

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ



ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΔΙΔΑΚΤΙΚΗΣ ΤΗΣ
ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΚΑΙ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΚΑΤΕΥΘΥΝΣΗ : ΨΗΦΙΑΚΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ ΚΑΙ ΔΙΚΤΥΑ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Επίδοση συστήματος CDMA σε ασύρματα κανάλια επικοινωνίας

Καρκατσούλης Κώστας

ΜΕ/0537

ΠΕΙΡΑΙΑΣ 2010

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα πτυχιακή εργασία μελετά την επίδοση ενός ασύγχρονου συστήματος πολλαπλών χρηστών με διαίρεση κώδικα (code division multiple access, CDMA) και διαμόρφωση μεταλλαγής φάσης (phase shift keying, PSK) σε πολυδιαδρομικό περιβάλλον διάδοσης με Nakagami- m διάλειαση. Η επίδοση της πιθανότητας διακοπής σύνδεσης αλλά και η πιθανότητα λάθους υπολογίζονται για δέκτες 1D-RAKE και 2D-RAKE. Οι αναλυτικές εκφράσεις που παρουσιάζονται για την επίδοση του συστήματος χρησιμοποιούν την Lauricella συνάρτηση, η οποία μπορεί εύκολα να υπολογιστεί με μαθηματικά λογισμικά. Επομένως η επίδραση διαφορετικών παραμέτρων του CDMA συστήματος αλλά και του καναλιού διάδοσης στην επίδοση ενός χρήστη μπορούν εύκολα να υπολογιστούν.

Η πτυχιακή εργασία αποτελείται από έξι κεφάλαια. Το πρώτο κεφάλαιο περιλαμβάνει μία σύντομη εισαγωγή στις μεθόδους πολλαπλής πρόσβασης σε ασύρματα δίκτυα, ενώ στο δεύτερο κεφάλαιο επικεντρωνόμαστε στα πρότυπα κινητών επικοινωνιών βασισμένα στη τεχνική CDMA. Το τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζει τις δύο μεθόδους διασποράς φάσματος, δηλαδή διαίρεση κώδικα (direct sequence) και μεταπήδηση συχνότητας (frequency hopping), ενώ στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζουμε τις ακολουθίες που χρησιμοποιούν τα συστήματα CDMA με διαίρεση κώδικα. Στο κεφάλαιο πέντε παρουσιάζουμε την επίδοση ενός RAKE δέκτη ο οποίος συνδυάζει πολλαπλές διαδρομές λήψης του σήματος λήψης. Στην ανάλυση θεωρούμε την επίδραση των παρεμβολών λόγω πολλαπλών χρηστών και πολλαπλών διαδρομών ως αθροιστικό Gaussian θόρυβο. Επίσης, παρουσιάζουμε τον τρόπο με τον οποίο οι αναλυτικές εκφράσεις της επίδοσης αλλάζουν όταν από διαδρομές με ανεξάρτητη διάλειαση θεωρούμε συσχετισμένη διάλειαση στα κλαδιά του RAKE. Η παραπάνω ανάλυση επεκτείνεται για 2D-RAKE δέκτες με πολλαπλές κεραίες λήψης στο έκτο κεφάλαιο. Οι αναλυτικές εκφράσεις που παρουσιάζονται περιλαμβάνουν την επίδραση συσχετισμένης διάλειασης μεταξύ των διαδρομών με την ίδια καθυστέρηση στις κεραίες λήψης.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

1. Εισαγωγή	7
2. Πρότυπα κινητών επικοινωνιών βασισμένα στη τεχνική CDMA	8
2.1 Το πρότυπο IS-95	9
2.2 Το πρότυπο UMTS ή IMT-2000	10
2.3 Τεχνική ευρυζωνικού CDMA	11
2.4 WCDMA	12
2.5 CDMA2000	14
3. Συστήματα Διασποράς Φάσματος.....	15
3.1 Direct Sequence CDMA	19
3.2 Frequency Hopping CDMA	22
4. Κώδικες Διασποράς	26
4.1 M-ακολουθίες	26
4.2 Gold ακολουθίες.....	27
4.3 Walsh - Hadamard (WH) ακολουθίες.....	28
5. Επίδοση 1D-RAKE δέκτη σε περιβάλλον με Nakagami –m διαλείψεις	30
5.1 Εισαγωγή.....	31
5.2 Περιγραφή συστήματος	32
5.3 PDF της εξόδου του RAKE	36
5.4 Επίδοση Bit Error Rate.....	40
5.5 Επίδραση συσχετισμένης διάλειψης	43
5.6 Αριθμητικά Αποτελέσματα	45
5.7 Συμπεράσματα	48
6. Επίδοση 2D-RAKE δέκτη σε περιβάλλον με Nakagami –m διαλείψεις	49
6.1 Περιγραφή συστήματος	51
6.2 PDF της εξόδου 2-D RAKE	57
6.3 Πιθανότητα Διακοπής	61
6.4 Επίδοση Bit Error Rate.....	62
6.5 Επίδραση συσχετισμένης διάλειψης	65
6.6 Αριθμητικά Αποτελέσματα	68
6 Παράρτημα	76
7 Βιβλιογραφία.....	84

ΣΧΗΜΑΤΑ ΚΑΙ ΠΙΝΑΚΕΣ

Σχήμα 3.1 Διασπορά Φάσματος με την ισχύ του σήματος να κατανέμεται μετά την διασπορά σε πολύ μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων.....	16
Σχήμα 3.2 Παράδειγμα εφαρμογής διασποράς φάσματος απευθείας ακολουθίας.....	20
Σχήμα 3.3 Αρχή λειτουργίας συστήματος μεταπήδησης συχνότητας.....	24
Σχήμα 5.1 Μέση τιμή BER συναρτήσει του E_b/η_0 για σύμφωνη BPSK με RAKE σε πολυδιαδρομικό δίαυλο με Nakagami διάλεια για $m = 1$ σε όλα τα κλαδιά, $L = 6$, $K = 25$, $\delta = 0, 0.5, 1$, και $L_R = 2, 4, 6$	46
Σχήμα 5.2 Μέση τιμή BER συναρτήσει του E_b/η_0 για σύμφωνη BPSK με RAKE σε πολυδιαδρομικό δίαυλο με Nakagami διάλεια για $L = L_R = 6$, κατανομή πολυδιαδρομικής ισχύος με ρυθμό εξασθένισης $\delta = 0.5$ και (i) $m = [1, 1, 1, 1, 1, 1]$, (ii) $m = [2, 1.5, 1.25, 1, 0.75, 0.75]$	47
Σχήμα 5.3 Μέση τιμή BER συναρτήσει του E_b/η_0 για σύμφωνη BPSK με RAKE σε πολυδιαδρομικό δίαυλο με Nakagami διάλεια για $m = 1$ σε όλα τα κλαδιά, $L = L_R = 6$ και $K = 25$	48
Σχήμα 6.1 Μέση τιμή BER συναρτήσει του E_b/η_0 για σύμφωνη BPSK με δέκτες 1-D and 2-D RAKE σε πολυδιαδρομικό δίαυλο με Rayleigh διάλεια με $L = L_R = 4$, και $K = 25$	69
Σχήμα 6.2 Μέση τιμή BER συναρτήσει του E_b/η_0 για σύμφωνη BPSK με 1-D RAKE σε πολυδιαδρομικό δίαυλο με Rayleigh διάλεια με $M_R = 1$, $L = 6$, και $K = 25$	70
Σχήμα 6.3 Μέση τιμή BER συναρτήσει του E_b/η_0 για σύμφωνη BPSK με 1-D RAKE σε πολυδιαδρομικό δίαυλο με Nakagami διάλεια με $M_R = 1$, $L = L_R = 6$, και κατανομή πολυδιαδρομικής ισχύος με ρυθμό εξασθένισης $\delta = 0.5$	71
Σχήμα 6.4 Μέση τιμή BER συναρτήσει του αριθμού χρηστών K για σύμφωνη BPSK με 1-D και 2-D RAKE δέκτες σε Rayleigh διάλεια με $L=L_R=4$, $E_b/\eta_0=15\text{dB}$ ανά κεραία.....	72
Σχήμα 6.5 Μέσο BER συναρτήσει E_b/η_0 ανά κεραία για 1-D και 2-D RAKE δέκτες σε Nakagami διάλεια με $L = L_R = 4$, $m = [1.5, 1.25, 1.0, 0.75]$ ανά κεραία και $K = 50$	73
Σχήμα 6.6 Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει PE^* για 2-D RAKE δέκτη σε χωρικά συσχετισμένο Nakagami διάλεια με $M_R = 2$, $L = L_R = 3$, $\delta = 0$, $K = 25$, και $E_b/\eta_0 = 15\text{dB}$ ανά κεραία	74
Πίνακας 2.1 Παράμετροι φυσικού στρώματος του IS-95.....	10
Πίνακας 2.2 Παράμετροι φυσικού στρώματος του WCDMA.....	13
Πίνακας 2.3 Παράμετροι φυσικού στρώματος του cdma2000.....	15

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΥΝΤΜΗΣΕΩΝ

ACF	:	Auto-Correlation Function
AWGN	:	Additive White Gaussian Noise
AMPS	:	Advanced Mobile Phone Service
BPSK	:	Binary Phase Shift Keying
CDMA	:	Code Division Multiple Access
CCF	:	Cross Correlation Function
C-ART	:	Adaptive Rate Transmission-channel
CLT	:	Central Limit Theorem
DS-CDMA	:	Direct Sequence CDMA
FH-CDMA	:	Frequency Hopping CDMA
FDMA	:	Frequency Division Multiple Access
FPLMTS	:	Future Public Land Mobile Telephone System
GSM	:	Global System for Mobile Communications
ITU	:	International Telecommunication Union
IMT-2000	:	International Mobile Telecommunications
MAI	:	Multiple Access Interference
MC	:	Multi Carrier
MGF	:	Moment Generating Function
MIP	:	Multipath Intensity Profile
MRC	:	Maximal Ratio Combining
PDF	:	Probability Density Function
PCS	:	Personal Communication Services
S-ART	:	Adaptive Rate Transmission-Services
SDMA	:	Space Division Multiple Access
SS	:	Spread Spectrum
SINR	:	Signal-to-Interference and Noise Ratio
SGA	:	Standard Gaussian Assumption
WH	:	Walsh-Hadamard

Ευχαριστίριες

Αυτή η πτυχιακή εργασία με θέμα «Επίδοση συστήματος CDMA σε ασύρματα κανάλια επικοινωνίας» εκπονήθηκε υπό την εποπτεία του Επίκουρου Καθηγητή Ευθύμογλου Γεώργιο. Θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον κύριο Ευθύμογλου για τις συμβουλές, την υποστήριξη και την καθοδήγηση που μου προσέφερε κατά τη διάρκεια της εκπόνησης αυτής της εργασίας.

1. Εισαγωγή

Στις ψηφιακές επικοινωνίες η ανάγκη για πολλαπλή πρόσβαση καλύπτεται με τις τεχνικές πολυπλεξίας. Η διαδικασία καταμερισμού του καναλιού σε πολλούς χρήστες είναι γνωστή με το όνομα πολύπλεξη (multiplexing) στα ενσύρματα συστήματα επικοινωνίας και με το όνομα πολλαπλή πρόσβαση (multiple access) στις ασύρματες ψηφιακές επικοινωνίες. Για να μπορεί να γίνεται με επιτυχία η διαδικασία του καταμερισμού, για να μπορούν δηλαδή πολλαπλοί χρήστες να μοιράζονται ένα κοινόχρηστο πόρο με έναν καθορισμένο και αποδοτικό τρόπο, θα πρέπει να υπάρχει κάποιο είδος πρωτοκόλλου πρόσβασης, το οποίο να ορίζει πότε και πώς θα πραγματοποιείται η κοινή χρήση καθώς και τον τρόπο με τον οποίο το σύστημα θα αναγνωρίζει τα μηνύματα που λαμβάνονται από διαφορετικούς χρήστες.

Οι τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης που χρησιμοποιούνται σε δίκτυα που δεν απαιτείται υψηλός ρυθμός δεδομένων, τα πρώτης και δεύτερης γενιάς είναι τα FDMA και TDMA καθώς και υβριδικές υλοποιήσεις αυτών. Η τεχνική FDMA (Frequency Division Multiple Access) επιτυγχάνει πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση του διαθέσιμου εύρους ζώνης σε ορθογώνιους διαύλους μη επικαλυπτόμενους στη συχνότητα που αποδίδονται σε διαφορετικούς χρήστες. Η ορθογωνιότητα των σημάτων εξασφαλίζεται με την εισαγωγή συχνοτικών διαστημάτων φύλαξης μεταξύ των διαύλων – καναλιών. Η τεχνική TDMA (Time Division Multiple Access) επιτυγχάνει πολλαπλή πρόσβαση με διαίρεση του χρόνου σε χρονοσχισμές (timeslots) οι οποίες ανατίθενται στους χρήστες σταθερά και περιοδικά και στη διάρκεια αυτών κάθε χρήστης έχει την αποκλειστική χρήση του καναλιού.

Σε δίκτυα που απαιτείται αποδοτικότερη χρήση του διαθέσιμου φάσματος, τρίτης και τέταρτης γενιάς, για υπηρεσίες υψηλού ρυθμού δεδομένων μετάδοσης,

προηγμένων πολυμέσων (φωνή, δεδομένα και βίντεο) και καταπολέμηση των παρεμβολών χρησιμοποιούνται οι τεχνικές CDMA, SDMA καθώς και υβριδικές υλοποιήσεις αυτών. Η τεχνική CDMA (Code Division Multiple Access) ανήκει στην ευρύτερη κατηγορία συστημάτων διασποράς φάσματος (Spread Spectrum Systems) και επιτυγχάνει πολλαπλή πρόσβαση αναθέτοντας σε κάθε χρήστη έναν κώδικα με βάση τον οποίο το σήμα του κωδικοποιείται και μπορεί να αποκωδικοποιηθεί μόνο από συγχρονισμένο δέκτη που διαθέτει αντίγραφο του κώδικα. Με την τεχνική SDMA (Space Division Multiple Access) ουσιαστικά γίνεται έλεγχος της ακτινοβολούμενης ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας για κάθε χρήστη στην περιοχή κάλυψης. Ο έλεγχος επιτυγχάνεται με τη χρήση έξυπνων προσαρμοστικών κεραιών. Σε κάθε περιοχή που εξυπηρετείται από ένα κύριο λοβό, εφαρμόζονται τεχνικές πολλαπλής πρόσβασης FDMA, TDMA ή CDMA.

2. Πρότυπα κινητών επικοινωνιών βασισμένα στη τεχνική CDMA

Το 1985, και ενώ διεζάγονταν έρευνες για το σχήμα πολλαπλής πρόσβασης που πρέπει να υιοθετηθεί για το GSM προέκυψε το συμπέρασμα ότι “Τα συστήματα DS-CDMA δεν έχουν καμία ελπίδα να υιοθετηθούν από το ευρωπαϊκό πρότυπο”. Το κλίμα σχετικά με την τεχνική CDMA στενής ζώνης άρχισε να αντιστρέφεται το 1993 με αφορμή την ενσωμάτωση της τεχνικής αυτής στο πρότυπο IS-95, το οποίο καθιερώθηκε στις Ηνωμένες Πολιτείες, την Ιαπωνία και την Κορέα. Στην αρχή της δεκαετίας του 2000, έγινε εμπορικά διαθέσιμη η τεχνική του ευρυζωνικού CDMA ως το κυρίαρχο σχήμα πολλαπλής πρόσβασης για τηλεπικοινωνιακά πρότυπα τρίτης γενιάς (3G).

2.1 Το πρότυπο IS-95

Το πρότυπο IS-95 ολοκληρώθηκε το 1993 και το 1995 εμπλουτίστηκε με μία νέα έκδοχή που αφορούσε την περιοχή συχνοτήτων PCS (Personal Communication Services) περί τα 1.9 GHz. Αποτελεί ένα από τα πλέον δημοφιλή ψηφιακά συστήματα δεύτερης γενιάς (2G). Καθώς ξεκίνησε από τις Ηνωμένες Πολιτείες είναι λογικό να είναι συμβατό με το παλαιότερης γενιάς αναλογικό πρότυπο AMPS που αναπτύχθηκε στην ίδια χώρα. Για την υποστήριξη υπηρεσιών υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης, αναπτύχθηκε το 1998 η έκδοση IS-95B του προτύπου. Οι δύο εκδοχές διαφέρουν ως προς το ότι, ενώ το IS-95A χρησιμοποιεί μία ακολουθία ανά κανάλι, το IS-95B υποστηρίζει τη χρήση έως και οκτώ ακολουθιών Walsh-Hadamard (WH) που προσφέρουν ρυθμούς μέχρι και 115.2Kb/s. Έτσι, λοιπόν, υποστηρίζονται υπηρεσίες μεταβλητού ρυθμού (multirate) και ο ρυθμός μετάδοσης χρήστη προσαρμόζεται στον όγκο δεδομένων που πρέπει να μεταδοθούν (S-ART, Adaptive Rate Transmission-services). Οι Ηνωμένες Πολιτείες, η Ιαπωνία και η Κορέα είναι οι χώρες που υιοθέτησαν πρώτες το πρότυπο. Στον Πίνακα 2.1 παρουσιάζονται ορισμένα τεχνικά χαρακτηριστικά του προτύπου. Το εύρος ζώνης που χρησιμοποιείται είναι 1.25 MHz. Το δίκτυο (σταθμός βάσης και κινητά τερματικά) επιτυγχάνει συγχρονισμό με αποκλίσεις της τάξης των μικροδευτερολέπτων. Αυτό επιτρέπει τη χρήση των ίδιων ακολουθιών με διαφορετικές ολισθήσεις ως πιλοτικά σήματα, εφόσον οι ακολουθίες αυτές διαρκούν περισσότερο από ένα σύμβολο δεδομένων [1].

Εύρος Ζώνης Συχνοτήτων	1.25 MHz
Ρυθμός chip	1.2288 Mc/s
Εύρος Συχνοτήτων για τη ζεύξη uplink	869-894 MHz 1930-1980 MHz
Εύρος Συχνοτήτων για τη ζεύξη downlink	824-849 MHz 1850-1910 MHz

Διάρκεια Πλαισίου	20 ms
Ρυθμός μετάδοσης δεδομένων	set 1: 9.6 Kb/s set 2: 14.4 Kb/s IS-95B: 115.2 Kb/s
Κωδικοποίηση Ομιλίας	QCELP (Qualcomm code excited linear prediction) 8 Kb/s ACELP (Algebraic Code Excited Linear Prediction) 13 Kb/s EVRC (Enhanced Variable Rate CODEC) 8Kb/s
Έλεγχος Ισχύος	ζεύξη uplink: ανοικτού βρόχου και γρήγορου κλειστού βρόχου ζεύξη downlink: βρόχος χαμηλής ποιότητας
Ήπια Διαπομπή	Ναι
Πλήθος Κλάδων του Δέκτη RAKE	4
Είδη Ακολουθιών	Ακολουθίες WH και Long m

Πίνακας 2.1 Παράμετροι φυσικού στρώματος του IS-95

2.2 Το πρότυπο UMTS ή IMT-2000

Οι απαιτήσεις για υπηρεσίες υψηλότερου ρυθμού μετάδοσης δεδομένων όπως και η ανάγκη για αυξημένη φασματική απόδοση οδήγησε στην ανάπτυξη της τρίτης γενιάς κινητών επικοινωνιών. Η ITU (International Telecommunication Union) ονόμασε το πρότυπο αυτό IMT-2000 (International Mobile Telecommunications) ενώ στην Ευρώπη είναι γνωστό ως UMTS (Universal Mobile Telecommunication System). Η ανάπτυξη του προτύπου αυτού από την ITU είχε αφετηρία το 1985 με την αρχική ονομασία FPLMTS (Future Public Land Mobile Telephone System) και ολοκληρώθηκε το 2000 με τη νέα ονομασία. Συνοπτικά οι βασικοί στόχοι του IMT-2000 είναι

- Πλήρης κάλυψη και κινητικότητα για κινητά τερματικά με ρυθμό έως 144 Kb/s και κατά προτίμηση για κινητά τερματικά με ρυθμό έως 384 Kb/s.

- Περιορισμένη κάλυψη και κινητικότητα για κινητά τερματικά με ρυθμό έως 2 Mb/s.
- Υψηλή φασματική απόδοση σε σύγκριση με τα υπάρχοντα συστήματα.
- Υψηλός βαθμός ελαστικότητας όσον αφορά την εισαγωγή νέων υπηρεσιών.

Ως βασική τεχνική πολλαπλής πρόσβασης επιλέχθηκε η ευρυζωνική CDMA και αποτέλεσε την καθολική επιλογή για τα δίκτυα 3G κινητών επικοινωνιών που αναπτύχθηκαν στην Ευρώπη, στην Αμερική, στην Ιαπωνία και την Κορέα.

2.3 Τεχνική ευρυζωνικού CDMA

Το ευρυζωνικό CDMA έχει εύρος ζώνης 5 MHz ή και περισσότερο. Άλλωστε το εύρος ζώνης που καθιερώθηκε για όλα τα τρίτης γενιάς συστήματα είναι 5 MHz. Υπάρχουν πολλοί λόγοι για την επιλογή του συγκεκριμένου εύρους. Αφενός, οι ρυθμοί δεδομένων της τάξης των 144 και 384 Kbps -βασικοί στόχοι του IMT-2000- είναι εφικτοί με το συγκεκριμένο εύρος ζώνης προσφέροντας σημαντική χωρητικότητα. Ακόμη και ρυθμοί μετάδοσης της τάξης των 2 Mbps μπορούν να εξυπηρετηθούν υπό ορισμένες συνθήκες. Ένας ακόμη λόγος είναι το περιορισμένο φάσμα, ιδιαίτερα αν τα τρίτης γενιάς συστήματα εφαρμοστούν επιπλέον των ήδη υπάρχοντων συστημάτων δεύτερης γενιάς που έχουν καταλάβει τμήμα του διαθέσιμου φάσματος. Τέλος, με διαθέσιμο εύρος ζώνης 5 MHz αντιμετωπίζεται αποδοτικότερα η παρεμβολή λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης, συγκριτικά με τα συστήματα στενού εύρους ζώνης.

Δύο σχήματα ευρυζωνικού CDMA είναι διαθέσιμα για τα τρίτης γενιάς συστήματα:

- Το WCDMA που αποτέλεσε την επιλογή της Ευρώπης και της Ιαπωνίας για το UMTS και IMT-2000, αντίστοιχα.
- Το cdma2000 το οποίο αποτέλεσε επιλογή των Ηνωμένων Πολιτειών για να διαδεχθεί το πρότυπο στενής ζώνης CDMA IS-95 και να αποτελέσει την τεχνική πολλαπλής πρόσβασης του IMT-2000.

2.4 WCDMA

Το WCDMA επιλέχθηκε για την υλοποίηση του προτύπου UMTS και IMT-2000 στην Ευρώπη και την Ιαπωνία, αντίστοιχα. Είναι ασύγχρονο, γεγονός που σημαίνει ότι οι σταθμοί βάσης δεν είναι συγχρονισμένοι. Για το λόγο αυτό, χρησιμοποιούνται διαφορετικές long ακολουθίες για το διαχωρισμό μεταξύ των κυψελών και των χρηστών. Υποστηρίζονται υπηρεσίες υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης δεδομένων μέσω της χρήσης μικρότερων παραγόντων εξάπλωσης, χωρίς παράλληλη αύξηση του απαιτούμενου εύρους ζώνης. Για παράδειγμα, για παράγοντες εξάπλωσης 4, 8, 16, 32, 64, 128 και 256 επιτυγχάνονται, αντίστοιχα, ρυθμοί μετάδοσης 1024, 512, 256, 128, 64, 32, και 16 Kbps (S-ART). Υπηρεσίες υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης δεδομένων μπορούν επίσης να υποστηριχθούν με εκχώρηση στο χρήστη δύο ζωνών των 5 MHz. Επιπλέον, το πρότυπο εκμεταλλεύεται τις μεταβολές στο δίαυλο προκειμένου να αυξηθεί ο ρυθμός μετάδοσης. Για παράδειγμα, όταν ο λόγος SIR αυξηθεί, το σύστημα οδηγείται σε μειωμένο παράγοντα εξάπλωσης άρα σε αυξημένους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων για τους χρήστες (C-ART, Adaptive Rate Transmission-channel). Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνεται και ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης σύμφωνα με τις απαιτήσεις του IMT-

2000 (2 Mb/s) αν ο παράγοντας εξάπλωσης είναι 4 ($1024Kbps \times 2 = 2Mbps$). Στον Πίνακα 2.2 φαίνονται ορισμένα τεχνικά χαρακτηριστικά του WCDMA [2].

Εύρος Ζώνης Συχνοτήτων	5 MHz
Είδη Διπλεξίας (Duplexing)	FDD και TDD
Δίαυλος για τη ζεύξη downlink	Απευθείας Εξάπλωση (DS)
Ρυθμός chip	3.84 Mbps
Διαμόρφωση δεδομένων	QPSK (ζεύξη downlink) BPSK (ζεύξη uplink)
Κωδικοποίηση καναλιού	Συνελικτικοί και turbo κώδικες
Διάρκεια Πλαισίου	10 ms
Πολλαπλοί Ρυθμοί δεδομένων	Μεταβλητή εξάπλωση και πολλαπλοί κώδικες (Multicode)
Παράγοντες Εξάπλωσης	4-256 (ζεύξη uplink), 4-512 (ζεύξη downlink)
Έλεγχος Ισχύος	Ανοικτού και γρήγορου κλειστού βρόχου
Διαπομπή	Ήπια Ενδοσυχνοτική
Πολυπλεξία καναλιού (ζεύξη downlink)	Κανάλια δεδομένων και ελέγχου πολυπλεγμένα στον χρόνο
Πολυπλεξία καναλιού (ζεύξη uplink)	Κανάλια ελέγχου και πιλοτικά κανάλια πολυπλεγμένα στον χρόνο I&Q πολυπλεξία στα κανάλια δεδομένων και ελέγχου
Ακολουθίες (ζεύξη downlink)	Ακολουθίες OVSF (Orthogonal Variable Spreading Factor), ακολουθίες Gold $2^{18} - 1$ για διαχωρισμό κυψέλης και χρηστών
Ακολουθίες (ζεύξη uplink)	ακολουθίες OVSF, ακολουθίες Gold $2^{41} - 1$ για διαχωρισμό κυψέλης και χρηστών Διαφορετικές χρονικές ολισθήσεις στα I και Q κανάλια

Πίνακας 2.2 Παράμετροι φυσικού στρώματος του WCDMA

2.5 CDMA2000

Το πρότυπο cdma2000 επιλέχθηκε για την υλοποίηση του προτύπου IMT-2000 στις Ηνωμένες Πολιτείες με σκοπό να διαδεχθεί το στενής ζώνης CDMA του προτύπου IS-95. Ο βασικός ρυθμός chip είναι 1.2288 Mc/s και το απαιτούμενο εύρος

ζώνης είναι 1.25MHz. Αυτό το μοντέλο αποτελεί την 1× έκδοση του cdma2000. Υπάρχει και η 3× που είναι γνωστή ως πολλαπλού φέροντος (MC, Multi Carrier) με εύρος ζώνης που δημιουργείται από τρία συνεχή φέροντα των 1.25MHz. Η προσέγγιση MC του cdma2000 χρησιμοποιεί τα ίδια φέροντα με το πρότυπο IS-95.

Σε αντίθεση με το WCDMA, το cdma2000 είναι συγχρονισμένο. Εξαιτίας αυτού του συγχρονισμού χρησιμοποιούνται ίδιες ακολουθίες m με διαφορετικές όμως ολισθήσεις για το διαχωρισμό κυψελών και χρηστών. Στον Πίνακα 2.3 φαίνονται ορισμένα τεχνικά χαρακτηριστικά του cdma2000 [3].

Cdma2000	cdma2000 1×	cdma2000 3×
Εύρος Ζώνης Συχνότητων	1.25 MHz	3.75 MHz
Roll-off factor	Όπως το πρότυπο IS-95	
Δίαυλος για τη ζεύξη downlink	Απευθείας Εξάπλωση (DS)	Πολλαπλού φέροντος (MC)
Ρυθμός chip	1.2288 Mcps	1.2288 Mcps (ζεύξη downlink) 3.6864 Mcps (ζεύξη uplink)
Διαμόρφωση δεδομένων	QPSK (ζεύξη downlink)	BPSK (ζεύξη uplink)
Διάρκεια Πλαισίου	20 ή 5 ms	
Πολλαπλοί ρυθμοί Δεδομένων	Μεταβλητή εξάπλωση και πολλαπλοί κώδικες	
Παράγοντες εξάπλωσης	4-256	
Έλεγχος Ισχύος	Ανοικτού και γρήγορου κλειστού βρόχου	
Διαπομπή	Ήπια Ενδοσυχνотική	
Είδη ακολουθιών (ζεύξη downlink)	Μεταβλητού μήκους ακολουθίες WH για διαχωρισμό καναλιών, ακολουθίες $m \cdot 2^{15}$ (ίδια ακολουθία αλλιώς ολισθημένη για διαφορετικές κυψέλες, διαφορετικές ακολουθίες για I&Q κανάλι)	
Είδη ακολουθιών (ζεύξη uplink)	Μεταβλητού μήκους ορθογώνιες ακολουθίες για διαχωρισμό καναλιών, ακολουθίες $m \cdot 2^{15}$ (ίδιες για όλους τους χρήστες, διαφορετικές για I&Q κανάλια), ακολουθίες $m \cdot 2^{41} - 1$ για διαχωρισμό χρηστών (διαφορετικές ολισθήσεις για διαφορετικούς χρήστες)	

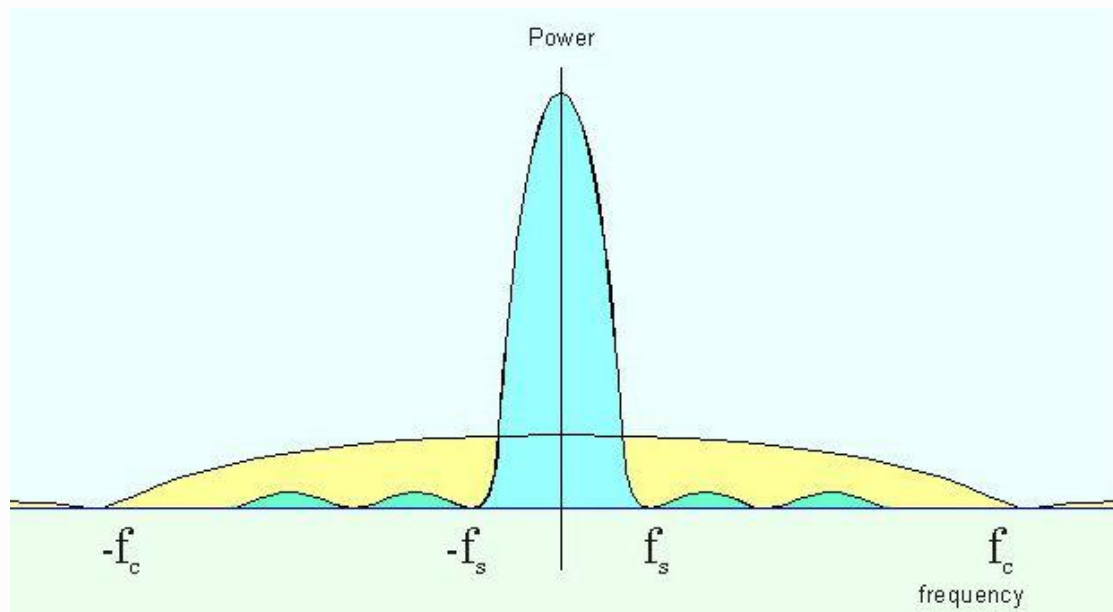
Πίνακας 2.3 Παράμετροι φυσικού στρώματος του cdma2000

3. Συστήματα διασποράς φάσματος με πολλαπλή πρόσβαση διαίρεσης κώδικα.

Η τεχνική πολλαπλής πρόσβασης διαίρεσης κώδικα (Code Division Multiple Access - CDMA) είναι μία αποδοτική τεχνική πολυπλεξίας με την οποία πολλαπλοί χρήστες μπορούν να χρησιμοποιούν το ίδιο κανάλι ταυτόχρονα χωρίς να προκαλούν παρεμβολές μεταξύ τους. Τα συστήματα CDMA ανήκουν στην ευρύτερη κατηγορία συστημάτων διασποράς φάσματος (Spread Spectrum Systems) τα οποία αρχικά αναπτύχθηκαν για στρατιωτικές εφαρμογές. Οι λόγοι που επιλέχθηκε η συγκεκριμένη τεχνολογία είναι (1) ότι παρέχει αντίσταση στις εχθρικές παρεμβολές, (2) ότι το σήμα μπορεί να κρυφτεί εκπέμποντας το σε πολύ χαμηλή ισχύ κάνοντας τη προσπάθεια για ανίχνευση δύσκολη, πόσο μάλλον παρουσίας θορύβου και (3) ότι καθιστά δυνατό πολλαπλοί χρήστες να μπορούν να επικοινωνούν από το ίδιο κανάλι. Η συγκεκριμένη τεχνική πολλαπλασιάζει το σήμα πληροφορίας με ένα ταχέως μεταβαλλόμενο σήμα – κώδικα , ανεξάρτητο του σήματος πληροφορίας και το προκύπτον σήμα έχει μεγάλο εύρος ζώνης.

Οι προϋποθέσεις για να χαρακτηριστεί ένα σήμα ως σήμα διασποράς φάσματος είναι οι εξής [4]:

- Το εύρος ζώνης του προς μετάδοση σήματος να είναι πολύ μεγαλύτερο του εύρους ζώνης του σήματος πληροφορίας.
- Το εύρος ζώνης του σήματος που μεταδίδεται να μην εξαρτάται από το σήμα πληροφορίας.
- Το σήμα στον δέκτη ανακτάται με συσχέτιση του λαμβανόμενου σήματος με ένα αντίγραφο του κώδικα διασποράς (spreading code)



Σχήμα 3.1. Διασπορά Φάσματος όπου η ισχύς του σήματος κατανέμεται μετά την διασπορά σε πολύ μεγαλύτερο εύρος συχνοτήτων.

Αυτή λοιπόν η τεχνική χρησιμοποιεί ένα εύρος ζώνης εκπομπής πολλές φορές μεγαλύτερο από αυτό του σήματος πληροφορίας. Έστω λοιπόν ότι έχουμε ένα εύρος ζώνης W (σε Hertz) και ένα ρυθμό δεδομένων R (σε bits/second). Ο λόγος W/R είναι ο παράγοντας εξάπλωσης του φάσματος ή αλλιώς το κέρδος επεξεργασίας (processing gain). Οι εφαρμογές αυτών των σημάτων ανέρχονται σε αρκετές κατηγορίες:

- Πολυπλεξία χρηστών
- Στρατιωτικά συστήματα
- Συστήματα εκτίμησης θέσης και χρόνου
- Τεχνικές χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου

Λόγω της κωδικοποίησης και του διευρυμένου εύρους ζώνης, τα σήματα διασποράς φάσματος έχουν διάφορες ιδιότητες οι οποίες διαφέρουν από τις ιδιότητες των σημάτων περιορισμένης ζώνης. Στη συνέχεια ακολουθούν οι πιο σημαντικές ιδιότητες από άποψη επικοινωνιών:

1. Πολλαπλή δυνατότητα πρόσβασης: Εάν πολλοί χρήστες εκπέμπουν ένα σήμα SS την ίδια στιγμή, ο δέκτης είναι σε θέση να διακρίνει τους χρήστες μεταξύ τους εάν ο κάθε χρήστης έχει ένα μοναδικό κωδικό ο οποίος έχει ιδιαίτερα μικρή ετεροσυσχέτιση με τους κωδικούς των άλλων χρηστών. Συσχετίζοντας το λαμβανόμενο σήμα με τον κωδικό του σήματος ενός ορισμένου χρήστη θα αποκωδικοποιηθεί μόνο το σήμα του συγκεκριμένου χρήστη, ενώ τα άλλα SS σήματα θα παραμείνουν διευρυμένα σε ένα μεγάλο εύρος ζώνης.
2. Προστασία ενάντια στα φαινόμενα πολυδιανδρομικής διάδοσης: σε ένα κανάλι μετάδοσης δεν υπάρχει μόνο μία διαδρομή ανάμεσα στον αποστολέα και τον δέκτη. Λόγω των ανακλάσεων και διαθλάσεων ένα σήμα μεταδίδεται από έναν αριθμό διαφορετικών διαδρομών. Τα σήματα από τις διαφορετικές διαδρομές είναι όλα αντίγραφα του εκπεμπόμενου σήματος αλλά με διαφορετικό εύρος ζώνης και φάση. Η προσθήκη αυτών των σημάτων στο δέκτη θα είναι εποικοδομητική σε μερικές από τις συχνότητες και καταστρεπτική σε άλλες, το οποίο ονομάζεται επιλεκτική εξασθένιση (selective fading). Ο τρόπος με την οποία καταπολεμάται η παρεμβολή λόγω πολλαπλών διαδρομών εξαρτάται από τον τύπο διαμόρφωσης που χρησιμοποιείται καθώς επίσης και από τον τύπο του δέκτη (χρήση του RAKE δέκτη).

3. Μυστικότητα: Το εκπεμπόμενο σήμα μπορεί να διασπαστεί και να ανακτηθούν τα δεδομένα μόνο εάν ο δέκτης γνωρίζει τον κωδικό.
4. Απόρριψη παρεμβολών: Οι παρεμβολές στενής ζώνης υφίστανται διασπορά φάσματος στο δέκτη, οπότε η ισχύς τους ανά μονάδα φάσματος μειώνεται.
5. Δεν γίνονται αντιληπτά και δεν προκαλούν παρεμβολές σε άλλα συστήματα: Η ισχύς εκπομπής κυμαίνεται στο επίπεδο του θορύβου.

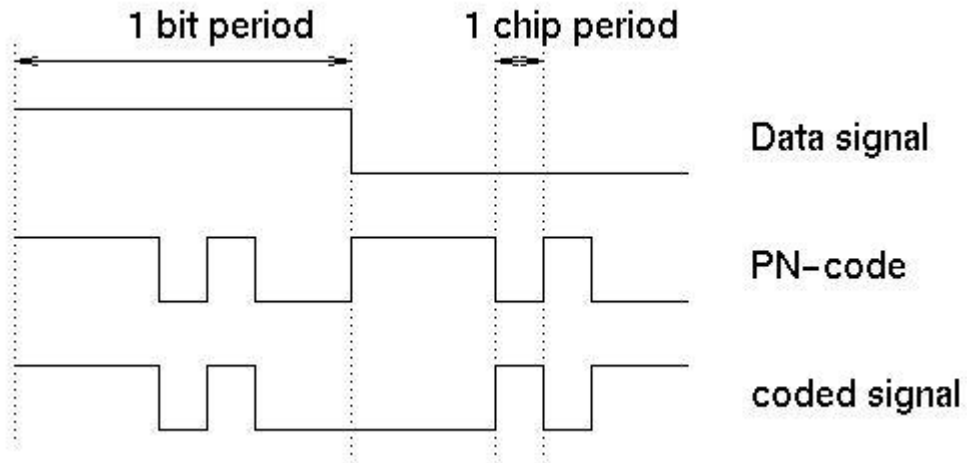
Οι δυο σημαντικότερες τεχνικές διασποράς φάσματος είναι η τεχνική απευθείας ακολουθίας (Direct Sequence – DS) και η μεταπήδηση συχνότητας (Frequency Hopping – FH).

- Στα σήματα διασποράς φάσματος με απευθείας ακολουθία, το σήμα πληροφορίας πολλαπλασιάζεται απευθείας με την ψευδοτυχαία ακολουθία η οποία έχει ένα κατά πολύ μεγαλύτερο ρυθμό δεδομένων. Εφόσον μεγαλώνει ο ρυθμός δεδομένων στο πεδίο του χρόνου, το φάσμα του απλώνεται στο πεδίο της συχνότητας. Ουσιαστικά το κάθε bit πληροφορίας αναπαρίσταται πλέον με ένα νέο αριθμό κωδικοποιημένων bits τα οποία ονομάζονται chips. Στο άλλο άκρο το λαμβανόμενο σήμα πολλαπλασιάζεται ξανά με την ίδια ακολουθία και έτσι ανακτάται το αρχικό σήμα πληροφορίας. Αυτή η κατηγορία συστημάτων είναι που συναντάται τις πιο πολλές στις εφαρμογές των σημάτων διασποράς φάσματος.
- Στα σήματα διασποράς φάσματος με άλμα συχνότητας, το σήμα πληροφορίας μεταδίδεται ως ένα σήμα περιορισμένης ζώνης με εύρος ζώνης αρκετό ώστε να μεταφέρει το απαιτούμενο ρυθμό δεδομένων. Σε καθορισμένα διαστήματα, αυτό το σήμα μετακινείται (κάνει άλμα) σε

μία διαφορετική συχνότητα πάντα μέσα όμως στην επιτρεπόμενη ζώνη. Η ακολουθία αυτή των συχνοτήτων ακολουθεί μία ψευδοτυχαία ακολουθία που παράγεται από τη γεννήτρια και η οποία είναι γνωστή τόσο στο πομπό όσο και στο δέκτη.

3.1 DIRECT SEQUENCE CDMA

Στα συστήματα που κάνουν χρήση των σημάτων διασποράς φάσματος με απευθείας ακολουθία, ο πομπός διαμορφώνει το σήμα πληροφορίας σύμφωνα με την ακολουθία. Η διαμόρφωση αυτή μπορεί να αποτελείται από μία απλή πύλη XOR (πολλαπλασιασμός δηλαδή των στοιχείων). Συνεπώς η πράξη αυτή απλώνει το εύρος ζώνης του σήματος πληροφορίας. Έστω ότι ο ρυθμός πληροφορίας που πρέπει μεταδοθεί μέσα από ένα τέτοιο σύστημα είναι R bits ανά second. Συνεπώς το χρονικό διάστημα κάθε bit είναι $T_b = 1/R$ seconds. Το διαθέσιμο εύρος ζώνης του καναλιού αυτού είναι B_c Hertz, όπου $B_c \gg R$. Στον διαμορφωτή το εύρος ζώνης του σήματος πληροφορίας επεκτείνεται στο $W = B_c$ Hertz με τη μετατόπιση της φάσης του φέροντος για τη τελική διαμόρφωση με ρυθμό W φορές το δευτερόλεπτο σύμφωνα με το αποτέλεσμα που έχει παραχθεί από τη γεννήτρια. Αποτέλεσμα όλης αυτής της διαδικασίας είναι ένα διαμορφωμένο σήμα της κατηγορίας *direct-sequence (DS) spread spectrum signal*.



Σχήμα 3.2. Παράδειγμα εφαρμογής διασποράς φάσματος με απευθείας κώδικα ακολουθίας.

Το σήμα που φέρει τη πληροφορία υποδηλώνεται με $u(t)$ και εκφράζεται ως:

$$u(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n g_T(t - nT_b) \quad (3.1)$$

όπου $\{a_n = \pm 1, -\infty < n < \infty\}$ και $g_T(t)$ είναι ένας τετραγωνικός παλμός διάρκειας T_b .

Αυτό το σήμα πολλαπλασιάζεται με αυτό που παράγεται από την γεννήτρια ψευδοτυχαίων ακολουθιών, το οποίο εκφράζεται ως:

$$c(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} c_n p(t - nT_c) \quad (3.2)$$

όπου $\{c_n\}$ αναπαριστά την δυαδική ακολουθία των ± 1 και το $p(t)$ είναι ένας τετραγωνικός παλμός διάρκειας T_c . Η πράξη του πολλαπλασιασμού εξυπηρετεί στο να απλώσει το εύρος ζώνης του σήματος πληροφορίας (του οποίου είναι περίπου R Hertz) σε ένα κατά πολύ μεγαλύτερο εύρος ζώνης το οποίο αντιστοιχεί στο σήμα της γεννήτριας $c(t)$ (και είναι περίπου $1/T_c$).

Σύμφωνα με αυτά εμφανίζεται ένας λόγος που ονομάζεται *κέρδος επεξεργασίας* (*processing gain*) αντιστοιχεί στο εύρος ζώνης του διαμορφωμένου σήματος προς το εύρος ζώνης του αρχικού σήματος πληροφορίας. Συνήθως ο λόγος αυτός εκφράζεται στη λογαριθμική κλίμακα. Η έννοια του κέρδους επεξεργασίας είναι ότι μας παρέχει ένα αποτελεσματικό τρόπο θέσπισης ενός ορίου θορύβου. Όπως για παράδειγμα αν ο λόγος *SNR* αυξάνεται με την διασπορά του φάσματος του σήματος, τότε το σήμα γίνεται πιο ανθεκτικό για τους άλλους χρήστες.

Η ενέργεια του σήματος δεν αλλάζει ως συνέπεια της διασποράς του φάσματος. Από τη στιγμή που η ενέργεια του σήματος είναι η περιοχή κάτω από την καμπύλη στην απεικόνιση του φάσματος συχνοτήτων, για να έχουμε μεγαλύτερο εύρος ζώνης πρέπει το πλάτος της καμπύλης αυτής να χαμηλώσει.

Ο τετραγωνικός παλμός $p(t)$ ονομάζεται *chip* και η χρονική διάρκεια T_c ονομάζεται *chip interval*. Ο αντίστροφος $1/T_c$ ονομάζεται *chip rate* και αντιστοιχεί (περίπου) στο εύρος ζώνης W του μεταδιδόμενου σήματος. Ο λόγος του T_b με το T_c επιλέγεται τις πιο πολλές φορές να είναι ακέραιος σε λειτουργικά συστήματα. Συχνά χρησιμοποιείται ο συμβολισμός

$$L_c = \frac{T_b}{T_c} \quad (3.3)$$

Πλεονεκτήματα του DS-CDMA:

Τα πλεονεκτήματα του DS-CDMA είναι τα παρακάτω [5]:

1) Η παραγωγή το σήματος ευρείας ζώνης γίνεται με έναν απλό πολλαπλασιασμό.

2) Επειδή μόνο μία συχνότητα μεταφοράς πρέπει να παραχθεί, ο συνθέτης συχνοτήτων είναι απλός.

3) Η διαμόρφωση του σήματος Spread Spectrum είναι απλή και επιτυγχάνεται πάλι με ένα απλό πολλαπλασιασμό.

4) Δεν απαιτείται συγχρονισμός μεταξύ των χρηστών.

Μειονεκτήματα του DS-CDMA:

1) Ο συγχρονισμός του τοπικά παραγόμενου σήματος κωδικού και του λαμβανόμενου σήματος είναι αρκετά δύσκολος.

2) Για τη σωστή αποδιαμόρφωση του σήματος, θα πρέπει η τοπικά παραγόμενη ακολουθία κώδικα και η λαμβανόμενη ακολουθία κώδικα να είναι συγχρονισμένες με διαφορά μέσα στα όρια του χρόνου chip.

3) Η δύναμη που παραλαμβάνονται τα σήματα από τους χρήστες κοντά στο σταθμό βάσεων, είναι πολύ υψηλότερη από αυτή που παραλαμβάνεται από τους χρήστες που βρίσκονται πιο μακριά. Επειδή ένας χρήστης διαβιβάζει συνεχώς από ολόκληρο το εύρος ζώνης, ένας χρήστης κοντά στο σταθμό βάσης θα δημιουργεί συνεχώς παρεμβολή για τους χρήστες που βρίσκονται μακριά από το σταθμό βάσης, καθιστώντας έτσι την υποδοχή τους αδύνατη.

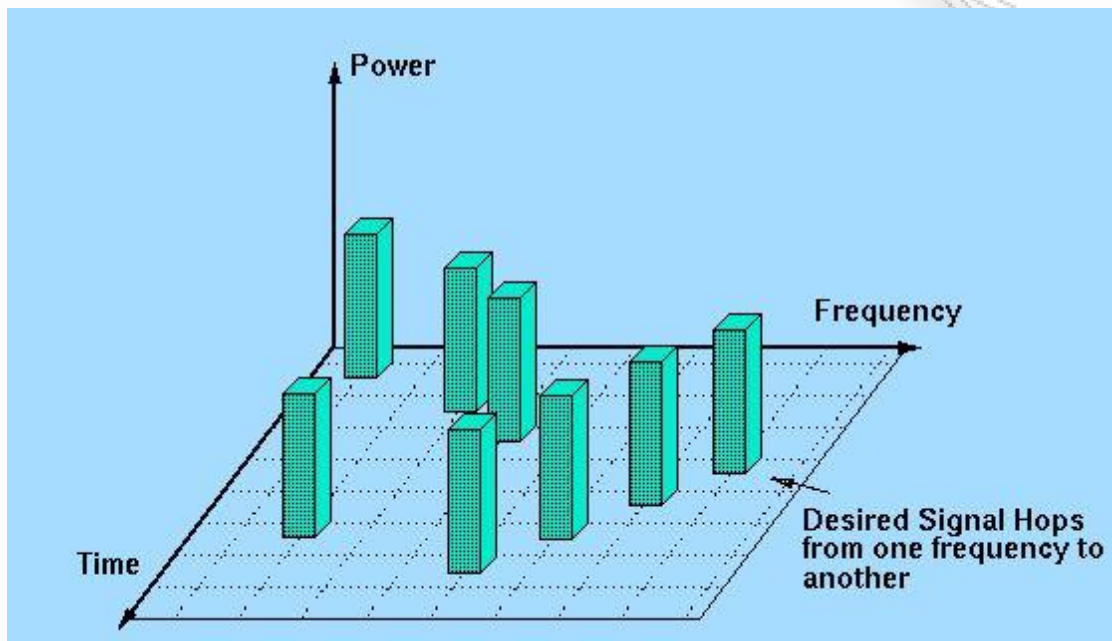
3.2 FREQUENCY HOPPING CDMA

Στα FH-CDMA συστήματα η συχνότητα μεταφοράς του διαμορφωμένου σήματος πληροφορίας, δεν είναι σταθερή αλλά αλλάζει περιοδικά παίρνοντας τιμές από ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων, και καθορίζεται από τον κώδικα διασποράς. Κατά τη διάρκεια ενός χρονικού διαστήματος T_c , η συχνότητα μεταφοράς παραμένει η ίδια, αλλά μετά από κάθε φορά που περνάει από το χρονικό διάστημα αλλάζει η συχνότητα. Το σχέδιο FH-CDMA καθορίζεται από το σήμα κώδικα. Το σύνολο των διαθέσιμων συχνοτήτων που ο μεταφορέας μπορεί να επιτύχει ονομάζεται σύνολο hops. Ένα σύστημα FH χρησιμοποιεί μόνο ένα μέρος του εύρους ζώνης όταν διαβιβάζει, αλλά η θέση αυτού του φάσματος αλλάζει με το χρόνο.

Μια διάκριση που γίνεται στα συστήματα FH-CDMA, είναι στο ρυθμό hopping του σήματος. Αν ο ρυθμός των hops είναι πολύ μεγαλύτερος από το ρυθμό των δεδομένων πληροφορίας, τότε έχουμε ένα γρήγορο FH-CDMA. Σε αυτή την περίπτωση η συχνότητα μεταφοράς αλλάζει κατά τη διάρκεια μετάδοσης ενός bit, έτσι ώστε κάθε bit να διαβιβάζεται σε διαφορετικές συχνότητες. Αν ο ρυθμός των hops είναι πολύ μικρότερος από το ρυθμό των δεδομένων τότε λέμε ότι έχουμε ένα αργό FH-CDMA. Σε αυτή τη περίπτωση πολλαπλά bits διαβιβάζονται στην ίδια συχνότητα.

Το εύρος ζώνης που καταλαμβάνει το σήμα σε μία από τις hopping συχνότητες εξαρτάται από α) το εύρος ζώνης του σήματος πληροφοριών και β) τη μορφή του hopping σήματος καθώς και τη hopping συχνότητα. Στη περίπτωση όπου η hopping συχνότητα είναι πολύ μικρότερη από το εύρος ζώνης πληροφοριών, τότε το εύρος ζώνης των πληροφοριών είναι ο κύριος παράγοντας που καθορίζει το κατειλημμένο εύρος ζώνης. Στη περίπτωση όμως, που η hopping συχνότητα είναι

πολύ μεγαλύτερη από το εύρος ζώνης πληροφοριών, τότε αυτό που καθορίζει το εύρος ζώνης είναι η μορφή του hopping σήματος



Σχήμα 3.3. Αρχή λειτουργίας συστήματος μεταπήδησης συχνότητας.

Η μέθοδος των αλμάτων συχνότητας συνίσταται στην μετακίνηση των σημάτων στενής ζώνης των διαφόρων χρηστών και τη συνεχή αλλαγή της θέσης της συχνότητας ως προς το χρόνο. Σε ένα περιβάλλον όπου υπάρχει επιλεκτική διάλεια συχνότητας (frequency selective fade), το πλεονέκτημα της αλλαγής συχνότητας μπορεί να διασφαλίσει ότι ποτέ δεν πρόκειται το σήμα κάποιου χρήστη να παραμείνει σε κατάσταση επιλεκτικής διάλειψης για παρατεταμένο χρονικό διάστημα. Για να είναι αποτελεσματικά τα άλματα της συχνότητας, θα πρέπει τα σήματα των χρηστών να πραγματοποιούν άλματα σε ένα εύρος ζώνης σημαντικά μεγαλύτερο από τα βυθίσματα που προκαλούνται από την επιλεκτική διάλεια. Για να εξασφαλιστεί ότι δεν υπάρχει περίπτωση να μεταπηδήσουν δύο χρήστες στην ίδια περιοχή συχνοτήτων ταυτόχρονα, οπότε τα σήματά τους αλληλοπαρεμβάλονται, θα πρέπει οι συχνότητες

των διαθέσιμων φορέων να είναι κατανεμημένες με βάση κάποια προκαθορισμένη σειρά ή κώδικα.

Τα άλματα συχνότητας είναι πιο αποτελεσματικά εάν χρησιμοποιηθεί ένας ταχύς ρυθμός πραγματοποίησης αλμάτων, αρκετές χιλιάδες φορές το δευτερόλεπτο, οπότε η επικοινωνία δε θα αλλοιώνεται λόγω εξασθένησης ή αμοιβαίας παρεμβολής σε κανένα χρονικό διάστημα. Αυτό όμως, δημιουργεί προβλήματα στη σχεδίαση των συνθετών ταχείας μεταγωγής και των ενισχυτών ισχύος ευρείας ζώνης που απαιτούνται, οι οποίοι θέτουν στην πράξη ένα άνω όριο στο ρυθμό πραγματοποίησης αλμάτων.

Πλεονεκτήματα του FH-CDMA:

Τα πλεονεκτήματα του FH-CDMA είναι τα παρακάτω [5]:

1) Ο συγχρονισμός είναι πολύ ευκολότερος με το FH-CDMA από ότι με το DS-CDMA. Με το FH-CDMA, ο συγχρονισμός πρέπει να είναι μέσα σε ένα μέρος του χρόνου hop. Επειδή η φασματική διάδοση δεν λαμβάνεται με τη χρησιμοποίηση μιας πολύ υψηλής hopping συχνότητας αλλά με τη χρησιμοποίηση ενός μεγάλου συνόλου hop, ο χρόνος hop θα είναι πολύ πιο μακροχρόνιος από το χρόνο chip ενός DS-CDMA συστήματος. Κατά συνέπεια ένα FH-CDMA σύστημα επιτρέπει ένα μεγαλύτερο λάθος συγχρονισμού.

2) Οι διαφορετικές ζώνες συχνότητας που ένα FH-CDMA σήμα μπορεί να καταλάβει, δεν είναι απαραίτητο να είναι παρακείμενες, επειδή μπορούμε να κάνουμε το συνθέτη συχνότητας να πηδήσει εύκολα πέρα από ορισμένα μέρη του φάσματος.

Συνδυασμένο με τον ευκολότερο συγχρονισμό επιτρέπει πολύ μεγαλύτερα εύρη ζώνης SS.

3) Επειδή το FH-CDMA είναι ένα SS σύστημα αποφυγής, η πιθανότητα πολλαπλών χρηστών που διαβιβάζουν συγχρόνως στην ίδια ζώνη συχνότητας είναι μικρή. Ένας χρήστης που διαβιβάζει μακριά από το σταθμό βάσης θα παραληφθεί ακόμα κι αν οι χρήστες κοντά στο σταθμό βάσης διαβιβάζουν, επειδή εκείνοι οι χρήστες θα διαβιβάζουν πιθανώς σε άλλες συχνότητες. Κατά συνέπεια η κοντινή-μακρινή απόδοση του FH-CDMA είναι πολύ καλύτερη από αυτή του DS-CDMA.

4) Λόγω του μεγαλύτερου πιθανού εύρους ζώνης που ένα FH-CDMA σύστημα μπορεί να χρησιμοποιήσει, προσφέρει μια μεγαλύτερη πιθανή μείωση της περιορισμένης ζώνης παρέμβασης από ένα DS-CDMA σύστημα.

Μειονεκτήματα του FH-CDMA:

1) Υπάρχει απότομη αλλαγή του σήματος, όταν οι μεταβαλλόμενες ζώνες συχνότητας οδηγήσουν σε μια αύξηση στην κατειλημμένη ζώνη συχνότητας. Για να αποφευχθεί αυτό πρέπει το σήμα να κλείσει και να ανοίξει όταν μεταβάλλεται η συχνότητα.

2) Η συνεπής αποδιαμόρφωση είναι δύσκολη λόγω των προβλημάτων στη διατήρηση των σχέσεων φάσης κατά τη διάρκεια hopping.

3) Ένας ιδιαίτερα περίπλοκος συνθέτης συχνότητας είναι απαραίτητος.

4. ΚΩΔΙΚΕΣ ΔΙΑΣΠΟΡΑΣ ΦΑΣΜΑΤΟΣ

Ένα σημαντικό στοιχείο για την απόδοση ενός συστήματος CDMA είναι η κατάλληλη επιλογή του κώδικα διασποράς φάσματος. Οι βασικές ιδιότητες των κωδικών διασποράς φάσματος είναι οι ακόλουθες [4]:

- 1) Κάθε κώδικας πρέπει να είναι περιοδικός με σταθερό μήκος.
- 2) Κάθε κώδικας πρέπει να μπορεί να διακρίνεται από μια χρονικά ολισθημένη εκδοχή του.
- 3) Κάθε κώδικας πρέπει να μπορεί να διακρίνεται από τους υπόλοιπους.

Οι βασικές κατηγορίες κωδικών διασποράς είναι:

- Ψευδοτυχαίες ακολουθίες μεγίστου μήκους ή m – ακολουθίες
- Ακολουθίες Gold
- Ακολουθίες Walsh – Hadamard

4.1 m -ακολουθίες

Οι ακολουθίες m ανήκουν στην ευρύτερη κατηγορία των δυαδικών ακολουθιών μεγίστου μήκους. Παράγονται από ένα γραμμικό πολυώνυμο $g(x)$ βαθμού m , δηλαδή $g(x) = g_m x^m + g_{m-1} x^{m-1} + \dots + g_1 x + g_0$. Το πολυώνυμο $g(x)$ ονομάζεται πολυώνυμο γεννήτορας και ανήκει στην κατηγορία των αρχέγονων (primitive) πολυωνύμων δηλαδή εκείνων που δεν παραγοντοποιούνται. Η παραγόμενη ακολουθία m έχει περίοδο $Q = 2^m - 1$, $R_{kk}(0) = Q$ και $R_{kk}(q) = -1$ για $q \neq 0$. Είναι φανερό ότι οι ακολουθίες αυτές έχουν καλές ιδιότητες αυτοσυσχέτισης

που βοηθούν στην επίτευξη συγχρονισμού στο δέκτη, σε αντίθεση με τις ιδιότητες ετεροσυσχέτισης που δεν πληρούν τις επιθυμητές προϋποθέσεις.

4.2 GOLD ακολουθίες

Οι ακολουθίες Gold είναι από τις γνωστότερες δυαδικές ακολουθίες καθώς χαρακτηρίζονται από αρκετά καλές ιδιότητες συσχέτισης, μελετήθηκαν αρχικά από τον P. Gold το 1968 και έχουν χρησιμοποιηθεί εκτενώς σε πολλά εμπορικά συστήματα CDMA συμπεριλαμβανομένου του IS-95 και των προτύπων W-CDMA. Ανήκουν στην υποκατηγορία των σχεδόν ορθογωνίων ακολουθιών (quasi orthogonal, QO). Ένα σύνολο από ακολουθίες Gold παράγεται από ζεύγη ακολουθιών \underline{x} και \underline{y} , που έχουν μήκος και περίοδο Q . Κάθε ακολουθία Gold του συνόλου παράγεται από τη modulo-2 άθροιση της ακολουθίας \underline{x} με μια εκδοχή της \underline{y} που προκύπτει από την κυκλική της ολίσθηση. Ως αποτέλεσμα, η οικογένεια τέτοιων ακολουθιών μπορεί να περιγραφεί ως εξής [6]

$$S_g = \{\underline{x}, \underline{y}, \underline{x} \oplus \underline{y}, \underline{x} \oplus T^{-1} \underline{y}, \underline{x} \oplus T^{-2} \underline{y}, \dots, \underline{x} \oplus T^{-(Q-1)} \underline{y}\} \quad (4.1)$$

όπου T^{-q} για $q=1, \dots, Q-1$ αναπαριστά την κυκλική ολίσθηση της \underline{y} κατά q chips. Στην οικογένεια των ακολουθιών Gold, κάθε σύνολο χαρακτηρίζεται από $K = Q + 2$ ακολουθίες. Μία επιπλέον σπουδαία ιδιότητα των ακολουθιών αυτών είναι ότι η αυτοσυσχέτιση και η ετεροσυσχέτιση λαμβάνουν μόνο συγκεκριμένες τιμές και ειδικότερα

4.3 Walsh-Hadamard (WH) ακολουθίες

Οι ακολουθίες WH χρησιμοποιούνται από το πρότυπο IS-95. Διαθέτουν άρτιο αριθμό chips και ο αριθμός των ακολουθιών στο ίδιο σύνολο ισούται με τον αριθμό των chips. Όταν το σύστημα CDMA λειτουργεί με μεταβλητό παράγοντα εξάπλωσης (variable spreading factor), με άλλα λόγια, όταν οι χρήστες έχουν τη δυνατότητα εκπομπής σε διαφορετικούς ρυθμούς δεδομένων, οι ακολουθίες WH προσφέρουν τις ακόλουθες χρήσιμες ιδιότητες:

- Μία ακολουθία WH μήκους n μπορεί να διαιρεθεί σε δύο ακολουθίες μήκους $n/2$
- Όλες οι ακολουθίες WH μήκους $n/2$ που παράγονται από ακολουθίες μήκους n είναι ορθογώνιες μεταξύ τους.
- Δύο ακολουθίες μήκους $n/2$ και n είναι ορθογώνιες εκτός αν η μία από τις δύο χρησιμοποιήθηκε για τη δημιουργία της δεύτερης.

Οι ακολουθίες WH δημιουργούνται με τη βοήθεια των πινάκων Hadamard ως εξής:

$$H_1 = [1], H_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix} \text{ και } H_{2N} = \begin{pmatrix} H_N & H_N \\ H_N & -H_N \end{pmatrix} \quad (4.2)$$

5. Επίδοση 1D-RAKE δέκτη σε περιβάλλον με Nakagami- m διαλείψεις

Σε ευρείας ζώνης CDMA συστήματα η πολυδιαδρομική διαφορισιμότητα (multipath diversity) προσφέρεται από την φύση του ασύρματου κινητού διαύλου και η ικανότητα της διασποράς φάσματος να αναλύει τις πολυδιαδρομικές συνιστώσες επιτυγχάνεται με την χρήση των RAKE δεκτών. Σε αυτό το κεφάλαιο εξετάζουμε την πιθανότητα λάθους bit ενός σύμφωνου (coherent) BPSK RAKE δέκτη ο οποίος λειτουργεί σε ένα περιβάλλον με πολυδιαδρομικές διαλείψεις χρησιμοποιώντας ένα γενικευμένο Nakagami- m μοντέλο. Η εξαγόμενη αναλυτική σχέση επαληθεύεται εύκολα αριθμητικά, χρησιμοποιώντας την απεικόνιση του ορισμένου ολοκληρώματος της Lauricella υπεργεωμετρικής συνάρτησης και επιτρέπει στον σχεδιαστή να προσδιορίσει τον βαθμό στον οποίο οι παράμετροι του καναλιού και συστήματος επηρεάζουν την επίδοση του συστήματος. Τέτοιες παράμετροι είναι ο βαθμός διάλειψης στα RAKE κλαδιά, το πολυδιαδρομικό προφίλ ισχύος του καναλιού, ο αριθμός των RAKE κλάδων και ο αριθμός των ασύγχρονων CDMA χρηστών. Επιπλέον καθορίζεται ποσοτικά ο βαθμός επίδρασης στην επίδοση του συστήματος της ύπαρξης συσχετισμένης διάλειψης στα RAKE κλαδιά.

5.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σε ψηφιακά ασύρματα κινητά συστήματα το λαμβανόμενο σήμα εξασθενεί από πολυδιαδρομικές διαλείψεις. Η διαφορισιμότητα είναι μία μέθοδος που χρησιμοποιείται αρκετά συχνά με σκοπό την καταπολέμηση των φαινομένων των διαλείψεων στην επίδοση του συστήματος. Ευρείας ζώνης διευρυμένου φάσματος συστήματα καταδεικνύουν μία έμφυτη πηγή διαφορισιμότητας εξαιτίας της

πολυδιαδρομικής φύσης του ασύρματου κινητού καναλιού και την ικανότητα αυτών να αναλύουν και να συνδυάζουν πολλαπλά λαμβανόμενα μονοπάτια. Συνεπώς, η συνολική λαμβανόμενη ισχύς είναι το άθροισμα των χρονικά χωρισμένων πολυδιαδρομικών σημάτων, τα οποία αναλύονται και συνδυάζονται στην κεραία του δέκτη. Ο παραπάνω δέκτης είναι γνωστός ως RAKE δέκτης.

Η στιγμιαία ισχύς του σήματος για κάθε μονοπάτι εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της διάλειψης του καναλιού για τη συγκεκριμένη διαδρομή. Ανάμεσα σε διάφορα μοντέλα διαλείψεων που έχουν χρησιμοποιηθεί στην βιβλιογραφία, η Nakagami- m κατανομή είναι η πιο ευπροσάρμοστη αφού μπορεί να μοντελοποιήσει μια πληθώρα από μοντέλα διαλείψεων μέσω της χρήσης δύο παραμέτρων m και Ω . Η παράμετρος m ελέγχει την δριμύτητα της διάλειψης ενώ η Ω δείχνει την μέση ισχύ του μονοπατιού.

Αξιολογώντας την επίδοση συστημάτων διαφορισιμότητας, οι ερευνητές συνήθως θεωρούν δυο ευδιάκριτες περιπτώσεις, π.χ. ανεξάρτητες ή συσχετισμένες διαλείψεις μεταξύ των κλαδιών διαφορισιμότητας. Σε αυτό το κεφάλαιο παρέχουμε έναν κλειστό τύπο έκφρασης εύκολα υπολογίσιμο, ο οποίος υπολογίζει την BER επίδοση ενός BPSK RAKE δέκτη λειτουργώντας σε ασύρματα κανάλια τα οποία χαρακτηρίζονται από ανεξάρτητα ή συσχετισμένα αλλά όχι αναγκαστικά όμοια Nakagami στατιστικά διάλειψης κατά μήκος των δάχτυλων διαφορισιμότητας. Με αυτόν τον τρόπο μπορούμε εύκολα να εξετάσουμε την απόδοση του συστήματος με την επίδραση άνισων παραμέτρων διάλειψης στα RAKE δάχτυλα και την μείωση του κέρδους διαφορισιμότητας εξαιτίας των συσχετισμένων διαλείψεων ανάμεσα στα κλαδιά διαφορισιμότητας.

5.2 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ DS-CDMA ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Θεωρούμε, για απλότητα, ένα σύστημα διασποράς φάσματος BPSK. Το συνολικό λαμβανόμενο σήμα για ασύγχρονο CDMA δίνεται από

$$r(t) = n(t) + \sum_{k=1}^K \sqrt{2P^{(k)}} \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} c(t - \tau_l^{(k)}) W^{(k)}(t - \tau_l^{(k)}) d_l^{(k)}(t - \tau_l^{(k)}) \cos(\omega_c t + \varphi_l^{(k)}) \quad (5.1)$$

όπου για κάθε έναν από K χρήστες $P^{(k)}$ είναι η μέση λαμβανόμενη ισχύς, $L^{(k)}$ είναι ο αριθμός των αναλυόμενων διαδρομών που φτάνουν στον δέκτη, $\beta_l^{(k)}$ είναι τα στιγμιαία πλάτη των διαλείψεων, $\tau_l^{(k)}$ είναι οι καθυστερήσεις των multipaths, $\varphi_l^{(k)}$ είναι οι φάσεις των μονοπατιών και $n(t)$ είναι ο προσθετικός λευκός Gaussian θόρυβος (AWGN) με μονόπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος η_0 . Υποθέτουμε ότι όλοι οι χρήστες λαμβάνουν με ίση μέση ισχύς ως αποτέλεσμα του τέλει ελέγχου ισχύος, π.χ. $P^{(k)} = P$, για $k=1, 2, \dots, K$.

Επιπλέον, στην (5.1) υποθέτουμε ότι η κυματομορφή $d^{(k)}(t)$ με τα διαμορφωμένα δεδομένα κάθε χρήστη διευρύνεται από την ορθογώνια user-specific Walsh αλληλουχία και από την ψευδοτυχαία (PN) ακολουθία κώδικα της κυψέλης, η οποία είναι κοινή για όλους τους χρήστες στην κυψέλη. Το κέρδος επεξεργασίας (PG) του συστήματος ορίζεται ως $N = T/T_c$, όπου T είναι η διάρκεια των bit δεδομένων και T_c είναι η διάρκεια του chip και για τα δύο $c(t)$ και $W(t)$.

Υποθέτοντας κανάλι με Nakagami- m διαλείψεις, η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος του l -th μονοπατιού για $l = 0, 1, \dots, L^{(k)}-1$, ακολουθεί την gamma pdf :

$$f_{\gamma_l}(\gamma_l^{(k)}) = \left(\frac{m_l^{(k)}}{\Omega_l^{(k)}} \right)^{m_l^{(k)}} \frac{\gamma_l^{m_l^{(k)}-1}}{\Gamma(m_l^{(k)})} \exp\left(-\frac{m_l^{(k)}}{\Omega_l^{(k)}} \gamma_l^{(k)}\right), \quad \gamma_l^{(k)} > 0, \quad (5.2)$$

όπου $\Omega_l^{(k)} = E[(\beta_l^{(k)})^2]$ είναι η μέση ισχύς του l -th μονοπατιού. Επιπρόσθετα το συνολικό μέσο χρονικό κέρδος του καναλιού στην κεραία του δέκτη για κάθε χρήστη κοινωνικοποιείται ίσο με την μονάδα π.χ.

$$\sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} E[(\beta_l^{(k)})^2] = \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)} = 1. \quad (5.3)$$

Το πολυδιαδρομικό προφίλ ισχύος (multipath intensity profile, MIP) συνήθως ακολουθεί την εκθετική σχέση [7],

$$\Omega_l^{(k)} = \Omega_0^{(k)} e^{-l\delta}, \quad l=0, 1, \dots, L^{(k)}-1. \quad (5.4)$$

όπου η παράμετρος δ αντιστοιχεί στο ρυθμό μείωσης της μέσης ισχύος του μονοπατιού ως συνάρτηση της καθυστέρησης του μονοπατιού.

Μετά την αποδιασπορά και υποθέτοντας ότι τα L_R μονοπάτια συνδυάζονται από τον RAKE, ο συνδυασμός του maximum ratio combining (MRC) το οποίο χρησιμοποιείται δίνει για το πρώτο σύμβολο του πρώτου χρήστη (υποθέτουμε ότι είναι ο επιθυμητός χρήστης):

$$U = \sum_{i=0}^{L_R} \int_{iT_c}^{T+iT_c} r(t) \cdot \beta_i^{(1)} c(T-iT_c) W^{(1)}(t-iT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_i^{(1)}) \quad (5.5)$$

Ακολουθώντας την ανάλυση στα [7], [12], μεταξύ άλλων, και με υποσυνθήκη στα πλάτη του καναλιού $\beta_i^{(1)}$, η διακύμανση του θορύβου για το i -οστό RAKE κλαδί, εξαιτίας όλων των πολλαπλών χρηστών στην κυψέλη δίνεται από

$$\sigma_{mai,i}^2 = \frac{E_b T}{6N} (\beta_i^{(1)})^2 \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)} \quad (5.6)$$

η διακύμανση του θορύβου της ίδιας – παρεμβολής (self-interference) εξαιτίας των πουδιαδρομικών μονοπατιών του σήματος λήψης είναι:

$$\sigma_{si,i}^2 = \frac{E_b T}{4N} (\beta_i^{(1)})^2 \sum_{l=0, l \neq i}^{L^{(1)}-1} \Omega_l^{(1)} \quad (5.7)$$

και η διακύμανση του θορύβου εξαιτίας του θορύβου είναι

$$\sigma_{ni,i}^2 = \frac{T \eta_0}{4} (\beta_i^{(1)})^2 \quad (5.8)$$

όπου $\Omega_l^{(k)}$ δηλώνει τη μέση ισχύς του καναλιού για το l -στό μονοπάτι που λαμβάνεται από τον k -οστό χρήστη και $E_b = P \cdot T$ είναι η λαμβανόμενη ενέργεια σήματος ανά bit. Επιπλέον το επιθυμητό σήμα στην έξοδο ενός RAKE δέκτη, (υπό συνθήκη ατα πλάτη του καναλιού $\beta_i^{(1)}$) είναι μια Gaussian τυχαία διεργασία με μέση τιμή

$$U_s = \pm \sqrt{\frac{E_b T}{2}} \sum_{i=0}^{L_R-1} (\beta_i^{(1)})^2 \quad (5.9)$$

και η διασπορά δίνεται από τη διακύμανση της ολικής παρεμβολής

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 &= \sum_{i=0}^{L_R-1} (\sigma_{mai,i}^2 + \sigma_{si,i}^2 + \sigma_{ni,i}^2) \\ &= (E_b T) \left\{ \frac{\sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)}}{6N} + \frac{\sum_{l=1}^{L^{(1)}-1} \Omega_l^{(1)}}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b} \right\} \sum_{n=0}^{L_R-1} (\beta_i^{(1)})^2. \end{aligned} \quad (5.10)$$

Ως εκ τούτου, για τον CDMA RAKE δέκτη το πηλίκο σήματος προς παρεμβολή και θόρυβο (signal to interference and noise ratio, SINR) στην έξοδο του MRC είναι :

$$\gamma = \frac{U_S^2}{2\sigma_T^2} = \sigma_0 \sum_{i=0}^{L_R-1} (\beta_i^{(1)})^2 \quad (5.11)$$

με

$$\sigma_0 = \left\{ \frac{2 \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)}}{3N} + \frac{\sum_{l=1}^{L^{(1)}-1} \Omega_l^{(1)}}{N} + \frac{\eta_0}{E_b} \right\}^{-1} \quad (5.12)$$

Επιπλέον χρησιμοποιώντας την (5.3), αποκτούμε

$$\sigma_0 = \left\{ \frac{2(K-1)}{3N} + \frac{1-\Omega_0^{(1)}}{N} + \frac{\eta_0}{E_b} \right\}^{-1} \quad (5.13)$$

5.3 ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΠΥΚΝΟΤΗΤΑΣ ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑΣ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ RAKE ΔΕΚΤΗ

Από την προηγούμενη ανάλυση δείχτηκε ότι το στιγμιαίο SINR γ στην έξοδο του RAKE δέκτη για τον επιθυμητό χρήστη, δίνεται από:

$$\gamma = \sum_{i=0}^{L_R-1} \gamma_i \quad (5.14)$$

όπου $\gamma_i = \sigma_0 (\beta_i)^2$ είναι το στιγμιαίο SINR στο i -οστό κλαδί. Κλειστού τύπου εκφράσεις για τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (probability density function, pdf) του γ είναι διαθέσιμες στην βιβλιογραφία όταν οι παράμετροι m_i και Ω_i είναι

όμοιοι σε όλα τα κλαδιά διαφορικότητας και όταν οι m -παράμετροι περιορίζονται σε ακέραιες τιμές. Παρόλα αυτά όταν οι m -παράμετροι είναι πραγματικοί αριθμοί, η pdf του γ δίνεται ως προσέγγιση [7], [15], άπειρες σειρές [14], [16] ή αόριστο ολοκλήρωμα [17]. Η pdf του παραγόμενου SINR συνήθως βρίσκεται υπολογίζοντας το L_R -προϊόν της συνάρτησης moment generating (MGF) του SINR ανά κλαδί, ακολουθούμενο από την εκτίμηση του ανάποδου μετασχηματισμού. Η MGF του γ δίνεται από

$$M_{\gamma_i}(t) = \int_0^{\infty} e^{-xt} f_{\gamma_i}(x) dx \quad (5.15)$$

Αντικαθιστώντας την (5.2) στην (5.15), δίνει

$$M_{\gamma_i}(t) = \frac{\left(\frac{m_i}{\bar{\gamma}_i}\right)^{m_i}}{\Gamma(m_i)} \int_0^{\infty} e^{-xt} x^{m_i-1} \exp\left(-\frac{m_i}{\bar{\gamma}_i} x\right) dx \quad (5.16)$$

όπου $\bar{\gamma}_i = \sigma_0 \Omega_i$ είναι το μέσο SINR του i -οστού κλαδιού. Το ολοκλήρωμα στην (5.16) μπορεί εύκολα να εκτιμηθεί σε κλειστή μορφή [7], [13]. Παρόλα αυτά, εδώ επιλύουμε το ολοκλήρωμα στην (5.16) χρησιμοποιώντας μία διαφορετική προσέγγιση. Μπορούμε να εκφράσουμε την εκθετική συνάρτηση ως ένα επικαμπύλιο ολοκλήρωμα [20, p. 43]

$$\exp(-x) = \frac{1}{2\pi j} \int_{-j\infty}^{j\infty} \Gamma(-s) x^s ds \quad (5.17)$$

όπου $j = \sqrt{-1}$. Αντικαθιστώντας την (5.17) στην (5.16) και ανταλλάσσοντας την τάξη του ολοκληρώματος έχουμε

$$\begin{aligned}
 M_{\gamma_i}(t) &= \frac{\left(\frac{m_i}{\bar{\gamma}_i}\right)^{m_i}}{\Gamma(m_{j,n})} \frac{1}{2\pi j} \int_{\mathbb{C}} \Gamma(-s) \left(\frac{m_i}{\bar{\gamma}_i}\right)^s \int_0^{\infty} x^{m_i+s-1} e^{-xt} dx ds \\
 &= \frac{1}{\Gamma(m_i)} \left(\frac{m_i}{\bar{\gamma}_i t}\right)^{m_i} \frac{1}{2\pi j} \int_{\mathbb{C}} \Gamma(-s) \Gamma(m_i + s) \left(\frac{m_i}{\bar{\gamma}_i t}\right)^s ds \quad (5.18)
 \end{aligned}$$

όπου το μονοπάτι της ολοκλήρωσης είναι ο φανταστικός άξονας (στο μιγαδικό s - πεδίο) το οποίο s είναι σε italic, εάν χρειάζεται, με σκοπό να χωριστούν οι πόλοι του $\Gamma(m_i + s)$, $i=0,1,\dots,L_R-1$, από τους πόλους του $\Gamma(-s)$. Μολονότι το αποτέλεσμα στην (5.18) μπορεί να εκφραστεί σε κλειστή μορφή, κατευθυνόμαστε στο να βρούμε την MGF του παραγόμενου SINR υπολογίζοντας το L_R προϊόν της (5.18) για να πάρουμε

$$\begin{aligned}
 M_{\gamma}(t) &= \prod_{i=0}^{L_R-1} M_{\gamma_i}(t) \\
 &= \prod_{i=0}^{L_R-1} \left\{ \frac{1}{\Gamma(m_i)} \left(\frac{a_i}{t}\right)^{m_i} \frac{1}{2\pi j} \int_{\mathbb{C}} \Gamma(-s_i) \Gamma(m_i + s_i) \left(\frac{a_i}{t}\right)^{s_i} ds_i \right\} \\
 &= \left[\prod_{i=0}^{L_R-1} \frac{1}{\Gamma(m_i)} \left(\frac{a_i}{t}\right)^{m_i} \right] \left(\frac{1}{2\pi j} \right)^{L_R} \int_{\mathbb{C}_0} \int_{\mathbb{C}_1} \dots \int_{\mathbb{C}_{L_R-1}} \\
 &\quad \left\{ \prod_{i=0}^{L_R-1} \Gamma(-s_i) \Gamma(m_i + s_i) \left(\frac{a_i}{t}\right)^{s_i} \right\} ds_0 ds_1 \dots ds_{L_R-1} \quad (5.19)
 \end{aligned}$$

όπου

$$a_i = \frac{m_i}{\sigma_0 \Omega_i} \quad \text{for } i = 0, 1, \dots, L_R - 1. \quad (5.20)$$

Τα L_R – fold Barnes τύπου ολοκληρώματα στην (5.19) ορίζονται κατά μήκος των ίδιων γραμμών όπως αυτών στην [21. p.53]. Η pdf της γ επιλύεται εκτιμώντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\mathbb{C}} M_\gamma(t) e^{\gamma t} dt \quad (5.21)$$

Αντικαθιστώντας την (5.19) στην (5.21), και αλλάζοντας την τάξη της ολοκλήρωσης έχουμε

$$\begin{aligned} f_\gamma(\gamma) = & \left[\prod_{i=0}^{L_R-1} \frac{1}{\Gamma(m_i)} (a_i)^{m_i} \right] \left(\frac{1}{2\pi j} \right)^{L_R} \int_{\mathbb{C}_0} \int_{\mathbb{C}_1} \dots \int_{\mathbb{C}_{L_R-1}} \\ & \left\{ \prod_{i=0}^{L_R-1} \Gamma(-s_i) \Gamma(m_i + s_i) (a_i)^{s_i} \right\} \\ & \cdot \left(\frac{1}{2\pi j} \int_{\mathbb{C}} t^{-\sum_{i=0}^{L_R-1} (m_i + s_i)} e^{\gamma t} dt \right) ds_0 ds_1 \dots ds_{L_R-1}. \end{aligned} \quad (5.22)$$

Στην (5.22), αν ορίσουμε το ολοκλήρωμα ως προς t ως I_c και κάνοντας την αλλαγή στη μεταβλητή $y = -\gamma t$, έχουμε

$$\begin{aligned} I_c &= \frac{1}{2\pi j} \int_{\mathbb{C}} \left(\frac{-y}{\gamma} \right)^{-\sum_{i=0}^{L_R-1} (m_i + s_i)} e^{-y} \frac{dy}{\gamma} \\ &= (\gamma)^{\sum_{i=0}^{L_R-1} (m_i + s_i) - 1} \left(-\frac{1}{2\pi j} \right) \int_{\mathbb{C}} (-y)^{-\sum_{i=0}^{L_R-1} (m_i + s_i)} e^{-y} dy \end{aligned}$$

$$= \frac{\gamma^{\sum_{i=0}^{L_R-1} (m_i + s_i) - 1}}{\Gamma\left(\sum_{i=0}^{L_R-1} (m_i + s_i)\right)} \quad (5.23)$$

όπου χρησιμοποιήσαμε την βοήθεια του [22, eq. (8-315.1)] για να αποκτήσουμε την τελευταία γραμμή στην (5.23). Το πολλαπλό επικαμπύλιο ολοκλήρωμα τύπου Barnes στην (5.22) μπορεί επίσης να γραφεί ως μια άπειρη σειρά π.χ.

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\Gamma\left(\sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right)} \left[\prod_{i=0}^{L_R-1} (a_i)^{m_i} \right] \gamma^{\left(\sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right) - 1} \cdot \sum_{n_0=0}^{\infty} \dots \sum_{n_{L_R-1}=0}^{\infty} \frac{\left[\prod_{i=0}^{L_R-1} (m_i)_{n_i} (-a_i \gamma)^{n_i} \frac{1}{n_i!} \right]}{\binom{\sum_{i=0}^{L_R-1} m_i}{n_T}_{n_T}}, \quad (5.24)$$

όπου $n_T = \sum_{i=0}^{L_R-1} n_i$ και το Pohammer σύμβολο ορίζεται ως $(p)_k = \frac{\Gamma(p+k)}{\Gamma(p)}$ με $(p)_0 = 1$

Η pdf της γ μπορεί τότε να εκφραστεί με όρους της συμβολικής μορφής της Lauricella υπεργεωμετρικής συνάρτησης [20],

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\Gamma\left(\sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right)} \left[\prod_{i=0}^{L_R-1} (a_i)^{m_i} \right] \gamma^{\left(\sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right) - 1} \cdot \Phi_2^{(L_R)} \left(m_0, m_1, \dots, m_{L_R-1}; \sum_{i=0}^{L_R-1} m_i; -a_0 \gamma, -a_1 \gamma, \dots, -a_{L_R-1} \gamma \right). \quad (5.25)$$

Στην (5.25), οι παράμετροι a_i οι οποίοι ορίζονται στην (5.20), είναι όμοιοι με το γινόμενο του συνόλου των διαλείψεων m_i διαιρούμενο από το μέσο SINR $\sigma_0 \Omega_i$ στο i -οστό RAKE κλαδί. Για την εκθετική MIP με δείκτη απώλειας ισχύος δ , από την (5.3) και (5.4) έχουμε

$$\Omega_i = \frac{e^{-i\delta}}{q(L, \delta)}, \quad \text{for } i = 0, 1, \dots, L_R - 1 \quad (5.26)$$

όπου υποθέτοντας ότι L είναι ο αριθμός των πολλαπλών διαδρομών για τον επιθυμητό χρήστη έχουμε

$$q(L, \delta) = \sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} = \frac{1 - e^{-L\delta}}{1 - e^{-\delta}} \quad (5.27)$$

5.4 ΕΠΙΛΟΓΗ BIT ERROR RATE με BPSK

Το υπό συνθήκη BER του BPSK σε AWGN κανάλι δίνεται από

$$P_E(\gamma) = Q(\sqrt{2\gamma}) = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}, \gamma\right)}{2\sqrt{\pi}} \quad (5.28)$$

όπου $\Gamma(\alpha, x) = \int_x^\infty t^{\alpha-1} e^{-t} dt$ είναι η συμπληρωματική ημιτελής gamma συνάρτηση [12, eq.(8.350-2)]. Το μέσο BER σε ένα Nakagami- m κανάλι με διαλείψεις δίνεται τότε από

$$\bar{P}_E = \int_0^\infty P_E(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (5.29)$$

Τότε αντικαθιστώντας την (5.22) και (5.28) στην (5.29) το μέσο BER γίνεται

$$\bar{P}_E = \frac{\left[\prod_{i=0}^{L_R-1} (a_i)^{m_i} \right]}{2\sqrt{\pi}} \left(\frac{1}{2\pi j} \right)^{L_R} \int_{C_0} \int_{C_1} \dots \int_{C_{L_R-1}} \frac{1}{\Gamma\left(\sum_{i=0}^{L_R-1} (m_i + s_i)\right)}$$

$$\begin{aligned}
& \cdot \left[\prod_{i=0}^{L_R-1} \Gamma(-s_i) \frac{\Gamma(m_i + s_i)}{\Gamma(m_i)} (a_i)^{s_i} \right] \\
& \cdot \left\{ \int_0^\infty \gamma^{\sum_{i=0}^{L_R-1} (m_i + s_i) - 1} \Gamma\left(\frac{1}{2}, \gamma\right) d\gamma \right\} ds_0 ds_1 \dots ds_{L_R-1}
\end{aligned} \tag{5.30}$$

Το ολοκλήρωμα ως προς το γ μπορεί να εκτιμηθεί μέσω της [25, eq.(6.5.37)] και αφού απλοποιήσουμε, το αποτέλεσμα καταλήγει

$$\begin{aligned}
\bar{P}_E &= \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2} + \sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right)}{2\sqrt{\pi} \Gamma\left(1 + \sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right)} \left[\prod_{i=0}^{L_R-1} (a_i)^{m_i} \right] \\
& \cdot \left(\frac{1}{2\pi j}\right)^{L_R} \int_{\mathbb{C}_0} \int_{\mathbb{C}_1} \dots \int_{\mathbb{C}_{L_R-1}} \frac{\left(\frac{1}{2} + \sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right)_{s_T}}{\left(1 + \sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right)_{s_T}} \\
& \cdot \left[\prod_{i=0}^{L_R-1} \Gamma(-s_i) (m_i)_{s_i} (a_i)^{s_i} \right] ds_0 ds_1 \dots ds_{L_R-1}
\end{aligned} \tag{5.31}$$

όπου $s_T = \sum_{i=0}^{L_R-1} s_i$. Μετατρέποντας τα πολλαπλά επικαμπύλια ολοκληρώματα σε πολλαπλές σειρές έχουμε

$$\begin{aligned}
\bar{P}_E &= \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2} + \sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right)}{2\sqrt{\pi} \Gamma\left(1 + \sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right)} \left[\prod_{i=0}^{L_R-1} (a_i)^{m_i} \right] \\
& \cdot \sum_{n_0=0}^{\infty} \dots \sum_{n_{L_R-1}=0}^{\infty} \left[\frac{\left(\frac{1}{2} + \sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right)_{n_T} \prod_{i=0}^{L_R-1} \frac{(m_i)_{n_i}}{n_i!} (-a_i)^{n_i}}{\left(1 + \sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right)_{n_T}} \right].
\end{aligned} \tag{5.32}$$

Τελικά το αποτέλεσμα στην (5.32) μπορεί να εκφραστεί σε κλειστή μορφή ως

$$\bar{P}_E = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2} + \sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right)}{2\sqrt{\pi} \Gamma\left(1 + \sum_{i=0}^{L_R-1} m_i\right)} \left[\prod_{i=0}^{L_R-1} (a_i)^{m_i} \right] \cdot F_D^{(L_R)}\left(\frac{1}{2} + \sum_{i=0}^{L_R-1} m_i; m_0, \dots, m_{L_R-1}; 1 + \sum_{i=0}^{L_R-1} m_i; -a_0\gamma, \dots, -a_{L_R-1}\gamma\right) \quad (5.33)$$

όπου η Lauricella υπεργεωμετρική συνάρτηση ορίζεται ως

$$F_D^{(n)}(\alpha, b_1, \dots, b_n; c; x_1, \dots, x_n) = \sum_{i_1, \dots, i_n=0}^{\infty} \frac{(\alpha)_{i_1+\dots+i_n} (b_1)_{i_1} \dots (b_n)_{i_n}}{(c)_{i_1+\dots+i_n}} \frac{x_1^{i_1}}{i_1!} \dots \frac{x_n^{i_n}}{i_n!} = \frac{\Gamma(c)}{\Gamma(\alpha)\Gamma(c-\alpha)} \int_0^1 t^{\alpha-1} (1-t)^{c-\alpha-1} \prod_{i=1}^n (1-x_i t)^{-b_i} dt, \quad \text{Re}(c) > \text{Re}(\alpha) > 0. \quad (5.34)$$

Η απεικόνιση του ορισμένου ολοκληρώματος στην (5.34) παρέχει μια πολύ βολική μέθοδο για γρήγορο και ακριβές υπολογισμό της multivariate υπεργεωμετρικής συνάρτησης.

5.5 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΣΥΣΧΕΤΙΣΜΕΝΩΝ ΚΛΑΔΩΝ ΣΤΟ RAKE

Στην πράξη δεν είναι πάντα δυνατό να αποκτήσουμε αρκετή απόσταση ανάμεσα στα κλαδιά διαφορισιμότητας ώστε να εγγυηθούμε ότι είναι ανεξάρτητα. Αρκετοί ερευνητές έχουν μελετήσει το φαινόμενο συσχετισμένων διαλείψεων στην απόδοση του MRC σε ένα περιβάλλον με Nakagami- m διαλείψεις. Έστω η αλληλουχία από SINRs των κλαδιών, $\{\gamma_i\}_{i=0}^{L_R-1}$, είναι μια ομάδα από συσχετισμένα

όχι απαραίτητα ομοίως κατανομημένα gamma μεταβλητές, με παραμέτρους m και $\sigma_0\Omega_i$, αντίστοιχα, και με ρ_{ij} να δείχνει την συσχέτιση των συντελεστών μεταξύ γ_i και γ_j , δηλαδή

$$\rho_{ij} = \rho_{ji} = \frac{\text{Cov}(\gamma_i, \gamma_j)}{\sqrt{\text{Var}(\gamma_i)\text{Var}(\gamma_j)}}, \quad 0 \leq \rho_{ij} \leq 1 \quad (5.35)$$

Αφού οι Nakagami- m παράμετροι μαζί με τα L_R κλαδιά διαφορισιμότητας είναι όλα ίδια, η MGF του γ στην (5.13) δίνεται από [28], [29]

$$M_\gamma(t) = |I + tAC|^{-m} \quad (5.36)$$

όπου $|\cdot|$ είναι ο τελεστής ορίζουσας (determinant operator) και I είναι ο $L_R \times L_R$ μοναδιαίος πίνακας. Ο πίνακας A είναι ένας $L_R \times L_R$ διαγώνιος πίνακας με στοιχεία $\{a_i^{-1}\}_{i=0}^{L_R-1}$ και ο C είναι ένας $L_R \times L_R$ θετικά ορισμένος πίνακας που ορίζεται από

$$C = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\rho_{12}} & \cdots & \sqrt{\rho_{1L_R}} \\ \sqrt{\rho_{21}} & 1 & \cdots & \sqrt{\rho_{2L_R}} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \sqrt{\rho_{L_R1}} & \sqrt{\rho_{L_R2}} & \cdots & 1 \end{bmatrix}_{L_R \times L_R} \quad (5.37)$$

Μπορεί να δειχθεί ότι η (5.36) ελαττώνεται στη [20, p.44]

$$\begin{aligned} M_\gamma(t) &= \prod_{i=0}^{L_R-1} (1 + a_i^{-1} \lambda_i t)^{-m} = \prod_{i=0}^{L_R-1} (a_i^{-1} \lambda_i t)^{-m} \left(\frac{a_i}{\lambda_i t} + 1 \right)^{-m} \\ &= \prod_{i=0}^{L_R-1} (a_i^{-1} \lambda_i t)^{-m} {}_1F_0 \left(m; -; -\frac{a_i}{\lambda_i t} \right) \end{aligned} \quad (5.38)$$

όπου $\{\lambda_i\}_{i=0}^{L_R-1}$ είναι η ομάδα ιδιοτιμών του πίνακα C . Η υπεργεωμετρική συνάρτηση στην (5.38) μπορεί να γραφτεί ως ένα Barnes-Mellin επικαμπύλιο ολοκλήρωμα [20, p.43]

$${}_1F_0(m; -; -\beta_1 t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{\mathbb{C}} \frac{\Gamma(m+s)}{\Gamma(m)} \Gamma(-s) (\beta_1 t)^s ds. \quad (5.39)$$

Αντικαθιστώντας την (5.39) στην (5.38), έχουμε

$$M_\gamma(t) = \left(\frac{1}{2\pi j} \right)^{L_R} \int_{\mathbb{C}_0} \int_{\mathbb{C}_1} \dots \int_{\mathbb{C}_{L_R-1}} \left\{ \prod_{i=0}^{L_R-1} \frac{(a_i / \lambda_i t)^{-m}}{\Gamma(m_i)} \Gamma(s_i) \Gamma(m_i + s_i) \left(\frac{a_i}{\lambda_i t} \right)^{-s_i} \right\} ds_0 \dots ds_{L_R-1} \quad (5.40)$$

Συγκρίνοντας την (5.40) με την (5.22) για την περίπτωση ανεξάρτητης διάλειψης, αποκτούμε την pdf του γ και την έκφραση για το μέσο BER για την περίπτωση της συσχετισμένης διάλειψης αντικαθιστώντας το a_i με a_i / λ_i . Για παράδειγμα η pdf του SINR γ δίνεται από

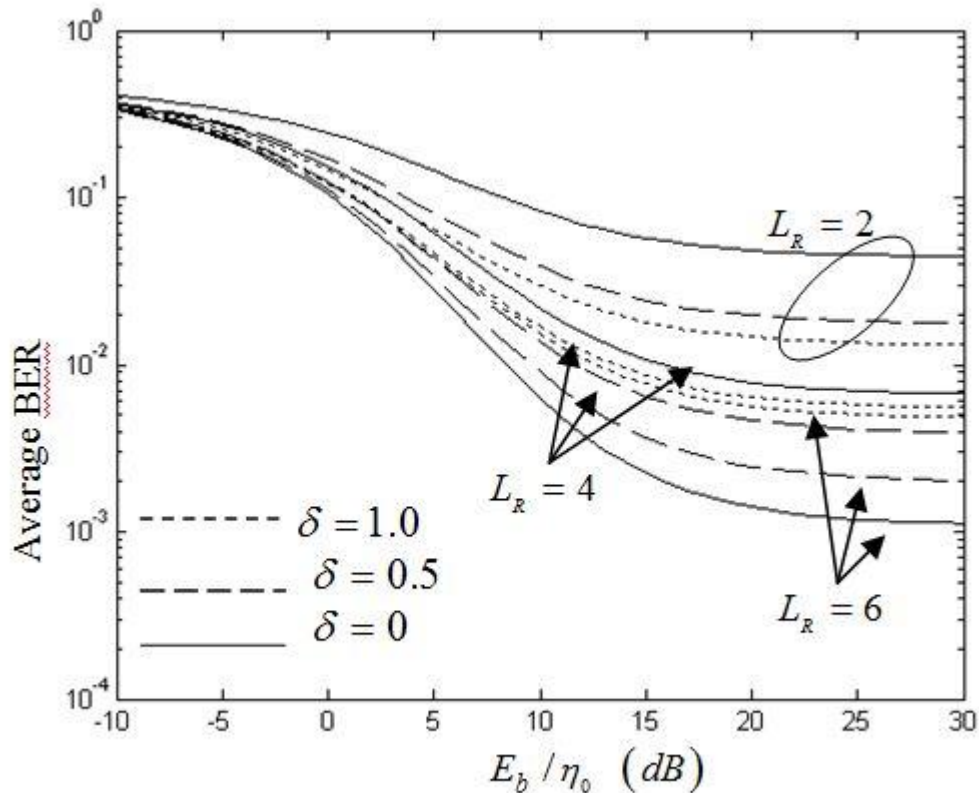
$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(mL_R)} \left[\prod_{i=0}^{L_R-1} \left(\frac{a_i}{\lambda_i} \right)^{m_i} \right] \gamma^{mL_R-1} \cdot \Phi_2^{(L_R)} \left(\overbrace{m, m, \dots, m}^{L_R\text{-terms}}; mL_R; \frac{-a_0 \gamma}{\lambda_0}, \frac{-a_1 \gamma}{\lambda_1}, \dots, \frac{-a_{L_R-1} \gamma}{\lambda_{L_R-1}} \right). \quad (5.41)$$

5.6 ΑΡΙΘΜΗΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

Σε αυτό το τμήμα ερευνούμε τις συνέπειες που οι παράμετροι του συστήματος επιφέρουν στην BER επίδοση ενός coherent BPSK RAKE δέκτη στο γενικό πλαίσιο ενός ασύγχρονου DS-CDMA συστήματος το οποίο λειτουργεί σε ένα Nakagami- m κανάλι διαλείψεων. Το PG N έχει οριστεί στα 128 αλλά μεταβάλουμε τον αριθμό των

RAKE δάχτυλων L_R , την MIP η οποία δίνεται από τον παράγοντα εξασθένησης ισχύος δ , το μέγεθος των διαλείψεων που δίνεται από τις παραμέτρους $m_i, i = 0, 1, \dots, L_R-1$, και τον αριθμό των χρηστών K οι οποίοι ταυτόχρονα χρησιμοποιούν το κανάλι. Ο αριθμός των μονοπατιών διάδοσης $L^{(k)}$ καθορίζεται από το περιβάλλον διάδοσης και τον ρυθμό των chip, ενώ ο αριθμός των συνδυασμένων κλαδιών εξαρτάται από την παρερχόμενη πολυπλοκότητα του RAKE.

Το σχήμα 5.1 δείχνει τις συνέπειες που έχουν ο αριθμός των RAKE κλάδων και η MIP του καναλιού, στην BER επίδοση. Επιλέγουμε $L = 6, K = 25$, και αλλάζουμε το $L_R = 2$ σε 4 και 6 και το $\delta = 0$ σε 0.5 και 1. Στο γράφημα παρατηρούμε την βελτιωμένη επίδοση που επιτυγχάνεται καθώς ο RAKE δέκτης χρησιμοποιεί περισσότερα μονοπάτια του καναλιού. Επιπλέον για $L=6$ διαδρομές του καναλιού παρατηρούμε ότι υψηλότερες τιμές του δ προσφέρουν καλύτερη απόδοση όταν $L_R = 2$ αφού τα μονοπάτια με την μικρότερη καθυστέρηση περιέχουν μεγαλύτερη ισχύ, μεσαίες τιμές του δ (π.χ. $\delta = 0.5$) προσφέρουν καλύτερη επίδοση συγκριτικά με χαμηλές (π.χ. $\delta = 0$) και υψηλές τιμές (π.χ. $\delta = 1$) όταν $L_R = 4$, αφού τα αθροιζόμενα RAKE κλαδιά είτε μαζεύουν περισσότερη ισχύ σήματος είτε έχουν καλύτερη SINR ισορροπία, οδηγώντας σε υψηλότερο διαφορικό κέρδος (diversity gain), καθώς χαμηλότερες τιμές του δ προσφέρουν καλύτερη επίδοση όταν όλα τα μονοπάτια του καναλιού χρησιμοποιούνται από τον RAKE, δηλαδή $L = L_R$ [7].

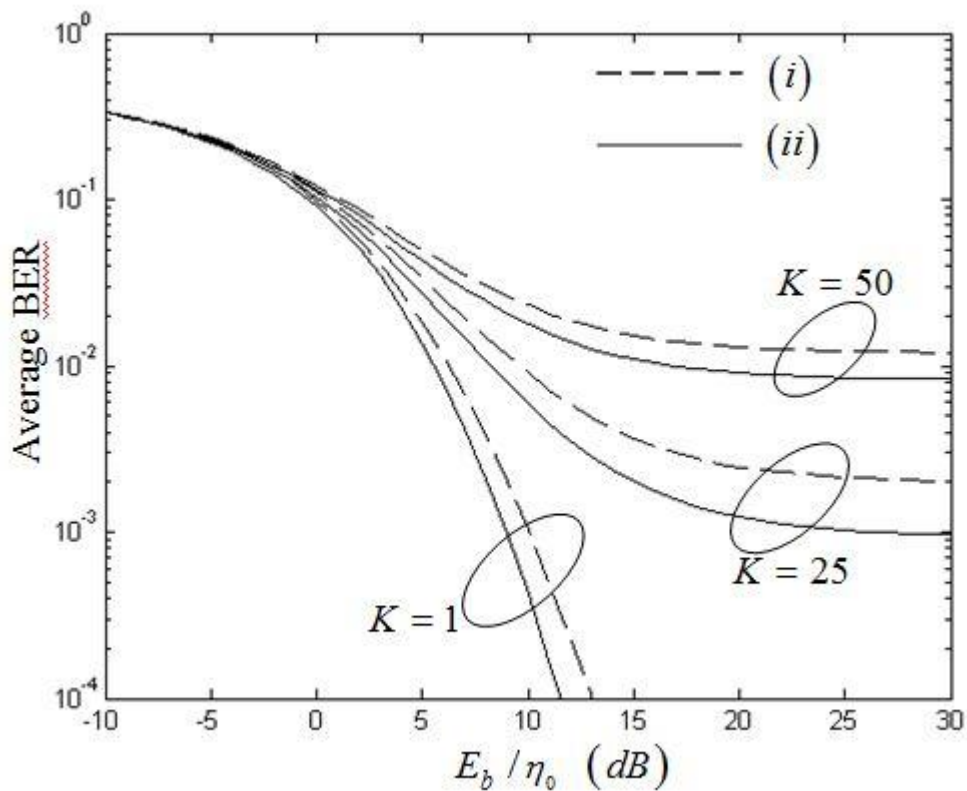


Σχήμα 5.1: Μέση τιμή BER συναρτήσει του E_b/η_0 για σύμφωνη BPSK με RAKE σε πολυδιαδρομικό διάυλο με Nakagami διάλειψη για $m = 1$ σε όλα τα κλαδιά, $L = 6$, $K = 25$, $\delta = 0, 0.5, 1$, και $L_R = 2, 4, 6$.

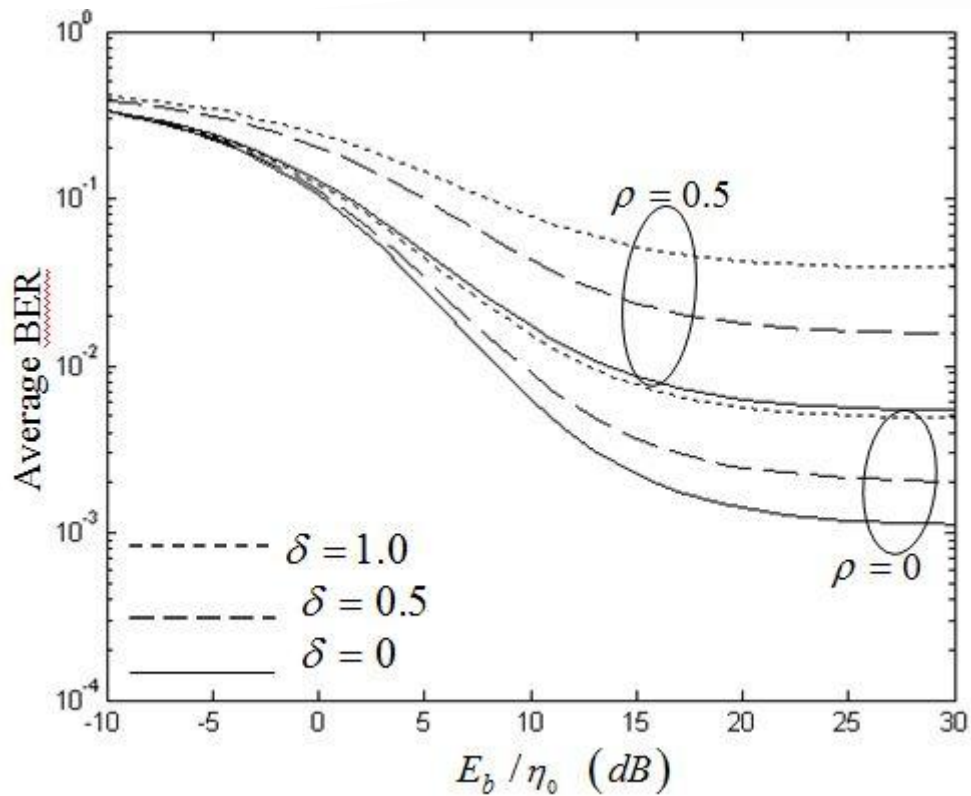
Το σχήμα 5.2 δείχνει τις συνέπειες που οι Nakagami- m τιμές διαλείψεων στα RAKE κλαδιά και ο αριθμός των χρηστών έχουν στην επίδοση BER. Δύο διανύσματα με m -διαλείψεις διερευνώνται, ονομαστικά $m = [2.0, 1.5, 1.25, 1.0, 0.75, 0.75]$ και $m = [1.0, 1.0, 1.0, 1.0, 1.0]$. Και για τις δυο περιπτώσεις υποθέτουμε $L = L_R = 6$ και $\delta = 0.5$ ενώ αλλάζουμε τον αριθμό των χρηστών από $K = 1$ σε 25 και 50. Όπως το περιμέναμε, όσο υψηλότερες οι τιμές των m παραμέτρων στο πρώτο διάνυσμα δίνει βελτιωμένη επίδοση BER συγκρινόμενο με την Rayleigh περίπτωση.

Τελικά, το σχήμα 5.3 δείχνει τις συνέπειες των συσχετισμένων διαλείψεων στο BER για ένα RAKE με 6 κλαδιά με ισοκατανεμημένη MIP. Ειδικότερα, θεωρούμε την

περίπτωση ίσης συσχέτισης ρ ανάμεσα σε κάθε ζευγάρι κλαδιών διαφορικότητας. Σε αυτήν την περίπτωση δείχνεται στην [8], ότι οι ιδιοτιμές του πίνακα C δίνονται από $\lambda_i = (1 - \sqrt{\rho})$ για $i = 0, 1, \dots, L_R - 2$ και $\lambda_{L_R - 1} = (1 + \sqrt{\rho}(L_R - 1))$. Παρατηρούμε ότι η σταθερή συσχέτιση έχει ως αποτέλεσμα σημαντική απώλεια κέρδους διαφορικότητας για το MRC σύστημα.



Σχήμα 5.2: Μέση τιμή BER συναρτήσει του E_b/η_0 για σύμφωνη BPSK με RAKE σε πολυδιαδρομικό δίαυλο με Nakagami διάλειαση για $L = L_R = 6$, κατανομή πολυδιαδρομικής ισχύος με ρυθμό εξασθένισης $\delta = 0.5$ και (i) $m = [1, 1, 1, 1, 1, 1]$, (ii) $m = [2, 1.5, 1.25, 1, 0.75, 0.75]$.



Σχήμα 5.3: Μέση τιμή BER συναρτήσει του E_b/η_0 για σύμφωνη BPSK με RAKE σε πολυδιαδρομικό δίαυλο με Nakagami διάλειψη για $m = 1$ σε όλα τα κλαδιά, $L = L_R = 6$ και $K = 25$.

5.7 Συμπεράσματα

Μια νέα κλειστού τύπου έκφραση η οποία εύκολα υπολογίζεται αριθμητικά παράχθηκε για το μέσο BER ενός coherent BPSK RAKE δέκτη σε Nakagami-m κανάλι διαλείψεων. Αυτό επιτρέπει στον σχεδιαστή του συστήματος να καθορίσει την επίδραση που οι παράμετροι του συστήματος και του καναλιού έχουν στην επίδοση του συστήματος.

6. Επίδοση 2D-RAKE δέκτη σε περιβάλλον με Nakagami- m

διαλείψεις

Στις ασύρματες κινητές επικοινωνίες το λαμβανόμενο σήμα συνήθως εξασθενεί λόγω πολυδιαδρομικών διαλείψεων (multipath fading). Η διαφορικότητα κεραίας λήψης είναι μία μέθοδος που χρησιμοποιείται αρκετά συχνά με σκοπό την καταπολέμηση του φαινομένου των διαλείψεων στην επίδοση του συστήματος. Συνδυάζοντας αντίγραφα του αποσταλμένου σήματος που έχουν παραληφθεί από πολλαπλές χωρικά απομακρυσμένες κεραίες λήψης, η συνολική λαμβανόμενη ισχύς του σήματος εξασθενεί λιγότερο από ότι σε μία κεραία. Για αυτό το λόγο η βελτίωση της επίδοσης λόγω κέρδους διαφορικότητας πολλαπλών κεραιών είναι πάντα ένα ενεργό αντικείμενο στην μελέτη των ασύρματων κινητών επικοινωνιών. Επιπλέον, τα συστήματα ευρείας ζώνης διασποράς φάσματος καταδεικνύουν μία πρόσθετη πηγή κέρδους διαφορικότητας εξαιτίας της πολυδιαδρομικής φύσης του ασύρματου κινητού καναλιού και την ικανότητα αυτών των συστημάτων να διακρίνουν αλλά και να συνδυάζουν σήματα από πολλαπλές διαδρομές. Συνεπώς, η συνολική λαμβανόμενη ισχύς του σήματος σε κάθε κεραία είναι το άθροισμα των προσωρινά χωρισμένων πολυδιαδρομικών σημάτων τα οποία διακρίνονται κι συνδυάζονται σε κάθε κεραία του δέκτη. Ο δέκτης ο οποίος χρησιμοποιεί διαφορικότητα (diversity) και στην κεραία αλλά και στις πολλαπλές διαδρομές; είναι γνωστός ως 2-D RAKE δέκτης.

Η στιγμιαία ισχύς του σήματος σε κάθε κλαδί του RAKE για κάθε κεραία λήψης εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά διάλειψης του καναλιού για τα λαμβανόμενα μονοπάτια διάδοσης. Ανάμεσα σε διάφορα μοντέλα διαλείψεων που έχουν χρησιμοποιηθεί στην βιβλιογραφία, η Nakagami- m κατανομή είναι η πιο

ευπροσάρμοστη αφού μπορεί να μοντελοποιήσει μια πληθώρα από μοντέλα διαλείψεων μέσω της χρήσης δύο παραμέτρων m και Ω . Η παράμετρος m ελέγχει την δριμύτητα της διάλειψης ενώ η Ω δείχνει την μέση ισχύ του μονοπατιού. Αξιολογώντας την επίδοση συστημάτων με διαφορική λήψη πολλαπλών κεραιών, οι ερευνητές συνήθως θεωρούν δυο ευδιάκριτες περιπτώσεις, δηλαδή ανεξάρτητες ή συσχετισμένες διαλείψεις μεταξύ των κεραιών λήψης. Το μέγεθος της συσχέτισης μεταξύ των χωρικά χωρισμένων κεραιών λήψης εξαρτάται κυρίως από την απόσταση μεταξύ τους και τον τρόπο τοποθέτησής τους.

Σε αυτό το κεφάλαιο θεωρούμε τις περιπτώσεις ανεξάρτητης και συσχετισμένης διάλειψης μεταξύ των κεραιών λήψης και παρέχουμε εύκολα υπολογίσιμες κλειστού τύπου εκφράσεις που υπολογίζουν την πιθανότητα διακοπής (outage probability) και BER επίδοση των 2-D RAKE δεκτών λειτουργώντας σε περιβάλλον με Nakagami διαλείψεις με πραγματικές τιμές των παραμέτρων διάλειψης κατά μήκος των κλαδιών διαφορικότητας. Τα αποτελέσματα της επίδοσης βασίζονται στην Gaussian υπόθεση (Gaussian Assumption) που επικαλείται το κεντρικό οριακό θεώρημα (Central Limit Theorem) για το κατά προσέγγιση άθροισμα των παρεμβολών πολλαπλής πρόσβασης (Multiple Access Interference) ως μία προσθετική λευκή Gaussian διεργασία επιπρόσθετη στον Gaussian θόρυβο. Η εφαρμογή της GA στους υπολογισμούς του BER είναι σύνηθες, καθώς βρέθηκε ότι είναι ικανοποιητικά ακριβής για μεγάλο αριθμό χρηστών. Στην πραγματικότητα, όταν το BER είναι 10^{-3} ή μεγαλύτερο, η GA είναι αρκετά ακριβής ακόμα και για μικρό αριθμό χρηστών ($K < 10$) [7].

6.1 Περιγραφή συστήματος

A) Περιγραφή εκπεμπόμενου σήματος

Θεωρούμε ένα ασύγχρονο σύστημα διασποράς φάσματος με διαμόρφωση BPSK. Το διαμορφωμένο σήμα του κάθε χρήστη διευρύνεται φασματικά με μία ορθογώνια ακολουθία και μία τυχαία pseudonoise (PN) ακολουθία. Υποθέτοντας ότι υπάρχουν K ενεργοί χρήστες, το μεταδιδόμενο σήμα για τον k -οστό χρήστη δίνεται από

$$s^{(k)}(t) = \sqrt{2P_t^{(k)}} c(t)W^{(k)}(t)d^{(k)}(t) \cos(\omega_c t + \phi^{(k)}) \quad (6.1)$$

όπου $P_t^{(k)}$ είναι η μέση μεταδιδόμενη ισχύς, ω_c είναι η κοινή φέρουσα συχνότητα για όλους τους χρήστες και $\phi^{(k)}$ είναι η φάση του k -οστού διαμορφωτή υποθέτοντας ότι είναι ομοιόμορφα κατανομημένη στο $[0, 2\pi)$. Επιπλέον η $c(t)$ είναι ένας PN κώδικας συγκεκριμένος για κάθε κελί που είναι κοινός για όλα τα κανάλια στην κυψέλη και δίνεται από

$$c(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} c_j p_{T_c}(t - jT_c), \quad c_j \in \{-1, 1\}. \quad (6.2)$$

Τα κανάλια των χρηστών χωρίζονται από μία ορθογώνια Walsh ακολουθία $W^{(k)}(t)$ για τον k -οστό χρήστη και δίνεται από

$$W^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} w_j^{(k)} p_{T_w}(t - jT_w), \quad w_j^{(k)} \in \{-1, 1\} \quad (6.3)$$

καθώς η κυματομορφή $d^{(k)}(t)$ για τα δεδομένα του k -οστού χρήστη εκφράζεται ως

$$d^{(k)}(t) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} d_j^{(k)} p_T(t - jT), \quad d_j^{(k)} \in \{-1, 1\}. \quad (6.4)$$

Στην (6.4), η $p_r(t)$ είναι ένας ορθογώνιος παλμός με διάρκεια T και μοναδιαίο πλάτος. Όμοια η χρονική διάρκεια των chips στην PN ακολουθία και την ορθογώνια ακολουθία περιγράφονται από το T_c και T_w αντίστοιχα. Το κέρδος επεξεργασίας (PG processing gain) του συστήματος ορίζεται ως $N = T/T_c$. Για απλότητα υποθέτουμε ότι το T_w είναι ίσο με το T_c . Επιπλέον το μήκος των ορθογώνιων ακολουθιών είναι ίδιο με το PG ενώ το μήκος των PN ακολουθιών είναι αρκετά μεγαλύτερο.

B) Περιγραφή καναλιού

Η ισοδύναμη χαμηλού φάσματος κρουστική απόκριση του καναλιού διέλευσης ζώνης από τον πομπό στην κεραία λήψης για τον k -οστό χρήστη δίνεται από

$$h_k(t) = \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_l^{(k)} e^{j\theta_l^{(k)}} \delta(t - \tau_l^{(k)}) \quad (6.5)$$

όπου $L^{(k)}$ είναι ο αριθμός των διακρινόμενων μονοπατιών διάδοσης που φτάνουν στην κεραία λήψης. Κάθε μονοπάτι χαρακτηρίζεται από το στιγμιαίο πλάτος διάλειψης $\beta_l^{(k)}$, την ολίσθηση φάσης $\theta_l^{(k)}$ και την καθυστέρηση διάδοσης $\tau_l^{(k)}$. Οι φάσεις και οι καθυστερήσεις των μονοπατιών θεωρούνται ανεξάρτητα ομοιόμορφα κατανεμημένες στο $[0, 2\pi)$ και $[0, T)$ αντίστοιχα. Ένα tapped delay line model περιγράφει το συχνοτικά επιλεκτικό κανάλι με την l -οστή πολυδιαδρομική καθυστέρηση του k -οστού χρήστη να δίνεται από $\tau_l^{(k)} = \tau_0^{(k)} + lT_c$ [7]. Υποθέτοντας μοντέλο καναλιού με Nakagami- m διαλείψεις, η στιγμιαία ισχύς του l -οστού μονοπατιού για $l = 0, 1, \dots, L^{(k)} - 1$, ακολουθεί την gamma pdf

$$f_{\gamma_l}(\gamma_l^{(k)}) = \frac{m_l^{(k)} / \Omega_l^{(k)} \gamma_l^{(k) m_l^{(k)}}}{\Gamma(m_l^{(k)})} \gamma_l^{(k) m_l^{(k)} - 1} \exp\left\{-\frac{m_l^{(k)}}{\Omega_l^{(k)}} \gamma_l^{(k)}\right\}, \quad \gamma_l \geq 0, \quad (6.6)$$

όπου $\Omega_l^{(k)} = E[(\beta_l^{(k)})^2]$ είναι η μέση ισχύς του καναλιού. Επιπρόσθετα το συνολικό μέσο κέρδος του καναλιού ανά κεραία για κάθε χρήστη κανονικοποιείται ίσο με την μονάδα, δηλαδή

$$\sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} E[(\beta_l^{(k)})^2] = \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)} = 1 \quad (6.7)$$

Για το ασύρματο κινητό κανάλι έχει βρεθεί ότι το πολυδιαδρομικό προφίλ έντασης ισχύος (MIP) συνήθως ακολουθεί την αρνητική εκθετική σχέση [8], [9],

$$\Omega_l^{(k)} = \Omega_0^{(k)} e^{-l\delta}, \quad l = 0, 1, \dots, L^{(k)} - 1. \quad (6.8)$$

όπου η παράμετρος δ αντιστοιχεί στον ρυθμό μείωσης της μέσης ισχύος του μονοπατιού ως συνάρτηση της χρονικής καθυστέρησης του μονοπατιού.

C) Περιγραφή σήματος λήψης

Το λαμβανόμενο σήμα στην j -οστή κεραία, με $j = 1, \dots, M_R$ στον αναφερόμενο σταθμό βάσης, δίνεται από την

$$r_j(t) = \sum_{k=1}^K \sqrt{2P^{(k)}} \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_{j,l}^{(k)} c(t - \tau_{j,l}^{(k)}) W^{(k)}(t - \tau_{j,l}^{(k)}) d^{(k)}(t - \tau_{j,l}^{(k)}) \cos(\omega_c t + \varphi_{j,l}^{(k)}) + n(t) \quad (6.9)$$

όπου για κάθε έναν από τους K ενεργούς χρήστες στην κυψέλη, $P^{(k)}$ είναι η μέση λαμβανόμενη ισχύς ανά κεραία και $n(t)$ είναι ο προσθετικός λευκός Gaussian θόρυβος (AWGN) με μονόπλευρη φασματική πυκνότητα ισχύος η_0 . Υποθέτουμε ότι όλοι οι χρήστες λαμβάνονται με ίση μέση ισχύς ως αποτέλεσμα του τέλει ελέγχου ισχύος στο άνω link, δηλαδή $P^{(k)}=P$, για $k=1,2, \dots, K$. Μετά την απο-διασπορά (dispreading) και υποθέτοντας ότι τα L_R μονοπάτια συνδυάζονται στον RAKE δέκτη

για κάθε κεραία λήψης, το maximal ratio combining (MRC) output της j-οστής κεραίας, με $j = 1, \dots, M_R$ το οποίο χρησιμοποιείται για να υπολογιστεί το 0-οστό σύμβολο του πρώτου χρήστη είναι

$$U_j = \sum_{n=0}^{L_R-1} \int_{nT_c}^{T+nT_c} r(t) \cdot \beta_{j,n}^{(1)} c(t-nT_c) W^{(1)}(t-nT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_{j,n}^{(1)}) dt \quad (6.10)$$

$$= \sum_{n=0}^{L_R-1} [S_{j,n} + I_{mai,j,n} + I_{si,j,n} + I_{ni,j,n}]$$

όπου

$$S_{j,n} = \sqrt{\frac{P}{2}} d_0^{(1)} T (\beta_{j,n}^{(1)})^2 \quad (6.11)$$

$$I_{mai,j,n} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{k=1}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \beta_{j,n}^{(1)} \beta_{j,l}^{(k)} \left[d_{-1}^{(k)} RW_{k1}(\tau_{j,nl}^{(k)}) + d_0^{(k)} \hat{RW}_{k1}(\tau_{j,nl}^{(k)}) \right] \cos(\varphi_{j,nl}^{(k)}) \quad (6.12)$$

$$I_{si,j,n} = \sqrt{\frac{P}{2}} \sum_{\substack{l=0 \\ l \neq n}}^{L^{(1)}-1} \beta_{j,n}^{(1)} \beta_{j,l}^{(1)} \left[d_{-1}^{(1)} RW_{11}(\tau_{j,nl}^{(1)}) + d_0^{(1)} \hat{RW}_{11}(\tau_{j,nl}^{(1)}) \right] \cos(\varphi_{j,nl}^{(1)}) \quad (6.13)$$

$$I_{ni,j,n} = \int_{nT_c}^{T+nT_c} n(t) \beta_{j,n}^{(1)} c(t-nT_c) W^{(1)}(t-nT_c) \cos(\omega_c t + \varphi_{j,n}^{(1)}) dt \quad (6.14)$$

Στις παραπάνω σχέσεις, $d_0^{(1)}$ είναι το bit πληροφορίας που αναγνωρίζεται, $d_{-1}^{(1)}$ είναι το προηγούμενο bit, ενώ $\tau_{j,nl}^{(k)} = \tau_{j,l}^{(k)} - \tau_{j,n}^{(1)}$, $\varphi_{j,nl}^{(k)} = \varphi_{j,l}^{(k)} - \varphi_{j,n}^{(1)}$, και RW καθώς και \hat{RW} είναι συνεχείς μερικού μήκους συναρτήσεις ετεροσυσχέτισης (ή μερικής αυτοσυσχέτισης όταν $k=1$) μεταξύ των διευρυμένων κυματομορφών που χρησιμοποιούνται στο άνω link, οι οποίες ορίζονται ως [10]

$$RW_{k1} = \int_0^{\tau} c(t-\tau) W^{(k)}(t-\tau) c(t) W^{(1)}(t) dt \quad (6.15a)$$

$$\hat{RW}_{k1} = \int_{\tau}^T c(t-\tau)W^{(k)}(t-\tau)c(t)W^{(1)}(t)dt. \quad (6.15\beta)$$

Οι χρησιμοποιούμενες ορθογώνιες/PN ακολουθίες διασποράς μπορούν να θεωρηθούν ως τυχαίες ακολουθίες. Μολονότι υπάρχουν ορισμένες προσεγγίσεις που δεν βασίζονται στη Gaussian εκτίμηση για τις MAI των τυχαίων ακολουθιών [11], σε αυτό το κεφάλαιο (όπως και στο προηγούμενο) ακολουθείται η ανάλυση των [7], [12] που χρησιμοποιούν την GA για να υπολογίσει την παρεμβολή που προκαλείται από άλλους χρήστες στον επιθυμητό χρήστη. Συνεπώς, υπό συνθήκη των πλατών του καναλιού $\beta_{j,n}^{(1)}$, η διακύμανση του θορύβου για το n -οστό RAKE κλαδί της j -οστής κεραίας εξαιτίας της πολλαπλής πρόσβασης των χρηστών στην κυψέλη δίνεται από

$$\sigma_{mai,j,n}^2 = \frac{E_b T}{6N} (\beta_{j,n}^{(1)})^2 \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_{j,l}^{(k)} \quad (6.16)$$

Όμοια, η διακύμανση της αυτό-παρεμβολής (self interference, SI) εξαιτίας των πολλαπλών διαδρομών λήψης υπολογίζεται από [7]

$$\sigma_{si,j,n}^2 \approx \frac{E_b T}{4N} (\beta_{j,n}^{(1)})^2 \sum_{l=1}^{L^{(1)}-1} \Omega_{j,l}^{(1)} \quad (6.17)$$

και η διακύμανση εξαιτίας του AWGN είναι

$$\sigma_{ni,j,n}^2 = \frac{T\eta_0}{4} (\beta_{j,n}^{(1)})^2 \quad (6.18)$$

όπου το $\Omega_{j,l}^{(k)}$ δηλώνει την μέση ισχύ του καναλιού για το l -οστό μονοπάτι στην j -οστή κεραία του k -οστού χρήστη, και $E_b = PT$ είναι η λαμβανόμενη ενέργεια σήματος ανά bit ανά κεραία. Χωρίς να χάνουμε σε γενικότητα, υποθέτουμε όμοια

MIP ανάμεσα στις κεραιές λήψης, δηλαδή $\Omega_{j,l}^{(k)} = \Omega_l^{(k)}$ για $j = 1, 2, \dots, M_R$. Το επιθυμητό σήμα ενός 2-D RAKE δέκτη (υπό συνθήκη των πλατών του καναλιού $\beta_{j,n}^{(1)}$), είναι μια τυχαία Gaussian διαδικασία με μέση τιμή

$$U_S = \pm \sqrt{\frac{E_b T}{2}} \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} (\beta_{j,n}^{(1)})^2 \quad (6.19)$$

και η διακύμανση δίνεται από τη συνολική παρεμβολή, ως

$$\begin{aligned} \sigma_T^2 &= \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} (\sigma_{mai,j,n}^2 + \sigma_{si,j,n}^2 + \sigma_{ni,j,n}^2) \\ &= (E_b T) \left\{ \frac{\sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)}}{6N} + \frac{\sum_{l=1}^{L^{(1)}-1} \Omega_l^{(1)}}{4N} + \frac{\eta_0}{4E_b} \right\} \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} (\beta_{j,n}^{(1)})^2. \end{aligned} \quad (6.20)$$

Συνεπώς, για τον 2-D RAKE CDMA δέκτη, ο λόγος σήματος προς παρεμβολή και θορύβου (SINR) στην έξοδο του MRC είναι

$$\gamma = \frac{U_S^2}{2\sigma_T^2} = \sigma_0 \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} (\beta_{j,n}^{(1)})^2 \quad (6.21)$$

όπου

$$\sigma_0 = \left\{ \frac{2 \sum_{k=2}^K \sum_{l=0}^{L^{(k)}-1} \Omega_l^{(k)}}{3N} + \frac{\sum_{l=1}^{L^{(1)}-1} \Omega_l^{(1)}}{N} + \frac{\eta_0}{E_b} \right\}^{-1} \quad (6.22)$$

Επιπλέον με την βοήθεια της (6.7) έχουμε

$$\sigma_0 = \left\{ \frac{2(K-1)}{3N} + \frac{1-\Omega_0^{(1)}}{N} + \frac{\eta_0}{E_b} \right\}^{-1}. \quad (6.23)$$

6.2 PDF της εξόδου απόφασης του 2-D RAKE

Από την προηγούμενη ανάλυση δείχτηκε ότι το στιγμιαίο SINR γ στην έξοδο ενός 2-D RAKE δέκτη για τον επιθυμητό χρήστη δίνεται από

$$\gamma = \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} \gamma_{j,n} \quad (6.24)$$

όπου $\gamma_{j,n} = \sigma_0 (\beta_{j,n})^2$ είναι το στιγμιαίο SINR για το n -οστό κλαδί της j -οστής κεραίας. Εύκολα υπολογίσιμες εκφράσεις για την pdf της γ , σε ένα κανάλι με Nakagami- m διαλείψεις, είναι διαθέσιμες στην βιβλιογραφία όταν οι παράμετροι m και Ω είναι ίδιοι σε όλα τα κλαδιά διαφορικότητας και όταν οι m -παράμετροι περιορίζονται σε ακέραιες τιμές [13]. Όταν οι m -παράμετροι είναι πραγματικοί αριθμοί, η pdf του γ δίνεται ως προσέγγιση [7], [15], άπειρες σειρές [14], [16] ή αόριστο ολοκλήρωμα [17]. Η pdf του παραγόμενου SINR συνήθως βρίσκεται υπολογίζοντας τη συνάρτηση moment generating (MGF) του SINR ανά κλαδί λήψης, ακολουθούμενο από την εκτίμηση του αντίστροφου μετασχηματισμού. Η MGF του $\gamma_{j,n}$ δίνεται από

$$\mathcal{M}_{\gamma_{j,n}}(t) = \int_0^{\infty} e^{-xt} f_{\gamma_{j,n}}(x) dx \quad (6.25)$$

Αντικαθιστώντας την (6.6) στην (6.25), έχουμε

$$\mathcal{M}_{\gamma_{j,n}}(t) = \frac{(a_{j,n})^{m_{j,n}}}{\Gamma(m_{j,n})} \int_0^{\infty} e^{-xt} x^{m_{j,n}-1} \exp(-a_{j,n}x) dx \quad (6.26)$$

όπου

$$a_{j,n} = \frac{m_{j,n}}{\sigma_0 \Omega_{j,n}} \quad \text{for } j=1, 2, \dots, M_R, \quad n=0, 1, \dots, L_R - 1. \quad (6.27)$$

Μολονότι το ολοκλήρωμα στην (6.26) μπορεί εύκολα να υπολογιστεί σε κλειστή μορφή [18], [13], εδώ υπολογίζουμε το ολοκλήρωμα στην (6.26) χρησιμοποιώντας την προσέγγιση της [19]. Μπορούμε να εκφράσουμε την εκθετική συνάρτηση ως ένα επικαμπύλιο ολοκλήρωμα [20,p.43]

$$\exp(-x) = \frac{1}{2\pi i} \int_{-i\infty}^{i\infty} \Gamma(-s) x^s ds \quad (6.28)$$

όπου $i = \sqrt{-1}$. Αντικαθιστώντας την (6.28) στην (6.26) και ανταλλάσσοντας τα όρια της ολοκλήρωσης έχουμε

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_{\gamma_{j,n}}(t) &= \frac{(a_{j,n})^{m_{j,n}}}{\Gamma(m_{j,n})} \frac{1}{2\pi i} \int_{\mathbb{C}} \Gamma(-s) (a_{j,n})^s \int_0^{\infty} x^{m_{j,n}+s-1} e^{-xt} dx ds \\ &= \frac{1}{\Gamma(m_{j,n})} \left(\frac{a_{j,n}}{t} \right)^{m_{j,n}} \frac{1}{2\pi i} \int_{\mathbb{C}} \Gamma(-s) \Gamma(m_{j,n} + s) \left(\frac{a_{j,n}}{t} \right)^s ds \end{aligned} \quad (6.29)$$

όπου το μονοπάτι της ολοκλήρωσης είναι ο φανταστικός άξονας (στο μιγαδικό s -πεδίο) το οποίο είναι σκόπιμα, εάν όχι αναγκαστικά, με σκοπό να διαχωρίσει τους πόλους του $\Gamma(m_{j,n} + s)$, για $j=1, 2, \dots, M_R, n=0, 1, \dots, L_R - 1$, από τους πόλους του $\Gamma(-s)$.

Η MGF από το εξαγόμενο SINR δίνεται υπολογίζοντας το $M_R \cdot L_R$ γινόμενο της (6.29), για να αποκτήσουμε

$$\mathcal{M}_{\gamma}(t) = \prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \left[\frac{1}{\Gamma(m_{j,n})} \left(\frac{a_{j,n}}{t} \right)^{m_{j,n}} \frac{1}{2\pi i} \int_{\mathbb{C}} \Gamma(-s_{j,n}) \Gamma(m_{j,n} + s_{j,n}) \left(\frac{a_{j,n}}{t} \right)^{s_{j,n}} ds_{j,n} \right]$$

$$= \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \frac{1}{\Gamma(m_{j,n})} \left(\frac{a_{j,n}}{t} \right)^{m_{j,n}} \right] \left(\frac{1}{2\pi i} \right)^{M_R L_R} \int_{\mathbb{C}_1} \int_{\mathbb{C}_2} \dots \int_{\mathbb{C}_{M_R L_R}} \left\{ \prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \Gamma(-s_{j,n}) \Gamma(m_{j,n} + s_{j,n}) \left(\frac{a_{j,n}}{t} \right)^{s_{j,n}} \right\} ds_{1,0} ds_{1,1} \dots ds_{M_R, L_R-1} \quad (6.30)$$

όπου τα $M_R \cdot L_R$ –fold Barnes-τύπου ολοκληρώματα στην (6.30) ορίζονται όπως στην [21,p53]. Η pdf του γ βρίσκεται υπολογίζοντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{2\pi i} \int_{\mathbb{C}} \mathcal{M}_\gamma(t) e^{\gamma t} dt \quad (6.31)$$

Αντικαθιστώντας την (6.29) στην (6.31), και αλλάζοντας την σειρά της ολοκλήρωσης έχουμε

$$f_\gamma(\gamma) = \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \frac{1}{\Gamma(m_{j,n})} (a_{j,n})^{m_{j,n}} \right] \left(\frac{1}{2\pi i} \right)^{M_R L_R} \int_{\mathbb{C}_1} \int_{\mathbb{C}_2} \dots \int_{\mathbb{C}_{M_R L_R}} \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \Gamma(-s_{j,n}) \Gamma(m_{j,n} + s_{j,n}) (a_{j,n})^{s_{j,n}} \right] \left(\frac{1}{2\pi i} \int_{\mathbb{C}} t^{-\sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} (m_{j,n} + s_{j,n})} e^{\gamma t} dt \right) ds_{1,0} ds_{1,1} \dots ds_{M_R, L_R-1} \quad (6.32)$$

Στην (6.32), συμβολίζοντας το ολοκλήρωμα ως προς t ως I_c και κάνοντας την αλλαγή μεταβλητής $y = -\gamma t$, έχουμε

$$I_c = \frac{1}{2\pi i} \int_{\mathbb{C}} \left(\frac{-y}{\gamma} \right)^{-\sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} (m_{j,n} + s_{j,n})} e^{-y} \frac{dy}{\gamma} \\ = (\gamma)^{\sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} (m_{j,n} + s_{j,n}) - 1} \left(-\frac{1}{2\pi i} \right) \int_{\mathbb{C}} (-y)^{-\sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} (m_{j,n} + s_{j,n})} e^{-y} dy = \frac{\gamma^{\sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} (m_{j,n} + s_{j,n}) - 1}}{\Gamma \left(\sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} (m_{j,n} + s_{j,n}) \right)}, \quad (6.33)$$

Εδώ χρησιμοποιήσαμε τη βοήθεια της [22, eq. (8-315.1)] για να αποκτήσουμε το τελευταίο αποτέλεσμα στην (6.33). Το πολλαπλό Barnes-τύπου επικαμπύλιο ολοκλήρωμα στην (6.32) μπορεί επίσης να γραφεί ως μια άπειρη σειρά [20], [21]

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{\Gamma\left(\sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)} \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} (a_{j,n})^{m_{j,n}} \right] \gamma^{\left(\sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)-1} \sum_{i_{1,0}=0}^{\infty} \dots \sum_{i_{M_R, L_R-1}=0}^{\infty} \frac{\left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \frac{(m_{j,n})_{i_{j,n}} (-a_{j,n} \gamma)^{i_{j,n}}}{i_{j,n}!} \right]}{\left(\sum_{j=0}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)_{i_T}}, \quad (6.34)$$

όπου $i_T = \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} i_{j,n}$ και το Pochhammer σύμβολο ορίζεται ως $(p)_k = \frac{\Gamma(p+k)}{\Gamma(p)}$ με

$(p)_0 = 1$. Η pdf της γ μπορεί τότε να εκφραστεί συναρτήσει της συμβολικής μορφής της Lauricella υπεργεωμετρικής συνάρτησης [20], [21],

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{1}{\Gamma\left(\sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)} \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} (a_{j,n})^{m_{j,n}} \right] \gamma^{\left(\sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)-1} \times \Phi_2^{(M_R \cdot L_R)} \left(m_{1,0}, m_{1,1}, \dots, m_{M_R, L_R-1}; \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}; -a_{1,0} \gamma, -a_{1,1} \gamma, \dots, -a_{M_R, L_R-1} \gamma \right) \quad (6.35)$$

όπου η Lauricella υπεργεωμετρική συνάρτηση $\Phi_2^{(n)}(\dots)$ ορίζεται ως [20]

$$\Phi_2^{(n)} = (b_1, \dots, b_n; c; x_1, \dots, x_n) = \sum_{i_1, \dots, i_n=0}^{\infty} \frac{(b_1)_{i_1} \dots (b_n)_{i_n}}{(c)_{i_1+\dots+i_n}} \frac{x_1^{i_1}}{i_1!} \dots \frac{x_n^{i_n}}{i_n!} \quad (6.36)$$

Στην (6.35), οι παράμετροι $a_{j,n}$ οι οποίοι ορίζονται στην (6.27) είναι ίσοι με τον λόγο του συντελεστή διάλειψης $m_{j,n}$ προς το αντίστοιχο μέσο SINR $\sigma_0 \Omega_{j,n}$ του n-οστού

RAKE κλαδιού της j -οστής κεραίας. Για αρνητικά εκθετική MIP με παράγοντα εξασθένησης δ , από την (6.7) και (6.8) έχουμε

$$\Omega_{j,n} = \frac{e^{-n\delta}}{q(L, \delta)}, \quad \text{for } j=1, 2, \dots, M_R, n=0, 1, \dots, L_R-1 \quad (6.37)$$

όπου, υποθέτοντας L να είναι ο αριθμός των πολλαπλών μονοπατιών για τον επιθυμητό χρήστη, έχουμε

$$q(L, \delta) = \sum_{l=0}^{L-1} e^{-l\delta} = \frac{1-e^{-L\delta}}{1-e^{-\delta}}. \quad (6.38)$$

6.3 Πιθανότητα Διακοπής Σύνδεσης

Ένα σημαντικό μέτρο απόδοσης που χαρακτηρίζει την ποιότητα του συστήματος είναι η πιθανότητα outage. Η πιθανότητα outage P_{out} είναι η πιθανότητα που το στιγμιαίο BER ξεπερνά ένα όριο τιμής P_E^* [23]. Αυτό ισούται με την πιθανότητα όταν το στιγμιαίο SINR γ πέφτει κάτω από ένα προκαθορισμένο όριο τιμής γ_{th} , δηλαδή

$$P_{out} = \Pr(\gamma < \gamma_{th}) = \int_0^{\gamma_{th}} f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (6.39)$$

όπου

$$\gamma_{th} = P_E^{-1}(P_E^*) = \frac{1}{2} \left[Q^{-1}(P_E^*) \right]^2. \quad (6.40)$$

Στην (6.40), $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-z^2/2} dz$, είναι η ουρά της Gaussian συνάρτησης.

Εφαρμόζοντας μια όρο με όρο ολοκλήρωση της (6.35), η πιθανότητα outage μπορεί εύκολα να αποκτηθεί ως (6.20)

$$P_{out}(\gamma_{th}) = \frac{1}{\Gamma\left(1 + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)} \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} (a_{j,n} \gamma_{th})^{m_{j,n}} \right] \\ \times \Phi_2^{(M_R \cdot L_R)} \left(m_{1,0}, m_{1,1}, \dots, m_{M_R, L_R-1}; 1 + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}; -a_{1,0} \gamma_{th}, -a_{1,1} \gamma_{th}, \dots, -a_{M_R, L_R-1} \gamma_{th} \right) \quad (6.41)$$

όπου $a_{j,n}$ δίνεται από την (6.27) και την $\Phi_2^{(n)}(\cdot)$ να ορίζεται στην (6.36). Η πιθανότητα outage στην (6.41) μπορεί να υπολογιστεί αριθμητικά εύκολα χρησιμοποιώντας τις πολλαπλές σειρές στην (6.36).

6.4 BIT ERROR RATE

Το υπο-συνθήκη BER για CBPSK σε AWGN κανάλια δίνεται από [8], [24]

$$P_E(\gamma) = Q(\sqrt{2\gamma}) = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2}, \gamma\right)}{2\sqrt{\pi}} \quad (6.42)$$

όπου $\Gamma(\alpha, x) = \int_x^\infty t^{\alpha-1} e^{-t} dt$ είναι η συμπληρωματική ημιτελής gamma συνάρτηση [22, eq.(8.350-2)]

Το μέσο BER σε κανάλια με Nakagami- m διαλείψεις δίνεται από

$$\bar{P}_E = \int_0^\infty P_E(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (6.43)$$

Αντικαθιστώντας την (6.32) και (6.42) στην (6.43), το μέσο BER γίνεται

$$\bar{P}_E = \frac{\left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} (a_{j,n})^{m_{j,n}} \right]}{2\sqrt{\pi}} \left(\frac{1}{2\pi i} \right)^{M_R L_R} \int_{\mathbb{C}_1} \int_{\mathbb{C}_2} \dots \int_{\mathbb{C}_{M_R L_R}} \frac{1}{\Gamma \left(\sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} (m_{j,n} + s_{j,n}) \right)} \times \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \Gamma(-s_{j,n}) \frac{\Gamma(m_{j,n} + s_{j,n})}{\Gamma(m_{j,n})} (a_{j,n})^{s_{j,n}} \right] \left\{ \int_0^\infty \gamma^{\sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} (m_{j,n} + s_{j,n}) - 1} \Gamma\left(\frac{1}{2}, \gamma\right) d\gamma \right\} ds_{1,0} ds_{1,1} \dots ds_{M_R, L_R-1} \quad (6.44)$$

Το ολοκλήρωμα με αναφορά το γ μπορεί να επιλυθεί μέσω της [25 eq(6.5.37)] και απλοποιώντας έχουμε σαν αποτέλεσμα [19]

$$\bar{P}_E = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2} + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)}{2\sqrt{\pi} \Gamma\left(1 + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)} \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} (a_{j,n})^{m_{j,n}} \right] \left(\frac{1}{2\pi i} \right)^{M_R L_R} \int_{\mathbb{C}_1} \int_{\mathbb{C}_2} \dots \int_{\mathbb{C}_{M_R L_R}} \frac{\left(\frac{1}{2} + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)_{s_T}}{\left(1 + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)_{s_T}} \times \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \Gamma(-s_{j,n}) (m_{j,n})_{s_{j,n}} (a_{j,n})^{s_{j,n}} \right] ds_{1,0} ds_{1,1} \dots ds_{M_R, L_R-1} \quad (6.45)$$

όπου $s_T = \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} s_{j,n}$. Μετατρέποντας τα πολλαπλά επικαμπύλια ολοκληρώματα σε

πολλαπλές σειρές [20], έχουμε

$$\bar{P}_E = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2} + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)}{2\sqrt{\pi} \Gamma\left(1 + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)} \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} (a_{j,n})^{m_{j,n}} \right] \sum_{i_{1,0}=0}^{\infty} \dots \sum_{i_{M_R, L_R-1}=0}^{\infty} \frac{\left(\frac{1}{2} + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)_{i_T} \prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \frac{(m_{j,n})_{i_{j,n}}}{i_{j,n}!} (-a_{j,n})^{i_{j,n}}}{\left(1 + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)_{i_T}} \quad (6.46)$$

Τέλος, το αποτέλεσμα στην (6.46) μπορεί να εκφραστεί σε κλειστή μορφή με όρους της Lauricella υπεργεωμετρικής συνάρτησης [20]

$$\begin{aligned} \bar{P}_E &= \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2} + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)}{2\sqrt{\pi} \Gamma\left(1 + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)} \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} (a_{j,n})^{m_{j,n}} \right] \\ &\times F_D^{(M_R \cdot L_R)} \left(\frac{1}{2} + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}; m_{1,0}, m_{1,1}, \dots, m_{M_R, L_R-1}; 1 + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}; -a_{1,0}, -a_{1,1}, \dots, -a_{M_R, L_R-1} \right), \end{aligned} \quad (6.47)$$

όπου η Lauricella υπεργεωμετρική συνάρτηση $F_D^{(n)}(\dots)$ ορίζεται ως [20], [21]

$$\begin{aligned} F_D^{(n)}(\alpha, b_1, \dots, b_n; c; x_1, \dots, x_n) &= \sum_{i_1, \dots, i_n=0}^{\infty} \frac{(\alpha)_{i_1+\dots+i_n} (b_1)_{i_1} \dots (b_n)_{i_n}}{(c)_{i_1+\dots+i_n}} \frac{x_1^{i_1}}{i_1!} \dots \frac{x_n^{i_n}}{i_n!} \quad |x_1| < 1, \dots, |x_n| < 1 \\ &= \frac{\Gamma(c)}{\Gamma(\alpha)\Gamma(c-\alpha)} \int_0^1 t^{\alpha-1} (1-t)^{c-\alpha-1} \prod_{i=1}^n (1-x_i t)^{-b_i} dt, \quad \operatorname{Re}(c) > \operatorname{Re}(\alpha) > 0. \end{aligned} \quad (6.48)$$

Η συνάρτηση Lauricella $F_D^{(n)}(\dots)$ for $n=2$ παρέχεται ως συνάρτηση βιβλιοθήκης σε προγράμματα μαθηματικών πακέτων όπως το Mathematica. Επιπλέον, η αναπαράσταση του ορισμένου ολοκληρώματος στην (6.48) παρέχει μια πολύ βολική μέθοδο για γρήγορους και ακριβείς αριθμητικούς υπολογισμούς της multivariate υπεργεωμετρικής συνάρτησης. Για να δείξουμε ότι η multivariate Lauricella υπεργεωμετρική συνάρτηση στην (6.47) συγκλίνει, μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε το ακόλουθο μετασχηματισμό [21, eq.(4.2.4)]

$$F_D^{(n)}(a, b_1, \dots, b_n; c; x_1, \dots, x_n) = \left[\prod_{i=1}^n (1-x_i)^{-b_i} \right] F_D^{(n)}\left(c-a, b_1, \dots, b_n; c; \frac{x_1}{x_1-1}, \dots, \frac{x_n}{x_n-1}\right), \quad (6.49)$$

Με βάση την (6.49) μπορούμε να ξαναγράψουμε το αποτέλεσμα της (6.47) ως

$$\bar{P}_E = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2} + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)}{2\sqrt{\pi} \Gamma\left(1 + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}\right)} \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \left(\frac{a_{j,n}}{a_{j,n}+1}\right)^{m_{j,n}} \right] \quad (6.50)$$

$$\times F_D^{(M_R, L_R)}\left(\frac{1}{2}; m_{1,0}, m_{1,1}, \dots, m_{M_R, L_R-1}; 1 + \sum_{j=1}^{M_R} \sum_{n=0}^{L_R-1} m_{j,n}; \frac{a_{1,0}}{a_{1,0}+1}, \frac{a_{1,1}}{a_{1,1}+1}, \dots, \frac{a_{M_R, L_R-1}}{a_{M_R, L_R-1}+1}\right).$$

Συνεπώς το μέσο BER συγκλίνει για όλες τις τιμές των παραμέτρων του συστήματος.

6.5 Επίδραση της συσχετισμένης διάλειψης

Παρόλο που οι διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών μπορούν να θεωρηθούν ανεξάρτητες αφού διαδρομές με διαφορετικές καθυστερήσεις φτάνουν σε κάθε κεραία έχοντας διανύσει διαφορετικές διαδρομές, κάθε μονοπάτι με την ίδια καθυστέρηση μπορεί να υποφέρει από συσχετισμένες διαλείψεις ανάμεσα στις χωρικά διαχωρισμένες κεραίες. Ο βαθμός συσχέτισης εξαρτάται από την μεταξύ τους απόσταση [14], [26] και τον τρόπο τοποθέτησής τους [27]. Ας υποθέσουμε ότι η σειρά των SINRs των κλαδιών, $\{\gamma_j^{(n)}\}_{j=1}^{M_R}$, είναι μια ομάδα από συσχετισμένες όχι αναγκαστικά όμοιες μεταβλητές με κατανομή gamma και παραμέτρους m_n και $\sigma_0 \Omega_{j,n}$ και $\rho_{ij}^{(n)}$ δηλώνει τον συντελεστή συσχέτισης μεταξύ $\gamma_i^{(n)}$ και $\gamma_j^{(n)}$, δηλαδή

$$\rho_{ij}^{(n)} = \rho_{ji}^{(n)} = \frac{\text{Cov}(\gamma_i^{(n)}, \gamma_j^{(n)})}{\sqrt{\text{var}(\gamma_i^{(n)}) \cdot \text{var}(\gamma_j^{(n)})}}, \quad 0 \leq \rho_{ij}^{(n)} \leq 1 \quad (6.51)$$

για $i, j = 1, 2, \dots, M_R$ και $n = 0, 1, \dots, L_R - 1$. Από [18], [14] βρίσκουμε ότι η χαρακτηριστική συνάρτηση του στιγμιαίου SINR γ που δίνεται στην (6.24) είναι

$$\mathcal{M}_\gamma(t) = \prod_{n=0}^{L_R-1} \left| I_{M_R} + t \mathbf{A}^{(n)} \mathbf{C}^{(n)} \right|^{-m_n} = \prod_{n=0}^{L_R-1} \prod_{j=1}^{M_R} \left(1 + t \cdot (a_{j,n})^{-1} \lambda_j^{(n)} \right)^{-m_n} \quad (6.52)$$

όπου $|\cdot|$ είναι ο τελεστής της ορίζουσας και I_{M_R} είναι ο $M_R \times M_R$ μοναδιαίος (identity) πίνακας . Οι πίνακες $\mathbf{A}^{(n)}$, για $n = 0, 1, \dots, L_R - 1$, είναι $M_R \times M_R$ διαγώνιοι πίνακες με τιμές $\sigma_0 \Omega_{j,n} / m_n = (a_{j,n})^{-1}$, και $\mathbf{C}^{(n)}$, για $n = 0, 1, \dots, L_R - 1$, είναι $M_R \times M_R$ θετικά ορισμένοι πίνακες που δίνονται ως

$$\mathbf{C}^{(n)} = \begin{bmatrix} 1 & \sqrt{\rho_{12}^{(n)}} & \dots & \sqrt{\rho_{1M_R}^{(n)}} \\ \sqrt{\rho_{21}^{(n)}} & 1 & \dots & \sqrt{\rho_{2M_R}^{(n)}} \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \sqrt{\rho_{M_R 1}^{(n)}} & \dots & \dots & 1 \end{bmatrix}_{M_R \times M_R} \quad (6.53)$$

Στην (6.52), το $\lambda_j^{(n)}$, για $j = 1, 2, \dots, M_R$, είναι οι M_R ιδιοτιμές του πίνακα $\mathbf{C}^{(n)}$. Σε περίπτωση ανεξάρτητων διαλείψεων ανάμεσα στις κεραίες λήψης έχουμε $\lambda_j^{(n)} = 1$, για $j = 1, 2, \dots, M_R$, $n = 0, 1, \dots, L_R - 1$. Μπορεί να αποδεικτεί ότι η (6.52) υποβιβάζεται σε [20, p.44]

$$\mathcal{M}_\gamma(t) = \prod_{n=0}^{L_R-1} \prod_{j=1}^{M_R} \left((a_{j,n})^{-1} \lambda_j^{(n)} t \right)^{-m_n} {}_1F_0 \left(m_n ; - ; - \frac{a_{j,n}}{\lambda_j^{(n)} t} \right) \quad (6.54)$$

Η υπεργεωμετρική συνάρτηση στην (6.54) μπορεί να γραφτεί ως ένα Barnes-Mellin επικαμπύλιου τύπου ολοκλήρωμα [20, p.43]

$${}_1F_0(m; -; -p \cdot t) = \frac{1}{2\pi i} \int_{\mathcal{C}} \frac{\Gamma(m+s)}{\Gamma(m)} \Gamma(-s) (p \cdot t)^s ds \quad (6.55)$$

Αντικαθιστώντας την (6.55) στην (6.54) έχουμε

$$\mathcal{M}_\gamma(t) = \left(\frac{1}{2\pi i}\right)^{M_R L_R} \int_{\mathbb{C}_1} \int_{\mathbb{C}_2} \dots \int_{\mathbb{C}_{M_R L_R}} \left\{ \prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \frac{1}{\Gamma(m_n)} \left(\frac{a_{j,n}}{\lambda_j^{(n)} t}\right)^{m_n} \Gamma(-s_{j,n}) \Gamma(m_n + s_{j,n}) \left(\frac{a_{j,n}}{\lambda_j^{(n)} t}\right)^{s_{j,n}} \right\} ds_{1,0} ds_{1,1} \dots ds_{M_R, L_R-1} \quad (6.56)$$

η οποία είναι παρόμοια της (6.30). Τότε η pdf της γ στην περίπτωση συσχετισμένων διαλείψεων ανάμεσα στα RAKE κλαδιά με την ίδια καθυστέρησης διαδρομής σε χωρικά χωρισμένες κεραιές δίνεται από

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\Gamma\left(M_R \cdot \sum_{n=0}^{L_R-1} m_n\right)} \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \left(\frac{a_{j,n}}{\lambda_j^{(n)}}\right)^{m_n} \right] \gamma^{\left(M_R \cdot \sum_{n=0}^{L_R-1} m_n\right)-1} \times \Phi_2^{(M_R \cdot L_R)} \left(m_{1,0}, m_{1,1}, \dots, m_{M_R, L_R-1}; M_R \cdot \sum_{n=0}^{L_R-1} m_n; -\frac{a_{1,0}}{\lambda_1^{(0)}} \gamma, -\frac{a_{1,1}}{\lambda_1^{(1)}} \gamma, \dots, -\frac{a_{M_R, L_R-1}}{\lambda_{M_R}^{(L_R-1)}} \gamma \right) \quad (6.57)$$

με μοναδικό περιορισμό ότι $m_{j,n} = m_n$ για $j = 1, 2, \dots, M_R$. Συγκρίνοντας την (6.57) με την (6.35) για την περίπτωση ανεξάρτητων διαλείψεων μπορούμε να αποκτήσουμε τις εκφράσεις για outage και μέσο BER για την περίπτωση συσχετισμένων διαλείψεων αντικαθιστώντας το $a_{j,n}$ με $\frac{a_{j,n}}{\lambda_j^{(n)}}$. Για παράδειγμα με την βοήθεια της (6.41), η αθροιστική συνάρτηση κατανομής (cumulative density function) του εξαγόμενου SINR σε συσχετισμένο περιβάλλον δίνεται από

$$F_\gamma(\gamma_{th}) = \frac{1}{\Gamma\left(1 + M_R \cdot \sum_{n=0}^{L_R-1} m_n\right)} \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \left(\frac{a_{j,n}}{\lambda_j^{(n)}} \gamma_{th}\right)^{m_n} \right] \times \Phi_2^{(M_R \cdot L_R)} \left(m_{1,0}, m_{1,1}, \dots, m_{M_R, L_R-1}; 1 + M_R \cdot \sum_{n=0}^{L_R-1} m_n; -\frac{a_{1,0}}{\lambda_1^{(0)}} \gamma_{th}, -\frac{a_{1,1}}{\lambda_1^{(1)}} \gamma_{th}, \dots, -\frac{a_{M_R, L_R-1}}{\lambda_{M_R}^{(L_R-1)}} \gamma_{th} \right) \quad (6.58)$$

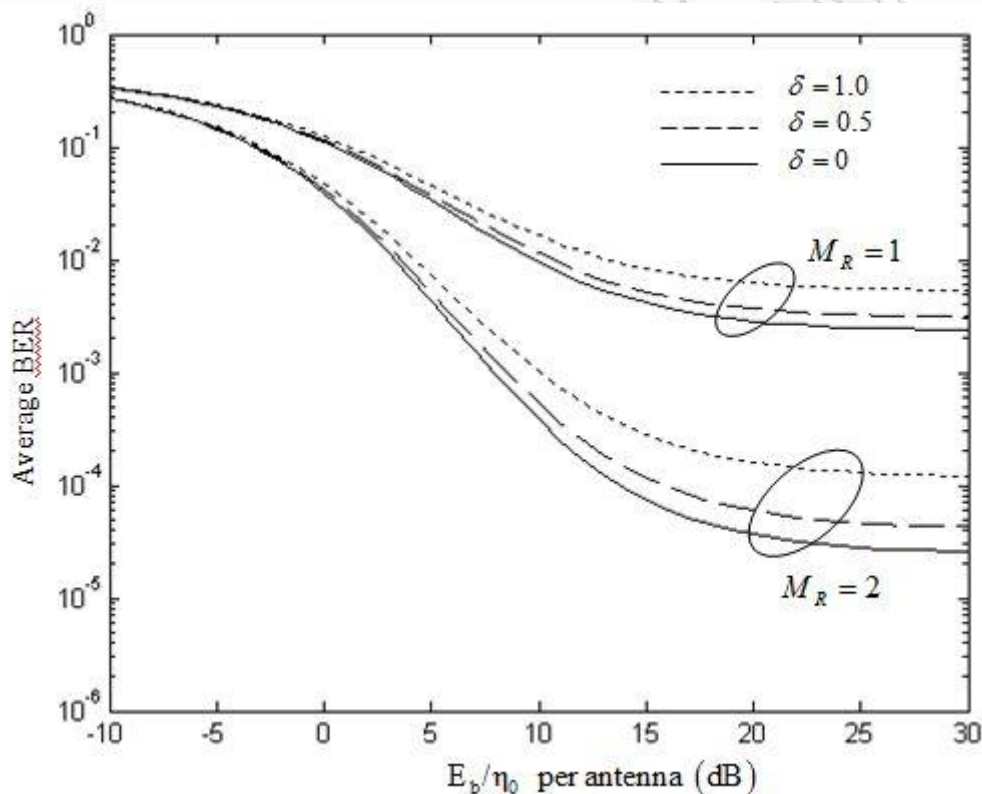
Όμοια, το μέσο BER σε χωρικά συσχετισμένα Nakagami- m κανάλια διαλείψεων δίνεται ως

$$\bar{P}_E = \frac{\Gamma\left(\frac{1}{2} + M_R \sum_{n=0}^{L_R-1} m_n\right)}{2\sqrt{\pi} \Gamma\left(1 + M_R \sum_{n=0}^{L_R-1} m_n\right)} \left[\prod_{j=1}^{M_R} \prod_{n=0}^{L_R-1} \left(\frac{a_{j,n}}{a_{j,n} + \lambda_j^{(n)}} \right)^{m_n} \right] \times F_D^{(M_R \cdot L_R)} \left(\frac{1}{2}; m_{1,0}, m_{1,1}, \dots, m_{M_R, L_R-1}; 1 + M_R \cdot \sum_{n=0}^{L_R-1} m_n; \frac{a_{1,0}}{a_{1,0} + \lambda_1^{(0)}}, \frac{a_{1,1}}{a_{1,1} + \lambda_1^{(1)}}, \dots, \frac{a_{M_R, L_R-1}}{a_{M_R, L_R-1} + \lambda_{M_R}^{(L_R-1)}} \right) \quad (6.59)$$

6.6 Αριθμητικά αποτελέσματα

Σε αυτό το κομμάτι ερευνούμε τις συνέπειες που έχουν παράμετροι του συστήματος και του καναλιού στο επιτεύξιμο outage και μέσο BER ενός BPSK 2-D RAKE δέκτη στο πλαίσιο ενός ασύγχρονου uplink DS-CDMA συστήματος λειτουργώντας σε ένα κανάλι με Nakagami- m διαλείψεις με πραγματικές παραμέτρους. Το κέρδος επεξεργασίας N είναι ορισμένο στο 128 ενώ αλλάζουμε τον αριθμό των κεραιών λήψης M_R , τον αριθμό των RAKE δακτύλων L_R , το MIP του καναλιού που δίνεται από τον παράγοντα εξασθένησης ισχύος δ , το ποσό της διάλειψης που δίνεται από τις παραμέτρους $m_{j,n}$ για $j = 1, 2, \dots, M_R$, $n = 0, 1, \dots, L_R-1$, και τον αριθμό των χρηστών K οι οποίοι ταυτόχρονα απασχολούν το κανάλι. Ο αριθμός των μονοπατιών διάδοσης $L^{(k)}$ που φτάνουν σε κάθε κεραία λήψης καθορίζεται από το περιβάλλον διάδοσης και το chip rate, καθώς ο πραγματικός αριθμός των συνδυαζόμενων δακτύλων εξαρτάται από την πολυπλοκότητα του RAKE. Το σχήμα 6.1 την απόδοση του μέσου BER ως συνάρτηση του E_b/η_0 ανά κεραία, όταν $M_R = 1$ (1-D RAKE) και $M_R = 2$, $L = L_R = 4$, $\delta = 0, 0.5$ and 1 , και $K = 25$. Από αυτό το γράφημα μπορούμε να παρατηρήσουμε τις συνέπειες στην επίδοση του συστήματος από την αλλαγή στον αριθμό των κεραιών και το MIP του καναλιού.

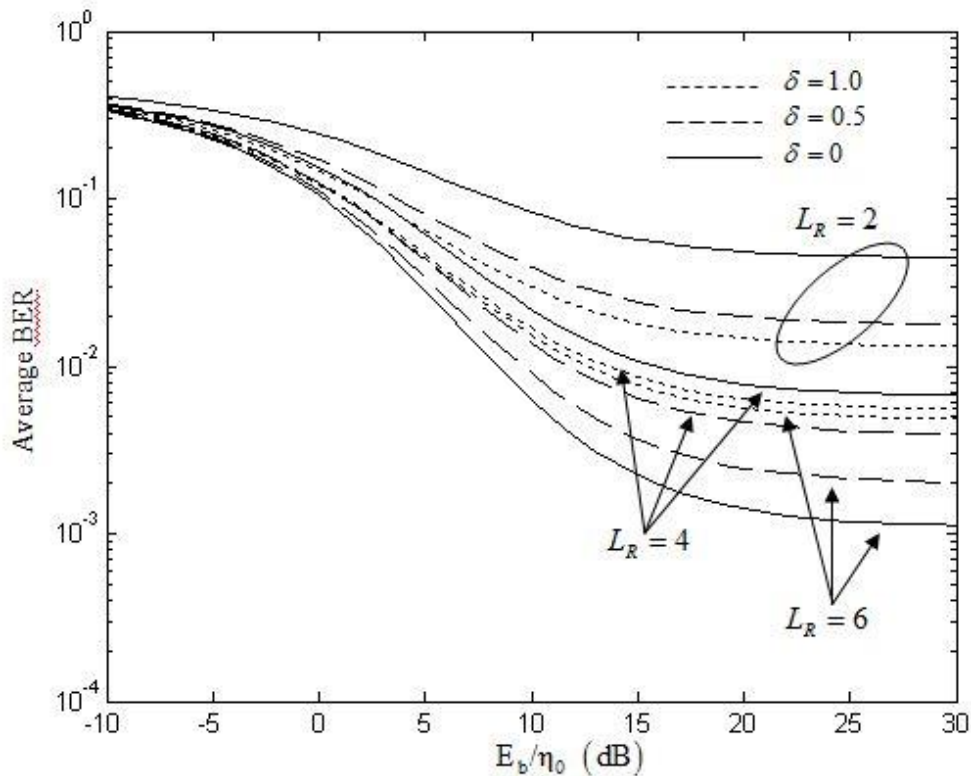
Βρίσκουμε ότι αρκετά καλύτερο BER επιτυγχάνεται με διπλή κεραία διαφορισμού παρά με μία κεραία, για όλες τις περιπτώσεις MIP που θεωρούμε. Επιπλέον όπως αναμένεται όταν έχουμε $L = L_R$, η επίδοση χειροτερεύει καθώς ο δείκτης μείωσης δ του MIP αυξάνεται εξαιτίας του γεγονότος, ότι για την ίδια συνολική ενέργεια σήματος που συλλέχθηκε, τα RAKE δάκτυλα με ισορροπημένο SINR προσφέρουν το υψηλότερο κέρδος διαφορικότητας [7].



Σχήμα 6.1. Μέση τιμή BER συναρτήσει του E_b/η_0 για σύμφωνη BPSK με δέκτες 1-D and 2-D RAKE σε πολυδιαδρομικό δίαυλο με Rayleigh διάλειαση με $L = L_R = 4$, και $K = 25$.

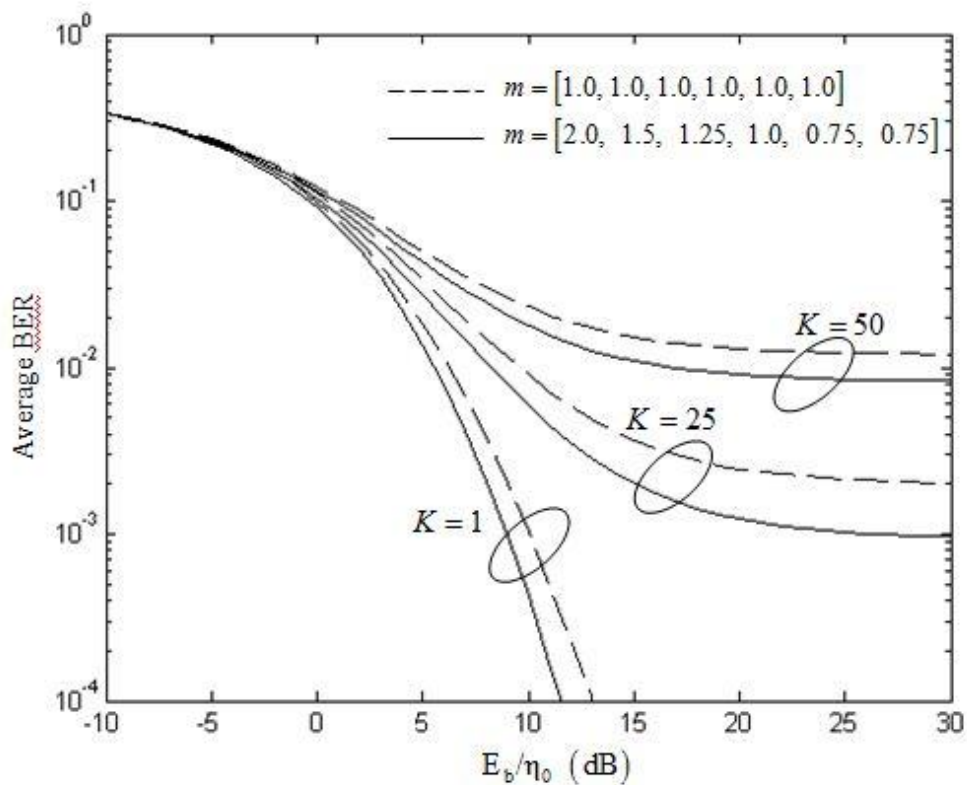
Το σχήμα 6.2 δείχνει την επίδραση που έχουν ο αριθμός των RAKE δακτύλων και το MIP του καναλιού στην μέση επίδοση BER. Επιλέγουμε $M_R = 1$, $L = 6$, $K = 25$ και αλλάζουμε το $L_R = 2, 4$ και 6 , και $\delta = 0, 0.5$ και 1 . Από το γράφημα παρατηρούμε ότι βελτίωση στην επίδοση που πετυχαίνεται καθώς περισσότερες διαδρομές του

καναλιού χρησιμοποιούνται από τον RAKE δέκτη. Επιπλέον, για την περίπτωση με 6 διαδρομές του καναλιού βρίσκουμε ότι μεγαλύτερες τιμές του δ προσφέρουν καλύτερη επίδοση όταν $L_R = 2$, αφού τα μονοπάτια με την μικρότερη καθυστέρηση περιέχουν περισσότερη ενέργεια, μεσαίες τιμές του δ (π.χ. $\delta=0.5$) προσφέρουν καλύτερη επίδοση σε σύγκριση με χαμηλές (π.χ. $\delta=0$) και υψηλές τιμές (π.χ. $\delta=1$) όταν $L_R = 4$, αφού τα συνδυαζόμενα RAKE δάχτυλα είτε συλλέγουν περισσότερη ενέργεια σήματος είτε έχουν καλύτερη SINR ισορροπία, αντίστοιχα, οδηγώντας σε μεγαλύτερο κέρδος διαφορικότητας. Τέλος, όμοια με το αποτέλεσμα του σχήματος 6.1, χαμηλότερες τιμές του δ προσφέρουν καλύτερη επίδοση όταν όλα τα μονοπάτια του καναλιού χρησιμοποιούνται από τον RAKE, δηλαδή $L = L_R$.



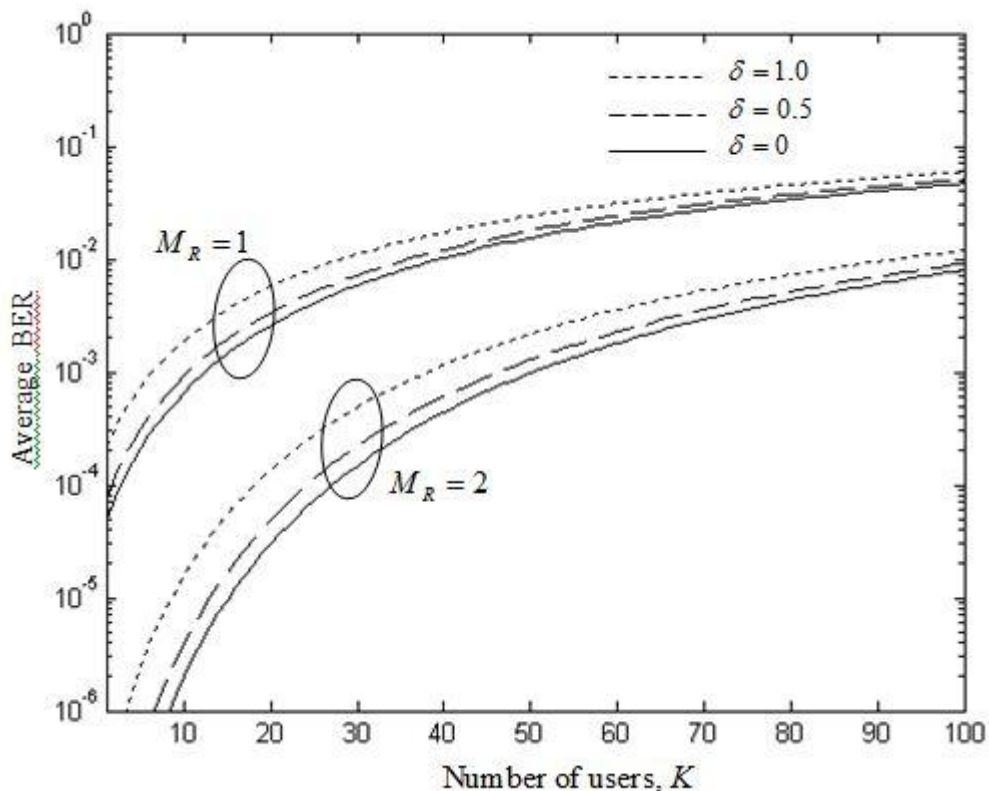
Σχήμα 6.2. Μέση τιμή BER συναρτήσει του E_b/η_0 για σύμφωνη BPSK με 1-D RAKE σε πολυδιαδρομικό δίαυλο με Rayleigh διάλειαση με $M_R = 1$, $L = 6$, και $K = 25$.

Στο σχήμα 6.3 απεικονίζονται οι συνέπειες των τιμών των Nakagami- m διαλείψεων στα RAKE δάχτυλα και ο αριθμός των χρηστών στην επίδοση του μέσου BER. Θεωρούμε 2 διαφορετικά διανύσματα από m -fading παραμέτρους τον $\bar{m} = [2.0, 1.5, 1.25, 1.0, 0.75, 0.75]$ και $\bar{m} = [1.0, 1.0, 1.0, 1.0, 1.0, 1.0]$. Και για τις δυο περιπτώσεις υποθέτουμε ότι $L = L_R = 6$ και $\delta = 0.5$ ενώ μεταβάλλουμε τον αριθμό των χρηστών σε $K = 1, 25$ και 50 . Όπως αναμενόταν, υψηλότερες αρχικές τιμές για τις m παραμέτρους στο πρώτο διάνυσμα, συνδυαζόμενες με την ταχεία μείωση ισχύος του μονοπατιού με $\delta = 0.5$, δίνει βελτιωμένο μέσο BER συγκρινόμενο με όλες τις Rayleigh διαλείψεις.



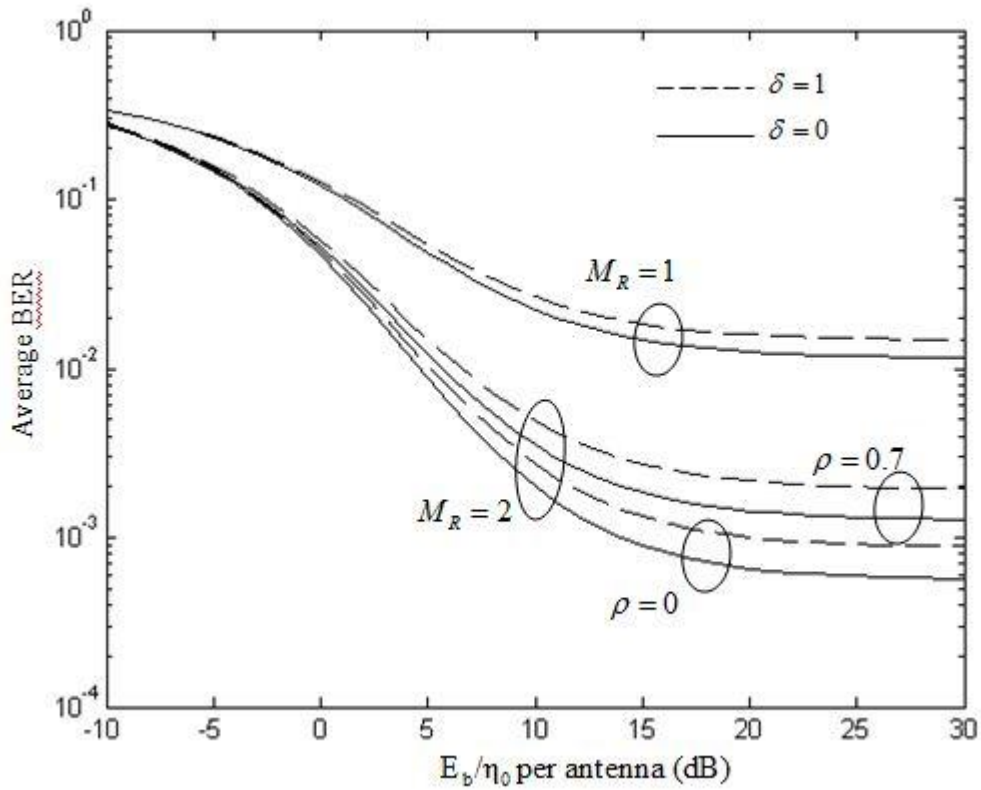
Σχήμα 6.3. Μέση τιμή BER συναρτήσει του E_b/η_0 για σύμφωνη BPSK με 1-D RAKE σε πολυδιαδρομικό δίαυλο με Nakagami διάλεια με $M_R = 1$, $L = L_R = 6$, και κατανομή πολυδιαδρομικής ισχύος με ρυθμό εξασθένησης $\delta = 0.5$.

Το σχήμα 6.4 δίνει την επιτεύξιμη μέση επίδοση BER ως μία συνάρτηση από τον αριθμό των πολλαπλών χρηστών K , όταν $M_R = 1$ και 2 , $L = L_R = 4$, $\delta = 0, 0.5$, και 1 , και μέσο SNR σε κάθε κεραία $E_b/n_0 = 15\text{dB}$. Όμοια με το αποτέλεσμα του σχήματος 6.1, η προσθήκη μιας δεύτερης κεραίας προσφέρει σημαντική βελτίωση στην επίδοση του συστήματος.



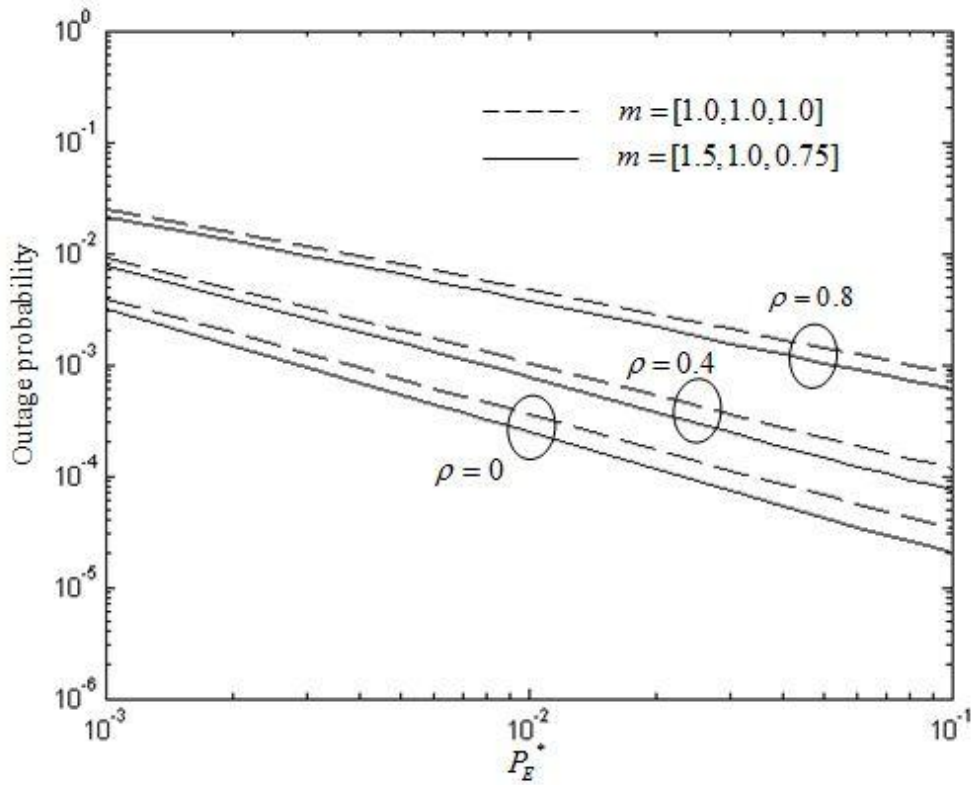
Σχήμα 6.4. Μέση τιμή BER συναρτήσει του αριθμού χρηστών K για σύμφωνη BPSK με 1-D και 2-D RAKE δέκτες σε Rayleigh διάλεια με $L=L_R=4$, $E_b/\eta_0 = 15\text{dB}$ ανά κεραία.

Στο σχήμα 6.5 ερευνούμε τον αντίκτυπο που έχει στην BER επίδοση η χωρική συσχέτιση ανάμεσα στις πολλαπλές κεραιές λήψης και το MIP του καναλιού. Ειδικότερα, θεωρούμε την υπόθεση μιας όμοιας συσχέτισης ανάμεσα σε κάθε ζευγάρι RAKE δαχτύλων με την ίδια καθυστέρηση nT_c , δηλαδή $\rho_{ij}^{(n)} = \rho^{(n)}$, για $i, j = 1, 2, \dots, M_R$ και $i \neq j$. Σε αυτή την περίπτωση φαίνεται στην [14] ότι οι ιδιοτιμές του πίνακα $C^{(n)}$ δίνονται από $\lambda_j^{(n)} = (1 - \sqrt{\rho^{(n)}})$, για $j = 1, 2, \dots, M_R - 1$ και $\lambda_{M_R}^{(n)} = (1 + (M_R - 1)\sqrt{\rho^{(n)}})$. Υποθέτοντας διαφορετικές τιμές του m στα RAKE κλαδιά και $\rho^{(n)} = \rho$, για $n = 0, 1, \dots, L_R - 1$, σχεδιάζουμε το μέσο BER ως μία συνάρτηση του μέσου E_b/η_0 ανά κεραιά όταν $L = L_R = 4$ και $K = 50$. Το σχήμα μας δείχνει την απώλεια του κέρδους διαφορισιμότητας εξαιτίας του συσχετισμού στην κεραιά και για τις δυο περιπτώσεις του MIP παράγοντα μείωσης $\delta=0$ και $\delta=1$. Παρόλα αυτά, το σχήμα μας δείχνει ότι αν και ο συντελεστής της συσχέτισης είναι υψηλός $\rho=0.7$ ανάμεσα στις δυο κεραιές λήψης, το μέσο BER είναι αξιοπρόσεκτα καλύτερο συγκρινόμενο με την υπόθεση της μίας κεραιάς.



Σχήμα 6.5. Μέσο BER συναρτήσει E_b/η_0 ανά κεραία για 1-D και 2-D RAKE δέκτες σε Nakagami διάλεια με $L = L_R = 4$, $m = [1.5, 1.25, 1.0, 0.75]$ ανά κεραία και $K = 50$.

Τέλος, στο σχήμα 6.6 σχεδιάζουμε την outage probability συναρτήσει του P_E^* για $E_b/\eta_0 = 15\text{dB}$ ανά κεραία υποθέτοντας $M_R = 2$, $L = L_R = 3$, $\delta = 0$ και $K = 25$. Αυτό το σχήμα δείχνει την επίδραση που έχει η μόνιμη χωρική συσχέτιση ανάμεσα στα κλαδιά διαφορετικότητας και τις αλλαγές στον m παράγοντα διάλεια στην outage επίδοση. Όμοια με τα προηγούμενα αποτελέσματα, παρατηρούμε αξιοπρόσεκτη απώλεια στο κέρδος διαφορετικότητας εξαιτίας της συσχέτισης της κεραίας και για τις δύο ομάδες από τις Nakagami- m παραμέτρους διάλεια που θεωρήσαμε.



Σχήμα 6.6. Πιθανότητα διακοπής συναρτήσει P_E^* για 2-D RAKE δέκτη σε χωρικά συσχετισμένο Nakagami διάλειψη με $M_R = 2$, $L = L_R = 3$, $\delta = 0$, $K = 25$, και $E_b/\eta_0 = 15\text{dB}$ ανά κεραία.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

ΚΩΔΙΚΑΣ MATLAB

```
function y=lauricella_ro(t)

global a m c x M_R;

L_R=length(m);
tmp1 = t.^(a-1);
tmp2 = (1-t).^(c-a-1);

tmp3=1;
for j=1:M_R
    for n=1:L_R
        tmp3 = tmp3.*(1 - x((j-1)*L_R + n).*t).^(-m(n));
    end
end

y = tmp1.*tmp2.*tmp3;

% Evaluate BER with lauricella function
% SINGLE RAKE RECEIVER
clear;
global a m c x M_R;

b=0.5;
M_R = 1;
Lp = 4;
d = 0;
G=128;
K=25;
%m=[2,1.5,1.25,1,0.75,0.75];
m=[1,1,1,1];

ro=0;

L_R = length(m);

if ro~=0.0
    for j=1:L_R-1
        lamda(j)=(1-sqrt(ro));
    end
    lamda(L_R)=(1+sqrt(ro))*(L_R-1);
else
    for j=1:L_R
        lamda(j)=1;
    end
end

if d==0
    qq=Lp;
else
    qq=(1-exp(-d*Lp))/(1-exp(-d));
end
```

```

for i=1:L_R
    W(i)= exp(-(i-1)*d)/qq;
end

aa=b;
for j=1:M_R
    for n=1:L_R
        aa=aa+m(n);
    end
end
a=aa;

cc=1;
for j=1:M_R
    for n=1:L_R
        cc=cc+m(n);
    end
end
c=cc;

i=1;
for ebno=-10:30;
    p=10^(ebno/10);    % target EbNo

    gamm0=p;
    % gam1=((2*(K-1))/(3*G))+(1/G)+(1/gamm0);
    gam1=1/gamm0;
    s0=1/gam1;

    for j=1:M_R
        for n=1:L_R
            x((j-1)*L_R + n)=-m(n)./(s0.*W(n).*lamda(n));
        end
    end

    q=quadl(@lauricella_ro,0,1, 10^(-16));
    temp = gamma(c)/(gamma(a)*gamma(c-a));
    q=q*temp;

    q2=1;
    for j=1:M_R
        for n=1:L_R
            q2=q2.*(m(n)./(s0.*W(n).*lamda(j))).^m(n);
        end
    end
    q=q*q2;
    temp = gamma(a)/(gamma(c)*gamma(b)*2);
    q=q*temp;

    xx(i)=ebno;
    ber(i)=q;
    i=i+1;
end

semilogy(xx,ber,'-k')
axis([0 15 10^(-5) 10^(-1)])
hold on

```

Πρόγραμμα για δημιουργία γραφικών αποτελεσμάτων 5.1 - 5.3

```
clear;

Pe = [0.001, 0.002, 0.003, 0.004, 0.005, 0.006, 0.007, 0.008, 0.009,
0.01, 0.02, 0.03, 0.04, 0.05, 0.06, 0.07, 0.08, 0.09, 0.1];

i=1;
for ebno=-10:30
    xx(i)=ebno;
    i=i+1;
end

i=1;
for k=1:100
    kk(i)=k;
    i=i+1;
end

% Figure 1

load figro_m1_d0_r0.mat
load figro_m1_d05_r0.mat
load figro_m1_d1_r0.mat
load figro_m1_d0_r05.mat
load figro_m1_d05_r05.mat
load figro_m1_d1_r05.mat

figure(1)
semilogy(xx, figro_m1_d1_r05, ':k', xx, figro_m1_d05_r05, '--k', xx,
figro_m1_d0_r05, '-k', xx, figro_m1_d1_r0, ':k', xx, figro_m1_d05_r0,
'--k', xx, figro_m1_d0_r0, '-k')
axis([-10 30 10^(-4) 10^0])

% Figure 2

load fig2_m1_d0_Lr2.mat
load fig2_m1_d05_Lr2.mat
load fig2_m1_d1_Lr2.mat
load fig2_m1_d0_Lr4.mat
load fig2_m1_d05_Lr4.mat
load fig2_m1_d1_Lr4.mat
load fig2_m1_d0_Lr6.mat
load fig2_m1_d05_Lr6.mat
load fig2_m1_d1_Lr6.mat

fig2_m1_d0_Lr2=fig2_m1_d0_Lr2 / (2*sqrt(pi));
fig2_m1_d05_Lr2=fig2_m1_d05_Lr2 / (2*sqrt(pi));
fig2_m1_d1_Lr2=fig2_m1_d1_Lr2 / (2*sqrt(pi));
fig2_m1_d0_Lr4=fig2_m1_d0_Lr4 / (2*sqrt(pi));
fig2_m1_d05_Lr4=fig2_m1_d05_Lr4 / (2*sqrt(pi));
fig2_m1_d1_Lr4=fig2_m1_d1_Lr4 / (2*sqrt(pi));
fig2_m1_d0_Lr6=fig2_m1_d0_Lr6 / (2*sqrt(pi));
fig2_m1_d05_Lr6=fig2_m1_d05_Lr6 / (2*sqrt(pi));
fig2_m1_d1_Lr6=fig2_m1_d1_Lr6 / (2*sqrt(pi));

figure(2)
semilogy(xx, fig2_m1_d0_Lr2, '-k', xx, fig2_m1_d05_Lr2, '--k', xx,
fig2_m1_d1_Lr2, ':k',xx, fig2_m1_d0_Lr4, '-k', xx, fig2_m1_d05_Lr4,
```

```

'--k', xx, fig2_m1_d1_Lr4, ':k',xx, fig2_m1_d0_Lr6, '-k', xx,
fig2_m1_d05_Lr6, '--k', xx, fig2_m1_d1_Lr6, ':k')
axis([-10 30 10^(-4) 10^0])

% Figure 3
% Single Rake
load fig3_6_m1_K1.mat
load fig3_6_m1_K25.mat
load fig3_6_m1_K50.mat
load fig3_6_m1_K75.mat
load fig3_6_m2_K1.mat
load fig3_6_m2_K25.mat
load fig3_6_m2_K50.mat
load fig3_6_m2_K75.mat

fig3_6_m1_K1 = fig3_6_m1_K1 / (2*sqrt(pi));
fig3_6_m1_K25 = fig3_6_m1_K25 / (2*sqrt(pi));
fig3_6_m1_K50 = fig3_6_m1_K50 / (2*sqrt(pi));
fig3_6_m2_K1 = fig3_6_m2_K1 / (2*sqrt(pi));
fig3_6_m2_K25 = fig3_6_m2_K25 / (2*sqrt(pi));
fig3_6_m2_K50 = fig3_6_m2_K50 / (2*sqrt(pi));

figure(3)
semilogy(xx, fig3_6_m1_K1, '--k', xx, fig3_6_m2_K1, 'k', xx,
fig3_6_m1_K25, '--k', xx, fig3_6_m2_K25, 'k', xx, fig3_6_m1_K50, '--
k', xx, fig3_6_m2_K50, 'k', xx, fig3_6_m1_K75, '--k', xx,
fig3_6_m2_K75, 'k')
axis([-10 30 10^(-4) 10^0])

```

```

% Evaluate BER with lauricella function
% 2D - RAKE RECEIVER
clear;
global a m c x M_R;

b=0.5;
M_R = 1;
Lp = 2;
d = 0;
G=128;
K=75;
m=[2,1];
W=[1,1];

ro=0;

f = 2*(G-1)/(3*G*G);
L_R = length(m);

if ro~=0.0
    for j=1:M_R-1
        lamda(j)=(1-sqrt(ro));
    end
    lamda(M_R)=(1+sqrt(ro)*(M_R-1));
else
    for j=1:M_R
        lamda(j)=1;
    end
end

aa=b;
for j=1:M_R
    for n=1:L_R
        aa=aa+m(n);
    end
end
a=aa;

cc=1;
for j=1:M_R
    for n=1:L_R
        cc=cc+m(n);
    end
end
c=cc;

i=1;
for ebno=-10:30;
    p=10^(ebno/10); % target EbNo

    gamm0=p;
    % gam1=(f*(K-1))+(1/G)+(1/gamm0);
    gam1=1/gamm0;
    s0=1/gam1;

    for j=1:M_R
        for n=1:L_R
            x((j-1)*L_R + n)=-m(n)./(s0.*W(n).*lamda(j));
        end
    end
end

```



```

        end
    end

    q=quadl(@lauricella_ro,0,1, 10^(-16));
    temp = 1.0/gamma(c-a);
    q=q*temp;

    q2=1;
    for j=1:M_R
        for n=1:L_R
            q2=q2.*(m(n)./(s0.*W(n).*lamda(j))).^m(n);
        end
    end
    q=q*q2;
    temp = 1.0/(gamma(b)*2);
    q=q*temp;

    xx(i)=ebno;
    ber(i)=q;
    i=i+1;
end

semilogy(xx,ber,'-k')
axis([-5 30 10^(-8) 10^0])
hold on

```

Πρόγραμμα για δημιουργία γραφικών αποτελεσμάτων 6.1 - 6.6

```
clear;

Pe = [0.001, 0.002, 0.003, 0.004, 0.005, 0.006, 0.007, 0.008, 0.009,
0.01, 0.02, 0.03, 0.04, 0.05, 0.06, 0.07, 0.08, 0.09, 0.1];

i=1;
for ebno=-10:30
    xx(i)=ebno;
    i=i+1;
end

i=1;
for k=1:100
    kk(i)=k;
    i=i+1;
end

% Figure 1

load fig1_1_4_0.mat
load fig1_1_4_05.mat
load fig1_1_4_1.mat
load fig1_2_4_0.mat
load fig1_2_4_05.mat
load fig1_2_4_1.mat

figure(1)
semilogy(xx, fig1_1_4_1, ':k', xx, fig1_1_4_05, '--k', xx,
fig1_1_4_0, '-k', xx, fig1_2_4_1, ':k', xx, fig1_2_4_05, '--k', xx,
fig1_2_4_0, '-k')
axis([-10 30 10(-6) 10(0)])

% Figure 2

load fig2_m1_d0_Lr2.mat
load fig2_m1_d05_Lr2.mat
load fig2_m1_d1_Lr2.mat
load fig2_m1_d0_Lr4.mat
load fig2_m1_d05_Lr4.mat
load fig2_m1_d1_Lr4.mat
load fig2_m1_d0_Lr6.mat
load fig2_m1_d05_Lr6.mat
load fig2_m1_d1_Lr6.mat

figure(2)
semilogy(xx, fig2_m1_d0_Lr2, '-k', xx, fig2_m1_d05_Lr2, '--k', xx,
fig2_m1_d1_Lr2, ':k', xx, fig2_m1_d0_Lr4, '-k', xx, fig2_m1_d05_Lr4,
'--k', xx, fig2_m1_d1_Lr4, ':k', xx, fig2_m1_d0_Lr6, '-k', xx,
fig2_m1_d05_Lr6, '--k', xx, fig2_m1_d1_Lr6, ':k')
axis([-10 30 10(-4) 10(0)])

% Figure 3
% Single Rake
load fig3_6_m1_K1.mat
```

```

load fig3_6_m1_K25.mat
load fig3_6_m1_K50.mat
load fig3_6_m1_K75.mat
load fig3_6_m2_K1.mat
load fig3_6_m2_K25.mat
load fig3_6_m2_K50.mat
load fig3_6_m2_K75.mat

figure(3)
semilogy(xx, fig3_6_m1_K1, '--k', xx, fig3_6_m2_K1, 'k', xx,
fig3_6_m1_K25, '--k', xx, fig3_6_m2_K25, 'k', xx, fig3_6_m1_K50, '--
k', xx, fig3_6_m2_K50, 'k', xx, fig3_6_m1_K75, '--k', xx,
fig3_6_m2_K75, 'k')
axis([-10 30 10^(-4) 10^0])

%Figure 4

load figK_1_4_4_1.mat
load figK_1_4_4_05.mat
load figK_1_4_4_0.mat
load figK_2_4_4_1.mat
load figK_2_4_4_05.mat
load figK_2_4_4_0.mat

figure(4)
semilogy(kk, figK_1_4_4_1, 'k:', kk, figK_1_4_4_05, 'k--', kk,
figK_1_4_4_0, 'k-', kk, figK_2_4_4_1, 'k:', kk, figK_2_4_4_05, 'k--',
kk, figK_2_4_4_0, 'k-')
axis([1 100 10^(-6) 10^0])

%Figure 5

load figro_d1_r07.mat
load figro_d0_r07.mat
load figro_d1_r0.mat
load figro_d0_r0.mat
load figro_1_d0_r0.mat
load figro_1_d1_r0.mat

figure(5)
semilogy(xx, figro_d1_r07, 'k--', xx, figro_d1_r0, 'k--', xx,
figro_d0_r07, 'k-', xx, figro_d0_r0, 'k-',xx, figro_1_d0_r0, 'k-',
xx, figro_1_d1_r0, 'k--')
axis([-10 30 10^(-4) 10^0])

```

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] EVOLUTION OF CDMA FROM INTERFERENCE-LIMITED TO NOISELIMITED (Hsiao-Hwa Chen Institute of Communications Engineering National Sun Yat-Sen University 70 Lien Hai Road, Kaohsiung, Taiwan, ROC)
- [2] THIRD GENERATION WCDMA RADIO EVOLUTION (Harri Holma and Antti Toskala Nokia Networks System Technologies)
- [3] <http://www.tiaonline.org/> (TIA-Telecommunications Industry Association official web site)
- [4] Βιβλίο «Συστήματα κινητών Επικοινωνιών», Αθανάσιος Κανάτας, Φίλιππος Κωνσταντίνου & Γεώργιος Πάντος, Εκδόσεις ΠΑΠΑΣΩΤΗΡΙΟΥ, Αθήνα 2008.
- [5] www.ted.unipi.gr , Μεταπτυχιακό τμήμα, διαφάνειες CDMA κ.Ευθύμογλου
- [6] Αρχιτεκτονικές CDMA σε δορυφορικά συστήματα Τομέας Συστημάτων μετάδοσης πληροφορίας και τεχνολογίας υλικών ΕΜΠ
- [7] T. Eng and L. Milstein, "Coherent DS-SS performance in Nakagami multipath fading," IEEE Trans. Commun., vol. 43, pp.1134-1143, Feb./Mar./Apr. 1995.
- [8] J. G. Proakis, Digital Communications, 3rd ed. New York: McGraw-Hill, 1995.
- [9] D. Parsons, *The mobile radio propagation channels. New York: Addison-Wesley, 1992.*
- [10] E. Hong, K. Kim, and K. Whang, "Synchronous transmission technique for the reverse link in DS-SS terrestrial mobile systems," IEEE Trans. Commun., vol. 47, pp. 1632-1635, Nov. 1999.
- [11] R. K. Mallik and M. Z. Win, "A new approach to the performance analysis of DS-SS over fading channels," in Proc.IEEE Int. Conf. on Personal Wireless Communications (ICPWC) '2002, pp. 300-304, Dec. 15-17, 2002.
- [12] M. Pursley, "Performance evaluation for phase coded spread spectrum multiple access communication – Part I: System analysis," IEEE Trans. Commun., vol. 25, pp. 795-799, Aug. 1977.
- [13] E. K. Al-Hussaini and A. A. Al-Bassiouni, "Performance of MRC diversity systems for the detection of signals with Nakagami fading," IEEE Trans. Commun., vol. 33, pp. 1315-1319, Dec. 1985.
- [14] M. Alouini, A. Abdi and M. Kaveh, "Sum of gamma variates and performance of wireless communication systems over Nakagami fading channels", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, pp. 1471-1480, Nov. 2001.

- [15] M. Nakagami, "The m -distribution, a general formula of intensity distribution of rapid fading," in *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, W. G. Hoffman, Ed. Oxford, U.K.: Pergamon, 1960.
- [16] P. G. Moschopoulos, "The distribution of the sum of independent gamma random variables," *Ann. Inst. Statist. Math. (Part A)*, vol. 37, pp. 541-544, 1985.
- [17] G. Efthymoglou and V. A. Aalo, "Performance of RAKE receivers in Nakagami fading channel with arbitrary fading parameters," *IEE Electron. Lett.*, vol. 31, pp. 1610-1612, Aug. 1995.
- [18] J. Luo, J. Zeidler and J. Proakis, "Error probability performance for W-CDMA systems with multiple transmit and receive antennas in correlated Nakagami fading channels", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 51, pp. 1502-1516, Dec. 2002.
- [19] V. A. Aalo, T. Piboongunon, and G. P. Efthymoglou, "Another look at the performance of MRC schemes in Nakagami- m fading channels with arbitrary parameters," to appear in *IEEE Trans. Commun.*
- [20] H. M. Srivastava and H. L. Manocha, *A Treatise on Generating Functions*. New York: Wiley, 1984.
- [21] H. Exton, *Multiple Hypergeometric Functions and Applications*. New York: Wiley, 1976.
- [22] I. S. Gradshteyn and I. M. Ryzhik, *Table of Integrals, Series and Products*, 5th ed. San Diego, CA: Academic, 1994.
- [23] M. K. Simon and M.-S. Alouini, *Digital Communications Over Fading Channels: A Unified approach to Performance Analysis*. New York: Wiley, 2000.
- [24] A. H. Wojnar, "Unknown bounds on performance in Nakagami channels," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 34, pp. 22-24, Jan. 1986.
- [25] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*, 9th ed. New York: Dover, 1970.
- [26] C. Mun, M. Choi, and H. Park, "Performance of 2-D RAKE receiver in a correlated frequency-selective Nakagami fading," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 50, pp. 1312-1317, Sept. 2001.
- [27] W. C. Lee, *Mobile Communications: Design Fundamentals*, 2nd Ed. New York: Wiley, 1993, pp. 202-211.
- [28] Lombado, Fedele, Rao "MRC performance for binary signals in Nakagami fading with general branch correlation", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, pp. 44-52, Jan. 1999.
- [29] Zhang, "Maximal ratio combining over Nakagami fading channels with an arbitrary branch covariance matrix", *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 48, pp. 1141-1150, July 1999.