



ΕΘΝΙΚΟ ΚΑΙ ΚΑΠΟΔΙΣΤΡΙΑΚΟ ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΑΘΗΝΩΝ

**ΣΧΟΛΗ ΘΕΤΙΚΩΝ ΕΠΙΣΤΗΜΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΚΑΙ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ**

**ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ
ΔΙΑΤΜΗΜΑΤΙΚΟ ΠΡΟΓΡΑΜΜΑ ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΩΝ ΣΠΟΥΔΩΝ ΣΤΗ ΔΙΟΙΚΗΣΗ ΚΑΙ
ΟΙΚΟΝΟΜΙΚΗ ΤΩΝ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΩΝ ΔΙΚΤΥΩΝ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Μελέτη στοχαστικών μοντέλων διαλείψεων και
προσομοίωση φυσικού επιπέδου ασύρματης ζεύξης**

Κωνσταντίνα Δ. Κανελλοπούλου

Επιβλέποντες: **Παναγιώτης Μαθιόπουλος**, Καθηγητής ΕΚΠΑ (υπό διορισμό),
Διευθυντής Ερευνών Εθνικού Αστεροσκοπείου Αθηνών

ΑΘΗΝΑ

ΙΟΥΛΙΟΣ 2011

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Μελέτη στοχαστικών μοντέλων διαλείψεων και προσομοίωση φυσικού επιπέδου ασύρματης ζεύξης

Κωνσταντίνα Δ. Κανελλοπούλου

A.M.: ΜΟΠ 274

ΕΠΙΒΛΕΠΟΝΤΕΣ: **Παναγιώτης Μαθιόπουλος**, Καθηγητής ΕΚΠΑ (υπό διορισμό),
Διευθυντής Ερευνών Εθνικού Αστεροσκοπείου Αθηνών

ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ: **Παναγιώτης Μαθιόπουλος**, Καθηγητής ΕΚΠΑ (υπό
διορισμό), Διευθυντής Ερευνών Εθνικού Αστεροσκοπείου
Αθηνών

Ιούλιος 2011

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία για την απόκτηση Μεταπτυχιακού Διπλώματος Ειδίκευσης μελετάται το κανάλι ασύρματης ψηφιακής επικοινωνίας μεταξύ ενός πομπού και ενός δέκτη. Γίνεται μία περιγραφή των φαινομένων που επικρατούν σε ένα περιβάλλον και επηρεάζουν την επικοινωνία, όπως η εξασθένηση του σήματος με την απόσταση, οι διαλείψεις που προκαλούνται σε ένα περιβάλλον με εμπόδια ή και σχετική κίνηση αντικειμένων – πομποδεκτών καθώς και ο θόρυβος θερμικός ή λόγω παρεμβολής παρακείμενων ζεύξεων. Στη συνέχεια περιγράφονται τα πιο κοινά μοντέλα που έχουν κατά καιρούς προταθεί για τη στοχαστική προσέγγιση των συνθηκών που επικρατούν σε μία ζεύξη επικοινωνίας και προσπαθούν να περιγράψουν μαθηματικά τα φαινόμενα που προαναφέρθηκαν. Αυτά τα στοχαστικά μοντέλα αποτελούν ένα από τα πιο σημαντικά αντικείμενα ερευνητικής δραστηριότητας, δημοσιεύσεις της οποίας αποτέλεσαν την βιβλιογραφική τους πηγή. Στη συνέχεια, γίνεται μία προσπάθεια για την ανάπτυξη ενός εργαλείου προσομοίωσης στο περιβάλλον του προγράμματος Matlab[®] προκειμένου να γίνει επαλήθευση της επίδοσης του μοντέλου διαλείψεων Rayleigh σε μία ζεύξη όπου γίνεται μετάδοση QPSK σήματος και δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη. Στόχος αυτού του εργαλείου είναι να αποτελέσει το έναυσμα για την προσομοίωση και των υπόλοιπων μοντέλων που έχουν επιστημονικό ενδιαφέρον και να μπορεί να γίνει πλήρης προσαρμογή όλων των παραμέτρων, αφού έχει γίνει προσπάθεια να μη χρησιμοποιηθούν έτοιμες συναρτήσεις ή προσομοιωτές που περιορίζουν την ελευθερία του ερευνητή.

ΘΕΜΑΤΙΚΗ ΠΕΡΙΟΧΗ: Συστήματα Επικοινωνιών

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ: ασύρματες επικοινωνίες, διαλείψεις, στοχαστική μοντελοποίηση καναλιού, Rayleigh, προσομοίωση, Matlab

ABSTRACT

In this thesis, for obtaining a Master's degree, a wireless digital communication channel between a transmitter and a receiver is studied. There is a description of the phenomena that exist in the environment that affect communication, such as signal attenuation with the distance, fading caused in an environment with obstacles or relative motion of objects - transceivers and thermal noise or the interference of adjacent links. Furthermore, the most common models that have occasionally been proposed for stochastic approximation of the conditions in a communication link and that try to mathematically describe the phenomena mentioned above are described. These stochastic models are one of the most important objects of research activity, publications of which were the source of the current bibliographic literature. Then, there is an effort to develop a simulation tool in the environment of Matlab[®] program in order to verify the performance of the Rayleigh fading model in a link where a QPSK signal is transmitted and no visual contact between the transmitter and receiver exists. The aim of this tool is to trigger the simulation of all the other models that have scientific interest and its parameters can be fully adjusted, as there has been an attempt not to use ready functions or simulators that restrict the freedom of the researcher.

SUBJECT AREA: Communication Systems

KEYWORDS: wireless communications, fading, stochastic channel modeling, Rayleigh, simulation, Matlab

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή μου, κύριο Τάκη Μαθιόπουλο, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε κατά τη διάρκεια της συνεργασίας μας, τη συνεισφορά του στην εκπόνηση της παρούσας εργασίας με τη συνεχή επίλυση των όποιων αποριών ή προβλημάτων ανέκυπταν και την ηθική συμπαράσταση που μου παρείχε.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

| | |
|--|-----------|
| 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ (INTRODUCTION) | 16 |
| 1.1 Ασύρματες και Κινητές Επικοινωνίες (Mobile and Wireless Communications) | 16 |
| 1.1.1 Ιστορική Αναδρομή (Historical) | 16 |
| 1.1.2 Η χρήση υψηλότερων συχνοτήτων (the use of higher frequencies) | 17 |
| 1.2 Το μέλλον των τηλεπικοινωνιών (the Future of Telecommunications) | 18 |
| 1.3 Επισκόπηση της παρούσας εργασίας (Chapter overview) | 21 |
| 2. ΤΟ ΚΑΝΑΛΙ ΣΕ ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ | 23 |
| 2.1 Περιγραφή του καναλιού | 23 |
| 2.2 Απώλειες μεταδόσεως στον ελεύθερο χώρο (Free-space transmission loss) | 24 |
| 2.3 Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (Large scale fading) | 25 |
| 2.4 Διαλείψεις μικρής κλίμακας και φαινόμενο πολλαπλών οδεύσεων (Small-scale fading and multipath) | 26 |
| 2.4.1 Διάδοση πολλαπλών οδεύσεων μικρής κλίμακας (Small-scale Multipath Propagation) | 27 |
| 2.4.2 Τύποι διαλείψεων μικρής κλίμακας (Small-scale fading types) | 28 |
| 2.5 Θόρυβος (Noise) | 31 |
| 3. ΜΟΝΤΕΛΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΔΙΑΛΕΙΨΕΩΝ | 34 |
| 3.1 Μοντέλα διαλείψεων μικρής κλίμακας (Small-scale fading models) | 34 |
| 3.1.1 Rayleigh..... | 34 |
| 3.1.2 Weibull..... | 35 |
| 3.1.3 Rice (Nakagami – n) | 36 |
| 3.1.4 Hoyt (Nakagami – q) | 36 |
| 3.1.5 Nakagami – m..... | 37 |
| 3.2 Μοντέλα διαλείψεων μεγάλης κλίμακας (Large-scale fading models) | 37 |
| 3.2.1 Κατανομή Lognormal..... | 37 |
| 3.2.2 Κατανομή Gamma | 38 |
| 3.3 Γενικευμένα μοντέλα διαλείψεων - Οικογένειες κατανομών (Generalized fading models) | 38 |
| 3.3.1 Γενικευμένη Κάπα (Generalized K) ή Gamma – Gamma | 38 |
| 3.3.2 Γενικευμένη Γάμμα ή α-μ (Generalized Gamma) | 39 |

| | |
|--|-----------|
| 3.4 Μοντέλα σύνθετων διαλείψεων (Composite fading models) | 40 |
| 3.4.1 Suzuki (Rayleigh – Lognormal)..... | 40 |
| 3.4.2 Rice – Lognormal | 40 |
| 3.4.3 Nakagami-m – Lognormal | 40 |
| 3.4.4 Loo (Rice – Lognormal) | 41 |
| 3.4.5 Συνοπτικά..... | 41 |
| | |
| 4. ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΣΕ ΚΑΝΑΛΙ ΜΕ ΔΙΑΛΕΙΨΕΙΣ ΜΙΚΡΗΣ ΚΛΙΜΑΚΑΣ | 42 |
| | |
| 4.1 Διαμόρφωση QPSK (QPSK Modulation) | 42 |
| 4.1.1 Θεωρητική βάση | 42 |
| 4.1.2 Πειραματική προσέγγιση..... | 43 |
| | |
| 4.2 Δειγματοληψία (Sampling) | 44 |
| 4.2.1 Θεωρητική βάση | 44 |
| 4.2.2 Φίλτρο ανυψωμένου συνημιτόνου (Squared-root raised cosine filter SRRC) | 45 |
| 4.2.3 Προσομοίωση | 46 |
| | |
| 4.3 Μοντέλο Διαλείψεων Rayleigh (Rayleigh Fading Model) | 47 |
| 4.3.1 Το θεωρητικό μοντέλο του Jakes για τις διαλείψεις τύπου Rayleigh..... | 47 |
| 4.3.2 Προσομοίωση | 48 |
| | |
| 4.4 Θόρυβος (Noise) | 51 |
| 4.4.1 AWGN | 51 |
| 4.4.2 Προσομοίωση | 52 |
| | |
| 4.5 Μέτρα επίδοσης συστήματος (System Performance Measures) | 52 |
| 4.5.1 Θεωρητική περιγραφή..... | 52 |
| 4.5.2 Πειραματικά αποτελέσματα | 54 |
| | |
| 4.6 Σύνοψη προσομοίωσης | 56 |
| | |
| 5. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ (CONCLUSIONS) | 57 |
| | |
| ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ (TERMINOLOGY TABLE) | 58 |
| | |
| ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ – ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ – ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ (ABBREVIATIONS) | 59 |
| | |
| ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ (APPENDIX) Ι | 60 |

| | |
|--|-----------|
| ΣΥΝΑΡΤΗΣΕΙΣ BESSEL (BESSEL FUNCTIONS)..... | 60 |
| ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ (APPENDIX) II | 61 |
| ΤΜΗΜΑΤΑ ΚΩΔΙΚΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ MATLAB (MATLAB SIMULATION CODE PARTS) | 61 |
| ΑΝΑΦΟΡΕΣ (REFERENCES)..... | 66 |
| ΑΝΑΦΟΡΕΣ (REFERENCES)..... | 66 |

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

| | |
|---|----|
| Σχήμα 1: Μοντέλο δύο διαδρομών με ανάκλαση στο έδαφος [6]..... | 25 |
| Σχήμα 2: Γεωμετρία περίθλασης από αιχμηρό εμπόδιο. Με T συμβολίζεται ο πομπός και με R ο δέκτης, ενώ το αιχμηρό εμπόδιο εμποδίζει την διαδρομή οπτικής επαφής [6]. | 26 |
| Σχήμα 3 :QPSK constellation diagram with gray coding..... | 42 |
| Σχήμα 4: Αστερισμός για την προσομοίωση της QPSK διαμόρφωσης..... | 43 |
| Σχήμα 5: Απλοϊκή αναπαράσταση της ανίχνευσης συμβόλου..... | 44 |
| Σχήμα 6: Η απόκριση του SRRC φίλτρου..... | 46 |
| Σχήμα 7: Διάγραμμα μπλοκ προσομοιωτή του μοντέλου Rayleigh του Jakes [4]..... | 47 |
| Σχήμα 8 Η pdf (dB scale) της κατανομής Rayleigh (θεωρητική με το μπλε χρώμα, πειραματική με τους κόκκινους κύκλους)..... | 48 |
| Σχήμα 9: Η cdf (dB scale) της κατανομής Rayleigh (θεωρητική με το μπλε χρώμα, πειραματική με τους κόκκινους κύκλους)..... | 48 |
| Σχήμα 10: Το πλάτος των διαλείψεων Rayleigh..... | 49 |
| Σχήμα 11 Το φάσμα του μοντέλου Jakes της προσομοίωσης..... | 49 |
| Σχήμα 12: Το θεωρητικό φάσμα του μοντέλου του Jakes..... | 50 |
| Σχήμα 13: Η θεωρητική pdf της Rayleigh και η pdf του μοντέλου προσομοίωσης..... | 50 |
| Σχήμα 14: Πειραματική και θεωρητική αυτοσυσχέτιση..... | 51 |
| Σχήμα 15: Κανάλι προσθετικού θορύβου..... | 52 |
| Σχήμα 16 Για τις τιμές του SNR που χρησιμοποιήθηκαν..... | 52 |
| Σχήμα 17:QPSK AWGN (10^6 bits) dB scale..... | 54 |
| Σχήμα 18: BER of QPSK over AWGN using squared root raised cosine filter in dB scale, 10^5 bits simulated..... | 54 |
| Σχήμα 19: BER (dB) συναρτήσει του EbNo για μετάδοση 10^5 bits σε κανάλι μόνο με AWGN (πράσινο), διαλείψεις Rayleigh σύμφωνα με [37] (μπλ) & κ α με την προσομοίωση (κόκκινο)..... | 55 |
| Σχήμα 20: BER (dB) συναρτήσει του EbNo για μετάδοση 10^5 bits στο κανάλι της προσομοίωσης μόνο του..... | 56 |

ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

| | |
|--|----|
| Πίνακας 1: Τύποι διαλείψεων μικρής κλίμακας [6] | 29 |
| Πίνακας 2: Τύποι διαλείψεων που αντιμετωπίζει ένα σήμα συναρτήσεως: | 31 |
| Πίνακας 3 Παράμετρος α της Weibull | 35 |
| Πίνακας 4 Παράμετροι α και m της Generalized-K | 39 |
| Πίνακας 5: PDF και MGF του SNR ανά σύμβολο (γ) για κάποια κοινά Κανάλια Διαλείψεων [23] | 41 |

1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ (INTRODUCTION)

1.1 Ασύρματες και Κινητές Επικοινωνίες (Mobile and Wireless Communications)

1.1.1 Ιστορική Αναδρομή (Historical)

Η ιστορία των κινητών επικοινωνιών ξεκινά με τα πρώτα πειράματα των ραδιοπρωτοπόρων. Οι δοκιμές του Hertz το 1880, ενέπνευσαν τον επιχειρηματία Marconi να αναζητήσει μία αγορά για αυτό το τρομερό νέο αγαθό. Από τα πρώτα κατορθώματα ήταν η μετάδοση πλοίο-ρυμουλκό πάνω από διαδρομή 18 μιλίων από το Needles στο Νησί του Wight το 1897. Μετά από περιορισμένη χρήση των ραδιοεπικοινωνιών στον Α΄ Παγκόσμιο Πόλεμο, περισσότερο από περιέργεια παρά από οτιδήποτε άλλο, το πρώτο επίγειο κινητό ραδιοτηλεφωνικό σύστημα εγκαταστάθηκε το 1921 από το Αστυνομικό Τμήμα του Detroit για αναφορά περιπολικών. Το αστυνομικό τμήμα του New York City το μιμήθηκε το 1932 [1].

Αυτά τα πρώτα συστήματα λειτούργησαν στη ζώνη συχνοτήτων των 2 MHz. Καθώς η τεχνολογία και οι ανάγκες αυξήθηκαν κατά τη διάρκεια της επόμενης δεκαετίας, η τάση ήταν προς υψηλότερες συχνότητες. Το 1933 το Federal Communications Commission (FCC) εξουσιοδότησε τέσσερα κανάλια στη ζώνη των 30-40 MHz σε πειραματική βάση και τα όρισε για τακτική χρήση το 1938. Ο Β΄ Παγκόσμιος Πόλεμος, επέβαλε ένα προσωρινό χάσμα στην εγκατάσταση σε εμπορικά συστήματα, αλλά οι τεχνολογικές εξελίξεις που έγιναν κατά τη διάρκεια του πολέμου έκαναν εφικτή την εκμετάλλευση ακόμη μεγαλύτερων συχνοτήτων. Πειραματική δουλειά στα 150 MHz ειδικά στοχευμένη στα κινητά συστήματα ξεκίνησε το 1945 στα Bell Telephone Laboratories. Με την έγκριση από το FCC μερικών καναλιών στη γειτονιά των 35 και 150 MHz, εγκαινιάστηκε το 1946 από τη Bell εμπορική υπηρεσία σε αυτές τις δύο ζώνες στο Wisconsin και το Missouri. Η λειτουργία ήταν μονόδρομη (push-to-talk) και η τοποθέτηση της κλήσης χειριζόταν από έναν διαχειριστή κινητής τηλεφωνίας. Ο κινητός πελάτης έπρεπε επίσης να αναζητεί χειροκίνητα για ένα αδρανές κανάλι πριν πραγματοποιήσει μια κλήση. Το 1956 η ίδια υπηρεσία εισήχθη σε νεο-εγκριθέντα κανάλια στη ζώνη των 450 MHz.

Η δουλειά συνεχίστηκε στα Bell Laboratories και σε άλλες αμέρες με διπλό στόχο τη βελτίωση της υπάρχουσας υπηρεσίας και τη μετάβαση σε υψηλότερες συχνότητες. Το 1964 ένα νέο σύστημα Bell Telephone στα 150 MHz έγινε διαθέσιμο, το οποίο παρείχε λειτουργία full duplex, αυτόματη αναζήτηση καναλιών και κλήση από και προς τον κινητό σταθμό [2]. Η ίδια λειτουργία το 1969 εισήχθη και στα 450 MHz [3].

Στα χρόνια μετά το Β' Παγκόσμιο Πόλεμο πολλά άλλα ήδη κινητών τηλεφωνικών συστημάτων εισήχθησαν που λειτουργούσαν κυρίως σε συχνότητες κάτω από τα 460 MHz και παρείχαν υπηρεσία σε εξειδικευμένες ομάδες που εντάσσονταν κυρίως σε τρεις κατηγορίες: πολιτικής προστασίας, βιομηχανικών και επίγειων μεταφορών και ιδιωτικής χρήσης.

Από τις πρώτες μέρες του κινητού ραδιο-τηλεφώνου στις αρχές του 1920, η εικόνα παρουσίαζε σταθερή ανάπτυξη που χαρακτηριζόταν από εξελισσόμενη τεχνολογία και αυξανόμενη ζήτηση για υπηρεσία που ξεπερνούσε πάντοτε τις ικανότητες του συστήματος.

Ο απόλυτος στόχος των κινητών επικοινωνιών ήταν να μπορέσει ο καθένας που κινείται να επικοινωνεί στιγμιαία, εύκολα και αποτελεσματικά με οποιονδήποτε άλλον. Το θεμελιώδες πρόβλημα όμως είχε ήδη ανακύψει: η έλλειψη εύρους ζώνης συχνοτήτων για να αντιμετωπίσει τη ζήτηση υπηρεσίας σε περιοχές του συχνοτικού φάσματος που η τεχνολογία μπορούσε να παρέχει σε λογικά πλαίσια οικονομικό υλικό και συστήματα [4].

1.1.2 Η χρήση υψηλότερων συχνοτήτων (the use of higher frequencies)

Υποθέτοντας ότι ευρείες ζώνες συχνοτήτων είναι διαθέσιμες στις μικροκυματικές συχνότητες προκύπτουν μεγάλα προβλήματα μετάδοσης μετάδοσης σε αυτές τις συχνότητες και τεχνικές που χρησιμοποιούνταν σε χαμηλότερες συχνότητες είναι εντελώς ακατάλληλες. Το σήμα που λαμβάνει ένα κινητό από ένα σταθμό βάσης καθώς κινείται είναι πολύ ασθενές κατά μέσο όρο καθώς εμποδίζεται γενικά από κτίρια και φυσικά εμπόδια. Επιπρόσθετα το σήμα όπως θα δούμε και παρακάτω υφίσταται βίαιες και απότομες μεταβολές στο πλάτος και τη φάση του, που εισάγουν ανυπόφορα ποσά θορύβου και παραμόρφωσης σε ένα κανάλι στη ζώνη ομιλίας. Η αύξηση απλώς της ισχύος του πομπού δεν υπερνικά αυτές τις επιδράσεις και επομένως νέες τεχνικές μπορούν να προκύπτουν μόνο από την εντατική μελέτη των βασικών φαινομένων διάδοσης.

Προκειμένου να παρέχεται υπηρεσία κινητής τηλεφωνίας σε εκατοντάδες χιλιάδες χρήστες σε μια μητροπολιτική περιοχή, είναι φανερό ότι τα διαθέσιμα ραδιο-κανάλια πρέπει να επαναχρησιμοποιούνται αρκετές φορές σε διαφορετικές υπο-περιοχές προκειμένου να χρησιμοποιηθεί το παραχωρηθέν φάσμα πιο αποδοτικά. Επομένως υπάρχει δυνητικό πρόβλημα να χρησιμοποιήσουν κινητά το ίδιο κανάλι σε διαφορετικές υπηρεσίες παρεμβάλλοντας το ένα στο άλλο. Η σοβαρότητα αυτής της παρεμβολής

εξαρτάται από τη σχετική δύναμη των σημάτων, η οποία με τη σειρά της εξαρτάται από διάφορους παράγοντες που επηρεάζουν τη ραδιο-μετάδοση στις υψηλές συχνότητες.

Συνοψίζοντας, η φυσική εξέλιξη της ζήτησης για κινητή τηλεφωνική υπηρεσία μας έφερε αντιμέτωπους με τον απόλυτο στόχο της προσφοράς της στον καθένα και στη συνειδητοποίηση ότι οι υψηλές συχνότητες πρέπει να χρησιμοποιηθούν μαζί με νέες και ασυνήθιστες τεχνικές μετάδοσης [4].

1.2 Το μέλλον των τηλεπικοινωνιών (the Future of Telecommunications)

Οι απαιτήσεις για όλο και μεγαλύτερη χρήση υπηρεσιών ασύρματων επικοινωνιών φωνής αλλά κυρίως δεδομένων, ωθούν τη συνεχή εξέλιξη της τεχνολογίας, ώστε να γίνεται χρήση ακόμα πιο προηγμένων μορφών εκμετάλλευσης του (περιορισμένου) διαθέσιμου φάσματος, να εξασφαλίζεται η ασφάλεια και η αξιοπιστία των επικοινωνιών και να απολαμβάνει ο χρήστης υπηρεσίες υψηλότερης ποιότητας.

Σύμφωνα με το [5] υπάρχουν 6 τάσεις στις ασύρματες επικοινωνίες που τονίζουν την ανάγκη για βελτιωμένη και επεκταμένη θεωρία μοντελοποίησης καναλιού:

1. Υψηλότεροι ρυθμοί δεδομένων

Η χωρητικότητα για μετάδοση δεδομένων των τρεχόντων ασύρματων συστημάτων είναι ακόμα μικροσκοπική συγκρινόμενη με τις ενσύρματες μορφές επικοινωνιών. Για να κατανοηθεί η ώθηση για όλο και μεγαλύτερους ρυθμούς δεδομένων, μπορούμε να τη συγκρίνουμε με το παράδειγμα των προσωπικών υπολογιστών που η τυπική RAM τους ήταν 64 kilobytes στις αρχές του 1980 και η ταχύτητα του επεξεργαστή λιγότερο από 1 MHz, ενώ στις αρχές του 2000 ήταν αντίστοιχα της τάξης των 100 MB και 1GHz. Με τη βελτίωση του υλικού των υπολογιστών νέες εφαρμογές λογισμικού αναπτύσσονται ώστε να εκμεταλλευτούν την νέα χωρητικότητα για αποθήκευση και διαχείριση δεδομένων.

Αυτό το παράδειγμα προσφέρει ένα καλό μάθημα για την βιομηχανία ασύρματων επικοινωνιών. Υπάρχει ένας βασικός κανόνας που εφαρμόζεται σε όλες τις τεχνολογίες πληροφοριών: Η τεχνολογία που αυξάνει τη χωρητικότητα αποθήκευσης ή διαχείρισης δεδομένων ακολουθείται τελικά (και κάποιες φορές ραγδαία) από νέες εφαρμογές που εξαντλούν τους πόρους. Για τα ασύρματα, αυτό σημαίνει ότι η τρέχουσα τεχνολογία θα συνεχίσει να προχωρά προς μεγαλύτερους ρυθμούς μετάδοσης δεδομένων [6].

Φυσικά υψηλότεροι ρυθμοί δεδομένων υπονοούν ασύρματα συστήματα που λειτουργούν σε ακόμα πιο πλατιά εύρη ζώνης. Τα μελλοντικά ασύρματα συστήματα θα λειτουργούν σε εύρη ζώνης που θα ξεπερνούν κατά πολύ τα συμβατικά μοντέλα καναλιών. Τα νέα συστήματα θα απαιτήσουν νέα μοντέλα καναλιών και μετρήσεις.

2. Παρουσία των ασύρματων συσκευών παντού

Οι ασύρματες προσωπικές επικοινωνίες έχουν διεισδύσει σε σχεδόν κάθε γήινο περιβάλλον. Πλέον είναι δυνατό να χρησιμοποιήσει κανείς μία ασύρματη τηλεφωνική συσκευή σε μια πόλη, στο αυτοκίνητο, στο σπίτι, σε ένα καράβι και αλλού. Οι μελλοντικές εφαρμογές θα περιλαμβάνουν ασύρματους αισθητήρες και απρόσωπες επικοινωνίες μεταξύ μηχανημάτων και συσκευών.

Το ασύρματο κανάλι εξαρτάται σημαντικά από το περιβάλλον στο οποίο λειτουργεί. Εφόσον οι μελλοντικές ασύρματες εφαρμογές θα λειτουργούν σε σχεδόν κάθε περιβάλλον που μπορεί κανείς να φανταστεί, θα υπάρχει μεγάλη ποικιλία καναλιών που θα χρειαστούν χαρακτηρισμό. Στην πραγματικότητα πολλά από αυτά τα περιβάλλοντα θα προσπαθήσουν να χαρακτηριστούν από παλιότερα παραδείγματα μοντελοποίησης καναλιών.

3. Έξυπνες κεραιές

Προσαρμοζόμενες συστοιχίες και άλλοι τύποι τεχνικών έξυπνων κεραιών είναι αναδυόμενες τεχνολογίες για τη βελτίωση της ασύρματης ζεύξης και εξάλειψη της παρεμβολής σε ένα σύστημα πολλαπλής πρόσβασης. Πολλά συστήματα επικοινωνίας πολλών χρηστών όπως τα κυψελωτά ραδιο-δίκτυα στις αρχές του 20^{ου} αιώνα λειτουργούσαν πιο κάτω από τη σχεδιασμένη χωρητικότητα. Καθώς η αγορά για αυτά τα συστήματα μεγάλωσε και ωρίμασε, η κίνηση δικτύου αυξήθηκε επίσης. Η τεχνολογία έξυπνων κεραιών μπορεί να ειπωθεί σαν φθηνή και αποτελεσματική λύση για να μετριαστεί το πρόβλημα της δικτυακής συμφόρησης.

Μια κατευθυντική κεραία στο δέκτη ή τον πομπό αλλάζει δραστηριότητα χαρακτηριστικά του καναλιού. Μοντέλα καναλιών που κάποτε εφαρμόζονταν σε πανκατευθυντικές κεραιές πρέπει να τροποποιηθούν και βελτιωθούν για να υπολογίζουν και τη νέα χωρο-χρονική παραμόρφωση του καναλιού από την κατευθυντική κεραία.

4. Ταχύτερο, μικρότερο και φθηνότερο υλικό (hardware)

Με τα χρόνια, η βασική έρευνα στις ασύρματες επικοινωνίες παρήγαγε μια πληθώρα καινοτομιών διαμόρφωσης, πολλαπλής πρόσβασης και επεξεργασίας σήματος που πολεμούν τις παραμορφώσεις που εισάγονται από ένα ασύρματο κανάλι. Μόνο ένα μικρό υποσύνολο αυτών των καινοτομιών χρησιμοποιείται στην πράξη, καθώς πολλοί αλγόριθμοι και τεχνικές δεν έχουν εφικτή υλοποίηση σε υλικό.

Η RF και DSP τεχνολογία συνεχίζει να αναπτύσσεται παρόλα αυτά. Η υπολογιστική δύναμη των chipset βασικής ζώνης αυξάνεται και τα ολοκληρωμένα RF κυκλώματα λειτουργούν σε υψηλότερα επίπεδα ισχύος και υψηλότερες συχνότητες. Πάνω από όλα, τα στοιχεία πομπού και δέκτη γίνονται όλο και πιο φθηνά να κατασκευαστούν. Σαν αποτέλεσμα, πολλοί αλγόριθμοι και τεχνικές που δεν μπορούν να υλοποιηθούν σήμερα, μπορούν να γίνουν εφικτά αύριο.

Η πρόσθετες ικανότητες των μελλοντικών ραδιο-δεκτών, θα είναι δυνατόν να πολεμήσουν τις καταστροφικές επιδράσεις του καναλιού πολύ-διόδευσης με νέους καινοτόμους τρόπους. Με πρόσθετη λειτουργικότητα, οι δέκτες του μέλλοντος χρειάζονται περισσότερο από μια απλή ad hoc προσέγγιση του ραδιο-καναλιού. Οι μελλοντικοί σχεδιασμοί δεκτών θα απαιτούν μοντέλα που θα μιμούνται την λεπτομερή διασπορά, τα χρονικά και χωρικά μεταβαλλόμενα χαρακτηριστικά ενός ρεαλιστικού ασύρματου καναλιού.

5. Συμφόρηση συχνοτήτων

Το εύρος ζώνης είναι ένας περιορισμένος πόρος. Καθώς τα ασύρματα συστήματα με όλο και πιο πλατιά εύρη ζώνης συνεχίσουν να εφαρμόζονται, η συμφόρηση συχνότητας γίνεται πρόβλημα. Μια λύση είναι η μετακίνηση έξω από τα συνηθισμένες ζώνες συχνοτήτων προς υψηλότερες μη χρησιμοποιούμενες συχνότητες στις ανώτερη μικροκυματική και mm-wave ζώνες. Η διάδοση σε αυτές τις υψηλότερες συχνότητες παρουσιάζει ένα εντελώς διαφορετικό σετ προβλημάτων. Τα μοντέλα καναλιών που έχουν αναπτυχθεί γύρω από τις μικροκυματικές ζώνες του 1GHz είναι ανεπαρκή για το χαρακτηρισμό ασύρματων συστημάτων όπου η συχνότητα φέροντος και το εύρος ζώνης του σήματος είναι μεγαλύτερα κατά μία ή δύο τάξεις μεγέθους.

6. Συστήματα πολλαπλής-εισόδου, πολλαπλής-εξόδου (MIMO)

Ίσως μια από τις πιο ενδιαφέρουσες τάσεις στις ασύρματες επικοινωνίες είναι η προτεινόμενη χρήση MIMO συστημάτων. Ένα MIMO σύστημα χρησιμοποιεί πολλαπλές κεραιές πομπού και πολλαπλές κεραιές δέκτη για να σπάσει ένα κανάλι πολλαπλών διαδρομών σε αρκετά ξεχωριστά χωρικά κανάλια. Τέτοιο σύστημα εφαρμόζει χωρο-χρονική κωδικοποίηση για να αυξήσει την χωρητικότητα της ζεύξης.

Τα νέα MIMO συστήματα αντιπροσωπεύουν μια τεράστια αλλαγή στο πώς σχεδιάζονται τα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών. Η παλιά προοπτική: Ο τελικός στόχος των ασύρματων επικοινωνιών είναι να πολεμήσουν την παραμόρφωση που προκαλείται από την πολυ-διόδευση έτσι ώστε να προσεγγίσουν το θεωρητικό όριο χωρητικότητας για ένα κανάλι περιορισμένου εύρους ζώνης.

Η νέα προοπτική: Εφόσον η διάδοση πολλαπλών διαδρομών στην πραγματικότητα αντιπροσώπευε πολλαπλά κανάλια μεταξύ πομπού και δέκτη, ο τελικός στόχος των ασύρματων επικοινωνιών είναι να χρησιμοποιήσουν την πολυ-διόδευση για να παρέχουν υψηλότερη συνολική χωρητικότητα από ότι το θεωρητικό όριο για ένα συμβατικό κανάλι περιορισμένου εύρους ζώνης.

Αυτή η αντιστροφή φιλοσοφίας υπονοεί ότι πολλοί από τους σχεδιαστικούς εμπειρικούς κανόνες μηχανικής που βασίζονταν σε απαισιόδοξα μοντέλα καναλιού χειρότερου σεναρίου έχουν γίνει τώρα ανέλπιστα αισιόδοξα. Ο σχεδιασμός τέτοιων συστημάτων θα απαιτεί νέα μοντέλα χωρο-χρονικού καναλιού.

1.3 Επισκόπηση της παρούσας εργασίας (Chapter overview)

Στη συνέχεια της εργασίας ακολουθεί μία περιγραφή των φαινομένων που παρουσιάζονται στον περιβάλλοντα χώρο μίας ασύρματης ζεύξης επικοινωνίας (κεφάλαιο 2) όπως είναι τα φυσικά και τεχνητά εμπόδια, η κίνηση, εφόσον μιλάμε και για κινητές επικοινωνίες και οι παρεμβολές που δρουν σαν θόρυβος στο μεταδιδόμενο σήμα.

Αυτά τα φαινόμενα έχουν μελετηθεί εκτενώς στη βιβλιογραφία και διάφορα μοντέλα έχουν προταθεί και κατά καιρούς χρησιμοποιηθεί για την προσεγγιστική περιγραφή τους

(κεφάλαιο 3). Αυτά τα μοντέλα διευκολύνουν τους ερευνητές ή σχεδιαστές συστημάτων ψηφιακών επικοινωνιών να αναπτύξουν εργαλεία για την αποτελεσματική αντιστάθμισή τους και την προσέγγιση όσο το δυνατόν της ιδανικής επικοινωνίας.

Στη συνέχεια, (κεφάλαιο 4), γίνεται μια περιγραφή του μοντέλου που προσομοιώθηκε στην

2. ΤΟ ΚΑΝΑΛΙ ΣΕ ΑΣΥΡΜΑΤΕΣ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ

2.1 Περιγραφή του καναλιού

Τα ραδιο-σήματα που μεταδίδονται από ένα κινητό ραδιο-σταθμό βάσης δεν υπόκεινται μόνο στις ίδιες σημαντικές απώλειες διάδοσης που συναντώνται στους άλλους τύπους ατμοσφαιρικών διαδόσεων αλλά υπόκεινται ακόμη και σε φαινόμενα απωλειών διαδρομής τις επίγειας διάδοσης. Οι επίγειες απώλειες επηρεάζονται σημαντικά από την γενική τοπογραφία του εδάφους. Το χαμηλό ύψος της κεραίας του κινητού, συνήθως πολύ κοντά στο επίπεδο του εδάφους, συνεισφέρει σε αυτή την πρόσθετη απώλεια διαδρομής μετάδοσης. Γενικά η υφή και η τραχύτητα του εδάφους τείνουν να σκορπίζουν τη μεταδιδόμενη ενέργεια, μειώνοντας την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος στην κινητή μονάδα και στο σταθμό βάσης. Η απώλεια αυτού του τύπου συνδυασμένες με τις απώλειες ελεύθερου χώρου, συλλογικά, συνιστούν τις απώλειες διαδρομής διάδοσης [7].

Τα κινητά ραδιο-σήματα επηρεάζονται επίσης από διάφορους τύπους φαινομένων διάχυσης και πολυ-διόδευσης - τα οποία μπορούν να προκαλέσουν σημαντικές διαλείψεις σήματος - τα οποία αποδίδονται στο μέσο κινητής ραδιο-επικοινωνίας. Οι διαλείψεις κινητού ραδιο-σήματος συνδυάζει τις επιδράσεις των μακροπρόθεσμων και βραχυπρόθεσμων διαλείψεων οι οποίες μπορούν να διακριθούν στατιστικά και περιγράφονται στα επόμενα υποκεφάλαια. Οι μακροπρόθεσμες διαλείψεις προκαλούνται τυπικά από σχετικά μικρής κλίμακας μεταβολές στην τοπογραφία κατά μήκος της διαδρομής διάδοσης. Οι βραχυπρόθεσμες διαλείψεις προκαλούνται τυπικά από την ανακλαστικότητα διαφόρων τύπων σκεδαστών σήματος, τόσο στατικών όσο και κινητών. Οι διαλείψεις αυτού του είδους αναφέρονται ως multipath fading.

Η διάδοση μεταξύ κινητής μονάδας και σταθμού βάσης είναι πιο επιρρεπής στις επιδράσεις των φαινομένων διαλείψεων πολυ-διόδευσης, επειδή όλη η επικοινωνία γίνεται ουσιαστικά στο επίπεδο του εδάφους. Οι επιδράσεις των φαινομένων πολλαπλής διαδρομής δεν είναι σημαντικές σε επικοινωνίες αέρος-εδάφους και δορυφόρου-επίγειου σταθμού, επειδή η γωνία μετάδοσης αποκλείει του περισσότερους τύπους παρεμβολής που προκαλείται από περιβάλλοντα φυσικά επίγεια χαρακτηριστικά και ανθρωπογενής δομές. Η κύρια έγνοια σε επικοινωνίες αέρος-εδάφους είναι το φαινόμενο Doppler που απορρέει από τη σχετικά υψηλή ταχύτητα πτήσης του επικοινωνούντος αεροσκάφους. Οι σημαντικές θεωρήσεις σε επικοινωνία δορυφόρου-

επίγειου σταθμού είναι η απευθείας εξασθένιση διαδρομής στο κενό, η οποία μειώνει σημαντικά το επίπεδο των ληφθέντων σημάτων, η χρονική καθυστέρηση του σήματος που προκαλείται από την μεγάλη απόσταση διέλευση πάνω και κάτω και η απαίτηση για υψηλά κατευθυντικές κεραιές επίγειων σταθμών, ικανές να εντοπίσουν το ραδιοσήμα το δορυφόρου.

Γενικά, η ισχύς του σήματος που μεταδίδεται από ένα σταθμό βάσης μειώνεται με την απόσταση όταν μετρείται σε διάφορα σημεία κατά μήκος μιας ακτινικής διαδρομής που απομακρύνεται από τον σταθμό βάσης.

2.2 Απώλειες μεταδόσεως στον ελεύθερο χώρο (Free-space transmission loss)

Όταν δύο κεραιές βρίσκονται σε απόσταση d μεταξύ τους και W_t είναι η ισχύς που παρέχει η πηγή στην κεραία εκπομπής και W_r η ισχύς που η κεραία λήψης παρέχει στο δέκτη, η απώλεια μεταδόσεως στον ελεύθερο χώρο (free-space path loss) ορίζεται ως:

$$L = 10 \log \frac{W_t}{W_r} = 10 \log \left(\frac{4\pi d}{\lambda} \right)^2, \text{ εκφραζόμενη σε dB.}$$

Παρατηρούμε ότι για δεδομένη συχνότητα, όπως άλλωστε μας ενδιαφέρει όταν μελετάμε μία συγκεκριμένη διασύνδεση, η απώλεια μεταδόσεως εξαρτάται μόνο από την απόσταση μεταξύ των κεραιών. Συγκεκριμένα, η τιμή της αυξάνεται, όσο μεγαλώνει και η απόσταση μεταξύ των κεραιών.

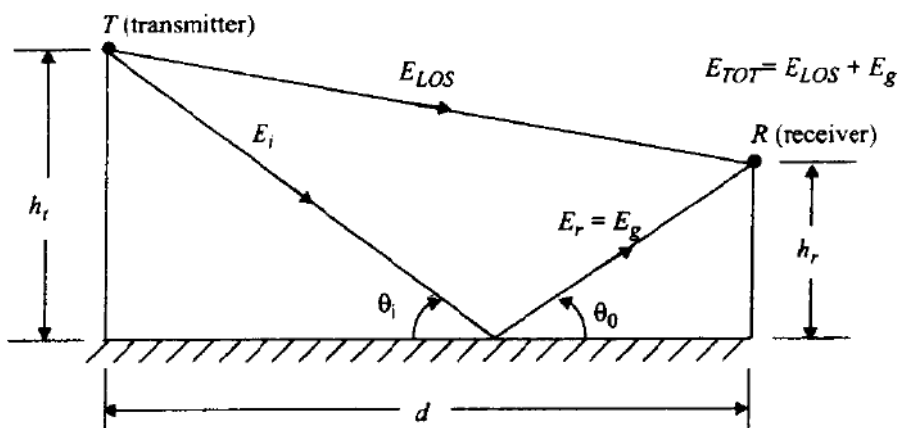
Ουσιαστικά δεν πρόκειται περί απώλειας, αλλά περί υποβάθμισης της ισχύος από τον πομπό στο δέκτη. Θεωρώντας ότι τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα διαδίδονται ως σφαιρικά κύματα οδεύοντα ακτινικά, με την ακτίνα της σφαίρας να αυξάνεται με την αύξηση της απόστασης, η εκπεμπόμενη ισχύς κατανέμεται σε όλο και μεγαλύτερη επιφάνεια, άρα η ισχύς ανά μονάδα επιφάνειας μειώνεται. Αυτή η μείωση περιγράφεται από την απώλεια μεταδόσεως ελεύθερου χώρου.

Για τον υπολογισμό της απώλειας μεταδόσεως υποθέσαμε ζεύξη οπτικής επαφής (LOS) στο κενό, άρα χωρίς φυσικά εμπόδια να παρεμβάλλονται μεταξύ πομπού και δέκτη. Στην πραγματικότητα, είναι δυνατόν να υπάρξει ζεύξη και χωρίς οπτική επαφή μέσω των φαινομένων της ανάκλασης, περίθλασης, διάθλασης όμως τότε εισάγονται επιπλέον απώλειες όπως θα δούμε παρακάτω.

2.3 Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (Large scale fading)

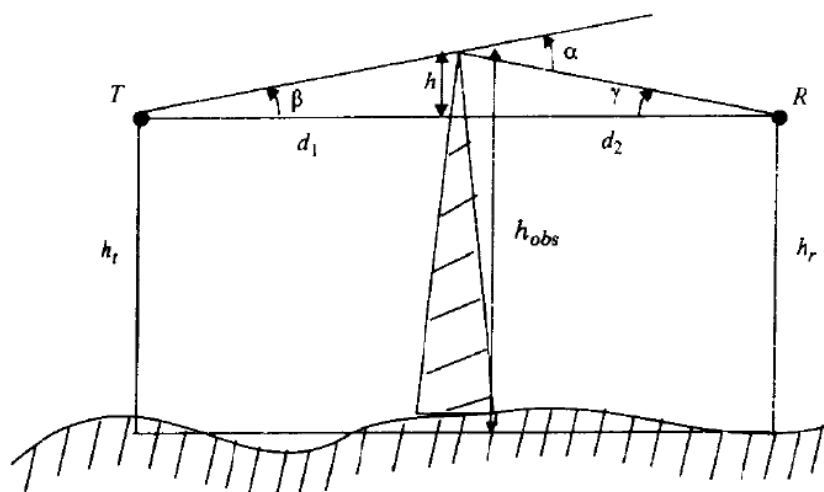
Η ανάκλαση (reflection), η περίθλαση (diffraction) και η σκέδαση (scattering) είναι οι τρεις βασικοί μηχανισμοί που επιδρούν στη μετάδοση σε ένα ασύρματο σύστημα επικοινωνίας.

Ανάκλαση συμβαίνει όταν ένα διαδιδόμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε ένα αντικείμενο που έχει πολύ μεγάλες διαστάσεις όταν συγκριθεί με το μήκος κύματος του διαδιδόμενου κύματος. Ανάκλαση μπορεί να συμβεί στην επιφάνεια της γης, καθώς και σε κτίρια και τοίχους.



Σχήμα 1: Μοντέλο δύο διαδρομών με ανάκλαση στο έδαφος [6]

Περίθλαση συμβαίνει όταν μια διαδρομή μεταξύ πομπού και δέκτη εμποδίζεται από μια επιφάνεια που έχει αιχμηρές ανωμαλίες (άκρες). Τα δευτερεύοντα κύματα που δημιουργούνται από την εμποδίζουσα επιφάνεια είναι παρόντα στον αέρα, ακόμα και πίσω από ένα εμπόδιο, προκαλώντας κάμψη των κυμάτων γύρω από το εμπόδιο, ακόμα και αν δεν υπάρχει μια διαδρομή οπτικής επαφής μεταξύ πομπού και δέκτη. Σε υψηλές συχνότητες, η περίθλαση, όπως και η ανάκλαση, εξαρτάται από τη γεωμετρία του αντικειμένου, όπως και από το πλάτος, τη φάση και την πόλωση του προσπίπτοντος κύματος στο σημείο περίθλασης.



Σχήμα 2: Γεωμετρία περίθλασης από αιχμηρό εμπόδιο. Με T συμβολίζεται ο πομπός και με R ο δέκτης, ενώ το αιχμηρό εμπόδιο εμποδίζει την διαδρομή οπτικής επαφής [6].

Σκέδαση προκαλείται όταν το μέσο διαμέσου του οποίου το κύμα μεταδίδεται αποτελείται από αντικείμενα με διαστάσεις μικρές συγκρινόμενες με το μήκος κύματος, και όπου ο αριθμός των εμποδίων ανά μονάδα όγκου είναι μεγάλος. Τα σκεδαζόμενα κύματα παράγονται από τραχιές επιφάνειες, μικρά αντικείμενα ή από άλλες ανωμαλίες στο κανάλι. Στην πράξη, τα φυλλώματα, οι οδικές πινακίδες και οι στύλοι φωτισμού προκαλούν σκέδαση σε ένα σύστημα κινητών επικοινωνιών.

2.4 Διαλείψεις μικρής κλίμακας και φαινόμενο πολλαπλών οδεύσεων (Small-scale fading and multipath)

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας, ή απλά διαλείψεις, χρησιμοποιούνται για να περιγράψουν την ταχεία διακύμανση πλάτους ενός ραδιοσήματος σε ένα μικρό χρονικό διάστημα ή μικρή απόσταση διαδόσεως, τέτοια ώστε οι επιδράσεις της απώλειας διαδρομής μεγάλης κλίμακας να μπορούν να αγνοηθούν. Διαλείψεις προκαλούνται από παρεμβολή μεταξύ δύο ή περισσότερων εκδοχών του εκπεμπόμενου σήματος που φθάνουν στο δέκτη σε ελαφρά διαφορετικές χρονικές στιγμές. Αυτά τα κύματα, που καλούνται κύματα πολλαπλών οδεύσεων, συνδυάζονται στην κεραία λήψης για να δώσουν ένα σήμα που μπορεί να ποικίλει πολύ σε πλάτος και φάση, εξαρτώμενο από την κατανομή της έντασης και σχετικής διάρκειας της διάδοσης των κυμάτων και από το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος.

2.4.1 Διάδοση πολλαπλών οδεύσεων μικρής κλίμακας (Small-scale Multipath Propagation)

Οι πολλαπλές οδεύσεις στο ραδιοκάνάλι δημιουργούν επιδράσεις διαλείψεων μικρής κλίμακας. Οι τρεις πιο σημαντικές επιδράσεις είναι:

- Γρήγορες αλλαγές στην ισχύ του σήματος για μια μικρή απόσταση διάδοσης ή χρονική διάρκεια
- Τυχαία διαμόρφωση συχνότητας που κυμαίνεται με τις μετατοπίσεις Doppler σε διαφορετικά σήματα πολλαπλών οδεύσεων
- Χρονική διασπορά (ηχώ) που προκαλείται από τις καθυστερήσεις διάδοσης πολλαπλών οδεύσεων.

Σε πυκνοκατοικημένες αστικές περιοχές, προκαλούνται διαλείψεις εξαιτίας του γεγονότος ότι το ύψος των κεραιών είναι αρκετά μικρότερο των περιβάλλοντων δομών, και έτσι δεν υπάρχει απλή διαδρομή οπτικής επαφής μεταξύ πομπού και δέκτη. Ακόμα κι αν υπάρχει οπτική επαφή, υπάρχουν ξανά πολλαπλές οδεύσεις εξαιτίας ανακλάσεων από το έδαφος και περιβάλλοντων δομών. Τα εισερχόμενα ραδιοκύματα φθάνουν από διαφορετικές κατευθύνσεις με διαφορετικές καθυστερήσεις διάδοσης. Το σήμα που λαμβάνεται σε οποιοδήποτε σημείο του χώρου μπορεί να αποτελείται από ένα μεγάλο αριθμό από επίπεδα κύματα που έχουν τυχαία κατανομημένα πλάτη, φάσεις και γωνίες άφιξης. Αυτές οι συνιστώσες πολλαπλών οδεύσεων συνδυάζονται διανυσματικά στην κεραία λήψης και μπορεί να προκαλέσουν στο σήμα που λαμβάνεται παραμόρφωση ή εξασθένιση. Ακόμα και όταν ο δέκτης είναι στατικός, το λαμβανόμενο σήμα μπορεί να εξασθενήσει εξαιτίας κινούμενων αντικειμένων στο ραδιο-κάνάλι.

Εξαιτίας της σχετικής κίνησης μεταξύ πομπού και δέκτη, κάθε κύμα πολλαπλών διαδρομών υφίσταται μια προφανή μετατόπιση στη συχνότητα. Αυτή η μετατόπιση στη συχνότητα του ληφθέντος σήματος εξαιτίας της κίνησης καλείται διάχυση Doppler.

Παράγοντες που επηρεάζουν τις διαλείψεις μικρής κλίμακας:

- Διάδοση πολλαπλών οδεύσεων
- Σχετική κίνηση πομπού- δέκτη
- Ταχύτητα κίνησης περιβάλλοντων αντικειμένων
- Το εύρος ζώνης μετάδοσης του σήματος

2.4.2 Τύποι διαλείψεων μικρής κλίμακας (Small-scale fading types)

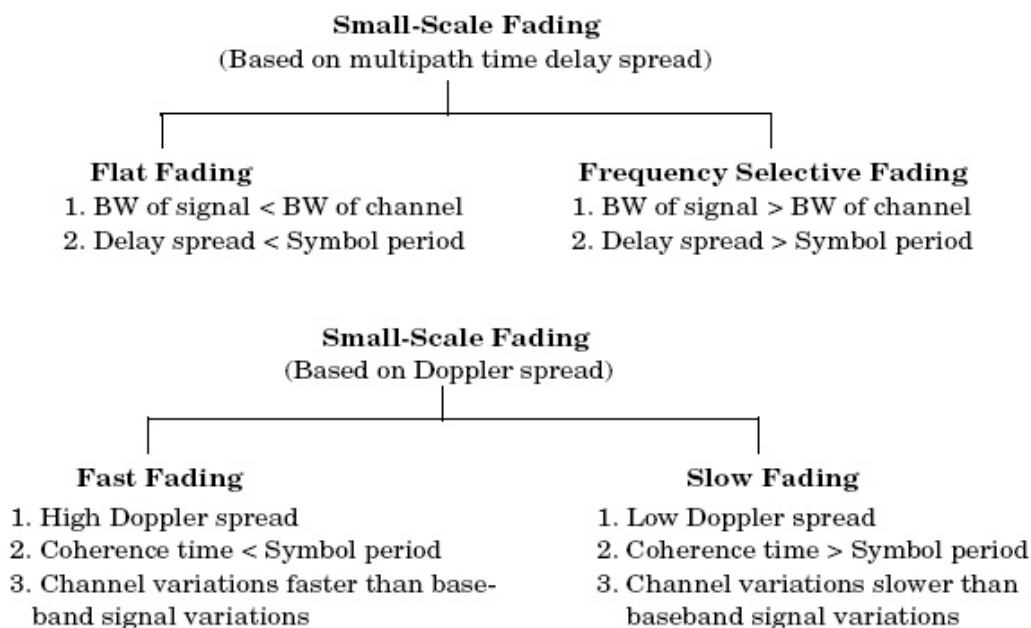
Ο τύπος διαλείψεων που απαντάται από ένα σήμα που μεταδίδεται σε ασύρματο ραδιο-κανάλι εξαρτάται από τη φύση του μεταδιδόμενου σήματος αναφορικά με τα χαρακτηριστικά του καναλιού. Τα μεταδιδόμενα σήματα θα υποστούν διαφορετικό τύπο διαλείψεων εξαρτώμενο από τη σχέση μεταξύ των παραμέτρων του σήματος(όπως το εύρος ζώνης, την περίοδο συμβόλου κ.α.) και τις παραμέτρους του καναλιού (όπως την ενεργό εξάπλωση καθυστέρησης και τη διάχυση Doppler). Οι μηχανισμοί διασποράς χρόνου και συχνότητας οδηγούν σε τέσσερις πιθανές διακρίσεις επιδράσεις, που φανερώνονται ανάλογα με τη φύση του μεταδιδόμενου σήματος, το κανάλι και την ταχύτητα. Ενώ οι καθυστέρηση πολλαπλών οδεύσεων οδηγεί σε διασπορά χρόνου και διαλείψεις επιλεκτικές με τη συχνότητα, η διάχυση Doppler οδηγεί σε διασπορά χρόνου και σε διαλείψεις επιλεκτικές με το χρόνο. Οι δύο μηχανισμοί μετάδοσης είναι ανεξάρτητοι μεταξύ τους.

Εκτός από την καθυστέρηση πολλαπλών οδεύσεων και τη διάχυση Doppler, δύο άλλες παράμετροι είναι πολύ χρήσιμες για το χαρακτηρισμό των διαλείψεων των καναλιών πολλαπλών διαδρομών. Η μια παράμετρος είναι το αντίστροφο της διάχυσης Doppler. Η ποσότητα αυτή είναι το μέτρο του χρονικού διαστήματος μέσα στο οποίο έχουμε πολύ μικρή μεταβολή των χαρακτηριστικών του καναλιού. Η παράμετρος αυτή ονομάζεται χρόνος συμφωνίας (coherence time T_c) του καναλιού.

Η άλλη χρήσιμη παράμετρος είναι το αντίστροφο της διάχυσης πολλαπλών διαδρομών και έχει μονάδες συχνότητας. Η ποσότητα αυτή είναι ένα μέτρο του εύρους ζώνης μέσα στο οποίο τα χαρακτηριστικά του καναλιού (πλάτος και φάση) εμφανίζουν μεγάλη συσχέτιση. Με άλλα λόγια, όλες οι συνιστώσες συχνότητας ενός σήματος μέσα σε αυτό το εύρος ζώνης θα παρουσιάζουν ταυτόχρονες διακυμάνσεις. Η παράμετρος αυτή ονομάζεται εύρος ζώνης συμφωνίας (coherence bandwidth B_c) του καναλιού.

Ανάλογα με τη σχέση που έχει η περίοδος του εκπεμπόμενου συμβόλου με το χρόνο συμφωνίας του καναλιού και το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος με το εύρος ζώνης συμφωνίας του καναλιού διακρίνουμε τέσσερις τύπους διαλείψεων μικρής κλίμακας, όπως περιγράφεται στη συνέχεια.

Πίνακας 1: Τύποι διαλείψεων μικρής κλίμακας [6]



Επίπεδες διαλείψεις (Flat fading)

Αν το κανάλι μετάδοσης έχει σταθερό κέρδος και γραμμική απόκλιση φάσης για ένα εύρος ζώνης μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος, τότε το λαμβανόμενο σήμα θα υποστεί flat fading. Αυτός ο τύπος διαλείψεων απαντάται πιο συχνά στην τεχνική βιβλιογραφία. Στο flat fading η δομή πολλαπλών οδεύσεων του καναλιού είναι τέτοια που τα φασματικά χαρακτηριστικά του μεταδιδόμενου σήματος διατηρούνται στο δέκτη. Παρόλα αυτά η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος μεταβάλλεται με το χρόνο, εξαιτίας διακυμάνσεων στο κέρδος του καναλιού που προκαλείται από τις πολλαπλές οδεύσεις.

Τα κανάλια flat fading είναι ακόμα γνωστά ως κανάλια μεταβλητού πλάτους και κάποιες φορές αν φέρουν ως κ α λ α στε ν ή ζών η διότι το εύρος ζών η του εφαρμοζόμενου σήματος είναι στενό συγκρινόμενο με αυτό του καναλιού. Τυπικά flat fading κανάλια προκαλούν βαθιές διαλείψεις, και έτσι μπορεί να απαιτείται 20 ή 30 dB περισσότερη εκπεμπόμενη ισχύς για να επιτευχθεί χαμηλό bit error rate σε κανάλια με βαθιές διαλείψεις συγκρινόμενη με τα κανάλια χωρίς διαλείψεις. Η κατανομή του στιγμιαίου κέρδους των καναλιών flat fading είναι σημαντική για το σχεδιασμό ραδιο-συνδέσμων, και η πιο κοινή κατανομή πλάτους είναι η Rayleigh. Το Rayleigh flat fading μοντέλο καναλιού υποθέτει ότι το κανάλι εισάγει ένα πλάτος που κυμαίνεται στο χρόνο σύμφωνα με την κατανομή Rayleigh.

Διαλείψεις επιλεκτικές με τη συχνότητα (Frequency selective fading)

Αν το κανάλι έχει σταθερό κέρδος και γραμμική απόκριση φάσης για ένα εύρος ζώνης που είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος, τότε το κανάλι προκαλεί frequency selective fading στο σήμα λήψης. Κάτω από αυτές τις συνθήκες η βηματική απόκριση του καναλιού έχει μια εξάπλωση καθυστέρησης πολλαπλών οδεύσεων που είναι μεγαλύτερη από το αντίστοιχο εύρος ζώνης της μεταδιδόμενης κυματομορφής. Όταν συμβαίνει αυτό το λαμβανόμενο σήμα περιλαμβάνει πολλαπλές εκδοχές της εκπεμφθείσας κυματομορφής που έχουν εξασθενισθεί και καθυστερηθεί, και επομένως το λαμβανόμενο σήμα είναι παραμορφωμένο. Το frequency selective fading οφείλεται στη χρονική διασπορά των μεταδιδόμενων συμβόλων μέσα στο κανάλι. Επομένως, το κανάλι εισάγει διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference – ISI). Στο πεδίο της συχνότητας, κάποιες συχνοτικές συνιστώσες έχουν στο φάσμα του λαμβανόμενου σήματος έχουν μεγαλύτερα κέρδη από άλλες.

Το frequency selective fading μοντελοποιείται πολύ πιο δύσκολα από ό,τι τα flat fading κανάλια διότι κάθε σήμα πολλαπλής οδεύσης πρέπει να μοντελοποιηθεί και το κανάλι πρέπει να θεωρηθεί ως γραμμικό φίλτρο. Για αυτό το λόγο γίνονται μετρήσεις πολλαπλών οδεύσεων ευρείας ζώνης και μοντέλα δημιουργούνται από αυτές τις μετρήσεις. Συχνά χρησιμοποιείται το μοντέλο διαλείψεων Rayleigh δύο διαδρομών. Τα frequency selective κανάλια θεωρούνται ευρείας ζώνης, αφού το εύρος ζώνης του σήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης της βηματικής απόκρισης του καναλιού.

Ταχείες διαλείψεις (Fast fading)

Ανάλογα με το πόσο γρήγορα αλλάζει το εκπεμπόμενο ζωνοπερατό σήμα συγκρινόμενο με το ρυθμό αλλαγής του καναλιού, ένα κανάλι μπορεί να χαρακτηριστεί ως fast ή slow fading. Σε ένα fast fading κανάλι, η βηματική απόκριση αλλάζει ταχύτατα κατά τη διάρκεια του συμβόλου. Δηλαδή, ο χρόνος συνέπειας του καναλιού είναι μικρότερος από την περίοδο συμβόλου του μεταδιδόμενου σήματος. Αυτό προκαλεί διασπορά συχνότητας (time selective fading) εξαιτίας της διάχυσης Doppler, που οδηγεί σε παραμόρφωση του σήματος. Στο πεδίο της συχνότητας, η παραμόρφωση σήματος αυτή αυξάνει με την αύξηση της διάχυσης Doppler αναφορικά με το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος.

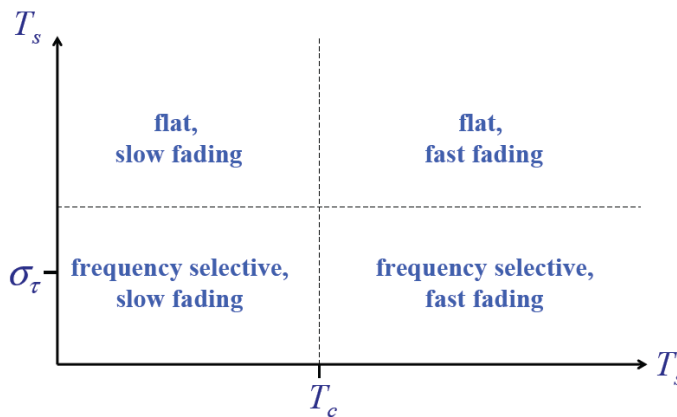
Αργές διαλείψεις (Slow fading)

Σε ένα κανάλι slow fading, η βηματική απόκριση του καναλιού μεταβάλλεται με ένα ρυθμό αρκετά αργότερο από ό,τι το εκπεμπόμενο ζωνοπερατό σήμα. Σε αυτή την περίπτωση μπορεί να υποθεθεί ότι το κανάλι παραμένει στατικό για ένα ή μερικά αντίστοιχα διαστήματα εύρους ζώνης. Στο πεδίο της συχνότητας αυτό σημαίνει ότι η διάχυση Doppler του καναλιού είναι αρκετά μικρότερη από το εύρος ζώνης του ζωνοπερατού σήματος.

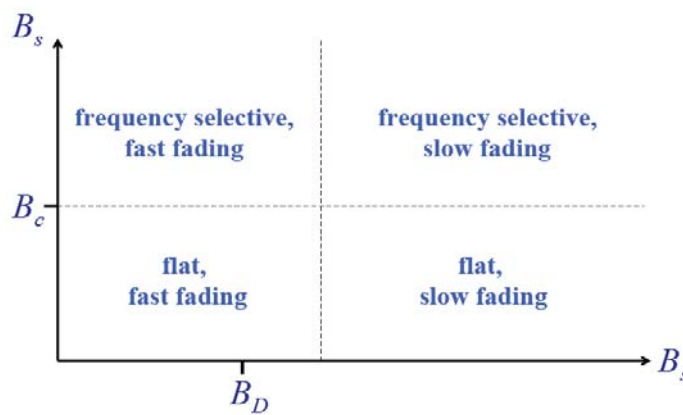
Συνοπτικά:

Πίνακας 2: Τύποι διαλείψεων που αντιμετωπίζει ένα σήμα συναρτήσε:

α) της περιόδου συμβόλου



β) του εύρους ζώνης του ζωνοπερατού σήματος



2.5 Θόρυβος (Noise)

Με τη βοήθεια των ραδιοκυμάτων μεταφέρουμε γενικά πληροφορία. Η αλλοίωση της πληροφορίας κατά τη μεταφορά της θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη, έτσι ώστε στον αποδέκτη της να είναι εύκολα αναγνωρίσιμη. Κατά τη μεταφορά της από την

κεραία του πομπού μέχρι την κεραία του δέκτη είναι δυνατόν να αλλοιωθεί από πολλές αιτίες, όπως αυτές που αναφέρθηκαν. Μια ακόμα αιτία είναι και η πρόσθεση ηλεκτρικών θορύβων που υπάρχουν στην περιοχή της κεραίας του δέκτη και εισάγονται σε αυτόν μαζί με το φάσμα συχνοτήτων που μεταφέρει την πληροφορία. Ο δέκτης δεν μπορεί να τους απορρίψει, γιατί ανήκουν στο φάσμα της πληροφορίας και αναγκαστικά εισέρχονται σε αυτόν για την περαιτέρω επεξεργασία τους μαζί με την πληροφορία. Κατά την επεξεργασία του σήματος υπάρχουν διάφοροι μέθοδοι απόρριψης αυτών των θορύβων του σήματος, όπως η κωδικοποίηση.

Η γνώση χαρακτηριστικών της στάθμης θορύβου για τους τόπους όπου συνήθως γίνεται η ραδιο-ζεύξη, είναι απαραίτητη για τη σχεδίασή της. Η ισχύς του πομπού και η ποιότητα του δέκτη εξαρτώνται από τη στάθμη θορύβου που υπάρχει στο σημείο ή την περιοχή της λήψης.

Το γήινο περιβάλλον είναι γεμάτο από ηλεκτρονικούς θορύβους. Κάθε ηλεκτρικό φορτίο που μετακινείται με μεταβαλλόμενη ταχύτητα μπορεί να δημιουργήσει θόρυβο. Κάθε ηλεκτρικό σήμα που παράγεται ή εισέρχεται σε μια διάταξη επεξεργασίας διακίνησης πληροφοριών, με τη βοήθεια των ραδιοκυμάτων, και αλλοιώνει την πληροφορία θεωρείται ηλεκτρονικός θόρυβος ή απλά θόρυβος. Στα αναλογικά συστήματα για την πιστότητα της πληροφορίας λαμβάνουμε υπόψη το λόγο Σήματος προς Θόρυβο, ενώ στα ψηφιακά, λαμβάνουμε υπόψη το ποσοστό των εσφαλμένων ψηφίων που μπορεί να προκαλέσει στο σύνολο των ψηφιακών πληροφοριών.

Ενδιαφέρον παρουσιάζει ο θερμικός θόρυβος, που οφείλεται στη συνεχή τυχαία κίνηση των ελεύθερων ηλεκτρονίων στους αγωγούς που έχουν θερμοκρασία μεγαλύτερη του απόλυτου μηδενός. Ο θόρυβος αυτός δεν ακτινοβολείται στο περιβάλλον. Δηλαδή, κάθε στοιχείο που παρουσιάζει ωμική συμπεριφορά, εισάγει στο δέκτη το δικό του θόρυβο, εξαιτίας της τυχαίας κίνησης των ελεύθερων ηλεκτρονίων του. Θεωρητικά μια κεραία λήψης δεν θα εισάγει δικό της θόρυβο στο δέκτη, μόνο αν αυτή ψυχθεί στη θερμοκρασία του απόλυτου μηδενός, οπότε και θα σταματήσει εντελώς η τυχαία συνεχής κίνηση των ελεύθερων ηλεκτρονίων της.

Ο θερμικός θόρυβος λέγεται και λευκός θόρυβος, διότι αποτελείται από ένα τεράστιο φάσμα συχνοτήτων που καλύπτει όλο το φάσμα των ραδιοσυχνοτήτων. Ο λευκός θόρυβος είναι ανεξάρτητος από τη συχνότητα μέχρι τη συχνότητα των υπέρυθρων ακτίνων (10 THz). Πέρα από αυτή τη συχνότητα ο λευκός θόρυβος μειώνεται πολύ γρήγορα, με την αύξηση της συχνότητας.

Για προσαρμοσμένη κεραία με το δέκτη η ισχύς του λευκού θορύβου δίνεται:

$P_i = kTB (W)$, όπου k η σταθερά του Boltzman, T η απόλυτη θερμοκρασία σε $^{\circ}K$ και B η ζώνη συχνοτήτων που ενισχύεται από το δέκτη σε Hz .

Ο θερμικός θόρυβος είναι ενδογενής και δεν έχει σχέση με τη διάδοση των ραδιοκυμάτων.

Ένας τύπος εξωγενούς θορύβου είναι ο βιομηχανικός θόρυβος. Όλες οι συσκευές που κατασκευάζει ο άνθρωπος και λειτουργούν με ρεύμα παράγουν λίγο ή πολύ ραδιοθόρυβο. Κάθε ρεύμα που κυκλοφορεί σε οποιοδήποτε κύκλωμα και η έντασή του μεταβάλλεται με το χρόνο, εκπέμπει ηλεκτρομαγνητικό κύμα (ΗΜΚ). Όσο πιο γρήγορες είναι οι μεταβολές των ρευμάτων τόσο πιο έντονα είναι τα κύματα που εκπέμπουν αυτά. Η διακοπή ή η αποκατάσταση π.χ. ενός κυκλώματος έχει ως συνέπεια την παραγωγή ΗΜΚ που εκπέμπονται στον περιβάλλοντα χώρο ως ραδιοθόρυβοι. Κάθε συσκευή έχει το δικό της φάσμα εκπομπής ΗΜΚ. Ο βιομηχανικός θόρυβος προφανώς εξαρτάται από τις ανθώπινες δραστηριότητες. Δεν μπορεί κανείς να προβλέψει το βιομηχανικού θορύβου παρά μόνο με στατιστικό τρόπο.

Μια επιπλέον πηγή θορύβου είναι και η ίδια η επιφάνεια της γης. Ο θόρυβος που παράγεται από αυτήν εξαρτάται από τη θερμοκρασία της. Κατά τη σχεδίαση των δεκτών μικροκυμάτων εξαιρετικά μικρού δείκτη θορύβου λαμβάνεται υπόψη και ο θόρυβος αυτού του είδους [8].

3. ΜΟΝΤΕΛΑ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΔΙΑΛΕΙΨΕΩΝ

3.1 Μοντέλα διαλείψεων μικρής κλίμακας (Small-scale fading models)

3.1.1 Rayleigh

Η κατανομή Rayleigh χρησιμοποιείται συχνά για τη μοντελοποίηση διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής χωρίς συνιστώσα οπτικής επαφής (Line of Sight-LOS). Επίσης εφαρμόζεται στη διάδοση ανακλώμενων και διαθλώμενων διαδρομών από την τροπόσφαιρα, την ιονόσφαιρα και ασύρματων ζεύξεων μεταξύ πλοίων [7]. Το μοντέλο διαλείψεων Rayleigh συμφωνεί πολύ καλά με τα πειραματικά δεδομένα σε ασύρματα κινητά συστήματα χωρίς διαδρομή LOS μεταξύ των κεραιών πομπού και δέκτη [8]. Επίσης, καταγραφές στο πεδίο του φάσματος συχνητήτων από τα 50 έως τα 11.200 MHz έδειξαν ότι η περιβάλλουσα του κινητού ραδιο-σήματος ακολουθεί τη Rayleigh κατανομή όταν μετρίεται πάνω αποστάσεις της τάξης των δεκάδων μηκών κύματος όπου το μέσο σήμα είναι σχετικά σταθερό [4]. Το λαμβανόμενο μιγαδικό σήμα στο δέκτη αποτελούμενο από μεγάλο αριθμό κυμάτων, μοντελοποιείται σαν μία Gaussian διεργασία. Τα κύματα αυτά προέρχονται από διάθλαση, ανάκλαση ή σκέδαση σε αντικείμενα γύρω από το δέκτη, τα οποία μπορεί να είναι η ατμόσφαιρα, κτίρια, αντικείμενα διαφόρων μεγεθών κ. α. και προκαλούν διαλείψεις λόγω των πολλαπλών αντιγράφων του αρχικού σήματος που συμβάλλουν ενισχυτικά ή καταστρεπτικά στο δέκτη. Όταν το i -οστό ($i= 1, 2, \dots, K$) κύμα φθάσει στο δέκτη υπό γωνία θ_i σε σχέση με τη διεύθυνση κίνησης του δέκτη, η συχνότητά του αλλάζει από f_c σε $f_c + f_i$ όπου

$$f_i = f_d \cos(\theta_i)$$

και μέγιστη συχνότητα Doppler

$$f_d = \frac{u}{c} f_c,$$

όπου u η ταχύτητα κίνησης του δέκτη, c η ταχύτητα του φωτός στο κενό και f_c η συχνότητα του φέροντος κύματος.

Οι φάσεις των κυμάτων είναι ομοιόμορφα κατανεμημένες από το 0 έως το 2π . Τα πλάτη και οι φάσεις θεωρούνται στατιστικά ανεξάρτητα.

Λόγου χάρη, η κίνηση ενός οχήματος εισάγει μετατόπιση Doppler σε κάθε κύμα ίση με:

$$\omega_n = \beta u \cos(\alpha_n),$$

όπου $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$, λ το μήκος κύματος της εκπεμπόμενης συχνότητας φέροντος.

Αφού τα πλάτη της συμφασικής και της κάθετης συνιστώσας του σήματος θεωρούμε ότι είναι Gaussian, έχουν συναρτήσεις πυκνότητας πιθανότητας (pdf) της μορφής:

$$p(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi b}} e^{-\frac{x^2}{2b}}$$

όπου x το πλάτος της συμφασικής ή κάθετης συνιστώσας και $b = \frac{E_0^2}{2}$, η μέση ισχύς.

Η περιβάλλουσα του σήματος είναι $r = \sqrt{A_c^2 + A_s^2}$ και όπως έδειξε ο Rice [9], η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του r είναι

$$p(r) = \begin{cases} \frac{r}{b} e^{-\frac{r^2}{2b}}, & r \geq 0 \\ 0, & r < 0 \end{cases}$$

που είναι ο τύπος της πυκνότητας Rayleigh.

Η κατανομή της φάσης είναι ομοιόμορφη, επομένως $p(\theta) = \frac{1}{2\pi}$, $0 \leq \theta < 2\pi$

3.1.2 Weibull

Η κατανομή Weibull [10] είναι μαθηματική περιγραφή στατιστικού μοντέλου για την περιγραφή του πλάτους των διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής που σχετίζεται κυρίως με ασύρματα κινητά συστήματα που λειτουργούν στα 800/900 MHz [11]. Το μοντέλο αυτό παρουσιάζεται κατά τη διάδοση του σήματος μέσα από ανομοιογενές μέσο μετάδοσης, που δρα μη γραμμικά στο σήμα. Θεωρώντας τη μη γραμμικότητα αυτή ως μορφή δύναμης το λαμβανόμενο σήμα μπορεί να θεωρηθεί ότι υψώνεται σε κάποια δύναμη [12]. Επομένως, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του σήματος στο δέκτη θα είναι:

$$p(r) = \frac{a}{\Omega} \left(\frac{r}{\Omega} \right)^{a-1} \exp \left[-\frac{r^a}{\Omega} \right], \quad r \geq 0,$$

όπου a παράμετρος ώστε η περιγραφή να ταιριάζει καλύτερα στα πειραματικά αποτελέσματα. Χαρακτηρίζει τη δριμύτητα των διαλείψεων ή με άλλα λόγια τις επιπτώσεις του μη ομοιογενούς περιβάλλοντος στο πλάτος των διαλείψεων Rayleigh. Για διάφορες τιμές του a , προκύπτουν γνωστές κατανομές:

Πίνακας 3 Παράμετρος a της Weibull

| Παράμετρος a | Κατανομή |
|----------------|----------|
|----------------|----------|

| | |
|-----------------------------|---------------------------------------|
| $\alpha=1$ | εκθετική |
| $\alpha=2$ | Rayleigh |
| $2<\alpha<2.5$ | Κατανομή για ασθενή LOS συνιστώσα |
| $\alpha>2.5$ | Κατανομή για ισχυρή LOS συνιστώσα |
| $\alpha \rightarrow \infty$ | Δέλτα Dirac (δεν υπάρχουν διαλείψεις) |

Το Ω ορίζεται ως παράγοντας κλίμακας των διαλείψεων Weibull: $\Omega = \sqrt{\frac{E(R^2)}{\Gamma(1+\frac{2}{\alpha})}}$, όπου $E(R^2)$ η μέση ισχύς των διαλείψεων.

3.1.3 Rice (Nakagami – n)

Η κατανομή Rice ή αλλιώς Nakagami-n χρησιμοποιείται κυρίως για να περιγράψει ένα περιβάλλον διαλείψεων όπου υπάρχει ισχυρό σήμα που προέρχεται από την οπτική επαφή του πομπού με το δέκτη και κάποια ασθενέστερα σήματα λόγω των πολλαπλών διαδρομών. Το πλάτος των διαλείψεων έχει κατανομή πυκνότητας πιθανότητας που δίνεται από τη σχέση [9]:

$$p_R(r) = \frac{2r(1+K)}{\Omega} \exp\left(-K - \frac{(1+K)r^2}{\Omega}\right) I_0\left(2r \sqrt{\frac{K(1+K)}{\Omega}}\right), \quad r \geq 0$$

όπου K είναι η παράμετρος των διαλείψεων Rice και ορίζεται ως ο λόγος του σήματος οπτικής επαφής πομπού-δέκτη προς την ισχύ των τυχαίων σημάτων πολλαπλών διαδρομών. Εάν δεν υπάρχει οπτική επαφή τότε $K \rightarrow \infty$ dB οπότε και η εξίσωση γίνεται ίδια με αυτή των διαλείψεων Rayleigh. Εάν $K \rightarrow 0$ dB τότε περιγράφει περιβάλλον χωρίς διαλείψεις.

3.1.4 Hoyt (Nakagami – q)

Η κατανομή Hoyt ή αλλιώς Nakagami-q δίνεται από τη σχέση [13]:

$$p_R(r) = \frac{r(1+b^2)m^m r^{am-1}}{b\Omega} \exp\left(\frac{-(1+b^2)m^m r^{am-1}}{4b^2\Omega}\right) I_0\left[\frac{(1-b^4)r^2}{4b^2\Omega}\right], \quad r \geq 0$$

όπου Ω μια παράμετρος κλίμακας και b η παράμετρος Nakagami- q με τιμές στο διάστημα $[0,1]$. Για $b=0$ προκύπτει κατανομή Gaussian μονής πλευράς, η οποία αποτελεί τη χειρότερη περίπτωση διαλείψεων ενώ για $b=1$ προκύπτουν διαλείψεις τύπου Rayleigh. Η κατανομή Hoyt χαρακτηρίζει κυρίως τις δορυφορικές ραδιο-ζεύξεις.

3.1.5 Nakagami – m

Η κατανομή Nakagami- m περιγράφεται από τη συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας [14]:

$$p(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mr^2}{\Omega}\right), \quad r \geq 0$$

όπου m είναι η παράμετρος μορφοποίησης με τιμές $0.5 \leq m < \infty$. Για $m=0.5$ προκύπτει η Gaussian κατανομή ενώ για $m=1$ η Rayleigh, και για $m \rightarrow \infty$ τείνει σε AWGN. Πρακτικά οι τιμές του m κυμαίνονται στο διάστημα $[1,15]$.

3.2 Μοντέλα διαλείψεων μεγάλης κλίμακας (Large-scale fading models)

Εάν οι διαλείψεις μικρής κλίμακας είναι αμελητέες ή μπορούν να προβλεφθούν και να εξαλειφθούν στο δέκτη, τότε η απόδοση της τηλεπικοινωνιακής ζεύξης θα εξαρτάται μόνο από της διαλείψεις μεγάλης κλίμακας.

Οι διαλείψεις μεγάλης κλίμακας ή αλλιώς αργές διαλείψεις προκαλούνται κυρίως από «σκίαση» που οφείλεται σε φυσικά ή τεχνητά μεγάλα εμπόδια όπως βουνά ή κτίρια.

3.2.1 Κατανομή Lognormal

Εμπειρικ έξι μετρήσεις έχουν δείξει ότι η σκίαση k α σε εσωτερικ α και εξωτερικ α περιβάλλον μπορεί να μοντελοποιηθεί από την κατανομή Lognormal [16] [17]. Αυτό το φαινόμενο τροποποιεί την εξίσωση που δίνει τις απώλειες διαδρομής στην παρακάτω:

$$L_{dB} = 10 \log_{10}(P_1) - 10n \log_{10}(d) + X$$

όπου P_1 η λαμβανόμενη ισχύς στο 1 μέτρο και X μια Gaussian τυχαία μεταβλητή (RV) μηδενικής μέσης (σε dB) και τυπικής απόκλισης σ (σε dB). Με βάση την παραπάνω εξίσωση σε η μεταβλητή L (σε δεκαδική μορφή), σε δεδομένη απόσταση d ακολουθεί τη Lognormal κατανομή με την ακόλουθη pdf:

$$p(\gamma) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma\gamma} \exp\left[-\frac{(\gamma - \bar{\gamma})^2}{2\sigma^2}\right]$$

όπου γ η ισχύς των διαλείψεων σε dB, $\xi = 10/\ln 10$, $\bar{\gamma}$ η μέση ισχύς των διαλείψεων σε dBm και σ τυπική απόκλιση των απωλειών διαδρομής σε dB με τιμές συνήθως μεταξύ 3-10dB ή 5-12dB για τυπικό κυψελωτό περιβάλλον.

3.2.2 Κατανομή Gamma

Τα σύνθετα μοντέλα διαλείψεων (βλέπε επόμενη υποενότητα) που βασίζονται στην κατανομή lognormal, δεν οδηγούν σε εκφράσεις κλειστής μορφής για την κατανομή της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος. Έτσι έχει προταθεί η χρήση της κατανομής Gamma για τη μοντελοποίηση των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας όπου έχει παρατηρηθεί ότι η Gamma ταιριάζει με τα πειραματικά δεδομένα και προσεγγίζει καλά τη lognormal [19], [20].

Η pdf της Gamma είναι:

$$f(x; k, \vartheta) = x^{k-1} \frac{e^{-x/\vartheta}}{\vartheta^k \Gamma(k)}, \quad x \geq 0 \text{ και } \vartheta > 0,$$

όπου k μία παράμετρος μορφοποίησης.

Το προσεγγιστικό μοντέλο Gamma επιτρέπει τη χρήση εκφράσεων κλειστής μορφής τα οποία έχουν αναπτυχθεί στη βιβλιογραφία για τα κανάλια με διαλείψεις Nakagami [21], [22].

3.3 Γενικευμένα μοντέλα διαλείψεων - Οικογένειες κατανομών (Generalized fading models)

3.3.1 Γενικευμένη Κάπα (Generalized K) ή Gamma – Gamma

Η Gamma – Gamma είναι το γινόμενο δύο ανεξάρτητων Gamma RV και συμπίπτει με την κατανομή K για ορισμένες τιμές των παραμέτρων της [23]. Η pdf της δίνεται από τη σχέση:

$$f(r) = \frac{4m \frac{(k+m)}{2}}{\Gamma(m)\Gamma(k)} \left(\frac{k}{\Omega}\right)^{\frac{(k+m)}{2}} r^{k+m-1} K_{k-m} \left(2r \sqrt{\frac{km}{\Omega}}\right) U(r)$$

όπου K_{k-m} η $2^{ου}$ είδους τροποποιημένη συνάρτηση Bessel $k-m$ τάξης, k και m παράμετροι μορφοποίησης που σχετίζονται με τη σφοδρότητα των διαλείψεων, U η μοναδιαία βηματική συνάρτηση.

Για $k \rightarrow \infty$ συνάρτηση προσεγγίζει την pdf των Nakagami-m διαλείψεων, για $m=1$ το K^2 ακολουθεί την Rayleigh- lognormal (βλέπε παρακάτω) ενώ για $k \rightarrow \infty$ και $m \rightarrow \infty$ προσεγγίζει τον AWGN. Ουσιαστικά πρόκειται για μια σύνθετη κατανομή των Nakagami-m και Gamma.

Η Γενικευμένη-K επιτρέπει την έκφραση κλειστής μορφής για την pdf του στιγμιαίου SNR αντίθετα με την κατανομή lognormal [24]. Μοντελοποιεί σκέδαση σε ραντάρ [24], αντήχηση σε σόναρ [25] και παρουσιάζει γενικό ενδιαφέρον για της ασύρματες επικοινωνίες.

Επίσης, η Γενικευμένη-K περιλαμβάνει την κατανομή K σαν ειδική περίπτωση και προσεγγίζει με ακρίβεια μοντέλα lognormal διαλείψεων όπως τα Nakagami-m και Rayleigh – Lognormal και είναι μαθηματικά πιο βολική [27].

3.3.2 Γενικευμένη Γάμμα ή α-μ (Generalized Gamma)

Η Γενικευμένη- Γάμμα κατανομή αποτελεί μια γενική κατανομή για τη μοντελοποίηση του πλάτους των διαλείψεων, η οποία περιλαμβάνει όλα τα προαναφερθέντα μοντέλα καναλιού για τις διαλείψεις πολύ-διόδευσης. Παρουσιάστηκε από τον Stacy το 1962 [28] και παρά τις πολλαπλές δυνατότητες που παρέχει στη μοντελοποίηση καναλιών διαλείψεων, χρησιμοποιήθηκε μόνο πρόσφατα στο πεδίο των ασύρματων ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων [29]. Δίνεται από τη σχέση:

$$f(r) = \frac{am^m r^{am-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{mr^a}{\Omega}\right), \quad r \geq 0$$

Πίνακας 4 Παράμετροι α και m της Generalized-K

| Παράμετροι α και m | Κατανομή |
|--------------------|------------|
| α=2 και m=1 | Rayleigh |
| m=1 | Weibull |
| α=2 | Nakagami-m |
| α→0 και m→∞ | Lognormal |

3.4 Μοντέλα σύνθετων διαλείψεων (Composite fading models)

Τα πιο απλά και συνηθισμένα μοντέλα που εφαρμόζονται για τη στατιστική περιγραφή των διαλείψεων είναι αυτά των Rayleigh και Rice. Όμως, πολλές φορές τα πραγματικά κανάλια δεν περιγράφονται ικανοποιητικά από αυτά τα μοντέλα και ακόμα περισσότερο όταν συνυπάρχει το φαινόμενο της σκίασης εκτός από την πολύ-διόδευση. Αυτές είναι οι συνθήκες που επικρατούν σε πυκνοκατοικημένες περιοχές όπου πεζοί και οχήματα κινούνται ανάμεσα σε ψηλά κτίρια. Παρόμοιες συνθήκες επικρατούν και στα επίγεια κινητά δορυφορικά συστήματα (land-mobile satellite systems ή LMSS). Διάφορες σύνθετες κατανομές έχουν προταθεί για τη μοντελοποίηση των small-scale και large-scale διαλείψεων με πιο βασικές τις αναφερόμενες στα παρακάτω υποκεφάλαια.

3.4.1 Suzuki (Rayleigh – Lognormal)

Η σύνθετη κατανομή Suzuki προτάθηκε αρχικά από τους Suzuki και Hansen και Meno [17], [19] και μαθηματικά είναι το γινόμενο μίας Rayleigh και μίας Lognormal διαδικασίας που περιγράφουν τις διαλείψεις μικρής και μεγάλης κλίμακας αντίστοιχα. Επομένως σε αυτό το μοντέλο λαμβάνεται υπόψη η αργή διακύμανση της μέσης λαμβανόμενης ισχύος και απουσιάζει συνιστώσα οπτικής επαφής.

$$p(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_0^{\infty} \frac{r}{y^3\sigma} \exp\left[-\frac{r^2}{2y^2\sigma} - \frac{(\ln y)^2}{2\sigma^2}\right] dy$$

3.4.2 Rice – Lognormal

Σε περιοχές όπως οι αγροτικές όπου υπάρχει επιπλέον και συνιστώσα οπτικής επαφής, ένα μοντέλο βασισμένο στις διαδικασίες Rice και Lognormal ήταν απαραίτητο [20].

$$p(r) = \frac{(1+k)\exp(-k)}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_0^{\infty} \frac{r}{y^3\sigma} \exp\left[-\frac{(1+k)r^2}{2y^2\sigma} - \frac{(\ln y)^2}{2\sigma^2}\right] I_0\left[\frac{r\sqrt{k(1+k)}}{y\sqrt{\sigma}}\right] dy$$

3.4.3 Nakagami-m – Lognormal

Η κατανομή αυτή παρουσιάστηκε στο [33] και εφαρμόζεται σε περιβάλλον διάδοσης με διαλείψεις μικρής κλίμακας Nakagami-m και μεγάλης κλίμακας log-normal. Η pdf δίνεται από τη σχέση [21]:

$$p(r) = \int_0^{\infty} \frac{m^m r^{m-1}}{y^m \Gamma(m)} \exp\left(\frac{-mr}{y}\right) \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma y} \exp\left[-\frac{(10\log y - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] dy$$

Για m=1 παίρνουμε την Rayleigh-Lognormal σύνθετη κατανομή.

3.4.4 Loo (Rice – Lognormal)

Η κατανομή Loo χρησιμοποιείται στην περίπτωση που υπάρχει οπτική επαφή πομπού δέκτη σε περιβάλλον σύνθετων διαλείψεων και δίνεται από τη σχέση [21]:

$$p(r) = \int_0^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma\Omega y}} \exp\left[-\frac{r^2 + y^2}{2\Omega} - \frac{(\ln y - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] I\left[\frac{ry}{\Omega}\right] dy$$

όπου οι παράμετροι σ , μ προέρχονται από την κατανομή Lognormal και η Ω από τη Rice (μέση ισχύς).

3.4.5 Συνοπτικά

Πίνακας 5: PDF και MGF του SNR ανά σύμβολο (γ) για κάποια κοινά Κανάλια Διαλείψεων [23]

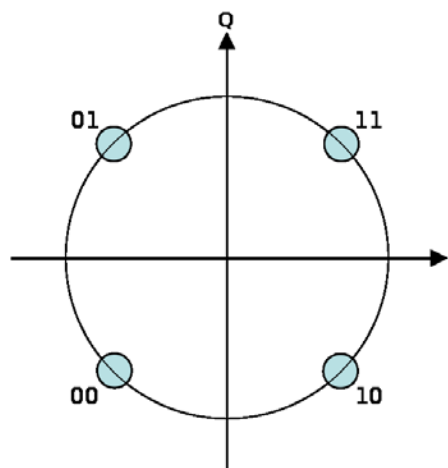
| Type of Fading | Fading Parameter | PDF $p_\gamma(\gamma)$ | MGF $M_\gamma(s)$ |
|----------------------------|-------------------------|---|--|
| Rayleigh | | $\frac{1}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)$ | $(1 - s\bar{\gamma})^{-1}$ |
| Nakagami- q (Hoyt) | $0 \leq q \leq 1$ | $\frac{(1+q^2)}{2q\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{(1+q^2)\gamma}{4q^2\bar{\gamma}}\right) \times I_0\left(\frac{(1-q^2)\gamma}{4q^2\bar{\gamma}}\right)$ | $\left(1 - 2s\bar{\gamma} + \frac{(2s\bar{\gamma})^2 q^2}{(1+q^2)}\right)^{-1/2}$ |
| Nakagami- n (Rice) | $0 \leq n$ | $\frac{(1+n^2)e^{-n^2}}{\bar{\gamma}} \exp\left(-\frac{(1+n^2)\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \times I_0\left(2n\sqrt{\frac{(1+n^2)\gamma}{\bar{\gamma}}}\right)$ | $\frac{(1+n^2)}{(1+n^2) - s\bar{\gamma}} \exp\left(\frac{n^2 s\bar{\gamma}}{(1+n^2) - s\bar{\gamma}}\right)$ |
| Nakagami- m | $\frac{1}{2} \leq m$ | $\frac{m^m \gamma^{m-1}}{\bar{\gamma}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma}{\bar{\gamma}}\right)$ | $\left(1 - \frac{s\bar{\gamma}}{m}\right)^{-m}$ |
| Log-normal shadowing | σ | $\frac{4.34}{\sqrt{2\pi}\sigma\gamma} \exp\left[-\frac{(10 \log_{10} \gamma - \mu)^2}{2\sigma^2}\right]$ | $\frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_{x_n} \exp\left(10^{(\sqrt{2}\sigma x_n + \mu)/10} s\right)$ |
| Composite gamma/log-normal | m and $0 \leq \sigma$ | $\int_0^\infty \frac{m^m \gamma^{m-1}}{w^m \Gamma(m)} \exp\left[-\frac{m\gamma}{w}\right] \times \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma w} \exp\left[-\frac{(10 \log_{10} w - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] dw$ | $\frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_{x_n} \left(1 - 10^{(\sqrt{2}\sigma x_n + \mu)/10} s/m\right)^{-m}$ |

4. ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΙΚΗ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ ΣΕ ΚΑΝΑΛΙ ΜΕ ΔΙΑΛΕΙΨΕΙΣ ΜΙΚΡΗΣ ΚΛΙΜΑΚΑΣ

4.1 Διαμόρφωση QPSK (QPSK Modulation)

4.1.1 Θεωρητική βάση

Το QPSK είναι ένας αλγόριθμος διαμόρφωσης φάσης. Η διαμόρφωση φάσης είναι μία εκδοχή της διαμόρφωσης συχνότητας όπου η φάση του φέροντος κύματος διαμορφώνεται ώστε να κωδικοποιήσει bit ψηφιακής πληροφορίας σε κάθε αλλαγή φάσης. Το PSK είναι μία μορφή διαμόρφωσης φάσης η οποία επιτυγχάνεται με τη χρήση διακριτού αριθμού καταστάσεων. Το QPSK είναι PSK τεσσάρων καταστάσεων. Επομένως το φέρον στέλνεται σε τέσσερις φάσεις και είναι δυνατόν να κωδικοποιηθούν δύο bit σε κάθε σύμβολο, όπως δείχνει και το παρακάτω σχήμα.

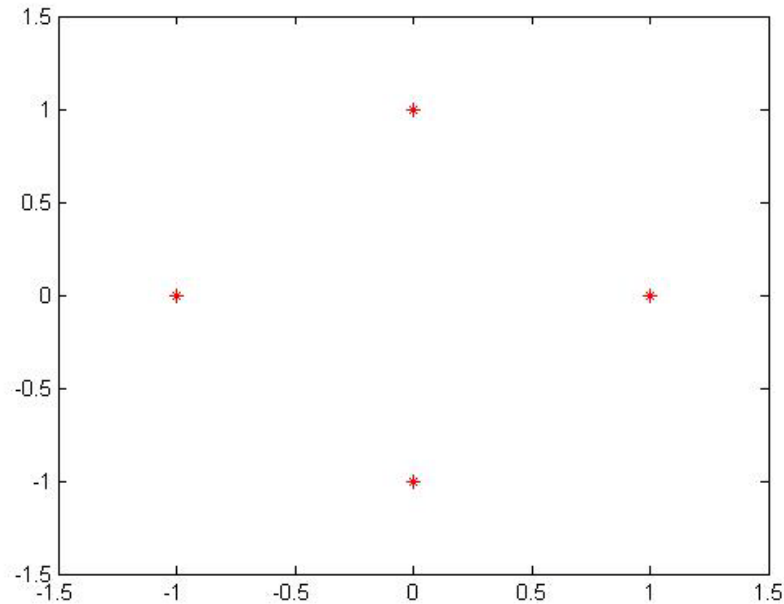


Σχήμα 3 :QPSK constellation diagram with gray coding

Το QPSK σε σύγκριση με το δυαδικό PSK μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε για να διπλασιάσει το ρυθμό δεδομένων διατηρώντας το ίδιο εύρος ζώνης σήματος, είτε για να διατηρήσει το ρυθμό του δυαδικού (BPSK) μειώνοντας όμως στο μισό το απαιτούμενο εύρος ζώνης. Στην τελευταία περίπτωση το BER (βλέπε υποενότητα 5 του κεφαλαίου) του QPSK είναι ακριβώς το ίδιο με το BER του BPSK. Το μειονέκτημά του όμως είναι ότι απαιτεί πολυπλοκότερους πομπούς και δέκτες από ότι το BPSK, κάτι που μετριάζεται με τη σύγχρονη τεχνολογία ηλεκτρονικών.

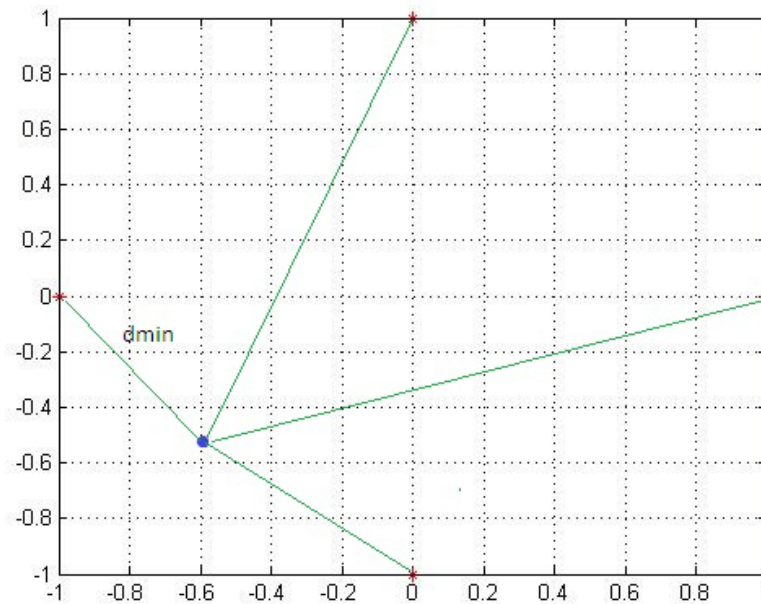
4.1.2 Πειραματική προσέγγιση

Στο παρακάτω σχήμα φαίνεται ο αστερισμός QPSK που χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση της διαμόρφωσης όπου κάθε ένα από τα σύμβολα {00, 01, 11, 10} αντιστοιχήθηκαν σε ένα σημείο του διαγράμματος με τη φάση ως διαφοροποιητή.



Σχήμα 4: Αστερισμός για την προσομοίωση της QPSK διαμόρφωσης

Στο επόμενο διάγραμμα δείχνεται με απλοϊκό τρόπο το πώς γίνεται η αποδιαμόρφωση στην προσομοίωση υπολογίζοντας την απόσταση του λαμβανόμενου συμβόλου με κάθε ένα από τα τέσσερα σημεία του αστερισμού και επιλέγεται αυτό με την μικρότερη απόσταση ως πιο πιθανό.



Σχήμα 5: Απλοϊκή αναπαράσταση της ανίχνευσης συμβόλου

4.2 Δειγματοληψία (Sampling)

4.2.1 Θεωρητική βάση

Το θεώρημα της δειγματοληψίας διατυπώνει ότι [24]:

1. Αν το σήμα $x(t)$ είναι περιορισμένου εύρους ζώνης W , δηλαδή $X(f) \equiv 0$ για $|f| \geq W$, τότε αρκεί να δειγματοληπτηθεί κατά διαστήματα $T_s = \frac{1}{2W}$.
2. Με πιο περίπλοκες μεθόδους από τη γραμμική, μπορούμε να ανακατασκευάσουμε το αρχικό σήμα από τα δείγματα υπό την προϋπόθεση ότι η προηγούμενη συνθήκη ικανοποιείται.

Το θεώρημα δειγματοληψίας εγγυάται ότι σήματα περιορισμένου φάσματος (π.χ. σήματα τα οποία στο πεδίο της συχνότητας έχουν τιμές μέχρι μια μέγιστη συχνότητα) μπορούν να ανακατασκευαστούν πλήρως από την δειγματοληπτημένη μορφή τους εάν η συχνότητα δειγματοληψίας είναι περισσότερη ή ίση από 2 φορές της μέγιστη συχνότητά τους. [24]

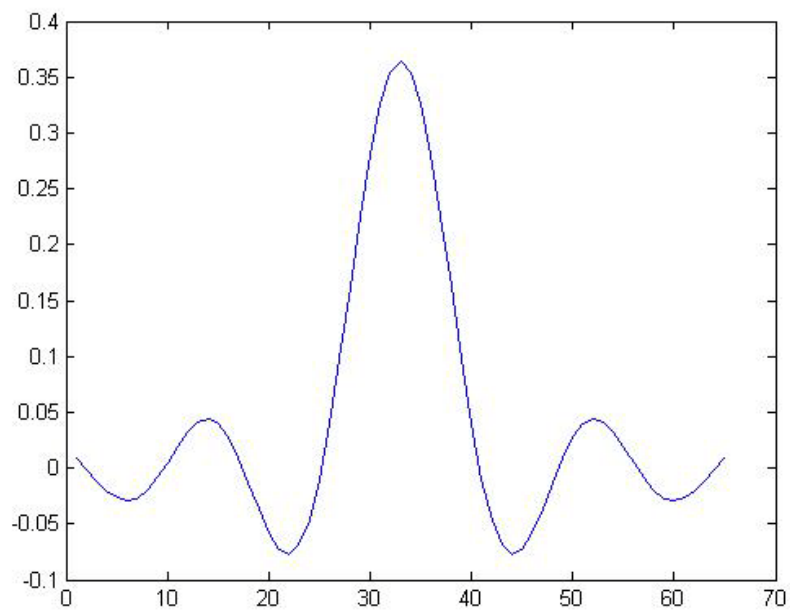
4.2.2 Φίλτρο ανυψωμένου συνημιτόνου (Squared-root raised cosine filter SRRC)

Μια οικογένεια φασμάτων που ικανοποιούν το θεώρημα του Nyquist είναι η οικογένεια των ανυψωμένων συνημιτόνων τα οποία είναι ιδιαίτερα ηλεκτρονικά φίλτρα, τα οποία χρησιμοποιούνται συχνά για μορφοποίηση παλμών (pulse shaping) στην ψηφιακή διαμόρφωση εξαιτίας της συμμετρίας τους. Το φάσμα του παρουσιάζει περιπτή συμμετρία περίπου στο $\frac{1}{2T}$, όπου T είναι η περίοδος συμβόλου του συστήματος επικοινωνίας.

Η τετραγωνική ρίζα του ανυψωμένου συνημιτόνου (SRRC), είναι μια παραλλαγή του παλμού ανυψωμένου συνημιτόνου που χρησιμοποιείται στα μοντέρνα επικοινωνιακά συστήματα των οποίων η απόκριση συχνότητας εκφράζεται σαν τετραγωνική ρίζα του $f(t)$ στο πεδίο του χρόνου για χρήση σε συστήματα όπου το φίλτρο λήψης είναι προσαρμοσμένο στο φίλτρο εκπομπής. Η απόκριση συχνότητας ιδανικού SRRC φίλτρου αποτελείται από μοναδιαίο κέρδος στις χαμηλές συχνότητες, την τετραγωνική ρίζα του της συνάρτησης ανυψωμένου συνημιτόνου στη μέση και ολική εξασθένιση στις υψηλές συχνότητες.

Δίνεται από τη σχέση [25]:
$$h(t) = \begin{cases} 1 - \beta + 4\frac{\beta}{\pi}, & t = 0 \\ \left[\frac{\beta}{\sqrt{2}} \left[\left(1 + \frac{2}{\pi}\right) \sin\left(\frac{\pi}{4\beta}\right) + \left(1 - \frac{2}{\pi}\right) \cos\left(\frac{\pi}{4\beta}\right) \right] \right], & t = \pm \frac{T_s}{4\beta} \\ \frac{\sin\left[\pi\frac{t}{T_s}(1-\beta)\right] + 4\beta\frac{t}{T_s}\cos\left[\pi\frac{t}{T_s}(1+\beta)\right]}{\pi\frac{t}{T_s}\left[1 - \left(4\beta\frac{t}{T_s}\right)^2\right]}, & \text{αλλού} \end{cases}$$

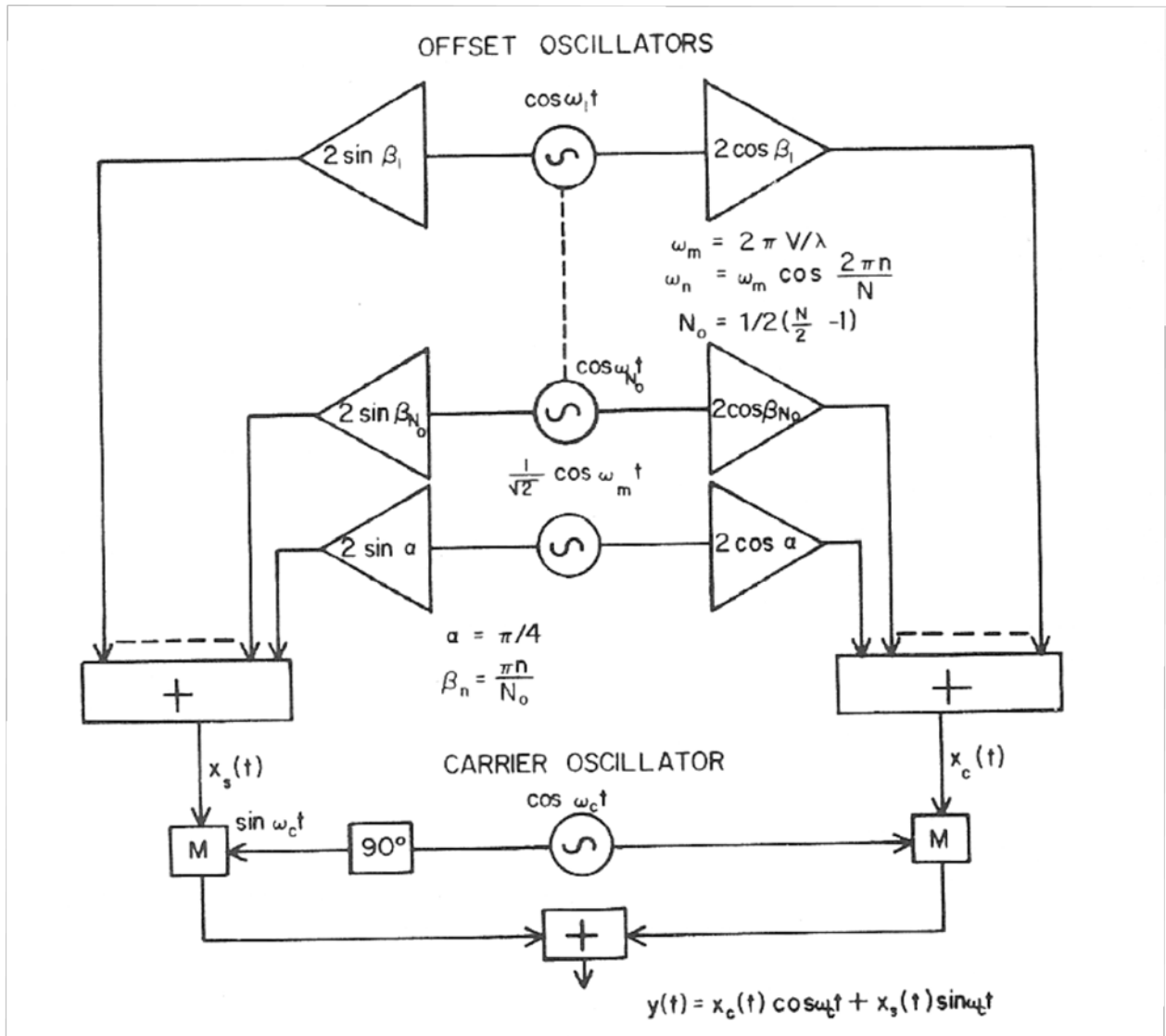
4.2.3 Προσομοίωση



Σχήμα 6: Η απόκριση του SRRC φίλτρου

4.3 Μοντέλο Διαλείψεων Rayleigh (Rayleigh Fading Model)

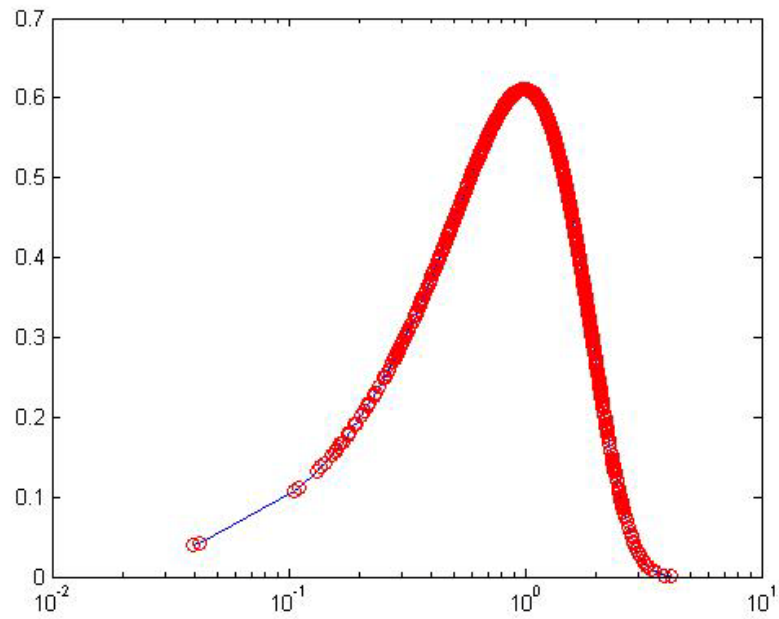
4.3.1 Το θεωρητικό μοντέλο του Jakes για τις διαλείψεις τύπου Rayleigh



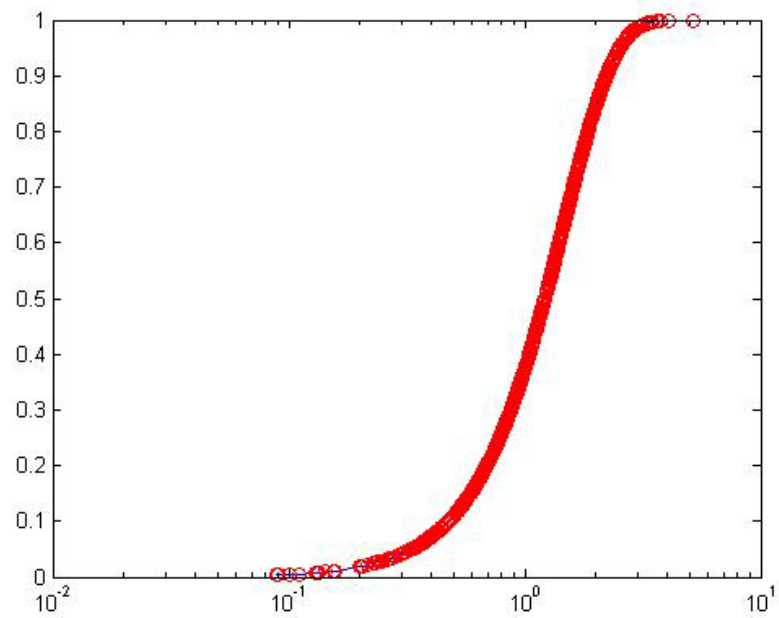
Σχήμα 7: Διάγραμμα μπλοκ προσομοιωτή του μοντέλου Rayleigh του Jakes [4]

Παρά τη γενική αποδοχή και εφαρμογή του προσομοιωτή του Jakes, κάποιοι σημαντικοί περιορισμοί του εξετάζονται στο [24]. Σε αυτή τη δημοσίευση αποδεικνύεται ότι ο προσομοιωτής του Jakes είναι με την ευρεία έννοια μη στατικός όταν σταθμίζεται μεταξύ των καναλιών διαλείψεων.

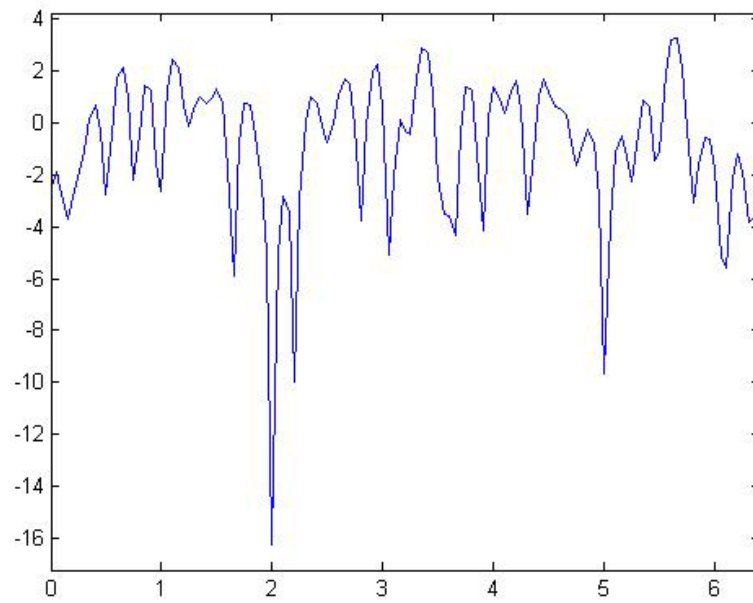
4.3.2 Προσομοίωση



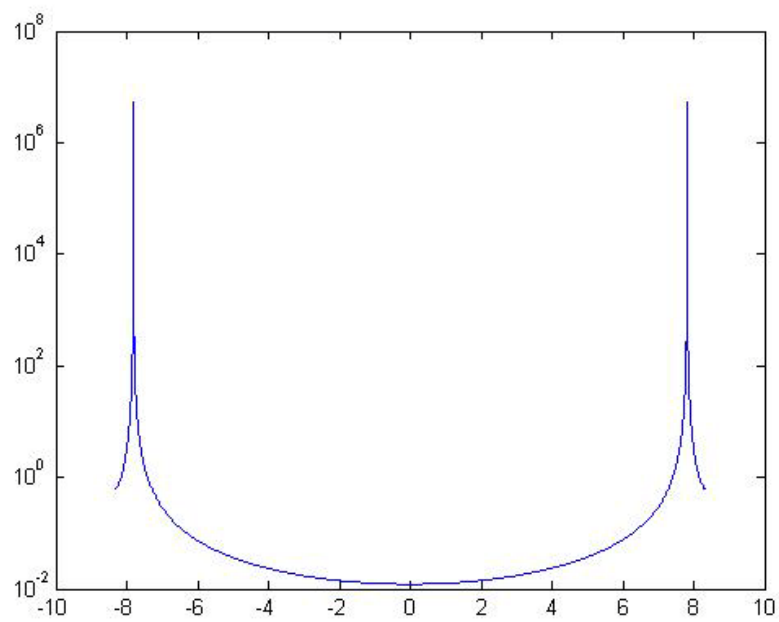
Σχήμα 8 Η pdf (dB scale) της κατανομής Rayleigh (θεωρητική με το μπλε χρώμα, πειραματική με τους κόκκινους κύκλους)



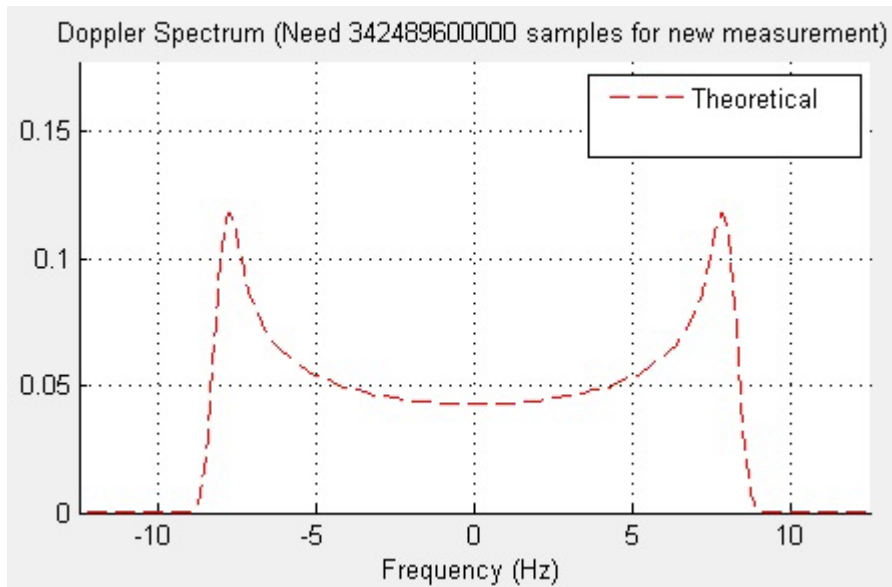
Σχήμα 9: Η cdf (dB scale) της κατανομής Rayleigh (θεωρητική με το μπλε χρώμα, πειραματική με τους κόκκινους κύκλους)



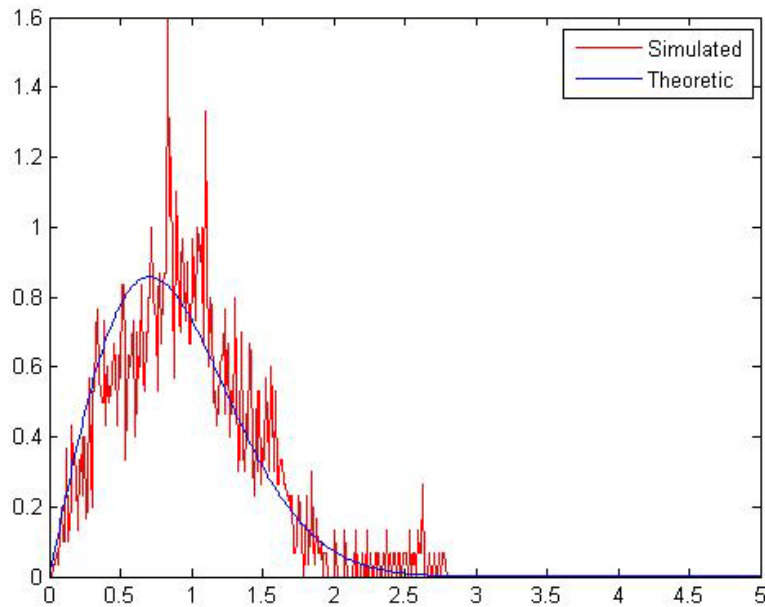
Σχήμα 10: Το πλάτος των διαλείψεων Rayleigh



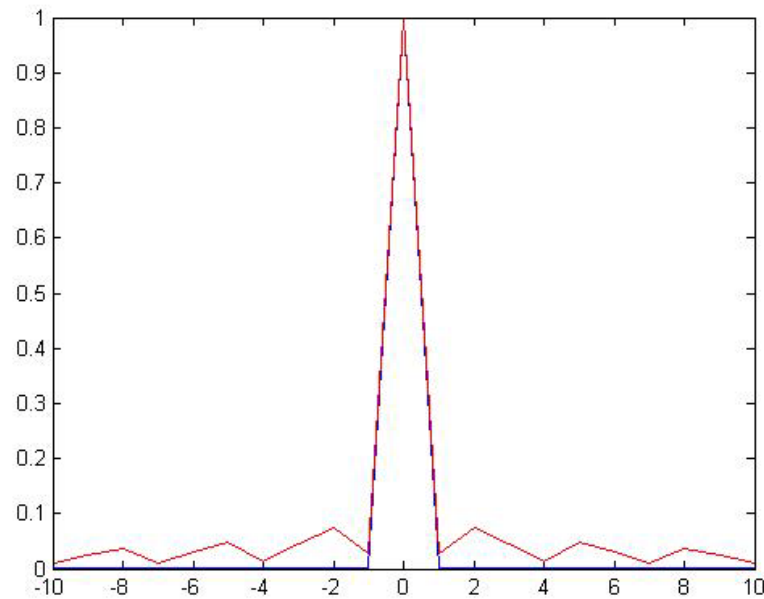
Σχήμα 11 Το φάσμα του μοντέλου Jakes της προσομοίωσης



Σχήμα 12: Το θεωρητικό φάσμα του μοντέλου του Jakes



Σχήμα 13: Η θεωρητική pdf της Rayleigh και η pdf του μοντέλου προσομοίωσης



Σχήμα 14: Πειραματική και θεωρητική αυτοσυσχέτιση

4.4 Θόρυβος (Noise)

4.4.1 AWGN

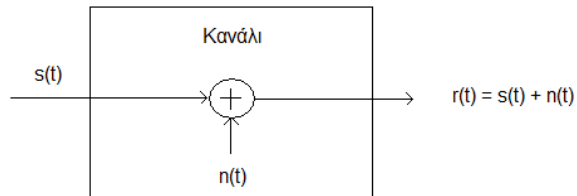
Ο λευκός προσθετικός γκαουσιανός θόρυβος είναι ένα μοντέλο καναλιού στο οποίο η μόνη ατέλεια που εισάγεται στην επικοινωνία είναι το γραμμικό άθροισμα λευκού θορύβου (δηλαδή θορύβου που έχει την ίδια φασματική πυκνότητα σε όλες τις συχνότητες) με πλάτος που ακολουθεί τη Gaussian κατανομή. Ο ευρέως φάσματος γκαουσιανός θόρυβος προέρχεται από πηγές που αναφέρθηκαν στο 2^ο κεφάλαιο.

Το κανάλι AWGN είναι ένα καλό μοντέλο για πολλές ζεύξεις δορυφορικών και διαστημικών επικοινωνιών, αλλά δεν είναι καλό μοντέλο για επίγειες ζεύξεις διότι δε λαμβάνει υπόψη φαινόμενα όπως οι διαλείψεις, οι παρεμβολές και άλλα. Χρησιμοποιείται όμως συχνά σε υπό μελέτη κανάλια και σε προσομοιώσεις σε συνδυασμό με μοντέλα διαλείψεων, παρεμβολών κτλ.

Η διακύμανση του προσθετικού Gaussian θορύβου προσδιορίζεται από τη σχέση:

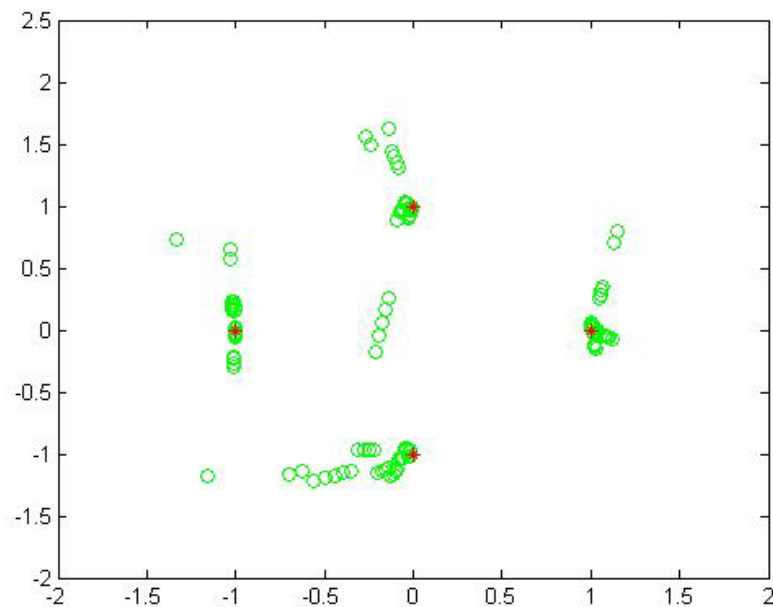
$$\text{NoiseVariance} = \frac{\text{SignalPower} \times \text{SymbolPeriod}}{\text{SampleTime} \times 10^{\frac{E_s}{N_0}}}$$

όπου $\frac{E_s}{N_0} = \frac{E_b}{N_0}$ είναι ο λόγος της ενέργειας συμβόλου προς τη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου, που ισούται με το λόγο ενέργεια bit προς τη φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου όταν έχουμε δυαδική διαμόρφωση. Στο QPSK είναι $E_s = 2E_b$



Σχήμα 15: Κανάλι προσθετικού θορύβου

4.4.2 Προσομοίωση



Σχήμα 16 Για τις τιμές του SNR που χρησιμοποιήθηκαν

4.5 Μέτρα επίδοσης συστήματος (System Performance Measures)

4.5.1 Θεωρητική περιγραφή

4.5.1.1 Average SNR

Το SNR είναι το πιο κοινό και καλά κατανοητό μέτρο επίδοσης, χαρακτηριστικό ενός συστήματος ψηφιακής επικοινωνίας. Πιο συχνά μετριέται στην έξοδο του δέκτη και

επομένως είναι άμεσα συσχετισμένο με την ανίχνευση δεδομένων καθαυτή. Είναι το πιο εύκολο να υπολογιστεί από τα μέτρα επίδοσης και συνήθως είναι άριστη ένδειξη της πιστότητας του συστήματος. Ο όρος average αναφέρεται σε στατιστική στάθμιση της κατανομής πιθανότητας των διαλείψεων. Με απλούς μαθηματικούς όρους, εάν το γ υποδηλώνει το στιγμιαίο SNR (μια τυχαία RV) στην έξοδο του δέκτη που περιλαμβάνει την επίδραση των διαλείψεων, τότε

$$\bar{\gamma} \triangleq \int_0^{\infty} \gamma p_{\gamma}(\gamma) d\gamma$$

είναι το μέσο SNR, όπου $p_{\gamma}(\gamma)$ υποδηλώνει την PDF του γ .

Η ροπογεννήτρια συνάρτηση (MGF) που σχετίζεται με το γ είναι:

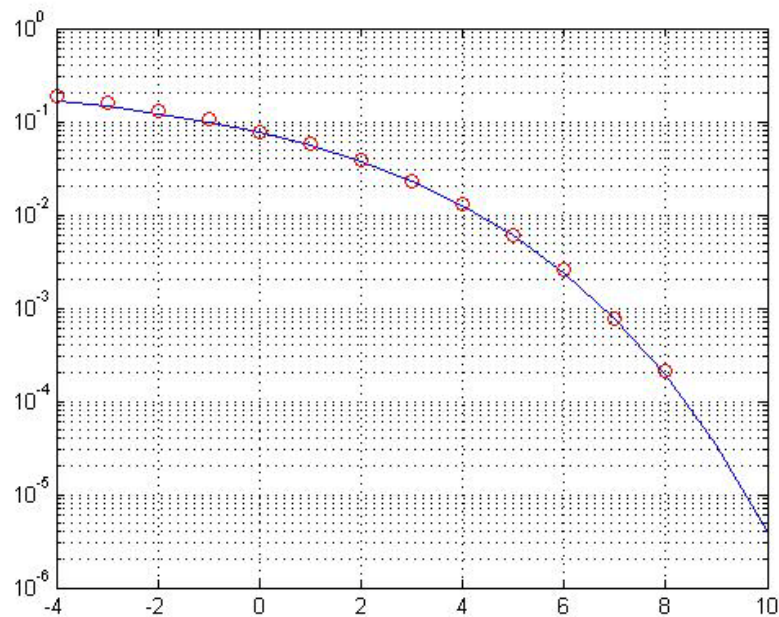
$$M_{\gamma}(s) = \int_0^{\infty} p_{\gamma}(\gamma) e^{s\gamma} d\gamma$$

από την οποία παραγωγίζοντας και θέτοντας $s=0$ προκύπτει το $\bar{\gamma}$, που δείχνει ότι η δυνατότητα υπολογισμού της MGF από το στιγμιαίο SNR επιτρέπει την άμεση εκτίμηση του μέσου SNR απλώς με μια απλή παραγωγή [23].

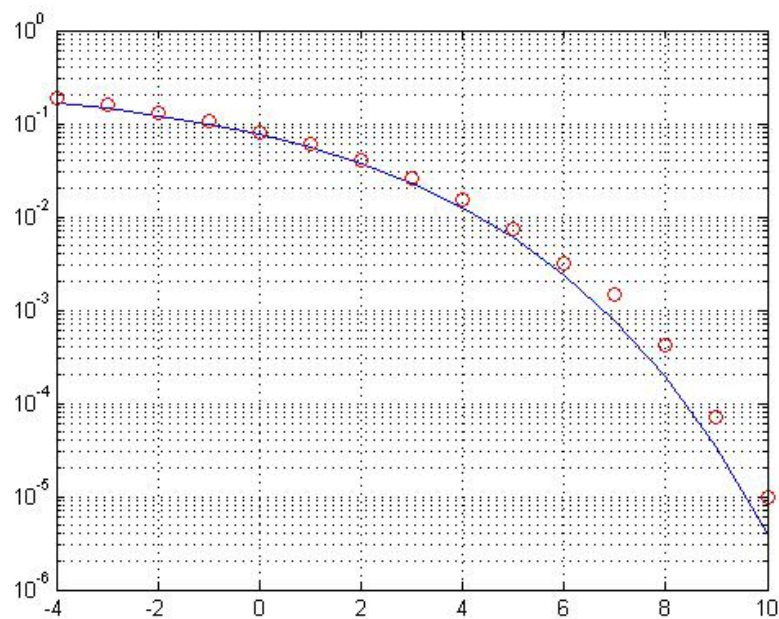
4.5.1.2 Συνέπειες των διαλείψεων στην επίδοση BER ψηφιακών συστημάτων ασύρματων επικοινωνιών

- i. Υποβάθμιση του μέσου BER που προκαλείται από τις διακυμάνσεις πλάτους και φάσης της διεργασίας των διαλείψεων. Διακύμανση πλάτους \equiv διακύμανση περιβάλλουσας (π.χ. Rayleigh) και διακύμανση φάσης \equiv τυχαίο FM, ολίσθηση Doppler, phase jitter [28].
- ii. Ρυθμοί σφαλμάτων ανεπίδεκτοι μείωσης ή κατώφλι σφαλμάτων(π.χ. υποβαθμιζόμενο BER το οποίο δεν μπορεί να βελτιωθεί αυξάνοντας το SNR). Αυτό προκαλείται αποκλειστικά από τις διακυμάνσεις της φάσης που προκαλούν οι διαλείψεις. Κατώφλι σφαλμάτων μπορεί να υπάρξει ακόμα και για μικρές τιμές της ολίσθησης Doppler (λ.χ slow fading) όπως για $f_d T_s = 0.01$

4.5.2 Πειραματικά αποτελέσματα



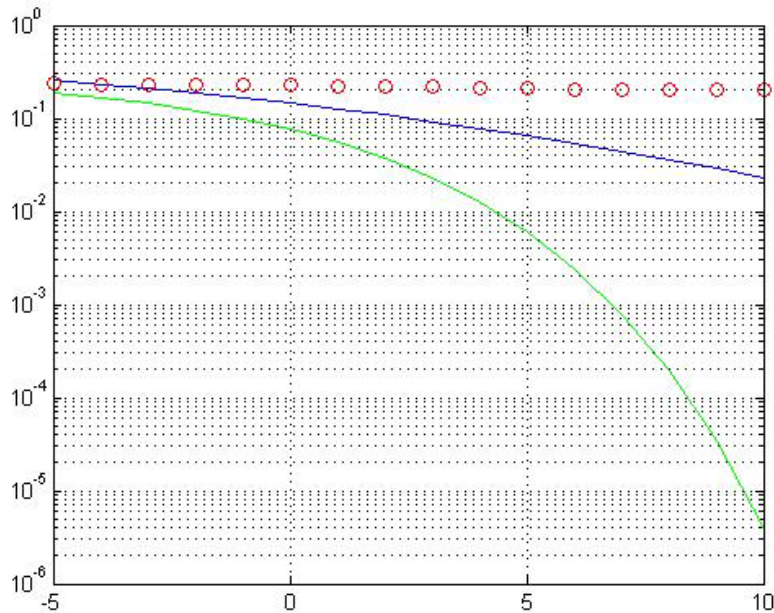
Σχήμα 17: QPSK AWGN (10^6 bits) dB scale



Σχήμα 18: BER of QPSK over AWGN using squared root raised cosine filter in dB scale, 10^5 bits simulated

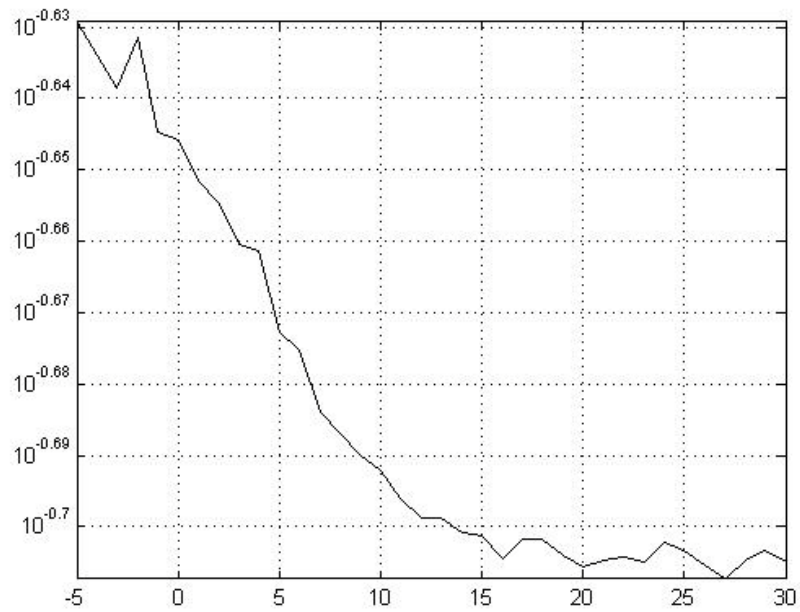
Πρέπει ο αριθμός των bit που προσομοιώνονται να είναι μεγαλύτερος ή ίσος του $\frac{100}{P_b}$ ώστε να θεωρηθεί αξιόπιστη η προσομοίωση. Εδώ λόγω περιορισμού της μνήμης RAM του προσωπικού υπολογιστή προσομοιώθηκαν μόνο 10^5 bits για αυτό από κάπιο

σημείο και μετά υπάρχει απόκλιση στα θεωρητικά και τα πειραματικά δεδομένα που για μικρό λόγο σήματος προς θόρυβο συμπίπτουν ακριβώς.



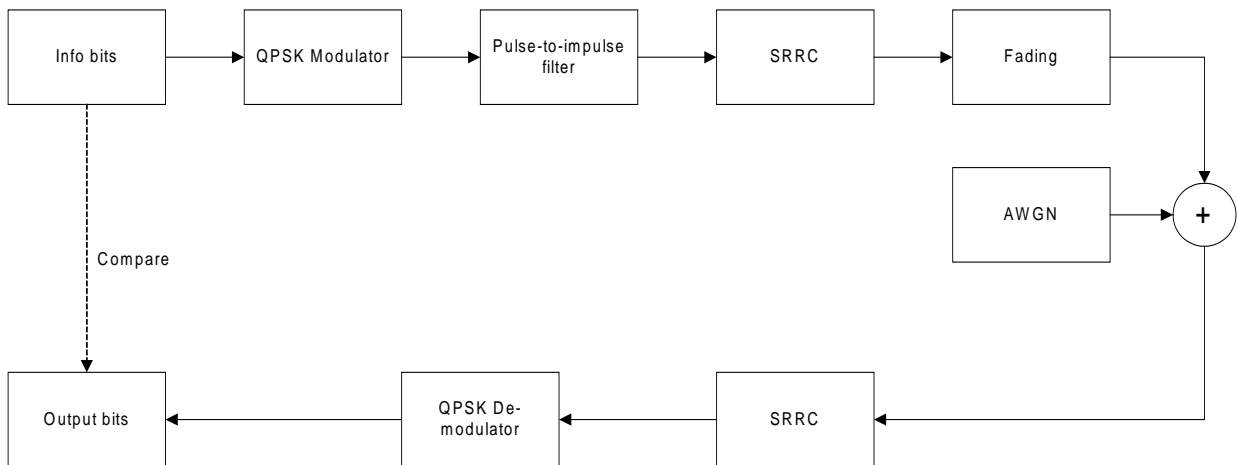
Σχήμα 19: BER (dB) συναρτήσει του EbNo για μετάδοση 10^5 bits σε κανάλι μόνο με AWGN (πράσινο), διαλείψεις Rayleigh σύμφωνα με [37] (μπλε) και με την προσομοίωση (κόκκινο).

Η χειρότερη επίδοση της προσομοίωσης οφείλεται στο γεγονός ότι στο μοντέλο διαλείψεων συνυπολογίστηκε και η επίδραση της φάσης των διαλείψεων και όχι μόνο το πλάτος όπως συνήθως συμβαίνει στη βιβλιογραφία.



Σχήμα 20: BER (dB) συναρτήσει του EbNo για μετάδοση 10^5 bits στο κανάλι της προσομοίωσης μόνο του

4.6 Σύνοψη προσομοίωσης



Σχήμα 21: Μπλοκ διάγραμμα των βημάτων της προσομοίωσης

5. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ (CONCLUSIONS)

Αυτή η εργασία ανέδειξε σημεία στα οποία έχει επιστημονικό ενδιαφέρον να διεξαχθεί περαιτέρω έρευνα προκειμένου η γνώση του καναλιού στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες να αποτυπωθεί μαθηματικά με όσο το δυνατόν μεγαλύτερη ακρίβεια. Στις προσομοιώσεις που έγιναν διαπιστώθηκε η σύγκλιση κάποιων μοντέλων που έχουν προταθεί με τα αντίστοιχα θεωρητικά.

Επίσης, παρατηρήθηκε η αδυναμία πολλών θεωρητικών μοντέλων να περιγράψουν το κανάλι επικοινωνίας στις περιπτώσεις όπου ο δέκτης δεν μπορεί να κάνει ιδανική φώραση της φάσης κάτι που είναι ιδιαίτερα σημαντικό αφού αυτό το φαινόμενο δεν επανορθώνεται με την αύξηση του SNR όπως γίνεαι με τα υπόλοιπα. Η πιο προσεκτική μελέτη της επίδρασης της φάσης και η συμπερίληψή της στα μαθηματικά μοντέλα, αν και αποτελεί ιδιαίτερα δύσκολη εργασία, αποτελεί πεδίο για μελλοντική ερευνητική δραστηριότητα και αύξηση της επίδοσης των ασύρματων ψηφιακών τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.

Επίσης, η μελέτη των στοχαστικών μοντέλων έχει ιδιαίτερο ενδιαφέρον να εξακολουθήσει να γίνεται έτσι ώστε να επιτευχθεί πλήρης περιγραφή των σύγχρονων συστημάτων όπου χρησιμοποιούνται δέκτες διαφορισμού, συστήματα MIMO κ.α. Τέλος, θα ήταν σκόπιμο να ληφθούν υπόψη τα πραγματικά χαρακτηριστικά που επικρατούν όπως τα κανάλια τα οποία δεν είναι ασυσχέτιστα, ώστε να αρθούν πολλές από τις υποθέσεις που βοηθούσαν τόσα χρόνια τους ερευνητές να απλοποιήσουν τους μαθηματικούς τύπους που χρησιμοποιούσαν, θυσιάζοντας κάποιο ποσοστό της ακρίβειας στους υπολογισμούς.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΟΡΟΛΟΓΙΑΣ (TERMINOLOGY TABLE)

| Ξενόγλωσσος όρος | Ελληνικός Όρος |
|---------------------|-----------------------|
| | |
| Autocorrelation | Αυτοσυσχέτιση |
| Carrier | Φέρον |
| Coherence bandwidth | Εύρος ζώνης συμφωνίας |
| Constellation | Αστερισμός |
| Diffraction | Περίθλαση |
| Distribution | Κατανομή |
| Fading | Διαλείψεις |
| Generalized | Γενικευμένος |
| Interference | Παρεμβολή |
| Large-scale | Μεγάλης κλίμακας |
| Multi-path | Πολυδιόδευση |
| Noise | Θόρυβος |
| Outage probability | Πιθανότητα διακοπής |
| Pulse shaping | Μορφοποίηση παλμών |
| Reflection | Άνάκλαση |
| Scatterer | Σκεδαστής |
| Scattering | Σκέδαση |
| Small-scale | Μικρής κλίμακας |
| | |

ΣΥΝΤΜΗΣΕΙΣ – ΑΡΚΤΙΚΟΛΕΞΑ – ΑΚΡΩΝΥΜΙΑ (ABBREVIATIONS)

| | |
|------|-----------------------------------|
| AWGN | Additive White Gaussian Noise |
| BER | Bit error rate |
| BPSK | Binary Phase Shift Keying |
| CDF | Cumulative Distribution Function |
| dB | decibel |
| DSP | Digital Signal Processing |
| FCC | Federal Communications Commission |
| HMK | Ηλεκτρομαγνητικό κύμα |
| ISI | Intersymbol interference |
| LMSS | Land-mobile satellite systems |
| LOS | Line of sight |
| MIMO | Multiple input multiple output |
| PDF | Probability distribution function |
| PSK | Phase Shift Keying |
| QPSK | Quadrature Phase Shift Keying |
| RAM | Random Access Memory |
| RF | Radio Frequency |
| RV | Random Variable |
| SER | Symbol error rate |
| SRRC | Squared-root raised cosine filter |

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ (APPENDIX) I

Συναρτήσεις Bessel (Bessel functions)

Οι συναρτήσεις Bessel ορίστηκαν αρχικά από τον μαθηματικό Daniel Bernoulli και γενικεύτηκαν από τον Friedrich Bessel, ως κανονικές λύσεις $y(x)$ της διαφορικής εξίσωσης του Bessel:

$$x^2 \frac{d^2 y}{dx^2} + x \frac{dy}{dx} + (x^2 - a^2)y = 0$$

για ένα τυχαίο πραγματικό ή μιγαδικό αριθμό a (την τάξη της συνάρτησης Bessel).

Οι συναρτήσεις Bessel πρώτου είδους, δηλώνονται και ως J_a , είναι λύσεις της διαφορικής εξίσωσης Bessel που είναι πεπερασμένες για $x=0$ για ακέραιο a και συγκλίνουν καθώς το x προσεγγίζει το μηδέν για αρνητικό μη-ακέραιο a . Μπορεί να οριστεί από την επέκτασή της σε σειρές Taylor γύρω από το $x=0$ [25]:

$$J_a(x) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(-1)^m}{m! \Gamma(m+a+1)} \left(\frac{1}{2}x\right)^{2m+a}$$

Οι συναρτήσεις Bessel δεύτερου είδους, που ορίζονται ως $Y_a(x)$, είναι λύσεις της διαφορικής εξίσωσης Bessel που έχουν μοναδικότητα στο $x=0$. Καλούνται επίσης συναρτήσεις Neumann $N_a(x)$. Για a μη-ακέραιο σχετίζεται με τη $J_a(x)$:

$$Y_a(x) = \frac{J_a(x) \cos(a\pi) - J_{-a}(x)}{\sin(a\pi)}$$

και για την περίπτωση ακεραίας τάξης n :

$$Y_n(x) = \lim_{a \rightarrow n} Y_a(x)$$

Οι συναρτήσεις Bessel είναι έγκυρες ακόμη και για μιγαδικά x , και μια σημαντική ειδική περίπτωση είναι αυτή του καθαρά φανταστικού ορίσματος. Σε αυτή την περίπτωση καλούνται τροποποιημένες συναρτήσεις Bessel (ή υπερβολικές συναρτήσεις Bessel) πρώτου και δευτέρου είδους και ορίζονται από κάποια από της παρακάτω εναλλακτικές εξισώσεις [25]:

$$I_a(x) = i^{-a} J_a(ix) = \sum_{m=0}^{\infty} \frac{1}{m! \Gamma(m+a+1)} \left(\frac{x}{2}\right)^{2m+a}$$

$$K_a(x) = \frac{\pi I_{-a} - I_a(x)}{2 \sin(a\pi)} = \frac{\pi}{2} i^{a+1} H_a^{(1)}(ix) = -\frac{\pi}{2} i^{a+1} e^{-i\pi a} H_a^{(2)}(-ix)$$

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ (APPENDIX) II

Τμήματα Κώδικα προσομοίωσης Matlab (Matlab simulation code parts)

- `function [y] = qpsk_mod(x)`

```

% QPSK Modulation
t = 0 : 3;
s = exp( 2 * pi * t * 3 / 4 * ( -1i ) ); % cosx + i*sinx
ib = 1;
for ia = 1: 2 : length(x)
    if ( x( ia ) == 0 && x(ia+1) == 0 )
        y(ib) = s(1);
    elseif ( x( ia ) == 0 && x(ia+1) == 1 )
        y(ib) = s(2);
    elseif ( x( ia ) == 1 && x(ia+1) == 1 )
        y(ib) = s(3);
    elseif ( x( ia ) == 1 && x(ia+1) == 0 )
        y(ib) = s(4);
    end
    ib = ib+1;
end

```

- `function [demod_output] = qpsk_demod(EbNo, signal)`

```

% QPSK Demodulation
t = 0 : 3;
s = exp( 2 * pi * t * 3 / 4 * ( -1i ) );
for ib = 1 : length(EbNo)

```

```
ie=1;
for id = 1:size(signal,2)
[nil ind] = min( signal(ib, id) - s );
switch ind
case 1
    demod_output(ib, ie) = 0;
    demod_output(ib, ie+1) = 0;
case 2
    demod_output(ib, ie) = 0;
    demod_output(ib, ie+1) = 1;
case 3
    demod_output(ib, ie) = 1;
    demod_output(ib, ie+1) = 1;
case 4
    demod_output(ib, ie) = 1;
    demod_output(ib, ie+1) = 0;
end
ie = ie + 2;
end
end
```

- function [noise] = awgnoise(EbNo, fade_signal) [23]

```
EbNo_d = 10 .^ (EbNo / 10);
```

```
for ib = 1 : length(EbNo)
```

```
    sigma_n(ib) = sqrt( 0.25 / EbNo_d(ib) );
```

```
    RandStream.setDefaultStream(RandStream('mt19937ar','seed',sum(10*clock)));
```

%reset the noise generator

nrandx = randn(1, length(fade_signal));

RandStream.setDefaultStream(RandStream('mt19937ar','seed',sum(100*clock)));

nrandy = randn(1, length(fade_signal));

noise(ib,:) = sigma_n(ib)* (nrandx + j*nrandy);

clear nrandx nrandy;

end

Διαλείψεις Rayleigh

% RandStream.setDefaultStream(RandStream('mt19937ar','seed',sum(clock))); %reset
the random generator

Nn = 10^4;

x = round(rand(1,Nn)); % stream of random

xm = qpsk_mod(x);

overSampling_Factor=8;

Input_bit = xm;

Input_bit_os=upsample(Input_bit,overSampling_Factor); %oversampling

alpha=0.5; % roll-off factor of Root Raised Cosine Filter

pt = srrc(overSampling_Factor,alpha); % impulse response of SRRC filter

output_of_srrc_filter = conv(Input_bit_os,pt);

%Jakes

fc =900e6; %Hz carrier frequency

Fs = 8*fc;

Ts = 1/Fs;

t = 0:Ts:Ts*5e5;

No = 8; %No+1 = no. of offset oscillators

Τίτλος εργασίας

```
N = 2*(2*No + 1);
```

```
n = 1:No;
```

```
a = unifrnd(0, pi/4, 1, length(n) );
```

```
bn = pi*n/(No+1);
```

```
wc = 2*pi*fc;
```

```
v = 10*10/36; % mobile speed m/sec
```

```
c = 3e8; % speed of light
```

```
fm = v*fc/c; %max doppler shift (Hz)
```

```
wm = 2*pi*fm;
```

```
wn = wm*cos(2*pi*n/N); %%% poli megali diakymansi
```

```
sum1 = 0;
```

```
sum2 = 0;
```

```
for in = 1:No
```

```
    sum1 = cos(bn(in)) * cos(wn(in)*t) + sqrt(2)*cos(a(in)) * cos(wm*t) + sum1;
```

```
    sum2 = sin(bn(in)) * cos(wn(in)*t) + sqrt(2) *sin(a(in)) * cos(wm*t) + sum2;
```

```
end
```

```
xc = 2* sum1; % in-phase
```

```
xs = 2* sum2; % quadrature
```

```
y = xc .* cos(wc*t) + xs .* sin(wc*t);
```

```
% y = xc + j*xs;
```

```
fading = y;
```

```
yf = (output_of_srcc_filter .* fading(1:length(output_of_srcc_filter)) );
```

```
%_____ AWGN Generation _____%
```


Τίτλος εργασίας

```
EbNo = -5:1:30; % dB scale
```

```
EbNo_d = 10 .^ (EbNo / 10);
```

```
noise = awgnoise(EbNo, yf_c);
```

```
% Noise impact
```

```
y_resized = repmat(yf_c, size(noise,1), 1 );
```

```
snr_a = sqrt(EbNo_d );
```

```
yn = ( sqrt( snr_a(:,1) ) )' .* y_resized(1:(size(noise,1)),:) + noise;
```

```
% yn = y_resized + noise;
```

ΑΝΑΦΟΡΕΣ (REFERENCES)

- [1] E. M. Webster, "Utilization and Expansion of Vehicular Radio Communications," *IEEE Trans. Veh. Comm.*, vol. 1, p. 66, February 1952.
- [2] V. A. Douglas, *The MJ Mobile Radio Telephone System*, 1964.
- [3] R.J. Cormier and H.M. Owendoff, "The MK Mobile Radio Telephone System," in *IEEE Veh. Tech. Conf.*, Columbus, Ohio, 1969.
- [4] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Telecommunications*, An IEEE classic Reissue ed.: IEEE PRESS, 1994.
- [5] G. D. Durgin, *Space-Time Wireless Channels.*: Prentice Hall, 2002.
- [6] T. S. Rappaport, *Wireless Communications: Principles & Practice*, 2nd ed.: Prentice Hall, 2002.
- [7] W. C. Y. Lee. (2004) Digital Engineering Library @ McGraw-Hill. [Online]. <http://www.digitalengineeringlibrary.com/>
- [8] Α. Ρωμανίδης, *Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων.*: Εκδόσεις Ζήτη, 2006.
- [9] Α. Κ. Παπαζαφειρόπουλος, "Στατιστική Μοντελοποίηση του Φυσικού Καναλιού σε Ασύρματα Ψηφιακά Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα με Γενικευμένα Μοντέλα Διαλείψεων," Πανεπιστήμιο Πατρών, Διδακτορική Διατριβή 2010.
- [10] G. L. Stuber, *Principles of Mobile Communications.*: Kluwer Academic Press, 1996.
- [11] S. O. Rice, "Statistical Properties of a Sine Wave Plus Random Noise," *Bell System Tech. J.*, no. 27, pp. 109-157, January 1948.
- [12] W. Weibull, "A statistical distribution function of wide applicability," *Appl. Mech. J.*, no. 27, 1951.
- [13] H. Bertoni, "Coverage prediction for mobile radio systems operating in the 800/900 MHz," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, no. 37(1), pp. 57-60, February 1988.

- [14] M. D. Yacoub, "The α - μ distribution: a physical fading model for the Stacy distribution," *IEEE Transactions on Vehicular*, vol. 56, no. 1, pp. 27-34, January 2007.
- [15] R.S. Hoyt, "Probability functions for the modulus and angle of the normal complex variate," *Journal of Bell Systems Technologies*, no. 26, pp. 318-359, April 1947.
- [16] M. Nakagami, "The m-distribution. A general formula of intensity of rapid fading," *Statistical Methods in Radio Wave Propagation: Proceedings of a Symposium held June 18-20, 1958*, pp. 3-36, 1960.
- [17] M. Feuerstein, K. Blackard, T. Rappaport, S. Seidel, and Xia H., "Path loss, delay spread," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, no. 3, pp. 487-498, August 1994.
- [18] Ghassemzadeh S.S., Greenstein L.J., Sveinsson T., Kavcic A., and Tarokh V., "UWB indoor path loss model for residential and commercial buildings," in *Vehic. Technol. Conf.*, 2003, pp. 3115-3119.
- [19] A. Abdi and M. Kaveh, "K-distribution: an appropriate substitute for Rayleigh-lognormal distribution in fading-shadowing wireless channels," *Electron. Lett.*, vol. 34, no. 9, pp. 851-852, April 1998.
- [20] P. M. Kostic, "Analytical approach to performance analysis for channel," *IEE Proc. Commun.*, vol. 152, no. 6, pp. 821-827, December 2005.
- [21] Simon M. K. and Alouini M., *Digital Communication over Fading Channels*, 2nd ed.: Wiley-Interscience, 2005.
- [22] Z. Wang and G. B. Giannakis, "A simple and general parameterization," *IEEE Trans. Commun*, vol. 51, no. 8, pp. 1389-1398, August 2003.
- [23] P. S. Bithas, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, G. K. Karagiannidis, and A. A. Rontogiannis, "On the performance analysis of digital communications over generalized-K fading channels," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 10, no. 5, pp. 353-355, May 2006.

- [24] Shankar P. M., "Error rates in generalized shadowed fading channels," *Wireless Personal Commun.*, vol. 28, no. 4, pp. 122-124, April 2000.
- [25] J. S. Salo, H. M. El-Sallab, and P. Vainikainen, "Impact of double-Rayleigh fading on system performance," *Proc. Int. Symp. Wireless Pervasive Comput*, 2006.
- [26] L. Andrews, R. L. Phillips, and C. Y. Hopen, *Laser Beam Scintillation with Applications.*: SPIE Press, 2001.
- [27] Kaveh M. Abdi A., "Comparison of DPSK and MSK bit error," *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, no. 4, pp. 122-124, 2000.
- [28] E. W. Stacy, "A generalization of the Gamma distribution," *Annals Mathem Stat*, vol. 33, no. 3, pp. 1187-1192, 1962.
- [29] V. A. Aalo, C. D. Iskander και G. P. Efthymoglou T. Piboongunon, "Bivariate generalized gamma distribution with arbitrary fading parameters," *Electron. Lett.*, vol. 41, no. 12, pp. 709-710, June 2005.
- [30] H. Suzuki, "A statistical model for urban multipath propagation," *IEEE Transactions on Communications*, vol. 25, pp. 45-53, May 1977.
- [31] Hansen F. and Meno F. I., "Mobile fading-rayleigh and lognormal superimposed," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 26, no. 4, pp. 332-335, November 1977.
- [32] G. E. Corazza and F. Vatalaro, "A statistical model for land mobile satellite channels and its application to nongeostationary orbit systems," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 43, no. 3, pp. 738-742, August 1994.
- [33] Ho M. J. and Stuber G. L., "Co-channel interference of microcellular systems on shadowed," in *IEEE Veh. Technol. Conf.*, 1993, pp. 568-571.
- [34] C. Loo, "A statistical model for a land mobile satellite link," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 34, no. 3, pp. 122-127, 1985.
- [35] J. G. Proakis and M. Salehi, *Συστήματα Τηλεπικοινωνιών*. Αθήνα: Εθνικό και

Καποδιστριακό Πανεπιστήμιο Αθηνών, 2002.

- [36] A. V. Oppenheim and R.W. Schafer, *Discrete-time signal processing*, 2nd ed.: Prentice Hall, 1989.
- [37] J. G. Proakis, *Digital Communications*, 2nd ed.: McGraw-Hill, 1989.
- [38] Pop M. F. and Beaulieu N. C., "Limitations of sum-of-sinusoids fading," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 699-708, April 2001.
- [39] P. T. Mathiopoulos, Part B - Analysis and modelling of interferences, 2010, Lecture handouts at University of Athens.
- [40] M. Abramowitz and I. A. Stegun, *Handbook of Mathematical Functions with Formulas, Graphs, and Mathematical Tables*. New York: Dover Publications, 1964.
- [41] Κ. Δ. Κανελλοπούλου, "Προσομοίωση του συστήματος Bluetooth και μελέτη της επίδοσής του," Αριστοτέλειο Πανεπιστήμιο, Θεσσαλονίκη, Διπλωματική εργασία 2009.

