



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΣΤΕΡΕΑΣ ΕΛΛΑΔΑΣ
ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ
ΜΕ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΗ ΒΙΟΙΑΤΡΙΚΗ

Μοντελοποίηση του φαινομένου της σκίασης σε ασύρματα συστήματα επικοινωνιών

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Φοιτητής: Ανδριόπουλος Μιχάλης

Αριθμός Μητρώου: ΠΒ0014

Επιβλέπων : Λέκτορας, Χαρίλαος Σανδαλίδης

Λαμία, Ιούλιος 2012

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΣΤΕΡΕΑΣ ΕΛΛΑΔΑΣ
ΤΜΗΜΑ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΚΗΣ ΜΕ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΗ ΒΙΟΪΑΤΡΙΚΗ

Μοντελοποίηση του φαινομένου της σκίασης σε ασύρματα συστήματα επικοινωνιών

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ



Φοιτητής: Ανδριόπουλος Μιχάλης

Αριθμός Μητρώου: ΠΒ0014

Επιβλέπων : Λέκτορας, Χαρίλαος Σανδαλίδης

Λαμία, Ιούλιος 2012

στην οικογένεια μου...

© Ανδριόπουλος Μιχαήλ

Διεύθυνση: Ροδιά Δ. Ηλιδας, Πύργος Ν. Ηλείας, Τ.Κ: 27069

Τηλέφωνο: 26220-93389 / 6975788507

Email: m_i_x_a_l_i_s_07@hotmail.com

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Το φαινόμενο της σκίασης, το οποίο δημιουργείται από την ανομοιόμορφη κατανομή του φυσικού ανάγλυφου και την ύπαρξη ψηλών κτηρίων, επηρεάζει σημαντικά τη διάδοση των ραδιοκυμάτων σε ένα ασύρματο επικοινωνιακό σύστημα. Λόγω της τυχαιότητας του φαινομένου, η περιγραφή του γίνεται χρησιμοποιώντας στατιστικά μοντέλα. Στην παρούσα εργασία γίνεται μια ανασκόπηση των κυριοτέρων μοντέλων που χρησιμοποιούνται για την περιγραφή του φαινομένου. Στη συνέχεια εξετάζεται η επίδοση ενός ασύρματου συστήματος το οποίο υπόκειται σε σκίαση που ακολουθεί τη λογαριθμοκανονική κατανομή. Η μελέτη ενός τέτοιου μοντέλου πραγματοποιείται με τον υπολογισμό και την ανάλυση συγκεκριμένων παραμέτρων, γνωστές ως δείκτες αποδοτικότητας. Ειδικότερα μελετάται ο δείκτης BER (Bit Error Rate), ο οποίος δείχνει το ρυθμό μετάδοσης λανθασμένων bit, για διάφορα σχήματα διαμορφώσεων. Ένας ακόμη δείκτης αποδοτικότητας που εξετάζεται είναι ο δείκτης πιθανότητας διακοπής P_{outage} (Outage Probability), ο οποίος δείχνει την πιθανότητα να συμβεί διακοπή της επικοινωνίας σε μία συγκεκριμένη χρονική περίοδο. Τέλος μελετάται η φασματική απόδοση του διαλεπτικού καναλιού, με χρήση του δείκτη C/B (Capacity/Bandwidth), ο οποίος δείχνει κατά πόσο μία συγκεκριμένη τεχνική ψηφιακής διαμόρφωσης αξιοποιεί το διαθέσιμο εύρος ζώνης του καναλιού. Τα αποτελέσματα της παρούσας εργασίας δείχνουν την επίδοση της σκίασης στην απόδοση ενός ασύρματου κυψελωτού δικτύου και αποτελούν πολύτιμη βοήθεια στην πρακτική υλοποίησή τους.

ABSTRACT

Shadowing phenomenon occurs when a mobile moves behind large obstacles, e.g., high buildings, and significantly affects the signal propagation of a wireless network, producing fluctuations in signal power. These fluctuations can be effectively modeled using proper statistical models. In this study, we first provide a brief description of the basic models used to describe shadowing. Then, we examine the performance of a wireless system that is subject to shadowing following the lognormal distribution. Several performance metrics are taken into account, e.g., the BER ratio (Bit Error Rate), which indicates the percentage of erroneous bits for several modulation schemes, the outage probability which shows the probability of a communications failure that occurs at a specific time period, and the channel capacity. The results of this study indicate the performance of shadowing phenomenon in a wireless network and provide a valuable tool for their practical implementation.

Συντομογραφίες

1G – 1st Generation

2G – 2nd Generation

3G – 3rd Generation

ACI – Adjacent Channel Interference

AM - Amplitude Modulation

ASNR – Average SNR

AWGN – Additive White Gaussian Noise

BER – Bit Error Rate

BFSK – Binary Frequency Shift Keying

BPSK – Binary Phase Shift Keying

BWA – Broadband Wireless Access

CCI – Co Channel Interference

CDF – Cumulative Distribution Function

CDMA – Code Division Multiple Access

DAMPS – Digital Advanced Mobile Phone Service

EDGE – Enhanced Data rates for GSM Evolution

FDMA – Frequency Division Multiple Access

FM – Frequency Modulation

FSK – Frequency Shift Keying

GPRS – General Packet Radio Services

GSM – Global Positioning System

HSCSD – High Speed Circuit Switched Data

HSDPA – High Speed Downlink Packet Access

LOS – Line Of Sight

LSF – Large Scale Fading

MPAM – Multiple Pulse Amplitude Modulation

MPSK – Multiple Phase Shift Keying

MQAM – Multiple Quadrature Modulation

NLOS – Non Line Of Sight

PDF – Probability Density Function

Pout – Outage Probability

PSK – Phase Shift Keying

SNR – Signal to Noise Ratio

SSF – Small Scale Fading

UMTS – Universal Mobile Telecommunication System

WLAN - Wireless Local Area Network

Γ – Συνάρτηση ΓΑΜΜΑ

ΔΜΙΚ – Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας

ΔΜΕΚ – Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας

ΗΜ – Ηλεκτρομαγνητικό κύμα

ΡΓΣ – Ροπογεννήτρια Συνάρτηση

Πίνακας Περιεχομένων

ΠΕΡΙΛΗΨΗ	5
ABSTRACT	6
ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΕΣ	7
ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ	9
ΛΙΣΤΑ ΣΧΗΜΑΤΩΝ	12
ΛΙΣΤΑ ΠΙΝΑΚΩΝ	13
ΠΡΟΛΟΓΟΣ	14
I. ΣΚΟΠΟΣ	14
II. ΔΟΜΗ	14
III. ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ	15
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ	16
1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ	16
1.1 ΕΞΕΛΙΞΗ ΚΙΝΗΤΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ	17
1.2 ΔΟΜΗ ΑΣΥΡΜΑΤΟΥ ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΑΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	19
1.3 ΤΟ ΑΣΥΡΜΑΤΟ ΚΑΝΑΛΙ	20
1.4 ΔΙΑΔΟΣΗ ΗΛΕΚΤΡΟΜΑΓΝΗΤΙΚΩΝ ΚΥΜΑΤΩΝ	21
1.5 ΜΗΧΑΝΙΣΜΟΙ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΗΜ ΚΥΜΑΤΩΝ	22
1.5.1 ΓΡΑΜΜΗ ΟΠΤΙΚΗΣ ΕΠΑΦΗΣ	22
1.5.2 ΑΝΑΚΛΑΣΗ	22
1.5.3 ΠΕΡΙΘΛΑΣΗ	23
1.5.4 ΣΚΕΔΑΣΗ	23
1.6 ΘΟΡΥΒΟΣ	24
1.6.1 ΕΙΔΗ ΘΟΡΥΒΟΥ	24
1.6.2 ΛΕΥΚΟΣ ΘΟΡΥΒΟΣ	25
1.7 ΠΑΡΕΜΒΟΛΕΣ	27
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΔΙΑΔΡΟΜΗΣ ΚΑΙ ΔΙΑΛΕΙΨΕΙΣ	28
2. ΕΙΣΑΓΩΓΗ	28
2.1 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΔΙΑΔΡΟΜΗΣ	29

2.1.1 ΓΕΝΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΔΙΑΔΟΣΗΣ	29
2.1.2 ΕΜΠΕΙΡΙΚΑ ΜΟΝΤΕΛΑ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΓΙΑ ΕΞΑΣΘΕΝΙΣΗ ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝΤΑ ΕΞΩΤΕΡΙΚΟΥ ΧΩΡΟΥ	31
2.1.3 ΕΜΠΕΙΡΙΚΑ ΜΟΝΤΕΛΑ ΔΙΑΔΟΣΗΣ ΓΙΑ ΕΞΑΣΘΕΝΙΣΗ ΣΕ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝΤΑ ΕΣΩΤΕΡΙΚΟΥ ΧΩΡΟΥ	32
2.2 ΔΙΑΛΕΙΨΕΙΣ ΜΕΓΑΛΗΣ ΚΛΙΜΑΚΑΣ - ΣΚΙΑΣΗ	33
2.3 ΔΙΑΛΕΙΨΕΙΣ ΜΙΚΡΗΣ ΚΛΙΜΑΚΑΣ	35
2.4 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΑΛΕΙΨΕΩΝ ΜΕΓΑΛΗΣ ΚΛΙΜΑΚΑΣ.....	37
2.4.1 ΚΑΤΑΝΟΜΗ LOGNORMAL	38
2.4.2 ΚΑΤΑΝΟΜΗ ΓΑΜΜΑ	39
2.5 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΑΛΕΙΨΕΩΝ ΜΙΚΡΗΣ ΚΛΙΜΑΚΑΣ.....	40
2.5.1 ΚΑΤΑΝΟΜΗ RAYLEIGH	40
2.5.2 ΚΑΤΑΝΟΜΗ RICE	40
2.5.3 ΚΑΤΑΝΟΜΗ NAKAGAMI	41
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΔΕΙΚΤΕΣ ΑΠΟΔΟΤΙΚΟΤΗΤΑΣ ΚΑΙ ΨΗΦΙΑΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ	43
3. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	43
3.1 ΧΡΗΣΙΜΑ ΕΡΓΑΛΕΙΑ.....	44
3.1.1 Η GAUSSIAN ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ $Q(x)$	44
3.1.2 Η ΕΝΝΟΙΑ ΤΟΥ DECIBELL (dB)	46
3.1.3 ΟΛΟΚΛΗΡΩΣΗ HERMITE	47
3.2 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ.....	48
3.2.1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΠΛΑΤΟΥΣ/ΦΑΣΗΣ.....	48
3.2.2 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ MFSK.....	49
3.3 ΔΕΙΚΤΕΣ ΑΠΟΔΟΤΙΚΟΤΗΤΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	50
3.3.1 ΛΟΓΟΣ ΣΗΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΘΟΡΥΒΟ (SNR)	50
3.3.2 ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑ ΠΡΟΣΟΡΙΝΗΣ ΔΙΑΚΟΠΗΣ (P_{out})	51
3.3.3 ΣΥΝΑΡΤΗΣΗ ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑΣ ΛΑΘΟΥΣ – $P(\gamma)$	52
3.3.3 ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΛΑΝΘΑΣΜΕΝΟΥ ΨΗΦΙΟΥ (BER).....	53
3.3.4 ΧΩΡΗΤΙΚΟΤΗΤΑ ΚΑΝΑΛΙΟΥ (C).....	53
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΦΑΙΝΟΜΕΝΟΥ ΤΗΣ ΣΚΙΑΣΗΣ	55
4. ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	55
4.1 ΛΟΓΙΣΜΙΚΑ ΠΑΚΕΤΑ	56
4.1.1 MATHEMATICA 7.....	56

4.1.2 ORIGIN 8.....	57
4.2 ΡΥΘΜΟΣ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΛΑΝΘΑΣΜΕΝΟΥ ΨΗΦΙΟΥ – BER	58
4.2.1 BER ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ ΜΕ ΣΚΙΑΣΗ ΓΙΑ BPSK.....	58
4.2.2 BER ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ ΜΕ ΣΚΙΑΣΗ ΓΙΑ MPSK.....	60
4.2.3 BER ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ ΜΕ ΣΚΙΑΣΗ ΓΙΑ BFSK.....	63
4.2.4 BER ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ ΜΕ ΣΚΙΑΣΗ ΓΙΑ ΜΡΑΜ.....	65
4.2.5 BER ΣΕ ΔΙΑΥΛΟ ΜΕ ΣΚΙΑΣΗ ΓΙΑ ΜQAM.....	67
4.2.6 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΕΩΝ	70
4.3 ΠΙΘΑΝΟΤΗΤΑ ΔΙΑΚΟΠΗΣ - P_{out}	72
4.4 ΦΑΣΜΑΤΙΚΗ ΑΠΟΔΟΣΗ - C/B	73
ΕΠΙΛΟΓΟΣ	76
5.1 ΣΥΝΟΨΗ ΚΑΙ ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	76
5.2 ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΕΠΕΚΤΑΣΕΙΣ.....	77
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	79
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.....	80
ΕΥΡΕΤΗΡΙΟ	83

Λίστα σχημάτων

Σχήμα 1.1 Επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων σε κυψελωτό σύστημα	18
Σχήμα 1.2 Διάγραμμα τηλεπικοινωνιακού συστήματος	19
Σχήμα 1.3 (α) Φυσική μετάδοση απομακρυσμένων σημείων, (β) Ασύρματη μετάδοση	20
Σχήμα 1.4 Κατηγορίες ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων	21
Σχήμα 1.5 Ανάκλαση (R)	22
Σχήμα 1.6 Περίθλαση (D).....	23
Σχήμα 1.7 Σκέδαση (S).....	23
Σχήμα 1.8 (α) Φασματική πυκνότητα ισχύος, (β) Συνάρτηση αυτοσυσχέτισης λευκού θορύβου	26
Σχήμα 2.1 Εξάρτηση των απωλειών διάδοσης της σκίασης και των απωλειών μικρής κλίμακας από το μήκος μιας ζεύξης	29
Σχήμα 2.2 Πλάτος διαλείψεων Rayleigh	36
Σχήμα 2.3 (α) Συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας, (β) Αθροιστική συνάρτηση κατανομής, Lognormal	39
Σχήμα 2.4 (α) Συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας, (β) Αθροιστική συνάρτηση κατανομής, Nakagami	42
Σχήμα 3.1 Η συνάρτηση $Q(x)$	44
Σχήμα 3.2 Όρια της συνάρτησης $Q(x)$	45
Σχήμα 4.1 Περιβάλλον εργασίας του Mathematica 7.0	56
Σχήμα 4.2 Περιβάλλον εργασίας του Origin 8.0	57
Σχήμα 4.3 BER για διάυλο με AWGN και σκίαση, για BPSK διαμόρφωση, (SNR σε dB)	59
Σχήμα 4.4 BER για διάυλο με AWGN και σκίαση, για 16PSK διαμόρφωση, (SNR σε dB)	61
Σχήμα 4.5 BER για διάυλο με AWGN και σκίαση, για MPSK ($M = 4, 16, 64$) διαμόρφωση, με τυπική απόκλιση $\sigma = 5$ dB, (SNR σε dB).....	62
Σχήμα 4.6 BER για διάυλο με AWGN και σκίαση, για BFSK διαμόρφωση	64
Σχήμα 4.7 BER για διάυλο με AWGN και σκίαση, για 16PAM διαμόρφωση, (SNR σε dB).....	66
Σχήμα 4.8 BER για διάυλο με AWGN και σκίαση, για MPAM ($M = 4, 16, 64$) διαμόρφωση, με τυπική απόκλιση $\sigma = 5$ dB, (SNR σε dB).....	67
Σχήμα 4.9 BER για διάυλο με AWGN και σκίαση, για 16QAM ($M = 4, 16, 64$) διαμόρφωση, με τυπική απόκλιση $\sigma = 5$ dB, (SNR σε dB).....	68
Σχήμα 4.10 BER για διάυλο με AWGN και σκίαση, για MQAM ($M = 4, 16, 64$) διαμόρφωση, με τυπική απόκλιση $\sigma = 5$ dB, (SNR σε dB).....	69
Σχήμα 4.11 Σύγκριση BER για τις δυαδικές διαμορφώσεις BPSK, BFSK και τις M-αδικές MPAM, MPSK και MQAM, για $M=64$ (SNR σε dB)	72
Σχήμα 4.12 Πιθανότητα διακοπής για διάυλο με σκίαση, $\mu = 15$ dB και $\sigma = 2, 5, 8$ dB	73
Σχήμα 4.13 Φασματική απόδοση καναλιού με σκίαση	74

Λίστα πινάκων

Πίνακας 2.1	Τυπικές τιμές του εκθέτη γ	30
Πίνακας 2.2	Γενικοί τύποι εμπειρικών μοντέλων διάδοσης για εξασθένιση σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου	33
Πίνακας 3.1	Σχέσεις των ορίων της συνάρτησης $Q(x)$	45
Πίνακας 3.2	Τιμές σε dB	46
Πίνακας 3.3	Τιμές x_i με τα βάρη w_i (για $i=1$ έως $i=10$).....	47
Πίνακας 3.4	Πιθανότητες λανθασμένου ψηφίου και συμβόλου για διάφορες διαμορφώσεις	52
Πίνακας 4.1	Σύγκριση ψηφιακών διαμορφώσεων, BPSK και BFSK	70
Πίνακας 4.2	Σύγκριση ψηφιακών διαμορφώσεων, 4PSK, 4PAM και 4QAM	70
Πίνακας 4.3	Σύγκριση ψηφιακών διαμορφώσεων, 16PSK, 16PAM και 16QAM	70
Πίνακας 4.4	Σύγκριση ψηφιακών διαμορφώσεων, 64PSK, 64PAM και 64QAM	71

Πρόλογος

I. Σκοπός

Η εργασία αυτή επικεντρώνεται στη θεωρητική μελέτη των ασύρματων επικοινωνιακών συστημάτων που υποφέρουν από φαινόμενα διαλείψεων και συγκεκριμένα του φαινομένου της σκίασης - shadowing. Το φαινόμενο αυτό, το οποίο δημιουργείται από την ανομοιόμορφη κατανομή του φυσικού ανάγλυφου και την ύπαρξη ψηλών κτηρίων επηρεάζει σημαντικά τη διάδοση των ραδιοκυμάτων σε ένα ασύρματο επικοινωνιακό σύστημα. Λόγω της τυχαιότητας του φαινομένου η περιγραφή του γίνεται χρησιμοποιώντας στατιστικά μοντέλα. Είναι γνωστό ότι τα διαλείπτικά κανάλια, τα οποία υπόκεινται στο φαινόμενο της σκίασης, μοντελοποιούνται σύμφωνα με τις κατανομές Lognormal και Γάμμα. Στην παρούσα εργασία θα μοντελοποιηθεί ένα ασύρματο κανάλι επικοινωνιών το οποίο υποφέρει από σκίαση και η μελέτη θα πραγματοποιηθεί σύμφωνα με την κατανομή Lognormal. Η επίδοση ενός τέτοιου μοντέλου εξετάζεται με τη χρήση δεικτών αποδοτικότητας, οι σημαντικότεροι από τους οποίους είναι ο SNR, ο οποίος μετρά τον λόγο σήματος προς θόρυβο, ο BER που δείχνει τον ρυθμό μετάδοσης λανθασμένου ψηφίου, ο P_{out} που αναφέρεται στην πιθανότητα διακοπής της μετάδοσης και η φασματική απόδοση του καναλιού, C/B . Παρουσιάζονται αρκετά αριθμητικά αποτελέσματα τα οποία επιβεβαιώνουν τις θεωρητικές παρατηρήσεις.

II. Δομή

Η παρούσα εργασία αποτελείται από πέντε κεφάλαια. Το πρώτο κεφάλαιο αναφέρεται στην εξέλιξη των ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών και στις τεχνολογίες που τα διέπουν. Εισάγονται οι βασικές έννοιες για την κατανόηση της φύσης του ασύρματου καναλιού και της μετάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Παρουσιάζεται η δομή ενός ολοκληρωμένου ασύρματου επικοινωνιακού συστήματος και ορίζονται οι σημαντικότεροι παράγοντες που επηρεάζουν τη φύση του καναλιού όπως οι παρεμβολές. Το δεύτερο κεφάλαιο περιγράφει τα σημαντικότερα μοντέλα απωλειών διάδοσης και τα φαινόμενα των διαλείψεων που παρατηρούνται. Γίνεται αναλυτική

αναφορά στα φαινόμενα αυτά, στις κατανομές που ακολουθούν και σε εμπειρικά μοντέλα που έχουν προταθεί. Στο τρίτο κεφάλαιο αναφέρονται τα εργαλεία που θα χρησιμοποιηθούν για τη μελέτη του φαινομένου της σκίασης, περιγράφονται οι δείκτες αποδοτικότητας και οι σημαντικότερες τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης. Το τέταρτο κεφάλαιο αποτελεί το πρακτικό κομμάτι της διατριβής αυτής. Γίνεται η χρήση των θεωρητικών γνώσεων και των εργαλείων που έχουν αναφερθεί στα προηγούμενα κεφάλαια για τη μοντελοποίηση της σκίασης και τη μέτρηση της επίδοσης της σε μια τυπική ασύρματη ζεύξη. Τέλος, το πέμπτο κεφάλαιο αποτελεί τον επίλογο της μελέτης. Εξετάζονται τα συμπεράσματα της μελέτης και δίνονται ιδέες για μελλοντικές επεκτάσεις της έρευνας.

III. Ευχαριστίες

Σε αυτό το σημείο θα ήθελα να ευχαριστήσω όλα εκείνα τα άτομα που συμπαραστάθηκαν στην προσπάθειά μου για την περάτωση της παρούσας πτυχιακής εργασίας. Καταρχάς θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή της πτυχιακής αυτής, κ. Χαρίλαο Σανδαλίδη, για όλη την πολύτιμη βοήθεια και τις συμβουλές που μου προσέφερε στη σημαντική αυτή προσπάθεια, καθώς επίσης για τη διδασκαλία του στα μαθήματα ασύρματων ψηφιακών επικοινωνιών που με προσέλκυσε να ακολουθήσω τον τομέα των τηλεπικοινωνιών. Έπειτα οφείλω να εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όλους τους καθηγητές και τα στελέχη του Πανεπιστημίου Στερεάς Ελλάδας για το σημαντικό έργο που προσφέρουν. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους φίλους και συμφοιτητές που είχα δίπλα μου σε όλη την διάρκεια των σπουδών μου, καθώς επίσης την οικογένειά μου για την αμέριστη συμπαράσταση και στήριξή τους.

Καλή ανάγνωση,
Ανδριόπουλος Μιχαήλ

1

Ασύρματα συστήματα επικοινωνιών

1. Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο γίνεται μια γενική αναφορά στα ασύρματα συστήματα κινητών υπηρεσιών, αναλύεται η δομή και οι λειτουργίες ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος και αναφέρονται οι παράγοντες που επηρεάζουν την επίδοση του συστήματος όπως ο θόρυβος και οι παρεμβολές. Έπειτα παρουσιάζεται το ασύρματο κανάλι, του οποίου η συμπεριφορά, κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες διαλείψεων και απωλειών διάδοσης, είναι το αντικείμενο μελέτης της διατριβής αυτής.

1.1 Εξέλιξη κινητών συστημάτων επικοινωνιών

Η ιστορία των ασύρματων κινητών δικτύων επικοινωνιών ξεκινά από το 1943 με την εγκατάστασή τους σε αστυνομικούς σταθμούς χρησιμοποιώντας διαμόρφωση πλάτους AM. Τον επόμενο χρόνο ο Edwin Armstrong εισάγει τη διαμόρφωση πλάτους FM και αμέσως εξελίσσονται τα συστήματα με βάση αυτήν. Η απόσταση που ήταν δυνατόν να καλυφθεί κυμαινόταν περί τα 50Km και το εύρος ζώνης στα 120KHz. Τις δύο επόμενες δεκαετίες το εύρος ζώνης μειώνεται αρχικά στα 60KHz και έπειτα στα 30KHz. Στις αρχές του 1960 συλλαμβάνεται η ιδέα του διαχωρισμού μιας περιοχής σε μικρότερες περιοχές κάλυψης, καθώς πραγματοποιείται η μετάβαση στα κυψελωτά συστήματα, τα οποία αποτελούν μία από τις σημαντικότερες εφαρμογές του ασύρματου τρόπου διάδοσης.

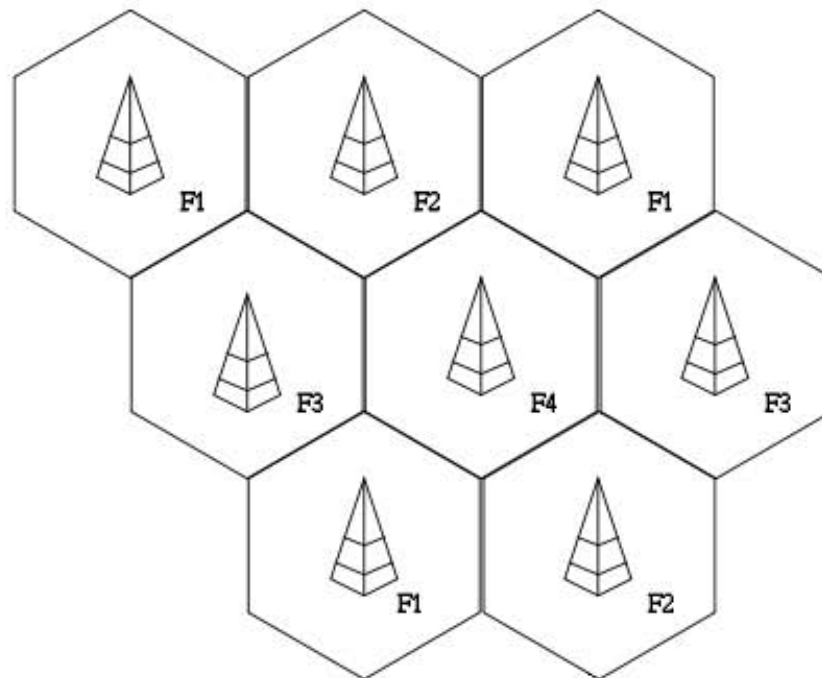
Τα *κυψελωτά δίκτυα* κινητών επικοινωνιών σκοπεύουν στην παροχή υπηρεσιών για προσωπικές επικοινωνίες υψηλής κινητικότητας σε κινητά τερματικά που εμφανίζουν μεγάλη διασπορά σε μια δεδομένη γεωγραφικά έκταση. Στοχεύουν στην αύξηση της συνολικής χωρητικότητας με χρήση μικρότερων κυψελών. Παρέχουν επίσης μεταγωγή της κίνησης από το ραδιοδιάλυτο ενός σταθμού βάσης στο ραδιοδιάλυτο άλλου σταθμού, καθώς το κινητό που έχει σε εξέλιξη μια επικοινωνία, μεταβαίνει από την περιοχή κάλυψης ενός σταθμού στην περιοχή ενός άλλου.

Κυψελωτά Συστήματα 1^{ης} γενιάς - Τα κυψελωτά συστήματα 1^{ης} γενιάς, 1G χρησιμοποιούν αναλογικό τρόπο μετάδοσης. Οι περιοχές κάλυψης διαιρούνται σε μικρότερα κελιά και πραγματοποιείται η επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων με παροχή υπηρεσιών φωνής αποκλειστικά.

Κυψελωτά Συστήματα 2^{ης} γενιάς - Τα συστήματα 2^{ης} γενιάς, 2G, διαφοροποιούνται από αυτά της 1^{ης} καθώς πραγματοποιούν ψηφιακή μετάδοση αντί της αναλογικής. Εφαρμόζονται τεχνικές διαίρεσης χρόνου ή κώδικα έτσι ώστε πολλοί χρήστες να χρησιμοποιούν το ίδιο κανάλι συχνοτήτων. Εδώ διακρίνονται τέσσερα βασικά πρότυπα. Το GSM με ζώνη συχνοτήτων περί τα 900MHz, το D-AMPS, το CDMA και το PDC.

Κυψελωτά Συστήματα 2,5^{ης} γενιάς – Ως γενιά 2,5 καλούμε αναβαθμίσεις που έγιναν σε συστήματα 2G όπως τις τεχνολογίες *HSCSD*, *GPRS* και *EDGE*.

- **HSCSD** - Πραγματοποιείται αύξηση του ρυθμού μετάδοσης από 9,6*kbps* που ήταν αρχικά με χρήση GSM σε 40–50*kbps*.
- **GPRS** – Εφαρμόζεται τεχνολογία μεταγωγής πακέτων και πραγματοποιούνται ρυθμοί μετάδοσης 115*kbps*.
- **EDGE** – Γίνεται η χρήση τεχνικής διαμόρφωσης Eight-phase shift keying και πραγματοποιούνται 3πλάσιοι ρυθμοί μετάδοσης από αυτούς του GPRS.



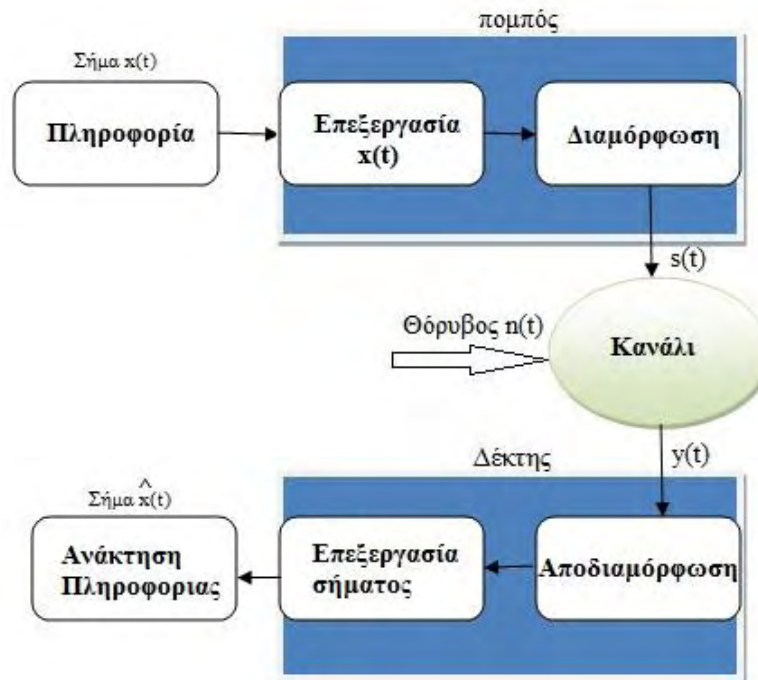
Σχήμα 1.1 Επαναχρησιμοποίηση συχνοτήτων σε κυψελωτό σύστημα [8].

Κυψελωτά Συστήματα 3^{ης} γενιάς – Τα συστήματα 3^{ης} γενιάς 3G αποσκοπούσαν στην παροχή υπηρεσιών πολυμέσων, όπως μετάδοση εικόνας και ήχου, με υψηλούς ρυθμούς μετάδοσης της τάξης των 2*Mbps*. Τα πρότυπα που εκπροσωπούν τη γενιά αυτή είναι το *UMTS*, το *CDMA2000* και το *NTT*.

Κυψελωτά Συστήματα 3,5^{ης} γενιάς – Εμφανίζονται με τη χρήση της τεχνολογίας *HSDPA* που αποσκοπούσε στην αύξηση της χωρητικότητας για τα δίκτυα 3G.

1.2 Δομή ασύρματου τηλεπικοινωνιακού συστήματος

Το βασικό δομικό διάγραμμα ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος έχει τη μορφή του σχήματος 1.2. Αναλόγως με την εφαρμογή (είτε ενσύρματη, είτε ασύρματη) το διάγραμμα είναι δυνατόν να μεταβάλλεται. Στο σύστημα αυτό, ο πομπός αποτελείται από ένα μετατροπέα της πληροφορίας από φυσική μορφή σε ηλεκτρική, έναν κωδικοποιητή της πληροφορίας, το διαμορφωτή, ο οποίος διαμορφώνει κάποιο χαρακτηριστικό ενός σήματος σύμφωνα με την πληροφορία, το κανάλι και τις κεραιές. Ο πομπός είναι υπεύθυνος για την προετοιμασία και τη διαμόρφωση του σήματος ώστε αυτό να είναι ανθεκτικό σε φθορές που προκαλούνται από το κανάλι. Το κανάλι είναι το ασύρματο μέσο μετάδοσης ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Τέλος, ο δέκτης περιλαμβάνει την κεραιά, τις γραμμές μεταφοράς, τον αποδιαμορφωτή, τον αποκωδικοποιητή και το μετατροπέα της πληροφορίας από ηλεκτρική σε φυσική μορφή και σκοπός του είναι η ανάκτηση του σήματος της πληροφορίας από τον τελικό χρήστη με όσο το δυνατόν μεγαλύτερη αξιοπιστία.

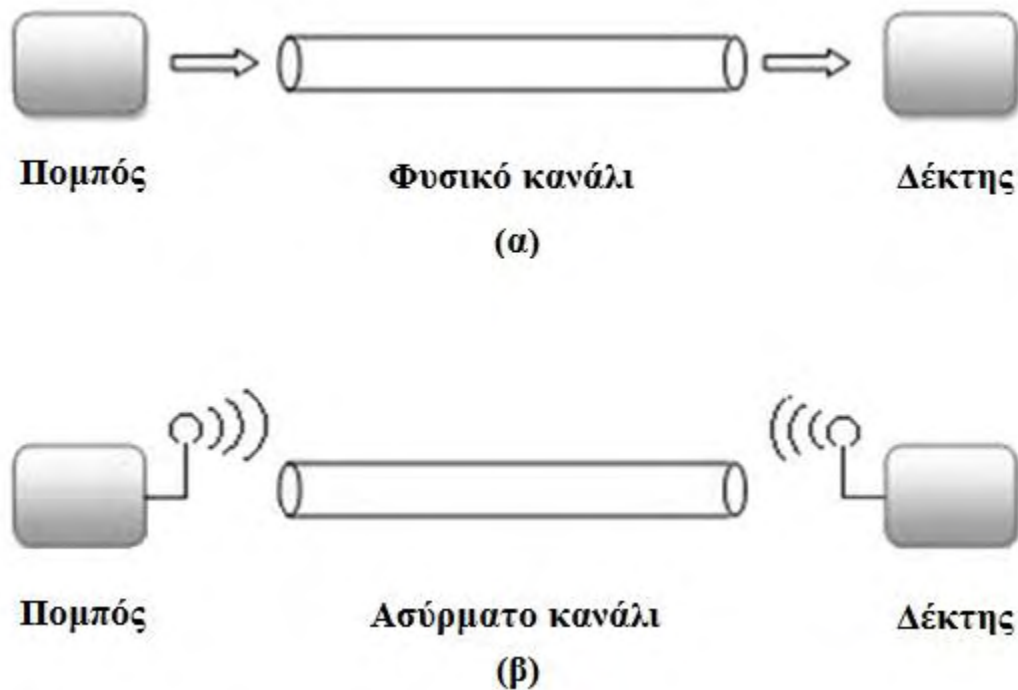


Σχήμα 1.2 Διάγραμμα τηλεπικοινωνιακού συστήματος [14].

1.3 Το ασύρματο κανάλι

Το ασύρματο κανάλι πραγματοποιεί τη μετάδοση πληροφορίας μεταξύ δύο απομακρυσμένων σημείων, του πομπός και του δέκτη. Ο πομπός μετασχηματίζει και κωδικοποιεί την προς μετάδοση πληροφορία, σε μια συγκεκριμένη μορφή, παράγοντας ηλεκτρομαγνητικά κύματα τα οποία μπορούν να μεταδοθούν από κάποιο τηλεπικοινωνιακό σύστημα μετάδοσης. Μετά τη μετάδοση του εκπεμπόμενου σήματος, ο δέκτης καλείται να μετατρέψει το σήμα που λαμβάνει σε μορφή κατανοητή στον προορισμό.

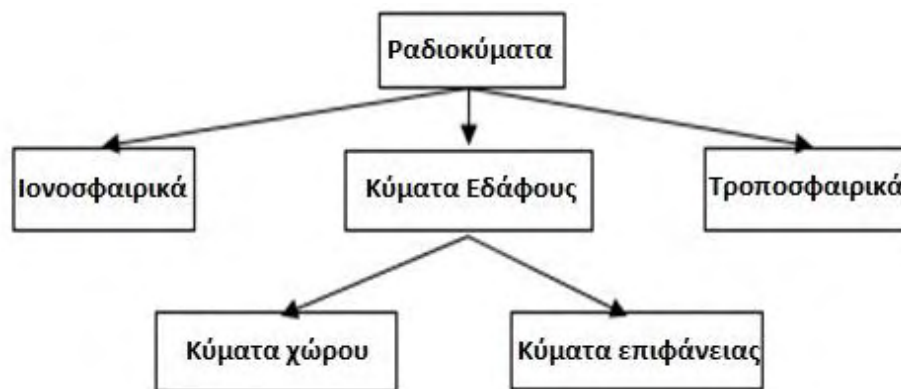
Είναι προφανές ότι η γνώση της συμπεριφοράς του καναλιού έχει σημαντική σημασία ώστε να ικανοποιούνται σε μεγάλο βαθμό οι απαιτήσεις επικοινωνίας στη σύγχρονη εποχή. Στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες ο πομπός και ο δέκτης επικοινωνούν ασύρματα μέσω ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων.



Σχήμα 1.3 (α) Φυσική μετάδοση απομακρυσμένων σημείων, (β) Ασύρματη μετάδοση.

1.4 Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων

Τα ασύρματα συστήματα επικοινωνίας, βασίζουν τις λειτουργίες τους στην χρήση ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Η διάδοση *ΗΜ* κυμάτων περιγράφεται σε σημαντικό βαθμό από τις εξισώσεις του Maxwell [1]. Ένα ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα, αποτελείται από δύο βασικά μέρη, τον πομπό και τον δέκτη, οι οποίοι έχουν εξοπλισθεί με κεραίες. Οι κεραίες είναι διατάξεις που χρησιμοποιούνται στις τηλεπικοινωνίες, οι οποίες μετατρέπουν την ηλεκτρική ενέργεια (ηλεκτρικό σήμα) σε ηλεκτρομαγνητική ενέργεια και αντίστροφα, δηλαδή μετατρέπεται σε μορφή κατάλληλη ώστε να διέλθει μέσα από το κανάλι, και έπειτα από τα ηλεκτρικά κυκλώματα του δέκτη. Είναι πολύ σημαντικό να υπάρχει επαρκής γνώση για τη συμπεριφορά του διαύλου. Ένας από τους παράγοντες που επηρεάζουν τη συμπεριφορά αυτή είναι η συχνότητα που χρησιμοποιείται για την διάδοση του *ΗΜ* κύματος η οποία κυμαίνεται μεταξύ εκατοντάδων *MHz* έως και λίγων *GHz*. Βασικός σκοπός είναι η καλύτερη αξιοποίηση του διατιθέμενου εύρους συχνοτήτων και οι μεγάλες ταχύτητες στη μετάδοση πληροφοριών.



Σχήμα 1.4 Κατηγορίες *ΗΜ* κυμάτων.

Ανάλογα με τους μηχανισμούς διάδοσης, τα *ΗΜ* κύματα διακρίνονται σε τρεις βασικές κατηγορίες. Τα ιονοσφαιρικά κύματα, τα τροποσφαιρικά κύματα και τα κύματα εδάφους. Η διάκριση αυτή των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων πραγματοποιείται με το εάν διαδίδονται στην ιονόσφαιρα, στην τροπόσφαιρα ή κοντά στην επιφάνεια της Γης.

1.5 Μηχανισμοί διάδοσης ΗΜ κυμάτων

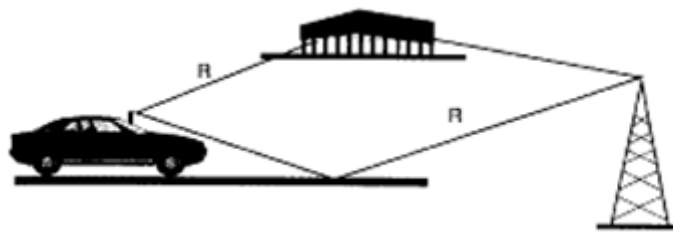
Η διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων εξαρτάται από διάφορους παράγοντες όπως το κλίμα, το γεωγραφικό ανάγλυφο της περιοχής και η περιοχή ραδιοσυχνοτήτων. Οι μηχανισμοί οι οποίοι βρίσκονται πίσω από τη διάδοση αυτή μπορούν να αποδοθούν στα φαινόμενα της ανάκλασης, της περίθλασης και της σκέδασης.

1.5.1 Γραμμή οπτικής επαφής (Line of sight)

Ο μηχανισμός της *οπτικής επαφής* αναφέρεται στη μετάδοση της ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας των ραδιοκυμάτων, η οποία πραγματοποιείται σε ευθεία γραμμή. Είναι ο πιο απλός μηχανισμός διάδοσης σε καλές καιρικές συνθήκες. Ωστόσο, τα ραδιοκύματα μπορούν να διαθλώνται ή να απορροφώνται είτε από την ατμόσφαιρα ή από υλικά εμπόδια [2].

1.5.2 Ανάκλαση

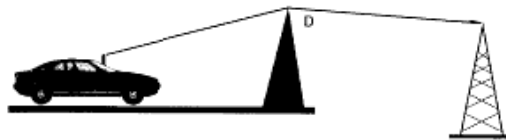
Οι τρεις βασικοί μηχανισμοί διάδοσης ΗΜ κυμάτων όταν υπάρχουν εμπόδια είναι η ανάκλαση, η περίθλαση και η σκέδαση. Το φαινόμενο της *ανάκλασης* (*reflection*) εμφανίζεται όταν ένα εκπεμπόμενο ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσκρούει σε κάποιο υλικό εμπόδιο μεγάλων διαστάσεων σε σχέση με το μήκος κύματος του εκπεμπόμενου σήματος. Το εκπεμπόμενο σήμα υφίσταται κάποιες μεταβολές και οδηγείται στη μετάδοση μέσω πολλαπλών διαδρομών. Οι μεταβολές αυτές, οι οποίες προέρχονται από πολυδύεση, είναι οι *ταχείες διαλείψεις* (*fast fading*) για τις οποίες θα αναφερθούμε αναλυτικά σε επόμενο κεφάλαιο.



Σχήμα 1.5 Ανάκλαση (R) [3].

1.5.3 Περίθλαση

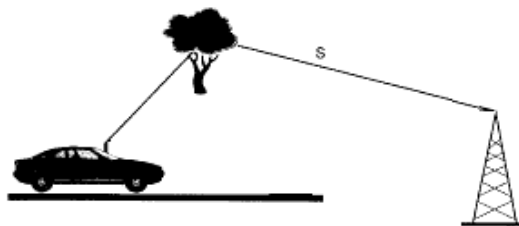
Το φαινόμενο της *περίθλασης* (*diffraction*) λαμβάνει χώρα όταν σε μία ζεύξη μεταξύ ενός πομπού και ενός δέκτη η ραδιοδιαδρομή μεταξύ τους εμποδίζεται από μία επιφάνεια η οποία έχει οξείες ανωμαλίες ή ακμές. Τα κύματα που απορρέουν από την επιφάνεια που παρεμβάλλεται συνεχίζουν να υπάρχουν στο χώρο ακόμα και πίσω από το εμπόδιο και οδηγούν σε κάμψη των κυμάτων γύρω από αυτό, ακόμα και στην περίπτωση που δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ του πομπού και του δέκτη. Σύμφωνα με την αρχή του Huggens παράγονται δευτερογενή κύματα που φθάνουν στο δέκτη ακόμα και όταν δεν υπάρχει οπτική επαφή πομπού και δέκτη [3].



Σχήμα 1.6 Περίθλαση (D) [3].

1.5.4 Σκέδαση

Το φαινόμενο της *σκέδασης* (*scattering*) εμφανίζεται όταν το μέσο της ραδιοδιαδρομής αποτελείται από αντικείμενα μικρών διαστάσεων συγκριτικά με το μήκος κύματος, ώστε το πλήθος των εμποδίων ανά μονάδα όγκου να είναι πολύ μεγάλο. Παράγοντες όπως τραχείες επιφάνειες, μικρά αντικείμενα ή άλλες ανωμαλίες προκαλούν τα σκεδασμένα κύματα. Σε πόλεις, παράγοντες όπως φυλλώματα δένδρων, οδικά σήματα, φανοστάτες, κλπ είναι υπαίτιοι για την εμφάνιση του εν λόγω φαινομένου.



Σχήμα 1.7 Σκέδαση (S) [3].

1.6 Θόρυβος

Σε ένα σύστημα επικοινωνιών ο θόρυβος είναι το σύνολο των ανεπιθύμητων πληροφοριών που συνοδεύουν το σήμα και υποβαθμίζουν την πληροφορία που μεταφέρεται. Στα ασύρματα συστήματα επικοινωνίας ο θόρυβος αποτελεί σημαντικό πρόβλημα καθώς έχει συνήθως τυχαία φύση, με συνέπεια να είναι δύσκολη η αντιμετώπισή του.

1.6.1 Είδη θορύβου

Ανάλογα με την πηγή προέλευσης ο θόρυβος κατατάσσεται σε *τεχνητό* ή *σε φυσικό* [4]. Ο τεχνητός θόρυβος οφείλεται σε διάφορες γειτονικές ηλεκτρικές συσκευές και η αντιμετώπιση του πραγματοποιείται με χρήση καταστολών θορύβου. Ο φυσικός θόρυβος οφείλεται σε φυσικά φαινόμενα και εμφανίζεται είτε ως *θερμικός* είτε ως *ατμοσφαιρικός θόρυβος*. Ο θερμικός θόρυβος έχει κυρίαρχη θέση σε συστήματα επικοινωνίας και οφείλεται στη θερμική κίνηση των ηλεκτρονίων σε έναν αγωγό, καθώς ο βαθμός της κίνησης τους είναι ανάλογος της απόλυτης τιμής της θερμοκρασίας του αγωγού. Ο ατμοσφαιρικός θόρυβος οφείλεται στο θόρυβο που δημιουργείται από την ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία του ηλίου και των γαλαξιακών πηγών. Στις ασύρματες τηλεπικοινωνίες το είδος του θορύβου αυτού έχει σημαντική επίδραση και συνήθως αντιμετωπίζεται με κατάλληλο προσανατολισμό της κεραίας του δέκτη, έτσι ώστε να αποφεύγονται οι πηγές της κοσμικής ακτινοβολίας.

Παράμετροι της περιγραφής θορύβου:

Η μέτρηση δύο κύριων παραμέτρων, του λόγου σήματος προς θόρυβο και της φασματικής πυκνότητας ισχύος, βοηθούν σημαντικά στην περιγραφή του μεγέθους επίδρασης του θορύβου στην επίδοση των σύγχρονων επικοινωνιακών συστημάτων.

➤ **Η μέση ισχύς σήματος:** Έστω το σήμα $x(t)$ ως η τάση στα άκρα μιας αντίστασης $R = 1 \text{ Ohm}$, τότε η στιγμιαία ισχύς $P(t)$ από τη φυσική, θα είναι:

$$P(t) = \frac{x^2(t)}{R} = x^2(t) \quad (1.1)$$

Έστω η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας pdf, του σήματος $x(t)$, τότε η μέση ισχύς P_x του σήματος θα είναι:

$$P_x = E[x^2(t)] = \int_{-\infty}^{\infty} x^2 p_{df_x}(x) dx \quad (1.2)$$

Οπού ως $E[.]$ συμβολίζεται η μέση τιμή.

➤ **Ο λόγος σήματος προς θόρυβο:** Το πηλίκο της μέσης ισχύος του σήματος, S , προς την μέση ισχύ του αντίστοιχου θορύβου, N , αποτελεί τον λόγο σήματος προς θόρυβο (SNR). Εκφράζεται συνήθως σε dB .

$$SNR = 10 \log_{10} \left(\frac{S}{N} \right) \quad (1.3)$$

➤ **Η πυκνότητα φασματικής ισχύος:** Αρχικά να αναφέρουμε την έννοια αυτοσυσχέτισης, $R_{xx}(\tau)$, ενός σήματος $x(t)$, που ορίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$R_{xx}(\tau) = E[x(t)x(t+\tau)] \quad (1.4)$$

Τελικά, σε ένα σήμα $x(t)$, η πυκνότητα φασματικής ισχύος $S_{xx}(f)$, η οποία χρησιμοποιείται για να περιγράψει την κατανομή της ισχύος του θορύβου στις διάφορες συχνότητες, ορίζεται ως ο μετασχηματισμός Fourier της συνάρτησης αυτοσυσχέτισης $R_{xx}(\tau)$, ως εξής:

$$S_{xx}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_{xx}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} dt \quad (1.5)$$

1.6.2 Λευκός θόρυβος

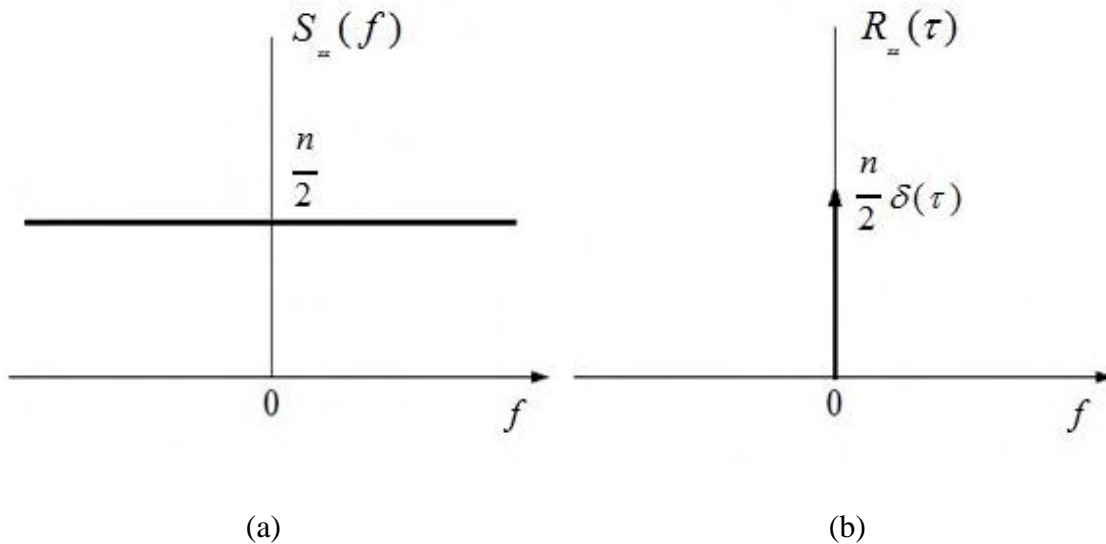
Με την έννοια λευκός θόρυβος $n(t)$, αναφερόμαστε σε ένα σήμα του οποίου η $S_{xx}(f)$ παραμένει σταθερή για κάθε συχνότητα και ορίζεται ως εξής:

$$S_{xx}(f) = \frac{\eta}{2}, \forall f \quad (1.6)$$

Όπου ο παράγοντας 2 υποδηλώνει την αμφίπλευρη αναπαράσταση φάσματος, επίσης $\eta = kT$ όπου σε θερμοκρασία δωματίου ($T = 290^\circ$) το η ισούται με $10^{-21} W / Hz$.

Ιδιότητες λευκού θορύβου :

- Αποτελεί τυχαία διαδικασία με άπειρη ισχύ.
- Ανεξάρτητα απο το αν ακολουθεί Gaussian συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας ή όχι στην έξοδο ενός γραμμικού φίλτρου με απόκριση συχνότητας $\int_{-\infty}^{\infty} |H(f)|^2 df < \infty$ λαμβάνεται μία στάσιμη διαδικασία θορύβου με μέση τιμή μηδενική, μία ιδιότητα ιδιαίτερα χρήσιμη για τη μελέτη τηλεπικοινωνιακών συστημάτων.
- Δύο δείγματα λευκού θορύβου είναι μεταξύ τους ασυσχέτιστα.
- Ο λευκός θόρυβος διακρίνεται απο τον Gaussian θόρυβο. Οι δύο παραπάνω έννοιες είναι ξεχωριστές αλλά μπορεί να συνυπάρχουν. Μία διαδικασία λευκού θορύβου η οποία είναι και Gaussian, καλείται λευκός *Gaussian θόρυβος* (White Gaussian noise-WGN), όπου όταν προστίθεται σε ένα σύστημα τηλεπικοινωνιών είναι γνωστός ως *προσθετικός λευκός Gaussian θόρυβος* (Additive White Gaussian noise-AWGN).



Σχήμα 1.8 (a) Φασματική πυκνότητα ισχύος, (b) Συνάρτηση αυτοσυσχέτισης λευκού θορύβου

όπου $\delta(\tau)$ είναι η μοναδιαία κρουστική συνάρτηση ή αλλιώς η συνάρτηση Δέλτα [4].

1.7 Παρεμβολές

Σε ένα ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα, τα φαινόμενα των παρεμβολών κάνουν την εμφάνισή τους υποβαθμίζοντας τις επιδόσεις του είτε προκαλώντας ακόμα και ολική διακοπή της λειτουργίας του. Για τη μέτρηση της επίδοσης ενός τηλεπικοινωνιακού συστήματος, εκτός από το ωφέλιμο σήμα στην κεραία του δέκτη θα πρέπει να λάβουμε υπόψη, τόσο την επίδραση του λευκού προσθετικού θορύβου, όσο και την επίδραση των παρεμβολών [5].

Οι παρεμβολές συνήθως οφείλονται στην εκπομπή σημάτων ή ακτινοβολιών, είτε από άλλα συστήματα επικοινωνιών είτε από μηχανήματα, και αποτελούν ένα βασικό περιοριστικό παράγοντα στην απόδοση των κυψελωτών συστημάτων ραδιοεπικοινωνιών. Οι σημαντικότεροι τύποι παρεμβολών είναι η ομοκαναλική παρεμβολή (co-channel interference) και η παρεμβολή γειτονικού διαύλου (adjacent channel interference). Οι δύο παραπάνω τύποι εμφανίζονται στο ίδιο το κυψελοειδές σύστημα και είναι πολύ δύσκολο να ελεγχθούν στην πράξη.

Η **ομοκαναλική παρεμβολή** παρατηρείται όταν το ίδιο το κανάλι (περιοχή συχνοτήτων – χρονοθυρίδα – κώδικας) ανατίθεται σε γειτονικές κυψέλες.

Παρεμβολή γειτονικού διαύλου έχουμε όταν γειτονικά κανάλια αντιτίθενται στην ίδια κυψέλη ή σε γειτονικές. Η παρεμβολή ACI μπορεί να προκληθεί είτε από ανεπαρκές φιλτράρισμα είτε από ανεπιθύμητα προϊόντα διαμόρφωσης σε συστήματα πολλαπλής πρόσβασης με διαίρεση συχνότητας (FDMA) [6]. Τέτοιου είδους παρεμβολές είναι δυνατόν να αντιμετωπιστούν περιορίζοντας το εύρος του φάσματος με κατάλληλα φίλτρα.

2

Απώλειες διαδρομής και διαλείψεις

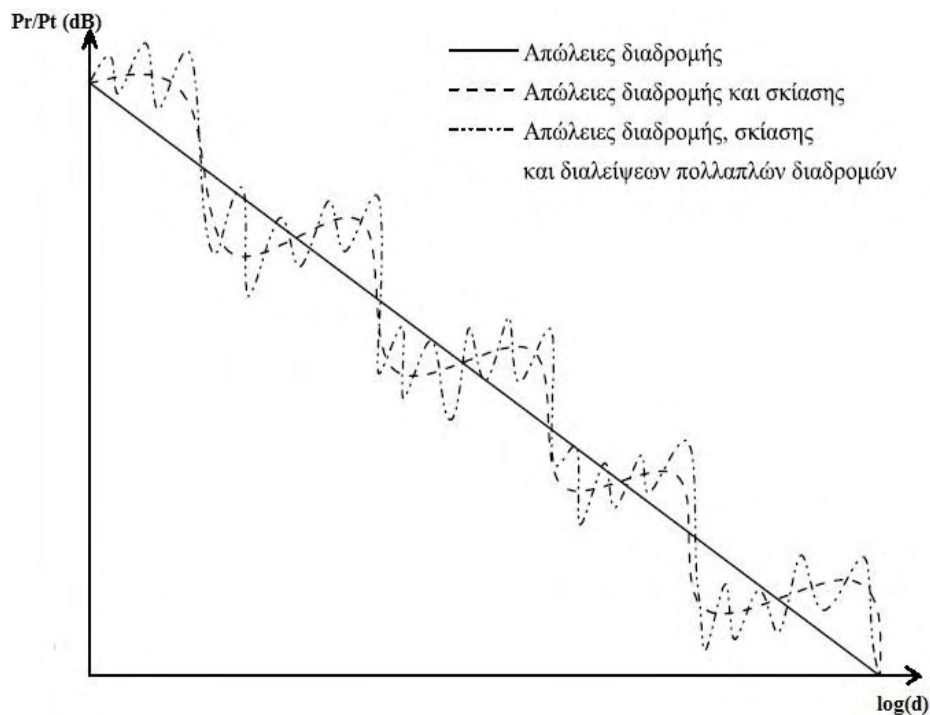
2. Εισαγωγή

Στο προηγούμενο κεφάλαιο έγινε γνωστό ότι η διάδοση των ΗΜ κυμάτων διέπεται από τους μηχανισμούς της ανάκλασης, της περίθλασης και της σκέδασης. Στα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών είναι ανάγκη να διακρίνουμε τρία επιμέρους φαινόμενα, σαν αποτέλεσμα των παραπάνω, που επηρεάζουν την ηλεκτρομαγνητική διάδοση, τα οποία είναι οι απώλειες διάδοσης και τα φαινόμενα διαλείψεων μικρής και μεγάλης κλίμακας. Το κεφάλαιο αυτό αποτελεί το θεωρητικό υπόβαθρο της διατριβής αυτής, στο οποίο θα επικεντρωθούμε στην ανάλυση των φαινομένων διαλείψεων, όπου είναι οι *Διαλείψεις Μεγάλης Κλίμακας (ΔΜΕΚ)* – φαινόμενα σκίασης και οι *Διαλείψεις Μικρής Κλίμακας (ΔΜΙΚ)*. Για τις ΔΜΕΚ και ΔΜΙΚ θα παρουσιαστούν και θα αναλυθούν πολύ γνωστές στατιστικές κατανομές οι οποίες θεωρούνται κατάλληλες για τη μοντελοποίησή τους.

2.1 Απώλειες διαδρομής

2.1.1 Γενικό μοντέλο απωλειών διάδοσης

Ένα ΗΜ κύμα υπόκειται σε απώλειες της ισχύος του κατά την διάδοσή του. Μία ολοκληρωμένη μελέτη των απωλειών αυτών θα μπορούσε να πραγματοποιηθεί εφαρμόζοντας τις εξισώσεις του Maxwell [1]. Ωστόσο το εγχείρημα αυτό θα ήταν εξαιρετικά δύσκολο καθώς προκύπτουν περίπλοκοι υπολογισμοί και ορισμένες φορές εμφανίζεται η αναγκαιότητα παραμέτρων, οι οποίες δεν είναι διαθέσιμες. Δύο γνωστές τεχνικές που εφαρμόζονται ώστε να ξεπεραστούν τα περίπλοκα προβλήματα υπολογισμών είναι η *τεχνική αντιγράφων ακτινών* και η χρήση του μοντέλου ελεύθερου χώρου. Στην πρώτη η διάδοση μεταξύ πομπού και δέκτη περιγράφεται ως μια απευθείας διαδρομή και ως μια ανακλώμενη. Στη δεύτερη τεχνική χρησιμοποιείται το μοντέλο διάδοσης σε ελεύθερο χώρο ώστε να υπολογιστεί η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος όταν ο πομπός και ο δέκτης έχουν καθαρή οπτική επαφή.



Σχήμα 2.1 Εξάρτηση των απωλειών διάδοσης, της σκίασης και των απωλειών μικρής κλίμακας από το μήκος μιας ζεύξης [7].

Στην παρούσα ενότητα αναλύεται ένα γενικό μοντέλο απωλειών διάδοσης για την πρόβλεψη της απόσβεσης σε ασύρματους διαύλους. Στο μοντέλο αυτό, η ισχύς λήψης P_r συνδέεται με την ισχύ εκπομπής P_t σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$P_r(d) = P_t k \left(\frac{d_0}{d} \right)^\gamma \quad (2.1)$$

Η απώλεια διάδοσης σύμφωνα με την (2.1) σχέση σε dB:

$$L(dB) = 10 \log \left(\frac{P_r}{P_t} \right) = k(dB) - 10\gamma \log \left(\frac{d}{d_0} \right) \quad (2.2)$$

όπου d_0 είναι η απόσταση πομπού δέκτη, k σταθερά όπου εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά της κεραίας και γ ο εκθέτης απωλειών.

Περιβάλλον	Εκθέτης απωλειών γ
Αστικές μακροκυψέλες	3.7-6.5
Αστικές μικροκυψέλες	2.7-3.5
Γραφεία στον ίδιο όροφο	1.6-3.5
Γραφεία σε διαφορετικο όροφο	2.6
Κατάστημα	1.8-2.2
Εργοστάσιο	1.6-3.3
Οικία	3

Πίνακας 2.1: Τυπικές τιμές του εκθέτη γ [7].

Ο εκθέτης απωλειών εξαρτάται από το περιβάλλον διάδοσης. Για διάδοση σε ελεύθερο χώρο (LOS) $\gamma = 2$. Για διάδοση υπό συνθήκες μη-οπτικής επαφής (NLOS) υπολογίζεται μέσω του ελάχιστου μέσου τετραγωνικού σφάλματος [7]. Στον Πίνακα 2.1 βλέπουμε τα όρια των τιμών του εκθέτη απωλειών γ , σε μία ασύρματη ζεύξη.

2.1.2 Εμπειρικά μοντέλα διάδοσης για εξασθένιση σε περιβάλλοντα εξωτερικού χώρου

Στα συστήματα ασύρματης μετάδοσης για την πρόβλεψη της ισχύος του σήματος σε περιβάλλοντα εξωτερικού χώρου έχουν προταθεί διάφορα εμπειρικά μοντέλα διάδοσης και εξασθένισης, όπως το μοντέλο Longley Rice, Okumura, Hata, Egli, και το Cost 231. Τα τέσσερα τελευταία είναι μοντέλα διάδοσης ειδικά για τα κυψελωτά συστήματα και απαιτούν μία ελάχιστη απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη και ένα ελάχιστο ύψος των κεραιών ώστε να μην εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό η εξασθένιση από τη μορφολογία του εδάφους.

❖ Μοντέλο Longley Rice:

Το μοντέλο Longley Rice έχει εφαρμογή σε συστήματα επικοινωνίας σημείου προς σημείο και εφαρμόζεται για να προβλέψει εξασθένιση διάδοσης στην περιοχή συχνοτήτων από 40MHz έως 100MHz , για διάφορες μορφολογίες εδάφους. Για τον υπολογισμό της μέσης απώλειας εξασθένισης λαμβάνονται υπ' όψιν παράγοντες όπως η γεωμετρία της μορφολογίας του εδάφους και η διαθλαστικότητα της τροπόσφαιρας.

❖ Μοντέλο Okumura:

Ένα από τα ευρύτερα διαδεδομένα μοντέλα πρόβλεψης σήματος σε αστικές περιοχές είναι το μοντέλο Okumura. Οι τιμές των συχνοτήτων που εφαρμόζεται το μοντέλο αυτό είναι μεταξύ 150MHz και 1920MHz (συχνά επεκτείνεται έως 3000MHz) και των αποστάσεων από 1Km έως 100Km . Η χρήση του εν λόγω μοντέλου πραγματοποιείται για ύψη κεραιών από 30m έως και 1Km .

❖ Μοντέλο Hata:

Το μοντέλο Hata χρησιμοποιείται στις περιοχές συχνοτήτων 150MHz έως 1500MHz και αποτελεί μια εμπειρική διατύπωση των πειραματικών δεδομένων για απώλειες διαδρομής που παρέχει ο Okumura.

❖ **Μοντέλο Egli:**

Το μοντέλο Egli χρησιμοποιείται για συχνότητες μεταξύ 90MHz έως 1000MHz , πάνω από ανώμαλο έδαφος (λόφους μέσου ύψους 15m), αλλά όχι με ψηλά φυσικά εμπόδια. Η παρατήρηση του Egli ήταν ότι η μέση λαμβανόμενη ισχύς του σήματος είναι αντιστρόφως ανάλογη της τέταρτης δύναμης της απόστασης από τον πομπό. Το μοντέλο Egli βασίζεται στην εξίσωση διάδοσης επίπεδης επιφάνειας.

❖ **Μοντέλο Cost 231-Hata:**

Το μοντέλο Cost 231-Hata αποτελεί μια εξέλιξη του μοντέλου Hata και βρίσκει εφαρμογή για συχνότητες μεταξύ 1500MHz έως 2000MHz . Το Cost 231-Hata εφαρμόζεται αποκλειστικά σε μακροκυψέλες, για περιπτώσεις όπου η κεραία του σταθμού βάσης είναι πάνω από της στέγες σπιτιών.

Μία εξέλιξη του μοντέλου Cost 231, είναι το μοντέλο Cost 231-Walfisch-Ikegami το οποίο με συγκεκριμένες προσθήκες στο προηγούμενο μοντέλο βρίσκει εφαρμογή σε μεγάλες ευρωπαϊκές πόλεις. Οι παράγοντες που λαμβάνει υπ' όψιν είναι τα ύψη των κτηρίων μεταξύ πομπού και δέκτη, το πλάτος των δρόμων, η απόσταση μεταξύ των κτηρίων και η κατεύθυνση των κτηρίων μεταξύ της απευθείας σύνδεσης του πομπού και του δέκτη.

2.1.3 Εμπειρικά μοντέλα διάδοσης για εξασθένιση σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου

Η μετάδοση στα περιβάλλοντα εσωτερικών χώρων μπορεί να πραγματοποιηθεί με δύο κεραίες, του πομπού και δέκτη. Ωστόσο, εξαιτίας της μικρότερης απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη ο ραδιοδιάυλος διαφέρει σημαντικά απ' ότι σε εξωτερικούς χώρους. Ορισμένα μοντέλα που έχουν προταθεί για τον υπολογισμό της μέσης τιμής των απωλειών διάδοσης σε εσωτερικούς χώρους είναι το μοντέλο απλής κλίσης, το Keenan-Motley, το Cost 231-MWM και το απλό γραμμικό μοντέλο (βλέπε πίνακα 2.2).

Μοντέλο διάδοσης	Γενικός τύπος
Απλής κλίσης	$PL(d) = PL(d_0) + 10n \log(d)$ (2.3)
Keenan-Motley	$PL(d) = PL(d_0) + 10n \log_{10} d + \sum_{i=1}^I k_{fi} L_{fi} + \sum_{j=1}^J k_{wj} L_{wj}$ (2.4)
Cost 231-MWM	$PL(d) = L_{FS}(d) + L_c + \sum_{i=1}^I k_{wi} L_{wi} + k_f \left[\frac{k_f + 2}{k_f + 1} - b \right] L_f$ (2.5)
Απλό γραμμικό μοντέλο	$PL(d) = L_{FS}(d) + ad$ (2.6)

Πίνακας 2.2: Γενικοί τύποι Εμπειρικών μοντέλων διάδοσης για εξασθένιση σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου.

2.2 Διαλείψεις Μεγάλης κλίμακας – Σκίαση

Κατά μήκος μιας διαδρομής διάδοσης, η ύπαρξη σκεδαστών - εμποδίων στην ευθεία που συνδέει πομπό και δέκτη, προκαλεί διακυμάνσεις στην ισχύ του σήματος. Στην παρούσα ενότητα μελετούνται οι διαταραχές αυτές, οι οποίες θα δούμε παρακάτω ότι υπόκεινται σε τυχαία μεταβολή. Τα βασικά χαρακτηριστικά των εμποδίων που παρεμβάλλονται στην διαδρομή είναι η θέση τους, το μέγεθός τους, οι διηλεκτρικές τους ιδιότητες καθώς και οι μεταβολές των επιφανειών ανάκλασης και θέσης των σκεδαστών, όπου είναι γενικά άγνωστες τιμές. Είναι φανερό ότι εξαιτίας των χαρακτηριστικών των εμποδίων τα φαινόμενα των διακυμάνσεων εμφανίζεται τυχαία.

Στο σχήμα 2.1 παρατηρούμε τα φαινόμενα των διαλείψεων μικρής και μεγάλης κλίμακας σε ένα ασύρματο τηλεπικοινωνιακό σύστημα. Συγκεκριμένα βλέπουμε τις διακυμάνσεις της λαμβανόμενης ισχύς όταν η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη αυξάνεται (απόσταση πομπού – δέκτη σε μέτρα, λαμβανόμενη ισχύς σε dBm).

➤ Φαινόμενο της Σκίασης

Σε ένα ασύρματο περιβάλλον επικοινωνιών, η στατιστική περιγραφή του μηχανισμού των διακυμάνσεων που οφείλονται στους παράγοντες που αναφέρθηκαν πιο πάνω, είναι γνωστή υπό τον όρο σκίαση – shadowing. Συγκεκριμένα, οι διακυμάνσεις ενός εκπεμπόμενου ραδιοσήματος που υπόκειται στο φαινόμενο της σκίασης μεταβάλλονται αργά. Οι διακυμάνσεις αυτές, από τις οποίες προκύπτει η μέση απώλεια διάδοσης, αφορούν μεγάλες αποστάσεις (από 100m έως μερικά Km) και οφείλουν την εμφάνισή τους στην παρεμπόδιση από μεγάλα αντικείμενα μεταξύ πομπού και δέκτη όπως κτήρια, δένδρα ή το ανάγλυφο του εδάφους. Το πιο διαδεδομένο μοντέλο για τη στατιστική περιγραφή του μηχανισμού τέτοιων διαταραχών είναι η κατανομή Lognormal. Έπειτα από εμπειρικές μελέτες, είναι κοινώς αποδεκτό, ότι το εν λόγω μοντέλο περιγράφει ικανοποιητικά τις διακυμάνσεις που λαμβάνονται, τόσο για εσωτερικά όσο για εξωτερικά περιβάλλοντα διάδοσης.

Ο λόγος της εκπεμπόμενης ισχύος προς την λαμβανόμενη, σύμφωνα με το μοντέλο Lognormal, δίνεται από την σχέση $\psi = P_t/P_r$ και είναι τυχαία μεταβλητή που ακολουθεί κατανομή με pdf (*probability density function*), σύμφωνα με την παρακάτω σχέση :

$$P_\psi(\psi) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi dB}\psi} \exp\left[-\frac{(10\log\psi - \mu_{\psi dB})^2}{2\sigma_{\psi dB}^2}\right], \psi > 0 \quad (2.7)$$

όπου $\xi = 10/\ln 10$ και $\mu_{\psi dB}$ και $\sigma_{\psi dB}$ η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση της μεταβλητής $\psi_{dB} = 10\log\psi$ σε dB. Για τον υπολογισμό της μέσης τιμής πραγματοποιούνται είτε μετρήσεις είτε εφαρμόζεται ένα κατάλληλο εμπειρικό μοντέλο. Η μέση τιμή μ_ψ της τυχαίας μεταβλητής ψ , αντιπροσωπεύει το γραμμικό μέσο κέρδος της ζεύξης και συνδέεται με την μέση τιμή $\mu_{\psi dB}$ της τυχαίας μεταβλητής ψ_{dB} σύμφωνα με την παρακάτω σχέση [7].

$$\mu_\psi = E[\psi] = \exp\left[\frac{\mu_{\psi dB}}{\xi} + \frac{\sigma_{\psi dB}^2}{2\xi^2}\right] \quad (2.8)$$

ή

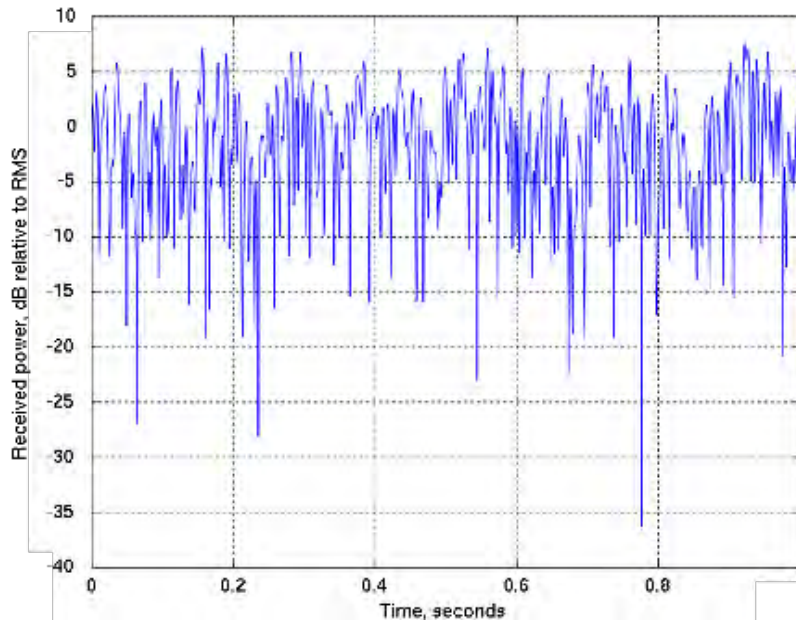
$$10\log \mu_{\psi} = \mu_{\psi dB} + \frac{\sigma_{\psi dB}^2}{2\xi}$$

Οι μεταβλητές $\mu_{\psi dB}$ και $\sigma_{\psi dB}$ χαρακτηρίζουν πλήρως την λογαριθμοκανονική κατανομή για την περιγραφή του φαινομένου της σκίασης. Οι μεταβλητές αυτές προκύπτουν είτε από μετρήσεις είτε από την χρήση ενός κατάλληλου εμπειρικού μοντέλου. Στην πρώτη περίπτωση τίθεται το ερώτημα εάν είναι ορθότερο να υπολογισθούν από τις γραμμικές είτε από τις λογαριθμικές (dB) τιμές των μετρήσεων. Γενικά, είναι προτιμότερο να χρησιμοποιείται υπολογισμός σε dB εφόσον και οι μετρήσεις έχουν υπολογισθεί σε dB [7]. Στα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα εξωτερικού χώρου οι τιμές της τυπικής απόκλισης $\sigma_{\psi dB}$ κυμαίνονται μεταξύ $4dB$ και $13dB$ ενώ η αντίστοιχη μέση απόσβεση $\mu_{\psi dB}$ εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος διάδοσης και μεταβάλλεται με την απόσταση [7].

2.3 Διαλείψεις Μικρής κλίμακας

Οι ταχείες μεταβολές που εμφανίζονται στο πλάτος, τη φάση και τη συχνότητα ενός εκπεμπόμενου σήματος, σε μικρές αποστάσεις ή σε μικρά χρονικά διαστήματα, είναι γνωστές ως διαλείψεις μικρής κλίμακας (small scale fading). Το περιβάλλον διάδοσης, η συχνότητα λειτουργίας και τα χαρακτηριστικά των σημάτων είναι οι βασικοί παράγοντες που προκαλούν τις διαλείψεις. Υπάρχουν πολλοί μηχανισμοί που επηρεάζουν τις διαλείψεις μικρής κλίμακας σε ένα τηλεπικοινωνιακό σύστημα ασύρματης διάδοσης. Οι σημαντικότεροι είναι οι παρακάτω:

- ❖ **Πολυδιαδρομική διάδοση** – Σε ένα ασύρματο περιβάλλον διάδοσης, η ύπαρξη σκεδαστών, όπως έχει αναφερθεί σε προηγούμενη ενότητα, έχει σαν αποτέλεσμα τη δημιουργία πολλαπλών διαύλων μετάδοσης του εκπεμπόμενου σήματος, τους οποίους λαμβάνει η κεραία λήψης σε διαφορετικές χρονικές στιγμές και δια μέσω διαφορετικών διαδρομών. Οι διαλείψεις προκαλούνται από την ανακατασκευή του αρχικού σήματος στον δέκτη από τα διάφορα κύματα πολλαπλών διαδρομών, τα οποία χαρακτηρίζονται από τυχαίες φάσεις και πλάτη.



Σχήμα 2.2 Πλάτος διαλείψεων Rayleigh [13].

- ❖ **Κίνηση των τερματικών** – Η τυχαία μεταβολή της συχνότητας που επιφέρει η συνεχής κίνηση μεταξύ του σταθμού βάσης και ενός χρήστη, σε ένα ασύρματο περιβάλλον, οφείλεται στις διαφορετικές μετατοπίσεις Doppler των πολυδιαδρομικών κυμάτων. Η μετατόπιση αυτή είναι είτε θετική είτε αρνητική, ανάλογα με την κίνηση του χρήστη, δηλαδή με το αν πλησιάζει ή αν απομακρύνεται από το σταθμό βάσης.
- ❖ **Κίνηση των σκεδαστών του περιβάλλοντος** – Στα συστήματα ευρυζωνικής ασύρματης πρόσβασης (BWA) τις περισσότερες φορές ο χρήστης είναι σταθερός. Σε ένα τέτοιο σύστημα οι διαλείψεις εμφανίζονται εξαιτίας της κίνησης των εμποδίων. Όταν υπάρχουν στο περιβάλλον διάδοσης εμπόδια που κινούνται, τα κύματα πολλαπλής διαδρομής υφίστανται μετατοπίσεις Doppler οι οποίες μεταβάλλονται κατά τυχαίο τρόπο.

Γενικά, οι πολλαπλές διαδρομές παρουσιάζονται εξαιτίας της ιονοσφαιρικής σκέδασης, πολλαπλών ανακλάσεων, διαφορετικών διαδρομών σε περιοχή εσωτερικού χώρου και διαφορετικών ανακλάσεων – σκεδάσεων σε περιοχή εξωτερικού χώρου. Το ασύρματο κανάλι είναι δυνατόν να μοντελοποιηθεί σαν ένα γραμμικό φίλτρο με χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση όπου η χρονική μεταβολή οφείλεται στο χώρο [9]. Η φύση του καναλιού προκαλεί τη χρονική εξάπλωση των πολυδιαδρομικών

συνιστωσών καθώς και τη χρονική διασπορά. Οι μηχανισμοί αυτοί επηρεάζουν το εκπεμπόμενο σήμα έτσι, ώστε να εμφανίζονται διαφορετικά είδη διαλείψεων ανάλογα με τις παραμέτρους του σήματος (εύρος ζώνης, περίοδος συμβόλου) και τα χαρακτηριστικά του καναλιού (εξάπλωση καθυστέρησης, εξάπλωση Doppler). Διακρίνονται δύο βασικές κατηγορίες διαλείψεων. Η πρώτη είναι οι διαλείψεις λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης και η δεύτερη είναι οι διαλείψεις λόγω διασποράς Doppler.

Διαλείψεις λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης - Διακρίνονται σε δύο επιμέρους κατηγορίες, τις συχνοεπίλεκτες διαλείψεις και τις επίπεδες διαλείψεις.

- ❖ **Συχνοεπίλεκτες διαλείψεις** – Το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος είναι μεγαλύτερο από το εύρος ζώνης του καναλιού.
- ❖ **Επίπεδες διαλείψεις** – Το εύρος ζώνης του εκπεμπόμενου σήματος είναι μικρότερο από το εύρος ζώνης του διαύλου, ενώ η διάρκεια συμβόλου είναι μεγαλύτερη από τη διασπορά.

Διαλείψεις λόγω διασποράς Doppler – Διακρίνονται σε δύο επιμέρους κατηγορίες στις ταχείες διαλείψεις και στις αργές διαλείψεις.

- ❖ **Ταχείες διαλείψεις** – Στην περίπτωση αυτή εμφανίζεται υψηλή διασπορά Doppler, ο χρόνος συνοχής είναι μικρότερος από την διάρκεια συμβόλου και ο ρυθμός μεταβολής του διαύλου είναι ταχύτερος του ρυθμού μεταβολής του σήματος.
- ❖ **Αργές διαλείψεις** – Αντίθετα με τις ταχείες διαλείψεις, στην προκειμένη περίπτωση εμφανίζεται χαμηλή διασπορά Doppler, ο χρόνος συνοχής είναι μεγαλύτερος από την διάρκεια συμβόλου και επίσης ο ρυθμός μεταβολής του σήματος είναι ταχύτερος από το ρυθμό μεταβολής του διαύλου.

2.4 Μοντελοποίηση διαλείψεων μεγάλης κλίμακας - Σκίασης

Όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενη ενότητα, έχει αποδειχθεί ότι η κατανομή Lognormal μοντελοποιεί ικανοποιητικά το φαινόμενο της σκίασης. Η απόδοση ενός συστήματος ραδιοδιάδοσης εξαρτάται αποκλειστικά από τη σκίαση εάν εξάγεται από το

δέκτη ο μέσος όρος των γρήγορων διαλείψεων πολλαπλής διαδρομής ή εάν με τη χρήση ενός αποδοτικού συστήματος διαφορισμού σε μικρή κλίμακα, ελαχιστοποιηθεί το αποτέλεσμα των διαλείψεων αυτών.

2.4.1 Κατανομή Lognormal

Στη θεωρία πιθανοτήτων, η κατανομή Lognormal είναι μια συνεχής κατανομή πιθανοτήτων, μιας τυχαίας μεταβλητής της οποίας ο λογάριθμος έχει κανονική κατανομή [10]. Για παράδειγμα εάν μια τυχαία μεταβλητή Z έχει κανονική κατανομή, τότε η μεταβλητή $W = e^Z$ έχει κατανομή Lognormal. Ομοίως, αν η W κατανέμεται λογαριθμοκανονικά, τότε η $Z = \log W$ έχει κανονική κατανομή. Μία μεταβλητή μπορεί να μοντελοποιηθεί λογαριθμοκανονικά, εφόσον μπορεί να θεωρηθεί ως το πολλαπλάσιο προϊόν πολλών ανεξάρτητων τυχαίων μεταβλητών, κάθε μία από τις οποίες έχει θετική τιμή. Στα ασύρματα συστήματα τηλεπικοινωνιών η εξασθένιση που προκαλείται από την σκίαση, η οποία οφείλεται σε τυχαία εμπόδια, συχνά θεωρείται ότι έχει κατανομή lognormal [10].

Μέση τιμή και τυπική απόκλιση – Οι παράμετροι που συναντάμε σε μια λογοριθμοκανονική κατανομή ως μ και σ είναι η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση αντίστοιχα. Σε μια μη-λογαριθμική κλίμακα, οι μ και σ μπορούν να ονομαστούν ως παράμετρος θέσης και παράμετρος κλίμακας αντίστοιχα [10].

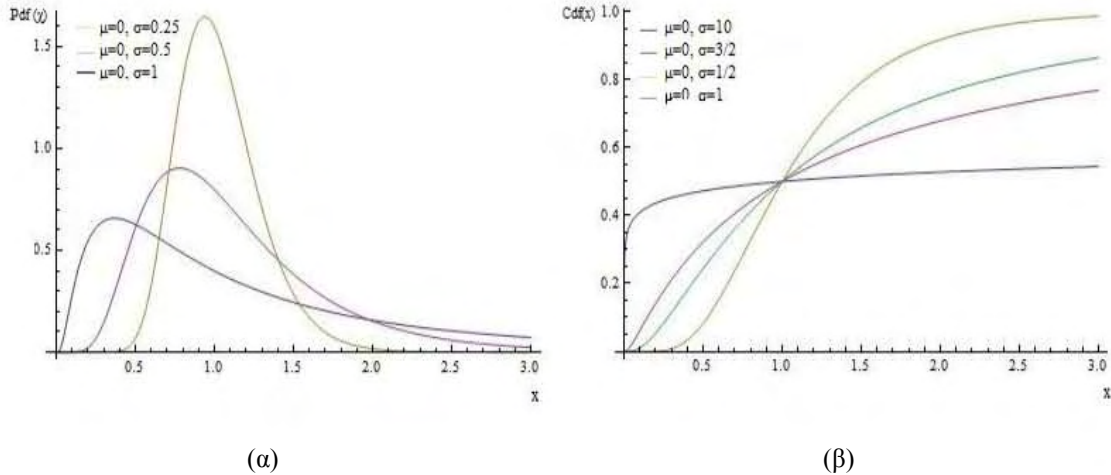
Συνάρτηση Πυκνότητας πιθανότητας (pdf) – Η pdf έχει τον παρακάτω τύπο:

$$f_x(x; \mu, \sigma) = \frac{1}{x\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(\ln x - \mu)^2}{2\sigma^2}}, x > 0 \quad (2.9)$$

Αθροιστική συνάρτηση κατανομής (cdf) – Η cdf έχει τον παρακάτω τύπο:

$$F_x(x; \mu, \sigma) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(-\frac{\ln x - \mu}{\sigma\sqrt{2}}\right) = \Phi\left(\frac{\ln x - \mu}{\sigma}\right) \quad (2.10)$$

Όπου η $\operatorname{erfc}(\cdot)$ είναι η συμπληρωματική συνάρτηση σφάλματος και η Φ είναι η τυπική κανονική cdf.



Σχήμα 2.3 (α) Συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας, (β) Αθροιστική συνάρτηση κατανομής, Lognormal [16].

2.4.2 Κατανομή Γάμμα (Γ)

Η ανάγκη για αναζήτηση νέων στατιστικών μοντέλων για την περιγραφή του φαινομένου της σκίασης προέκυψε εξαιτίας της μεγάλης δυσκολίας να εξαχθούν εύχρηστα μαθηματικά αποτελέσματα, αφού η κατανομή Lognormal είναι μαθηματικά ιδιαίτερα σύνθετη. Έχει αποδειχθεί θεωρητικά και πειραματικά ότι η κατανομή Γ μοντελοποιεί ικανοποιητικά τις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας.

Συνάρτηση Πυκνότητας πιθανότητας (pdf) – Η pdf έχει τον παρακάτω τύπο:

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{\gamma^{k-1}}{\Gamma(k)\gamma^k} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \gamma \geq 0 \quad (2.11)$$

όπου $k > 0$, η παράμετρος μορφοποίησης της κατανομής Γ.

Η ροπογεννήτρια ΡΓΣ είναι η εξής:

$$M_{\gamma}(s) = \left[\frac{-\gamma}{\gamma \left(s + \frac{1}{\gamma} \right)} \right]^{-k} \quad (2.12)$$

καί οι ροπές προκύπτουν από τη σχέση:

$$\mu_{\gamma}(n) = \frac{\Gamma(k+n)}{\Gamma(k)} \frac{-n}{\gamma} \quad (2.13)$$

2.5 Μοντελοποίηση διαλείψεων μικρής κλίμακας

Έχει γίνει γνωστό σε προηγούμενη ενότητα ότι οι διαλείψεις μικρής κλίμακας είναι γρήγορες και προκαλούν διακυμάνσεις μικρής κλίμακας του σήματος. Στην ενότητα αυτή θα αναλυθούν κατανομές που μοντελοποιούν τις διαλείψεις αυτές.

2.5.1 Κατανομή Rayleigh

Η μοντελοποίηση των πολυδιαδρομικών διαλείψεων με την κατανομή Rayleigh πραγματοποιείται συχνά, όταν το συνολικό σήμα που λαμβάνεται στον δέκτη αποτελείται από μεγάλο αριθμό κυμάτων. Στην προκειμένη περίπτωση το μιγαδικό σήμα μοντελοποιείται ως Gaussian διεργασία, με το πλάτος των διεργασιών αυτών να έχει κατανομή Rayleigh.

Συνάρτηση Πυκνότητας πιθανότητας (pdf) – Η pdf έχει τον παρακάτω τύπο:

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{2\gamma}{\bar{P}_R} \exp\left[-\frac{\gamma^2}{\bar{P}_R}\right] = \frac{\gamma}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{\gamma}{2\sigma^2}\right], \gamma \geq 0 \quad (2.14)$$

όπου $\bar{P}_R = \sum_n E[a_n^2] = 2\sigma^2$ είναι η μέση ισχύς του λαμβανόμενου σήματος, όταν λαμβάνονται υπόψη μόνο οι απώλειες λόγω σκίασης.

Η ΡΓΣ είναι η εξής:

$$M_\gamma(s) = \frac{1}{1+s\gamma} \quad (2.15)$$

καί οι ροπές προκύπτουν από την σχέση:

$$\mu_\gamma(n) = \Gamma(1+n)\bar{\gamma}^n \quad (2.16)$$

2.5.2 Κατανομή Rice

Στα ασύρματα συστήματα όπου υπάρχει οπτική επαφή, το λαμβανόμενο σήμα είναι η υπέρθεση μιας συνιστώσας που έχει κανονική κατανομή, και της συνιστώσας για LOS. Τότε η pdf δίνεται από τον παρακάτω τύπο.

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{(\gamma^2 + s^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{\gamma s}{\sigma^2}\right), \gamma \geq 0 \quad (2.17)$$

όπου $2\sigma^2 = \sum_{n,n \neq 0} E[a_n^2]$ είναι η μέση ισχύς των πολυδιαδρομικών συνιστωσών NLOS, $s^2 = a_0^2$ η ισχύς της συνιστώσας LOS και $I_0(\cdot)$ η τροποποιημένη συνάρτηση Bessel μηδενικής τάξης. Η μέση ισχύς του διαλειπτικού σήματος είναι ως εξής:

$$\bar{P}_R = \int_0^\infty \gamma^2 p_\gamma(\gamma) d\gamma = s^2 + 2\sigma^2 \quad (2.18)$$

δηλαδή είναι το άθροισμα της συνιστώσας LOS και της μέσης ισχύος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών NLOS. Ο λόγος της ισχύος της συνιστώσας LOS προς την ισχύ των NLOS ορίζουν τον παράγοντα Rice (K), με χρήση του οποίου περιγράφεται συχνά η κατανομή Rice.

$$K = \frac{s^2}{2\sigma^2} \quad (2.19)$$

όπου για $K = 0$ προκύπτει διάυλος Rayleigh ενώ για $K \rightarrow \infty$ προκύπτει διάυλος χωρίς διαλείψεις [7].

2.5.3 Κατανομή Nakagami

Στις δύο προηγούμενες ενότητες έγινε η περιγραφή των κατανομών Rayleigh και Rice, οι οποίες μοντελοποιούν ικανοποιητικά τις φυσικές ιδιότητες του καναλιού. Ωστόσο, οι δυο αυτές κατανομές δεν είναι δυνατόν να προσεγγίσουν ορισμένες κατηγορίες. Το μοντέλο Nakagami αποτελεί μία γενικότερη κατανομή για τη στατιστική περιγραφή των δεδομένων και με παραμετροποίηση καλύπτει τις περισσότερες κατηγορίες.

Συνάρτηση Πυκνότητας πιθανότητας (pdf) – Η pdf έχει τον παρακάτω τύπο:

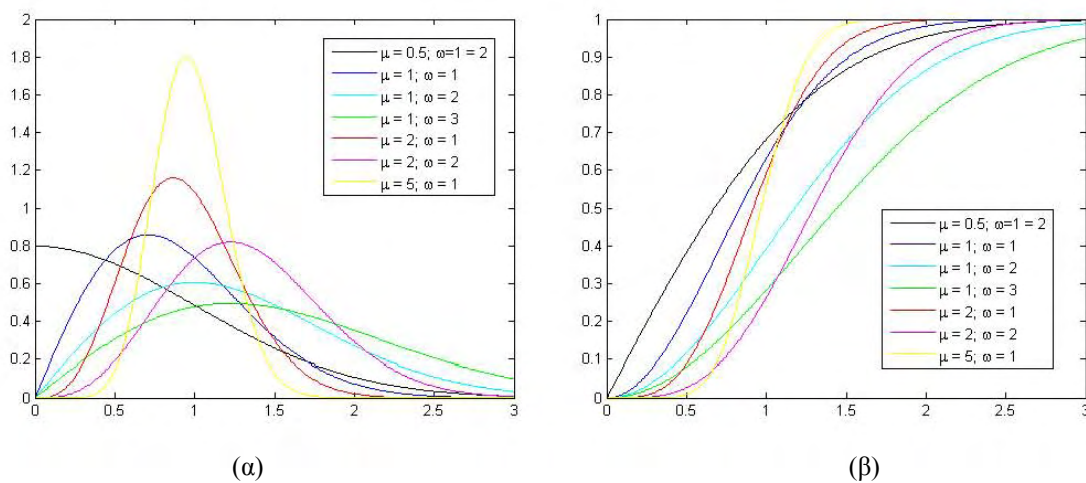
$$p_\gamma(\gamma) = \frac{2m^m \gamma^{2m-1}}{\Gamma(m) P_R^m} \exp\left(-\frac{m\gamma^2}{P_R}\right), m \geq 0.5 \quad (2.19)$$

όπου \bar{P}_R η μέση ισχύς λήψης και $\Gamma(\chi) = \int_0^{\infty} t^{\chi-1} e^{-t} dt$ η συνάρτηση Γάμμα.

Αθροιστική συνάρτηση κατανομής (cdf) – Η cdf έχει τον παρακάτω τύπο:

$$P_r\{z < z_{th}\} = \frac{\gamma(m, \frac{m}{P_R} z_{th}^2)}{\Gamma(m)} \quad (2.20)$$

όπου $\gamma(a, b) = \int_0^b \chi^{a-1} e^{-\chi} d\chi$ είναι η ατελής συνάρτηση γάμμα.



Σχήμα 2.4 (α) Συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας, (β) αθροιστική συνάρτηση κατανομής, Nakagami [11].

Μέσω της \bar{P}_R και της παραμέτρου διαλείψεων m είναι δυνατόν να παραμετροποιηθεί η κατανομή Nakagami. Για $m=1$ περιγράφει την κατανομή Rayleigh ενώ για $m=(K+1)^2/(2K+1)$ περιγράφει την κατανομή Rice, με παράγοντα K . Για $m \rightarrow \infty$ περιγράφει δίαυλο χωρίς διαλείψεις [7].

Είναι φανερό ότι η κατανομή Nakagami είναι δυνατόν να μοντελοποιήσει κανάλια που χαρακτηρίζουν τις διαλείψεις Rayleigh, τις διαλείψεις Rice καθώς και άλλες μορφές διαλείψεων. Σε ορισμένες περιπτώσεις, για τη στατιστική περιγραφή μετρήσεων από την κατανομή Nakagami, οι τιμές της μεταβλητής m είναι μικρότερες της μονάδας [7].

3

Δείκτες αποδοτικότητας και ψηφιακή διαμόρφωση

3. Εισαγωγή

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι πιο σημαντικοί δείκτες για την ανάλυση της συμπεριφοράς των ασύρματων συστημάτων επικοινωνιών. Ειδικότερα, στις ενότητες που ακολουθούν γίνεται αναφορά στα μέτρα επίδοσης ενός συστήματος, σε μαθηματικές εκφράσεις και τεχνικές που απαιτούνται για την πραγματοποίηση μιας μελέτης με χρήση των δεικτών αυτών και τελικά μελετώνται οι σημαντικότερες τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης σημάτων οι οποίες αποσκοπούν στη μετάδοση ψηφιακής πληροφορίας υπο την μορφή δυαδικών ψηφίων.

3.1 Χρήσιμα Εργαλεία

3.1.1 Η Gaussian συνάρτηση – $Q(x)$

Η Gaussian συνάρτηση $Q(x)$ είναι μία θεμελιώδης συνάρτηση στη θεωρία πιθανοτήτων. Συγκεκριμένα, η $Q(x)$ εκφράζει την πιθανότητα κατά την οποία μία τυχαία Gaussian μεταβλητή να πάρει τιμή μεγαλύτερη από το x . Ο γενικός τύπος της συνάρτησης $Q(x)$ είναι ο εξής:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (3.1)$$

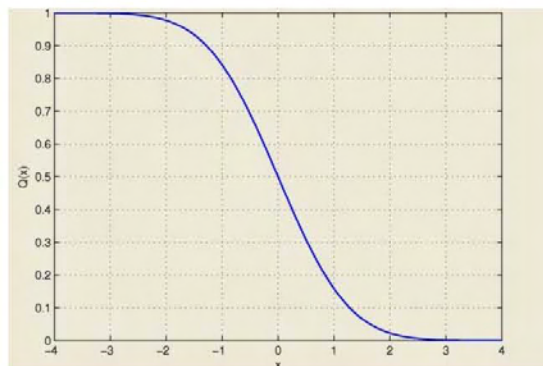
Χαρακτηριστικές ιδιότητες της $Q(x)$:

- $\lim_{x \rightarrow \infty} Q(x) = 0, \lim_{x \rightarrow -\infty} Q(x) = 1, Q(0) = 0.5, Q(-x) = 1 - Q(x)$.
- Έστω τυχαία Gaussian μεταβλητή y , μέσης τιμής μ και διακύμανσης σ^2 . Η πιθανότητα η μεταβλητή y να πάρει μεγαλύτερες τιμές από x , είναι:

$$\Pr(y > x) = Q\left(\frac{x - \mu}{\sigma}\right) \quad (3.2)$$

- Η συνάρτηση $\text{erfc}(\cdot)$, σχετίζεται άμεσα με την $Q(x)$, όπως φαίνεται παρακάτω:

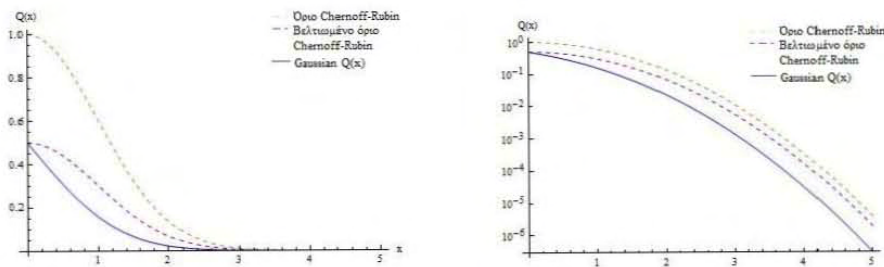
$$\text{erfc}(x) = 1 - \text{erf}(x) = 2Q(\sqrt{2}x) = \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (3.3)$$



Σχήμα 3.1 Η συνάρτηση $Q(x)$ [17].

Εφαρμογές της $Q(x)$ στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα:

Στον τομέα της θεωρητικής ανάλυσης τηλεπικοινωνιακών συστημάτων, η συνάρτηση $Q(x)$ βρίσκει πολλές εφαρμογές καθώς σχετίζεται με την πιθανότητα σφάλματος σε συστήματα που λειτουργούν σε κανάλια AWGN. Συνήθως, απαιτείται η μαθηματική μορφή της συνάρτησης $Q(x)$ για τις αναλύσεις. Ωστόσο, σε διαλειπτικά κανάλια παρουσιάζονται δυσκολίες στην ανάλυση, για την αντιμετώπιση των οποίων είναι εμφανής η ανάγκη ολοκλήρωσης εκφράσεων που σχετίζονται με την $Q(x)$. Οι εκφράσεις που έχουν προταθεί καθώς και προσεγγίσεις την συνάρτησης $Q(x)$ παρουσιάζονται παρακάτω.



Σχήμα 3.2 Όρια της συνάρτησης $Q(x)$.

Όρια της $Q(x)$:

Μία εναλλακτική μορφή της συνάρτησης $Q(x)$ δόθηκε από την Craig το 1991 πάνω στην οποία βασίστηκαν νέες μέθοδοι θεωρητικής μελέτης σε συστήματα διαλειπτικών καναλιών. Η μορφή αυτή είναι η εξής:

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} e^{-\frac{x^2}{2\sin^2\theta}} dt \quad (3.4)$$

Όρια της $Q(x)$

Όριο Chernoff-Rubin

Σχέσεις

$$Q(x) \leq e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (3.5)$$

Βελτιωμένο όριο Chernoff-Rubin

$$Q(x) \leq \frac{1}{2} e^{-\frac{x^2}{2}} \quad (3.6)$$

Πίνακας 3.1 Σχέσεις των ορίων της συνάρτησης $Q(x)$.

3.1.2 Η έννοια του Decibel (*dB*)

Στα συστήματα τηλεπικοινωνιών συναντάμε μεγέθη τα οποία μεταβάλλονται δυναμικά σε ένα σημαντικό μεγάλο εύρος τιμών. Μερικά από αυτά τα μεγέθη είναι η ενίσχυση της ισχύος όπου πολλές φορές ξεπερνά την τιμή 100, ή η πιθανότητα σφάλματος η οποία έχει εύρος τιμών από 10^{-1} έως 10^{-10} και ορισμένες φορές ακόμα πιο μικρές. Όπως είναι προφανές, παρουσιάζεται η ανάγκη για τη χρήση ενός τελεστή, ο οποίος θα απλοποιεί τις σημαντικά μεγάλες ποσότητες ή της πολύ μικρές και θα απλουστεύει τις πράξεις μεταξύ τους. Αυτός ο τελεστής είναι το Decibel (*dB*). Το *dB* εκφράζει μια λογαριθμική σχέση ανάμεσα στο μέγεθος στο οποίο αναφέρεται και σε ένα μέγεθος αναφοράς.

$$dB = 10 \log_{10} \left(\frac{P}{P_0} \right) \quad (3.7)$$

όπου P_0 είναι το μέγεθος αναφοράς και έχει τις ίδιες διαστάσεις με το P που είναι το υπό μέτρηση μέγεθος. Με τη χρήση των *dB* δηλώνεται η ενίσχυση (gain) ή η απώλεια (loss) ενός σήματος, σχετιζόμενο με το σήμα αναφοράς. Στον παρακάτω πίνακα βλέπουμε ότι κάθε αύξηση/μείωση ενός σήματος κατά 3 *dB* σημαίνει διπλασιασμό/υποδιπλασιασμό σε σχέση με το αρχικό του. Ενώ μια αύξηση κατά 20 *dB* σημαίνει αύξηση της ισχύος του αρχικού κατά 100 φορές.

Τιμή	Τιμή σε <i>dB</i>	Τιμή	Τιμή σε <i>dB</i>
0.001	-30.0	2	3.0
0.010	-20.0	3	4.8
0.100	-10.0	4	6.0
0.800	-1.0	10	10.0
0.900	-0.5	100	20.0
1.000	0.0	1000	30.0

Πίνακας 3.2 Τιμές σε *dB*.

Στα ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα γίνεται η χρήση του *dBm* (ή *dBmW*) όπου αναφέρεται στο συντελεστή ισχύος για τον οποίο η ισχύς αναφοράς είναι 1 *mW*. Στην περίπτωση που η ισχύς αναφοράς είναι το 1 *W* τότε χρησιμοποιείται το *dBW*.

3.1.3 Ολοκλήρωση Hermite

Στην αριθμητική ανάλυση η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται για την προσέγγιση της τιμής ολοκληρωμάτων της παρακάτω μορφής :

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-x^2} f(x) dx \quad (3.8)$$

Σε αυτή την περίπτωση, κατά την ολοκλήρωση Hermite, ισχύουν οι δυο παρακάτω τύποι [15] :

$$\int_{-\infty}^{\infty} e^{-x^2} f(x) dx \approx \sum_{i=1}^n w_i f(x_i) \quad (3.9)$$

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(x) dx \approx \sum_{i=1}^n w_i \cdot e^{x_i^2} g(x_i), g(x) = e^{-x^2} f(x) \quad (3.10)$$

όπου n είναι ο αριθμός των σημείων δειγματοληψίας που θα χρησιμοποιηθεί για την προσέγγιση, και x_i οι ρίζες του πολωνύμου Hermite, οι οποίες δίνονται με τα βάρη τους στον παρακάτω πίνακα για συνάρτηση τύπου $g(x)$.

Τιμή x_i	Βάρη w_i	Βάρη $w_i \cdot e^{x_i^2}$
0.342901372223705	(-1) 6.108626337353	0.6870818539513
1.036610829789514	(-1) 2.401386110823	0.7032963231049
1.756683649299882	(-2) 3.387439445548	0.7414419319436
2.532731674232790	(-3) 1.343645746781	0.8206661264048
3.436159118837788	(-6) 7.640432855233	1.0254516913436
-0.342901372223705	(-1) 6.108626337353	0.6870818539513
-1.036610829789514	(-1) 2.401386110823	0.7032963231049
-1.756683649299882	(-2) 3.387439445548	0.7414419319436
-2.532731674232790	(-3) 1.343645746781	0.8206661264048
-3.436159118837788	(-6) 7.640432855233	1.0254516913436

Πίνακας 3.3 Τιμές x_i με τα βάρη w_i της $g(x)$, (για $i = 1$ έως $i = 10$) [15].

Στον παραπάνω πίνακα βλέπουμε πως σχετίζονται οι τιμές x_i με τα βάρη w_i .

3.2 Τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης

Η ψηφιακή διαμόρφωση και αποδιαμόρφωση αποσκοπούν στη μετάδοση ψηφίων πληροφορίας υπό την μορφή δυαδικών ψηφίων (bits) που λαμβάνουν την τιμή 0 και 1. Διακρίνονται δυο βασικές κατηγορίες ψηφιακής διαμόρφωσης, η ψηφιακή διαμόρφωση πλάτους /φάσης και η ψηφιακή διαμόρφωση συχνότητας.

3.2.1 Διαμόρφωση πλάτους/φάσης

Η διαμόρφωση πλάτους/φάσης αντιστοιχίζει μια ομάδα ψηφίων που καλούνται σύμβολα σε ένα αναλογικά μεταδιδόμενο σήμα, μέσω του καναλιού. Η διαμόρφωση αποσκοπεί στον υψηλό ρυθμό μετάδοσης των ψηφίων με ταυτόχρονη ελαχιστοποίηση της πιθανότητας λάθους στην αποδιαμόρφωσή τους. Σύμφωνα με τη διαμόρφωση πλάτους / φάσης, ένα βαθυπερατό σήμα $u(t)$ μετατοπίζεται γύρω από την συχνότητα RF αφού πολλαπλασιαστεί με φέρον $\cos(2\pi f_c + \psi_0)$ με συχνότητα f_c και με τυχαία αρχική φάση ψ_0 . Το τελικό διαμορφωμένο σήμα ενσωματώνει την πληροφορία στο πλάτος $\alpha(t)$ και στη φάση $\theta(t)$ και δίνεται από την σχέση:

$$s(t) = \alpha(t) \cos[2\pi f_c t + \psi_0 + \theta(t)] \quad (3.11)$$

όπου $\alpha(t)$ το πλάτος του σήματος, $\theta(t)$ η φάση, f_c η συχνότητα και ψ_0 η τυχαία αρχική φάση.

Η διαμόρφωση πλάτους/φάσης χωρίζεται σε τρεις βασικές κατηγορίες, στην MPAM, την MPSK και την MQAM. Στη συγκεκριμένη διαμόρφωση η ροή ψηφίων μεταδίδεται μέσω του πλάτους και της φάσης του διαμορφωμένου σήματος.

Διαμόρφωση MPAM:

Κατά τη διαμόρφωση MPAM, πραγματοποιείται η κωδικοποίηση της πληροφορίας μόνο κατά το πλάτος του σήματος. Η μεταδιδόμενη πληροφορία ενσωματώνεται στις μεταβολές του πλάτους A_i του σήματος όπως φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$s_i(t) = A_i g(t) \cos(2\pi f_c t + \psi_0) = \text{Re}\{A_i g(t) \exp[j2\pi f_c t + \psi_0]\}, 0 \leq t \leq T_s \quad (3.12)$$

όπου $A_i = (2i-1)d, i=1, \dots, M$. Το σήμα έχει αστερισμό γραμμικής μορφής και αποτελείται από M σημεία $\{A_i, i=1, \dots, M\}$, με κάθε σύμβολο διάρκειας T_s να μεταφέρει $K = \log_2 M$ ψηφία και $d_{\min} = 2d$ η ελάχιστη απόσταση των σημείων του αστερισμού.

Διαμόρφωση MPSK:

Κατά τη διαμόρφωση MPSK, πραγματοποιείται η κωδικοποίηση της πληροφορίας μόνο κατά την φάση του σήματος. Η μεταδιδόμενη πληροφορία έχει αντιστοιχιστεί στις μεταβολές του φάσης του σήματος εκπομπής όπως φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$s_i(t) = Ag(t) \cos(2\pi f_c t + \psi_0 + (i-1)(2\pi / M)) \quad (3.13)$$

Στη διαμόρφωση MPSK τα σημεία του αστερισμού σχηματίζουν κύκλο.

Διαμόρφωση MQAM:

Κατά τη διαμόρφωση MPSK, πραγματοποιείται η κωδικοποίηση της πληροφορίας κατά τη φάση και κατά το πλάτος του σήματος. Η μεταδιδόμενη πληροφορία έχει αντιστοιχιστεί στις μεταβολές του φάσης και του πλάτους του σήματος εκπομπής όπως φαίνεται στην παρακάτω σχέση:

$$s_i(t) = A_i g(t) \cos[2\pi f_c t + \psi_0 + \theta_i] \quad (3.14)$$

Η διαμόρφωση MQAM έχει υψηλότερη φασματική απόδοση συγκριτικά με της δυο προηγούμενες διαμορφώσεις αφού είναι δυνατή η μετάδοση περισσότερων ψηφίων ανά σύμβολο [7].

3.2.2 Διαμόρφωση Συχνότητας MFSK

Στη συγκεκριμένη διαμόρφωση πραγματοποιείται αντιστοίχιση των συμβόλων πληροφορίας σε διαφορετικές τιμές της συχνότητας του σήματος εκπομπής. Δηλαδή σε κάθε διάρκεια συμβόλου, $K = \log_2 M$ ψηφία αντιστοιχίζονται στη συχνότητα του σήματος εκπομπής σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$s_i(t) = A \cos[2\pi f_i t + \psi_i], 0 \leq t \leq T_s \quad (3.15)$$

3.3 Δείκτες αποδοτικότητας συστήματος

Στη συγκεκριμένη ενότητα θα αναφερθούμε σε διάφορους δείκτες μετρήσεων με τους οποίους πραγματοποιείται η μέτρηση επίδοσης στα συστήματα επικοινωνιών, καθώς και το πώς αυτοί υπολογίζονται.

3.3.1 Λόγος σήματος προς θόρυβο (SNR)

Είναι γνωστό ότι κατά τη μετάδοση ενός σήματος σε κανάλι AWGN προστίθεται θόρυβος $n(t)$, ο οποίος έχει κανονική κατανομή και μηδενική μέση τιμή. Ο στιγμιαίος SNR δείχνει το λόγο σήματος προς θόρυβο στην είσοδο του δέκτη, για τον οποίο ισχύει η παρακάτω σχέση:

$$\gamma = \frac{P_R}{N_0 B} = \frac{E_s}{N_0 B T_s} = \frac{E_b}{N_0 B T_b} \quad (3.16)$$

όπου P_R είναι η ισχύς λήψης, η οποία εξαρτάται από διάφορες παραμέτρους όπως η ισχύς εκπομπής ή φαινόμενα διαλείψεων κ.α. Η παράμετρος B αναφέρεται στο εύρος ζώνης – Bandwidth, του λαμβανόμενου σήματος, E_s και E_b οι ενέργειες συμβόλου και ψηφίου αντίστοιχα, T_s και T_b οι διάρκειες συμβόλου και ψηφίου αντίστοιχα. Η παράμετρος N_0 αναφέρεται σε χαρακτηριστική μορφή του θορύβου στην είσοδο του δέκτη, για την οποία ισχύει:

$$N_0 = k(T_A + T_{eq}) \quad (3.17)$$

όπου k η σταθερά Boltzman, T_A και T_{eq} οι θερμοκρασία θορύβου στην κεραία του δέκτη και η θερμοκρασία από τον δέκτη και το κύκλωμα απόφασης αντίστοιχα.

Στις τηλεπικοινωνίες, η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος είναι τυχαία μεταβλητή, άρα και ο στιγμιαίος SNR, γι' αυτό σαν κριτήριο χρησιμοποιείται ο μέσος SNR (ASNR). Ο ακριβής προσδιορισμός του ASNR είναι ο ρυθμός της ισχύος του σήματος προς την ισχύ του θορύβου που παρεμβάλει το σήμα. Συνήθως μετριέται στην έξοδο του δέκτη και επίσης συχνά σχετίζεται στη διαδικασία ανίχνευσης δεδομένων, σε ένα ψηφιακό

σύστημα επικοινωνίας το οποίο υποφέρει απο φαινόμενα διαλείψεων. Σχετίζεται στατιστικά με την κατανομή πιθανότητας της διάλειψης, όπως φαίνεται απο την παρακάτω σχέση [12]:

$$\bar{\gamma} = \int_0^{\infty} \gamma P_{\gamma}(\gamma) d\gamma \quad (3.18)$$

όπου ο γ δηλώνει το στιγμιαίο SNR, και $p_{\gamma}(\gamma)$ τη pdf του γ .

Σε περιβάλλον με διαλείψεις Lognormal ο στιγμιαίος SNR ακολουθεί κατανομή Lognormal:

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB}\gamma} e^{-\left(\frac{10\log_{10}(\gamma) - \mu_{dB}}{2\sigma_{dB}}\right)^2}, \gamma > 0 \quad (3.19)$$

και ο μέσος SNR δίνεται από τη σχέση:

$$\bar{\gamma} = \exp\left[\frac{\mu_{\psi dB}}{\xi} + \frac{\sigma_{\psi dB}^2}{2\xi^2}\right] \quad (3.20)$$

3.3.2 Πιθανότητα Προσωρινής Διακοπής (Outage Probability - P_{out})

Η πιθανότητα προσωρινής διακοπής είναι ένας ακόμη δείκτης αποδοτικότητας διαλειπτικών καναλιών. Συγκεκριμένα, σε ένα σύστημα τηλεπικοινωνιών που υπόκειται σε φαινόμενα διαλείψεων και απόσβεσης λόγω διάδοσης, η ισχύς λήψης P_R δέν πρέπει να ξεπερνάει μία κατώτατη τιμή ισχύος, P_{RMIN} διότι διαφορετικά διακόπτεται η λειτουργία του συστήματος. Ο δείκτης P_{out} εκφράζει την πιθανότητα στην οποία η στιγμιαία πιθανότητα σφάλματος θα γίνει μικρότερη από μία συγκεκριμένη τιμή κατωφλίου, γ_{th} . Συνήθως αναφερόμαστε στην πιθανότητα εμφάνισης της διακοπής σε μία συγκεκριμένη χρονική περίοδο.

$$P_{out} = P_{RMIN}(SNR < \gamma_{th}) \quad (3.21)$$

Στην περίπτωση που μελετάται ένα ασύρματο κανάλι AWGN με σκίαση, ο δείκτης P_{out} υπολογίζεται σύμφωνα με την παρακάτω σχέση :

$$P_{out} = \int_0^{\gamma_{th}} P_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (3.22)$$

όπου $P_\gamma(\gamma)$ είναι η cdf του γ , η οποία υπολογίζεται για $\gamma = \gamma_{th}$.

3.3.3 Συνάρτηση πιθανότητας λάθους – $P(\gamma)$

Σε διαύλους AWGN η πιθανότητα λανθασμένου ψηφίου εξαρτάται από το γ_s . Είναι γνωστό ότι όταν ένα σύστημα υποφέρει από διαλείψεις τότε η ισχύς του σήματος λήψης μεταβάλλεται με τυχαίο τρόπο. Συνεπώς αφού οι δίαυλοι πάσχουν από τυχαία μεταβολή, ο λόγος γ_s και κατά συνέπεια η πιθανότητα $P_s(\gamma_s)$ είναι τυχαίες μεταβλητές. Στον πίνακα 3.4 δίνονται ακριβείς ή προσεγγιστικές σχέσεις για τις πιθανότητες λανθασμένου ψηφίου και λανθασμένου συμβόλου για διάφορους τύπους ψηφιακής διαμόρφωσης.

Διαμόρφωση	$P_s(\gamma_s)$	$P_b(\gamma_b)$	
BFSK	-	$P_b = Q(\sqrt{\gamma_b})$	(3.23)
BPSK	-	$P_b = Q(\sqrt{2\gamma_b})$	(3.24)
QPSK, 4QAM	$P_s = 2Q(\sqrt{\gamma_s})$	$P_b \approx Q(\sqrt{2\gamma_b})$	(3.25)
MPAM	$P_s = \frac{2(M-1)}{M} Q\left(\sqrt{\frac{6\gamma_s}{M^2-1}}\right)$	$P_b \approx \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{6\gamma_b \log_2 M}{M^2-1}}\right)$	(3.26)
MPSK	$P_s \approx 2Q\left(\sqrt{2\gamma_s} \sin\left[\frac{\pi}{M}\right]\right)$	$P_b \approx \frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{2\gamma_b \log_2 M} \sin\left[\frac{\pi}{M}\right]\right)$	(3.27)
MQAM	$P_s \approx 4Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma_s}{M-1}}\right)$	$P_b \approx \frac{4}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma_b \log_2 M}{M-1}}\right)$	(3.28)

Πίνακας 3.4 Πιθανότητες λανθασμένου ψηφίου και συμβόλου για διάφορες διαμορφώσεις.

3.3.4 Ρυθμος μετάδοσης λανθασμένου ψηφίου (Bit Error Rate – BER)

Σε μία ασύρματη μετάδοση, στο εκπεμπόμενο σήμα προστίθενται άχρηστες πληροφορίες λόγω της φύσης του ασύρματου καναλιού. Ο δείκτης BER (Bit Error Rate) χρησιμοποιείται για να υπολογισθεί ο αριθμός των ψηφίων που δεν μεταδίδονται σωστά σε μια ροή δεδομένων, εξαιτίας διάφορων παραγόντων όπως ο θόρυβος ή / και οι διαλείψεις. Γενικά, σε μία ροή δεδομένων μιας ασύρματης επικοινωνίας, ο δείκτης BER ορίζεται ως ο αριθμός των λανθασμένων ψηφίων προς το σύνολο των ψηφίων που μεταδόθηκαν σε μία συγκεκριμένη χρονική περίοδο που μελετάται. Δηλαδή, εάν σε μία μετάδοση μιας ακολουθίας ψηφίων εμφανίζεται ένα λανθασμένο ψηφίο σε κάθε 10^5 ψηφία, τότε ο BER ισούται με 10^{-5} . Στην περίπτωση που μελετάται ένα ασύρματο κανάλι AWGN με σκίαση, ο δείκτης BER υπολογίζεται ως το ολοκλήρωμα του γινομένου της pdf της σκίασης επί τη συνάρτηση πιθανότητας λάθους, για την εκάστοτε ψηφιακή διαμόρφωση που δίνεται από τον πίνακα (3.4), σύμφωνα με τον τύπο:

$$BER = \int_0^{\infty} p_{\gamma}(\gamma)P(\gamma)d\gamma \quad (3.29)$$

όπου $p_{\gamma}(\gamma)$ είναι η pdf της Lognormal κατανομής της σκίασης και $P(\gamma)$ η συνάρτηση πιθανότητας λάθους που δίνεται για την κάθε διαμόρφωση σύμφωνα με τον πίνακα (3.4).

3.3.5 Χωρητικότητα καναλιού

Ο υπολογισμός της χωρητικότητας δείχνει το μέγιστο ρυθμό δεδομένων που μπορεί να μεταδώσει ένα ασύρματο κανάλι με ασυμπτωτικά μικρή πιθανότητα λάθους. Εάν θεωρήσουμε ένα κανάλι AWGN, η χωρητικότητα του καναλιού δίνεται από τον τύπο του Shannon:

$$C = B \log_2(1 + \gamma) \quad (3.30)$$

όπου B είναι το εύρος ζώνης του καναλιού, με ισχύς μετάδοσης P . Η μονάδα μέτρησης της χωρητικότητας είναι bits/δευτερόλεπτα (bps). Η χωρητικότητα ενός καναλιού που υποφέρει από διαλείψεις δίνεται από την παρακάτω σχέση :

$$C = \int_0^{\infty} B \text{Log}_2(1 + \gamma) p(\gamma) d\gamma \quad (3.31)$$

όπου $p(\gamma)$ η pdf της κατανομής της διάλειψης. Στα διαλειπτικά κανάλια, συνήθως μετράται η φασματική απόδοση C/B όπου δείχνει το κατά πόσο μία συγκεκριμένη τεχνική ψηφιακής διαμόρφωσης αξιοποιεί το διαθέσιμο εύρος ζώνης του καναλιού και η μονάδα μέτρησης είναι bits/second/Hertz.

$$C/B = \int_0^{\infty} \text{Log}_2(1 + \gamma) p(\gamma) d\gamma \quad (3.32)$$

4

Μοντελοποίηση του φαινομένου σκίασης - μέτρηση επίδοσης του συστήματος

4. Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται το πρακτικό μέρος της διατριβής αυτής. Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναλύθηκαν οι δείκτες αποδοτικότητας τα εργαλεία που θα χρησιμοποιηθούν για την μοντελοποίηση του συστήματος και επίσης οι ψηφιακές διαμορφώσεις με τις πιθανότητες μετάδοσης λανθασμένου ψηφίου/bit σε ένα δίαυλο που πάσχει μόνο από θόρυβο AWGN. Στην πράξη, ένας ασύρματος δίαυλος επηρεάζεται από διάφορες παραμέτρους εκτός του θορύβου. Η περίπτωση που θα μελετηθεί είναι αυτή στην οποία ένας ασύρματος δίαυλος υποφέρει από σκίαση, η οποία μοντελοποιείται από την κατανομή Lognormal και από θόρυβο AWGN. Τέλος θα μετρηθεί η επίδοση του συστήματος αυτού για διάφορες διαμορφώσεις και θα εκτιμηθούν τα αποτελέσματα.

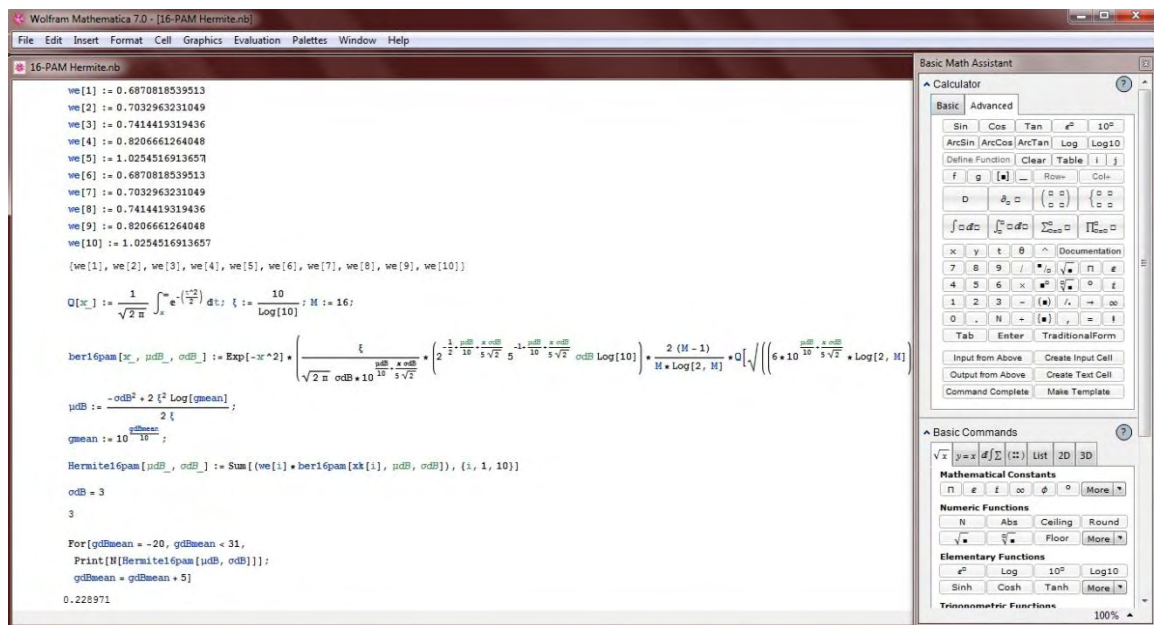
4.1 Λογισμικά πακέτα

Η μοντελοποίηση του ασύρματου καναλιού πραγματοποιήθηκε με την χρήση δύο λογισμικών πακέτων, του Mathematica 7.0 και του Origin 8.

4.1.1 Mathematica 7.0

Το Mathematica 7.0 είναι ένα εργαλείο που χρησιμοποιείται για επιστημονικούς υπολογισμούς στη μηχανική, σε μαθηματικά πεδία και πολλούς άλλους τομείς. Προσφέρει πληθώρα εργαλείων και βασικών συναρτήσεων για χρήσεις όπως:

- Επεξεργασία δεδομένων πινάκων και εικόνων.
- Υποστήριξη σύνθετων ακολουθιών.
- 2d και 3d απεικόνιση και επεξεργασία δεδομένων.
- Υποστήριξη προγραμματιστικών γλωσσών (διαδικαστικό, λειτουργικό, αντικειμενοστρεφή προγραμματισμό).
- Εργαλεία οπτικοποίησης και ανάλυσης γραφημάτων.
- Διαχείριση βάσεων δεδομένων, κ.α.

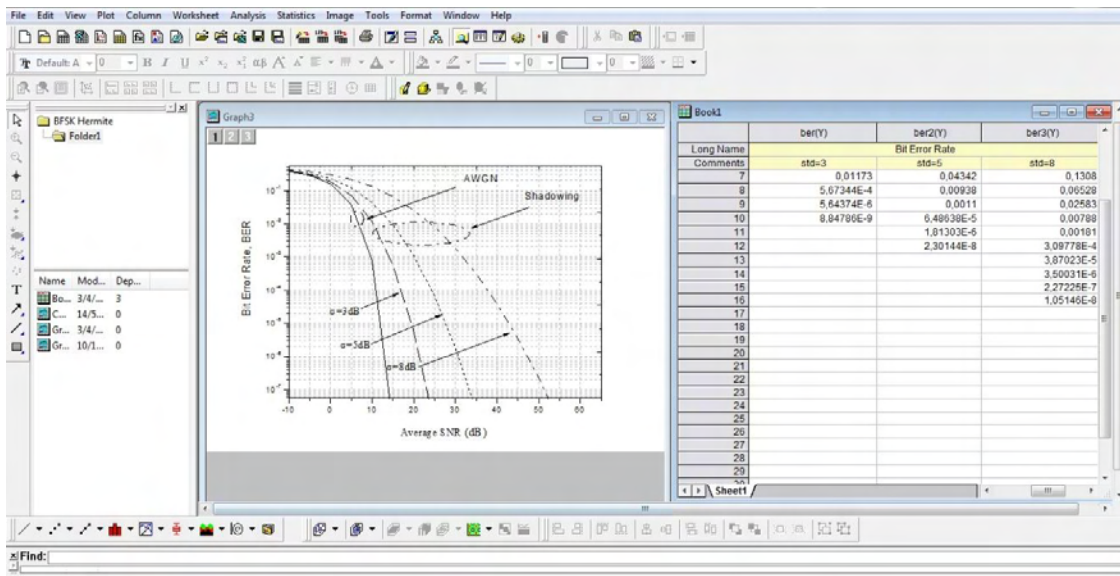


Σχήμα 4.1 Περιβάλλον εργασίας του Mathematica.

4.1.2 Origin 8

Το πακέτο Origin 8 είναι ένα λογισμικό για ανάλυση δεδομένων και γραφημάτων. Χρησιμοποιείται ευρέως για επιστημονικούς και μηχανικούς σκοπούς. Προσφέρει πληθώρα εργαλείων για επεξεργασία και ανάλυση δεδομένων και γραφημάτων, όπως:

- Ανάλυση μέγιστου – ελάχιστου, συναρτήσεων.
- Ανάλυση καμπυλών.
- Επεξεργασία σήματος.
- Υποστήριξη 2d και 3d τύπων γραφημάτων και διανυσμάτων.
- Υποστήριξη προγραμματιστικών γλωσσών: Της Origin C, μία γλώσσα βασισμένη στην C, και μιας scripting γλώσσας, της LabTalk.



Σχήμα 4.2 Περιβάλλον εργασίας του Origin 8.

Το Origin 8 χρησιμοποιήθηκε στην εργασία αυτή για την απεικόνιση 2D γραφημάτων. Δεδομένα που εξήχθησαν από το Mathematica 7.0 χρησιμοποιήθηκαν ως δεδομένα εισόδου στο Origin για την επεξεργασία και απεικόνιση των γραφημάτων. Το Origin είναι ένα εύκολο στην χρήση λογισμικό που επέτρεψε τη μορφοποίηση των σχημάτων καθώς παρέχει απλές επιλογές για την τροποποίηση τους, χωρίς να χρειαστεί να χρησιμοποιηθεί κώδικας.

4.2 Ρυθμός μετάδοσης λανθασμένου ψηφίου – BER

Θεωρούμε ένα ασύρματο κυψελωτό δίκτυο επικοινωνίας. Το ασύρματο κανάλι είναι AWGN και υποφέρει από το φαινόμενο της σκίασης. Στις παρακάτω ενότητες μελετάται η συμπεριφορά του καναλιού υπολογίζοντας τους δείκτες αποδοτικότητας για τις διάφορες τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης για τη μετάδοση του σήματος.

4.2.1 BER σε διάυλο με σκίαση για BPSK

Ο υπολογισμός του BER για διαμόρφωση BPSK προκύπτει από το παρακάτω ολοκλήρωμα:

$$BER^{BPSK}(\mu_{dB}, \sigma_{dB}) = \int_0^{\infty} \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB}\gamma} e^{\left(\frac{(10\log_{10}(\gamma) - \mu_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}\right)} Q(\sqrt{2\gamma}) d\gamma \quad (4.1)$$

δηλαδή το ολοκλήρωμα του γινομένου της pdf της σκίασης επί την συνάρτηση πιθανότητας λανθασμένου ψηφίου για τη διαμόρφωση BPSK. Η μέση τιμή δίνεται από την σχέση:

$$\mu_{dB} = \frac{-\sigma_{dB}^2 + 2\xi^2 \log(\bar{\gamma})}{2\xi} \quad \text{και} \quad \bar{\gamma} = 10^{\frac{\bar{\gamma}_{dB}}{10}} \quad (4.2)$$

όπου οι μ_{dB} και σ_{dB} είναι εκφρασμένες σε dB, για διάφορες τιμές του $\sigma_{dB} \in [3, 14]$, $\bar{\gamma}$.

Η μελέτη θα πραγματοποιηθεί σύμφωνα με την ολοκλήρωση Hermite, σύμφωνα με την οποία ισχύει η παρακάτω σχέση:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(x) dx = \sum_{i=1}^n w_i e^{-x^2} g(x_i), \quad g(x) = e^{-x^2} f(x) \quad (4.3)$$

Οπότε θα πρέπει να φέρουμε την (4.1) στην μορφή Hermite. Για να πραγματοποιηθεί αυτό εφαρμόστηκαν τα παρακάτω βήματα.

Πραγματοποιείται η υπόθεση ότι $\frac{10\log_{10}(\gamma) - \mu_{dB}}{\sqrt{2}\sigma_{dB}} = x$, οπότε λύνοντας ως προς γ

ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις :

$$\gamma = 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \quad \text{καί} \quad \frac{d\gamma}{dx} = 2 \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}} \cdot 5^{-1 + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \cdot \sigma_{dB} \cdot \log(10), \sigma_{dB} > 0$$

Ισχύει επίσης ότι για $\gamma \rightarrow 0$ τότε το $x \rightarrow -\infty$ και για $\gamma \rightarrow \infty$, το $x \rightarrow \infty$. Οπότε το ολοκλήρωμα της (4.1) γίνεται της μορφής:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(x) dx$$

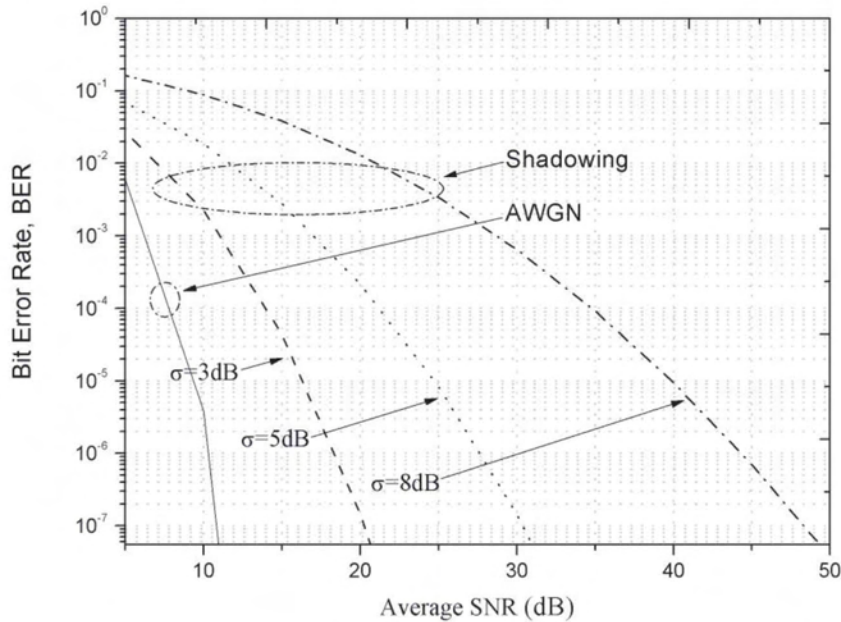
όπου:

$$g(x, \mu_{dB}, \sigma_{dB}) = e^{-x^2} \left(\frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB}10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}}} \cdot 2^{\frac{1}{2} \cdot \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \cdot 5^{-1 + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \cdot \sigma_{dB} \cdot \log(10) \cdot Q\left(\sqrt{2 \times 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}}}\right) \right)$$

Τέλος υπολογίζεται το άθροισμα ως εξής:

$$Hermite^{BPSK}(\mu_{dB}, \sigma_{dB}) = \sum_{i=1}^{10} (w_i e^{x_i^2} \cdot g(x_i, \mu_{dB}, \sigma_{dB}))$$

όπου $w_i e^{x_i^2}$ είναι τα βάρη για τις τιμές x_i , που δίνονται από πίνακα Hermite.



Σχήμα 4.3 BER για δίαυλο με AWGN και σκίαση, για BPSK διαμόρφωση, (SNR σε dB).

Στο σχήμα 4.3 δίνεται το γραφήμα του ρυθμού μετάδοσης λανθασμένου ψηφίου, BER ως προς μέσο SNR για δύο περιπτώσεις. Στην πρώτη, το κανάλι έχει μόνο AWGN ενώ στην δεύτερη έχει AWGN και σκίαση. Είναι γνωστό ότι στη διαμόρφωση BPSK το σήμα κωδικοποιείται κατά τη φάση του σήματος. Επίσης, οι πιθανότητες λανθασμένου ψηφίου και συμβόλου ταυτίζονται, αφού ένα ψηφίο αντιστοιχίζεται με ένα σύμβολο. Απο το γράφημα, αρχικά, παρατηρούμε ότι η πιθανότητα να μεταδοθεί λανθασμένο ψηφίο χειροτερεύει αισθητά όταν προστίθεται η σκίαση στο AWGN κανάλι καθώς επίσης και όσο αυξάνεται. Συγκεκριμένα, για να επιτευχθεί BER 10^{-7} , στο AWGN κανάλι χωρίς σκίαση απαιτείται μέσος SNR περίπου 11 dB ενώ όταν προστίθεται σκίαση στο κανάλι με τυπική απόκλιση 3 dB πρέπει να διπλασιαστεί ο μέσος SNR για να επιτευχθεί η πιθανότητα 10^{-7} . Αξίζει να σημειωθεί ότι όταν η σκίαση αυξάνεται κατά 5 dB το σήμα χειροτερεύει αισθητά, καθώς για πιθανότητα 10^{-7} απαιτείται μέσος SNR περίπου ίσος με 48 dB.

4.2.2 BER σε διάυλο με σκίαση για MPSK

Ο υπολογισμός του BER για διαμόρφωση MPSK προκύπτει από το παρακάτω ολοκλήρωμα:

$$BER^{MPSK}(\mu_{dB}, \sigma_{dB}) = \int_0^\infty \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB}\gamma} e^{\left(\frac{(10\log_{10}(\gamma) - \mu_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}\right)} \frac{2}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{2\gamma \log_2 M} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) d\gamma \quad (4.4)$$

δηλαδή, από το ολοκλήρωμα του γινομένου της pdf της σκίασης επί τη συνάρτηση πιθανότητας λανθασμένου ψηφίου για τη διαμόρφωση MPSK, όπου η μέση τιμή δίνεται από την σχέση (4.2), συναρτήσεως του SNR. Θα πρέπει να φέρουμε την (4.4) στη μορφή Hermite όπως και για την BPSK διαμόρφωση. Πραγματοποιείται η υπόθεση ότι

$$\frac{10\log_{10}(\gamma) - \mu_{dB}}{\sqrt{2}\sigma_{dB}} = x, \text{ οπότε ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:}$$

$$\gamma = 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \text{ και } \frac{d\gamma}{dx} = 2^{\frac{1}{2} + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \cdot 5^{-1 + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \cdot \sigma_{dB} \cdot \log(10), \sigma_{dB} > 0.$$

Ισχύει επίσης ότι για $\gamma \rightarrow 0$ τότε το $x \rightarrow -\infty$ και για $\gamma \rightarrow \infty$, το $x \rightarrow \infty$. Οπότε το ολοκλήρωμα της (4.4) γίνεται της μορφής:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(x) dx$$

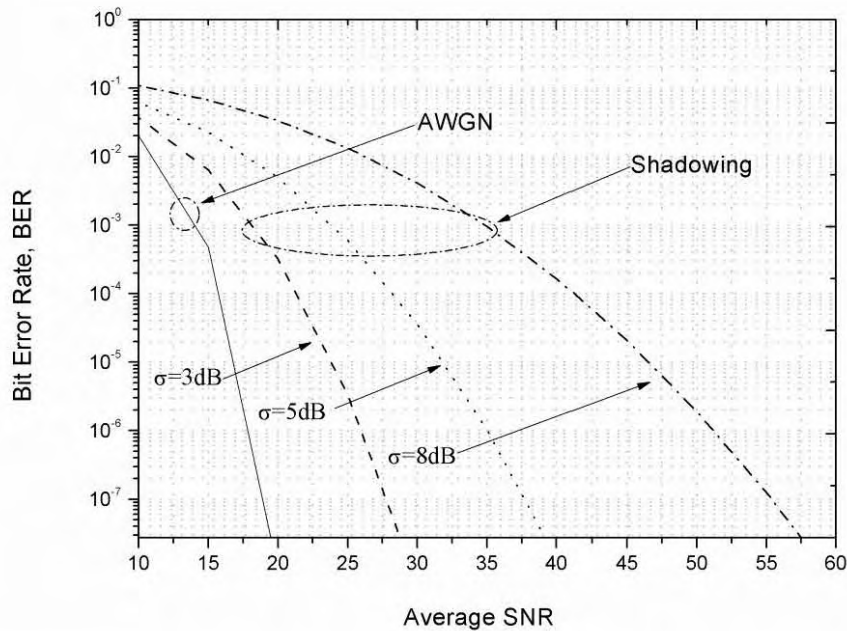
όπου:

$$g(x, \mu_{dB}, \sigma_{dB}) =$$

$$e^{-x^2} \cdot \frac{\xi}{\sqrt{2\pi} \sigma_{dB} 10^{\frac{\mu_{dB}}{10} \frac{\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}}} \cdot 2^{\frac{1}{2} \frac{\mu_{dB}}{10} \frac{\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \cdot 5^{-\frac{1}{2} \frac{\mu_{dB}}{10} \frac{\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \cdot \sigma_{dB} \cdot \log(10) \cdot \frac{2}{\log_2 M} \cdot Q\left(\sqrt{2 \times 10^{\frac{\mu_{dB}}{10} \frac{\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \log_2 M \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)}\right)$$

Τέλος υπολογίζεται το άθροισμα ως εξής:

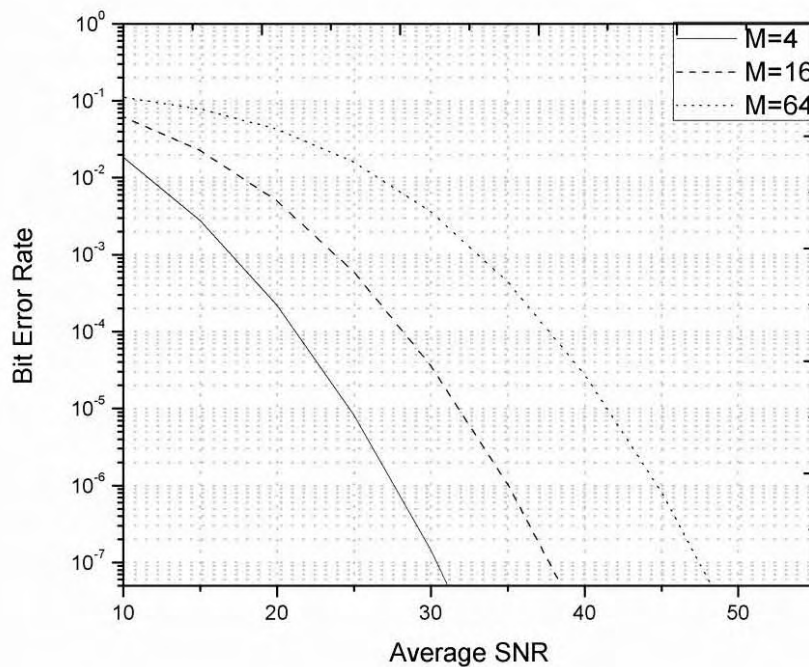
$$Hermite^{MPSK}(\mu_{dB}, \sigma_{dB}) = \sum_{i=1}^{10} (w_i e^{x_i^2} \cdot g(x_i, \mu_{dB}, \sigma_{dB}))$$



Σχήμα 4.4 BER για διάυλο με AWGN και σκίαση, για 16PSK διαμόρφωση, (SNR σε dB).

Στο σχήμα 4.4 δίνεται το γραφήμα του ρυθμού μετάδοσης λανθασμένου ψηφίου, BER ως προς μέσο SNR για δύο περιπτώσεις. Στην πρώτη, το κανάλι έχει μόνο AWGN ενώ στην δεύτερη έχει AWGN και σκίαση με μετάδοση ψηφιακής διαμόρφωσης 16PSK. Κατα την διαμόρφωση MPSK η πληροφορία κωδικοποιείται επίσης στη φάση του

σήματος όμως η διαφορά με την BPSK είναι ότι για χρονική διάρκεια ενός συμβόλου αντιστοιχίζονται $K = \log_2 M$ ψηφία προς μετάδοση. Με την τεχνική αυτή είναι δυνατόν να επιτευχθούν υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης πληροφορίας, ωστόσο το σύστημα είναι πύο ευαίσθητο σε φαινόμενα θορύβου, παρεμβολών και διαλείψεων. Στο παραπάνω γράφημα μελετάται η διαμόρφωση 16PSK. Παρατηρείται ότι για AWGN χωρίς σκίαση απαιτείται περίπου διπλάσιο ASNR για να επιτευχθεί το BER της BPSK. Επίσης παρατηρείται ότι με μικρές αυξήσεις της σκίασης, της τάξης των 2 dB ή 5 dB το BER χαλαίει αισθητά. Όσο αφορά την περιοχή ενδιαφέροντος η οποία είναι για BER ίσο με 10^{-6} το ASNR για AWGN είναι περίπου 17,5 dB ενώ με πρόσθεση σκίασης της τάξης των 3, 5 ή 8 dB θα πρέπει να αυξηθεί διαδοχικά κατά 8,5 , 17,5 και 33 dB .



Σχήμα 4.5 BER για διάυλο με AWGN και σκίαση, για MPSK ($M = 4, 16, 64$) διαμόρφωση, με τυπική απόκλιση $\sigma = 5 \text{ dB}$, (SNR σε dB).

Στο σχήμα 4.5 εξετάζεται το BER ως προς μέσο SNR στην περίπτωση ενός καναλιού AWGN με σκίαση, με σ_{dB} σταθερή και ίση με 5 dB, για τις διάφορες τιμές M της διαμόρφωσης MPSK. Καθώς οι τιμές για το M αυξάνουν, πετυχαίνονται υψηλότεροι

ρυθμοί μετάδοσης, ωστόσο επαληθεύεται η θεωρία καθώς χειροτερεύει η πιθανότητα μετάδοσης λανθασμένου ψηφίου. Για την περιοχή ενδιαφέροντος παρατηρείται ότι για $M = 4, 16, 64$ απαιτείται μέσο $SNR = 27,5, 35$ και $44,5 \text{ dB}$.

4.2.3 BER σε δίαυλο με σκίαση για BFSK

Ο υπολογισμός του BER για διαμόρφωση BFSK προκύπτει από το παρακάτω ολοκλήρωμα:

$$BER^{BFSK}(\mu_{dB}, \sigma_{dB}) = \int_0^{\infty} \frac{\xi}{\sqrt{2\pi\sigma_{dB}\gamma}} e^{-\left(\frac{(10\log_{10}(\gamma) - \mu_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}\right)} Q(\sqrt{\gamma}) d\gamma \quad (4.5)$$

Όπως και για BPSK, η BER υπολογίζεται από το ολοκλήρωμα του γινομένου της pdf της σκίασης επί τη συνάρτηση πιθανότητας λανθασμένου ψηφίου για τη διαμόρφωση BPSK. Η μέση τιμή δίνεται από την σχέση (4.2), συναρτήσεως του SNR. Θα πρέπει να φέρουμε την (4.5) στην μορφή Hermite όπως και για την BPSK διαμόρφωση.

Πραγματοποιείται η υπόθεση ότι $\frac{10\log_{10}(\gamma) - \mu_{dB}}{\sqrt{2}\sigma_{dB}} = x$, οπότε ισχύει ότι :

$$\gamma = 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \text{ και } \frac{d\gamma}{dx} = 2^{\frac{1}{2} + \frac{\mu_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \cdot 5^{-1 + \frac{\mu_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \cdot \sigma_{dB} \cdot \log(10), \sigma_{dB} > 0.$$

Ισχύει επίσης ότι για $\gamma \rightarrow 0$ τότε το $x \rightarrow -\infty$ και για $\gamma \rightarrow \infty$, το $x \rightarrow \infty$. Οπότε το ολοκλήρωμα της (4.5) γίνεται της μορφής:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(x) dx$$

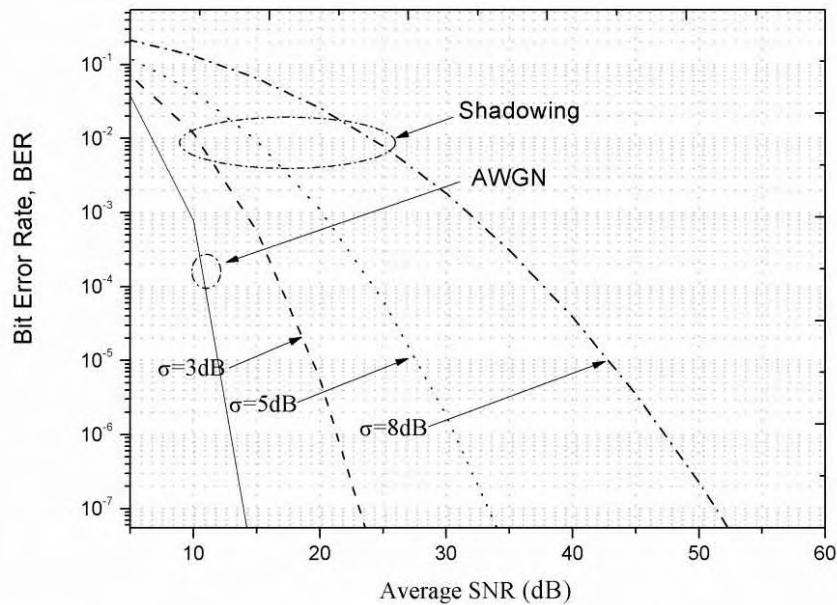
όπου:

$$g(x, \mu_{dB}, \sigma_{dB}) = e^{-x^2} \cdot \left(\frac{\xi}{\sqrt{2\pi\sigma_{dB}} 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}}} \cdot 2^{\frac{1}{2} + \frac{\mu_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \cdot 5^{-1 + \frac{\mu_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \cdot \sigma_{dB} \cdot \log(10) \cdot Q\left(\sqrt{10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}}}\right) \right)$$

Τέλος υπολογίζεται το άθροισμα ως εξής:

$$Hermite^{BFSK}(\mu_{dB}, \sigma_{dB}) = \sum_{i=1}^{10} (w_i e^{x_i^2} \cdot g(x_i, \mu_{dB}, \sigma_{dB}))$$

Στο σχήμα 4.6 δίνεται το γραφήμα του ρυθμού μετάδοσης λανθασμένου ψηφίου, BER ως προς SNR για δύο περιπτώσεις με χρήση της διαμόρφωσης BFSK. Στην πρώτη, το κανάλι έχει μόνο AWGN ενώ στη δεύτερη έχει AWGN και σκίαση. Για τη διαμόρφωση BFSK ισχύει ότι το σήμα κωδικοποιείται κατα τη συχνότητα του σήματος. Επίσης, οι πιθανότητες λανθασμένου ψηφίου και συμβόλου ταυτίζονται, αφού ένα ψηφίο αντιστοιχίζεται σε ένα σύμβολο. Συγκριτικά με τη διαμόρφωση BPSK, η BFSK σε ένα κανάλι AWGN θα είναι χειρότερη αφού είναι γνωστό ότι απαιτεί περίπου 3 dB για να πετύχει τους ρυθμούς μετάδοσης της πρώτης.



Σχήμα 4.6 Ber για διάυλο με AWGN και σκίαση, για BFSK διαμόρφωση.

Όσο αφορά την μελέτη του BER της BFSK, από το γράφημα γίνεται φανερό ότι η πιθανότητα να μεταδοθεί λανθασμένο ψηφίο χειροτερεύει αισθητά όταν προστίθεται η σκίαση στο AWGN κανάλι καθώς επίσης και όσο αυξάνεται. Συγκεκριμένα, για να επιτευχθεί $BER\ 10^{-7}$, στο AWGN κανάλι χωρίς σκίαση απαιτείται μέσος SNR περίπου 14 dB ενώ όταν προστίθεται σκίαση στο κανάλι με τυπική απόκλιση 3 dB ο μέσος SNR αυξάνεται στα 23 dB περίπου. Αξίζει να σημειωθεί ότι όταν η σκίαση αυξάνεται κατα 5 dB το σήμα χειροτερεύει αισθητά καθώς για πιθανότητα 10^{-7} απαιτείται μέσος SNR περίπου ίσος με $51,5\text{ dB}$.

4.2.4 BER σε διάυλο με σκίαση για MPAM

Ο υπολογισμός του BER για διαμόρφωση MPAM προκύπτει από το παρακάτω ολοκλήρωμα:

$$BER^{MPAM}(\mu_{dB}, \sigma_{dB}) = \int_0^\infty \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB}\gamma} e^{\left(-\frac{(10\log_{10}(\gamma) - \mu_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}\right)} \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{6\gamma \log_2 M}{M^2 - 1}}\right) d\gamma \quad (4.6)$$

δηλαδή από το ολοκλήρωμα του γινομένου της pdf της σκίασης επί τη συνάρτηση πιθανότητας λανθασμένου ψηφίου για τη διαμόρφωση MPAM. Η μέση τιμή δίνεται από τη σχέση (4.2) συναρτήσει του SNR. Θα πρέπει να φέρουμε την (4.6) στην μορφή

Hermite. Πραγματοποιείται η υπόθεση ότι $\frac{10\log_{10}(\gamma) - \mu_{dB}}{\sqrt{2}\sigma_{dB}} = x$, οπότε ισχύει ότι :

$$\gamma = 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \text{ και } \frac{d\gamma}{dx} = 2^{-\frac{1}{2} + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \cdot 5^{-1 + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \cdot \sigma_{dB} \cdot \log(10), \sigma_{dB} > 0$$

Ισχύει επίσης ότι για $\gamma \rightarrow 0$ τότε το $x \rightarrow -\infty$ και για $\gamma \rightarrow \infty$, το $x \rightarrow \infty$. Οπότε το ολοκλήρωμα της (4.6) γίνεται της μορφής:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(x) dx$$

όπου:

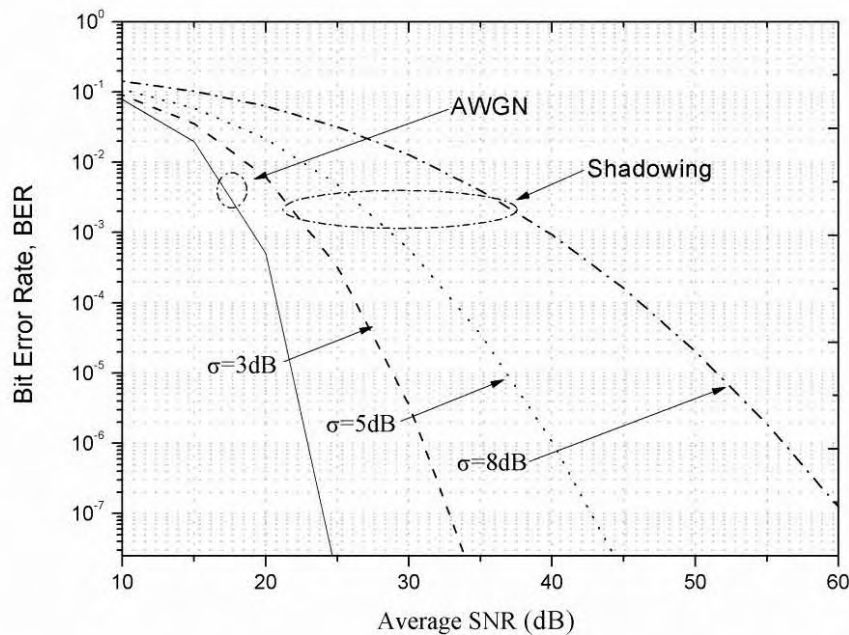
$$g(x, \mu_{dB}, \sigma_{dB}) = e^{-x^2} \cdot \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB} 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}}} \cdot 2^{-\frac{1}{2} + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \cdot 5^{-1 + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \cdot \sigma_{dB} \cdot \log(10) \cdot \frac{2(M-1)}{M \log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{6 \log_2 M}{M^2 - 1} \cdot 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10} + \frac{x\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}}}\right)$$

Σύμφωνα με τον τύπο Hermite υπολογίζεται το άθροισμα ως εξής:

$$Hermite^{MPAM}(\mu_{dB}, \sigma_{dB}) = \sum_{i=1}^{10} (w_i e^{-x_i^2} \cdot g(x_i, \mu_{dB}, \sigma_{dB}))$$

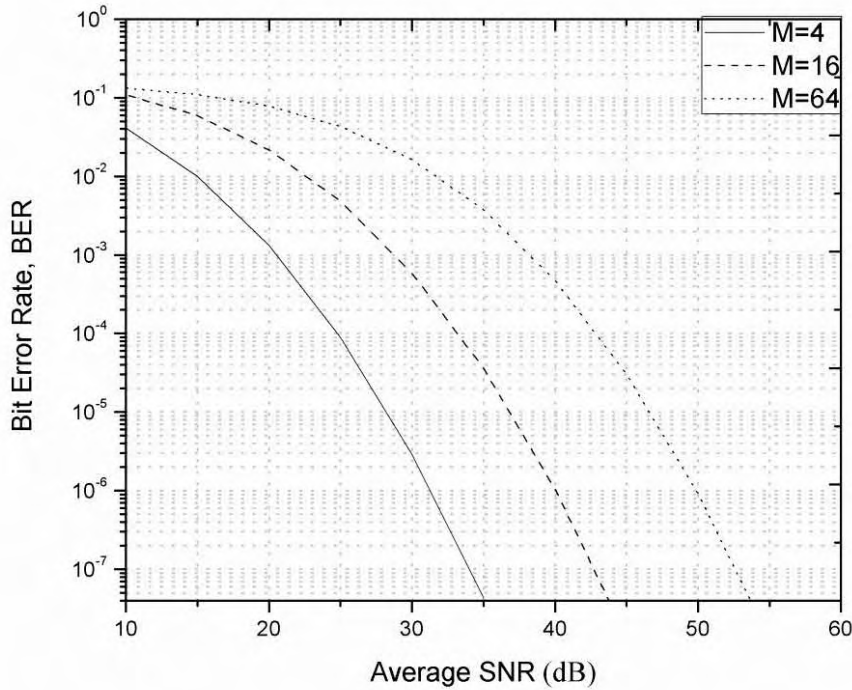
Στο σχήμα 4.7 δίνεται το γραφήμα του ρυθμού μετάδοσης λανθασμένου ψηφίου – BER ως προς SNR για δύο περιπτώσεις. Στην πρώτη, το κανάλι έχει μόνο AWGN ενώ στη δεύτερη έχει AWGN και σκίαση για τη διαμόρφωση 16PAM. Κατά τη διαμόρφωση MPAM η πληροφορία κωδικοποιείται μόνο στο πλάτος του εκπεμπόμενου σήματος.

Ισχύει ότι για χρονική διάρκεια ενός συμβόλου μεταφέρονται $K = \log_2 M$ ψηφία. Στο γράφημα παρατηρείται ότι η διαμόρφωση αυτή έχει γενικά χειρότερο BER συγκριτικά με την MPSK. Επίσης παρατηρείται ότι με μικρές αυξήσεις της σκίασης, της τάξης των $2dB$ ή $5dB$ η BER χαλάει αισθητά.



Σχήμα 4.7 BER για δίαυλο με AWGN και σκίαση, για 16PAM διαμόρφωση, (SNR σε dB).

Όσο αφορά την περιοχή ενδιαφέροντος η οποία είναι για BER ίσο με 10^{-6} το ASNR για AWGN είναι περίπου $23 dB$ ενώ με πρόσθεση σκίασης της τάξης των $3, 5$ ή $8 dB$ θα πρέπει να αυξηθεί διαδοχικά κατά $8,5, 17,5$ και $32,5 dB$. Στο σχήμα 4.8 εξετάζεται το BER ως προς μέσο SNR στην περίπτωση ενός καναλιού AWGN με σκίαση, με σ_{dB} σταθερή και ίση με $5 dB$, για τις διάφορες τιμές M της διαμόρφωσης MPAM. Καθώς οι τιμές για το M αυξάνουν, πετυχαίνονται υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης, ωστόσο επαληθεύεται η θεωρία καθώς αυξάνεται η πιθανότητα μετάδοσης λανθασμένου ψηφίου. Για την περιοχή ενδιαφέροντος παρατηρείται ότι για $M = 4, 16, 64$ απαιτείται μέσο SNR = $31, 40$ και $49,5 dB$.



Σχήμα 4.8 BER για διάυλο με AWGN και σκίαση, για MPAM ($M = 4, 16, 64$) διαμόρφωση, με τυπική απόκλιση $\sigma = 5 \text{ dB}$, (SNR σε dB).

4.2.5 BER σε διάυλο με σκίαση για MQAM

Ο υπολογισμός του BER για διαμόρφωση MQAM προκύπτει από το παρακάτω ολοκλήρωμα:

$$BER^{MQAM}(\mu_{dB}, \sigma_{dB}) = \int_0^\infty \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB}\gamma} e^{\left(\frac{(10\log_{10}(\gamma) - \mu_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}\right)} \frac{4}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{3\gamma \log_2 M}{M-1}}\right) d\gamma \quad (4.7)$$

Δηλαδή, από το ολοκλήρωμα του γινομένου της pdf της σκίασης επί τη συνάρτηση πιθανότητας λανθασμένου ψηφίου για τη διαμόρφωση BPSK. Όπου η μέση τιμή δίνεται από την σχέση δίνονται από την (4.2), συναρτήσε του SNR. Θα πρέπει να φέρουμε την

(4.7) στην μορφή Hermite. Πραγματοποιείται η υπόθεση ότι $\frac{10\log_{10}(\gamma) - \mu_{dB}}{\sqrt{2}\sigma_{dB}} = x$, οπότε

ισχύει ότι :

$$\gamma = 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \text{ και } \frac{d\gamma}{dx} = 2^{-\frac{1}{2} + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \cdot 5^{-1 + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \cdot \sigma_{dB} \cdot \log(10), \sigma_{dB} > 0.$$

Ισχύει επίσης ότι για $\gamma \rightarrow 0$ τότε το $x \rightarrow -\infty$ και για $\gamma \rightarrow \infty$, το $x \rightarrow \infty$. Οπότε το ολοκλήρωμα της (4.7) γίνεται της μορφής:

$$\int_{-\infty}^{\infty} g(x) dx$$

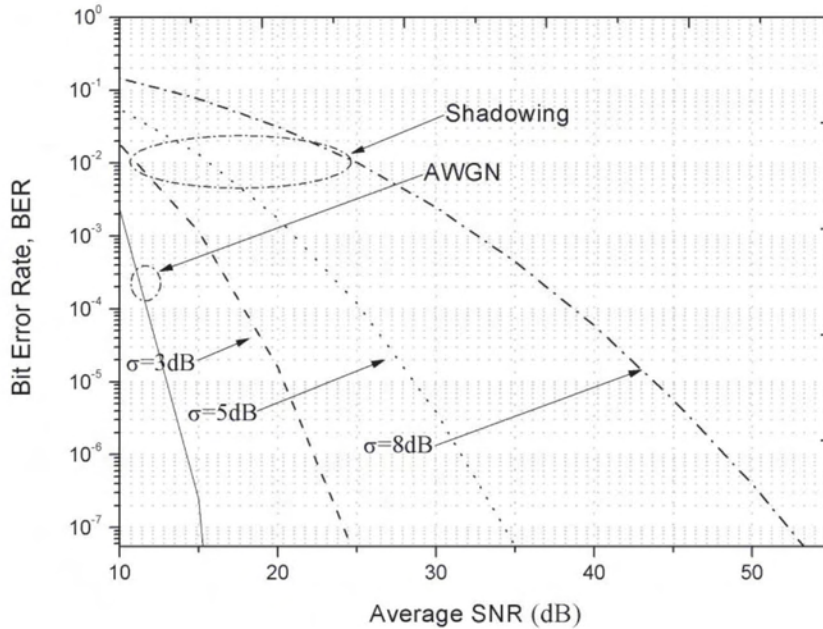
όπου:

$$g(x, \mu_{dB}, \sigma_{dB}) =$$

$$e^{-x^2} \cdot \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB} 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}}} \cdot 2^{\frac{1}{2} + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \cdot 5^{-1 + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \cdot \sigma_{dB} \cdot \log(10) \cdot \frac{4}{\log_2 M} Q\left(\sqrt{\frac{3\log_2 M}{M-1} \cdot 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}}}\right)$$

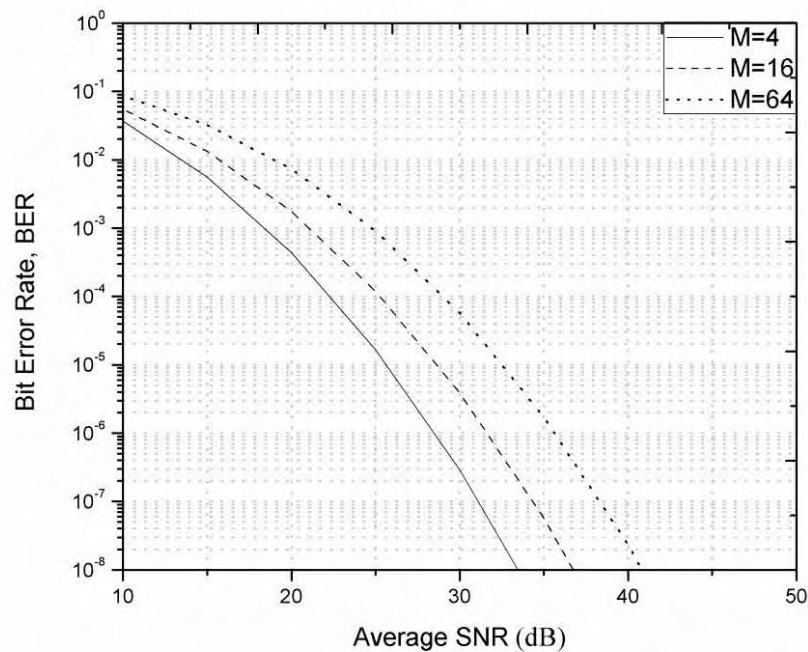
Άρα σύμφωνα με τον τύπο Hermite υπολογίζεται το άθροισμα ως εξής:

$$Hermite^{MQAM}(\mu_{dB}, \sigma_{dB}) = \sum_{i=1}^{10} (w_i e^{x_i^2} \cdot g(x_i, \mu_{dB}, \sigma_{dB}))$$



Σχήμα 4.9 BER για δίαυλο με AWGN με σκίαση, για 16QAM διαμόρφωση, (SNR σε dB).

Στο σχήμα 4.9 δίνεται το γραφήμα του BER ως προς SNR για δύο περιπτώσεις με χρήση της διαμόρφωσης 16QAM. Στην πρώτη, το κανάλι έχει μόνο AWGN ενώ στη δεύτερη έχει AWGN και σκίαση. Για τη διαμόρφωση 16QAM ισχύει ότι η πληροφορία κωδικοποιείται κατα το πλάτος και την φάση του σήματος. Ισχύει ότι για κάθε K ψηφία αντιστοιχίζονται $K = \text{Log}_2 M$ σύμβολα προς μετάδοση ώστε να επιτευχθούν υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης πληροφορίας. Ωστόσο το σύστημα είναι πίο ευαίσθητο σε φαινόμενα θορύβου, παρεμβολών και διαλείψεων.



Σχήμα 4.10 BER για διάυλο με AWGN και σκίαση, για MQAM ($M = 4, 16, 64$) διαμόρφωση, με τυπική απόκλιση $\sigma = 5$ dB, (SNR σε dB).

Αντίθετα με τις άλλες διαμορφώσεις πλάτους ή συχνότητας, η MQAM λόγω του ότι αξιοποιεί και το πλάτος αλλά και τη φάση του σήματος για να μεταδώσει την πληροφορία, διαθέτει υψηλότερη φασματική απόδοση και δυνατότητα μετάδοσης περισσότερων ψηφίων ανά σύμβολο με την ίδια μέση ενέργεια συμβόλου. Στο γράφημα 4.9 μελετάται η διαμόρφωση 16QAM και είναι φανερό ότι το BER είναι καλύτερο σε σημαντικό βαθμό συγκριτικά με τις διαμορφώσεις 16PAM και 16PSK. Επίσης παρατηρείται ότι με μικρές αυξήσεις της σκίασης η BER χαλάει αισθητά. Όσο αφορά την

περιοχή ενδιαφέροντος η οποία είναι για BER ίσο με 10^{-6} το ASNR για AWGN είναι περίπου $14,5\text{ dB}$ ενώ με πρόσθεση σκίασης της τάξης των $3, 5$ ή 8 dB θα πρέπει να αυξηθεί διαδοχικά κατά $7,5, 17$ και $32,5\text{ dB}$. Στο σχήμα 4.10 εξετάζεται το BER ως προς μέσο SNR σε κανάλι AWGN με σκίαση, με $\sigma_{dB} = 5\text{ dB}$, για τις διάφορες τιμές M της διαμόρφωσης MQAM. Καθώς οι τιμές για το M αυξάνουν, πετυχαίνονται υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης, ωστόσο επαληθεύεται η θεωρία καθώς αυξάνεται η πιθανότητα μετάδοσης λανθασμένου ψηφίου. Για την περιοχή ενδιαφέροντος παρατηρείται ότι για $M = 4, 16, 64$ απαιτείται μέσο SNR = $28, 31,5$ και $35,5\text{ dB}$.

4.2.5 Σύγκριση ψηφιακών διαμορφώσεων

Σκίαση	BER	BPSK	BFSK
	$BER = 10^{-3}$	ASNR = 11 dB	ASNR = 14 dB
$\sigma_{dB} = 3\text{ dB}$	$BER = 10^{-6}$	ASNR = 18 dB	ASNR = 21 dB
	$BER = 10^{-3}$	ASNR = $28,5\text{ dB}$	ASNR = 32 dB
$\sigma_{dB} = 8\text{ dB}$	$BER = 10^{-6}$	ASNR = 43 dB	ASNR = 46 dB

Πίνακας 4.1 Σύγκριση ψηφιακών διαμορφώσεων, BPSK και BFSK.

Σκίαση	BER	4PSK	4PAM	4QAM
	$BER = 10^{-3}$	ASNR = 11 dB	ASNR = $14,5\text{ dB}$	ASNR = 12 dB
$\sigma_{dB} = 3\text{ dB}$	$BER = 10^{-6}$	ASNR = 18 dB	ASNR = 22 dB	ASNR = 19 dB
	$BER = 10^{-3}$	ASNR = $28,5\text{ dB}$	ASNR = 32 dB	ASNR = 30 dB
$\sigma_{dB} = 8\text{ dB}$	$BER = 10^{-6}$	ASNR = 43 dB	ASNR = $46,5\text{ dB}$	ASNR = 45 dB

Πίνακας 4.2 Σύγκριση ψηφιακών διαμορφώσεων, 4PSK, 4PAM και 4QAM.

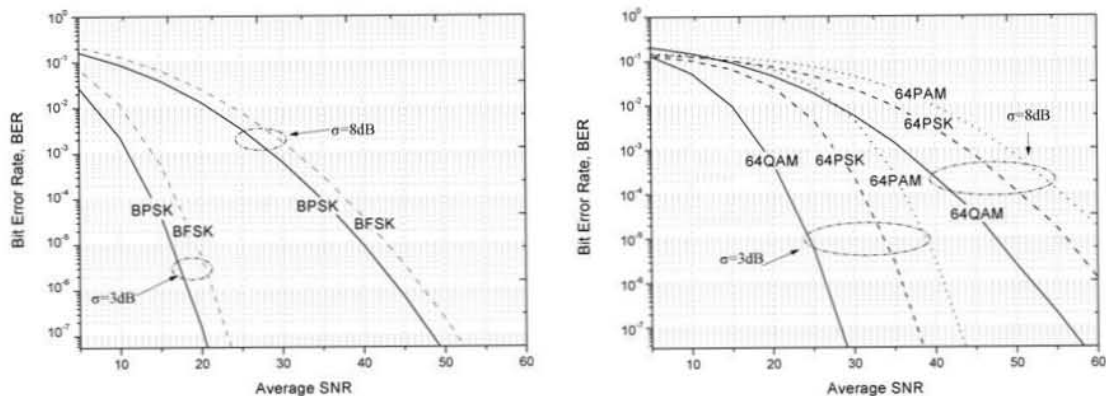
Σκίαση	BER	16PSK	16PAM	16QAM
	$BER = 10^{-3}$	ASNR = 18 dB	ASNR = 23 dB	ASNR = 15 dB
$\sigma_{dB} = 3\text{ dB}$	$BER = 10^{-6}$	ASNR = 26 dB	ASNR = 31 dB	ASNR = 22 dB
	$BER = 10^{-3}$	ASNR = $34,5\text{ dB}$	ASNR = 39 dB	ASNR = $32,5\text{ dB}$
$\sigma_{dB} = 8\text{ dB}$	$BER = 10^{-6}$	ASNR = $50,5\text{ dB}$	ASNR = $55,5\text{ dB}$	ASNR = 47 dB

Πίνακας 4.3 Σύγκριση ψηφιακών διαμορφώσεων, 16PSK, 16PAM και 16QAM.

Σκίαση	<i>BER</i>	64PSK	64PAM	64QAM
	$BER = 10^{-3}$	<i>ASNR</i> = 27, 5 <i>dB</i>	<i>ASNR</i> = 31, 5 <i>dB</i>	<i>ASNR</i> = 18, 5 <i>dB</i>
$\sigma_{dB} = 3dB$	$BER = 10^{-6}$	<i>ASNR</i> = 35, 5 <i>dB</i>	<i>ASNR</i> = 41 <i>dB</i>	<i>ASNR</i> = 26, 5 <i>dB</i>
	$BER = 10^{-3}$	<i>ASNR</i> = 43, 5 <i>dB</i>	<i>ASNR</i> = 48, 5 <i>dB</i>	<i>ASNR</i> = 36 <i>dB</i>
$\sigma_{dB} = 8dB$	$BER = 10^{-6}$	<i>ASNR</i> = 60 <i>dB</i>	<i>ASNR</i> = 65 <i>dB</i>	<i>ASNR</i> = 51 <i>dB</i>

Πίνακας 4.4 Σύγκριση ψηφιακών διαμορφώσεων, 64PSK, 64PAM και 64QAM.

Στον πίνακα 4.1 γίνεται μία σύγκριση των δυαδικών ψηφιακών διαμορφώσεων, BPSK και BFSK καθώς η τυπική απόκλιση της σκίασης αυξάνει σε (α) $\sigma_{dB} = 3dB$, (β) $\sigma_{dB} = 8dB$. Για τιμές (α) $BER = 10^{-3}$, (β) $BER = 10^{-6}$ παρατηρείται μία σταθερή διαφορά στο *ASNR* κατά 3*dB*, με την BFSK να είναι χειρότερη. Στο σχήμα 4.11 επιβεβαιώνεται επίσης ότι η διαμόρφωση BFSK απαιτεί 3*dB* ώστε να πετύχει το ρυθμό μετάδοσης της BPSK. Αξίζει να παρατηρήσουμε ότι η διαμόρφωση 4PSK η οποία είναι γνωστή ως QPSK επιτυγχάνει *BER* ίσο με αυτό της BPSK ενώ πραγματοποιεί την αύξηση της φασματικής απόδοσης αφού με κάθε σύμβολο μεταφέρει 2 bit πληροφορίας. Στους πίνακες 4.2 έως 4.4 γίνεται μία σύγκριση των Μ-αδικών ψηφιακών διαμορφώσεων, MPSK, MPAM και MQAM καθώς η τυπική απόκλιση της σκίασης αυξάνει σε (α) $\sigma_{dB} = 3dB$, (β) $\sigma_{dB} = 8dB$, για $M = 4, 16, 64$ και τιμές *BER*, (α) $BER = 10^{-3}$, (β) $BER = 10^{-6}$. Παρατηρείται ότι η MQAM έχει το καλύτερο *BER*. Είναι η αποδοτικότερη ψηφιακή διαμόρφωση έχοντας την μεγαλύτερη φασματική απόδοση αφού αξιοποιεί το πλάτος και τη φάση για τη μετάδοση της πληροφορίας και επίσης έχει το καλύτερο *BER* με την διαφορά να είναι σημαντική για $M = 64$ όπου είναι περίπου κατά 8*dB* καλύτερη από την 64PSK και κατά 14*dB* από την χειρότερη, 64PAM. Η MQAM παρουσιάζει γενικά καλύτερη συμπεριφορά από τις υπόλοιπες Μ-αδικές διαμορφώσεις διότι στο διάγραμμα αστερισμού τα σύμβολα της έχουν μεγαλύτερες αποστάσεις συγκριτικά με τις αποστάσεις των MPSK και MPAM, ενώ είναι γνωστό ότι όσο κοντινότερες είναι οι αποστάσεις των συμβόλων τόσο μεγαλύτερη είναι η πιθανότητα λάθους.



Σχήμα 4.11 Σύγκριση BER για τις δυαδικές διαμορφώσεις BPSK, BFSK και τις M-αδικές MPAM, MPSK και MQAM, για M=64 (SNR σε dB).

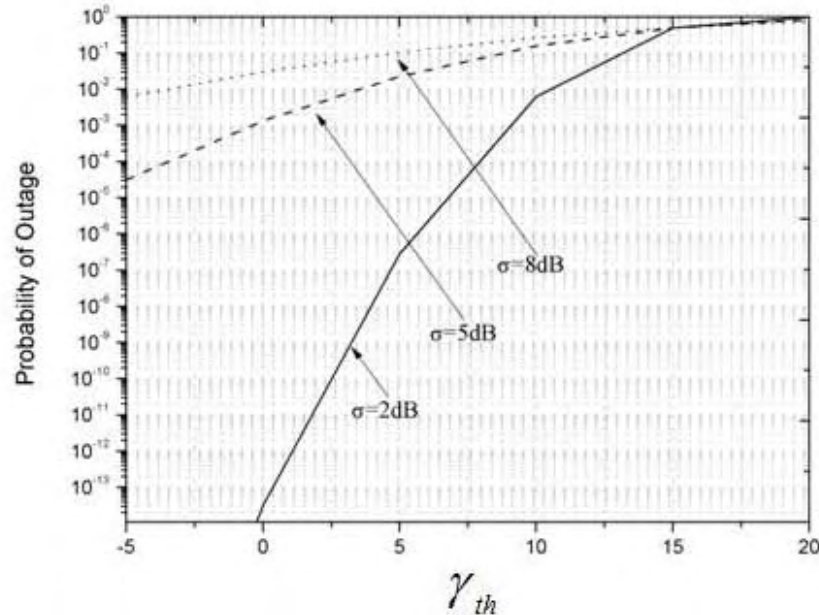
Στο σχήμα 4.11 γίνεται μία σύγκριση των δυαδικών διαμορφώσεων BPSK, BFSK και των M-αδικών διαμορφώσεων MQAM, MPSK και MPAM, για M=64, καθώς η τυπική απόκλιση της σκίασης αυξάνει σε (α) $\sigma_{dB} = 3dB$, (β) $\sigma_{dB} = 8dB$. Το παραπάνω διάγραμμα όπως και τα αριθμητικά αποτελέσματα των πινάκων 4.2, 4.3 και 4.4 επιβεβαιώνουν την BPSK και την MQAM ως τις αποδοτικότερες ψηφιακές διαμορφώσεις μεταξύ των δυαδικών και των M-αδικών διαμορφώσεων αντίστοιχα.

4.3 Πιθανότητα διακοπής - P_{out}

Σε ένα σύστημα τηλεπικοινωνιών αναφέρθηκε ότι η ισχύς λήψης P_R δέν πρέπει να ξεπερνάει μία κατώτατη τιμή ισχύος, P_{RMIN} , διότι διαφορετικά διακόπτεται η λειτουργία του συστήματος. Ο δείκτης P_{out} εκφράζει την πιθανότητα στην οποία η στιγμιαία πιθανότητα σφάλματος θα γίνει μικρότερη από μία συγκεκριμένη τιμή κατωφλίου, γ_{th} . Συνήθως αναφερόμαστε στην πιθανότητα εμφάνισης μίας διακοπής σε μία συγκεκριμένη χρονική περίοδο. Στην περίπτωση αυτή, μελετάται ένα ασύρματο κανάλι AWGN με σκίαση, ο δείκτης P_{out} υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την cdf του SNR που δίνεται σε κλειστή μορφή σύμφωνα με το παρακάτω τύπο.

$$P_{out} = \frac{1}{2} \operatorname{Erfc} \left(-\frac{10 \log_{10}(\gamma_{th}) - \mu_{dB}}{\sqrt{2} \sigma_{dB}} \right) \quad (4.8)$$

για διάφορες τιμές του γ_{th} , με σταθερή μέση τιμή ίση με 15 dB και τυπική απόκλιση $2,5,8\text{ dB}$.



Σχήμα 4.12 Πιθανότητα διακοπής για κανάλι AWGN με σκίαση, για μέση τιμή $\mu = 15\text{ dB}$ και τυπική απόκλιση $\sigma = 2, 5, 8\text{ dB}$.

Στο σχήμα 4.11 δίνεται η πιθανότητα διακοπής ενός καναλιού AWGN με σκίαση. Ο δείκτης P_{out} εξετάζεται για τις παρακάτω τιμές της σκίασης : $\mu_{dB} = 15\text{ dB}$, $\sigma_{dB} = 2, 5$ και 8 dB . Σύμφωνα με το παραπάνω γράφημα, γίνεται φανερό ότι όσο αυξάνει η σκίαση χειροτερεύει η πιθανότητα διακοπής. Για παράδειγμα παρατηρούμε ότι η πιθανότητα διακοπής για τιμή κατωφλίου $\gamma_{th} = 5\text{ dB}$ είναι (α) 10^{-7} , (β) 10^{-2} , (γ) 10^{-1} καθώς η τυπική απόκλιση της σκίασης αυξάνει σε (α) $\sigma_{dB} = 2\text{ dB}$, (β) $\sigma_{dB} = 5\text{ dB}$, (γ) $\sigma_{dB} = 8\text{ dB}$.

4.4 Φασματική απόδοση - C/B

Ο υπολογισμός της φασματικής απόδοσης του καναλιού προκύπτει από το παρακάτω ολοκλήρωμα:

$$C(\mu_{dB}, \sigma_{dB})/B = \int_0^\infty \log_2(1 + \gamma) \frac{\xi}{\sqrt{2\pi\sigma_{dB}\gamma}} e^{-\frac{(\log \gamma - \mu_{dB})^2}{2\sigma_{dB}^2}} d\gamma \quad (4.8)$$

όπου η μέση τιμή δίνεται από την σχέση δίνονται από την (4.2), συναρτήσεως του SNR. Οι τιμές του ολοκληρώματος θα προσεγγιστούν επίσης σύμφωνα με την ολοκλήρωση

Hermite. Πραγματοποιείται η υπόθεση ότι $\frac{10\log_{10}(\gamma) - \mu_{dB}}{\sqrt{2}\sigma_{dB}} = x$, οπότε ισχύει ότι :

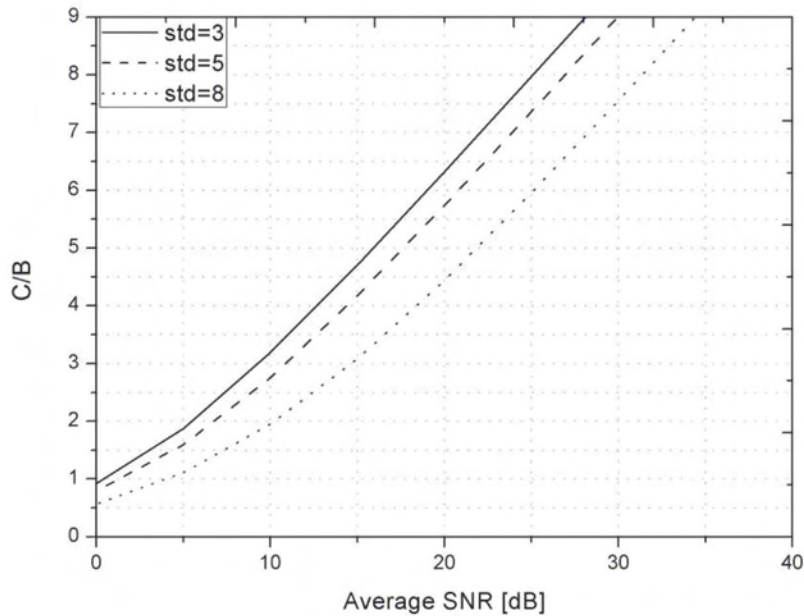
$$\gamma = 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \text{ και } \frac{d\gamma}{dx} = 2^{\frac{1}{2} + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \cdot 5^{-1 + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \cdot \sigma_{dB} \cdot \log(10), \sigma_{dB} > 0.$$

Ισχύει επίσης ότι για $\gamma \rightarrow 0$ τότε το $x \rightarrow -\infty$ και για $\gamma \rightarrow \infty$, το $x \rightarrow \infty$. Οπότε το ολοκλήρωμα της (4.8) γίνεται της μορφής $\int_{-\infty}^{\infty} g(x)dx$, όπου:

$$g(x, \mu_{dB}, \sigma_{dB}) = e^{-x^2} \cdot \log_2\left(1 + 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}}\right) \cdot \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{dB} 10^{\frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}}} \cdot 2^{\frac{1}{2} + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \cdot 5^{-1 + \frac{\mu_{dB} + x\sigma_{dB}}{10 + 5\sqrt{2}}} \cdot \sigma_{dB} \cdot \log(10)$$

Άρα, σύμφωνα με τον τύπο Hermite υπολογίζεται το άθροισμα ως εξής:

$$Hermite^{C/B}(\mu_{dB}, \sigma_{dB}) = \sum_{i=1}^{10} (w_i e^{x_i^2} \times g(x_i, \mu_{dB}, \sigma_{dB}))$$



Σχήμα 4.13 Φασματική απόδοση καναλιού με σκίαση.

Στο σχήμα 4.13 δίνεται το γραφήμα της φασματικής απόδοσης C/B σε κανάλι AWGN υπό συνθήκες σκίασης. Για μία ακόμη φορά γίνεται φανερό ότι το φαινόμενο της σκίασης επηρεάζει σημαντικά την συμπεριφορά του καναλιού. Ο δείκτης C/B έχει μελετηθεί για σκίαση η οποία αυξάνεται σταδιακά απο 3 σε 5 και τελικά 8 dB. Από το γράφημα, εάν πετύχουμε μέσο SNR ίσο με 15 dB τότε η φασματική απόδοση που δείχνει ο δείκτης C/B για τις διάφορες τιμές του $\sigma_{dB} = 3, 5, 8$ θα ισούται αντίστοιχα περίπου με 4,7, 4,1 και 3 *Bits / Sec / Hz*.

5

Επίλογος

Το πέμπτο κεφάλαιο αποτελεί τον επίλογο της εργασίας αυτής. Στις ενότητες του κεφαλαίου αυτού θα γίνει μία ανακεφαλαίωση των προηγούμενων ενοτήτων, θα αναφερθεί η συνεισφορά της μελέτης που πραγματοποιήθηκε και τελικά θα δοθούν προτάσεις για μελλοντική έρευνα.

5.1 Σύνοψη και συμπεράσματα

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία, αρχικά έγινε μία θεωρητική αναφορά στις αρχές λειτουργίας των ασύρματων επικοινωνιών και εξετάστηκε το ασύρματο κανάλι το οποίο βασίζει την λειτουργία του στην εκπομπή ΗΜ. Αναφέρθηκαν τεχνολογίες οι οποίες αξιοποιούν το ασύρματο κανάλι για την πραγματοποίηση επικοινωνίας, όπως τα ασύρματα κυψελωτά δίκτυα. Το ενδιαφέρον εστιάστηκε σε μηχανισμούς μετάδοσης και σε άλλες φυσικές ιδιότητες του καναλιού.

Το δεύτερο κεφάλαιο αποτέλεσε το βασικό θεωρητικό υπόβαθρο που απαιτείται για τη μελέτη που πραγματοποιήθηκε. Στο κεφάλαιο αυτό αναφέρθηκαν τα φαινόμενα εκείνα τα οποία επηρεάζουν τη σωστή λειτουργία του ασύρματου καναλιού, που είναι οι απώλειες διάδοσης και οι διαλείψεις. Δόθηκε ιδιαίτερη σημασία στο φαινόμενο της σκίασης, το οποίο αποτέλεσε και το κεντρικό θέμα μελέτης. Όσο αφορά στη μελέτη του φαινομένου της σκίασης, παρουσιάστηκαν γνωστές κατανομές οι οποίες μοντελοποιούν ικανοποιητικά το φαινόμενο και επίσης απλοποιούν σημαντικά τη μαθηματική ανάλυση.

Στο τρίτο κεφάλαιο αναφέρθηκαν τα μαθηματικά εργαλεία που κρίθηκαν αναγκαία για τη μοντελοποίηση του φαινομένου της σκίασης. Δόθηκαν γνωστές συναρτήσεις οι οποίες βρίσκουν εφαρμογές στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα, αναφέρθηκαν εργαλεία μαθηματικής ανάλυσης που εφαρμόζονται για την απλοποίηση μεγάλων παραστάσεων,

επίσης μελετήθηκαν οι τεχνικές ψηφιακής διαμόρφωσης που εφαρμόζονται στην ασύρματη μετάδοση της πληροφορίας καθώς επίσης και τα μέτρα επίδοσης τα οποία χρησιμοποιήθηκαν για να μετρηθεί η επίδοση του συστήματος που μελετήθηκε.

Το τέταρτο κεφάλαιο περιείχε το πρακτικό μέρος της μελέτης αυτής. Στο κεφάλαιο αυτό μοντελοποιήθηκε ένα ασύρματο κυψελωτό δίκτυο επικοινωνίας. Για τη μελέτη του δικτύου που θεωρήθηκε, βασιστήκαμε σε ένα ασύρματο AWGN κανάλι επικοινωνιών στο οποίο προστέθηκε η σκίαση με κατανομή lognormal. Για διάφορες μορφές ψηφιακών διαμορφώσεων μετρήθηκαν οι δείκτες επίδοσης του καναλιού οι οποίοι ήταν οι BER, P_{out} και C/B . Με τη χρήση των δεικτών αυτών υπολογίσθηκαν συμπεριφορές όπως η μετάδοση λανθασμένης πληροφορίας (bit ή συμβόλου), η πιθανότητα να διακοπεί μία επικοινωνία η οποία βρίσκεται σε εξέλιξη, καθώς επίσης και η χωρητικότητα του καναλιού, δηλαδή ο μέγιστος ρυθμός μετάδοσης που μπορεί να επιτευχθεί ενώ το κανάλι υπόκειται σε φαινόμενα διαλείψεων. Στα διαγράμματα που δόθηκαν φαίνεται η καλύτερη τεχνική ψηφιακής διαμόρφωσης, η οποία επιτυγχάνει το μικρότερο ρυθμό μετάδοσης λαθών, όπως και η χειρότερη. Επίσης αναφέρθηκαν οι περιπτώσεις που επιτυγχάνονται υψηλότεροι ρυθμοί μετάδοσης αλλά το σύστημα είναι πιο επιρρεπές σε λανθασμένη λειτουργία λόγω διαλείψεων. Τέλος, τα αριθμητικά αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν στο τέταρτο κεφάλαιο επιβεβαίωσαν την καταλληλότητα της κατανομής που μελετήθηκε για την μοντελοποίηση του διαλειπτικού καναλιού.

5.2 Μελλοντικές επεκτάσεις

Οι ασύρματες επικοινωνίες αποτελούν αναπόσπαστο κομμάτι της σύγχρονης εποχής. Τα αποτελέσματα της έρευνας που πραγματοποιήθηκε επιχείρησαν να αντιμετωπίσουν ένα μέρος προβλημάτων που προκύπτουν στις ασύρματες επικοινωνίες και να οδηγήσουν στην κατεύθυνση εξέλιξης τους στο επίπεδο της επίδοσης και της ποιότητας. Παρακάτω αναφέρονται διάφοροι σημαντικοί τομείς οι οποίοι κρίνουν μελλοντικής έρευνας.

Η μελέτη του ασύρματου κυψελωτού δικτύου βασίστηκε σε ένα AWGN κανάλι με σκίαση. Για τη στατιστική περιγραφή των απωλειών λόγω σκίασης χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο lognormal. Ένα θέμα που προκύπτει για μελέτη και σύγκριση είναι η περιγραφή της σκίασης με το μοντέλο Γάμμα, σύμφωνα με το οποίο είναι δυνατόν να εξαχθούν

εύχρηστα μαθηματικά αποτελέσματα καθώς είναι λιγότερο σύνθετο και θεωρητικά μοντελοποιεί σε ικανοποιητικό βαθμό το φαινόμενο της σκίασης.

Στο ασύρματο περιβάλλον διάδοσης, ένα συχνό φαινόμενο που προκαλεί απώλειες διάδοσης είναι οι διαλείψεις μικρής κλίμακας. Όσον αφορά τις ΔΜΙΚ, έχουν προταθεί ικανοποιητικά μοντέλα για την στατιστική περιγραφή τους. Ένα ακόμη θέμα μελλοντικής έρευνας συνεπώς, είναι η μοντελοποίηση των φαινομένων ΔΜΙΚ με χρήση των κατανομών αυτών, όπως οι κατανομές Rayleigh, Rice, Nakagami, Weibul και άλλες.

Τελικά, στις ασύρματες επικοινωνίες το βασικό πρόβλημα που προκύπτει είναι ότι συχνά οι ΔΜΙΚ και ΔΜΕΚ συνυπάρχουν. Προκύπτει άμεσα το θέμα μίας σύνθετης μελέτης σκίασης και ΔΜΙΚ. Υπάρχει ανάγκη για εξαγωγή αποτελεσμάτων μίας τέτοιας μελέτης, τα οποία θα είναι ιδιαίτερα χρήσιμα για την εξέταση της συμπεριφοράς καναλιών που υποφέρουν από διαλείψεις καθώς επίσης και για την εύρεση νέων μοντέλων για την στατιστική περιγραφή σύνθετων διαλείψεων.

Βιβλιογραφία

- [1] J. C. Maxwell. «A dynamical theory of the electromagnetic field». Phil.-Trans. Royal SOC. (London), 155:459–512, 1865.
- [2] Wikipedia, link: http://en.wikipedia.org/wiki/Line-of-sight_propagation.
- [3] Μ. Ε. Θεολόγου. «Δίκτυα κινητών και προσωπικών επικοινωνιών», εκδόσεις Τζιόλα, 2007.
- [4] Γ. Φούσκας. «Ψηφιακές Επικοινωνίες», εκδόσεις ΕΑΠ, Τόμος Β', 2002.
- [5] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος. «Συστήματα Κινητών Υπηρεσιών», εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2008.
- [6] Wikipedia, link: http://en.wikipedia.org/wiki/Adjacent-channel_interference.
- [7] Παναγιώτης Γ. Κωττής, Παντελής – Δανιήλ Μ. Αράπογλου, «Ασύρματες Επικοινωνίες», εκδόσεις Τζιόλα, 2011.
- [8] Wikipedia, link: http://en.wikipedia.org/wiki/Cellular_network.
- [9] J. G. Proakis. «Digital Communications». McGraw-Hill, New York, 4th edition, 2001.
- [10] Wikipedia, link: http://en.wikipedia.org/wiki/Log-normal_distribution.
- [11] Wikipedia, link: http://en.wikipedia.org/wiki/Nakagami_distribution.
- [12] M.K Simon, M-S Alouini. «Digital Communications over Fading Channels», 2nd edition, Jhon Wiley & Sons, Inc, Publication, 2005.
- [13] Wikipedia, Link: http://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_fading.
- [14] Γεώργιος Κ. Καραγιαννίδη. «Τηλεπικοινωνιακά Συστήματα», 2^η έκδοση, εκδόσεις Τζιόλα, 2011.
- [15] M. Abramowitz, E.A Stegun. «Handbook of Mathematical functions», 10th printing, December 1972.
- [16] Wikipedia, Link: http://en.wikipedia.org/wiki/Log-normal_distribution
- [17] Wikipedia, Link: <http://en.wikipedia.org/wiki/Q-function>

Παράρτημα

I. Παρακάτω δίνονται οι εντολές που χρησιμοποιήθηκαν στο Mathematica 7.0 για την μελέτη του BER προς SNR για διαμόρφωση 16PAM. Η μεθοδολογία και οι εντολές είναι ίδια και για τις υπόλοιπες περιπτώσεις διαμορφώσεων που μελετήθηκαν.

```

16-PAM Hermite.nb
1. Αρχικά ορίζουμε δύο πίνακες οι οποίοι θα φυλάξουν τις τιμές για τα βάρη Hermite. Η ανάρτηση τιμών σε μία θέση του πίνακα δίνεται με την εντολή
Array[i] := j και πατώντας τον συνδυασμό «shift + enter» ο οποίος είναι είτε για ανάρτηση τιμών σε μεταβλητές ή για εκτέλεση εντολών.

Δήλωση πίνακα xk[], 10 θέσεων :
Array[xk, 10]
xk[1] := -0.342901327223705
xk[2] := -1.036610829789514
xk[3] := -1.756683649299882
xk[4] := -2.532731674232790
xk[5] := -3.436159118837738
xk[6] := 0.342901327223705
xk[7] := 1.036610829789514
xk[8] := 1.756683649299882
xk[9] := 2.532731674232790
xk[10] := 3.436159118837738

{xk[1], xk[2], xk[3], xk[4], xk[5], xk[6], xk[7], xk[8], xk[9], xk[10]}

Δήλωση πίνακα we[], 10 θέσεων :
Array[we, 10]
we[1] := 0.6870818539513
we[2] := 0.7032963231049
we[3] := 0.7414419319436
we[4] := 0.8206661264048
we[5] := 1.0254516913657
we[6] := 0.6870818539513
we[7] := 0.7032963231049
we[8] := 0.7414419319436
we[9] := 0.8206661264048
we[10] := 1.0254516913657

{we[1], we[2], we[3], we[4], we[5], we[6], we[7], we[8], we[9], we[10]}

```

Σχήμα παρ.1 (α): Ερμηνεία κώδικα στο Mathematica, για τον υπολογισμό του BER.

```

16-PAM Hermite.nb
2. Η νέα συνάρτηση στο Mathematica 7.0 ορίζεται ως εξής F[x_] := y,
με «shift + enter». Ορισμός της συνάρτησης Q και αρχικοποίηση της σταθεράς ζ και της μεταβλητής M :
Q[x_] :=  $\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{t^2}{2}} dt$ ; ζ :=  $\frac{10}{\text{Log}[10]}$ ; M := 16;

3. Δήλωση της συνάρτησης εύρεσης του BER για διαμόρφωση 16PAM συναρτήσει της μέσης τιμής και της τυπικής απόκλισης της τυχαίας μεταβλητής xB :
ber16pam[xB_, μdB_, σdB_] := Exp[-xB^2] *  $\left( \frac{\zeta}{\sqrt{2\pi} \sigma_{dB} \cdot 10^{\frac{\mu_{dB}}{10}}} + \left( 2^{\frac{1}{2}} \cdot \frac{\mu_{dB}}{10} + \frac{\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}} \cdot 5^{-1} \cdot \frac{\mu_{dB}}{10} + \frac{\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}} \cdot \sigma_{dB} \text{Log}[10] \right) + \frac{2(M-1)}{M \cdot \text{Log}[2, M]} \cdot Q\left[\sqrt{\left(6 \cdot 10^{\frac{\mu_{dB}}{10} + \frac{\sigma_{dB}}{5\sqrt{2}}} \cdot \text{Log}[2, M]\right) / (M^2 - 1)}\right] \right)$ 

4. Δήλωση σχέσης γραμμικού μέσου κέρδους (εξής (gmean)) και της μέσης τιμής μdB της τυχαίας μεταβλητής xB :
μdB :=  $\frac{-\sigma_{dB}^2 + 2 \zeta^2 \text{Log}[gmean]}{2 \zeta}$ ;

5. Μετατροπή του γραμμικού μέσου κέρδους (εξής σε dB :
gmean :=  $10^{\frac{\mu_{dB}}{10}}$ ;

6. Δήλωση της σχέσης Hermite :
Hermite16pam[μdB_, σdB_] := Sum[we[i] * ber16pam[xk[i], μdB, σdB]], {i, 1, 10}

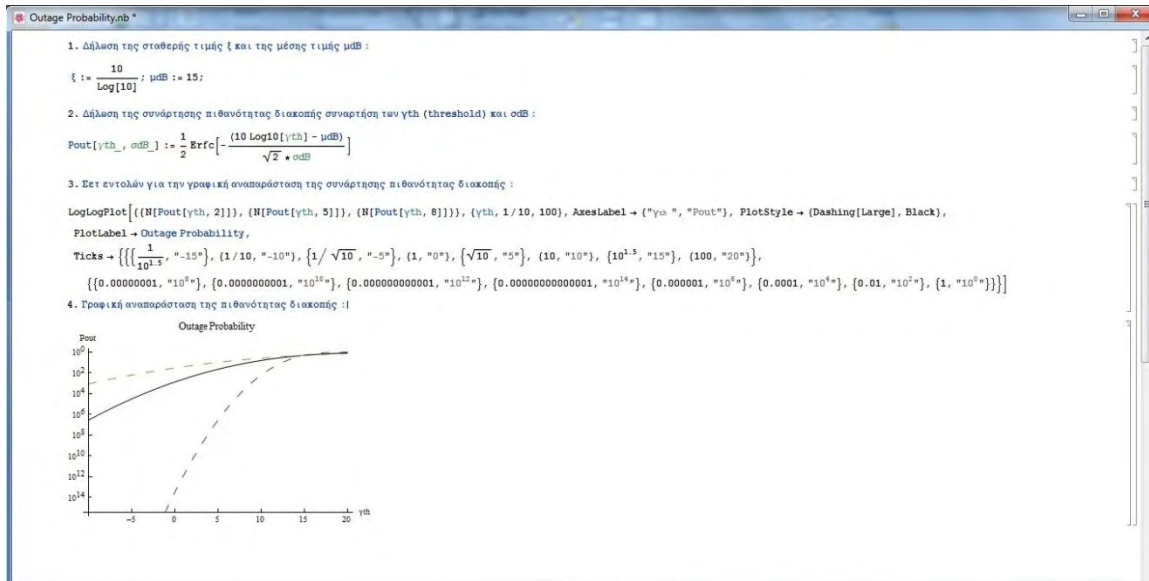
7. Ανάρτηση τιμών για την τυπική απόκλιση
σdB = 3
3

8. Επαναληπτικός βρόχος For για σdBmean - 20 έως και 30 με βήμα 5 τυπώνει την αλγεβρική τιμή της συνάρτησης Hermite,
0.228971 χρησιμοποιώντας την εντολή Print[N[F[x]]] :
For[σdBmean = -20, σdBmean < 31,
Print[N[Hermite16pam[μdB, σdB]]];
σdBmean = σdBmean + 5]

```

Σχήμα παρ.1 (β): Ερμηνεία κώδικα στο Mathematica, για τον υπολογισμό του BER.

II. Παρακάτω δίνονται οι εντολές που χρησιμοποιήθηκαν στο Mathematica 7.0 για τη μελέτη της πιθανότητας διακοπής P_{out} .



Σχήμα παρ.2 : Ερμηνεία κώδικα στο Mathematica, για τον υπολογισμό του P_{out} .

Εντολή	Ερμηνεία
LogLogPlot	2D γραφική αναπαράσταση. λογαριθμική κλίμακα οι αξόνες x&y
N[]	Δίνει τήν αριθμητική τιμή μίας έκφρασης
AxesLabel	Καθορίζει τες ετικέτες του x & y άξονα
PlotStyle	Καθορίζει το στυλ των καμπύλων
Dashing[Large]	Καθορίζει τήν πάνω ετικέτα στο γράφημα
PlotLabel	Καθορίζει τήν πάνω ετικέτα στο γράφημα
Ticks	Καθορίζει τες τιμές στις υποδιαιρέσεις των αξόνων

Πίνακας παρ. 2 : Ερμηνεία εντολών του Mathematica.

III. Παρακάτω δίνονται οι εντολές που χρησιμοποιήθηκαν στο Mathematica 7.0 για τη μελέτη της χωρητικότητας του διαλειπτικού καναλιού, οι εντολές όμοιες με Παρ.1.

```

Capacity Hermite.nb

1. Δήλωση πίνακα xk[], 10 θέσεων :

Array[xk, 10]
xk[1] := -0.342901327223705
xk[2] := -1.036610829789514
xk[3] := -1.756683649299882
xk[4] := -2.532731674232790
xk[5] := -3.436159118837738
xk[6] := 0.342901327223705
xk[7] := 1.036610829789514
xk[8] := 1.756683649299882
xk[9] := 2.532731674232790
xk[10] := 3.436159118837738

{xk[1], xk[2], xk[3], xk[4], xk[5], xk[6], xk[7], xk[8], xk[9], xk[10]}

2. Δήλωση πίνακα we[], 10 θέσεων :

Array[we, 10]
we[1] := 0.6870818539513
we[2] := 0.7032963231049
we[3] := 0.7414419319436
we[4] := 0.8206661264048
we[5] := 1.0254516913657
we[6] := 0.6870818539513
we[7] := 0.7032963231049
we[8] := 0.7414419319436
we[9] := 0.8206661264048
we[10] := 1.0254516913657

{we[1], we[2], we[3], we[4], we[5], we[6], we[7], we[8], we[9], we[10]}

```

Σχήμα παρ.3 (α) : Ερμηνεία κώδικα στο Mathematica, για τον υπολογισμό του C/B .

```

Capacity Hermite.nb

3. Δήλωση της σχέσης της μέσης τιμής με τον μέσο SNR, της σταθεράς ξ,
του μέσου SNR σε dB :

μdB :=  $\frac{-\sigma dB^2 + 2 \xi^2 \text{Log}[\eta \text{mean}]}{2 \xi}$ ;  $\xi := \frac{10}{\text{Log}[10]}$ ;  $\eta \text{mean} := 10^{\frac{\sigma dB \text{mean}}{10}}$ ;

4. Δήλωση της σχέσης υπολογισμού της χωρητικότητας :

GCB[x_, μdB_, σdB_] :=  $\text{Exp}[-x^2] \cdot \left( \text{Log}\left[2, 1 + 10^{\frac{\mu dB + \sigma dB}{10} \cdot \frac{x + \sigma dB}{5 \sqrt{2}}}\right] \cdot \frac{\xi}{\sqrt{2 \pi \sigma dB \cdot 10^{\frac{\mu dB + \sigma dB}{10} \cdot \frac{x + \sigma dB}{5 \sqrt{2}}}}} \cdot \left( 2^{\frac{1 - \frac{\mu dB + \sigma dB}{10} \cdot \frac{x + \sigma dB}{5 \sqrt{2}}}{5}} \cdot 5^{-\frac{1 - \frac{\mu dB + \sigma dB}{10} \cdot \frac{x + \sigma dB}{5 \sqrt{2}}}{5}} \cdot \sigma dB \text{Log}[10] \right) \right)$ 

HermiteCb[μdB_, σdB_] :=  $\text{Sum}[we[i] \cdot \text{GCB}[xk[i], \mu dB, \sigma dB], \{i, 1, 10\}]$ 

5. Ανάθεση τιμής στην τυπική απόκλιση.

σdB = 3
3

6. Επανάληπτικός βρόχος όπου για μέσο SNR [-20, 30] με βήμα 5 υπολογίζει την τιμή της χωρητικότητας :

For[σdBmean = -20, σdBmean < 31,
Print[N[HermiteCb[μdB, σdB]]];
σdBmean = σdBmean + 5]

7. Αποτελέσματα :

0.0143127
0.0445177
0.134223
0.375828
0.918722
1.8721
3.18594
4.70942

```

Σχήμα παρ.3 (β) : Ερμηνεία κώδικα στο Mathematica, για τον υπολογισμό του C/B .

Ευρετήριο

- Ανάκλαση, 22
Αργές διαλείψεις, 37
Ασύρματο κανάλι, 20
Ατμοσφαιρικός Θόρυβος, 24
Γραμμή οπτικής επαφής, 22
Γκαουσιανή συνάρτηση Q, 44
Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας, 33
Διαμόρφωση συχνότητας, 49
Διαμόρφωση MQAM, 49
Διαμόρφωση πλάτους, 48
Διαμόρφωση φάσης, 48
Διαμόρφωση MPSK, 49
Διαμόρφωση MPAM, 48
Επίπεδες διαλείψεις, 37
Ηλεκτρομαγνητική διάδοση, 21
Θερμικός Θόρυβος, 24
Κατανομή Lognormal, 38
Κατανομή Γ, 39
Κατανομή Rayleigh, 40
Κατανομή Rice, 40
Κατανομή Nakagami, 41
Κίνηση σκεδαστών, 36
Κίνηση τερματικών, 36
Κυψελωτά συστήματα 1^{ης} γενιάς, 17
Κυψελωτά συστήματα 2^{ης} γενιάς, 17
Κυψελωτά συστήματα 2,5^{ης} γενιάς, 18
Κυψελωτά συστήματα 3^{ης} γενιάς, 18
Κυψελωτά συστήματα 3,5^{ης} γενιάς, 18
Λευκός Θόρυβος, 25
Λευκός προσθετικός Θόρυβος, 26
Λευκός προσθετικός Γκαουσιανός Θόρυβος, 26
Λόγος σήματος προς θόρυβο, 50
Ομοκαναλική παρεμβολή, 27
Ολοκλήρωση Hermite, 47
Παρεμβολές, 27
Παρεμβολή γειτονικού δίαυλου, 27
Περίθλαση, 23
Πιθανότητα προσωρινής διακοπής, 51
Πολυδιαδρομική διάδοση, 35
Ρυθμός μετάδοσης λανθασμένου ψηφίου, 53
Σκέδαση, 23
Σκίαση, 34
Συχνοεπίλεκτες διαλείψεις, 37
Ταχείες διαλείψεις, 37
Τεχνητός θόρυβος, 24
Φασματική απόδοση, 53
Φυσικός Θόρυβος, 24
Χωρητικότητα καναλιού, 53