



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

**Επίδοση Πολυκυψελωτών Συστημάτων WCDMA με Χρήση
Πολλαπλών Κεραιών στον Σταθμό Βάσης και την Συσκευή
Χρήστη**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ Κ. ΓΚΟΝΗΣ

ΑΘΗΝΑ, ΑΠΡΙΛΙΟΣ 2009



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

**Επίδοση Πολυκυψελωτών Συστημάτων WCDMA με Χρήση
Πολλαπλών Κεραιών στον Σταθμό Βάσης και την Συσκευή
Χρήστη**

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

ΠΑΝΑΓΙΩΤΗΣ Κ. ΓΚΟΝΗΣ

Συμβουλευτική Επιτροπή: Δημητρα-Θεοδώρα Ι. Κακλαμάνη
Νικόλαος Κ. Ουζούνογλου
Ιάκωβος Βενιέρης
Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 7^η Απριλίου 2009.

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

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

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

.....
Γεώργιος Τσούλος
Επ. Καθηγητής
Πανεπιστημίου
Πελοποννήσου

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

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

.....
Αθανάσιος Κανάτας
Αν. Καθηγητής Παν. Πειραιά

ΑΘΗΝΑ, ΑΠΡΙΛΙΟΣ 2009

.....
Παναγιώτης Κ. Γκόνης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Παναγιώτης Κ. Γκόνης, 2009

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Το αντικείμενο της παρούσας διδακτορικής διατριβής είναι η ανάλυση και επίδοση πολυκυψελωτών δικτύων WCDMA, όπου ο κάθε κινητός χρήστης μπορεί να είναι εφοδιασμένος με συστοιχία κεραιών. Στα πλαίσια της διατριβής, υλοποιήθηκε ημιστατικός προσομοιωτής όπου χρησιμοποιήθηκε για τον υπολογισμό της χωρητικότητας δικτύων WCDMA υπό διαφορετικά σενάρια κίνησης καθώς και υλοποίησης δικτύων (δίκτυα με συμβατικούς τομείς/σταθερό πλέγμα λοβών ανά τομέα/προσαρμοστικό πλέγμα). Παρουσιάζονται αποτελέσματα για την χωρητικότητα δικτύων με έως και τέσσερις σειρές κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη, ενώ προτείνεται και αξιολογείται ένας προσαρμοστικός αλγόριθμος διαμόρφωσης δυναμικών λοβών για δίκτυα με ανομοιόμορφη κατανομή κίνησης. Ο αλγόριθμος αυτός, εκτός από σημαντικό κέρδος χωρητικότητας ανά λοβό σε σχέση με ένα δίκτυο σταθερών λοβών, προσφέρει περισσότερο αποδοτική διαχείριση των ασύρματων πόρων. Ο μειωμένος αριθμός λοβών που δημιουργεί για να καλύψει την ζήτηση σε σχέση με το σταθερό πλέγμα λοβών, οδηγεί σε ελαχιστοποίηση των διαπομπών, μείωση του φορτίου σηματοδοσίας, καθώς και σε περισσότερη διαθέσιμη ισχύς κάτω ζεύξης.

Ο ημιστατικός προσομοιωτής, χρησιμοποιήθηκε και για τον υπολογισμό της πιθανότητας σφάλματος για διαφορετικές τεχνικές μετάδοσης δεδομένων σε συστήματα πολλαπλών κεραιών. Οι τεχνικές αυτές μετάδοσης επιδιώκουν είτε μέσω σύμφωνης άθροισης των σημάτων στην πλευρά του δέκτη την ελαχιστοποίηση του συνολικού ρυθμού σφαλμάτων (μεγιστοποίηση διαφορισιμότητας), είτε την μεγιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης ανά κινητό χρήστη (χωρική πολυπλεξία). Προτείνεται μια τεχνική μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας με κατάλληλη επιλογή κεραιών, η οποία μεγιστοποιεί τον ρυθμό μετάδοσης ανά χρήστη, με παράλληλη ελαχιστοποίηση των πόρων του συστήματος μιας και σε κάθε χρήστη ανατίθενται ελάχιστος αριθμός κωδικών προκειμένου να επιτευχθεί η επιθυμητή χωρητικότητα.

ABSTRACT

The object of present thesis is the analysis and performance evaluation of multicellular WCDMA networks, where each mobile user can be equipped with an antenna array. In the frame of this thesis, a semi-static simulator has been developed, where it was used for the calculation of capacity of WCDMA networks under different traffic scenarios as well as network deployments (networks with conventional sectors/fixed grid of beams per sector/adaptive beams). Results are presented for the capacity of WCDMA networks with up to four tiers of cells around the central cell, while a new adaptive beamforming strategy is proposed and evaluated for networks with non-uniform traffic. This strategy, apart from increased throughput per beam gain compared to a network with fixed grid of beams, provides more efficient radio resource management. The decreased number of beams formed by this strategy in order to cover capacity demands compared to the fixed grid of beams network, minimizes inter-beam handovers, reduces signalling requirements and leads to more available power in downlink.

The semi-static simulator has also been used for the calculation of bit error rate for different transmission techniques in networks with multiple antennas at both sides. These techniques aim at either minimizing the overall bit rate through coherent combining (diversity combining), or the maximization of the bit rate per mobile user (spatial multiplexing). A new transmission strategy is proposed based on proper antenna selection which maximizes per user bit rate, while at the same time minimizes network resources, as in each user a minimum number of codes is assigned in order to achieve the desired capacity.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Με το κείμενο της παρούσας διδακτορικής διατριβής ολοκληρώνεται μια ερευνητική προσπάθεια περίπου τεσσάρων χρόνων. Στο τέλος της πορείας αυτής, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά την οικογένεια μου για την στήριξη της στην μέχρι τώρα ακαδημαϊκή μου πορεία, την Καθηγήτρια του Ε.Μ.Π. κ. Δήμητρα-Θεοδώρα Κακλαμάνη για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον ερευνητικό αντικείμενο, καθώς και τον Επίκουρο Καθηγητή του Πανεπιστημίου Πελοποννήσου κ. Γεώργιο Τσούλο για την καθοδήγηση του σε όλη την πορεία της διατριβής.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	16
2. ΤΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟ ΚΑΝΑΛΙ ΔΙΑΔΟΣΗΣ	19
2.1 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΔΙΑΔΟΣΗΣ	19
2.1.1 Σκίαση.....	22
2.2 ΟΛΙΣΘΗΣΗ DOPPLER	23
2.3 ΚΡΟΥΣΤΙΚΗ ΑΠΟΚΡΙΣΗ ΚΑΝΑΛΙΟΥ.....	25
2.2 ΔΙΑΛΕΙΨΕΙΣ ΜΗ ΕΠΙΛΕΚΤΙΚΕΣ ΩΣ ΠΡΟΣ ΤΗΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ.....	27
2.4 ΔΙΑΛΕΙΨΕΙΣ ΕΠΙΛΕΚΤΙΚΕΣ ΩΣ ΠΡΟΣ ΤΗΝ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ	31
2.4.1 Προφίλ καθυστέρησης ισχύος.....	33
2.4.2 Εύρος ζώνης συνοχής.....	34
2.4.3 Διαλείψεις λόγω εξάπλωσης Doppler.....	35
3. Η ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΟΛΛΑΠΛΗΣ ΠΡΟΣΒΑΣΗΣ WCDMA	36
3.1 ΦΑΣΜΑΤΙΚΗ ΕΞΑΠΛΩΣΗ ΚΑΙ ΕΠΑΝΑΣΥΜΠΙΕΣΗ ΣΗΜΑΤΩΝ WCDMA	36
3.1.1 Κωδικοποίηση σημάτων βασικής ζώνης.....	36
3.1.2 Λήψη και φασματική επανασυμπίεση σήματος WCDMA	38
3.2 ΣΥΝΟΨΗ ΤΩΝ ΣΗΜΑΝΤΙΚΟΤΕΡΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΤΟΥ WCDMA	43
3.3 Έλεγχος Ισχύος	45
3.5 Ήπια και ήπιότερη διαπομπή	50
4. ΠΑΡΑΓΩΓΗ ΚΑΙ ΙΔΙΟΤΗΤΕΣ ΨΕΥΔΟΥΧΑΙΩΝ ΑΚΟΛΟΥΘΙΩΝ.....	52
4.1 ΙΔΙΟΤΗΤΕΣ ΤΩΝ ΨΕΥΔΟΥΧΑΙΩΝ ΑΚΟΛΟΥΘΙΩΝ	53
4.2 ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΨΕΥΔΟΥΧΑΙΩΝ ΑΚΟΛΟΥΘΙΩΝ	53
4.3 ΦΑΣΜΑΤΙΚΗ ΕΞΑΠΛΩΣΗ ΚΑΙ ΑΝΑΔΕΥΞΗ ΣΤΗΝ ΑΝΩ ΖΕΥΞΗ ΕΝΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ WCDMA.....	54
4.4 WALSH-HADAMARD ΚΩΔΙΚΕΣ	56
4.5 GOLD ΚΩΔΙΚΕΣ ΚΑΙ ΑΝΑΔΕΥΞΗ	59
5. ΧΡΗΣΗ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΤΡΙΤΗΣ ΓΕΝΙΑΣ WCDMA.....	63
5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΙΣ ΕΞΥΠΝΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ	63
5.2 ΜΕΤΑΓΩΓΗ ΤΗΣ ΚΥΡΙΑΣ ΔΕΣΜΗΣ(SWITCHED BEAM)	65
5.3 ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΕΣ ΣΤΟΙΧΕΙΟΚΕΡΑΙΕΣ ΕΥΡΕΣΗΣ ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗΣ.....	66
5.4 ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΕΣ ΚΕΡΑΙΕΣ ΒΕΛΤΙΣΤΟΥ ΣΥΝΔΥΑΣΜΟΥ(OPTIMUM COMBINING).....	67
5.5 ΥΛΟΠΟΙΗΣΕΙΣ ΔΙΚΤΥΟΥ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΕΞΥΠΝΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ	68
6. ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ MULTIPLE INPUT MULTIPLE OUTPUT (MIMO).....	70
6.1 ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΜΙΜΟ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ	73
6.2 ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΔΕΔΟΜΕΝΩΝ ΣΤΑ ΜΙΜΟ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ	77
6.2.1 Μεγιστοποίηση διαφορισιμότητας με STTC κώδικες	78
6.2.2 Μεγιστοποίηση διαφορισιμότητας με STBC κώδικες.....	79
6.2.3 Χωρική πολυπλεξία	83
7. ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΠΟΛΥΚΥΨΕΛΩΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ WCDMA – ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΟΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΛΟΒΩΝ.....	85
7.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	85
7.2 ΣΥΝΑΦΗΣ ΕΡΕΥΝΗΤΙΚΗ ΔΡΑΣΤΗΡΙΟΤΗΤΑ	85
7.2 ΜΟΝΤΕΛΟ WCDMA	87
7.3 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΛΟΒΩΝ	89
7.4 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΧΡΗΣΤΩΝ ΣΤΟ ΔΙΚΤΥΟ ΚΑΙ ΕΛΕΓΧΟΣ ΙΣΧΥΟΣ	91
7.5 ΠΡΟΣΑΡΜΟΣΤΙΚΟΣ ΑΛΓΟΡΙΘΜΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΕΙΣΟΔΟΥ ΧΡΗΣΤΩΝ ΣΕ ΠΟΛΥΚΥΨΕΛΩΤΟ ΣΥΣΤΗΜΑ WCDMA ..	96

7.5.1 Δημιουργία προσαρμοστικών λοβών σταθερού εύρους	96
7.5.2 Δημιουργία προσαρμοστικών λοβών μεταβλητού εύρους.....	101
7.6 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ	104
7.6.1 Ομοιόμορφη κατανομή χρηστών.....	104
7.6.2.Ανομοιόμορφη κατανομή χρηστών – Δημιουργία προσαρμοστικών λοβών σταθερού εύρους	109
7.6.3.Ανομοιόμορφη κατανομή χρηστών – Δημιουργία προσαρμοστικών λοβών σταθερού εύρους	122
8. ΕΠΙΔΟΣΗ ΠΟΛΥΚΥΨΕΛΩΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ WCDMA ΥΠΟ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΜΕΓΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΙΜΟΤΗΤΑΣ	128
8.1 ΣΥΝΑΦΗΣ ΕΡΕΥΝΗΤΙΚΗ ΔΡΑΣΤΗΡΙΟΤΗΤΑ	129
8.2 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΜΙΜΟ ΚΑΝΑΛΙΟΥ ΔΙΑΔΟΣΗΣ	130
8.3 ΕΚΤΙΜΗΣΗ ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑΣ ΛΑΘΟΥΣ ΜΙΜΟ-WCDMA ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΥΠΟ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΜΕΓΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΙΜΟΤΗΤΑΣ	133
8.4 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΜΕΓΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΙΜΟΤΗΤΑΣ.....	139
8.5 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ.....	144
9. ΕΠΙΔΟΣΗ ΠΟΛΥΚΥΨΕΛΩΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ WCDMA ΥΠΟ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΜΕΓΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΡΥΘΜΟΥ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ	155
9.1 ΣΥΝΑΦΗΣ ΕΡΕΥΝΗΤΙΚΗ ΔΡΑΣΤΗΡΙΟΤΗΤΑ	155
9.2 ΜΟΝΤΕΛΟ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΙΜΟ-WCDMA ΧΩΡΙΚΗΣ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑΣ	156
9.3 ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑΣ ΣΦΑΛΜΑΤΟΣ ΜΙΜΟ-WCDMA ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΧΩΡΙΚΗΣ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑΣ .	159
9.4 ΜΟΝΤΕΛΟ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΙΜΟ-WCDMA ΧΩΡΙΚΗΣ ΠΟΛΥΠΛΕΞΙΑΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΚΩΔΙΚΩΝ ΑΝΑ ΧΡΗΣΤΗ – ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΤΕΧΝΙΚΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ.....	164
9.4.1 Καθορισμός Βέλτιστων Κατανομών Ισχύος ανά Ρυθμό Μετάδοσης	167
9.4 ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΩΝ.....	169
10. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ –ΠΡΟΤΑΣΕΙΣ ΓΙΑ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ.....	174
11. ΠΑΡΑΠΟΜΠΕΣ	177

ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

Σχήμα 2.1 Μοντέλο διάδοσης δυο ακτινών	21
Σχήμα 2.2 Ολίσθηση Doppler	23
Σχήμα 2.3 Εξάπλωση φάσματος Doppler	24
Σχήμα 2.4 Πολυδιαδρομική διάδοση	25
Σχήμα 2.5 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς την συχνότητα – Ο μεταδιδόμενος παλμός λαμβάνεται της χρονικές στιγμές t_1 t_2 οι οποίες είναι μεγαλύτερες από την διάρκεια ψηφίου.	32
Σχήμα 3.1 Κωδικοποίηση, φασματική εξάπλωση και μετάδοση δεδομένων στο WCDMA ..	42
Σχήμα 3.2 Δέκτης RAKE με L δάκτυλα	42
Σχήμα 3.3 Πιθανότητα σφάλματος CDMA συστήματος με 10 χρήστες και μεταβλητό αριθμό E_b/N_o και δεκτών RAKE	42
Σχήμα 3.4 Ανάθεση εύρους ζώνης στο WCDMA στο πεδίο χρόνου-συχνότητας-κώδικα ...	45
Σχήμα 3.5 Έλεγχος ισχύος στο WCDMA	48
Σχήμα 3.6 Ο εξωτερικός και ο γρήγορος βρόγχος ελέγχου ισχύος	49
Σχήμα 3.7 Ηπιότερη διαπομπή	50
Σχήμα 3.8 Ήπια διαπομπή	51
Σχήμα 4.1 Καταχωρητής ολίσθησης για παραγωγή ψευδοτυχαίων ακολουθιών	53
Σχήμα 4.2 Φασματική εξάπλωση, ανάδευση και μετάδοση στην άνω ζεύξη ενός συστήματος WCDMA	56
Σχήμα 4.3 Δέντρο κωδικοποίησης OVSF	56
Σχήμα 4.4 Αυτοσυσχέτιση κωδικών OVSF σε συνάρτηση με την χρονική ολίσθηση ανάμεσα τους	58
Σχήμα 4.5 Ετεροσυσχέτιση κωδικών OVSF σε συνάρτηση με την χρονική ολίσθηση ανάμεσα τους	58
Σχήμα 4.6 Παραγωγή μιγαδικών κωδικών ανάδευσης	60
Σχήμα 4.7 Παραγωγή κωδικών ανάδευσης για την άνω ζεύξη WCDMA	61
Σχήμα 4.8 Παραγωγή κωδικών ανάδευσης για την κάτω ζεύξη WCDMA	62
Σχήμα 5.1 Η βασική διάταξη μιας έξυπνης κεραίας	64
Σχήμα 5.2 Το διάγραμμα ακτινοβολίας 7 λοβών ανά τομέα 120° , που δημιουργούνται από γραμμική κεραία 8 στοιχείων	65
Σχήμα 5.3 Διάγραμμα ακτινοβολίας προσαρμοστικής κεραίας	66
Σχήμα 5.4 Ελάττωση των ομοδιαυλικών παρεμβολών μέσω της τεχνικής SFIR	68
Σχήμα 5.5 Δύο ομοδιαυλικοί χρήστες εκπέμπουν την ίδια χρονική στιγμή με τη βοήθεια της μεθόδου SDMA	69
Σχήμα 6.1 Σύστημα Πολλαπλών Εισόδων Πολλαπλών Εξόδων	70
Σχήμα 6.2 Χωρητικότητα MIMO καναλιών -1	76
Σχήμα 6.3 Χωρητικότητα MIMO καναλιών -2	76
Σχήμα 6.4 Χωρητικότητα MIMO καναλιών -3	77
Σχήμα 6.5 Διάγραμμα καταστάσεων 4-PSK STC κώδικα με δυο κεραίες	79
Σχήμα 6.6 Κωδικοποίηση Alamouti	79
Σχήμα 7.1 Πολυκυψελωτό σύστημα WCDMA με 4 σειρές κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη	87
Σχήμα 7.2 Διάγραμμα ακτινοβολίας τομέα για την περίπτωση συστήματος WCDMA με τρεις τομείς ανά κυψέλη	88

Σχήμα 7.3 Διάγραμμα ακτινοβολίας προσαρμοστικού πλέγματος στην κεντρική κυψέλη – 17 λοβοί δημιουργούνται εκ των οποίων δυο είναι στραμμένοι στις διευθύνσεις ανομοιόμορφης κατανομής χρηστών(hotspot areas)	98
Σχήμα 7.4 Διάγραμμα ροής του προσαρμοστικού αλγόριθμου	103
Σχήμα 7.5 Δημιουργία δυναμικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας	103
Σχήμα 7.6 Αριθμός χρηστών κεντρικής κυψέλης για φωνητικές υπηρεσίες 12.2 Kbps και συμβατικούς τομείς σε όλο το δίκτυο	104
Σχήμα 7.7 Αριθμός χρηστών κεντρικής κυψέλης για φωνητικές υπηρεσίες 12.2 Kbps και λοβούς στην κεντρική κυψέλη	105
Σχήμα 7.8 Κέρδος χωρητικότητας ανάμεσα στις δυο τοπολογίες εκφρασμένος ως το πηλίκο της χωρητικότητας της κεντρικής κυψέλης στο σύστημα με λοβούς προς το σύστημα με συμβατικούς τομείς – Υπηρεσίες φωνής 12.2 Kbps	105
Σχήμα 7.9 Αριθμός χρηστών κεντρικής κυψέλης για υπηρεσίες δεδομένων 144 Kbps και συμβατικούς τομείς σε όλο το σύστημα	106
Σχήμα 7.10 Αριθμός χρηστών κεντρικής κυψέλης για υπηρεσίες δεδομένων 144 Kbps και λοβούς στην κεντρική κυψέλη	106
Σχήμα 7.11 Κέρδος χωρητικότητας ανάμεσα στις δυο τοπολογίες εκφρασμένος ως το πηλίκο της χωρητικότητας της κεντρικής κυψέλης στο σύστημα με λοβούς προς το σύστημα με συμβατικούς τομείς – Υπηρεσίες δεδομένων 144 Kbps	107
Σχήμα 7.12 Δυο περιοχές ανομοιόμορφης κίνησης στην πρώτη σειρά κυψελών	111
Σχήμα 7.13 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για μια hotspot περιοχή στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 1	111
Σχήμα 7.14 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για μια hotspot περιοχή στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 2	112
Σχήμα 7.15 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για μια hotspot περιοχή στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 3	112
Σχήμα 7.16 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για μια hotspot περιοχή στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 4	113
Σχήμα 7.17 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για δυο hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 1	113
Σχήμα 7.18 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για δυο hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 2	114
Σχήμα 7.19 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για δυο hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 3	114
Σχήμα 7.20 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για δυο hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 4	115
Σχήμα 7.21 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 1	115
Σχήμα 7.22 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 2	116
Σχήμα 7.23 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 3	116
Σχήμα 7.24 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 4	117
Σχήμα 7.25 Χωρητικότητα κεντρικής κυψέλης για μια hotspot περιοχή – Σενάριο κίνησης 1	120

Σχήμα 7.26 Χωρητικότητα κεντρικής κυψέλης για μια hotspot περιοχή – Σενάριο κίνησης 2	120
Σχήμα 7.27 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 4	121
Σχήμα 7.28 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 4	121
Σχήμα 7.29 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου για μια hotspot περιοχή ανά κυψέλη – Λοβοί μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4	124
Σχήμα 7.30 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου για δυο hotspots περιοχές ανά κυψέλη – Λοβοί μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4	125
Σχήμα 7.31 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου για τρεις hotspot περιοχές ανά κυψέλη – Λοβοί μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4	125
Σχήμα 7.32 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου για μια hotspot περιοχή – Λοβοί σταθερού και μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4	126
Σχήμα 7.33 Χωρητικότητα κεντρικής κυψέλης για μια hotspot περιοχή – Λοβοί σταθερού και μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4	126
Σχήμα 7.34 Πιθανότητα αποκλεισμού στην κεντρική κυψέλη για μια hotspot περιοχή – Λοβοί σταθερού και μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4	127
Σχήμα 7.35 Συνολική χωρητικότητα για μια hotspot περιοχή – Λοβοί σταθερού και μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4	127
Σχήμα 7.36 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου για τρεις hotspot περιοχές ανά κυψέλη – Λοβοί μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4	128
Σχήμα 8.1 Γάμμα κατανομές που αντιστοιχούν στις συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας της ισχύος του σήματος χρήστη για διαφορετικές τεχνικές μετάδοσης	138
Σχήμα 8.2 Πειραματικές και θεωρητικές πιθανότητες λάθους για τις διάφορες τεχνικές μετάδοσης	138
Σχήμα 8.3 BER για 1x2 MIMO σύστημα	148
Σχήμα 8.4 BER για 2x1 MIMO σύστημα	148
Σχήμα 8.5 BER για 2x2 MIMO σύστημα	149
Σχήμα 8.6 BER για 2x4 MIMO σύστημα	149
Σχήμα 8.7 BER για 4x2 MIMO σύστημα	150
Σχήμα 8.8 BER για μεταβλητό σφάλμα εκτίμησης καναλιού - 2x2 MIMO σύστημα – Υπηρεσίες 30Kbps – Τέσσερις πολύοδες συνιστώσες	150
Σχήμα 8.9 BER για μεταβλητό σφάλμα εκτίμησης καναλιού - 4x2 MIMO σύστημα – Υπηρεσίες 30Kbps – Τέσσερις πολύοδες συνιστώσες	151
Σχήμα 8.10 BER για μεταβλητό σφάλμα εκτίμησης καναλιού - 2x2 MIMO σύστημα – Υπηρεσίες 120Kbps – Δυο πολύοδες συνιστώσες	151
Σχήμα 8.11 BER για μεταβλητό σφάλμα εκτίμησης καναλιού - 4x2 MIMO σύστημα – Υπηρεσίες 120Kbps – Δυο πολύοδες συνιστώσες	152
Σχήμα 8.12 Τοπολογία MIMO-WCDMA δικτύου με μια σειρά κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη και τρεις τομείς ανά κυψέλη	152
Σχήμα 8.13 BER για μεταβλητό σφάλμα εκτίμησης καναλιού - 2x2 MIMO σύστημα – Υπηρεσίες 120Kbps – Δυο πολύοδες συνιστώσες – Προτεινόμενος αλγόριθμος συνεργασίας τομέων	152
Σχήμα 9.1 Κατανομές γάμμα για τους ρυθμούς μετάδοσης του συστήματος MIMO 4x2 ..	162
Σχήμα 9.2 Πειραματικές και θεωρητικές πιθανότητες λάθους για σύστημα MIMO 4x2	163

Σχήμα 9.3 Πειραματικές και θεωρητικές πιθανότητες λάθους για σύστημα MIMO 4x3	163
Σχήμα 9.4 Πειραματικές και θεωρητικές πιθανότητες λάθους για σύστημα MIMO 8x4	164
Σχήμα 9.5 Σύστημα MIMO 4x2 – Σύγκριση διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης	172
Σχήμα 9.6 Σύστημα MIMO 4x2 – Σύγκριση διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης	172
Σχήμα 9.7 Σύστημα MIMO 4x3 – Σύγκριση διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης	173
Σχήμα 9.8 Σύστημα MIMO 8x4 – Σύγκριση διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης	173
Σχήμα 9.9 Σύστημα MIMO 4x2 – Σύγκριση διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης	174

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

Πίνακας 3.1 Βασικές παράμετροι WCDMA συστημάτων.....	44
Πίνακας 7.1 Παράμετροι προσομοιώσεων.....	95
Πίνακας 7.2 Παράμετροι του εκθετικού μοντέλου της εξίσωσης (7.30)	118
Πίνακας 7.3 Ρυθμοί εξασθένησης του εκθετικού μοντέλου της εξίσωσης (7.30)	118
Πίνακας 8.1 Παράμετροι προσομοιώσεων.....	130
Πίνακας 8.2 Παράμετροι Γάμα Κατανομών	134
Πίνακας 8.3 Ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης σηματοθορυβικού λόγου (MSNR)	138
Πίνακας 9.1 Αλγόριθμος επιλογής βαρών μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας.....	150
Πίνακας 9.2 Προτεινόμενος αλγόριθμος μετάδοσης με χρήση μικτού μοντέλου χωρικής πολυπλεξίας και μετάδοσης διαφορισιμότητας	157

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΩΝ

DS-CDMA – Direct Sequence Code Division Multiple Access
WCDMA – Wideband Code Division Multiple Access
LOS – Line of Sight
NLOS – None Line of Sight
3GPP – Third Generation Partnership Protocol
GSM – Global System for Mobile Communications
IS – 95 – Interim Standard 95
BPSK – Binary Phase Shift Keying
MRC – Maximal Ratio Combining
MAI – Multiple Access Interference
ISI – InterSymbol Interference
SINR – Signal to Interference plus Noise Ratio
FDD – Frequency Division Duplex
TDD – Time Division Duplex
BoD – Bandwidth on Demand
GPS – Global Positioning System
RNC – Radio Network Controller
PN – Pseudo RaNdom
DPDCH – Dedicated Physical Data Channel
DPCCH – Dedicated Physical Control Channel
OVSF – Orthogonal Variable Spreading Factor
LSB – Least Significant Bit
DoA – Direction of Arrival
DoD – Direction of Departure
MUSIC – Multiple Signal Classification
ESPRIT – Estimation of Signal Parameters via Rotation Invariance Techniques
SAGE - Space-Alternating Generalized Expectation-maximization
LMSE – Least Mean Square Error
MMSE – Minimum Mean Square Error
MNV – Minimum Noise Variance
TDMA – Time Division Multiple Access
RLS – Recursive Least Squares
SFIR – Space Analyzing Generalized Expectation
SDMA – Space Division Multiple Access
BER – Bit Error Rate
SIMO – Single Input Multiple Output
MISO – Multiple Input Single Output
STBC – Space Time Block Codes
STTC – Space Time Trellis Codes
STTD – Space Time Transmit Diversity
PSK – Phase Shift Keying
SIC – Successive Interference Cancellation
PIC – Parallel Interference Cancellation
RRM – Radio Resource Management

PCPICH – Primary Control Pilot Channel
QoS – Quality of Service
AoA – Angle of Arrival
AoD – Angle of Departure
GoB – Grid of Beams
CSI – Channel State Information
PRMSNR – Per RAKE Maximization of Signal plus Noise Ratio
MSNR – Maximization of Signal plus Noise Ratio
MSJNR – Maximization of Signal to Jamming Noise Ratio
pre-RAKE MRC – pre RAKE Maximal Ratio Combining
ZF – Zero Forcing
SVD – Singular Value Decomposition
UNI – Uniform
OPT – Optimum
SMSC – Spatial Multiplexing Single Code
SMDC – Spatial Multiplexing Double Code
DCDC – Diversity Combining Double Code
DCTC – Diversity Combining Triple Code
DCFC – Diversity Combining Four Codes
DSMDC – Diversity Spatial Multiplexing Double Code
LTE – Long Term Evolution

1. Εισαγωγή

Από το 1998, η τεχνική πρόσβασης WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access), έχει επιλεγεί ως το πρότυπο φυσικού στρώματος για τα κινητά δίκτυα τρίτης γενιάς. Τα δίκτυα αυτά προσφέρουν μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης έναντι των κινητών δικτύων δεύτερης γενιάς καλύπτοντας σε σημαντικό βαθμό την αυξανόμενη ζήτηση για υπηρεσίες υψηλών ρυθμών. Επιπλέον, παρέχουν μια σειρά από καινοτόμες υπηρεσίες όπως υποστήριξη συστημάτων έξυπνων κεραιών και προηγμένες τεχνικές ανίχνευσης και ανάκτησης σήματος. Οι έξυπνες κεραιές, όπου αποτελούνται από σύστημα συστοιχίας κεραιών στον σταθμό βάσης, προσφέρουν αυξημένο χωρικό φιλτράρισμα σε σχέση με τις συμβατικές ομοιοκατευθυντικές κεραιές, ενώ η μεταδιδόμενη ενέργεια επικεντρώνεται στην επιθυμητή κατεύθυνση με παράλληλη μείωση τόσο των παρεμβολών όσο και της ισχύος μετάδοσης του κινητού τερματικού. Γνωρίζοντας το σήμα του επιθυμητού χρήστη, με εφαρμογή κατάλληλων αλγόριθμων ανίχνευσης θέσης, μπορούμε να στρέφουμε δυναμικά λοβούς στην κατεύθυνση των επιθυμητών χρηστών. Οι τεχνικές ανίχνευσης σήματος πολλαπλών χρηστών διαχωρίζουν το επιθυμητό σήμα από τα ανεπιθύμητα σήματα των άλλων χρηστών, έτσι ώστε το σήμα του επιθυμητού χρήστη να ανακτάται με το μικρότερο δυνατό σφάλμα. Οι χρήστες διατάσσονται με βάση τον σηματοθορυβικό τους λόγο στον δέκτη και η αποδιαμόρφωση ξεκινά από τον χρήστη με την μεγαλύτερη τιμή σηματοθορυβικού λόγου. Η αποδιαμορφωμένη τιμή του σήματος χρησιμοποιείται σαν είσοδος στην αποδιαμόρφωση των υπολοίπων σημάτων.

Η διαρκής ζήτηση ωστόσο για ολοένα και υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης έχει δώσει ώθηση τα τελευταία χρόνια στην ερευνητική δραστηριότητα για αναζήτηση τεχνικών μετάδοσης με μεγαλύτερη φασματική απόδοση. Μια τέτοια τεχνική είναι η χρήση συστημάτων πολλαπλών κεραιών τόσο στον σταθμό βάσης όσο και στην συσκευή χρήστη (MIMO, Multiple Input Multiple Output). Τα συστήματα αυτά κωδικοποιούν το μεταδιδόμενο σήμα τόσο στον χρόνο όσο και στον χώρο με χρήση κατάλληλων τεχνικών χωροχρονικής κωδικοποίησης με σκοπό την μείωση της παρεμβολής και την αύξηση της χωρητικότητας ενός ασύρματου δικτύου επικοινωνιών.

Σκοπός της παρούσας διδακτορικής διατριβής είναι η εφαρμογή των τεχνικών χωροχρονικής κωδικοποίησης και χωρικής πολυπλεξίας των συστημάτων MIMO στα συστήματα κινητών επικοινωνιών τρίτης και τέταρτης γενιάς με χρήση της τεχνικής πρόσβασης WCDMA. Στο παρόν κείμενο της τελικής διατριβής, στην παράγραφο 2 πραγματοποιείται μια εισαγωγή στο ασύρματο κανάλι διάδοσης, ενώ στην παράγραφο 3 περιγράφεται η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης WCDMA. Στην παράγραφο 4 συνοψίζονται οι κυριότερες τεχνικές των συστημάτων έξυπνων κεραιών, ενώ στην παράγραφο 5 περιγράφονται οι αρχές λειτουργίας των συστημάτων MIMO. Στην παράγραφο 6, περιγράφεται αναλυτικά ο ημιστατικός προσομοιωτής ασύρματων δικτύων WCDMA σε επίπεδο συστήματος που έχει υλοποιηθεί στα πλαίσια της διατριβής. Μια χαρακτηριστική καινοτομία αυτού του προσομοιωτή είναι ο υπολογισμός της χωρητικότητας ασύρματων δικτύων με έως και τέσσερις σειρές κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη. Παρουσιάζονται εκτεταμένα αποτελέσματα που αφορούν την χωρητικότητα πολυκυψελωτών δικτύων σε περιβάλλοντα τόσο με ομοιόμορφη όσο και με ανομοιόμορφη κατανομή κίνησης για διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης, όπου χρησιμοποιούνται προσαρμοστικοί αλγόριθμοι διαμόρφωσης λοβών. Οι αλγόριθμοι αυτοί στρέφουν δυναμικά λοβούς στις κατευθύνσεις ανομοιόμορφης κατανομής κίνησης μεγιστοποιώντας την χωρητικότητα ανά λοβό. Το κέρδος αυτό της χωρητικότητας όπως αποδεικνύεται αυξάνεται καθώς αυξάνεται ο αριθμός των χρηστών με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, εξαιτίας της δυνατότητας των λοβών να μειώνουν την απαιτούμενη ισχύ μετάδοσης τόσο στην άνω όσο και στην κάτω ζεύξη.

Στην παράγραφο 7, παρουσιάζεται ο προσομοιωτής συστημάτων MIMO-WCDMA σε επίπεδο ζεύξης, ενώ παρατίθενται και αποτελέσματα αναφορικά με τον μέσο ρυθμό σφαλμάτων για διαφορετικές τοπολογίες δικτύων και τεχνικές μετάδοσης δεδομένων. Προτείνεται μια τεχνική μετάδοσης δεδομένων στην κάτω ζεύξη συστημάτων MIMO-WCDMA, η οποία στηρίζεται στην μεγιστοποίηση του επιθυμητού σήματος ενός χρήστη με παράλληλη ελαχιστοποίηση των παρεμβολών που προκαλεί ο συγκεκριμένος χρήστης στο δίκτυο. Όπως αποδεικνύεται, η τεχνική αυτή παρέχει σημαντικό κέρδος στον ρυθμό λανθασμένων ψηφίων (Bit Error Rate – BER) σε τοπολογίες δικτύων με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης ανά χρήστη. Το κέρδος αυτό δύναται να αυξηθεί ακόμα περισσότερο με χρήση μιας προτεινόμενης τεχνικής συνεργασίας γειτονικών τομέων.

Τέλος, στην παράγραφο 8, ο προσομοιωτής της προηγούμενης παραγράφου χρησιμοποιείται για να αξιολογηθεί η επίδοση συστημάτων MIMO-WCDMA σε συνθήκες μεγιστοποίησης ρυθμού μετάδοσης ανά χρήστη (χωρική πολυπλεξία). Προτείνεται μια τεχνική η οποία επιλέγει ένα υποσύνολο των κεραιών μετάδοσης ίσο με την διάσταση του καναλιού για χωρική πολυπλεξία ενώ οι υπόλοιπες διαθέσιμες κεραιές χρησιμοποιούνται σε συνθήκες μεγιστοποίησης διαφορετικότητας για την υποστήριξη του πιο αδύναμου ρυθμού χωρικής πολυπλεξίας. Τα επιμέρους υποσύνολα επιλέγονται με βάση το κέρδος καναλιού που επιτυγχάνουν στην πλευρά της λήψης. Το υποσύνολο που επιτυγχάνει το μεγαλύτερο κέρδος καναλιού χρησιμοποιείται για χωρική πολυπλεξία, ενώ το άλλο υποσύνολο για μεγιστοποίηση της διαφορετικότητας. Όπως αποδεικνύεται και από τα παρουσιαζόμενα αποτελέσματα, για ένα σύστημα MIMO με M_t κεραιές στον σταθμό βάσης και M_r κεραιές στην πλευρά της λήψης ανά συσκευή κινητού χρήστη ($M_t \times M_r$), η τεχνική αυτή παρέχει $(M_r/2-1) \times 100\%$ κέρδος ανάθεσης κώδικα σε σχέση με ένα σχήμα μετάδοσης που στηρίζεται στην μεγιστοποίηση διαφορισιμότητας για τα ίδια επίπεδα χωρητικότητας.

Τα συμπεράσματα της παρούσας διατριβής καθώς και οι προτάσεις για μελλοντική έρευνα παρατίθενται στην παράγραφο 9.

2. Το Ασύρματο Κανάλι Διάδοσης

Στο παρόν κεφάλαιο περιγράφονται τα χαρακτηριστικά του ασύρματου καναλιού διάδοσης. Εισάγονται οι έννοιες των απωλειών διάδοσης, της πολύοδης διάδοσης, των διαλείψεων, καθώς και των στατιστικών μοντέλων εκτίμησης του καναλιού. Στην παράγραφο 2.1 περιγράφεται η έννοια των απωλειών διάδοσης, στην παράγραφο 2.2 η ολίσθηση Doppler, στην παράγραφο 2.3 παρουσιάζεται το μαθηματικό μοντέλο μετάδοσης του σήματος στο ασύρματο μέσο, στην παράγραφο 2.4 εισάγεται η έννοια των διαλείψεων μη επιλεκτικών ως προς την συχνότητα και στην παράγραφο 2.5 η έννοια των διαλείψεων επιλεκτικών ως προς την συχνότητα. Περισσότερες λεπτομέρειες μπορούν να αναζητηθούν στις παραπομπές [1]-[5].

2.1 Απώλειες διάδοσης

Ο όρος απώλειες διάδοσης χρησιμοποιείται για να εκφραστεί ο λόγος της ισχύος που λαμβάνεται από την κεραία του δέκτη, προς την ισχύ που εκπέμπεται από την κεραία του πομπού. Στην περίπτωση που το περιβάλλον διάδοσης είναι ο ελεύθερος χώρος, η λαμβανόμενη ισχύς θα δίδεται από την εξίσωση του Friis ([2]):

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

όπου P_r και P_t είναι η λαμβανόμενη και η εκπεμπόμενη ισχύς αντίστοιχα, G_t και G_r τα κέρδη των κεραιών εκπομπής και λήψης, λ το μήκος κύματος στη συχνότητα λειτουργίας f , c η ταχύτητα του φωτός και d η απόσταση πομπού - δέκτη. Οι απώλειες διάδοσης στον ελεύθερο χώρο δίνονται επομένως από τη ακόλουθη σχέση:

$$L_f = \frac{P_t}{P_r} = \frac{1}{G_t G_r} \left[\frac{4\pi d}{\lambda} \right]^2 \quad (2.2)$$

Η παραπάνω σχέση υποδεικνύει ότι οι απώλειες διάδοσης στον ελεύθερο χώρο εξαρτώνται από το τετράγωνο της απόστασης d . Συγκεκριμένα, όταν η απόσταση

δεκαπλασιάζεται, η στάθμη ισχύος υποεκατονταπλασιάζεται, επομένως η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος υπόκειται σε μια πτώση 20 dB ανά δεκάδα. Επίσης, όταν μειώνεται το μήκος κύματος (αυξάνεται η συχνότητα εκπομπής), αυξάνονται και οι απώλειες διάδοσης.

Σε κυψελωτά περιβάλλοντα διάδοσης ωστόσο, όπου το λαμβανόμενο σήμα υπόκειται σε ανακλάσεις κατά την μετάδοση του, το μοντέλο του ελεύθερου χώρου δεν είναι κατάλληλο για την μοντελοποίηση των απωλειών διάδοσης. Στην περίπτωση αυτή, χρησιμοποιείται το μοντέλο της επίπεδης επιφάνειας (plane earth), στο οποίο θεωρείται πως η γη είναι ένα τέλεια αγώγιμο επίπεδο. Το σήμα στην κεραία του δέκτη προκύπτει από τη συμβολή του απευθείας κύματος με ένα ανακλώμενο στην επιφάνεια της γης κύμα (με συντελεστή ανάκλασης -1, αφού γίνεται η παραδοχή πως η γη είναι τέλεια αγώγιμη), με διαφορετική διανυόμενη απόσταση για το καθένα. Με αναφορά στο σχήμα 2.1, στην απλή περίπτωση όπου ισχύουν οι παρακάτω παραδοχές:

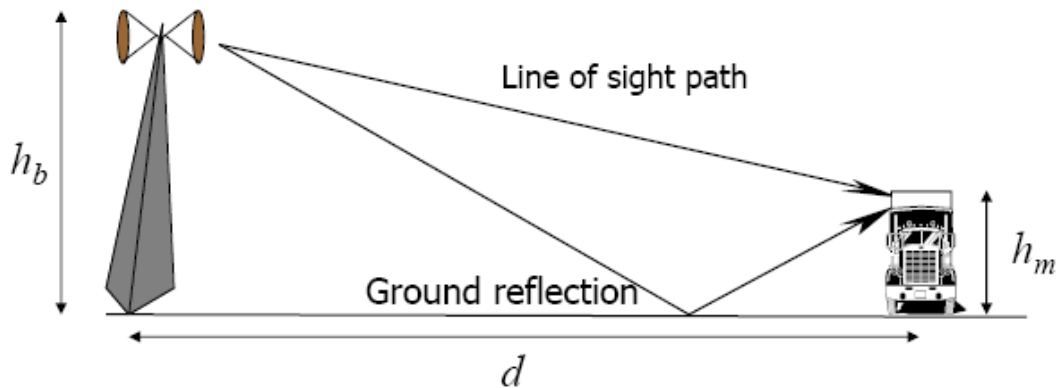
$$(h_b + h_m) / d \ll 1 \quad (2.3)$$

$$\frac{2\pi h_b h_m}{\lambda d} \ll 1 \quad (2.4)$$

όπου h_b και h_m τα ύψη των κεραιών του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα και d η απόσταση που χωρίζει τον πομπό από τον δέκτη, η λαμβανόμενη ισχύς θα δίνεται από τη σχέση:

$$P_r = P_t G_t G_r \left[\frac{h_t h_r}{d^2} \right]^2 \quad (2.5)$$

Επομένως, ενώ οι απώλειες ελεύθερου χώρου μεταβάλλονται με το τετράγωνο της απόστασης πομπού - δέκτη, για διάδοση πάνω από επίπεδη επιφάνεια η λαμβανόμενη ισχύς θα μεταβάλλεται πλέον με την τέταρτη δύναμη της απόστασης. Συνεπώς, σε αυτό το μοντέλο διάδοσης, η στάθμη ισχύος του σήματος μειώνεται με 40 dB ανά δεκάδα απόστασης αντί των 20 dB ανά δεκάδα απόστασης στην περίπτωση των απωλειών ελεύθερου χώρου.



Σχήμα 2.1 Μοντέλο διάδοσης δυο ακτινών

Η πλειονότητα των ασύρματων τηλεπικοινωνιακών δικτύων λειτουργεί σε περιβάλλοντα μη οπτικής επαφής (NLOS, Non-Line Of Sight). Γενικά, η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης αυξάνεται εκθετικά με την απόσταση. Βάσει εμπειρικών δεδομένων έχει αναπτυχθεί ένα γενικό μοντέλο για διάδοση NLOS, το οποίο δίνεται από τη σχέση ([4]):

$$L(d) = L_o \left(\frac{d}{d_o} \right)^n \quad (2.6)$$

όπου d_o η απόσταση αναφοράς ή η απόσταση για την οποία ισχύει διάδοση LOS, L_o οι απώλειες διάδοσης σε απόσταση d_o και διάδοση LOS, d η απόσταση μεταξύ κεραιών εκπομπής και λήψης και $L(d)$ οι αντίστοιχες απώλειες διάδοσης (για συνδυασμένη διάδοση σήματος, LOS και NLOS). Ο εκθέτης n , ο οποίος δείχνει πόσο γρήγορα αυξάνονται οι απώλειες διαδρομής με την απόσταση, καλείται εκθέτης/συντελεστής απωλειών διάδοσης (path loss factor) ή συντελεστής εξασθένησης. Για τα μοντέλα ελεύθερου χώρου και επίπεδης επιφάνειας που περιγράφηκαν προηγουμένως, ο συντελεστής αυτός παίρνει τιμές $n=2$ και $n=4$ αντίστοιχα, ενώ γενικά λαμβάνει τυπικές τιμές στο διάστημα από 3.5 ως 5. Η απόλυτη μέση τιμή απωλειών διάδοσης σε dB ορίζεται επομένως μέσω της σχέσης:

$$L_{dB}(d) = L_{o,dB} + 10n \log \left(\frac{d}{d_o} \right) \quad (2.7)$$

2.1.1 Σκίαση

Ένα μεταδιδόμενο σήμα μέσα από ένα ασύρματο κανάλι θα υπόκειται σε τυχαίες μεταβολές της στάθμης λήψης του εξαιτίας εμποδίων κατά την διάδοση του. Τέτοιου είδους μεταβολές είναι δυνατόν να προκληθούν και από αλλαγές στις ανακλώμενες επιφάνειες. Το φαινόμενο αυτό θα ονομάζεται σκίαση. Συνεπώς είναι απαραίτητο και ένα μαθηματικό μοντέλο το οποίο θα περιγράφει αυτού του είδους τις μεταβολές. Το πιο διαδεδομένο μοντέλο το λογαριθμοκανονικό μοντέλο σκίασης, όπου η λαμβανόμενη ισχύς $\psi = P_i / P_r$ χαρακτηρίζεται από την ακόλουθη κατανομή ([2]):

$$p(\psi) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi_{dB}}\psi} \exp\left[-\frac{(10\log_{10}\psi - \mu_{\psi_{dB}})^2}{2\sigma_{\psi_{dB}}^2}\right], \psi > 0 \quad (2.8)$$

όπου $\xi=10/\ln 10$, $\mu_{\psi_{dB}}$ είναι η μέση τιμή της μεταβλητής $\psi_{dB} = 10\log_{10}(\psi)$ σε dB και $\sigma_{\psi_{dB}}$ είναι η τυπική της απόκλιση επίσης σε dB. Για εμπειρικές μετρήσεις, η μεταβλητή $\mu_{\psi_{dB}}$ αναπαριστά εμπειρικές απώλειες διάδοσης, ενώ για αναλυτικά μοντέλα αναπαριστά τόσο τις απώλειες διάδοσης όσο και τις απώλειες λόγω εμποδίων. Η μέση τιμή της μεταβλητής ψ μπορεί να ληφθεί από την (2.8):

$$\mu_{\psi} = E[\psi] = \exp\left[\frac{\mu_{\psi_{dB}}}{\xi} + \frac{\sigma_{\psi_{dB}}^2}{2\xi^2}\right] \quad (2.9)$$

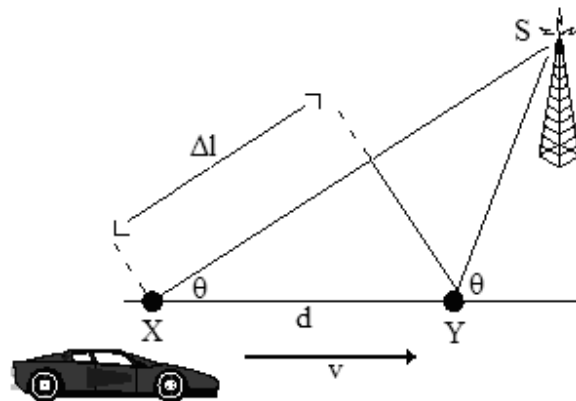
Η λογαριθμοκανονική σκίαση περιγράφεται από δυο παραμέτρους: την $\mu_{\psi_{dB}}$ και την $\sigma_{\psi_{dB}}$. Οι συνολικές απώλειες τώρα λαμβάνοντας υπόψη και την σκίαση θα δίνονται σε dB από την σχέση:

$$L(d) = L_o + 10n \log\left(\frac{d}{d_o}\right) + X_s \quad (2.10)$$

όπου η μεταβλητή X_s ακολουθεί την λογαριθμοκανονική κατανομή.

2.2 Ολίσθηση Doppler

Θεωρούμε κινητό τερματικό το οποίο μετακινείται με σταθερή ταχύτητα v μεταξύ των θέσεων X και Y που απέχουν απόσταση d , καθώς λαμβάνει σήματα από το σταθμό βάσης S , όπως φαίνεται από το σχήμα που ακολουθεί.



Σχήμα 2.2 Ολίσθηση Doppler

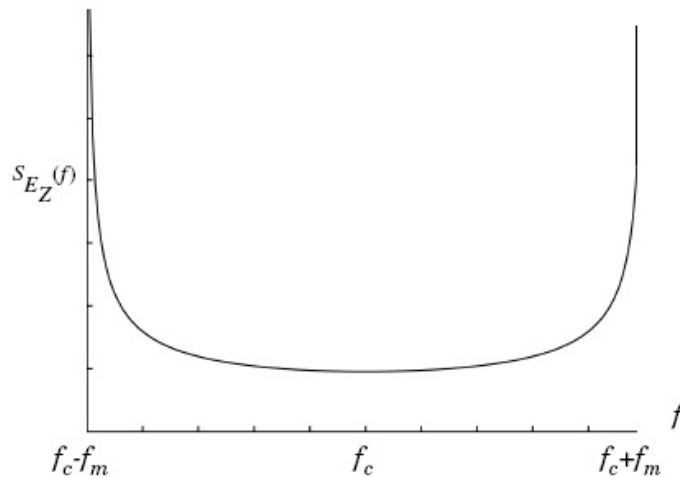
Οι διαδρομές από το σημείο S στις θέσεις X, Y διαφέρουν κατά $\Delta l = d \cos \theta = v \Delta t \cos \theta$, όπου Δt ο χρόνος που χρειάζεται ο κινητός δέκτης για να μετακινηθεί από την αρχική στην τελική θέση. Η γωνία θ και στις δύο θέσεις θεωρείται πρακτικά πως είναι η ίδια, γιατί ο σταθμός βάσης είναι αρκετά απομακρυσμένος. Η διαφορά στη φάση του λαμβανόμενου σήματος λόγω της διαφοράς μήκους των διαδρομών, θα δίδεται από τη σχέση:

$$\Delta \phi = \frac{2\pi \Delta l}{\lambda} = \frac{2\pi v \Delta t}{\lambda} \cos \theta \quad (2.11)$$

κι επομένως η φαινομενική ολίσθηση συχνότητας ή ολίσθηση Doppler f_D , υπολογίζεται μέσω του τύπου:

$$f_D = \frac{1}{2\pi} \frac{\Delta \phi}{\Delta t} = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.12)$$

Επομένως, η ολίσθηση Doppler συσχετίζεται με την ταχύτητα του κινητού και τη γωνία μεταξύ της κατεύθυνσης της κίνησης του δέκτη και της κατεύθυνσης άφιξης του σήματος. Σημειώνεται πως όταν το κινητό κινείται προς την πηγή του σήματος (δηλαδή όταν ισχύει $-90^\circ < \theta < 90^\circ$) η ολίσθηση είναι θετική, ενώ όταν ο δέκτης απομακρύνεται, η ολίσθηση συχνότητας είναι αρνητική. Η ολίσθηση Doppler έχει σαν αποτέλεσμα τη διεύρυνση του φάσματος του σήματος. Αν μεταδίδεται ένα φέρον κύμα συχνότητας f_c , το φάσμα του λαμβανόμενου σήματος που ονομάζεται φάσμα Doppler, θα περιέχει φασματικές συνιστώσες στην περιοχή μεταξύ $f_c - f_m$ και $f_c + f_m$ (όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3), όπου $f_m = v/\lambda$ είναι η διασπορά Doppler, δηλαδή η μέγιστη τιμή της ολίσθησης Doppler. Συνεπώς, θα υπάρξει φασματική εξάπλωση του μεταδιδόμενου σήματος στον δέκτη.

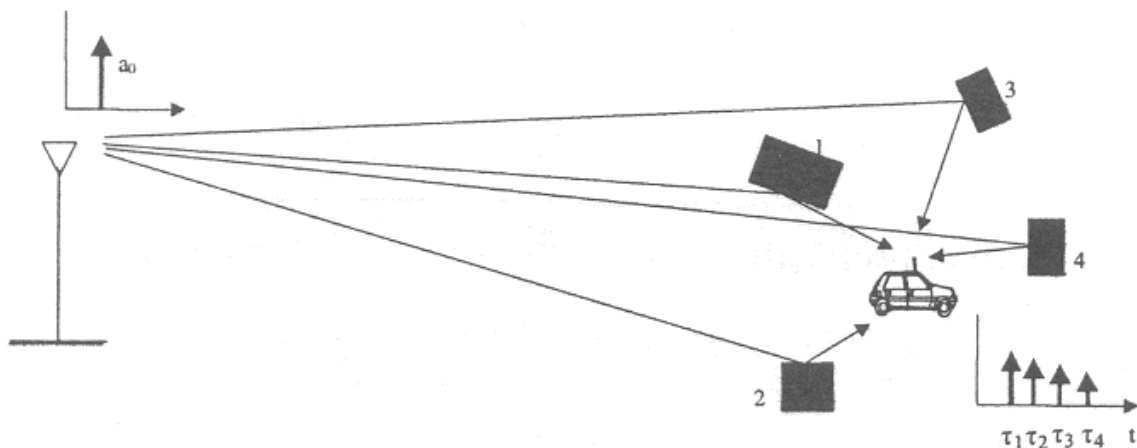


Σχήμα 2.3 Εξάπλωση φάσματος Doppler

Το φαινόμενο αυτό μπορεί να εκληφθεί σαν φαινόμενο αποσυσχέτισης του καναλιού διάδοσης (που εμφανίζει διαλείψεις επιλεκτικές ως προς το χρόνο) με περίοδο $1/f_m$. Παρατηρούμε πως όσο μεγαλύτερη είναι η ολίσθηση Doppler, τόσο ταχύτερα μεταβάλλεται ο δίαυλος επικοινωνίας. Συνεπώς, για να μην υπάρχει αποσυσχέτιση στην μετάδοση δεδομένων, απαιτείται ο ρυθμός μετάδοσης να είναι αρκούντως μεγάλος, έτσι ώστε να προλαβαίνει τις μεταβολές του ραδιοκαναλιού λόγω διασποράς Doppler. Ο χρόνος που αντιστοιχεί στην ποσότητα $1/f_m$ ονομάζεται και χρόνος συνοχής του καναλιού.

2.3 Κρουστική απόκριση καναλιού

Εάν ένας παλμός μεταδοθεί στο ασύρματο μέσο διάδοσης, τότε στην πλευρά του δέκτη θα λαμβάνονται πολλαπλές συνιστώσες του παλμού αυτού, όπου η κάθε μια θα αντιστοιχεί σε διαφορετικό μονοπάτι διάδοσης (σχήμα 2.4). Το γεγονός αυτό ονομάζεται πολυόδη διάδοση. Ένα χαρακτηριστικό μέγεθος που χρησιμοποιείται για να χαρακτηρίσει τον τρόπο αυτό διάδοσης είναι η χρονική διαφορά ανάμεσα στους χρόνους άφιξης της πρώτης συνιστώσας και της τελευταίας συνιστώσας του σήματος, η οποία ονομάζεται επίσης και χρονική εξάπλωση. Εάν η τιμή αυτή είναι μικρότερη από το αντίστροφο του εύρους ζώνης του σήματος, τότε δεν υπάρχει σημαντική παραμόρφωση στο λαμβανόμενο σήμα εξαιτίας της πολυδιαδρομικής διάδοσης. Ωστόσο, στην αντίθετη περίπτωση μπορεί να υπάρξει σημαντική παραμόρφωση.



Σχήμα 2.4 Πολυδιαδρομική διάδοση

Ένα άλλο χαρακτηριστικό του καναλιού είναι η μεταβαλλόμενη συμπεριφορά του με την πάροδο του χρόνου, η οποία οφείλεται στην κίνηση είτε του πομπού, είτε του δέκτη είτε και των δυο. Συνεπώς εάν μεταδίδουμε συνεχόμενους παλμούς από ένα κινούμενο σημείο μετάδοσης σε ένα κινούμενο σημείο λήψης, θα παρατηρούμε διαρκείς μεταβολές στο πλάτος και την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος εξαιτίας της σχετικής κίνησης των δυο άκρων μετάδοσης. Προκειμένου να μοντελοποιηθεί η διαδικασία αυτή, εισάγουμε την έννοια του ζωνοπερατού σήμα μετάδοσης το οποίο μπορεί να περιγραφεί μαθηματικά από την ακόλουθη εξίσωση([2]):

$$s(t) = \text{Re}\{u(t)e^{j2\pi f_c t}\} = \text{Re}\{u(t)\} \cos(2\pi f_c t) - \text{Im}\{u(t)\} \sin(2\pi f_c t) \quad (2.13)$$

όπου Re και Im υποδηλώνουν το πραγματικό και το φανταστικό μέρος αντίστοιχα ενός αριθμού και f_c είναι η συχνότητα φέροντος. Το λαμβανόμενο σήμα θεωρούμε ότι αποτελείται από N συνιστώσες και δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$r(t) = \text{Re}\left\{\sum_{n=0}^{N(t)} a_n(t)u(t-\tau_n(t))e^{j(2\pi f_c(t-\tau_n(t))+\phi_{D_n})}\right\} \quad (2.14)$$

όπου η πρώτη συνιστώσα αντιστοιχεί στην απευθείας συνιστώσα ανάμεσα στον πομπό και τον δέκτη. Ο αριθμός των συνιστωσών N εκφράζεται στην (2.14) σαν χρονική συνάρτηση και όχι ως μια σταθερή ποσότητα, εξαιτίας της μεταβαλλόμενης φύσης του διαύλου. Η κάθε πολύοδη συνιστώσα χαρακτηρίζεται από το πλάτος της $a_n(t)$, την χρονική της καθυστέρηση $\tau_n(t)$ καθώς και την φάση της ϕ_{D_n} η οποία ονομάζεται και ολίσθηση Doppler. Η κάθε συνιστώσα μπορεί να αντιστοιχεί σε μια απλή αντανάκλαση ή σε πολλαπλές αντανάκλασεις που όλες μαζί παράγουν την συγκεκριμένη συνιστώσα. Δυο συνιστώσες με σχετικές καθυστερήσεις τ_1 και τ_2 ονομάζονται διαχωρίσιμες εάν η απόλυτη διαφορά τους υπερβαίνει σημαντικά το αντίστροφο του εύρους ζώνης του σήματος, δηλαδή εάν ισχύει η συνθήκη $|\tau_1 - \tau_2| \gg B_u^{-1}$, όπου B_u^{-1} το εύρος ζώνης του σήματος. Σε αντίθετη περίπτωση, ο δέκτης αντιλαμβάνεται αυτές τις δυο συνιστώσες σαν μια μοναδική συνιστώσα με καθυστέρηση $\tau \approx \tau_1 \approx \tau_2$ ενώ το πλάτος και η φάση προκύπτουν από την διανυσματική άθροιση των δυο συνιστωσών. Η σύνθετη έκφραση για το λαμβανόμενο σήμα στην (2.14) μπορεί να απλοποιηθεί θέτοντας:

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

Συνεπώς το σήμα μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$r(t) = \text{Re}\left\{\left[\sum_{n=0}^{N(t)} a_n(t)e^{-j\phi_n(t)}u(t-\tau_n(t))\right]e^{j2\pi f_c t}\right\} \quad (2.16)$$

Εναλλακτικά το λαμβανόμενο σήμα μπορεί να εκφραστεί ως η συνέλιξη του σήματος εισόδου $u(t)$ και της κρουστικής απόκρισης του καναλιού:

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) u(t - \tau) d\tau \right) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.17)$$

όπου h είναι η κρουστική απόκριση του καναλιού. Στην απόκριση αυτή υπάρχουν δυο παράγοντες, η χρονική στιγμή t στην οποία η κρουστική απόκριση παρατηρείται στην πλευρά του δέκτη, καθώς και η χρονική στιγμή $t - \tau$ στην οποία μεταδίδεται ο κρουστικός παλμός. Για χρονικά αμετάβλητα κανάλια, θα ισχύει ότι $h(t, \tau) = h(t + T, \tau)$, το οποίο πρακτικά σημαίνει πως η απόκριση του καναλιού δεν μεταβάλλεται εάν ο κρουστικός παλμός μεταδοθεί με χρονική ολίσθηση T . Από τις εξισώσεις (2.16) και (2.17), η κρουστική απόκριση μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$h(t, \tau) = \sum_{n=0}^{N(t)} a_n(t) e^{-j\phi_n(t)} u(t - \tau_n(t)) \quad (2.18)$$

2.2 Διαλείψεις μη επιλεκτικές ως προς την συχνότητα

Στην ανάλυση των διαλείψεων μη επιλεκτικών ως προς την συχνότητα, υποθέτουμε ότι η μέγιστη δυνατή καθυστέρηση T_m με την οποία λαμβάνονται οι πολύοδες συνιστώσες στην πλευρά του δέκτη είναι κατά πολύ μικρότερη του αντιστρόφου του εύρους ζώνης του σήματος. Στην περίπτωση αυτή το λαμβανόμενο σήμα με αρκετά καλή ακρίβεια θα μπορεί να προσεγγιστεί από την παρακάτω εξίσωση:

$$r(t) = \text{Re} \left\{ \left[\sum_{n=0}^{N(t)} a_n(t) e^{-j\phi_n(t)} \right] u(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (2.19)$$

Στην περίπτωση αυτή το βαθυπερατό σήμα όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε είναι κοινός παράγοντας στις επιμέρους συνιστώσες, μιας και για τις χρονικές καθυστερήσεις

θα ισχύει ότι $u(t) \approx u(t - \tau_i)$ για κάθε $\tau_i \leq T_m$. Το σήμα μπορεί να γραφτεί σαν συνάρτηση του πραγματικού και του φανταστικού του μέρους:

$$r(t) = r_I(t) \cos(2\pi f_c t) + r_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.20)$$

όπου

$$r_I(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \cos \phi_n(t) \quad (2.21)$$

$$r_Q(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \sin \phi_n(t) \quad (2.22)$$

Εάν το $N(t)$ είναι αρκετά μεγάλο, τότε μπορούμε να εφαρμόσουμε το κεντρικό οριακό θεώρημα σύμφωνα με το οποίο το άθροισμα ανεξάρτητων και όμοια κατανομημένων τυχαίων μεταβλητών ακολουθεί την κανονική κατανομή. Η μέση τιμή των μεταβλητών $r_I(t)$ και $r_Q(t)$ είναι:

$$E\{r_I(t)\} = E\left\{\sum_{n=1}^N a_n(t) \cos \phi_n(t)\right\} = \sum_{n=1}^N E(a_n(t)) E(\cos \phi_n(t)) = 0 \quad (2.23)$$

$$E\{r_Q(t)\} = E\left\{\sum_{n=1}^N a_n(t) \sin \phi_n(t)\right\} = \sum_{n=1}^N E(a_n(t)) E(\sin \phi_n(t)) = 0 \quad (2.24)$$

καθότι το πλάτος μεταβάλλεται ανεξάρτητα από την φάση η οποία θεωρείται πως έχει μηδενική μέση τιμή. Η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος:

$$z(t) = |r(t)| = \sqrt{r_I^2(t) + r_Q^2(t)} \quad (2.25)$$

και ακολουθεί την κατανομή Rayleigh ([1]), η οποία χαρακτηρίζεται από την τυπική της απόκλιση (η μεταβλητή σ στην εξίσωση (2.26)):

$$p_z(z) = \frac{2z}{P_r} \exp[-z^2 / P_r] = \frac{z}{\sigma^2} \exp[-z^2 / (2\sigma^2)], z \geq 0 \quad (2.26)$$

όπου $P_r = \sum E[a_n^2] = 2\sigma^2$ είναι η μέση λαμβανόμενη ισχύς του σήματος, δηλαδή η ισχύς εξαιτίας των απωλειών διάδοσης και της σκίασης. Η κατανομή ισχύος προκύπτει από το τετράγωνο της μεταβλητής $z(t)$ και είναι:

$$p_{z^2}(x) = \frac{1}{P_r} \exp[-x / P_r] \quad (2.27)$$

Συνεπώς η ισχύς ακολουθεί την εκθετική κατανομή. Στην περίπτωση ωστόσο που το κανάλι έχει και συνιστώσα οπτικής επαφής, τότε οι μεταβλητές $r_I(t)$ και $r_Q(t)$ παύουν να έχουν μηδενική μέση τιμή. Η στάθμη του λαμβανόμενου σήματος στην περίπτωση αυτή ακολουθεί την κατανομή Rice ([1]):

$$p_z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{(z^2 + s^2)}{2\sigma^2}\right] I_0\left(\frac{zs}{\sigma^2}\right), z \geq 0 \quad (2.28)$$

όπου $2\sigma^2 = \sum_{n,n \neq 0} E[a_n^2]$ είναι η μέση ισχύς του σήματος εάν συμπεριληφθούν μονάχα οι συνιστώσες μη οπτικής επαφής, ενώ $s^2 = a_0^2$ είναι η ισχύς της συνιστώσας οπτικής επαφής. Η συνάρτηση I_0 είναι η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel μηδενικής τάξης. Η μέση ισχύς του σήματος στην περίπτωση αυτή θα δίνεται από την σχέση:

$$P_r = \int_0^{\infty} z^2 p_z(z) dz = s^2 + 2\sigma^2 \quad (2.29)$$

Η κατανομή Rice συχνά χαρακτηρίζεται από την παράμετρο K :

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

Συνεπώς η παράμετρος K ισούται με τον λόγο της ισχύος της συνιστώσας οπτικής επαφής προς την συνολική ισχύ των συνιστωσών μη οπτικής επαφής.

Για $K=0$ θα έχουμε κατανομή Rayleigh ενώ για $K \rightarrow \infty$ δεν θα υπάρχουν διαλείψεις. Η παράμετρος K λοιπόν μετρά το πόσο σοβαρές μπορούν να είναι στην ραδιοζεύξη οι διαλείψεις. Αντικαθιστώντας $s^2 = KP_r / (K+1)$ και $2\sigma^2 = P / (K+1)$ τότε μπορούμε να εκφράσουμε την κατανομή Rice στην εξίσωση (2.28) σαν συνάρτηση των K και P_r :

$$p_z(z) = \frac{2z(K+1)}{P_r} \exp\left[-K - \frac{(K+1)z^2}{P_r}\right] I_0\left(2z\sqrt{\frac{K(K+1)}{P_r}}\right), z \geq 0 \quad (2.31)$$

Εάν και στις περισσότερες περιπτώσεις τα πειραματικά δεδομένα που προκύπτουν από μετρήσεις της στάθμης του λαμβανόμενου σήματος μπορούν να προσεγγιστούν είτε με την κατανομή Rayleigh είτε με την κατανομή Rice, αυτό δεν ισχύει σε όλες τις περιπτώσεις. Μια πιο γενική κατανομή με μεταβλητές παραμέτρους οι οποίες μπορούν να προσαρμόζονται κατάλληλα στα δεδομένα είναι η κατανομή Nakagami:

$$p_z(z) = \frac{2m^m z^{2m-1}}{\Gamma(m)P_r^m} \exp\left[\frac{-mz^2}{P_r}\right], m \geq 0.5 \quad (2.32)$$

όπου $\Gamma(m)$ υποδηλώνει την συνάρτηση Γάμα:

$$\Gamma(m) = (m-1)! \quad (2.33)$$

Για $m=1$ η κατανομή μεταπίπτει σε Rayleigh ενώ για $m = (K+1)^2 / 2(K+1)$ έχουμε Rice κατανομή. Για $m \rightarrow \infty$ δεν έχουμε διαλείψεις. Συνεπώς, η κατανομή Nakagami μπορεί να μοντελοποιήσει τόσο την Rayleigh όσο και την Rice κατανομή αλλά και πιο ειδικές περιπτώσεις. Η ισχύς του σήματος στην κατανομή Nakagami μπορεί να βρεθεί μετά από αλλαγή μεταβλητών:

$$p_{z^2}(x) = \left(\frac{m}{P_r}\right)^m \frac{x^{m-1}}{\Gamma(m)} \exp\left[\frac{-mx}{P_r}\right] \quad (2.34)$$

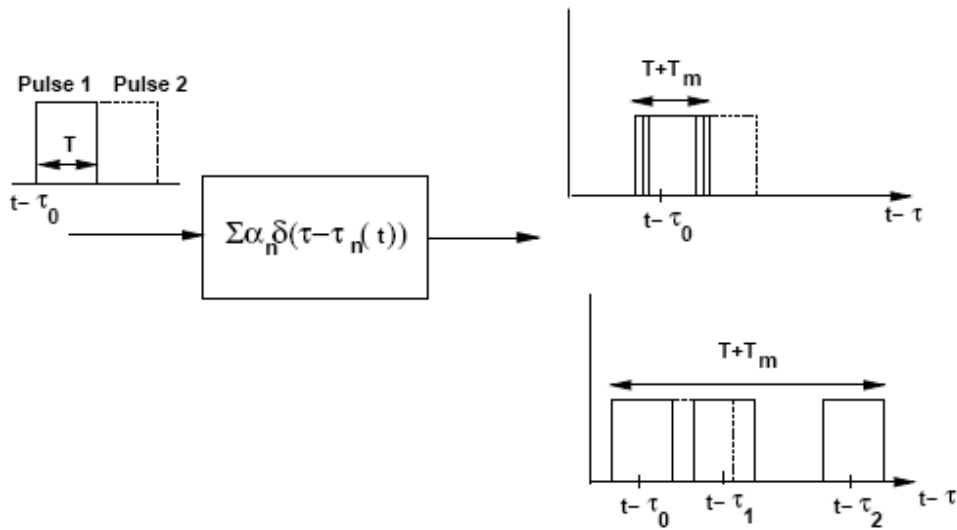
2.4 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς την συχνότητα

Στην περίπτωση των διαλείψεων επιλεκτικών ως προς την συχνότητα δεν ισχύει πλέον η προσέγγιση $u(t) \approx u(t - \tau_i)$ για κάθε $\tau_i \leq T_m$. Εάν μεταδοθεί από το ένα άκρο ένας παλμός με χρονική διάρκεια T , τότε στην πλευρά της λήψης θα λάβουμε έναν παλμό με διάρκεια $T + T_m$. Συνεπώς, η διάρκεια ψηφίου του μεταδιδόμενου σήματος μπορεί να μεταβάλλεται σε σημαντικό βαθμό, προκαλώντας έτσι παραμόρφωση σε διαδοχικά μεταδιδόμενα ψηφία. Στην περίπτωση που το εύρος ζώνης του σήματος είναι μεγαλύτερο από την αντίστροφη τιμή της χρονικής διασποράς, εάν ο αριθμός των συνιστωσών πολύοδης διάδοσης είναι μεγάλος και η φάση κάθε τέτοιου παράγοντα είναι ομοιόμορφα κατανομημένη, τότε το λαμβανόμενο σήμα θα ακολουθεί την κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και η περιβάλλουσα αυτού την κατανομή Rayleigh. Προκειμένου να χαρακτηριστεί ένα διάυλο με διαλείψεις επιλεκτικές ως προς την συχνότητα, όπως και στην προηγούμενη περίπτωση των διαλείψεων μη επιλεκτικών ως προς την συχνότητα χρησιμοποιούμε την έννοια της κρουστικής απόκρισης του διαύλου. Χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό Fourier στην κρουστική απόκριση θα έχουμε ότι:

$$S_c(\tau, \rho) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau, t) e^{-j2\pi\rho t} dt \quad (2.35)$$

Η συνάρτηση της εξίσωσης (2.35) χαρακτηρίζει πλήρως τον διάυλο στο πεδίο της συχνότητας. Ωστόσο, η συνάρτηση αυτή όπως ορίζεται στην (2.35) είναι ντετερμινιστική, ενώ στην πράξη στις περισσότερες περιπτώσεις οι ασύρματοι διάυλοι εμφανίζουν μη ντετερμινιστική συμπεριφορά εξαιτίας της τυχαίας μεταβαλλόμενης συμπεριφοράς τους. Εφόσον ο αριθμός των πολύοδων συνιστωσών είναι αρκετά μεγάλος, τότε μπορούμε να εφαρμόσουμε το κεντρικό οριακό θεώρημα. Η κατανομή αυτή μπορεί να προσδιοριστεί λοιπόν πλήρως από την μέση τιμή της και την συσχέτιση της. Η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της θα είναι:

$$A_c(\tau_1, \tau_2, t, \Delta t) = E\{c^*(\tau_1, t) c(\tau_2, t + \Delta t)\} \quad (2.36)$$



Σχήμα 2.5 Διαλείψεις επιλεκτικές ως προς την συχνότητα – Ο μεταδιδόμενος παλμός λαμβάνεται της χρονικές στιγμές τ_1 , τ_2 οι οποίες είναι μεγαλύτερες από την διάρκεια ψηφίου

Στις περισσότερες ωστόσο περιπτώσεις μοντελοποίησης ασύρματων διαύλων, μπορούμε να υποθέσουμε πως αυτοί είναι στάσιμοι υπό την ευρεία έννοια, συνεπώς η παραπάνω συνάρτηση αυτοσυσχέτισης θα είναι ανεξάρτητη της χρονικής στιγμής t :

$$A_c(\tau_1, \tau_2, \Delta t) = E\{c^*(\tau_1, t)c(\tau_2, t + \Delta t)\} \quad (2.37)$$

Επιπλέον, στην πράξη θεωρούμε πως η απόκριση του καναλιού συσχετιζόμενη με την χρονική καθυστέρηση τ_1 είναι ασυσχέτιστη με την απόκριση του καναλιού σε μια διαφορετική χρονική στιγμή τ_2 , θεωρώντας πως οι αποκρίσεις αυτές λαμβάνονται από συνεισφορά διαφορετικών σκεδαστών. Με την παραδοχή αυτή θα έχουμε ότι:

$$E\{c^*(\tau_1, t)c(\tau_2, t + \Delta t)\} = A_c(\tau_1, \Delta t)\delta(\tau_1 - \tau_2) = A_c(\tau, \Delta t) \quad (2.38)$$

Η παραπάνω σχέση προϋποθέτει φυσικά πως η απόλυτη διαφορά των χρονικών στιγμών τ_1 και τ_2 είναι μεγαλύτερη από το αντίστροφο του εύρους ζώνης του σήματος, διαφορετικά ο δέκτης δεν θα μπορούσε να ξεχωρίσει τις συνιστώσες.

2.4.1 Προφίλ καθυστέρησης ισχύος

Το προφίλ καθυστέρησης ισχύος δίνεται από την συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της εξίσωσης (2.38) θέτοντας $\Delta t=0$, άρα $A_c(\tau, \Delta t) = A_c(\tau)$. Το συγκεκριμένο προφίλ ισχύος αναπαριστά την μέση ισχύ η οποία συσχετίζεται με μια συγκεκριμένη καθυστέρηση, και μετράται εμπειρικά. Η μέση και η rms εξάπλωση καθυστέρησης δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις ([2]):

$$\mu_{T_m} = \frac{\int_0^{\infty} \tau A_c(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} A_c(\tau) d\tau} \quad (2.39)$$

και

$$\sigma_{T_m} = \sqrt{\frac{\int_0^{\infty} (\tau - \mu_{T_m})^2 A_c(\tau) d\tau}{\int_0^{\infty} A_c(\tau) d\tau}} \quad (2.40)$$

Εάν τώρα ορίσουμε την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας p_{T_m} της τυχαίας εξάπλωσης καθυστέρησης T_m σε σχέση με την $A_c(\tau)$, τότε:

$$p_{T_m}(\tau) = \frac{A_c(\tau)}{\int_0^{\infty} A_c(\tau) d\tau} \quad (2.41)$$

Οι παράμετροι όπως καθορίστηκαν στις εξισώσεις (2.39) και (2.40) μας δίνουν την μέση και την rms τιμή της T_m αντίστοιχα σχετικά με την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας. Εάν καθοριστεί αυτή η συνάρτηση, ή εάν ισοδύναμα καθοριστούν η μέση και η rms τιμή της, τότε καθορίζεται και το λεγόμενο προφίλ καθυστέρησης. Η χρονική καθυστέρηση T για την οποία πρακτικά $A_c(\tau)=0$ για $\tau \geq T$ χρησιμοποιείται για να χαρακτηρίσει το κανάλι, μιας και είναι η μέγιστη δυνατή καθυστέρηση στην οποία υπόκεινται οι συνιστώσες.

Συνήθως η τιμή αυτή λαμβάνεται σαν ένα ακέραιο πολλαπλάσιο της rms τιμής καθυστέρησης. Ένας εμπειρικός κανόνας είναι ο εξής: εάν η διάρκεια ψηφίου T_s ενός σήματος είναι μεγαλύτερη από $10\sigma_{T_m}$, τότε το μεταδιδόμενο σήμα υπόκειται σε αμελητέα ενδοσυμβολική παρεμβολή. Σε αντίθετη περίπτωση υπάρχει σημαντική ενδοσυμβολική παρεμβολή. Σε περίπτωση που η διάρκεια ψηφίου είναι ίσης τάξης μεγέθους με την rms καθυστέρηση, τότε θα υπάρχει ενδοσυμβολική παρεμβολή, η σοβαρότητα της οποίας στην επίδοση του συστήματος θα εξαρτάται πάντοτε από τις συνθήκες που επικρατούν καθώς και από τις προδιαγραφές του συστήματος.

2.4.2 Εύρος ζώνης συνοχής

Η μεταβαλλόμενη συμπεριφορά του καναλιού μπορεί επίσης να χαρακτηριστεί και στο πεδίο της συχνότητας με τον μετασχηματισμό Fourier της συνάρτησης $c(\tau, t)$ σε σχέση με την μεταβλητή τ :

$$C(f; t) = \int_{-\infty}^{\infty} c(\tau; t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.42)$$

και η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της θα είναι:

$$A_c(f_1, f_2; t) = E[C^*(f_1; t)C(f_2; t + \Delta t)] \quad (2.43)$$

Επειδή ωστόσο θεωρούμε πως η συνάρτηση c είναι στάσιμη στοχαστική διαδικασία υπό την ευρεία έννοια, και η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης της στο πεδίο της συχνότητας θα εξαρτάται από την σχετική διαφορά των συχνοτικών συνιστωσών f_1, f_2 και όχι από την απόλυτη τιμή τους, συνεπώς:

$$A_c(f_1, f_2; \Delta t) = A_c(\Delta f; \Delta t) \quad (2.44)$$

Θεωρώντας $\Delta t=0$, τότε η συνάρτηση που προκύπτει είναι ο μετασχηματισμός Fourier του προφίλ καθυστέρησης ισχύος στο πεδίο της συχνότητας. Η συχνότητα Δf για την οποία $A_c(\Delta f)\approx 0$ για $\Delta f > B_c$ ονομάζεται εύρος ζώνης συνοχής του καναλιού. Εάν μεταδοθεί ένας παλμός με αρκετά μικρό φασματικό περιεχόμενο, δηλαδή εάν για το εύρος ζώνης του ισχύει ότι $B \ll B_c$, τότε οι διαλείψεις θα παρουσιάζουν υψηλή συσχέτιση σε όλο το φάσμα. Στην περίπτωση αυτή λέμε πως έχουμε επίπεδες διαλείψεις. Σε αντίθετη περίπτωση, δηλαδή εάν τότε λέμε πως έχουμε διαλείψεις επιλεκτικές ως προς την συχνότητα.

2.4.3 Διαλείψεις λόγω εξάπλωσης Doppler

Όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο 2.2, εφόσον η χρονική διάρκεια του μεταδιδόμενου συμβόλου του σήματος είναι μεγαλύτερη από την χρονική διάρκεια της εξάπλωσης Doppler, δηλαδή εάν ισχύει η ακόλουθη συνθήκη ([5]):

$$T_s < C_T \quad (2.45)$$

όπου C_T είναι η εξάπλωση Doppler, τότε ο ραδιοδιάυλος δεν μεταβάλλεται σημαντικά κατά την μετάδοση ενός συμβόλου. Σε αντίθετη περίπτωση, το σήμα θα υπόκεινται σε ταχείες διαλείψεις καθώς η κρουστική απόκριση του διαύλου θα μεταβάλλεται κατά την διάρκεια του μεταδιδόμενου συμβόλου. Ο ρυθμός των διαλείψεων, εξαρτάται τόσο από την ταχύτητα του κινητού τερματικού μιας και επηρεάζει άμεσα την μέγιστη ολίσθηση Doppler, όσο και από την διάρκεια των μεταδιδόμενων συμβόλων. Στις περισσότερες πρακτικές εφαρμογές, η χρονική διάρκεια της εξάπλωσης Doppler μπορεί να προσεγγιστεί ως εξής:

$$C_T = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (2.46)$$

Το ελάχιστο όριο λοιπόν του επιτρεπτού ρυθμού μετάδοσης είναι ίσο με $1/C_T$ προκειμένου η μετάδοση να μην επηρεάζεται από τις αλλαγές του καναλιού.

3. Η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης WCDMA

Στο κεφάλαιο αυτό εισάγονται οι βασικές αρχές της διεπαφής του WCDMA, με ιδιαίτερη έμφαση στα χαρακτηριστικά που το διαφοροποιούν από τα συστήματα δεύτερης γενιάς όπως το GSM και το IS-95. Οι κυριότερες διεργασίες φυσικού στρώματος όπως η φασματική εξάπλωση και επανασυμπίεση περιγράφονται στην παράγραφο 3.1, όπου περιγράφεται και η λειτουργία των δεκτών RAKE. Στην παράγραφο 3.2 περιγράφονται οι κύριες παράμετροι του φυσικού στρώματος του WCDMA κατά το πρότυπο της 3GPP για τα κινητά δίκτυα τρίτης γενιάς, στην παράγραφο 3.3 περιγράφεται ο έλεγχος ισχύος άνω και κάτω ζεύξης ενώ στην παράγραφο 3.4 η ήπια και ηπιότερη διαπομπή. Περισσότερες λεπτομέρειες μπορούν να αναζητηθούν στις παραπομπές [6]-[13].

3.1 Φασματική εξάπλωση και επανασυμπίεση σημάτων WCDMA

Στην παράγραφο αυτή περιγράφεται η διαδικασία της φασματικής εξάπλωσης και επανασυμπίεσης σε ένα σύστημα WCDMA. Συγκεκριμένα, στην ενότητα 3.1.1 περιγράφεται η διαδικασία παραγωγής του σύνθετου φασματικά εξαπλωμένου σήματος προς μετάδοση και στην παράγραφο 3.1.2 η διαδικασία φασματικής επανασυμπίεσης και ανάκτησης.

3.1.1 Κωδικοποίηση σημάτων βασικής ζώνης

Θεωρούμε μια ακολουθία δεδομένων $b(t)$ με ρυθμό $R_b = 1/T_b$ bits/sec. Για να απλοποιηθεί η ανάλυση θεωρούμε πως η ακολουθία αυτή αναπαριστά τα δεδομένα ενός χρήστη μετά την κωδικοποίηση καναλιού προκειμένου να αντιμετωπίζονται τυχόν λάθη μετάδοσης. Το σήμα $b(t)$ περιγράφεται στην παρακάτω σχέση:

$$b(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m p_{T_s}(t - mT_b) \quad (3.1)$$

όπου b_m είναι τα δυαδικά δεδομένα που λαμβάνουν τιμές ± 1 και p_{T_s} είναι ο μορφοποιητικός παλμός. Θεωρώντας πως τα δυνατά δυαδικά ψηφία είναι ισοπίθανα, η φασματική πυκνότητα ισχύος του σήματος αυτού μπορεί να εκφραστεί ως ([1]):

$$S_b(f) = T_b \frac{\sin^2(\pi T_b f)}{(\pi T_b f)^2} \quad (3.2)$$

με εύρος ζώνης:

$$BW \text{ (Hz)} \approx \frac{1}{T_b} = R_b \quad (3.3)$$

Στο σχήμα 3.1 παρουσιάζεται η διαδικασία κωδικοποίησης και μετάδοσης σε ένα σύστημα WCDMA. Το κάθε ψηφίο δεδομένων πολλαπλασιάζεται με μια ακολουθία $c(t)$ μοναδική για κάθε χρήστη, διάρκειας T_c , η οποία έχει σαν αποτέλεσμα την φασματική εξάπλωση του αρχικού σήματος. Ο λόγος $N = T_b/T_c$, όπως θα αναλυθεί και στην συνέχεια, ονομάζεται κέρδος επεξεργασίας του συστήματος. Θεωρώντας πως η ακολουθία $c(t)$ είναι περιοδική με περίοδο N , μπορεί να περιγραφεί μαθηματικά από την παρακάτω σχέση:

$$c(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \sum_{n=0}^{N-1} c_n p_{T_c}(t - nT_c - mT_b) \quad (3.4)$$

Το σύνθετο σήμα που προκύπτει από τον πολλαπλασιασμό κάθε ψηφίου της ακολουθίας δεδομένων χρήστη με την κάθε περίοδο της ακολουθίας $c(t)$ είναι:

$$x(t) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} b_m \sum_{n=0}^{N-1} c_n p_{T_c}(t - nT_c - mT_b) \quad (3.5)$$

Κάθε ψηφίο της κωδικοποιημένης ακολουθίας λαμβάνει τις τιμές ± 1 με ίση πιθανότητα, συνεπώς η φασματική πυκνότητα ισχύος του σύνθετου σήματος θα είναι:

$$S_x(f) = T_c \frac{\sin^2(\pi T_c f)}{(\pi T_c f)^2} \quad (3.6)$$

Από τις (3.2) και (3.6) προκύπτει πως οι δυο φασματικές πυκνότητες έχουν την ίδια μορφή αλλά διαφορετικό εύρος ζώνης. Η σχέση ανάμεσα στο φάσμα του αρχικού

σήματος και το φάσμα του σύνθετου σήματος είναι:

$$SF = \frac{BW_x}{BW_b} = \frac{T_b}{T_c} = \frac{W}{R_b} = N \quad (3.7)$$

και αποκαλείται παράγοντας εξάπλωσης ή κέρδος επεξεργασίας. Ο παράγοντας εξάπλωσης είναι μια από τις βασικότερες παραμέτρους ενός WCDMA συστήματος αφού συσχετίζει το εύρος ζώνης με τον ρυθμό μετάδοσης. Από την (3.7) προκύπτει ότι:

$$W = SF \cdot R_b \quad (3.8)$$

συνεπώς εάν το εύρος ζώνης είναι σταθερό, όταν ο ρυθμός μετάδοσης R_b αυξάνεται το κέρδος επεξεργασίας μειώνεται και αντίστροφα. Όπως λοιπόν γίνεται φανερό από την παραπάνω ανάλυση, με την τεχνική WCDMA μπορούν να προσφερθούν υπηρεσίες μεταβλητού ρυθμού μετάδοσης.

3.1.2 Λήψη και φασματική επανασυμπίεση σήματος WCDMA

Στην παράγραφο αυτή περιγράφονται οι βασικές διεργασίες στον δέκτη ενός συστήματος WCDMA για την ανάκτηση του επιθυμητού σήματος. Η ανάλυση περιορίζεται στην περίπτωση που υπάρχει μόνο μια κεραία λήψης στον δέκτη. Στο σχήμα παρουσιάζεται ένα απλοποιημένο μπλοκ διάγραμμα ενός δέκτη WCDMA υποθέτοντας BPSK διαμόρφωση και σύμφωνη λήψη. Το λαμβανόμενο σήμα άνω ζεύξης είναι υπέρθεση των μονοπατιών διάδοσης των μεταδιδόμενων σημάτων ([14]):

$$r_k(t) = n(t) + \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^L \sqrt{2P_k} |h|^{(k,l)} b^{(k)}(t - \tau^{(k,l)}) c^{(k)}(t - \tau^{(k,l)}) \cos(\omega_c t + \phi_{k,l}) \quad (3.9)$$

όπου k είναι ο επιθυμητός χρήστης, K είναι ο συνολικός αριθμός χρηστών στο δίκτυο, L ο συνολικός αριθμός μονοπατιών πολύοδης διάδοσης, $|h|^{(k,l)}$ και $\tau^{(k,l)}$ είναι το πλάτος διάλειψης και η καθυστέρηση της l διαδρομής του k χρήστη αντίστοιχα, $\phi_{k,l}$ είναι η συνολική φάση και $n(t)$ είναι ο θόρυβος ο οποίος μοντελοποιείται σαν μια τυχαία διαδικασία η οποία ακολουθεί την γκαουσιανή κατανομή με μηδενική μέση τιμή και

τυπική απόκλιση ίση με $N_o/2$. Ο όρος P_k είναι η λαμβανόμενη ισχύς του k χρήστη συμπεριλαμβανόμενων των συνολικών απωλειών διάδοσης (απώλειες διαδρομής, σκίαση, εξασθένηση διαγραμμάτων ακτινοβολίας στην κεραία λήψης). Επίσης με $b^{(k)}$ και $c^{(k)}$ συμβολίζονται τα δεδομένα και η κωδική ακολουθία του k χρήστη αντίστοιχα.

Οι διαλείψεις, σύμφωνα και με την ανάλυση του προηγούμενου κεφαλαίου, θεωρούμε πως ακολουθούν την κατανομή Rayleigh. Εάν συμβολίσουμε με $\angle h^{(k,l)}$ την φάση του παράγοντα διάλειτουργίας, και $\tau_o^{(k)}$ την καθυστέρηση του k ως προς το πρώτο μονοπάτι, προκύπτει ότι $\phi_{k,l} = \theta_k + \angle h^{(k,l)} - \omega_c \tau^{(k,l)}$ και $\tau^{(k,l)} = \tau_o^{(k)} + lT_c$ όπου η αρχική φάση του σήματος. Προκειμένου το σύστημα να είναι σε θέση να εκμεταλλευτεί την πολύοδη διάδοση για μεγιστοποίηση διαφορισιμότητας, υποθέτουμε ότι ο σταθμός βάσης είναι εξοπλισμένος με δέκτες RAKE οι οποία συνδυάζουν σύμφωνα το σήμα με μεγιστοποίηση σηματοθορυβικού λόγου (MRC, Maximal Ratio Combining [15]). Η έξοδος του l^{th} δακτύλου (finger) του δέκτη RAKE μπορεί να εκφραστεί ως:

$$S_k = \sum_{l=0}^{L-1} \int_{lT_c}^{lT_c+T_b} r_k(t) |h|^{(k,l)} c^{(k)}(t - lT_c) \cos[\omega_c t + \varphi_{k,l}] dt \quad (3.10)$$

δηλαδή σε κάθε επεξεργαστή RAKE το λαμβανόμενο σήμα πολλαπλασιάζεται με την χρονική ολίσθηση του κώδικα η οποία αντιστοιχεί στο συγκεκριμένο μονοπάτι. Από τις (3.9) και (3.10) προκύπτει ότι:

$$S_k = \sum_{l=0}^{L-1} \{U_k^{(l)} + I_{mai,k}^{(l)} + I_{isi,k}^{(l)} + I_{noise,k}^{(l)}\} \quad (3.11)$$

όπου

$$U_k^{(l)} = \sqrt{P_k / 2} |h^{(k,l)}|^2 b_0^{(k)} \quad (3.12)$$

$$I_{mai,k}^{(l)} = \sqrt{P_k / 2} \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{l'=0}^{L-1} |h^{(k,l)}| |h^{(i,l')}| \cdot \left\{ b_{-1}^{(k)} R_{ik}(\tau_{l,l'}^{(i,k)}) + b_0^{(k)} \bar{R}_{ik}(\tau_{l,l'}^{(i,k)}) \right\} \cos(\phi_{l,l'}^{(i,k)}) \quad (3.13)$$

$$I_{isi,k}^{(l)} = \sqrt{P_k / 2} \sum_{l'=0}^{L-1} h^{(k,l)} h^{(k,l')} \left\{ b_{-1}^{(k)} R_{kk}(\tau_{l,l'}^{(k,k)}) + b_0^{(k)} \bar{R}_{kk}(\tau_{l,l'}^{(k,k)}) \right\} \cos(\phi_{l,l'}^{(k,k)}) \quad (3.14)$$

$$I_{noise,k}^{(l)} = \int_{lT_c}^{lT_c+T} n(t)h^{(k,l)}c^{(k)}(t-lT_c)\cos(\omega_c t + \phi_{k,l}) \quad (3.15)$$

Στις (3.12)-(3.15), $b_0^{(k)}$ είναι το ψηφίο προς ανάκτηση, $b_{-1}^{(k)}$ είναι το προηγούμενο ψηφίο.

Επιπλέον, $\tau_{l,l'}^{(i,k)} = \tau^{(i,l)} - \tau^{(k,l)}$, $\phi_{l,l'}^{(i,k)} = \phi_{i,l'} - \phi_{k,l}$ και

$$R_{ik}(\tau) = \int_0^\tau c^{(i)}(t-\tau)c^{(k)}(t)dt \quad (3.16)$$

$$\bar{R}_{ik}(\tau) = \int_\tau^T c^{(i)}(t-\tau)c^{(k)}(t)dt \quad (3.17)$$

Στην (3.11) υπάρχουν τέσσερις όροι: Το επιθυμητό σήμα προς ανάκτηση, παρεμβολή από $K-1$ χρήστες (MAI, Multiple Access Interference), διασυμβολική παρεμβολή (ISI, Intersymbol Interference) και θερμικός θόρυβος. Οι παρεμβολές μπορούν να έχουν αρνητικές επιδράσεις στην επίδοση του δικτύου, ειδικότερα καθώς ο αριθμός των χρηστών αυξάνεται. Η σύμφωνη άθροιση στον δέκτη των επιμέρους μονοπατιών διάδοσης συμβάλει εν μέρει στην καταπολέμηση της παρεμβολής αφού προσφέρεται διαφορισιμότητα στο πεδίο της συχνότητας. Στο σχήμα 3.2 απεικονίζεται ένας δέκτης RAKE με L δάκτυλα. Ο εκτιμητής καναλιού με βάση τα μεταδιδόμενα σύμβολα αναπαράγει το κέρδος του καναλιού στα διάφορα μονοπάτια μετάδοσης. Προκειμένου να υπολογιστεί η θεωρητική πιθανότητα σφάλματος, ακολουθείται η γκαουσιανή προσέγγιση, σύμφωνα με την οποία λαμβάνεται η μέση τιμή των σημάτων των παρεμβάλλοντων χρηστών ως προς το σήμα του επιθυμητού χρήστη. Από τις εξισώσεις (3.13) έως (3.15), τα παρεμβάλλοντα σήματα θα έχουν μηδενική μέση τιμή, ενώ η μέση τιμή της τυπικής τους απόκλισης συναρτήσει του σήματος του επιθυμητού χρήστη θα είναι:

$$E\left\{|I_{mai,k}^{(l)}|^2\right\} = \sqrt{P_k/2}|h^{(k,l)}|^2(K-1)E\left\{\left(R_{ik}^2(\tau_{l,l'}^{(i,k)}) + \bar{R}_{ik}^2(\tau_{l,l'}^{(i,k)})\right)\cos^2(\phi_{l,l'}^{(i,k)})\right\} \quad (3.18)$$

$$E\left\{|I_{isi,k}^{(l)}|^2\right\} = \sqrt{P_k/2}|h^{(k,l)}|^2\left(\frac{L-1}{L}\right)E\left\{\left(R_{kk}^2(\tau_{l,l'}^{(k,k)}) + \bar{R}_{kk}^2(\tau_{l,l'}^{(k,k)})\right)\cos^2(\phi_{l,l'}^{(k,k)})\right\} \quad (3.19)$$

$$I_{noise,k}^{(l)} = \int_{IT_c}^{IT_c+T} n(t)h^{(k,l)}c^{(k)}(t-IT_c)\cos(\omega_c t + \phi_{k,l}) \quad (3.20)$$

Προκειμένου να εξαχθούν οι παραπάνω σχέσεις, έχει ληφθεί υπόψιν ομοιόμορφο προφίλ διάδοσης, δηλαδή η ισχύς της κάθε πολύοδης συνιστώσας είναι ίση με $1/L$, οπότε.

$\sum_{l=1}^L E\{|h^{(i,l)}|^2\} = 1$. Ωστόσο, για την μέση τιμή των ετεροσυσχετίσεων θα ισχύει ότι ([14]):

$$E\{R_{ik}^2(\tau_{l,l'}) + \bar{R}_{ik}^2(\tau_{l,l'})\} \rightarrow 1/4/N, 1/6/N \quad (3.21)$$

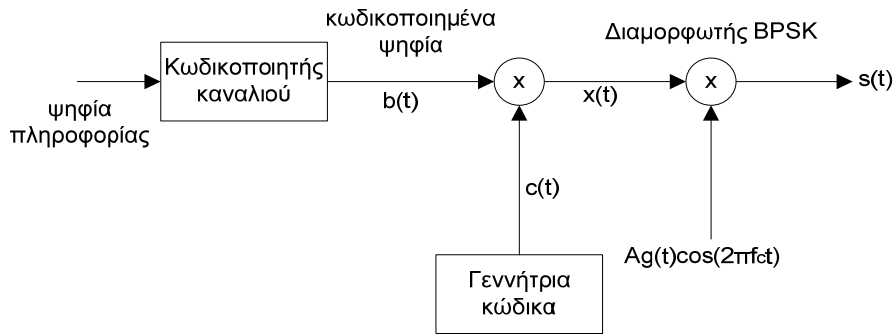
για $k=i$, $k \neq i$ αντίστοιχα. Ο σηματοθορυβικός λόγος του χρήστη (Signal to Interference Plus Noise Ratio, SINR) εάν αθροιστούν τα L σήματα από τους δέκτες RAKE θα είναι:

$$SINR_k \approx \frac{\sum_{l=1}^L |h^{(k,l)}|^2}{\frac{(K-1)}{6N} + \frac{(L-1)}{4LN} + 2(E_b/N_o)^{-1}} \quad (3.22)$$

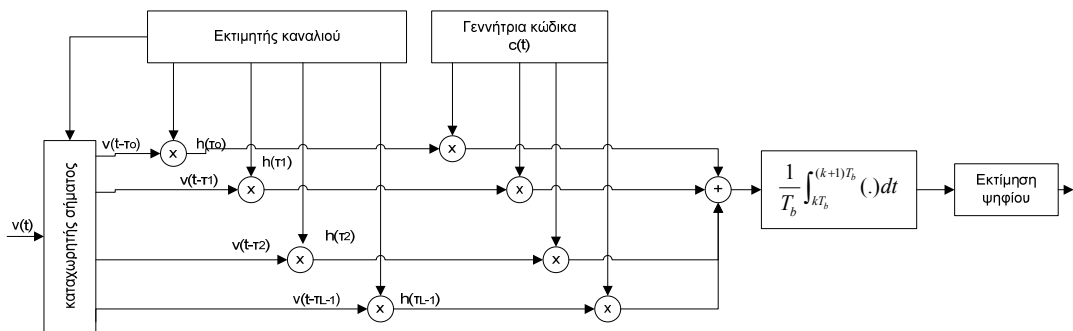
και σύμφωνα με την μέθοδο των ροπών για τον υπολογισμό πιθανότητας σφάλματος, αυτή θα δίνεται από την σχέση ([2]):

$$\bar{P}_b = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(\left(1 + \frac{1}{\sin^2 \theta} \right)^{-L} \right) d\theta \quad (3.23)$$

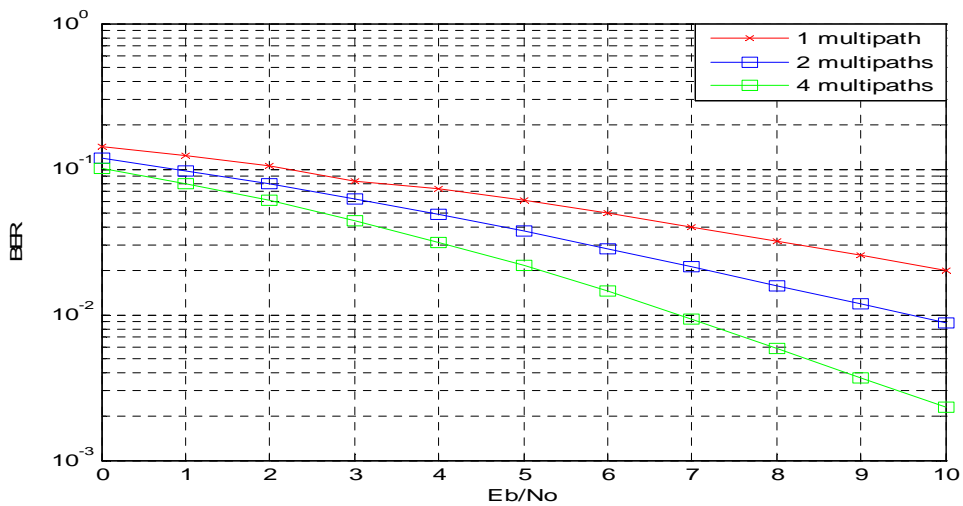
και παρουσιάζεται γραφικά στο σχήμα 3.3 για μεταβλητό αριθμό συνιστωσών πολύοδης διάδοσης και 10 χρήστες για σύστημα ενός τομέα, ενώ έχει γίνει η παραδοχή πως ο αριθμός των πολύοδων συνιστωσών ισούται με τον αριθμό των δεκτών RAKE ανά χρήστη. Το σχετικό κέρδος στην πιθανότητα σφάλματος για διαφορετικό αριθμό πολύοδων συνιστωσών αυξάνεται καθώς αυξάνεται ο σηματοθορυβικός λόγος.



Σχήμα 3.1 Κωδικοποίηση, φασματική εξάπλωση και μετάδοση δεδομένων στο WCDMA



Σχήμα 3.2 Δέκτης RAKE με L δάκτυλα



Σχήμα 3.3 Πιθανότητα σφάλματος CDMA συστήματος με 10 χρήστες και μεταβλητό αριθμό E_b/N_0 και δεκτών RAKE

3.2 Σύνοψη των σημαντικότερων παραμέτρων του WCDMA

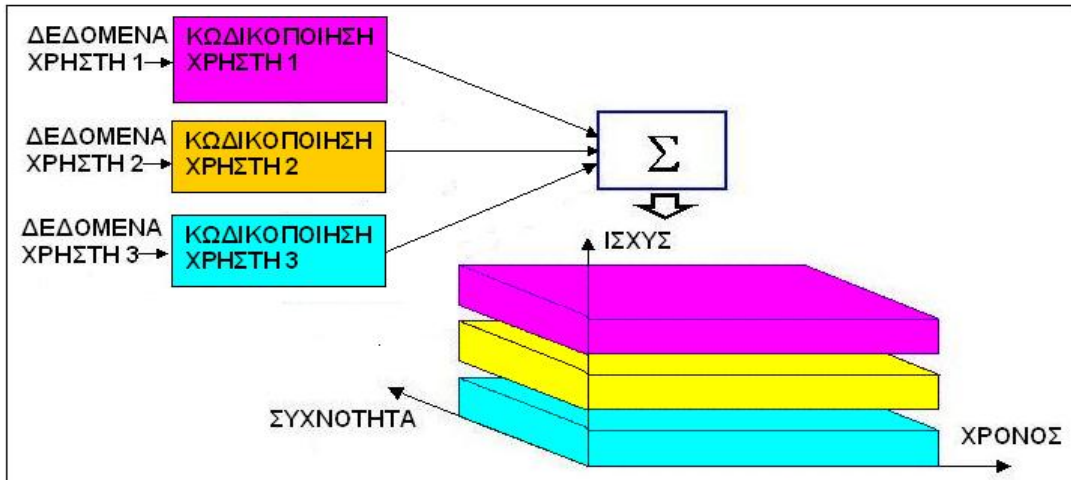
Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζονται οι κύριες σχεδιαστικές παράμετροι του WCDMA κατά το πρότυπο της 3GPP που συνοψίζονται στον πίνακα 3.1.

- Το WCDMA είναι ένα ευρυζωνικό σύστημα πολλαπλής προσπέλασης κώδικα, όπου τα ψηφία πληροφορίας του χρήστη εξαπλώνονται σε ένα μεγαλύτερο εύρος ζώνης με πολλαπλασιασμό των δεδομένων του με μια ψευδοτυχαία ακολουθία. Προκειμένου να υποστηριχτούν πολύ υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης, (μέχρι και 2 Mbps) χρησιμοποιούνται μεταβλητοί παράγοντες εξάπλωσης και πολλαπλές συνδέσεις.
- Ο ρυθμός ψευδοτυχαίας ακολουθίας που χρησιμοποιείται στο πρότυπο της 3GPP είναι 3.84 Mcps (Mega chips/per second) που οδηγεί σε ένα εύρος ζώνης κοντά στα 5MHz. Συστήματα DS-CDMA με εύρος ζώνης κοντά στο 1MHz όπως το IS-95 αναφέρονται συχνά ως συστήματα CDMA στενής ζώνης. Λόγω του αυξημένου εύρους ζώνης, το WCDMA υποστηρίζει μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης ενώ προσφέρει και μεγαλύτερη διαφορισμότητα πολλαπλών διαδρομών (multipath diversity).
- Το WCDMA υποστηρίζει μεταβλητούς ρυθμούς δεδομένων χρήστη, δηλαδή εύρος ζώνης κατά απαίτηση (Bandwidth on Demand, BoD). Το WCDMA υποστηρίζει δυο βασικούς τύπους λειτουργίας: Διαχωρισμό Συχνότητας (Frequency Division Duplex, FDD) και Διαχωρισμό Χρόνου (Time Division Duplex, TDD). Στην λειτουργία FDD, ξεχωριστά φέροντα εύρους 5MHz χρησιμοποιούνται για την άνω και κάτω ζεύξη αντίστοιχα, ενώ στην TDD λειτουργία χρησιμοποιείται μονάχα ένα φέρον των 5MHz στην άνω και κάτω ζεύξη σε διαφορετικές χρονικές στιγμές. Η άνω ζεύξη είναι η σύνδεση από το κινητό στον σταθμό βάσης, και η κάτω ζεύξη η σύνδεση από τον σταθμό βάσης στο κινητό.
- Υποστηρίζεται η λειτουργία μη συγχρονισμένων σταθμών βάσης, οπότε με εξαίρεση το IS-95 σύστημα, δεν υπάρχει ανάγκη για σύστημα χρονισμού όπως ένα GPS.

- Η διεπαφή WCDMA έχει σχεδιαστεί κατά τέτοιο τρόπο έτσι ώστε να επιτρέπει την ενσωμάτωση προηγμένων τεχνικών επεξεργασίας στον δέκτη, όπως ανίχνευση πολλαπλών χρηστών και εισαγωγή προσαρμοστικών κεραιών. Στα περισσότερα συστήματα δεύτερης γενιάς, δεν έχει ληφθεί πρόνοια για τέτοιου είδους τεχνικές με αποτέλεσμα είτε να μην μπορούν να εφαρμοστούν είτε να εφαρμόζονται με πολλούς περιορισμούς όπως μειωμένη απόδοση στην χωρητικότητα.
- Το WCDMA έχει σχεδιαστεί έτσι ώστε να λειτουργεί σε συνδυασμό με το υπάρχον σύστημα δεύτερης γενιάς GSM, υποστηρίζοντας έτσι διαπομπές μεταξύ των δυο αυτών συστημάτων

Μέθοδος πολλαπλής πρόσβασης	Direct Sequence-CDMA
Απαιτούμενο εύρος ζώνης ανά ζεύξη	5 MHz
Κωδικοποίηση καναλιού	Συνελκτικοί ή Turbo κώδικες
Ρυθμός μετάδοσης chip	3.84 Mcps
Μέγεθος Frame	10 ms
Ρυθμοί δεδομένων χρήστη	Μέχρι και 2 Mbps
Συντελεστές φασματικής εξάπλωσης άνω/ κάτω ζεύξης	4-256/ 4-512
Ρυθμός εντολής ελέγχου ισχύος	1500Hz
Πολυπλεξία υπηρεσιών	Υπηρεσίες με διαφορετικές απαιτήσεις ως προς την ποιότητα πολυπλέκονται σε μία σύνδεση
Συγχρονισμός σταθμών βάσης	Ασύγχρονος τρόπος λειτουργίας
Φόραση σημάτων	Σύμφωνη φόραση, με χρήση πιλοτικού καναλιού
Είδη διαπομπών	Ήπια και ηπιότερη διαπομπή. Για διαπομπές μεταξύ WCDMA και GSM υποστηρίζεται και η σκληρή διαπομπή.
Ανίχνευση θέσης χρηστών, τεχνικές έξυπνων κεραιών	Υποστηρίζονται από το πρότυπο, αλλά είναι προαιρετικές στην υλοποίησή τους από τον πάροχο

Πίνακας 3.1 Βασικές παράμετροι WCDMA συστημάτων



Σχήμα 3.4 Ανάθεση εύρους ζώνης στο WCDMA στο πεδίο χρόνου-συχνότητας-κώδικα

3.3 Έλεγχος ισχύος

Το πιο σημαντικό ίσως κομμάτι για τη λειτουργία ενός WCDMA συστήματος είναι ο έλεγχος ισχύος στα κινητά τερματικά. Χωρίς τον έλεγχο ισχύος, ένα και μόνο τερματικό, το οποίο εκπέμπει περισσότερη ισχύ από την αναγκαία, θα μπορούσε να μπλοκάρει μία ολόκληρη κυψέλη. Το σχήμα 3.5 δείχνει το πρόβλημα που δημιουργείται όταν δύο κινητά επικοινωνούν με τον ίδιο σταθμό βάσης από διαφορετικές θέσεις. Υποθέτουμε πως και οι δυο χρήστες μεταδίδουν με τον ίδιο ρυθμό R_b , ενώ με L_1 και L_2 συμβολίζονται οι συνολικές απώλειες του πρώτου και δεύτερου χρήστη ως προς τον σταθμό βάσης συμπεριλαμβανομένης της σκίασης και της εξασθένησης των διαγραμμάτων ακτινοβολίας. Επίσης υποθέτουμε πως και οι δυο χρήστες απαιτούν την ίδια ελάχιστη ενέργεια προς συνολική φασματική πυκνότητα θορύβου και παρεμβολών στην έξοδο, η οποία συμβολίζεται με $(E_b/N_o)_{\min}$. Εάν συμβολίσουμε με P_{T1} , και P_{T2} αντίστοιχα την απαιτούμενη ισχύς μετάδοσης κάθε κινητού και με P_N την ισχύ θερμικού θορύβου, θα ισχύει ότι:

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_1 = \frac{W}{R_b} \left(\frac{S}{I}\right)_1 = \frac{W}{R_b} \frac{\frac{P_{T,1}}{L_1}}{P_N + \frac{P_{T,2}}{L_2}} \quad (3.24)$$

$$\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_2 = \frac{W}{R_b} \left(\frac{S}{I}\right)_2 = \frac{W}{R_b} \frac{\frac{P_{T,2}}{L_2}}{P_N + \frac{P_{T,1}}{L_1}} \quad (3.25)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις και με αναφορά στο σχήμα 3.5, εάν $L_1 \gg L_2$ και $P_{T1} = P_{T2}$, τότε ο δεύτερος χρήστης που βρίσκεται κοντύτερα στον σταθμό βάσης θα προκαλεί μεγάλη παρεμβολή στον πρώτο χρήστη, συνεπώς η επίδοση του θα χειροτερεύσει. Αυτό ονομάζεται φαινόμενο κοντινού προς μακρινό άκρου (near-far effect) . Προκύπτει πως η ισχύς μετάδοσης κάθε κινητού τερματικού πρέπει να ρυθμιστεί ανάλογα έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η αλληλοπαρεμβολή ανάμεσα στους χρήστες. Αυτό συμβαίνει μονάχα όταν η ισχύς μετάδοσης ρυθμίζεται έτσι ώστε να εγγυάται το ελάχιστο E_b/N_o στον σταθμό βάσης. Συνεπώς, θέτοντας $(E_b/N_o)_1 = (E_b/N_o)_{\min}$ και $(E_b/N_o)_2 = (E_b/N_o)_{\min}$ στις εξισώσεις (3.24) και (3.25) προκύπτει ότι:

$$P_{T,1} = \frac{L_1 P_N}{\frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{\min}} R_b - I} = \frac{L_1 P_N}{\frac{I}{\left(\frac{S}{I}\right)_{\min}} - I} \quad (3.26)$$

$$P_{T,2} = \frac{L_2 P_N}{\frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{\min}} R_b - I} = \frac{L_2 P_N}{\frac{I}{\left(\frac{S}{I}\right)_{\min}} - I} \quad (3.27)$$

όπου $(S/I)_{\min}$ είναι ο λόγος σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του δέκτη έτσι ώστε να εξασφαλίζεται το ελάχιστο E_b/N_o . Οι (3.26) και (3.27) δείχνουν πως οι απώλειες διάδοσης είναι οι μόνες διαφορετικές παράμετροι στον καθορισμό της ισχύος των χρηστών, καθώς έχουν κοινό ρυθμό μετάδοσης και ελάχιστο απαιτούμενο E_b/N_o . Στην περίπτωση αυτή, ο σταθμός βάσης θα λαμβάνει την ίδια ισχύ από τους δυο χρήστες, η οποία θα είναι ίση με:

$$P_1 = \frac{P_{T1}}{L_1} = P_2 = \frac{P_{T2}}{L_2} = P_{T,l} = \frac{P_N}{\frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{min} R_b} - 1} \quad (3.28)$$

Ωστόσο, σε ένα περιβάλλον με διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης, θα υπάρχουν χρήστες με διαφορετικές απαιτήσεις ως προς το ελάχιστο E_b/N_o . Εάν συμβολίσουμε με R_{b1} και R_{b2} τους ρυθμούς μετάδοσης των δυο χρηστών και τις ελάχιστες απαιτήσεις τους ως προς E_b/N_o με $(E_b/N_o)_{min,1}$ και $(E_b/N_o)_{min,2}$ αντίστοιχα, τότε από τις (3.26) και (3.27) προκύπτει ότι:

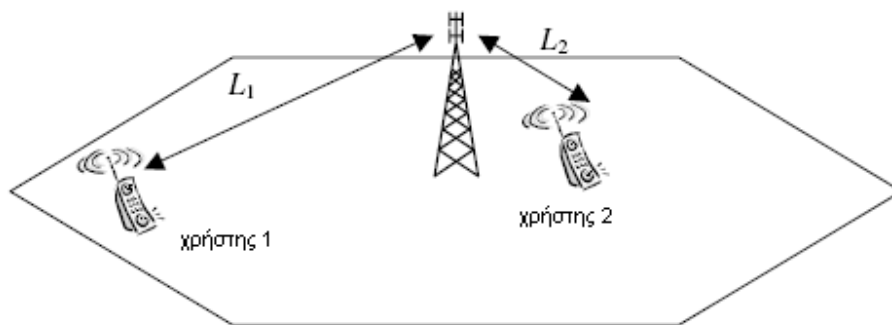
$$P_{T,1} = \frac{L_1 P_N}{\frac{W^2}{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{min,1} \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{min,2} R_{b,1} R_{b,2}} - 1} \left(\frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{min,2} R_{b,2}} + 1 \right) \quad (3.29)$$

$$P_{T,2} = \frac{L_2 P_N}{\frac{W^2}{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{min,1} \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{min,2} R_{b,1} R_{b,2}} - 1} \left(\frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{min,1} R_{b,1}} + 1 \right) \quad (3.30)$$

Στην περίπτωση αυτή παρατηρούμε πως οι λαμβανόμενες ισχύεις στον σταθμό βάσης από τους δυο χρήστες δεν είναι ίσες. Ο λόγος τους θα είναι ίσος με:

$$\frac{P_1}{P_2} = \frac{P_{T,1} / L_1}{P_{T,2} / L_2} = \frac{\frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{min,2} R_{b,2}} + 1}{\frac{W}{\left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{min,1} R_{b,1}} + 1} \approx \frac{R_{b,1} \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{min,1}}{R_{b,2} \left(\frac{E_b}{N_o}\right)_{min,2}} \quad (3.31)$$

Σύμφωνα με την (3.31) ,υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης απαιτούν και μεγαλύτερη ισχύ μετάδοσης. Αυτό συμβαίνει επειδή οι υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης δεν μεταβάλλουν το συνολικό εύρος του WCDMA αλλά μειώνουν τον παράγοντα επεξεργασίας. Χαμηλότερα κέρδη επεξεργασίας απαιτούν και μεγαλύτερη ισχύ προκειμένου να υπάρχει προστασία απέναντι στις παρεμβολές.



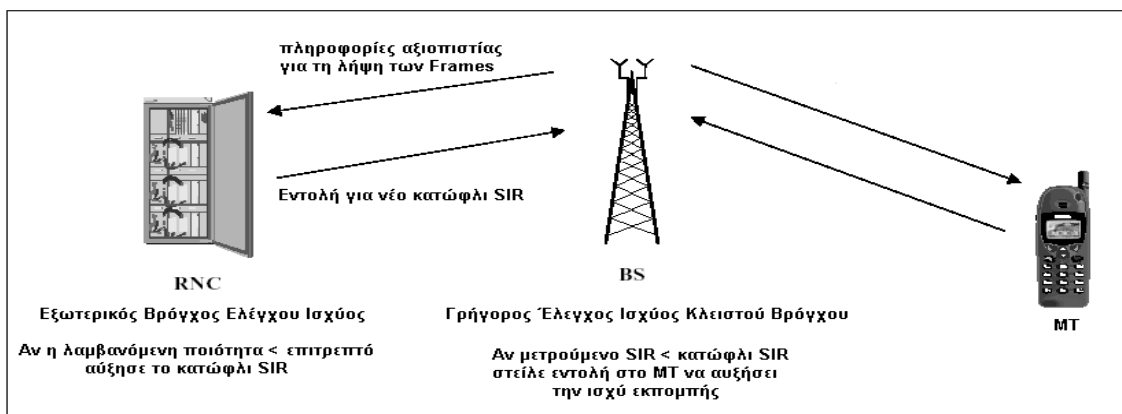
Σχήμα 3.5 Έλεγχος ισχύος στο WCDMA

Στα κυψελωτά συστήματα WCDMA, ο έλεγχος ισχύος πραγματοποιείται μέσω ανταλλαγής κατάλληλων μηνυμάτων ανάμεσα στον σταθμό βάσης και το τερματικό. Ο τύπος αυτό ελέγχου ισχύος ονομάζεται έλεγχος ισχύος κλειστού βρόχου, όπου στην άνω ζεύξη ο σταθμός βάσης πραγματοποιεί συχνές εκτιμήσεις της παραμέτρου SINR και την συγκρίνει με ένα κατώφλι. Εάν ο μετρούμενος λόγος είναι μικρότερος από το κατώφλι, δίνεται εντολή στο κινητό να εκπέμψει μεγαλύτερη ισχύ, ενώ ένα βρεθεί μεγαλύτερος από το κατώφλι, τότε δίνεται εντολή στο κινητό να εκπέμψει μικρότερη ισχύ. Ο παραπάνω κύκλος μέτρησης -εντολής-αντίδρασης πραγματοποιείται με ρυθμό 1500 φορές το δευτερόλεπτο (1.5 KHz) για κάθε κινητό τερματικό του συστήματος αντιμετωπίζοντας έτσι τις δυσμενείς επιπτώσεις των ταχέων διαλείψεων για αργά κινούμενα κινητά. Συνήθως το βήμα με το οποίο πραγματοποιείται ο έλεγχος ισχύος είναι 1dB, δηλαδή τα κινητά τερματικά αυξομειώνουν την ισχύ τους σύμφωνα με αυτό το βήμα.

Έλεγχος ισχύος εφαρμόζεται και στα κινητά τερματικά στην κάτω ζεύξη, προκειμένου να εξασφαλίζεται ο απαιτούμενος σηματοθορυβικός λόγος κατά την διαδικασία της αποδιαμόρφωσης. Ο σταθμός βάσης δίνει εντολή στο κινητό να αυξήσει την ισχύ του

κατά το αντίστροφο της λαμβανόμενης ισχύος (ή SINR). Δεδομένου ότι το κινητό είναι σε θέση να αυξήσει σε σημαντικό βαθμό την ισχύ του, η επίδραση των διαλείψεων σχεδόν εξαφανίζεται. Εκτός από τον έλεγχο ισχύος κλειστού βρόχου, υπάρχει και ο εξωτερικός έλεγχος ισχύος ανοικτού βρόχου που έχει σαν σκοπό να προσαρμόζει κάθε φορά τον επιθυμητό SINR στον σταθμό βάσης ανάλογα με τις ανάγκες της κάθε ζεύξης προκειμένου να διατηρείται σταθερός ο ρυθμός λαθών.

Ο επιθυμητός SINR εξαρτάται άμεσα από την ταχύτητα του κινητού τερματικού και την πολύοδη διάδοση και πρέπει να προσαρμόζεται δυναμικά στις αλλαγές της ταχύτητα των κινητών και του περιβάλλοντος διάδοσης. Ο εξωτερικός έλεγχος ισχύος πραγματοποιείται με την βοήθεια του ελεγκτή δικτύου (RNC - Radio Network Controller) όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.6 όπου γίνεται έλεγχος λαθών στα δεδομένα του κάθε χρήστη. Εάν η ποιότητα υπηρεσίας βρίσκεται χαμηλότερα από την επιθυμητή τιμή, τότε δίνεται εντολή στον σταθμό βάσης για αύξηση του επιθυμητού SINR, διαφορετικά εάν η ποιότητα υπηρεσίας είναι υψηλότερα από την επιθυμητή τιμή δίνεται εντολή για μείωση του επιθυμητού SINR. Να σημειωθεί ωστόσο πως για ταχέως κινούμενα κινητά τερματικά, οπότε στην περίπτωση αυτή το κανάλι μεταβάλλεται με γρήγορο ρυθμό, ο έλεγχος ισχύος κλειστού βρόχου μπορεί να μην είναι σε θέση να αντιμετωπίσει τις επιπτώσεις των διαλείψεων. Στην περίπτωση αυτή, λαμβάνεται πρόνοια κατά την μετάδοση του σήματος ώστε στην απαιτούμενη ισχύς μετάδοσης να προστίθεται και ένα σταθερό ποσό ισχύος ώστε να αντιμετωπιστούν αυτές οι επιπτώσεις.

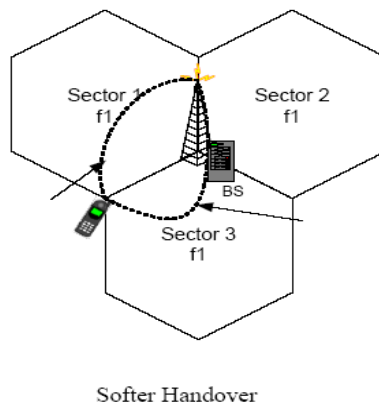


Σχήμα 3.6 Ο εξωτερικός και ο γρήγορος βρόγχος ελέγχου ισχύος

3.5 Ήπια και ηπιότερη διαπομπή

Στην διάρκεια της ηπιότερης διαπομπής το κινητό τερματικό βρίσκεται στην επικαλυπτόμενη περιοχή δυο τομέων του ίδιου σταθμού βάσης. Η επικοινωνία του τερματικού με τον σταθμό βάσης πραγματοποιείται από δυο ξεχωριστά κανάλια, ένα για κάθε τομέα. Αυτό απαιτεί την χρήση δυο ξεχωριστών κωδικών για την κάτω ζεύξη έτσι ώστε το κινητό να είναι σε θέση να ξεχωρίσει τα σήματα. Τα δυο σήματα επεξεργάζονται με την χρήση δεκτών RAKE παρόμοια με την πολύοδη διάδοση, μόνο που στην περίπτωση αυτή πρέπει να ανακτάται ο κατάλληλος κωδικός για την αποκωδικοποίηση του κάθε καναλιού.

Στην άνω ζεύξη λαμβάνει χώρα μια παρόμοια διαδικασία στον σταθμό βάσης: ο κωδικός καναλιού του κινητού τερματικού λαμβάνεται από κάθε τομέα και δρομολογείται στον ίδιο δέκτη RAKE όπου και γίνεται η ανάκτηση του σήματος. Στην ηπιότερη διαπομπή έχουμε έναν έλεγχο ισχύος ανά ζεύξη. Η διαδικασία αυτή φαίνεται σχηματικά στο σχήμα 3.7.

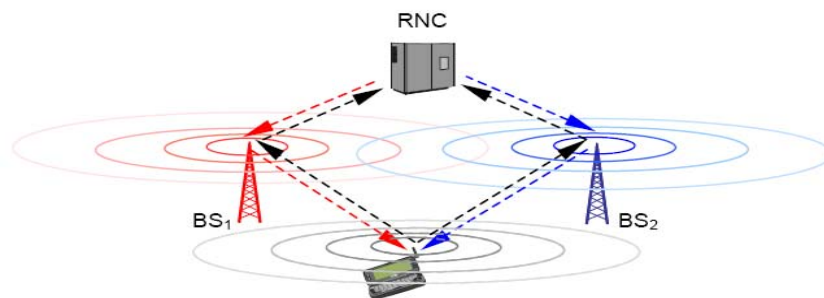


Σχήμα 3.7 Ηπιότερη διαπομπή

Στο σχήμα 3.8 παρουσιάζεται η ήπια διαπομπή. Κατά την διάρκεια της ήπιας διαπομπής ένα κινητό τερματικό βρίσκεται στην επικαλυπτόμενη περιοχή δυο τομέων που ανήκουν σε διαφορετικούς σταθμούς βάσης. Όπως και στην προηγούμενη περίπτωση της ηπιότερης διαπομπής, η επικοινωνία μεταξύ του σταθμού βάσης και του κινητού τερματικού λαμβάνει χώρα μέσω καναλιών από κάθε σταθμό βάσης χωριστά.

Ωστόσο, στην άνω ζεύξη η ήπια διαπομπή διαφέρει σημαντικά από την ηπιότερη διαπομπή. Ο κωδικός του κινητού τερματικού λαμβάνεται και από τους δυο σταθμούς βάσης αλλά τα λαμβανόμενα δεδομένα δρομολογούνται στον ελεγκτή δικτύου. Αυτό γίνεται προκειμένου να πραγματοποιηθεί έλεγχος λαθών στα λαμβανόμενα πλαίσια και να καθοριστεί ο σταθμός βάσης με τον μικρότερο ρυθμό σφαλμάτων. Στην διάρκεια της ήπιας διαπομπής υπάρχουν δυο έλεγχοι ισχύος, ένας για κάθε σύνδεση. Τόσο η ήπια διαπομπή όσο και η ηπιότερη διαπομπή είναι απαραίτητες σε ένα σύστημα WCDMA προκειμένου να αντιμετωπιστούν παρόμοια προβλήματα με αυτά που καλείται να επιλύσει ο γρήγορος έλεγχος ισχύος. Χωρίς τον μηχανισμό των διαπομπών όπως περιγράφηκε παραπάνω ένα κινητό τερματικό θα μπορούσε να εισχωρήσει σε μια γειτονική κυψέλη χωρίς να πραγματοποιείται έλεγχος ισχύος από την τελευταία κυψέλη. Οι απότομες διαπομπές θα μπορούσαν να επιλύσουν το πρόβλημα αυτό, ωστόσο χρειάζεται κάποιος χρόνος προκειμένου να πραγματοποιηθούν, στον οποίο το πρόβλημα να έπαυε να υφίσταται. Συνεπώς οι ήπιες και οι ηπιότερες διαπομπές αποτελούν σημαντικό κομμάτι της διεπαφής του WCDMA.

Εκτός από τους παραπάνω τύπους διαπομπών που περιγράφηκαν, υπάρχουν και οι διαπομπές ανάμεσα σε διαφορετικά φέροντα του WCDMA, όπου πραγματοποιείται διαπομπή από την μια συχνότητα στην άλλη. Επίσης, μεταξύ συστημάτων WCDMA και GSM(κινητά συστήματα 2ης γενιάς) υποστηρίζεται και η σκληρή διαπομπή, όπου το κινητό μεταπηδά από το ένα σύστημα στο άλλο.



Σχήμα 3.8 Ήπια διαπομπή

4. Παραγωγή και ιδιότητες ψευδοτυχαίων ακολουθιών

Σκοπός του παρόντος κεφαλαίου είναι η περιγραφή των βασικών διαδικασιών κωδικοποίησης και φασματικής εξάπλωσης στο WCDMA. Προκειμένου τα σήματα των χρηστών να εξαπλωθούν φασματικά σε ένα μεγαλύτερο εύρος ζώνης, χρησιμοποιούνται ψευδοτυχαίες ακολουθίες (PN, Pseudo raNdom sequences). Μια ψευδοτυχαία ακολουθία είναι ένας συρμός δεδομένων από τα ψηφία 1 και 0 που εμφανίζονται με ίση πιθανότητα και με συγκεκριμένες ιδιότητες. Τα σήματα εξαπλωμένου φάσματος έχουν ορισμένες επιθυμητές ιδιότητες, οι κυριότερες των οποίων είναι οι εξής [16]:

- Καταπολέμηση ανεπιθύμητων παρεμβολών από άλλους χρήστες καθώς και της παρεμβολής που οφείλεται στην πολύοδη διάδοση.
- Το μεταδιδόμενο σήμα μεταδίδεται σε χαμηλότερη πυκνότητα ενέργειας και συνεπώς είναι εξαιρετικά δύσκολη η ανάκτηση του χωρίς την γνώση του κώδικα εξάπλωσης.
- Το διαθέσιμο εύρος ζώνης διατίθεται ταυτόχρονα σε όλους τους χρήστες.

Η επιθυμητή μορφή των ψευδοτυχαίων ακολουθιών εξαρτάται από την εφαρμογή για την οποία προορίζεται ένα σύστημα εξαπλωμένου φάσματος. Ωστόσο, είναι γενική απαίτηση να επιλέγονται ψευδοτυχαίες ακολουθίες με υψηλή αυτοσυσχέτιση και χαμηλή ετεροσυσχέτιση.

Στην παράγραφο 4.1 περιγράφονται οι ιδιότητες των ψευδοτυχαίων ακολουθιών ενώ στην παράγραφο 4.2 περιγράφεται η διαδικασία κατασκευής τους με την χρήση καταχωρητών ολίσθησης. Στην παράγραφο 4.3 παρουσιάζονται οι διαδικασίες κωδικοποίησης και ανάδευσης στην άνω ζεύξη ενός συστήματος WCDMA, ενώ στις παραγράφους 4.4 και 4.5 περιγράφονται οι κώδικες Walsh Hadamard και Gold αντίστοιχα με έμφαση στην κατασκευή τους και στις ιδιότητες αυτοσυσχέτισης και ετεροσυσχέτισης.

4.1 Ιδιότητες των ψευδοτυχαίων ακολουθιών

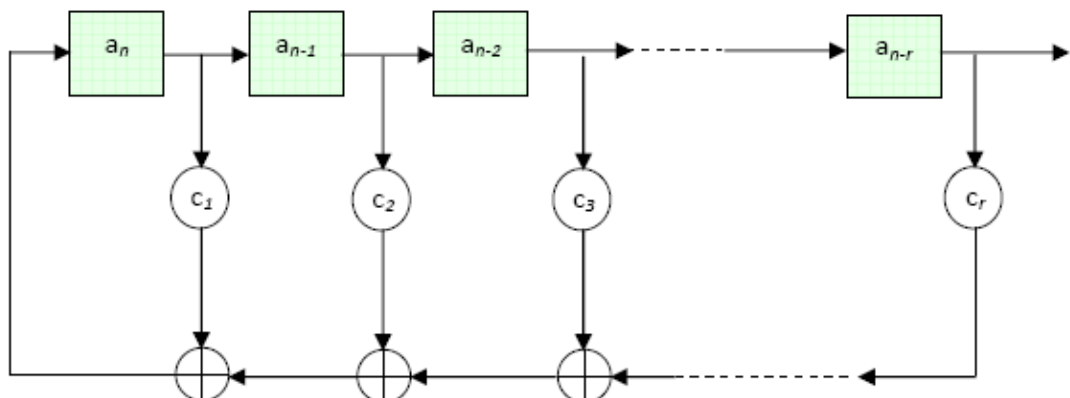
Στο WCDMA το σήμα κάθε χρήστη πολλαπλασιάζεται με μια ψευδοτυχαία ακολουθία. Η ακολουθία αυτή πρέπει να είναι γνωστή τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη προκειμένου να επιτευχθεί συγχρονισμός και αποκωδικοποίηση. Μια τέτοια ακολουθία έχει θεωρητικά άπειρα ψηφία. Μια ψευδοτυχαία περιοδική ακολουθία μέγιστου μήκους έχει τις εξής ιδιότητες([17]):

- Ο αριθμός των ψηφίων 1 πρέπει να είναι κατά ένα μεγαλύτερος από τον αριθμό των ψηφίων 0.
- Σε κάθε περίοδο ο αριθμός των υποακολουθιών μήκους 1 με ίδιο πρόσημο (+1, ή -1) είναι το ήμισυ των συνολικών υποακολουθιών. Επιπλέον, το ένα τέταρτο των συνολικών υποακολουθιών σε μια περίοδο έχει μήκος 2[(+1,+1) ή (-1,-1)]. Ομοίως το ένα όγδοο των συνολικών υποακολουθιών σε μια περίοδο έχει μήκος 3[(+1,+1,+1) ή (-1,-1,-1)] κοκ.
- Η αυτοσυσχέτιση της περιοδικής ακολουθίας λαμβάνει τις τιμές

$$C(k) = \sum_{i=1}^N a_i a_{i+k} = \begin{cases} N, & k = 0, N, 2N \\ -1, & \text{αλλού} \end{cases}$$

•

4.2 Κατασκευή ψευδοτυχαίων ακολουθιών



Σχήμα 4.1 Καταχωρητής ολίσθησης για παραγωγή ψευδοτυχαίων ακολουθιών

Μια ψευδοτυχαία ακολουθία μπορεί να κατασκευαστεί από έναν καταχωρητή ολίσθησης του οποίου η μορφή φαίνεται στο παραπάνω σχήμα. Σε κάθε παλμό του ρολογιού, ο καταχωρητής ολισθαίνει τα περιεχόμενα του κατά μια θέση προς τα δεξιά. Η ακολουθία a_n μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$a_n = c_1 a_{n-1} + c_2 a_{n-2} + \dots + c_r a_{n-r} \quad (4.1)$$

όπου οι μεταβλητές c_1 έως c_r είναι οι μεταβλητές σύνδεσης (0 για μη ύπαρξη σύνδεσης και 1 για σύνδεση).

4.3 Φασματική εξάπλωση και ανάδευση στην άνω ζεύξη ενός συστήματος WCDMA

Στην παράγραφο αυτή περιγράφονται οι βασικές αρχές που χρησιμοποιούνται στην κωδικοποίηση και ανάδευση σημάτων WCDMA. Οι πιο κοινά χρησιμοποιούμενες ακολουθίες PN είναι οι κώδικες Walsh-Hadamard, οι m-ακολουθίες, οι Gold και οι Kasami ακολουθίες ([18]-[21]). Οι κώδικες Walsh-Hadamard είναι ορθογώνιοι όταν δεν υπάρχει χρονική ολίσθηση ανάμεσα τους, ενώ οι m-ακολουθίες, οι Gold και οι Kasami είναι μη ορθογώνιες ακολουθίες με μεταβλητή ετεροσυσχέτιση.

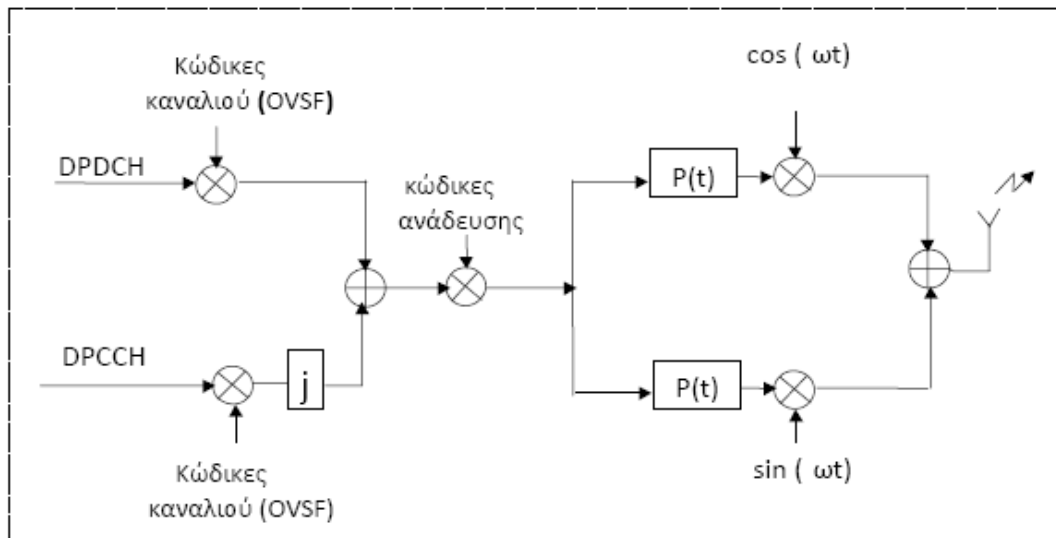
Οι κώδικες Walsh-Hadamard και οι ακολουθίες Gold χρησιμοποιούνται στην άνω ζεύξη ενός συστήματος WCDMA. Η φασματική εξάπλωση των σημάτων στο WCDMA γίνεται με την χρήση κωδικών Walsh-Hadamard, ενώ οι ακολουθίες Gold χρησιμεύουν στην ανάδευση του σήματος (scrambling). Ο σκοπός της ανάδευσης είναι ο διαχωρισμός κινητών τερματικών στην άνω ζεύξη που προέρχονται από διαφορετικούς σταθμούς, ή ο διαχωρισμός των σταθμών βάσης στην κάτω ζεύξη. Η ανάδευση δεν αλλάζει το φάσμα του σήματος.

Υπάρχουν δυο είδη φυσικών καναλιών στην άνω ζεύξη, το κανάλι δεδομένων (Dedicated Physical Data Channel, DPDCH) και το κανάλι ελέγχου (Dedicated Physical Control Channel, DPCCH) [7]. Το κανάλι DPDCH χρησιμοποιείται για να μεταφέρει δεδομένα τα οποία παράγονται στα ανώτερα στρώματα. Μπορεί να υπάρχουν περισσότερα του ενός κανάλια DPDCH για κάθε σύνδεση του φυσικού στρώματος. Το κανάλι DPCCH χρησιμεύει για να μεταφέρει πληροφορίες ελέγχου που παράγονται στο φυσικό στρώμα.

Οι πληροφορίες αυτές περιέχουν γνωστά πιλοτικά σύμβολα εκτίμησης καναλιού προκειμένου να υποστηρίζεται σύμφωνη αποκωδικοποίηση στον δέκτη, καθώς και εντολές ελέγχου ισχύος. Υπάρχει ένα και μοναδικό κανάλι DPCCH στο φυσικό στρώμα. Η διαμόρφωση που χρησιμοποιείται τόσο για το DPDCH όσο και για το DPCCH είναι η BPSK(Binary Phase Shift Keying). Το διαμορφωμένο κανάλι DPCCH αντιστοιχίζεται στο Q-κανάλι, ενώ το διαμορφωμένο DPDCH αντιστοιχίζεται στο I-κανάλι. Εάν υπάρχουν και περισσότερα κανάλια DPDCH, αυτά αντιστοιχίζονται είτε στο I είτε στο Q-κανάλι. Η φασματική εξάπλωση πραγματοποιείται μετά την διαμόρφωση και πριν την μορφοποίηση των παλμών ενώ περιέχει δυο διαφορετικές λειτουργίες: Η πρώτη είναι η εξάπλωση όπου το κάθε σύμβολο πολλαπλασιάζεται με έναν πεπερασμένο αριθμό ψηφίων κωδικοποίησης (chips) ο οποίος είναι ίσος με τον παράγοντα εξάπλωσης. Η διαδικασία αυτή αυξάνει και το εύρος ζώνης του σήματος. Η δεύτερη διαδικασία είναι η ανάδευση, όπου ένας μιγαδικός κώδικας εφαρμόζεται για να διαμορφώσει το σήμα. Στο σχήμα 3.2 φαίνεται σχηματικά η διαδικασία για το σήμα άνω ζεύξης ενός χρήστη. Στην περίπτωση αυτή υπάρχουν ένα κανάλι DPDCH και ένα κανάλι DPCCH.

Τα δυαδικά δεδομένα στις I και Q συνιστώσες πολλαπλασιάζονται ανεξάρτητα με διαφορετικούς κώδικες εξάπλωσης. Οι κώδικες αυτοί είναι γνωστοί και Ορθογώνιοι Κώδικες Μεταβλητού Παράγοντα εξάπλωσης (Orthogonal Variable Spreading Factor, OVSF) ή αλλιώς κώδικες Walsh-Hadamard.

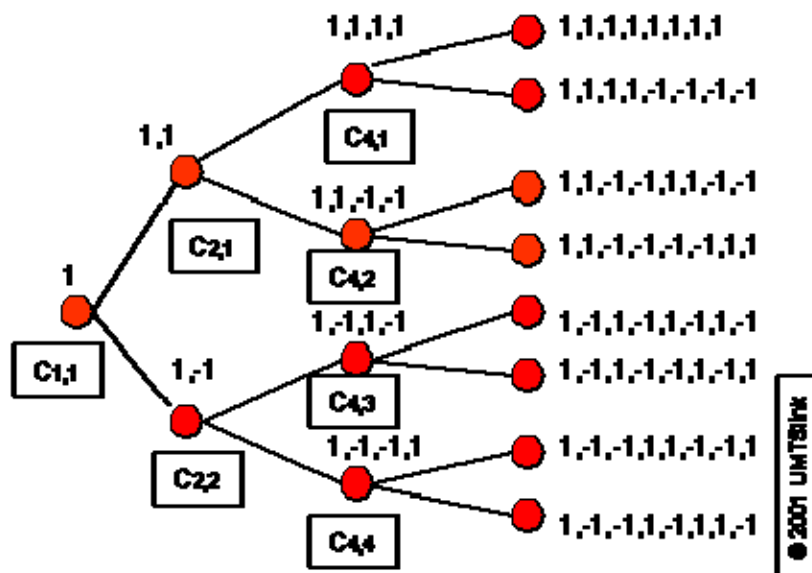
Το προκύπτον σήμα πολλαπλασιάζεται με έναν μιγαδικό κώδικα ανάδευσης. Ο κώδικας αυτός είναι και μοναδικός για κάθε κινητό τερματικό. Στην συνέχεια, το σήμα μορφοποιείται από κατάλληλους παλμούς. Συνήθως χρησιμοποιούνται παλμοί ανορθωμένου συνημιτόνου με παράγοντα roll-off ίσο με 0.22. Το σήμα αυτό στην συνέχεια διαμορφώνεται περί την φέρουσα συχνότητα και μεταδίδεται όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.2. Να σημειωθεί στο σημείο αυτό πως στην κάτω ζεύξη συστημάτων WCDMA, ο σκοπός της ανάδευσης των σημάτων είναι ο διαχωρισμός των διαφορετικών σταθμών βάσεων, συνεπώς υπάρχει ένας κώδικας ανάδευσης ανά τομέα συστήματος.



Σχήμα 4.2 Φασματική εξάπλωση, ανάδευση και μετάδοση στην άνω ζεύξη ενός συστήματος WCDMA

4.4 Walsh-Hadamard κώδικες

Η πλέον βασική λειτουργία των κωδικών φασματικής εξάπλωσης είναι να διατηρήσουν την ορθογωνιότητα ανάμεσα στα διαφορετικά φυσικά κανάλια ενός χρήστη άνω ζεύξης. Οι OVSF κώδικες, εφαρμόζονται σαν κώδικες εξάπλωσης άνω ζεύξης. Η δημιουργία κωδικών OVSF φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 4.3 Δέντρο κωδικοποίησης OVFSF

Ο πρώτος δείκτης δείχνει τον παράγοντα εξάπλωσης και ο δεύτερος δείκτης τον αύξων αριθμό του κώδικα με ίδιο παράγοντα εξάπλωσης. Κάθε επίπεδο του παραπάνω δέντρου καθορίζει και ένα διαφορετικό μήκος κώδικα. Ο παράγοντας εξάπλωσης στην άνω ζεύξη, δίνεται από την σχέση:

$$SF = \frac{256}{2^k} \quad (4.2)$$

Η παράμετρος k καθορίζει τον αριθμό των ψηφίων σε κάθε σχισμής. Ο παράγοντας εξάπλωσης μπορεί να μεταβάλλεται από 4 έως 256.

Ο αριθμός κωδικών για ένα συγκεκριμένο παράγοντα εξάπλωσης είναι ίσος με την τιμή του παράγοντα εξάπλωσης. Όλοι οι κώδικες του ίδιου επιπέδου καθορίζουν ένα σύνολο του οποίου τα στοιχεία είναι ανά δύο ορθογώνια. Κώδικες διαφορετικών επιπέδων είναι ορθογώνιοι εφόσον κάποιος από αυτούς δεν ανήκει στους γεννήτορες κώδικες του άλλου [7]. Για παράδειγμα, οι κώδικες $c_{16,2}$, $c_{8,1}$ και $c_{4,1}$ είναι όλοι γεννήτορες του $c_{32,3}$ και συνεπώς δεν είναι ορθογώνιοι με τον $c_{32,3}$. Συνεπώς δεν μπορούν όλοι οι κώδικες του δέντρου κωδικοποίησης να χρησιμοποιηθούν ταυτόχρονα από ένα κινητό τερματικό. Ένας κώδικας μπορεί να χρησιμοποιηθεί εφόσον κανένας άλλος κώδικας στο μονοπάτι προς τον αρχικό κώδικα δεν χρησιμοποιείται από το ίδιο κινητό. Η παραγωγή κωδικών OVSF φαίνεται με τις ακόλουθες μορφές πίνακα:

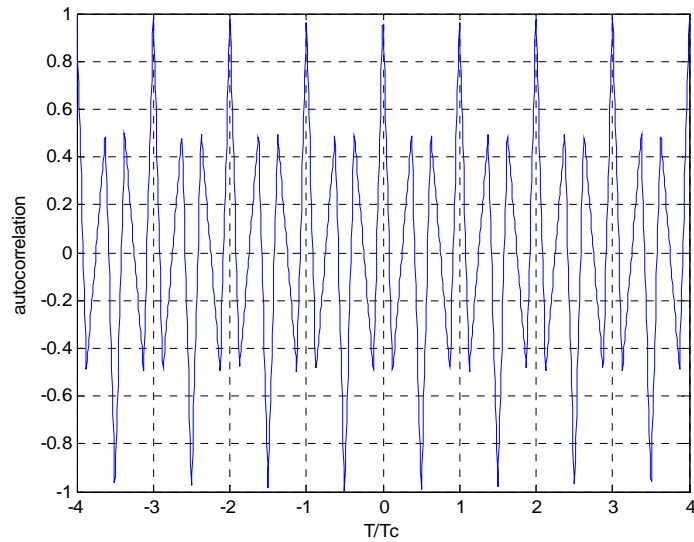
$$H_2 = \begin{pmatrix} +1 & +1 \\ +1 & -1 \end{pmatrix} \quad (4.3)$$

και εάν $M > 2$ δύναμη του 2, έχουμε αναδρομικά:

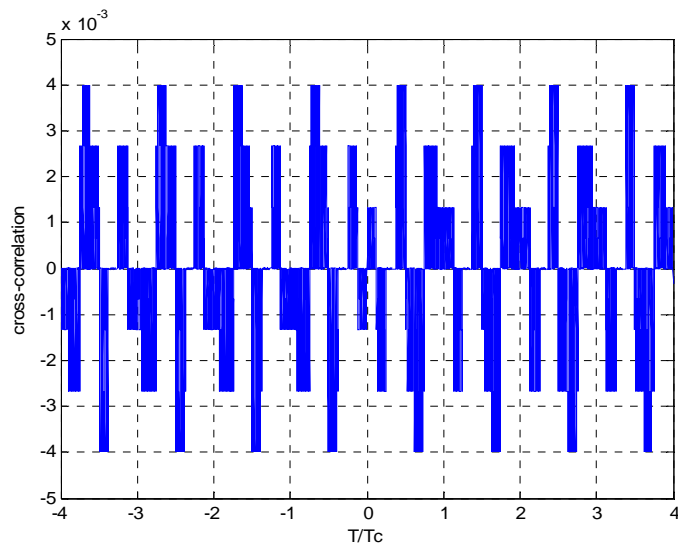
$$H_M = \begin{pmatrix} +H_{M/2} & +H_{M/2} \\ +H_{M/2} & -H_{M/2} \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

Συνεπώς οι γραμμές κάποιου H_M διαμορφώνουν ένα σύνολο ορθογώνιων κωδικών. Οι κώδικες αυτοί έχουν μηδενική ετεροσυσχέτιση όταν δεν υπάρχει χρονική ολίσθηση ανάμεσα τους. Ωστόσο το πλεονέκτημα αυτό των OVSF κωδικών χάνεται σε ασύγχρονο

περιβάλλον διάδοσης. Στα παρακάτω σχήματα φαίνεται η επίδραση της χρονικής ολίσθησης στις συναρτήσεις αυτοσυσχέτισης και ετεροσυσχέτισης δυο διαφορετικών OVSF κωδικών με $SF = 8$. Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε, εάν δεν επιτευχθεί συγχρονισμός στον δέκτη η αυτοσυσχέτιση μπορεί να λάβει τιμές έως και 0.5.



Σχήμα 4.4 Αυτοσυσχέτιση κωδικών OVSF σε συνάρτηση με την χρονική ολίσθηση ανάμεσα τους



Σχήμα 4.5 Ετεροσυσχέτιση κωδικών OVSF σε συνάρτηση με την χρονική ολίσθηση ανάμεσα τους

4.5 Gold Κώδικες και ανάδευση

Οι Gold κώδικες χρησιμοποιούνται για να αναδύσουν τα δεδομένα στην άνω ζεύξη ενός συστήματος WCDMA. Ο σκοπός της ανάδευσης είναι να διαχωρίσει σήματα τα οποία προέρχονται από διαφορετικά κινητά. Οι Gold κώδικες δημιουργούνται από ένα ζεύγος m -ακολουθιών. Οι ακολουθίες m παράγονται από καταχωρητές ολίσθησης μήκους n , και έχουν μήκος $m = 2^n - 1$ ψηφία. Οι ιδιότητες τους αναφέρθηκαν στην παράγραφο 4.1. Ο βασικός λόγος που χρησιμοποιούνται οι Gold κώδικες είναι να μειώσουν την παρεμβολή ανάμεσα στους χρήστες. Οι κώδικες αυτοί έχουν αρκετά καλές ιδιότητες ετεροσυσχέτισης. Υπάρχουν δυο είδη κωδικών ανάδευσης, οι βραχείς και οι μακροί κώδικες. Οι βραχείς κώδικες χρησιμοποιούνται κυρίως στην κάτω ζεύξη για διαχωρισμό των σταθμών βάσης. Στην άνω ζεύξη χρησιμοποιούνται κυρίως μακροί κώδικες οι οποίοι πρέπει να είναι γνωστοί τόσο στο κινητό τερματικό όσο και στον σταθμό βάσης.

Ο μιγαδικός βραχύς κώδικας δημιουργείται από μια ακολουθία και μια καθυστερημένη έκδοσή αυτής της ακολουθίας. Οι κώδικες αυτοί μπορούν να παρασταθούν από την ακόλουθη εξίσωση:

$$C_{sc} = C_1 (w_1 + jw_2 C_2') \quad (4.5)$$

όπου C_1 είναι ο πραγματικός κώδικας, j είναι η φανταστική μονάδα, και C_2' είναι μια υποδεκατισμένη έκδοση του κώδικα C_2 . Ο συνήθης παράγοντας υποδεκατισμού είναι ο 2, συνεπώς:

$$C_2'(2k-1) = C_2'(2k) = C_2(2k) \quad (4.6)$$

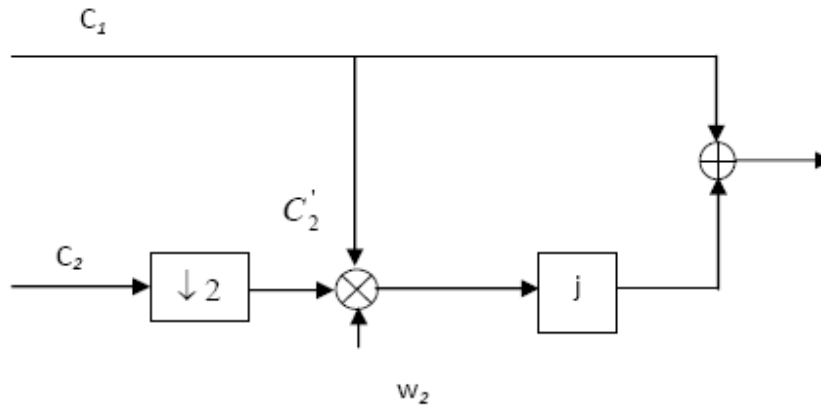
w_1 είναι μια επανάληψη της ακολουθίας $\{1 \ 1\}$ στον κώδικα

w_2 είναι μια επανάληψη της ακολουθίας $\{1 \ -1\}$ στον κώδικα

Τελικά μπορούμε να γράψουμε:

$$C_{sc} = C_1 + jw_2 C_1 C_2' \quad (4.7)$$

Το σχήμα 4.6 δείχνει την υλοποίηση των παραπάνω εξισώσεων. Όλες οι πράξεις υλοποιούνται με modulo 2 αριθμητική.



Σχήμα 4.6 Παραγωγή μιγαδικών κωδικών ανάδευσης

Οι κώδικες C_1 και C_2 σχηματίζονται σαν το modulo 2 άθροισμα 38400 chips δυο m ακολουθιών. Οι ακολουθίες m παράγονται από δυο πολυώνυμα γεννήτριες βαθμού 25. Η διαδικασία αυτή επεξηγείται αναλυτικά στην παραπομπή [21]. Δυο δυαδικές ακολουθίες x και y παράγονται με χρήση των πολυωνύμων $1 + x^3 + x^7 + x^{20} + x^{25}$ και $1 + x + x^2 + x^3 + x^{25}$ αντίστοιχα. Η προκύπτουσα ακολουθία είναι Gold ακολουθία. Έστω πως με $n_{23} \dots n_0$ συμβολίζουμε την ακολουθία 24 ψηφίων του κώδικα ανάδευσης n . Στην δυαδική αναπαράσταση, n_0 είναι το λιγότερο σημαντικό ψηφίο (Least Significant Bit, LSB). Η ακολουθία x εξαρτάται από την επιλογή του κώδικα ανάδευσης, και για αυτό συμβολίζεται με x_n . Επιπλέον, με $x_n(i)$ και $y(i)$ αντίστοιχα συμβολίζουμε το i ψηφίο των ακολουθιών x_n και y αντίστοιχα. Οι αρχικές συνθήκες για την παραγωγή της m -ακολουθίας είναι οι εξής:

$$x_n(0) = n_0, x_n(1) = n_1, \dots, x_n(22) = n_{22}, x_n(23) = n_{23}, x_n(24) = 1 \quad (4.8)$$

$$y(0) = y(1) = \dots y(23) = y(24) = 1$$

Τα υπόλοιπα σύμβολα παράγονται αναδρομικά σύμφωνα με τις σχέσεις:

$$x_n(i+25) = \langle x_n(i+20) + x_n(i+7) + x_n(i+3) + x_n(i) \rangle \text{ mod } 2, i = 0, 1, \dots, 2^{25}-27 \quad (4.9)$$

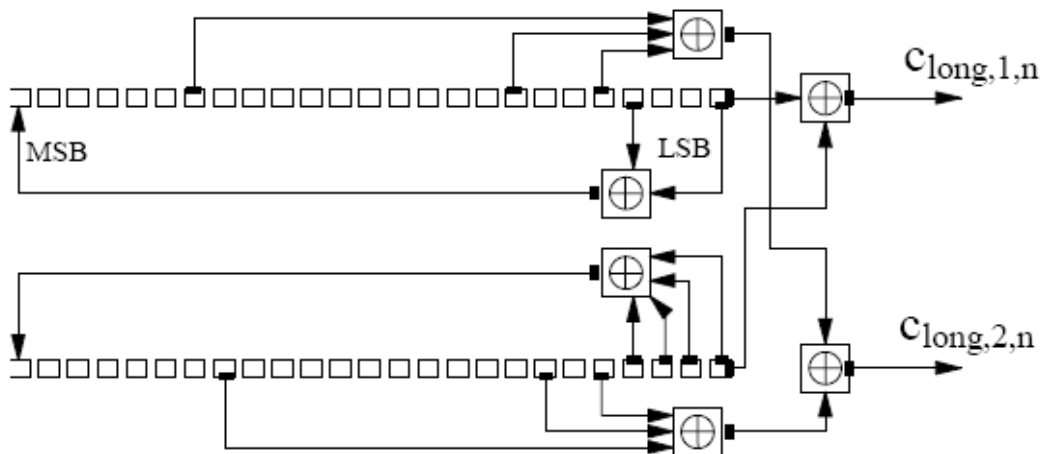
$$y_n(i+25) = \langle y_n(i+3) + y_n(i+2) + y_n(i+1) + y_n(i) \rangle \text{ mod } 2, i = 0, 1, \dots, 2^{25}-27 \quad (4.10)$$

Ο αριθμός “27 = 26+1” σημαίνει ότι τα πρώτα 26 ψηφία της ακολουθίας έχουν δοθεί ως

αρχικές συνθήκες για την παραγωγή της ακολουθίας και το μήκος της ακολουθίας είναι $2^{25}-1$. Συνεπώς ο αριθμός των υπολοίπων ψηφίων που πρέπει να παραχθούν είναι $2^{25}-27$. Οι πραγματικοί κώδικες $C_{1,n}$ και $C_{2,n}$ (σχήμα 3.7) του n-οστού κώδικα ανάδευσης καθορίζονται ως εξής:

$$C_{1,n} = \{ \langle x_n(0) + y(0) \rangle_{\text{mod}2}, \langle x_n(1) + y(1) \rangle_{\text{mod}2}, \dots, \langle x_n(N-1) + y(N-1) \rangle_{\text{mod}2} \} \quad (4.11)$$

$$C_{2,n} = \left\{ \begin{array}{l} \langle x_n(M) \rangle_{\text{mod}2} \\ + y(M) \end{array} \right\}_{\text{mod}2}, \left\{ \begin{array}{l} \langle x_n(M+1) \rangle_{\text{mod}2} \\ + y(M+1) \end{array} \right\}_{\text{mod}2}, \dots, \left\{ \begin{array}{l} \langle x_n(M+N-1) \rangle_{\text{mod}2} \\ + y(M+N-1) \end{array} \right\}_{\text{mod}2} \right\} \quad (4.12)$$



Σχήμα 4.7 Παραγωγή κωδικών ανάδευσης για την άνω ζεύξη WCDMA

Παρόμοια είναι και η διαδικασία στην κάτω ζεύξη όπου τα πολυώνυμα γεννήτριες είναι 18ου βαθμού. Χρησιμοποιούνται συνολικά 512 τέτοιοι κώδικες όπου ο κάθε σταθμός βάσης έχει διαφορετικό κώδικα. Τα δυο πολυώνυμα που χρησιμοποιούνται είναι τα $X^{18} + X^7 + 1$ και $X^{18} + X^{10} + X^7 + X^5 + 1$ αντίστοιχα.

Έστω ότι η παραγόμενη ακολουθία από έναν κώδικα ανάδευσης συμβολίζεται με z_n . Επιπλέον έστω πως με $x(i)$, $y(i)$ και $z_n(i)$ συμβολίζουν το i σύμβολο των ακολουθιών x , y και z αντίστοιχα. Οι m -ακολουθίες x και y κατασκευάζονται ως εξής:

Αρχικές συνθήκες:

- Η x κατασκευάζεται με $x(0)=1$, $x(1)=x(2)=\dots=x(16)=x(17)=0$.

- $y(0)=y(1)=\dots=y(16)=y(17)=1$.

Αναδρομική παραγωγή συμβόλων:

$$- x(i+18) = x(i+7) + x(i) \text{ modulo } 2, i=0, \dots, 2^{18}-20.$$

$$- y(i+18) = y(i+10)+y(i+7)+y(i+5)+y(i) \text{ modulo } 2, i=0, \dots, 2^{18}-20.$$

Η n Gold ακολουθία $z_n, n=0,1,2, \dots, 2^{18}-2$, καθορίζεται ως εξής:

$$- z_n(i) = x((i+n) \text{ modulo } (2^{18} - 1)) + y(i) \text{ modulo } 2, i=0, \dots, 2^{18}-2.$$

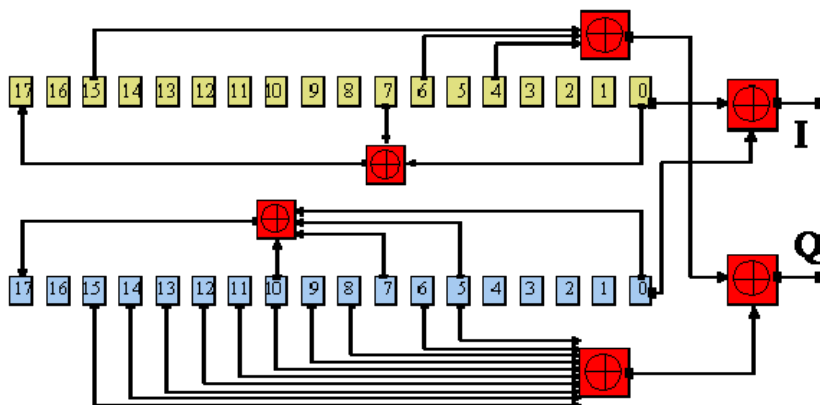
Οι δυαδικές ακολουθίες μετασχηματίζονται σε πραγματικές σύμφωνα με τον μετασχηματισμό:

$$z_n(i) = \begin{cases} 1, & \text{if } z_n(i) > 0 \\ -1, & \text{if } z_n(i) < 0 \end{cases} \quad (4.13)$$

Τελικώς η n-οστή μιγαδική ακολουθία ανάδευσης $S_{dl,n}$ καθορίζεται ως εξής:

$$S_{dl,n}(i) = z_n(i) + jz_n((i+131072) \text{ modulo } (2^{18} - 1)), i = 0, 1, \dots, 38399 \quad (4.14)$$

Οι κώδικες που ανατίθενται στους σταθμούς βάσης καθορίζονται από την σχέση $n = 16i$, όπου $i = 0, 1, \dots, 511$. Εκτός από αυτούς τους κώδικες που είναι οι πρωτεύοντες κώδικες ανάδευσης, υπάρχουν και δευτερεύοντες κώδικες οι οποίοι δίνονται περιέχονται στο σύνολο $16i+k$, όπου $k = 0, 1, 2, \dots, 15$. Σε κάθε τομέα κυψέλης ανατίθεται ένας και μοναδικό πρωτεύον κώδικας ανάδευσης.



Σχήμα 4.8 Παραγωγή κωδικών ανάδευσης για την κάτω ζεύξη WCDMA

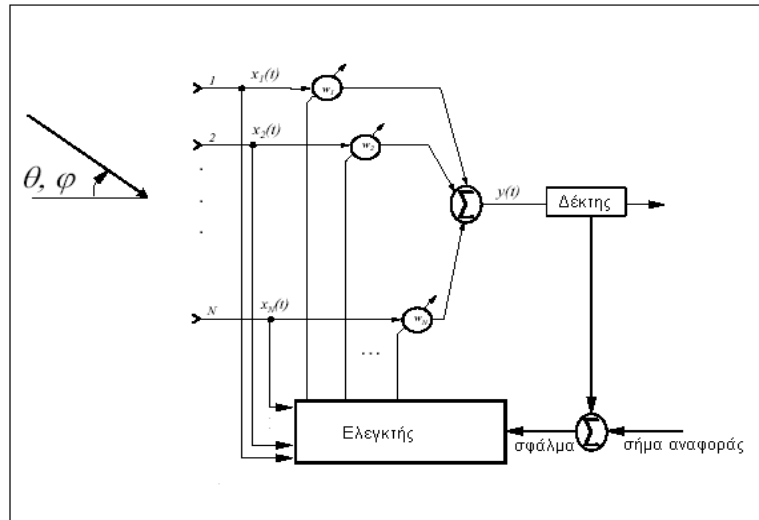
5. Χρήση έξυπνων κεραιών στα συστήματα τρίτης γενιάς WCDMA

Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται μια εισαγωγή στην τεχνολογία των έξυπνων κεραιών η οποία αποτελεί πλέον αναπόσπαστο κομμάτι των συστημάτων κινητής τηλεφωνίας. Στην παράγραφο 5.1 εισάγονται οι βασικές αρχές των έξυπνων κεραιών ενώ στις υπόλοιπες παραγράφους περιγράφονται οι κυριότερες τεχνικές έξυπνων κεραιών που χρησιμοποιούνται στα δίκτυα τρίτης γενιάς.

5.1 Εισαγωγή στις έξυπνες κεραιές

Με μια ομοιοκατευθυντική κεραία μόνο ένα μικρό μέρος της εκπεμπόμενης ισχύος λαμβάνεται από τον επιθυμητό χρήστη, ενώ ταυτόχρονα το μεγαλύτερο μέρος της εκπεμπόμενης ισχύος συνιστά παρεμβολή για άλλους πιθανούς χρήστες. Έτσι το πρόβλημα είναι διπλό: όχι μόνο αυτού του είδους η ομοιοκατευθυντική επικοινωνία είναι μη αποδοτική και σπάταλη ως προς την ισχύ, αλλά και ως προς τη χωρητικότητα. Εκμεταλλευόμενοι το χωρικό φιλτράρισμα που μπορεί να προσφέρει μια στοιχειοκεραία, είναι δυνατό με τη βοήθεια κάποιας προσαρμοστικής μεθόδου να περιορίσουμε χωρικά την σχετιζόμενη με κάποιο χρήστη εκπεμπόμενη ενέργεια και έτσι να μειώσουμε τις παρεμβολές που υφίστανται από και σε άλλους χρήστες. Εκμετάλλευση του πεδίου του χώρου με έξυπνες κεραιές μπορεί να επιτύχει διαχωρισμό επικαλυπτομένων σημάτων και έτσι το πεδίο του χώρου μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν μία συμπληρωματική μέθοδος πολυπλεξίας, μαζί με τις μεθόδους πολυπλεξίας με διαίρεση χρόνου, συχνότητας και κώδικα([22]-[24]).

Όπως είναι γνωστό, σε μια στοιχειοκεραία δημιουργείται μια διαφορά φάσης μεταξύ διαδοχικών ρευμάτων λόγω του χρόνου διάδοσης μεταξύ των στοιχείων της. Εκμεταλλευόμενοι αυτό ακριβώς το γεγονός μέσω ενός επεξεργαστή ελέγχου βαρών (adaptive or weight control processor) για κάθε στοιχείο της στοιχειοκεραίας, μπορούμε να επιτύχουμε διαφορετικά αποτελέσματα.



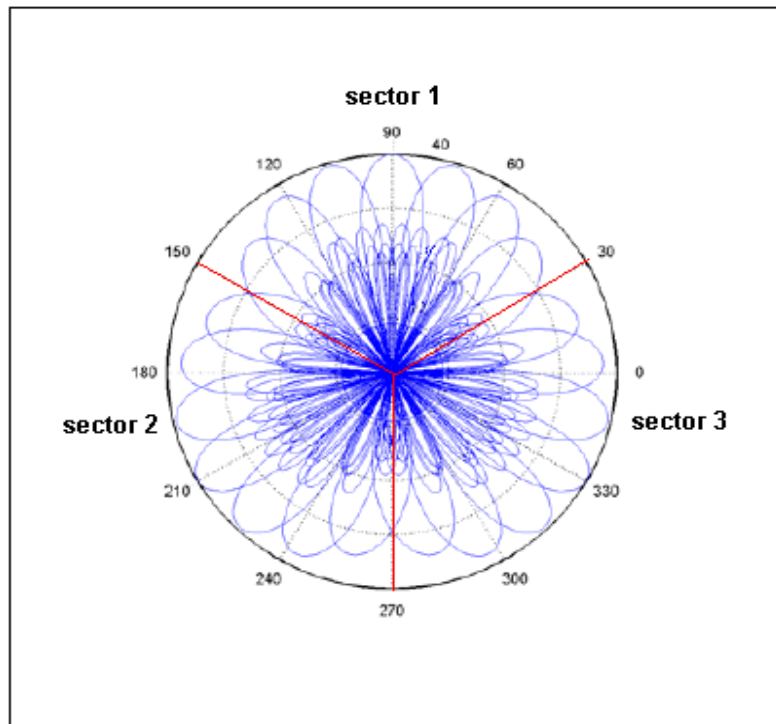
Σχήμα 5.1 Η βασική διάταξη μιας έξυπνης κεραίας

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται η βασική διάταξη μιας προσαρμοστικής στοιχειοκεραίας. Τα λαμβανόμενα σήματα στις διάφορες κεραίες αφού πολλαπλασιαστούν με τα κατάλληλα βάρη αθροίζονται. Η έξοδος της κεραίας μαζί με ένα σήμα αναφοράς τροφοδοτείται σε έναν ελεγκτή βαρών προκειμένου τα βάρη να προσαρμοστούν κατάλληλα στο λαμβανόμενο σήμα. Αν η κεραία δεν χρειάζεται να προσαρμόζεται σε αλλαγές του λαμβανόμενου σήματος, (δηλαδή με δυναμικό τρόπο), τότε αυτός ο επεξεργαστής μπορεί να αντικατασταθεί με ένα πολύ πιο απλό κύκλωμα με σταθερά βάρη. Η δυναμική αλλαγή βαρών μπορεί να ελέγξει την απόκριση της κεραίας και να βελτιστοποιήσει το ύψος των πλευρικών λοβών σε σχέση με το μέγιστο της κυρίας δέσμης. Εναλλακτικά, τα βάρη μπορούν να υπολογιστούν βάσει των χαρακτηριστικών του λαμβανόμενου σήματος, με σκοπό να βελτιστοποιηθεί κάποια παράμετρος στην έξοδο, π.χ. βέλτιστη κατεύθυνση, λόγος σήματος προς θόρυβο (ή και παρεμβολή) κλπ.([24]). Για εφαρμογές κινητών τηλεπικοινωνιών τρεις είναι οι σημαντικότερες κατηγορίες προσαρμοστικών ή έξυπνων κεραίων, ανάλογα με το πώς παράγουν την απόκρισή τους:

- Μεταγωγής κυρίας δέσμης, (switched beam)
- Εύρεσης κατεύθυνσης, (direction finding)
- Βέλτιστου συνδυασμού, (optimum combining)

5.2 Μεταγωγή της κύριας δέσμης (switched beam)

Η μέθοδος μεταγωγής της κυρίας δέσμης χρησιμοποιεί ένα πλέγμα δεσμών και ο συνήθης αλγόριθμος είναι η επιλογή της δέσμης με το καλύτερο λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR).



Σχήμα 5.2 Το διάγραμμα ακτινοβολίας 7 λοβών ανά τομέα 120° , που δημιουργούνται από γραμμική κεραία 8 στοιχείων

Στο παραπάνω σχήμα απεικονίζονται οι σταθεροί λοβοί που παράγονται από μια γραμμική στοιχειοκεραία οκτώ στοιχείων. Ο αλγόριθμος παρουσιάζει βέλτιστη απόδοση στις περιπτώσεις που το σήμα λαμβάνεται από μια συγκεκριμένη γωνία άφιξης. Ωστόσο ακόμα και στην περίπτωση που το σήμα εμφανίζει γωνιακή διασπορά, αν η εν λόγω γωνιακή διασπορά είναι μικρότερη από το γωνιακό εύρος κάθε λοβού ακτινοβολίας, τότε μπορούν να προκύψουν σημαντικά οφέλη από μία έξυπνη κεραία μεταγωγής λοβών.

5.3 Προσαρμοστικές στοιχειοκεραίες εύρεσης κατεύθυνσης

Με τη βοήθεια προσαρμοστικών τεχνικών υπολογίζονται τα βέλτιστα βάρη της κεραίας ξεχωριστά για κάθε χρήστη μέσα στην κυψέλη με βάση την γωνία άφιξης του ως προς τον σταθμό βάσης.

Στην μέθοδο αυτή παράγεται μια δέσμη η οποία στρέφεται προς το ισχυρότερο σήμα παρακολουθώντας τις κινήσεις του τερματικού(σχήμα 5.3). Βασικό ρόλο διαδραματίζει το περιβάλλον, η κινητικότητα του χρήστη καθώς και η ταχύτητα με την οποία υπολογίζεται η εκάστοτε θέση του, σύμφωνα με τον αλγόριθμο που χρησιμοποιείται. Με την εισαγωγή ενός αλγορίθμου εύρεσης της γωνίας άφιξης (DoA, Direction of Arrival) για το λαμβανόμενο από τον χρήστη σήμα, μπορεί να επιτευχθεί συνεχής παρακολούθηση. Υπάρχει ένας αριθμός μεθόδων, με καλό υπόβαθρο για τον υπολογισμό της DoA, όπως οι αλγόριθμοι MUSIC, ESPRIT και SAGE ([25],[26]).



Σχήμα 5.3 Διάγραμμα ακτινοβολίας προσαρμοστικής κεραίας

5.4 Προσαρμοστικές κεραίες βέλτιστου συνδυασμού(optimum combining)

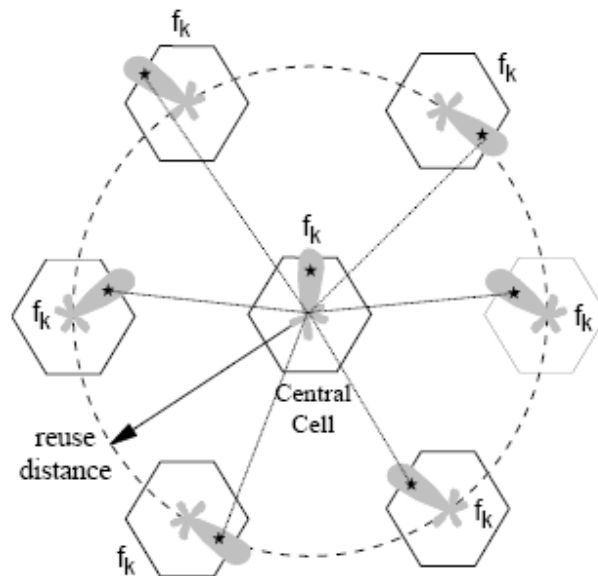
Με την τεχνική βέλτιστου συνδυασμού η παράμετρος που βελτιστοποιείται είναι ο λόγος σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (SINR) στην έξοδο A_s υποθέσουμε ότι το λαμβανόμενο σήμα από κάθε στοιχείο της κεραίας την παρούσα χρονική στιγμή εκφράζεται μέσω του διανύσματος M συνιστωσών X_M , όπου M ο συνολικός αριθμός στοιχείων της κεραίας. Για να υπολογιστούν τα κατάλληλα βάρη της κεραίας, ώστε αυτά να χρησιμοποιηθούν την αμέσως επόμενη χρονική στιγμή $t+1$, θα πρέπει ένας αλγόριθμος να επιλύσει το πρόβλημα βελτιστοποίησης που ανακύπτει, έχοντας ως είσοδο το διάνυσμα X_M και ένα σήμα αναφοράς. Υπάρχουν διάφορα κριτήρια επιλογής του αλγορίθμου για επίλυση του προβλήματος βελτιστοποίησης. Ενδεικτικά αναφέρουμε τα κριτήρια “Ελάχιστου Μέσου Τετραγωνικού Σφάλματος” (Minimum Mean Square Error), “Μέγιστου Σηματοθορυβικού Λόγου” (Maximum SINR), “Ελάχιστης Διακύμανσης Θορύβου” (Minimum Noise Variance)([24]).

Όλα τα παραπάνω κριτήρια συνδέονται στενά μεταξύ τους, με αποτέλεσμα η επιλογή ενός από αυτά να μη διαδραματίζει καθοριστικό ρόλο στην απόδοση του συστήματος. Όμως, η επιλογή του κατάλληλου “προσαρμοστικού αλγορίθμου” (adaptive algorithm) είναι μείζονος σημασίας. Κάθε αλγόριθμος επιφέρει διαφορετική πολυπλοκότητα στο σταθμό βάσης, ενώ διαφορετική είναι και η ταχύτητα με την οποία κάθε αλγόριθμος συγκλίνει στη λύση του προβλήματος. Η ταχύτητα αυτή εξαρτάται τόσο από την σχεδίαση του συστήματος (π.χ. διάρκεια χρονοσχισμής για ένα TDMA σύστημα), όσο και από το ασύρματο περιβάλλον (ταχύτητα κινητού τερματικού και ταχύτητα με την οποία αλλάζει το προφίλ του ραδιοδιαύλου).

Ανάμεσα στους πιο διαδεδομένους προσαρμοστικούς αλγορίθμους είναι ο SMI (Sample Matrix Inverse), ο οποίος βασίζεται στην αντιστροφή του πίνακα αυτοσυσχέτισης R_{xx} του λαμβανόμενου σήματος, ο αλγόριθμος “Ελαχίστων Μέσων Τετραγώνων” LMS (Least Mean Squares), ο κανονικοποιημένος αλγόριθμος LMS και ο “Αναδρομικός Αλγόριθμος Ελαχίστων Τετραγώνων” RLS (Recursive Least Squares). Ένα από τα μεγάλα πλεονεκτήματα των προσαρμοστικών μεθόδων είναι ότι καταλήγουν σε ένα αποτέλεσμα που μεγιστοποιεί το σηματοθορυβικό λόγο SINR.

5.5 Υλοποιήσεις δικτύου με χρήση έξυπνων κεραιών

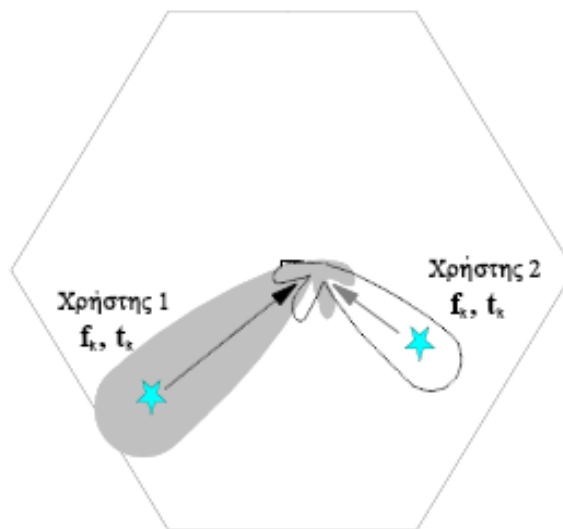
Η χρήση έξυπνων κεραιών οδηγεί σε δύο βασικές υλοποιήσεις ενός δικτύου κινητής τηλεφωνίας. Η πρώτη υλοποίηση ονομάζεται “Φιλτράρισμα στο Χώρο για Μείωση των Παρεμβολών” (Spatial Filtering for Interference Reduction, SFIR). Ο βασικός στόχος της μεθόδου SFIR είναι ελάττωση των διακυψελικών παρεμβολών, ώστε να πετύχουμε όσο το δυνατόν χαμηλότερο συντελεστή επαναχρησιμοποίησης συχνότητας. Αυτό επιτυγχάνεται με το να υποστηρίζουμε ένα χρήστη σε κάθε ομοδιαυλική κυψέλη με το λοβό ακτινοβολίας μιας έξυπνης κεραίας και κατά αυτόν τον τρόπο να ελαττώσουμε τις παρεμβολές. Η ιδέα της τεχνικής SFIR φαίνεται στο σχήμα 5.4.



Σχήμα 5.4 Ελάττωση των ομοδιαυλικών παρεμβολών μέσω της τεχνικής SFIR

Στο παραπάνω σχήμα, η κεντρική κυψέλη υποστηρίζει έναν χρήστη και “μηδενίζει” τους υπόλοιπους ομοδιαυλικούς χρήστες οι οποίοι εκπέμπουν στην ίδια συχνότητα f_k και στην ίδια χρονοσχισμή t_k με το χρήστη της κεντρικής κυψέλης. Ανάμεσα στα θετικά της μεθόδου SFIR, είναι ότι δεν απαιτούνται σημαντικές αλλαγές στις ασύρματες διεπαφές, αλλά ούτε και στη διαχείριση των ασυρμάτων πόρων. Από την άλλη μεριά όμως, για να μπορεί κάποιος να εκμεταλλευτεί πλήρως μια SFIR υλοποίηση, απαιτείται η εφαρμογή της μεθόδου σε μεγάλο μέρος του δικτύου.

Η δεύτερη υλοποίηση δικτύου ονομάζεται “Πολλαπλή Πρόσβαση με Διάρθρωση Χώρου” (Space Division Multiple Access, SDMA). Σύμφωνα με τη μέθοδο SDMA, μια προσαρμοστική κεραία δίνει την ευκαιρία σε πολλαπλούς χρήστες εντός της ίδιας κυψέλης να επικοινωνούν με τον σταθμό βάσης χρησιμοποιώντας τους ίδιους ασύρματους πόρους την ίδια χρονική στιγμή. Με άλλα λόγια, μπορούν δύο χρήστες να εκπέμπουν ταυτόχρονα στο ίδιο φάσμα και στην ίδια χρονοσχισμή. Η εφαρμογή της SDMA φαίνεται στο σχήμα 5.5 που ακολουθεί.

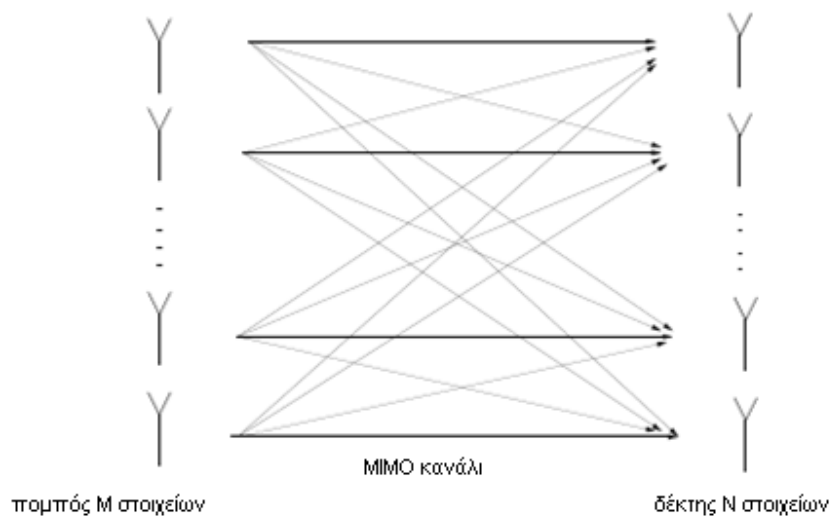


Σχήμα 5.5 Δύο ομοδιαυλικοί χρήστες εκπέμπουν την ίδια χρονική στιγμή με τη βοήθεια της μεθόδου SDMA

Το μεγάλο πλεονέκτημα της SDMA είναι ότι, σε αντίθεση με τη μέθοδο SFIR, η συγκεκριμένη υλοποίηση μπορεί να χρησιμοποιηθεί τοπικά για να αυξήσει τη χωρητικότητα μιας κυψέλης. Δεν υπάρχει δηλαδή η ανάγκη για εφαρμογή της μεθόδου σε μεγάλο μέρος του δικτύου, ώστε να εκμεταλλευτούμε το κέρδος σε χωρητικότητα που η προσδίδει η SDMA. Ένα από τα μειονεκτήματα της SDMA είναι ότι απαιτείται κάποιος επιπλέον διαχωρισμός μεταξύ των χρηστών της κυψέλης, για να είμαστε σε θέση να γνωρίζουμε σε ποιον χρήστη ανήκει το λαμβανόμενο σήμα. Επίσης, η SDMA προϋποθέτει πιο πολύπλοκη διαχείριση ασύρματων πόρων, σε σχέση πάντα με τη μέθοδο SFIR.

6. Εισαγωγή στα συστήματα Multiple Input Multiple Output (MIMO)

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται οι βασικές αρχές των συστημάτων πολλαπλών εισόδων πολλαπλών εξόδων (Multiple Input Multiple Output-MIMO). Ένα σύστημα MIMO μπορεί να οριστεί σαν ένα σύστημα όπου τόσο ο πομπός όσο και ο δέκτης είναι εξοπλισμένοι με πολλαπλές κεραιές, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 6.1 Σύστημα Πολλαπλών Εισόδων Πολλαπλών Εξόδων

Η βασική ιδέα πίσω από τα συστήματα MIMO είναι ότι τα σήματα στις κεραιές του πομπού όσο και τα σήματα στις κεραιές του δέκτη συνδυάζονται με τέτοιο τρόπο έτσι ώστε η ποιότητα υπηρεσίας που εκφράζεται μέσω του ρυθμού λανθασμένων ψηφίων (Bit Error Rate, BER) να βελτιώνονται σε σχέση με τα συμβατικά συστήματα επικοινωνιών. Η μελέτη των συστημάτων αυτών έχει αποκτήσει μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον τα τελευταία χρόνια μετά την πρωτοποριακή εργασία του Alamouti ([27]). Τα συστήματα MIMO χρησιμοποιούν τεχνικές χωροχρονικής κωδικοποίησης όπου το προς μετάδοση σήμα κωδικοποιείται τόσο στον χρόνο όσο και στον χώρο με την χρήση των πολλαπλών κεραιών([28]),([29]). Η αυξημένη απόδοση που προκύπτει από την χρήση των MIMO συστημάτων οφείλεται στο κέρδος πολλαπλών κεραιών (array gain), το κέρδος

διαφορισιμότητας (diversity gain), το κέρδος χωρικής πολυπλεξίας (spatial diversity gain) και την μείωση των παρεμβολών (interference reduction). Στην συνέχεια περιγράφεται η συνεισφορά του κάθε παράγοντα στην επίδοση των συστημάτων MIMO.

- **Κέρδος πολλαπλών κεραιών:** Το κέρδος που προκύπτει από την χρήση πολλαπλών κεραιών είτε στον πομπό είτε στον δέκτη, είναι ο αυξημένος σηματοθορυβικός λόγος καθώς τα επιμέρους σήματα που λαμβάνονται από τις διαφορετικές κεραίες αθροίζονται σύμφωνα. Προκειμένου το κέρδος αυτό να μεγιστοποιηθεί απαιτείται γνώση του καναλιού τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη. Οι τεχνικές μετάδοσης σήματος με χρήση συστημάτων έξυπνων κεραιών που αναφέρθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο προσφέρουν αυτού του είδους το κέρδος μιας και υπάρχει σύμφωνη επεξεργασία του σήματος.
- **Κέρδος διαφορισιμότητας:** Η στάθμη του σήματος σε ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών υπόκειται σε έντονες μεταβολές εξαιτίας διαλείψεων όπως αναφέρθηκε και στο 2^ο κεφάλαιο. Προκειμένου λοιπόν να αντιμετωπιστούν οι δυσμενείς επιδράσεις των διαλείψεων απαιτείται η χρήση τεχνικών διαφορισιμότητας. Παράδειγμα μιας τέτοια τεχνικής είναι και η επεξεργασία που πραγματοποιούν οι δέκτες RAKE σε ένα σύστημα WCDMA. Άλλες τεχνικές διαφορισιμότητας βασίζονται στην μετάδοση του σήματος σε πολλαπλά ανεξάρτητα μονοπάτια διαλείψεων (είτε στο πεδίο του χρόνου είτε στο πεδίο της συχνότητας). Η χωρική διαφορισιμότητα χρησιμοποιείται ευρέως έναντι της χρονικής ή της συχνοτικής διαφορισιμότητας καθώς δεν απαιτεί επιπρόσθετες φασματικές απαιτήσεις. Εάν τα $M \times N$ μονοπάτια που συνθέτουν ένα MIMO σύστημα υπόκειται σε ανεξάρτητες διαλείψεις, τότε ο δέκτης είναι σε θέση να συνδυάσει τα σήματα κατά τέτοιο τρόπο έτσι ώστε το προκύπτον σήμα να έχει σημαντικά μικρότερες διακυμάνσεις σε σχέση με ένα συμβατικό 1×1 σύστημα. Η επίτευξη κέρδους διαφορισιμότητας χωρίς την γνώση του καναλιού στον πομπό είναι δυνατή με την κατάλληλη κωδικοποίηση των μεταδιδόμενων σημάτων. Η τεχνική που αποσκοπεί στην μεγιστοποίηση του κέρδους διαφορισιμότητας χωρίς γνώση του καναλιού μετάδοσης είναι η χωροχρονική κωδικοποίηση.

- **Κέρδος χωρικής πολυπλεξίας:** Τα συστήματα MIMO προσφέρουν μια γραμμική αύξηση στην χωρητικότητα κατά ένα παράγοντα ίσο με το ελάχιστο του αριθμού των κεραιών στον πομπό και στον δέκτη χωρίς να απαιτείται περαιτέρω αύξηση της ισχύος ή του εύρους ζώνης. Το κέρδος αυτό το οποίο ονομάζεται κέρδος χωρικής πολυπλεξίας πραγματοποιείται με την μετάδοση ανεξάρτητων σημάτων από τις κεραιές του πομπού.
- **Μείωση παρεμβολών:** Ένας συνηθισμένος τύπος παρεμβολής στα συστήματα κινητών επικοινωνιών είναι η ομοδιαυλική παρεμβολή που οφείλεται στην επαναχρησιμοποίηση συχνοτικών καναλιών. Με την χρήση πολλαπλών κεραιών είναι δυνατή η σχεδίαση διαγραμμάτων ακτινοβολίας που μεγιστοποιούν μια προκαθορισμένη παράμετρο, όπως ο σηματοθορυβικός λόγος, μειώνοντας έτσι τις παρεμβολές ανάμεσα στους διαφορετικούς χρήστες.

Στο σημείο αυτό πρέπει να σημειωθεί ότι στην πράξη δεν είναι δυνατή η πλήρης εκμετάλλευση όλων των πλεονεκτημάτων που προσφέρουν τα συστήματα MIMO εξαιτίας αντικρουόμενων απαιτήσεων για κάθε ένα από τα παραπάνω πλεονεκτήματα. Για παράδειγμα, προκειμένου να επιτευχθεί το μέγιστο δυνατό κέρδος διαφορισιμότητας, πρέπει το ίδιο ψηφίο κάποιου συγκεκριμένου χρήστη να μεταδοθεί ταυτόχρονα από όλες τις κεραιές του πομπού με κατάλληλο βέβαια αλγόριθμο διαμόρφωσης. Έτσι το συνολικό κέρδος διαφορισιμότητας είναι $M \times N$ καθώς το σήμα μεταδίδεται και λαμβάνεται από όλες τις διαθέσιμες κεραιές. Ωστόσο, επειδή η ίδια πληροφορία μεταδίδεται ταυτόχρονα, δεν υπάρχει αύξηση του συνολικού ρυθμού μετάδοσης. Αντίθετα, εάν επιδιώκουμε την μεγιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης, πρέπει ανεξάρτητοι συρμοί δεδομένων να μεταδίδονται από κάθε κεραία χωριστά. Το κέρδος διαφορισιμότητας ωστόσο μειώνεται από $M \times N$ σε N . Έτσι για την ανάκτηση του σήματος απαιτούνται προηγμένες τεχνικές επεξεργασίας στην πλευρά του δέκτη.

Στις επόμενες παραγράφους περιγράφονται οι θεωρητικοί υπολογισμοί για την χωρητικότητα των MIMO συστημάτων καθώς και οι κυριότερες τεχνικές χωροχρονικής κωδικοποίησης.

6.1 Χωρητικότητα MIMO συστημάτων

Δοθέντος ενός απλού 1×1 καναλιού επικοινωνιών στο οποίο υπάρχει λευκός γκαουσιανός προσθετικός θόρυβος, για μια μέση στάθμη σηματοθορυβικού λόγου ίση με ρ η χωρητικότητα του καναλιού δίνεται από τον τύπο:

$$C = \log_2 \left(1 + \rho |h|^2 \right) b / s / Hz \quad (6.1)$$

όπου η μεταβλητή h είναι το μιγαδικό κέρδος του καναλιού το οποίο μοντελοποιείται ως μια τυχαία μιγαδική γκαουσιανή μεταβλητή με μοναδιαία τυπική απόκλιση. Εάν προστεθούν περισσότερες κεραιές στον δέκτη θα έχουμε ένα σύστημα SIMO (Single Input Multiple Output), με χωρητικότητα η οποία θα δίνεται από την σχέση:

$$C = \log_2 \left(1 + \rho \sum_{i=1}^N |h_i|^2 \right) b / s / Hz \quad (6.2)$$

όπου h_i είναι το κέρδος από τον πομπό στην κεραιά i του δέκτη και N είναι ο συνολικός αριθμός των κεραιών. Από την (6.2) μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι αυξάνοντας το N έχουμε λογαριθμική αύξηση στην μέση χωρητικότητα. Παρόμοια, εάν έχουμε πολλές κεραιές στον πομπό η χωρητικότητα θα είναι ίση με:

$$C = \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} \sum_{i=1}^M |h_i|^2 \right) b / s / Hz \quad (6.3)$$

όπου M ο αριθμός των κεραιών του πομπού και η ισχύς σε κάθε κεραιά είναι ίση με το $1/M$ της συνολικής ισχύος. Παρατηρούμε πως και σε αυτήν την περίπτωση η χωρητικότητα εξαρτάται λογαριθμικά από το M . Θεωρούμε τώρα την περίπτωση που έχουμε πολλαπλές κεραιές τόσο στον πομπό όσο και στον δέκτη, οπότε έχουμε ένα σύστημα MIMO $M \times N$. Η χωρητικότητα θα δίνεται από τον τύπο:

$$C = \log_2 \left[\det \left(I_M + \frac{\rho}{M} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] b / s / Hz \quad (6.4)$$

όπου το σύμβολο $[\cdot]^H$ υποδηλώνει τον αναστροφосуζυγή ενός πίνακα, ενώ ο πίνακας \mathbf{H} του καναλιού είναι διαστάσεων $M \times N$.

Ο Foschini, ([30]) και ο Telatar ([31]) απέδειξαν ότι η χωρητικότητα αυξάνεται γραμμικά με ρυθμό $m = \min(M, N)$ παρά λογαριθμικά όπως συνέβαινε με τις προηγούμενες περιπτώσεις. Η χωρητικότητα όπως περιγράφεται από την (6.4) είναι τυχαία μεταβλητή. Δυο κοινά χρησιμοποιούμενα χαρακτηριστικά μεγέθη για τον χαρακτηρισμό της χωρητικότητας είναι η μέση ή εργοδική χωρητικότητα καθώς και η πιθανότητα το σύστημα να βρίσκεται εκτός επιτρεπτών ορίων (outage capacity). Το μέγεθος αυτό μετρά την αξιοπιστία του συστήματος. Τιμή της χωρητικότητας για παράδειγμα ίση με 0.01 σημαίνει πως για το 99% του χρόνου η χωρητικότητα του συστήματος έχει τιμή πάνω από την ελάχιστη αποδεκτή. Στην (6.4) έχουμε υποθέσει πως η ισχύς του πομπού ισοκατανέμεται στις κεραίες μετάδοσης. Στην περίπτωση που η κατανομή είναι ανομοιόμορφη, θα έχουμε τον παρακάτω τύπο για την χωρητικότητα:

$$C = \log_2 \left[\det \left(\mathbf{I}_M + \mathbf{H} \mathbf{Q} \mathbf{H}^H \right) \right] b / s / Hz \quad (6.5)$$

Εάν $\mathbf{Q} = (\rho/M) \mathbf{I}_M$ τότε η (6.5) μεταπίπτει στην (6.4). Εάν ο πομπός δεν έχει πληροφόρηση για το κανάλι, τότε η ισοκατανομή της μεταδιδόμενης ισχύος στις κεραίες μετάδοσης είναι η καλύτερη στρατηγική μετάδοσης. Ωστόσο εάν ο πομπός έχει κάποιου είδους ανάδραση μπορεί να προσαρμόσει ανάλογα τον πίνακα \mathbf{Q} . Η εξίσωση (6.4) μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$C = \sum_{i=1}^m \log_2 \left(1 + \frac{\rho}{M} \lambda_i \right) b / s / Hz \quad (6.6)$$

όπου $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$ είναι οι μη μηδενικές ιδιοτιμές του πίνακα \mathbf{W} ο οποίος ορίζεται ως εξής:

$$\mathbf{W} = \begin{cases} \mathbf{H} \mathbf{H}^H, & M \leq N \\ \mathbf{H}^H \mathbf{H}, & N < M \end{cases} \quad (6.7)$$

Η παραπάνω ανάλυση υποδεικνύει πως ένα MIMO κανάλι μπορεί να θεωρηθεί σαν m

παράλληλα ανεξάρτητα κανάλια με χρήση της τεχνικής Singular Value Decomposition (SVD) στον πίνακα \mathbf{H} . Πιο συγκεκριμένα, ο πίνακας \mathbf{H} μπορεί να εκφραστεί στην μορφή $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H$ όπου οι πίνακες \mathbf{U}, \mathbf{V} είναι ορθομοναδιαίοι, δηλαδή $\mathbf{U}\mathbf{U}^H = \mathbf{V}\mathbf{V}^H = \mathbf{I}$ και $\mathbf{D} = \text{diag}(\sqrt{\lambda_1}, \sqrt{\lambda_2}, \dots, \sqrt{\lambda_m}, 0, \dots, 0)$. Στο απλό μοντέλο MIMO συστήματος, θα ισχύει:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (6.8)$$

όπου \mathbf{s} είναι το διάνυσμα των μεταδιδόμενων δεδομένων, \mathbf{n} είναι το διάνυσμα του θορύβου και \mathbf{r} είναι το λαμβανόμενο διάνυσμα. Συνεπώς, εάν ο πομπός πολλαπλασιάζει πριν την μετάδοση το διάνυσμα \mathbf{s} με τον πίνακα \mathbf{V} και ο δέκτης το λαμβανόμενο διάνυσμα με τον πίνακα \mathbf{U}^H , θα ισχύει ότι:

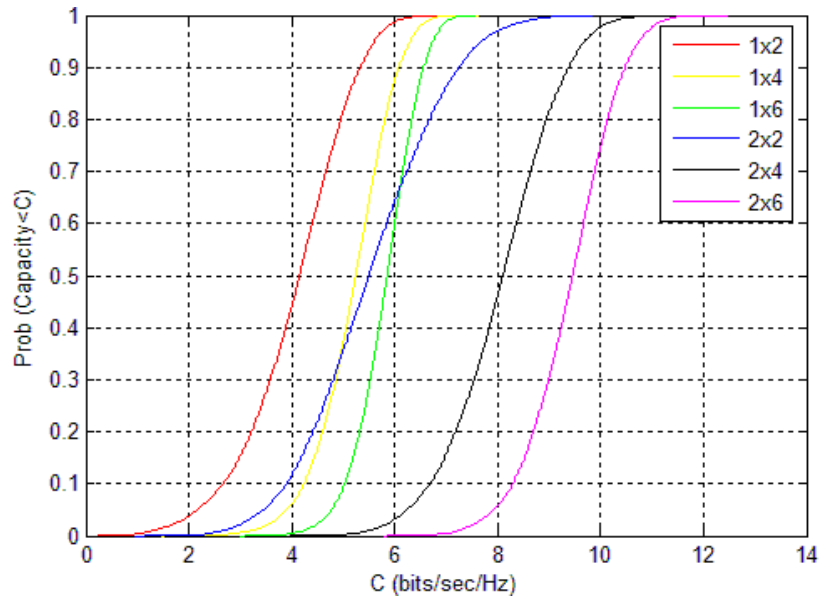
$$\bar{\mathbf{r}} = \bar{\mathbf{D}}\bar{\mathbf{s}} + \bar{\mathbf{n}} \quad (6.9)$$

όπου $\bar{\mathbf{r}} = \mathbf{U}^H \mathbf{r}$, $\bar{\mathbf{s}} = \mathbf{V}^H \mathbf{s}$ και $\bar{\mathbf{n}} = \mathbf{U}^H \mathbf{n}$. Η εξίσωση (6.9) αναπαριστά το MIMO κανάλι σαν m ισοδύναμα συστήματα με ισχύεις που καθορίζονται από τις ιδιοτιμές $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_m$.

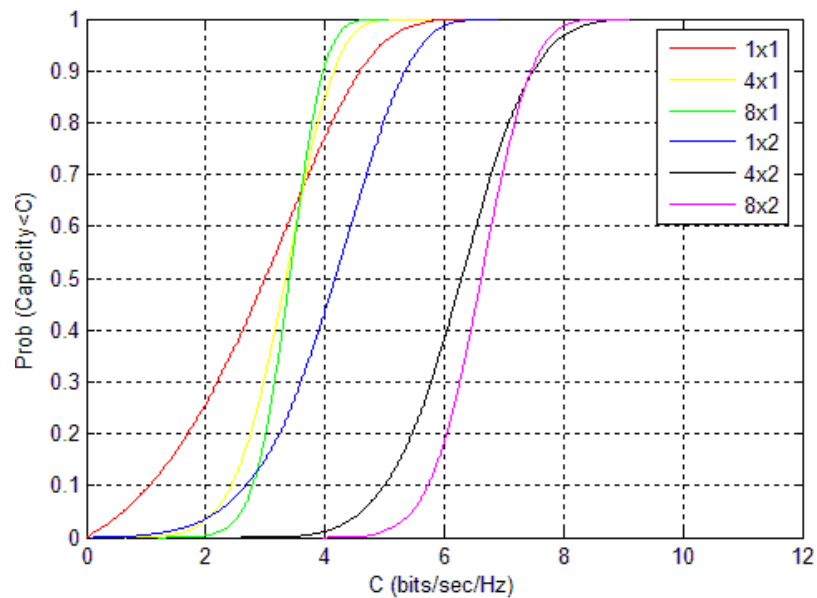
Στα σχήματα (6.2) – (6.4) παρατίθενται ενδεικτικά αποτελέσματα για την χωρητικότητα MIMO καναλιών θεωρώντας πως ο πομπός δεν έχει γνώση του καναλιού μετάδοσης. Η χωρητικότητα αυξάνεται με την αύξηση των στοιχείων των κεραιών του πομπού και του δέκτη. Για παράδειγμα, το 2x6 σύστημα έχει εμφανώς μεγαλύτερη χωρητικότητα από το 1x4. Η χωρητικότητα του συστήματος λαμβάνει μεγαλύτερες τιμές όταν υπάρχει στοιχειοκεραία τόσο στον πομπό, όσο και στο δέκτη. Για παράδειγμα, το 4x2 σύστημα έχει μεγαλύτερη χωρητικότητα από το 8x1 σύστημα, παρόλο που η στοιχειοκεραία του πομπού του δεύτερου συστήματος έχει πολύ περισσότερα στοιχεία από τις στοιχειοκεραίες του πρώτου συστήματος. Το MIMO κανάλι μπορεί να αναλυθεί σε $m = \min(M, N)$ παράλληλα SISO υποκανάλια. Επομένως, το 8x1 σύστημα με $m = 1$ είναι χειρότερο από το 4x2, το οποίο έχει $m = 2$.

Η χρήση μιας στοιχειοκεραίας στο δέκτη αυξάνει περισσότερο τη χωρητικότητα απ' ότι η χρήση της ίδιας στοιχειοκεραίας στον πομπό. Για παράδειγμα, το 1x8 σύστημα έχει πολύ μεγαλύτερη χωρητικότητα από το 8x1. Επειδή ο πομπός δεν έχει γνώση του καναλιού, δε μπορεί να λάβει χώρα κάποια διαδικασία βελτιστοποίησης της απόδοσης

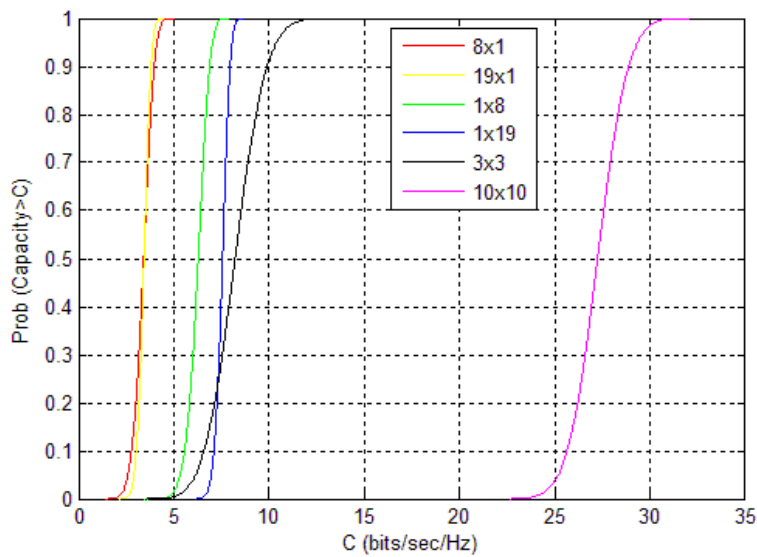
του συστήματος πριν την εκπομπή, παρά μόνο ισοκατανομή της ισχύος στα στοιχεία της κεραίας. Αντιθέτως, όταν υπάρχει στοιχειοκεραία στο δέκτη, μπορούν να γίνουν διεργασίες βελτιστοποίησης κατά τη λήψη, ακριβώς επειδή η κατάσταση του καναλιού είναι γνωστή στο δέκτη.



Σχήμα 6.2 Χωρητικότητα MIMO καναλιών -1



Σχήμα 6.3 Χωρητικότητα MIMO καναλιών -2



Σχήμα 6.4 Χωρητικότητα MIMO καναλιών -3

6.2 Μετάδοση δεδομένων στα MIMO συστήματα

Η μετάδοση δεδομένων στα MIMO συστήματα πραγματοποιείται με χρήση είτε τεχνικών χωροχρονικής κωδικοποίησης είτε χωρικής πολυπλεξίας. Στην πρώτη περίπτωση ο στόχος είναι να αυξηθεί η τάξη διαφορισιμότητας του συστήματος ενώ στην δεύτερη περίπτωση ο ρυθμός μετάδοσης ανά χρήστη. Οι χωροχρονικοί κώδικες κωδικοποιούν τα δεδομένα τόσο στον χώρο όσο και στον χρόνο και χωρίζονται σε δυο μεγάλες κατηγορίες, τους STTC (Space Time Trellis Codes) και τους STBC (Space Time Block Codes) ([32]-[35]). Οι STTC κώδικες είναι επέκταση των παραδοσιακών σχημάτων κωδικοποίησης Trellis σε συστήματα πολλαπλών κεραιών. Οι κώδικες αυτοί προσφέρουν μέγιστο κέρδος διαφορισιμότητας χωρίς επιπρόσθετες φασματικές απαιτήσεις. Ωστόσο έχουν το μειονέκτημα του αυξημένου υπολογιστικού κόστους αποκωδικοποίησης εξαιτίας του αλγόριθμου Viterbi που χρησιμοποιείται ([1]).

Οι STBC κώδικες παρουσιάζουν μειωμένο κέρδος διαφορισιμότητας σε σχέση με τους STTC κώδικες αλλά έχουν το πλεονέκτημα της εύκολης σχετικά αποκωδικοποίησης μέσω γραμμικής επεξεργασίας του λαμβανόμενου σήματος. Το αντικείμενο της χωροχρονικής κωδικοποίησης είναι η επίτευξη πλήρους διαφορισιμότητας σε ένα MIMO σύστημα.

6.2.1 Μεγιστοποίηση διαφορισιμότητας με STTC κώδικες

Στους STTC κώδικες, ο χωροχρονικός κωδικοποιητής για κάθε σύμβολο s_k παράγει N σύμβολα $c_{k1}, c_{k2}, \dots, c_{kN}$ τα οποία μεταδίδονται ταυτόχρονα από τις N κεραιές. Ορίζουμε την κωδική λέξη ως $\mathbf{c}_k = [c_{k1}, c_{k2}, \dots, c_{kN}]^T$. Υποθέτουμε ότι η κωδική ακολουθία που μεταδίδεται είναι η $\mathbf{C} = \{\mathbf{c}_1, \mathbf{c}_2, \dots, \mathbf{c}_L\}$. Θεωρούμε την πιθανότητα ο αποκωδικοποιητής να αποφασίσει λανθασμένα υπέρ της ακολουθίας $\bar{\mathbf{C}} = \{\bar{\mathbf{c}}_1, \bar{\mathbf{c}}_2, \dots, \bar{\mathbf{c}}_L\}$. Ορίζουμε τον $N \times N$ πίνακα σφάλματος ως

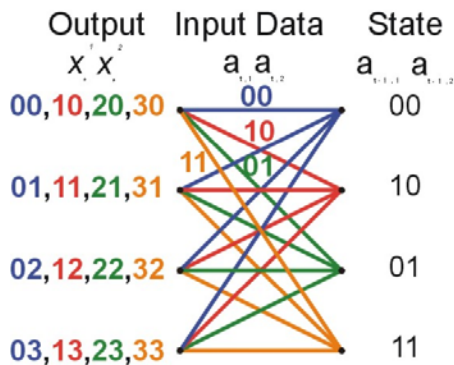
$$A(\mathbf{C}, \bar{\mathbf{C}}) = \sum_{k=1}^L (\mathbf{c}_k - \bar{\mathbf{c}}_k)(\mathbf{c}_k - \bar{\mathbf{c}}_k)^* \quad (6.10)$$

Εάν στον δέκτη είναι διαθέσιμη πληροφορία για την κατάσταση του καναλιού, τότε η πιθανότητα σφάλματος φράσσεται από το όριο ([33]):

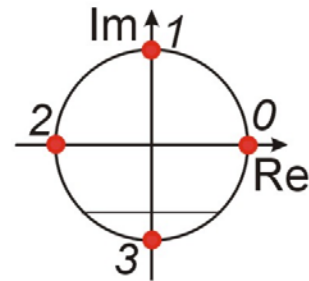
$$P(C \rightarrow \bar{C}) \leq \left(\prod_{i=1}^r \beta_i \right)^{-M} \cdot (E_s / 4N_o)^{-rM} \quad (6.11)$$

όπου E_s είναι η ενέργεια του συμβόλου, N_o η φασματική πυκνότητα ισχύος, r ο βαθμός του πίνακα \mathbf{A} και β_i $i = 1, 2, \dots, r$ οι μη μηδενικές ιδιοτιμές του. Ο πρώτος όρος του γινομένου αναπαριστά το κέρδος κωδικοποίησης και ο δεύτερος όρος το κέρδος διαφορισιμότητας που εξαρτάται από το γινόμενο rM και επειδή $r \leq N$ το μέγιστο κέρδος διαφορισιμότητας είναι $N \times M$. Σαν ένα παράδειγμα STTC κωδικών παραθέτουμε στο παρακάτω σχήμα έναν κώδικα PSK τεσσάρων καταστάσεων σχεδιασμένο για δυο κεραιές. Στο δεξί τμήμα του σχήματος φαίνεται ο αστερισμός σημάτων για τον συγκεκριμένο τύπο κωδικοποίησης (4-PSK). Στο αριστερό μέρος του σχήματος, για κάθε δυνατή κατάσταση του κωδικοποιητή και για κάθε δυνατό ζεύγος συμβόλων παρουσιάζεται στο σχηματικό διάγραμμα η έξοδος του καθώς και η επόμενη κατάσταση. Για παράδειγμα, εάν ο κωδικοποιητής βρίσκεται στην μηδενική κατάσταση, και η είσοδος ψηφίων είναι 1 και 0 αντίστοιχα, τότε η έξοδος θα είναι 1 από την πρώτη κεραιά και 0 από την δεύτερη κεραιά, ενώ ο κωδικοποιητής στην συνέχεια θα μεταβεί στην δεύτερη κατάσταση, στην οποία και περιμένει την επόμενη είσοδο.

Trellis



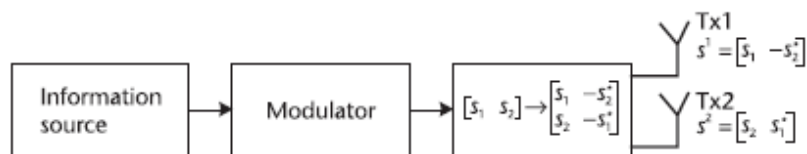
QPSK Constellation



Σχήμα 6.5 Διάγραμμα καταστάσεων 4-PSK STC κώδικα με δυο κεραίες

6.2.2 Μεγιστοποίηση διαφορισιμότητας με STBC κώδικες

Το 1998 ο Alamouti ανακάλυψε ένα σχήμα χωροχρονικής κωδικοποίησης για μετάδοση δεδομένων από δυο κεραίες στον πομπό ([27]). Το σχήμα αυτό υποστηρίζει αποκωδικοποίηση μέγιστης πιθανότητας στον δέκτη μέσω γραμμικής επεξεργασίας. Η πολύ απλή δομή του σχήματος Alamouti έχει υιοθετηθεί τόσο από το W-CDMA όσο και από το CDMA-2000. Το σχήμα αυτό επεκτάθηκε στην συνέχεια και για μεγαλύτερο αριθμό κεραιών στον πομπό. Παρακάτω φαίνεται το σχήμα μετάδοσης με δυο κεραίες στην πλευρά του πομπού.



Σχήμα 6.6 Κωδικοποίηση Alamouti

Τα δεδομένα εισόδου στον χωροχρονικό κωδικοποιητή χωρίζονται σε ομάδες δυο συμβόλων το καθένα. Σε μια δεδομένη περίοδο συμβόλου τα δυο σύμβολα σε κάθε ομάδα $\{s_1, s_2\}$ μεταδίδονται ταυτόχρονα από τις δυο κεραίες. Το σήμα που μεταδίδεται από την πρώτη κεραία είναι το s_1 και το σήμα που μεταδίδεται από την δεύτερη κεραία

είναι το s_2 . Στην επόμενη περίοδο συμβόλου, το σήμα $-s_2^*$ μεταδίδεται από την πρώτη κεραία και το σήμα s_1^* από την δεύτερη κεραία. Με h_1 και h_2 συμβολίζουμε την απόκριση των δυο επιμέρους καναλιών που τις θεωρούμε σταθερές σε περίοδο δυο συμβόλων. Θεωρούμε πως ο δέκτης έχει μια μόνο κεραία, ενώ τα σήματα για τις δυο χρονικές περιόδους συμβολίζονται με r_1 και r_2 . Τα λαμβανόμενα σήματα μπορούν να εκφραστούν ως:

$$r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \quad (6.12)$$

$$r_2 = h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_2 \quad (6.13)$$

όπου οι μεταβλητές n_1 και n_2 αναπαριστούν τον λευκό προσθετικό θόρυβο και μοντελοποιούνται σαν τυχαίες μεταβλητές τύπου Gauss με μηδενική μέση τιμή και φασματική πυκνότητα ισχύος $N_0/2$. Εάν συμβολίσουμε το λαμβανόμενο διάνυσμα σήματος στον δέκτη με $\mathbf{r} = [r_1 \ r_2]^T$, το διάνυσμα συμβόλων $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T$ και το διάνυσμα θορύβου $\mathbf{n} = [n_1 \ n_2]^T$, οι εξισώσεις μπορούν να γραφτούν σε μορφή πίνακα ως εξής:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} \quad (6.14)$$

όπου \mathbf{H} είναι ο πίνακας κωδικοποίησης:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \quad (6.15)$$

Το διάνυσμα \mathbf{n} είναι μιγαδική μεταβλητή τύπου Gauss με μηδενική μέση τιμή και μεταβλητότητα $N_0 \mathbf{I}_2$ όπου \mathbf{I}_2 ο μοναδιαίος 2×2 πίνακας. Εάν με \mathbf{S} συμβολίσουμε το σύνολο όλων των δυνατών ζευγαριών συμβόλων $\mathbf{s} = \{s_1, s_2\}$, θεωρώντας ότι όλα τα ζευγάρια συμβόλων είναι ισοπίθανα, ο βέλτιστος αποκωδικοποιητής μέγιστης πιθανοφάνειας (Maximul Likelihood Decoder) θα είναι:

$$\bar{\mathbf{s}} = \arg \min \|\mathbf{r} - \mathbf{H}\bar{\mathbf{s}}\|^2, \bar{\mathbf{s}} \in \mathbf{S} \quad (6.16)$$

Ο παραπάνω κανόνας μπορεί να απλοποιηθεί ακόμα περισσότερο αφού ο πίνακας \mathbf{H}

είναι ορθογώνιος, καθότι $\mathbf{H}^H \mathbf{H} = \alpha \mathbf{I}_2$ όπου $\alpha = |h_1|^2 + |h_2|^2$. Εάν θεωρήσουμε το τροποποιημένο διάνυσμα:

$$\bar{\mathbf{r}} = \mathbf{H}^H \mathbf{r} = \alpha \mathbf{s} + \mathbf{H}^H \mathbf{n} \quad (6.17)$$

τότε ο κανόνας αποκωδικοποίησης γίνεται:

$$\bar{\mathbf{s}} = \arg \min \|\bar{\mathbf{r}} - \alpha \mathbf{s}\|^2, \bar{\mathbf{s}} \in \mathbf{S} \quad (6.18)$$

Συνεπώς προκύπτει πως με χρήση απλού γραμμικού συνδυασμού ο κανόνας αποκωδικοποίησης στην μπορεί να χωριστεί σε δυο ξεχωριστούς και απλούστερους κανόνες για τα s_1 και s_2 .

Η παραπάνω τεχνική μπορεί να επεκταθεί και στην περίπτωση που στον δέκτη έχουμε περισσότερες από δυο κεραίες. Συγκεκριμένα, εάν ο δέκτης χρησιμοποιεί N κεραίες, το λαμβανόμενο διάνυσμα σήματος \mathbf{r}_n στην κεραία n του δέκτη θα είναι:

$$\mathbf{r}_n = \mathbf{H}_n \mathbf{s} + \mathbf{n}_n \quad (6.19)$$

όπου \mathbf{n}_n είναι το διάνυσμα θορύβου στις δυο χρονικές στιγμές του καναλιού και \mathbf{H}_n είναι ο πίνακας του καναλιού από τις δυο κεραίες μετάδοσης στην n κεραία. Στην περίπτωση αυτή, ο βέλτιστος αποκωδικοποιητής θα είναι:

$$\bar{\mathbf{s}} = \arg \min \sum_{n=1}^N \|\mathbf{r}_n - \mathbf{H}_n \bar{\mathbf{s}}\|^2, \bar{\mathbf{s}} \in \mathbf{S} \quad (6.20)$$

Ο κανόνας αυτός μπορεί να απλοποιηθεί εάν το λαμβανόμενο διάνυσμα πολλαπλασιαστεί με \mathbf{H}_n^H , οπότε η τάξη διαφορισιμότητας είναι $2N$. Οι χωροχρονικοί κώδικες μπορούν να επεκταθούν και στην περίπτωση που υπάρχουν περισσότερες από δυο κεραίες στον σταθμό βάσης. Έστω πως με p συμβολίζουμε τον αριθμό των χρονικών περιόδων για μετάδοση ενός μπλοκ κωδικοποιημένων συμβόλων. Θεωρούμε επίσης πως τα μεταδιδόμενα σύμβολα ανήκουν σε έναν αστερισμό με $2m$ σημεία.

Ο κωδικοποιητής λαμβάνει km ψηφία πληροφορίας από τα οποία παράγει k σύμβολα προς μετάδοση. Τα σύμβολα αυτά κωδικοποιούνται και παράγονται N παράλληλα σήματα μήκους p το καθένα, συνεπώς ο πίνακας μετάδοσης είναι μεγέθους $N \times p$. Ο ρυθμός μετάδοσης του χωροχρονικού κωδικοποιητή ορίζεται το πηλίκο του αριθμού των συμβόλων που δέχεται σαν είσοδο προς τον αριθμό των χρονικών περιόδων που χρησιμοποιούνται για μετάδοση, συνεπώς:

$$R = k/p \quad (6.21)$$

Η φασματική επίδοση του κώδικα δίνεται από την σχέση:

$$\eta = km/p \text{ bits/sec/Hz} \quad (6.22)$$

Τα στοιχεία του πίνακα κωδικοποίησης \mathbf{S} επιλέγονται έτσι ώστε να είναι γραμμικοί συνδυασμοί των k συμβόλων s_1, s_2, \dots, s_k και των συζυγών τους $s_1^*, s_2^*, \dots, s_k^*$. Ο πίνακας κατασκευάζεται έτσι ώστε να είναι ορθογώνιος, δηλαδή να ισχύει η σχέση:

$$\mathbf{S}^H \mathbf{S} = c \left(|s_1|^2 + |s_2|^2 + \dots + |s_k|^2 \right) \mathbf{I}_N \quad (6.23)$$

όπου \mathbf{S} είναι ο πίνακας κωδικοποίησης, c είναι μια σταθερά και \mathbf{I}_N είναι ο μοναδιαίος $N \times N$ πίνακας. Η παραπάνω κατασκευή του πίνακα παρέχει μια τάξη διαφορισιμότητας ίση με N . Για σήματα πραγματικών αστερισμών, υπάρχουν κώδικες που επιτυγχάνουν μοναδιαίο ρυθμό μετάδοσης. Στην συνέχεια παρατίθενται ενδεικτικοί πίνακες κωδικοποίησης για $N = 2$ και 4 κεραιές μετάδοσης.

$$\mathbf{S}_2 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 \\ s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (6.24)$$

$$\mathbf{S}_4 = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2 & -s_3 & -s_4 \\ s_2 & s_1 & s_4 & -s_3 \\ s_3 & -s_4 & s_1 & s_2 \\ s_4 & s_3 & -s_2 & s_1 \end{bmatrix} \quad (6.25)$$

Οι παραπάνω κώδικες επιτυγχάνουν μοναδιαίο ρυθμό μετάδοσης και ικανοποιούν την συνθήκη (6.20). Ωστόσο για μιγαδικούς αστερισμούς δεν υπάρχουν έως σήμερα χωροχρονικοί κώδικες που να επιτυγχάνουν μοναδιαίο ρυθμό μετάδοσης, με εξαίρεση το σχήμα Alamouti. Στις παρακάτω σχέσεις δίνονται ενδεικτικοί κώδικες για τρεις και τέσσερις κεραιές μετάδοσης αντίστοιχα που επιτυγχάνουν ρυθμό μετάδοσης $R = 1/2$.

$$\mathbf{H}_3 = \begin{bmatrix} s_1 - s_2 - s_3 - s_4 & s_1^* - s_2^* - s_3^* - s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 - s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* - s_3^* \\ s_3 - s_4 - s_1 & s_2 & s_3^* - s_4^* & s_1^* & s_2^* \end{bmatrix} \quad (6.26)$$

$$\mathbf{H}_4 = \begin{bmatrix} s_1 - s_2 - s_3 - s_4 & s_1^* - s_2^* - s_3^* - s_4^* \\ s_2 & s_1 & s_4 - s_3 & s_2^* & s_1^* & s_4^* - s_3^* \\ s_3 - s_4 - s_1 & s_2 & s_3^* - s_4^* & s_1^* & s_2^* \\ s_4 & s_3 - s_2 & s_1 & s_4^* & s_3^* - s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (6.27)$$

6.2.3 Χωρική πολυπλεξία

Η χωρική πολυπλεξία είναι μια ειδική κατηγορία χωροχρονικής κωδικοποίησης όπου ανεξάρτητοι συρμοί δεδομένων μεταδίδονται παράλληλα αυξάνοντας έτσι την χωρητικότητα του συστήματος. Θεωρούμε έναν πίνακα δεδομένων μεγέθους $M \times L$ ο οποίος μεταδίδεται μέσα από ένα $M \times N$ MIMO κανάλι. Ο δέκτης θα λαμβάνει το σήμα:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{C} + \mathbf{N} \quad (6.28)$$

όπου ο πίνακας \mathbf{Y} είναι μεγέθους $N \times L$. Προκειμένου ο δέκτης να ανιχνεύσει τα μεταδιδόμενα σύμβολα, πολλαπλασιάζει το διάνυσμα \mathbf{Y} με έναν κατάλληλο πίνακα. Ανάλογα με την επιλογή του πίνακα έχουμε και διαφορετικές τεχνικές ανίχνευσης. Η τεχνική ZF (Zero Forcing) ([36]), πολλαπλασιάζει το λαμβανόμενο διάνυσμα με τον αντίστροφο του πίνακα \mathbf{H} , ο οποίος είναι διαστάσεων $M \times N$. Το προκύπτον σήμα θα έχει διαστάσεις $M \times L$, ίδιες δηλαδή με αυτές του μεταδιδόμενου σήματος. Ωστόσο ο υπολογισμός του αντίστροφου πίνακα του καναλιού μπορεί να μην είναι πάντα εύκολος, ειδικά σε περιπτώσεις που υπάρχει και ισχυρή LOS συνιστώσα. Επίσης, ακόμα και εάν ο

αντίστροφος του πίνακα μπορεί να υπολογιστεί με ακρίβεια, η τεχνική ενισχύει τον θόρυβο, λόγω του πολλαπλασιασμού του πίνακα θορύβου \mathbf{N} με τον αντίστροφο του πίνακα καναλιού. Μια άλλη τεχνική είναι αυτή που ελαχιστοποιεί το μέσο τετραγωνικό σφάλμα (MMSE, Minimum Mean Square Error) πολλαπλασιάζει το λαμβανόμενο διάνυσμα με τον πίνακα ([36]):

$$\mathbf{G} = \mathbf{R}\mathbf{H}^H (\sigma^2\mathbf{I} + \mathbf{H}\mathbf{R}\mathbf{H}^H)^{-1} \quad (6.29)$$

όπου \mathbf{R} είναι ο πίνακας συσχέτισης των σημάτων στον σταθμό βάσης και σ^2 η ισχύς του θορύβου. Ωστόσο η τεχνική αυτή απαιτεί τον υπολογισμό του πίνακα συσχέτισης ο οποίος δεν είναι πάντοτε εύκολος. Η βέλτιστη αποκωδικοποίηση πραγματοποιείται συγκρίνοντας το λαμβανόμενο διάνυσμα με όλα τα δυνατά μεταδιδόμενα σύμβολα. Πιο συγκεκριμένα, ο δέκτης αποφασίζει ότι μεταδόθηκε ο πίνακας \mathbf{C} , εάν ισχύει η ακόλουθη συνθήκη:

$$\bar{\mathbf{C}} = \arg \min \|\mathbf{Y} - \mathbf{H}\bar{\mathbf{C}}\|, \bar{\mathbf{C}} \in \mathbf{S} \quad (6.30)$$

όπου \mathbf{S} είναι το σύνολο όλων των δυνατών πινάκων. Η τεχνική αυτή ωστόσο μπορεί να είναι αρκετά πολύπλοκη ειδικά σε περιπτώσεις που χρησιμοποιούνται πολλές κεραίες στην μετάδοση και αστερισμοί διαμόρφωσης υψηλής τάξης. Μια ευρέως διαδεδομένη τεχνική που έχει προταθεί πρόσφατα([37]-[40]), είναι η τεχνική V-BLAST, η οποία πραγματοποιεί διαδοχικές εκτιμήσεις και μηδενισμούς παρεμβολών στο λαμβανόμενο διάνυσμα. Υπάρχουν δυο παραλλαγές της μεθόδου V-BLAST, η V-BLAST με χρήση διαδοχικών μηδενισμών παρεμβολής (Successive Interference Cancellation, SIC) και η V-BLAST μέσω παράλληλων μηδενισμών παρεμβολής (Parallel Interference Cancellation, PIC). Οι παραπάνω μέθοδοι, εάν και είναι αποδοτικές ως προς τον ρυθμό σφάλματος που επιτυγχάνουν, έχουν αυξημένη πολυπλοκότητα η οποία δύσκολα μπορεί να μεταφερθεί στην πλευρά του κινητού τερματικού. Επιπλέον, απαιτείται ακριβής εκτίμηση του καναλιού προκειμένου να αποφεύγονται λανθασμένες εκτιμήσεις σηματοθορυβικού λόγου που με την σειρά τους οδηγούν σε αυξημένο ρυθμό σφαλμάτων.

7. Υπολογιστική Προσομοίωση Πολυκυψελωτών Συστημάτων WCDMA – Προσαρμοστικός Αλγόριθμος Διαμόρφωσης Λοβών

7.1 Εισαγωγή

Σκοπός του παρόντος κεφαλαίου είναι η μελέτη και υπολογιστική προσομοίωση ενός πολυκυψελωτού συστήματος WCDMA. Στόχος της μελέτης είναι η υλοποίηση μιας υπολογιστικής πλατφόρμας η οποία εκτελεί προσομοιώσεις Monte Carlo με σκοπό τον υπολογισμό της χωρητικότητας δικτύων WCDMA, είτε με ομοιόμορφη είτε με ανομοιόμορφη κατανομή κίνησης. Προτείνεται ένας προσαρμοστικός αλγόριθμος διαμόρφωσης λοβών, ο οποίος μεγιστοποιεί την χωρητικότητα ανά λοβό του συστήματος με παράλληλη ελαχιστοποίηση των διαθέσιμων πόρων σε περιπτώσεις με ανομοιόμορφη κατανομή κίνησης. Στην παράγραφο 7.1, γίνεται μια ανασκόπηση της συναφούς ερευνητικής δραστηριότητας στον τομέα της διαχείρισης πόρων σε κυψελωτά συστήματα WCDMA, (RRM – Radio Resource Management) με ανομοιόμορφη κατανομή κίνησης, ενώ στην παράγραφο 7.2 περιγράφεται το χρησιμοποιούμενο μοντέλο. Στην παράγραφο 7.3 περιγράφονται οι τεχνικές διαμόρφωσης λοβών, στραμμένων είτε σε σταθερή διεύθυνση είτε προσαρμοστικών, ενώ στην παράγραφο 7.4 η διαδικασία εισόδου χρηστών στο κυψελωτό σύστημα καθώς και ο έλεγχος ισχύος. Στην παράγραφο 7.5 περιγράφεται ο προσαρμοστικός αλγόριθμος διαμόρφωσης λοβών ενώ στην παράγραφο 7.6 παρατίθενται αποτελέσματα προσομοιώσεων για κυψελωτά δίκτυα με έως και τέσσερις σειρές κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη.

7.2 Συναφής Ερευνητική Δραστηριότητα

Στην δημοσίευση [40], αξιολογήθηκε η επίδοση τεχνικών διαμόρφωσης λοβών σε κυψελωτά συστήματα WCDMA, όπου σύμφωνα με τα παρουσιαζόμενα αποτελέσματα μπορεί να επιτευχθεί σημαντικό κέρδος χωρητικότητας σε σχέση με τα συμβατικά συστήματα ενός τομέα καθότι προσφέρεται χωρική απομόνωση ανάμεσα στους κινητούς χρήστες διαφορετικών λοβών. Για τέσσερις λοβούς σε έναν τομέα, το κέρδος χωρητικότητας ήταν 2.4 σε σχέση με ένα συμβατικό σύστημα. Στην δημοσίευση [41], προτάθηκε μια RRM τεχνική για συστήματα WCDMA με πλέγμα λοβών στην κεντρική

κυψέλη και ανομοιόμορφη κατανομή κίνησης, σύμφωνα με την οποία ο σταθμός βάσης επιτρέπει την είσοδο καινούργιων χρηστών στο σύστημα με βάση το επίπεδο παρεμβολής στις μέγιστες διευθύνσεις των λοβών. Το κέρδος χωρητικότητας που επιτυγχάνεται είναι 2.3/2.7 για τέσσερις και έξι λοβούς αντίστοιχα στην κεντρική κυψέλη σε σχέση με ένα σύστημα ενός τομέα. Στην δημοσίευση [42], εξετάστηκε η επίδοση συστημάτων WCDMA με ανομοιόμορφη κατανομή κίνησης στην περίπτωση που δεν υπάρχει πλέγμα λοβών στον σταθμό βάσης και αξιολογήθηκαν διαφορετικές τεχνικές ελέγχου εισόδου χρηστών ως προς την αποτελεσματικότητά τους. Στην δημοσίευση [43], προτάθηκε ένας προσαρμοστικός αλγόριθμος διαμόρφωσης ενεργών τομέων με λοβούς, για συστήματα WCDMA με συστοιχίες κεραιών και ανομοιόμορφη κατανομή κίνησης, όπου παρουσιάστηκαν αποτελέσματα αναφορικά με την πιθανότητα αποκλεισμού ενός χρήστη σαν συνάρτηση του μεγέθους της περιοχής ανομοιόμορφης κατανομής κίνησης. Στην δημοσίευση [44], προτάθηκε μια υποβέλτιστη τεχνική διαμόρφωσης ενεργών τομέων η οποία αξιολογήθηκε σε περιβάλλον μιας κυψέλης.

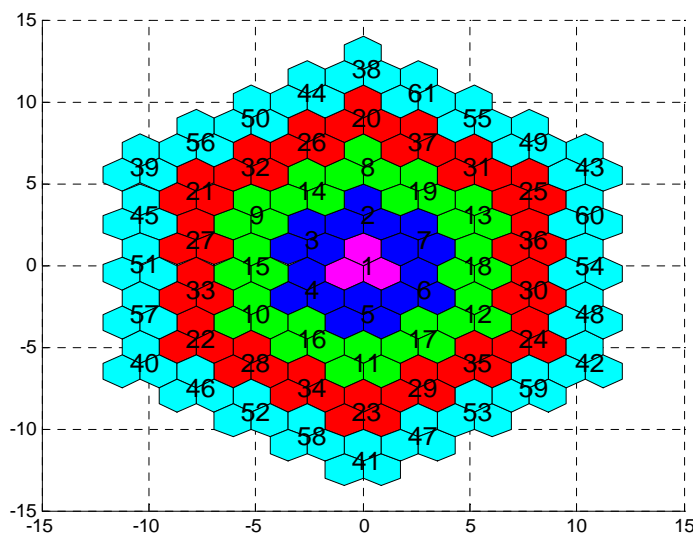
Σε όλες τις παραπάνω δημοσιεύσεις, θεωρήθηκε είτε περιορισμένη πολυπλοκότητα δικτύου, είτε χαμηλό φορτίο στις κυψέλες. Στην τεχνική διαμόρφωσης λοβών που περιγράφεται σε αυτό το κεφάλαιο, στόχος είναι η δυναμική διαμόρφωση λοβών σε περιοχές ανομοιόμορφης κατανομής κίνησης μέσω μιας προσαρμοστικής διαδικασίας ελέγχου εισόδου χρηστών/διαμόρφωσης λοβών/βελτιστοποίησης διαγραμμάτων ακτινοβολίας, έτσι ώστε να μεγιστοποιείται η χωρητικότητα ανά λοβό. Τα παρουσιαζόμενα αποτελέσματα αναφέρονται σε τοπολογίες πολυκυψελωτών δικτύων WCDMA με έως και τέσσερις σειρές κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη. Εξαιτίας της υψηλής πολυπλοκότητας των προσομοιώσεων, χρησιμοποιείται ο δικτυακός προσομοιωτής της δημοσίευσης [45]. Προτείνονται δυο παραλλαγές του προσαρμοστικού αλγόριθμου, όπου σύμφωνα με την πρώτη παραδοχή δημιουργούνται λοβοί σταθερού εύρους ενώ στην δεύτερη παραδοχή λοβοί μεταβλητού εύρους. Παρουσιάζονται αποτελέσματα αξιολόγησης του αλγόριθμου αυτού για διαφορετικές τοπολογίες δικτύων και σενάρια κίνησης, ενώ γίνεται σύγκριση ως προς τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα κάθε μιας από τις δυο παραλλαγές του προσαρμοστικού αλγόριθμου. Οι δημοσιεύσεις σχετιζόμενες με την εργασία του παρόντος κεφαλαίου παρατίθενται στις παραπομπές [45]-[50].

7.2 Μοντέλο WCDMA

Σε όλες τις προσομοιώσεις λαμβάνεται υπόψη ένα πολυκυψελωτό σύστημα WCDMA το οποίο περιλαμβάνει έως και τέσσερις σειρές κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη (tiers) όπως φαίνεται και στο σχήμα 7.1. Αρχικά υποθέτουμε ομοιόμορφη κατανομή χρηστών, όπου στην απλή περίπτωση ενός συστήματος με τομείς κάθε χρήστης κατανέμεται ομοιόμορφα σε κάθε τομέα. Στην ειδικότερη περίπτωση ενός συστήματος όπου υπάρχει και πλέγμα με λοβούς στο δίκτυο, μπορούμε να θεωρήσουμε κάθε λοβό σαν ενεργό τομέα. Στην περίπτωση αυτή, η πιθανότητα κατανομής ενός χρήστη σε κάθε ενεργό τομέα, θα δίνεται από την σχέση:

$$p = \frac{1}{sectors_BS \cdot N \cdot L + (base_stations - N) \cdot sectors_BS} \quad (7.1)$$

όπου *base_stations* είναι ο αριθμός των σταθμών βάσης στο σύστημα, *sectors_BS* είναι ο αριθμός των τομέων ανά σταθμό βάσης και *L* είναι ο αριθμός των λοβών ανά τομέα *N* σταθμών βάσης.



Σχήμα 7.1 Πολυκυψελωτό σύστημα WCDMA με 4 σειρές κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη

Ο χρησιμοποιούμενος εξομοιωτής είναι ημιστατικός. Αυτό σημαίνει ότι οι θέσεις των κινητών τερματικών δεν μεταβάλλονται με τον χρόνο. Ένα κινητό τερματικό συνδέεται

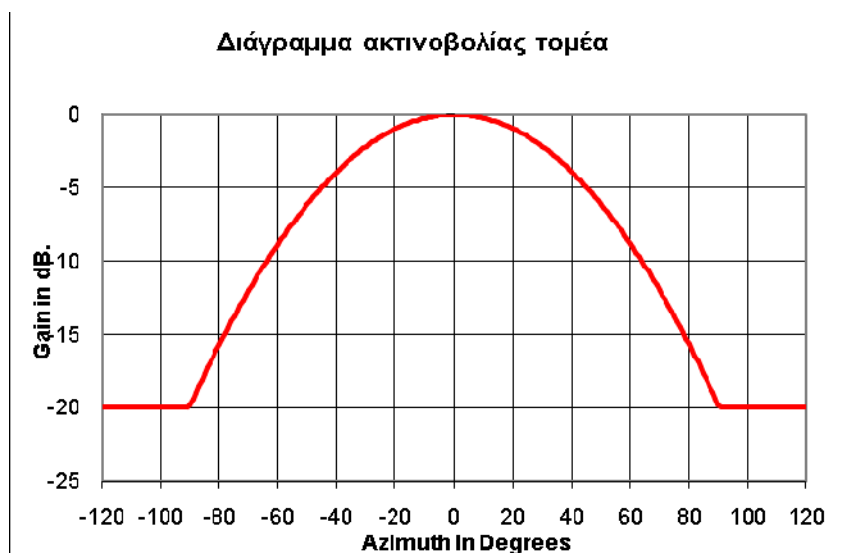
στον σταθμό βάσης ως προς τον οποίο έχει τις μικρότερες απώλειες, συμπεριλαμβανομένης και σκίασης. Ο κάθε σταθμός βάσης έχει τρεις τομείς των 120° ο καθένας, και μέγιστη ισχύ ίση με 20W. Το διάγραμμα ακτινοβολίας του κάθε τομέα καθορίζεται σύμφωνα με την εξίσωση([51]):

$$A(\theta) = -\min \left[12 \left(\frac{\theta}{\theta_{3dB}} \right)^2, A_m \right] \quad (7.2)$$

και φαίνεται στο σχήμα 7.2. Στην εξίσωση (7.2), $-180^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$, το εύρος 3dB ισούται με $\theta_{3dB} = 70^\circ$ και η μέγιστη απόσβεση της κεραίας $A_m = 20\text{dB}$. Οι απώλειες διάδοσης ανάμεσα σε έναν σταθμό βάσης και ένα τερματικό, μοντελοποιούνται ως άθροισμα δύο όρων, ενός σταθερού όρου και ενός στοχαστικού. Ο σταθερός όρος καθορίζεται σύμφωνα με το μοντέλο των Okumura-Hata για αστικές περιοχές με ύψος σταθμού βάσης 30m, ύψος κινητού 1.5m, και συχνότητα λειτουργίας 1950 MHz([2]):

$$PL = 137.4 + 35.2 \log_{10}(R) \quad (7.3)$$

όπου R είναι η απόσταση σε km. Ο στοχαστικός όρος χρησιμοποιείται για να μοντελοποιήσει το φαινόμενο της σκίασης και αποτελείται από μια γκαουσιανή μεταβλητή λογαριθμοκανονικής κατανομή με τυπική απόκλιση 8 dB ([2]).



Σχήμα 7.2 Διάγραμμα ακτινοβολίας τομέα για την περίπτωση συστήματος WCDMA με τρεις τομείς ανά κυψέλη

7.3 Διαμόρφωση λοβών

Στην παράγραφο αυτή περιγράφεται η διαδικασία διαμόρφωσης λοβών, είτε σταθερών είτε δυναμικών. Προκειμένου να διαμορφώσουμε L ορθογώνιους λοβούς σε ένα εύρος 120° , χρησιμοποιούμε μια στοιχειοκεραία με M στοιχεία και απόσταση ανάμεσα στα στοιχεία της ίση με μισό μήκος κύματος. Το διάνυσμα στροφής σε μια κατεύθυνση δίνεται από την σχέση([24]):

$$\mathbf{s}_i = [\exp(j2\pi f_o \tau_1(\phi_i)), \dots, \exp(j2\pi f_o \tau_M(\phi_i))]^T \quad (7.4)$$

όπου j είναι η φανταστική μονάδα, $\tau_m(\phi_i)$ είναι η καθυστέρηση ενός κύματος το οποίο προσπίπτει στην κεραία υπό γωνία ϕ_i και μετρούμενη από το m στοιχείο ($1 \leq m \leq M$) στην πηγή, και το σύμβολο $[\cdot]^T$ υποδηλώνει τον ανάστροφο ενός πίνακα. Για μια γραμμική κεραία με ισαπέχοντα στοιχεία τοποθετημένη στον x-άξονα, όπου το πρώτο στοιχείο θεωρείται ως το στοιχείο αναφοράς, η καθυστέρηση $\tau_m(\phi_i)$ δίνεται από την σχέση:

$$\tau_m(\phi_i) = \frac{d}{c}(m-1)\cos\phi_i \quad (7.5)$$

όπου c είναι η ταχύτητα του φωτός. Εάν s_0 είναι το διάνυσμα στην κατεύθυνση όπου απαιτείται μοναδιαία απόκριση, και s_1, s_2, \dots, s_{L-1} είναι τα $L-1$ διανύσματα συσχετιζόμενα με τις $L-1$ διευθύνσεις όπου απαιτείται μηδενική απόκριση, τότε το επιθυμητό διάνυσμα βαρών μπορεί να υπολογιστεί από την επίλυση ενός γραμμικού συστήματος([24]):

$$\mathbf{w}^H \mathbf{A} = \mathbf{e}^T \quad (7.6)$$

όπου το σύμβολο $[\cdot]^H$ υποδηλώνει τον αναστροφοσυζυγή ενός πίνακα και \mathbf{A} είναι πίνακας διαστάσεων $L \times (M-1)$ του οποίου οι στήλες υποδηλώνουν τα διανύσματα που σχετίζονται με όλες τις πηγές, συμπεριλαμβανομένης και της μοναδιαίας απόκρισης, και \mathbf{e} είναι ένα διάνυσμα με μηδενικά εκτός του l στοιχείου που ισούται με μονάδα, όπου l είναι ο δείκτης του λοβού στην διεύθυνση ϕ_l . Εάν θεωρήσουμε ότι ο αριθμός των κατευθυντικών λοβών είναι ίσος με $L = M-1$, τότε ο \mathbf{A} είναι ένας τετραγωνικός πίνακας.

Υποθέτοντας ότι ο αντίστροφος του υπάρχει, τα βάρη δίνονται από την σχέση([24]):

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{e}^T \mathbf{A}^{-1} \quad (7.7)$$

Η διαδικασία επαναλαμβάνεται κατά παρόμοιο τρόπο και για τις υπόλοιπες διευθύνσεις. Εάν ωστόσο $L < M-1$, όπως μπορεί να ισχύει στην περίπτωση ενός δικτύου με προσαρμοστικούς λοβούς, τότε τα βάρη μπορούν να υπολογιστούν με χρήση του ψευδοαντίστροφου του πίνακα \mathbf{A} ([24]):

$$\mathbf{w}^H = \mathbf{e}^T \mathbf{A}^H (\mathbf{A} \mathbf{A}^H)^{-1} \quad (7.8)$$

Το μιγαδικό κέρδος μιας στοιχειοκεραίας σε μια γωνία ϕ_2 όταν ένας λοβός είναι στραμμένος σε μια άλλη γωνία ϕ_1 ισούται με:

$$G(\phi_1, \phi_2) = \mathbf{w}^H(\phi_1) \mathbf{c}(\phi_2) \quad (7.9)$$

όπου

$$\mathbf{c}(\phi) = [c_1(\phi), c_2(\phi), \dots, c_M(\phi)]^T \quad (7.10)$$

Στην (7.10), το $c_m(\phi)$ ισούται με :

$$c_m(\phi) = f(\phi) \exp(-j(m-1)\pi \cos \phi) \quad (7.11)$$

όπου $f(\phi)$ είναι το βαθμωτό διάγραμμα ακτινοβολίας των στοιχείων της κεραίας. Το διάγραμμα των L κατευθυντικών λοβών επηρεάζεται από την πολύοδη διάδοση στον σταθμό βάσης, συνεπώς το ενεργό διάγραμμα ακτινοβολίας σε μια γωνία ϕ_2 όταν ο λοβός είναι στραμμένος στην γωνία ϕ_1 είναι ([52]):

$$\mathbf{W}(\phi_1; \phi_2) = \oint |G(\phi_1; \phi)|^2 p_A(\phi - \phi_2) d\phi \quad (7.12)$$

όπου $p_A(\phi)$ είναι η λαπλασιανή κατανομή η οποία δίνεται από την σχέση (AS είναι η

γωνιακή διασπορά):

$$p_A(\phi) = \frac{1}{2AS} \exp\left(-\frac{|\phi|}{AS}\right) \quad (7.13)$$

7.4 Εισαγωγή χρηστών στο δίκτυο και έλεγχος ισχύος

Η μεταδιδόμενη ισχύς σε κάθε μια από τις L διευθύνσεις μπορεί να εκφραστεί ως ([53]):

$$P(\phi_l) = M \sum_{l'=1}^L \mathbf{W}(\phi_l; \phi_{l'}) P_{l'} + P_{PCPICH} \quad (7.14)$$

όπου ϕ_l είναι η διεύθυνση μεγίστου του l λοβού, $P(\phi_l)$ είναι η συνολική ακτινοβολούμενη ισχύς στην κατεύθυνση l , PCPICH είναι η ισχύς του πρωτεύοντος πιλοτικού καναλιού ([7]), P_l είναι η συνολική ισχύς του σταθμού βάσης για τα κινητά που ανήκουν στην l ακτίνα και ο πίνακας \mathbf{W} δίνεται από την (7.12).

Όπως προκύπτει από την (7.14), η συνολική ισχύς μετάδοσης σε μια συγκεκριμένη διεύθυνση είναι ανάλογη της συνολικής παρεμβολής από τους υπόλοιπους λοβούς που είναι στραμμένοι στις άλλες διευθύνσεις. Για ένα σύνολο ορθογώνιων λοβών, εάν δεν ληφθεί υπόψη η πολύοδη διάδοση τότε $\mathbf{W} = \mathbf{I}_L$, όπου \mathbf{I}_L είναι ο $L \times L$ μοναδιαίος πίνακας. Συνεπώς η μεταδιδόμενη ισχύς σε κάθε κατεύθυνση εξαρτάται μονάχα από την ισχύ του λοβού στην συγκεκριμένη διεύθυνση. Ωστόσο και στην περίπτωση που λαμβάνεται υπόψη η πολύοδη διάδοση η παρεμβολή ανάμεσα στους λοβούς είναι μικρότερη από την περίπτωση που οι λοβοί δεν είναι ορθογώνιοι. Με βάση τα παραπάνω, ένα κινητό εισέρχεται σε μια κυψέλη εάν το εξής κριτήριο ικανοποιείται για κάθε διεύθυνση l :

$$M \sum_{l'=1}^L \mathbf{W}(\phi_l; \phi_{l'}) P_{l'} + P_{PCPICH} < P_{th} \quad (7.15)$$

όπου P_{th} είναι το κατώφλι ισχύος και δίνεται στον πίνακα 7.1. Το κριτήριο στην (7.15) λαμβάνεται υπόψη όταν ένα νέο κινητό προσπαθεί να εισέλθει στο δίκτυο. Επιπρόσθετα, στην άνω ζεύξη θα πρέπει το συνολικό επίπεδο παρεμβολής να μην ξεπερνά ένα

προκαθορισμένο κατώφλι, ήτοι:

$$I(\phi_l) + \Delta I < I_{\max} \quad (7.16)$$

όπου $I(\phi_l)$ είναι η συνολική παρεμβολή που δέχεται ο l λοβός, ΔI είναι η αύξηση στην παρεμβολή που προκαλεί η είσοδος του νέου χρήστη, και I_{\max} είναι το μέγιστο επιτρεπτό επίπεδο παρεμβολής σε έναν λοβό.

Εάν τα δυο παραπάνω κριτήρια ικανοποιούνται, πραγματοποιείται έλεγχος ισχύος στην άνω και κάτω ζεύξη προκειμένου να υπολογιστεί η επίδραση στο δίκτυο από την εισαγωγή του νέου χρήστη. Εάν ένα κινητό αναγκάζεται να εκπέμψει ισχύ μεγαλύτερη από την μέγιστη δυνατή ή εάν σταθμός βάσης έχει φτάσει στο μέγιστο όριο ισχύος του, τότε το νέο κινητό απορρίπτεται. Ο έλεγχος ισχύος πραγματοποιείται με την επίλυση ενός γραμμικού συστήματος εξισώσεων. Συγκεκριμένα, στην άνω ζεύξη, ο λόγος σήματος προς παρεμβολή ($SINR$, Signal to Interference plus Noise Ratio) για τον k χρήστη πρέπει να είναι ίσος με $SINR_{min}$, όπου $SINR_{min}$ είναι ο ελάχιστος απαιτούμενος $SINR$ προκειμένου να διασφαλίζεται μια αποδεκτή ποιότητα υπηρεσίας (QoS, Quality of Service). Ο $SINR(k)$ μπορεί να εκφραστεί ως:

$$SINR(k) = \frac{S_k}{\mathbf{I}_{sectors}(sector(k)) - S_k} \quad (7.17)$$

όπου ο όρος S_k ($1 \leq k \leq K$), είναι η λαμβανόμενη ισχύς στον τομέα του k χρήστη από τον χρήστη k , $sector(k)$ είναι ο τομέας στον οποίο είναι συνδεδεμένος ο k χρήστης, και $\mathbf{I}_{sectors}$ είναι ένας $N \times 1$ πίνακας ο οποίος αναπαριστά την συνολική ισχύς που λαμβάνεται από τους τομείς του δίκτυο (υποθέτοντας N ενεργούς τομείς στο δίκτυο):

$$\mathbf{I}_{sectors}(sector(k)) = \sum_{k'=1}^K \frac{TL_{k',sector(k')}}{TL_{k',sector(k)}} S_{k'} + \mathbf{I}_{noise} \quad (7.18)$$

όπου $TL_{k',sector(k)}$ είναι οι συνολικές απώλειες διάδοσης του k' χρήστη ως προς τον τομέα

του k χρήστη εάν ληφθούν υπόψιν τόσο οι απώλειες διάδοσης όσο και οι απώλειες λόγω διαγραμμάτων ακτινοβολίας, ενώ ο πίνακας $\mathbf{I}_{\text{noise}}$ αναπαριστά την συνολική ισχύ θορύβου που δέχεται ο κάθε ενεργός τομέας. Εάν όλοι οι χρήστες στο δίκτυο έχουν κοινή απαίτηση $SINR_{\text{min}}$ τότε τα σήματα τους λαμβάνονται από τον τομέα που τους εξυπηρετεί με ίδιο επίπεδο ισχύος. Από την (7.17) προκύπτει ότι:

$$S(\text{sector}(k)) = \frac{\mathbf{I}_{\text{sectors}}(\text{sector}(k))SINR_{\text{min}}}{1 + SINR_{\text{min}}} \quad (7.19)$$

Εάν οι χρήστες ταξινομηθούν ανάλογα με τον τομέα που τους εξυπηρετεί, από τις (7.18) και (7.19) προκύπτει ότι:

$$\mathbf{I}_{\text{sectors}} = \mathbf{B} \left(\frac{SINR_{\text{min}}}{1 + SINR_{\text{min}}} \right) \mathbf{I}_{\text{sectors}} + \mathbf{I}_{\text{noise}} \quad (7.20)$$

όπου ο πίνακας \mathbf{B} ορίζεται ως εξής:

$$\mathbf{B}(x, y) = \sum_{k'=1}^K \frac{TL_{k', \text{sector}(k')}}{TL_{k', x}} \{ \text{sector}(k') = y \} \quad (7.21)$$

για $1 \leq x \leq N$, $1 \leq y \leq N$. Συνεπώς, ο πίνακας $\mathbf{I}_{\text{sectors}}$ μπορεί να υπολογιστεί από την επίλυση του γραμμικού συστήματος εξισώσεων:

$$\mathbf{I}_{\text{sectors}} = \left(\mathbf{I}_N - \mathbf{B} \frac{SINR_{\text{min}}}{1 + SINR_{\text{min}}} \right)^{-1} \mathbf{I}_{\text{noise}} \quad (7.22)$$

όπου \mathbf{I}_N είναι ο $N \times N$ μοναδιαίος πίνακας. Η διαδικασία είναι παρόμοια και για την περίπτωση όπου στο δίκτυο υπάρχουν μικτές υπηρεσίες. Στην κάτω ζεύξη, η απαιτούμενη ισχύς μετάδοσης για το k κινητό τερματικό είναι ([54]):

$$p_k = \rho_k \frac{R_k}{W} \left((1 - a_k) P_n + \sum_{n'=1, n' \neq n}^N P_{n'} \frac{TL_{k, n}}{TL_{k, n'}} + \mathbf{I}_{\text{noise}}(n) TL_{k, n} \right) \quad (7.23)$$

όπου p_k είναι η απαιτούμενη ισχύς μετάδοσης στον τομέα n για την k σύνδεση, R_k είναι ο

ρυθμός μετάδοσης, W είναι ο ρυθμός chip, P_n είναι η συνολική ισχύς μετάδοσης του n τομέα, $TL_{k,n}$ είναι οι απώλειες της ζεύξης του k κινητού ως προς τον τομέα του, $TL_{k,n'}$ είναι οι απώλειες του κινητού k ως προς έναν άλλον τομέα n' , και ρ_k είναι το απαιτούμενο E_b/N_o για αποδεκτή ποιότητα υπηρεσίας. Ο όρος a_k είναι ο παράγοντας ορθογωνιότητας, που εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης. Συγκεκριμένα, είναι ίσος με την μονάδα στην περίπτωση που υπάρχει ένα μονοπάτι ανάμεσα στην βάση και το τερματικό. Από την (7.23) προκύπτει ότι η απαιτούμενη ισχύς ανά τερματικό μπορεί να εκφραστεί σαν ένα άθροισμα με βάρη των ισχύων μετάδοσης των σταθμών βάσης:

$$\sum_{k=1}^{K(n)} P_k + P_{com} = P_n \quad (7.24)$$

όπου $K(n)$ είναι ο αριθμός των χρηστών στον n τομέα και P_{com} είναι η ισχύς των κοινών καναλιών μετάδοσης. Η απαιτούμενη ισχύς μετάδοσης για κάθε τομέα μπορεί να υπολογιστεί από την επίλυση ενός γραμμικού $N \times N$ συστήματος εξισώσεων.

$$\mathbf{P} = \mathbf{C}^{-1} \mathbf{D} \quad (7.25)$$

όπου \mathbf{P} είναι το $N \times 1$ διάνυσμα ισχύων μετάδοσης κάτω ζεύξης, ενώ οι πίνακες \mathbf{C}, \mathbf{D} δίνονται από τις σχέσεις:

$$C(x, y) = -1 + \sum_{k=1, \text{sector}(k)=x}^K \rho_k \frac{R_k}{W} \left\{ (1 - a_k) \delta_{xy} + \frac{TL_{k,x}}{TL_{k,y}} (1 - \delta_{xy}) \right\} \quad (7.26)$$

$$D(x, 1) = P_{com} + \sum_{k=1, \text{sector}(k)=x}^K \rho_k \frac{R_k}{W} \mathbf{I}_{\text{noise}}(x) TL_{k,x} \quad (7.27)$$

όπου δ είναι το δέλτα του Kronecker. Ωστόσο, σε πραγματικά δίκτυα τρίτης γενιάς, ο έλεγχος ισχύος πραγματοποιείται με διακριτή αυξομείωση της ισχύος. Η μέθοδος των γραμμικών συστημάτων έχει επιλεγεί έτσι ώστε να ελαττωθεί ο χρόνος των υπολογιστικών προσομοιώσεων. Σε όλα τα αποτελέσματα θεωρείται ιδανικός έλεγχος ισχύος. Οι παράμετροι των Monte Carlo προσομοιώσεων συνοψίζονται στον πίνακα 7.1.

Οι τιμές E_b/N_o (άνω και κάτω ζεύξης) για τα διαφορετικά σενάρια προσομοιώσεων έχουν

εξαχθεί σύμφωνα με την μοντελοποίηση καναλιού στην παραπομπή [11]. Το AWGN (Additive White Gaussian Noise) κανάλι αντιστοιχεί σε στατική περίπτωση καναλιού, ενώ η Case 3 στα πειραματικά δεδομένα της 3GPP για ταχύτητα κινητών τερματικών ίση με 120 km/h ([55]).

Παράμετρος	Υπόθεση
Ακτίνα κυψέλης	800 m
Συχνότητα φέροντος	1950 MHz
Ύψος σταθμού βάσης	30 m
Ύψος κινητού τερματικού	1.5 m
Μοντέλο διάδοσης	Okumura-Hata, εκθέτης απωλειών 3.5
Τυπική απόκλιση σκίασης	8 dB
Χωρική διασπορά	Λαπλασιανή κατανομή, διασπορά 5°
Επίπεδο θερμικού θορύβου	-103.2 dBm
Ισχύς σταθμών βάσης	20W
Κατώφλι ισχύος (P_{th})	6.6 W
Maximum power per MS(downlink)	29.3dBm
Maximum power per MS(uplink)	21 dBm (Φωνητικές υπηρεσίες 12.2 Kbps) 24 dBm (Υπηρεσίες δεδομένων 144 ή 384 Kbps)
Διάγραμμα ακτινοβολίας των στοιχείων της κεραίας	Μέγιστο κέρδος = 14 dBi Μέγιστη απόσβεση = 20dB
Αριθμός κεραιών σε κάθε στοιχειοκεραία (M)	8
Σενάρια προσομοίωσης	<ul style="list-style-type: none"> Φωνητικές υπηρεσίες 12.2 Kbps Υπηρεσίες δεδομένων 144 Kbps Μικτές φωνητικές υπηρεσίες και υπηρεσίες δεδομένων (12.2 kbps και 144 Kbps) με διάνυσμα κατανομής [0.7,0.3] αντίστοιχα Μικτές φωνητικές υπηρεσίες και υπηρεσίες δεδομένων (12.2, 144 και 384 Kbps) με διάνυσμα κατανομής [0.6,0.3,0.1] αντίστοιχα
Φωνητικές υπηρεσίες 12.2 Kbps	<u>Static (AWGN):</u> E_b/N_o (άνω ζεύξη/κάτω ζεύξη) = 5.1/5.6 dB <u>Case 3:</u> E_b/N_o (άνω ζεύξη/κάτω ζεύξη) = 7.2/8.93 dB
Υπηρεσίες δεδομένων 144 Kbps	<u>Static (AWGN):</u> E_b/N_o (άνω ζεύξη/κάτω ζεύξη) = 0.8/2.2 dB <u>Case 3:</u> E_b/N_o (άνω ζεύξη/κάτω ζεύξη) = 2.8/4 dB
Υπηρεσίες δεδομένων 384 Kbps	<u>Static (AWGN):</u> E_b/N_o (άνω ζεύξη/κάτω ζεύξη) = 0.9/2.1 dB <u>Case 3:</u> E_b/N_o (άνω ζεύξη/κάτω ζεύξη) = 3.2/4.4 dB

Πίνακας 7.1 Παράμετροι προσομοιώσεων

7.5 Προσαρμοστικός αλγόριθμος ελέγχου εισόδου χρηστών σε πολυκυψελωτό σύστημα WCDMA

Στην παρούσα παράγραφο περιγράφεται ένας προσαρμοστικός αλγόριθμος για την δημιουργία λοβών σε ένα δίκτυο WCDMA με ανομοιόμορφη κατανομή χρηστών. Ο σκοπός του αλγόριθμου είναι να ομαδοποιήσει όσους περισσότερους χρήστες μπορεί δυναμικά υπό κοινό λοβό, λαμβάνοντας υπόψη την χωρική κατανομή τους. Ένα δίκτυο με σταθερούς λοβούς δεν μπορεί να αντεπεξέλθει σε ικανοποιητικό βαθμό στις διαρκείς αλλαγές της κατανομής των χρηστών, καθώς υπάρχει πιθανότητα αυξημένης κατανομής χρηστών ανάμεσα στις διευθύνσεις μεγίστων δυο λοβών. Συνεπώς, σε περιπτώσεις ανομοιόμορφης κατανομής κίνησης απαιτείται δυναμική διαμόρφωση λοβών.

Στην παράγραφο 7.5.1 παρουσιάζεται ο αλγόριθμος δημιουργίας δυναμικών λοβών σταθερού εύρους, ενώ στην παράγραφο 7.5.2 ο αλγόριθμος δημιουργίας δυναμικών λοβών μεταβλητού εύρους. Στην πρώτη περίπτωση, κατευθυντικοί λοβοί στρέφονται στους χρήστες ενός συστήματος ανεξαρτήτως του ρυθμού μετάδοσης που απαιτούν, ενώ στην δεύτερη περίπτωση οι κατευθυντικοί λοβοί στρέφονται στους χρήστες με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης στους οποίους και δίνεται προτεραιότητα.

7.5.1 Δημιουργία προσαρμοστικών λοβών σταθερού εύρους

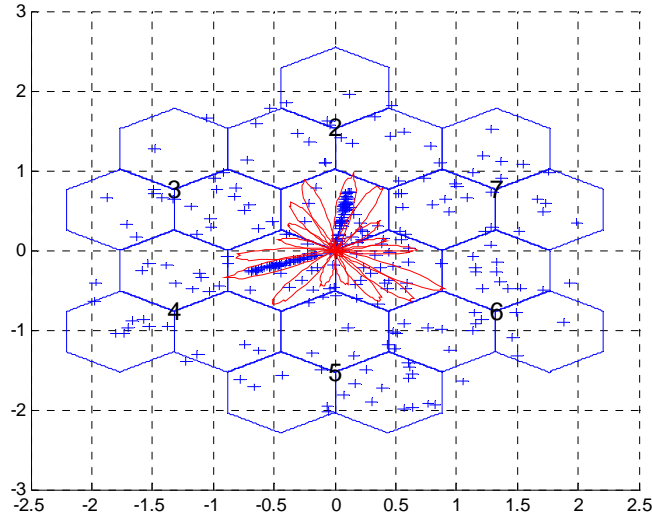
Σύμφωνα με την πρώτη προσέγγιση του προσαρμοστικού αλγόριθμου, όταν ένα κινητό προσπαθήσει να εισέλθει στο δίκτυο, εξετάζεται εάν μπορεί να ομαδοποιηθεί σε έναν από τους ήδη υπάρχοντες λοβούς. Αυτό θα συμβαίνει εάν η διαφορά της γωνίας άφιξης (Angle of Arrival, AoA) και της διεύθυνσης μεγίστου ενός λοβού είναι μικρότερη από $\Delta_M/2$, όπου Δ_M είναι το εύρος μισής ισχύος (3dB) του λοβού που παράγεται από στοιχειοκεραία M στοιχείων. Εάν αυτό δεν ισχύει για κανένα λοβό, τότε ο αλγόριθμος εξετάζει εάν ένας καινούργιος λοβός μπορεί να δημιουργηθεί προς το νέο κινητό. Αυτό θα ισχύει εάν η διαφορά ανάμεσα στην AoA του κινητού και όλους τους λοβούς του δικτύου είναι μεγαλύτερη από Δ_M , προκειμένου να αποφευχθούν ανεπιθύμητες στάθμες πλευρικών λοβών. Στο υπόλοιπο του παρόντος κειμένου με Δ_M θα συμβολίζεται το ελάχιστο εύρος δέσμης λοβών το οποίο μπορεί να παραχθεί από την στοιχειοκεραία M στοιχείων.

Εάν με φ_1 και φ_2 συμβολίσουμε τις διευθύνσεις μεγίστων δυο διαδοχικών προσαρμοστικών λοβών και με $[\varphi_{\min}, \varphi_{\max}]$ το εύρος του τομέα, τότε θα δημιουργηθεί ένας καινούργιος λοβός σύμφωνα με τις ακόλουθες συνθήκες:

$$\varphi = \begin{cases} AoA, & \text{εάν } |AoA - \varphi_{1,2}| > \Delta_M \\ \varphi_1 + \Delta_M, & \text{εάν } |AoA - \varphi_1| < \Delta_M < |\varphi_1 + \Delta_M - \varphi_2| \\ \varphi_2 - \Delta_M, & \text{εάν } |AoA - \varphi_2| < \Delta_M < |\varphi_2 - \Delta_M - \varphi_1| \\ \varphi_{\min} + \Delta_M / 2, & \text{εάν } |AoA - \varphi_{\min}| < \Delta_M / 2 \\ \varphi_{\max} - \Delta_M / 2, & \text{εάν } |AoA - \varphi_{\max}| < \Delta_M / 2 \end{cases} \quad (7.28)$$

Στην εξίσωση (7.28), στην πρώτη περίπτωση ο προσαρμοστικός λοβός δημιουργείται στην βέλτιστη κατεύθυνση που είναι και η AoA του καινούργιου κινητού. Ωστόσο, στις επόμενες περιπτώσεις, λόγω ύπαρξης λοβών ή και ορίων τομέα σε γωνία κοντά στην AoA , ο λοβός δημιουργείται σε γωνία παραπλήσια της AoA προκειμένου να μην υπάρχουν υψηλές στάθμες πλευρικών λοβών. Στις περιπτώσεις αυτές εξασφαλίζεται ότι η γωνιακή απόσταση του καινούργιου λοβού από τον αμέσως γωνιακά κοντινότερο είναι $\Delta_M/2$, ενώ εάν υπάρχει όριο τομέα η απόσταση αυτή είναι $\Delta_M/2$.

Στην περίπτωση που δεν μπορεί να δημιουργηθεί προσαρμοστικός λοβός στην κατεύθυνση του καινούργιου χρήστη ούτε και μπορεί να γίνει ομαδοποίηση του σε έναν από τους υπάρχοντες λοβούς, τότε ο χρήστης απορρίπτεται από το σύστημα. Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται σχηματικά και η διαδικασία δημιουργίας προσαρμοστικών λοβών με ανομοιόμορφη κατανομή χρηστών (hotspot areas), μέγιστο αριθμό 7 λοβών ανά τομέα κεντρικής κυψέλης καθώς και δυο hotspot areas. Υπάρχουν συνολικά 17 λοβοί στο σύστημα, ενώ με ένα πλέγμα σταθερών λοβών θα είχαμε 21 τέτοιους λοβούς στραμμένους σε σταθερές κατευθύνσεις. Συνεπώς το προσαρμοστικό σύστημα επιβαρύνεται σε μικρότερο βαθμό με την δημιουργία λοβών σε σχέση με ένα σύστημα σταθερής διαμόρφωσης λοβών.



Σχήμα 7.3 Διάγραμμα ακτινοβολίας προσαρμοστικού πλέγματος στην κεντρική κυνέλη – 17 λοβοί δημιουργούνται εκ των οποίων δυο είναι στραμμένοι στις διευθύνσεις ανομοιόμορφης κατανομής χρηστών(hotspot areas)

Για κάθε νέα είσοδο κινητού στο δίκτυο, λαμβάνει χώρα μια διαδικασία βελτιστοποίησης όπου οι λοβοί στρέφονται στις διευθύνσεις που ελαχιστοποιείται η συνολική ισχύς μετάδοσης κάτω ζεύξης. Συμβολίζοντας με N_1 το σύνολο των τομέων όπου υπάρχουν προσαρμοστικοί λοβοί και με N_2 το σύνολο των συμβατικών τομέων, τότε προκύπτει από την (7.23) ότι η συνολική ισχύς μετάδοσης του n λοβού του συνόλου N_1 είναι:

$$P(\varphi_n) = \frac{1}{1 - (1-a) \sum_{k=1}^{K(n)} \rho_k \frac{R_k}{W}} \sum_{k=1}^{K(n)} \left(\rho_k \frac{R_k}{W} \left(TL_{k,n} \left(\sum_{n'=1, n' \neq n}^{N_1} \frac{P_{n'}}{TL_{k,n'}} + \sum_{n'=1}^{N_2} \frac{P_{n'}}{TL_{k,n'}} + \mathbf{I}_{noise}(n) \right) \right) \right) \quad (7.29)$$

Στην παραπάνω σχέση, οι απώλειες $TL_{k,n}$ εξαρτώνται από την γωνία φ_n , ενώ οι απώλειες $TL_{k,n'}$ του πρώτου συνόλου N_1 εξαρτώνται από τις διευθύνσεις μεγίστου των άλλων λοβών. Οι απώλειες $TL_{k,n}$ του συνόλου N_2 είναι συνέχεια σταθερές αφού εξαρτώνται από την κατευθυντικότητα των τομέων που ανήκουν στο σύνολο N_2 η οποία όμως είναι καθορισμένη, μιας και οι τομείς αυτοί είναι οι συμβατικοί τομείς των 120° . Να σημειωθεί επίσης πως για τον καθορισμό της εξίσωσης (7.29) έχει ληφθεί κοινός παράγοντας ορθογωνιότητας για όλους τους χρήστες.

Όλες οι γωνίες φ_n για $1 \leq n \leq N_1$, τίθενται αρχικά ώστε να ελαχιστοποιούν την $P(\varphi_n)$. Στην συνέχεια, μια διαδικασία βελτιστοποίησης λαμβάνει χώρα για όλους τους λοβούς του συνόλου N_l μέσω στροφής-προσαρμογής εύρους λοβών. Αλλαγές της φ_n ωστόσο μπορεί να επηρεάσουν την ισχύ μετάδοσης κάποιων άλλων τομέων στο δίκτυο, οπότε πραγματοποιείται έλεγχος ισχύος κάτω ζεύξης και η διαδικασία επαναλαμβάνεται μέχρι να επέλθει ισορροπία στο δίκτυο. Επιπλέον, οι προσαρμοστικοί λοβοί μπορούν να μεταβάλλουν την μέγιστη μεταδιδόμενη ισχύς τους ανάλογα με τις συνθήκες κίνησης, όσο δεν υπάρχει υπέρβαση της μέγιστης ισχύος του σταθμού βάσης τους.

Συμβολίζοντας με i τον δείκτη επανάληψης της διαδικασίας βελτιστοποίησης, και με $\varphi_{i,n}$ και $P_{i,n}$ την διεύθυνση μεγίστου του n λοβού και την ισχύ μετάδοσης του κάτω ζεύξης αντίστοιχα στην i επανάληψη, τότε η διαδικασία βελτιστοποίησης πραγματοποιείται σύμφωνα με τα ακόλουθα βήματα:

- **Βήμα 1:** Αρχικοποίηση: $i=1$.
- **Βήμα 2:** Κρατώντας την $\varphi_{i,n'}$ για κάθε $n \neq n'$ σταθερή, η $\varphi_{i,n}$ για κάθε n καθορίζεται ως εξής:

$$\varphi_{i,n} = \min_{\varphi \in [\varphi_{\min}, \varphi_{\max}]} \left\{ \frac{1}{1 - (1-a) \sum_{k=1}^K \rho_k \frac{R_k}{W}} \sum_{k=1}^{K(n)} \left(\rho_k \frac{R_k}{W} \left(TL_{k,n}(\varphi) \left(\sum_{n'=1, n' \neq n}^{N_1} \frac{P_{n'}}{TL_{k,n'}} + \sum_{n'=1, n' \neq n}^{N_2} \frac{P_{n'}}{TL_{k,n'}} + \mathbf{I}_{noise}(n) \right) \right) \right) \right\}$$

- **Βήμα 3:** Εάν $|\varphi_{i,n'} - \varphi_{i,n}| > \Delta_M$ για κάθε n, n' του συνόλου N_l τότε ο αλγόριθμος πηγαίνει στο βήμα 7, αλλιώς στο βήμα 4.
- **Βήμα 4:** Εάν $|\varphi_{i,n'} - \varphi_{i,n}| < \Delta_M$ για τον n και n' λοβό, τότε μια διαδικασία μορφοποίησης λοβού λαμβάνει χώρα. Οι λοβοί n, n' συνενώνονται σε έναν κοινό λοβό με εύρος $2\Delta_M$.
- **Βήμα 5:** Εάν υπάρξει αποκλεισμός χρήστη στον n λοβό με εύρος $2\Delta_M$, τότε δυο νέοι λοβοί σχηματίζονται με εύρος Δ_M και γωνίες μεγίστου $\varphi_n - \Delta_M/2$, $\varphi_n + \Delta_M/2$ και οι νέες βέλτιστες κατευθύνσεις για τους λοβούς αυτούς υπολογίζονται όπως στο βήμα 2. Εάν αυτές οι γωνίες είναι ίσες με $\varphi_n - \Delta_M/2$ και $\varphi_n + \Delta_M/2$ αντίστοιχα, τότε ο αλγόριθμος πηγαίνει στο βήμα 7. Αλλιώς, ένας νέος λοβός με εύρος Δ_M σχηματίζεται. Ένα υποσύνολο των $K_l(n)$ κινητών του αρχικού λοβού με εύρος $2\Delta_M$ επιλέγεται στο εύρος $[\varphi_n - \Delta_M/2, \varphi_n + \Delta_M/2]$ το οποίο

ελαχιστοποιεί την συνολική ισχύ μετάδοσης κάτω ζεύξης του νέου λοβού και ο λοβός αυτός στρέφεται στην βέλτιστη γωνία.

- **Βήμα 6:** Δυο νέοι λοβοί με εύρος $2\Delta_M$ στρέφονται στις κατευθύνσεις $\varphi_n - 3\Delta_M/2$ και $\varphi_n + 3\Delta_M/2$ έτσι ώστε να συμπεριλάβουν τα κινητά τα οποία αποκλείστηκαν στο προηγούμενο βήμα όπου το εύρος δέσμης του λοβού μειώθηκε στο μισό.
- **Βήμα 7:** Έλεγχος ισχύος στην άνω και κάτω ζεύξη πραγματοποιείται και οι ισχύεις $P_{i,n}$ ανανεώνονται.
- **Βήμα 8:** Εάν $\frac{|P_{i,n} - P_{i-1,n}|}{P_{i-1,n}} > 10^{-3}$ για τον n λοβό τότε πήγαινε στο βήμα 2 αλλιώς η διαδικασία βελτιστοποίησης τερματίζεται.

Θεωρούμε για παράδειγμα μια αυξημένη κατανομή χρηστών στο γωνιακό διάστημα $[\varphi - \Delta_{hotspot}/2, \varphi + \Delta_{hotspot}/2]$ με $\Delta_{hotspot} < \Delta_M$. Εάν η γωνία άφιξης του πρώτου κινητού που θα φτάσει είναι φ , τότε ο βέλτιστος λοβός στρέφεται στην περιοχή ανομοιόμορφης κατανομής και μόνο τα βήματα 1, 2, 7 και 8 της παραπάνω διαδικασίας βελτιστοποίησης πραγματοποιούνται. Ωστόσο, εάν η γωνία άφιξης του είναι $\varphi + \Delta_{hotspot}/2$ ή $\varphi - \Delta_{hotspot}/2$ τότε ένας λοβός θα στραφεί στα όρια της ανομοιόμορφης κατανομής. Εάν ένα άλλο κινητό φτάσει εντός των ορίων της ανομοιόμορφης κατανομής τότε θα εξυπηρετηθεί από τον λοβό ο οποίος είναι στραμμένος στα όρια της περιοχής. Ωστόσο, η γωνία η οποία ελαχιστοποιεί την συνολική ισχύ μετάδοσης του λοβού θα είναι διαφορετική από την κατεύθυνση στην οποία είναι στραμμένος. Εάν ο λοβός δεν μπορεί να στραφεί στην βέλτιστη γωνία εξαιτίας ενός άλλου λοβού σε κοντινό γωνιακό εύρος, τότε μια προσωρινή λύση δίνεται στο βήμα 4, όπου οι δυο λοβοί συνενώνονται σε έναν κοινό λοβό. Ωστόσο, η αυξημένη κατανομή χρηστών θα προκαλέσει σταδιακά απόρριψη χρήστη στον λοβό αυτό. Σύμφωνα με το βήμα 5, ένας νέος λοβός θα στραφεί στην κατεύθυνση της ανομοιόμορφης κατανομής χρηστών. Στην περίπτωση αυτή χωρισμός σε δυο γειτονικούς λοβούς δεν μπορεί να πραγματοποιηθεί αφού η βέλτιστη γωνία συμπίπτει με την διεύθυνση μεγίστου του αρχικού λοβού. Επιπλέον, επειδή κινητά αποκλείονται από αυτήν την νέα δέσμη, δυο νέοι λοβοί θα σχηματιστούν με εύρος $2\Delta_M$ προκειμένου να εξυπηρετηθούν όλα τα κινητά. Αφού η κατανομή σε αυτούς τους δυο λοβούς είναι ομοιόμορφη, όταν υπάρξει αποκλεισμός χρήστη σε κάποιον από αυτόν τους

δυο λοβούς, τότε σύμφωνα με το βήμα 5 θα υπάρξει χωρισμός σε δυο λοβούς με εύρος Δ_M . Ωστόσο, εάν δεν υπάρχει αρκετό γωνιακό εύρος για τον σχηματισμό αυτών των λοβών, τα κινητά που δεν μπορούν πλέον να εξυπηρετηθούν από το δίκτυο θα αποκλείονται. Η διαδικασία βελτιστοποίησης όπως περιγράφηκε στα παραπάνω βήματα στρέφει τελικά έναν λοβό στην κατεύθυνση της ανομοιόμορφης κατανομής χρηστών. Η όλη διαδικασία του αλγόριθμου περιγράφεται στο σχήμα 7.4 όπου η παράμετρος *angle_beams* υποδηλώνει το διάστημα των γωνιών μεγίστων των n λοβών στο δίκτυο, ενώ $L = M-1$. Υποθέτουμε πως οι λοβοί σχηματίζονται στο γωνιακό εύρος $[30^\circ, 150^\circ]$. Εφόσον η γωνιακή διαφορά ανάμεσα στην γωνία άφιξης του χρήστη και τις γωνίες μεγίστων των άλλων λοβών είναι μεγαλύτερη από Δ_M , τότε δημιουργείται βέλτιστος λοβός, αλλιώς ο λοβός θα στραφεί σε γωνία παραπλήσια της γωνίας άφιξης για να μην υπάρχουν υψηλές στάθμες πλευρικών λοβών.

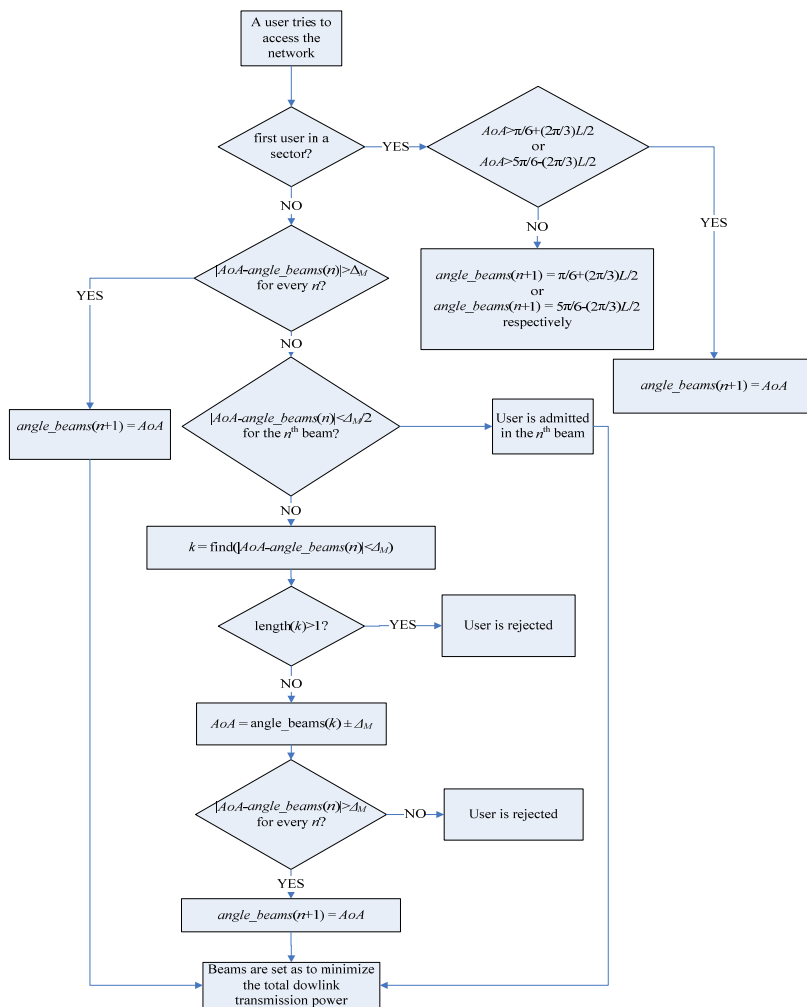
7.5.2 Δημιουργία προσαρμοστικών λοβών μεταβλητού εύρους

Σύμφωνα με την δεύτερη προσέγγιση του προσαρμοστικού αλγόριθμου, κατά την διαδικασία σχηματισμού δυναμικών λοβών δίνεται προτεραιότητα στους χρήστες με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης, ενώ οι λοβοί που τελικά δημιουργούνται μπορεί να έχουν εύρος μεγαλύτερο από Δ_M . Όπως φαίνεται και από τον πίνακα 7.1, στα σενάρια προσομοιώσεων που θα παρουσιαστούν στην επόμενη παράγραφο, οι χρήστες υψηλών ρυθμών μετάδοσης έχουν ρυθμούς 144 Kbps και 384 Kbps. Στην αρχική τους κατάσταση, όλοι οι τομείς στο δίκτυο έχουν συμβατικά διαγράμματα ακτινοβολίας 120° σύμφωνα και με την εξίσωση (7.2). Εάν ένας χρήστης με υψηλό ρυθμό προσπαθεί να εισέλθει στο δίκτυο σε έναν τομέα, τότε μια κατευθυντική δέσμη με εύρος Δ_M στρέφεται στον χρήστη αυτό. Στην συνέχεια, λαμβάνει χώρα μια διαδικασία τροποποίησης του διαγράμματος ακτινοβολίας του συγκεκριμένου τομέα, και νέοι λοβοί σχηματίζονται αριστερά και δεξιά του καινούργιου λοβού έτσι ώστε να παρέχεται κάλυψη σε όλους τους άλλους πιθανούς χρήστες στον τομέα αυτό. Η διαδικασία αυτή περιγράφεται στην συνέχεια για το γωνιακό εύρος στα δεξιά του σχηματιζόμενου κατευθυντικού λοβού, όπου γίνεται η παραδοχή πως το μέγιστο δυνατό εύρος δέσμης ισούται με Δ_3 (δηλαδή ο αντίστοιχος λοβός παράγεται από τρεις κεραίες μετάδοσης και όχι από M). Επιπλέον, i είναι ο δείκτης ενός δυναμικού λοβού, και *angle, beamwidth* είναι τα διανύσματα των

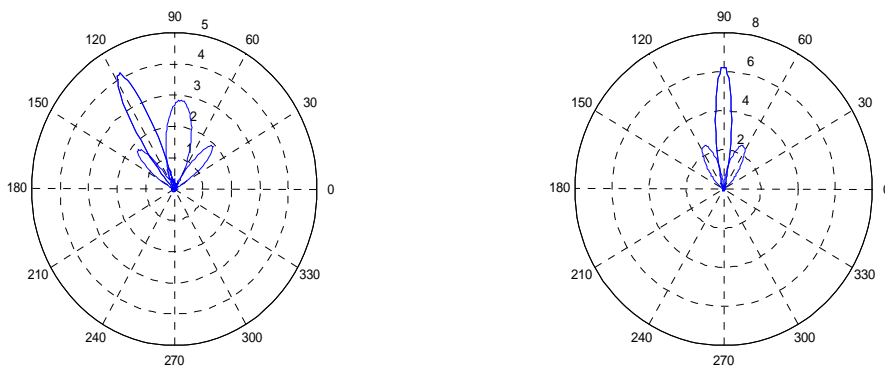
γωνιών μεγίστων και του εύρους δέσμης των λοβών αντίστοιχα.

- **Βήμα 1:** Αρχικοποίηση, $i=1$, $angle(i) \leftarrow AoA$, $beamwidth(i) \leftarrow \Delta_M$,
 $min_angle \leftarrow 30^\circ$, $max_angle \leftarrow 150^\circ$
- **Βήμα 2:** $\Delta\phi \leftarrow angle(i) - beamwidth(i)/2 - min_angle$ και $j \leftarrow \min_{3 \leq j' \leq M} \| \Delta_{j'} - \Delta\phi \|$
- **Βήμα 3:** Εάν $\Delta\phi > \Delta j$ τότε $i \leftarrow i + 1$
 $angle(i) \leftarrow angle(i-1) - \Delta j/2 - beamwidth(i-1)/2$ και $beamwidth(i) \leftarrow \Delta j$
Μετά πήγαινε στο βήμα 2.
- **Βήμα 4:** Εάν $\Delta\phi < \Delta j$ επαναληπτικά:
 $j \leftarrow j + 1$ μέχρι $\Delta j < \Delta\phi$ ή $j < M-1$. Μετά πήγαινε στο βήμα 5.
- **Βήμα 5:** Εάν $\Delta\phi > \Delta j$ πήγαινε στο βήμα 2, αλλιώς η διαδικασία τερματίζεται.

Στο βήμα 2, καθορίζεται το γωνιακό εύρος ανάμεσα στην διεύθυνση μεγίστου του κατευθυντικού λοβού και της μικρότερης γωνιακής διεύθυνσης του τομέα που στην συγκεκριμένη περίπτωση είναι 30° . Ο σκοπός είναι να στραφεί μια κατευθυντική δέσμη εύρους Δ_M στο καινούργιο κινητό με υψηλό ρυθμό μετάδοσης και παράλληλα άλλοι λιγότερο κατευθυντικοί λοβοί εκατέρωθεν του προηγούμενου. Με βάση την γωνιακή διαφορά που υπολογίζεται στο βήμα 2, σχηματίζεται ένας λιγότερο κατευθυντικός λοβός ανάμεσα στον αρχικό λοβό και το δεξιό γωνιακό άκρο του τομέα. Εάν έχει καλυφθεί όλο το δεξιό γωνιακό εύρος τότε η διαδικασία τερματίζεται, αλλιώς ο αλγόριθμος ξεκινά και πάλι από το βήμα 2. Κριτήριο για τον τερματισμό του παραπάνω αλγόριθμου είναι η γωνιακή διαφορά ανάμεσα στο άκρο ενός τομέα και στον αμέσως επόμενο λοβό να είναι μικρότερη από το ελάχιστο δυνατό εύρος λοβού που μπορεί να παραχθεί από M κεραιές. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται και για το αριστερό γωνιακό εύρος, και παρουσιάζεται γραφικά στο σχήμα 7.5, για γωνίες κατευθυντικών λοβών 120° και 90° αντίστοιχα, όπου έχει θεωρηθεί $M = 8$.



Σχήμα 7.4 Διάγραμμα ροής του προσαρμοστικού αλγόριθμου

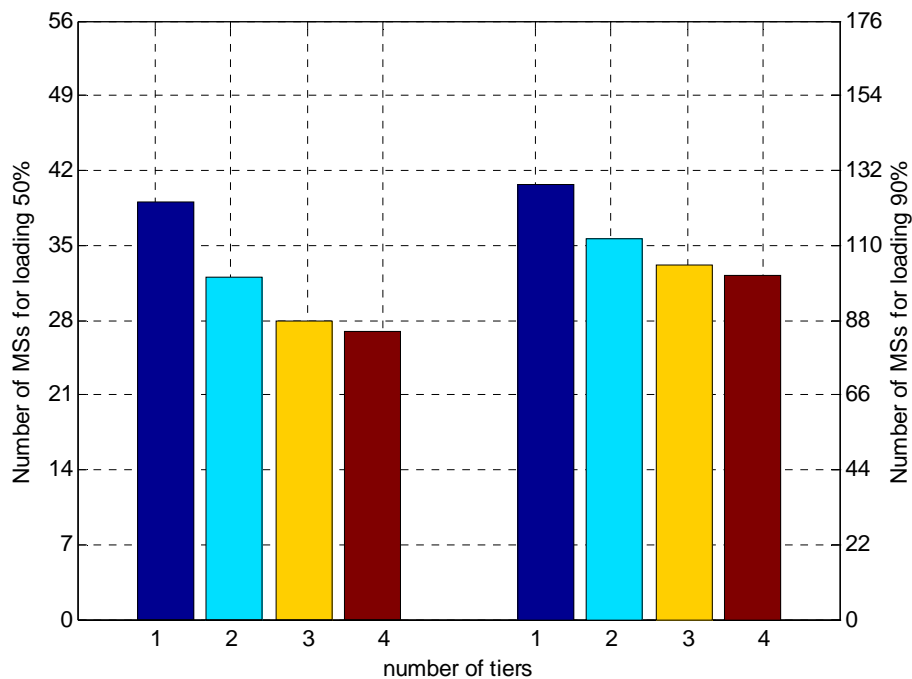


Σχήμα 7.5 Δημιουργία δυναμικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας

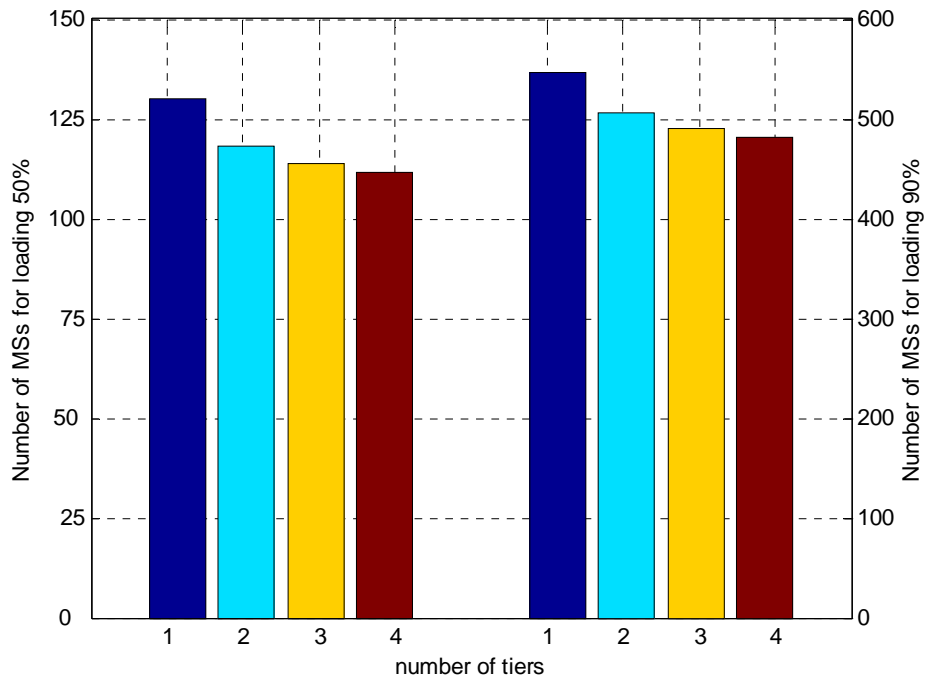
7.6 Αποτελέσματα προσομοιώσεων

7.6.1 Ομοιόμορφη κατανομή χρηστών

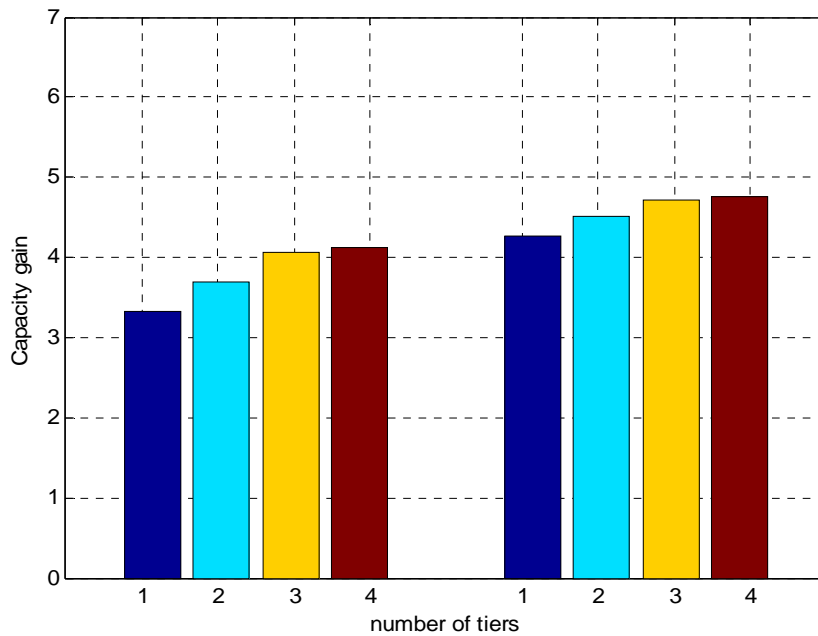
Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για μια σειρά από διαφορετικά σενάρια κίνησης. Στην πρώτη σειρά προσομοιώσεων λαμβάνονται υπόψη δυο σενάρια κίνησης, όπου στο πρώτο έχουμε φωνητικές υπηρεσίες ρυθμού 12.2 Kbps και στο δεύτερο υπηρεσίες δεδομένων με ρυθμό 144 Kbps. Σε όλες τις περιπτώσεις λαμβάνεται υπόψιν το AWGN κανάλι. Για κάθε σενάριο κίνησης, θεωρούμε δυο τοπολογίες δικτύου, όπου στην πρώτη τοπολογία υπάρχουν συμβατικοί τομείς σε όλο το σύστημα ενώ στην δεύτερη τοπολογία ο κεντρικός σταθμός βάσης μπορεί να έχει συστοιχία κεραιών. Οι κατανομή των χρηστών στα αποτελέσματα αυτής της παραγράφου είναι ομοιόμορφη, και σκοπός των προσομοιώσεων είναι να μελετηθεί η συμπεριφορά της χωρητικότητας κεντρικής κυψέλης για μεταβλητό αριθμό σειρά κυψελών γύρω από την κυψέλη αυτή (tiers), που μπορεί να φτάσει έως και τις τέσσερις σειρές.



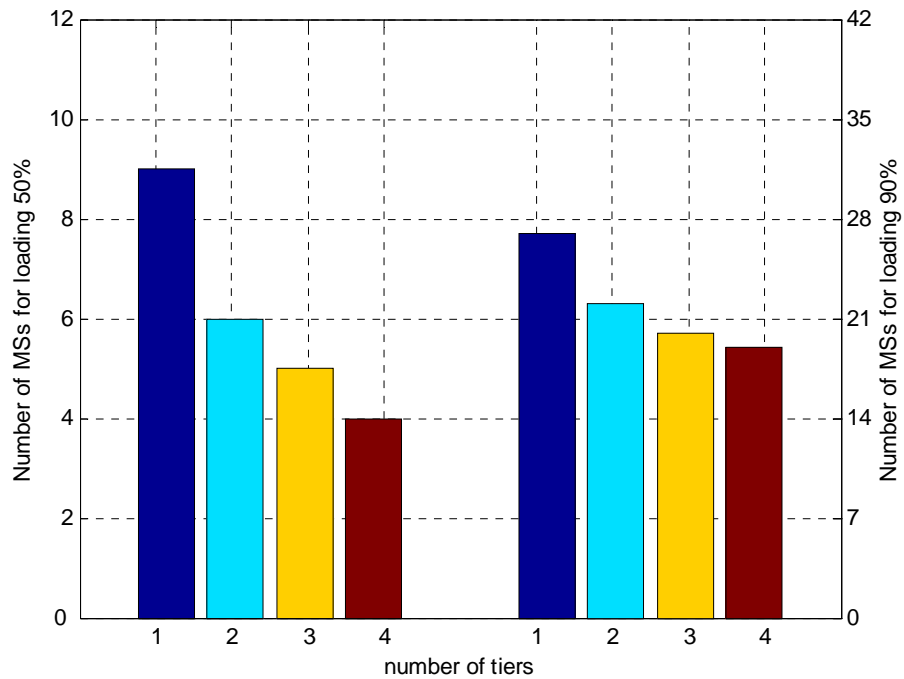
Σχήμα 7.6 Αριθμός χρηστών κεντρικής κυψέλης για φωνητικές υπηρεσίες 12.2 Kbps και συμβατικούς τομείς σε όλο το δίκτυο



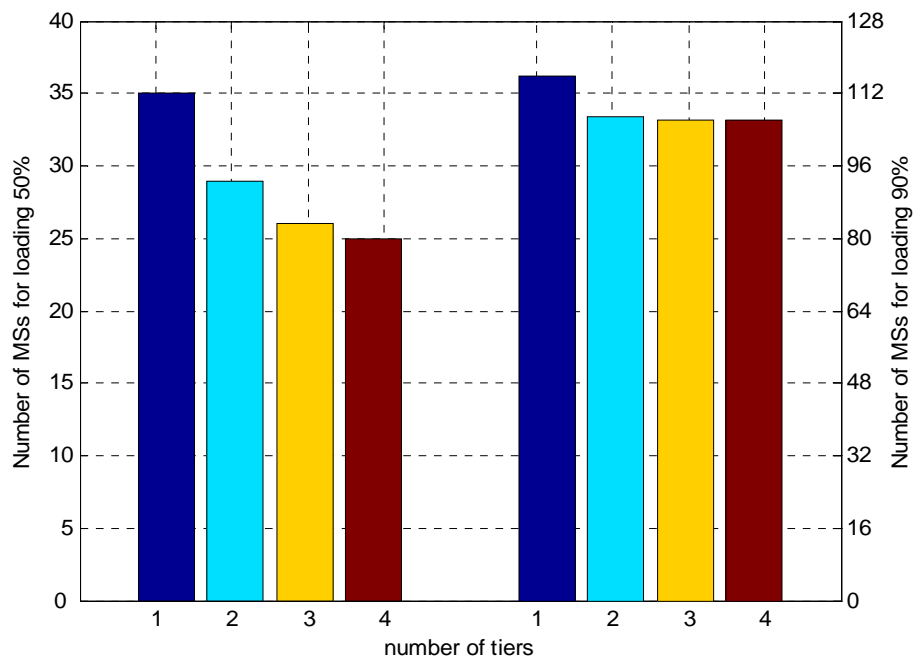
Σχήμα 7.7 Αριθμός χρηστών κεντρικής κυψέλης για φωνητικές υπηρεσίες 12.2 Kbps και λοβούς στην κεντρική κυψέλη



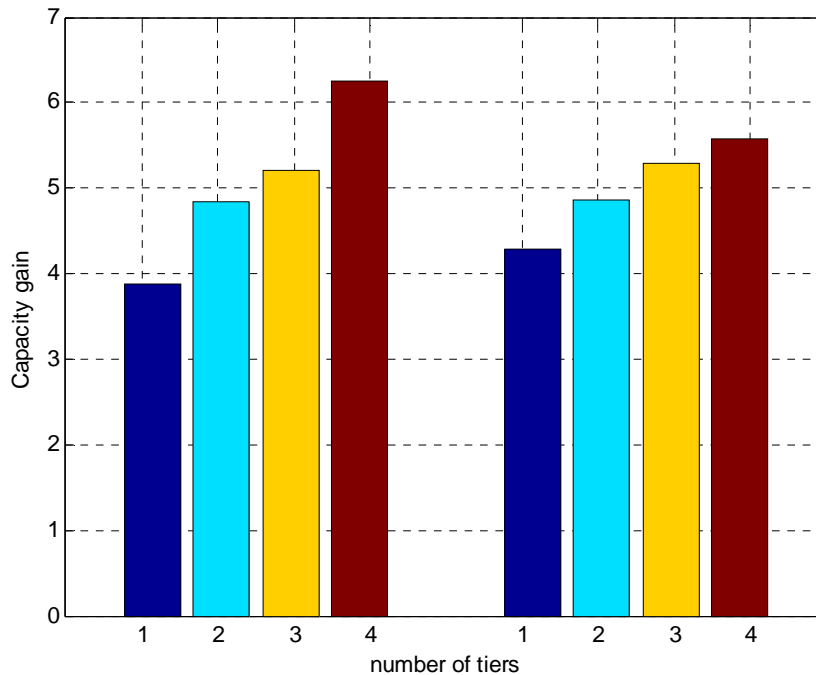
Σχήμα 7.8 Κέρδος χωρητικότητας ανάμεσα στις δυο τοπολογίες εκφρασμένος ως το πηλίκο της χωρητικότητας της κεντρικής κυψέλης στο σύστημα με λοβούς προς το σύστημα με συμβατικούς τομείς – Υπηρεσίες φωνής 12.2 Kbps



Σχήμα 7.9 Αριθμός χρηστών κεντρικής κυψέλης για υπηρεσίες δεδομένων 144 Kbps και συμβατικούς τομείς σε όλο το σύστημα



Σχήμα 7.10 Αριθμός χρηστών κεντρικής κυψέλης για υπηρεσίες δεδομένων 144 Kbps και λοβούς στην κεντρική κυψέλη



Σχήμα 7.11 Κέρδος χωρητικότητας ανάμεσα στις δυο τοπολογίες εκφρασμένος ως το πηλίκο της χωρητικότητας της κεντρικής κυψέλης στο σύστημα με λοβούς προς το σύστημα με συμβατικούς τομείς – Υπηρεσίες δεδομένων 144 Kbps

Σε όλες τις προσομοιώσεις η ακτίνα κυψέλης προκύπτει από τον ισολογισμό ισχύος άνω ζεύξης και παράγοντα φορτίου ίσο με 50%. Η κεντρική κυψέλη μπορεί να έχει πλέγμα λοβών με L λοβούς ανά τομέα. Ο αριθμός των στοιχείων της στοιχειοκεραίας είναι $M=8$, συνεπώς μπορεί να δημιουργηθεί ένας μέγιστος αριθμός 7 λοβών στην κεντρική κυψέλη. Σε όλες τις προσομοιώσεις ο παράγοντας φορτίου λαμβάνει δυο τιμές, 50% όπου αντιστοιχεί σε ένα δίκτυο με μέσο επίπεδο ανεκτής παρεμβολής και 90% όπου αντιστοιχεί σε ένα φορτωμένο δίκτυο. Επιπλέον, στα γραφήματα 7.8 και 7.11, παρουσιάζεται το κέρδος χωρητικότητας με λοβούς, που ορίζεται ως το πηλίκο της χωρητικότητας του δικτύου με πλέγμα λοβών προς την χωρητικότητα του δικτύου με απλούς τομείς. Σε όλες τις προσομοιώσεις θεωρήθηκαν έως τέσσερις σειρές κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη. Από τα παραπάνω σχήματα, προκύπτει όπως ήταν αναμενόμενο πως υπάρχει μια σημαντική διαφορά στην χωρητικότητα ανάμεσα στις δυο τιμές του παράγοντα φορτίου εξαιτίας των διαφορετικών επιπέδων ανεκτής παρεμβολής. Συγκρίνοντας τα σχήματα 7.6 και 7.7 όπως επίσης και τα σχήματα 7.9 και 7.10 μπορεί να

παρατηρηθεί πως η χωρητικότητα της κεντρικής κυψέλης στο δίκτυο με συμβατικούς τομείς μειώνεται με μεγαλύτερο ρυθμό σε σχέση με την χωρητικότητα στο δίκτυο με λοβούς, για αυξανόμενο αριθμό tiers. Ο λόγος είναι πως ένα συμβατικό δίκτυο είναι πιο επιρρεπές στην παρεμβολή από ότι ένα δίκτυο με λοβούς αφού ο λόγος εύρους δέσμης για τα δυο δίκτυα είναι περίπου 7:1, και συνεπώς η εξωκυψελική παρεμβολή είναι μειωμένη στο τελευταίο σενάριο. Η μείωση της χωρητικότητας καθώς ο αριθμός των tiers αυξάνεται δεν είναι τόσο εμφανής για παράγοντα φορτίου ίσο με 90% εξαιτίας του αυξημένου επιπέδου ανεκτής παρεμβολής.

Στα σχήματα 7.8 και 7.11 απεικονίζεται το κέρδος χωρητικότητας (ο λόγος της χωρητικότητας της κεντρικής κυψέλης στο δίκτυο με λοβούς προς την χωρητικότητα της κεντρικής κυψέλης στο συμβατικό δίκτυο) για τα δυο σενάρια κίνησης. Το κέρδος χωρητικότητας είναι μεγαλύτερο για παράγοντα φορτίου 90% και επιπλέον αυξάνεται καθώς ο αριθμός των tiers αυξάνεται μιας και η κεντρική κυψέλη είναι πιο επιρρεπής στην παρεμβολή στο συμβατικό δίκτυο. Η μοναδική εξαίρεση είναι για υπηρεσίες δεδομένων, παράγοντα φορτίου 50% και 4 tiers όπου η μείωση της χωρητικότητας του 1^{ου} tier λόγω χαμηλότερου κέρδους επεξεργασίας οδηγεί σε αύξηση της χωρητικότητας της κεντρικής κυψέλης και κατά συνέπεια σε μειωμένο κέρδος χωρητικότητας σε σχέση με 50% παράγοντα φορτίου. Το ιδανικό κέρδος χωρητικότητας θα ήταν 7, μιας και υπάρχουν 7 λοβοί ανά τομέα κεντρικής κυψέλης, ωστόσο εξαιτίας πλευρικών λοβών και εξωκυψελικής παρεμβολής το κέρδος αυτό είναι μειωμένο.

Επιπλέον, συγκρίνοντας τα διαγράμματα 7.8 και 7.11 προκύπτει πως το κέρδος είναι υψηλότερο για υπηρεσίες δεδομένων. Ένα πλέγμα λοβών είναι περισσότερο επωφελές για τις υπηρεσίες δεδομένων με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης επειδή απαιτούν μεγαλύτερη ισχύς μετάδοσης λόγω του χαμηλότερου κέρδους επεξεργασίας που έχουν. Οι διαφορές στην χωρητικότητα κεντρικής κυψέλης είναι περισσότερο εμφανής ανάμεσα σε 1 και 2 tiers και μειώνονται καθώς ο αριθμός των tiers αυξάνεται. Συνεπώς τέσσερα tiers πρέπει να ληφθούν υπόψιν εάν απαιτούνται ακριβείς υπολογισμοί χωρητικότητας (δηλαδή σφάλμα μικρότερο από 10%).

7.6.2.Ανομοιόμορφη κατανομή χρηστών – Δημιουργία προσαρμοστικών λοβών σταθερού εύρους

Στην δεύτερη σειρά προσομοιώσεων, στην κεντρική κυψέλη καθώς και στην πρώτη σειρά κυψελών γύρω από αυτήν, δημιουργούνται ανομοιόμορφες κατανομές χρηστών (hotspot areas). Κάθε τέτοια περιοχή έχει ακτίνα ίση με την ακτίνα της κυψέλης και γωνιακό εύρος το οποίο μπορεί να μεταβάλλεται από $0.25\Delta_M$ και $7\Delta_M$. Τα αποτελέσματα για περίπτωση προσαρμοστικών λοβών σταθερού εύρους παρουσιάζονται στα σχήματα 7.13 έως 7.28 για τέσσερα διαφορετικά σενάρια κίνησης όπως περιγράφεται και στον πίνακα 7.1, παράγοντα φορτίου ίσο με 50% και AWGN κανάλι. Για κάθε διαφορετικό σενάριο διεξάγονται δυο προσομοιώσεις, όπου στην πρώτη προσομοίωση στην κεντρική κυψέλη και στην πρώτη σειρά κυψελών γύρω από αυτή σχηματίζεται σταθερό πλέγμα λοβών με 7 λοβούς ανά τομέα (στην περίπτωση αυτή η κάθε στοχειοκεραία έχει $M = 8$ στοιχεία), ενώ στην δεύτερη περίπτωση οι λοβοί αυτοί σχηματίζονται δυναμικά σύμφωνα με τον προσαρμοστικό αλγόριθμο που περιγράφηκε σε προηγούμενη παράγραφο. Σε κάθε γράφημα φαίνεται το κέρδος του προσαρμοστικού αλγόριθμου, το οποίο ορίζεται ως το πηλίκο της χωρητικότητας ανά λοβό στο δίκτυο με τον προσαρμοστικό αλγόριθμο προς την χωρητικότητα ανά λοβό στο δίκτυο με το σταθερό πλέγμα λοβών για πλέγμα λοβών (GoB – Grid Of Beams) είτε στην κεντρική κυψέλη είτε στην πρώτη σειρά κυψελών γύρω από αυτήν. Για κάθε σενάριο κίνησης διεξάγονται τρεις ομάδες προσομοιώσεων: a/ μια, b/ δυο και c/ τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη ή στην πρώτη σειρά κυψελών.

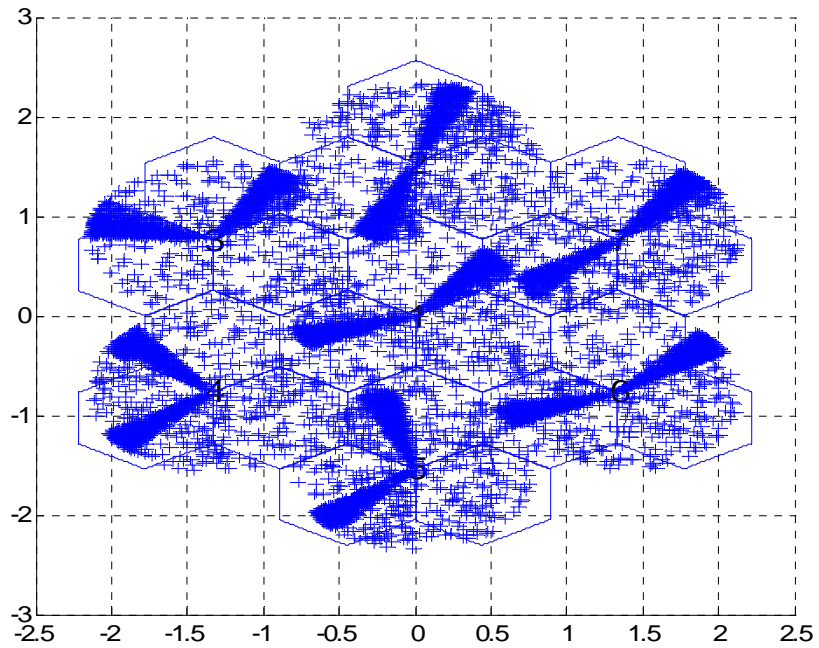
Επιπλέον, ένας χρήστης που εισάγεται σε κυψέλη με hotspots, εισάγεται σε hotspot περιοχή με πιθανότητα που ισούται $total_hot_spots \times p_hot_spots$, όπου $total_hot_spots$ είναι ο συνολικός αριθμός hotspots στην κυψέλη αυτή και $p_hot_spots = 1/3$. Η παραπάνω κατανομή κίνησης έχει επιλεγεί έτσι ώστε να εξεταστεί η επίδοση του προσαρμοστικού αλγόριθμου σε ακραίες συνθήκες κίνησης.

Συγκρίνοντας τα σχήματα 7.13, 7.14, 7.15 και 7.16, παρατηρούμε πως το κέρδος του προσαρμοστικού αλγόριθμου είναι μεγαλύτερο στο δεύτερο σενάριο κίνησης. Συγκεκριμένα, το κέρδος μπορεί να φτάσει 200/85/140% στο δεύτερο/τρίτο/τέταρτο σενάριο κίνησης αντίστοιχα, ενώ στο πρώτο σενάριο δεν ξεπερνά το 40%. Ο λόγος είναι

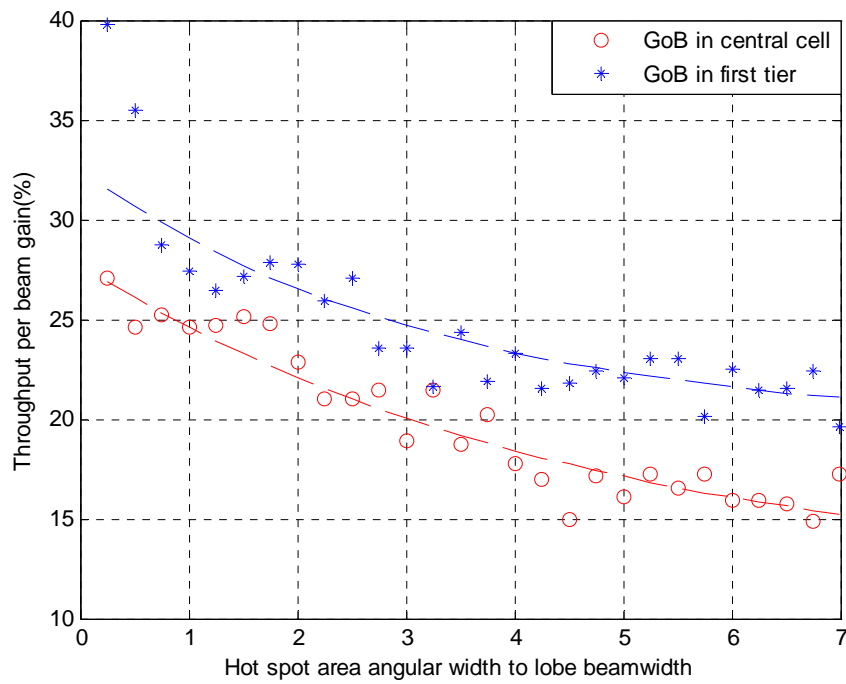
πως ο προσαρμοστικός αλγόριθμος δημιουργεί δυναμικά διαγράμματα ακτινοβολίας με κατεύθυνση στους χρήστες υψηλών ρυθμών μετάδοσης, μειώνοντας έτσι την απαιτούμενη ισχύς εκπομπής και αυξάνοντας την χωρητικότητα. Συγκρίνοντας τα σχήματα 7.13 και 7.17, 7.14 και 7.18, 7.15 και 7.19 όπως επίσης και τα 7.16 και 7.20, παρατηρούμε πως το κέρδος του προσαρμοστικού αλγόριθμου είναι μεγαλύτερο στην περίπτωση των δυο hotspot περιοχών ανά κυψέλη. Ο λόγος είναι πως η χωρική απομόνωση ανάμεσα στους χρήστες αυξάνεται, καθώς περισσότεροι χρήστες κατανέμονται σε λεπτές περιοχές. Τα παραγόμενα διαγράμματα ακτινοβολίας είναι αμοιβαία ορθογώνια, συνεπώς σε ένα ιδανικό περιβάλλον διάδοσης χωρίς πολύοδη διάδοση θα υπήρχε μηδενική παρεμβολή ανάμεσα στους λοβούς. Ωστόσο, ακόμα και εάν ληφθεί υπόψη η πολύοδη διάδοση η παρεμβολή ανάμεσα στους λοβούς μειώνεται όταν αυτοί επιλεγούν να είναι ορθογώνιοι.

Στην περίπτωση που υπάρχουν τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη ή στην πρώτη σειρά κυψελών, ο προσαρμοστικός αλγόριθμος μπορεί να επιτύχει πολύ υψηλά κέρδη για μικρές τιμές εύρους hotspot περιοχής, αφού όλοι οι χρήστες είναι χωρικά απομονωμένοι. Δημιουργούνται τρεις λοβοί, ένας για κάθε hotspot περιοχή. Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε από τα διαγράμματα 7.21 έως 7.24, το κέρδος είναι πρακτικά ίδιο και στα τρία σενάρια κίνησης, αφού δεν υπάρχει αλληλοπαρεμβολή ανάμεσα στους λοβούς.

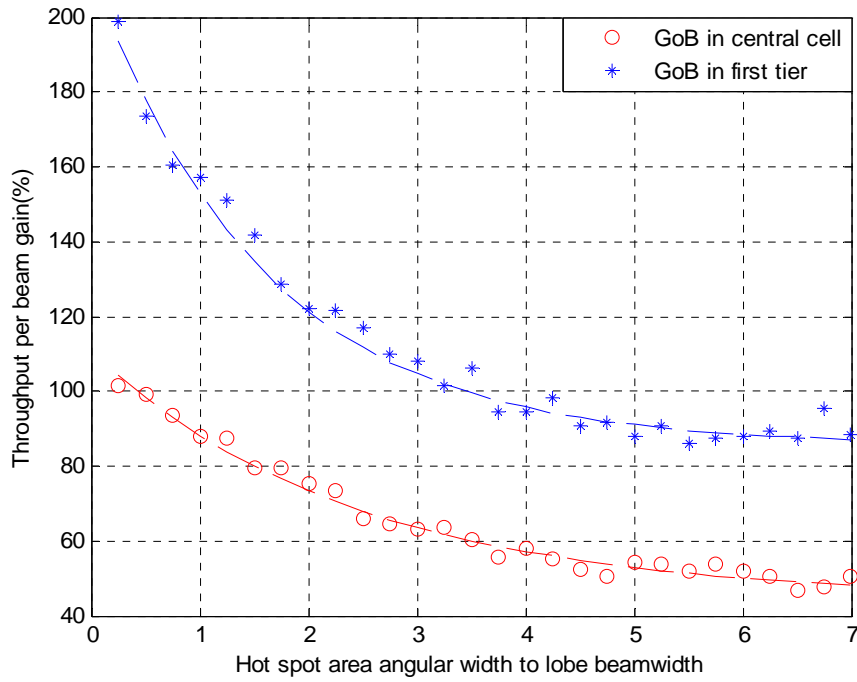
Το ιδανικό κέρδος θα ήταν $21/3=7$, ωστόσο εξαιτίας εξωκυψελικής παρεμβολής είναι τελικά ελαφρώς μικρότερο. Σε όλες τις περιπτώσεις καθώς το εύρος των hotspot περιοχών αυξάνεται, το κέρδος μειώνεται αφού μειώνεται και η χωρική απομόνωση ανάμεσα στους χρήστες. Για εύρος hotspot ίσο με $7\Delta_M$, η κατανομή κίνησης είναι ομοιόμορφη και υπάρχει σχετικά μικρό κέρδος και στα τρία σενάρια. Ωστόσο η μη μηδενική τιμή του κέρδους στην περίπτωση αυτή εξηγείται από το γεγονός ότι ο προσαρμοστικός αλγόριθμος ευνοεί τους χρήστες με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης και ακόμα και σε ομοιόμορφη κατανομή παρέχει σημαντικό κέρδος.



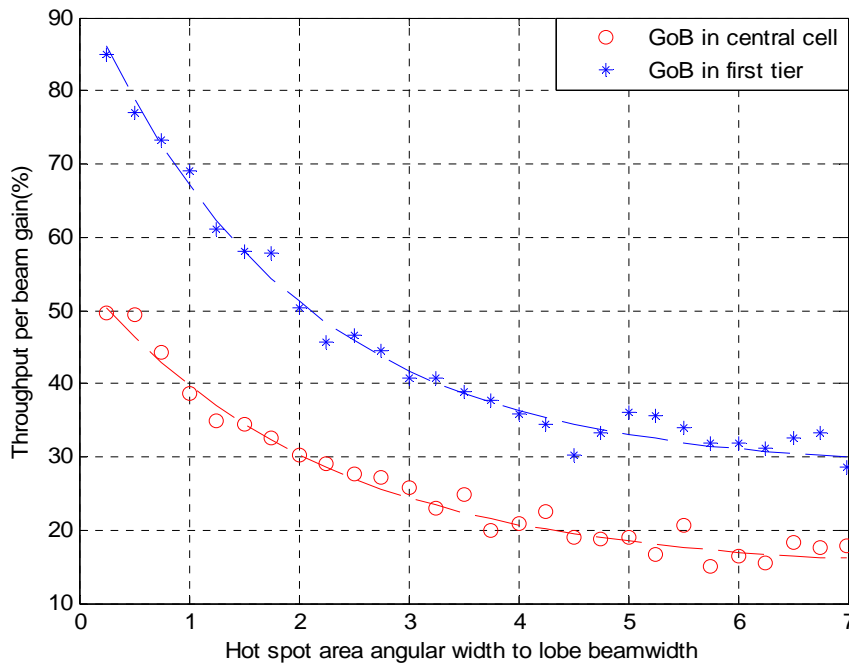
Σχήμα 7.12 Δυο περιοχές ανομοιόμορφης κίνησης στην πρώτη σειρά κυψελών



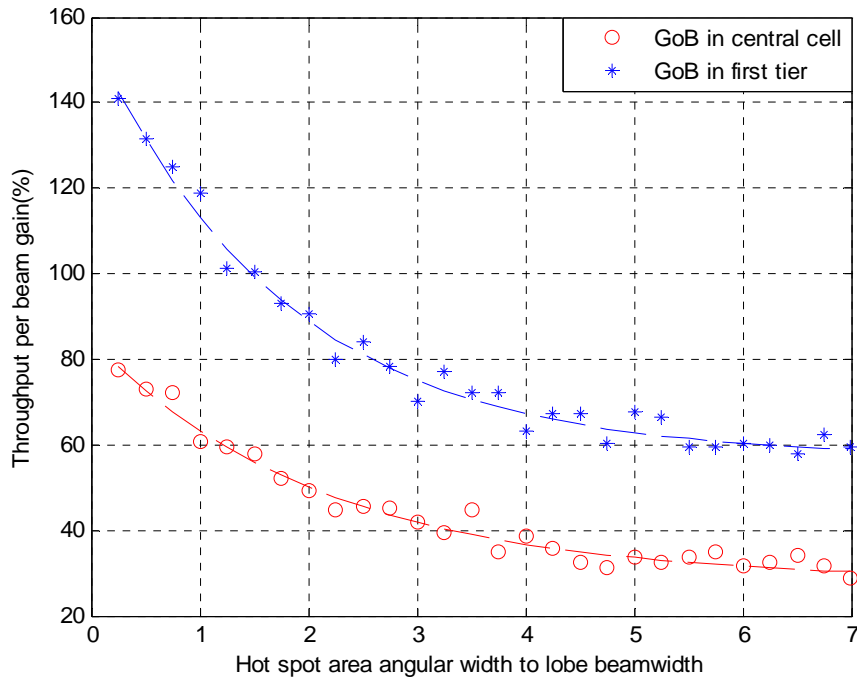
Σχήμα 7.13 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για μια hotspot περιοχή στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 1



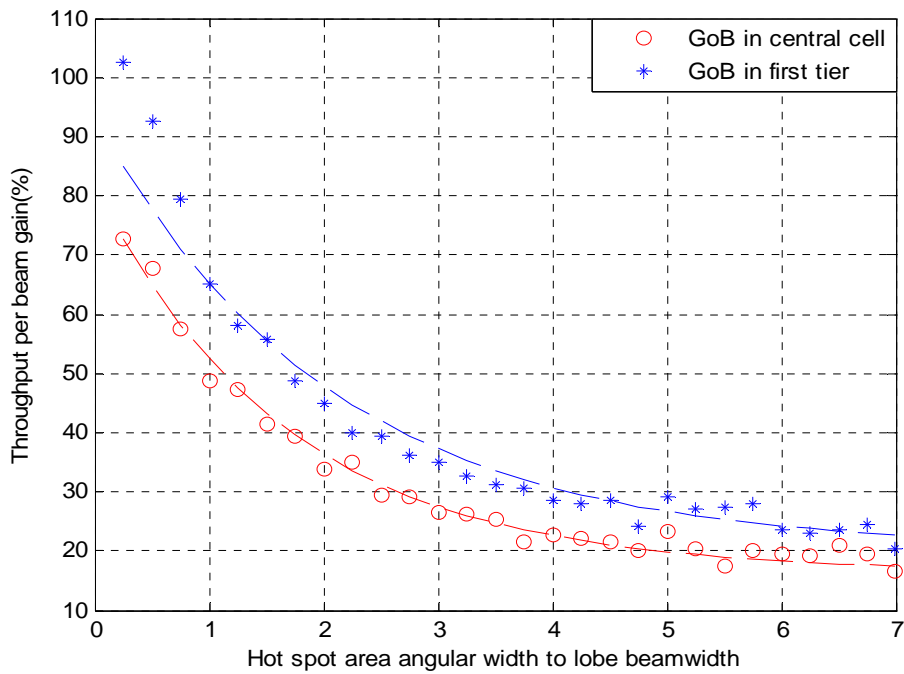
Σχήμα 7.14 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για μια hotspot περιοχή στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 2



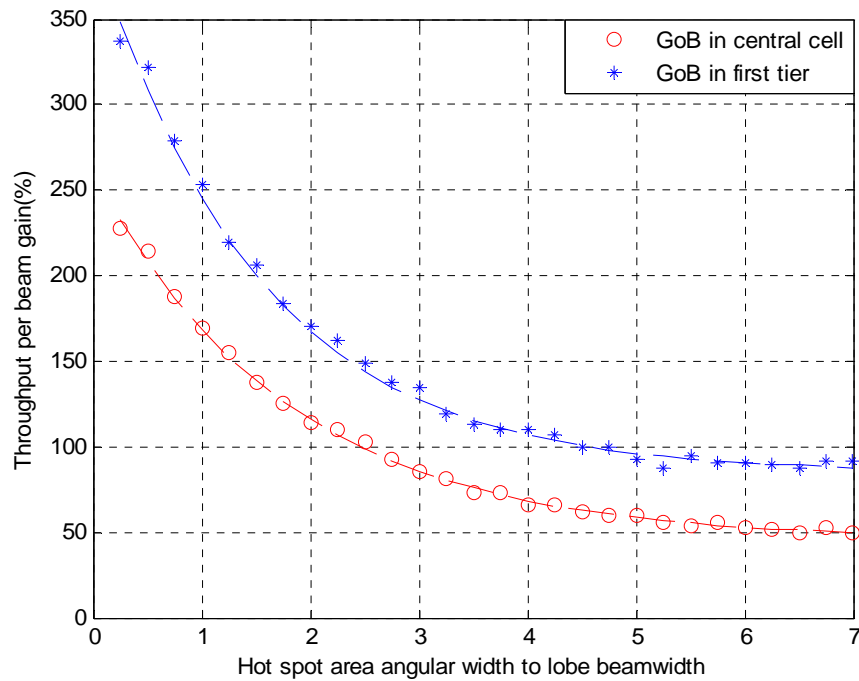
Σχήμα 7.15 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για μια hotspot περιοχή στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 3



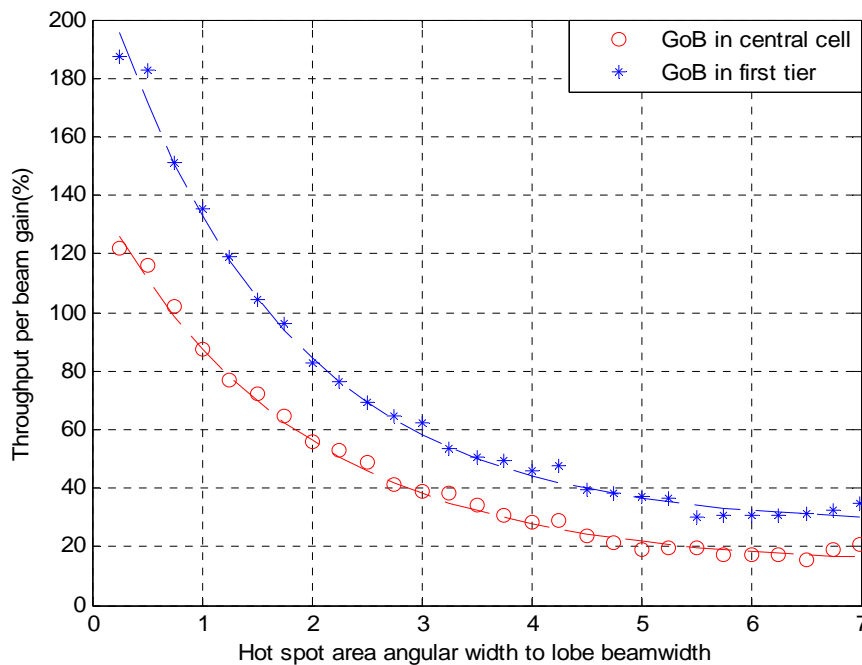
Σχήμα 7.16 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για μια hotspot περιοχή στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 4



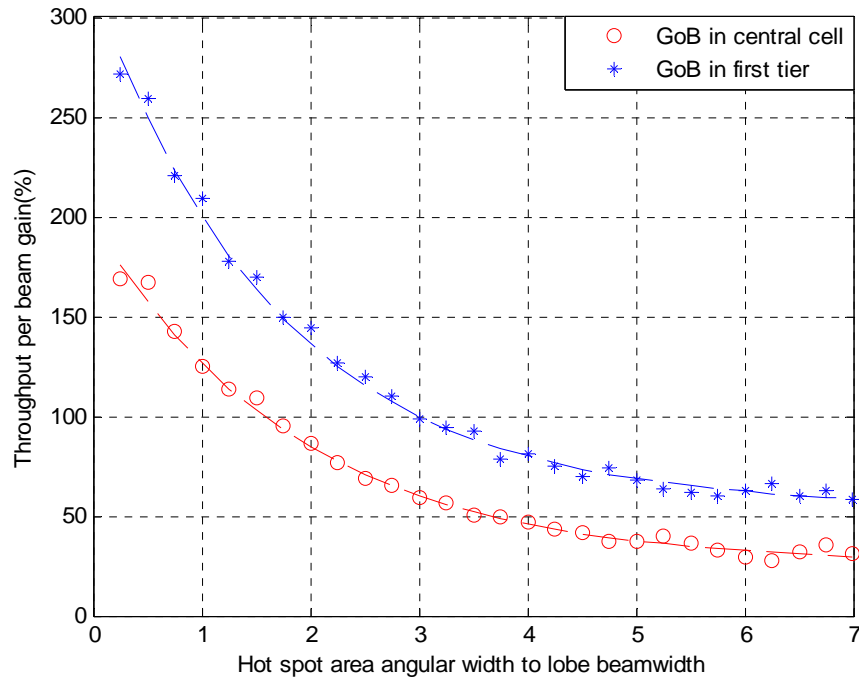
Σχήμα 7.17 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για δυο hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 1



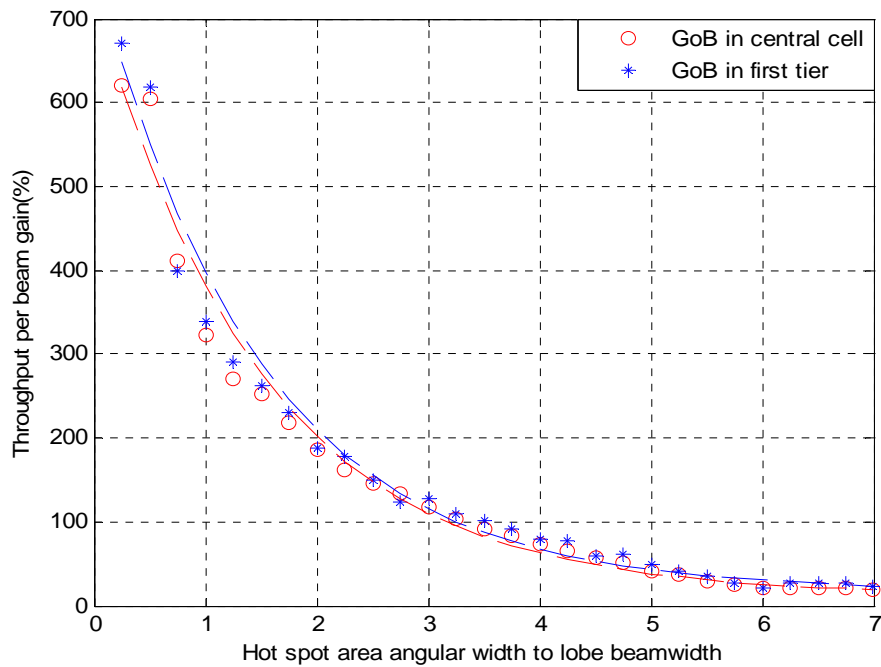
Σχήμα 7.18 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για δυο hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 2



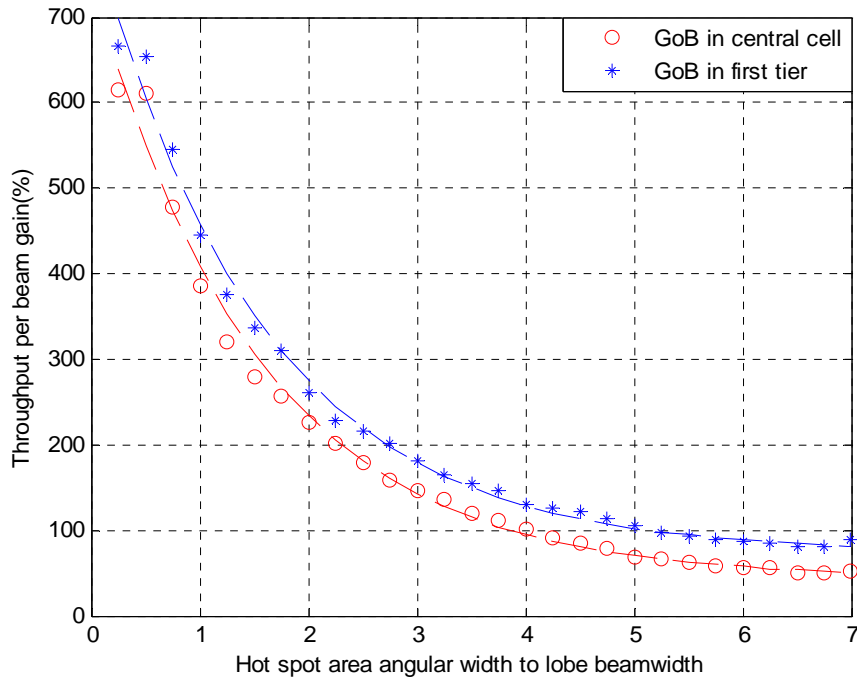
Σχήμα 7.19 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για δυο hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 3



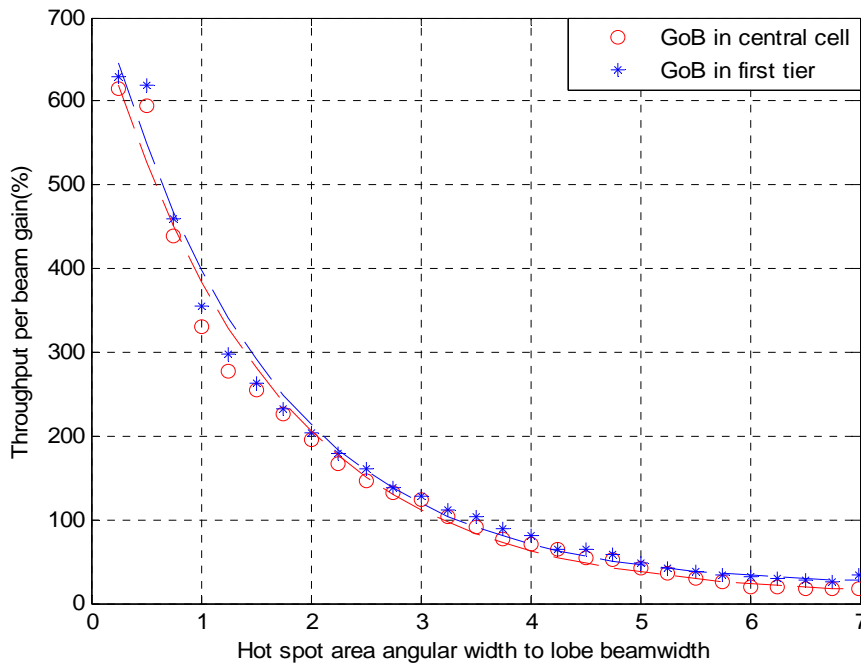
Σχήμα 7.20 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για δυο hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 4



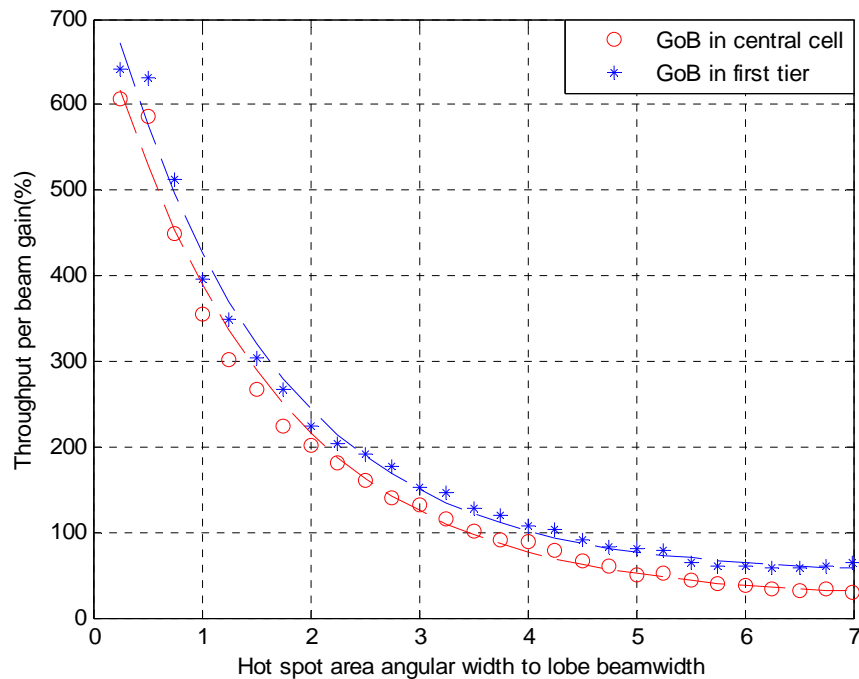
Σχήμα 7.21 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 1



Σχήμα 7.22 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 2



Σχήμα 7.23 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 3



Σχήμα 7.24 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 4

Σε όλα τα διαγράμματα όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε το κέρδος είναι μεγαλύτερο στην περίπτωση που υπάρχουν προσαρμοστικοί λοβοί έως και το 1^ο tier κυψελών. Η σχετική διαφορά είναι περισσότερο εμφανής για μικρό γωνιακό εύρος hotspot περιοχής ή αριθμό hotspot ανά κυψέλη. Για τρεις hotspots ανά κεντρική κυψέλη οι διαφορές στο κέρδος ανάμεσα στις δυο τοπολογίες (πλέγμα λοβών στην κεντρική κυψέλη και στο 1^ο tier αντίστοιχα) είναι αμελητέες. Με βάση τα παραπάνω, συμπεραίνουμε ότι η επίδοση του προσαρμοστικού αλγόριθμου εξαρτάται περισσότερο από την ενδοκυψελική παρά από την εξωκυψελική παρεμβολή. Για μια hotspot περιοχή ανά κυψέλη του 1^{ου} tier η ενδοκυψελική παρεμβολή μειώνεται στην κεντρική κυψέλη και συνεπώς αυξάνεται το κέρδος του προσαρμοστικού αλγόριθμου. Ωστόσο, για μικρές τιμές γωνιακού εύρους hotspot περιοχής και τρεις hotspots ανά κυψέλη, η ενδοκυψελική παρεμβολή είναι πρακτικά μηδενική και στις δυο τοπολογίες δικτύου εξαιτίας της χωρικής απομόνωσης ανάμεσα στους λοβούς και συνεπώς δεν υπάρχουν σημαντικές διαφορές στο κέρδος.

Σε όλα τα σχήματα, μαζί με το κέρδος του προσαρμοστικού αλγόριθμου υπάρχει μια εκθετική καμπύλη παλινδρόμησης της μορφής: $f = x + y \exp(-z\theta)$, όπου x , y and z είναι

θετικοί αριθμοί επιλεγμένοι έτσι ώστε να ελαχιστοποιήσουν το μέσο τετραγωνικό σφάλμα ανάμεσα στην πραγματική τιμή του κέρδους και την καμπύλη παλινδρόμησης. Επίσης θ είναι το γωνιακό εύρος της hotspot περιοχής το οποίο μεταβάλλεται από $0.25\Delta_M$ έως $7\Delta_M$. Από αυτές τις καμπύλες μπορεί να εξαχθεί ένα άλλο σύνολο καμπυλών:

$$f_{hot_spots} = a + bc^{hot_spots+d((hot_spots-1)!-1)} \exp(-(g+(hot_spots-1)h)\theta) \quad (7.30)$$

όπου hot_spots είναι ο αριθμός των hotspots ανά κυψέλη και a, b, c, d, g και h είναι θετικές σταθερές που απαριθμούνται στον πίνακα 7.2. Ο ρυθμός εξασθένησης ισούται με $g+(hot_spots-1)h$ και αυξάνεται καθώς ο αριθμός των hotspots αυξάνεται. Όλοι οι ρυθμοί εξασθένησης απαριθμούνται στον πίνακα 7.3. Για τρεις hotspots ανά περιοχή το κέρδος λαμβάνει την μέγιστη τιμή του εξαιτίας του μικρού αριθμού προσαρμοστικών λοβών που απαιτούνται για να καλύψουν τα κινητά. Καθώς το εύρος των hotspots αυξάνεται, ο αριθμός των προσαρμοστικών λοβών αυξάνεται και κατά συνέπεια το κέρδος μειώνεται. Για μια hotspot περιοχή ανά κυψέλη ωστόσο, ακόμα και για μικρό γωνιακό εύρος της ανομοιόμορφης κατανομής τα κινητά τερματικά κατανέμονται σε όλο το εύρος του τομέα, και συνεπώς υπάρχει σχετικά χαμηλό κέρδος προσαρμοστικού λοβού. Έτσι αφού για εύρος hotspot περιοχής ίσο με $7\Delta_M$ η κατανομή σε όλες τις περιπτώσεις είναι η ίδια, οι ρυθμοί εξασθένησης αυξάνονται καθώς ο αριθμός των hotspot περιοχών αυξάνεται.

Οι ρυθμοί εξασθένησης του κέρδους είναι γενικά υψηλότεροι για προσαρμοστικό πλέγμα λοβών στο 1ο tier κυψελών σε σύγκριση με τους ρυθμούς για πλέγμα λοβών μονάχα στην κεντρική κυψέλη. Ωστόσο, αυτή η διαφορά μειώνεται καθώς ο αριθμός των hotspot περιοχών αυξάνεται. Στην περίπτωση ανομοιόμορφης κατανομής μόνο στην κεντρική κυψέλη, μια προσομοίωση Monte Carlo μπορεί να τερματιστεί όταν ένας τομέας της κεντρικής κυψέλης φτάσει το ανώτατο όριο παρεμβολής. Στην περίπτωση όμως προσαρμοστικών λοβών στο 1^ο tier, μια προσομοίωση Monte Carlo μπορεί να τερματιστεί όταν ένας τομέας του 1^{ου} tier φτάσει στο όριο της επιτρεπτής παρεμβολής. Καθώς το γωνιακό εύρος των hotspot περιοχών αυξάνεται, μπορεί να συμπέσει γωνιακά με κάποια άλλη ανομοιόμορφη κατανομή στο 1ο tier, συνεπώς η εξωκυψελική παρεμβολή αυξάνεται και το κέρδος μειώνεται με μεγαλύτερο ρυθμό σε σύγκριση με το κέρδος στην περίπτωση προσαρμοστικού πλέγματος μόνο στην κεντρική κυψέλη.

Traffic scenario	a		b		c		d		g		h	
	Central cell	1 st tier	Central cell	1 st tier	Central cell	1 st tier	Central cell	1 st tier	Central cell	1 st tier	Central cell	1 st tier
1	12.534	18.468	15.920	12.926	4.083	5.657	0.698	0.339	0.219	0.311	0.226	0.189
2	44.571	81.308	65.904	126.622	3.270	2.462	0.004	0.047	0.418	0.634	0.117	0.006
3	25.735	54.072	56.200	98.629	3.065	2.647	0.248	0.060	0.471	0.565	0.085	0.051

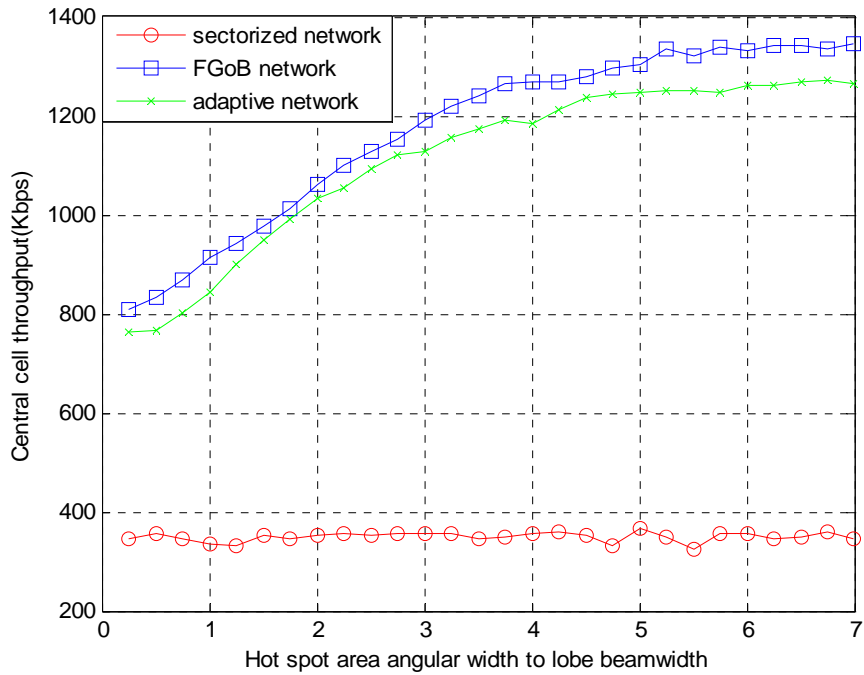
Πίνακας 7.2 Παράμετροι του εκθετικού μοντέλου της εξίσωσης (7.30)

Traffic scenario	1 hotspot		2 hotspots		3 hotspots	
	Central cell	1 st tier	Central cell	1 st tier	Central cell	1 st tier
1	0.219	0.311	0.4450	0.5000	0.6710	0.6890
2	0.418	0.634	0.5350	0.6400	0.6520	0.6460
3	0.471	0.565	0.5560	0.6160	0.6410	0.6670

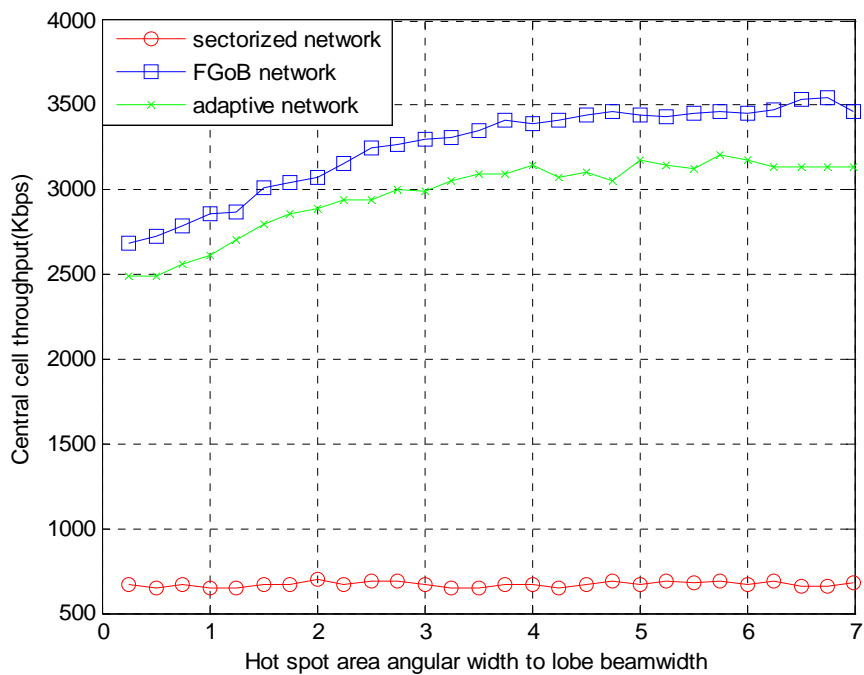
Πίνακας 7.3 Ρυθμοί εξασθένησης του εκθετικού μοντέλου της εξίσωσης (7.30)

Στα σχήματα 7.25 και 7.26 παρατίθενται αποτελέσματα για την χωρητικότητα της κεντρικής κυψέλης στα δυο πρώτα σενάρια κίνησης και για μια περιοχή hotspot στην κεντρική κυψέλη και τρεις τοπολογίες δικτύων: δίκτυο με συμβατικούς τομείς, πλέγμα με σταθερούς λοβούς, καθώς και προσαρμοστικό πλέγμα. Η χωρητικότητα του απλού δικτύου με τομείς είναι σχετικά χαμηλή σε σχέση με την χωρητικότητα των δυο άλλων δικτύων, ενώ δεν παρατηρούνται σημαντικές μεταβολές καθώς αυξάνει το εύρος της hotspot περιοχής. Ένα συμβατικό δίκτυο παρουσιάζει μικρότερη ευαισθησία στις αλλαγές του εύρους της hotspot περιοχής, καθώς κάθε τομέας καλύπτει 120°, σε σχέση με τις 17° που καλύπτει κάθε λοβός. Επιπλέον, υπάρχει μια μικρή διαφορά ανάμεσα στην χωρητικότητα του δικτύου με σταθερούς λοβούς και του προσαρμοστικού δικτύου. Παρόλο που η χωρητικότητα στην τελευταία περίπτωση είναι μειωμένη, η χωρητικότητα ανά λοβό αυξάνεται καθώς υπάρχουν λιγότεροι λοβοί στο δίκτυο εξαιτίας του προσαρμοστικού αλγόριθμου. Συνεπώς, οι διαπομπές ανάμεσα σε διαφορετικούς λοβούς μειώνονται, ενώ υπάρχει και μεγαλύτερη διαθέσιμη ισχύς στην κάτω ζεύξη.

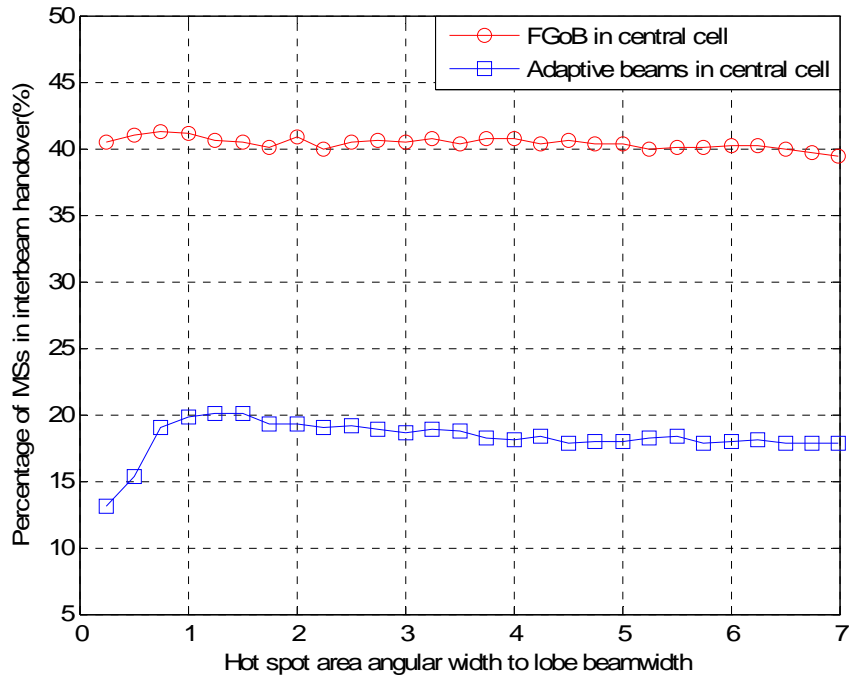
Στα σχήματα 7.27 και 7.28 παρουσιάζονται αποτελέσματα για το ποσοστό των κινητών που βρίσκονται σε κατάσταση διαπομπής ανάμεσα στους λοβούς (5 dB παράθυρο διαπομπής). Το ποσοστό αυτό είναι σημαντικά μειωμένο και στα δυο σενάρια κίνησης στο προσαρμοστικό δίκτυο. Οι συχνές διαπομπές μπορούν να οδηγήσουν σε έλλειψη διαθέσιμων κωδικών κάτω ζεύξης, μιας και σε κάθε περίπτωση διαπομπής δυο κώδικες ανά κινητό απαιτούνται για τον διαχωρισμό τους. Συνεπώς, ο μειωμένος αριθμός κινητών σε διαπομπή, οδηγεί τελικά σε περισσότερο αποδοτική διαχείριση των πόρων του δικτύου καθώς και σε μειωμένες απαιτήσεις σηματοδότησης.



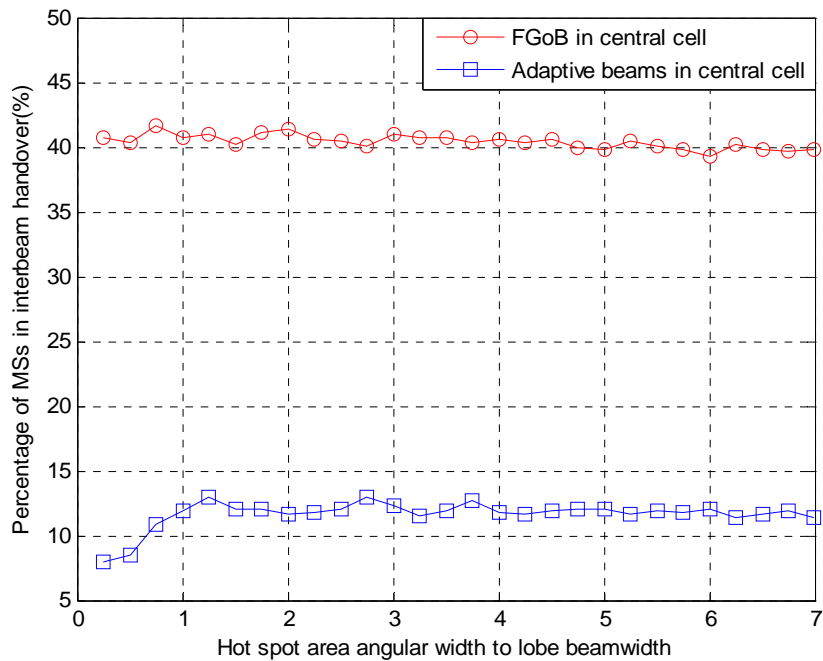
Σχήμα 7.25 Χωρητικότητα κεντρικής κυψέλης για μια hotspot περιοχή – Σενάριο κίνησης 1



Σχήμα 7.26 Χωρητικότητα κεντρικής κυψέλης για μια hotspot περιοχή – Σενάριο κίνησης 2



Σχήμα 7.27 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 4



Σχήμα 7.28 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου δημιουργίας λοβών σταθερού εύρους για τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη – Σενάριο κίνησης 4

7.6.3.Ανομοιόμορφη κατανομή χρηστών – Δημιουργία προσαρμοστικών λοβών σταθερού εύρους

Στην παράγραφο αυτή παρατίθενται αποτελέσματα προσομοιώσεων για ανομοιόμορφη κατανομή κίνησης σύμφωνα και με τον αλγόριθμο που περιγράφηκε στην παράγραφο 7.5.2. Ο παράγοντας φορτίου μπορεί να είναι έως και 90%, ενώ λαμβάνεται υπόψιν μόνο το τέταρτο σενάριο κίνησης. Επίσης, όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, θεωρούμε πως το πλέγμα λοβών (είτε σταθερό είτε προσαρμοστικό), δημιουργείται στις κυψέλες έως και την πρώτη σειρά κυψελών, ενώ το δίκτυο περιλαμβάνει συνολικά τέσσερις σειρές κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη.

Τα συμπεράσματα που προκύπτουν από τα σχήματα 7.25 έως 7.27 αναφορικά με την μεταβολή του κέρδους σαν συνάρτηση τόσο των hotspots ανά κυψέλη όσο και του εύρους τους, είναι παρόμοια με αυτά της προηγούμενης παραγράφου. Παρατηρούμε πως το κέρδος του αλγόριθμου είναι σε όλες τις περιπτώσεις χαμηλότερο για παράγοντα φορτίου 90%. Σύμφωνα με την κατανομή χρηστών που έχει ληφθεί υπόψιν, το 40% των πιθανών χρηστών είναι χρήστες με υψηλό ρυθμό μετάδοσης (30% και 10% χρήστες με ρυθμούς 144 Kbps και 384 Kbps αντίστοιχα). Συνεπώς, για χαμηλές τιμές της αποδεκτής παρεμβολής (δηλαδή για παράγοντα φορτίου ίσο με 50%), το δίκτυο είναι περισσότερο επιρρεπές στην ενδοκυψελική και εξοκυψελική παρεμβολή, καθότι οι χρήστες αυτοί απαιτούν και μεγαλύτερη ισχύς μετάδοσης εξαιτίας του χαμηλού κέρδους επεξεργασίας που έχουν σε σύγκριση με τους χρήστες φωνητικών υπηρεσιών. Συνεπώς, το δίκτυο είναι περισσότερο επωφελημένο από την εφαρμογή του προσαρμοστικού αλγόριθμου στην περίπτωση αυτή, παρά στην περίπτωση που ο αποδεκτός παράγοντας φορτίου είναι 90%. Επίσης, να σημειωθεί πως το μέγιστο δυνατό κέρδος είναι χαμηλότερο σε σχέση με την προηγούμενη περίπτωση των λοβών σταθερού εύρους. Για παράδειγμα, από το σχήμα 7.28, στην περίπτωση των τριών hotspot περιοχών ανά κυψέλη, παρατηρούμε πως αυτό δεν ξεπερνά το 180%.

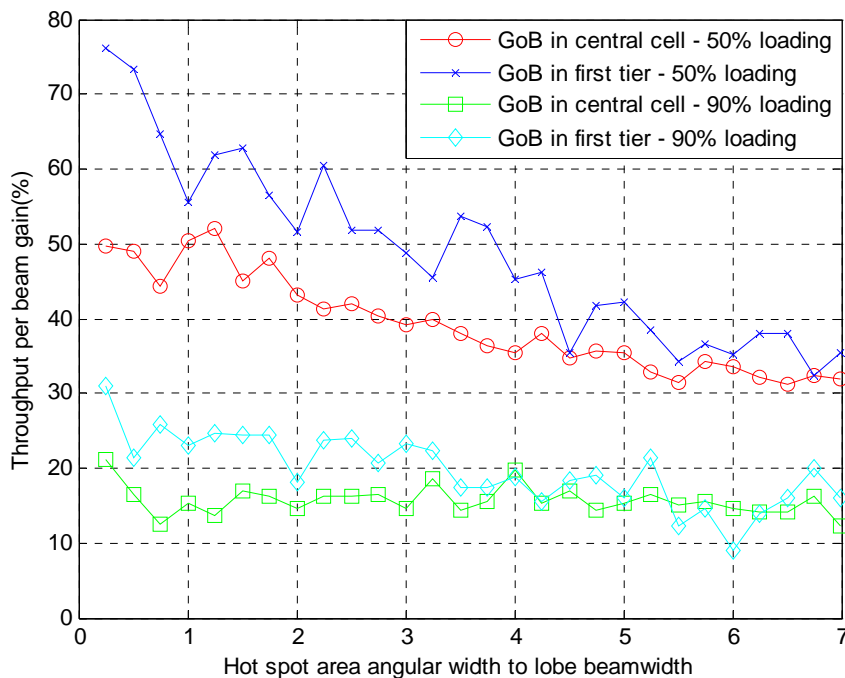
Στα σχήματα 7.28 έως 7.31, παρουσιάζεται το κέρδος του προσαρμοστικού αλγόριθμου, η συνολική χωρητικότητα της κεντρικής κυψέλης, η πιθανότητα αποκλεισμού στην κεντρική κυψέλη καθώς και η συνολική χωρητικότητα του δικτύου, για πλέγμα λοβών στην κεντρική κυψέλη και μια περιοχή hotspot. Σε όλα τα γραφήματα υπάρχει μια σύγκριση ανάμεσα στις δυο διαφορετικές προσεγγίσεις διαμόρφωσης λοβών που

περιγράφηκαν: δημιουργία λοβών σταθερού/ μεταβλητού εύρους αντίστοιχα Η πρώτη προσέγγιση αναφέρεται ως Adaptive Beam- Centric, καθότι δημιουργούνται κατευθυντικοί λοβοί στις περιοχές ανομοιόμορφης κατανομής κίνησης, ενώ η δεύτερη ως Adaptive Beam- Shaping, εξαιτίας της διαμόρφωσης εύρους που πραγματοποιείται στους λοβούς. Όπως παρατηρούμε από το σχήμα 7.28, το κέρδος είναι υψηλότερο στην πρώτη προσέγγιση διαμόρφωσης λοβών, και η σχετική του διαφορά σε σχέση με το κέρδος στην δεύτερη περίπτωση διαμόρφωσης λοβών ελαττώνεται καθώς αυξάνεται το γωνιακό εύρος της περιοχής ανομοιόμορφης κατανομής κίνησης. Ωστόσο, η αύξηση αυτή στο κέρδος του αλγόριθμου στην πρώτη προσέγγιση, συνεπάγεται μεγαλύτερη πιθανότητα αποκλεισμού, όπως φαίνεται και από το σχήμα 7.30, η οποία μπορεί να είναι έως και δυο φορές μεγαλύτερη (18% σε σχέση με 9%).

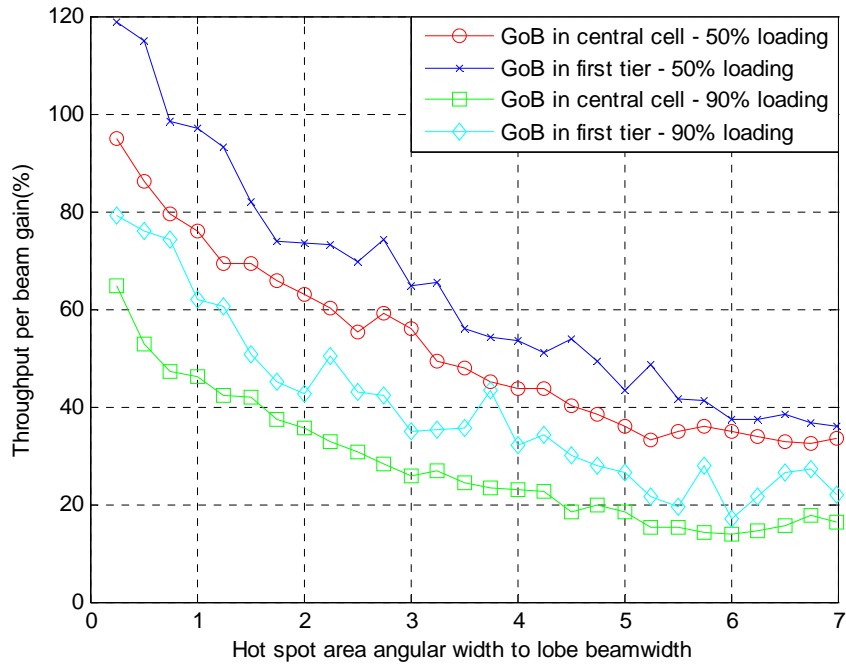
Η πρώτη προσέγγιση διαμόρφωσης λοβών, σχηματίζει μειωμένο αριθμό λοβών σε σχέση με την δεύτερη περίπτωση. Για εύρος hotspot περιοχής μικρότερο από Δ_M και τρεις τέτοιες περιοχές ανά κυψέλη, σχηματίζονται μόνο τρεις λοβοί με εύρος Δ_M για να καλυφθούν όλοι οι χρήστες. Συνεπώς, εκτός από αυξημένο κέρδος χωρητικότητας ανά λοβό, παρέχεται και σημαντική μείωση στις διαπομπές ανάμεσα σε λοβούς εξαιτίας του χαμηλού αριθμού λοβών που δημιουργούνται, το οποίο κατά συνέπεια οδηγεί και σε μειωμένο φορτίο σηματοδότησης διαπομπών από την πλευρά της διαχείρισης πόρων δικτύου. Ωστόσο, η πιθανότητα αποκλεισμού αυξάνεται, καθώς υπάρχουν περιοχές που δεν καλύπτονται από κάποιον λοβό, μιας και σε αυτήν την περίπτωση υπάρχουν μόνο κατευθυντικοί λοβοί στο δίκτυο. Εάν και η στρατηγική διαμόρφωσης λοβών μεταβλητού εύρους οδηγεί σε χαμηλότερο κέρδος ανά λοβό σε σχέση με την πρώτη προσέγγιση, είναι περισσότερο αποδοτική τεχνική από πλευράς χωρητικότητας, καθότι για τα ίδια επίπεδα χωρητικότητας στην κεντρική κυψέλη (σχήμα 7.29), οδηγεί σε σημαντικά χαμηλότερη πιθανότητα αποκλεισμού. Επίσης, όπως προκύπτει και από το σχήμα 7.31, όπου παρουσιάζεται γραφικά η συνολική χωρητικότητα του δικτύου για τις δυο περιπτώσεις διαμόρφωσης λοβών, αυτή είναι μεγαλύτερη στην περίπτωση λοβών μεταβλητού εύρους εξαιτίας της προτεραιότητας που δίνεται στους χρήστες υψηλών ρυθμών μετάδοσης λόγω του χαμηλού κέρδους επεξεργασίας που έχουν. Αφενός μειώνεται η απαιτούμενη ισχύς μετάδοσης τους και αφετέρου η παρεμβολή που προκαλούν στους υπόλοιπους χρήστες, οδηγώντας τελικά σε αύξηση της χωρητικότητας.

Στο σχήμα 7.36, παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοιώσεων για την περίπτωση όπου λαμβάνονται υπόψιν διαφορετικά σενάρια κίνησης (AWGN και Case 3, όπως περιγράφονται στον πίνακα 7.1. Θεωρούνται τρεις hotspot περιοχές στην κεντρική κυψέλη, ενώ ο παράγοντας φορτίου λαμβάνει τιμές 50% και 90% αντίστοιχα. Όπως γίνεται φανερό από το σχήμα αυτό, το κέρδος του προσαρμοστικού αλγόριθμου δεν παρουσιάζει αξιόλογες μεταβολές για τα διαφορετικά σενάρια κίνησης.

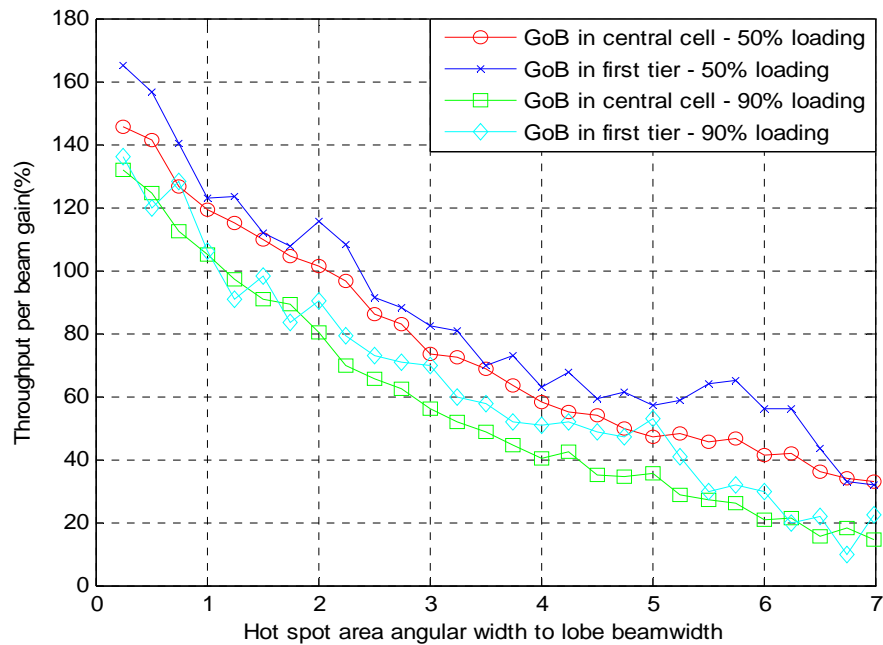
Το γεγονός αυτό είναι αναμενόμενο, καθώς τα ίδια κριτήρια εισόδου που εφαρμόζονται στο δίκτυο με σταθερούς λοβούς εφαρμόζονται και στο προσαρμοστικό δίκτυο. Συνεπώς, ο λόγος των χωρητικότητας ανά λοβό και στις δυο περιπτώσεις που αντιπροσωπεύει το κέρδος του προσαρμοστικού αλγόριθμου θα είναι πρακτικά ο ίδιος. Συνεπώς, καθότι στην παράγραφο των αποτελεσμάτων με ανομοιόμορφη κατανομή κίνησης ενδιαφερόμαστε για την μεταβολή του κέρδους και όχι για τις απόλυτες τιμές χωρητικότητας, όλες οι προσομοιώσεις έχουν διεξαχθεί με τις τιμές E_b/N_o του AWGN καναλιού.



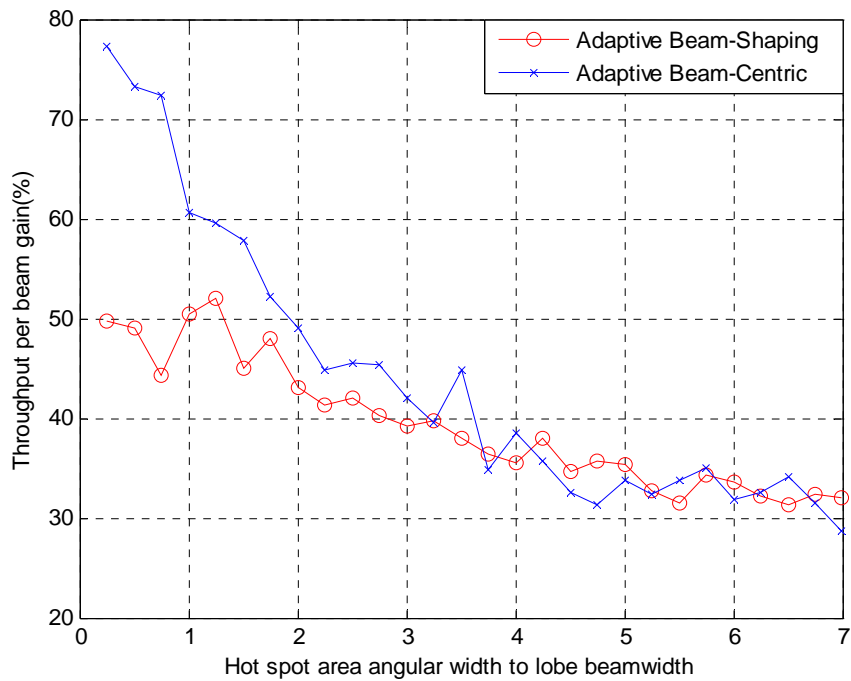
Σχήμα 7.29 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου για μια hotspot περιοχή ανά κυψέλη – Λοβοί μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4



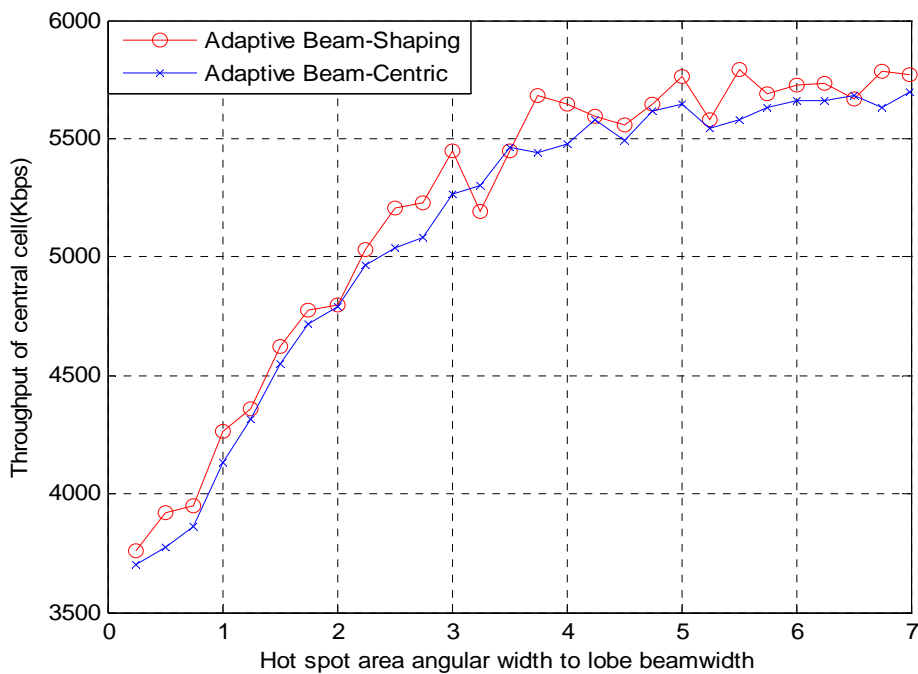
Σχήμα 7.30 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου για δυο hotspots περιοχές ανά κυψέλη – Λοβοί μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4



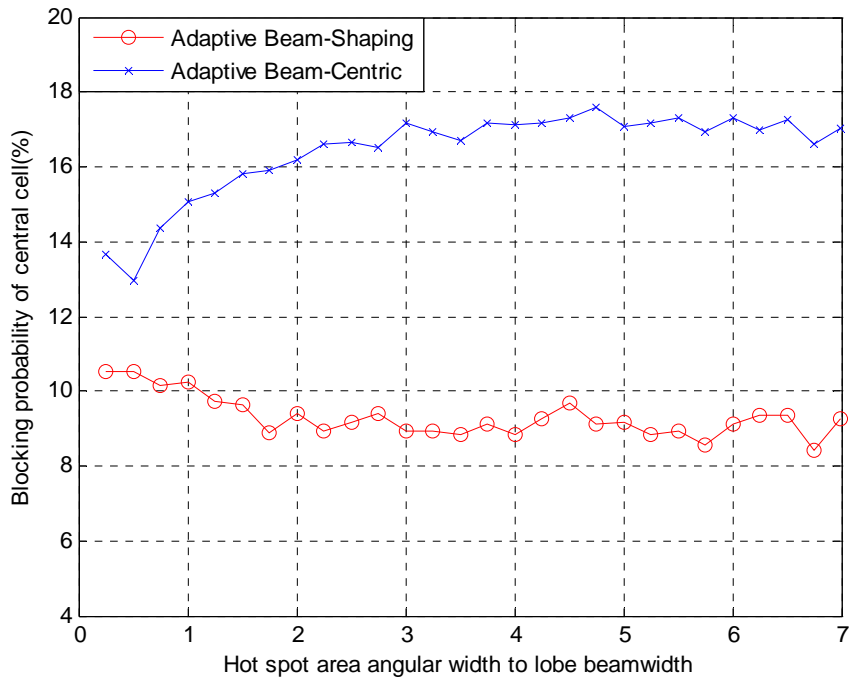
Σχήμα 7.31 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου για τρεις hotspot περιοχές ανά κυψέλη – Λοβοί μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4



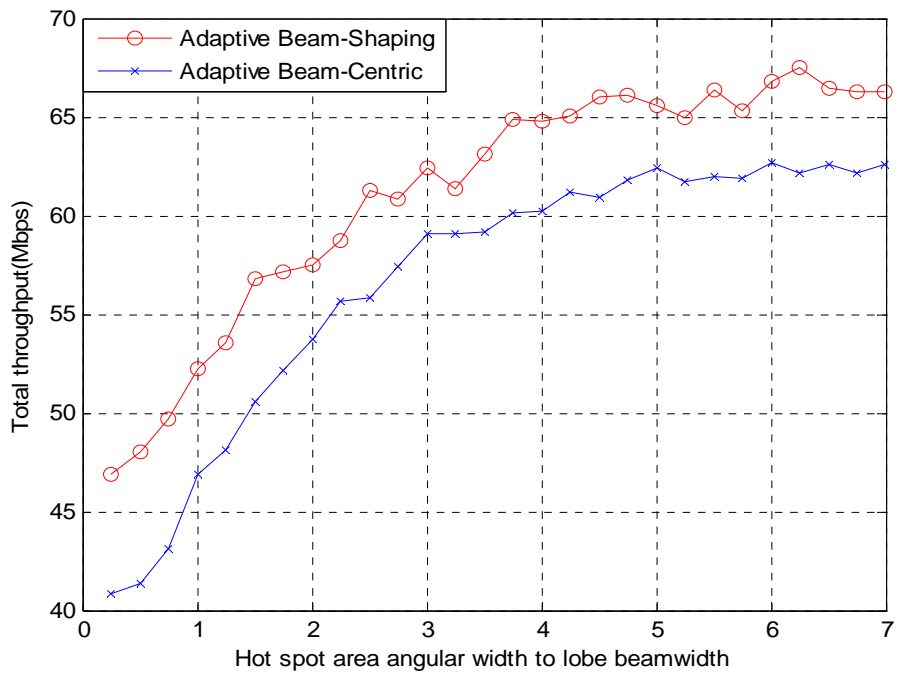
Σχήμα 7.32 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου για μια hotspot περιοχή – Λοβοί σταθερού και μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4



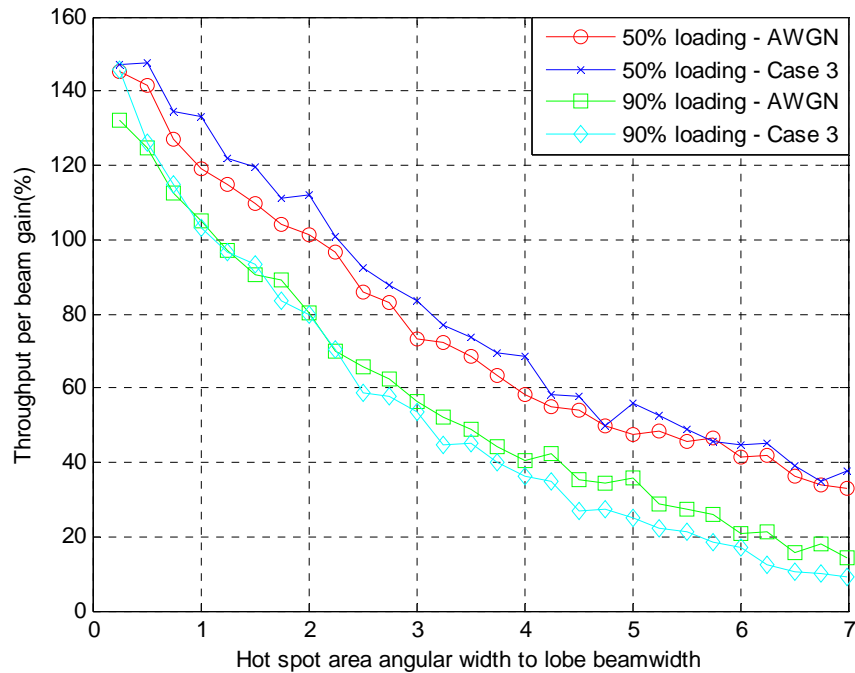
Σχήμα 7.33 Χωρητικότητα κεντρικής κυψέλης για μια hotspot περιοχή – Λοβοί σταθερού και μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4



Σχήμα 7.34 Πιθανότητα αποκλεισμού στην κεντρική κυψέλη για μια hotspot περιοχή – Λοβοί σταθερού και μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4



Σχήμα 7.35 Συνολική χωρητικότητα για μια hotspot περιοχή – Λοβοί σταθερού και μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4



Σχήμα 7.36 Κέρδος προσαρμοστικού αλγόριθμου για τρεις hotspot περιοχές ανά κυψέλη – Λοβοί μεταβλητού εύρους - Σενάριο κίνησης 4

8. Επίδοση Πολυκυψελωτών Συστημάτων WCDMA υπό Συνθήκες Μεγιστοποίησης Διαφορισιμότητας

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζεται το θεωρητικό μοντέλο εκτίμησης πιθανότητας σφάλματος σε πολυκυψελωτά συστήματα MIMO-WCDMA ενώ παρατίθενται και αποτελέσματα προσομοιώσεων για διαφορετικές τεχνικές μετάδοσης δεδομένων στην πλευρά του σταθμού βάσης. Κοινό χαρακτηριστικό των προσομοιώσεων αυτών είναι πως σε κάθε τεχνική μετάδοσης επιδιώκεται η ελαχιστοποίηση του ρυθμού λανθασμένων ψηφίων μέσω σύμφωνης άθροισης των επιμέρους σημάτων τα οποία προέρχονται είτε από διαφορετικές κεραιές είτε από διαφορετικά μονοπάτια διάδοσης. Στην παράγραφο 8.1 γίνεται μια ανασκόπηση της συναφούς ερευνητικής δραστηριότητας στον τομέα της αξιολόγησης της επίδοσης συστημάτων MIMO-WCDMA σε συνθήκες μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας, ενώ στην παράγραφο 8.2 περιγράφεται το χρησιμοποιούμενο μοντέλο καναλιού με βάση το πρότυπο της 3GPP. Στην παράγραφο 8.3, παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο εκτίμησης της πιθανότητας σφάλματος σημάτων MIMO-WCDMA

διαμορφωμένων κατά BPSK, ενώ στην παράγραφο 8.4 οι διαφορετικές τεχνικές μετάδοσης μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας. Τέλος, στην παράγραφο 8.5 παρατίθενται και αναλύονται αποτελέσματα προσομοιώσεων. Κύριο χαρακτηριστικό των προσομοιώσεων αυτών είναι πως οι παρεμβολές (είτε ενδοκυψελικές είτε εξωκυψελικές) μοντελοποιούνται αναλυτικά και για αυτόν τον σκοπό λαμβάνεται μια σειρά κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη. Προτείνεται μια τεχνική μετάδοσης η οποία στηρίζεται στην μεγιστοποίηση του επιθυμητού σήματος ενός χρήστη με παράλληλη ελαχιστοποίηση των παρεμβολών που προκαλεί στο δίκτυο. Η τεχνική αυτή όπως αποδεικνύεται μπορεί να επιφέρει έως και 30% κέρδος στο μέσο BER των χρηστών της κεντρικής κυψέλης σε σχέση με την τεχνική μετάδοσης η οποία στηρίζεται μονάχα στην μεγιστοποίηση του επιθυμητού σήματος. Επίσης, προτείνεται και αξιολογείται ένας συνεργατικός αλγόριθμος για MIMO-WCDMA δίκτυα στην κάτω ζεύξη που μπορεί να βελτιώσει το παραπάνω κέρδος κατά 25%.

8.1 Συναφής Ερευνητική Δραστηριότητα

Στην παρούσα παράγραφο γίνεται μια ανασκόπηση αντιπροσωπευτικών δημοσιεύσεων στο αντικείμενο της μοντελοποίησης ασύρματων δικτύων MIMO-WCDMA σε επίπεδο ζεύξης. Στην δημοσίευση [56], οι συγγραφείς ανέπτυξαν ένα θεωρητικό μοντέλο για MIMO-CDMA συστήματα σε περιβάλλοντα πολύοδης διάδοσης με συνιστώσες επιλεκτικές ως προς την συχνότητα όπου παρουσιάστηκε ένας επαναληπτικός αλγόριθμος μαζί με αποτελέσματα για βελτίωση του λόγου επιθυμητού σήματος προς την συνολική παρεμβολή. Στην δημοσίευση [57], η επίδοση MIMO-CDMA συστημάτων έχει αναλυθεί υπό συνθήκες βελτιστοποίησης σηματοθορυβικού λόγου (MRC μετάδοση) όπου παρουσιάστηκε και ένα θεωρητικό μοντέλο για τον υπολογισμό της πιθανότητας αποκλεισμού του συστήματος. Στην δημοσίευση [58], αναλύθηκε η επίδοση διαφόρων MIMO τεχνικών με εφαρμογές σε συστήματα WCDMA. Στην δημοσίευση [59], παρουσιάστηκαν αποτελέσματα για μια προτεινόμενη τεχνική μετάδοσης η οποία στηρίζεται στην μεγιστοποίηση του σηματοθορυβικού λόγου με παράλληλη μείωση των παρεμβολών που προκαλεί κάποιος συγκεκριμένος χρήστης στους υπόλοιπους χρήστες στο δίκτυο. Στην δημοσίευση [60], αναλύθηκε η επίδοση του σχήματος μετάδοσης pre-

RAKE MRC στην περίπτωση όμως που ο κάθε κινητός χρήστης είναι εφοδιασμένος με μια κεραία λήψης. Σύμφωνα με τα παρουσιαζόμενα αποτελέσματα, η επίδοση του συστήματος αυτού βελτιώνεται καθώς αυξάνονται οι διαθέσιμες κεραίες μετάδοσης ενώ προκειμένου να μεγιστοποιηθεί η απόδοση του συστήματος πρέπει να χρησιμοποιούνται όλες οι κεραίες. Στην δημοσίευση [61], αναλύθηκε η επίδοση διαφορετικών σχημάτων μετάδοσης που παρέχουν διαφορισιμότητα για CDMA συστήματα. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα της δημοσίευσης αυτής, η τεχνική μετάδοσης που στηρίζεται στην διαμόρφωση του σήματος με χρονική καθυστέρηση ανά κεραία μετάδοσης (STTD-Space Time Transmit Diversity) παρουσιάζει αρκετά καλή επίδοση χωρίς να απαιτείται κάποιου είδους ανάδραση από το κινητό τερματικό στην πλευρά του σταθμού βάσης. Στην δημοσίευση [62], αναλύθηκε η επίδοση μιας προτεινόμενης τεχνικής CDMA σε συστήματα MIMO η οποία στηρίζεται σε διαφορισιμότητα τόσο στο πεδίο του χώρου όσο και του χρόνου.

Ωστόσο, σε όλες τις παραπάνω περιπτώσεις είτε είχαν ληφθεί υπόψιν δίκτυα με χαμηλή πολυπλοκότητα (π.χ. ένας μόνο τομέας) είτε η πολύοδη διάδοση δεν είχε μοντελοποιηθεί αναλυτικά αλλά με χρήση του παράγοντα ορθογωνιότητας. Στο παρόν κεφάλαιο, ο στόχος είναι η αξιολόγηση της επίδοσης διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης σε MIMO-WCDMA συστήματα που λειτουργούν σε συνθήκες μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας. Τόσο η ενδοκυψελική όσο και η εξωκυψελική παρεμβολή μοντελοποιούνται αναλυτικά. Εξαιτίας της υψηλής πολυπλοκότητας των προσομοιώσεων, καθώς σε κάθε Monte Carlo προσομοίωση υπάρχει αλληλεπίδραση ανάμεσα σε όλους τους χρήστες του δικτύου, χρησιμοποιείται ο δικτυακός προσομοιωτής συστημάτων WCDMA ([45]). Λαμβάνεται υπόψιν έως και μια σειρά κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη και συνολικά 210 χρήστες στο δίκτυο.

8.2 Μοντελοποίηση MIMO καναλιού διάδοσης

Σε όλα τα σενάρια προσομοίωσης που θα παρουσιαστούν σε επόμενη παράγραφο, λαμβάνεται υπόψιν ένα αστικό μακροκυψελωτό περιβάλλον. Κάθε προσομοίωση αποτελείται από S στιγμιότυπα, D διαφορετικά κανάλια ανά στιγμιότυπο και F ψηφία ανά κανάλι. Σε κάθε στιγμιότυπο οι θέσεις των κινητών χρηστών παραμένουν σταθερές και καθορίζονται σύμφωνα με μια ομοιόμορφη κατανομή κίνησης σε ένα κυψελωτό

περιβάλλον με μια σειρά κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη. Οι απώλειες διάδοσης από τον σταθμό βάσης σε ένα τερματικό καθώς και τα χρησιμοποιούμενα διαγράμματα ακτινοβολίας ανά τομέα, καθορίζονται από τις εξισώσεις (7.2) και (7.3) του προηγούμενου κεφαλαίου. Σε κάθε στιγμιότυπο καναλιού, το κινητό τερματικό υπόκειται σε ταχείες διαλείψεις εξαιτίας της πολυδιαδρομικής διάδοσης και της κίνησης του. Για ένα MIMO σύστημα με M_t κεραιές στον σταθμό βάσης, M_r κεραιές σε κάθε κινητό χρήστη και L συνιστώσες πολύοδης διάδοσης, το κανάλι από την q κεραία μετάδοσης στην u κεραία λήψης για την l συνιστώσα πολύοδης διάδοσης θα είναι ([51]):

$$h = \sqrt{\frac{P_l \sigma_{SF}}{M}} \sum_{m=1}^M \left(\begin{array}{l} \sqrt{G_{BS}(\theta_{l,m,AoD})} \exp\left(j \left[k_w d_q \sin(\theta_{l,m,AoD}) + \Phi_{l,m} \right] \right) \times \\ \sqrt{G_{MS}(\theta_{l,m,AoA})} \exp\left(j \left(k_w d_u \sin(\theta_{l,m,AoA}) \right) \right) \end{array} \right) \quad (8.1)$$

όπου j είναι η φανταστική μονάδα, P_l είναι η ισχύς της l συνιστώσας, σ_{SF} είναι η τυπική απόκλιση της σκίασης, M είναι ο αριθμός των υπομονοπατιών ανά συνιστώσα πολύοδης διάδοσης, $\theta_{l,m,AoD}$ και $\theta_{l,m,AoA}$ είναι η γωνίες αναχώρησης (AoD) και άφιξης (AoA) αντίστοιχα για το m υπομονοπάτι της l συνιστώσας, $G_{BS}(\theta_{l,m,AoD})$ είναι το κέρδος κάθε κεραίας του σταθμού βάσης και $G_{MS}(\theta_{l,m,AoA})$ είναι το κέρδος κάθε κεραίας του κινητού τερματικού για τις συγκεκριμένες γωνίες αναχώρησης και άφιξης. Επιπλέον, $\Phi_{l,m}$ είναι η φάση του m υπομονοπατιού της l συνιστώσας, η οποία θεωρούμε πως είναι ομοιόμορφα κατανομημένη στο διάστημα $[0, 2\pi]$. Τέλος, k_w είναι ο κυματικός αριθμός διάδοσης ο οποίος ισούται με $2\pi/\lambda$, όπου λ είναι το μήκος κύματος μετρούμενο σε μέτρα, d_q είναι η απόσταση σε μέτρα ανάμεσα στην q κεραία του σταθμού βάσης και την κεραία αναφοράς (συνήθως ως κεραία αναφοράς λαμβάνεται η πρώτη κεραία), και d_u είναι η απόσταση σε μέτρα ανάμεσα στην κεραία u του κινητού τερματικού και την κεραία αναφοράς. Οι θέσεις των κινητών τερματικών, καθώς και οι συνολικές απώλειες διάδοσης που συσχετίζονται με αυτές τις θέσεις διατηρούνται σταθερές σε κάθε στιγμιότυπο. Επιπλέον, όλες οι γωνίες αναχώρησης και άφιξης αλλάζουν σε κάθε στιγμιότυπο καναλιού. Τυπικές τιμές για τον αριθμό των συνιστωσών πολύοδης διάδοσης καθώς και τον αριθμό υπομονοπατιών ανά συνιστώσα πολύοδης διάδοσης είναι $L=6$ και $M=20$ αντίστοιχα. Όλες οι παράμετροι που χρησιμοποιούνται στις προσομοιώσεις συνοψίζονται στον πίνακα 7.1. Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε

συνολικά λαμβάνονται 1000 διαφορετικά στιγμιότυπα καναλιού, 100 διαφορετικά κανάλια ανά στιγμιότυπο και 200 ψηφία ανά κανάλι, συνεπώς συνολικά 20.000.000 διαφορετικά ψηφία. Ο μέσος ρυθμός σφαλμάτων λαμβάνεται μετά το πέρας των προσομοιώσεων όλων των διαφορετικών στιγμιότυπων για τις διαφορετικές τεχνικές μετάδοσης. Ο αριθμός των ενεργών χρηστών ανά τομέα είναι ίσος με 10, οπότε υπάρχουν συνολικά 210 χρήστες στο δίκτυο.

Παράμετρος	Παραδοχή
Περιβάλλον	Αστικό μακροκυβελωτό
Κυψέλες	7
Τομείς ανά κυψέλη	3
Ακτίνα κυψέλης	1000 m
Συχνότητα φέροντος	2 GHz
Ύψος σταθμού βάσης	30 m
Ύψος κινητού τερματικού	1.5 m
Διάδοση	Okumura-Hata, εκθέτης απωλειών 3.5
Τυπική απόκλιση σκίασης	8 dB
Χωρική διασπορά	Λαπλασιανή κατανομή, διασπορά 5°
Απαιτούμενο E_b/N_o	5 dB
Διάγραμμα ακτινοβολίας των στοιχείων της κεραίας	Broadside gain = 14 dBi 3-dB beamwidth = 70° Front-to-back ratio = 20dB
Απαιτούμενο E_b/N_o	5 dB
Αριθμός Στιγμιότυπων (S)	1000
Κανάλια ανά στιγμιότυπο (D)	100
Ψηφία ανά κανάλι(B)	200
Αριθμός πολύδων συνιστώσων (L)	6
Υπομονοπάτια ανά συνιστώσα(M)	20
Κέρδος κεραίας κινητού τερματικού (G_{MS})	1
Απόσταση ανάμεσα στις κεραίες του σταθμού βάσης και του κινητού τερματικού	$\lambda/2$

Πίνακας 8.1 Παράμετροι προσομοιώσεων

Τόσο η απόσταση ανάμεσα στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας του σταθμού βάσης όσο και η απόσταση ανάμεσα στα στοιχεία της στοιχειοκεραίας του κάθε κινητού τερματικού είναι ίση με μισό μήκος κύματος. Στην απόσταση αυτή αντιστοιχεί και η ελάχιστη συσχέτιση ανάμεσα στα σήματα διαφορετικών στοιχείων([63]).

8.3 Εκτίμηση Πιθανότητας Λάθους MIMO-WCDMA συστημάτων υπό συνθήκες μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας.

Στην παρούσα παράγραφο παρατίθεται η θεωρητική απόδειξη της πιθανότητας λάθους για MIMO-WCDMA συστήματα σε περιβάλλοντα πολυδιαδρομικής διάδοσης. Για χάρην απλότητας θεωρούμε μόνο την κάτω ζεύξη, καθότι η απόδειξη είναι παρόμοια και στην περίπτωση τη άνω ζεύξης. Θεωρούμε πως ο σταθμός βάσης είναι εξοπλισμένος με M_t κεραίες, και κάθε κινητός χρήστης με M_r κεραίες, ενώ ο αριθμός των συνιστωσών πολύοδης διάδοσης που μπορεί να διαχωρίσει ο κάθε χρήστης είναι L . Το μεταδιδόμενο σήμα για τον k χρήστη μπορεί να εκφραστεί στην εξής μορφή:

$$\mathbf{x}_k(t) = \sqrt{p_k} b_k(t) c_k(t) \mathbf{w}_k \quad (8.2)$$

όπου p_k είναι η ισχύς μετάδοσης, $b_k(t)$ είναι η δυαδική ακολουθία δεδομένων, $c_k(t)$ είναι ο κώδικας μετάδοσης του k χρήστη και τέλος \mathbf{w}_k είναι το διάνυσμα βαρών μετάδοσης. Στην κάτω ζεύξη ενός MIMO-WCDMA συστήματος, οι διαφορετικοί χρήστες μέσα σε έναν τομέα διαχωρίζονται με την χρήση ορθογώνιων ακολουθιών εξάπλωσης ενώ οι διαφορετικοί τομείς διαχωρίζονται με την χρήση κωδικών ανάδευσης οι οποίοι παράγονται από Gold ακολουθίες ([7]). Συνεπώς, το σήμα $c_k(t)$ στην εξίσωση (8.2) αναπαριστά την συνδυασμένη ορθογώνια/Gold ακολουθία. Επιπλέον, θεωρούμε πως τα βάρη μετάδοσης για κάθε χρήστη είναι κανονικοποιημένα, δηλαδή:

$$\mathbf{w}^H \mathbf{w} = 1 \quad (8.3)$$

Το μεταδιδόμενο σήμα υπόκειται σε ταχείες διαλείψεις εξαιτίας της κίνησης των χρηστών και επιπλέον εξασθένησης εξαιτίας των απωλειών διάδοσης και της σκίασης. Το λαμβανόμενο σήμα στις M_r κεραίες του k χρήστη, μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$y_k(t) = \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{k,s(k),l} \mathbf{x}_k(t - \tau_{k,s(k),l}) + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{k,s(i),l} \mathbf{x}_i(t - \tau_{k,s(i),l}) + \mathbf{n}_k \quad (8.4)$$

όπου $s(k)$ είναι ο τομέας του k χρήστη, $\tau_{k,s(i),l}$ είναι η σχετική χρονική διαφορά ανάμεσα

στην l συνιστώσα του k κινητού ως προς τον τομέα του i χρήστη και της l συνιστώσας ως προς τον δικό του τομέα, $\mathbf{H}_{k,s(i),l}$ είναι η l πολύοδη συνιστώσα διαστάσεων $M_r \times M_r$ από τον τομέα του i χρήστη ως προς το k κινητό και \mathbf{n}_k είναι ο $M_r \times 1$ προσθετικός γκαουσιανός θόρυβος. Ο πρώτος όρος της (8.4) αντιπροσωπεύει το επιθυμητό σήμα, ο δεύτερος όρος τα σήματα παρεμβάλλοντων χρηστών και ο τρίτος όρος τον θερμικό θόρυβο. Κάθε στοιχείο του πίνακα $\mathbf{H}_{k,s(i),l}$ υπολογίζεται σύμφωνα με την εξίσωση (8.1). Προκειμένου να εκμεταλλευτούμε την πολύοδη διάδοση έτσι ώστε να υπάρξει διαφορισιμότητα πολλαπλών διαδρομών, υποθέτουμε ότι ο κάθε χρήστης είναι εξοπλισμένος με έναν δέκτη RAKE που ανιχνεύει το επιθυμητό μονοπάτι και στην συνέχεια πραγματοποιεί προσαρμοσμένο φίλτράρισμα. Αυτή είναι μια διαδικασία δυο σταδίων, όπου στο πρώτο στάδιο το λαμβανόμενο σήμα πολλαπλασιάζεται με τον αναστροφосуζυγή του καναλιού μετάδοσης και η έξοδος συσχετίζεται χρονικά με την επιθυμητή κωδική ακολουθία. Τα MRC διανύσματα είναι ([15]):

$$\mathbf{r}_{k,l} = \left(\mathbf{H}_{k,s(k),l} \mathbf{w}_k \right)^H \quad (8.5)$$

για $1 \leq l \leq L$. Τελικώς, το σήμα εξόδου στον l δέκτη RAKE του k χρήστη είναι (οι ισχείς μετάδοσης παραλείπονται):

$$y_{k,l} = \mathbf{r}_{k,l} \left(\begin{array}{l} \mathbf{H}_{k,s(k),l} \mathbf{w}_k b_{k,0} + \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L \mathbf{H}_{k,s(k),l'} \mathbf{w}_k \left(\rho_{k,k,|l-l'|} b_{k,-1} + \bar{\rho}_{k,k,|l-l'|} b_{k,0} \right) \\ \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \sum_{l'=1}^L \mathbf{H}_{k,s(i),l'} \mathbf{w}_i \left(\rho_{k,i,|l-l'|} b_{i,-1} + \bar{\rho}_{k,i,|l-l'|} b_{i,0} \right) + \mathbf{n}_k \end{array} \right) \quad (8.6)$$

όπου

$$\rho_{k,i,l} = \int_0^{\Gamma_c} \left(c^{(k)}(t - l\Gamma_c) \right)^* c^{(i)}(t) dt \quad (8.7)$$

$$\bar{\rho}_{k,i,l} = \int_{\Gamma_c}^T \left(c^{(k)}(t - l\Gamma_c) \right)^* c^{(i)}(t) dt \quad (8.8)$$

είναι οι μερικές ετεροσυσχετίσεις της κωδικής ακολουθίας και T είναι η διάρκεια συμβόλου, η οποία είναι το γινόμενο του κέρδους επεξεργασίας και της διάρκειας του τσιπ (T_c) ([7]). Επιπλέον, $b_{k,-1}$ και $b_{k,0}$ είναι το προηγούμενο και το τρέχον ψηφίο του k

χρήστη αντίστοιχα και \mathbf{x}^* δηλώνει τον συζυγή του \mathbf{x} . Η τελική έξοδος είναι το άθροισμα των L σημάτων όπως αυτά καθορίζονται από την (8.6). Στην (8.6) ο δεύτερος όρος αναπαριστά την ενδοσυμβολική παρεμβολή. Υποθέτοντας μεγάλο αριθμό ψηφίων ανά στιγμιότυπο καναλιού και ανεξάρτητους συρμούς δεδομένων ανάμεσα στους χρήστες, τότε μπορούμε να υποθέσουμε ότι $E\{b_i b_j\} = 0$ για $i \neq j$, συνεπώς η ισχύς του επιθυμητού σήματος είναι:

$$P_s = \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,s(k),l} \mathbf{H}_{k,l} \mathbf{w}_k \right)^H \sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,s(k),l} \mathbf{w}_k \quad (8.9)$$

ενώ η ενδοσυμβολική παρεμβολή, η παρεμβολή πολλαπλών χρηστών από τον i χρήστη ($i \neq k$) και ο συνολικός θερμικός θόρυβος δίνονται από τις (8.10), (8.11) και (8.12) αντίστοιχα:

$$P_{ISI} = \left| \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L (\mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,s(k),l'} \mathbf{w}_k) (\rho_{k,k,l-l'} + \bar{\rho}_{k,k,l-l'}) \right|^2 + \sum_{l=1}^L (\mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,s(k),l} \mathbf{w}_k)^H \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L (\mathbf{r}_{k,l'} \mathbf{H}_{k,s(k),l'} \mathbf{w}_k) (\rho_{k,k,l-l'} + \bar{\rho}_{k,k,l-l'}) + \quad (8.10)$$

$$\sum_{l=1}^L (\mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,s(k),l} \mathbf{w}_k) \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L (\mathbf{r}_{k,l'} \mathbf{H}_{k,s(k),l'} \mathbf{w}_k)^H (\rho_{k,k,l-l'} + \bar{\rho}_{k,k,l-l'})$$

$$P_{MAI,i} = \left| \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L (\mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{i,s(k),l'} \mathbf{w}_i) (\rho_{k,i,l-l'} + \bar{\rho}_{k,i,l-l'}) \right|^2 \quad (8.11)$$

$$P_N = N_o \sum_{l=1}^L \|\mathbf{r}_{k,l}\|_F^2 \quad (8.12)$$

όπου N_o είναι το επίπεδο θερμικού θορύβου. Προκειμένου να υπολογιστούν οι θεωρητικές τιμές πιθανότητας λάθους για τις διάφορες τεχνικές μετάδοσης, θεωρούμε τον k χρήστη σαν χρήστη αναφοράς και εκφράζουμε την παρεμβολή από τους υπόλοιπους $K-1$ χρήστες όπως και την ενδοσυμβολική παρεμβολή σαν συνάρτηση του επιθυμητού σήματος του χρήστη ([14],[64]). Συγκεκριμένα, από την (8.11) λαμβάνεται η μέση τιμή της παρεμβολής από τον i χρήστη, σε σχέση με το σήμα του επιθυμητού

σήματος, σύμφωνα με την παραδοχή:

$$E\{P_{MAI,i}\} \approx \sum_{l=1}^L \|\mathbf{r}_{k,l}\|_F^2 E\left\{\sum_{l'=1}^L \left\|(\mathbf{H}_{i,s(k),l'} \mathbf{w}_i)\right\|_F^2 \left(|\rho_{k,i,l-l'}|^2 + |\bar{\rho}_{k,i,l-l'}|^2\right)\right\} \quad (8.13)$$

Ωστόσο, για τις μέσες τιμές των αυτοσυσχετίσεων και ετεροσυσχετίσεων θα ισχύει ([14]):

$$E\left\{|\rho_{k,i,l-l'}|^2 + |\bar{\rho}_{k,i,l-l'}|^2\right\} \rightarrow 1/6 / PG, 1/4 / PG \quad (8.14)$$

για $k = i$, $k \neq i$ αντίστοιχα, όπου PG είναι το κέρδος επεξεργασίας του συστήματος (Processing Gain). Συνεπώς θα ισχύει τελικά:

$$E\{P_{MAI,i}\} \approx \sum_{l=1}^L \|\mathbf{r}_{k,l}\|_F^2 \left(\frac{1}{6PG}\right) \quad (8.15)$$

Η παραπάνω σχέση έχει εξαχθεί με την παραδοχή ομοιόμορφου προφίλ διάδοσης, συνεπώς η ισχύς της κάθε πολύοδης συνιστώσας είναι ίση με $1/L$. Επιπλέον:

$$E\{P_{ISI,k}\} \approx \left(\frac{L-1}{L}\right) \left(\frac{1}{4PG}\right) \sum_{l=1}^L \|\mathbf{r}_{k,l}\|_F^2 \quad (8.16)$$

Ο σηματοθορυβικός λόγος λοιπόν θα είναι:

$$SINR_k \approx \frac{\sum_{l=1}^L \|\mathbf{r}_{k,l}\|_F^2}{\frac{(K-1)}{6PG} + \left(\frac{L-1}{L}\right) \left(\frac{1}{4PG}\right) + N_o} \quad (8.17)$$

Το επιθυμητό σήμα στην παραπάνω σχέση είναι:

$$\gamma_k = \sum_{l=1}^L \|\mathbf{r}_{k,l}\|_F^2 \quad (8.18)$$

Συνεπώς, η πιθανότητα λάθους θα ληφθεί με ολοκλήρωση της έκφρασης του σηματοθορυβικού λόγου όπως αυτή προκύπτει από την (8.17) για διαμόρφωση BPSK, επί την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του σήματος της εξίσωσης (8.18):

$$P_e = \int_0^{\infty} Q\left(\sqrt{SINR_k(\gamma_k)}\right) p_{\gamma_k}(\gamma_k) \quad (8.19)$$

όπου P_e η πιθανότητα λάθους και $p_{\gamma_k}(\gamma_k)$ η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του επιθυμητού σήματος της εξίσωσης (8.18). Η συνάρτηση Q δίνεται από την σχέση ([2]):

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (8.20)$$

Προκειμένου να εξαχθούν οι συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας του ωφέλιμου σήματος για διαφορετικές τεχνικές μετάδοσης, πραγματοποιείται επαρκής αριθμός προσομοιώσεων Monte Carlo όπου σε κάθε στιγμιότυπο υπολογίζεται το ωφέλιμο σήμα για κάθε μια από τις τεχνικές αυτές. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων αυτών παρουσιάζονται στο γράφημα 8.1, για δυο τεχνικές μετάδοσης (μεγιστοποίηση σηματοθορυβικού λόγου ανά δέκτη RAKE, μεγιστοποίηση συνολικού σηματοθορυβικού λόγου) και 10^7 στιγμιότυπα. Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε από το γράφημα αυτό, τα επιμέρους σήματα μπορούν με αρκετά καλή ακρίβεια να προσεγγιστούν με συναρτήσεις Γάμα. Οι συναρτήσεις αυτές πυκνότητας πιθανότητας, δίνονται από τον παρακάτω γενικό τύπο σαν συνάρτηση των παραμέτρων k και θ ([60]):

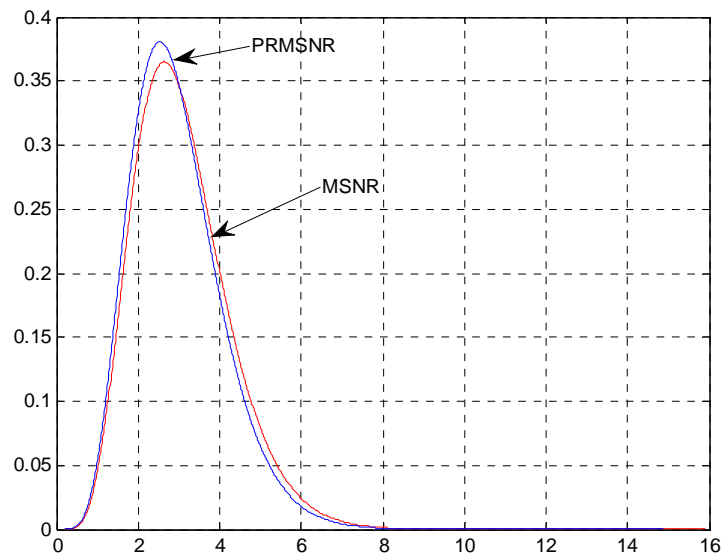
$$f(x; n, \theta) = x^{n-1} \frac{e^{-x/\theta}}{\theta^n \Gamma(n)}, x > 0, \theta > 0, n > 0 \quad (8.21)$$

όπου $\Gamma(n) = (n-1)!$. Οι παράμετροι των κατανομών Γάμα παρατίθενται στον πίνακα 8.2 ενώ οι πιθανότητες λάθους μαζί με τα αποτελέσματα προσομοιώσεων στο σχήμα 8.2.

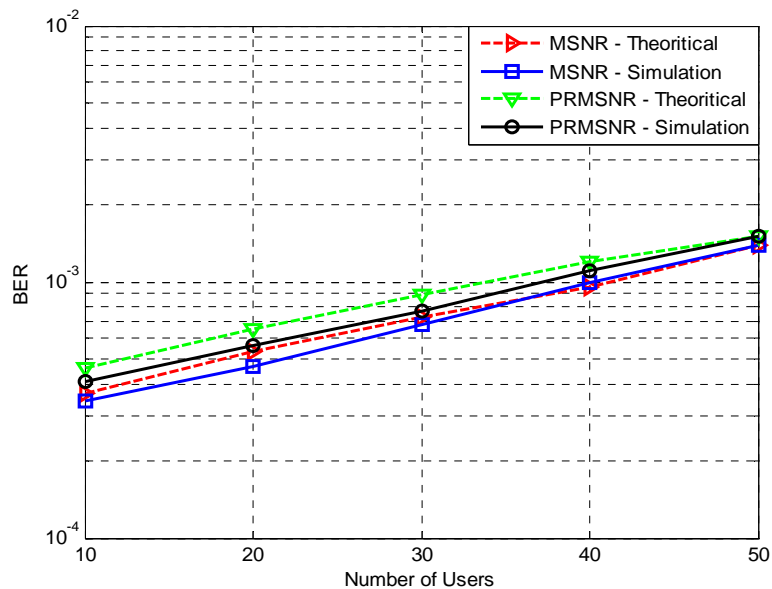
Τεχνική μετάδοσης	Παράμετρος n	Παράμετρος θ
MSNR	7	0.44
PRMSNR	7	0.42

Πίνακας 8.2 Παράμετροι Γάμα κατανομών

Στις προσομοιώσεις του σχήματος 8.2, έχει ληφθεί υπόψιν σύστημα ενός τομέα, και αριθμός χρηστών από 10 έως 50. Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε, η γκαουσιανή προσέγγιση παρέχει ακριβή αποτελέσματα για μεγάλο αριθμό χρηστών, καθότι στην περίπτωση αυτή η μεθοδολογία αυτή είναι πιο έγκυρη.



Σχήμα 8.1 Γάμα κατανομές που αντιστοιχούν στις συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας της ισχύος του σήματος χρήστη για διαφορετικές τεχνικές μετάδοσης



Σχήμα 8.2 Πειραματικές και θεωρητικές πιθανότητες λάθους για τις διάφορες τεχνικές μετάδοσης

8.4 Τεχνικές Μετάδοσης Μεγιστοποίησης Διαφορισιμότητας

Ο σηματοθορυβικός λόγος για MIMO μετάδοση, με χρήση των εξισώσεων (8.9) – (8.12) μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$SINR = \frac{P_s}{P_{ISI} + \sum_{i=1, i \neq k}^K P_{MAI,i} + P_N} \quad (8.22)$$

Η βέλτιστη στρατηγική μετάδοσης προϋποθέτει την εύρεση των βέλτιστων διανυσμάτων μετάδοσης τα οποία αφενός μεγιστοποιούν την έκφραση σηματοθορυβικού λόγου για κάθε χρήστη στο δίκτυο, και αφετέρου ελαχιστοποιούν την συνολική ισχύ μετάδοσης κάτω ζεύξης. Ωστόσο, όπως προκύπτει από την (8.22), ο σηματοθορυβικός λόγος για κάποιον χρήστη δεν εξαρτάται μονάχα από τα δικά του διανύσματα μετάδοσης αλλά και από τα διανύσματα μετάδοσης των υπόλοιπων χρηστών στο δίκτυο. Συνεπώς, δεν υπάρχει αναλυτική λύση στο παραπάνω πρόβλημα βελτιστοποίησης, ενώ μέχρι σήμερα δεν έχει προταθεί κάποια αποδοτική λύση. Συνεπώς, πρέπει να αναζητηθούν υποβέλτιστες τεχνικές μετάδοσης, ανάλογα με τον βαθμό γνώσης του καναλιού στον πομπό (CSI – Channel State Information). Εάν ο πομπός δεν έχει κάποια πληροφόρηση για το κανάλι, τότε δυο κοινές τεχνικές μετάδοσης είναι αυτές της ισοκατανομής ισχύος στις κεραίες μετάδοσης, καθώς και η τυχαία κατανομή ισχύος. Στην πρώτη περίπτωση, κάθε στοιχείο του διανύσματος \mathbf{w} είναι σταθερό και ίσο με $1/\sqrt{M_t}$. Στην δεύτερη περίπτωση, η τιμή κάθε στοιχείου καθορίζεται σύμφωνα με την ομοιόμορφη κατανομή, όπου στην συνέχεια ακολουθεί κανονικοποίηση έτσι ώστε να ισχύει η συνθήκη της (8.3). Παρόλο που οι τεχνικές αυτές δεν απαιτούν κάποιο είδος ανάδρασης από το κινητό τερματικό στον σταθμό βάσης, δεν παρέχουν κέρδος διαφορισιμότητας στην μετάδοση, καθώς ο πομπός δεν έχει γνώση των χωρικών διαστάσεων του καναλιού.

Στην τρίτη στρατηγική μετάδοσης, κάθε κινητό τερματικό εκτιμά κάθε μια από τις L πολύοδες συνιστώσες και στέλνει στον σταθμό βάσης την συνιστώσα με την ισχυρότερη ιδιοτιμή:

$$\mathbf{w}_k = X \left(\max_{1 \leq l \leq L} \lambda_m \left(\mathbf{H}_{k,s(k),l}^H \mathbf{H}_{k,s(k),l} \right) \right) \quad (8.23)$$

όπου λ_m είναι η μέγιστη ιδιοτιμή του πίνακα $\mathbf{H}_{k,s(k),l}^H \mathbf{H}_{k,s(k),l}$ και η μεγαλύτερη από τις L αυτές ιδιοτιμές επιλέγεται. Το διάνυσμα μετάδοσης στην συνέχεια τίθεται ίσο με την αντίστοιχη ιδιοτιμή (δηλαδή το διάνυσμα X στην (8.23)). Σε αυτήν την περίπτωση, παρόλο που υπάρχει ανάδραση, το φορτίο αυτής της ανάδρασης είναι μειωμένο, καθώς μόνο ένα κανάλι αποστέλλεται πίσω στον σταθμό βάσης. Ωστόσο, ο σηματοθορυβικός λόγος στην πλευρά της λήψης θα είναι μειωμένος, καθώς δεν γίνεται εκμετάλλευση όλων των χωρικών καναλιών. Η στρατηγική αυτή θα αναφέρεται ως μεγιστοποίηση σηματοθορυβικού λόγου ανά δέκτη RAKE (PRMSNR – Per Rake Maximization of SNR).

Στην τέταρτη στρατηγική μετάδοσης, ο σκοπός είναι να μεγιστοποιηθεί ο λαμβανόμενος SNR. Συνεπώς, όλες οι πολύοδες συνιστώσες εκτιμώνται στην πλευρά του κινητού και αποστέλλονται πίσω στον σταθμό βάσης. Από την (8.9), η ισχύς του επιθυμητού σήματος μπορεί να εκφραστεί ως εξής:

$$P_s = \mathbf{w}_k^H \left(\left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,s(k),l} \right)^H \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,s(k),l} \right) \right) \mathbf{w}_k \quad (8.24)$$

και τα διανύσματα $\mathbf{r}_{k,l}$ εξαρτώνται από τα βάρη \mathbf{w}_k . Ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης περιγράφεται στον πίνακα 8.2, όπου i είναι ο δείκτης επανάληψης, $\mathbf{w}_{k,i}$ είναι το διάνυσμα μετάδοσης του k χρήστη στην i επανάληψη και είναι $\mathbf{r}_{k,l,i}$ είναι το πολλαπλασιαστικό διάνυσμα MRC του k χρήστη για τον l δέκτη RAKE στην i επανάληψη. Η διαδικασία τερματίζεται όταν επιτευχθεί σύγκλιση στην λαμβανόμενη ισχύ. Ο αλγόριθμος αυτός συμβολίζεται με MSNR (Maximization of SNR).

<p>Βήμα 1: Set $i \leftarrow 1$, $\mathbf{w}_{k,i} \leftarrow 1/\sqrt{M_l}$, $P_i \leftarrow \mathbf{w}_{k,i}^H \mathbf{w}_{k,i}$, $\varepsilon = 10^{-3}$</p> <p>Βήμα 2: $\mathbf{r}_{k,l,i} = (\mathbf{H}_{k,s(k),l} \mathbf{w}_{k,i})^H$ and</p> $\mathbf{A} \leftarrow \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,l,i} \mathbf{H}_{k,s(k),l} \right)^H \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,l,i} \mathbf{H}_{k,s(k),l} \right)$ <p>Βήμα 3: $\mathbf{w}_{k,i+1} \leftarrow X(\lambda_m(\mathbf{A}))$ and $P_{i+1} \leftarrow \mathbf{w}_{k,i+1}^H \mathbf{A} \mathbf{w}_{k,i+1}$</p> <p>Βήμα 4: If $\frac{ P_{i+1} - P_i }{P_i} \leq \varepsilon$ the procedure terminates else go to step 2</p>

Πίνακας 8.3 Ο αλγόριθμος βελτιστοποίησης σηματοθορυβικού λόγου (MSNR)

Η πέμπτη στρατηγική, είναι το σχήμα μετάδοσης pre-RAKE MRC ([55]). Στην ειδική περίπτωση ενός MIMO συστήματος με μια κεραία ανά κινητό τερματικό, το διάνυσμα μετάδοσης θα είναι:

$$\mathbf{w}_k = \frac{1}{\sqrt{R}} \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{k,s(k),l}^* c_k^*(t + \tau_{k,s(k),l}) b_k(t) \quad (8.25)$$

όπου R είναι ένας παράγοντας κανονικοποίησης ο οποίος καθορίζεται στην συνέχεια. Ωστόσο, εάν το κάθε κινητό τερματικό έχει περισσότερες από μια κεραίες λήψης, τότε η παραπάνω εξίσωση δεν μπορεί να εφαρμοστεί. Στην περίπτωση αυτή, το κινητό επιλέγει μια κεραία λήψης, σύμφωνα με την σχέση:

$$u = \operatorname{argmax}_{1 \leq u \leq M_r} \left\{ \sum_{l=1}^L \|\mathbf{H}_{k,s(k),l,u'}\|_F^2 \right\} \quad (8.26)$$

όπου u είναι η επιλεγμένη κεραία. Σε αυτήν την περίπτωση, $\mathbf{H}_{k,s(k),l,u'}$ είναι το κανάλι στην u' κεραία λήψης από την l συνιστώσα. Συνεπώς, η pre-RAKE MRC στρατηγική μετάδοσης προσπαθεί να βρει το $M_t \times 1$ βέλτιστο κανάλι ανάμεσα σε όλες τις κεραίες λήψης το οποίο μεγιστοποιεί το άθροισμα των πλατών σε όλες τις πολύοδες συνιστώσες. Εάν εφαρμοστεί η συνθήκη της εξίσωσης (8.3) στην (8.25), και κατόπιν πραγματοποιηθεί ολοκλήρωση σε διάρκεια ενός συμβόλου, λαμβάνουμε ότι:

$$\mathbf{w}_k^H \mathbf{w}_k = \frac{1}{R} \left\{ \frac{\sum_{l=1}^L \sum_{l'=l+1}^L \operatorname{Re}(\mathbf{H}_{k,s(k),l',u}^H \mathbf{H}_{k,s(k),l,u} \bar{\rho}_{k,k,|l-l'|})}{\sum_{l=1}^L \|\mathbf{H}_{k,s(k),l,u}\|^2} \right\} \quad (8.27)$$

όπου $\operatorname{Re}(x)$ είναι το πραγματικό μέρος του x . Συνεπώς, ο παράγοντας κανονικοποίησης τίθεται ίσος με το αντίστροφο της έκφρασης που είναι μέσα σε αγκύλες στην εξίσωση (8.27). Σε αυτήν την περίπτωση, τα κινητά τερματικά δεν είναι εξοπλισμένα με δέκτες RAKE, και η πολυπλοκότητα επεξεργασίας μεταφέρεται στον σταθμό βάσης. Τα διανύσματα λήψης έχουν μέγεθος $1 \times M_r$, με $\mathbf{r}(i) = 0$ για $i \neq u$ και $\mathbf{r}(u) = 1$. Συνεπώς, η μόνη

επεξεργασία που πραγματοποιείται στην πλευρά της λήψης είναι πολλαπλασιασμός του λαμβανόμενου σήματος με τον κώδικα του χρήστη και κατόπιν ολοκλήρωση για διάρκεια ίση με αυτή του συμβόλου.

Οι παραπάνω στρατηγικές μετάδοσης, έχουν ένα βασικό μειονέκτημα: Αδυνατούν να λάβουν υπόψιν την παρεμβολή που προκαλεί ο χρήστης στο δίκτυο. Στην έκτη τεχνική μετάδοσης, σκοπός είναι η μεγιστοποίηση του επιθυμητού σήματος χρήστη με παράλληλη ελαχιστοποίηση των παρεμβολών που προκαλεί στους υπόλοιπους χρήστες. Η παρεμβολή αυτή που προκαλεί ο k χρήστης θα δίνεται από την σχέση (οι ετεροσυσχετίσεις παραλείπονται):

$$J_k = \mathbf{w}_k^H \left(\begin{array}{l} \sum_{i=1, i \neq k}^K \left(\sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \mathbf{H}_{i,s(k),l'}^H \mathbf{r}_{i,l}^H \sum_{l=1}^L \sum_{l'=1}^L \mathbf{r}_{i,l} \mathbf{H}_{i,s(k),l'} \right) + \\ \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L \mathbf{H}_{k,s(k),l'}^H \mathbf{r}_{k,l}^H \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L \mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,s(k),l'} + \\ 2\text{Re} \left\{ \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{k,s(k),l}^H \mathbf{r}_{k,l}^H \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L \mathbf{r}_{k,l'} \mathbf{H}_{k,s(k),l'} \right\} \end{array} \right) \mathbf{w}_k \quad (8.28)$$

και ο αντίστοιχος λόγος του επιθυμητού σήματος χρήστη προς τις παρεμβολές που προκαλεί στο δίκτυο θα είναι:

$$SJNR_k = \frac{P_{s,k}}{J_k} \quad (8.29)$$

Ο παρονομαστής της (8.29) περιλαμβάνει και την ενδοσυμβολική παρεμβολή, καθότι είναι η παρεμβολή που προκαλεί ο χρήστης στον εαυτό του. Ωστόσο, στην (8.28) περιλαμβάνονται και οι όροι $\mathbf{r}_{i,l}$ ($1 \leq i \leq K$, $1 \leq l \leq L$), οι οποίοι εξαρτώνται από τα διανύσματα μετάδοσης των άλλων χρηστών. Προκειμένου να απλοποιηθεί η διαδικασία, θεωρούμε πως οι όροι $\mathbf{H}_{i,s(k),l'}^H \mathbf{r}_{i,p}^H \mathbf{r}_{i,p} \mathbf{H}_{i,s(k),l}$ για $l \neq l'$ και $p \neq p'$ ($1 \leq p \leq L$) μπορούν να αγνοηθούν καθώς δίνουν μηδενική μέση τιμή εάν ληφθεί η μέση τιμή τους ως προς τις ταχείες

διαλείψεις, καθώς και $\|\mathbf{r}_{i,l}\|_F = 1$ for $1 \leq k \leq K$ και $1 \leq l \leq L$. Με αυτές τις παραδοχές, ο λόγος σήματος προς παρεμβολή (SJNR – Signal to Jamming Noise Ratio) θα είναι:

$$SJNR_k \approx \frac{\mathbf{w}_k^H \left(\left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,s(k),l} \mathbf{H}_{k,l} \right)^H \sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,s(k),l} \right) \mathbf{w}_k}{\mathbf{w}_k^H \left(\sum_{i=1}^K \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{k,s(i),l}^H \mathbf{H}_{k,s(i),l} \left(|\rho_{k,i,l}|^2 + |\bar{\rho}_{k,i,l}|^2 \right) \right) \right) \mathbf{w}_k} \quad (8.30)$$

και εξαρτάται μονάχα από τα βάρη \mathbf{w}_k . Συνεπώς, εάν συμβολίσουμε με $X_m(Y_k)$ το ιδιοδιάνυσμα που αντιστοιχεί στην μέγιστη ιδιοτιμή του πίνακα Y_k , το διάνυσμα που μεγιστοποιεί τον παραπάνω λόγο θα δίνεται από τις σχέσεις ([59]):

$$\mathbf{w}_k = X_m(Y_k) \quad (8.31)$$

$$Y_k = \left(\sum_{i=1}^K \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{i,s(k),l}^H \mathbf{H}_{i,s(k),l} \left(|\rho_{k,i,l}|^2 + |\bar{\rho}_{k,i,l}|^2 \right) \right) \right)^{-1} \times \left(\left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,s(k),l} \mathbf{H}_{k,l} \right)^H \sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,s(k),l} \right) \quad (8.32)$$

Εάν και η παραπάνω τεχνική μετάδοσης αρχικά παρουσιάστηκε στην δημοσίευση [59], η εφαρμογή της ήταν αρκετά περιορισμένη σε συστήματα με έναν μόνο τομέα με διαλείψεις μη επιλεκτικές ως προς την συχνότητα, περιορισμένο αριθμό χρηστών, χωρίς επίσης να εφαρμόζεται κάποιο πρωτόκολλο μετάδοσης (π. χ. WCDMA).

Πρέπει να σημειωθεί ωστόσο πως η παραπάνω τεχνική μετάδοσης δεν είναι η βέλτιστη, καθότι δεν εξασφαλίζεται η μεγιστοποίηση του SINR. Ωστόσο, κάθε κινητό μειώνει την παρεμβολή που προκαλεί στο δίκτυο, συνεπώς για υψηλά επίπεδα παρεμβολής ανάμεσα στους κινητούς χρήστες, η τεχνική αυτή υπερτερεί έναντι των άλλων τεχνικών μετάδοσης όπως θα παρουσιαστεί και στην παράγραφο των αποτελεσμάτων, όπου λαμβάνονται υπόψιν διαφορετικοί ρυθμοί μετάδοσης και τοπολογίες MIMO συστημάτων με μια σειρά κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη.

8.5 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

Στην πρώτη κατηγορία αποτελεσμάτων που παρουσιάζονται στα σχήματα 8.3 έως 8.7 για διαφορετικές τοπολογίες MIMO συστημάτων, θεωρούμε υπηρεσίες με ρυθμό μετάδοσης 30 Kbps, συνεπώς για εύρος ζώνης του συστήματος 3.84 MHz το κέρδος επεξεργασίας ισούται με 128. Σε όλα τα γραφήματα, στον οριζόντιο άξονα υπάρχουν οι τιμές των διαχωρίσιμων συνιστωσών πολύοδης διάδοσης (από 1 έως 6), ενώ στον κατακόρυφο άξονα ο μέσος ρυθμός σφαλμάτων στην κεντρική κυψέλη για τις διαφορετικές στρατηγικές μετάδοσης που περιγράφηκαν στην προηγούμενη ενότητα. Σε όλες τις προσομοιώσεις έχει ληφθεί υπόψιν ένα ομοιόμορφο προφίλ καθυστέρησης ισχύος, δηλαδή η σχετική ισχύς κάθε πολύοδης συνιστώσας ισούται με $1/L$, καθότι μας ενδιαφέρει η σχετική επίδοση των τεχνικών που περιγράφηκαν στην προηγούμενη ενότητα. Για χάριν απλότητας, υποθέτουμε πως σε κάθε σενάριο προσομοίωσης ο αριθμός των δεκτών RAKE με τους οποίους είναι εξοπλισμένος ένας χρήστης ισούται με τον συνολικό αριθμό συνιστωσών πολύοδης διάδοσης. Στην αρχή κάθε στιγμιότυπου, τα κινητά τερματικά τοποθετούνται τυχαία σε ένα δίκτυο το οποίο αποτελείται από μια σειρά κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη. Η ισχύς μετάδοσης ανά κινητό τερματικό υπολογίζεται στην αρχή του κάθε στιγμιότυπου εάν ληφθεί ο μέσος όρος των σημάτων ως προς τις ταχείες διαλείψεις:

$$\frac{\frac{P_k}{TL_{k,s(k)}}}{\frac{P_k}{TL_{k,s(k)}} \left(\frac{1}{4PG} \right) + \sum_{i=1, i \neq k}^K \frac{P_i}{TL_{k,s(i)}} \left(\frac{1}{6PG} \right) + N_o} = \frac{E_b}{N_o} \quad (8.33)$$

όπου $TL_{k,s(i)}$ είναι οι συνολικές απώλειες του k κινητού τερματικού (συμπεριλαμβανομένης σκίασης και εξασθένησης λόγω διαγραμμάτων ακτινοβολίας) σε σχέση με τον τομέα του i κινητού τερματικού, ενώ το απαιτούμενο E_b/N_o ισούται με 5 dB. Από την εξίσωση (8.33) σχηματίζεται ένα γραμμικό $K \times K$ σύστημα εξισώσεων (K ο αριθμός των ενεργών χρηστών στο δίκτυο), το οποίο μπορεί να επιλυθεί ως προς τις ισχείς μετάδοσης των σημάτων.

Όπως φαίνεται από τα σχήματα 8.3 – 8.7, η ομοιόμορφη και η τυχαία κατανομή ισχύος στις κεραιές έχουν παρόμοια επίδοση, η οποία είναι σαφώς χειρότερη με την επίδοση των άλλων στρατηγικών μετάδοσης, εξαιτίας της μη γνώσης του καναλιού στον σταθμό βάσης. Ο μέσος ρυθμός σφαλμάτων ελαττώνεται καθώς ο αριθμός των διαχωρίσιμων συνιστωσών πολύοδης διάδοσης αυξάνεται, ωστόσο το σχετικό κέρδος (δηλαδή ο λόγος των ρυθμών σφαλμάτων ανάμεσα σε δυο διαδοχικές τιμές πολύοδων συνιστωσών) ελαττώνεται. Η διαφορά ανάμεσα στην επίδοση της ομοιόμορφης/τυχαίας κατανομής ισχύος στις κεραιές σε σχέση με τα άλλα σχήματα μετάδοσης αυξάνεται καθώς αυξάνει ο αριθμός των κεραιών μετάδοσης, μιας και σε αυτήν την περίπτωση το σύστημα δεν μπορεί να επωφεληθεί από διαφορισμότητα μετάδοσης λόγω της ισοκατανομής της ισχύος. Ωστόσο, η διαφορά αυτή ελαττώνεται καθώς αυξάνει ο αριθμός των κεραιών λήψης. Στο 2x2 MIMO σύστημα για παράδειγμα, για δυο συνιστώσες πολύοδης διάδοσης, ο ρυθμός σφαλμάτων της ομοιόμορφης/τυχαίας κατανομής ισχύος στις κεραιές μετάδοσης είναι $1.8 \times 10^{-3} / 1.9 \times 10^{-3}$ αντίστοιχα, ενώ αυτές οι τιμές είναι $1.8 \times 10^{-3} / 1.9 \times 10^{-3}$ και $4.3 \times 10^{-5} / 4.1 \times 10^{-5}$ για το 4x2 και 2x4 σύστημα αντίστοιχα.

Η επίδοση της PRMSNR στρατηγικής μετάδοσης είναι χειρότερη σε σχέση με την επίδοση της MSNR τεχνικής μετάδοσης σε όλα τα σενάρια προσομοίωσης, και η σχετική διαφορά στον ρυθμό σφαλμάτων αυξάνεται καθώς αυξάνεται είτε ο αριθμός των κεραιών μετάδοσης είτε ο αριθμός των πολύοδων συνιστωσών. Σε αυτές τις περιπτώσεις, οι χωρικές διαστάσεις του καναλιού αυξάνονται και συνεπώς η PRMSNR τεχνική η οποία πραγματοποιεί διαμόρφωση επιλέγοντας μονάχα την ισχυρότερη πολύοδη συνιστώσα δεν μπορεί να είναι αποδοτική. Για έξι διαχωρίσιμες πολύοδες συνιστώσες για παράδειγμα, στο 2x1 MIMO σύστημα οι ρυθμοί σφαλμάτων των PRMSNR/MSNR τεχνικών είναι $6 \times 10^{-3} / 1.8 \times 10^{-3}$ αντίστοιχα, ενώ στο 4x2 σύστημα οι αντίστοιχοι ρυθμοί σφαλμάτων είναι $2.4 \times 10^{-5} / 7 \times 10^{-6}$. Επιπλέον, για υψηλό αριθμό κεραιών μετάδοσης υπάρχει ένα σημείο κορεσμού στον ρυθμό σφαλμάτων των δυο αυτών τεχνικών μετάδοσης πέρα από το οποίο ο ρυθμός σφαλμάτων αυξάνεται. Σε αυτήν την περίπτωση, η προσπάθεια αύξησης του σηματοθορυβικού λόγου χωρίς να λαμβάνονται υπόψιν τα σήματα των παρεμβάλλοντων χρηστών οδηγεί τελικά σε χειροτέρευση της επίδοσης του συστήματος. Όπως φαίνεται από τα σχήματα 8.3-8.7, η επίδοση της pre-RAKE MRC τεχνικής μετάδοσης είναι καλύτερη σε σχέση με τις επιδόσεις των άλλων τεχνικών μετάδοσης για

υψηλό αριθμό κεραιών μετάδοσης ή συνιστωσών πολύοδης διάδοσης. Συγκεκριμένα, από το σχήμα 7.2, στο 2x1 MIMO σύστημα, για έξι διαχωρίσιμες πολύοδες συνιστώσες, ο ρυθμός σφαλμάτων της pre-RAKE MRC τεχνικής είναι 4×10^{-4} ενώ οι αντίστοιχοι ρυθμοί σφαλμάτων των PRMSNR/MSNR τεχνικών είναι $2.6 \times 10^{-3} / 1.8 \times 10^{-3}$ αντίστοιχα, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως. Από το σχήμα 7.5, στο 4x2 MIMO σύστημα για έξι πολύοδες συνιστώσες, ο ρυθμός σφαλμάτων της pre-RAKE MRC τεχνικής είναι 8.3×10^{-7} . Ωστόσο, στα 1x2, 2x2 και 2x4 MIMO συστήματα, ακόμα και για υψηλό αριθμό συνιστωσών πολύοδης διάδοσης, η τεχνική αυτή έχει χειρότερη επίδοση από όλες τις άλλες τεχνικές μετάδοσης. Στις περιπτώσεις αυτές, παρόλο που ο σταθμός βάσης επιλέγει το βέλτιστο κανάλι σύμφωνα με την εξίσωση (8.26), η επιλογή κεραιάς λήψης μειώνει ουσιαστικά την τάξη διαφορισιμότητας του συστήματος, ειδικά για μεγάλο αριθμό κεραιών λήψης. Για παράδειγμα, από τα σχήματα 8.3, 8.5 και 8.6, φαίνεται ότι παρόλο που ο ρυθμός σφαλμάτων της pre-RAKE MRC τεχνικής ελαττώνεται καθώς αυξάνεται ο αριθμός των κεραιών λήψης, ο ρυθμός μείωσης είναι χαμηλότερος σε σχέση με τους αντίστοιχους ρυθμούς μείωσης των άλλων τεχνικών μετάδοσης.

Τέλος, η επίδοση της στρατηγικής που στηρίζεται στην μεγιστοποίηση του επιθυμητού σήματος προς το σύνολο των παρεμβολών που προκαλεί ο συγκεκριμένος χρήστης στο δίκτυο (Maximization of the Signal to Jamming plus Noise Ratio -MSJNR) είναι πρακτικά η ίδια με την επίδοση της MSNR τεχνικής, ακόμα και για υψηλό αριθμό πολύοδων συνιστωσών. Στις προσομοιώσεις που εξετάζονται στην παράγραφο αυτή, υπάρχει χαμηλό κέρδος επεξεργασίας (128), συνεπώς οι ετεροσυσχετίσεις ανάμεσα στις κωδικές ακολουθίες διαφορετικών κινητών τερματικών λαμβάνουν σχετικά χαμηλές τιμές. Συνεπώς, η MSJNR τεχνική η οποία προσπαθεί να εξισορροπήσει την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος σε σχέση με την παρεμβολή που προκαλείται στο υπόλοιπο δίκτυο, δεν παρέχει αξιοσημείωτα αποτελέσματα στην περίπτωση αυτή.

Στην δεύτερη κατηγορία αποτελεσμάτων, που παρουσιάζονται στα σχήματα 8.9 έως 8.11, εξετάζεται η επίδοση των παραπάνω τεχνικών τόσο σε συνθήκες σφάλματος εκτίμησης καναλιού όσο και σε περιπτώσεις υψηλών ρυθμών μετάδοσης. Στις προηγούμενες περιπτώσεις είχε ληφθεί υπόψιν ιδανική γνώση του καναλιού μετάδοσης στον σταθμό βάσης. Ωστόσο, σε πραγματικά συστήματα κινητών επικοινωνιών, θα υπάρχουν πάντοτε σφάλματα, είτε εξαιτίας των ταχέων διαλείψεων, είτε εξαιτίας λαθών

στο κανάλι ανάδρασης από το κινητό τερματικό στον σταθμό βάσης. Προκειμένου να μοντελοποιήσουμε τα σφάλματα αυτά, χρησιμοποιούμε την παρακάτω σχέση ([65]):

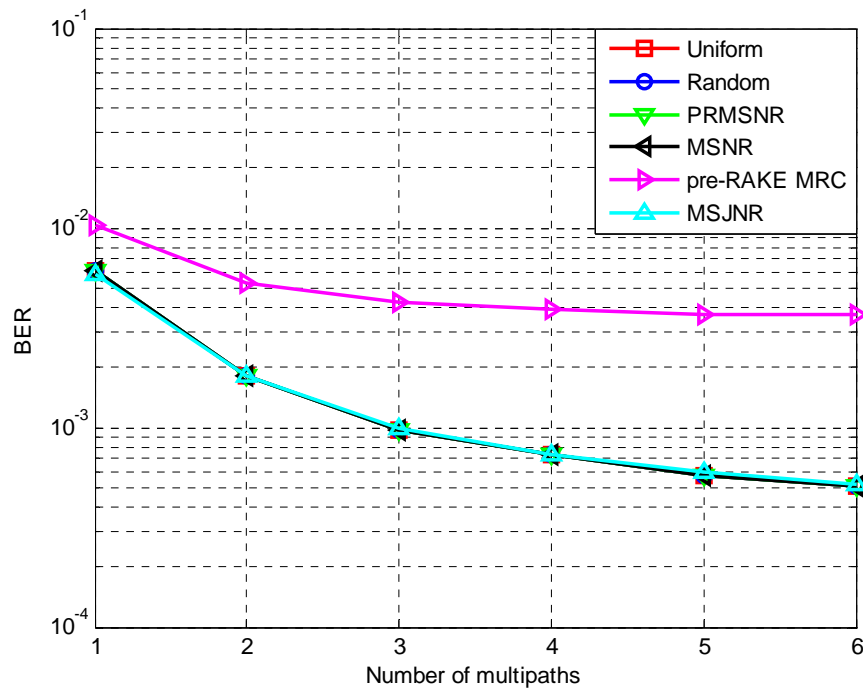
$$\hat{\mathbf{H}} = \sqrt{1 - \varepsilon^2} \mathbf{H} + \varepsilon \tilde{\mathbf{H}} \quad (8.34)$$

όπου \mathbf{H} είναι το πραγματικό κανάλι, $\hat{\mathbf{H}}$ το εκτιμώμενο κανάλι, $\tilde{\mathbf{H}}$ το κανάλι σφάλματος και $\varepsilon \in [0,1]$ μια παράμετρος η οποία αντιπροσωπεύει το σφάλμα εκτίμησης καναλιού ($\varepsilon=0$ αντιστοιχεί σε μηδενικό σφάλμα εκτίμησης και $\varepsilon=1$ σε πλήρες σφάλμα εκτίμησης).

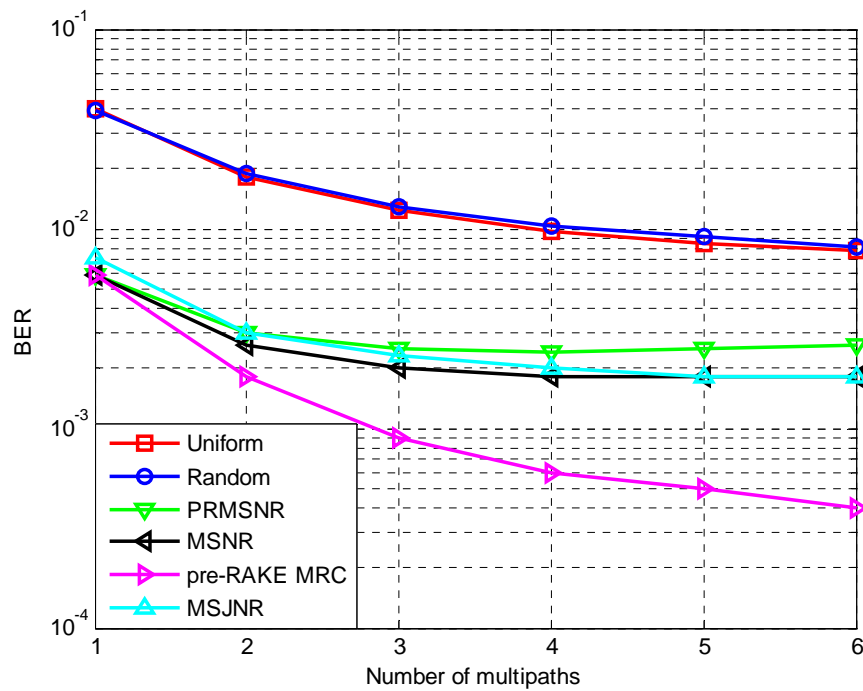
Στα σχήματα 8.9 και 8.10, παρουσιάζονται αποτελέσματα για δυο τοπολογίες MIMO δικτύων, 2x2 και 4x2 αντίστοιχα, τέσσερις πολύοδες συνιστώσες, τέσσερις τεχνικές μετάδοσης (PRMSNR, MSNR, pre-RAKE MRC, MSJNR), για υπηρεσίες με ρυθμό 30 Kbps. Στον οριζόντιο άξονα είναι το σφάλμα εκτίμησης καναλιού, το οποίο μεταβάλλεται από 0.2 έως 0.8. Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε από το σχήμα 8.8, η επίδοση της MSNR τεχνικής είναι παρόμοια με αυτή της MSJNR τεχνικής σε όλες τις περιπτώσεις σφάλματος καναλιού, ενώ η επίδοση της pre-RAKE MRC τεχνικής χειροτερεύει σημαντικά καθώς αυξάνεται το σφάλμα καναλιού. Από το σχήμα 8.9, για σφάλμα μεγαλύτερο από 40%, η pre-RAKE MRC τεχνική παύει πλέον να υπερτερεί έναντι των άλλων τεχνικών.

Στα σχήματα 8.10 και 8.11 παρουσιάζονται αποτελέσματα για τις ίδιες τοπολογίες δικτύων όπως και στα σχήματα 8.8 και 8.9, δυο πολύοδες συνιστώσες, όπου τώρα ο ρυθμός μετάδοσης ανά χρήστη είναι 120 Kbps, συνεπώς το κέρδος επεξεργασίας είναι 32. Από το σχήμα 8.10, η MSNR τεχνική έχει ρυθμό σφάλματος 0.0018/0.0022/0.0029 για εκτίμηση σφάλματος καναλιού ίσο με 20/40/60% αντίστοιχα, ενώ οι αντίστοιχες τιμές για την MSJNR τεχνική είναι ίσες με 0.0014/0./0017/0.0026, συνεπώς παρέχεται κέρδος BER το οποίο μπορεί να φτάσει μέχρι 30%. Ωστόσο, στην περίπτωση του 4x2 συστήματος δεν παρέχεται παρόμοιο κέρδος. Για συμμετρικά συστήματα συνεπώς ($M_T=M_R$), η MSJNR τεχνική παρέχει σημαντικό κέρδος έναντι της MSNR τεχνικής που αποσκοπεί μονάχα στην μεγιστοποίηση του σηματοθορυβικού λόγου.

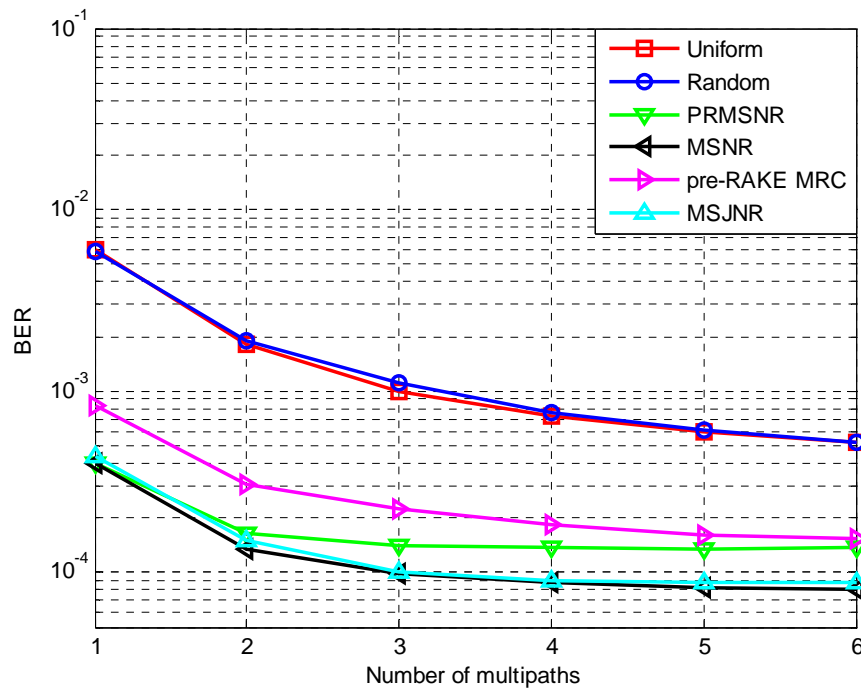
Επίσης, όπως και στην περίπτωση των υπηρεσιών χαμηλού ρυθμού μετάδοσης, η επίδοση της pre-RAKE MRC τεχνικής χειροτερεύει σε μεγαλύτερο βαθμό σε σχέση με την επίδοση των άλλων τεχνικών για αυξανόμενο σφάλμα καναλιού.



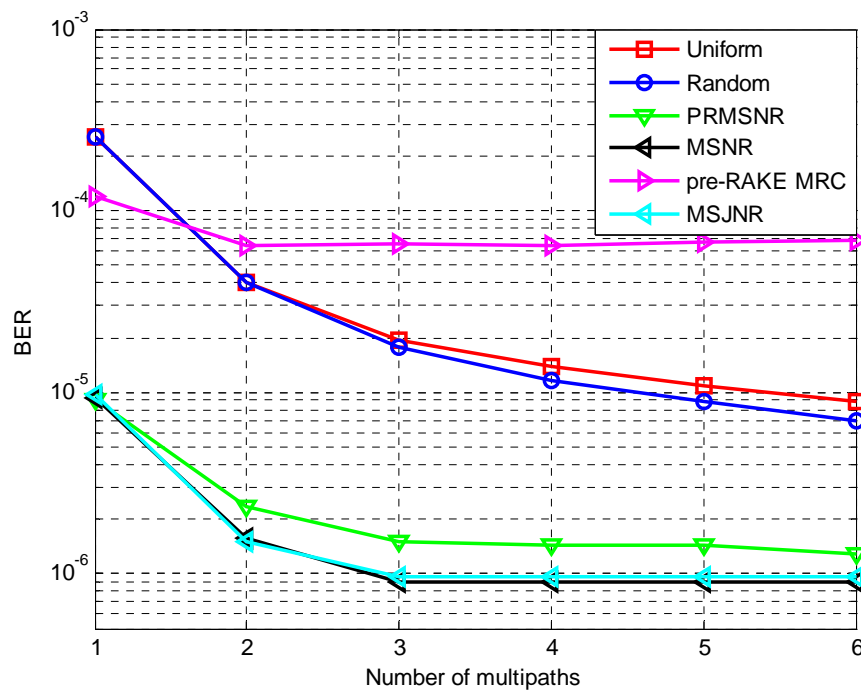
Σχήμα 8.3 BER για 1x2 MIMO σύστημα



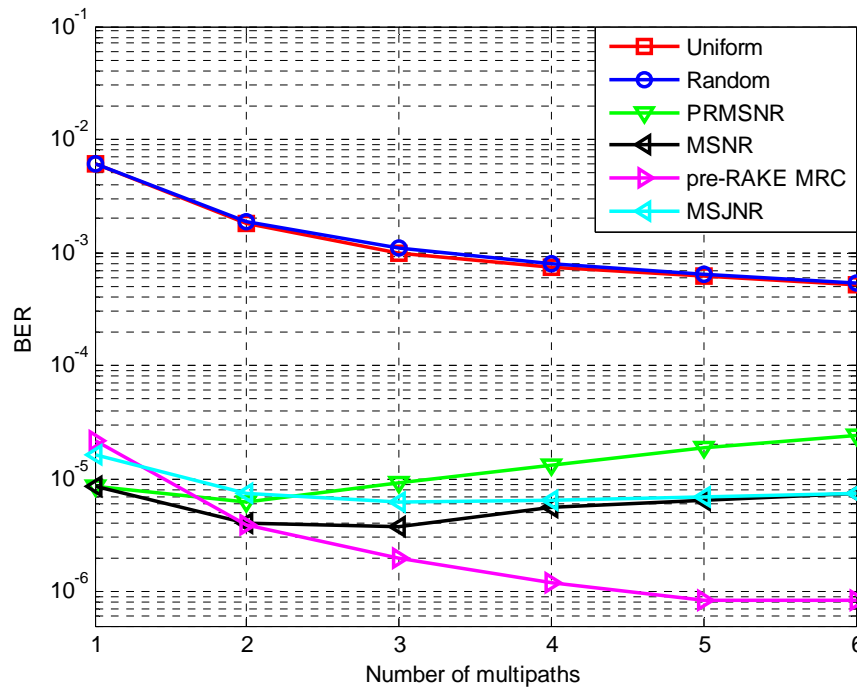
Σχήμα 8.4 BER για 2x1 MIMO σύστημα



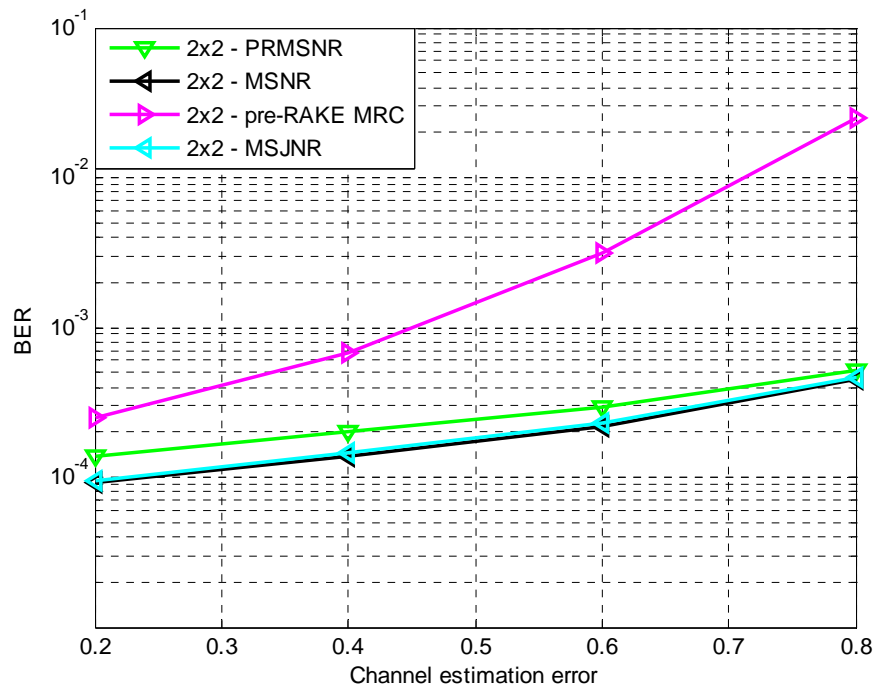
Σχήμα 8.5 BER για 2x2 MIMO σύστημα



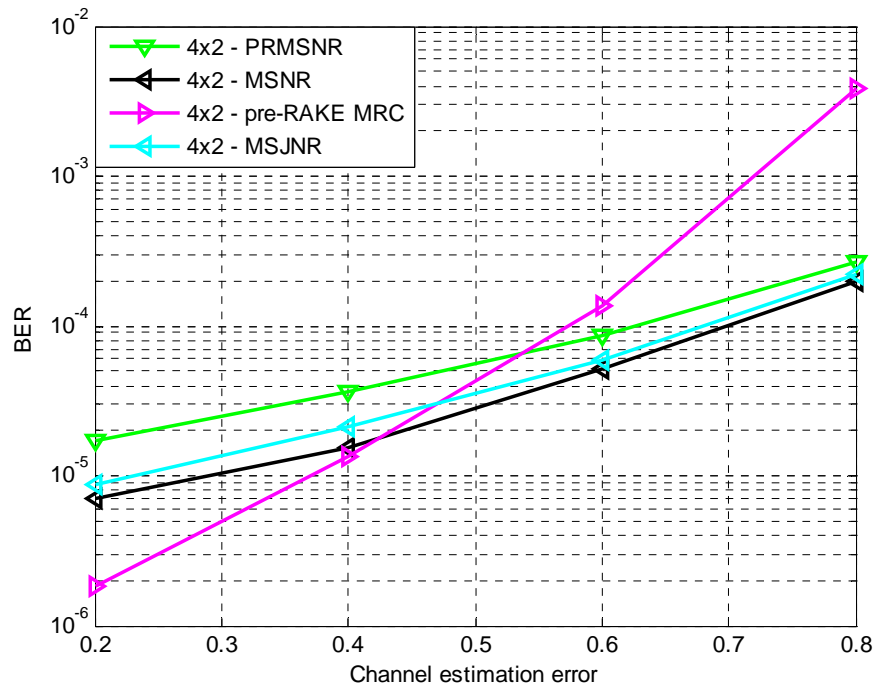
Σχήμα 8.6 BER για 2x4 MIMO σύστημα



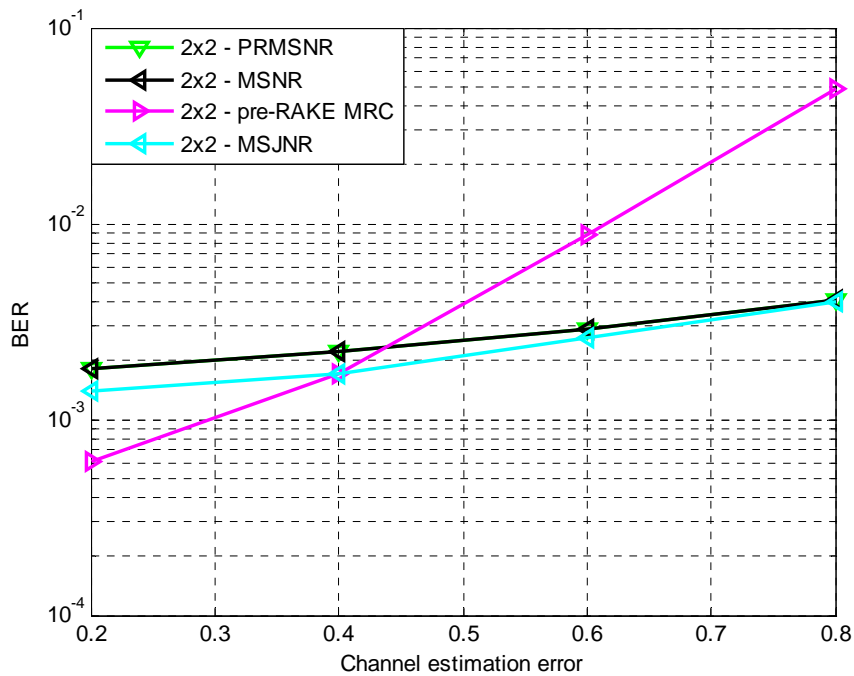
Σχήμα 8.7 BER για 4x2 MIMO σύστημα



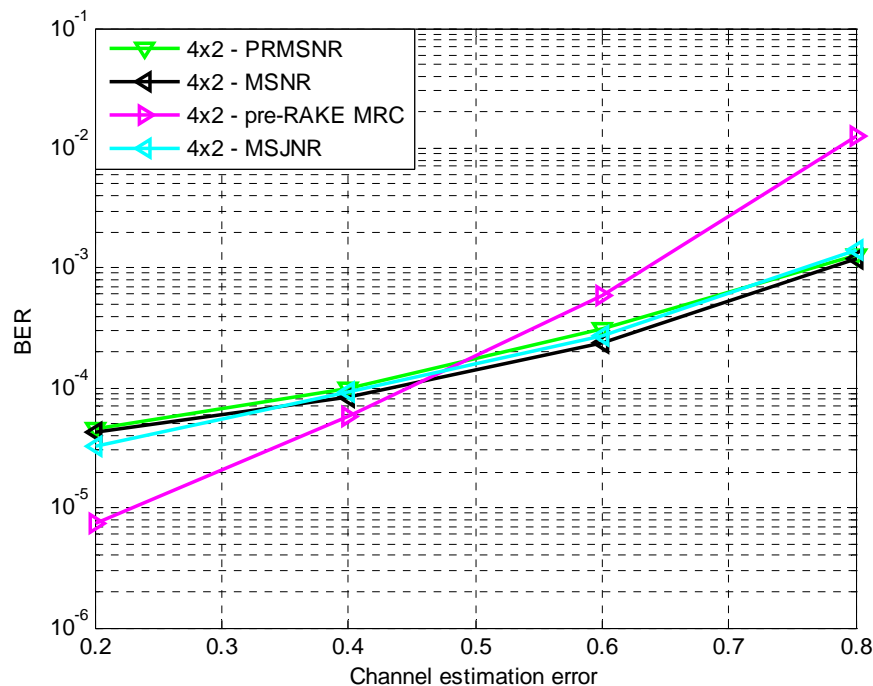
Σχήμα 8.8 BER για μεταβλητό σφάλμα εκτίμησης καναλιού - 2x2 MIMO σύστημα – Υπηρεσίες 30Kbps – Τέσσερις πολύοδες συνιστώσες



Σχήμα 8.9 BER για μεταβλητό σφάλμα εκτίμησης καναλιού - 4x2 MIMO σύστημα – Υπηρεσίες 30Kbps – Τέσσερις πολύδρες συνιστώσες



Σχήμα 8.10 BER για μεταβλητό σφάλμα εκτίμησης καναλιού - 2x2 MIMO σύστημα – Υπηρεσίες 120Kbps – Δυο πολύδρες συνιστώσες



Σχήμα 8.11 BER για μεταβλητό σφάλμα εκτίμησης καναλιού - 4x2 MIMO σύστημα – Υπηρεσίες 120Kbps – Δυο πολύοδες συνιστώσες

Τέλος, περιγράφεται ο προτεινόμενος αλγόριθμος συνεργασίας γειτονικών τομέων σε MIMO-WCDMA δίκτυα για την περίπτωση της προτεινόμενης τεχνικής MSJNR. Ανάλογα με τους όρους που υπεισέρχονται στο άθροισμα της εξίσωσης (8.28), έχουμε και τρεις δυνατές παραδοχές:

Περίπτωση 1: Περιλαμβάνονται όλοι οι χρήστες στο δίκτυο. Η περίπτωση αυτή βεβαίως δεν είναι πρακτική, καθώς για πολύπλοκες τοπολογίες δικτύων (π.χ. δυο σειρές κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη) ο κάθε τομέας θα πρέπει να είναι σε θέση να γνωρίζει όλα τα παρεμβάλλοντα κανάλια ενός συγκεκριμένου χρήστη του στο υπόλοιπο δίκτυο.

Περίπτωση 2: Περιλαμβάνονται μονάχα οι παρεμβάλλοντες χρήστες που ανήκουν στον ίδιο τομέα με τον συγκεκριμένο χρήστη, καθώς θεωρείται πως αυτοί οι χρήστες δέχονται την μεγαλύτερη παρεμβολή από τον συγκεκριμένο χρήστη.

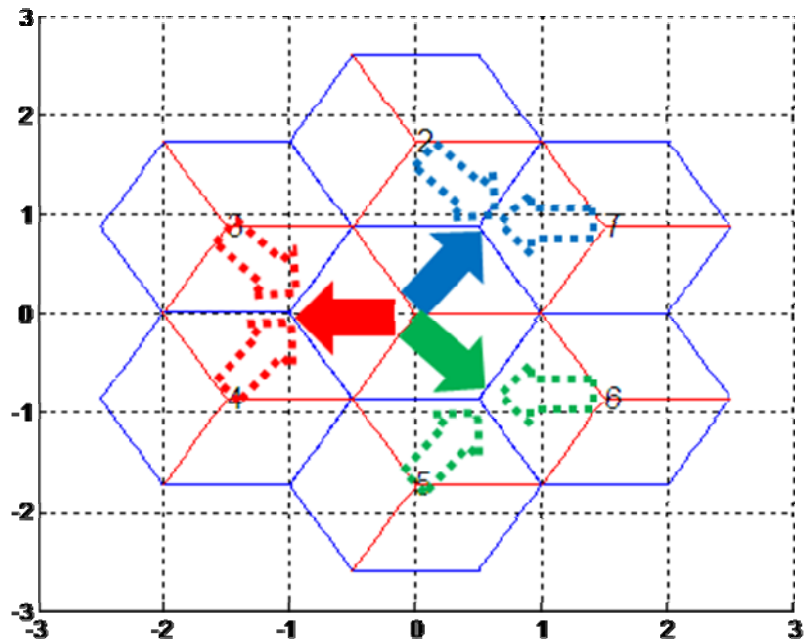
Περίπτωση 3: Με αναφορά στο σχήμα 8.12, για τους χρήστες του πρώτου τομέα της πρώτης κυψέλης, περιλαμβάνονται οι παρεμβάλλοντες χρήστες που ανήκουν όχι μόνο στον συγκεκριμένο τομέα αλλά και στον δεύτερο τομέα της έβδομης κυψέλης καθώς και τον τρίτο τομέα της δεύτερης κυψέλης. Τα μέγιστα των διαγραμμάτων ακτινοβολίας των

τομέων αυτών βρίσκονται σε παραπλήσιες διευθύνσεις με το μέγιστο του διαγράμματος ακτινοβολίας του πρώτου τομέα της πρώτης κυψέλης (στις 60°), συνεπώς είναι λογικό να υποθέσουμε πως οι χρήστες των τριών αυτών τομέων θα έχουν και την μεγαλύτερη αλληλεπίδραση.

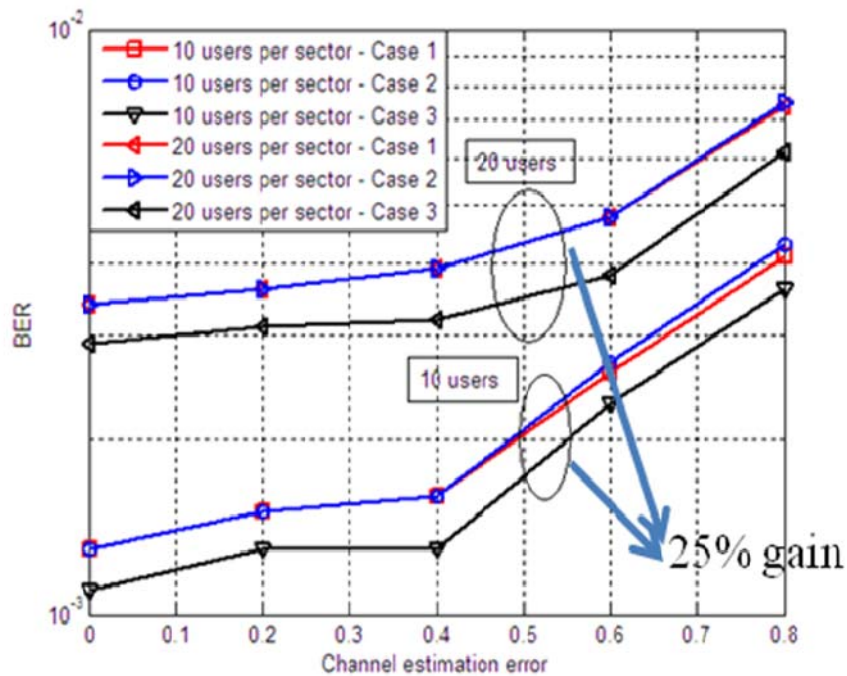
Στο σχήμα 8.12 φαίνεται γραφικά και η επέκταση της παραπάνω τεχνικής για τον δεύτερο και τρίτο τομέα της πρώτης κυψέλης, όπου θεωρούμε πως η προτεινόμενη τεχνική αναφέρεται μονάχα στους χρήστες της κεντρικής κυψέλης. Συνεπώς, πραγματοποιείται η υπόθεση πως οι χρήστες των γειτονικών τομέων (οι τομείς με τα διακεκομμένα βέλη στο σχήμα 8.12) είναι σε θέση να εκτιμήσουν όχι μόνο το κανάλι ως προς τον δικό τους τομέα, αλλά και το παρεμβάλλον κανάλι που προέρχεται από τον αντίστοιχο τομέα της κεντρικής κυψέλης, να ενημερώσουν τον δικό τους τομέα σχετικά με το κανάλι αυτό και στην συνέχεια να ενημερωθεί μέσω ανάδρασης και ο επιθυμητός τομέας, έτσι ώστε στον καθορισμό του διανύσματος μετάδοσης να λάβει υπόψιν και τους χρήστες των γειτονικών τομέων.

Στο σχήμα 8.13 παρουσιάζονται αποτελέσματα για 10 και 20 ενεργούς χρήστες ανά τομέα (συνολικά 210 και 420 χρήστες αντίστοιχα στο δίκτυο), σύστημα MIMO 2x2, δυο διαχωρίσιμες πολύοδες συνιστώσες και τις περιπτώσεις 1,2 και 3 που προαναφέρθηκαν (Case 1, Case 2 και Case 3 αντίστοιχα). Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε, η περίπτωση 3 μπορεί να μας δώσει ένα επιπρόσθετο κέρδος στο BER κατά 25% σε σχέση με τις άλλες δυο περιπτώσεις, για διαφορετικές περιπτώσεις σφάλματος καναλιών. Η τεχνική αυτή συνεπώς είναι και η βέλτιστη, από πλευράς BER. Να σημειωθεί πως η περίπτωση 1, που περιλαμβάνει την παρεμβολή που προκαλεί ένας χρήστης σε όλο το υπόλοιπο δίκτυο δεν είναι η βέλτιστη, μιας και στην περίπτωση αυτή ο συγκεκριμένος χρήστης θα πρέπει να μειώσει αρκετά την ισχύ του για να καλύψει τις απαιτήσεις όλων των άλλων χρηστών.

Η περίπτωση 3, είναι μια ρεαλιστική και υλοποιήσιμη εφαρμογή στα υπάρχοντα δίκτυα κινητών επικοινωνιών, καθώς απαιτείται αλληλεπίδραση μονάχα τριών τομέων στο δίκτυο. Τέλος να σημειωθεί πως τα προηγούμενα αποτελέσματα με χρήση της τεχνικής MSJNR είχαν λάβει υπόψιν τους μόνο την περίπτωση 2. Σκοπός της ενότητας αυτής ήταν ο καθορισμός του επιπρόσθετου κέρδους που μπορεί να επιτευχθεί με την τεχνική της περίπτωσης 3.



Σχήμα 8.12 Τοπολογία MIMO-WCDMA δικτύου με μια σειρά κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη και τρεις τομείς ανά κυψέλη



Σχήμα 8.13 BER για μεταβλητό σφάλμα εκτίμησης καναλιού - 2x2 MIMO σύστημα – Υπηρεσίες 120Kbps – Δυο πολύοδες συνιστώσες – Προτεινόμενος αλγόριθμος συνεργασίας τομέων

9. Επίδοση Πολυκυψελωτών Συστημάτων WCDMA Υπό Συνθήκες Μεγιστοποίησης Ρυθμού Μετάδοσης

Στο παρόν κεφάλαιο αξιολογείται η επίδοση πολυκυψελωτών συστημάτων MIMO-WCDMA, όπου σκοπός είναι η μεγιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης ανά χρήστη με χρήση τεχνικών χωρικής πολυπλεξίας. Προτείνεται και αξιολογείται μια καινούργια τεχνική μετάδοσης η οποία μεγιστοποιεί τον ρυθμό μετάδοσης ανά χρήστη με παράλληλη ελαχιστοποίηση των πόρων του συστήματος. Όπως αποδεικνύεται και από τα παρουσιαζόμενα αποτελέσματα, για ένα σύστημα MIMO με M_t κεραιές στον σταθμό βάσης και M_r κεραιές στην πλευρά της λήψης ανά συσκευή κινητού χρήστη, η τεχνική αυτή παρέχει $(M_r/2-1) \times 100\%$ κέρδος ανάθεσης κώδικα σε σχέση με ένα σχήμα μετάδοσης που στηρίζεται στην μεγιστοποίηση διαφορισιμότητας για τα ίδια επίπεδα χωρητικότητας, καθώς και σημαντικό κέρδος χωρητικότητας σε σχέση με ένα συμβατικό σύστημα μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας που χρησιμοποιεί έναν κώδικα ανά χρήστη.

Στην παράγραφο 9.1, γίνεται μια ανασκόπηση της συναφούς ερευνητικής δραστηριότητας, ενώ στην παράγραφο 9.2 παρουσιάζεται το μοντέλο μετάδοσης συστημάτων MIMO-WCDMA, όπου προτείνεται ένας επαναληπτικός αλγόριθμος για τον υπολογισμό των πινάκων μετάδοσης σε περιβάλλοντα πολυδιαδρομικής διάδοσης επιλεκτικά ως προς την συχνότητα έτσι ώστε να μεγιστοποιείται ο λαμβανόμενος σηματοθορυβικός λόγος. Στην παράγραφο 9.3, παρουσιάζεται το θεωρητικό υπόβαθρο για τον υπολογισμό της πιθανότητας σφάλματος σε συστήματα MIMO-WCDMA χωρικής πολυπλεξίας όπου παρατίθενται και συγκριτικά αποτελέσματα προσομοιώσεων. Στην παράγραφο 9.4 η περιγράφεται η προτεινόμενη τεχνική μετάδοσης με χρήση δυο κωδικών ανά χρήστη και τέλος στην παράγραφο 9.5 παρατίθενται αποτελέσματα προσομοιώσεων για διαφορετικές τοπολογίες MIMO συστημάτων, μεταβαλλόμενο αριθμό χρηστών καθώς και μεταβαλλόμενο αριθμό συνιστωσών πολύοδης διάδοσης.

9.1 Συναφής Ερευνητική Δραστηριότητα

Στις δημοσιεύσεις [66] και [67], παρουσιάστηκε το θεωρητικό υπόβαθρο μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας και μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας, όπου προτάθηκαν τα βέλτιστα κριτήρια για μετάδοση σε κάθε μια από τις δυο τεχνικές. Στην δημοσίευση [68],

παρουσιάστηκαν θεωρητικά μοντέλα για τον υπολογισμό της πιθανότητας αποκλεισμού σε συστήματα MIMO-CDMA υπό συνθήκες μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας για διαφορετικούς αλγόριθμους ανίχνευσης και ανάκτησης σήματος, όπως η τεχνική Zero Forcing (ZF) και Minimum Mean Square Error (MMSE). Στην δημοσίευση [69], παρουσιάστηκε ένας αλγόριθμος μετάδοσης σε συστήματα MIMO-CDMA με επιλογή κεραίας μετάδοσης για αύξηση της συνολικής χωρητικότητας, ενώ στην δημοσίευση [70] παρουσιάζονται οι κυριότερες τεχνικές καταπολέμησης της παρεμβολής σε κυψελωτά συστήματα MIMO-WCDMA υπό συνθήκες μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας.

Στο παρόν κεφάλαιο, ο προτεινόμενος αλγόριθμος ([71]) θεωρεί τόσο μετάδοση χωρικής πολυπλεξίας όσο και μετάδοση μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας, από διαφορετικές ζεύξεις του MIMO καναλιού, όπου ανατίθενται τα βέλτιστα ποσοστά ισχύος ανά ρυθμό μετάδοσης, που ελαχιστοποιούν τον συνολικό μέσο ρυθμό σφαλμάτων. Οι δυο αυτές τεχνικές διαχωρίζονται στο πεδίο του χρόνου με ανάθεση διαφορετικών κωδικών. Τα παρουσιαζόμενα αποτελέσματα αναφέρονται σε διαφορετικές τοπολογίες MIMO δικτύων, αριθμό διαχωρίσιμων πολύοδων συνιστωσών στην πλευρά του δέκτη, καθώς και μεταβαλλόμενο αριθμό χρηστών.

9.2 Μοντέλο Μετάδοσης Συστημάτων MIMO-WCDMA Χωρικής Πολυπλεξίας

Θεωρούμε ένα σύστημα MIMO-WCDMA υπό συνθήκες μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας. Το μεταδιδόμενο σήμα μπορεί να εκφραστεί στην παρακάτω μορφή:

$$\mathbf{x}_k(t) = \sqrt{P_k} \mathbf{b}_k(t) c_k(t) \mathbf{w}_k \quad (9.1)$$

όπου P_k, \mathbf{b}_k, c_k είναι η ισχύς μετάδοσης του k χρήστη, το διάνυσμα της ακολουθίας ψηφίων του καθώς και η κωδική του ακολουθία αντίστοιχα, ενώ ο πίνακας μετάδοσης \mathbf{w}_k έχει διαστάσεις $dim \times dim$, όπου $dim = \min(M_t, M_r)$ είναι η διάσταση του καναλιού. Τα στοιχεία του $p \times 1$ πίνακα \mathbf{b}_k είναι μεταξύ τους ανεξάρτητα, ενώ θεωρούμε πως η ισχύς μετάδοσης είναι ίδια για τον κάθε χρήστη. Θεωρώντας για απλοποίηση μόνο την κάτω ζεύξη του συστήματος καθώς και πολυδιαδρομικό περιβάλλον διάδοσης L συνιστωσών, το λαμβανόμενο σήμα στην πλευρά κάθε κινητού χρήστη θα είναι:

$$y_k(t) = \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{k,l} \mathbf{x}_k(t-\tau_l) + \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{k,l} \mathbf{x}_i(t-\tau_l) + \mathbf{n}_k \quad (9.2)$$

όπου $\mathbf{H}_{k,l}$ είναι η l πολύοδη συνιστώσα διαστάσεων $p \times p$ του k χρήστη, τ_l είναι η σχετική χρονική ολίσθηση της l συνιστώσας του k χρήστη και \mathbf{n}_k είναι ο $dim \times 1$ προσθετικός γκαουσιανός θόρυβος. Θεωρούμε πως κάθε στοιχείο της πολύοδης συνιστώσας ακολουθεί την μιγαδική γκαουσιανή κατανομή με μοναδιαία διασπορά, ενώ δεν λαμβάνεται υπόψιν ενδεχόμενη συσχέτιση ανάμεσα στα σήματα διαφορετικών κεραιών μετάδοσης ή λήψης. Όπως και στην θεωρητική ανάλυση του προηγούμενου κεφαλαίου σε συνθήκες μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας, προκειμένου να υπάρξει διαφορισιμότητα εξαιτίας της πολύοδης διάδοσης, υποθέτουμε ότι ο κάθε χρήστης είναι εξοπλισμένος με έναν δέκτη RAKE που ανιχνεύει το επιθυμητό μονοπάτι και στην συνέχεια πραγματοποιεί προσαρμοσμένο φιλτράρισμα. Σε αναλογία με τις σχέσεις (8.9)-(8.12) του προηγούμενου κεφαλαίου, το επιθυμητό σήμα χρήστη, η ενδοσυμβολική παρεμβολή, η παρεμβολή πολλαπλών χρηστών καθώς και ο προσθετικός θόρυβος, θα δίνονται από τις σχέσεις :

$$P_s = \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,l} \mathbf{w}_k \mathbf{b}_{k,0} \right)^H \sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,l} \mathbf{w}_k \mathbf{b}_{k,0} \quad (9.3)$$

$$P_{ISI} = \left| \sum_{l=1}^L \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L (\mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,l} \mathbf{w}_k) (\mathbf{b}_{k,-1} \rho_{k,k,|l-l'|} + \mathbf{b}_{k,0} \bar{\rho}_{k,k,|l-l'|}) \right|^2 + \sum_{l=1}^L (\mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,l} \mathbf{w}_k)^H \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L (\mathbf{r}_{k,l'} \mathbf{H}_{k,l'} \mathbf{w}_k) (\mathbf{b}_{k,-1} \rho_{k,k,|l-l'|} + \mathbf{b}_{k,0} \bar{\rho}_{k,k,|l-l'|}) + \quad (9.4)$$

$$\sum_{l=1}^L (\mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,l} \mathbf{w}_k) \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L (\mathbf{r}_{k,l'} \mathbf{H}_{k,l'} \mathbf{w}_k)^H (\mathbf{b}_{k,-1} \rho_{k,k,|l-l'|} + \mathbf{b}_{k,0} \bar{\rho}_{k,k,|l-l'|}) \quad (9.5)$$

$$P_N = N_o \sum_{l=1}^L (\mathbf{H}_{k,l} \mathbf{w}_k)^H \mathbf{H}_{k,l} \mathbf{w}_k \quad (9.6)$$

όπου $\mathbf{r}_{k,l}$ είναι το πολλαπλασιαστικό MRC διάνυσμα του l δέκτη RAKE και N_o είναι το επίπεδο θερμικού θορύβου.

Στις περιπτώσεις που το MIMO σύστημα δεν είναι συμμετρικό, δηλαδή $M_t \neq M_r$, ενώ υπάρχουν και πολυδιαδρομικές συνιστώσες, το πρόβλημα που τίθεται είναι η επιλογή κατάλληλου υποσυνόλου κεραιών μετάδοσης καθώς και βαρών μετάδοσης έτσι ώστε να μεγιστοποιείται ο λαμβανόμενος σηματοθορυβικός λόγος. Υποθέτοντας πως $M_t > M_r$, καθώς είναι μια λογική παραδοχή πως ο σταθμός βάσης μπορεί να είναι εξοπλισμένος με περισσότερες κεραιές από ότι το κινητό τερματικό, ο στόχος είναι να επιλεγεί ένα υποσύνολο S με μέγεθος $\min(M_t, M_r)$ κεραιών μετάδοσης για χωρική πολυπλεξία. Εάν με C συμβολίσουμε όλα τα πιθανά σύνολα κεραιών μετάδοσης με μέγεθος $\min(M_t, M_r)$, το βέλτιστο σύνολο S επιλέγεται σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$S = \arg \max_{S' \in C} \left(\sum_{l=1}^L \sum_{t=1}^{dim} \lambda_t (\mathbf{H}_{l,S'}^H \mathbf{H}_{l,S'}) \right) \quad (9.7)$$

όπου $\lambda_t(\mathbf{X})$ είναι η t ιδιοτιμή του πίνακα \mathbf{X} και $\mathbf{H}_{l,S'}$ είναι η l πολύοδη συνιστώσα από τις κεραιές μετάδοσης στο σύνολο S' . Συνεπώς, επιλέγεται το υποσύνολο το οποίο μεγιστοποιεί το άθροισμα των ιδιοτιμών του καναλιού σε όλες τις πολύοδες συνιστώσες. Αφού επιλεγεί το κατάλληλο υποσύνολο κεραιών μετάδοσης, το επόμενο βήμα είναι η επιλογή των κατάλληλων πινάκων μετάδοσης ανά χρήστη που μεγιστοποιούν τον λαμβανόμενο σηματοθορυβικό λόγο. Σε περιβάλλοντα μη πολυδιαδρομικής διάδοσης, είναι γνωστό πως εφόσον ο σταθμός βάσης έχει γνώση του καναλιού μετάδοσης κάτω ζεύξης, ο πίνακας μετάδοσης \mathbf{w} επιλέγεται από την ανάλυση σε ιδιοτιμές και ιδιοδιανύσματα του πίνακα καναλιού \mathbf{H} ([28]): $\mathbf{H} = \mathbf{U}\mathbf{\Sigma}\mathbf{V}^H$ όπου \mathbf{U} , \mathbf{V} είναι ο αριστερός και δεξιός ορθομοναδιαίος πίνακας διαστάσεων $dim \times dim$ του πίνακα \mathbf{H} , αντίστοιχα, και $\mathbf{\Sigma}$ είναι ένας διαγώνιος πίνακας με διαγώνιες τιμές τις dim τετραγωνικές ρίζες των ιδιοτιμών του πίνακα \mathbf{H} , συνεπώς ο \mathbf{w} τίθεται ίσος με τον \mathbf{V} .

Ωστόσο, σε περιβάλλοντα επιλεκτικά ως προς την συχνότητα, η παραπάνω σχέση δεν μπορεί να εφαρμοστεί. Από την σχέση (9.3) ωστόσο, παρατηρούμε πως η ισχύς σήματος του επιθυμητού χρήστη μπορεί να γραφτεί ισοδύναμα στην παρακάτω μορφή:

$$P_s = \mathbf{b}_{k,0}^H \mathbf{w}_k^H \left(\left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,l} \right)^H \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,l} \right) \right) \mathbf{w}_k \mathbf{b}_{k,0} \quad (9.8)$$

όπου το διάνυσμα $\mathbf{r}_{k,l}$ είναι συνάρτηση του \mathbf{w}_k ενώ ο πίνακας P_s είναι διαστάσεων $dim \times 1$.

Ο αλγόριθμος επιλογής πινάκων μετάδοσης υπολογίζει επαναληπτικά του πίνακες \mathbf{w}_k μέχρι να επιτευχθεί σύγκλιση στην λαμβανόμενη ισχύς του σήματος του επιθυμητού χρήστη. Ο αλγόριθμος αυτός περιγράφεται στον πίνακα 9.1 όπου ο διαγώνιος πίνακας \mathbf{D} αντιπροσωπεύει τις ισχύεις που ανατίθεται σε κάθε ρυθμό της χωρικής πολυπλεξίας, $\mathbf{V}(\mathbf{A})$ το δεξί ιδιοδιάνυσμα που αντιστοιχεί στον πίνακα \mathbf{A} και $\text{tr}(\mathbf{X})$ το ίχνος του πίνακα \mathbf{X} . Προφανώς $\text{tr}(\mathbf{D}) = 1$. Επίσης, \mathbf{I}_{dim} είναι ο $dim \times dim$ μοναδιαίος πίνακας. Η έξοδος του αλγόριθμου αυτού θα είναι ένα διάνυσμα μετάδοσης \mathbf{w} που οδηγεί σε έναν διαγώνιο πίνακα $\left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,l} \right)^H \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,l} \right)$, δηλαδή η παρεμβολή ανάμεσα σε ρυθμούς μετάδοσης του ίδιου χρήστη έχει εξαλειφθεί οδηγώντας έτσι σε μεγιστοποίηση του λαμβανόμενου σηματοθορυβικού λόγου. Ο αλγόριθμος του πίνακα 9.1, μπορεί να εφαρμοστεί επίσης και σε συνθήκες μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας.

<p>Βήμα 1: Set $i \leftarrow -1$, $\mathbf{w}_i \leftarrow (1/\sqrt{dim}) \mathbf{I}_{dim}$, $P_i \leftarrow \mathbf{w}_i^H \mathbf{w}_i$, $\varepsilon = 10^{-3}$</p> <p>Βήμα 2: $\mathbf{r}_i = (\mathbf{H}_{k,l,S} \mathbf{w}_i)^H$ και $\mathbf{A} \leftarrow \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_l \mathbf{H}_{k,l,S} \right)^H \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_l \mathbf{H}_{k,l,S} \right)$</p> <p>Βήμα 3: $\mathbf{w}_{i+1} \leftarrow \mathbf{V}(\mathbf{A}) \mathbf{D}^{1/2}$ and $P_{i+1} \leftarrow \mathbf{w}_{i+1}^H \mathbf{A} \mathbf{w}_{i+1}$</p> <p>Βήμα 4: If $\text{tr}(P_{i+1}) - \text{tr}(P_i) \geq \varepsilon \cdot \text{tr}(P_i)$ πήγαινε στο βήμα 2</p>

Πίνακας 9.1 Αλγόριθμος επιλογής βαρών μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας

9.3 Υπολογισμός Πιθανότητας Σφάλματος MIMO-WCDMA Συστημάτων Χωρικής Πολυπλεξίας

Στην γκαουσιανή προσέγγιση υπολογισμού της πιθανότητας σφάλματος η οποία αναλύθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, θεωρούμε τον k χρήστη σαν χρήστη αναφοράς και εκφράζουμε την παρεμβολή από τους υπόλοιπους $K-1$ χρήστες όπως και την ενδοσυμβολική παρεμβολή σαν συνάρτηση του επιθυμητού σήματος του χρήστη. Με αναφορά στην εξίσωση 9.5, κάθε όρος της παρεμβολής πολλαπλών χρηστών είναι ένας $dim \times 1$ πίνακας, και με αρκετά καλή ακρίβεια μπορούμε να θεωρήσουμε πως:

$$E \left\{ \sum_{l=1}^L \|\mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,l} \mathbf{w}_i\|_F^2, t \right\} \rightarrow \sum_{l=1}^L \left\{ \|\mathbf{r}_{k,l}\|_F^2, t \right\}, 1 \leq t \leq dim, k \neq i \quad (9.9)$$

Ο συμβολισμός $\{\mathbf{A}, x\}$ υποδηλώνει την x γραμμή του πίνακα \mathbf{A} . Επίσης:

$$E \left\{ \sum_{l=1}^L \|\mathbf{r}_{k,l} \mathbf{H}_{k,l} \mathbf{w}_i\|_F^2, t \right\} \rightarrow \sum_{l=1}^L \left\{ \|\mathbf{r}_{k,l}\|_F^2, t \right\}^2 p_t, 1 \leq t \leq dim, k = i \quad (9.10)$$

Ο σηματοθορυβικός λόγος ανά ρυθμό μετάδοσης του επιθυμητού χρήστη θα είναι:

$$SINR_{k,t} \approx \frac{\sum_{l=1}^L \left\{ \|\mathbf{r}_{k,l}\|_F^2, t \right\} p_t}{(K-1) \left(\frac{1}{6PG} \right) + \left(\frac{L-1}{L} \right) \left(\frac{1}{4PG} \right) + N_o}, 1 \leq t \leq dim \quad (9.11)$$

Στην παραπάνω σχέση, p_t είναι η ισχύς ανά ρυθμό μετάδοσης:

$$\sum_{t=1}^{dim} p_t = P \quad (9.12)$$

όπου P η κοινή ισχύς μετάδοσης των χρηστών. Το επιθυμητό σήμα θα είναι:

$$\gamma_{k,t} = \sum_{l=1}^L \left\{ \|\mathbf{r}_{k,l}\|_F^2, t \right\} p_t \quad (9.13)$$

Για διαμόρφωση BPSK, η τελική έκφραση υπολογισμού της πιθανότητας σφάλματος θα είναι:

$$P_e = (1/dim) \sum_{t=1}^{dim} \int_0^{\infty} Q \left(\sqrt{SINR_{k,t}(\gamma_{k,t})} \right) p_{\gamma_{k,t}}(\gamma_{k,t}) \quad (9.14)$$

όπου P_e η πιθανότητα λάθους και $p_{\gamma_{k,t}}(\gamma_{k,t})$ η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του επιθυμητού σήματος της εξίσωσης (9.13).

Η πιθανότητα λάθους είναι συνάρτηση της ισχύος που ανατίθεται σε κάθε ρυθμό μετάδοσης, δηλαδή εξαρτάται από τα διαγώνια στοιχεία του πίνακα \mathbf{D} . Προκειμένου να αξιολογηθεί αριθμητικά η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του επιθυμητού σήματος ανά ρυθμό μετάδοσης, λαμβάνονται δείγματα από 10^7 διαφορετικές υλοποιήσεις καναλιού, όπου σε κάθε υλοποίηση αξιολογείται η εξίσωση (9.13) για κάθε ρυθμό μετάδοσης. Για ένα σύστημα MIMO 4x2 για παράδειγμα, με δυο πολύδεις συνιστώσες, οι συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας των δυο ρυθμών του παρουσιάζονται γραφικά στο σχήμα 9.1 για την πρώτη και δεύτερη διάσταση του καναλιού αντίστοιχα.

Οι καμπύλες αυτές ακολουθούν την κατανομή Γάμα, και με χρήση αριθμητικής παρεμβολής οι συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας θα είναι:

$$f_1(x) = x^9 \frac{e^{-x/0.4}}{0.4^{10} \Gamma(10)} \quad (9.15)$$

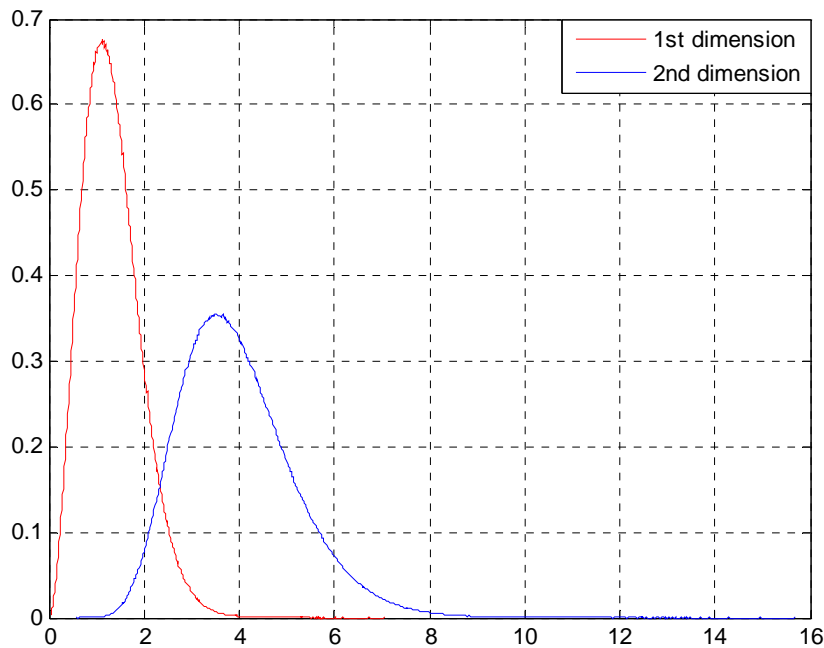
$$f_2(x) = x^{5-1} \frac{e^{-x/0.3}}{\theta^5 \Gamma(5)} \quad (9.16)$$

όπου $\Gamma(x) = (x-1)!$. Στα σχήματα 9.2 έως και 9.4, παρουσιάζονται σε κοινό διάγραμμα οι θεωρητικές και πειραματικές τιμές ρυθμών σφαλμάτων, για μεταβαλλόμενο αριθμό χρηστών και τρεις τοπολογίες MIMO συστημάτων: 4x2, 4x3, 8x4 αντίστοιχα. Σε όλες τις περιπτώσεις θεωρούμε απαιτούμενο σηματοθορυβικό λόγο ίσο με 10 dB, ομοιόμορφο προφίλ καθυστέρησης ισχύος των πολύδων συνιστωσών (δηλαδή για L τέτοιες συνιστώσες η ισχύς κάθε μιας θα είναι ίση με $1/L$) και αριθμό χρηστών ο οποίος μεταβάλλεται από 1 έως 40 με βήμα 5, συνεπώς η συνολική χωρητικότητα στο δίκτυο θα μεταβάλλεται από $30x\min(M_t, M_r)xs$ Kbps έως $1200x\min(M_t, M_r)xs$ Kbps, όπου s είναι ο αριθμός των ανεξάρτητων ρυθμών μετάδοσης ανά τοπολογία. Για τις τρεις τοπολογίες που θεωρούμε, $s=2,3,4$ αντίστοιχα, δηλαδή η διάσταση ταυτίζεται με τον αριθμό των κεραιών λήψης. Επίσης, λαμβάνονται υπόψιν MIMO δίκτυα με έναν τομέα.

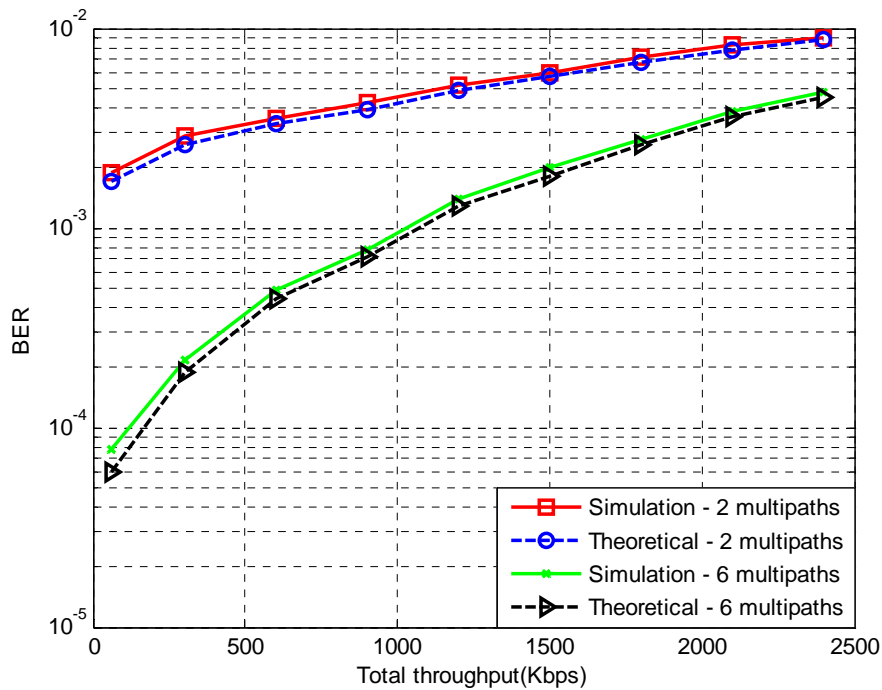
Τα αποτελέσματα που παρουσιάζονται στα γραφήματα 9.2 έως 9.4 αναφέρονται σε

περιβάλλον με δυο και έξι διαχωρίσιμες πολυδιαδρομικές συνιστώσες, ενώ ο κάθε κινητός χρήστης είναι εξοπλισμένος με αριθμό δεκτών RAKE ίσο με αυτόν τον πολύοδων συνιστωσών. Κάθε ομάδα καμπυλών αποτελείται από την θεωρητική τιμή πιθανότητας σφάλματος, καθώς και την πειραματική η οποία προκύπτει από Monte Carlo προσομοιώσεις. Κάθε τέτοια προσομοίωση, σε αναλογία και με το προηγούμενο κεφάλαιο, αποτελείται από 1000 στιγμιότυπα, 100 κανάλια ανά στιγμιότυπο, όπως και 200 ψηφία ανά κανάλι.

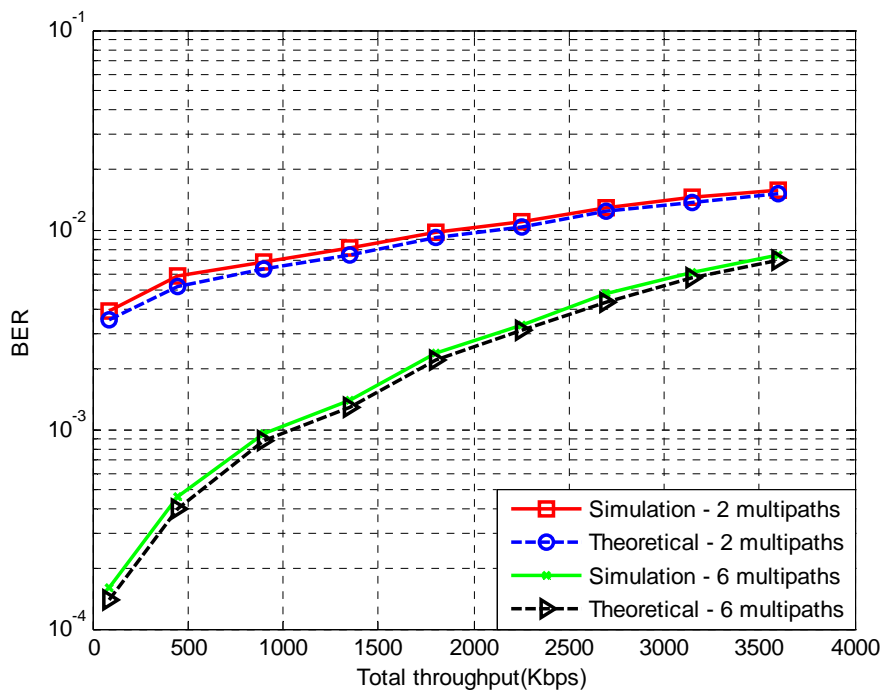
Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε από τα σχήματα αυτά, η γκαουσιανή προσέγγιση υπολογισμού της πιθανότητας σφάλματος παρέχει αποτελέσματα που ταυτίζονται σε αρκετά μεγάλο βαθμό με τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, ακόμα και για μεγάλο αριθμό πολύοδων συνιστωσών. Συνεπώς, η προσέγγιση αυτή είναι έγκυρη για τον υπολογισμό της πιθανότητας σφάλματος δικτύων MIMO-WCDMA σε συνθήκες μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας.



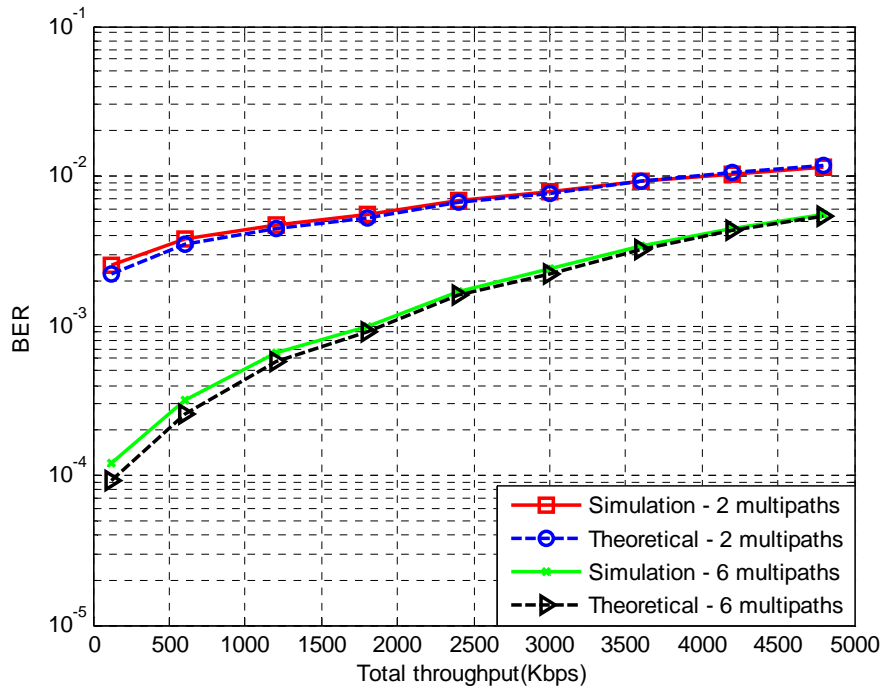
Σχήμα 9.1 Κατανομές Γάμα για τους ρυθμούς μετάδοσης του συστήματος MIMO 4x2



Σχήμα 9.2 Πειραματικές και θεωρητικές πιθανότητες λάθους για σύστημα MIMO 4x2



Σχήμα 9.3 Πειραματικές και θεωρητικές πιθανότητες λάθους για σύστημα MIMO 4x3



Σχήμα 9.4 Πειραματικές και θεωρητικές πιθανότητες λάθους για σύστημα MIMO 8x4

9.4 Μοντέλο Μετάδοσης Συστημάτων MIMO-WCDMA Χωρικής Πολυπλεξίας με Χρήση Πολλαπλών Κωδικών ανά Χρήστη – Προτεινόμενη Τεχνική Μετάδοσης

Εάν Q κώδικες ανατίθενται ανά χρήστη, τότε το μεταδιδόμενο σήμα μπορεί να εκφραστεί στην παρακάτω μορφή:

$$\mathbf{x}_k(t) = \sqrt{P_k} \sum_{q=1}^Q b_{k,q}(t) c_{k,q}(t) \mathbf{w}_{k,q} \quad (9.17)$$

Στην περίπτωση μετάδοσης υπό συνθήκες μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας, ο πίνακας \mathbf{w}_k είναι ένα διάνυσμα διαστάσεων $M_t \times 1$, ενώ στην περίπτωση μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας ο πίνακας \mathbf{w}_k έχει διαστάσεις $dim \times dim$, όπου $dim = \min(M_t, M_r)$ είναι η διάσταση του καναλιού, όπως αναφέρθηκε και στην προηγούμενη παράγραφο. Το λαμβανόμενο σήμα θα είναι:

$$y_k(t) = \sum_{q=1}^Q \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{k,l,q} \mathbf{x}_{k,q}(t - \tau_l) + \sum_{i=1, i \neq k}^K \sum_{l=1}^L \mathbf{H}_{k,l,q} \mathbf{x}_{i,q}(t - \tau_l) + \mathbf{n}_{k,q} \right) \quad (9.18)$$

όπου $\mathbf{H}_{k,l,q}$ είναι η l πολυόδη συνιστώσα διαστάσεων $dim \times dim$ του κώδικα του k χρήστη για τον q κώδικα. Κάθε πίνακας $\mathbf{H}_{k,l,q}$ είναι ένα υποσύνολο του $M_r \times M_t$ MIMO καναλιού. Υποθέτουμε πως η μετάδοση με χρήση πολλαπλών κωδικών πραγματοποιείται από διαφορετικές ζεύξεις του MIMO καναλιού. Στην περίπτωση αυτή πρέπει να ικανοποιείται η συνθήκη $Q \times dim \leq \max(M_t, M_r)$. Τα MRC διανύσματα θα είναι:

$$\mathbf{r}_{k,l,q} = (\mathbf{H}_{k,l,q} \mathbf{w}_{k,q})^H \quad (9.19)$$

για $1 \leq q \leq Q$ και $1 \leq l \leq L$. Η έξοδος του l δέκτη RAKE για τον q κωδικό του k χρήστη θα είναι(οι ισχύεις μετάδοσης παραλείπονται):

$$y_{k,l,q} = \mathbf{r}_{k,l,q} \left(\begin{aligned} & \mathbf{H}_{k,l,q} \mathbf{w}_{k,q} b_{k,q,0} + \sum_{q'=1, q' \neq q}^Q \mathbf{H}_{k,l,q'} \mathbf{w}_{k,q'} \bar{\rho}_{k,k,q,q',0} b_{k,q',0} \\ & + \sum_{q'=1}^Q \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L \mathbf{H}_{k,l',q'} \mathbf{w}_{k,q'} \left(\rho_{k,k,q,q',|l-l'|} b_{k,q',-1} + \bar{\rho}_{k,k,q,q',|l-l'|} b_{k,q',0} \right) \\ & + \sum_{q'=1}^Q \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^K \sum_{l'=1}^L \mathbf{H}_{k,l',q'} \mathbf{w}_{i,q'} \left(\rho_{k,i,q,q',|l-l'|} b_{i,q',-1} + \bar{\rho}_{k,i,q,q',|l-l'|} b_{i,q',0} \right) \\ & + \mathbf{n}_{k,q} \end{aligned} \right) \quad (9.20)$$

Το κυριότερο μειονέκτημα της μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας με χρήση του επαναληπτικού αλγόριθμου υπολογισμού ιδιοτιμών που περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο, είναι πως σε κάθε μετάδοση τα δεδομένα αποστέλλονται από όλες τις ζεύξεις του καναλιού συμπεριλαμβανομένων και αυτών με χαμηλό κέρδος.

Ο προτεινόμενος αλγόριθμος, επιλέγει το βέλτιστο υποσύνολο κεραιών μετάδοσης για χωρική πολυπλεξία σύμφωνα με την (9.7) ενώ οι υπόλοιπες κεραιές χρησιμοποιούνται για μετάδοση μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας προκειμένου να υποστηριχθεί ο ρυθμός ο οποίος αντιστοιχεί στην χαμηλότερη ιδιοτιμή. Ο αλγόριθμος αυτός περιγράφεται στον πίνακα 9.2, όπου i είναι ο δείκτης επανάληψης, $\mathbf{1}(dim)$ είναι ένας πίνακας διαστάσεων $dim \times 1$ που όλα τα στοιχεία του είναι ίσα με την μονάδα, $\lambda_{max}(\mathbf{X})$ είναι η μέγιστη ιδιοτιμή

του πίνακα \mathbf{X} , $\mathbf{V}(\lambda_{\max}(\mathbf{A}))$ είναι το ιδιοδιάνυσμα που αντιστοιχεί σε αυτήν την ιδιοτιμή και α είναι το ποσοστό της συνολικής ισχύος που ανατίθεται για μετάδοση χωρικής πολυπλεξίας. Για μικρές τιμές αυτού του ποσοστού, ανατίθεται μικρό ποσό ισχύος στην χωρική πολυπλεξία ενώ για μεγάλες τιμές αυτού του ποσοστού ανατίθεται μικρό ποσό ισχύος στην μετάδοση μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας. Συνεπώς, υπάρχει ένα βέλτιστο ποσοστό ισχύος το οποίο ελαχιστοποιεί τον μέσο ρυθμό σφαλμάτων. Η διαδικασία καθορισμού των βέλτιστων ποσοστών ισχύος ανά περίπτωση μετάδοσης παρουσιάζεται στην επόμενη παράγραφο.

Η τιμή $q=1$, αντιστοιχεί σε μετάδοση χωρικής πολυπλεξίας σύμφωνα με την οποία επιλέγεται και το βέλτιστο υποσύνολο κεραιών, ίσο με την διάσταση του καναλιού. Στην συνέχεια, για $q=2$, έχουμε μετάδοση μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας όπου επιλέγεται ένα άλλο σύνολο κεραιών από τις διαθέσιμες κεραιές εάν αφαιρεθεί το πρώτο σύνολο. Στα βήματα 2-6 του πίνακα 9.2, περιγράφεται ο αλγόριθμος επιλογής πινάκων μετάδοσης που μπορεί να χρησιμοποιηθεί και στην μετάδοση μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας.

Σύμφωνα με το βήμα 6, στην μετάδοση μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας ο μεταδιδόμενος συρμός τίθεται σε κάθε μετάδοση με τον συρμό του σήματος χωρικής πολυπλεξίας ο οποίος αντιστοιχεί στην χαμηλότερη ιδιοτιμή. Στην συνέχεια, το συνολικά λαμβανόμενο σήμα (το οποίο συμβολίζεται με y_1 στο βήμα 7) το οποίο αντιστοιχεί στην ασθενέστερη ιδιοτιμή της χωρικής πολυπλεξίας (δηλαδή στην χαμηλότερη ιδιοτιμή του πίνακα \mathbf{A} στο βήμα 4), υποστηρίζεται από το συνολικά λαμβανόμενο σήμα στην μετάδοση μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας, το οποίο συμβολίζεται με y_2 .

Να σημειωθεί πως στην περίπτωση αυτή ανατίθενται δυο κώδικες ανά χρήστη, όπου ο πρώτος ανατίθεται στην μετάδοση χωρικής πολυπλεξίας και ο δεύτερος στην μετάδοση μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας. Εάν και ο αλγόριθμος περιγράφεται για δυο κώδικες ανά χρήστη, η εφαρμογή του είναι άμεση και σε περιπτώσεις ανάθεσης περισσότερων κωδικών ανά χρήστη.

Βήμα 1: $q = 0$

Βήμα 2: $q \leftarrow q + 1, C = C \setminus \bigcup_{t=1}^{q-1} S_t$

και $S_q = \arg \max_{S' \in C} \left(\sum_{l=1}^L \sum_{t=1}^p \lambda_t (\mathbf{H}_{l,S'}^H \mathbf{H}_{l,S'}) \right)$

Βήμα 3: $i \leftarrow 1, \varepsilon = 10^{-3}$. Εάν $q=1$ τότε $\mathbf{w}_i \leftarrow (1/\sqrt{\dim}) \mathbf{I}_{\dim}$,

αλλιώς $\mathbf{w}_i \leftarrow (1/\sqrt{\dim}) \mathbf{1}(\dim), P_i \leftarrow \mathbf{w}_i^H \mathbf{w}_i$

Βήμα 4: $\mathbf{r}_l = (\mathbf{H}_{l,S_q} \mathbf{w}_i)^H, \mathbf{A} \leftarrow \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_l \mathbf{H}_{l,S_q} \right)^H \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{r}_l \mathbf{H}_{l,S_q} \right)$

Βήμα 5: Εάν $q=1$ τότε $\mathbf{w}_{i+1} \leftarrow \mathbf{V}(\mathbf{A}) \mathbf{D}^{1/2} \sqrt{a}$ αλλιώς

$\mathbf{w}_{i+1} \leftarrow \mathbf{V}(\lambda_{\max}(\mathbf{A})) \sqrt{1-a}, P_{i+1} \leftarrow \mathbf{w}_{i+1}^H \mathbf{A} \mathbf{w}_{i+1}$ και $i \leftarrow i + 1$

Βήμα 6: Εάν $|\text{tr}(P_{i+1}) - \text{tr}(P_i)| \geq \varepsilon \cdot \text{tr}(P_i)$ τότε πήγαινε στο βήμα 2

Βήμα 7: Εάν $q=2$ τότε $b_{0,q} = b_{0,q-1}(\lambda_{\min}(\mathbf{A}))$. Για κάθε ψηφίο προς ανάκτηση, $y_{q-1}(\lambda_{\min}(\mathbf{A})) = y_{q-1}(\lambda_{\min}(\mathbf{A})) + y_q$

Πίνακας 9.2 Προτεινόμενος αλγόριθμος μετάδοσης με χρήση μικτού μοντέλου χωρικής πολυπλεξίας και μετάδοσης διαφορισιμότητας

9.4.1 Καθορισμός Βέλτιστων Κατανομών Ισχύος ανά Ρυθμό Μετάδοσης

Στην παράγραφο αυτή παρουσιάζεται η διαδικασία υπολογισμού των βέλτιστων κατανομών ισχύος ανά ρυθμό μετάδοσης. Θεωρώντας Q κώδικες ανά χρήστη, εκ των οποίων οι Q_s χρησιμοποιούνται για μετάδοση χωρικής πολυπλεξίας και οι Q_v για μετάδοση υπό συνθήκες μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας με $Q_s + Q_v = Q$, το πρόβλημα που τίθεται είναι η επιλογή των κατάλληλων ισχύων έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται ο μέσος ρυθμός σφαλμάτων.

Θεωρούμε για υπόθεση εργασίας ένα 8×4 σύστημα μετάδοσης μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας. Στο πρώτο βέλτιστο ζεύγος κεραιών ανατίθεται ένας κώδικας για μετάδοση ενός ψηφίου και η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται επαναληπτικά μέχρι να εξαντληθούν όλες οι κεραιές μετάδοσης. Μεταδίδονται συνεπώς τέσσερα ψηφία, όσα δηλαδή και η διάσταση του καναλιού.

Ο ρυθμός σφαλμάτων ανά ρυθμό μετάδοσης για τον k χρήστη και τον t κώδικα μπορεί να προσεγγιστεί ως εξής:

$$SINR_{k,t} \approx \frac{\sum_{l=1}^L \|\mathbf{r}_{k,l,t}\|_F^2 p_t}{\left(\frac{K-1}{6PG}\right) + \left(\frac{L-1}{4PG \cdot L}\right) + \left(\frac{(Q_{dv}-1)(1-p_t)}{4PG \cdot L}\right) + N_o}, 1 \leq t \leq Q_{dv} \quad (9.21)$$

όπου p_t το ποσοστό ανάθεσης ισχύος ανά κώδικα. Ο πρώτος όρος του παρονομαστή αντιστοιχεί στην παρεμβολή πολλαπλών χρηστών, μιας και $\sum_{t=1}^Q p_t = 1$ για κάποιον χρήστη. Ο δεύτερος όρος αντιστοιχεί στην ενδοσυμβολική παρεμβολή και ο τρίτος όρος στην παρεμβολή από διαφορετικούς κώδικες. Στην περίπτωση αυτή λοιπόν, ο μέσος ρυθμός σφαλμάτων θα είναι:

$$P_e = (1/Q_{dv}) \sum_{t=1}^{Q_{dv}} \int_0^\infty Q\left(\sqrt{SINR_{k,t}(\gamma_{k,t})}\right) p_{\gamma_{k,t}}(\gamma_{k,t}) \quad (9.22)$$

όπου $p_{\gamma_{k,t}}(\gamma_{k,t})$ η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας για καθένα από τους ρυθμούς. Προκειμένου να υπολογιστούν οι βέλτιστες κατανομές ισχύος για ελαχιστοποίηση του μέσου ρυθμού σφαλμάτων, πραγματοποιείται μια διαμέριση του χώρου \mathbb{R}^3 , όπου η κάθε μια αντιστοιχεί και σε μια κατανομή ισχύος ανά ρυθμό μετάδοσης. Η τέταρτη κατανομή ρυθμού μετάδοσης βρίσκεται εάν από την μονάδα αφαιρεθεί το άθροισμα των υπολοίπων κατανομών. Για κάθε στοιχείο της διαμέρισης του χώρου \mathbb{R}^3 , υπολογίζεται ο μέσος ρυθμός σφαλμάτων, και τελικώς επιλέγεται εκείνη η κατανομή ισχύος που τον ελαχιστοποιεί. Αυτή η κατανομή είναι ίση με 0.17/0.22/0.26/35 για κάθε έναν από τους τέσσερις ρυθμούς αντίστοιχα, ενώ οι υπολογισμοί έχουν πραγματοποιηθεί για σύστημα με 15 χρήστες και δυο πολύοδες συνιστώσες. Να σημειωθεί πως οι ρυθμοί που μεταδίδονται από τα βέλτιστα κανάλια διάδοσης απαιτούν και μικρότερο ποσοστό ισχύος σε σχέση με τα υπόλοιπα κανάλια, όπως ήταν αναμενόμενο.

Η μεθοδολογία της παραγράφου αυτή έχει χρησιμοποιηθεί σε όλες τις περιπτώσεις μετάδοσης με χρήση πολλαπλών ρυθμών ανά χρήστη, καθώς και στην περίπτωση του προτεινόμενου αλγόριθμου που παρουσιάστηκε στην προηγούμενη παράγραφο.

9.4 Αποτελέσματα Προσομοιώσεων

Στα γραφήματα 9.5-9.9 παρατίθενται αποτελέσματα προσομοιώσεων για τρεις διαφορετικές τοπολογίες δικτύων MIMO: 4x2, 4x3 και 8x4 και έναν τομέα στο δίκτυο. Σε όλες τις περιπτώσεις έχει θεωρηθεί απαιτούμενη τιμή E_b/N_o ίση με 10dB καθώς και υπηρεσίες ρυθμού 30 Kbps, συνεπώς για συνολικό φάσμα 3.84 MHz το κέρδος επεξεργασίας θα είναι ίσο με 128.

Στο σχήμα 9.5, παρουσιάζεται ο μέσος ρυθμός σφαλμάτων σε συνάρτηση με τον αριθμό των πολύοδων συνιστωσών για δυο και τέσσερις κεραιές μετάδοσης, δυο κεραιές λήψης και δέκα χρήστες στο δίκτυο για σύστημα MIMO 4x2 και 2x2. Ο αριθμός των συνιστωσών πολύοδης διάδοσης μεταβάλλεται από 1 έως 6, ενώ για χάριν απλότητας έχει θεωρηθεί πως ο αριθμός των δεκτών RAKE με τους οποίους είναι εξοπλισμένος ο κάθε χρήστης ταυτίζεται με τον αριθμό των συνιστωσών διάδοσης, όπως αναφέρθηκε και στην παράγραφο παρουσίασης των θεωρητικών αποτελεσμάτων. Σε όλες τις προσομοιώσεις έχει ληφθεί υπόψιν ομοιόμορφο προφίλ καθυστέρησης ισχύος.

Στο 4x2 σύστημα, ο πρώτος δείκτης (UNI, OPT) αναπαριστά μετάδοση με ομοιόμορφη/βέλτιστη κατανομή ισχύος στις κεραιές μετάδοσης, ενώ ο δεύτερος δείκτης (RAND/OPT) τυχαία και βέλτιστη επιλογή κεραιών. Εάν ο σταθμός βάσης δεν διαθέτει κάποια πληροφορία σχετικά με το κανάλι, τότε τα βάρη μετάδοσης w τίθεται ίσα με $(1/\sqrt{dim}) \mathbf{I}_{dim}$ αλλιώς επιλέγονται κατά βέλτιστο τρόπο σύμφωνα με τον αλγόριθμο του πίνακα 9.1. Όπως φαίνεται και από το σχήμα 9.5, η κατάλληλη επιλογή υποσυνόλου κεραιών μετάδοσης διαδραματίζει σημαντικό ρόλο στην απόδοση του δικτύου όπως αναμενόταν. Για παράδειγμα, στο 4x2 σύστημα με τυχαία επιλογή κεραιών έχουμε την ίδια απόδοση με το 2x2 σύστημα, συνεπώς δεν υπάρχει κέρδος διαφορισιμότητας σε αυτήν την περίπτωση. Επίσης, σε όλες τις περιπτώσεις μετάδοσης του σχήματος 9.5, καθώς ο αριθμός των συνιστωσών πολύοδης διάδοσης αυξάνεται ο μέσος ρυθμός σφαλμάτων μειώνεται, ωστόσο το σχετικό κέρδος ελάττωσης του ρυθμού μετάδοσης (δηλαδή ο λόγος του ρυθμού σφαλμάτων ανάμεσα σε δυο διαφορετικές περιπτώσεις πολύοδων συνιστωσών), μειώνεται. Στο 4x2 σύστημα, για μια συνιστώσα πολύοδης διάδοσης ο ρυθμός λανθασμένων ψηφίων είναι 0.0205, ενώ για έξι συνιστώσες είναι 5×10^{-4} , δηλαδή σχεδόν σαράντα φορές χαμηλότερος.

Στα σχήματα 9.6 έως 9.9 παρουσιάζονται αποτελέσματα προσομοιώσεων όπου πραγματοποιείται σύγκριση διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης. Σε κάθε γράφημα στον οριζόντιο άξονα είναι ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης στο δίκτυο, ενώ στον κατακόρυφο άξονα η μέση τιμή του ρυθμού λανθασμένων ψηφίων. Συγκρίνονται τρεις διαφορετικές τεχνικές: μετάδοση χωρικής πολυπλεξίας με χρήση ενός κώδικα (Spatial Multiplexing – Single Code – SMSC), μετάδοση υπό συνθήκες μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας όπου ο αριθμός των κωδικών ανά χρήστη ταυτίζεται με την διάσταση του καναλιού (Diversity Combining Double/Triple/Four Codes – DCDC, DCTC, DCFC) αντίστοιχα, καθώς και η προτεινόμενη τεχνική μετάδοσης η οποία στηρίζεται σε μετάδοση χωρικής πολυπλεξίας στις ισχυρές ζεύξεις του καναλιού και μετάδοση μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας στις υπόλοιπες ζεύξεις, η οποία χρησιμοποιεί δυο κώδικες ανά χρήστη (Diversity – Spatial Multiplexing Double Code). Σε όλες τις περιπτώσεις όπου υπάρχει μετάδοση δεδομένων από πολλαπλούς ρυθμούς, οι βέλτιστες κατανομές ισχύος έχουν καθοριστεί σύμφωνα με την τεχνική η οποία περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο.

Όπως φαίνεται από το σχήμα 9.6, η προτεινόμενη τεχνική μετάδοσης έχει καλύτερη απόδοση από την χωρική πολυπλεξία με χρήση ενός κώδικα, κατά 300 Kbps (60%), ενώ έχει παρόμοια επίδοση με την τεχνική μετάδοσης μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας και δυο πολύοδες συνιστώσες. Στις δυο αυτές περιπτώσεις ανατίθενται δυο κώδικες ανά χρήστη, συνεπώς η προτεινόμενη τεχνική δεν προσφέρει κέρδος κωδικοποίησης. Επίσης, καθώς ο αριθμός των πολύοδων συνιστωσών ή των χρηστών αυξάνει, η επίδοση τους χειροτερεύει, καθώς υπάρχουν αυξημένα επίπεδα παρεμβολής στους δέκτες RAKE.

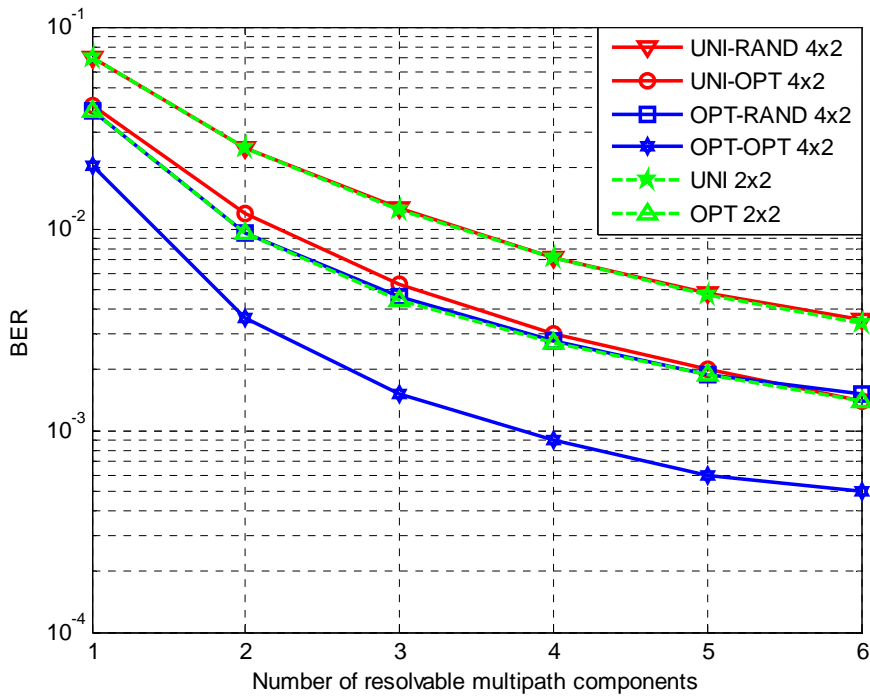
Στο σχήμα 9.7, όπου η διάσταση του καναλιού είναι ίση με τρία, ο ρυθμός μετάδοσης ανά χρήστη και στις τρεις τεχνικές μετάδοσης είναι ίσος με 90 Kbps. Στην περίπτωση μετάδοσης μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας, οι βέλτιστες δυο κεραίες από τις διαθέσιμες κεραίες μετάδοσης επιλέγονται για μετάδοση του πρώτου ψηφίου, και κάθε μιας από τις άλλες δυο κεραίες για μετάδοση των υπόλοιπων δυο ψηφίων. Το προτεινόμενο μοντέλο παρέχει 900 Kbps (100%) κέρδος χωρητικότητας σε σχέση με την μετάδοση χωρικής πολυπλεξίας για επιθυμητό ρυθμό σφαλμάτων ίσο με 10^{-3} , ενώ έχει παρόμοια απόδοση με την μετάδοση μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας και έξι πολύοδες συνιστώσες. Ωστόσο, στην περίπτωση αυτή τρεις κώδικες ανατίθενται ανά χρήστη, προκειμένου να υπάρξει διαχωρισμός των διαφορετικών ψηφίων μετάδοσης, συνεπώς ο

προτεινόμενος αλγόριθμος παρέχει 50% κέρδος κωδικοποίησης.

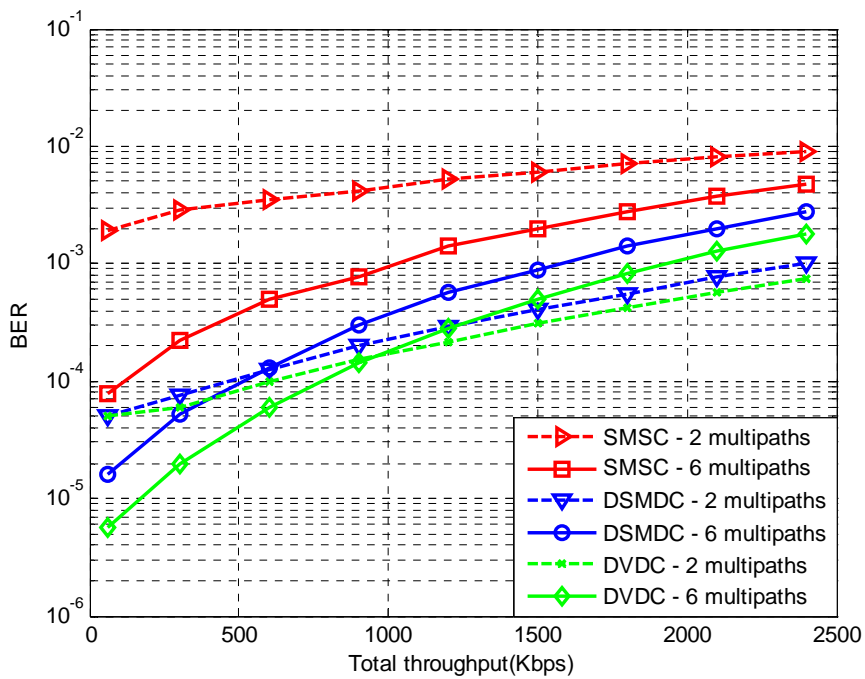
Στο σχήμα 9.8, στο 8x4 σύστημα, ο ρυθμός μετάδοσης ανά χρήστη είναι ίσος με 120 Kbps, καθώς η διάσταση του καναλιού είναι ίση με τέσσερα. Για δυο διαχωρίσιμες πολύοδες συνιστώσες, το προτεινόμενο μοντέλο παρέχει 2.4 Mbps περισσότερη χωρητικότητα (133%) σε σχέση με την μετάδοση χωρικής πολυπλεξίας με χρήση ενός κώδικα για τον θεωρούμενο ανεκτό ρυθμό σφαλμάτων. Τόσο στο προτεινόμενο μοντέλο, όσο και στην μετάδοση μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας, η επίδοση τους χειροτερεύει για μεγάλο αριθμό χρηστών και πολύοδων συνιστωσών, καθώς η παρεμβολή ανάμεσα στους διαφορετικούς κώδικες αυξάνεται. Ωστόσο, η χειροτέρευση αυτή είναι περισσότερο εμφανής στην μετάδοση διαφορισιμότητας, καθώς στην περίπτωση αυτή υπάρχουν περισσότεροι κώδικες ανά χρήστη.

Για την θεωρούμενο ανεκτό ρυθμό σφαλμάτων, η μετάδοση διαφορισιμότητας και το προτεινόμενο μοντέλο έχουν παρόμοια επίδοση, συνεπώς παρέχεται 100% κέρδος κωδικοποίησης, μιας και 4 κώδικες ανά χρήστη ανατίθενται στην πρώτη περίπτωση και 2 στην δεύτερη περίπτωση.

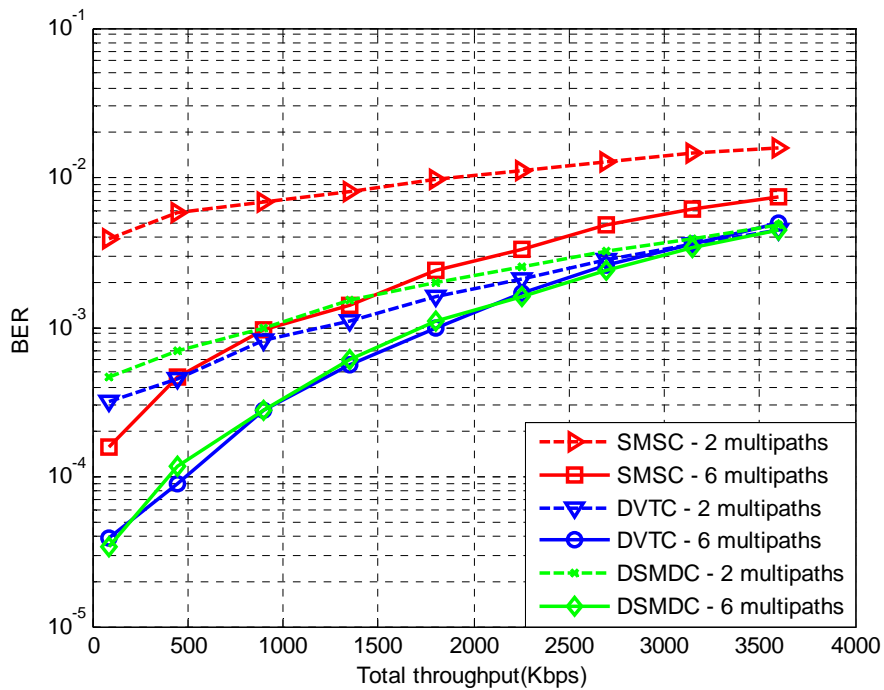
Στο σχήμα 9.9, παρουσιάζονται αποτελέσματα για ένα 4x2 MIMO σύστημα, όπου συγκρίνονται δυο τεχνικές μετάδοσης: χωρική πολυπλεξία με χρήση ενός κώδικα ανά χρήστη, και χωρική πολυπλεξία με χρήση δυο κωδικών ανά χρήστη, όπου ο πρώτος κώδικας ανατίθεται στο βέλτιστο ζεύγος κεραιών και ο δεύτερος κώδικας στο άλλο ζεύγος κεραιών. Στην περίπτωση αυτή, ο ρυθμός μετάδοσης ανά κώδικα θα είναι 60 Kbps, άρα ο συνολικός ρυθμός μετάδοσης ανά χρήστη 120 Kbps. Για 10^{-3} αποδεκτό ρυθμό σφαλμάτων, το σχήμα μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας με χρήση δυο κωδικών ανά χρήστη, δεν μπορεί να υποστηρίξει κανένα ρυθμό μετάδοσης. Παρόλο που οι δυο πρώτοι ρυθμοί μεταδίδονται από τις δυο βέλτιστες κεραιές μετάδοσης, αυτό δεν ισχύει για τους άλλους δυο ρυθμούς, συνεπώς υπάρχει τελικά χειροτέρευση του ρυθμού λαθών.



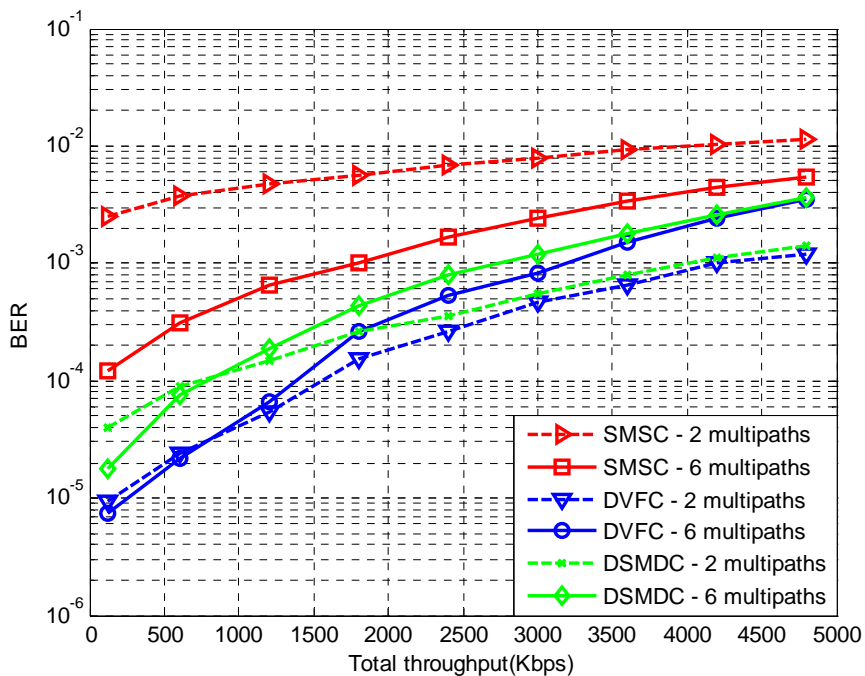
Σχήμα 9.5 Σύστημα MIMO 4x2 – Σύγκριση διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης



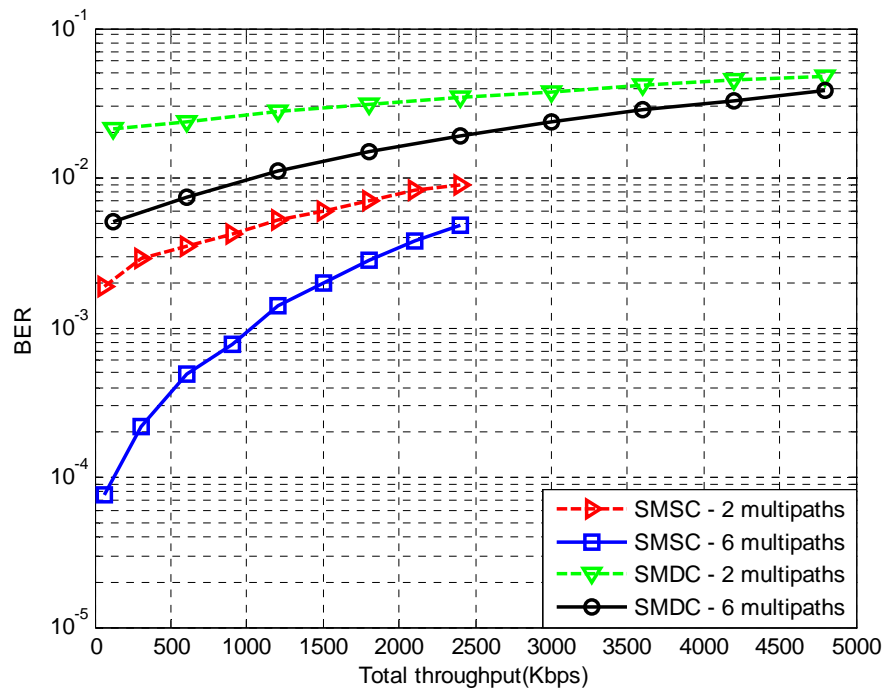
Σχήμα 9.6 Σύστημα MIMO 4x2 – Σύγκριση διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης



Σχήμα 9.7 Σύστημα MIMO 4x3 – Σύγκριση διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης



Σχήμα 9.8 Σύστημα MIMO 8x4 – Σύγκριση διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης



Σχήμα 9.9 Σύστημα MIMO 4x2 – Σύγκριση διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης

10. Συμπεράσματα – Προτάσεις για μελλοντική έρευνα

Στην παρούσα παράγραφο παρουσιάζονται τα σημαντικότερα συμπεράσματα από τα αποτελέσματα της παρούσας διδακτορικής διατριβής, ενώ παρατίθενται και προτάσεις για ενδεχόμενη μελλοντική έρευνα. Συνοπτικά:

- Παρουσιάστηκε και αξιολογήθηκε ένας ημιστατικός προσομοιωτής πολυκυψελωτών συστημάτων WCDMA με χρήση πολλαπλών κεραιών στον σταθμό βάσης. Τα σενάρια προσομοιώσεων έλαβαν υπόψιν τους διαφορετικές τοπολογίες δικτύων (δίκτυα με συμβατικούς τομείς/ δίκτυα με συστοιχίες κεραιών), καθώς και διαφορετικούς ρυθμούς μετάδοσης. Η χρήση του προσομοιωτή αυτού κατέστησε δυνατό τον υπολογισμό της χωρητικότητας δικτύων με έως και τέσσερις σειρές κυψελών γύρω από την κεντρική κυψέλη. Σύμφωνα με τα παρουσιαζόμενα αποτελέσματα, για αρκετά καλή ακρίβεια στον υπολογισμό της χωρητικότητας (σφάλμα μικρότερο από 10%), πρέπει να

ληφθούν υπόψιν τέσσερις σειρές κυψελών.

- Ο ημιστατικός αυτός προσομοιωτής χρησιμοποιήθηκε και για την αξιολόγηση ενός προτεινόμενου προσαρμοστικού αλγόριθμου, για πολυκυψελωτά δίκτυα WCDMA και ανομοιόμορφη κατανομή κίνησης. Τα παρουσιαζόμενα αποτελέσματα καταδεικνύουν πως ο αλγόριθμος αυτός παρέχει σημαντικό κέρδος χωρητικότητας ανά προσαρμοστικό λοβό, το οποίο βελτιώνεται για υπηρεσίες υψηλών ρυθμών μετάδοσης, εξαιτίας της δυνατότητας του αλγόριθμου να στρέφει δυναμικούς λοβούς στις κατευθύνσεις των χρηστών υψηλών ρυθμών μετάδοσης, μειώνοντας έτσι την απαιτούμενη ισχύ μετάδοσης τους.
- Αξιολογήθηκε η επίδοση συστημάτων MIMO-WCDMA (χρήση πολλαπλών κεραιών τόσο στον σταθμό βάσης όσο και στην συσκευή χρήστη) υπό συνθήκες μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας και χρήση διαφορετικών τεχνικών μετάδοσης. Προτάθηκε και αξιολογήθηκε ένας αλγόριθμος μετάδοσης ο οποίος μεγιστοποιεί το σήμα του επιθυμητού χρήστη σε σχέση με την παρεμβολή που προκαλεί ο χρήστης αυτός στο υπόλοιπο δίκτυο. Η τεχνική αυτή μπορεί να παρέχει κέρδος ρυθμού σφαλμάτων έως και 30%, για συμμετρικά MIMO συστήματα και υπηρεσίες υψηλών ρυθμών μετάδοσης 120 Kbps. Το κέρδος αυτό δύναται να αυξηθεί ακόμα περισσότερο κατά 25% με χρήση μιας προτεινόμενης συνεργασίας γειτονικών τομέων σε MIMO-WCDMA δίκτυα.
- Η επίδοση συστημάτων MIMO-WCDMA αξιολογήθηκε και υπό συνθήκες μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας, όπου σκοπός είναι η μεγιστοποίηση του ρυθμού μετάδοσης ανά χρήστη. Προτάθηκε ένας αλγόριθμος ο οποίος στηρίζεται σε επιλογή δυο κωδικών ανά χρήστη, και ο οποίος παρέχει κέρδος ανάθεσης κώδικα ίσο με $(d/2-1) \times 100\%$, όπου d είναι η διάσταση του καναλιού, σε σχέση με την τεχνική μετάδοσης μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας για τα ίδια επίπεδα χωρητικότητας.

Οι προτάσεις για μελλοντική έρευνα στα πλαίσια της παρουσιαζόμενης διατριβής, θα μπορούσαν να συνοψιστούν στα εξής σημεία:

- Επέκταση της αξιολόγησης συστημάτων MIMO-WCDMA υπό συνθήκες είτε μεγιστοποίησης διαφορισιμότητας είτε μετάδοσης χωρικής πολυπλεξίας για πολυκυβελωτά συστήματα με περισσότερες από μια σειρά κυβελών γύρω από την κεντρική κυβέλη, έτσι ώστε να αξιολογηθεί η επίδοση τους και σε δίκτυα μεγαλύτερης κλίμακας.
- Επέκταση της πλατφόρμας προσομοιώσεων έτσι ώστε να αξιολογηθεί η επίδοση μικτών τεχνικών WCDMA – OFDMA (Orthogonal Division Multiple Access) σε MIMO συστήματα, με σκοπό την περαιτέρω αύξηση της χωρητικότητας σε σχέση με MIMO-WCDMA ή MIMO-OFDMA δίκτυα. Η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης OFDMA έχει προταθεί σαν πρωτόκολο φυσικού στρώματος και για τα κινητά δίκτυα 4^{ης} γενιάς στα πλαίσια του Long Term Evolution (LTE) της 3GPP.
- Τεχνικές συνεργασίας σε MIMO-WCDMA δίκτυα. Μια τέτοια τεχνική προτάθηκε και αξιολογήθηκε στην παρούσα διατριβή.
- Τεχνικές relay σε MIMO-WCDMA, όπου ενδιάμεσοι κόμβοι του συστήματος δρουν σαν αναμεταδότες έτσι ώστε να επιτυγχάνεται καλύτερη ποιότητα στο λαμβανόμενο σήμα
- Αξιολόγηση της επίδοσης συνελκτικών κωδικών χωροχρονικής κωδικοποίησης (STTC) σε πολυκυβελωτά συστήματα MIMO-WCDMA, έτσι ώστε να εξαχθούν συμπεράσματα για το κέρδος χωρητικότητας που επιτυγχάνουν σε σχέση με τις συμβατικές τεχνικές μετάδοσης δεδομένων, σε συνάρτηση με την πολυπλοκότητα ανάκτησης και αποκωδικοποίησης σήματος.

11. Παραπομπές

- [1] J. Proakis, *Digital Communications*, 4th edition, McGraw-hill, 2000.
- [2] A. Goldsmith, *Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2005.
- [3] T. Rappaport, *Wireless Communications - Principles and Practice*, 2nd edition, Prentice Hall, 2001.
- [4] G. Stuber, *Principles of Mobile Communications*, Kluwer Academic Publishers, 2nd edition, 2001.
- [5] Μ. Θεολόγου, *Δίκτυα Κινητών και Προσωπικών Επικοινωνιών*, Εκδόσεις ΕΜΠ, Μάρτιος 2002.
- [6] A. Viterbi, *CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication*, Addison Wesley 1995.
- [7] H. Holma and A. Toskala, Eds., *WCDMA for UMTS. Radio Access for Third Generation Mobile Communications*, 3rd edition, New York: Wiley, 2004.
- [8] J. Romero, O. Sallent, R. Agustí, and M. Guerra, *Radio Resource Management Strategies in UMTS*, Wiley & Sons, 2005.
- [9] S. Glisic, *Adaptive WCDMA: Theory and Practice*, John Wiley and Sons, 2003.
- [10] H. Schulze and C. Lüders, *Theory and Applications of OFDM and CDMA*, John Wiley and Sons, 2005.
- [11] C. Chevallier, C. Brunner, A. Garavaglia, K. Murray and K. Baker, Eds., *WCDMA(UMTS) Deployment Handbook, Planning and Optimization Aspects*, New York: Wiley, 2006.
- [12] M. Ali Abu-Rgheff, *Introduction to CDMA Wireless Communications*, Academing Press, 2007.
- [13] J. Blogh and L. Hanzo, *Third Generation Systems and Intelligent Wireless Networking: Smart Antennas and Adaptive Modulation*, New York: Wiley, 2002.
- [14] G. Eftymoglou, V. Aalo and H. Helmken, "Performance analysis of coherent DS-CDMA systems in a Nakagami fading channel with arbitrary channel parameters," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 46, no. 2, pp. 289–297, May 1997.
- [15] T. Lo, "Maximum ratio transmission," in *IEEE Transactions on Communications*, vol. 47, pp. 1458–1461, Oct. 1999.
- [16] R. Gold, "Maximal Recursive sequences with 3-valued recursive cross-correlation functions", in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 14, no. 1, pp. 154-156, January 1968.
- [17] R. Gold, "Optimal Binary sequences for spread spectrum multiplexing", in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 13, no. 4, pp. 619-621, October 1967.
- [18] D. Sarwate and M. Pursley, "Crosscorrelation Properties of Pseudorandom and Related Sequences", in *Proceedings of IEEE*, vol. 68, no. 5, pp. 583-619, May 1980.
- [19] J. Lee and L. Miller, *CDMA Systems Engineering Handbook*, Artech House, 1998.
- [20] S. Golomb, *Shift Register Sequences*, Aegean Park Press, 1967.
- [21] Third Generation Partnership Project Technical Specification Group Radio Access Network Working, Group 1, "Spreading and Modulation", TS 25.213 V2.1.2 (1999-4).

- [22] L. C. Godara, “Applications of antenna arrays to mobile communications, Part I: Performance improvement, feasibility, and system considerations”, in *Proceedings of IEEE*, vol. 85, no. 7, July 1997, pp. 1029-1060.
- [23] G. Tsoulos, “Smart antennas for mobile communications systems: Benefits and challenges”, in *IEEE Electronics and Communication Engineering Journal*, vol. 11, no 2, pp. 84-94, April 1999.
- [24] L. C. Godara, “Application of antenna arrays to mobile communications, Part II: Beam-forming and direction-of-arrival considerations,” in *Proceedings. of IEEE*, vol. 85, no. 8, pp. 1195-1245, August 1997,
- [25] R. DeGroat, E. Dowling and D. Linebarger, “The constrained MUSIC problem,” in *IEEE Transactions on Signal Processing*, vol. 41, no. 3, pp. 1445–1449, March 1993.
- [26] B. Rao and K. Hari, “Performance analysis of ESPRIT and TAM in determining the direction of arrival of plane waves in noise,” in *IEEE Transactions on Acoustic, Speech, Signal Processing*, vol. 37, no. 12, pp. 1990–1995, December 1989.
- [27] S. Alamouti, “Space block coding: A simple transmitter diversity technique for wireless communications,” in *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8, pp. 1451–1458, Oct. 1998.
- [28] D. Gesbert, M. Shafi, D. Shiu, P. Smith and A. Naguib, “From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems”, in *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 21, no. 3, pp. 281-302, April 2003.
- [29] D. Gesbert and J. Akhtar, “Breaking the barriers of Shannon's capacity: An overview of MIMO wireless systems”, in *Teletronikk Telenor Journal*, January 2002.
- [30] G. Foschini and M. Gans, “On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas,” in *Wireless Personal Communications*, vol. 6, no. 3, pp. 311–335, Mar. 1998.
- [31] E. Telatar, “Capacity of multiantenna Gaussian channels,” AT&T Bell Laboratories, Tech. Memo., June 1995.
- [32] M. Jankiraman, *Space-time codes and MIMO-systems*, Artech House Inc., 2004.
- [33] A. Paulraj, R. Nabar and D. Gore, *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 2003.
- [34] A. Paulraj, D. Gore, R. Nabar and H. Bölcskei, “An overview of MIMO communications – A key to gigabit wireless”, in *Proceedings. of IEEE*, vol. 92, no. 2, pp.198-208, February 2004.
- [35] V. Tarokh, N. Seshadri and A. Calderbank, “Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction”, in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 44, no. 2, March 1998.
- [36] G. Foschini, “Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multielement antennas,” *Bell Labs Technical Journal*, pp. 41–59, 1996.
- [37] S. Loyka, “V-BLAST Outage probability: Analytical analysis”, in *Proceedings of the IEEE 56th Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol. 4, pp. 1997-2001, 24-28 September 2002, Vancouver, Canada.

- [38] S. Loyka and F. Gagnon, "Performance analysis of the V-BLAST algorithm: An analytical approach", in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no. 4, July 2004.
- [39] R.T. Xu and C.M. Lau, "Analytical approach of V-BLAST performance with two transmit antennas", in *Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, vol 1, pp. 396-401, 13-17 March 2005, New Orleans, LA, USA.
- [40] K. Pedersen and P. Mogensen, "Application and Performance of Downlink Beamforming Techniques in UMTS," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, in *IEEE Communications Magazine*, vol. 41, issue 10, pp. 134-143, October 2003.
- [41] K. Pedersen, P. Mogensen and J.R. Moreno, "Directional power based admission control for WCDMA systems using beamforming antenna array systems," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 51, pp. 1294–1303, Nov. 2002.
- [42] F. Adelantado J. Romero and O. Sallent, "Nonuniform traffic distribution model in reverse link of multirate/multiservice WCDMA-based systems" in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 56, no. 5, September 2007.
- [43] T. Nguyen, P. Dassanayake, and M. Faulkner, "Use of adaptive sectorisation for capacity enhancement in CDMA cellular systems with Non-Uniform Traffic," in *Wireless Personal Communications Magazine*, vol. 28, pp. 107-120, January 2004.
- [44] J. Zhang; J. Liu, Q. Zhang, W. Zhu, B. Li and Y. Zhang, "An efficient algorithm for adaptive cell sectoring in CDMA systems", in *Proceedings of International Conference on Communications (ICC)*, vol. 2, pp. 1238-1242, 11-15 May 2003, Anchorage, Alaska, USA.
- [45] T. E. Athanaileas, P. K. Gkonis, G. E. Athanasiadou, G. V. Tsoulos and D. I. Kaklamani, "Implementation and evaluation of a web-based grid-enabled environment for WCDMA multibeam system simulations", in *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, no. 3, pp. 195-204, June 2008.
- [46] P. K. Gkonis, G. V. Tsoulos, G. E. Athanasiadou and D. I. Kaklamani, "An adaptive beam-shaping strategy for WCDMA multicellular networks with non-uniform traffic requirements", in *Journal of Communications (JCM)*, vol. 3, issue 4, September 2008.
- [47] P. K. Gkonis, G. V. Tsoulos G. E. Athanasiadou and D. I. Kaklamani, "Adaptive beam-centric admission control for WCDMA multicell/multiservice scenarios with non-uniform traffic", submitted for publication at *Wireless Personal Communications Magazine*.
- [48] P. Gkonis, G. Tsoulos and D. Kaklamani, "Performance Evaluation of a beam-centric adaptive admission control for WCDMA cellular networks with smart antennas", *CD-Rom Proceedings of the 16th IST Mobile & Wireless Communications Summit*, Budapest, Hungary, 1–5 July 2007 (5 pages).
- [49] P. Gkonis, G. Tsoulos and D. Kaklamani, "An adaptive admission control strategy for WCDMA multicellular networks with non-uniform traffic", *CD-Rom Proceedings of the IEEE 66th Vehicular Technology Conference (VTC)*, pp. 989-993, 1-3 October 2007, Baltimore, USA.

- [50] P. K. Gkonis, G. V. Tsoulos and D. I. Kaklamani, "Performance evaluation of an adaptive sectorization strategy for WCDMA cellular networks with hotspot areas," in *Proceedings of the 10th European Conference on Wireless Technology (ECWT)*, European Microwave Week 2007 (EuMW), pp. 86-89, 8-10 October 2007, Munich, Germany.
- [51] 3GPP, Technical Specification Group Radio Access Network, Multiple Input Multiple Output in UTRA, TR 25. 876, v. 1.8.
- [52] K. Pedersen, P. Mogensen, and B. Fleury, "Spatial channel characteristics in outdoor environments and their impact on BS antenna system performance", in *Proceedings of IEEE 48th Vehicular Technology Conference (VTC)*, pp. 719-724, May 1998, Ottawa, Canada.
- [53] J. Moreno, K. Pedersen and P. Mogensen, "Capacity gain of beamforming techniques in a WCDMA system under channelization code constraints," in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 3, no 4, pp. 1199-1208, July 2004.
- [54] K. Sipila, Z. Honkasalo, J. Laiho-Steffens, A.Wacker, "Estimation of capacity and required transmission power of WCDMA downlink based on a downlink pole equation", in *Proceedings of IEEE 51th Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol.2, pp. 1002 – 1005, May 2000.
- [55] 25.104. UTRA (BS) FDD: Radio transmission and reception. 3GPP, 2003.
- [56] R. Choi, R. Murch and K. Letaief, "MIMO CDMA antenna system for SINR enhancement", in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 2, no. 2, pp. 240-249, March 2003.
- [57] J. Ma, Y. Zhang, X. Su and Y. Yao, "Maximal Ratio Combining in Cellular MIMO-CDMA Downlink Systems", in *IEEE Proceedings of the International Conference on Communications (ICC)*, pp. 4243-4248, 24-28 June 2007, Glasgow, Scotland.
- [58] C. Li and X. Wang, "Performance comparison of MIMO techniques with application to WCDMA systems", in *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, pp. 649-661, January 2004.
- [59] Y. Wu, J. Zhang, M. Xu, S. Zhou and X. Xu, "Multiuser MIMO downlink precoder design based on the maximal SJNR criterion", in *proceedings of IEEE Globecom*, vol. 5, pp. 2694 – 2698, 28 November – 2 December 200, St Louis, USA.
- [60] R. Choi, K. Letaief and R. Murch, "CDMA pre-RAKE diversity system with base station transmit diversity", in *Proceedings of IEEE 51st Vehicular Technology Conference(VTC)*, vol.2, pp. 951-95, Tokyo, Japan, 2000.
- [61] J. Thompson, M. Grant and B. Mulgrew, "Downlink transmit diversity schemes for CDMA networks", in *Proceedings of IEEE 50th Vehicular Technology Conference (VTC)*, vol.3, pp. 1382-1386, Amsterdam, Netherlands, 1999.
- [62] J. Tsai, W. Chuanq, P. Chiu and C. Hsiao, "BER performance of a new space-time diversity scheme for encoded DS-CDMA", in *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC)*, vol. 3, pp. 1431-1435, 21-25 March 2004, Atlanta, Georgia, USA.

- [63] J. Salz and J. Winters, “Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio”, in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, issue 4, November 1994.
- [64] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communication over Fading Channels*, 1st edition, New York: Wiley, 2001.
- [65] K. Yu and A. Alexiou, “Impact of Channel Estimation Errors on Various Spatial-Temporal Transmission Schemes”, in *Proceedings of Mobile and Wireless Communications Summit, 2007 16th IST*, 1-5 July 2007.
- [66] R. Heath, Jr. and A. Paulraj, “Switching Between Diversity and Multiplexing in MIMO Systems,” in *IEEE Transactions on Communications*, vol 53, no. 6, June 2005.
- [67] D.N.C Tse, P. Viswanath and Z. Lihong, “Diversity-multiplexing tradeoff in multiple-access channels”, in *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, issue 9, September 2004.
- [68] W. Choi and J. Andrews, “Spatial multiplexing in cellular MIMO-CDMA systems with linear receivers: Outage probability and capacity”, in *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 6, no. 7, pp. 2612-2621, July 2007.
- [69] W. Choi and J. Andrews, “Antenna partitioning for multiuser MIMO-CDMA”, in *Proceedings of the IEEE Globecom*, pp. 1535-1539.
- [70] J. Andrews, W. Choi and R. Heath, “Overcoming interference in spatial multiplexing MIMO cellular networks,” in *IEEE Wireless Communications Magazine*, vol. 14, issue 6, pp. 95-104, December 2007.
- [71] P. K. Gkonis, G. V. Tsoulos and D. Kaklamani, “Dual Code Tx Diversity with Antenna Selection for Spatial Multiplexing in MIMO-WCDMA Networks,” submitted for publication at *IEE Communications Letters*.