{km}$ $PL'_{\text{RMa-NLOS}} = 161.04 - 7.1\log_{10}(W) + 7.5\log_{10}(h) - (24.37 - 3.7(h/h_{\text{BS}})^2)\log_{10}(h_{\text{BS}}) + (43.42 - 31\log_{10}(h_{\text{BS}}))(\log_{10}(d_{3D}) - 3) + 20\log_{10}(f_c) - (3.2(\log_{10}(11.75h_{\text{UT}}))^2 - 4.97)$	$\sigma_{\text{SF}} = 8$	$5\text{m} \leq h \leq 50\text{m}$ $5\text{m} \leq W \leq 50\text{m}$ $10\text{m} \leq h_{\text{BS}} \leq 150\text{m}$ $1\text{m} \leq h_{\text{UT}} \leq 10\text{m}$
UMa	LOS	$PL_{\text{UMa-LOS}} = \begin{cases} PL_1 & 10\text{m} \leq d_{2D} \leq d'_{\text{BP}} \\ PL_2 & d'_{\text{BP}} \leq d_{2D} \leq 5\text{km} \end{cases}, \text{ see note 1}$ $PL_1 = 28.0 + 22\log_{10}(d_{3D}) + 20\log_{10}(f_c)$ $PL_2 = 28.0 + 40\log_{10}(d_{3D}) + 20\log_{10}(f_c) - 9\log_{10}((d'_{\text{BP}})^2 + (h_{\text{BS}} - h_{\text{UT}})^2)$	$\sigma_{\text{SF}} = 4$	$1.5\text{m} \leq h_{\text{UT}} \leq 22.5\text{m}$ $h_{\text{BS}} = 25\text{m}$
	NLOS	$PL_{\text{UMa-NLOS}} = \max(PL_{\text{UMa-LOS}}, PL'_{\text{UMa-NLOS}})$ for $10\text{m} \leq d_{2D} \leq 5\text{km}$ $PL'_{\text{UMa-NLOS}} = 13.54 + 39.08\log_{10}(d_{3D}) + 20\log_{10}(f_c) - 0.6(h_{\text{UT}} - 1.5)$	$\sigma_{\text{SF}} = 6$	$1.5\text{m} \leq h_{\text{UT}} \leq 22.5\text{m}$ $h_{\text{BS}} = 25\text{m}$ Explanations: see note 3
		Optional $PL = 32.4 + 20\log_{10}(f_c) + 30\log_{10}(d_{3D})$	$\sigma_{\text{SF}} = 7.8$	
UMi - Street Canyon	LOS	$PL_{\text{UMi-LOS}} = \begin{cases} PL_1 & 10\text{m} \leq d_{2D} \leq d'_{\text{BP}} \\ PL_2 & d'_{\text{BP}} \leq d_{2D} \leq 5\text{km} \end{cases}, \text{ see note 1}$ $PL_1 = 32.4 + 21\log_{10}(d_{3D}) + 20\log_{10}(f_c)$ $PL_2 = 32.4 + 40\log_{10}(d_{3D}) + 20\log_{10}(f_c) - 9.5\log_{10}((d'_{\text{BP}})^2 + (h_{\text{BS}} - h_{\text{UT}})^2)$	$\sigma_{\text{SF}} = 4$	$1.5\text{m} \leq h_{\text{UT}} \leq 22.5\text{m}$ $h_{\text{BS}} = 10\text{m}$

	NLOS	$PL_{UMi-NLOS} = \max(PL_{UMi-LOS}, PL'_{UMi-NLOS})$ for $10m \leq d_{2D} \leq 5km$	$\sigma_{SF} = 7.82$	$1.5m \leq h_{UT} \leq 22.5m$ $h_{BS} = 10m$ Explanations: see note 4
		$PL'_{UMi-NLOS} = 35.3 \log_{10}(d_{3D}) + 22.4$ $+ 21.3 \log_{10}(f_c) - 0.3(h_{UT} - 1.5)$		
			Optional PL = $32.4 + 20 \log_{10}(f_c) + 31.9 \log_{10}(d_{3D})$	$\sigma_{SF} = 8.2$
InH - Office	LOS	$PL_{InH-LOS} = 32.4 + 17.3 \log_{10}(d_{3D}) + 20 \log_{10}(f_c)$	$\sigma_{SF} = 3$	$1m \leq d_{3D} \leq 150m$
	NLOS	$PL_{InH-NLOS} = \max(PL_{InH-LOS}, PL'_{InH-NLOS})$ $PL'_{InH-NLOS} = 38.3 \log_{10}(d_{3D}) + 17.30 + 24.9 \log_{10}(f_c)$	$\sigma_{SF} = 8.03$	$1m \leq d_{3D} \leq 150m$
		Optional $PL'_{InH-NLOS} = 32.4 + 20 \log_{10}(f_c) + 31.9 \log_{10}(d_{3D})$	$\sigma_{SF} = 8.29$	$1m \leq d_{3D} \leq 150m$
<p>Note 1: Breakpoint distance $d_{BP} = 4 h_{BS} h_{UT} f_c / c$, where f_c is the centre frequency in Hz, $c = 3.0 \times 10^8$ m/s is the propagation velocity in free space, and h_{BS} and h_{UT} are the effective antenna heights at the BS and the UT, respectively. The effective antenna heights h_{BS} and h_{UT} are computed as follows: $h_{BS} = h_{BS} - h_E$, $h_{UT} = h_{UT} - h_E$, where h_{BS} and h_{UT} are the actual antenna heights, and h_E is the effective environment height. For UMi $h_E = 1.0m$. For UMa $h_E = 1m$ with a probability equal to $1/(1+C(d_{2D}, h_{UT}))$ and chosen from a discrete uniform distribution $uniform(12, 15, \dots, (h_{UT}-1.5))$ otherwise. With $C(d_{2D}, h_{UT})$ given by</p> $C(d_{2D}, h_{UT}) = \begin{cases} 0 & , h_{UT} < 13m \\ \left(\frac{h_{UT} - 13}{10} \right)^{1.5} g(d_{2D}) & , 13m \leq h_{UT} \leq 23m \end{cases}$ <p>where</p> $g(d_{2D}) = \begin{cases} 0 & , d_{2D} \leq 18m \\ \frac{5}{4} \left(\frac{d_{2D}}{100} \right)^3 \exp\left(\frac{-d_{2D}}{150} \right) & , 18m < d_{2D} \end{cases}$ <p>Note that h_E depends on d_{2D} and h_{UT} and thus needs to be independently determined for every link between BS sites and UTs. A BS site may be a single BS or multiple co-located BSs.</p> <p>Note 2: The applicable frequency range of the PL formula in this table is $0.5 < f_c < f_H$ GHz, where $f_H = 30$ GHz for RMa and $f_H = 100$ GHz for all the other scenarios. It is noted that RMa pathloss model for >7 GHz is validated based on a single measurement campaign conducted at 24 GHz.</p> <p>Note 3: UMa NLOS pathloss is from TR36.873 with simplified format and $PL_{UMa-LOS}$ = Pathloss of UMa LOS outdoor scenario.</p> <p>Note 4: $PL_{UMi-LOS}$ = Pathloss of UMi-Street Canyon LOS outdoor scenario.</p> <p>Note 5: Break point distance $d_{BP} = 2\pi h_{BS} h_{UT} f_c / c$, where f_c is the centre frequency in Hz, $c = 3.0 \times 10^8$ m/s is the propagation velocity in free space, and h_{BS} and h_{UT} are the antenna heights at the BS and the UT, respectively.</p> <p>Note 6: f_c denotes the center frequency normalized by 1GHz, all distance related values are normalized by 1m, unless it is stated otherwise.</p>				

Πίνακας 2.5: Μοντέλο απωλειών 3GPP TR 38.901

Παρατηρούμε ότι ανάλογα με το σενάριο που επιλέγουμε διαφοροποιούνται οι σχέσεις υπολογισμού για τις απώλειες. Στην περίπτωση μας χρησιμοποιούμε το scenario UMa οπότε και τις αντίστοιχες σχέσεις.

Δύο σημαντικές σημειώσεις που θα γίνουν ακόμα περισσότερο εμφανείς και στην παρουσίαση της συνάρτησης παρακάτω είναι οι εξής:

- Οι εκφράσεις για την 3D και 2D απόσταση παραμένουν ίδιες σε όλα τα σενάρια προσομοίωσης.
- Για το επιλεχθέν από εμάς σενάριο προσομοίωσης (UMa) έχουμε υπολογισμό τόσο LOS όσο –κυρίως– NLOS απωλειών. Αυτό συμβαίνει γιατί έχουμε επιλέξει αστικές περιοχές (Urban) στις οποίες η κύρια επίδραση επέρχεται από NLOS συνιστώσες λόγω της φύσης του περιβάλλοντος το οποίο χαρακτηρίζεται από ψηλά κτήρια και πυκνοκατοικημένες περιοχές καθιστώντας επικρατούσες τις πολλαπλές ανακλάσεις.

Στο σημείο αυτό διευκρινίζουμε ότι κάθε χρήστης που εμφανίζει απώλειες διαδρομής σε σχέση με τον BS εξυπηρέτησής του, άνω των 160 dB, απορρίπτεται από το σύστημα, διότι σε αντίθετη περίπτωση θα παρεμποδιζόταν αρκετά η ομαλή παροχή υπηρεσιών επιβαρύνοντας αναίτια το υπόλοιπο σύστημα. Κάτι που διαφαίνεται στην

συνθήκη του `while` στη συνάρτηση `users_distribute` και αποτελεί συνθήκη ελέγχου εισόδου για κάποιον χρήστη⁷⁴.

Ο κώδικας της συνάρτησης `pathloss_Uma_5G` παρουσιάζεται κάτωθι:

```
function PL = function PL =
pathloss_Uma_5G(fc, sigma_LOS, sigma_NLOS, x_pos, y_pos, z_pos, position_BS
, no_of_BS)

c = 3e+8;
h_BS = position_BS(no_of_BS, 3);
h_UT = z_pos;

d_3D = sqrt((x_pos-position_BS(no_of_BS,1))^2 + (y_pos-
position_BS(no_of_BS,2))^2 + (z_pos-position_BS(no_of_BS,3))^2);
d_2D = sqrt((x_pos-position_BS(no_of_BS,1))^2 + (y_pos-
position_BS(no_of_BS,2))^2);

hE = 1;
h_BSo = h_BS - hE;
h_UTo = h_UT - hE;

d_BP = (4*(h_BSo*h_UTo*fc*(1e+9)))/c;

PL1 = 28.0 + 22*log10(d_3D) + 20*log10(fc) + sigma_LOS*randn;
PL2 = 28.0 + 40*log10(d_3D) + 20*log10(fc) - 9*log10(d_BP^2 + (h_BS -
h_UT)^2) + sigma_LOS*randn;

if(d_2D>=10)&&(d_2D<=d_BP)
    PL_Uma_LOS = PL1;
elseif(d_2D>d_BP)&&(d_2D<=5000)
    PL_Uma_LOS = PL2;
else
    PL_Uma_LOS = 0;
end

PL_Uma_NLOS = 13.54 + 39.08*log10(d_3D) + 20*log10(fc) - 0.6*(h_UT -
1.5) + sigma_NLOS*randn;

PL_Uma_NLOS = max(PL_Uma_LOS, PL_Uma_NLOS);

PL = PL_Uma_NLOS;
```

6.7 Υπολογισμός συνολικών απωλειών διάδοσης

Με την παραπάνω συνάρτηση `pathloss_Uma_5G` που καλείται στο εσωτερικό της συνάρτησης `users_distribute` υπολογίσαμε τις απώλειες διαδρομής μεταξύ χρήστη και υποψηφίων BS εξυπηρέτησης και αποφασίσαμε βάση της μικρότερης τιμής ποιος τελικά επικρατεί. Ωστόσο, λόγω της χρήσης της τεχνικής της τομεοποίησης, θα έχουμε μείωση του παράγοντα ενδοκυβελικών και διακυβελικών παρεμβολών και συνεπώς θα πρέπει να το λάβουμε υπόψη στον προσδιορισμό των ολικών απωλειών

⁷⁴ Φυσικά συνάμα με την παρουσία του σε ακτίνα περιοχή εντός ακτίνας R_c από τον κεντρικό BS του συστήματος.

διάδοσης. Όπως βλέπουμε παραπάνω στον πίνακα PL αποθηκεύεται η τιμή των απωλειών διαδρομής μεταξύ χρήστη και BS. Με αυτό ως δεδομένο οι συνολικές απώλειες υπολογίζονται μέσω του τύπου:

$$TL = PL + A_{1,2,3} - G_b - G_m \quad (\text{Σχέση 6.1})$$

Όπου A είναι ο παράγοντας σχετικής εξασθένισης BS – MS, G_b είναι το κέρδος κεραίας του BS και G_m το κέρδος κεραίας του κινητού τερματικού. Οι τυπικές τιμές που χρησιμοποιούμε για τα κέρδη στην προσομοίωσή μας είναι $G_b = 18$, $G_m = 4$.

Σημαντικό είναι να τονίσουμε ότι την παραπάνω διαδικασία διεξάγει η γενική συνάρτηση της προσομοίωσης⁷⁵, ωστόσο για τον υπολογισμό του παράγοντα σχετικής εξασθένισης BS – MS A , υπεύθυνη είναι μια ειδική συνάρτηση με την ονομασία *attenuation_omni*.

Η συνάρτηση αυτή όπως προείπαμε είναι επιφορτισμένη με τον υπολογισμό των παραπάνω παραγόντων, το οποίο αποθηκεύει σε έναν πίνακα (A) ώστε να υπάρχει το μητρώο για όλους τους χρήστες. Για να το επιτύχει αυτό χρειάζεται αρχικά ο υπολογισμός της 2D-γωνίας θ μεταξύ BS-MS. Με δεδομένο αυτό τα στοιχεία του πίνακα A υπολογίζονται ως εξής:

$$A_1 = A_2 = 0 \text{ dB}, 0 \leq \theta \leq 120^\circ$$

$$A_3 = 20 \text{ dB, αλλού}$$

Από τις παραπάνω σχέσεις 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 όπως προείπαμε την συνάρτηση *attenuation_omni* στην οποία διερευνούμε από ποιους BS «φωτίζεται»⁷⁶ κάθε χρήστης, με βάση την γωνία θ . Οι περιπτώσεις που εξετάζουμε συνολικά είναι 9:

1. Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον κάτω δεξιό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε κάτω δεξιό τομέα.
2. Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον κάτω δεξιό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε άνω δεξιό τομέα.
3. Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον κάτω δεξιό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε αριστερό τομέα.
4. Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον άνω δεξιό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε κάτω δεξιό τομέα.
5. Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον άνω δεξιό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε άνω δεξιό τομέα.
6. Η κατευθυντική κεραία του BS φωτίζει κάποιον άνω δεξιό τομέα και ο χρήστης βρίσκεται σε αριστερό τομέα.

⁷⁵ Όπως θα δούμε αναλυτικότερα παρακάτω αυτή η συνάρτηση είναι η *simul_5gusers_distri*.

⁷⁶ Ο όρος «φωτίζεται» (lighten στην αγγλική) 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.

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

Αφότου λοιπόν προσδιορισθεί η σχετική θέση BS – MS, σχηματίζουμε έναν πίνακα με όνομα A, ο οποίος περιέχει τον παράγοντα σχετικής εξασθένισης μεταξύ κάθε χρήστη που γίνεται αποδεκτός στο σύστημα και κάθε τομέα. Επίσης μέσω της σχέσης 6.1 μπορεί να προσδιορισθεί και ο πίνακας συνολικών απωλειών (*total_loss_user*)⁷⁷ που είναι και το βασικό ζητούμενο.

Ο κώδικας της συνάρτησης *attenuation_omni* είναι ο εξής:

```
function [A,theta_BS] =
attenuation_omni(x_pos,y_pos,position,number_of_cells)

sectors = 3;
theta_BS = zeros(1,number_of_cells);
A = zeros(1,sectors*number_of_cells);

for number_of_cell = 1:1:number_of_cells

    side1 = sqrt((x_pos-position(number_of_cell,1))^2 + (y_pos-
position(number_of_cell,2))^2);
    side2 = abs(x_pos-position(number_of_cell,1));
    angle = acos(side2/side1);
    if((x_pos - position(number_of_cell,1)<0)&&(y_pos -
position(number_of_cell,2)>0))
        angle = pi - angle;
    elseif((x_pos - position(number_of_cell,1)<0)&&(y_pos -
position(number_of_cell,2)<0))
        angle = angle + pi;
    elseif((x_pos - position(number_of_cell,1)>0)&&(y_pos -
position(number_of_cell,2)<0))
        angle = 2*pi - angle;
    end
    if((angle>=0)&&(angle<=(2*pi)/3))
        theta_BS(1,sectors*(number_of_cell-1)+1) = angle;
        theta_BS(1,sectors*(number_of_cell-1)+2) = angle + 2*(pi/3);
        theta_BS(1,sectors*(number_of_cell-1)+3) = angle + 4*(pi/3);
        angle = abs(pi/3 - angle);
        angle = round(angle*(180/pi)+1);
        A(1,sectors*(number_of_cell-1)+1) = 0;
        A(1,sectors*(number_of_cell-1)+2) = 20;
        A(1,sectors*(number_of_cell-1)+3) = 20;
    elseif((angle>(2*pi)/3)&&(angle<=(4*pi)/3))
        theta_BS(1,sectors*(number_of_cell-1)+1) = angle;
        theta_BS(1,sectors*(number_of_cell-1)+2) = angle - 2*(pi/3);
        theta_BS(1,sectors*(number_of_cell-1)+3) = angle + 2*(pi/3);
        angle = angle - (2*pi)/3;
        angle = abs(pi/3 - angle);
        angle = round(angle*(180/pi)+1);
        A(1,sectors*(number_of_cell-1)+1) = 20;
```

⁷⁷ Ο πίνακας αυτός περιέχεται στη συνάρτηση *simul_5gusers_distri* που θα παρουσιάσουμε συγκεντρωτικά αργότερα στο παρόν πόνημα.

```

A(1,sectors*(number_of_cell-1)+2) = 0;
A(1,sectors*(number_of_cell-1)+3) = 20;
else
theta_BS(1,sectors*(number_of_cell-1)+1) = angle;
theta_BS(1,sectors*(number_of_cell-1)+2) = angle;
theta_BS(1,sectors*(number_of_cell-1)+3) = angle - 4*(pi/3);
angle = angle - (4*pi)/3;
angle = abs(pi/3 - angle);
angle = round(angle*(180/pi)+1);
A(1,sectors*(number_of_cell-1)+1) = 20;
A(1,sectors*(number_of_cell-1)+2) = 20;
A(1,sectors*(number_of_cell-1)+3) = 0;
end
end

```

6.8 Μητρώα MIMO

Η τεχνολογία MIMO και η εγκαθίδρυση τέτοιων κεραιοσυστημάτων στα κυψελωτά συστήματα 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. Παρακάτω περιγράψουμε τον τρόπο με τον οποίο αυτές οι τεχνικές MIMO στον προσομοιωτή μας.

Ως είσοδο της προσομοίωσής μας μεταξύ των άλλων εισάγουμε τις παραμέτρους M_t και M_r . Οι παράμετροι αυτοί, οι οποίοι εναλλακτικά συναντώνται στη βιβλιογραφία και ως M , N , αφορούν το πλήθος των ενεργών στοιχείων στον κεραιοεξοπλισμό του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα. Στην προσομοίωσή μας έχουν και οι δύο την τιμή 2.

Το βασικότερο ωστόσο στοιχείο ενός MIMO συστήματος είναι ο πίνακας H , διαστάσεων $M_t \times M_r$. 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.

Ο υπολογισμός του πίνακα H στη προσομοίωσή μας γίνεται μέσω της εφαρμογής του fast fading model⁷⁸ του προτύπου ETSI TR 138 901 V14.3.0, το οποίο εξάλλου ακολουθείται καθόλη τη διάρκεια αυτής.

Η διαδικασία που περιγράφεται στο παραπάνω μοντέλο είναι αρκετά πολύπλοκη και απαιτεί τον υπολογισμό πλειάδας παραμέτρων και μεταβλητών ώστε να καταλήξουμε στον ζητούμενο πίνακα. Παρουσιάζονται τα βασικά βήματα του fast fading model τα οποία είναι τα εξής⁷⁹:

- 1. Ορισμός παραμέτρων περιβάλλοντος, διάταξης δικτύου και συστοιχίας κεραιών.** Αφορά την επιλογή του σεναρίου (Uma), της τοπολογίας (αριθμός tier), της συχνότητας και γενικών των παραμέτρων εισόδου.
- 2. Επιλογή LOS ή/και NLOS σεναρίου.** Στην περίπτωση μας όπως αναλύσαμε σε προηγούμενη παράγραφο.

⁷⁸ Παράγραφος 7.5 [13], σελ. 30 – 45.

⁷⁹ Κάποια από τα βήματα του μοντέλου –κυρίως τα αρχικά– έχουν πραγματοποιηθεί ήδη προηγουμένως στην προσομοίωσή μας μέσω των συναρτήσεων που ήδη παρουσιάσαμε.

3. **Εφαρμογή μοντέλου pathloss.** Πραγματοποιείται από τη συνάρτηση *pathloss_Uma_5G*, όπως αναφέραμε σε προηγούμενη παράγραφο.
4. **Υπολογισμός παραμέτρων μεγάλης κλίμακας.** Αφορά παραμέτρους όπως καθυστέρηση εξάπλωσης (DS), γωνιακές εξαπλώσεις (ASA, ASD, ZSA, ZSD), Ricean K συντελεστής (K) και σκίαση (SF).
5. **Υπολογισμός καθυστερήσεων πλέγματος (cluster delays).** Αφορά τη διαδικασία της τομεοποίησης και το ποια cells «φωτίζονται» κατά περίπτωση.
6. **Υπολογισμός ισχύων πλέγματος (power delays).** Αντίστοιχα με παραπάνω.
7. **Υπολογισμός γωνιών άφιξης και αναχώρησης τόσο για το αζιμούθιο όσο και για την ανύψωση.** Αφορά τις γωνίες που σχηματίζονται μεταξύ BS-MS και του ευθύγραμμου τμήματος που τα ενώνει και απωτελεί τον άξονα απωλειών, τόσο στην πλευρά του BS (departure angles φ, θ) όσο και σε αυτή του MS (arrival angles φ, θ).
8. **Τυχαία σύζευξη ακτινών μέσα σε ένα cluster τόσο για το αζιμούθιο όσο και για την ανύψωση.** Ουσιαστικά αφορά την τυχαία διαδικασία συνδυασμού ανά δύο των γωνιών που υπολογίστηκαν στο προηγούμενο βήμα.
9. **Δημιουργία αναλογιών ισχύος πολλαπλής πόλωσης (XPR power ratios).** Τυχαίος παράγοντας πόλωσης που ακολουθεί την λογαριθμοκανονική κατανομή και επηρεάζει τα υπολογιζόμενα στα βήματα 8,9.
10. **Υπολογισμός τυχαίων αρχικών φάσεων.** Διαδικασία υπολογισμού τυχαίων μεταβλητών φάσεων έναρξης της προσομοίωσης.
11. **Υπολογισμών συντελεστών καναλιού (channel coefficients) και δημιουργία πίνακα H .**

Τα παραπάνω βήματα περιέχουν πλήθος αριθμητών υπολογιστών, πράξεων μεταξύ πινάκων, πράξεων μιγαδικών αριθμών κ.α. και η εκτενής περιγραφή του γίνεται στις σελίδες 30 – 45 του [13]. Το [13] αποτελεί ουσιαστικά ένα εγχειρίδιο προς τον προγραμματιστή ώστε να μπορέσει να δημιουργήσει τον κώδικα του παρέχοντάς του τις αριθμητές σχέσεις και μεθόδους που χρειάζεται καθώς και τη σειρά εκτέλεσής τους.

Στην προσομοίωσή μας προς μείωση τις πολυπλοκότητας υπολογίσαμε a priori τον αρκετές τιμές channel coefficients⁸⁰ με τη χρήση της συνάρτησης *channel_3gpp_5G*, βασισμένες στα πραγματικά δεδομένα της προσομοίωσης.

Αυτό μας έδωσε τη δυνατότητα να μειώσουμε αρκετά την πολυπλοκότητα καθώς στην κύρια συνάρτηση της προσομοίωσης μας *simul_5gusers_distri* απλά επιλέγουμε τυχαία τέτοιες τιμές, δημιουργώντας συνεχώς τυχαίους μεν πλήρως αληθείς και πραγματικούς $\delta\epsilon$, πίνακες H όπου εισάγονται και συνοψίζονται στη μεταβλητή H_{final} .

Ωστόσο πίσω από αυτήν κρύβεται η πολλαπλή εκτέλεση ολόκληρης της παραπάνω διαδικασίας, δηλαδή της συνάρτησης *channel_3gpp_5G* και η τυχαία επιλογή πραγματικών «στιγμιότυπων» της.

Ο κώδικας της συνάρτησης *channel_3gpp_5G* παρουσιάζεται παρακάτω:

```
function h_final = channel_3gpp_5G(Mt,Mr,fc,h_UT,d2D)
```

⁸⁰ Συγκεκριμένα 10^7 τιμές.

```

N_clusters = 20;
N_rays_per_cluster = 20;
h = zeros(Mr,Mt,N_clusters);
h_final = zeros(Mr,Mt);

offset_angles = zeros(1,N_rays_per_cluster);
offset_angles(1,1) = 0.0447;
offset_angles(1,2) = -0.0447;
offset_angles(1,3) = 0.1413;
offset_angles(1,4) = -0.1413;
offset_angles(1,5) = 0.2492;
offset_angles(1,6) = -0.2492;
offset_angles(1,7) = 0.3715;
offset_angles(1,8) = -0.3715;
offset_angles(1,9) = 0.5129;
offset_angles(1,10) = -0.5129;
offset_angles(1,11) = 0.6797;
offset_angles(1,12) = -0.6797;
offset_angles(1,13) = 0.8844;
offset_angles(1,14) = -0.8844;
offset_angles(1,15) = 1.1481;
offset_angles(1,16) = -1.1481;
offset_angles(1,17) = 1.5195;
offset_angles(1,18) = -1.5195;
offset_angles(1,19) = 2.1551;
offset_angles(1,20) = -2.1551;

mean_DS_LOS = -6.955 - 0.0963*log10(fc);
std_DS_LOS = 0.66;
mean_DS_NLOS = -6.28 - 0.204*log10(fc);
std_DS_NLOS = 0.39;

DS = 10^(mean_DS_NLOS + std_DS_NLOS*randn);

mean_ASD_LOS = 1.06 + 0.1114*log10(fc);
std_ASD_LOS = 0.28;
mean_ASD_NLOS = 1.5 - 0.1144*log10(fc);
std_ASD_NLOS = 0.28;

ASD = 10^(mean_ASD_NLOS+std_ASD_NLOS*randn);
ASD = min(ASD,104);

mean_ASA_LOS = 1.81;
std_ASA_LOS = 0.2;
mean_ASA_NLOS = 2.08 - 0.27*log10(fc);
std_ASA_NLOS = 0.11;

ASA = 10^(mean_ASA_NLOS + std_ASA_NLOS*randn);
ASA = min(ASA,104);

mean_ZSA_LOS = 0.95;
std_ZSA_LOS = 0.16;
mean_ZSA_NLOS = -0.3236*log10(fc) + 1.512;
std_ZSA_NLOS = 0.16;

ZSA = 10^(mean_ZSA_NLOS + std_ZSA_NLOS*randn);
ZSA = min(ZSA,52);

```

```
mean_ZSD_NLOS = max(-0.5, -2.1*(d2D/1000) -0.01*(h_UT - 1.5)+0.9);
std_ZSD_NLOS = 0.49;
```

```
ZSD = 10^(mean_ZSD_NLOS + std_ZSD_NLOS*randn);
ZSD = min(ZSD,52);
```

```
a_fc = 0.208*log10(fc)- 0.782;
b_fc = 25;
c_fc = -0.13*log10(fc )+ 2.03;
e_fc = 7.66*log10(fc) - 5.96;
```

```
m_offset_ZOD = e_fc - 10^(a_fc*log10(max(b_fc,d2D)) + c_fc -
0.07*(h_UT-1.5));
```

```
C_ASA = 15;
C_ASD = 3;
C_ZSA = 7;
```

```
mlg_ZSD = mean_ZSD_NLOS;
```

```
r_t_LOS = 2.5;
r_t_NLOS = 2.3;
m_xpr = 7;
s_xpr = 3;
C_DS = max(0.25,6.5622-3.4084*log10(fc));
```

```
t_n = zeros(1,N_clusters);
P_n = zeros(1,N_clusters);
phi_AOA = zeros(N_clusters,N_rays_per_cluster);
phi_AOD = zeros(N_clusters,N_rays_per_cluster);
theta_ZOA = zeros(N_clusters,N_rays_per_cluster);
theta_ZOD = zeros(N_clusters,N_rays_per_cluster);
```

```
C_f = ones(1,N_clusters);
C_f(1,4) = 0.779;
C_f(1,5) = 0.860;
C_f(1,8) = 1.018;
C_f(1,10) = 1.090;
C_f(1,11) = 1.123;
C_f(1,12) = 1.146;
C_f(1,14) = 1.190;
C_f(1,15) = 1.211;
C_f(1,16) = 1.226;
C_f(1,19) = 1.273;
C_f(1,20) = 1.289;
```

```
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
C_theta = ones(1,N_clusters);
C_theta(1,8) = 0.889;
C_theta(1,10) = 0.957;
C_theta(1,11) = 1.031;
C_theta(1,12) = 1.104;
C_theta(1,15) = 1.1088;
C_theta(1,19) = 1.184;
C_theta(1,20) = 1.178;
```

```
%%% Generate Cluster Delays %%%%%%%%%%%
for index_clusters = 1:1:N_clusters
```

```

X_n = rand;
t_n(1,index_clusters) = -r_t_NLOS*DS*log(X_n);
end

t_n = sort(t_n-min(t_n),'ascend');

%%% Generate Cluster Delays %%%%%%%%%%%
for index_clusters = 1:1:N_clusters
    z_n = 3*randn;
    P_n(1,index_clusters) = exp(-(t_n(1,index_clusters)*(r_t_NLOS-
1))/r_t_NLOS/DS)*10^(-z_n/10);
end

P_n = P_n/sum(P_n);

%%% Generate arrival angles %%%
for index_clusters = 1:1:N_clusters
    temp_phi_AOA = 2*(ASA/1.4)*sqrt(-
log(P_n(1,index_clusters)/max(P_n)));
    temp_phi_AOA = temp_phi_AOA/C_f(1,index_clusters);
    X_n = randsrc(1,1,[-1,1]);
    Y_n = randn*(ASA/7);
    temp_phi_AOA = X_n*temp_phi_AOA + Y_n;
%     + AOA_user(user)
    for index_subpaths = 1:1:N_rays_per_cluster
        phi_AOA(index_clusters,index_subpaths) = temp_phi_AOA +
offset_angles(1,index_subpaths)*C_ASA;
    end
end

%%% Generate departures angles %%%s
for index_clusters = 1:1:N_clusters
    temp_phi_AOD = 2*(ASD/1.4)*sqrt(-
log(P_n(1,index_clusters)/max(P_n)));
    temp_phi_AOD = temp_phi_AOD/C_f(1,index_clusters);
    X_n = randsrc(1,1,[-1,1]);
    Y_n = randn*(ASD/7);
    temp_phi_AOD = X_n*temp_phi_AOD + Y_n;
%     + AOD_user(user)
    for index_subpaths = 1:1:N_rays_per_cluster
        phi_AOD(index_clusters,index_subpaths) = temp_phi_AOD +
offset_angles(1,index_subpaths)*C_ASD;
    end
end

%%% Generate ZOA angles %%%
for index_clusters = 1:1:N_clusters
    temp_theta_ZOA = -2*ZSA*log(P_n(1,index_clusters)/max(P_n));
    temp_theta_ZOA = temp_theta_ZOA/C_theta(1,index_clusters);
    X_n = randsrc(1,1,[-1,1]);
    Y_n = randn*(ZSA/7);
    temp_theta_ZOA = X_n*temp_theta_ZOA + Y_n;
%     + ZOA_user(user)
    for index_subpaths = 1:1:N_rays_per_cluster

```

```

        theta_ZOA(index_clusters,index_subpaths) = temp_theta_ZOA +
offset_angles(1,index_subpaths)*C_ZSA;
    end
end

%%% Generate ZOD angles %%%

for index_clusters = 1:1:N_clusters
    temp_theta_ZOD = -2*ZSD*log(P_n(1,index_clusters)/max(P_n));
    temp_theta_ZOD = temp_theta_ZOD/C_theta(1,index_clusters);
    X_n = randsrc(1,1,[-1,1]);
    Y_n = randn*(ZSD/7);
    temp_theta_ZOD = X_n*temp_theta_ZOD + Y_n + m_offset_ZOD;
    theta_output = temp_theta_ZOD;
%     + ZOD_user(user)
    for index_subpaths = 1:1:N_rays_per_cluster
        theta_ZOD(index_clusters,index_subpaths) = temp_theta_ZOD +
offset_angles(1,index_subpaths)*(3/8)*10^mlg_ZSD;
    end
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
F_theta_theta = zeros(N_clusters,N_rays_per_cluster);
F_theta_phi = zeros(N_clusters,N_rays_per_cluster);
F_phi_theta = zeros(N_clusters,N_rays_per_cluster);
F_phi_phi = zeros(N_clusters,N_rays_per_cluster);

for index_clusters = 1:1:N_clusters
    for index_subpaths = 1:1:N_rays_per_cluster
        F_theta_theta(index_clusters,index_subpaths) = -pi +
rand*2*pi;
        F_theta_phi(index_clusters,index_subpaths) = -pi + rand*2*pi;
        F_phi_theta(index_clusters,index_subpaths) = -pi + rand*2*pi;
        F_phi_phi(index_clusters,index_subpaths) = -pi + rand*2*pi;
    end
end

angle_matrix = zeros(2,2);

for u = 1:1:Mr
    for s = 1:1:Mt
        for n = 3:1:N_clusters
            for m = 1:1:N_rays_per_cluster
                x = m_xpr + s_xpr*randn;
                k = 10^(x/10);
                angle_matrix(1,1) = exp(1i*F_theta_theta(n,m));
                angle_matrix(1,2) = sqrt(k^(-
1))*exp(1i*F_theta_phi(n,m));
                angle_matrix(2,1) = sqrt(k^(-
1))*exp(1i*F_phi_theta(n,m));
                angle_matrix(2,2) = exp(1i*F_theta_theta(n,m));
                Fr = ones(2,1);
                Ft = ones(2,1);
                h(u,s,n) = h(u,s,n) +
sqrt(P_n(1,n)/N_rays_per_cluster)*Fr.'*angle_matrix*Ft;
            end
            if (u==1) && (s==1)
                disp(abs(h(u,s,n)));
                disp(sqrt(P_n(1,n)/N_rays_per_cluster));
            end
        end
    end
end

```



```

%           disp(Fr.'*angle_matrix*Ft);
%           end
        end
    end
end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% calculation of channel for the strongest clusters
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

for u = 1:1:Mr
    for s = 1:1:Mt
        for n = 1:1:2
            for i = 1:1:3
                if(i==1)
                    m_set = [1 2 3 4 5 6 7 8 19 20];
                    delay_offset = 0;
                elseif(i==2)
                    m_set = [9 10 11 12 17 18];
                    delay_offset = 1.28*C_DS;
                else
                    m_set = [13 14 15 16];
                    delay_offset = 2.56*C_DS;
                end
                for m_index = 1:1:length(m_set)
                    m = m_set(m_index);
                    x = m_xpr + s_xpr*randn;
                    k = 10^(x/10);
                    angle_matrix(1,1) = exp(1i*F_theta_theta(n,m));
                    angle_matrix(1,2) = sqrt(k^(-
1)))*exp(1i*F_theta_phi(n,m));
                    angle_matrix(2,1) = sqrt(k^(-
1)))*exp(1i*F_phi_theta(n,m));
                    angle_matrix(2,2) = exp(1i*F_theta_theta(n,m));
                    Fr = ones(2,1);
                    Ft = ones(2,1);
                    h(u,s,n) = h(u,s,n) +
sqrt(P_n(1,n)/N_rays_per_cluster)*Fr.'*angle_matrix*Ft;
                end
            end
            disp(abs(h(u,s,n)));
        end
    end
end

for u = 1:1:Mr
    for s = 1:1:Mt
        for n = 1:1:N_clusters
            h_final(u,s) = h_final(u,s) + h(u,s,n);
        end
    end
end
end

```

Ιδιαίτερης σημασίας για την παραπάνω συνάρτηση είναι ο πίνακας 7.5-6⁸¹ του [13]. Για την περίπτωση του Ura σεναρίου προσομοίωσης τον παρουσιάζουμε και κάτωθι:

⁸¹ Part 1 και Part 2 ανάλογα με το επιλεχθέν σενάριο προσομοίωσης.

Scenarios		UMi - Street Canyon			UMa		
		LOS	NLOS	O2I	LOS	NLOS	O2I
Delay spread (DS) lgDS=log ₁₀ (DS/1s)	μ_{lgDS}	-0.24 log ₁₀ (1+ f _c) - 7.14	-0.24 log ₁₀ (1+ f _c) - 6.83	-6.62	-6.955 - 0.0963 log ₁₀ (f _c)	-6.28 - 0.204 log ₁₀ (f _c)	-6.62
	σ_{lgDS}	0.38	0.16 log ₁₀ (1+ f _c) + 0.28	0.32	0.66	0.39	0.32
AOD spread (ASD) lgASD=log ₁₀ (ASD/1°)	μ_{lgASD}	-0.05 log ₁₀ (1+ f _c) + 1.21	-0.23 log ₁₀ (1+ f _c) + 1.53	1.25	1.06 + 0.1114 log ₁₀ (f _c)	1.5 - 0.1144 log ₁₀ (f _c)	1.25
	σ_{lgASD}	0.41	0.11 log ₁₀ (1+ f _c) + 0.33	0.42	0.28	0.28	0.42
AOA spread (ASA) lgASA=log ₁₀ (ASA/1°)	μ_{lgASA}	-0.08 log ₁₀ (1+ f _c) + 1.73	-0.08 log ₁₀ (1+ f _c) + 1.81	1.76	1.81	2.08 - 0.27 log ₁₀ (f _c)	1.76
	σ_{lgASA}	0.014 log ₁₀ (1+ f _c) + 0.28	0.05 log ₁₀ (1+ f _c) + 0.3	0.16	0.20	0.11	0.16
ZOA spread (ZSA) lgZSA=log ₁₀ (ZSA/1°)	μ_{lgZSA}	-0.1 log ₁₀ (1+ f _c) + 0.73	-0.04 log ₁₀ (1+ f _c) + 0.92	1.01	0.95	-0.3236 log ₁₀ (f _c) + 1.512	1.01
	σ_{lgZSA}	-0.04 log ₁₀ (1+ f _c) + 0.34	-0.07 log ₁₀ (1+ f _c) + 0.41	0.43	0.16	0.16	0.43
Shadow fading (SF) [dB]	σ_{SF}	See Table 7.4.1-1	See Table 7.4.1-1	7	See Table 7.4.1-1	See Table 7.4.1-1	7
K-factor (K) [dB]	μ_K	9	N/A	N/A	9	N/A	N/A
	σ_K	5	N/A	N/A	3.5	N/A	N/A
Cross-Correlations	ASD vs DS	0.5	0	0.4	0.4	0.4	0.4
	ASA vs DS	0.8	0.4	0.4	0.8	0.6	0.4
	ASA vs SF	-0.4	-0.4	0	-0.5	0	0
	ASD vs SF	-0.5	0	0.2	-0.5	-0.6	0.2
	DS vs SF	-0.4	-0.7	-0.5	-0.4	-0.4	-0.5
	ASD vs ASA	0.4	0	0	0	0.4	0
	ASD vs K	-0.2	N/A	N/A	0	N/A	N/A
	ASA vs K	-0.3	N/A	N/A	-0.2	N/A	N/A
	DS vs K	-0.7	N/A	N/A	-0.4	N/A	N/A
	SF vs K	0.5	N/A	N/A	0	N/A	N/A
Cross-Correlations ¹⁾	ZSD vs SF	0	0	0	0	0	0
	ZSA vs SF	0	0	0	-0.8	-0.4	0
	ZSD vs K	0	N/A	N/A	0	N/A	N/A
	ZSA vs K	0	N/A	N/A	0	N/A	N/A
	ZSD vs DS	0	-0.5	-0.6	-0.2	-0.5	-0.6
	ZSA vs DS	0.2	0	-0.2	0	0	-0.2
	ZSD vs ASD	0.5	0.5	-0.2	0.5	0.5	-0.2
	ZSA vs ASD	0.3	0.5	0	0	-0.1	0
	ZSD vs ASA	0	0	0	-0.3	0	0
	ZSA vs ASA	0	0.2	0.5	0.4	0	0.5
ZSD vs ZSA	0	0	0.5	0	0	0.5	
Delay scaling parameter r _r		3	2.1	2.2	2.5	2.3	2.2
XPR [dB]	μ_{XPR}	9	8.0	9	8	7	9
	σ_{XPR}	3	3	5	4	3	5
Number of clusters N		12	19	12	12	20	12
Number of rays per cluster M		20	20	20	20	20	20
Cluster DS (C _{DS}) in [ns]		5	11	11	max(0.25, 6.5622 - 3.4084 log ₁₀ (f _c))	max(0.25, 6.5622 - 3.4084 log ₁₀ (f _c))	11
Cluster ASD (C _{ASD}) in [deg]		3	10	5	5	2	5
Cluster ASA (C _{ASA}) in [deg]		17	22	8	11	15	8
Cluster ZSA (C _{ZSA}) in [deg]		7	7	3	7	7	3
Per cluster shadowing std ζ [dB]	DS	3	3	4	3	3	4
	ASD	7	10	10	30	40	10
	ASA	8	10	11	18	50	11
	SF	8	9	17	15	50	17
	K	10	13	7	37	50	7
	ZSA	15	N/A	N/A	12	N/A	N/A
	ZSD	12	10	25	15	50	25
		12	10	25	15	50	25

f_c is carrier frequency in GHz; d_{2D} is BS-UT distance in km.
 NOTE 1: DS = rms delay spread, ASD = rms azimuth spread of departure angles, ASA = rms azimuth spread of arrival angles, ZSD = rms zenith spread of departure angles, ZSA = rms zenith spread of arrival angles, SF = shadow fading, and K = Ricean K-factor.
 NOTE 2: The sign of the shadow fading is defined so that positive SF means more received power at UT than predicted by the path loss model.
 NOTE 3: All large scale parameters are assumed to have no correlation between different floors.
 NOTE 4: The following notation for mean (μ_{lgX}=mean{log₁₀(X)}) and standard deviation (σ_{lgX}=std{log₁₀(X)}) is used for logarithmized parameters X.
 NOTE 5: For all considered scenarios the AOD/AOA distributions are modelled by a wrapped Gaussian distribution, the ZOD/ZOA distributions are modelled by a Laplacian distribution and the delay distribution is modelled by an exponential distribution.
 NOTE 6: For UMa and frequencies below 6 GHz, use f_c = 6 when determining the values of the frequency-dependent LSP values
 NOTE 7: For UMi and frequencies below 2 GHz, use f_c = 2 when determining the values of the frequency-dependent LSP values

Scenarios		LOS	NLOS
ZOD spread (ZSD) lgZSD=log ₁₀ (ZSD/1°)	μ_{lgZSD}	max[-0.5, -2.1(d _{2D} /1000) - 0.01(h _{UT} - 1.5)+0.75]	max[-0.5, -2.1(d _{2D} /1000) - 0.01(h _{UT} - 1.5)+0.9]
	σ_{lgZSD}	0.40	0.49
ZOD offset	$\mu_{offset,ZOD}$	0	e(f _c)-10 ^a {a(f _c) log ₁₀ (max(b(f _c), d _{2D})) + c(f _c) - 0.07(h _{UT} -1.5)}

Note: For NLOS ZOD offset:
 a(f_c) = 0.208log₁₀(f_c) - 0.782;
 b(f_c) = 25;
 c(f_c) = -0.13log₁₀(f_c) + 2.03;
 e(f_c) = 7.66log₁₀(f_c) - 5.96.

Πίνακας 6.1: Πίνακας 7.5-6 του [13]

6.9 Εκχώρηση καναλιών

Η εκχώρηση καναλιών, υποφερόντων (subcarriers) ή PRB's αποτελεί τεχνική που υπεισέρχεται στην πολυδιαυλική διαμόρφωση ή αλλιώς στις τεχνικές πολλαπλής

πρόσβασης. Η τεχνική που μας απασχολεί στην παρούσα εργασία και προσομοίωση είναι το OFDM και η επέκτασή του για εφαρμογές πολλαπλής πρόσβασης OFDMA.

Θα παρατηρήσουμε πως στην προσομοίωσή μας κάνουμε λόγω για εκχώρηση subcarriers προς τους χρήστες. Είναι σημαντικό να γνωρίζουμε ότι αυτό αποτελεί μια εξιδανίκευση για τους σκοπούς της παρούσας εργασίας. Στην πράξη κάνουμε εκχώρηση PRB's (PRB allocation) και όχι υποφερόντων.

Όπως αναφέραμε και στην εισαγωγή βασικό στοιχείο στο ορισμό των υποφερόντων που διατίθενται αποτελεί το PRB (Physical Resource Block) το οποίο αποτελεί το μικρότερο στοιχείο κατανομής πόρων που διατίθεται. Κάθε PRB αποτελείται από 12 υποφέροντα. Συνεπώς έχουμε $PRB_NUM * 12$ μονάδες πόρων προς εκχώρηση. Στην προσομοίωσή μας ωστόσο θα χρησιμοποιήσουμε τόσο την παραπάνω ρεαλιστική περίπτωση αλλά κυρίως περίπτωση που το PRB, και για την ακρίβεια την μέγιστη τιμή του που είναι 132, θα ισούται με τον αριθμό των subcarriers προς απόδοση σε χρήστες (δηλ $number_of_subcarriers = PRB_NUM$) προφανώς για την εισαγωγή μικρότερης πολυπλοκότητας στον αλγόριθμό μας.

Ακολουθώντας λοιπόν την τεχνική αυτή, αρχικά διαχωρίζουμε το bit-stream πληροφορίας σε επιμέρους bit-streams, τα οποία μεταδίδονται μέσω αντιστοιχού 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.

Στην προσομοίωσή μας διατίθενται 132 subcarriers ανά BS με subcarrier spacing = 6MHz. Ουσιαστικά με την παραπάνω απλοποίηση σε επίπεδο PRB's και subcarriers χρησιμοποιούμε την τομεοποίηση μονάχα προς αποφυγή παρεμβολών και όχι προς αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος. Σημαντική είναι και η παράμετρος $PRB_per_MS^{82}$ που είναι ο αριθμός καναλιών που αναθέτουμε ανά χρήστη. 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 διαδικασίες της main συνάρτησής μας *simul_5gusers_distri* καθώς και τον τυχαίο πίνακα Η όπως περιγράψαμε παραπάνω. Αρχικά ελέγχουμε για το χρήστη που εισάγεται και τον BS που του έχει ανατεθεί υπάρχουν τουλάχιστον $w < (w=15)$ διαθέσιμα κανάλια. Εφόσον υπάρχουν, τα εκχωρούμε στο χρήστη με τυχαίο τρόπο και ταυτόχρονα τα θέτουμε στον ως πλέον μη διαθέσιμα στον πίνακα *subcarriers_of_BS*. Στην περίπτωση μη διαθέσιμων καναλιών ο χρήστης απορρίπτεται, αλλάζοντας ταυτόχρονα την τιμή μίας μεταβλητής-σημαίας που υποδηλώνει την ύπαρξη απορριφθέντος χρήστη (*reject_flag*) και αυξάνεται κατά ένα ο μετρητής απορριφθέντων χρηστών (*reject*). Εφόσον ένας χρήστης έχει απορριφθεί προχωρούμε στην εισαγωγή νέου. Εφόσον ένας χρήστης έχει απορριφθεί προχωρούμε στην εισαγωγή νέου. Το block κώδικα της συνάρτησης *simul_5gusers_distri* που επιτελεί την ως άνω διαδικασία είναι:

⁸² Αφορά λόγω της απλοποίησης ουσιαστικά subcarriers per MS.

```

function
[Pt,Pt_central_cell,SINR_user,users,users_central_cell,throughput_tot
al,throughput_central_cell] =
simul_5gusers_distri(input_matrix,H_final)

Mt = input_matrix(1);
Mr = input_matrix(2);
tiers = input_matrix(3);
N_subcarriers = input_matrix(4);
rrm_type = input_matrix(5);
SNR_req = input_matrix(6);
PRB_per_MS = input_matrix(7);
AMC = input_matrix(8);

index_h = randsrc(1,1,1:1e+7);
%%%  UMa Scenario %%%

h_BS = 25;
h_UT = 1.5;
fc = 28;
R = 500;
PL_max = 160;
Pt_max_per_PRB = 0.0240;
Pt_BS_max = 10^(0.5);

No = -174 + 10*log10(100*(1e+6));
No = 10^(No/10)/1000;
SNR_req = 10^(SNR_req/10);
G_m = 4;
G_b = 18;

sectors = 3;
xo = 0; yo = 0; zo = 25;
number_of_cells = 1;
for j = 1:1:tiers
    number_of_cells = number_of_cells + j*6;
end

Rc = R*sqrt((3*number_of_cells*sqrt(3))/(2*pi));
Rc_cell = R*sqrt((3*sqrt(3))/(2*pi));
position = cell_array_design(xo,yo,R,tiers,0);
position(:,3) = zo;

x_min = -(1 + 2*tiers)*R;
x_max = (1 + 2*tiers)*R;
y_min = -(1 + 2*tiers)*R*(sqrt(3)/2);
y_max = (1 + 2*tiers)*R*(sqrt(3)/2);
total_sectors = number_of_cells*sectors;

flag = 0;

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%% initialization of matrices %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

subcarriers_of_BSs = zeros(number_of_cells,N_subcarriers);
subcarriers_of_users = zeros(1,N_subcarriers);
users = zeros(1,total_sectors);
users_BS = zeros(1,number_of_cells);
total_loss_user = zeros(1,total_sectors);

```

```

total_loss_user_own_sector = zeros(1,1);
sector_user = zeros(1,1);
base_station_user = zeros(1,1);
sector_of_BS_user = zeros(1,1);
t_user = zeros(1,Mt,N_subcarriers);
order_of_subcarriers_of_users = zeros(1,1);
H = zeros(1,total_sectors,Mr,Mt,N_subcarriers);
P_users = zeros(1,N_subcarriers);
modul_type = zeros(1,N_subcarriers);
Pt_BS = zeros(size(position,1),1);
Pt_central_cell = 0;

j = 0;

while(flag==0)
    users_BS_previous = users_BS;
    [x_pos,y_pos,z_pos,PL,base_station,sector,angle] =
users_distribute(fc,x_min,x_max,y_min,y_max,Rc,position,PL_max,h_UT);
    users_BS(1,base_station) = users_BS(1,base_station) + 1;
    j = j + 1;
    reject = 0;
    [A,theta_BS] =
attenuation_omni(x_pos,y_pos,position,number_of_cells);
    temp_loss = zeros(1,total_sectors);
    temp_loss(1,:) = PL(1,:) + A(1,:) - G_m - G_b;
    users(1,3*(base_station-1) + sector) = users(1,3*(base_station-1)
+ sector) + 1;
    sector_user(sum(users),1) = 3*(base_station-1) + sector;
    base_station_user(sum(users),1) = base_station;
    sector_of_BS_user(sum(users),1) = sector;
    total_loss_user(sum(users),:) = temp_loss;
    total_loss_user_own_sector(1,sum(users)) =
total_loss_user(sum(users),sector_user(sum(users),1));
    d2D = sqrt((x_pos-position(base_station,1))^2 + (y_pos-
position(base_station,2))^2);
    for n = 1:1:total_sectors
        for PRB_index = 1:1:N_subcarriers
            index_h = index_h + 1;
            if(index_h==1e+7)
                index_h = randsrc(1,1,1:1e+7);
            end
            H(sum(users),n,1:Mr,1:Mt,PRB_index) =
H_final(index_h,1:Mr,1:Mt);
        end
    end

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
    final_temp_index = zeros(1,PRB_per_MS);
    subcarriers_of_BSs_previous = subcarriers_of_BSs;
    t_user_previous = t_user;
    temp_P = zeros(1,N_subcarriers);
    temp_modul_type = zeros(1,N_subcarriers);
    reject_flag = 0;
    pool_of_subcarriers =
find(subcarriers_of_BSs(base_station_user(sum(users),1),1:N_subcarrie
rs)==0);
    if(length(pool_of_subcarriers)<PRB_per_MS)
        flag = 1;
    end
end

```

```

        reject_flag = 1;
    else
        for sub_index = 1:1:PRB_per_MS
            temp_gain = 0;
            pool_of_subcarriers =
find(subcarriers_of_Bs(base_station_user(sum(users),1),1:N_subcarrie
rs)==0);
            if(rrm_type==1)
                for channel_index = 1:1:length(pool_of_subcarriers)
                    current_h = zeros(Mr,Mt);
                    current_h(1:Mr,1:Mt) =
H(sum(users),sector_user(sum(users),1),1:Mr,1:Mt,pool_of_subcarriers(
channel_index));
                    [v,d] = eig(current_h'*current_h);
                    temp_t = zeros(Mt,1);
                    temp_t(1:Mt,1) = v(:,diag(d)==max(diag(d)));

if((temp_t'*(current_h'*current_h)*temp_t)>temp_gain)
                    temp_gain =
temp_t'*(current_h'*current_h)*temp_t;
                    temp_index =
pool_of_subcarriers(channel_index);
                    t_user(sum(users),1:Mt,temp_index) =
temp_t(1:Mt,1);
                    final_temp_index(1,sub_index) = temp_index;
                end
            end
            temp_P(1,temp_index) =
SNR_req*No*10^(total_loss_user_own_sector(1,sum(users))/10);
            temp_P(1,temp_index) =
temp_P(1,temp_index)/abs(temp_gain);
            temp_modul_type(1,temp_index) = 1;
            if(AMC==1)
                if(temp_P(1,temp_index)<Pt_max_per_PRB)
                    SNR_req = 16.4;
                    temp_P(1,temp_index) =
SNR_req*No*10^(total_loss_user_own_sector(1,sum(users))/10);
                    temp_P(1,temp_index) =
temp_P(1,temp_index)/abs(temp_gain);
                    temp_modul_type(1,temp_index) = 4;
                    if(temp_P(1,temp_index)<Pt_max_per_PRB)
                        SNR_req = 22.7;
                        temp_P(1,temp_index) =
SNR_req*No*10^(total_loss_user_own_sector(1,sum(users))/10);
                        temp_P(1,temp_index) =
temp_P(1,temp_index)/abs(temp_gain);
                        temp_modul_type(1,temp_index) = 6;
                        if(temp_P(1,temp_index)>Pt_max_per_PRB)
                            SNR_req = 16.4;
                            temp_P(1,temp_index) =
SNR_req*No*10^(total_loss_user_own_sector(1,sum(users))/10);
                            temp_P(1,temp_index) =
temp_P(1,temp_index)/abs(temp_gain);
                            temp_modul_type(1,temp_index) = 4;
                        end
                    else
                        SNR_req = 9.6;
                        temp_P(1,temp_index) =
SNR_req*No*10^(total_loss_user_own_sector(1,sum(users))/10);

```

```

                                temp_P(1,temp_index) =
temp_P(1,temp_index)/abs(temp_gain);
                                temp_modul_type(1,temp_index) = 1;
                                end
                                end
                                end
                                end

subcarriers_of_Bs(base_station_user(sum(users),1),temp_index) = 1;
else
    channel_index =
randsrc(1,1,1:length(pool_of_subcarriers));
    temp_index = pool_of_subcarriers(channel_index);
    current_h = zeros(Mr,Mt);
    current_h(1:Mr,1:Mt) =
H(sum(users),sector_user(sum(users),1),1:Mr,1:Mt,temp_index);
    [v,d] = eig(current_h'*current_h);
    temp_t = zeros(Mt,1);
    temp_t(1:Mt,1) = v(:,diag(d)==max(diag(d)));
    temp_gain = temp_t'(current_h'*current_h)*temp_t;
    t_user(sum(users),1:Mt,temp_index) = temp_t(1:Mt,1);
    temp_P(1,temp_index) =
SNR_req*No*10^(total_loss_user_own_sector(1,sum(users))/10);
    temp_P(1,temp_index) =
temp_P(1,temp_index)/abs(temp_gain);
    final_temp_index(1,sub_index) = temp_index;

subcarriers_of_Bs(base_station_user(sum(users),1),temp_index) = 1;
end
if(temp_P(1,temp_index)>Pt_max_per_PRB)
    reject_flag = 1;
end
end
end
if(reject_flag>0)
    reject = reject + 1;
    sector_user(sum(users)) = [];
    base_station_user(sum(users)) = [];
    sector_of_BS_user(sum(users)) = [];
    total_loss_user(sum(users),:) = [];
    total_loss_user_own_sector(sum(users)) = [];
    users(1,3*(base_station-1) + sector) =
users(1,3*(base_station-1) + sector) - 1;
    subcarriers_of_Bs = subcarriers_of_Bs_previous;
    t_user = t_user_previous;
    users_BS = users_BS_previous;
else
    order_of_subcarriers_of_users(sum(users),1:PRB_per_MS) =
final_temp_index;
    subcarriers_of_users(sum(users),final_temp_index) = 1;
    P_users(sum(users),:) = temp_P;
    modul_type(sum(users),:) = temp_modul_type;
    if(base_station==1)
        Pt_central_cell = Pt_central_cell +
real(sum(P_users(sum(users),:)));
    end
    Pt_BS(base_station,1) = Pt_BS(base_station,1) +
real(sum(P_users(sum(users),:)));
    if(Pt_BS(base_station,1)>Pt_BS_max)
        flag = 1;
    end
end

```

```

end
% disp(j);
% disp(Pt_BS. ');
% disp(sum(users));
end

Pt = real(sum(Pt_BS));
index_user = 1;
SINR_user = 0;

if(sum(users)>0)
    sub_index = 1;
    temp_index = find(subcarriers_of_users(index_user, :)==1);
    temp_index = temp_index(sub_index);
    co_channel_MSs = find(subcarriers_of_users(:, temp_index)==1);
    h = zeros(Mr, Mt);
    h(1:Mr, 1:Mt) =
H(index_user, sector_user(index_user, 1), 1:Mr, 1:Mt, temp_index);
    temp_t(1:Mt, 1) = t_user(index_user, 1:Mt, temp_index);
    temp_gain =
abs(temp_t'*(h'*h)*temp_t)^2*P_users(index_user, temp_index);
    temp_gain =
temp_gain/10^(total_loss_user_own_sector(1, index_user)/10);
    interference = No*abs(temp_t'*(h'*h)*temp_t);
    temp_t_user = zeros(Mt, 1);
    for index_MS = 1:1:length(co_channel_MSs)
        if(co_channel_MSs(index_MS)~=index_user)
            temp_t_user(1:Mt, 1) =
t_user(co_channel_MSs(index_MS), 1:Mt, temp_index);
            h_int(1:Mr, 1:Mt) =
H(co_channel_MSs(index_MS), sector_user(index_user, 1), 1:Mr, 1:Mt, temp_index);
            interference = interference +
abs(temp_t'*(h'*h_int)*temp_t_user)^2*(P_users(co_channel_MSs(index_MS), temp_index)/10^(total_loss_user(co_channel_MSs(index_MS), sector_user(index_user, 1))/10));
        end
    end

temp_SINR_user = temp_gain/interference;
% if(temp_SINR_user>SINR_user)
%     SINR_user = temp_SINR_user;
% end
% disp([Pt Pt_central_cell]);
end

users_central_cell = sum(users(1, 1:sectors));
users = sum(users);

subcarrier_spacing = 60000;
% Throughput_per_Cell =
max_users_per_BS*PRB_per_MS*12*subcarrier_spacing;
% Total_Throughput = Throughput_per_Cell*7;
throughput_total = 0;
throughput_central_cell = 0;

if(AMC==1)
    for index_users = 1:1:users;

```



```

    for index_PRB = 1:1:N_subcarriers
        if(modul_type(index_users,index_PRB)~=0)
            throughput_total = throughput_total +
2^(modul_type(index_users,index_PRB))*subcarrier_spacing*12*PRB_per_M
S;
                if(base_station_user(index_users,1)==1)
                    throughput_central_cell = throughput_central_cell
+
2^(modul_type(index_users,index_PRB))*subcarrier_spacing*12*PRB_per_M
S;
                end
            end
        end
    end
end

% pause;

```

6.10 Ομοδιαυλικοί χρήστες

Σημαντικό στοιχείο στη μελέτη ενός κυψελωτού συστήματος εκτός της παροχής της κατά το δυνατό καλύτερης QoS σε κάθε χρήστη μεμονωμένα, είναι και η εκτίμηση 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 τερματικού εξοπλισμού.

Για να αντιμετωπίσουμε τέτοιου είδους προβλήματα εξετάζουμε κάθε φορά το αποδιδόμενο κανάλι στον εκάστοτε χρήστη ενδιαφέροντος. Αναγνωρίζουμε λοιπόν τον χρήστη που καταλαμβάνει κοινό κανάλι με το χρήστη ενδιαφέροντος, και στόχος μας είναι να προσδιορίσουμε την εκάστοτε παρεμβολή και τελικά το SINR.

Σε πρωταρχικό στάδιο θεωρούμε ότι έχουμε ένα επίπεδο διαμόρφωσης, την βασική QPSK διαμόρφωση με επίπεδο αναφοράς SNR = 9,6 dB. 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.

Με βάση αυτά υπολογίζουμε το επίπεδο της παρεμβολής και τελικά το ωφέλιμο SINR του χρήστη ενδιαφέροντος μέσω της σχέσης:

$$SINR_{user} = \frac{Gain_{withoutinterference}}{Interference}$$

Η ως άνω διαδικασία εκτελείται από το κάτωθι μέρος της συνάρτησης *simul_5gusers_distr*:

```

if(sum(users)>0)
    sub_index = 1;
    temp_index = find(subcarriers_of_users(index_user,:)==1);

```

```

temp_index = temp_index(sub_index);
co_channel_MSs = find(subcarriers_of_users(:,temp_index)==1);
h = zeros(Mr,Mt);
h(1:Mr,1:Mt) =
H(index_user,sector_user(index_user,1),1:Mr,1:Mt,temp_index);
temp_t(1:Mt,1) = t_user(index_user,1:Mt,temp_index);
temp_gain =
abs(temp_t'*(h'*h)*temp_t)^2*P_users(index_user,temp_index);
temp_gain =
temp_gain/10^(total_loss_user_own_sector(1,index_user)/10);
interference = No*abs(temp_t'*(h'*h)*temp_t);
temp_t_user = zeros(Mt,1);
for index_MS = 1:1:length(co_channel_MSs)
    if(co_channel_MSs(index_MS)~=index_user)
        temp_t_user(1:Mt,1) =
t_user(co_channel_MSs(index_MS),1:Mt,temp_index);
        h_int(1:Mr,1:Mt) =
H(co_channel_MSs(index_MS),sector_user(index_user,1),1:Mr,1:Mt,temp_index);
        interference = interference +
abs(temp_t'*(h'*h_int)*temp_t_user)^2*(P_users(co_channel_MSs(index_MS),temp_index)/10^(total_loss_user(co_channel_MSs(index_MS),sector_user(index_user,1))/10));
    end
end

temp_SINR_user = temp_gain/interference;
%     if(temp_SINR_user>SINR_user)
%         SINR_user = temp_SINR_user;
%     end
% disp(['Pt Pt_central_cell']);
end

```

6.11 Απορριφθέντες χρήστες

Παράλληλα με τις παραπάνω διαδικασίες που περιγράφηκαν μέχρι στιγμής διενεργείται ένας διαρκής έλεγχος που αφορά τη 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). Σημαντική σημείωση είναι το γεγονός ότι οι μη αποδεκτά γεωγραφικά χρήστες δεν υπεισέρχονται καν στη διαδικασία διότι τους υπόλοιπους μη αποδεκτούς χρήστες τους μπλοκάρουμε απευθείας από το σύστημα, χωρίς να τους καταχωρούμε στα μητρώα του.

Για τη διαγραφή χρηστών υπεύθυνες είναι οι δύο μεταβλητές σημαίες⁸³ (flags) *flag* και *reject_flag*. Η πρώτη αφορά ανίχνευση χρηστών με ισχύ μεγαλύτερης της εξ'

⁸³ Η χρήση flags είναι μια ευρέως διαδεδομένη τεχνική που χρησιμοποιείται σε κάθε είδους προγραμματιστική διαδικασία. Στόχος της είναι η εύκολη ανίχνευση γεγονότων και η αντιμετώπιση τους κατά τρόπο που αρμόζει σε κάθε περίπτωση.

αρχικοποίησης οριζόμενης επιτρεπόμενης. Η δεύτερη αφορά τον έλεγχο ισχύος του BS και ουσιαστικά ενεργοποιείται με την ενεργοποίηση της πρώτης.

Σε περίπτωση $flag > 0$ επιστρέφονται οι πίνακες ενδιαφέροντος 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 (σημαία flag).

Το block κώδικα που αφορά τη διαδικασία διαγραφής χρηστών είναι:

```

if(reject_flag>0)
    reject = reject + 1;
    sector_user(sum(users)) = [];
    base_station_user(sum(users)) = [];
    sector_of_BS_user(sum(users)) = [];
    total_loss_user(sum(users), :) = [];
    total_loss_user_own_sector(sum(users)) = [];
    users(1,3*(base_station-1) + sector) =
users(1,3*(base_station-1) + sector) - 1;
    subcarriers_of_BSs = subcarriers_of_BSs_previous;
    t_user = t_user_previous;
    users_BS = users_BS_previous;
else
    order_of_subcarriers_of_users(sum(users),1:PRB_per_MS) =
final_temp_index;
    subcarriers_of_users(sum(users),final_temp_index) = 1;
    P_users(sum(users), :) = temp_P;
    modul_type(sum(users), :) = temp_modul_type;
    if(base_station==1)
        Pt_central_cell = Pt_central_cell +
real(sum(P_users(sum(users), :)));
    end
    Pt_BS(base_station,1) = Pt_BS(base_station,1) +
real(sum(P_users(sum(users), :)));
    if(Pt_BS(base_station,1)>Pt_BS_max)
        flag = 1;
    end
end
end

```

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 – Είδη διαμορφώσεων και Αλγόριθμοι υλοποίησης

Στόχος του παρόντος κεφαλαίου είναι η αποσαφήνιση της έννοιας της προσαρμοστικής διαμόρφωσης (Adaptive Modulation – AM ή Adaptive Coding and Modulation – ACM), που είναι ευρέως διαδεδομένη στα σύγχρονα συστήματα επικοινωνιών. Οι τεχνικές αυτές 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 ραδιοδίαυλος, 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.

Τέλος θα παρουσιάσουμε τον τρόπο και τους χρησιμοποιούμενους αλγόριθμους μέσω των οποίων εισάγουμε τους διάφορους τύπους διαμορφώσεων στην προσομοίωσή μας, καθώς και τις διαφορές μεταξύ τους μέσω της ποσοτικοποίησης της επίδρασής τους σε βασικές έννοιες του κυψελωτού συστήματος.

7.1 Θεωρητικό Υπόβαθρο – Η έννοια της Προσαρμοστικής Διαμόρφωσης

Στο 4^ο κεφάλαιο αναφερθήκαμε αναλυτικά στα διάφορα είδη και σχήματα διαμορφώσεων που συναντώνται στα δίκτυα επικοινωνιών εν γένει. Ιδιαίτερης σημασίας είναι τα σχήματα διαμορφώσεων φάσης/πλάτους. Στην παρούσα προσομοίωσή μας θα χρησιμοποιηθούν κυρίως οι διαμορφώσεις QPSK και 64-QAM.

Ωστόσο, στα σύγχρονα συστήματα που υποφέρουν από ποικίλες χρονικές, φασματικές και χωρικές αλλοιώσεις, όπως αναλύσαμε και στα προηγούμενα κεφάλαια, η απόδοση των εκάστοτε σχημάτων διαμόρφωσης δεν είναι στατική.

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.

Η σύγκριση των σχημάτων AM με εκείνα που χρησιμοποιούν σταθερή διαμόρφωση (fixed modulation), συνοψίζεται στα εξής:

- 1) 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.
- 2) 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.
- 3) Παρόλα αυτά, οι σύγχρονες τεχνικές AM σχεδόν εξαλείφουν ακόμα και αυτά τα λιγοστά μειονεκτήματα, μειώνοντας σημαντικά την πολυπλοκότητα των αλγορίθμων που χρησιμοποιούνται.

Η ποσοτικοποίηση και προσαρμογή της έννοιας της προσαρμοστικής διαμόρφωσης διαδραματίζεται 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). Αυτή υπολογίζεται μέσω του τύπου:

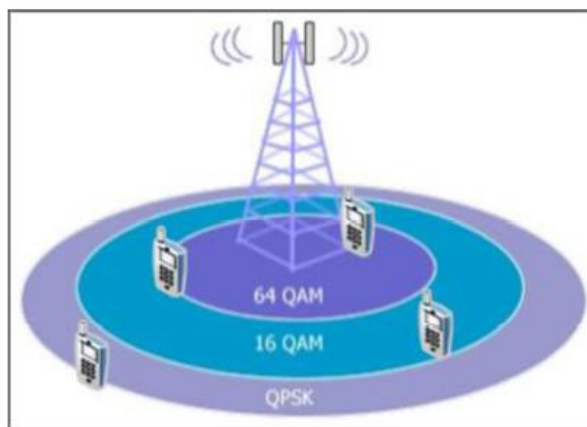
$$MSE = \sum_{i=1}^N P_i R_i$$

Όπου N είναι τα διαφορετικά διαθέσιμα σχήματα διαμόρφωσης (για εμάς είναι 2), P_i η πιθανότητα να συμβεί το καθένα από αυτά και R_i οι ρυθμοί μετάδοσης που επιβάλλει το καθένα.

7.2 Τεχνικές εφαρμογής προσαρμοστικής διαμόρφωσης

Στόχος εν γένει της προσαρμοστικής διαμόρφωσης είναι η ανάθεση ραδιοπόρων στο σύστημά μας με τον πλέον βέλτιστο τρόπο. Στο πλαίσιο αυτό αντιλαμβανόμαστε ότι αποτελεί περιοχή ενεργού ερευνητικού ενδιαφέροντος ιδιαίτερα στα δίκτυα επικοινωνιών τελευταίας γενιάς.

Η απλούστερη και συνηθέστερη 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 ενώ σε μεγαλύτερες αποστάσεις χαμηλότερου επιπέδου).



Εικόνα 7.1: AM μέσω Ακτινικής κατάτμησης κυψέλης τριών επιπέδων διαμόρφωσης

Άλλες διαδεδομένες κατηγορίες AM τεχνικών ευρέως χρησιμοποιούμενων είναι αυτές που αποδίδουν διαφορετικά σχήματα διαμόρφωσης σύμφωνα με τις επικρατούσες καιρικές συνθήκες ή αυτές που βασίζονται στην ανάθεση υψηλών επιπέδων διαμόρφωσης σε λιγότερο επιβαρυμένα κανάλια για καλύτερη φασματική απόδοση, με το μειονέκτημα της απαίτησης ύπαρξης CSIT (χρήση σε δίκτυα OFDMA).

Σύμφωνα με το [16] οι υπάρχουσες και υπό έρευνα τεχνικές προσαρμοστικής διαμόρφωσης είναι:

Τεχνικές Μεταβλητού Ρυθμού

- Ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων R 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.

Μεταβλητές Τεχνικές Διόρθωσης Λαθών

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

Υβριδικές Τεχνικές

Χρήση συνδυασμού των ανωτέρω τεχνικών με σκοπό την επίτευξη βέλτιστης φασματικής αξιοποίησης.

7.3 Χρησιμοποιούμενοι αλγόριθμοι προσαρμοστικής διαμόρφωσης στην παρούσα εργασία

7.3.1 Τυχαιός αλγόριθμος

Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος αποτελεί την πιο απλοποιημένη μορφή προσαρμοστικής διαμόρφωσης που μπορεί να μοντελοποιηθεί. Στόχος της χρήσης του είναι η εξαγωγή κάποιων αρχικών συμπερασμάτων για την ποιότητα του καναλιού, καθώς και η κατ' αρχήν μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας. Θα λέγαμε ότι αποτελεί ένα αρκετά καλό αλγόριθμο εκπαιδευτικών σκοπών αλλά όχι έναν τόσο καλό αλγόριθμο αναπαράστασης υπάρχοντος συστήματος.

Ο τυχαίος αλγόριθμος βασίζεται στην ψευδοτυχαία εκχώρηση καναλιών σε χρήστες, σε συνδυασμό με ψευδοτυχαία ανάθεση επιπέδων διαμόρφωσης. Συγκεκριμένα, σε κάθε νεοεισελθέντα χρήστη ανατίθεται ένας τυχαίος αριθμός καναλιών (εκ των διαθέσιμων).

Στον κάθε χρήστη ανατίθενται τυχαία επίπεδα διαμόρφωσης, εκ των υποστηριζόμενων φυσικά QPSK, 16-QAM, 64-QAM.

Σε περίπτωση που κάποιος χρήστης δεν αποδεχθεί το δοθέν σχήμα διαμόρφωσης, εκπίπτει στο αμέσως χαμηλότερο. Η διαδικασία αυτή τελειώνει είτε με την αποδοχή από το χρήστη του επιλεγμένου σχήματος διαμόρφωσης είτε με την εισαγωγή του στο πιο εύρωστο σχήμα QPSK όπου και καθ' ορισμόν θα αποδεχθεί.

Συμπερασματικά, ο συγκεκριμένος αλγόριθμος αφαιρεί περαιτέρω πολύπλοκες διαδικασίες και υπολογισμούς στο επίπεδο της επιλογής σχήματος διαμόρφωσης, καθώς σε αυτόν δεν υπεισέρχονται άλλες παράμετροι του συστήματος όπως αποστάσεις ή ομαδοποιήσεις χρηστών με βάση την ισχύ ή την τοπολογία. Συνεπώς, αποτελεί καλή πρακτική κυρίως για συστήματα που το πλήθος των χρηστών είναι αρκετά μεγάλο και η παρεχόμενη υπηρεσία δεν χαρακτηρίζεται από αυξημένες απαιτήσεις σε QoS.

7.3.1 Αλγόριθμος μέγιστου και ελάχιστου φορτίου

Ο συγκεκριμένος αλγόριθμος αποτελεί μια ελαφρώς πιο σύνθετη προσέγγιση στο ζήτημα της αποτελεσματικής και βέλτιστης εφαρμογής της τεχνικής της προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Κεντρική ιδέα του αλγορίθμου είναι ο εντοπισμός χρηστών σε κανάλια μικρής χρησιμοποίησης, όπου σταδιακά τους ανατίθενται υψηλότερα επίπεδα διαμόρφωσης. Όπως προαναφέραμε η βασική διαμόρφωση είναι η QPSK και τα υψηλότερα επίπεδα είναι η 16-QAM και 32-QAM, καθώς αυτές χρησιμοποιούνται ήδη στα δίκτυα LTE 4^{ης} γενιάς αλλά αναμένεται να χρησιμοποιηθούν και στη NR δίκτυα 5^{ης} γενιάς.

Καίρια είναι μια πιο προσεκτική ματιά στη διαδικασία υλοποίησης και στα στάδια απόφασης του παραπάνω αλγορίθμου.

Σε πρώτη φάση διεξάγεται ένας έλεγχος στις ισχύς εκπομπής όλων των χρηστών, κάθε καναλιού του συστήματος, με στόχο την ταξινόμηση τους βάσει αυτού και τον εντοπισμό του χρήστη με την ελάχιστη.

Στη συνέχεια, επιχειρείται 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 QPSK. Αν γίνει αποδεκτή η 16-QAM δοκιμάζουμε το επόμενο επίπεδο, δηλαδή 64-QAM. Σε περίπτωση όμως που αυτή δε γίνει αποδεκτή επιστρέφουμε και κρατάμε την 16-QAM, αλλιώς διατηρούμε στην 64-QAM.

Έπειτα, 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 εκ νέου τη διαδικασία αναβάθμισης στάθμης διαμόρφωσης, με βάση τα όσα περιγράψαμε παραπάνω. Επιλέγουμε δηλαδή το νέο χρήστη με την ελάχιστη ισχύ. 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. . Να σημειωθεί πως δοκιμάζουμε αύξηση επιπέδου μόνο σε χρήστες που δεν έχουν εξετασθεί.

Τέλος επαναλαμβάνουμε την παραπάνω διαδικασία για κάθε ενεργό διαδοχικά κανάλι, έως ότου ελέγξουμε όλα τα κανάλια και όλους τους χρήστες του συστήματος.

Υλοποίηση στον προσομοιωτή – Matlab

Στην προκειμένη περίπτωση εφαρμόζουμε μια συνάρτηση προσομοίωσης παρόμοια με την περιγραφείσα στο κεφάλαιο 6, με μια βασική παραλλαγή ωστόσο. Εισάγεται ως είσοδος μια μεταβλητή με όνομα AMC, της οποίας αν η τιμή είναι 1 ενεργοποιείται η διαδικασία του συγκεκριμένου αλγορίθμου.

Σύμφωνα με την ανωτέρω περιγραφείσα διαδικασία αρχικοποιούμε την βασική διαμόρφωση QPSK σε όλους τους χρήστες των καναλιών. Διενεργούμε την διαδικασία ελέγχου ισχύος και ταξινομούμε διαδοχικά τους χρήστες ελέγχοντας τη δυνατότητά τους να προχωρήσουν σε ανώτερα επίπεδα διαμόρφωσης.

Όσον αφορά τον έλεγχο ισχύος με βάση τη θεωρία ανάλογα με το τελικά χρησιμοποιηθέν επίπεδο διαμόρφωσης για κάθε χρήστη (ανάλογα με τη δυνατότητά αυτό και του καναλιού που του έχει ανατεθεί να υπόκειται σε υψηλότερο επίπεδο διαμόρφωσης) υπάρχουν οι εξής τιμές SNIR αναφοράς:

$$SNIR_{ref}(QPSK) = 9.6 \text{ dB}$$

$$SNIR_{ref}(16QAM) = 16.4 \text{ dB}$$

$$SNIR_{ref}(64QAM) = 22.7 \text{ dB}$$

Επιπλέον, στην περίπτωση του συγκεκριμένου αλγορίθμου υπάρχουν και ιδιές σχέσεις υπολογισμού του συνολικού throughput του συστήματος. Συγκεκριμένα:

$$Throughput (bps) = \sum_{n=1}^{user_num} (modulation_{type} * subcarrier_{spacing} * 12 * PRB_{perMS})_n$$

Όπου $modulation_{type} = \begin{cases} 2, \text{για } QPSK \\ 4, \text{για } 16QAM, \\ 6, \text{για } 32QAM \end{cases}$ $subcarrier_{spacing} = 60000 \text{ Hz}$ και $PRB_{perMS} = 15$.

Οι προσθήκες στον βασικό κώδικα της συνάρτησης *simul_5g* όταν $AMC = 1$ φαίνονται αμέσως παρακάτω:

```

...
if (AMC==1)
    for index_users = 1:1:users;
        for index_PRB = 1:1:N_subcarriers
            if (modul_type(index_users,index_PRB)~=0)
                throughput_total = throughput_total +
2^(modul_type(index_users,index_PRB))*subcarrier_spacing*12*PRB_per_M
S;
                if (base_station_user(index_users,1)==1)
                    throughput_central_cell = throughput_central_cell
+
2^(modul_type(index_users,index_PRB))*subcarrier_spacing*12*PRB_per_M
S;
            end
        end
    end
end
end
end
end
end

```

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8 – Αποτελέσματα Προσομοίωσης – Συμπεράσματα

Ακολουθώντας τις οδηγίες προσομοίωσης του κεφαλαίου 7 και με βάση πάντα το θεωρητικό υπόβαθρο των προηγούμενων κεφαλαίων, διεξήχθησαν αρκετές διαφόρων τύπων προσομοιώσεις. Στόχος είναι η εξαγωγή αποτελεσμάτων και συμπερασμάτων για ένα μεγάλο εύρος σύγχρονων συστημάτων 5^{ης} γενιάς που λειτουργούν με βάση τις τεχνικές των MIMO κεραιών και τις OFMDA διαμόρφωσης.

8.1 Στόχοι προσομοίωσης

Όπως έχουμε αναφέρει και σε προηγούμενα κεφάλαια η ποιότητα και η απόδοση ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος μετράται και ποσοτικοποιείται με βάση κάποιους ευρέως διαδεδομένους δείκτες, τους οποίους και συναντήσαμε στο θεωρητικό μέρος του παρόντος πονήματος. Οι δείκτες οι οποίοι θα χρησιμοποιηθούν στην προσομοίωσή μας είναι οι εξής:

- Αριθμός χρηστών που μπορούν να εξυπηρετηθούν
- Συνολικό SNIR και SNIR κεντρικού κελιού
- Συνολικό throughput και throughput κεντρικού κελιού
- Συνολική ισχύς εκπομπής

Στις διάφορες προσομοιώσεις που θα διεξαχθούν οι παράμετροι που αλλάζουν μεταβάλλοντας τους παραπάνω δείκτες 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

Στη συνέχεια θα παρουσιαστούν τόσο οι διαφορετικοί τρόποι προσομοίωσης, όσο και τα αναλυτικά αποτελέσματα συνοδευόμενα από σχολιασμό τους και επεξήγησή τους.

8.2 Βασικά σενάρια – Απουσία προσαρμοστικής διαμόρφωσης

Σε αυτό το πρώτο μέρος των προσομοιώσεων θα αναφερθούμε στο κύριο σενάριο του υπολογιστικού μοντέλου. Συγκεκριμένα, οι προσομοιώσεις αυτής της ενότητας διεξάγονται με την απουσία τεχνικών προσαρμοστικής διαμόρφωσης και στόχος είναι η εξαγωγή συμπερασμάτων που αφορούν κυρίως σε απλές μετρικές (metrics) της QoS.

-Υλοποίηση βασικού σεναρίου

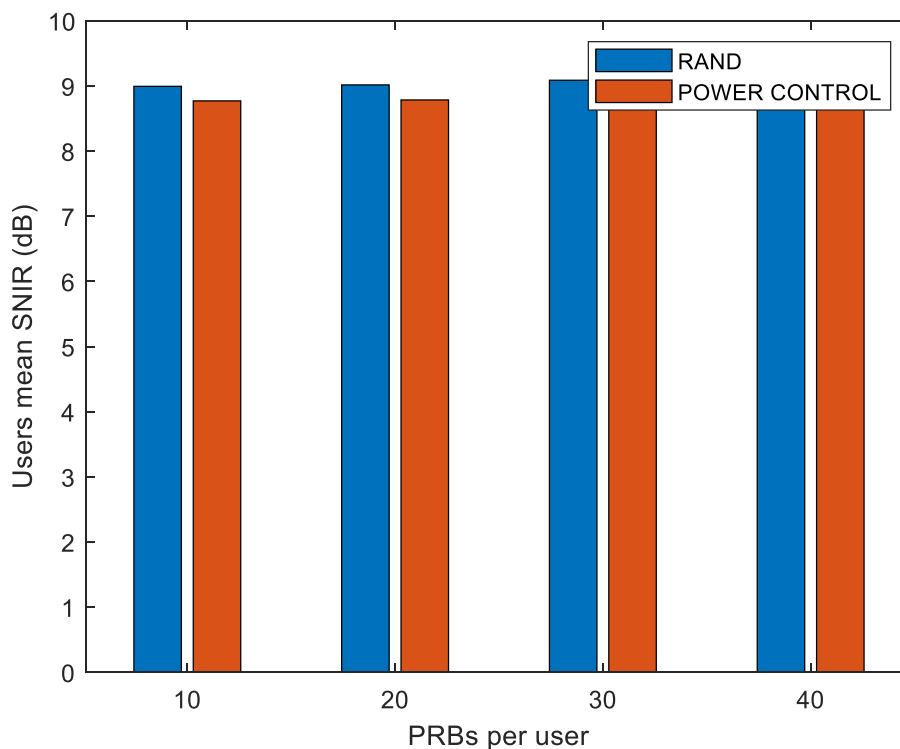
Στην παρούσα προσομοίωση η σύγκριση βασίζεται στην ανάθεση κοινού αριθμού καναλιών ανά σταθμό βάσης και ανά τομέα, με σκοπό να φανεί η διαφοροποίηση ως προς τον τελικό αριθμό αποδεκτών χρηστών που επιτυγχάνεται κάθε φορά. Το μέγεθος του οποίου η αλλαγή προκαλεί την μεταβολή σε επίπεδο χρηστών είναι τα

αποδιδόμενα υποφέροντα (subcarriers) ανά χρήστη⁸⁴. Στον πίνακα 8.1 παρουσιάζονται οι βασικές παράμετροι βάσει των οποίων υλοποιήθηκε η προσομοίωση αυτής της παραγράφου.

Παράμετρος	Τιμή
Διάταξη MIMO	2x2
Αριθμός tier	2
Μέγιστος αριθμός RRB = Συνολικά υποφέροντα	132
Αλγόριθμοι διαχείρισης ραδιοπύργων	Τυχαίος, Έλεγχος ισχύος
PRB ανά χρήστη	10, 20, 30, 40
Επίπεδο διαμόρφωσης	QPSK
Επαναλήψεις Monte-Carlo	100

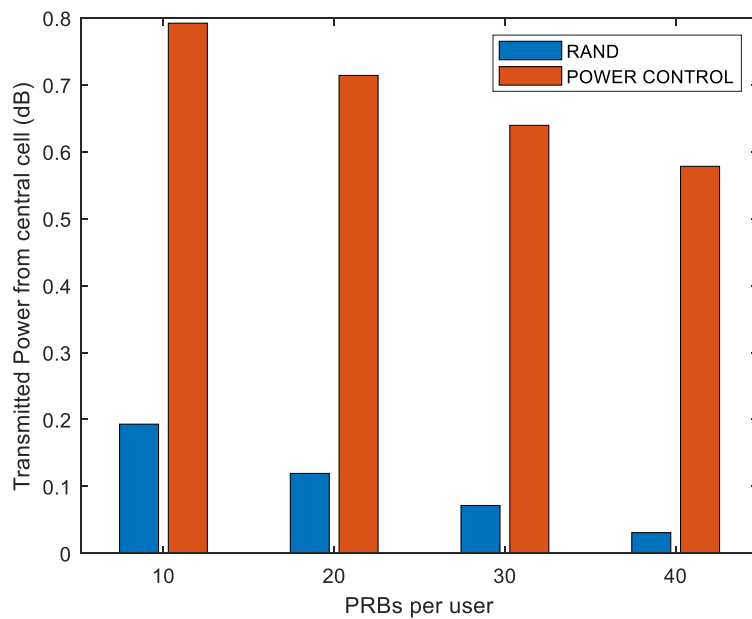
Πίνακας 8.1: Παράμετροι βασικής προσομοίωσης

Με την εκτέλεση της ανωτέρω περιγραφείσας προσομοίωσης παίρνουμε τα κατωτέρω αποτελέσματα σε ότι αφορά το SNIR, την ισχύ και τους αποδεκτούς εν τέλει χρήστες.

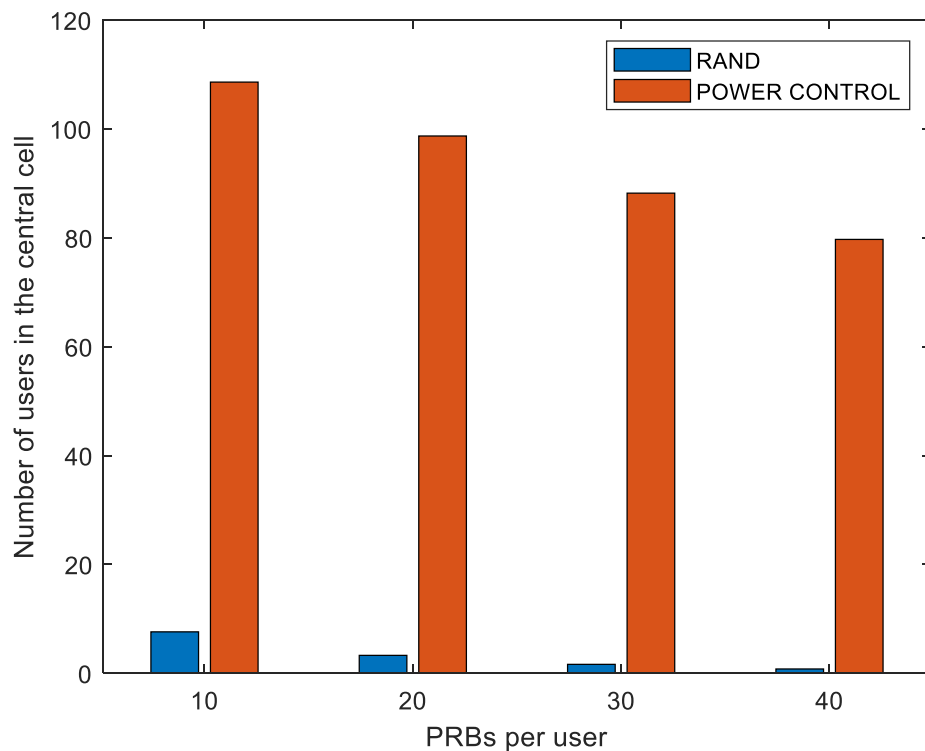


Εικόνα 8.1: Μέσο SNIR χρηστών με 10, 20, 30, 40 PRBs ανά χρήστη

⁸⁴ Όπως έχουμε προαναφέρει και σε προηγούμενα κεφάλαια χάριν λιγότερης υπολογιστικής πολυπλοκότητας έχουμε θεωρήσει ότι ο αριθμός των συνολικών υποφερόντων ισούται με τον συνολικό αριθμό PRB's και όχι με συνολικό αριθμό PRB's πολλαπλασιασμένο με τα υποφέροντα ανά PRB.



Εικόνα 8.2: Μέση ισχύς εκπομπής κεντρικού κελιού με 10, 20, 30, 40 PRBs ανά χρήστη



Εικόνα 8.3: Αριθμός χρηστών κεντρικού κελιού με 10, 20, 30, 40 PRBs ανά χρήστη

Όσον αφορά το διάγραμμα του SNIR παρατηρούμε ότι δεν παρουσιάζεται καμία μεταβολή κατά την αύξηση των PRBs ανά σταθμό βάσης. Το ίδιο συμβαίνει και με τη χρήση διαφορετικού αλγορίθμου διαχείρισης ραδιοπόρων. Αυτό ήταν ένα αρκετά αναμενόμενο αποτέλεσμα καθώς όπως γνωρίζουμε από τη θεωρία τόσο η αύξηση των διαθέσιμων υποφερόντων ανά χρήστη όσο και ο αλγόριθμος ανάθεσης δεν

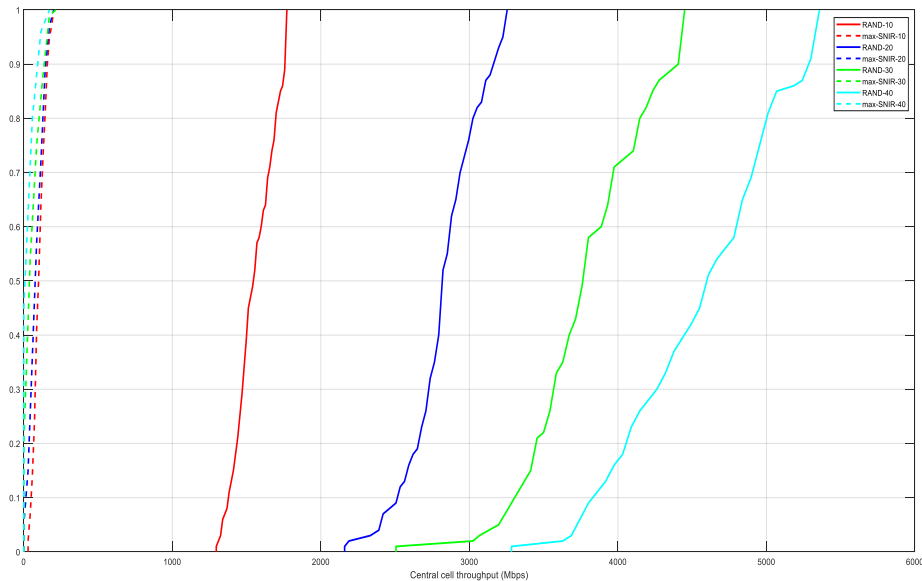
επηρεάζουν ή καλύτερα επηρεάζουν εξίσου τόσο την ωφέλιμη ισχύ όσο και τις διαφορές ισχύς παρεμβολών.

Παρατηρώντας τα επόμενα δύο διαγράμματα ωστόσο βγάζουμε αρκετά συμπεράσματα για την αύξηση των PRBs ανά χρήστη αλλά και για τη διαχείριση των πόρων.

Αρχικά όμως ας αναφερθούμε στο γεγονός ότι και στα δύο διαγράμματα η αύξηση των PRBs προκαλεί μείωση της ισχύος εκπομπής από τον BS αλλά και μείωση των αποδεκτών στην κυψέλη χρηστών. Το φαινόμενο αυτό παρατηρείται λόγω του γεγονότος ότι όσο αυξάνουμε τα PRBs άρα και τα υποφέροντα που θα δεσμεύσει ο κάθε χρήστης τόσο λιγότεροι χρήστες εξυπηρετούνται από κάθε σταθμό βάσης. Συνεπώς, τόσο λιγότερη και η ισχύς που θα χρειαστεί να μεταδώσει ο BS για να υποστηρίξει τους αποδεχθέντες χρήστες.

Ωστόσο, η μεγάλη διαφορά στις τιμές στις εικόνες 8.2, 8.3 παρατηρείται όταν χρησιμοποιούμε τον παραπάνω έλεγχο ισχύος για την απόδοση υποφερόντων στους χρήστες. Τότε, γίνεται η βέλτιστη δυνατή χρήση και διαχείριση των πόρων του συστήματος και καθίσταται δυνατή η μέγιστη εισροή χρηστών σε κάθε κυψέλη άρα και ως αποτέλεσμα σε όλο το σύστημα. Η σπουδαιότητα των αλγορίθμων διαχείρισης ραδιοπόρων είναι εμφανέστατη και οι παραπάνω λόγοι καθιστούν την ύπαρξη τους επιτακτική και καιρία για τα σύγχρονα συστήματα κινητών επικοινωνιών.

Τα παραπάνω διαφαίνονται και στο ecdf διάγραμμα του throughput. Η διαφορά είναι εμφανέστατη ανάμεσα στη χρήση και τη μη χρήση τεχνικών RRM και η σημασία τους τεράστια για τις σύγχρονες επικοινωνίες.



Εικόνα 8.4: Throughput κεντρικού κελιού με 10, 20, 30, 40 PRBs ανά χρήστη

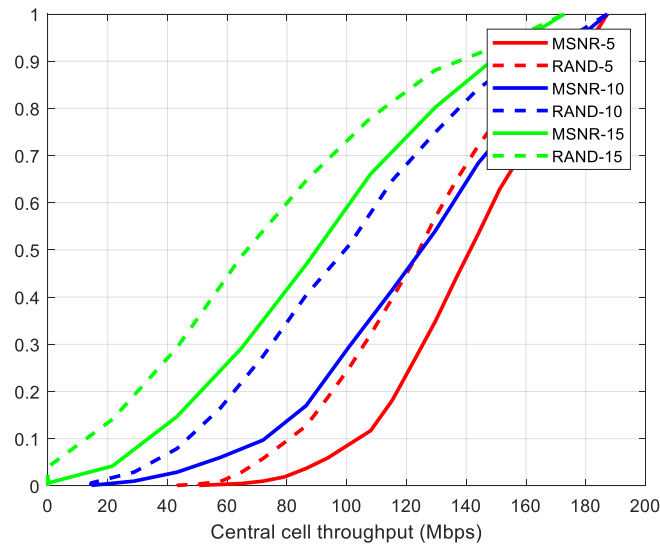
8.2 Μεταβολή επιπέδου διαμόρφωσης

Με βάση την παραπάνω προσομοίωση θα προσπαθήσουμε να δούμε την επίπτωση των διαφορετικών τεχνικών, αλγορίθμων και μεταβολών τιμών μεταβλητών στο υπό μελέτη σύστημά μας.

Στην συγκεκριμένη παράγραφο θα μεταβάλλουμε το επίπεδο διαμόρφωσης που χρησιμοποιούμε, και συγκεκριμένα θα χρησιμοποιήσουμε διαμόρφωση 64-QAM αντί της βασικής διαμόρφωσης QPSK.

Το επίπεδο διαμόρφωσης, όπως έχουμε επισημάνει και στα προηγούμενα, είναι καθοριστικός παράγοντας επιρροής της ποιότητας υπηρεσίας που απολαμβάνουν οι χρήστες.

Πριν το πράξουμε αυτό ωστόσο, θα παρουσιάσουμε το διάγραμμα⁸⁵ του Throughput κεντρικού κελιού με τη χρήση QPSK διαμορφώσεως που θα αποτελέσει την αναφορά μας για τις επόμενες παραγράφους.



Εικόνα 8.5: Throughput κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και QPSK διαμόρφωση

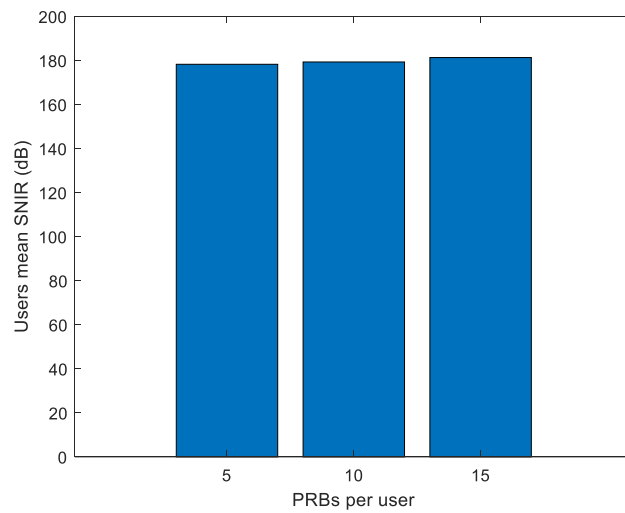
Στον πίνακα 8.2 παρουσιάζονται οι παράμετροι βάσει των οποίων υλοποιήθηκε η προσομοίωση αυτής της παραγράφου.

Παράμετρος	Τιμή
Διάταξη MIMO	2x2
Αριθμός tier	2
Μέγιστος αριθμός RRB = Συνολικά υποφέροντα	132
Αλγόριθμοι διαχείρισης ραδιοπόρων	Έλεγχος ισχύος
PRB ανά χρήστη	5, 10, 15
Επίπεδο διαμόρφωσης	64-QAM
Επαναλήψεις Monte-Carlo	100

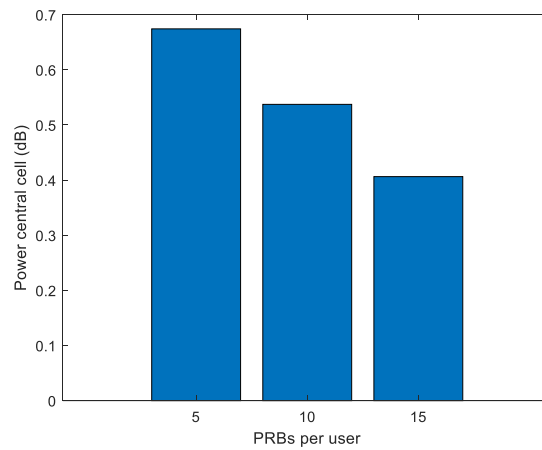
Πίνακας 8.2: Παράμετροι προσομοίωσης 64-QAM

Η εκτέλεση της προσομοίωσης με τις παραμέτρους παραπάνω μας αποφέρει τα κατωτέρω αποτελέσματα σε ότι αφορά το SNIR, την ισχύ, τους αποδεκτούς εν τέλει χρήστες καθώς και το βασικό μας metric που είναι το Throughput.

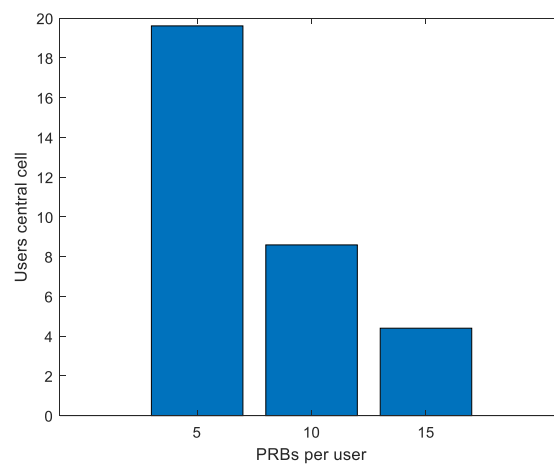
⁸⁵ Εικόνα 8.5



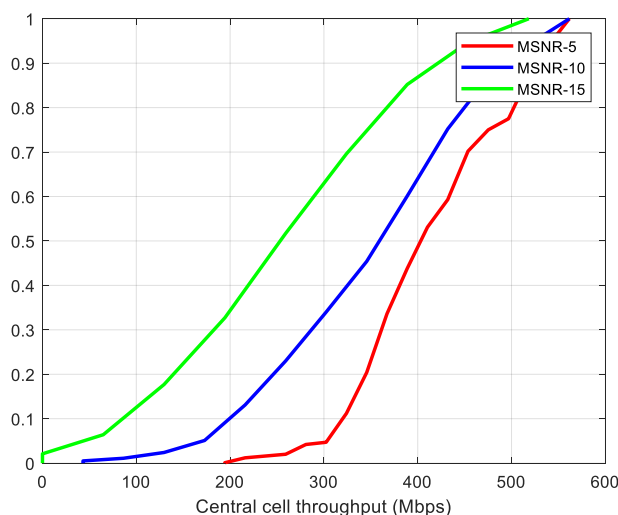
Εικόνα 8.6: Μέσο SNIR χρηστών με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και 64-QAM διαμόρφωση



Εικόνα 8.7: Μέση ισχύς εκπομπής κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και 64-QAM διαμόρφωση



Εικόνα 8.8: Αριθμός χρηστών κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και 64-QAM διαμόρφωση



Εικόνα 8.9: Throughput κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και 64-QAM διαμόρφωση

Παρατηρώντας τα παραπάνω διαγράμματα και αντιπαραβάλλοντας τα αποτελέσματά με αυτά της αναφοράς (QPSK διαμόρφωση) καταλήγουμε σε ορισμένα βασικά συμπεράσματα για την χρήση και την επίδραση του εκάστοτε σχήματος διαμόρφωσης στα διάφορα metrics της απόδοσης του συστήματος.

Αρχικά, σημαντικό είναι να σημειώσουμε ότι οι διακυμάνσεις σε αυτά τα μεγέθη από τη σκοπιά της αυξομείωσης των χρησιμοποιούμενων PRBs ανά χρήστη, παραμένει σταθερή και συναφής με όσα περιγράψαμε στην προηγούμενη παράγραφο, όπου παρουσιάστηκε το σύστημα με τη βασική διαμόρφωση.

Ωστόσο, εξετάζοντας συγκριτικά το σύστημα με χρήση 64-QAM διαμόρφωσης σε σχέση με το σύστημα αναφορά εξάγουμε βασικά συμπεράσματα για τη χρησιμότητα της διαμόρφωσης μεγαλύτερων επιπέδων στα σύγχρονα δίκτυα.

Συγκεκριμένα, σε σχέση με το μέσο SNIR δεν παρατηρείται όπως είναι λογικό ουδεμία μεταβολή στη συγκριτική παρατήρηση.

Παρατηρώντας ωστόσο τα υπόλοιπα διαγράμματα, γίνεται αντιληπτό πως για πιο απαιτητικά σχήματα διαμόρφωσης (εδώ 64-QAM) ναι μεν αυξάνονται οι ρυθμοί μετάδοσης (με μείωση της ποιότητας σήματος) του συστήματος, αλλά από την άλλη μειώνεται η χωρητικότητα χρηστών.

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.

8.3 Εφαρμογή τεχνικών προσαρμοστικής διαμόρφωσης

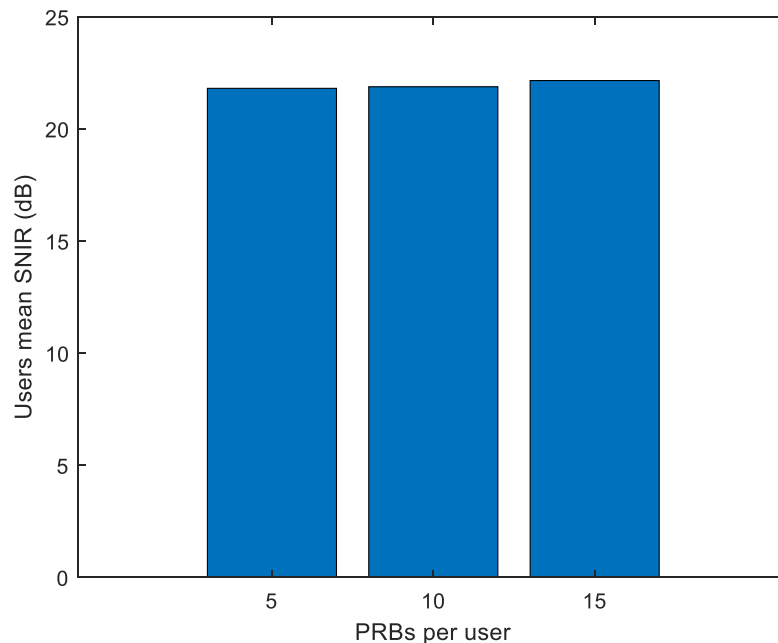
Όπως αναφέραμε εκτενώς στο κεφάλαιο 7 οι τεχνικές προσαρμοστικής διαμόρφωσης κατέχουν εξέχουσα θέση στα σύγχρονα συστήματα κινητών επικοινωνιών. Στόχος του παρόντος παραρτήματος της προσομοίωσης είναι να εξάγουμε συμπεράσματα για τον πρακτικό αντίκτυπο που έχουν οι τεχνικές αυτές σε ένα σύστημα, καθώς και να επαληθεύσουμε ή όχι τα συμπεράσματα από την θεωρητική επισκόπηση της μεθόδου.

Στον πίνακα 8.3 παρουσιάζονται οι παράμετροι βάσει των οποίων υλοποιήθηκε η προσομοίωση αυτής της παραγράφου.

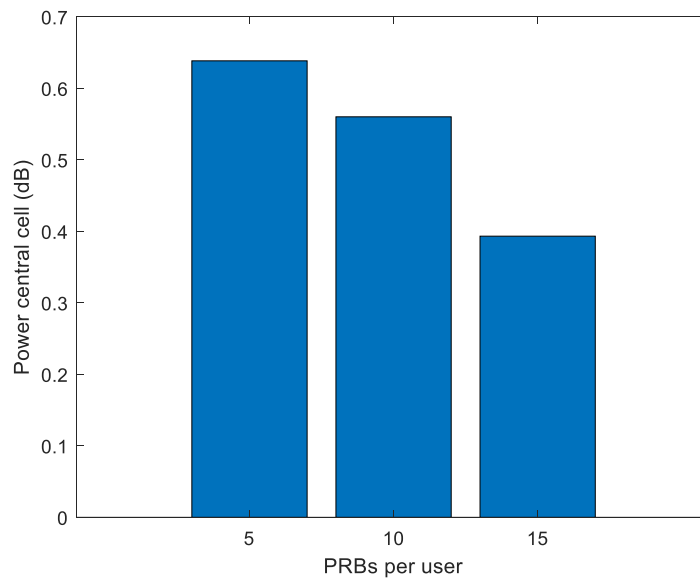
Παράμετρος	Τιμή
Διάταξη MIMO	2x2
Αριθμός tier	2
Μέγιστος αριθμός RRB = Συνολικά υποφέροντα	132
Αλγόριθμοι διαχείρισης ραδιοπόρων	Έλεγχος ισχύος
PRB ανά χρήστη	5, 10, 15
Επίπεδο διαμόρφωσης	Adaptive (QPSK, 32-QAM, 6A-QAM)
Επαναλήψεις Monte-Carlo	100

Πίνακας 8.3: Παράμετροι προσομοίωσης Adaptive

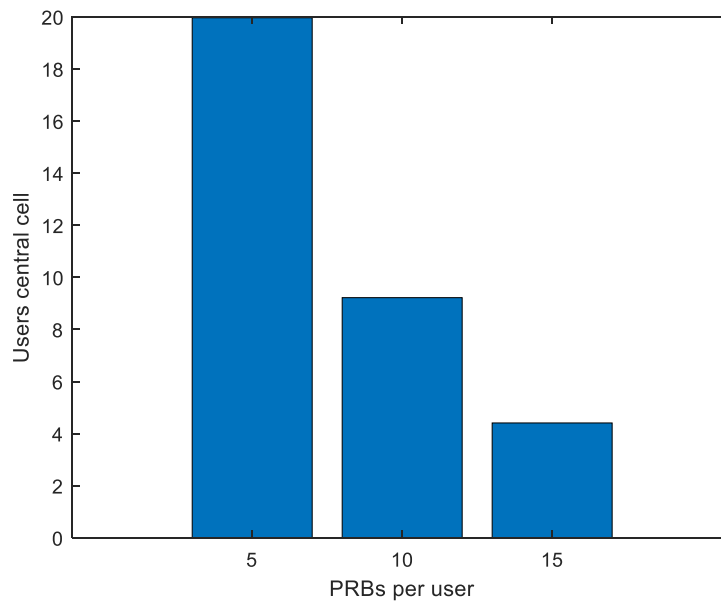
Η εκτέλεση της προσομοίωσης με τις παραμέτρους παραπάνω μας αποφέρει τα κατωτέρω αποτελέσματα σε ότι αφορά το SNIR, την ισχύ, τους αποδεκτούς εν τέλει χρήστες καθώς και το βασικό μας metric που είναι το Throughput.



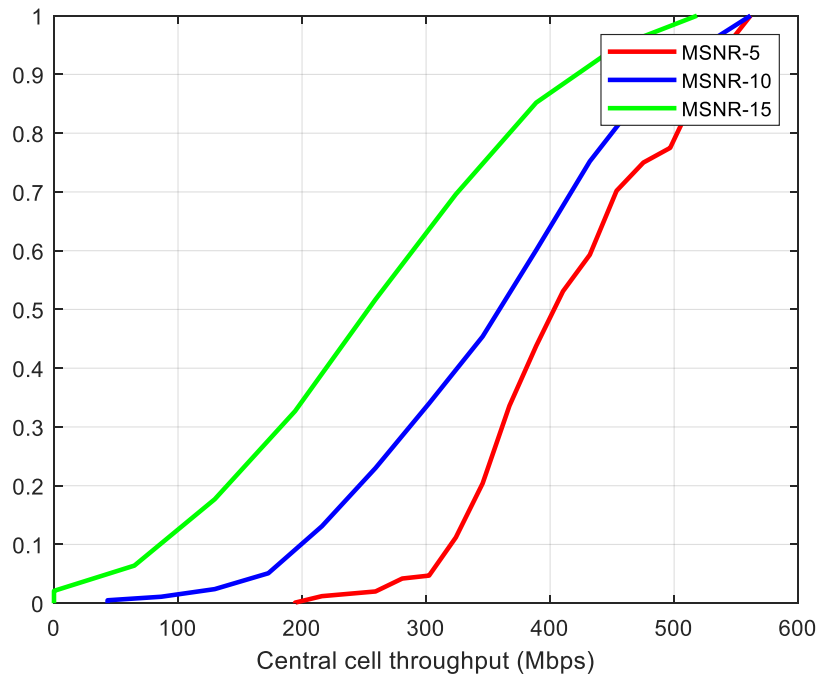
Εικόνα 8.10: Μέσο SNIR χρηστών με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και προσαρμοστική διαμόρφωση



Εικόνα 8.11: Μέση ισχύς εκπομπής κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και προσαρμοστική διαμόρφωση



Εικόνα 8.12: Αριθμός χρηστών κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και προσαρμοστική διαμόρφωση



Εικόνα 8.13: Throughput κεντρικού κελιού με 5, 10, 15 PRBs ανά χρήστη και προσαρμοστική διαμόρφωση

Παρατηρώντας τα παραπάνω διαγράμματα καταδεικνύεται η χρησιμότητα των τεχνικών προσαρμοστικής διαμόρφωσης στα σύγχρονα συστήματα.

Σημειώνουμε και πάλι πως οι διακυμάνσεις σε όλα τα μεγέθη από τη σκοπιά της αυξομείωσης των χρησιμοποιούμενων PRBs ανά χρήστη, παραμένει σταθερή και συναφής με όσα περιγράψαμε στην προηγούμενη παράγραφο, όπου παρουσιάστηκε το σύστημα με τη βασική διαμόρφωση.

Ωστόσο, είναι φανερή η αύξηση σε επίπεδο throughput που επιτυγχάνει ο αλγόριθμος προσαρμοστικής διαμόρφωσης. Συγκεκριμένα, σε σχέση με τη βασική προσομοίωση, όπου δεν γίνεται χρήση τεχνικών προσαρμοστικής διαμόρφωσης, η μέγιστη διέλευση παρουσιάζει μία αύξηση της τάξης του 200%.

Στον αντίποδα ωστόσο, μέσω της εικόνας 8.11, κατανοούμε ότι η παραπάνω μεγιστοποίηση των επιπέδων της διέλευσης, δημιουργεί αντίκτυπο στην εκπεμπόμενη οσχύ. Συγκεκριμένα, η προσομοίωση με τη χρήση της προσαρμοστικής διαμόρφωσης είναι ιδιαίτερα απαιτητική σε επίπεδα ισχύος.

Τέλος, σε συστήματα με χρήση προσαρμοστικής διαμόρφωσης παράγοντας που δεν πρέπει να αμεληθεί είναι το γεγονός ότι η ανίχνευση καναλιών μικρότερου φορτίου απαιτεί ύπαρξη channel state information (CSI), μέθοδος η οποία επιφέρει επιπλέον υπολογιστική πολυπλοκότητα λόγω συνεχούς ανάδρασης δέκτη-πομπού.

8.4 Λοιποί παράγοντες που επηρεάζουν τα metrics του συστήματος

Εκτός από τους παράγοντες που μεταβάλλαμε παραπάνω, διεξάγοντας λοιπές προσομοιώσεις και εξάγοντας συμπεράσματα για την απόδοση του καναλιού, υπάρχουν και μερικά ακόμα μεγέθη η μεταβολή των οποίων μπορεί να έχει είτε θετική είτε αρνητική επίδραση στις προσομοιώσεις. Συγκεκριμένα:

- **Μεταβολή αριθμού tier.** Η αύξηση των tier και κατ' επέκταση του αριθμού των κυψελών του συστήματος οδηγεί σε αύξηση του αριθμού των αποδεκτών χρηστών στο σύστημα.
- **Μεταβολή Αριθμού Καναλιών ανά Χρήστη.** Βασικό ρόλο στη συνολική χωρητικότητα χρηστών του συστήματος παίζει ο αριθμός υπο-φερόντων (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.
- **Παραμετροποίηση MIMO.** Σημαντικός παράγοντας ελέγχου της χωρητικότητας και επίδοσης ενός MIMO συστήματος είναι ο αριθμός κεραιών στον πομπό (BS) και στο δέκτη (MS). Όσο ο αριθμός των MIMO κεραιών στον εξοπλισμό του πομπού και του δέκτη αυξάνεται, με ταυτόχρονη εφαρμογή της τεχνικής της προσαρμοστικής διαμόρφωσης επιτυγχάνεται αύξηση της διέλευσης του συστήματος ενώ ταυτόχρονα (μέσω του MIMO) επιτυγχάνεται μείωση του Bit Error Rate (BER).

8.5 Συμπεράσματα

Από την απαρχή των τηλεπικοινωνιών και τη δημιουργία τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, στόχος τους είναι η μετάδοση πληροφορίας με τον πλέον αξιόπιστο και γρήγορο τρόπο. Στην εποχή των σύγχρονων τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, δύο ευρέως διαδεδομένοι μηχανισμοί που δρουν προς την κατεύθυνση αυτή είναι η εγκατάσταση MIMO κεραιών στον εξοπλισμό του πομπού και του δέκτη αλλά και οι τεχνικές και οι αλγόριθμοι προσαρμοστικής διαμόρφωσης (adaptive modulation).

Οι προσομοιώσεις που διαδραματίστηκαν στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας μας καταδεικνύουν την πρακτική χρησιμότητα των παραπάνω. Ωστόσο, εξέχουσα θέμα η οποία ποτέ δεν πρέπει να λησμονείται αποτελεί το γεγονός ότι χρειάζονται συμβιβασμοί ώστε να διατηρείται σε επιθυμητό επίπεδο η σχέση μεταξύ των θετικών και τυχόν αρνητικών επιδράσεων που μπορεί να έχουν οι τεχνολογίες αυτές όταν εφαρμόζονται σε εμπορικά κυρίως συστήματα. Με άλλα λόγια, ένα όρος ευρέως χρησιμοποιούμενος στον κόσμο των τηλεπικοινωνιών, οφείλει να διατηρείται ένα tradeoff μεταξύ των παραπάνω έτσι ώστε να εξασφαλίζονται οι ευεργετικές επιδράσεις των παραπάνω χωρίς να αλλοιώνεται η ποιότητα της παρεχόμενης υπηρεσίας (QoS).

Συγκεκριμένα, μελετήσαμε τη χρήση διαφορετικών επιπέδων διαμόρφωσης αλλά και τη χρήση προσαρμοστικών τεχνικών με αναφορά τη βασική προσομοίωση QPSK διαμόρφωσης.

Ως αποτέλεσμα, συμπεράναμε πως η προσαρμοστική διαμόρφωση επιφέρει ακόμα μεγαλύτερες χωρητικότητες, αντανακλώντας δηλαδή σε ένα σύστημα αυξημένων ρυθμών μετάδοσης αλλά και αξιοπιστίας, παρά την αύξηση ισχύος κατανάλωσης που επιβαρύνει ιδιαίτερα τις τερματικές συσκευές του δικτύου.

Παρουσιάσαμε επίσης την σύγκριση σε των επιτελούμενων προσομοιώσεων όσο αφορά το SNIR, την ισχύ εκπομπής, τους εξυπηρετούμενους χρήστες αλλά και τη διέλευση που αποτελεί και τον κύριο παράγοντα αξιοπιστίας και ποιότητας στα σημερινά συστήματα.

Συνεπώς, στα συστήματα 5^{ης} Γενιάς που ολοένα και περισσότερο τείνουν προς την ευρεία και πρακτική εφαρμογή τους, οι παραπάνω τεχνικές αποτελούν και θα αποτελέσουν ακόμα περισσότερο στο μέλλον αναπόσπαστο κομμάτι.

8.6 Μελλοντική έρευνα

Στο παρόν πόνημα μελετήθηκαν οι τεχνικές της προσαρμοστικής διαμόρφωσης καθώς και της χρήσης τεχνολογιών MIMO κεραιών για δίκτυα 5^{ης} γενιάς. Οι ως άνω τεχνολογίες εμφανίστηκαν κατά την ανάπτυξη της προηγούμενης γενιάς δικτύων (4G, τα οποία μέχρι σήμερα είναι και τα υφιστάμενα στη χώρα μας), ωστόσο στο 5G αναμένεται να βρουν εκτενέστερο και ευρύτερο πεδίο εφαρμογής. Επιπλέον, είναι βέβαιο πως κατά τη διαδικασία συγγραφής η τεχνολογική πρόοδος δεν έχει παραμείνει στάσιμη.

Συγκεκριμένα, τα 5G δίκτυα υπόσχονται ακόμα περισσότερες δυνατότητες μέσω τεχνολογιών και εφαρμογών που ανθίζουν ολοένα και περισσότερο τα τελευταία χρόνια. Η NGMNA (Next Generation Mobile Networks Alliance) στο 5G White Paper 2 το οποίο εκδόθηκε την 27^η Ιουλίου 2020, παραθέτει τις νέες προκλήσεις που αφορούν την περαιτέρω υλοποίηση της πλήρους ιδέας του καθολικού 5G. Αυτές συνοψίζονται παρακάτω:

- Τηλεπικοινωνιακά δίκτυα Συννέφου (Network Telco Cloud)
- Edge Computing
- Ανοιχτό και αναλυτικό δίκτυο ραδιοπρόσβασης
- Αυτόνομη διαχείριση και έλεγχος
- Τεχνητή νοημοσύνη (AI) και μηχανική μάθηση (ML)
- Σύγκλιση δικτύου πρόσβασης

Οι τεχνικές προσαρμοστικής διαμόρφωσης δημιουργούν ουσιαστικά χιλιοστομετρικά ραδιοσυστήματα, 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. Θεωρώντας, το παραπάνω δεδομένο στα σημερινά 5G δίκτυα ιδιαίτερο ερευνητικό ενδιαφέρον παρουσιάζουν τεχνικές και αλγόριθμοι που χρησιμοποιούν την τεχνητή νοημοσύνη, τη ανάλυση δεδομένων και τη μηχανική μάθηση για την αποδοτικότερη εκχώρηση ραδιοπόρων και των έλεγχου του υφισταμένου επιπέδου διαμόρφωσης.

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. Συνοπτικά, έχουμε οδηγηθεί σε μία λογική μαζικού (massive) MIMO η οποία τα επόμενα χρόνια θα αποτελέσει βασικό πυλώνα της υλοποίησης του οράματος του καθολικού 5G αλλά και του Διαδικτύου των Αντικειμένων. Κύριες τεχνολογίες και έννοιες που θα ευδοκιμήσουν λόγω της ύπαρξης του massive MIMO είναι οι D2D, M2M, V2M επικοινωνίες αλλά και οι cloud και decentralized (blockchain technologies) εφαρμογές.

Συνοψίζοντας τα παραπάνω, συμπεραίνουμε πως η επεκτασιμότητα παραμέτρων (μεταβολή αριθμού tiers, διατιθέμενων καναλιών ανά BS ή MS, ακτίνας κάλυψης,

τάξης ΜΙΜΟ, 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 5G, αλλά επιπρόσθετα καθιστά δυνατή την εφαρμογή τους και σε μεταγενέστερα δίκτυα (5G-NR, 6G), καθιστώντας τα συμβατά με τις αυξημένες απαιτήσεις προδιαγραφών σε όλα τα επίπεδα.

Βιβλιογραφία

- [1] Keysight Technologies, **The ABC's of 5G New Radio Standards**, November 8, 2018.
- [2] Isra Sitan Al-Qasrawi, **Proposed Technologies for Solving Future 5G Heterogeneous Networks Challenges**, Network and Complex Systems www.iiste.org ISSN 2224-610X (Paper), ISSN 2225-0603 (Online), Vol.7, No.1, 2017.
- [3] Frederick W. Vook, Amitava Ghosh, Timothy A. Thomas, **MIMO and Beamforming Solutions for 5G Technology**, 2014 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS2014).
- [4] Marta Gatnau Sarret¹, Gilberto Berardinelli, Nurul H. Mahmood, Marko Fleischer, Preben Mogensen, Helmut Heinz, **Analyzing the potential of full duplex in 5G ultra-dense small cell networks**, EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, 2016.
- [5] Dongming Wang, Yu Zhang, Hao Wei, Xiaohu You, Xiqi Gao, Jiangzhou Wang, **An overview of transmission theory and techniques of large-scale antenna systems for 5G wireless communications**, SCIENCE CHINA, Information Sciences August 2016.
- [6] Chin-Kuo Jao, Chun-Yen Wang, Ting-Yu Yeh, Chun-Chia Tsai, Li-Chung Lo, Jen-Hsien Chen, Wei-Chen Pao, Wern-Ho Sheen, **WiSE: A System-Level Simulator for 5G Mobile Networks**, IEEE Wireless Communications, April 2018
- [7] Αθανάσιος Κανάτας, Φίλιππος Κωνσταντίνου, Γεώργιος Πάντος, **Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών**, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2008.
- [8] Παναγιώτης Κωπτής, Παντελής-Δανιήλ Αράπογλου, **Ασύρματες Επικοινωνίες**, Εκδόσεις Τζιόλα, 2^η Έκδοση, 2017.
- [9] Χ. Καψάλης, Π. Κωπτής, **Κεραίες Ασύρματες Ζεύξεις**, Εκδόσεις Τζιόλα, 2018.
- [10] Παναγιώτης Γ. Κωπτής, **Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες – Διαμόρφωση & Μετάδοση Σημάτων**, 2^η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, 2017.
- [11] 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.
- [12] Φώτιος Σ. Σκόντας, **Επίδοση τεχνικών μετάδοσης σε συστήματα πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων (MIMO) με εφαρμογές σε ευρυζωνικά δίκτυα 4^{ης} γενιάς**, Διπλωματική Εργασία, Σεπτέμβριος 2015.
- [13] **5G, Study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz** (3GPP TR 38.901 version 14.3.0 Release 14), ETSI.
- [14] Μιχαήλ Ε. Παναγιώτου, **Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών**, Εκδόσεις Τζιόλα, 2^η έκδοση, 2019.
- [15] JPL's Wireless Communication Reference Website, Duncan Matic, **Mathematical Description of OFDM**, <http://www.wirelesscommunication.nl/reference/chaptr05/ofdm/ofdmmath.htm>

- [16] Lily Mishra, M.H. Patwardhan, **Review of Various Adaptive Modulation and Coding Techniques in Wireless Network**, IJRET: International Journal of Research in Engineering and Technology, Mar 2014
- [17] Nick Sampson (Orange), Javan Erfanian (Bell Canada), Nan Hu (China Mobile), **5G White Paper 2**, NGMN Alliance, 24th July 2020, <https://www.ngmn.org/wp-content/uploads/NGMN-5G-White-Paper-2.pdf>
- [18] P. Gkonis, D. Kaklamani and G. Tsoulos, **"Capacity of WCDMA multicellular networks under different Radio Resource Management strategies"**, 2008 3rd International Symposium on Wireless Pervasive Computing, Santorini, 2008, pp. 60-64, doi: 10.1109/ISWPC.2008.4556166.
- [19] P. K. Gkonis, G. V. Tsoulos and D. I. Kaklamani, **"Dual code Tx diversity with antenna selection for spatial multiplexing in MIMO-WCDMA networks"**, in IEEE Communications Letters, vol. 13, no. 8, pp. 570-572, August 2009, doi: 10.1109/LCOMM.2009.090620.
- [20] P. K. Gkonis, P. T. Trakadas and D. I. Kaklamani, **"Comprehensive Study on Simulation Techniques for 5G Networks: State of the Art Results, Analysis, and Future Challenges"**, Electronics. 9. 468. 10.3390/electronics9030468.
- [21] Athanasiadou, G.E., Fytampanis, P., Zarbouti, D.A., Tsoulos, G.V., Gkonis, P.K., Kaklamani, D.I., **Radio Network Planning towards 5G mmWave Standalone Small-Cell Architectures**, Electronics 2020, 9, 339.