



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

**Μελέτη συστημάτων συνεργατικής διαφορικότητας που
υποφέρουν από διαλείψεις.**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Α. Πετρόπουλος

Επιβλέπων : Ιωάννης Δ. Κανελλόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2009



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

**Μελέτη συστημάτων συνεργατικής διαφορικότητας που
υποφέρουν από διαλείψεις.**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κωνσταντίνος Α. Πετρόπουλος

Επιβλέπων : Ιωάννης Δ. Κανελλόπουλος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την ___ Μαρτίου 2009.

.....
Ιωάννης Κανελλόπουλος
Καθηγητής Ε.Μ.Π

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

.....
Αθανάσιος Παναγόπουλος
Λέκτορας Ε.Μ.Π

Αθήνα, Μάρτιος 2009

.....
Κωνσταντίνος Α. Πετρόπουλος

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

Copyright © Κωνσταντίνος Α. Πετρόπουλος, 2009

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Η επιστήμη των τεχνολογιών τα τελευταία χρόνια έχει κάνει μεγάλα τεχνολογικά άλματα λόγω και της συνεχώς αυξανόμενης ανάγκης και απαίτησης για προσφορά νέων και αποδοτικότερων υπηρεσιών τηλεπικοινωνίας. Με τη διαρκή έρευνα και διεύρυνση της υπάρχουσας γνώσης καθώς και με τη δυνατότητα αποδοτικότερου εξοπλισμού, οδηγούμαστε σε ολοένα και καλύτερα αποτελέσματα με σκοπό φυσικά την καλύτερη ποιότητα τηλεπικοινωνιακών υπηρεσιών.

Όσο αναπτύσσεται η τεχνολογία, τόσο αυξάνεται και η απαίτηση για υψηλούς ρυθμούς μεταφοράς δεδομένων, καθώς και οι ανάγκες για ασύρματη επικοινωνία, η οποία είναι πολύ δημοφιλής στο κοινό και αναπτύσσεται ταχέως. Παρόλα αυτά, το ασύρματο περιβάλλον προβάλλει πολλά εμπόδια στην επικοινωνία, εμπόδια όμως που η παρούσα τεχνολογία καταφέρνει να ξεπερνά σε μεγάλο βαθμό.

Ο σκοπός της παρούσας εργασίας είναι η διερεύνηση, μέσω θεωρητικής μελέτης και προσομοίωσης σε περιβάλλον MATLAB, μιας τεχνικής διαφορικότητας βασισμένη σε επαναλήπτες. Έτσι, μελετάται μια ασύρματη μετάδοση δύο αλμάτων (Dual – Hop), στην περιοχή των 5 – 6 GHz, όπου επικρατούν διαλείψεις λόγω πολλαπλών ανακλάσεων. Συγκεκριμένα, η μελέτη εστιάζεται στη διερεύνηση των χαρακτηριστικών του αναγεννητικού και διαφανούς επαναλήπτη καθώς και τη μεταξύ τους σύγκριση σε διάφορα επίπεδα. Τέλος, γίνεται μια προσπάθεια προσδιορισμού του συστήματος που αποδίδει τον υψηλότερο ρυθμό μεταφοράς δεδομένων, ενώ αποκλειστικά για τις ανάγκες της εργασίας αναπτύχθηκε κώδικας MATLAB που προσομοιώνει το παραπάνω περιβάλλον.

Λέξεις Κλειδιά

Κωδικοποίηση, Διεμπλοκή, Αναγεννητικός, Διαφανείς, Επαναλήπτης, 5GHz, Πιθανότητα Αποκοπής, Προσομοίωση σε Matlab.

Abstract

Telecommunication science has made big technological vaults over the last years, as a result of the continuously growing need and demand for offer of new and more efficient telecommunication science. Via the continuous research and expansion of the existence knowledge, we are lead to more and more efficient result with the aim of course being a better quality of communication service.

The more the technology advances, the bigger the demand for high rate data technology and also wireless communication, which is extremely popular to the public and is speedily growing. However, wireless environment poses a lot of obstacles to communication, but which current technology manages to overcome at a good extent.

The aim of the present dissertation, is the investigation, via theoretical study and simulation in Matlab environment, of a diversity technique based on relays. So, Dual – Hop broadcast is studied , in the area of 5 – 6 GHz, where fading exists because of multi-path propagation. Particularly, the dissertation focuses in the investigation of the characteristics of the regenerative and transparent relay, and the comparison between them in different levels. Finally, an effort is made to determine the system to perform the highest data rate, while exclusively for the needs of the present dissertation, a Matlab code was developed to simulate the above environment.

Key Words

Coding, Interleaving, Regenerative, Transparent, Relay, 5GHz , Poutage , Matlab Simulation.

Ευχαριστίες

Με την ευκαιρία που μου δίνεται, μέσω αυτής της διπλωματικής εργασίας, θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον κ. Ι. Κανελλόπουλο, καθηγητή του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου, για την ευκαιρία που μου παρείχε να περατώσω την διπλωματική μου εργασία και ταυτόχρονα να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τους κ. Δ. Σκραπαρλή και κ. Β. Σακαρέλλο, διπλωματούχους ηλεκτρολόγους μηχανικούς του Αριστοτέλειου Πανεπιστημίου Θεσσαλονίκης και υποψήφιους διδάκτορες, οι συμβουλές και η καθοδήγηση των οποίων στάθηκαν πολύτιμες για την επιτυχή ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Τέλος, θα ήθελα να εκφράσω τον σεβασμό, την ευγνωμοσύνη και τις ευχαριστίες μου στους γονείς μου, οι οποίοι μου συμπαραστάθηκαν ηθικά και υλικά, σε όλο το διάστημα των σπουδών μου.

Περιεχόμενα

Εισαγωγή	14
1. Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος	16
1.1 Το ασύρματο περιβάλλον.....	16
1.1.1 Large – Scale Fading, Απόσβεση/Εξασθένιση	16
1.1.2 Small Scale Fading, Multipath propagation, Doppler spread	17
1.1.3 Χαρακτηρισμός ασύρματων καναλιών : Ανακεφαλαίωση.....	19
1.1.4 Μαθηματική ανάλυση διαλείψεων Rayleigh.....	23
1.1.5 Παράμετροι χαρακτηρισμού ασύρματων καναλιών	29
2. Χρήση Επαναληπτών (Relaying).....	34
2.1 Τύποι Επαναληπτών	34
2.1.1 Διαφανείς Επαναλήπτες (Transparent Relays).....	35
2.1.2 Αναγεννητικοί επαναλήπτες (Regenerative Relays).....	36
2.2 Θεωρητική προσέγγιση	37
2.3.1 Σχήμα Διαμόρφωσης (Modulation Scheme)	38
2.3.2 Λευκός Γκαουσιανός Προσθετικός Θόρυβος (AWGN).....	40
2.3.3 Κωδικοποίηση.....	43
2.4 Ποιοτικά χαρακτηριστικά των δύο τεχνικών.....	45
2.4.1 Διαφανείς Επαναλήπτες (Transparent Relays).....	45
2.4.2 Αναγεννητικοί επαναλήπτες (Regenerative Relays).....	48
2.5 Γενική σύγκριση των δύο τεχνικών	50
3. Προσομοίωση Dual – Hop Συστήματος	51
3.1 Block Διάγραμμα.....	51
3.1.1 Πομπός συστήματος	52
3.1.2 Πρώτος Ασύρματος Δίαυλος	52
3.1.3 Επαναλήπτης.....	53
3.1.4 Δεύτερος Ασύρματος Δίαυλος.....	54
3.1.5 Δέκτης Συστήματος	54
3.2 Διερεύνηση Παραμέτρων	55
3.2.1 Θεωρία και Προσομοίωση (Theoretical vs Simulation).....	55
3.2.2 Χρήση Κωδικοποίησης.....	56
3.2.3 Χρήση Interleaving.....	58
3.2.4 Αναγεννητικός - Διαφανής Επαναλήπτης (Regenerative-Transparent Relay).....	60
3.3 Γενικά Συμπεράσματα.....	85

<u>4. Παράρτημα</u>	<u>87</u>
4.1 WSSUS μοντέλο ασύρματου καναλιού.....	87
4.2 Στατιστική Ανάλυση Προσομοίωσης.....	88
4.3 MATLAB Κώδικας.	90
<u>5. Βιβλιογραφία</u>	<u>106</u>

Ευρετήριο Σχημάτων

Σχήμα 1 Κατηγοριοποίηση Διαλείψεων.....	20
Σχήμα 2 Μεγάλης και Μικρής κλίμακας διαλείψεις.[1].....	21
Σχήμα 3 Ειδική απόσβεση ως συνάρτηση της συχνότητας και του ρυθμού βροχόπτωσης.	22
Σχήμα 4 Πυκνότητα φάσματος ισχύος $S_{xx}(f)$ (power spectral density, PSD) του ληφθέντος σήματος.....	30
Σχήμα 5 Προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile – PDP) ασύρματου διαύλου.....	37
Σχήμα 6 Δίκτυο με N επαναλήπτες.....	35
Σχήμα 7 Θεώρηση Dual - Hop συστήματος[4].....	36
Σχήμα 8 Μπλοκ Διάγραμμα Διαφανούς Επαναλήπτη (Transparent Relay).....	37
Σχήμα 9 Μπλοκ Διάγραμμα Αναγεννητικού Επαναλήπτη (Regenerative Relay).....	38
Σχήμα 10 Σηματικοί αστερισμοί με βάση το IEEE Std.11a-1999 και Gray coding[8].....	40
Σχήμα 11 Μέση τιμή BER για M-QAM με διαλείψεις Rayleigh και AWGN [11].....	43
Σχήμα 12 Παράδειγμα block διαγράμματος συνελκτικού κωδικοποιητή.....	45
Σχήμα 13 Rayleigh κανάλι με AWGN θόρυβο χωρίς κωδικοποίηση.....	57
Σχήμα 14 Rayleigh κανάλι με AWGN θόρυβο με 16QAM διαμόρφωση και χρήση κωδικοποίησης coderate = 1/2 και coderate =2/3.....	58
Σχήμα 15 Πιθανότητα λάθους με χρήση και μη interleaving σε συνάρτηση με το χρόνο που το κανάλι παραμένει σταθερό.....	60
Σχήμα 16 Πιθανότητα λάθους στον δέκτη με χρήση αναγεννητικού επαναλήπτη (balanced).....	62
Σχήμα 17 Πιθανότητα λάθους στον δέκτη με χρήση διαφανούς επαναλήπτη (balanced).....	65
Σχήμα 18 Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την πιθανότητα λάθους στον δέκτη (balanced).....	67
Σχήμα 19 Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την πιθανότητα λάθους στον δέκτη (balanced).....	68
Σχήμα 20 Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την Poutage (balanced) με μέσο λόγο $E_b/N_0 = 12\text{db}$ ανά διαδρομή.....	70
Σχήμα 21 Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την Poutage (balanced) με μέσο λόγο $E_b/N_0 = 15\text{db}$ ανά διαδρομή.....	71
Σχήμα 22 Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την Poutage (balanced) με μέσο λόγο $E_b/N_0 = 18\text{db}$ ανά διαδρομή.....	72
Σχήμα 23 Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την Poutage (balanced) με μέσο λόγο $E_b/N_0 = 21\text{db}$ ανά διαδρομή.....	73
Σχήμα 24 Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την Poutage (balanced) με μέσο λόγο $E_b/N_0 = 27\text{db}$ ανά διαδρομή.....	74
Σχήμα 25 Αναγεννητικός Επαναλήπτης – Μη ισορροπημένη διάδοση.....	76
Σχήμα 26 Διαφανής επαναλήπτης – Μη ισορροπημένη διάδοση.....	78
Σχήμα 27 Raw Throughput για Regenerative Relay.....	84
Σχήμα 28 Raw Throughput για Transparent Relay.....	85

Ευρετήριο Πινάκων

Πίνακας 1. Ολική πιθανότητα λάθους υπολογισμένη με θεωρητικούς τύπους.....	63
Πίνακας 2. Καθαρή διαμεταγωγή για Regenerative Relay.....	80
Πίνακας 3. Καθαρή διαμεταγωγή για Transparent Relay.....	82

Ευρετήριο Εικόνων

Εικόνα 1 Απεικόνιση των πολλαπλών διδύσεων.....	18
---	----

Εισαγωγή

Είναι γεγονός πως τα τελευταία χρόνια στην καθημερινή ζωή του ανθρώπου έχουν εισαχθεί νέες τεχνολογίες οι οποίες κάνουν χρήση της αναδραστικότητας, της διαδραστικότητας και των πολυμέσων, καθώς και το γεγονός ότι αυτές γίνονται ολοένα και πιο αποδεκτές από το ευρύ κοινό . Δημιουργείται έτσι η ανάγκη για περισσότερο αξιόπιστες και ποιοτικές υπηρεσίες οι οποίες να ικανοποιούν και την ανάγκη για υψηλό ρυθμό μετάδοσης δεδομένων. Παράλληλα η τεχνολογία έχει φτάσει σε τέτοιο επίπεδο, που μπορεί πλέον να εκμεταλλεύεται και το ασύρματο περιβάλλον αποδοτικά (όπως π.χ. GSM-EDGE, UMTS, CDMA). Αυθόρμητα, λοιπόν, οι υπηρεσίες που ως πριν λίγα χρόνια προσφέρονταν ενσύρματα οδήγησαν στην ανάγκη πλέον αυτές να προσφέρονται και ασύρματα. Επιπλέον ο άνθρωπος πάντα είχε την ανάγκη να έχει σημαντικό βαθμό ελευθερίας και δυνατότητα διαρκούς κίνησης έτσι ώστε τις περισσότερες φορές να μην βρίσκεται καν σε οπτική επαφή με το χρήστη – συσκευή με την οποία επικοινωνεί. Οι ασύρματες τεχνολογίες, όπως η κυψελοειδής τηλεφωνία, το δορυφορικό και το ασύρματο διαδίκτυο, έτυχαν ευρείας αποδοχής έως τώρα. Παρ' όλα αυτά, οι απαιτήσεις αυξάνονται διαρκώς και οι ανάγκες του μόλις πρόσφατου παρελθόντος αδυνατούν να ικανοποιήσουν τις ανάγκες του μέσου χρήστη των υπηρεσιών αυτών. Υπάρχει μια αυξανόμενη απαίτηση να διαβιβαστούν πολύ γρήγορα οι πληροφορίες, ασύρματα και πάντα με ακρίβεια.

Στην παρούσα εργασία θα συζητηθούν οι πιθανοί τρόποι υλοποίησης ασύρματων υψηλού ρυθμού επικοινωνιών σε ένα ασύρματο περιβάλλον στο οποίο οι συσκευές που επικοινωνούν βρίσκονται πολύ μακριά για να έχουμε απευθείας σύνδεση ή δεν βρίσκονται σε οπτική επαφή. Η επικοινωνία πολυμέσων έχει μεγάλη απαίτηση σε εύρος ζώνης και σε ποιότητα υπηρεσίας (QoS) έναντι αυτό που είναι διαθέσιμο σήμερα στον κινητό χρήστη. Οι ρυθμοί bit των πολυμέσων ποικίλουν σε έκταση από μερικά Kbps, για τη φωνή, σε περίπου 20 Mbps για τη HDTV, ή ακόμα και περισσότερο σε ποιο απαιτητικές υπηρεσίες.

Στην ψηφιακή ασύρματη επικοινωνία η τεχνική της διαφορικότητας (antenna diversity) είναι ένας αξιόπιστος τρόπος να μειωθούν οι αρνητικές επιδράσεις που εισάγονται από τις διαλείψεις του καναλιού επικοινωνίας (channel fade). Μία λύση για να επιτευχθεί αυτό είναι η χρήση πολλαπλών κεραιών στη μεριά του πομπού και του λήπτη. Με τον τρόπο αυτό είναι σχεδόν αδύνατο όλες οι εκδοχές του σήματος να υποφέρουν από βαριές διαλείψεις και έτσι έχουμε βελτίωση απόδοσης. Πρόσφατα, ένας νέος τρόπος υλοποίησης της διαφορικότητας έχει προταθεί και χρησιμοποιείται. Μέσα σε ένα δίκτυο, κάποια τερματικά – χρήστες συνήθως βρίσκονται

αδρανή για κάποιο χρονικό διάστημα , και έτσι λοιπόν αυτά μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως ενδιάμεσοι κόμβοι – servers για άλλα τερματικά του δικτύου. Τα τερματικά που έχουν την δυνατότητα για μια τέτοια ζεύξη λέγονται επαναλήπτες (relays) . Κατά την επίλυση αυτού του προβλήματος, μία κρίσιμη ερώτηση είναι ποια πρέπει να είναι τα χαρακτηριστικά του χρησιμοποιούμενου επαναλήπτη και ποιά διαμόρφωση μπορεί να συμβιβάσει όλες τις ερχόμενες σε αντίθεση απαιτήσεις με τον καλύτερο τρόπο. Το ασύρματο περιβάλλον ορθώνει πολλά εμπόδια στη μετάδοση σημάτων, λόγω των πολλών ανακλώμενων κυμάτων και άλλων αιτιών.

Η παρούσα εργασία χωρίζεται σε τρία κεφάλαια. Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μία εισαγωγή στα χαρακτηριστικά του ασύρματου δίαυλου και στα προβλήματα που εμφανίζονται κατά την διάρκεια μετάδοσης δεδομένων σε περιβάλλοντα πολλών ανακλάσεων. Γίνεται επίσης μία κατηγοριοποίηση των προβλημάτων αυτών και τρόποι αντιμετώπισης αυτών. Επιπρόσθετα, συνοψίζονται τα χαρακτηριστικά και οι ιδιότητες του ασύρματου διαύλου στην περιοχή των μικροκυματικών συχνοτήτων.

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται μία εισαγωγή στους διαφορετικούς τύπους επαναληπτών, στους τρόπους λειτουργίας και τα χαρακτηριστικά τους. Οι δύο κύριοι τύποι επαναληπτών είναι ο αναλογικοί και οι αναγεννητικοί. Ο καθένας λόγω διαφορετικής λειτουργίας έχει διαφορετική επίδραση στην αποτελεσματικότητα ενός ασύρματου ψηφιακού δικτύου και για αυτό όπως θα δούμε προτιμάται ο αναγεννητικός σε περίπτωση ψηφιακής μετάδοσης.

Στο τρίτο κεφάλαιο γίνεται μια διερεύνηση μέσω προσομοίωσης σε περιβάλλον MATLAB των διαφορετικών τύπων επαναληπτών και πώς αυτοί συμπεριφέρονται σε διαφορετικές διαμορφώσεις – κωδικοποιήσεις σήματος καθώς και σε διαφορετικά επίπεδα θορύβου λόγω κυρίως φαινομένου πολλαπλών ανακλάσεων. Ο κώδικας MATLAB που χρησιμοποιήθηκε αναπτύχθηκε από τον συγγραφέα αποκλειστικά για τις ανάγκες της παρούσας εργασίας και παρατίθεται στο Παράρτημα.

1. Περιγραφή ασύρματου περιβάλλοντος

1.1 Το ασύρματο περιβάλλον

Ένα από τα κύρια χαρακτηριστικά των ασύρματων ζεύξεων είναι οι διαλείψεις. Οι διαλείψεις έχουν μελετηθεί και ταξινομηθεί σε πολλές κατηγορίες και θα συζητηθούν και θα μελετηθούν παρακάτω. Στις ενότητες 1.1.1 – 1.1.3 παρουσιάζεται μια γενική κατάταξη των καναλιών, ενώ στις ενότητες 1.1.4 και 1.1.5 παρουσιάζονται οι μαθηματικοί παράμετροι χαρακτηρισμού των καναλιών. Στην παράγραφο 1.2 γίνεται μία σύντομη ανασκόπηση των χαρακτηριστικών διάδοσης σημάτων στην μπάντα των 60 GHz.

1.1.1 Large – Scale Fading, Απόσβεση/Εξασθένιση

Αρχικά, σε ένα ιδανικό ραδιοδίαυλο υποθέτουμε ότι η εξασθένιση ενός σήματος, σε σχέση με την απόσταση, συμπεριφέρεται με τον ίδιο τρόπο με τη διάδοση του σήματος που θα γινόταν σε ιδανικό ελεύθερο χώρο (ideal free space). Το μοντέλο του ιδανικού ελεύθερου χώρου υποθέτει ότι μεταξύ πομπού και δέκτη δεν υπάρχουν αντικείμενα να απορροφήσουν ή να ανακλάσουν την ενέργεια του σήματος. Επίσης, σε αυτό το μοντέλο γίνεται η υπόθεση ότι η ατμόσφαιρα είναι ένα τέλειο ομοιόμορφο μέσο και η επιφάνεια της γης είναι μη ανακλαστική (ειδάλλως μπορεί να υποθεθεί ότι βρίσκεται απείρως μακριά από το διαδιδόμενο σήμα). Έτσι σε αυτό το ιδανικό μοντέλο, η ενέργεια του σήματος μπορεί να συμπεριφέρεται βάσει του νόμου του αντίστροφου τετραγώνου. Εναλλακτικά, η λαμβανόμενη ενέργεια μπορεί με πολλαπλασιασμό της εκπεμπόμενης ενέργειας με έναν παράγοντα εξασθένισης, $L_s(d)$ – όπου d η απόσταση πομπού-δέκτη -, που καλείται *εξασθένιση διάδευσης* (*path loss* ή *free space loss*) και αντιπροσωπεύει την *διάλειψη μεγάλης κλίμακας* (*large-scale fading*). Στην περίπτωση ισοτροπικής κεραίας δέκτη ο παράγοντας αυτός εκφράζεται [1]:

$$L_s(d) = \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2 \quad (1-1)$$

Όπου d η απόσταση πομπού-δέκτη και λ το μήκος κύματος του διαδομένου σήματος και, προφανώς, η λαμβανόμενη ισχύς είναι αρκετά προβλέψιμη, ως τιμή. Παρ' όλα αυτά, σε πραγματικό περιβάλλον το παραπάνω μοντέλο αδυνατεί να ανταπεξέλθει στην πραγματικότητα.

Για αυτό το λόγο αναπτύχθηκαν μοντέλα (π.χ. Hata, Okumura [1]), τα οποία πλησιάζουν τις πραγματικές συνθήκες του ασύρματου περιβάλλοντος. Βάσει του μοντέλου η ενέργεια του σήματος βάσει του νόμου της αντίστροφης δύναμης του n . Ομοίως με την εξ. (1-1) θα έχουμε :

$$\overline{L}_p(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n \quad (1-2)$$

Όπου d η απόσταση πομπού-δέκτη και d_0 η απόσταση αναφοράς (τυπικές τιμές 1 km για μακροκυψέλες, 100 m για μικροκυψέλες και 1 m για εσωτερικούς χώρους [1]).

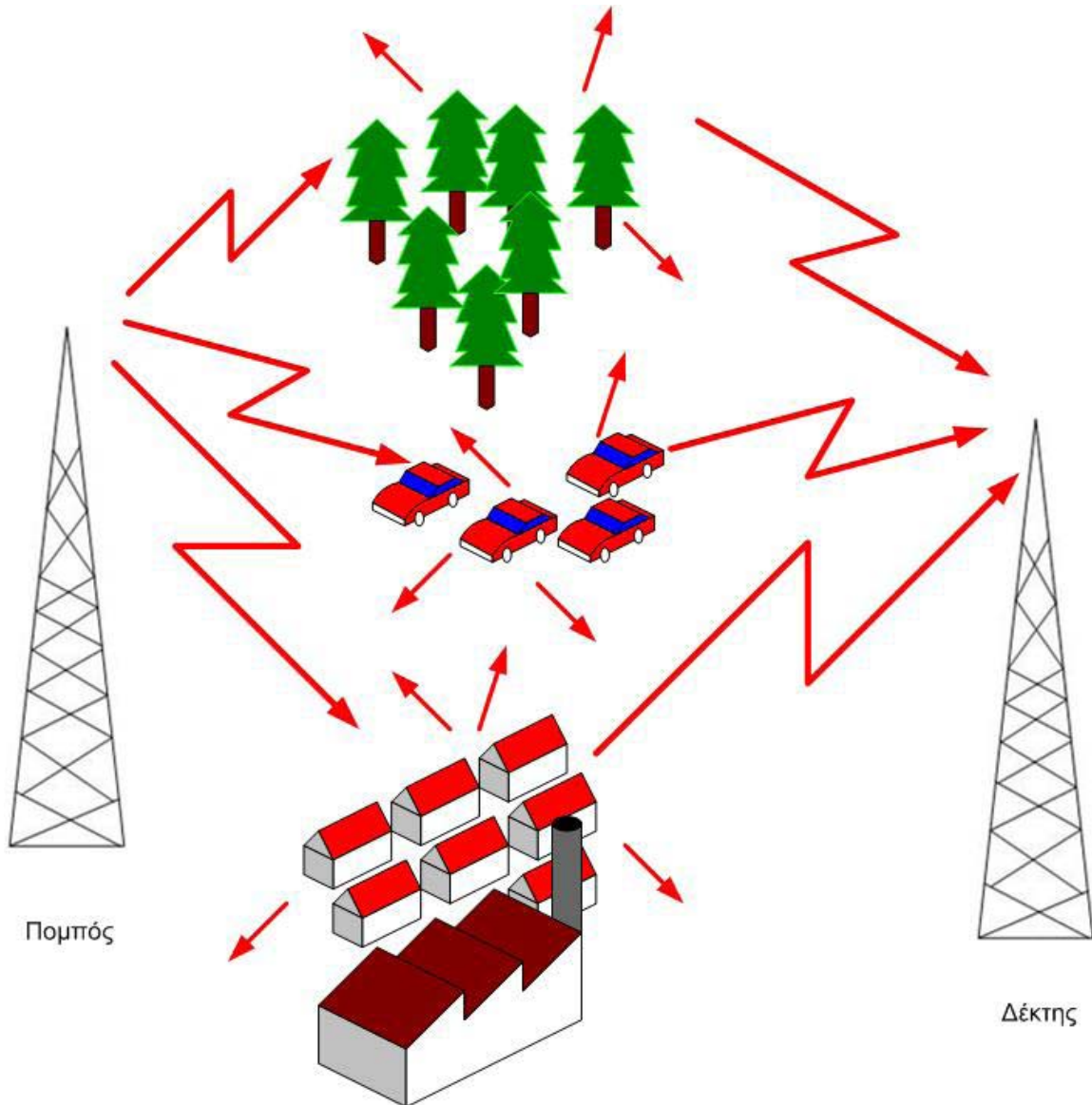
1.1.2 Small Scale Fading, Multipath propagation, Doppler spread

Πρακτικά οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας, ακόμα και εκφραζόμενες από το βελτιωμένο μοντέλο που περιγράφεται από την εξ. (1-2), αδυνατούν να περιγράψουν πλήρως το ασύρματο διαύλο και να προβλέψουν την επίδοση ενός συστήματος ασύρματης επικοινωνίας. Αυτό συμβαίνει επειδή ένα σήμα διαδίδεται σε μη ιδεατή ατμόσφαιρα, κοντά στο έδαφος και με την φυσική παρουσία πολλών αντικειμένων. Σε αυτή την περίπτωση το σήμα διοδεύει από το πομπό στο δέκτη μέσω πολλαπλών διαδρομών (λόγω πολλαπλών ανακλάσεων, σκεδάσεων, περιθλάσεων και εξασθενίσεων). Αυτό το φαινόμενο ονομάζεται διάδοση πολλαπλών διοδεύσεων (multipath propagation) (Εικόνα1). Επειδή οι πολλαπλές εκδόσεις του αρχικού σήματος μπορεί να έχουν ξασθενίσει ή καθυστερήσει, η άθροιση τους στο δέκτη θα προκαλέσει εμφάνιση λαμβανόμενου σήματος με ταχείες διακυμάνσεις (fluctuations) στο πλάτος, στη φάση και στη γωνία άφιξης. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται διάλεια πολλαπλών διοδεύσεων (multipath propagation). Όπως θα εξηγηθεί παρακάτω, θα έχουμε χρονική διασπορά του σήματος (time spreading of signal).

Οι διαλείψεις πολλαπλών διοδεύσεων χωρίζονται σε δύο κατηγορίες, την διάλεια συχνοτικά επίπεδη (flat fading) και την διάλεια συχνοτικά επιλεκτική (frequency selective fading) και κατατάσσονται συγκρίνοντας το μήκος του παλμού πληροφορίας στο χρόνο με το εύρος (στο χρόνο) των πολλαπλών διοδεύσεων.

1.1.2.1 Flat Fading

Ένα λαμβανόμενο σήμα λέγεται ότι έχει υποβληθεί σε διαλείψεις συχνοτικά επίπεδες, εάν το ραδιοκανάλι έχει ένα σταθερό κέρδος και μια γραμμική απόκριση φάσης σε ένα εύρος ζώνης μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του σήματος (πάντα με αναφορά / κεντρική συχνότητα τη συχνότητα π.χ. του φέροντος του σήματος). Υπό αυτές τις συνθήκες, το λαμβανόμενο σήμα έχει διακυμάνσεις πλάτους λόγω των παραλλαγών στο κέρδος του καναλιού κατά τη διάρκεια του χρόνου, που προκαλείται από πολλαπλές διοδεύσεις. Εντούτοις, τα φασματικά χαρακτηριστικά του διαβιβασθέντος σήματος παραμένουν άθικτα στο δέκτη.



Εικόνα 1 Απεικόνιση των πολλαπλών διοδεύσεων.

1.1.2.2 Frequency selective fading

Εάν το ραδιοκανάλι έχει ένα σταθερό κέρδος και μια γραμμική απόκριση φάσης σε ένα εύρος ζώνης μικρότερο από αυτό του σήματος, το σήμα λέγεται ότι έχει υποβληθεί σε διάλειψη συχνοτικά επιλεκτική. Σε αυτήν την περίπτωση, το λαμβανόμενο σήμα είναι διαστρεβλωμένο (distorted) και διασκορπισμένο (scattered), επειδή αποτελείται από τις πολλαπλές εκδόσεις του διαβιβασθέντος σήματος, που είναι εξασθενημένες και χρονικά καθυστερημένες. Αυτό οδηγεί στη χρονική διασπορά των διαβιβασθέντων συμβόλων μέσα στο κανάλι, που προκύπτει από αυτές τις διαφορετικές χρονικές καθυστερήσεις.

1.1.2.3 Doppler Spread

Ένας ακόμα λόγος που οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας αδυνατούν να περιγράψουν αποτελεσματικά τον ασύρματο διάυλο είναι όταν υπάρχει σχετική κίνηση μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Η διασπορά Doppler (*Doppler spread*) εισάγεται στο λαμβανόμενο φάσμα σημάτων, προκαλώντας διασπορά συχνότητας κατά $f_{D,i}$, όπου

$$f_{d,i} = \frac{\Delta v}{\lambda} \cos \theta_i \quad (1-3)$$

όπου Δv αντιπροσωπεύει τη διαφορά στην ταχύτητα μεταξύ του πομπού σημάτων και του δέκτη, λ είναι το μήκος κύματος του συστήματος, και θ_i είναι η γωνία μεταξύ της κατεύθυνσης της κίνησης του κινητού και της κατεύθυνσης της άφιξης του κύματος. Όπως θα εξηγηθεί παρακάτω, θα έχουμε *χρονική διακύμανση του διαύλου (time variance of channel)*.

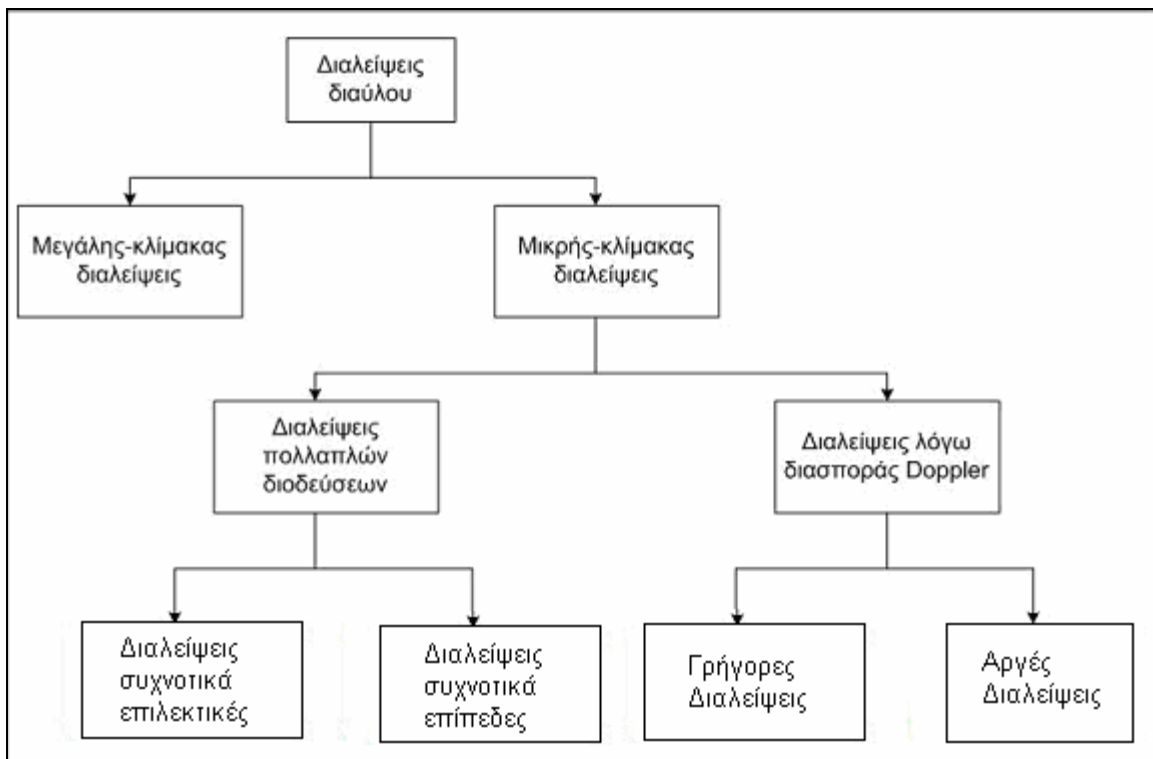
Εάν η διασπορά Doppler είναι σχετική σε μέγεθος με το εύρος ζώνης του ληφθέντος σήματος, τότε το σήμα θα υποστεί *γρήγορη διάλειψη (fast fading)*. Εάν όμως η διασπορά Doppler είναι αρκετά μικρότερη από το εύρος ζώνης του ληφθέντος σήματος, τότε το σήμα θα υποστεί *αργή διάλειψη (slow fading)*.

1.1.3 Χαρακτηρισμός ασύρματων καναλιών : Ανακεφαλαίωση

Οι διαλείψεις πολλαπλών διαδεύσεων (multipath propagation) και η διασπορά Doppler (Doppler spread) συνιστούν τις διαλείψεις μικρής κλίμακας (small-scale fading). Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας ονομάζονται επίσης *διαλείψεις Rayleigh (Rayleigh fading)*, εάν οι πολλαπλές

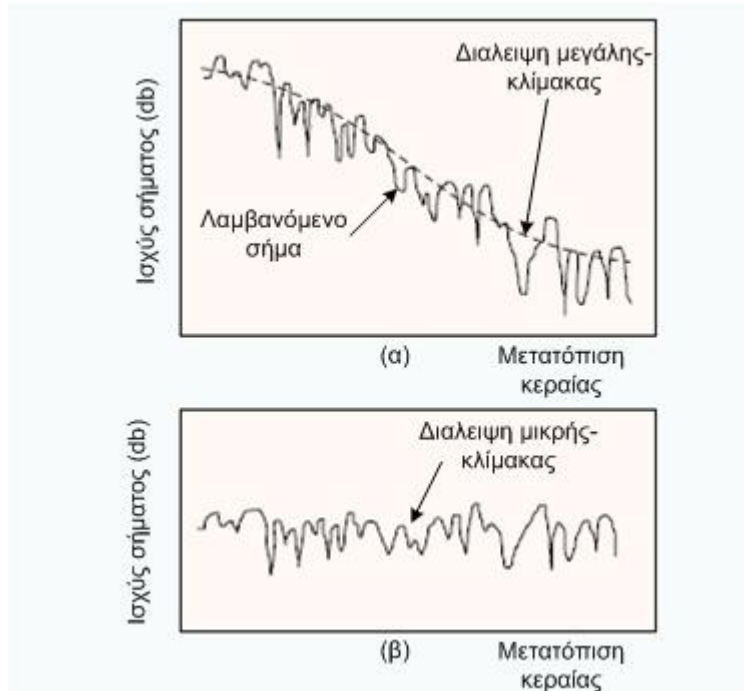
διοδεύσεις είναι στατιστικά πολλές σε αριθμό και δεν υπάρχει έκδοση του αρχικού σήματος από γραμμή θέασης (No Line Of Sight - NLOS), επειδή η περιβάλλουσα του λαμβανόμενου σήματος περιγράφεται στατιστικά από μία συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Rayleigh (probability density function - PDF) και θα εξηγηθεί σε επόμενη παράγραφο. Εάν υπάρχει έκδοση του αρχικού σήματος προερχόμενη από γραμμή θέασης (Line Of Sight - LOS) τότε η περιβάλλουσα περιγράφεται από μία συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Rician.

Στο Σχ. 1 φαίνονται συνοπτικά όσα αναλύθηκαν παραπάνω.



Σχήμα 1 Κατηγοριοποίηση Διαλείψεων.

Ευνόητο είναι ότι σε ένα ασύρματο περιβάλλον ένα σήμα, που διαδίδεται σε μια μεγάλη περιοχή, υπόκειται και τα δύο είδη διαλείψεων, διαλείψεις μικρής-κλίμακας υπερτιθέμενες σε διαλείψεις μεγάλης-κλίμακας (Σχήμα 2).

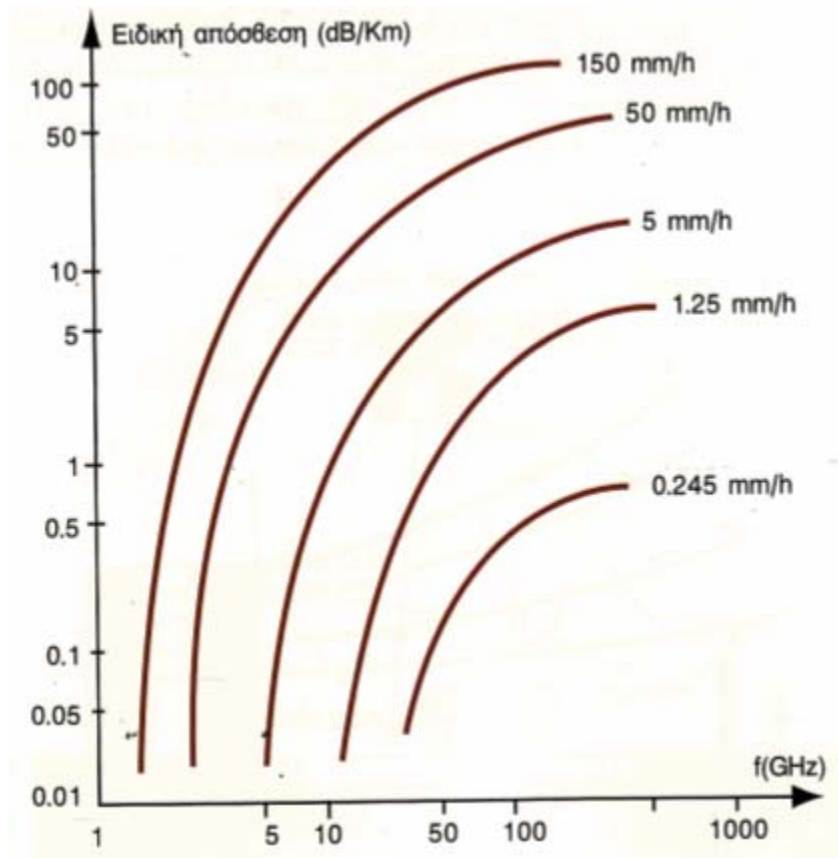


Σχήμα 2 Μεγάλης και Μικρής κλίμακας διαλείψεις.[1]

Υπάρχουν τέσσερις βασικοί μηχανισμοί που επιδρούν αρνητικά την διάδοση σημάτων στο ασύρματο περιβάλλον. Αυτοί είναι η ανάκλαση, η διάθλαση και η σκέδαση [1]:

- Η *ανάκλαση* προκαλείται όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσκρούει σε μία λεία επιφάνεια με διαστάσεις πολύ μεγαλύτερες από το μήκος κύματος του σήματος. Η *διάθλαση* προκαλείται όταν ένα μεγάλο εμπόδιο (σε σύγκριση με το μήκος κύματος του σήματος) παρεμβάλλεται μεταξύ πομπού και δέκτη. Έτσι δημιουργούνται δευτερεύοντα κύματα πίσω από το εμπόδιο.
- Η *διάθλαση* είναι ένα φαινόμενο που εμφανίζεται όταν έχουμε μετάδοση σημάτων εκτός γραμμής θέασης (NLOS) μεταξύ πομπού και δέκτη. Η διάθλαση επίσης καλείται και σκίαση (shadowing) επειδή το διαθλώμενο σήμα μπορεί να φτάσει το δέκτη ακόμα και όταν αυτό βρίσκεται στην σκιά ενός ηλεκτρομαγνητικά αδιαπέραστου εμποδίου.
- Η *σκέδαση* προκαλείται όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσκρούει σε μία τραχιά επιφάνεια ή σε επιφάνεια με διαστάσεις της τάξεως του μήκους κύματος του ηλεκτρομαγνητικού κύματος. Στο φαινόμενο της σκέδασης θα έχουμε διασπορά (σκέδαση - scatter) της ηλεκτρομαγνητικής ενέργειας προς όλες τις κατευθύνσεις.
- Η *απόσβεση λόγω βροχής* είναι επίσης ένας μηχανισμός που επιδρά αρνητικά σε διάδοση ενός κύματος στο εξωτερικό περιβάλλον όταν υπάρχει βροχόπτωση κατά μήκος της

ζεύξης. Οι σταγόνες της βροχής σκεδάζουν και απορροφούν την προσπίπτουσα ακτινοβολία προκαλώντας απόσβεση. Η εξασθένιση λόγω βροχής εξαρτάται από τη συχνότητα λειτουργίας, το ύψος της βροχόπτωσης και το μήκος της διαδρομής του ραδιοκύματος υπό βροχή. Στο σχήμα 3 φαίνεται η μεταβολή της ειδικής απόσβεσης (dB/km) συναρτήσει της συχνότητας για διάφορες τιμές του ύψους βροχόπτωσης (mm/h).[2]



Σχήμα 3 Ειδική απόσβεση ως συνάρτηση της συχνότητας και του ρυθμού βροχόπτωσης.

Σημειώνεται ότι στην παρούσα εργασία θα μελετηθούν οι διαλείψεις μικρής-κλίμακας και οι Rayleigh διαλείψεις ενώ η συχνότητα λειτουργίας είναι γύρω στα 3 – 5 GHz όπου όπως φαίνεται στο παραπάνω διάγραμμα δεν υπάρχει αξιόλογη απόσβεση λόγω βροχής. Στη συνέχεια, θα γίνει μια ποιοτική και μαθηματική επεξήγηση των παραπάνω φαινομένων, που επιδρούν αρνητικά στην διάδοση των σημάτων.

1.1.4 Μαθηματική ανάλυση διαλείψεων Rayleigh

Παρακάτω θα γίνει μία μαθηματική διατύπωση των διαλείψεων Rayleigh, οι οποίες θα μας απασχολήσουν στην παρούσα εργασία καθώς η διάδοση σημάτων από γραμμή μη- θέασης (NLOS).

Θεωρείται το ζωνοδιαβατό σήμα (bandpass) εκπομπής [3] :

$$s(t) = \text{Re}\{u(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}\} \quad (1-4)$$

όπου $u(t)$ είναι το αντίστοιχο μιγαδικό σήμα βασικής ζώνης (baseband) του ζωνοδιαβατού $s(t)$. Εάν N κύματα φτάνουν στο δέκτη, το ληφθέν ζωνοδιαβατό σήμα είναι :

$$x(t) = \text{Re}\{r(t) \cdot e^{j2\pi f_c t}\} \quad (1-5)$$

με

$$r(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \cdot e^{-j\varphi_n(t)} \cdot u(t - \tau_n(t)) \quad (1-6)$$

όπου

$$\varphi_n(t) = (f_c + f_{D,n}(t))\tau_n(t) - f_{D,n}(t) \cdot t \quad (1-7)$$

που είναι η φάση του n -οστού κύματος που φτάνει στο δέκτη, όπου $a_n(t)$ η εξασθένιση του n -οστού κύματος, f_c η κεντρική συχνότητα του ζωνοπερατού σήματος, $f_{D,n}(t)$ η συχνοτική μετατόπιση Doppler του n -οστού κύματος και $\tau_n(t)$ η καθυστέρηση του n -οστού κύματος.

Η εξ. (1-6) ομοιάζει με την έξοδο γραμμικού χρονικά μεταβλητού διαύλου. Έτσι ο διάυλος μπορεί να εκφραστεί σαν ένα γραμμικό χρονικά μεταβλητού φίλτρου με χρονικά μεταβλητή ωστική απόκριση :

$$c(\tau, t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \cdot e^{-j\varphi_n(t)} \cdot \delta(t - \tau_n(t)) \quad (1-8)$$

Η εξ. (1-8) είναι η απόκριση διαύλου τη χρονική στιγμή t σε είσοδο σήματος τη χρονική στιγμή $t - \tau$. Τυπικά η τιμή του $f_c + f_{D,n}(t)$ είναι μεγάλη, από το οποίο συνεπάγεται ότι μία μικρή αλλαγή της τιμής $\tau_n(t)$ προκαλεί μεγάλη αλλαγή στη φάση $\varphi_n(t)$. Οι καθυστερήσεις $\tau_n(t)$ παίρνουν τυχαίες τιμές, από το οποίο συνεπάγεται ότι και οι φάσεις $\varphi_n(t)$ των ληφθέντων σημάτων είναι τυχαίες. Επίσης οι τιμές των $a_n(t)$ δεν διαφέρουν σημαντικά μεταξύ τους, μιλώντας πάντα σε πολύ μικρή χρονική κλίμακα [3]. Συμπερασματικά το ληφθέν σήμα είναι άθροισμα μεγάλου αριθμού σημάτων με τυχαίες φάσεις. Οι τυχαίες φάσεις υπονοούν ότι μπορεί τα σήματα μπορεί να αθροιστούν εποικοδομητικά, παράγοντας ένα ληφθέν σήμα με μεγάλο πλάτος, ή καταστροφικά, παράγοντας ένα ληφθέν σήμα με μικρό πλάτος. Αυτό το γεγονός προκαλεί τις ταχείες διακυμάνσεις (fluctuations) του πλάτους του ληφθέντος σήματος. Ακριβώς αυτό φαινόμενο ονομάζεται *διαλείψεις μικρής κλίμακας (small-scale fading)* και οφείλεται στην τυχαιότητα των φάσεων $\varphi_n(t)$, που οφείλεται στην τυχαιότητα των χρονικών καθυστερήσεων $\tau_n(t)$ και της συχνότητας Doppler $f_{D,n}(t)$ (σύμφωνα με την εξ. (1-7)).

Εν συνεχεία, θα γίνει συσχέτιση των διαλείψεων μικρής κλίμακας με τις διαλείψεις Rayleigh. Μπορεί να παραληφθεί το σήμα βασικής ζώνης, χάριν απλότητας, εάν αυτό είναι στενής ζώνης (εάν το εύρος ζώνης είναι πολύ μικρό σε σχέση με τη συχνότητα φέροντος, όπως συμβαίνει στη πράξη) και να θεωρηθεί μόνο το μη-διαμορφωμένο φέρον :

$$r(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \cdot e^{-j\varphi_n(t)} \quad (1-9)$$

$$x(t) = \text{Re} \left\{ \sum_{n=1}^N a_n(t) \cdot e^{-j\varphi_n(t)} \cdot e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (1-10)$$

$$= r_I \cos(2\pi f_c t) - r_Q \sin(2\pi f_c t)$$

Όπου

$$r_I(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \cos(-\varphi_n(t)) \quad (1-11)$$

$$r_Q(t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) \sin(-\varphi_n(t)) \quad (1-12)$$

Επίσης ισχύει :

$$r(t) = r_I(t) + j \cdot r_Q(t) \quad (1-13)$$

Τα $r_I(t)$ και $r_Q(t)$ είναι, αντίστοιχα, οι I και Q -συνιστώσες του μιγαδικού ισοδύναμου βασικής ζώνης του ληφθέντος σήματος. Χρησιμοποιώντας το Θεώρημα Κεντρικού Ορίου (Central Limit Theorem) για μεγάλο N , τα $r_I(t)$ και $r_Q(t)$ γίνονται ανεξάρτητες τυχαίες γκαουσιανές μεταβλητές. Επιπλέον, θεωρώντας τις τυχαίες μεταβλητές στατικές με την ευρεία έννοια (Wide-Sense Stationary, WSS – βλ. Παράρτημα), θα έχουμε :

$$f_{D,n}(t) = f_{D,n} \quad (1-14)$$

$$a_n(t) = a_n \quad (1-15)$$

$$\tau_n(t) = \tau_n \quad (1-16)$$

Επίσης γίνεται η υπόθεση ότι η $x(t)$ είναι WWS.

$$\begin{aligned} \Phi_{xx} &= E\{x(t) \cdot x(t+\tau)\} \\ &= \Phi_{r_I r_I}(\tau) \cdot \cos(2\pi f_c \tau) - \Phi_{r_Q r_I}(\tau) \cdot \sin(2\pi f_c \tau) \end{aligned} \quad (1-17)$$

Επίσης ισχύει :

$$\Phi_{r_I r_I}(\tau) = E\{r_I(t) \cdot r_I(t+\tau)\} \quad (1-18)$$

$$= E \left\{ \left\{ \sum_{i=1}^N a_i(t) \sin(\varphi_i(t)) \right\} \cdot \left\{ \sum_{j=1}^N a_j(t) \cos(\varphi_j(t+\tau)) \right\} \right\}$$

Οι φάσεις φ_i είναι ανεξάρτητες μεταβλητές γιατί οι χρονικές καθυστερήσεις και οι μετατοπίσεις Doppler είναι τυχαίες από διόδευση σε διόδευση. Έτσι, από την τελευταία σχέση θα ισχύει για το $\Phi_{r_{r_i}}(\tau)$:

$$\Phi_{r_{r_i}}(\tau) = \frac{\Omega_p}{2} E \left\{ \cos(2\pi f_{D,n} \tau) \right\} \quad (1-19)$$

Όπου

$$\frac{\Omega_p}{2} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^N E \left\{ a_i^2 \right\} \quad (1-20)$$

είναι η συνολική ληφθείσα ισχύς από όλες τις συνιστώσες των πολλαπλών διοδεύσεων. Στην εξ. (1-19) αντικαθίσταται η εξ. (1-3) και τίθεται $f_m = \Delta v / \lambda$, όπου Δv η σχετική ταχύτητα και λ το μήκος κύματος του σήματος. Άρα θα ισχύει:

$$\Phi_{r_{r_i}}(\tau) = \frac{\Omega_p}{2} E \left\{ \cos(2\pi f_m \tau \cos(\theta)) \right\} \quad (1-21)$$

Επειδή η γωνία θ είναι τυχαία μεταβλητή και μάλιστα υπακούει στη ομοιόμορφη κατανομή U (uniform distribution) για το διάστημα $(-\pi, \pi)$. Επομένως, για την εξ. (1-22) θα ισχύει :

$$\Phi_{r_{r_i}}(\tau) = \frac{\Omega_p}{2} \cdot \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \cos(2\pi f_m \tau \cos(\theta)) d\theta \quad (1-22)$$

Ή αλλιώς

$$\Phi_{r_{r_i}}(\tau) = \frac{\Omega_p}{2} \cdot \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \cos(2\pi f_m \tau \cos(\theta)) d\theta = \frac{\Omega_p}{2} J_0(2\pi f_m \tau) \quad (1-23)$$

Όπου $J_0(\cdot)$ είναι η συνάρτηση Bessel μηδενικής τάξης και πρώτου είδους [3].

Με παρόμοια διαδικασία που ακολουθήθηκε για την αυτοσυσχέτιση του r_I , η ετεροσυσχέτιση των r_I και r_Q είναι:

$$\Phi_{r_I r_Q}(\tau) = 0 \quad (1-24)$$

Επομένως τώρα υπάρχει η δυνατότητα να υπολογιστεί η συνάρτηση πυκνότητα φάσματος ισχύος (power spectral density, PSD) του $r_I(t)$:

$$S_{r_I r_I}(f) = F\{\Phi_{r_I r_I}(\tau)\} = \begin{cases} \frac{\Omega_p}{4\pi f_m} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 - \left(\frac{f}{f_m}\right)^2}}, |f| < f_m \\ 0, \text{αλλού} \end{cases} \quad (1-25)$$

Αφού υπολογίστηκε η PSD του $r_I(t)$ μπορεί να υπολογιστεί και η PSD του $x(t)$

$$S_{xx}(f) = F\left\{\frac{\Phi_{r_I r_I}(\tau) \cdot e^{j2\pi f_c t} + \Phi_{r_I r_I}(\tau) \cdot e^{-j2\pi f_c t}}{2}\right\} \Rightarrow$$

$$P_z(x) = \frac{x}{\Omega_p/2} \cdot e^{-x^2/\Omega_p}, x \geq 0$$

$$:(13) \Rightarrow r(t) = r_I(t) + j \cdot r_Q(t) \Rightarrow$$

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

$$2\sigma^2 = \Omega_p = E\{z^2\}$$

$$\Phi_{xx}(\tau) = \text{Re}\{\Phi_{rr}(\tau) \cdot e^{j2\pi f_c t}\} \stackrel{(26)}{\Rightarrow} \Phi_{xx}(\tau) = \text{Re}\{\Phi_{r_I r_I}(\tau) \cdot e^{j2\pi f_c t}\} \Rightarrow$$

$$S_{xx}(f) = F\{\text{Re}\{\Phi_{r_I r_I}(\tau) \cdot e^{j2\pi f_c t}\}\} \Rightarrow$$

$$S_{xx}(f) = F\left\{\frac{\Phi_{r_I r_I}(\tau) \cdot e^{j2\pi f_c t} + \Phi_{r_I r_I}^*(\tau) \cdot e^{-j2\pi f_c t}}{2}\right\} \Rightarrow$$

$$S_{xx}(f) = F \left\{ \frac{\Phi_{r_I r_I}(\tau) \cdot e^{j2\pi f_c \tau} + \Phi_{r_Q r_Q}(\tau) \cdot e^{-j2\pi f_c \tau}}{2} \right\} \Rightarrow$$

$$S_{xx}(f) = \frac{1}{2} (S_{r_I r_I}(f - f_c) + S_{r_Q r_Q}(-f - f_c)) \quad (1-27)$$

Όπου $S_{r_I r_I}(\cdot)$ δίνεται από την εξ. (1-27).

Όπως σημειώθηκε τα $r_I(t)$ και $r_Q(t)$ είναι ανεξάρτητες τυχαίες γκαουσιανές μεταβλητές.

Επίσης ισχύει :

$$(13) \Rightarrow r(t) = r_I(t) + j \cdot r_Q(t) \Rightarrow$$

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

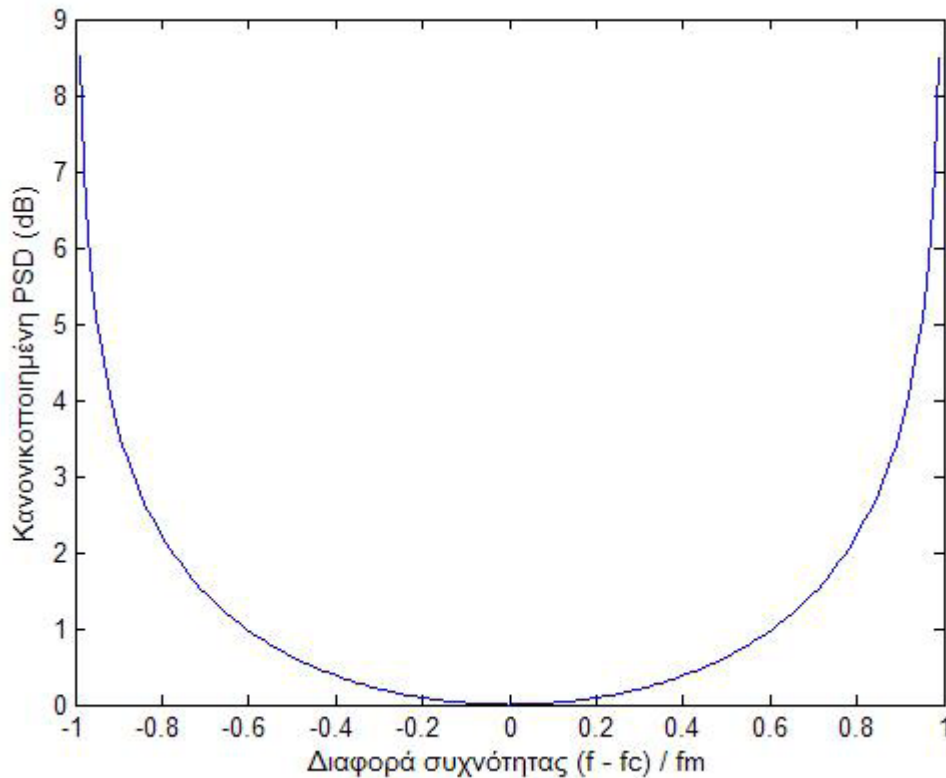
Επομένως η περιβάλλουσα $z(t)$ έχει κατανομή Rayleigh¹ :

$$P_z(x) = \frac{x}{\sigma^2} \cdot e^{-x^2/2\sigma^2}, x \geq 0 \quad (1-28)$$

Η εξ. (1-28) μπορεί να ξαναγραφτεί θέτοντας $2\sigma^2 = \Omega_p = E\{z^2}\}$. Έτσι η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (probability density function, PDF) θα είναι :

$$P_z(x) = \frac{x}{\Omega_p/2} \cdot e^{-x^2/\Omega_p}, x \geq 0 \quad (1-29)$$

¹ Είναι γνωστό από τη στατιστική ότι μία μεταβλητή, που υπολογίζεται από την τετραγωνική ρίζα του αθροίσματος των τετραγώνων δύο ανεξάρτητων γκαουσιανών μεταβλητών, έχει κατανομή Rayleigh [2].



Σχήμα 4 Πυκνότητα φάσματος ισχύος $S_{xx}(f)$ (power spectral density, PSD) του ληφθέντος σήματος. Το σχήμα αυτό αυτής της PSD είναι χαρακτηριστικό των διαλείψεων Rayleigh.

Έτσι όταν το ληφθέν σήμα ακολουθεί την κατανομή Rayleigh (εξ. (1-29)) τότε οι διαλείψεις θα είναι Rayleigh (Rayleigh fading) και η πυκνότητα φάσματος ισχύος (power spectral density) του ληφθέντος σήματος υπακούει την εξ. (1-27) και απεικονίζεται στο σχ. 4.

1.1.5 Παράμετροι χαρακτηρισμού ασύρματων καναλιών

1.1.5.1 Delay Spread, Coherence Bandwidth

Θεωρείται ότι το κανάλι είναι σχεδόν στατικό (ή στατικό με την ευρεία έννοια, Widesense stationary - WSS). Η εξ. (1-8) μοντελοποιεί αυτό το κανάλι και βάσει αυτής θα υπολογιστεί το προφίλ ισχύος καθυστέρησης (Power delay profile - PDP) και διασπορά καθυστέρησης (delay spread). Το προφίλ ισχύος καθυστέρησης δίνεται από τον τύπο [3]:

$$\Phi_c(\tau) = \frac{1}{2} \cdot E\{c(t, \tau) \cdot c^*(t, \tau)\}$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\tau - \mu_\tau)^2 \cdot \Phi_c(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \Phi_c(\tau) d\tau}}$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad \Phi_c(\tau) = \frac{1}{2} \cdot E\{c(t, \tau) \cdot c^*(t, \tau)\}$$

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \cdot \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)}$$

$$\Gamma_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m}$$

$$\Gamma_s \approx \frac{1}{B}$$

(1-30)

Και δίνει την μέση ισχύ συναρτήσει της χρονικής καθυστέρησης του σήματος στο δέκτη.

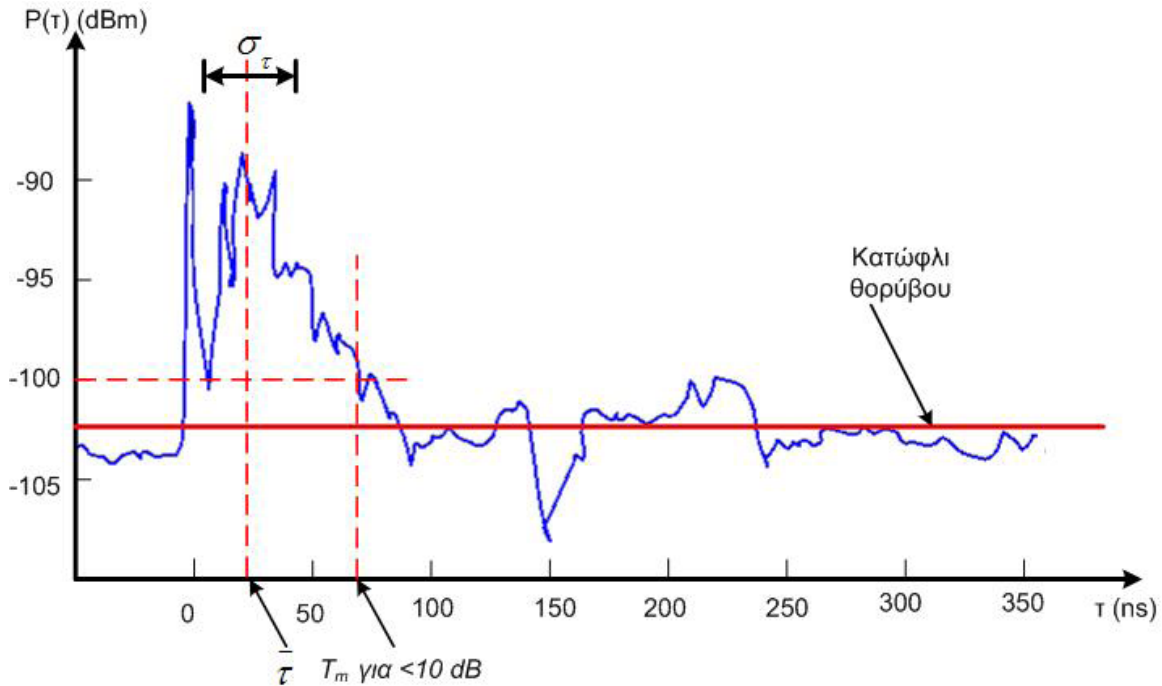
Η μέση χρονική καθυστέρηση μ_τ δίνεται από τον τύπο :

$$\mu_\tau = \frac{\int_0^\infty \tau \cdot \Phi_c(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \Phi_c(\tau) d\tau} \quad (1-31)$$

Η (rms) διασπορά καθυστέρησης (rms delay spread) σ_τ ορίζεται :

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{\int_0^\infty (\tau - \mu_\tau)^2 \cdot \Phi_c(\tau) d\tau}{\int_0^\infty \Phi_c(\tau) d\tau}} \quad (1-32)$$

Το παρακάτω σχήμα δίνει ένα τυπικό παράδειγμα προφίλ καθυστέρησης ισχύος ενός ασύρματου διαύλου.



Σχήμα 5. Προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile – PDP) ασύρματου διαύλου.

Επιπλέον ορίζεται και η μέγιστη καθυστέρηση T_m (maximum excess delay) η οποία είναι χρονική απόσταση μεταξύ πρώτης και τελευταίας (ανιχνεύσιμης) συνιστώσας του σήματος που υπόκειται σε πολλαπλές διαδοές.

Η (rms) διασπορά καθυστέρησης ισχύος είναι τιμή, η οποία θα μας βοηθήσει να ποσοτικοποιήσουμε το φαινόμενο των πολλαπλών διαδοέσεων (multipath) του διαύλου. Στην πραγματικότητα, δεν μπορούμε να έχουμε συνεχείς μετρήσεις στο χρόνο για το προφίλ ισχύος καθυστέρησης, αλλά χρονικές σχισμές (ή χρονοσχισμές, time-slots). Με άλλα λόγια, ο χρόνος είναι διακριτός και όχι συνεχής. Σύμφωνα με τα παραπάνω θα ισχύει για το διακριτό χρόνο :

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\overline{\tau})^2} \quad (1-33)$$

Όπου

$$\overline{\tau} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \cdot \tau_k}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1-34)$$

Και

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_k P(\tau_k) \cdot \tau_k^2}{\sum_k P(\tau_k)} \quad (1-35)$$

Άλλη μια τιμή που θα διερευνηθεί, είναι το *εύρος ζώνης συνοχής* (*Coherence bandwidth*) και αυτό ορίζεται ως το στατιστικό εκείνο μέγεθος που ορίζει ένα εύρος συχνοτήτων στο οποίο το κανάλι θεωρείται ότι έχει για όλες τις φασματικές συνιστώσες ίσο κέρδος και φάση ή αλλιώς επίπεδο (flat) για όλες τις συχνότητες εντός αυτού του εύρους. Επίσης μπορεί να οριστεί ως το εύρος συχνοτήτων στο οποίο δύο συνιστώσες διαφορετικών συνιστωσών έχουν ισχυρή συσχέτιση (correlation). Ισχύει :

$$B_c \propto \frac{1}{\sigma_\tau} \quad (1-36)$$

Όπου σ_τ η rms καθυστέρηση ισχύος (rms delay spread).

Για πιο αυστηρό ορισμό του εύρους συνοχής (coherence bandwidth) ορίζεται ως εύρος συνοχής B_c το εύρος συχνοτήτων όπου η συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου έχει συσχέτιση τουλάχιστον 0,9 οπότε και αυτό θα δίνεται από τον τύπο [1] :

$$B_c \approx \frac{1}{50 \cdot \sigma_\tau} \quad (1-37)$$

Για αντίστοιχη συσχέτιση συνάρτησης μεταφοράς του διαύλου τουλάχιστον 0,5 θα ισχύει[1] :

$$B_c \approx \frac{1}{5 \cdot \sigma_\tau} \quad (1-38)$$

Εάν ένα σήμα καταλαμβάνει εύρος ζώνης B , τότε ο χρόνος συμβόλου θα είναι προσεγγιστικά $T_s \approx \frac{1}{B}$. Διαλείψεις συχνοτικά επίπεδες (*flat fading, frequency nonselective fading*)

παρουσιάζονται όταν το εύρος ζώνης B είναι μικρότερο από το εύρος συνοχής B_c , δηλαδή $B < B_c$. Σε αυτή τη περίπτωση όλες οι συχνοτικές συνιστώσες του σήματος επηρεάζονται με τον ίδιο τρόπο από το κανάλι. Επίσης διαλείψεις συχνοτικά επίπεδες –οριζόμενες στο πεδίο του χρόνου– έχουμε όταν $T_m < T_s$, δηλαδή όταν οι ληφθήσες συνιστώσες, λόγω πολλαπλών διοδεύσεων, λαμβάνονται εντός του χρόνου συμβόλου T_s και έτσι δεν υπάρχει επικάλυψη γειτνιαζόντων συμβόλων ή όπως είναι γνωστό –σαν όρος– δεν υπάρχει ενδοσυμβολική παρεμβολή (Intersymbol Interference - ISI). Πρακτικά πολλές φορές χρησιμοποιείται η διασπορά καθυστέρησης στ (delay spread) αντί της μέγιστης καθυστέρησης T_m (maximum excess delay) και έτσι για να παρουσιάζονται διαλείψεις συχνοτικά επίπεδες θα πρέπει να ισχύει $T_s > 10 \cdot \sigma_\tau$ [3].

Στον αντίποδα, *διαλείψεις συχνοτικά επιλεκτικές* (*frequency selective fading*) παρουσιάζονται το εύρος ζώνης B είναι μεγαλύτερο από το συνοχής B_c , δηλαδή $B > B_c$. Σε αυτή τη περίπτωση,

κάποιες από τις συχνοτικές συνιστώσες του σήματος επηρεάζονται με διαφορετικό τρόπο, από τις συνιστώσες που βρίσκονται εντός του B_c , από το κανάλι. Εξετάζοντας το φαινόμενο από το πεδίο του χρόνου, διαλείψεις συχνοτικά επιλεκτικές θα έχουμε όταν $T_m > T_s$, δηλαδή όταν οι ληφθείσες, λόγω πολλαπλών διόδευσεων, συνιστώσες εκτείνονται πέρα από το χρόνο συμβόλου T_s , προκαλώντας ενδοσυμβολική παρεμβολή (ISI). Αντίστοιχα με τις συχνοτικά επίπεδες διαλείψεις, πρακτικά πολλές φορές χρησιμοποιείται η διασπορά καθυστέρησης στ (delay spread) αντί της μέγιστης καθυστέρησης T_m (maximum excess delay) και έτσι για να παρουσιάζονται συχνοτικά επιλεκτικές διαλείψεις θα πρέπει να ισχύει $T_s < 10 * \sigma_\tau$ [3].

1.1.5.2 Coherence Time

Με τα μεγέθη της καθυστέρησης διασποράς σ_τ (delay spread) και του εύρους ζώνης συνοχής B_c (coherence bandwidth) εξετάστηκε η χρονική διασπορά του σήματος (time spreading of the signal) και δεν μελετήθηκε οι χρονικές μεταβολές του καναλιού (time variance of the channel). Για να γίνει ποσοτικοποίηση, χρησιμοποιούμε το *χρόνο συνοχής* (coherence time), όπου *χρόνος συνοχής* T_c είναι το μέτρο του αναμενόμενου χρόνου κατά τον οποίο η απόκριση του καναλιού είναι ουσιαστικά αμετάβλητη. Προσεγγιστικά ορίζεται [1]:

$$T_c \approx \sqrt{\frac{9}{16\pi f_m^2}} = \frac{0.423}{f_m} \quad (1-39)$$

Όπου $f_m = \Delta v / \lambda$ και Δv η σχετική ταχύτητα και λ το μήκος κύματος του σήματος.

Εάν ένα σήμα καταλαμβάνει εύρος ζώνης B , τότε ο χρόνος συμβόλου θα είναι προσεγγιστικά

$$T_s \approx \frac{1}{B}. \text{ Αργές διαλείψεις (slow fading) θα εμφανιστούν όταν η ωστική απόκριση του διαύλου}$$

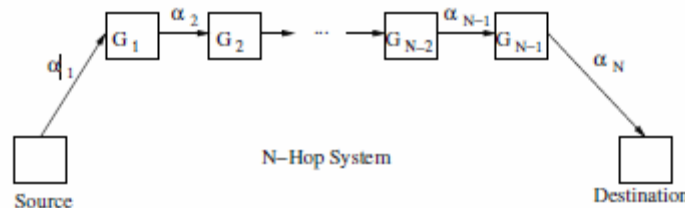
αλλάζει με ρυθμό πολύ αργότερο από το εκπεμπόμενο σήμα. Επίσης μπορεί να ερμηνευτεί ως η κατάσταση στην οποία η χρονική διάρκεια στην οποία ο δίαυλος συμπεριφέρεται συσχετισμένα (δηλαδή παραμένει ίδιος) είναι μεγάλη σε σχέση με τη χρονική διάρκεια του συμβόλου T_s , δηλαδή $T_c > T_s$.

Γρήγορες διαλείψεις (fast fading) εμφανίζονται όταν η ωστική απόκριση διαύλου αλλάζει πολύ γρήγορα κατά τη διάρκεια ενός συμβόλου T_s , δηλαδή ο χρόνος συνοχής T_c είναι μικρότερος από τη χρονική διάρκεια συμβόλου του εκπεμπόμενου σήματος, δηλαδή $T_c < T_s$.

2. Χρήση Επαναληπτών (Relaying)

2.1 Τύποι Επαναληπτών

Όπως είδαμε στην εισαγωγή της παρούσας εργασίας, η χρησιμοποίηση κάποιων τερματικών - χρηστών ενός δικτύου ως servers για τα υπόλοιπα τερματικά, μέσω των οποίων το δίκτυο ανταλλάσσει μηνύματα με αυτά, προσδίδει στο δίκτυο την ιδιότητα της διαφορικότητας εκμεταλλευόμενο την παρουσία άλλων χρηστών σε αυτό (cooperative diversity). Με τον τρόπο αυτό αν ένας νεοεισερχόμενος στο δίκτυο χρήστης, δεν περιορίζεται με τον πρέπει να βρίσκεται σε πεδίο οπτικής επαφής με το σταθμό βάσης αλλά χρειάζεται απλά να είναι συνδεδεμένος με ένα άλλο χρήστη του δικτύου. Με τον τρόπο αυτό λοιπόν κερδίζουμε αρκετά στην τοπολογία ενός δικτύου και εύκολα διευρύνεται το πεδίο κάλυψης ενώ επίσης κερδίζουμε και σε ενέργεια εκπομπής αφού κάθε τερματικό δεν επικοινωνεί με το σταθμό βάσης, που μπορεί να βρίσκεται μακριά, αλλά με ένα άλλο κοντινό τερματικό σε ρόλο επαναλήπτη οπότε χρειάζεται λιγότερη ενέργεια εκπομπής[4].



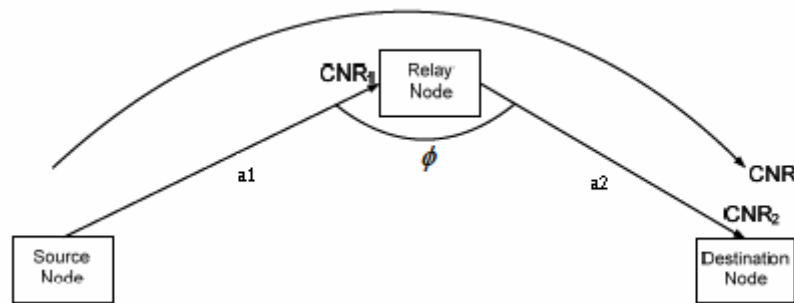
Σχήμα 6. Δίκτυο με N επαναλήπτες.

Στο παραπάνω σχήμα 6 φαίνεται ένα τέτοιο δίκτυο επικοινωνίας όπου το σήμα που ξεκινά από την πηγή περνά μέσα από N επαναλήπτες προτού φτάσει στο τερματικό προορισμού του.

Δύο είναι οι κύριοι τύποι επαναληπτών. Οι αναλογικοί ή διαφανείς (transparent) επαναλήπτες και οι αναγεννητικοί (regenerative) , οι οποίοι και αναλύονται παρακάτω. Στην παρούσα εργασία , θα ασχοληθούμε με την μετάδοση όπου μόνο ένας επαναλήπτης παρεμβάλλεται μεταξύ πηγής και προορισμού (Dual – Hop Communication System Model) .Στο επόμενο κεφάλαιο θα μελετήσουμε τους δύο αυτούς τύπους επαναληπτών υπό διάφορες συνθήκες και θα εξάγουμε αποτελέσματα για τη λειτουργία τους.

2.1.1 Διαφανείς Επαναλήπτες (Transparent Relays)

Οι βασικοί λειτουργία αυτών των επαναληπτών, που συχνά αναφέρονται και ως αναλογικοί, είναι η ενίσχυση του σήματος το οποίο λαμβάνουν. Λειτουργούν δηλαδή ως ενισχυτές για να ανυψώσουν τη στάθμη του λαμβανόμενου σήματος προκειμένου, να αντισταθμίσουν την επίδραση της εξασθένησης του σήματος κατά τη μετάδοσή του μέσα από το κανάλι, χωρίς να επιδρούν με κανένα άλλο τρόπο στο σήμα[7].



Σχήμα 7. Θεώρηση Dual - Hop συστήματος[4].

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται η θεώρηση ενός dual – Hop συστήματος, στο οποίο θεωρούμε ότι η πηγή A στέλνει ένα σήμα $s(t)$ με κανονικοποιημένη ισχύ στη μονάδα. Το σήμα που λαμβάνει ο επαναλήπτης μπορεί να γραφτεί :

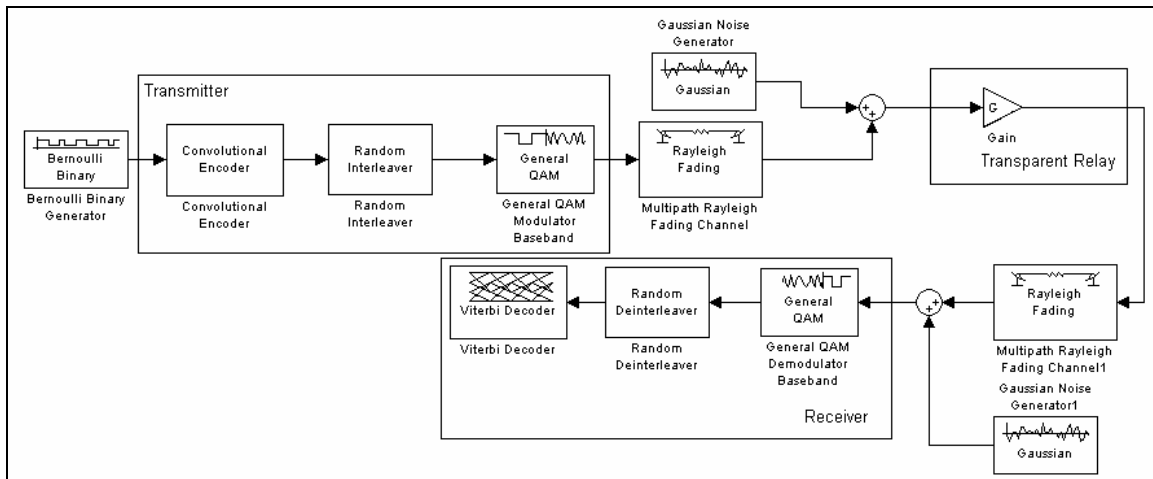
$$r_1 = a_1 s(t) + n_1(t) \quad (2-1)$$

Όπου a_1 είναι το πλάτος της σκίασης (Rayleigh fading) του καναλιού μεταξύ πηγής και επαναλήπτη και $n_1(t)$ είναι λευκός Γκαουσιανός θόρυβος με μονόπλευρη φασματική πυκνότητα N_0 . Το λαμβανόμενο σήμα (και επομένως και ο θόρυβος του καναλιού) ενισχύεται από τον επαναλήπτη και άρα πολλαπλασιάζεται με το κέρδος του G και επαναμεταδίδεται στο τερματικό προορισμού. Το λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη μπορεί να γραφτεί λοιπόν ως

$$r_2 = a_2 G(a_1 s(t) + n_1(t)) + n_2(t) \quad (2-2)$$

Όπου a_2 είναι το πλάτος της σκίασης (Rayleigh fading) του καναλιού μεταξύ επαναλήπτη και δέκτη και $n_2(t)$ είναι λευκός Γκαουσιανός θόρυβος με μονόπλευρη φασματική πυκνότητα N_0 .

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το Block διάγραμμα ενός τέτοιου διαφανούς επαναλήπτη σε μια Dual – Hop θεώρηση.



Σχήμα 8. Μπλοκ Διάγραμμα Διαφανούς Επαναλήπτη (Transparent Relay).

2.1.2 Αναγεννητικοί επαναλήπτες (Regenerative Relays)

Βασική λειτουργία των αναγεννητικών επαναληπτών είναι η αναγέννηση ενός λαμβανόμενου σήματος. Συχνά αναφέρονται και ως ψηφιακοί επαναλήπτες. Το μετωπικό τμήμα κάθε αναγεννητικού επαναλήπτη αποτελείται από έναν αποδιαμορφωτή / φωρατή, οποίος αποδιαμορφώνει (και ενδεχομένως αποκωδικοποιεί) και ανιχνεύει τη μεταδιδόμενη ψηφιακή πληροφορία που στάλθηκε από τον προηγούμενο επαναλήπτη. Μετά την φώραση, η ακολουθία πληροφορίας διαβιβάζεται στο τμήμα εκπομπής του επαναλήπτη όπου αφού απεικονισθεί σε κυματομορφές σήματος (με τη χρησιμοποιούμενη διαμόρφωση – κωδικοποίηση) αναμεταδίδεται στον επόμενο επαναλήπτη[7].

Έτσι, σύμφωνα με τη ίδια Dual – Hop θεώρηση το σήμα που λαμβάνει ο αναγεννητικός επαναλήπτης είναι :

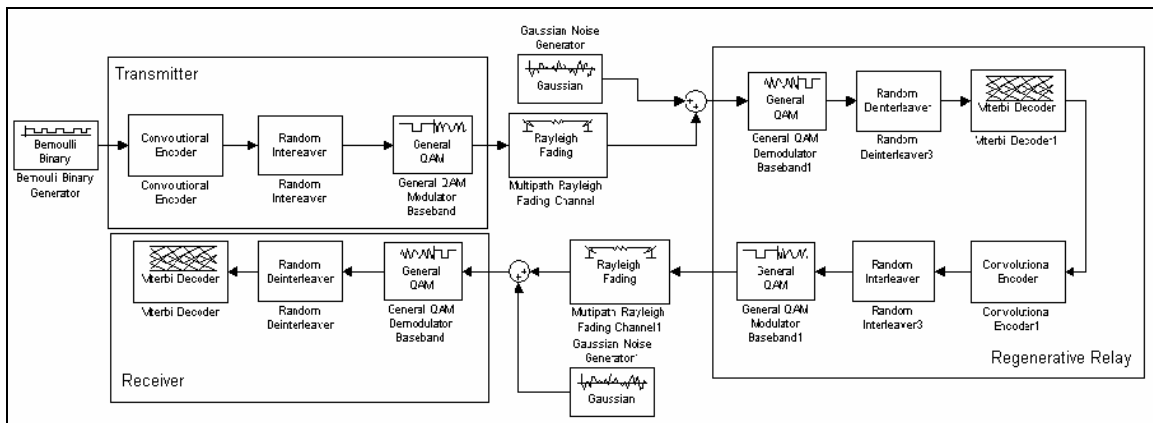
$$r_1 = a_1 s(t) + n_1(t) \quad (2-10)$$

Όπου a_1 είναι το πλάτος της σκίασης (Rayleigh fading) του καναλιού μεταξύ πηγής και επαναλήπτη και $n_1(t)$ είναι λευκός Γκαουσιανός θόρυβος με μονόπλευρη φασματική πυκνότητα N_0 . Από αυτό ο επαναλήπτης παίρνει απόφαση για το λαμβανόμενο σήμα $s(t)$ και έστω ότι αυτή είναι $s'(t)$. Το σήμα αυτό είναι που αναγεννά και στέλνει στον δέκτη. Το λαμβανόμενο σήμα στο δέκτη μπορεί να γραφτεί λοιπόν ως

$$r_2 = a_2 s'(t) + n_2 \quad (2-11)$$

Όπου a_2 είναι το πλάτος της σκίασης (Rayleigh fading) του καναλιού μεταξύ επαναλήπτη και δέκτη και $n_2(t)$ είναι λευκός Γκαουσιανός θόρυβος με μονόπλευρη φασματική πυκνότητα N_0 .

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται το Block διάγραμμα ενός τέτοιου αναγεννητικού επαναλήπτη σε μια Dual – Hop θεωρήση.



Σχήμα 9.Μπλοκ Διάγραμμα Αναγεννητικού Επαναλήπτη (Regenerative Relay).

2.2 Θεωρητική προσέγγιση

Σε αυτό το σημείο , προτού δούμε τα χαρακτηριστικά κάθε τεχνικής ξεχωριστά , πρέπει να διευκρινιστούν κάποιες παράμετροι, που φαίνονται στα παραπάνω Block διαγράμματα των δύο τύπων επαναληπτών, όπως αυτές ισχύουν και θεωρούνται για τις ανάγκες της παρούσας εργασίας.

2.3.1 Σχήμα Διαμόρφωσης (Modulation Scheme).

Το σχέδιο διαμόρφωσης σε γενικά μπορεί να επιλεχτεί βάσει των απαιτήσεων ισχύος ή στην αποδοτικότητα του φάσματος. Ο τύπος διαμόρφωσης μπορεί να διευκρινιστεί από το μιγαδικό αριθμό $dn = an + jbn$. Τα σύμβολα an και bn μπορούν, παραδείγματος χάριν, να επιλεχτούν (± 1 , ± 3) για 16QAM και ± 1 για QPSK. Στην παρούσα εργασία, γίνεται κυρίως χρήση της *Ορθογώνιας Διαμόρφωσης κατά Πλάτος* (QAM), την οποία και θα δούμε συνοπτικά στο παρόν κεφάλαιο.

Ο απλούστερος τρόπος να κατασκευάσουμε τέτοια σήματα είναι να αντιστοιχίσουμε ξεχωριστά bits πληροφορίας σε κάθε ένα από τα *ορθογώνια* φέροντα $\cos 2\pi f_c t$ και $\sin 2\pi f_c t$. Μπορούμε να θεωρήσουμε αυτή τη μέθοδο διαβίβασης ψηφιακής πληροφορίας ως μία μορφή πολυπλεξίας ορθογώνιων φερουσών. Οι μεταδιδόμενες κυματομορφές σήματος έχουν την έκφραση

$$u_m(t) = A_{mc} \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos 2\pi f_c t + A_{ms} \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \sin 2\pi f_c t, m = 1, 2, \dots, M \quad (2-12)$$

Όπου $\{A_{mc}\}$ και $\{A_{ms}\}$ είναι τα σύνολα των τιμών πλάτους που λαμβάνονται από την αντιστοίχιση των k bits σε πλάτη σήματος. Γενικότερα, το QAM μπορεί να θεωρηθεί ως μια μορφή συνδυασμού ψηφιακής διαμόρφωσης κατά πλάτος και ψηφιακής διαμόρφωσης κατά φάσης. Επομένως, οι μεταδιδόμενες πληροφορίες μπορούν να εκφραστούν ως

$$u_{mn}(t) = A_m \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \theta_n), m = 1, 2, \dots, M_1, n = 1, 2, \dots, M_2 \quad (2-13)$$

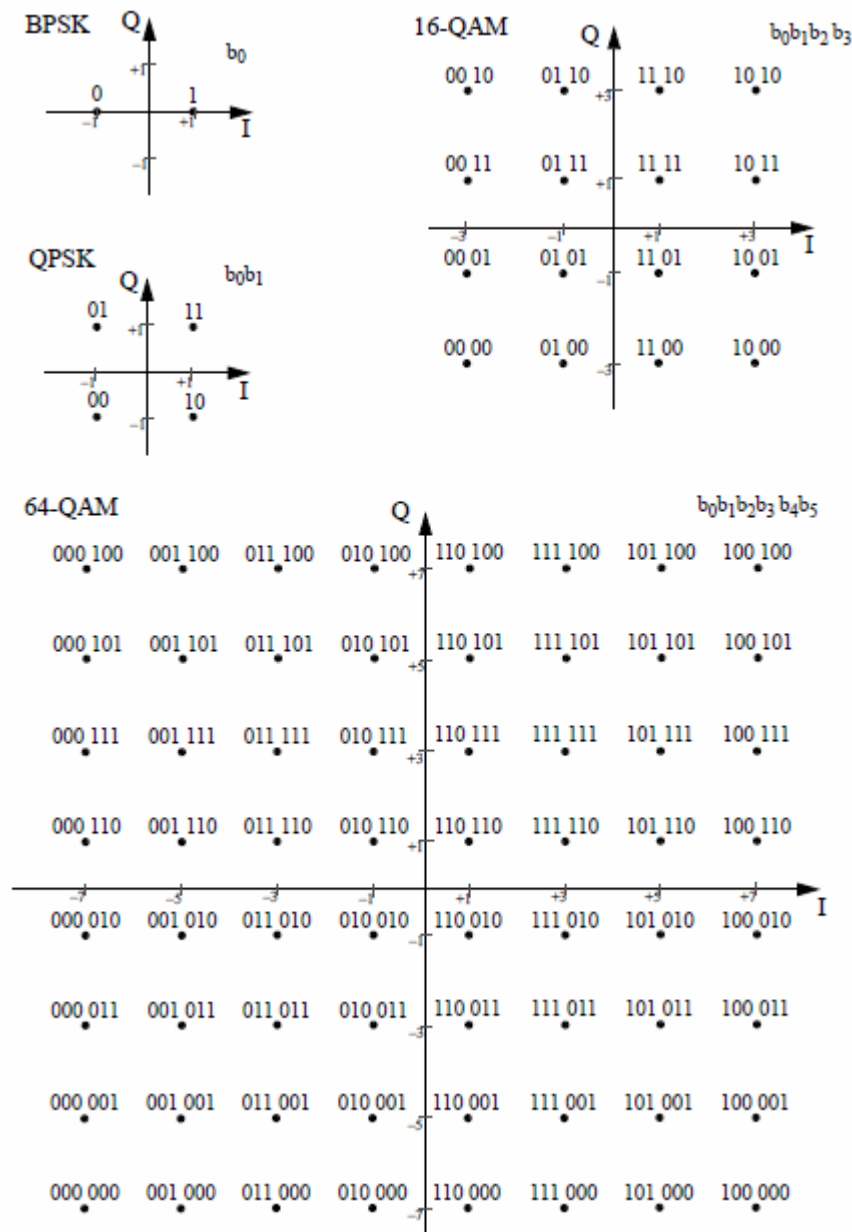
Εάν $M_1 = 2^{k_1}$ και $M_2 = 2^{k_2}$, η μέθοδος αυτή συνδυασμού έχει ως αποτέλεσμα την ταυτόχρονη διαβίβαση $k_1 + k_2 = \log_2 M_1 M_2$ δυαδικών ψηφίων, η οποία επιτυγχάνεται με ρυθμό συμβόλων $R_b / k_1 + k_2$. Είναι προφανές ότι η γεωμετρική αναπαράσταση των εξ. 2- και 2- γίνεται με τη βοήθεια δισδιάστατων διανυσμάτων σήματος της μορφής

$$s_m = \left(\sqrt{E_s} A_{mc}, \sqrt{E_s} A_{ms} \right), m = 1, 2, \dots, M \quad (2-14)$$

Η μέση μεταδιδόμενη ενέργεια αυτών των αστερισμών είναι απλά το άθροισμα των μέσων ενεργειών σε κάθε μία από τις ορθογώνιες φέρουσες. Για ισοπίθανα σήματα η μέση

$$E_{av} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \|s_i\|^2 \quad E_{av} = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \|s_i\|^2 .$$

Στην πράξη, όπως και στην παρούσα εργασία, και σύμφωνα με το πρωτόκολλο IEEE Std 802.11a-1999 χρησιμοποιείται κωδικοποίηση κατά Gray, όπου κάθε συνδυασμός διαφέρει από τους γειτονικούς του μόνο κατά ένα bit, ώστε για δεδομένη πιθανότητα εσφαλμένης ανίχνευσης συμβόλου να ελαχιστοποιείται ο μέσος ρυθμός σφάλματος ψηφίου – bit error rate.



Σχήμα 10. Σηματικοί αστερισμοί με βάση το IEEE Std.11a-1999 και Gray coding[8].

2.3.2 Λευκός Γκαουσιανός Προσθετικός Θόρυβος (AWGN)

Όπως φαίνεται και στα σχήματα 8 και 9 το κανάλι προσθέτει διαλείψεις μικρής κλίμακας καθώς και λευκό γκαουσιανό προσθετικό θόρυβο. Σε ένα AWGN κανάλι, στο εκπεμπόμενο διαμορφωμένο σήμα $s(t) = \text{Re}\{u(t) \exp(2\pi f_c t)\}$, όπου $u(t)$ το βαθυπερατό σήμα, προστίθεται θόρυβος $n(t)$. Ο θόρυβος $n(t)$ θεωρείται γκαουσιανή λευκή τυχαία διαδικασία (white Gaussian random process) με μηδενική μέση τιμή και φασματική

$Q(z) = p(x \geq z) = \int_z^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx$ πυκνότητα $N_0 / 2$. Έτσι, το ληφθέν σήμα είναι $r(t) = s(t) + n(t)$.

Ως σηματοθορυβικός λόγος (Signal-Noise Ratio - SNR) ορίζεται ως ο λόγος της ισχύος P_r του ληφθέντος σήματος προς την ισχύ του θορύβου $n(t)$. Εάν το εύρος ζώνης του $u(t)$ είναι BW τότε το εύρος ζώνης του ζωνοπερατού είναι $2BW$. Έτσι ο θόρυβος που εφαρμόζεται στο ζωνοπερατό σήμα έχει και αυτός εύρος ζώνης $2BW$ και αφού έχει φασματική πυκνότητα $N_0 / 2$ τότε η ισχύς του θορύβου είναι $N_0 BW$. Έτσι θα ισχύει :

$$SNR = \frac{P_r}{N_0 \cdot BW} \quad (2-15)$$

Επίσης ο σηματοθορυβικός λόγος εκφράζεται βάσει της ενέργειας ανά bit E_b και ανά σύμβολο E_s (σχήματος διαμόρφωσης) :

$$SNR = \frac{P_r}{N_0 \cdot BW} = \frac{E_s}{N_0 \cdot BW \cdot T_s} = \frac{E_b}{N_0 \cdot BW \cdot T_b} \quad (2-16)$$

όπου T_s και T_b χρόνος συμβόλου και bit, αντίστοιχα.

Εάν έχουμε τετραγωνικούς παλμούς πληροφορίας τότε θα ισχύει $BW \cdot T_s = 1$ και συνεπώς εξ.(213) θα γίνει :

$$SNR = \frac{E_s}{N_0} \quad (2-17)$$

στην περίπτωση M-επίπεδης διαμόρφωσης (M-PSK, M-QAM κ.τ.λ.) και

$$SNR = \frac{E_b}{N_0} \quad (2-18)$$

στην περίπτωση δυαδικής διαμόρφωσης (π.χ. B-PSK).

Προσεγγιστικά τα E_s και E_b συνδέονται με τον τύπο :

$$E_b \approx \frac{E_s}{\log_2 M} \quad (2-19)$$

Για μια πλήρη ανάλυση του θέματος ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στο [11]. Επίσης στην προαναφερόμενη αναφορά, η πιθανότητα λάθους συμβόλου για M-επίπεδη διαμόρφωση M-QAM είναι :

$$P_s \approx \frac{4(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M}} Q \left(\sqrt{\frac{3 \left(\frac{E_s}{N_0} \right)}{M-1}} \right) \quad (2-20)$$

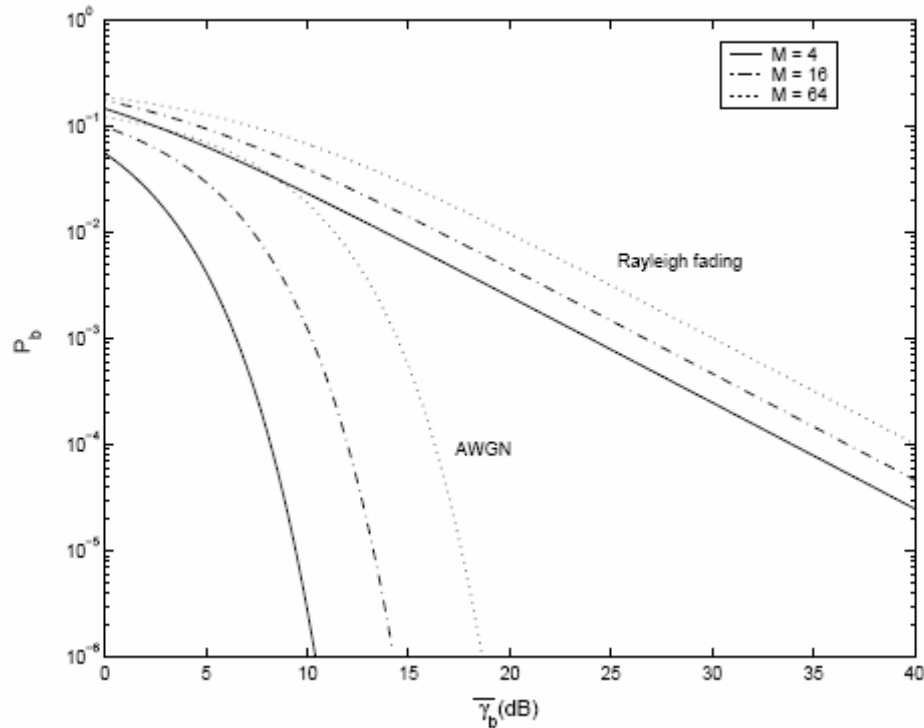
και η πιθανότητα λάθους bit για M-επίπεδη διαμόρφωση M-QAM είναι :

$$P_b \approx \frac{4(\sqrt{M}-1)}{\sqrt{M} \log_2 M} Q \left(\sqrt{\frac{3 \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \log_2 M}{M-1}} \right) \quad (2-21)$$

$$\text{Όπου } Q(z) = p(x \geq z) = \int_z^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx \quad (2-22)$$

Έτσι, από την προσεγγιστική εξ.(3-14) μπορεί να διαπιστωθεί ότι το σχήμα διαμόρφωσης, δηλαδή πόσα bits περιλαμβάνονται σε ένα σύμβολο, επηρεάζει πόσο καλά θα αποδώσει το τηλεπικοινωνιακό σύστημα υπό συγκεκριμένες συνθήκες (SNR). Συγκεκριμένα, όσο περισσότερα bits περιλαμβάνονται εντός ενός συμβόλου, δηλαδή όσο το M αυξάνεται, τόσο μειώνεται η

απόδοση του συστήματος, όπως φαίνεται και από το επόμενο σχήμα, όπου παρουσιάζεται η θεωρητική απόδοση (BER vs. E_b/N_0) τόσο καναλιού AWGN, όσο και καναλιού με διαλείψεις Rayleigh σε συνάρτηση με την παράμετρο M .



Σχήμα 11. Μέση τιμή BER για M -QAM με διαλείψεις Rayleigh και AWGN [11].

Το σχ.10 παρουσιάζει ενδιαφέρον από το γεγονός ότι, για τα διάφορα σχήμα διαμόρφωσης (MQAM), η διαφορά απόδοσης του τηλεπικοινωνιακού καναλιού σε κανάλι AWGN και σε κανάλι με διαλείψεις Rayleigh είναι μεγάλη, εις βάρος της δεύτερης. Βάσει των θεωρητικών μοντέλων, που αναλύονται στο [11], για σήμα με διαμόρφωση MQAM το BER μειώνεται εκθετικά σε σχέση με το E_b/N_0 για κανάλι AWGN και γραμμικά για κανάλι με διαλείψεις Rayleigh, γεγονός που επιβεβαιώνεται και από το σχ.10.

Για να διατηρηθεί ένα σχετικά χαμηλό BER σε ένα κανάλι με Rayleigh διαλείψεις θα πρέπει να αυξηθεί η ισχύς εκπομπής για να μπορέσει το τηλεπικοινωνιακό σύστημα να αποδώσει το ίδιο όπως και σε ένα κανάλι AWGN. Επειδή όμως πολλές φορές αυτό δεν είναι δυνατό, λόγω προδιαγραφών σχεδίασης του υλικού (hardware) είτε λόγω περιορισμών ελέω κανονισμών, που αφορούν την μέγιστη εκπεμπόμενη ισχύ, απαιτούνται συνδυασμός τεχνικών που θα

προσπαθήσουν απαλείψουν τα φαινόμενα που προκαλούνται από τις διαλείψεις Rayleigh, οι οποίες θεωρείται από τα πλέον πεσιμιστικά σενάρια (worst-case scenario) μετάδοσης σημάτων μέσω του ασύρματου διαύλου [11].

2.3.3 Κωδικοποίηση

Όπως είδαμε παραπάνω, το κανάλι που υποθέτουμε υποφέρει από διαλείψεις Rayleigh, ενώ εισάγεται και λευκός προσθετικός γκαουσιανός θόρυβος. Τα δύο αυτά φαινόμενα αλλοιώνουν σε μεγάλο βαθμό τα διαβιβασθέντα στοιχεία, με αποτέλεσμα να ανιχνεύεται μεγάλος αριθμός λαθών στο δέκτη. Με σκοπό να προσδώσουμε στις διαβιβασθέντες πληροφορίες, κάποια ασφάλεια που μειώνει την πιθανότητα να ανιχνευθεί λάθος bit, χρησιμοποιείται η κωδικοποίηση (forward – error coding) καναλιού. Δύο κύριες κατηγορίες από τους κώδικες διόρθωσης λαθών, είναι οι block και οι συνελκτικούς (convolutional) κώδικες.

Ένας block κώδικας κωδικοποιεί μια είσοδο των k συμβόλων σε μία έξοδο n κωδικοποιημένων συμβόλων (με $n > k$). Προσθέτοντας $n - k$ σύμβολα αυξάνεται η *ελάχιστη απόσταση Hamming*, δηλαδή ο ελάχιστος αριθμός διαφορετικών συμβόλων μεταξύ οποιουδήποτε ζευγαριού κωδικο-λέξεων. Εάν d_{min} είναι η ελάχιστη απόσταση Hamming, ο κώδικας μπορεί να διορθώσει t λάθη, όπου t [10]:

$$\left. \begin{aligned} t &\leq \text{floor}\left(\frac{d_{min} - 1}{2}\right) \\ d_{min} &\leq n - k + 1 \end{aligned} \right\} \Rightarrow t \leq \text{floor}\left(\frac{n - k}{2}\right) \quad (2-23)$$

όπου $\text{floor}(\cdot)$ είναι η συνάρτηση που στρογγυλοποιεί προς τα κάτω στον πλησιέστερο ακέραιο.

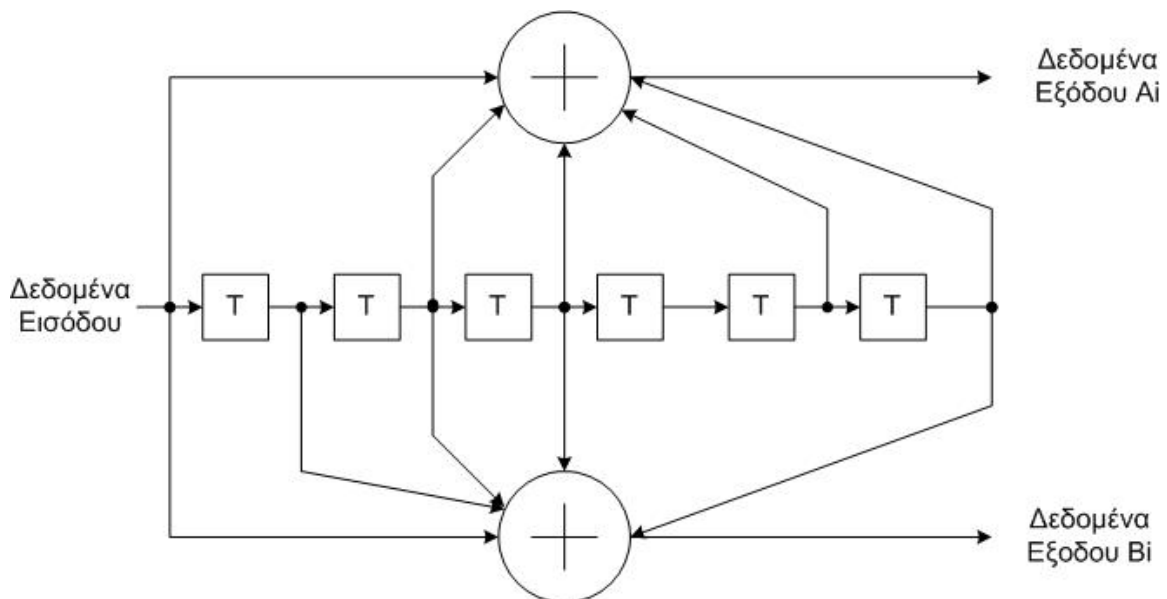
Μία κλάση block κωδικών που ικανοποιούν τη ισότητα $d_{min} = n - k + 1$ είναι οι κώδικες Reed-Solomon (RS codes). Λόγω αυτής της ιδιότητας τους είναι πιο συχνά χρησιμοποιημένοι block κώδικες. Σύμφωνα με την εξ. (2-23) ένα Reed-Solomon κώδικας μπορεί να διορθώσει έως

$\text{floor}\left(\frac{n - k}{2}\right)$ λανθασμένα σύμβολα. Εάν κάθε σύμβολο έχει m bits τότε ο μέγιστος αριθμός

bits που μπορεί να διορθωθεί είναι $m \cdot \text{floor}\left(\frac{n - k}{2}\right)$. Η μέγιστη αυτή η ικανότητα διόρθωσης

λαθών είναι αληθής μόνο όταν τα λανθασμένα bits είναι μέσα στα λανθασμένα σύμβολα (σε αριθμό λανθασμένα σύμβολα όσο η μέγιστη δυνατότητα του κώδικα). Δηλαδή έστω ότι η μέγιστη δυνατότητα του κώδικα για διόρθωση λαθών είναι 2 σύμβολα, με 8 bit έκαστο. Δεν μπορεί να διορθωθούν όλοι οι αυθαίρετοι συνδυασμοί 3 bits, καθώς αυτά μπορεί να εμφανίζονται σε 3 διαφορετικά σύμβολα. Αυτό το χαρακτηριστικό κάνει τους Reed-Solomon κώδικες ιδιαίτερα χρήσιμους για την διόρθωση λαθών ριπής (burst errors). Σε μία ζεύξη όπως αυτή που θεωρούμε στην παρούσα εργασία, όπου το φαινόμενο πολλαπλών διοδεύσεων είναι παρόν, μπορεί να δημιουργηθούν λάθη που είναι συγκεντρωμένα λόγω συνεχόμενων ισχυρών διαλείψεων.

Εκτός από τους block κώδικες υπάρχουν και οι συνελκτικοί (convolutional) κώδικες. Ένας συνελκτικός κώδικας χαρτογραφεί ένα συνεχές ρεύμα k bits εισόδου σε n bits εξόδου, όπου η χαρτογράφηση γίνεται με την συνέλιξη των bits εισόδου με μία δυαδική ωστική απόκριση (binary impulse response [10]). Η υλοποίηση της συνελκτικής κωδικοποίησης γίνεται με την χρήση καταχωρητών μετατόπισης (shift registers) και modulo-2 αθροιστών. Ένα παράδειγμα συνελκτικού κωδικοποιητή φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, οποίος είναι ένας από τους πιο ευρεία χρησιμοποιούμενους συνελκτικούς κώδικες [10].



Σχήμα 12 Παράδειγμα block διαγράμματος συνελκτικού κωδικοποιητή.

Ο τρόπος με τον οποίο γίνεται η modulo-2 άθροιση από τους καταχωρητές ορίζεται από τα πολυώνυμα-γεννήτριες ή διανύσματα-γεννήτριες. Για το παράδειγμα του σχ. 12 έχουμε {1011011,1111001} (δυαδικά οριζόμενες) ή {133,171} (οκταδικά οριζόμενες). Αξίζει να

σημειωθεί ότι οι συνελκτικοί κώδικες έχουν σχετικά καλύτερες επιδόσεις σε εισόδους χαμηλού λόγου σήματος-θορύβου (SNR) [10].

Μια ακόμα αποδοτική μέθοδος για διόρθωση καταγισμών σφαλμάτων είναι η *σύμπλεξη* (interleaving) των κωδικών λέξεων σε τρόπο ώστε η θέση των σφαλμάτων να πάψει να φαίνεται ως σειρά σφαλμάτων και να μοιάζει με τυχαία, δηλαδή, ο καταγισμός να διασκορπίζεται μέσα σε πολλές κωδικές λέξεις αντί μίας ή ολίγων λέξεων. Με τον τρόπο αυτό το πλήθος σφαλμάτων που εμφανίζονται σε κάθε κωδικό μπλοκ είναι μικρό και μπορεί να διορθωθεί χρησιμοποιώντας ένα κώδικα διόρθωσης τυχαίων σφαλμάτων. Στο δέκτη βέβαια υπάρχει ένας αποσυμπλέκτης (deinterleaver) που χρησιμοποιείται για να αναιρέσει την επίδραση της σύμπλεξης στη διαδοχή των bits. Στην παρούσα εργασία, στο στάδιο των εξομοιώσεων, γίνεται ένας έλεγχος του βαθμού στον οποίο αυτή η μέθοδος αντιμετώπισης καταγισμών σφαλμάτων είναι αποτελεσματική και τελικά χρησιμοποιείται για την διεξαγωγή των πειραμάτων[7].

2.4 Ποιοτικά χαρακτηριστικά των δύο τεχνικών

Η ύπαρξη προσθετικού λευκού γκαουσιανού θορύβου, καθώς και ο διαφορετικός τρόπος που τα δύο είδη επαναληπτών που παρουσιάστηκαν παραπάνω ,διαχειρίζονται το σήμα πληροφορίας, έχουν ως αποτέλεσμα διαφορετική συμπεριφορά στην απόδοσή τους σε ένα δίκτυο. Στο παρόν κεφάλαιο, θα γίνει μια παρουσίαση κάποιων βασικών χαρακτηριστικών που παρουσιάζουν οι διαφανείς και αναγεννητικοί επαναλήπτες, όπως αυτά καθορίζονται από τον διαφορετικό τρόπο λειτουργίας. Στο επόμενο κεφάλαιο, θα ακολουθήσει μια γενική θεωρητική σύγκριση των δύο τεχνικών με βάση την πιθανότητα σφάλματος bit, κάτι που θα διερευνηθεί σε μεγαλύτερη έκταση στην συνέχεια της παρούσας εργασίας.

2.4.1 Διαφανείς Επαναλήπτες (Transparent Relays)

2.4.1.1 Συνολικός Σηματοθορυβικός Λόγος

Ας προσπαθήσουμε να βρούμε μια έκφραση για το συνολικό σηματοθορυβικό λόγο από άκρη σε άκρη εάν γνωρίζουμε το επίπεδο θορύβου στην πρώτη και δεύτερη ζεύξη.

Έστω C_2 η ισχύς του φέροντος κύματος που λαμβάνεται στην είσοδο του δέκτη . Ο θόρυβος στην είσοδο του δέκτη αντιστοιχεί με το άθροισμα των εξής :

- Του θορύβου της δεύτερης ζεύξης εξεταζόμενης αποκλειστικά που ορίζει το λόγο $(C/N_0)_2$ για τη δεύτερη ζεύξη.
- Του θορύβου της πρώτης ζεύξης που επανεκπέμπεται και ουσιαστικά ενισχύεται από τον επαναλήπτη.

Έτσι είναι :

$$(N_0)_t = (N_0)_2 + G(N_0)_1$$

$$\begin{aligned} (C/N_0)_t^{-1} &= (N_0)_t / C_2 = \\ &= (N_0)_t = [(N_0)_2 + G(N_0)_1] / C_2 \quad (N_0)_t = (N_0)_2 + G(N_0)_1 \quad (\text{W / Hz}) \quad (2-24) \\ &= (N_0)_2 / C_2 + (N_0)_1 / G^{-1}C_2 \\ (N_0)_1 / G^{-1}C_2 &= (C/N_0)_1^{-1} \\ (C/N_0)_t^{-1} &= (C/N_0)_1^{-1} + (C/N_0)_2^{-1} \end{aligned}$$

Όπου G η συνολική απολαβή ισχύος μεταξύ εισόδου του επαναλήπτη και εισόδου του δέκτη.

Αυτά μας δίνουν :

$$\begin{aligned} (C/N_0)_t^{-1} &= (N_0)_t / C_2 = \\ &= (N_0)_t = [(N_0)_2 + G(N_0)_1] / C_2 \quad (\text{Hz}^{-1}) \quad (2-25) \\ &= (N_0)_2 / C_2 + (N_0)_1 / G^{-1}C_2 \end{aligned}$$

Στη πιο πάνω έκφραση ο όρος $G^{-1}C_2$ αναπαριστά την ισχύ του σήματος στην είσοδο του επαναλήπτη . Έτσι είναι $(N_0)_1 / G^{-1}C_2 = (C/N_0)_1^{-1}$. Τελικά[9] :

$$(C/N_0)_t^{-1} = (C/N_0)_1^{-1} + (C/N_0)_2^{-1} \quad (\text{Hz}^{-1}) \quad (2-26)$$

2.4.1.2 Πιθανότητα Αποκοπής (Outage Probability) P_{out}

Σε συστήματα τα οποία περιορίζονται από θόρυβο η πιθανότητα αποκοπής P_{out} ορίζεται ως η πιθανότητα ότι ο στιγμιαίος σηματοθορυβικός λόγος (SNR) γ δεν πέφτει κάτω από ένα συγκεκριμένο κατώφλι γ_{th} δηλαδή

$$P_{out} = P[\gamma < \gamma_{th}] = \int_0^{\gamma_{th}} p_{\Gamma}(\gamma) d\gamma = P_{\gamma}(\gamma_{th}) \quad (2-27)$$

Στον παραπάνω τύπο το γ_{th} είναι το κατώφλι του SNR και αντιπροσωπεύει την ικανοποιητική ποιότητα υπηρεσίας όπως αυτή ορίζεται από τη συγκεκριμένη εφαρμογή που εκτελείται στο χρήστη ή τη χρησιμοποιούμενη διαμόρφωση σήματος.

Γνωρίζουμε ότι η αν X_1 και X_2 δύο τυχαίες και ανεξάρτητες μεταβλητές που ακολουθούν εκθετικό νόμο με παραμέτρους β_1 και β_2 (π.χ. $X_i \sim E(\beta_i)$, $i = 1,2$) τότε η συσσωρευτική συνάρτηση κατανομής CDF του $X = \min(X_1, X_2)$, $P_X(x)$ δίνεται από την :

$$P_X(x) = 1 - x\sqrt{\beta_1\beta_2} e^{-x/2(\beta_1+\beta_2)} K_1\left(x\sqrt{\beta_1\beta_2}\right) \quad (2-28)$$

Σύμφωνα με αυτό και θέτοντας $\beta_i = \frac{1}{\gamma_i}$ η (2-6) γράφεται

$$P_{out} = P_X(2\gamma_{th}) \quad (2-29)$$

Η οποία μας δίνει

$$P_{out} = 1 - \frac{2\gamma_{th}}{\sqrt{\gamma_1\gamma_2}} K_1\left(\frac{2\gamma_{th}}{\sqrt{\gamma_1\gamma_2}}\right) e^{-\gamma_{th}(1/\gamma_1+1/\gamma_2)} \quad (2-30)$$

Όπου γ_1 και γ_2 ο σηματοθορυβικός λόγος στην πρώτη και δεύτερη ζεύξη αντίστοιχα και $K_1(\cdot)$ η πρώτη τάξεως συνάρτηση Bessel δευτέρου είδους.

2.4.2 Αναγεννητικοί επαναλήπτες (Regenerative Relays)

2.4.2.1 Συνολικός Σηματοθορυβικός Λόγος

Στη περίπτωση του αναγεννητικού επαναλήπτη δεν μπορούμε να καταλήξουμε σε μια κλειστή έκφραση για το συνολικό σηματοθορυβικό λόγο γιατί, όπως προκύπτει από τα παραπάνω, το σήμα μεταδίδεται ξανά ως νέο από τον επαναλήπτη και η εξασθένιση κάθε διαδρομής δρα με ανεξάρτητο τρόπο στο σήμα. Για το λόγο αυτό συνηθίζεται να λαμβάνουμε ως συνολικό σηματοθορυβικό λόγο τον «χειρότερο» των δύο διαδρομών, ο οποίος μαθηματικά είναι και ο μικρότερος. Δηλαδή[4]:

$$(C/N_0)_t = \min((C/N_0)_1, (C/N_0)_2) \quad (2-31)$$

2.4.2.2 Πιθανότητα αποκοπής (Outage Probability) P_{out}

Όπως είδαμε, στην περίπτωση του αναγεννητικού επαναλήπτη δεν υπάρχει κλειστός τύπος για το σηματοθορυβικό λόγο αλλά η P_{out} ακόμα μπορεί να οριστεί ως το συμπληρωματικό ενδεχόμενο του γεγονότος και οι δύο ζεύξεις να λειτουργούν ικανοποιητικά. Δηλαδή

$$P_{out} = 1 - P_{avail} \quad (2-31)$$

Όπου

$$P_{avail} = P(CNR_1 > \gamma_{th}, CNR_2 > \gamma_{th}) \quad (2-32)$$

Και δείχνει το ποσοστό του χρόνου όπου και οι σηματοθορυβικοί λόγοι και στις δύο διαδρομές είναι πάνω από το καθορισμένο όριο γ_{th} .

Άρα τελικά η P_{out} δίνεται από τον τύπο

$$P_{out} = 1 - \left(\int_{\gamma_{th}}^{\infty} \frac{1}{\gamma_1} e^{-\gamma/\gamma_1} d\gamma \right) \left(\int_{\gamma_{th}}^{\infty} \frac{1}{\gamma_2} e^{-\gamma/\gamma_2} d\gamma \right) \quad (2-33)$$

$$= 1 - e^{-\gamma_{th}(1/\gamma_1 + 1/\gamma_2)}$$

2.4.2.3 Ολική Πιθανότητα Λάθους (BitErrorProbability)

Παρακάτω, θα προσπαθήσουμε να βρούμε μία έκφραση για την ολική, από άκρη σε άκρη, πιθανότητα ανίχνευσης ενός εσφαλμένου bit στο δέκτη σε ένα Dual – Hop σύστημα που λειτουργεί με αναγεννητικό επαναλήπτη.

Η πιθανότητα σφάλματος bit (BEP) εκφράζεται σαν η πιθανότητα να υπάρχει σφάλμα στην πρώτη ζεύξη (BEP_1) και όχι σφάλμα στη δεύτερη ζεύξη ($1 - BEP_2$), ή όχι σφάλμα στη πρώτη ζεύξη ($1 - BEP_1$) και σφάλμα στη δεύτερη ζεύξη (BEP_2). Άρα σύμφωνα με τα παραπάνω έχουμε :

$$BEP = BEP_1(1 - BEP_2) + (1 - BEP_1)BEP_2 \quad (2-34)$$

Η πιθανότητα σφάλματος bit στην πρώτη ζεύξη BEP_1 είναι συνάρτηση του $(C/N_0)_1$, και η πιθανότητα σφάλματος bit στην πρώτη ζεύξη BEP_2 είναι συνάρτηση του $(C/N_0)_2$. Καθώς και εφόσον τόσο το BEP_1 όσο και το BEP_2 είναι μικρά σε σύγκριση με τη μονάδα, η σχέση αυτή γίνεται :

$$BEP = BEP_1 + BEP_2 \quad (2-35)$$

Σύμφωνα, λοιπόν, με αυτήν τη σχέση, σε μεγάλους σηματοθορυβικούς λόγους, η συνολική πιθανότητα ανίχνευσης λάθους από άκρη σε άκρη ισούται με το άθροισμα των ανεξάρτητων αντίστοιχων πιθανοτήτων στις δύο ζεύξεις[9].

2.5 Γενική σύγκριση των δύο τεχνικών

Όπως είδαμε προηγουμένως, οι διαφανείς (αναλογικοί) επαναλήπτες χρησιμοποιούνται για να ενισχύσουν περιοδικά την ισχύ του σήματος κατά την μετάδοσή του μέσα από το κανάλι. Όμως, κάθε ενισχυτής, εκτός από το σήμα, αναπόφευκτα ενισχύει και την ισχύ του θορύβου του συστήματος. Σε αντίθεση, οι αναγεννητικοί (ψηφιακοί) επαναλήπτες μας επιτρέπουν να εκτελούμε περιοδικά φώραση και αναγέννηση των μεταδιδόμενων συμβόλων απαλλαγμένων θορύβου στο κανάλι μετάδοσης. Επειδή σε κάθε αναγεννητικό επαναλήπτη αναγεννάζεται σήμα απαλλαγμένο από θόρυβο, ο προσθετικός θόρυβος δε συσσωρεύεται. Παρόλα αυτά, όταν συμβαίνουν σφάλματα κατά τη φώραση σε έναν αναγεννητικό επαναλήπτη, τα σφάλματα αυτά διαδίδονται στους επαναλήπτες που ακολουθούν.

Για να υπολογίσουμε την επίδραση των σφαλμάτων στην επίδοση του συνολικού συστήματος, υποθέτουμε ότι η χρησιμοποιούμενη διαμόρφωση είναι το δυαδικό PAM, οπότε η πιθανότητα σφάλματος bit για ένα “άλμα” (μετάδοση σήματος από έναν επαναλήπτη στον επόμενο της αλυσίδας επαναληπτών) είναι

$$P_2 = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2-36)$$

Επειδή τα σφάλματα συμβαίνουν με μικρή πιθανότητα, μπορούμε να αμελήσουμε την πιθανότητα ένα bit να ανιχνευθεί λανθασμένα περισσότερες από μία φορές κατά τη μετάδοσή του μέσα από ένα κανάλι με K επαναλήπτες. Συνεπώς, ο αριθμός των σφαλμάτων θα αυξάνεται γραμμικά με τον αριθμό των αναγεννητικών επαναληπτών στο κανάλι και, επομένως, η συνολική πιθανότητα σφάλματος μπορεί να προσεγγισθεί ως

$$P_b \approx KQ\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2-37)$$

Αντίθετα, αν χρησιμοποιούμε K αναλογικούς επαναλήπτες στο κανάλι το λαμβανόμενο SNR ελαττώνεται κατά έναν παράγοντα K και, επομένως, η πιθανότητα σφάλματος bit είναι

$$P_b \approx Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{KN_0}}\right) \quad (2-38)$$

Είναι φανερό ότι, για την ίδια επίδοση πιθανότητας σφάλματος, η χρήση αναγεννητικών επαναληπτών έχει ως αποτέλεσμα σημαντική εξοικονόμηση μεταδιδόμενης ισχύος συγκριτικά με αυτήν των αναλογικών επαναληπτών. Επομένως, στα συστήματα ψηφιακών επικοινωνιών γενικά προτιμώνται οι αναγεννητικοί επαναλήπτες[7]. Βεβαίως, αυτό είναι κάτι το οποίο θα διερευνηθεί και θα αναλυθεί στις παραγράφους που ακολουθούν.

3. Προσομοίωση Dual – Hop Συστήματος

Στο παρόν κεφάλαιο, θα μελετηθεί, αναλυθεί και θα προσομοιωθεί τηλεπικοινωνιακό σύστημα μικροκυματικών συχνοτήτων, και συγκεκριμένα στην περιοχή 5 – 6 GHz, όπως είναι για παράδειγμα σε εξωτερικούς χώρους. Για τις ανάγκες προσομοίωσης του υπό μελέτη συστήματος αναπτύχθηκε κώδικας σε περιβάλλον Matlab (ο κώδικας περιλαμβάνεται στο Παράρτημα και γράφτηκε αποκλειστικά από το συγγραφέα για την παρούσα διπλωματική εργασία.). Στην αρχή, θα γίνει μία περιγραφή του Dual – hop συστήματος επικοινωνίας, οι παράμετροι του οποίου αναλύθηκαν παραπάνω, όπως αυτό θεωρήθηκε και προσομοιώθηκε. Αξίζει να σημειωθεί ότι οι προσομοιώσεις έγιναν με τέτοιο τρόπο (βλ. Παράρτημα) ώστε να υπάρχει η ζητούμενη ακρίβεια των μετρήσεων ενώ όπου ήταν δυνατό έγινε και επαλήθευση με θεωρητικά δεδομένα.

3.1 Block Διάγραμμα

Τα Block διαγράμματα, βάσει των οποίων έγιναν οι προσομοιώσεις για διαφανή και αναγεννητικό επαναλήπτη, είναι αυτά που έχουν παρατεθεί παραπάνω στο Σχήμα 8 (σελ. 35) και Σχήμα 9 (σελ. 36) αντίστοιχα.

3.1.1 Πομπός συστήματος

Τα δεδομένα («0» ή «1» που παράγονται τυχαία με ίση πιθανότητα) εισάγονται σειριακά στο πομπό. Στον κώδικά μας χρησιμοποιήσαμε μη όμοια πακέτα 1200bit το καθένα που επαναμεταδίδονταν σε loops.

Ο συρμός bits κωδικοποιούνται με συνελκτικό κώδικα διόρθωσης λάθους (convolutional encoder) με πολυώνυμα γεννήτριες $\{133,171\}$ (οκταδικά οριζόμενες), *constraint length* = 7 και ρυθμό κωδικοποίησης $1/2$. Το σχ.12 αναπαριστά αυτόν το, συνελκτικό κώδικα διόρθωσης λάθους. Ο ρυθμός κωδικοποίησης μπορεί να αυξηθεί μέσω puncturing και επιπλέον προκύπτουν, μέσω puncturing, ρυθμοί κωδικοποίησης $2/3$ και $3/4$. Εν συνεχεία, ακολουθεί ανακάτεμα των bits με τυχαίο τρόπο (random interleaving). Στην §2.3.3 καθώς και 8ο κεφάλαιο του [11], μπορεί ο αναγνώστης να ανατρέξει για περισσότερες πληροφορίες.

Ο κωδικοποιημένος και ανακατεμένος συρμός bits ομαδοποιούνται σε ομάδες των k bit και κάθε ομάδα, συνεπώς, λαμβάνει τιμή $M = 2^k$ και εισάγονται σε M-QAM διαμορφωτή, ο οποίος σύμφωνα με το 802.11a-1999 χρησιμοποιεί κωδικοποίηση κατά Gray, όπου κάθε συνδυασμός διαφέρει από τους γειτονικούς του μόνο κατά ένα bit (Σχήμα 10). Η έξοδος του M-QAM διαμορφωτή είναι μιγαδικές τιμές που αναπαρίστανται στο $I - Q$ επίπεδο (In-phase – Quadrature plane). Στην παρούσα εργασία, οι υπολογισμοί έχουν γίνει θεωρώντας μέση ενέργεια σήματος 1 Watt, και για το λόγο αυτό στον κώδικα Matlab ακολουθεί μια εξομάλυνση του σήματος και αποτελεί την έξοδο του πομπού έτοιμη προς μετάδοση μέσω του ασύρματου διαύλου.

3.1.2 Πρώτος Ασύρματος Δίαυλος

Τα σειριακά δεδομένα, που εκπέμπονται από τον πομπό του συστήματος, εκπορεύονται διαμέσου του ασύρματου διαύλου για να καταλήξουν στο δέκτη. Αυτός ο ασύρματος δίαυλος περιλαμβάνει δύο blocks που εισάγουν στο εκπεμπόμενο σήμα διαλείψεις και θόρυβο. Το block που εισάγει διαλείψεις (διαλείψεις μικρής κλίμακας) ονομάζεται Rayleigh channel και το block που εισάγει θόρυβο ονομάζεται AWGN.

Το Rayleigh channel εισάγει διαλείψεις λόγω πολλαπλών διοδεύσεων, με απουσία γραμμής θέσης (δηλαδή Non Line Of Sight - NLOS), ενώ οι διαλείψεις λόγω σχετικής κίνησης πομπού και

δέκτη στην παρούσα εργασία δεν λαμβάνονται υπόψη, θεωρώντας ότι ο πομπός και ο δέκτης είναι ακίνητοι. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, στο σημείο αυτό γίνεται πάλι μια εξομάλυνση των τυχαία παραγόμενων Rayleigh καναλιών, ώστε η μέση τους ενέργεια να είναι 1 Watt. Ο λευκός προσθετικός γκαουσιανός θόρυβος (AWGN) προσθέτει στο σήμα θόρυβο που ορίζεται από το σηματοθορυβικό λόγο (SNR). Πρέπει εδώ να σημειωθεί, ότι στη παρούσα εργασία, ο SNR ορίζεται από το χρήστη ως λόγος του σήματος προς το θόρυβο στην πλευρά του δέκτη, και έτσι συμπεριλαμβάνει τις απώλειες διαδρομές και λοιπές απώλειες. Για περισσότερες πληροφορίες ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στο κεφάλαιο 1, όπου γίνεται ανάλυση του ασύρματου διαύλου, καθώς και στα αντίστοιχα κεφάλαια του [11] για επιπλέον διευκρινήσεις.

3.1.3 Επαναλήπτης

Στη συνέχεια αφού τα δεδομένα περάσουν μέσα από τον ασύρματο δίαυλο, φθάνουν στον επαναλήπτη, όπου ανάλογα με τον τύπο του χρησιμοποιούμενου επαναλήπτη ακολουθούν και διαφορετική πορεία, όπως έχει παραπάνω αναλυθεί.

3.1.3.1 Διαφανής Επαναλήπτης

Όπως έχει ήδη αναλυθεί στην παράγραφο 2.1.1, το σήμα που φθάνει στον διαφανή επαναλήπτη, ενισχύεται από αυτόν και άρα πολλαπλασιάζεται με κάποιο κέρδος G , ώστε να αντισταθμιστεί η επίδραση της εξασθένησης του σήματος κατά τη μετάδοσή του μέσα από το κανάλι. Αξίζει να σημειωθεί ότι κατά τη διαδικασία αυτή, δεν ενισχύεται μόνο το μέρος του σήματος που μεταφέρει την πληροφορία αλλά αναπόφευκτα όλο το λαμβανόμενο σήμα και άρα και ο θόρυβος που έχει εισαχθεί από το κανάλι κατά το προηγούμενο βήμα. Στον κώδικα που χρησιμοποιήθηκε, η αντιστάθμιση επιτυγχάνεται με πολλαπλασιασμό του σήματος με ένα κατάλληλο παράγοντα ώστε η μέση ενέργειά του να είναι και πάλι 1 Watt.

3.1.3.2 Αναγεννητικός Επαναλήπτης

Η διαδικασία που ακολουθείται όταν ο επαναλήπτης είναι αναγεννητικού τύπου είναι διαφορετική και είναι αυτή που περιγράφεται στην παράγραφο 2.1.2. Σύμφωνα με αυτή λοιπόν, από το θορυβώδες σήμα που λαμβάνεται, εξάγεται το σήμα πληροφορίας το οποίο αποδιαμορφώνεται και έτσι λαμβάνονται τα αρχικά bits πληροφορίας που στάλθηκαν από τον πομπό του συστήματος (Η διαδικασία είναι ίδια και περιγράφεται παρακάτω κατά την ανάλυση

του δέκτη σήματος) . Στη συνέχεια, ο επαναλήπτης προχωράει σε μια εκ νέου κωδικοποίηση και διαμόρφωση των bits πληροφορίας με τον τρόπο που αναλύθηκε στην παράγραφο 3.1.1. Με τον τρόπο αυτό, το σήμα απαλλαγμένο θορύβου είναι έτοιμο για επαναμετάδοση στην επόμενη βαθμίδα δηλαδή στον τελικό δέκτη του συστήματος .

3.1.4 Δεύτερος Ασύρματος Δίαυλος

Αφού το σήμα υποστεί τις όποιες αλλαγές καθώς περνάει από τον επαναλήπτη, επαναμεταδίδεται στον τελικό προορισμό του Dual – Hop συστήματος μέσω ενός δεύτερου διαύλου και έτσι λοιπόν το σήμα υπόκειται σε εκ νέου εξασθένιση λόγω θορύβου και διαλείψεις λόγω πολλαπλών διοδεύσεων, με απουσία γραμμής θέσης (δηλαδή Non Line Of Sight - NLOS). Για περισσότερες πληροφορίες ο αναγνώστης μπορεί να ανατρέξει στην προηγούμενη παράγραφο 3.1.2 Ο σηματοθρομβικός λόγος (SNR) κατά τη δεύτερη διέλευση, ορίζεται και πάλι στην πλευρά του δέκτη και μπορεί να είναι ίδιος ή διαφορετικός από τον αντίστοιχο λόγο κατά τη διέλευση του σήματος στην πρώτη ζεύξη.

3.1.5 Δέκτης Συστήματος

Ο δέκτης του συστήματος αναλαμβάνει την εργασία να εξάγει από το ληφθέν σήμα το σήμα που εκτέμφθηκε από τον πομπό. Το ληφθέν σήμα είναι το άθροισμα των χρονικά καθυστερημένων αντίγραφων του αρχικού σήματος, λόγω πολλαπλών διοδεύσεων, μαζί με AWG θόρυβο. Στο δέκτη ακολουθείται η αντίστροφη λογική από αυτή του δέκτη. Τα μιγαδικά σύμβολα που εμπεριέχουν το θόρυβο από το κανάλι, οδηγούνται στον M-QAM αποκωδικοποιητή.

Κατά την ανάλυσή μας, θεωρούμε γνώση του καναλιού αφού πριν από τον M-QAM αποκωδικοποιητή, γίνεται εκτίμηση του καναλιού με τη χρήση ενός σήματος πιλότου που έχει σταλεί από το δέκτη μέσω του διαύλου. Εφόσον λοιπόν, ο δέκτης γνωρίζει το κανάλι γίνεται εκτίμηση του εκπεμπόμενου σήματος πολλαπλασιάζοντας το ληφθέν σήμα με την αντιστροφή του καναλιού (channel inverting) . Η εκτίμηση αυτή του σήματος δεν περιλαμβάνει εκτίμηση για τον θόρυβο που εισάχθηκε στο σήμα ενώ κατά τη χρήση διαφανούς επαναλήπτη, στο δέκτη γίνεται εκτίμηση λαμβάνοντας υπόψη και τα δύο κανάλια από τους διαύλους και των δύο

ζεύξεων, δηλαδή αντιστρέφονται και τα δύο κανάλια και το σήμα πολλαπλασιάζεται και με τα δύο ανεστραμμένα κανάλια.

Ο M-QAM αποκωδικοποιητής που ακολουθεί, μετατρέπει την μιγαδική πληροφορία σε bits. Αυτό επιτυγχάνεται με το να παίρνει απόφαση σχετικά με τη μεταδιδόμενη πληροφορία, κάνοντας χρήση του σήματος αστερισμού που χρησιμοποιήθηκε στη διαμόρφωση (Σχήμα 10). Συγκεκριμένα υπολογίζει την απόσταση του μιγαδικού σήματος που λαμβάνει με κάθε σήμα του αστερισμού και παίρνει απόφαση για το πλησιέστερο σε αυτό αντιστοιχίζοντας τα αντίστοιχα bits. Τα bits αναδιατάσσονται μέσω του deinterleaver και αποκωδικοποιούνται μέσω viterbi decoder.

Τέλος, τα bits (και τα πακέτα) που στάλθηκαν και τα bits (και τα πακέτα) που ελήφθησαν συγκρίνονται για να εξαχθούν ο αριθμός λανθασμένων bit (και πακέτων) και ο αντίστοιχος ρυθμός εμφάνισης λανθασμένου bit (Bit Error Rate - BER) (και πακέτων – Packet Error Rate). Τα τελευταία είναι χρησιμότερο εργαλείο για την εκτίμηση απόδοσης του τηλεπικοινωνιακού συστήματος, για διάφορες διαμορφώσεις του.

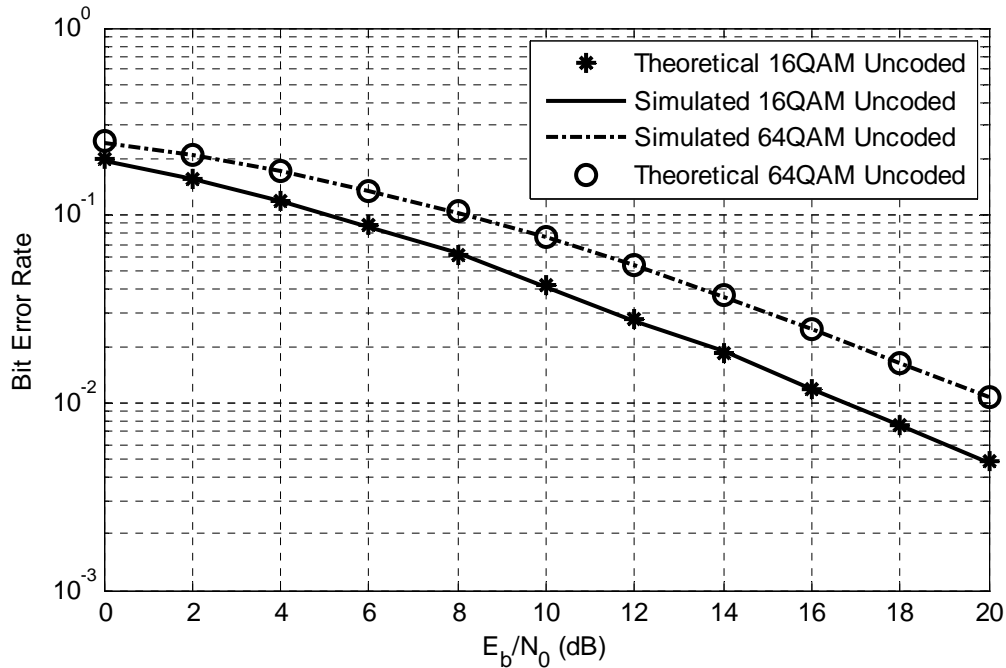
3.2 Διερεύνηση Παραμέτρων

Σύμφωνα με την παραπάνω ανάλυση του Block διάγράμματος, έγιναν και οι προσομοιώσεις του εν λόγω συστήματος με σκοπό τη διερεύνηση των παραμέτρων ενός τέτοιου συστήματος. Πρωτού προχωρήσουμε στην ανάλυση της Dual – Hop θεώρησης, έγιναν κάποιες προσομοιώσεις στην άμεση σύνδεση (direct link) πομπού – δέκτη με σκοπό τη διευκόλυνση της παραπέρα ανάλυσης.

3.2.1 Θεωρία και Προσομοίωση (Theoretical vs Simulation)

Αρχικά για λόγους επιβεβαίωσης και εγκυρότητας, έγινε εξομοίωση του Matlab κώδικα σε άμεση μόνο σύνδεση, με χρήση M-QAM διαμόρφωσης (βλ. §2.3.1) σε Rayleigh κανάλι και χωρίς χρήση κωδικοποίησης. Στη συνέχεια έγινε απεικόνιση των αποτελεσμάτων σε κοινό άξονα με τις θεωρητικές καμπύλες όπως προκύπτουν από του αντίστοιχους τύπους της §2.3.2. Τα αποτελέσματα φαίνονται παρακάτω στο Σχήμα 13 για $M = 16$ και $M = 64$. Στον οριζόντιο άξονα

έχουμε το E_b/N_0 το οποίο ορίζεται στην πλευρά του δέκτη ως ο λόγος της ανά bit ενέργειας E_b προς τη μονόπλευρη φασματική πυκνότητα θορύβου N_0 , σε db. Στον κατακόρυφο άξονα έχουμε το BitErrorRate δηλαδή το ρυθμό ανίχνευσης ενός λανθασμένου bit στο δέκτη.

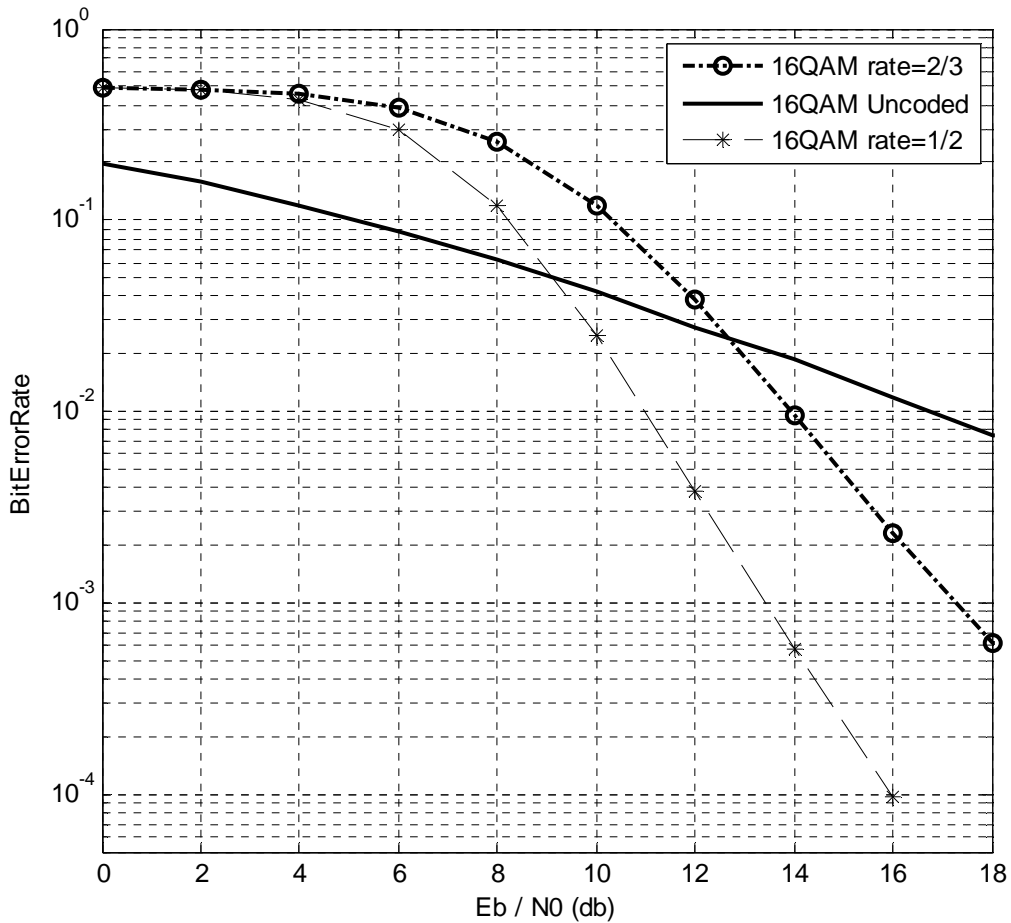


Σχήμα 13 Rayleigh κανάλι με AWGN θόρυβο χωρίς κωδικοποίηση

Όπως φαίνεται και στο παραπάνω σχήμα τα θεωρητικά αποτελέσματα ταυτίζονται με εκείνα της εξομοίωσης, προσδίδοντας εγκυρότητα στον χρησιμοποιούμενο κώδικα αφού λειτουργεί όπως θα έπρεπε.

3.2.2 Χρήση Κωδικοποίησης

Στη συνέχεια, στον παραπάνω κώδικα και συγκεκριμένα για 16-QAM διαμόρφωση, εφαρμόστηκε κωδικοποίηση των δεδομένων της πηγής σύμφωνα με τα όσα αναφέρονται στην §2.3.3 και συγκεκριμένα για ρυθμό κωδικοποίησης 1/2 και 2/3. Τα αποτελέσματα των εξομοιώσεων παρουσιάζονται παρακάτω στο σχήμα 14 σε κοινό άξονα με τα αποτελέσματα των εξομοιώσεων όταν δε χρησιμοποιήθηκε κωδικοποίηση.



Σχήμα 14 Rayleigh κανάλι με AWGN θόρυβο με 16QAM διαμόρφωση και χρήση κωδικοποίησης coderate = 1/2 και coderate =2/3

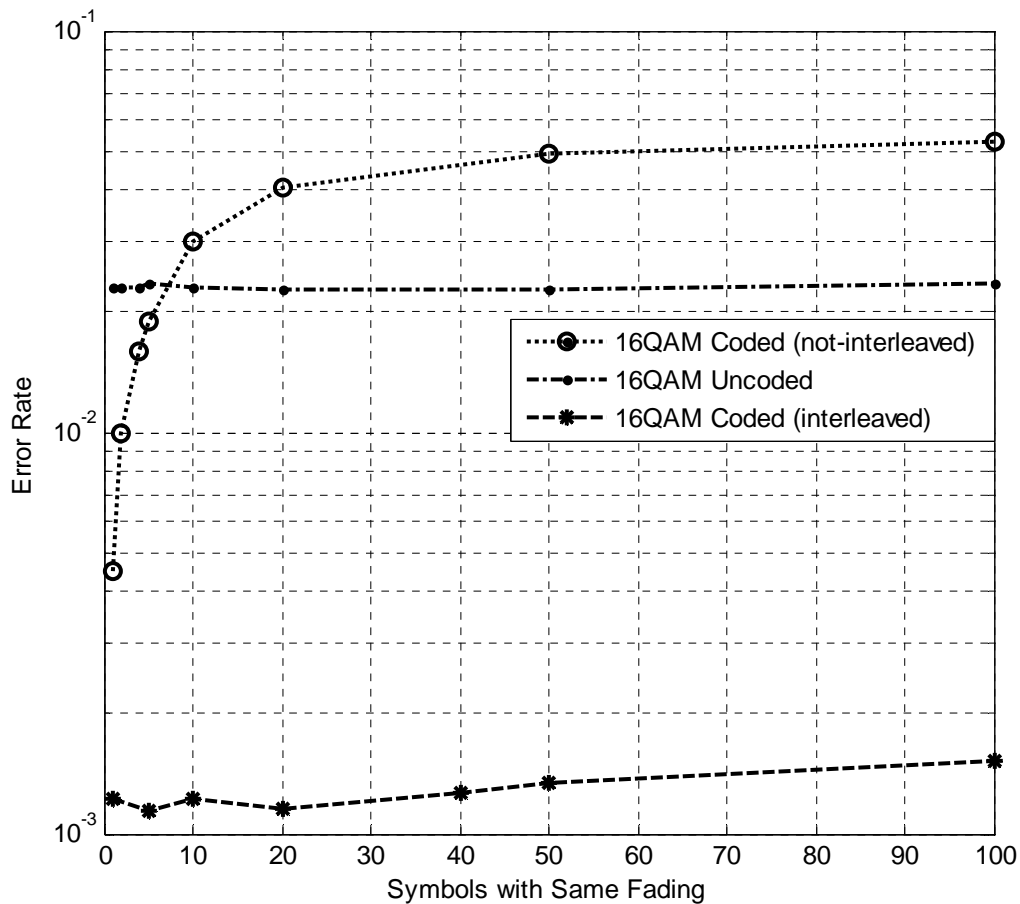
Από το διάγραμμα αυτό, παρατηρούμε ότι η χρήση της κωδικοποίησης είναι ευνοϊκή για την επικοινωνία, από ένα κατώφλι του λόγου E_b / N_0 και πέρα, αφού όσο μεγαλώνει ο λόγος πάνω από αυτό το κατώφλι τόσο μικρότερη είναι η πιθανότητα ανίχνευσης ενός εσφαλμένου bit σε σχέση με το σενάριο χωρίς κωδικοποίηση. Η ύπαρξη του κατωφλίου, οφείλεται στο γεγονός ότι η κωδικοποίηση προσφέρει καλύτερη επίδοση σε βάρος όμως της ισχύος εκπομπής (trade – off). Έτσι για ρυθμό 1/2, η συνολική πληροφορία που μεταδίδεται μέσα από το κανάλι είναι 2πλάσια, ενώ η συνολική ισχύς ίδια, με αποτέλεσμα να μειώνεται η ενέργεια που αντιστοιχεί σε κάθε σύμβολο. Αποτέλεσμα είναι να έχουμε για μικρούς σηματοθορυβικούς λόγους, χαμηλή επίδοση αφού χάνουμε σε ενέργεια και ο κώδικας δε μπορεί να διορθώσει τις ριπές λαθών, ενώ για πολύ μικρό λόγο E_b / N_0 η πιθανότητα είναι κοντά στο 50% που σημαίνει τυχαία απόφαση για κάθε bit. Αντίθετα, όσο λόγος μεγαλώνει, η επίδοση του κώδικα αντισταθμίζει αυτή την απώλεια ενέργειας. Έτσι, εμφανίζεται το κατώφλι του λόγου E_b / N_0 που βλέπουμε στο σχήμα. Το

κατώφλι αυτό φαίνεται να είναι τα 9db για ρυθμό κώδικα 1/2 και κοντά στα 13db για ρυθμό κώδικα 2/3 ..

Επίσης βλέπουμε ότι ο κώδικας με το μικρότερο ρυθμό 1/2 έχει καλύτερη επίδοση από αυτόν με ρυθμό 2/3. Αυτό συμβαίνει αφού ο πρώτος χρησιμοποιεί ένα κωδικό bit για κάθε bit πληροφορίας ενώ ο δεύτερος χρησιμοποιεί ένα κωδικό bit για κάθε δύο bit πληροφορίας και έτσι μπορεί να διορθώσει λιγότερα λάθη. Βεβαίως, αυτό έχει και ως αποτέλεσμα ο πρώτος κώδικας να χρησιμοποιεί περισσότερους πόρους από το σύστημα και για αυτό θα πρέπει να γίνεται κάποιος προγραμματισμός όσον αφορά στο χρησιμοποιούμενο ρυθμό.

3.2.3 Χρήση Interleaving

Στη συνέχεια γίνανε κάποιες εξομοιώσεις του κώδικά μας για να διερευνηθεί η τεχνική του interleaving που περιγράφεται στην §2.3.3 . Οι προσομοιώσεις γίνανε με 16QAM διαμόρφωση, ρυθμό κώδικα 1/2 και λόγο $E_b/N_0 = 13\text{db}$ ώστε να μην είμαστε στο πεδίο του κώδικα που η απόφαση είναι σχεδόν τυχαία όπως φαίνεται στο σχήμα 14. Στο συγκεκριμένο πείραμα, αλλάζαμε κάθε φορά τη διάρκεια μέσα στην οποία το κανάλι μας παραμένει σταθερό, δηλαδή το χρόνο που το πλάτος της σκίασης Rayleigh παραμένει σταθερό , μετρούμενος σε διάρκεια συμβόλου. Τα αποτελέσματα φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα.



Σχήμα 15. Πιθανότητα λάθους με χρήση και μη interleaving σε συνάρτηση με το χρόνο που το κανάλι παραμένει σταθερό.

Από το διάγραμμα αυτό, φαίνεται ότι όσο πιο πολλά σύμβολα διαρκεί το πλάτος των διαλείψεων, δηλαδή καθώς το κανάλι αλλάζει όλο και πιο αργά, η χρήση κωδικοποίησης χωρίς interleaving γίνεται ολοένα και πιο αναποτελεσματική και βλέπουμε ότι μετά από ένα κατώφλι γίνεται αρκετά χειρότερη και από την περίπτωση της μη κωδικοποίησης. Αυτό συμβαίνει γιατί όταν το κανάλι αλλάζει αργά, οι διαλείψεις Rayleigh διαρκούν περισσότερο μέσα στο μεταδιδόμενο μήνυμα. Έτσι, λοιπόν αν το κανάλι πέσει σε βαθιές διαλείψεις τότε επηρεάζει μεγάλο μέρος του και δημιουργεί δηλαδή ριπές λαθών, κάτι που ο κώδικας δεν μπορεί να διορθώσει. Βλέπουμε ότι το φαινόμενο αυτό γίνεται εντονότερο όσο πιο αργό είναι το κανάλι, με αποτέλεσμα να έχουμε περισσότερα λάθη, και φθάνει για πολύ αργό κανάλι η απόφαση για το λαμβανόμενο bit να είναι τυχαία (πιθανότητα λάθους κοντά στο 50%).

Αντιθέτως, στην περίπτωση όπου χρησιμοποιείται τυχαίο interleaving βλέπουμε ότι η κωδικοποίηση των δεδομένων είναι αρκετά πιο αποτελεσματική από την παραπάνω περίπτωση. Η περίπτωση ανίχνευσης λανθασμένου bit είναι αρκετά μικρότερη και από τη μη κωδικοποίηση και από την κωδικοποίηση χωρίς interleaving σε όλο το μήκος του διαγράμματος. Επίσης, βλέπουμε πως ο ρυθμός που αλλάζει το κανάλι επηρεάζει το αποτέλεσμα σε πολύ μικρότερο βαθμό από την πιο πάνω περίπτωση. Βεβαίως όταν το κανάλι γίνεται πολύ αργό, βλέπουμε αύξηση των λαθών, αλλά η οποία είναι σχετικά μικρή. Τα αποτελέσματα αυτά μπορούν να ερμηνευθούν από τον τρόπο που λειτουργεί το interleaving (§2.3.3), αφού το «ανακάτεμα» των bits προτού μεταδοθούν έχει ως αποτέλεσμα λιγότερα συνεχόμενα κωδικοποιημένα bit να υπόκεινται στην ίδια διάλειψη και έτσι ο κώδικας να είναι πιο ανθεκτικός σε ριπές λαθών.

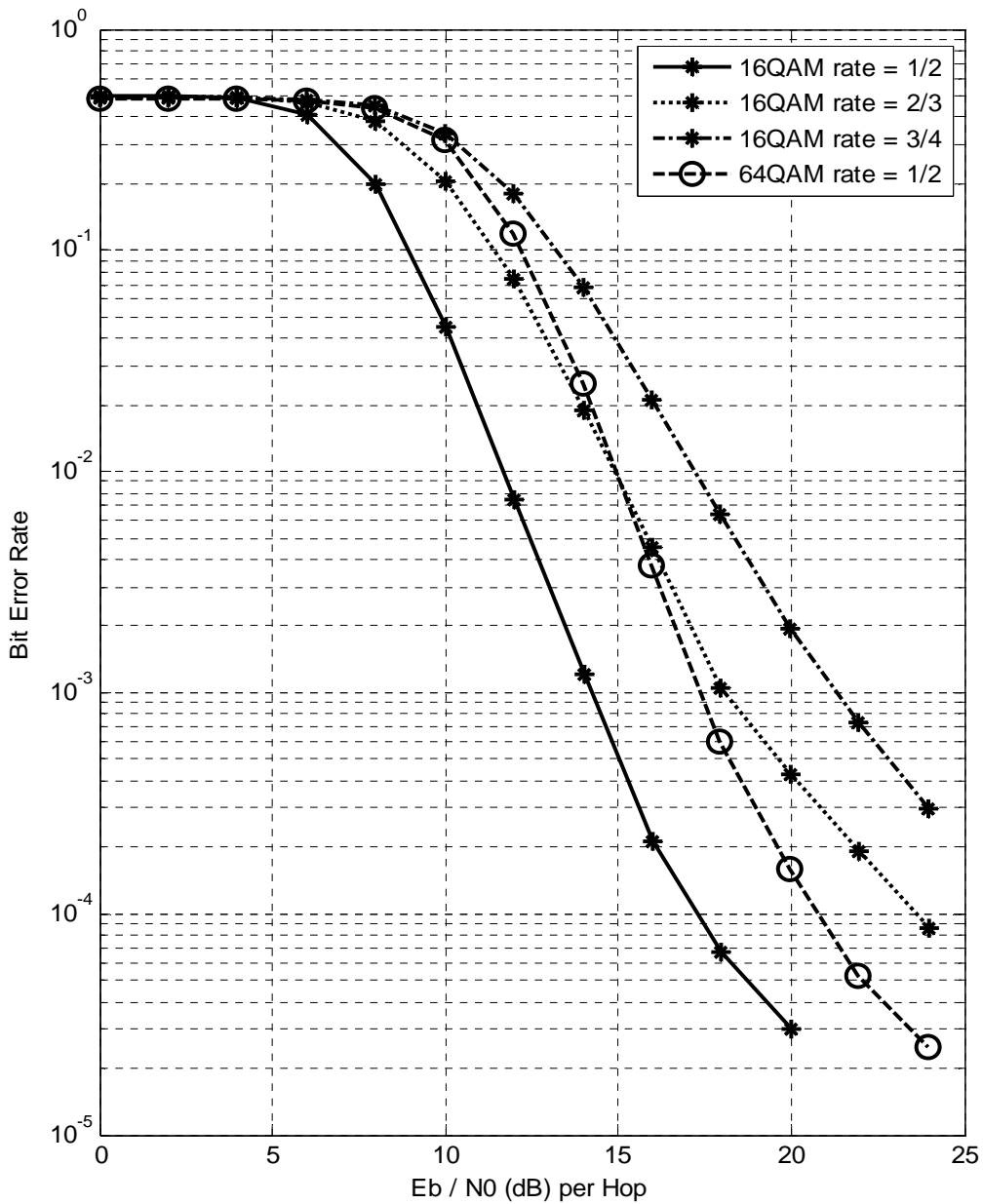
Για τους παραπάνω λόγους στα παρακάτω στάδια της εργασίας χρησιμοποιείται κωδικοποιημένη μετάδοση με χρήση interleaving.

3.2.4 Αναγεννητικός - Διαφανής Επαναλήπτης (Regenerative-Transparent Relay)

Παρακάτω θα δούμε τις εξομοιώσεις με χρήση των δύο επαναληπτών, αναγεννητικών και μη, αρχικά τον καθένα ξεχωριστά και στη συνέχεια σύγκριση των δύο. Όπου δεν αναφέρεται διαφορετικά, γίνεται προσομοίωση fast fading καναλιού το οποίο έχει διαφορετικό πλάτος σκίασης σε κάθε μεταδιδόμενο σύμβολο.

3.2.4.1 Αναγεννητικός Επαναλήπτης – Ισορροπημένη Διάδοση (Regenerative Relay - Balanced)

Στη συνέχεια, έγιναν προσομοιώσεις για την περίπτωση που γίνεται χρήση αναγεννητικού επαναλήπτη σύμφωνα με τα όσα περιγράφονται στην §2.1.2. Στον κώδικα, ορίζουμε κάθε φορά όπως έχει αναφερθεί και παραπάνω το λόγο E_b/N_0 στο δέκτη της κάθε διαδρομής. Αρχικά



Σχήμα 16. Πιθανότητα λάθους στον δέκτη με χρήση αναγεννητικού επαναλήπτη (*balanced*).

θεωρούμε ότι ο λόγος αυτός στις δύο διαδρομές (από τον πομπό στον επαναλήπτη και από τον επαναλήπτη στον τελικό δέκτη) είναι ίδιος, κατάσταση η οποία αναφέρεται και ως *ισορροπημένη* (*balanced*). Τα αποτελέσματα για διάφορους ρυθμούς κωδικοποίησης φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα για M-QAM διαμόρφωση ($M=16$ και $M=64$).

Από το παραπάνω διάγραμμα παρατηρούμε ότι σε όλες τις περιπτώσεις, για πολύ μικρό σηματοθορυβικό λόγο, η απόφαση για το λαμβανόμενο bit στο δέκτη είναι τυχαία. Επίσης, βλέπουμε ότι όσο μεγαλώνει ο ρυθμός κωδικοποίησης, τόσο χειρότερη γίνεται η απόδοση του συστήματος ενώ στην $M = 64$ διαμόρφωση έχουμε πάλι χειρότερη απόδοση από την αντίστοιχη για $M = 16$. Αυτά τα συμπεράσματα είναι ίδια και αναμενόμενα από τα αντίστοιχα για direct link που περιγράφηκαν παραπάνω.

Επιπλέον αξίζει να διερευνηθεί ο γενικός θεωρητικός τύπος (2-34) που δίνει την ολική πιθανότητα λάθους από τις επιμέρους πιθανότητες ανά διαδρομή, και ο ειδικός (2-35) που ισχύει για μεγάλο σηματοθορυβικό λόγο. Παρακάτω παρατίθεται ένας πίνακας με τα αποτελέσματα προσομοίωσης αναγεννητικού επαναλήπτη με διαμόρφωση 16QAM και κωδικοποίηση 1/2. Ως rate1 και rate2 ορίζονται οι πιθανότητες αντίχενυσης λανθασμένου bit στην πρώτη και δεύτερη διαδρομή αντίστοιχα και rate η ολική πιθανότητα λάθους από άκρη σε άκρη δηλαδή από τον πομπό μέχρι τον τελικό προορισμό.

Eb/No (db)	rate1	rate2	BER (2-34)	BER (2-35)	Rate
0	0,49389167	0,494942	0,499938204	0,988833333	0,499467
2	0,47588333	0,474367	0,498763619	0,95025	0,498283
4	0,42479167	0,422058	0,488276274	0,84685	0,486167
6	0,28941667	0,295933	0,414053922	0,58535	0,4134
8	0,1122	0,109983	0,197503073	0,222183333	0,198083
10	0,02120833	0,025767	0,045882064	0,046975	0,045308
12	0,00384992	0,00365	0,007471895	0,0075	0,007492
14	0,000775	0,000433	0,001207662	0,001208333	0,001208
16	0,00011035	0,000103	0,000213067	0,00021309	0,000213
18	3,40E-05	3,36E-05	6,7534E-05	6,75363E-05	6,75E-05
20	1,64E-05	1,41E-05	3,04995E-05	0,0000305	3,03E-05

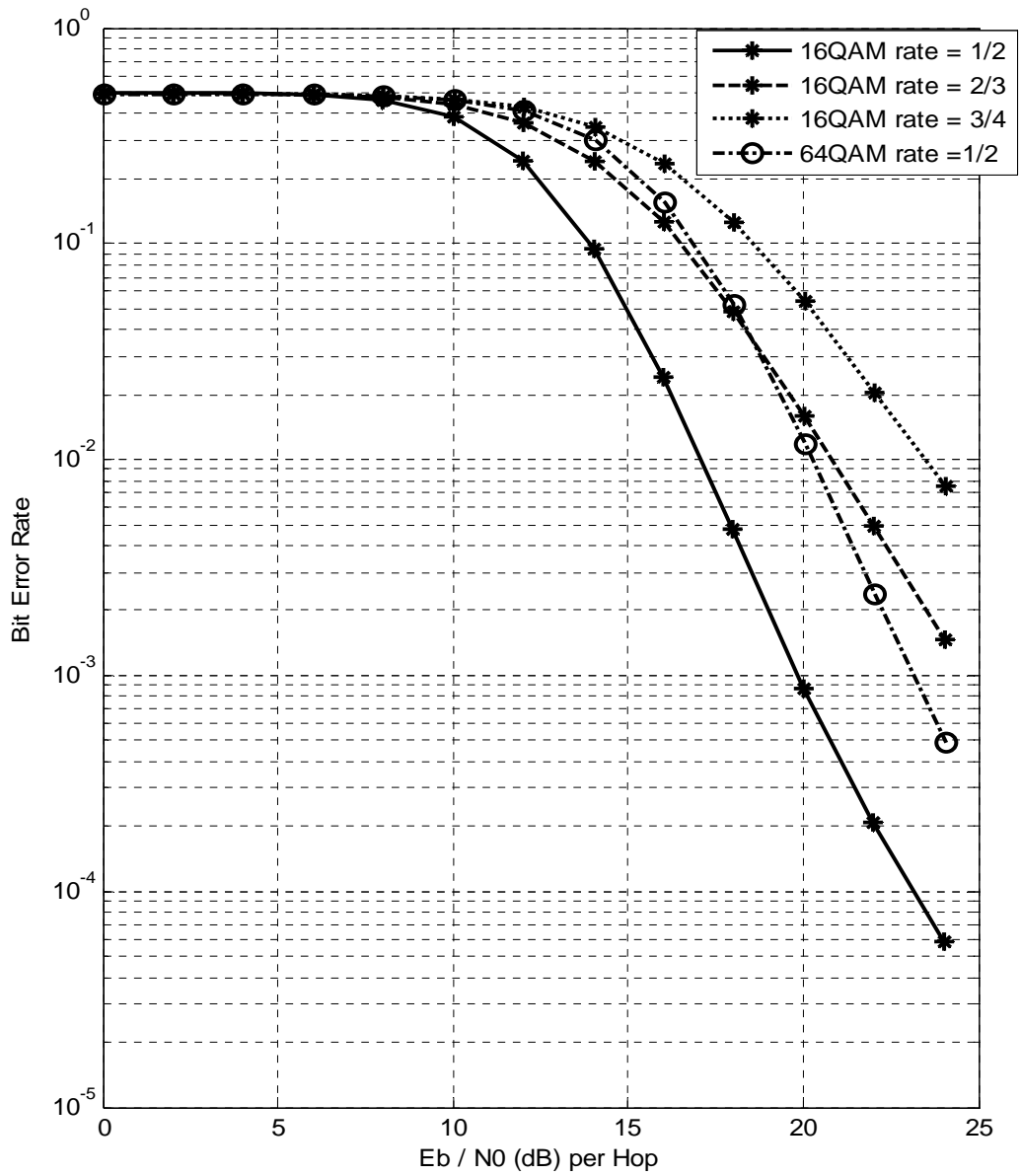
Πίνακας 1. Ολική πιθανότητα λάθους υπολογισμένη με θεωρητικούς τύπους

Από τον παραπάνω πίνακα βλέπουμε ότι επαληθεύεται η σχέση $BEP = BEP_1(1 - BEP_2) + (1 - BEP_1)BEP_2$ (2-34) , η οποία ισχύει πάντα σε αναγεννητικό επαναλήπτη ανεξάρτητα από το μέσο σηματοθορυβικό λόγο, ενώ η σχέση $BEP = BEP_1 + BEP_2$ (2-35) ισχύει για μεγάλο σηματοθορυβικό λόγο $Eb/No > 10db$, όπου μειώνεται σημαντικά το rate1 και rate2. Αντίστοιχη σχέση δεν ισχύει στον διαφανή επαναλήπτη.

3.2.4.2 Διαφανείς Επαναλήπτης – Ισορροπημένη Διάδοση (Transparent Relay - Balanced)

Σε αντίστοιχα με τα παραπάνω συμπεράσματα, καταλήγουμε και στην περίπτωση χρήσης διαφανούς επαναλήπτη στην ισορροπημένη (balanced) θεώρηση και τα αποτελέσματα της εξομοίωσης φαίνονται παρακάτω.

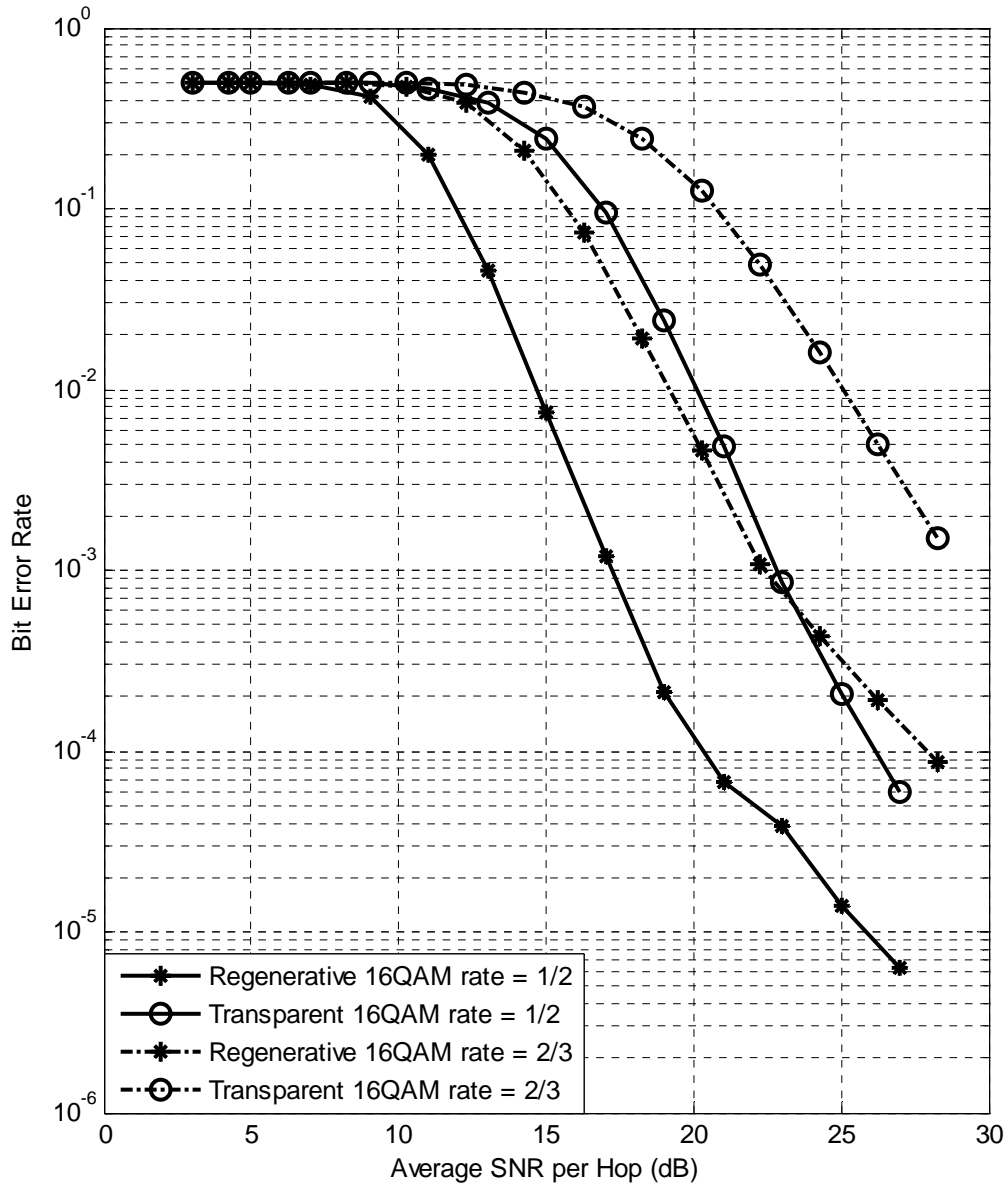
Βλέπουμε ότι το διάγραμμα είναι της ίδιας μορφής με το παραπάνω με τη διαφορά ότι οι καμπύλες δεν είναι τόσο απότομες, αφού η πιθανότητα ανίχνευσης λάθους μειώνεται με σχετικά μικρότερο ρυθμό από την αντίστοιχη στον αναγεννητικό επαναλήπτη. Σύγκριση των δύο τεχνικών θα φανεί καλύτερα σε επόμενα διαγράμματα.



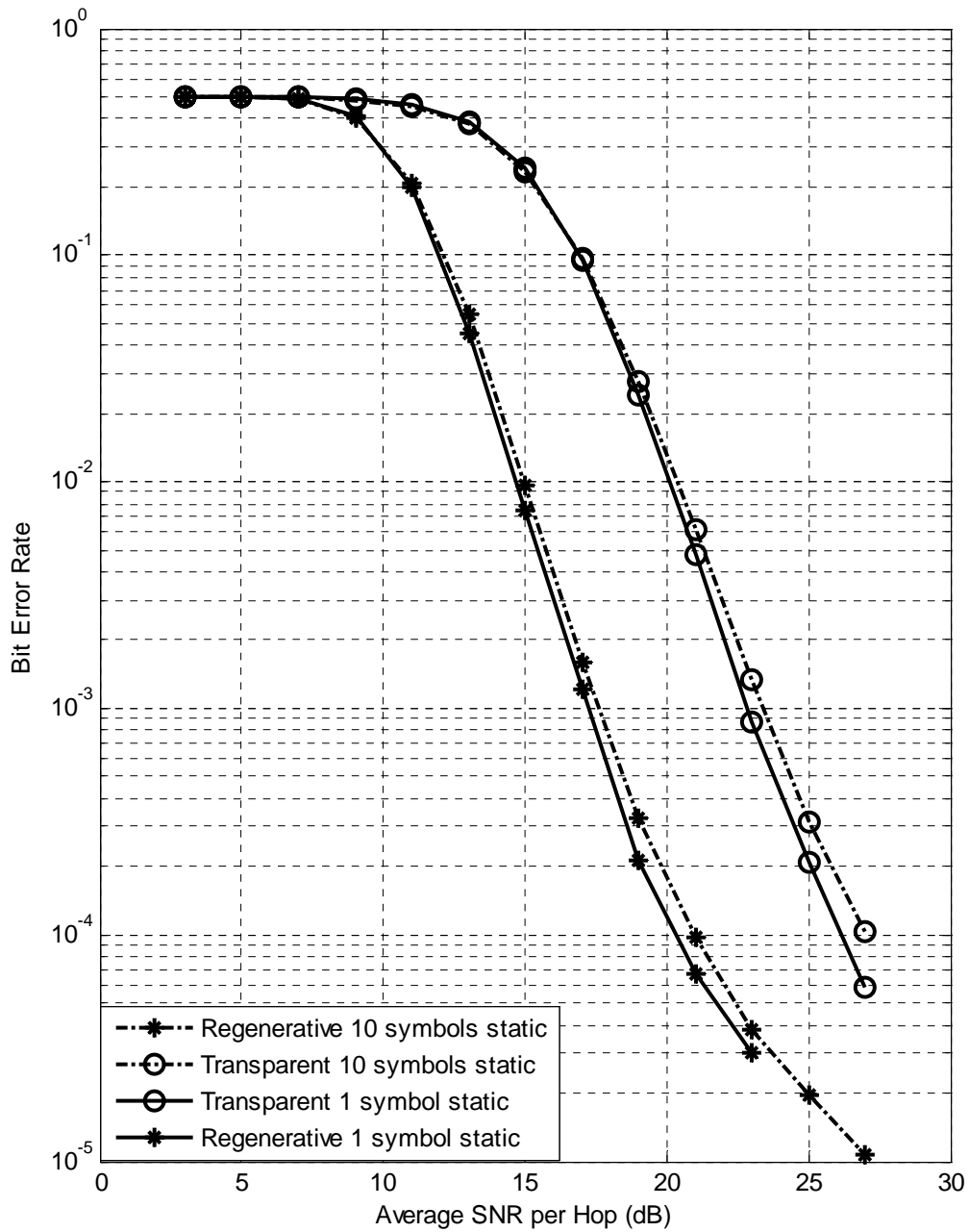
Σχήμα 17. Πιθανότητα λάθους στον δέκτη με χρήση διαφανούς επαναλήπτη (*balanced*).

3.2.4.3 Αναγεννητικός – Διαφανής Επαναλήπτης σε Ισορροπημένη Διάδοση (Regenerative vs Transparent - balanced)

Ας δούμε τώρα τους δύο διαφορετικούς τύπους επαναληπτών συγκριτικά μεταξύ τους. Στο παρακάτω διάγραμμα φαίνονται σε κοινούς άξονες τα αποτελέσματα για ισορροπημένη διαδρομή – δηλαδή ίδιο σηματοθορυβικό λόγο στις δύο διαδρομές ο οποίος είναι και ο οριζόντιος άξονας του διαγράμματος. Στο πρώτο διάγραμμα, η διαμόρφωση που χρησιμοποιήθηκε είναι 16 QAM και ο ρυθμός κωδικοποίησης $1/2$ και $2/3$, ενώ στο δεύτερο διάγραμμα έχουμε κωδικοποίηση $1/2$ αλλά αλλάζει ο χρόνος που παραμένει σταθερό το κανάλι μέσα σε μια μετάδοση μηνύματος.



Σχήμα 18. Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την πιθανότητα λάθους στον δέκτη (*balanced*).



Σχήμα 19. Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την πιθανότητα λάθους στον δέκτη (*balanced*).

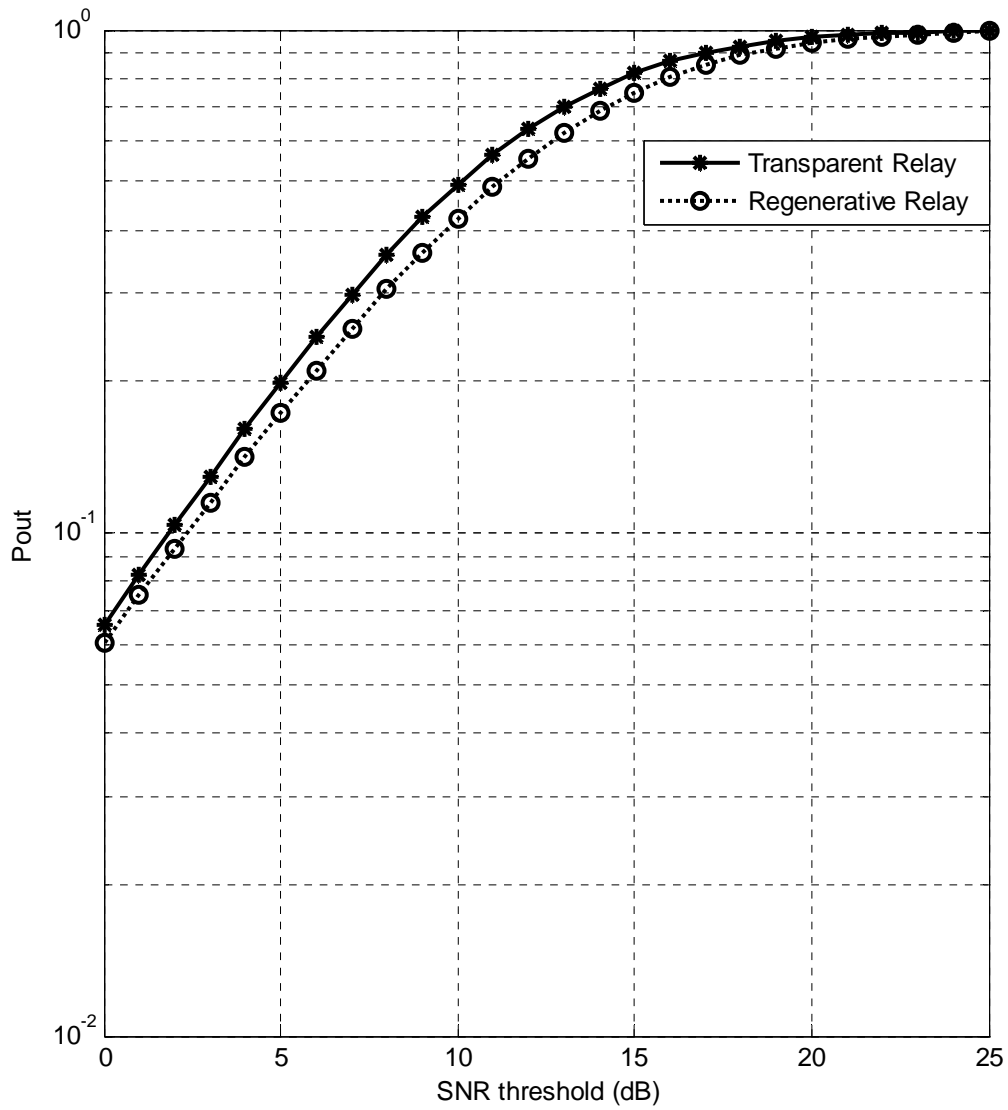
Από το παραπάνω διάγραμμα 18, ένα πρώτο συμπέρασμα είναι ότι ο αναγεννητικός επαναλήπτης έχει μια σαφώς καλύτερη επίδοση σε σχέση με τον διαφανή επαναλήπτη, κάτι το οποίο

περιμέναμε όπως αναλύθηκε στην §2.5. και ότι ο κώδικας με ρυθμό 1/2 είναι πολύ καλύτερος σε σχέση με το ρυθμό 2/3, όπως πάλι αναμενόταν όπως αναλύθηκε παραπάνω, σε βάρος βεβαίως μεγαλύτερης χρησιμοποίησης των πόρων του συστήματος. Ίδια μορφή παρουσιάζουν τα δύο συστήματα και στην περίπτωση που το περιβάλλον αλλάζει πιο αργά, δηλαδή το πλάτος της σκίασης παραμένει σταθερό για διάρκεια δέκα συμβόλων, με τη μόνη διαφορά ότι είναι ελαφρώς μετατοπισμένα προς μεγαλύτερο μέσο SNR όπως φαίνεται στο διάγραμμα 19, γεγονός που οφείλεται σε ριπές λαθών που ο κώδικας δεν μπορεί να διορθώσει τόσο αποδοτικά όσο στην περίπτωση που το κανάλι μας αλλάζει πολύ γρήγορα.

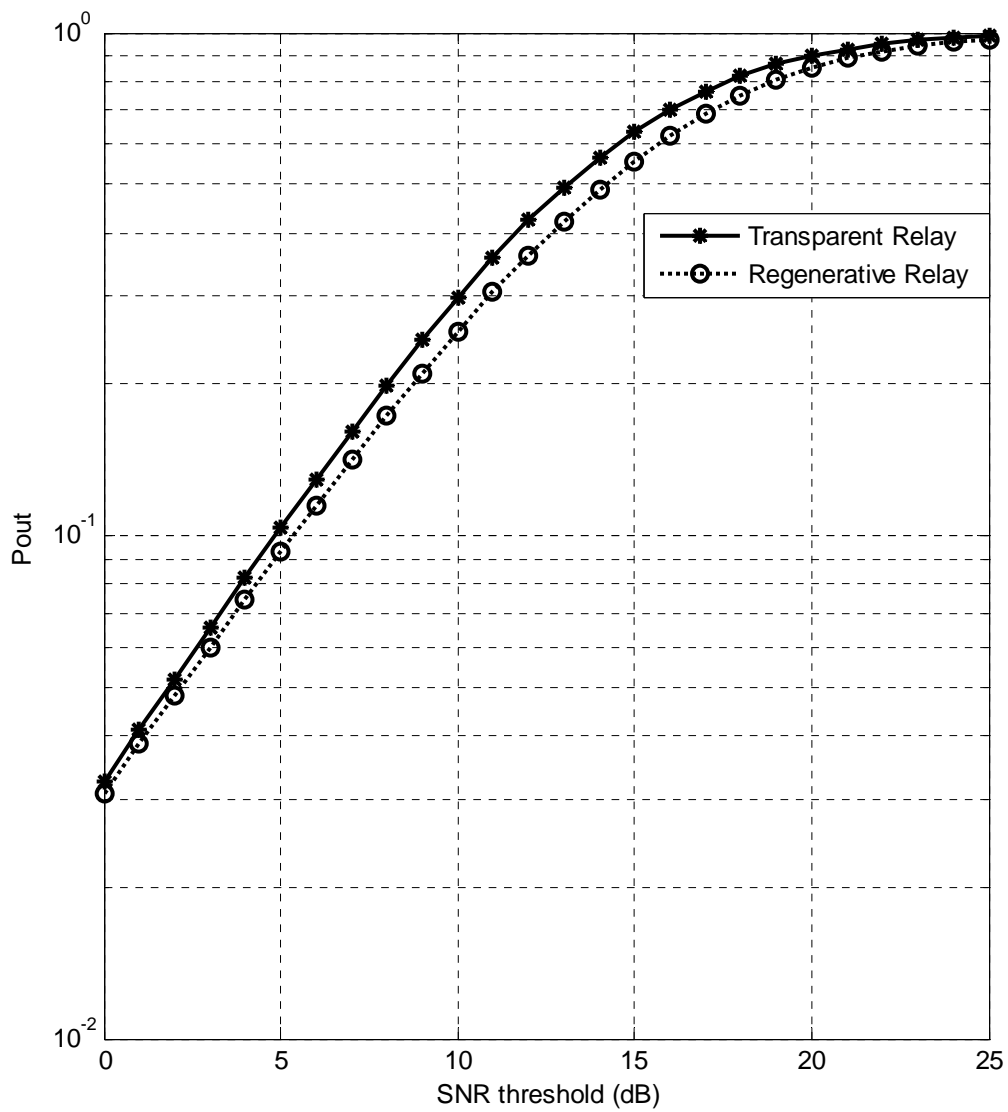
Συγκεκριμένα, στο πρώτο διάγραμμα, βλέπουμε μια περιοχή γύρω στα 10 db average SNR per Hop, όπου σε κάθε περίπτωση η επίδοση του κώδικα και των δύο τεχνικών είναι δυσχερής και η απόφαση για το bit που φθάνει στον δέκτη είναι τυχαία, αφού η πιθανότητα λάθους είναι κοντά στο 50%. Το γεγονός αυτό οφείλεται κυρίως στη χρήση κωδικοποίησης, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω. Η περιοχή αυτή τελειώνει γρηγορότερα, δηλαδή σε μικρότερο SNR για τον αναγεννητικό επαναλήπτη και όσο πιο μικρός είναι ο ρυθμός κωδικοποίησης. Μετά από την περιοχή αυτή, οι δύο καμπύλες για regenerative και transparent παρουσιάζουν μεγάλη κλίση, και η πιθανότητα ανίχνευσης λάθους στο δέκτη μειώνεται με μεγάλο ρυθμό, ενώ είναι σαφές ότι η πιθανότητα αυτή είναι μικρότερη για την περίπτωση του regenerative relay. Συγκεκριμένα, παρατηρούμε ότι για πιθανότητα ανίχνευσης λανθασμένου bit από 10^{-2} έως 10^{-4} , στην περίπτωση του regenerative relay έχουμε ένα κέρδος σε σηματοθορυβικό λόγο ως προς τον transparent relay της τάξεως των 6db.

Παρατηρούμε επίσης ότι για μεγάλο λόγο SNR η διαφορά μεταξύ των δύο τεχνικών μικραίνει ελαφρώς, αφού βλέπουμε ότι η διαφορά για λόγο SNR = 17db η διαφορά του BER των δύο συστημάτων είναι της τάξεως του 10^{-2} ενώ για μεγάλα SNR αυτή φαίνεται να ελαττώνεται και για λόγο SNR = 27db per Hop έχει μειωθεί σε διαφορά της τάξεως του 10^{-1} .

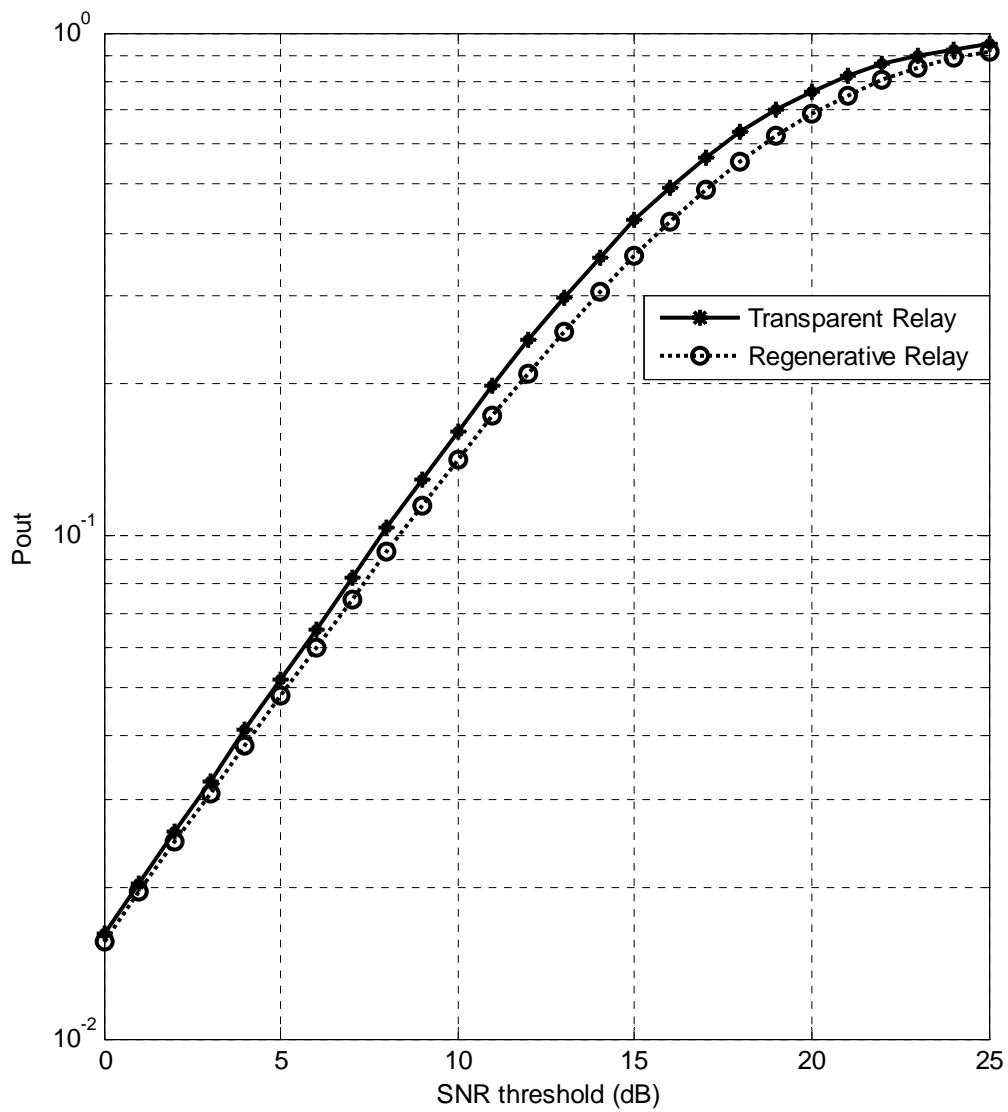
Για καλύτερη σύγκριση των δύο τύπων επαναληπτών, τους συγκρίνουμε παρακάτω ως προς την πιθανότητα αποκοπής Routage, δηλαδή η πιθανότητα ο ολικός σηματοθορυβικός λόγος να πέφτει κάτω από ένα συγκεκριμένο κατώφλι, όπως αυτό μπορεί να ορίζεται από τις ανάγκες συγκεκριμένης εφαρμογής. Στα παρακάτω διαγράμματα φαίνεται η Routage για τις δύο διαφορετικές τεχνικές (balanced θεώρηση με 16QAM διαμόρφωση και ρυθμό κωδικοποίησης 1/2), σε συνάρτηση με το κατώφλι αυτό, και αλλάζοντας κάθε φορά τον μέσο σηματοθορυβικό λόγο ανά διαδρομή.



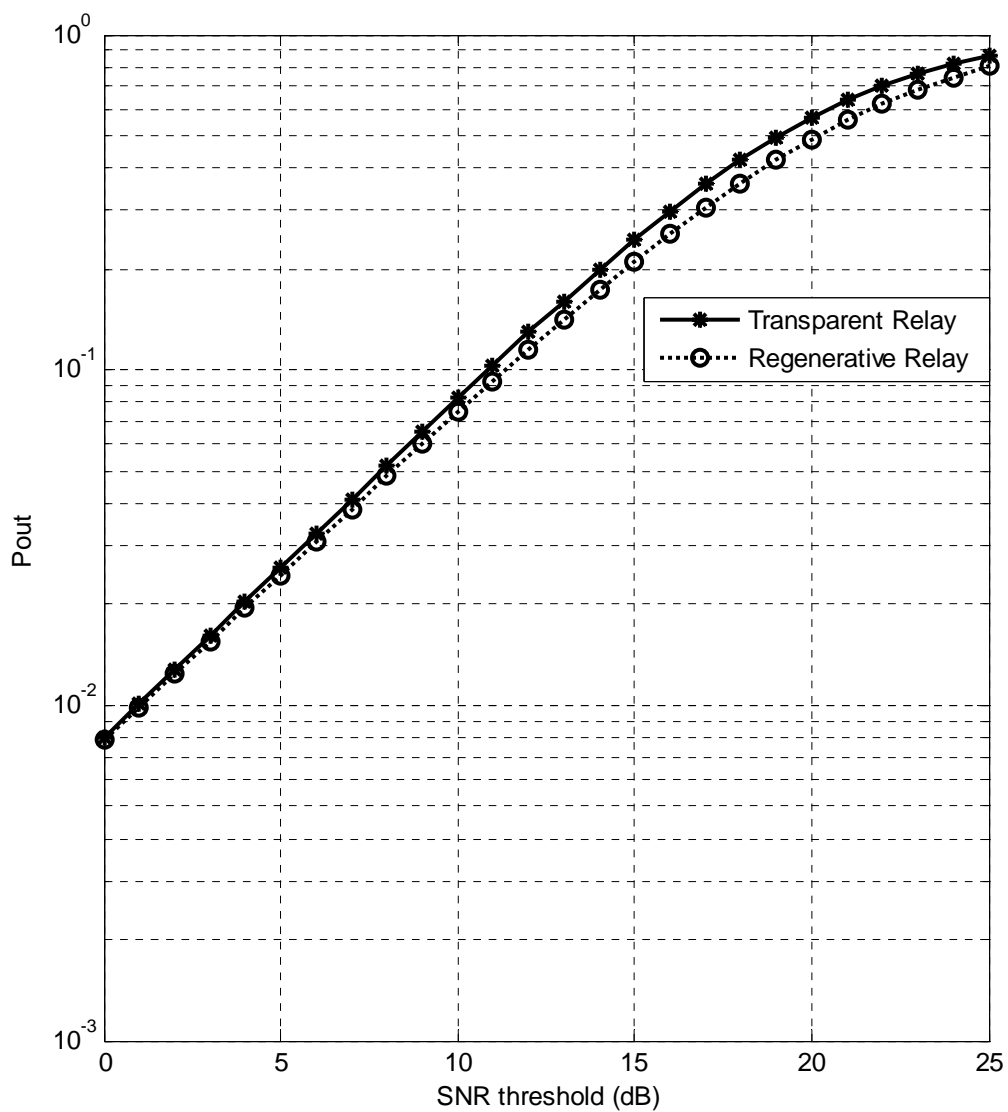
Σχήμα 20. Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την *Poutage (balanced)* με μέσο λόγο $E_b/N_0 = 12\text{db}$ ανά διαδρομή.



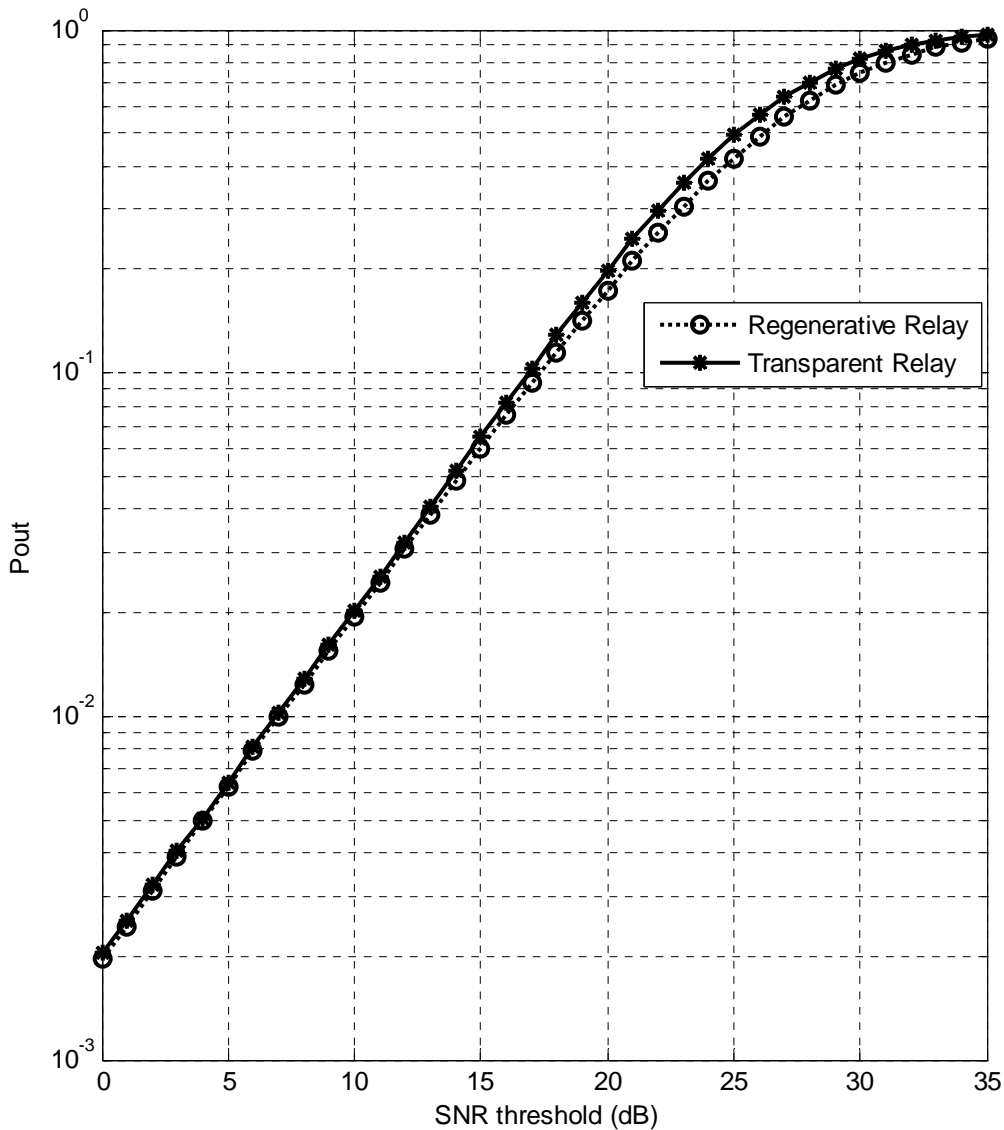
Σχήμα 21. Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την *Poutage (balanced)* με μέσο λόγο $E_b/N_0 = 15\text{db}$ ανά διαδρομή.



Σχήμα 22. Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την *Poutage (balanced)* με μέσο λόγο $E_b/N_0 = 18\text{db}$ ανά διαδρομή.



Σχήμα 23. Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την *Poutage (balanced)* με μέσο λόγο $E_b/N_0 = 21\text{db}$ ανά διαδρομή.



Σχήμα 24. Σύγκριση transparent και regenerative relay ως προς την *Poutage (balanced)* με μέσο λόγο $E_b/N_0 = 27\text{db}$ ανά διαδρομή.

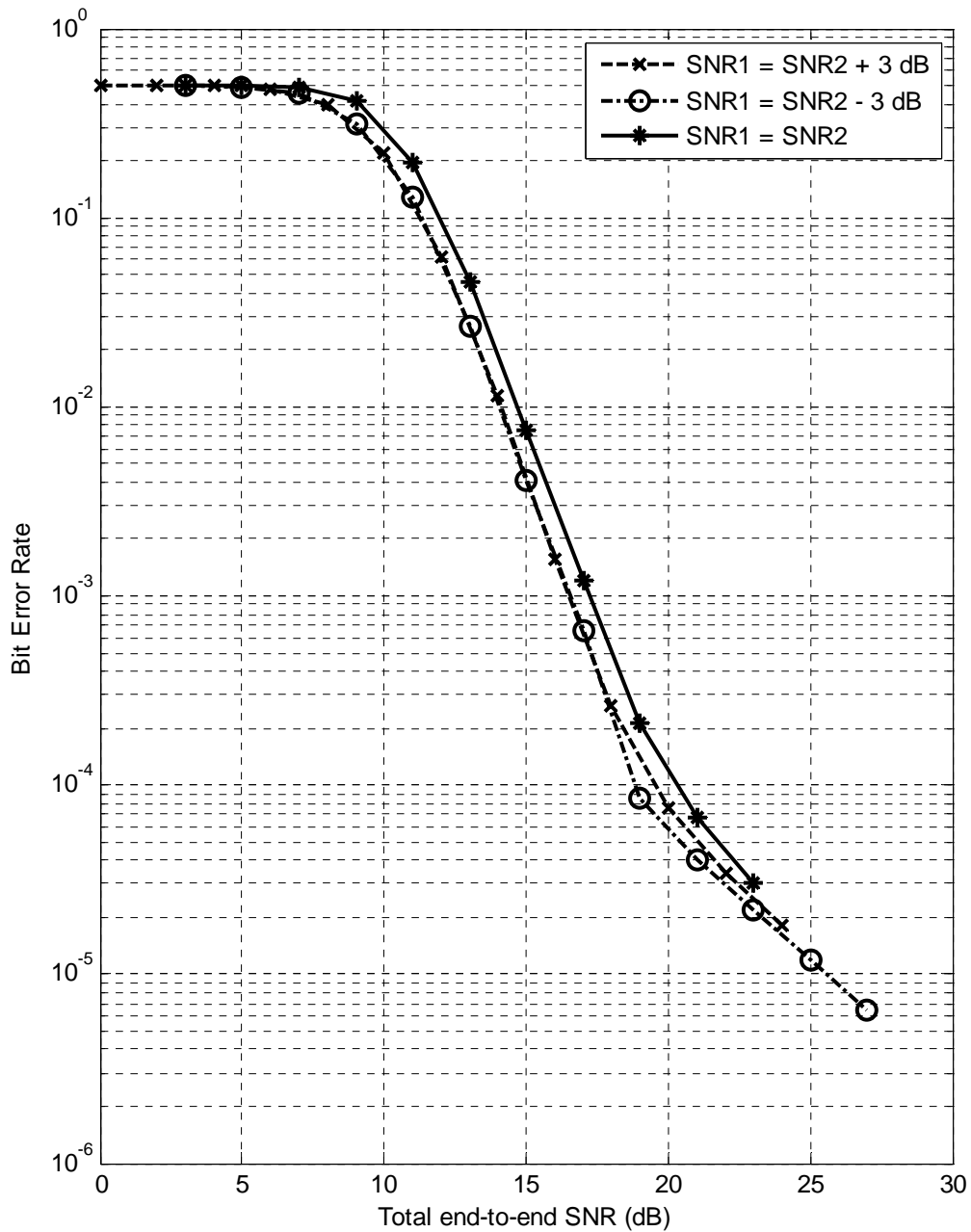
Από τα παραπάνω διαγράμματα είναι εμφανές ότι για μικρό λόγο E_b/N_0 ανά διαδρομή, η *Poutage* του αναγεννητικού επαναλήπτη είναι μικρότερη από αυτήν του διαφανούς ανεξάρτητα από το κατώφλι που θέτει κάποια εφαρμογή και άρα ο αναγεννητικός επαναλήπτης έχει καλύτερη απόδοση με κόστος βέβαια μεγαλύτερης πολυπλοκότητας. Παρόλα αυτά, παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος ανά διαδρομή, η διαφορά για τα δύο συστήματα μικραίνει σημαντικά και οι δύο καμπύλες ταυτίζονται για μεγάλο μέσο

σηματοθορυβικός λόγο ανά διαδρομή (σχήμα 22 και 23) και όταν το κατώφλι είναι μικρό σε σχέση με το μέσο σηματοθορυβικός λόγο ανά διαδρομή. Σε παρόμοιο αποτέλεσμα φαίνεται να καταλήγει και η εργασία των Mazen O. Hasna και Mazen O. Hasna [6], όπου σε αντίστοιχο διάγραμμα τα δύο συστήματα ταυτίζονται για μικρό λόγο $\gamma_{th} / \sqrt{\gamma_1 \gamma_2}$, όπου γ_{th} το κατώφλι και $\bar{\gamma}_i$ ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος ανά διαδρομή.

Συμπερασματικά λοιπόν, καταλήγουμε στο ότι σε γενικές γραμμές, ο αναγεννητικός επαναλήπτης έχει καλύτερη επίδοση από τον διαφανή. Συγκεκριμένα, ως προς την πιθανότητα ανίχνευσης λανθασμένου bit στο δέκτη (BER) έχουμε ένα κέρδος στο σηματοθορυβικό λόγο της τάξεως των 3db για μέσες τυπικές τιμές SNR όταν χρησιμοποιείται αναγεννητικός επαναλήπτης. Το κέρδος αυτό βεβαίως έρχεται με το κόστος μεγαλύτερης πολυπλοκότητας και χρησιμοποίησης πόρων του συστήματος. Η καλύτερη επίδοση του αναγεννητικού επιβεβαιώνεται και στην σύγκριση της Routage των δύο συστημάτων, δηλαδή της πιθανότητας ο ολικός σηματοθορυβικός λόγος να πέφτει κάτω από ένα συγκεκριμένο κατώφλι, όπως αυτό μπορεί να ορίζεται από τις ανάγκες συγκεκριμένης εφαρμογής. Παρόλα αυτά, τα δύο συστήματα φαίνεται να έχουν τη ίδια επίδοση σε μεγάλα SNR ως προς την Routage, όταν έχουμε δηλαδή μεγάλο σηματοθορυβικό λόγο ανά διαδρομή και σχετικά μικρό κατώφλι απόφασης.

3.2.4.4 Αναγεννητικός Επαναλήπτης – Μη Ισορροπημένη Διάδοση (Regenerative Relay - UnBalanced)

Στη συνέχεια, θα μελετήσουμε την περίπτωση όπου δεν έχουμε ισορροπημένες τις δύο διαδρομές του σήματος. Έτσι, ο σηματοθορυβικός λόγος που φτάνει στο δέκτη της πρώτης διαδρομής, δηλαδή στον επαναλήπτη, $(E_b/N_0)_1$ και ο σηματοθορυβικός λόγος στο δέκτη της δεύτερης διαδρομής, δηλαδή στον τελικό δέκτη του συστήματος, $(E_b/N_0)_2$, δεν είναι ίσοι όπως μέχρι τώρα αλλά διαφέρουν κατά 3 db. Τα αποτελέσματα φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα όπου συγκρίνουμε το τελικό BER που φτάνει στο τελικό δέκτη συναρτήσει του συνολικού σηματοθορυβικού λόγου όπως αυτός δείχθηκε στην §2.4.2.1 ότι δίνεται από τον τύπο $(C/N_0)_t = \min((C/N_0)_1, (C/N_0)_2)$.



Σχήμα 25. Αναγεννητικός Επαναλήπτης – Μη ισοροπημένη διάδοση

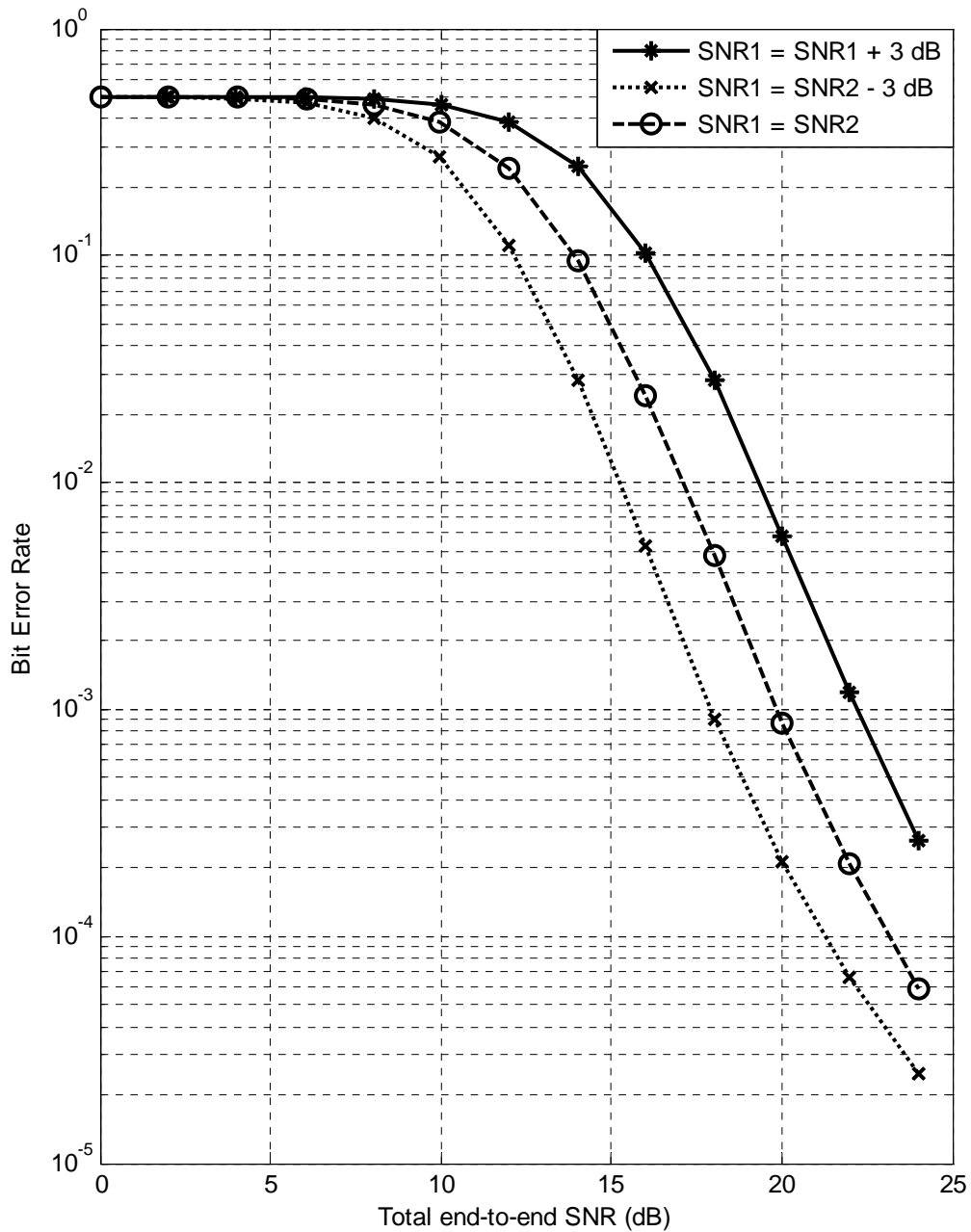
Από το παραπάνω διάγραμμα είναι προφανές ότι και στις δύο περιπτώσεις, για $(C/N_0)_1 = (C/N_0)_2 + 3$, όπου έχουμε καλύτερο λόγο στην πρώτη διαδρομή και για $(C/N_0)_1 = (C/N_0)_2 - 3$, όπου ισχύει το αντίθετο, η απόδοση είναι καλύτερη από την

περίπτωση της ισορροπημένης διαδρομής. Το γεγονός αυτό είναι λογικό, αν αναλογισθούμε ότι ο ολικός σηματοθορυβικός λόγος αντιστοιχεί στο χειρότερο των δύο διαδρομών και ότι ο ολική πιθανότητα ανίχνευσης λάθους ισούται με το άθροισμα των επιμέρους πιθανοτήτων στις δύο διαδρομές όπως φάνηκε παραπάνω.

Παρόλα αυτά, βλέπουμε ότι στην περίπτωση του αναγεννητικού επαναλήπτη, η απόδοση του συστήματος δεν αλλάζει όταν εναλλάσσονται οι λόγοι στα δύο μονοπάτια. Δηλαδή για $(C/N_0)_1 = (C/N_0)_2 + 3$ και $(C/N_0)_1 = (C/N_0)_2 - 3$, βλέπουμε ότι για ίδιο συνολικό σηματοθορυβικό λόγο από-άκρη-σε-άκρη έχουμε την ίδια ακριβώς πιθανότητα ανίχνευσης λανθασμένου bit στον τελικό δέκτη. Οι δύο καμπύλες ταυτίζονται ενώ η μικρή απόκλιση που παρουσιάζουν για πολύ μικρό BER οφείλεται στις συνθήκες προσομοίωσης και στο γεγονός ότι η ακρίβεια δεν ήταν επαρκής για τόσο μικρούς αριθμούς και για μεγαλύτερη ακρίβεια θα χρειαζόταν πολύ μεγαλύτερος αριθμός επαναλήψεων.

3.2.4.5 Διαφανείς Επαναλήπτης – Μη Ισορροπημένη Διάδοση (Transparent Relay - Balanced)

Η ίδια περίπτωση όπου οι δύο διαδρομές του σήματος δεν είναι ισορροπημένες μελετήθηκε και στην περίπτωση του διαφανούς επαναλήπτη. Και εδώ, ο σηματοθορυβικός λόγος που φτάνει στο δέκτη της πρώτης διαδρομής, δηλαδή στον επαναλήπτη, $(E_b/N_0)_1$ και ο σηματοθορυβικός λόγος στο δέκτη της δεύτερης διαδρομής, δηλαδή στον τελικό δέκτη του συστήματος, $(E_b/N_0)_2$, δεν είναι ίσοι, αλλά διαφέρουν κατά 3 db. Στην περίπτωση αυτή ο ολικός από-άκρη-σε-άκρη σηματοθορυβικός λόγος δίνεται από την $(C/N_0)_t^{-1} = (C/N_0)_1^{-1} + (C/N_0)_2^{-1}$, όπως δείχθηκε στην §2.4.1. Τα αποτελέσματα φαίνονται παρακάτω.



Σχήμα 26. Διαφανής επαναλήπτης – Μη ισοροπημένη διάδοση.

Παρατηρούμε ότι η μορφή του διαγράμματος διαφέρει από το αντίστοιχο για τον αναγεννητικό επαναλήπτη. Έτσι, η απόδοση του συστήματος αλλάζει κατά περίπτωση όταν εναλλάσσονται οι σηματοθορυβικοί λόγοι. Έτσι, για ίδιο ολικό από-άκρη-σε-άκρη σηματοθορυβικό λόγο,

υπερτερεί η περίπτωση $(C/N_0)_1 = (C/N_0)_2 - 3$, όπου δηλαδή ο SNR στην πρώτη διάδρομή είναι χειρότερη από ότι στη δεύτερη, έναντι της περίπτωσης $(C/N_0)_1 = (C/N_0)_2 + 3$, όπου ισχύει το αντίθετο, ενώ η περίπτωση όπου έχουμε ισορροπημένη διάδοση στα δύο μονοπάτια $(C/N_0)_1 = (C/N_0)_2$ βρίσκεται ενδιάμεσα στις δύο προηγούμενες. Σε παρόμοια αποτελέσματα καταλήγει και μια αντίστοιχη έρευνα των Majid Safari και Murat Uysal[12].

Οι περιπτώσεις $(C/N_0)_1 = (C/N_0)_2 - 3$ και $(C/N_0)_1 = (C/N_0)_2 + 3$, για δεδομένες συνθήκες μπορεί για παράδειγμα να σημαίνει ότι ο επαναλήπτης τοποθετείται πιο κοντά (πρώτη περίπτωση), ή κατοπτρικά πιο μακριά (δεύτερη περίπτωση) από το δέκτη. Έτσι λοιπόν, ανάλογα τη θέση θα άλλαζε η απόδοση του συστήματος με καλύτερη να είναι όταν ο επαναλήπτης τοποθετείται κοντά στο δέκτη. Κάτι αντίστοιχο δε συμβαίνει στον αναγεννητικό επαναλήπτη, όπου μας ενδιαφέρει μόνο ο χειρότερος από του δύο σηματοθορυβικούς λόγους, ανεξάρτητα με τη σειρά που επιδρούν πάνω στο σήμα.

3.2.4.6 Καθαρή διαμεταγωγή (Raw Throughput)

Παρακάτω, υπολογίζουμε την καθαρή διαμεταγωγή (Raw Throughput) του συστήματος αναλόγως τον τύπο επαναλήπτη, την διαμόρφωση και κωδικοποίηση του συστήματος. Θεωρούμε πακέτα 1200bits το καθένα που στέλνονται συνεχώς ενώ το πλάτος της σκίασης του καναλιού μεταβάλλεται από σύμβολο σε σύμβολο (fast fading). Επίσης η διάδοση είναι balanced και ορίζουμε κάθε φορά τον κοινό λόγο Eb/N0 στο δέκτη κάθε διαδρομής, ο οποίος και αποτελεί τον οριζόντιο άξονα του αντίστοιχου διαγράμματος.

Αν ορίσουμε ως PacketErrorRate (PER), την πιθανότητα ανίχνευσης λανθασμένου πακέτου, δηλαδή έστω και ένα λανθασμένο Bit μέσα σε ένα πακέτο στο δέκτη, το Raw throughput υπολογίζεται όπως περιγράφεται παρακάτω από τον τύπο :

$$RawThroughput = \frac{Packet}{sec} \cdot \frac{DataBits}{Packet} \cdot (1 - PER) \quad \text{bps}$$

Σύμφωνα με το πρωτόκολλο IEEE Std 802.11α-1999, το εύρος ζώνης που χρησιμοποιείται είναι

$BW = 28\text{MHz}$ άρα η διάρκεια συμβόλου προκύπτει $T_s = \frac{1}{BW} = 0.0357\mu\text{sec}$. Από τις

προσομοιώσεις προκύπτει ο PacketErrorRate όπως ορίστηκε παραπάνω, ενώ ο λόγος Packet/sec προκύπτει από τον αριθμό bits ανά σύμβολο $k = \log_2 M$, ανάλογα την διαμόρφωση, ως

$$\frac{\text{Packet}}{\text{sec}} = \frac{1}{T_{\text{packet}}} = \frac{1}{T_s \cdot \frac{1200}{k}} = \frac{k}{1200 \cdot T_s}$$

Επομένως έτσι προκύπτουν οι παραάτω πίνακες που δίνουν το Raw throughput.

	Regenerative		
Διαμόρφωση	16QAM rate = 1/2		
Eb / N0	PackerErrorRate	1 - PER	Raw Throughput(Mbps)
0	1	0	0
2	1	0	0
4	1	0	0
6	1	0	0
8	1	0	0
10	1	0	0
12	0,8145	0,1855	20,776
14	0,3	0,7	78,4
16	0,1096	0,8904	99,7248
18	0,0446	0,9554	107,0048
20	0,0232	0,9768	109,4016
22	0	1	112
24	0	1	112
Διαμόρφωση	16QAM rate = 2/3		
Eb / N0	PackerErrorRate	1 - PER	Raw Throughput(Mbps)
0	1	0	0
2	1	0	0
4	1	0	0
6	1	0	0
8	1	0	0
10	1	0	0
12	1	0	0
14	0,958646617	0,041353383	4,631578947
16	0,6479	0,3521	39,4352
18	0,269180754	0,730819246	81,85175553
20	0,113163972	0,886836028	99,3256351
22	0,07	0,93	104,16
24	0,034	0,966	108,192
Διαμόρφωση	16QAM rate = 3/4		
Eb / N0	PackerErrorRate	1 - PER	Raw Throughput(Mbps)
0	1	0	0

2	1	0	0
4	1	0	0
6	1	0	0
8	1	0	0
10	1	0	0
12	1	0	0
14	0,99973999	0,00026001	0,029121165
16	0,9786	0,0214	2,3968
18	0,7818	0,2182	24,4384
20	0,438340152	0,561659848	62,90590298
22	0,197523917	0,802476083	89,87732133
24	0,0966	0,9034	101,1808
Διαμόρφωση	64QAM rate = 1/2		
Eb / N0	PackerErrorRate	1 - PER	Raw Throughput(Mbps)
0	1	0	0
2	1	0	0
4	1	0	0
6	1	0	0
8	1	0	0
10	1	0	0
12	1	0	0
14	0,992456897	0,007543103	1,267241379
16	0,627055306	0,372944694	62,65470852
18	0,1955	0,8045	135,156
20	0,0782	0,9218	154,8624
22	0,036926742	0,963073258	161,7963073
24	0,0214	0,9786	164,4048
Διαμόρφωση	64QAM rate = 2/3		
Eb / N0	PackerErrorRate	1 - PER	Raw Throughput(Mbps)
0	1	0	0
2	1	0	0
4	1	0	0
6	1	0	0
8	1	0	0
10	1	0	0
12	1	0	0
14	1	0	0
16	0,9993	0,0007	0,1176
18	0,916	0,084	14,112
20	0,520489978	0,479510022	80,55768374
22	0,239779513	0,760220487	127,7170418
24	0,099	0,901	151,368

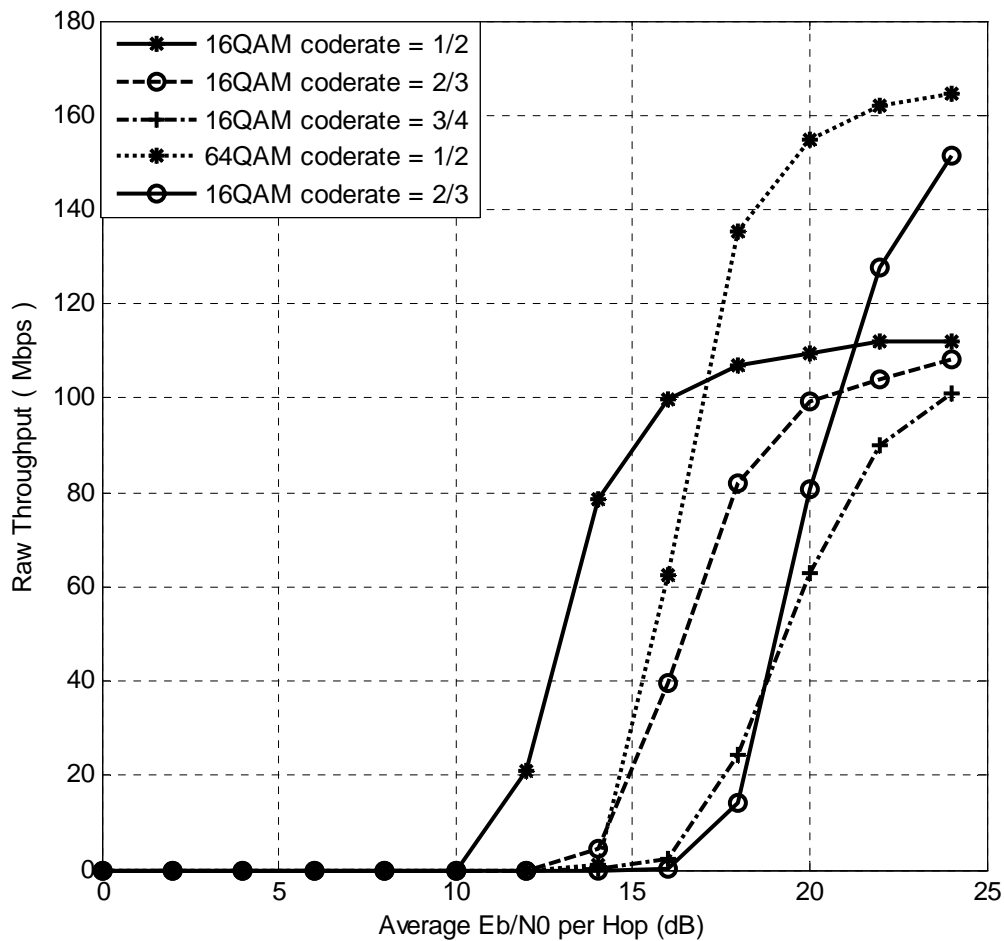
Πίνακας 2. Καθαρή διαμεταγωγή για Regenerative Relay

	Transparent		
Διαμόρφωση	16QAM rate = 1/2		
Eb / N0	PackerErrorRate	1 - PER	Raw Throughput(Mbps)
0	1	0	0
2	1	0	0
4	1	0	0
6	1	0	0
8	1	0	0
10	1	0	0
12	1	0	0
14	1	0	0
16	0,9817	0,0183	2,0496
18	0,6406	0,3594	40,2528
20	0,2208	0,7792	87,2704
22	0,0782	0,9218	103,2416
24	0,032	0,968	108,416
Διαμόρφωση	16QAM rate = 2/3		
Eb / N0	PackerErrorRate	1 - PER	Raw Throughput(Mbps)
0	1	0	0
2	1	0	0
4	1	0	0
6	1	0	0
8	1	0	0
10	1	0	0
12	1	0	0
14	1	0	0
16	1	0	0
18	0,9982	0,0018	0,2016
20	0,9174	0,0826	9,2512
22	0,6151	0,3849	43,1088
24	0,2987	0,7013	78,5456
Διαμόρφωση	16QAM rate = 3/4		
Eb / N0	PackerErrorRate	1 - PER	Raw Throughput(Mbps)
0	1	0	0
2	1	0	0
4	1	0	0
6	1	0	0
8	1	0	0
10	1	0	0
12	1	0	0
14	1	0	0
16	1	0	0
18	1	0	0
20	0,9991	0,0009	0,1008
22	0,9561	0,0439	4,9168
24	0,7665	0,2335	26,152
Διαμόρφωση	64QAM rate = 1/2		
Eb / N0	PackerErrorRate	1 - PER	Raw Throughput(Mbps)

0	1	0	0
2	1	0	0
4	1	0	0
6	1	0	0
8	1	0	0
10	1	0	0
12	1	0	0
14	1	0	0
16	1	0	0
18	0,9989	0,0011	0,1848
20	0,8755	0,1245	20,916
22	0,4319	0,5681	95,4408
24	0,1429	0,8571	143,9928
Διαμόρφωση	64QAM rate = 2/3		
Eb / N0	PackerErrorRate	1 - PER	Raw Throughput(Mbps)
0	1	0	0
2	1	0	0
4	1	0	0
6	1	0	0
8	1	0	0
10	1	0	0
12	1	0	0
14	1	0	0
16	1	0	0
18	1	0	0
20	0,9999	1E-04	0,0168
22	0,9884	0,0116	1,9488
24	0,8244	0,1756	29,5008

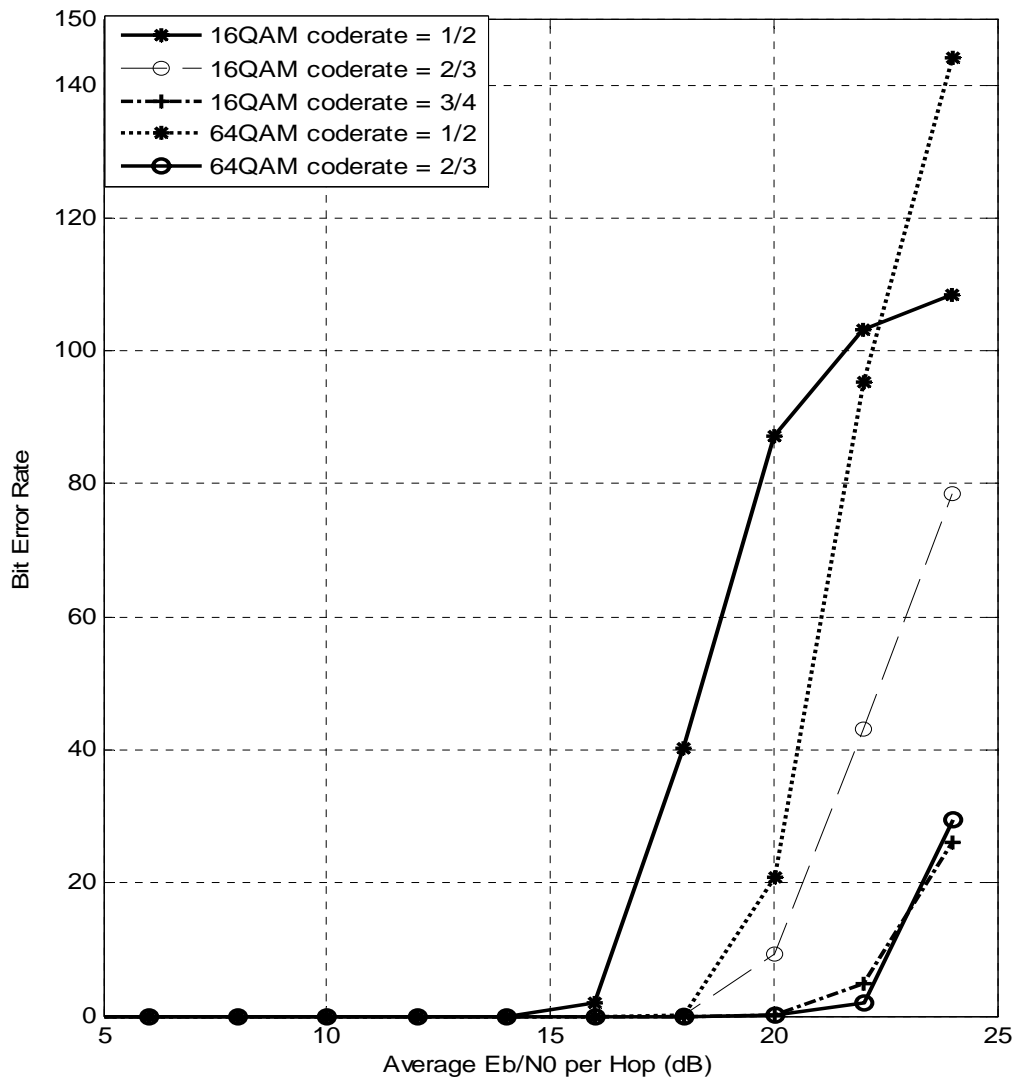
Πίνακας 3. Καθαρή διαμεταγωγή για Transparent Relay

Από τους παραπάνω πίνακες προκύπτουν τα παρακάτω διαγράμματα



Σχήμα 26. Raw Throughput για Regenerative Relay

Βλέπουμε ότι όλες οι καμπύλες είναι στον οριζόντιο άξονα μέχρι κάποιο ελάχιστο E_b/N_0 από όπου το Raw Throughput είναι μη μηδενικό. Επίσης, προκύπτει το συμπέρασμα που έχουμε δει σε πολλές περιπτώσεις, ότι όσο αυξάνεται ο ρυθμός κωδικοποίησης τόσο χειρότερη είναι η απόδοση του συστήματος. Όλες οι καμπύλες φαίνεται να ανεβαίνουν με μεγάλη κλίση και όσο μεγαλώνει το E_b/N_0 , κοντά στα 25dB, τείνουν σε κάποια τιμή που είναι τα 110Mbps για 16QAM και κοντά στα 165Mbps για 64QAM. Τέλος βλέπουμε ότι στο διάστημα μέχρι $E_b/N_0 = 17\text{db}$ την καλύτερη απόδοση έχουμε για 16QAM, coderate = 1/2, ενώ μετά τα 17db, η κλίση της καμπύλης μειώνεται σημαντικά και αρκετά καλύτερη απόδοση έχουμε για 64QAM, coderate = 1/2.



Σχήμα 27. Raw Throughput για Transparent Relay

Παρατηρούμε και εδώ τα ίδια χαρακτηριστικά με το αντίστοιχο διάγραμμα για Regenerative relay, με τη διαφορά ότι είναι μετατοπισμένο κατά 4db προς τα δεξιά, γεγονός που αποτυπώνει για μια ακόμα φορά την χειρότερη απόδοση του διαφανούς έναντι του αναγεννητικού επαναλήπτη.

3.3 Γενικά Συμπεράσματα

Στις προηγούμενες παραγράφους αναλύθηκε και προτάθηκε ένα Dual – Hop τηλεπικοινωνιακό σύστημα, που λειτουργεί σε μικροκυματικές συχνότητες 5 – 6 GHz. του οποίου η απόδοση μελετήθηκε και αναλύθηκε υπό διάφορες συνθήκες και υπό διαφορετικές τιμές παραμέτρων. Χρησιμοποιήθηκαν δύο τύποι επαναληπτών (relays) που επαναμετέδιδαν το σήμα με διαφορετικό τρόπο. Το ασύρματο κανάλι που χρησιμοποιήθηκε, εισήγαγε διαλείψεις πολλαπλών διαοδεύσεων, κατά κύριο λόγο, με απουσία γραμμής θέασης και λευκό προσθετικό γκαουσιανό θόρυβο. Έτσι, η μετάδοση σημάτων στο, εν λόγω, κανάλι γίνονται υπό δυσχερείς συνθήκες.

Οι δύο τύποι επαναληπτών που μελετήθηκαν είναι οι αναγεννητικοί (regenerative) και οι διαφανείς (transparent). Οι αναγεννητικοί επαναλήπτες λαμβάνουν το σήμα και το επαναμεταδίδουν αφού πρώτα το αποκωδικοποιήσουν (Decode & Forward), ενώ οι διαφανείς επαναλήπτες απλά ενισχύουν το λαμβανόμενο σήμα και το επαναμεταδίδουν (Amplify & Forward). Σε συμφωνία με προγενέστερες της παρούσας εργασίας, μελετήθηκαν κάποια ιδιαίτερα χαρακτηριστικά των δύο επαναληπτών όπως αυτά οφείλονται στον τρόπο λειτουργίας, ενώ στη μεταξύ τους σύγκριση, φαίνεται η χρήση του αναγεννητικού επαναλήπτη να υπερέχει για μετάδοση ψηφιακής πληροφορίας, ενώ η διαφορά του τείνει να μειώνεται όσο βελτιώνονται οι συνθήκες μετάδοσης δηλαδή αυξάνεται ο μέσος σηματοθορυβικός λόγος.

Στη παρούσα εργασία, κρίθηκε αναγκαίο, όπως και εξηγήθηκε, η χρήση κωδικοποίησης σε συνδυασμό με την τεχνική interleaving για αντιμετώπιση των ριπών λαθών. Φαίνεται όμως μια αδυναμία των συμβατικών συνελκτικών κωδικών διόρθωσης λαθών (κυρίως ρυθμού $\frac{3}{4}$) να διορθώσουν τα λάθη που εμφανίζονται. Χρήση πιο αποδοτικών κωδικών διόρθωσης λαθών (π.χ. Turbo codes, LDPC κ.τ.λ.) κρίνεται ως αναγκαία για να αυξηθεί περαιτέρω η απόδοση ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος που μεταδίδει δεδομένα υπό συνθήκες μη γραμμής θέασης (NLOS) και που υπόκειται σε διαλείψεις πολλαπλών διαδρομών (multipath fading).

Σημειώνεται εδώ ότι το πρόγραμμα προσομοίωσης, που αναπτύχθηκε για αυτή την εργασία, κάνει κάποιες απλοποιήσεις.

- 1.) Δεν λαμβάνεται υπόψη η διασπορά Doppler, δηλαδή θεωρούμε ότι ο πομπός και ο δέκτης βρίσκονται σε σχετική μεταξύ τους ακινησία. Η απλοποίηση αυτή έγινε για ευκολία των μετρήσεων και προσομοιώσεων.

- 2.) Οι διαλείψεις στις δύο διαδόσεις θεωρούνται ανεξάρτητες μεταξύ τους και προσομοιώνονται ως δύο ανεξάρτητες Rayleigh συναρτήσεις (uncorrelated).
- 3.) Δεν κάνει χρήση συμβόλων πιλότων (pilot symbols), αλλά για να κάνει εκτίμηση του καναλιού χρησιμοποιεί στοιχεία που εξήχθησαν από το Rayleigh κανάλι (βλ. σχ.20), δηλαδή υπάρχει τέλεια γνώση του ασύρματου διαύλου.

Οι παραπάνω απλοποιήσεις επηρεάζουν αρνητικά ως προς την ρεαλιστική προσομοίωση του συστήματος. Παρ'όλ'αυτά, το προτεινόμενο τηλεπικοινωνιακό σύστημα μπορεί να θεωρηθεί αρκετά ρεαλιστικό βάσει των αποτελεσμάτων προσομοίωσης των προηγούμενων παραγράφων και της υπάρχουσας βιβλιογραφίας όπου υπάρχουν κοινά συμπεράσματα.

4. Παράρτημα

4.1 WSSUS μοντέλο ασύρματου καναλιού

Η συνάρτηση συσχέτισης (correlation) διαύλου και το φάσμα ισχύος είναι αυτά που δίνουν μια καλή εικόνα των διαλείψεων μικρής κλίμακας ενός διαύλου, που υπόκειται σε διαλείψεις πολλαπλών διαλείψεων. Εισάγοντας μερικές υποθέσεις για τη φύση του ασύρματου διαύλου θα προκύψει ένα μοντέλο του που θα χρησιμοποιηθεί στη παρούσα εργασία. Συγκεκριμένα, θα μελετηθούν οι ιδιότητες της συνάρτησης συσχέτισης της συνάρτησης μεταφοράς του χρονικά μεταβαλλόμενου (time-variant) διαύλου $H(f,t)$. Παρακάτω ορίζονται οι συναρτήσεις συσχέτισης του διαύλου, υποθέτοντας ότι αυτές είναι με την ευρεία έννοια στατικές (wide-sense stationary- WSS). Αυτό σημαίνει ότι η συνάρτηση αυτοσυσχέτισης :

$$\varphi_H(f_1, f_2, t_1, t_2) = E\{H^*(f_1, t_1) \cdot H(f_2, t_2)\}$$

εξαρτάται μόνο από την διαφορά συχνοτήτων $\Delta f = f_1 - f_2$ και από τη διαφορά χρόνων $\Delta t = t_1 - t_2$ και όχι από τις απόλυτες τιμές των συχνοτήτων $\{f_1, f_2\}$ και χρόνων $\{t_1, t_2\}$. Με άλλα λόγια, η χρονικά μεταβαλλόμενη συνάρτηση μεταφοράς είναι $H(f,t)$ είναι με την *ευρεία έννοια στατικές (wide-sense stationary- WSS)* ως προς τις μεταβλητές f και t . Έτσι ο διάυλος για όλες τις χρονικές στιγμές και για όλες τις συχνότητες χαρακτηρίζεται από την παρακάτω συνάρτηση συσχέτισης:

$$\varphi_H(\Delta f, \Delta t) = E\{H^*(f, t) \cdot H(f + \Delta f, t + \Delta t)\}$$

Σε ένα δίαυλο με την ευρεία έννοια στατικό και ασυσχέτιστα διεσπαρμένο (wide-sense stationary and uncorrelated scattering channel- WSSUS channel) ή απλά WSSUS δίαυλο, το “WSS” μέρος –όπως προείπαμε- αφορά τη χρονική μεταβλητότητα της ωστικής απόκρισης $h(\tau, t)$ και το “US” μέρος αφορά την υπόθεση ότι η εξασθένιση (attenuation) και η φάση της διόδευσης με καθυστέρηση τ_i είναι ασυσχέτιστα με την εξασθένιση και τη φάση της διόδευσης με καθυστέρηση τ_k , για $i \neq k$.

Επίπλεον, για να εφαρμόσουμε την ιδέα του WSSUS δίαυλου σε πραγματικό ασύρματο δίαυλο, εισάχθηκε ο όρος quasi-WSSUS ή QWSSUS δίαυλου (σχεδόν WSSUS). Ένας QWSSUS δίαυλος έχει τις ιδιότητες ενός WSSUS δίαυλου σε μία μικρή περιοχή και για περιορισμένο χρόνο και περιορισμένη συχνότητα.

4.2 Στατιστική Ανάλυση Προσομοίωσης.

Στο παρόν κεφάλαιο περιγράφεται μία μέθοδος για να προσδιορίσουμε πότε θα σταματήσουμε, σε μια προσομοίωση, να αναπαράγουμε μια διαδικασία, ανάλογα με την ακρίβεια που μας ενδιαφέρει.

Αρχικά ορίζουμε την μεταβλητή S^2 που ονομάζεται διακύμανση δείγματος ως

$$S^2 = \frac{\sum_{i=1}^n (X_i - \bar{X})^2}{n-1}$$

Και αποδεικνύεται ότι ισχύει $E[S^2] = \sigma^2$, όπου σ^2 η διακύμανση των δεδομένων προς προσομοίωση.

Έστω ότι σε μια προσομοίωση, έχουμε την επιλογή να αναπαράγουμε συνεχή δεδομένα X_i , και ο σκοπός μας είναι να υπολογίσουμε την τιμή του $\theta = E[X_i]$. Πρέπει πρώτα να διαλέξουμε μια αποδεκτή τιμή d για την τυπική απόκλιση του εκτιμητή μας – μετά μπορούμε να είμαστε π.χ. 95% σίγουροι ότι το \bar{X} δε θα διαφέρει από το θ πιο πολύ από $1,96d$. Στη συνέχεια, πρέπει να συνεχίσουμε να αναπαράγουμε δεδομένα μέχρι να έχουμε αναπαράγει n τιμές δεδομένων για τις οποίες ο εκτιμητής μας για το σ/\sqrt{n} - και συγκεκριμένα S/\sqrt{n} , είναι μικρότερο από το αποδεκτή τιμή d . Επειδή, μπορεί το S να μην είναι ένας ιδιαίτερα καλός εκτιμητής του σ , όταν το μέγεθος του δείγματος δεν είναι μεγάλο, για το λόγο αυτό προτείνουμε παρακάτω μια διαδικασία για να προσδιορίσουμε πότε να σταματήσουμε να παράγουμε νέα δεδομένα.

1. Επιλογή μια αποδεκτής τιμής d για την τυπική απόκλιση του εκτιμητή.
2. Παραγωγή τουλάχιστον 100 τιμών δεδομένων.

3. Συνέχεια παραγωγής επιπλέον δεδομένων, σταματώντας όταν παραχθούν k τιμές και ισχύει $\frac{S}{\sqrt{k}} < d$, όπου S είναι η τυπική απόκλιση του δείγματος βασισμένο σε αυτές τις k τιμές.
4. Ο εκτιμητής του θ δίνεται από το $\bar{X} = \sum_{i=1}^k X_i / k$.

Για να χρησιμοποιήσουμε την παραπάνω τεχνική, θα ήταν πολύτιμο να είχαμε μια μέθοδο κατ'επανάληψη υπολογισμού των αλληπάλληλων μέσων όρων και διακυμάνσεων, παρά να τα επαναυπολογίζουμε κάθε φορά από το μηδέν. Ας υποθέσουμε την ακολουθία δεδομένων X_1, X_2, \dots και έστω

$$\bar{X}_j = \sum_{i=1}^j \frac{X_i}{j}$$

και

$$S_j^2 = \sum_{i=1}^j \frac{(X_i - \bar{X}_j)^2}{j-1}, j \geq 2$$

ο μέσος όρος και διακύμανση των πρώτων j τιμών δεδομένων.

Η παρακάτω επανάληψη θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί για να υπολογίσουμε κατ'επανάληψη την τρέχουσα τιμή του μέσου όρου και διακύμανσης του δείγματος.

$$\text{Με } S_1^2 = 0, \bar{X}_0 = 0,$$

$$\bar{X}_{j+1} = \bar{X}_j + \frac{X_{j+1} - \bar{X}_j}{j+1}$$

$$S_{j+1}^2 = \left(1 - \frac{1}{j}\right) S_j^2 + (j+1) (\bar{X}_{j+1} - \bar{X}_j)^2$$

4.3 MATLAB Κώδικας.

Παρακάτω παρατίθεται ο κώδικας MATLAB, που αναπτύχθηκε από τον συγγραφέα αποκλειστικά για τις ανάγκες της παρούσας εργασίας, και κατέστησε δυνατές τις παραπάνω προσομοιώσεις

QAM_Coded_Rayleigh.m

```
clear all;
M = 16; EbNo = [12:2:20];
info_bits = 1200 ; % Number of information bits
k = log2(M); % Number of bits per symbol
num_sym = info_bits/k ; % Number of symbols to process
a = [ 1 1 ]; %Number of Symbols where same fading exists
coderate = 1/2 ;
packerrs = zeros(length(EbNo),1);

% Convert from EbNo to SNR.
snr_in_dB = EbNo+10*log10(k*coderate);

% Create Constellation
constellation = modulate(modem.qammod('M',M,'SymbolOrder','Gray'),[0:M-1]).';

%Accuracy table according to SNR
accuracy_lvl = [ 0.01 0.01 0.01 0.01 0.001 0.001 0.0001 0.0001 0.00001 0.00001 0.00001 ] ;

% Encoder
% Define a convolutional coding trellis and use it
% to encode the binary data.
switch coderate
case 1/2
punct_matr = [1 1];
case 2/3
```

```

punct_matr = [1 1 1 0];
case 3/4
punct_matr = [1 1 0 1 1 0];
otherwise
disp('Unsupported coderate')
end
t = poly2trellis(7,[171 133]); % Trellis

X = [];
h2 = [];
numoferrs_c = []; rt = [];
note = zeros(length(EbNo),1);

for i = 1:length(snr_in_dB)
S_2 = 0 ;
loop = 0 ;
while ((loop<100)|| (accuracy > accuracy_lvl(i)))&&(loop<10000)
    loop = loop + 1

% Main steps in the simulation
msg1 = randint(info_bits,1,[0,1]); % As a column vector
msg_enc = convenc(msg1,t,punct_matr); % Encode.
msg_enc_zpad = [msg_enc;zeros((ceil(length(msg_enc)/k)*k - length(msg_enc)),1)]; % Zero -
padding
% Interleaver
p = randperm(length(msg_enc_zpad)); % Permutation vector
msg_intrlv_bits = intrlv(msg_enc_zpad,p); % Rearrange
msg2 = vec2mat(msg_intrlv_bits,k); % As a k-column matrix
% Making Rayleigh Channel - Same fading for every a Bits
h = sqrt(0.5)*(randn(length(msg2)/a,1) + j*randn(length(msg2)/a,1)) ;
r = abs(h);
r_2=r.^2;
E_2 = sum(r_2)/length(h);
h = h/sqrt(E_2);

```

```

% QAM Signal
                                %make the index to
x = bi2de(msg2,2,'left-msb') + 1 ; %look up in constellation
                                %matrix
% Actual QAM Signal with normalization of Symbol Energy to 1

qam_signal = constellation(x,1); %Modulate
factor = modnorm(constellation,'avpow',1); %Normalization factor
qam_signal = factor*qam_signal ; % Scale to Symbol Energy 1

for counter = 1:length(h)
    h2(a*(counter-1)+1:a*counter,1)=h(counter);
end

% Pass through Channel
qam_signal_r = h2.*qam_signal;
noisy_qam = awgn(qam_signal_r,snr_in_dB(i)); %Adding Gaussian Noise

% Metric computation
noisy_qam = noisy_qam./h2 ;
noisy_qam = noisy_qam / factor ; % Unscale

for ij = 1:length(noisy_qam)
    for ji = 1:M
        metrics(ij,ji) = (real(noisy_qam(ij,1))- real(constellation(ji,1)))^2 +
        (imag(noisy_qam(ij,1))-imag(constellation(ji,1)))^2;
    end
end

% Demodulation and Error Computing
[min_metric(ij) decis(ij)] = min(metrics(ij,:)); %Find from which the is min distance
out(:,ij) = de2bi(decis(ij)-1,k,'left-msb').'; %Convert received signal to k-kolumn binary
matrix
end
received = out(:); % Convert to single column

```

```

% Deinterleaving
    received_enc_zpad = deintrlv(received,p); % Deinterleave to restore ordering.
% Remove Zero - padding
    received = received_enc_zpad(1:end-(ceil(length(msg_enc)/k)*k - length(msg_enc)));
% Decode the signal
    tb = 5 * 7; % Traceback length for decoding (usually 5 times constraint length)
    received_dec = vitdec(received,t,tb,'trunc','hard',punct_matr);
    [numoferrs(i,loop) rt(i,loop)] = biterr(msg1,received_dec); %Calculate errors

% Calculate pack errors
    if numoferrs(i,loop) ~= 0
        packerrs(i) = packerrs(i) + 1 ;
    end

% Check the simulation parameter
if loop == 1
    X(1) = rt(i,loop);
else
    X(loop) = X(loop-1) + (rt(i,loop)-X(loop-1))/loop;
    S_2 = S_2*(1 - 1/(loop-1)) + loop*(X(loop)-X(loop-1))^2;
    accuracy = 1.96*sqrt(S_2/loop)
end

end

end
note(i) = accuracy ;
rate(i) = sum(rt(i,1:loop))/loop;
pack_rate(i) = packerrs(i)/loop;
end

```

Regenerative_Relay.m

```

clear all;
M = 16; EbNo1 = [0:2:30];

```

```

info_bits = 1200 ; % Number of information bits
k = log2(M); % Number of bits per symbol
num_sym = info_bits/k ;% Number of symbols to process
a = [ 1 ]; %Number of Symbols where same fading exists
coderate = 1/2 ;
packerrs = zeros(length(EbNo1),1);
note = zeros(length(EbNo1),1);

% Convert from EbNo to SNR.
snr_in_dB1 = EbNo1+10*log10(k*coderate);
snr_in_dB2 = snr_in_dB1 ;
g1 = snr_in_dB1 ; g2 = snr_in_dB2 ; g_t = [];

%Accuracy table according to SNR
accuracy_lvl = [ 0.01 0.01 0.01 0.01 0.01 0.01 0.001 0.001 0.0001 0.00001 0.000001 0.000001
0.000001] ;
% Poutage threshold table
p_snr_table = [ 0:1:25 ] ;

% Encoder
% Define a convolutional coding trellis and use it
% to encode the binary data.
switch coderate
case 1/2
punct_matr = [1 1];
case 2/3
punct_matr = [1 1 1 0];
case 3/4
punct_matr = [1 1 0 1 1 0];
otherwise
disp('Unsupported coderate')
end
t = poly2trellis(7,[171 133]); % Trellis

```

```

% Create Constellation
x_theory = [0:M-1];
constellation = modulate(modem.qammod('M',M,'SymbolOrder','Gray'),x_theory).';

for i = 1:length(snr_in_dB1)

S_2 = 0 ;
loop = 0 ;
X = [];

% Regenerative Total
g_t(i) = min(g1(i),g2(i)) ;

    while ((loop<100)||((accuracy > accuracy_lvl(i))))&&(loop<10000)
        loop = loop + 1
% Main steps in the simulation
msg1 = randint(info_bits,1,[0,1]); % As a column vector
msg_enc = convenc(msg1,t,punct_matr); % Encode.
msg_enc_zpad = [msg_enc;zeros((ceil(length(msg_enc)/k)*k - length(msg_enc)),1)]; % Zero -
padding
% Interleaver
p = randperm(length(msg_enc_zpad)); % Permutation vector
msg_intrlv_bits = intrlv(msg_enc_zpad,p); % Rearrange
msg2 = vec2mat(msg_intrlv_bits,k); % As a k-column matrix
% QAM Signal
                                %make the index to
x = bi2de(msg2,2,'left-msb') + 1 ; %look up in constellation
                                %matrix

% Actual QAM Signal with normalization of Signal Energy to 1

qam_signal = constellation(x,1); %Modulate
factor = modnorm(qam_signal(:,1),'avpow',1); %Normalization factor
qam_signal = factor*qam_signal ; % Scale to Signal Energy 1

```

```

% Making Rayleigh Channel 1 - Same fading for every a Bits
h1 = sqrt(0.5)*(randn(length(msg2)/a,1) + j*randn(length(msg2)/a,1)) ;
r = abs(h1);
r_2= r.^2;
E_2 = sum(r_2)/length(h1);
h1 = h1/sqrt(E_2);

for counter = 1:length(h1)
    h_t1(a*(counter-1)+1:a*counter,1)=h1(counter);
end

% Pass through First channel
qam_signal_r = h_t1.*qam_signal;
noisy_qam = awgn(qam_signal_r,snr_in_dB1(i)); %Adding Gaussian Noise

% Compute Instant N1
for counter = 1:length(qam_signal)
    N1_t(counter,loop) = (abs(h_t1(counter,1))^2)/abs(noisy_qam(counter,1) -
qam_signal_r(counter,1))^2 ;
end

% Metric computation
noisy_qam = noisy_qam./h_t1 ;
noisy_qam = noisy_qam / factor ; % Unscale
for ij = 1:length(noisy_qam)
    for ji = 1:M
        metrics(ij,ji) = (real(noisy_qam(ij,1))- real(constellation(ji,1)))^2 +
(imag(noisy_qam(ij,1))-imag(constellation(ji,1)))^2;
    end
end

% Demodulation and Error Computing
[min_metric(ij) decis(ij)] = min(metrics(ij,:)); %Find from which the is min distance
out(:,ij) = de2bi(decis(ij)-1,k,'left-msb').'; %Convert received signal to k-kolumn binary
matrix
end

```



```

    received_zpad = out(:); % Convert to single column
% Deinterleaving
    received_zpad = deintrlv(received_zpad,p); % Deinterleave to restore ordering.
% Remove Zero - padding
    received = received_zpad(1:end-(ceil(length(msg_enc)/k)*k - length(msg_enc)));
% Decode the signal
    tb = 5 * 7; % Traceback length for decoding (usually 5 times constraint length)
    received_dec = vitdec(received,t,tb,'trunc','hard',punct_matr);
    [numoferrs1(i,loop) rt1(i,loop)] = biterr(msg1,received_dec); %Calculate errors in first line
    msg12 = received_dec ;

%%REGENERATION
% Main steps in the simulation
msg_enc = convenc(msg12,t,punct_matr); % Encode.
msg_enc_zpad = [msg_enc;zeros((ceil(length(msg_enc)/k)*k - length(msg_enc)),1)]; % Zero -
padding
% Interleaver
p = randperm(length(msg_enc_zpad)); % Permutation vector
msg_intrlv_bits = intrlv(msg_enc_zpad,p); % Rearrange
msg2 = vec2mat(msg_intrlv_bits,k); % As a k-column matrix
% QAM Signal
                                %make the index to
    x = bi2de(msg2,2,'left-msb') + 1 ;    %look up in constellation
                                %matrix
% Actual QAM Signal with normalization of Symbol Energy to 1

    qam_signal = constellation(x,1); %Modulate
    factor = modnorm(qam_signal(:,1),'avpow',1); %Normalization factor
    qam_signal = factor*qam_signal ; % Scale to Symbol Energy 1

% Making Rayleigh Channel 2 - Same fading for every a Bits
    h2 = sqrt(0.5)*(randn(length(msg2)/a,1) + j*randn(length(msg2)/a,1)) ;
    r = abs(h2);
    r_2= r.^2;

```

```

E_2 = sum(r_2)/length(h2);
h2 = h2/sqrt(E_2);

for counter = 1:length(h2)
    h_t2(a*(counter-1)+1:a*counter,1)=h2(counter);
end

% Pass through Second channel
qam_signal_r = h_t2.*qam_signal;
noisy_qam = awgn(qam_signal_r,snr_in_dB2(i)); %Adding Gaussian Noise

% Compute Instant N2
for counter = 1:length(qam_signal)
    N2_t(counter,loop) = (abs(h_t2(counter,1))^2)/abs(noisy_qam(counter,1) -
qam_signal_r(counter,1))^2 ;
end
% Instant total SNR
N_t(:,loop) = min( N2_t(:,loop) , N1_t(:,loop) );
% Poutage Based on SNR threshold
for jj = 1:length(noisy_qam)
    pout_per_sign(jj,1:length(p_snr_table)) = 10*log10(N_t(jj,loop)) < p_snr_table ;
end

pout(loop,1:length(p_snr_table)) = sum(pout_per_sign(:,1:length(p_snr_table)));

% Metric computation
noisy_qam = noisy_qam./h_t2 ;
noisy_qam = noisy_qam / factor ; % Unscale
for ij = 1:length(noisy_qam)
    for ji = 1:M
        metrics(ij,ji) = (real(noisy_qam(ij,1))- real(constellation(ji,1)))^2 +
(imag(noisy_qam(ij,1))-imag(constellation(ji,1)))^2;
    end
end
% Demodulation and Error Computing

```

```

    [min_metric(ij) decis(ij)] = min(metrics(ij,:)); %Find from which the is min distance
    out(:,ij) = de2bi(decis(ij)-1,k,'left-msb').'; %Convert received signal to k-kolumn binary
matrix
end
received_zpad = out(:); % Convert to single column
% Deinterleaving
received_zpad = deintrlv(received_zpad,p); % Deinterleave to restore ordering.
% Remove Zero - padding
received = received_zpad(1:end-(ceil(length(msg_enc)/k)*k - length(msg_enc)));
% Decode the signal
tb = 5 * 7; % Traceback length for decoding (usually 5 times constraint length)
received_dec = vitdec(received,t,tb,'trunc','hard',punct_matr);
[numoferrs2(i,loop) rt2(i,loop)] = biterr(msg12,received_dec); %Calculate errors in second line
[numoferrs(i,loop) rt(i,loop)] = biterr(msg1,received_dec); %Total errors
% Calculate pack errors
if numoferrs(i,loop) ~= 0
    packerrs(i) = packerrs(i) + 1 ;
end

% Check the simulation parameter
if loop == 1
    X(1) = rt(i,loop);
else
    X(loop) = X(loop-1) + (rt(i,loop)-X(loop-1))/loop;
    S_2 = S_2*(1 - 1/(loop-1)) + loop*(X(loop)-X(loop-1))^2;
    accuracy = 1.96*sqrt(S_2/loop)
end
end
note(i) = accuracy ;
rate1(i) = sum(rt1(i,1:loop))/loop;
rate2(i) = sum(rt2(i,1:loop))/loop;
rate(i) = sum(rt(i,1:loop))/loop;
pack_rate(i) = packerrs(i)/loop;

```

```

pout_snr(1:length(p_snr_table)) = sum(pout(:,1:length(p_snr_table)))/(loop*length(qam_signal))
;
end

```

Transparent_Relay.m

```

clear all;
M = 16; EbNo1 = [0:2:30];
info_bits = 1200 ; % Number of information bits
k = log2(M); % Number of bits per symbol
num_sym = info_bits/k ;% Number of symbols to process
a = [ 1 ]; %Number of Symbols where same fading exists
coderate = 1/2 ;
packerrs = zeros(length(EbNo1),1);
note = zeros(length(EbNo1),1);

%Accuracy table according to SNR
accuracy_lvl = [ 0.01 0.01 0.01 0.01 0.01 0.01 0.001 0.001 0.0001 0.00001 0.000001 0.000001
0.000001] ;
% Poutage threshold table
p_snr_table = [ 0:1:25 ] ;

% Convert from EbNo to SNR.
snr_in_dB1 = EbNo1+10*log10(k*coderate);
snr_in_dB2 = snr_in_dB1 ;
g1 = snr_in_dB1 ; g2 = snr_in_dB2 ; % Relation of SNR values in the two paths

% Create Constellation
x_theory = [0:M-1];
constellation = modulate(modem.qammod('M',M,'SymbolOrder','Gray'),x_theory).';

% Encoder
% Define a convolutional coding trellis and use it
% to encode the binary data.

```

```

switch coderate
case 1/2
punct_matr = [1 1];
case 2/3
punct_matr = [1 1 1 0];
case 3/4
punct_matr = [1 1 0 1 1 0];
otherwise
disp('Unsupported coderate')
end
t = poly2trellis(7,[171 133]); % Trellis

for i = 1:length(snr_in_dB1)

S_2 = 0 ;
loop = 0 ;
X = [];

N1_t = []; g_t=[] ;
N2_t =[] ; g_m=[] ;

    while (loop<1000)%||(accuracy > accuracy_lvl(i))&&(loop<10000)
        loop = loop + 1

% Main steps in the simulation
msg1 = randint(info_bits,1,[0,1]); % As a column vector
msg_enc = convenc(msg1,t,punct_matr); % Encode.
msg_enc_zpad = [msg_enc;zeros((ceil(length(msg_enc)/k)*k - length(msg_enc)),1)]; % Zero -
padding
% Interleaver
p = randperm(length(msg_enc_zpad)); % Permutation vector
msg_intrlv_bits = intrlv(msg_enc_zpad,p); % Rearrange
msg2 = vec2mat(msg_intrlv_bits,k); % As a k-column matrix
% QAM Signal

```

```

                                %make the index to
x = bi2de(msg2,2,'left-msb') + 1 ;    %look up in constellation
                                %matrix

% Actual QAM Signal with normalization of Signal Energy to 1

qam_signal = constellation(x,1); %Modulate
factor = modnorm(qam_signal(:,1),'avpow',1); %Normalization factor
qam_signal = factor*qam_signal ; % Scale to Signal Energy 1

% Making Rayleigh Channel 1 - Same fading for every a Bits
h1 = sqrt(0.5)*(randn(length(msg2)/a,1) + j*randn(length(msg2)/a,1)) ;
r = abs(h1);
r_2=r.^2;
E_2 = sum(r_2)/length(h1);
h1 = h1/sqrt(E_2);

for counter = 1:length(h1)
    h_t1(a*(counter-1)+1:a*counter,1)=h1(counter);
end

% Making Rayleigh Channel - Same fading for every a Bits
h2 = sqrt(0.5)*(randn(length(msg2)/a,1) + j*randn(length(msg2)/a,1)) ;
r = abs(h2);
r_2=r.^2;
E_2 = sum(r_2)/length(h2);
h2 = h2/sqrt(E_2);

for counter = 1:length(h2)
    h_t2(a*(counter-1)+1:a*counter,1)=h2(counter);
end

% Pass through First Channel
qam_signal_r = h_t1.*qam_signal;
noisy_qam = awgn(qam_signal_r,snr_in_dB1(i)); %Adding Gaussian Noise

```

```

% Compute Instant N1
    N1_t(i,:) = abs(noisy_qam - qam_signal_r).^2 ;
% Mean N1
    N1_m(i,loop) = sum(N1_t(i,:))/length(qam_signal);
% Amplify to Forward
    factor2 = modnorm(noisy_qam,'avpow',1); %Normalization factor
    noisy_qam = factor2*noisy_qam; % Scale to Signal Energy 1

%Pass through Second Channel
    qam_signal_r2 = h_t2.*noisy_qam;
    noisy_qam = awgn(qam_signal_r2,snr_in_dB2(i)); %Adding Gaussian Noise
% Compute Instant N2
    N2_t(i,:) = abs(noisy_qam - qam_signal_r2).^2 ;
% Mean N2
    N2_m(i,loop) = sum(N2_t(i,:))/length(qam_signal);
% Mean Total SNR
    g_m(i,loop) = (N1_m(i,loop) + N2_m(i,loop) )^(-1);
% Instant total SNR
for counter = 1:length(qam_signal)
    g_t(counter,loop) = ( N2_t(counter,loop)/(abs(h_t2(counter,1))^2) +
    N1_t(counter,loop)/(abs(h_t1(counter,1))^2) )^(-1);
end
% Poutage Based on SNR threshold
for jj = 1:length(noisy_qam)
    pout_per_sign(jj,1:length(p_snr_table)) = 10*log10(g_t(jj,loop)) < p_snr_table ;
end

pout(loop,1:length(p_snr_table)) = sum(pout_per_sign(:,1:length(p_snr_table)));

% Metric computation
noisy_qam = noisy_qam./(h_t1.*h_t2);
noisy_qam = noisy_qam / (factor*factor2) ; % Unscale
for ij = 1:length(noisy_qam)
    for ji = 1:M

```

```

        metrics(ij,ji) = (real(noisy_qam(ij,1))- real(constellation(ji,1)))^2 +
(imag(noisy_qam(ij,1))-imag(constellation(ji,1)))^2;
    end
% Demodulation and Error Computing
    [min_metric(ij) decis(ij)] = min(metrics(ij,:)); %Find from which the is min distance
    out(:,ij) = de2bi(decis(ij)-1,k,'left-msb').'; %Convert received signal to k-kolumn binary
matrix
    end
    received_zpad = out(:); % Convert to single column
% Deinterleaving
    received_zpad = deintrlv(received_zpad,p); % Deinterleave to restore ordering.
% Remove Zero - padding
    received = received_zpad(1:end-(ceil(length(msg_enc)/k)*k - length(msg_enc)));
% Decode the signal
    tb = 5 * 7; % Traceback length for decoding (usually 5 times constraint length)
    received_dec = vitdec(received,t,tb,'trunc','hard',punct_matr);
    [numoferrs(i,loop) rt(i,loop)] = biterr(msg1,received_dec); %Calculate errors
% Calculate pack errors
    if numoferrs(i,loop) ~= 0
        packerrs(i) = packerrs(i) + 1 ;
    end
% Check the simulation parameter
if loop == 1
    X(1) = rt(i,loop);
else
    X(loop) = X(loop-1) + (rt(i,loop)-X(loop-1))/loop;
    S_2 = S_2*(1 - 1/(loop-1)) + loop*(X(loop)-X(loop-1))^2;
    accuracy = 1.96*sqrt(S_2/loop)
end
    end
    note(i) = accuracy ;
    rate(i) = sum(rt(i,:))/loop;
    g(i) = 10*log10(sum(g_m(i,:))/loop);
    pack_rate(i) = packerrs(i)/loop;

```



```
pout_snr(1:length(p_snr_table)) = sum(pout(:,1:length(p_snr_table)))/(loop*length(qam_signal))  
;  
end
```

5. Βιβλιογραφία

- [1] B. Sklar, Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems, Part I: Characterization, IEEE Communications Magazine, Sept. 1997.
- [2] Ι.Δ Κανελλόπουλος, Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων Σε Γήινο Περιβάλλον, Εκδόσεις Τζιόλα, 2006
- [3] N. Mandayam, Wireless communication technologies, lecture notes, Spring 2005, Dr., Rutgers University.
- [4] V. K. Sakarellos, A. D. Panagopoulos, and J. D. Kanellopoulos, Performance Study of Dual-Hop Transmissions in Millimeter Wirekess Mesh Networks.
- [5] W. Hachem, P. Bianchi and Ph. Ciblat, Outage Probability Based Power and Time Optimization for Relay Networks, Sept. 2008.
- [6] Mazen O. Hasna and Mohamed-Slim Alouini, End-to-End Performance of Transmission Systems With Relays Over Rayleigh-Fading Channels, November 2003.
- [7] John G. Proakis, Masoud Salehi, Communication Systems Engineering, Εθνικό και Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών, 2002
- [8] IEEE Std 802.11a-1999, Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications: High-speed Physical Layer in the 5 GHZ Band, Sept 1999.
- [9] Maral - Bousquet, Δορυφορικές Επικοινωνίες, Εκδόσεις Τζιόλα.
- [10] R. Van Nee and R. Prasad, OFDM for wireless multimedia communications, Artech House universal personal communication library, 2000.
- [11] A. Goldsmith Wireless Communications, Stanford University, Cambridge University Press, 2005.

[12] Majid Safari and Murat Uysal, Cooperative Diversity over Log-Normal Fading Channels: Performance Analysis and Optimization, May 2008.

[13] Statistical Analysis of Simulated Data, Academic Press, 2002.

[14] John G.Proakis, Masoud Salehi, Gerhard Bauch,Contemporary Communication Systems using Matlab, 2004