



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ
ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΔΟΣΗΣ ΠΛΗΡΟΦΟΡΙΑΣ
ΚΑΙ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΑΣ ΥΛΙΚΩΝ

ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ
ΚΑΝΑΛΙΩΝ ΣΕ ΔΙΚΤΥΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΣΤΟ
ΑΝΘΡΩΠΙΝΟ ΣΩΜΑ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΕΛΠΙΔΑ Γ. ΠΑΠΑΪΩΑΝΝΟΥ

Επιβλέπων : Αθανάσιος Παναγόπουλος
Λέκτορας ΕΜΠ

Αθήνα, Μάιος 2011



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

ΜΕΤΑΔΟΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ
ΚΑΝΑΛΙΩΝ ΣΕ ΔΙΚΤΥΑ ΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΩΝ ΣΤΟ
ΑΝΘΡΩΠΙΝΟ ΣΩΜΑ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΕΛΠΙΔΑ Γ. ΠΑΠΑΪΩΑΝΝΟΥ

Επιβλέπων : Αθανάσιος Παναγόπουλος

Λέκτορας ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 17η Μαΐου 2011

.....
Α. Παναγόπουλος
Λέκτορας ΕΜΠ

.....
Ι. Κανελλόπουλος
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Φ. Κωνσταντίνου
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Μάιος 2011

.....
Ελπίδα Γ. Παπαϊωάννου

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π

Copyright © Ελπίδα Παπαϊωάννου, 2011.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Τα δίκτυα στην περιοχή του ανθρώπινου σώματος έχουν αποκτήσει μεγάλο ενδιαφέρον τα τελευταία χρόνια λόγω των αξιολογών εφαρμογών τους στην ιατρική και σε άλλους τομείς της σύγχρονης ζωής. Τα δίκτυα αυτά αποτελούν μια ιδιαίτερη περίπτωση στις τηλεπικοινωνίες. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι αφορούν το ανθρώπινο σώμα, γεγονός που απαιτεί προσεκτικό σχεδιασμό από άποψη φυσικού επιπέδου και συχνοτήτων ώστε να μην είναι επικίνδυνα για τον άνθρωπο και επιπλέον στο γεγονός ότι έχουμε μια ιδιαίτερη περίπτωση ραδιοδιαύλου. Οι δίαυλοι που εξετάζουμε περιλαμβάνουν το ανθρώπινο σώμα και το περιβάλλον γύρω από αυτό. Το ανθρώπινο σώμα έχει ιδιαίτερο σχήμα και αποτελείται από υλικά με διαφορετικές ιδιότητες, ενώ το περιβάλλον που μας ενδιαφέρει εκτείνεται σε μικρές αποστάσεις γύρω από το σώμα. Επομένως οι απώλειες σήματος θα διαφέρουν σε σχέση με άλλα δίκτυα και ο τρόπος μετάδοσης του σήματος είναι πιο δύσκολο να προβλεφθεί.

Το αντικείμενο της παρούσας εργασίας είναι κυρίως η μελέτη των μοντέλων διάδοσης που περιγράφουν τα δίκτυα αυτά για όλες τις συχνότητες που χρησιμοποιούνται σήμερα και για τις διάφορες θέσεις πομπού και δέκτη. Με βάση τα αποτελέσματα ερευνών που έχουν πραγματοποιηθεί μέχρι σήμερα γίνεται μελέτη των απωλειών σε κάθε περίπτωση, αναφορά των μαθηματικών κατανομών που τις περιγράφουν με την καλύτερη προσέγγιση και παρουσιάζεται διαγραμματικά η υλοποίηση των μοντέλων αυτών με τη βοήθεια MATLAB. Επιπλέον, περιγράφεται ο τρόπος διεξαγωγής τέτοιου είδους πειραμάτων για να γίνει μια εξοικείωση με τις έρευνες που έχουν διεξαχθεί σε πανεπιστήμια όλου του κόσμου. Τέλος, γίνεται αναφορά στα είδη διαφορικής λήψης, γενικά αλλά και ειδικά στην εφαρμογή τους σε δίκτυα στην περιοχή του ανθρώπινου σώματος.

Λέξεις-κλειδιά:

Δίκτυα στην περιοχή του ανθρώπινου σώματος, δίαυλοι πάνω στο σώμα, μοντέλο απωλειών διαδρομής, εμφυτευμένος κόμβος, κόμβος στην επιφάνεια του σώματος, εξωτερικός κόμβος, ανηχοϊκός θάλαμος, περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών, διαφορισμός

ABSTRACT

Body area networks have started to gain a great deal of interest during the last years because of their valuable applications in medicine and other fields of modern life. This kind of networks represents a special case of telecommunications and this happens because they concern the human body. So, they require a very careful design of the physical layer and selection of frequencies, in order not to be harmful for the people. In addition, they have a special case of channel, as the channel includes the human body and the environment around the body. The human body has a particular shape and is constituted by various materials with different properties, while the environment that we examine extends to a small distance around the body. So, the signal loss is different from other network cases and its propagation model is difficult to be predicted.

This thesis deals with the examination of channel models that describe these networks for all the frequency bands that are used today and for all the possible positions of transmitter and receiver. In every scenario, the path loss is presented, the mathematical distributions that fit best for the models are given and these models have been implemented using MATLAB. These data are based on surveys that have been carried out until today. Moreover, methods and information about these experiments, which have been conducted at universities all over the world, are briefly given. Finally, the different types of diversity are analyzed generally, and their application especially for body area networks is briefly presented.

Keywords:

Body area networks, on-body channels, pathloss model, implant node, body surface node, external node, anechoic chamber, multipath environment, diversity

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να ευχαριστήσω τον λέκτορα κύριο Αθανάσιο Παναγόπουλο για την υποστήριξη, την καθοδήγηση και την πολύ καλή συνεργασία από την αρχή ως το τέλος της εργασίας. Επίσης, ένα μεγάλο ευχαριστώ στην οικογένειά μου για τη συμπαράσταση και στήριξη σε όλη τη διάρκεια των σπουδών μου.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Περίληψη.....	5
Abstract.....	6
Ευχαριστίες.....	7
Περιεχόμενα.....	9

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΕΙΣΑΓΩΓΗ- ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΑ BODY AREA NETWORKS

1.1 Ορισμός.....	13
1.2 Εφαρμογές.....	13
1.3 Χαρακτηριστικά και προδιαγραφές.....	15
1.4 Το φυσικό επίπεδο.....	16

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΤΑ ΠΡΟΤΥΠΑ ΙΕΕΕ 802.xx

2.1 Αναφορά των πρωτοκόλλων 802.xx.....	19
2.2 Τα πρωτόκολλα 802.15.....	20
2.3 Bluetooth (802.15.1).....	22
2.4 Zigbee (802.15.4).....	23
2.5 Σύγκριση Zigbee και Bluetooth.....	24
2.6 Πλεονεκτήματα του 802.15.....	25

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: CHANNEL MODELLING - ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΑΥΛΩΝ

3.1 Γενικά για τα μοντέλα περιγραφής.....	27
3.2 Κόμβοι και δίαυλοι στα BAN.....	28
3.3 Παράμετροι διάδοσης.....	29
3.3.1 Εξασθένιση (fading).....	29
3.3.2 Απώλειες διαδρομής (pathloss).....	30
3.3.3 Σκίαση (shadowing).....	30
3.4 Μοντέλα και σενάρια διαύλων BAN.....	31
3.4.1 In-Body	33
3.4.1.1 Implant to implant (εμφύτευμα προς εμφύτευμα) CM1 (Scenario S1) για 402-405 MHz.....	34

3.4.1.2 Implant to body surface (εμφύτευμα προς επιφάνεια) CM2 (Scenario S2) για 402-405 MHz.....	36
3.4.1.3 Implant to external (εμφύτευμα προς εξωτερικό κόμβο) CM2 (Scenario S3) για 402-405 MHz.....	38
3.4.2 On-Body.....	38
3.4.2.1 Body surface to body surface (επιφάνεια σώματος προς επιφάνεια σώματος) CM3 (Scenarios S4 & S5) για 13,5 MHz	38
3.4.2.2 Body surface to body surface (επιφάνεια σώματος προς επιφάνεια σώματος) CM3 (Scenarios S4 & S5) για 5-50 MHz.....	41
3.4.2.3 Body surface to body surface (επιφάνεια σώματος προς επιφάνεια σώματος) CM3 (Scenarios S4 & S5) για 400 MHz.....	43
3.4.2.4 Body surface to body surface (επιφάνεια σώματος προς επιφάνεια σώματος) CM3 (Scenarios S4 & S5) για 600 MHz	44
3.4.2.5 Body surface to body surface (επιφάνεια σώματος προς επιφάνεια σώματος) CM3 (Scenarios S4 & S5) για 900 MHz	46
3.4.2.6 Body surface to body surface (επιφάνεια σώματος προς επιφάνεια σώματος) CM3 (Scenarios S4 & S5) για 2,4 GHz	52
3.4.2.7 Body surface to body surface (επιφάνεια σώματος προς επιφάνεια σώματος) CM3 (Scenarios S4 & S5) για 3,1-10,6 GHz.....	60
3.4.2.8 Body surface to external (κόμβος στην επιφάνεια του σώματος προς εξωτερικό κόμβο) CM4 (Scenarios S6 & S7) για 900 MHz.....	69
3.4.2.9 Body surface to external (κόμβος στην επιφάνεια του σώματος προς εξωτερικό κόμβο) CM4 (Scenarios S6 & S7) για 2,4 GHz.....	70
3.4.2.10 A. Body surface to external (κόμβος στην επιφάνεια του σώματος προς εξωτερικό κόμβο) CM4 (Scenarios S6 & S7) για 3,1-10,6 GHz.....	72
3.4.2.10 B. A. Επίδραση του ύψους του δέκτη.....	79
3.4.2.10 B. B. Επίδραση της στάσης του σώματος.....	81
3.4.2.10 B. C. Επίδραση της κίνησης του σώματος.....	82
3.4.3 Real time channel for body surface to body surface CM3 (Δίαυλος πραγματικού χρόνου, κόμβος στην επιφάνεια του σώματος προς κόμβο στην επιφάνεια του σώματος) (Scenarios S4 & S5) για 4,5 GHz.....	86

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ON- BODY PROPAGATION ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΛΕΤΕΣ

4.1 Προσέγγιση με στόχο τη βελτίωση της απόδοσης στο φυσικό επίπεδο Wireless Body Area Networks (UK Department of Employment and Learning, Ιανουάριος-Σεπτέμβριος 2008).....	97
4.2 Μοντελοποίηση on-body για διαφορετικούς τύπους ανθρώπινου σώματος με χρήση τεχνικών FDTD (Universite Pierre et Marie Curie – Paris, Ιανουάριος 2009).....	99
4.3 Σύγκριση μεταξύ δύο διαφορετικών κεραιών για UWB διάδοση στο ανθρώπινο σώμα (University of London & University of Birmingham, Δεκέμβριος 2004).....	101
4.4 Απόδοση φορητών κεραιών στο ανθρώπινο σώμα σε επαναλήψιμο περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών (Queen’s university, Belfast).....	102

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΜΟΥ (DIVERSITY TECHNIQUES)

5.1 Γενικά για το διαφορισμό.....	105
5.2 Τεχνικές διαφορισμού.....	106
5.3 Διαφορική λήψη χώρου (Space diversity).....	107
5.3.1. Επιλεκτικός συνδυασμός (Selection Combining- SC).....	108
5.3.2. Συνδυαστική μέγιστου λόγου (Maximal Ratio Combining- MRC).....	111
5.3.3. Συνδυαστική σταθερού κέρδους (Equal Gain Combining- EGC).....	113
5.4 Απόδοση συνδυαστικών τεχνικών διαφορικής λήψης n-κλάδων σε συσχετισμένους λογαριθμοκανονικούς διαύλους.....	115
5.5 Λογαριθμοκανονικοί δίαυλοι διαφορισμού δύο συσχετισμένων κλάδων.....	121
5.5.1 Μέτρα της απόδοσης διαφορισμού.....	121
5.5.2 Μοντέλα συστημάτων και διαύλων.....	122
5.5.3 MRC.....	124
5.5.3.1 Χρονικές στιγμές του SNR εξόδου.....	124
5.5.3.2 Πιθανότητα αποκοπής (Outage probability).....	127
5.5.3.3 Επέκταση για συνδυαστική ίσου κέρδους (EGC).....	127
5.5.4 SC.....	128
5.5.4.1 Χρονικές στιγμές του SNR εξόδου.....	129
5.5.4.2 Μέσο SNR εξόδου.....	131
5.5.4.3 Ποσό εξασθένησης (AF).....	132
5.5.4.4 Πιθανότητα αποκοπής.....	134

5.6 Διαφορική λήψη στα On-body συστήματα.....	134
Βιβλιογραφία.....	139

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ- ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΑ BODY AREA NETWORKS

1.1 ΟΡΙΣΜΟΣ

Ένα **Body Area Network (BAN)**, όπως δείχνει και το όνομά του (δίκτυο στην περιοχή του ανθρώπινου σώματος) περιλαμβάνει κόμβους σε διάφορα μέρη του σώματος που αποτελούνται από στοιχεία κυκλώματος αισθητήρων και ένα σύνολο πομποδεκτών RF, στα οποία συμβαίνει ενσωματωμένη επεξεργασία σήματος.

Όπως είναι φανερό, πρόκειται για μια ιδιαίτερη κατηγορία δικτύων διότι το ανθρώπινο σώμα δεν είναι ιδανικό για τη μετάδοση ραδιοκυμάτων (μερική αγωγιμότητα) και αποτελείται από υλικά διαφορετικών διηλεκτρικών σταθερών, πάχους και σύνθετης αντίστασης. Επομένως, έχουμε εξασθένιση λόγω απορρόφησης, ανάκλασης, διάθλασης, σκίασης που εξαρτάται επίσης και από τη στάση του σώματος.

Ένα BAN έχει πολλές εμπορικές, στρατιωτικές και ιατρικές εφαρμογές. Για παράδειγμα, ανταλλαγή στοιχείων μεταξύ μιας συσκευής πάνω στο ανθρώπινο σώμα και μιας ασύρματης κάσκας ή ένα δίκτυο φορητών αισθητήρων, που διαμορφώνεται για να ελέγξει από μακριά σήματα που έχουν ζωτική σημασία για τη διαχείριση και την εποπτεία της κατάστασης της υγείας ασθενών. Η ασύρματη ιατρική τηλεμετρία προσφέρει στους ασθενείς μεγαλύτερη κινητικότητα και αυξημένη άνεση, καθώς δεν είναι αναγκασμένοι να είναι συνδεδεμένοι με τον ιατρικό εξοπλισμό, και επιπλέον μειώνει το κόστος καθώς επιτρέπει τον απομακρυσμένο έλεγχο πολλών ασθενών ταυτόχρονα.

1.2 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

Στα BAN υπάρχει μεγάλη ποικιλία συσκευών και δεδομένων. Ας εξετάσουμε σε γενικές γραμμές σε ποιες περιπτώσεις χρησιμοποιούνται [1]:

1) Δίκτυο αισθητήρων (body sensors)

Μετρώνται δεδομένα ζωτικών λειτουργιών, με ασύρματους ανιχνευτές, 10-20 σε πλήθος, που συνδέονται με μια οθόνη. Μπορούν να συνδυαστούν έως και 5 τέτοια δίκτυα στη σειρά, ενώ η συνολική τους κίνηση πρέπει να είναι μικρότερη από 10 kbps.

2) Παρακολούθηση της φυσικής κατάστασης κατά τη διάρκεια άσκησης.

Συνήθως κεντρική συσκευή είναι ένα Mp3 player και η σύνδεση με τους υπόλοιπους κόμβους είναι ασύρματη. Ελέγχεται η ταχύτητα, η απόσταση που διανύεται, οι καρδιακοί παλμοί, η αναπνοή και η θερμοκρασία του σώματος. Το συνολικό φορτίο συστήματος δεν πρέπει να υπερβαίνει τα 500 kbps.

3) Φορητές συσκευές μουσικής

Κεντρική συσκευή ένα σύστημα ακουστικών και μικροφώνου (headset) και συνδεδεμένες με αυτό συσκευές μπορεί να είναι κινητό τηλέφωνο, mp3 player, PDA, cd player, ap, handsfree αυτοκινήτου, απομακρυσμένος έλεγχος κ.ά. Το φορτίο δικτύου πρέπει να είναι μικρότερο από 500 kbps.

4) Συσκευές κινητής τηλεφωνίας

Το κινητό τερματικό είναι η κεντρική συσκευή και γίνεται σύνδεση με αισθητήρες στο σώμα, headset, περιφερειακές συσκευές, handsfree, αυτοκίνητο κλπ. Απαιτείται ένας μηχανισμός προτεραιοτήτων. Το φορτίο δικτύου πρέπει να είναι μικρότερο από 500 kbps.

5) Προσωπικό βίντεο (personal video)

Κεντρική συσκευή είναι μια βιντεοκάμερα (SDTV/HDTV) και συνδέεται με άλλες συσκευές όπως συσκευή αποθήκευσης, συσκευή αναπαραγωγής, πληροφορίες τοποθεσίας, συσκευή MMS, home media server. Συνολικό φορτίο κίνησης μεταξύ 10 και 60 Mbps.

6) Συσκευές απομακρυσμένου ελέγχου, εισόδου/εξόδου

Για παράδειγμα εκτυπωτές, συσκευές για ταυτοποίηση/αποθήκευση, ασύρματη πένα.

1.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΚΑΙ ΠΡΟΔΙΑΓΡΑΦΕΣ

Η κινητή φύση του ανθρώπινου σώματος απαιτεί το BAN να λειτουργήσει στα **διαφορετικά περιβάλλοντα** που, από την άποψη της διάδοσης, μπορούν να ταξινομηθούν ευρέως όπως είτε ως ανηχοϊκά είτε ως πολλαπλών διαδρομών. Η διάδοση επηρεάζεται από τις κινήσεις του σώματος (αναπνοή, περπάτημα, τρέξιμο) γιατί έτσι αλλάζουν τα χαρακτηριστικά του διαύλου. Επιπλέον, πρέπει να γνωρίζουμε ότι **η διάδοση γίνεται με δύο τρόπους**: α) απευθείας διείσδυση στο σώμα και β) μέσω κύματος επιφανείας (creeping wave) που ακολουθεί την επιφάνεια του σώματος. Σε συχνότητες UHF και πιο υψηλές μειώνεται η διείσδυση στο σώμα και η διάδοση γίνεται με creeping wave. Σε ανηχοϊκό περιβάλλον η διάδοση γίνεται μέσω αυτού του κύματος, ενώ σε περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών υπάρχουν επιπλέον διαδιδόμενα κύματα που προέρχονται από περίθλαση και ανάκλαση στα διάφορα αντικείμενα, έπιπλα ή μέρη του κτιρίου.

Τα BAN λόγω της ιδιαίτερης φύσης τους ως δίκτυα έχουν κάποιες **προδιαγραφές**. Τα συστήματα αυτά πρέπει να είναι συμπαγή, ελαφριά, ανθεκτικά, εύκολα στη χρήση και ιδανικά σύμμορφα στην επιφάνεια των σωμάτων. Εξαιτίας της μεγάλης εγγύτητας στο ανθρώπινο σώμα η εκπεμπόμενη ισχύς κάθε αισθητήρα ενός BAN πρέπει να είναι χαμηλή. Επιπλέον, οι αισθητήρες θα πρέπει να καταναλώνουν χαμηλά ποσά ενέργειας, ώστε να μη χρειάζεται συχνή φόρτιση ή αλλαγή μπαταρίας.

Ακόμη, τα BAN πρέπει να διατηρήσουν υψηλή την επίδοσή τους από άποψη αξιοπιστίας και αποδοτικότητας. Η **απόδοση των κεραιών** όμως επηρεάζεται σημαντικά από τη στενή εγγύτητα στο ανθρώπινο σώμα, καθώς τότε παρουσιάζεται διαστρέβλωση διαγραμμάτων ακτινοβολίας, μειωμένη αποδοτικότητα ακτινοβολίας και αλλαγές στη σύνθετη αντίσταση εισόδου των κεραιών. Η απόδοση εξαρτάται και από διάφορα άλλα μεγέθη, όπως μάζα, εύρος ζώνης και χαρακτηριστικά ακτινοβολίας. Αυτό δημιουργεί επιπλέον προκλήσεις για τη βελτίωση ενός BAN με την ελαχιστοποίηση του μεγέθους των ολοκληρωμένων κόμβων ή με σχεδιασμό χαμηλής ενέργειας. Επίσης μπορεί να

χρησιμοποιηθεί ασύρματη ασφάλεια για την καλύτερη λειτουργία ενός BAN. Όσον αφορά τις προδιαγραφές του δέκτη το μέσο επίπεδο σήματος σε κάθε ένα από τους κλάδους δεκτών πρέπει να είναι συγκρίσιμο και η εξασθένιση κατάλληλα ασυσχέτιστη.

1.4 ΤΟ ΦΥΣΙΚΟ ΕΠΙΠΕΔΟ

Ο τύπος μιας κεραίας εξαρτάται πολύ από τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Για παράδειγμα, μια κυκλική κεραία θα ήταν κατάλληλη για ένα εμφύτευμα βηματοδότη, ενώ μια ελικοειδής για ένα αγγειακό ή ουρικό εμφύτευμα. Ο τύπος της κεραίας θα επηρεάσει την απόδοσή της, η οποία είναι πολύ σημαντική για την απόδοση όλου του συστήματος. Επομένως η κεραία θα πρέπει είναι σχεδιασμένη ώστε να μην βλάπτει τους ιστούς και ταυτόχρονα να λαμβάνει υπόψη την επίδραση του ανθρώπινου σώματος.

Οι κεραίες BAN ταξινομούνται σε δύο κατηγορίες [2]:

-Ηλεκτρικές κεραίες, όπως τα δίπολα

Οι ηλεκτρικές κεραίες τυπικά παράγουν πολλές συνιστώσες ηλεκτρικού πεδίου παράλληλες στην διαχωριστική επιφάνεια του ιστού που υπερθερμαίνουν τον λιπώδη ιστό. Αυτό συμβαίνει γιατί οι οριακές συνθήκες απαιτούν το παράλληλο ηλεκτρικό πεδίο στην διαχωριστική επιφάνεια να είναι αντιστρόφως ανάλογο του λόγου της επιτρεπτότητας και εφόσον το λίπος έχει μικρότερη επιτρεπτότητα από τον μυ, το ηλεκτρικό πεδίο στο λιπώδη ιστό είναι μεγαλύτερο.

-Μαγνητικές κεραίες, όπως οι βροχοκεραίες

Η μαγνητική κεραία παράγει ηλεκτρικό πεδίο κυρίως εφαπτομενικά στην διαχωριστική επιφάνεια των ιστών με αποτέλεσμα να μην έχουμε τόσο μεγάλο ηλεκτρικό πεδίο όπως στις ηλεκτρικές κεραίες και να μην υπερθερμαίνεται το λίπος. Υπάρχουν κεραίες με σχήμα ελικοειδούς πηνίου οι οποίες είναι παρόμοιες με τη μαγνητική κεραία σε κάποιο βαθμό αλλά τα θερμικά αποτελέσματά τους μοιάζουν περισσότερο με της ηλεκτρικής κεραίας. Το υψηλό ηλεκτρικό E-πεδίο που

δημιουργείται μεταξύ των σπειρών του πηνίου είναι κυρίως υπεύθυνο για τη θέρμανση του ιστού. Αξίζει να σημειωθεί ότι ο ρυθμός απορρόφησης της Η/Μ ενέργειας από το σώμα (SAR) στο κοντινό πεδίο του πομπού εξαρτάται κυρίως από το μαγνητικό πεδίο, ενώ στο μακρινό πεδίο εξαρτάται κυρίως από το ηλεκτρικό πεδίο.

Αξίζει να αναφέρουμε κάποιους βελτιωμένους τύπους κεραιών στο φυσικό επίπεδο:

- **Τυπωμένες κεραιές (printed antennas):** Διαθέτουν φυσική ευρωστία, χαμηλό κόστος, ευκολία κατασκευής και μπορούν να ενσωματωθούν εύκολα στα ηλεκτρονικά στοιχεία του κυκλώματος.
- **Μικροταινιακές τυπωμένες κεραιές (microstrip patches antennas):** Εξασφαλίζουν μειωμένες απώλειες εφόσον είναι μεγάλες και τοποθετημένες κοντά στην επιφάνεια του σώματος.
- **Dual antenna systems**
- **WIA κεραία (Wearable Integrated Antenna):** Παρουσιάζει καινοτομία τόσο από άποψη δομών και τροφοδοσίας όσο και από άποψη ακτινοβολίας. Σχεδιάστηκε με το οριζόντιο επίπεδο προβολής μακριά από την επιφάνεια των σωμάτων έτσι ώστε το RF και τα στοιχεία κυκλώματος ζωνών βάσης να μπορούν να τοποθετηθούν δίπλα ή επάνω στο επίπεδο (στην αντίθετη πλευρά του ακτινοβολούντος στοιχείου) χωρίς υποβάθμιση της απόδοσης κεραιών. Η κεραία WIA ακτινοβολεί με το μέγιστο κέρδος εφαπτόμενο στην επιφάνεια ιστού, ενισχύει κατά συνέπεια τον τρόπο διάδοσης των creeping waves. Σε σχέση με την τυπωμένη παρουσιάζει μεγαλύτερο κέρδος (**path gain**) και καλύτερη απόδοση.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΤΑ ΠΡΟΤΥΠΑ ΙΕΕΕ 802.xx

2.1 ΑΝΑΦΟΡΑ ΤΩΝ ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΩΝ 802.xx

Τα πρότυπα 802.xx περιλαμβάνουν μια **οικογένεια προτύπων δικτύωσης** που καλύπτουν της προδιαγραφές του φυσικού στρώματος των τεχνολογιών ενός μεγάλου φάσματος των τηλεπικοινωνιών που περιλαμβάνουν από το Ethernet έως ασύρματες τηλεπικοινωνίες. Το ΙΕΕΕ 802 υποδιαιρείται σε 22 κατηγορίες που καλύπτουν τις πτυχές του φυσικού επιπέδου και του επιπέδου σύνδεσης των στοιχείων της δικτύωσης. Οι πιο γνωστές προδιαγραφές (φαίνονται στον παρακάτω πίνακα) περιλαμβάνουν τα 802.3 Ethernet, 802.11 WI-FI, 802.15 Bluetooth/ZigBee, και 802.16.

802	Σύνοψη και αρχιτεκτονική
802.1	Γεφύρωση και διαχείριση
802.2	Λογικό επίπεδο
802.3	Ethernet
802.4	Token Bus
802.5	Token ring
802.6	Distributed queue dual bus (DQDB)
802.7	Εφαρμογές LAN Ευρείας Ζώνης
802.8	Τεχνικές οπτικών ινών
802.9	Ολοκληρωμένες υπηρεσίες LAN
802.10	Διαλειτουργική ασφάλεια LAN
802.11	Wi-Fi
802.12	Demand priority
802.13	Δε χρησιμοποιείται
802.14	Ενσύρματα modem

802.15	Wireless Personal Area Networks
802.16	Wireless Metropolitan Area Networks
802.17	Resilient Packet Ring (RPR)
802.18	Radio Regulatory TAG
802.19	Συνύπαρξη
802.20	Mobile Broadband Wireless Access
802.21	Media Independent Handoff
802.22	Wireless Regional Area Network

Πίνακας 1: Τα πρότυπα IEEE 802.xx

2.2 ΤΑ ΠΡΩΤΟΚΟΛΛΑ 802.15

Συγκεκριμένα μας ενδιαφέρει το **πρωτόκολλο 802.15** που αφορά στις προσωπικές ασύρματες επικοινωνίες. Εγκρίθηκε στις αρχές του 2002 και αφορά ασύρματα δίκτυα προσωπικού χώρου (wireless personal area networks- WPANs). Υποδιαιρείται στα εξής πρότυπα:

802.15.1	Bluetooth	Περιορισμένης κλίμακας τεχνολογία για ασύρματο ποντίκι, πληκτρολόγιο και handsfree στα 2,45 GHz.
802.15.3a	UWB	Μικρής κλίμακας σύνδεση υψηλού εύρους ζώνης (Ultra Wideband)
802.15.4	Zigbee	Μικρής κλίμακας δίκτυα ασύρματων αισθητήρων
802.15.5	Mesh Network (=Δίκτυο πλέγματος)	-Επέκταση της κάλυψης δικτύου χωρίς να αυξάνεται η ισχύς πομπού ή η ευαισθησία δέκτη -Βελτιωμένη αξιοπιστία χάρη στην ύπαρξη πολλαπλών διαδρομών

		- Ευκολότερη διαμόρφωση δικτύων - μεγαλύτερη διάρκεια ζωής μπαταρίας
802.15.6	WBAN (=Wireless Body Area Networks)	Χαμηλής ισχύος in-body/on-body κόμβοι για ιατρικές και άλλες εφαρμογές

Πίνακας 2: Το πρωτόκολλο 802.15

Η τεχνολογία **UWB** (ultra-wideband technology) (3,1-10,6 GHz) είναι πολλά υποσχόμενη για τα BAN. Είναι μια τεχνολογία χαμηλής κατανάλωσης ενέργειας και υψηλού ρυθμού δεδομένων που προσφέρει σταθερότητα (robustness to jamming) και μικρή πιθανότητα διακοπής (interception). Προσφέρει μεγαλύτερη διάρκεια ζωής μπαταρίας για μονάδες φορητές στο σώμα. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την παρακολούθηση ζωτικών παραμέτρων, όπως η αναπνοή και οι καρδιακοί παλμοί καθώς και στην ιατρική απεικόνιση.

Το μοντέλο 802.15.4 μπορεί να χρησιμοποιηθεί για body surface επικοινωνίες αλλά δεν είναι κατάλληλο για BAN ιατρικής χρήσης.

Τα WPAN (802.15.6) [3] είναι περιορισμένου φάσματος ασύρματη επικοινωνία που λειτουργεί πολύ κοντά, πάνω ή μέσα στο σώμα Μπορούν να χρησιμοποιήσουν τις υπάρχουσες ζώνες ISM καθώς και ζώνες συχνοτήτων που έχουν εγκριθεί από εθνικούς, ιατρικούς και άλλους κανονισμούς. Υποστηρίζουν υψηλή ποιότητα υπηρεσιών (Quality of Service), έχουν πολύ χαμηλή ισχύ και ρυθμούς δεδομένων μέχρι 10 Mbps. Αυτό το πρωτόκολλο εξετάζει τα αποτελέσματα των κεραιών λόγω της παρουσίας ενός ανθρώπου και τα διαγράμματα ακτινοβολίας που διαμορφώνονται, με στόχο την ελαχιστοποίηση του SAR (ποσοστό απορρόφησης) στο σώμα. Επιπλέον εξετάζει τις μεταβολές που προκύπτουν στα διάφορα μεγέθη λόγω των κινήσεων του σώματος.

2.3 BLUETOOTH (802.15.1)

Οι προδιαγραφές του **Bluetooth** καθορίζουν μία ασύρματη τεχνολογία χαμηλού κόστους και χαμηλής ισχύος, που εξαλείφει τα καλώδια μεταξύ συσκευών όπως τα κινητά τηλέφωνα, οι υπολογιστές, και οι προσωπικοί ψηφιακοί βοηθοί (Personal Digital Assistants- PDAs) και επιτρέπει τη διασύνδεσή τους.

Το Bluetooth απαιτεί ένα χαμηλού κόστους τσιπ πομποδεκτών να περιλαμβάνεται σε κάθε συσκευή. Το τσιπ λειτουργεί στο «αδέσμευτο» φάσμα συχνοτήτων των **2,45 GHz** (ISM, Industrial, Scientific and Medical) ώστε οι συσκευές που το ενσωματώνουν να μπορούν να λειτουργήσουν απροβλημάτιστα σε οποιοδήποτε σημείο του πλανήτη. Εκτός από τα δεδομένα, μέχρι τρία κανάλια φωνής είναι διαθέσιμα. Κάθε συσκευή έχει μία μοναδική διεύθυνση 48 bit σύμφωνα με τα IEEE 802 πρότυπα. Το Bluetooth επιτρέπει τις απευθείας συνδέσεις από συσκευή προς συσκευή (point to point), καθώς και την ταυτόχρονη σύνδεση έως και 7 (slave) συσκευών και 1 ακόμη που λειτουργεί ως κεντρική (master) με τη χρήση μιας μοναδικής συχνότητας. Η μέγιστη απόσταση κάλυψης είναι 10 μέτρα. Τα στοιχεία μπορούν να ανταλλαχθούν σε ένα ρυθμό 1 μεγαμπίτ ανά δευτερόλεπτο (μέχρι 2 Mbps στη δεύτερη γενιά της τεχνολογίας). Για να περιοριστούν στο ελάχιστο οι παρεμβολές από παρεμφερείς συσκευές, το Bluetooth εκμεταλλεύεται τη full-duplex επικοινωνία, καθώς και την αναπήδηση συχνότητας - frequency hopping - (έως και 1600 hops ανά δευτερόλεπτο). Επιπλέον, παρέχονται ενσωματωμένες κρυπτογράφηση και επαλήθευση.

Αξιοσημείωτο γνώρισμα της τεχνολογίας Bluetooth είναι η **δυνατότητα αναβάθμισης** και επέκτασής της, ώστε να μπορεί να ενσωματωθεί σε νέα προϊόντα. Το Bluetooth SIG ονομάζει αυτές τις επεκτάσεις «προφίλ» (profiles) και ήδη έχει παρουσιάσει αρκετά για διάφορες «αγορές» (εκτύπωσης, φωτογραφίας, αυτοκίνητο, δικτύωσης κ.α.). Το Bluetooth είναι μια τεχνολογία που εξελίσσεται συνεχώς. Η πρώτη έκδοσή της αναπτύχθηκε αρχικά από την Ericsson και αργότερα από το Bluetooth Special Interest Group (SIG). Η επίσημη παρουσίαση της τεχνολογίας στο ευρύ κοινό έγινε στις 20 Μαΐου του 1999. Τότε, στο Bluetooth SIG συμμετείχαν οι Ericsson, IBM, Intel, Nokia και Toshiba, ενώ αργότερα ενώθηκαν σε αυτό διάφορες εταιρίες είτε ως «συνεργάτες» (associate members), είτε ως «χρήστες» (adopters).

2.4 ZIGBEE (802.15.4)

Το Zigbee είναι ένα χαμηλού κόστους και ενέργειας, πολυλειτουργικό πρότυπο ασύρματης δικτύωσης [4]. Το χαμηλό κόστος επιτρέπει στην τεχνολογία αυτή να επεκταθεί ευρέως στις εφαρμογές ασύρματου ελέγχου και παρακολούθησης, ενώ η χαμηλή κατανάλωση ενέργειας επιτρέπει μεγαλύτερη διάρκεια ζωής (από μερικούς μήνες έως μερικά χρόνια) με μικρότερες μπαταρίες. Η δικτύωση πλέγματος παρέχει μεγαλύτερη αξιοπιστία, ενώ είναι συμβατό σε μεγάλο βαθμό με άλλα ασύρματα δίκτυα.

Δίκτυα τέτοιου τύπου βρίσκουν εφαρμογή στην ιατρική, στις καλλιέργειες, στο περιβάλλον, στο στρατό (για έλεγχο καταλόγων, ανίχνευση εισβολής, καταδίωξη κινήσεων), στη μελέτη δυσλειτουργίας μηχανών, σε παιχνίδια και αλλού. Για παράδειγμα στην ιατρική, δίκτυα ανιχνευτών χρησιμοποιούνται για τον απομακρυσμένο έλεγχο διάφορων παραμέτρων, όπως οι καρδιακοί παλμοί και η αρτηριακή πίεση και στέλνουν σήμα στο νοσοκομείο όταν κάποιες παράμετροι μεταβάλλονται.

Οι **ασύρματοι αισθητήρες** περιλαμβάνουν πομπούς και δέκτες ώστε να λαμβάνουν πληροφορίες για το περιβάλλον τους. Όταν βρεθεί μεγάλο πλήθος από αυτούς στο χώρο, οργανώνονται αυτόματα σε δίκτυο έτσι ώστε να επικοινωνούν μεταξύ τους και με έναν ή περισσότερους κόμβους (sink nodes). Ένας απομακρυσμένος χρήστης μπορεί να δώσει εντολές στο δίκτυο των αισθητήρων μέσω ενός τέτοιου κόμβου για να συλλέξει δεδομένα ή να αναθέσει αρμοδιότητες στους αισθητήρες και στη συνέχεια να λάβει δεδομένα μέσω του κόμβου. Οι ασύρματοι αισθητήρες χαρακτηρίζονται επίσης από το μικρό τους μέγεθος, την ικανότητά τους να αντιλαμβάνονται περιβαλλοντικά φαινόμενα μέσα από ένα σύνολο μετατροπέων (transducers) και έναν πομποδέκτη (transceiver) με αυτόνομη παροχή ενέργειας. Οι αισθητήρες έχουν μικροεπεξεργαστές με μικρή μνήμη προγραμμάτων και δεδομένων (100 kb περίπου), στην οποία μπορεί να προστεθεί εκτεταμένη μνήμη (flash memory).

Οι ασύρματες συσκευές που είναι συμβατές με Zigbee εκπέμπουν στα **10-75 μέτρα**. Αυτό εξαρτάται από το περιβάλλον RF και την κατανάλωση ενέργειας για μια δεδομένη εφαρμογή και λειτουργεί στα 2,4 GHz παγκοσμίως, 915 MHz στην Αμερική και 868 MHz στην Ευρώπη. Ο ρυθμός δεδομένων είναι 250kbps στα 2.4GHz, 40kbps στα 915MHz και 20kbps στα 868MHz.

Το πρωτόκολλο 802.15.4 εστιάζει στον προσδιορισμό των δύο χαμηλότερων επιπέδων της στοίβας πρωτοκόλλων (φυσικό και επίπεδο σύνδεσης). Οι τύποι δικτύων που εφαρμόζονται είναι αστέρας, πλέγμα και δέντρο. Τα σχήματα δρομολόγησης δικτύου σχεδιάζονται με στόχο την περιορισμένη κατανάλωση ενέργειας και χαμηλή καθυστέρηση, η οποία επιτυγχάνεται μέσω σταθερών χρονοθυρίδων (time slots).

2.5 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ZIGBEE ΚΑΙ BLUETOOTH

-Το Zigbee μοιάζει με το Bluetooth αλλά είναι απλούστερο, έχει χαμηλότερο ρυθμό δεδομένων και τον περισσότερο χρόνο βρίσκεται σε κατάσταση αναμονής (snoozing). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ένας κόμβος σε ένα δίκτυο Zigbee να μπορεί να περάσει έξι μήνες έως και δύο χρόνια μόνο με δύο μπαταρίες AA.

-Το εύρος του Zigbee είναι 10-75 m σε σύγκριση με τα 10 m του Bluetooth (χωρίς ενισχυτή).

-Το Zigbee είναι πιο κάτω από το Bluetooth από άποψη ρυθμού δεδομένων. Ο ρυθμός δεδομένων του Zigbee είναι 250kbps στα 2.4GHz, 40kbps στα 915MHz και 20kbps στα 868MHz, ενώ του Bluetooth είναι 1Mbps.

-Το Zigbee χρησιμοποιεί ένα σύστημα master-slave που ταιριάζει σε στατικά δίκτυα αστέρα πολλών όχι τόσο συνηθισμένων συσκευών που μεταφέρουν μικρά πακέτα δεδομένων, έως και 254 κόμβων. Το πρωτόκολλο του Bluetooth είναι πιο σύνθετο και επιτρέπει μόνο 8 κόμβους σε ένα δίκτυο master-slave.

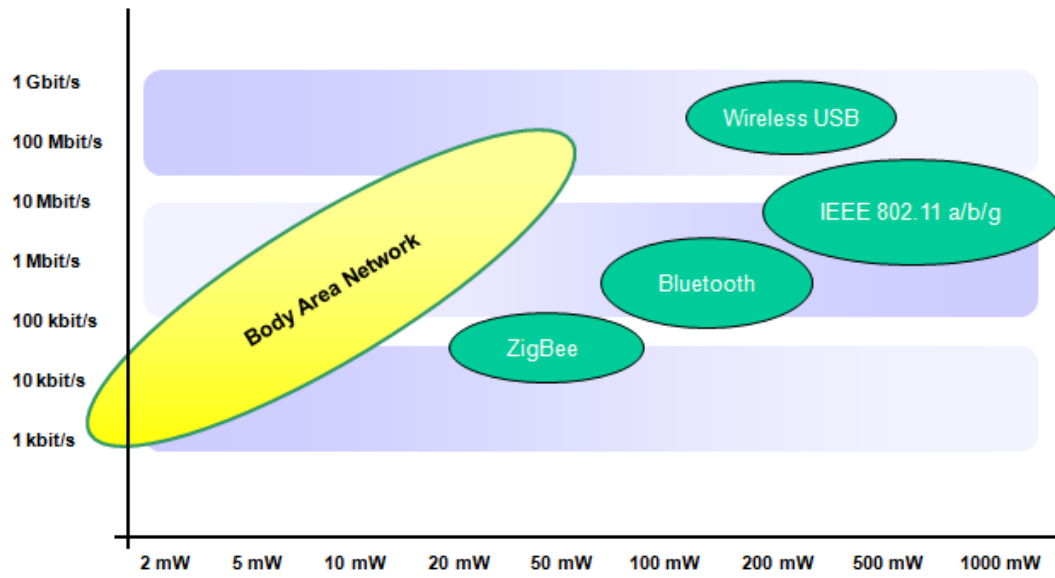
-Όταν το ZigBee τίθεται εκτός λειτουργίας, μπορεί να επαναλειτουργήσει και να λάβει ένα πακέτο σε περίπου 15 msec, ενώ μια συσκευή Bluetooth θα χρειαστεί περίπου 3 sec για να ανταποκριθεί.

2.6 ΠΛΕΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ ΤΟΥ 802.15

- Λειτουργεί πάνω, μέσα ή κοντά στο σώμα
- Περιορισμένο εύρος <0,1-2 μέτρα
- Το μοντέλο διαύλου περιλαμβάνει την επίδραση του ανθρώπινου σώματος (απορρόφηση, κά)
- Υπερβολικά μικρή κατανάλωση ισχύος (0,1-1 mW) για κάθε συσκευή
- Ικανό για σάρωση ενέργειας (λειτουργία χωρίς μπαταρία)
- Υποστηρίζει διαβάθμιση ρυθμού δεδομένων 0,01- 1000 kbps (προαιρετικά και 10 Mbps)
- Υποστηρίζει διαφορετικές τάξεις QoS για υψηλή αξιοπιστία, ασύμμετρη κίνηση, περιορισμένη ενέργεια
- Χρειάζεται βελτιωμένη, χαμηλής πολυπλοκότητας MAC και επίπεδο δικτύου
- Απαιτεί μεγάλο αριθμό μικρών δικτύων που δουλεύουν ταυτόχρονα
- Ειδική εφαρμογή ασφάλειας/προστασίας

Body Area Networks –Target Position

Average power consumption, sustained data rate



Σχήμα 1: Μέση κατανάλωση ισχύος και ρυθμός δεδομένων στα BAN σε σύγκριση με τις άλλες τεχνολογίες

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

CHANNEL MODELLING - ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΑΥΛΩΝ

3.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΑ ΜΟΝΤΕΛΑ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗΣ

Τα μοντέλα διαύλου στα WBAN είναι **διαφορετικά σε σχέση με τα μοντέλα** για άλλα περιβάλλοντα, καθώς το ανθρώπινο σώμα έχει ιδιαίτερο σχήμα και αποτελείται από διάφορους ιστούς. Είναι μερικώς αγωγίμο και αποτελείται από υλικά διαφορετικών διηλεκτρικών σταθερών, πάχους και σύνθετης αντίστασης. Επομένως ανάλογα με τη συχνότητα της εφαρμογής το ανθρώπινο σώμα μπορεί να οδηγήσει σε υψηλές απώλειες λόγω απορρόφησης, ολίσθησης κεντρικής συχνότητας και παραμόρφωση του διαγράμματος ακτινοβολίας. Η διάδοση των κυμάτων επηρεάζεται περισσότερο λόγω της περίθλασης γύρω από το σώμα παρά από την διείσδυση σε αυτό. Επίσης, πρέπει να λάβουμε υπόψη τη σκίαση λόγω του σώματος ή εμποδίων κοντά σε αυτό αλλά και τη στάση του σώματος. Η απώλεια διαδρομής είναι πολύ υψηλή ειδικά όταν η κεραία πομπός τοποθετείται σε διαφορετική πλευρά από ότι η κεραία του δέκτη. Η λογαριθμοκανονική κατανομή (**Lognormal distribution**) αποδεικνύεται η καλύτερη για να περιγράψει τη μικρής κλίμακας εξασθένιση, σε αντίθεση με τις κατανομές Rayleigh και Ricean που περιγράφουν καλύτερα άλλα περιβάλλοντα. Επιπλέον εμφανίζεται υψηλή συσχέτιση μεταξύ των απωλειών.

Σε όλες τις περιπτώσεις μπορούν να δημιουργηθούν δύο τύποι μοντέλων [2]:

- Ένα θεωρητικό ή μαθηματικό μοντέλο
- Ένα εμπειρικό μοντέλο

Το **θεωρητικό μοντέλο** βασίζεται στις θεμελιώδεις αρχές της H/M διάδοσης και επιτρέπει ακριβή μοντελοποίηση μιας συγκεκριμένης περίπτωσης σε επίπεδο σύνδεσης. Προορίζεται για λεπτομερή ανάλυση, πχ της επίδρασης του σώματος στο διάγραμμα ακτινοβολίας μιας κεραίας. Απαιτεί λεπτομερή περιγραφή του περιβάλλοντος διάδοσης και από κει και πέρα ίσως δεν είναι κατάλληλο για μοντελοποίηση σε macro περιβάλλοντα.

Το **εμπειρικό μοντέλο** ανάγεται σε ένα πρότυπο σύνολο μετρήσεων διάδοσης και προορίζεται να είναι μια απλή βάση για τη στατιστική μοντελοποίηση του διαύλου. Σε σύγκριση με το θεωρητικό μοντέλο, το εμπειρικό χρησιμοποιεί μια πολύ πιο απλοποιημένη περιγραφή του περιβάλλοντος και ενώ είναι στατιστικά ακριβές για να περιγράψει το επίπεδο δικτύου, δεν είναι ακριβές στο επίπεδο σύνδεσης.

Γίνονται προσπάθειες για να επιβεβαιωθεί ότι τα δύο μοντέλα συμβαδίζουν μεταξύ τους.

3.2 ΚΟΜΒΟΙ ΚΑΙ ΔΙΑΥΛΟΙ ΣΤΑ BAN

Οι κόμβοι που χρησιμοποιούνται στα BAN διακρίνονται σε τρεις κατηγορίες [2]:

1)Εμφυτευμένος κόμβος (Implant node): Ένας κόμβος ο οποίος είναι τοποθετημένος μέσα στο ανθρώπινο σώμα. Μπορεί να βρίσκεται ακριβώς κάτω από το δέρμα ή βαθύτερα μέσα σε ιστούς του σώματος

2)Κόμβος στην επιφάνεια του σώματος (Body surface node). Ο κόμβος είναι τοποθετημένος στην επιφάνεια του δέρματος ή το πολύ 2 cm μακριά

3)Εξωτερικός κόμβος (External node). Δεν είναι σε επαφή με το δέρμα (απόσταση από λίγα εκατοστά ως 5 μέτρα μακριά από το σώμα).

Το **μέγιστο επιτρεπόμενο όριο ισχύος** για μια συσκευή πάνω στο σώμα καθορίζεται από τοπικούς και διεθνείς κανονισμούς. Το μέγιστο όριο ισχύος για MICS είναι:

-ETSI (European Telecommunications Standards Institute): Η ισχύς εξόδου έχει ως μέγιστο όριο τα 25 uW ERP.

-FCC & ITU-R: Η ισχύς εξόδου έχει ως μέγιστο όριο τα 25 uW EIRP, που είναι περίπου 2,2 dB χαμηλότερη από το επίπεδο ERP.

Αξίζει να σημειωθεί το όριο των 25 uW αφορά το επίπεδο σήματος έξω από το σώμα, πράγμα που επιτρέπει τα επίπεδα ισχύος του εμφυτεύματος να αυξηθούν για να εξισορροπήσουν τις απώλειες λόγω του σώματος.

Οι **συνδέσεις διαύλων** στις ασύρματες ιατρικές τηλεπικοινωνίες σε δύο κατηγορίες:

-Μέρος A (WBAN μέρος): Τα κανάλια μεταξύ των αισθητήρων και τα κανάλια μεταξύ των αισθητήρων πάνω ή μέσα στο σώμα και της πύλης (gateway), η οποία μπορεί να είναι είτε στον τοίχο του δωματίου στο νοσοκομείο ή στο σώμα στην περίπτωση που οι ασθενείς περπατούν έξω από το κτίριο (μπορεί να είναι ενσωματωμένη σε ένα ρολόι χειρός ή μέσα σε μια τσάντα).

-Μέρος B: Ο διάυλος μεταξύ της πύλης και του σημείου πρόσβασης.

3.3 ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΙ ΔΙΑΔΟΣΗΣ

3.3.1 ΕΞΑΣΘΕΝΙΣΗ (Fading)

Στις τηλεπικοινωνίες BAN η διάδοση μπορεί να υποστεί εξασθένιση από διάφορους λόγους, όπως απορρόφηση ενέργειας, ανάκλαση, διάθλαση, ή σκίαση λόγω του σώματος. Όλα αυτά μεταβάλλονται επίσης ανάλογα με τη θέση του σώματος. Η εξασθένιση διακρίνεται σε δύο κατηγορίες: μικρής κλίμακας και μεγάλης κλίμακας.

Η **εξασθένιση μικρής κλίμακας (small scale fading)** αφορά ταχείες αλλαγές του πλάτους και της φάσης του ληφθέντος σήματος μέσα σε μια μικρή περιοχή λόγω μικρών αλλαγών στη θέση της συσκευής που βρίσκεται επάνω στο σώμα ή στη θέση του σώματος σε μια δεδομένη μικρή χρονική διάρκεια. Η μικρής κλίμακας εξασθένιση διακρίνεται περαιτέρω σε επίπεδη εξασθένιση και εξασθένιση επιλεκτική ως προς τη συχνότητα.

Η **μεγάλης κλίμακας εξασθένιση (large scale fading)** οφείλεται στην κίνηση σε μεγάλες περιοχές, όπως η απόσταση κεραιών πάνω στο σώμα και εξωτερικού κόμβου (σε σπίτι, γραφείο, νοσοκομείο).

3.3.2 ΑΠΩΛΕΙΕΣ ΔΙΑΔΡΟΜΗΣ (path loss)

Όπως στις παραδοσιακές ασύρματες τηλεπικοινωνίες, οι απώλειες διαδρομής εξαρτώνται και από την απόσταση και από τη συχνότητα. Το μοντέλο απωλειών διαδρομής σε dB μεταξύ του πομπού και δέκτη ως συνάρτηση της απόστασης d βασίζεται στην εξίσωση του Friis στον ελεύθερο χώρο:

$$PL(d) = PL_0 + 10n \log_{10}(d/d_0) \quad (3.1)$$

Όπου PL_0 είναι οι απώλειες διαδρομής στην απόσταση αναφοράς d_0 και n είναι ο εκθέτης απωλειών διαδρομής. Το n κυμαίνεται μεταξύ 5 και 7,4, δηλαδή αρκετά μεγαλύτερο από ότι στον ελεύθερο χώρο ($n=2$).

3.3.3 ΣΚΙΑΣΗ (Shadowing)

Λόγω της ποικιλομορφίας του περιβάλλοντος γύρω από το σώμα αλλά και των κινήσεων διαφόρων μερών του σώματος οι απώλειες διαδρομής μπορεί να διαφέρουν από τη μέση τιμή τους που υπολογίστηκε από την παραπάνω εξίσωση. Αυτό το φαινόμενο καλείται σκίαση και αντικατοπτρίζει τη διαφοροποίηση των απωλειών διαδρομής γύρω από το μέσο. Όταν συνυπολογίζουμε τη σκίαση, οι συνολικές απώλειες διαδρομής δίνονται από τη σχέση:

$$PL = PL(d) + S \quad (3.2)$$

Όπου S η σκίαση.

Διαφορετικά χαρακτηριστικά κεραιών μπορούν να οδηγήσουν σε διαφορετικές συμπεριφορές BAN. Γενικά εξετάζουμε τη συμπεριφορά **διπόλων $\lambda/2$** και με βάση αυτά διαμορφώνουμε τις σχετιζόμενες παραμέτρους διαύλου. Στόχος μας είναι να

προσδιορίσουμε πώς οι παράμετροι επηρεάζονται από την παρουσία του σώματος. Τα δίπολα υιοθετούνται ως κεραία αναφοράς εφόσον οι παράμετροι ακτινοβολίας τους στον ελεύθερο χώρο είναι καλά γνωστές και ανεξάρτητες από τη συχνότητα. Επομένως, οι αλλαγές που προκαλούνται από την παρουσία του σώματος μπορούν εύκολα να μετρηθούν.

3.4 ΜΟΝΤΕΛΑ ΚΑΙ ΣΕΝΑΡΙΑ ΔΙΑΥΛΩΝ BAN

Το μοντέλο διαύλου χρειάζεται να αξιολογήσει την επίδοση διαφορετικών προτάσεων για το φυσικό επίπεδο. Στόχος είναι μια δίκαιη σύγκριση των προτάσεων αυτών. Στον παρακάτω πίνακα φαίνεται η **μπάντα συχνοτήτων** που χρησιμοποιείται σε κάθε περίπτωση.

Περιγραφή	Μπάντα συχνοτήτων
Εμφύτευμα (Implant)	402-405 MHz
Πάνω στο σώμα (On-Body)	13.5 MHz
Πάνω στο σώμα (On-Body)	5-50 MHz (HBC)
Πάνω στο σώμα (On-Body)	400 MHz
Πάνω στο σώμα (On-Body)	600 MHz
Πάνω στο σώμα (On-Body)	900 MHz
Πάνω στο σώμα (On-Body)	2.4 GHz
Πάνω στο σώμα (On-Body)	3.1-10.6 GHz

Πίνακας 3

Στον παρακάτω πίνακα φαίνεται η λίστα από σενάρια στα οποία λειτουργούν συσκευές σύμφωνα με το πρότυπο IEEE 802.15.6 μαζί με την περιγραφή προς και προς συχνότητες προς. Τα σενάρια προσδιορίζονται με βάση τη θέση των επικοινωνούντων κόμβων (implant, body surface και external). Τα σενάρια διαιρούνται σε κλάσεις που μπορούν να περιγραφούν από τα ίδια μοντέλα διαύλου **CM (Channel Models)**.

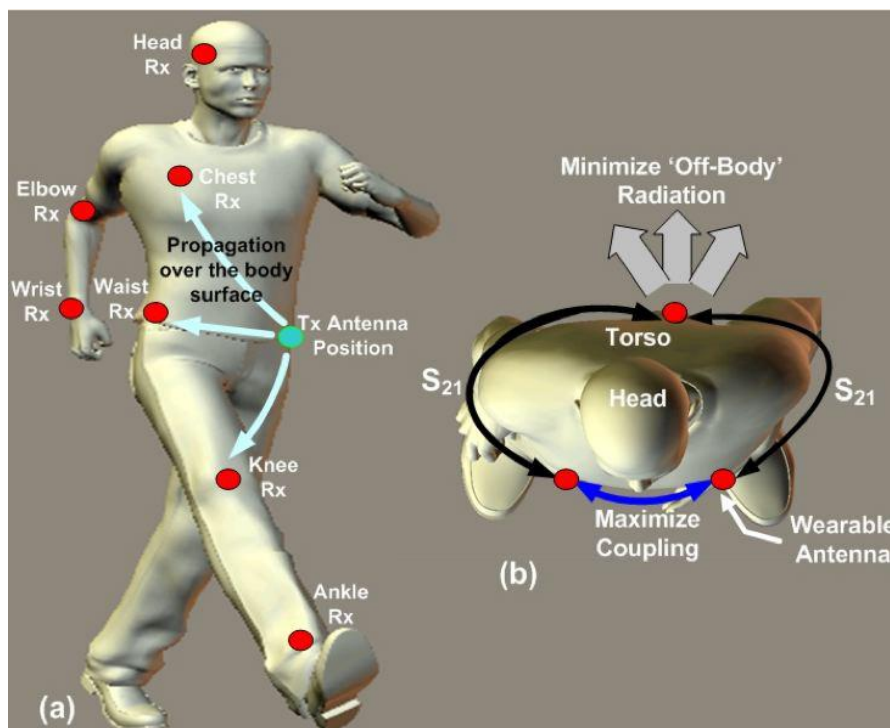
Σενάριο	Περιγραφή	Μπάντα συχνοτήτων	Μοντέλο διαύλου (CM)
S1	Εμφύτευμα προς εμφύτευμα (Implant to Implant)	402-405 MHz	CM1
S2	Εμφύτευμα προς επιφάνεια σώματος (Implant to Body Surface)	402-405 MHz	CM2
S3	Εμφύτευμα προς εξωτερικό κόμβο (Implant to External)	402-405 MHz	CM3
S4	Επιφάνεια σώματος προς επιφάνεια σώματος (Body Surface to Body Surface) (LOS)	13.5, 50, 400, 600, 900 MHz 2.4, 3.1-10.6 GHz	CM3
S5	Επιφάνεια σώματος προς επιφάνεια σώματος (Body Surface to Body Surface) (NLOS)	13.5, 50, 400, 600, 900 MHz 2.4, 3.1-10.6 GHz	CM3
S6	Επιφάνεια σώματος προς εξωτερικό κόμβο (Body Surface to External) (LOS)	900 MHz 2.4, 3.1-10.6 GHz	CM4
S7	Επιφάνεια σώματος προς εξωτερικό κόμβο (Body Surface to External) (NLOS)	900 MHz 2.4, 3.1-10.6 GHz	CM4

Πίνακας 4

LOS= Ζεύξη με οπτική επαφή (Line Of Sight)

NLOS= Ζεύξη χωρίς οπτική επαφή (Non Line Of Sight)

Η απόσταση των εξωτερικών συσκευών έχει ως μέγιστο τα 5 μέτρα. Κάποιες από τις δυνατές συνδέσεις διαύλων φαίνονται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 2: Παραδείγματα σημείων που τοποθετούνται πομποί και δέκτες BAN

3.4.1 IN-BODY

Εφόσον το να κάνουμε μετρήσεις και μελέτη εντός του ανθρώπινου σώματος δεν είναι εφικτό ένα σχήμα τρισδιάστατης προσομοίωσης χρησιμοποιήθηκε για να μελετηθούν τα χαρακτηριστικά διάδοσης των MICS [2]. Το μοντέλο ανθρώπινου σώματος που χρησιμοποιήθηκε σε αυτή τη μελέτη λαμβάνει υπόψη τα διηλεκτρικά χαρακτηριστικά 300+ μερών ενός αντρικού σώματος. Η κεραία που χρησιμοποιήθηκε σε αυτή τη μελέτη είναι μια βροχοκεραία με τα εξής χαρακτηριστικά:

-Μέγεθος: 8,2 x 8,1 x 1 mm

-Μεταλλικό επίπεδο: Χαλκός, $t=0,036$ mm

-Υπόστρωμα: D51 (NTK), $\epsilon_r= 30$, $\tan\theta=0,000038$ και $t=1$ mm

-Το μεταλλικό επίπεδο καλύπτεται από RH-5, $\epsilon_r=1,0006$, $\tan\theta=0$, $t=1\text{mm}$

Οι παράμετροι ενός στατιστικού μοντέλου απωλειών διαδρομής ικανοποιούν την παρακάτω εξίσωση:

$$PL(d) = PL_0 + 10n \log_{10}(d/d_0) + S \quad (3.3)$$

Όπου $S \sim N(0, \sigma_S)$ και $d_0 = 50 \text{ mm}$

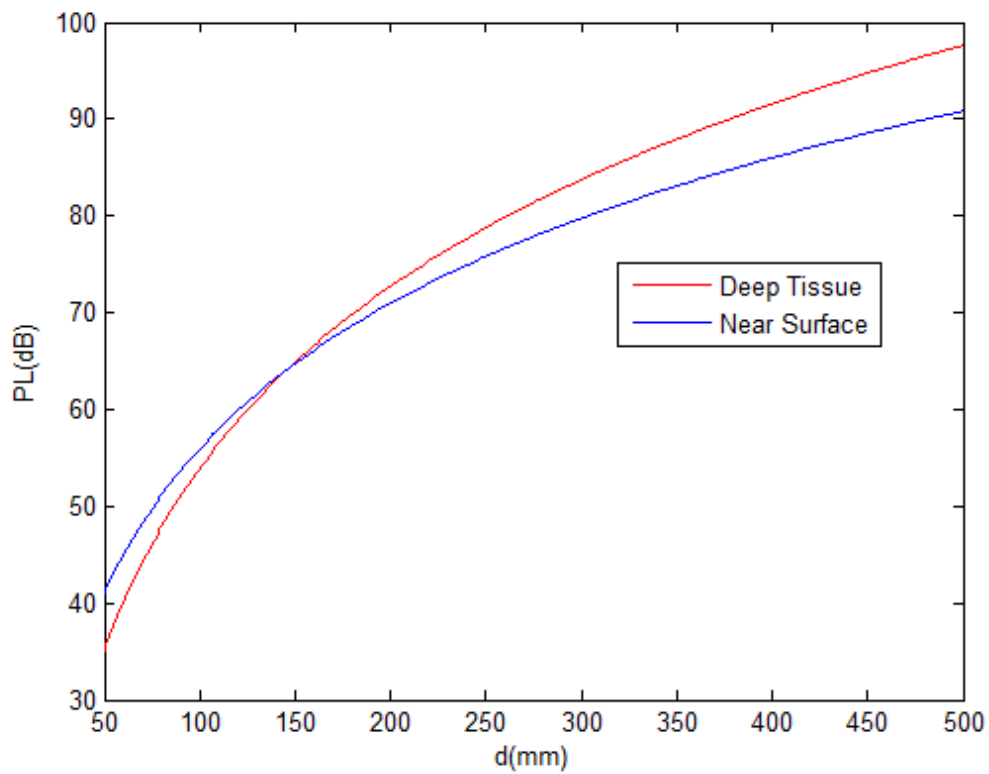
Οι παράμετροι που αντιστοιχούν στα CM1 και CM2 φαίνονται στους παρακάτω πίνακες.

3.4.1.1 IMPLANT TO IMPLANT (ΕΜΦΥΤΕΥΜΑ ΠΡΟΣ ΕΜΦΥΤΕΥΜΑ) CM1 (SCENARIO S1) ΓΙΑ 402-405 MHz

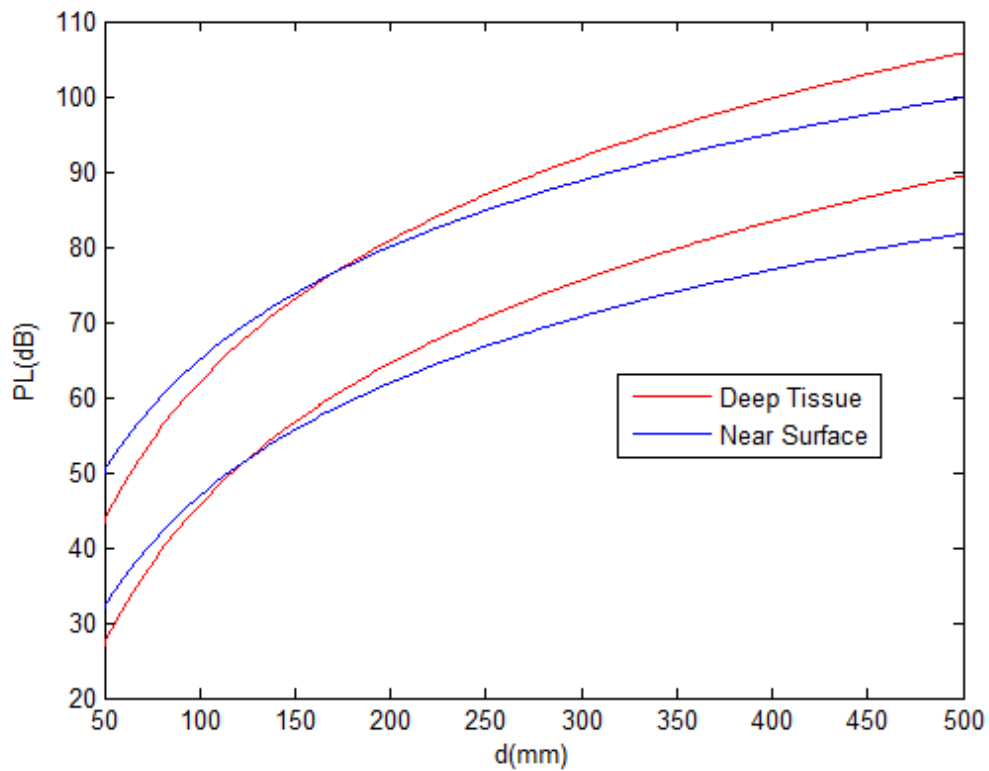
Implant to Implant (Εμφύτευμα σε εμφύτευμα)	PL(d_0) (dB)	n	σ_s (dB)
(Deep tissue) Βαθύς Ιστός	35.04	6.26	8.18
(Near surface) Κοντινός ιστός	40.94	4.99	9.05

Πίνακας 5

Υλοποιώντας σε Matlab την εξίσωση (3.3) και χρησιμοποιώντας τις τιμές του παραπάνω πίνακα προκύπτουν τα παρακάτω διαγράμματα που δείχνουν τις απώλειες PL σε dB για κόμβο σε βαθύ ιστό και κόμβο κοντά στην επιφάνεια, το πρώτο χωρίς τη σκίαση και το δεύτερο συμπεριλαμβάνοντας τη σκίαση. Οι απώλειες για βαθύ ιστό κυμαίνονται μεταξύ των δύο κόκκινων γραμμών, ενώ οι απώλειες για κοντινό ιστό κυμαίνονται μεταξύ των μπλε γραμμών και η διακύμανση αυτή οφείλεται στη σκίαση. Η σκίαση ακολουθεί κανονική κατανομή με μέση τιμή 0 και τυπική απόκλιση σ_s άρα μπορεί να είναι θετική και να έχουμε φαινόμενο απωλειών ή αρνητική και να έχουμε ενίσχυση του σήματος. Αν δεν υπήρχε η σκίαση, μετά από κάποια απόσταση, οι απώλειες θα ήταν μεγαλύτερες όταν ο κόμβος έχει εμφυτευτεί σε βαθύ ιστό, παρά όταν βρίσκεται στην επιφάνεια του σώματος, αλλά το ποιες απώλειες είναι μεγαλύτερες δεν μπορεί να προβλεφτεί με ακρίβεια λόγω της σκίασης.



Σχήμα 3: Απώλειες διαδρομής σε συνάρτηση με την απόσταση για κόμβο σε βαθύ ιστό και κόμβο κοντά στην επιφάνεια του σώματος χωρίς τη σκίαση



Σχήμα 4: Απώλειες διαδρομής σε συνάρτηση με την απόσταση για κόμβο σε βαθύ ιστό και κόμβο κοντά στην επιφάνεια του σώματος μαζί με τη σκίαση

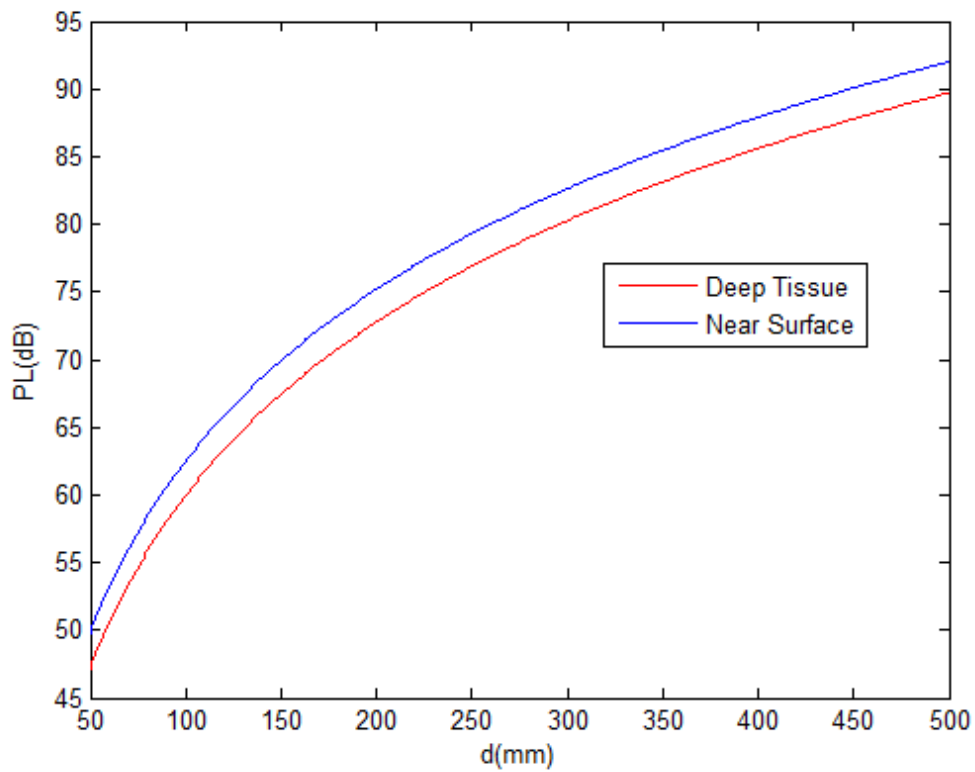
**3.4.1.2 IMPLANT TO BODY SURFACE (ΕΜΦΥΤΕΥΜΑ ΠΡΟΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ)
CM2 (SCENARIO S2) ΓΙΑ 402-405 MHz**

Implant to Body Surface (Εμφύτευμα προς επιφάνεια)	PL(d₀) (dB)	n	σ_s (dB)
(Deep tissue) Βαθύς Ιστός	47.14	4.26	7.85
(Near surface) Κοντινός ιστός	49.81	4.22	6.81

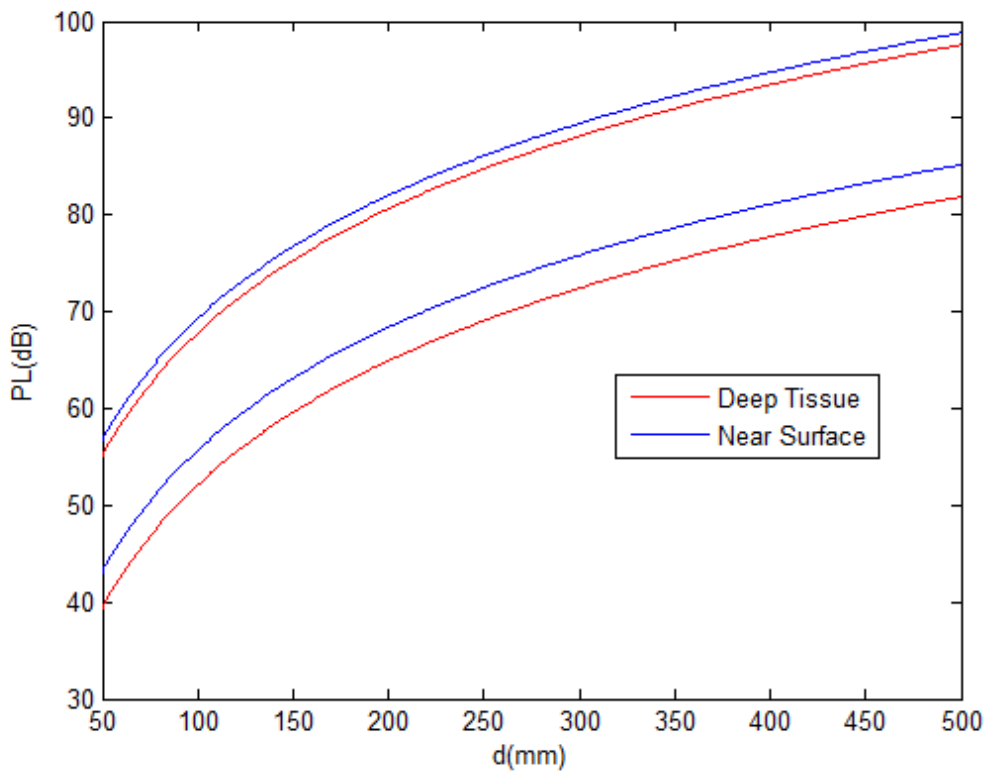
Πίνακας 6

Στην εξίσωση (3.3) που έχουμε υλοποιήσει αλλάζουμε τις τιμές σύμφωνα με τον πίνακα 6 και προκύπτουν τα παρακάτω διαγράμματα για τις απώλειες PL σε dB, το πρώτο χωρίς τη σκίαση και το δεύτερο με τη σκίαση. Παρατηρούμε ότι οι τιμές των απωλειών για βαθύ και κοντινό ιστό χωρίς τη σκίαση είναι πολύ κοντινές μεταξύ τους και επίσης μεταβάλλονται με τον ίδιο τρόπο όσο αυξάνεται η απόσταση. Στον κοντινό ιστό οι απώλειες φαίνεται να είναι λίγο μεγαλύτερες, ωστόσο οι διαφορές τους είναι αμελητέες. Όταν συμπεριλάβουμε τη σκίαση, οι απώλειες για βαθύ ιστό κυμαίνονται μεταξύ των δύο κόκκινων γραμμών, ενώ οι απώλειες για κοντινό ιστό κυμαίνονται μεταξύ των μπλε γραμμών και η διακύμανση αυτή οφείλεται στη σκίαση. Οι τιμές που παίρνουν οι απώλειες είναι πολύ κοντινές και στην πράξη δεν μπορεί να προβλεφτεί με ακρίβεια ποιες απώλειες είναι μεγαλύτερες.

Σε σχέση με το προηγούμενο σενάριο (Implant to Implant), στο σενάριο αυτό για μικρές αποστάσεις οι απώλειες είναι μεγαλύτερες, ενώ για μεγάλες αποστάσεις η διαφορά αυτή εξομαλύνεται λόγω του n, το οποίο παίρνει μικρότερες τιμές από ότι στην προηγούμενη περίπτωση. Και στις δύο παραπάνω περιπτώσεις οι κόμβοι δεν μπορούν να βρίσκονται πιο μακριά από 20 mm από την επιφάνεια του σώματος. Είδη ρουχισμού προκαλούν μεγαλύτερες απώλειες στο σήμα.



Σχήμα 5: Απώλειες διαδρομής σε συνάρτηση με την απόσταση για κόμβο σε βαθύ ιστό και κόμβο κοντά στην επιφάνεια του σώματος χωρίς τη σκίαση



Σχήμα 6: Απώλειες διαδρομής σε συνάρτηση με την απόσταση για κόμβο σε βαθύ ιστό και κόμβο κοντά στην επιφάνεια του σώματος μαζί με τη σκίαση

3.4.1.3 IMPLANT TO EXTERNAL (ΕΜΦΥΤΕΥΜΑ ΠΡΟΣ ΕΞΩΤΕΡΙΚΟ ΚΟΜΒΟ) CM2 (SCENARIO S3) ΓΙΑ 402-405 MHz

Το σενάριο **S3 για CM2** μπορεί να προσεγγιστεί θεωρώντας ένα συνδυασμό των σεναρίων S2 και S6 ή S7 (**Implant to Body Surface + Body Surface to External**). Στην περίπτωση περιβάλλοντος χωρίς αντικείμενα, οι απώλειες διάδοσης ελεύθερου χώρου μπορούν να προσεγγίσουν τις επιπλέον απώλειες του σήματος αφότου εγκαταλείψει το σώμα. Αυτό συνήθως αρχίζει να συμβαίνει σε απόσταση 10 cm από την επιφάνεια του σώματος. Από την άλλη, εάν υπάρχουν αντικείμενα εντός 5 μέτρων από το ανθρώπινο σώμα, ένα μοντέλο διαύλου για σενάριο S6 ή S7 μπορεί να υπολογίσει την επίδραση αυτών των αντικειμένων και ένα τέτοιο μοντέλο μπορεί να προστεθεί στο CM2 για προσομοιώσει το σενάριο S3. Οι απώλειες διαδρομής του S6 ή S7 σε αυτή την περίπτωση δε θα πρέπει να συμπεριλάβουν κέρδος κεραίας πομπού πάνω στο σώμα (εφόσον δεν έχουμε πομπό πάνω στο σώμα).

3.4.2 ON- BODY

3.4.2.1 BODY SURFACE TO BODY SURFACE (ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ) CM3 (SCENARIOS S4 & S5) ΓΙΑ 13.5 MHz

Μια σημαντική παρατήρηση σε αυτές τις συχνότητες είναι ότι το κανάλι προκαλεί απώλειες διάδοσης που είναι αρκετά παρόμοιες με του ελεύθερου χώρου. Ωστόσο, το διαθέσιμο εύρος ζώνης είναι αρκετά μικρό (21 KHz), από 13,550- 13,571 MHz.

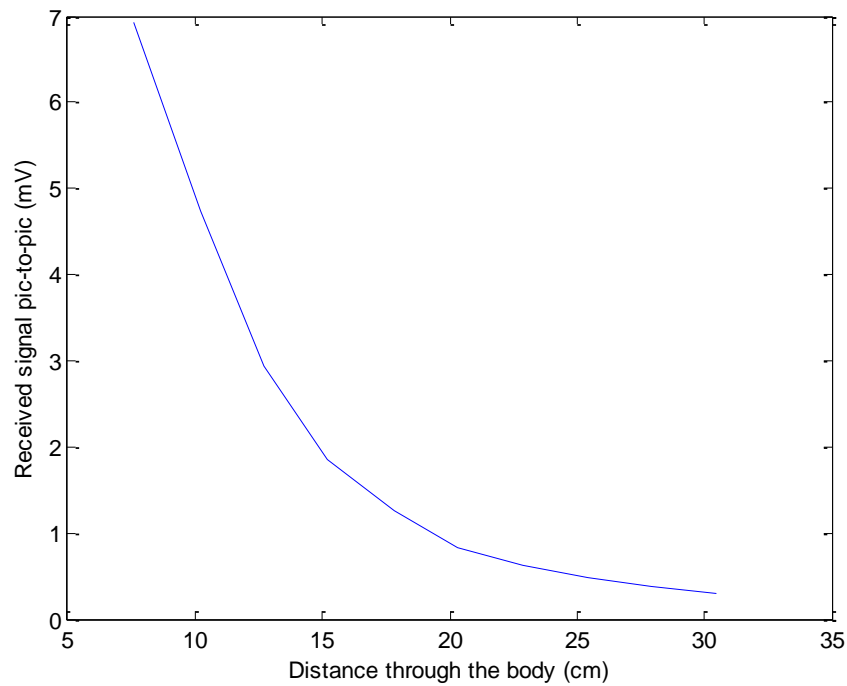
Description (Περιγραφή)	Signal amplitude reduction (Μείωση του πλάτους του σήματος)	db loss in relation to air (Απώλειες dB σε σχέση με τον αέρα)
Through the hand (Μέσω του χεριού)	3,3%	-0,15
Through the wrist (Μέσω του καρπού)	2,8%	-0,12
Torso, front to back (Μέσω του κορμού, από μπροστά μέχρι πίσω)	3,4%	-0,15
Through the thigh (Μέσω του μηρού)	1,9%	-0,08
Through the ankle (Μέσω του αστραγάλου)	2,8%	-0,12
Left ear to right ear (Αριστερό αφτί προς δεξί αφτί)	2,0%	-0,09
Left ear to right ear wearing metal glasses (Αριστερό αφτί προς δεξί αφτί, με χρήση μεταλλικών γυαλιών)	1,5%	-0,07

Πίνακας 7

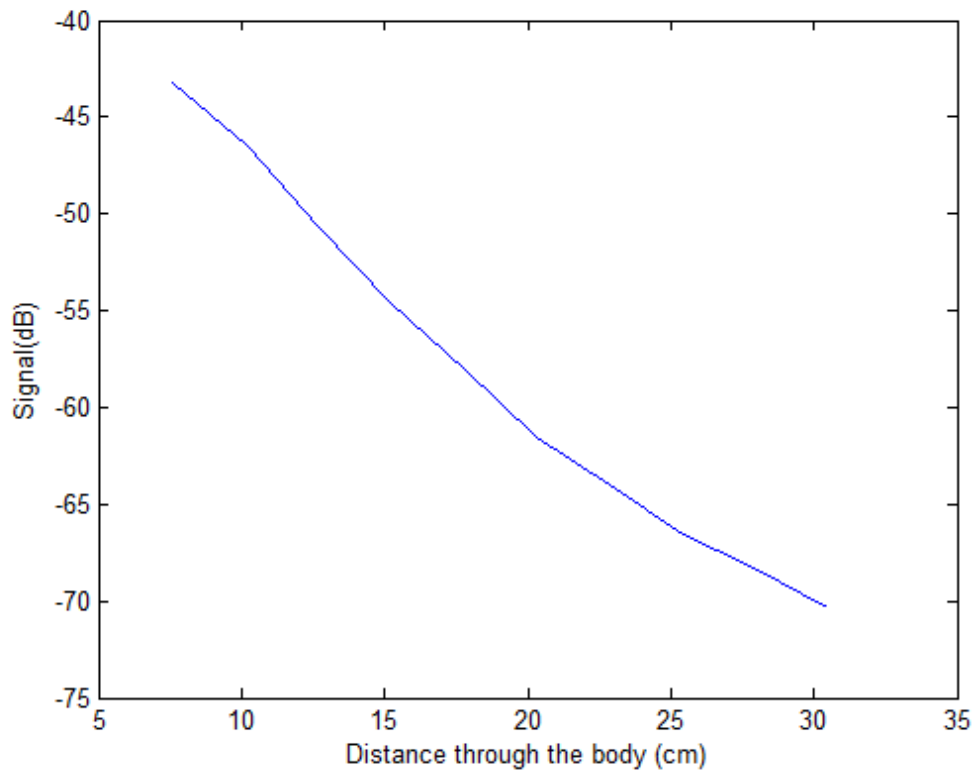
Απόσταση μέσω του σώματος (cm)	7.6	10.2	12.7	15.2	17.8	20.3	22.9	25.4	27.9	30.5
Λαμβανόμενος σήμα pic to pic (mV)	6.93	4.74	2.93	1.86	1.25	0.837	0.633	0.471	0.384	0.305

Πίνακας 8

Στο Σχήμα 7 βλέπουμε πώς εξασθενεί το σήμα τάσης pic-to-pic σε συνάρτηση με την απόσταση και στο Σχήμα 8 την εξασθένιση του σήματος σε dB.



Σχήμα 7: Λαμβανόμενο σήμα pic-to-pic (mV) συναρτήσει της απόστασης μέσω του σώματος



Σχήμα 8: Λαμβανόμενο σήμα σε dB συναρτήσει της απόστασης μέσω του σώματος

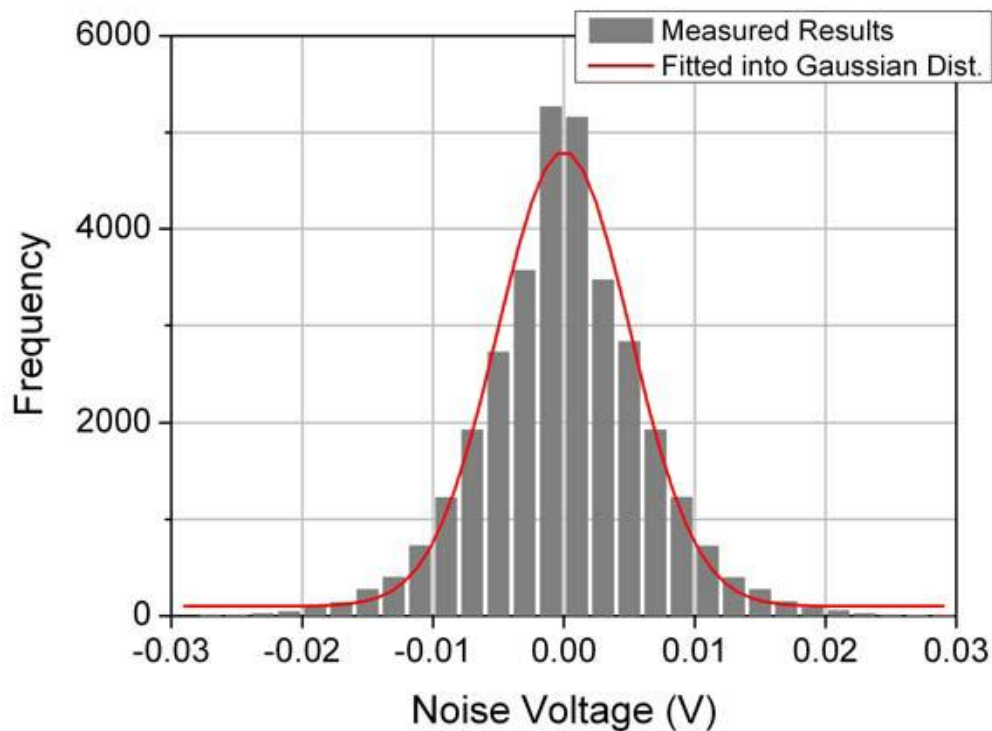
3.4.2.2 BODY SURFACE TO BODY SURFACE (ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ) CM3 (SCENARIOS S4 & S5) ΓΙΑ 5-50 MHz

Το ανθρώπινο σώμα μπορεί να χρησιμοποιηθεί επίσης ως μέσο επικοινωνίας στην κλίμακα συχνοτήτων **5-50 MHz**. Σε αυτή τη μορφή επικοινωνίας, που αναφέρεται ως **HBC (Επικοινωνία Ανθρώπινου Σώματος- Human Body Communication)**, δεν απαιτείται διαμόρφωση. Το μοντέλο διαύλου για τα HBC συντίθεται από την απόκριση συχνότητας και τα χαρακτηριστικά θορύβου. Ο παρακάτω πίνακας δείχνει την επίδραση που έχει η απόκριση συχνότητας για μετάδοση σήματος από τα ακροδάχτυλα του ενός χεριού προς το άλλο. Εφόσον αυτό το σενάριο προκαλεί την μεγαλύτερη εξασθένιση πλάτους, τα αποτελέσματα επιλέχθηκαν από το μοντέλο διαύλου HBC.

Parameters (Παράμετροι)	Conditions (Συνθήκες)
Θέσεις πομπού και δέκτη	Ακροδάχτυλα κάθε χεριού
Απόσταση διάδοσης (cm)	150
Σημείο επαφής του ηλεκτροδίου σήματος (signal electrode)	Ακροδάχτυλο αντίχειρα
Εμβαδό του ηλεκτροδίου (cm ²)	2 x 2
Αντίσταση φορτίου (Load impedance) του δέκτη	10 MΩ

Πίνακας 9

Ο θόρυβος της φαίνεται ακολουθεί γκαουσιανή κατανομή με μέση τιμή 0 και τυπική απόκλιση $2,55 \times 10^{-5}$.



Σχήμα 9: Η γκαουσιανή κατανομή του θορύβου στα 5-50 MHz

Σύμφωνα με πρόσφατες μελέτες, η κρουστική απόκριση του HBC διαύλου [5] περιγράφεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$h(t) = h_R(t) \cdot C_h \quad (3.4)$$

όπου $h_R(t)$ είναι η κρουστική απόκριση αναφοράς και C_h είναι της συντελεστής που σχετίζεται με το μέγεθος των αγωγικών επιφανειών και των αποστάσεων μεταξύ πομπού και δέκτη. Η κρουστική απόκριση έχει νόημα μόνο μεταξύ 0 MHz και 50 MHz, ενώ ο ρυθμός δειγματοληψίας πρέπει να είναι πάνω από 250 MHz.

$$h_R(t) = A_V \cdot \exp(-(t - t_r)/t_0) \cdot \sin(\pi \cdot (t - t_r - x_0)/w) \quad (3.5)$$

Ο A_V είναι της συντελεστής που αναπαριστά τη διακύμανση της απώλειας σήματος.

Έχει γκαουσιανή κατανομή:

$$A_V \sim N(1,0,16^2)$$

Τα A , t_r , t_0 , x_c και ς έχουν σταθερές τιμές ως εξής:

Διάστημα του t (μs)	A	t _r	t _o	x _o	w
0 ≤ t ≤ 0.025	0.00032	0.00000	0.00621	-0.00097	0.00735
0.025 ≤ t ≤ 0.058	0.00003	0.02500	0.01684	-0.01225	0.00944
0.058 ≤ t	0.00002	0.05800	0.05610	0.00100	0.01109

Πίνακας 10

$$C_h = (0.0422 \cdot G_T - 0.184) \cdot (0.0078 \cdot G_R + 0.782) \cdot \left(\frac{120.49}{d_{body} + d_{body} \cdot (d_{air} / d_{body})^5} \right)^2 \quad (3.6)$$

-Τα G_T και G_R εκφράζουν το μέγεθος της αγώγιμης επιφάνειας του πομπού και του δέκτη αντίστοιχα σε cm^2 .

-Τα d_{air} και d_{body} είναι οι αποστάσεις του πομπού και του δέκτη μέσω του αέρα και μέσω του σώματος. Επιπλέον, κάθε τιμή οριοθετείται ώστε να είναι έγκυρο το μοντέλο του διαύλου ως εξής:

$$10cm^2 \leq G_T, G_R \leq 270cm^2, 10cm \leq d_{air}, d_{body} \leq 200cm$$

3.4.2.3 BODY SURFACE TO BODY SURFACE (ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ) CM3 (SCENARIOS S4 & S5) ΓΙΑ 400 MHz

Το ακόλουθο μοντέλο απωλειών διάδοσης [2] βασίζεται σε μετρήσεις που καλύπτουν τις συχνότητες 400-450 MHz. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει το μοντέλο και τις αντίστοιχες παραμέτρους.

Path loss model (Μοντέλο απωλειών διαδρομής):

$$PL(d)[dB] = a \cdot \log_{10}(d) + b + N \quad (3.7)$$

Όπου α, b: γραμμικοί συντελεστές

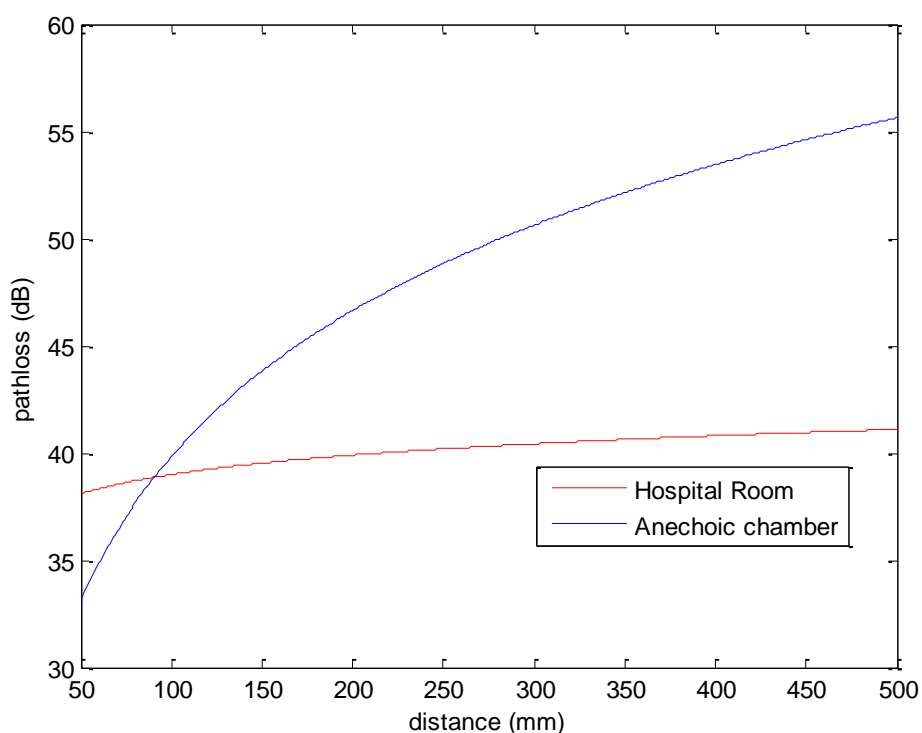
d: απόσταση πομπού και δέκτη σε mm

N: κανονικά κατανομημένη μεταβλητή με τυπική απόκλιση σ_N

	Δωμάτιο νοσοκομείου	Ανηχοϊκός θάλαμος
a	3	22,6
b	34,6	-7,85
σ_N	4,63	5,60

Πίνακας 11

Υλοποιώντας το μοντέλο σε Matlab έχουμε το παρακάτω διάγραμμα για το pathloss.



Σχήμα 10: Απώλειες διαδρομής συναρτήσει της απόστασης για δωμάτιο νοσοκομείου και ανηχοϊκό θάλαμο

3.4.2.4 BODY SURFACE TO BODY SURFACE (ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ) CM3 (SCENARIO S4 & S5) ΓΙΑ 600 MHz

Το ακόλουθο μοντέλο απωλειών διάδοσης βασίζεται σε μετρήσεις που καλύπτουν τις συχνότητες 608-614 MHz. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει το μοντέλο και τις αντίστοιχες παραμέτρους.

Path loss model (Μοντέλο απωλειών διαδρομής):

$$PL(d)[dB] = a \cdot \log_{10}(d) + b + N \quad (3.7)$$

Όπου a, b: γραμμικοί συντελεστές

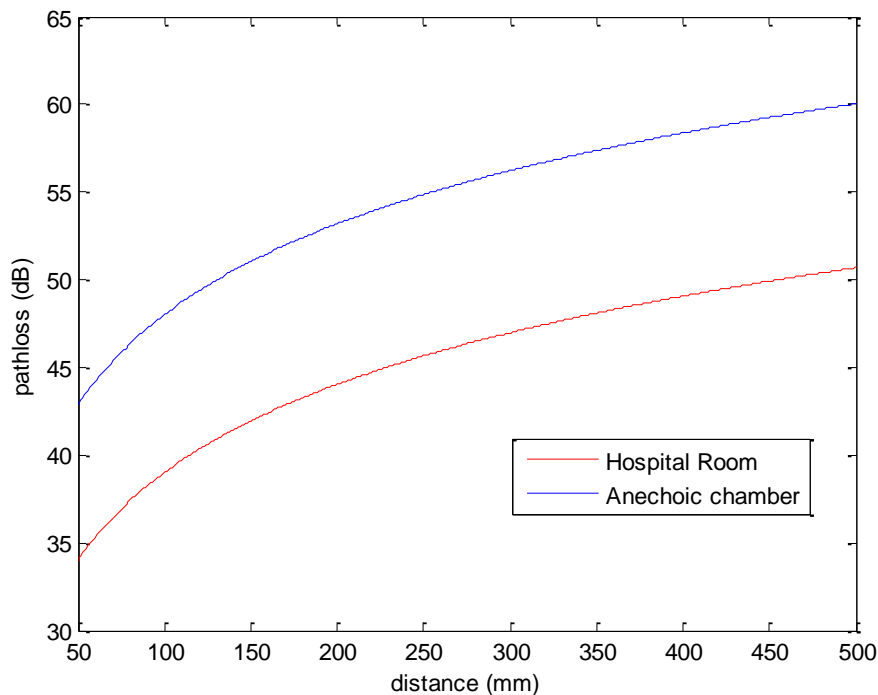
d: απόσταση πομπού και δέκτη σε mm

N: κανονικά κατανεμημένη μεταβλητή με τυπική απόκλιση σ_N

	Δωμάτιο νοσοκομείου	Ανηχοϊκός θάλαμος
a	16,7	17,2
b	-0,45	1,61
σ_N	5,99	6,96

Πίνακας 12

Υλοποιώντας το μοντέλο σε Matlab έχουμε το παρακάτω διάγραμμα για το pathloss.



Σχήμα 11: Απώλειες διαδρομής συναρτήσει της απόστασης για δωμάτιο νοσοκομείου και ανηχοϊκό θάλαμο

Παρατηρούμε ότι για μετάδοση Body Surface to Body Surface και στα 400 και στα 600 MHz οι απώλειες στο δωμάτιο νοσοκομείου προέκυψαν μικρότερες από ότι στον ανηχοϊκό θάλαμο. Αυτό μπορεί να γίνει κατανοητό από το γεγονός ότι στο δωμάτιο

νοσοκομείου, που περιέχει εμπόδια, έχουμε περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών (multipath environment) και έτσι δημιουργούνται πολλές συνιστώσες, με αποτέλεσμα η μετρούμενη ισχύς του σήματος να είναι μεγαλύτερη.

3.4.2.5 BODY SURFACE TO BODY SURFACE (ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ) CM3 (SCENARIOS S4 & S5) ΓΙΑ 900 MHz

A. Το ακόλουθο μοντέλο απωλειών διάδοσης βασίζεται σε μετρήσεις που καλύπτουν τις συχνότητες 950-956 MHz. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει το μοντέλο και τις αντίστοιχες παραμέτρους

Path loss model (Μοντέλο απωλειών διαδρομής):

$$PL(d)[dB] = a \cdot \log_{10}(d) + b + N \quad (3.7)$$

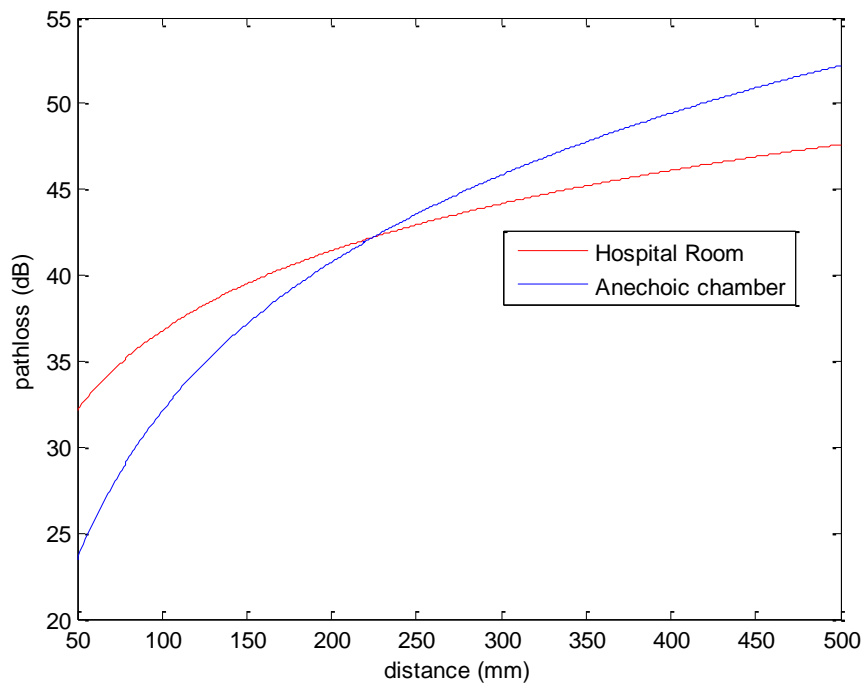
Όπου a, b: γραμμικοί συντελεστές

d: απόσταση πομπού και δέκτη σε mm

N: κανονικά κατανομημένη μεταβλητή με τυπική απόκλιση σ_N

	Δωμάτιο νοσοκομείου	Ανηχοϊκός θάλαμος
a	15,5	28,8
b	5,38	-23,5
σ_N	5,35	11,7

Πίνακας 13



Σχήμα 12: Απώλειες διαδρομής συναρτήσει της απόστασης για δωμάτιο νοσοκομείου και ανηχοϊκό θάλαμο

Το διάγραμμα Matlab για τα 900 MHz δείχνει ότι μετά τα 225 mm ο ανηχοϊκός θάλαμος έχει μεγαλύτερες απώλειες από το δωμάτιο νοσοκομείου, και αυτό γίνεται κατανοητό όπως στις προηγούμενες περιπτώσεις.

B. Το ακόλουθο μοντέλο απωλειών διάδοσης βασίζεται σε **μετρήσεις στη συχνότητα των 915 MHz**. Η απώλεια διάδοσης ακολουθεί μια εκθετική εξασθένιση γύρω από την περίμετρο του σώματος. Γίνεται ομαλή για μεγάλη απόσταση λόγω της συμβολής των συνιστωσών πολλαπλών διαδρομών στο περιβάλλον κλειστού χώρου. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει το μοντέλο και τις αντίστοιχες παραμέτρους.

Path loss model (Μοντέλο απωλειών διαδρομής):

$$PL(d)[dB] = -10 \log_{10} (P_0 e^{-m_0 d} + P_1) + \sigma_p n_p \quad (3.8)$$

$P_0[dB]$	-1.9
$M_0[dB/cm]$	2.1
$P_1[dB]$	-59.4
$\sigma_p[dB]$	3.2

Πίνακας 14

Όπου P_0 : η μέση απώλεια κοντά στην κεραία

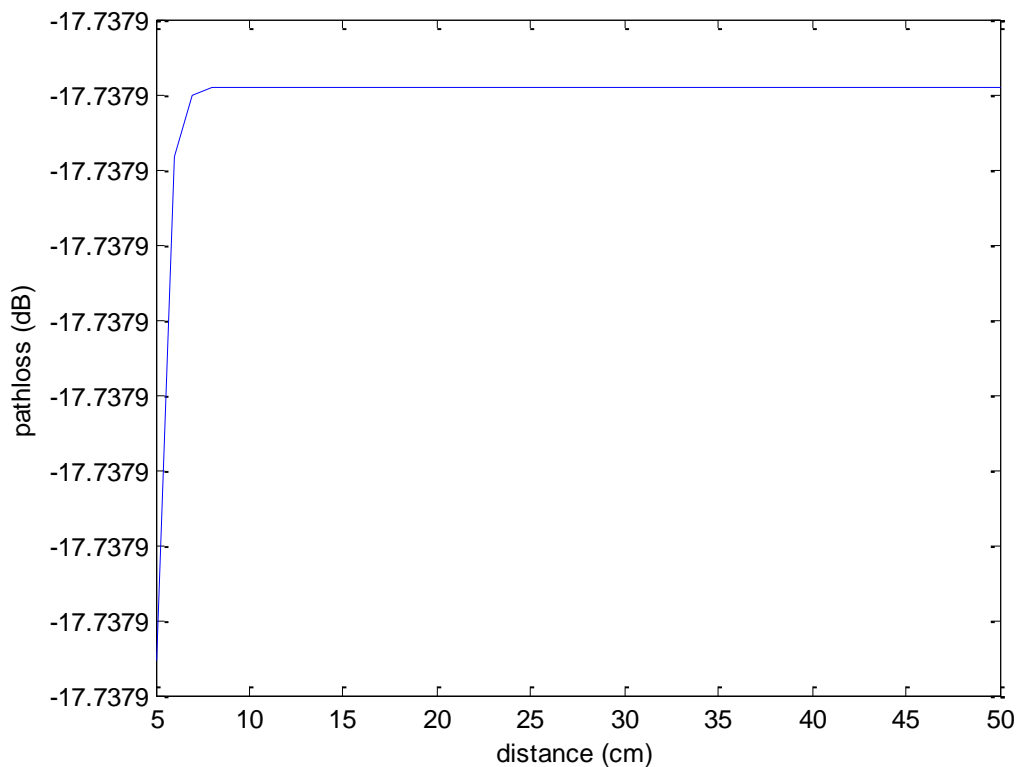
M_0 : Η μέση απώλεια σε dB/cm για το κύμα επιφανείας που μεταδίδεται περιμετρικά γύρω από το σώμα

P_1 : Η μέση μείωση των συνιστωσών που σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου ακτινοβολείται μακριά από το σώμα και ανακλάται πίσω προς την κεραία δέκτη

σ_p : Η λογαριθμοκανονική απόκλιση γύρω από το μέσο, που αναπαριστά τις διαφοροποιήσεις που προκαλούνται από αλλαγές στη θέση του σώματος και του δωματίου. Αυτή η παράμετρος θα εξαρτηθεί από διαφοροποιήσεις στην κυρτότητα σωμάτων, τις ιδιότητες ιστού και τις ιδιότητες ακτινοβολίας κεραιών στις διάφορες θέσεις των σωμάτων.

n_p : Γκαουσιανή τυχαία μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία τυπική απόκλιση

Στο παρακάτω διάγραμμα βλέπουμε τις απώλειες σε συνάρτηση με την απόσταση. Παρατηρούμε ότι η μεταβολή με την απόσταση είναι πολύ μικρή, δηλαδή οι απώλειες είναι σχεδόν σταθερές (το διάγραμμα είναι σαν να έχουμε κάνει μεγέθυνση σε μια σχεδόν ευθεία γραμμή).



Σχήμα 13: Απώλειες διαδρομής σε συνάρτηση με την απόσταση

Η μικρής κλίμακας εξασθένιση αναπαριστάται με μια κατανομή Rice με παράγοντα K , ο οποίος μειώνεται καθώς η απώλεια διάδοσης αυξάνεται. Το delay spread (εξάπλωση καθυστέρησης) είναι κανονικά κατανομημένο. Το μοντέλο για την εξασθένιση μικρής κλίμακας (Small scale fading) είναι:

$$K_{dB} = K_0 - m_k P_{dB} + \sigma_K n_K \quad (3.9)$$

Όπου,

K_0 : Η τιμή για τον παράγοντα K που προσδιορίζεται από τις μετρήσεις για χαμηλές απώλειες διαδρομής

m_k : Η κλίση της γραμμικής σχέσης μεταξύ της απώλειας διαδρομής και του παράγοντα K

P_{dB} : Η απώλεια διαδρομής σε dB

σ_K : Η λογαριθμοκανονική απόκλιση των μετρήσεων μεταξύ απωλειών διάδοσης και παράγοντα K

n_K : Γκαουσιανή τυχαία μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία τυπική απόκλιση

Στον πίνακα ακολουθούν οι τιμές για τις αντίστοιχες παραμέτρους

K_0 [dB]	40,1
m_k [dB]	0,61
σ_k [dB]	2,4

Παράμετροι της μέσης τιμής του delay spread

Απόσταση [cm]	t_{rms} [ns]
15	3
45	9

Παράμετροι της 90% αθροιστικής τιμής του delay spread

Απόσταση [cm]	t_{rms} [ns]
15	5
45	15

Πίνακας 15

C. Οι ακόλουθες μετρήσεις απωλειών διάδοσης είναι στη συχνότητα των **820 MHz**. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει τα αποτελέσματα. Όπως φαίνεται, ο κυρίαρχος παράγοντας που επηρεάζει την εξασθένιση στο δίαυλο φαίνεται να είναι η κίνηση του αντικειμένου που εξετάζουμε. Αυτό είναι αναμενόμενο καθώς η κίνηση προκαλεί αλλαγές στο διαχωρισμό και τον προσανατολισμό των κεραιών.

Απώλειες διάδοσης:

$$PL[dB] = P_{tx} - P_{rx} + G_{amplifiers} - L_{cable} \quad (3.10)$$

Όπου,

P_{tx} η εκπεμπόμενη ισχύς

P_{rx} η RMS λαμβανόμενη ισχύς

$G_{\text{amplifiers}}$ το κέρδος του ενισχυτή

L_{cable} οι απώλειες του καλωδίου

Δράση	Δέκτης στο δεξιό ισχίο						Δέκτης στο στήθος		
	Στήθος	Δεξιός καρπός	Αριστερός καρπός	Δεξιός αστράγαλος	Αριστερός αστράγαλος	Πλάτη	Πλάτη	Δεξιός καρπός	Δεξιός αστράγαλος
Ορθοστασία	57,4	50,2	59,8	54,3	68,7	61,8	66,3	54,5	54,3
Περπάτημα	52,9	38,4	63,6	48,1	55,5	57,1	63,8	51,3	56,9
Τρέξιμο	44,1	37,2	60,2	48,9	54,2	62,3	66,3	49,4	54,1

Πίνακας 16: Απώλειες σε dB ανάλογα με τις θέσεις πομπού και δέκτη και την κίνηση του σώματος

Ο ρυθμός διάλειψης (fading rate- αριθμός διαλείψεων ανά sec), η διάρκεια (duration- χρόνος κάτω από το μέσο όρο) και το μέγεθος (μείωση κάτω από το μέσο όρο) μετρήθηκαν για τέσσερις διαφορετικές ταχύτητες (περπάτημα: 3km/h και 6km/h, τρέξιμο: 9km/h και 12km/h) του εξεταζόμενου αντικειμένου. Η θέση των πομπών και των δεκτών στο ανθρώπινο σώμα φαίνεται στον πίνακα.

Θέση δέκτη	Θέση πομπού					
	Στήθος	Δεξιό ισχίο	Αριστερό ισχίο	Δεξιός αστράγαλος	Αριστερός αστράγαλος	Πλάτη
Δεξιό ισχίο	x	x	x	x	x	X
Στήθος		x		x		X

Πίνακας 17

Τα παρακάτω διαγράμματα συνοψίζουν τα αποτελέσματα των μετρήσεων. Η κατανομή **Γάμα (Gamma)** είναι αυτή που προσεγγίζει καλύτερα την διάρκεια της

διάλειψης, ενώ το μέγεθος της διάλειψης προσεγγίζεται καλύτερα από μια κατανομή Γάμα προσαρμοσμένη σε dB κλίμακα, που λέγεται Gamma-dB προσέγγιση.

3.4.2.6 BODY SURFACE TO BODY SURFACE (ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ) CM3 (SCENARIOS S4 & S5) ΓΙΑ 2,4 GHz

A. Το ακόλουθο μοντέλο απωλειών βασίζεται σε **μετρήσεις** που καλύπτουν **συχνότητες στα 2,4-2,5 GHz**. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει το μοντέλο και τις αντίστοιχες παραμέτρους.

Μοντέλο απωλειών διάδοσης:

$$PL(d)[dB] = a \cdot \log_{10}(d) + b + N \quad (3.7)$$

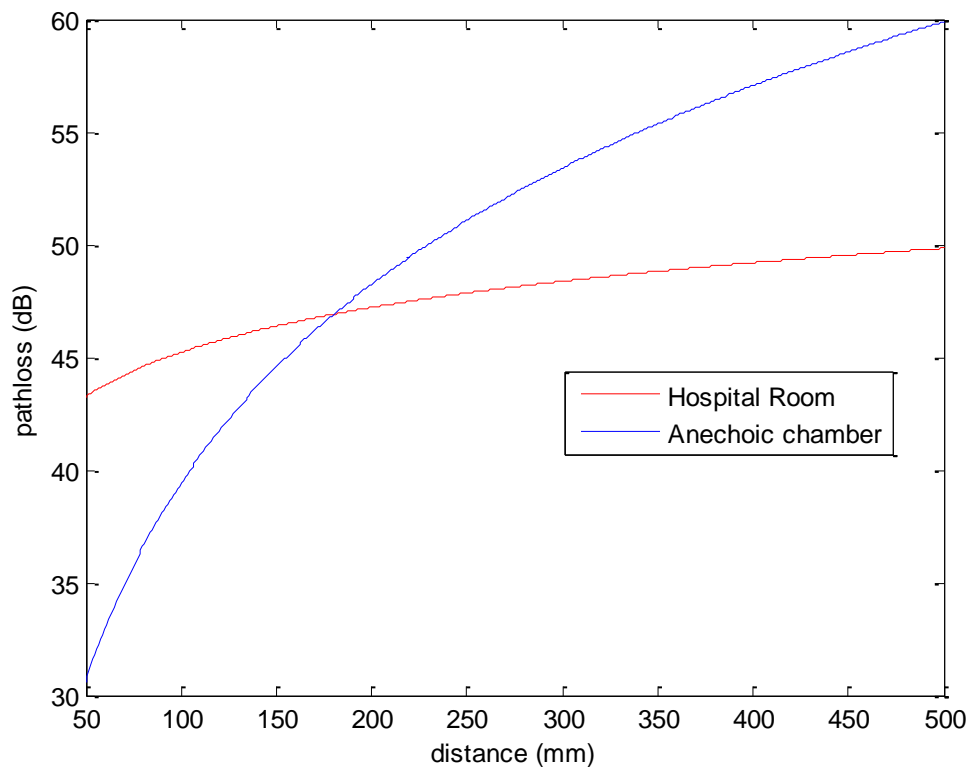
	Δωμάτιο Νοσοκομείου	Αντηχοϊκός Θάλαμος
a	6,6	29,3
b	36,1	-16,8
σ_N	3,80	6,89

Πίνακας 18

Όπου a, b: Γραμμικοί συντελεστές

d: Απόσταση πομπού- δέκτη (Tx-Rx) σε mm

N: Κανονικά κατανεμημένη μεταβλητή με τυπική απόκλιση σ_N



Σχήμα 14: Απώλειες διαδρομής συναρτήσει της απόστασης για δωμάτιο νοσοκομείου και ανηχοϊκό θάλαμο

B. Το ακόλουθο μοντέλο βασίζεται σε μετρήσεις στη συχνότητα των 2,45 GHz. Οι απώλειες διάδοσης ακολουθούν εκθετική μείωση γύρω από την περίμετρο του σώματος, η οποία σταθεροποιείται σε μεγάλη απόσταση λόγω της συμβολής των συνιστωσών πολλαπλών διαδρομών που έχουμε σε ένα περιβάλλον εσωτερικού χώρου. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει το μοντέλο και τις αντίστοιχες παραμέτρους.

Μοντέλο απωλειών διάδοσης:

$$PL(d)[dB] = -10 \log_{10} (P_0 e^{-m_0 d} + P_1) + \sigma_p n_p \quad (3.8)$$

P_0 [dB]	-25,8
m_0 [dB/cm]	2,0
P_1 [dB]	-71,3
σ_p [dB]	3,6

Πίνακας 19

P_0 : Η μέση απώλεια κοντά στην κεραία

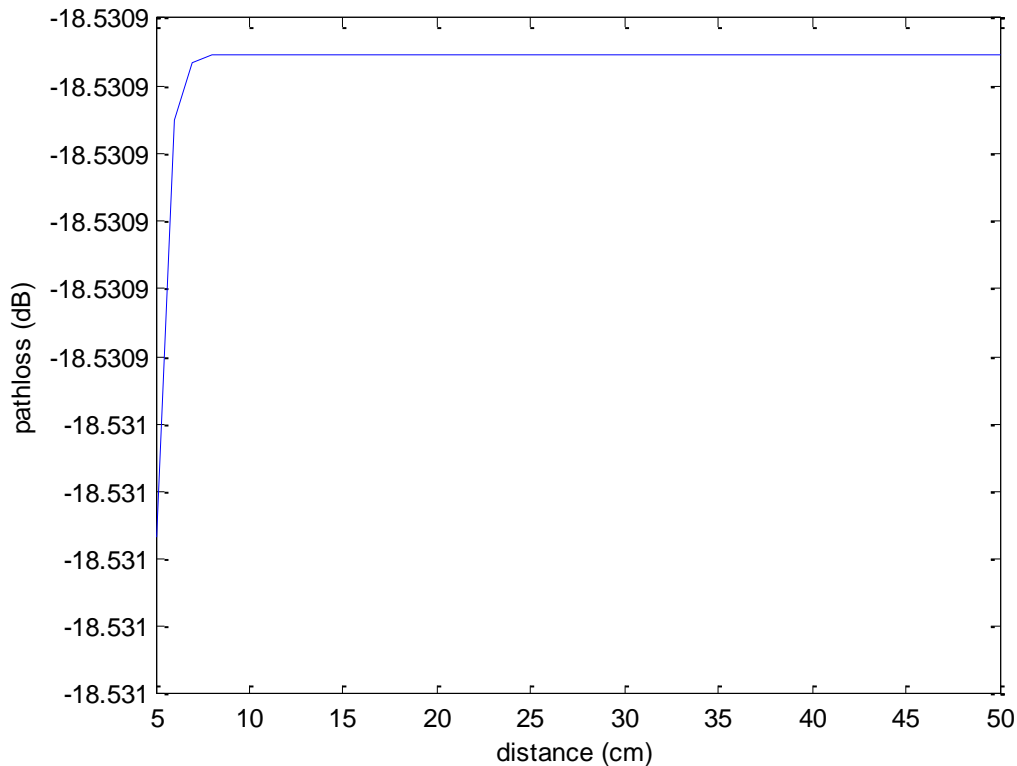
M_0 : Ο μέσος ρυθμός εξασθένισης σε dB/cm του κύματος επιφανείας που διαδίδεται περιμετρικά γύρω από το σώμα

P_1 : Η μέση μείωση των συνιστωσών σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου, που ακτινοβολείται μακριά από το σώμα και ανακλάται πίσω προς την κεραία δέκτη.

σ_P : Η λογαριθμοκανονική απόκλιση σε dB γύρω από το μέσο, που αναπαριστά τις διαφοροποιήσεις που μετρώνται για διάφορες θέσεις του σώματος και του δωματίου.

Αυτή η παράμετρος εξαρτάται από την κυρτότητα του σώματος, τις ιδιότητες του ιστού και τις ιδιότητες ακτινοβολίας των κεραιών στις διάφορες θέσεις του σώματος.

n_P : Γκαουσιανή τυχαία μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία τυπική απόκλιση.



Σχήμα 15: Απώλειες διαδρομής σε συνάρτηση με την απόσταση

Η εξασθένιση μικρής κλίμακας (small scale fading) αναπαριστάται από μια κατανομή Rice με παράγοντα K , ο οποίος μειώνεται όταν οι απώλειες διαδρομής (path loss) αυξάνονται. Το delay spread είναι κανονικά κατανεμημένο. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει το μοντέλο και τις αντίστοιχες παραμέτρους.

Small scale fading:

$$K_{dB} = K_0 - m_k P_{dB} + \sigma_K n_K \quad (3.9)$$

K_0 [dB]	30,6
m_k [dB]	0,43
σ_k [dB]	3,4

Παράμετροι της μέσης τιμής του delay spread

Απόσταση [cm]	t_{rms} [ns]
15	6
45	16

Παράμετροι της 90% αθροιστικής τιμής του delay spread

Απόσταση [cm]	t_{rms} [ns]
15	11
45	22

Πίνακας 20

Όπου

K_0 : Η τιμή για τον παράγοντα K που προσδιορίζεται από τις μετρήσεις για χαμηλές απώλειες διαδρομής

m_k : Η κλίση της γραμμικής σχέσης μεταξύ της απώλειας διαδρομής και του παράγοντα K

P_{dB} : Η απώλεια διάδοσης σε dB

σ_K : Η λογαριθμοκανονική απόκλιση των μετρήσεων μεταξύ απωλειών διάδοσης και παράγοντα K

n_K : Γκαουσιανή τυχαία μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή και μοναδιαία τυπική απόκλιση

C. Οι ακόλουθες μετρήσεις **απωλειών διαδρομής είναι στη συχνότητα των 2,36 GHz**. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει τα αποτελέσματα. Όπως είναι φανερό, ο κυρίαρχος παράγοντας που επηρεάζει την εξασθένιση στο διάλυο είναι η κίνηση του προς εξέταση αντικειμένου. Αυτό είναι αναμενόμενο, καθώς η κίνηση προκαλεί μεταβολές στην απόσταση και στον προσανατολισμό των κεραιών.

Απώλειες διάδοσης:

$$PL[dB] = P_{tx} - P_{rx} + G_{amplifiers} - L_{cable} \quad (3.10)$$

Όπου

P_{tx} : Εκπεμπόμενη ισχύς

P_{rx} : RMS λαμβανόμενη ισχύς

$G_{amplifiers}$: Κέρδος ενισχυτή

L_{cable} : Απώλειες καλωδίου

Δράση	Δέκτης στο δεξιό ισχίο						Δέκτης στο στήθος		
	Στήθος	Δεξιός καρπός	Αριστερός καρπός	Δεξιός αστράγαλος	Αριστερός αστράγαλος	Πλάτη	Πλάτη	Δεξιός καρπός	Δεξιός αστράγαλος
Ορθοστασία	65,3	44,5	74,7	60,9	70,7	75,3	73	70,5	66,3
Περπάτημα	59,1	47,3	59,8	53,9	58,5	67,4	72	64,9	62,4
Τρέξιμο	55,9	36,3	52,5	55	59	68,5	71,7	57,4	63,3

Πίνακας 21: Απώλειες σε dB ανάλογα με τις θέσεις πομπού και δέκτη και την κίνηση του σώματος

Μια φορητή συσκευή παραγωγής ήχου (sounder) χρησιμοποιήθηκε για μετρήσεις σε on-body διαύλους. Οι μετρήσεις που ακολουθούν είναι στη συχνότητα των 2,36 GHz και για καθημερινές δραστηριότητες, όπως περπάτημα γύρω στο γραφείο, εργασία

στο γραφείο, οδήγηση, στο σπίτι, ύπνος πάνω στο κρεβάτι μέσα στο υπνοδωμάτιο κτλ.

Η πρώτη ομάδα αποτελεσμάτων αφορά έναν καθημερινό on-body διάυλο όπου τα δεδομένα έχουν κανονικοποιηθεί ως προς τη μέση τιμή της ομάδας δεδομένων που αντιστοιχούν σε μια ζεύξη. Η κατανομή γάμμα είναι αυτή που ταιριάζει καλύτερα για τα δεδομένα αυτά, εκτός από τις συνολικές μετρήσεις, μη κανονικοποιημένες, όπου καλύτερη είναι η λογαριθμοκανονική.

Ραδιοζεύξη Tx-Rx	Μέση τιμή Ισχύος Rx (dB)	Διάμεσος ισχύος Rx (dB)	Κατανομή κέρδους Διαύλου: Gamma
Αριστερός γοφός-Στήθος	-50.1	-62.5	$a= 1.59, b= 0.486$
Αριστερός γοφός-Αριστερός Καρπός	-53.8	-61.7	$a=1.44, b= 0.472$
Αριστερός γοφός-Δεξιός καρπός	-60.2	-69.1	$a= 1.82, b= 0.431$
Αριστερός γοφός-Δεξιός αστράγαλος	-61	-69.7	$a= 2.16, b= 0.38$
Αριστερός γοφός- Κεφάλι	-64.3	-71.2	$a= 2.17, b= 0.372$
Στήθος-Αριστερός καρπός	-58.4	-62.5	$a= 1.82, b= 0.412$
Στήθος-Δεξιός καρπός	-66.3	-70	$a= 1.86, b= 0.419$
Στήθος-Δεξιός αστράγαλος	-69.4	-77.5	$a= 2.63, b= 0.317$
Στήθος-Αριστερός αστράγαλος	-78.8	-82	$a= 2.9, b= 0.29$
Αριστερός γοφός-Δεξιός γοφός	-53.2	-83.5	$a= 2.31, b= 0.348$
Συνολικά	-56.4	-69.8	$a= 1.81, b= 0.43$
Συνολικά, χωρίς κανονικοποίηση			Lognormal ($\mu= -7,74, \sigma= 1,1$)

Πίνακας 22

Η δεύτερη σειρά αποτελεσμάτων αφορά πάλι έναν καθημερινό on-body διάυλο. Lognormal-dB σημαίνει ότι η λογαριθμοκανονική κατανομή ταιριάζει κατευθείαν σε τιμές που έχουν μετατραπεί σε dB παρά σε γραμμικές τιμές. Το **LCR (Level crossing rate)** είναι ο ρυθμός διάτρησης της στάθμης όσον αφορά τη μέση τιμή. **Διάλειψη**

(fade) είναι οποιαδήποτε συνεχής ομάδα μετρήσεων κέρδους διαύλου κάτω από τη μέση τιμή.

Ραδιοζεύξη Tx-Rx	Μέσο LCR (Hz)	Διάρκεια διάλειψης (s) Λογαριθμοκανονική κατανομή	Πλάτος διάλειψης-Λογαριθμοκανονική-dB κατανομή
Αριστερός γοφός-Στήθος	0,745	$\mu = -3,76, \sigma = 1,74$	$\mu = -0,33, \sigma = 1,55$
Αριστερός γοφός-Αριστερός Καρπός	0,388	$\mu = -3,57, \sigma = 2,03$	$\mu = -0,222, \sigma = 1,56$
Αριστερός γοφός-Δεξιός καρπός	0,861	$\mu = -3,58, \sigma = 1,92$	$\mu = -0,375, \sigma = 1,99$
Αριστερός γοφός-Δεξιός αστράγαλος	1,2	$\mu = -4,12, \sigma = 1,58$	$\mu = -0,525, \sigma = 1,45$
Αριστερός γοφός- Κεφάλι	0,987	$\mu = -3,6, \sigma = 1,98$	$\mu = -0,262, \sigma = 1,77$
Στήθος-Αριστερός καρπός	0,352	$\mu = -2,53, \sigma = 2,23$	$\mu = -0,478, \sigma = 2,28$
Στήθος-Δεξιός καρπός	0,791	$\mu = -3,17, \sigma = 1,76$	$\mu = 0,144, \sigma = 1,57$
Στήθος-Δεξιός αστράγαλος	0,562	$\mu = -3,03, \sigma = 1,73$	$\mu = 0,0673, \sigma = 1,88$
Στήθος-Αριστερός αστράγαλος	1,46	$\mu = -3,08, \sigma = 1,69$	$\mu = -0,000759, \sigma = 1,83$
Αριστερός γοφός-Δεξιός γοφός	0,272	$\mu = -4,8, \sigma = 1,08$	$\mu = -1,36, \sigma = 1,97$
Συνολικά	0,647	$\mu = -3,81, \sigma = 1,82$	$\mu = -0,418, \sigma = 1,71$

Πίνακας 23

Η πρώτη σειρά αποτελεσμάτων αφορά on-body διάυλο για κατάσταση ύπνου, όπου τα δεδομένα έχουν κανονικοποιηθεί ως προς τη μέση τιμή της ομάδας δεδομένων που αντιστοιχεί στην κάθε ζεύξη. Η κατανομή gamma είναι εκείνη που ταιριάζει καλύτερα για αυτά τα δεδομένα, εκτός από τις συνολικές μετρήσεις, που ταιριάζει η λογαριθμοκανονική.

Ραδιοζεύξη Tx-Rx	Μέση τιμή Ισχύος Rx (dB)	Διάμεσος ισχύος Rx (dB)	Κατανομή κέρδους Διαύλου: Gamma
Αριστερός καρπός-Γοφός (μπροστά)	-60,9	-77,5	$a= 1,00, b= 0,632$
Αριστερός καρπός- Δεξιός καρπός	-66,4	-76,0	$a= 1,14, b= 0,607$
Αριστερός καρπός- Αριστερός αστράγαλος	-79,5	-82,2	$a=2,47, b= 0,321$
Γοφός (μπροστά)- Δεξιός καρπός	-77,3	-83,7	$a=2,54, b= 0,321$
Γοφός (μπροστά)- Δεξιός καρπός	-65,6	-72,5	$a=1,45, b= 0,519$
Γοφός (μπροστά) –Γοφός (πίσω)	-82,9	-86,7	$a=4,46, b= 0,203$
Γοφός (μπροστά)- Αριστερός αστράγαλος	-78,4	-81,5	$a=3,77, b= 0,234$
Συνολικές μετρήσεις	-66,2	-80,5	$a=1,60, b= 0,480$
Συνολικές, χωρίς κανονικοποίηση			Λογαριθμοκανονική ($\mu=-9,01, \sigma=1,08$)

Πίνακας 24

Η δεύτερη σειρά αποτελεσμάτων αφορά on-body διάυλο για κατάσταση ύπνου. Η λογαριθμοκανονική είναι η καλύτερη κατανομή για να περιγράψουμε τη διακοπή λειτουργίας διαύλου (λαμβάνοντας υπόψη τις γραμμικές τιμές των μεγεθών).

Ραδιοξέυξη Tx-Rx	Κατώφλι: -95 dB Διάρκεια διακοπής (s) Κατανομή: Λογαριθμοκανονική	Κατώφλι: -98 dB Διάρκεια διακοπής (s) Κατανομή: Λογαριθμοκανονική
Αριστερός καρπός-Γοφός (μπροστά)	$\mu = -3,52, \sigma = 0,840$	$\mu = -3,54, \sigma = 0,836$
Αριστερός καρπός- Δεξιός καρπός	$\mu = -3,52, \sigma = 1,12$	$\mu = -3,31, \sigma = 1,11$
Αριστερός καρπός- Αριστερός αστράγαλος	$\mu = -3,44, \sigma = 0,826$	$\mu = -3,46, \sigma = 0,828$
Γοφός (μπροστά)- Δεξιός καρπός	$\mu = 3,57, \sigma = 0,868$	$\mu = -3,58, \sigma = 0,871$
Γοφός (μπροστά)- Δεξιός καρπός	$\mu = -3,34, \sigma = 0,971$	$\mu = -3,37, \sigma = 0,965$
Γοφός (μπροστά) –Γοφός (πίσω)	$\mu = -3,22, \sigma = 1,05$	$\mu = -3,23, \sigma = 1,05$
Γοφός (μπροστά)- Αριστερός αστράγαλος	$\mu = -3,46, \sigma = 0,906$	$\mu = -3,47, \sigma = 0,896$
Συνολικές μετρήσεις	$\mu = -3,41, \sigma = 0,897$	$\mu = -3,42, \sigma = 0,899$

Πίνακας 25

3.4.2.7 BODY SURFACE TO BODY SURFACE (ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΣΩΜΑΤΟΣ) CM3 (SCENARIOS S4 & S5) ΓΙΑ 3,1-10,6 GHz

Α. Το ακόλουθο μοντέλο απωλειών βασίζεται σε μετρήσεις που καλύπτουν συχνότητες στα 3,1-10,6 GHz. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει το μοντέλο και τις αντίστοιχες παραμέτρους.

Μοντέλο απωλειών διάδοσης:

$$PL(d)[dB] = a \cdot \log_{10}(d) + b + N \quad (3.7)$$

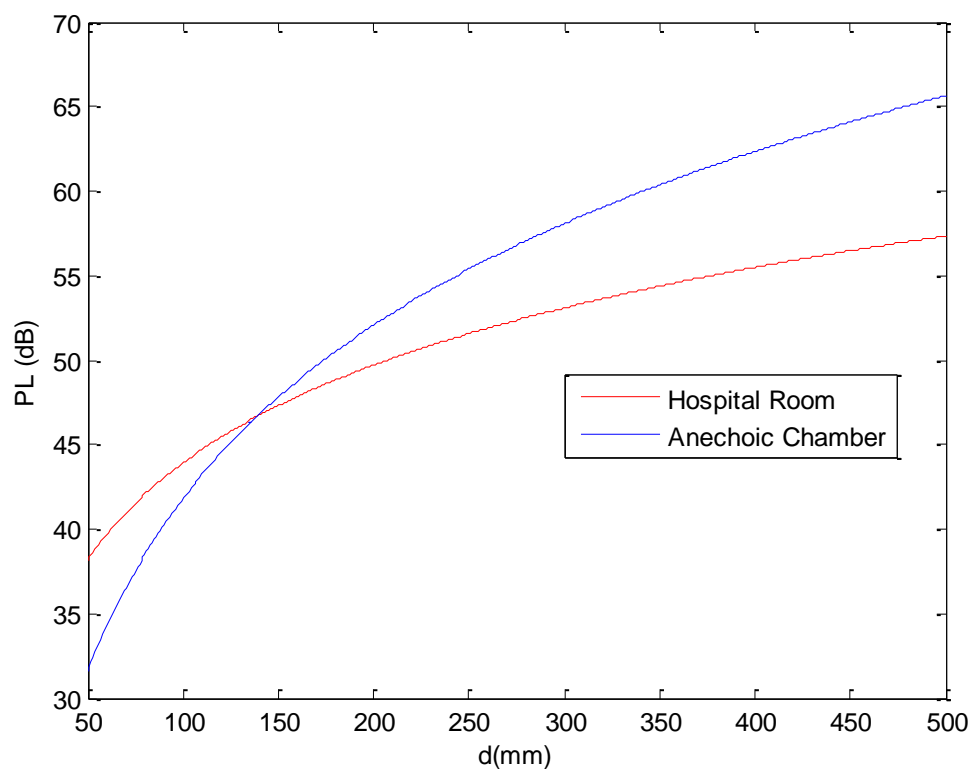
	Δωμάτιο Νοσοκομείου	Ανηχοϊκός Θάλαμος
a	19,2	34,1
b	3,38	-31,4
σ_N	4,40	4,85

Πίνακας 26

Όπου a, b: Γραμμικοί συντελεστές

d: Απόσταση πομπού- δέκτη (Tx-Rx) σε mm

N: Κανονικά κατανεμημένη μεταβλητή με τυπική απόκλιση σ_N



Σχήμα 16: Απώλειες διαδρομής συναρτήσει της απόστασης για δωμάτιο νοσοκομείου και ανηχοϊκό θάλαμο

Power delay profile (PDP) model για τα 3,1-10,6 GHz

Το μοντέλο περιγράφεται από τις εξής σχέσεις και οι παράμετροι περιγράφονται στον πίνακα που ακολουθεί:

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l \exp(j\phi_l) \delta(t-t_l) \quad (3.11)$$

όπου το ϕ_l μοντελοποιείται από μια ομοιόμορφη κατανομή στο $[0, 2\pi)$

$$10 \log_{10} |a_l|^2 = \begin{cases} 0 & l=0 \\ \gamma_0 + 10 \log_{10} \left(\exp\left(-\frac{t_l}{\Gamma}\right) \right) + S & l \neq 0 \end{cases} \quad (3.12)$$

$$p(t_l | t_{l-1}) = \lambda \exp(-\lambda(t_l - t_{l-1})) \quad (3.13)$$

$$p(L) = \frac{\bar{L}^L \exp(-\bar{L})}{L!} \quad (3.14)$$

a_l	γ_0	-40.60 dB
	Γ	59.7
	σ_S	5.02 dB
t_l	$1/\lambda$	1.85 ns
L	\bar{L}	38.1

Πίνακας 27

Όπου

a_l : το πλάτος για την l -ιοστή διαδρομή

t_l : ο χρόνος άφιξης για την l -ιοστή διαδρομή

ϕ_l : η φάση για την l -ιοστή διαδρομή

L : ο αριθμός των διαδρομών

$\delta(t)$: η συνάρτηση Dirac

Γ : εκθετική εξασθένιση με συντελεστή Rice γ_0

S : κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση σ_S

λ : ρυθμός άφιξης διαδρομών

\bar{L} : η μέση τιμή του L

B. Το ακόλουθο μοντέλο απωλειών διάδοσης βασίζεται σε **μετρήσεις που καλύπτουν συχνότητες από 3,1-10,6 GHz**. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει τις αντίστοιχες παραμέτρους.

Μοντέλο απωλειών διάδοσης

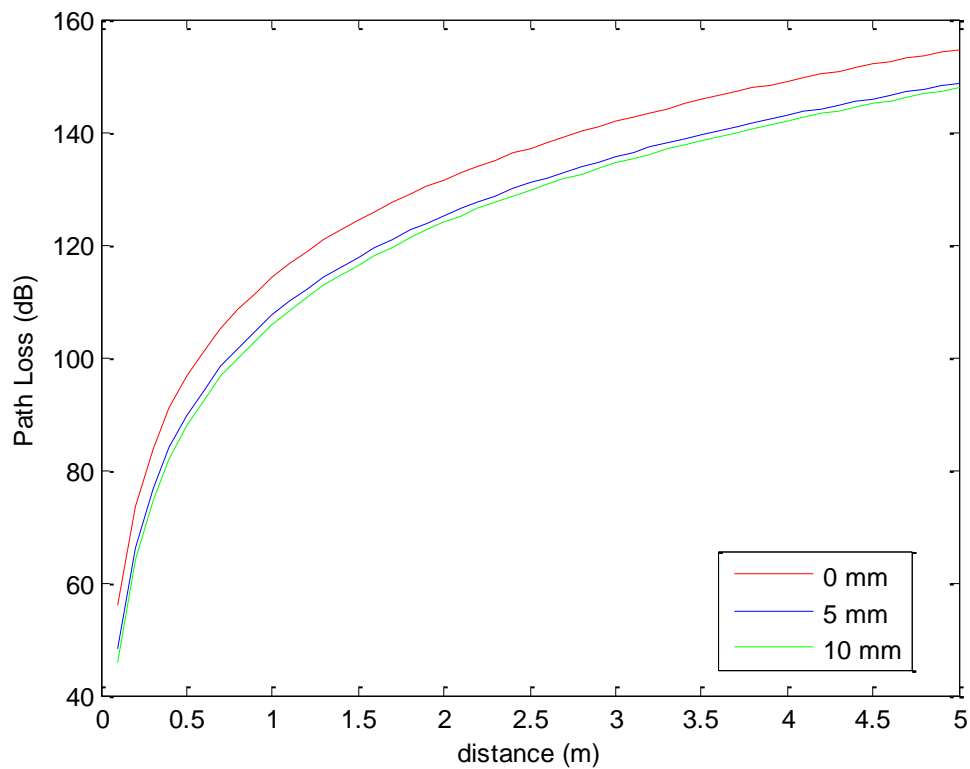
$$PL(d)[dB]=P_0[dB]+10n\log_{10}(d/d_0) \quad (3.1)$$

Γύρω από τον κορμό

Απόσταση κεραίας από την επιφάνεια του σώματος	0 mm	5 mm	10 mm
P₀[dB]	56.1	48.4	45.8
d₀ [m]	0.1	0.1	0.1
n	5.8	5.9	6.0

Πίνακας 28

Στο παρακάτω διάγραμμα Matlab βλέπουμε συγκριτικά τις απώλειες διαδρομής για τις τρεις αποστάσεις. Όπως παρατηρούμε, για μεγαλύτερη απόσταση της κεραίας από την επιφάνεια του σώματος έχουμε μικρότερες απώλειες, αλλά από ένα σημείο και μετά περαιτέρω απομάκρυνσης η βελτίωση δεν είναι τόσο έντονη, οπότε δεν έχει ιδιαίτερο νόημα.



Σχήμα 17: Απώλειες διαδρομής για διαφορετικές αποστάσεις της κεραίας από την επιφάνεια του σώματος

Κατά μήκος του κορμού

Απόσταση κεραίας από την επιφάνεια του σώματος	0 mm	5 mm
P_0 [dB]	56.5	44.6
d_0 [m]	0.1	0.1
n	3.1	3.1

Πίνακας 29

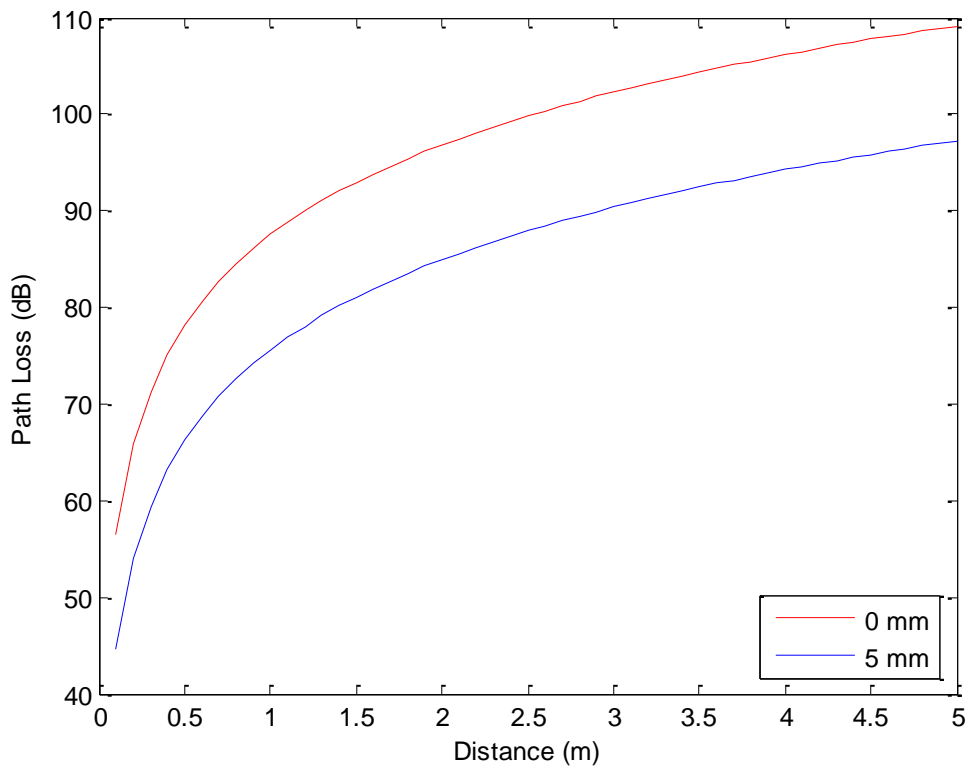
Όπου

n : Ο εκθέτης απωλειών διαδρομής

P_0 : Οι απώλειες διαδρομής στην απόσταση αναφοράς

d_0 : Η απόσταση αναφοράς

Στο παρακάτω διάγραμμα βλέπουμε και πάλι ότι οι απώλειες διαδρομής μειώνονται αισθητά για μεγαλύτερη απόσταση της κεραίας από την επιφάνεια του σώματος.



Σχήμα 18: Απώλειες διαδρομής για διαφορετικές αποστάσεις της κεραίας από την επιφάνεια του σώματος

C. Έγιναν μετρήσεις για UWB σε συχνότητες 3,1-5,1 και 7,25-8,5 GHz. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει τα αποτελέσματα των μετρήσεων.

C.1. Η κεραία πομπός τοποθετείται στην αριστερή πλευρά της μέσης και οι δέκτες σε διάφορα σημεία για να μελετηθεί η επίδραση της στάσης του σώματος.

a) 3,1- 5,1 GHz

	Δράση	Αριστερό αφτί (dB)	Δεξί αφτί (dB)	Αριστερός καρπός (dB)	Αριστερή ή πλευρά μέσης(d B)	Δεξιά πλευρά μέσης(d B)	Αριστερός αστράγαλος (dB)	Δεξιός αστράγαλος (dB)
Ανηχοϊκό ς θάλαμος	Όρθιος	62,2	61,6	64,9	67,5	64,2	72,8	69,1
	Καθιστός	71,9	65,7	55,6	69,9	65,9	76,3	73,9
Περιβάλλον ον γραφείου	Όρθιος	73,8	70,4	61,4	70,9	74,3	76,4	68,3
	Καθιστός	62,3	72,1	65,6	76,3	74,7	79,8	75,7

Πίνακας 30

b)7,25-8,5 GHz

	Δράση	Αριστερό αφτί (dB)	Δεξί αφτί (dB)	Αριστερός καρπός (dB)	Αριστερή ή πλευρά μέσης(d B)	Δεξιά πλευρά μέσης(d B)	Αριστερός αστράγαλος (dB)	Δεξιός αστράγαλος (dB)
Ανηχοϊκό ς θάλαμος	Όρθιος	81,7	83,9	69,3	63,9	76,1	76,8	77,1
	Καθιστός	84,4	85,2	73,6	75,5	82,4	79,8	95,2
Περιβάλλον ον γραφείου	Όρθιος	75,5	75,6	80,6	66,4	71,9	74,4	75,8
	Καθιστός	67,1	84,5	67,0	67,1	67,5	70,6	83,4

Πίνακας 31

C.2. Για να μελετήσουμε το αποτέλεσμα της κίνησης του σώματος στο μοντέλο διαύλου, η κεραία **πομπός τοποθετείται στην αριστερή πλευρά της μέσης** και οι κεραίες δέκτες τοποθετούνται σε διάφορες θέσεις, ενώ το χέρι και το πόδι μετακινούνται με κατεύθυνση μπρος-πίσω ή στο πλάι.

a) 3,1-5,1 GHz

		Ανηχοϊκός θάλαμος		Περιβάλλον γραφείου	
		Μέση τιμή	Τυπική απόκλιση	Μέση τιμή	Τυπική απόκλιση
Αριστερός καρπός	Κατεύθυνση μπρος πίσω	65,7	4,3	71,7	5,8
	Πλάγια κατεύθυνση	70,9	6,0	76,6	7,7
Δεξιός καρπός	Κατεύθυνση μπρος πίσω	72,9	4,4	73,6	2,3
	Πλάγια κατεύθυνση	71,8	5,9	75,1	3,1
Αριστερός αστράγαλος	Κατεύθυνση μπρος πίσω	74,6	2,5	76,4	0,1
	Πλάγια κατεύθυνση	67,9	6,8	70,4	8,4
Δεξιός αστράγαλος	Κατεύθυνση μπρος πίσω	70,8	2,5	69,9	2,3
	Πλάγια κατεύθυνση	72,8	5,3	69,6	1,9

Πίνακας 32

b) 7,25- 8,5 GHz

		Ανηχοϊκός θάλαμος		Περιβάλλον γραφείου	
		Μέση τιμή	Τυπική απόκλιση	Μέση τιμή	Τυπική απόκλιση
Αριστερός καρπός	Κατεύθυνση μπρος πίσω	76,9	6,6	74,1	3,4
	Πλάγια κατεύθυνση	77,4	10,1	78,1	4,7
Δεξιός καρπός	Κατεύθυνση μπρος πίσω	79,7	7,1	73,0	7,1
	Πλάγια κατεύθυνση	79,5	8,1	75,9	6,0
Αριστερός αστράγαλος	Κατεύθυνση μπρος πίσω	82,4	7,9	75,9	2,2
	Πλάγια κατεύθυνση	77,4	0,8	75,7	1,9
Δεξιός αστράγαλος	Κατεύθυνση μπρος πίσω	85,4	11,7	77,5	2,5
	Πλάγια κατεύθυνση	82,0	6,9	78,1	3,3

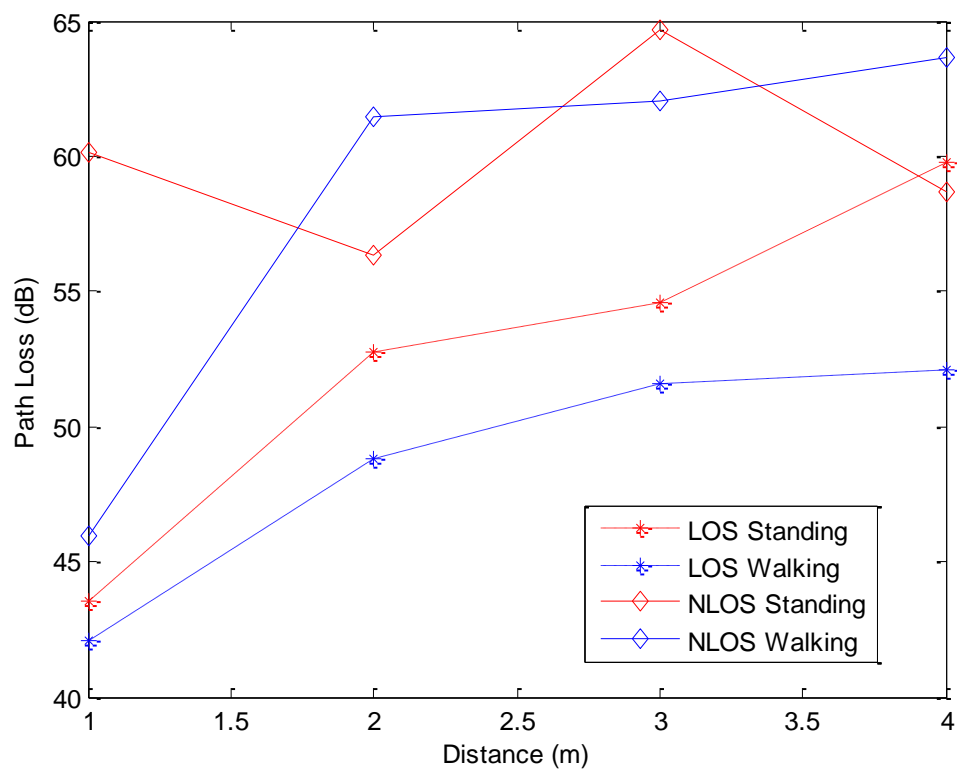
Πίνακας 33

3.4.2.8 BODY SURFACE TO EXTERNAL (ΚΟΜΒΟΣ ΣΤΗΝ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΤΟΥ ΣΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΕΞΩΤΕΡΙΚΟ ΚΟΜΒΟ) CM4 (SCENARIOS S6 & S7) ΓΙΑ 900 MHz

Οι ακόλουθες μετρήσεις απωλειών διαδρομής είναι στη συχνότητα των 820 MHz. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει τα αποτελέσματα. Ο πομπός τοποθετείται στο στήθος και ο δέκτης μακριά από το σώμα σε διάφορες αποστάσεις.

	LOS				NLOS			
Απόσταση(m)	1	2	3	4	1	2	3	4
Ορθοστασία	43,51	52,73	54,60	49,78	60,13	56,34	64,67	58,67
Περπάτημα	42,05	48,80	51,56	52,07	45,93	61,44	62,07	63,62

Πίνακας 34



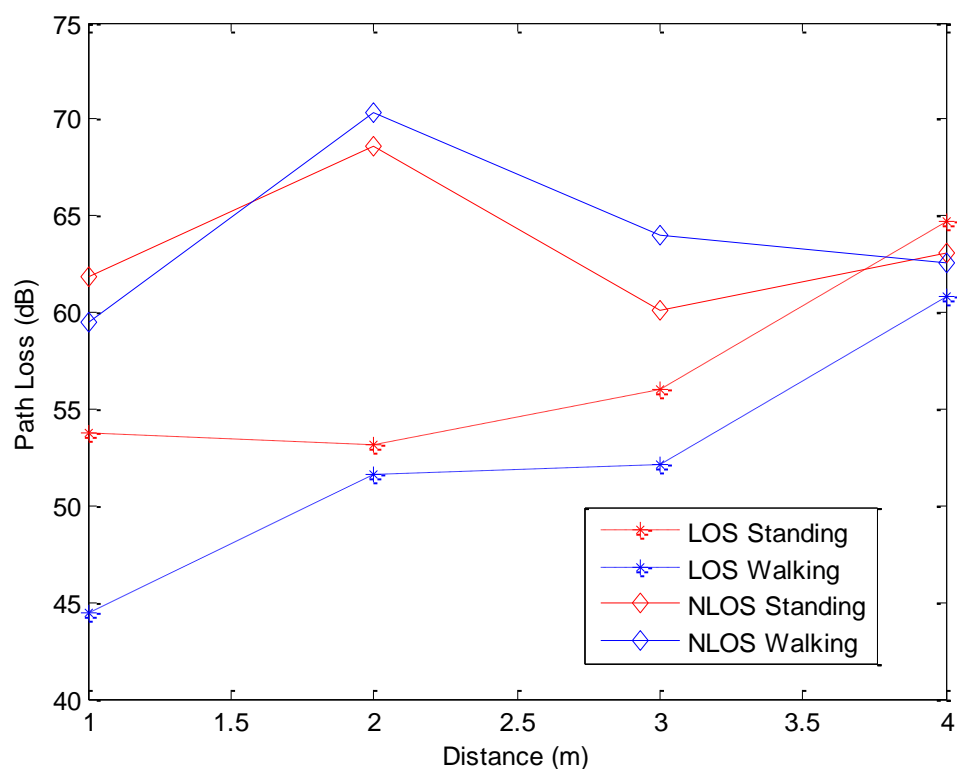
Σχήμα 19: Απώλειες σε dB σε συνάρτηση με την απόσταση στα 900 MHz.

3.4.2.9 BODY SURFACE TO EXTERNAL (ΚΟΜΒΟΣ ΣΤΗΝ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΤΟΥ ΣΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΕΞΩΤΕΡΙΚΟ ΚΟΜΒΟ) CM4 (SCENARIOS S6 & S7) ΓΙΑ 2,4 GHz

Οι ακόλουθες μετρήσεις απωλειών διαδρομής είναι στη συχνότητα των 2,36 GHz. Ο παρακάτω πίνακας συνοψίζει τα αποτελέσματα. Ο πομπός τοποθετείται στο στήθος και ο δέκτης μακριά από το σώμα σε διάφορες αποστάσεις.

	LOS				NLOS			
Απόσταση(m)	1	2	3	4	1	2	3	4
Ορθοστασία	53,81	53,12	56,04	64,72	61,81	68,64	60,12	63,10
Περπάτημα	44,46	51,59	52,14	60,81	59,48	70,30	63,98	62,56

Πίνακας 35



Σχήμα 20: Απώλειες σε dB σε συνάρτηση με την απόσταση στα 2,3 GHz

Οι μετρήσεις που ακολουθούν είναι στη συχνότητα των 2,36 GHz και για θέση ύπνου πάνω σε κρεβάτι και μέσα σε υπνοδωμάτιο.

Η πρώτη σειρά στατιστικών αποτελεσμάτων ταιριάζει σε διάυλο εκτός του σώματος (off-body) για κατάσταση ύπνου, όπου τα δεδομένα έχουν κανονικοποιηθεί ως προς τη μέση τιμή των μετρήσεων κάθε ζεύξης. Η κατανομή Gamma είναι αυτή που ταιριάζει καλύτερα για τα δεδομένα αυτά, εκτός από τις συνολικές, μη κανονικοποιημένες μετρήσεις οι οποίες είναι λογαριθμοκανονικές.

Ραδιοζεύξη Tx-Rx	Μέση τιμή Ισχύος Rx (dB)	Διάμεσος ισχύος Rx (dB)	Κατανομή κέρδους Διαύλου: Gamma
Δίπλα στο κρεβάτι (κεφάλι)- Αριστερός καρπός	-74,7	-77,5	$a=3,16, b=0,279$
Δίπλα στο κρεβάτι (κεφάλι)- Γοφός (μπροστά)	-72,2	-79,5	$a=6,07, b=0,154$
Δίπλα στο κρεβάτι (κεφάλι)- Δεξιός καρπός	-70,5	-81,0	$a=2,99, b=0,287$
Δίπλα στο κρεβάτι (κεφάλι)- Γοφός (πίσω)	-78,7	-82,0	$a=3,36, b=0,261$
Δίπλα στο κρεβάτι (κεφάλι)- Αριστερός αστράγαλος	-76,1	-79,9	$a=3,77, b=0,237$
Αριστερός καρπός- Δίπλα στο κρεβάτι (πατούσες)	-81,9	-82,5	$a=4,68, b=0,193$
Γοφός (μπροστά)- Δίπλα στο κρεβάτι (πατούσες)	-81,9	-83,0	$a=4,81, b=0,190$
Συνολικά	-73,5	-79,0	$a=3,54, b=0,250$
Συνολικά, χωρίς κανονικοποίηση			Λογαριθμοκανονική ($\mu=-9,10, \sigma=0,788$)

Πίνακας 36

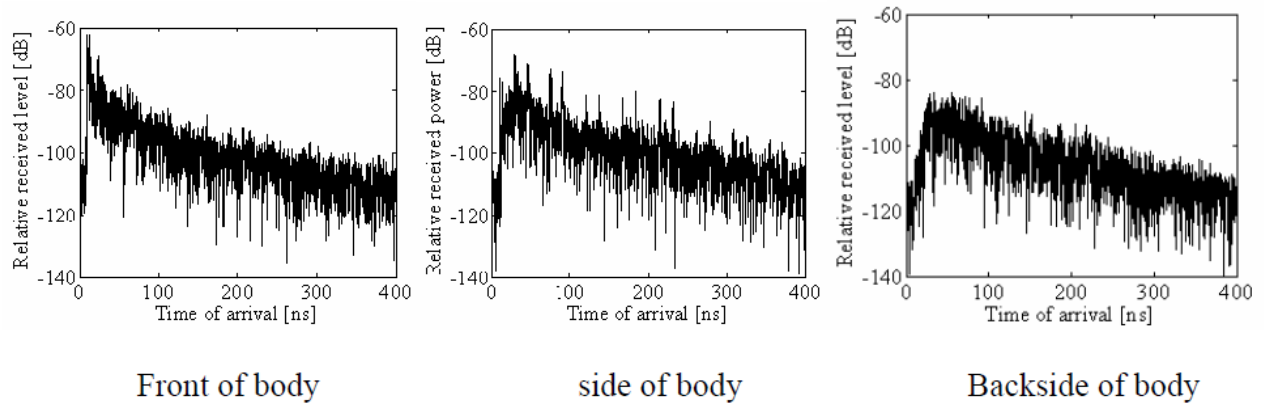
Η δεύτερη σειρά στατιστικών αποτελεσμάτων ταιριάζει σε διάλυο εκτός του σώματος (off-body) για κατάσταση ύπνου. Η λογαριθμική είναι ο τύπος κατανομής που ταιριάζει καλύτερα για να περιγράψουμε τη διακοπή λειτουργίας διαύλου (λαμβάνοντας υπόψη τις γραμμικές τιμές των μεγεθών).

Ραδιοζεύξη Tx-Rx	Κατώφλι: -95 dB Διάρκεια διακοπής (s) Κατανομή: Λογαριθμοκανονική	Κατώφλι: -98 dB Διάρκεια διακοπής (s) Κατανομή: Λογαριθμοκανονική
Δίπλα στο κρεβάτι (κεφάλι)- Αριστερός καρπός	$\mu = -3,59, \sigma = 0,805$	$\mu = -3,59, \sigma = 0,818$
Δίπλα στο κρεβάτι (κεφάλι)- Γοφός (μπροστά)	$\mu = -3,37, \sigma = 0,841$	$\mu = -3,43, \sigma = 0,824$
Δίπλα στο κρεβάτι (κεφάλι)- Δεξιός καρπός	$\mu = -3,49, \sigma = 0,886$	$\mu = -3,50, \sigma = 0,886$
Δίπλα στο κρεβάτι (κεφάλι)- Γοφός (πίσω)	$\mu = -3,22, \sigma = 1,01$	$\mu = -3,22, \sigma = 1,01$
Δίπλα στο κρεβάτι (κεφάλι)- Αριστερός αστράγαλος	$\mu = -3,36, \sigma = 1,00$	$\mu = -3,37, \sigma = 0,969$
Αριστερός καρπός- Δίπλα στο κρεβάτι (πατούσες)	$\mu = -3,43, \sigma = 0,844$	$\mu = -3,46, \sigma = 0,830$
Γοφός (μπροστά)- Δίπλα στο κρεβάτι (πατούσες)	$\mu = -3,52, \sigma = 0,787$	$\mu = -3,54, \sigma = 0,783$
Συνολικά	$\mu = -3,41, \sigma = 0,896$	$\mu = -3,42, \sigma = 0,893$

Πίνακας 37

3.4.2.10 BODY SURFACE TO EXTERNAL (ΚΟΜΒΟΣ ΣΤΗΝ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΤΟΥ ΣΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΕΞΩΤΕΡΙΚΟ ΚΟΜΒΟ) CM4 (SCENARIOS S6 & S7) ΓΙΑ 3,1-10,6 GHz

A. Έγιναν μετρήσεις για την UWB μπάντα συχνοτήτων στα 3,1-10,6 GHz. Τα χαρακτηριστικά των κεραιών μετρήθηκαν σε ανηχοϊκό θάλαμο, ενώ τα χαρακτηριστικά του διαύλου μελετήθηκαν σε περιβάλλον γραφείου. Για αυτές τις μετρήσεις, ο πομπός (Tx) τοποθετήθηκε κοντά στον τοίχο, ενώ ο δέκτης (Rx) τοποθετήθηκε σε διάφορες θέσεις στο σώμα. Τα παρακάτω διαγράμματα συνοψίζουν το μοντέλο καθυστέρησης στο μπροστινό, πλάγιο και πίσω μέρος του σώματος όταν η κεραία πομπός είναι στο μπροστινό μέρος του σώματος.



Σχήμα 21: Μοντέλο καθυστέρησης στο μπροστινό, πλάγιο και πίσω μέρος του σώματος

Το μοντέλο περιγράφεται από τις παρακάτω εξισώσεις:

$$h(t) = \sum_{m=0}^{L-1} a_m \delta(t - \tau_m) \quad (3.15)$$

$$|a_m|^2 = \Omega_0 e^{-\frac{\tau_m - k[1-\delta(m)]}{\Gamma}} \beta \quad (3.16)$$

$$k = \Delta k (\ln 10 / 10) \quad (3.17)$$

$$\tau_0 = d / c \quad (3.18)$$

$$\beta \sim \log normal(0, \sigma)$$

Κατεύθυνση του σώματος	$\Gamma[ns]$	$k(\Delta k[dB])$	$\sigma[dB]$
0	44,6346	5,111 (22,2)	7,30
90	54,2868	4,348 (18,8)	7,08
180	53,4186	3,638 (15,8)	7,03
270	83,9635	3,983 (17,3)	7,19

Πίνακας 38

Όπου

$h(t)$: Σύνθετη κρουστική απόκριση

L : Πλήθος των διαδρομών άφιξης, που μοντελοποιείται ως τυχαία μεταβλητή Poisson με μέση τιμή $\bar{L} = 400$

a_m : Πλάτος για κάθε διαδρομή

τ_m : $m=1 \dots L-1$: Χρόνος άφιξης των διαδρομών, που μοντελοποιείται ως τυχαία διαδικασία Poisson με ρυθμό άφιξης $\lambda=1/(0,50125 \text{ ns})$

k : Επίδραση του παράγοντα K (NLOS)

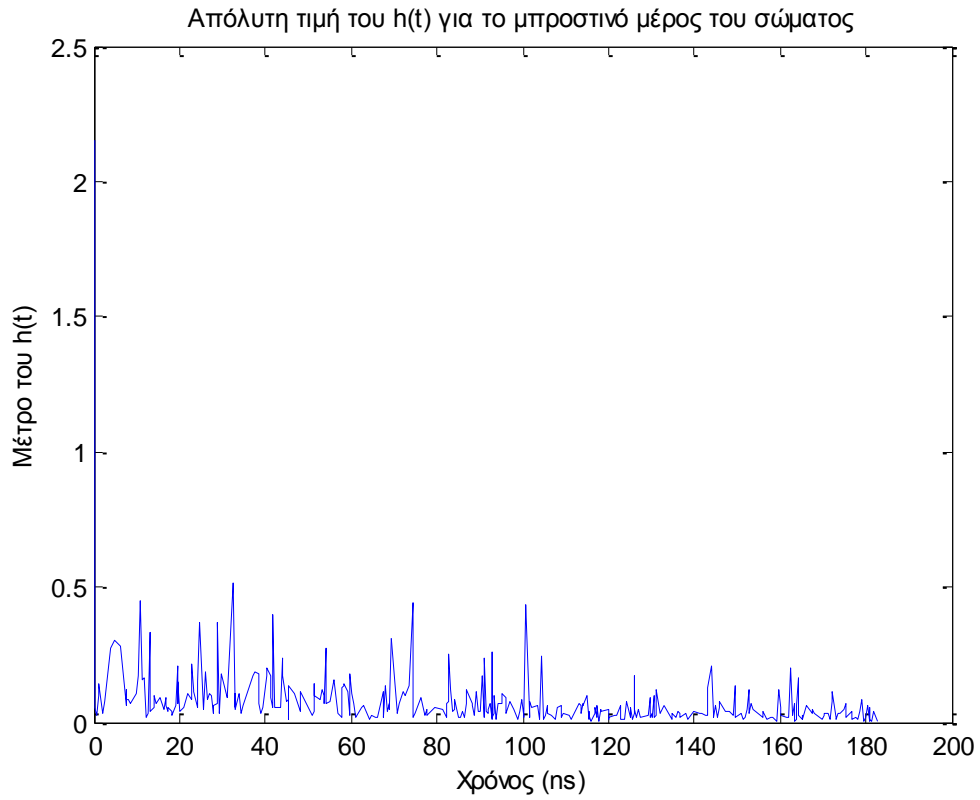
Ω_0 : Απώλεια διαδρομής (μπορεί να θεωρηθεί όπως στον ελεύθερο χώρο. Στον κώδικα Matlab για το CM4 το Ω_0 κανονικοποιείται στη μονάδα)

d : Απόσταση Tx- Rx

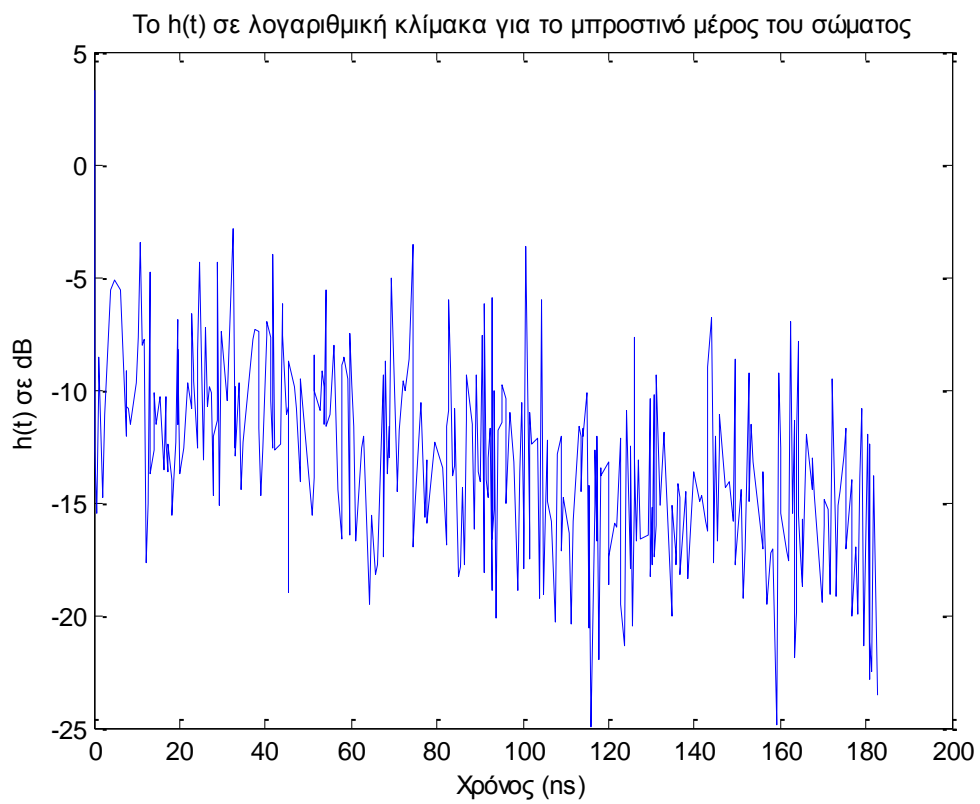
c : Ταχύτητα του φωτός

Ακολουθούν τα διαγράμματα Matlab για τις διάφορες κατευθύνσεις ως προς το σώμα. Για κάθε κατεύθυνση το πρώτο διάγραμμα δείχνει την απόλυτη τιμή της **κρουστικής απόκρισης $h(t)$** ως προς το χρόνο, ενώ το δεύτερο την **κρουστική απόκριση σε λογαριθμική κλίμακα ($10 \log(h(t))$)** ως προς το χρόνο. Το τρίτο διάγραμμα παριστάνει το **σχετικό επίπεδο της ενέργειας** του σήματος, δηλαδή την ενέργεια εξόδου δια την ενέργεια εισόδου σε λογαριθμική κλίμακα ως προς το χρόνο. Η ενέργεια θεωρείται σε κάθε χρονική στιγμή ως το άθροισμα της ενέργειας μέχρι αυτή τη χρονική στιγμή, σύμφωνα με τη σχέση

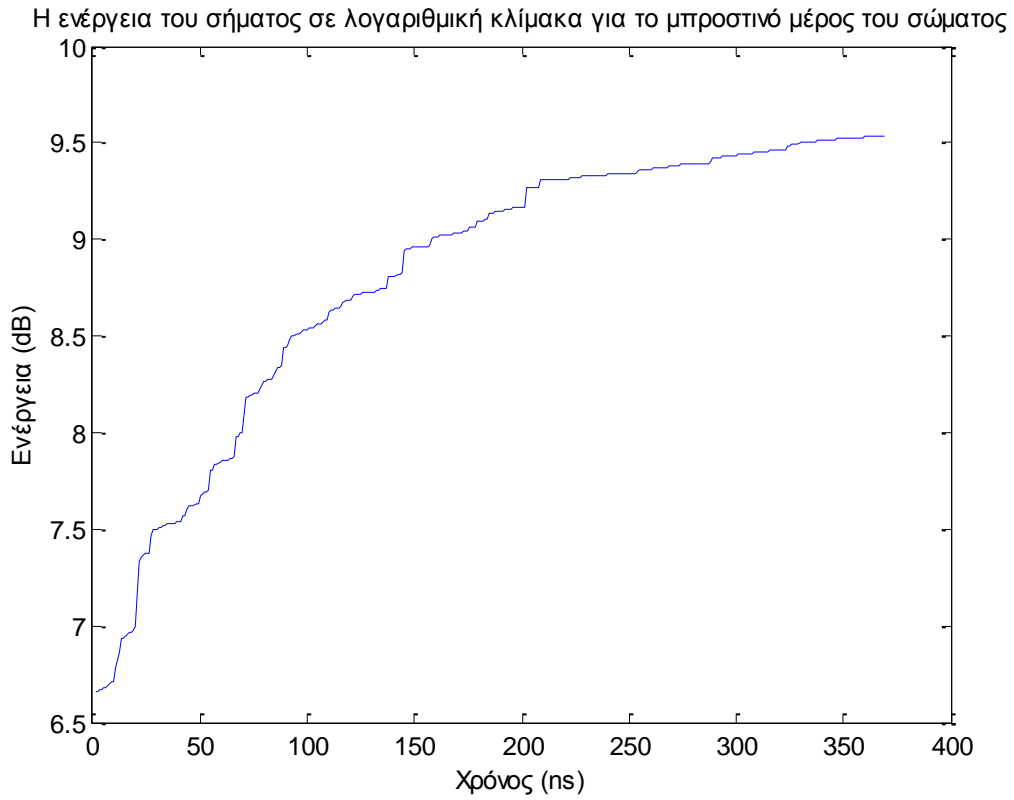
$$E = \sum_{t=1}^n |h(t)|^2 \quad (3.19)$$



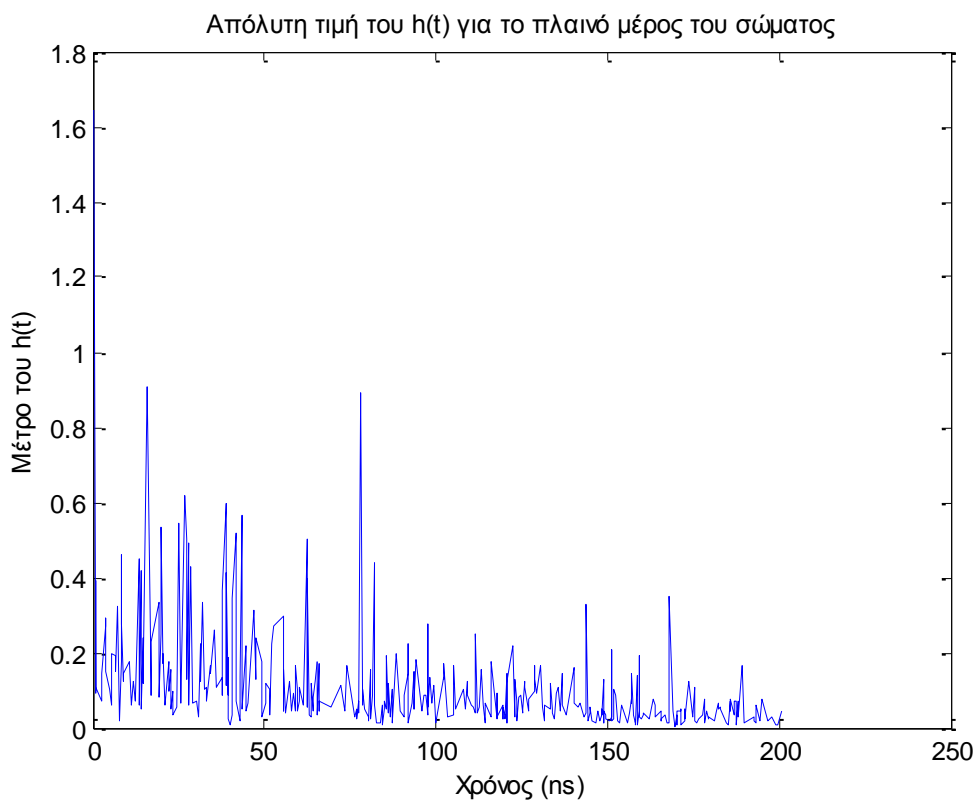
Σχήμα 22



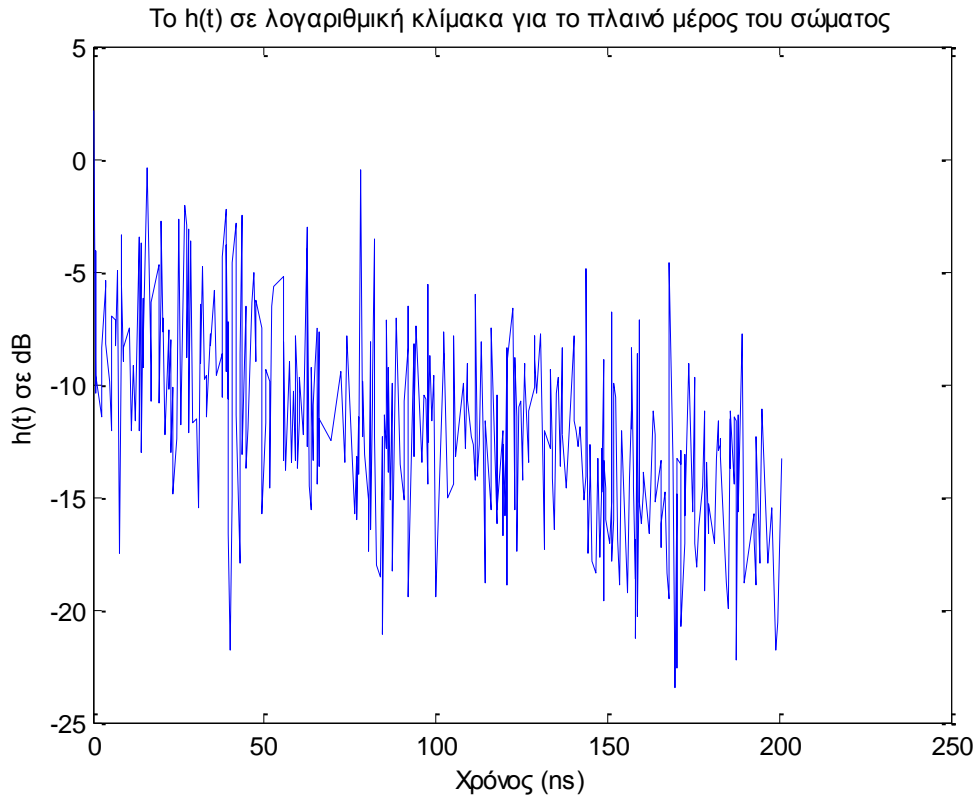
Σχήμα 23



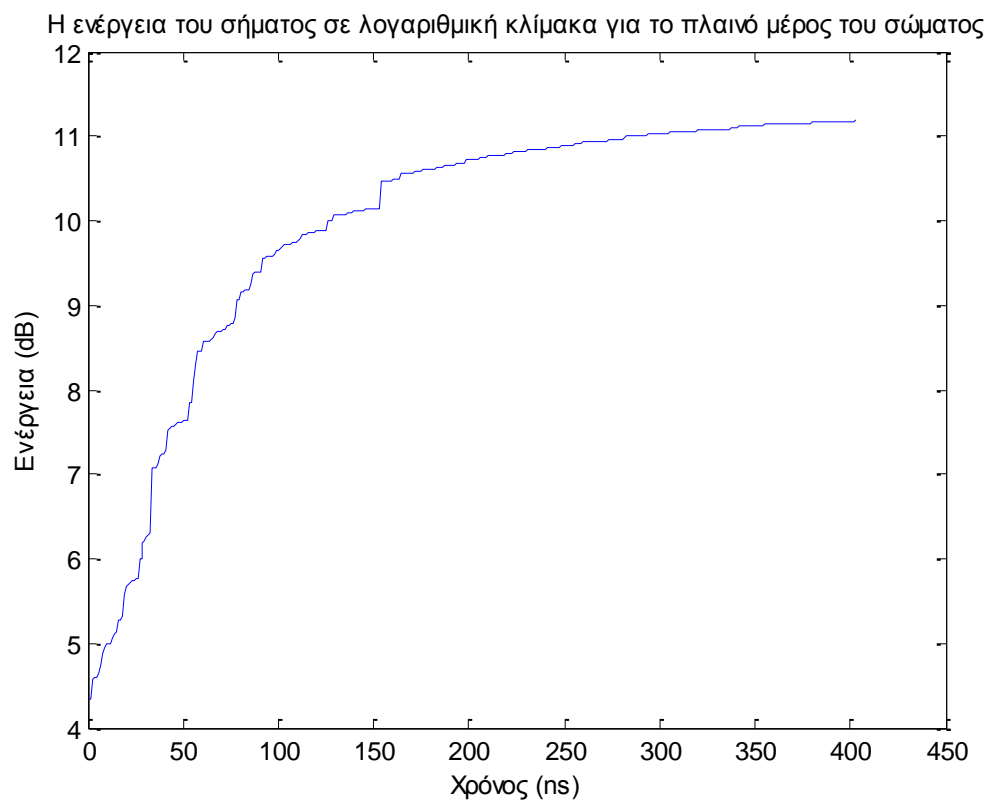
Σχήμα 24



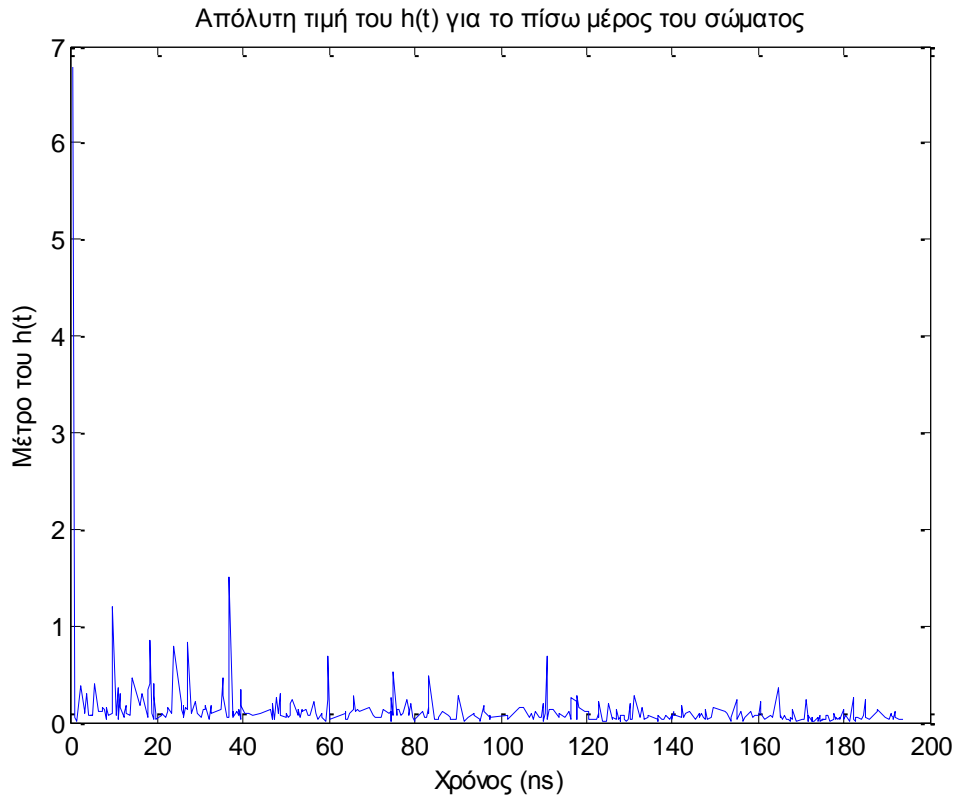
Σχήμα 25



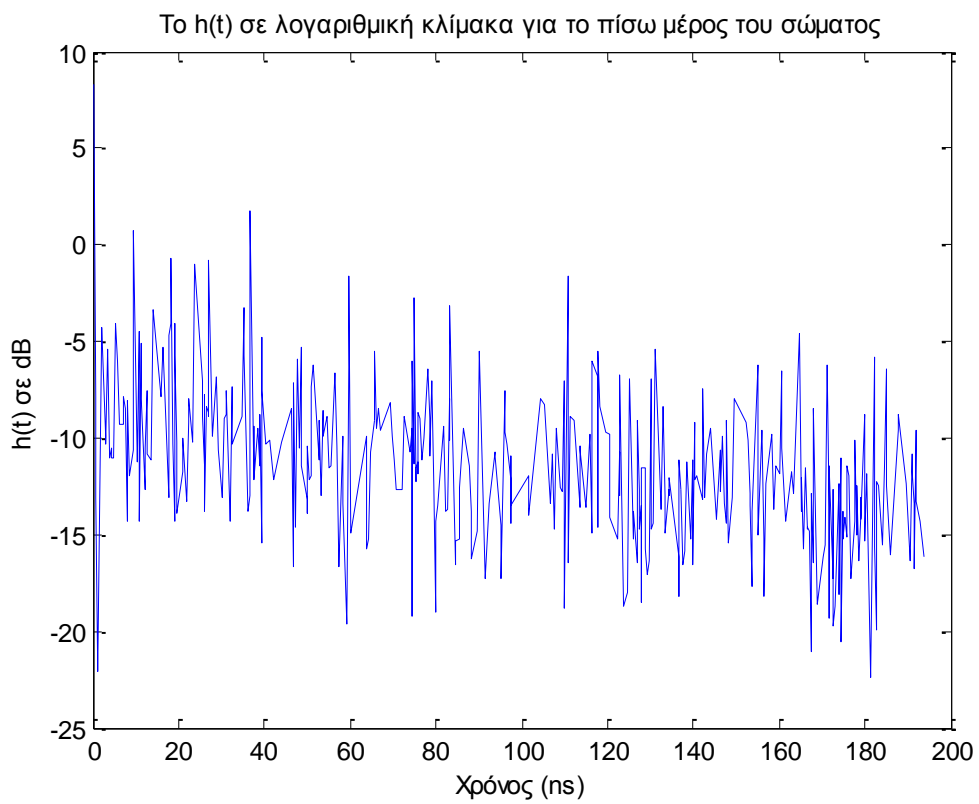
Σχήμα 26



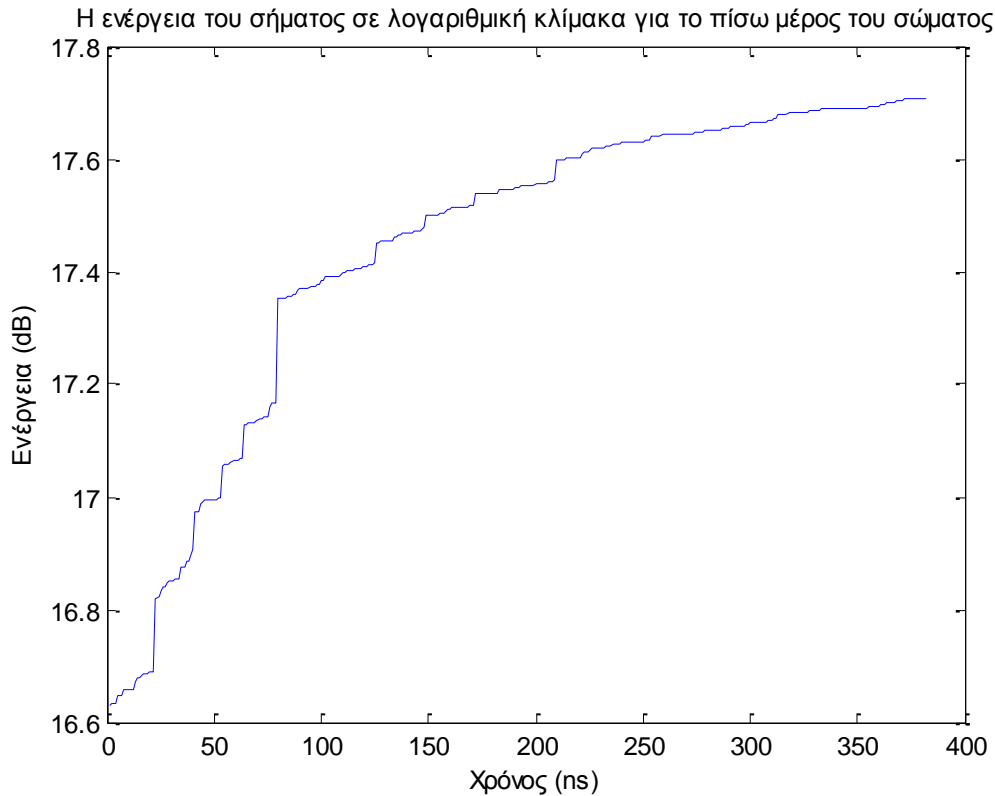
Σχήμα 27



Σχήμα 28



Σχήμα 29



Σχήμα 30

3.4.2.10.B

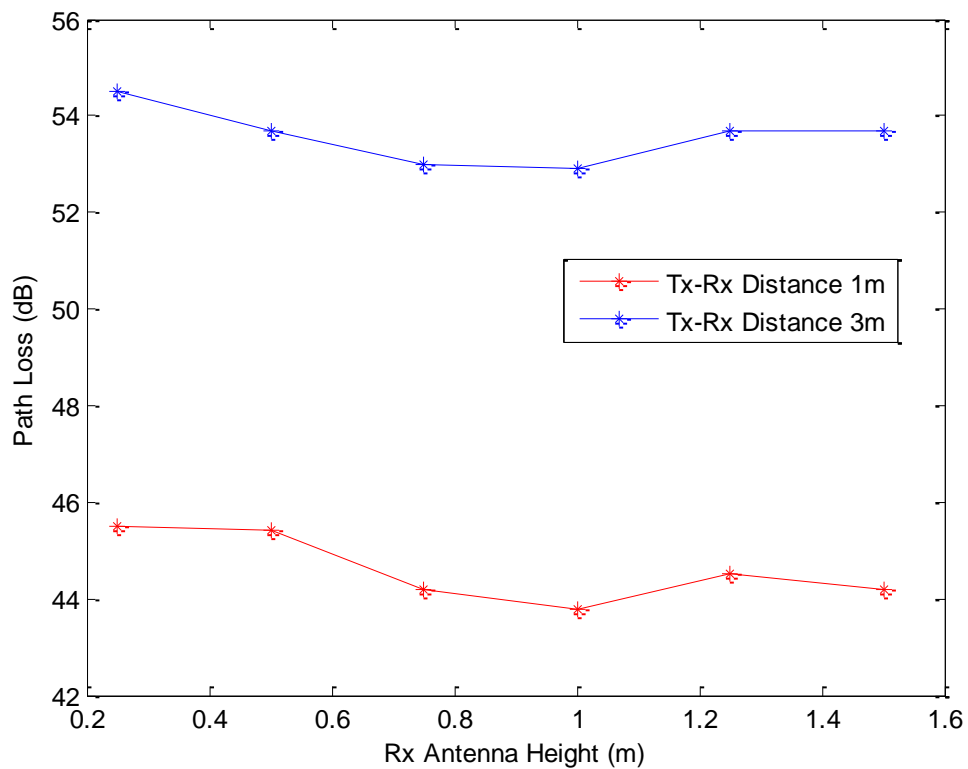
Β. Α. Επίδραση του ύψους του δέκτη

Ο πομπός τοποθετείται σε ξύλινο στήριγμα σε **σταθερό ύψος 1m** από το πάτωμα και ο δέκτης τοποθετείται σε ξύλινο στήριγμα και σε **διάφορα ύψη από 0,25 –1,5 m** με βήμα 0,25 m. Η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη είναι 1m και 3 m. Οι παρακάτω πίνακες συνοψίζουν τα αποτελέσματα.

a) 3,1-5,1 GHz

Ύψος δέκτη	0,25m	0,5m	0,75m	1,0m	1,25m	1,5m
Απόσταση Tx-Rx 1m	45,5	45,4	44,2	43,8	44,5	44,2
Απόσταση Tx-Rx 3m	54,5	53,7	53,0	52,9	53,7	53,7

Πίνακας 39



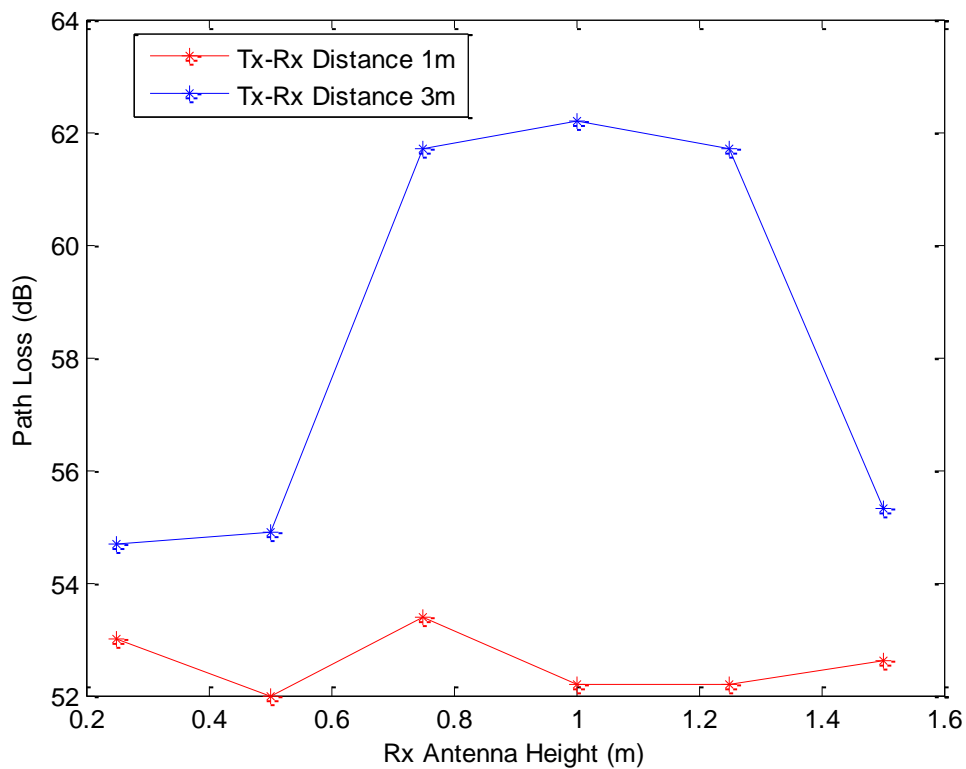
Σχήμα 31: Απώλειες συναρτήσει του ύψους του δέκτη για διαφορετικές αποστάσεις πομπού-δέκτη

Όπως φαίνεται στο διάγραμμα, οι απώλειες είναι μεγαλύτερες όταν οι απόσταση πομπού δέκτη αυξάνεται στα 3 m. Ωστόσο, αυξάνοντας το ύψος του δέκτη, οι απώλειες στις δύο περιπτώσεις αυξομειώνονται με τον ίδιο τρόπο, δηλαδή η διαφορά τους είναι σχεδόν σταθερή.

b) 7,25-8,5 GHz

Ύψος δέκτη	0,25m	0,5m	0,75m	1,0m	1,25m	1,5m
Απόσταση Tx-Rx 1m	53	52	53,4	52,2	52,2	52,6
Απόσταση Tx-Rx 3m	54,7	54,9	61,7	62,2	61,7	55,3

Πίνακας 40



Σχήμα 32: Απώλειες συναρτήσει του ύψους του δέκτη για διαφορετικές αποστάσεις πομπού-δέκτη

Σε αντίθεση με τις προηγούμενες συχνότητες που εξετάσαμε, εδώ αυξάνοντας το ύψος δέκτη οι απώλειες στις δύο αποστάσεις μεταβάλλονται με διαφορετικό τρόπο.

B.B Επίδραση της στάσης του σώματος

Η κεραία πομπός τοποθετείται σε ξύλινο στήριγμα σε **σταθερό ύψος 1 m** από το πάτωμα και η κεραία δέκτης τοποθετείται στο σώμα εντός 3 m από τον πομπό. Οι μετρήσεις έγιναν για ορθοστασία και κάθισμα. Οι παρακάτω πίνακες συνοψίζουν τα αποτελέσματα.

a) 3,1- 5,1 GHz

Δράση	Ανηχοϊκός θάλαμος (dB)				Δωμάτιο γραφείου (dB)			
	Δεξί αφτί	Δεξιός καρπός	Δεξιά μέση	Δεξιός αστράγαλος	Δεξί αφτί	Δεξιός καρπός	Δεξιά μέση	Δεξιός αστράγαλος
Ορθοστασία	66,9	63,3	56,1	59,4	62,8	61,9	55,1	60,7
Κάθισμα	60,4	61,1	60,6	55,7	60,4	61,6	54,5	57,1

Πίνακας 41

b) 7,25- 8,5 GHz

Δράση	Ανηχοϊκός θάλαμος (dB)				Δωμάτιο γραφείου (dB)			
	Δεξί αφτί	Δεξιός καρπός	Δεξιά μέση	Δεξιός αστράγαλος	Δεξί αφτί	Δεξιός καρπός	Δεξιά μέση	Δεξιός αστράγαλος
Ορθοστασία	69,3	63,7	70,4	69,5	72,4	72,1	75,7	68,1
Κάθισμα	71,5	64,2	71,9	63,8	74,4	73,9	76,3	73,7

Πίνακας 42

B. C Επίδραση της κίνησης του σώματος

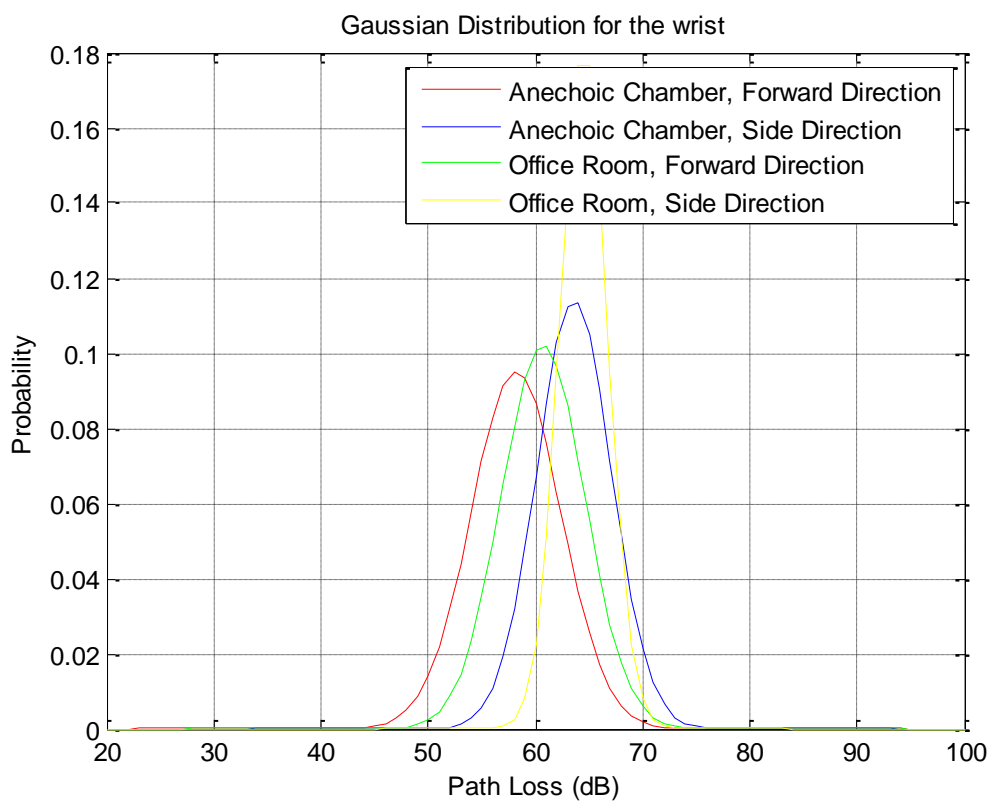
Η κεραία πομπός τοποθετείται σε ξύλινο στήριγμα σε **σταθερό ύψος 1 m** από το έδαφος και η κεραία δέκτης τοποθετείται στο σώμα εντός 3 m από τον πομπό. Οι μετρήσεις έγιναν με **κινήσεις του χεριού και του ποδιού με κατεύθυνση μπρος πίσω ή στο πλάι**. Οι παρακάτω πίνακες συνοψίζουν τα αποτελέσματα.

a) 3,1- 5,1 GHz

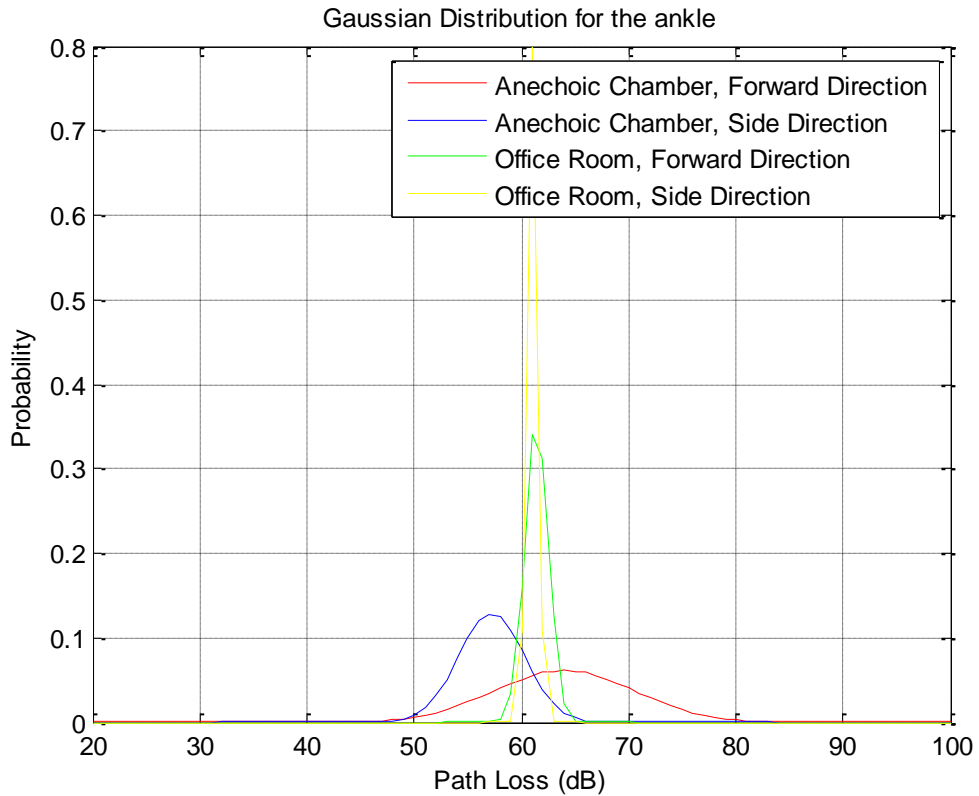
		Ανεχοϊκός θάλαμος		Περιβάλλον γραφείου	
		Μέση τιμή (dB)	Τυπική απόκλιση (dB)	Μέση τιμή (dB)	Τυπική απόκλιση (dB)
Καρπός	Μπρος πίσω	58,2	4,2	60,7	3,9
	Πλάγια	63,6	3,5	64,5	2,2
Αστράγαλος	Μπρος πίσω	64,0	6,5	61,4	1,1
	Πλάγια	57,2	3,1	61,0	0,5

Πίνακας 43

Στα παρακάτω διαγράμματα Matlab φαίνονται οι γκαουσιανές κατανομές των απωλειών για τον καρπό και για τον αστράγαλο.



Σχήμα 33: Γκαουσιανές κατανομές απωλειών για τον καρπό στα 3,1-5,1 GHz



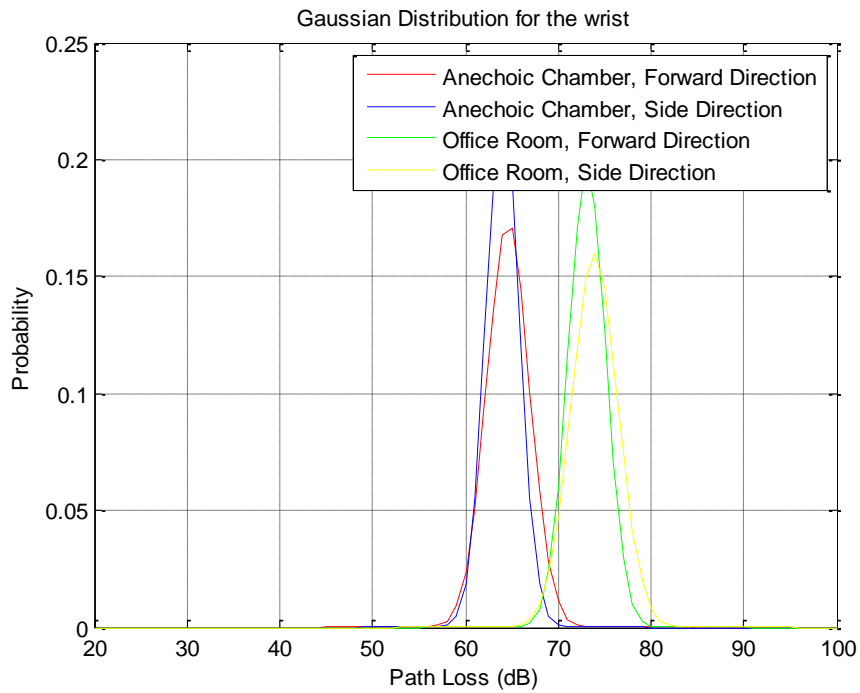
Σχήμα 34: Γκαουσιανές κατανομές απωλειών για τον αστράγαλο στα 3,1-5,1 GHz

b) 7,25- 8,5 GHz

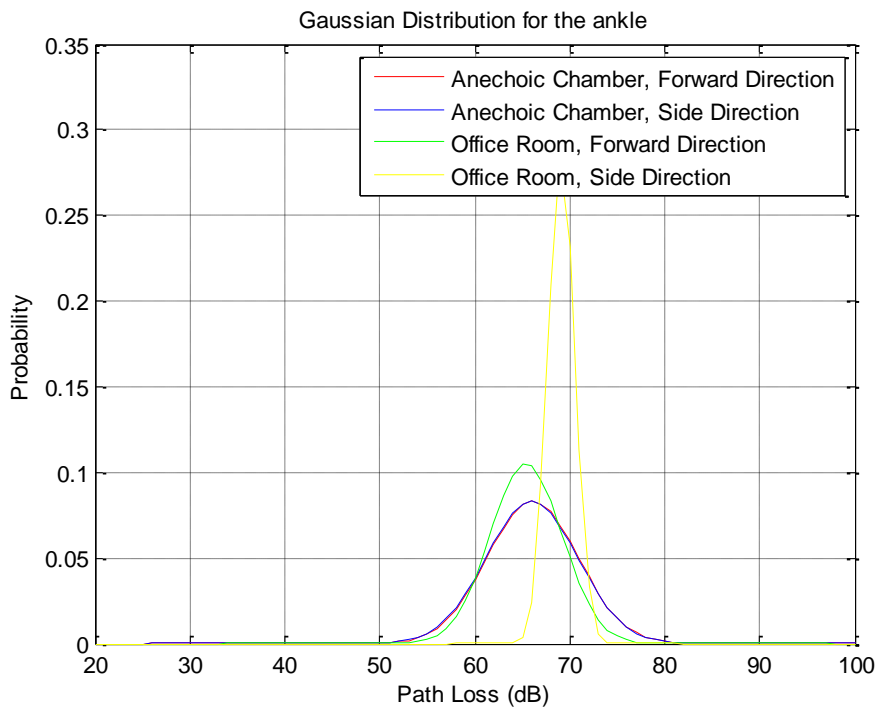
		Ανηχοϊκός θάλαμος		Περιβάλλον γραφείου	
		Μέση τιμή (dB)	Τυπική απόκλιση (dB)	Μέση τιμή (dB)	Τυπική απόκλιση (dB)
Καρπός	Μπρος πίσω	64,6	2,3	73,1	2,0
	Πλάγια	64,0	1,8	73,9	2,5
Αστράγαλος	Μπρος πίσω	66,1	4,8	65,4	3,8
	Πλάγια	66,0	4,8	69,1	1,4

Πίνακας 44

Παρακάτω φαίνονται οι γκαουσιανές κατανομές των απωλειών για τον καρπό και για τον αστράγαλο.



Σχήμα 35: Γκαουσιανές κατανομές απωλειών για τον καρπό στα 7,25-8,5 GHz



Σχήμα 36: Γκαουσιανές κατανομές απωλειών για τον αστράγαλο στα 7,25-8,5 GHz

3.4.3 REAL TIME CHANNEL FOR BODY SURFACE TO BODY SURFACE CM3 (ΔΙΑΥΛΟΣ ΠΡΑΓΜΑΤΙΚΟΥ ΧΡΟΝΟΥ, ΚΟΜΒΟΣ ΣΤΗΝ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΤΟΥ ΣΩΜΑΤΟΣ ΠΡΟΣ ΚΟΜΒΟ ΣΤΗΝ ΕΠΙΦΑΝΕΙΑ ΤΟΥ ΣΩΜΑΤΟΣ) (SCENARIOS S4 & S5) ΓΙΑ 4.5 GHz

Έγιναν μετρήσεις **πραγματικού χρόνου** σε ανηχοϊκό θάλαμο με κεντρική συχνότητα **4,5 GHz** και εύρος ζώνης 120 MHz. Οι μετρήσεις εστιάζουν στο φαινόμενο της διάλειψης λόγω κίνησης του ανθρώπινου σώματος. Οι συνιστώσες πολλαπλών διαδρομών είναι αμελητέες. Η κεραία **πομπός** τοποθετήθηκε **γύρω από τον αφαλό**. Ο παρακάτω πίνακας δείχνει τη θέση των πομπών και την απόσταση μεταξύ Tx και Rx κεραιών.

Θέση	Απόσταση (mm)
Δεξιός καρπός	440- 525
Δεξιός βραχίονας	360
Αριστερό αφτί	710
Κεφάλι	650
Ωμος	310
Στήθος	230
Δεξί πλευρό	183
Αριστερή πλευρά της μέσης	140
Μηρός	340
Αστράγαλος	815-940

Πίνακας 45

Για να παρέχουμε ένα στατιστικό μοντέλο, οι συναρτήσεις κατανομής πιθανότητας, όπως η κανονική κατανομή, η λογαριθμική και η Weibull έχουν δοκιμαστεί πάνω στα αποτελέσματα των μετρήσεων. Οι παρακάτω πίνακες συνοψίζουν την κανονική κατανομή, τη λογαριθμική και τη Weibull.

Κανονική κατανομή

$$f(x|\mu,\sigma)=\frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}}e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.20)$$

Θέση	Ακίνησια μ/σ [dB] (-log L)	Περπάτημα μ/σ [dB] (-log L)	Πάνω- κάτω μ/σ [dB] (-log L)
Δεξιός καρπός	1,000/0,1279 (-6303)	3.0875 / 4.4063 (28972)	8.9461 / 5.1576 (30220)
Δεξιός βραχίονας	1.0000 / 0.1500 (-4735)	3.2443 / 1.7012 (19332)	7.3374 / 6.1415 (32061)
Κεφάλι	1.0000 / 0.0666 (-12706)	0.4477 / 0.2445 (4535)	0.9058 / 1.2629 (16207)
Δεξί αφτί	1.0000 / 0.1349 (-5826)	0.7303 / 0.3014 (101)	0.8205 / 0.8232 (12148)
Ωμος	1.0000 / 0.0335 (-19782)	2.6849 / 1.4627 (2153)	1.5437 / 1.3265 (17519)
Στήθος	1.0000 / 0.3481 (3600)	3.6360 / 2.4688 (17849)	7.1082 / 9.2594 (36609)
Δεξί πλευρό	1.0000 / 0.1654 (-3812)	0.8572 / 0.2744 (1256)	4.7043 / 2.9597 (24784)
Αριστερή μέση	1.0000 / 0.0399 (-17978)	0.7264 / 0.1609 (-4018)	0.5458 / 0.3105 (2456)
Δεξιός μηρός	1.0000 / 0.0964 (-9254)	0.6500 / 0.4388 (5831)	1.1357 / 0.6949 (10272)
Δεξιός αστράγαλος	1.0000 / 0.0787 (-11025)	1.6070 / 0.9968 (14248)	1.2489 / 1.2220 (16122)

Πίνακας 46

Λογαριθμοκανονική κατανομή

$$f(x | \mu, \sigma) = \frac{10 / \ln 10}{x\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(10\log_{10}x - \mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (3.21)$$

Θέση	Ακινησία μ/σ [dB] (-log L)	Περπάτημα μ/σ [dB] (-log L)	Πάνω- κάτω μ/σ [dB] (-log L)
Δεξιός καρπός	-0.0652 / 0.9531 (-1114.1)	-3.9908 / 11.7727 (14948)	8.4456 / 3.4836 (31047)
Δεξιός βραχίονας	-0.0491 / 0.6544 (-4800.9)	4.4491 / 2.4972 (18735)	6.3009 / 5.6692 (31093)
Κεφάλι	-0.0100 / 0.2969 (-12476)	-3.5392 / 3.2052 (2983.8)	-3.6932 / 5.3385 (7601)
Δεξί αφτί	-0.0400 / 0.5921 (-5815.6)	-4.1465 / 2.4654 (-1005.5)	-3.3130 / 5.2458 (8384.1)
Ωμος	-0.0024 / 0.1453 (-19806)	-1.8011 / 2.0549 (2507.8)	0.2165 / 4.1023 (14537)
Στήθος	-0.2359 / 1.4019 (2315)	3.6360 / 2.4688 (16779)	5.0788 / 6.4077 (29907)
Δεξί πλευρό	-0.0470 / 0.6043 (-5657.3)	-0.8883 / 1.3994 (818.79)	5.7033 / 3.2101 (24051)
Αριστερή μέση	-0.0035 / 0.1742 (-17942)	-1.4965 / 0.9770 (-4109.5)	-3.5588 / 3.3466 (3337.8)
Δεξιός μηρός	-0.0191/ 0.4017 (-9717)	-2.6924 / 2.6453 (2970.7)	-0.5995 / 3.7712 (11098)
Δεξιός αστράγαλος	-0.0131/ 0.3352 (-11251)	0.9424 / 3.7030 (14861)	-1.1303 / 4.7167 (12357)

Πίνακας 47

Κατανομή Weibull

$$f(x|a,b) = \frac{b}{a} \left(\frac{x}{a}\right)^{b-1} e^{-\left(\frac{x}{a}\right)^b} \quad (3.22)$$

Θέση	Ακίνησια μ/σ [dB] (-log L)	Περπάτημα μ/σ [dB] (-log L)	Πάνω- κάτω μ/σ [dB] (-log L)
Δεξιός καρπός	1.0478 / 7.7411 (-5770.3)	1.4690 / 0.4510 (14629)	10.0006 / 1.7319 (29786)
Δεξιός βραχίονας	1.0655 / 7.3618 (-4529.3)	3.6759 / 2.0325 (18625)	7.5368 / 1.0787 (29631)
Κεφάλι	1.0297 / 17.9473 (-13029)	0.6360 / 1.5519 (3061.7)	0.8015 / 0.8228 (8458.3)
Δεξί αφτί	1.0594 / 7.7870 (-5394.6)	0.5071 / 1.9516 (-840.12)	0.8224 / 1.0055 (7959.7)
Ωμος	1.0165 / 29.8877 (-18940)	0.8237 / 2.6536 (1913.3)	1.6534 / 1.2203 (14452)
Στήθος	1.1203 / 2.9913 (3487.2)	3.0419 / 1.9575 (16909)	6.3808 / 0.8247 (29393)
Δεξί πλευρό	1.0742 / 4.9107 (-1979.2)	0.9539 / 3.2009 (1357.2)	5.2709 / 1.6440 (23654)
Αριστερή πλευρά μέσης	1.0190 / 28.9055 (-17946)	0.7915 / 4.9572 (-3903.2)	0.6117 / 1.7907 (1823.7)
Δεξιός μηρός	1.0464 / 9.6410 (-7951.2)	0.7325 / 1.6297 (3867.9)	1.2626 / 1.6251 (9539.3)
Δεξιός αστράγαλος	1.0379 / 11.8572 (-9813.1)	1.7880 / 1.6227 (13323)	1.2867 / 1.0759 (12124)

Πίνακας 48

Όπου για τους τρεις παραπάνω πίνακες έχουμε,

μ : Μέση τιμή

σ : Τυπική απόκλιση

-LogL: Αρνητικός λογάριθμος πιθανότητας

Ο παρακάτω πίνακας δείχνει τις κατανομές που ταιριάζουν καλύτερα στο διάυλο στα 4,5 GHz.

Θέση	Ακινησία	Περπάτημα	Κίνηση πάνω κάτω
Δεξιός καρπός	Κανονική	Weibull	Weibull
Δεξιός βραχίονας	Λογαριθμοκανονική	Weibull	Weibull
Κεφάλι	Weibull	Λογαριθμοκανονική	Λογαριθμοκανονική
Δεξί αφτί	Κανονική	Λογαριθμοκανονική	Weibull
Ωμος	Λογαριθμοκανονική	Weibull	Weibull
Στήθος	Λογαριθμοκανονική	Λογαριθμοκανονική	Weibull
Δεξί πλευρό	Λογαριθμοκανονική	Λογαριθμοκανονική	Weibull
Αριστερή πλευρά μέσης	Κανονική	Λογαριθμοκανονική	Weibull
Δεξιός μηρός	Λογαριθμοκανονική	Λογαριθμοκανονική	Weibull
Δεξιός αστράγαλος	Λογαριθμοκανονική	Weibull	Weibull

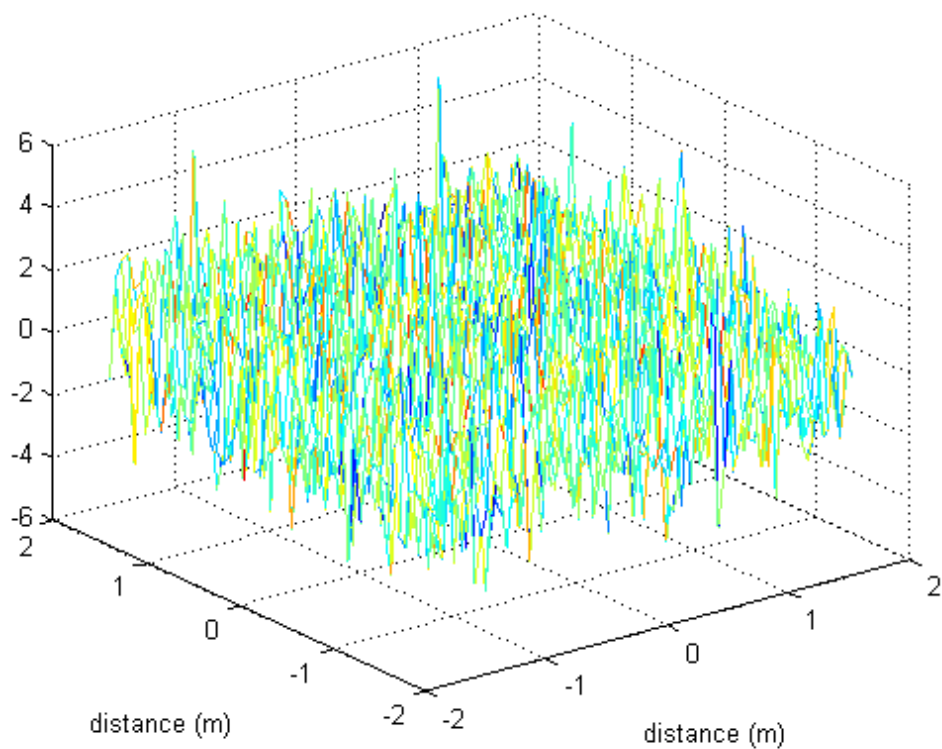
Πίνακας 49

Η **κανονική κατανομή** φαίνεται να περιγράφει καλύτερα την ακινησία. Η **λογαριθμοκανονική κατανομή** ταιριάζει καλύτερα σε περιπτώσεις ακινησίας και μικρών κινήσεων, όπως το περπάτημα για το κεφάλι, το δεξί αφτί, το στήθος, δεξί πλευρό, την αριστερή πλευρά της μέσης και το δεξιό μηρό και το σήκωμα-κάθισμα για την περίπτωση του κεφαλιού. Η **κατανομή Weibull** μπορεί να περιγράψει πολύ καλύτερα μεγάλες κινήσεις όπως την περίπτωση του δεξιού καρπού, δεξιού βραχίονα,

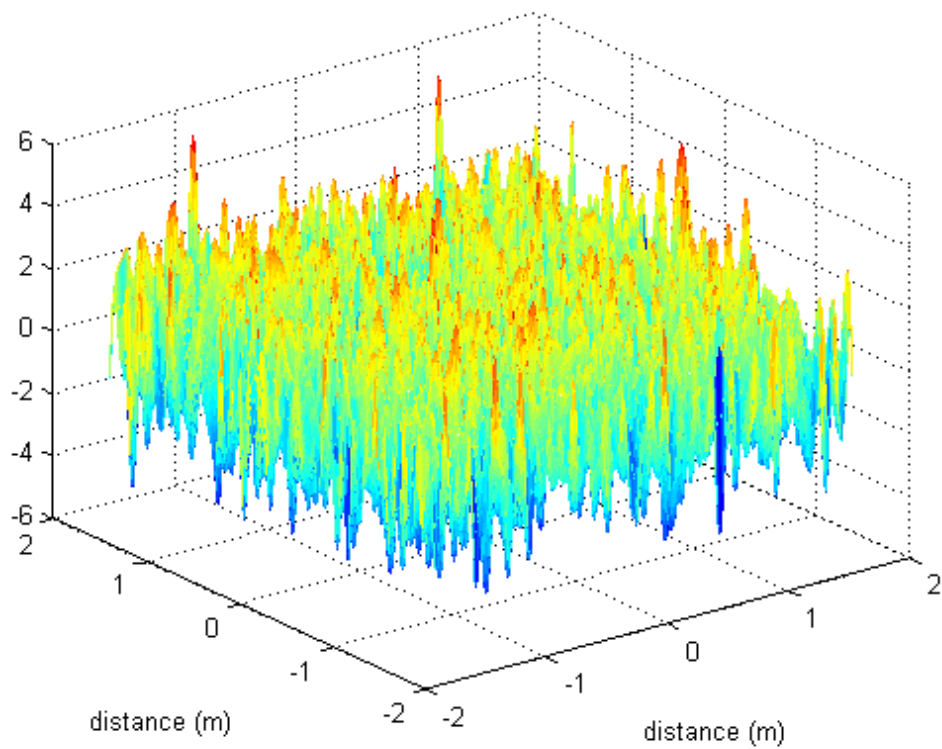
ώμου, δεξιού αστραγάλου και όλα τα μέρη του σώματος για σήκωμα-κάθισμα εκτός του κεφαλιού.

Τα παρακάτω διαγράμματα Matlab παρουσιάζουν τις μεταβολές του σήματος για λογαριθμοκανονική κατανομή, για ώμο-ακινησία (Σχήματα 37-41) και δεξιό αστράγαλο-ακινησία (Σχήματα 42-46). Οι τιμές για τη μέση τιμή και την τυπική απόκλιση που χρησιμοποιήθηκαν είναι από τον πίνακα 47, ενώ ο εκθέτης απωλειών διαδρομής θεωρήθηκε $n=6,5$. Ο πομπός θεωρείται ότι βρίσκεται στη θέση (0,0). Στο μοντέλο απωλειών διαδρομής θεωρήθηκε ότι οι απώλειες σε απόσταση 5cm είναι 36 dB, το κέδρος του δέκτη είναι 0 dBi και το EIRP -16,02 dBm (25 uW).

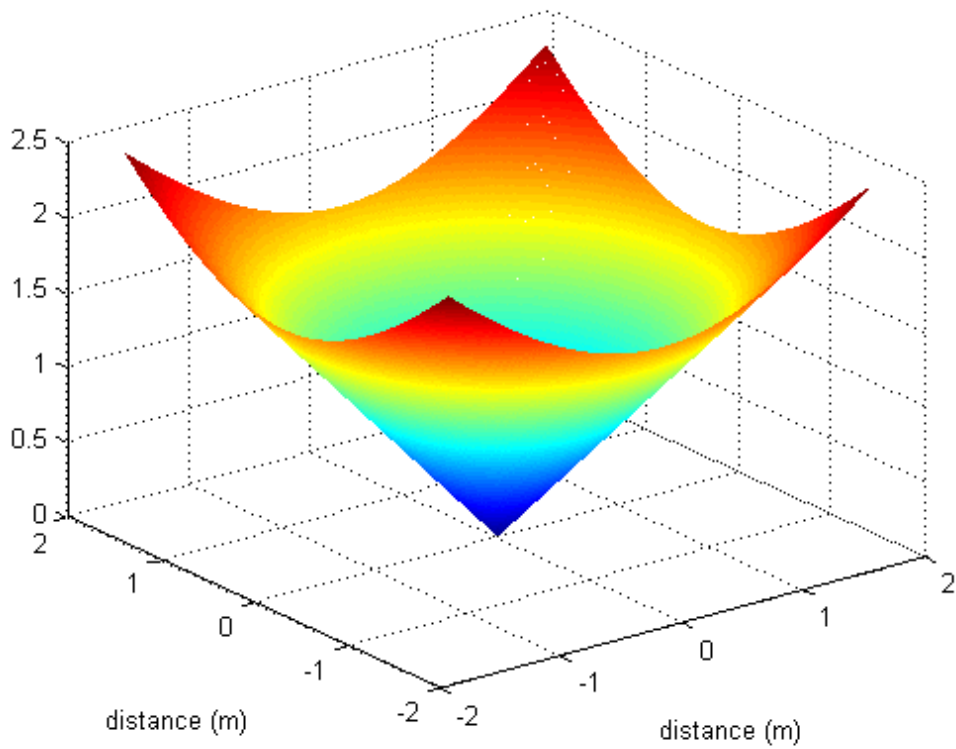
Στα διαγράμματα βλέπουμε τη διακύμανση του σήματος, δηλαδή πόσο μπορεί να αυξομειωθεί το σήμα λόγω της σκίασης. Στα Σχήματα 37 και 42 βλέπουμε τη διακύμανση για ασυσχέτιστα δείγματα, ενώ στα Σχήματα 38 και 43 τη διακύμανση μαζί με την παρεμβολή λόγω των συσχετισμένων δειγμάτων που καλύπτουν τα «κενά» των ασυσχέτιστων. Επιπλέον υπολογίστηκε η μέση ισχύς λήψης (Σχήματα 40 και 45) και έπειτα στη μέση ισχύ λήψης συνυπολογίστηκε η παρεμβολή λόγω των αργών διαλείψεων (Σχήματα 41 και 46).



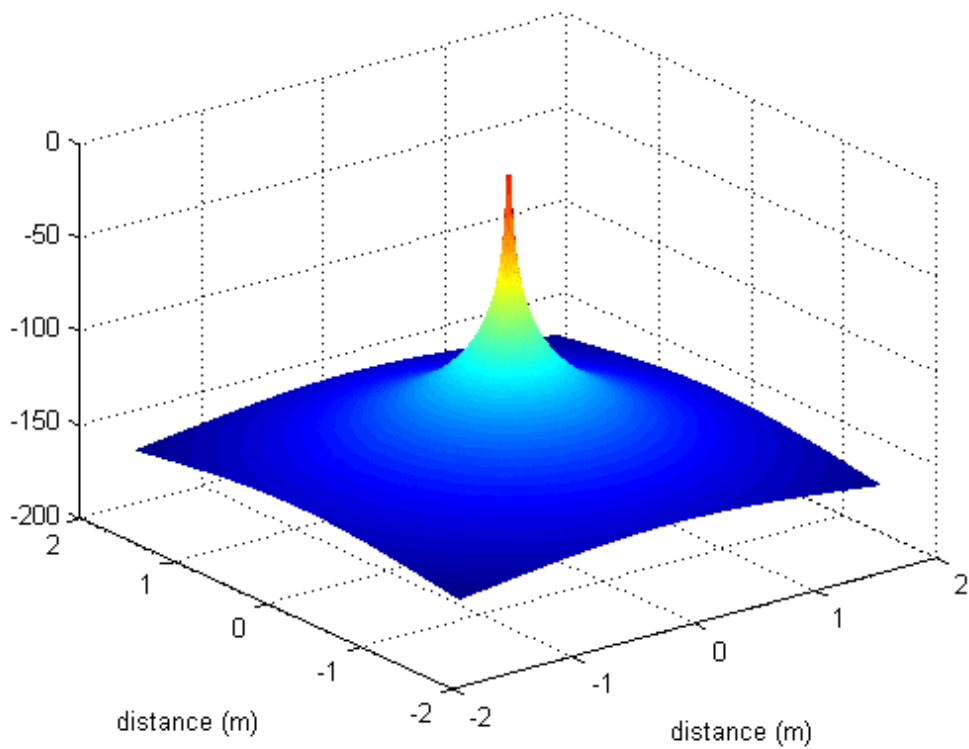
Σχήμα 37: Διακόμανση σε dBm λόγω σκίασης, για ασυσχέτιστα δείγματα (για ώμο- ακινησία)



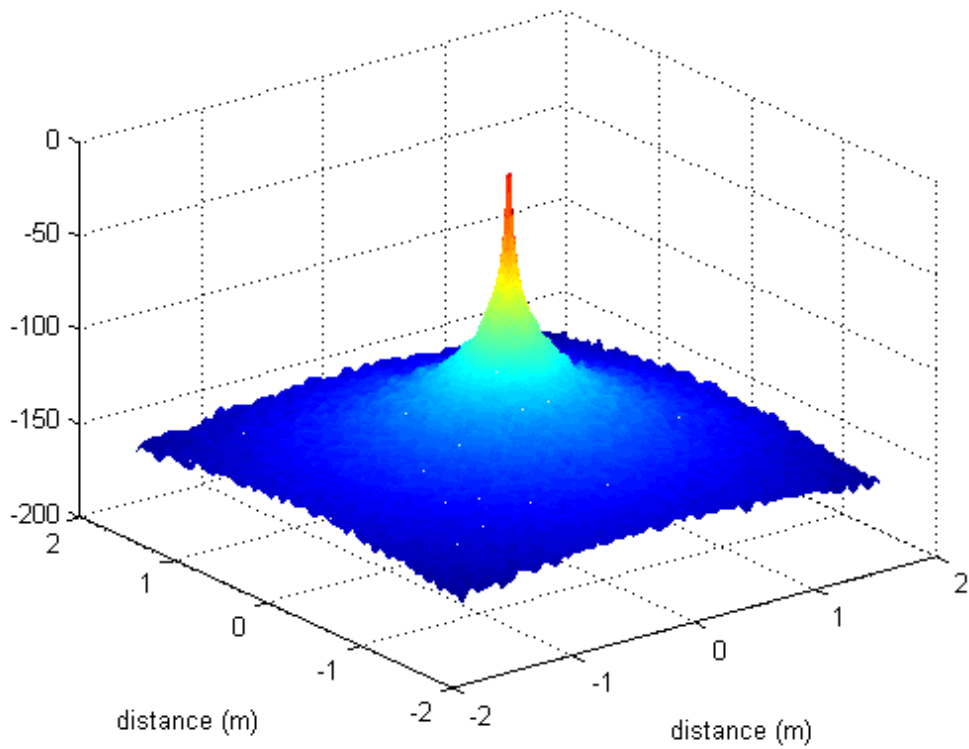
Σχήμα 38: Διακόμανση σε dBm λόγω σκίασης, για συσχετισμένα δείγματα



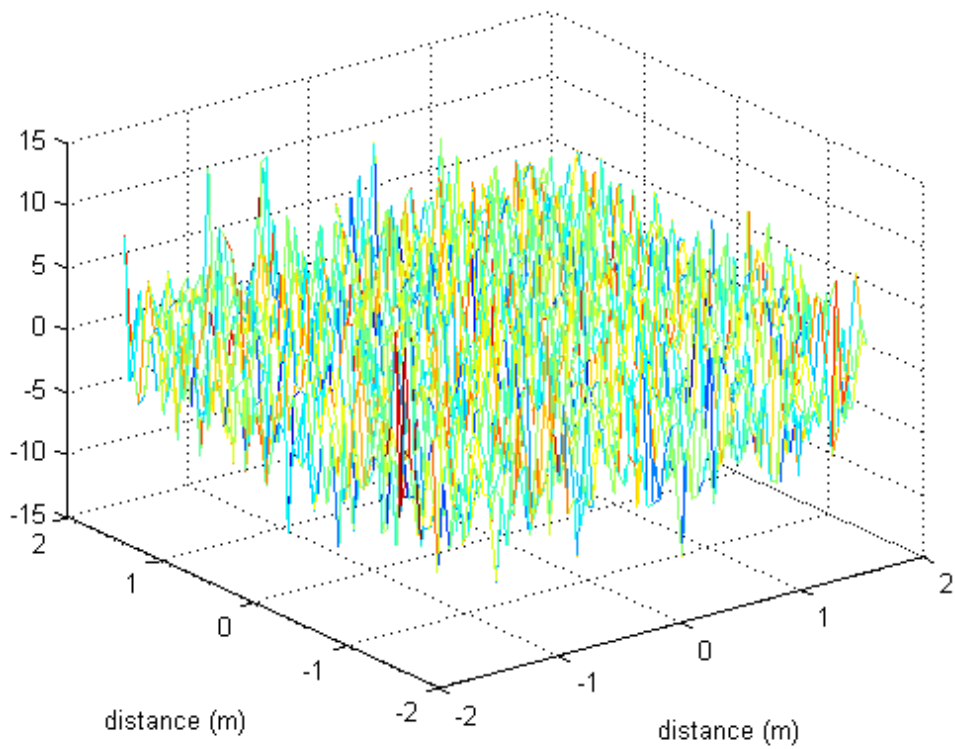
Σχήμα 39: Η απόσταση από τον πομπό (0,0) συναρτήσει των συντεταγμένων



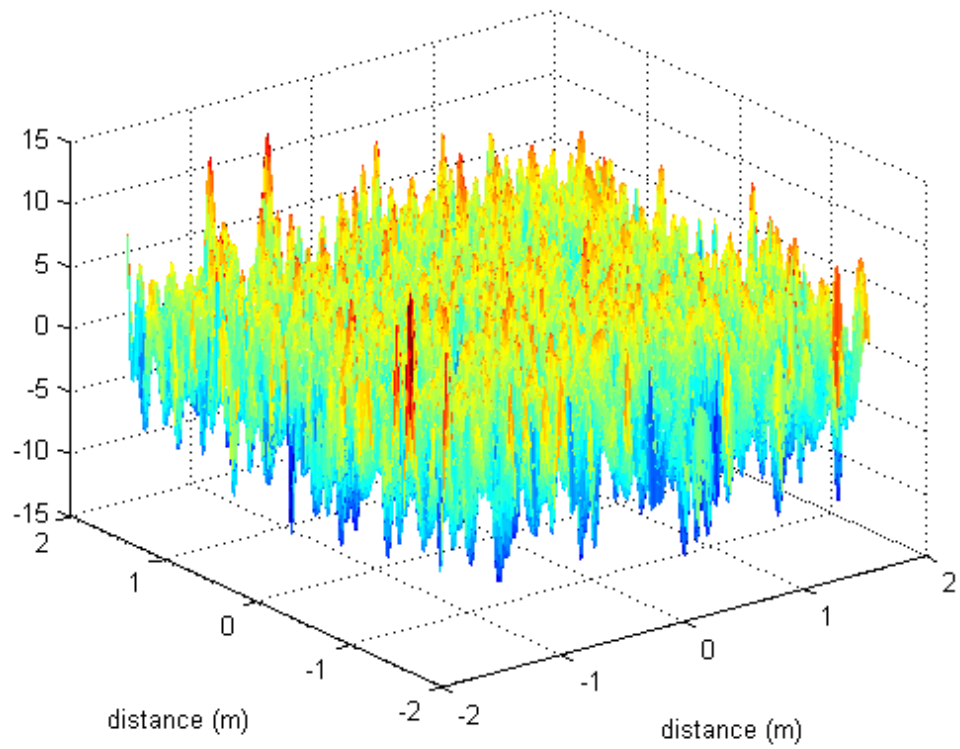
Σχήμα 40: Μέση ισχύς λήψης (διάγραμμα χωρίς λεπτομέρειες)



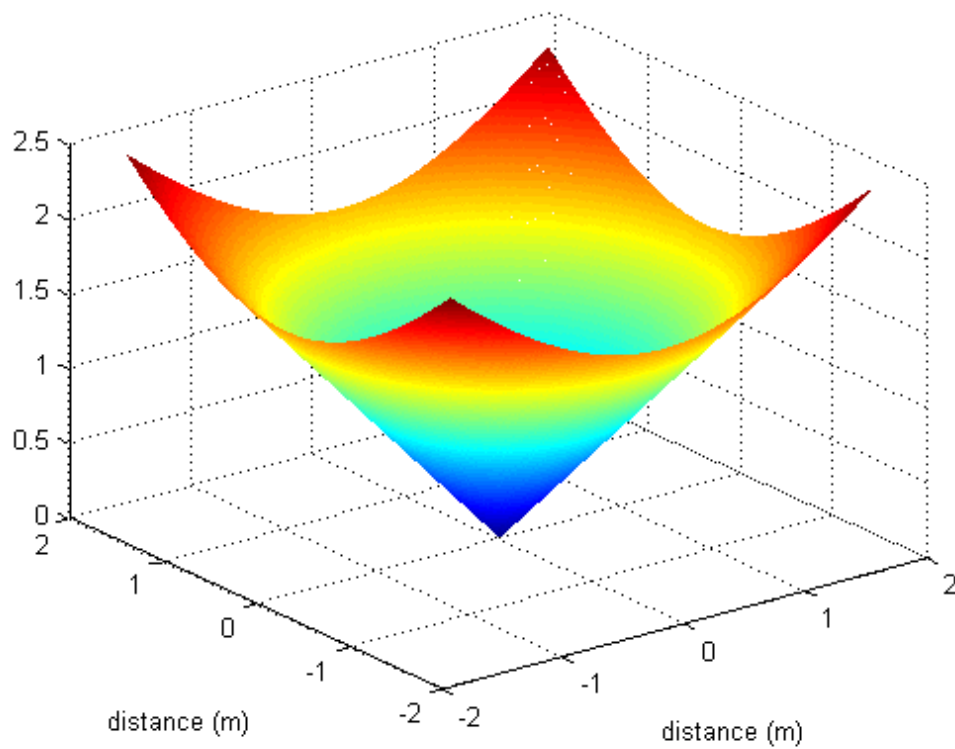
Σχήμα 41: Μέση ισχύς λήψης (διάγραμμα με λεπτομέρειες)



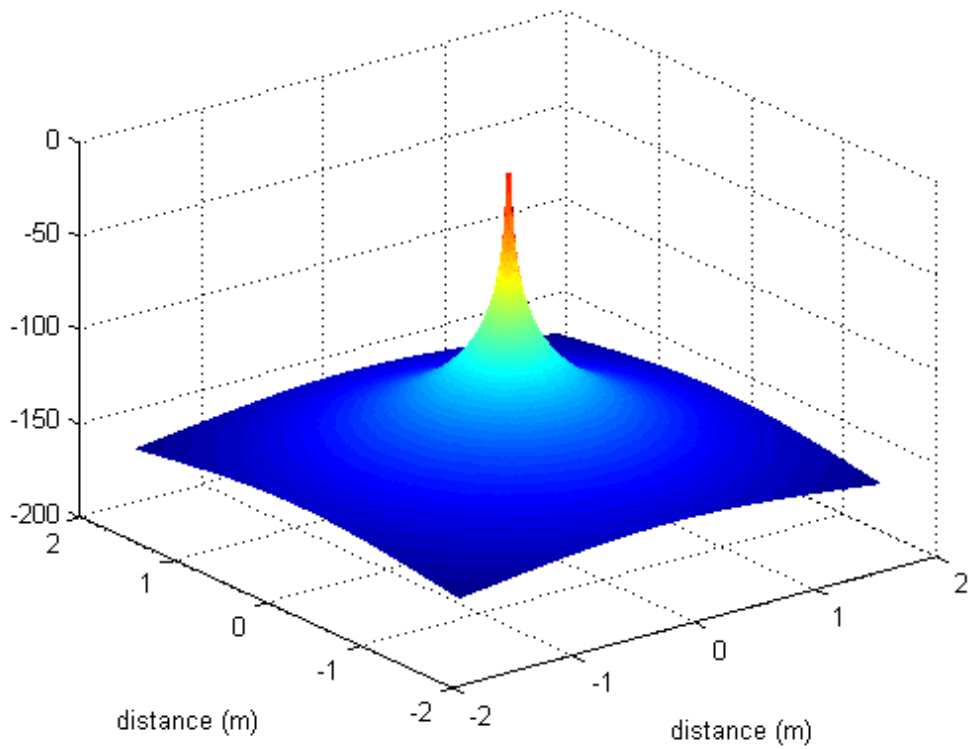
Σχήμα 42: Διακύμανση σε dBm λόγω σκίασης, για ασυσχέτιστα δείγματα (για δεξιό αστράγαλο-ακινησία)



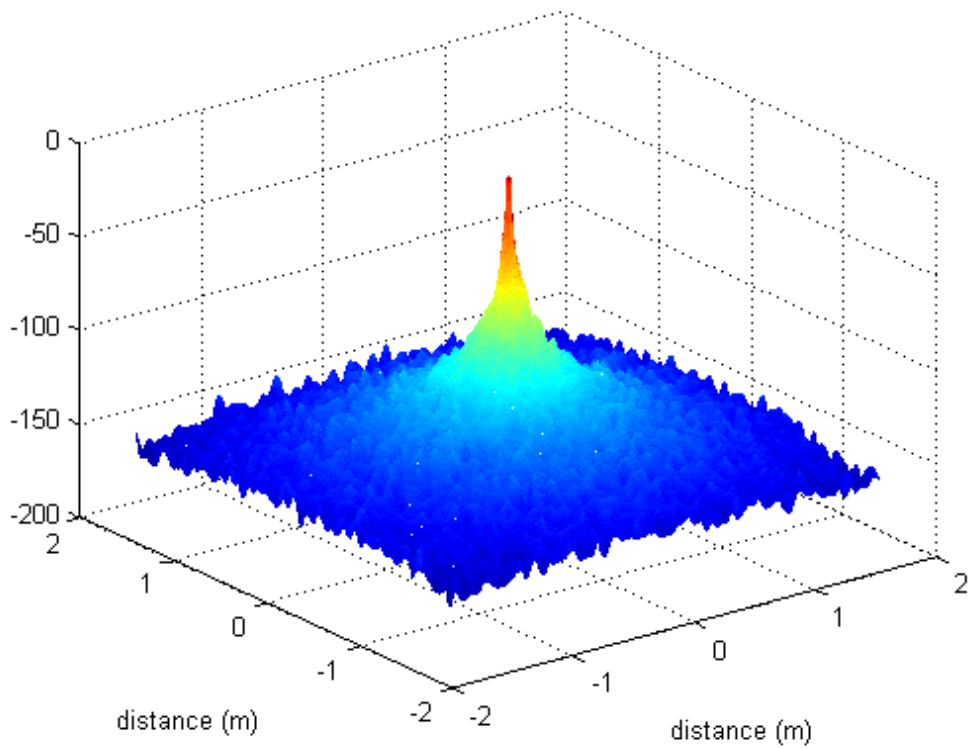
Σχήμα 43: Διακόμανση σε dBm λόγω σκίασης, για συσχετισμένα δείγματα



Σχήμα 44: Η απόσταση από τον πομπό (0,0) συναρτήσσει των συντεταγμένων



Σχήμα 45: Μέση ισχύς λήψης (διάγραμμα χωρίς λεπτομέρειες)



Σχήμα 46: Μέση ισχύς λήψης (διάγραμμα με λεπτομέρειες)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ON- BODY PROPAGATION ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΛΕΤΕΣ

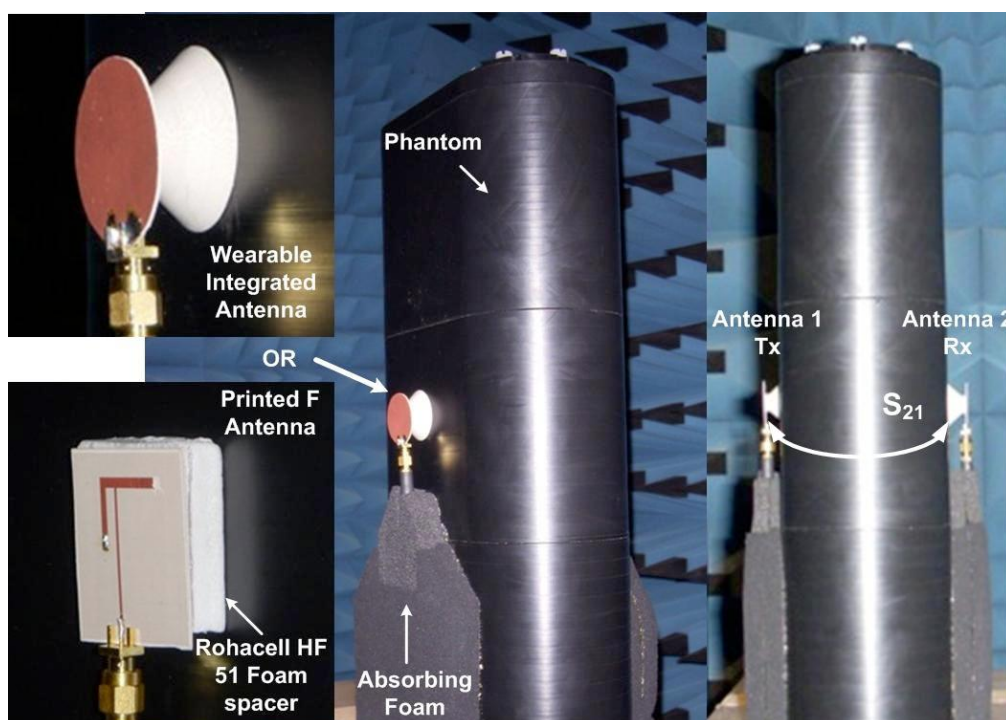
Οι πιο πολλές από τις υπάρχουσες μετρήσεις έχουν γίνει στο πεδίο της συχνότητας. Σε αυτές τις μετρήσεις χρησιμοποιείται ένα **vector network analyzer** για να μετρήσει την παράμετρο S_{21} μεταξύ δύο κεραιών που τοποθετούνται σε διάφορες θέσεις στο ανθρώπινο σώμα και έτσι βρίσκουμε τις συναρτήσεις μεταφοράς των διαύλων. Οι αποκρίσεις στο πεδίο του χρόνου μπορούν να βρεθούν χρησιμοποιώντας τον αντίστροφο γρήγορο μετασχηματισμό Fourier (Inverse Fast Fourier Transform-IFFT). Στο πεδίο του χρόνου χρησιμοποιούμε πολύ σύντομους παλμούς και τα σήματα εξόδου είναι απευθείας στο πεδίο του χρόνου.

Ακολουθούν έρευνες που έχουν γίνει σε ξένα πανεπιστήμια τα τελευταία χρόνια.

4.1 ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΗ ΜΕ ΣΤΟΧΟ ΤΗ ΒΕΛΤΙΩΣΗ ΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΣΤΟ ΦΥΣΙΚΟ ΕΠΙΠΕΔΟ WIRELESS BODY AREA NETWORKS (UK Department of Employment and Learning, Ιανουάριος- Σεπτέμβριος 2008)

Για να μελετηθεί το κέρδος κεραίας S_{21} μέσω creeping waves τοποθετήθηκαν κεραιές σε αντίθετες πλευρές ενός ειδικά σχηματισμένου ισοδύναμου με ιστό ομοιώματος (**phantom**), χωρίς να υπολογίσουμε την LOS διάδοση [6]. Η επιτρεπτότητα και η αγωγιμότητα ήταν επιλεγμένες ώστε να αναπαραστήσουν μυϊκό ιστό στα 2,45 GHz ($\epsilon_r = 53.58$, $\sigma = 1,81 \text{ Sm}^{-1}$). Ένα ομοίωμα πάχους 100 mm επιλέχτηκε ώστε να εξαλείψει αποτελεσματικά την διείσδυση σήματος μέσα από τη δομή και ως εκ τούτου να απομονώσει τη διάδοση creeping wave. Οι φυσικές μετρήσεις έγιναν στην ήρεμη ζώνη μιας **ανηχοϊκής αίθουσας**. Η λογική του πειράματος ήταν η ακόλουθη: (i) οι μετρήσεις στα ομοιώματα ελαχιστοποιούν τους ανεξέλεγκτους παράγοντες όπως μετακίνηση σωμάτων (π.χ. αναπνοή) και αλλαγές στη στάση σωμάτων, πράγμα που επιτρέπει στο περιβάλλον του πειράματος να αξιολογήσει και να συγκρίνει την απόδοση κάθε κεραίας. (ii) στα ανηχοϊκά περιβάλλοντα με NLOS διάδοση, τα κύματα που διαδίδονται πάνω από μια κυρτή επιφάνεια με απώλειες υφίστανται περίθλαση και εξασθενούν, μειώνοντας σημαντικά

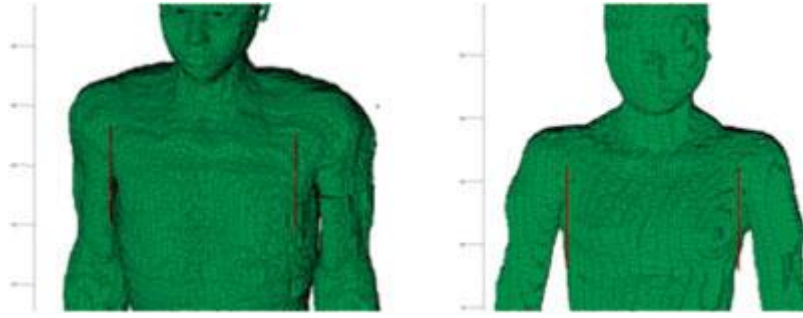
τη λαμβανόμενη ισχύ. Έτσι δημιουργείται ένα worst case περιβάλλον δοκιμών (από την άποψη της διάδοσης σήματος). Το ομοίωμα δημιουργήθηκε από ένα καλούπι από **Nylon 66** ($\epsilon_r = 3.4$, $\sigma = 0.04\text{Sm}^{-1}$) με πάχος τοιχώματος 2 mm, το οποίο ήταν γεμισμένο με διάλυμα διηλεκτρικού, για να αναπαραστήσει ανθρώπινο μυ στα 2,45 GHz. Οι μετρήσεις έγιναν με χρήση ενός ZVB8 vector network analyzer (VNA). **Αφρός τύπου Rohacell HF 51** ($\epsilon_r = 1.07$) τοποθετήθηκε για 9mm διάστημα ανάμεσα στην κεραία και το ομοίωμα για να αναπαραστήσει ρεαλιστικές συνθήκες στις ολοκληρωμένες συσκευές δεδομένου ότι η λειτουργία σε άμεση επαφή με το σώμα του χρήστη θα ήταν εξαιρετικά ανεπαρκής. Η WIA κεραία τοποθετήθηκε στην επιφάνεια του ομοιώματος χωρίς το διάστημα. Ο **αφρός Emerson και Cuming Eccosorb LS-16 και LS-24**, που έχει τη δυνατότητα απορρόφησης μικροκυμάτων με απώλεια 1.5 dB/cm και 11 dB/cm αντίστοιχα, χρησιμοποιήθηκε για να ελαχιστοποιήσει την ακτινοβολία από και μεταξύ των ομοαξονικών καλωδίων. Όλα τα αποτελέσματα προσομοίωσης σε αυτήν την εργασία επιτεύχθηκαν με την ηλεκτρομαγνητική αριθμητική πλατφόρμα μοντελοποίησης semcad-X2 FDTD.



Σχήμα 47: Ομοίωμα (phantom) και διάταξη μετρήσεων σε ανηχοϊκό θάλαμο

4.2 ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ON-BODY ΓΙΑ ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΟΥΣ ΤΥΠΟΥΣ ΑΝΘΡΩΠΙΝΟΥ ΣΩΜΑΤΟΣ ΜΕ ΧΡΗΣΗ ΤΕΧΝΙΚΩΝ FDTD (Université Pierre et Marie Curie – Paris, Ιανουάριος 2009)

Το ανθρώπινο σώμα αναμένεται για να επηρεάσει την ακτινοβολία και τη διάδοση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων, ειδικά για το λόγο ότι η μορφολογία του σώματος παρουσιάζει διαφορές από ένα άτομο σε άλλο. Σε αυτή την έρευνα μελετώνται **έξι διαφορετικά μοντέλα ανθρώπινου σώματος** και για κάθε μοντέλο υπολογίζεται η απόδοση της κεραίας και ο βαθμός απορρόφησης (SAR), καθώς και οι παράμετροι του διαύλου, όπως η απώλειες διάδοσης (path loss), η καθυστέρηση διάδοσης (delay spread) και η μέση καθυστέρηση (mean excess delay) [7]. Ο δίαυλος μελετάται μέσω ενός αυστηρού προσδιορισμού του ηλεκτρομαγνητικού πεδίου σε μια συγκεκριμένη περιοχή του σώματος με τη χρήση μιας τρισδιάστατης FDTD τεχνικής. Το πιο συνηθισμένο μοντέλο ανθρώπινου σώματος είναι ο γνωστός Visible Human. Χρησιμοποιούμε άλλα πέντε μοντέλα ανθρώπινου σώματος : Zubal, Norman, Japanese Man, Japanese Woman και Korean. Στον πίνακα που ακολουθεί βλέπουμε το ύψος και το βάρος για καθένα μοντέλο. Το μέσο ομοίωμα που χρησιμοποιήθηκε είχε βάρος $76 \pm 18,5$ kg και $1,73 \pm 7$ cm. Χρησιμοποιήθηκαν δίπολα $\lambda/2$ και μια γκαουσιανή πηγή παλμών. Οι διηλεκτρικές ιδιότητες των ιστών θεωρούνται σταθερές στις συχνότητες που χρησιμοποιήθηκαν (900 MHz). Τα δίπολα τοποθετούνται κολλημένα στο σώμα ή σε απόσταση 20 mm από αυτό. Συμπέρασμα είναι ότι σε πολύ κοντινές αποστάσεις από τον πομπό το μεγαλύτερο ποσοστό της εκπεμπόμενης ισχύος απορροφάται από το σώμα. Συγκεκριμένα, όταν η κεραία είναι κολλημένη στο σώμα το 90% της ενέργειας απορροφάται από αυτό και το 10% ακτινοβολείται. Όταν η κεραία είναι σε απόσταση 20mm το 65% απορροφάται και το 35% εκπέμπεται.



Σχήμα 48: Ανθρώπινα μοντέλα

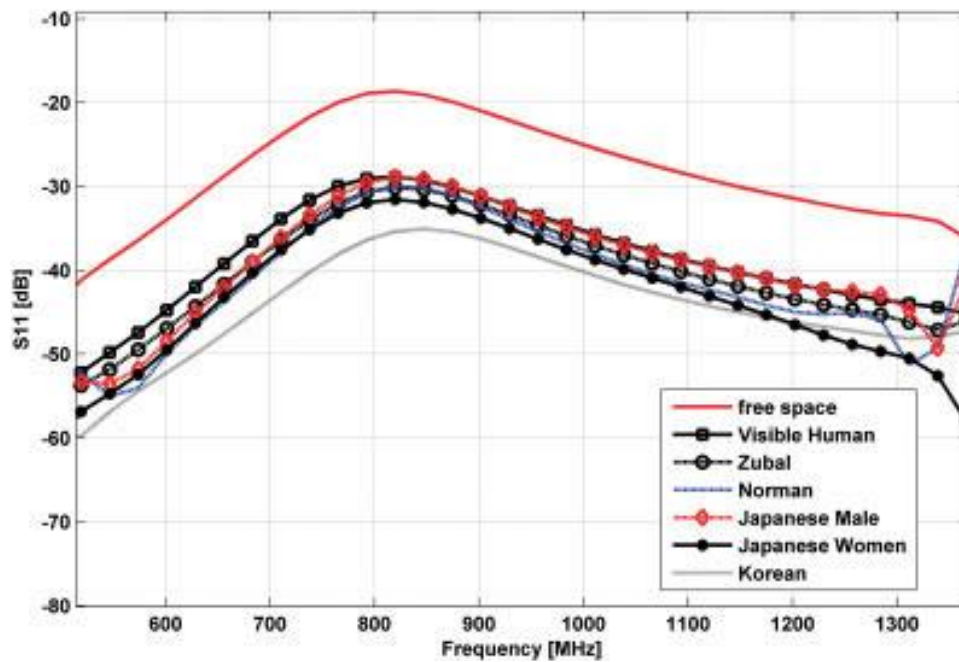
Phantom	Weight (kg)	Height (m)
Visible human	110	1.86
Zubal	78	1.78
Norman	73	1.75
Japanese male	65	1.73
Japanese female	53	1.61
Korea body	67	1.76

Πίνακας 50

Η έκθεση του σώματος στην ακτινοβολία υπολογίζεται από το **SAR (Specific Absorption Rate)**, που δίνεται από τη σχέση

$$SAR = \frac{\sigma E^2}{\rho} \quad (4.1)$$

Όπου σ η αγωγιμότητα, ρ η πυκνότητα μάζας και E είναι το rms ηλεκτρικό πεδίο που προκαλείται στους ιστούς. Όπως αναμένεται ο Visible Human έχει το χαμηλότερο SAR ενώ η Japanese Woman το υψηλότερο, ενώ το μέσο SAR είναι από 2,19-4,59 W/kg. Επίσης, σύμφωνα με την έρευνα αποδείχτηκε ότι οι καθυστερήσεις δεν επηρεάζονται πολύ από την παρουσία του σώματος, Στην πραγματικότητα η διάδοση είναι πιο πολύ ελεύθερου χώρου και οι πολλαπλές διαδρομές που οφείλονται στο σώμα είναι λίγες.



Σχήμα 49: Το κέρδος μονοπατιού S_{21} ως συνάρτηση της συχνότητας για τις διάφορες περιπτώσεις ανθρώπινων μοντέλων

4.3 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΜΕΤΑΞΥ ΔΥΟ ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΓΙΑ UWB

ΔΙΑΔΟΣΗ ΣΤΟ ΑΝΘΡΩΠΙΝΟ ΣΩΜΑ (University of London & University of Birmingham, Δεκέμβριος 2004)

Αναλύθηκε η επίδραση δύο διαφορετικών κεραιών ραδιοδιάδοσης σε **Ultra Wideband (UWB) δίαυλο** [8]. Οι στατιστικές παράμετροι για την απώλεια διάδοσης και τα χαρακτηριστικά του διαύλου στο πεδίο του χρόνου εξάχθηκαν από τα δεδομένα των μετρήσεων. Παρατηρείται μείωση στο rms delay spread όταν χρησιμοποιούνται **HSCA κεραίες** (horn shaped self-complementary antennas) σε συγκεκριμένες περιοχές του σώματος σε σχέση με ομοιοκατευθυντικές κεραίες τύπου μονόπολου, όπως **PICA** (planar inverted cone antennas). Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι υβριδική χρήση διαφορετικών τύπων UWB κεραιών μπορεί να βελτιώσει αποτελεσματικά τη συμπεριφορά του διαύλου. Στο πεδίο της συχνότητας οι μετρήσεις πραγματοποιήθηκαν σε κλίμακα από 3-9 GHz. Ένα HP8720ES vector network analyzer (VNA) χρησιμοποιήθηκε μαζί με δύο ζευγάρια UWB κεραιών για να υπολογιστεί η απόκριση συχνότητας διαύλου S_{21} . Το VNA μετρά το πλάτος και φάση κάθε συνιστώσας Fourier έτσι ώστε η απόκριση στο πεδίο του χρόνου μπορεί

να ληφθεί με τη βοήθεια του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier (IDFT). Πραγματοποιήθηκαν δύο σειρές μετρήσεων σε ανηχοϊκό θάλαμο και **χρησιμοποιήθηκαν πραγματικοί άνθρωποι** στη μελέτη του διαύλου, για διάφορες στάσεις του σώματος.

4.4 ΑΠΟΔΟΣΗ ΦΟΡΗΤΩΝ ΚΕΡΑΙΩΝ ΣΤΟ ΑΝΘΡΩΠΙΝΟ ΣΩΜΑ ΣΕ ΕΠΑΝΑΛΗΨΙΜΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΔΙΑΔΡΟΜΩΝ (Queen's university, Belfast)

Η απόδοση των κεραιών σχεδιασμένα για on-body κανάλια συνήθως μελετάται σε ανηχοϊκό περιβάλλον [9]. Ωστόσο, αξίζει να προσδιορίσουμε τη λειτουργία τους σε **συνθήκες πολλαπλών διαδρομών**, καθώς η παρουσία τους μπορεί να βελτιώσει σημαντικά τις συνδέσεις για κάποιες κεραιές. Στη μελέτη αυτή εξετάστηκε η απόδοση της κεραίας (S_{21} κέρδος διαδρομής) για φορητές κεραιές σε επαναλήψιμο περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών μιας αίθουσας με ανακλάσεις χρησιμοποιώντας ένα ισοδύναμο με ιστό **ομοίωμα (phantom)**, που αναπαριστά ανθρώπινο μυ σε συχνότητα 2,45 GHz. Τα αποτελέσματα συγκρίθηκαν με αντίστοιχες μετρήσεις μακρινού πεδίου που είχαν ληφθεί σε ανηχοϊκό θάλαμο. Η έρευνα δείχνει ότι η λειτουργία κεραιών που ακτινοβολούν εφαπτομενικά στην επιφάνεια του σώματος, μέσω επιφανειακού κύματος, ευνοείται και στα δύο περιβάλλοντα, και αυτό είναι ένα σημαντικό για το σχεδιασμό αξιόπιστων συστημάτων.

Οι μετρήσεις έγιναν με Rode & Schwarz ZVB8 vector network analyzer σε αίθουσα με ανακλάσεις (2,4 x 2,4 x 2,4 m) στα 2,25- 2,65 GHz. Χρησιμοποιήθηκε ένα φυσικό ομοίωμα γεμισμένο με διηλεκτρικό διάλυμα με βάση τη γλυκόλη για να αναπαραστήσει ανθρώπινο μυ στα 2.45 GHz ($\epsilon_r= 53.58$, $\sigma=1,81 \text{ Sm}^{-1}$). **Αφρός τύπου Rohacell HF 51** ($\epsilon_r = 1.07$) τοποθετήθηκε για 4 mm διάστημα ανάμεσα στην κεραία και το ομοίωμα, ενώ ο **αφρός Emerson και Cuming Eccosorb LS-16 και LS-24**, που έχει τη δυνατότητα απορρόφησης μικροκυμάτων με απώλεια 1.5 dB/cm και 11 dB/cm αντίστοιχα, χρησιμοποιήθηκε για να ελαχιστοποιήσει την ακτινοβολία από και μεταξύ των ομοαξονικών καλωδίων. Χρησιμοποιήθηκαν **5 διαφορετικές κεραιές $\lambda/20$** (Higher Mode Microstrip Patch Antenna- HMPA, HMPA-5, HMPA-10, MPA-F, MPA-S). Η εξασθένιση ακολουθεί την κατανομή **Rayleigh**, ενώ η καλύτερη

περιγραφή της γίνεται με την κατανομή **Nakagami-m**, με παράμετρο εξασθένισης $m= 1,19$ (η κατανομή Nakagami είναι αντίστοιχη με την Rayleigh όταν $m=1$). Επίσης, συγκρίθηκε το κέρδος των κεραιών για ανηχοϊκό περιβάλλον και περιβάλλον πολλαπλών ανακλάσεων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΛΗΨΗ (DIVERSITY)

5.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟ ΔΙΑΦΟΡΙΣΜΟ

Για να βελτιώσουμε την απόδοση και να υπερνικήσουμε την εξασθένηση, η **διαφορική λήψη ή διαφορισμός (diversity)** είναι ένα πολύ ισχυρό εργαλείο. Η αρχή πίσω από το διαφορισμό είναι η χρήση περισσότερων του ενός, ασυσχέτιστων λαμβανομένων σημάτων που εξασθενούν ανεξάρτητα το ένα από το άλλο. Η τεχνική αυτή ανακτά και συνδυάζει τις ασυσχέτιστες πολυοδευτικές συνιστώσες του σήματος με σκοπό την αύξηση της στάθμης ισχύος του λαμβανόμενου σήματος στον δέκτη. Συγκεκριμένα, σε μια τεχνική διαφορισμού, το σύστημα εκπομπής ή/και λήψης χρησιμοποιεί πολλαπλά «κανάλια», δηλαδή πολλαπλές εκδοχές του εκπεμπόμενου ή λαμβανόμενου σήματος, που ονομάζονται **κλάδοι διαφορισμού (diversity branches)** και είναι μεταξύ τους ανεξάρτητα, ή ασυσχέτιστα σε μεγάλο βαθμό [10]. Έτσι, αν ένα κανάλι παρουσιάζει έντονες διαλείψεις ή, γενικά, δυσμενείς συνθήκες διάδοσης (θόρυβος, παρεμβολές κτλ.), η πιθανότητα να παρουσιάζουν το ίδιο δυσμενείς συνθήκες ταυτόχρονα και τα υπόλοιπα (ασυσχέτιστα) κανάλια, είναι πολύ χαμηλή.

Το ζητούμενο στην υλοποίηση μιας τεχνικής διαφορισμού είναι ο καθορισμός του τρόπου με τον οποίο δημιουργούνται τα ανεξάρτητα κανάλια και ο τρόπος με τον οποίο τα σήματα από τα ανεξάρτητα κανάλια συνδυάζονται, ώστε να βελτιωθεί η ποιότητα της ζεύξης. Ο παράγοντας που διαφοροποιεί τα κανάλια μεταξύ τους δεν είναι απαραίτητα ο φυσικός διαχωρισμός των διαφορετικών διαδρομών που μπορεί να ακολουθούν τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα κατά τη διάδοσή τους. Τα κανάλια μπορεί να διαφοροποιούνται ανάλογα με οποιοδήποτε παράγοντα τα καθιστά μεταξύ τους ανεξάρτητα, ή ασυσχέτιστα σε μεγάλο βαθμό.

5.2 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΜΟΥ

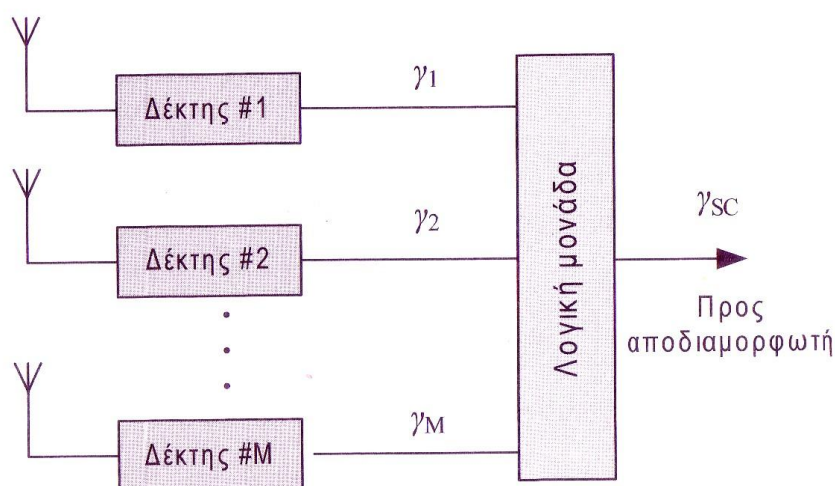
Ο διαφορισμός μπορεί να επιτευχθεί με διάφορους τρόπους, όπως **διαφορική λήψη συχνότητας (frequency diversity)** (όπου τα διαφορετικά κανάλια αντιστοιχούν σε διαφορετικές ραδιοσυχνότητες), **διαφορική λήψη χρόνου (time diversity)** και **διαφορική λήψη κεραιών (antenna diversity ή space diversity)**. Η διαφορική λήψη κεραιών περιλαμβάνει τη χρήση πολλών κεραιών, διαφορετικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας ή/και πολώσεων, αυξάνοντας με αυτόν τον τρόπο την πιθανότητα να λάβει ο δέκτης πολυοδευτικές συνιστώσες οι οποίες να παρουσιάζουν διαφορετικά χαρακτηριστικά διάλειψης, να είναι δηλαδή μεταξύ τους ασυσχέτιστες.

Η **τεχνική της διαφορικής λήψης κεραιών** είναι δυνατό να υλοποιηθεί μέσω τριών διαφορετικών προσεγγίσεων: της **διαφορικής λήψης χώρου (space ή spatial diversity)**, της **διαφορικής λήψης πόλωσης (polarization diversity)** και της **διαφορικής λήψης γωνίας (angle ή pattern diversity)**. Η **διαφορική λήψη χώρου (space ή spatial diversity)** είναι η δημοφιλέστερη τεχνική και επιτυγχάνεται με τη χρησιμοποίηση περισσότερων από μιας κεραιών στην πλευρά του πομπού ή του δέκτη, οι οποίες απέχουν μεταξύ τους ικανή απόσταση έτσι ώστε να εξασφαλίζεται ότι τα λαμβανόμενα σήματα είναι ασυσχέτιστα. Ο προσδιορισμός της κατάλληλης απόστασης πραγματοποιείται λαμβάνοντας υπόψη τα χαρακτηριστικά του καναλιού (εξωτερικού ή εσωτερικού χώρου), την πιθανοτική κατανομή της διαδιδόμενης ισχύος (Rayleigh, Rice) και το είδος του πομποδέκτη που ενσωματώνει τις πολλαπλές κεραίες (κινητό τηλέφωνο, σταθμός βάσης, φορητός υπολογιστής). Αυτή η τεχνική δεν καταναλώνει επιπλέον φάσμα και είναι εύκολη στην υλοποίηση, ενώ το βασικό ζήτημα είναι αυτό του διαστήματος των κεραιών. Οι κλάδοι στις άλλες τεχνικές διαφορισμού μπορούν να επιτευχθούν με τη χρησιμοποίηση διαφορετικών διαγραμμάτων ακτινοβολίας στην ίδια ή σε χωριστές κεραίες και με τη χρησιμοποίηση μιας μόνης κεραίας με ορθογωνικές πολώσεις ή χωριστών κεραιών με ορθογωνικές πολώσεις. Όταν δύο κεραίες είναι τοποθετημένες κοντά η μια στην άλλη, η αμοιβαία σύζευξη ανάμεσά τους πρέπει να είναι χαμηλή για να αποτρέψουμε την επίδραση της μιας στην άλλη. Μια απόσταση $\lambda/2$ είναι αρκετή για τις περισσότερες εφαρμογές.

Η ποσοτικοποίηση του κέρδους που παρουσιάζει το συνδυασμένο σήμα στον δέκτη πραγματοποιείται με το **κέρδος διαφορισμού (diversity gain-DG)**. Το κέρδος διαφορισμού είναι μια βελτίωση στην ισχύ του σήματος ή στο λόγο σήματος προς θόρυβο ή στο bit error rate του συνδυασμένου σήματος ενός συστήματος πολλαπλών κεραιών σε σχέση με το σύστημα μιας μόνης κεραιάς χωρίς διαφορική λήψη, για σταθερή πιθανότητα διακοπής λειτουργίας και εξαρτάται από τη συσχέτιση και τη διαφορά ισχύος ανάμεσα στα σήματα των κλάδων. Συχνά το σύστημα μόνης κεραιάς αποτελείται από μία κεραιά αναφοράς (π.χ ένα δίπολο) και κατά κανόνα το συνδυασμένο σήμα συγκρίνεται με το ισχυρότερο από τους κλάδους διαφορισμού ενός συστήματος πολλαπλών στοιχείων. Εάν η διαφορά ενέργειας είναι μεγάλη, θα ευνοηθεί το ισχυρότερο σήμα και θα έχουμε μικρό κέρδος διαφορισμού. Στις **on-body τηλεπικοινωνίες** οι κεραιές με **διαφορική λήψη γωνίας και πόλωσης (pattern and polarization diversity)** πρέπει να είναι σχεδιασμένες προσεκτικά ώστε να μην είναι μια κεραιά κυρίαρχη σε σχέση με τις άλλες για πολλές θέσεις και στάσεις του σώματος, γιατί έτσι η ανισορροπία ισχύος θα είναι μεγαλύτερη. Η **διαφορική λήψη χώρου** είναι μια πολύ καλή επιλογή για τα on-body κανάλια.

5.3 ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΛΗΨΗ ΧΩΡΟΥ (SPACE DIVERSITY)

Το γενικό διάγραμμα μιας διάταξης διαφορικής λήψης χώρου απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 50: Γενική διάταξη διαφορικής λήψης χώρου

Ανάλογα με τον τρόπο λειτουργίας της λογικής μονάδας, διακρίνουμε 4 είδη [8]:

5.3.1. Επιλεκτικός συνδυασμός (Selection Combining- SC)

Κάθε στιγμή, η λογική μονάδα επιλέγει τον κλάδο με το **μεγαλύτερο στιγμιαίο σηματοθορυβικό λόγο** και τροφοδοτεί το αντίστοιχο λαμβανόμενο σήμα στον αποδιαμορφωτή. Η όλη διαδικασία δεν μπορεί να υλοποιείται στιγμιαία, πρέπει όμως να ολοκληρώνεται γρήγορα σε σύγκριση με το ρυθμό μεταβολής του ασύρματου διαύλου. Η τεχνική αυτή είναι εύκολη στην υλοποίηση γιατί απαιτεί μόνο τη μέτρηση του στιγμιαίου σηματοθορυβικού λόγου σε κάθε κλάδο και έναν επιλογέα που να επιλέγει τον κλάδο αυτό.

Η στιγμιαία τιμή του σηματοθορυβικού λόγου γ_i σε κάθε κλάδο, είναι μια τυχαία μεταβλητή. Μπορούμε να θεωρήσουμε ότι, για όλους τους κλάδους, η μέση τιμή του σηματοθορυβικού λόγου είναι η ίδια, έστω Γ . Τότε, η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) του γ_i , για δίαυλο με διαλείψεις Rayleigh, θα είναι

$$p(\gamma_i) = \frac{1}{\Gamma} e^{-\frac{\gamma_i}{\Gamma}}, \quad \gamma_i \geq 0 \quad (5.1)$$

Η πιθανότητα ο στιγμιαίος σηματοθορυβικός λόγος, στον i κλάδο, να μην υπερβαίνει την τιμή γ είναι

$$\Pr[\gamma_i \leq \gamma] = \int_0^{\gamma} p(\gamma_i) d\gamma_i = \int_0^{\gamma} \frac{1}{\Gamma} e^{-\frac{\gamma_i}{\Gamma}} d\gamma_i \quad (5.2)$$

Αφού οι κλάδοι είναι ανεξάρτητοι, η πιθανότητα ο σηματοθορυβικός λόγος όλων των κλάδων ταυτόχρονα να μην υπερβαίνει την τιμή γ είναι

$$\Pr[\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M \leq \gamma] = (\Pr[\gamma_i \leq \gamma])^M = \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{\Gamma}}\right)^M \quad (5.3)$$

Άρα, αν κάθε στιγμή επιλέγουμε τον κλάδο με το μεγαλύτερο σηματοθορυβικό λόγο, τότε ο σηματοθορυβικός λόγος στην έξοδο της διάταξης θα είναι

$$\gamma_{SC} = \max\{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_M\} \quad (5.4)$$

Και θα έχει αθροιστική συνάρτηση κατανομής (cdf) που δίνεται από την εξίσωση

$$P_{\gamma_{SC}}(x) = \left(1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}}\right)^M \quad (5.5)$$

Η pdf προκύπτει παραγωγίζοντας την παραπάνω εξίσωση και είναι

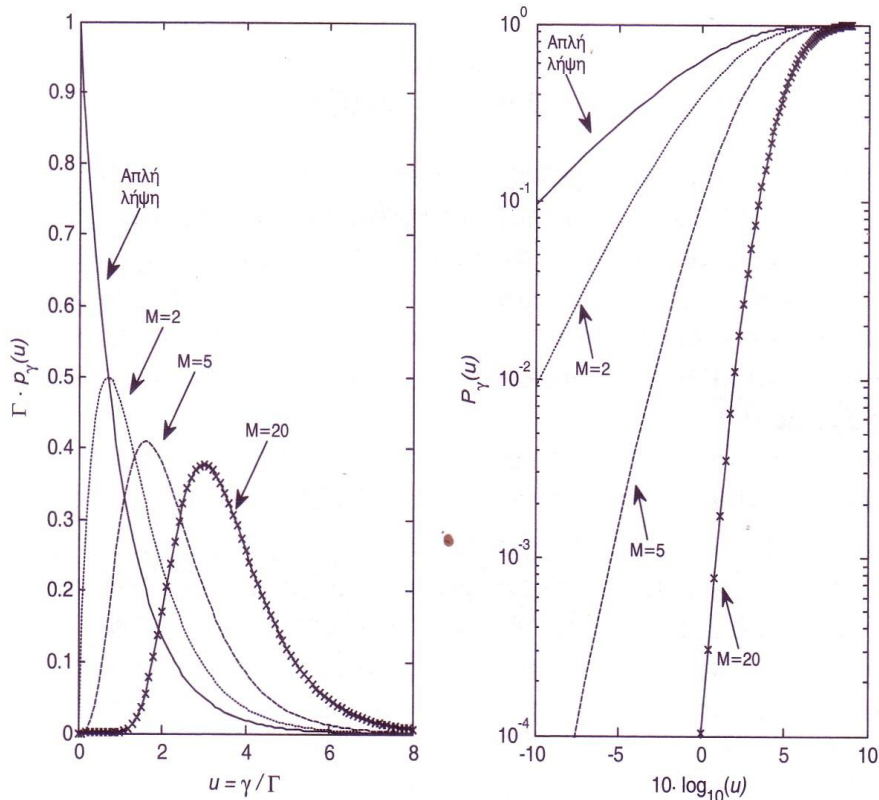
$$p_{\gamma_{SC}}(x) = \frac{M}{\Gamma} \cdot e^{-\frac{x}{\Gamma}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}}\right)^{M-1} \quad (5.6)$$

Ενώ η μέση τιμή του σηματοθορυβικού λόγου που προκύπτει με αυτή την τεχνική είναι

$$\overline{\gamma_{SC}} = \int_0^{\infty} x \cdot p_{\gamma_{SC}}(x) dx = \Gamma \cdot \sum_{i=1}^M \frac{1}{i} \quad (5.7)$$

Δηλαδή η **βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου σε σχέση με την απλή λήψη είναι** $\sum_{i=1}^M \frac{1}{i}$. Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζονται οι pdf και οι cdf κανονικοποιημένες

ως προς τη μέση τιμή Γ , για διάφορες τιμές του M . Η μεγαλύτερη βελτίωση παρατηρείται μεταξύ της απλής λήψης ($M=1$) και της διαφορικής λήψης με δύο κλάδους ($M=2$), ενώ όσο οι κλάδοι αυξάνονται, η βελτίωση είναι μικρότερη. Παρατηρούμε επίσης, ότι όσο αυξάνει το πλήθος των διαφορικών κλάδων M , η pdf τείνει να γίνει Gauss, δηλαδή ένας διάυλος Rayleigh με αργές διαλείψεις, μη επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα, με αυτή την τεχνική μετατρέπεται σε διάυλο AWGN (Additive White Gaussian Noise Channel, προσθετικό διάυλο λευκού θορύβου).

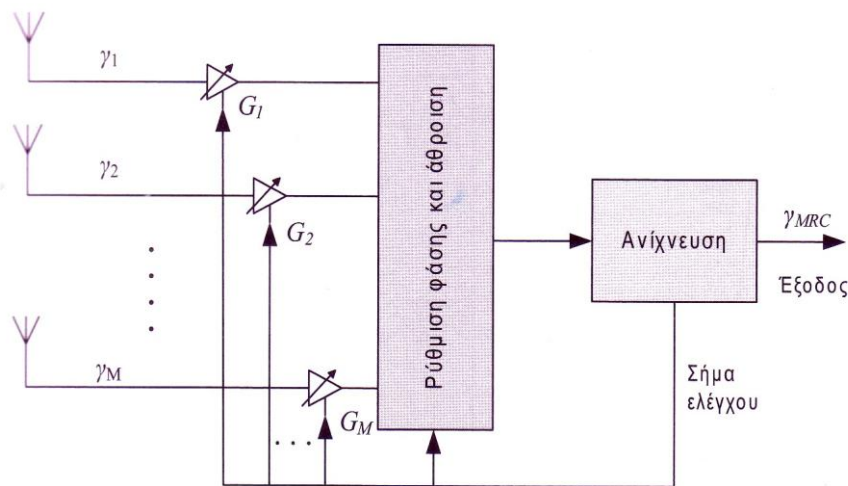


Σχήμα 51: Κατανομές pdf και cdf για SC, με μεταβλητό το M (αριθμός κλάδων)

Η τεχνική SC απαιτεί συνεχή μέτρηση του σηματοθορυβικού λόγου σε όλους τους κλάδους λήψης και, ίσως, συχνές αλλαγές κλάδου. Για συστήματα συνεχούς μετάδοσης είναι πρακτικά ανεφάρμοστη, γιατί εισάγει μεγάλη καθυστέρηση. Εναλλακτικά, μπορεί να επιλέγεται αρχικά ο κλάδος με το μεγαλύτερο σηματοθορυβικό λόγο και να εξακολουθεί να χρησιμοποιείται ο ίδιος, εφόσον το SNR παραμένει πάνω από μια καθορισμένη οριακή τιμή, ακόμα κι αν κάποιος άλλος κλάδος έχει υψηλότερο SNR. Αν στον κλάδο που χρησιμοποιείται, το SNR γίνει μικρότερο από το όριο, τότε «σαρώνονται» οι άλλοι κλάδοι μέχρι να βρεθεί κλάδος με αποδεκτό SNR. Το πλεονέκτημα της προσέγγισης αυτής είναι ακόμα ευκολότερη υλοποίηση.

5.3.2. Συνδυαστική μέγιστου λόγου (Maximal Ratio Combining- MRC)

Η τεχνική επιλογής SC που περιγράψαμε είναι απλή στην υλοποίηση αλλά όχι βέλτιστη, γιατί κάθε στιγμή χρησιμοποιείται μόνο ένας από τους διαφορετικούς κλάδους, ενώ δεν αξιοποιούνται τα σήματα που λαμβάνουν οι υπόλοιποι. Η βασική ιδέα της τεχνικής MRC είναι να **χρησιμοποιούνται ταυτόχρονα όλοι οι κλάδοι, με κατάλληλη ρύθμιση του πλάτους και της φάσης τους**, ώστε τελικά να επιτυγχάνεται η υψηλότερη τιμή του SNR. Το γενικό διάγραμμα υλοποίησης της τεχνικής MRC απεικονίζεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 52: Γενικό διάγραμμα υλοποίησης MRC

Αποδεικνύεται ότι, για να μεγιστοποιηθεί ο τελικός σηματοθρομβικός λόγος, το **πλάτος του συντελεστή G_i** πρέπει να είναι **ανάλογο με το σηματοθρομβικό λόγο** του αντίστοιχου κλάδου γ_i . Δηλαδή, όσο μεγαλύτερη τιμή έχει ο σηματοθρομβικός λόγος ενός κλάδου, τόσο μεγαλύτερη βαρύτητα έχει ο κλάδος αυτός. Οι φάσεις των μιγαδικών συντελεστών πρέπει να είναι τέτοιες, ώστε τελικά όλα τα σήματα να είναι **συμφασικά**. Αποδεικνύεται ότι η στιγμιαία τιμή του σηματοθρομβικού λόγου στην έξοδο είναι το άθροισμα των σηματοθρομβικών λόγων όλων των κλάδων

$$\gamma_{MRC} = \sum_{i=1}^M \gamma_i \quad (5.8)$$

Αν ο δίαυλος υποφέρει από διαλείψεις Rayleigh, αργές και μη επιλεκτικές ως προς τη συχνότητα, και η μέση τιμή των σηματοθρομβικών λόγων όλων των κλάδων είναι Γ ,

τότε η γ_{MRC} είναι το άθροισμα M ανεξάρτητων εκθετικά κατανομημένων τυχαίων μεταβλητών, άρα θα ακολουθεί κατανομή χ^2 , με μέση τιμή $\overline{\gamma_{MRC}} = M \Gamma$, τυπική απόκλιση $\Gamma/2$ και pdf

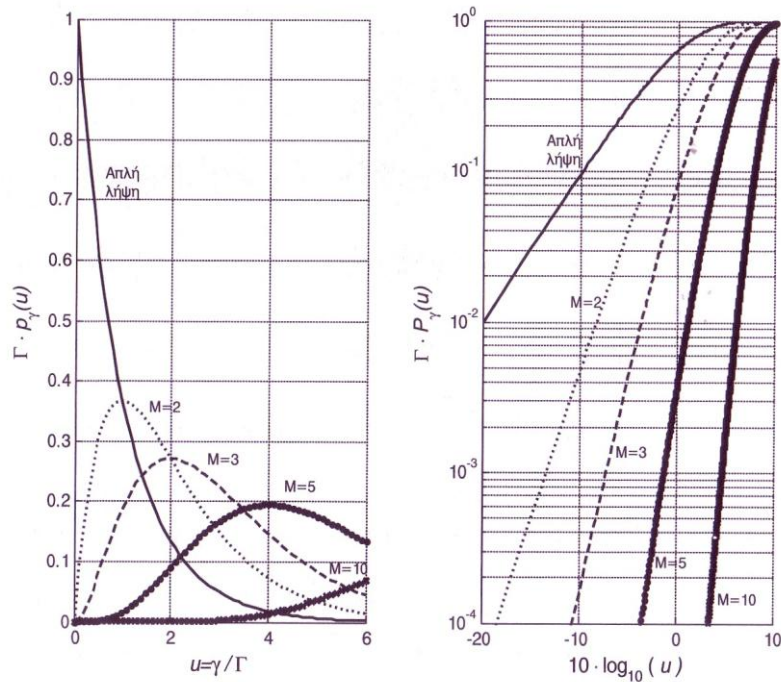
$$p_{\gamma_{MRC}}(x) = \frac{x^{M-1} \cdot e^{-x/\Gamma}}{\Gamma^M \cdot (M-1)!}, \quad x \geq 0 \quad (5.9)$$

Οπότε η cdf θα είναι

$$P_{\gamma_{MRC}}(x) = \Pr[\gamma_{MRC} \leq x] = \int_0^x p_{\gamma_{MRC}}(x) dx = 1 - e^{-\frac{x}{\Gamma}} \cdot \sum_{k=1}^M \frac{(x/\Gamma)^{k-1}}{(k-1)!} \quad (5.10)$$

Όπως φαίνεται από την εξίσωση (5.8), ακόμη και αν κανένας κλάδος δε δίνει αποδεκτή τιμή SNR, οπότε η οι προηγούμενες τεχνικές δεν αποδίδουν, με την MRC είναι δυνατό να πετύχουμε αποδεκτή τιμή SNR, αφού ο **τελικός σηματοθορυβικός λόγος είναι μεγαλύτερος από αυτόν οποιουδήποτε κλάδου**. Από όλες τις γραμμικές τεχνικές διαφορικής λήψης, η MRC έχει το **καλύτερο αποτέλεσμα** στην αντιμετώπιση των διαλείψεων.

Στα μειονεκτήματα της τεχνικής MRC συγκαταλέγεται η αυξημένη πολυπλοκότητα, αφού απαιτείται συνεχής μεταβολή των μιγαδικών βαρών, ώστε να εξασφαλίζεται ο βέλτιστος τελικός σηματοθορυβικός λόγος. Επιπλέον, λόγω των καθυστερήσεων που εισάγουν οι διαδικασίες των υπολογισμών αλλά και λόγω της μη ιδανικής συμπεριφοράς των κυκλωματικών στοιχείων, οι βέλτιστες τιμές των μιγαδικών συντελεστών δεν επιτυγχάνονται στην πράξη.



Σχήμα 53: Κατανομές pdf και cdf για MRC, με μεταβλητό το M (αριθμός κλάδων)

5.3.3. Συνδυαστική σταθερού κέρδους (Equal Gain Combining- EGC)

Η τεχνική αυτή είναι μια απλουστευμένη εκδοχή της MRC. Χρησιμοποιείται όταν δεν είναι εφικτή η ρύθμιση του πλάτους των βαρών στην MRC, οπότε **όλα τα πλάτη τίθενται ίσα**, αλλά οι φάσεις ρυθμίζονται κατάλληλα ώστε τα σήματα που αθροίζονται να είναι **συμφασικά**. Η επιτυγχανόμενη βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου είναι λίγο μικρότερη από αυτή που επιτυγχάνει η MRC.

Ας υποθέσουμε ότι στον κλάδο i η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος είναι r_i , ενώ σε όλους τους κλάδους η φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου είναι N_0 , τότε ο σηματοθορυβικός λόγος στην έξοδο θα είναι

$$\gamma_{EGC} = \frac{1}{M \cdot N_0} \cdot \left(\sum_{i=1}^M r_i \right)^2 \quad (5.11)$$

Γενικά, δε μπορεί να υπολογιστεί, σε κλειστή μορφή, η pdf του γ_{EGC} . Όμως, για δύο διαφορετικούς κλάδους ($M=2$) και με την προϋπόθεση πάντα ότι και στους δύο κλάδους η μέση τιμή του SNR είναι ίδια (Γ), αποδεικνύεται ότι η cdf είναι

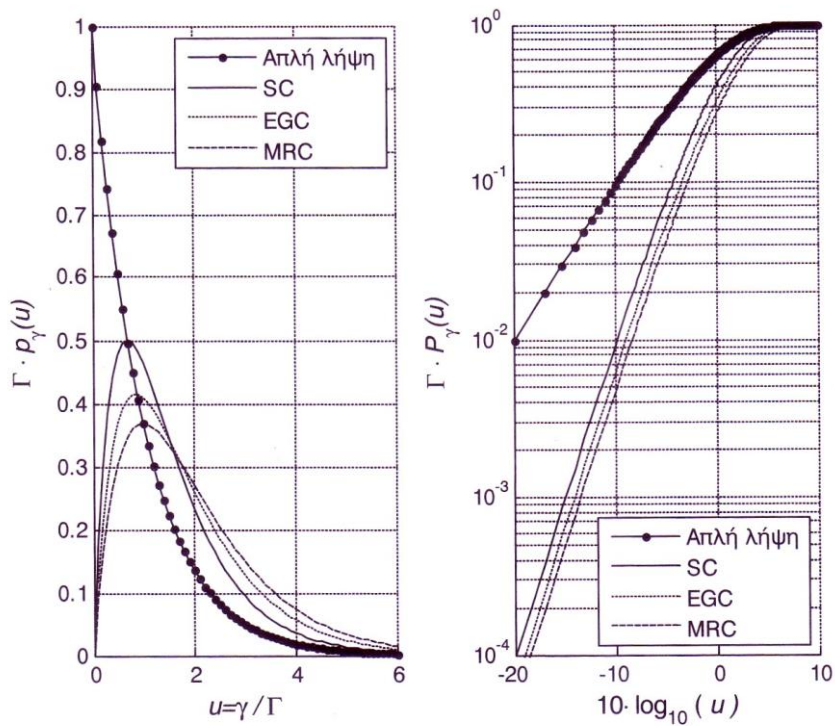
$$P_{\gamma EGC}(x) = 1 - e^{-2x/\Gamma} - \sqrt{\pi} \frac{x}{\Gamma} \cdot e^{-x/\Gamma} \cdot \left(1 - 2 \cdot Q\left(\sqrt{2\frac{x}{\Gamma}}\right) \right) \quad (5.12)$$

Και η pdf

$$p_{\gamma EGC}(x) = \frac{1}{\Gamma} \cdot e^{-2x/\Gamma} - \sqrt{\pi} \cdot e^{-x/\Gamma} \cdot \left[\frac{1}{2\sqrt{x \cdot \Gamma}} - \frac{1}{\Gamma} \right] \cdot \left[1 - Q\left(\sqrt{2\frac{x}{\Gamma}}\right) \right] \quad (5.13)$$

$$\text{Όπου } Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_z^{\infty} e^{-t^2/2} dt \quad (5.14)$$

Στο παρακάτω σχήμα απεικονίζονται οι pdf και cdf για ένα σύστημα με απλή λήψη και για διαφορετική λήψη δύο κλάδων με τεχνικές SC, EGC και MRC.



Σχήμα 54: Σύγκριση τεχνικών διαφορικής λήψης με απλή λήψη (κατανομές pdf και cdf)

5.4 ΑΠΟΔΟΣΗ ΣΥΝΔΥΑΣΤΙΚΩΝ ΤΕΧΝΙΚΩΝ ΔΙΑΦΟΡΙΚΗΣ ΛΗΨΗΣ Ν-ΚΛΑΔΩΝ ΣΕ ΣΥΣΧΕΤΙΣΜΕΝΟΥΣ ΛΟΓΑΡΙΘΜΟΚΑΝΟΝΙΚΟΥΣ ΔΙΑΥΛΟΥΣ

Στο σημείο αυτό παρουσιάζονται κάποιες νέες, γενικευμένες και ακριβείς εκφράσεις που έχουν προταθεί για την **πιθανότητα αποκοπής (outage probability)** Ν-κλάδων για τις τεχνικές MRC, EGC και SC για συσχετισμένους, διαφορετικά κατανομημένους λογαριθμοκανονικούς διαύλους [11]. Μέχρι τώρα υπάρχουν περιορισμένα αποτελέσματα για την πιθανότητα αποκοπής για διαφορική λήψη λογαριθμοκανονικών διαύλων. Οι εκφράσεις που χρησιμοποιούνται εδώ αποτελούνται από πολλαπλά ολοκληρώματα Ν-1 βαθμού.

Θεωρούμε έναν διαφορικό δέκτη όπου τα σήματα που λαμβάνονται από τους Ν κλάδους συνδυάζονται μέσω διαφορισμού μετά τη λήψη τους, δίνοντας **σηματοθορυβικό λόγο SNR** (Signal-to-Noise-Ratio) που δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\gamma_c = \begin{cases} \sum_{i=1}^N \gamma_i, & \text{για MRC} \\ \left(\sum_{i=1}^N \sqrt{\gamma_i} \right)^2 / N, & \text{για EGC} \\ \max(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_N), & \text{για SC} \end{cases} \quad (5.15)$$

Όπου γ_i είναι το SNR στον i-οστό κλάδο λήψης. Αυτές οι τυχαίες μεταβλητές ακολουθούν μια κοινή λογαριθμοκανονική συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (PDF) $f_{\gamma_1, \dots, \gamma_N}(\gamma_1, \dots, \gamma_N)$ που παράγεται χρησιμοποιώντας το μετασχηματισμό:

$$u_i = (\ln \gamma_i - \mu_i) / \sigma_i, \quad i = 1, 2, \dots, N \quad (5.16)$$

Στην κανονική PDF μηδενικής μέσης τιμής και μοναδιαίας τυπικής απόκλισης

$$f_{u_1, \dots, u_N}(u_1, \dots, u_N) = \frac{\exp\{-\mathbf{u}(\mathbf{C}_{1..N})^{-1}\mathbf{u}^T/2\}}{\sqrt{(2\pi)^N \det\{\mathbf{C}_{1..N}\}}} \quad (5.17)$$

Όπου $\mathbf{u} = [u_1 \ u_2 \ \dots \ u_N]^T$ και $\mathbf{C}_{1..N}$ είναι ο πίνακας συσχέτισης για τα u_1, \dots, u_N που αποτελείται από τους συντελεστές συσχέτισης ρ_{nij} , στη σειρά i και στήλη j και άσους στη διαγώνιο. Για την περίπτωση δύο κλάδων η κοινή λογαριθμοκανονική PDF δίνεται από τη σχέση:

$$f_{\gamma_1, \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2) = \frac{1}{2\pi\sigma_1\sigma_2\gamma_1\gamma_2\sqrt{1-\rho_n^2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2(1-\rho_n^2)} \left[\left(\frac{\ln \gamma_1 - \mu_1}{\sigma_1} \right)^2 + \left(\frac{\ln \gamma_2 - \mu_2}{\sigma_2} \right)^2 - 2\rho_n \left(\frac{\ln \gamma_1}{\sigma_1} \right) \left(\frac{\ln \gamma_2 - \mu_2}{\sigma_2} \right) \right] \right\} \quad (5.18)$$

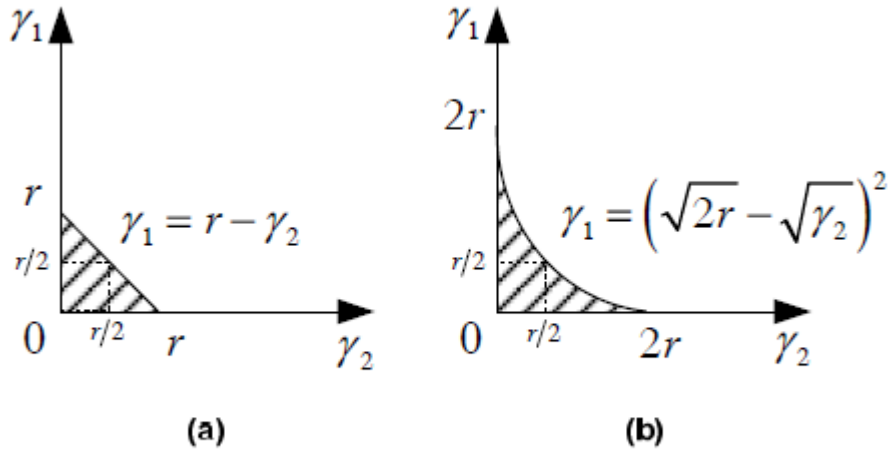
Όπου $\rho_n = \rho_{n12} = \rho_{n21}$ είναι ο συντελεστής συσχέτισης, ενώ η μέση τιμή και η τυπική απόκλιση εκφράζονται σε Neper ($1Np = 10/\ln(10)$ dB).

Η πιθανότητα αποκοπής για ένα δεδομένο κατώφλι r (σε γραμμική κλίμακα προσδιορίζεται ως εξής:

$$P_{out} = P(\gamma_c < r) \quad (5.19)$$

A. Πιθανότητα αποκοπής για MRC και EGC

Για την περίπτωση των MRC και EGC η πιθανότητα αποκοπής προσδιορίζεται από την γραμμοσκιασμένη περιοχή του διαγράμματος που ακολουθεί για ($N=2$).



Outage event for dual-branch a) MRC and b) EGC.

Σχήμα 55

Η πιθανότητα αποκοπής επομένως δίνεται από τη σχέση:

$$P_{out} = \int_0^{\gamma'_{i0}} \dots \int_0^{\gamma'_{N0}} f_{\gamma_1, \dots, \gamma_N}(\gamma_1, \dots, \gamma_N) d\gamma_N \dots d\gamma_i \dots d\gamma_1 \quad (5.20)$$

Όπου $\gamma'_{i0} = \gamma_{i0}(\gamma_1, \dots, \gamma_{i-1}, \dots, 0, \dots, 0)$ και $\gamma_{i0}(\gamma_1, \dots, \gamma_{i-1}, \gamma_{i+1}, \dots, \gamma_N)$ είναι η λύση της εξίσωσης $\gamma_c = r$, όπου το γ_c δίνεται από την (5.15). Χρησιμοποιώντας την (5.16) και το θεώρημα του Bayes η πιθανότητα εξόδου μετασχηματίζεται στην έκφραση (5.22).

B. Πιθανότητα αποκοπής για SC

Για την περίπτωση του SC, η πιθανότητα αποκοπής προκύπτει από το γεγονός ότι όλα τα γ_i , $i=1, \dots, N$ πέφτουν ταυτόχρονα κάτω από ένα συγκεκριμένο κατώφλι r , πχ $P((\gamma_1 < r) \cap \dots \cap (\gamma_N < r))$:

$$P_{out(SC)} = \int_0^{\gamma'_{i0}} \dots \int_0^{\gamma'_{N0}} f_{\gamma_1, \dots, \gamma_N}(\gamma_1, \dots, \gamma_N) d\gamma_N \dots d\gamma_1 \quad (5.21)$$

όπου $\gamma'_{i0} = r$ για $i = 1, \dots, N$. Χρησιμοποιώντας την (5.16) και το θεώρημα του Bayes η πιθανότητα εξόδου μετασχηματίζεται πάλι στην έκφραση (5.22)

C. Ενιαία έκφραση για την πιθανότητα αποκοπής

Μια γενικευμένη έκφραση για την πιθανότητα αποκοπής για MRC, EGC και SC διαφορισμό δίνεται από τη σχέση:

$$P_{out} = \int_{-\infty}^{D_1} \dots \int_{-\infty}^{D_{N-1}} f_{u_1 \dots u_{N-1}}(u_1, \dots, u_{N-1}) \left(1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{D_N - \mu'_N}{\sqrt{2}\sigma'_N} \right) \right) du_{N-1} \dots du_1 \quad (5.22)$$

Όπου $D_i = \ln \gamma'_{i0} - \mu_i / \sigma_i$ για $i = 1, \dots, N$, το γ'_{i0} είναι μια συνάρτηση των u_1, \dots, u_{i-1} όπως περιγράφηκε ήδη, η συνάρτηση $f_{u_1 \dots u_{N-1}}(u_1, \dots, u_{N-1})$ δίνεται από την (5.17) και (μ'_N, σ'_N) είναι οι παράμετροι της υποθετικής PDF $f_{u_N | u_1 \dots u_{N-1}}(u_1, \dots, u_N)$ που δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$\mu'_N = \left((C_{1 \dots N-1})^{-1} \rho_N \right)^T [u_1 \quad u_2 \quad \dots \quad u_{N-1}]^T \quad (5.23)$$

$$\sigma'_N = \left(1 - \rho_N^T (C_{1 \dots N-1})^{-1} \rho_N \right)^{1/2} \quad (5.24)$$

Όπου $\rho_N = [\rho_{n1N} \quad \rho_{n2N} \quad \dots \quad \rho_{n(N-1)N}]^T$. Η τελική έκφραση για το P_{out} αποτελείται από πολλαπλό ολοκλήρωμα τάξης N-1.

Η συνάρτηση για το P_{out} είναι συνεχής και οδηγεί σε γρήγορο υπολογισμό με σχετική ακρίβεια, ιδιαίτερα για μικρό αριθμό κλάδων

Για την περίπτωση που έχουμε δύο κλάδους ($N=2$) γίνεται:

$$P_{out} = \int_{-\infty}^{\ln \gamma'_{10} - \mu_1} f_{u_1}(u_1) \left(1 - \frac{\operatorname{erfc} \left(\frac{D_2 - \rho_n u_1}{\sqrt{2}(1 - \rho_n^2)} \right)}{2} \right) du_1 \quad (5.25)$$

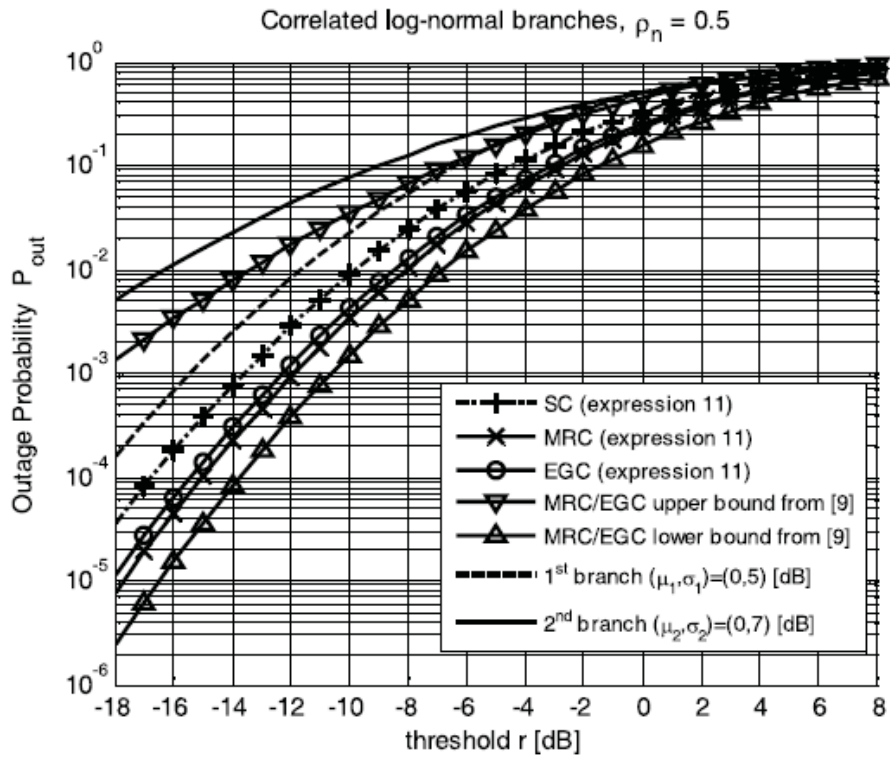
Όπου $\gamma'_{10} = r$ για MRC/SC και $2r$ για EGC, $f_{u_1}(u_1) = e^{-u_1^2/2} / \sqrt{2\pi}$ είναι η κανονική PDF και

$$D_2 = \left\{ \begin{array}{l} (\ln(r - e^{\sigma_1 u_1 + \mu_1}) / \sigma_2, \text{ για } MRC \\ \left(2 \ln \left(\sqrt{2r} - e^{\frac{\sigma_1 u_1 + \mu_1}{2}} \right) - \mu_2 \right) / \sigma_2, \text{ για } EGC \\ (\ln r - \mu_2) / \sigma_2, \text{ για } SC \end{array} \right\} \quad (5.26)$$

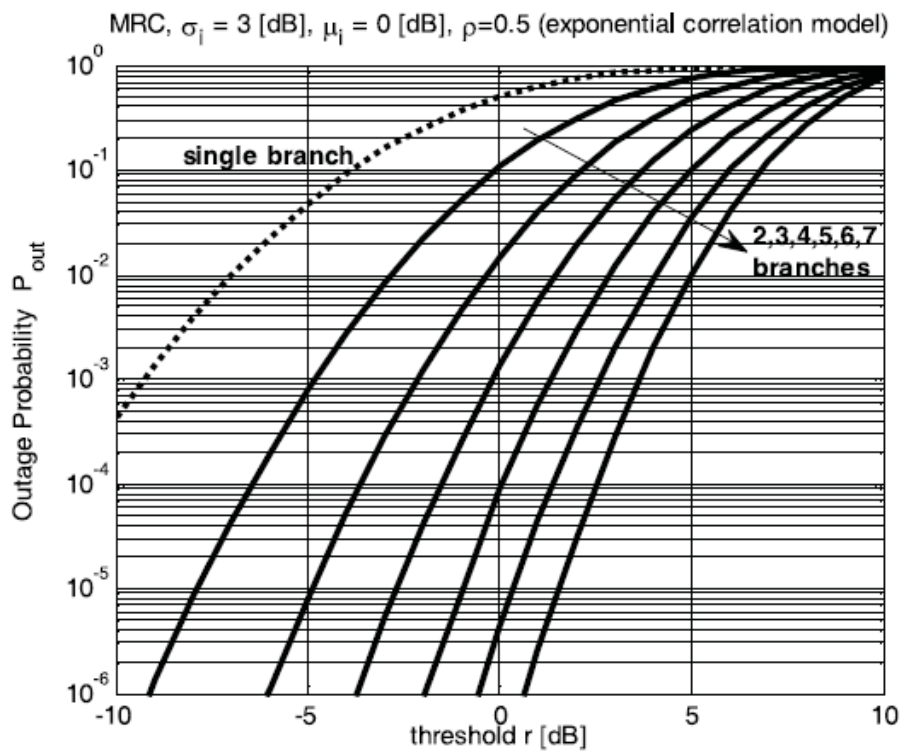
Στο εσωτερικό του ολοκληρώματος που χρειάζεται για τον υπολογισμό του P_{out} για την περίπτωση των δύο κλάδων έχουμε μια γνησίως μονότονη, συνεχή και θετική συνάρτηση, την $f_{u_1}(u_1)$ και μια αύξουσα συνάρτηση από 0 έως 1. Αποδεικνύεται ότι η σχέση συγκλίνει τόσο γρήγορα όσο η $\int_{-\infty}^{D_1} f_{u_1}(u_1) du_1 = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{D_1}{\sqrt{2}} \right)$ διότι αυτό το ολοκλήρωμα συγκλίνει τόσο γρήγορα όσο μια έκφραση δυναμοσειράς.

Στα παρακάτω διαγράμματα ελέγχονται αριθμητικά οι παραπάνω εκφράσεις. Στο πρώτο διάγραμμα φαίνεται πως το **MRC δύο κλάδων λειτουργεί λίγο καλύτερα από το EGC**, πράγμα αναμενόμενο, διότι το εμβαδό του χωρίου για το EGC, το οποίο ισούται με την πιθανότητα αποκοπής είναι μεγαλύτερο από το αντίστοιχο του MRC. Η SC τεχνική είναι λιγότερο αποδοτική.

Το δεύτερο διάγραμμα δείχνει την **επίδραση του αριθμού των κλάδων** στην απόδοση του MRC. Οι κλάδοι διαφορισμού θεωρούνται πανομοιότυπα κατανομημένοι, ενώ η συσχέτισή τους ακολουθεί το εκθετικό μοντέλο, δηλαδή ο πίνακας συσχέτισης αποτελείται από $\rho_{n_j} = \rho^{|i-j|}$. Η πιθανότητα αποκοπής προφανώς μειώνεται με την αύξηση του αριθμού των κλάδων. Βλέπουμε όμως, ότι αυξάνοντας τον αριθμό των κλάδων, η βελτίωση της απόδοσης είναι όλο και μικρότερη.



Σχήμα 56: Πιθανότητες αποκοπής για MRC, EGC, SC



Σχήμα 57: Πιθανότητες αποκοπής για MRC με διαφορετικό αριθμό κλάδων

5.5 ΛΟΓΑΡΙΘΜΟΚΑΝΟΝΙΚΟΙ ΔΙΑΥΛΟΙ ΔΙΑΦΟΡΙΣΜΟΥ ΔΥΟ ΣΥΣΧΕΤΙΣΜΕΝΩΝ ΚΛΑΔΩΝ

5.5.1 ΜΕΤΡΑ ΤΗΣ ΑΠΟΔΟΣΗΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΜΟΥ

Όσον αφορά τα συστήματα επικοινωνίας όπου εφαρμόζονται συνδυαστικές τεχνικές διαφορισμού, έχουν εξεταστεί στη βιβλιογραφία αρκετά διαφορετικά **μέτρα της απόδοσης**, όπως το **SNR** (σηματοθορυβικός λόγος, signal-to-noise ratio) και το **BER** (ο αριθμός των λαθών μέσα στη ροή των bit, bit error rate) [12]. Από αυτά τα δύο, το μέσο BER είναι εκείνο που αποκαλύπτει τα περισσότερα για τη συμπεριφορά του συστήματος και το πιο συχνά συναντώμενο σε συγγράματα που μελετούν την απόδοση συστήματος. Ωστόσο, το μέσο BER είναι το πιο δύσκολο από τα δύο στο να υπολογιστεί αναλυτικά (με στατιστικούς υπολογισμούς πάνω στη μη γραμμική συνάρτηση του στιγμιαίου SNR εξόδου). Αντιθέτως, το στιγμιαίο SNR εξόδου είναι γενικά πιο εύκολο να βρεθεί, εφόσον απαιτεί τιμή του SNR εξόδου μόνο για την πρώτη χρονική στιγμή. Το SNR όμως σαν κριτήριο απόδοσης δεν αντικατοπτρίζει όλα τα πλεονεκτήματα του διαφορισμού. Διότι, αν το πλεονέκτημα του διαφορισμού περιοριζόταν απλά σε ένα κέρδος στο SNR, αυτό θα μπορούσε να επιτευχθεί αυξάνοντας απλά την ισχύ του πομπού. Μεγαλύτερη σημασία έχει η ικανότητα των συστημάτων διαφορισμού **να μειώσουν την εξασθένιση, τις αυξομειώσεις ή ισοδύναμα σε στατιστικούς όρους να μειώσουν τη διακύμανση** της περιβάλλουσας του σήματος, πράγμα που δεν μπορεί απλά να επιτευχθεί αυξάνοντας την ισχύ του πομπού. Για να μελετήσουμε επομένως και τα υπόλοιπα πλεονεκτήματα του διαφορισμού πρέπει να βρούμε και άλλα κριτήρια για την απόδοση, τα οποία λαμβάνουν υπόψη και επόμενες χρονικές στιγμές του SNR εξόδου.

Ο Charash εισήγαγε την έννοια του **ποσού εξασθένισης AF (amount of fading)** ως ενιαίο μέτρο της εξασθένισης για ένα μοντέλο διαύλου. Σε όρους συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας (pdf), που σχετίζονται με το στιγμιαίο SNR γ , το AF ισούται με:

$$AF = \frac{E[\gamma^2] - (E[\gamma])^2}{(E[\gamma])^2} \quad (5.27)$$

Το AF βρίσκεται ανάμεσα στα άλλα δύο μέτρα απόδοσης (BER και SNR), τόσο από τη σκοπιά της απλότητας υπολογισμού, όσο και από τη σκοπιά της σημασίας του στην περιγραφή της εξασθένησης και της επίδρασης της εξασθένησης στην απόδοση των συστημάτων διαφορισμού.

Ενώ πολλή προσοχή έχει δοθεί στη μελέτη του BER σε συστήματα διαφορισμού παρουσία εξασθένησης Rayleigh, Rice και Nakagami-m, η βιβλιογραφία είναι σχετικά περιορισμένη στην ανάλυση λογαριθμοκανονικών καναλιών, παρά το γεγονός ότι η **λογαριθμοκανονική κατανομή** αποδεικνύεται συχνά **η πιο κατάλληλη pdf** για να περιγράψει εμπειρικά διαύλους εξασθένησης. Αυτό ισχύει ειδικά για διάδοση σε περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου, όπου τερματικά χαμηλής κινητικότητας πρέπει να στηριχτούν μακροσκοπικά στο διαφορισμό για να ξεπεράσουν τη σκίαση λόγω εσωτερικών εμποδίων και κινούμενων ανθρώπινων σωμάτων. Μάλιστα, σε τέτοιου είδους αργά μεταβαλλόμενους διαύλους, συνυπάρχουν εξασθενίσεις μικρής και μεγάλης κλίμακας με αποτέλεσμα οι λογαριθμοκανονικές στατιστικές τείνουν να κυριαρχήσουν και να περιγράψουν με ακρίβεια την κατανομή του κέρδους διάδοσης στο δίαυλο. Ένας λόγος που τα λογαριθμοκανονικά κανάλια δεν έχουν μελετηθεί τόσο πολύ είναι ότι σε αντίθεση με τα Rayleigh, Rice και Nakagami-m περιβάλλοντα, είναι αδύνατο ορίσουμε μια ακριβή και απλή έκφραση για τη ροπογεννήτρια συνάρτηση (moment generating function- MGF) του συνδυασμένου SNR εξόδου, γιατί εμπλέκεται λογαριθμοκανονική μεταβλητή στους υπολογισμούς.

5.5.2 ΜΟΝΤΕΛΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΚΑΙ ΔΙΑΥΛΩΝ

Θεωρούμε ένα σύστημα διαφορισμού δύο κλάδων πάνω σε δύο συσχετισμένους, όχι απαραίτητα όμοια κατανομημένους διαύλους εξασθένησης. Κάτω από αυτές τις συνθήκες, τα στιγμιαία SNRs του πρώτου και δεύτερου κλάδου ακολουθούν λογαριθμοκανονική pdf που δίνεται από

$$p_{\gamma_i}(\gamma_i) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi\sigma_i\gamma_i}} \exp\left[-\frac{(10\log_{10}\gamma_i - \mu_i)^2}{2\sigma_i^2}\right], i=1,2 \quad (5.28)$$

Όπου $\xi=10/\ln 10=4,3429$, μ_i (σε decibels) είναι η μέση τιμή του $10\log_{10}\gamma_i$ και σ_i (σε decibels) είναι η τυπική απόκλιση του $10\log_{10}\gamma_i$. Η αντίστοιχη αθροιστική συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (cdf) δίνεται από:

$$P_{\gamma_i}(\gamma_i) = Q\left(\frac{\mu_i - 10\log_{10}\gamma_i}{\sigma_i}\right), \quad i=1,2, \gamma_i \geq 0 \quad (5.29)$$

Όπου Q είναι η γκαουσιανή συνάρτηση:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2/2} du \quad (5.30)$$

Επιπλέον το μέσο SNR του i-στού κλάδου $\bar{\gamma}_i = E[\gamma_i]$, $i=1,2$, δίνεται από

$$\bar{\gamma}_i = \exp\left(\frac{\mu_i}{\xi} + \frac{\sigma_i^2}{2\xi^2}\right) \quad (5.31)$$

Και γενικότερα για τη n-στη χρονική στιγμή δίνεται από $E\{\gamma_i^n\} = \exp\left(\frac{n\mu_i}{\xi} + \frac{n^2\sigma_i^2}{2\xi^2}\right)$

(5.32)

παράγοντας ένα AF:

$$AF = \exp\left(\frac{\sigma_i^2}{\xi^2}\right) - 1 \quad (5.33)$$

Για να μοντελοποιήσουμε τη συσχέτιση μεταξύ δύο κλάδων διαφορισμού, θεωρούμε κοινό λογαριθμοκανονικό pdf που δίνεται από την παρακάτω σχέση, όπου ρ είναι ο συντελεστής συσχέτισης, που παίρνει τιμές μεταξύ -1 και 1. Όταν $\rho=0$, τα δύο μονοπάτια είναι ασυσχέτιστα. Από την άλλη, όταν υπάρχει θετική συσχέτιση ($0 < \rho \leq 1$), εάν το ένα μονοπάτι είναι ισχυρό, είναι πιθανό ότι και το άλλο μονοπάτι είναι επίσης ισχυρό και το αντίστροφο. Τέλος, όταν υπάρχει αρνητική συσχέτιση ($-1 \leq \rho < 0$), εάν το ένα μονοπάτι είναι ασθενές, είναι πιθανό ότι το άλλο θα είναι ισχυρό και το αντίστροφο.

$$P_{\gamma_1\gamma_2}(\gamma_1, \gamma_2) = \frac{\xi^2}{2\pi\sigma_1\sigma_2\sqrt{1-\rho^2}} \exp\left\{-\frac{1}{1-\rho^2}\left[\frac{(10\log_{10}\gamma_1 - \mu_1)^2}{2\sigma_1^2} + \frac{(10\log_{10}\gamma_2 - \mu_2)^2}{2\sigma_2^2} - 2\rho\left(\frac{10\log_{10}\gamma_1 - \mu_1}{\sqrt{2}\sigma_1}\right)\left(\frac{10\log_{10}\gamma_2 - \mu_2}{\sqrt{2}\sigma_2}\right)\right]\right\}$$

όπου $\gamma_1 \geq 0, \gamma_2 \geq 0$ (5.34)

5.5.3 MRC

Το συνδυασμένο SNR στην έξοδο ενός δέκτη MRC δύο κλάδων δίνεται από τη σχέση

$$\gamma_{MRC} = \gamma_1 + \gamma_2 \quad (5.35)$$

5.5.3.1 Χρονικές στιγμές του SNR εξόδου

Η n-στη χρονική στιγμή του SNR εξόδου δίνεται από

$$E[\gamma_{MRC}^n] = E[(\gamma_1 + \gamma_2)^n] \quad (5.36)$$

Χρησιμοποιώντας το διωνυμικό ανάπτυγμα, μπορεί να γραφτεί ως εξής

$$E[\gamma_{MRC}^n] = E\left[\sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \gamma_1^k \gamma_2^{n-k}\right] = \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} E[\gamma_1^k \gamma_2^{n-k}] \quad (5.37)$$

Χρησιμοποιώντας την κοινή pdf (5.34) μπορεί να αποδειχτεί μετά από πράξεις ότι το

$E[\gamma_1^k \gamma_2^{n-k}]$ έχει την παρακάτω απλή κλειστή έκφραση:

$$E[\gamma_1^k \gamma_2^{n-k}] = \exp\left(\frac{k\mu_1 + (n-k)\mu_2}{\xi} + \frac{k^2\sigma_1^2 + (n-k)^2\sigma_2^2 + 2\rho k(n-k)\sigma_1\sigma_2}{2\xi^2}\right) \quad (5.38)$$

Συνδυάζοντας τις δύο προηγούμενες εξισώσεις αποδεικνύεται ότι οι χρονικές στιγμές στο MCR δίνονται από τη σχέση:

$$E[\gamma_{MRC}^n] = \sum_{k=0}^n \binom{n}{k} \exp\left(\frac{k\mu_1 + (n-k)\mu_2}{\xi} + \frac{k^2\sigma_1^2 + (n-k)^2\sigma_2^2 + 2\rho k(n-k)\sigma_1\sigma_2}{2\xi^2}\right)$$

(5.39)

Α) Μέσο SNR εξόδου: Το μέσο συνδυασμένο SNR $\bar{\gamma}_{MRC}$ δίνεται θέτοντας n=1 στην προηγούμενη εξίσωση και προκύπτει:

$$\bar{\gamma}_{MRC} = \exp\left(\frac{\mu_1}{\xi} + \frac{\sigma_1^2}{2\xi^2}\right) + \exp\left(\frac{\mu_2}{\xi} + \frac{\sigma_2^2}{2\xi^2}\right) = \bar{\gamma}_1 + \bar{\gamma}_2 \quad (5.40)$$

Όπως είναι αναμενόμενο από την (5.5.9) είναι ανεξάρτητο από τη συσχέτιση της εξασθένισης των δύο κλάδων διαφορισμού. Στην περίπτωση πανομοιότυπων κατανομών εξασθένισης στους δύο κλάδους η έκφραση γίνεται:

$$\bar{\gamma}_{MRC} = 2 \exp\left(\frac{\mu}{\xi} + \frac{\sigma^2}{2\xi^2}\right) = 2\bar{\gamma} \quad (5.41)$$

B) Ποσό εξασθένισης (AF)

Η δεύτερη χρονική στιγμή του συνδυασμένου SNR στην έξοδο MRC μπορεί να βρεθεί επίσης θέτοντας $n=2$ στην (5.39). Χρησιμοποιώντας αυτό το αποτέλεσμα το AF στην MRC έξοδο μπορεί να γραφτεί όπως φαίνεται για τη γενική περίπτωση συνδυασμένων, όχι απαραίτητα όμοια κατανομημένων κλάδων.

$$AF_{MRC} = \frac{E\{(\gamma_1 + \gamma_2)^2\}}{(\bar{\gamma}_1 + \bar{\gamma}_2)^2} - 1 = \frac{\exp\left[2\left(\frac{\mu_1}{\xi} + \frac{\sigma_1^2}{\xi^2}\right)\right] + \exp\left[2\left(\frac{\mu_2}{\xi} + \frac{\sigma_2^2}{\xi^2}\right)\right] + 2 \exp\left(\frac{\mu_1 + \mu_2}{\xi} + \frac{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 + 2\rho\sigma_1\sigma_2}{2\xi^2}\right)}{\left[\exp\left(\frac{\mu_1}{\xi} + \frac{\sigma_1^2}{2\xi^2}\right) + \exp\left(\frac{\mu_2}{\xi} + \frac{\sigma_2^2}{2\xi^2}\right)\right]^2} - 1 \quad (5.42)$$

Για την περίπτωση που οι κατανομές είναι **πανομοιότυπες**, δηλαδή $\mu_1 = \mu_2$ και $\sigma_1 = \sigma_2$ απλουστεύεται στην:

$$AF_{MRC} = \frac{\exp\left(\frac{\sigma^2}{\xi^2}\right) + \exp\left(\frac{\rho\sigma^2}{\xi^2}\right) - 2}{2} \quad (5.43)$$

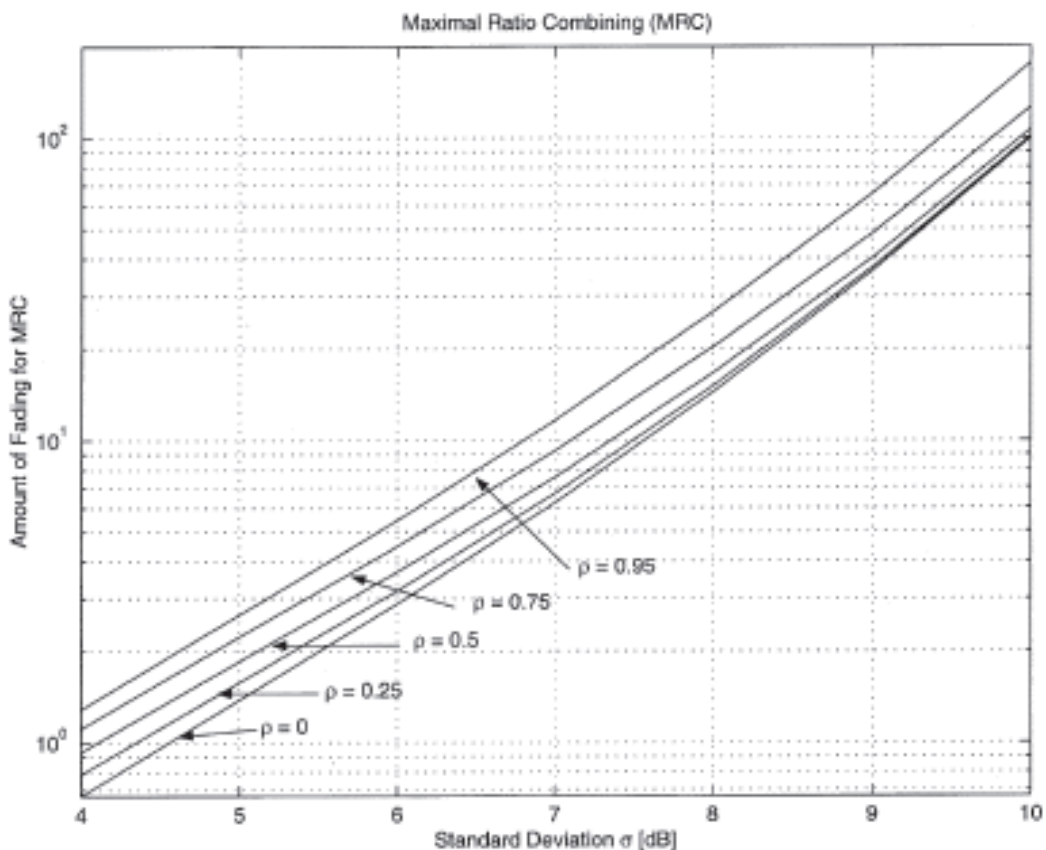
Από την άλλη, για την περίπτωση **ασυσχέτιστων και ανόμοιων** κατανομών η (5.42) μας δίνει την:

$$AF_{MRC} = \frac{\exp\left[2\left(\frac{\mu_1}{\xi} + \frac{\sigma_1^2}{\xi^2}\right)\right] + \exp\left[2\left(\frac{\mu_2}{\xi} + \frac{\sigma_2^2}{\xi^2}\right)\right] + 2 \exp\left(\frac{\mu_1 + \mu_2}{\xi} + \frac{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}{2\xi^2}\right)}{\left[\exp\left(\frac{\mu_1}{\xi} + \frac{\sigma_1^2}{2\xi^2}\right) + \exp\left(\frac{\mu_2}{\xi} + \frac{\sigma_2^2}{2\xi^2}\right)\right]^2} - 1 \quad (5.44)$$

Οι (5.43) και (5.44) για την περίπτωση **ανεξάρτητων και πανομοιότυπα κατανομημένων κλάδων (independent and identically distributed- i.i.d.)** όπου $\rho=0$, $\mu_1 = \mu_2$ και $\sigma_1 = \sigma_2$ απλουστεύονται στην:

$$AF_{MRC} = \frac{\exp\left(\frac{\sigma^2}{\xi^2}\right) - 1}{2} \quad (5.45)$$

Επομένως, στην περίπτωση i.i.d. το MRC δύο κλάδων μειώνει το AF κατά ένα παράγοντα του 2 για έναν απλό δίαυλο λογαριθμοκανονικής εξασθένησης (χωρίς διαφορισμό). Γενικότερα, μπορεί ναδειχτεί ότι στην περίπτωση i.i.d. το MRC L κλάδων μειώνει το AF κατά ένα παράγοντα του L για έναν απλό δίαυλο λογαριθμοκανονικής εξασθένησης. Το παρακάτω διάγραμμα δείχνει το ποσό εξασθένησης του MRC ως προς την τυπική απόκλιση της εξασθένησης για διάφορες τιμές του συντελεστή συσχέτισης. Για μικρές τιμές του συντελεστή συσχέτισης η επίδραση της συσχέτισης είναι πιο έντονη για χαμηλές τιμές της τυπικής απόκλισης. Αντίθετα, για **μεγαλύτερες τιμές του συντελεστή εξασθένησης, η αύξηση του AF είναι εξίσου σημαντική σε όλο το εύρος της τυπικής απόκλισης.**



Σχήμα 58: Ποσό εξασθένησης (AF) σε συνάρτηση με την τυπική απόκλιση για MRC

5.5.3.2 Πιθανότητα αποκοπής (outage probability)

Η πιθανότητα αποκοπής P_{out}^{MRC} MRC διπλού κλάδου είναι η πιθανότητα το γ_{MRC} να πέφτει κάτω από ένα προκαθορισμένο κατώφλι γ_{th} ,

$$P_{out}^{MRC} = P[\gamma_{MRC} = \gamma_1 + \gamma_2 \leq \gamma_{th}] \quad (5.46)$$

Δυστυχώς, δεν είναι γνωστή κάποια ακριβής έκφραση για να περιγράψει την κατανομή του αθροίσματος των συσχετισμένων (ή ασυσχέτιστων) τυχαίων λογαριθμοκανονικών μεταβλητών. Ένας τρόπος που χρησιμοποιούμε εδώ για να παρακάμψουμε τη δυσκολία είναι τοποθετώντας άνω και κάτω όρια στο cdf του αθροίσματος των μεταβλητών. Συγκεκριμένα, με δεδομένο ότι

$$\gamma_1 + \gamma_2 \leq 2\gamma_{\max} \quad \text{και} \quad \gamma_1 + \gamma_2 \geq 2\gamma_{\min}, \quad \text{όπου} \quad \gamma_{\max} = \max(\gamma_1, \gamma_2) \quad \text{και}$$

$\gamma_{\min} = \min(\gamma_1, \gamma_2)$. Το P_{out}^{MRC} όπως δίνεται από την (5.46) είναι στα όρια:

$$P_{\gamma_{\max}}\left(\frac{\gamma_{th}}{2}\right) \leq P_{out}^{MRC} \leq P_{\gamma_{\min}}\left(\frac{\gamma_{th}}{2}\right) \quad (5.47)$$

Όπου $P_{\gamma_{\max}}(\cdot)$ και $P_{\gamma_{\min}}(\cdot)$ είναι τα cdf των γ_{\max} και γ_{\min} αντίστοιχα.

5.5.3.3 Επέκταση για συνδυαστική ίσου κέρδους (EGC)

Για EGC δύο κλάδων, το SNR εξόδου δίνεται από:

$$\gamma_{EGC} = \frac{1}{2}(\sqrt{\gamma_1} + \sqrt{\gamma_2})^2 \quad (5.48)$$

Εφόσον οι τυχαίες μεταβλητές γ_1 και γ_2 είναι λογαριθμοκανονικές με λογαριθμική μέση τιμή $\mu_i/2$ και λογαριθμική τυπική απόκλιση $\sigma_i/2$ οι σχέσεις (5.37) και (5.38) μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να βγάλουμε εκφράσεις για το μέσο συνδυασμένο SNR και AF για την έξοδο του EGC. Ακολουθώντας τη διαδικασία που ακολουθήσαμε και στο 5.5.3.2 αποδεικνύεται εύκολα ότι η πιθανότητα αποκοπής του EGC οριοθετείται:

$$P_{\sqrt{\gamma_{\max}}}\left(\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{2}}\right) \leq P_{out}^{EGC} \leq P_{\sqrt{\gamma_{\min}}}\left(\sqrt{\frac{\gamma_{th}}{2}}\right) \quad (5.49)$$

Όπου $P_{\sqrt{\gamma_{\max}}}(\cdot)$ και $P_{\sqrt{\gamma_{\min}}}(\cdot)$ είναι τα cdf των $\sqrt{\gamma_{\max}}$ και $\sqrt{\gamma_{\min}}$ αντίστοιχα. Αποδεικνύεται ότι

$$P_{\gamma_{\max}}\left(\frac{\gamma_{th}}{2}\right) \leq P_{out}^{EGC} \leq P_{\gamma_{\min}}\left(\frac{\gamma_{th}}{2}\right) \quad (5.50)$$

Πράγμα που σημαίνει ότι στη συγκεκριμένη περίπτωση οι EGC και MRC προσφέρουν συγκρίσιμα κέρδη διαφορισμού, που όμως δεν είναι σημαντικά.

5.5.4 SC

Το SNR γ_{SC} στην έξοδο ενός διαφορικού δέκτη SC δύο κλάδων είναι:

$$\gamma_{SC} = \max(\gamma_1, \gamma_2) \quad (5.51)$$

Επομένως η pdf του γ_{SC} εκφράζεται με βάση την κοινή pdf των γ_1, γ_2 :

$$p_{\gamma_{SC}}(\gamma_{SC}) = \int_0^{\gamma_{SC}} p_{\gamma_1, \gamma_2}(\gamma_{SC}, \gamma_2) d\gamma_2 + \int_0^{\gamma_{SC}} p_{\gamma_1, \gamma_2}(\gamma_1, \gamma_{SC}) d\gamma_1 \quad (5.52)$$

Αντικαθιστώντας την (5.34) στην (5.52) και χρησιμοποιώντας την αλλαγή μεταβλητής $u_i = 10 \log_{10}(\gamma_i - \mu_i) / (\sqrt{2}\sigma_i)$, $i=1,2$ μετά από υπολογισμούς και με τη βοήθεια της εξίσωσης

$$\int \exp[-(ax^2 + bx + c)] = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi}{a}} \exp\left(\frac{b^2 - ac}{a}\right) \times \left[1 - 2Q\left(\sqrt{2ax} + \sqrt{\frac{2}{a}b}\right) \right], \quad a \neq 0 \quad (5.53)$$

Έχουμε:

$$\begin{aligned}
P_{\gamma_{sc}}(\gamma_{sc}) &= \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_1\gamma_{sc}} \exp\left(-\frac{(10\log_{10}(\gamma_{sc})-\mu_1)^2}{2\sigma_1^2}\right) \\
&\times \left(1-Q\left(\left(\frac{1}{\sqrt{1-\rho^2}\sigma_2}-\frac{\rho}{\sqrt{1-\rho^2}\sigma_1}\right)10\log_{10}(\gamma_{sc})-\frac{\mu_2}{\sqrt{1-\rho^2}\sigma_2}+\frac{\rho\mu_1}{\sqrt{1-\rho^2}\sigma_1}\right)\right) \\
&+ \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_2\gamma_{sc}} \exp\left(-\frac{(10\log_{10}(\gamma_{sc})-\mu_2)^2}{2\sigma_2^2}\right) \\
&\times \left(1-Q\left(\left(\frac{1}{\sqrt{1-\rho^2}\sigma_1}-\frac{\rho}{\sqrt{1-\rho^2}\sigma_2}\right)10\log_{10}(\gamma_{sc})-\frac{\mu_1}{\sqrt{1-\rho^2}\sigma_1}+\frac{\rho\mu_2}{\sqrt{1-\rho^2}\sigma_2}\right)\right)
\end{aligned}
\tag{5.54}$$

5.5.4.1 Χρονικές στιγμές του SNR εξόδου

Η n-στη χρονική στιγμή του SNR εξόδου δίνεται από τη σχέση:

$$E[\gamma_{sc}^n] = \int_0^\infty \gamma_{sc}^n P_{\gamma_{sc}}(\gamma_{sc}) d\gamma_{sc} \tag{5.55}$$

Αντικαθιστώντας την (5.54) στην (5.55) και μετά θέτοντας

$x = \frac{(10\log_{10}(\gamma_{sc})-\mu_1)}{(\sqrt{2}\sigma_1)}$ στο πρώτο ολοκλήρωμα και

$x = \frac{(10\log_{10}(\gamma_{sc})-\mu_2)}{(\sqrt{2}\sigma_2)}$ στο δεύτερο παίρνουμε μετά από απλοποίηση

τη n-στη χρονική στιγμή του γ_{sc} ως εξής:

$$\begin{aligned}
E[\gamma_{sc}^n] &= \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{\sigma_2}{\sigma_1} \frac{\sqrt{1-\rho^2}}{\left|1-\frac{\rho\sigma_2}{\sigma_1}\right|} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(f(x)) Q(-\sqrt{2}x) dx \\
&+ \frac{1}{\sqrt{\pi}} \frac{\sigma_1}{\sigma_2} \frac{\sqrt{1-\rho^2}}{\left|1-\frac{\rho\sigma_1}{\sigma_2}\right|} \int_{-\infty}^{\infty} \exp(g(x)) Q(-\sqrt{2}x) dx
\end{aligned}
\tag{5.56}$$

Όπου

$$\begin{aligned}
 f(x) &= - \left(\frac{\sigma_2 \sqrt{1-\rho^2}}{\sigma_1 \left(1 - \frac{\rho\sigma_2}{\sigma_1}\right)} \right)^2 \left(x + \frac{\mu_2 - \mu_1}{\sqrt{2}\sigma_2 \sqrt{1-\rho^2}} \right)^2 + n \frac{\sqrt{2}\sigma_2 \sqrt{1-\rho^2} x + \mu_2 - \mu_1 \frac{\rho\sigma_2}{\sigma_1}}{\xi \left(1 - \frac{\rho\sigma_2}{\sigma_1}\right)} \\
 g(x) &= - \left(\frac{\sigma_1 \sqrt{1-\rho^2}}{\sigma_2 \left(1 - \frac{\rho\sigma_1}{\sigma_2}\right)} \right)^2 \left(x + \frac{\mu_1 - \mu_2}{\sqrt{2}\sigma_1 \sqrt{1-\rho^2}} \right)^2 + n \frac{\sqrt{2}\sigma_1 \sqrt{1-\rho^2} x + \mu_1 - \mu_2 \frac{\rho\sigma_1}{\sigma_2}}{\xi \left(1 - \frac{\rho\sigma_1}{\sigma_2}\right)}
 \end{aligned}
 \tag{5.57}$$

Με πράξεις και χρησιμοποιώντας την ταυτότητα

$$\int_{-\infty}^{\infty} \exp\left(-a^2(x+\mu)^2 + bx + c\right) Q(\pm\sqrt{2}x) dx = \frac{\sqrt{\pi}}{a} \exp\left(c + \frac{b^2}{4a^2} - b\mu\right) Q\left(\pm \frac{b - 2a^2\mu}{\sqrt{2}a\sqrt{1+a^2}}\right)
 \tag{5.58}$$

και στα δύο ολοκληρώματα της (5.56) έχουμε:

$$\begin{aligned}
 E\{\gamma_{sc}^n\} &= \exp\left(\frac{n\mu_1}{\xi} + \frac{n^2\sigma_1^2}{2\xi^2}\right) Q\left(\frac{\mu_2 - \mu_1 - \frac{n\sigma_1^2}{\xi} \left(1 - \frac{\rho\sigma_2}{\sigma_1}\right)}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 - 2\rho\sigma_1\sigma_2}}\right) \\
 &+ \exp\left(\frac{n\mu_2}{\xi} + \frac{n^2\sigma_2^2}{2\xi^2}\right) Q\left(\frac{\mu_1 - \mu_2 - \frac{n\sigma_2^2}{\xi} \left(1 - \frac{\rho\sigma_1}{\sigma_2}\right)}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2 - 2\rho\sigma_1\sigma_2}}\right)
 \end{aligned}
 \tag{5.59}$$

Που ισχύει για την πιο γενική περίπτωση συσχετισμένων, όχι απαραίτητα όμοια κατανεμημένων διαύλων εξασθένησης. Για συσχετισμένη και όμοια κατανεμημένη εξασθένιση στους διαύλους (δλδ, $\mu_1 = \mu_2$ και $\sigma_1 = \sigma_2$ η (5.59) απλουστεύεται στην:

$$E\{\gamma_{sc}^n\} = 2 \exp\left(\frac{n\mu}{\xi} + \frac{n^2\sigma^2}{2\xi^2}\right) Q\left(-\frac{n\sigma}{\sqrt{2}\xi} \sqrt{1-\rho}\right)
 \tag{5.60}$$

Από την άλλη, για ασυσχέτιστη ($\rho=0$) και μη όμοια κατανεμημένη εξασθένιση, η (5.59) απλουστεύεται στην:

$$E\{\gamma_{sc}^n\} = \exp\left(\frac{n\mu_1}{\xi} + \frac{n^2\sigma_1^2}{2\xi^2}\right) Q\left(\frac{\mu_2 - \mu_1 - \frac{n\sigma_1^2}{\xi}}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}\right) + \exp\left(\frac{n\mu_2}{\xi} + \frac{n^2\sigma_2^2}{2\xi^2}\right) Q\left(\frac{\mu_1 - \mu_2 - \frac{n\sigma_2^2}{\xi}}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}\right) \quad (5.61)$$

Τέλος, για την i.i.d περίπτωση όπου $\rho=0$, $\mu_1 = \mu_2 = \mu$ και $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma$ και η (5.60) και η (5.61) απλοποιούνται στην έκφραση:

$$E\{\gamma_{sc}^n\} = 2 \exp\left(\frac{n\mu}{\xi} + \frac{n^2\sigma^2}{2\xi^2}\right) Q\left(-\frac{n\sigma}{\sqrt{2}\xi}\right) \quad (5.62)$$

Αξίζει να σημειώσουμε ότι για $\rho=1$, εφόσον $Q(0)=1/2$, η (5.60) απλοποιείται στην έκφραση (5.32) που ισχύει στην περίπτωση που δεν υπάρχει διαφορισμός, το οποίο μαθηματικά επιβεβαιώνει ότι το **πλεονέκτημα της διαφορικής λήψης εξαφανίζεται για SC όταν οι δύο κλάδοι είναι πλήρως συσχετισμένοι.**

5.5.4.2 Μέσο SNR εξόδου

Το μέσο SNR $\overline{\gamma_{sc}}$ στην έξοδο SC μπορεί να βρεθεί θέτοντας $n=1$ στις σχέσεις της προηγούμενης παραγράφου. Για παράδειγμα, στην **ασυσχέτιστη** περίπτωση έχουμε

$$\begin{aligned}
\overline{\gamma}_{SC} &= \exp\left(\frac{\mu_1}{\xi} + \frac{\sigma_1^2}{2\xi^2}\right) Q\left(\frac{\mu_2 - \mu_1 - \frac{\sigma_1^2}{\xi}}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}\right) + \exp\left(\frac{\mu_2}{\xi} + \frac{\sigma_2^2}{2\xi^2}\right) Q\left(\frac{\mu_1 - \mu_2 - \frac{\sigma_2^2}{\xi}}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}\right) \\
&= \overline{\gamma}_1 Q\left(\frac{\mu_2 - \mu_1 - \frac{\sigma_1^2}{\xi}}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}\right) + \overline{\gamma}_2 Q\left(\frac{\mu_1 - \mu_2 - \frac{\sigma_2^2}{\xi}}{\sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}}\right)
\end{aligned}
\tag{5.63}$$

Ενώ η περίπτωση **συσχετισμένων** πανομοιότυπων κατανομών δίνει:

$$\overline{\gamma}_{SC} = \exp\left(\frac{\mu}{\xi} + \frac{\sigma^2}{2\xi^2}\right) Q\left(-\frac{\sigma}{\sqrt{2\xi}}\sqrt{1-\rho}\right) = 2\overline{\gamma}Q\left(-\frac{\sigma}{\xi}\sqrt{\frac{1-\rho}{2}}\right) \tag{5.64}$$

Τέλος, η περίπτωση **i.i.d** δίνει:

$$\overline{\gamma}_{SC} = \exp\left(\frac{\mu}{\xi} + \frac{\sigma^2}{2\xi^2}\right) Q\left(-\frac{\sigma}{\sqrt{2\xi}}\right) = 2\overline{\gamma}Q\left(-\frac{\sigma}{\sqrt{2\xi}}\right) \tag{5.65}$$

Συγκρίνοντας την (5.65) με την (5.41), βλέπουμε ότι για την i.i.d περίπτωση ο μέσος λόγος SNR της SC δύο κλάδων προς της MRC ισούται με

$$\overline{\gamma}_{SC} / \overline{\gamma}_{MRC} = Q\left(-\sigma / \sqrt{2\xi}\right) \tag{5.66}$$

, το οποίο γίνεται συνεχώς και μικρότερο για μεγάλα σ .

5.5.4.3 Ποσό εξασθένησης (AF)

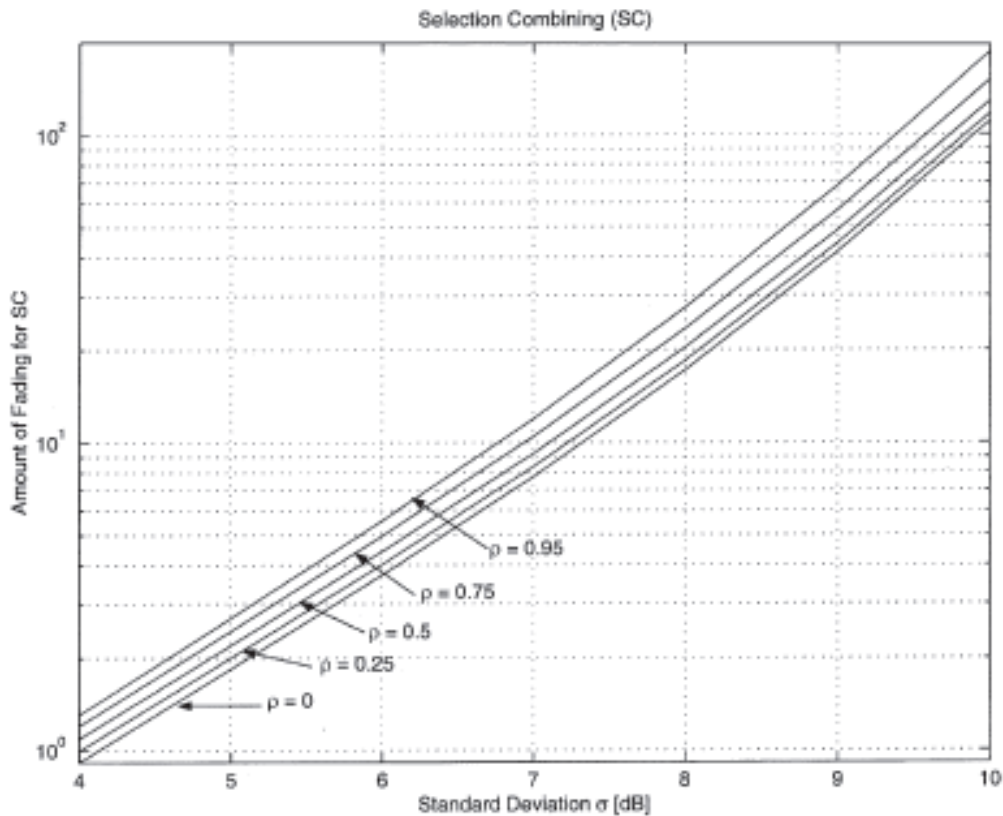
Οι εκφράσεις για τις χρονικές στιγμές μπορούν να χρησιμοποιηθούν και εδώ για να βρεθούν πολύ απλές εκφράσεις για το AF, που στη γενικότερη περίπτωση θα είναι **συνάρτηση των $\mu_1, \mu_2, \sigma_1, \sigma_2$ και ρ** . Ωστόσο, το πιο γενικό αποτέλεσμα απλουστεύεται για τις παρακάτω δύο περιπτώσεις ενδιαφέροντος. Συγκεκριμένα, για **συσχετισμένους πανομοιότυπα κατανεμημένους κλάδους** έχουμε:

$$AF_{SC} = \exp\left(\frac{\sigma^2}{\xi^2}\right) \frac{Q\left(-\sqrt{2}\frac{\sigma}{\xi}\sqrt{1-\rho}\right)}{2Q^2\left(-\frac{1}{\sqrt{2}}\frac{\sigma}{\xi}\sqrt{1-\rho}\right)} - 1 \quad (5.67)$$

Που απλοποιείται περαιτέρω για την **i.i.d** περίπτωση στην:

$$AF_{SC} = \exp\left(\frac{\sigma^2}{\xi^2}\right) \frac{Q\left(-\sqrt{2}\frac{\sigma}{\xi}\right)}{2Q^2\left(-\frac{1}{\sqrt{2}}\frac{\sigma}{\xi}\right)} - 1 \quad (5.68)$$

Το παρακάτω διάγραμμα δείχνει το **ποσό εξασθένησης για SC ως προς την τυπική απόκλιση** της εξασθένησης για διάφορες τιμές του συντελεστή συσχέτισης. Παρατηρούμε ότι η σταδιακή εξασθένηση του AF καθώς ο συντελεστής συσχέτισης αυξάνει είναι περίπου η ίδια για όλο το εύρος της τυπικής απόκλισης.



Σχήμα 59: Ποσό εξασθένησης (AF) ως προς την τυπική απόκλιση για SC

5.5.4.4 Πιθανότητα αποκοπής

Η πιθανότητα αποκοπής για **SC με διπλό κλάδο** δίνεται από τη σχέση:

$$P_{out}^{SC} = P\left[\gamma_{SC} = \max(\gamma_1, \gamma_2) \leq \gamma_{th}\right] = P_{\gamma_{\max}}(\gamma_{th}) \quad (5.69)$$

5.6 ΔΙΑΦΟΡΙΚΗ ΛΗΨΗ ΣΤΑ ON-BODY ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

Όπως στα παραδοσιακά συστήματα κινητής επικοινωνίας, όπου έχουν προσδιοριστεί διακρίσεις ανάμεσα σε εσωτερικά και υπαίθρια, αστικά και αγροτικά περιβάλλοντα διάδοσης μπορούμε να κάνουμε μια ταξινόμηση των στάσεων του σώματος δεδομένου ότι η σχετική θέση πομπού και δέκτη επηρεάζει σημαντικά την απόδοση του συστήματος. Λαμβάνουμε επομένως υπόψη θέσεις με διαφορετικά επίπεδα κινητικότητας οι οποίες διαχωρίζονται σε ορθοστασία και κάθισμα. Επιτρέπονται ελεύθερες κινήσεις για κάθε μέρος του σώματος: σκύψιμο, γύρισμα του κορμού, περπάτημα, γονάτισμα και κίνηση των χεριών.

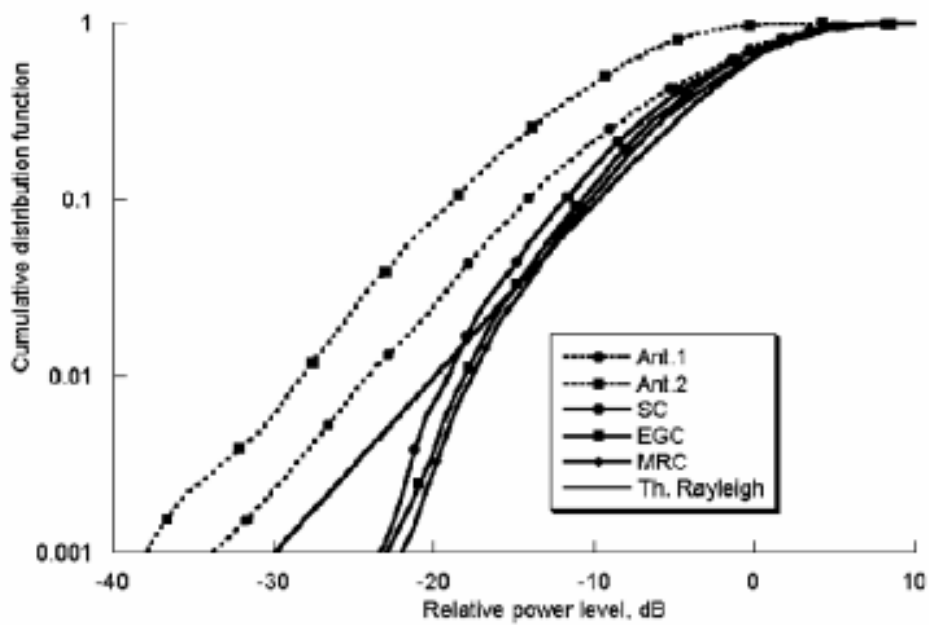
Η **κεραία πομπός τοποθετείται συνήθως στη μέση** και διαμορφώνει έτσι τα εξής πέντε κανάλια: **ζώνη-στήθος, ζώνη-πλάτη, ζώνη-κεφάλι, ζώνη-καρπός, ζώνη-αστράγαλος** [13]. Τα κανάλια αυτά προορίζονται να χρησιμοποιηθούν για διάφορες συσκευές όπως ασύρματο ακουστικό ή κράνος στο κεφάλι, μουσική και video, αισθητήρες θερμοκρασίας ή μετρητές βημάτων για το στήθος και τον αστράγαλο, συσκευές αναπαραγωγής πολυμέσων ή κινητό τηλέφωνο. Οι μετρήσεις έγιναν πρώτα σε μια **ανηχοϊκή αίθουσα** για να ερευνηθεί το φαινόμενο της εξασθένησης στο ίδιο το σώμα ελλείψει πολλαπλών διαδρομών λόγω του περιβάλλοντος και έπειτα σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου όπως ένα τυπικό εργαστήριο που περιέχει εξοπλισμό, πίνακες, καρέκλες, και υπολογιστές που παρέχουν έτσι ένα περιβάλλον διάδοσης **με πολλές πολλαπλές διαδρομές**. Η κεραία πομπός ήταν συνδεδεμένη με μια γεννήτρια σημάτων. Οι δύο κεραίες-δέκτες συνδέθηκαν στις δύο θύρες ενός **vector network analyzer** σε λειτουργία tuned dual channel receiver με χρόνο δειγματοληψίας

πλάτους και φάσης τέτοιο ώστε να συλλέγονται όλες οι συνιστώσες οι οποίες προήλθαν από την κίνηση του σώματος. Τα ληφθέντα δείγματα χρησιμοποιήθηκαν για να υπολογίσουν στατιστικά αποτελέσματα και στα δύο κανάλια καθώς και το αντίστοιχο κέρδος διαφορισμού για κάθε τεχνική. Ένα δείγμα των μετρήσεων φαίνεται στα Σχήματα 60 και 61.

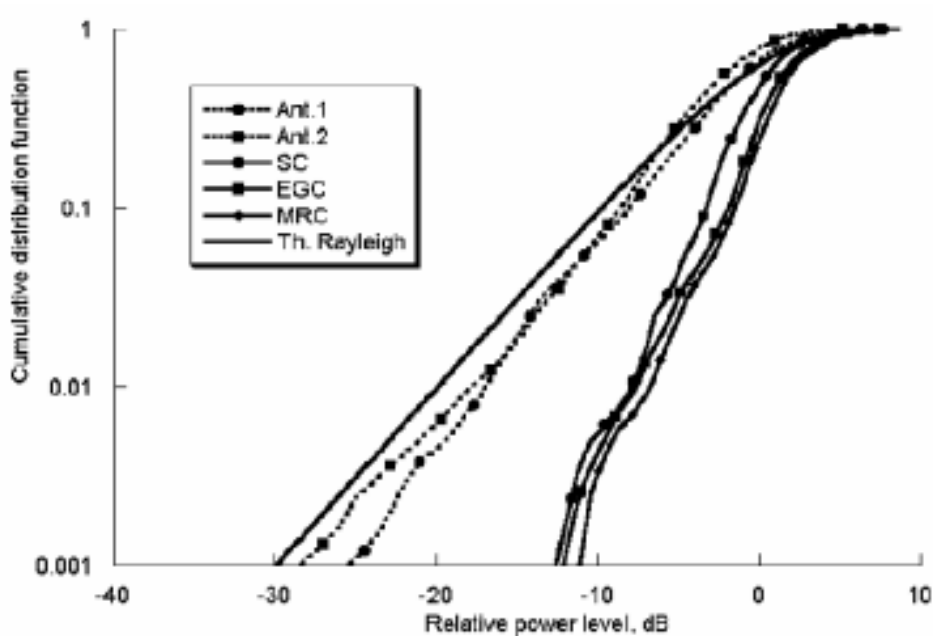
Για κάθε κλάδο (Ant1 και Ant2) το διάγραμμα δείχνει την αθροιστική συνάρτηση πυκνότητας (**Cummulative Density Function- CDF**) του σχετικού επιπέδου ενέργειας για τις ραδιοζεύξεις **a) μέση-καρπός** και **b) μέση-αστράγαλος**. Τα δείγματα του CDF (διακεκομμένες γραμμές με κουκκίδες) κατασκευάστηκαν κανονικοποιώντας τα δείγματα που μετρήθηκαν για την ισχύ και στους δύο κλάδους με βάση τη μέση ενέργεια του ισχυρότερου καναλιού. Η συνεχής γραμμή παριστάνει τη **θεωρητική κατανομή Rayleigh**, που έχει αποδειχτεί χρήσιμη για το χαρακτηρισμό εσωτερικών και εξωτερικών διαύλων διάδοσης, για αυτό και χρησιμοποιείται ως αναφορά και υπολογίζεται με βάση τα αποτελέσματα του ισχυρότερου καναλιού. Φαίνεται όμως ότι η κατανομή Rayleigh δεν είναι η πιο κατάλληλη για on-body επικοινωνίες.

Τα κανονικοποιημένα δείγματα ισχύος από τους δύο κλάδους συνδυάστηκαν με διάφορους τρόπους: **Επιλεκτικός Συνδυασμός- Selection Combining (SC)**, **Συνδυαστική σταθερού κέρδους- Equal Gain Combining (EGC)**, **Συνδυαστική μέγιστου λόγου- Maximum Ratio Combining (MRC)** και τα CDF ίχνη με τα αντίστοιχα συνδυασμένα σήματα σχεδιάζονται στο ίδιο διάγραμμα. Για ένα συγκεκριμένο CDF και για κάθε τεχνική συνδυασμού, η διαφορά ανάμεσα στο ίχνος του ισχυρότερου καναλιού και στην σχετική καμπύλη του συνδυασμένου σήματος παριστάνει το **κέρδος διαφορισμού**. Το κέρδος διαφορισμού είναι μεγαλύτερο για κάποιες θέσεις του σώματος σε σχέση με κάποιες άλλες. Επιπλέον, φαίνεται ότι ο συνδυασμός των σημάτων δεν βελτιώνει την επίδοση των LOS συνδέσεων, όπως μέση-στήθος, για κάθε θέση ή απόσταση κεραιών. Σε αυτές τις περιπτώσεις το κέρδος διαφορισμού είναι κοντά στο μηδέν για το SC σχήμα εφόσον το ένα από τα δύο κανάλια χαρακτηρίζεται από ισχυρότερο επίπεδο σήματος. Για την ίδια σύνδεση, το κέρδος διαφορισμού για ERC και MRC τεχνικές δεν αυξάνεται παραπάνω από 2-3 dB. Παρόμοια, συνδέσεις όπως μέση/κέντρο πλάτης ή μέση/αστράγαλος σε καθιστή θέση έχουν σχετικά μικρό κέρδος διαφορισμού. Καλύτερη επίδοση έχουμε για NLOS

συνδέσεις όπως μέση-καρπός και μέση-κεφάλι όπου το κέρδος διαφορισμού είναι 8-9 dB και 11-12 dB για SC και EGC/MRC αντίστοιχα.



Σχήμα 60: Αθροιστική συνάρτηση πυκνότητας (cdf) για τη ραδιοζεύξη μέση-καρπός



Σχήμα 61: Αθροιστική συνάρτηση πυκνότητας (cdf) για τη ραδιοζεύξη μέση-αστράγαλος

Έγιναν επιπλέον μετρήσεις σε ένα τυπικό περιβάλλον εργαστηρίου που περιλαμβάνει εξοπλισμό, τραπέζια, καρέκλες και υπολογιστές δημιουργώντας έτσι ένα **περιβάλλον πολλαπλών διαδρομών**. Η επίδοση του συστήματος σε ένα τέτοιο περιβάλλον είναι συγκρίσιμη με εκείνη σε ανηχοϊκό θάλαμο από άποψη συντελεστών συσχέτισης, ενώ παρουσιάζει **υψηλότερες τιμές (κατά 1-2 dB) στο κέρδος διαφορισμού** λόγω της επίδρασης των πολλαπλών διαδρομών. Παρατηρήθηκε ότι η αργή διάλειαση ήταν παρόμοια και συσχετισμένη για τους δύο κλάδους. Αυτή η υψηλή συσχέτιση έχει ως αποτέλεσμα η αργή διάλειαση να μην παίζει πρακτικά ρόλο στην επίδοση του διαφορισμού και θα πρέπει να αφαιρεθεί.

Έχει αποδειχτεί ότι το κέρδος διαφορισμού τείνει να αυξηθεί όταν αυξάνεται το **διάστημα των κεραιών**. Υπάρχουν μερικές εξαιρέσεις ωστόσο, στις οποίες είτε η διαφορά ισχύος είναι μεγάλη είτε η **συσχέτιση** είναι υψηλή και το κέρδος μειώνεται. Η ίδια τάση παρατηρήθηκε για δεδομένα μέτρησης σε ανηχοϊκή αίθουσα και σε περιβάλλον γραφείου. Η σχέση συντελεστών συσχέτισης και του διαστήματος μεταξύ των κεραιών αναλύθηκε, παρουσιάζοντας ένα ελάχιστο $\lambda_0/4$ για όλες τις περιπτώσεις που αναλύθηκαν.

Τα **σχετικά υψηλά κέρδη διαφορισμού** που επιτυγχάνονται για τα **on-body channels** μας οδηγούν στο συμπέρασμα ότι οι πολλαπλές διαδρομές λόγω του περιβάλλοντος και του σώματος παίζουν σημαντικό ρόλο στα φαινόμενα διάδοσης. Η **συσχέτιση των κλάδων διαφορισμού είναι χαμηλή για τις περισσότερες ραδιοζεύξεις, με αποτέλεσμα η διαφορική λήψη να μπορεί να παρέχει σημαντική βελτίωση στην επίδοση του συστήματος τηλεπικοινωνίας**. Δυναμικά κανάλια ή κανάλια με NLOS συνθήκες έχουν τις υψηλότερες τιμές κέρδους διαφορισμού.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] Stefan Drude (Company: Philips), Project: IEEE P802.15 Working group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), “Tutorial on Body Area Networks”, July 18, 2006
- [2] Project IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), “Channel Model for Body Area Network (BAN), 27 April, 2009
- [3] Kyung Sup Kwak, Sana Ullah and Niamat Ullah, An overview of IEEE 802.15.6 Standard, South Korea, February 2011
- [4] Paolo Baronti, Prashant Pillai, Vince W.C. Chook, Stefano Chessa, Alberto Gotta, Y. Fun Hu, Wireless sensor networks: A survey on the state of the art and the 802.15.4 and Zigbee Standards, Available online at www.sciencedirect.com, December 2006
- [5] Project IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks (WPANs), “Channel Model for Body Area Network (BAN), 15 September, 2010
- [6] Gareth A. Conway, Simon L. Cotton, Member, IEEE, and William G. Scanlon, Member, IEEE, An Antennas and Propagation Approach to Improving Physical Layer Performance in Wireless Body Area Networks, IEEE Journal on selected areas in communications, Vol. 27, No. 1, January 2009
- [7] Hanae Terchoune, David Lautru, Azeddine Gati, Albert Cortel Carrasco, Man Fai Wong, Joe Wiart and Victor Fouad Hanna, On-body radio channel modeling for different human body models using FDTD techniques, France, January 2009
- [8] University of London, University of Birmingham, Comparison Between Two Different Antennas for UWB On-Body Propagation Measurements November-December 2004

[9] Gareth A. Conway, William G. Scanlon and Simon L. Cotton, The performance of on-body wearable antennas in a repeatable multipath environment, Queen's University, Belfast

[10] Αθανάσιος Κανάτας, Φίλιππος Κωνσταντίνου, Γεώργιος Πάντος, Συστήματα κινητών επικοινωνιών, Εκδόσεις Παπασωτηρίου, 2008

[11] Dimitrios Scarpalis, Vasileios K. Sakarellos, Athanasios D. Panagopoulos, John D. Kanellopoulos, Performance of N-Branch Receive Diversity Combining in Correlated Lognormal Channels, IEEE Communication Letters, Vol. 13, No 7, July 2009

[12] Mohamed-Slim Alouini and Marvin K. Simon, Dual Diversity Over Correlated Log-Normal Fading Channels, IEEE Transactions on communications, Vol.50, No 12, December 2002

[13] A.A. Serra, P. Nepa, G. Manara, P.S. Hall, Diversity for Body Area Networks, August 2008

[14] F. Perez Fontan and P. Marino Espineira, Modeling the wireless propagation channel, Wiley Series on Wireless Communications and Mobile Computing, 2008 John Wiley & Sons Ltd

[15] Γ. Σ. Παπαγεωργίου, Χ. Γ. Τσίτουρας, Ι. Θ. Φαμέλης, Σύγχρονο μαθηματικό λογισμικό MATLAB-MATHEMATICA εισαγωγή και εφαρμογές, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2004