



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

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

Επίδοση τεχνικών μετάδοσης και ανάθεσης
ραδιοπύρων σε ευρυζωνικά δίκτυα τέταρτης
γενιάς

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

του

ΜΙΧΑΗΛ ΔΡΟΣΟΥ

Επιβλέπουσα: Δήμητρα Κακλαμάνη
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΜΙΚΡΟΚΥΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΟΠΤΙΚΩΝ ΙΝΩΝ
Αθήνα, Οκτώβριος 2016



Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο
Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών
Τομέας Συστημάτων Μετάδοσης Πληροφορίας και Τεχνολογίας Υλικών
Εργαστήριο Μικροκυμάτων και Οπτικών Ινών

Επίδοση τεχνικών μετάδοσης και ανάθεσης ραδιοπόρων σε ευρυζωνικά δίκτυα τέταρτης γενιάς

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΤΟΥ

ΜΙΧΑΗΛ ΔΡΟΣΟΥ

Επιβλέπουσα: Δήμητρα Κακλαμάνη
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την .

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

(Υπογραφή)

.....
Δήμητρα Κακλαμάνη
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

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

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

Αθήνα, Οκτώβριος 2016

(Υπογραφή)

.....
ΔΡΟΣΟΣ ΜΙΧΑΗΛ

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

Copyright ©—All rights reserved Δρόσος Μιχαήλ, 2016.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος.

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

Περίληψη

Σκοπός της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη αλγορίθμων απόδοσης πόρων σε κυψελωτό δίκτυο 4ης γενιάς, το οποίο χρησιμοποιεί αρχιτεκτονική Πολλαπλής Εισόδου Πολλαπλής Εξόδου (MIMO) στους πομποδέκτες και σχήμα πολλαπλής πρόσβασης Orthogonal Frequency Division Multiple Access (OFDMA) στο φυσικό στρώμα. Ο συνδυασμός των τεχνικών MIMO και OFDMA έχει γίνει η κυρίαρχη διεπαφή αέρος για τα σύγχρονα 4G δίκτυα, καθώς συγκεντρώνει τα πλεονεκτήματα των δύο μεθόδων. Συγκεκριμένα, την αξιοποίηση από τα MIMO συστήματα της πολυδιαδρομικής διάδοσης προς αύξηση της αξιοπιστίας και της χωρητικότητας της ζεύξης, με την αποτελεσματική αντιμετώπιση από την OFDMA των επιλεκτικών διαλείψεων και της διασυμβολικής παρεμβολής.

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται αναδρομή στην ιστορία των ασυρμάτων συστημάτων επικοινωνιών και για τις διάφορες γενιές, από την 0G μέχρι την μελλοντική 5G, δίνονται οι βασικές αρχές τους. Στο δεύτερο αναλύονται τα δυσμενή φαινόμενα που επιδρούν σε ένα σήμα κατά την διάδοσή του στον ραδιοδιάλυο, ενώ στο τρίτο αναφέρονται τα κύρια είδη διαμόρφωσης και πολλαπλής πρόσβασης, με ειδικό βάρος σε OFDM και OFDMA. Ακολούθως, στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζεται η λειτουργία των MIMO τεχνικών και τα οφέλη τους στην απόδοση του δικτύου.

Στο πέμπτο κεφάλαιο, περιγράφεται η υπολογιστική υλοποίηση ενός κυψελωτού συστήματος MIMO-OFDMA, το οποίο αποτελεί την βάση για την διεξαγωγή των προσομοιώσεων. Οι προσομοιώσεις αυτές πραγματοποιούνται για διάφορες τιμές των παραμέτρων του υπολογιστικού μοντέλου. Οι αλγόριθμοι εκχώρησης καναλιών και επιλογής κεραιών μετάδοσης διαφέρουν ως προς τη γνώση των συνθηκών του διαύλου διάδοσης και την πολυπλοκότητά. Στο τελευταίο κεφάλαιο, παραθέτονται σε μορφή διαγραμμάτων τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων και σχολιάζονται οι διαφορές τους.

Λέξεις Κλειδιά

Κυψελωτά δίκτυα, MIMO, OFDMA, 4G, Συστήματα Πολλαπλών Εισόδων Πολλαπλών Εξόδων, Ανάθεση πόρων, Επιλογή κεραιών, Διαλείψεις

Abstract

The main target of the current diploma thesis is the study of resource allocation algorithms in a 4G cellular network, deploying the Multiple Input Multiple Output(MIMO) architecture at the transceivers and using the Orthogonal Frequency Division Multiple Access(OFDMA) protocol in the physical layer. The combination of MIMO and OFDMA has become the dominant air interface of the contemporary 4G networks, since it combines the advantages of these two methods. Specifically, the exploitation of multipath propagation by MIMO systems for an increase in link reliability and capacity, with the effective treatment of selective fading and inter-symbol interference by OFDMA.

The 1st chapter includes a historical retrospect of the history of wireless communication systems and for the various generations, from 0G to the future 5G, their basic principles are given. In the 2nd chapter, the unfavorable effects of wireless channel are analyzed, while in the 3rd there is mention of the main modulation and multiple access techniques, with a focus on OFDM and OFDMA. Afterwards, in the 4th chapter, the MIMO principle of operation is presented, alongside with their benefits for the network.

In the 5th chapter, there is a description of the computer model of a MIMO-OFDMA cellular network, which is the base for the execution of simulations. These simulations are held for several values of the model 's parameters. The channel allocation and antenna selection algorithms differ in the knowledge of propagation channel and the complexity. In the last chapter, the results are given as charts and their differences are discussed.

Keywords

Cellular networks, MIMO, OFDMA, 4G, Multiple Input Multiple Output systems, Resource allocation, Antenna selection, Fading

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να ευχαριστήσω την καθηγήτρια μου κ. Δήμητρα Κακλαμάνη για την ανάθεση της συγκεκριμένης διπλωματικής εργασίας και την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα σύγχρονο και πολύ ενδιαφέρον θέμα. Επίσης, ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλω στον Διδάκτορα κ. Παναγιώτη Γκόνη, για την αμέριστη βοήθεια του και τον χρόνο που διέθεσε καθ' όλη τη διάρκεια της συγγραφής της εργασίας αυτής.

Τέλος, δεν μπορώ παρά να ευχαριστήσω την οικογένεια μου για την συνεχή υποστήριξη όλα αυτά τα χρόνια των σπουδών μου, όπως και τους φίλους μου για την πολύτιμη συμπαράστασή τους.

Περιεχόμενα

Περίληψη	1
Abstract	3
Ευχαριστίες	5
Περιεχόμενα	9
Κατάλογος Σχημάτων	13
Κατάλογος Πινάκων	15
1 Εισαγωγή	17
1.1 Ιστορική αναδρομή ασυρμάτων επικοινωνιών	17
1.2 Γενιές συστημάτων κινητών επικοινωνιών	19
1.2.1 Συστήματα 0G	19
1.2.2 Συστήματα 0.5G	20
1.2.3 Συστήματα 1G	20
1.2.4 Συστήματα 2G	21
1.2.5 Συστήματα 2.5G	23
1.2.6 Συστήματα 2.75G-EDGE	23
1.2.7 Συστήματα 3G	24
1.2.8 Συστήματα 3.5G-HSPA	26
1.2.9 Συστήματα 3.75G-HSPA+	26
1.2.10 Συστήματα 4G	26
1.2.11 Συστήματα 5G	29
2 Ο Ραδιοδιάυλος	31
2.1 Εισαγωγή	31
2.2 Απώλειες Διάδοσης Μεγάλης Κλίμακας	32
2.2.1 Μοντέλο Απωλειών Ελευθέρου Χώρου (Free Space Loss)	32
2.2.2 Εκθετικό Μοντέλο Διάδοσης (Μοντέλο Απλής Κλίσης)	32
2.2.3 Μοντέλο Okumura-Hata	33

2.2.4	Μοντέλο COST 231-Hata	34
2.2.5	Σκίαση	34
2.3	Διαλείψεις	35
2.3.1	Μετατόπιση Doppler	36
2.3.2	Διασπορά Καθυστερήσης	37
2.3.3	Εύρος Ζώνης Συνοχής	38
2.3.4	Διασπορά Doppler και χρόνος συνοχής	38
2.3.5	Ταξινόμηση Διαύλων με Διαλείψεις	38
2.3.6	Στατιστικές Κατανομές Διαλείψεων	40
2.4	Είδη Παρεμβολών στις Τηλεπικοινωνίες	42
2.4.1	Παρεμβολή Γειτονικού Διαύλου (ACI-Adjacent Channel Interference)	42
2.4.2	Ομοδιαυλική παρεμβολή (Co-channel interference)	43
2.4.3	Διασυμβολική παρεμβολή (ISI-Inter Symbol Interference)	43
2.4.4	Παρεμβολή Ενδοδιαμόρφωσης (IMD-Intermodulation distortion)	44
2.4.5	Παρεμβολή λόγω Αποπόλωσης (Depolarization)	45
2.4.6	Ετεροσχισμική παρεμβολή (cross slot interference)	46
2.5	Θόρυβος	47
3	Είδη Διαμόρφωσης και Πολλαπλή Πρόσβαση στο Ραδιοδιάλυο	49
3.1	Ψηφιακές Τεχνικές Διαμόρφωσης	49
3.1.1	Διαμόρφωση Φάση/Πλάτους	50
3.1.2	Διαμόρφωση Συχνότητας	52
3.2	Διαμόρφωση OFDM	53
3.3	Σχήματα Πολλαπλής Πρόσβασης	58
3.3.1	Τεχνική FDMA	59
3.3.2	Τεχνική TDMA	60
3.3.3	Τεχνική CDMA	60
3.3.4	Τεχνική SDMA	62
3.3.5	Τεχνική OFDMA	62
4	Συστήματα Πολλαπλών Εισόδων-Πολλαπλών Εξόδων (MIMO systems)	67
4.1	Εισαγωγή	67
4.2	Μαθηματική περιγραφή MIMO συστήματος	69
4.3	Διαφορική προστασία	70
4.4	Χωρική πολυπλεξία	72
4.5	Χωρητικότητα MIMO συστημάτων	73
4.5.1	Χωρητικότητα MIMO συστημάτων χωρίς CSIT	74
5	Προσομοίωση κυψελωτού δικτύου και αλγόριθμοι ανάθεσης ραδιο- πόρων	77
5.1	Εισαγωγή	77
5.2	Βασικά στάδια προσομοίωσης	79

5.3	Αλγόριθμοι ανάθεσης πόρων	87
5.3.1	Τυχαία εκχώρηση υποκαναλιών και τυχαία επιλογή κεραιών	87
5.3.2	Τυχαία εκχώρηση υποκαναλιών και MSNR επιλογή κεραιών	87
5.3.3	MSNR εκχώρηση υποκαναλιών κι επιλογή κεραιών	88
5.3.4	MSNR αλγόριθμος με σταθερό ζεύγος κεραιών ανά υποκανάλι	89
5.3.5	MSJNR αλγόριθμος	89
6	Αποτελέσματα προσομοιώσεων και συμπεράσματα	93
6.1	Αποτελέσματα προσομοιώσεων	93
6.1.1	Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης	94
6.1.2	Μέση ισχύς ανά χρήστη	100
6.1.3	Ισχύς κεντρικής κυψέλης	106
6.1.4	Πλήθος χρηστών	112
6.2	Συμπεράσματα	117
	Βιβλιογραφία	119

Κατάλογος Σχημάτων

1.1	Ο Gugliermo Marconi με τον εξοπλισμό που χρησιμοποίησε στην πρώτη υπερατλαντική μετάδοση	18
1.2	Σύγκριση των διαφορετικών γενιών κινητής τηλεφωνίας	19
1.3	Εξέλιξη από την 2η στην 3η γενιά συστημάτων κινητών επικοινωνιών	25
1.4	Χαρακτηριστικά 4G συστημάτων	28
1.5	Καθυστέρηση και εύρος ζώνης για πιθανές εφαρμογές 5G συστημάτων	29
2.1	Περιβάλλον διάδοσης και multipath propagation	36
2.2	Φαινόμενο Doppler	37
2.3	Είδη διαλείψεων	39
2.4	Διασυμβολική παρεμβολή	44
2.5	Χαρακτηριστική λειτουργίας ενισχυτή και περιθώρια ισχύος	45
2.6	Ετεροσχισμική παρεμβολή	46
3.1	Παραδείγματα αστερισμών διαμόρφωσης MPAM	50
3.2	Παραδείγματα αστερισμών διαμόρφωσης MPSK	51
3.3	Παραδείγματα αστερισμών διαμόρφωσης MQAM	52
3.4	Σύγκριση φάσματος FDM και OFDM συστημάτων	54
3.5	Απλή υλοποίηση πομπού σε σύστημα OFDM	55
3.6	Υλοποίηση πομπού/δέκτη με IFFT/FFT σε σύστημα OFDM	56
3.7	Κυκλικό πρόθεμα	56
3.8	Τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης	59
3.9	Πλαίσιο TDMA	60
3.10	Πολλαπλή πρόσβαση SDMA	62
3.11	Απονομή πόρων με τεχνική OFDMA	63
3.12	Κατανομή υποκαναλιών OFDMA συστήματος σε a)συνεχόμενες b)τυχαίες συχνότητες	64
4.1	MIMO σύστημα για χωρικό διαφορισμό	68
4.2	MIMO σύστημα για χωρική πολυπλεξία	68
4.3	MIMO σύστημα	70
4.4	Εργοδική χωρητικότητα MIMO συστημάτων για διάφορες διατάξεις κεραιών σε επίπεδο Rayleigh δίαυλο	75

5.1	Κυβελωτό σύστημα με αρίθμηση των BSs και την περιοχή κάλυψης καθενός	79
5.2	Εισαγωγή χρηστών στο σύστημα(*:αποδοχή,×:απόρριψη)	80
5.3	Τομεοποίηση κυψελών	81
5.4	Διάγραμμα ακτινοβολίας BS	82
5.5	Χρήστες και ο BS όπου ανατίθενται	83
5.6	Διάγραμμα ροής για τις προσομοιώσεις Monte Carlo	86
5.7	Γειτονικοί τομείς κυβελωτού συστήματος	92
6.1	Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.1, M_t = 4$	94
6.2	Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.1, M_t = 5$	95
6.3	Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.2, M_t = 4$	95
6.4	Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.2, M_t = 5$	96
6.5	Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.3, M_t = 4$	96
6.6	Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.3, M_t = 5$	97
6.7	Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.4, M_t = 4$	97
6.8	Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.4, M_t = 5$	98
6.9	Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.5, M_t = 4$	98
6.10	Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.5, M_t = 5$	99
6.11	Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.1, M_t = 4$	100
6.12	Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.1, M_t = 5$	101
6.13	Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.2, M_t = 4$	101
6.14	Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.2, M_t = 5$	102
6.15	Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.3, M_t = 4$	102
6.16	Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.3, M_t = 5$	103
6.17	Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.4, M_t = 4$	103
6.18	Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.4, M_t = 5$	104
6.19	Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.5, M_t = 4$	104
6.20	Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.5, M_t = 5$	105
6.21	Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.1, M_t = 4$	106
6.22	Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.1, M_t = 5$	107
6.23	Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.2, M_t = 4$	107
6.24	Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.2, M_t = 5$	108
6.25	Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.3, M_t = 4$	108
6.26	Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.3, M_t = 5$	109
6.27	Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.4, M_t = 4$	109
6.28	Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.4, M_t = 5$	110
6.29	Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.5, M_t = 4$	110
6.30	Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.5, M_t = 5$	111
6.31	Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.1, M_t = 4$	112
6.32	Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.1, M_t = 5$	113
6.33	Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.2, M_t = 4$	113

6.34	Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.2, M_t = 5$	114
6.35	Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.3, M_t = 4$	114
6.36	Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.3, M_t = 5$	115
6.37	Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.4, M_t = 4$	115
6.38	Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.4, M_t = 5$	116
6.39	Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.5, M_t = 4$	116
6.40	Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.5, M_t = 5$	117

Κατάλογος Πινάκων

2.1	Τυπικές τιμές του εκθέτη απωλειών διάδοσης	33
4.1	Εμπορικά πρότυπα που χρησιμοποιούν τεχνικές MIMO	69
5.1	Παράμετροι προσομοίωσης	78

Κεφάλαιο 1

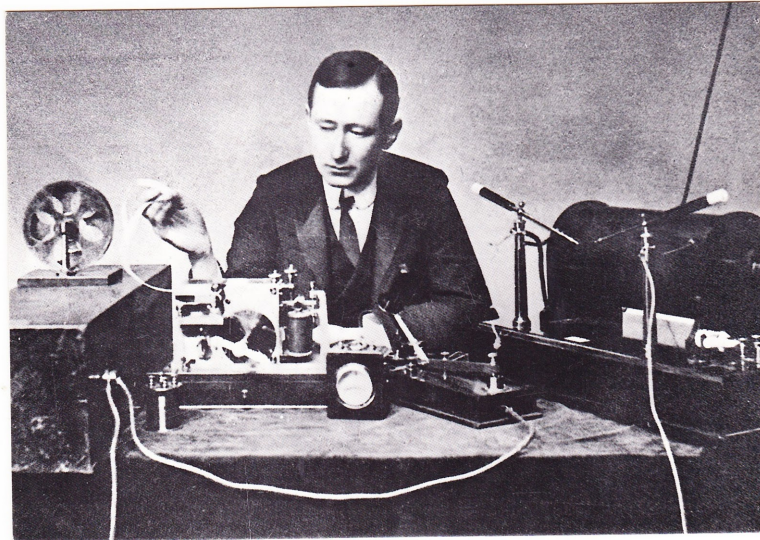
Εισαγωγή

Ιστορική αναδρομή ασυρμάτων επικοινωνιών

Τα πρώτα ασύρματα δίκτυα επικοινωνίας αναπτύχθηκαν στην Προβιομηχανική εποχή και μετέδιδαν πληροφορίες βασιζόμενα στην οπτική επαφή, με σήματα καπνού και καθρέφτες. Παρατηρητήρια ήταν τοποθετημένα σε κορυφές, ώστε τα μηνύματα να είναι ορατά και να διαδίδονται σε μεγάλες αποστάσεις. Τα δίκτυα αυτά αντικαταστάθηκαν αρχικά από τον ηλεκτρικό τηλεγράφο (εφευρέθηκε από τον Samuel Morse το 1838) και αργότερα από το τηλέφωνο (Alexander Graham Bell το 1876). Το 1895, λίγες δεκαετίες από την εφεύρεση του τηλεφώνου, ο Guglielmo Marconi μετέδωσε ασύρματα σε απόσταση 3.2 χλμ το γράμμα 'S' κωδικοποιημένο με Morse, χωρίς να υπάρχει line-of-sight ζεύξη. Ο ίδιος, το 1900, κατασκεύασε στην Νέα Γη (Καναδάς) και στην Κορνουάλη (Αγγλία) ασύρματος σταθμούς μεγάλων αποστάσεων, πετυχαίνοντας το 1901 την πρώτη υπερατλαντική ραδιομετάδοση [34].

Η αναλογική ασύρματη μετάδοση φωνής εφαρμοζόταν ήδη από το 1905 για στρατιωτικούς σκοπούς, όμως η εμπορική της αξιοποίηση ξεκίνησε το 1919, με μία πειραματική υπηρεσία ραδιοεπικοινωνίας μεταξύ πλοίων και της ακτής. Ως το 1928, οι διαστάσεις των ραδιοπομπών είχαν μειωθεί αρκετά, επιτρέποντας την τοποθέτησή τους σε οχήματα και την δημιουργία του πρώτου επίγειου συστήματος κινητών επικοινωνιών, από την αστυνομία του Detroit. Το 1946, η AT&T παρουσίασε στις ΗΠΑ την υπηρεσία κινητής επικοινωνίας Mobile Telephone Service, με μόλις τρία κανάλια σε κάθε πόλη που εξυπηρετούσε. Οι 5000 πελάτες που διέθετε η MTS και οι περίπου 30000 κλήσεις ανά βδομάδα δείχνουν την σπανιότητα της μορφής αυτής επικοινωνίας εκείνα τα χρόνια και την ανεπάρκεια να καλυφθεί η ραγδαίως αυξανόμενη ζήτηση. Τα πρώιμα συστήματα κινητής επικοινωνίας προσομοίαζαν δίκτυα ευρείας εκπομπής, με ισχυρούς πομπούς να καλύπτουν αποστάσεις 20-30 μιλίων και την απόσταση επαναχρησιμοποίησης των συχνοτήτων να ξεπερνάει τα 50 μίλια. Η αναποτελεσματική εκμετάλλευση του φάσματος και η μικρή χωρητικότητα οδήγησαν στην θεώρηση της κινητής τηλεφωνίας ως μία πολυτέλεια μη διαθέσιμη στο ευρύτερο κοινό [35].

Την λύση ήρθε να δώσει μια νέα ιδέα, αυτή των κυψελωτών δικτύων. Αν και φαντάζει



Σχήμα 1.1: Ο Guglielmo Marconi με τον εξοπλισμό που χρησιμοποίησε στην πρώτη υπερατλαντική μετάδοση

μεταγενέστερη, από το 1947 οι Douglas H. Ring και W. Rae Young της Bell Labs πρότειναν την χρήση εξαγωνικών κυψελών για τα κινητά τηλέφωνα των οχημάτων. Το αίτημα τους όμως για την παραχώρηση μπάντας υψηλών συχνοτήτων απορρίφθηκε από την Federal Communications Commission, την Ομοσπονδιακή Επιτροπή Επικοινωνιών των ΗΠΑ, μιας και εκείνο το διάστημα εμφανίστηκε η UHF τηλεόραση στις ίδιες συχνότητες. Τα κυψελωτά παρέμειναν ιδέα κι έπρεπε να περάσουν αρκετά χρόνια ώστε να εφαρμοστούν στα συστήματα κινητών επικοινωνιών, πρώτα το 1979 στην Ιαπωνία, από την Nippon Telegraph and Telephone Corporation (NTT) [36]. Πριν το 1973, η κινητή τηλεφωνία περιοριζόταν σε συσκευές εντός οχημάτων, λόγω μεγέθους. Την χρονιά αυτή, ο Martin Cooper της Motorola παρουσίασε το πρώτο ατομικό κινητό τηλέφωνο. Η εφεύρεση αυτή μαζί με την καθιέρωση των κυψελωτών συστημάτων, ήταν οι βασικοί παράγοντες στην τεράστια ανάπτυξη της κινητής επικοινωνίας στις ακόλουθες δεκαετίες.

Ο πρώτος τηλεπικοινωνιακός δορυφόρος ήταν ο αμερικανικός PROJECT SCORE του 1958, ο οποίος μετέδιδε αποθηκευμένα ηχητικά μηνύματα. Ο Telstar του 1962 ήταν ο πρώτος ενεργός δορυφόρος, εμπορικού σκοπού, με δυνατότητα αναμετάδοσης σήματος, είτε τηλεφωνικής κλήσης είτε ζωντανής τηλεοπτικής εικόνας. Το υψηλό κόστος εγκατάστασης ενός δορυφόρου, η μεγάλη τους απόσταση από τον χρήστη που καθιστά αναγκαία περισσότερη ισχύ εκπομπής και συνεπώς μεγαλύτερα τερματικά, όπως και η μεγάλη καθυστέρηση χρόνου που δυσχεραίνει την λειτουργία εφαρμογών σαν την τηλεφωνία, έχουν προκαλέσει το μονοπώλιο των κυψελωτών συστημάτων στην ασύρματη επικοινωνία. Η ευρεία γεωγραφική κάλυψη που παρέχουν οι δορυφόροι αξιοποιείται για ψυχαγωγικούς σκοπούς, με τα δορυφορικά τηλεοπτικά και ραδιοφωνικά κανάλια να συνιστούν μια σημαντική αγορά. Επίσης, το δορυφορικό τηλέφωνο επιτρέπει στους χρήστες που ζουν σε κάποια απομακρυσμένη περιοχή να έχουν πρόσβαση στο κανονικό τηλεφωνικό δίκτυο.

Γενιές συστημάτων κινητών επικοινωνιών

Οι κινητές επικοινωνίες έφεραν την επανάσταση στον τρόπο επικοινωνίας των ανθρώπων, συνδυάζοντας για πρώτη φορά την δυνατότητα επικοινωνίας με την κινητικότητα. Οδεύουμε πλέον προς την 5η γενιά(5G) ασύρματων συστημάτων, με την καθεμία να ακολουθεί διαφορετικά εξελικτικά μονοπάτια μα με σταθερό πάντο τον στόχο· απόδοση και αποτελεσματικότητα σε ένα υψηλής κινητικότητας περιβάλλον.

Generation Features	1G	2G	3G	4G	5G
Years	1980s	1990s	2000s	2010s	2020s
Data Bandwidth	2kbps	64kbps	2Mbps	200Mbps	1Gbps
Standards	AMPS	TDMA,C DMA,GS M,GPRS	WCDMA	Single unified standards	Single unified standards
Technology	Analog cellular	Digital cellular	Broadband with CDMA,IP Technology	Unified IP & seamless combination of broadband LAN,WAN & WLAN	Unified IP & Seamless combination of broadband,LAN, WAN,& WLAN,WWW
Services	Mobile technology(Digital voice,SM	Integrated high quality	Dynamic information	Dynamic information

Σχήμα 1.2: Σύγκριση των διαφορετικών γενιών κινητής τηλεφωνίας

Συστήματα 0G

Με τον όρο 0G αναφέρονται τα προ των κυψελωτών δίκτυα κινητής τηλεφωνίας. Ήταν αναλογικά συστήματα, γενικά half-duplex και δεν υποστήριζαν μεταπομπή (handover), δηλαδή αλλαγή καναλιού κατά την διάρκεια μιας κλήσης. Τα κινητά τηλέφωνα αυτής της γενιάς ήταν τοποθετημένα σε οχήματα. Η βασική τους διαφορά από τα παλαιότερα ασύρματα είναι η ενσωμάτωσή τους στο Δημόσιο Τηλεφωνικό Δίκτυο Μεταγωγής(PSTN), με ξεχωριστό νούμερο κλήσης, κι όχι απλά μέλη ενός κλειστού δικτύου επικοινωνίας όπως της αστυνομίας ή του στρατού. Γνωστές τεχνολογίες που περιλαμβάνονται στα 0G συστήματα είναι οι Push to Talk(PTT), Mobile Telephone System(MTS), Improved Mobile Telephone Service(IMTS), Advanced Mobile Telephone System(AMTS) και OLT(Offentlig Landmobil Telefoni).

Συστήματα 0.5G

Τα 0.5G είναι δίκτυα με βελτιωμένα χαρακτηριστικά σε σχέση με τα 0G. Πέρα των οχημάτων, ήταν δυνατή η μετακίνηση των τηλεφωνικών συσκευών σε ειδικές θήκες. Όπως οι προκατόχοι τους, ήταν ενταγμένα στο PSTN ως εμπορική υπηρεσία. Παραδείγματα τέτοιων δικτύων είναι το Autoradiopuhelin(ARP) του 1971, πρώτο ανοιχτό εμπορικό δίκτυο κινητής τηλεφωνίας της Φινλανδίας και το B-Netz του 1972, το δεύτερο δίκτυο της Γερμανίας, χωρίς να είναι αναγκαία η ύπαρξη τηλεφωνικού κέντρου αντίθετα με το πρώτο.

Το ARP λειτουργούσε με 8 κανάλια και κεντρική συχνότητα τα 150 MHz (147.9–154.875 MHz). Η ισχύς εκπομπής ήταν μεταξύ 1 και 5 watts. Μέχρι το 1978 έφτασε την 100% γεωγραφική κάλυψη της Φινλανδίας με 140 σταθμούς βάσης. Αρχικά ήταν half-duplex σύστημα, όμως παροδικά εισήχθησαν full-duplex συσκευές, ενώ δεν είχε την δυνατότητα μεταπομπής. Παρουσίασε μεγάλη επιτυχία(10.800 χρήστες το 1977 και κορυφή τους 35.560 το 1986), αλλά βαθμιαία το πλήθος των χρηστών προκάλεσε την συμφόρηση της υπηρεσίας και αντικατάστασή της από νεότερες τεχνολογίες.

Συστήματα 1G

Το πρώτο κυψελωτό δίκτυο το 1979 από την NTT στο Τόκιο, Ιαπωνία, σηματοδοτήσε την έναρξη της πρώτης γενιάς(1G) των κινητών συστημάτων επικοινωνίας. Δύο χρόνια αργότερα ξεκινάει και στην Ευρώπη η εποχή των κυψελωτών με δύο πιο δημοφιλή δίκτυα τα Nordic Mobile Telephones(NMT) και Total Access Communication System(TACS). Το Advanced Mobile Phone System(AMPS) αναπτύχθηκε από την Bell Labs και λανσαρίστηκε στις ΗΠΑ το 1983. Τα συστήματα της γενιάς αυτής ήταν αναλογικά, δηλαδή η μετάδοση των υπηρεσιών φωνής γινόταν με αναλογικό σήμα και ταχύτητες ως τα 2.4 kbps. Προσέφεραν στους χρήστες τις δυνατότητες της μεταπομπής και της περιαγωγής(roaming), δηλαδή της παραμονής στο δίκτυο όταν ο χρήστης κινείται από την περιοχή κάλυψης μίας κυψέλης σε μια γειτονική, ακόμα και διαφορετικού δικτύου. Η περιαγωγή περιοριζόταν εντός μιας χώρας, καθώς δεν ήταν δυνατή η λειτουργία των δικτύων μεταξύ διαφορετικών κρατών. Αυτό ήταν ένα από τα μειονεκτήματα της πρώτης γενιάς, μαζί με την χαμηλή χωρητικότητα, την αναξιόπιστη μεταπομπή και την έλλειψη ασφάλειας στις συνομιλίες, μιας και τα δεδομένα δεν ήταν κωδικοποιημένα.

Το NMT με τους 110 χιλιάδες χρήστες που είχε μόνο στην Σκανδιναβία το 1985, ήταν το μεγαλύτερο δίκτυο στον κόσμο εκείνη την εποχή. Το μέγεθος των κυψελών του ήταν από 2 ως 30 χιλιόμετρα και εξαρτιόταν από την ζήτηση στην περιοχή κάλυψης. Η μετάδοση ήταν full-duplex και διαμορφωμένη κατά συχνότητα(FM). Το AMPS ξεκίνησε με εύρος ζώνης 40 MHz εντός της ζώνης συχνοτήτων 800–900 MHz και το 1988 δόθηκαν επιπλέον 10 MHz από την FCC. Συγκεκριμένα, οι συχνότητες 869–894 MHz αφιερώθηκαν στην downlink σύνδεση και οι 824–849 MHz στην uplink. Αν και αρχικά χρησιμοποιήθηκαν ομοιοκατευθυντικές κεραίες στους σταθμούς βάσης, έγινε με τον καιρό προφανής η βελτίωση της επαναχρησιμοποίησης συχνότητας με την αντικατάστασή τους από κατευθυντικές κεραίες, τομεοποιώντας με αυτό

τον τρόπο την κυψέλη. Το AMPS όπως και το TACS είχαν FM διαμόρφωση και η πολλαπλή πρόσβαση γινόταν με διαίρεση συχνότητας(FDMA) [37].

Συστήματα 2G

Οι υπηρεσίες κινητής επικοινωνίας έγιναν ιδιαίτερα δημοφιλείς και στα τέλη της δεκαετίας του 1980 τα συστήματα 1ης γενιάς άρχισαν να γίνονται ξεπερασμένα. Οι εξελίξεις στη τεχνολογία ολοκληρωμένων κυκλωμάτων καθιστούσαν τις ψηφιακές τεχνικές σήματος όχι μόνο αποδοτικότερες αλλά και πιο οικονομικές στην χρήση από τις αναλογικές της πρώτης γενιάς. Αναπτύχθηκαν, λοιπόν, τα κυψελωτά συστήματα 2ης γενιάς, βασισμένα στην ψηφιακή τεχνολογία, με το πρώτο 2G δίκτυο να παρουσιάζεται στην Φινλανδία το 1991.

Η χρήση ψηφιακών τεχνικών στα 2G δίκτυα προσέφερε αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με αυτά της 1ης γενιάς. Η συμπίεση και η πολυπλεξία των δεδομένων γίνονται με πολύ πιο αποδοτικό τρόπο, επιτρέποντας μεγαλύτερο αριθμό κλήσεων στο ίδιο εύρος συχνοτήτων και συνεπώς ικανοποιητικότερη αξιοποίηση του φάσματος. Επίσης, απαιτείται μικρότερη ισχύς εκπομπής από τους κινητούς σταθμούς, καθιστώντας ικανή την ύπαρξη μικρότερων κυψελών και τη μείωση της απόστασης επαναχρησιμοποίησης συχνότητας. Τα δύο παραπάνω είναι βασικές αιτίες της αύξησης της χωρητικότητας των 2G συστημάτων και της εξυπηρέτησης περισσότερων συνδρομητών συγκριτικά με τα προγενέστερά τους δίκτυα.

Ένα σοβαρό πρόβλημα της 1ης γενιάς ήταν η έλλειψη ασφάλειας στη μετάδοση, γεγονός που αντιμετωπίστηκε στα 2G δίκτυα με σχήματα κρυπτογράφησης των δεδομένων, έτσι ώστε κάθε σήμα να γίνεται κατανοητό μόνο από τον σωστό παραλήπτη. Όντας ψηφιακή, η δεύτερη γενιά υποστήριξε προσαρμοστικά σχήματα διαμόρφωσης και αποτελεσματικές τεχνικές κωδικοποίησης για διόρθωση λαθών μετάδοσης, βελτιώνοντας την αξιοπιστία και την στιβαρότητα των δικτύων επικοινωνίας. Επιπλέον, τα διάφορα συστήματα που καθιερώθηκαν, όπως το ευρωπαϊκό GSM (Global System for Mobile Communications), παρείχαν ανεπτυγμένες δυνατότητες περιαγωγής, και σε διεθνές επίπεδο.

Μια ακόμα σημαντική καινοτομία ήταν η προσφορά υπηρεσιών χαμηλού ρυθμού μετάδοσης (ως 14.6 kbps) δεδομένων πέρα των ηχητικών κλήσεων, ξεκινώντας με τα SMS (Short Message Service) μηνύματα κειμένου και δίνοντας αργότερα την δυνατότητα μετάδοσης πολυμέσων με MMS (Multimedia Message Service). Ένα μειονέκτημα συγκριτικά με τα αναλογικά δίκτυα είναι η υποβάθμιση της ποιότητας της φωνής λόγω συμπίεσης και της απώλειας δεδομένων που αυτή προκαλεί. Ως ψηφιακά, όμως, τα 2G δίκτυα είναι λιγότερο επιρρεπή στον θόρυβο [30].

Τα 2ης γενιάς συστήματα μπορούν να κατηγοριοποιηθούν με βάση το ψηφιακό σχήμα πολλαπλής πρόσβασης, TDMA (Time Division Multiple Access) ή CDMA (Code Division Multiple Access). Στην πρώτη κατηγορία ανήκουν το GSM, το PDC (Personal Digital Cellular) της Ιαπωνίας και τα IS-54 (Interim Standard-54), IS-136 (Interim Standard-136) της

Βόρειας Αμερικής. Στο σχήμα TDMA, πολλοί χρήστες εκπέμπουν στο ίδιο εύρος ζώνης αλλά διαχωρίζονται στο πεδίο του χρόνου καθώς σε έναστο εξ' αυτών εκχωρείται διαφορετική χρονοσχιμή. Στο CDMA, οι χρήστες εκπέμπουν στο ίδιο εύρος ζώνης, ταυτόχρονα και κάθε σήμα είναι ορθογωνικό ως προς τα υπόλοιπα, κάνοντας έτσι δυνατό τον διαχωρισμό του από τον δέκτη.

Το GSM είναι το πιο δημοφιλές σύστημα κινητών επικοινωνιών- το 2014 λειτουργούσε σε 219 χώρες και κάλυπτε πάνω από το 90% της αγοράς(πάνω από 3 δισεκατομμύρια χρήστες). Το 1982, το Ευρωπαϊκό Τηλεπικοινωνιακό Συμβούλιο άρχισε την μελέτη για το GSM, με στόχο την ανάπτυξη ενός ενιαίου προτύπου για όλη την Ευρώπη και την εξάλειψη της μη συμβατότητας μεταξύ διαφορετικών συστημάτων. Το 1990 επικυρώθηκαν οι προδιαγραφές του συστήματος και τον επόμενο χρόνο τέθηκε σε εφαρμογή στη Φινλανδία. Αν και ξεκίνησε ως ευρωπαϊκό πρότυπο, με τον καιρό υιοθετήθηκε σε πολλά μέρη του κόσμου. Αρχικά, στο GSM ανατέθηκαν συχνότητες γύρω από τα 900 MHz. Συγκεκριμένα, στην uplink σύνδεση δόθηκε η μπάντα 890–915 MHz και στην downlink 935–960 MHz. Κάθε κανάλι έχει εύρος 200 kHz, το οποίο υποστηρίζει 8 χρονοσχιμές διάρκειας 4.615 ms. Αργότερα, οι προδιαγραφές επεκτάθηκαν στα 1800 MHz και αποδόθηκαν δύο ζώνες συχνοτήτων εύρους 75 MHz η καθεμία. Στις ΗΠΑ, το GSM λειτουργεί στα 1900 MHz και ονομάζεται PCS-1900(Personal Communication Service at 1900 MHz). Ο προσφερόμενος ρυθμός μετάδοσης δεδομένων είναι ως 14.4 kbps.

Το PDC λειτουργούσε αποκλειστικά στην Ιαπωνία, έχοντας στην ακμή του σχεδόν 80 εκατομμύρια χρήστες. Το πρότυπο λειτουργίας ορίστηκε το 1991 και προϋπόθετε κανάλια εύρους 25 kHz, $\pi/4$ DQPSK διαμόρφωση με 3 ή 6 χρονοσχιμές, ρυθμού 11.2 ή 5.6 kbps αντίστοιχα. Επιλέχθηκαν ζώνες συχνοτήτων στα 800 MHz (810–888 MHz για downlink και 893–958 MHz για uplink) και στα 1500 MHz (1477–1501 MHz για downlink και 1429–1453 MHz για uplink). Συγκριτικά με το GSM, απαιτούσε χαμηλότερη ισχύ εκπομπής επιτρέποντας μικρότερα σε διαστάσεις και μπαταρίες κινητά τηλέφωνα, εις βάρος της ποιότητας της φωνής και της αξιοπιστίας της σύνδεσης, με αύξηση της πιθανότητας διακοπής κλήσης ειδικά σε κλειστούς χώρους. Ο αριθμός των συνδρομητών του ελαττώθηκε με τον καιρό και η λειτουργία του διακόπηκε οριστικά το 2012.

Το IS-54 τελειοποιήθηκε το 1990 και τέθηκε σε λειτουργία από το 1993. Χρησιμοποιεί διαμόρφωση $\pi/4$ DQPSK, κανάλια εύρους 30 kHz με 3 χρονοσχιμές. Για το uplink αξιοποιεί τις συχνότητες 824–849 MHz και για το downlink τις 869–894 MHz. Ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης είναι 48.6 kbps. Το IS-136 αποτελεί μία βελτιωμένη έκδοση του IS-54. Οι προδιαγραφές του είναι πιο κοντά στο GSM. Προσέθεσε στο IS-54 νέες λειτουργίες, όπως την αποστολή SMS, τη μεταγωγή κυκλώματος και ένα αποδοτικότερο πρωτόκολλο συμπίεσης. Τα δύο αυτά συστήματα είναι γνωστά ως D-AMPS (Digital-AMPS) και θεωρούνται ξεπερασμένα, έχοντας αντικατασταθεί από το GSM.

Συστήματα 2.5G

Ο όρος 2.5G περιγράφει την ενδιάμεση της 2ης και 3ης γενιάς τεχνολογία ασύρματων κυψελωτών συστημάτων. Τα συστήματα αυτά, πέρα από την μεταγωγή κυκλώματος των παλαιότερων, εφαρμόζουν και μεταγωγή πακέτων. Με την τεχνική αυτή η πληροφορία διασπάται σε πακέτα μέχρι μερικά kbytes σε μέγεθος, καθένα από τα οποία δρομολογείται από το δίκτυο στον προορισμό του βάσει της διεύθυνσης που περιέχει. Τα πρωτόκολλα μεταγωγής πακέτων χειρίζονται πιο αποτελεσματικά την δικτυακή κίνηση και μπορούν να υποστηρίξουν 3 με 5 φορές περισσότερη κίνηση από τα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος. Επιτρέπουν την συνεχή σύνδεση του χρήστη στο σύστημα και ευέλικτο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων. Δεν αποτελούσε ξεχωριστή γενιά με τον όρο των επίσημων κατοχυρωμένων από την ITU (International Telecommunication Union) διεθνών προτύπων, αλλά αποκαλέστηκε έτσι άτυπα κυρίως για εμπορικούς λόγους.

Το βασικότερο βήμα στην μετάβαση από την 2η στην 3η γενιά ήταν ο ερχομός του συστήματος GPRS (General Packet Radio Service) το 2000. Παρείχε αυξημένους ρυθμούς μετάδοσης, από 56 ως 115 kbps, κάνοντας δυνατή την πρόσβαση στο διαδίκτυο. Η χρέωση για τον χρήστη γινόταν ανάλογα με τον όγκο δεδομένων που μεταφέρονταν, σε αντίθεση με τα δίκτυα μεταγωγής κυκλώματος όπου γινόταν σύμφωνα με τον χρόνο σύνδεσης στο δίκτυο. Το GPRS είναι μία βέλτιστης προσπάθειας υπηρεσία, δηλαδή δεν υπάρχει εγγυημένη διεκπεραιωτικότητα (throughput) και συγκεκριμένη καθυστέρηση μεταφοράς (latency) κατά την σύνδεση. Εξαρτώνται από τον αριθμό των χρηστών που είναι ταυτόχρονα συνδεδεμένοι στο δίκτυο. Το GPRS επέκτεινε τις ικανότητες των 2G συστημάτων μεταγωγής πακέτου με υπηρεσίες όπως το WAP (Wireless Application Protocol), ένα πρότυπο για πρόσβαση μέσω κινητών συσκευών στο διαδίκτυο, με εφαρμογές που βασίζονται σε εντοπισμό θέσης και την δυνατότητα αποστολής μηνυμάτων πολυμέσων MMS.

Συστήματα 2.75G-EDGE

Τα GPRS δίκτυα εξελίχθηκαν στα EDGE (Enhanced Data rates for GSM Evolution) ή αλλιώς IMT-SC (IMT-Single Carrier) με την εισαγωγή της 8PSK μεθόδου διαμόρφωσης η οποία επιτρέπει την μετάδοση 3 bit δεδομένων σε κάθε παλμό. Η τεχνολογία που παρέχουν τα απλά δίκτυα GSM με υποστήριξη υπηρεσιών GPRS, χρησιμοποιεί τη μέθοδο GMSK (Gaussian pre-filtered Minimum Shift Keying) η οποία βασίζεται στη μέθοδο Gauss για την εκθετική μείωση των πιθανοτήτων λάθους κατά τη μεταφορά των δεδομένων, αλλά επιτρέπει τη μεταφορά μόνο ενός bit δεδομένων σε κάθε παλμό του δικτύου. Η τεχνολογία EDGE είναι συμβατή με παλαιότερα συστήματα κι επιτρέπει ως επέκταση των GSM δικτύων ως και τριπλασιασμός της χωρητικότητάς τους με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων (μέχρι και 384 kbps). Επίσης το EDGE έχει την ικανότητα αναμετάδοσης ενός πακέτου πληροφοριών, που δεν κωδικοποιήθηκε σωστά, με ένα περισσότερο ισχυρό σχήμα κωδικοποίησης, ενώ στο GPRS τα πακέτα θα έπρεπε να αποστέλλονταν με το ίδιο σχήμα κωδικοποίησης ακόμη και αν

το περιβάλλον μεταβάλλεται με αποτέλεσμα τις αποσυνδέσεις και τα προβλήματα, ιδιαίτερα σε περιοχές με αυξημένη ζήτηση. Η αξιοποίηση των δυνατοτήτων του EDGE δεν προϋπόθετε την εγκατάσταση νέου υλικού ή λογισμικού. ενώ δεν υπήρχαν πρόσθετες χρεώσεις. Κάθε χρήστης του GPRS μπορούσε να εφαρμόσει την νέα τεχνολογία.

Συστήματα 3G

Η μετάβαση στην 3η γενιά συστημάτων κινητών επικοινωνιών καθοδηγήθηκε από την αυξανόμενη ζήτηση για υπηρεσίες υψηλού ρυθμού μεταφοράς δεδομένων. Με τα EDGE συστήματα ήταν δυνατή η μεγάλη κίνηση δεδομένων, όμως όχι τόσο αποδοτικά λόγω της μεταγωγής κυκλώματος, ενώ οι προδιαγραφές λειτουργίας των δικτύων ανά τον κόσμο παρουσίαζαν διαφορές. Συνεπώς, αποφασίστηκε η ύπαρξη ενός συστήματος, το οποίο θα παρέχει υπηρεσίες ανεξαρτήτως τεχνολογικής πλατφόρμας και με πρότυπο σχεδιασμού που θα είναι ίδιο σε όλο τον κόσμο. Έτσι, γεννήθηκε το 3G. Στόχοι του η συνεχής παροχή πρόσβασης στο διαδίκτυο, με υψηλές ταχύτητες μεταφοράς, κυρίως πολυμέσων, μεγάλη χωρητικότητα δικτύου και βελτιωμένη αξιοποίηση του φάσματος.

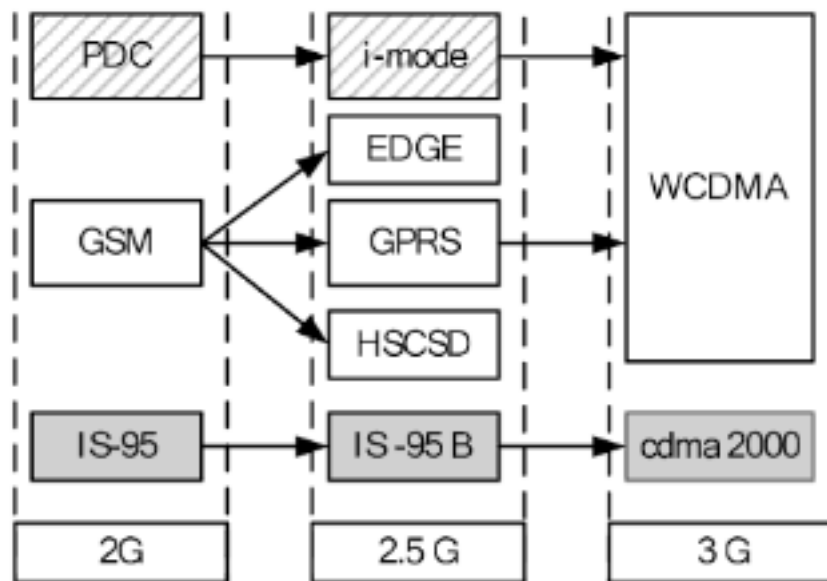
Η ITU παρουσίασε το πρόγραμμα IMT-2000 (International Mobile Telecommunications-2000) για τον ορισμό ενός πλαισίου λειτουργίας των 3G δικτύων, παγκοσμίως αποδεκτού και υλοποιήσιμου σε κοινή ζώνη συχνοτήτων στα 2000 MHz. Το IMT-2000 περιέχει ένα σύνολο προϋποθέσεων τις οποίες πρέπει να ικανοποιεί ένα δίκτυο ώστε να πετυχαίνει τους επιθυμητούς στόχους και να θεωρείται 3ης γενιάς. Μπορούν να συνοψιστούν ως εξής [32]:

- υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης: τουλάχιστον 144 kbps σε οποιοσδήποτε συνθήκες και 2 Mbps σε περιβάλλον χαμηλής κινητικότητας ή εσωτερικού χώρου
- ασύμμετρη και συμμετρική μετάδοση δεδομένων, δηλαδή υποστήριξη μεταβαλλόμενου ρυθμού μετάδοσης σε uplink και downlink, ή μεταξύ BS και backhaul δικτύου
- υποστήριξη υπηρεσιών μεταγωγής πακέτου και μεταγωγής κυκλώματος
- ποιότητα φωνητικής κλήσης συγκρίσιμη με αυτής των δικτύων σταθερής τηλεφωνίας
- καλύτερη χρήση φάσματος με πυκνή επαναχρησιμοποίηση των πόρων του συστήματος
- απρόσκοπτη ενσωμάτωση των κυψελωτών συστημάτων δεύτερης γενιάς
- μεγάλη γεωγραφική κάλυψη και παγκόσμια περιαγωγή
- ανοιχτή αρχιτεκτονική για την ταχεία εισαγωγή νέων τεχνολογιών και υπηρεσιών

Για να εξασφαλιστεί η ομαλή συνέχεια από τα υπάρχοντα τότε συστήματα, μιας και ένα μόνο σχήμα δεν ήταν δυνατό να βρεθεί, το IMT-2000 έκανε αποδεκτά τα ακόλουθα 5 σχήματα ως διεπαφές αέρα:

- IMT-DS: Direct sequence CDMA (WCDMA)
- IMT-TC: CDMA TDD (UTRA-TDD, TD-SCDMA)
- IMT-MC: multi carrier CDMA (cdma2000)
- IMT-SC: TDMA single carrier (UWC136)
- IMT-FT: FDMA/TDMA (DECT)

Το όραμα της ITU για ένα παγκόσμιο πρότυπο δεν πραγματοποιήθηκε, και οι χρήστες είναι μοιρασμένοι ανάμεσα σε δύο κυρίως συστήματα, το WCDMA και το cdma2000 ή multicarrier CDMA, οι προδιαγραφές των οποίων ρυθμίζονται από τους οργανισμούς 3GPP (3rd Generation Partnership Project) και 3GPP2 (3rd Generation Partnership Project 2) αντίστοιχα. Το WCDMA αποτελεί εξέλιξη του GSM ενώ το cdma2000 του IS-95, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.3. Και τα δύο χρησιμοποιούν CDMA για πολλαπλή πρόσβαση αλλά ο διαφορετικός ρυθμός κώδικα που έχουν τα κάνει ασύμβατα μεταξύ τους.



Σχήμα 1.3: Εξέλιξη από την 2η στην 3η γενιά συστημάτων κινητών επικοινωνιών

Το WCDMA είναι η διεπαφή των UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) και FOMA (Freedom of Mobile Multimedia Access). Στο πρώτο ανήκουν όλα τα 3G δίκτυα Ευρώπης και Ασίας πλην Ιαπωνίας, όπου ακολουθούν το δεύτερο πρότυπο. Το WCDMA βασίζεται στο DS-CDMA (direct sequence code division multiple access) όπου η πληροφορία απλώνεται σε ένα ευρύ φάσμα αφού πολλαπλασιαστεί με τον κώδικα διασποράς. Ο ρυθμός κώδικα είναι 3.84 Mcps και η απόσταση των φέροντων από 4.4 ως 5 MHz. Υποστηρίζει δύο τρόπους λειτουργίας, διπλεξία διαίρεσης συχνότητας FDD (Frequency Division Duplex) και διπλεξία διαίρεσης χρόνου TDD (Time Division Duplex). Το cdma2000

δηλώνει μία οικογένεια προτύπων- cdma2000 1X, cdma2000 1xEV-DO (Evolution-Data Optimized) και cdma2000 1X Advanced. Ο ρυθμός κώδικα είναι 1.2288 Mcps και τα κανάλια εύρους 1.25 MHz. Πέρα των δύο παραπάνω, γνωστό είναι και το πρότυπο που βασίζεται στο TD-SCDMA και εφαρμόζεται στην Κίνα. Χρησιμοποιεί προσαρμοστική διαμόρφωση (QPSK, 8-PSK), κώδικες turbo και διπλεξία TDD άρα και λιγότερο φάσμα από τα άλλα δύο.

Συστήματα 3.5G-HSPA

Το HSPA (High Speed Packet Access) είναι συνένωση δύο πρωτοκόλλων, ενός για τη downlink (HSDPA-High Speed Downlink Packet Access) σύνδεση κι ενός για την uplink (HSUPA-High Speed Uplink Packet Access). Επεκτείνει και βελτιώνει την λειτουργία των υπάρχοντων 3G δικτύων WCDMA διεπαφής. Παρέχει ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων αρκετά μεγαλύτερους από τις προδιαγραφές του IMT-2000 και καλύτερη αξιοποίηση του φάσματος.

Συγκεκριμένα, στην downlink σύνδεση υιοθετούνται σχήματα προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης, με ανώτερο επίπεδο διαμόρφωσης το 16QAM και μέγιστο ρυθμό μετάδοσης τα 14Mbps. Επιπλέον, επιλέγεται μικρότερο χρονικό διάστημα μετάδοσης (TTI-Transmission Time Interval) με αποτέλεσμα την μείωση της καθυστέρησης και η χωρητικότητα της σύνδεσης αυξάνεται κατά τρεις φορές. Στην uplink σύνδεση η διαμόρφωση QPSK εξακολουθεί να χρησιμοποιείται με μέγιστο ρυθμό τα 5.8 Mbps, ενώ κι εδώ επιτυγχάνεται μείωση της καθυστέρησης και διπλασιασμός της χωρητικότητας [33].

Συστήματα 3.75G-HSPA+

Το HSPA+ (Evolved High Speed Packet Access) αναπτύχθηκε από την ανάγκη για ακόμα μεγαλύτερες ταχύτητες, συγκρίσιμες με αυτές των σταθερών ευρυζωνικών γραμμών. Νέα χαρακτηριστικά σε σχέση με το HSPA είναι οι πολλαπλές κεραίες σε πομπό και δέκτη (MIMO-Multiple Input Multiple Output) και οι τεχνικές διαμόρφωσης του λοβού ακτινοβολίας (beamforming). Εισάχθηκαν υψηλότερα επίπεδα διαμόρφωσης (64QAM) ώστε σε συνδυασμό με MIMO να είναι δυνατές στην downlink σύνδεση ταχύτητες μέχρι και 42 Mbps, όταν ο δίαυλος είναι σε καλή κατάσταση. Το HSPA+ είναι η εξέλιξη του HSPA και η υιοθέτηση του από τους παρόχους είναι ένας τρόπος για την μετάβαση στην 4η γενιά χωρίς την ανάγκη για εγκατάσταση κάποιων νέας διεπαφής αέρα.

Συστήματα 4G

Με τον όρο 4G περιγράφεται η 4η γενιά ασύρματων κυψελωτών συστημάτων. Οι προδιαγραφές ενός 4G συστήματος ορίστηκαν από την ITU το 2008 με το IMT Advanced και μερικές από αυτές είναι οι ακόλουθες:

- για χρήστες μεγάλης κινητικότητας υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης ως και 100 Mbps και 1 Gbps για χαμηλή κινητικότητα

- δυναμικός διαμοιρασμός των δικτυακών πόρων της κυψέλης ώστε να υποστηρίζονται περισσότεροι χρήστες
- επεκτάσιμο εύρος καναλιού 5-20 Mbps μέχρι 40 Mbps ιδανικά
- υψηλή αποδοτικότητα φάσματος, 15 και 6.75 bps/Hz σε downlink και uplink αντίστοιχα
- σε κλειστούς χώρους η φασματική αποδοτικότητα να έχει τιμές 3 bps/Hz/cell για downlink και 2.25 bps/Hz/cell για uplink
- ομαλή μεταπομπή (handover) μεταξύ ετερογενών δικτύων

Το 4G είναι ένα All-IP σύστημα, δηλαδή σε αντίθεση με το 3G δεν χρησιμοποιεί πρωτόκολλα μεταγωγής κυκλώματος για την τηλεφωνία αλλά πακέτα με την τεχνική VoIP (Voice over Internet Protocol). Η μετάβαση σε All-IP τεχνολογία στοχεύει στην ανάδειξη του 4G σε μία πλατφόρμα που θα ενώνει κάθε άλλη τωρινή τεχνολογία, θα εναρμονίζεται με τις απαιτήσεις των χρηστών για πληθώρα υπηρεσιών με ταυτόχρονα μικρότερο κόστος εγκατάστασης δικτύου και μεταφοράς δεδομένων.

Μέχρι στιγμής έχουν αναπτυχθεί δύο εμπορικά 4G δίκτυα. Το LTE (Long Term Evolution) που βασίζεται στο UMTS και το πρότυπο του έχει δημιουργηθεί από την 3GPP, και το WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) με πρότυπο προερχόμενο από το IEEE 802.16. Πρώτη φορά χρησιμοποιήθηκαν στην Σκανδιναβία το 2009 και στη Νότια Κορέα το 2007, αντίστοιχα. Και τα δύο δεν μπορούν να θεωρηθούν 4ης γενιάς σύμφωνα με τα τεχνικά κριτήρια του IMT Advanced, μιας και υποστηρίζουν ταχύτητες πολύ χαμηλότερες από την επιθυμητή 1 Gbps. Ωστόσο, το 2010, η ITU-R (ITU-Radiocommunication Sector) αναγνώρισε τις τεχνολογίες αυτές ως 4G. Οι βελτιωμένες εκδόσεις, LTE Advanced και Mobile WiMAX Release 2 έχουν προτυπωηθεί από το 2011 και είναι σύμφωνες με το IMT-Advanced, χωρίς όμως να έχουν αναπτυχθεί ακόμα σε ευρεία κλίμακα.

Στο LTE, όπως και στο WiMAX, εγκαταλείπονται οι τεχνικές spread spectrum και CDMA και υιοθετούνται τεχνικές ορθογωνικής πολύπλεξης με διαίρεση συχνότητας (OFDM-Orthogonal Frequency-Division Multiplexing), για την ισχυρή προστασία έναντι της πολυδιαδρομικής διάδοσης. Συγκεκριμένα, στην uplink σύνδεση, χρησιμοποιείται πολλαπλή πρόσβαση συχνότητας απλής φέρουσας SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) αφού έχει μικρότερο λόγο μέγιστης προς τη μέση ισχύ (PARP-Peak to Average Power Ratio), ώντας έτσι πιο αποδοτική ενεργειακά, επιτρέποντας μικρότερης ισχύος κινητά τερματικά και βελτιώνοντας την λειτουργία στα απομακρυσμένα σημεία της κυψέλης. Στην downlink χρησιμοποιείται OFDMA με κυκλικό πρόθεμα. Και στις δύο ζεύξεις εφαρμόζονται σχήματα προσαρμοστικής μετάδοσης, με διαμορφώσεις QPSK, 16QAM, 64QAM και κωδικοποίηση turbo ή συνελικτική.

Ένα άλλο βασικό χαρακτηριστικό των LTE συστημάτων είναι η εκτεταμένη χρήση τεχνολογιών MIMO, προκειμένου να βελτιωθούν οι μέγιστοι ρυθμοί μετάδοσης στην downlink

ζεύξη, η ποιότητα της ραδιοκάλυψης στη κυψέλη και η μέση διεκπεραιωτικότητα ανά κυψέλη. Υποστηρίζεται μέχρι και 4x4 σύστημα κεραιών, τόσο για χωρική πολυπλεξία και αύξηση της ταχύτητας μετάδοσης όταν ο δίαυλος το επιτρέπει, όσο και για διαφορική προστασία ώστε να βελτιωθεί η αξιοπιστία της ζεύξης. Ακόμη, δυνατή είναι η εφαρμογή τεχνικών διαμόρφωσης του λοβού ακτινοβολίας (beamforming). Στην έκδοση R9 του LTE εισάγεται η έννοια της ταυτόχρονης μετάδοσης από πολλαπλούς σταθμούς βάσης της ίδιας πληροφορίας (MBSFN-Multicast/Broadcast Single Frequency Network) για βελτίωση της λήψης από τερματικά που βρίσκονται στην άκρη των κυψελών. Στην έκδοση R10 ή όπως αποκαλείται LTE Advanced, εισάγεται επίσης η έννοια της συνάθροισης LTE φερόντων (CA-Carrier Aggregation) που δίνει την δυνατότητα χρήσης ταυτόχρονα πολλών καναλιών από τον ίδιο χρήστη, ώστε να αυξηθεί ο ρυθμός μετάδοσης (μέχρι και 5 κανάλια-συνολικού εύρους 100 MHz). Επιπρόσθετα, στο LTE Advanced υποστηρίζονται μέχρι και 8 ροές στην χωρική πολυπλεξία για την κάτω ζεύξη, επιτρέποντας ρυθμούς μετάδοσης ως τα 3 Gbps ενώ εισήχθη η δυνατότητα χρήσης σταθμών βάσης μικρής ισχύος που καλούνται αναμεταδότες (relay) για την βελτίωση της αναμετάδοσης σε περιοχές όπου επικρατούν δυσμενείς συνθήκες.

Στα WiMAX δίκτυα χρησιμοποιούνται όπως και στα LTE, OFDM τεχνικές στο φυσικό στρώμα. Υποστηρίζονται τεχνικές διπλεξίας FDD και TDD, πολύ υψηλοί και μεταβλητοί ρυθμοί μετάδοσης (350 Mbps στο DL και 200 Mbps στο UL) και προσαρμοστικές τεχνικές διαμόρφωσης και κωδικοποίησης. Εφαρμόζονται ακόμη προηγμένες τεχνικές κεραιών παρόμοιες με του LTE, καθώς και επαναμετάδοση στο στρώμα ζεύξης (HARQ και ARQ). Μια σύγκριση των διαφόρων 4G συστημάτων γίνεται στο σχήμα 1.4.

	LTE (3GPP R8)	LTE-Advanced (3GPP R10)	WiMAX 802.16e (R1.0)	WiMAX 802.16m (R2.0)
Physical layer	DL: OFDMA ¹ UL: SC-FDMA ²	DL: OFDMA UL: SC-FDMA	DL: OFDMA UL: OFDMA	DL: OFDMA UL: OFDMA
Duplex mode	FDD and TDD ⁵	FDD and TDD	TDD	FDD and TDD
User mobility	217 mph (350 km/h)	217 mph (350 km/h)	37 to 74 mph (60 to 120 km/h)	217 mph (350 km/h)
Channel bandwidth	1.4, 3, 5, 10, 15, 20 MHz	Aggregate components of Release 8	3.5, 5, 7, 8.75, 10 MHz	5, 10, 20, 40 MHz
Peak data rates	DL: 302 Mbps (4 × 4 antennae) UL: 75 Mbps (2 × 4) at 20 MHz FDD	DL: 1 Gbps UL: 300 Mbps	DL: 46 Mbps (2 × 2) UL: 4 Mbps (1 × 2) at 10 MHz TDD 3:1 (downlink/uplink ratio)	DL > 350 Mbps (4 × 4) UL > 200 Mbps (2 × 4) at 20 MHz FDD
Spectral efficiency	DL: 1.91 bps/Hz (2 × 2) UL: 0.72 bps/Hz (1 × 2)	DL: 30 bps/Hz UL: 15 bps/Hz	DL: 1.91 bps/Hz (2 × 2) UL: 0.84 bps/Hz (1 × 2)	DL > 2.6 bps/Hz (4 × 2) UL > 1.3 bps/Hz (2 × 4)
Latency	Link layer < 5 ms Handoff < 50 ms	Link layer < 5 ms Handoff < 50 ms	Link layer – 20 ms Handoff – 35 to 50 ms	Link layer < 10 ms Handoff < 30 ms
VoIP capacity	80 users per sector/ MHz (FDD)	>80 users per sector/ MHz (FDD)	20 users per sector/ MHz (TDD)	>30 users per sector/ MHz (TDD)

¹Downlink/uplink, ²Orthogonal frequency-division multiple access, ³Single-carrier frequency-division multiple access, ⁵Frequency-division duplexing and time-division duplexing

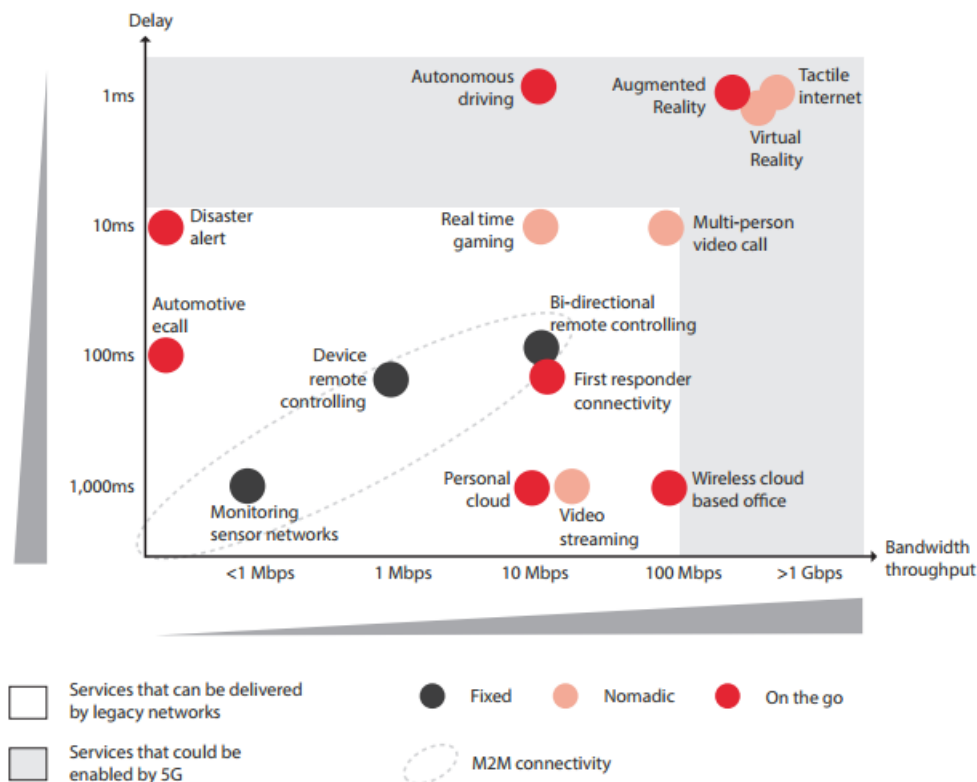
Σχήμα 1.4: Χαρακτηριστικά 4G συστημάτων

Συστήματα 5G

Ο όρος 5G υποδηλώνει το προτεινόμενο επόμενο μείζων στάδιο των κινητών τηλεπικοινωνιών, πέρα από την σημερινή 4η γενιά και το IMT-2000 πρότυπο. Η ένωση NGMN (Next Generation Mobile Networks) ορίζει τις ακόλουθες απαιτήσεις για τα 5G δίκτυα:

- ρυθμοί μετάδοσης δεκάδων Mbps για δεκάδες χιλιάδες χρήστες
- 1 Gbps ταυτόχρονα για πολλούς εργαζόμενους στον ίδιο χώρο εργασίας
- εκατοντάδες χιλιάδες ταυτόχρονες συνδέσεις σε τεράστια ασύρματα δίκτυα αισθητήρων
- αύξηση της φασματικής αποδοτικότητας και της γεωγραφικής κάλυψης συγκριτικά με τα 4G δίκτυα
- μείωση της καθυστέρησης σε σχέση με το LTE

Οι τεχνολογικές καινοτομίες της νέας γενιάς, όπως χρήση μαζικών MIMO σχημάτων, αύξηση συχνοτήτων λειτουργίας ως τα 90 GHz και βελτιωμένη διαχείριση παρεμβολών, θα πρέπει να είναι ικανές να ανταποκριθούν στις απαιτήσεις νέων υπηρεσιών, σαν αυτές που φαίνονται στο σχήμα 1.5 [29].



Σχήμα 1.5: Καθυστέρηση και εύρος ζώνης για πιθανές εφαρμογές 5G συστημάτων

Κεφάλαιο 2

Ο Ραδιοδίαυλος

Εισαγωγή

Οι ασύρματες επικοινωνίες βασίζονται στην μετάδοση ραδιοκυμάτων, δηλαδή την όδευση ηλεκτρομαγνητικών (ΗΜ) κυμάτων συχνότητας 0.03–30 GHz από την κεραία του πομπού στην κεραία του δέκτη. Το κύμα διέρχεται μέσα από το περιβάλλον διάδοσης στο οποίο συμμετέχουν τόσο το έδαφος και η τροπόσφαιρα ή η ιονόσφαιρα, όσο και διάφορες φυσικές ή τεχνητές κατασκευές (π.χ. βουνά ή κτήρια). Οι μηχανισμοί διάδοσης των ραδιοκυμάτων, πέρα της απευθείας συνιστώσας μέσω line-of-sight ζεύξης, είναι τρεις [2]:

- η ανάκλαση (reflection), που συμβαίνει όταν ένα εκπεμπόμενο ΗΜ κύμα προσκρούει σε λεία επιφάνεια μεγάλων διαστάσεων, συγκρίσιμων με το μήκος κύματος
- η περίθλαση (diffraction), που συμβαίνει όταν μεταξύ πομπού και δέκτη υπάρχει εμπόδιο διαστάσεων συγκρίσιμων με το μήκος κύματος, το οποίο σύμφωνα με την αρχή του Huygens προκαλεί την εμφάνιση δευτερευόντων κυμάτων πίσω από αυτό
- η σκέδαση (diffuse scattering), που συμβαίνει όταν ένα σήμα προσκρούει είτε σε μια μεγάλη τραχιά επιφάνεια ή σε επιφάνεια με διαστάσεις της τάξης του μήκους κύματος ή μικρότερες, με αποτέλεσμα η ανακλώμενη ενέργεια να διασκορπίζεται σε όλες τις κατευθύνσεις

Οι μηχανισμοί αυτοί έχουν σαν αποτέλεσμα την άφιξη στον προορισμό πολλαπλών εκδόσεων του ίδιου σήματος, φαινόμενο που ονομάζεται πολυδιαδρομική διάδοση (multipath propagation). Ο ραδιοδίαυλος εξαρτάται από την συχνότητα του κύματος, τον χρόνο και το περιβάλλον διάδοσης. Ως μέσο μετάδοσης δημιουργεί σημαντικά προβλήματα στην επίτευξη αξιόπιστων επικοινωνιών σε υψηλές ταχύτητες. Όχι μόνο επειδή υπόκειται σε απώλειες, διαλείψεις, θόρυβο, παρεμβολές και άλλα δυσμενή φαινόμενα, αλλά κι επειδή αυτά μεταβάλλονται χρονικά με απρόβλεπτο τρόπο λόγω κίνησης των χρηστών και μεταβολών του περιβάλλοντος διάδοσης. Στο παρών κεφάλαιο θα αναλυθούν οι βασικοί αυτοί παράγοντες της ποιότητας μιας ασύρματης ζεύξης.

Απώλειες Διάδοσης Μεγάλης Κλίμακας

Απώλειες διάδοσης (path loss) ορίζονται ως η απόσβεση της ισχύος του εκπεμπόμενου σήματος μέχρι να φτάσει στον δέκτη λόγω φαινομένων που συμβαίνουν κατά την διάδοση. Για δεδομένη απόσταση, χαρακτηρίζεται από ένα σταθερό μέγεθος που είναι η μέση απώλεια διάδοσης και ένα μεταβλητό το οποίο οφείλεται στην σκίαση (shadowing). Η σκίαση προκαλείται από την ύπαρξη εμποδίων στην διαδρομή τα οποία προκαλούν σκέδαση, περίθλαση, απορρόφηση ή ανάκλαση του κύματος. Οι απώλειες αυτές χαρακτηρίζονται ως μεγάλης κλίμακας επειδή αφορούν σχετικά μεγάλες αποστάσεις, και διαφοροποιούνται έτσι από τις απώλειες διάδοσης μικρής κλίμακας λόγω διαλείψεων (fading). Τα μοντέλα υπολογισμού της μέσης απώλειας διάδοσης διακρίνονται σε φυσικά ή αναλυτικά και εμπειρικά μοντέλα. Τα πρώτα βασίζονται στην μαθηματική περιγραφή των φαινομένων με εφαρμογή της ΗΜ θεωρίας, ενώ τα δεύτερα είναι απλές σχέσεις που προέρχονται από ενδελεχή στατιστική επεξεργασία πειραματικών μετρήσεων.

Μοντέλο Απωλειών Ελευθέρου Χώρου (Free Space Loss)

Το μοντέλο απωλειών ελευθέρου χώρου είναι αναλυτικό μοντέλο και περιγράφει την ζεύξη δέκτη και πομπού σε χώρο ελεύθερο από φυσικά ή τεχνητά εμπόδια και μακριά από το έδαφος. Δεν αφορά πολυδιαδρομική διάδοση και παρούσα θεωρείται μόνο η LOS συνιστώσα. Η λαμβανόμενη ισχύς της κεραίας του δέκτη P_r δίνεται από την εξίσωση του Friis και είναι:

$$P_r(d) = P_t G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi d} \right)^2 \quad (2.1)$$

όπου P_t η εκπεμπόμενη ισχύς, G_t, G_r τα κέρδη κεραίας πομπού, δέκτη αντίστοιχα, λ το μήκος κύματος και d η απόσταση πομπού-δέκτη. Από την σχέση (2.1), για ιστροπικές κεραίες ($G_t = G_r = 1$), οι απώλειες ελευθέρου χώρου σε dB προκύπτουν:

$$PL(d) = 20 \log(f_{MHz}) + 20 \log(d_{km}) + 32.45 \quad (2.2)$$

όπου f_{MHz} η συχνότητα σε MHz και d_{km} η απόσταση σε χιλιόμετρα. Από την (2.2) φαίνεται ότι για κάθε διπλασιασμό της απόστασης οι απώλειες αυξάνονται κατά $20 dB$. Τα παραπάνω ισχύουν για την μακρινή περιοχή της κεραίας, για αποστάσεις $d > 2D^2/\lambda$, όπου D η μεγαλύτερη διάσταση της κεραίας.

Εκθετικό Μοντέλο Διάδοσης (Μοντέλο Απλής Κλίσης)

Ένα πολύ απλό μοντέλο διάδοσης για μία αρχική ανάλυση των απωλειών διάδοσης είναι το εκθετικό μοντέλο. Βάσει αυτού, η ισχύς στον δέκτη σε dB είναι:

$$P_r(d) = P_r(d_0) - 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.3)$$

όπου n ο εκθέτης απωλειών διάδοσης, d_0 η απόσταση από την οποία θεωρείται ότι αρχίζει το μακρινό πεδίο της κεραίας και $d > d_0$. Οι απώλειες διάδοσης θα είναι ομοίως:

$$PL(d) = PL(d_0) + 10n \log\left(\frac{d}{d_0}\right) \quad (2.4)$$

Για κάθε δεκαπλασιασμό της απόστασης από την (2.4) είναι προφανές ότι οι απώλειες αυξάνονται κατά $10n \text{ dB}$. Ο εκθέτης n εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης και συγκριτικά με το FSL μοντέλο, το εκθετικό καλύπτει και περιπτώσεις όπου δεν υπάρχει απευθείας LOS ζεύξη. Στον πίνακα 2.1, για διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης, παραθέτονται τιμές του εκθέτη n .

Περιβάλλον	Εκθέτης απωλειών n
Αστικές μακροκυψέλες	3.7–6.5
Αστικές μικροκυψέλες	2.7–3.5
Χώρος με γραφεία (ίδιος όροφος)	1.6–3.5
Χώρος με γραφεία (διαφορετικοί όροφοι)	2–6
Κατάστημα	1.8–2.2
Εργοστάσιο	1.6–3.3
Οικία	3

Πίνακας 2.1: Τυπικές τιμές του εκθέτη απωλειών διάδοσης

Μοντέλο Okumura-Hata

Το μοντέλο Okumura-Hata είναι ένα καθαρά εμπειρικό μοντέλο [2]. Προέκυψε από εκτεταμένες μετρήσεις του Okumura στο Τόκιο τις οποίες ενσωμάτωσε σε γραφικές καμπύλες, για να έρθει αργότερα ο Hata να τις επεκτείνει σε παραμετρικές εξισώσεις, λαμβάνοντας υπ' όψιν τις συνέπειες της περίθλασης, της σκέδασης και της ανάκλασης σε οικοδομημένες περιοχές. Το μοντέλο αυτό μπορεί να εφαρμοστεί για τις ακόλουθες τιμές των παραμέτρων:

$$\begin{aligned}
 150 &\leq f_c \leq 1500 \text{ MHz} \\
 30 &\leq h_{BS} \leq 200 \text{ m} \\
 1 &\leq h_{MS} \leq 10 \text{ m} \\
 1 &\leq d \leq 20 \text{ km}
 \end{aligned} \tag{2.5}$$

όπου f_c η συχνότητα του φέροντος σε MHz , h_{BS} το ύψος του σταθμού βάσης σε m , h_{MS} το ύψος του τερματικού σε m και d η απόσταση του σταθμού βάσης και του τερματικού. Το μοντέλο δίνει καλά αποτελέσματα για μακροκυψελωτά συστήματα (κεραίες BS ψηλότερα από τις στέγες των σπιτιών) και κατοικημένες περιοχές. Ανάλογα με τον τύπο της περιοχής, οι απώλειες διάδοσης σε dB υπολογίζονται ως εξής:

$$PL(d) = \begin{cases} A + B \log d & \text{για αστικό περιβάλλον} \\ A + B \log d - C & \text{για προαστιακό περιβάλλον} \\ A + B \log d - D & \text{για αγροτικό περιβάλλον} \end{cases} \tag{2.6}$$

όπου

$$\begin{aligned}
 A &= 69.55 + 26.16 \log f_c - 13.82 \log h_{BS} - \alpha(h_{MS}) \\
 B &= 44.9 - 6.55 \log h_{BS} \\
 C &= 2[\log(\frac{f_c}{28})]^2 + 5.4 \\
 D &= 4.78(\log f_c^2) - 18.33 \log f_c + 40.94
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

με το $\alpha(h_{MS})$ να είναι ο διορθωτικός παράγοντας σχετικά με το ύψος της κεραίας του τερματικού. Για μικρές ή μεσαίου μεγέθους πόλεις είναι:

$$\alpha(h_{MS}) = (1.1 \log f_c - 0.7)h_{MS} - (1.56 \log f_c - 0.8) \tag{2.8}$$

ενώ για μεγάλες πόλεις είναι:

$$\alpha(h_{MS}) \begin{cases} 8.29(\log 1.54h_{MS})^2 - 1.1 & f_c \leq 200MHz \\ 3.2(\log 11.75h_{MS})^2 - 4.97 & f_c \geq 400MHz \end{cases} \tag{2.9}$$

Μοντέλο COST 231-Hata

Το μοντέλο COST 231-Hata αποτελεί επέκταση του Okumura-Hata για εφαρμογή σε εύρος συχνοτήτων 1500–2000 MHz και ευρωπαϊκά αστικά περιβάλλοντα. Εφαρμόζεται μόνο σε μακροκυψέλες, όπως και το Okumura-Hata. Οι απώλειες διάδοσης σε dB θα είναι:

$$\begin{aligned}
 PL(d) &= A + B \log d + C \\
 A &= 46.3 + 33.9 \log f_c - 13.82 \log h_{BS} - \alpha(h_{MS}) \\
 B &= 44.9 - 6.55 \log h_{BS}
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

όπου ο διορθωτικός παραγοντας $\alpha(h_{MS})$ δίνεται από την σχέση (2.8) και ο παράγοντας C είναι 0dB για μεσαίου μεγέθους πόλεις και μικροαστικά κέντρα και 3dB για μητροπολιτικά κέντρα.

Σκίαση

Σκίαση ονομάζεται το φαινόμενο της κατά τυχαίο τρόπο διακύμανσης της λαμβανόμενης ισχύος σε συγκεκριμένη απόσταση λόγω εμποδίων στην διαδρομή του σήματος από τον πομπό στο δέκτη. Η κατάσταση του ραδιοδιαύλου είναι γενικά άγνωστη μιας και το περιβάλλον διάδοσης μεταβάλλεται και οι θέσεις όπως και οι ηλεκτρικές ιδιότητες των εμποδίων (π.χ. σπίτια ή λόφοι) δεν είναι εκ των προτέρων γνωστές. Τα εμπόδια αυτά μπορεί να προκαλούν σκέδαση, ανάκλαση, απορρόφηση ή περίθλαση του σήματος, δημιουργώντας πολλές συνιστώσες και προκαλώντας έτσι πολυδιαδρομική διάδοση. Η πιθανή κίνηση του δέκτη δυσχεραίνει ακόμα περισσότερο την προσπάθεια πρόβλεψης της κατάστασης του διαύλου. Οι μεταβολές λόγω σκίασης λέγονται και διαλείψεις μεγάλης κλίμακας μια και αφορούν αποστάσεις που είναι της τάξης των εμποδίων (10 ως 100 m) σε αντιδιαστολή με τις απώλειες μικρής κλίμακας κατά

μήκος μερικών μηκών κύματος.

Χρησιμοποιήθηκαν, λοιπόν, στατιστικά μοντέλα για την περιγραφή αυτού του φαινομένου και βρέθηκε ότι ακολουθεί την λογαριθμοκανονική κατανομή. Ο λόγος της ισχύος εκπομπής προς την ισχύ λήψης, $\psi = P_t/P_r$, είναι τυχαία μεταβλητή με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (για ψ σε dB):

$$p_\psi(\psi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_\psi} \exp\left[-\frac{(\psi - \mu_\psi)^2}{2\sigma_\psi^2}\right], \quad \psi > 0 \quad (2.11)$$

όπου μ_ψ, σ_ψ η μέση τιμή και η διασπορά αντίστοιχα του ψ (dB). Η μ_ψ είναι ίση με τη μέση απώλεια διάδοσης που προκύπτει με κάποιο από τα παραπάνω μοντέλα, ενώ η διασπορά σ_ψ για ασύρματα δίκτυα εξωτερικού χώρου κυμαίνεται από 4 ως 13 dB. Συνεπώς, οι συνολικές απώλειες διάδοσης μεγάλης κλίμακας θα δίνονται από τον τύπο:

$$PL(dB) = PL_{50}(dB) + \psi(dB) \quad (2.12)$$

όπου PL_{50} η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης όπως προκύπτει από τα μοντέλα υπολογισμού της και ψ η τυχαία μεταβλητή της σκίασης.

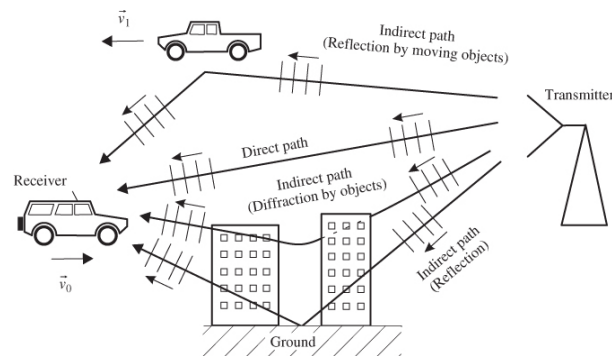
Διαλείψεις

Με τον όρο διαλείψεις (fading) περιγράφονται οι ταχείες μεταβολές του πλάτους, της συχνότητας και της φάσης του σήματος που παρατηρούνται για μικρές αποστάσεις ή σύντομα χρονικά διαστήματα [1]. Το φαινόμενο έχει ως βασικές αιτίες 4 φυσικούς μηχανισμούς:

1. **Πολυδιαδρομική διάδοση** - όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.1, το κύμα πριν φτάσει στον προορισμό του συναντά διάφορα εμπόδια-σχεδιαστές τα οποία λόγω των μηχανισμών διάδοσης δημιουργούν νέες συνιστώσες. Αυτές ακολουθούν διαφορετικές διαδρομές από την απευθείας συνιστώσα, οπότε καταφθάνουν στην κεραία του δέκτη με χρονική καθυστέρηση. Οι καινούριες αυτές εκδοχές του σήματος παρουσιάζουν μεταβολές στην φάση και το πλάτος, λόγω των οποίων συνεισφέρουν αθροιστικά ή αφαιρετικά στην υπέρθεση τους για την εύρεση του τελικού σήματος, προκαλώντας έτσι διαλείψεις
2. **Κινητικότητα τερματικών** - οι χρήστες ενός ασύρματου δικτύου διακρίνονται ανάλογα με το αν κινούνται και την ταχύτητα της κίνησής τους, σε χρήστες χαμηλής ή υψηλής κινητικότητας. Η σχετική κίνηση ως προς τον σταθμό βάσης δημιουργεί λόγω του φαινομένου Doppler μεταβολή στη φέρουσα συχνότητα, ανάλογη της ταχύτητας αυτής, με αποτέλεσμα οι διάφορες πολυδικές συνιστώσες του σήματος να εμφανίζουν διαφορετικές συχνότητες
3. **Κινητικότητα σχεδιαστών στο περιβάλλον διάδοσης**- πέρα από το αν κινείται ή όχι ο χρήστης, είναι πιθανό να υπάρχουν κινούμενα εμπόδια στο περιβάλλον διάδοσης. Σε ένα αστικό περιβάλλον για παράδειγμα, η κίνηση των οχημάτων προκαλεί, λόγω φαινομένου Doppler, πολυδιαδρομικές συνιστώσες μετατοπισμένης κεντρικής συχνότητας.

Σε περίπτωση, ειδικά, που ο δέκτης είναι βραδύτερος από τα εμπόδια, π.χ. ένας πεζός, η κινητικότητα αυτή αποτελεί κυρίαρχο παράγοντα του φαινομένου των διαλείψεων

4. **Φασματική θεωρήση** - αφορά την σχέση του εύρους ζώνης του σήματος με το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth) του διαύλου. Αν το πρώτο είναι μεγαλύτερο, το σήμα υφίσταται παραμόρφωση με τις διαλείψεις να αποκτούν δευτερεύουσα σημασία, ενώ στην αντίθετη περίπτωση το σήμα παρουσιάζει ταχείες μεταβολές του πλάτους λόγω διαλείψεων, χωρίς όμως παραμόρφωση.



Σχήμα 2.1: Περιβάλλον διάδοσης και multipath propagation

Μετατόπιση Doppler

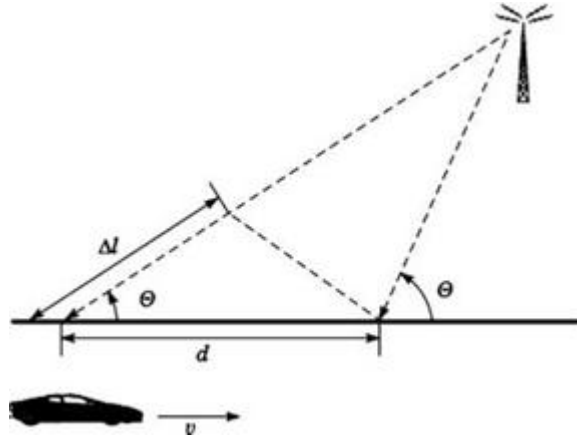
Για τερματικό που κινείται με σταθερή ταχύτητα u επί διαδρομής μήκους d και λαμβάνει σήματα από απομακρυσμένη πηγή, υπάρχει διαφορά μήκους $\Delta l = d \cos \theta = u \Delta t \cos \theta$ μεταξύ των διαδρομών από την πηγή μέχρι τα ακραία σημεία της διαδρομής d , όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2. Δt ο χρόνος που χρειάζεται το κινητό τερματικό για να ολοκληρώσει την διαδρομή του. Λόγω της διαφοράς Δl το σήμα λήψης θα παρουσιάζει διαφορά φάσης:

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi u \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (2.13)$$

Άρα, η μεταβολή της φέρουσας συχνότητας ή αλλιώς μετατόπιση Doppler είναι:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{u}{\lambda} \cos \theta \quad (2.14)$$

Από την σχέση (2.14) φαίνεται η ότι η μεταβολή της συχνότητας λόγω φαινομένου Doppler εξαρτάται από την ταχύτητα του τερματικού, την κατεύθυνση της κίνησής του ως προς την πηγή και την συχνότητα του φέροντος. Αν κινείται προς την πηγή η μετατόπιση Doppler είναι θετική και η συχνότητα λήψης αυξάνεται, ενώ αντίθετα, όταν απομακρύνεται, αυτή μειώνεται. Κατά την πολυδιαδρομική διάδοση, αφού λαμβάνονται σήματα από διάφορες κατευθύνσεις, υπάρχει φασματική διασπορά του σήματος.



Σχήμα 2.2: Φαινόμενο Doppler

Διασπορά Καθυστέρησης

Η μεταβολή της φάσης μιας τυχαίας πολυδιαδρομικής συνιστώσας συγκριτικά με την απευθείας, δίνεται από τον τύπο:

$$\phi_n(t) = 2\pi f_c \tau_n(t) - \phi_{D_n}(t) \quad (2.15)$$

όπου f_c η φέρουσα συχνότητα, $\tau_n(t)$ η χρονική καθυστέρηση λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης και $\phi_{D_n}(t)$ η μετατόπιση φάσης Doppler. Μιας και η συχνότητα είναι της τάξης των GHz, μια μικρή μεταβολή της καθυστέρησης $\tau_n(t)$ προκαλεί μεγάλες αλλαγές στην φάση του σήματος. Ταχεία μεταβολή της φάσης των συνιστωσών έχει ως αποτέλεσμα την ταχεία μεταβολή του πλάτους του ληφθέντος σήματος και την εμφάνιση, συνεπώς, διαλείψεων.

Για την ποσοτικοποίηση των φαινομένων αυτών και την δυνατότητα χαρακτηρισμού των ιδιοτήτων ενός διαύλου, έχουν οριστεί κάποια μεγέθη. Ένα από αυτά είναι η μέση επιπλέον καθυστέρηση (mean excess delay) που ορίζεται ως:

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_n P_r(\tau_n) \tau_n}{\sum_n P_r(\tau_n)} \quad (2.16)$$

όπου $P_r(\tau_n)$ η ισχύς της n -οστής πολυδιαδρομικής συνιστώσας. Η διασπορά καθυστέρησης του διαύλου (delay spread) είναι:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - \bar{\tau}^2} \quad (2.17)$$

όπου

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_n P_r(\tau_n) \tau_n^2}{\sum_n P_r(\tau_n)} \quad (2.18)$$

Η διασπορά καθυστέρησης αποτελεί μέτρο της διαφοράς στον χρόνο άφιξης στον δέκτη της πρώτης συνιστώσας (συνήθως η LOS αν υπάρχει) και των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που εμφανίζουν την μεγαλύτερη καθυστέρηση, περιγράφει δηλαδή την χρονική διασπορά ενός σήματος στον δίαυλο λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης. Σε χρονικά μεταβαλλόμενους διαύλους η διασπορά είναι τυχαία μεταβλητή.

Εύρος Ζώνης Συνοχής

Το εύρος ζώνης συνοχής (coherence bandwidth) B_C χαρακτηρίζει την συμπεριφορά ενός διαύλου στο πεδίο της συχνότητας και είναι αντιστρόφως ανάλογο της διασποράς καθυστέρησης. Συγκεκριμένα, δείχνει το πόσο πρέπει να απέχουν οι συχνότητες δύο συνιστωσών ώστε όταν διέρχονται το δίαυλο να αντιμετωπίζονται με τον ίδιο τρόπο φασματικά. Για εύρος συχνοτήτων μικρότερο του εύρους ζώνης συνοχής, ο δίαυλος θεωρείται επίπεδος (flat), καθώς η φασματική του συμπεριφορά είναι σταθερή κατά πλάτος και γραμμική κατά τη συχνότητα. Το εύρος ζώνης συνοχής ορίζεται προσεγγιστικά κι εξαρτάται από το επιθυμητό επίπεδο συσχέτισης μεταξύ διαφορετικών συνιστωσών. Αν επιθυμείται η συσχέτιση να ξεπερνάει το 0.9, τότε ισχύει η σχέση:

$$B_C \approx \frac{1}{50\sigma_\tau} \quad (2.19)$$

ενώ για συσχέτιση μεγαλύτερη του 0.5:

$$B_C \approx \frac{1}{5\sigma_\tau} \quad (2.20)$$

Διασπορά Doppler και χρόνος συνοχής

Η διασπορά Doppler ορίζεται ως το διπλάσιο της μέγιστης μετατόπισης Doppler ($\cos \theta = 1$ από την (2.14)) :

$$B_D = 2f_{Dmax} = \frac{2u}{\lambda} \quad (2.21)$$

Υποδεικνύει την φασματική διέυρυνση ενός σήματος λόγω της κίνησης του δέκτη ή των εμποδίων του περιβάλλοντος διάδοσης. Αν το εύρος ζώνης του σήματος υπερβαίνει κατά πολύ το B_D , τότε θεωρείται αμελητέα αυτή η διέυρυνση κι ο δίαυλος ως αργών διαλείψεων.

Ο χρόνος συνοχής (coherence time) T_C είναι το αντιστρόφως ανάλογο και δυαδικό στο πεδίο του χρόνου μέγεθος της διασποράς Doppler και χαρακτηρίζει την χρονική διάρκεια κατά την οποία η κρουστική διάρκεια ενός διαύλου μπορεί να θεωρηθεί σταθερή. Αν το αντίστροφο του εύρους ζώνης ενός σήματος ξεπερνάει κατά πολύ το χρόνο συνοχής τότε αντιμετωπίζεται διαφορετικά με τον χρόνο κατά την μετάδοση του στο δίαυλο, με συνέπεια να προκαλείται παραμόρφωση. Όπως και για το εύρος ζώνης συνοχής, υπολογίζεται με προσεγγιστικές σχέσεις και αναλόγως της συσχέτισης μεταξύ διαφορετικών συνιστωσών. Για συσχέτιση πλάτους μεγαλύτερη του 0.5 είναι:

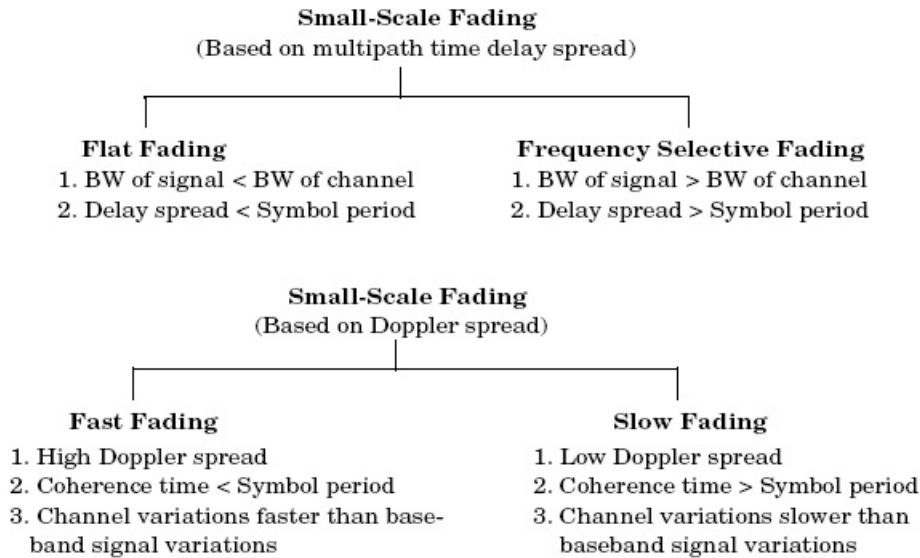
$$T_C \approx \frac{9}{16\pi B_D} \quad (2.22)$$

Ταξινόμηση Διαύλων με Διαλείψεις

Υπάρχουν τέσσερα είδη διαλείψεων (σχήμα 2.3)-η πολυδιαδρομική διάδοση και η διασπορά καθυστέρησης που προκαλεί οδηγούν σε διαλείψεις επίπεδες ή επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα (frequency selective fading), ενώ η διασπορά Doppler ευθύνεται για διαλείψεις

επιλεκτικές ως προς το χρόνο (time selective fading), ταχείες ή αργές. Το είδος των διαλείψεων εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του υπό μετάδοση σήματος, του διαύλου και της μεταξύ τους σχέσης.

Οι κατηγορίες διαλείψεων είναι οι ακόλουθες:



Σχήμα 2.3: Είδη διαλείψεων

- **Επίπεδες διαλείψεις** - οι επίπεδες διαλείψεις λέγονται και μη επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα διαλείψεις. Ένα σήμα υφίσταται επίπεδες διαλείψεις όταν το εύρος ζώνης του είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου B_C ή ισοδύναμα, η περίοδος συμβόλου είναι μεγαλύτερη της διασποράς καθυστέρησης T_C . Το πλάτος του σήματος λήψης εξακολουθεί ν' αλλάζει λόγω της χρονικής μεταβολής του διαύλου, όμως φασματικά παραμένει αναλλοίωτο κατά την διέλευση του. Οι δίαυλοι επίπεδων διαλείψεων αποκαλούνται ως στενής ζώνης. Η συνηθέστερη στατιστική τους περιγραφή γίνεται με κατανομή Rayleigh.
- **Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα** - στην περίπτωση αυτή ο δίαυλος είναι επιλεκτικός ως προς τη συχνότητα και φασματικά δεν μένει αμετάβλητος για το σύνολο των συχνοτήτων του σήματος, προκαλώντας παραμόρφωση στο σήμα λήψης. Οι δίαυλοι αυτοί καλούνται ευρυζωνικοί. Επιλεκτικές διαλείψεις συμβαίνουν όταν το εύρος ζώνης του σήματος ξεπερνάει το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου ή ισοδύναμα, όταν η περίοδος συμβόλου είναι μικρότερη της διασποράς καθυστέρησης. Η μεγάλη χρονική διασπορά έχει ως συνέπεια πολυδιαδρομικές συνιστώσες να καταφιθάνουν στον δέκτη κατά την μετάδοση άλλου συμβόλου, οδηγώντας με αυτό τον τρόπο σε διασυμβολική παρεμβολή (ISI-intersymbol interference).
- **Ταχείες διαλείψεις** - οι ταχείες διαλείψεις συμβαίνουν όταν η περίοδος συμβόλου υπερβαίνει τον χρόνο συνοχής του διαύλου T_C ή, ισοδύναμα, όταν το εύρος ζώνης του

σήματος υπολείπεται της διασποράς Doppler. Κατά την διάρκεια ενός συμβόλου, η χροστική απόκριση του διαύλου μεταβάλλεται με γρήγορο ρυθμό, προκαλώντας στο σήμα παραμόρφωση και φασματική διασπορά. Να σημειωθεί εδώ ότι αν ένας δίαυλος χαρακτηρίζεται από ταχείες ή αργές διαλείψεις δεν επηρεάζει την ταυτόχρονη ύπαρξη ή μη επίπεδων ή επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα διαλείψεων. Οι μεν πρώτες οφείλονται στην ύπαρξη κινητικότητας στο περιβάλλον διάδοσης, οι δε άλλες στην πολυδιαδρομική διάδοση, παραγόντων δηλαδή ανεξάρτητων μεταξύ τους.

- **Αργές διαλείψεις** - στις αργές διαλείψεις ο δίαυλος μεταβάλλεται πιο αργά συγκριτικά με το μεταδιδόμενο σήμα και κατά την διάρκεια ενός συμβόλου μπορεί να θεωρηθεί αμετάβλητος. Στην περίπτωση αυτή, ο χρόνος συνοχής του διαύλου είναι μεγαλύτερος της περιόδου συμβόλου ή, ισοδύναμα, η διασπορά Doppler είναι μικρότερη του εύρους ζώνης του σήματος.

Στατιστικές Κατανομές Διαλείψεων

Τα πιο συνηθισμένα στατιστικά μοντέλα για την περιγραφή του φαινομένου των διαλείψεων στον ασύρματο δίαυλο είναι οι κατανομές Rayleigh και Rice [1].

Διαλείψεις Rayleigh

Το σήμα λήψης γράφεται με τη μορφή:

$$r(t) = \text{Re}\left\{\sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) \exp(-j\phi_n(t)) u(t - \tau_n(t))\right\} \exp(j2\pi f_c t + \psi) \quad (2.23)$$

όπου $u(t - \tau_n(t))$ η βαθυπερατή μορφή του σήματος εκπομπής $s(t)$ καθυστερημένη κατά τ_n λόγω πολυοδικής διάδοσης, $N(t)$ το πλήθος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών με $n = 0$ να αντιστοιχεί στην LOS, $\alpha_n(t)$, $\tau_n(t)$ το πλάτος και η καθυστέρηση, αντίστοιχα, της n -συνιστώσας και $\phi_n(t)$ η μετατόπιση της φάσης της (σχέση (2.15)) συγκριτικά με την φάση ψ του αρχικού σήματος εκπομπής.

Αν ο δίαυλος υπόκειται μόνο σε επίπεδες διαλείψεις, δηλαδή η διάρκεια συμβόλου υπερβαίνει την διασπορά καθυστέρησης, μπορεί να θεωρηθεί με σχετική ασφάλεια ότι $u(t - \tau_n(t))$. Επίσης, αν το σήμα εκπομπής είναι συνημιτονοειδές φάσης ϕ_0 , τότε η (2.23) γίνεται:

$$\begin{aligned} r(t) &= \text{Re}\left\{\sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) \exp(-j\phi_n(t))\right\} \exp(j2\pi f_c t + \psi + \phi_0) \\ &= r_I(t) \cos(2\pi f_c t + \psi + \phi_0) - r_Q(t) \sin(2\pi f_c t + \psi + \phi_0) \end{aligned} \quad (2.24)$$

όπου η συμφασική και η ορθογώνια συνιστώσα δίνονται αντίστοιχα από τις σχέσεις:

$$r_I(t) = \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) \cos \phi_n(t) \quad (2.25)$$

$$r_Q(t) = \sum_{n=0}^{N(t)} \alpha_n(t) \sin \phi_n(t) \quad (2.26)$$

Από το κεντρικό οριακό θεώρημα, οι r_I, r_Q μπορούν να θεωρηθούν από κοινού κανονικές τυχαίες διαδικασίες, ακόμα και για μικρές τιμές του $N(t)$, εφόσον τα πλάτη $\alpha_n(t)$ ακολουθούν Rayleigh κατανομή και οι φάσεις $\phi_n(t)$ ομοιόμορφη κατανομή στο $(0, 2\pi)$.

Για να ακολουθούν οι διαλείψεις Rayleigh κατανομη, θα πρέπει να μην υπάρχει LOS συνιστώσα, έτσι ώστε οι $r_I(t), r_Q(t)$ να είναι κανονικές τυχαίες διαδικασίες με μηδενική μέση τιμή. Επομένως, η περιβάλλουσα του ληφθέντος σήματος, $z(t) = |r(t)| = \sqrt{r_I^2(t) + r_Q^2(t)}$, ακολουθεί κατανομή Rayleigh με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας:

$$p_Z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right] \quad (2.27)$$

όπου $2\sigma^2$ η μέση ισχύς του σήματος λήψης, η οποία προκύπτει εάν από την ισχύ εκπομπής αφαιρέσουμε μόνο τις απώλειες διάδοσης μεγάλης κλίμακας. Η πιθανότητα να υπολείπεται η περιβάλλουσα κάποιας τιμής-κατωφλίου z_{th} , απαραίτητης για την επίτευξη του επιθυμητού QoS (Quality of Service), δίνεται από την αθροιστική συνάρτηση κατανομής της Rayleigh και είναι:

$$Pr(z < z_{th}) = 1 - \exp\left[-\frac{z_{th}^2}{2\sigma^2}\right] \quad z \geq 0 \quad (2.28)$$

Το μοντέλο αυτό εφαρμόζεται με καλά αποτελέσματα σε πυκνά δομημένες περιοχές, κυρίως αστικά κέντρα, όπου το περιβάλλον διάδοσης περιέχει πλήθος σχεδαστών και η απευθείας ζεύξη τις περισσότερες φορές είναι μη διαθέσιμη. Επιπλέον, χρησιμοποιείται σε τροποσφαιρική και ιονοσφαιρική διάδοση όπου τα σωματίδια της ατμόσφαιρας έχουν τον ρόλο των σχεδαστών. Αν προσθετικά των πολυδιαδρομικών συνιστωσών υπάρχει και κυρίαρχη, συνήθως LOS, χρησιμότερη είναι η κατανομή Rice.

Διαλείψεις Rice

Με την ύπαρξη LOS συνιστώσας, οι $r_I(t), r_Q(t)$ δεν έχουν μηδενική μέση τιμή. Η περιβάλλουσα τότε, είναι το άθροισμα μιας μιγαδικής συνιστώσας που ακολουθεί κανονική κατανομή και της LOS συνιστώσας. Θα ακολουθεί κατανομή Rice με συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας:

$$p_Z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(z^2 + s^2)}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{zs}{\sigma^2}\right), \quad z \geq 0 \quad (2.29)$$

όπου $2\sigma^2 = \sum_{n=1} E[\alpha_n^2]$ η μέση ισχύς των πολυδιαδρομικών συνιστωσών πλην της LOS, $s^2 = a_0^2$ η μέση ισχύς της LOS και $I_0(\cdot)$ η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel μηδενικής τάξης. Ο παράγοντας Rice :

$$K = \frac{s^2}{2\sigma^2} \quad (2.30)$$

δίνει το λόγο της ισχύος της απευθείας συνιστώσας προς αυτή των πολυδιαδρομικών και είναι χαρακτηριστικός για μια κατανομή Rice. Όταν είναι μηδενικός, δεν υπάρχει LOS και ο διάυλος περιγράφεται με κατανομή Rayleigh, ενώ για πολύ μεγάλες τιμές προκύπτει διάυλος

χωρίς πολυδιαδρομικές συνιστώσες. Βέβαια, ακόμα και σε αυτή την περίπτωση, παρατηρούνται διαλείψεις που οφείλονται όχι στους μηχανισμούς διάδοσης, αλλά στις μεταβολές της δομής της ατμόσφαιρας και στην βροχώπτωση. Γενικά, για μικρές τιμές του K , οι διαλείψεις είναι έντονες ενώ για μεγαλύτερες σχετικά πιο ήπιες.

Η αθροιστική συνάρτηση κατανομής για τις διαλείψεις Rice είναι:

$$Pr\{z < z_{th}\} = 1 - Q_1\left(\frac{s}{\sigma}, \frac{z}{\sigma}\right), \quad z \geq 0 \quad (2.31)$$

όπου $Q_1(a, b)$ η συνάρτηση Marcum Q πρώτης τάξης.

Είδη Παρεμβολών στις Τηλεπικοινωνίες

Με τον όρο παρεμβολές (interference) περιγράφεται η υπέρθεση ανεπιθύμητων σημάτων στο επιθυμητό σήμα. Μαζί με τον θόρυβο, είναι οι βασικές αιτίες επηρεασμού της ποιότητας του σήματος που λαμβάνει ο δέκτης. Οι κύριοι λόγοι πρόκλησης παρεμβολών στις τηλεπικοινωνίες είναι οι ακόλουθοι [5]:

- η επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων, δηλαδή η απόδοση ίδιων καναλιών σε πολλούς χρήστες. Συνηθίζεται στα κυψελωτά συστήματα, για διαφορετικές κυψέλες που απέχουν μεταξύ τους ικανή απόσταση
- ανεπιθύμητα φασματικά κατάλοιπα που προκύπτουν από την ατελή συμπεριφορά φίλτρων στις κεραίες πομπού και δέκτη
- μη γραμμική ενίσχυση του σήματος και παραγωγή ανεπιθύμητων σημάτων σε άλλες συχνότητες
- η αποπόλωση που προκαλείται κυρίως λόγω βροχής και οδηγεί στην απώλεια της ορθογωνιότητας των μεταδιδόμενων κυμάτων

Ακολουθεί ανάλυση των βασικότερων κατηγοριών παρεμβολών στις τηλεπικοινωνίες.

Παρεμβολή Γειτονικού Διαύλου (ACI-Adjacent Channel Interference)

Οι παρεμβολές ACI προέρχονται από τη μερική επικάλυψη της φασματικής πυκνότητας ισχύος του επιθυμητού σήματος με άλλα ανεπιθύμητα. Οφείλεται στη μη ιδανική συμπεριφορά των φίλτρων του δέκτη, που επιτρέπουν την είσοδο και φασματικών ουρών πέρα από το επιθυμητό εύρος συχνοτήτων. Επίσης, σημαντικό ρόλο παίζει η επιλογή του παλμού μορφοποίησης κατά το στάδιο της διαμόρφωσης. Αν ο παλμός εμφανίζει πλευρικούς λοβούς τότε είναι πιθανό το φάσμα του σήματος να υπεισέρχεται σε αυτό άλλων καναλιών, καθιστώντας αδύνατη την αποκοπή του από το φίλτρο λήψης.

Το φαινόμενο περιορίζεται με τη χρήση ικανοποιητικού φίλτρου στην λήψη, προσεκτική απόδοση των καναλιών στους σταθμούς βάσης ώστε να υπάρχει αρκετή απόσταση μεταξύ των

γειτονικών φερόντων, και επιλογή κατάλληλου παλμού μορφοποίησης ώστε να περιοριστεί η επέκταση των πλευρικών λοβών.

Ομοδιαυλική παρεμβολή (Co-channel interference)

Το φάσμα είναι ένας πολύτιμος και περιορισμένος πόρος. Για την κάλυψη των αναγκών πλήθους χρηστών στα σημερινά ασύρματα συστήματα επικοινωνιών, είναι απαραίτητη η αποδοτική αξιοποίηση του. Γι' αυτό και τα κυψελωτά συστήματα εφαρμόζουν επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων. Σε κάθε Σταθμό Βάσης αποδίδεται μια ομάδα καναλιών, η οποία χρησιμοποιείται σε μικρή γεωγραφική περιοχή, την κυψέλη. Η ίδια ομάδα μπορεί να αποδοθεί σε άλλη κυψέλη μόνο μετά από ικανή απόσταση (απόσταση επαναχρησιμοποίησης), ώστε να αποφευχθούν οι παρεμβολές μεταξύ χρηστών με ίδια φέροντα.

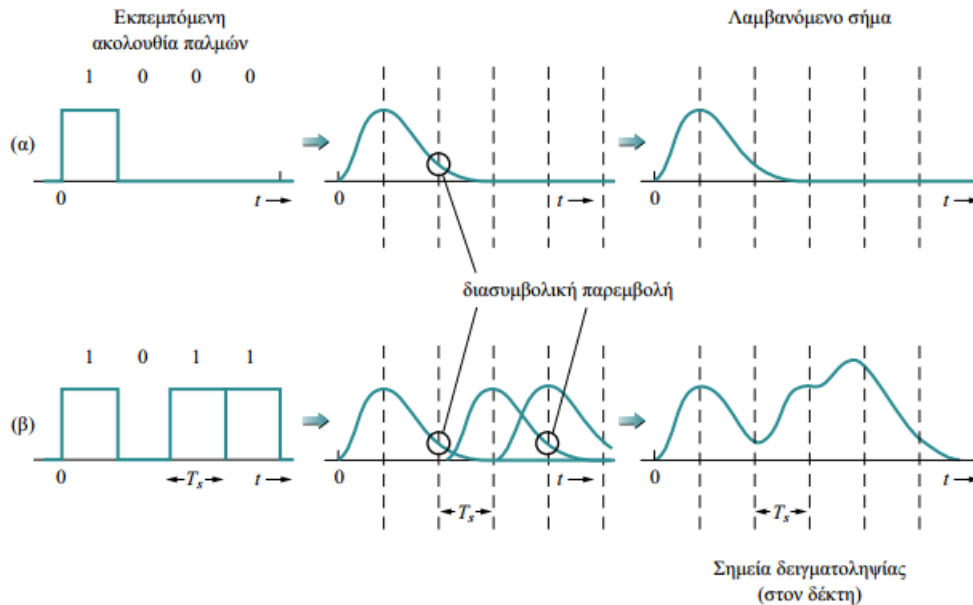
Όμως, ειδικά σε περιοχές έντονης τηλεπικοινωνιακής κίνησης, δεν είναι πάντα δυνατόν ο πλήρης γεωγραφικός διαχωρισμός επαναχρησιμοποιούμενων καναλιών. Έτσι, στον δέκτη, πέρα από επιθυμητό σήμα, καταφθάνουν και σήματα ίδιας συχνότητας από γειτονικούς σταθμούς βάσης, τα οποία προορίζονται σε άλλο χρήστη, προξενώντας παρεμβολές. Σε αντίθεση με τον θερμικό θόρυβο, η αντιμετώπιση των CCI παρεμβολών δεν μπορεί να γίνει αυξάνοντας απλά την ισχύ εκπομπής των σταθμών βάσης, αφού αυτό θα οδηγήσει σε ίδιου είδους παρεμβολή τους άλλους ομοδιαυλικούς χρήστες. Η ομοδιαυλική παρεμβολή αποτελεί μείζον πρόβλημα για συστήματα επαναχρησιμοποίησης συχνότητας, όπως τα κυψελωτά. Μερικοί τρόποι αντιμετώπισης της είναι η τομεοποίηση των κυψελών, η αύξηση του αριθμού των κυψελών ανά ομάδα (tier) και η χρήση κεραιών μεγαλύτερης κατευθυντικότητας στους σταθμούς βάσης.

Διασυμβολική παρεμβολή (ISI-Inter Symbol Interference)

Στους ευρυζωνικούς διαύλους, τους διαύλους δηλαδή που προκαλούν διαλείψεις επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα, η διασπορά καθυστέρησης λόγω πολυδιαδρομική διάδοσης ξεπερνάει την περίοδο συμβόλου των μεταδιδόμενων σημάτων. Υπάρχουν λοιπόν συνιστώσες που φτάνουν με μεγάλη καθυστέρηση, με αποτέλεσμα το σήμα να εξαπλώνεται χρονικά και να υπερτίθεται στον δέκτη μαζί με τα ακόλουθα σήματα, δυσχεραίνοντας την αποκωδικοποίηση και λήψη της πληροφορίας τους. Η ISI προξενεί υψηλούς ρυθμούς σφαλμάτων και όπως ισχύει και για την CCI, η αύξηση της ισχύος δεν συνεισφέρει στην αντιμετώπισή της αλλά αντίθετα επιδεινώνει το πρόβλημα.

Για να παραμείνουν υψηλοί οι ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων και ταυτόχρονα να περιοριστεί η διασυμβολική παρεμβολή, υιοθετήθηκαν διάφορες τεχνικές στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα. Πρώτα, στην αρχή κάθε συμβόλου, ενσωματώνεται ένα χρονικό διάστημα φύλαξης (guard interval), με διάρκεια μεγαλύτερη της χρονικής διασποράς του διαύλου. Κατά το διάστημα φύλαξης μπορεί ο πομπός να μην εκπέμπει τίποτα, ενώ στα OFDM συστήματα γίνεται αναμετάδοση τμήματος του συμβόλου ως κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix), κάνοντας ευκολότερο το έργο της ισοστάθμισης στο δέκτη. Η αύξηση της συνολικής διάρκειας του συμβόλου λόγω

του guard interval έχει καθοριστεί στο 20% περίπου, θυσιάζοντας ένα μέρος του ρυθμού μετάδοσης για την μείωση των παρεμβολών. Ακόμη, ένας άλλος τρόπος αντιμετώπισης της ISI είναι η επιλογή κατάλληλου παλμού μορφοποίησης στο στάδιο της διαμόρφωσης, π.χ. παλμών ανυψωμένου συνημιτόνου (raised cosine).

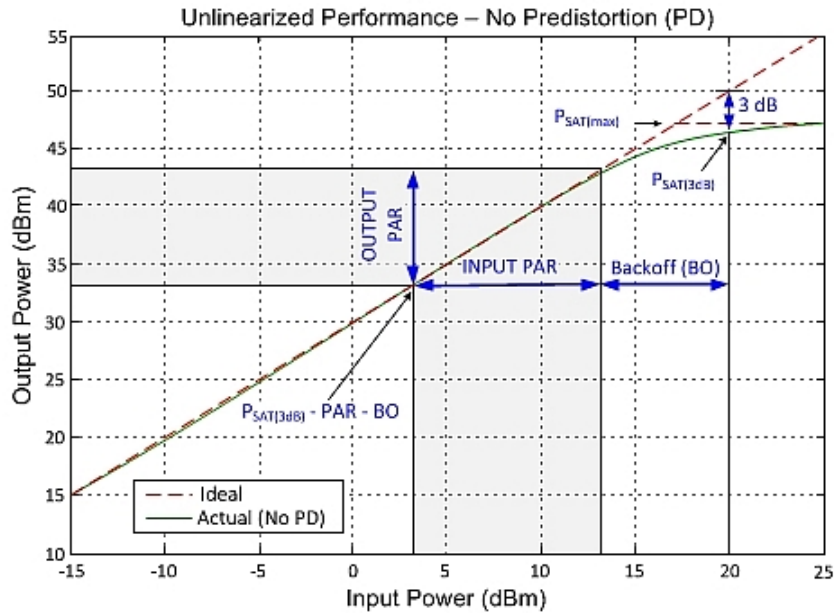


Σχήμα 2.4: Διασυμβολική παρεμβολή

Παρεμβολή Ενδοδιαμόρφωσης (IMD-Intermodulation distortion)

Η παρεμβολή λόγω ενδοδιαμόρφωσης δημιουργείται από τα παράγωγα ενδοδιαμόρφωσης που προκύπτουν κατά την μη γραμμική ενίσχυση πολλαπλών σημάτων σε πομπό και δέκτη. Ιδανικά, η λειτουργία των ενισχυτών θέλουμε να είναι γραμμική, προσομοιάζει όμως την καμπύλη του σχήματος 2.5. Φαίνονται τρεις περιοχές λειτουργίας, η γραμμική, η μη γραμμική και η περιοχή κόρου όπου η ισχύς εξόδου, ανεξαρτήτως της εισόδου, παραμένει σταθερή. Κατά την λειτουργία στην μη γραμμική περιοχή, παράγονται προϊόντα σε συχνότητες εντός του αξιοποιησιμου εύρους ζώνης, τα οποία δρουν ως παρεμβολές σε σήματα άλλων καναλιών.

Για να αποφευχθεί η IMD, πρέπει να εξασφαλιστεί η γραμμική λειτουργία του ενισχυτή. Τα περιθώρια ισχύος (power backoff) εισόδου και εξόδου, ορίζονται ως η διαφορά μεταξύ ισχύος κορεσμού εισόδου και εξόδου αντίστοιχα, με τα όρια της γραμμικής περιοχής. Συνεπώς, για τον περιορισμό της ενδοδιαμόρφωσης, η λειτουργία των ενισχυτών πρέπει να γίνεται με ικανό περιθώριο ισχύος, το μέγεθος του οποίου εξαρτάται από την επιθυμητή ισχύ εξόδου, τον αριθμό των καναλιών και την χαρακτηριστική καμπύλη του ενισχυτή. Συνηθίζεται, ακόμη, η τοποθέτηση ενός ακόμη στοιχείου πριν τον ενισχυτή (predistortion filter), σαν αντιστάθμισμα της μη γραμμικής λειτουργίας κι έτσι ώστε σε συνδυασμό με τον ενισχυτή το σύστημα να αποκτήσει γραμμική συμπεριφορά.



Σχήμα 2.5: Χαρακτηριστική λειτουργίας ενισχυτή και περιθώρια ισχύος

Παρεμβολή λόγω Αποπόλωσης (Depolarization)

Μία πολύ συνηθισμένη τεχνική στα ασύρματα δίκτυα επικοινωνίας, η οποία αποσκοπεί στην αύξηση της χωρητικότητας δίχως περαιτέρω φασματικό κόστος, είναι η αναχρησιμοποίηση συχνότητας μέσω ορθογώνιας πόλωσης. Για παράδειγμα, χρήση ορθογώνιων πολώσεων για την τομεοποίηση μίας κυψέλης ή σε γειτονικά δορυφορικά συστήματα, για την πλήρη απομόνωση των ομοδιαυλικών καναλιών. Ένα φαινόμενο που εμποδίζει αυτή την απομόνωση είναι η στροφή της πόλωσης του κύματος κατά την μετάδοση, με αποτέλεσμα να χάνεται η επιθυμητή ορθογωνιότητα και να δημιουργούνται παρεμβολές μεταξύ αποκλειόμενων, προηγούμενων, σημάτων.

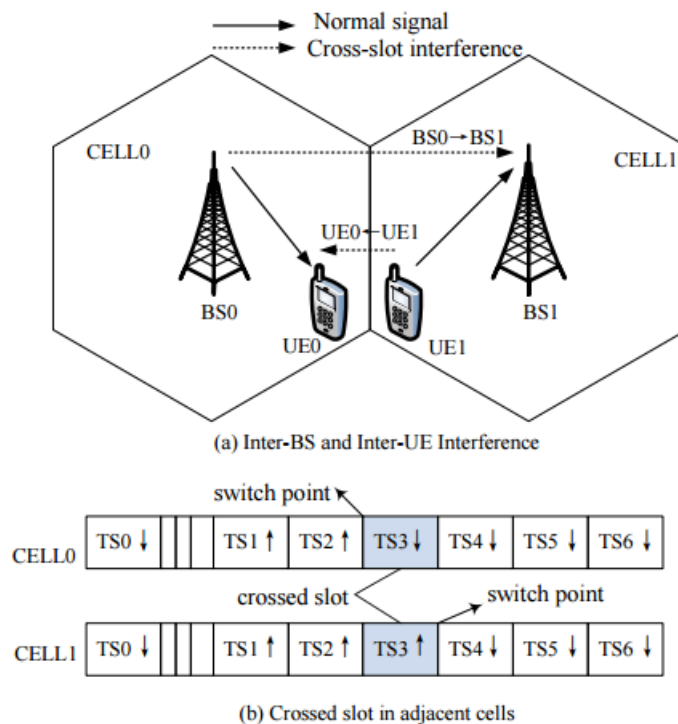
Η αποπόλωση εμφανίζεται σε συστήματα με συχνότητα λειτουργίας άνω των 10 GHz και οφείλεται κυρίως σε ατμοσφαιρικά φαινόμενα- την βροχή και την ύπαρξη παγοκρυστάλλων στο περιβάλλον διάδοσης. Παρατηρείται και σε μικρότερες συχνότητες, αλλά έχει να κάνει με την μη ορθογωνιότητα των πολώσεων των κεραιών πομπού και δέκτη. Η επίδραση της ποσοτικοποιείται με την διασταύρωση πόλωσης XPD (cross-polarization discrimination), η οποία ορίζεται σε Db ως ακολούθως:

$$XPD = 10 \log \frac{P}{P_{\perp}} \quad (2.32)$$

Με P συμβολίζεται η ισχύς λήψης κατά την επιθυμητή πόλωση προς αυτήν στην ορθογώνια.

Ετεροσχισμική παρεμβολή (cross slot interference)

Αυτό το είδος παρεμβολής παρατηρείται σε συστήματα διπλεξίας διαίρεσης χρόνου TDD [18]. Συμβαίνει όταν γειτονικοί σταθμοί βάσης κυψελωτού συστήματος χρησιμοποιούν ίδιες συχνότητες, χωρίς κατάλληλο συγχρονισμό μεταξύ των μεταδιδόμενων χρονοσχισμών. Ο μηχανισμός που οδηγεί σε ετεροσχισμική παρεμβολή φαίνεται στο σχήμα 2.6. Αφού η κίνηση σε ένα κυψελωτό δίκτυο είναι μεγαλύτερη στην κάτω ζεύξη, σε αρκετά συστήματα εφαρμόζεται ασύμμετρη και ευέλικτα προσαρμόσιμη διαχείριση των πόρων, αποδίδοντας την πλειοψηφία των χρονοσχισμών ενός χρονικού πλαισίου για την downlink ζεύξη. Στην περίπτωση που γειτονικοί σταθμοί έχουν την ίδια συχνότητα, λόγω της ασυμμετρίας της τηλεπικοινωνιακής κίνησης, είναι πιθανό την ίδια χρονοσχιμή (crossed slot) ένας σταθμός να την αποδώσει για downlink κι ο άλλος για uplink. Έτσι, αν οι δύο χρήστες είναι απομακρυσμένοι εντός των κυψελών και συνορεύουν, ο ένας σταθμός θα δεχτεί ισχυρή παρεμβολή από την downlink εκπομπή του άλλου σταθμού κι ο ένας χρήστης από την uplink εκπομπή του άλλου χρήστη. Οι ετεροσχισμικές παρεμβολές είναι σοβαρό πρόβλημα για τα κυψελωτά δίκτυα. Για να αποφευχθούν, μία λύση είναι η απουσία LOS επαφής μεταξύ γειτονικών σταθμών βάσης, πράγμα δύσκολο για μεγάλες κυψέλες όπου είναι τοποθετημένοι συνήθως στα ψηλότερα σημεία. Άλλα πιθανά μέτρα είναι η τομεοποίηση των κυψελών και χρήση καλύτερων σχημάτων συγχρονισμού.



Σχήμα 2.6: Ετεροσχισμική παρεμβολή

Θόρυβος

Ο θόρυβος ορίζεται σαν μία ανεπιθύμητη οντότητα, η οποία βρίσκεται πάντοτε παρούσα στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα και δυσκολεύει την λειτουργία του. Μαζί με τις παρεμβολές, είναι από τους καθοριστικούς παράγοντες της ποιότητας και της αξιοπιστίας μιας ασύρματης ζεύξης. Η βασική διαφορά των δύο είναι πως ο θόρυβος αποτελεί ένα σύνολο τυχαίων σημάτων ασυσχέτιστων μεταξύ τους ενώ οι παρεμβολές είναι καθορισμένα σήματα με συγκεκριμένη συχνότητα και φάση που συνήθως προέρχονται από υπηρεσίες ίδιου είδους με αυτές που δυσχεραίνουν. Ο θόρυβος χωρίζεται σε δύο βασικές κατηγορίες, τον τεχνητό και τον φυσικό θόρυβο [1].

Ο τεχνητός θόρυβος είναι κρουστικής μορφής, σύντομης διάρκειας και προέρχεται από ανθρώπινες δραστηριότητες, όπως μηχανήματα σε λειτουργία, ηλεκτρικές συσκευές κ.τ.λ.. Ο φυσικός θόρυβος διακρίνεται σε ουράνιο και κυκλωματικό θόρυβο. Ο ουράνιος θόρυβος προκύπτει λόγω διαστημικής ακτινοβολίας και καιρικών φαινομένων και υπεισέρχεται στα συστήματα μέσω της κεραίας λήψης. Ο κυκλωματικός θόρυβος, που είναι και ο πιο έντονος, συνίσταται από τον θερμικό θόρυβο και τον θόρυβο βολής. Πηγάζουν από δύο διαφορετικά φυσικά φαινόμενα- την τυχαία κίνηση των ελεύθερων ηλεκτρονίων στα παθητικά στοιχεία και την κατά τυχαίο τρόπο αυξομείωση της παραγωγής φορέων στα ενεργά στοιχεία, κατά σειρά.

Για ευκολία κατά την ανάλυση, στα συστήματα επικοινωνιών όλες οι πηγές θορύβου ενσωματώνονται σε μία τυχαία διαδικασία, κανονικής κατανομής και μηδενικής μέσης τιμής, τον λευκό θόρυβο. Η φασματική πυκνότητα ισχύος του θεωρείται σταθερή ανεξαρτήτως συχνότητας και στην δίπλευρη μορφή της είναι:

$$S_n(f) = N_0/2 \quad (2.33)$$

όπου $N_0 = kT_e$, με $k = 1.38 \times 10^{-23} J/K$ την σταθερά Boltzmann και T_e την ισοδύναμη θερμοκρασία θορύβου του δέκτη. Ο λευκός θόρυβος προστίθεται στο σήμα λήψης και καλείται συνήθως λευκός προσθετικός θόρυβος τύπου Gauss (AWGN-Additive White Gaussian Noise).

Κεφάλαιο 3

Είδη Διαμόρφωσης και Πολλαπλή Πρόσβαση στο Ραδιοδίαυλο

Ψηφιακές Τεχνικές Διαμόρφωσης

Διαμόρφωση ονομάζεται η διαδικασία ενσωμάτωσης της πληροφορίας ενός σήματος, συνήθως χαμηλής συχνότητας, σε ένα άλλο σήμα υψηλότερης συχνότητας το οποίο καλείται φέρον. Όπως αναφέρθηκε στο πρώτο κεφάλαιο, τα σύγχρονα συστήματα επικοινωνιών είναι κατ'εξοχήν ψηφιακά, καθώς προσφέρουν πλειάδα πλεονεκτημάτων έναντι των αναλογικών, όπως υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων, καλύτερη αξιοποίηση του φάσματος, μεγαλύτερη χωρητικότητα του συστήματος κ.τ.λ..

Στην ψηφιακή διαμόρφωση, η πληροφορία σε μορφή δυαδικών ψηφίων (bits), με διαθέσιμες τιμές 0 ή 1, κωδικοποιείται σε κατάλληλο αναλογικό σήμα ώστε να μεταδοθεί στον δίαυλο. Ο δέκτης κατά την αποδιαμόρφωση κάνει εκτίμηση της πληροφορίας συγκρίνοντας το ληφθέν σήμα με το σύνολο των πιθανών προς μετάδοση σημάτων, εκμεταλλευόμενος την αμφιμονοσήμαντη σχέση μεταξύ των δύο. Η επιλογή της κατάλληλης τεχνικής διαμόρφωσης εξαρτάται από τις απαιτήσεις της σχεδίασης ως προς το αποδεκτό επίπεδο πιθανότητας λήψης λανθασμένου ψηφίου (BER-Bit Error Rate), τον ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, την φασματική απόδοση, την διαθέσιμη ισχύ εκπομπής και το κόστος εγκατάστασης.

Οι δύο βασικές κατηγορίες ψηφιακής διαμόρφωσης είναι η διαμόρφωση πλάτους/φάσης και η διαμόρφωση συχνότητας. Η δεύτερη προκύπτει από σχήματα μη γραμμικής διαμόρφωσης και χαρακτηρίζεται από σταθερή περιβάλλουσα, αντίθετα με την πρώτη όπου η πληροφορία διαμορφώνεται στο πλάτος ή τη φάση και προκύπτει από γραμμικές τεχνικές. Η γραμμική διαμόρφωση έχει καλύτερες φασματικές ιδιότητες από την μη γραμμική, η οποία οδηγεί σε φασματική αλλοίωση. Η ενσωμάτωση όμως της πληροφορίας σε πλάτος/φάση καθιστά το διαμορφωμένο σήμα περισσότερο ευαίσθητο στις διαλείψεις και τις παρεμβολές του διαύλου δυσκολεύοντας την αποκωδικοποίηση, ενώ απαιτούνται υψηλότεροι κόστους και λιγότερο ενεργειακά αποδοτικοί γραμμικοί ενισχυτές συγκριτικά με τους μη γραμμικούς.

Διαμόρφωση Φάσης/Πλάτους

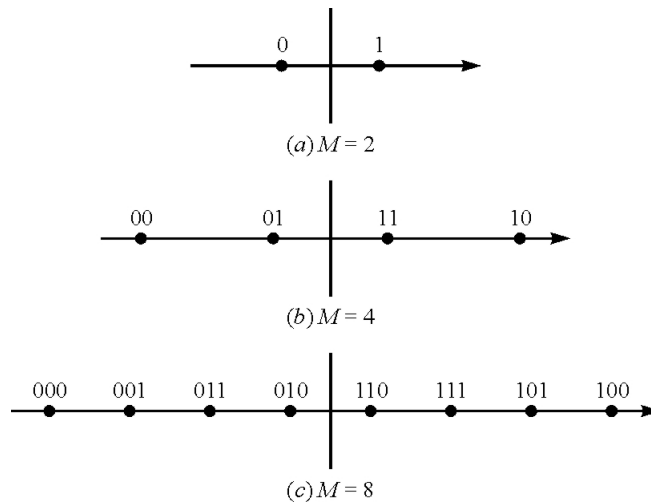
Τα βασικότερα είδη ψηφιακής διαμόρφωσης φάσης/πλάτους είναι οι διαμορφώσεις MPAM (Multiple Pulse-Amplitude Modulation), MPSK (Multiple Phase-Shift Keying), MQAM (Multiple Quadrature Amplitude Modulation) και MAPSK (Multiple Amplitude and Phase Shift Keying) [1].

Διαμόρφωση MPAM

Στη διαμόρφωση MPAM η πληροφορία κωδικοποιείται μόνο κατά το πλάτος του σήματος και ο αστερισμός του σήματος είναι σε μία διάσταση. Το σήμα εκπομπής δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$s_i(t) = A_i g(t) \cos(2\pi f_c t + \psi_0) \quad (3.1)$$

όπου $A_i = (2i - 1)d, i = 1, \dots, M$ το πλάτος του σήματος, $g(t)$ ο παλμός μορφοποίησης, f_c η συχνότητα φέροντος και ψ_0 η αρχική φάση του σήματος στον πομπό. Το M εξαρτάται από τον αριθμό ψηφίων K που μεταφέρει ένα σύμβολο ($M = 2^K$) και είναι ίσο με τον αριθμό σημείων του αστερισμού. Παραδείγματα αστερισμών για διάφορες τιμές του M φαίνονται στο σχήμα 3.1. Η ελάχιστη απόσταση μεταξύ διαφορετικών σημείων είναι $2d$ και εξαρτάται από



Σχήμα 3.1: Παραδείγματα αστερισμών διαμόρφωσης MPAM

την μέγιστη ισχύ εκπομπής. Κάθε σύμβολο έχει διαφορετική ενέργεια ίση με:

$$E_{s_i} = \int_0^{T_s} s_i^2(t) dt = A_i^2 T_s \quad (3.2)$$

όπου T_s η περίοδος συμβόλου. Η πιθανότητα λήψης λανθασμένου συμβόλου P_s συνδέεται με την πιθανότητα λήψης λανθασμένου ψηφίου P_b με τη σχέση:

$$P_s = K P_b \quad (3.3)$$

και για τη διαμόρφωση MPAM είναι:

$$P_s = \frac{2(M-1)}{M} Q(\sqrt{6\gamma_s/(M^2-1)}) \quad (3.4)$$

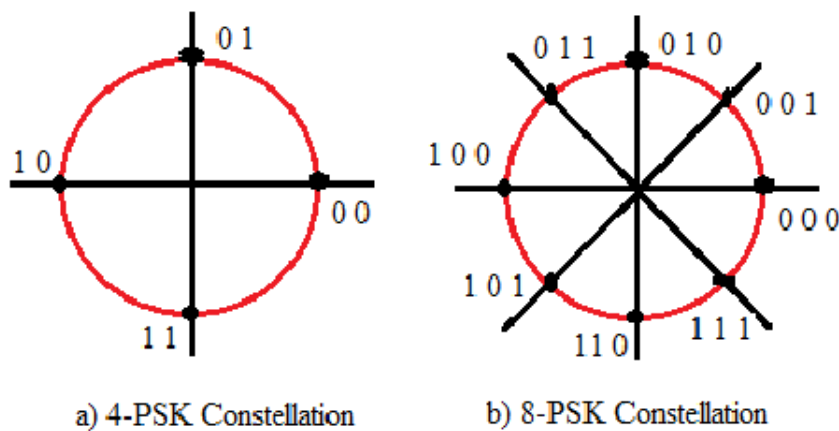
όπου $\gamma_s = \overline{E_s}/N_0$ το μέσο SNR ανά σύμβολο (N_0 η μονόπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου) και $Q(\cdot)$ το ολοκλήρωμα ουράς της κανονικής κατανομής.

Διαμόρφωση MPSK

Στη διαμόρφωση MPSK η πληροφορία κωδικοποιείται μόνο στη φάση του σήματος και ο αστερισμός έχει τη μορφή κύκλου. Το σήμα εκπομπής δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$s_i(t) = Ag(t) \cos[2\pi f_c t + \psi_0 + (i-1)(2\pi/M)] \quad (3.5)$$

Αφού το πλάτος του σήματος εκπομπής είναι σταθερό και ίσο με A , κάθε σύμβολο θα έχει ίδια ενέργεια ίση με $E_{s_i} = A^2$. Η ελάχιστη απόσταση μεταξύ σημείων του αστερισμού είναι $2A \sin(\pi/M)$ και παραδείγματα αστερισμών δίνονται στο σχήμα 3.2. Η πιθανότητα λήψης



Σχήμα 3.2: Παραδείγματα αστερισμών διαμόρφωσης MPSK

λανθασμένου συμβόλου δίνεται προσεγγιστικά από την σχέση:

$$P_s = 2Q(\sqrt{2\gamma_s} \sin(\pi/M)) \quad (3.6)$$

Για $M = 2, 4$ η MPSK είναι γνωστότερη ως BPSK, QPSK αντίστοιχα. Η 8PSK είναι η μεγαλύτερης τάξης MPSK που χρησιμοποιείται συνήθως. Για περισσότερα από 8 σημεία, μειώνεται αρκετά η ελάχιστη απόσταση των σημείων του αστερισμού, με αποτέλεσμα να γίνεται πολύ μεγάλη η πιθανότητα λάθους, όπως είναι προφανές και από την σχέση (3.6).

Διαμόρφωση MQAM

Στη διαμόρφωση MQAM η πληροφορία κωδικοποιείται κατά το πλάτος και κατά τη φάση του σήματος. Ο αστερισμός έχει τη μορφή τετραγωνικού πλέγματος και το σήμα εκπομπής είναι:

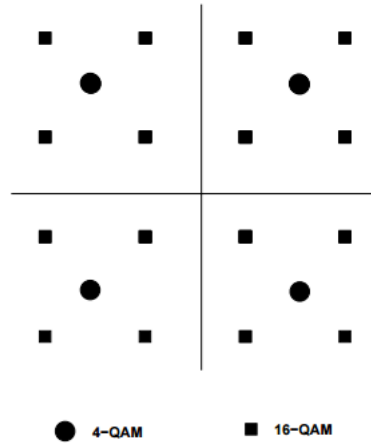
$$s_i(t) = A_i g(t) \cos(2\pi f_c t + \psi_0 + \theta_i) \quad (3.7)$$

Σε σχέση με τα δύο προαναφερθέντα είδη διαμόρφωσης, η MQAM εμφανίζει υψηλότερη φασματική απόδοση μιας και διαθέτει δύο βαθμούς ελευθερίας, συνεπώς την ικανότητα μετάδοσης

περισσότερων ψηφίων ανά σύμβολο για την ίδια μέση ενέργεια συμβόλου. Η ενέργεια συμβόλου είναι διαφορετική για το κάθε σημείο λόγω μεταβλητού πλάτους και ίση με:

$$E_{s_i} = A_i^2 \quad (3.8)$$

Για $M=4,16$ οι αστερισμοί δίνονται στο σχήμα 3.3. Η ελάχιστη απόσταση μεταξύ σημείων του αστερισμού είναι $2d$, δηλαδή σταθερή, με το d να εξαρτάται από την ισχύ εκπομπής.



Σχήμα 3.3: Παραδείγματα αστερισμών διαμόρφωσης MQAM

Η πιθανότητα λήψης λανθασμένου συμβόλου δίνεται προσεγγιστικά ως:

$$P_s = 4Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma_s}{M-1}}\right) \quad (3.9)$$

Μία παραλλαγή της διαμόρφωσης MQAM είναι η διαμόρφωση MAPSK, με τη διαφορά τους να βρίσκεται στο σχήμα του αστερισμού. Συγκεκριμένα, τα σημεία του αστερισμού της MAPSK σχηματίζουν ομόκεντρους κύκλους διαφορετικής ακτίνας, πετυχαίνοντας έτσι την μείωση του αριθμού των διαφορετικών τιμών του πλάτους. Επομένως, το σύστημα είναι λιγότερο ευάλωτο στον αντίκτυπο της μη γραμμικής λειτουργίας των ενισχυτών.

Διαμόρφωση Συχνότητας

Στη διαμόρφωση συχνότητας η πληροφορία κωδικοποιείται στη φέρουσα συχνότητα του σήματος. Η περιβάλλουσα του διαμορφωμένου σήματος είναι σταθερή, ευνοώντας την χρήση μη γραμμικών ενισχυτών σε σχέση με τις παραπάνω διαμορφώσεις, με τίμημα την διεύρυνση του χρησιμοποιούμενου φάσματος. Βασικές κατηγορίες τέτοιου είδους διαμόρφωσης είναι οι MFSK (Multiple Frequency-Shift Keying) και CPFSK (Continuous-Phase Frequency-Shift Keying) [1].

Διαμόρφωση MFSK

Το σήμα εκπομπής έχει τη μορφή:

$$s_i(t) = A \cos[2\pi(f_c + \alpha_i \Delta f)t + \psi_i], \quad 0 \leq t \leq T_s \quad (3.10)$$

όπου $\alpha_i = 2i - 1 - M, i = 1, \dots, M$. Ο ελάχιστος διαχωρισμός μεταξύ διαφορετικών φερουσών συχνοτήτων είναι $2\Delta f$. Η πιθανότητα λανθασμένης λήψης ψηφίου για την MFSK είναι:

$$P_b = Q(\sqrt{\gamma_b}) \quad (3.11)$$

όπου $\gamma_b = E_b/N_0$ το SNR ανά ψηφίο μετάδοσης.

Η διαμόρφωση MSK (Minimum Shift Keying) είναι ειδική περίπτωση της 2FSK με ίσες φάσεις $\psi_1 = \psi_2$ και διαχωρισμό φερουσών $2\Delta f = 0.5/T_s$. Αποτελεί την διαμόρφωση FSK με το μικρότερο εύρος ζώνης.

Διαμόρφωση CPFSK

Η διαμόρφωση CPFSK ονομάζεται FSK συνεχούς φάσης, καθώς είναι υλοποίηση της MFSK χωρίς ασυνέχεια στην φάση. Το σήμα εκπομπής δίνεται από τον τύπο:

$$s_i(t) = A \cos[2\pi f_c t + \psi_0 + \Delta f \int_{-\infty}^t m(\tau) d\tau] \quad (3.12)$$

όπου $m(t) = \sum_k \alpha_k g(t - kT_s), \alpha_k = 2k - 1 - M, k = 1, \dots, M$ ένα σήμα MPAM το οποίο διαμορφώνεται από το σήμα πληροφορίας.

Διαμόρφωση OFDM

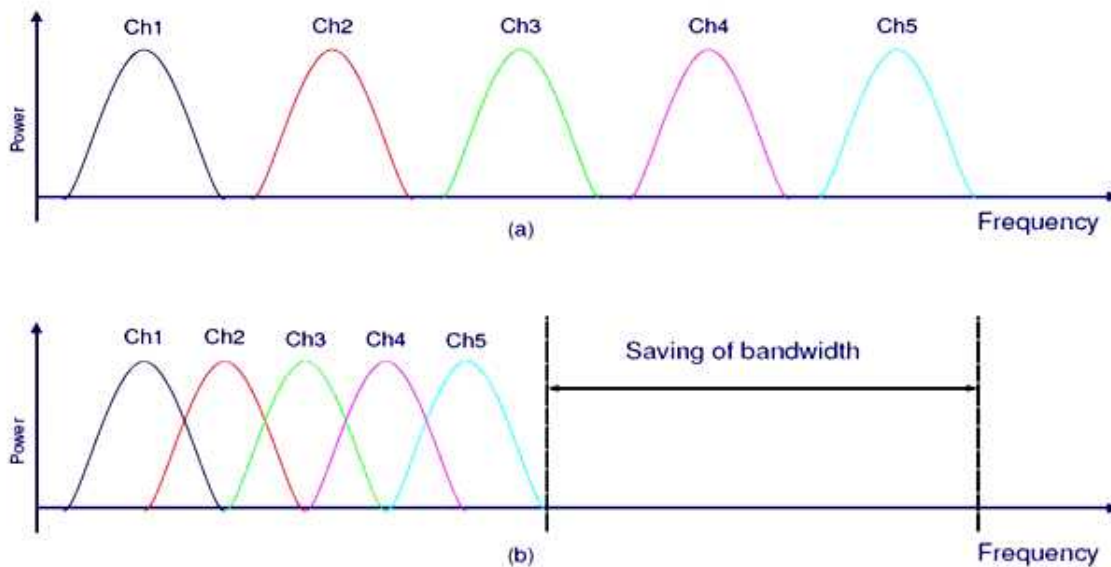
Η ορθογωνική πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (OFDM-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) είναι μία ειδική μορφή πολυδιαυλικής διαμόρφωσης, που βασίζεται στην ιδέα της διαίρεσης της ψηφιακής ροής δεδομένων σε πολλαπλές ροές και μετάδοσή τους σε αντίστοιχου αριθμού ορθογώνια υποκανάλια διαφορετικών κεντρικών συχνοτήτων. Τα τελευταία χρόνια υπάρχει αυξανόμενο ενδιαφέρον για την τεχνική OFDM και έχει χρησιμοποιηθεί σε πλήθος εφαρμογών-σε συστήματα PLC (Power Line Communication), στα πρότυπα ασυρμάτων δικτύων IEEE 802.11a,g,n,ac, στην τεχνολογία ψηφιακού ραδιοφώνου DAB (Digital Audio Broadcasting) και άλλα παραδείγματα [9].

Η εφαρμογή της OFDM σε ασύρματα συστήματα επικοινωνίας προέρχεται από την ανάγκη για υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων. Όμως, καθώς ο ρυθμός μετάδοσης αυξάνεται, μεγαλώνει και το εύρος ζώνης, με άμεση συνέπεια την πρόκληση επιλεκτικών ως προς τη συχνότητα διαλείψεων και τη διασυμβολική παρεμβολή (ISI). Η OFDM μετριάζει την εμφάνιση των φαινομένων αυτών τεμαχίζοντας ουσιαστικά το φάσμα εκπομπής σε στενής ζώνης τμήματα-υποκανάλια και μεταδίδοντας την πληροφορία παράλληλα σε καθένα από αυτά. Αν το εύρος καθενός των υποκαναλιών αυτών είναι αρκετά στενό, οι διαλείψεις θα είναι επίπεδες (μη επιλεκτικές) και το σήμα λήψης δεν θα είναι παραμορφωμένο. Αυτό το προτέρημα, της δραστηκής μείωσης των ISI παρεμβολών, εξηγεί την εξέχουσα σημασία της OFDM για τα

σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά συστήματα.

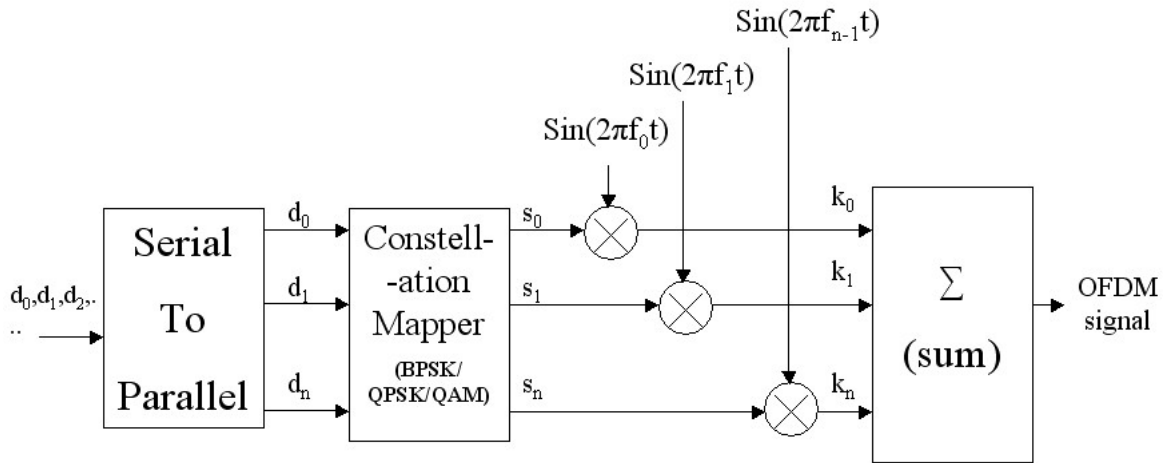
Συγκεκριμένα, έστω ευρυζωνικό σύστημα με ρυθμό μετάδοσης R και απαιτούμενο εύρος ζώνης B . Εφαρμόζοντας OFDM με N υποκανάλια, κάθε υποκανάλι θα καταλαμβάνει εύρος ζώνης $B_N = B/N$, με διάρκεια συμβόλου $T_N \approx 1/B_N$ και ο εφικτός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων έκαστου θα είναι ως $R_N = R/N$. Για να αποφευχθεί η διασυμβολική παρεμβολή, θα πρέπει να επιλεγθεί αρκετά μεγάλο N έτσι ώστε $B_N = B/N < B_C$, όπου B_C το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου, ή ισοδύναμα να ισχύει στο πεδίο του χρόνου $T_N > \sigma_\tau$, όπου σ_τ η διασπορά καθυστέρησης λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης. Απλούστερα, αν η διάρκεια συμβόλου σε κάθε υποκανάλι ξεπερνά την διασπορά καθυστέρησης του διαύλου, αποφεύγεται η παρουσία διασυμβολικής παρεμβολής. Όσον αφορά τον συνολικό ρυθμό μετάδοσης, δεν υστερεί αυτού της σειριακής εκπομπής. Όλα τα υποκανάλια μεταφέρουν ταυτόχρονα ένα μικρό κομμάτι της πληροφορίας, οπότε αθροίζονται οι ρυθμοί των παράλληλων ροών και ο συνολικός είναι πάλι $R' = NR_N = R$.

Η διαφορά της ορθογωνικής με την απλή πολυπλεξία διαίρεσης συχνότητας (FDM) έγκειται στην διαίρεση των υποκαναλιών. Αντί να είναι φασματικά ανεξάρτητα όπως στην FDM, στην OFDM επιτρέπεται η αλληλοκάλυψη, με αποτέλεσμα την καλύτερη αξιοποίηση των διαθέσιμων συχνοτήτων (σχήμα 3.4). Η ορθογωνιότητα των υποκαναλιών εξασφαλίζεται με την μεγιστοποίηση του φάσματος ενός υποκαναλιού μόνο όταν το φάσμα των γειτονικών του είναι μηδενικό. Για την αποφυγή της παρεμβολής μεταξύ των φερόντων (ICI-Inter-carrier Interference) λόγω απώλειας της ορθογωνιότητας, είναι απαραίτητος ο ακριβής διαχωρισμός των συχνοτήτων, χωρίς αποκλίσεις στη συχνότητα.



Σχήμα 3.4: Σύγκριση φάσματος FDM και OFDM συστημάτων

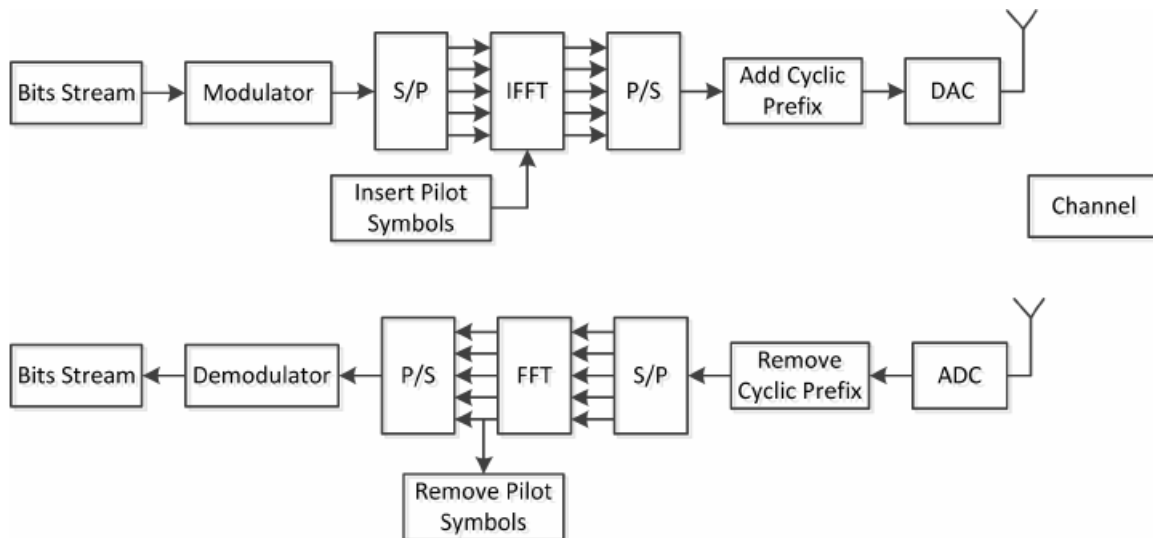
Η πολυδιαυλική διαμόρφωση δεν είναι μια νέα τεχνική. Εφαρμόστηκε για πρώτη φορά σε στρατιωτικούς HF ασυρμάτους στα τέλη της δεκαετίας του 1950 [12]. Η υλοποίηση της όμως με συστήματα μετάδοσης σαν αυτά του σχήματος 3.5, ήταν ιδιαίτερα δαπανηρή και ατελέσφορη, λόγω των απαιτήσεων σε υλικό. Τα ψηφιακά δεδομένα πληροφορίας μετατρέπονται από σειριακά σε παράλληλα και κάθε παράλληλη ροή διαμορφώνεται με κάποιο από τα γνωστά σχήματα διαμόρφωσης. Στην συνέχεια, περνάνε από διαφορετικούς μίχτες και ταλαντωτές για την υπέρθεση στις φέρουσες συχνότητες. Χρειάζονται δηλαδή κυκλωματικά στοιχεία για κάθε υποκάναλι της OFDM διαμόρφωσης. Η λύση δόθηκε με την διαπίστωση πως τα κυκλώματα δέκτη και πομπού στα OFDM συστήματα, είναι δυνατό να πραγματοποιηθούν με ευθύ και αντίστροφο διακριτό μετασχηματισμό Fourier (DFT-Discrete Fourier Transform). Το μπλοκ διάγραμμα τέτοιων κυκλωμάτων δίνεται στο σχήμα 3.6. Το γεγονός αυτό αποτελεί απλούστευση της διαδικασίας, καθώς υπάρχουν γρήγοροι αλγόριθμοι για την υλοποίηση των μετασχηματισμών αυτών (FFT-Fast Fourier Transform και IFFT-Inverse Fast Fourier Transform), εύκολοι στην υλοποίηση και χωρίς μεγάλο κόστος, λόγω της ανάπτυξης στους τομείς της ψηφιακής σχεδίασης και των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων.



Σχήμα 3.5: Απλή υλοποίηση πομπού σε σύστημα OFDM

Στο πεδίο του χρόνου, μεταξύ διαδοχικών συμβόλων, εισάγονται χρονικά διαστήματα φύλαξης (Guard Intervals), για την προστασία του OFDM σήματος από την διασυμβολική παρεμβολή. Για να συμβαίνει αυτό, η χρονική διάρκεια του διαστήματος φύλαξης, θα πρέπει να ξεπερνάει την χρονική διασπορά του διαύλου. Η καινοτομία της OFDM τεχνικής είναι πως αντί κατά το διάστημα φύλαξης να μην υπάρχει καθόλου εκπομπή, προτιμάται η μετάδοση μιας κυκλικής επέκτασης του συμβόλου, εκπέμποντας ένα πλήθος από τα τελικά του ψηφία στην αρχή του σήματος. Το διάστημα φύλαξης σε αυτή την περίπτωση καλείται κυκλικό πρόθεμα (cyclic prefix) [2]. Έστω \mathbf{x} το OFDM σύμβολο που προκύπτει από τον μετασχηματισμό IFFT στον πομπό. Αφού επεκτείνεται κυκλικά με το κυκλικό πρόθεμα, σε \mathbf{x}^{CP} , η γραμμική συνέλιξη του με την χροστική απόκριση του διαύλου \mathbf{h} θα ισοδυναμεί με την κυκλική συνέλιξη του \mathbf{x} με την χροστική απόκριση \mathbf{h} . Άρα:

$$\mathbf{y} = \mathbf{x}^{CP} * \mathbf{h} = \mathbf{x} \otimes \mathbf{h} \quad (3.13)$$

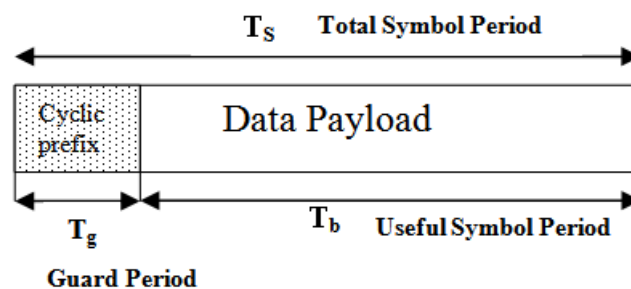


Σχήμα 3.6: Υλοποίηση πομπού/δέκτη με IFFT/FFT σε σύστημα OFDM

όπου \mathbf{y} το σήμα λήψης. Με εφαρμογή του FFT στο \mathbf{y} , προκύπτει:

$$\mathbf{Y} = FFT\{\mathbf{y}\} = FFT\{\mathbf{x} \otimes \mathbf{h}\} = FFT\{\mathbf{x}\} \odot FFT\{\mathbf{h}\} = \mathbf{X} \odot \mathbf{H} \quad (3.14)$$

όπου \odot ο πολλαπλασιασμός πινάκων σημείο προς σημείο και \mathbf{Y} , \mathbf{X} , \mathbf{H} οι Fourier μετασχηματισμοί των σημάτων \mathbf{y} , \mathbf{x} και \mathbf{h} αντίστοιχα. Επομένως, με εκπομπή κυκλικού προθέματος επιτυγχάνεται, πέρα από την μείωση της διασυμβολικής παρεμβολής, απλοποίηση των λειτουργιών του δέκτη αφού το αρχικό σήμα προκύπτει με μία σημείο προς σημείο διαίρεση ($\mathbf{X} = \mathbf{Y} \oslash \mathbf{H}$). Διαφορετικά, σε περίπτωση μη εκπομπής κατά το διάστημα φύλαξης, η συνέλιξη θα ήταν γραμμική αντί κυκλικής και το έργο της ανάκτησης του εκπεμπόμενου σήματος στον δέκτη θα ήταν δυσκολότερο.



Σχήμα 3.7: Κυκλικό πρόθεμα

Τα πλεονεκτήματα της χρήσης κυκλικού προθέματος έρχονται σε κόστος του συνολικού ρυθμού μετάδοσης. Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.7, αν η περίοδος του OFDM συμβόλου είναι T_s , η διάρκεια του κυκλικού προθέματος είναι T_g και η διάρκεια της μετάδοσης πληροφορίας κατά την περίοδο του συμβόλου είναι T_b , τότε ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων υποβαθμίζεται κατά $\frac{T_b}{T_g+T_b} = \frac{T_b}{T_s}$. Έχει θεσπιστεί σαν εμπειρικός κανόνας η διάρκεια του κυκλικού προθέματος να αντιστοιχεί στο 20% της περιόδου του OFDM συμβόλου, έτσι ώστε ο ρυθμός

μετάδοσης να μην μειώνεται περισσότερο από $10 \log\left(\frac{0.8T_s}{0.8T_s+0.2T_s}\right) = 10 \log 0.8 \simeq -1dB$. Ένα μειονέκτημα του κυκλικού προθέματος συγκριτικά με το κενό διάστημα φύλαξης είναι η κατανάλωση ισχύος εκπομπής για σήμα που δεν αποτελεί πληροφορία.

Όπως προαναφέρθηκε, ο ακριβής συγχρονισμός των φερουσών συχνοτήτων των υποκαναλιών είναι μείζον ζήτημα για τα OFDM συστήματα, καθώς επηρεάζει την μεταξύ τους ορθογωνιότητα. Αν $1/T_N$ είναι το εύρος ζώνης κάθε υποκαναλιού και δ/T_N η απόκλιση συχνότητας του i -οστού υποκαναλιού. Τότε η παρεμβολή ICI στο υποκανάλι αυτό λόγω του $(i+m)$ -οστού θα είναι:

$$I_m = \frac{1 - \exp(-j2\pi\delta)}{j2\pi(m + \delta)} T_N \quad (3.15)$$

Η συνολική ICI παρεμβολή για το i -οστό υποκανάλι βρίσκεται πως είναι:

$$\sum_{m \neq i} |I_m|^2 \approx CT_N^2 \delta^2 \quad (3.16)$$

όπου C σταθερά. Από την σχέση (3.16), προκύπτει πως με την αύξηση της απόκλισης συχνότητας δ , αυξάνονται τετραγωνικά οι παρεμβολές. Επίσης, με την αύξηση του T_N , το στένεμα δηλαδή των υποκαναλιών και την αύξηση του συνολικού αριθμού τους για το διαθέσιμο εύρος ζώνης, παρατηρούνται παρεμβολές ICI, κάτι που είναι λογικό διαισθητικά, αφού έρχονται πιο κοντα το ένα στο άλλο. Αν αντί απόκλισης στη συχνότητα υπάρχει σφάλμα χρονισμού Δt στον υπολογισμό των ορίων του OFDM συμβόλου, μικρότερο της διάρκειας T_g του κυκλικού προθέματος, τότε προκαλείται στροφή φάσης για το σήμα λήψης, που για το m -οστό κανάλι θα είναι $e^{j2\pi m \Delta t / T_s}$. Η απόκλιση συχνότητας και τα λάθη χρονισμού προέρχονται από τους ταλαντωτές σε πομπό και δέκτη (carrier frequency offset), από τον θόρυβο φάσης των ταλαντωτών (phase noise), από τις αποκλίσεις μεταξύ των κυκλωμάτων δειγματοληψίας και δέκτη (sampling clock offset) και από σφάλματα στην εκτίμηση της έναρξης των συμβόλων OFDM στο δέκτη (timing offset) [28].

Μια βασική παράμετρος της απόδοσης ενός OFDM συστήματος είναι ο λόγος μέγιστης προς μέση ισχύ PAPR (Peak to Average Power Ratio) [27]. Για ένα συνεχούς χρόνου σήμα $s(t)$ ορίζεται ως:

$$PAPR = \frac{\max_t \{s(t)s^*(t)\}}{E_t \{s(t)s^*(t)\}} = \frac{\max_t \{|s(t)|^2\}}{E_t \{|s(t)|^2\}} \quad (3.17)$$

Στα σήματα OFDM παρατηρούνται γενικά μεγάλες τιμές PAPR, καθώς πολλές φορές τα ανεξάρτητα υποκανάλια συνδυάζονται προσθετικά στο χρόνο. Έτσι, για να αποφευχθεί η παραμόρφωση που προκαλεί η μη γραμμική λειτουργία, θα πρέπει οι ενισχυτές είτε να παρουσιάζουν μεγάλο εύρος γραμμικής λειτουργίας, άρα να είναι και υψηλού κόστους, είτε να λειτουργούν με μεγάλο περιθώριο ισχύος (backoff) και χαμηλή απόδοση. Αποδεικνύεται ότι το PAPR αυξάνει γραμμικά με τον αριθμό των υποκαναλιών. Συνεπώς, το πλήθος των υποκαναλιών N , πέρα από κάτω όριο που σχετίζεται με την αποφυγή των επιλεκτικών διαλείψεων και της διασυμβολικής παρεμβολής, έχει και άνω όριο, το οποίο τίθεται από την επιθυμία για γραμμική λειτουργία των ενισχυτών χωρίς σηματική αλλοίωση και μείωση των παρεμβολών

μεταξύ φερόντων ICI.

Η OFDM τεχνική παρουσιάζει αρκετά πλεονεκτήματα [25]:

- φασματική αποδοτικότητα- σε αντίθεση με τα παραδοσιακά FDM συστήματα όπου τα κανάλια είναι διαχωρισμένα και μεταξύ τους υπάρχουν διαστήματα προστασίας για την αποφυγή ACI παρεμβολών, στα OFDM τα κανάλια επικαλύπτονται χωρίς απώλεια της ορθογωνιότητας και με τον ρυθμό μετάδοσης να παραμένει ίδιος λόγω του μεγάλου αριθμού διαφορετικών ροών
- μείωση διασυμβολικής παρεμβολής- τα OFDM συστήματα παρουσιάζουν μεγάλη ανοχή στις επιλεκτικές διαλείψεις, καθώς η διάρκεια συμβόλου για κάθε υποκανάλι είναι μεγαλύτερη από τα συμβατικά συστήματα και υπερβαίνει την διασπορά διαύλου ενώ υπάρχει και διάστημα φύλαξης με την μορφή κυκλικού προθέματος από σύμβολο σε σύμβολο
- ανθεκτικότητα στα δυσμενή φαινόμενα του διαύλου- μιας και η πληροφορία διαιρείται σε πλήθος υποκαναλιών στενού εύρους ζώνης, μόνο ένα μικρό τμήμα της θα επηρεάζεται από τις παρεμβολές και τις επιλεκτικές διαλείψεις, καθιστώντας δυνατή την ανάκτησή της στο δέκτη με κατάλληλα σχήματα κωδικοποίησης και ανάδευσης των δεδομένων
- περιορισμένες απαιτήσεις χρονισμού- σε σχέση με τα TDMA συστήματα δεν απαιτείται αυστηρός χρονικός συντονισμός, οι επιπτώσεις σε περίπτωση αστοχίας περιορίζονται σε στροφή της φάσης του σήματος
- απλούστερη ισοστάθμιση καναλιού- κάθε υποκανάλι λόγω του στενού εύρους ζώνης αντιμετωπίζει μη επιλεκτικές (επίπεδες) διαλείψεις, η αντιστάθμιση των οποίων στο δέκτη είναι εύκολο έργο

Τα σημαντικότερα μειονεκτήματα των OFDM συστημάτων είναι:

- υψηλές τιμές του PAPR- το OFDM παρουσιάζει μεγάλη δυναμική περιοχή, μειώνοντας την αποδοτικότητα των ενισχυτών για την αποφυγή παραμόρφωσης, καθώς θα πρέπει να λειτουργούν με μεγάλο περιθώριο ισχύος για παραμονή στην γραμμική περιοχή
- ευαισθησία στην απόκλιση συχνότητας- ο συγχρονισμός των φερουσών συχνοτήτων των καναλιών πρέπει να είναι ακριβής για την αποφυγή της ICI παρεμβολής
- ευαισθησία στη διασπορά Doppler- προκαλεί ολίσθηση συχνότητας και ICI παρεμβολές

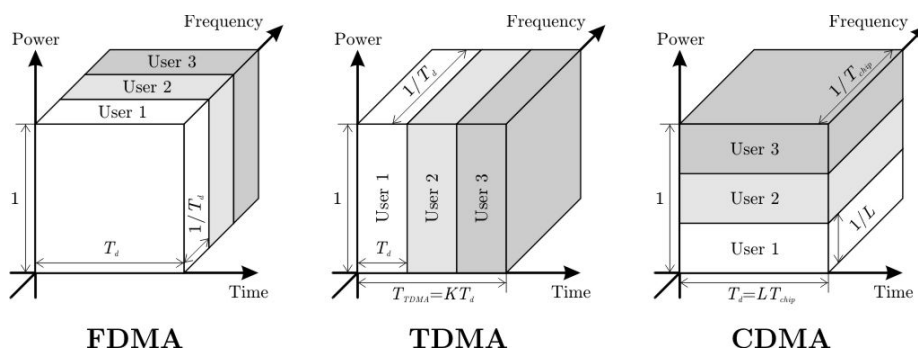
Σχήματα Πολλαπλής Πρόσβασης

Το μέσο μετάδοσης για όλους τους χρήστες ενός ασύρματου συστήματος επικοινωνιών είναι κοινό, ο ασύρματος διάυλος. Για να επιτευχθεί η παροχή υπηρεσιών θα πρέπει σε κάθε χρήστη να αποδοθεί ανεξάρτητο και προστατευμένο από παρεμβολές άλλων κανάλι. Ο διαχωρισμός αυτός μπορεί να γίνει εφικτός σε τέσσερα διαφορετικά πεδία- στον χρόνο, την

συχνότητα, την κωδικοποίηση και τον χώρο- δημιουργώντας σε καθένα από αυτά ορθογώνιες, μη επικαλυπτόμενες περιοχές προς αξιοποίηση. Η κατανομή των καναλιών στους χρήστες πραγματοποιείται από τα σχήματα πολλαπλής πρόσβασης. Ανάλογα με το πεδίο διαχωρισμού των πόρων του συστήματος, οι τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης διακρίνονται σε διαίρεσης συχνότητας FDMA (Frequency Division Multiple Access), χρόνου TDMA (Time Division Multiple Access), κώδικα CDMA (Code Division Multiple Access) και χώρου SDMA (Space Division Multiple Access). Επιπλέον, υπάρχουν σχήματα όπου ο διαχωρισμός γίνεται σε περισσότερα του ενός πεδία. Θα γίνει εκτενής αναφορά παρακάτω σε ένα από αυτά, την πολυδιαυλική πρόσβαση OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), που μπορεί να θεωρηθεί συνδυασμός FDMA και TDMA.

Τεχνική FDMA

Στην τεχνική πολλαπλής πρόσβασης FDMA ο διαχωρισμός των χρηστών γίνεται στο πεδίο του φάσματος. Δημιουργούνται κανάλια διαφορετικών φερουσών συχνοτήτων, σταθερού εύρους ζώνης και παραχωρούνται κατ' αποκλειστικότητα σε κάθε χρήστη, είτε με στατικό τρόπο είτε δυναμικά, ανάλογα δηλαδή της τηλεπικοινωνιακής κίνησης. Για την εξασφάλιση της απομόνωσης και της ορθογωνιότητας των καναλιών, εισάγονται μεταξύ τους φασματικά διαστήματα φύλαξης, περιορίζοντας έτσι την παρεμβολή γειτονικού διαύλου. Το εύρος ζώνης των καναλιών είναι σταθερό και επιλέγεται βάσει των υπηρεσιών που προσφέρει το σύστημα. Συνήθως, επιλέγεται στενό εύρος για τα κανάλια, μικρότερο του εύρους ζώνης συνοχής του διαύλου, προς αποφυγή της διασυμβολικής παρεμβολής. Η αποκλειστική διάθεση τμήματος του φάσματος σε ένα χρήστη, ακόμα και σε ανενεργές χρονικές περιόδους, σε συνδυασμό με την σπατάλη φάσματος μόνο για λόγους αξιοπιστίας της ζεύξης (διαστήματα φύλαξης), καθιστούν την τεχνική FMDMA μη αποδοτική φασματικά. Επιπλέον, το κόστος εξοπλισμού είναι αυξημένο, κυρίως για τους σταθμούς βάσης όπου απαιτείται πομπός για κάθε διαφορετική συχνότητα και υψηλής ποιότητας ζωνοπερατά φίλτρα για την διαίρεση των καναλιών.

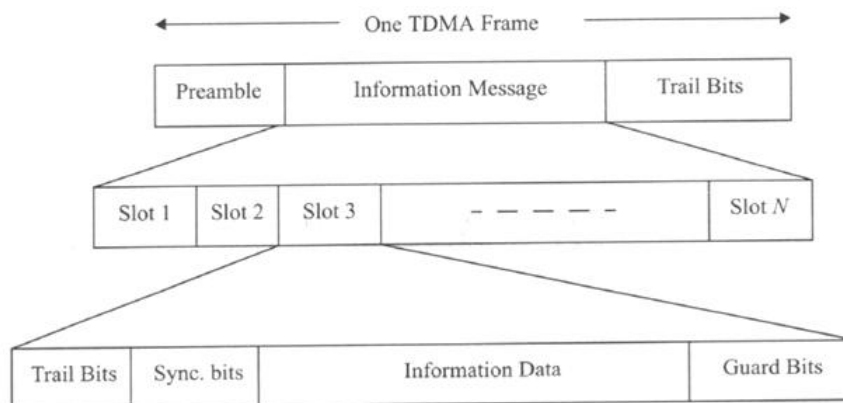


Σχήμα 3.8: Τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης

Η τεχνική FDMA είναι απλή, χωρίς τις ανάγκες συγχρονισμού των άλλων σχημάτων πολλαπλής πρόσβασης και ήταν η πρώτη επιλογή για ασύρματα συστήματα επικοινωνίας 1ης γενιάς. Πλέον, σπάνια χρησιμοποιείται αυτούσια, αλλά σαν μέρος υβριδικών σχημάτων πολλαπλής πρόσβασης, όπως το OFDMA [1].

Τεχνική TDMA

Η τεχνική TDMA διακρίνει τα φυσικά κανάλια στο πεδίο του χρόνου. Σε κάθε χρήστη παραχωρούνται χρονοσχιστές (slots), το σύνολο των οποίων αποτελεί ένα TDMA πλαίσιο (frame), όπως φαίνεται στο σχήμα 3.9. Τόσο στο τέλος όσο και στην αρχή μιας χρονοσχιστικής υπάρχουν ψηφία ελέγχου, μιας και είναι απαραίτητος ο αυστηρός συντονισμός μεταξύ των χρηστών για την διατήρηση της απομόνωσης κάθε σύνδεσης. Η TDMA έχει πολλαπλάσιο ρυθμό μετάδοσης από την FDMA, και αντίστοιχα μικρότερη περίοδο συμβόλου. Όταν όμως ένας διάλυος είναι ευρυζωνικός, έχει δηλαδή μεγάλη διασπορά καθυστέρησης συγκρίσιμη της διάρκειας των χρονοσχισμών, εμφανίζεται έντονο το φαινόμενο της διασυμβολικής παρεμβολής. Για να μειωθεί λοιπόν η επίδραση της πολυδιαδρομικής διάδοσης στη ποιότητα την ζεύξης, εισάγονται χρονικά διαστήματα προσασίας μέσα σε μία σχισμή, κατά την διάρκεια των οποίων δεν υπάρχει μετάδοση δεδομένων, διατηρώντας με αυτό τον τρόπο την ορθογωνιότητα των διαφορετικών ροών.



Σχήμα 3.9: Πλαίσιο TDMA

Η TDMA είναι αρκετά πιο πολύπλοκη ως προς την υλοποίηση από την FDMA, ενώ δαπανάται μέρος της πληροφορίας σε πλεονάζοντα ψηφία για λόγους συγχρονισμού και κενά διαστήματα ασφάλειας. Έχει όμως κάποια σημαντικά πλεονεκτήματα. Υποστηρίζει μεταβαλλόμενο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων σύμφωνα με τις ανάγκες κάθε χρήστη, αποδίδοντας διαφορετικό αριθμό χρονοσχισμών. Δεν επηρεάζεται από παρεμβολές λόγω ενδοδιαμόρφωσης και είναι περισσότερο αποδοτική φασματικά, αφού δεν χρησιμοποιούνται συχνοτικά διαστήματα φύλαξης. Η μετάδοση δεν είναι συνεχής για κάθε χρήστη, οπότε το ανενεργό διάστημα μπορεί να αξιοποιηθεί από το τερματικό για βοηθητικές λειτουργίες, όπως την εύρεση του καλύτερου σταθμού βάσης, ή απλά να απενεργοποιηθεί για καλύτερη διαχείριση της διαθέσιμης ισχύος.

Τεχνική CDMA

Με την τεχνική CDMA, δεν υπάρχει διαχωρισμός στα πεδία του χρόνου και της συχνότητας. Κάθε χρήστης μπορεί να συνδέεται ταυτόχρονα με τους άλλους και να μοιράζεται το σύνολο του εύρους ζώνης συχνοτήτων του συστήματος, χωρίς παρεμβολή. Η ορθογωνιότητα

μεταξύ τους επιτυγχάνεται με κατάλληλη κωδικοποίηση. Τα σήματα πληροφορίας, πριν μεταδοθούν, πολλαπλασιάζονται με μοναδικούς ψηφιακούς κώδικες, που ονομάζονται κώδικες εξάπλωσης (spreading sequence) και είναι ψευδοτυχαίες ακολουθίες, ορθογώνιες, με διάρκεια ψηφίου αρκετά μικρότερη σε σχέση με την πληροφορία. Επομένως, το σήμα που προκύπτει από το γινόμενο πληροφορίας-κώδικα καταλαμβάνει πολλαπλάσιο εύρος ζώνης από το αρχικό, κατά ένα παράγοντα που ονομάζεται παράγοντας εξάπλωσης (spreading factor). Γι' αυτό και η CDMA ανήκει στις τεχνικές απλωμένου φάσματος (spread spectrum).

Ο δέκτης έχει γνώση όλων των κωδικών εξάπλωσης και ανάλογα με τον προς επιλογή χρήστη, πολλαπλασιάζει το σήμα λήψης με την κατάλληλη ψευδοτυχαία ακολουθία. Λόγω ορθογωνιότητας, οι ροές των άλλων χρηστών θα μηδενιστούν και θα απομείνει μόνο η επιθυμητή πληροφορία. Σε αυτή την περίπτωση δεν υπάρχει παρεμβολή μεταξύ των χρηστών, όμως επειδή ο αριθμός των ορθογώνιων κωδικών σε συγκεκριμένο εύρος ζώνης είναι περιορισμένος, για την αύξηση της χωρητικότητας του συστήματος επιλέγονται ημι-ορθογωνικοί κώδικες. Οι κώδικες αυτοί δεν παρουσιάζουν μηδενική συσχέτιση, οπότε κατά την αποκωδικοποίηση υπάρχει παρεμβολή άλλων χρηστών. Ένα CDMA σύστημα, επομένως, δεν έχει ανώτατο όριο χρηστών όπως τα TDMA, FDMA με τον συγκεκριμένο αριθμό καναλιών. Μπορούν να εισέρχονται συνεχώς χρήστες με τίμημα την μείωση της ποιότητας υπηρεσίας λόγω ετεροσυσχέτισης κωδικών.

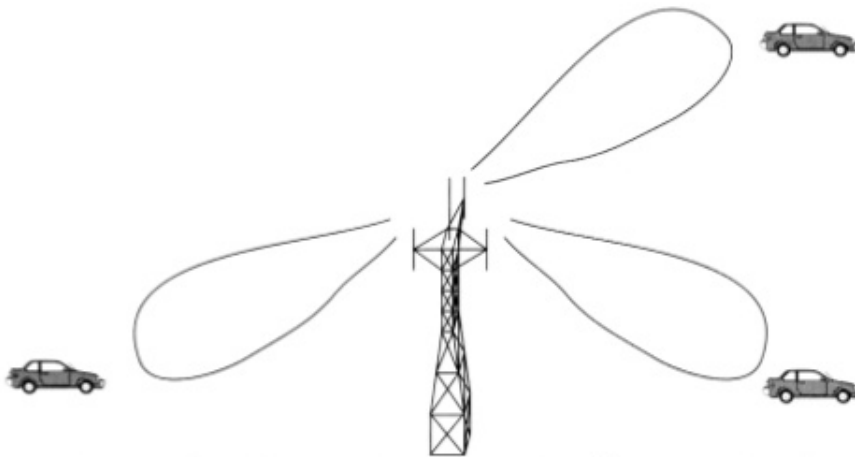
Η πολλαπλή πρόσβαση με CDMA έχει πολλά πλεονεκτήματα σε σχέση με τις FDMA, TDMA. Εμφανίζει σημαντική ανοχή στις διαλείψεις που οφείλονται στην πολυδιαδρομική διάδοση. Λόγω απλωμένου φάσματος, η ισχύς του σήματος μοιράζεται σε μεγάλο εύρος ζώνης, οπότε σε επιλεκτικό διάλογο επηρεάζεται μόνο μικρό μέρος του σήματος. Δεν υπάρχουν διαστήματα φύλαξης σε χρόνο και συχνότητα, τα οποία δρουν εις βάρος της χωρητικότητας του συστήματος, και η μεταπομπή (handover) κατά τη μετάβαση σε γειτονική κυψέλη με κοινό διάλογο δεν είναι πλέον απαραίτητη. Λόγω της εγγενούς κωδικοποίησης των δεδομένων, το επίπεδο ασφάλειας από φαινόμενα υποκλοπών είναι υψηλό κατά τη μετάδοση, ενώ με την τεχνική απλωμένου φάσματος αντιμετωπίζονται με επιτυχία περιπτώσεις εκούσιας παρεμβολής από σήματα στενής ζώνης (jamming).

Μείζον, όμως, ζήτημα για τα CDMA είναι το near-far problem, το οποίο αφορά την uplink ζεύξη. Στο φαινόμενο αυτό, ένας σταθμός βάσης λαμβάνει ισχυρά σήματα από χρήστες οι οποίοι είναι σε κοντινή απόσταση ή αντιμετωπίζουν ευνοϊκές συνθήκες διάδοσης σε αντίθεση με το εξασθενημένο σήμα λήψης από χρήστη σε μακρινή απόσταση ή με δυσμενείς συνθήκες διάδοσης. Επομένως, τα σήματα της δεύτερης κατηγορίας χρηστών, επικαλύπτονται από αυτά της πρώτης, και απαιτούνται εξελιγμένα σχήματα ελέγχου ισχύος ώστε να φτάνει ίδια ισχύς από κάθε κινητό σταθμό στο σταθμό βάσης.

Τεχνική SDMA

Με την τεχνική SDMA ο διαχωρισμός γίνεται στο πεδίο του χώρου, αξιοποιώντας τις διαφορετικές θέσεις των χρηστών μέσα στην περιοχή κάλυψης. Συστήματα έξυπνων, προσαρμοστικών και μεγάλης κατευθυντικότητας κεραιών μεταβάλλουν την ΗΜ ισχύ προς κάθε χρήστη με δυναμικό τρόπο, δημιουργώντας ποίκιλους λοβούς ακτινοβολίας ανάλογα με την κατεύθυνση. Συνήθως το επιθυμητό διάγραμμα ακτινοβολίας επιτυγχάνεται με στοιχειοκεραίες και για να είναι ορθογώνια τα φυσικά κανάλια που προκύπτουν θα πρέπει η γωνιακή απόσταση των χρηστών να υπερβαίνει το εύρος δέσμης της στοιχειοκεραίας. Τα στοιχεία της στοιχειοκεραίας συχνά είναι πανομοιότυπες χαμηλού κέρδους κεραιές τοποθετημένες σε σταθερή μεταξύ τους απόσταση, γραμμικά (ULA-Uniform Linear Array) ή κυκλικά (UCA-Uniform Circular Array).

Κάθε λοβός ακτινοβολίας εξυπηρετεί συγκεκριμένη περιοχή και μπορεί να εφαρμοστεί για τον καθένα κάποιο από τα προαναφερθέντα σχήματα πολλαπλής πρόσβασης. Η SDMA υλοποιείται στα κυψελωτά συστήματα, με την τομεοποίηση της περιοχής κάλυψης της κυψέλης σε N τομείς γωνιακού εύρους $360^\circ/N$.

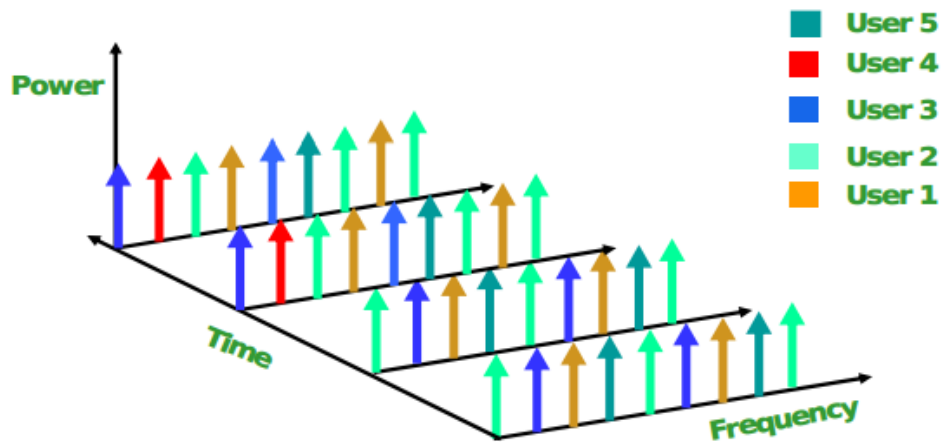


Σχήμα 3.10: Πολλαπλή πρόσβαση SDMA

Τεχνική OFDMA

Η επιτυχής αντιμετώπιση των επιλεκτικών διαλείψεων και της διασυμβολικής παρεμβολής που προκαλούν, μέσω της διαμόρφωσης OFDM, οδήγησε στην επέκταση κι εφαρμογή της ως σχήμα πολλαπλής πρόσβασης OFDMA. Τα υποκανάλια εξακολουθούν να είναι ορθογώνια μεταξύ τους και στενού εύρους ζώνης, με τη διαφορά ότι αντί να αποδίδονται όλα σε ένα χρήστη, η OFDMA αποφασίζει ποιο υποσύνολο αυτών θα δοθεί στον κάθε χρήστη. Οι χρήστες δηλαδή εξακολουθούν εκπέμπουν OFDM σήμα, αρκεί να έχουν μεγάλο πλήθος υποκαναλιών ώστε η διάρκεια συμβόλου να ξεπερνάει την χρονική διασπορά του διαύλου. Σε σχέση, δηλαδή, με τις παραπάνω τεχνικές, ο διαχωρισμός υφίσταται τόσο στο πεδίο του χρόνου όσο και της συχνότη-

τας. Παράδειγμα κατανομής των πόρων δίνεται στο σχήμα 3.11. Η διαφοροποίηση από την

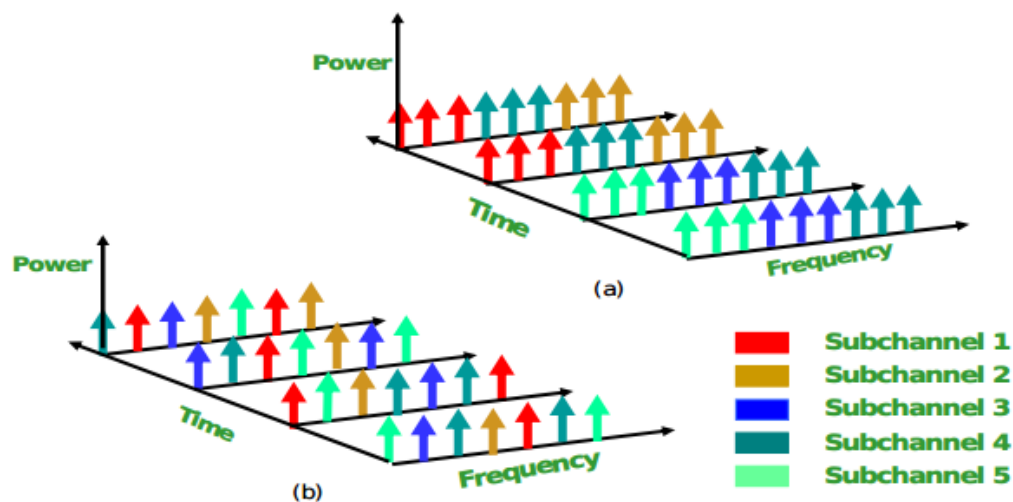


Σχήμα 3.11: Απονομή πόρων με τεχνική OFDMA

OFDM γίνεται στις εισόδους του IFFT στον πομπό, όπου διαφορετικές ομάδες εκχωρούνται στους χρήστες για την εισροή της παράλληλης πληροφορίας. Ο αριθμός των υποκαναλιών ενός χρήστη ανά διάρκεια συμβόλου και η σχετική θέση τους στο φάσμα, μπορούν να μεταβάλλονται με το χρόνο. Χρήστες διαφορετικών απαιτήσεων σε ρυθμό μετάδοσης δεδομένων εξυπηρετούνται εκχωρούμενοι αντίστοιχο τμήμα του διαθέσιμου εύρους ζώνης σε υποκανάλια. Συγκεκριμένα, εάν B το συνολικό εύρος ζώνης, N τα συνολικά υποκανάλια και K οι χρήστες, στον χρήστη i παραχωρούνται J_i υποκανάλια με $\sum_{i=1}^K J_i = N$ και αντίστοιχο εύρος ζώνης $B_i = \frac{J_i B}{N}$. Αν σε όλα τα κανάλια χρησιμοποιείται η ίδια μέθοδος ψηφιακής διαμόρφωσης, τότε ο ρυθμός μετάδοσης δεδομένων του i -οστού χρήστη είναι $R_i = \frac{J_i R_s}{N}$, όπου R_s ο ρυθμός μετάδοσης για το συνολικό εύρος χωρίς υποκανάλια. Υπάρχει, συνεπώς, ευελιξία στην διαχείριση των πόρων του συστήματος και παροχή διαφορετικών επιπέδων QoS για κάθε χρήστη [2].

Τα υποκανάλια ενός χρήστη μπορεί να είναι σε συνεχόμενες ή σε διάφορες θέσεις ανά το φάσμα, σύμφωνα με μία μοναδική ψευδοτυχαία ακολουθία που τον χαρακτηρίζει (μεταπήδηση συχνότητας-frequency hopping). Στην πρώτη περίπτωση, όπου τα κανάλια είναι διαδοχικά, οι αποκρίσεις τους παρουσιάζουν υψηλή συσχέτιση μιας και βρίσκονται εντός εύρους ζώνης συνοχής του διαύλου. Ο διαμοιρασμός αυτός εφαρμόζεται συνήθως σε περιβάλλον χαμηλής κινητικότητας με σταθερή την κατάσταση του διαύλου, και βολεύει στην ανάπτυξη σχημάτων προσαρμοστικής διαμόρφωσης και κωδικοποίησης. Αυτό ισχύει επειδή διευκολύνεται η εκτίμηση του διαύλου για κάθε χρήστη, με τα υποκανάλια να έχουν την ίδια αντιμετώπιση κατά την διάδοση. Σε διαφορετική περίπτωση, με τα υποκανάλια σε τυχαίες θέσεις, θα έπρεπε να υπάρχει αποστολή των συνθηκών διάδοσης στο σταθμό βάσης για καθένα από αυτά, με κόστος την σπατάλη επιπλέον εύρους ζώνης και την καταναλωση ισχύος στα τερματικά.

Με την τυχαία κατανομή των υποκαναλιών σε όλο το διαθέσιμο εύρος, επιτυγχάνεται διαφορική προστασία του σήματος στη συχνότητα. Σε δίαυλο επιλεκτικό ως προς τις συχνότητες, σε συνδυασμό με κατάλληλη κωδικοποίηση, γίνεται δυνατή η ανάκτηση του σήματος στον δέκτη, καθώς μόνο ένα μικρό μέρος των υποκαναλιών επηρεάζεται. Επιπλέον, είναι μια χρήσιμη τεχνική για τα κυψελωτά δίκτυα γιατί περιορίζει τα φαινόμενα ομοδιαυλικής παρεμβολής σε γειτονικές κυψέλες. [26]



Σχήμα 3.12: Κατανομή υποκαναλιών OFDMA συστήματος σε a)συνεχόμενες b)τυχαίες συχνότητες

Η OFDMA διατηρεί τα πλεονεκτήματα της OFDM, γεγονός που την κάνει ιδιαίτερα δημοφιλή. Έχει υιοθετηθεί από τα συστήματα 4ης γενιάς LTE και τα πρότυπα 802.11a,n,ac. Κάποια από τα θετικά της είναι [8]:

- αποτελεσματικότητα στην αντιμετώπιση της διασυμβολικής παρεμβολής που προκύπτει λόγω επιλεκτικών διαλείψεων
- εύκολη υλοποίηση και εξ' ολοκλήρου ψηφιακή, με τη χρήση IFFT/FFT
- προσαρμοστική διαμόρφωση και κωδικοποίηση για κάθε υποκανάλι και χρήση ανθεκτικών ή φασματικά αποδοτικών σχημάτων, ανάλογα με την κατάσταση του διαύλου
- μεταβλητή κατανομή της ισχύος εκπομπής στα υποκανάλια, προς αύξηση της χωρητικότητας
- καλύτερη φασματική αποδοτικότητα λόγω επικάλυψης υποκαναλιών στο πεδίο της συχνότητας
- η κατανομή των υποκαναλιών σε όλο το διαθέσιμο φάσμα προστατεύει από την παρεμβολή μεταξύ φέροντων ICI που προέρχεται από αποκλίσεις των φερουσών συχνοτήτων

λόγω λαθών συγχρονισμού και διασποράς Doppler

- επίτευξη διαφορικού κέρδους λόγω πολλών χρηστών (multi-user diversity gain), επιλέγοντας χρήστες με καλύτερες συνθήκες διάδοσης για βέλτιστη αξιοποίηση των ραδιοπόρων

Πέρα όμως από τα πλεονεκτήματα της διαμόρφωσης OFDM, η OFDMA κληρονομεί και τα μειονεκτήματά της, σε διαφορετική μορφή:

- οι παρεμβολές μεταξύ γειτονικών καναλιών που δημιουργούσαν ενδοσυμβολική παρεμβολή στην OFDM, πλέον μπορούν να προκαλέσουν και παρεμβολές μεταξύ χρηστών αν τα γειτονικά υποκανάλια έχουν αποδοθεί σε διαφορετικούς χρήστες
- εντονότερο πρόβλημα υψηλών τιμών του λόγου PARP, καθώς αυτός αυξάνεται περίπου γραμμικά με την αύξηση των υποκαναλιών και γενικά στην OFDMA αυτά είναι περισσότερα
- ανάγκη εφαρμογής τεχνικών ελέγχου της ισχύος και του χρονισμού των σημάτων uplink που φτάνουν στους σταθμούς βάσης συστημάτων κινητών επικοινωνιών. Ένα OFDMA σύμβολο αποτελείται από σήματα πολλών χρηστών και αυτά λόγω διαφορετικών αποστάσεων και πολυδιαδρομικής διάδοσης φτάνουν με ποικίλες εξασθενήσεις και χρονικές καθυστερήσεις στον σταθμό

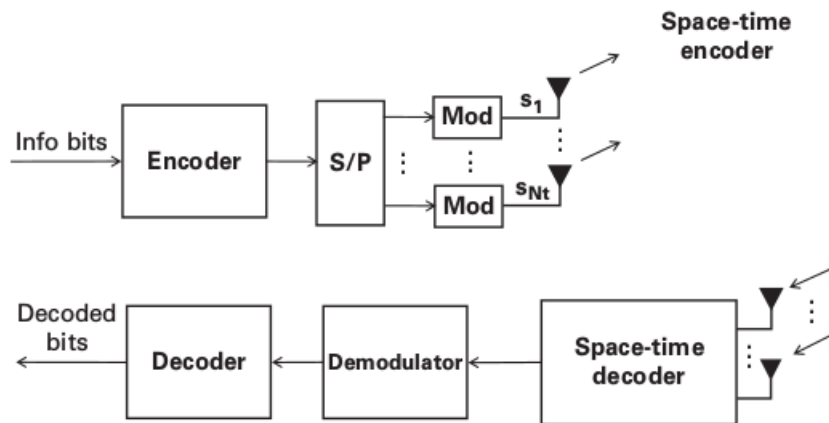
Κεφάλαιο 4

Συστήματα Πολλαπλών Εισόδων-Πολλαπλών Εξόδων (MIMO systems)

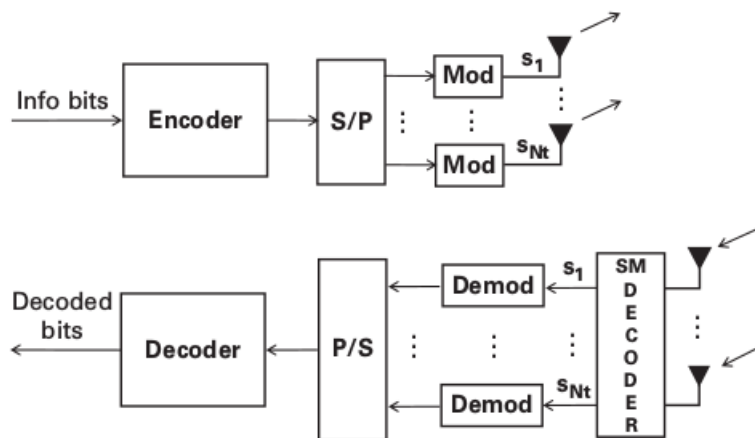
Εισαγωγή

Με τον όρο MIMO (Multiple-Input and Multiple-Output) αναφέρονται το σύνολο των τεχνικών που έχουν αναπτυχθεί για την βελτίωση της απόδοσης των ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών, οι οποίες χρησιμοποιούν πολλαπλές κεραίες σε πομπό και δέκτη, χωρίς να απαιτείται αύξηση του εύρους ζώνης ή της ισχύος εκπομπής. Ένα σύστημα με μεθόδους MIMO ονομάζεται σύστημα πολλαπλών εισόδων-πολλαπλών εξόδων. Οι τεχνικές MIMO ενισχύουν την επίδοση των ασύρματων δικτύων είτε καταπολεμώντας είτε αξιοποιώντας την επίδραση της πολυδιαδρομικής διάδοσης που υφίσταται το σήμα στον δίαυλο. Στην πρώτη περίπτωση, το καταφέρνουν αυτό δημιουργώντας χωρικό διαφορισμό (spatial diversity), ενώ στη δεύτερη μέσω χωρικής πολυπλεξίας (spatial multiplexing) [6].

Τα χαρακτηριστικά του MIMO συστήματος εξαρτώνται από το σε ποια εκ των δύο λειτουργιών επικεντρώνεται. Αν ως στόχος είναι η αύξηση της αξιοπιστίας περιορίζοντας τις διαλείψεις, επιλέγεται ο χωρικός διαφορισμός και τα ψηφία πληροφορίας, αφού κωδικοποιηθούν και διαμορφωθούν με έναν από τους γνωστούς τρόπους, πριν την εκπομπή, τους υποβάλλονται σε χωροχρονική κωδικοποίηση (STC - Space-Time Coding). Αντίστοιχα, στον δέκτη, πριν την αποδιαμόρφωση προηγείται χωροχρονική αποκωδικοποίηση. Αν το σύστημα εστιάζει στην αύξηση της διεκπεραιωτικότητας (throughput), εφαρμόζεται χωρική πολυπλεξία των δεδομένων προωθώντας σε κάθε κεραία εκπομπής διαφορετική ροή πληροφορίας. Στον δέκτη, κάθε κεραία λαμβάνει σήμα που αποτελεί συνδυασμό όλων των απεσταλμένων σημάτων, οπότε πριν το στάδιο της αποδιαμόρφωσης είναι απαραίτητος ο διαχωρισμός τους μέσω κατάλληλου αποπολυπλέκτη. Μπλοκ διαγράμματα για τις δύο περιπτώσεις συστημάτων δίνονται στα σχήματα 4.1 και 4.2.



Σχήμα 4.1: MIMO σύστημα για χωρικό διαφορισμό



Σχήμα 4.2: MIMO σύστημα για χωρική πολυπλεξία

Δύο διαφορετικές τεχνολογίες MIMO είναι η Single-User MIMO (SU-MIMO) και η Multi-User MIMO (MU-MIMO). Η πρώτη αφορά συμβατικά συστήματα MIMO, όπου ο σταθμός βάσης επικοινωνεί με ένα κινητό χρήστη πολλαπλών κεραιών. Η δεύτερη αποτελεί μια πρόσφατη τεχνική με την οποία πολλοί ανεξάρτητοι χρήστες μπορούν να εκπέμπουν με μία από τις κεραιές τους προς τον ίδιο σταθμό βάσης. Ο σταθμός βάσης χειρίζεται τα ανεξάρτητα αυτά σήματα σαν να αποτελούν εκπομπή από τις κεραιές μόνο ενός χρήστη. Με τη MU-MIMO ο ρυθμός μετάδοσης ενός χρήστη δεν αυξάνεται, όμως υπάρχει βελτίωση της συνολικής ταχύτητας του συστήματος, επιτρέποντας σε πολλαπλούς χρήστες να μεταδίδουν ταυτόχρονα στην uplink ζεύξη και στο ίδιο εύρος ζώνης συχνοτήτων.

Τα συστήματα MIMO με M_t κεραιές εκπομπής και M_r κεραιές λήψης αναφέρονται ως $M_t \times M_r$ MIMO συστήματα. Για παράδειγμα, ένα 4×2 σύστημα σημαίνει πως έχει 4 κεραιές στον εκπομπό και 2 στον δέκτη. Η πρώτη εφαρμογή MIMO τεχνικών σε εμπορικό κυψελωτό

σύστημα έγινε το 1998 από την εταιρία Iospan Wireless Inc.. Στον πίνακα 4.1 δίνονται γνωστά συστήματα που υποστηρίζουν τεχνολογία MIMO, μαζί με τη μέγιστη δυνατή διάταξη κεραιών.

Ασύρματο πρότυπο	Μέγιστη διάταξη κεραιών
IEEE 802.11n (WiFi)	4×4
IEEE 802.16e (WiMAX)	4×4
HSPA+ (Enhanced HSPA)	2×2
LTE (3.9G)	4×4
LTE-Advanced (4G)	8×8
802.11ac (Enhanced 802.11n)	8×8

Πίνακας 4.1: Εμπορικά πρότυπα που χρησιμοποιούν τεχνικές MIMO

Μαθηματική περιγραφή MIMO συστήματος

Εστω ότι τα σήματα που εκπέμπονται από τις M_t κεραιές εκπομπής δίνονται από το διάνυσμα [1]:

$$\mathbf{x} = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{M_t}(t)]^T \quad (4.1)$$

Αν ο διάυλος είναι μη-επιλεκτικός, δηλαδή η διάρκεια συμβόλου ξεπερνάει την διασπορά καθυστέρησης λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης, ο διάυλος μεταξύ της i -οστής κεραιάς εκπομπής και της j -οστής κεραιάς λήψης θα περιγράφεται με το μιγαδικό συντελεστή h_{ij} . Επομένως, το σήμα που λαμβάνει η j -οστή κεραιά στον δέκτη είναι:

$$y_j(t) = \sum_{i=1}^{M_t} h_{ji}x_i(t) + n_j(t), \quad 1 \leq i \leq M_t, 1 \leq j \leq M_r \quad (4.2)$$

όπου $n_i(t)$ ο λευκός προσθετικός θόρυβος Gauss στην j -οστή κεραιά λήψης. Ο πίνακας του διαύλου \mathbf{H} που περιέχει τις μιγαδικές αποκρίσεις h_{ij} έχει την ακόλουθη μορφή:

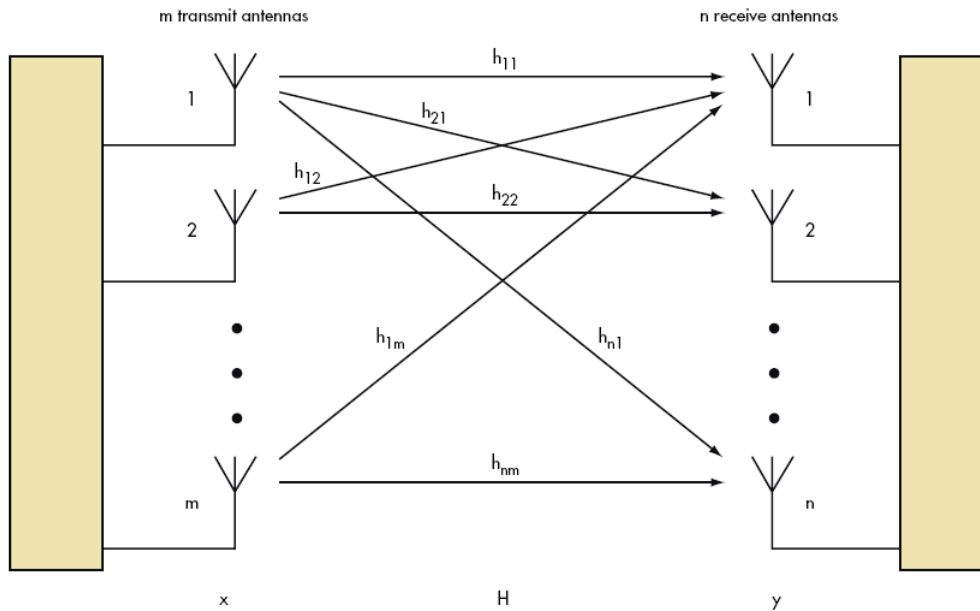
$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1M_t} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2M_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{M_r1} & h_{M_r2} & \dots & h_{M_rM_t} \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

Κάθε γραμμή αντιστοιχεί σε μία κεραιά λήψης και κάθε στήλη σε μία κεραιά εκπομπής. Αν $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_{M_r}(t)]^T$, σε μορφή πινάκων το διάνυσμα λήψης \mathbf{y} θα είναι:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \quad (4.4)$$

Στην εξίσωση 4.4 γίνεται απαλοιφή του χρόνου, μιας και λόγω επίπεδων διαλείψεων, η έξοδος κάθε χρονική στιγμή είναι ανεξάρτητη από τις προηγούμενες. Η γνώση της απόκρισης του καναλιού \mathbf{H} (CSI-Channel State Information) από τον δέκτη ή τον πομπό είναι ιδιαίτερα

σημαντική, επειδή επηρεάζει την χωρητικότητα του συστήματος. Για τον δέκτη (CSIR) είναι σχετικά εύκολο να αποκτήσει πληροφορίες για τον δίαυλο, μέσω των αλλαγών που υφίστανται πιλοτικά σύμβολα (π.χ. ψηφία εντός του κυκλικού προθέματος για OFDM) κατά την μετάδοσή τους. Για τον πομπό (CSIT), όμως, είναι αναγκαία η ανάδραση (feedback) από τον δέκτη, κάτι που δεν είναι πάντα δυνατό σε δυσμενείς συνθήκες διάδοσης.



Σχήμα 4.3: MIMO σύστημα

Διαφορική προστασία

Οι διαλείψεις υποβιβάζουν την ποιότητα και την αξιοπιστία μιας ασύρματης ζεύξης, προκαλώντας αύξηση της πιθανότητας λάθους αποκωδικοποίησης ψηφίου στη λήψη για δεδομένο SNR ανά ψηφίο, σε σχέση αυτήν που θα υπήρχε αν ήταν παρών μόνο λευκός θόρυβος. Για να μειωθεί η επίδραση των διαλείψεων, συχνά εφαρμόζεται η ιδέα του διαφορισμού, που κάνει λόγο για μετάδοση αντιγράφων του ίδιου σήματος στον δίαυλο, με τέτοιο τρόπο ώστε να είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους. Λόγω της τυχαίας μεταβολής του διαύλου, δεν είναι πιθανό να αντιμετωπίζουν ταυτόχρονα όλα τα αντίγραφα δυσμενείς συνθήκες, ειδικά όσο αυξάνει το πλήθος τους. Μπορεί επομένως, να ανακτηθεί με μικρότερη πιθανότητα σφάλματος το σήμα στον δέκτη, κατά τον συνδυασμό όλων των διαφορετικών εκδοχών.

Υπάρχουν αρκετοί τρόποι για τον διαχωρισμό των αντιγράφων του σήματος και την επίτευξη διαφορισμού:

- διαφορισμός συχνότητας- το σήμα εκπέμπεται σε διάφορες συχνότητες, με την απόσταση των διαδοχικών φερουσών να ξεπερνάει το εύρος ζώνης συνοχής του διαύλου, ώστε να είναι ανεξάρτητες μεταξύ τους

- χρονικός διαφορισμός- το σήμα μεταδίδεται σε διαφορετικές χρονικές στιγμές και με χρονική διαφορά μεταξύ διαδοχικών μεγαλύτερη της διασποράς καθυστέρησης του διαύλου
- διαφορισμός πόλωσης- το σήμα εκπέμπεται με διαφορετικές πολώσεις, καθώς οι διαλείψεις επηρεάζουν τις ορθογώνιες διευθύνσεις κατά ανεξάρτητο τρόπο
- χωρικός διαφορισμός- ο διαφορισμός που επιτυγχάνεται με MIMO τεχνικές, όταν το σήμα στέλνεται και λαμβάνεται από πολλαπλές κεραιές, με ικανή απόσταση μεταξύ τους ώστε τα κανάλια να είναι ασυσχέτιστα

Υπάρχουν δύο συνήθη μεγέθη για την αξιολόγηση της διαφορικής προστασίας σε ένα MIMO σύστημα- η τάξη διαφορισμού (diversity order) και το διαφορικό κέρδος (diversity gain). Η τάξη διαφορισμού M_d είναι ο αριθμός των ανεξάρτητων εκδοχών του σήματος που φτάνουν στον δέκτη και συνδυάζονται για την αποκωδικοποίηση της πληροφορίας. Σε ένα $M_t \times M_r$ MIMO σύστημα υπάρχουν τόσες διαφορετικές πορείες για το σήμα όσες το γινόμενο των κεραιών εκπομπής και λήψης, δηλαδή η μέγιστη τάξη διαφορισμού είναι:

$$\max(M_d) = M_t M_r \quad (4.5)$$

Ως διαφορικό κέρδος G_d αναφέρεται η μείωση που επιτυγχάνεται στο SNR λήψης μετά την εφαρμογή διαφορισμού, για συγκεκριμένη πιθανότητα λάθους. Δηλαδή, η ίδια ποιότητα υπηρεσίας γίνεται επιτευκτική και με μικρότερη ισχύ εκπομπής, λόγω διαφορισμού. Μπορεί να αποδειχθεί πως για δίαυλο με Rayleigh κατανομή διαλείψεων και συνδυασμό μέγιστου λόγου στον δέκτη, ισχύει:

$$G_d = M_d \quad (4.6)$$

δηλαδή η τάξη διαφορισμού είναι ίση με το διαφορικό κέρδος. Το σύστημα λέγεται πως χαρακτηρίζεται από πλήρη διαφορισμό όταν το κέρδος διαφορισμού γίνεται ίσο με την τάξη του.

Στα MIMO συστήματα η διαφορική προστασία κατορθώνεται με τη χρήση χωροχρονικής κωδικοποίησης STC. Σε περίπτωση βαθέων διαλείψεων, δεν υπάρχει ανάδραση από τον δέκτη άρα ούτε γνώση του καναλιού στον σταθμό βάσης, οπότε για να φτάσει η πληροφορία στον προορισμό της δημιουργούνται πολλαπλά αντίγραφα του σήματος με στόχο κάποια από αυτά να μην παραμορφωθούν κατά την διάδοση. Με την χωροχρονική κωδικοποίηση, δηλαδή την προσθήκη πλεονάζοντων ψηφίων στην πληροφορία, εισάγεται συσχέτιση στις εκδοχές του σήματος στις κεραιές εκπομπής (πεδίο του χώρου) ανά διάφορες χρονικές στιγμές (πεδίο του χρόνου) [21].

Οι χωροχρονικοί κώδικες διακρίνονται σε δύο κύριες κατηγορίες, στους χωροχρονικούς trellis και block κώδικες. Και με τα δύο είδη κώδικα η τάξη διαφορισμού μπορεί να μεγιστοποιηθεί (σχέση (4.5)), όμως οι κώδικες trellis επιτυγχάνουν επιπλέον και κέρδος κωδικοποίησης, δηλαδή ακόμα μεγαλύτερη μείωση στο κατώφλι του λαμβανόμενου SNR για συγκεκριμένη πιθανότητα λάθους. Οι trellis κώδικες, όμως, έχουν υψηλή πολυπλοκότητα κατά το στάδιο

της αποκωδικοποίησης, η οποία μάλιστα αυξάνεται εκθετικά με την τάξη διαφορισμού και τον ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.

Το πιο γνωστό παράδειγμα STC κωδικοποίησης είναι η τεχνική Alamouti. Η τεχνική αυτή προτάθηκε την δεκαετία του 1990 και ήταν η πρώτη από αυτές που περιελάμβαναν διαφορισμό στην εκπομπή και δεν είχε ανάγκη γνώσης της κατάστασης του καναλιού στον δέκτη, δεν προκαλούσε αύξηση στην χρήση φάσματος και ήταν χαμηλής υπολογιστικής πολυπλοκότητας, λόγω απλής αποκωδικοποίησης. Μέχρι την ανάπτυξη της τεχνικής Alamouti, το διαφορικό κέρδος ήταν δυνατό μόνο για την uplink ζεύξη, με υλοποίηση διαφορικής λήψης στον σταθμό βάσης. Το αρνητικό της κωδικοποίησης αυτής είναι πως υποστηρίζει μέχρι δύο κεραίες εκπομπής.

Χωρική πολυπλεξία

Η χωρική πολυπλεξία αναφέρεται στην μετάδοση πολλαπλών ανεξάρτητων ροών δεδομένων σε κοινό δίαυλο, χωρίς να υπάρχει ανάγκη αύξησης του εύρους ζώνης και της ισχύος εκπομπής, αλλά αξιοποιώντας την πολυδιαδρομική διάδοση. Σε ένα πολυδιαυλικό περιβάλλον, τα σήματα λαμβάνονται στις κεραίες του δέκτη αφού πρώτα συναντήσουν διάφορα εμπόδια-σχεδιαστές, συνεπώς με ποικίλες χρονικές καθυστερήσεις και εξασθενήσεις. Αν η απόσταση των κεραιών σε πομπό και δέκτη είναι αρκούντως μεγάλη, τότε κάθε σήμα μπορεί να θεωρηθεί πως υπέστη διαλείψεις ασυσχέτιστες με τα υπόλοιπα. Διαχωρίζοντας λοιπόν την πληροφορία στις κεραίες εκπομπής και αποστέλλοντας την από ανεξάρτητα μονοπάτια, προκαλείται αύξηση της διεκπεραιωτικότητας του συστήματος. Σύμφωνα με έναν εμπειρικό κανόνα, η απόσταση των διαδοχικών κεραιών σε πομπό δέκτη πρέπει να είναι τουλάχιστον ίση με μισό μήκος κύματος [6].

Αντίθετα με την χωροχρονική κωδικοποίηση, στόχος της οποίας είναι ο χωρικός διαφορισμός και ο ρυθμός μετάδοσής της δεν ξεπερνάει το ένα σύμβολο ανά περίοδο (ρυθμός κώδικα μικρότερος του 1), οι τεχνικές χωρικής πολυπλεξίας έχουν την δυνατότητα μετάδοσης μέχρι και:

$$N_{stream} = \min(M_t, M_r) \quad (4.7)$$

συμβόλων ανά περίοδο. Βέβαια, η διαφορική προστασία κατά την χωρική πολυπλεξία είναι σημαντικά μικρότερη από την $M_t M_r$ κατά τον χωρικό διαφορισμό. Για να είναι δυνατή η αποκωδικοποίηση των διαφορετικών ροών κατά την λήψη ο αριθμός τους δεν πρέπει να ξεπερνάει το πλήθος των κεραιών του δέκτη. Γενικά, στα κυψελωτά συστήματα, καθώς τα τερματικά είναι μικρά σε διαστάσεις και περιορισμένης ισχύος, έχουν λιγότερες κεραίες από τους σταθμούς βάσης. Έτσι, προκύπτει ότι ο μέγιστος αριθμός των συμβόλων που μεταδίδονται ανά περίοδο είναι $N_{stream} = M_r$ και η μέγιστη φασματική αποδοτικότητα η_{max} του συστήματος δίνεται από την σχέση:

$$\eta_{max} = M_r r_t \log_2(M) \text{bps/Hz} \quad (4.8)$$

όπου r_t ο ρυθμός κωδικοποίησης της πληροφορίας και M το επίπεδο της διαμόρφωσης.

Χωρητικότητα MIMO συστημάτων

Ο Claude Shannon καθόρισε τα απόλυτα όρια απόδοσης των τηλεπικοινωνιακών διαύλων με λευκό θόρυβο Gauss, δείχνοντας την συσχέτιση της χωρητικότητας διαύλου με την ισχύ του πομπού, το εύρος ζώνης και τον λευκό θόρυβο. Συγκεκριμένα, για ιδανική διάδοση χωρίς σκίαση, διαλείψεις και παρεμβολές, με εύρος ζώνης $B(\text{Hz})$ και με παρουσία λευκού προσθετικού θορύβου Gauss (AWGN), απέδειξε ότι η μέγιστη χωρητικότητα διαύλου (bps) είναι:

$$\begin{aligned} C &= B \log_2 \left(1 + \frac{S}{BN_0} \right) \\ &= B \log_2 (1 + \gamma) \\ &= B \frac{\log_{10}(1 + \gamma)}{\log_2 10} \\ &= 3.32B \log_{10}(1 + \gamma) \end{aligned} \quad (4.9)$$

όπου S η μέση λαμβανόμενη ισχύς, $N_0/2$ η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου και γ ο σηματοθορυβικός λόγος στο δέκτη.

Το θεώρημα Shannon αποδεικνύει ότι θεωρητικά υπάρχει κατάλληλο σχήμα κωδικοποίησης ώστε ο ρυθμός δεδομένων R ενός συστήματος να προσεγγίσει την μέγιστη τιμή C χωρίς σφάλματα στη μετάδοση. Αποδεικνύει επίσης ότι αν ο ρυθμός R ξεπερνάει την χωρητικότητα C , με οποιαδήποτε τεχνική κωδικοποίησης κι αν επιτυγχάνεται, η μετάδοση δεν είναι αξιόπιστη κι εμφανίζει πιθανότητα λάθους.

Η σχέση (4.9) είναι ιδιαίτερα σημαντική για τη σχεδίαση ενός ασύρματου συστήματος, καθώς χωρίς να λαμβάνει υπ' όψιν τον τρόπο διαμόρφωσης και κωδικοποίησης της πληροφορίας, συσχετίζει την επίδοση του με τους βασικούς τηλεπικοινωνιακούς πόρους ισχύς εκπομπής και εύρος ζώνης. Γενικά, η χωρητικότητα Shannon δεν επιτυγχάνεται στην πράξη αλλά είναι δυνατό να προσεγγιστεί ικανοποιητικά με κατάλληλες τεχνικές σχεδίασης της ζεύξης.

Για την μελέτη της χωρητικότητας των συστημάτων MIMO θεωρείται δεδομένη η γνώση του διαύλου στον δέκτη (CSIR) και διακρίνεται ανάλογα με το αν ή όχι υπάρχει γνώση στον πομπό (CSIT). Σε σχέση με τα συστήματα μίας εισόδου μίας εξόδου (SISO -Single Input Single Output), στα MIMO συστήματα είναι πιο δύσκολη η εκτίμηση του διαύλου στον δέκτη, καθώς πρέπει να είναι γνωστές όλες οι μιγαδικές αποκρίσεις h_{ij} του πίνακα διαύλου \vec{H} (σχέση (4.3)). Η γενική σχέση της χωρητικότητας ενός $M_t \times M_r$ συστήματος MIMO είναι [1]:

$$C_{MIMO} = \max_{Tr(\mathbf{Q}=P_T)} \left\{ B \log_2 \det \left(\mathbf{I}_{M_r} + \frac{P_T}{M_t B N_0} \mathbf{H} \mathbf{Q} \mathbf{H}^H \right) \right\} \quad (4.10)$$

όπου $\mathbf{Q} = E[\mathbf{x}\mathbf{x}^H]$ ο πίνακας συνδιακύμανσης του διανύσματος των σημάτων εκπομπής \mathbf{x} . Το $Tr(\mathbf{Q})$ υποδηλώνει το ίχνος του πίνακα συνδιακύμανσης και η συνθήκη $\mathbf{Q} = P_T$ εξασφαλίζει

ότι η συνολική ισχύς των M_t κεραιών εκπομπής δεν ξεπερνάει την ισχύ P_T που εκπέμπει αντίστοιχο SISO σύστημα.

Χωρητικότητα MIMO συστημάτων χωρίς CSIT

Σε περίπτωση ύπαρξης μόνο CSIR, δηλαδή όταν δεν υπάρχει ενημέρωση για τον δίαυλο στον πομπό, δεν υπάρχει λόγος για ειδική κατανομή της ισχύος εκπομπής στις κεραιές και μπορεί να θεωρηθεί ότι γίνεται ισοκατανομή της σε καθεμία, δηλαδή $\mathbf{Q} = (1/M_t)\mathbf{I}_{M_t}$, όπου \mathbf{I}_{M_t} ο $M_t \times M_t$ μοναδιαίος πίνακας. Με αντικατάσταση στην (4.10) προκύπτει [1]:

$$C_{MIMO} = \{B \log_2 \det(\mathbf{I}_{M_r} + \frac{\gamma}{M_t} \mathbf{H}\mathbf{H}^H)\} = \sum_{i=1}^{\text{rank}(\mathbf{H})} B \log_2(1 + \frac{\gamma}{M_t} \lambda_i) \quad (4.11)$$

όπου λ_i οι θετικές ιδιοτιμές του πίνακα $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$.

Σε σύστημα SISO όπου δεν υπάρχει γνώση του καναλιού διάδοσης στον πομπό, η εργοδική χωρητικότητα, δηλαδή η χωρητικότητα που καθορίζει το μέγιστο ρυθμό μετάδοσης σε δίαυλο με διαλείψεις για αυθαίτερα μικρή πιθανότητα λάθους, τηρεί την ανισότητα:

$$C_{erg} = E[B \log_2(1 + \gamma)] \leq B \log_2(1 + \bar{\gamma}) \quad (4.12)$$

όπου $\bar{\gamma}$ ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος στην λήψη.

Από την (4.11) φαίνεται πως η χωρητικότητα ενός MIMO συστήματος σε περιβάλλον διαλείψεων χωρίς γνώση του διαύλου αποτελεί άθροισμα επιμέρους χωρητικοτήτων ανεξάρτητων διαύλων SISO πλήθους ίσο με $\text{rank}(\mathbf{H})$. Ακόμα και όταν δεν υπάρχει CSIT, η χωρητικότητα του MIMO συστήματος σε πολυδιαδρομικά περιβάλλοντα αυξάνεται γραμμικά με το ελάχιστο πλήθος κεραιών πομπού και δέκτη, δηλαδή $C_{MIMO} = \min(M_r, M_t)C_{SISO}$. Είναι κι η βασική αιτία που κάνει τόσο δημοφιλείς τις τεχνικές MIMO, καθώς για την βελτίωση αυτή δεν είναι αναγκαία η αύξηση στην ισχύ εκπομπής και το εύρος ζώνης.

Χωρητικότητα MIMO συστημάτων με CSIT

Στην περίπτωση αυτή όλοι οι μιγαδικοί παράγοντες h_{ij} του πίνακα \mathbf{H} είναι γνωστοί στον πομπό και μπορεί να βελτιστοποιήσει την κατανομή της ισχύος εκπομπής στις κεραιές. Αποδεικνύεται ότι η εργοδική χωρητικότητα μεγιστοποιείται με εφαρμογή του αλγορίθμου της υδροπλήρωσης για την κατανομή ισχύος, σύμφωνα με τον οποίο η ισχύς P_{T_i} της i -οστής κεραιάς, $1 \leq i \leq M_t$, δίνεται από τον τύπο [1]:

$$\frac{P_{T_i}(\gamma_i)}{P_T} = \begin{cases} 1/\gamma_0 - 1/\gamma_i & \gamma_i \geq \gamma_0, \\ 0 & \gamma_i < \gamma_0 \end{cases} \quad (4.13)$$

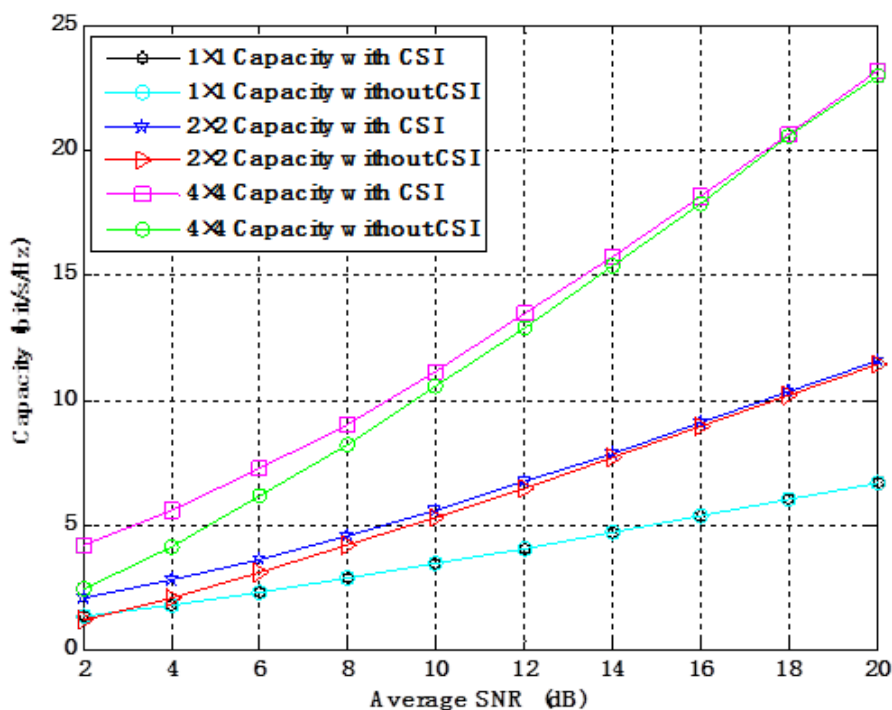
όπου γ_0 η στάθμη αποκοπής κάτω από την οποία δεν υπάρχει εκπομπή. Με εφαρμογή του αλγορίθμου αυτού, η εργοδική χωρητικότητα MIMO συστημάτων με γνώση της κατάστασης

του καναλιού στον πομπό και στο δέκτη θα είναι:

$$C_{MIMO} = \max_{\sum_i P_{T_i} = P_T} \sum_{i=1}^{\text{rank}(\mathbf{H})} B \log_2(1 + \gamma_i \lambda_i) \quad (4.14)$$

όπου λ_i οι θετικές ιδιοτιμές του πίνακα $\mathbf{H}\mathbf{H}^H$, $\gamma_i = P_{T_i}/(N_0B)$ και P_{T_i}/\bar{P}_T δίνεται από την σχέση (4.13).

Στο σχήμα 4.4 δίνεται η εργοδική χωρητικότητα συστημάτων MIMO σε διάλυο διαλείψεων κατανομής Rayleigh για διαφορετικά πλήθη κεραιών. Φαίνεται πως η εργοδική χωρητικότητα MIMO ανεξάρτητα της γνώσης καναλιού στον πομπό ξεπερνάει την χωρητικότητα SISO, ενώ για μεγάλες τιμές του σηματοθορυβικού και την ίδια διάταξη κεραιών, οι χωρητικότητες με και χωρίς CSIT έχουν περίπου ίδιες τιμές.



Σχήμα 4.4: Εργοδική χωρητικότητα MIMO συστημάτων για διάφορες διατάξεις κεραιών σε επίπεδο Rayleigh διάλυο

Κεφάλαιο 5

Προσομοίωση κυψελωτού δικτύου και αλγόριθμοι ανάθεσης ραδιοπόρων

Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα περιγραφεί η υπολογιστική υλοποίηση ενός κυψελωτού συστήματος 4ης γενιάς, το οποίο χρησιμοποιεί OFDMA ως τεχνική πολλαπλής πρόσβασης και αρχιτεκτονική MIMO στις κεραίες του σταθμού βάσης και του κινητού τερματικού. Οι πόροι του συστήματος διαμοιράζονται στους χρήστες με κατάλληλους αλγορίθμους, η λειτουργία των οποίων θα περιγραφεί.

Αρχικά σχεδιάζεται η τοπολογία του δικτύου και εισάγονται σειριακά οι χρήστες. Για κάθε νέο χρήστη υπολογίζονται οι απώλειες διάδοσης μεγάλης κλίμακας και ταξινομείται στην κυψέλη και τον τομέα όπου έχουν την μικρότερη τιμή. Στη συνέχεια, εκχωρείται σε αυτόν, αν υπάρχει διαθεσιμότητα, συγκεκριμένο πλήθος καναλιών, τα οποία επιλέγονται σύμφωνα με κάποιον από τους αλγορίθμους. Ακολουθεί το στάδιο του ελέγχου ισχύος, όπου βρίσκεται η απαιτούμενη ισχύς εκπομπής υποσυνόλου των κεραιών του BS έτσι ώστε να επιτευχθεί ο ενδεδειγμένος σηματοθορυβικός λόγος στην λήψη. Αν αυτή ξεπερνάει ένα όριο, τότε ο χρήστης απορρίπτεται, η πιθανότητα αποκλεισμού χρηστών του δικτύου αυξάνεται και εισέρχεται ο επόμενος. Μόλις αυτή η πιθανότητα ξεπεράσει ένα κατώφλι, σταματάει η προσομοίωση κι εξάγονται τα αποτελέσματα.

Τα αποτελέσματα για τα οποία ενδιαφερόμαστε είναι τα ακόλουθα:

- πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης- ο αριθμός των χρηστών που ταξινομήθηκαν στην κεντρική κυψέλη του συστήματος και έγιναν αποδεκτοί
- μέση ισχύς χρήστη- η μέση ισχύς εκπομπής που αποδίδεται στους χρήστες

- ισχύς κεντρικής κυψέλης- η συνολική ισχύς εκπομπής των χρηστών της κεντρικής κυψέλης του συστήματος
- πλήθος χρηστών- ο αριθμός των χρηστών που έγιναν αποδεκτοί από το δίκτυο

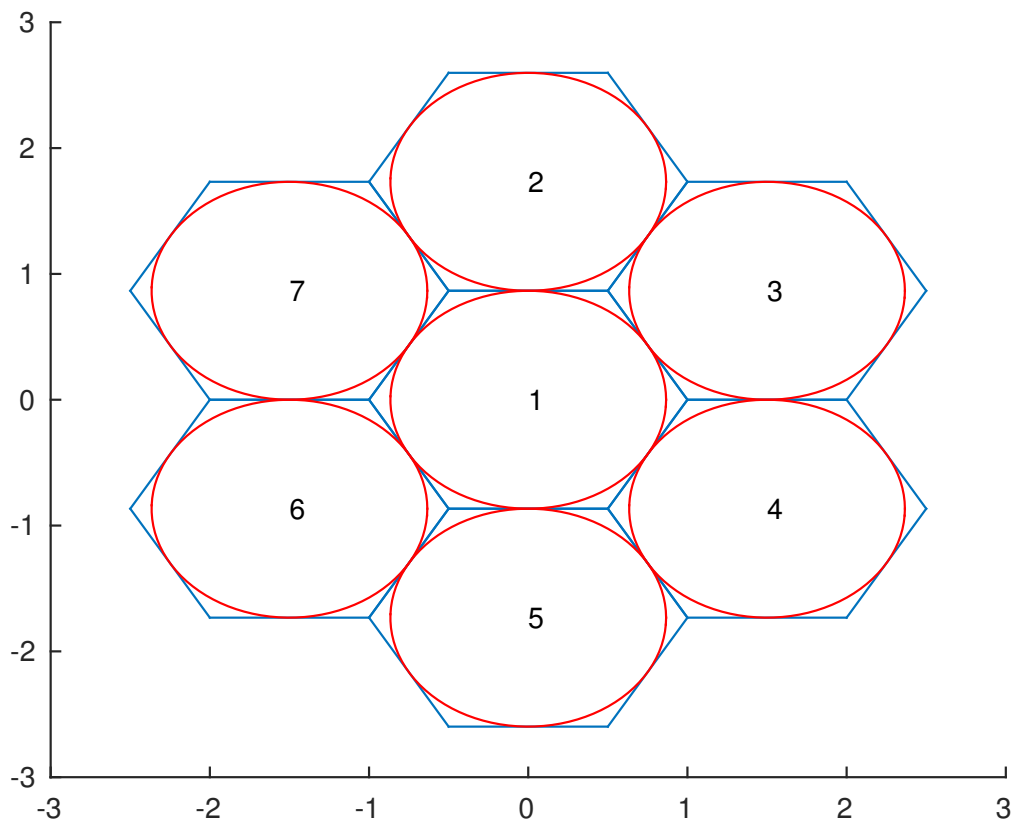
Οι παράμετροι για την προσομοίωση του συστήματος δίνονται στον πίνακα 5.1.

Παράμετρος	Τιμή
Φέρουσα συχνότητα	2.5 GHz
Ακτίνα κυψέλης	1000 m
Ύψος BS/MS	30 m/1.5 m
Μοντέλο απωλειών διάδοσης	COST 231-Hata
Τυπική απόκλιση σκίασης	8 dB
Σχήμα ακτινοβολίας κάθε κεραίας	Μέγιστο κέρδος=14 dBi Άνοιγμα μισής ισχύος=70° Μέγιστη απόσβεση=20 dB
Συνολικό εύρος ζώνης	10 MHz
Συνολικός αριθμός υποκαναλιών ανά τομέα	128
Εύρος ζώνης κάθε υποκαναλιού	78.125 kHz
Αριθμός υποκαναλιών ανά χρήστη	1,2,3,4,5
Είδος διαμόρφωσης ανά υποκάνάλι	QPSK
SNR ανα ψηφίο για κάθε υποκάνάλι	9.6
Πιθανότητα αποκλεισμού	10%, 20%, 30%, 40% και 50%
Αριθμός κεραιών σταθμού βάσης	4 ή 5
Αριθμός κεραιών κινητού τερματικού	2

Πίνακας 5.1: Παράμετροι προσομοίωσης

Βασικά στάδια προσομοίωσης

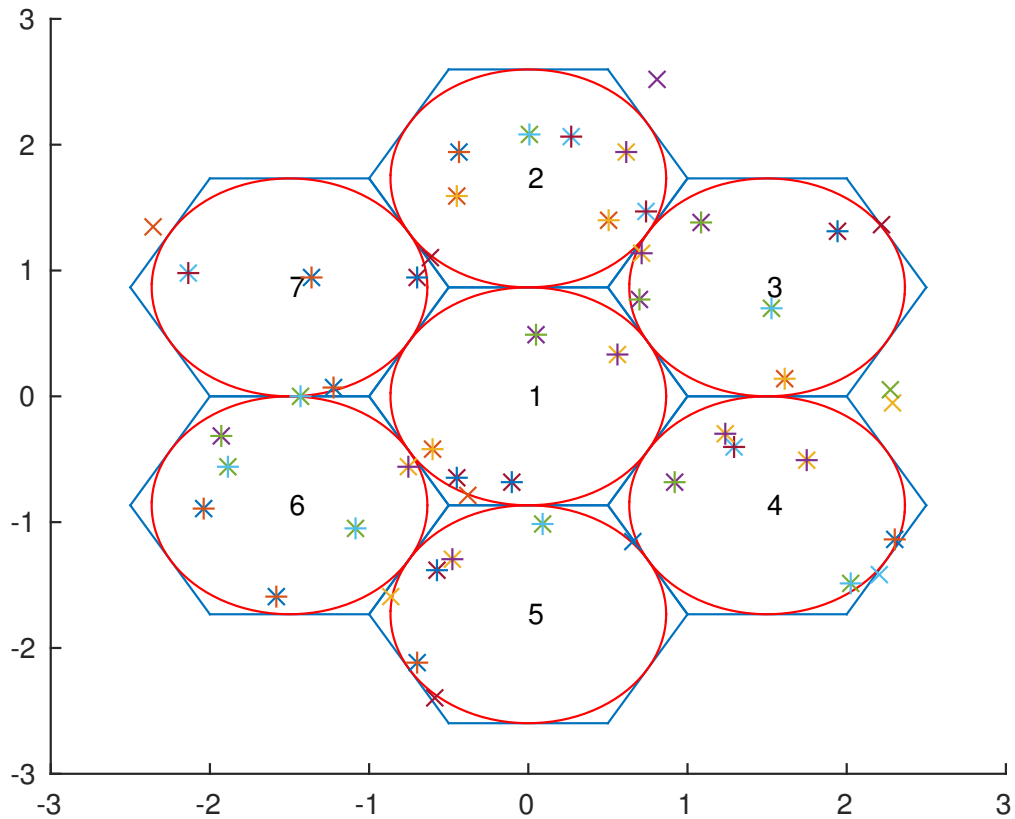
Το πρώτο βήμα της υλοποίησης του συστήματος είναι η σχεδίαση της τοπολογίας, πάνω στην οποία θα εκτελεστούν οι επακόλουθες προσομοιώσεις. Το δομικό στοιχείο είναι η εξαγωνική κυψέλη, με ακτίνα $R = 1\text{km}$ και στο κέντρο της ένα σταθμό βάσης (BS). Συνολικά, το σύστημα αποτελείται από μια ομάδα κυψελών (cluster ή tier), δηλαδή από 7 κυψέλες, την κεντρική και 6 γύρω από αυτή. Επιλέγοντας το σημείο $(0,0)$ ως τοποθεσία του σταθμού βάσης της κεντρικής κυψέλης, το σύστημα θα έχει τη μορφή του σχήματος 5.1. Οι γειτονικοί BSs απέχουν μεταξύ τους $\sqrt{3}R$ και η περιοχή κάλυψης καθενός είναι κύκλος με κέντρο την θέση του και ακτίνα $\frac{\sqrt{3}}{2}R$.



Σχήμα 5.1: Κυψελωτό σύστημα με αρίθμηση των BSs και την περιοχή κάλυψης καθενός

Αφού ελεγχθεί ότι υπάρχουν διαθέσιμα υποκανάλια στο σύστημα τουλάχιστον ίδιου αριθμού με αυτά που λαμβάνει ένας χρήστης και η πιθανότητα αποκλεισμού δεν υπερβαίνει το κατώφλι που έχει οριστεί, εισάγονται σειριακά οι χρήστες στο σύστημα, με ομοιόμορφη γεωγραφική κατανομή, σε τυχαίες συντεταγμένες. Αφού παραχθεί η τυχαία θέση του νέου χρήστη, ελέγχεται αν αυτός βρίσκεται εντός των γεωγραφικών ορίων του συστήματος, δηλαδή μέσα στην περιοχή κάλυψης κάποιας κυψέλης. Στο σχήμα 5.2 φαίνεται η εισαγωγή χρηστών

στο σύστημα και η αποδοχή ή απόρριψη τους ανάλογα με την θέση τους.



Σχήμα 5.2: Εισαγωγή χρηστών στο σύστημα(*:αποδοχή,×:απόρριψη)

Αν ο εισαχθέντας χρήστης βρίσκεται εντός γεωγραφικών ορίων του κυψελωτού, υπολογίζονται οι απώλειες διάδοσης μεγάλης κλίμακας TL από κάθε σταθμό βάσης. Συγκεκριμένα:

$$TL = TL_{50} + \psi - K \quad (5.1)$$

όπου TL_{50} η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης, ψ οι απώλειες λόγω σκίασης και K το κέρδος κεραιών. Η μέση τιμή απωλειών διάδοσης υπολογίζεται με εφαρμογή του μοντέλου COST 231-Hata (εξίσωση (2.10)) για $f_c = 2.5GHz$, $h_{BS} = 30m$, $h_{MS} = 1.5m$ και είναι:

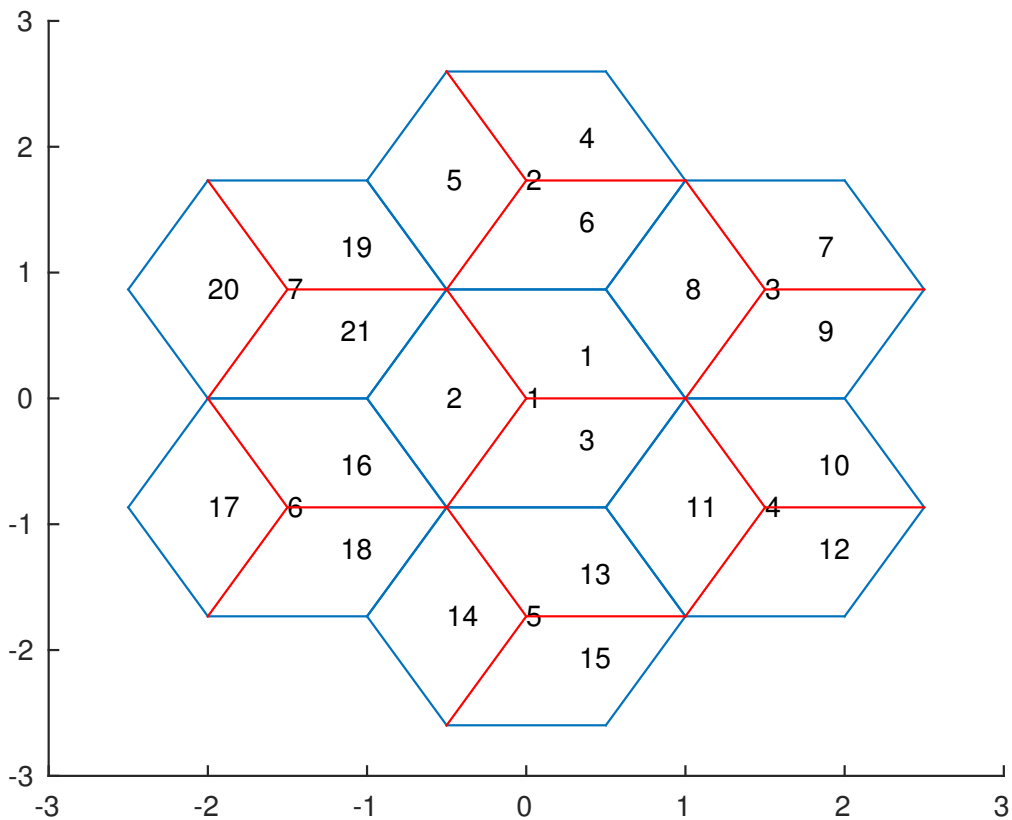
$$TL_{50}(d) = 137.97 + 35.22 \log(d) \quad (5.2)$$

όπου $d(km)$ η απόσταση του χρήστη από τον εξεταζόμενο BS. Οι απώλειες λόγω σκίασης είναι τυχαία μεταβλητή λογαριθμοκανονικής κατανομής με τυπική απόκλιση $\sigma_\psi = 8dB$. Για το κέρδος κεραιών, θεωρούμε ότι είναι μοναδιαίο κατά την λήψη από το τερματικό του MS, δηλαδή $G_r = 0dB$. Το κέρδος εκπομπής εξαρτάται από την γωνία του MS σε σχέση με τον BS.

Οι κυψέλες χωρίζονται σε 3 τομείς των 120° . Αναλυτικά, σε μία κυψέλη, ο πρώτος τομέας είναι από 0° ως 120° , ο δεύτερος από 120° ως 240° και ο τρίτος από 240° ως 360° . Στο σχήμα 5.3 παρουσιάζονται αριθμημένοι οι τομείς του συστήματος. Ο αριθμός ενός τομέα για ολόκληρο το tier βρίσκεται από τον τύπο:

$$\text{sector} = 3(b - 1) + \text{sector}' \quad (5.3)$$

όπου b ο σταθμός βάσης και sector' ο αριθμός του τομέα για την κυψέλη στην οποία βρίσκεται.



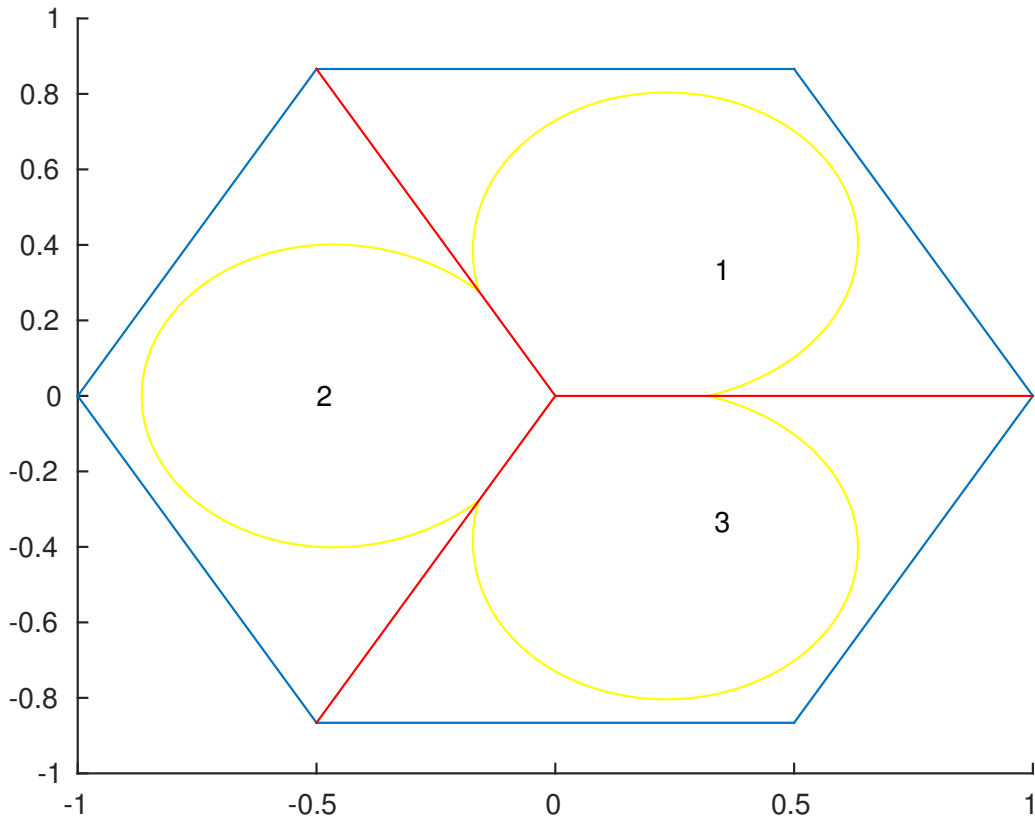
Σχήμα 5.3: Τομεοποίηση κυψελών

Το διάγραμμα ακτινοβολίας, λοιπόν, για τις κεραίες εκπομπής ενός σταθμού βάσης, είναι:

$$G_t(\phi) = \begin{cases} G_b - 12\left(\frac{\phi - \phi_s}{\phi_{3dB}}\right)^2, & \phi_s - 60 \leq \phi \leq \phi_s + 60 \\ G_b - A_m, & \text{αλλού} \end{cases} \quad (5.4)$$

όπου ϕ η γωνία του χρήστη ως προς τον BS, $\phi_s = \{60, 180, 300\}$ οι γωνίες μέγιστου κέρδους για κάθε τομέα, $\phi_{3dB} = 70^\circ$ το άνοιγμα μισής ισχύος, $G_b = 14dB$ το μέγιστο κέρδος και $A_m = 20dB$ η μέγιστη απόσβεση. Το κέρδος εκπομπής ακτινοβολίας του χρήστη για κάθε τομέα βρίσκεται μέσω της εξίσωσης (5.4) και τελικά, χρησιμοποιώντας την (5.1), υπολογίζονται

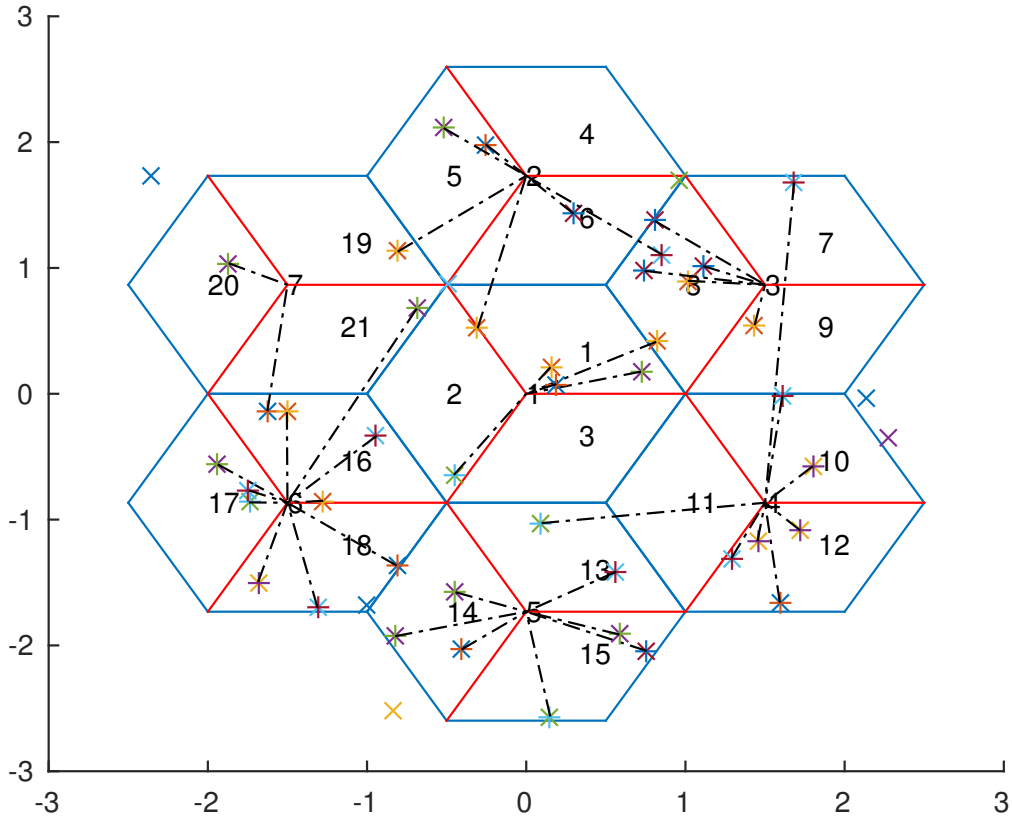
ο σταθμός βάσης και ο τομέας που ανήκει ο χρήστης ως αυτοί όπου παρουσιάζει τις μικρότερες απώλειες διάδοσης. Στο σχήμα 5.5 φαίνεται ότι ο σταθμός εξυπηρέτησης ενός χρήστη δεν είναι πάντα αυτός με την κοντινότερη απόσταση, αφού η σκίαση μεταβάλλεται με τυχαίο τρόπο.



Σχήμα 5.4: Διάγραμμα ακτινοβολίας BS

Στη συνέχεια, σύμφωνα με τον επιλεγμένο αλγόριθμο απόδοσης ραδιοπόρων, εφόσον υπάρχουν διαθέσιμα, παραχωρούνται στον νέο χρήστη U υποκανάλια και επιλέγεται κάποιο υποσύνολο κεραιών εκπομπής για την μετάδοση της πληροφορίας. Το U παίρνει τις τιμές $1 - 5$ και παραμένει, για απλότητα στις προσομοιώσεις, σταθερό σε όλους. Για τον n -οστό χρήστη τα εκχωρούμενα υποφέροντα αποτελούν το υποσύνολο S_n . Αυτά προέρχονται από τα διαθέσιμα υποκανάλια, $C_{b,sec(n)}$, του τομέα $sec(n)$ της βάσης b όπου ανήκει ο χρήστης. Το αρχικό τους πλήθος είναι 128 και καλύπτουν όλο το διαθέσιμο εύρος ζώνης των $10MHz$ περί της κεντρικής συχνότητας $f_c = 2.5GHz$. Το καθένα δηλαδή έχει εύρος $\frac{10MHz}{128} = 78.125kHz$. Αφού δοθούν U υποκανάλια ενός sector σε κάποιο χρήστη, αφαιρούνται από το σύνολο των διαθεσίμων, άρα κάθε τομέας μπορεί να εξυπηρετήσει έως $128/U$ κινητούς χρήστες.

Το σύστημα είναι MIMO αρχιτεκτονικής με M_t κεραιές εκπομπής στον σταθμό βάσης και M_r κεραιές λήψης στο κινητό τερματικό. Όπως αναφέρεται και στον πίνακα 5.1, το M_t



Σχήμα 5.5: Χρήστες και ο BS όπου ανατίθενται

παίρνει τις τιμές 4 ή 5 και το M_r ισούται με 2. Οι κεραίες του χρήστη είναι, όπως ήταν αναμενόμενο, λιγότερες από του BS, καθώς τα κινητά τερματικά είναι περιορισμένου μεγέθους και μικρής ισχύος. Για την μετάδοση επιλέγονται $\min(M_t, M_r) = 2$ κεραίες εκπομπής. Η επιλογή κεραιών έχει σκοπό ως τεχνική, την μείωση της υπολογιστικής πολυπλοκότητας με τον περιορισμό του αριθμού των διαφορετικών ροών δεδομένων, όπως και τη μείωση του κόστους εγκατάστασης, αφού πλέον δεν απαιτούνται για κάθε κεραία εκπομπής αποκλειστικά RF κυκλωματικά στοιχεία, όπως ενισχυτές, ζωνοπερατά φίλτρα και μετατροπείς AD. Αν για παράδειγμα, $M_t = 4$ και $M_r = 2$, το ζεύγος κεραιών εκπομπής υποδηλώνεται με i και μπορεί να είναι $i \in \{(1, 2), (1, 3), (1, 4), (2, 3), (2, 4), (3, 4)\}$, κάθε δηλαδή πιθανός συνδυασμός των κεραιών εκπομπής.

Το εκπεμπόμενο 2×1 ($\min(M_t, M_r) = 2$) σήμα $\mathbf{x}_n(t)$ για τον n -οστό χρήστη είναι [13]:

$$\mathbf{x}_n(t) = \sum_{s \in S_n} \sqrt{p_{n,s}} \mathbf{w}_{i,n,s} X_{n,s} e^{j2\pi f_s t}, 0 < t < T \quad (5.5)$$

όπου $p_{n,s}$ η ισχύς για τον n -οστό χρήστη που έχει αποδοθεί στο s -οστό υποκανάλι, $\mathbf{w}_{i,n,s}$ το 2×1 διάνυσμα που περιέχει τα βάρη του i -οστού ζεύγους κεραιών εκπομπής, $X_{n,s}$ το s -οστό

σύμβολο του n -οστού χρήστη, f_s η συχνότητα του s -οστού υποκαναλιού και T η διάρκεια του OFDM συμβόλου. Τα βάρη $\mathbf{w}_{i,n,s}$ υπολογίζονται ως:

$$\mathbf{w}_{i,n,s} = X_m(\mathbf{H}_{i,n,sec(n),s}^H \mathbf{H}_{i,n,sec(n),s}) \quad (5.6)$$

με $X_m(\mathbf{A})$ να είναι το ιδιοδύνασμα για την μέγιστη ιδιοτιμή του πίνακα \mathbf{A} .

Το λαμβανόμενο 2×1 σήμα $\mathbf{Z}_{n,s}$, μετά την διέλευση του από προσαρμοσμένο φίλτρο και DFT μετασχηματισμό, θα είναι:

$$\begin{aligned} \mathbf{Z}_{n,s} = & \left(\sqrt{\frac{p_{n,s}}{TL_{n,sec(n)}}} \right) \mathbf{H}_{i,n,sec(n),s} \mathbf{w}_{i,n,s} X_{n,s} + \\ & + \sum_{n' \neq n, s \in S_{n'}}^N \left(\sqrt{\frac{p_{n',s}}{TL_{n,sec(n')}}} \right) \mathbf{H}_{i,n,sec(n'),s} \mathbf{w}_{i',n',s} X_{n',s} + \mathbf{noise}_{n,s} \end{aligned} \quad (5.7)$$

όπου $TL_{n,sec(n')}$ οι απώλειες διάδοσης μεγάλης κλίμακας του n -οστού χρήστη από τον τομέα εξυπηρέτησης του n' -οστού χρήστη, $\mathbf{H}_{i,n,sec(n'),s}$ ο 2×2 ($\min(M_t, M_r) \times M_r$) πίνακας του διαύλου για το s -οστό υποκανάλι του n -οστού χρήστη σε σχέση με τον τομέα εξυπηρέτησης του n' -οστού χρήστη (επίπεδες Rayleigh διαλείψεις) και $\mathbf{noise}_{n,s}$ το 2×1 διάνυσμα του λευκού προσθετικού θορύβου. Ο μεσαίος όρος υποδηλώνει την παρεμβολή πολλαπλής πρόσβασης, όπου μόνο οι παρεμβάλλοντες χρήστες στους οποίους έχει παραχωρηθεί το s -οστό υποκανάλι (ομοδιαυλικοί), λαμβάνονται υπ' όψιν.

Θεωρώντας διαφορική λήψη με συνδυασμό μεγίστου λόγου (MRC-Maximal Ratio Combining), το σήμα $\mathbf{Z}_{n,s}$ πολλαπλασιάζεται με το 1×2 διάνυσμα:

$$\mathbf{r}_{i,n,s} = (\mathbf{H}_{i,n,sec(n),s} \mathbf{w}_{i,n,s})^H \quad (5.8)$$

Έτσι, ο λόγος σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (SINR) για τον n -οστό χρήστη και το s -οστό υποκανάλι θα δίνεται από τη σχέση:

$$\text{SINR}_{i,n,s} = \frac{p_{n,s} \|\mathbf{r}_{i,n,s} \mathbf{H}_{i,n,sec(n),s} \mathbf{w}_{i,n,s}\|_F^2}{\sum_{n' \neq n, s \in S'_{n'}} p_{n',s} \|\mathbf{r}_{i,n,s} \mathbf{H}_{i,n,sec(n'),s} \mathbf{w}_{i',n',s}\|_F^2 \left(\frac{TL_{n,sec(n)}}{TL_{n,sec(n')}} \right) + TL_{n,sec(n)} \mathbf{r}_{i,n,s} \mathbf{r}_{i,n,s}^H I_0} \quad (5.9)$$

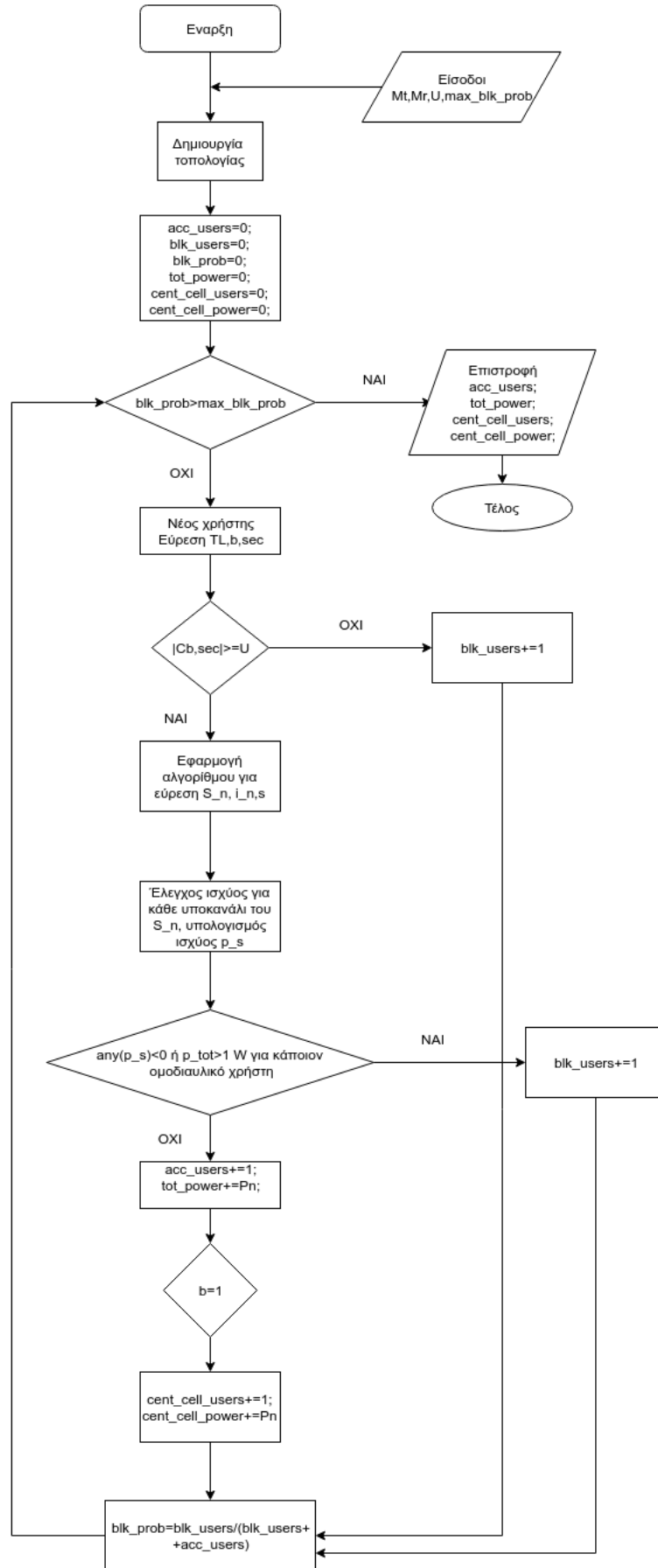
όπου $I_0 = -104dBm$ η ισχύς θορύβου και $\|\cdot\|_F$ η Frobenius νόρμα.

Το στάδιο που ακολουθεί είναι αυτό του ελέγχου ισχύος. Για ένα συγκεκριμένο όριο του SINR (9.6dB από τον πίνακα 5.1 για την επιλεγμένη διαμόρφωση QPSK), λύνεται η εξίσωση (5.9) για καθένα από τα U υποκανάλια του n -οστού χρήστη με άγνωστη την ισχύ των παρεμβάλλοντων χρηστών. Συγκεκριμένα, αν N_s είναι το πλήθος των χρηστών στους οποίους έχει παραχωρηθεί το s -οστό υποκανάλι, η (5.9) παίρνει την μορφή $N_s \times N_s$ γραμμικού συστήματος και λύνεται ως προς το διάνυσμα \mathbf{p}_s , το οποίο περιέχει την ισχύ εκπομπής για κάθε έναν από τους N_s χρήστες, η οποία έχει καταναμηθεί στο s -οστό υποκανάλι.

Για την λύση \mathbf{p}_s θα πρέπει να πληρούνται δύο κριτήρια ώστε να γίνει αποδεκτή. Πρώτα, κανένα στοιχείο της δεν πρέπει να είναι αρνητικό, ώστε να έχει φυσική σημασία. Δεύτερον, η συνολική ισχύς για κάθε ομοδιαυλικό χρήστη δεν πρέπει να ξεπερνάει την μέγιστη επιτρεπόμενη εκπεμπόμενη ισχύ του $1W$. Συνεπώς, είναι απαραίτητο να επανεξεταστούν και οι προϋπάρχοντες του n -οστού χρήστες, έτσι ώστε να βρεθεί αν η νέα συνολική ισχύς τους για το s -οστό υποκανάλι τηρεί το όριο αυτό. Σε διαφορετική περίπτωση, ο νέος χρήστης απορρίπτεται, καθώς επηρεάζει την λειτουργία των υπολοίπων μέσα στο σύστημα.

Αν ο νέος χρήστης απορριφθεί, αυξάνεται ο αριθμός των αποκλεισμένων χρηστών και βρίσκεται η νέα τιμή της πιθανότητας αποκλεισμού, ενώ επιστρέφονται στο σύνολο $C_{b,sec(n)}$ τα υποκανάλια που του είχαν αποδοθεί ώστε να είναι διαθέσιμα στους επόμενους. Διαφορετικά, αν γίνει αποδεκτός, αυξάνεται ο αριθμός των αποδεκτών χρηστών. Στη συνέχεια, αν η πιθανότητα αποκλεισμού παραμένει κάτω από μια μέγιστη τιμή, εισέρχεται ο επόμενος χρήστης στο σύστημα και επαναλαμβάνεται η διαδικασία, ενώ αν ξεπερνάει το όριο η προσομοίωση σταματάει και επιστρέφονται τα αποτελέσματα.

Στο σχήμα 5.6 δίνεται το βασικό διάγραμμα ροής για τις προσομοιώσεις Monte Carlo. Τα αποτελέσματα εξάγονται εκτελώντας 200 ανεξάρτητες επαναλήψεις για κάθε διαφορετικό σενάριο και υπολογίζοντας τον μέσο όρο των επιθυμητών μεγεθών. Για να εισαχθεί νέος χρήστης στο σύστημα ελέγχεται εάν η τρέχουσα πιθανότητα αποκλεισμού blk_prob υπερβαίνει την μέγιστη max_blk_prob , η οποία αποτελεί παράμετρο της προσομοίωσης. Αν την ξεπερνάει, επιστρέφονται τα αποτελέσματα- ο αριθμός των αποδεκτών χρηστών acc_users , η συνολική ισχύς tot_power , το πλήθος χρηστών της κεντρικής κυψέλης $cent_cell_users$ και η συνολική ισχύς της κεντρικής κυψέλης $cent_cell_power$. Αν όχι, δημιουργείται ο νέος χρήστης, βρίσκονται η βάση b και ο τομέας sec εξυπηρέτησής του και με κάποιον από τους αλγόριθμους που θα περιγραφούν ακολουθως του παραχωρούνται U υποκανάλια και επιλέγεται το ζεύγος κεραιών εκπομπής. Για κάθε υποκανάλι ακολουθεί έλεγχος ισχύος, όπου βρίσκεται η ισχύς όλων των ομοδιαυλικών χρηστών p_s . Αν υπάρχει λύση αρνητική ή η νέα συνολική ισχύς p_tot κάποιου εκ των ομοδιαυλικών ξεπερνάει το $1W$, ο νέος χρήστης απορρίπτεται. Έπειτα, υπολογίζονται οι νέες τιμές των μεταβλητών εξόδου και της πιθανότητας αποκλεισμού, και η διαδικασία επαναλαμβάνεται για τον επόμενο χρήστη.



Σχήμα 5.6: Διάγραμμα ροής για τις προσομοιώσεις Monte Carlo

Αλγόριθμοι ανάθεσης πόρων

Το σύστημα όπου θα χρησιμοποιηθούν οι αλγόριθμοι θεωρείται MIMO, με M_t κεραιές εκπομπής και M_r κεραιές λήψης. Εφαρμόζεται η τεχνική της επιλογής κεραιών στην μετάδοση και κάθε φορά εκπέμπει μόνο ένα υποσύνολο i των κεραιών του σταθμού βάσης με $\min(M_t, M_r)$ στοιχεία. Το σύνολο TR περιέχει όλα τα δυνατά υποσύνολα i .

Το υποσύνολο υποκαναλιών που παραχωρείται στον n -οστό χρήστη συμβολίζεται με S_n . Τα υποκανάλια αυτά προέρχονται από τα διαθέσιμα του τομέα όπου ανήκει ο χρήστης και υποδηλώνονται ως $C_{sec(n)}$. Το $C_{sec(n)}$ αρχικοποιείται ως $[1, 2, \dots, S]$, όπου $S = 128$ το συνολικό πλήθος υποκαναλιών του συστήματος.

Τυχαία εκχώρηση υποκαναλιών και τυχαία επιλογή κεραιών

Σύμφωνα με τον αλγόριθμο αυτό, παραχωρούνται $U \in \{1, 2, \dots, 5\}$ υποκανάλια στον χρήστη, διαλεγμένα με τυχαίο τρόπο από το σύνολο $C_{sec(n)}$. Στη συνέχεια, αφαιρούνται από αυτό, επομένως:

$$S_n \leftarrow \text{rand}(U, C_{sec(n)}), C_{sec(n)} \leftarrow C_{sec(n)} \setminus S_n \quad (5.10)$$

όπου η συνάρτηση $\text{rand}(x, y)$ επιστρέφει τυχαία x στοιχεία από το σύνολο y .

Το υποσύνολο κεραιών εκπομπής υπολογίζεται επιλέγοντας με τυχαίο τρόπο 1 στοιχείο του συνόλου TR , το οποίο περιέχει όλους τους $\binom{M_t}{\min(M_t, M_r)}$ πιθανούς συνδυασμούς των κεραιών εκπομπής. Έτσι:

$$i_n \leftarrow \text{rand}(1, TR) \quad (5.11)$$

Algorithm 1 Random subcarrier allocation-Random antenna selection

- 1: **Procedure** *random_sc_random_as* ($U, C_{sec(n)}, H, TR$)
 - 2: $S_n \leftarrow \text{rand}(U, C_{sec(n)})$
 - 3: $C_{sec(n)} \leftarrow C_{sec(n)} \setminus S_n$
 - 4: $i_n \leftarrow \text{rand}(1, TR)$
 - 5: **End Procedure**
-

Τυχαία εκχώρηση υποκαναλιών και MSNR επιλογή κεραιών

Η κατανομή των υποκαναλιών στους χρήστες γίνεται πάλι με τυχαίο τρόπο, δηλαδή:

$$S_n \leftarrow \text{rand}(U, C_{sec(n)}), C_{sec(n)} \leftarrow C_{sec(n)} \setminus S_n \quad (5.12)$$

Η επιλογή κεραιών γίνεται με στόχο την μεγιστοποίηση του σηματοθροβικού λόγου του χρήστη. Η τακτική αυτή ονομάζεται MSNR (Maximization of Signal to Noise Ratio). Συγκεκριμένα, για κάθε υποκάνάλι s του n -οστού χρήστη, εξετάζεται κάθε πιθανός συνδυασμός

κεραιών εκπομπής και επιλέγεται αυτός που αποδίδει την υψηλότερη απόκριση του διαύλου. Συγκεκριμένα:

$$i_{n,s} \leftarrow TR(\arg \max_{i' \in TR} \|\mathbf{H}_{n,sec(n),s,i'}\|_F^2), s \in S_n \quad (5.13)$$

Στον αλγόριθμο 2 περιγράφεται η διαδικασία αυτή.

Algorithm 2 Random subcarrier allocation-MSNR antenna selection

```

1: Procedure random_sc_msnr_as ( $U, C_{sec(n)}, H, TR$ )
2:  $S_n \leftarrow rand(U, C_{sec(n)})$ 
3:  $C_{sec(n)} \leftarrow C_{sec(n)} \setminus S_n$ 
4: for  $1 \leq j \leq U$  do
5:    $s \leftarrow S_n(j)$ 
6:    $i_{n,s} \leftarrow TR(\arg \max_{i' \in TR} \|\mathbf{H}_{n,sec(n),s,i'}\|_F^2)$ 
7: end for
8: End Procedure

```

MSNR εκχώρηση υποκαναλιών κι επιλογή κεραιών

Στην περίπτωση αυτή τόσο τα υποκανάλια, όσο και οι κεραιές εκπομπής, επιλέγονται με κριτήριο τη μεγιστοποίηση της απόκρισης καναλιού διάδοσης. Δηλαδή για κάθε χρήστη, σαρώνονται όλα τα διαθέσιμα υποκανάλια του τομέα και για κάθε υποκανάλι αποθηκεύεται το ζεύγος κεραιών εκπομπής που δίνει το μέγιστο SNR. Έπειτα, κρατάμε τα U υποκανάλια και τα αντίστοιχα ζεύγη κεραιών με την μεγαλύτερη απόκριση.

Αναλυτικότερα, ο αλγόριθμος MSNR περιγράφεται ως ακολούθως:

Algorithm 3 MSNR subcarrier allocation-MSNR antenna selection

```

1: Procedure msnr_sc_msnr_as ( $U, C_{sec(n)}, H, TR$ )
2: for  $1 \leq j \leq |C_{sec(n)}|$  do
3:    $s \leftarrow C_{sec(n)}(j)$ 
4:    $ant(j) \leftarrow TR(\arg \max_{i' \in TR} \|\mathbf{H}_{n,sec(n),s,i'}\|_F^2)$ 
5: end for
6: for  $1 \leq j \leq U$  do
7:    $index \leftarrow \arg \max_{1 \leq i' \leq |C_{sec(n)}|} \|\mathbf{H}_{n,sec(n),C_{sec(n)}(i'),ant(i')}\|_F^2$ 
8:    $S_n(j) \leftarrow C_{sec(n)}(index)$ 
9:    $s \leftarrow S_n(j)$ 
10:   $i_{n,s} \leftarrow ant(index)$ 
11:   $C_{sec(n)} \leftarrow C_{sec(n)} \setminus s$ 
12: end for
13: End Procedure

```

MSNR αλγόριθμος με σταθερό ζεύγος κεραιών ανά υποκανάλι

Με την τεχνική αυτή σκοπός είναι για κάθε υποκανάλι του χρήστη, να είναι σταθερό το ζεύγος κεραιών εκπομπής. Επομένως, δεν χρειάζεται να γίνονται εναλλαγές για την επιλογή διαφορετικών υποσυνόλων κεραιών και περιορίζεται η πολυπλοκότητα των RF πομποδεκτών. Για κάθε δυνατό ζεύγος κεραιών, σαρώνουμε όλα τα διαθέσιμα υποκανάλια του τομέα όπου ανήκει ο χρήστης, και βρίσκουμε για το καθένα τον σηματοθορυβικό λόγο. Έπειτα, τα ταξινομούμε σε φθίνουσα σειρά και κρατάμε τα πρώτα U υποκανάλια κάθε ζεύγους κεραιών. Πολλαπλασιάζουμε τις U αποκρίσεις και κρατάμε ως ζεύγος κεραιών αυτό με το μεγαλύτερο γινόμενο και τα αντίστοιχα υποκανάλια αποδίδονται στον χρήστη.

Τα βήματα του αλγορίθμου αυτού είναι τα εξής:

Algorithm 4 MSNR algorithm with fixed antenna selection

- 1: **Procedure** *msnr_sc_fixed_as* ($U, C_{sec(n)}, H, TR$)
 - 2: **for** $1 \leq i \leq |TR|$ **do**
 - 3: **for** $1 \leq j \leq U$ **do**
 - 4: $subc(i, j) \leftarrow C_{sec(n)} \left(\underset{\substack{s' \in C_{sec(n)} \\ s' \notin subc(i, :)}}}{arg \max} \|\mathbf{H}_{n, sec(n), s', TR(i)}\|_F^2 \right)$
 - 5: **end for**
 - 6: **end for**
 - 7: $index \leftarrow \underset{1 \leq i' \leq |TR|}{arg \max} \prod_{j=1}^U \|\mathbf{H}_{n, sec(n), subc(i', j), TR(i')}\|_F^2$
 - 8: $i_n \leftarrow TR(index)$
 - 9: $S_n \leftarrow subc(index, :)$
 - 10: $C_{sec(n)} \leftarrow C_{sec(n)} \setminus S_n$
 - 11: **End Procedure**
-

MSJNR αλγόριθμος

Ο αλγόριθμος αυτός βασίζεται στην συμπερίληψη της παρεμβολής από ομοδιαυλικούς χρήστες γειτονικών κυψελών στους υπολογισμούς για την απόδοση των πόρων του συστήματος. Η παρεμβολή αυτή (jamming) θα είναι για τον n -οστό χρήστη, λόγω του n -οστού [16]:

$$J_{n', n, s} = p_{n, s} \mathbf{w}_{n, s}^H \frac{\mathbf{H}_{n', sec(n), s}^H \mathbf{H}_{n', sec(n), s}}{TL_{n', sec(n)}} \mathbf{w}_{n, s} \quad (5.14)$$

Ο λόγος σήματος προς θόρυβο και jamming (SJNR) για τον n -οστό χρήστη προκύπτει, λοιπόν, πως θα είναι:

$$SJNR_{n, s} = \left(\mathbf{w}_{n, s}^H \left(\mathbf{H}_{n, sec(n), s}^H \mathbf{H}_{n, sec(n), s} \right) \mathbf{w}_{n, s} \right) \left(\mathbf{w}_{n, s}^H \left(\sum_{n' \neq n, s \in S_{n'}} \mathbf{H}_{n', sec(n), s}^H \mathbf{H}_{n', sec(n), s} \right) \right. \\ \left. \times \left(\frac{TL_{n, sec(n)}}{TL_{n', sec(n)}} \right) + I_0 TL_{n, sec(n)} \right) \mathbf{w}_{n, s}^{-1} \quad (5.15)$$

Από την σχέση (5.15) προκύπτει πως για την εύρεση του λόγου MSJNR ενός χρήστη απαιτείται υπολογισμός της παρεμβολής από κάθε ομοδιαυλικό χρήστη. Συνεπώς, είναι μια

απαιτητική και πολύπλοκη διαδικασία για ένα κινητό τερματικό που επιβαρύνει με επιπλέον τηλεπικοινωνιακό φόρτο τον δίαυλο.

Ο αλγόριθμος MSJNR, για να αποφευχθούν αυτά τα ζητήματα, χρησιμοποιεί μια απλοποιημένη μορφή της (5.15), όπου λαμβάνονται υπ' όψιν μόνο οι παρεμβολές ομοδιαυλικών χρηστών από γειτονικούς (adjacent) του χρήστη τομείς. Είναι μια ικανοποιητική προσέγγιση καθώς οι χρήστες αυτοί δημιουργούν το μεγαλύτερο μέρος της παρεμβολής, λόγω της μικρότερης απόστασής τους και της κατεύθυνσης της ακτινοβολίας προς το μέρος του χρήστη. Η (5.15) γίνεται συνεπώς:

$$SJR_{n,s} = \left(\mathbf{w}_{n,s}^H \left(\mathbf{H}_{n,sec(n),s}^H \mathbf{H}_{n,sec(n),s} \right) \mathbf{w}_{n,s} \right) \left(\mathbf{w}_{n,s}^H \left(\sum_{\substack{n' \neq n, s \in S_{n'} \\ sec(n') \in adj(sec(n))}} \mathbf{H}_{n',sec(n),s}^H \mathbf{H}_{n',sec(n),s} \right) \right. \\ \left. \times \left(\frac{TL_{n,sec(n)}}{TL_{n',sec(n)}} \right) + I_0 TL_{n,sec(n)} \right) \mathbf{w}_{n,s} \right)^{-1} \quad (5.16)$$

όπου $adj(sec(n))$ οι γειτονικοί τομείς του τομέα εξυπηρέτησης του n -οστού χρήστη.

Ως adjacent χαρακτηρίζονται οι τομείς που ανήκουν σε γειτονικές κυψέλες και τα διαγράμματα ακτινοβολίας τους δείχνουν προς την κοινή περιοχή. Για 1 tier, οι γειτονικοί τομείς φαίνονται στο σχήμα 5.7. Συγκεκριμένα, το σύνολο των γειτονικών τομέων είναι $(\{1, 6, 8\}, \{2, 16, 21\}, \{3, 11, 13\}, \{5, 19\}, \{9, 10\}, \{14, 18\})$. Αφού όλοι οι τομείς έχουν τα ίδια 128 υποκανάλια αρχικά, με την θεώρηση των γειτονικών τομέων, οι παρεμβολές από το πολύ 3 χρήστες, αντί για 21, πρέπει να υπολογιστούν.

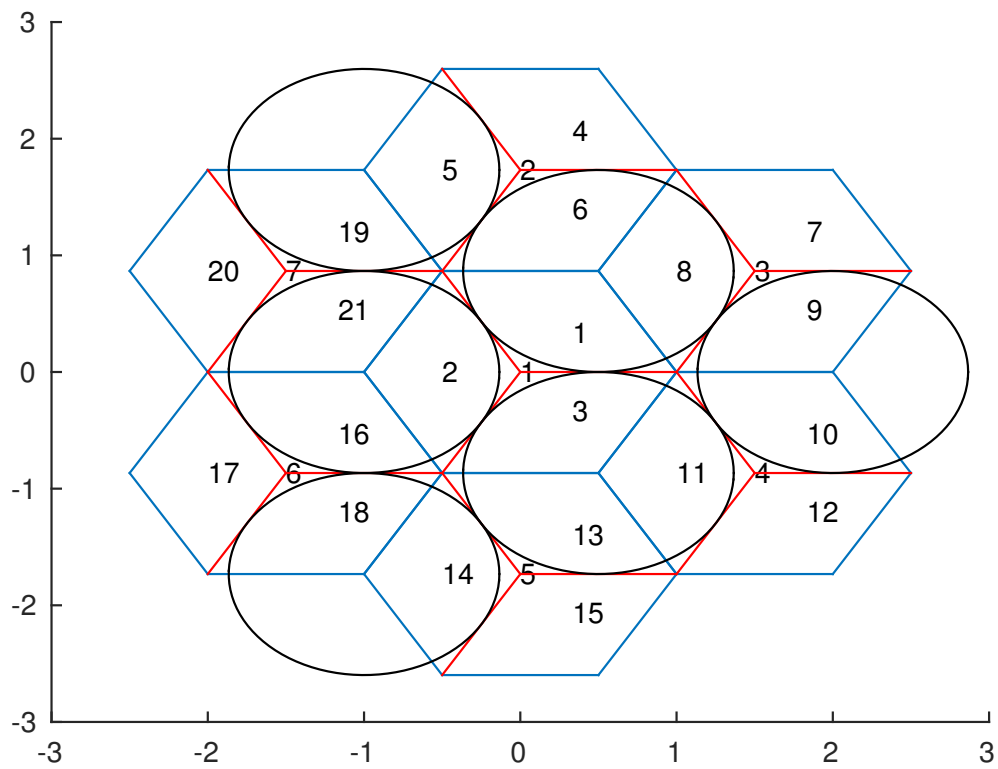
Η τεχνική MSJNR περιγράφεται στον αλγόριθμο 5. Με \mathbf{C}_{BS} υποδηλώνονται τα διαθέσιμα υποκανάλια του σταθμού βάσης του χρήστη, με \mathbf{C}_{sec} του τομέα που ανήκει και με \mathbf{CAS} τα κοινά υποκανάλια του τομέα του και των γειτονικών αυτού. Για τους αρχικούς χρήστες του συστήματος, όσο υπάρχουν διαθέσιμα υποκανάλια στον \mathbf{CAS} , δηλαδή δεν προκαλείται jamming από γειτονικά sectors, χρησιμοποιείται ο αλγόριθμος MSNR. Για τους επόμενους χρήστες, όταν ο \mathbf{CAS} δεν περιέχει αρκετά υποκανάλια, παραχωρούνται στον νέο χρήστη διαθέσιμα υποκανάλια από τους πίνακες \mathbf{C}_{BS} , \mathbf{C}_{sec} κατά σειρά, σύμφωνα με την τεχνική μεγιστοποίησης του λόγου MSJNR, όπως αυτό δίνεται από τον τύπο (5.16).

Algorithm 5 MSJNR subcarrier allocation-MSJNR antenna selection

```

1: Procedure msjnr_sc_msjnr_as ( $U, \mathbf{C}_{sec}, \mathbf{C}_{BS}, \mathbf{CAS}, H, TR$ )
2:  $A_{sc} \leftarrow \mathbf{C}_{sec} \cap \mathbf{CAS}$ 
3: if  $|A_{sc}| \geq U$  then
4:   for  $1 \leq j \leq |A_{sc}|$  do
5:      $s \leftarrow A_{sc}(j)$ 
6:      $ant(j) \leftarrow TR(\arg \max_{i' \in TR} \|\mathbf{H}_{n,sec(n),s,i'}\|_F^2)$ 
7:   end for
8:   for  $1 \leq j \leq U$  do
9:      $index \leftarrow \arg \max_{1 \leq i' \leq |A_{sc}|} \|\mathbf{H}_{n,sec(n),A_{sc}(i'),ant(i')}\|_F^2$ 
10:     $S_n(j) \leftarrow A_{sc}(index)$ 
11:     $s \leftarrow S_n(j)$ 
12:     $i_{n,s} \leftarrow ant(index)$ 
13:     $A_{sc} \leftarrow A_{sc} \setminus s$ 
14:     $\mathbf{CAS} \leftarrow \mathbf{CAS} \setminus s$ 
15:     $\mathbf{C}_{sec} \leftarrow \mathbf{C}_{sec} \setminus s$ 
16:     $\mathbf{C}_{BS} \leftarrow \mathbf{C}_{BS} \setminus s$ 
17:   end for
18: else
19:    $A_{sc} \leftarrow \mathbf{C}_{BS}$ 
20:   if  $|A_{sc}| < U$  then
21:      $A_{sc} \leftarrow \mathbf{C}_{sec}$ 
22:   end if
23:   for  $1 \leq j \leq |A_{sc}|$  do
24:      $s \leftarrow A_{sc}(j)$ 
25:      $ant(j) \leftarrow TR(\arg \max_{i' \in TR} SJNR_{n,s,i'})$ 
26:   end for
27:   for  $1 \leq j \leq U$  do
28:      $index \leftarrow \arg \max_{1 \leq i' \leq |A_{sc}|} SJNR_{n,A_{sc}(i'),ant(i')}$ 
29:      $S_n(j) \leftarrow A_{sc}(index)$ 
30:      $s \leftarrow S_n(j)$ 
31:      $i_{n,s} \leftarrow ant(index)$ 
32:      $A_{sc} \leftarrow A_{sc} \setminus s$ 
33:      $\mathbf{C}_{sec} \leftarrow \mathbf{C}_{sec} \setminus s$ 
34:      $\mathbf{C}_{BS} \leftarrow \mathbf{C}_{BS} \setminus s$ 
35:   end for
36: end if
37: End Procedure

```



Σχήμα 5.7: Γειτονικοί τομείς κυψελωτού συστήματος

Κεφάλαιο 6

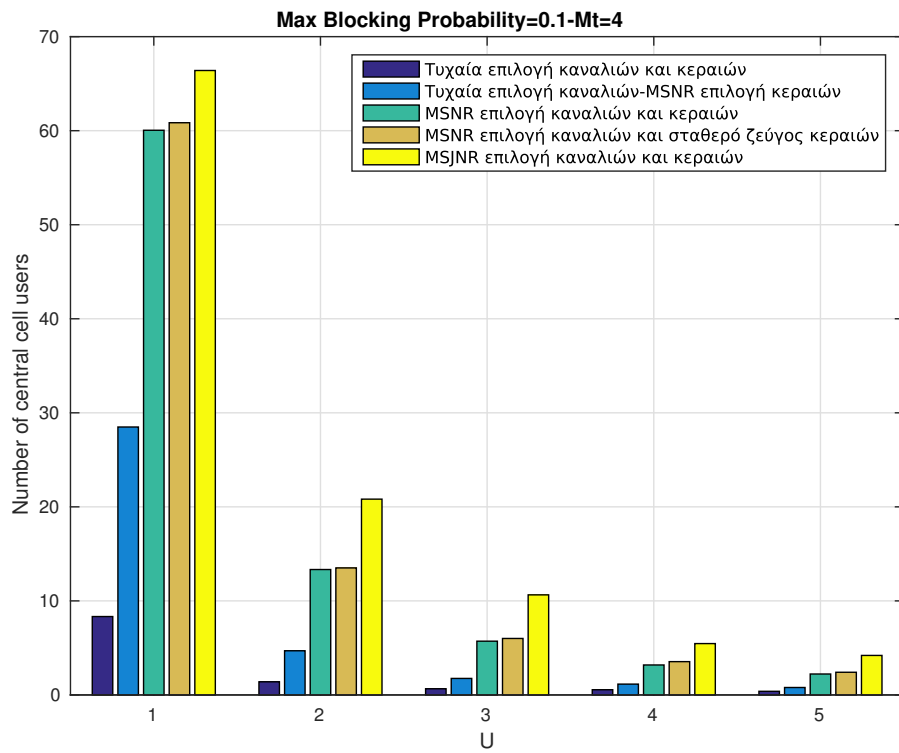
Αποτελέσματα προσομοιώσεων και συμπεράσματα

Αποτελέσματα προσομοιώσεων

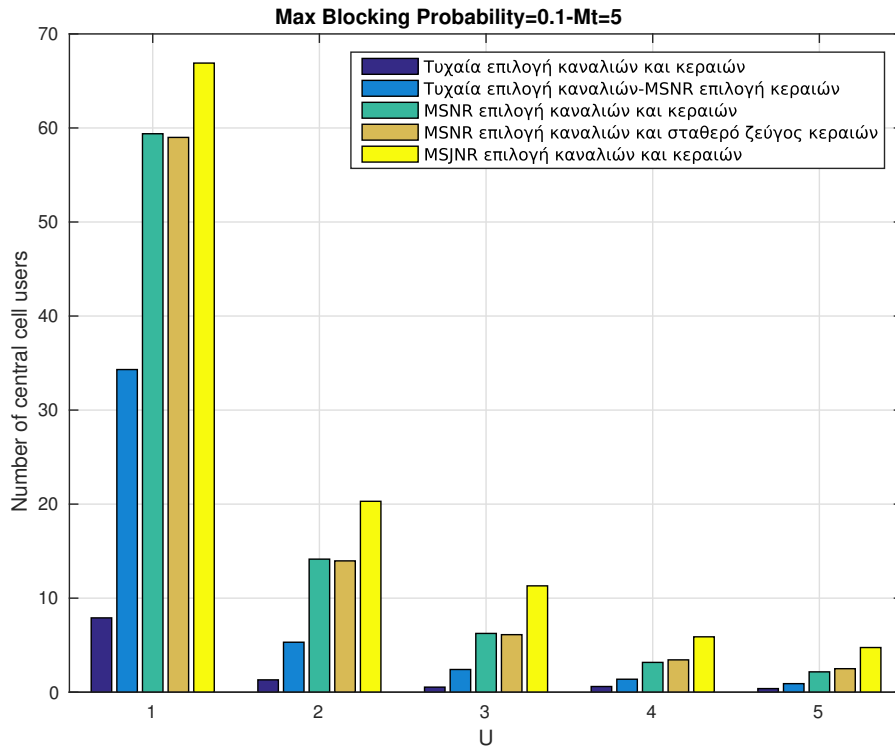
Οι προσομοιώσεις του κυψελωτού συστήματος εκτελέστηκαν για τις παραμέτρους του πίνακα 5.1. Οι μεταβλητές παράμετροι είναι ο αριθμός U των υποκαναλιών που απονέμονται σε κάθε χρήστη, τιμή σταθερή για όλους, με $U \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$, η μέγιστη πιθανότητα αποκλεισμού, με $bl_prob. \in \{0.1, 0.2, 0.3, 0.4, 0.5\}$ και το πλήθος κεραίων εκπομπής $M_t \in \{4, 5\}$.

Αποτελέσματα προέκυψαν για το πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης, τη μέση ισχύ ανά χρήστη, την συνολική ισχύ της κεντρικής κυψέλης και το πλήθος των αποδεκτών χρηστών. Στον κάθετο άξονα των γραφημάτων βρίσκονται οι τιμές των αποτελεσμάτων και στον οριζόντιο ο αριθμός των υποκαναλιών ανά χρήστη. Ο αλγόριθμος που αφορά κάθε αποτέλεσμα δηλώνεται με κατάλληλο υπόμνημα.

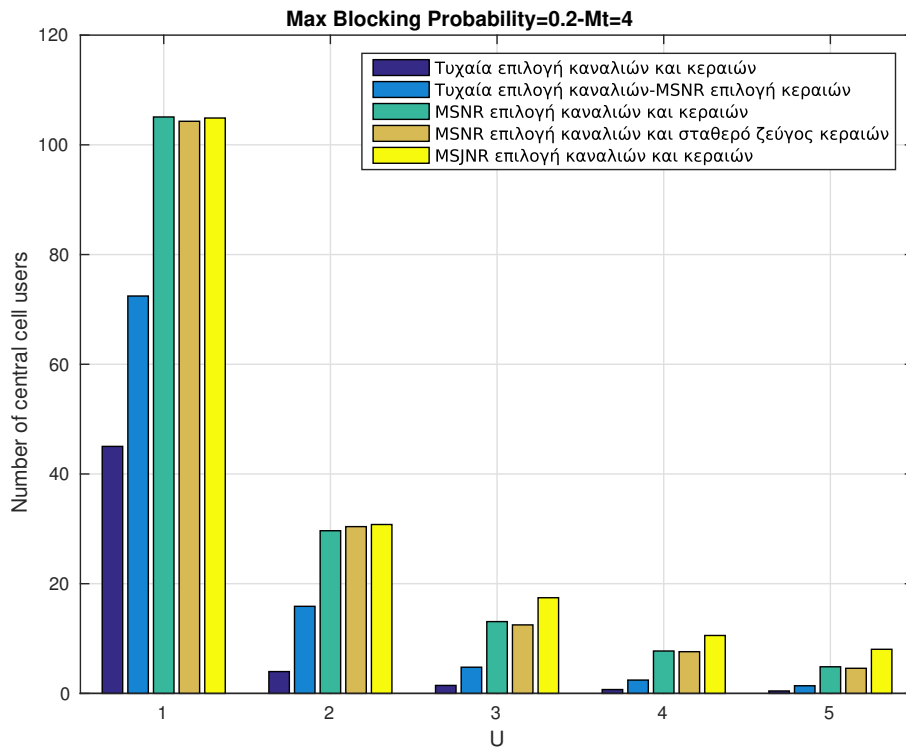
Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης



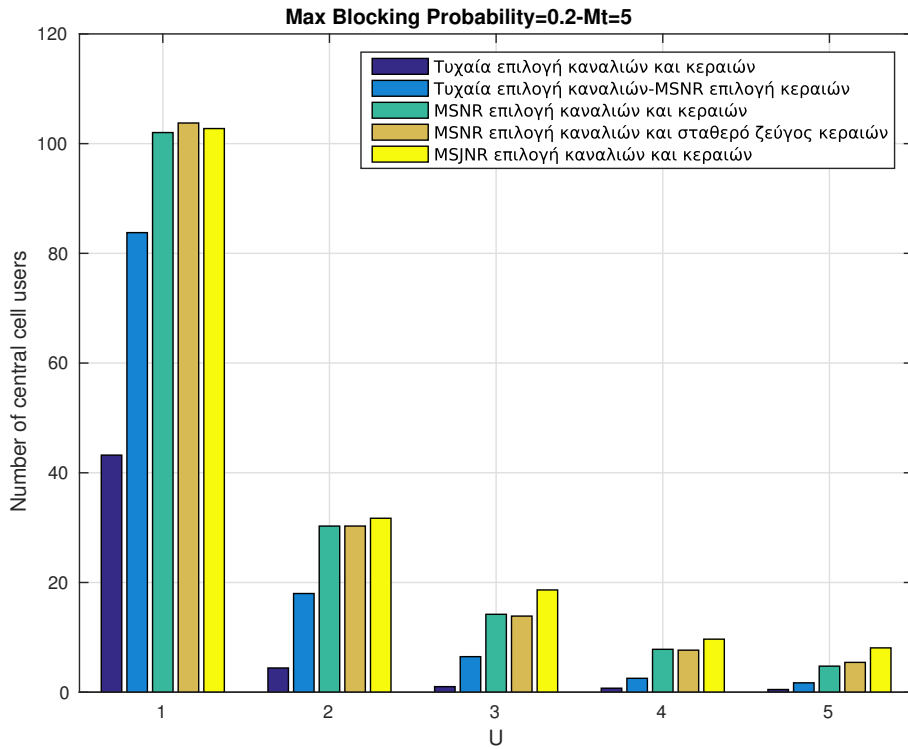
Σχήμα 6.1: Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.1, M_t = 4$



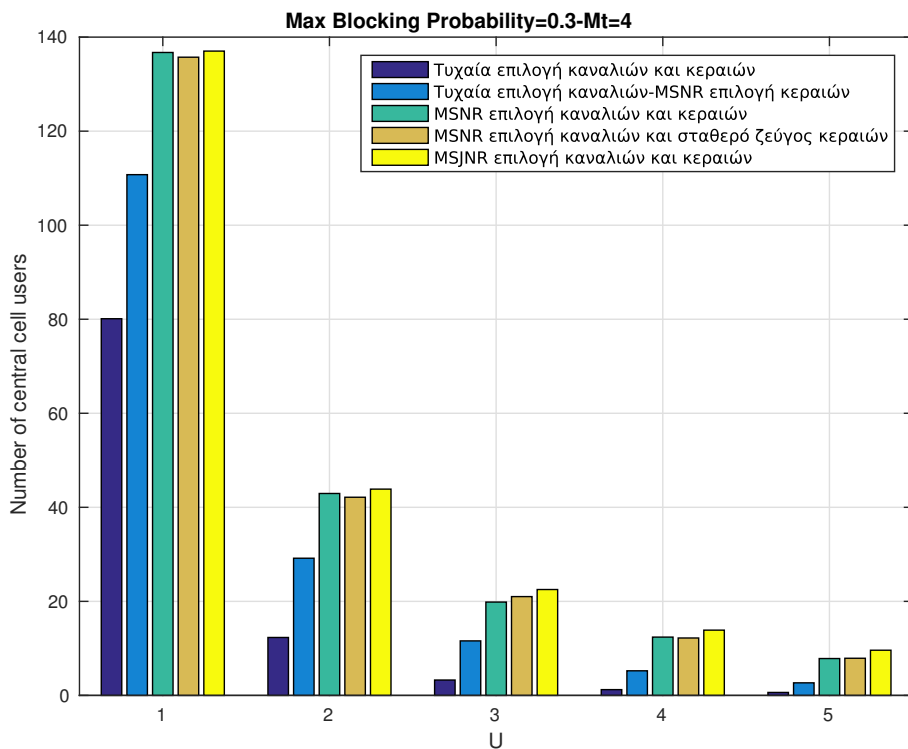
Σχήμα 6.2: Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.1, M_t = 5$



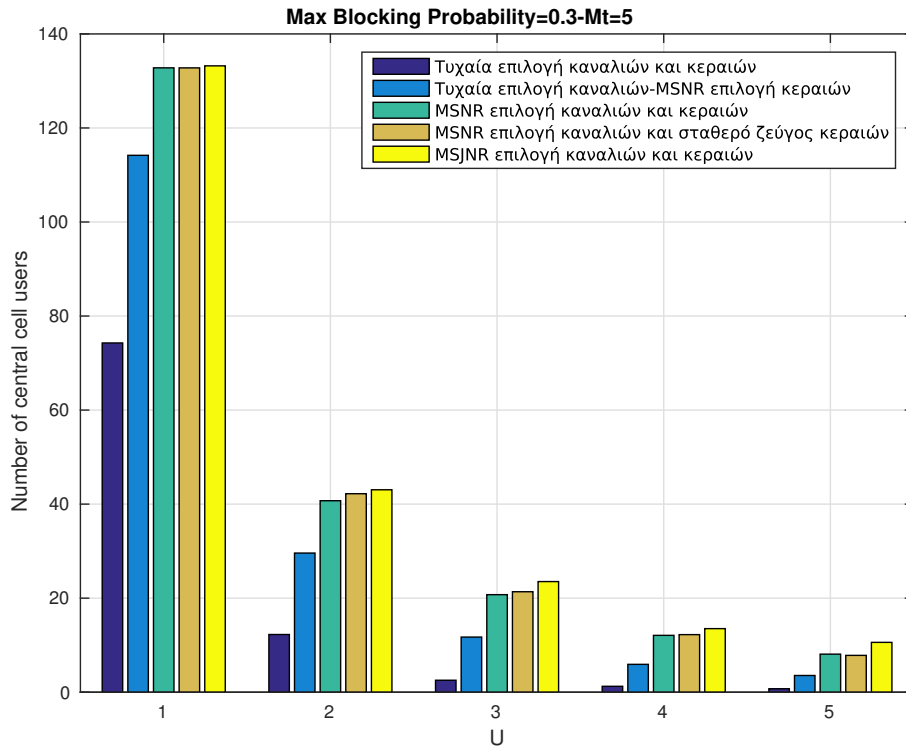
Σχήμα 6.3: Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.2, M_t = 4$



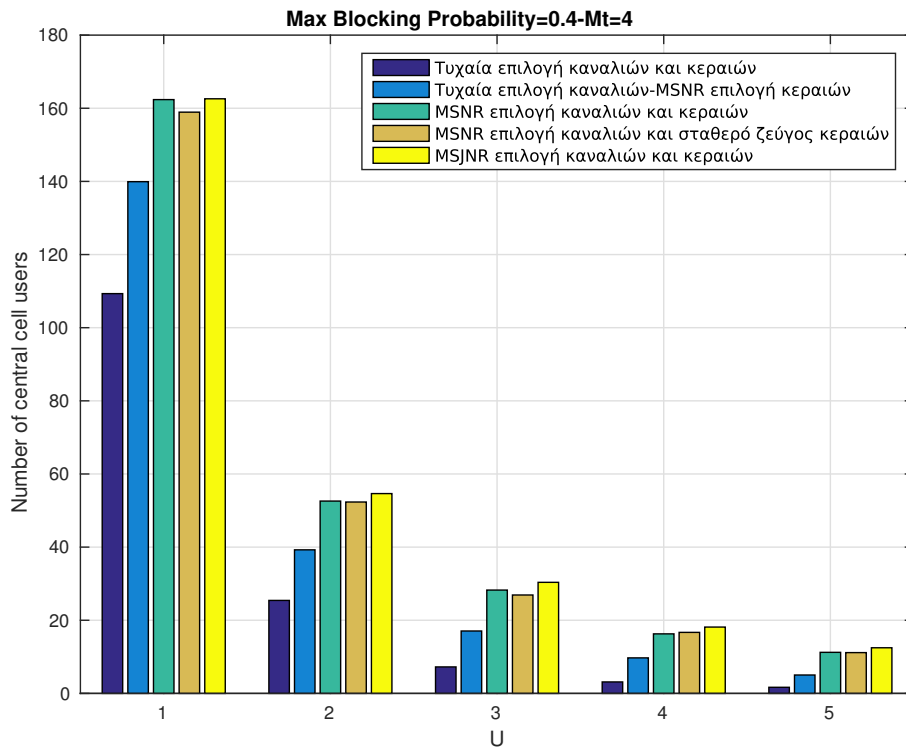
Σχήμα 6.4: Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.2, M_t = 5$



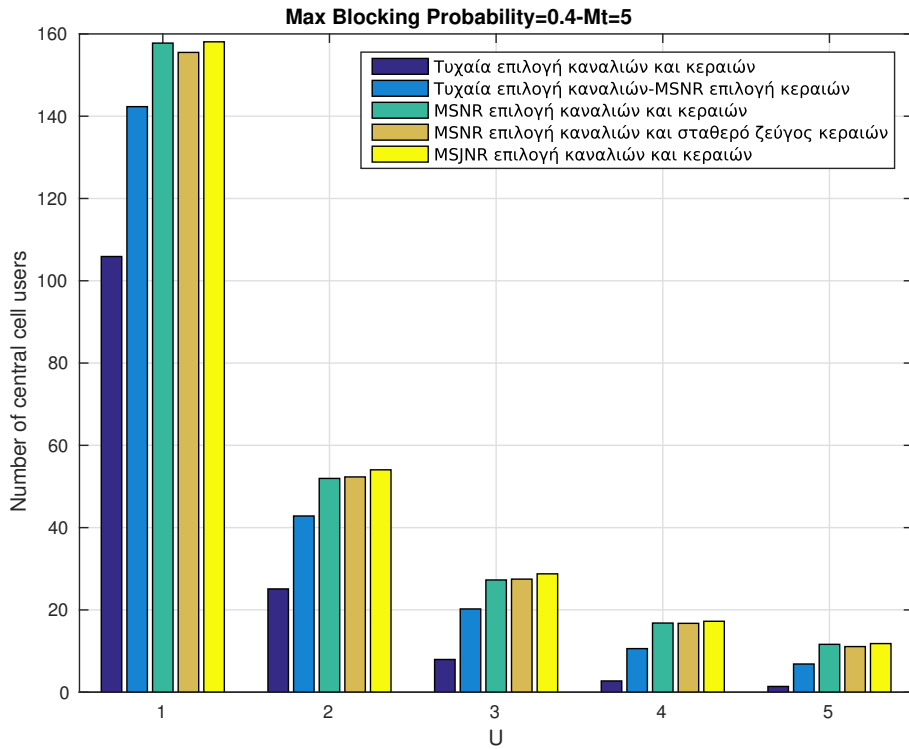
Σχήμα 6.5: Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.3, M_t = 4$



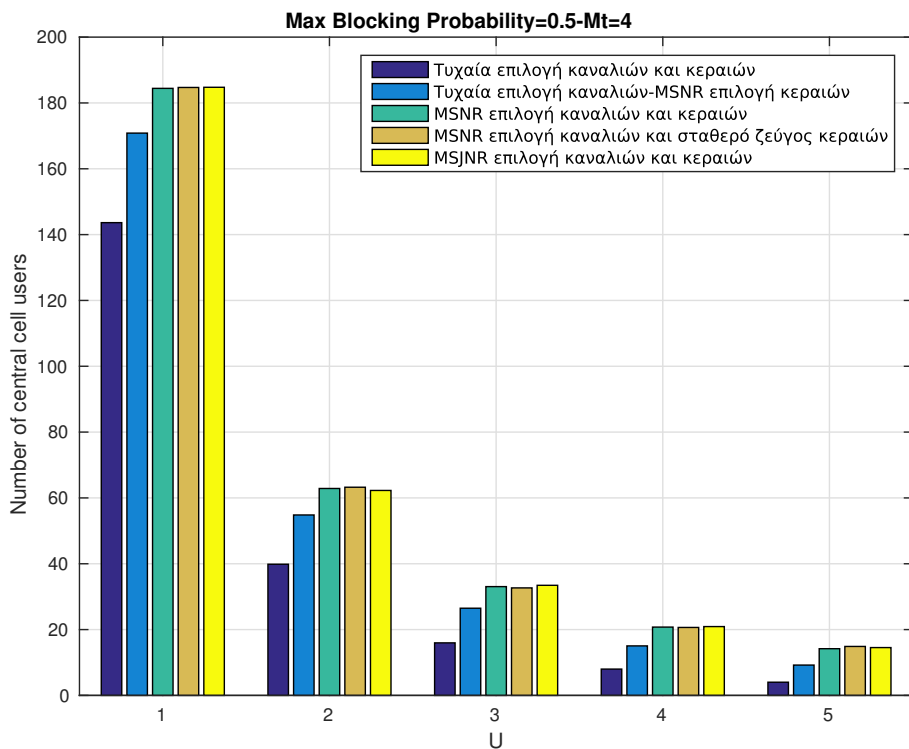
Σχήμα 6.6: Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.3, M_t = 5$



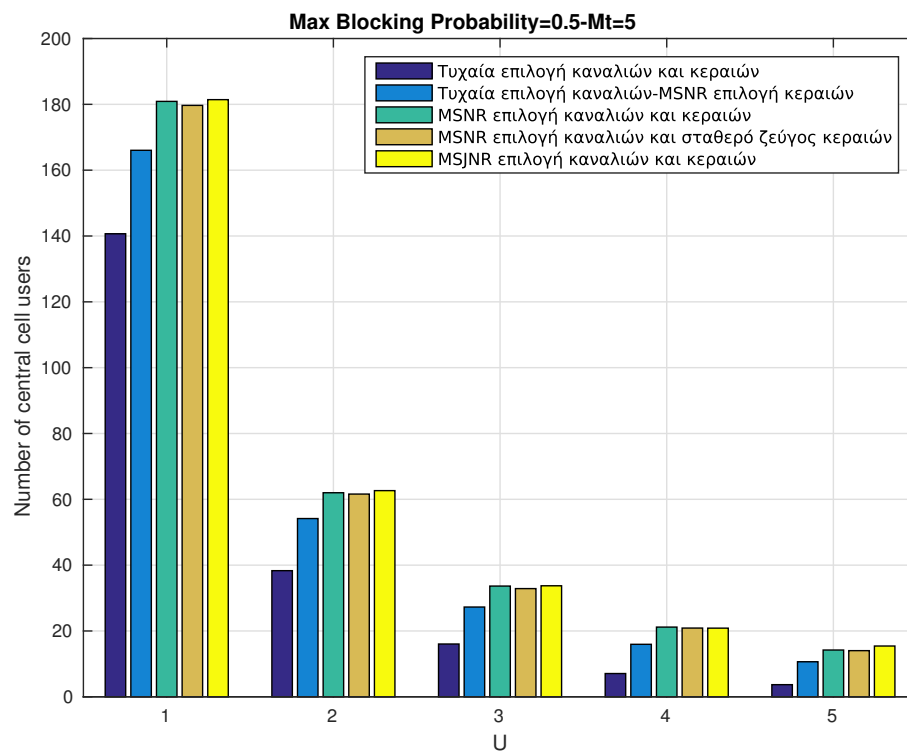
Σχήμα 6.7: Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.4, M_t = 4$



Σχήμα 6.8: Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.4$, $M_t = 5$

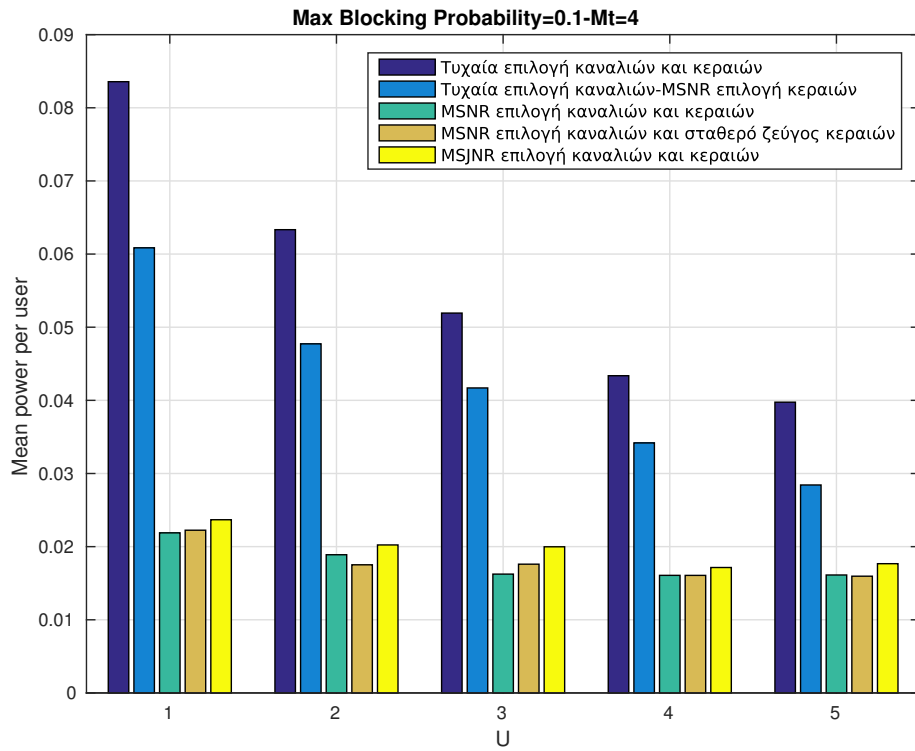


Σχήμα 6.9: Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.5$, $M_t = 4$

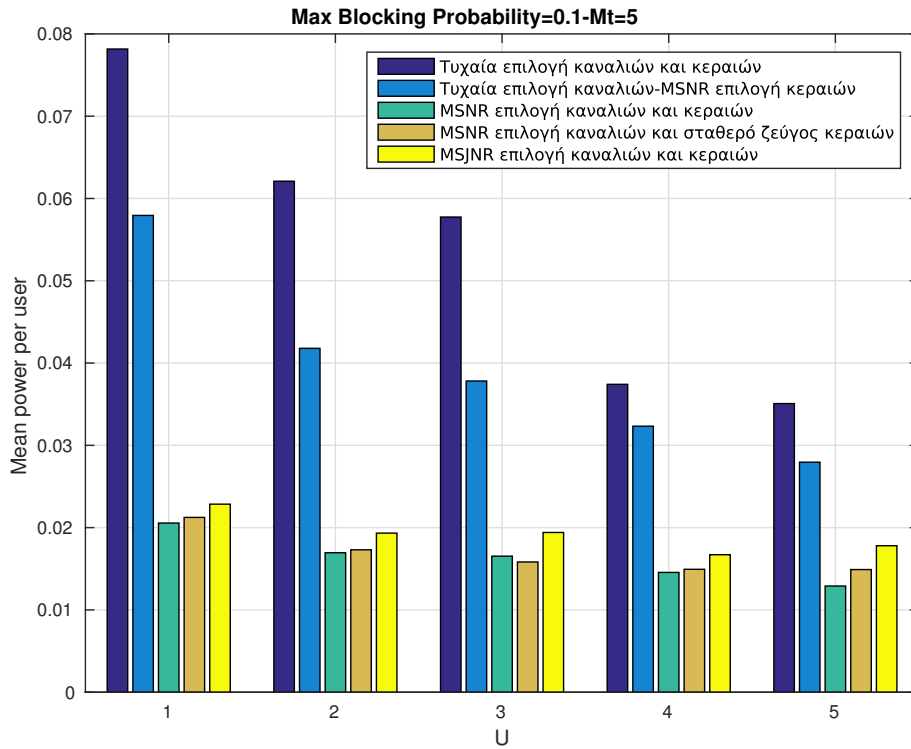


Σχήμα 6.10: Πλήθος χρηστών εντός κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.5, M_t = 5$

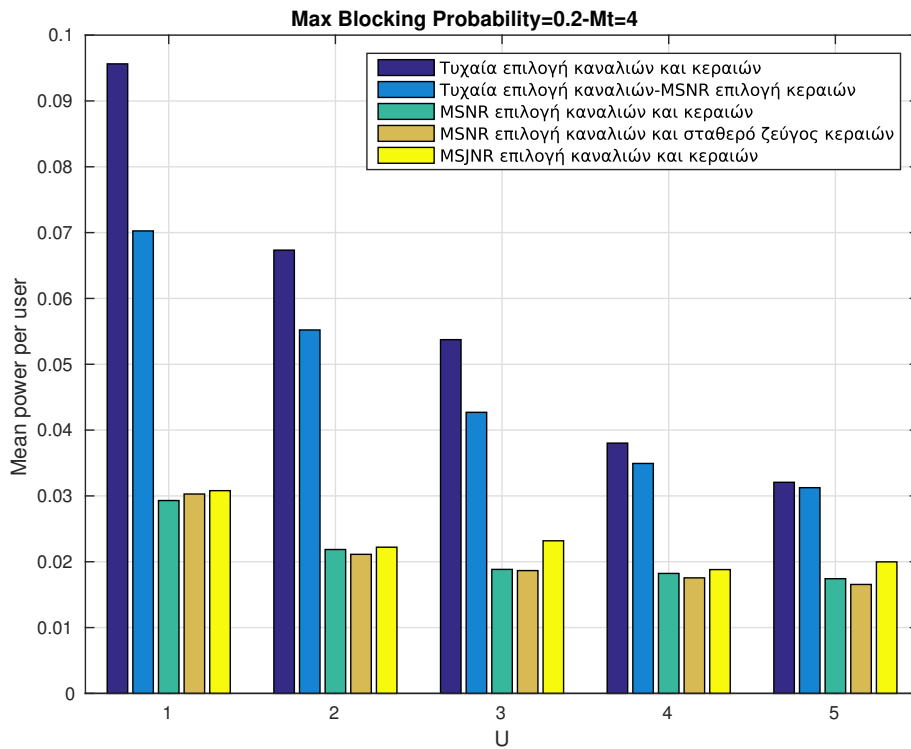
Μέση ισχύς ανά χρήστη



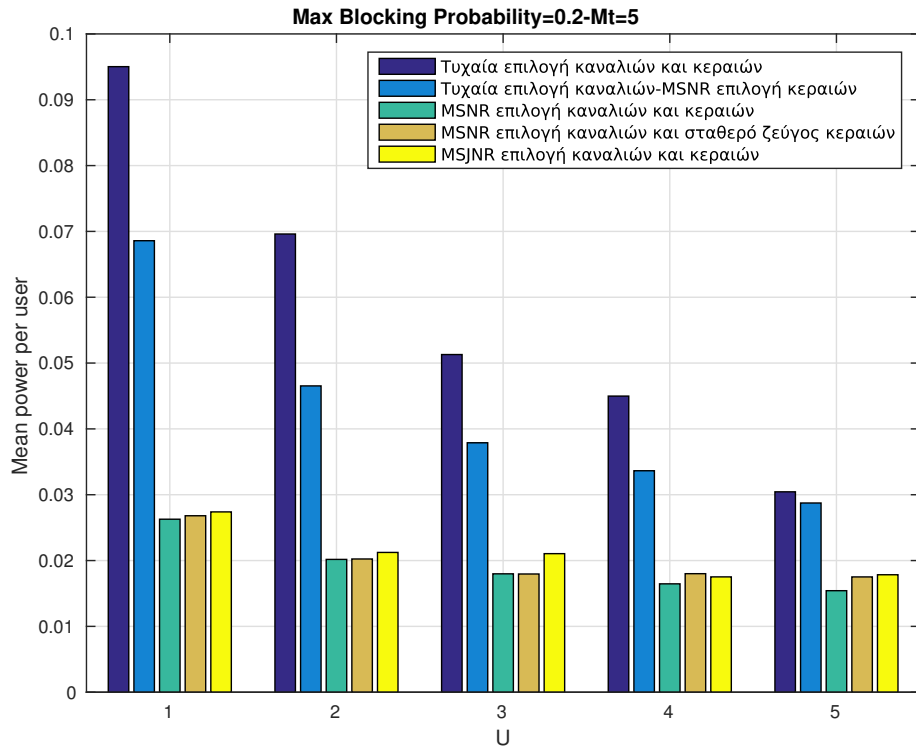
Σχήμα 6.11: Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.1, M_t = 4$



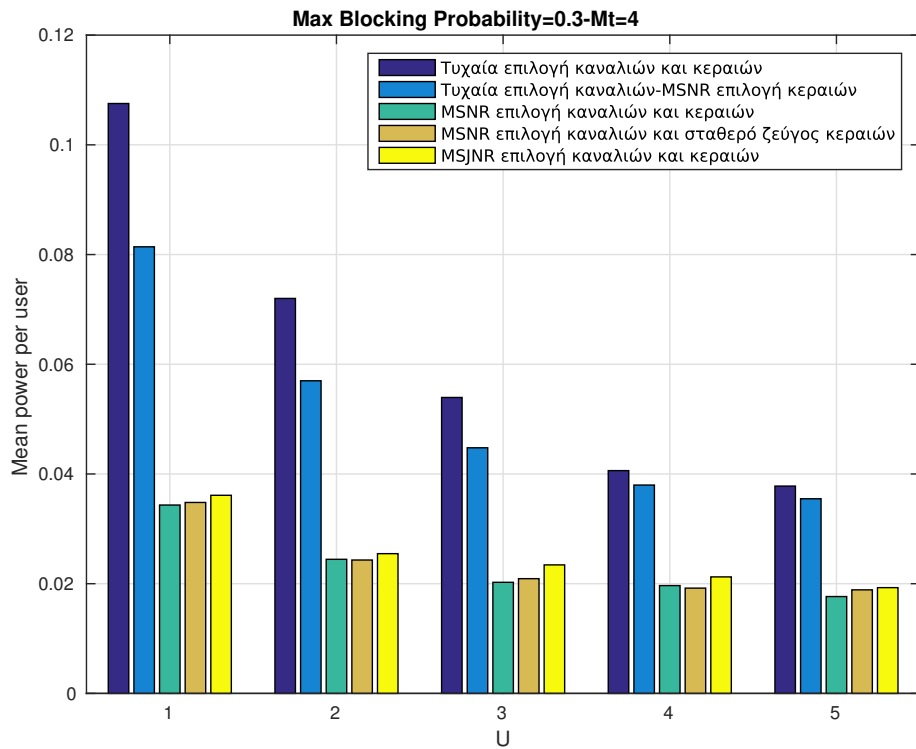
Σχήμα 6.12: Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.1$, $M_t = 5$



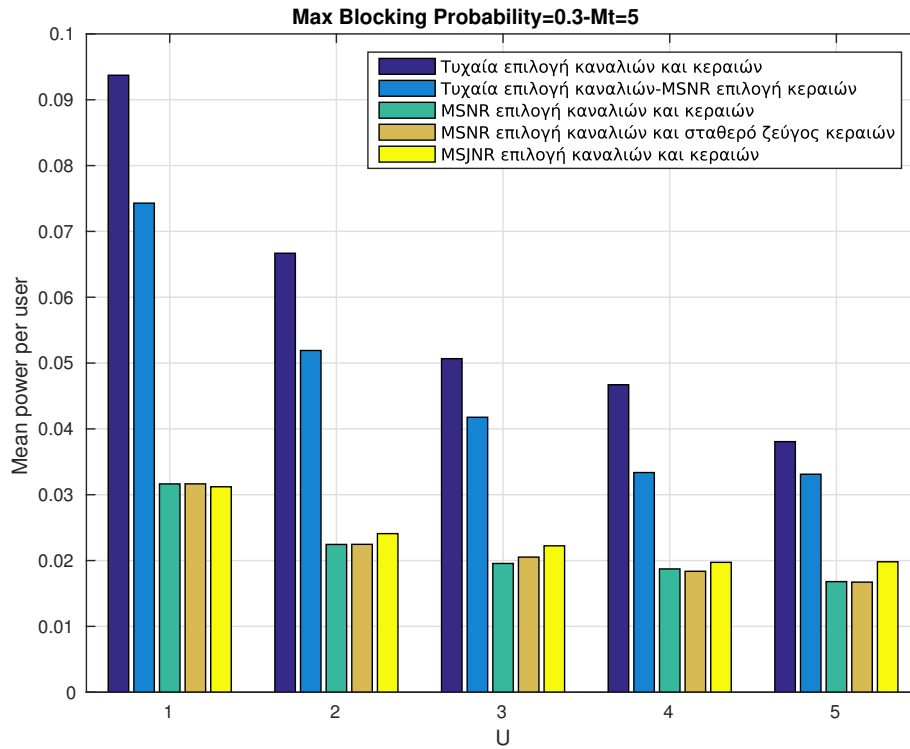
Σχήμα 6.13: Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.2$, $M_t = 4$



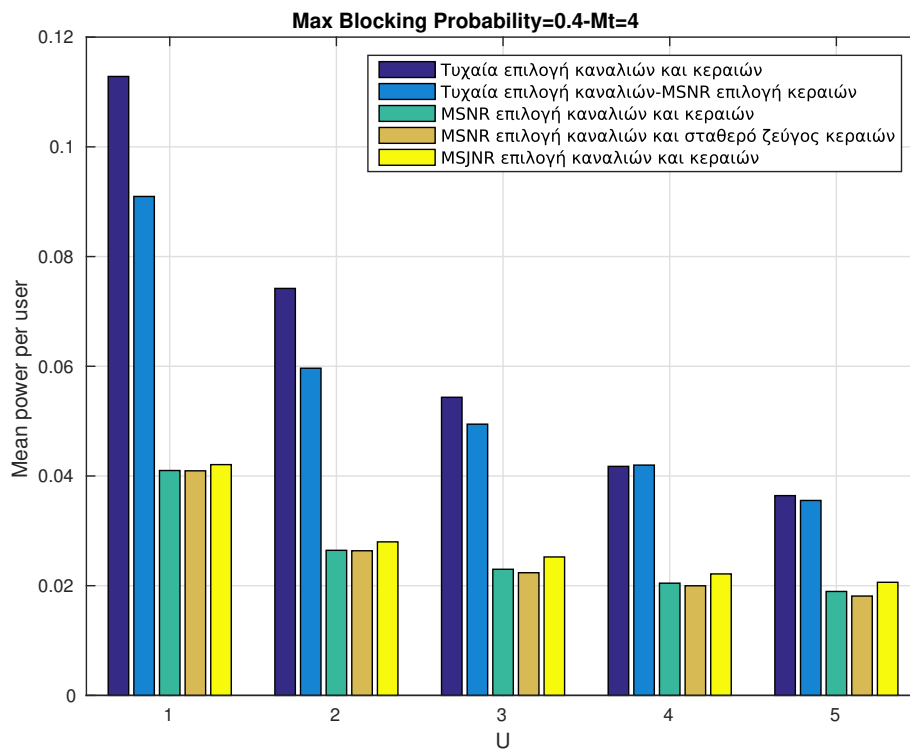
Σχήμα 6.14: Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.2, M_t = 5$



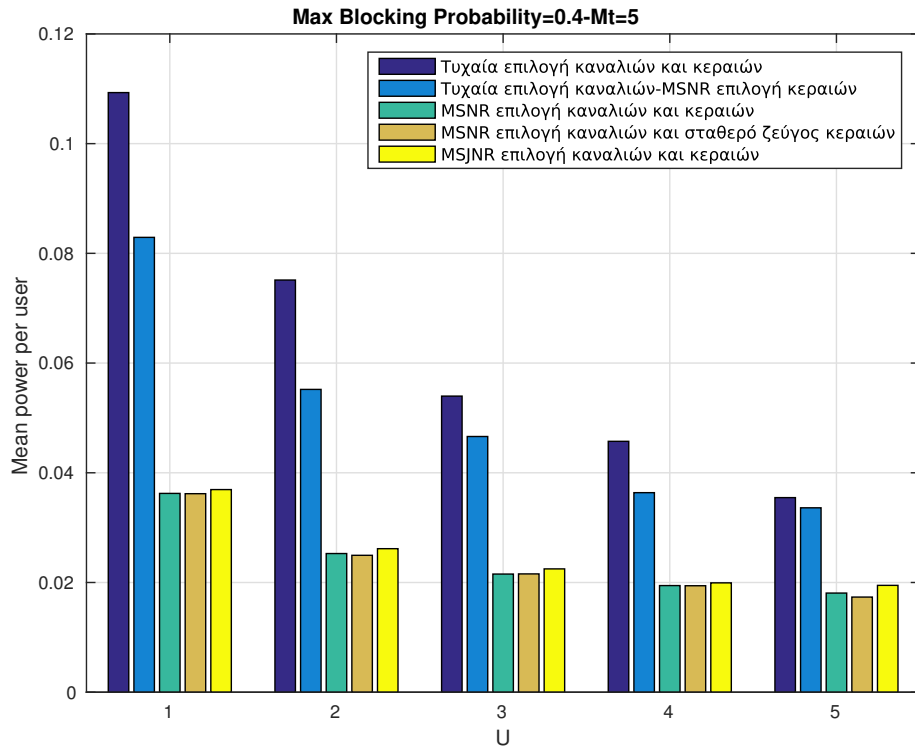
Σχήμα 6.15: Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.3, M_t = 4$



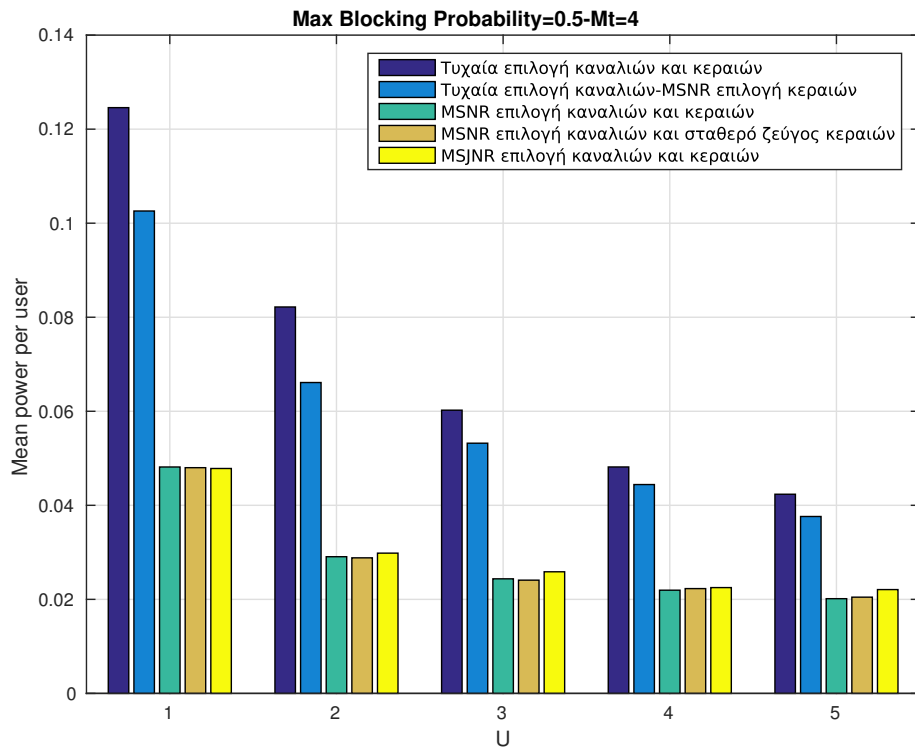
Σχήμα 6.16: Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.3$, $M_t = 5$



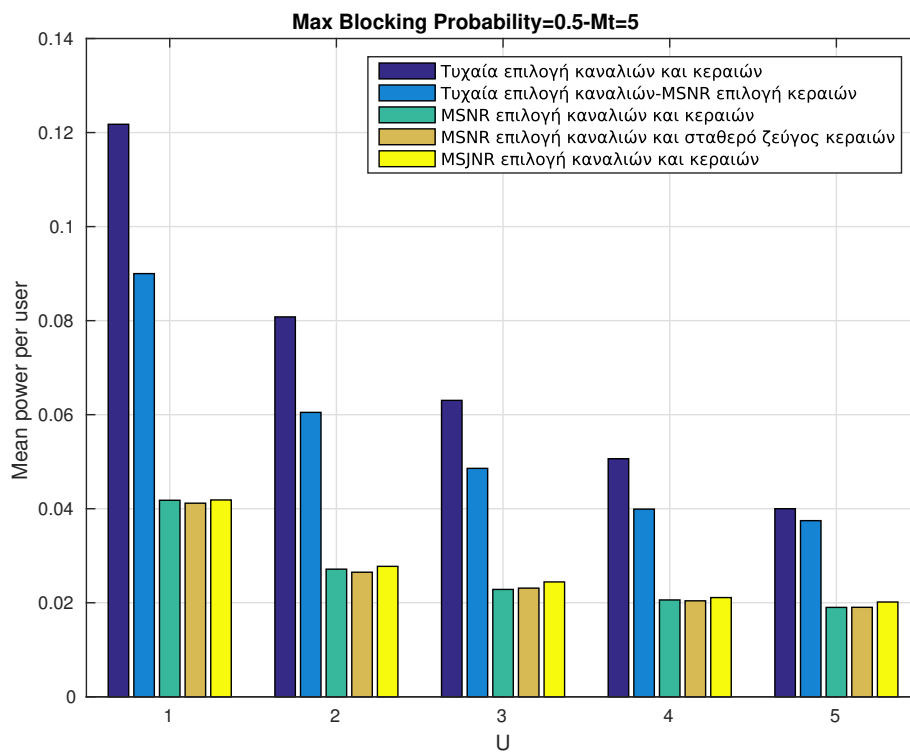
Σχήμα 6.17: Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.4$, $M_t = 4$



Σχήμα 6.18: Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.4$, $M_t = 5$

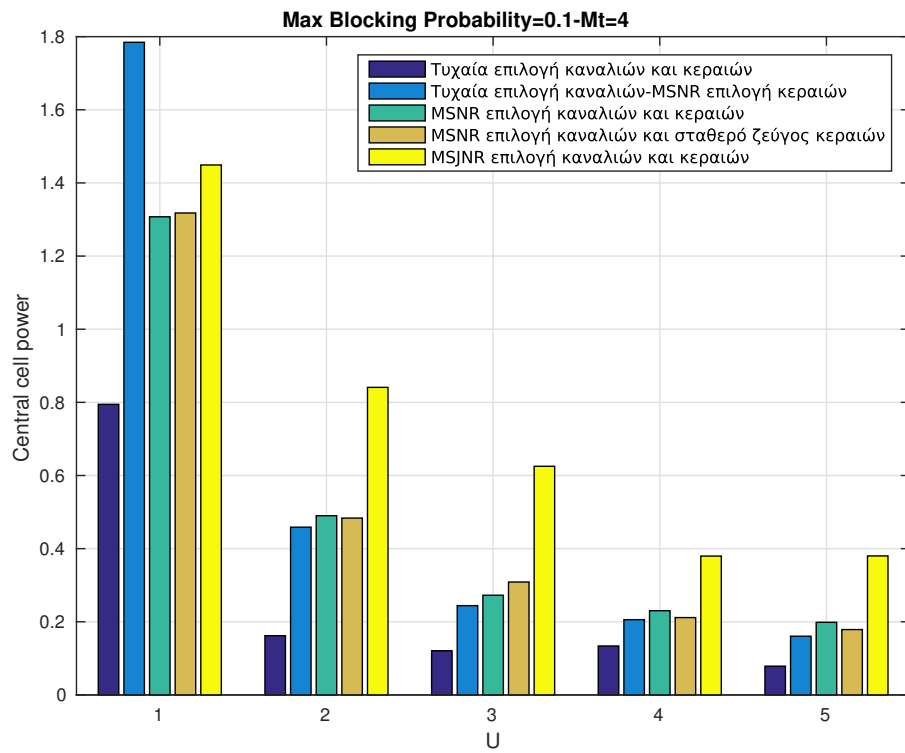


Σχήμα 6.19: Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.5$, $M_t = 4$

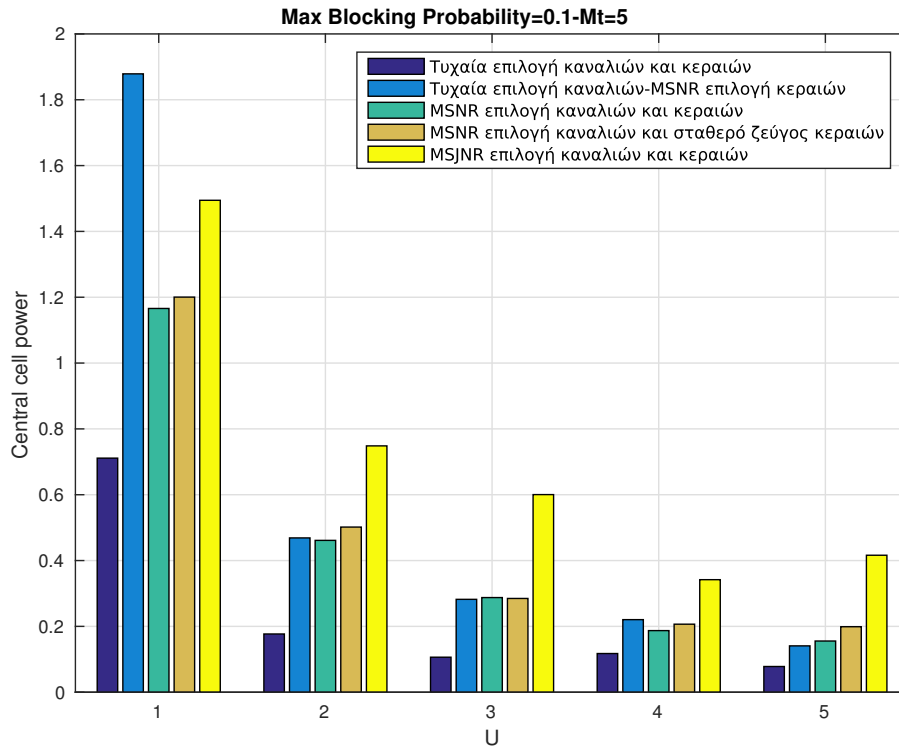


Σχήμα 6.20: Μέση ισχύς ανά χρήστη για $bl. prob. = 0.5$, $M_t = 5$

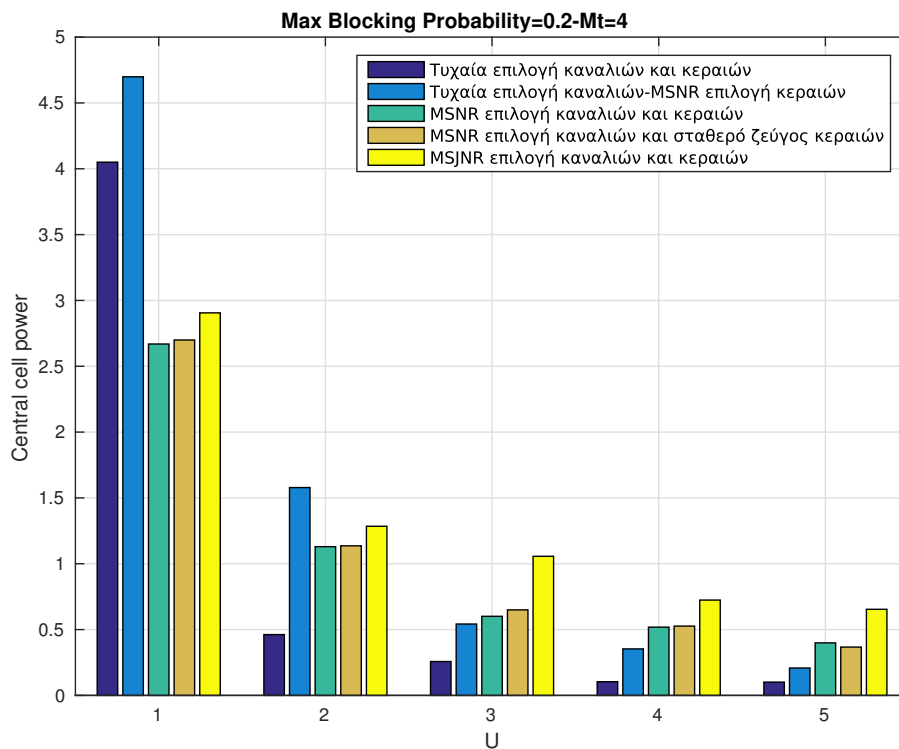
Ισχύς κεντρικής κυψέλης



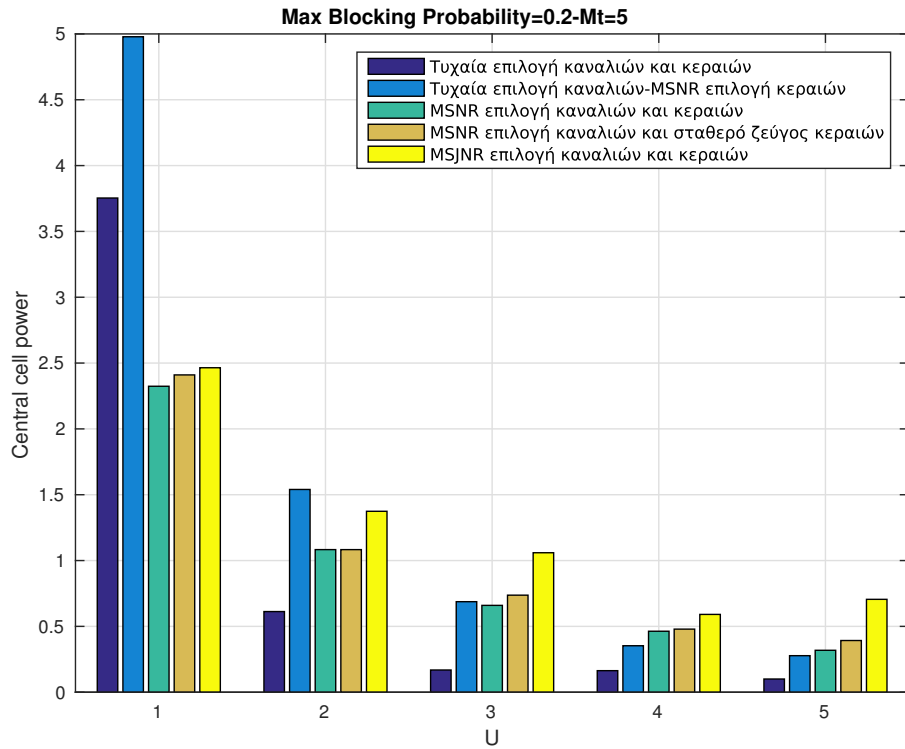
Σχήμα 6.21: Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.1, M_t = 4$



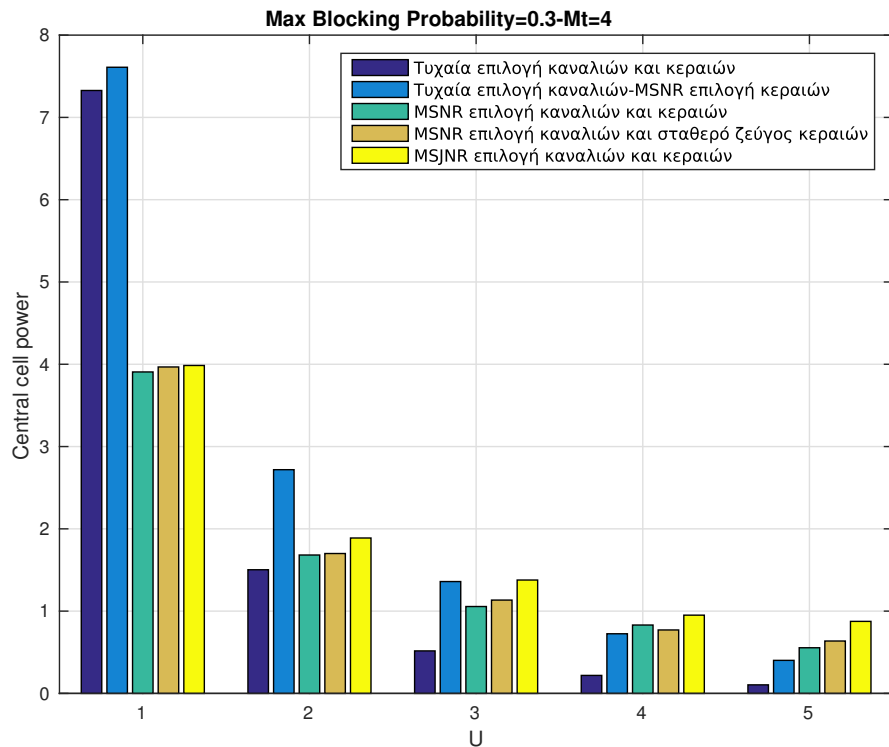
Σχήμα 6.22: Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.1, M_t = 5$



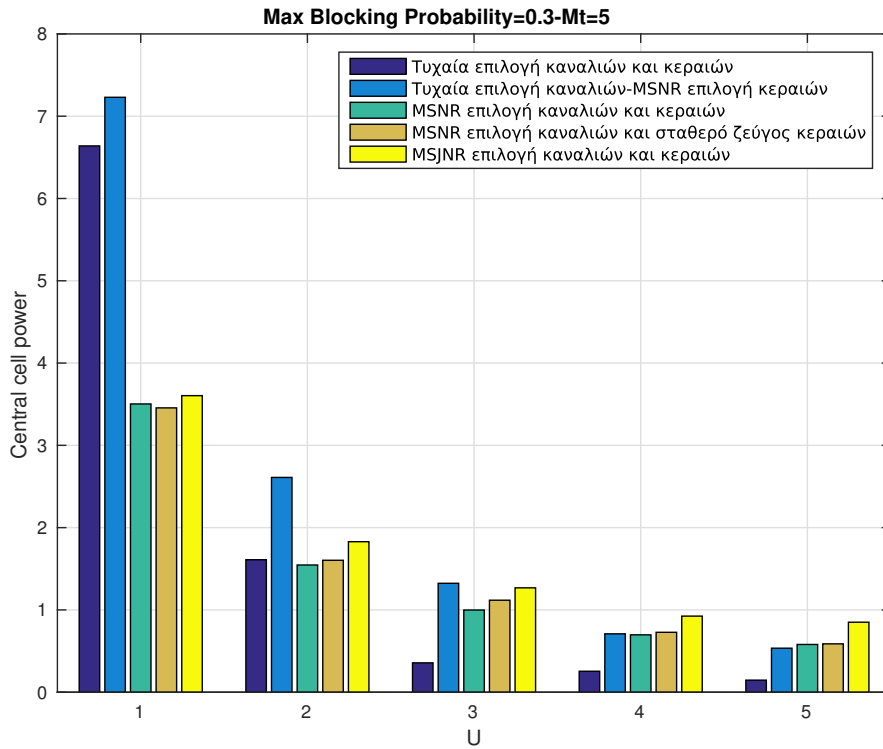
Σχήμα 6.23: Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.2, M_t = 4$



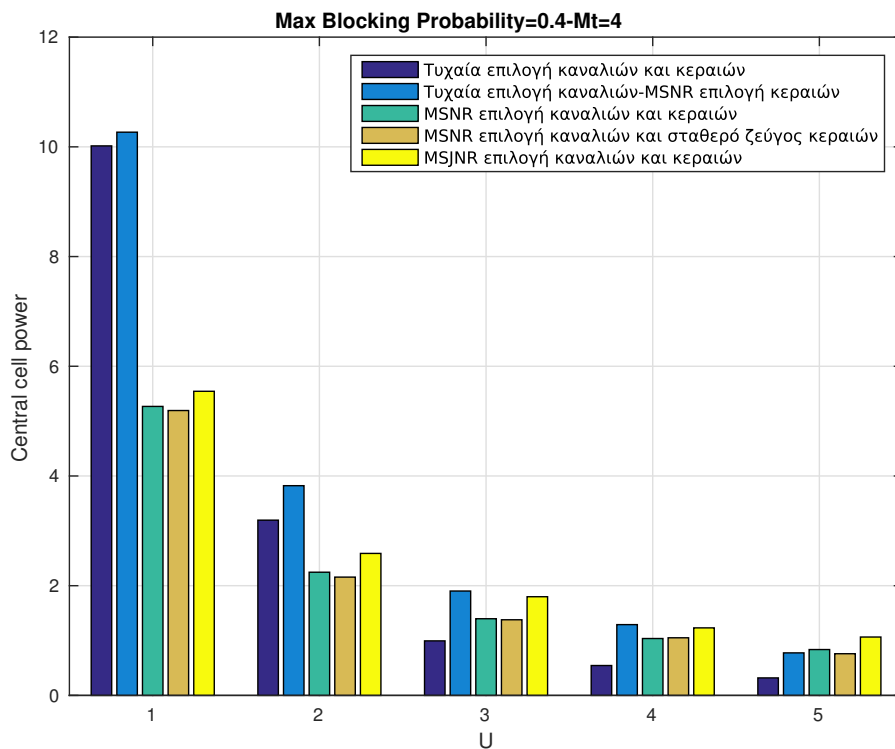
Σχήμα 6.24: Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.2$, $M_t = 5$



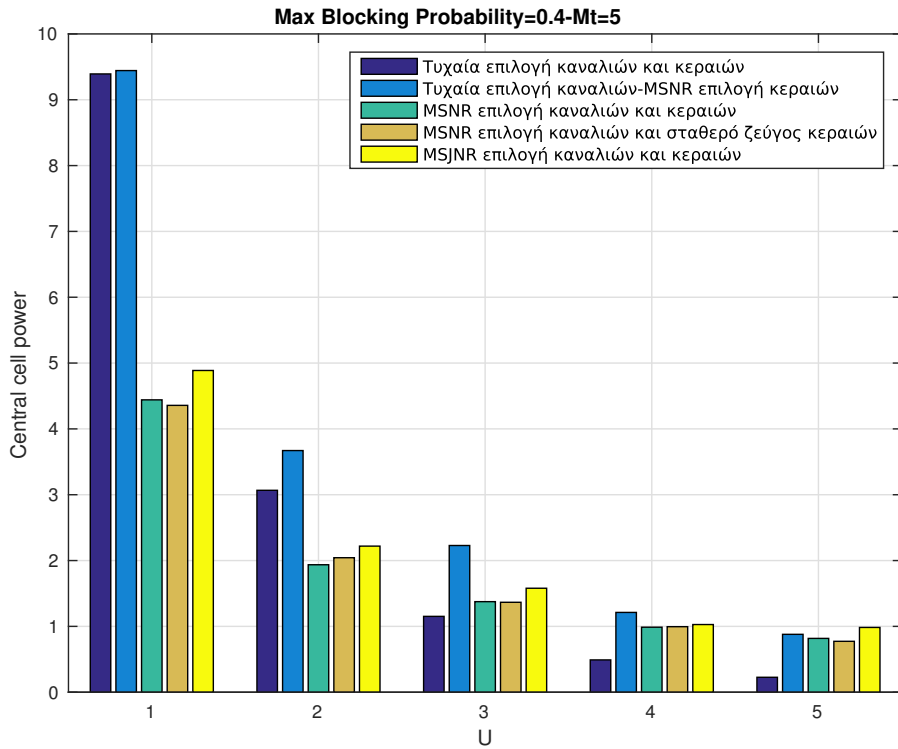
Σχήμα 6.25: Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.3$, $M_t = 4$



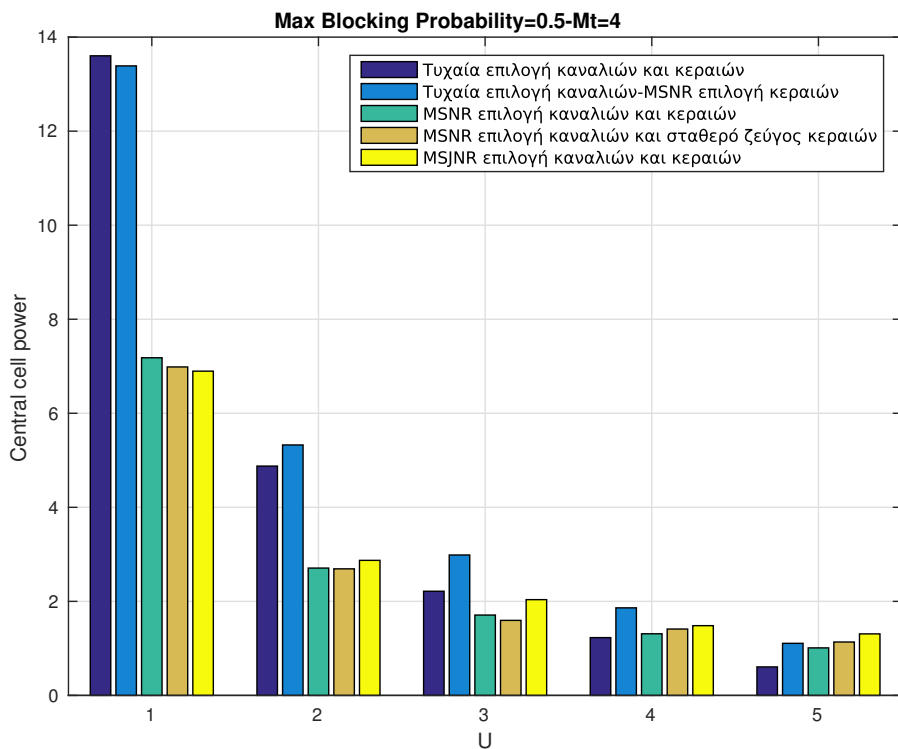
Σχήμα 6.26: Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.3, M_t = 5$



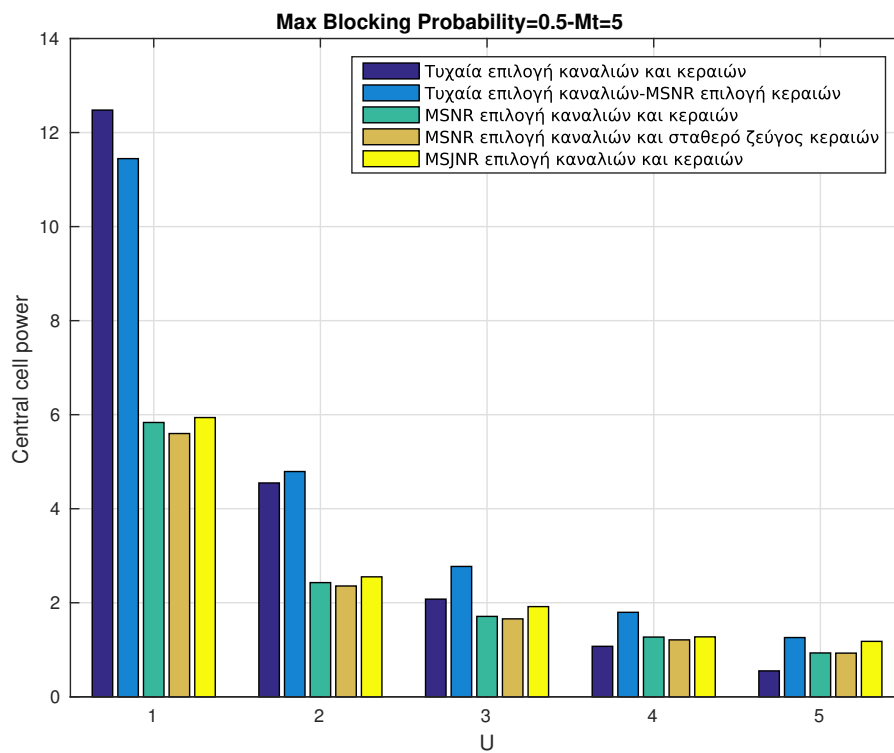
Σχήμα 6.27: Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.4, M_t = 4$



Σχήμα 6.28: Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.4$, $M_t = 5$

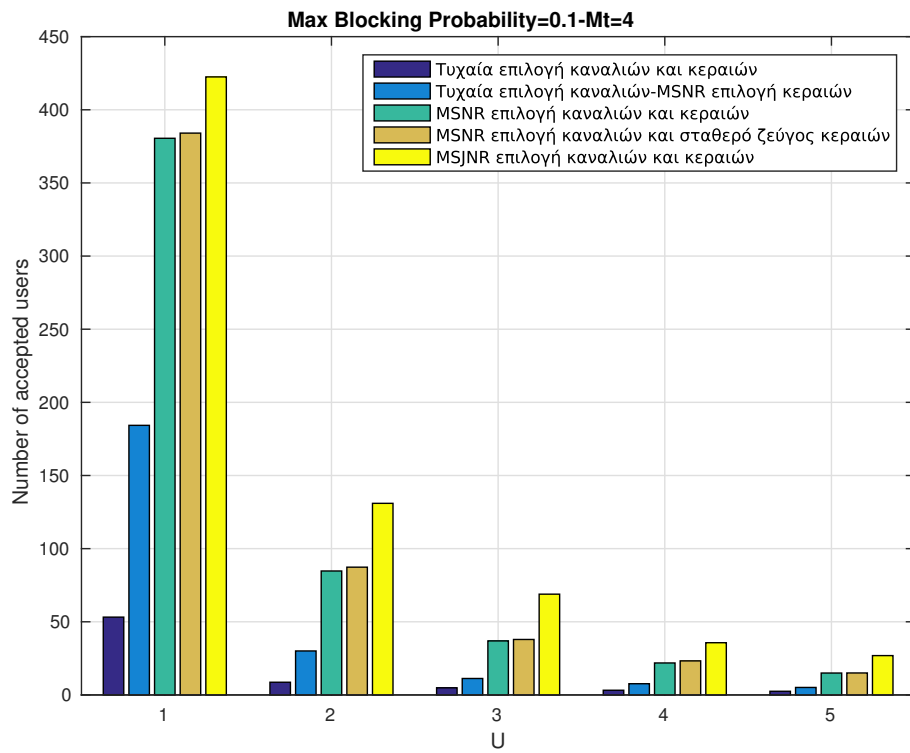


Σχήμα 6.29: Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.5$, $M_t = 4$

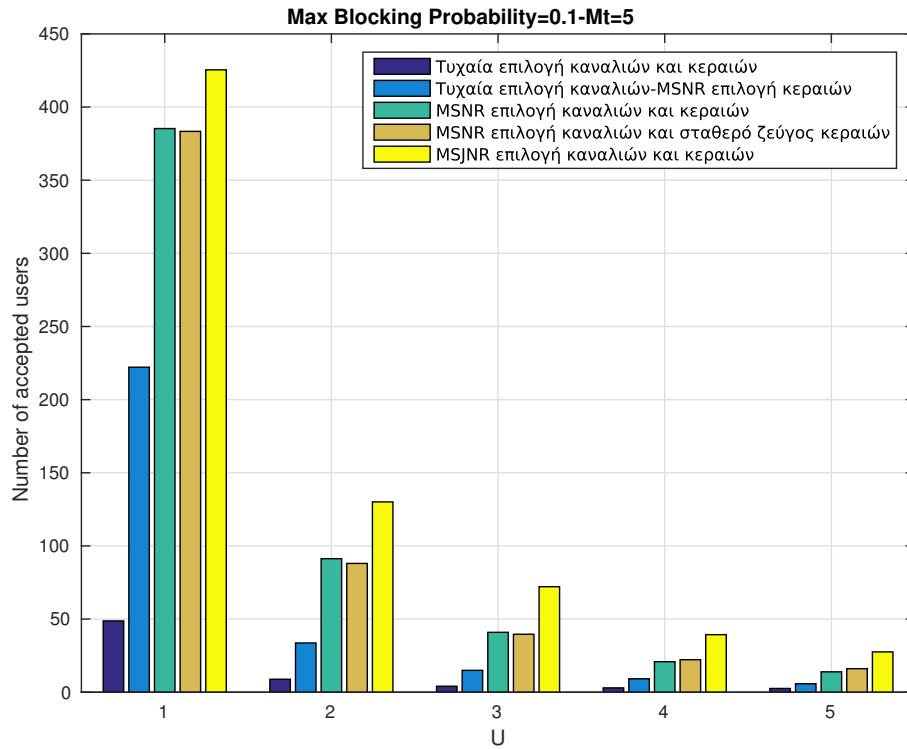
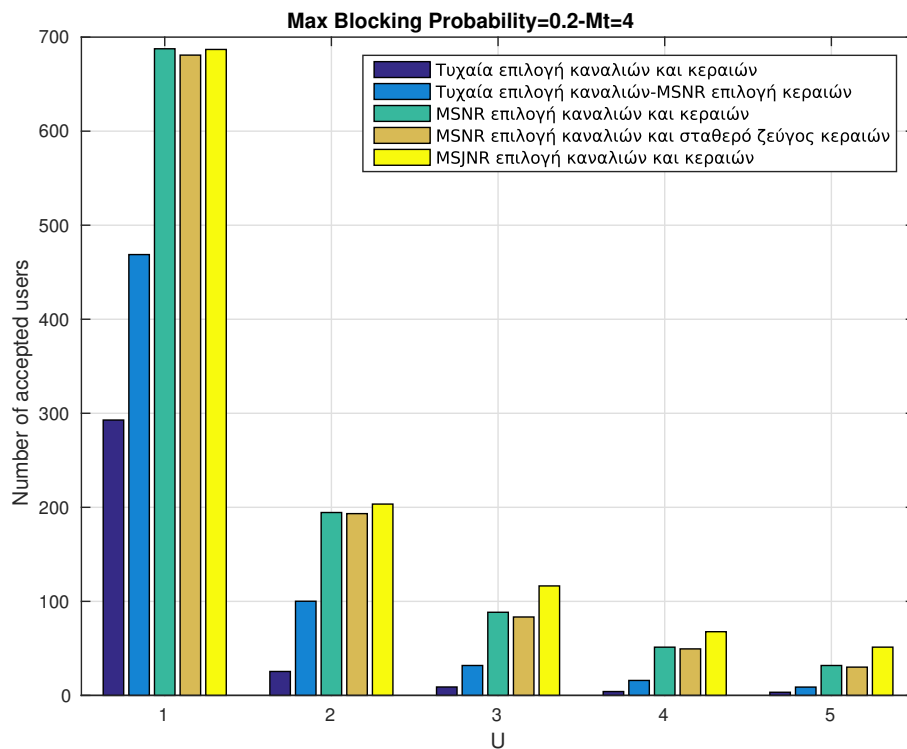


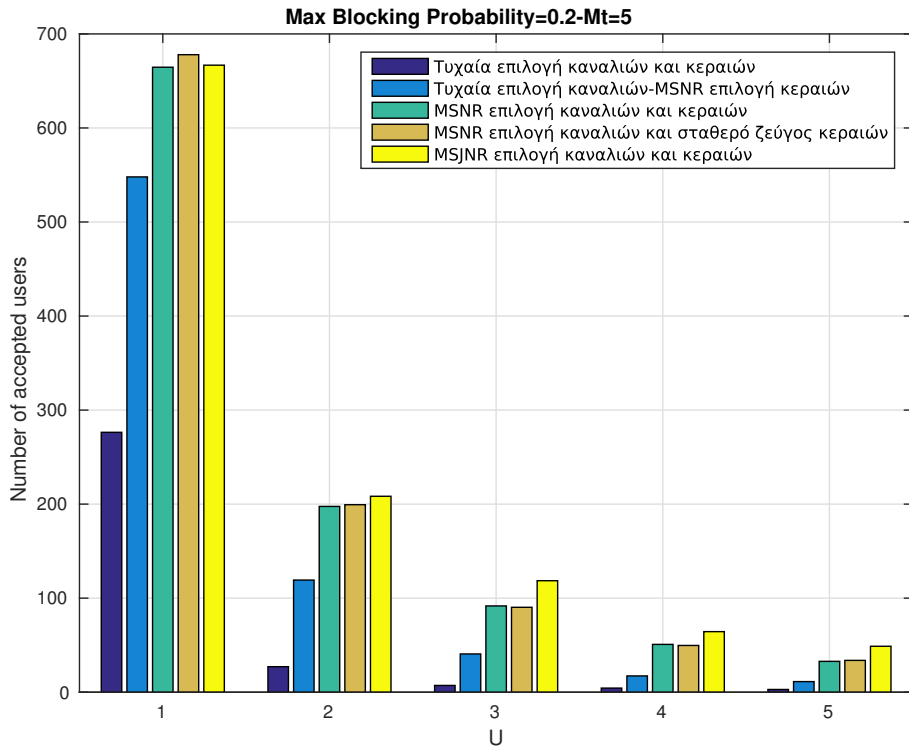
Σχήμα 6.30: Ισχύς κεντρικής κυψέλης για $bl. prob. = 0.5, M_t = 5$

Πλήθος χρηστών

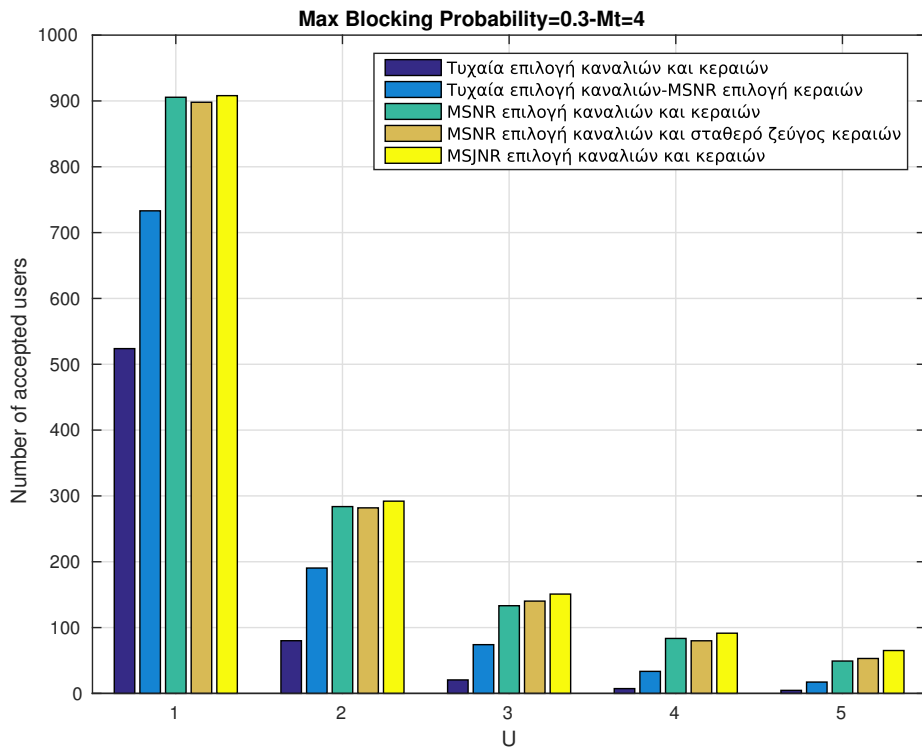


Σχήμα 6.31: Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.1, M_t = 4$

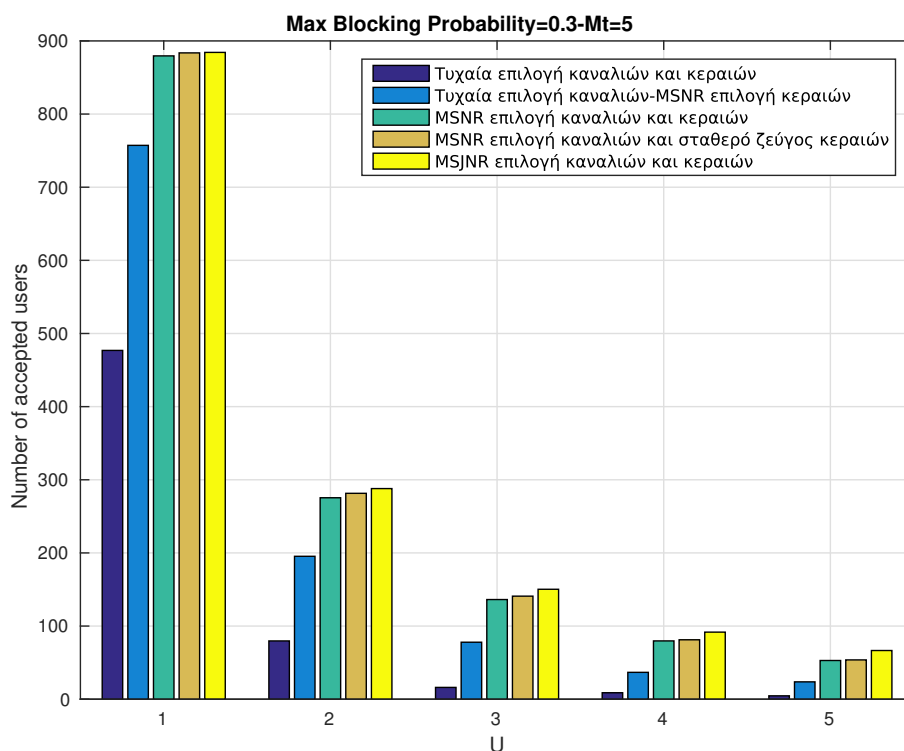
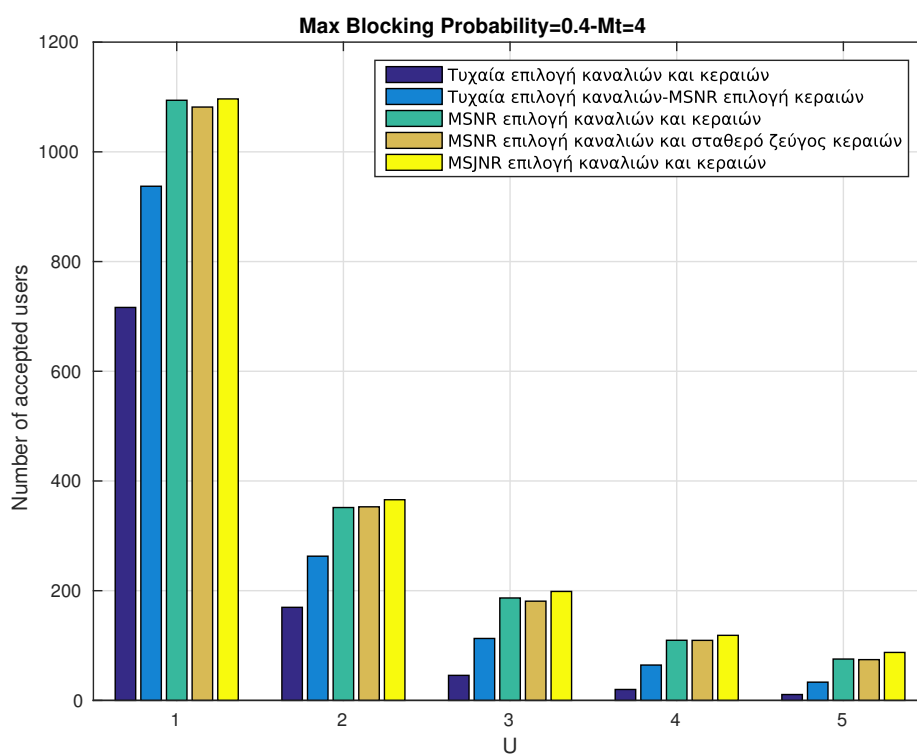
Σχήμα 6.32: Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.1, M_t = 5$ Σχήμα 6.33: Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.2, M_t = 4$

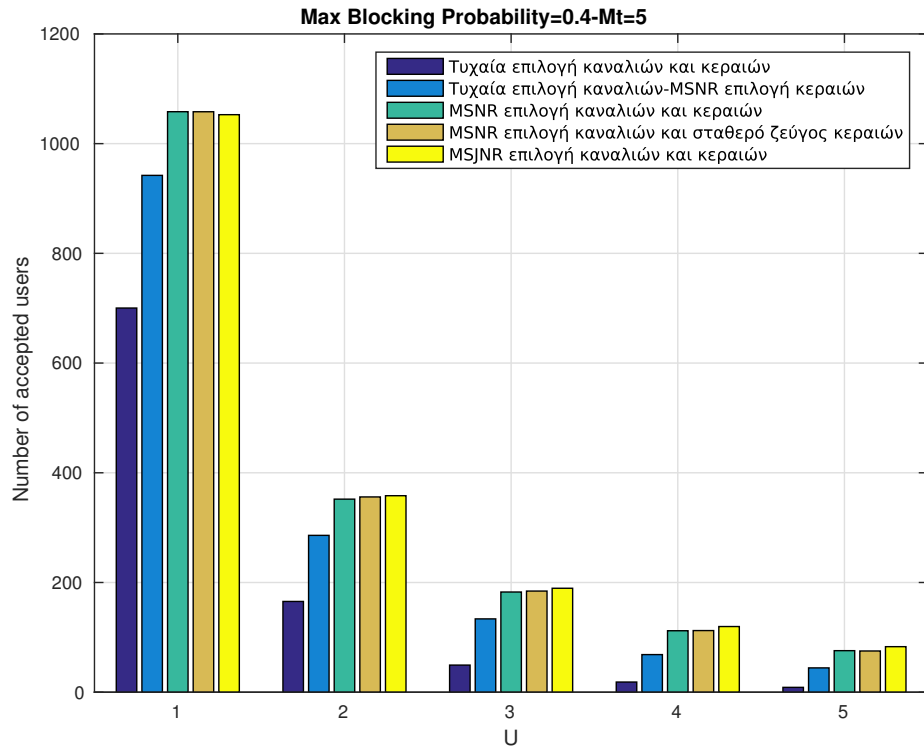


Σχήμα 6.34: Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.2, M_t = 5$

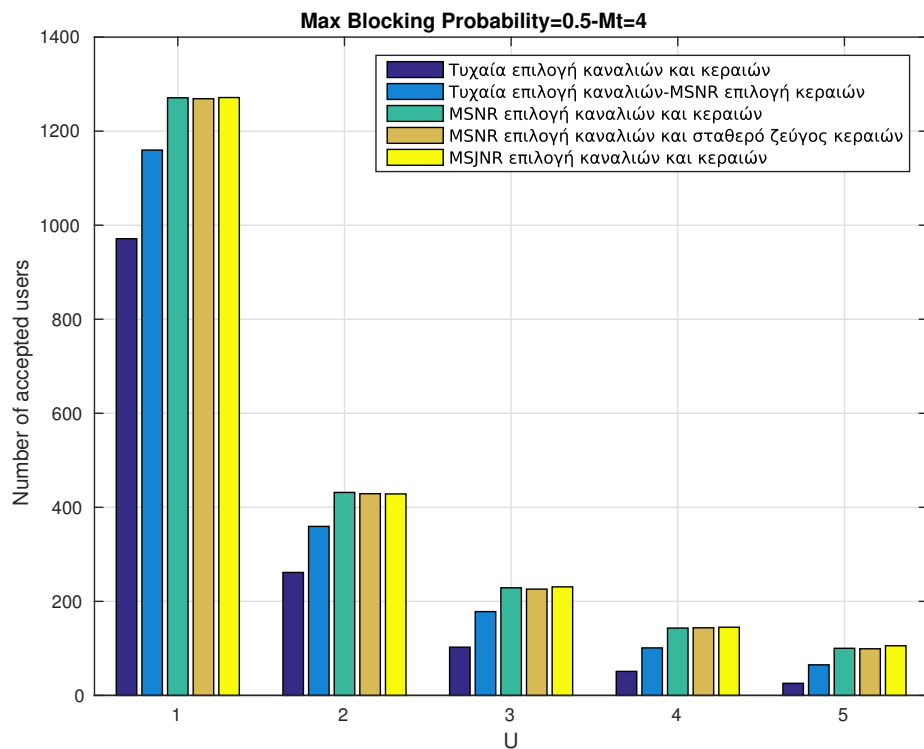


Σχήμα 6.35: Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.3, M_t = 4$

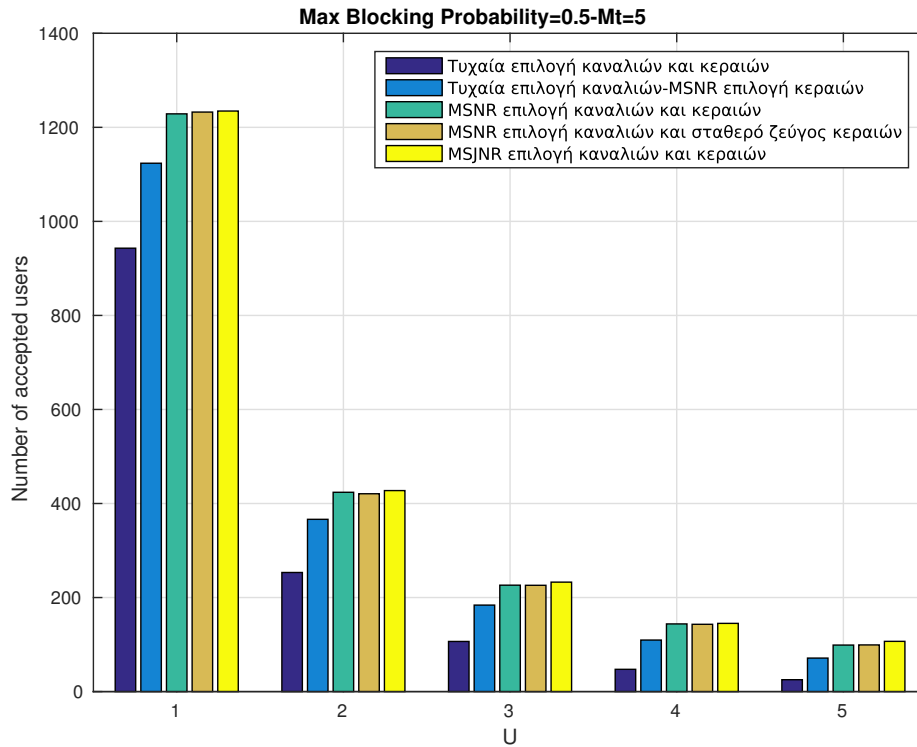
Σχήμα 6.36: Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.3, M_t = 5$ Σχήμα 6.37: Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.4, M_t = 4$



Σχήμα 6.38: Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.4$, $M_t = 5$



Σχήμα 6.39: Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.5$, $M_t = 4$



Σχήμα 6.40: Πλήθος χρηστών για $bl. prob. = 0.5, M_t = 5$

Συμπεράσματα

Από τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, παρατηρούμε πως για δεδομένο αλγόριθμο και συγκεκριμένη πιθανότητα διακοπής, η αύξηση του αριθμού των υποκαναλιών U για κάθε χρήστη, προκαλεί μείωση του συνολικού αριθμού των αποδεκτών χρηστών, όπως και είναι αναμενόμενο. Ένας νέος χρήστης, έχοντας περισσότερα υποκανάλια, είναι πιθανότερο να δεχτεί παρεμβολές σε κάποιο από αυτά από άλλους ομοδιαυλικούς, με αποτέλεσμα τις υψηλότερες απαιτήσεις του σε ισχύ εκπομπής και την απόρριψή από το σύστημα στο στάδιο ελέγχου.

Η αύξηση της μέγιστης πιθανότητας αποκλεισμού προξενεί ανάλογη αύξηση του αριθμού χρηστών, αφού το σύστημα είναι περισσότερο ελαστικό στην είσοδο νέων χρηστών. Μεγαλύτερη, όμως, πιθανότητα blocking επιφέρει και αύξηση της μέσης ισχύος εκπομπής ανά χρήστη, μιας και περισσότεροι χρήστες προκαλούν υψηλότερα επίπεδα παρεμβολών και χρειάζεται, αντίστοιχα, μεγαλύτερη ισχύ για την υπερκέρασή τους και την αξιόπιστη λειτουργία του δικτύου.

Η λειτουργία με $M_t = 5$ κεραιές εκπομπής αντί για 4, επιτρέπει την εξυπηρέτηση περισσότερων χρηστών γενικά, ιδίως για 2 και πλέον υποκανάλια ανά χρήστη. Σημαντικότερο πλεονέκτημα, πάντως, της χρήσης επιπλέον κεραιάς, είναι η μείωση της μέσης ισχύος για

κάθε διαφορετικό σενάριο προσομοίωσης. Αυτό εξηγείται από το γεγονός πως με 5 κεραιές υπάρχουν 10 πιθανά ζεύγη εκπομπής αντί για 6 με 4 κεραιές, δηλαδή μεγαλύτερος αριθμός διαδρομών που μπορεί να ακολουθήσει το σήμα στον διάυλο κατά την διάδοση. Με τους αλγόριθμους, λοιπόν, απόδοσης πόρων, είναι δυνατό να επιλεγεί η διαδρομή αυτή με την καλύτερη απόκριση διαύλου, συνεπώς χαμηλότερες στάθμες θορύβου και παρεμβολών. Επομένως, για το επιλεγμένο κατώφλι SNR στην λήψη, απαιτείται μικρότερη ισχύς εκπομπής.

Οι αλγόριθμοι MSNR με ή χωρίς σταθερό ζεύγος κεραιών και MSJNR πετυχαίνουν πολύ καλύτερη επίδοση από αυτούς της τυχαίας παραχώρης υποκαναλιών και MSNR ή τυχαίας επιλογής κεραιών, καθώς συμπεριλαμβάνουν την απόκριση του διαύλου στους υπολογισμούς. Ο MSJNR επιτρέπει τον μεγαλύτερο αριθμό χρηστών, κυρίως για μικρές πιθανότητες αποκλεισμού. Απαιτεί όμως, ταυτόχρονα την μεγαλύτερη ισχύ εκπομπής από τον MSNR, καθώς στους οριακούς χρήστες αποδίδονται ζεύγη κεραιών και υποκανάλια με ανοχή στην παρεμβολή (jamming) από γειτονικούς τομείς, πιθανόν όμως να είναι ευαίσθητα στην ομοδιαυλική παρεμβολή από χρήστες άλλων τομέων.

Βιβλιογραφία

- [1] Παναγιώτης Κωττής, Παντελής-Δανιήλ Αράπογλου, *Ασύρματες Επικοινωνίες*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2014.
- [2] Φίλιππος Κωνσταντίνου, Αθανάσιος Κανατάς, Γεώργιος Πάντος, *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*, 2η έκδοση, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2013 .
- [3] Χρήστος Καψάλης, Παναγιώτης Κωττής, *Κεραίες Ασύρματες Ζεύξεις*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2011.
- [4] Παναγιώτης Κωττής, Χρήστος Καψάλης, *Δορυφορικές Επικοινωνίες*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2012.
- [5] Παναγιώτης Κωττής, *Εισαγωγή στις Τηλεπικοινωνίες*, 1η Έκδοση, Εκδόσεις Τζιόλα, 2012.
- [6] Jerry R. Hampton, *Introduction to MIMO Communications*, Cambridge University Press, 2014.
- [7] Bruno Clerckx and Claude Oestges, *MIMO Wireless Networks*, Second Edition, Elsevier, 2013.
- [8] Samuel C. Yang, *OFDMA System Analysis and Design*, Artech House, 2010.
- [9] Henrik Schulze and Christian Luders, *Theory and Applications of OFDM and CDMA*, John Wiley & Sons Ltd, 2005.
- [10] Asrar U. H. Sheikh, *WIRELESS COMMUNICATIONS Theory and Techniques*, First Edition, SPRINGER SCIENCE, 2004.
- [11] Mischa Schwartz, *Mobile Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [12] Andrea Goldsmith, *WIRELESS COMMUNICATIONS*, Cambridge University Press, 2005.
- [13] Panagiotis Gkonis, Nikolaos Asimakis, Maria Seimeni, Dimitra Kaklamani, Iakovos Venieris and Christos Papavassiliou, *A Cooperative Antenna Selection Algorithm for MIMO-OFDMA Networks* , Proceedings of the 8th European Conference on Antennas and Propagation (EuCap 2014).

- [14] Mohammad Torabi, *Antenna selection for MIMO-OFDM systems*, Signal Processing Vol. 88, Elsevier, 2008
- [15] Helmut Bölcskei, *MIMO-OFDM WIRELESS SYSTEMS: BASICS, PERSPECTIVES, AND CHALLENGES*, IEEE Wireless Communications, Volume 13, Issue 4, 2006
- [16] Panagiotis Gkonis, Maria Seimeni, Nikolaos Asimakis, Dimitra Kaklamani and Iakovos Venieris, *A New Subcarrier Allocation Strategy for MIMO-OFDMA Multicellular Networks Based on Cooperative Interference Mitigation*, The Scientific World Journal Volume 2014, Hindawi Publishing Corporation, 2014
- [17] Xianwen Wang, Tiecheng Song, Bo Xu, *Performance Comparison on Schemes for Suppressing Cross-Slot Interference in TD-SCDMA System*, WiCOM'09 Proceedings of the 5th International Conference on Wireless communications, networking and mobile computing, 2009
- [18] *The Evolution of Mobile Technologies: 1G 2G 3G 4G LTE*, Qualcomm, June 2014
- [19] David Tse, Pramod Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge University Press, 2005
- [20] Wei Zhang, Xiang-Gen Xia, Khaled Ben Letaief, *SPACE-TIME/FREQUENCY CODING FOR MIMO-OFDM IN NEXT GENERATION BROADBAND WIRELESS SYSTEMS*, IEEE Wireless Communications Volume 14 Issue 3, June 2007
- [21] Sumeet Sandhu, Rohit Nabar, Dhananjay Gore, Arogyaswami Paulraj, *Introduction to Space-Time Codes*
<http://web.stanford.edu/group/sarg/sandhu062503.pdf>
- [22] Giuseppe Caire, Petros Elia and K. Raj Kumar, *Space-Time Coding: an Overview*, Eurecom, 2006
- [23] Antonia Tulino, Angel lozano, Sergio Verdu, *MIMO Capacity with Channel State Information at the Transmitter*, Spread Spectrum Techniques and Applications, IEEE Eighth International Symposium, 2004
- [24] Radio-Electronics.com, *What is MIMO? Multiple Input Multiple Output Tutorial*
<http://www.radio-electronics.com/info/antennas/mimo/multiple-input-multiple-output-technology-tutorial.php>
- [25] Radio-Electronics.com, *OFDM Orthogonal Frequency Division Multiplexing Tutorial*
<http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/ofdm/ofdm-basics-tutorial.php>
- [26] S. Srikanth, V. Kumaran, C. Manikandan, *Orthogonal Frequency Division Multiple Access: is it the multiple access system of the future?*, AU-KBC Research Center

- [27] Wikipedia, *Crest factor*
https://en.wikipedia.org/wiki/Crest_factor
- [28] Krishna Sankar, *Inter Carrier Interference (ICI) in OFDM due to frequency offset*
<http://www.dsplog.com/2009/08/08/effect-of-ici-in-ofdm/>
- [29] GSMA Intelligence, *Understanding 5G: Perspectives on future technological advancements in mobile*, AU-KBC Research Center, Δεκεμβέρ 2014
- [30] Sanjay Kumar, *Wireless Communications Fundamental & Advanced Concepts*, River Publishers, 2015
- [31] Mohammad Meraj ud in Mir, Sumit Kumar, *Evolution of Mobile Wireless Technology from 0G to 5G*, International Journal of Computer Science and Information Technologies Volume 6, 2015
- [32] T. L. Singal, *Wireless Communications*, Tata McGraw-Hill Education, 2010
- [33] Radio-Electronics.com, *HSPA - High Speed Packet Access Tutorial*
<http://www.radio-electronics.com/info/cellulartelecomms/3g-hspa/umts-high-speed-packet-access-tutorial.php>
- [34] Wikipedia, *History of telecommunication*
https://en.wikipedia.org/wiki/History_of_telecommunication
- [35] Richard Frenkiel, *A Brief History of Mobile Communications*, WINLAB, Rutgers University
- [36] Tom Seymour, Ali Shaheen, *History of Wireless Communication*, Review of Business Information Systems Second Quarter 2011, Volume 15, Number 2
- [37] Amit Kumar, Yunfei Liu, Jyotsna Sengupta, Divya, *Evolution of Mobile Wireless Communication Networks: 1G to 4G*, IJECT Vol. 1, Issue 1, December 2010

