



**ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΑ**

**ΤΜΗΜΑ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ**

**ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΜΟΣ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ ΓΙΑ  
ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΔΙΚΤΥΑ ULTRA WIDEBAND (UWB)**

**ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ**

**ΤΟΥ**

**ΧΡΗΣΤΟΥ Γ. ΣΠΗΛΙΩΤΟΠΟΥΛΟΥ**

**MSc Ραδιοηλεκτρολόγου-Ηλεκτρονικού (2004)**

**Πειραιάς, Φεβρουάριος 2011**

---

# ΓΑΛΕΞΙΩΤΗΜΟ ΠΕΡΑΙΑ



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΑ

ΤΜΗΜΑ ΨΗΦΙΑΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

Χαρακτηρισμός και Μοντελοποίηση Ραδιοδιαύλου για Ασύρματα Δίκτυα Ultra WideBand (UWB)

ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

του

ΧΡΗΣΤΟΥ Γ. ΣΠΗΛΙΩΤΟΠΟΥΛΟΥ

MSc Ραδιοηλεκτρολόγου-Ηλεκτρονικού (2004)

Συμβουλευτική επιτροπή: Αθανάσιος Κανάτας

Φίλιππος Κωνσταντίνου

Γεώργιος Ευθύμογλου

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την \_\_ Φεβρουαρίου 2011.

Αθ. Κανάτας

Αναπλ. Καθηγητής  
Παν/μίου Πειραιώς

Κάτσικας Σωκράτης

Καθηγητής  
Παν/μίου Πειραιώς

.....

Φ. Κωνσταντίνου

Καθηγητής  
ΕΜΠ

.....

Κακλαμάνη Δήμητρα

Καθηγήτρια  
ΕΜΠ

Ρούσκακ Άγγελος

Επικ. Καθηγητής  
Παν/μίου Πειραιώς

Γ. Ευθύμογλου

Επικ. Καθηγητής  
Παν/μίου Πειραιώς

Δεμέστιχας Παναγιώτης

Αναπλ. Καθηγητής  
Παν/μίου Πειραιώς

---

**ΧΡΗΣΤΟΣ Γ. ΣΠΗΛΙΩΤΟΠΟΥΛΟΣ**

**Διδάκτωρ Ραδιοηλεκτρολόγος-Ηλεκτρονικός.**

Copyright © 2011 – Χρήστος Γ. Σπηλιωτόπουλος

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσης 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 την 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 Πανεπιστημίου Πειραιώς.

---

*Στα παιδιά μου Γιώργο και Αγγελική*

---

## ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η εκπόνηση της διδακτορικής μου διατριβής ήταν ένα μεγάλο ταξίδι που απαιτήσε κόπο, χρόνο και μεγάλα αποθέματα ψυχής. Εξελίχθηκα επιστημονικά, είδα και περπάτησα σε νέους δρόμους, διάβηκα από διαύλους διαφορετικούς από αυτούς που παρουσιάζονται στις παρακάτω σελίδες, βρήκα πολλές δυσκολίες, δέχθηκα πικρές ήττες αλλά έκανα και σπουδαίες νίκες, είχα πείσμα, άντεξα, και να που με χαρά μεγάλη αντικρίζω την Ιθάκη των ονείρων μου. Ενός ονείρου που είχα από παιδί. Αυτά που πίστεψα, και αυτά για τα οποία αγωνίστηκα με πάθος στην ζωή μου, πληρώνοντας το κατάλληλο τίμημα, τα κατάφερα να τα αποκτήσω. Ευχαριστώ τον Θεό που με βοήθησε να αντέξω σε όλη αυτήν την πορεία και ευλόγησε τον κόπο μου. Τώρα, στα 46 μου, που ολοκληρώνεται αυτό το σπουδαίο κεφάλαιο της ζωής μου, αισθάνομαι την ανάγκη να ευχαριστήσω τους ανθρώπους που μου στάθηκαν όλα αυτά τα χρόνια.

Ξεκινώ από τους συναδέλφους μου στην Ε.Α.Β κκ. Λαδή Ευάγγελο, Σταμέλο Γεώργιο, Βαγγελάτο Χαράλαμπο, Δρ. Κανδήλα Γιάννη, Μάμαλη Κων/νο, Οικονόμου Δημήτρη, τους συναδέλφους του κτηρίου αεροσκαφών και της EMC Ελλάς. Ιδιαίτερα ευχαριστώ τον Δρ. Αναστασίου Χρήστο για όλες τις μεγάλες συζητήσεις και τις λύσεις αποριών τις οποίες κατά καιρούς είχα.

Στο Πανεπιστήμιο Πειραιά όλα αυτά τα χρόνια συνυπήρξα αρμονικά με τους συνυποψήφιους στην αρχή διδάκτορες κκ. Μπράβο Γιώργο, Θεοφιλάκο Παναγιώτη, Μιχαηλίδη Μάνο και Μπαρούση Βλάση, τους οποίους και ευχαριστώ πολύ για την συνεργασία.

Ευχαριστώ τα μέλη της συμβουλευτικής επιτροπής μου κκ. Κωνσταντίνου Φίλιππο Καθηγητή ΕΜΠ και Ευθύμογλου Γεώργιο Επίκουρο Καθηγητή Πανεπιστημίου Πειραιά.

Ευχαριστώ από βάθους καρδιάς τον Αναπληρωτή Καθηγητή του Πανεπιστημίου Πειραιά κ. Κανάτα Αθανάσιο ο οποίος υπήρξε για μένα πολλά περισσότερα από

---

επιβλέπων καθηγητής. Βρισκόμουν σε μια πάρα πολύ δύσκολη περίοδο της ζωής μου και μου έδωσε την ευκαιρία αρχικά και την εμπιστοσύνη στην συνέχεια, όλα αυτά τα χρόνια. Τον ευχαριστώ για το ενδιαφέρον και για τις πάμπολλες ώρες που περάσαμε μαζί συζητώντας, αναλύοντας και σχεδιάζοντας, ώστε να υλοποιηθεί κομμάτι-κομμάτι η διατριβή αυτή.

Σε όλη μου την ζωή είχα και έχω όνειρα, στόχους και φιλοδοξίες αλλά παράλληλα και άτομα που με την φιλία ή/και την αγάπη τους με στήριξαν. Ευχαριστώ τον συνάδελφο, και εκλεκτό φίλο μου Αντωνίου Δημήτρη για την φιλία και την υποστήριξη, τους γονείς μου Γιώργο και Ευγενία, και τις αδερφές μου Βασιλική, Μαρία και Ιωάννα για την αγάπη και την αδιάκοπη στήριξή τους.

Η διατριβή αυτή, είναι από πολλές απόψεις, ένα ιδιαίτερα ξεχωριστό μου επίτευγμα και την αφιερώνω ως μικρή ένδειξη αγάπης στα παιδιά μου, στο Γιώργο, φοιτητή σήμερα του 3<sup>ου</sup> έτους Φιλολογίας Πανεπιστημίου Αθηνών, και στην Αγγελική, φοιτήτρια σήμερα του 1<sup>ου</sup> έτους Επιστήμης και Τεχνολογίας Τηλεπικοινωνιών Πανεπιστημίου Πελοποννήσου.

Χρήστος Γ. Σπηλιωτόπουλος

Πειραιάς, Φεβρουάριος 2011

---

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα διδακτορική διατριβή πραγματεύεται τον πειραματικό χαρακτηρισμό ραδιοδιαύλου για ασύρματα τηλεπικοινωνιακά συστήματα υπέρ ευρέως φάσματος (UWB). Η αναγκαιότητα του θέματος συνδέεται άμεσα με την ραγδαία ανάπτυξη την οποία γνωρίζουν σήμερα τα συστήματα τηλεπικοινωνιών UWB. Οι παράμετροι του ραδιοδιαύλου εξετάζονται και ο ραδιοδιάυλος μοντελοποιείται έτσι ώστε να είναι κανείς σε θέση να προβλέψει με ασφάλεια και ακρίβεια την διάδοση των σημάτων UWB μέσα σε ένα ασύρματο δίκτυο.

Για το σκοπό αυτό και στα πλαίσια της διατριβής σχεδιάστηκε και πραγματοποιήθηκε καμπάνια λήψης μετρήσεων για σήματα Ultra Wideband στον εντός στρατιωτικού αεροσκάφους μεταφοράς τύπου Hercules C-130 χώρο. Το περιβάλλον του αεροσκάφους εμπεριέχει πάρα πολλές μεταλλικές επιφάνειες και αυτό έχει ως αποτέλεσμα την δημιουργία μεγάλου αριθμού πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Τα πειραματικά δεδομένα χρησιμοποιήθηκαν αρχικά για τον χαρακτηρισμό του ραδιοδιαύλου UWB και στην συνέχεια για τον καθορισμό των κατάλληλων τεχνικών εκπομπής και λήψης. Υλοποιήθηκαν αλγόριθμοι υπολογισμού του εξαρτώμενου από την απόσταση  $n$  συντελεστή των απωλειών διάδοσης για διάφορα συχνοτικά κέντρα και εύρη συχνοτήτων καθώς επίσης του εξαρτώμενου από την συχνότητα συντελεστή των απωλειών διάδοσης  $k$ . Προτάθηκε μοντέλο υπολογισμού του συνολικού κέρδους διαδρομής το οποίο βασίστηκε στην αρχή του διαχωρισμού μεταξύ των μεταβλητών του κέρδους που εξαρτάται από την απόσταση και του κέρδους που εξαρτάται από την συχνότητα. Το μοντέλο συγκρίθηκε με τα αποτελέσματα των μετρήσεων.

Υλοποιήθηκαν αλγόριθμοι υπολογισμού των παραμέτρων της χρονικής διασποράς του καναλιού όπως η μέγιστη, η μέση υπερβάλλουσα καθυστέρηση και η r.m.s εξάπλωση καθυστέρησης καθώς επίσης του πλήθους των πολυδιαδρομικών συνιστωσών και του επί τοις εκατό ποσοστού της ενέργειας την οποία αυτές μεταφέρουν για διάφορες τιμές κατωφλίου στο προφίλ καθυστέρησης της ισχύος.



---

Εξετάσθηκε η εξάρτηση των τιμών των παραμέτρων χρονικής διασποράς του ραδιοδιαύλου σε σχέση με την απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη και χρησιμοποιήθηκε εκθετική συνάρτηση για την μοντελοποίηση του πλήθους των πολυδιαδρομικών συνιστωσών και της r.m.s εξάπλωσης καθυστέρησης. Υπολογίσθηκε η χρονική συσχέτιση του πλάτους γειτονικών πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

Τέλος προτάθηκε ένα τροποποιημένο μοντέλο Saleh-Valenzuela για την περιγραφή του φαινομένου της δημιουργίας ομάδων πολυδιαδρομικών συνιστωσών στο οποίο χρησιμοποιείται διαφορετικός συντελεστής εκθετικής μείωσης των ακτίνων της πρώτης ομάδας σε σχέση με τις επόμενες της. Η κατανομή Weibull μοντελοποιεί τις διαλείψεις μικρής κλίμακας παρουσιάζοντας λογαριθμοκανονικές παραμέτρους σχήματος. Τέλος τα αποτελέσματα της εξομοίωσης του προτεινόμενου στατιστικού μοντέλου του καναλιού συγκρίνονται με τα μετρούμενα αποτελέσματα παρουσιάζοντας ικανοποιητική συμφωνία.

---

## ABSTRACT

This doctoral thesis deals with the experimental characterization of the radio channel of ultra wideband (UWB) wireless communication systems. The necessity for research in this topic is associated with the current growth of UWB telecommunication systems. The radio channel parameters are investigated and the channel is modeled in order to facilitate safe and precise prediction of the propagation of UWB signals in a wireless network.

Aiming at this objective an UWB measurement campaign was designed and carried out in a Hercules C-130 military cargo airplane. The environment encompasses several metallic surfaces resulting in a large number of multipath components. The experimental data were initially used for the characterization of UWB radio channel and then for the selection of the appropriate transmission-reception techniques.

Parameter estimation algorithms were implemented and applied to measured data for the estimation of path-loss factor  $n$  representing the distance dependence of the channel path-loss as well as for the estimation of path-loss factor  $k$  representing the frequency dependence of the channel path-loss. The estimation was carried out for various frequency centers and bandwidths. A path-gain calculation model based on the concept of reparability of distance and frequency variables is proposed and comparison to measurements is given.

Furthermore, time dispersion parameter estimation algorithms were implemented and applied to measured data for the estimation of maximum excess delay, mean excess delay and root mean square (r.m.s.) delay spread as well as for the estimation of the number of multipath components and the percentage of the energy these components carry. The dependence of multipath components on transmitter-receiver antennas separation is investigated. A power law is then employed to model the relation between the number of multipath components and the r.m.s delay spread. The temporal correlation between adjacent path amplitudes is calculated.

---

Finally, a modified Saleh-Valenzuela model is invoked to describe the clustering of multipaths, where a different power decay factor is used for the rays of the first cluster as opposed to subsequent clusters. Moreover, the Weibull distribution models the small scale channel fading with a lognormally distributed shape parameter. The average values of this parameter imply severe fading conditions. Finally, simulation results of the proposed statistical model are compared to measured data demonstrating reasonable agreement.

---

# ΓΑΛΕΞΙΩΤΗΜΟ ΠΕΡΑΙΑ

---

## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

|       |  |    |
|-------|--|----|
| 1.    | ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....  | 1  |
| 1.1   | Σκοπός της έρευνας.....  | 1  |
| 1.2   | Ιστορική αναδρομή .....  | 6  |
| 1.3   | Ορισμός των κυμάτων UWB, ιδιαιτερότητες και εφαρμογές.....   | 8  |
| 1.4   | Βιβλιογραφία σχετική με UWB μετρήσεις.....   | 20 |
| 1.5   | Δομή του κειμένου της διατριβής.....   | 26 |
| 2.    | ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΟΥ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ UWB.....  | 33 |
| 2.1   | Περιγραφή των σχέσεων εισόδου-εξόδου .....   | 33 |
| 2.2   | Επίδραση του διαύλου στην ασύρματη μετάδοση σήματος UWB. ....  | 34 |
| 2.3   | Διαφορετικότητα των κυμάτων UWB. ....  | 39 |
| 2.4   | Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading). Απώλειες διάδοσης-εξάρτηση από την απόσταση και από την συχνότητα..... | 40 |
| 2.5   | Διαλείψεις μικρής κλίμακας.....  | 44 |
| 2.6   | Συναρτήσεις κατανομής του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος. ....   | 45 |
| 2.7   | Βιβλιογραφία.....  | 49 |
| 3.    | ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΜΟΥ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ UWB.....  | 51 |
| 3.1   | Αρχή λειτουργίας των μετρητικών διατάξεων.....   | 51 |
| 3.1.1 | Διανυσματικός Αναλυτής Δικτυώματος (Vector Network Analyzer, VNA). ....  | 55 |
| 3.1.2 | Ομοιοκατευθυντικές κεραιές ευρείας ζώνης. ....   | 57 |
| 3.1.3 | Ευρείας ζώνης ενισχυτής χαμηλού θορύβου. ....  | 59 |
| 3.1.4 | Καλώδια RF. ....   | 59 |
| 3.2   | Καμπάνια λήψης μετρήσεων στο αεροσκάφος C130.....  | 59 |
| 3.3   | Διακρίβωση του εξοπλισμού - πιστοποίηση των μετρούμενων αποτελεσμάτων .  | 79 |
|       | Βιβλιογραφία .....   | 84 |
| 4.    | ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΜΟΣ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΔΙΑΔΟΣΗΣ .....  | 91 |
| 4.1   | Υπολογισμός των παραγόντων των απωλειών διαδρομής $n, k$ .....   | 97 |

|       |   |     |
|-------|---|-----|
| 4.1.1 | Υπολογισμός του εξαρτημένου από την απόσταση παράγοντα απώλειας διαδρομής $n$ .....   | 97  |
| 4.1.2 | Υπολογισμός του εξαρτημένου από την συχνότητα παράγοντα απώλειας διαδρομής $k$ . .....  | 99  |
| 4.2   | Μοντέλο για το συνολικό κέρδος διαδρομής (Total Path-Gain Model Validation) .....   | 103 |
| 4.3   | Υπολογισμός του εξαρτημένου από την απόσταση παράγοντα απώλειας διαδρομής $n$ για διάφορα συχνοτικά κέντρα $f_c^{sub}$ και εύρη συχνοτήτων $BW$ ..... | 106 |
|       | Βιβλιογραφία .....  | 110 |
| 5.    | ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΧΡΟΝΙΚΗΣ ΔΙΑΣΠΟΡΑΣ ΤΟΥ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ<br>113   |     |
| 5.1   | Διαδικασία υπολογισμού της κρουστικής απόκρισης του ραδιοδιαύλου. ....  | 114 |
| 5.2   | Υπολογισμός των παραμέτρων χρονικής διασποράς του ραδιοδιαύλου. ....  | 126 |
| 5.3   | Χρονική συσχέτιση .....   | 140 |
|       | Βιβλιογραφία .....  | 142 |
| 6.    | ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΗ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ UWB.....  | 145 |
| 6.1   | Μοντέλα χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου $uwb$ .....  | 145 |
| 6.2   | Προσδιορισμός των ομάδων.....   | 151 |
| 6.3   | Υπολογισμός του μέσου ρυθμού άφιξης των ομάδων $\Lambda$ και του παράγοντα εκθετικής απόσβεσης των ομάδων $\Gamma$ .....                              | 152 |
| 6.4   | Υπολογισμός του μέσου ρυθμού άφιξης των ακτίνων $\lambda$ και του παράγοντα εκθετικής απόσβεσης των ακτίνων $\gamma$ . .....                          | 155 |
| 6.5   | Κατανομή του πλάτους των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. ....   | 157 |
| 6.6   | Εξομοίωση των προφίλ καθυστέρησης της ισχύος. ....  | 163 |
|       | Βιβλιογραφία .....  | 165 |
| 7.    | ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ .....  | 169 |

---

## ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΕΙΚΟΝΩΝ

|              |  |     |
|--------------|--|-----|
| Εικόνα 1.1:  | Όρια εκπομπής για τηλεπικοινωνιακά συστήματα UWB που λειτουργούν σε εσωτερικό και εξωτερικό χώρο. ....   | 10  |
| Εικόνα 1.2:  | Φασματική περιοχή κάλυψης UWB κυμάτων. ....  | 11  |
| Εικόνα 1.3:  | Ρυθμοί μετάδοσης UWB σε σχέση με άλλες τεχνολογίες. ....   | 13  |
| Εικόνα 1.4:  | Gaussian παλμοί στα πεδία χρόνου και συχνότητας [23]. ....   | 16  |
| Εικόνα 2.1:  | Συνδεσμολογία SISO. ....   | 33  |
| Εικόνα 2.2:  | Μηχανισμοί διάδοσης UWB στο αεροσκάφος Hercules C130. ....   | 35  |
| Εικόνα 2.3:  | Επιδράσεις ραδιοδιαύλου σε ηλεκτρομαγνητικό κύμα. ....   | 38  |
| Εικόνα 3.1:  | Συνδεσμολογία των οργάνων. ....  | 55  |
| Εικόνα 3.2:  | Ομοιοκατευθυντική κεραία Electrometrics EM6865. ....   | 58  |
| Εικόνα 3.3:  | Αεροσκάφος Lockheed Hercules C130. ....  | 60  |
| Εικόνα 3.4:  | Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 1. ....   | 65  |
| Εικόνα 3.5:  | Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 2. ....   | 66  |
| Εικόνα 3.6:  | Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 3. ....   | 67  |
| Εικόνα 3.7:  | Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 4. ....   | 68  |
| Εικόνα 3.8:  | Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 5. ....   | 69  |
| Εικόνα 3.9:  | Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 6. ....   | 70  |
| Εικόνα 3.10: | Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 7. ....   | 71  |
| Εικόνα 3.11: | Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 8. ....   | 72  |
| Εικόνα 3.12: | Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 9. ....   | 73  |
| Εικόνα 3.13: | Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 10. ....  | 74  |
| Εικόνα 3.14: | Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 11. ....  | 75  |
| Εικόνα 3.15: | Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 12. ....  | 76  |
| Εικόνα 3.16: | Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 13. ....  | 77  |
| Εικόνα 3.17: | Συνδεσμολογία διακρίβωσης των οργάνων. ....  | 79  |
| Εικόνα 4.1:  | Κέρδος διαδρομής για θέσεις μεταξύ πομπού-δέκτη από 1m έως 7m σε LOS σενάριο.95  |     |
| Εικόνα 4.2:  | Κέρδος διαδρομής για θέσεις μεταξύ πομπού-δέκτη από 3m έως 8m σε NLOS σενάριο. ....  | 96  |
| Εικόνα 4.3:  | Αυτοσυσχέτιση της CTF σε ένα LOS σενάριο. ....   | 102 |
| Εικόνα 4.4:  | Συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του σφάλματος και το αντίστοιχο fit με την κατανομή Gumbel για το σενάριο 1, $\alpha = 1.71, \beta = 4.27$ .... | 105 |
| Εικόνα 4.5:  | Εξαρτημένος από την απόσταση παράγοντας απώλειας διαδρομής $n$ για διάφορα συχνοτικά κέντρα στο LOS σενάριο 1. ....                              | 109 |

|              |  |     |
|--------------|--|-----|
| Εικόνα 4.6:  | Εξαρτημένος από την απόσταση παράγοντας απώλειας διαδρομής $n$ για διάφορα συχνοτικά κέντρα στο NLOS σενάριο 12.....                         | 109 |
| Εικόνα 5.1:  | 32 συναρτήσεις μεταφοράς του καναλιού από το LOS σενάριο 1 και για απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ίση με 3m.....                           | 115 |
| Εικόνα 5.2:  | Μέση τιμή των CTF από τις 32 συναρτήσεις μεταφοράς του καναλιού από το LOS σενάριο 1 και για απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ίση με 3m..... | 115 |
| Εικόνα 5.3:  | Η μέση CTF του καναλιού από το LOS σενάριο 1 και για απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ίση με 3m μετά την επιβολή παράθυρου Hamming.....      | 116 |
| Εικόνα 5.4:  | Σύγκριση μεταξύ της τεχνικής complex baseband IFFT και της τεχνικής real passband IFFT.....  | 118 |
| Εικόνα 5.5:  | Κανονικοποιημένη κρουστική απόκριση του καναλιού (channel impulse response CIR).....   | 121 |
| Εικόνα 5.6:  | Κανονικοποιημένο και σε λογαριθμικές μονάδες προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile PDP).....                                       | 124 |
| Εικόνα 5.7:  | Τοπικό προφίλ καθυστέρησης ισχύος. Σενάριο 7, απόσταση RX-TX 2.2m, με -40dB κατώφλι. ....  | 125 |
| Εικόνα 5.8:  | Πλήθος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών σε συνάρτηση με την τιμή κατωφλίου για όλα τα σενάρια της καμπάνιας. ....                              | 127 |
| Εικόνα 5.9:  | Ποσοστό μεταφερόμενης ενέργειας από τα MPCs σε συνάρτηση με την τιμή κατωφλίου για όλα τα σενάρια της καμπάνιας. ....                        | 129 |
| Εικόνα 5.10: | Αύξηση της τιμής της r.m.s delay spread σε συνάρτηση με την τιμή του κατωφλίου και με την απόσταση TX-RX για το LOS σενάριο 1. ....          | 135 |
| Εικόνα 5.11: | Αύξηση της τιμής της r.m.s delay spread σε συνάρτηση με την τιμή του κατωφλίου και με την απόσταση TX-RX για το NLOS σενάριο 13. ....        | 136 |
| Εικόνα 5.12: | Προσαρμογή της r.m.s delay spread της καμπάνιας σε σχέση με το μέσο πλήθος των συνιστωσών MPC.....   | 137 |
| Εικόνα 5.13: | Απώλεια διαδρομής (Path-loss) σε συνάρτηση με την r.m.s. εξάπλωση καθυστέρησης για ένα σενάριο LOS.....                                      | 138 |
| Εικόνα 5.14: | Cumulative distribution function της r.m.s delay spread της καμπάνιας για τιμή κατωφλίου ίση με -30dB και -40dB. ....                        | 139 |
| Εικόνα 6.1:  | Τυπικό μέσης τιμής στο χώρο προφίλ καθυστέρησης (APDP) ενός σεναρίου LOS χωρίς την εφαρμογή κατωφλίου αποκοπής. ....                         | 150 |
| Εικόνα 6.2:  | Τυπικό μέσης τιμής στο χώρο προφίλ καθυστέρησης (APDP) ενός σεναρίου LOS με την εφαρμογή κατωφλίου τιμής -40dB. ....                         | 151 |
| Εικόνα 6.3:  | Χρόνοι άφιξης μεταξύ των ομάδων και η βέλτιστη προσαρμογή τους (fit) για τα σενάρια LOS. ....  | 154 |



---

|             |   |     |
|-------------|---|-----|
| Εικόνα 6.4: | Υπολογισμός του παράγοντα εκθετικής πτώσης των ομάδων $\Gamma$ .                        | 154 |
| Εικόνα 6.5: | Υπολογισμός του παράγοντα εκθετικής πτώσης των ακτίνων $\gamma$ .                       | 157 |
| Εικόνα 6.6: | CDF του πλάτους των ακτίνων σε ένα σενάριο LOS σε συγκεκριμένες χρονικές καθυστερήσεις. | 162 |
| Εικόνα 6.7: | Σύγκριση μεταξύ μετρούμενων και προσομοιωμένων APDPs.                                   | 164 |
| Εικόνα 6.8: | Σύγκριση μεταξύ μετρούμενων και προσομοιωμένων c.d.f των τιμών της r.m.s. delay spread. | 164 |

---

## ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

|  |     |
|--|-----|
| Πίνακας 3.1: Settings του διανυσματικού αναλυτή .....  | 56  |
| Πίνακας 3.2: Τεχνικά χαρακτηριστικά των κεραιών EM6865 .....   | 58  |
| Πίνακας 3.3: Τεχνικά χαρακτηριστικά του μικροκυματικού ενισχυτή HP8449B .....  | 59  |
| Πίνακας 3.4: Τεχνικά χαρακτηριστικά των μικροκυματικών καλωδίων.....   | 59  |
| Πίνακας 4.1 Εξαρτώμενος από την απόσταση παράγοντας απώλειας διαδρομής $n$ για $BW = 7.5GHz$ και για συχνοτικό κέντρο $f_c = 6.85GHz$ και τυπική απόκλιση $\sigma_d$ .....                       | 98  |
| Πίνακας 4.2: Εξαρτώμενος από την συχνότητα παράγοντας απώλειας διαδρομής $k$ για $BW = 7.5GHz$ και για συχνοτικό κέντρο $f_c = 6.85GHz$ , τυπική απόκλιση $\sigma_f$ και μέγεθος παραθύρου. .... | 102 |
| Πίνακας 4.3: Μέσες τιμές των παραγόντων των απωλειών διαδρομής $n, k$ . Μέση τιμή σφάλματος και τυπική απόκλιση σφάλματος με εφαρμογή της εξίσωσης (4.2). ....                                   | 104 |
| Πίνακας 4.4: Εύρος συχνοτήτων $BW$ και συχνοτικό κέντρο $f_c^{sub}$ .....  | 107 |
| Πίνακας 4.5: Παράγοντας απώλειας διαδρομής για εύρος συχνοτήτων από 0.75GHz έως 7.5GHz.  | 107 |
| Πίνακας 4.6: Παράγοντας απώλειας διαδρομής $n$ για συχνοτικό εύρος από 0.75GHz έως 7.5GHz.   | 108 |
| Πίνακας 5.1: Πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών για κάθε σενάριο της καμπάνιας και για τιμές κατωφλίου -20db, -30db, -40db, -50db.....  | 127 |
| Πίνακας 5.2: Μεταφερόμενη ενέργεια από το πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών για κάθε σενάριο της καμπάνιας και για τιμές κατωφλίου -20db, -30db, -40db, -50db.....                               | 128 |
| Πίνακας 5.3: Τιμές της μέγιστης επιπρόσθετης καθυστέρησης (max.ed) για κάθε σενάριο της καμπάνιας και για τιμές κατωφλίου -20db, -30db, -40db, -50db. ....                                       | 131 |
| Πίνακας 5.4: Τιμές της μέσης επιπρόσθετης καθυστέρησης (mean.ed) για κάθε σενάριο της καμπάνιας και για τιμές κατωφλίου -20db, -30db, -40db, -50db. ....   | 132 |
| Πίνακας 5.5: Τιμές της r.m.s εξάπλωσης καθυστέρησης (r.m.s.ds) για κάθε σενάριο της καμπάνιας και για τιμές κατωφλίου -20db, -30db, -40db, -50db.....  | 133 |
| Πίνακας 5.6: Παράμετροι χρονικής διασποράς του καναλιού-συνιστώσες πολυδιόδευσης-μεταφερόμενη ενέργεια .....   | 134 |
| Πίνακας 5.7: Εκθέτες για την σχέση μεταξύ του πλήθους των mprcs και της r.m.s εξάπλωσης καθυστέρησης.....  | 137 |
| Πίνακας 5.8: Τιμές των παραμέτρων της κατανομής Weibull που προσομοιώνει την cdf της r.m.s delay spread.....   | 140 |
| Πίνακας 6.1: Παράμετροι SALEH-VALENZUELA .....   | 157 |

---

|  |     |
|--|-----|
| Πίνακας 6.2: Ρυθμός επιτυχίας του K-S test.....  | 159 |
| Πίνακας 6.3: Μέση τιμή και τυπική απόκλιση της lognormal παραμέτρου $b$ της κατανομής Weibull..... | 162 |

---

## ΚΑΤΑΛΟΓΟΣ ΣΥΝΤΜΗΣΕΩΝ

|            |   |
|------------|---|
| APDP       | Averaged Power Delay Profile                      |
| AoA        | Angle of Arrival                                  |
| AoD        | Angle of Departure                                |
| BPM        | Bi-Phase Modulation                               |
| BPSK       | Binary Phase Shift Keying                         |
| BW         | BandWidth   |
| CDF        | Cumulative Distribution Function                  |
| CFR        | Channel Frequency Response                        |
| CTF        | Channel Transfer Function                         |
| DUT        | Device Under Test                                 |
| EMC Hellas | Ellas S.A Electromagnetic Compatibility           |
| dB         | deciBel   |
| FCC        | Federal Communication Commission                  |
| IEEE       | Institute of Electrical and Electronics Engineers |
| IR         | Impulse Response                                  |
| K-S        | Kolmogorov- Smirnov                               |
| LAN        | Local Area Network                                |
| LPI/D      | Low Probability of Intercept / Detection          |
| LOS        | Line Of Sight                                     |
| LTl        | Linear and Time Invariant                         |
| MPC        | Multipath Component                               |
| NLOS       | Non Line Of Sight                                 |
| OFDM       | Orthogonal Frequency-Division Multiplexing        |
| OOK        | On Off Keying                                     |
| OPM        | Orthogonal Pulse Modulation                       |
| PAM        | Pulse Amplitude Modulation                        |
| PAN        | Personal Area Network                             |
| PDP        | Power Delay Profile                               |
| PG         | Path Gain   |
| PN         | Pseudo-random Noise                               |
| PPM        | Pulse Position Modulation                         |
| PSD        | Power Spectral Density                            |
| PSM        | Pulse Shape Modulation                            |
| r.m.s      | root mean square                                  |
| RF         | radio frequency                                   |
| RX         | Receiver  |
| SC         | Sliding Correlator                                |
| SNR        | Signal to Noise Ratio                             |
| SISO       | Single Input Single Output                        |
| S-V        | Saleh-Valenzuela                                  |
| TH-PPM     | Time Hopping Pulse Position Modulation            |
| ToA        | Time of Arrival                                   |

---

|      |                         |
|------|-------------------------|
| TX   | Transmitter             |
| VNA  | Vector Network Analyzer |
| USAF | United States Air Force |
| UWB  | Ultra WideBand          |
| WAN  | Wide Area Network       |



# 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

## 1.1 Σκοπός της έρευνας.

Η παρούσα διδακτορική διατριβή έχει σαν στόχο να δώσει μια εκτενή και περιεκτική ερμηνεία των χαρακτηριστικών διάδοσης των κυμάτων UWB μέσα σε ένα πολεμικό αεροσκάφος τύπου Lockheed Martin Hercules C130. Το περιβάλλον αυτό είναι συνήθως μη προσπελάσιμο στο κοινό. Το καλοκαίρι του 2007 πραγματοποιήθηκε καμπάνια λήψης μετρήσεων με σκοπό τον χαρακτηρισμό και την μοντελοποίηση του ραδιοδιαύλου επικοινωνίας που υπάρχει μέσα στους χώρους του αεροσκάφους όταν διαδίδονται μέσα σε αυτό κύματα UWB. Στην διεθνή βιβλιογραφία μπορεί κανείς να βρει εκτεταμένες έρευνες σχετικά με την διάδοση κυμάτων UWB σε περιβάλλον κλειστού ή/και ανοιχτού χώρου. Το περιβάλλον όμως που αναφέρθηκε παραπάνω λόγω της μεταλλικής δομής του έχει την ιδιαιτερότητα να ομοιάζει με αυτό μιας αγώγιμης κλειστής κοιλότητας μέσα στην οποία εκπέμπονται, διαδίδονται και τελικά καταφθάνουν στην κεραία του δέκτη από όλες τις πιθανές κατευθύνσεις ένα μεγάλο πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Η διάδοση των ραδιοκυμάτων UWB μέσα στους εσωτερικούς χώρους του αεροσκάφους και τα φαινόμενα από τα οποία συνοδεύεται αυτή αποκτούν έτσι μια ιδιαίτερη σημασία για την επιτυχή ανάπτυξη εφαρμογών. Σημαντικά θέματα τα οποία επηρεάζονται και καθορίζονται από το ραδιοδιάλυλο είναι το είδος, η ισχύς εκπομπής, και ο τύπος διαμόρφωσης με την οποία θα μεταδίδεται η πληροφορία, καθώς επίσης το είδος και η λειτουργία των κεραιών που θα εκπέμπουν και θα λαμβάνουν τα συγκεκριμένα σήματα αλλά και ο τύπος του δέκτη που πρέπει να χρησιμοποιηθεί.

Θα μπορούσε λοιπόν κάποιος να φανταστεί μια εφαρμογή στην οποία τα μέλη του πληρώματος ενός στρατιωτικού αεροσκάφους καθώς επίσης και το προσωπικό που συμμετέχει σε κάποια αποστολή και βρίσκεται στην καμπίνα του αεροσκάφους είναι εφοδιασμένο με συσκευές ενδοεπικοινωνίας που θα στηρίζονται στην

τεχνολογία UWB. Η συσκευή θα μπορούσε να είναι ενσωματωμένη στο κράνος ή σε ακουστικό κεφαλής. Σε κάποιο άλλο σενάριο, αρκετοί κινητοί χρήστες μέσα σε ένα στρατιωτικό αεροσκάφος βρίσκονται μέσα σε ένα δημιουργημένο ad-hoc UWB δίκτυο διατηρώντας συνεχώς την επικοινωνία και ταυτόχρονα πραγματοποιώντας τα καθημερινά τους καθήκοντα. Δίκτυα σαν αυτά που αναφέρθηκαν παραπάνω θα ήταν προφανώς αυτόνομα από άποψη τροφοδοσίας τους σε ισχύ, οπότε θα είχαν μη διακοπτόμενη λειτουργία γεγονός πολύ σημαντικό διότι υπάρχουν στιγμές κατά τις οποίες για θέματα που έχουν να κάνουν με την διεξαγωγή της πτήσεως διακόπτεται περιστασιακά η παροχή τροφοδοσίας μέσα στο αεροσκάφος. Σε κάποια άλλη περίπτωση θα μπορούσε μέσα στον ίδιο χώρο του αεροσκάφους να έχει δημιουργηθεί ένα δίκτυο αισθητήρων UWB το οποίο θα έδινε πληροφορίες σχετικά με διάφορες παραμέτρους στα παραπάνω αναφερόμενα δίκτυα UWB. Αρκετά σημαντικά θέματα που σχετίζονται με την τεχνολογία UWB σε ιδιαίτερους χώρους, όπως αυτός ενός στρατιωτικού αεροσκάφους C130, δεν έχουν ακόμα διερευνηθεί. Για τον σκοπό αυτό πραγματοποιήθηκε και η παρούσα ερευνητική προσπάθεια.

Ο ακριβής χαρακτηρισμός του καναλιού διάδοσης είναι ένα ουσιαστικό θέμα το οποίο απασχολεί όλους τους σχεδιαστές τηλεπικοινωνιακών συστημάτων και έχει να κάνει με τον υπολογισμό των παραμέτρων του καναλιού από τα δεδομένα που έχουν συλλεχθεί μέσω πειραμάτων που έχουν γίνει σε συγκεκριμένους χώρους. Οι υπολογιζόμενες παράμετροι χρησιμοποιούνται στον υπολογισμό των επιδράσεων του ραδιοδιαύλου στα τηλεπικοινωνιακά συστήματα τα οποία λειτουργούν στον συγκεκριμένο αυτό διαύλο [1]-[4]. Οι αντίστοιχες ερευνητικές προσπάθειες βασίζονται κυρίως σε καμπάνιες μέτρησης των χαρακτηριστικών των σημάτων που λαμβάνονται σε διάφορους χώρους μέτρησης και σε μετέπειτα εξαντλητικές αναλύσεις των αποτελεσμάτων αυτών με σκοπό την εξαγωγή αριθμητικών τιμών για διάφορες παραμέτρους του διαύλου επικοινωνίας.

Η συλλογή των δεδομένων μπορεί να γίνει με διάφορους τρόπους μέσω μιας ποικιλίας πειραματικών διατάξεων μέτρησης. Ο χαρακτηρισμός του ραδιοδιαύλου



μπορεί να επιτευχθεί με την εκπομπή στο διάυλο ενός κατάλληλου σήματος ραδιο-συχνότητας και την λήψη του σήματος το οποίο φθάνει στο δέκτη. Η διεξαγωγή των πειραμάτων γίνεται είτε με σάρωση στο πεδίο της συχνότητας (frequency sweeping), είτε με την απευθείας εκπομπή και λήψη παλμού στο πεδίο του χρόνου (direct pulse), είτε εναλλακτικά με την εκπομπή ενός σήματος που προκύπτει από την μίξη ενός φέροντος με μια δυαδική ακολουθία ψευδοτυχαίου θορύβου (spread spectrum sliding correlator) στον πομπό και τη χρήση ψηφιακού παλμογράφου ή ενός συσχετιστή στο δέκτη [5]. Γενικώς, για τις μετρήσεις στο πεδίο της συχνότητας χρησιμοποιείται διανυσματικός αναλυτής (Vector Network Analyzer VNA), ενώ για τις μετρήσεις στο πεδίο του χρόνου χρησιμοποιείται γεννήτρια παλμών (pulse generator) και παλμογράφος δειγματοληψίας (sampling oscilloscope). Μέσω του μετασχηματισμού Fourier δίνεται η δυνατότητα μετάβασης από το πεδίο χρόνου στο πεδίο της συχνότητας και αντιστρόφως. Στην συγκεκριμένη έρευνα πραγματοποιούνται μετρήσεις στο πεδίο της συχνότητας και η μεταφορά στο πεδίο του χρόνου πραγματοποιείται μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier.

Η ακρίβεια και η σωστή επεξεργασία των καταμετρημένων δεδομένων έχουν αντίκτυπο στην ακρίβεια της μοντελοποίησης του διαύλου επικοινωνίας η οποία θα βασίζεται στα συγκεκριμένα αποτελέσματα. Έτσι αρχικά εξετάζεται η απόδοση των συστημάτων που θα χρησιμοποιηθούν για την λήψη των μετρήσεων. Η διαδικασία αυτή περιλαμβάνει τον χαρακτηρισμό των γεννητριών, των διανυσματικών αναλυτών, των ενισχυτών, των καλωδίων και των κεραιών.

Το αποτέλεσμα της δυναμικής κίνησης των σκεδαστών και η επίδραση αυτής της κίνησης στο σήμα που λαμβάνεται στον δέκτη είναι σημαντικοί παράγοντες σε περιβάλλον γραφείων, διαμερισμάτων, βιομηχανικών χώρων ή ακόμα και μέσα στην καμπίνα ενός πολιτικού αεροσκάφους. Στους χώρους αυτούς η κίνηση ανθρώπων επιτρέπεται. Σε ένα στρατιωτικό αεροσκάφος όπως αυτό στο οποίο πραγματοποιήθηκε η έρευνα το προσωπικό κρατά την θέση του καθόλη την διάρκεια της πτήσης και δεν μετακινείται. Οι θέσεις βρίσκονται στις άκρες του δεξιού και του αριστερού μέρους της καμπίνας. Ακόμα και εάν κάποιος ήθελε να θεωρήσει την ύπαρξη κίνησης εντός του αεροσκάφους δεν θα μπορούσε να προβεί

σε συστηματικό χαρακτηρισμό αυτής της κίνησης γιατί δεν υπάρχει διαθέσιμο μοντέλο. Παράμετροι οι οποίες θα μπορούσαν να επηρεάσουν ένα τέτοιο μοντέλο είναι το πλήθος των ανθρώπων, η τοποθέτησή τους σε τυχαίες θέσεις, το πλήθος των ανθρώπων οι οποίοι θα μετακινούνται, το είδος της τυχαίας κίνησής τους κλπ. Για όλους τους παραπάνω λόγους στην παρούσα έρευνα αποφασίσθηκε ο χαρακτηρισμός του ραδιοδιαύλου να γίνει αγνοώντας την πιθανή επίδραση κινούμενης ανθρώπινης παρουσίας.

Κατά την διάρκεια της συγκεκριμένης καμπάνιας λήψης μετρήσεων τα σήματα εκπέμπονται και λαμβάνονται από δύο πανομοιότυπες όμοιο-κατευθυντικές κεραιές (Omni-directional antennas). Πραγματοποιούνται 13 συνολικά σενάρια μέτρησης και συλλέγονται συνολικά 8640 διαφορετικά προφίλ του λαμβανόμενου σήματος. Η προτίμηση της χρήσης όμοιο-κατευθυντικών κεραιών γίνεται γιατί αυτές μπορούν να θεωρηθούν αντιπροσωπευτικές για μελλοντικές εφαρμογές σε δίκτυα που αποτελούνται από χρήστες ασύρματων συστημάτων τόσο για επικοινωνίες οπτικής επαφής μεταξύ πομπού και δέκτη (Line of Sight-L.O.S) όσο και για επικοινωνίες στις οποίες πομπός και δέκτης δεν έχουν μεταξύ τους οπτική επαφή (Non Line of Sight-N.L.O.S).

Κατά την διάρκεια της καμπάνιας των μετρήσεων καταγράφονται τα δεδομένα του πλάτους και της φάσης του σήματος λήψης. Τα δεδομένα αυτά χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό της απόκρισης συχνότητας του καναλιού (Channel Frequency Response CFR). Στην συνέχεια, μέσω κατάλληλης διαδικασίας υπολογισμών παρουσιάζονται αποτελέσματα τα οποία αφορούν:

1. Τον εξαρτώμενο από την απόσταση παράγοντα απώλειας διαδρομής (distance dependent path-loss factor  $n$ ) τόσο για ολόκληρη την φασματική περιοχή που κάλυψε το πείραμα, όσο και για επιμέρους μέρη της φασματικής αυτής περιοχής.
2. Τον εξαρτώμενο από την συχνότητα παράγοντα απώλειας διαδρομής (frequency dependent path-loss factor  $k$ ).
3. Το προφίλ καθυστέρησης της ισχύος (Power Delay Profile-PDP).

4. Τον αριθμό των πολυδιαδρομικών συνιστωσών (Multipath components-MPCs) που υπάρχουν πάνω από μία συγκεκριμένη στάθμη κατωφλίου ισχύος καθώς επίσης και το ποσοστό της ενέργειας η οποία μεταφέρεται από τις συνιστώσες αυτές.
5. Τις παραμέτρους της χρονικής διασποράς του καναλιού, όπως η μέση επιπρόσθετη καθυστέρηση (mean excess delay), η μέγιστη επιπρόσθετη καθυστέρηση (maximum excess delay) και η r.m.s. εξάπλωση καθυστέρησης (r.m.s. delay spread). Οι χρονικές παράμετροι υπολογίζονται για στάθμες ισχύος από 50dB έως 10dB κάτω της ισχύος της μέγιστης πολυδιαδρομικής συνιστώσας (MPC).
6. Την χρονική συσχέτιση (temporal correlation) πλάτους μεταξύ γειτονικών πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

Στην συνέχεια προτείνεται και αναπτύσσεται ένα τροποποιημένο μοντέλο για τον υπολογισμό του κέρδους διαδρομής (path gain) για οποιαδήποτε συχνότητα και οποιαδήποτε απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη και συγκρίνεται το μοντέλο με τα δεδομένα που μετρήθηκαν και καταγράφηκαν κατά την διάρκεια της καμπάνιας. Το μοντέλο αποδεικνύει ότι η συνολική εξάρτηση του κέρδους διόδευσης (path gain) από την συχνότητα και από την απόσταση θα μπορούσε να εκφραστεί ως το γινόμενο των δύο ανεξάρτητων επιμέρους συνιστωσών απώλειας.

Με βάση τα αποτελέσματα των χρονικών παραμέτρων του καναλιού πραγματοποιείται μελέτη της σχέσης μεταξύ των χρονικών παραμέτρων και της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη καθώς επίσης και της σχέσης μεταξύ χρονικών παραμέτρων και απώλειας διάδοσης (path-loss). Γίνεται μοντελοποίηση της εξάρτησης της χρονικής παραμέτρου r.m.s εξάπλωσης καθυστέρησης (r.m.s delay spread) από τον μέσο αριθμό των πολυδιαδρομικών συνιστωσών με χρήση εκθετικής συνάρτησης.

Μια σημαντική δραστηριότητα κάθε προσπάθειας μοντελοποίησης καναλιού είναι η διερεύνηση του τι είδους κατανομή ακολουθούν οι διάφορες παράμετροι του καναλιού γιατί με αυτόν τον τρόπο αποκτά κανείς βαθιά γνώση της συμπεριφοράς των στατιστικών σκέδασης του καναλιού. Σε αυτήν την μελέτη χρησιμοποιείται ένα

στατιστικό μοντέλο που ακολουθεί τις αρχές του μοντέλου Saleh-Valenzuela [4] σύμφωνα με το οποίο στο δέκτη οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες καταφθάνουν σε ομάδες (clusters) ενώ, κάθε μια ομάδα αποτελείται από πολλές ακτίνες (rays). Στην παρούσα διατριβή προτείνεται μια τροποποίηση του μοντέλου ώστε να ικανοποιήσει τις ιδιαιτερότητες του διαύλου στο συγκεκριμένο περιβάλλον.

Οι τιμές του πλάτους των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που έχουν ληφθεί από μετρήσεις μικρής κλίμακας και αφορούν τις ίδιες ακριβώς χρονικές καθυστερήσεις συγκρίνονται με μερικές γνωστές θεωρητικές κατανομές πλάτους (Weibull Nakagami, Rayleigh, Rice and Lognormal) χρησιμοποιώντας τον έλεγχο Kolmogorov-Smirnov.

Τα αποτελέσματα κάθε επιμέρους παραμέτρου συγκρίνονται με προηγούμενα αποτελέσματα από μετρήσεις UWB που έχουν γίνει σε αντίστοιχα περιβάλλοντα ή διαφορετικά περιβάλλοντα καθώς επίσης γίνεται σύγκριση με αποτελέσματα από αντίστοιχες μετρήσεις καναλιών στενής ζώνης.

Τέλος, με βάση τις τιμές των παραμέτρων προτείνονται κατάλληλες τεχνικές εκπομπής και λήψης για ένα ολοκληρωμένο σύστημα UWB στο υπό μελέτη περιβάλλον.

## **1.2 Ιστορική αναδρομή.**

Η αρχή των τηλεπικοινωνιών UWB έγινε σχεδόν ταυτόχρονα με την γέννηση των κλασικών ραδιοεπικοινωνιών το 1900 όταν ο Marconi ουσιαστικά θεμελίωσε τις ασύρματες επικοινωνίες εκπέμποντας ένα σήμα το οποίο καταλάμβανε ένα τεράστιο φασματικό εύρος, σήμα το οποίο παραγόταν από μια συσκευή δικής του επινόησης η οποία ονομαζόταν γεννήτρια σπινθήρα διάκενου (spark gap transmitter) [6]. Το κύριο μειονέκτημα της τεχνολογίας αυτής όπως τουλάχιστον φάνταζε για πολλές δεκαετίες ήταν η ίδια η εξάπλωση του εκπεμπόμενου σήματος στην τεράστια αυτή φασματική περιοχή, οπότε ήταν φυσικό, το φάσμα να μην μπορεί να διαμοιρασθεί σε εύρος το οποίο θα επέτρεπε την χρήση διαφορετικών περιοχών συχνοτήτων (sub bands) από διαφορετικούς χρήστες. Με βάση αυτό το

σημαντικό κριτήριο οι επικοινωνίες UWB παραγκωνίστηκαν προς όφελος και περεταίρω ανάπτυξη των ραδιοεπικοινωνιών τόσο στενής ζώνης (narrowband) όσο και ευρείας ζώνης (wideband).

Η τεχνολογία UWB διερευνήθηκε ξανά το 1962 με τη μαθηματική ανάλυση των ηλεκτρομαγνητικών φαινομένων στο πεδίο του χρόνου (time domain electromagnetics). Οι μελέτες αυτές αφορούσαν την μεταβατική συμπεριφορά μιας συγκεκριμένης κλάσης μικροκυματικών δικτύων χρησιμοποιώντας την κρουστική απόκρισή τους (impulse response IR). Η βασική ιδέα είναι σχετικά απλή. Αντί ο χαρακτηρισμός ενός γραμμικού και χρονικά αμετάβλητου (linear and time invariant, LTI) συστήματος να γίνεται με την χρήση της συμβατικής μεθόδου της απόκρισης του συστήματος στο πεδίο της συχνότητας, δηλαδή με την μέτρηση του πλάτους και της φάσης σε συνάρτηση με την συχνότητα, ένα LTI σύστημα μπορεί να χαρακτηριστεί πλήρως από την απόκρισή του σε μία κρουστική διέγερση η οποία ονομάζεται κρουστική απόκριση  $h(t)$ . Η έξοδος  $y(t)$  ενός τέτοιου συστήματος για μια τυχαία είσοδο  $x(t)$  καθορίζεται μοναδικά από το ολοκλήρωμα της συνέλιξης.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(u)x(t-u)du \quad (1.1)$$

Εκείνο το οποίο έμενε ήταν να εφευρεθούν οι συσκευές οι οποίες θα πραγματοποιούσαν μετρήσεις σχετικές με τα αναφερόμενα παραπάνω μεγέθη καθώς επίσης και να υλοποιηθούν στην πράξη οι απαιτούμενοι πολύ μικρής διάρκειας παλμοί για τον υπολογισμό της κρουστικής απόκρισης.

Η περεταίρω ανάπτυξη εφαρμογών για την συγκεκριμένη τεχνολογία έγινε όταν αναπτύχθηκε η τεχνική δημιουργίας παλμών διάρκειας μικρότερης της τάξης των nanosecond έτσι ώστε να προσεγγιστεί ικανοποιητικά η κρουστική διέγερση καθώς επίσης όταν ολοκληρώθηκε η κατασκευή του παλμογράφου δειγματοληψίας (sampling oscilloscope) από την Hewlett – Packard (σήμερα Agilent) το 1962 έτσι ώστε οι προαναφερόμενοι παλμοί να μπορούν αφού περάσουν μέσα από ένα σύστημα να εμφανιστούν στην έξοδο του συστήματος και να καταγραφούν τα

χαρακτηριστικά τους.

Η ανάπτυξη των συστημάτων επιταχύνθηκε με την κατασκευή ενός ευαίσθητου δέκτη παλμικών κυμάτων μικρού εύρους ο οποίος αντικατέστησε τον παλμογράφο δειγματοληψίας. Το 1973 η εταιρία Sperry Rand Corporation κατοχύρωσε την πρώτη πατέντα σχετική με τηλεπικοινωνίες UWB. Μέχρι τα τέλη της δεκαετίας του 1980 η τεχνολογία UWB αναφερόταν με διάφορα ονόματα όπως επικοινωνίες βασικής ζώνης (baseband), επικοινωνίες χωρίς φέρον (carrier free), ή και κρουστικές επικοινωνίες (impulse communications). Ο όρος ultra wideband καθιερώθηκε το 1989 από το υπουργείο άμυνας των Η.Π.Α.

Στα χρόνια που μεσολάβησαν η τεχνολογία UWB μελετήθηκε θεωρητικά και αναπτύχθηκαν εφαρμογές που είχαν να κάνουν με τηλεπικοινωνίες, ραντάρ, συστήματα που χρησιμοποιούνται στην αποφυγή συγκρούσεων αυτοκινήτων, συστήματα ανίχνευσης θέσης, ανίχνευσης στάθμης υγρών, υψομετρικά κλπ.

### 1.3 Ορισμός των κυμάτων UWB, ιδιαιτερότητες και εφαρμογές.

Στις 14 Φεβρουαρίου 2002 η ομοσπονδιακή επιτροπή τηλεπικοινωνιών των Η.Π.Α Federal Communication Commission's (FCC) [7] επικύρωσε την απελευθέρωση της χρήσης της τεχνολογίας UWB για εμπορικές εφαρμογές, χαρακτήρισε τα συστήματα UWB ως συστήματα ακούσιας ακτινοβολίας (unintentional radiators) και εξέδωσε τον επίσημο ορισμό για τα κύματα αυτά. Σύμφωνα με τον ορισμό αυτόν, ένα κύμα χαρακτηρίζεται ως UWB όταν εκτείνεται σε φασματικό εύρος  $B_w$  μεγαλύτερο των 500MHz, ή, όταν το κλασματικό εύρος συχνοτήτων του είναι μεγαλύτερο της τιμής 0.2, ή

$$2 \frac{f_{high} - f_{low}}{f_{high} + f_{low}} > 0.2 \quad (1.2)$$

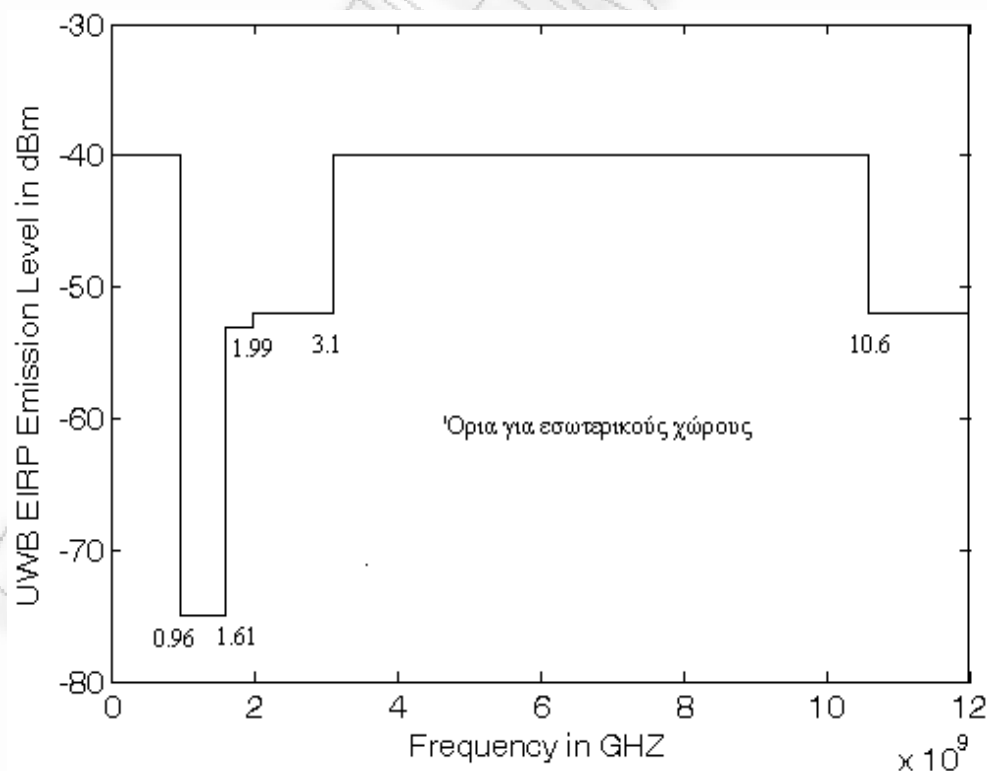
όπου  $f_{high}$  και  $f_{low}$  αντιστοιχούν στην ελάχιστη και τη μέγιστη συχνότητα εκπομπής στο σημείο που βρίσκεται 10dB κάτω του μεγίστου της εκπεμπόμενης ισχύος. Ως

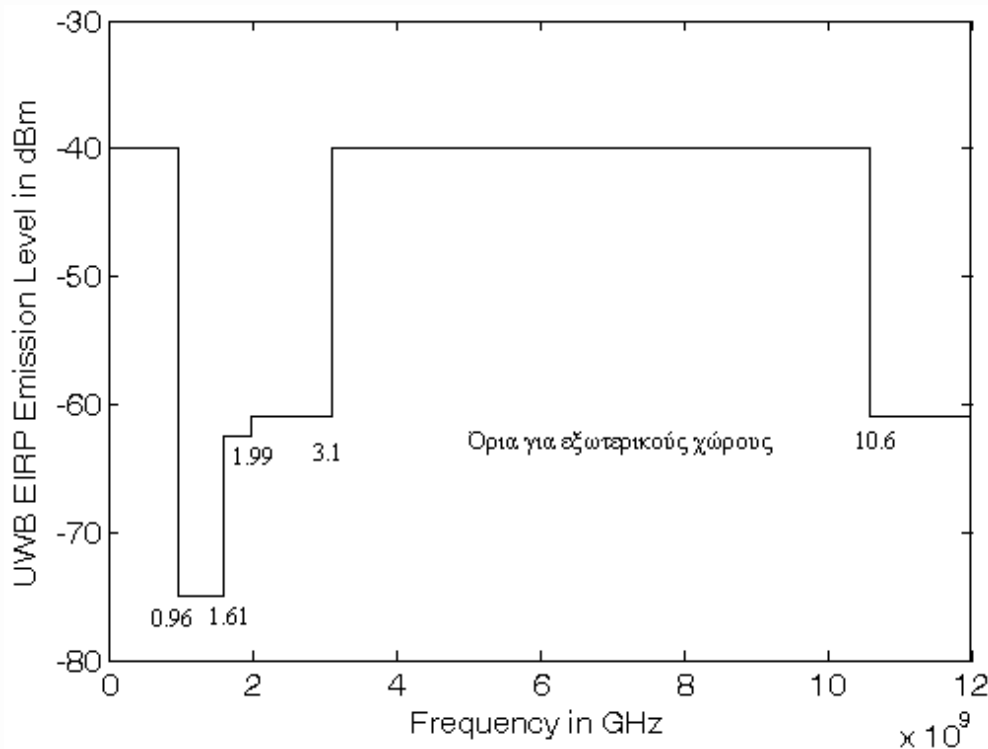
συχνοτικό κέντρο εκπομπής  $f_c$  ορίστηκε ο μέσος όρος της ελάχιστης και της μέγιστης συχνότητας εκπομπής στο σημείο αυτό,

$$f_c = \frac{f_{high} + f_{low}}{2} \quad (1.3)$$

Σύμφωνα με την FCC το διαθέσιμο εύρος συχνοτήτων είναι 7.5 GHz στις συχνότητες από 3.1 GHz έως 10.6 GHz. Η μέγιστη επιτρεπόμενη στάθμη εκπομπής είναι -41.3 dBm/MHz που αντιστοιχούν σε 75 nanowatts/MHz.

Επιπρόσθετα θα πρέπει να ικανοποιούνται και οι φασματικές μάσκες (spectrum mask) που δίνονται στις εικόνα (1.1), [7] για τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα UWB εσωτερικού και εξωτερικού χώρου αντίστοιχα. Αντίστοιχες φασματικές μάσκες έχουν εκδοθεί από την FCC για όλες τις υποψήφιες εφαρμογές στις οποίες μπορεί να χρησιμοποιηθεί η τεχνολογία UWB στο μέλλον.



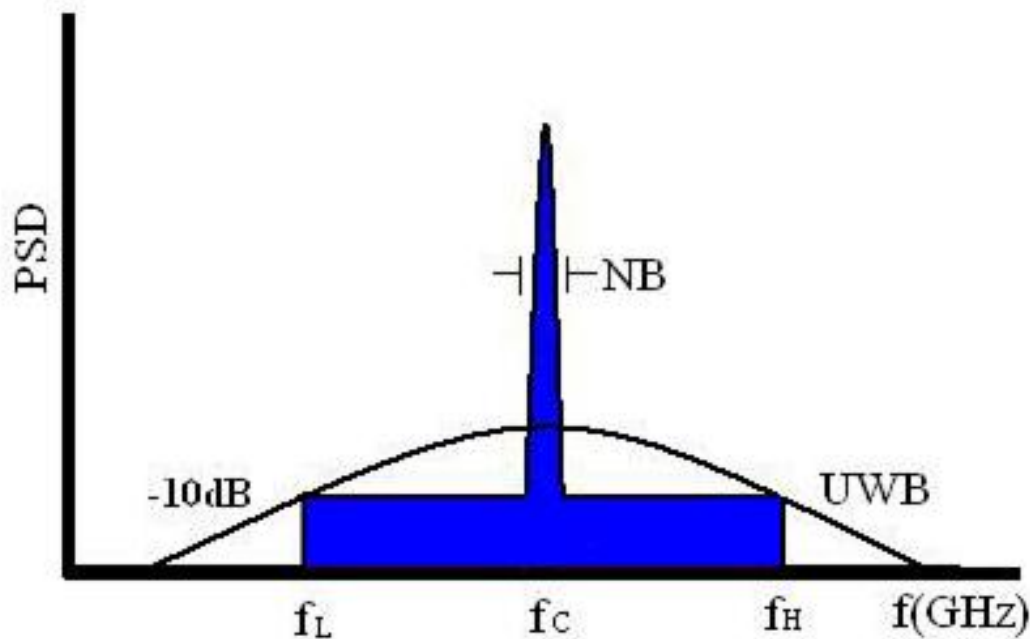


Εικόνα 1.1: Όρια εκπομπής για τηλεπικοινωνιακά συστήματα UWB που λειτουργούν σε εσωτερικό και εξωτερικό χώρο.

Τα κύματα UWB εκτείνονται σε μια πολύ μεγάλη φασματική περιοχή. Συγκρινόμενα με τα συστήματα τηλεπικοινωνιών στενής και ευρείας ζώνης, εικόνα (1.2), παρατηρείται ότι η φασματική περιοχή που καλύπτουν είναι μεν τεράστια, αλλά η φασματική πυκνότητα της ισχύος (Power Spectral Density PSD)  $PSD = \frac{P(\text{Watt})}{BW(\text{Hertz})}$  δηλαδή ο λόγος της ακτινοβολούμενης ισχύος σε watt προς το εύρος ζώνης συχνοτήτων που καταλαμβάνουν είναι πολύ μικρή.

Το εύρος ζώνης συχνοτήτων είναι αντιστρόφως ανάλογο της χρονικής διάρκειας του παλμού. Έτσι ανάλογα με το πόσο μεγάλο είναι το εύρος ζώνης συχνοτήτων στο οποίο προγραμματίζεται η έκταση των κυμάτων UWB αντίστροφα μικρός πρέπει να είναι και ο παλμός ο οποίος θα πρέπει να δημιουργηθεί και να εκπεμφθεί στο μέσο.





Εικόνα 1.2: Φασματική περιοχή κάλυψης UWB κυμάτων.

Στα γνωστά έως σήμερα ευρείας ζώνης συστήματα, λόγω του φαινομένου της πολυδιαδρομικής διάδοσης του σήματος από τον πομπό έως τον δέκτη, το λαμβανόμενο στον δέκτη σήμα αποτελείται από πολλαπλές εκδόσεις του εκπεμπόμενου, εκδόσεις οι οποίες φθάνουν με διαφορετική χρονική καθυστέρηση η μία από την άλλη. Το αποτέλεσμα είναι η κρουστική απόκριση του ραδιοδιαύλου να μην είναι πλέον μια απλή συνάρτηση δέλτα αλλά σειρά συναρτήσεων δέλτα, κάνοντας έτσι το δίαυλο να χαρακτηρίζεται ως χρονικά διασκορπισμένος. Έτσι ο δίαυλος θέτει θεμελιώδεις περιορισμούς στην απόδοση των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων. Οποιαδήποτε πρόβλεψη σχετικά με την συμπεριφορά του είναι μια δύσκολη υπόθεση λόγω του ότι φαινόμενα όπως η κίνηση μεταξύ πομπού και δέκτη, η ταχύτητα της κίνησης, το περιβάλλον στο οποίο διαδίδονται τα κύματα κλπ είναι καθοριστικοί παράγοντες για το εάν θα φθάσει και ποια θα είναι η τελική λαμβανόμενη μορφή του σήματος που θα λάβει ο δέκτης.

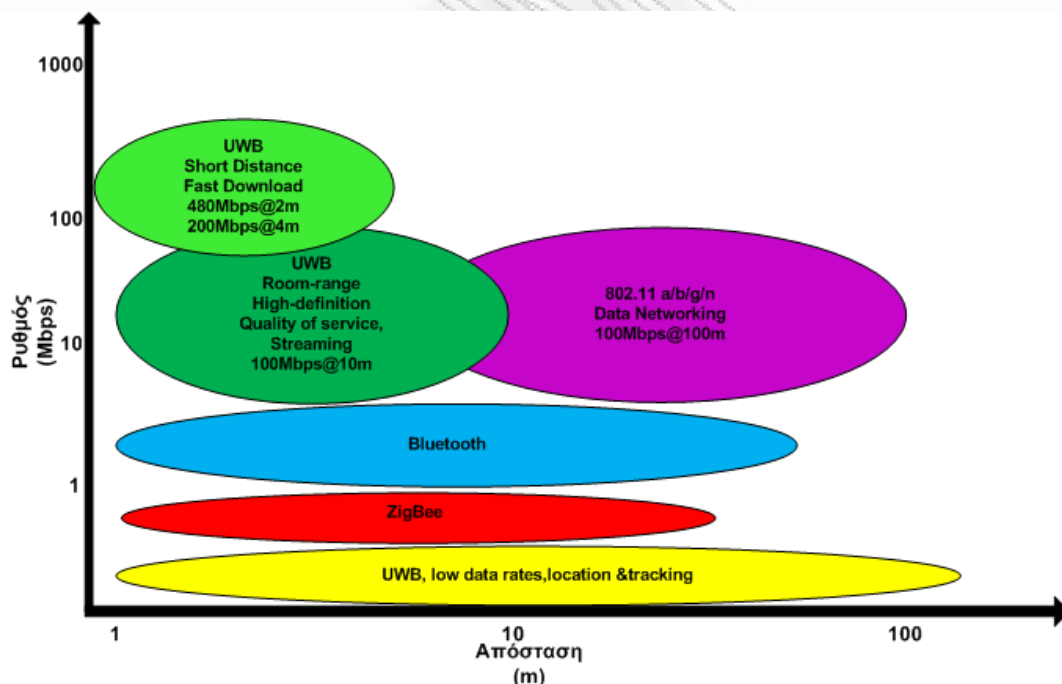
Η κυριότερη διαφορά μεταξύ ενός ραδιοδιαύλου διάδοσης ευρείας ζώνης και ενός ραδιοδιαύλου υπερ-ευρείας ζώνης UWB είναι η έντονη εξάρτηση από την συχνότητα της συνάρτησης μεταφοράς του διαύλου. Οι συμβατικοί δίαυλοι έχουν και αυτοί συχνοτική εξάρτηση της συνάρτησης μεταφοράς λόγω της χρονικής διασποράς των πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Αυτές οι διακυμάνσεις τυπικά λαμβάνουν χώρα μέσα σε ένα εύρος κάποιων MHz. Οι ραδιοδίαυλοι UWB έχουν όχι μόνο τις διακυμάνσεις αυτές αλλά και τις διακυμάνσεις που παράγονται από τις διαφορετικές εξασθενίσεις τις οποίες υφίστανται οι διαφορετικές συχνοτικές συνιστώσες που αποτελούν το τόσο μεγάλο εύρος του σήματος UWB. Η μελέτη λοιπόν των βασικών μηχανισμών πολυδιαδρομικής διάδοσης και των φαινομένων γίνεται τώρα κάτω από την νέα αυτή συνθήκη που επιβάλλει η εξάπλωση των σημάτων UWB σε αυτό το τόσο μεγάλο συχνοτικό εύρος.

Η τεχνολογία UWB παρουσιάζεται σαν μια ανταγωνιστική λύση για πολλά από τα θέματα που απασχολούν και τα αντικείμενα που πραγματεύεται η σύγχρονη βιομηχανία τηλεπικοινωνιών για τωρινές αλλά και μελλοντικές εφαρμογές. Τα πλεονεκτήματα των σημάτων UWB συνοψίζονται στα παρακάτω:

1. **Χαμηλή ισχύς εκπομπής:** Η ισχύς των σημάτων UWB περιορίζεται από τα στενά όρια τα οποία έχουν επιβάλλει οι διεθνείς κανονισμοί. Η ισχύς αυτή είναι ένα μικρό κλάσμα της ισχύος που χρησιμοποιούν οι υπάρχουσες τεχνολογίες. Έτσι η μη-ιονίζουσα ακτινοβολία από τα σήματα UWB είναι πολύ μικρή και επιπλέον, μπορούν να χρησιμοποιηθούν ταυτόχρονα με όλα τα υπάρχοντα συστήματα και ιδιαίτερα σε χώρους όπως αυτοί οι οποίοι χαρακτηρίζονται ως ευαίσθητα περιβάλλοντα δηλαδή νοσοκομεία, αεροδρόμια κλπ.
2. **Υψηλός ρυθμός μετάδοσης δεδομένων:** Μια συσκευή UWB μπορεί να έχει κλιμακούμενο ρυθμό μετάδοσης, από πολύ υψηλό ο οποίος απαιτείται στα σύγχρονα τηλεπικοινωνιακά δίκτυα, έως πολύ χαμηλό όπως αυτός ο οποίος

χρειάζεται για την ένδειξη ενός μετρητή και να υποστηρίξει εκατοντάδες στιγμιαία κανάλια, συγκρινόμενα με τα τρία κανάλια της 802.11b ή τα δέκα κανάλια της 802.11a.

Οι εφαρμογές της τεχνολογίας UWB στοχεύουν σε ρυθμούς μετάδοσης από 100Mbps έως 500Mbps. Σύμφωνα με την εξίσωση του Shannon,  $C = B \log_2 1 + SNR$ , όπου  $C$  είναι η χωρητικότητα του καναλιού,  $B$  είναι το εύρος ζώνης της πληροφορίας που μεταδίδεται και  $SNR$  (Signal to noise ratio) είναι ο λόγος του σήματος ως προς το θόρυβο, η τεράστια τιμή του εύρους των σημάτων UWB ακόμα και με χαμηλό λόγο σήματος προς θόρυβο οδηγεί στην πολύ υψηλή τιμή της χωρητικότητας των καναλιών επικοινωνίας UWB. Η εικόνα (1.3) παρουσιάζει μια σύγκριση του ρυθμού μετάδοσης της τεχνολογίας UWB με άλλες γνωστές ασύρματες τεχνολογίες. Όπως φαίνεται, οι υψηλές ταχύτητες επιτυγχάνονται μόνο σε δίκτυα μικρής εμβέλειας.



Εικόνα 1.3: Ρυθμοί μετάδοσης UWB σε σχέση με άλλες τεχνολογίες.

3. **Ταυτόχρονη δικτύωση (Simultaneous networking):** Η τεχνολογία UWB μπορεί να υποστηρίξει ένα προσωπικό δίκτυο (PAN), ένα τοπικό δίκτυο

(LAN), και ένα ευρείας έκτασης δίκτυο (WAN), ταυτόχρονα, χρησιμοποιώντας μία συσκευή.

4. **Χαμηλότερο κόστος και πολυπλοκότητα:** Οι υπάρχουσες συσκευές UWB είναι αρκετά σύνθετες από την άποψη των υλικών που χρησιμοποιούνται για την υλοποίησή τους, έχουν υψηλότερο κόστος παραγωγής και καταναλώνουν περισσότερη ενέργεια. Λόγω του μεγάλου εύρους ζώνης, ο δίαυλος εισάγει πολλαπλές ανακλάσεις οι οποίες συνεισφέρουν κατά μεγάλο ποσοστό στην ωφέλιμη ενέργεια του μεταδιδόμενου σήματος. Η ικανότητα του δέκτη να λαμβάνει όσο το δυνατόν περισσότερο ποσοστό της ενέργειας αυτής έχει αντίκτυπο στη συνολική απόδοση του συστήματος. Οι συσκευές UWB εκπέμπουν το σήμα χωρίς πρώτα να το διαμορφώσουν, ο παλμός λόγω της απουσίας φέροντος δεν χρειάζεται να περάσει μέσα από κυκλώματα μίκτη, η έκταση του φάσματος σε πολύ υψηλή τιμή συχνότητας αφαιρεί την ανάγκη μετάθεσης του σήματος σε υψηλή περιοχή συχνοτήτων και αντιστρόφως (up-down conversion), και η ύπαρξη τοπικού ταλαντωτή φυσικά είναι μη αναγκαία. Οι παλμοί UWB είναι εξαιρετικά σύντομοι, με διάρκεια κάτω από το 1ns. Η περίοδος όμως είναι αρκετά μεγαλύτερη, της τάξης των 100ns. Αυτές οι τιμές μεταβάλλονται ανάλογα με την επιθυμητή ταχύτητα μετάδοσης. Αν και το σχήμα των παλμών που χρησιμοποιούνται στις εφαρμογές UWB έχει μεγάλη σημασία, υποχρεωτικό σχήμα για τους παλμούς δεν υπάρχει, έχει επικρατήσει όμως η χρησιμοποίηση συγκεκριμένων σχημάτων το οποία βασίζονται σε κάποια παράγωγο της συνάρτησης Gauss [8]-[10]. Η συνάρτηση Gauss ορίζεται ως

$$G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \text{ όπου } \sigma \text{ είναι η τυπική απόκλιση. Η βάση των Gaussian}$$

κυματομορφών ονομάζεται Gaussian παλμός και ορίζεται ως

$$y_{g1}(t) = K_1 e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2}, \text{ με } -\infty < t < \infty, \tau \text{ να είναι παράγοντας που καθορίζει την}$$

χρονική διάρκεια του παλμού άρα και το εύρος ζώνης συχνοτήτων στις οποίες αυτός εκτείνεται και  $K_1$  να είναι μια σταθερά.

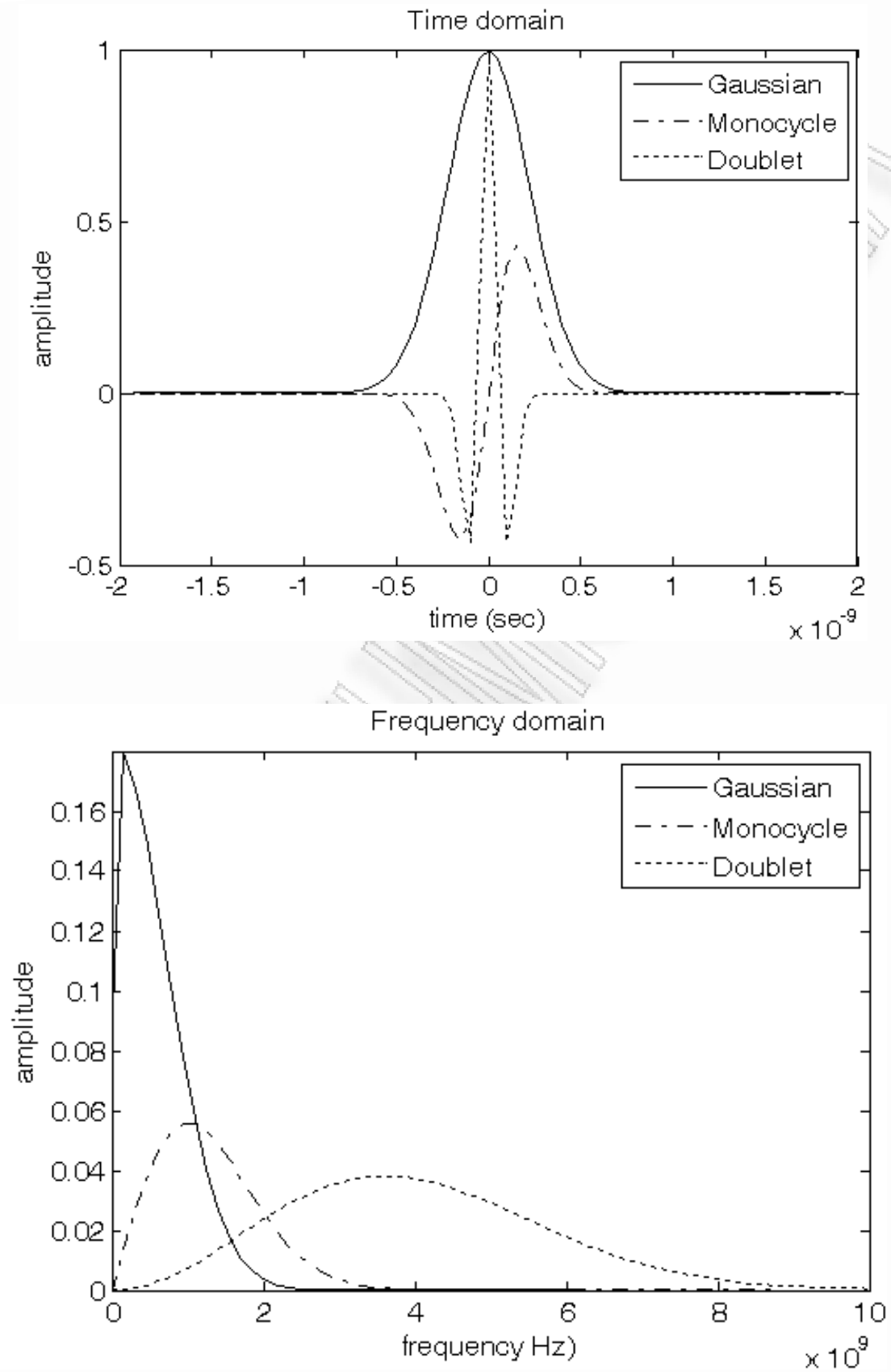
Οι παλμοί Gaussian έχουν εξαιρετικά σύντομη διάρκεια οπότε δίνουν ένα μετασχηματισμό Fourier που έχει εξαιρετικά μεγάλο εύρος. Υπολογίζοντας την πρώτη και την δεύτερη παράγωγο του Gaussian παλμού παράγονται οι παλμοί που ονομάζονται Gaussian monocycle και Gaussian doublet

αντίστοιχα και οι οποίοι ορίζονται ως  $y_{g2}(t) = K_2 \frac{-2t}{\tau^2} e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2}$  και

$y_{g3}(t) = K_3 \frac{-2}{\tau^2} \left(1 - \frac{2t^2}{\tau^2}\right) e^{-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2}$ , με  $K_2, K_3$  να είναι σταθερές. Στην εικόνα (1.4)

παρουσιάζονται οι Gaussian παλμοί και το φάσμα που καταλαμβάνουν. Ο παλμός doublet πραγματοποιεί δύο περάσματα από τον άξονα του χρόνου ενώ ο παλμός monocycle πραγματοποιεί ένα.

Από την εικόνα (1.4) παρατηρείται ότι ο παλμός doublet έχει ένα τεράστιο και περίπου συμμετρικό φάσμα το οποίο εκτείνεται στα 15GHz. Θεωρείται καταλληλότερος για εφαρμογές καθώς το σχήμα του φάσματός του μπορεί να χωρέσει κάτω από τη μάσκα χωρίς διαμόρφωση φορέα. Φυσικά, η μετάδοση δεδομένων απαιτεί μεγάλες ακολουθίες από παλμούς, οι οποίοι θα εκπέμπονται περιοδικά από τον πομπό. Για την ενσωμάτωση των δεδομένων στους παλμούς μπορούμε να θεωρήσουμε προσεγγιστικά ότι εάν ο Gaussian παλμός έχει επίπεδο εύρος ζώνης και εάν εκπέμπεται με σταθερό ρυθμό επανάληψης, τότε το σήμα το οποίο θα εκπέμπεται θα μοιάζει με φίλτρο χτένας (rake) έχοντας υψηλές κορυφές σε ορισμένες συχνότητες. Στην περίπτωση κατά την οποία είναι επιθυμητή η ομαλά κατανομημένη ισχύς του σήματος UWB σε όλο το διαθέσιμο φάσμα των συχνοτήτων έτσι ώστε να μην ξεπερνάει τη μάσκα της φασματικής πυκνότητας ισχύος που επιβάλλεται από την [7] τότε πρέπει να εφαρμοσθεί κάποια λύση.



Εικόνα 1.4: Gaussian παλμοί στα πεδία χρόνου και συχνότητας [23].

Μια από τις λύσεις που υπάρχουν είναι η ψευδοτυχαία μετακίνηση των παλμών στο χρόνο, έτσι ώστε το σήμα να αποκτήσει ένα χαρακτήρα θορύβου αλλά η ισχύς του να είναι ομοιόμορφα κατανεμημένη. Σε αυτήν την περίπτωση μιλάμε για διαμόρφωση TH-PPM (Time Hopping Pulse Position Modulation) η οποία εκτός από την εξομάλυνση του φάσματος έχει και το πλεονέκτημα της ταυτόχρονης εξυπηρέτησης πολλαπλών χρηστών. Στην πράξη και όσο αφορά τα σήματα UWB με τον όρο διαμόρφωση εννοούμε την διαδικασία ενσωμάτωσης των δεδομένων στους παλμούς. Καθώς βρισκόμαστε σε βασική ζώνη αυτή η διαμόρφωση μπορεί να επηρεάσει τη χρονική θέση ή το πλάτος του παλμού. Κάποιες τεχνικές επίσης προτείνουν μεταβολή μιας τρίτης παραμέτρου, του σχήματος του παλμού. Συνοπτικά, στη βιβλιογραφία αναφέρονται οι παρακάτω τεχνικές [8]-[10]:

1. Διαμόρφωση Θέσης Παλμού PPM (Pulse Position Modulation).
  2. Διφασική διαμόρφωση BPM (Bi-Phase Modulation) η οποία είναι αντίστοιχη του BPSK.
  3. Διαμόρφωση Ορθογώνιων Παλμών (Orthogonal Pulse Modulation OPM) ή διαμόρφωση Σχήματος Παλμού (PSM, Pulse Shape Modulation).
  4. Διαμόρφωση Πλάτους Παλμού PAM (Pulse Amplitude Modulation).
  5. Διακοπτική Διαμόρφωση OOK (On-Off Keying).
5. **Μεγαλύτερη ασφάλεια:** Η φύση του σήματος εκπομπής UWB σε συνδυασμό με την χαμηλή στάθμη ισχύος λειτουργίας κάνει την τεχνολογία UWB να είναι από το πιο ασφαλές μέσο που υπάρχουν σήμερα στις ασύρματες επικοινωνίες.
6. **Συνύπαρξη με άλλα ασύρματα συστήματα:** Η χαμηλή φασματική πυκνότητα ισχύος εκπομπής δίνει την δυνατότητα στα σήματα UWB να συνυπάρχουν με τα συμβατικά σήματα χωρίς να τα επηρεάζουν ή να επηρεάζονται από αυτά, και ανοίγει νέους δρόμους στις τηλεπικοινωνίες δημιουργώντας ουσιαστικά ένα νέο τηλεπικοινωνιακό μέσο το οποίο

συνυπάρχει αρμονικά με τα υφιστάμενα.

Τα υπάρχοντα συστήματα στενής ζώνης, που παραδοσιακά υποφέρουν από το φαινόμενο της διάλειψης λόγω πολυδιόδευσης (multi-path fading effect) υστερούν έναντι των κυμάτων UWB τα οποία λόγω της εξαιρετικά μικρής χρονικής τους διάρκειας παρουσιάζουν ανοσία στο φαινόμενο αυτό. Έτσι, η τεχνολογία UWB μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ασύρματες εφαρμογές υπέρ υψηλής ταχύτητας όπως οι επικοινωνίες κλειστού χώρου, τα ραντάρ διείσδυσης εδάφους (ground penetration), τα συστήματα ανίχνευσης διαμέσου τοίχου (through-wall imaging systems) καθώς επίσης και σε ιατρικά συστήματα απεικόνισης (medical imaging systems) [10]-[15].

Τα τελευταία χρόνια οι επικοινωνίες UWB είναι αντικείμενο εκτεταμένης έρευνας λόγω των μοναδικών δυνατοτήτων που αυτές έχουν για εφαρμογές ασύρματων επικοινωνιών μικρής απόστασης. Οι τηλεπικοινωνιακές αρχές διαχείρισης του φάσματος κάθε χώρας δίνουν σαφείς οδηγίες σχετικά με τα ανώτερα όρια της ισχύος εκπομπής και του απασχολούμενου εύρους συχνοτήτων των τηλεπικοινωνιών στενής ζώνης καθώς επίσης περιγράφουν τα όρια της εκτός ζώνης δευτερογενούς ακτινοβολούμενης ισχύος. Αντίστοιχα, λόγω της επιβεβλημένης από τους διεθνείς κανονισμούς χαμηλής στάθμης ισχύος εκπομπής, τα συστήματα UWB δεν προκαλούν παρεμβολή στα συστήματα στενής ζώνης γιατί ουσιαστικά από άποψη ισχύος βρίσκονται κάτω από το επίπεδο θορύβου αυτών, συνυπάρχοντας με αυτά και προκαλώντας σε αυτά ελάχιστη ή και καθόλου παρεμβολή [12]. Το ότι η ισχύς των σημάτων UWB είναι μικρή είναι ένα ιδιαίτερο θετικό γεγονός για την υγεία των ανθρώπων που χρησιμοποιούν εφαρμογές στην τεχνολογία αυτή. Σε ένα «ψηφιακό σπίτι» του μέλλοντος θα απαιτείται η ασύρματη σύνδεση συσκευών που απαιτούν τεράστιο συχνοτικό εύρος όπως για παράδειγμα η ασύρματη μεταφορά εικόνας από μια συσκευή αναπαραγωγής (DVD player) σε όλες τις συσκευές τηλεόρασης που βρίσκονται σε αυτό. Αν και οι ρυθμοί μετάδοσης στα Wi-Fi δίκτυα είναι πάρα πολύ υψηλοί, η τεχνολογία έχει πολλούς περιορισμούς που σχετίζονται



με την κατανάλωση ισχύος και το εύρος συχνοτήτων. Η στιγμή κατά την οποία θα απαιτηθεί από την αγορά η διασύνδεση των εμπορικών συσκευών σε ένα μικρής εμβέλειας δίκτυο έχει ήδη φθάσει, οπότε είναι απαραίτητη η δημιουργία της ασύρματης τεχνολογίας η οποία θα υποστηρίζει όλα αυτές της υψηλού ρυθμού δεδομένων εφαρμογές, τεχνολογία η οποία θα πρέπει να βασίζει την λειτουργία της στη χαμηλή κατανάλωση και το σχετικά μικρό φυσικό μέγεθος. Ένα τέτοιο δίκτυο θα μπορούσε να υποστηριχθεί από την τεχνολογία UWB λόγω του πάρα πολύ μεγάλου συχνοτικού εύρους, αλλά, οι τεράστιοι αυτοί ρυθμοί μεταφοράς θα μπορούν λόγω της μικρής ισχύος να επιτευχθούν μέσα σε μια μικρή περιοχή της τάξης μερικών μέτρων [16].

Η χρήση της τεχνολογίας UWB ακόμα και στις πιο αντίξοες συνθήκες διάδοσης μέσα σε κανάλια χαμηλού λόγου σήματος προς θόρυβο (signal to noise ratio SNR) θα μπορεί να εγγυηθεί την θεωρητική πολύ υψηλή τιμή της χωρητικότητας. Επιπρόσθετα για θέματα ασφάλειας, λόγω της πολύ χαμηλής ισχύος ένας υποψήφιος ωτακουστής θα έπρεπε να είναι πάρα πολύ κοντά στον πομπό έτσι ώστε να μπορεί να ανιχνεύσει και να υποκλέψει την πληροφορία. Εάν στο γεγονός που περιγράφηκε παραπάνω προστεθεί και η κωδικοποίηση της πληροφορίας η οποία μπορεί να γίνει εφοδιάζοντας πομπό και δέκτη με μοναδικούς κώδικες τότε φαντάζεται κανείς πόσο ασφαλείς επικοινωνίες μπορούν να δημιουργηθούν. Συνεπώς, τα συστήματα επικοινωνίας UWB θεωρούνται ως συστήματα υψηλής ασφάλειας παρέχοντας χαμηλή πιθανότητα ανίχνευσης και διακοπής της λειτουργίας τους (low probability of intercept and detection, LPI/D) ένα θέμα που στις στρατιωτικές τουλάχιστον επικοινωνίες είναι ύψιστης σημασίας. Επιπρόσθετα, λόγω της μεγάλης τιμής που λαμβάνει ο λόγος του εύρους της ραδιοσυχνότητας (RF) προς το εύρος του σήματος της πληροφορίας τα συστήματα UWB προσφέρουν υψηλό κέρδος επεξεργασίας (processing gain). Το υψηλό κέρδος εξαιτίας του συχνοτικού διαφορισμού (frequency diversity) δίνει στα συστήματα UWB την δυνατότητα να ανθίστανται επιτυχώς σε ηθελημένη ή αθέλητη παρεμβολή. Πάρα πολύ σημαντική τέλος είναι η ιδιότητα των σημάτων UWB να διεισδύουν όπως

αναφέρθηκε παραπάνω, μέσα σε διάφορα υλικά. Έτσι αυτή η ιδιότητα κάνει τα σήματα UWB να είναι υποψήφια για εφαρμογές ανίχνευσης διαμέσου τοίχου (sense through the wall communications), καθώς επίσης σε εφαρμογές ραντάρ διείσδυσης εδάφους (ground penetration radar).

#### **1.4 Βιβλιογραφία σχετική με UWB μετρήσεις.**

Σε αντίθεση με τις επικοινωνίες στενής ζώνης όπου μας ενδιαφέρει ως επί το πλείστον το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος, στις επικοινωνίες υπέρ υψηλού εύρους συχνοτήτων εκτός από το πλάτος του λαμβανόμενου σήματος μας ενδιαφέρει εξίσου και η φάση του γιατί στην πληροφορία που σχετίζεται με την φάση ενυπάρχει η καθυστέρηση. Στη διεθνή βιβλιογραφία βρίσκει κανείς μια σειρά από σημαντικές δημοσιεύσεις για τον χαρακτηρισμό και την μοντελοποίηση διαύλων UWB [1]-[3], [5], οι οποίες παρέχουν τις βασικές ιδέες σχετικά με τους παράγοντες οι οποίοι λαμβάνουν μέρος και επηρεάζουν την ασύρματη επικοινωνία μεταξύ ενός ή/και περισσότερων πομπών και ενός ή/και περισσότερων δεκτών για διάφορα περιβάλλοντα. Το περιβάλλον διάδοσης μέσα σε ένα στρατιωτικό αεροσκάφος όμως, είναι μια ιδιαίτερη περίπτωση γιατί αυτό στην πράξη είναι μια πολύ μεγάλη μεταλλική καμπίνα στην οποία υπάρχουν πάρα πολλοί σκεδαστές και από την οποία λείπουν σχεδόν εξ ολοκλήρου πλαστικά ή ξύλινα υλικά.

Για να γίνει ένας επιτυχής χαρακτηρισμός και να προκύψουν ακριβή μοντέλα διάδοσης προαπαιτούνται τόσο εκτενείς σε πλήθος όσο και ακριβείς σε αποτέλεσμα διαδικασίες λήψης μετρήσεων. Πλήθος ερευνητών τα τελευταία χρόνια ασχολείται συστηματικά αφιερώνοντας σημαντικά χρηματικά ποσά και πόρους για την εκτέλεση πειραμάτων σε διάφορους χώρους, με διαφορετικό εξοπλισμό, με διαφορετικές τοπολογίες μέτρησης, παρέχοντας τελικά ο κάθε ένας τα συμπεράσματά του και χαρακτηρίζοντας με τον δικό του τρόπο τον τομέα της έρευνας του. Κατά την διάρκεια του σχεδιασμού κάποιου πειράματος λήψης

μετρήσεων οι σημαντικοί παράγοντες που μελετώνται και οι αποφάσεις οι οποίες παίρνονται έχουν να κάνουν με:

### **1. Το περιβάλλον μετρήσεων.**

Το σήμα το οποίο θα φθάνει κάθε φορά στον δέκτη θα εξαρτάται όχι μόνο από την γεωμετρία του χώρου αλλά και από τους σκεδαστές οι οποίοι θα βρίσκονται διασκορπισμένοι μέσα σε αυτόν. Ουσιαστικά λοιπόν ο κάθε χώρος μέσα στον οποίο πραγματοποιούνται μετρήσεις χαρακτηρίζεται ως μοναδικός. Το αρνητικό σε αυτήν την πραγματικότητα είναι ότι δεν υπάρχει πανομοιότυπος χώρος για να γίνουν αντικειμενικές συγκρίσεις μεταξύ των αποτελεσμάτων από διαφορετικές καμπάνιες μέτρησης.

### **2. Τις τεχνικές μέτρησης της πολυδιαδρομικής διάδοσης.**

Υπάρχουν τρεις κύριες τεχνικές μέτρησης της πολυδιαδρομικής διάδοσης των κυμάτων UWB:

#### **A. Η τεχνική μέτρησης στο πεδίο της συχνότητας.**

Η προσέγγιση του χαρακτηρισμού του καναλιού μέσω των μετρήσεων στο πεδίο συχνότητας με την χρήση διανυσματικού αναλυτή δικτυωμάτων (Vector Network Analyzer VNA) και η μετατροπή των αποτελεσμάτων μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier στο πεδίο του χρόνου παρέχει το πλεονέκτημα της χρησιμοποίησης εξοπλισμού υψηλότερης ευαισθησίας από αυτόν που θα χρησιμοποιούσε κανείς για την λήψη μετρήσεων στο πεδίο του χρόνου. Το κυριότερο μειονέκτημα της μεθόδου μέτρησης στο πεδίο της συχνότητας είναι ότι για την σύνδεση του απαιτούμενου διανυσματικού αναλυτή με τις κεραίες απαιτούνται καλώδια RF πολύ καλής ποιότητας τα οποία θα πρέπει να έχουν πολύ καλής ποιότητας διπλή θωράκιση έτσι ώστε να αποφευχθεί η ανεπιθύμητη σύζευξη του σήματος που μεταφέρουν με τα σήματα τα οποία υπάρχουν στον αέρα. Έτσι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη περιορίζεται από το πεπερασμένο μήκος των καλωδίων. Το πλήθος

των διαφορετικών συχνοτήτων (frequency bins) στις οποίες υποδιαιρείται και σαρώνεται το φάσμα στις μετρήσεις πεδίου συχνότητας είναι καθοριστικότερος παράγοντας για τη διακριτικότητα ως προς την συχνότητα των μετρήσεων που θα πραγματοποιηθούν.

#### **Β. Η τεχνική μέτρησης στο πεδίο του χρόνου.**

Σύμφωνα με την τεχνική αυτή ο πομπός χρησιμοποιώντας γεννήτρια παλμών εκπέμπει στον δίαυλο έναν επαναλαμβανόμενο παλμό πολύ μικρής διάρκειας ενώ ο δέκτης ο οποίος είναι εφοδιασμένος με ένα ευρέως ζωνοπερατού φίλτρου παλμογράφο ψηφιακής δειγματοληψίας λαμβάνει τους εκπεμπόμενους παλμούς. Στις απευθείας μετρήσεις στο πεδίο του χρόνου το μόνο καλώδιο που απαιτείται είναι αυτό το οποίο μεταφέρει το σήμα σκανδαλισμού από την πηγή που βρίσκεται στην μεριά του πομπού προς τον παλμογράφο δειγματοληψίας ο οποίος βρίσκεται στην μεριά του δέκτη. Το εύρος του σήματος σκανδαλισμού είναι συνήθως πολύ μικρότερο του σήματος του παλμού που χρησιμοποιείται για τις μετρήσεις. Έτσι μπορούν να χρησιμοποιηθούν καλώδια μέτριας εξασθένησης και διασποράς και να πραγματοποιηθούν μετρήσεις σε μεγαλύτερες αποστάσεις από αυτές που θα μπορούσαν να γίνουν με την μέθοδο μέτρησης στο πεδίο της συχνότητας.

#### **Γ. Τεχνική μέτρησης με χρήση κυλιόμενου συσχετιστή διασποράς φάσματος (Spread Spectrum Sliding Correlator SC).**

Με βάση αυτήν την τεχνική γίνεται μίξη ενός φέροντος σήματος με μια ακολουθία ψευδοτυχαίου θορύβου. Η ακολουθία διασπείρεται σε ένα πολύ μεγάλο εύρος και στην συνέχεια εκπέμπεται στον δίαυλο. Το σήμα που φθάνει στον δέκτη φιλτράρεται και στην συνέχεια αποδιασπείρεται με την χρήση και πάλι μιας γεννήτριας ακολουθίας ψευδοτυχαίου θορύβου.

Στην συγκεκριμένη καμπάνια χρησιμοποιήθηκε η τεχνική πεδίου συχνότητας. Αρκετοί ερευνητές έχουν μελετήσει την διάδοση κυμάτων UWB κάνοντας μετρήσεις στο πεδίο της συχνότητας σε εμπορικά, βιομηχανικά και οικιακά περιβάλλοντα [17]-[26]. Στην [27] παρουσιάζεται μια σύνοψη των καναλιών διάδοσης UWB και των χαρακτηριστικών τους δίνοντας περιληπτικά την βασική θεωρία για τις τεχνικές λήψης μετρήσεων.

### **3. Διακριτικότητα στο χώρο και στο χρόνο.**

Σύμφωνα με τις τρεις τεχνικές που περιγράφηκαν συνοπτικά παραπάνω, η διακριτικότητα στο χρόνο είναι πεπερασμένη. Ακόμα και εάν κάποιος θεωρήσει διακριτικότητα της τάξεως δέκατου του nanosecond το λαμβανόμενο σήμα θα εμπεριέχει αρκετές πολυδιαδρομικές συνιστώσες. Η διακριτικότητα στον χρόνο επιδρά απ ευθείας στις μετρήσεις του χρόνου άφιξης (Time Of Arrival TOA). Αυξάνοντας την διακριτικότητα της απόκρισης του καναλιού στο πεδίο του χρόνου αναδεικνύεται ευκολότερα η LOS συνιστώσα οπότε χρησιμοποιώντας αυτήν την ιδιότητα μπορούμε έτσι να βελτιώσουμε την απόδοση ενός συστήματος εντοπισμού θέσης το οποίο χρησιμοποιεί τεχνικές εκτίμησης του TOA.

Από την άλλη μεριά η διακριτικότητα στον χώρο σχετίζεται με την τοπολογία την οποία θα ακολουθεί η κεραία εκπομπής ή/και η κεραία λήψης κατά την διάρκεια των μετρήσεων. Έτσι σχεδιάζονται καμπάνιες μετρήσεων στις οποίες ο πομπός παραμένει σταθερός σε μια συγκεκριμένη θέση στον χώρο ενώ ο δέκτης μετακινείται και πλησιάζει ή απομακρύνεται σε ευθεία γραμμή ή ακολουθώντας προκαθορισμένες θέσεις σε ένα πλέγμα. Οι αποστάσεις στις οποίες λαμβάνονται οι μετρήσεις κυμαίνονται ανάλογα με την παράμετρο που θέλουμε να υπολογίσουμε και μπορούν να είναι αραιές σε βήμα (20cm- 40cm) ή πυκνές (1cm).

### **4. Το εύρος του φάσματος στο οποίο θα πραγματοποιηθούν οι μετρήσεις.**

Σημειωτέο ότι όλοι οι ερευνητές δεν χρησιμοποιούν ολόκληρο το φάσμα το οποίο έχει παραχωρηθεί από την ομοσπονδιακή επιτροπή τηλεπικοινωνιών (Federal Communications Commission FCC) για τα κύματα UWB. Σε άλλες καμπάνιες μέτρησης χρησιμοποιείται ολόκληρο το φάσμα των 7.5GHz στην φασματική περιοχή από 3.1GHz έως 10.6GHz ενώ σε άλλες καμπάνιες χρησιμοποιείται μέρος του φάσματος.

##### **5. Στην επεξεργασία των μετρήσεων και στη μοντελοποίηση του διαύλου.**

Η ανάλυση η οποία γίνεται για τα τηλεπικοινωνιακά συστήματα εσωτερικού χώρου βασίζεται στην προσομοίωση ολόκληρου του τηλεπικοινωνιακού διαύλου χρησιμοποιώντας στατιστικές μεθόδους. Η προσέγγιση όμως αυτή απαιτεί εκτεταμένες μετρήσεις στον υπό έρευνα χώρο. Η διακριτικότητα στο πεδίο του χρόνου (time-domain resolution) και η χρονική καθυστέρηση (time delay) την οποία μπορούμε να πετύχουμε από μετρήσεις στο πεδίο συχνότητας εξαρτάται από τις τιμές της ελάχιστης και της μέγιστης συχνότητας καθώς επίσης και από τον αριθμό των διαστημάτων στα οποία έχει διαχωριστεί το φάσμα και στα οποία έχουν διεξαχθεί οι μετρήσεις (frequency points). Οι μετρήσεις UWB είτε αυτές γίνονται στο πεδίο της συχνότητας, είτε γίνονται στο πεδίο του χρόνου είναι εξαρτώμενες από τα χαρακτηριστικά των κεραιών που λαμβάνουν μέρος στο πείραμα. Στις [1],[27] παρουσιάζεται η βασική θεωρία μοντελοποίησης του ραδιοδιαύλου επικοινωνίας UWB.

Στην παρούσα ερευνητική προσπάθεια το μοντέλο το οποίο τελικά ακολουθείται για την μοντελοποίηση του διαύλου βασίζεται σε τροποποίηση του μοντέλου Saleh-Valenzuela όπως στην [3]. Η τροποποίηση η οποία περιγράφεται και ακολουθείται έχει να κάνει με διαφορετική θεώρηση του ρυθμού πτώσης της ισχύος της πρώτης ομάδας του προφίλ καθυστέρησης της ισχύος σε σχέση με τον ρυθμό πτώσης της ισχύος των επόμενων ομάδων. Επιπρόσθετα, για την μοντελοποίηση των διαλείψεων μικρής κλίμακας (small scale fading) του πλάτους των πολυδιαδρομικών συνιστωσών έχουν

προταθεί διάφορες στατιστικές κατανομές όπως οι Nakagami, Rice, Lognormal, Weibull, Rayleigh, [2], [4], [27]. Η ίδια μέθοδος επεξεργασίας και ανάλυσης για την εύρεση της στατιστικής κατανομής την οποία ακολουθούν οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες ακολουθείται και στην παρούσα εργασία.

Στην διεθνή βιβλιογραφία μπορεί κανείς να βρει κάποιες εργασίες οι οποίες σχετίζονται με την διάδοση κυμάτων UWB σε περιβάλλον αεροσκάφους, όπως αυτές που παρουσιάζονται στις [28]-[31]. Στην [28] εξετάζεται η διάδοση των κυμάτων UWB μέσα σε ένα πολιτικό αεροσκάφος Boeing 737-200. Στην εργασία αυτή οι συγγραφείς κάνουν μοντελοποίηση των παραμέτρων μεγάλης κλίμακας (large scale), ενώ στην [29] προτείνουν δύο στατιστικά μοντέλα για την περιγραφή της κρουστικής απόκρισης του καναλιού σε συνθήκες διάδοσης LOS και NLOS. Στην [30] εξετάζεται διεξοδικά η επίδραση της παρουσίας ανθρώπων στην διάδοση του ραδιοκύματος μέσα στην καμπίνα του αεροσκάφους ενώ τέλος στην [31] γίνεται μελέτη της διάδοσης κυμάτων στενής ζώνης μέσα σε ένα αεροσκάφος τύπου Boeing 737-400 και δίνονται αποτελέσματα για τις στατιστικές διαλείψεων και για τους συντελεστές του κέρδους διόδευσης.

### **1.5 Δομή του κειμένου της διατριβής.**

Η δομή του κειμένου της διατριβής είναι η ακόλουθη:

#### **Κεφάλαιο 2- Περιγραφή του ραδιοδιαύλου UWB.**

Το δεύτερο κεφάλαιο περιέχει το θεωρητικό υπόβαθρο περιγραφής του ραδιοδιαύλου UWB. Αρχικά γίνεται μια αναφορά των επιδράσεων του διαύλου στο μεταδιδόμενο σήμα. Στην συνέχεια ακολουθεί σύντομη περιγραφή των διαφόρων προσεγγίσεων που έχουν προταθεί στην διεθνή βιβλιογραφία.

#### **Κεφάλαιο 3- Μετρήσεις UWB στο περιβάλλον του αεροσκάφους C130.**

Το τρίτο κεφάλαιο περιέχει την περιγραφή του πειραματικού μέρους της διατριβής. Αρχικά αναλύεται η αρχή λειτουργίας των μετρητικών διατάξεων που χρησιμοποιούνται γενικώς και της μετρητικής διάταξης που τελικά χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα έρευνα. Έπειτα, περιγράφονται οι κεραίες, τα καλώδια, ο ενισχυτής και ο διανυσματικός αναλυτής που χρησιμοποιήθηκαν. Στην συνέχεια ακολουθεί η μεθοδολογία, η πειραματική διαδικασία και τα αποτελέσματα της βαθμονόμησης του εξοπλισμού. Ακολουθεί η περιγραφή του περιβάλλοντος μέσα στο οποίο πραγματοποιήθηκε η καμπάνια λήψης των μετρήσεων και των σεναρίων διάδοσης που εξετάστηκαν στις μετρήσεις του καναλιού με ιδιαίτερη έμφαση για τα επιμέρους χαρακτηριστικά της κάθε μιας μέτρησης.

#### **Κεφάλαιο 4- Υπολογισμός των συντελεστών απωλειών διάδοσης. Προτεινόμενο μοντέλο για το συνολικό κέρδος διαύλου.**

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται η επεξεργασία των πειραματικών δεδομένων από τις μετρήσεις του καναλιού από τις οποίες τελικά υπολογίζονται οι εξαρτώμενοι από την απόσταση και από την συχνότητα συντελεστές απωλειών του σήματος UWB  $n, k$  αντίστοιχα. Με βάση τις τιμές των μεγεθών αυτών αναπτύσσεται μοντέλο



το οποίο υπολογίζει για κάθε απόσταση και για κάθε συχνότητα το συνολικό κέρδος διαδρομής (path gain) του καναλιού  $G_{est}$  ως γινόμενο των ανεξάρτητων επιμέρους τιμών,  $G(d), G(f)$ , δηλαδή, του κέρδους διαδρομής που εξαρτάται από την απόσταση  $G(d)$  και του κέρδους που εξαρτάται από την συχνότητα  $G(f)$  και τέλος πραγματοποιείται σύγκριση μεταξύ των υπολογισμένων από το μοντέλο τιμών  $G_{est}$  και των μετρημένων κατά τη διάρκεια της καμπάνιας  $G_{meas}$ .

### **Κεφάλαιο 5- Υπολογισμός των παραμέτρων χρονικής διασποράς του καναλιού UWB.**

Στο κεφάλαιο αυτό περιγράφεται η επεξεργασία των πειραματικών δεδομένων από τις μετρήσεις του καναλιού από τις οποίες τελικά υπολογίζεται το προφίλ καθυστέρησης της ισχύος (power delay profile PDP) και στην συνέχεια από αυτό οι τιμές των παραμέτρων χρονικής διασποράς του καναλιού (μέγιστη υπερβάλλουσα καθυστέρηση maximum excess delay, μέση υπερβάλλουσα καθυστέρηση mean excess delay, r.m.s εξάπλωση καθυστέρησης r.m.s delay spread). Στην συνέχεια υπολογίζονται το πλήθος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που υπάρχουν πάνω από μια καθορισμένη στάθμη ισχύος καθώς και το ποσοστό του σήματος το οποίο αυτές μεταφέρουν. Η σχέση μεταξύ του μέσου πλήθους των πολυδιαδρομικών συνιστωσών και της r.m.s εξάπλωσης καθυστέρησης μοντελοποιήθηκε με την χρήση εκθετικής συνάρτησης (power law). Τέλος υπολογίζεται η χρονική συσχέτιση (temporal correlation) μεταξύ των διαδοχικών χρονικών υποδιαιρέσεων (time bin) του PDP.

### **Κεφάλαιο 6-Στατιστική μοντελοποίηση του UWB καναλιού.**

Στο κεφάλαιο 6 περιγράφεται η επεξεργασία των πειραματικών δεδομένων από τις μετρήσεις του καναλιού από τις οποίες τελικά υπολογίζονται τα στατιστικά μεγέθη του καναλιού. Χρησιμοποιείται μια τροποποιημένη μορφή του μοντέλου Saleh-Valenzuela και τελικά αφού καθοριστεί το πλήθος των ομάδων χρησιμοποιώντας το μέσο προφίλ καθυστέρησης της ισχύος (APDP) από κάθε σενάριο μέτρησης

υπολογίζονται ο μέσος ρυθμός άφιξης των ομάδων, ο εκθέτης πολυδιαδρομικών συνιστωσών με τον οποίο φθίνει η ισχύς των ομάδων μέσα στο APDP καθώς επίσης ο εκθέτης με τον οποίο φθίνει η ισχύς των ακτίνων που συνθέτουν τις διάφορες ομάδες.

Στην συνέχεια εξετάζεται η κατανομή του πλάτους των συνιστωσών πολυδιόδευσης. Για τον σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται πειραματικά δεδομένα από πυκνές μετρήσεις (ανά 1cm). Δοκιμάζονται διάφορες κατανομές πλάτους χρησιμοποιώντας τον έλεγχο Kolmogorov-Smirnov με σκοπό να ελεγχθεί το επί τοις εκατό ποσοστό με το οποίο οι δοκιμαζόμενες κατανομές πληρούν τα κριτήρια συγκρινόμενες με τα πειραματικά δεδομένα.

Τέλος χρησιμοποιώντας τις τιμές των παραμέτρων του τροποποιημένου μοντέλου Saleh-Valenzuela πραγματοποιείται προσομοίωση του διαύλου UWB μέσω της δημιουργίας προφίλ καθυστέρησης της ισχύος και υπολογίζονται οι χρονικές παράμετροι για τα προφίλ αυτά. Συγκρίνονται τα υπολογιζόμενα APDPs με τα παραγόμενα από την προσομοίωση καθώς επίσης συγκρίνονται οι αθροιστικές συναρτήσεις κατανομής (cumulative distribution functions cdf) των χρονικών παραμέτρων της r.m.s εξάπλωσης καθυστέρησης.

## **Κεφάλαιο 7-Συμπεράσματα.**

Το έβδομο κεφάλαιο ολοκληρώνει την διδακτορική διατριβή τονίζοντας τα βασικά συμπεράσματα χαρακτηρισμού και μοντελοποίησης του ραδιοδιαύλου. Επίσης, αναγνωρίζονται και προτείνονται θέματα για μελλοντική ερευνητική δραστηριότητα.

**Βιβλιογραφία.**

- [1] A.F.Molisch, "Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurements and Modeling", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.54, no.5, pp. 1528-1545, Sep. 2005.
- [2] A.F.Molisch, D.Cassioli, C.C.Chong, S. Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H.G. Schantz, K.Siwia, and M.Z. Win. "A Comprehensive Standardized Model for UWB Propagation Channels", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol.54, no.11, pp.3151-3166, 2006.
- [3] A.F.Molisch, "Ultrawideband propagation channels," Submitted to Proceeding IEEE, 2008.
- [4] A. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 5, no.2, pp. 128–137, Feb. 1987.
- [5] A.F.Molisch, J. R. Foerster and M. Pendergrass, "Channel Models for Ultra wideband Personal Area Networks," IEEE Wireless Commun. Mag., vol. 10, no. 6, pp. 14-21, December 2003.
- [6] T. W. Barrett, "History of Ultra Wide Band (UWB) Radar & Communications Pioneers and Innovators," In Proc. Progress In Electromagnetic Symposium 2(PIERS2000), Cambridge, MA, July, 2000.
- [7] Federal Communication Commission, First Report and Order, FCC 02-48, pp.12, April 2002.
- [8] M. Ghavami, L.B. Michael, R. Kohno. Ultra Wideband signals and systems in communication engineering, Second Edition, 2007.
- [9] F. Nekoogar, R. Prasad. Introduction to Ultra Wideband for Wireless Communications, Springer 2009.
- [10] J.H.Reed. an introduction to Ultra Wideband Communication Systems, Prentice Hall, 2005.
- [11] Moe Z. Win, Robert A. Scholtz. Ultra-Wide Bandwidth Time-Hopping Spread-Spectrum Impulse Radio for Wireless Multiple-Access Communications. IEEE

- Fourth International Symposium on Spread-Spectrum Techniques and Applications, 1996.
- [12] R. C. Qiu, X. Shen, M. Guizani and T. Le-Ngoc "Introduction in UWB Wireless Communications," Editors: X. Shen, M. Guizani, R.C.Qiu, T. Le-Ngoc, John Wiley, 2006.
- [13] R. C. Qiu, H. P. Liu and X. Shen, "Ultra-Wideband for Multiple Access," IEEE Commun. Mag., pp. 2-9, Feb. 2005.
- [14] R. C. Qiu, R. Scholtz and X. Shen, "Ultra-Wideband Communications- A New Horizon," IEEE Trans. Vehi. Tech., special issue editorial, Vol.54, No.5, pp. 1-3, Sept.2005.
- [15] J. D. Taylor, Ultra-Wideband Radar Technology, Boca Raton, Florida, USA: CRC Press, 2001.
- [16] W. Zhuang, X. Shen and Q. Bi, "Ultra-wideband wireless communications," Wireless Commun. And Mobile Computing, vol. 3, no. 6, pp. 663-685, 2003.
- [17] S.S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. Rice, W. Turin and V. Tarokh, "Measurement and Modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel", IEEE Trans. on Commun., vol.52, no.10, pp.1786-1796, 2004.
- [18] C. Prettie, D. Cheung, L. Rusch, and M. Ho, "Spatial Correlation of UWB signals in a Home Environment", IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies, pp. 65-69, May 2002.
- [19] J. Keignart, C. Abou-Rjeily, C. Delaveaud and N. Daniele, "UWB SIMO Channel Measurements and Simulation", IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol.54, no.4, pp.1812-1819, Jun. 2006.
- [20] J. Kunisch and J. Pamp, "Measurement Results and Modeling Aspects for the UWB Radio Channel", in IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies, pp.19-23, May 2002.
- [21] A. Street, L. Lukama, and D. Edwards, "Use of VNAs for Wideband propagation measurements", IEE Proc., vol.148, no.6, pp.411-415, Dec.2001.

- [22] V. Hovinen, M. Hämäläinen, and T. Pätsi, "Ultra Wideband Indoor Radio Channel Models: Preliminary Results", IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies, pp.75-79, May 2002.
- [23] C.C.Chong, Y.E.Kim, S.K.Yong, S.S.Lee, "Statistical characterization of the UWB propagation channel in indoor residential environment", Wiley J. Wireless Commun. Mobile Computing, vol.5, no.5, pp.503-512, Aug. 2005.
- [24] A.Alvarez, G.Valera, M.Lobeira, R. Torres and J.L. Garcia, "Ultra Wideband Channel Model for Indoor Environments", Journal of Commun. Networks, vol.5, no.4, pp.309-318, Dec. 2003.
- [25] D. Cassioli, A. Durantini, and W. Ciccognani, "The role of path loss on the selection of the operating bands of UWB systems", in Proc. IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, vol. 4, Barcelona, Spain, pp. 2787- 2791, Sept. 2004.
- [26] R. Buehrer, W. Davis, A. Safaai-Jazi, and D. Sweeney. "Ultra-wideband propagation measurements and modeling" DARPA NETEX final technical report, Jan. 2004.
- [27] J.Ahmadi-Shokouh and R.C.Qiu, "Ultra-wideband (UWB) communications channel measurements- a tutorial review", Int. J. Ultra Wideband Communications and Systems, vol. 1, no.1, pp.11-31, 2009.
- [28] J.Chuang, N.Xin, H. Huang, S.Chiu, and D.G.Michelson. "UWB Radio wave Propagation within the Passenger Cabin of a Boeing 737-200 Aircraft", in Proc. 65th IEEE Veh. Tech. Conf., VTC2007-Spring, pp. 496 - 500, 22-25 April 2007.
- [29] S. Chiu, J. Chuang and D.G. Michelson, "Characterization of UWB Channel Impulse Responses Within the Passenger Cabin of a Boeing 737-200 Aircraft", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol.58, no. 3, pp. 935-945, Mar. 2010.
- [30] S. Chiu, and D.G. Michelson, "Effect of Human Presence on UWB Radiowave Propagation Within the Passenger Cabin of a Midsize Airliner", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol.58, no. 3, pp. 917-926, Mar. 2010.

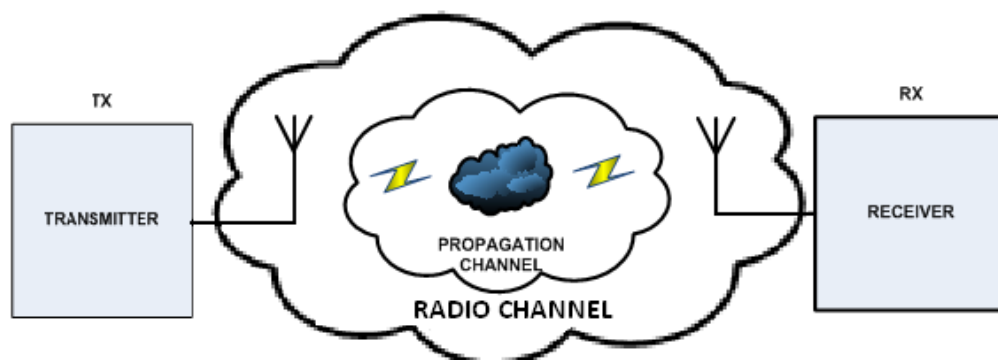
- [31] A. Kaouris, M. Zaras, M. Revithi, N. Moraitis, P. Constantinou, "Propagation Measurements inside a B737 Aircraft for In-Cabin Wireless Networks", Proc. IEEE VTC2008-Spring, pp.2932-2936, May 11-14, 2008.

## 2. ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΤΟΥ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ UWB

### 2.1 Περιγραφή των σχέσεων εισόδου-εξόδου.

Όπως σε κάθε ασύρματο τηλεπικοινωνιακό μέσο έτσι και στα συστήματα UWB, το λαμβανόμενο σήμα είναι ένα εξασθενημένο ως προς το πλάτος, καθυστερημένο ως προς το χρόνο και παραμορφωμένο ως προς τη μορφή αντίγραφο του σήματος που εκπέμφθηκε. Αυτό το σήμα έχει υποστεί αλλοιώσεις από τον θόρυβο και ίσως και από παρεμβολές προερχόμενες από διάφορα άλλα σήματα. Ο χώρος που παρεμβάλλεται μεταξύ των κεραιών εκπομπής και λήψης ονομάζεται κανάλι ή ραδιοδιάυλος. Σύμφωνα με την θεωρία περιγραφής του ραδιοδιαύλου ως γραμμικό και χρονομεταβλητό σύστημα, ο χρόνος διαχωρίζεται στον απόλυτο χρόνο μεταβολής του διαύλου  $t$  και στον χρόνο καθυστέρησης της διάδοσης  $\tau$  που είναι ο χρόνος τον οποίο χρειάζεται το κύμα ξεκινώντας από τον πομπό να φτάσει στον δέκτη. Τα πεδία της καθυστέρησης  $\tau$  και της συχνότητας  $f$  είναι δυαδικά ως προς τον μετασχηματισμό Fourier, όπως επίσης δυαδικά πεδία είναι ο χρόνος μεταβολής  $t$  με την ολίσθηση συχνότητας Doppler  $\nu$ .

Η ασύρματη ζεύξη μεταξύ μιας κεραιάς εκπομπής και μιας κεραιάς λήψης συνθέτει ένα σύστημα SISO UWB (single input single output) όπως φαίνεται στην εικόνα (2.1).



Εικόνα 2.1: Συνδεσμολογία SISO.

Στο σύστημα αυτό, το σήμα εισόδου στην κεραία του πομπού  $s(t)$  έχει φασματικό περιεχόμενο  $S(f)$  που δίνεται από την σχέση (2.1).

$$S(f) = \int s(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.1)$$

Το σήμα εξόδου της κεραίας του δέκτη  $y(t)$  έχει φασματικό περιεχόμενο  $Y(f)$  που δίνεται από την σχέση (2.2).

$$Y(f) = \int y(t) e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.2)$$

Μια SISO UWB ασύρματη ζεύξη μπορεί να περιγραφεί από την χρονικά μεταβαλλόμενη κρουστική απόκριση  $h(t, \tau)$ . Με βάση την εικόνα 2.1, αν το σήμα εισόδου είναι  $s(t)$  τότε το σήμα στην έξοδο της κεραίας του δέκτη  $y(t)$  δίνεται από την συνέλιξη

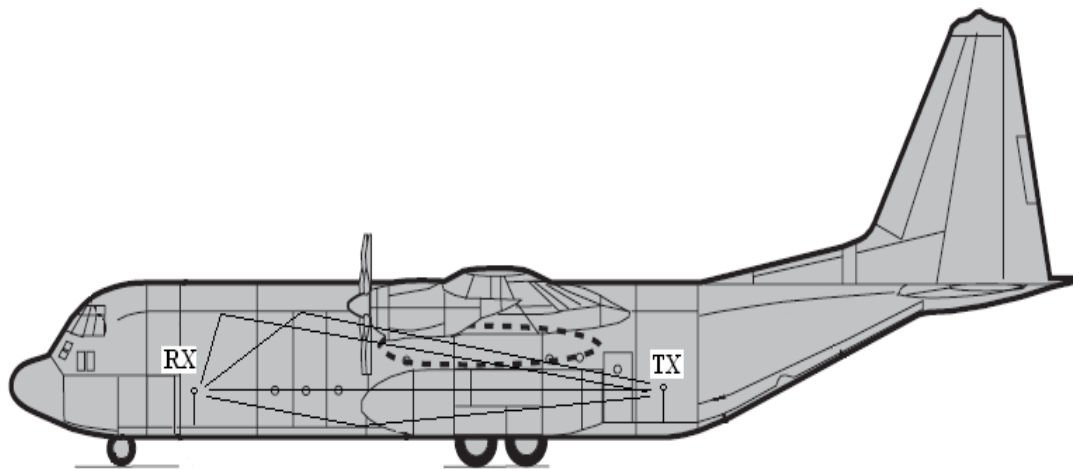
$$y(t) = \int s(t - \tau) h(t, \tau) d\tau = h(t, \tau) * s(t) \quad (2.3)$$

## 2.2 Επίδραση του διαύλου στην ασύρματη μετάδοση σήματος UWB.

Η διάδοση ενός εκπεμπόμενου σήματος στο ασύρματο μέσο που καλείται ραδιοδιάυλος ή αλλιώς κανάλι γίνεται μέσα από ένα πλήθος διαφορετικών μονοπατιών. Ο λόγος για τον οποίο συμβαίνει αυτό είναι το ότι τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα αλληλεπιδρούν με τα αντικείμενα του περιβάλλοντος διάδοσης και τελικά προσπίπτουν στην κεραία του δέκτη με διαφορετικές γωνίες άφιξης (Angle of arrival AOA) έχοντας διαφορετικά χαρακτηριστικά πλάτους και φάσης. Η λαμβανόμενη ισχύς στην κεραία του δέκτη προκύπτει από την διανυσματική άθροιση των ραδιοκυμάτων αυτών. Όπως φαίνεται στην εικόνα (2.2) το περιβάλλον του αεροσκάφους Hercules C130 αλληλεπιδρά με τα κύματα και φαινόμενα όπως η ανάκλαση, η περίθλαση, και η σκέδαση λαμβάνουν χώρα.



Ανάκλαση (reflection) συμβαίνει όταν το διαδιδόμενο κύμα προσκρούσει σε λεία επιφάνεια η οποία έχει μεγάλη διάσταση συγκρινόμενη με το μήκος κύματος της ακτινοβολίας. Περίθλαση (diffraction) συμβαίνει όταν ανάμεσα σε πομπό και δέκτη παρεμβάλλεται φυσικό ή τεχνικό εμπόδιο διαστάσεως μεγάλης συγκρινόμενη με το μήκος κύματος της ακτινοβολίας, προκαλώντας την δημιουργία δευτερογενών κυμάτων πίσω από αυτό. Η περίθλαση εξηγεί το γεγονός της μεταφοράς ενέργειας από τον πομπό στον δέκτη στην περίπτωση κατά την οποία δεν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ τους. Σκέδαση (scattering) συμβαίνει όταν ένα ηλεκτρομαγνητικό κύμα προσπίπτει σε μια τραχεία επιφάνεια ή σε μια επιφάνεια διαστάσεων της τάξης του μήκους κύματος ή μικρότερης με αποτέλεσμα η ενέργεια να διασκορπίζεται προς όλες τις διευθύνσεις. Το συνολικό φαινόμενο αναφέρεται ως πολυδιαδρομική διάδοση (multipath propagation) και όπως είναι φυσικό προκαλεί τελικά διακυμάνσεις της ισχύος που λαμβάνεται στον δέκτη. Η επίδραση κάθε ενός ξεχωριστά μηχανισμού διάδοσης στο κύμα είναι διαφορετική.



**Εικόνα 2.2:** Μηχανισμοί διάδοσης UWB στο αεροσκάφος Hercules C130.

Στις μελέτες χαρακτηρισμού και μοντελοποίησης ραδιοδιαύλου τα αντικείμενα του χώρου που προκαλούν τα παραπάνω φαινόμενα ονομάζονται σκεδαστές. Τα κύματα που φθάνουν στην κεραία του δέκτη ονομάζονται πολυδιαδρομικές συνιστώσες (multipath components MPCs). Το τελικό σήμα λοιπόν το οποίο

παράγεται στην κεραία του δέκτη είναι η υπέρθεση δηλαδή η αθροιστική ή η αφαιρετική συμβολή των ραδιοκυμάτων όλων των πολυδιαδρομικών συνιστωσών τόσο μεταξύ τους όσο και με τον προσθετικό θόρυβο. Η απευθείας συνιστώσα η οποία υπάρχει όταν ικανοποιούνται οι συνθήκες οπτικής επαφής θα έχει καθυστέρηση άφιξης στον δέκτη ίση με τον χρόνο που χρειάζεται το κύμα για να καλύψει την απόσταση που το χωρίζει από τον πομπό. Όλες οι υπόλοιπες συνιστώσες θα φθάσουν στον δέκτη με μια επιπρόσθετη χρονική καθυστέρηση.

Σημαντικότερος παράγοντας στην όλη διαδικασία του μηχανισμού διάδοσης είναι η επίδραση των κεραιών. Η διακύμανση του διαγράμματος ακτινοβολίας των κεραιών μέσα στο συχνοτικό εύρος των κυμάτων UWB θα πρέπει να είναι όσο το δυνατό μικρότερη.

Η αλληλεπίδραση με διηλεκτρικά ή αγώγιμα υλικά είναι άμεσα εξαρτημένη από την συχνότητα.

1. Οι διηλεκτρικές ιδιότητες των περισσοτέρων υλικών δείχνουν αξιοσημείωτη διακύμανση με την συχνότητα.
2. Η διάβαση μέσω διηλεκτρικού στρώματος δίνεται από την σχέση (2.4), [1]

$$T = \frac{T_1 T_2 e^{-j2a(f)}}{1 + \rho_1 \rho_2 e^{-j2a(f)}} \quad (2.4)$$

όπου  $T$ ,  $\rho$  είναι οι συντελεστές διάδοσης και ανάκλασης αντίστοιχα, ο δείκτης 1 αντιστοιχεί στον αέρα ενώ ο δείκτης 2 αντιστοιχεί στο αναφερόμενο υλικό, ενώ τέλος, η ποσότητα  $a(f)$  είναι το εξαρτώμενο από την συχνότητα ηλεκτρικό μήκος του διηλεκτρικού όπως αυτό φαίνεται από τα κύματα τα οποία βρίσκονται σε γωνία  $\theta$  ως προς το υλικό αυτό [2], [3].

3. Η απώλεια περίθλασης η οποία συμβαίνει από την πρόσπτωση του κύματος σε ακμές η/και σε γωνίες σωμάτων τα οποία παρεμβάλλονται στην πορεία

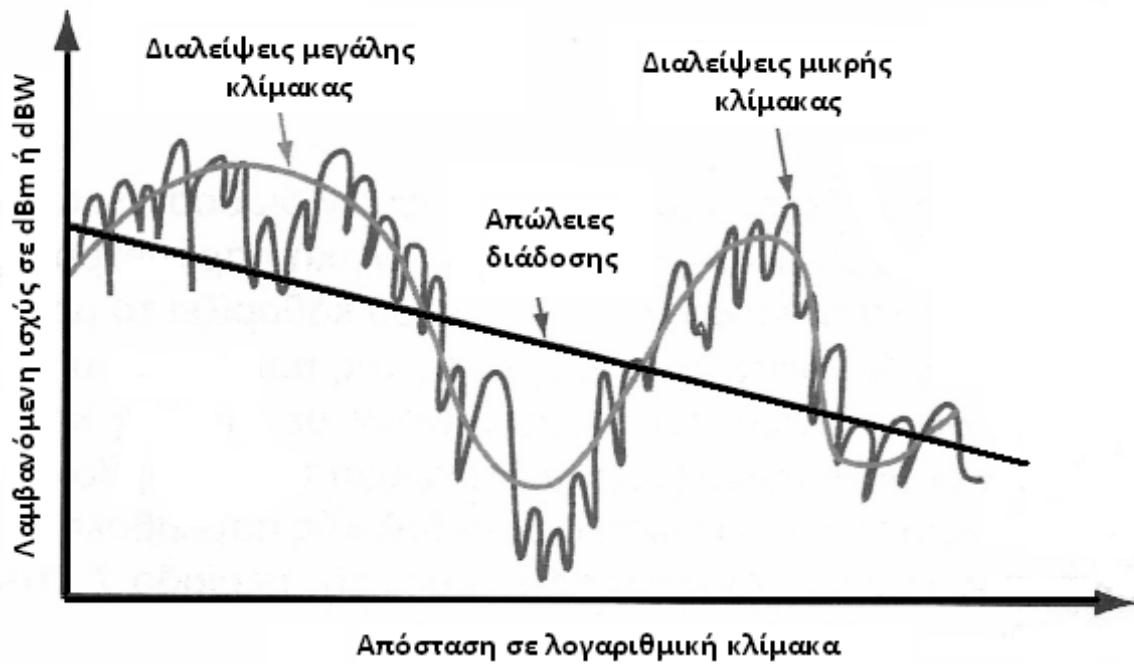
των σημάτων από τον πομπό στον δέκτη αυξάνεται αυξανόμενης της συχνότητας[4].

4. Η σκέδαση από τραχιές επιφάνειες δείχνει ισχυρή εξάρτηση από την συχνότητα [5].

Με βάση τα όσα αναφέρθηκαν περιμένει κανείς ότι η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος θα μεταβάλλεται λόγω των διαφορετικών επιδράσεων του διαύλου στο σήμα, φαινόμενο το οποίο τελικά και συμβαίνει.

Γενικά, υπάρχουν δύο διαφορετικοί τύποι μοντελοποίησης της διάδοσης ενός ηλεκτρομαγνητικού κύματος μέσα στον χώρο. Ο πρώτος τύπος αναφέρεται ως μοντελοποίηση συγκεκριμένου χώρου (site-specific modeling) ή αλλιώς αιτιοκρατική μοντελοποίηση (deterministic modeling) και έχει ως στόχο την ακριβή μοντελοποίηση της αλληλεπίδρασης του ηλεκτρομαγνητικού κύματος με το περιβάλλον διάδοσης. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται για την πρόγνωση του διαγράμματος κάλυψης ενός ασύρματου συστήματος όταν δεν υπάρχει λεπτομερής πληροφορία σχετικά με το περιβάλλον το οποίο εξετάζεται. Το δεύτερο είδος μοντελοποίησης έχει σαν σκοπό την μοντελοποίηση των σχετικών στατιστικών του λαμβανόμενου σήματος και αναφέρεται ως στατιστική μοντελοποίηση (statistical modeling) και χρησιμοποιείται για τηλεπικοινωνιακά συστήματα τα οποία αναπτύσσονται για να λειτουργήσουν σε μια πληθώρα διαφορετικών περιβαλλόντων. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος της στατιστικής μοντελοποίησης. Στο δίαυλο UWB οι διάφορες επιδράσεις που λαμβάνουν χώρα μπορούν να κατηγοριοποιηθούν στις διαλείψεις μεγάλης κλίμακας, στις διαλείψεις μικρής κλίμακας και στα ανεπιθύμητα σήματα. Στην τρίτη κατηγορία περιλαμβάνονται οι πηγές θορύβου και τα σήματα παρεμβολής.

Η εικόνα (2.3) παρουσιάζει τις επιδράσεις του ραδιοδιαύλου σε ένα διαδιδόμενο σε αυτόν UWB ηλεκτρομαγνητικό κύμα.



Εικόνα 2.3: Επιδράσεις ραδιοδιαύλου σε ηλεκτρομαγνητικό κύμα.

Ο όρος 'διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading)' αναφέρεται στην επίδραση την οποία παρουσιάζει ο δίαυλος όταν το ηλεκτρομαγνητικό κύμα ταξιδεύει σε μεγάλες αποστάσεις μέσα σε αυτόν και γενικά περιλαμβάνει το φαινόμενο της μεταβολής της μέσης ισχύος του κύματος, ενώ ο όρος διαλείψεις μικρής κλίμακας (small scale fading) περιγράφει την μεταβολή των χαρακτηριστικών του σήματος (πλάτους και φάσης) για μετατοπίσεις του δέκτη της τάξης του  $\lambda/2$ . Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας οφείλονται στην χρονική διασπορά του σήματος λόγω πολυδιαδρομικής διάδοσης καθώς επίσης και στη χρονική μεταβολή του διαύλου λόγω μετατόπισης τόσο του δέκτη όσο και των σκεδαστών που συμμετέχουν στην διάδοση[6].

### 2.3 Ιδιαιτερότητες της διάδοσης των κυμάτων UWB.

Η μοντελοποίηση των ασύρματων συστημάτων επικοινωνίας έχει γίνει αντικείμενο εκτενούς μελέτης. Στο σημείο αυτό θα δοθούν οι λόγοι για τους οποίους χρειάζεται η επανεξέταση του θέματος για τα κύματα UWB. Ο κυριότερος λόγος για τον οποίο απαιτείται η αναθεώρηση αυτή είναι το εξαιρετικά μεγάλο συχνοτικό εύρος έκτασης των κυμάτων UWB. Τα μοντέλα για τους συμβατικούς διαύλους στηρίζονται στην υπόθεση ότι τόσο ο συντελεστής περίθλασης όσο και η εξασθένηση λόγω των υλικών τα οποία βρίσκονται μέσα στον δίαυλο καθώς επίσης και η επίδραση όλων των υπολοίπων μηχανισμών διάδοσης παραμένουν σταθερά μεγέθη μέσα στο στενό συχνοτικό εύρος των διαδιδόμενων κυμάτων. Στην περίπτωση που το κλασματικό εύρος των κυμάτων είναι μικρότερο του 0.01 αυτό είναι μια ασφαλής υπόθεση. Επιπρόσθετα, τα στενής ζώνης μοντέλα έχουν ενσωματωμένες τις επιδράσεις των κεραιών, όπως για παράδειγμα η ενεργός επιφάνεια (effective aperture) στον υπολογισμό της απώλειας ισχύος. Στην περίπτωση των κυμάτων UWB όμως καμία από τις δύο αυτές υποθέσεις δεν είναι σωστή.

Στα στενής και στα ευρείας ζώνης συστήματα η υπόθεση η οποία έχει γίνει για την περιγραφή των διαλείψεων μικρής κλίμακας είναι ότι το λαμβανόμενο σήμα είναι ένα άθροισμα καθυστερημένων στο χρόνο, ολισθημένων στην φάση και υποβιβασμένων σε ισχύ αντίγραφων του εκπεμπόμενου σήματος. Αυτό γενικά είναι σωστό, όμως δεν λαμβάνεται υπόψη το φαινόμενο της αλληλεπίδρασης των σημάτων αυτών μεταξύ τους, φαινόμενο το οποίο προκαλεί τόσο την σκίαση (fading) όσο και την συχνοτική παραμόρφωση. Το φαινόμενο αυτό μπορεί να είναι αμελητέο για μια περιοχή του φάσματος του κύματος UWB αλλά μπορεί για μια άλλη περιοχή του φάσματος να μην είναι. Με βάση λοιπόν τα παραπάνω γίνεται φανερό ότι για την περίπτωση των σημάτων UWB απαιτείται η αναθεώρηση της μοντελοποίησης.

## 2.4 Διαλείψεις μεγάλης κλίμακας (large scale fading). Απώλειες διάδοσης-εξάρτηση από την απόσταση και από την συχνότητα.

Ο νόμος του αντιστρόφου τετραγώνου δείχνει ότι η μέση λαμβανόμενη ισχύς  $P_R$  ελαττώνεται σημαντικά με την αύξηση της απόστασης από την πηγή των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων. Με άλλα λόγια τα ηλεκτρομαγνητικά κύματα εξασθενούν καθώς απομακρύνονται από την πηγή, η εξασθένιση είναι ανάλογη του τετραγώνου της απόστασης  $d$  που διένυσαν από τον πομπό έως τον δέκτη και δίνεται από την σχέση (2.5) που είναι γνωστή και ως εξίσωση του Friis.

$$P_R = P_T G_T G_R \left( \frac{\lambda}{4\pi} \right)^2 \left( \frac{1}{d^2} \right) \quad (2.5)$$

Όπου  $P_T$  είναι η ισχύς εκπομπής,  $\lambda$  είναι το μήκος κύματος και  $G_T, G_R$  είναι τα κέρδη ισχύος των κεραιών εκπομπής και λήψης αντίστοιχα. Η σχέση (2.5) ισχύει για τον ελεύθερο χώρο. Όπως σχεδόν σε όλα τα ασύρματα δίκτυα επικοινωνιών έτσι και στα δίκτυα UWB η παραδοχή ελεύθερου χώρου δεν ισχύει οπότε το κέρδος

διάδοσης  $PG$  (Path Gain)  $PG = \frac{P_T}{P_R}$ , το οποίο σχετίζεται άμεσα με το περιβάλλον

διάδοσης μεταβάλλεται σε συνάρτηση με την απόσταση με διαφορετικό τρόπο από αυτόν που δηλώνει η εξίσωση του Friis.

Η μονοσήμαντη και ντετερμινιστική περιγραφή του κέρδους διάδοσης σε συνάρτηση με την απόσταση που χωρίζει πομπό από δέκτη δεν μπορεί να περιγράψει επακριβώς την πραγματικότητα, ούτε μπορεί να κάνει σαφή προσδιορισμό της τιμής της αναμενόμενης μέσης ισχύος στον δέκτη. Θεωρούμε ότι έχουμε μια σημειακή κεραία εκπομπής και ότι μετράμε πειραματικά την λαμβανόμενη ισχύ στην περιφέρεια ενός κύκλου με ακτίνα  $R$ . Στην περίπτωση αυτή οι τιμές της ισχύος που θα καταγραφούν στον δέκτη κατά μήκος της περιφέρειας του κύκλου δεν θα είναι ίδιες αλλά σε κάθε σημείο θα κυμαίνονται γύρω από μια μέση τιμή  $PG(R)$ . Ο λόγος για τον οποίο συμβαίνει το φαινόμενο

αυτό είναι η στοχαστική φύση του ραδιοδιαύλου και οι επιδράσεις που προκαλεί στα κύματα τα οποία διέρχονται μέσα από αυτόν καθώς αυτά κινούνται προς τον δέκτη. Στη βιβλιογραφία μπορεί κανείς να βρει πολλές πειραματικές μελέτες από τις οποίες έχουν εξαχθεί εμπειρικά μοντέλα απωλειών διάδοσης για διάφορα είδη ασυρμάτων συστημάτων και περιβαλλόντων διάδοσης. Στην [7] υπάρχει ολοκληρωμένη περιγραφή για τα πιο διαδεδομένα από αυτά μοντέλα.

Ο παράγοντας απωλειών διάδοσης (path loss exponent)  $n$  δηλώνει αριθμητικά την πτώση της τιμής της λαμβανόμενης ισχύος με την αύξηση της απόστασης μεταξύ πομπού και δέκτη. Έχει δειχθεί τόσο σε θεωρητικό επίπεδο, όσο και μέσω της χρήσης αποτελεσμάτων από μετρήσεις, ότι το μέσο κέρδος διαδρομής αυξάνεται

λογαριθμικά με την απόσταση, δηλαδή  $PG(d) \propto \left(\frac{d}{d_0}\right)^n$  όπου  $d_0$  είναι η απόσταση

αναφοράς συνήθως ίση με 1m και  $d$  είναι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη. Όταν οι απώλειες εκφράζονται σε decibel (dB) ο συντελεστής  $n$  δηλώνει την κλίση της συνάρτησης  $PG(d)$  δηλαδή την κλίση της απεικόνισης του κέρδους διάδοσης σε σχέση με την απόσταση η οποία περιγράφεται από την σχέση (2.6).

$$PG_{dB}(d) = \overline{PG}_{dB}(d) + \varepsilon_d = \overline{PG}_{dB}(d_0) - 10n \log_{10}\left(\frac{d}{d_0}\right) + \varepsilon_d \quad (2.6)$$

όπου  $\overline{PG}_{dB}(d_0)$  είναι η μέση τιμή του κέρδους διάδοσης που μετράται στην απόσταση αναφοράς,  $n$  είναι ο παράγοντας απωλειών που εκφράζει την εξάρτηση από την απόσταση της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος ενώ η  $\varepsilon_d$  είναι μια Gaussian τυχαία μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή (σε dB) και τυπική απόκλιση  $\sigma_d$  επίσης σε dB. Η τυχαία μεταβολή του κέρδους ισχύος στον δέκτη αναπαριστάται από την μεταβλητή  $\varepsilon_d$  της εξίσωσης (2.6) η οποία στην πραγματικότητα μοντελοποιεί την απόκλιση της πραγματικής από την μέση τιμή των απωλειών διάδοσης.

Ο προσδιορισμός των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας έγκειται στην στατιστική περιγραφή της  $\varepsilon_d$ . Έχει παρατηρηθεί ότι εάν απεικονισθεί το σφάλμα των πειραματικών τιμών του κέρδους διάδοσης σε κλίμακα dB τότε θα παρατηρηθεί ότι το σφάλμα αυτό ακολουθεί κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή. Έτσι, η τυχαία μεταβλητή  $\varepsilon_d$  ορίζεται πλήρως από την τυπική απόκλιση (standard deviation)  $\sigma$  της συνάρτησης πυκνότητας πιθανότητας της εξίσωσης (2.7) που ακολουθεί.

$$pdf(\varepsilon_d) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{\varepsilon_d^2}{2\sigma^2}} \quad (2.7)$$

Η παράμετρος  $\sigma$  ονομάζεται παράμετρος σκίασης (shadowing parameter) εκφράζεται σε dB και δηλώνει την ακρίβεια της μοντελοποίησης του κέρδους διάδοσης.

Όσο πιο ακριβές μοντέλο έχει υπολογισθεί τόσο μικρότερη είναι και η τιμή της τυπικής απόκλισης η οποία δεν εξαρτάται από την απόσταση πομπού-δέκτη. Όταν η κατανομή της λαμβανόμενης ισχύος, εκφρασμένης σε λογαριθμική κλίμακα, είναι κανονική, τότε αποκαλείται λογαριθμοκανονική (lognormal). Φυσική εξήγηση για την λογαριθμοκανονική συμπεριφορά δίνεται αν θεωρήσουμε ότι το συνολικό μονοπάτι διάδοσης μπορεί να χωριστεί σε  $N$  το πλήθος επιμέρους τμήματα που το κάθε ένα έχει ανεξάρτητο συντελεστή εξασθένησης. Εάν λογαριθμίσουμε τότε το πολλαπλασιαστικό φαινόμενο μετατρέπεται σε αθροιστικό, οπότε, στην περίπτωση που ο αριθμός των σκεδαστών είναι μεγάλος τότε λόγω του Κεντρικού Οριακού Θεωρήματος το λαμβανόμενο σήμα θα ακολουθεί κανονική κατανομή. Στον ελεύθερο χώρο ο συντελεστής απωλειών  $n$  λαμβάνει τιμή ίση με 2, σε διάφορα περιβάλλοντα διάδοσης  $n > 2$  ενώ σε περιβάλλοντα στα οποία ευνοείται η ύπαρξη συνθηκών κυματοδηγησης (στενοί διάδρομοι, κλειστοί μεταλλικοί χώροι) έχουν υπολογισθεί τιμές  $n < 2$ . Έτσι, από την εξίσωση (2.6) παρατηρείται ότι το περιβάλλον διάδοσης επιδρά στην διάδοση των UWB κυμάτων με δύο τρόπους. Ο πρώτος είναι μέσω του παράγοντα των απωλειών διάδοσης και ο δεύτερος είναι



μέσω της τυπικής απόκλισης της σκίασης. Υπάρχουν δύο τεχνικές οι οποίες χρησιμοποιούνται για τον σωστό υπολογισμό της παραμέτρου. Η πρώτη τεχνική βασίζεται στην συλλογή δεδομένων μετρήσεων από παρεμφερή περιβάλλοντα διάδοσης και στο τέλος τη χρήση της διαδικασίας προσαρμογής για τα δεδομένα, ενώ σύμφωνα με την δεύτερη τεχνική η διαδικασία προσαρμογής πραγματοποιείται για κάθε ένα περιβάλλον ξεχωριστά και στο τέλος οι δύο όροι μοντελοποιούνται ως Gaussian τυχαίες μεταβλητές.

Η κυριότερη διαφορά μεταξύ των συμβατικών καναλιών διάδοσης και των καναλιών UWB οφείλεται στην εξάρτηση από την συχνότητα της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού. Η ουσιαστική εξάρτηση των κυμάτων UWB από την συχνότητα σχετίζεται με την ηλεκτρομαγνητική συμπεριφορά των σκεδαστών οι οποίοι παρεμβάλλονται στο περιβάλλον διάδοσης στο οποίο δεν ισχύουν οι συνθήκες διάδοσης ελεύθερου χώρου. Ιδιαίτερα, στην περίπτωση περιβάλλοντος στο οποίο πομπός και δέκτης δεν έχουν οπτική επαφή (NLOS) το φαινόμενο είναι εντονότερο. Για παράδειγμα ένας τοίχος επάνω στον οποίο προσπίπτει ένα σήμα UWB συμπεριφέρεται από άποψη απορρόφησης εντελώς διαφορετικά στην συχνότητα των 3GHz από ότι συμπεριφέρεται στην συχνότητα των 10GHz. Έτσι λοιπόν για τα σήματα UWB η μέση συνάρτηση μεταφοράς παρουσιάζει εξάρτηση από την συχνότητα, εξάρτηση που δεν έχει να κάνει με φαινόμενα που προέρχονται από την επίδραση των κεραιών. Η εξάρτηση αυτή μοντελοποιείται ως

$$PG(f) = E \left\{ \int_{f-\frac{\Delta f}{2}}^{f+\frac{\Delta f}{2}} |H(\tilde{f})|^2 d\tilde{f} \right\} \quad (2.8)$$

όπου  $H(\tilde{f})$  είναι η μετρούμενη συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού ενώ το  $\Delta f$  εκλέγεται να είναι τόσο στενό ώστε η τιμή του κέρδους διάδοσης να είναι σταθερή μέσα σε όλο αυτό το εύρος συχνότητας. Συνήθως ο διάυλος παρουσιάζει μια πτωτική τάση της συνάρτησης μεταφοράς σε σχέση με την συχνότητα, τάση η οποία

εκφράζεται ως  $|H(f)| \propto f^{-k}$  δηλαδή αντίστοιχα, το κέρδος διάδοσης θα μεταβάλλεται ως  $\sqrt{PG(f)} \propto f^{-k}$ . Με βάση αυτήν την λογική υιοθετείται ένα αντίστοιχο μοντέλο για την εξάρτηση από την συχνότητα του κέρδους διαδρομής σύμφωνα με την εξίσωση (2.9).

$$PG_{dB}(f) = \overline{PG}_{dB}(f_c) - 20k \log_{10} \left( \frac{f}{f_c} \right) + \varepsilon_f \quad (2.9)$$

όπου  $f_c$  είναι η συχνότητα αναφοράς (αντίστοιχη με την απόσταση αναφοράς του  $\overline{PG}_{dB}(d)$ ),  $k$  είναι ο παράγοντας απωλειών που εκφράζει την εξάρτηση από την συχνότητα, ενώ, η  $\varepsilon_f$  είναι μια Gaussian τυχαία μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή (σε dB) και τυπική απόκλιση  $\sigma_f$  επίσης σε dB. Αθροιστικά το μοντέλο που τελικά έχει υιοθετηθεί από την IEEE 802.15.4a για την μοντελοποίηση του καναλιού UWB [8] δίνει το συνολικό χωρικά και συχνотικά εξαρτώμενο κέρδος καναλιού για κύματα UWB σύμφωνα από την σχέση (2.10).

$$PG(d, f) = \left( \frac{d}{d_0} \right)^{-n} \left( \frac{f}{f_c} \right)^{-2k} \quad (2.10)$$

## 2.5 Διαλείψεις μικρής κλίμακας.

Ενώ οι στατιστικές ιδιότητες των χαρακτηριστικών των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας είναι απαραίτητες για την ποσοτικοποίηση των παραμέτρων μιας τηλεπικοινωνιακής ζεύξης UWB (link budget), οι στατιστικές ιδιότητες των χαρακτηριστικών των διαλείψεων μικρής κλίμακας είναι απαραίτητες για τον σωστό σχεδιασμό των βαθμίδων του δέκτη. Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας αναφέρονται στις απότομες διακυμάνσεις της ισχύος του λαμβανόμενου σήματος όταν ο δέκτης ή κάποιος σκεδαστής μετατοπίζεται σε θέση που απέχει από την προηγούμενη απόσταση της τάξης του  $\lambda/2$ . Επειδή το λαμβανόμενο σήμα στην έξοδο της

κεραίας του δέκτη προκύπτει από την υπέρθεση ενός αριθμού πολυδιαδρομικών συνιστωσών οι οποίες προσπίπτουν σε αυτήν υπό διαφορετική γωνία άφιξης έχοντας τυχαία μιγαδικά πλάτη ηλεκτρικού πεδίου, τα κύρια φαινόμενα που λαμβάνουν χώρα είναι τα παρακάτω:

1. Από την διανυσματική άθροιση των πολυδιαδρομικών συνιστωσών προκαλείται η διασπορά της ενέργειας του σήματος λήψης σε πλάτος, φάση και χρόνο.
2. Η κίνηση πομπού ή/και δέκτη ή/και των σκεδαστών στο περιβάλλον διάδοσης προκαλεί τυχαία διαμόρφωση συχνότητας λόγω των διαφορετικών ολισθήσεων Doppler των πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας οι οποίες οφείλονται στην χρονική διασπορά του σήματος, διασπορά η οποία προκαλείται από τον μηχανισμό πολυδιαδρομικής διάδοσης μπορεί να είναι επιλεκτικές ως προς την συχνότητα (frequency selective fading) ή επίπεδες (frequency non-selective or flat fading). Οι διαλείψεις μικρής κλίμακας οι οποίες οφείλονται στην χρονική μεταβολή του ραδιοδιαύλου λόγω κίνησης του δέκτη ή/και των σκεδαστών μπορεί να είναι γρήγορες (fast fading), ή αργές (slow fading).

## 2.6 Συναρτήσεις κατανομής του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος.

Οι διακυμάνσεις του πλάτους του λαμβανόμενου σήματος όταν ο πομπός ή/και ο δέκτης μετακινούνται σύμφωνα με όσα περιγράφηκαν για τις διαλείψεις μικρής κλίμακας οφείλονται στην υπέρθεση των συνιστωσών που καταφθάνουν στην κεραία του δέκτη την ίδια χρονική στιγμή καθυστέρησης, οπότε και ικανοποιείται το κεντρικό οριακό θεώρημα. Σύμφωνα με το θεώρημα αυτό, το πραγματικό και φανταστικό μέρος του λαμβανόμενου σήματος ακολουθούν την κανονική κατανομή με μηδενική μέση τιμή και ίδιες παραμέτρους  $\sigma_1, \sigma_2$  αντίστοιχα, και αυτό

συμβαίνει ανεξάρτητα από την κατανομή που ακολουθούν τα επιμέρους μιγαδικά πλάτη των προσπιπτόντων κυμάτων. Η μιγαδική περιβάλλουσα  $y$  ακολουθεί την μιγαδική κυκλικά συμμετρική κανονική κατανομή, δηλαδή  $y \in CN(0, \sigma)$ ,  $\sigma = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}$ . Στην περίπτωση κατά την οποία δεν υπάρχει άμεση οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη (non line of site NLOS) τότε το σήμα λήψης μπορεί να θεωρηθεί ότι προκύπτει ως το άθροισμα πολλών επίπεδων κυμάτων τα οποία έχουν περίπου το ίδιο πλάτος. Σε αυτήν την περίπτωση το πλάτος της μιγαδικής περιβάλλουσας  $r$  ακολουθεί την κατανομή Rayleigh η οποία δίνεται από την σχέση (2.11).

$$pdf(r) = \frac{r \exp\left(\frac{-r^2}{2\sigma^2}\right)}{\sigma^2} \quad (2.11)$$

Όταν υπάρχει οπτική επαφή μεταξύ πομπού και δέκτη (line of site LOS) τότε στον δέκτη προσπίπτει σταθερή και αμετάβλητη συνιστώσα η οποία προκαλεί μη μηδενική μέση τιμή του  $r$ , δηλαδή  $E[r] \neq 0$ . Η ύπαρξη LOS συνιστώσας οδηγεί σε στατιστική περιγραφή της τυχαίας μεταβλητής  $r$  από την κατανομή Rice [10] η οποία περιγράφει την περιβάλλουσα μιας κύριας συνιστώσας η οποία συνοδεύεται από πολλές άλλες μικρότερες σύμφωνα με την σχέση (2.12).

$$pdf(r) = \frac{2r(K+1)}{\sigma^2} e^{\left(-K - \frac{(K+1)r^2}{\sigma^2}\right)} I_0\left(2r\sqrt{\frac{K(K+1)}{\sigma^2}}\right), r \geq 0 \quad (2.12)$$

όπου  $I_0$  είναι η μηδενικής τάξης τροποποιημένη συνάρτηση Bessel πρώτου είδους

$$I_0(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{-x \cos \theta} d\theta \quad (2.13)$$

Στην σχέση (2.12) ο συντελεστής  $K$  είναι ο παράγοντας Rice και εκφράζει τον λόγο της ισχύος της σταθερής συνιστώσας (επικρατούσα συνιστώσα) προς την ισχύ των

πολυδιαδρομικών συνιστωσών του σήματος (σκεδαζόμενες). Στην περίπτωση που δεν υπάρχει ισχυρή συνιστώσα η κατανομή Rice μετατρέπεται σε κατανομή Rayleigh[11].

Στα συστήματα UWB το πλήθος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που καταφθάνουν στον δέκτη μέσα στην ίδια τιμή χρονικής καθυστέρησης είναι ποσοτικά διαφοροποιημένο σε σχέση με τα στενής και ευρείας ζώνης συστήματα και το κεντρικό οριακό θεώρημα δεν μπορεί να εφαρμοσθεί σε κάθε περίπτωση. Το διαφορετικό περιβάλλον διάδοσης είναι επίσης ένας καθοριστικός παράγοντας ο οποίος διαφοροποιεί το είδος της κατανομής την οποία ακολουθεί το πλάτος των συνιστωσών. Σε διάφορες εργασίες για τα κύματα UWB εκτός από τις πιο πάνω αναφερόμενες κατανομές Rayleigh και Rice, έχουν προταθεί και διάφορες άλλες κατανομές πλάτους όπως οι Nakagami, Lognormal, Weibull, τις οποίες φαίνεται ότι ακολουθούν οι συνιστώσες αυτές.

Η κατανομή Nakagami, δίνεται από την σχέση (2.14).

$$pdf(r) = \frac{2}{\Gamma(m)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m r^{2m-1} \exp\left(-\frac{m}{\Omega} r^2\right) \quad (2.14)$$

Όπου  $m \geq 1/2$  είναι ο Nakagami  $m$  παράγοντας,  $\Gamma(m)$  είναι η συνάρτηση gamma, και  $\Omega$  είναι η μέση τετραγωνική τιμή του πλάτους. Η παράμετρος  $m$  συχνά μοντελοποιείται ως τυχαία μεταβλητή [12], [13].

Η κατανομή Lognormal, δίνεται από την σχέση (2.15)

$$pdf(r) = \frac{20/\ln(10)}{r\sigma_r\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{20\log_{10} r - \mu_{dB}}{2\sigma_r^2}\right)^2 \quad (2.15)$$

Όπου  $\sigma_x$  είναι η τυπική απόκλιση του  $r$  και  $\mu_{dB}$  είναι η μέση τιμή της μεταβλητής  $r$  εκφρασμένη σε dB. Η κατανομή αυτή έχει το πλεονέκτημα να παρουσιάζει ίδια

μορφή τόσο για τις στατιστικές διάλειψης μικρής κλίμακας όσο και για τις διακυμάνσεις της ισχύος στην περίπτωση των διαλείψεων μεγάλης κλίμακας [14].

Η κατανομή Weibull, δίνεται από την σχέση (2.16).

$$pdf(r) = \frac{k}{\lambda} \left( \frac{r}{\lambda} \right)^{k-1} \exp \left( -\left( \frac{r}{\lambda} \right)^k \right) \quad (2.16)$$

Η κατανομή Weibull έχει προταθεί για την μοντελοποίηση είτε του πλάτους είτε της απόκλισης του τετραγώνου του μέτρου της συνάρτησης μεταφοράς γύρω από το προφίλ καθυστέρησης της ισχύος. Για  $r \geq 0$  η  $pdf(r) = 0$ , ενώ ο παράγοντας  $k > 0$  είναι η παράμετρος σχήματος (shape) ενώ ο παράγοντας  $\lambda > 0$  είναι η παράμετρος κλίμακας (scale) της κατανομής [15].

## 2.7 Βιβλιογραφία.

- [1] O. S. Heavens, *Optical Properties of Thin Film Solids*. New York, Dover, 1965.
- [2] K. Heidary, “Ultra-wideband (UWB) incidence on multiple dielectric interfaces,” in *IEEE Antennas and Propagation Society Symp.*, 2004, pp. 1315–1318.
- [3] R. Buehrer, W. Davis, A. Safaai-Jazi, and D. Sweeney, “Ultra Wideband Propagation Measurements and Modeling—Final Report to DARPA NETEX Program,” Virginia Tech, tech. rep., 2004.
- [4] Muqaibel, A. Safaai-Jazi, A. Bayram, and S. Riad, “UWB through-the wall propagation and material characterization,” in *Proc. IEEE Antennas Propagation Soc. Int. Symp.*, 2003, pp. 623–626.
- [5] “Propagation effects in *UWB Communications Systems—a Comprehensive Overview*, M. G. Di Benedetto *et al.*, Ed: EURASIP publishing, 2005.
- [6] K. W. Lam, Q. Li, L. Tsang, K. L. Lai, and C. H. Chan, “On the analysis of statistical distributions of UWB signal scattering by random rough surfaces based on Monte Carlo simulations of Maxwell equations,” *IEEE Trans. Antennas Prop.*, vol. 52, pp. 3200–3206, 2004.
- [7] Α. Κανάτας, Φ. Κωνσταντίνου, Γ. Πάντος, *Συστήματα Κινητών Επικοινωνιών*, Παπασωτηρίου, 2008.
- [8] J. D. Parsons, *The mobile Radio Propagation Channel*, 2nd ed. John Wiley and Sons, 2000.
- [9] F. Molisch, K. Balakrishnan, D. Cassioli, C. C. Chong, S. Emami, A. Fort, J. Karedal, J. Kunisch, H. Schantz, U. Schuster, K. Siwiak, *IEEE 802.15.4a channel model - final report*.

- [10] Rice S. O. (1944) Mathematical Analysis of Random Noise. Bell Syst. Tech. J., 23, 292-332.
- [11] J. karedal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson, and A. F. Molisch, "Statistical analysis of the UWB channel in an industrial environment," Proc. Vehicular Technology Conference Fall 2004, 2004, pp. 81-85.
- [12] D.Cassioli, M.Z.Win, and A.F.Molisch, "The ultra-wideband indoor channel: From statistical model to simulations," IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol.52, pp 1786-1796, 2004.
- [13] J. Kunisch and J.Pamp, "Measurement results and modeling aspects for the UWB radio channel," Proc. IEEE UWBST, 2002, pp. 19-23.
- [14] J. R. Foerster and Q. Li, "UWB channel modeling contribution from Intel," IEEE, Tech Rep. P802.15 02/279SG3a, 2002, IEEE P802.15 SG3a Contribution.
- [15] Alvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torres, and J. L. Garcia, "New channel impulse response model for UWB indoor system simulations," Proc. Vehicular Technology Conference 2003 Spring, 2003, pp. 1-5.



### **3. ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΜΟΥ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ UWB.**

Ο πειραματικός χαρακτηρισμός του ραδιοδιαύλου απαιτεί την λήψη μετρήσεων στην περιοχή που παρεμβάλλεται μεταξύ πομπού και δέκτη. Οι μετρήσεις ραδιοδιαύλου για κύματα UWB πραγματοποιούνται με την χρήση εξειδικευμένου μετρητικού εξοπλισμού. Στο κεφάλαιο αυτό περιλαμβάνεται περιγραφή της αρχής λειτουργίας των μετρητικών μεθόδων και του εξοπλισμού που απαιτείται για κάθε μέθοδο, περιγραφή του εξοπλισμού που τελικά χρησιμοποιήθηκε καθώς επίσης δίνεται μια σύντομη περιγραφή των τεχνικών χαρακτηριστικών και των δυνατοτήτων του αεροσκάφους C130. Στο τέλος του κεφαλαίου γίνεται περιγραφή του περιβάλλοντος διάδοσης των σταθερών ασύρματων ζεύξεων UWB που εξετάστηκαν μέσα στο αεροσκάφος υπό μορφή σεναρίων.

#### **3.1 Χαρακτηριστικά των μετρητικών διατάξεων.**

Με σκοπό την μελέτη της διάδοσης των κυμάτων UWB στο περιβάλλον του αεροσκάφους και την μοντελοποίηση του καναλιού επικοινωνίας σε αυτό, απαιτούνται εξαντλητικές μετρήσεις. Το κύριο πλεονέκτημα των πειραματικών μεθόδων είναι ότι λαμβάνουν υπόψη όλες τις παραμέτρους που επιδρούν στην διάδοση των κυμάτων και προέρχονται τόσο από το μετρούμενο σύστημα όσο και από το κανάλι που το περιβάλλει. Στα στενής ζώνης συστήματα το σήμα πληροφορίας διαμορφώνει ένα υψηλής συχνότητας φέρον κύμα. Το διαμορφωμένο σήμα κατά την πορεία του από τον πομπό προς τον δέκτη διερχόμενο μέσα από διαφορετικές διαδρομές (paths) υπόκειται σε μικρή παραμόρφωση γιατί όλοι οι μηχανισμοί που λαμβάνουν μέρος στην διάδοση (κεραίες, επιφάνειες που προκαλούν ανάκλαση του σήματος, αντικείμενα που βρίσκονται μέσα στο κανάλι και προκαλούν περίθλαση κλπ), έχουν σταθερές ηλεκτρομαγνητικές ιδιότητες στο στενό εύρος του εκπεμπόμενου σήματος. Οποιαδήποτε υποβάθμιση της ποιότητας του σήματος και να συμβεί οφείλεται στους σκεδαστές οι οποίοι δημιουργούν τις

πολυδιαδρομικές συνιστώσες (multipath components MPCs). Στα συστήματα UWB λόγω της μεγάλης συχνοτικής περιοχής στην οποία εκτείνεται το σήμα πληροφορίας οι κύριοι παράγοντες που οδηγούν σε αλλοίωση των χαρακτηριστικών του σήματος κατά την διάρκεια της λήψης των μετρήσεων είναι δύο. Ο πρώτος παράγοντας είναι ο εξοπλισμός που χρησιμοποιήθηκε κατά την διάρκεια της λήψης των μετρήσεων (καλώδια, ενισχυτής, αναλυτής, καθώς επίσης και οι κεραιές εκπομπής και λήψης οι οποίες συμπεριφέρονται διαφορετικά μέσα στο φάσμα συχνοτήτων στο οποίο λειτουργούν), η επίδραση του οποίου μπορεί να αφαιρεθεί όμως με μια διαδικασία βαθμονόμησης ενώ ο δεύτερος παράγοντας είναι τα υλικά τα οποία παρεμβάλλονται στην πορεία του σήματος τα οποία και αυτά από την μεριά τους συμπεριφέρονται επίσης διαφορετικά στις χαμηλές, στις μέσες και στις ακραίες τιμές του φάσματος των 7.5GHz του UWB κύματος, προκαλώντας τη δημιουργία πολυδιαδρομικών συνιστωσών η συμβολή των οποίων είναι διαφορετική για τις επιμέρους συνιστώσες του φάσματος.

Οι τεχνικές μέτρησης της διάδοσης των σημάτων UWB μπορούν να διαχωριστούν σε τρεις κύριες κατηγορίες [1]-[3]. Σε μετρήσεις με σάρωση στο πεδίο της συχνότητας (frequency domain sweeping) [4]-[36], σε μετρήσεις στο πεδίο χρόνου με απευθείας εκπομπή παλμού (time domain direct pulse) [37]-[46] και σε μετρήσεις με χρήση κυλιόμενου συσχετιστή διασποράς φάσματος (spread spectrum sliding correlator) [47]-[54]. Οι μετρήσεις στο πεδίο του χρόνου μπορούν να χαρακτηριστούν ως άμεσες ενώ αυτές στο πεδίο της συχνότητας ως έμμεσες. Οι μετρήσεις με χρήση συσχετιστή είναι μια ενδιάμεση μέθοδος κατά την οποία ο πομπός διαμορφώνει μια δυαδική ακολουθία ψευδοτυχαίου θορύβου η οποία διασπείρεται σε ένα μεγάλο συχνοτικό εύρος και στην συνέχεια εκπέμπεται. Σε αυτό το μετρητικό σύστημα η διακριτικότητα στο χρόνο καθορίζεται από το chip rate. Το κύριο πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι ότι είναι δυνατό να γίνει ανίχνευση του εκπεμπόμενου σήματος όταν διατίθεται δέκτης στενής ζώνης ο οποίος πρέπει να είναι εφοδιασμένος με μίκτη ευρείας ζώνης. Με αυτόν τον τρόπο παρατηρείται

βελτίωση της δυναμικής περιοχής μέτρησης σε σχέση με την μέθοδο του πεδίου χρόνου στην οποία πραγματοποιείται η απευθείας εκπομπή παλμού.

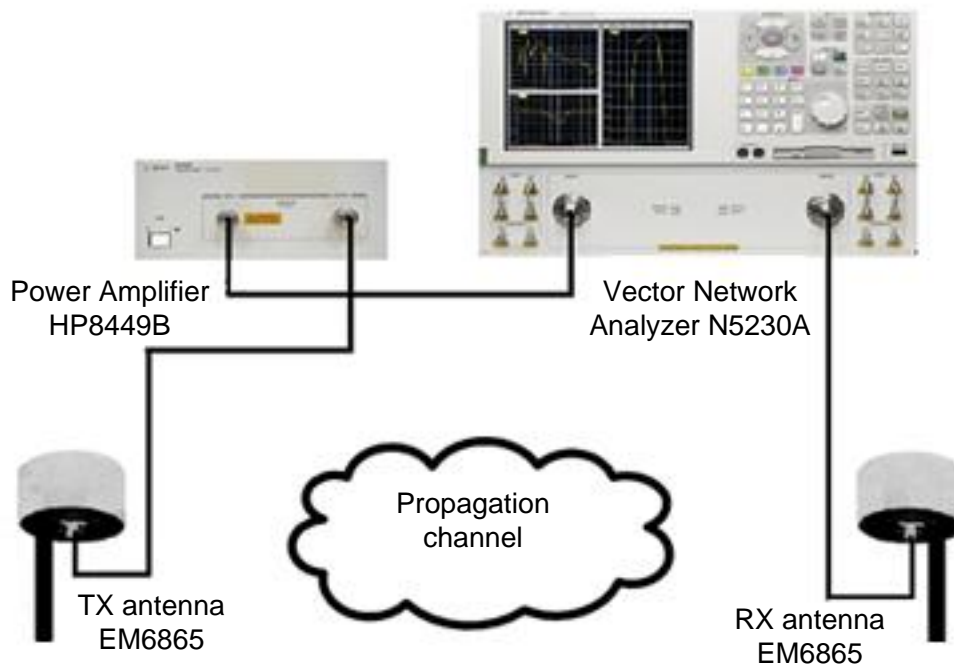
Ως γνωστόν, η κρουστική απόκριση περιγράφει και χαρακτηρίζει ένα σύστημα μέσα σε όλο το φάσμα συχνοτήτων της λειτουργίας του. Όμως, είναι πρακτικά αδύνατο να μετρηθεί η πραγματική κρουστική ενός συστήματος γιατί είναι αδύνατο να δημιουργηθεί και να εκπεμφθεί στο κανάλι ένας ιδανικός παλμός δέλτα. Έτσι, στην πράξη, στα συστήματα μέτρησης στο πεδίο του χρόνου, γίνεται προσπάθεια να δημιουργηθούν όσο το δυνατό στενότεροι σε εύρος παλμοί έτσι ώστε να είναι όσο το δυνατό ευρύτερη συχνοτικά η περιοχή στην οποία θα μετρηθούν τα χαρακτηριστικά διάδοσης του σήματος. Η βασική ιδέα των μετρήσεων στο πεδίο του χρόνου για σήματα UWB είναι η διέγερση του ενός άκρου του ραδιοδιαύλου με μια περιοδική ακολουθία παλμών πολύ μικρής διάρκειας η οποία διαχωρίζεται από την επόμενη της από ένα χρονικό διάστημα σιγής. Ο παλμός παράγεται από μια γεννήτρια παλμών (pulse generator). Ο χρόνος σιγής χρησιμεύει στο να προλάβουν να φτάσουν και να συλλεχθούν από το δέκτη όλες οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες που δημιουργούνται από τον παρεμβαλλόμενο στην διάδοση των σημάτων χώρο. Στην συνέχεια, στο δέκτη, το σήμα ανιχνεύεται από έναν ευρείας ζώνης φωρατή που συνήθως είναι ένας παλμογράφος ψηφιακής δειγματοληψίας (digital sampling oscilloscope). Το σημαντικότερο θέμα που πρέπει να λαμβάνεται σοβαρά υπόψη στην περίπτωση μετρήσεων στο πεδίο του χρόνου είναι ο συγχρονισμός μεταξύ πομπού και δέκτη ο οποίος επιτυγχάνεται και διατηρείται συνεχώς με την παρουσία ενός σήματος σκανδαλισμού (trigger).

Ο χαρακτηρισμός του καναλιού στο πεδίο συχνότητας βασίζεται σε μετρήσεις οι οποίες γίνονται σαρώνοντας με μια γεννήτρια αρμονικής σάρωσης όλο το φάσμα συχνοτήτων ενδιαφέροντος μας και παίρνοντας μετρήσεις σε συγκεκριμένα σημεία συχνότητας (frequency points). Κάθε ένα ξεχωριστό σημείο μέσα στο συχνοτικό εύρος στο οποίο πραγματοποιούνται οι μετρήσεις αναπαρίσταται από ένα μιγαδικό κέρδος το οποίο περιγράφει το πλάτος και την φάση του λαμβανόμενου σήματος. Το σύνολο των δειγμάτων αποτελεί την συνάρτηση μεταφοράς του διαύλου. Στην

συνέχεια μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier γίνεται μετάβαση από το πεδίο της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου και έτσι δημιουργείται η κρουστική απόκριση του καναλιού. Οι μετρήσεις πραγματοποιούνται με την χρήση ενός διανυσματικού αναλυτή (Vector Network Analyzer VNA) ο οποίος καταμετρά τον μιγαδικό λόγο μεταξύ της απόκρισης του εξεταζόμενου δικτύου-διαύλου και της διέγερσής του. Εκείνο δηλαδή που ουσιαστικά μετράται είναι η παράμετρος εμπρόσθιας διάδοσης της μιγαδικής μήτρας σκέδασης (forward transmission complex scattering-matrix parameter)  $S_{21}$ . Κανάλια με μεγάλες αποστάσεις διάδοσης είναι φυσικό να χρειάζονται και μακριά σε μήκος καλώδια τα οποία θα συνδέουν τις κεραίες εκπομπής και λήψης με τις πόρτες εισόδου-εξόδου του VNA. Τα καλώδια γενικώς στις μετρήσεις πεδίου συχνότητας με VNA είναι ο κύριος περιοριστικός παράγοντας όχι μόνο γιατί μειώνουν το μέγιστο μήκος του υπό εξέταση καναλιού αλλά επιπλέον περιορίζουν την δυναμική περιοχή μέτρησης λόγω των απωλειών των καλωδίων, απώλειες οι οποίες αυξάνουν εκθετικά με την συχνότητα. Το κύριο πλεονέκτημα όμως της μεθόδου αυτής σε σχέση με την μέθοδο μέτρησης στο πεδίο του χρόνου είναι η μεγαλύτερη ακρίβεια στην μέτρηση, ακρίβεια η οποία προκύπτει λόγω της κατά πολύ μεγαλύτερης δυναμικής περιοχής λειτουργίας του VNA.

Στην καμπάνια λήψης μετρήσεων που έγινε στην παρούσα εργασία και αφορούσε μετρήσεις εντός του αεροσκάφους C130 χρησιμοποιήθηκε η τεχνική μετρήσεων στο πεδίο της συχνότητας η οποία βασίστηκε στην μέτρηση της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού (Channel Transfer Function CTF) δηλαδή στην μέτρηση του πλάτους και της φάσης του λαμβανόμενου σήματος. Η συχνοτική περιοχή στην οποία έγιναν οι μετρήσεις είναι το εύρος το οποίο καθορίστηκε από την FCC για τα σήματα UWB δηλαδή από 3.1GHz έως 10.6GHz. Στην βιβλιογραφία παρατηρείται το φαινόμενο οι διάφοροι ερευνητές χρησιμοποιώντας τεχνική μετρήσεων στο πεδίο της συχνότητας να έχουν πάρει μετρήσεις σε διάφορες συχνοτικές περιοχές (bandwidths  $BW$ ). Μετρήσεις στην συχνοτική περιοχή που καθορίστηκε από την FCC έχουν ληφθεί στις [17], [22], [23], [24], [26], [29]. Όπως φαίνεται και στην εικόνα (3.1) που ακολουθεί

και που παρουσιάζει την συνδεσμολογία των οργάνων που χρησιμοποιήθηκε κατά την διάρκεια της καμπάνιας, εκτός από τον διανυσματικό αναλυτή VNA ο οποίος σάρωνε όλη την συχνοτική περιοχή με συγκεκριμένο βήμα (frequency step), χρησιμοποιήθηκε ένας μικροκυματικός ενισχυτής ισχύος, ένα ζεύγος κεραιών ευρείας ζώνης, και ένα ζεύγος RF καλωδίων. Στην συνέχεια δίνεται περιγραφή του εξοπλισμού ο οποίος χρησιμοποιήθηκε κατά την διάρκεια του πειράματος.



Εικόνα 3.1: Συνδεσμολογία των οργάνων.

### 3.1.1 Διανυσματικός Αναλυτής Δικτύματος (Vector Network Analyzer, VNA).

Ο διανυσματικός αναλυτής δικτύματος είναι ένα όργανο το οποίο μετρά τις παραμέτρους  $S$  ενός δικτύου. Η βασική αρχιτεκτονική ενός VNA περιλαμβάνει μια γεννήτρια σήματος, ένα device under test (DUT) το οποίο στην συγκεκριμένη έρευνα είναι ο ραδιοδιάυλος και έναν ή περισσότερους δέκτες. Η γεννήτρια παρέχει το απαιτούμενο σήμα στην κεραία εκπομπής, το σήμα ταξιδεύει στο υπό μέτρηση DUT και τελικά φθάνει αφού συλλεχθεί από την κεραία λήψης στους

δέκτες του οργάνου οι οποίοι τελικά θα μετρήσουν το πλάτος και την φάση. Συνήθως το σήμα διαχωρίζεται σε ένα σήμα αναφοράς το οποίο πηγαίνει απευθείας στους δέκτες και χρησιμεύει ως αναφορά φάσης του συστήματος και σε ένα προσπίπτον κύμα. Το VNA έχει τουλάχιστον δύο δέκτες. Η συνήθης μέθοδος επεξεργασίας είναι τα σήματα αναφοράς και μέτρησης να υποβιβάζονται συχνотικά (down conversion) έτσι ώστε οι υπολογισμοί να γίνονται σε χαμηλότερες συχνότητες.

Στην συγκεκριμένη καμπάνια μέτρησης χρησιμοποιήθηκε ως διανυσματικός αναλυτής το μοντέλο N5230A της Agilent. Το όργανο ρυθμίστηκε να σαρώνει την περιοχή από 3.1GHz έως 10.6GHz με ισχύ εξόδου +4dBm και να μετρά την παράμετρο σκέδασης  $S_{21}$ . Ο πίνακας (3.1) περιλαμβάνει όλες τις ρυθμίσεις του οργάνου.

**Πίνακας 3.1: Ρυθμίσεις του διανυσματικού αναλυτή.**

|                           |   |
|---------------------------|---|
| <b>Model</b>              | N5230A 10MHz-20GHz PNA-L Network Analyzer |
| <b>Serial N</b>           | MY45000811-225                            |
| <b>Frequency Start</b>    | 3.1GHz                                    |
| <b>Frequency Stop</b>     | 10.6GHz                                   |
| <b>Frequency Center</b>   | 6.85GHz                                   |
| <b>Frequency Span</b>     | 7.5GHz                                    |
| <b>Output Power Level</b> | +4dBm                                     |
| <b>Sweep Time</b>         | 436,827msec                               |
| <b>Number of points</b>   | 6401                                      |
| <b>IF Bandwidth</b>       | 50KHz                                     |
| <b>Sweep set up</b>       | not stepped                               |
| <b>Sweep type</b>         | Linear Frequency                          |
| <b>Trigger</b>            | Continuous                                |
| <b>Trace Measure</b>      | S21                                       |
| <b>Data Save</b>          | .cti files, frequency, dB, angle          |

Όλες οι τιμές του πίνακα (3.1) αποθηκεύτηκαν στην μνήμη του οργάνου και κάθε φορά που γινόταν κάποιος έλεγχος οι τιμές φορτώνονταν έτσι ώστε κατά την διάρκεια όλης της καμπάνιας μετρήσεων οι συνθήκες λειτουργίας του οργάνου να παραμένουν οι ίδιες.

### 3.1.2 Ομοιοκατευθυντικές κεραίες ευρείας ζώνης.

Οι κεραίες που χρησιμοποιούνται στα συστήματα UWB παίζουν καθοριστικό ρόλο στα αποτελέσματα των μετρήσεων. Τα χαρακτηριστικά διάδοσης των κεραιών όπως η εμπέδιση εισόδου (input impedance), η ενεργός επιφάνεια (effective aperture area) και τα διαγράμματα πόλωσης και ακτινοβολίας μεταβάλλονται με την συχνότητα συνεισφέροντας στην διασπορά του σήματος και επιδρώντας στην μορφή του. Το σήμα UWB δεν υφίσταται υποβιβασμό μόνο στην περίπτωση κατά την οποία όλες οι ιδιότητες των κεραιών εκπομπής και λήψης ικανοποιούν συγκεκριμένες απαιτήσεις. Για παράδειγμα, η εμπέδιση εισόδου και τα διαγράμματα πόλωσης και ακτινοβολίας πρέπει να παραμένουν αμετάβλητα μέσα στο φάσμα του σήματος ενώ το κέρδος μπορεί να μεταβάλλεται με την συχνότητα με τέτοιο τρόπο ώστε το ακτινοβολούμενο πεδίο να είναι ανάλογο της χρονικής παραγώγου του σήματος που τροφοδοτεί την κεραία. Ένας ακόμα σημαντικός παράγοντας είναι η φάση του ακτινοβολούμενου πεδίου. Για να μην υπάρχει περεταίρω υποβιβασμός του σήματος θα πρέπει η χαρακτηριστική φάσης να είναι γραμμική. Ανάλογα με την εφαρμογή μπορούν να χρησιμοποιηθούν διάφοροι τύποι κεραιών.

Για την περίπτωση της καμπάνιας μετρήσεων στο αεροσκάφος επιλέχθηκαν ομοιοκατευθυντικές κεραίες. Η επιλογή αυτή έγινε με βάση το σκεπτικό ότι τέτοιου είδους κεραίες χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές κινητών επικοινωνιών όπου οι χρήστες μπορούν να μετακινούνται ή να παραμένουν σταθεροί σε μία θέση. Οι ευρείας ζώνης ομοιοκατευθυντικές κεραίες EM-6865 είναι οριζόντιας πόλωσης κεραίες οι οποίες λειτουργούν στο συχνοτικό εύρος από 2GHz έως 18GHz. Οι

κεραίες συνδέονται στο σύστημα μέτρησης έτσι ώστε η μία να λειτουργεί ως πομπός και η άλλη ως δέκτης. Οι κεραίες έχουν επίπεδη απόκριση συχνότητας και ομοιοκατευθυντικό διάγραμμα ακτινοβολίας στο φάσμα της περιοχής λειτουργίας τους. Κάθε κεραία αποτελείται από δύο ορειχάλκινα δικωνικά στοιχεία συνδεδεμένα έτσι ώστε μαζί να σχηματίζουν ένα στοιχείο που μοιάζει με κλεψύδρα. Η σύνδεση της κεραίας με άκαμπτο ομοαξονικό καλώδιο γίνεται με την ένωση του κεντρικού αγωγού του ομοαξονικού με τον επάνω κώνο, ενώ η γείωση του καλωδίου συνδέεται στον κάτω. Τα δικωνικά στοιχεία καλύπτονται με πλαστικό προστατευτικό κάλυμμα έτσι ώστε η κεραία να προστατεύεται από φθορές και από το περιβάλλον. Οι κεραίες είναι εφοδιασμένες με βακτήριο στήριξης σε σχήμα ράβδου έτσι ώστε να μπορούν εύκολα να συνδεθούν τόσο με κάποιο πλαίσιο στήριξης (π.χ. τρίποδα) όσο και απευθείας με έναν μικροκυματικό ενισχυτή. Ο πίνακας (3.2) περιλαμβάνει τα τεχνικά χαρακτηριστικά των κεραιών ενώ η εικόνα (3.2) παρουσιάζει την κεραία.

**Πίνακας 3.2: Τεχνικά χαρακτηριστικά των κεραιών EM6865.**

|                         |                 |
|-------------------------|-----------------|
| <b>Designer</b>         | ELECTRO-METRICS |
| <b>Model</b>            | EM-6865         |
| <b>Frequency Range</b>  | 2GHz – 18GHz    |
| <b>Polarization</b>     | Vertical        |
| <b>Output Impedance</b> | 50Ω, nominal    |
| <b>VSWR</b>             | <2:1            |
| <b>Gain</b>             | 0dB, typical    |
| <b>Continuous Power</b> | 5W              |



**Εικόνα 3.2: Ομοιοκατευθυντική κεραία Electrometrics EM6865.**



### 3.1.3 Ευρείας ζώνης ενισχυτής χαμηλού θορύβου.

Ο μικροκυματικός ενισχυτής ευρείας ζώνης συχνοτήτων HP8449B είναι ένας κλασσικός μικροκυματικός ενισχυτής με επίπεδη απόκριση ισχύος. Ο πίνακας (3.3) περιλαμβάνει τα τεχνικά χαρακτηριστικά του μικροκυματικού ενισχυτή.

**Πίνακας 3.3: Τεχνικά χαρακτηριστικά του μικροκυματικού ενισχυτή HP8449B.**

|                                  |  |
|----------------------------------|--|
| <b>Designer</b>                  | Hewlett Packard HP   |
| <b>Model</b>                     | HP 8449B   |
| <b>Frequency Range</b>           | 1GHz – 26.5GHz   |
| <b>Flatness</b>                  | 1.0 to 26.5GHz, +- 5.7dB<br>2.0 to 22.0GHz, +-2.4dB, Typical |
| <b>Small Signal Gain</b>         | >23dB  |
| <b>Maximum Safe Power Output</b> | +20dBm(100mW)  |
| <b>Input and Output</b>          | SMA, 50Ω nominal   |

### 3.1.4 Καλώδια RF.

Τα καλώδια τα οποία χρησιμοποιήθηκαν στην καμπάνια ήταν πάρα πολύ υψηλής ποιότητας μικροκυματικά βαθμονομημένα καλώδια τύπου σπιδάλ με τεχνικά χαρακτηριστικά όπως αυτά περιγράφονται στον πίνακα (3.4).

**Πίνακας 3.4: Τεχνικά χαρακτηριστικά των μικροκυματικών καλωδίων.**

|                        |                |
|------------------------|----------------|
| <b>Designer</b>        | ROSENBERGER    |
| <b>Model</b>           | 380 062        |
| <b>Frequency Range</b> | 1GHz – 26.5GHz |
| <b>Length</b>          | 8m             |
| <b>Type</b>            | spiral         |

### 3.2 Καμπάνια λήψης μετρήσεων στο αεροσκάφος C130.

Το αεροσκάφος Hercules C130, εικόνα (3.3), είναι ένα αμερικανικής κατασκευής τετρακινητήριο turboprop μεταγωγικό αεροσκάφος το οποίο κατασκευάζεται από την Lockheed και είναι ο κύριος τακτικός αερομεταφορέας πολλών αεροποριών σε

όλο τον κόσμο με πάνω από 50 χρόνια συνολικής παραγωγής και παρουσίας τουλάχιστον στις ΗΠΑ. Απασχολεί πλήρωμα 4-6 ανδρών εκ των οποίων οι δύο είναι χειριστές του αεροσκάφους. Έχει μήκος 29.8m, άνοιγμα φτερών 40.4m, ύψος 11.6m, επιφάνεια πτέρυγας 162.1m<sup>2</sup>. Το αεροσκάφος όταν είναι άδειο ζυγίζει 38 τόνους ενώ μπορεί να απογειωθεί εάν το συνολικό του βάρος δεν είναι μεγαλύτερο από 70 τόνους. Είναι εφοδιασμένο με τέσσερις κινητήρες Allison T56-A-15 turboprop ισχύος 4,300 hp ο κάθε ένας. Η μέγιστη ταχύτητα εδάφους την οποία αναπτύσσει το αεροσκάφος κατά την διάρκεια της πτήσης είναι 610 Km/h, έχει αυτονομία 3800Km και μπορεί να πετάξει σε μέγιστο ύψος ίσο με 10Km. Η ικανότητα μεταφοράς που έχει είναι μεγάλη αφού μπορεί να μεταφέρει φορτίο ίσο με 2-3 Humvee ή 1 ΤΟΜΠ Μ-113, ή 92 επιβάτες, ή 64 πλήρως οπλισμένους στρατιώτες, ή 74 φορεία με 2 ιατρικούς συνοδούς.



**Εικόνα 3.3:** Αεροσκάφος Lockheed Hercules C130.

Το C-130 αρχικά σχεδιάστηκε σαν μεταγωγικό αεροσκάφος μεταφοράς φορτίου, προσωπικού και διακομιδή μέσω αέρος τραυματιών. Είναι ικανό να προσγειώνεται μέχρι και σε απροετοίμαστους αεροδιαδρόμους και να μπορεί να πετά κανονικά με τον έναν κινητήρα εκτός λειτουργίας. Ο σχεδιασμός του αεροσκάφους ο οποίος

ξεκίνησε το 1951 έπειτα από διαγωνισμό της USAF (United States Air Force) παρέχει την απαιτούμενη ευελιξία έτσι ώστε αυτό να μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μια πλειάδα ρόλων όπως εναέριας επίθεσης, έρευνας, διάσωσης, αναγνώρισης και πρόγνωσης καιρού, υποστήριξης επιστημονικής έρευνας, εναέριου ανεφοδιασμού και πυρόσβεσης.

Κατά την προετοιμασία για την λήψη των μετρήσεων αφιερώθηκε χρόνος έτσι ώστε να γίνουν επισκέψεις στον χώρο του αεροσκάφους για να γίνει αναγνώριση του χώρου ενώ ταυτόχρονα έπρεπε να απαντηθούν διάφορα ερωτήματα που αφορούσαν τις ρυθμίσεις που έπρεπε να γίνουν στο VNA και να ληφθούν τελικές αποφάσεις οι οποίες είχαν να κάνουν με τη συνολική πορεία του πειράματος. Όσο αφορά τις ρυθμίσεις του VNA, τα ερωτήματα ήταν:

### 1. Τα διαφορετικά μέρη στα οποία θα χωριστεί το φάσμα των 7.5GHz.

Επιλέχθηκε η σάρωση να γίνεται σε 6401 διαφορετικά και ισαπέχοντα μεταξύ τους βήματα συχνότητας (frequency bins) το κάθε ένα εκ των οποίων θα καλύπτει περιοχή ίση με την διαίρεση του συνολικού συχνοτικού εύρους με τον αριθμό των δειγμάτων σάρωσης.

$$frequency\ bin\ size = \frac{7.5 * 10^9 Hz}{6400} = 1171875 Hz \quad (3.1)$$

Η κύρια λειτουργία ενός VNA είναι η μετατροπή το μετρούμενου σήματος σε μια σταθερή ενδιάμεση συχνότητα (intermediate frequency IF) διατηρώντας κατά την διάρκεια της μετατροπής αυτής την πληροφορία πλάτους και φάσης. Το σήμα της εισόδου RF του οργάνου διαχωρίζεται σε δύο μέρη. Για την μέτρηση  $S_{21}$  το ένα μέρος του σήματος  $a_1$  χρησιμοποιείται ως σήμα αναφοράς ενώ το άλλο μέρος φθάνει στη θύρα A του οργάνου για να εκπεμφθεί. Το σήμα λήψης  $b_2$  φθάνει στη θύρα B του οργάνου οπότε η παράμετρος σκέδασης δίνεται από την σχέση  $S_{21} = b_2 / a_1$ . Κατά την διάρκεια βαθμονόμησης του οργάνου οι θύρες A και B συνδέονται μεταξύ τους και αυτό αντιστοιχεί σε συντελεστή ανάκλασης πλάτους

ίσου με ένα και μετατόπιση φάσης ίσης με μηδέν. Όλα τα καλώδια τα οποία χρησιμοποιούνται κατά την διάρκεια ενός πειράματος χρησιμοποιούνται και κατά την διάρκεια της βαθμονόμησης του οργάνου. Στο VNA μπορούν να ρυθμιστούν διάφοροι τρόποι λειτουργίας. Κατά την διάρκεια λήψης των μετρήσεων χρησιμοποιείται η βηματική λειτουργία του οργάνου γιατί με αυτόν τον τρόπο λειτουργίας πραγματοποιείται γραμμική σάρωση του φάσματος συχνοτήτων σε όσο το δυνατό μικρότερο χρόνο και δεν καταγράφονται λάθη στην φάση του λαμβανόμενου σήματος λάθη τα οποία κάποιες φορές παρατηρούνται με τη λειτουργία σάρωσης. Το αρνητικό σημείο είναι ότι κατά την βηματική λειτουργία μειώνεται η ταχύτητα με την οποία πραγματοποιείται μια μέτρηση. Υπάρχει μια ενδιάμεση μέθοδος η οποία και τελικά χρησιμοποιήθηκε, να γίνεται σάρωση αλλά με πολλά βήματα, οπότε έχουμε ταυτόχρονα και υψηλή ταχύτητα μέτρησης και σωστή τιμή της φάσης του σήματος.

## **2. Η ισχύς εξόδου του VNA.**

Η μέγιστη τιμή της ισχύος για την συγκεκριμένη περιοχή συχνοτήτων του πειράματος δίνεται από τον κατασκευαστή του οργάνου ίση με +4dBm. Η ισχύς που τελικά θα χρησιμοποιηθεί όμως θα πρέπει να έχει τέτοια τιμή έτσι ώστε να μην οδηγεί τον μικροκυματικό ενισχυτή ευρείας ζώνης που ακολουθεί στην περιοχή του κόρου του, λαμβάνοντας όμως υπόψη και την εξασθένηση των δύο καλωδίων μήκους 8 μέτρων το κάθε ένα τα οποία μεταφέρουν τα σήματα εκπομπής και λήψης. Λαμβάνοντας υπόψη και τις δύο παραμέτρους οι οποίες αναφέρθηκαν παραπάνω έγιναν διάφορα πειράματα σχετικά με την ισχύ εξόδου του VNA και λήφθηκε απόφαση για την τελική τιμή της ισχύος η οποία και χρησιμοποιήθηκε στο πείραμα. Η τιμή αυτή ήταν -5dBm.

Σχετικά με την συνολική πορεία του πειράματος τα θέματα τα οποία έπρεπε να μελετηθούν, ήταν:

1. Ο συνολικός χρόνος κατά τον οποίο το αεροσκάφος θα μπορούσε να διατεθεί και κατά τον οποίο θα έπρεπε να γίνει το σύνολο των μετρήσεων.

Ο χρόνος αυτός τελικά ήταν ένας μήνας.

2. Το είδος των μετρήσεων.

Πραγματοποιήθηκαν μετρήσεις στις οποίες πομπός και δέκτης ήταν τοποθετημένοι μέσα στην καμπίνα του αεροσκάφους και είχαν οπτική επαφή μεταξύ τους (line of site, LOS) και μετρήσεις στις οποίες ο πομπός ήταν τοποθετημένος μέσα στο πιλοτήριο του αεροσκάφους ενώ ο δέκτης ήταν τοποθετημένος μέσα στην καμπίνα οπότε δεν υπήρχε οπτική επαφή μεταξύ τους (Non Line Of Site, NLOS).

3. Η επιλογή των διαφόρων σεναρίων.

Η επιλογή αφορούσε την αρχική και την μέγιστη απόσταση μεταξύ του πομπού και του δέκτη, τα βήματα με τα οποία θα απομακρυνόταν η κεραία λήψης από την κεραία εκπομπής και το ύψος των κεραιών από το έδαφος.

Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν 1m ενώ η μέγιστη απόσταση ήταν 14.5m. Το βήμα απομάκρυνσης ήταν 20cm ή 40 cm στις αραιές μετρήσεις και ανά 1cm στις πυκνές. Για τον έλεγχο του βήματος απομάκρυνσης των κεραιών χρησιμοποιήθηκε ηλεκτρονικό αποστασιόμετρο για τις αραιές μετρήσεις και stepper motor για τις πυκνές. Το ύψος της κεραίας εκπομπής ήταν 1.35m ή 2.5m πάνω από το έδαφος. Η κεραία λήψης ήταν τοποθετημένη επάνω σε τρίποδα σε ύψος 1.35m ή 0.70m πάνω από το έδαφος.

Σύμφωνα λοιπόν με τα παραπάνω, προγραμματίστηκαν 13 συνολικά διαφορετικά σενάρια αραιών μετρήσεων από τα οποία τα 10 πρώτα σενάρια ήταν κατηγορίας LOS και αφορούσαν μετρήσεις οι οποίες

πραγματοποιήθηκαν μέσα στην καμπίνα του αεροσκάφους, ενώ τα 3 τελευταία σενάρια ήταν κατηγορίας NLOS και αφορούσαν μετρήσεις οι οποίες πραγματοποιήθηκαν μεταξύ καμπίνας του αεροσκάφους και πιλοτηρίου. Το βήμα μετακίνησης του δέκτη σε σχέση με τον πομπό ήταν 20cm ή 40cm. Πραγματοποιήθηκαν επίσης τρία σενάρια πυκνών μετρήσεων στις οποίες ο δέκτης μετακινούνταν σε σχέση με τον πομπό με βήμα ίσο με 1cm.

4. Ο τρόπος αποθήκευσης και ο χρόνος ο οποίος χρειάζεται για να ληφθεί μία μέτρηση και να αποθηκευθούν τα δεδομένα σε σκληρό δίσκο.

Τα δεδομένα πλάτους σε dB και φάσης σε μοίρες αποθηκεύονταν στον σκληρό δίσκο του αναλυτή σε αρχεία μορφής .cti και στο τέλος της κάθε ημέρας μεταφέρονταν από εκεί και αποθηκεύονταν σε υπολογιστή.

5. Πόσα διαφορετικά χρονικά στιγμιότυπα θα μετρούνταν και θα καταγράφονταν.

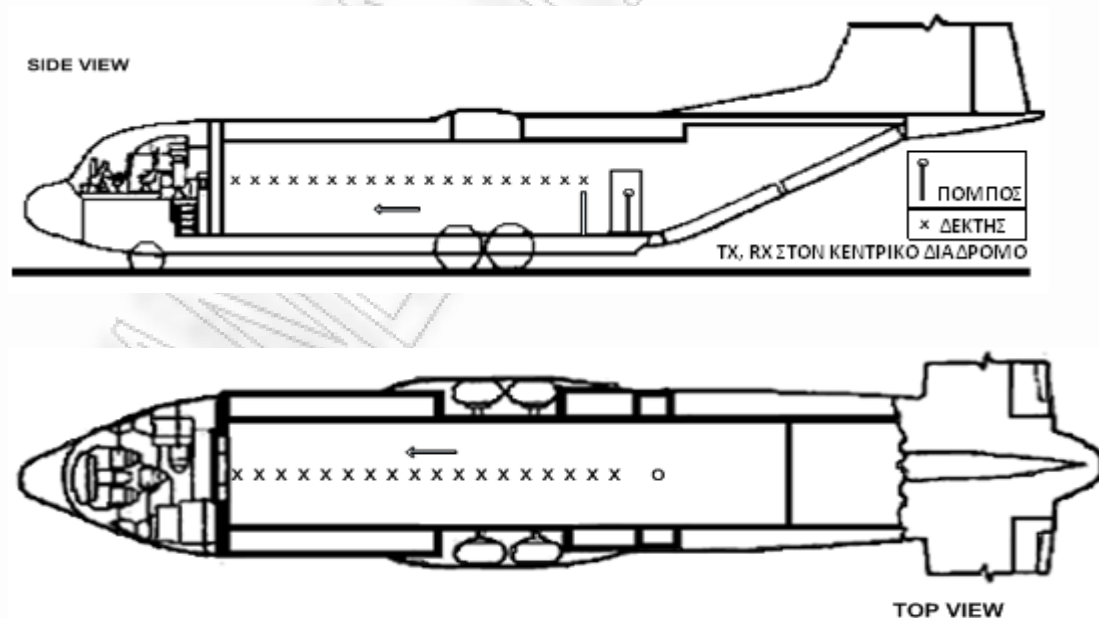
Κάθε μια ξεχωριστή μέτρηση σε κάθε μια ξεχωριστή απόσταση σε κάθε ένα διαφορετικό σενάριο μέτρησης λήφθηκε 32 φορές (32 time snapshots). Το VNA δεν διέθετε το κατάλληλο λογισμικό για να πραγματοποιήσει αυτήν την λειτουργία. Για τον σκοπό αυτό αναπτύχθηκε σε συνεργασία με την κατασκευάστρια εταιρεία του οργάνου (Agilent) η κατάλληλη υπορουτίνα.

Κοινό χαρακτηριστικό όλων των μετρήσεων της καμπάνιας ήταν ότι κατά την διάρκεια της καταγραφής της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού οι κεραίες τόσο του πομπού όσο και του δέκτη ήταν ακίνητες. Οι λόγοι για τους οποίους σε κάθε διαφορετική θέση του δέκτη γινόταν μέτρηση και καταγραφή 32 διαφορετικών χρονικών στιγμιότυπων (snapshots) της CTF ήταν δύο. Ο πρώτος για να επιβεβαιωθεί η χρόνο-αμετάβλητη φύση του καναλιού και ο δεύτερος για την καλύτερη αξιοπιστία των αποτελεσμάτων όταν αυτά χρησιμοποιηθούν στην

στατιστική ανάλυση. Οι μετρούμενες τιμές των CTF περιγράφονται ως  $H f_i, t_j; d_l$ , όπου  $i=1, \dots, 6401$  είναι οι συχνοτικοί τόνοι,  $j=1, \dots, 32$  είναι τα διαφορετικά χρονικά στιγμιότυπα και το  $l$  είναι ο δείκτης για την διαφορετική απόσταση μεταξύ των κεραιών εκπομπής και λήψης και η οποία ήταν μεταβαλλόμενη σύμφωνα με το κάθε σενάριο.

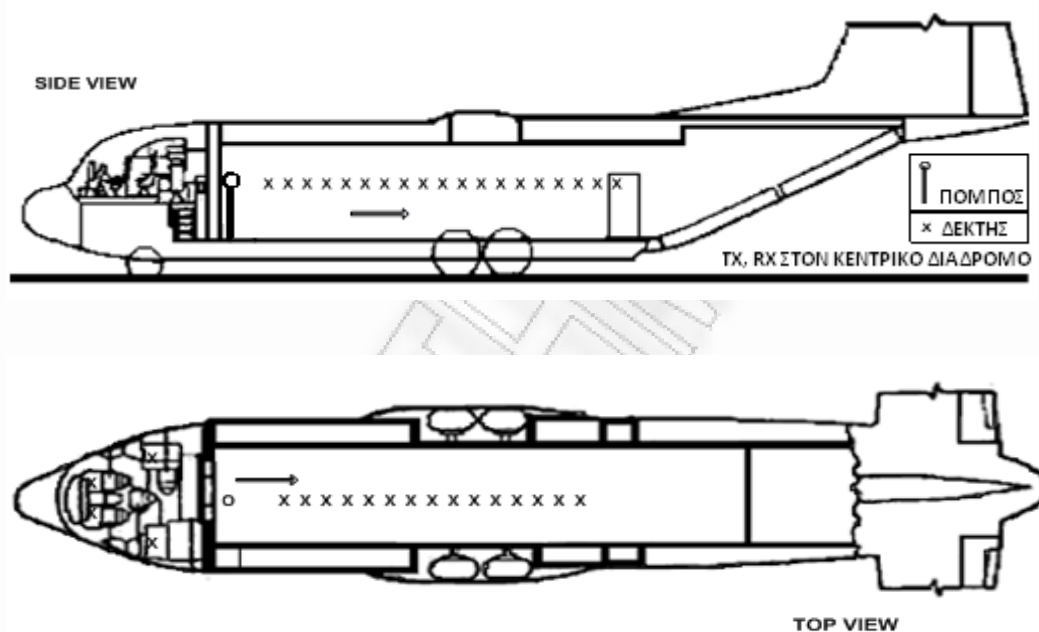
Στην συνέχεια δίνονται τα χωρικά χαρακτηριστικά για κάθε ένα σενάριο της καμπάνιας.

**Σενάριο 1: LOS.** Ο πομπός ήταν τοποθετημένος πάνω σε τρίποδα σε ύψος 1.35m από το έδαφος, στο πίσω μέρος του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους ανάμεσα στις δύο πίσω πόρτες, εικόνα (3.4). Ο δέκτης ήταν και αυτός τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 1.35m από το έδαφος στο πίσω μέρος του κεντρικού διαδρόμου του αεροσκάφους και μετακινούνταν κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 20cm. Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 1m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 31 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 7m.



Εικόνα 3.4: Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 1.

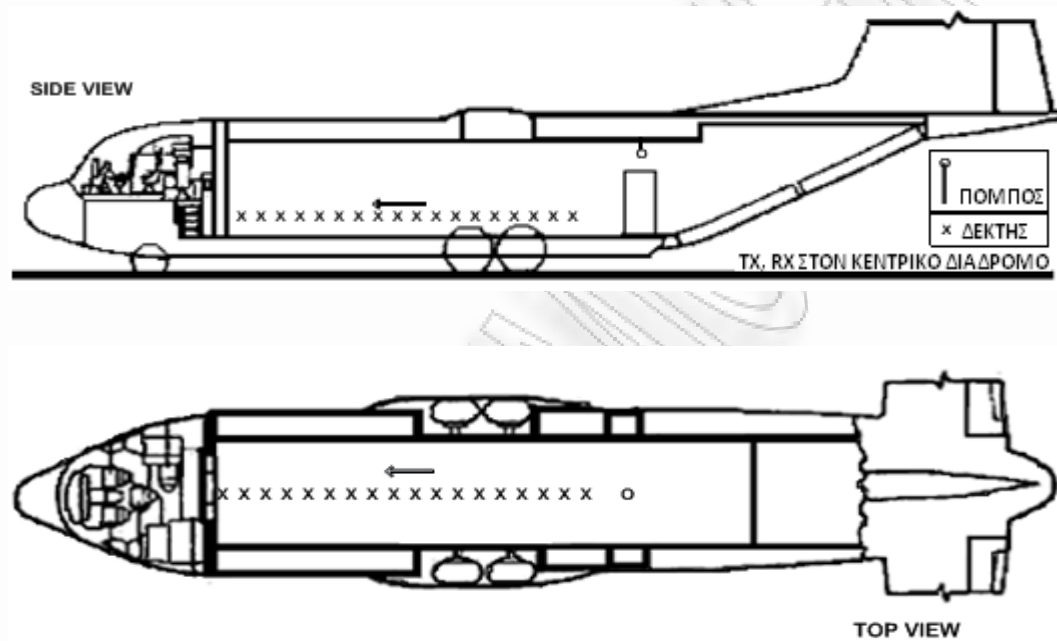
**Σενάριο 2: LOS.** Ο πομπός ήταν τοποθετημένος πάνω σε τρίποδα σε ύψος 1.35m από το έδαφος, στο μπροστινό μέρος του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους (το μέρος του αεροσκάφους που βρίσκεται ακριβώς πίσω από το πιλοτήριο), εικόνα (3.5). Ο δέκτης ήταν και αυτός τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 1.35m από το έδαφος στο μπροστινό μέρος του κεντρικού διαδρόμου του αεροσκάφους και μετακινούνταν κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 20cm. Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 1m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 22 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 6m.



Εικόνα 3.5: Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 2.

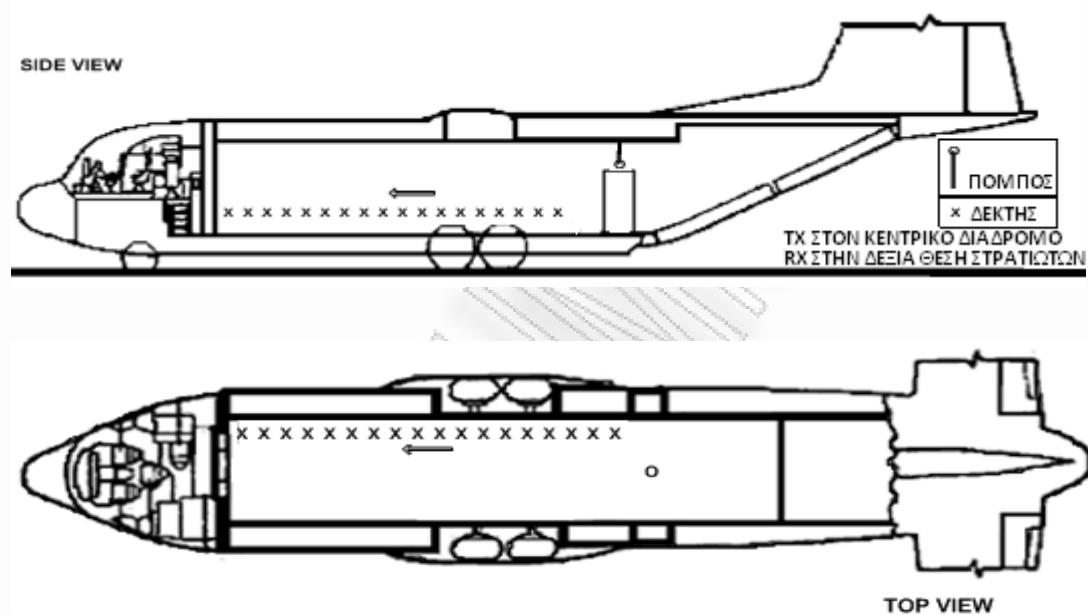


**Σενάριο 3: LOS.** Ο πομπός ήταν τοποθετημένος σε ύψος 2.5m από το έδαφος, στο πίσω μέρος του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους ανάμεσα στις δύο πίσω πόρτες, εικόνα (3.6). Ο δέκτης ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 1.35m από το έδαφος στο πίσω μέρος του κεντρικού διαδρόμου του αεροσκάφους και μετακινούνταν κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 40cm. Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 1m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 26 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 12m.



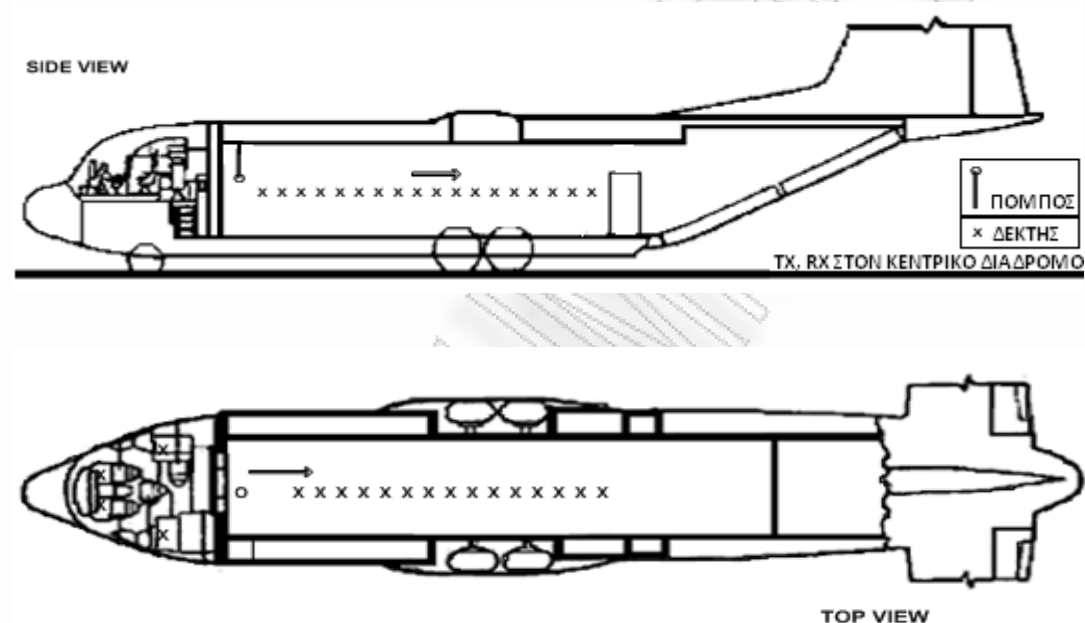
Εικόνα 3.6: Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 3.

**Σενάριο 4: LOS.** Ο πομπός ήταν τοποθετημένος σε ύψος 2.5m από το έδαφος, στο πίσω μέρος του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους ανάμεσα στις δύο πίσω πόρτες, εικόνα (3.7). Ο δέκτης ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 0.7m από το έδαφος στις θέσεις των στρατιωτών που βρίσκονται στο δεξί μέρος της καμπίνας του αεροσκάφους και μετακινούνταν κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 40cm. Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 1m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 27 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 12m.



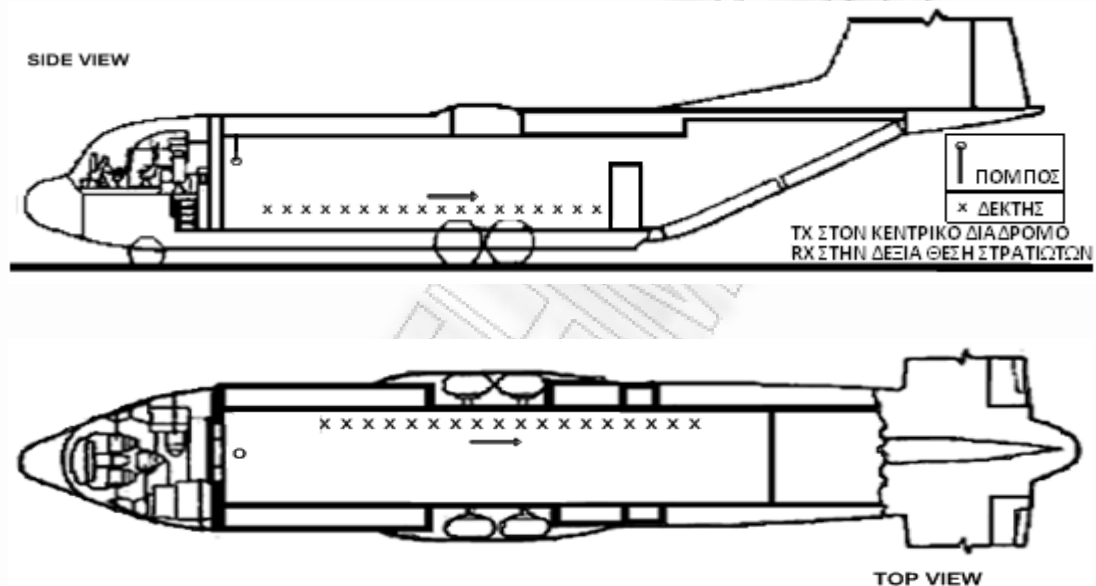
Εικόνα 3.7: Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 4.

**Σενάριο 5: LOS.** Ο πομπός ήταν τοποθετημένος σε ύψος 2.5m από το έδαφος, στο μπροστινό μέρος του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους (το μέρος του αεροσκάφους που βρίσκεται ακριβώς πίσω από το πιλοτήριο), εικόνα (3.8). Ο δέκτης ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 1.35m από το έδαφος στο μπροστινό μέρος του κεντρικού διαδρόμου του αεροσκάφους και μετακινούνταν κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 40cm. Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 1μ. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 28 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 12m.



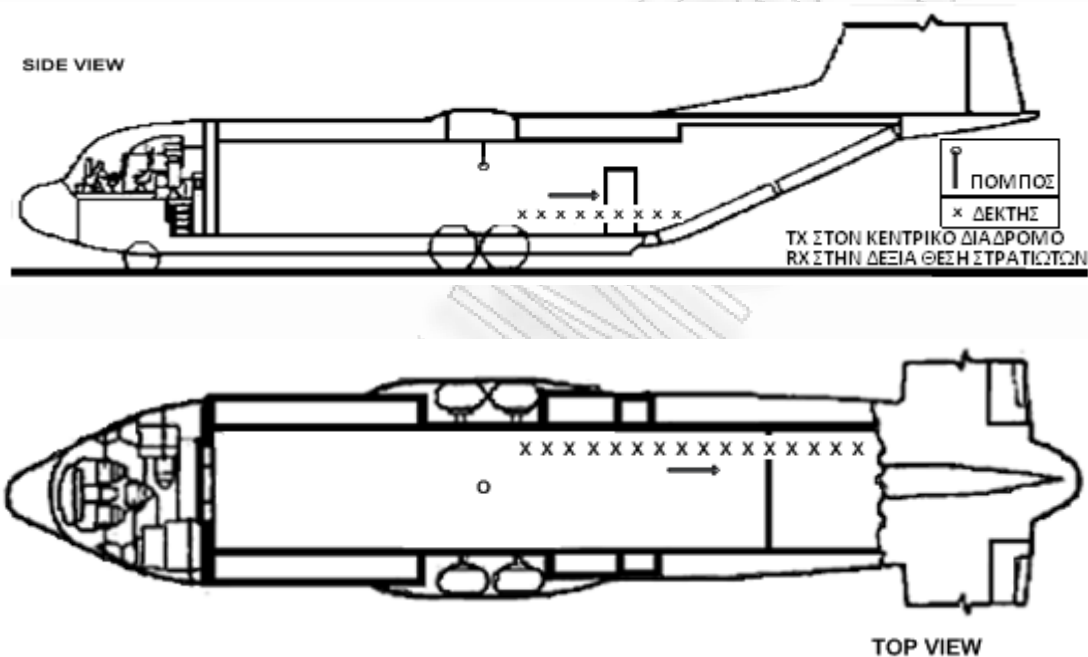
Εικόνα 3.8: Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 5.

**Σενάριο 6: LOS.** Ο πομπός ήταν τοποθετημένος σε ύψος 2.5m από το έδαφος, στο μπροστινό μέρος του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους (το μέρος του αεροσκάφους που βρίσκεται ακριβώς πίσω από το πιλοτήριο), εικόνα (3.9). Ο δέκτης ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 0.7m από το έδαφος στις θέσεις των στρατιωτών που βρίσκονται στο δεξί μέρος της καμπίνας του αεροσκάφους και μετακινούνταν κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 20cm. Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 1m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 28 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 11.4m.



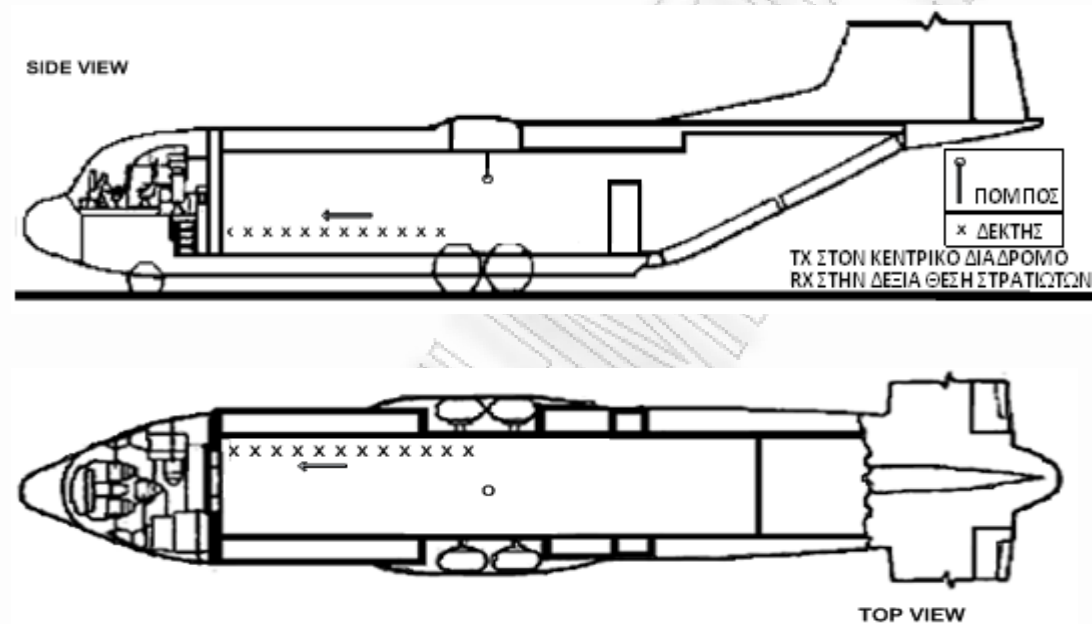
Εικόνα 3.9: Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 6.

**Σενάριο 7: LOS.** Ο πομπός ήταν τοποθετημένος σε ύψος 2.5m από το έδαφος, στο μέσο του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους. Ο δέκτης ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 0.7m από το έδαφος στις θέσεις των στρατιωτών που βρίσκονται στο δεξί μέρος της καμπίνας του αεροσκάφους και μετακινούνταν κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 20cm και κατεύθυνση από το μέσο του αεροσκάφους προς το πίσω μέρος εικόνα (3.10). Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 1m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 15 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 6.0m.



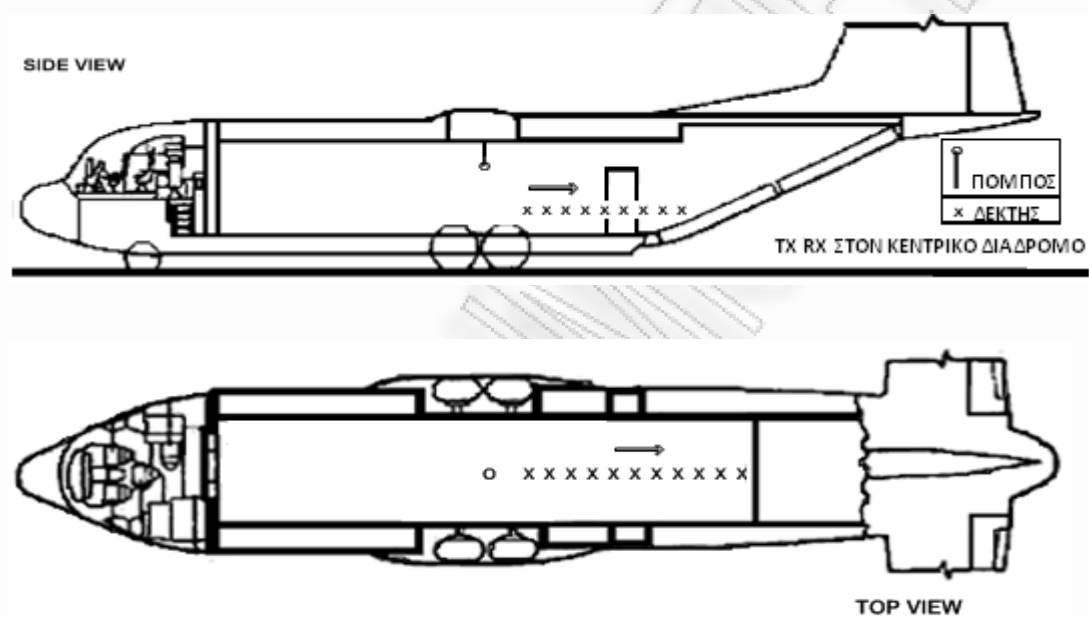
Εικόνα 3.10: Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 7.

**Σενάριο 8: LOS.** Ο πομπός ήταν τοποθετημένος σε ύψος 2.5m από το έδαφος, στο μέσο του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους. Ο δέκτης ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 0.7m από το έδαφος στις θέσεις των στρατιωτών που βρίσκονται στο δεξί μέρος της καμπίνας του αεροσκάφους και μετακινούνταν κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 20cm και κατεύθυνση από το μέσο του αεροσκάφους προς το μπροστά μέρος, εικόνα (3.11). Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 1m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 15 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 6.0m.



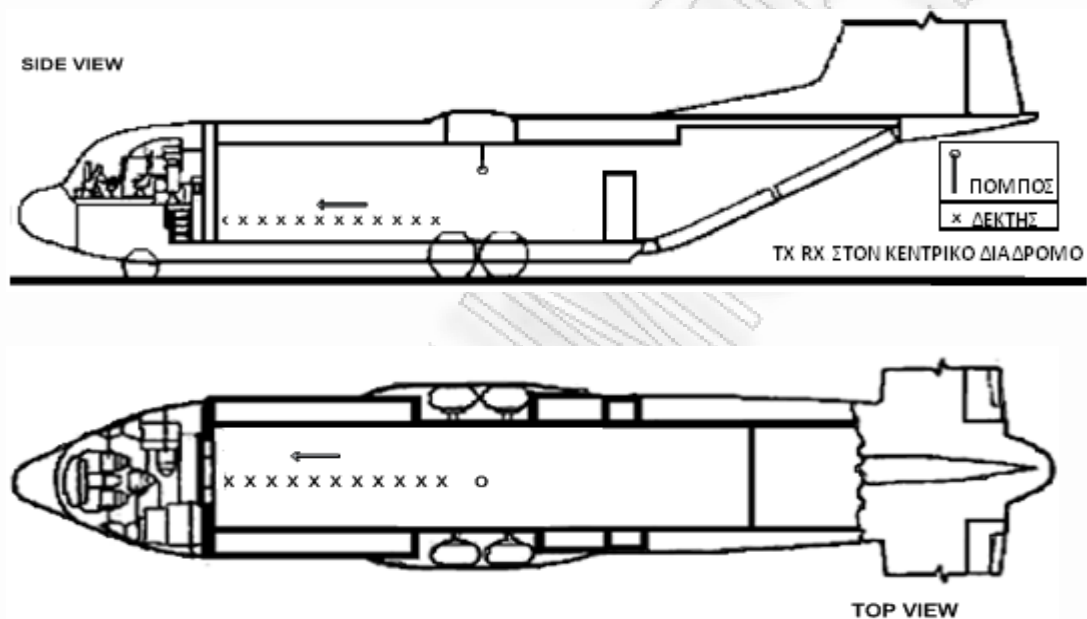
Εικόνα 3.11: Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 8.

**Σενάριο 9: LOS.** Ο πομπός ήταν τοποθετημένος σε ύψος 2.5m από το έδαφος, στο μέσο του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους. Ο δέκτης ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 1.35m από το έδαφος στην μέση του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους και μετακινούνταν κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 40cm και κατεύθυνση από το μέσο του αεροσκάφους προς το πίσω μέρος, εικόνα (3.12). Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 1m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 13 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 6.6m.



Εικόνα 3.12: Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 9.

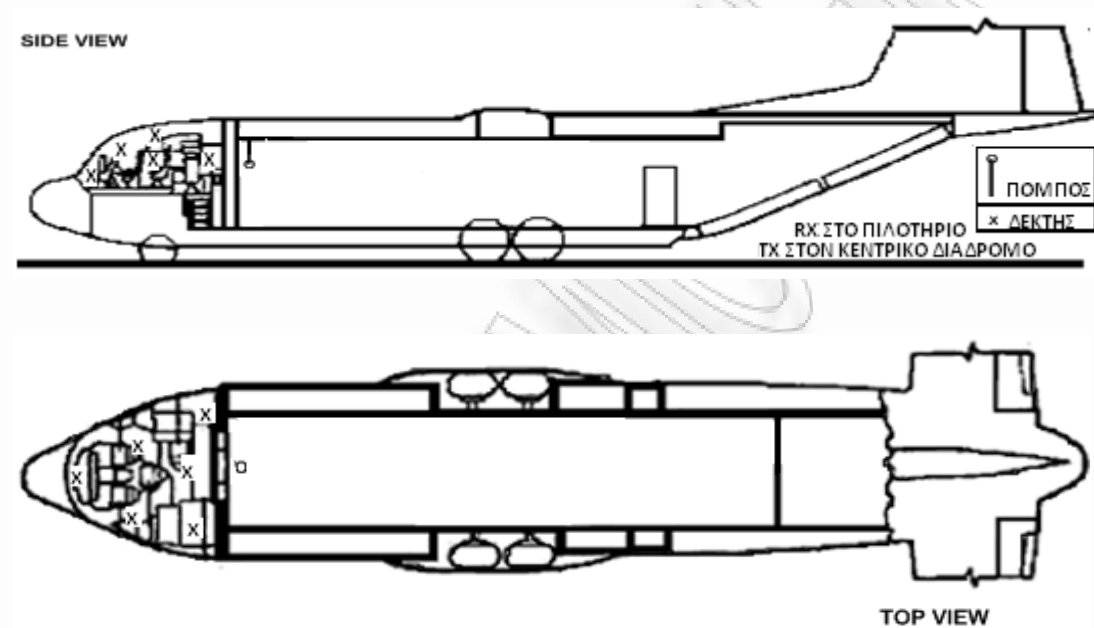
**Σενάριο 10: LOS.** Ο πομπός ήταν τοποθετημένος σε ύψος 2.5m από το έδαφος, στο μέσο του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους. Ο δέκτης ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 1.35m από το έδαφος στην μέση του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους και μετακινούνταν κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 40cm και κατεύθυνση από το μέσο του αεροσκάφους προς το μπροστά μέρος, εικόνα (3.13). Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 1m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 13 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 6.0m.



Εικόνα 3.13: Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 10.

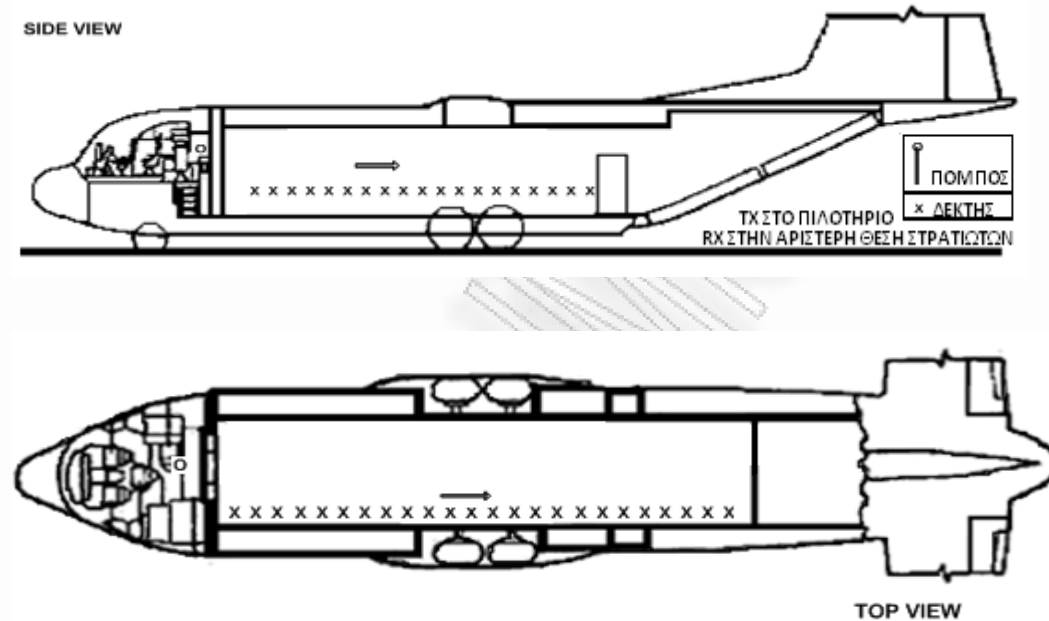


**Σενάριο 11: NLOS.** Ο πομπός ήταν τοποθετημένος σε ύψος 2.5m από το έδαφος, στο μπροστινό μέρος του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους (το μέρος του αεροσκάφους που βρίσκεται ακριβώς πίσω από το πιλοτήριο). Ο δέκτης ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 1.35m μέσα στο πιλοτήριο και μετακινούνταν κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 40cm, εικόνα (3.14). Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 1m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 6 συνολικά διαφορετικές θέσεις.



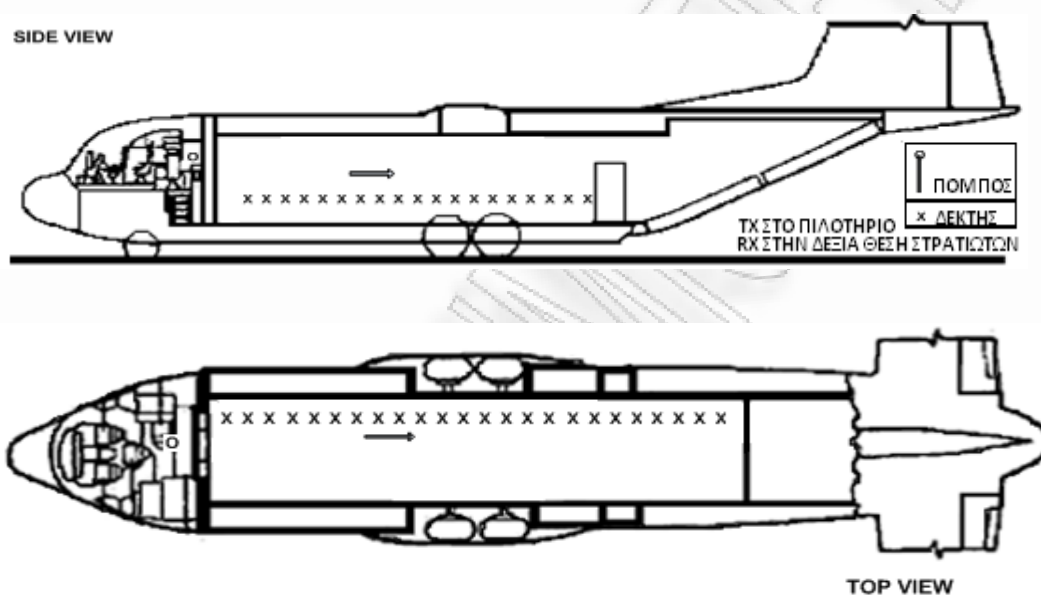
Εικόνα 3.14: Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 11.

**Σενάριο 12: NLOS.** Ο πομπός ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 1.35m από το έδαφος μέσα στο πιλοτήριο του αεροσκάφους. Ο δέκτης ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 0.7m από το έδαφος στις θέσεις των στρατιωτών που βρίσκονται στο αριστερό μέρος της καμπίνας του αεροσκάφους και μετακινούνταν κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 40εκ και κατεύθυνση από το μπροστά μέρος της καμπίνας του αεροσκάφους προς το πίσω μέρος, εικόνα (3.15). Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 1m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 28 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 15.0m.



Εικόνα 3.15: Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 12.

**Σενάριο 13: NLOS.** Ο πομπός ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 1.35m από το έδαφος μέσα στο πιλοτήριο του αεροσκάφους. Ο δέκτης ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 0.7m από το έδαφος στις θέσεις των στρατιωτών που βρίσκονται στο δεξιό μέρος της καμπίνας του αεροσκάφους και μετακινούνταν κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 40cm και κατεύθυνση από το μπροστά μέρος της καμπίνας του αεροσκάφους προς το πίσω μέρος εικόνα (3.16). Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 1m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 29 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 15.0m.



Εικόνα 3.16: Θέσεις πομπού-δέκτη για το Σενάριο 13.

### **Σενάρια πυκνών μετρήσεων LOS.**

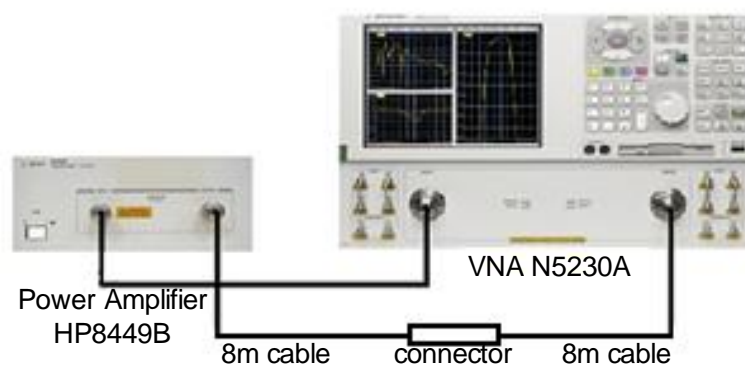
Ο πομπός ήταν τοποθετημένος πάνω σε τρίποδα σε ύψος 1.35m από το έδαφος, στο πίσω μέρος του κεντρικού διαδρόμου της καμπίνας του αεροσκάφους ανάμεσα στις δύο πίσω πόρτες, σύμφωνα με το σενάριο 1, εικόνα (3.4). Ο δέκτης ήταν και αυτός τοποθετημένος σε διάταξη stepper motor σε ύψος 1.35m από το έδαφος στο πίσω μέρος του κεντρικού διαδρόμου του αεροσκάφους και μετακινούνταν με την βοήθεια του stepper motor κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 1cm. Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 3m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 100 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 1m. Στην συνέχεια ο δέκτης μετακινήθηκε σε αρχική απόσταση ίση με 4m και τέλος σε απόσταση ίση με 5m και πάρθηκαν και πάλι 100 συνολικά μετρήσεις σε κάθε περίπτωση.

### **Σενάρια πυκνών μετρήσεων NLOS.**

Ο πομπός ήταν τοποθετημένος σε τρίποδα σε ύψος 1.35m από το έδαφος μέσα στο πιλοτήριο του αεροσκάφους, σύμφωνα με το σενάριο 13, εικόνα (3.16). Ο δέκτης ήταν τοποθετημένος σε διάταξη stepper motor σε ύψος 1.35m από το έδαφος στις θέσεις των στρατιωτών που βρίσκονται στο δεξιό μέρος της καμπίνας του αεροσκάφους και μετακινούνταν με την βοήθεια του stepper motor κάθε φορά με βήμα απομάκρυνσης από τον πομπό ίσο με 1cm. Η αρχική απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ήταν ίση με 4m. Πάρθηκαν μετρήσεις σε 100 συνολικά διαφορετικές θέσεις και διανύθηκε απόσταση ίση με 1m. Στην συνέχεια ο δέκτης μετακινήθηκε σε απόσταση ίση με 5m και πάρθηκαν και πάλι 100 συνολικά μετρήσεις.

### 3.3 Βαθμονόμηση του εξοπλισμού - πιστοποίηση των μετρούμενων αποτελεσμάτων.

Πριν από κάθε λήψη μετρήσεων ραδιοσυχνότητας (RF) είναι αναγκαίο όλος ο εξοπλισμός ο οποίος θα χρησιμοποιηθεί (VNA, ενισχυτής και καλώδια) να βαθμονομηθεί έτσι ώστε να αφαιρεθεί η επίδρασή του από τα αποτελέσματα των μετρήσεων. Γενικά, υπάρχουν δύο διαφορετικά κανάλια τα οποία μπορούν να εξεταστούν. Στο πρώτο είδος καναλιού περιλαμβάνονται και οι κεραιές που χρησιμοποιούνται στις μετρήσεις και καλείται κανάλι εκπομπής (radio channel), ενώ στο δεύτερο που αφορά μόνο το περιβάλλον διάδοσης και δεν περιλαμβάνει τις κεραιές εκπομπής και λήψης καλείται κανάλι διάδοσης (propagation channel). Στην παρούσα εργασία εξετάσθηκε το κανάλι διάδοσης (propagation channel) για κύματα UWB, οπότε, έπρεπε αρχικά να διακριβωθεί ο εξοπλισμός και στην συνέχεια να βρεθεί τρόπος ώστε να αφαιρεθεί η επίδραση της παρουσίας των κεραιών από τα αποτελέσματα των μετρήσεων. Η επίδραση των άλλων μικροκυματικών στοιχείων μπορεί να αφαιρεθεί εύκολα με μια βαθμονόμηση στο χώρο των μετρήσεων με την μορφή back-to-back. Για τον σκοπό αυτό πραγματοποιήθηκε η συνδεσμολογία της εικόνας (3.17). Με την χρήση ενός συνδετήρα συνδέθηκαν τα δύο καλώδια των 8m τα οποία θα τροφοδοτούσαν κάτω από τις κανονικές συνθήκες του πειράματος τις κεραιές εκπομπής και λήψης και στην συνέχεια ακολουθήθηκαν όλα τα βήματα της κατάλληλης ρουτίνας βαθμονόμησης του VNA.



Εικόνα 3.17: Συνδεσμολογία διακρίβωσης των οργάνων.

Το αποτέλεσμα της βαθμονόμησης του συστήματος αποθηκεύθηκε στο VNA και ανακαλούνταν κάθε φορά πριν την έναρξη των μετρήσεων έτσι ώστε να υπάρχει η βεβαιότητα ότι το περιβάλλον του αεροσκάφους θα μετράται με τον ίδιο τρόπο. Όπως φαίνεται και στην εικόνα (3.17) στο σύστημα βαθμονόμησης δεν υπάρχουν οι κεραιές εκπομπής και λήψης, οπότε συνδέοντας τις κεραιές και παίρνοντας μετρήσεις στην πραγματικότητα μετράμε την συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού εκπομπής η οποία δίνεται από την σχέση (3.2),

$$H_{radio}(f) = \sum_{i=1}^{6401} S_{21}^{meas}(f_i) \delta(f - f_i), \quad f_1 \leq f \leq f_{6401} \quad (3.2)$$

όπου  $S_{21}^{meas}(f_i)$  είναι η μετρούμενη από το VNA παράμετρος  $S_{21}$  στον συχνοτικό τόνο  $f_i$ , ενώ ο αριθμός 6401 αντιστοιχεί στο συνολικό πλήθος των τόνων στους οποίους διαχωρίστηκε το φάσμα. Η σχέση (3.2) συμπεριλαμβάνει τόσο την συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού διάδοσης όσο και τις συναρτήσεις μεταφοράς των κεραιών εκπομπής και λήψης, δηλαδή,

$$H_{radio}(f) = H_{prop}(f) H_{Atx}(f) H_{Arx}(f) \quad (3.3)$$

Όπου το  $H_{prop}(f)$  είναι η ζητούμενη συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού, ενώ οι  $H_{Atx}(f)$ ,  $H_{Arx}(f)$  είναι οι συναρτήσεις μεταφοράς των κεραιών εκπομπής και λήψης αντίστοιχα. Όπως έχει λεχθεί και προηγουμένως, οι κεραιές εκπομπής και λήψης EM6865 είναι οριζόντιας πόλωσης ομοιοκατευθυντικές και πανομοιότυπες οπότε έχουν και πανομοιότυπες συναρτήσεις μεταφοράς. Οι συναρτήσεις μεταφοράς των κεραιών μετρήθηκαν σύμφωνα με την διαδικασία η οποία περιγράφεται στην [55]. Η μέτρηση έγινε στον ανηχοικό θάλαμο της E.M.C Hellas (θυγατρική της E.A.B ΑΕ) χρησιμοποιώντας ως κεραιά πρότυπο την κεραιά DP240 της Flann Microwave η οποία έχει συνάρτηση μεταφοράς  $H_{std}(f)$ . Η συνάρτηση μεταφοράς της υπό μέτρηση κεραιάς δίνεται από την σχέση (3.4),

$$H_A \theta, \varphi, f = \frac{S_{21} f}{H_{fs} f H_{std} f} \quad (3.4)$$

όπου  $S_{21} f$  είναι η τιμή της μετρούμενης από το VNA παραμέτρου, μέτρηση η οποία γίνεται μέσα στον ανηχοικό θάλαμο και σε όλη την περιοχή του εύρους συχνοτήτων,  $H_{fs} f = \frac{\lambda}{4\pi d_0} e^{-j\frac{2\pi}{\lambda} d_0}$  είναι η συνάρτηση μεταφοράς του ελεύθερου χώρου, ενώ,  $d_0$  είναι η απόσταση αναφοράς των μετρήσεων. Η συνάρτηση μεταφοράς υπολογίσθηκε πραγματοποιώντας μετρήσεις τόσο στο οριζόντιο όσο και στο κατακόρυφο επίπεδο μετακινώντας την υπό μέτρηση κεραία EM6865 με βήμα μετακίνησης ίσο με  $5^\circ$  και πραγματοποιώντας μέτρηση στους 6401 διαφορετικούς συχνοτικούς τόνους από 3.1GHz έως 10.6GHz. Με αυτό τον τρόπο μετρήθηκαν συνολικά,  $36 \times 72 \times 6401 = 16591392$  μιγαδικές τιμές  $H_A \theta_p, \varphi_q, f_i$ ,  $p = 1, \dots, 36, q = 1, \dots, 72, i = 1, \dots, 6401$ . Αν και τα κατευθυντικά χαρακτηριστικά της συνάρτησης μεταφοράς της κεραίας ήταν διαθέσιμα, αυτά αγνοήθηκαν έτσι ώστε να απλοποιηθεί η διαδικασία βαθμονόμησης. Η διαδικασία περιλάμβανε τον υπολογισμό της μέσης τιμής τόσο στο οριζόντιο επίπεδο, δηλαδή στα 72 δείγματα, όσο και στο κατακόρυφο επίπεδο, δηλαδή στα 36 δείγματα. Ο τελικός υπολογισμός της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού έγινε με την χρήση της εξίσωσης (3.3).

Στην συνέχεια ακολουθεί συζήτηση σχετικά με τη μέθοδο βαθμονόμησης η οποία τελικά χρησιμοποιήθηκε. Σύμφωνα με την [2], για να πραγματοποιηθεί ο διαχωρισμός του propagation channel από το radio channel δηλαδή ουσιαστικά για να αποσυνελιχθούν οι αποκρίσεις καναλιού και κεραιών εκπομπής-λήψης πρέπει να μετρηθεί η εξαρτώμενη από την συχνότητα και διπλής κατεύθυνσης απόκριση του καναλιού, η οποία σχετίζεται με την γωνία άφιξης (angle-of-arrival, AoA) και την γωνία αναχώρησης (angle-of-departure, AoD) κάθε μιας πολυδιαδρομικής συνιστώσας, καθώς επίσης να μετρηθεί το τρισδιάστατο διάγραμμα ακτινοβολίας κάθε μιας κεραίας ξεχωριστά, το οποίο είναι εξαρτώμενο από την συχνότητα.

Η όλη διαδικασία που αναφέρθηκε παραπάνω αν και θεωρητικά είναι ακριβής, στην πράξη είναι πολύ δύσκολο να εφαρμοστεί γιατί η απαιτούμενη για αυτό μετρητική διάταξη δεν μπορεί να υλοποιηθεί εύκολα μέσα στο περιβάλλον του αεροσκάφους. Ακόμα και εάν μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν συστοιχίες κεραιών έτσι ώστε να προσδιορίζονταν όλες οι κατευθύνσεις μέσω των οποίων φθάνουν στον δέκτη οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες, θα ήταν πολύ δύσκολο να καθορισθούν επακριβώς τα διαγράμματα ακτινοβολίας των κεραιών εκπομπής και λήψης γιατί αυτά στην πράξη μεταβάλλονται σε σχέση με τα διαγράμματα που μετρήθηκαν μέσα στον ανηχοικό θάλαμο. Η αλλαγή των διαγραμμάτων συμβαίνει λόγω της αλληλεπίδρασης των κεραιών με τους σκεδαστές οι οποίοι βρίσκονται κοντά τους, καθώς επίσης και στην μεταβαλλόμενη σχετική απόσταση μεταξύ των κεραιών κατά την διάρκεια της μέτρησης. Η συνάρτηση μεταφοράς του καναλιού διάδοσης κρίνεται από στατιστική άποψη ανεξάρτητη των κατευθυντικών χαρακτηριστικών των κεραιών εκπομπής και λήψης για τους παρακάτω λόγους:

1. Το κανάλι διεγείρεται κατάλληλα και οι σκεδαστές που βρίσκονται μέσα στο αεροσκάφος συντελούν ώστε να παραχθεί μέσα στον ραδιοδιάυλο ένα μεγάλο πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών.
2. Στον δέκτη που βρίσκεται και αυτός μέσα στο αεροσκάφος καταφθάνει αυτός ο πολύ μεγάλος αριθμός από MPCs που αναφέρθηκε παραπάνω, από όλες τις δυνατές κατευθύνσεις, ενώ το κάθε MPC που μπορεί να μετρήσει με την διακριτικότητά του το σύστημα μέτρησης αποτελείται από πολλά επιμέρους κύματα.
3. Η κατευθυντικότητα κάθε κεραίας όταν κανονικοποιείται ως προς την μέση κατευθυντικότητα σε όλες τις κατευθύνσεις είναι ίση με την μονάδα και αυτό συμβαίνει για όλες τις συχνότητες. Πρέπει να δοθεί έμφαση στο ότι λόγω της ανομοιομορφίας των διαγραμμάτων ακτινοβολίας των κεραιών η απαραίτητη συνθήκη για να ισχύει αυτό είναι η ομοιόμορφη κατανομή ανά γωνία του μεγάλου αριθμού των κυμάτων που φθάνουν στον δέκτη. Αυτό



όμως είναι μια λογική υπόθεση για το περιβάλλον του αεροσκάφους το οποίο είναι στην ουσία μια μεταλλική κοιλότητα στην οποία είναι τοποθετημένες οι κεραίες εκπομπής και λήψης. Η λειτουργία αυτής της κοιλότητας μοιάζει με αυτή του θαλάμου αντήχησης ή ενός θαλάμου σκεδαζόμενου πεδίου.

Για όλους τους παραπάνω λόγους και με βάση το σκεπτικό ότι το αεροσκάφος C130 είναι πολύ πλούσιο σε σκεδαστές, στην πράξη για τον διαχωρισμό της απόκρισης του καναλιού από την απόκριση των κεραιών εκπομπής-λήψης εφαρμόστηκε η απλοποιημένη μορφή αποσυνέλιξης. Σύμφωνα με αυτήν την μέθοδο χρησιμοποιούνται οι συναρτήσεις μεταφοράς που μετρήθηκαν στον ανηχοικό θάλαμο κατόπιν εφαρμογής της μέσης τιμής σε όλες τις κατευθύνσεις. Περίπου ίδιες συνθήκες καταγράφηκαν στην [6] στην οποία ακολουθήθηκε η ίδια ακριβώς μεθοδολογία βασιζόμενη στο ίδιο σκεπτικό.

### Βιβλιογραφία.

- [1] J.Ahmadi-Shokouh and R.C.Qiu, "Ultra-wideband (UWB) communications channel measurements- a tutorial review", *Int. J. Ultra Wideband Communications and Systems*, vol. 1, no.1, pp.11-31, 2009.
- [2] A.F.Molisch,"Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurements and Modeling", *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.54, no.5, pp. 1528-1545, Sep. 2005.
- [3] M.Hamalainen, T.Patsi and V.Hovinen, "Ultra Wideband Indoor Radio Channel Measurements.
- [4] Alvarez, A., Valera, G., Lobeira, M., Torres, R. and Garcia, J.L. (2003a), 'New channel impulse response model for UWB indoor system simulations,' *IEEE Vehi. Tech. Conf.*, Spring, pp.1–5.
- [5] Alvarez, A., Valera, G., Lobeira, M., Torres, R.P. and Garcia, J.L. (2003b) 'Ultra wideband channel model for indoor environments,' *IEEE Jour. of Commun. and Net.*, Vol. 5, No. 4, pp.1–10.
- [6] Ghassemzadeh, S.S., Jana, R., Rice, C.W., Turin, W. and Tarokh, V. (2002) 'A statistical path loss model for in-home UWB channels,' *IEEE Ultra Wideband Sys. and Tech. Conf.*, pp.59–64.
- [7] Ghassemzadeh, S.S., Greenstein, L.J., Kavcic, A., Sveinsson, T. and Tarokh, V. (2003a) 'UWB indoor path loss model for residential and commercial buildings,' *IEEE Vehi. Tech. Conf.*, pp.3115–3119.
- [8] Ghassemzadeh, S.S., Greenstein, L.J., Sveinsson, T. and Tarokh, V. (2003b) 'A multipath intensity profile model for residential environments,' *IEEE Wireless Commun. and Net. Conf.*, pp.150–155.

- [9] Ghassemzadeh, S.S., Jana, R., Rice, C.W., Turin, W. and Tarokh, V. (2004) 'Measurement and modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel,' IEEE Trans. Commun., Vol. 52, No. 10, pp.1786–1796.
- [10] Ghassemzadeh, S.S. and Tarokh, V. (2003a) 'UWB path loss characterization in residential environments,' IEEE Int. Microwave Symp. Digest, pp.365–368.
- [11] Ghassemzadeh, S.S. and Tarokh, V. (2003b) 'UWB path loss characterization in residential environments,' IEEE Radio Freq. Integ. Circuits Symp., pp.501–504.
- [12] Hovinen, V., Hamalainen, M. and Patsi, T. (2002) 'Ultra wideband indoor radio channel models: preliminary results,' IEEE Ultra Wideband Sys. and Tech. Conf., pp.75–79.
- [13] Prettie, C., Cheung, D., Rusch, L. and Ho, M. (2002) 'Spatial correlation of UWB signals in a home environment,' IEEE Ultra Wideband Sys. and Tech. Conf., pp.65–69.
- [14] Keignart, J. and Daniele, N. (2002) 'Subnanosecond UWB Channel sounding in frequency and temporal domain,' IEEE Ultra Wideband Sys. and Tech. Conf., pp.25–30.
- [15] Kunisch, J. and Pamp, J. (2002) 'Measurement results and modeling aspects for the UWB radio channel,' IEEE Ultra Wideband Sys. and Tech. Conf., pp.19–23.
- [16] Luediger, H., Kull, B., Zeisberg, S. and Finger, A. (2002) 'An ultra-wideband indoor NLOS radio channel amplitude probability density distribution,' IEEE Int. Symp. on Spread Spect. Tech. and Applic., pp.68–72.
- [17] Lao, R-R., Tarng, J-H. and Hsiao, C. (2003) 'Transmission coefficients measurement of building materials for UWB systems in 3–10 GHz,' IEEE Vehi. Tech. Conf., Spring, pp.11–14.

- [18] Dabin, J.A., Haimovich, A.M. and Grebel, H. (2006) 'A Statistical ultra-wideband indoor channel model and the effects of antenna directivity on path loss and multipath propagation,' *IEEE Jour. Selected Areas in Commun.*, Vol. 24, No. 4, pp.752–758.
- [19] Dabin, J.A., Nan, N., Haimovich, A.M., Niver, E. and Grebel, H. (2003) 'The effects of antenna directivity on path loss and multipath propagation in UWB indoor wireless channels,' *IEEE Ultra Wideband Sys. and Tech.*, pp.305–309.
- [20] Buehrer, R.M., Davis, W.A., Safaai-Jazi, A. and Sweeney, D. (2003) 'Characterization of the ultra-wideband channel,' *IEEE Ultra Wideband Sys. and Tech. Conf.*, pp.26–31.
- [21] Donlan, B.M., McKinstry, D.R. and Buehrer, R.M. (2006) 'The UWB indoor channel: large and small scale modeling,' *IEEE Trans. Wireless Commun.*, Vol. 5, No. 10, pp.2863–2873.
- [22] Pagani, P. and Pajusco, P. (2006) 'Experimental analysis of the ultra wideband propagation channel over the 3.1 GHz–10 GHz frequency band,' *IEEE Int. Symp. On Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, pp.1–5.
- [23] Pajusco, P. and Pagani, P. (2007) 'Frequency dependence of the UWB indoor propagation channel,' *Second European Conf. Ant. Propag.*, pp.1–7.
- [24] Suzuki, Y. and Kobayashi, T. (2003) 'Ultra wideband signal propagation in desktop environments,' *IEEE Ultra Wideband Sys. and Tech. Conf.*, pp.493–497.
- [25] Cassioli, D., Durantini, A. and Ciccognani, W. (2004) 'The role of path loss on the selection of the operating bands of UWB systems,' *IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Commun.*, pp.2787–2791.

- [26] Chong, C-C., Kim, Y. and Lee, S-S. (2004) 'UWB indoor propagation channel measurements and data analysis in various types of high-rise apartments,' IEEE Vehic. Tech.Conf., Fall, pp.150–154.
- [27] Bayram, A., Attiya, A.M., Safaai-Jazi, A. and Riad, S.M. (2004) 'Frequency-domain measurement of indoor UWB propagation,' IEEE Ant. and Propag. Soc. Symp., pp.1303–1306.
- [28] Alavi, B., Alsindi, N. and Pahlavan, K. (2006) 'UWB channel measurements for accurate indoor localization,' IEEE Military Commun. Conf., pp.1–7.
- [29] Leechaikitjaroen, K., Promwong, S., Supanakoon, P., Chensirikul, S. and Kaewmechai, S. (2005) 'Indoor measurement results of UWB impulse radio for short-range wireless systems with RMS delay spread and path loss,' IEEE Int. Symp. On Commun. and Info. Tech., pp.684–688. 30 J.
- [30] Bories, S., Sibille, A. and Roblin, C. (2005) 'UWB indoor channel measurement study,' IEEE Int. Workshop Ant. Tech., Small Ant. and Novel Metamaterials, pp.466–469.
- [31] Chehri, A., Fortier, O. and Tardif, P-M. (2006a) 'Measurement and modeling of line-of-sight UWB channel in underground mines,' IEEE Global Telecommun. Conf., pp.1–5. Ultra-wideband (UWB) communications channel measurements – a tutorial review 29
- [32] Chehri, A., Fortier, O., Aniss, H. and Tardif, P-M. (2006b) 'UWB spatial fading and small scale characterization in underground mines,' IEEE 23th Biennial Symp. Commun., pp.213–218.
- [33] Chehri, A., Fortier, O. and Tardif, P-M. (2008) 'Large scale fading and time dispersion parameters of UWB channel in underground mines,' accepted for publication in Int. Jour.Ant. Propag.

- [34] Fort, A., Ryckaert, J., Desset, C., de Doncker, P., Wambacq, P. and van Biesen, L. (2006) 'Ultra-wideband channel model for communication around the human body,' *IEEE Jou. Selec. Area Commun.*, Vol. 24, No. 4, pp.927–933.
- [35] Zasowski, T., Althaus, F., Stager, M., Wittneben, A. and Troster, G. (2003) 'UWB for noninvasive wireless body area networks: channel measurements and results,' *IEEE Conf. Ultra Wideband Sys. Tech.*, pp.285–289.
- [36] Zasowski, T., Meyer, G., Althaus, F. and Wittneben, A. (2006) 'UWB signal propagation at the human head,' *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, Vol. 54, No. 4, pp.1836–1845.
- [37] Alsindi, N.A., Birru, D. and Wang, D. (2007) 'Ultra-wideband channel measurement characterization for wireless magnetic resonance imaging applications,' *41th Annual Conf. on Info. Scien. and Sys.*, pp.135–140.
- [38] Cassioli, D., Win, M.Z. and Molisch, A.F. (2001) 'A statistical model for the UWB indoor channel,' *IEEE Vehi. Technology Conf.*, Spring, pp.1159–1163.
- [39] Cassioli, D., Win, M.Z. and Molisch, A.F. (2002) 'The ultra-wide bandwidth indoor channel: from statistical model to simulations,' *IEEE Jour. on Selected Areas in Commun.*, Vol. 20, No. 6, pp.1247–1257.
- [40] Cramer, R.J., Win, M.Z. and Scholtz, R.A. (1998) 'Impulse radio multipath characteristics and diversity reception,' *IEEE Int. Conf. on Commun.*, pp.21–26.
- [41] Cramer, R.J-M., Scholtz, R.A. and Win, M.Z. (2002) 'Evaluation of an ultra-wide-band propagation channel,' *IEEE Trans. Ante. and Propag.*, Vol. 50, No. 5, pp.561–570.
- [42] Irahauten, Z., Dacuna, J., Janssen, G.J.M. and Nikookar, H. (2005) 'UWB channel measurements and results for wireless personal area networks applications,' *European Conf. on Wireless Tech.*, pp.189–192.

- [43] Muqaibel, A., Safaai-Jazi, A., Attiya, A., Woerner, B. and Riad, S. (2006) 'Path-loss and time dispersion parameters for indoor UWB propagation,' IEEE Trans. Wireless Commun., Vol. 5, No. 3, pp.550–559.
- [44] Muqaibel, A.H., Safaai-Jazi, A., Attiya, A.M., Bayram, A. and Riad, S.M. (2003) 'Measurement and characterization of indoor ultra-wideband propagation,' IEEE Ultra Wideband Sys. and Tech. Conf., pp.295–299.
- [45] Win, M.Z. and Scholtz, R.A. (2002) 'Characterization of ultrawide bandwidth wireless indoor channels: a communication theoretic view,' IEEE Jour. on Selected Areas in Commun., Vol. 20, No. 9, pp.1613–1627.
- [46] Scholtz, R.A., Cramer, R.J. and Win, M.Z. (1998) 'Evaluation of the propagation characteristics of ultra-wideband communication channels,' IEEE Ant. and Propag. Soc. Int. Symp., pp.1650–1654.
- [47] Estes, D.R.J., Welch, T.B., Sarkady, A.A. and Whitesel, H. (2001) 'Shipboard radio frequency propagation measurements for wireless networks,' IEEE Military Commun. Conf., pp.247–251.
- [48] Yano, S.M. (2002) 'Investigating the Ultra-Wideband Indoor Wireless Channel,' IEEE Vehi. Tech. Conf., Spring, pp.1200–1204.
- [49] Durantini, A., Ciccognani, W. and Cassioli, D. (2004) 'UWB propagation measurements by PN-sequence channel sounding,' IEEE Int. Conf. on Commun., pp.3414–3418.
- [50] Cassioli, D. and Durantini, A. (2004) 'A time-domain propagation model of the UWB indoor channel in the FCC-compliant band 3.6–6 GHz based on PN-sequence channel measurements,' IEEE Vehic. Tech. Conf., Spring, pp.213–217.
- [51] Ciccognani, W., Durantini, A. and Cassioli, D. (2005) 'Time domain propagation measurements of the UWB indoor channel using PN-sequence in the FCC-

- compliant band 3.66GHz,' IEEE Trans. Ant. Propag., Vol. 53, No. 4, pp.1542–1549.
- [52] Durantini, A. and Cassioli, D. (2005) 'A multi-wall path loss model for indoor UWB propagation,' IEEE Vehic. Tech. Conf., Spring, pp.30–34.
- [53] Volos, H.I., Anderson, C.R., Headley, W.C., Buehrer, R.M., da Silva, C.R.C.M. and Nieto, A. (2007) 'Preliminary UWB propagation measurements in an underground limestone mine,' IEEE Global Telecommun. Conf., pp.3770–3774.
- [54] Zhang, Y.P. and Li, Q. (2007) 'Performance of UWB impulse radio with planar monopoles over on-human-body propagation channel for wireless body area networks,' IEEE Trans. Ant. Propag., Vol. 55, No. 10, pp.2907–2914.
- [55] S. Promwong, W. Hachitani, J.-I. Takada, "Free space link budget evaluation of UWB-IR systems," International Workshop on Ultra Wideband Systems, 2004, Joint with Conference on Ultrawideband Systems and Technologies, vol., no., pp. 312- 316, 18-21 May 2004.



## 4. ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΜΟΣ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΩΝ ΑΠΩΛΕΙΩΝ ΔΙΑΔΟΣΗΣ

Μια σημαντικότερη παράμετρος για κάθε τηλεπικοινωνιακό σύστημα είναι το κέρδος διαδρομής του καναλιού (path gain) δηλαδή ο λόγος της εκπεμπόμενης προς την λαμβανόμενη ισχύ. Το κέρδος διαδρομής καθορίζει το μέσο λόγο σήματος προς θόρυβο (signal to noise ratio SNR) τον οποίο μπορεί να επιτύχει το σύστημα. Στα συστήματα UWB εκτός από την κλασική εξάρτηση του κέρδους διαδρομής από την απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη υπάρχει και εξάρτηση από την συχνότητα. Τα συστήματα UWB καταλαμβάνουν πολύ μεγάλη φασματική περιοχή οπότε είναι φυσικό το κέρδος διαδρομής να είναι αξιοσημείωτα διαφορετικό από την μία φασματική περιοχή στην άλλη. Το παραπάνω φαινόμενο σχετίζεται άμεσα με το γεγονός ότι η εξασθένηση που υφίστανται τα κύματα στον ελεύθερο χώρο αλλά και η επίδραση στο κύμα των μηχανισμών σκέδασης εξαρτώνται από την συχνότητα. Το περιβάλλον του αεροσκάφους Hercules C130 είναι μοναδικό. Έρευνες, υπολογισμοί και μοντελοποίηση των παραγόντων των απωλειών διάδοσης για το συγκεκριμένο περιβάλλον δεν υπάρχουν στην διεθνή βιβλιογραφία και για πρώτη φορά παρουσιάζονται στην παρούσα διατριβή.

Με βάση τους συλλογισμούς αυτούς θεωρείται το από κοινού εξαρτώμενο τόσο από την απόσταση όσο και από την συχνότητα κέρδος διαδρομής του καναλιού όπως δίνεται στην σχέση (4.1).

$$G(f, d) = \frac{1}{\Delta f} E \left\{ \int_{f - \frac{\Delta f}{2}}^{f + \frac{\Delta f}{2}} |H(\tilde{f}, d)|^2 d\tilde{f} \right\} \quad (4.1)$$

όπου  $H(f, d)$  είναι η συνάρτηση μεταφοράς από τον πομπό TX στο δέκτη RX, μή συμπεριλαμβανόμενων των κεραιών. Στην συγκεκριμένη έρευνα το φάσμα (BW) των 7.5GHz χωρίστηκε σε 6401 συχνοτικούς τόνους ( $N=6401$ ), οπότε

$$\Delta f = \frac{BW}{N-1} = \frac{7.5GHz}{6400} = 1171875Hz. \text{ Το συχνοτικό εύρος } \Delta f \text{ λαμβάνεται αρκετά}$$

στενό έτσι ώστε μέσα σε αυτό το εύρος να μπορεί να θεωρηθεί ότι διατηρούνται σταθερές οι τιμές της επίδρασης όλων των μηχανισμών διάδοσης.

Με σκοπό την απλοποίηση της μοντελοποίησης του διαύλου έχει προταθεί στην βιβλιογραφία [1], [2] η υπόθεση περί ανεξαρτησίας μεταξύ του κέρδους διαδρομής που εξαρτάται από την απόσταση  $PG_d$  και του κέρδους διαδρομής που εξαρτάται από την συχνότητα  $PG_f$ . Ουσιαστικά, έχει γίνει η υπόθεση ότι το συνολικό κέρδος διαδρομής θα δίνεται από το γινόμενο των δύο επιμέρους συνεισφορών δηλαδή,

$$PG_{f,d} = PG_f PG_d \quad (4.2)$$

Η πειραματική επαλήθευση αυτής της υπόθεσης δεν έχει γίνει από καμία ερευνητική προσπάθεια και για πρώτη φορά παρουσιάζεται στην παρούσα διατριβή.

Το κέρδος διαδρομής που εξαρτάται από την απόσταση  $PG_d$  μοντελοποιείται από μια τυπική εκθετική συνάρτηση (power law) όπως και στα στενής ζώνης κανάλια, ενώ το κέρδος διαδρομής που εξαρτάται από την συχνότητα  $PG_f$  μοντελοποιείται ως  $\sqrt{PG_f} \propto f^{-k}$ , [1], [2].

Στην παρούσα διδακτορική διατριβή προτείνεται μια τροποποίηση του μοντέλου αυτού. Το συνολικό κέρδος διαδρομής εκφρασμένο σε dB σε κάθε απόσταση  $d$  και σε κάθε συχνότητα  $f$  μπορεί να γραφεί ως άθροισμα ενός ντετερμινιστικού όρου και μιας τυχαίας μεταβλητής ως

$$\begin{aligned} PG_{dB} f,d &= PG_{est} f,d + \varepsilon \\ &= \overline{PG_{dB} f_c, d_0} - 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) - 20k \log_{10} \left( \frac{f}{f_c} \right) + \varepsilon \end{aligned} \quad (4.3)$$

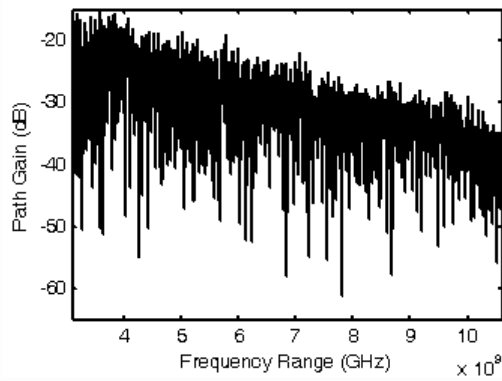
όπου  $\overline{PG_{dB}}_{f_c, d_0}$  είναι ο αριθμητικός μέσος των

1.  $\overline{PG_{dB}}_{d_0}$  που είναι το μέσο κέρδος διαδρομής σε μια απόσταση αναφοράς  $d_0 = 1m$ , τιμή η οποία υπολογίζεται για όλους τους συχνοτικούς τόνους, και,
2.  $\overline{PG_{dB}}_{f_c}$  που είναι το μέσο κέρδος διαδρομής υπολογιζόμενο στην κεντρική συχνότητα  $f_c$  του μετρούμενου εύρους (BW), τιμή η οποία υπολογίζεται για όλες τις αποστάσεις.

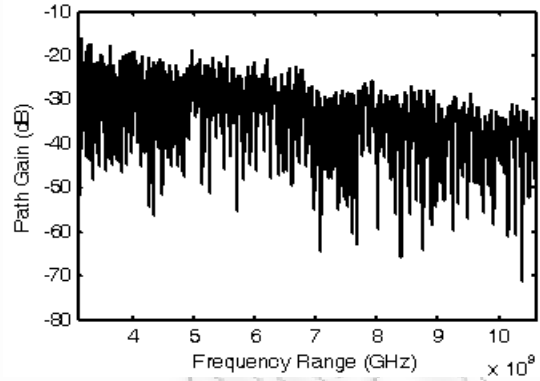
Ο σταθερός όρος  $n$  της εξίσωσης (4.3) εκφράζει τον εξαρτώμενο από την απόσταση παράγοντα απώλειας διαδρομής ενώ ο σταθερός όρος  $k$  εκφράζει τον αντίστοιχο εξαρτώμενο από την συχνότητα παράγοντα. Ο όρος λάθους  $\varepsilon$  είναι μια τυχαία μεταβλητή την εμπειρική κατανομή της οποίας διερευνούμε στην συνέχεια. Επιπρόσθετα, γίνεται:

1. Ανάλυση του τρόπου υπολογισμού των τιμών των  $n, k$
2. Αποτίμηση της ακρίβειας της εξίσωσης (4.3).

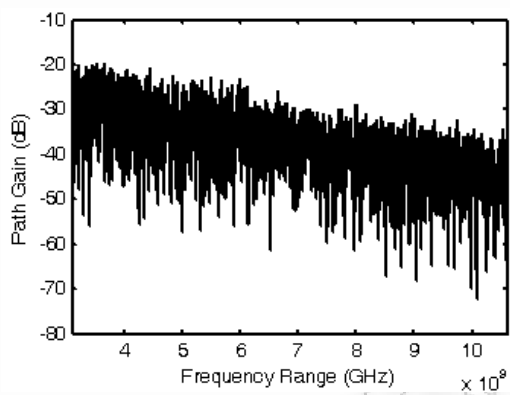
Η εικόνα (4.1) παρουσιάζει απεικονίσεις της λαμβανόμενης ισχύος σε συνάρτηση με την συχνότητα για ένα σενάριο LOS και για αποστάσεις μεταξύ πομπού και δέκτη που κυμαίνονται από 1m έως 7m. Μπορεί εύκολα να αναγνωρισθεί τόσο η εξάρτηση του κέρδους διαδρομής από την συχνότητα η οποία παρατηρείται μέσα σε κάθε εικόνα ξεχωριστά καθώς κινούμαστε από το κάτω όριο του εύρους συχνότητας (3.1GHz) προς το άνω (10.6GHz), όσο και η εξάρτηση από την απόσταση που παρατηρείται καθώς απομακρύνεται ο πομπός από τον δέκτη με βήμα 1m.



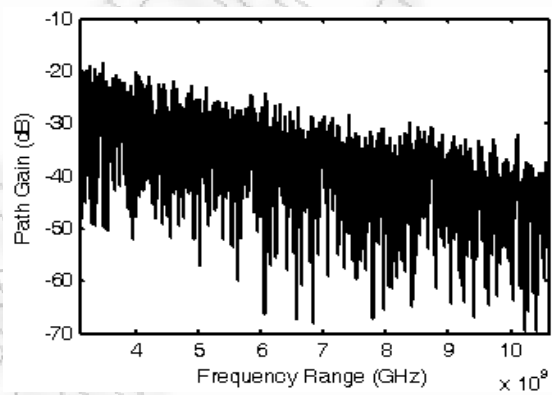
**Απόσταση TX-RX (1m)**



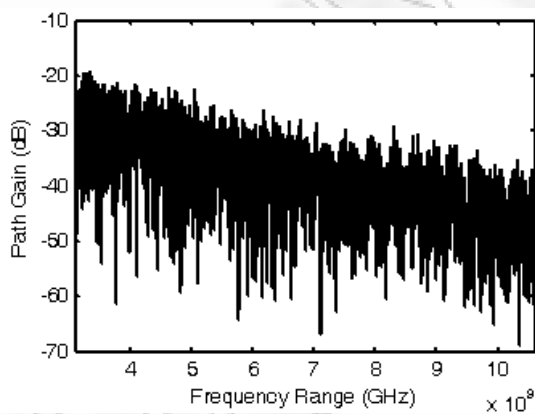
**Απόσταση TX-RX (2m)**



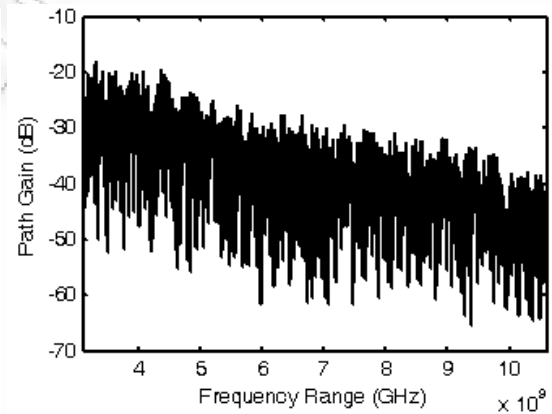
**Απόσταση TX-RX (3m)**



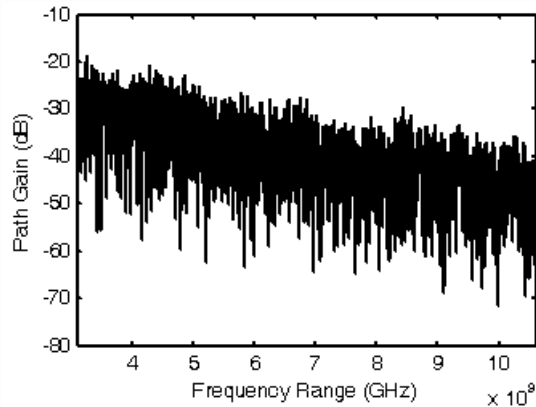
**Απόσταση TX-RX (4m)**



**Απόσταση TX-RX (5m)**



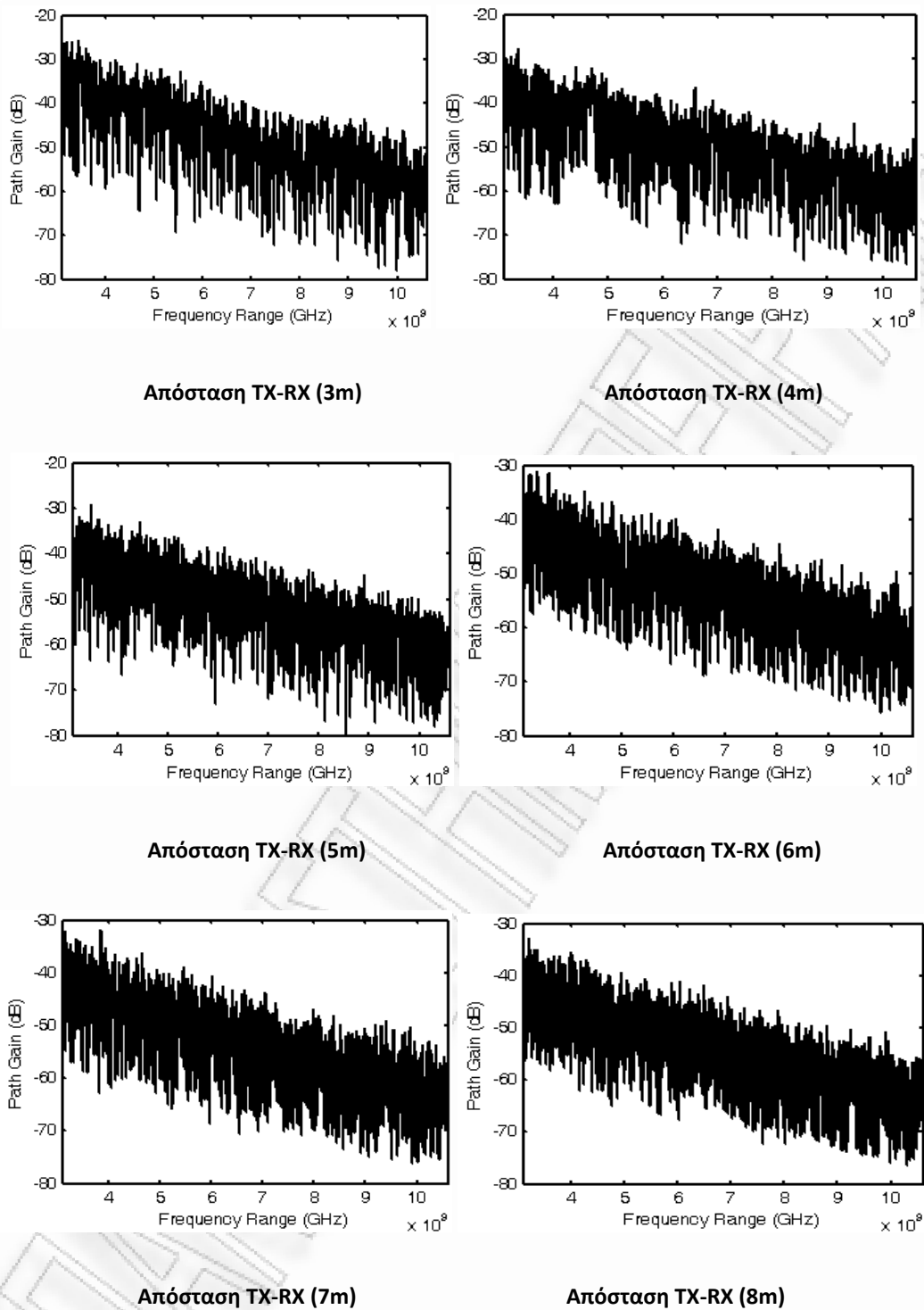
**Απόσταση TX-RX (6m)**



#### Απόσταση TX-RX (7m)

**Εικόνα 4.1:** Κέρδος διαδρομής για θέσεις μεταξύ πομπού-δέκτη από 1m έως 7m σε LOS σενάριο.

Η εικόνα (4.2) παρουσιάζει απεικονίσεις της λαμβανόμενης ισχύος σε συνάρτηση με την συχνότητα για ένα σενάριο NLOS και για αποστάσεις μεταξύ πομπού και δέκτη που κυμαίνονται από 3m έως 8m. Σε αυτήν την εικόνα μπορούν επίσης εύκολα να αναγνωρισθούν τόσο η εξάρτηση του κέρδους διαδρομής από την συχνότητα η οποία παρατηρείται μέσα σε κάθε εικόνα ξεχωριστά καθώς κινούμαστε από το κάτω όριο του εύρους συχνότητας (3.1GHz) προς το άνω (10.6GHz), όσο και η εξάρτηση από την απόσταση που παρατηρείται καθώς απομακρύνεται ο πομπός από τον δέκτη με βήμα 1m. Συγκρίνοντας κυματομορφές ίσων αποστάσεων μεταξύ LOS και NLOS σεναρίων μπορεί να παρατηρηθεί μια διαφορά κέρδους διαδρομής ίση περίπου με 10dB.



Εικόνα 4.2: Κέρδος διαδρομής για θέσεις μεταξύ πομπού-δέκτη από 3m έως 8m σε NLOS σενάριο.

#### 4.1 Υπολογισμός των παραγόντων των απωλειών διαδρομής $n, k$ .

##### 4.1.1 Υπολογισμός του εξαρτημένου από την απόσταση παράγοντα απώλειας διαδρομής $n$ .

Κατά την διάρκεια της καμπάνιας λήψης μετρήσεων δεν επιτρεπόταν καμία απολύτως κίνηση μέσα στο περιβάλλον του αεροσκάφους, δηλαδή το κανάλι ήταν στατικό. Η διαδικασία υπολογισμού των παραμέτρων  $n, k$  των απωλειών διαδρομής έχει ως ακολούθως:

1. Αρχικά έγινε μετατροπή των δεδομένων των συναρτήσεων μεταφοράς του καναλιού (CTF) που είχαν ληφθεί κατά την διάρκεια της καμπάνιας και είχαν αποθηκευθεί, σε τέτοια μορφή, έτσι ώστε να μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον υπολογισμό των παραμέτρων και τον χαρακτηρισμό του καναλιού. Τα δεδομένα είχαν αποθηκευθεί στο VNA υπό μορφή .cti αρχείων οπότε απαιτήθηκε η μετατροπή τους σε κατάλληλα .mat αρχεία ώστε να επεξεργαστούν μέσω του προγράμματος MATLAB.
2. Σε κάθε θέση λαμβάνονταν 32 διαφορετικά χρονικά στιγμιότυπα (snapshots) του πλάτους (volts) και της φάσης (degrees) της συνάρτησης μεταφοράς. Στην συνέχεια, από τα 32 διαφορετικά δεδομένα πλάτους που λαμβάνονταν σε κάθε θέση μέτρησης γινόταν υπολογισμός της μέσης τιμής των χρονικών στιγμιότυπων.
3. Έγινε υπόθεση ότι η εξάρτηση από την απόσταση του κέρδους διαδρομής ακολουθεί το μοντέλο log-distance με λογαριθμοκανονική σκίαση όπως ισχύει και για τα μοντέλα στενής ζώνης [1]-[4],

$$PG_{dB} \ d = \overline{PG}_{dB} \ d + \varepsilon_d = \overline{PG}_{dB} \ d_0 - 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + \varepsilon_d \quad (4.4)$$

Όπου  $d$  είναι η απόσταση TX- RX,  $\overline{PG}_{dB} d_0$  είναι το μέσο κέρδος διαδρομής που μετράται στην απόσταση αναφοράς  $d_0 = 1m$ ,  $n$  είναι ο παράγοντας εξασθένησης διαδρομής που εκφράζει την εξάρτηση από την απόσταση, και η  $\varepsilon_d$  είναι μια Gaussian τυχαία μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή (σε dB) και τυπική απόκλιση  $\sigma_d$  επίσης σε dB. Για τον υπολογισμό του παράγοντα  $n$  χρησιμοποιήθηκε η μέθοδος ελαχιστοποίησης του μέσου τετραγωνικού σφάλματος (minimum mean square error method), χρησιμοποιώντας ως μετρούμενες τιμές τις τιμές που έχουν προέλθει από τον μέσο όρο των τιμών του κέρδους διαδρομής ανά συχνότητα, με τον υπολογισμό να γίνεται για κάθε απόσταση  $d_i$ , δηλαδή

$$\overline{PG}_{dB} d_i = 10 \log_{10} \left( \frac{1}{6401} \sum_{i=1}^{6401} |H(f_i; d_i)|^2 \right) \quad (4.5)$$

Οι υπολογιζόμενες τιμές του παράγοντα απώλειας διαδρομής  $n$  και οι τιμές της τυπικής απόκλισης  $\sigma_d$  δίνονται στον πίνακα (4.1).

**Πίνακας 4.1** Εξαρτώμενος από την απόσταση παράγοντας απώλειας διαδρομής  $n$  για  $BW = 7.5GHz$  και για συχνοτικό κέντρο  $f_c = 6.85GHz$  και τυπική απόκλιση  $\sigma_d$ .

| Σενάριο | $n$  | $\sigma_d$ | Σενάριο | $n$  | $\sigma_d$ |
|---------|------|------------|---------|------|------------|
| 1       | 0.90 | 0.45       | 8       | 0.43 | 0.36       |
| 2       | 0.85 | 0.53       | 9       | 0.48 | 0.54       |
| 3       | 0.45 | 0.44       | 10      | 0.26 | 0.29       |
| 4       | 0.66 | 0.63       | 11      | 0.57 | 2.44       |
| 5       | 0.38 | 0.60       | 12      | 1.52 | 0.30       |
| 6       | 0.20 | 1.16       | 13      | 0.69 | 0.64       |
| 7       | 0.55 | 0.39       |         |      |            |

Η μέση τιμή του  $n$  για όλη την καμπάνια μετρήσεων είναι 0.61, ενώ για τα LOS και NLOS σενάρια είναι 0.52 και 0.93 αντίστοιχα, ενώ η μέση τιμή της τυπικής



απόκλισης  $\sigma_d$  για όλη την καμπάνια μετρήσεων είναι 0.67dB, ενώ για τα LOS και NLOS σενάρια είναι 0.54 dB και 1.13dB αντίστοιχα. Στην πλειοψηφία των LOS σεναρίων οι τιμές τόσο του παράγοντα απώλειας διαδρομής που εξαρτάται από την απόσταση όσο και της τυπικής απόκλισης είναι μικρότερες (εκτός των σεναρίων 1, 2), όπως άλλωστε ήταν αναμενόμενο.

Η τιμή του  $n$  είναι αρκετά κάτω του 2 και στις περισσότερες περιπτώσεις είναι μικρότερη του 1. Αυτό οφείλεται στο ότι τα κύματα διαδίδονται στο περιβάλλον του αεροσκάφους C130 το οποίο είναι πολύ πλούσιο σε πολυδιαδρομικές συνιστώσες. Οι πολυάριθμες αυτές συνιστώσες καταφθάνουν στον δέκτη από όλες τις πιθανές διαδρομές και η συμφασική πρόσθεση τους αυξάνει την ισχύ του λαμβανόμενου σήματος οπότε αυτό οδηγεί στην μικρή τιμή του παράγοντα απώλειας διαδρομής  $n$ . Η ίδια συμπεριφορά παρατηρήθηκε σε βιομηχανικό περιβάλλον [5], στο οποίο η τιμή του παράγοντα  $n$  υπολογίσθηκε σε 1.1. Ο παράγοντας απώλειας διαδρομής  $n$  στην καμπάνια λήψης μετρήσεων στην καμπίνα επιβατών ενός αεροσκάφους B737, [6], έπαιρνε τιμές μεταξύ 1.7 και 2.6. Άλλες τυπικές τιμές του παράγοντα  $n$  ο οποίος εκφράζει την εξάρτηση από την απόσταση των απωλειών των κυμάτων UWB κυμαίνεται μεταξύ 1.18 και 2.69 [2], 1.7 και 2.6 [6], 0.6 και 1.6 [7], 1.79 και 4.58 [4], σύμφωνα πάντα με το επιμέρους συγκεκριμένο σενάριο κάθε μιας περιπτώσεως. Στην ανασκόπηση [8] υπάρχουν καταγεγραμμένες τιμές του παράγοντα  $n$  οι οποίες κυμαίνονται από 1.4 έως 4.1. Οι τιμές αυτές έχουν προέλθει από καμπάνιες μετρήσεων που έχουν γίνει για διάφορα περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου.

#### 4.1.2 Υπολογισμός του εξαρτημένου από την συχνότητα παράγοντα απώλειας διαδρομής $k$ .

Οι απώλειες διαδρομής εξαρτώνται και από το γεγονός ότι η ανάκλαση, η περίθλαση, η σκέδαση και γενικά όλοι οι μηχανισμοί διάδοσης είναι στην

πραγματικότητα εξαρτώμενοι από την συχνότητα. Για την εξάρτηση λοιπόν από την συχνότητα των απωλειών διαδρομής θεωρείται αντίστοιχο μοντέλο με αυτό της εξάρτησης από την απόσταση. Η σχέση (4.6) δίνει το εξαρτημένο από την συχνότητα κέρδος διαδρομής ως,

$$PG_{dB} f = \overline{PG}_{dB} f_c - 20k \log_{10} \left( \frac{f}{f_c} \right) + \varepsilon_f \quad (4.6)$$

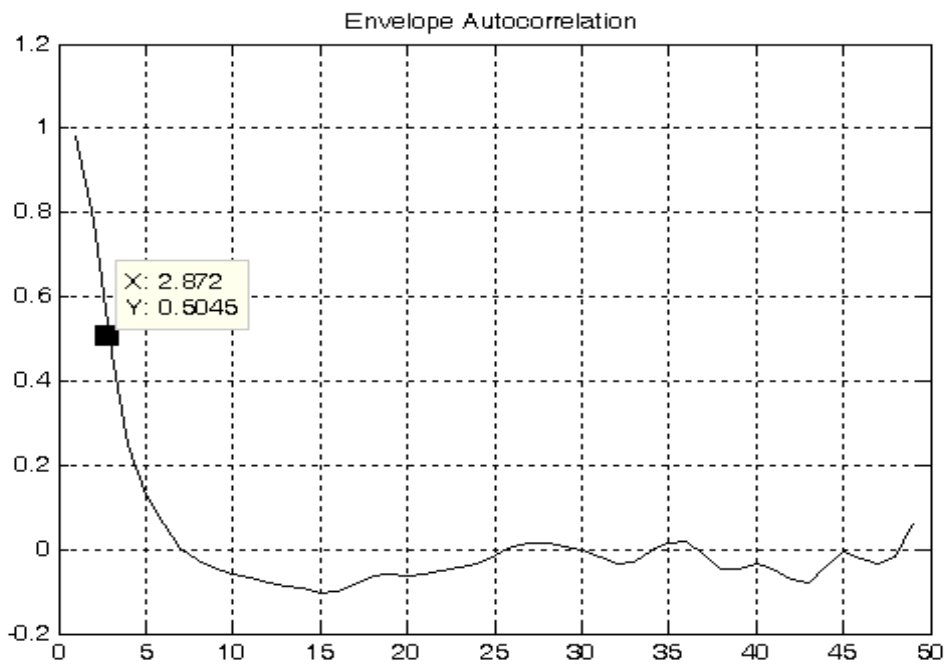
όπου  $f_c = 6.85 \text{ GHz}$  είναι το συχνοτικό κέντρο αναφοράς,  $k$  είναι ο παράγοντας απώλειας διαδρομής που εκφράζει την εξάρτηση από την συχνότητα και  $\varepsilon_f$  είναι μια Gaussian τυχαία μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή (σε dB) και τυπική απόκλιση  $\sigma_f$  επίσης σε dB.

Η διαδικασία υπολογισμού του παράγοντα απώλειας διαδρομής  $k$  παρουσιάζεται για πρώτη φορά στην παρούσα διατριβή. Για τον υπολογισμό του παράγοντα απωλειών διάδοσης  $k$  χρησιμοποιείται η μέθοδος ελαχιστοποίησης του μέσου τετραγωνικού σφάλματος. Οι τιμές οι οποίες υπεισέρχονται στην διαδικασία των υπολογισμών είναι αυτές οι οποίες έχουν προέλθει από τον μέσο όρο των τιμών της απώλειας διαδρομής σε διαφορετικές αποστάσεις για κάθε μία συχνότητα.

Το κρίσιμο σημείο σε αυτήν την διαδικασία είναι η μοντελοποίηση των χαρακτηριστικών μεγάλης κλίμακας του περιβάλλοντος. Αυτό σημαίνει ότι πρέπει να καθορισθεί το πώς αυξάνουν οι απώλειες διαδρομής με την συχνότητα και όχι το πώς γίνονται οι γρήγορες διακυμάνσεις των απωλειών διαδρομής στα διαφορετικά και συνεχόμενα μεταξύ τους συχνοτικά δείγματα, δηλαδή στην ουσία να καθορισθεί η επιλεκτικότητα συχνότητας του καναλιού [9]. Για να γίνει αυτό θα πρέπει να υπολογισθούν τοπικές μέσες τιμές οι οποίες όμως θα πρέπει να προέρχονται από ανεξάρτητα μεταξύ τους συχνοτικά δείγματα. Αυτές οι μέσες τοπικές τιμές θα χρησιμοποιηθούν τελικά για τον υπολογισμό του παράγοντα  $k$ .

Ακολουθώντας την διαδικασία η οποία περιγράφεται στην [10] βλέπει κανείς ότι για δέκτες οι οποίοι έχουν γραμμική χαρακτηριστική, ο αριθμός των ανεξάρτητων δειγμάτων τα οποία απαιτούνται για τον υπολογισμό τοπικής μέσης τιμής με βαθμό εμπιστοσύνης 90% όπου τα δείγματα θα αποκλίνουν κατά  $\pm 1dB$  από την πραγματική μέση τιμή, είναι  $N=57$ . Συνεπώς, είναι απαραίτητος ο υπολογισμός του ρυθμού από-συσχέτισης των δειγμάτων, δηλαδή, ο υπολογισμός των διαδοχικών συχνοτικών δειγμάτων που απαιτούνται έτσι ώστε η αυτοσυσχέτιση της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού να πέσει κάτω από την τιμή κατωφλίου 0.5. Έχοντας υπολογίσει αυτήν την τιμή, το μέγεθος των δειγμάτων που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των τοπικών μέσων υπολογίζεται πολλαπλασιάζοντας την τιμή αυτήν με τον αριθμό των ανεξάρτητων δειγμάτων  $N=57$ . Σε κάποια από τα σενάρια το μέσο μέγεθος του παράθυρου ήταν  $3 \times 57 = 171$  δείγματα ενώ σε κάποια άλλα το μέσο μέγεθος του παράθυρου ήταν  $4 \times 57 = 228$  δείγματα. Το παράθυρο αυτό μετακινείται κάθε φορά κατά το μισό του μέγεθος και στην συνέχεια υπολογίζεται και πάλι η επόμενη τοπική μέση τιμή. Η όλη διαδικασία συνεχίζεται έως ότου τελειώσουν όλα τα συχνοτικά δείγματα. Η εικόνα (4.3) παρουσιάζει την αυτοσυσχέτιση της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού από ένα LOS σενάριο.

Οι υπολογιζόμενες τιμές του παράγοντα απώλειας διαδρομής που εξαρτάται από την συχνότητα  $k$  για συχνοτικό εύρος  $BW = 7.5GHz$  και με συχνοτικό κέντρο την συχνότητα  $f_c = 6.85GHz$  δίνονται στον πίνακα (4.2). Στον ίδιο πίνακα παρουσιάζονται οι τιμές της τυπικής απόκλισης  $\sigma_f$  καθώς επίσης και το μέγεθος του παράθυρου που χρησιμοποιήθηκε κατά τους υπολογισμούς.



Εικόνα 4.3: Αυτοσυσχέτιση της CTF σε ένα LOS σενάριο.

Πίνακας 4.2: Εξαρτώμενος από την συχνότητα παράγοντας απώλειας διαδρομής  $k$  για  $BW = 7.5GHz$  και για συχνοτικό κέντρο  $f_c = 6.85GHz$ , τυπική απόκλιση  $\sigma_f$  και μέγεθος παραθύρου.

| Σενάριο | $k$  | $\sigma_f$ | Δείγματα Παράθυρου | Σενάριο | $k$  | $\sigma_f$ | Δείγματα Παράθυρου |
|---------|------|------------|--------------------|---------|------|------------|--------------------|
| 1       | 1.50 | 1.48       | 228                | 8       | 1.97 | 0.99       | 228                |
| 2       | 1.49 | 1.33       | 228                | 9       | 1.82 | 1.65       | 171                |
| 3       | 1.80 | 1.53       | 171                | 10      | 1.86 | 1.39       | 228                |
| 4       | 1.92 | 0.58       | 171                | 11      | 2.02 | 2.19       | 171                |
| 5       | 1.89 | 0.58       | 171                | 12      | 2.08 | 0.68       | 228                |
| 6       | 2.00 | 0.72       | 171                | 13      | 2.05 | 1.27       | 228                |
| 7       | 1.89 | 1.06       | 171                |         |      |            |                    |

Η μέση τιμή του  $k$  για όλη την καμπάνια μετρήσεων είναι 1.87, ενώ για τα LOS και NLOS σενάρια είναι 1.81 και 2.05 αντίστοιχα, ενώ η μέση τιμή της τυπικής απόκλισης  $\sigma_f$  για όλη την καμπάνια μετρήσεων είναι 1.19dB, ενώ για τα LOS και NLOS σενάρια είναι 1.13dB και 1.38dB αντίστοιχα. Οι τιμές τόσο του παράγοντα απώλειας διαδρομής που εξαρτάται από την συχνότητα όσο και της τυπικής απόκλισης είναι μικρότερες στα LOS σενάρια, όπως άλλωστε ήταν αναμενόμενο. Στα LOS σενάρια υπάρχει απευθείας ισχυρή συνιστώσα η οποία μεταφέρει ένα πολύ υψηλό ποσοστό της ισχύος του εκπεμπόμενου σήματος οπότε οι απώλειες διάδοσης είναι μικρότερες (μικρότερη τιμή του  $k$ ). Στα NLOS σενάρια, η ισχυρή LOS συνιστώσα δεν υπάρχει, ή ισχύς του σήματος λήψης είναι μικρότερη σε σχέση με την ισχύ που θα λαμβάνονταν από ίσης απόστασης LOS σεναρίου οπότε εμφανίζεται υψηλότερη τιμή του  $k$ . Τυπικές τιμές που βρίσκει κανείς στην βιβλιογραφία σχετικά με την τιμή του παράγοντα  $k$  για περιβάλλον κατοικιών κυμαίνονται μεταξύ 0.98 και 1.54 [2], 1.12 και 1.53 [5], ενώ για βιομηχανικό περιβάλλον η τιμή κυμαίνεται από -1.427 έως -1.103 [4].

#### 4.2 Μοντέλο για το συνολικό κέρδος διαδρομής (Total Path-Gain Model Validation).

Το συνολικό κέρδος διαδρομής  $PG_{dB}(f,d)$  το οποίο δίνεται από την (4.3) εκφράζεται ως άθροισμα ενός ντετερμινιστικού όρου και μιας τυχαίας μεταβλητής  $\varepsilon$  η οποία παριστάνει το σφάλμα σε σχέση με την μετρημένη τιμή. Για κάθε συχνότητα  $f$  που βρίσκεται μέσα στο εύρος συχνοτήτων από 3.1GHz έως 10.6GHz, και για κάθε απόσταση  $d$  που βρίσκεται μέσα στο εύρος της περιοχής που χωρίζει τον πομπό από τον δέκτη σε κάθε ένα ξεχωριστό σενάριο συγκρίνονται δύο τιμές. Η μετρούμενη από το VNA τιμή  $PG_{meas}(f,d)$  και ο ντετερμινιστικός όρος  $PG_{est}(f,d)$ . Το σφάλμα υπολογίζεται ως η διαφορά των δύο παραπάνω τιμών. Στον πίνακα (4.3) παρουσιάζονται οι μέσες τιμές των παραγόντων απώλειας διαδρομής  $n, k$ , η

τιμή της απώλειας διαδρομής  $\overline{PG_{dB}}_{f_c, d_0}$  η οποία καταγράφηκε για την συχνότητα  $f_c = 6.85GHz$  και την απόσταση  $d_0 = 1m$ , ο αριθμός των τιμών που συγκρίθηκαν σε κάθε ένα σενάριο, η μέση τιμή του σφάλματος (dB) καθώς επίσης και η τυπική απόκλιση του σφάλματος (dB) ανά σενάριο.

**Πίνακας 4.3: Μέσες τιμές των παραγόντων των απωλειών διαδρομής  $n, k$ . Μέση τιμή σφάλματος και τυπική απόκλιση σφάλματος με εφαρμογή της εξίσωσης (4.3)**

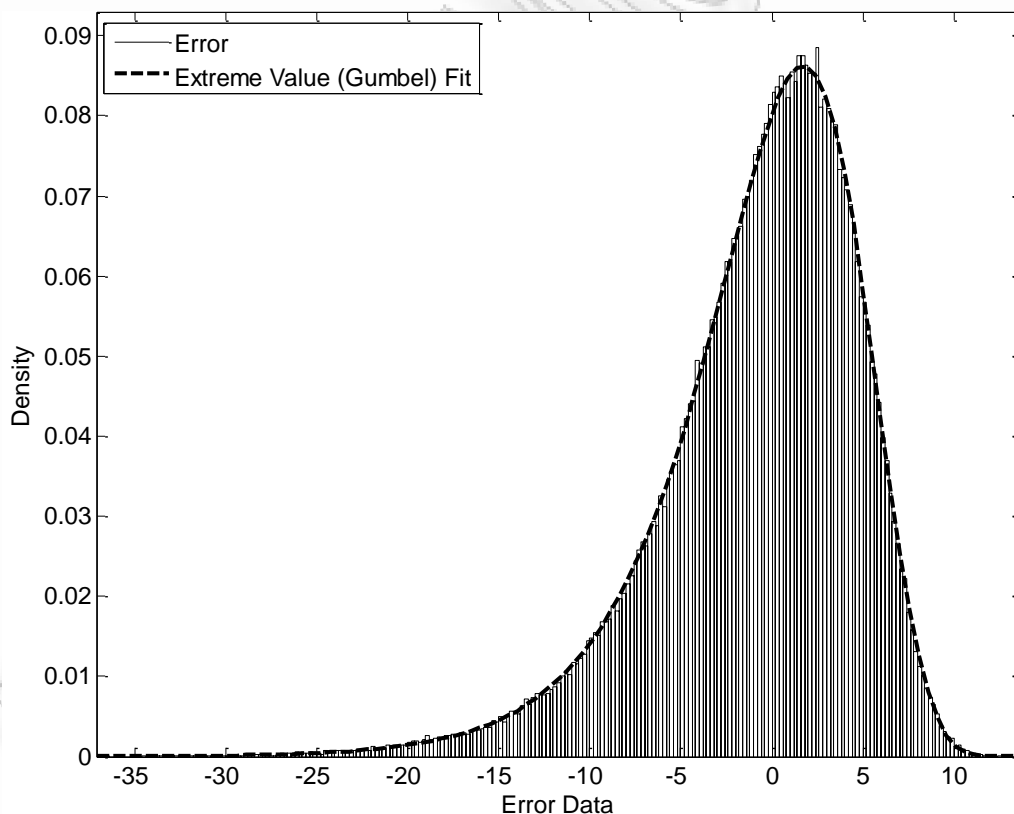
| Scenario | $n$  | $k$  | $\overline{PG_{dB}}_{f_c, d_0}$ | # of Values Compared Positions x freq. samples | Mean error (dB) | std of error (dB) |
|----------|------|------|---------------------------------|--|-----------------|-------------------|
| 1        | 0.9  | 1.5  | -30.75                          | 31X6401  | -0.74           | 5.45              |
| 2        | 0.85 | 1.49 | -29.55                          | 22X6401  | -1.13           | 5.57              |
| 3        | 0.45 | 1.8  | -35.56                          | 26X6401  | -2.31           | 5.37              |
| 4        | 0.66 | 1.92 | -37.05                          | 27X6401  | -1.64           | 5.33              |
| 5        | 0.38 | 1.89 | -36.10                          | 28X6401  | -1.41           | 5.33              |
| 6        | 0.2  | 2    | -37.35                          | 28X6401  | -2.23           | 5.44              |
| 7        | 0.55 | 1.89 | -35.13                          | 15X6401  | -2.74           | 5.38              |
| 8        | 0.43 | 1.97 | -35.75                          | 15X6401  | -1.92           | 5.32              |
| 9        | 0.48 | 1.82 | -33.63                          | 13X6401  | -2.67           | 5.48              |
| 10       | 0.26 | 1.86 | -35.11                          | 13X6401  | -2.90           | 5.41              |
| 11       | 0.57 | 2.02 | -47.09                          | 6X6401   | -3.03           | 5.92              |
| 12       | 1.52 | 2.08 | -49.31                          | 28X6401  | -0.23           | 5.08              |
| 13       | 0.69 | 2.05 | -50.96                          | 29X6401  | -2.11           | 5.06              |

Όπως παρατηρείται στον πίνακα (4.3) η μέση τιμή του σφάλματος μεταβάλλεται μεταξύ -0.23dB και -3.03dB έχοντας συνολική μέση τιμή για όλη την καμπάνια μετρήσεων ίση με -1.93dB. Συγκεκριμένα, η μέση τιμή σφάλματος στα LOS σενάρια ήταν -1.86dB ενώ στα NLOS σενάρια ήταν -2.07dB. Επιπρόσθετα, οι τιμές της τυπικής απόκλισης του σφάλματος που εμφανίζονται τόσο στα LOS όσο και στα NLOS σενάρια κυμαίνονταν μεταξύ 5.06dB και 5.92dB. Η συνολική μέση τιμή της τυπικής απόκλισης του σφάλματος για όλη την καμπάνια υπολογίσθηκε ίση με

5.4dB. Κατόπιν πολλών δοκιμών προσαρμογής της πειραματικής κατανομής του σφάλματος σε διάφορες θεωρητικές κατανομές προέκυψε ότι το σφάλμα ακολουθεί την κατανομή ελάχιστης ακραίας τιμής (smallest extreme value) τύπου 1 η οποία ονομάζεται και κατανομή Gumbel και της οποίας η συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας δίνεται από την σχέση (4.7).

$$f(x) = \frac{1}{\beta} e^{-\frac{x-\alpha}{\beta}} e^{-e^{-\frac{x-\alpha}{\beta}}} \quad (4.7)$$

όπου το  $\alpha$  είναι η παράμετρος θέσης ενώ το  $\beta$  είναι η παράμετρος κλιμάκωσης της κατανομής. Στην εικόνα (4.4) παρουσιάζει μια τυπική συνάρτηση κατανομής πιθανότητας του σφάλματος και η αντίστοιχη προσαρμογή με την κατανομή Gumbel.



Εικόνα 4.4: Συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας του σφάλματος και το αντίστοιχο fit με την κατανομή Gumbel για το σενάριο 1,  $\alpha = 1.71, \beta = 4.27$ .

Η κατανομή Gumbel είναι η πλέον κατάλληλη για την μοντελοποίηση του σφάλματος διότι είναι λοξή προς τα αριστερά δηλαδή υπάρχουν λίγες τιμές του πλήθους του σφάλματος στο κάτω άκρο και πολύ περισσότερες στο άνω. Αυτό δικαιολογείται από το γεγονός ότι ο ντετερμινιστικός όρος παρέχει μια εξομαλυμένη εκτίμηση και οι μικρότερες ακραίες τιμές δεν μοντελοποιούνται. Συνεπώς ο ντετερμινιστικός όρος κάνει υπέρ-εκτίμηση του κέρδους διαδρομής και οι μικρότερες ακραίες τιμές ενσωματώνονται από την τυχαία μεταβλητή Gumbel. Η παράμετρος θέσεως της κατανομής Gumbel μεταβάλλεται από -0.41 έως 2.15 με μια μέση τιμή για όλα τα σενάρια της καμπάνιας ίση με 0.57, ενώ η παράμετρος κλιμάκωσης κυμαίνεται μεταξύ 4.24 και 5.45 με συνολική μέση τιμή για όλη την καμπάνια ίση με 4.42. Η μοντελοποίηση δίνει πάρα πολύ ικανοποιητικά αποτελέσματα. Σύμφωνα με όσα γνωρίζει ο γράφων στην βιβλιογραφία δεν αναφέρεται να έχει γίνει πειραματική επαλήθευση της εξίσωσης (4.3) καθώς επίσης μοντελοποίηση του σφάλματος μέσω οποιασδήποτε θεωρητικής κατανομής.

#### **4.3 Υπολογισμός του εξαρτημένου από την απόσταση παράγοντα απώλειας διαδρομής $n$ για διάφορα συχνοτικά κέντρα $f_c^{sub}$ και εύρη συχνοτήτων $BW$ .**

Η επόμενη απόφαση ήταν να γίνουν αρχικά οι επιμέρους υπολογισμοί της τιμής του παράγοντα απώλειας διαδρομής που εξαρτάται από την απόσταση  $n$  υποδιαιρώντας το φάσμα ( $BW$ ) σε ίσα επιμέρους τμήματα. Με αυτό τον τρόπο το φάσμα υποδιαιρέθηκε ανά 0.75 GHz, 1.5 GHz, 3 GHz και 3.75 GHz. Όπως ήταν φυσικό, σε κάθε επιμέρους φάσμα έγινε αντιστοίχιση διαφορετικού συχνοτικού κέντρου  $f_c^{sub}$  όπως φαίνεται στον πίνακα (4.4).



Πίνακας 4.4: Εύρος συχνοτήτων  $BW$  και συχνοτικό κέντρο  $f_c^{sub}$ .

| $BW$ GHz    | Frequency Carrier $f_c^{sub}$ GHz |      |      |      |      |      |      |      |      |       |
|-------------|-----------------------------------|------|------|------|------|------|------|------|------|-------|
| <b>0.75</b> | 3.47                              | 4.22 | 4.97 | 5.72 | 6.47 | 7.22 | 7.97 | 8.72 | 9.47 | 10.22 |
| <b>1.5</b>  | 3.85                              | 5.35 | 6.85 | 8.35 | 9.85 |      |      |      |      |       |
| <b>3.0</b>  | 4.60                              | 6.85 | 9.10 |      |      |      |      |      |      |       |
| <b>3.75</b> | 4.97                              | 8.72 |      |      |      |      |      |      |      |       |
| <b>7.5</b>  | 6.85                              |      |      |      |      |      |      |      |      |       |

Για κάθε ζεύγος τιμών  $BW, f_c^{sub}$  έγινε ξεχωριστός υπολογισμός της τιμής του παράγοντα απώλειας διαδρομής  $n$ . Με αυτόν τον τρόπο υπολογίσθηκαν διαφορετικές τιμές του  $n$  οι οποίες αντιστοιχούν στην διαφορετική κεντρική συχνότητα  $f_c^{sub}$  η οποία χρησιμοποιείται. Για παράδειγμα για το συχνοτικό εύρος των 0.75GHz αντιστοιχούν 10 ξεχωριστές τιμές του  $n$ . Ο πίνακας (4.5) παρουσιάζει τις τιμές του παράγοντα απώλειας διαδρομής για εύρος συχνοτήτων από 0.75GHz έως 7.5GHz.

Πίνακας 4.5: Παράγοντας απώλειας διαδρομής για εύρος συχνοτήτων από 0.75GHz έως 7.5GHz.

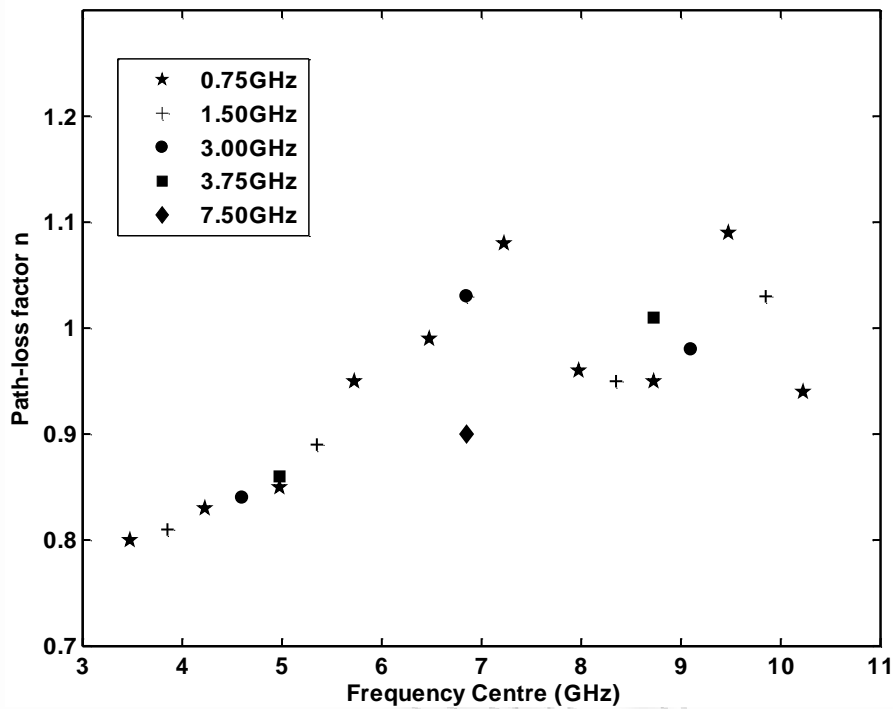
| Σενάριο   | $n_{(7.5GHz)}$ | $n_{(3.75GHz)}$ | $n_{(3.0GHz)}$ | $n_{(1.5GHz)}$ | $n_{(0.75GHz)}$ |
|-----------|----------------|-----------------|----------------|----------------|-----------------|
| <b>1</b>  | 0.90           | 0.94            | 0.95           | 0.94           | 0.94            |
| <b>2</b>  | 0.85           | 0.87            | 0.92           | 0.90           | 0.89            |
| <b>3</b>  | 0.45           | 0.36            | 0.33           | 0.34           | 0.34            |
| <b>4</b>  | 0.66           | 0.64            | 0.66           | 0.65           | 0.66            |
| <b>5</b>  | 0.38           | 0.33            | 0.29           | 0.32           | 0.31            |
| <b>6</b>  | 0.20           | 0.19            | 0.16           | 0.14           | 0.16            |
| <b>7</b>  | 0.55           | 0.55            | 0.49           | 0.50           | 0.48            |
| <b>8</b>  | 0.43           | 0.42            | 0.36           | 0.37           | 0.35            |
| <b>9</b>  | 0.48           | 0.33            | 0.30           | 0.33           | 0.33            |
| <b>10</b> | 0.26           | 0.27            | 0.28           | 0.29           | 0.29            |
| <b>11</b> | 0.57           | 0.53            | 0.50           | 0.52           | 0.51            |
| <b>12</b> | 1.52           | 1.49            | 1.54           | 1.50           | 1.49            |
| <b>13</b> | 0.69           | 0.67            | 0.66           | 0.66           | 0.66            |

Από την σύγκριση των τιμών κάθε μιας στήλης του πίνακα (4.5) προκύπτει το συμπέρασμα ότι στις περισσότερες περιπτώσεις η τιμή του παράγοντα  $n$  που υπολογίζεται χρησιμοποιώντας το συχνοτικό εύρος των 7.5GHz είναι πολύ κοντά στην μέση τιμή που υπολογίζεται για μικρότερο συχνοτικό εύρος. Επιπλέον, εάν κάθε ένα LOS σενάριο εξετασθεί ξεχωριστά, παρατηρείται ότι ο παράγοντας  $n$  επιτυγχάνει την μεγαλύτερή του τιμή στην περιοχή των υψηλότερων συχνοτικών κέντρων. Η τιμή αυτή αυξάνεται όταν το συχνοτικό κέντρο μετακινείται σε υψηλότερη συχνοτική περιοχή, πράγμα το οποίο είναι και αναμενόμενο. Ακριβώς το αντίθετο φαινόμενο παρατηρείται στα NLOS σενάρια και αυτό οφείλεται στην συμπεριφορά του υλικού του αεροσκάφους το οποίο σκιάζει το LOS σήμα. Η ίδια τάση παρατηρήθηκε στην [7]. Ο πίνακας (4.6) περιλαμβάνει δείγματα τιμών του παράγοντα απώλειας διαδρομής  $n$  για το LOS σενάριο 1 και το NLOS σενάριο 12 υπολογισμένες για συχνοτικό εύρος από 0.75GHz έως 7.5GHz.

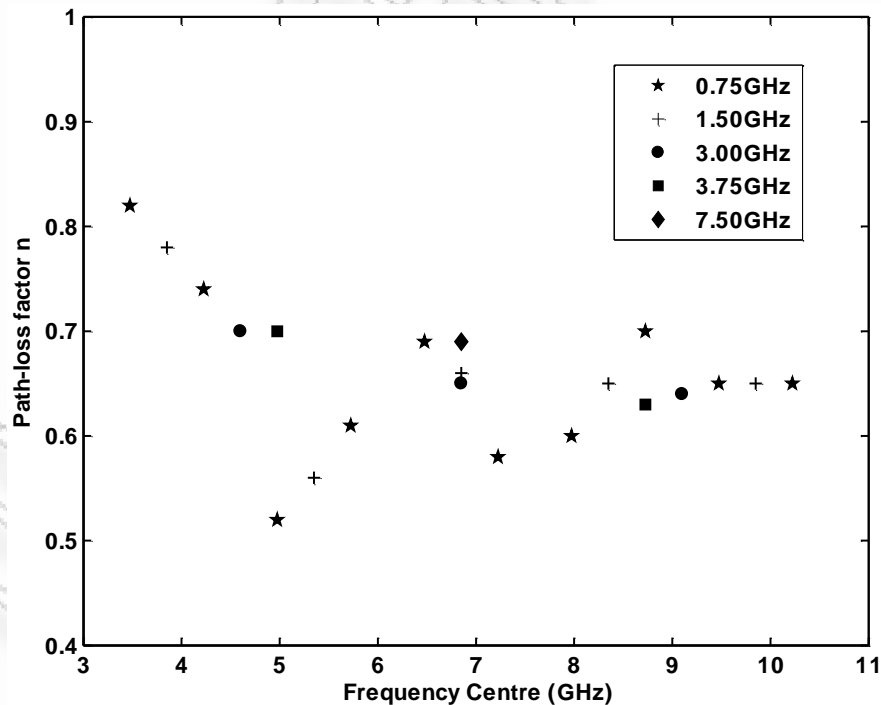
**Πίνακας 4.6: Παράγοντας απώλειας διαδρομής  $n$  για συχνοτικό εύρος από 0.75GHz έως 7.5GHz.**

| Σενάριο | BW (GHz) | Παράγοντας απώλειας διαδρομής $n$ |      |      |      |      |      |      |      |      |      |
|---------|----------|-----------------------------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| L.O.S   | 7.50     | 0.90                              |      |      |      |      |      |      |      |      |      |
|         | 3.75     | 0.86                              | 1.01 |      |      |      |      |      |      |      |      |
|         | 3.00     | 0.84                              | 1.03 | 0.98 |      |      |      |      |      |      |      |
|         | 1.50     | 0.81                              | 0.89 | 1.03 | 0.95 | 1.03 |      |      |      |      |      |
|         | 0.75     | 0.80                              | 0.83 | 0.85 | 0.95 | 0.99 | 1.08 | 0.96 | 0.95 | 1.09 | 0.94 |
| N.L.O.S | 7.50     | 0.69                              |      |      |      |      |      |      |      |      |      |
|         | 3.75     | 0.70                              | 0.63 |      |      |      |      |      |      |      |      |
|         | 3.00     | 0.70                              | 0.65 | 0.64 |      |      |      |      |      |      |      |
|         | 1.50     | 0.78                              | 0.56 | 0.66 | 0.65 | 0.65 |      |      |      |      |      |
|         | 0.75     | 0.82                              | 0.74 | 0.52 | 0.61 | 0.69 | 0.58 | 0.60 | 0.70 | 0.65 | 0.65 |

Οι εικόνες (4.5) και (4.6) παρουσιάζουν την απεικόνιση των τιμών του πίνακα (4.6).



Εικόνα 4.5: Εξαρτημένος από την απόσταση παράγοντας απώλειας διαδρομής  $n$  για διάφορα συχνοτικά κέντρα στο LOS σενάριο 1.



Εικόνα 4.6: Εξαρτημένος από την απόσταση παράγοντας απώλειας διαδρομής  $n$  για διάφορα συχνοτικά κέντρα στο NLOS σενάριο 12.

### Βιβλιογραφία.

- [1] S.S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. Rice, W. Turin and V. Tarokh, "Measurement and Modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel", IEEE Trans. on Commun., vol.52, no.10, pp.1786-1796, 2004.
- [2] C.C.Chong, Y.E.Kim, S.K.Yong, S.S.Lee, "Statistical characterization of the UWB propagation channel in indoor residential environment", Wiley J. Wireless Commun. Mobile Computing, vol.5, no.5, pp.503-512, Aug. 2005.
- [3] R. Buehrer, W. Davis, A. Safaai-Jazi, and D. Sweeney. "Ultra-wideband propagation measurements and modeling" DARPA NETEX final technical report, Jan. 2004.
- [4] A.F.Molisch, D.Cassioli, C.C.Chong, S. Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H.G. Schantz, K.Siwia, and M.Z. Win. "A Comprehensive Standardized Model for UWB Propagation Channels", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol.54, no.11, pp.3151-3166, 2006.
- [5] John. Karedal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson, and A.F. Molisch, "A Measurement-Based Statistical Model for Industrial Ultra-Wideband Channels", IEEE Trans. on Wireless Commun., vol.6, no.8, pp.3028- 3037, Aug. 2007.
- [6] J.Chuang, N.Xin, H. Huang, S.Chiu, and D.G.Michelson. "UWB Radio wave Propagation within the Passenger Cabin of a Boeing 737-200 Aircraft", in Proc. 65th IEEE Veh. Tech. Conf., VTC2007-Spring, pp. 496 - 500, 22-25 April 2007.
- [7] Cassioli, A. Durantini, and W. Ciccognani, "The role of path loss on the selection of the operating bands of UWB systems", in Proc. IEEE Int. Symp. on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, vol. 4, Barcelona, Spain, pp. 2787-2791, Sept. 2004.

- [8] J.Ahmadi-Shokouh and R.C.Qiu, "Ultra-wideband (UWB) communications channel measurements- a tutorial review", Int. J. Ultra Wideband Communications and Systems, vol. 1, no.1, pp.11-31, 2009.
- [9] Spiliotopoulos, A.G. Kanatas, "Path-Loss and Time-Dispersion Parameters of UWB Signals in a Military Airplane", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 8, pp. 790-793, 2009.
- [10] J. D. Parsons, The Mobile Radio Propagation Channel, Second Edition, Pentech Press, 1992.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΑΙΑ

## 5. ΥΠΟΛΟΓΙΣΜΟΣ ΤΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΧΡΟΝΙΚΗΣ ΔΙΑΣΠΟΡΑΣ ΤΟΥ ΡΑΔΙΟΔΙΑΥΛΟΥ

Για την μοντελοποίηση τόσο του καναλιού UWB όσο και των πολυδιαδρομικών συνιστωσών MPCs χρησιμοποιείται το μοντέλο της κρουστικής απόκρισης διακριτού χρόνου του καναλιού. Σύμφωνα με αυτό το μοντέλο για το πέρασμα από το πεδίο της συχνότητας στο πεδίο του χρόνου πραγματοποιείται αντίστροφος μετασχηματισμός Fourier και ο άξονας  $x$  είναι πλέον ένα άξονας που παριστάνει την χρονική καθυστέρηση χωρισμένος σε ίσες μεταξύ τους χρονικές θυρίδες οι οποίες ονομάζονται bins. Κάθε χρονοθυρίδα έχει εύρος  $\Delta\tau = \tau_{i+1} - \tau_i$ , εύρος το οποίο ορίζεται από την διακριτικότητα των μετρήσεων (measurement resolution), η οποία με την σειρά της υπαγορεύεται από το εύρος ζώνης συχνοτήτων μέσα στο οποίο πραγματοποιούνται οι μετρήσεις.

Στην συγκεκριμένη καμπάνια μετρήσεων το εύρος συχνοτήτων το οποίο σάρωνε ο VNA ήταν 7.5GHz. Το εύρος συχνοτήτων των 7.5GHz αντιστοιχεί σε διάρκεια χρονοθυρίδας ίση με  $1/7.5\text{GHz}=133.3\text{ps}$ . Όλες οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες που λαμβάνονται μέσα στην  $i$ -οστή ( $i_{th}$ ) θυρίδα αναπαρίστανται από μία μοναδική συνιστώσα που έχει χρονική καθυστέρηση ίση με  $\tau_i$ . Η σχετική καθυστέρηση κάθε  $i$ -οστής ( $i_{th}$ ) συνιστώσας συγκρινόμενη με την πρώτη χρονικά αφικνούμενη συνιστώσα ονομάζεται υπερβάλλουσα καθυστέρηση (excess delay). Με αυτό το σκεπτικό, η μέγιστη υπερβάλλουσα καθυστέρηση του καναλιού διάδοσης θα ορίζεται από το γινόμενο  $N*\Delta\tau$  όπου  $N$  είναι ο συνολικός αριθμός των πιθανών συνιστωσών. Στην περίπτωση της συγκεκριμένης καμπάνιας μετρήσεων  $N=6401$  οπότε  $\tau_{\max} = 6401*133.33*10^{-12} = 853.47\text{ps}$ . Το λαμβανόμενο σήμα αποτελείται από εξασθενημένα σε ισχύ, καθυστερημένα χρονικά και με μετατοπισμένη φάση αντίγραφα του αρχικού σήματος. Θεωρώντας ότι ο ρυθμός μεταβολής του πλάτους και της φάσης είναι αργός συγκρινόμενος με το χρονικό διάστημα μέσα στο οποίο πραγματοποιείται η κάθε μέτρηση, οι παράμετροι θεωρούνται ως χρονικά

αμετάβλητες τυχαίες μεταβλητές μέσα στο διάστημα μιας περιόδου μέτρησης. Το μετρούμενο κανάλι μέσα στο αεροσκάφος ήταν στατικό και μοντελοποιείται από την χρονικά αμετάβλητη κρουστική απόκριση του καναλιού (channel impulse response CIR) ως

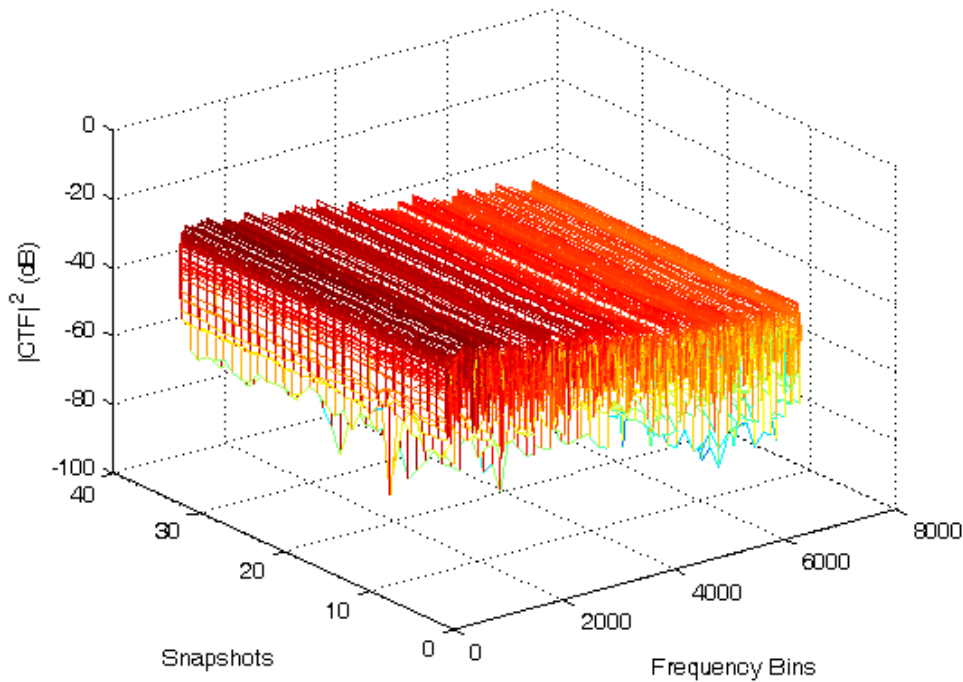
$$h(\tau) = \sum_{i=0}^{N-1} a_i(\tau) e^{j\phi_i(\tau)} \delta(\tau - \tau_i) \quad (5.1)$$

όπου  $a_i(\tau)$ ,  $\phi_i(\tau)$ ,  $\tau_i$  είναι το πραγματικό πλάτος, η φάση και η υπερβάλλουσα καθυστέρηση αντίστοιχα της  $i$ -οστής ( $i_{th}$ ) συνιστώσας. Στην συνέχεια ακολουθεί η διαδικασία υπολογισμού της κρουστικής απόκρισης του καναλιού.

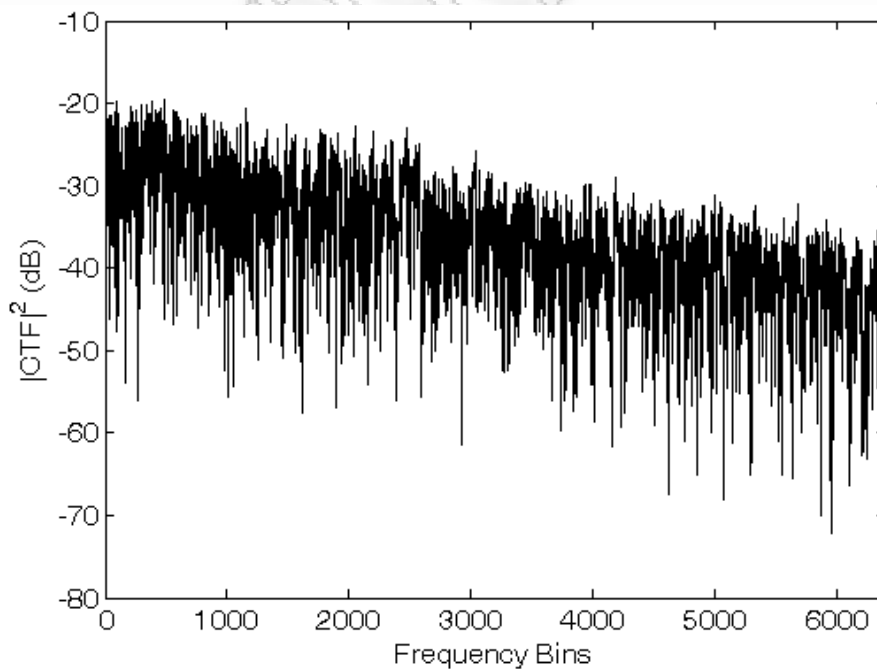
### 5.1 Διαδικασία υπολογισμού της κρουστικής απόκρισης του ραδιοδιαύλου.

Αρχικό στάδιο για την δημιουργία της κρουστικής απόκρισης του καναλιού είναι ο υπολογισμός της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού (CTF). Με δεδομένα το πλάτος και την φάση κάθε μιας ξεχωριστής μέτρησης υπολογίζεται η CTF του καναλιού από την σχέση  $CTF_j = a_j e^{j\phi_j}$ , όπου  $a, \phi$  είναι το πλάτος και η φάση του  $j$ -ιστού ( $j_{th}$ ) χρονικού στιγμιότυπου στο οποίο λαμβάνεται μέτρηση. Όπως έχει αναφερθεί,  $j = 1, \dots, 32$ . Στην συνέχεια υπολογίζεται ο μέσος όρος των 32 ξεχωριστών CTF. Σε αυτό το σημείο σημειώνεται ότι τα  $a_j, \phi_j$  οπότε και η υπολογιζόμενη  $CTF_j$  είναι διανύσματα με μέγεθος ίσο με 6401 όσο δηλαδή είναι και το πλήθος των συχνοτικών συνιστωσών στις οποίες έχει χωρισθεί το φάσμα. Η εικόνα (5.1) παρουσιάζει την 3D απεικόνιση των 32 συναρτήσεων μεταφοράς του καναλιού από το LOS σενάριο 1 και για απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ίση με 3m, ενώ η εικόνα (5.2) παρουσιάζει την 2D απεικόνιση του μέσου όρου των συναρτήσεων μεταφοράς για το ίδιο σενάριο και απόσταση.





Εικόνα 5.1: 32 συναρτήσεις μεταφοράς του καναλιού από το LOS σενάριο 1 και για απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ίση με 3m.



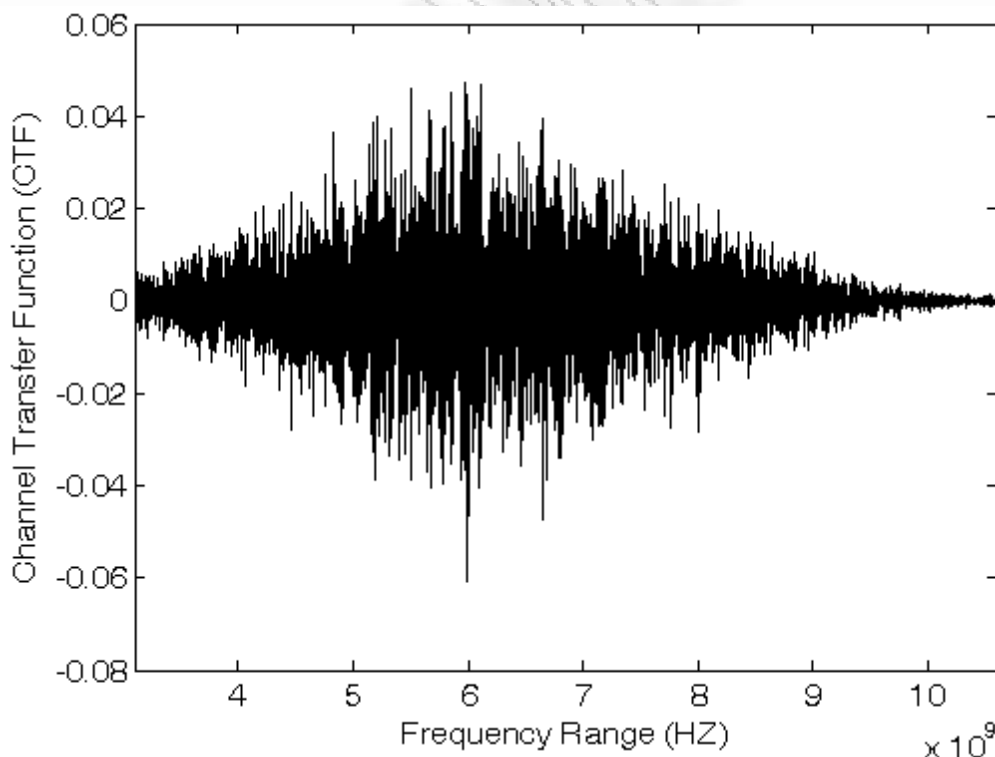
Εικόνα 5.2: Μέση τιμή των CTF από τις 32 συναρτήσεις μεταφοράς του καναλιού από το LOS σενάριο 1 και για απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ίση με 3m.

Επόμενο βήμα είναι η τοποθέτηση ενός παράθυρου Hamming στα δείγματα της CTF. Ο λόγος για τον οποίο γίνεται αυτό είναι γιατί με την χρήση παράθυρου (windowing) εμφανίζεται βελτίωση της δυναμικής περιοχής του πεδίου χρόνου οπότε η τελική παραγωγή της κρουστικής θα έχει χαμηλότερους πλευρικούς λοβούς. Η έκταση του παράθυρου είναι ίση με αυτήν της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού.

Οι συντελεστές του παράθυρου Hamming δίνονται από την σχέση (5.2)

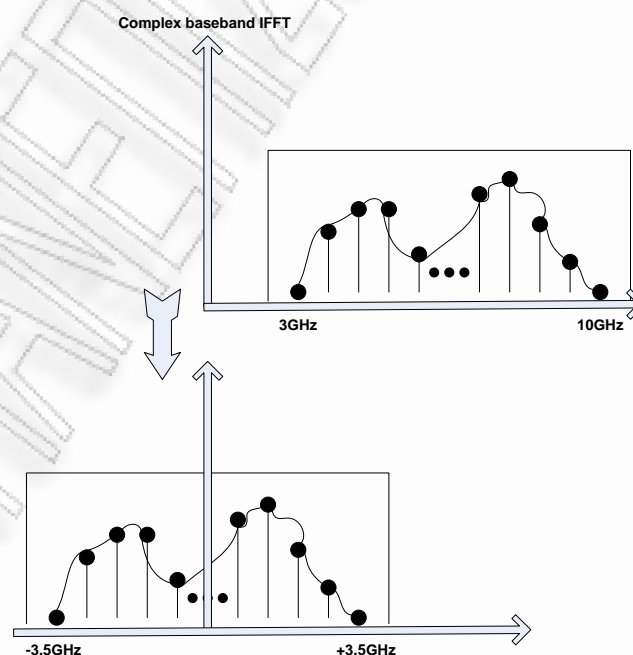
$$w_{k+1} = 0.54 - 0.46 \cos\left(2\pi \frac{k}{n-1}\right), \quad k = 0, \dots, n-1 \quad (5.2)$$

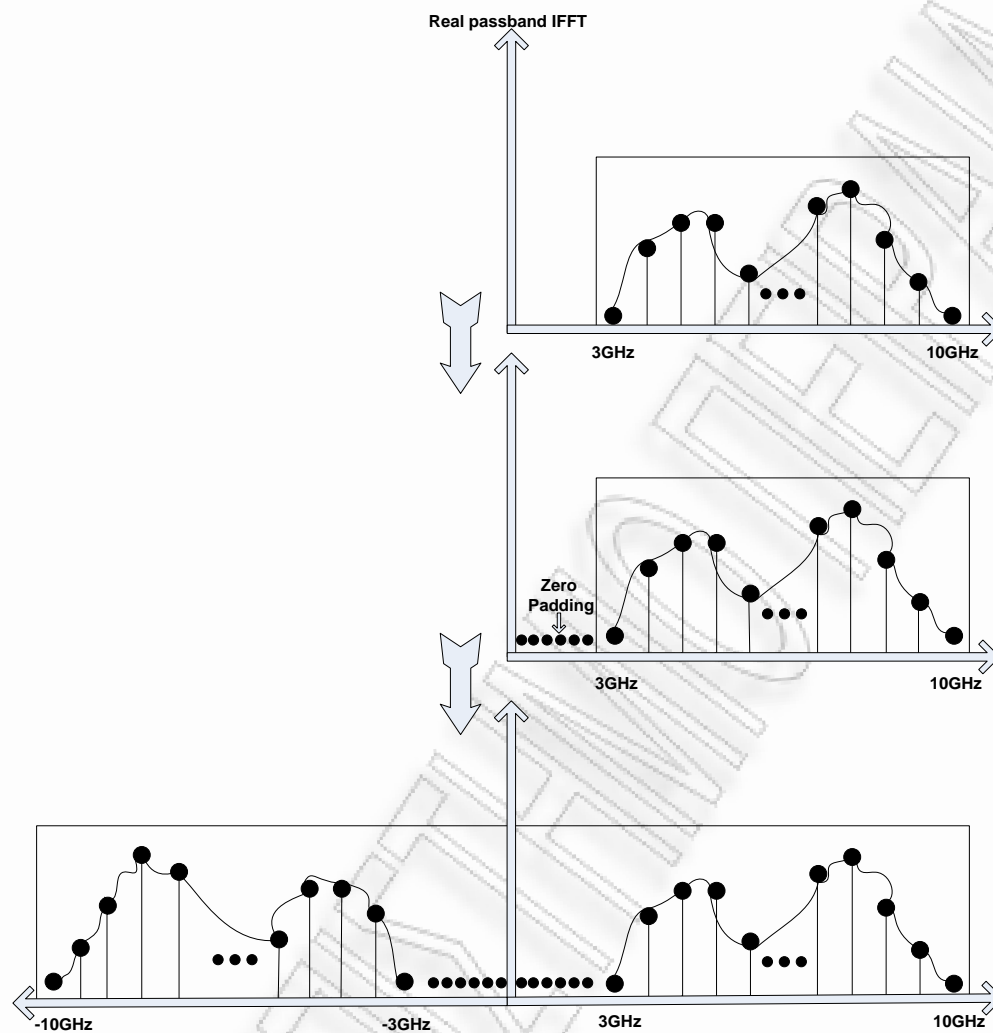
Η εικόνα (5.3) παρουσιάζει την μορφή την οποία έχει η CTF της απεικόνισης (5.2) μετά την επιβολή Hamming παράθυρου.



**Εικόνα 5.3:** Η μέση CTF του καναλιού από το LOS σενάριο 1 και για απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ίση με 3m μετά την επιβολή παράθυρου Hamming.

Η μιγαδική βασικής ζώνης κρουστική απόκριση του καναλιού (complex baseband channel impulse response, CIR) υπολογίζεται κάνοντας αντίστροφο μετασχηματισμό Fourier (IFFT) της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού. Υπάρχουν δύο τεχνικές οι οποίες μπορούν να εφαρμοσθούν για τον υπολογισμό του IFFT. Η μέθοδος πραγματικής τιμής IFFT διελεύσεως ζώνης συχνοτήτων (real passband IFFT) και η μέθοδος μιγαδικής τιμής IFFT βασικής ζώνης συχνοτήτων (complex baseband IFFT). Κάθε μια μέθοδος έχει τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματά της. Η εικόνα (5.4) παρουσιάζει τις δύο τεχνικές. Με την τεχνική complex baseband, όπως φαίνεται στο επάνω μέρος της εικόνας, και πριν τον IFFT, το κέντρο του φάσματος του UWB σήματος μεταφέρεται στην αρχή του άξονα των συχνοτήτων. Αντίθετα, με την τεχνική real passband, όπως φαίνεται και στο κάτω μέρος της εικόνας, και πριν τον IFFT, αρχικά προστίθενται μηδενικά (zero padding) έτσι ώστε να συμπληρωθεί το φάσμα από τα 0Hz έως τα 3.1GHz και στη συνέχεια πραγματοποιείται αναδίπλωση (conjugate reflection). Ο κύριος λόγος για τον οποίο στην παρούσα εργασία ακολουθείται η μέθοδος complex baseband είναι διότι με χρήση της μεθόδου αυτής δεν υπάρχουν μηδενισμοί στο φάσμα οπότε με την διαδικασία του IFFT έχουμε καλύτερη διακριτικότητα στον χρόνο. Λεπτομερής περιγραφή των θετικών και αρνητικών σημείων των δύο μεθόδων υπάρχουν στην [1].

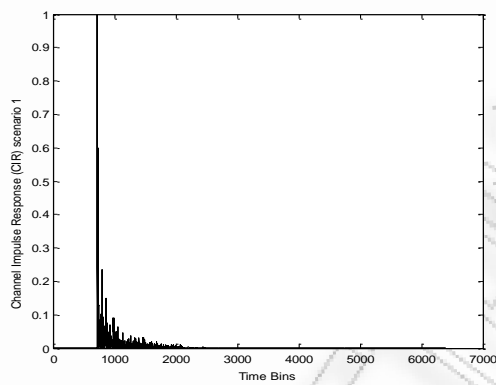




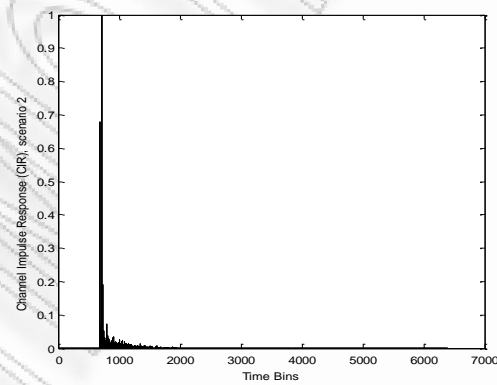
Εικόνα 5.4: Σύγκριση μεταξύ της τεχνικής complex baseband IFFT και της τεχνικής real passband IFFT.

Η μιγαδική βασικής ζώνης κρουστική απόκριση του καναλιού CIR  $h(\tau, d_i)$  υπολογίζεται συνεπώς μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Fourier (IFFT) των μετρημένων δειγμάτων της συνάρτησης μεταφοράς του καναλιού (CTF)  $H(f, d_i)$ . Στην συνέχεια η κρουστική κανονικοποιείται στην μέγιστη τιμή πλάτους της. Η εικόνα (5.5) παρουσιάζει την κανονικοποιημένη κρουστική του καναλιού για την μέγιστη απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη και για κάθε ένα σενάριο ξεχωριστά. Από την εικόνα αυτή μπορεί εύκολα να παρατηρηθεί η μεγάλη διαφορά

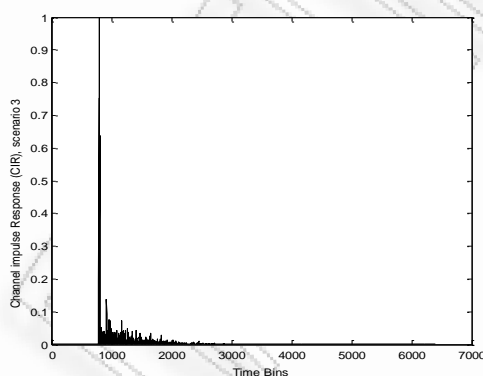
στην μορφή της κρουστικής μεταξύ των LOS σεναρίων (1-10) και των NLOS σεναρίων (11-13). Το προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile-PDP) είναι το τετράγωνο του μέτρου της κρουστικής απόκρισης του καναλιού,  $P_{\tau, d_l} = |h_{\tau, d_l}|^2$ . Η διαδικασία συνεχίζεται με την ανίχνευση της πολυδιαδρομικής συνιστώσας (multipath component MPC) που έχει την μεγαλύτερη ισχύ και την τοποθέτηση της αρχής του άξονα της καθυστέρησης στο σημείο αυτό. Η εικόνα (5.6) παρουσιάζει το κανονικοποιημένο και σε λογαριθμικές μονάδες PDP του καναλιού για τις αντίστοιχες περιπτώσεις με αυτές τις εικόνες (5.5).



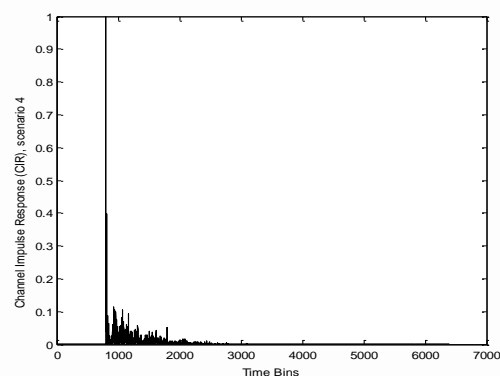
CIR σενάριο 1



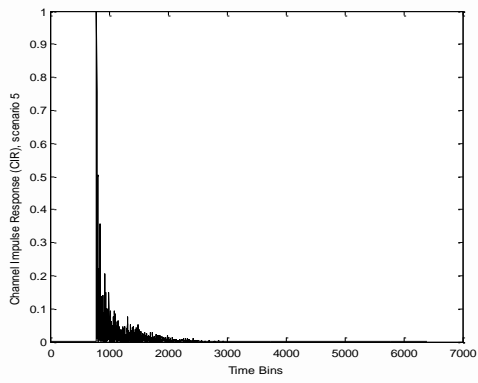
CIR σενάριο 2



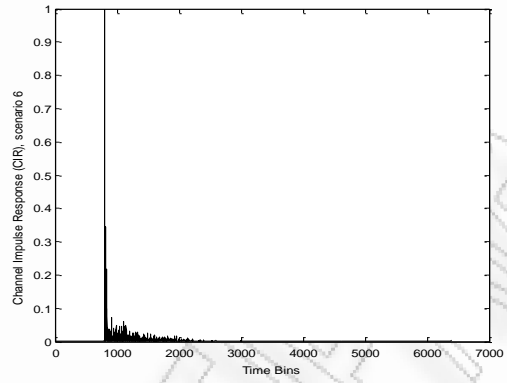
CIR σενάριο 3



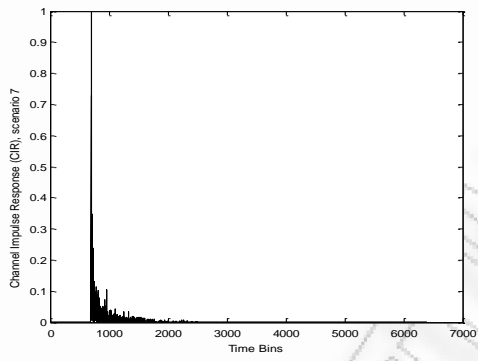
CIR σενάριο 4



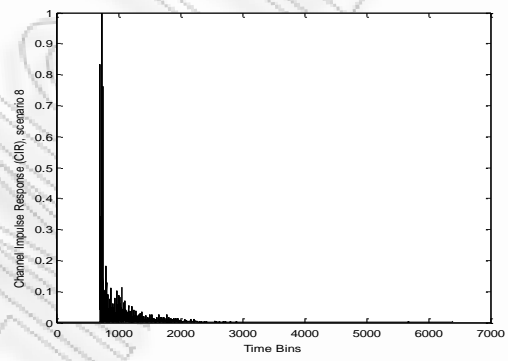
**CIR σενάριο 5**



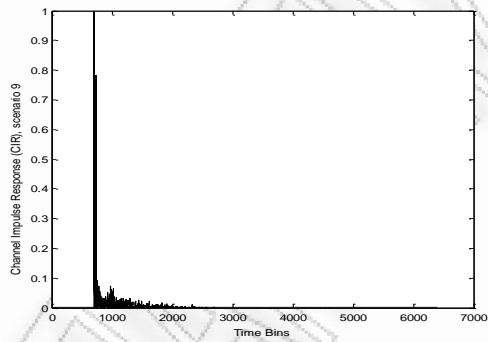
**CIR σενάριο 6**



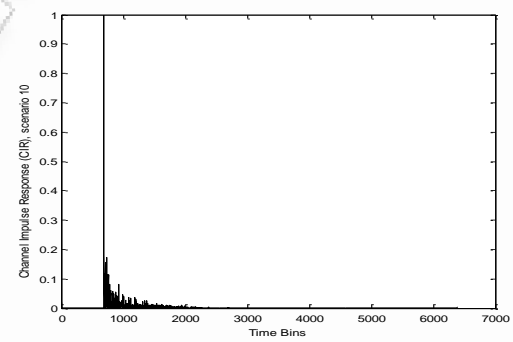
**CIR σενάριο 7**



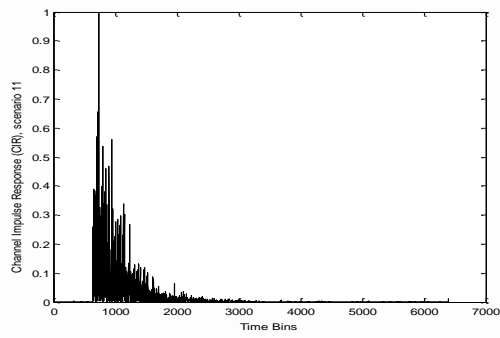
**CIR σενάριο 8**



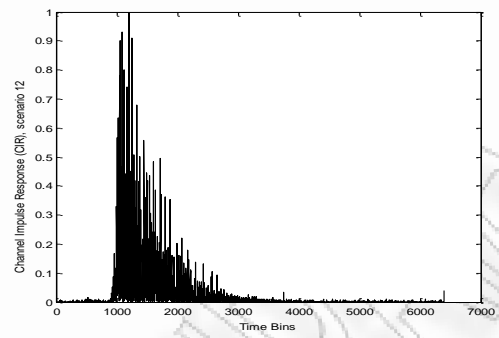
**CIR σενάριο 9**



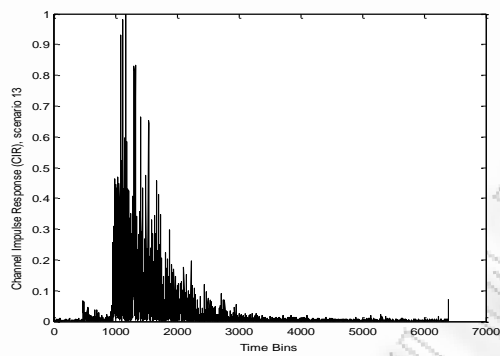
**CIR σενάριο 10**



CIR σενάριο 11

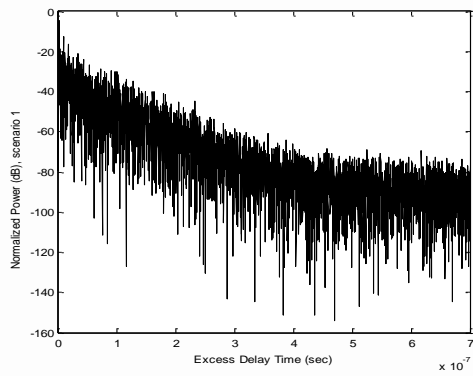


CIR σενάριο 12

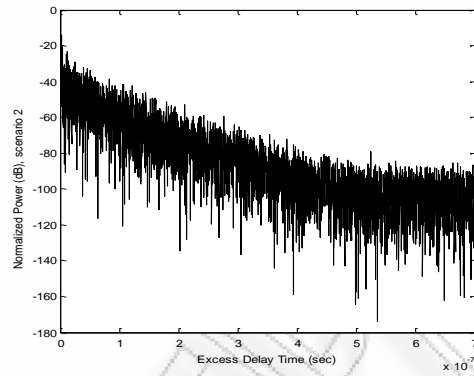


CIR σενάριο 13

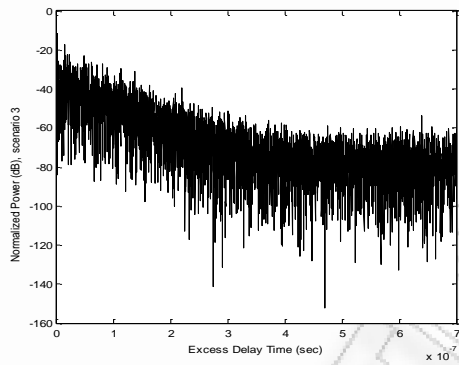
Εικόνα 5.5: Κανονικοποιημένη κρουστική απόκριση του καναλιού (channel impulse response CIR).



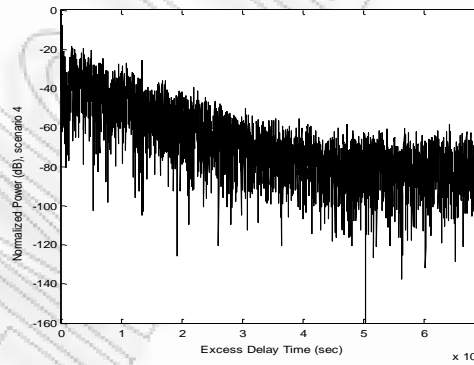
**PDP σενάριο 1**



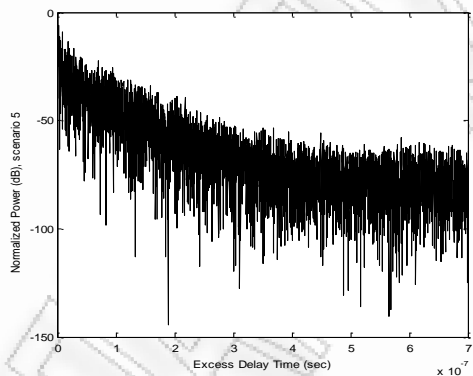
**PDP σενάριο 2**



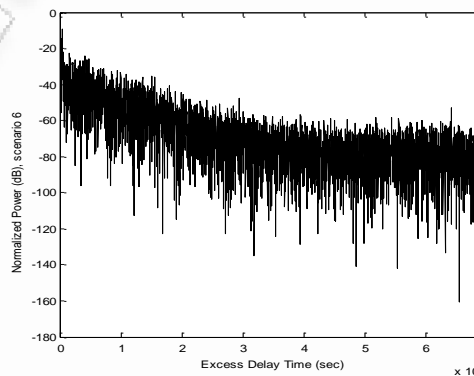
**PDP σενάριο 3**



**PDP σενάριο 4**

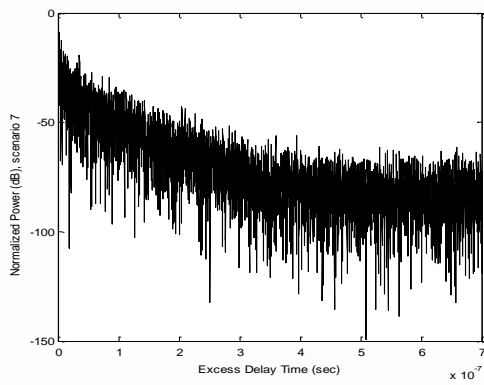
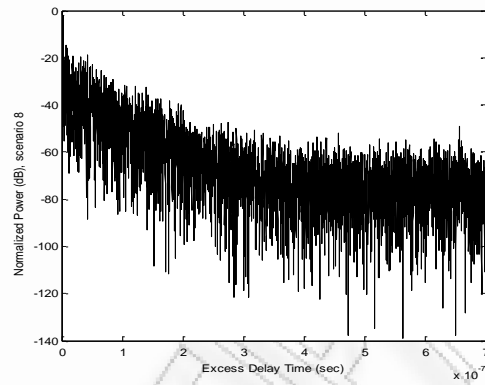
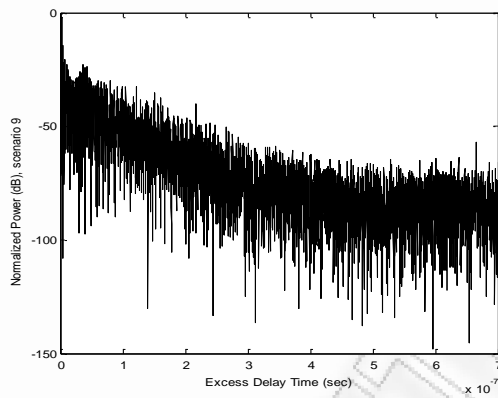
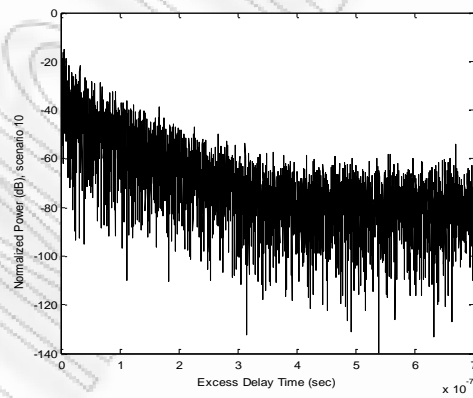
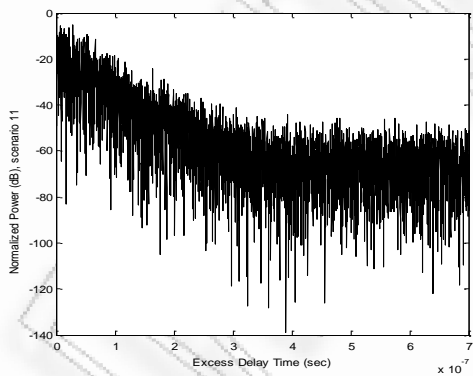
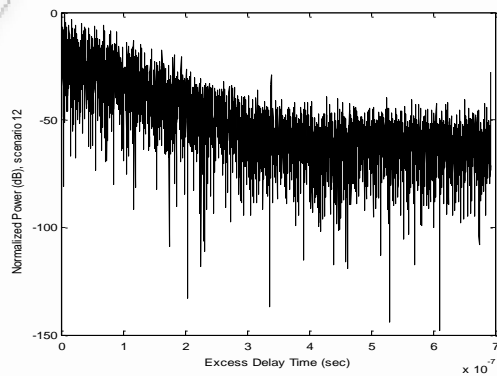


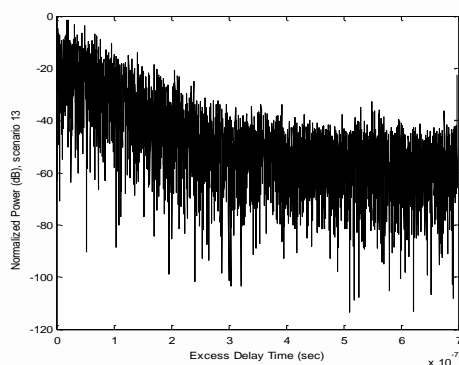
**PDP σενάριο 5**



**PDP σενάριο 6**



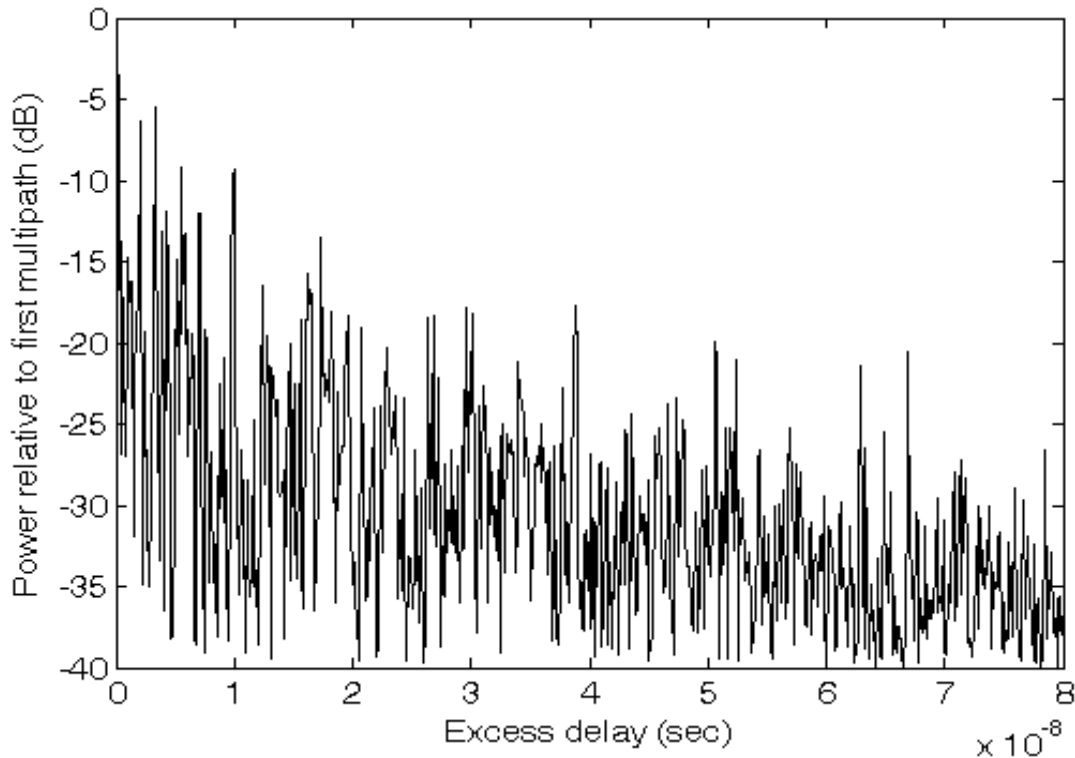
**PDP σενάριο 7****PDP σενάριο 8****PDP σενάριο 9****PDP σενάριο 10****PDP σενάριο 11****PDP σενάριο 12**



### PDP σενάριο 13

**Εικόνα 5.6:** Κανονικοποιημένο και σε λογαριθμικές μονάδες προφίλ καθυστέρησης ισχύος (power delay profile PDP).

Στο σημείο αυτό πρέπει να γίνει επισήμανση ότι σε όλα τα υπολογιζόμενα PDP η πρώτη κύρια συνιστώσα ήταν πάντα και η πιο σημαντική από την άποψη ότι αυτή παρουσίαζε την μεγαλύτερη ισχύ. Οι παράμετροι χρονικής διασποράς που θα παρουσιαστούν στην συνέχεια υπολογίσθηκαν για κάθε απόσταση μέσα σε κάθε σενάριο μέτρησης. Έχοντας ως βάση το κάθε ένα “τοπικό” PDP (PDP που υπολογίσθηκε για κάθε μια ξεχωριστή απόσταση κάθε ενός σεναρίου), και θέτοντας μια τιμή κατωφλίου (σε dB) η οποία σχετίζεται με την ισχύ της πιο ισχυρής MPC, απομακρύνονται όλες οι συνιστώσες που έχουν ισχύ μικρότερη του κατωφλίου και υπολογίζεται ένα νέο PDP. Η τιμή του κατωφλίου κυμαινόταν από -20 dB έως -50dB ενώ το βήμα μεταβολής ήταν 10dB. Το επίπεδο θορύβου το οποίο υπήρχε καθ’όλη την διάρκεια της καμπάνιας ήταν τουλάχιστον 70dB κάτω της μέγιστης τιμής που καταγράφηκε. Η εικόνα (5.7) παρουσιάζει το “τοπικό” PDP το οποίο υπολογίσθηκε από τις μετρήσεις του σενάριο 7 για απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ίση με 2.2m και αφού έχει εφαρμοσθεί κατώφλι τιμής ίσης με -40dB.



**Εικόνα 5.7:** Τοπικό προφίλ καθυστέρησης ισχύος. Σενάριο7, απόσταση RX-TX 2.2m, με -40dB κατώφλι.

Όπως είναι φυσικό η τιμή κατώφλιου περιορίζει την μέγιστη υπερβάλλουσα καθυστέρηση και συνεπώς καθορίζει και το μήκος του κυκλικού προθέματος (cyclic prefix) σε ένα OFDM UWB τηλεπικοινωνιακό σύστημα. Στις τηλεπικοινωνίες ως γνωστόν ο όρος cyclic prefix αναφέρεται σε ένα σύμβολο στο οποίο προτάσσεται στην αρχή του μια επανάληψη των τελευταίων του bit. Αν και ο δέκτης τελικά απορρίπτει το cyclic prefix, αυτό χρησιμοποιείται γιατί εξυπηρετεί δύο κύριους σκοπούς. Ο πρώτος είναι ότι λειτουργεί ως χρονικό διάστημα ασφαλείας (guard interval) του ενός συμβόλου από το επόμενο του εξαλείφοντας με αυτόν τον τρόπο την διασυμβολική παρεμβολή (intersymbol interference, ISI) και ο δεύτερος είναι ότι αυτή η επανάληψη μέσα στο σύμβολο επιτρέπει στη γραμμική συνέλιξη του συμβόλου με ένα επιλεκτικό ως προς την συχνότητα πολυδιαδρομικό κανάλι να μοντελοποιηθεί ως κυκλική συνέλιξη. Αυτή η προσέγγιση επιτρέπει την επεξεργασία στο πεδίο της συχνότητας διεργασιών όπως είναι η εκτίμηση του καναλιού (channel estimation) και η εξίσωση (equalization). Για να μπορέσουν να γίνουν σωστά όλες

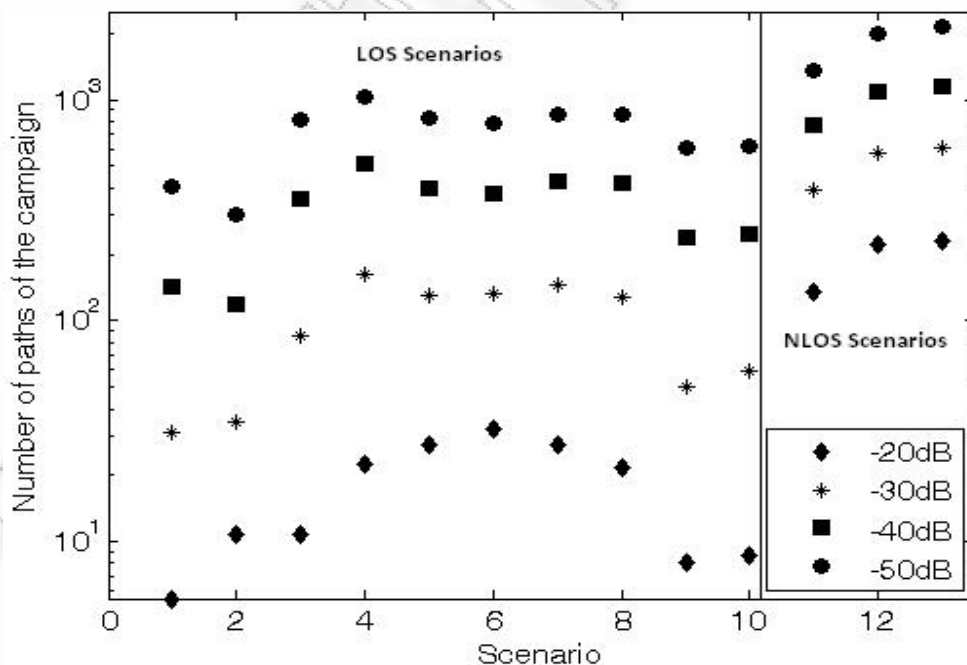
οι παραπάνω λειτουργίες θα πρέπει το μήκος του cyclic prefix του συμβόλου να είναι τουλάχιστον ίσο με την r.m.s εξάπλωση καθυστέρησης έτσι ώστε να το κάνει ανθεκτικό στην πολυδιαδρομική διάδοση. Το Cyclic prefix χρησιμοποιείται συχνά συνδεδεμένο με την διαμόρφωση με σκοπό να διατηρήσει την ημιτονική μορφή ενός σήματος το οποίο διαδίδεται σε ένα πολυδιαδρομικό περιβάλλον. Είναι γνωστό ότι τα ημιτονικά κύματα είναι ιδιοσυναρτήσεις (eigenfunctions) των γραμμικών και χρονικά αμετάβλητων συστημάτων. Επομένως, εάν το κανάλι υποθεθεί ότι είναι γραμμικό και χρονικά αμετάβλητο τότε, μόνο ένα ημιτονικό σήμα άπειρης διάρκειας μπορεί να θεωρηθεί ως ιδιοσυνάρτηση. Στην πράξη όμως αυτό είναι πρακτικά αδύνατο να συμβεί γιατί τα πραγματικά σήματα είναι σήματα πεπερασμένου χρόνου. Έτσι για να μιμηθεί την άπειρης διάρκειας χρονική έκταση, τοποθετείται ως πρόθεμα το τέλος του συμβόλου στην αρχή του, κάνοντας την γραμμική συνέλιξη του καναλιού να φαίνεται ως κυκλική και δίνοντας αυτήν την ιδιότητα στο υπόλοιπο του συμβόλου.

## 5.2 Υπολογισμός των παραμέτρων χρονικής διασποράς του ραδιοδιαύλου.

Η πρώτη παράμετρος η οποία υπολογίσθηκε είναι ο αριθμός των MPCs που αφικνούνται μέσα σε κάθε συγκεκριμένο κατώφλι. Όπως είναι φυσικό στα NLOS σενάρια ο αριθμός των πολυδιαδρομικών συνιστωσών είναι κατά πολύ μεγαλύτερος από αυτόν που υπάρχει στα LOS σενάρια. Ο πίνακας (5.1) παρουσιάζει τις τιμές των πολυδιαδρομικών συνιστωσών για κάθε ένα σενάριο της καμπάνιας ξεχωριστά και για όλες τις τιμές κατωφλίου. Ο μέσος όρος των MPC στα σενάρια NLOS κυμαίνεται μεταξύ 194, 525, 999 και 1837 για τιμή κατωφλίου ίση με -20, -30, -40, and -50dB, αντίστοιχα, ενώ στα σενάρια LOS το πλήθος των MPCs μειώνεται σε 18, 96, 324, και 710 αντίστοιχως. Η εικόνα (5.8) παρουσιάζει την μεταβολή του μέσου όρου των MPC ανά σενάριο για τις τιμές κατωφλίου που αναφέρθηκαν παραπάνω. Στην εικόνα είναι ευδιάκριτο το αυξημένο πλήθος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών στην περίπτωση των NLOS σεναρίων.

Πίνακας 5.1: Πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών για κάθε σενάριο της καμπάνιας και για τιμές κατωφλίου -20db, -30db, -40db, -50db.

| Scenario/Threshold | -20dB<br>Multipaths | -30dB<br>Multipaths | -40dB<br>Multipaths | -50dB<br>Multipaths |
|--------------------|---------------------|---------------------|---------------------|---------------------|
| LOS                | 6                   | 31                  | 142                 | 407                 |
| LOS                | 11                  | 35                  | 118                 | 301                 |
| LOS                | 11                  | 86                  | 358                 | 812                 |
| LOS                | 23                  | 162                 | 517                 | 1034                |
| LOS                | 27                  | 131                 | 399                 | 827                 |
| LOS                | 32                  | 133                 | 374                 | 776                 |
| LOS                | 27                  | 144                 | 427                 | 862                 |
| LOS                | 22                  | 127                 | 416                 | 857                 |
| LOS                | 8                   | 50                  | 238                 | 609                 |
| LOS                | 9                   | 59                  | 247                 | 619                 |
| Mean LOS           | 18                  | 96                  | 324                 | 710                 |
| NLOS               | 134                 | 391                 | 763                 | 1349                |
| NLOS               | 221                 | 577                 | 1083                | 2006                |
| NLOS               | 228                 | 606                 | 1150                | 2157                |
| Mean NLOS          | 194                 | 525                 | 999                 | 1837                |



Εικόνα 5.8: Πλήθος των πολυδιαδρομικών συνιστωσών σε συνάρτηση με την τιμή κατωφλίου για όλα τα σενάρια της καμπάνιας.

Το μέσο πλήθος των MPCs που αναφέρεται στην [2] ήταν 33 για τα σενάρια LOS και 140 για τα σενάρια NLOS για τιμή κατωφλίου ίση με  $-20\text{dB}$ , ενώ για τιμή κατωφλίου ίση με  $-30\text{dB}$  μεταβάλλεται σε 153 για τα σενάρια LOS και σε 468 για τα σενάρια NLOS scenarios. Στην [3] το πλήθος των MPCs για τιμή κατωφλίου ίση με  $-20\text{dB}$  κυμαίνεται μεταξύ 15 και 228 σύμφωνα με τον τύπο του σεναρίου LOS τιμή η οποία αυξανόταν σε 1442 σε ένα σενάριο NLOS.

Η επόμενη παράμετρος η οποία εξετάσθηκε ήταν το επί τοις εκατό ποσοστό της συνολικής ενέργειας η οποία μεταφέρεται από τις συνιστώσες MPC. Ο πίνακας (5.2) παρουσιάζει τις τιμές του επί τοις εκατό της συνολικής ενέργειας των MPC για κάθε ένα σενάριο της καμπάνιας ξεχωριστά και για όλες τις τιμές κατωφλίου.

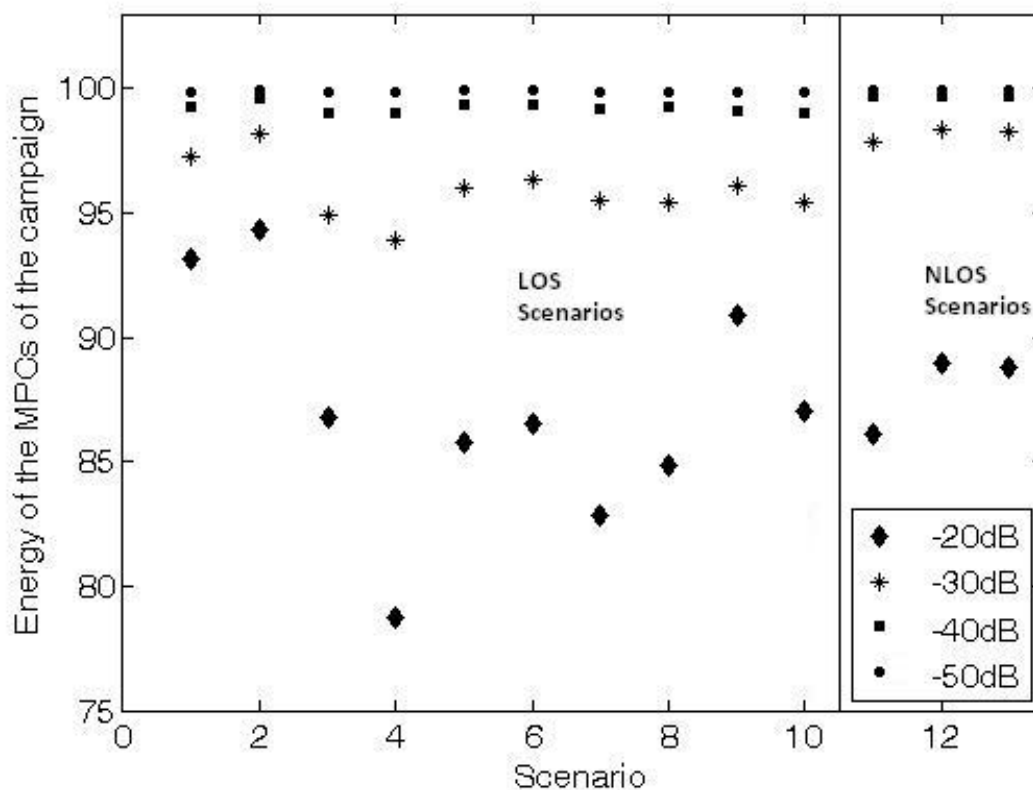
**Πίνακας 5.2: Μεταφερόμενη ενέργεια από το πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών για κάθε σενάριο της καμπάνιας και για τιμές κατωφλίου  $-20\text{dB}$ ,  $-30\text{dB}$ ,  $-40\text{dB}$ ,  $-50\text{dB}$ .**

| Scenario/Threshold | -20dB Energy | -30dB Energy | -40dB Energy | -50dB Energy |
|--------------------|--------------|--------------|--------------|--------------|
| LOS                | 93.11        | 97.24        | 99.30        | 99.88        |
| LOS                | 94.30        | 98.22        | 99.60        | 99.93        |
| LOS                | 86.76        | 94.93        | 99.04        | 99.87        |
| LOS                | 78.76        | 93.89        | 99.04        | 99.88        |
| LOS                | 85.74        | 96.02        | 99.31        | 99.90        |
| LOS                | 86.51        | 96.34        | 99.31        | 99.90        |
| LOS                | 82.81        | 95.46        | 99.21        | 99.89        |
| LOS                | 84.84        | 95.42        | 99.24        | 99.89        |
| LOS                | 90.84        | 96.05        | 99.12        | 99.88        |
| LOS                | 87.06        | 95.38        | 99.03        | 99.86        |
| <b>Mean LOS</b>    | 87.07        | 95.89        | 99.22        | 99.89        |
| NLOS               | 86.12        | 97.85        | 99.66        | 99.94        |
| NLOS               | 88.93        | 98.31        | 99.72        | 99.95        |
| NLOS               | 88.75        | 98.26        | 99.71        | 99.95        |
| <b>Mean NLOS</b>   | 87.93        | 98,14        | 99.70        | 99.95        |

Το επί τοις εκατό ποσοστό της συνολικής ενέργειας στα σενάρια LOS ήταν 87.06%, 95.89%, 99.22%, και 99.89% για τιμές κατωφλίου ίσες με -20, -30, -40, και -50dB, ενώ στα σενάρια NLOS το ποσοστό αυξανόταν σε 87.93%, 98.14%, 99.70%, και 99.95%, αντίστοιχα.

Η εικόνα (5.9) παρουσιάζει την μεταβολή του ποσοστού της μεταφερόμενης ενέργειας από τα MPCs ανά σενάριο για τις τιμές κατωφλίου που αναφέρθηκαν παραπάνω.

Το υψηλό επί τοις εκατό ποσοστό της ενέργειας η οποία μεταφέρεται από τις συνιστώσες MPC δείχνει ότι μια τιμή κατωφλίου ίση με -40dB ή ακόμα και ίση με -30dB είναι ικανή να δώσει αξιόπιστη εκτίμηση των παραμέτρων χρονικής διασποράς του καναλιού. Η ίδια ακριβώς τάση εμφανίζεται και στην [3].



Εικόνα 5.9: Ποσοστό μεταφερόμενης ενέργειας από τα MPCs σε συνάρτηση με την τιμή κατωφλίου για όλα τα σενάρια της καμπάνιας.

Στην συνέχεια υπολογίζονται οι παράμετροι της χρονικής διασποράς του καναλιού (time dispersion parameters). Οι παράμετροι αυτές είναι η μέγιστη υπερβάλλουσα καθυστέρηση (maximum excess delay)  $\tau_{\max}$ , η μέση υπερβάλλουσα καθυστέρηση (mean excess delay)  $\tau_m$  και η r.m.s εξάπλωση καθυστέρησης (r.m.s delay spread)  $\tau_{rms}$ . Η μέγιστη υπερβάλλουσα καθυστέρηση  $\tau_{\max}$  είναι ίση με την χρονική έκταση του κάθε ενός ξεχωριστού PDP, η μέση υπερβάλλουσα καθυστέρηση  $\tau_m$  είναι η ροπή πρώτης τάξης του PDP, ενώ η r.m.s εξάπλωση καθυστέρησης  $\tau_{rms}$  είναι η τετραγωνική ρίζα της κεντρικής ροπής δεύτερης τάξης του PDP.

$$\tau_m = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i}{\sum_i a_i^2} = \frac{\sum_i P \tau_i \tau_i}{\sum_i P \tau_i} \quad (5.3)$$

$$\tau_{rms} = \sqrt{\tau^2 - \tau_m^2}, \quad \tau^2 = \frac{\sum_i a_i^2 \tau_i^2}{\sum_i a_i^2} = \frac{\sum_i P \tau_i \tau_i^2}{\sum_i P \tau_i} \quad (5.4)$$

Όπως προαναφέρθηκε οι τιμές των παραμέτρων χρονικής διασποράς του καναλιού υπολογίσθηκαν για κάθε μία απόσταση χωριστά μέσα σε κάθε ένα σενάριο μέτρησης.



Ο πίνακας (5.3) παρουσιάζει τις τιμές της μέγιστης επιπρόσθετης καθυστέρησης (maximum excess delay max.ed) για κάθε ένα σενάριο της καμπάνιας ξεχωριστά και για όλες τις τιμές κατωφλίου καθώς και τις μέσες τιμές για τα LOS, τα NLOS και για όλη την καμπάνια αντίστοιχα.

Οι μέσες τιμές της μέγιστης υπερβάλλουσας καθυστέρησης  $\tau_{\max}$  για όλη την καμπάνια μετρήσεων είναι 118.9ns, 64.06ns, 26.10ns, και 7.91ns, για τιμές κατωφλίου ίσες με -50, -40, -30, και -20dB.

**Πίνακας 5.3: Τιμές της μέγιστης επιπρόσθετης καθυστέρησης (max.ed) για κάθε σενάριο της καμπάνιας και για τιμές κατωφλίου -20db, -30db, -40db, -50db.**

| Scenario             | Max.ed<br>-50dB (ns) | Max.ed<br>-40dB (ns) | Max.ed<br>-30dB (ns) | Max.ed<br>-20dB (ns) |
|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| <b>1. LOS</b>        | 38.05                | 19.1                 | 4.30                 | 0.87                 |
| <b>2. LOS</b>        | 30.87                | 15.9                 | 4.75                 | 1.58                 |
| <b>3. LOS</b>        | 94.87                | 47.9                 | 11.6                 | 1.57                 |
| <b>4.LOS</b>         | 114.1                | 69.1                 | 21.7                 | 3.14                 |
| <b>5.LOS</b>         | 100.3                | 53.3                 | 17.6                 | 3.80                 |
| <b>6.LOS</b>         | 100.1                | 50.0                 | 17.8                 | 4.43                 |
| <b>7.LOS</b>         | 111.4                | 57.1                 | 19.4                 | 3.81                 |
| <b>8.LOS</b>         | 100.6                | 55.7                 | 17.1                 | 3.05                 |
| <b>9.LOS</b>         | 60.85                | 31.8                 | 6.85                 | 1.21                 |
| <b>10.LOS</b>        | 64.08                | 33.1                 | 7.97                 | 1.28                 |
| <b>11.NLOS</b>       | 200.9                | 102.0                | 52.2                 | 18.00                |
| <b>12. NLOS</b>      | 230.5                | 144.1                | 77.1                 | 29.70                |
| <b>13.NLOS</b>       | 300.4                | 153.3                | 80.9                 | 30.50                |
| <b>CAMPAIGN MEAN</b> | 118.98               | 64.06                | 26.10                | 7.91                 |
| <b>LOS MEAN</b>      | 81.49                | 43.3                 | 12.9                 | 2.47                 |
| <b>NLOS MEAN</b>     | 243.94               | 133.6                | 70.1                 | 26.1                 |

Ο πίνακας (5.4) παρουσιάζει τις τιμές της μέσης επιπρόσθετης καθυστέρησης (mean excess delay mean.ed) για κάθε ένα σενάριο της καμπάνιας ξεχωριστά και για όλες τις τιμές κατωφλίου καθώς και τις μέσες τιμές για τα LOS, τα NLOS και για όλη την καμπάνια αντίστοιχα.

Οι μέσες τιμές της μέσης υπερβάλλουσας καθυστέρησης  $\tau_m$  για όλη την καμπάνια μετρήσεων είναι 32.6ns, 20.1ns, 9.63ns, και 3.41ns, για τιμές κατωφλίου ίσες με -50, -40, -30, και -20dB.

**Πίνακας 5.4:** Τιμές της μέσης επιπρόσθετης καθυστέρησης (mean.ed) για κάθε σενάριο της καμπάνιας και για τιμές κατωφλίου -20db, -30db, -40db, -50db.

| Scenario             | Mean.ed<br>-50dB (ns) | Mean.ed<br>-40dB (ns) | Mean.ed<br>-30dB (ns) | Mean.ed<br>-20dB (ns) |
|----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|
| <b>1. LOS</b>        | 14.4                  | 5.73                  | 1.38                  | 0.37                  |
| <b>2. LOS</b>        | 8.91                  | 4.29                  | 1.64                  | 0.11                  |
| <b>3. LOS</b>        | 32.1                  | 15.7                  | 3.74                  | 0.12                  |
| <b>4.LOS</b>         | 4.1.4                 | 24.3                  | 8.16                  | 1.24                  |
| <b>5.LOS</b>         | 28.1                  | 16.1                  | 5.97                  | 1.54                  |
| <b>6.LOS</b>         | 25.9                  | 15.1                  | 6.3                   | 1.81                  |
| <b>7.LOS</b>         | 30.9                  | 18.5                  | 7.09                  | 1.56                  |
| <b>8.LOS</b>         | 32.6                  | 18.8                  | 6.32                  | 1.2                   |
| <b>9.LOS</b>         | 23.1                  | 9.9                   | 2.14                  | 0.5                   |
| <b>10.LOS</b>        | 23.2                  | 10.5                  | 2.69                  | 0.48                  |
| <b>11.NLOS</b>       | 42.1                  | 31.9                  | 20.1                  | 7.91                  |
| <b>12. NLOS</b>      | 57.3                  | 43.4                  | 28.9                  | 13.1                  |
| <b>13.NLOS</b>       | 63.4                  | 47.1                  | 30.8                  | 13.5                  |
| <b>CAMPAIGN MEAN</b> | 32.6                  | 20.1                  | 9.63                  | 3.41                  |
| <b>LOS MEAN</b>      | 26.1                  | 13.9                  | 4.54                  | 0.99                  |
| <b>NLOS MEAN</b>     | 54.2                  | 40.7                  | 26.6                  | 11.5                  |

Ο πίνακας (5.5) παρουσιάζει τις τιμές της r.m.s εξάπλωσης καθυστέρησης (r.m.s. delay spread) για κάθε ένα σενάριο της καμπάνιας ξεχωριστά και για όλες τις τιμές κατωφλίου καθώς και τις μέσες τιμές για τα LOS, τα NLOS και για όλη την καμπάνια αντίστοιχα.

Οι μέσες τιμές της r.m.s. εξάπλωσης καθυστέρησης  $\tau_{rms}$  για όλη την καμπάνια μετρήσεων είναι 31.1ns, 17.1ns, 7.28ns, και 2.27ns για τιμές κατωφλίου ίσες με -50, -40, -30, και -20dB.

**Πίνακας 5.5: Τιμές της r.m.s εξάπλωσης καθυστέρησης (r.m.s.ds) για κάθε σενάριο της καμπάνιας και για τιμές κατωφλίου -20db, -30db, -40db, -50db.**

| Scenario             | r.m.s.ds<br>-50dB (ns) | r.m.s.ds<br>-40dB (ns) | r.m.s.ds<br>-30dB (ns) | r.m.s.ds<br>-20dB (ns) |
|----------------------|------------------------|------------------------|------------------------|------------------------|
| <b>1. LOS</b>        | 1.47                   | 1.35                   | 1.26                   | 0.24                   |
| <b>2. LOS</b>        | 9.83                   | 4.11                   | 1.27                   | 0.45                   |
| <b>3. LOS</b>        | 29.8                   | 14.3                   | 3.49                   | 0.44                   |
| <b>4.LOS</b>         | 36.1                   | 19.8                   | 6.53                   | 0.93                   |
| <b>5.LOS</b>         | 28.6                   | 15.1                   | 5.07                   | 1.1                    |
| <b>6.LOS</b>         | 26.3                   | 13.7                   | 5.11                   | 1.3                    |
| <b>7.LOS</b>         | 29.4                   | 15.8                   | 5.63                   | 1.1                    |
| <b>8.LOS</b>         | 29.3                   | 15.6                   | 5.04                   | 0.89                   |
| <b>9.LOS</b>         | 22.3                   | 9.37                   | 2.1                    | 0.33                   |
| <b>10.LOS</b>        | 22.4                   | 9.63                   | 2.39                   | 0.37                   |
| <b>11.NLOS</b>       | 39.1                   | 25.9                   | 14.4                   | 5.2                    |
| <b>12. NLOS</b>      | 55.7                   | 35.4                   | 20.8                   | 8.42                   |
| <b>13.NLOS</b>       | 60.8                   | 37.4                   | 21.7                   | 8.63                   |
| <b>CAMPAIGN MEAN</b> | 31.1                   | 17.1                   | 7.28                   | 2.27                   |
| <b>LOS MEAN</b>      | 24.9                   | 12.3                   | 3.78                   | 0.72                   |
| <b>NLOS MEAN</b>     | 51.6                   | 32.9                   | 19.1                   | 7.42                   |

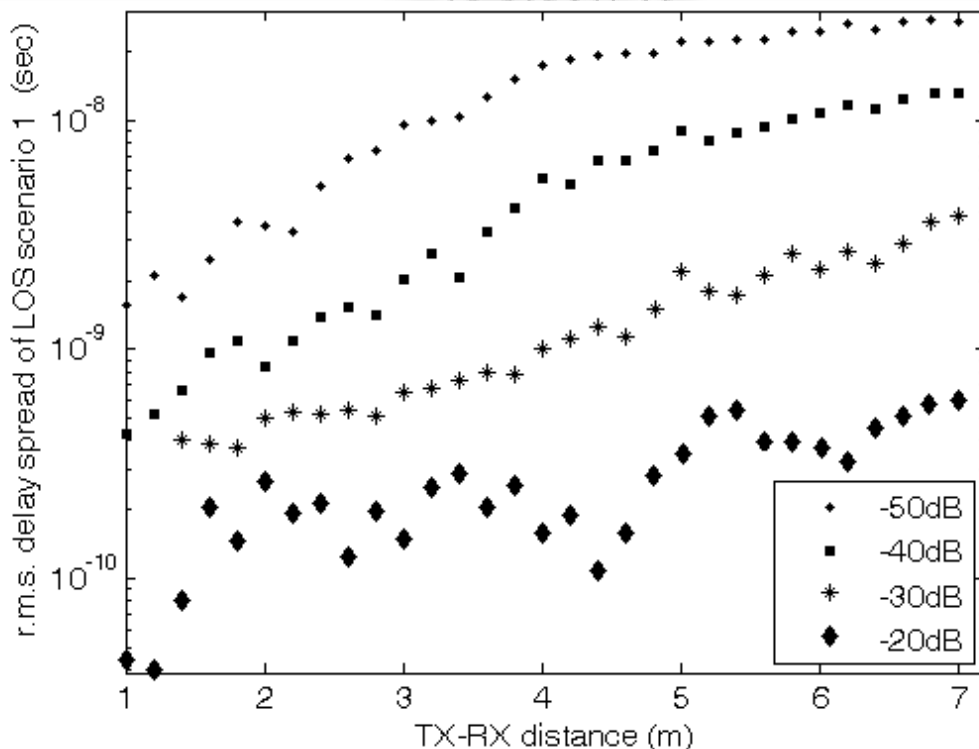
Καθώς η τιμή κατωφλίου μεταβάλλεται από -50dB σε -20dB, οι τιμές όλων των παραμέτρων χρονικής διασποράς του καναλιού μειώνονται. Σε όλα τα σενάρια μέτρησης καθώς η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη αυξάνεται, οι τιμές όλων

των παραμέτρων χρονικής διασποράς του καναλιού αυξάνονται παρομοίως. Η ίδια τάση παρατηρήθηκε στις [4]-[6]. Τυπικές τιμές της r.m.s. εξάπλωσης καθυστέρησης για βιομηχανικό περιβάλλον κυμαίνονται μεταξύ 28 και 31ns για σενάρια LOS και 34 έως 40 ns για σενάρια NLOS [4]. Μετρήσεις οι οποίες έγιναν σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου διαμερισμάτων [7] έδειξαν ότι η μέση τιμή της r.m.s. εξάπλωσης καθυστέρησης κυμαίνεται μεταξύ 10.36 και 45.55ns για μετρήσεις που έγιναν σε διαμερίσματα 4 δωματίων. Ο πίνακας (5.6) παρουσιάζει συγκεντρωτικά τις μέσες τιμές των παραμέτρων χρονικής διασποράς του καναλιού, τον μέσο αριθμό των πολυδιαδρομικών συνιστωσών και την μέση ενέργεια την οποία μεταφέρουν οι συνιστώσες αυτές για σενάρια LOS, NLOS καθώς επίσης και για όλη την καμπάνια αντιστοίχως.

**Πίνακας 5.6: Παράμετροι χρονικής διασποράς του καναλιού-συνιστώσες πολυδιόδευσης- μεταφερόμενη ενέργεια.**

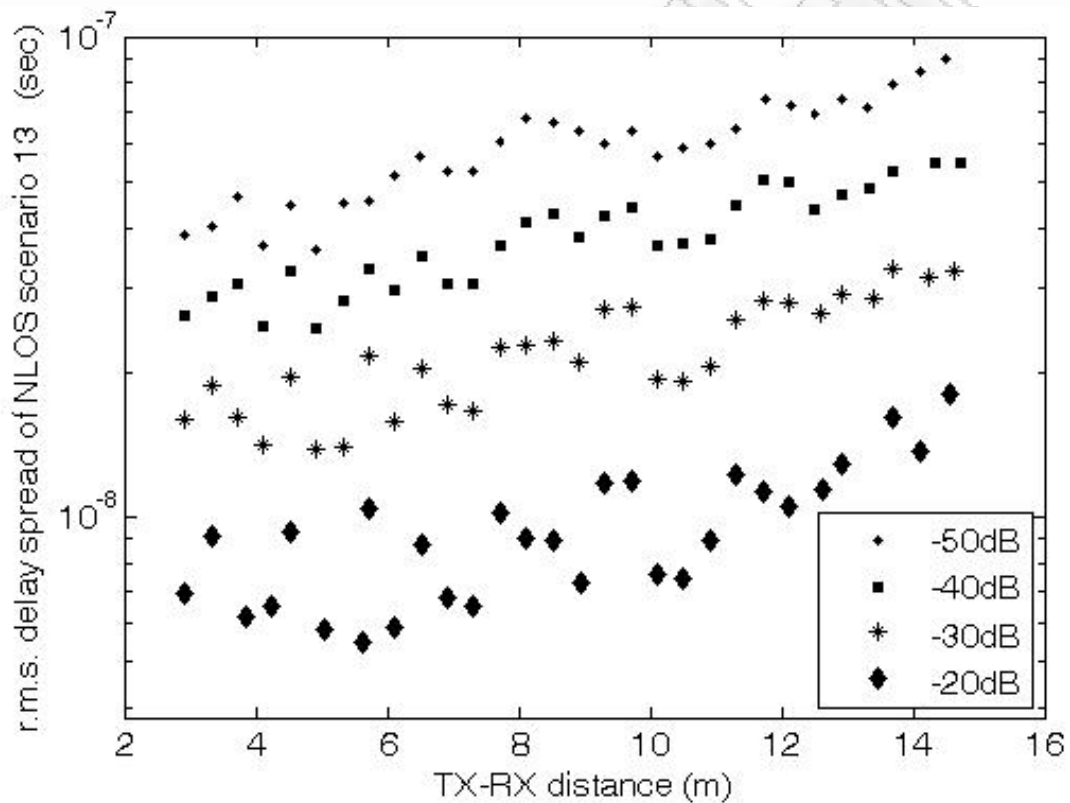
| Scenario        | Parameter         | Threshold |          |          |         |
|-----------------|-------------------|-----------|----------|----------|---------|
|                 |                   | -50dB     | -40dB    | -30dB    | -20dB   |
| <b>L.O.S</b>    | <b>Energy %</b>   | 99.89     | 99.22    | 95.89    | 87.08   |
|                 | <b>MPCs</b>       | 710       | 324      | 96       | 18      |
|                 | <b>max.e.d</b>    | 85.02ns   | 43.29ns  | 12.90ns  | 2.47ns  |
|                 | <b>m.e.d.</b>     | 26.05ns   | 13.90ns  | 4.54ns   | 0.99ns  |
|                 | <b>r.m.s.d.s.</b> | 24.89ns   | 12.28ns  | 3.78ns   | 0.72ns  |
| <b>N.L.O.S</b>  | <b>Energy %</b>   | 99.95     | 99.7     | 98.14    | 87.94   |
|                 | <b>MPCs</b>       | 1837      | 999      | 525      | 194     |
|                 | <b>max.e.d</b>    | 301.12ns  | 133.27ns | 70.10ns  | 26.05ns |
|                 | <b>m.e.d.</b>     | 54.24ns   | 40.74ns  | 26.61ns  | 11.45ns |
|                 | <b>r.m.s.d.s.</b> | 51.58ns   | 32.90ns  | 18.954ns | 7.42ns  |
| <b>Campaign</b> | <b>Energy %</b>   | 99.9      | 99.33    | 96.41    | 87.27   |
|                 | <b>MPCs</b>       | 971       | 479      | 195      | 58      |
|                 | <b>max.e.d</b>    | 130.28ns  | 64.06ns  | 26.10ns  | 7.91ns  |
|                 | <b>m.e.d.</b>     | 32.56ns   | 20.09ns  | 9.63ns   | 3.41ns  |
|                 | <b>r.m.s.d.s.</b> | 31.05ns   | 17.04ns  | 7.28ns   | 2.27ns  |

Η άριστη διακριτικότητα στο χρόνο θέτει θεωρητικά ως απαίτηση ο υποτιθέμενος δέκτης να διαθέτει μεγάλο πλήθος από RAKE κλάδους (fingers). Όμως, παρατηρώντας τα αποτελέσματα των πινάκων (5.2) και (5.6) βλέπει κανείς ότι τελικά ένας RAKE δέκτης ο οποίος θα μπορούσε να συλλέγει την ενέργεια της πρώτης συνιστώσας MPC από το PDP ίσως και να ήταν η πιο κατάλληλη σύνθεση για το τόσο πυκνό κανάλι το οποίο εξετάζεται στην περίπτωση αυτής της εργασίας. Ο αριθμός όπως εξάλλου φαίνεται των fingers ο οποίος απαιτείται για την συλλογή περισσότερου από το 90% της ενέργειας ανέρχεται σε αρκετές εκατοντάδες. Στην εικόνα (5.10) χρησιμοποιούνται για την απεικόνιση οι τιμές της r.m.s. delay spread από το LOS σενάριο 1. Η ίδια ακριβώς αύξηση της τιμής των χρονικών παραμέτρων παρατηρείται και στα NLOS σενάρια. Στην εικόνα (5.11) χρησιμοποιούνται για την απεικόνιση οι τιμές της r.m.s. delay spread από το NLOS σενάριο 13.



**Εικόνα 5.10:** Αύξηση της τιμής της r.m.s delay spread σε συνάρτηση με την τιμή του κατωφλίου και με την απόσταση TX-RX για το LOS σενάριο 1.

Στην συνέχεια εξετάζεται η σχέση μεταξύ του αριθμού των συνιστωσών MPC και της r.m.s. εξάπλωσης της καθυστέρησης. Παρατηρείται ότι ο αριθμός των MPCs αυξάνεται με την r.m.s delay spread. Χρησιμοποιώντας μια εκθετική σχέση της μορφής  $N \propto \tau_{rmsLOS}^{b1}$  και  $N \propto \tau_{rmsNLOS}^{b2}$  για τα LOS and NLOS σενάρια αντίστοιχα μοντελοποιείται η μεταβολή του πλήθους των MPCs σε συνάρτηση με την r.m.s. εξάπλωση καθυστέρησης. Τυπικές τιμές των εκθετών  $b1, b2$  για ένα σενάριο LOS και ένα σενάριο NLOS δίνονται στον πίνακα (5.7).



Εικόνα 5.11: Αύξηση της τιμής της r.m.s delay spread σε συνάρτηση με την τιμή του κατωφλίου και με την απόσταση TX-RX για το NLOS σενάριο 13.

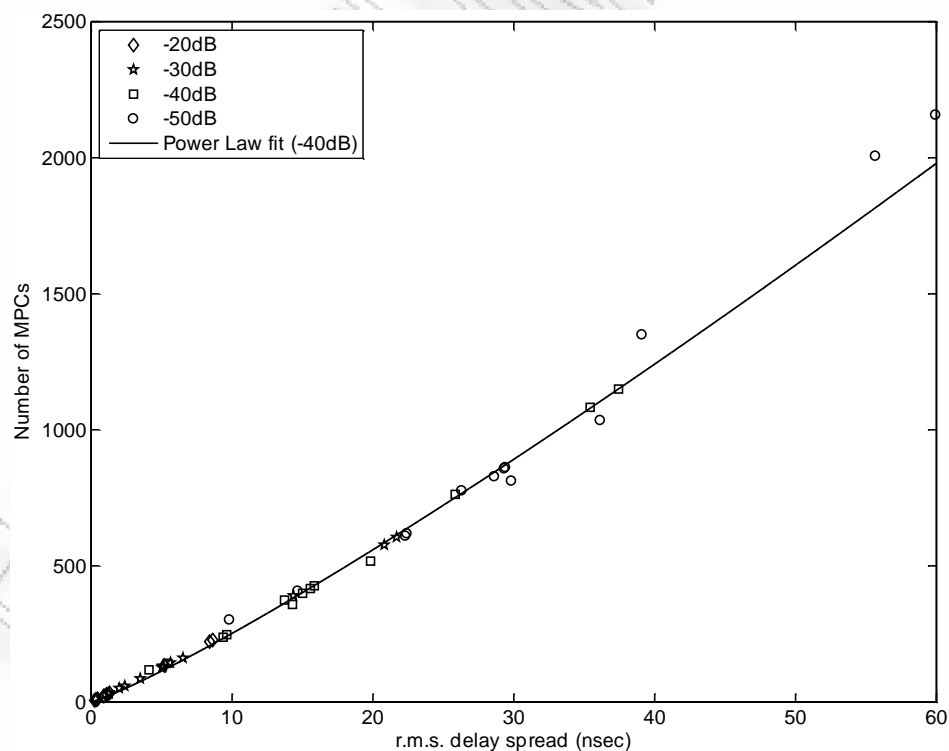
Στην συνέχεια εξετάζεται η σχέση μεταξύ του μέσου πλήθους των συνιστωσών MPC  $\bar{N}$ , πλήθος το οποίο υπολογίσθηκε από όλες τις στατικές μετρήσεις οι οποίες πραγματοποιήθηκαν κατά την διάρκεια της καμπάνιας στο αεροσκάφος C130, και της αντίστοιχης r.m.s. εξάπλωσης καθυστέρησης. Η τάση παραμένει ακριβώς η ίδια, οπότε και πάλι μπορεί να χρησιμοποιηθεί εκθετική σχέση της μορφής

$\bar{N} \propto \bar{\tau}_{rms}^c$  και για την μοντελοποίηση της εξάρτησης αυτής. Οι τιμές του εκθέτη  $c$  υπάρχουν στον πίνακα (5.7).

**Πίνακας 5.7:** Εκθέτες για την σχέση μεταξύ του πλήθους των  $mrcs$  και της  $r.m.s$  εξάπλωσης καθυστέρησης.

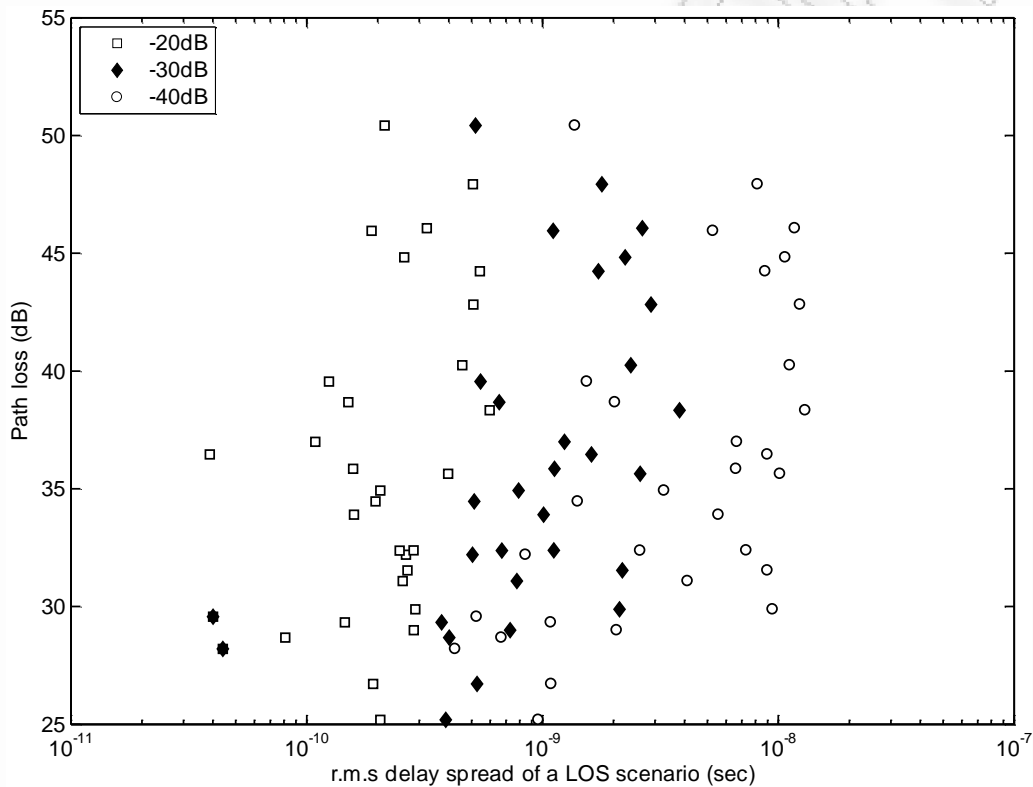
| Threshold (dB) | b1 (LOS) | b2 (NLOS) | c (Campaign) |
|----------------|----------|-----------|--------------|
| -50            | 1.14     | 1.03      | 1.27         |
| -40            | 1.14     | 1.08      | 1.15         |
| -30            | 1.09     | 1.04      | 1.06         |
| -20            | 1.02     | 1.04      | 1.04         |

Η εικόνα (5.12) παρουσιάζει την εκθετική εξάρτηση του μέσου πλήθους των συνιστωσών MPC από την  $r.m.s$  εξάπλωση καθυστέρησης για τιμή κατωφλίου ίση με -40dB.



**Εικόνα 5.12:** Προσαρμογή της  $r.m.s$  delay spread της καμπάνιας σε σχέση με το μέσο πλήθος των συνιστωσών MPC

Στην συνέχεια εξετάζεται η εξάρτηση της r.m.s. delay spread από την απόσταση μεταξύ πομπού-δέκτη. Παρατηρείται ότι η r.m.s. delay spread αυξάνεται με την απόσταση, οπότε συμπεραίνεται ότι η r.m.s. delay spread και η απώλεια διαδρομής (path loss) αυξάνουν από κοινού. Η τάση αυτή για διάφορες θέσεις μεταξύ πομπού-δέκτη σε ένα σενάριο LOS απεικονίζεται στην εικόνα (5.13). Το ίδιο φαινόμενο παρατηρείται και στην [8].



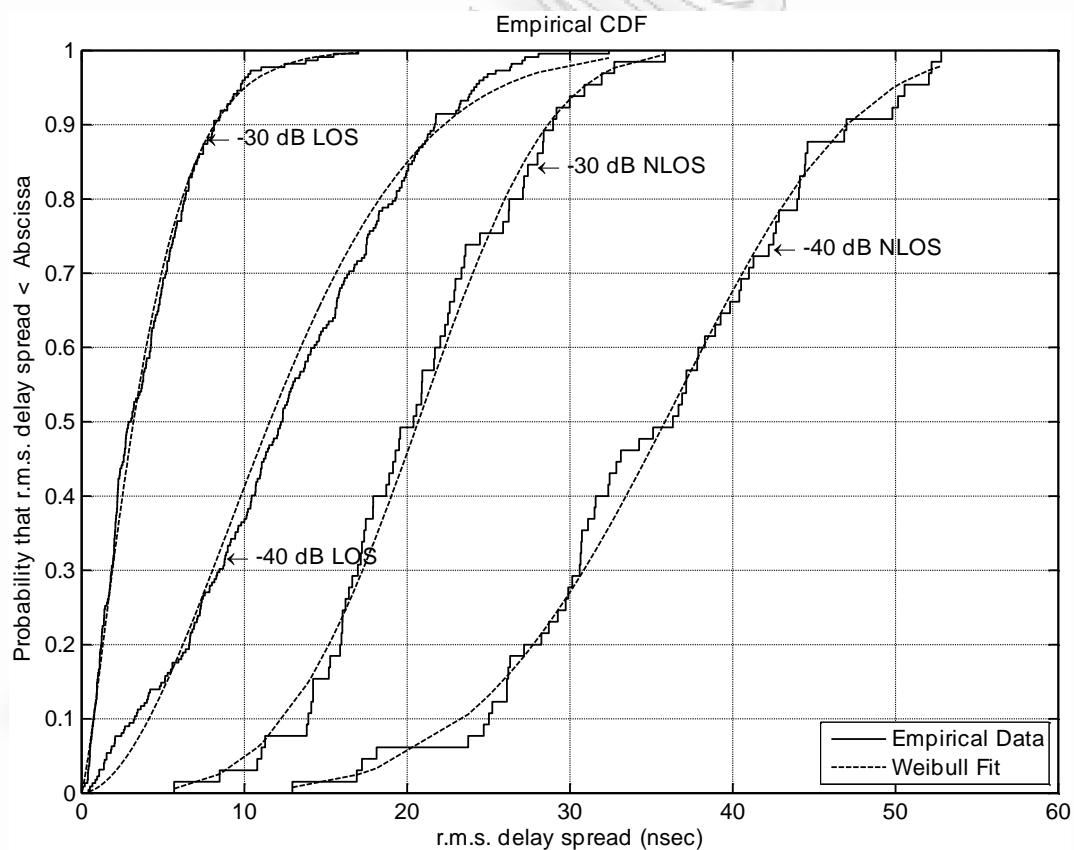
**Εικόνα 5.13:** Απώλεια διαδρομής (Path-loss) σε συνάρτηση με την r.m.s. εξάπλωση καθυστέρησης για ένα σενάριο LOS.

Στη συνέχεια εξετάστηκε μέσω του ελέγχου υπόθεσης Kolmogorov-Smirnov (K-S) η βέλτιστη προσαρμογή της αθροιστικής συνάρτησης κατανομής (cumulative distribution function cdf) της r.m.s delay spread για όλα τα σενάρια LOS και NLOS και για τιμές κατωφλίου ίσες με -30dB και -40dB.

Το Kolmogorov-Smirnov (K-S) τεστ χρησιμοποιείται για να καθορίσει την αποτελεσματικότητα (βαθμό) της προσαρμογής της υπό-εξέταση κατανομής για



ποσοστό αξιοπιστίας δείγματος ίσο με 5%. Εάν το αποτέλεσμα του K-S τεστ βγει ίσο με μηδέν τότε οι τιμές της r.m.s delay spread ακολουθούν την προκαθορισμένη κατανομή. Εάν όμως το αποτέλεσμα του K-S τεστ βγει ίσο με την μονάδα τότε απορρίπτεται η υπόθεση ότι οι τιμές της r.m.s delay spread ακολουθούν την προκαθορισμένη κατανομή. Οι κατανομές οι οποίες εξετάστηκαν ήταν οι Lognormal, Nakagami, Rayleigh, Rice και Weibull. Μεγαλύτερος βαθμός επιτυχίας παρατηρήθηκε από την κατανομή Weibull. Οι cdf της r.m.s delay spread απεικονίζονται στην εικόνα (5.14). Τα απεικονιζόμενα δεδομένα προσαρμόζονται ικανοποιητικά με την κατανομή Weibull. Η κατανομή Weibull ορίζεται από την σχέση  $y = abx^{b-1}e^{-ax^b}$ , όπου ο συντελεστής  $a$  είναι η παράμετρος κλιμάκωσης (scale parameter), ενώ ο συντελεστής  $b$  είναι η παράμετρος μορφής (shape parameter). Οι τιμές των παραμέτρων  $a$ ,  $b$  της κατανομής Weibull δίνονται στον πίνακα (5.8).



**Εικόνα 5.14:** Cumulative distribution function της r.m.s delay spread της καμπάνιας για τιμή κατωφλίου ίση με -30dB και -40dB.

**Πίνακας 5.8:** Τιμές των παραμέτρων της κατανομής Weibull που προσομοιώνει την cdf της r.m.s delay spread.

| Scenario Type | Distribution | Threshold |         |
|---------------|--------------|-----------|---------|
|               |              | -30 dB    | -40dB   |
| LOS           | Weibull      | a=4.25    | a=14.12 |
|               |              | b=1.28    | b=1.83  |
| NLOS          | Weibull      | a=22.85   | a=38.93 |
|               |              | b=3.68    | b=4.43  |

### 5.3 Χρονική συσχέτιση

Η χρονική συσχέτιση (temporal correlation) μεταξύ των γειτονικών πολυδιαδρομικών συνιστωσών (MPCs) ενός PDP υπολογίσθηκε κάνοντας χρήση του χωρικού μέσου όρου των δειγμάτων. Η χρονική συσχέτιση ορίζεται σύμφωνα με την σχέση (5.5),

$$\rho_{a_{k,k+1}} = \frac{E \{ a_k - \bar{a}_k \} \{ a_{k+1} - \bar{a}_{k+1} \}}{\sqrt{E \{ a_k - \bar{a}_k \}^2 \{ a_{k+1} - \bar{a}_{k+1} \}^2}} \quad (5.5)$$

όπου,  $a_k$  και  $a_{k+1}$  είναι το πλάτος του  $k$ -οστού και του  $k+1$ -οστού bin αντίστοιχα ενώ  $\bar{a}_k$  και  $\bar{a}_{k+1}$  είναι οι αντίστοιχοι χωρικοί μέσοι όροι των τιμών. Η τιμή της χρονικής συσχέτισης των δειγμάτων του PDP  $\rho_{a_{k,k+1}}$  υπολογίσθηκε για κάθε ένα σενάριο ξεχωριστά και για όλες τις πιθανές τιμές του  $k$ , δηλαδή για όλα τα γειτονικά bins. Η μέση τιμή όλων αυτών των delay taps όλων των σεναρίων μέτρησης βρέθηκε ότι είναι μικρότερη της τιμής 0.15. Το γεγονός αυτό δείχνει ότι το φαινόμενο της χρονικής συσχέτισης των δειγμάτων είναι αμελητέο. Το παραπάνω συμπέρασμα έρχεται σε διαφωνία με παρατηρήσεις που έχουν γίνει για το περιβάλλον εσωτερικού χώρου της [9] αλλά αυτό είναι λογικό αφού το μεγάλο πλήθος των σκεδαστών μέσα στο αεροσκάφος είναι ομοιόμορφα κατανεμημένοι μέσα σε αυτό και έτσι οι διαφορετικές πολυδιαδρομικές συνιστώσες αντιστοιχούν σε διαφορετικούς και διαχωρίσιμους (resolvable) σκεδαστές με αποτέλεσμα να

υπάρχει χαμηλός βαθμός χρονικής συσχέτισης των δειγμάτων. Παρόμοια αποτελέσματα καταγράφηκαν στις [10]-[12].

### Βιβλιογραφία.

- [1] Denis and J. Keignart, "postprocessing framework for enhanced UWB channel modeling from band-limited measurements," in Proc. IEEE Conf. UWB Systems and Technologies (UWBST 2003), Reston, VA, Nov. 2003, pp. 260–264.
- [2] C.C.Chong, Y.E.Kim, S.K.Yong, S.S.Lee, "Statistical characterization of the UWB propagation channel in indoor residential environment", Wiley J. Wireless Commun. Mobile Computing, vol.5, no.5, pp.503-512, Aug. 2005.
- [3] A.F.Molisch, D.Cassioli, C.C.Chong, S. Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H.G. Schantz, K.Siwiak, and M.Z. Win. "A Comprehensive Standardized Model for UWB Propagation Channels", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol.54, no.11, pp.3151-3166, 2006.
- [4] John. Karedal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson, and A.F. Molisch, "A Measurement-Based Statistical Model for Industrial Ultra-Wideband Channels", IEEE Trans. on Wireless Commun., vol.6, no.8, pp.3028- 3037, Aug. 2007.
- [5] Porrat and Y. Serfaty, "Sub-band Analysis of NLOS Indoor Channel Responses", Proc. IEEE PIMRC2008, pp.1-5, Sep. 15-18, 2008.
- [6] K.Siwiak, H.L.Bertoni and S.M.Yano, "Relation between multipath and wave propagation attenuation", IEE Electronic Letters, vol.39, pp.142- 143, Jan. 2003.
- [7] C. Chong, Y. Kim, S. Lee, "UWB Indoor Propagation Channel Measurements and Data Analysis in Various Types of High-Rise Apartments", in Proc. IEEE Veh. Tech. Conf., VTC2004-Fall, 2004.

- [8] S.S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. Rice, W. Turin and V. Tarokh, "Measurement and Modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel", IEEE Trans. on Commun., vol.52, no.10, pp.1786-1796, 2004.
- [9] A.F.Molisch,"Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurements and Modeling", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.54, no.5, pp. 1528-1545, Sep. 2005.
- [10] J.Ahmadi-Shokouh and R.C.Qiu, "Ultra-wideband (UWB) communications channel measurements- a tutorial review", Int. J. Ultra Wideband Communications and Systems, vol. 1, no.1, pp.11-31, 2009.
- [11] Cassioli, M. Z. Win, and A. F. Molisch, "The ultra-wide bandwidth indoor channel: From statistical model to simulations," IEEE J. Sel. Areas Commun. , vol.20, no.6, pp. 1247–1257, 2002.
- [12] C. Chong, S.K. Yong, "A Generic Statistical-Based UWB Channel Model for High-Rise Apartments", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol.53, no 8, pp. 2389 - 2399, Aug. 2005.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΑΙΑ

## 6. ΣΤΑΤΙΣΤΙΚΗ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΚΑΝΑΛΙΟΥ UWB

### 6.1 Μοντέλα χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου UWB.

Πολλές μελέτες οι οποίες έχουν γίνει για το κανάλι UWB [1]-[5] έχουν παρατηρήσει ότι οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες έχουν την τάση να σχηματίζουν κατά την πορεία τους προς τον δέκτη πολλαπλές ομάδες (clusters) κάθε μία από τις οποίες αποτελείται από πλήθος διαφορετικών μεταξύ τους ακτίνων (rays). Η δημιουργία των ομάδων οφείλεται στην ύπαρξη των σκεδαστών οι οποίοι είναι συγκεντρωμένοι στον συγκεκριμένο κάθε φορά χώρο.

Ένα από τα κύρια μοντέλα που προβλέπουν την δημιουργία ομάδων για τα στενής και ευρείας ζώνης συστήματα είναι το μοντέλο Saleh-Valenzuela (S-V model) [6]. Σχετικά με τον χαρακτηρισμό του ραδιοδιαύλου UWB τα πράγματα διαφοροποιούνται. Στην βιβλιογραφία, μπορεί κανείς να βρει και αρκετές προσεγγίσεις χαρακτηρισμού ραδιοδιαύλου UWB σημαντικότερες των οποίων είναι:

1. Το μοντέλο μίας ομάδας (single cluster) το οποίο ονομάζεται και Single Poisson μοντέλο, ομάδα η οποία παρουσιάζει εκθετικό προφίλ καθυστέρησης ισχύος [7].
2. Το εκθετικό λογαριθμοκανονικό μοντέλο [8] το οποίο μπορεί να θεωρηθεί ως μια τροποποίηση της προσέγγισης του μοντέλου της μιας ομάδας (modified Poisson model).
3. Το μοντέλο των ομάδων το οποίο είναι μια τροποποίηση του μοντέλου S-V για τα συστήματα UWB (cluster model).

Το PDP και στα τρία μοντέλα ορίζεται από την εξίσωση (6.1).

$$p(\tau) = \sum_i p_i \delta(\tau - \tau_i) \quad ; \quad \sum_i p_i = 1 \quad (6.1)$$

οπότε όπως είναι φανερό ορίζεται μοναδικά από το σύνολο  $p_i, \tau_i$ . Σύμφωνα με την θεωρία της πληροφορίας, για ένα δεδομένο εύρος συχνοτήτων  $W$ , η κρουστική απόκριση (και κατά επέκταση το προφίλ καθυστέρησης της ισχύος) καθορίζεται πλήρως από ένα σύνολο δειγμάτων τα οποία απέχουν απόσταση ίση με  $1/W$  ή λιγότερο, οπότε, ένας τρόπος για να χαρακτηρίσει κανείς ένα PDP είναι μέσω του συνόλου δειγμάτων τα οποία απέχουν κατά  $1/W$ , δηλαδή  $\tau_i = i/W, i = 0, 1, 2, \dots$  και το αποτέλεσμα αφορά κάθε εύρος συχνότητας  $W$  ή μικρότερο. Την προσέγγιση αυτήν ακολουθούν τα μοντέλα μίας ομάδας και εκθετικό λογαριθμοκανονικό. Εναλλακτικά, θα μπορούσε κανείς να μοντελοποιήσει τις πολυδιαδρομικές συνιστώσες θεωρώντας ότι αυτές καταφθάνουν με τυχαίες καθυστερήσεις μην λαμβάνοντας καθόλου υπόψη τον παράγοντα  $1/W$ . Την προσέγγιση αυτή ακολουθεί το μοντέλο πολλαπλών ομάδων.

Στο μοντέλο μίας ομάδας (single cluster-Poisson), όλο το PDP θεωρείται ως μία ομάδα η οποία παρουσιάζει εκθετικό προφίλ καθυστέρησης ισχύος. Οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες θεωρούνται ως διαδικασίες Poisson και έχουν ρυθμό άφιξης  $\lambda$ . Το PDP είναι συνάρτηση της χρονικής καθυστέρησης  $\tau$  και αναπαρίσταται από δείγματα τα οποία απέχουν μεταξύ τους κατά  $1/W$ . Το πλάτος του πρώτου όρου του PDP λαμβάνεται ως αναφορά. Όλοι οι υπόλοιποι όροι φθίνουν κατά  $r \exp(-\tau/\varepsilon)$ , όπου  $\tau, \varepsilon$  έχουν τιμή σε ns. Οι παράμετροι οι οποίες υπολογίζονται είναι ο λόγος ισχύος του δεύτερου όρου ως προς τον πρώτο  $r$  και το  $\varepsilon$  που είναι ο ρυθμός με τον οποίο μειώνονται κατά πλάτος οι συνιστώσες MPC οι οποίες ακολουθούν την πρώτη. Η εκθετική πτώση του PDP περιορίζεται στο  $\tau = 5\varepsilon$  και η εξίσωση (6.1) για την περίπτωση του μοντέλου μίας ομάδας δίνεται ως

$$p_i = \begin{cases} c & \tau_i = 0 \\ cr \exp(-\tau_i/\varepsilon) & 0 < \tau_i \leq 5\varepsilon \end{cases} \quad (6.2)$$

όπου  $c$  είναι μια σταθερά κανονικοποίησης η οποία εκλέγεται έτσι ώστε το άθροισμα των  $p_i$  να είναι ίσο με την μονάδα.



Οι κατανομές των  $\tau, \varepsilon$  θεωρούνται ως λογαριθμοκανονικές, δηλαδή οι μεταβλητές  $10\log\tau, 10\log\varepsilon$  είναι Gaussian τυχαίες μεταβλητές μέσα σε όλο το πλήθος των πιθανών πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Τελικά το μοντέλο δίνει τιμές για την μέση τιμή και την τυπική απόκλιση αυτών των μεταβλητών.

Στο εκθετικό-λογαριθμοκανονικό μοντέλο υπάρχει διαχωρισμός στο PDP ανάλογα με το εάν υπάρχει LOS η NLOS τοπολογία μεταξύ πομπού και δέκτη. Η ισχύς των NLOS πολυδιαδρομικών συνιστωσών θεωρείται λογαριθμοκανονική τυχαία διαδικασία η οποία μεταβάλλεται με την καθυστέρηση μειούμενη εκθετικά με τον χρόνο. Για τις LOS πολυδιαδρομικές συνιστώσες υπάρχει ένας ξεχωριστός όρος για την ελάχιστη τιμή της χρονικής καθυστέρησης ο οποίος ακολουθείται από έναν εκθετικό λογαριθμοκανονικό όρο ίδιο με αυτόν της περιπτώσεως των NLOS πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Για το συγκεκριμένο μοντέλο και για  $\tau_i = i/W, i = 0, 1, 2, \dots$  το PDP της εξίσωσης (6.1) τροποποιείται σύμφωνα με την σχέση (6.3).

$$p_i = \left\{ \begin{array}{ll} k \exp\left(-\tilde{\alpha}\tau_i/\tilde{\tau}_{rms}\right)s(\tau_i) & i \geq 0 \quad NLOS \\ 10^{A/10} & i = 0 \quad LOS \\ k \exp\left(-\tilde{\alpha}\tau_i/\tilde{\tau}_{rms}\right)s(\tau_i) & i > 0 \quad LOS \end{array} \right\} \quad (6.3)$$

όπου  $\tilde{a}$  είναι η εκθετική σταθερά εξασθένησης η οποία μεταβάλλεται με την απόσταση πομπού-δέκτη,  $A$  είναι το πλάτος του απευθείας LOS κύματος το οποίο μεταβάλλεται και αυτό με την απόσταση,  $s(\tau_i)$  είναι μια λογαριθμοκανονική διαδικασία,  $\tilde{\tau}_{rms}$  είναι η μέση τιμή της r.m.s εξάπλωσης καθυστέρησης και  $k$  είναι ένας παράγοντας κανονικοποίησης ο οποίος κάνει το άθροισμα όλων των  $p_i$  να είναι ίσο με το 1. Στο άθροισμα συμπεριλαμβάνεται και η πρώτη απευθείας συνιστώσα.

Το μοντέλο των ομάδων (cluster model) είναι το μοντέλο καθυστέρησης το οποίο έχει υιοθετηθεί από το IEEE 802.15.3a για τα (Personal Area Networks) PAN-UWB [9] και είναι μια τροποποίηση του μοντέλου Saleh-Valenzuela. Βασίζεται σε εξαντλητικές καμπάνιες μετρήσεων οι οποίες έχουν πραγματοποιηθεί σε οικιακό και βιομηχανικό περιβάλλον και περιλαμβάνει μετρήσεις οι οποίες έγιναν για μέγιστη απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ίση με 10m. Κύρια διαφορά σε σχέση με το μοντέλο της μιας ομάδας είναι ότι εδώ υπάρχουν αρκετές ομάδες οι οποίες μειώνονται εκθετικά με διαφορετικό τρόπο η μία από την άλλη, και εδώ υπάρχει διαφορά και με το εκθετικό-λογαριθμικό μοντέλο. Τόσο οι ρυθμοί άφιξης των ομάδων όσο και οι ρυθμοί άφιξης των ακτίνων οι οποίες συνθέτουν κάθε μια ομάδα ξεχωριστά είναι διαφορετικοί.

Το γενικής μορφής προφίλ καθυστέρησης της ισχύος της (6.1) τροποποιείται ως

$$p(\tau) = c \sum_l |\xi_l|^2 \sum_k \overline{|\beta_{k,l}|^2} \delta(\tau - T_l - \tau_{k,l}) \quad (6.4)$$

Όπου  $l$  είναι ο δείκτης των ομάδων ( $l = 0, 1, 2, \dots$ ),  $k$  είναι ο δείκτης των ακτίνων μέσα σε κάθε μια ομάδα ( $k = 0, 1, 2, \dots$ ),  $T_l$  είναι η καθυστέρηση της πρώτης ακτίνας της  $l$ -οστής ομάδας,  $\tau_{k,l}$  είναι η καθυστέρηση της  $k$ -οστής ακτίνας της  $l$ -οστής ομάδας η οποία μετρήθηκε την χρονική στιγμή  $\tau = T_l$ ,  $|\xi_l|^2$  είναι ο παράγοντας κλίμακας (scale factor) για την  $l$ -οστή ομάδα,  $\overline{|\beta_{k,l}|^2}$  είναι η τοπική μέση τιμή της ισχύος της  $k$ -οστής ακτίνας της  $l$ -οστής ομάδας, και τέλος  $c$  είναι ο παράγοντας κανονικοποίησης ο οποίος κάνει το άθροισμα όλων των όρων ίσο με την μονάδα.

Ο παράγοντας κλίμακας (scale factor)  $|\xi_l|^2$  της  $l$ -οστής ομάδας είναι ανεξάρτητος από ομάδα σε ομάδα. Η κατανομή του είναι λογαριθμοκανονική και παρουσιάζει τυπική απόκλιση  $\sigma_l$  σε (dB). Δεν παρουσιάζει χωρική διακύμανση. Τόσο η χρονική καθυστέρηση των ομάδων  $T_l$ , όσο και η χρονική καθυστέρηση των ακτίνων μέσα

στην συγκεκριμένη ομάδα  $\tau_{k,l}$  έχουν στατιστικές Poisson με ρυθμούς άφιξης  $\Lambda, \lambda$  αντίστοιχα. Το μέσο πλάτος των ακτίνων  $\overline{|\beta_{k,l}|^2}$  είναι η τοπική μέση τιμή των  $|\beta_{k,l}|^2$  η οποία είναι μορφής

$$\overline{|\beta_{k,l}|^2} \propto \exp -T_l/\Gamma \exp -\tau_{k,l}/\gamma \quad (6.5)$$

Η σχέση (6.5) δείχνει ότι το πλάτος των ομάδων μειώνεται με εκθετικό ρυθμό με χρονική σταθερά μείωσης  $\Gamma$  καθώς επίσης ότι το πλάτος των ακτίνων μέσα σε κάθε ομάδα μειώνεται και αυτό με εκθετικό ρυθμό και με χρονική σταθερά μείωσης ίση με  $\gamma$ .

Η χωρική διακύμανση του  $\overline{|\beta_{k,l}|^2}$  μοντελοποιείται ως λογαριθμοκανονική τυχαία μεταβλητή με μέση τιμή ίση με το μηδέν (σε dB) και με τυπική απόκλιση ίση με  $\sigma_2$  (επίσης σε dB).

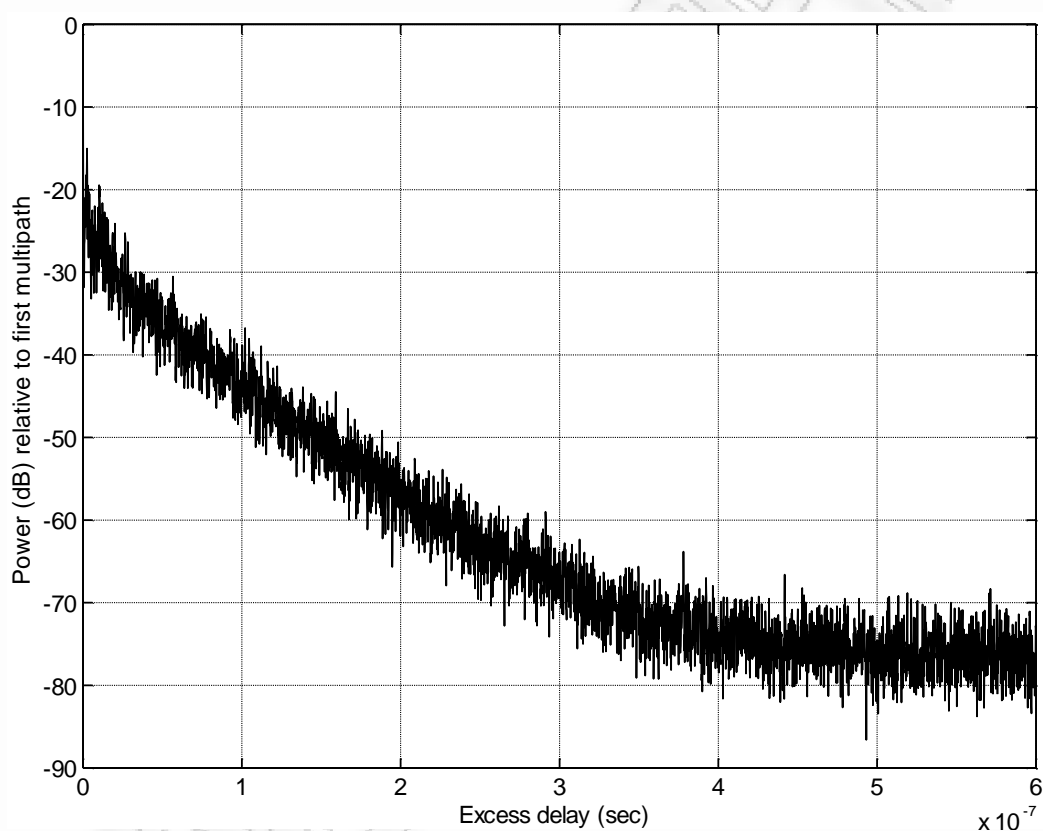
Σύμφωνα με όλα τα παραπάνω το PDP για το μοντέλο των ομάδων χαρακτηρίζεται πλήρως από την ομάδα των παραμέτρων  $(\Lambda, \lambda, \Gamma, \gamma, \sigma_1, \sigma_2)$ .

Στην [10] πραγματοποιείται σύγκριση των τριών μεθόδων προσέγγισης για την μοντελοποίηση του καναλιού UWB και γίνεται υπογράμμιση των θετικών και αρνητικών σημείων κάθε μιας μεθόδου. Στην παρούσα ερευνητική προσπάθεια παρατηρήθηκε τόσο η ύπαρξη παραπάνω από μιας ομάδων στο PDP όσο και διαφορετικοί τρόποι με τους οποίους μειώνονται τόσο οι ομάδες όσο και οι ακτίνες οι οποίες τις αποτελούν, οπότε, για τον χαρακτηρισμό επιλέγηκε η παραπάνω αναφερόμενη τροποποιημένη μορφή του μοντέλου S-V.

Τα προφίλ τα οποία χρησιμοποιήθηκαν για την εξαγωγή των παραμέτρων του μοντέλου S-V είναι η μέση τιμή των τοπικών PDPs τα οποία υπολογίσθηκαν από τις μετρήσεις που πάρθηκαν σε όλες τις θέσεις μεταξύ πομπού και δέκτη σε ένα σενάριο. Για τον τελικό υπολογισμό των παραμέτρων χρησιμοποιήθηκε από κάθε

ένα σενάριο η μέση τιμή APDP (averaged power delay profile APDP) των κατά τόπους PDPs.

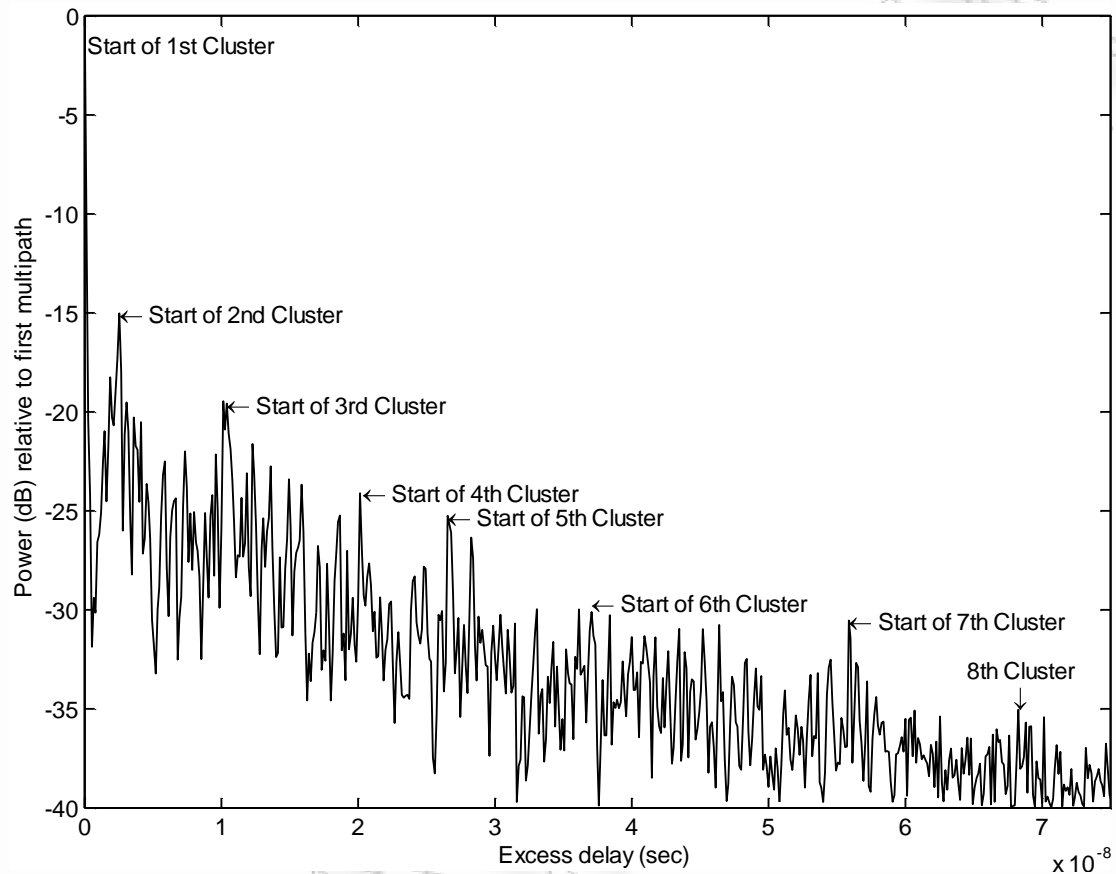
Οι παράμετροι υπολογίσθηκαν εφαρμόζοντας στο APDP κατώφλι τιμής ίσης με  $-40\text{dB}$ . Η εικόνα (6.1) παρουσιάζει το APDP ενός σεναρίου LOS στο οποίο δεν έχει εφαρμοσθεί κανενός είδους κατώφλι, ενώ η εικόνα (6.2) παρουσιάζει το ίδιο APDP αφού όμως έχει εφαρμοσθεί σε αυτό το κατώφλι των  $-40\text{dB}$ . Στην εικόνα (6.2) γίνεται φανερή η ύπαρξη ομάδων οι οποίες και σημειώνονται.



Εικόνα 6.1: Τυπικό μέσης τιμής στο χώρο προφίλ καθυστέρησης (APDP) ενός σεναρίου LOS χωρίς την εφαρμογή κατωφλίου αποκοπής.

Οι τιμές των παραμέτρων του μοντέλου, ο αριθμός των ομάδων όσο και ο τρόπος με τον οποίο μειώνεται η ισχύς σε ένα APDP εξαρτώνται σημαντικά από την τιμή του κατωφλίου αποκοπής της ισχύος. Η επιλογή της τιμής των  $-40\text{dB}$  υιοθετήθηκε

γιατί η ενέργεια η οποία μεταφέρεται από τα MPCs με αυτήν την τιμή πλησιάζει το 99% της συνολικής ενέργειας του APDP.



Εικόνα 6.2: Τυπικό μέσης τιμές στο χώρο προφίλ καθυστέρησης (APDP) ενός σεναρίου LOS με την εφαρμογή κατωφλίου τιμής -40dB.

## 6.2 Προσδιορισμός των ομάδων.

Το πρώτο μέλημα κατά την διάρκεια της στατιστικής μοντελοποίησης είναι ο προσδιορισμός των ομάδων των πολυδιαδρομικών συνιστωσών (clusters). Είναι προφανές ότι η θέση και το μέγεθος των ομάδων θα εξαρτάται από την συγκεκριμένη δομή του περιβάλλοντος στο οποίο πάρθηκαν οι μετρήσεις. Η αναγνώριση των ομάδων μπορεί να γίνει με την χρήση στατιστικών τεχνικών πλην όμως ο αυτόματος προσδιορισμός του χρονικού πεδίου μέσα στο οποίο εκτείνεται

μια ομάδα είναι πάρα πολύ δύσκολος και τα αποτελέσματα είναι αμφισβητούμενα. Έτσι είναι σύνηθες οι ομάδες να αναγνωρίζονται με οπτική μέθοδο εντοπισμού (eye inspection). Η διαδικασία αυτή ακολουθήθηκε και στην παρούσα έρευνα. Το κύριο κριτήριο για να θεωρείται μια περιοχή του APDP ότι αποτελεί μια ξεχωριστή ομάδα ήταν η ξαφνική και απότομη βήματος αύξηση της ισχύος, αύξηση η οποία εμφανιζόταν στο APDP το οποίο περίμενε κανείς φυσιολογικά να μειώνεται συνεχώς σε ισχύ στην πορεία του χρόνου. Κάθε ομάδα ορίζεται από τον χρόνο άφιξης (TOA) της πρώτης συνιστώσας MPC, και το πλάτος το οποίο έχει το συγκεκριμένο MPC είναι και το πλάτος κορυφής (μέγιστο) της ομάδας. Παρατηρώντας την εικόνα (6.2) μπορεί κανείς να διακρίνει 7 διαφορετικές ομάδες. Εξετάζοντας όλα τα σενάρια βρέθηκε ότι ο αριθμός των ομάδων κυμαίνεται από 7 έως 14 στα σενάρια LOS, ενώ στα NLOS σενάρια ο αριθμός αυτός κυμαινόταν από 16 έως 18. Στην [11] σε καμπάνια λήψης μετρήσεων σε περιβάλλον εσωτερικού χώρου οι ερευνητές έχοντας κεντρική συχνότητα στα 5GHz και χρησιμοποιώντας εύρος συχνοτήτων 1.25GHz κατέγραψαν μία μόνο ομάδα, ενώ στην [1] που αφορά μετρήσεις οι οποίες έγιναν σε διαμερίσματα, ανιχνεύτηκαν από 1 έως 6 ομάδες στα LOS σενάρια και από 1 έως 8 ομάδες στα σενάρια NLOS. Ο λόγος για τον οποίο στην παρούσα καμπάνια μετρήσεων το πλήθος των ομάδων είναι αυξημένο είναι ότι το περιβάλλον του αεροσκάφους C130 είναι μια κλειστή μεταλλική καμπίνα. Μεγάλος αριθμός ομάδων παρουσιάζεται επίσης στην μελέτη [3] η οποία αφορά μετρήσεις σε κανάλια εξωτερικού χώρου.

### **6.3 Υπολογισμός του μέσου ρυθμού άφιξης των ομάδων $\Lambda$ και του παράγοντα εκθετικής απόσβεσης των ομάδων $\Gamma$ .**

Σύμφωνα με το τροποποιημένο για τα UWB μοντέλο S-V οι χρόνοι που παρεμβάλλονται μεταξύ των διαδοχικών αφίξεων των ομάδων περιγράφονται από την εκθετική συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας (pdf) η οποία δίνεται από την σχέση (6.6).

$$p(T_l | T_{l-1}) = \Lambda \exp[-\Lambda(T_l - T_{(l-1)})], \quad l > 0 \quad (6.6)$$

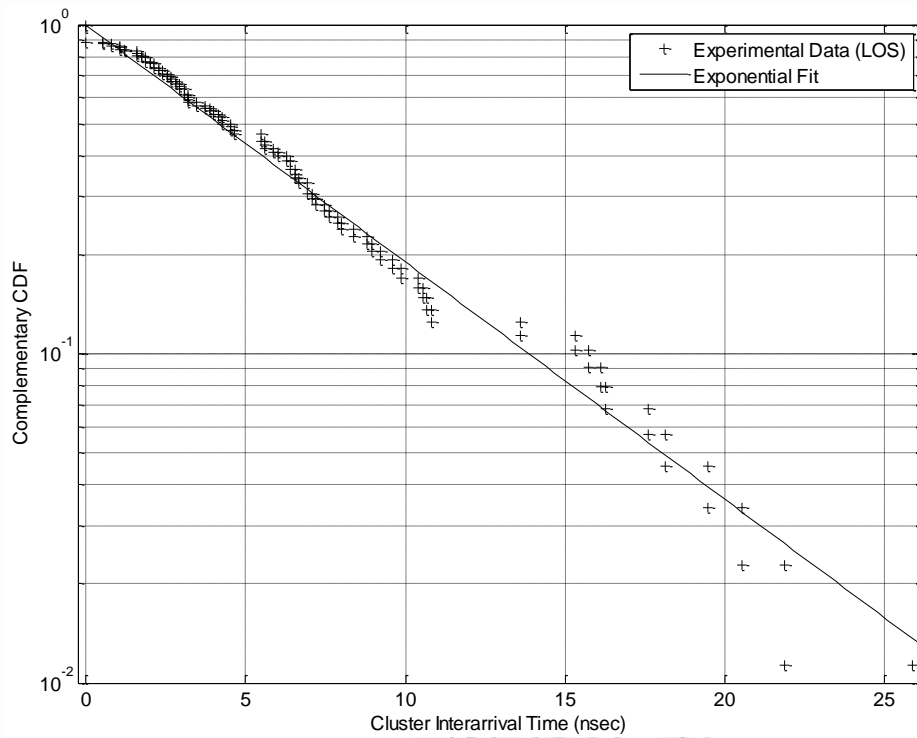
όπου  $\Lambda$  είναι ο μέσος ρυθμός άφιξης των ομάδων. Οι παράγοντες  $\Lambda$ ,  $T_l$ ,  $l$  της σχέσης (6.6) χαρακτηρίζονται ως εντός ομάδας παράμετροι (inter-cluster parameters). Για τον υπολογισμό του μέσου ρυθμού άφιξης των ομάδων  $\Lambda$  ακολουθείται η παρακάτω διαδικασία:

1. Αρχικά υπολογίζονται μέσα σε κάθε APDP οι διαφορές  $\Delta T_l$  των χρόνων άφιξης μεταξύ των διαδοχικών ομάδων  $T_{l-1}$  και  $T_l$  από την σχέση  $\Delta T_l = T_l - T_{l-1}$ .
2. Στην συνέχεια, υπολογίζεται ο ρυθμός άφιξης των ομάδων  $\Lambda$  από την σχέση  $\Lambda = 1/\overline{\Delta T_l}$ , όπου  $\overline{\Delta T_l}$  είναι η μέση τιμή όλων των  $l$  μέσα σε κάθε APDP.

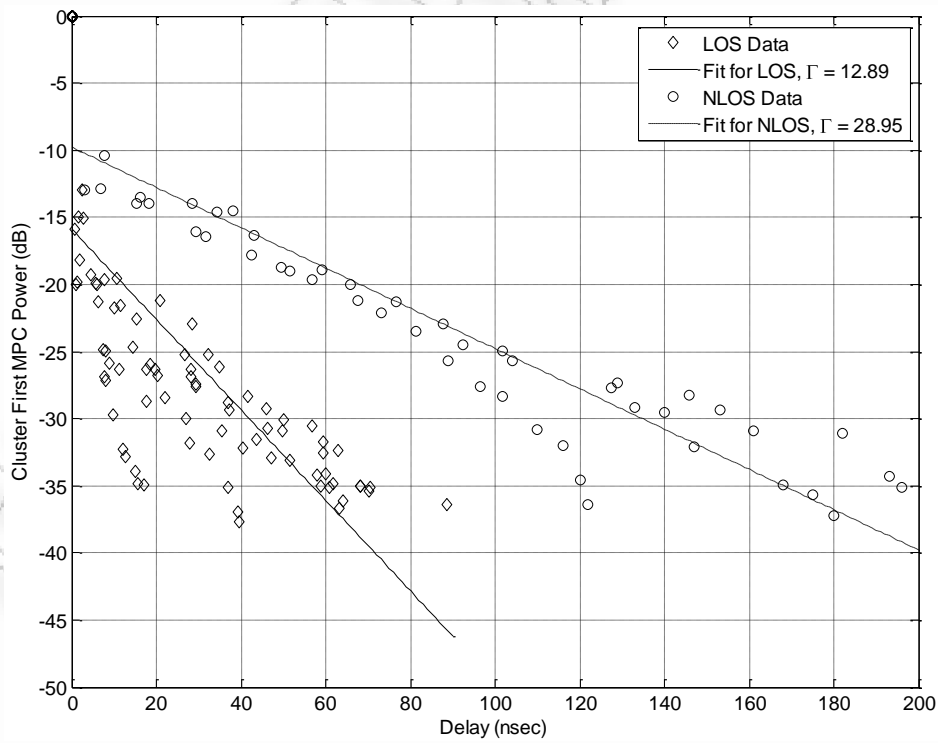
Με βάση την παραπάνω αναφερόμενη διαδικασία βρέθηκε ότι ο ρυθμός άφιξης των ομάδων  $1/\Lambda$  είναι ίσος με 6.02ns στα LOS σενάρια, ενώ η τιμή αυξάνεται στα NLOS σενάρια σε 9.95ns αντίστοιχα. Η εικόνα (6.3) παρουσιάζει την συμπληρωματική cdf των χρόνων άφιξης μεταξύ των ομάδων και την αντίστοιχη καλύτερη προσαρμογή (fit) που μπορεί να γίνει για τα σενάρια LOS.

Μετά τον προσδιορισμό του πλήθους των ομάδων ακολουθεί ο υπολογισμός του παράγοντα απόσβεσης των ομάδων  $\Gamma$ . Για τον σκοπό αυτό απαιτείται ο υπολογισμός της κλίσης της πειραματικής ευθείας  $m_T$  η οποία προσαρμόζεται βέλτιστα στην απεικόνιση της ισχύος (σε dB) των συνιστωσών οι οποίες απαρτίζουν την ομάδα. Τότε ο παράγοντας απόσβεσης των ομάδων  $\Gamma$  καθορίζεται από την σχέση  $\Gamma = \frac{10}{m_T \ln 10}$ . Η εικόνα (6.4) παρουσιάζει την σχετική ισχύ των ομάδων για

όλα τα σενάρια LOS και NLOS της καμπάνιας καθώς επίσης και τις πειραματικές γραμμές βέλτιστης προσαρμογής τους. Οι υπολογιζόμενες τιμές του παράγοντα εκθετικής εκθετικής πτώσης των ομάδων  $\Gamma$  είναι 12.89ns και 28.95ns για τα LOS και



Εικόνα 6.3: Χρόνοι άφιξης μεταξύ των ομάδων και η βέλτιστη προσαρμογή τους (fit) για τα σενάρια LOS.



Εικόνα 6.4: Υπολογισμός του παράγοντα εκθετικής πτώσης των ομάδων  $\Gamma$ .



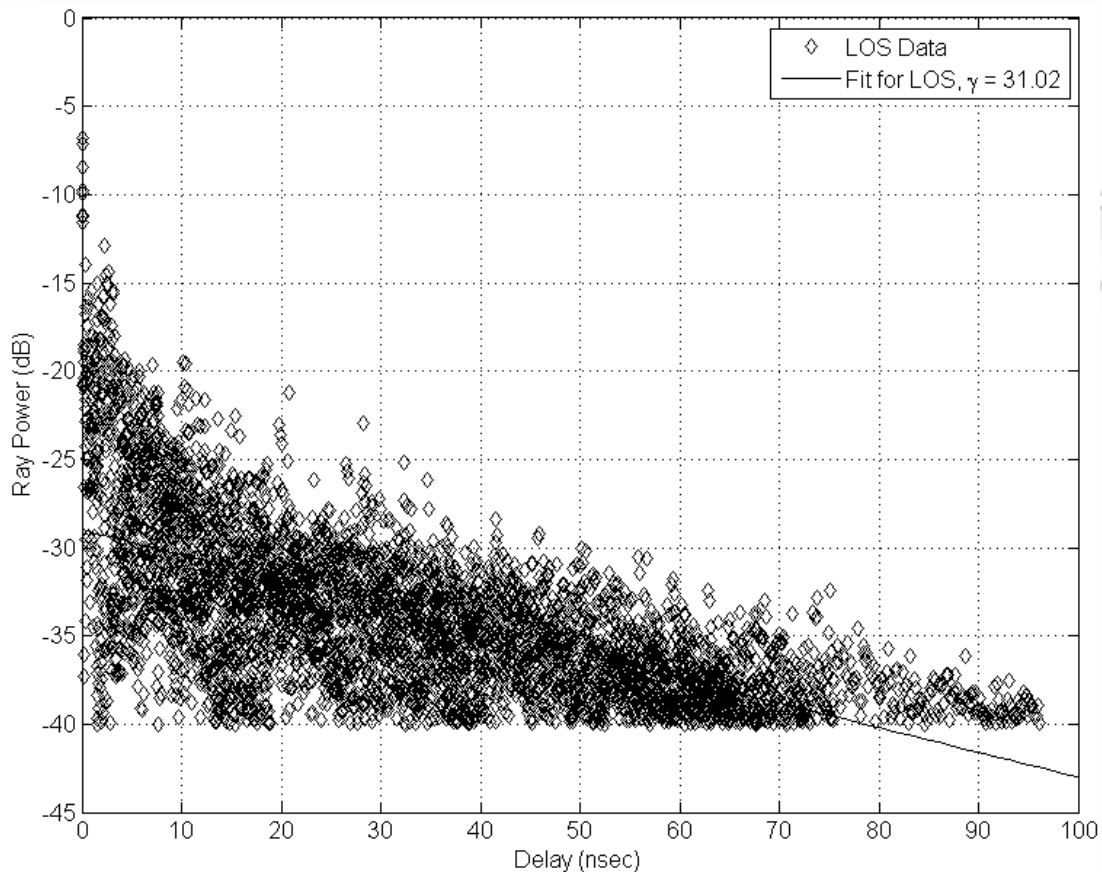
τα NLOS σενάρια αντίστοιχα. Οι τυπικές τιμές που μπορεί να βρει κανείς στην βιβλιογραφία για τον ρυθμό άφιξης των ομάδων  $1/\Lambda$  που αφορούν σενάρια μετρήσεων LOS που πραγματοποιήθηκαν σε διαμερίσματα κυμαίνονται από 8.69ns έως 11.79ns [5], ενώ για μετρήσεις που έγιναν σε κατοικίες [3] η τιμή του  $1/\Lambda$  υπολογίσθηκε σε 21.28ns. Σε μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν σε βιομηχανικό περιβάλλον [4] η τιμή του  $1/\Lambda$  υπολογίσθηκε σε 15.83ns. Για περιπτώσεις μετρήσεων σε περιβάλλον NLOS, οι τιμές που υπάρχουν στην βιβλιογραφία κυμαίνονται από 15.65ns έως 21.45ns [5], και από 12.53ns έως 16.00ns [4]. Στην [3] μια τυπική τιμή η οποία υπολογίσθηκε ήταν 8.33ns. Τυπικές τιμές για τον παράγοντα εκθετικής απόσβεσης των ομάδων  $\Gamma$  κυμαίνονται από 22.1ns έως 51.47ns [5], και από 12.62ns έως 29.78ns [4]. Η τιμή του  $\Gamma$  που αναφέρθηκε στην [3] είναι 22.61ns για τα σενάρια LOS και 26.27ns για τα σενάρια NLOS.

#### 6.4 Υπολογισμός του μέσου ρυθμού άφιξης των ακτίνων $\lambda$ και του παράγοντα εκθετικής απόσβεσης των ακτίνων $\gamma$ .

Τρία διαφορετικά μοντέλα έχουν προταθεί τα οποία σχετίζονται με τους χρόνους άφιξης των ακτίνων που συνθέτουν μια ομάδα. Το μοντέλο ίσων χρόνων άφιξης [4], [7], το μοντέλο χρόνων άφιξης Poisson [3] και το μοντέλο μίξης διαδικασιών Poisson [5]. Στην παρούσα εργασία υιοθετείται το μοντέλο των ίσων χρόνων άφιξης, οπότε ο χρόνος άφιξης των ακτίνων οι οποίες συνθέτουν κάθε ομάδα είναι ίσος με την διάρκεια του bin, δηλαδή  $\lambda = 133.3ps$ . Μετά από εκτενή εξέταση των APDP από όλα τα σενάρια, παρατηρήθηκε ότι η απόσβεση της ισχύος στην πρώτη ομάδα ήταν διαφορετική από την απόσβεση στις γειτονικές της πρώτης ομάδες. Έτσι εάν κάποιος υπολόγιζε μια κοινή τιμή του παράγοντα εκθετικής απόσβεσης των ακτίνων  $\gamma$  για όλες τις ομάδες τότε η τιμή που θα προέκυπτε θα υπερεκτιμούσε την ισχύ των ακτίνων της πρώτης ομάδας. Έτσι αποφασίσθηκε η χρήση δύο διαφορετικών τιμών για τον παράγοντα  $\gamma$ . Μια τιμή για την πρώτη ομάδα, τιμή η οποία θα δηλώνεται ως  $\gamma_0$ , και μια ξεχωριστή τιμή για τις υπόλοιπες ομάδες. Η υιοθέτηση δύο τιμών για

τον παράγοντα εκθετικής απόσβεσης των ακτίνων  $\gamma$  είναι καινοτομία η οποία παρουσιάζεται για πρώτη φορά στην παρούσα διατριβή. Με σκοπό λοιπόν τον υπολογισμό της τιμής του παράγοντα εκθετικής απόσβεσης των ακτίνων  $\gamma$  τόσο για τις ομάδες των σεναρίων LOS όσο και για τις ομάδες των σεναρίων NLOS, πραγματοποιήθηκε υπέρθεση των τιμών της κανονικοποιημένης ισχύος των ακτίνων όλων των σεναρίων LOS και NLOS ως συνάρτηση των αντίστοιχων χρονικών καθυστερήσεων τους και στην συνέχεια έγινε γραφική αναπαράστασή τους. Τέλος, ακολουθήθηκε η μέθοδος η οποία περιγράφηκε στην παράγραφο (6.2) για τον υπολογισμό του παράγοντα εκθετικής απόσβεσης των ομάδων  $\Gamma$ . Και σε αυτήν την περίπτωση απαιτήθηκε ο υπολογισμός της κλίσης της πειραματικής ευθείας  $m_\gamma$  η οποία προσαρμόζεται βέλτιστα στην απεικόνιση της ισχύος (σε dB) των ακτίνων οι οποίες απαρτίζουν κάθε ομάδα. Τότε ο παράγοντας απόσβεσης των ακτίνων  $\gamma$  καθορίζεται από την σχέση  $\gamma = \frac{10}{m_\gamma \ln 10}$ . Αντίστοιχη διαδικασία ακολουθήθηκε και για τον παράγοντα  $\gamma_0$  χρησιμοποιώντας όμως μόνο τις ακτίνες της πρώτης ομάδας. Η τιμή του παράγοντα εκθετικής πτώσης των ακτίνων  $\gamma_0$  υπολογίσθηκε σε 0.54ns για τα σενάρια LOS, ενώ η τιμή του  $\gamma$  υπολογίσθηκε σε 31.02ns και 35.95ns για τα σενάρια LOS και NLOS αντίστοιχα.

Η εικόνα (6.5) παρουσιάζει την σχετική ισχύ των ακτίνων για τα LOS σενάρια της καμπάνιας καθώς επίσης και την πειραματική γραμμή βέλτιστης προσαρμογής της. Τυπικές τιμές για τον παράγοντα εκθετικής απόσβεσης των ακτίνων  $\gamma$  κυμαίνονται από 14.27ns έως 38.62ns [5], και από 12.53ns έως 17.50ns [3], ενώ στην [4] υπολογίσθηκαν τιμές για τον παράγοντα  $\gamma$  για κάθε μία ομάδα ξεχωριστά. Ο πίνακας (6.1) παρουσιάζει συνοπτικά όλες τις τιμές των παραμέτρων του τροποποιημένου μοντέλου S-V.



Εικόνα 6.5: Υπολογισμός του παράγοντα εκθετικής πτώσης των ακτίνων  $\gamma$ .

Πίνακας 6.1: Παράμετροι SALEH-VALENZUELA

| Σενάριο | $\Gamma$ (ns) | $\gamma_0$ (ns) | $\gamma$ (ns) | $1/\Lambda$ (ns) | Μέσο Πλήθος Ομάδων |
|---------|---------------|-----------------|---------------|------------------|--------------------|
| LOS     | 12.89         | 0.54            | 31.02         | 6.02             | 8.8                |
| NLOS    | 28.95         | —               | 35.95         | 9.95             | 16.7               |

### 6.5 Κατανομή του πλάτους των πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

Πολλές καμπάνιες μετρήσεων που έχουν πραγματοποιηθεί σε κλειστούς χώρους [3], [5], [7], [10], [12] έχουν αναφέρει στατιστικές διαλείψεων μικρής κλίμακας του πλάτους των πολυδιαδρομικών συνιστωσών το οποίο βρέθηκε ότι ακολουθεί διάφορες κατανομές όπως οι Nakagami, Rayleigh, Rice και η Weibull. Στην παρούσα

ενότητα εξετάζεται το παραπάνω ζήτημα και παρουσιάζονται αποτελέσματα που σχετίζονται με το ποια από τις πιο πάνω αναφερόμενες κατανομές προσαρμόζεται βέλτιστα στα καταμετρημένα δεδομένα της καμπάνιας μετρήσεων στο αεροσκάφος C130. Για τον χαρακτηρισμό των διαλείψεων μικρής κλίμακας εκλέχθηκαν τρία σενάρια LOS και δύο σενάρια NLOS. Όλα τα δεδομένα τα οποία χρησιμοποιήθηκαν προέρχονται από πυκνές μετρήσεις. Η πυκνή μέτρηση πραγματοποιήθηκε με τον δέκτη να είναι τοποθετημένος επάνω σε διάταξη βηματικής μετακίνησης (stepper). Η απομάκρυνση του δέκτη από τον πομπό γινόταν με βήμα ίσο με 1cm. Με αυτήν την λογική πάρθηκαν σε κάθε μια περίπτωση ξεχωριστά (LOS και NLOS) 100 συνολικά διαδοχικές χωρικές μετρήσεις των συναρτήσεων μεταφοράς του καναλιού. Στην συνέχεια ακολουθήθηκε ακριβώς η ίδια διαδικασία η οποία παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 5 και με αυτόν τον τρόπο δημιουργήθηκε και πάλι το προφίλ καθυστέρησης της ισχύος (PDP). Τοποθετώντας ένα κατώφλι ισχύος τιμής ίσης με -40dB αποκόπτονται όλες οι συνιστώσες MPC οι οποίες βρίσκονται κάτω από αυτό και κρατιούνται για περαιτέρω επεξεργασία όλες οι υπόλοιπες. Το επόμενο βήμα είναι η ομαδοποίηση του πλάτους των πολυδιαδρομικών συνιστωσών το οποίο αντιστοιχεί στην ίδια τιμή χρονικής καθυστέρησης και η τελική σύγκριση κάθε μιας ξεχωριστής ομάδας με την υποτιθέμενη κάθε φορά κατανομή.

Η βέλτιστη προσαρμογή της εξεταζόμενης κάθε φορά κατανομής με τα δεδομένα πλάτους που αντιστοιχούν σε ίδιες χρονικές στιγμές καθυστέρησης (delay bins) ελέγχεται μέσω του ελέγχου υπόθεσης Kolmogorov-Smirnov (K-S). Το τεστ αυτό χρησιμοποιείται για να καθορίσει την αποτελεσματικότητα (βαθμό) της προσαρμογής της υπό εξέταση κατανομής για ποσοστό αξιοπιστίας δείγματος ίσο με 5%. Εάν το αποτέλεσμα του K-S τεστ βγει ίσο με μηδέν τότε τα πλάτη της εξεταζόμενης ομάδας ακολουθούν την προκαθορισμένη κατανομή. Εάν όμως το αποτέλεσμα του K-S τεστ βγει ίσο με την μονάδα τότε απορρίπτεται η υπόθεση ότι τα πλάτη της εξεταζόμενης ομάδας ακολουθούν την προκαθορισμένη κατανομή. Ο έλεγχος πραγματοποιήθηκε για όλες ανεξαιρέτως τις ομάδες και για όλες τις

κατανομές που φαίνονται στον πίνακα (6.2). Οι επί τοις εκατό τιμές του πίνακα αντιστοιχούν στο ποσοστό των χρονικών στιγμών καθυστέρησης (άρα και των δειγμάτων πλάτους) για τις οποίες το αποτέλεσμα του τεστ ήταν ίσο με το μηδέν. Η τιμή του επί τοις εκατό ποσοστού ονομάζεται ρυθμός επιτυχίας του K-S τεστ για την συγκεκριμένη κατανομή.

**Πίνακας 6.2: Ρυθμός επιτυχίας του K-S test.**

| Scenario        | Lognormal | Nakagami | Rayleigh | Rice | Weibull |
|-----------------|-----------|----------|----------|------|---------|
| <b>A (LOS)</b>  | 87.2      | 92.1     | 0.4      | 0.5  | 99.9    |
| <b>B (LOS)</b>  | 96.1      | 96.4     | 3.3      | 3.3  | 99.9    |
| <b>C (LOS)</b>  | 96.4      | 95.7     | 2.8      | 2.9  | 99.7    |
| <b>D (NLOS)</b> | 87.7      | 85.0     | 0.1      | 0.1  | 99.8    |
| <b>E (NLOS)</b> | 92.4      | 80.7     | 0.1      | 0.1  | 99.7    |

Από την παρατήρηση των τιμών των ρυθμών επιτυχίας του πίνακα (6.2) συμπεραίνεται ότι η κατανομή Weibull παρουσιάζει το υψηλότερο ποσοστό για όλα ανεξαιρέτως τα διαφορετικά σενάρια της καμπάνιας. Η ίδια τάση εμφανίσθηκε στις [5], [13], [14].

Η ερώτηση η οποία γεννάται από την παρατήρηση των αποτελεσμάτων του πίνακα (6.2) σχετίζεται με τον μικρό βαθμό επιτυχίας στο K-S τεστ των κατανομών Rayleigh και Rice δεδομένου του γεγονότος της ύπαρξης ενός μεγάλου πλήθους πολυδιαδρομικών συνιστωσών στην καμπίνα του αεροσκάφους C130. Η απάντηση σε αυτήν την ερώτηση έχει ως ακολούθως: Η κατανομή Rayleigh χρησιμοποιείται για την περιγραφή μικρής διάρκειας διαλείψεων του πλάτους του σήματος οι οποίες προκύπτουν θεωρώντας ένα ομογενώς διαχεόμενο πεδίο σκέδασης το οποίο προέρχεται από τυχαία κατανεμημένους γύρω από τον δέκτη σημειακούς σκεδαστές. Ειδικότερα, σύμφωνα με την [14], θεωρώντας έναν μεγάλο αριθμό από επιμέρους κύματα, τα οποία έχουν:

1. Ταυτόσημες τιμές πλάτους
2. Είναι ασυσχέτιστα μεταξύ τους
3. Η φάση και το πλάτος του κάθε ενός ξεχωριστά είναι ασυσχέτιστες
4. Έχουν ομοιόμορφη κατανομή φάσης στο διάστημα από  $[0, 2\pi]$ ,

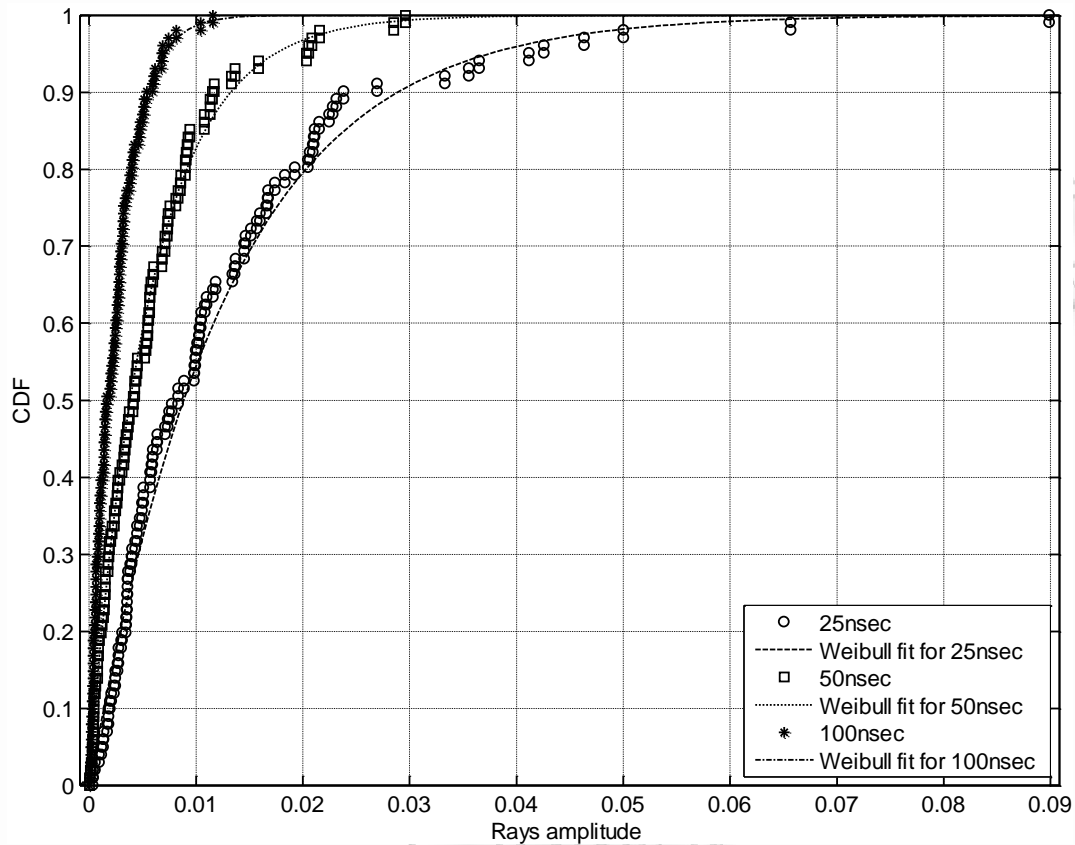
τότε σύμφωνα με το κεντρικό οριακό θεώρημα η κατανομή της μιγαδικής περιβάλλουσας είναι μια μιγαδική Gaussian κατανομή. Όμως, εάν η σχέση  $h = x + jy = re^{j\phi}$  μοντελοποιεί μια μιγαδική Gaussian διαδικασία, τότε οι  $x, y$  είναι Gaussian μεταβλητές οι οποίες έχουν μηδενική μέση τιμή και ίσης τιμής διακύμανση. Αυτό συνεπάγεται ότι η περιβάλλουσα θα είναι κατανομής Rayleigh η οποία θα γίνεται κατανομή Rice στην περίπτωση υπέρθεσης με ένα κύμα σταθερού και ταυτόχρονα υψηλού σε τιμή πλάτους. Στην [15], αναφέρεται σαφώς ότι η συσχέτιση πλάτους των επιμέρους κυμάτων λόγω σκέδασης η οποία προκαλείται από μια χωρικά συσχετιζόμενη επιφάνεια κάνει απαγορευτική την θεώρηση ομογενούς κατανομής στην φάση και αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τη διαφορετική κατανομή του πλάτους.

Η χωρικά συσχετιζόμενη επιφάνεια συνεπάγεται μη γραμμικό περιβάλλον διάδοσης [16]. Η παραγόμενη περιβάλλουσα υπολογίζεται ως μια μη γραμμική συνάρτηση του μέτρου της διαδικασίας  $h$ . Η μη γραμμικότητα υποδηλώνεται από τον παράγοντα δυνάμεως  $b > 0$  έτσι ώστε η περιβάλλουσα  $r = |h|$  να μπορεί να εκφρασθεί ως εκθετική συνάρτηση μιας τυχαίας μεταβλητής Rayleigh. Για το μοντέλο διαλείψεων Weibull, η μιγαδική περιβάλλουσα μπορεί να γραφεί σαν συνάρτηση των ορθογωνίων Gaussian συνιστωσών  $h = x + jy$   $^{2/b}$ . Εάν η  $z = |x + jy|$  είναι κατανομής Rayleigh, τότε η  $r = z^{2/b}$  είναι κατανομής Weibull σύμφωνα με την σχέση (6.7)

$$f_r = \frac{b}{a^b} r^{b-1} \exp\left(-\frac{r^b}{a^b}\right) \quad (6.7)$$

όπου  $a^b = E r^b$  είναι η μέση ισχύς των διαλείψεων ενώ ο όρος  $b$  εκφράζει την δριμύτητα των διαλείψεων  $b > 0$ . Εάν η τιμή του  $b$  μεγαλώνει τότε η δριμύτητα των διαλείψεων μειώνεται, ενώ για τιμή του  $b = 2$  γίνεται κατανομή Rayleigh.

Στο περιβάλλον διάδοσης του στρατιωτικού αεροσκάφους η καταλληλότητα της κατανομής Weibull δικαιολογείται ως ακολούθως: Η λαμβανόμενη μιγαδική περιβάλλουσα κάθε ενός bin χρονικής καθυστέρησης είναι μια άθροιση ενός μεγάλου αριθμού ομοφασικά σκεδαζόμενων κυμάτων. Αυτό συμβαίνει γιατί το εύρος συχνότητας είναι πολύ υψηλό (7.5GHz) όπως επίσης πολύ καλή είναι και η αντίστοιχη διακριτικότητα στον χρόνο (133.3ps). Έτσι, τα επιμέρους κύματα τα οποία καταφθάνουν στον δέκτη μέσα στο χρονικό διάστημα ενός bin καθυστέρησης προέρχονται από την σκέδαση σε ομαλές και άρα χωρικά συσχετιζόμενες επιφάνειες ενώ οι φάσεις αυτών των κυμάτων είναι συσχετιζόμενες. Αυτό οδηγεί σε μη γραμμικό περιβάλλον σκέδασης, οπότε η κατανομή Weibull είναι μια λογική επιλογή. Η εικόνα (6.6) παριστάνει την cdf του πλάτους των συνιστωσών MPCs για ένα σενάριο LOS και για τα bin χρονικής καθυστέρησης των 25nsec, 50nsec και 100nsec αντίστοιχα. Οι διακεκομμένες γραμμές αντιπροσωπεύουν την κατανομή Weibull η οποία χρησιμοποιήθηκε για την βέλτιστη προσαρμογή των εμπειρικών δεδομένων με παραμέτρους  $a, b$  οι οποίες δίνονται από τις τιμές 0.013, 1.01, 0.006, 0.96 και 0.002, 1.04 αντίστοιχα για τις τρεις παραπάνω αναφερόμενες χρονικές καθυστερήσεις. Οι υπολογιζόμενες παράμετροι  $a, b$  της κατανομής Weibull για όλα τα εξεταζόμενα σενάρια είναι τυχαίες μεταβλητές. Πράγματι, η παράμετρος  $b$  βρέθηκε ότι ακολουθεί κατανομή lognormal με μέση τιμή,  $\mu_b$  και τυπική απόκλιση,  $\sigma_b$  η οποία δίνεται στον πίνακα (6.3). Η ίδια συμπεριφορά καταγράφηκε στην [5].



Εικόνα 6.6: CDF του πλάτους των ακτίνων σε ένα σενάριο LOS σε συγκεκριμένες χρονικές καθυστερήσεις.

Πίνακας 6.3: Μέση τιμή και τυπική απόκλιση της lognormal παραμέτρου  $b$  της κατανομής Weibull.

| Σενάριο  | Μέση τιμή $\mu_b$ | Τυπική απόκλιση $\sigma_b$ |
|----------|-------------------|----------------------------|
| A (LOS)  | 0.02              | 0.1                        |
| B (LOS)  | 0                 | 0.1                        |
| C (LOS)  | -0.01             | 0.1                        |
| D (NLOS) | -0.18             | 0.1                        |
| E (NLOS) | -0.18             | 0.1                        |

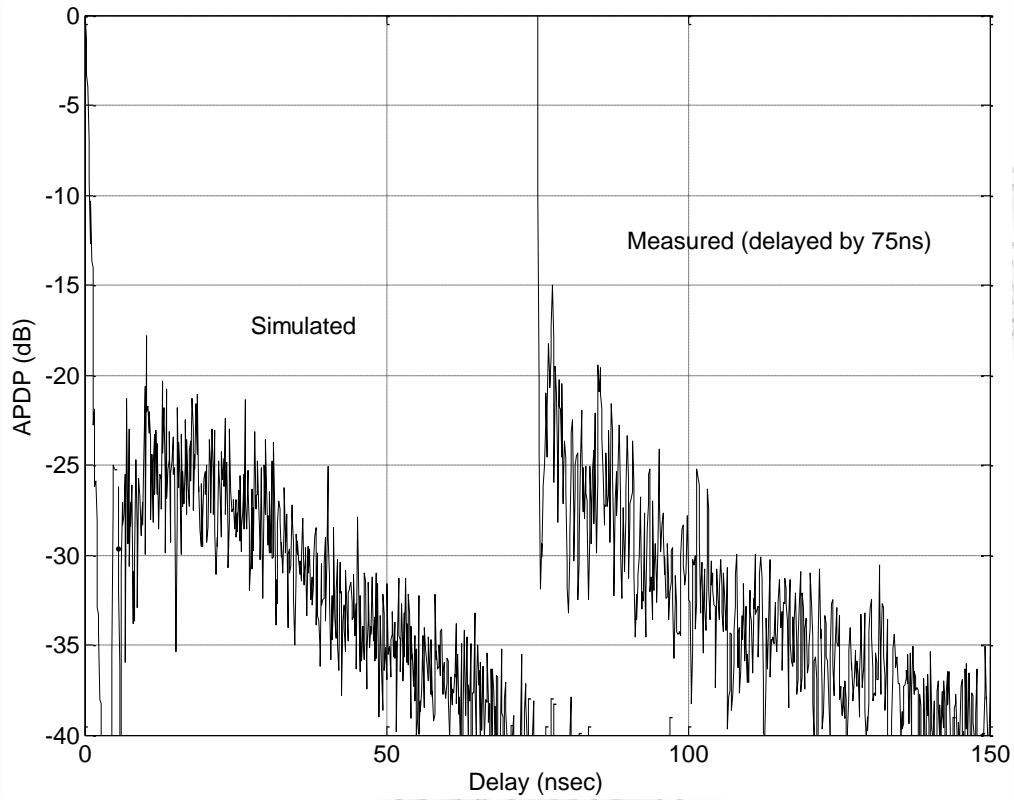
Στην παρούσα έρευνα παρατηρήθηκε ότι στα σενάρια NLOS η τιμή της παραμέτρου  $b$  είναι μικρότερη από την αντίστοιχη τιμή που παρατηρείται στα σενάρια LOS και άρα το φαινόμενο των διαλείψεων είναι περισσότερο έντονο οδηγώντας από την



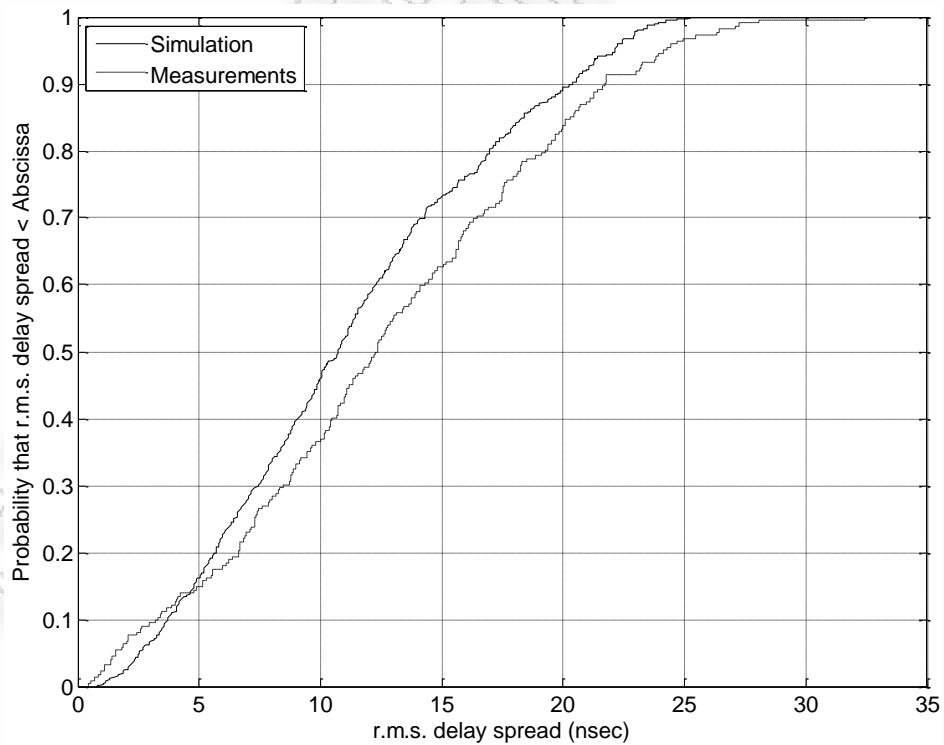
μεριά του σε αυξημένο επίπεδο σφάλματος [17]. Επιπρόσθετα, η μέση τιμή της παραμέτρου  $b$  είναι πολύ κοντά στην μονάδα και αυτό συνεπάγεται χειρότερες της Rayleigh συνθήκες διαλείψεων. Το αποτέλεσμα αυτό οδηγεί στο συμπέρασμα ότι απαιτούνται σχήματα διαφορισμού τα οποία θα παρέχουν την απότομη κλήση της καμπύλης BER-vs-SNR.

### 6.6 Προσομοίωση των προφίλ καθυστέρησης της ισχύος.

Με σκοπό την αποτίμηση της αξιοπιστίας του προτεινόμενου μοντέλου και την απόδειξη ότι η μοντελοποίηση του καναλιού παρέχει πειστικά αποτελέσματα, δημιουργήθηκε ένα σύνολο από PDPs, χρησιμοποιώντας τις τιμές των παραμέτρων που εξήχθησαν από συγκεκριμένα σενάρια. Η σύγκριση με τα μετρημένα κατά την διάρκεια της καμπάνιας δεδομένα έγινε μέσω των APDPs καθώς επίσης και μέσω της cdf της r.m.s. εξάπλωσης της καθυστέρησης. Αν και τα κριτήρια τα οποία τέθηκαν δεν εξασφαλίζουν ότι τα δημιουργημένα μέσω της προσομοίωσης προφίλ καθυστέρησης της ισχύος οδηγούν σε ίδια επίδοση μιας τηλεπικοινωνιακής ζεύξης [18], παρέχουν όμως μια ένδειξη της ομοιότητας των στατιστικών ιδιοτήτων. Η εικόνα (6.7) παρουσιάζει την σύγκριση μεταξύ των μετρούμενων και των προσομοιωμένων APDPs από παραμέτρους που υπολογίσθηκαν από ένα σενάριο LOS. Η εικόνα (6.8) παρουσιάζει την cdf της r.m.s. εξάπλωσης καθυστέρησης από όλα τα σενάρια LOS. Παρατηρείται το γεγονός ότι τα δεδομένα των μετρήσεων διατηρούν μεγαλύτερη διακύμανση. Αυτό όμως είναι κάτι το οποίο είναι αναμενόμενο γιατί τα δεδομένα των μετρήσεων υπολογίζονται από διαφορετικές θέσεις των σεναρίων LOS.



Εικόνα 6.7: Σύγκριση μεταξύ μετρούμενων και προσομοιωμένων APDPs.



Εικόνα 6.8: Σύγκριση μεταξύ μετρούμενων και προσομοιωμένων c.d.f των τιμών της r.m.s. delay spread.

**Βιβλιογραφία.**

- [1] C.C.Chong, Y.E.Kim, S.K.Yong, S.S.Lee, "Statistical characterization of the UWB propagation channel in indoor residential environment", Wiley J. Wireless Commun. Mobile Computing, vol.5, no.5, pp.503-512, Aug. 2005.
- [2] A.F.Molisch,"Ultrawideband Propagation Channels-Theory, Measurements and Modeling", IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.54, no.5, pp. 1528-1545, Sep. 2005.
- [3] A.F.Molisch, D.Cassioli, C.C.Chong, S. Emami, A. Fort, B. Kannan, J. Karedal, J. Kunisch, H.G. Schantz, K.Siwia, and M.Z. Win. "A Comprehensive Standardized Model for UWB Propagation Channels", IEEE Trans. Antennas and Propagation, vol.54, no.11, pp.3151-3166, 2006.
- [4] John. Karedal, S. Wyne, P. Almers, F. Tufvesson, and A.F. Molisch, "A Measurement-Based Statistical Model for Industrial Ultra-Wideband Channels", IEEE Trans. on Wireless Commun., vol.6, no.8, pp.3028- 3037, Aug. 2007.
- [5] Chong, S.K. Yong, "A Generic Statistical-Based UWB Channel Model for High-Rise Apartments", IEEE Trans. on Antennas and Propagation, vol.53, no 8, pp. 2389 - 2399, Aug. 2005.
- [6] Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," IEEE J. Sel. Areas Commun., vol. 5, no.2, pp. 128–137, Feb. 1987.
- [7] Cassioli, M. Z. Win, and A. F. Molisch, "The ultra-wide bandwidth indoor channel: From statistical model to simulations," IEEE J. Sel. Areas Commun. , vol.20, no.6, pp. 1247–1257, 2002.

- [8] S.S. Ghassemzadeh, L.J. Greenstein, T. Sveinsson and V. Tarokh, "UWB delay profile models for residential and commercial indoor environments", *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, Vol.54, no.4, pp.1235-1244, July 2005.
- [9] F. Molisch, J. R. Foerster, and M. Pendergrass, "Channel models for ultra-wideband personal area networks," *IEEE Wireless Commun. Mag.*, vol. 10, no. 6, pp. 14-21, Dec. 2003.
- [10] L.J. Greenstein, S.S. Ghassemzadeh, S-C Hong and V. Tarokh, "Comparison study of UWB indoor channel models", *IEEE Trans. On Wireless Communications*, Vol.6, no.1, January 2007.
- [11] S.S. Ghassemzadeh, R. Jana, C. Rice, W. Turin and V. Tarokh, "Measurement and Modeling of an ultra-wide bandwidth indoor channel", *IEEE Trans. on Commun.*, vol.52, no.10, pp.1786-1796, 2004.
- [12] J. Kunisch and J. Pamp, "Measurement Results and Modeling Aspects for the UWB Radio Channel", in *IEEE Conf. on Ultra Wideband Systems and Technologies*, pp.19-23, May 2002.
- [13] Alvarez, G. Valera, M. Lobeira, R. Torres, and J. L. Garcia, "New channel impulse response model for UWB indoor system simulations," in *Proc. VTC 2003 Spring*, pp. 1–5, 2003.
- [14] P. Pagani and P. Pajusco, "Experimental assessment of the UWB channel variability in a dynamic indoor environment," in *Proc. IEEE PIMRC*, pp. 2973–2977, 2004.
- [15] W.R. Braun and U. Dersch, "A Physical Mobile Radio Channel Model", *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, Vol.40, no.2, pp.472-482, May 1991.
- [16] P. Beckmann and A. Spizzichino, *The Scattering of Electromagnetic Waves from Rough Surfaces*, New York: Macmillan, 1963.

- [17] C.G. Spiliotopoulos and A.G. Kanatas, "Channel Measurements and Modeling in a Military Cargo Airplane", PIER B, Vol.26, 69-100, 2010.
- [18] M.D. Yacoub, "The  $\alpha$ - $\mu$  Distribution: A Physical Fading Model for the Stacy Distribution", *IEEE Trans. On Vehicular Technology*, Vol.56, no.1, pp.27-34, January 2007.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΑΙΑ

## 7. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Η παρούσα διδακτορική διατριβή είχε σαν στόχο να δώσει μια εκτενή και περιεκτική ερμηνεία των χαρακτηριστικών διάδοσης των κυμάτων UWB μέσα σε ένα πολεμικό αεροσκάφος μεταφοράς τύπου Lockheed Martin Hercules C130. Το αεροσκάφος αυτό λόγω της μεταλλικής δομής του έχει την ιδιαιτερότητα να ομοιάζει με αυτό μιας αγωγίμης κλειστής κοιλότητας μέσα στην οποία εκπέμπονται, διαδίδονται και τελικά καταφθάνουν στην κεραία του δέκτη από όλες τις πιθανές κατευθύνσεις ένα μεγάλο πλήθος πολυδιαδρομικών συνιστωσών. Η διάδοση των ραδιοκυμάτων UWB μέσα στους εσωτερικούς χώρους του αεροσκάφους και τα φαινόμενα από τα οποία συνοδεύεται αυτή έχουν ιδιαίτερη σημασία για την επιτυχή ανάπτυξη εφαρμογών. Με σκοπό τον χαρακτηρισμό και την μοντελοποίηση του ραδιοδιαύλου επικοινωνίας που υπάρχει μέσα στους χώρους του αεροσκάφους όταν διαδίδονται μέσα σε αυτό κύματα UWB πραγματοποιήθηκε καμπάνια λήψης μετρήσεων. Σημαντικά θέματα τα οποία επηρεάζονται και καθορίζονται από το ραδιοδιάυλο είναι το είδος, η ισχύς εκπομπής, και ο τύπος διαμόρφωσης με την οποία θα μεταδίδεται η πληροφορία, καθώς επίσης το είδος και η λειτουργία των κεραιών που θα εκπέμπουν και θα λαμβάνουν τα συγκεκριμένα σήματα αλλά και ο τύπος του δέκτη που πρέπει να χρησιμοποιηθεί.

Στην παρούσα εργασία παρουσιάσθηκαν αποτελέσματα τα οποία προέρχονται από καμπάνια λήψης μετρήσεων, μετρήσεις οι οποίες διεξήχθησαν σε ένα στρατιωτικό αεροσκάφος Hercules C130. Τα κυριότερα συμπεράσματα από την εργασία αυτή είναι τα ακόλουθα:

1. Η τιμή του παράγοντα απώλειας διαδρομής  $n$  που εξαρτάται από την απόσταση είναι αρκετά μικρότερη του 2 και σε πολλές περιπτώσεις μικρότερη της μονάδας. Αυτό οφείλεται στο ότι το αεροσκάφος είναι ένας χώρος κλειστής μεταλλικής καμπίνας και ταυτόχρονα πολύ πλούσιος σε σκεδαστές. Η τιμή του  $n$  επιτρέπει την εξαγωγή του συμπεράσματος ότι η εμβέλεια του συστήματος UWB θα είναι αρκετά αυξημένη.

2. Η τιμή του παράγοντα απώλειας διαδρομής  $k$  που εξαρτάται από την συχνότητα ήταν στα LOS σενάρια κοντά στο 2 και λίγο πάνω από την τιμή 2 στα NLOS σενάρια. Οι τιμές αυτές δηλώνουν ότι υπάρχει εξάρτηση από την συχνότητα των σημάτων UWB μιλώντας για το συγκεκριμένο πάντοτε περιβάλλον.
3. Το συνολικό εύρος συχνότητας των 7.5GHz χωρίσθηκε σε μικρότερες επιμέρους φασματικές περιοχές. Τότε παρατηρήθηκε το φαινόμενο τα UWB σήματα των συγκεκριμένων περιοχών να υφίστανται διαφορετική υποβάθμιση ισχύος. Όταν τα UWB σήματα διαδίδονται σε περιοχές συχνοτήτων που βρίσκονται στο άνω μέρος του φάσματος υφίστανται μεγαλύτερη εξασθένηση σε σχέση με αυτήν στο κάτω μέρος του φάσματος. Το μειονέκτημα αυτό δεν μπορεί φυσικά να εξαλειφθεί αυξάνοντας την ισχύ εκπομπής συγκεκριμένων περιοχών συχνοτήτων. Έτσι αναγκαστικά υπάρχουν δύο δρόμοι οι οποίοι πρέπει να ακολουθηθούν: είτε να χρησιμοποιηθεί ολόκληρο το φάσμα συχνοτήτων, είτε να διαιρεθεί το διαθέσιμο εύρος συχνοτήτων σε μικρότερες επιμέρους φασματικές περιοχές οπότε τότε θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν και νέα σχήματα διαμόρφωσης και κωδικοποίησης της πληροφορίας. Ο πιο απλός τρόπος παραγωγής ενός σήματος UWB είναι η εκπομπή πολύ στενών παλμών στο πεδίο του χρόνου μέσω της τεχνικής που είναι γνωστή ως Impulse Radio (IR) χρησιμοποιώντας ολόκληρη την φασματική περιοχή έκτασης του σήματος UWB. Οι τύποι διαμόρφωσης οι οποίοι μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την διαμόρφωση των παλμών και την μετάδοση πληροφορίας μπορεί να είναι η διαμόρφωση πλάτους παλμών (PAM) ή η διαμόρφωση της θέσης τους (PPM). Στην πρώτη περίπτωση η μεταδιδόμενη πληροφορία αναπαρίσταται από το πλάτος των παλμών ενώ στην δεύτερη η πληροφορία βρίσκεται στην θέση των παλμών μέσα στο χρονικό πλαίσιο μετάδοσης. Εκτός από την διαμόρφωση και με σκοπό την μορφοποίηση του χρησιμοποιούμενου φάσματος τα σύμβολα κωδικοποιούνται με έναν ψευδοτυχαίο κώδικα (ακολουθία PN). Αν με την κωδικοποίηση αυτή προκληθούν μεταβολές στο μεταδιδόμενο σήμα στο



πεδίο του χρόνου τότε το σύστημα ονομάζεται σύστημα χρονικής διαπήδησης (Time hopping UWB, THUWB). Ένας διαφορετικός τρόπος παραγωγής σημάτων UWB είναι η χρήση πολλαπλών φερουσών (Multicarrier). Η μέθοδος αυτή ακολουθεί διαφορετική φιλοσοφία σε σχέση με τις τεχνικές (Impulse radio, IR). Με την χρήση αυτής της μεθόδου το διαθέσιμο φάσμα χωρίζεται σε μικρότερες περιοχές συχνοτήτων (μπάντες) η καθεμία από τις οποίες έχει εύρος μεγαλύτερο των 500MHz έτσι ώστε το σήμα να εξακολουθεί να θεωρείται ως UWB. Η μετάδοση στην περίπτωση αυτή μπορεί να γίνει με διάφορες άλλες μεθόδους οι οποίες στηρίζονται στην φιλοσοφία του OFDM.

4. Χρησιμοποιώντας τις υπολογισμένες τιμές των  $n, k$  προτάθηκε ένα μοντέλο υπολογισμού του συνολικού κέρδους διαδρομής και στην συνέχεια ελέγχθηκε η ακρίβεια του προτεινόμενου μοντέλου με τα αποτελέσματα τα οποία ελήφθησαν κατά την διάρκεια των μετρήσεων. Ο έλεγχος έγινε για κάθε συχνότητα και για κάθε απόσταση. Το κέρδος διαδρομής εκφράζεται ως το άθροισμα ενός ντετερμινιστικού όρου και μιας τυχαίας μεταβλητής. Η τυχαία μεταβλητή παριστάνει το σφάλμα το οποίο σχετίζεται με την καταγεγραμμένη κατά την διάρκεια της καμπάνιας τιμή. Οι τιμές του σφάλματος ακολουθούν την κατανομή Gumbel.
5. Για όλα τα σενάρια των μετρήσεων υπολογίσθηκαν οι τιμές των χρονικών παραμέτρων καθυστέρησης. Όσο μεγαλώνει η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη τόσο αντίστοιχα μεγαλώνουν και οι τιμές των χρονικών παραμέτρων. Οι μέσες τιμές της μέγιστης υπερβάλλουσας καθυστέρησης  $\tau_{\max}$  για όλη την καμπάνια μετρήσεων υπολογίσθηκε να είναι 118.9ns, 64.06ns, 26.10ns, και 7.91ns, για τιμές κατωφλίου ίσες με -50, -40, -30, και -20dB. Οι μέσες τιμές της μέσης υπερβάλλουσας καθυστέρησης  $\tau_m$  για όλη την καμπάνια μετρήσεων υπολογίσθηκε να είναι 32.6ns, 20.1ns, 9.63ns, και 3.41ns, για τιμές κατωφλίου ίσες με -50, -40, -30, και -20dB. Οι μέσες τιμές της r.m.s.

εξάπλωσης καθυστέρησης  $\tau_{rms}$  για όλη την καμπάνια υπολογίσθηκε να είναι 31.1ns, 17.1ns, 7.28ns, και 2.27ns για τις ίδιες τιμές κατωφλίου.

6. Έγινε υπολογισμός του πλήθους των πολυδιαδρομικών συνιστωσών MPCs του κάθε ενός PDP και του αντίστοιχου ποσοστού της συνολικής ενέργειας την οποία αυτές μεταφέρουν για τιμές κατωφλίου που κυμαίνεται από -20dB έως -50dB κάτω της μεγαλύτερης σε ισχύ συνιστώσας του PDP. Το πλήθος των MPCs είναι μεγαλύτερο στα σενάρια NLOS και αυτό ήταν αναμενόμενο. Το πλήθος των MPCs της παρούσης εργασίας είναι μεγαλύτερο από αυτό που αναφέρεται στην βιβλιογραφία και αυτό συμβαίνει λόγω της διάδοσης των κυμάτων UWB μέσα στην κλειστή και αγωγίμη καμπίνα του στρατιωτικού αεροσκάφους. Όπως είναι φυσικό, η τιμή του κατωφλίου ισχύος που τίθεται κάθε φορά περιορίζει την έκταση του PDP οπότε αναγκαστικά περιορίζεται και η τιμή της μέγιστης υπερβάλλουσας καθυστέρησης.
7. Η μοντελοποίηση της σχέσης μεταξύ του μέσου πλήθους των MPCs και της r.m.s εξάπλωσης καθυστέρησης πραγματοποιήθηκε με την χρήση εκθετικής συνάρτησης (power law). Παρατηρήθηκε επίσης αύξηση της τιμής της r.m.s εξάπλωσης καθυστέρησης με την αύξηση της απώλειας διαδρομής.
8. Για την περιγραφή των ομάδων MPCs και των συνιστωσών ακτίνων που βρίσκονται μέσα σε κάθε ομάδα χρησιμοποιήθηκε ένα τροποποιημένο μοντέλο Saleh-Valenzuela. Το μοντέλο εφαρμόστηκε σε κάθε ένα μέσης τιμής PDP (APDP) που προέκυπτε από κάθε ένα σενάριο ξεχωριστά. Η προτεινόμενη τροποποίηση βασίζεται στη θεώρηση διαφορετικής τιμής παράγοντα εκθετικής απόσβεσης των ακτίνων που αποτελούν την πρώτη ομάδα από τις ακτίνες που αποτελούν τις υπόλοιπες.
9. Η βέλτιστη προσαρμογή της εξεταζόμενης κάθε φορά κατανομής των δεδομένων πλάτους που αντιστοιχούν σε ίδιες χρονικές στιγμές καθυστέρησης (delay bins) έγινε μέσω της κατανομής Weibull.
10. Ανιχνεύθηκε ελαφρά μεγαλύτερο πλήθος ομάδων από αυτό που αναφέρεται στην βιβλιογραφία και αυτό οδηγεί στην επιβεβαίωση ότι

πράγματι το περιβάλλον του στρατιωτικού αεροσκάφους χαρακτηρίζεται ως πυκνό, παρέχοντας από την μία μεριά αυξημένης τιμής ενέργεια στον δέκτη αλλά ταυτόχρονα από την άλλη τα κύματα διαδίδονται κάτω από συνθήκες διαλείψεων πολύ υψηλής τιμής (severe fading). Αυτό επιβεβαιώνεται από την τιμή της παραμέτρου  $b$  της κατανομής Weibull η οποία ισούται με την μονάδα και αυτό φανερώνει συνθήκες διαλείψεων χειρότερες από Rayleigh. Έτσι απαιτούνται σχήματα διαφορισμού (diversity) για την βελτίωση της καμπύλης BER-SNR.

11. Η τιμή του συντελεστή της χρονικής συσχέτισης του πλάτους γειτονικών πολυδιαδρομικών συνιστωσών ενός PDP είναι αμελητέα και αυτό συμβαίνει γιατί οι σκεδαστές είναι ομοιόμορφα κατανεμημένοι μέσα στο περιβάλλον διάδοσης.
12. Όπως φάνηκε από το πλήθος των MPCs και το επί τοις εκατό ποσοστό της ενέργειας την οποία αυτά μεταφέρουν, η βέλτιστη δομή την οποία θα έπρεπε να διέθετε ένας δέκτης UWB είναι αυτή του partial-RAKE. Ο δέκτης αυτός θα μάζευε οπωσδήποτε την ενέργεια από την πρώτη συνιστώσα MPC κάθε ενός PDP. Στην περίπτωση κατά την οποία θα απαιτείτο η συλλογή ποσοστού ενέργειας μεγαλύτερου από το 90% τότε τα υποσυστήματα (fingers) του δέκτη RAKE τα οποία θα απαιτούνταν ανέρχονται σε αρκετές εκατοντάδες.

Συμπερασματικά η χρήση της τεχνολογίας UWB μέσα στους χώρους ενός στρατιωτικού αεροσκάφους όπως αυτό το οποίο χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα έρευνα κρίνεται ότι είναι μια ιδιαίτερα ελκυστική ιδέα. Τόσο η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος όσο και οι παράμετροι οι οποίοι υπολογίσθηκαν δείχνουν ότι ένα ασύρματο ad-hoc UWB δίκτυο στο οποίο θα συμμετείχαν όλα ή κάποια από τα μέλη του πληρώματος καθώς επίσης και το προσωπικό που συμμετέχει σε κάποια αποστολή και βρίσκεται στην καμπίνα του αεροσκάφους θα μπορούσε άνετα να υλοποιηθεί στην πράξη. Αντίστοιχα ένα δίκτυο αισθητήρων UWB το οποίο θα ήταν εγκατεστημένο μέσα στον ίδιο το χώρο του αεροσκάφους παρέχοντας

πληροφορίες σχετικά με διάφορα θέματα στο παραπάνω αναφερόμενο δίκτυα UWB θα μπορούσε και αυτό να λειτουργεί ικανοποιητικά.

Μελλοντική επέκταση της έρευνας θα μπορούσε να περιλαμβάνει την περαιτέρω επεξεργασία των δεδομένων από την διαδικασία των πυκνών μετρήσεων, την δημιουργία MISO, SIMO και MIMO συστημάτων έτσι ώστε να μελετηθούν θέματα τα οποία σχετίζονται με τη χωρητικότητα του ραδιοδιαύλου επικοινωνίας στον χώρο του αεροσκάφους και τη χωρική συσχέτιση των UWB σημάτων.

## ΒΙΟΓΡΑΦΙΚΟ ΣΗΜΕΙΩΜΑ

Ο Χρήστος Σπηλιωτόπουλος M.Sc, γεννήθηκε στην Πάτρα το 1965 όπου τελείωσε την βασική του εκπαίδευση, αποφοίτησε από την Σχολή Ηλεκτρονικών του ΤΕΙ Αθήνας το 1987, τελείωσε τις μεταπτυχιακές σπουδές εξειδίκευσης (M.Sc) στα Ηλεκτρονικά και στην Ραδιοηλεκτρολογία από το Πανεπιστήμιο Αθηνών, τμήματα Φυσικής και Πληροφορικής και Τηλεπικοινωνιών το 2004. Από το 2005 είναι ερευνητής του Εργαστηρίου Ασυρμάτων Επικοινωνιών του Τμήματος Ψηφιακών Συστημάτων του Πανεπιστημίου Πειραιά. Από το 1988 εργάζεται στην Ελληνική Αεροπορική Βιομηχανία (Ε.Α.Β ΑΕ) ως ομαδάρχης ηλεκτρονικός μηχανικός της Διεύθυνσης Ηλεκτρονικών Συστημάτων και Λογισμικού στον Τομέα Συστημάτων Ασφαλείας. Από το 2004 είναι πλήρων προσόντων συνεργάτης του ΤΕΙ Χαλκίδας διδάσκοντας στις σχολές Ηλεκτρολογίας, Αυτοματισμού και Τεχνολογίας Αεροσκαφών μαθήματα Ηλεκτρονικών, Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων, Ψηφιακών Συστημάτων και Μικροκυμάτων. Τα ερευνητικά του ενδιαφέροντα σχετίζονται με συστήματα επικοινωνιών Ultra Wideband καθώς και με το χαρακτηρισμό και την μοντελοποίηση του ασύρματου διαύλου.

## ΔΗΜΟΣΙΕΥΣΕΙΣ

- [1] C. Spiliotopoulos, A Kanatas, and G. Efthymoglou, "UWB channel parameters in a C130 airplane," Proceedings IEEE PIMRC 2009, Tokyo, Japan, Sept. 2009.
- [2] Spiliotopoulos, A.G. Kanatas, "Path-Loss and Time-Dispersion Parameters of UWB Signals in a Military Airplane", IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 8, pp. 790-793, 2009.
- [3] C.G. Spiliotopoulos and A.G. Kanatas, "Channel Measurements and Modeling in a Military Cargo Airplane", PIER B, Vol.26, 69-100, 2010.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΡΑΙΑ