

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΩΣ

Τμήμα: Διδακτικής της Τεχνολογίας και Ψηφιακών Συστημάτων

ΜΠΣ: Ψηφιακές Επικοινωνίες και Δίκτυα



**ΜΟΝΤΕΛΑ ΔΙΑΥΛΟΥ ΓΙΑ ΑΣΥΡΜΑΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ  
ULTRA-WIDEBAND (UWB)**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Επιμέλεια: Κάτση Στέλλα

**Επιβλέπων: Α. Κανάτας, Επίκουρος Καθηγητής**

-ΠΕΙΡΑΙΑΣ 2007-

## Πρόλογος

Η πτυχιακή αυτή εργασία με θέμα «Μοντέλα διαύλου για ασύρματα συστήματα Ultra-Wideband (UWB)» εκπονήθηκε στα πλαίσια παρακολούθησης του Μεταπτυχιακού Προγράμματος Σπουδών του Τμήματος Διδακτικής της Τεχνολογίας και Ψηφιακών Συστημάτων (Κατεύθυνση: Ψηφιακές Επικοινωνίες και Δίκτυα) υπό την εποπτεία του Επίκουρου Καθηγητή Αθανασίου Κανάτα.

Θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον κύριο Κανάτα για την υποστήριξη, τις συμβουλές και την γενικότερη καθοδήγηση που μου προσέφερε καθ' όλη τη διάρκεια και σε όλα τα στάδια της παρούσας εργασίας.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την μητέρα μου για τη συνεχή συμπαράστασή της κατά την εκπόνηση της διπλωματικής εργασίας.

## Πίνακας Περιεχομένων

### Πρόλογος

Πίνακας Περιεχομένων .....	III
----------------------------	-----

Πίνακας εικόνων.....	V
----------------------	---

Κατάλογος Πινάκων.....	VI
------------------------	----

Περίληψη .....	1
----------------	---

1. Εισαγωγή .....	2
-------------------	---

1.1 Σύντομη αναφορά στην τεχνολογία UWB.....	2
--	---

1.2 Ιστορική Αναδρομή .....	2
-----------------------------	---

1.3 Νομικό πλαίσιο .....	4
--------------------------	---

1.4 Πλεονεκτήματα από την χρήση των UWB συστημάτων.....	13
---	----

1.5 UWB και η θεωρία του Shannon.....	17
---------------------------------------	----

1.6 Παρεμβολές με άλλα συστήματα .....	19
--	----

1.7 Ποια η διαφορά με τις συμβατικές τεχνικές ευρείας ζώνης όπως η διασπορά φάσματος άμεσης ακολουθίας (DSSS) .....	21
---	----

1.8 Υψηλό κέρδος επεξεργασίας .....	22
-------------------------------------	----

2. Τεχνολογία UltrawideBand.....	25
----------------------------------	----

2.1 Βασικές αρχές .....	25
-------------------------	----

2.1.1 Εισαγωγικά.....	25
-----------------------	----

2.1.2 Φασματική Πυκνότητα Ισχύος.....	26
---------------------------------------	----

2.1.3 Διαμόρφωση παλμού.....	28
------------------------------	----

2.1.4 Μέθοδοι ανάλυσης της διάδοσης στα συστήματα UWB.....	30
--	----

2.2 Μοντελοποίηση Διαύλου.....	31
--------------------------------	----

2.2.1 Παράμετροι μεγάλης κλίμακας .....	32
---	----

2.2.2 Παράμετροι μικρής κλίμακας.....	34
---------------------------------------	----

<b>3. Μοντέλα Διαύλου.....</b>	<b>36</b>
<b>3.1 Ένα απλό UWB μοντέλο πολυδιαδρομικής διάδοσης.....</b>	<b>36</b>
<b>3.2 Μοντέλο απωλειών διάδοσης (Path loss model) .....</b>	<b>46</b>
3.2.1 Μοντέλο απωλειών διάδοσης για περιβάλλοντα που δεν επικρατούν συνθήκες ελεύθερου χώρου. ....	46
3.2.2 Μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου.....	47
3.2.3 Μοντέλο two-ray.....	51
3.2.4 Μοντέλο Saleh –Valenzuela (SV).....	56
3.2.5 Μοντέλο του IEEE 802.15.3a standard.....	61
<b>Παράρτημα .....</b>	<b>81</b>
<b>1.1 Κώδικας για το μοντέλο Saleh –Valenzuela (SV) .....</b>	<b>81</b>
<b>1.2 Κώδικας για το μοντέλο του IEEE 802.15.3a standard.....</b>	<b>84</b>
<b>Βιβλιογραφία.....</b>	<b>90</b>

## Πίνακας εικόνων

<b>Εικόνα 1: Οι φασματικές μάσκες της FCC για διάφορες UWB εφαρμογές (α) Συστήματα UWB εσωτερικού χώρου (β) Κινητά ραντάρ (γ) Αναπαράσταση (χαμηλές συχνότητες) (δ) Αναπαράσταση (μεσαίες συχνότητες) (ε) Αναπαράσταση (υψηλές συχνότητες) (στ) Εφαρμογές εσωτερικών χώρων.....</b>	<b>11</b>
<b>Εικόνα 2: Σύστημα με υψηλή και χαμηλή φασματική πυκνότητα ισχύος.....</b>	<b>27</b>
<b>Εικόνα 3: (α) Ιδανική μορφή του λαμβανομένου παλμού (b) το φάσμα του λαμβανομένου παλμού.....</b>	<b>29</b>
<b>Εικόνα 4: Πολυδιαδρομικό μοντέλο εσωτερικού χώρου.....</b>	<b>37</b>
<b>Εικόνα 5: Διασπορά Καθυστέρησης.....</b>	<b>39</b>
<b>Εικόνα 6: Τυπική γραφική απεικόνιση της καθυστέρησης.....</b>	<b>40</b>
<b>Εικόνα 7: Διασπορά Doppler.....</b>	<b>41</b>
<b>Εικόνα 8: Διαδικασία Poisson δύο καταστάσεων(συνεχούς χρόνου).....</b>	<b>44</b>
<b>Εικόνα 9: Τροποποιημένη διαδικασία Poisson (διακριτού χρόνου).....</b>	<b>45</b>
<b>Εικόνα 10: Γεωμετρία του μοντέλου two-ray.....</b>	<b>52</b>
<b>Εικόνα 11: Απεικόνιση του μοντέλου two-ray.....</b>	<b>56</b>

## Κατάλογος Πινάκων

Πίνακας 1: Περιορισμοί τις FCC για της λειτουργίες UWB.....	12
Πίνακας 2: Σύγκριση των ρυθμών μετάδοσης UWB με άλλα ενσύρματα και ασύρματα πρότυπα.....	13
Πίνακας 3: Σύγκριση της χωρικής και φασματικής ικανότητας σε διάφορα ασύρματα συστήματα εσωτερικών χώρων .....	15
Πίνακας 4: Κατανάλωση ενέργειας των UWB και στοιχείων από άλλες κινητές εφαρμογές .....	17
Πίνακας 5: Φασματική πυκνότητα ισχύος των βασικών επικοινωνιακών συστημάτων .....	27
Πίνακας 6: Παράμετροι που καθορίζουν το κανάλι.....	63

## Περίληψη

Αντικείμενο της παρούσας εργασίας είναι η μελέτη των μοντέλων διαύλου για ασύρματα συστήματα UWB (Ultra-Wideband).

Έχει παρουσιαστεί ιδιαίτερο ενδιαφέρον από αρκετούς ερευνητές για τα UWB συστήματα, καθώς προσφέρουν μια πιθανή λύση για αρκετά προβλήματα στην ασύρματη επικοινωνία. Τα συστήματα αυτά μπορούν να συνυπάρξουν με εφαρμογές στενής ζώνης χάρη στην χαμηλή ενεργειακή φασματική τους πυκνότητα, τη στιγμή που στο φάσμα παρατηρείται αρκετά μεγάλος συνωστισμός και δεν υπάρχουν ελεύθερες διαθέσιμες συχνότητες.

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια γρήγορη περιγραφή των UWB συστημάτων, των λόγων που τα καθιστούν ενδιαφέρον για μελέτη και για χρήση, καθώς και μια σύγκριση με άλλα συστήματα και τεχνικές.

Στη συνέχεια στο δεύτερο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι βασικές αρχές της Ultra-wideband τεχνολογίας και γίνεται μια γενικότερη αναφορά στους τύπους των UWB συστημάτων. Τέλος, πραγματοποιείται μια πρώτη προσέγγιση της μοντελοποίησης διαύλου για την παραπάνω ασύρματη τεχνολογία.

Ολοκληρώνοντας, στο τρίτο κεφάλαιο αναλύονται τα κυριότερα μοντέλα που υπάρχουν για τα συστήματα αυτά και ακολουθεί υλοποίηση δύο εξ' αυτών. Το κεφάλαιο αυτό αποτελεί το πρακτικό μέρος της εργασίας. Η υλοποίηση πραγματοποιήθηκε σε Matlab και ο κώδικας για την υλοποίηση αυτή παρατίθεται στο παράρτημα.

## 1. Εισαγωγή

### 1.1 Σύντομη αναφορά στην τεχνολογία UWB

Τα συστήματα UWB αναπτύχθηκαν αρχικά κυρίως για στρατιωτικούς σκοπούς, με κύρια χρήση στα ραντάρ λόγω της ιδιότητας τους να « βλέπουν » μέσα από δέντρα και κάτω από το έδαφος. Εκτός όμως από αυτήν τους την χρήση τα τελευταία χρόνια έχει ξεκινήσει και η χρήση τους σε εμπορικές εφαρμογές. Η τεχνολογία αυτή μπορεί να ικανοποιήσει απαιτήσεις συστημάτων για χαμηλή ισχύ εκπομπής, χαμηλό κόστος, υψηλό ρυθμό μετάδοσης, ικανότητα ακριβούς εντοπισμού και για πολύ χαμηλά επίπεδα παρεμβολών.

Παρόλο που η ευρεία διάδοση των συστημάτων αυτών αργεί ακόμη, η τεχνολογία αρχίζει να επηρεάζει την βιομηχανία των ασύρματων συστημάτων που υπάρχει σήμερα. Η τεχνολογία UWB είναι πολύ διαφορετική από τις συμβατικές τεχνολογίες στενής ζώνης που υπάρχουν σήμερα. Αντί μιας ευρείας εκπομπής σε ξεχωριστές συχνότητες, η UWB τεχνολογία διασπείρει τα σήματα σε μια μεγάλη έκταση συχνοτήτων. Το τυπικό ημιτονοειδές σήμα έχει αντικατασταθεί από μια σειρά παλμών που μπορεί να φτάνουν τα εκατοντάδες εκατομμύρια παλμών των δευτερόλεπτο. Το πολύ μεγάλο εύρος ζώνης και η πολύ χαμηλή ισχύς κάνει τις UWB εκπομπές να μοιάζουν με θόρυβο.

Όσον αφορά τον όρο UWB, είναι ένας γενικός όρος που χρησιμοποιείται για την περιγραφή της τεχνολογίας αυτής. Πολλοί προτιμούν να την ονομάζουν με άλλους όρους όπως «επικοινωνίες παλμών» που μπορεί να είναι και πιο αντιπροσωπευτικό αλλά ο όρος UWB είναι εκείνος που έχει επικρατήσει.

### 1.2 Ιστορική Αναδρομή

Για πολλούς η τεχνολογία UWB φαντάζει μία νέα τεχνολογία που μπορεί να κάνει ό,τι δεν έκαναν οι ήδη υπάρχουσες τεχνολογίες (όπως υψηλός ρυθμός δεδομένων, χαμηλή ισχύς, κ.ά.). Στην πραγματικότητα όμως είναι μια «νέα» τεχνολογία η οποία δεν βασίζεται σε κάποια νέα ανακάλυψη σε ότι αφορά φυσικές ιδιότητες αλλά σε ό,τι υπήρχε μέχρι τώρα.



Σήμερα οι ασύρματες τεχνολογίες βασίζονται σε ημιτονοειδείς κυματομορφές, οι οποίες είναι τόσο διαδεδομένες που οι περισσότεροι δεν γνωρίζουν ότι τα πρώτα επικοινωνιακά συστήματα χρησιμοποιούσαν παλμούς.

Η ανάπτυξη των UWB επιταχύνθηκε το 1960 με την ανάπτυξη του δειγματοληπτικού παλμογράφου (oscilloscope) και των αντίστοιχων τεχνικών για την δημιουργία παλμών βασικής ζώνης πολύ μικρής διάρκειας (subnanosecond).

Από τις τεχνικές μέτρησης η περισσότερη έμφαση δόθηκε στην ανάπτυξη των ραντάρ και άλλων επικοινωνιακών συσκευών. Στα ραντάρ δόθηκε μεγαλύτερη έμφαση λόγω των ακριβέστερων αποτελεσμάτων που έχουμε. Η χρήση των χαμηλών συχνοτήτων ήταν χρήσιμη στην επίτευξη διείσδυσης αντικειμένων και έτσι αναπτύχθηκε ραντάρ με ικανότητα να διαπερνά το έδαφος (ground-penetrating radar).

Στις 17 Απριλίου το 1973 δόθηκε στην Αμερική το πρώτο δίπλωμα ευρεσιτεχνίας για επικοινωνίες UWB στον Gerald F. Ross ο οποίος εργαζόταν στην εταιρεία Sperry Rand Corporation, ενώ παράλληλα άρχισαν να αναπτύσσονται και οι αντίστοιχες εφαρμογές.

Οι περισσότερες από τις εφαρμογές αναπτύχθηκαν στο στρατό ή από ομάδες που είχε δημιουργήσει η Αμερικάνικη Κυβέρνηση κάτω από συγκεκριμένα ερευνητικά προγράμματα. Μεγάλο κομμάτι αυτής της έρευνας διεξήχθη και στην Σοβιετική Ένωση, με ερευνητές όπως ο Astanin, αλλά και στην Κίνα. Ο Taylor δημοσίευσε κάποιο υλικό βασισμένο στην έρευνα του που έγινε στην αεροπορία των Ηνωμένων Πολιτειών εκείνη την περίοδο. Το 1978 οι Bennett και Ross έγραψαν μια περίληψη για τους ηλεκτρομαγνήτες στο πεδίο του χρόνου. Τότε ξεκίνησαν και οι προσπάθειες για ασύρματη επικοινωνία χωρίς φέρον.

Μέχρι τα μέσα της δεκαετίας του '80 η τεχνολογία αναφερόταν ως τεχνολογία βασικής-ζώνης που δεν χρησιμοποιεί φέρον και παλμική τεχνολογία. Ο όρος UWB (ultra-wideband) χρησιμοποιήθηκε για πρώτη φορά το 1989 από το Υπουργείο Άμυνας της Αμερικής. Έως τότε, η θεωρία UWB, οι τεχνικές και πολλές προσεγγίσεις για το hardware είχαν δοκιμάσει σχεδόν 30 έτη εκτενούς ανάπτυξης. Μέχρι το 1989, παραδείγματος χάριν, η Sperry είχε εξασφαλίσει πάνω από 50 διπλώματα ευρεσιτεχνίας στον τομέα που καλύπτει τις μεθόδους αποστολής και λήψης παλμών UWB, και για εφαρμογές σχετικές με τις επικοινωνίες, τα ραντάρ κ.ά.

Πρόσφατα κατά τη δεκαετία του '90 οι στρατιωτικοί άρχισαν να υποστηρίζουν πρωτοβουλίες για την δημιουργία εμπορικών εφαρμογών, γεγονός που μαζί με την εξαιρετικά γρήγορη εξέλιξη των ψηφιακών κυκλωμάτων οδήγησε στο ξεκίνημα της δημιουργίας hardware σε σχετικά χαμηλές τιμές. Η πιθανότητα της παραγωγής μονάδων χαμηλού κόστους και μια πιθανή χρήση χωρίς έγκριση πρόσφατα έδωσαν ακόμη μεγαλύτερη ώθηση για ενδιαφέρον και περαιτέρω έρευνα σχετικά με το UWB.

Εταιρίες όπως η Time Domain [4] και κάποιες πρωτοβουλίες όπως η XtremeSpectrum [5] δημιουργήθηκαν γύρω από την ιδέα της εμπορικής χρήσης των UWB.

### **1.3 Νομικό πλαίσιο**

Τον Σεπτέμβριο του 1998 η Αμερικάνικη FCC (Federal Communication Commission) έκδωσε Ειδοποίηση για Έρευνα (Notice Inquiry) σχετικά με την αναθεώρηση των κανόνων για να επιτρέψει την χρήση συσκευών UWB χωρίς αδειοδότηση. Η FCC κινητοποιήθηκε προς την κατεύθυνση αυτή λόγω της δυνατότητας που φαινόταν να έχουν τα UWB συστήματα για νέες εφαρμογές όπως ραντάρ μεγάλης ακρίβειας, η εκμετάλλευση της ικανότητας των σημάτων να περνάνε μέσα από τοίχους, χρήση για ιατρικές εφαρμογές, δίκτυα αισθητήρων ελεγχόμενων από απόσταση, και ασφαλής επικοινωνίες για φωνή και δεδομένα. Η έρευνα και οι δυνατότητες των UWB ανάγκασαν την FCC να ακολουθήσει μια τελείως διαφορετική διαδικασία από εκείνη που υπήρχε για τα μέχρι τότε συστήματα. Έτσι αντί να χωρίσει το εύρος ζώνης σε διακριτές ζώνες συχνοτήτων που στην συνέχεια θα δίνονταν σε συγκεκριμένους χρήστες ή υπηρεσίες, οι UWB συσκευές θα μπορούσαν να παρεμβάλλουν ήδη υπάρχουσες υπηρεσίες αλλά η ισχύς τους θα είναι πολύ χαμηλή έτσι ώστε οι άλλες υπηρεσίες να μην έχουν προβλήματα στην λειτουργία τους.

Μέχρι τον Μάιο του 2000 η FCC έλαβε παραπάνω από 1000 απαντήσεις από περίπου 150 επιχειρήσεις ως απάντηση στην Ειδοποίηση για Έρευνα, τα οποία βοήθησαν την FCC να αναπτύξει τις κατάλληλες προδιαγραφές.

Τον Φεβρουάριο του 2001, FCC εξέδωσε μία έκθεση με την οποία ορίζει και επιτρέπει την μετάδοση των UWB σημάτων εάν τηρηθούν συγκεκριμένοι περιορισμοί σε σχέση με την ισχύ.

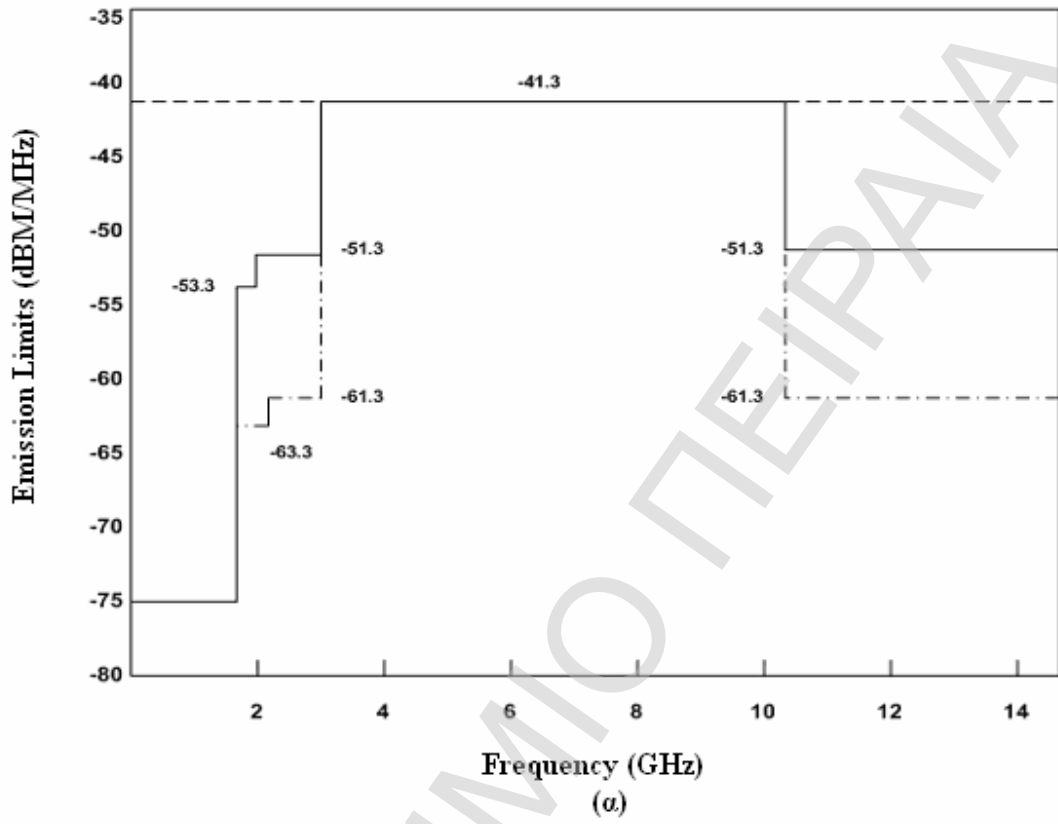
Η κύρια εφαρμογή για αυτού του τύπου σήματα είναι τα υψηλού ρυθμού δεδομένων συστήματα για μικρές αποστάσεις, όπως για παράδειγμα οι ασύρματες συνδέσεις για ένα οικιακό δίκτυο (VCR, TV, μετασχηματιστές, κ.λπ.).

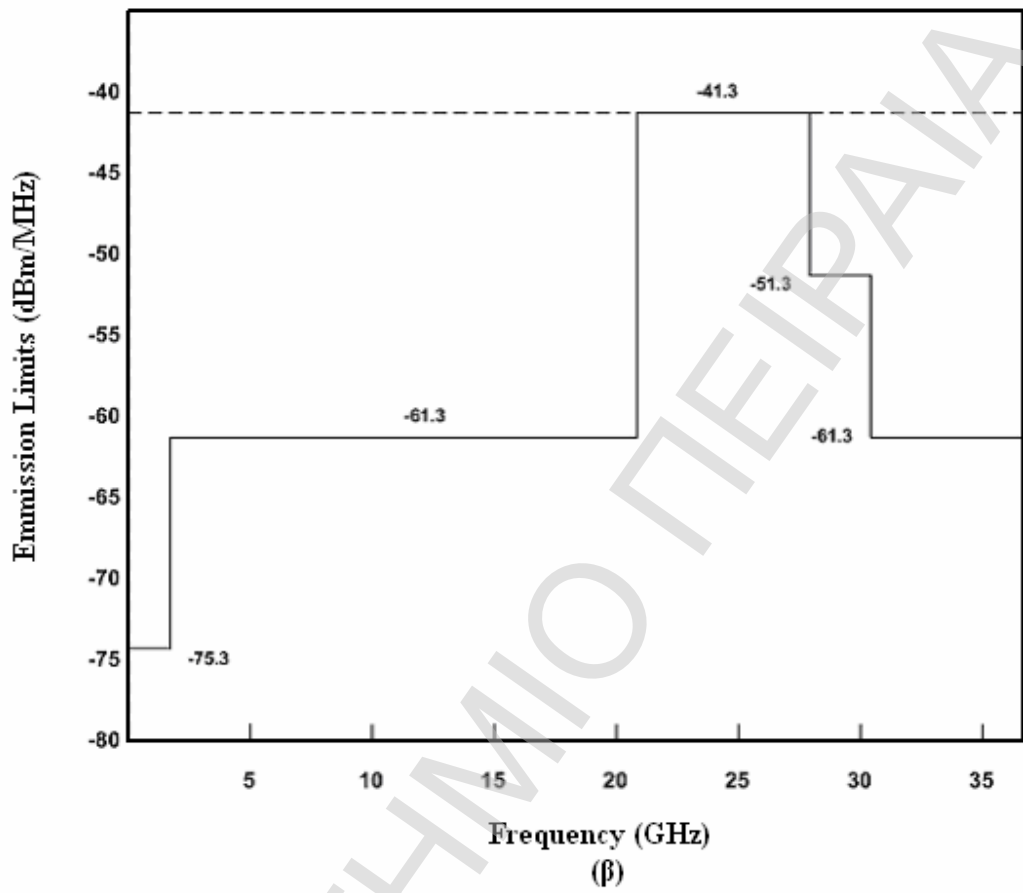
Η τεχνολογία αυτή έχει πολλά πλεονεκτήματα όπως, μικρότερα περιθώρια διαλείψεων, ικανότητα να διαπερνάνε εμπόδια, πολύ καλή συμπεριφορά σε σχέση με τον χρόνο, και η πιθανότητα επίτευξης μεγαλύτερου κέρδους από τα τυπικά τηλεπικοινωνιακά συστήματα διασποράς φάσματος άμεσης ακολουθίας. Απαιτείται όμως ένα πλαίσιο για την συνύπαρξη των συστημάτων αυτών με τα ήδη υπάρχοντα και κυρίως με τα συστήματα GPS.

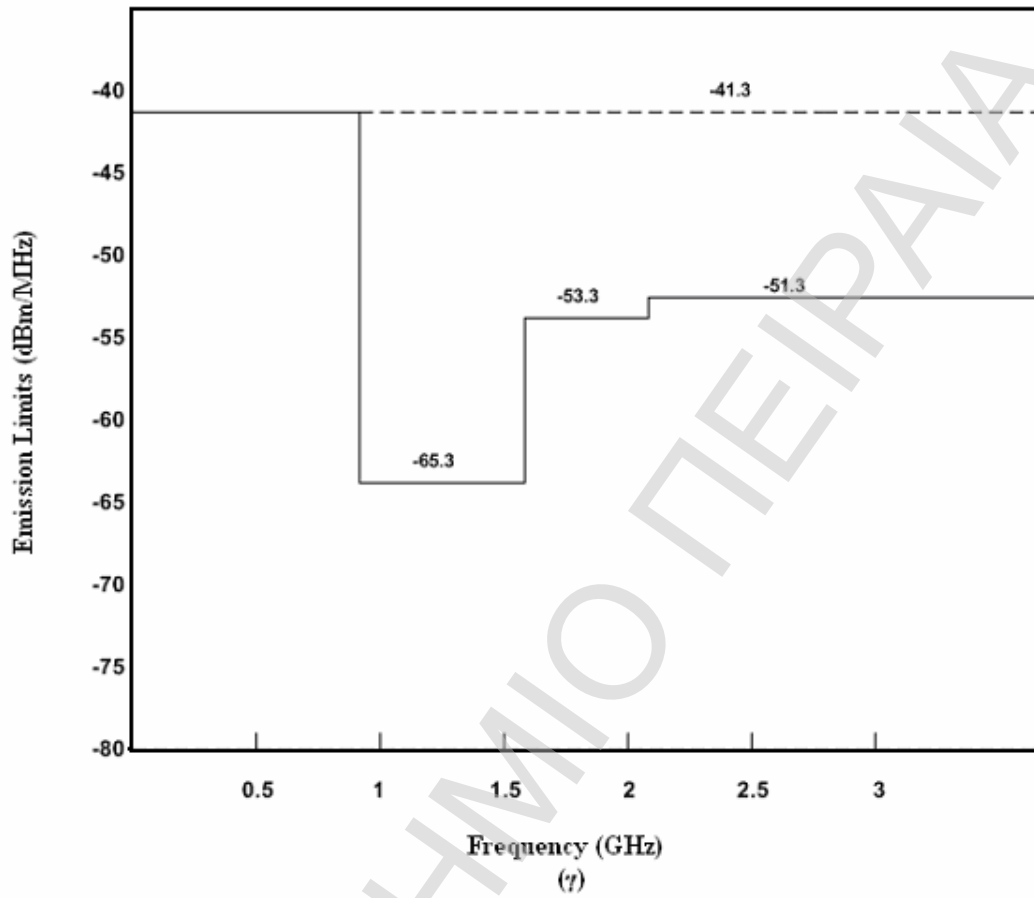
Στις 14 Φεβρουάριου του 2002 εξέδωσε την πρώτη αναφορά και οδηγία (Report and Order) η οποία κατηγοριοποιούσε τις UWB εφαρμογές ως εξής:

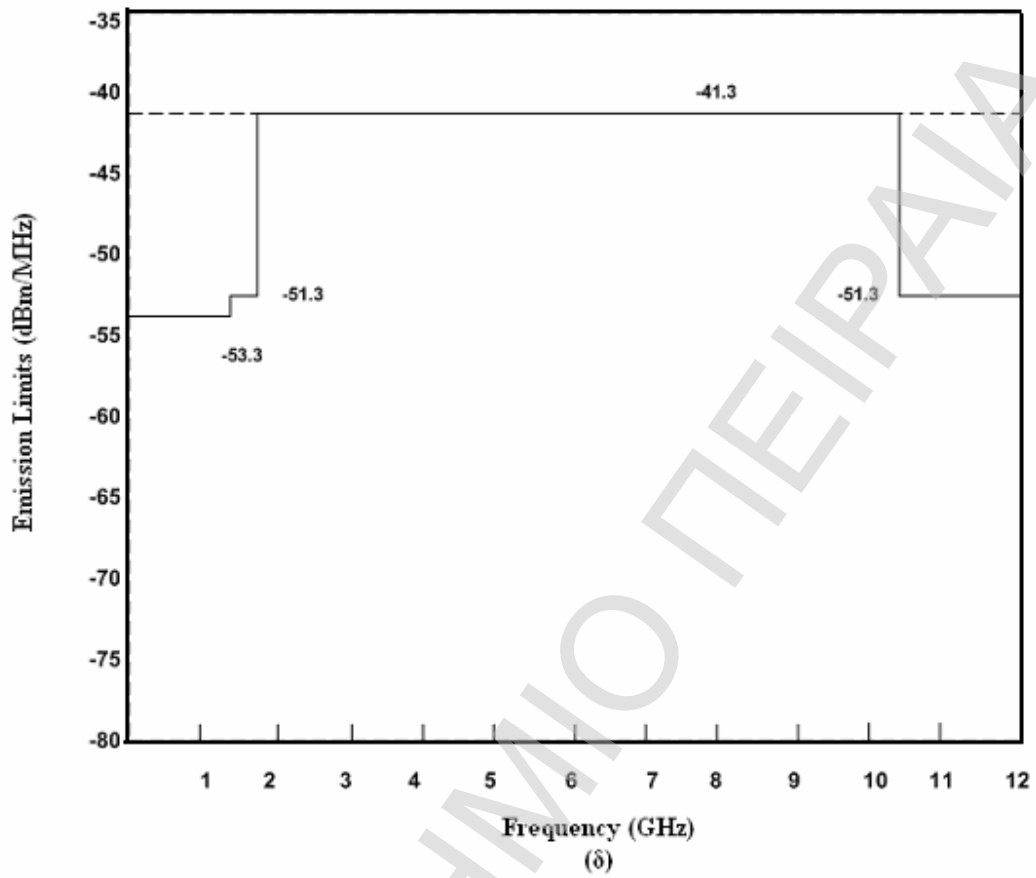
1. Συστήματα μετρήσεων και επικοινωνιών
2. Κινητά συστήματα ραντάρ
3. Συστήματα απεικόνισης, ραντάρ διείσδυσης, απεικόνιση μέσω-τοιχών και συστήματα επιτήρησης, ιατρικά συστήματα απεικόνισης (imaging systems, ground penetration radar, through-wall imaging and surveillance systems).

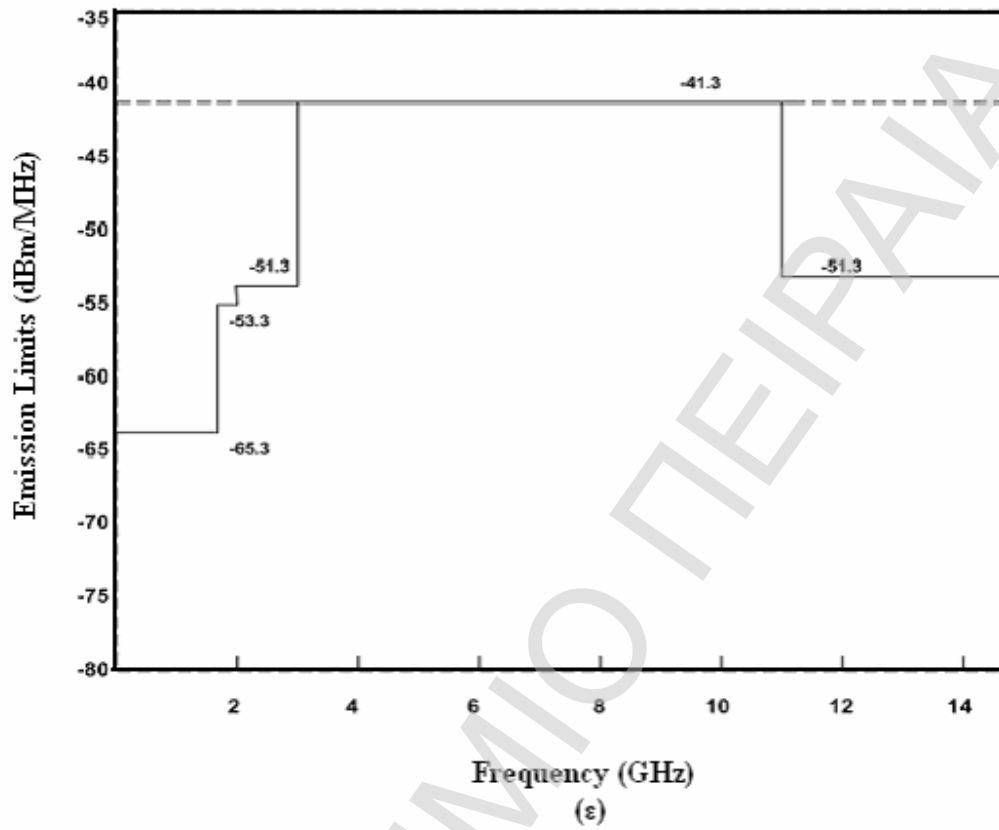
Σε κάθε κατηγορία δόθηκε μια συγκεκριμένη φασματική μάσκα (spectral mask) όπως φαίνεται στις εικόνες που ακολουθούν. Στην Εικόνα 1.στ φαίνεται το εύρος ζώνης που έχει δώσει η FCC για επικοινωνίες που αφορούν εσωτερικό χώρο. Όπως δείχνει η εικόνα, έχει παραχωρηθεί ένα πολύ μεγάλο, συνεχόμενο εύρος ζώνης της τάξης των  $7.5GHz$ , το οποίο επεκτείνεται από τα  $3.1GHz$  στα  $10.6GHz$  με μέγιστη ισχύ εκπομπής τα  $-41.3dBm/MHz$ . Ο κύριος λόγος για την πολύ χαμηλή ισχύ στο φάσμα από  $0.96GHz$  μέχρι  $1.61GHz$  είναι λόγω της πίεσης που ασκείται από τις ομάδες εργασίας στις ήδη υπάρχουσες τεχνολογίες όπως η κινητή τηλεφωνία, το GPS και οι τεχνολογίες για στρατιωτική χρήση.



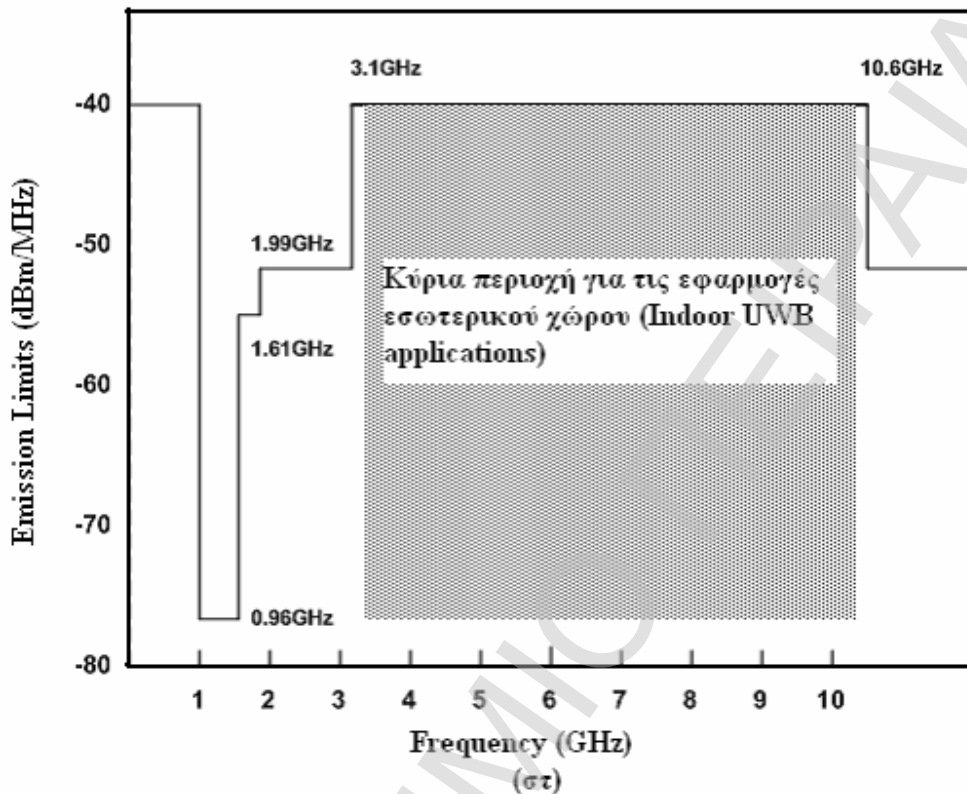












*Εικόνα 1: Οι φασματικές μάσκες της FCC για διάφορες UWB εφαρμογές (α) Συστήματα UWB εσωτερικού χώρου (β) Κινητά ραντάρ (γ) Αναπαράσταση (χαμηλές συχνότητες) (δ) Αναπαράσταση (μεσαίες συχνότητες) (ε) Αναπαράσταση (υψηλές συχνότητες) (στ) Εφαρμογές εσωτερικών χώρων*

Τα πρότυπα για τα συστήματα αυτά αναπτύσσονται από την ομάδα τυποποίησης IEEE 802.15a. Οι στόχοι της ομάδας είναι η επίτευξη ρυθμού δεδομένων μέχρι 110 MBit/s σε απόσταση μέχρι 10m, 200Mbit/s στην απόσταση μέχρι 4m, και ακόμα υψηλότερο ρυθμού δεδομένων για μικρότερες αποστάσεις. Παραπάνω από 20 οργανώσεις έχουν υποβάλει τις προτάσεις τους για αυτά τα πρότυπα. Μια δίκαιη αξιολόγηση όλων αυτών των προτάσεων πρέπει να χρησιμοποιήσει ένα κοινό πρότυπο καναλιών. Υπάρχουν διαθέσιμα τυποποιημένα πρότυπα (όπως το COST 259, ITU-R, ή IEEE 802.11 μοντέλα) που δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν στην περίπτωση των UWB σημάτων, επειδή προορίζονται για την διαμόρφωση καναλιών περιορισμένης ζώνης (narrowband

channels). Για αυτόν τον λόγο, η IEEE 802.15a διαμόρφωσε μια υποομάδα για την ανάπτυξη ενός πρότυπου UWB καναλιού.

Εφαρμογές	Ζώνη συχνοτήτων για την λειτουργία	Περιορισμοί στην χρήση τους
Επικοινωνίες και συστήματα μετρήσεων (αισθητήρες)	3.1 – 10.6 GHz (διαφορετικοί περιορισμοί εκπομπών για εσωτερικά και εξωτερικά συστήματα )	Κανένας
Κινητά ραντάρ για αποφυγή σύγκρουσης, ενεργοποίηση αερόσακου και έλεγχου διαθεσιμότητας συστήματος	24 – 29 GHz	Κανένας
Ραντάρ για την εύρεση ή ανίχνευση αντικειμένων που βρίσκονται κάτω από το έδαφος	3.1 – 10.6 GHz και κάτω από τα 960 MHz	Επιβολή νόμου, πυρκαγιές και διασώσεις, ερευνητικά ιδρύματα, ορυχεία, κατασκευές
Απεικόνιση αντικειμένων που περιέχονται μέσα σε τοίχους	3.1 – 10.6 GHz και κάτω από τα 960 MHz	Επιβολή νόμου, πυρκαγιές και διασώσεις, ορυχεία, κατασκευές
Απεικόνιση αντικειμένων πίσω από τοίχους για τον εντοπισμό κινούμενων αντικειμένων	1.99 – 10.6 GHz και κάτω από τα 960 MHz	Επιβολή νόμου, πυρκαγιές και διασώσεις
Ιατρικά συστήματα για απεικόνιση μέσα στο ανθρώπινο σώμα ή ζώα	3.1 – 10.6 GHz	Ιατρικό προσωπικό
Συστήματα παρακολούθησης για ανίχνευση εισβολών	1.99 – 10.6 GHz	Επιβολή νόμου, πυρκαγιές και διασώσεις, δημόσιες εγκαταστάσεις και βιομηχανία

**Πίνακας 1:** Περιορισμοί τις FCC για της λειτουργίες UWB

## 1.4 Πλεονεκτήματα από την χρήση των UWB συστημάτων

Τα κύρια πλεονεκτήματα των UWB είναι:

Ø **Υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης δεδομένων.** Το πλεονέκτημα αυτό μπορεί να θεωρηθεί ως το σημαντικότερο από την πλευρά του χρήστη αλλά και από εκείνη των εταιρειών που ασχολούνται με την εμπορική χρήση των UWB. Η επίτευξη υψηλών ρυθμών μετάδοσης δεδομένων επιτρέπει την δημιουργία νέων εφαρμογών και συσκευών που δεν θα μπορούσαν να υπάρξουν πριν την εμφάνιση της τεχνολογίας αυτής. Αλλά και για τις εφαρμογές που αφορούν τα ραντάρ οι υψηλοί ρυθμοί μετάδοσης δίνουν την δυνατότητα για ακριβή υπολογισμό απόστασης και θέσης. Ο πίνακας που ακολουθεί παρουσιάζει τις διάφορες ταχύτητες των συστημάτων που υπάρχουν σήμερα συμπεριλαμβανομένων των UWB.

Ταχύτητα (Mbits/sec)	Πρότυπα
480	UWB, USB 2.0
200	UWB (ελάχιστη απόσταση 4 μέτρων), 1394a (4.5 μέτρα)
110	UWB (ελάχιστη απόσταση 10 μέτρων)
90	Fast Ethernet
54	802.11a
20	802.11g
11	802.11b
10	Ethernet
1	Bluetooth

*Πίνακας 2 : Σύγκριση των ρυθμών μετάδοσης UWB με άλλα ενσύρματα και ασύρματα πρότυπα*

Όπως φαίνεται από τον παραπάνω πίνακα ο στόχος για τον ρυθμό μετάδοσης των UWB είναι μεταξύ 110 και 480 Mbits/sec, ο οποίος είναι ίσος με εκείνον του USB 2.0. Αξίζει να παρατηρήσουμε ότι στα UWB έχουμε ρυθμό μετάδοσης 100 με 500 φορές υψηλότερο από το Bluetooth, 50 φορές υψηλότερο του 802.11b και 10 φορές υψηλότερο του 802.11a wireless LAN.

- Ø **Χαμηλό κόστος εξοπλισμού.** Είναι ένα μεταξύ των σημαντικότερων πλεονεκτημάτων της τεχνολογίας UWB. Η χρήση των UWB επιτρέπει την άμεση διαμόρφωση του παλμού στην κεραία, έτσι έχουμε την δημιουργία πολύ απλών κεραιών και ταυτόχρονα πολύ χαμηλού κόστους. Κάτι τέτοιο επιτυγχάνεται με την εξάλειψη όλων εκείνων των στοιχείων που χρησιμοποιούνται στους συμβατικούς πομπούς και δέκτες των ημιτονοειδών σημάτων.
- Ø **Αντοχή στις πολυδιαδρομές.** Το φαινόμενο των πολυδιαδρομών εμφανίζεται όταν ένα ισχυρό ανακλώμενο σήμα (π.χ. από έναν τοίχο, μια οροφή, ένα όχημα, ένα κτήριο, κ.λ.π) φθάνει μερικώς ή εξολοκλήρου εκτός φάσης σε σχέση με την απευθείας συνιστώσα, προκαλώντας μια μείωση στο πλάτος του σήματος που φτάνει στον δέκτη. Λόγω των πολύ μικρών παλμών, η λήψη και αποστολή της απευθείας συνιστώσας πραγματοποιείται πριν την άφιξη των πολυδιαδρομών και έτσι το φαινόμενο των πολυδιαδρομών δεν υφίσταται. Κατά συνέπεια, τα συστήματα UWB είναι ιδιαίτερα καλά στο να υποστηρίξουν ασύρματες κινητές εφαρμογές υψηλής ταχύτητας. Επιπλέον, λόγω παλμών μικρής διάρκειας, η χρήση TDMA (Πολλαπλή Πρόσβαση Διαίρεσης Χρόνου) για πολλαπλούς χρήστες εφαρμόζεται εύκολα.
- Ø **Χωρική και φασματική χωρητικότητα (spatial and spectral capacity):** Ένα από τα βασικά γνωρίσματα των UWB είναι η μεγάλη χωρική χωρητικότητα η οποία μετριέται σε bits ανά δευτερόλεπτο ανά τετραγωνικό μέτρο ( $bps/m^2$ ). Το μέγεθος αυτό είναι σχετικά καινούργιο και χρησιμοποιείται για την επίτευξη ακόμα υψηλότερων ρυθμών μετάδοσης ακόμα και για τις περιπτώσεις των πολύ μικρών αποστάσεων.

Η χωρική χωρητικότητα δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$\text{Spatial capacity } \frac{bps}{m^2} = \frac{\text{Maximum data rate [bps]}}{\text{Transmission area } m^2}, \text{ όπου}$$

$$\text{Transmission area } m^2 = \pi \cdot (\text{Transmission distance})^2$$

Στα συστήματα στενής ζώνης το πιο δημοφιλές μέγεθος για την μέτρηση της χωρικής χωρητικότητας είναι η φασματική χωρητικότητα η οποία μετριέται σε bits ανά δευτερόλεπτο ανά hertz ( $bps/Hz$ ), επειδή το φάσμα μέχρι τώρα ήταν το πιο

περιορισμένο μέγεθος. Η ισχύς περιορίζεται μόνο για εμπορικούς λόγους και θέματα ασφαλείας.

$$\text{Spectral capacity [bps/Hz]} = \frac{\text{Maximum data rate [bps]}}{\text{Bandwidth [Hz]}}$$

Για τα UWB όμως που λειτουργούν σε διαφορετικό φάσμα η ισχύς πρέπει να μείνει σε πολύ χαμηλά επίπεδα. Έτσι χρησιμοποιώντας για μετρήσεις το παραδοσιακό μέγεθος της φασματικής χωρητικότητας τα UWB δείχνουν πολύ χαμηλή τιμή για το μέγεθος αυτό. Εάν όμως αντί αυτού χρησιμοποιήσουμε για τις μετρήσεις το μέγεθος της χωρικής χωρητικότητας τα UWB δείχνουν πολύ ικανοποιητικά αποτελέσματα. Ο παρακάτω πίνακας παρουσιάζει συμπυγμένα τα παραπάνω μεγέθη για διάφορα ασύρματα συστήματα εσωτερικών χώρων.

Σύστημα	Μέγιστος ρυθμός μετάδοση (Mbps)	Απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη (m)	Χωρική ικανότητα (kbps/m <sup>2</sup> )	Φασματική ικανότητα (bps/Hz)
UWB	100	10	318.3	0.013
IEEE 802.11a	54	50	6.9	2.7
Bluetooth	1	10	3.2	0.012
IEEE 802.11b	11	100	0.350	0.1317

Πίνακας 3: Σύγκριση της χωρικής και φασματικής ικανότητας σε διάφορα ασύρματα συστήματα εσωτερικών χώρων

Ø **Υψηλά ποσοστά ασφάλειας:** Δεδομένου ότι στα UWB το εύρος ζώνης είναι αντιστρόφως ανάλογο με τη διάρκεια του παλμού, η φασματική έκταση αυτών των σημάτων είναι αρκετά μεγάλη. Με το κατάλληλο σχεδιασμό, η ενεργειακή πυκνότητα (δηλ., ισχύς σε Watt ανά εύρος ζώνης σε Hertz) μπορεί να είναι πολύ χαμηλή. Αυτή η χαμηλή ενεργειακή πυκνότητα μεταφράζεται σε χαμηλή πιθανότητα της ανίχνευσης της υπογραφής (Low Propability of Detection - LPD)

RF. Οι υπογραφές με LPD είναι ιδιαίτερου ενδιαφέροντος για τις στρατιωτικές εφαρμογές (π.χ., για τις επικοινωνίες και το ραντάρ) εντούτοις, μια υπογραφή LPD παράγει επίσης την ελάχιστη παρεμβολή στα υπόλοιπα συστήματα και τους ελάχιστους κινδύνους, πράγμα που είναι ιδιαίτερα σημαντικό για τις στρατιωτικές αλλά και τις εμπορικές εφαρμογές.

- Ø **Έκταση και επικοινωνία την ίδια χρονική στιγμή:** Η ταυτόχρονη χρήση της ακριβούς θέσης (εντοπισμός αντικειμένων) και επικοινωνίας υψηλού ρυθμού δεδομένων στην ίδια ασύρματη συσκευή παρουσιάζει δελεαστικές πιθανότητες για την δημιουργία νέων συσκευών και εφαρμογών. Χρησιμοποιώντας την ίδια χρονική στιγμή ραντάρ για την αποφυγή συγκρούσεων και τις επικοινωνίες, μπορούμε να έχουμε σαν αποτέλεσμα μια ομαλή κυκλοφοριακή ροή, χωρίς ατυχήματα. Επίσης η δημιουργία παιχνιδιών όπου η θέση των παικτών μπορεί να είναι γνωστή με μεγάλη ακρίβεια και μέσω μιας ασύρματης σύνδεσης υψηλής ταχύτητας (που προσφέρουν τα UWB) να γίνει μεταφορά ενός σήματος βίντεο στα προστατευτικά δίοπτρα των παικτών μπορεί να φαίνεται επιστημονική φαντασία, αλλά με τα UWB οι δυνατότητες για αυτές και άλλες εφαρμογές προσφέρονται εδώ και τώρα.
- Ø **Κατανάλωση ενέργειας:** Ο κατάλληλος σχεδιασμός μπορεί να οδηγήσει σε πολύ χαμηλή κατανάλωση ενέργειας των συστημάτων UWB. Ο στόχος που υπάρχει αυτή την στιγμή για τα όρια κατανάλωσης ενέργειας των UWB είναι μικρότερος των  $100mW$ . Ο πίνακας που ακολουθεί δείχνει την κατανάλωση ενέργειας για διάφορα πρότυπα.

Εφαρμογές	Κατανάλωση ενέργειας (mW)
802.11a	1500-2000
400 Mbps 1394 LSI	700
Κινητά τηλέφωνα RISC 32-bit MPU	200
Ψηφιακές κάμερες 12-bit A/ D converter	150
UWB (στόχος)	100
Κινητά τηλέφωνα έγχρωμης οθόνης τεχνολογίας TFT	75
MPEG decoder LSI	50
Κινητά τηλέφωνα με κωδικοποίηση φωνής LSI	19

*Πίνακας 4: Κατανάλωση ενέργειας των UWB και στοιχείων από άλλες κινητές εφαρμογές*

Πέρα όμως από τα παραπάνω πλεονεκτήματα η τεχνολογία UWB παρουσιάζει κάποια μειονεκτήματα όπως:

- Ø Είναι πολύ δύσκολο για την τεχνολογία αυτή να ανταγωνιστεί τεχνολογίες με ιδιαίτερα υψηλό ρυθμό δεδομένων (δεκάδες Gigabits/second) όπως είναι οι οπτικές ίνες ή τα οπτικά ασύρματα επικοινωνιακά δίκτυα. Φυσικά, το υψηλό κόστος για την εγκατάσταση οπτικών ινών και η ανικανότητα ενός οπτικού ασύρματου σήματος να διαπεράσει έναν τοίχο περιορίζει αρκετά την χρήση των τεχνολογιών αυτών για συστήματα εσωτερικών οικιακών και όχι μόνο δικτύων.
- Ø Η UWB είναι μια ασύρματη τεχνολογία RF, και υπόκειται έτσι στους ίδιους νόμους της φυσικής όπως και κάθε άλλη τεχνολογία RF. Κατά συνέπεια, υπάρχουν προφανείς «ανταλλαγές» που γίνονται στον σηματοθορυβικό λόγο σε σχέση με το εύρος ζώνης, κ.λπ.

## 1.5 UWB και η θεωρία του Shannon

Τα πλεονεκτήματα της UWB τεχνολογίας μπορεί να συνοψιστούν καλύτερα εξετάζοντας την πολύ γνωστή εξίσωση χωρητικότητας του Shannon. Η χωρητικότητα είναι ένα πολύ σημαντικό μέγεθος καθώς οι πολύ απαιτητικές οπτικοακουστικές εφαρμογές απαιτούν όλο και υψηλότερους ρυθμούς μετάδοσης.

Η εξίσωση του Shannon δίνεται από την εξής έκφραση:

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right)$$

όπου  $C$  είναι η μέγιστη χωρητικότητα του καναλιού (bits/sec),  $B$  είναι το εύρος ζώνης του καναλιού (Hz),  $S$  είναι η ισχύς του σήματος (W) και  $N$  είναι η ισχύς θορύβου (W).

Από την παραπάνω εξίσωση μπορούμε να δούμε τι πρέπει να βελτιώσουμε για να αυξήσουμε την χωρητικότητα του διαύλου. Μπορούμε να αυξήσουμε το εύρος ζώνης, την ισχύ του σήματος ή να μειώσουμε τον θόρυβο (ο λόγος  $S/N$  είναι γνωστός και ως σηματοθορυβικός λόγος -  $SNR$ ). Επίσης μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η χωρητικότητα του καναλιού αυξάνει ανάλογα με την αύξηση του εύρους ζώνης  $B$ , αλλά αυξάνεται λογαριθμικά με την ισχύ του σήματος  $S$ .

Το κανάλι UWB έχει ένα πολύ μεγάλο εύρος ζώνης και μπορεί να γίνει ανταλλαγή του για να μειώσει την ισχύ του σήματος και τις παρεμβολές από άλλες πηγές. Από την εξίσωση του Shannon φαίνεται ότι τα UWB συστήματα έχουν πολύ καλές προοπτικές για τις ασύρματες επικοινωνίες πολύ υψηλής χωρητικότητας.

Ένας άλλος τρόπος να παρατηρήσουμε τα ασύρματα συστήματα επικοινωνιών είναι να δούμε τις «ανταλλαγές» μεταξύ:

- Ø της απόστασης πομπού και δέκτη
- Ø ταυτόχρονης επικοινωνίας για πολλαπλούς χρήστες
- Ø αποστολής δεδομένων με υψηλή ταχύτητα
- Ø αποστολής και λήψης μεγάλου αριθμού δεδομένων

Τα πρώτα ασύρματα συστήματα, όπως είναι τα θαλάσσια ασύρματα συστήματα, είχαν δημιουργηθεί για την επικοινωνία μεταξύ πλοίων που βρίσκονται σε μεγάλη απόσταση μεταξύ τους. Η ποσότητα των δεδομένων που μπορούσε να σταλεί ήταν πολύ μικρή και η επικοινωνία είχε πολύ μεγάλη διάρκεια. Μόνο ένας χρήστης μπορούσε να μιλήσει κάθε φορά χρησιμοποιώντας σήματα Morse. Πιο πρόσφατα, τα κυβελωτά τηλεφωνικά συστήματα μπορούν και παρέχουν ταυτόχρονη επικοινωνία χρηστών. Η απόσταση από τον σταθμό βάσης μέχρι τον χρήστη έχει περιοριστεί μόνο σε μερικά χιλιόμετρα. Ένα τέτοιο σύστημα μπορεί να θεωρηθεί ως ένα σύστημα όπου ένα υπολογίσιμο ποσό δεδομένων μπορεί να σταλεί με ικανοποιητική ταχύτητα. Ένα σύστημα UWB επικεντρώνει στα δύο τελευταία χαρακτηριστικά που είναι το μεγάλο ποσό δεδομένων και η πολύ γρήγορη μετάδοση τους. Κάτι τέτοιο όμως γίνεται εις βάρος της απόστασης.



Φυσικά οι ανταλλαγές αυτές είναι πολύ πιο πολύπλοκες και εξαρτώνται από την εκάστοτε εφαρμογή.

## 1.6 Παρεμβολές με άλλα συστήματα

Καταρχήν πρέπει να σημειωθεί ότι η UWB είναι μια RF τεχνολογία και έχει τις προδιαγραφές, όπως κάθε τεχνολογία RF να παρεμβάλλει με τα υπάρχοντα ασύρματα συστήματα αν δεν γίνει σωστός σχεδιασμός. Επίσης υπάρχουν διαφορετικοί τρόποι για να παραχθούν οι εκπομπές των σημάτων αυτών. Κάποιες από τις τεχνικές αυτές έχουν λιγότερα αποτελέσματα παρεμβολών από κάποιες άλλες.

Για παράδειγμα, τα συστήματα UWB που χρησιμοποιούν κεραίες με παλμό άμεσης διέγερσης παράγουν ενέργεια που έχει διασπορά σε πολύ μεγαλύτερο φάσμα από το εύρος ζώνης που δηλώνει ο σχεδιασμός της κεραίας. Δυστυχώς, είναι πολύ δύσκολο να ελεγχθεί το εύρος ζώνης και η κεντρική συχνότητα τέτοιων εκπομπών με μόνο μια κεραία, και ως αποτέλεσμα είναι ότι αυτές οι εκπομπές εκτείνονται σε περιορισμένες ζώνες που έχουν οριστεί από την FCC.

Υπάρχουν πιο σύγχρονες τεχνικές, που δημιουργούν μια UWB κυματομορφή μέσω του παλμού που διαμορφώνεται πριν τη μετάδοση από την κεραία. Αυτές οι τεχνικές έχουν το ιδιαίτερο πλεονέκτημα να είναι ελέγξιμες, και ως προς την συχνότητα και ως προς το εύρος ζώνης και έτσι μπορούν να λειτουργήσουν και πέρα από τις περιορισμένες ζώνες όπως είναι εκείνες που χρησιμοποιούνται από το GPS.

Άλλες σημαντικές πτυχές στον σχεδιασμό των UWB με άμεσο αντίκτυπο σε ότι αφορά τις παρεμβολές περιλαμβάνουν τον κύκλο λειτουργίας του παλμού (duty cycle) και την στρατηγική διαμόρφωσης. Φυσικά, όσο υψηλότερος είναι ο κύκλος λειτουργίας του παλμού, τόσο μεγαλύτερο είναι η μέση τιμή της ενέργειας που μεταφέρεται. Σε μερικά προτεινόμενα σχήματα UWB χρησιμοποιούνται πολλαπλοί παλμοί για την μεταφορά ενός bit πληροφορίας. Αυτό έχει το ανεπιθύμητο αποτέλεσμα της περαιτέρω αύξησης του συνολικού ποσοστού ενέργειας που μεταφέρεται, ή του καταναγκασμού του σχεδιαστή να δεχτεί ένα πολύ χαμηλότερο ποσοστό δεδομένων για μια δεδομένη τιμή μέσης ενέργειας. Επιπλέον, μια υψηλή συχνότητα επανάληψης παλμού (pulse repetition frequency - prf) με ελάχιστη απόσταση μεταξύ των παλμών έχει ως αποτέλεσμα να συγκεντρώσει αυτήν την ενέργεια σε ένα σύνολο φασματικών γραμμών. Όταν μια

φασματική γραμμή βρίσκεται στην συχνότητα μετάδοσης ενός ευαίσθητου δέκτη (π.χ. GPS), μπορεί να δημιουργηθεί υπολογίσιμη παρεμβολή, ακόμα κι αν το "εύρος ζώνης" της κυματομορφής μπορεί να επεκταθεί πέρα από εκατοντάδες megahertz.

Επειδή όμως το εύρος ζώνης των σημάτων της τεχνολογίας αυτής είναι πολύ μεγάλο ενδέχεται να έχουμε παρεμβολές στα συστήματα μας.

Στα συστήματα βασικής ζώνης η κεραία του δέκτη «αφήνεται ανοιχτή» και το φίλτράρισμα του RF γίνεται από την ίδια την κεραία. Η κεραία από μόνη της προσφέρει πολύ μικρό η σχεδόν καθόλου φίλτράρισμα των σημάτων που είναι εκτός ζώνης.

Για αυτόν τον λόγο, μερικά από αυτά τα συστήματα ενσωματώνουν τα επιπρόσθετα φίλτρα διέλευσης χαμηλών συχνοτήτων ή φίλτρα ζώνης πριν από τα στάδια της ενίσχυσης /ανίχνευσης στον δέκτη. Δυστυχώς όμως, καθώς βοηθούν στην αφαίρεση της παρεμβολής τα φίλτρα αυτά μειώνουν και την ισχύ του επιθυμητού προς λήψη σήματος. Τέτοια συστήματα βασικής ζώνης μπορούν να προκαλέσουν παρεμβολές σε δέκτες άλλων συστημάτων.

Στην τεχνολογία UWB (όπως και στις περισσότερες τεχνολογίες διασποράς φάσματος) χρησιμοποιούνται δέκτες συσχετισμού (correlating receivers) [9]. Στους δέκτες αυτού του τύπου, υπάρχει ένα τοπικό αντίγραφο του λαμβανόμενου σήματος. Έτσι όταν το σήμα φτάνει στον δέκτη υπόκειται μιας διαδικασίας συσχετισμού του με το τοπικό αντίγραφο. Με διάφορες τεχνικές που χρησιμοποιούνται στους δέκτες αυτούς μπορούμε να πετύχουμε σχεδόν τέλειο συσχετισμό του αντιγράφου με το λαμβανόμενο σήμα. Δυστυχώς όμως οι δέκτες συσχετισμού δείχνουν μικρή αντοχή στον ευρυζωνικό θόρυβο που προκαλεί την ωστική παρεμβολή. Κάτι τέτοιο συμβαίνει επειδή οποιαδήποτε ώθηση ή διέγερση των δεκτών από λευκό θόρυβο Gauss της ευρείας ζώνης παράγει ένα τοπικό αντίγραφο του λαμβανόμενου σήματος που έχει παρόμοια χαρακτηριστικά με εκείνα του μεταδιδόμενου σήματος. Άρα μία ισχυρή κυματομορφή της ίδιας ζώνης (in-band) μπορεί να δημιουργήσει μεγάλο πρόβλημα σε τόσο απλούς δέκτες (από σχεδιαστικής απόψεως) απλά και μόνο υπερφορτώνοντας τον ανιχνευτή.

Εντούτοις, οι δέκτες συσχετισμού με χρονικό περιορισμό, στους οποίους η λειτουργία συσχετισμού είναι περιορισμένη στη διάρκεια παλμού και συγχρονίζεται στην εισερχόμενη ακολουθία bit, είναι αρκετά αποτελεσματικοί στη μείωση των αποτελεσμάτων της in-band παρεμβολής στους UWB δέκτες.

## 1.7 Ποια η διαφορά με τις συμβατικές τεχνικές ευρείας ζώνης όπως η διασπορά φάσματος άμεσης ακολουθίας (DSSS)

Σε αντίθεση με τις συμβατικές κυματομορφές διασποράς φάσματος (είτε άμεσης ακολουθίας - DSSS είτε μεταπήδησης συχνότητα - FHSS), το εύρος ζώνης μετάδοσης για μια UWB κυματομορφή παράγεται άμεσα, δηλ., χωρίς μεμονωμένη διαμόρφωση των bit από μια άλλη ακολουθία μετάδοσης όπως είναι ένας PN κώδικας ή το σχεδιάγραμμα μεταπήδησης.

Στα UWB συστήματα ένας εξαιρετικά σύντομος RF παλμός παράγει άμεσα ένα στιγμιαίο σήμα με πολύ ευρύ εύρος ζώνης λόγω της ιδιότητας της χρονικής κλιμάκωσης του μετασχηματισμού Fourier:

$$f(at) \hat{=} \frac{1}{|a|} F\left\{\frac{\omega}{a}\right\}$$

Επιπλέον, οι κυματομορφές DSSS ή FHSS είναι σταθερές περιβάλλουσας. Δηλαδή το στιγμιαίο πλάτος τους δεν αλλάζει με το χρόνο. Οι κυματομορφές διασποράς φάσματος έχουν χαρακτηριστικά unity cycle (100%). Δηλ., το μέγιστο και το μέσο επίπεδο ισχύος είναι ίσα. Στα UWB, αφ' ετέρου, οι διάρκειες παλμού είναι εξαιρετικά σύντομες σχετικά με τους χρόνους άφιξης μεταξύ διαδοχικών παλμών. Κατά συνέπεια, οι unity cycle των κυματομορφών είναι χαρακτηριστικά μικρά μέρη ενός τοις εκατό (1%), και οι αναλογίες της μέγιστης με την μέση τιμή της ισχύος μπορεί είναι αρκετά μεγάλες [10].

Από την πλευρά των επικοινωνιών, οι αποδόσεις και των δύο τύπων συστημάτων (είτε διασποράς φάσματος, είτε UWB) καθορίζονται από τον λόγο της ενέργειας ανά bit προς φασματική πυκνότητα ισχύος του θορύβου ( $E_b/N_0$ ). Καθώς το  $N_0 = kTeB$ ,  $k$  είναι η σταθερά Boltzmann,  $T_e$  είναι η ενεργή θερμοκρασία θορύβου συστημάτων και  $B$  είναι το στιγμιαίο εύρος ζώνης, είναι προφανές ότι όσο μεγαλύτερο είναι το εύρος ζώνης, τόσο περισσότερη ενέργεια απαιτείται για τις επικοινωνίες. Για ένα UWB σύστημα έχουμε αντίστοιχα,  $E_b = PT$  όπου  $P$  είναι η μέγιστη ισχύς του παλμού και  $T$  η ενεργός διάρκεια παλμού. Κατά συνέπεια, όσο μικρότερη διάρκεια έχει ο παλμός, τόσο υψηλότερη είναι η απαραίτητη μέγιστη ισχύς για ένα δεδομένο bit error rate (BER). (Τα ίδια ισχύουν και στην περίπτωση των ραντάρ).

Για μια κυματομορφή διασποράς φάσματος, το  $E_b$  δίνεται επίσης από το  $PT$ , αλλά το  $T$  τώρα αντιπροσωπεύει την διάρκεια του bit. Μπορεί να αποδειχθεί ότι για περίπου ίσες τιμές μέσης ισχύς τα σήματα διασποράς φάσματος και UWB έχουν παρόμοια συμπεριφορά σε σχέση με το BER. Αυτό είναι ένα σημαντικό στοιχείο καθώς δείχνει ότι τα UWB δεν παραβιάζουν τις βασικές αρχές της φυσικής.

Εντούτοις, υπάρχουν αρκετά πλεονεκτήματα των UWB σε σχέση με τα συστήματα διασποράς φάσματος. Κάποια από αυτά είναι τα ακόλουθα:

- (a) Πολύ μικρό ποσοστό πολυπλοκότητας όσον αφορά την σχεδίαση τους, χαμηλότερο κόστος για εξαιρετικά μεγάλα εύρη ζώνης άρα και υψηλότερο ρυθμό μετάδοσης δεδομένων.
- (b) Ανεξαρτησία του BER από τις αλλαγές στον ρυθμό μετάδοσης δεδομένων, για μια τυπική κυματομορφή διπλασιασμός του ρυθμού μετάδοσης δεδομένων θα απαιτούσε τον διπλασιασμό της μέγιστης και μέσης ισχύος.
- (c) Πρακτικά παρέχουν υψηλή αντοχή στο φαινόμενο των πολυδιαδρομών σε κινητά συστήματα και εφαρμογές (ραντάρ και επικοινωνίες).

## 1.8 Υψηλό κέρδος επεξεργασίας

Δυστυχώς, πολλές από τις αξιώσεις για το εξαιρετικά υψηλό κέρδος επεξεργασίας στα συστήματα UWB προέρχονται από έλλειψη κατανόησης των βασικών αρχών διαμόρφωσης παλμού.

Μια από τις πιο κοινές παρανοήσεις είναι ότι χρησιμοποιείται για την μέτρηση του κέρδους επεξεργασίας η αναλογία του στιγμιαίου εύρους ζώνης RF προς το εύρος ζώνης της μεταδιδόμενης πληροφορίας (υπάρχουν τέτοιες αξιώσεις για κέρδος μέχρι και 50dB χρησιμοποιώντας αυτό το επιχειρήμα). Η παραπάνω σχέση ισχύει στην περίπτωση σημάτων διασποράς φάσματος άμεσης ακολουθίας, στα οποία η αναλογία του chirping rate σε σχέση με το ποσοστό πληροφορίας μπορεί πράγματι να συσχετιστεί με το κέρδος επεξεργασίας, η εφαρμογή της παραπάνω σχέσης όμως στην περίπτωση των UWB απαιτεί ιδιαίτερη προσοχή.

Θεωρούμε έναν πολύ σύντομο παλμό  $T_p$ , με στιγμιαίο εύρος ζώνης  $B = 1/T_p$ . Εάν  $R$  είναι ο ρυθμός σήματος πληροφορίας, τότε η μέγιστη προς τη μέση ισχύ δίνεται από τον τύπο:

$$\text{Peak-to-average power ratio} = B/R$$

το οποίο είναι ίσο με το αποκαλούμενο UWB "κέρδος επεξεργασίας". Με έναν περιορισμό της μέσης ισχύος, η παραπάνω σχέση δείχνει ότι με τη μείωση του ρυθμού δεδομένων  $R$ , η μέγιστη ισχύς αυξάνεται και είναι προφανές ότι το σήμα είναι πιο εύκολα ανιχνεύσιμο στην παρουσία θορύβου. Αντιπροσωπεύει όμως το παραπάνω το πραγματικό κέρδος επεξεργασίας, δεδομένου ότι ο σχεδιαστής αναγκάζεται να αυξήσει την μέγιστη ισχύ για να το επιτύχει; Αφ' ετέρου, βάζοντας περιορισμό στην μέγιστη ισχύ, μειώνοντας τον ρυθμό δεδομένων  $R$  οδηγεί απλά σε ένα χαμηλότερο μέσο επίπεδο ισχύος χωρίς καμία προφανή βελτίωση της ανιχνευσιμότητας του παλμού σε ένα εύρος ζώνης  $B$ . Στην πραγματικότητα, όλα τα UWB συστήματα έχουν περιορισμό στην μέγιστη ισχύ με την μέγιστη απόδοση να ορίζεται από την ενέργεια ανά bit ( $E_b = PTp$ ) προς την φασματική πυκνότητα ισχύος ( $E_b/N_o$ ).

Σε αντίθεση με τους δέκτες των συστημάτων DSSS, στους οποίους ο πολλαπλασιασμός του σήματος με μία ακολουθία για την αποδιασπορά του οδηγεί σε μείωση του εύρους ζώνης με αποτέλεσμα να έχουμε βελτίωση του σηματοθορυβικού λόγου, στα συστήματα UWB κάτι τέτοιο δεν συμβαίνει.

Ένα δεύτερο σημείο το οποίο οδηγεί σε παρερμηνεία σχετικά με το κέρδος επεξεργασίας αφορά την αύξηση του σηματοθορυβικού λόγου από τον συνδυασμό των παλμών. Ενώ ισχύει ότι ο συνδυασμός των παλμών, είτε κατά την ανίχνευση του σήματος, είτε πριν την ανίχνευση του, μπορεί πράγματι να παρέχει κέρδος επεξεργασίας, από μια αναθεώρηση των διπλωμάτων ευρεσιτεχνίας για UWB και των δημοσιευμένων αποτελεσμάτων απόδοσης διευκρινίζεται ότι, στις περισσότερες περιπτώσεις, κάτι τέτοιο φαίνεται τελικά να οδηγεί σε πολύ μικρά πλεονεκτήματα σε σχέση με το κέρδος επεξεργασίας. Για παλμούς διάρκειας nanosecond και subnanosecond, ο συνδυασμός (δηλ., η χρόνο-ευθυγραμμισμένη προσθήκη των πολλαπλάσιων λαμβανόμενων παλμών πριν από την ανίχνευση του σήματος) μπορεί να περιοριστεί σοβαρά από τις αστάθειες των κυκλωμάτων, από τις πολυδιαδρομές, από την σχετική κίνηση των πλατφόρμων, κ.λπ. Φυσικά, μια καταστρεπτική επίδραση του συνδυασμού των παλμών (δηλ., ο συνδυασμός που χρησιμοποιεί πολλαπλούς παλμούς ανά μετάδοση bit) μπορεί να είναι το μειωμένο ποσοστό δεδομένων ή μειωμένη απόδοση. Για παράδειγμα, ένας κατασκευαστής UWB συστημάτων έχει απαίτηση για ρυθμό μετάδοσης 20 megapulses

ανά δευτερόλεπτο, όμως επιτυγχάνει ρυθμό απόδοσης μόνο 78 kb/s λόγω της ανάγκης να γίνει συνδυασμός αρκετών εκατοντάδων παλμών ανά bit για να επιτύχει τον απαραίτητο σήματοθορυβικό λόγο στον δέκτη.

Τα πιο ευαίσθητα συστήματα UWB που υπάρχουν σήμερα έχουν ενσωματωμένους ανιχνευτές παλμών που έχουν κάποιο χρόνο-περιορισμό. Σε ένα τέτοιο σύστημα, τα μικρά ποσά συνδυασμού χρησιμοποιούνται επίσης για να μειώσουν περαιτέρω την απαραίτητη μέγιστη ενέργεια παλμού χωρίς (πολλά από αυτά) να έχουν επιπτώσεις στον τελικό ρυθμό μετάδοσης των δεδομένων.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΑΣ

## 2. Τεχνολογία UltrawideBand

### 2.1 Βασικές αρχές

#### 2.1.1 Εισαγωγικά

Ως UWB (UltraWideBand) συστήματα επικοινωνιών μπορούν ευρύτερα να κατηγοριοποιηθούν όλα τα συστήματα επικοινωνιών των οποίων το εύρος ζώνης είναι κατά πολύ μεγαλύτερο από το ελάχιστο εύρος ζώνης που απαιτείται για την μεταφορά της πληροφορίας. Αυτό το υπερβολικό εύρος ζώνης είναι και το βασικό χαρακτηριστικό των UWB συστημάτων.

Οι χρήστες των πρώτων τηλεφωνικών συστημάτων ανακάλυψαν πολύ γρήγορα τις βασικότερες απαιτήσεις των ασύρματων συστημάτων όπως η ανάκτηση πληροφορίας και ο διαμοιρασμός κοινού εύρους ζώνης. Όμως η UWB τεχνολογία της εποχής δεν μπορούσε να τους προσφέρει κάτι τέτοιο. Την απάντηση στα παραπάνω την έδωσαν τα συστήματα που χρησιμοποιούσαν φέρον (carrier based).

Οι αρμόδιες αρχές για τον διαμοιρασμό των συχνοτήτων εξόρισαν τα UWB συστήματα και τα περιόρισαν στην καθαρά πειραματική χρήση για πάρα πολλά χρόνια. Αυτός ήταν και ο λόγος που τα συστήματα αυτά δεν έχουν αναπτυχθεί σε σχέση με άλλα ασύρματα συστήματα.

#### Τύποι UWB συστημάτων:

- § Τα συστήματα εκείνα που χρησιμοποιούν αποστολή πολύ μικρής διάρκειας παλμών για την μεταφορά πληροφορίας (I-UWB)
- § Τα συστήματα εκείνα που χρησιμοποιούν πολλαπλά ταυτόχρονα φέροντα (MC-UWB, η πιο κοινή μορφή διαμόρφωσης πολλαπλών φερόντων είναι η OFDM)

Στην περίπτωση της πρώτης κατηγορίας, το μεταδιδόμενο σήμα είναι στην πραγματικότητα μια σειρά από παλμούς βασικής ζώνης. Επειδή οι παλμοί είναι πολύ μικρής διάρκειας (nanoseconds ή μικρότερα) το εύρος ζώνης του μεταδιδόμενου σήματος είναι της τάξης των gigahertz.

Το αδιαμόρφωτο λαμβανόμενο σήμα όπως το βλέπει ο δέκτης (χωρίς τις επιπτώσεις που έχει ο διάυλος σε αυτό) μπορεί να αναπαρασταθεί ως εξής:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} A_i(t) p(t - iT_f),$$

όπου  $A_i(t)$  είναι το πλάτος του παλμού το οποίο ισούται με  $\pm \sqrt{E_p}$  ( $E_p$  ενέργεια/παλμός),  $p(t)$  είναι ο λαμβανόμενος παλμός,  $T_f$  είναι το πλαίσιο της χρονικής επανάληψης.

Στην δεύτερη περίπτωση το σήμα στον δέκτη περιγράφεται ως εξής:

$$s(t) = \sum_{i=1}^N d_i(t) e^{j2\pi i \left(\frac{T}{T_s}\right)},$$

όπου  $N = \text{αρ. φερόντων}$ ,  $T_s = NT_b$  διάρκεια συμβόλου,  $d_i(t)$  η ακολουθία συμβόλου που διαμορφώνει το  $i$ -στό φέρον.

### 2.1.2 Φασματική Πυκνότητα Ισχύος

Η φασματική πυκνότητα ισχύος στα συστήματα UWB θεωρείται πολύ χαμηλή, και ειδικά για εφαρμογές επικοινωνιών. Η φασματική πυκνότητα ισχύος (power spectral density - PSD) δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$PSD = \frac{P}{B}$$

όπου  $P$  είναι η εκπεμπόμενη ισχύς σε watts (W),  $B$  είναι το εύρος ζώνης του σήματος σε Hertz (Hz), και η μονάδα μέτρησης της PSD είναι watts/hertz (W/Hz).

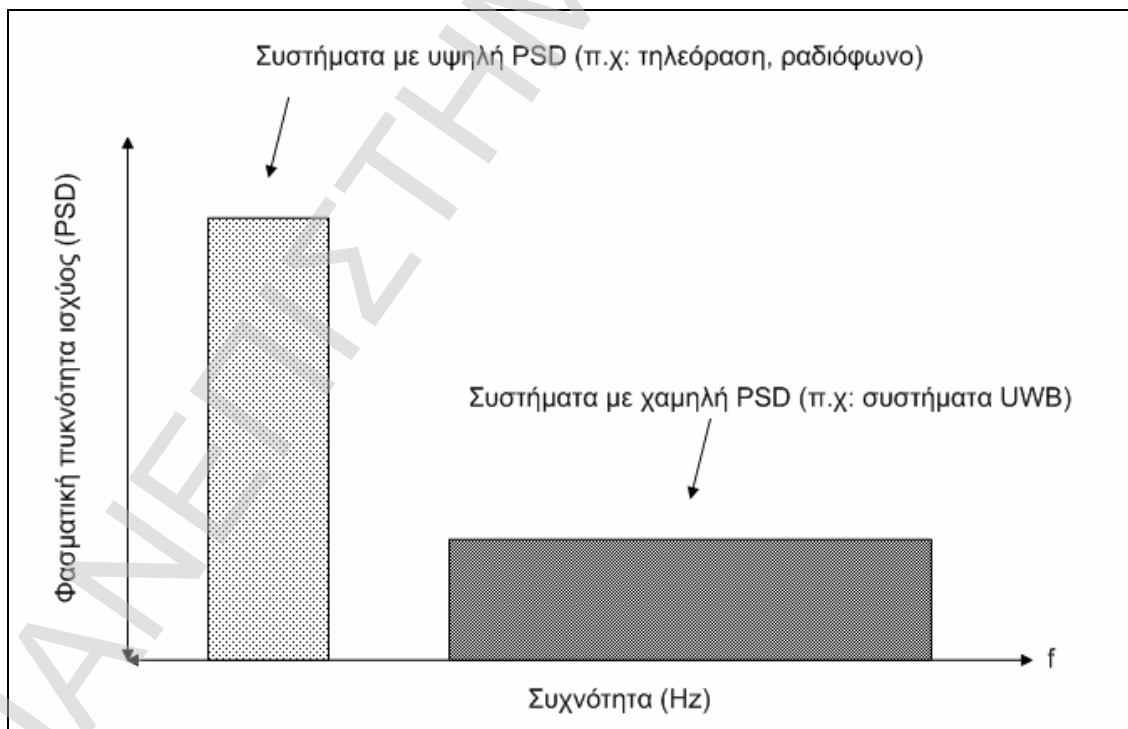
Ιστορικά τα ασύρματα επικοινωνιακά συστήματα έχουν χρησιμοποιήσει μόνο σήματα στενής ζώνης και έτσι έχουν σχετικά υψηλή φασματική πυκνότητα ισχύος. Με άλλα λόγια, αφού η συχνότητα και ο χρόνος είναι δυο μεγέθη αντιστρόφως ανάλογα, τα συστήματα ημιτονοειδών κυματομορφών έχουν μικρό εύρος ζώνης και μεγάλη χρονική διάρκεια. Για τα συστήματα UWB όμως, οι παλμοί έχουν πολύ μικρή διάρκεια  $t$  και πολύ μεγάλο εύρος  $B$ . Στον πίνακα που ακολουθεί φαίνεται η PSD διαφόρων ασύρματων συστημάτων.



Σύστημα	Εκπεμπόμενη Ισχύς (W)	Εύρος ζώνης (B)	PSD (W/Hz)	Κατηγοριοποίηση
Ραδιόφωνο	50 kW	75 kHz	666.600	Narrowband
Τηλεόραση	100 kW	6 MHz	16.700	Narrowband
Τηλεφωνία 2G	10mW	8.33 kHz	1.2	Narrowband
802.11a	1W	20 Hz	0.05	Wdeband
UWB	1mW	7.5 Hz	0.013	Ultrawideband

**Πίνακας 5:** Φασματική πυκνότητα ισχύος των βασικών επικοινωνιακών συστημάτων

Η ισχύς που χρησιμοποιείται για την μετάδοση ενός σήματος δεν είναι άπειρη και πρέπει γενικά να είναι όσο το δυνατόν χαμηλότερη. Εάν έχουμε ένα συγκεκριμένο ποσό ενέργειας μπορούμε να μεταδώσουμε είτε σε ένα μικρό εύρος ζώνης με πολύ μεγάλη ισχύ, είτε με χαμηλότερη ισχύ σε ένα ευρύ φάσμα. Η Εικόνα που ακολουθεί παρουσιάζει την σύγκριση των δύο αυτών περιπτώσεων.

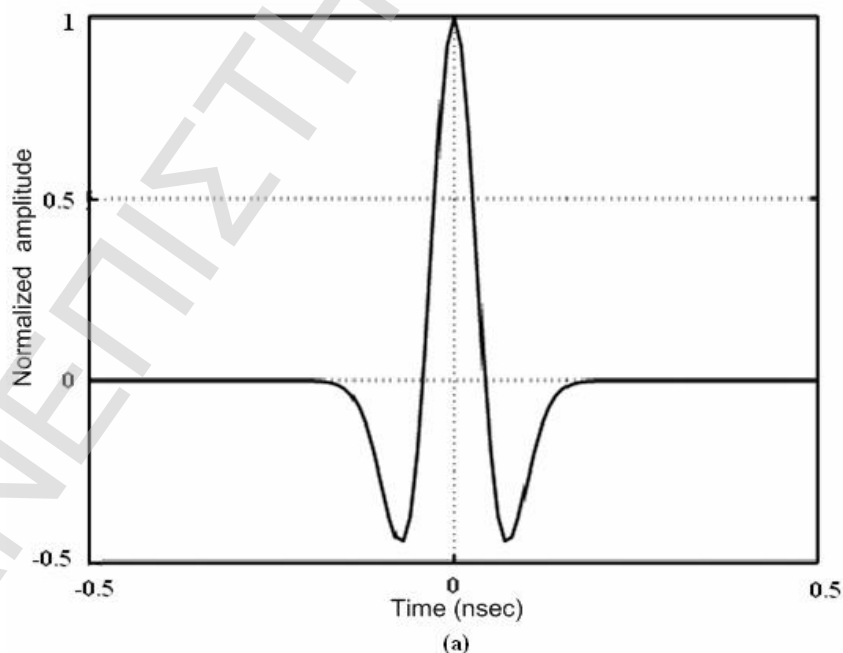


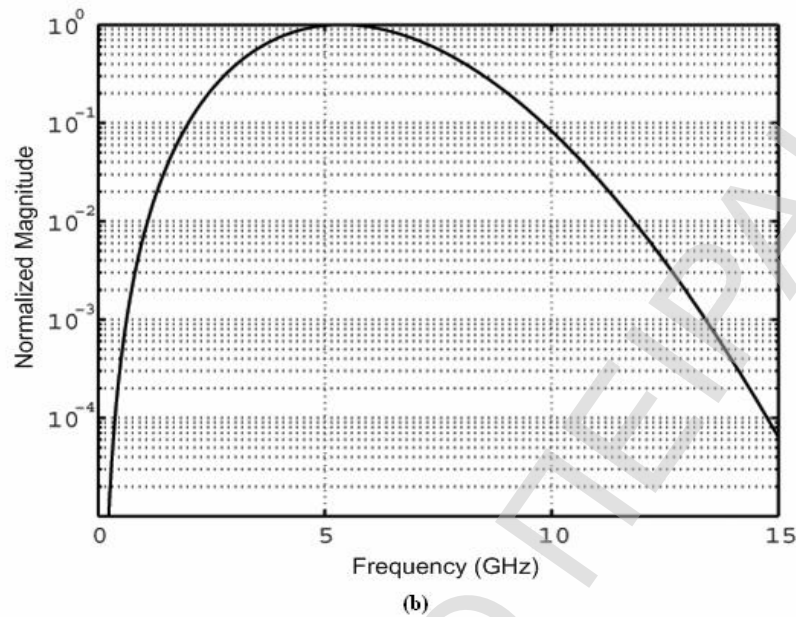
**Εικόνα 2:** Σύστημα με υψηλή και χαμηλή φασματική πυκνότητα ισχύος

Ένα από τα πλεονεκτήματα της χαμηλής πυκνότητας ισχύος είναι η χαμηλή πιθανότητα ανίχνευσης/ εντοπισμού (low probability of detection - LPD), το οποίο είναι πολύ σημαντικό για στρατιωτικές εφαρμογές. Αυτό το πλεονέκτημα όμως είναι σημαντικό και για της εμπορικές εφαρμογές αφού η ασφάλεια της μεταφοράς δεδομένων (είτε σε επίπεδο εταιρειών, είτε σε ατομικό επίπεδο) των σημερινών συστημάτων θεωρείται ανεπαρκής.

### 2.1.3 Διαμόρφωση παλμού

Οι παλμοί που χρησιμοποιούνται στα UWB συστήματα είναι γνωστοί και ως Gaussian duplet (Εικόνα 3). Οι παλμοί αυτοί χρησιμοποιούνται στα UWB επειδή η μορφή τους μπορεί να δημιουργηθεί εύκολα. Πρόκειται απλά για έναν τετραγωνικό παλμό ο οποίος έχει διαμορφωθεί από τους χρονικούς περιορισμούς ανόδου και πτώσης του παλμού και από τα αποτελέσματα φιλτραρίσματος των κεραιών αποστολής και λήψης. Ένας τετραγωνικός παλμός μπορεί εύκολα να διαμορφωθεί εάν ανοίγουμε και κλείνουμε ένα transistor πολύ γρήγορα.





**Εικόνα 3:** (a) Ιδανική μορφή του λαμβανομένου παλμού (b) το φάσμα του λαμβανομένου παλμού

Η διαμόρφωση του παλμού προσεγγίζει την καμπύλη της συνάρτησης Gauss η οποία δίνεται από το παρακάτω:

$$G(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-x^2/\sqrt{2\sigma^2}}$$

όπου η συνάρτηση  $G(x)$  θεωρείται ότι έχει μηδενικό μέσο.

Η μετάδοση των παλμών απευθείας στην κεραία έχει σαν αποτέλεσμα ο παλμός να φιλτράρεται λόγω των παραμέτρων της κεραίας. Το ίδιο αποτέλεσμα έχουμε και στην κεραία λήψης. Προσομοιάζουμε το κανάλι με την καθυστέρηση που έχει ο παλμός και θεωρούμε ότι ο παλμός ενισχύεται στον δέκτη. Άρα ο παλμός  $p_{rx}$  που φτάνει στον δέκτη μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$p_{rx} = \frac{1}{\kappa} - 4\pi \frac{\zeta}{\tau_m} \frac{1}{\sigma} e^{-2\pi(\zeta/\tau_m)^2}$$

Η εξίσωση αυτή αναπαριστά τον παλμό της παραπάνω εικόνας. Το  $\tau_m$  θεωρείται ίσο με 0.15 και είναι η μοναδική παράμετρος που καθορίζει τα χρονικά και συχνοτικά χαρακτηριστικά παλμού Gauss. Η κεντρική συχνότητα του παλμού (όπως φαίνεται από την εικόνα β είναι στα 5 GHz. Σε σύγκριση με τα άλλα συστήματα στενής ζώνης ή

ακόμα και ευρείας ζώνης, το πολύ μεγάλο εύρος ζώνης στην περίπτωση αυτή είναι γεγονός και άρα πολύ σωστά τους έχει δοθεί το όνομα ultrawideband.

#### 2.1.4 Μέθοδοι ανάλυσης της διάδοσης στα συστήματα UWB

Για την ανάπτυξη των UWB συστημάτων επικοινωνιών χρειάζεται εκτεταμένος αριθμός δεδομένων σε ότι αφορά τη διάδοση σημάτων UWB. Για την ανάλυση της διάδοσης χρησιμοποιούνται πειραματικές μετρήσεις αλλά και προσομοιώσεις σε εσωτερικούς και εξωτερικούς χώρους. Οι μέθοδοι των μετρήσεων είναι πιο ακριβείς και χρησιμοποιούνται χωρίς υποθέσεις, χρειάζονται όμως πόρους και είναι πολυδάπανες. Από την άλλη οι προσομοιώσεις εξαρτώνται από το επίπεδο ακριβείας, όσο πιο ακριβές είναι το μοντέλο συνεπάγεται και μεγαλύτερη πολυπλοκότητα.

##### **Μετρήσεις**

Για UWB μετρήσεις χρησιμοποιείται μια σειρά από μεθόδους οι οποίες μπορούν χονδρικά να χωριστούν σε δυο κατηγορίες:

§ Μετρήσεις που αφορούν το χρονικό πεδίο (time domain) – Είναι ένας άμεσος τρόπος χαρακτηρισμού των UWB καναλιών, συνήθως χρησιμοποιούνται (στην μια άκρη του καναλιού) πολύς μικρής διάρκειας παλμοί και ακολουθεί μια περίοδος σιγής ώστε να φτάσουν στον δέκτη όλες οι ανακλώμενες συνιστώσες (multipaths). Στον δέκτη έχουμε δειγματοληπτικό παλμογράφο (oscilloscope).

Στις time-domain τεχνικές, το κανάλι ενεργοποιείται από έναν σύντομο παλμό, και ο δέκτης καταγράφει την απόκριση άμεσα, κάνοντας δειγματοληψία της λαμβανόμενης κυματομορφής. Το πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι ότι δίνει την κυματομορφή άμεσα στο χρονικό πεδίο, και οι χρονικές διακυμάνσεις του διαύλου μπορούν εύκολα να μετρηθούν. Το μειονέκτημα βρίσκεται στα προβλήματα στην παραγωγή πολύ μικρών (ultra-short) παλμών και το γεγονός ότι ένας μη ιδανικός παλμός διαστρεβλώνει την απόκριση που παρατηρείται στον δέκτη.

§ Μετρήσεις που αφορούν το πεδίο συχνοτήτων (frequency domain) – Η τεχνική αυτή βασίζεται σε μετρήσεις που γίνονται σε διαφορετικές συχνότητες.

Σε ότι αφορά τις μετρήσεις στο πεδίο συχνοτήτων χρησιμοποιείται ένα chirp για την ενεργοποίηση του καναλιού, έτσι το λαμβανόμενο σήμα είναι μια προσέγγιση της συνάρτησης μεταφοράς. Στις περισσότερες πρακτικές περιπτώσεις, χρησιμοποιείται μία συσκευή Vector Network Analyzer ως πομποδέκτης. Ένα περαιτέρω πλεονέκτημα αυτής της τεχνικής είναι ότι μπορεί να γίνει αρκετά εύκολα μια back-to-back βαθμονόμηση. Ένα μειονέκτημα είναι ότι χρονικές παραλλαγές των καναλιών δεν μπορούν να καταγραφούν εύκολα. Εντούτοις, αυτό δεν εμπόδισε τη διαμόρφωση του προτύπου 802.15.

## 2.2 Μοντελοποίηση Διαύλου

Ως κανάλι θεωρείται το περιβάλλον διάδοσης από το οποίο διέρχεται το σήμα για να φτάσει από τον πομπό στον δέκτη. Στις κινητές επικοινωνίες υπάρχουν αρκετές θεωρίες και τεχνικές για την μοντελοποίηση του καναλιού διάδοσης. Στην περίπτωση των UWB όμως χρειάζεται περισσότερη προσοχή λόγω της ιδιαίτερης και διαφορετικής φύσης των σημάτων αυτών σε σχέση με τα σήματα στενής ζώνης που χρησιμοποιούνται στις τηλεπικοινωνίες. Η κυριότερη διαφορά ανάμεσα στις UWB τεχνικές και τις παραδοσιακές τεχνικές μοντελοποίησης διαύλου είναι το γεγονός ότι στην πρώτη περίπτωση δεν μπορούμε να αγνοήσουμε τις παραμέτρους που εξαρτώνται από το πεδίο συχνοτήτων. Παράμετροι σχετιζόμενοι με την διείσδυση, την ανάκλαση, τις απώλειες διάδοσης, και άλλες θεωρούνται εξαρτώμενα από την συχνότητα και πρέπει να διερευνηθούν με μεγάλη προσοχή.

Για την μελέτη των παραμέτρων αυτών από την διάδοση ενός UWB σήματος τις χωρίζουμε στις εξής κατηγορίες: παράμετροι μεγάλης κλίμακας (large scale), παράμετροι μικρής κλίμακας (small scale) και ανεπιθύμητα σήματα (η τελευταία κατηγορία αναφέρεται στην επίδραση του θορύβου και των παρεμβολών).

### 2.2.1 Παράμετροι μεγάλης κλίμακας

Η μοντελοποίηση διαύλου σύμφωνα με τις παραμέτρους μεγάλης κλίμακας μελετά την εξασθένιση του σήματος σε σχέση με την απόσταση. Κυρίως αυτές οι παράμετροι αναφέρονται ως απώλειες διάδοσης (path loss). Συνήθως χρησιμοποιούνται για την σχεδίαση του link budget. Οι απώλειες διάδοσης, σε σχέση με μια απόσταση  $d$ , δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$PL(d) = PL_0 + 10n \log_{10} \left( \frac{d}{d_0} \right) + S, \quad d \geq d_0$$

όπου,  $d_0$  είναι η απόσταση αναφοράς

$PL_0$  είναι οι απώλειες διάδοσης στην απόσταση αναφοράς

$S$  (dB) είναι ο παράγοντας σκίασης

$n$  είναι ο εκθέτης των απωλειών διάδοσης

Το  $S$  γενικότερα θεωρείται μια τυχαία Gauss μεταβλητή με μηδενική μέση τιμή και τυπική απόκλιση  $\sigma_S$ .

Οι εξαρτώμενες από την συχνότητα απώλειες διάδοσης  $PL(f)$  μοντελοποιούνται από την παρακάτω εξίσωση:

$$PL(f) = PL_0 + 10n \log_{10} \left( \frac{f}{f_0} \right) + S$$

Στην παραπάνω εξίσωση το  $r$  δείχνει τον εκθέτη των απωλειών διάδοσης που σχετίζονται με την συχνότητα.

Οι απώλειες διάδοσης είναι ένα από τα βασικά χαρακτηριστικά της μετάδοσης των ηλεκτρομαγνητικών σημάτων και σχετίζεται με την σχεδίαση των συστημάτων για τον υπολογισμό της λαμβανόμενης ισχύος στον δέκτη. Συνήθως οι απώλειες διάδοσης στα συστήματα στενής ζώνης εξετάζονται χρησιμοποιώντας την εξίσωση διάδοσης του Friis η οποία παρέχει ένα μέσο για την πρόβλεψη της λαμβανόμενης ισχύος. Σύμφωνα με τον Friis, η λαμβανόμενη ισχύς είναι αντιστρόφως ανάλογη με το τετράγωνο της απόστασης ανάμεσα στον πομπό και στον δέκτη. Επίσης, ο τύπος αυτός προβλέπει ότι η λαμβανόμενη ισχύς σημάτων θα μειωθεί ανάλογα με το τετράγωνο της συχνότητας λόγω της υπόθεσης του σταθερού κέρδους των κεραιών. Εντούτοις, τα μεγάλα εύρη ζώνης των

σημάτων UWB που σχετίζονται με αυτόν τον ορισμό των απωλειών διάδοσης, δείχνουν ότι το κανάλι εισάγει μια απώλεια διάδοσης που ποικίλλει στο εύρος συχνοτήτων του σήματος. Κάτι τέτοιο έχει σαν αποτέλεσμα ένα κέρδος κεραιών που εξαρτάται από την συχνότητα, γι' αυτόν τον λόγο πρέπει να εξετάσουμε την εξίσωση του Friis για να διαπιστώσουμε την εφαρμογή της στην περίπτωση των UWB σημάτων.

Η εξίσωση του Friis βασίζεται στον παρακάτω τύπο που μας δίνει την πυκνότητα ροής,  $F$

$$F = \frac{EIRP}{4\pi r^2}$$

Στη συνέχεια χρησιμοποιούμε την πυκνότητα ροής για να υπολογίσουμε την λαμβανόμενη ισχύ,  $P_r$  ως εξής:  $P_r = \frac{EIRP}{4\pi r} A_e$ , όπου  $A_e$  είναι η ενεργός επιφάνεια της κεραίας λήψης.

Το κέρδος της κεραίας που σχετίζεται με την ενεργό επιφάνεια δίνεται από:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A_e$$

Λύνοντας την παραπάνω εξίσωση ως προς  $A_e$  και αντικαθιστώντας στην εξίσωση για την λαμβανόμενη ισχύ ( $P_r$ ) έχουμε τα ακόλουθα:

$$P_r = \frac{EIRP}{4\pi d^2} \frac{\lambda^2}{4\pi} G_r = EIRP G_r \frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2}$$

το  $EIRP = P_t G_t$ , όπου  $P_t$  είναι η ενέργεια εκπομπής και  $G_t$  είναι το κέρδος της κεραίας εκπομπής, άρα τελικά έχουμε:

$$P_r = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2}{(4\pi d)^2}$$

Το μέγεθος  $\frac{\lambda^2}{(4\pi d)^2}$  είναι αυτό που ορίζεται ως απώλειες διάδοσης.

## 2.2.2 Παράμετροι μικρής κλίμακας

Ο κύριος στόχος των μετρήσεων αυτών είναι να χαρακτηριστούν από στατιστικής πλευράς τα πλάτη, οι καθυστερήσεις και η πόλωση των συνιστωσών πολυδιαδρομικής διάδοσης του διαύλου. Τα χαρακτηριστικά των μετρήσεων μικρής κλίμακας περιλαμβάνουν τις απώλειες διάδοσης σε τοπικά περιβάλλοντα αλλά και τις επιδράσεις που έχουν τα φαινόμενα της πολυδιαδρομικότητας στο μεταδιδόμενο σήμα. Συνήθως οι μετρήσεις αυτές χρησιμοποιούνται για την κατάλληλη σχεδίαση του δέκτη. Για αυτήν την μοντελοποίηση χρησιμοποιείται η λογαριθμικοκανονική κατανομή (log-normal), η Nakgami ή η Weibull.

Το λαμβανόμενο σήμα από μία μετάδοση UWB μπορεί να αναπαρασταθεί από την παρακάτω έκφραση:

$$b_r(t) = \frac{\mu}{\sqrt{R_r R_t}} \frac{\theta}{\theta t} \zeta_{\Omega_t} \zeta_{\Omega_r} \int_{\mathbb{R}^3} h_{rR}(\theta_r, \varphi_r; t) \Delta C \Delta h_{rR}(\theta_t, \varphi_t; t) \Delta a_t(t) \mathcal{R}(\Omega_r) d\Omega_r$$

όπου  $\overset{1}{C}$  είναι η κρουστική απόκριση του καναλιού (CIR) που μελετάμε,  $a_t(t)$  είναι ο παλμός, τα  $h_{rR}$  και  $h_{rR}$  είναι τα ύψη των κεραιών αποστολής και λήψης αντίστοιχα.

Η μοντελοποίηση διαύλου όμως εξαρτάται από το πώς οι παράμετροι του καναλιού λαμβάνονται κατά την διάρκεια των μετρήσεων, και για να γίνει κάτι τέτοιο χρειάζεται να γίνει αποσυνέλιξη (deconvolution) του σήματος. Η αποσυνέλιξη είναι η διαδικασία του διαχωρισμού 2 σημάτων που έχουν συνδυαστεί κατά την διαδικασία της συνέλιξης. Υπάρχουν πολλές μέθοδοι για να γίνει κάτι τέτοιο και η διαδικασία αυτή μπορεί να λάβει μέρος στο πεδίο του χρόνου ή στο πεδίο συχνοτήτων. Οι διάφορες τεχνικές δίνουν διαφορετικά αποτελέσματα ανάλογα με το ποια θα είναι η περαιτέρω ανάλυση του σήματος.

Στο πεδίο συχνοτήτων η ποιο διαδεδομένη μέθοδος αποσυνέλιξης είναι γνωστή ως αντίστροφο φιλτράρισμα (inverse filtering). Μια άλλη τεχνική είναι η τεχνική Van-Cittert [14], η μέθοδος αυτή μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε στο πεδίο του χρόνου, είτε στο πεδίο συχνοτήτων. Ανεξάρτητα από το ποια τεχνική χρησιμοποιείται το αποτέλεσμα της αποσυνέλιξης δίνει πάντα απόκριση συχνότητας περιορισμένη ως προς το φάσμα.

Μια τρίτη μέθοδος είναι ο αλγόριθμος CLEAN [16], η οποία χρησιμοποιείται στο χρονικό πεδίο. Η μέθοδος αυτή είναι πολύ σημαντική για την περίπτωση των



συστημάτων UWB διότι το αποτέλεσμα δίνει απόκριση συχνότητας που δεν είναι περιορισμένη ως προς το φάσμα αλλά είναι ένα άθροισμα από καθυστερημένες αποκρίσεις του σήματος που φτάνουν στον δέκτη. Κάτι τέτοιο είναι πολύ χρήσιμο για τα μοντέλα διαύλου που χρησιμοποιούν παραμέτρους μικρής κλίμακας και γι' αυτόν τον λόγο ο αλγόριθμος CLEAN είναι πολύ χρήσιμος.

#### *Χρονικές παράμετροι*

Το κανάλι μπορεί να χαρακτηριστεί και από κάποιες άλλες στατιστικές μεταβλητές όπως είναι το mean excess delay, το RMS delay spread και το maximum excess delay, οι μεταβλητές αυτές περιγράφουν τις ιδιότητες της χρονικής διασποράς του καναλιού. Είναι επίσης χρήσιμες για την περιγραφή του καναλιού και για τον υπολογισμό της απόδοσης στην περίπτωση διασυμβολικών παρεμβολών (intersymbol interference).

Το mean excess delay ορίζεται ως:  $\tau_m = \frac{\sum_k \beta_k^2 \tau_k}{\sum_k \beta_k^2}$

Το RMS delay spread ορίζεται ως:  $\tau_{RMS} = \sqrt{\frac{\sum_k \beta_k^2 \tau_k^2}{\sum_k \beta_k^2} - \tau_m^2}$

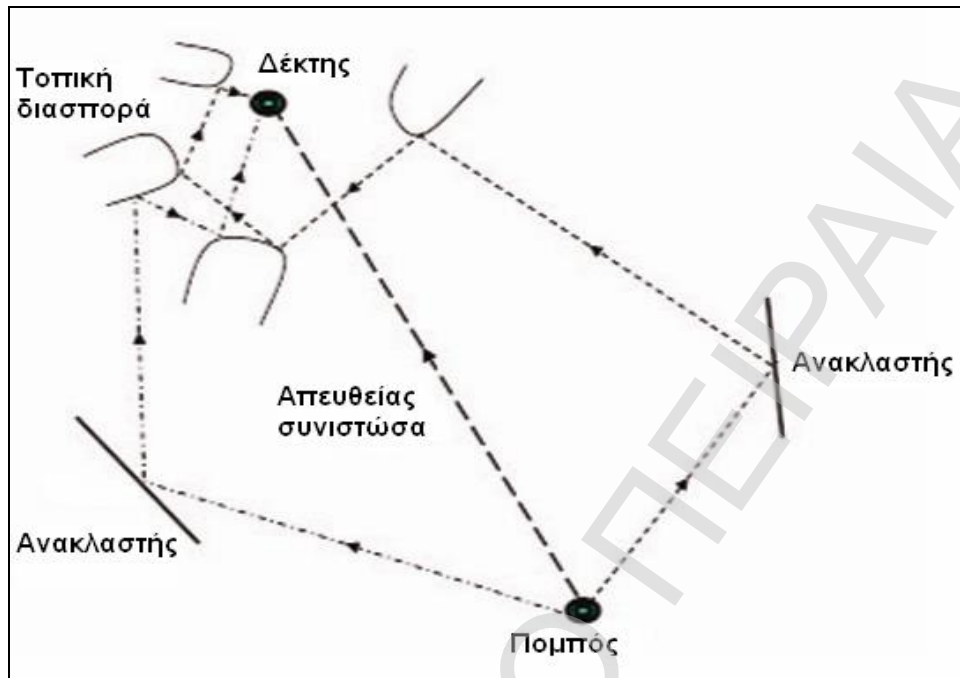
### 3. Μοντέλα Διαύλου

Οι κύριες διαφορές ανάμεσα στις κλασσικές τεχνικές μοντελοποίησης και στις τεχνικές UWB είναι οι εξής:

- § Πρέπει να ληφθούν υπ' όψιν τα δεδομένα εκείνα που εξαρτώνται από την συχνότητα
- § Η μεγάλη έκταση των UWB σημάτων στο πεδίο της συχνότητας
- § Οι ανακλάσεις, οι απώλειες διάδοσης, η διάχυση και όλες οι υπόλοιπες παράμετροι πρέπει να λαμβάνονται υπ' όψιν σαν μεταβλητές εξαρτώμενες από την συχνότητα

#### 3.1 Ένα απλό UWB μοντέλο πολυδιαδρομικής διάδοσης

Αρχικά θα εξετάσουμε ένα γενικό μοντέλο το οποίο εξηγεί τις βασικές αρχές της μοντελοποίησης καναλιού. Το πιο απλό και λειτουργικό μοντέλο για τον χαρακτηρισμό ενός UWB καναλιού είναι το πολυδιαδρομικό μοντέλο απόκρισης συχνότητας, διακριτού χρόνου επειδή οι ανακλάσεις από τα αντικείμενα που βρίσκονται σε ένα δωμάτιο (τοίχοι, έπιπλα, πόρτες, άνθρωποι) έχουν σαν αποτέλεσμα την δημιουργία πολλών ανακλώμενων συνιστωσών του αρχικού σήματος και την άφιξη τους στον δέκτη με διαφορετικό πλάτος, φάση και καθυστέρηση. Η παρακάτω εικόνα παρουσιάζει την δομή ενός τέτοιου χώρου και τις ανακλάσεις που υφίσταται το αρχικό σήμα.



Εικόνα 4: Πολυδιαδρομικό μοντέλο εσωτερικού χώρου

Σε αυτό το μοντέλο ο χρόνος χωρίζεται σε μικρές χρονοσχιμές ή διαστήματα (bins). Θεωρούμε ότι το κάθε διάστημα είτε περιέχει μια πολυδιαδρομική συνιστώσα είτε όχι και επίσης δεν υπάρχει πιθανότητα να περιέχονται σε ένα διάστημα παραπάνω από μία συνιστώσες. Σε περίπτωση που σε ένα bin φτάνουν παραπάνω από μια συνιστώσες, αυτό εξαιρείται από τις μετρήσεις μας. Η κάθε κρουστική απόκριση μπορεί να αναπαρασταθεί ως μια ακολουθία από μηδενικά ή μη-μηδενικά, όπου η μη ύπαρξη μηδενικών αντιπροσωπεύει την ύπαρξη συνιστώσας ενώ τα μηδενικά την μη ύπαρξη συνιστώσας. Η παρακάτω κρουστική απόκριση του καναλιού μπορεί να περιγράψει το πολυδιαδρομικό περιβάλλον διάδοσης.

$$h(t) = \sum_{l=0}^{L-1} a_l \delta(t - lT_m)$$

όπου  $a_l$  είναι το πλάτος του παράγοντα εξασθένισης στην  $l$  διαδρομή και εξαρτάται από τον χρόνο και την απόσταση ανάμεσα σε πομπό και δέκτη. Η παράμετρος  $T_m$  είναι ο

ελάχιστος χρόνος διάρκειας του παλμού,  $L$  είναι ο αριθμός των επιλύσιμων διαδρομών και  $\delta(t)$  είναι η συνάρτηση δέλτα.

Χάριν ευκολίας θεωρούμε ότι η διακριτικότητα είναι ίση με την περίοδο του συμβόλου για το οποίο η μοντελοποιημένη κυματομορφή είναι μη μηδενική.

Οι πιο σημαντικές παράμετροι για τον χαρακτηρισμό του καναλιού (εσωτερικού χώρου) είναι οι εξής:

- § Ο αριθμός των επιλύσιμων πολλαπλών διαδρομών
- § Η διασπορά της καθυστέρησης των πολλαπλών διαδρομών (multipath delay spread)
- § Το διάγραμμα έντασης των πολλαπλών διαδρομών (multipath intensity profile)
- § Οι διαλείψεις στο πλάτος των πολλαπλών διαδρομών (multipath amplitude fading distortions)
- § Ο χρόνος άφιξης των πολλαπλών διαδρομών

Το μοντέλο αυτό βασίζεται σε ένα μεγάλο αριθμό μετρήσεων σε διάφορα περιβάλλοντα εσωτερικού χώρου και χρησιμοποιεί χρόνο ανάλυσης (resolution) 5 nsec που είναι χαρακτηριστικό των καναλιών UWB. Επίσης, οι μετρήσεις βασίζονται σε αποστάσεις μεταξύ κεραιών 5-30 μέτρα, τυπικό για UWB συστήματα.

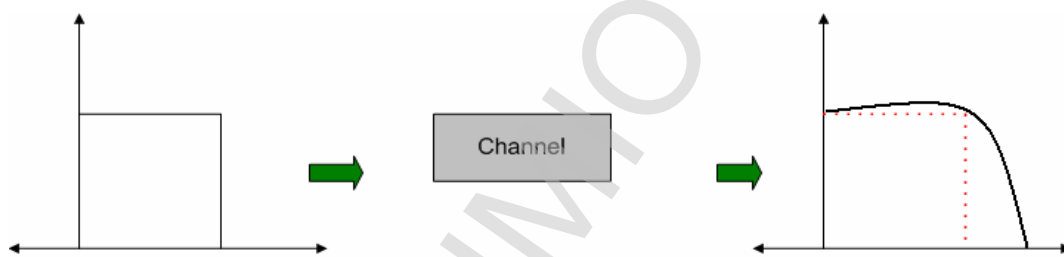
### **Ο αριθμός των επιλύσιμων πολλαπλών διαδρομών**

Η παράμετρος αυτή είναι πολύ σημαντική καθώς καθορίζει τον σχεδιασμό του δέκτη. Έχει βρεθεί (Hashemi) ότι για κάθε σχεδιάγραμμα απεικόνισης των πολυδιαδρομικών συνιστωσών το  $L$  υπολογίζεται από το άθροισμα όλων των πολυδιαδρομικών συνιστωσών που φτάνουν μέσα σε  $\beta$  dB από την ισχυρότερη διαδρομή (π. χ: το  $\beta$  μπορεί να είναι 10, 20, 30 dB). Στις μετρήσεις που έγιναν για τον υπολογισμό των παραπάνω υπολογίστηκαν η μέση και τυπική απόκλιση του  $L$ , για κάθε τιμή του  $\beta$ , και για κάθε σήμα μεταξύ κεραιών του πομπού και δέκτη. Η ανάλυση των παραπάνω στοιχείων έδειξε ότι:

- § Υπάρχει άμεση εξάρτηση ανάμεσα στην μέση τιμή του  $L$  και της απόστασης των κεραιών.

- § Η μέση τιμή του  $L$  αυξάνει όταν αυξάνει το  $\beta$ . Αναμενόμενο αφού όσο αυξάνει το  $\beta$  περισσότερες ανακλώμενες συνιστώσες περιλαμβάνονται στις μετρήσεις μας.
- § Η τυπική απόκλιση αυξάνει με την αύξηση της απόστασης των κεραιών. Αυτό συμβαίνει επειδή όσο αυξάνεται η απόσταση πομπού και δέκτη υπάρχει και αλλαγή του περιβάλλοντος ανάμεσά τους και η τυπική απόκλιση εξαρτάται από την πολυπλοκότητα και τις παραλλαγές του περιβάλλοντος που παρεμβάλλεται ανάμεσα τους.

### Η διασπορά της καθυστέρησης των πολλαπλών διαδρομών



Εικόνα 5: Διασπορά Καθυστέρησης

Τα σήματα που φτάνουν καθυστερημένα συνήθως περιγράφονται με μία από τις παρακάτω παραμέτρους:

- § Μέση καθυστέρηση (*mean excess delay*) η οποία περιγράφει τον μέσο χρόνο που κάνει το σήμα να φτάσει από τον πομπό στον δέκτη. Δίνεται από τον ακόλουθο

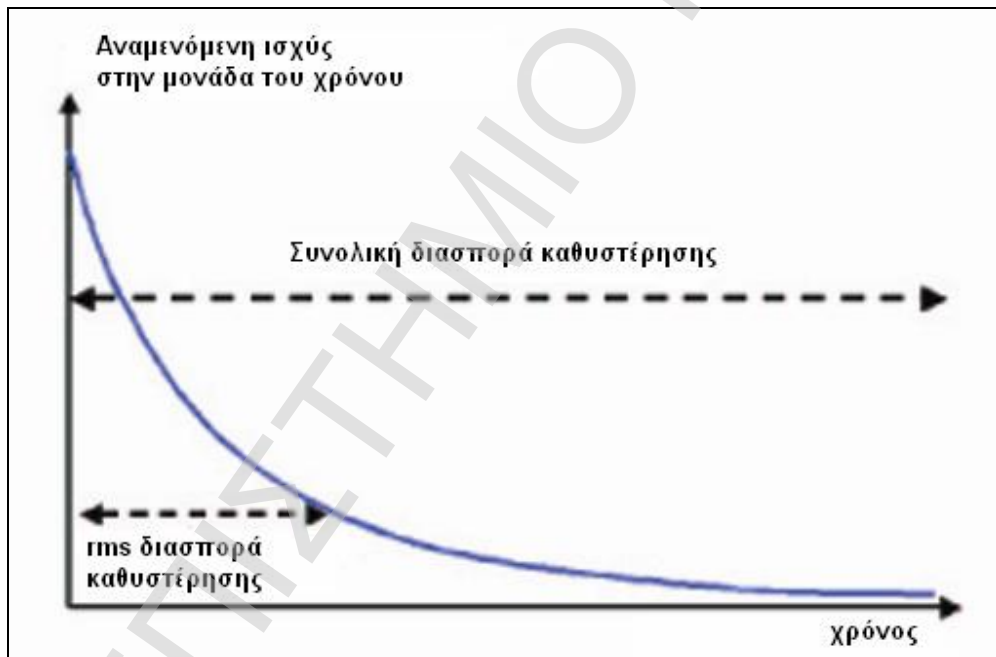
$$\text{τύπο: } \bar{\tau} = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2}$$

§ *Ενεργός διασπορά καθυστέρησης (Rms delay spread)* που μετράει πόση είναι η διασπορά του σήματος στον χρόνο. Στην περίπτωση αυτή έχουμε τους

$$\text{ακόλουθους τύπους: } T_{rms} = \sqrt{\tau^2 - \bar{\tau}^2}, \quad \tau^2 = \frac{\sum_k a_k^2 \tau_k}{\sum_k a_k^2}$$

§ *Μέγιστη ή συνολική διασπορά καθυστέρησης* η οποία αντιπροσωπεύει την μεγαλύτερη καθυστέρηση λόγω των πολυδιαδρομικών συνιστωσών.

Συνήθως στα συστήματα UWB η περιγραφή της καθυστέρησης λόγω πολυδιαδρομικών συνιστωσών γίνεται από την τετραγωνική ρίζα της μέσης τιμής του τετραγώνου της καθυστέρησης ή αλλιώς rms (root mean square).

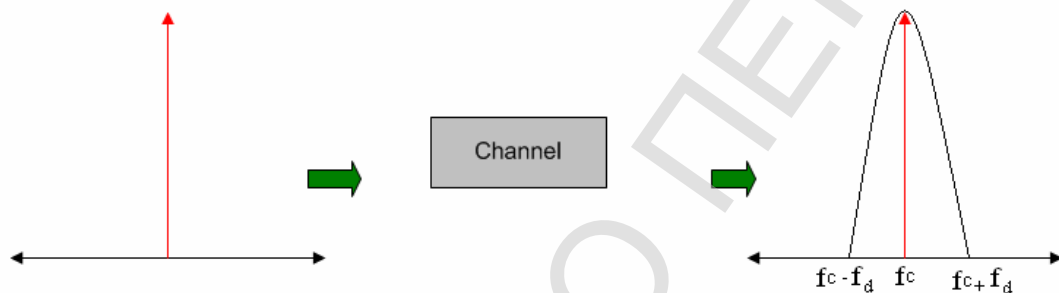


Εικόνα 6: Τυπική γραφική απεικόνιση της καθυστέρησης

Η rms διασπορά καθυστέρησης είναι η τιμή της τυπικής απόκλισης της καθυστέρησης των ανακλώμενων συνιστωσών σε σχέση με την ενέργεια τους. Συνηθισμένες τιμές για το rms delay spread είναι μεταξύ 19 και 47 ns.

Για ένα ψηφιακό σήμα με υψηλό ρυθμό μετάδοσης αυτή η διασπορά παρουσιάζεται σαν διαλείψεις επιλεκτικές ως προς την συχνότητα και διασυμβολική παρεμβολή (ISI).

Μία άλλη παράμετρος που πρέπει να ληφθεί υπ' όψιν είναι η διασπορά Doppler (**Εικόνα 7**) η οποία δείχνει πως η ενέργεια του σήματος διαχέεται δυσανάλογα στην συχνότητα όταν έχουμε κίνηση στο περιβάλλον ή σχετική κίνηση μεταξύ των κεραιών πομπού και δέκτη. Το φαινόμενο αυτό είναι αρκετά σημαντικό όταν το εύρος ζώνης του σήματος UWB είναι πολύ μεγάλο και όταν έχουμε πολύ έντονη κίνηση.



Εικόνα 7: Διασπορά Doppler

#### Το διάγραμμα έντασης των πολυδιαδρομικών συνιστωσών (multipath intensity profile)

Η παράμετρος  $T_{rms}$  (rms delay spread) αντιπροσωπεύει την τυπική απόκλιση του διαγράμματος έντασης του σήματος. Άρα μεταξύ του rms και των πολυδιαδρομικών συνιστωσών υπάρχει μια αναλογία. Η μέση λαμβανόμενη ενέργεια για την διαδρομή  $l$  δίνεται από την σχέση:

$$E_l = \frac{\Omega_0}{L} e^{-\gamma l}$$

όπου το  $\Omega_0$  χρησιμοποιείται για την κανονικοποίηση της συνολικής λαμβανόμενης ισχύς και  $\gamma$  είναι ο παράγοντας καθυστέρησης (decay factor).

Η RMS διασπορά καθυστέρησης του καναλιού χρησιμοποιείται για να καθορίσει τις κατάλληλες τιμές για την παράμετρο  $L$  που είναι ο συνολικός αριθμός των μονοπατιών διάδοσης και τον παράγοντα καθυστέρησης  $\gamma$ . Δεδομένου ότι το  $T_{rms}$  είναι απλά η τυπική απόκλιση των πολλαπλών διαδρομών του διαγράμματος της έντασης, μπορεί να καθοριστεί συναρτήσει του  $l$  και του  $\gamma$ . Από την άλλη, για μια δεδομένη τιμή  $T_{rms}$  υπάρχουν άπειρα ζευγάρια  $(L, \gamma)$ . Προκειμένου να βρεθεί ένα κατάλληλο ζευγάρι για

να υπολογιστεί ένα μοντέλο καναλιών για ένα δεδομένο  $T_{rms}$ , μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ακόλουθη μέθοδος. Αρχικά, θεωρούμε ότι μας ενδιαφέρουν οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες η ενέργεια των οποίων δεν είναι μικρότερη από 30 dB (0,001) σε σχέση με την απευθείας συνιστώσα (LOS), δεδομένου ότι οι υπόλοιπες συνιστώσες θα έχουν αμελητέα επίδραση στην απόδοση. Άρα μπορούμε να γράψουμε

$$e^{-L\delta} < 0.001$$

Έτσι για δεδομένη τιμή του  $L$  θα έχουμε

$$\delta \gg -\ln(0.001)/L$$

Από την παραπάνω εξίσωση μπορούμε να βρούμε το μικρότερο  $L$  που θα έχει ως αποτέλεσμα το επιθυμητό  $T_{rms}$  για την απεικόνιση ενός καναλιού με το μεγαλύτερο παράγοντα εξασθένησης.

### Οι διαλείψεις στο πλάτος των πολλαπλών διαδρομών (multipath amplitude fading distortions)

Η παράμετρος αυτή μπορεί να μοντελοποιηθεί καλύτερα από την λογαριθμικανονική κατανομή με τυπική απόκλιση μεταξύ 3-5 dB. Στην λογαριθμικανονική κατανομή ο λογάριθμος μιας τυχαίας μεταβλητής ακολουθεί την κανονική κατανομή.

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma x} e^{-\frac{1}{2} \left( \frac{\ln x - \mu}{\sigma} \right)^2}$$

$$E(X) = e^{\frac{\mu + \sigma^2}{2}}$$

$$\text{var}(X) = (e^{\sigma^2} - 1) e^{2\mu + \sigma^2}$$

$$F(X) = \frac{1}{2} \left[ 1 + \text{erf} \left( \frac{\ln x - \mu}{\sqrt{2}\sigma} \right) \right]$$

$$\text{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$$

όπου  $\mu$  και  $\sigma$  είναι η μέση και τυπική απόκλιση του λογαρίθμου  $x$ .

Λόγω του ότι τα σήματα UWB παρουσιάζουν λιγότερες διαλείψεις επειδή έχουν πιο σύντομες περιόδους παλμού, χρησιμοποιείται για αυτή την περίπτωση τυπική απόκλιση ίση με 3 dB για τις λογαριθμικανονικές διαλείψεις. Από μετρήσεις, που παρουσίασαν οι Win και Scholtz [15], έχει αποδειχθεί ότι οι διαλείψεις είναι μικρότερες από 5 dB για τα UWB κύματα.



### Ο χρόνος άφιξης των πολλαπλών διαδρομών

Το πιο απλό μοντέλο για τον χρόνο άφιξης των πολυδιαδρομικών συνιστωσών μπορεί να απεικονιστεί από την διαδικασία Poisson, αφού οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες δημιουργούνται λόγω των αντικειμένων που είναι τυχαία κατανεμημένα στον χώρο. Οι Saleh και Valenzuela (αναλυτικά περιγραφή του μοντέλου αυτού γίνεται στην ενότητα 3.2.4) σύγκριναν τα αποτελέσματα από μετρήσεις με εκείνα που δίνει η υπόθεση για αναπαράσταση από την διαδικασία Poisson. Ορίστηκε ο αριθμός των  $l$  διαδρομών στα πρώτα  $N$  χρονικά διαστήματα (bins). Για να καθοριστεί η εμπειρική κατανομή των συνιστωσών η πιθανότητα άφιξης  $l$  συνιστωσών στα πρώτα  $N$  χρονικά διαστήματα  $P_N(L=l)$  παρουσιάζεται συναρτήσει του  $l$ . Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται για διαφορετικές τιμές του  $N$ . Η πιθανότητα  $P_N(L=l)$  για το θεωρητικό μοντέλο Poisson δίνεται από το παρακάτω:

$$P_N(L=l) = \frac{\mu^l}{l!}$$

όπου  $l$  είναι ο δείκτης των πολυδιαδρομικών συνιστωσών και  $\mu$  είναι ο μέσος ρυθμός άφιξης των συνιστωσών και δίνεται από τον τύπο

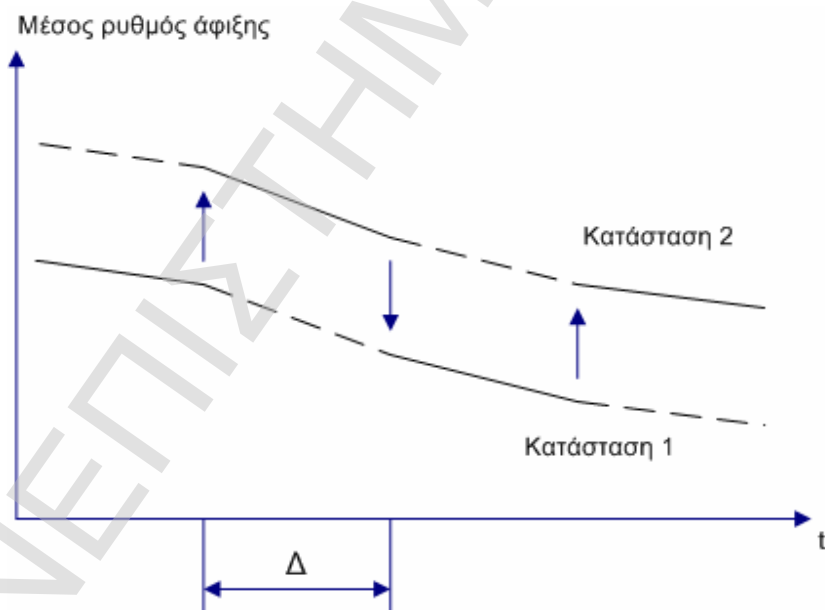
$$\mu = \sum_{i=1}^N r_i$$

όπου  $r_i$  είναι η πιθανότητα εμφάνισης συνιστώσας στο  $i$ -στο χρονικό διάστημα σύμφωνα με τα αποτελέσματα από τα δεδομένα των εμπειρικών υπολογισμών.

Η σύγκριση σε μια σειρά από άρθρα της διαδικασίας Poisson με τις μετρήσεις που έχουν πραγματοποιηθεί έχουν καταλήξει στο ότι τα δύο μοντέλα έχουν σημαντικές διαφοροποιήσεις. Προτάθηκε έτσι ένα άλλο μοντέλο, το τροποποιημένο μοντέλο Poisson, γνωστό και ως μοντέλο Δ-K. Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του χρόνου άφιξης των πολυδιαδρομικών συνιστωσών σε ένα σύστημα UWB. Όπως και το μοντέλο Saleh-Valenzuela, έτσι και αυτό το μοντέλο χρησιμοποιεί την υπόθεση ότι οι ανακλώμενες συνιστώσες φτάνουν υπό μορφή συστάδων. Η πιθανότητα μια πολυδιαδρομική συνιστώσα να φτάσει σε οποιαδήποτε δεδομένη καθυστέρηση είναι υψηλότερη από έναν παράγοντα  $K$  εάν η συνιστώσα έχει φτάσει τα

τελευταία  $\Delta$  δευτερόλεπτα. Αυξάνοντας τον ρυθμό άφιξης (μέσος αριθμός συνιστωσών που φτάνουν στη μονάδα του χρόνου) όταν φτάνει μια συνιστώσα, οι συνιστώσες τείνουν να φτάνουν σε συστάδες. Οι χρόνοι αφίξεων ακολουθούν μια τροποποιημένη διαδικασία Poisson δύο καταστάσεων (two-state Poisson process), και οι χρόνοι ανάμεσα στις αφίξεις ακολουθούν εκθετική κατανομή. Όταν είμαστε στην κατάσταση 1, το μέσο ποσοστό άφιξης δίνεται από το  $\lambda$ . Η μετάβαση στην κατάσταση 2 πραγματοποιείται όταν εμφανίζεται μια συνιστώσα. Στην κατάσταση 2 ο μέσος ρυθμός άφιξης δίνεται από το γινόμενο  $K\lambda$ . Εάν μετά από  $\Delta$  δευτερόλεπτα δεν έχει φτάσει κάποια συνιστώσα έχουμε μετάβαση και πάλι στην κατάσταση 1.

Όταν συμβαίνει ένα γεγονός (με τον όρο γεγονός εννοούμε την άφιξη μιας πολυδιαδρομικής συνιστώσας) ο μέσος ρυθμός άφιξης αυξάνεται (ή μειώνεται αν χρειαστεί) κατά έναν παράγοντα  $K$  για τα επόμενα  $\Delta$  δευτερόλεπτα, όπου  $K$  και  $\Delta$  είναι παράμετροι που επιλέγονται. Η εικόνα που ακολουθεί παρουσιάζει όσα περιγράφονται παραπάνω.

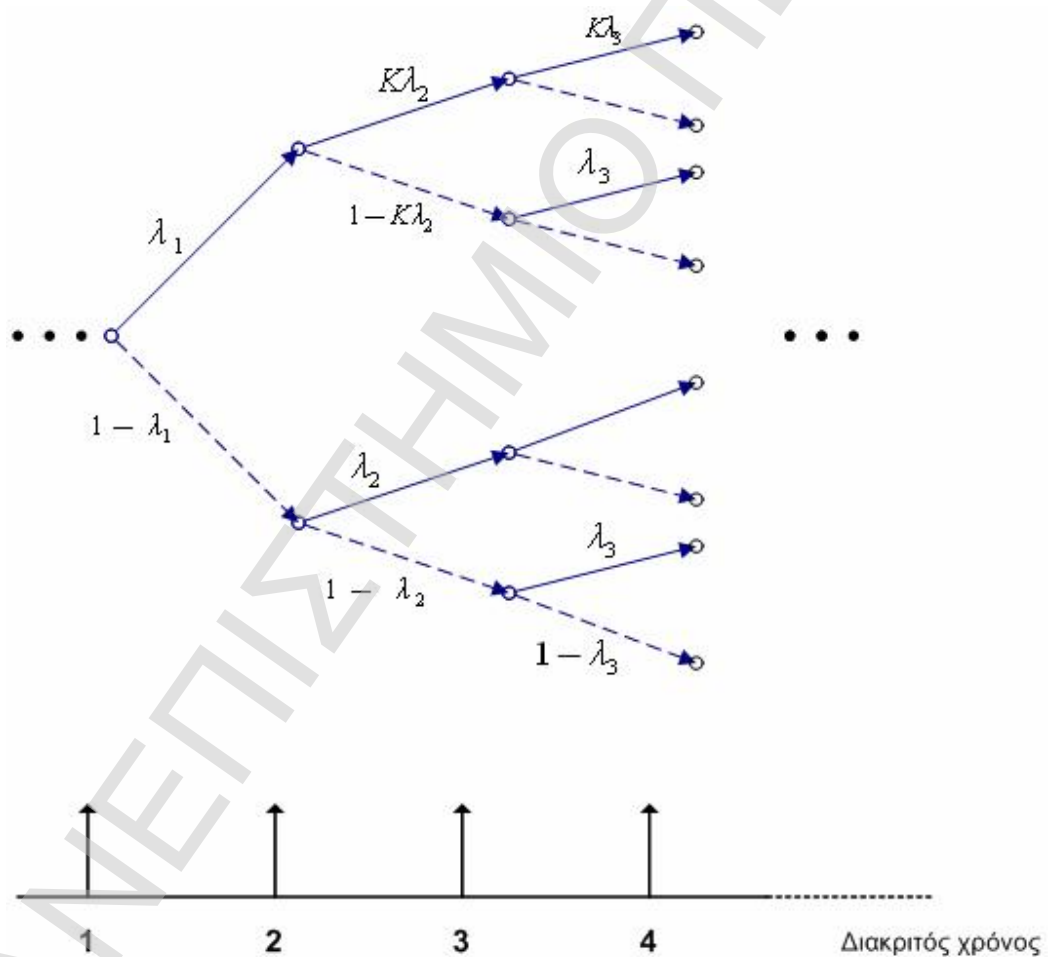


Εικόνα 8: Διαδικασία Poisson δύο καταστάσεων(συνεχούς χρόνου)

Σ' αυτό το σημείο αξίζει να σημειώσουμε ότι όταν έχουμε  $K=1$  ή  $\Delta = 0$  η διαδικασία γίνεται μια τυπική ακολουθία Poisson. Για  $K>1$  η πιθανότητα να υπάρξει άλλη

συνιστώσα μέσα στα επόμενα  $\Delta$  δευτερόλεπτα αυξάνεται. Για  $K < 1$  η εμφάνιση μιας συνιστώσας μειώνει την πιθανότητα άφιξης μιας άλλης συνιστώσας μέσα στα επόμενα  $\Delta$  δευτερόλεπτα.

Τα παραπάνω αφορούσαν το μοντέλο στην περίπτωση συνεχούς χρόνου, στην περίπτωση διακριτού χρόνου η ανάλυση του μοντέλου είναι πιο απλή. Μπορεί να περιγραφεί από την παρακάτω εικόνα ως μια διακλαδωμένη διαδικασία, όπου το  $\lambda_i$  ( $i = 1, 2, \dots$ ) είναι το ποσοστό συνιστωσών για το  $i$ -στο χρονικό διάστημα. Για λόγους απλοποίησης, το  $\Delta$  λαμβάνεται ως ένα χρονικό διάστημα 30-ms και το  $K$  ως σταθερό.



Εικόνα 9: Τροποποιημένη διαδικασία Poisson (διακριτού χρόνου)

Οι μη διακεκομμένες γραμμές στην παραπάνω εικόνα δείχνουν πότε υπήρξε μια συνιστώσα στο προηγούμενο χρονικό διάστημα. Η διαδικασία αρχίζει στην κατάσταση

1 δεδομένου ότι η LOS συνιστώσα δεν λαμβάνεται υπ' όψιν ως συνιστώσα. Επομένως η πιθανότητα να υπάρξει μια συνιστώσα στο πρώτο χρονικό διάστημα είναι  $\lambda_1$ . Εάν μια συνιστώσα δεν εμφανιστεί κατά την διάρκεια του πρώτου χρονικού διαστήματος τότε η πιθανότητα εμφάνισης μιας συνιστώσας κατά την διάρκεια του δεύτερου χρονικού διαστήματος είναι  $\lambda_2$ , ενώ αν στο πρώτο χρονικό διάστημα έχει εμφανιστεί συνιστώσα η πιθανότητα εμφάνισης πορείας στο δεύτερο χρονικό διάστημα θα είναι  $K\lambda_2$  και η διαδικασία συνεχίζεται ανάλογα και για τα επόμενα χρονικά διαστήματα. Για παράδειγμα στο τρίτο bin θα έχουμε  $\lambda_1(1 - K\lambda_2)\lambda_3$ .

Η κατανομή των πολυδιαδρομικών συνιστωσών για αυτό το στατιστικό μοντέλο μπορεί να δοθεί, λαμβάνοντας υπόψη το πραγματικό (εμπειρικό) ποσοστό διαδρομών  $r_i$  από την ακόλουθη διαδικασία. Πρώτα υπολογίζεται το  $\lambda_i$  από τις τιμές του  $r_i$ . Όπως φαίνεται από την παραπάνω εικόνα υπάρχει η ακόλουθη σχέση μεταξύ του  $\lambda_i$  και του  $r_i$

$$\lambda_i = \frac{r_i}{(K - 1)r_{i-1} + 1}; \quad i \geq 1$$

όπου  $\lambda_1 = r_1$ .

### 3.2 Μοντέλο απωλειών διάδοσης (Path loss model)

3.2.1 Μοντέλο απωλειών διάδοσης για περιβάλλοντα που δεν επικρατούν συνθήκες ελεύθερου χώρου.

Εξετάζουμε ένα τέτοιο μοντέλο διότι στα περισσότερα περιβάλλοντα δεν επικρατούν συνθήκες ελεύθερου χώρου. Το περιβάλλον από τον πομπό στον δέκτη περιέχει αντικείμενα τα οποία μπορεί να εμποδίζουν την απευθείας συνιστώσα να φτάσει στον δέκτη αλλά και αν ακόμα η διαδρομή της απευθείας συνιστώσας είναι «καθαρή» τα αντικείμενα που βρίσκονται στον χώρο μπορεί ακόμα να επηρεάσουν την ένταση του λαμβανόμενου σήματος. Έχει αποδειχθεί (θεωρητικά και πειραματικά) ότι οι απώλειες διάδοσης (για συστήματα εσωτερικών και εξωτερικών χώρων) για ένα σύστημα στενής ζώνης αυξάνονται λογαριθμικά σε σχέση με την απόσταση.

$$\overline{PL}(d) = \overline{PL}(d_0) \left( \frac{d}{d_0} \right)^n$$

όπου  $d_0$  είναι η απόσταση αναφοράς (για εσωτερικούς χώρους συνήθως είναι 1m). Η μέση λαμβανόμενη ισχύς δίνεται ως εξής

$$\overline{P}_r(d) = \overline{P}_r(d_0) \left( \frac{d_0}{d} \right)^n$$

όπου  $\overline{P}_r(d_0)$  είναι η μέση λαμβανόμενη ισχύς στην απόσταση αναφοράς. Το κύριο σημείο στο οποίο εισέρχεται η εξάρτηση από την συχνότητα είναι οι κεραίες. Υπολογίζοντας όμως τις απώλειες διάδοσης σε σχέση με την ισχύ σε μια απόσταση αναφοράς εξαλείφουμε την επίδραση αυτή των κεραιών. Το δεύτερο σημείο στο οποίο εισέρχεται συχνοτική εξάρτηση είναι ο εκθέτης  $n$ . Μία λύση στο πρόβλημα αυτό είναι η υπόθεση ότι ο παράγοντας της συχνότητας και της απόστασης είναι ανεξάρτητοι.

$$PL(d, f) = PL(d)PL(f)$$

Μια δεύτερη λύση είναι να μετατρέψουμε τον εκθέτη  $n$  σε μια συνάρτηση συχνότητας.

### 3.2.2 Μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου

Οι απώλειες διάδοσης ενός σήματος που δημιουργούνται κατά την μετάδοση του από τον πομπό στον δέκτη προκαλούνται από την σκέδαση της ισχύς που ακτινοβολείται από τον πομπό. Εάν εξετάσουμε πιο αναλυτικά το που οφείλεται το φαινόμενο των απωλειών διάδοσης, μπορούμε να πούμε ότι οι απώλειες διάδοσης οφείλονται κυρίως στους εξής παράγοντες:

*Απώλειες ελεύθερου χώρου:* Οι απώλειες ελεύθερου χώρου είναι η μείωση που θα παρουσίαζε η ένταση των σημάτων εάν δεν υπήρχαν οι απορροφήσεις, οι περιθλάσεις, τα φυσικά εμπόδια, οι διαθλάσεις, οι σκεδάσεις. Έστω ότι έχουμε ένα σήμα το οποίο μεταδίδεται σε ένα περιβάλλον που πληρεί τις παραπάνω προϋποθέσεις και ο δέκτης είναι τοποθετημένος σε απόσταση  $d$  από τον πομπό. Υποθέτουμε τώρα ότι δεν υπάρχει κανένα φυσικό εμπόδιο μεταξύ πομπού και δέκτη και στον δέκτη φτάνει μόνο η απευθείας συνιστώσα του σήματος. Το μοντέλο καναλιών που συνδέεται με αυτόν τον

τρόπο μετάδοσης καλείται κανάλι οπτικής επαφής (LOS). Οι απώλειες ελεύθερου χώρου δίνονται από έναν παράγοντα (Realpart) ο οποίος επηρεάζει το λαμβανόμενο σήμα.

$$r(t) = R \frac{\lambda \sqrt{G_t} e^{-j2\pi d/\lambda}}{4\pi d} u(t) e^{j2\pi f c t}$$

όπου  $\sqrt{G_t}$  είναι το αποτέλεσμα της μετάδοσης και λήψης των διαγραμμάτων ακτινοβολίας των κεραιών στην κατεύθυνση LOS. Η αλλαγή φάσης  $e^{-j2\pi d/\lambda}$  οφείλεται στη απόσταση  $d$  που ταξιδεύει το σήμα. Η ισχύς του σήματος εκπομπής  $s(t)$  δίνεται από το  $P_t$ , έτσι ο λόγος της λαμβανόμενης προς την εκπεμπόμενη ισχύ δίνεται από τον παρακάτω τύπο:

$$\frac{P_r}{P_t} = \frac{\lambda \sqrt{G_t} \lambda^2}{4\pi d}$$

Αρα η ισχύς του λαμβανόμενου σήματος είναι αντιστρόφως ανάλογη με το τετράγωνο της απόστασης  $d$  μεταξύ πομπού και δέκτη. Επίσης η ισχύς είναι ανάλογη με το τετράγωνο του μήκους κύματος του σήματος, έτσι όσο η συχνότητα του φέροντος αυξάνεται, η λαμβανόμενη ισχύς μειώνεται

Η ενέργεια του λαμβανόμενου σήματος μπορεί να εκφραστεί σε dBm από τον παρακάτω τύπο:  $P_r (dBm) = P_t (dBm) + 10 \log_{10}(G_t) + 20 \log_{10}(\lambda) - 20 \log_{10}(4\pi) - 20 \log_{10}(d)$

### Μοντέλο απωλειών ελεύθερου χώρου

Στην βιβλιογραφία υπάρχουν πολλά προτεινόμενα μοντέλα για την περίπτωση απωλειών ελεύθερου χώρου. Για την μοντελοποίηση ενός τέτοιου καναλιού υποθέτουμε ότι έχουμε ισοτροπικές κεραιές πομπού και δέκτη και η λαμβανόμενη ισχύς σε σχέση με την συχνότητα δίνεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$P_R(f) = \frac{P_T(f) G_T(f) G_R(f) c^2}{(4\pi d)^2 f^2}$$

όπου  $P_T(f)$  είναι η μέση τιμή της φασματικής πυκνότητας της εκπεμπόμενης ισχύος,  $c$  είναι η ταχύτητα φωτός,  $G_T(f)$  και  $G_R(f)$  είναι οι αποκρίσεις συχνότητας των κεραιών εκπομπής και λήψης και  $d$  είναι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη. Η παραπάνω εξίσωση εξαρτάται από την απόκριση συχνότητας των κεραιών που είναι πολύ δύσκολη

να γενικευτεί ειδικά στα ευρυζωνικά συστήματα. Παρόλο αυτά, οι ισχύοντες κανονισμοί για τα συστήματα UWB απαιτούν από τον πομπό να έχει ένα ορισμένο όριο για την εκπεμπόμενη ένταση του ηλεκτρικού πεδίου σε δεδομένη απόσταση, που είναι ισοδύναμη με μία τιμή φασματικής πυκνότητας ισχύος εκπομπής.

Πρέπει το γινόμενο  $P_T(f)G_T(f)$  να είναι επίπεδο μέσα στο εύρος ζώνης που χρησιμοποιούμε, γι' αυτό τον λόγο θεωρούμε ότι χρησιμοποιούμε ισοτροπική κεραία. Επομένως, για ένα εντελώς επίπεδο κύμα UWB που καταλαμβάνει το εύρος από  $f_c - W/2$  έως  $f_c + W/2$  με φασματική πυκνότητα ισχύος  $P_{av}/W$  και με επίπεδη απόκριση συχνότητας στον δέκτη σταθερού κέρδους σε όλο το εύρος ζώνης  $G_R$ , η συνολική μέση λαμβανόμενη ισχύς στον δέκτη θα δίνεται από το παρακάτω:

$$\begin{aligned} P_{Rav} &= \int_{f_c - W/2}^{f_c + W/2} P_R(f) \\ &= \frac{P_{av} G_R c^2}{W (4\pi d)^2} \frac{1}{f_c - W/2} \frac{1}{f_c + W/2} \\ &= \frac{P_{av} G_R c^2}{W (4\pi d)^2 f_c^2} \frac{1}{1 - (W/2f_c)^2} \end{aligned}$$

το οποίο μπορεί να γραφτεί ως εξής

$$P_{Rav} = P_{av}^{NB} \frac{1}{1 - (W/2f_c)^2}$$

όπου

$$P_{av}^{NB} = \frac{P_{av} G_R c^2}{W (4\pi d)^2 f_c^2}$$

που αντιστοιχεί στην γνωστή εξίσωση απωλειών διάδοσης ελεύθερου χώρου για τα σήματα στενής ζώνης. Οι διαφορές μεταξύ των δυο μοντέλων φαίνονται στην εξίσωση

$$P_{Rav} = P_{av}^{NB} \frac{1}{1 - (W/2f_c)^2} \text{ όπου η έκφραση } \frac{1}{1 - (W/2f_c)^2} \text{ είναι ο παράγοντας που}$$

δείχνει την εξάρτηση από την συχνότητα στην περίπτωση του UWB μοντέλου. Για το μεγαλύτερο κλασματικό εύρος ζώνης που επιτρέπεται από τους ισχύοντες κανονισμούς για τα UWB σήματα (3.1-10.6 GHz), το μέγεθος  $P_{Rav}$  διαφέρει από το  $P_{av}^{NB}$  μόνο κατά

1.5 dB και η διαφορά αυτή γίνεται όλο και μικρότερη για μικρότερα κλασματικά εύρη ζώνης. Επίσης πρέπει να σημειώσουμε ότι οι κανονισμοί της FCC έχουν αποτέλεσμα για  $W < 2f_c$ , έτσι η ιδιομορφία της παραπάνω εξίσωσης μπορεί να παραβλεφθεί για  $W = 2f_c$ .

Μπορούμε να εφαρμόσουμε τα παραπάνω και για την περίπτωση που η απόκριση του δέκτη έχει την παρακάτω μορφή

$$G_R(f) = \frac{4\pi A_R f^2}{c^2}$$

όπου  $A_R$  είναι η ενεργή επιφάνεια της κεραίας. Η απόκριση αυτού του τύπου δείχνει μεγαλύτερο κέρδος για υψηλότερες συχνότητες. Έτσι θα έχουμε αντίστοιχα τα ακόλουθα αποτελέσματα:

$$\begin{aligned} P_{Rav} &= \frac{P_{av} 4\pi A_R}{(4\pi d)^2} \\ &= \frac{P_{av} c^2}{(4\pi d)^2 f_c^2} \frac{4\pi A_R f_c^2}{c^2} \\ &= P_{av}^{NB} G_R(f_c) \end{aligned}$$

όπου  $G_R(f_c)$  είναι το κέρδος της κεραίας στην κεντρική συχνότητα του μεταδιδόμενου σήματος.

Από τα παραπάνω καταλήγουμε στο αποτέλεσμα ότι το μοντέλο για τα σήματα στενής ζώνης μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την προσέγγιση των απωλειών διάδοσης ελεύθερου χώρου για τα UWB συστήματα, σύμφωνα με τις απλοποιήσεις που έχουμε θεωρήσει στα παραπάνω.

Διαθλάσεις (Refractions): Ως διάθλαση ορίζεται η αλλαγή στην κατεύθυνση διάδοσης ενός ραδιοκύματος λόγω της χωρικής μεταβολής του δείκτη διάθλασης του μέσου διάδοσης. Το φαινόμενο αυτό προσεγγίζει ικανοποιητικά ο νόμος του Snell.

Ο νόμος του Snell είναι ουσιαστικά ένας νόμος της γεωμετρικής οπτικής που καθορίζει το ποσό κάμψης που πραγματοποιείται όταν μια ακτίνα χτυπά ένα διαθλαστικό όριο με μια τυχαία γωνία. Σύμφωνα με τον νόμο του Snell ισχύει

$$n_1 \sin \theta_1 = n_2 \sin \theta_2$$



όπου  $n_1$  είναι ο δείκτης της διάθλασης του μέσου στο οποίο ταξιδεύει η τυχαία ακτίνα,  $\theta_1$  είναι η τυχαία γωνία με την οποία η τυχαία ακτίνα χτυπά το διαθλαστικό όριο,  $n_2$  είναι ο δείκτης του μέσου στο οποίο ταξιδεύει η ακτίνα μετά την διάθλαση και  $\theta_2$  είναι η γωνία με την οποία ταξιδεύει η ακτίνα που έχει διαθλαστεί. Στην περίπτωση που μια τυχαία ακτίνα ταξιδεύει από ένα μέσο με υψηλότερο δείκτη διάθλασης σε μέσο με μικρότερο δείκτη διάθλασης με τέτοια γωνία που σύμφωνα με τον νόμο του Snell το ημίτονο της ακτίνας που έχει διαθλασθεί θα ήταν μεγαλύτερο της μονάδας,

$$\sin \theta_2 = \frac{n_1}{n_2} \sin \theta_1 > 1$$

πράγμα αδύνατον για τα μαθηματικά, τότε η ακτίνα υφίσταται ολική ανάκλαση και όχι διάθλαση.

Ανάκλαση (Reflection): Ως ανάκλαση θεωρείται η απότομη αλλαγή στην κατεύθυνση ενός κύματος όταν προσπίπτει ένα διαφορετικό μέσο από αυτό που ταξίδευε έτσι ώστε το κύμα επιστρέφει στο μέσο από το οποίο προήλθε. Η ανάκλαση μπορεί να είναι ολική (mirror-like) ή να προκαλεί διάχυση, ανάλογα με την φύση του μέσου στο οποίο προσπίπτει.

Περίθλαση (Diffraction): Ορίζεται ως η αλλαγή στην κατεύθυνση διάδοσης ενός ραδιοκύματος, λόγω της παρουσίας φυσικών ή τεχνητών εμποδίων στο μέσο διάδοσης.

Απορρόφηση (Absorption): Ως απορρόφηση ορίζεται η μείωση του πλάτους (έντασης πεδίου) ενός ραδιοκύματος λόγω αμετάκλητης μεταφοράς μέρους της ενέργειας του κύματος στο μέσο διάδοσης.

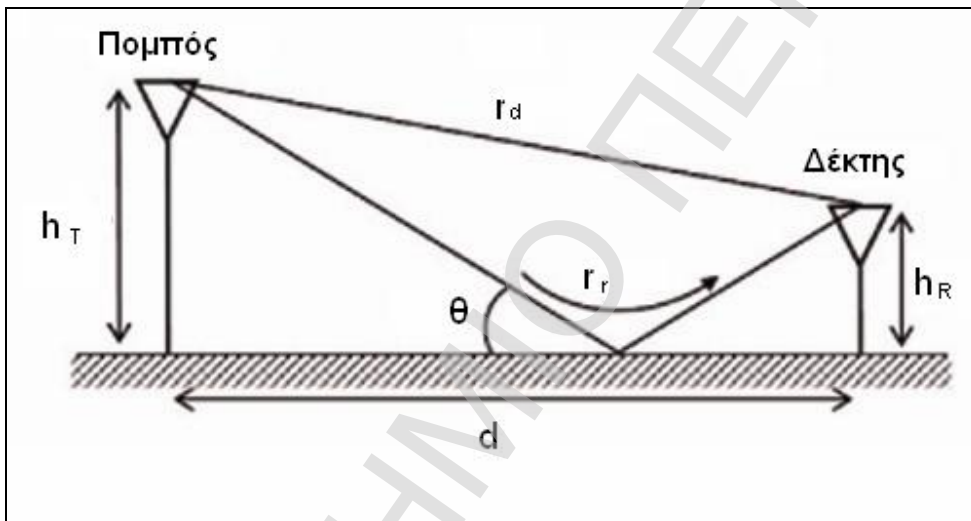
### 3.2.3 Μοντέλο two-ray

Οι απώλειες διάδοσης είναι μια βασική παράμετρος για την μοντελοποίηση καναλιών. Συχνά για την μέτρηση αυτής της παραμέτρου χρησιμοποιείται το μοντέλο επίπεδης γης ή αλλιώς μοντέλο two-ray. Στα υπάρχοντα συστήματα η εξάρτηση από την συχνότητα των απωλειών διάδοσης εξαιρείται, κάτι τέτοιο όμως στα συστήματα UWB δεν μπορεί να γίνει λόγο του πολύ μεγάλου εύρους συχνοτήτων των σημάτων. Παρακάτω γίνεται

σύγκριση του κλασσικού μοντέλου two-ray με το διαμορφωμένο για την περίπτωση των UWB συστημάτων.

### Απώλειες διάδοσης στην περίπτωση two-ray

Το κλασσικό two-ray μοντέλο λαμβάνει υπ' όψιν την απευθείας συνιστώσα και την ανακλώμενη από το έδαφος συνιστώσα. Το σχήμα που ακολουθεί περιγράφει το μοντέλο αυτό.



Εικόνα 10: Γεωμετρία του μοντέλου two-ray

Η επιφάνεια ανάκλασης θεωρείται λεία και επίπεδη, επειδή όμως η τραχύτητα της επιφάνειας σχετίζεται με την συχνότητα και έχει ως αποτέλεσμα την γωνιακή διάχυση της ανακλώμενης συνιστώσας πρέπει να ληφθεί υπ' όψιν στους υπολογισμούς για την περίπτωση των UWB σημάτων.

Εάν λάβουμε λοιπόν, υπ' όψιν ότι στον δέκτη φτάνουν μόνο η απευθείας και μια ανακλώμενη συνιστώσα οι απώλειες διάδοσης μπορούν να εκφραστούν από τον

τύπο  $L_p = \frac{1}{G_p}$ , όπου  $G_p$  είναι το κέρδος και ορίζεται ως εξής

$$G_p = \frac{\zeta \lambda^2}{4\pi h_T h_R} \left| \frac{e^{-jkr_d}}{r_d} + \frac{R_{H,V} e^{-jkr_r}}{r_r} \right|^2,$$

$k = \frac{2\pi}{\lambda}$  είναι η σταθερά διάδοσης ελεύθερου χώρου,  $\lambda = \frac{c}{f}$  είναι το μήκος κύματος,  $c$  είναι η ταχύτητα φωτός και  $R_{H,V}$  είναι ο συντελεστής ανάκλασης Fresnel για την οριζόντια ή κάθετη πόλωση και δίνεται από τους ακόλουθους τύπους για κάθε περίπτωση:

$$R_H = \frac{\sin\theta - \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2\theta}}{\sin\theta + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2\theta}} \quad \text{και} \quad R_V = \frac{\varepsilon_r \sin\theta - \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2\theta}}{\varepsilon_r \sin\theta + \sqrt{\varepsilon_r - \cos^2\theta}}, \quad \text{όπου}$$

$\varepsilon_r(f) = \varepsilon_r^A(f) - j \frac{\sigma(f)}{2\pi f \varepsilon_0}$  είναι η διηλεκτρική σταθερά της επιφάνειας ανάκλασης. Η εξάρτηση από την συχνότητα της σχετικής διηλεκτρικής σταθεράς  $\varepsilon_r^A(f)$  και της αγωγιμότητας  $\sigma(f)$  πρέπει να ληφθούν υπ' όψιν για τα UWB συστήματα (επειδή όμως δεν έχουμε αριθμητικές τιμές για τα δυο αυτά μεγέθη, παρά μόνο σχέσεις που τις συνδέουν με την συχνότητα θεωρούμε  $\varepsilon_r^A(f) = \varepsilon^A$  και  $\sigma(f) = \sigma$ ).

Επίσης όπως φαίνεται και στην εικόνα προκύπτουν τα παρακάτω για τα μήκη της απευθείας και ανακλώμενης συνιστώσας:

$$r_d = \sqrt{d^2 + (h_T - h_R)^2} = d \sqrt{1 + \frac{\zeta}{d} \frac{h_T - h_R}{d}} \quad \text{και}$$

$$r_r = \sqrt{d^2 + (h_T + h_R)^2} = d \sqrt{1 + \frac{\zeta}{d} \frac{h_T + h_R}{d}}$$

Το κλασσικό μοντέλο two-ray χρησιμοποιείται για τις εκπομπές στενής ζώνης για μακρινές αποστάσεις αλλά και στις περιπτώσεις των microcells ή ακόμα και των picocells, δεν επαρκεί όμως για μεταδόσεις κοντινών αποστάσεων καθώς οι δύο βασικές υποθέσεις που χρησιμοποιεί δεν ισχύουν. Το κλασσικό μοντέλο επίπεδης γης βασίζεται στο ότι η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη είναι πολύ μεγαλύτερη από το ύψος των κεραιών  $d \gg h_T$  και  $d \gg \frac{4h_T h_R}{\lambda}$ , έτσι όλες οι προσεγγίσεις που γίνονται (γωνία

ανάκλασης @0 και  $|R_{H,V}| @1$ ) δεν ισχύουν πλέον. Άρα για την περίπτωση των κοντινών αποστάσεων χρειάζεται ένα πιο ακριβές μοντέλο. Σύμφωνα με τις παραπάνω εξισώσεις το κέρδος γράφεται πλέον ως εξής:

$$G_p(d, f) = G_{FS}(d, f) \left| \frac{e^{-jkr_d}}{\sqrt{1 + ((h_T - h_R)/d)^2}} + \frac{R_{H,V} e^{-jkr_r}}{\sqrt{1 + ((h_T + h_R)/d)^2}} \right|^2$$

όπου  $G_{FS}(d, f) = \frac{\zeta c}{4\pi d f}$  είναι το κέρδος του κλασσικού μοντέλου διάδοσης ελεύθερου χώρου που εξαρτάται από την απόσταση  $d$  μεταξύ πομπού και δέκτη. Στην περίπτωση των κοντινών αποστάσεων η απόσταση  $r_d$  δεν μπορεί να εξισωθεί με την απόσταση  $d$  αφού εξαρτάται από το κλάσμα  $(h_T - h_R)/d$ .

Η μέση τιμή των απωλειών διάδοσης (σε σχέση με την συχνότητα και την απόσταση) δίνεται από το εξής:

$$\bar{L}_p(d, f) = ad^{\gamma(f)} f^{\nu(d)},$$

όπου  $d_{\min} \leq d \leq d_{\max}$  και  $f_{\min} \leq f \leq f_{\max}$ . Ακολουθεί η λογαριθμική έκφραση των απωλειών διάδοσης

$$\bar{L}_p(d, f) = a_{dB} + \gamma(f)10\log(d) + \nu(d)10\log(f)$$

όπου  $\gamma(f)$  και  $\nu(d)$  είναι οι συντελεστές κλίσης και είναι συναρτήσεις συχνότητας και απόστασης αντίστοιχα.

### Μοντέλο απωλειών διάδοσης two-ray

Αναλύοντας την λογαριθμική έκφραση των απωλειών διάδοσης για την περίπτωση two-ray ως συνάρτηση της απόστασης και της συχνότητας έχουμε το ακόλουθο μοντέλο απωλειών διάδοσης:

$$\bar{L}_{pdB}(d, f) \Big|_{\substack{f_{\min} \leq f \leq f_{\max} \\ d_{\min} \leq d \leq d_{\max}}} = L_{p_0} + \gamma 10\log \left( \frac{d}{d_0} \right) \Big|_{f_{\min} \leq f \leq f_{\max}} + \nu 10\log \left( \frac{f}{f_0} \right) \Big|_{d_{\min} \leq d \leq d_{\max}}$$

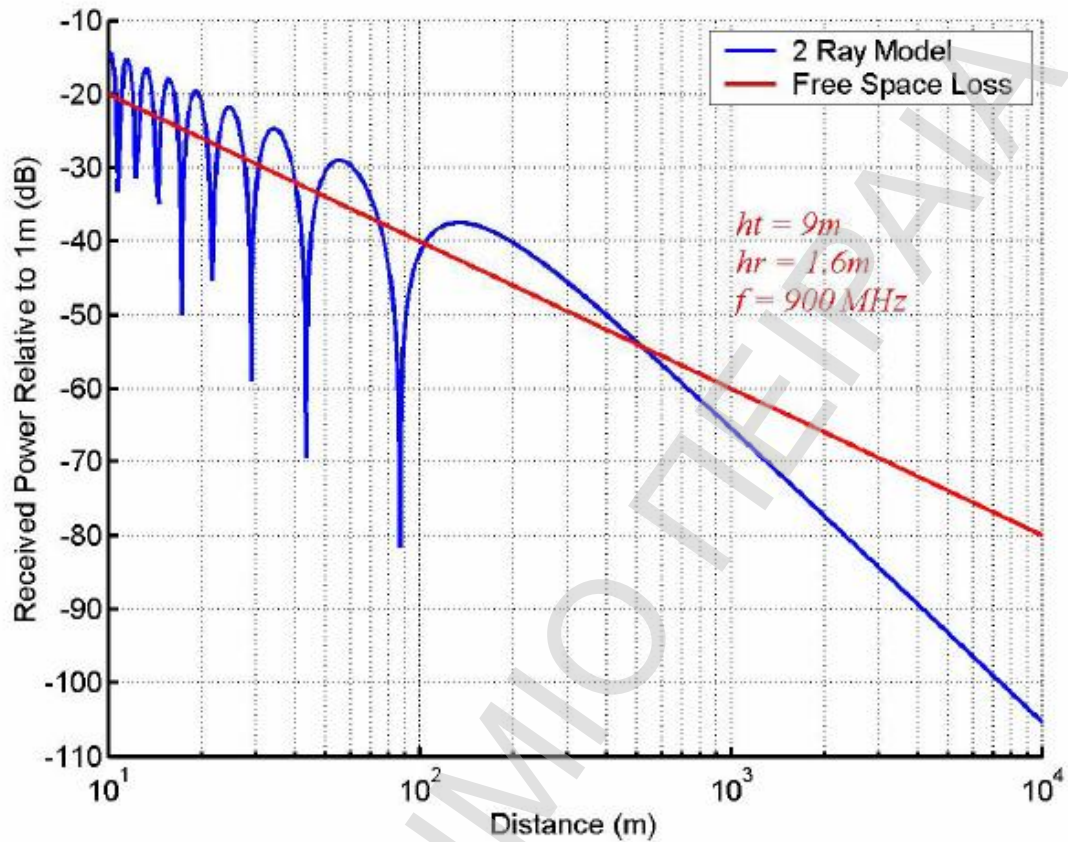
όπου  $\gamma, \nu$  είναι σταθερές και το  $L_{p_0} = 10\log(L_{FS}(r_{d_0}, f_0))$  είναι οι απώλειες διάδοσης ελεύθερου χώρου σε  $r_{d_0} = r_d(d_0)$ , όπου  $d_0, f_0$  είναι η απόσταση και συχνότητα αναφοράς αντίστοιχα. Οι τιμές των  $\gamma$  και  $\nu$  έχουν υπολογιστεί από τον μέσο όρο των  $\gamma(f)$  και  $\nu(d)$  στα διαστήματα  $f_{\min} \leq f \leq f_{\max}$  και  $d_{\min} \leq d \leq d_{\max}$ .

Όταν αναφερόμαστε σε αποστάσεις ( $d$ ) από 1 μέχρι 10 μέτρα και σε εύρος συχνοτήτων ( $f$ ) μεταξύ 3 και 10 GHz το παραπάνω μοντέλο παρουσιάζει τα εξής χαρακτηριστικά:

Ø *Εξάρτηση από την απόσταση:* Οι απώλειες διάδοσης έχουν διττή συμπεριφορά όσον αφορά την απόσταση με νέο σημείο καμπής (breakpoint) σε πολύ πιο κοντινή απόσταση από τον πομπό. Το ακριβές σημείο καμπής ( $d_{bp}$ ) εμφανίζεται σε πιο κοντινή απόσταση όσο η απόσταση μεταξύ πομπού και δέκτη ( $\Delta h = h_T - h_R$ ) μειώνεται. Το σημείο καμπής καθορίζει δύο υποπεριοχές  $1m \leq d_1 \leq d_{bp}$  και  $d_{bp} \leq d \leq 10m$ , όπου υπολογίζεται το  $\gamma(f)$ . Το σημείο αυτό ισχύει μόνο για κοντινές αποστάσεις και για μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Επίσης είναι διαφορετικό από το αντίστοιχο του μοντέλου επίπεδης γης ( $4h_T h_R / \lambda$ ), το οποίο, όπως παρατηρούμε έχει καθαρή εξάρτηση από την συχνότητα και βρίσκεται εκτός της μέγιστης απόστασης που έχουμε θεωρήσει για το παραπάνω μοντέλο και άρα εκτός και του εύρους λειτουργίας των UWB εκπομπών.

Ø *Εξάρτηση από την συχνότητα:* Οι απώλειες διάδοσης παρουσιάζουν εξάρτηση από την συχνότητα ίδια με εκείνη στην περίπτωση των απωλειών διάδοσης ελεύθερου χώρου. Κάτι τέτοιο συμβαίνει επειδή είναι αναμενόμενη η εξάρτηση από την συχνότητα των υλικών και έτσι υπάρχουν διακυμάνσεις του  $\nu$ , πράγμα που επιβεβαιώνει την εξάρτηση από την συχνότητα στο εύρος των UWB σημάτων.

Η εικόνα που ακολουθεί απεικονίζει τη λαμβανόμενη ισχύ για διάφορες αποστάσεις σε σχέση με τη λαμβανόμενη ισχύ στο 1m.



Εικόνα 11: Απεικόνιση του μοντέλου two-ray

Το μοντέλο που παρουσιάστηκε παραπάνω ισχύει για οριζόντια και κάθετη πόλωση αφού οι δύο πολώσεις δείχνουν τις ίδιες (σε μέση τιμή) απώλειες διάδοσης. Στην συγκεκριμένη περίπτωση και όταν υπάρχουν πολύ λείες επιφάνειες, οι διακυμάνσεις γύρω από την μέση τιμή έχουν το ίδιο πλάτος και για τις δύο πολώσεις, αλλά έχουν αντίθετες φάσεις. Υπολογίζοντας τις δύο καμπύλες απωλειών διάδοσης δίνουν μια καμπύλη απωλειών διάδοσης που είναι πολύ κοντά με το κλασσικό μοντέλο απωλειών διάδοσης.

### 3.2.4 Μοντέλο Saleh –Valenzuela (SV)

Το μοντέλο SV, όπως έχει προαναφερθεί, διαχωρίζει τον ρυθμό άφιξης συστάδων και τον ρυθμό άφιξης συνιστωσών. Η πρώτη συστάδα ξεκινά εξ' ορισμού στον χρόνο  $t=0$ ,

και οι συνιστώσων που ακολουθούν φτάνουν με ρυθμό που δίνεται από μια διαδικασία Poisson με ρυθμό  $\lambda$ . Η ισχύς αυτών των συνιστώσων μειώνεται εκθετικά σε σχέση με την πρώτη συνιστώσα. Ο ρυθμός άφιξης συστάδων, που είναι μικρότερος από τον ρυθμό άφιξης συνιστώσων, στη συνέχεια καθορίζει την προέλευσή της επόμενης συστάδας. Οι συνιστώσες που περιέχονται σε εκείνη την συστάδα είναι πάλι μια διαδικασία Poisson με το ρυθμό  $\lambda$ .

Μαθηματικά, η κρουστική απόκριση περιγράφεται ως εξής:

$$h(t) = \prod_{l=0}^L \prod_{k=0}^K \varepsilon_{k,l}^i \delta(t - T_l^i - \tau_{k,l}^i)$$

όπου

- §  $a_{k,l}^i$  είναι ο συντελεστής κέρδους των πολυδιαδρομικών συνιστώσων
- §  $T_l^i$  είναι η καθυστέρηση της  $l$  συστάδας
- §  $\tau_{k,l}^i$  είναι η καθυστέρηση της  $k$  πολυδιαδρομικής συνιστώσας σε σχέση με τον χρόνο άφιξης ( $T_l^i$ ) της συστάδας  $l$
- §  $X_i$  αναπαριστά την log-normal σκίαση, και το  $i$  αναφέρεται στην  $i$ -στη υλοποίηση

Επίσης ορίζουμε

- §  $T_l$  ως τον χρόνο άφιξης της πρώτης συνιστώσας της  $l$  συστάδας.
- §  $\tau_{k,l}$  ως την καθυστέρηση της συνιστώσας  $k$  μέσα στην  $l$  συστάδα σε σχέση με τον χρόνο άφιξης της πρώτης συνιστώσας,  $T_l$ .
- §  $\Lambda$  ως τον ρυθμό άφιξης των συστάδων.
- §  $\lambda$  ως τον ρυθμό άφιξης των συνιστώσων, π.χ: ο ρυθμός άφιξης μιας συνιστώσας μέσα σε κάθε συστάδα.

Εξ ορισμού έχουμε  $\tau_{0,l} = 0$ . Η κατανομή του χρόνου άφιξης των συστάδων και του χρόνος άφιξης συνιστώσων δίνονται από τα παρακάτω:

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

$$p(\tau_{k,l} | \tau_{(k-1),l}) = \lambda \exp[-\lambda(\tau_{k,l} - \tau_{(k-1),l})], \quad k > 0$$

Ο συντελεστής κέρδους των πολυδιαδρομικών συνιστωσών ορίζεται ως το γινόμενο των συντελεστών εξασθένησης μικρής και μεγάλης κλίμακας, δηλαδή

$$a_{k,l} = p_{k,l} \xi_l \beta_{k,l}$$

Η στατιστική ανάλυση των μετρήσεων δείχνει ότι ταιριάζουν καλύτερα στην λογαριθμοκανονική κατανομή παρά στην Rayleigh, η οποία χρησιμοποιήθηκε αρχικά στο μοντέλο Saleh Venezuela. Επίσης και η εξασθένηση μεγάλης κλίμακας είναι λογαριθμικά κατανεμημένη.

$$20\log_{10}(\xi_l \beta_{k,l}) : Normal(\mu_{k,l}, \sigma_1^2 + \sigma_2^2)$$

ή

$$|\xi_l \beta_{k,l}| = 10^{(\mu_{k,l} + n_1 + n_2)/20},$$

όπου  $n_1 : Normal(0, \sigma_1^2)$  και  $n_2 : Normal(0, \sigma_2^2)$  είναι ανεξάρτητες και αναπαριστούν την εξασθένηση της κάθε συστάδας και ακτίνας αντίστοιχα.

Για το power delay profile έχουμε

$$E \left\{ |\xi_l \beta_l|^2 \frac{\Omega}{f} \right\} = \Omega_0 e^{-\frac{T_l}{\Gamma}} e^{-\frac{\tau_{k,l}}{\gamma}},$$

όπου  $T_l$  είναι η καθυστέρηση της  $l$  συστάδας σε σχέση με την πρώτη συστάδα (excess delay) και  $\Omega_0$  είναι η μέση ενέργεια της πρώτης διαδρομής της πρώτης συστάδας, και το  $p_{k,l}$  παίρνει τις τιμές  $\pm 1$  με την ίδια πιθανότητα ώστε να ληφθεί υπόψη η αντιστροφή του σήματος λόγω ανάκλασης.

Το  $\mu_{k,l}$  δίνεται από τον τύπο  $\mu_{k,l} = \frac{10 \ln(\Omega_0) - 10T_l/\Gamma - 10\tau_{k,l}/\gamma - (\sigma_1^2 + \sigma_2^2) \ln(10)}{\ln 10} \cdot \frac{1}{20}$ .

Το  $\xi_l$  αντιπροσωπεύει την εξασθένηση σε σχέση με το  $l$ -στο cluster, το  $\beta_{k,l}$  αντιπροσωπεύει την εξασθένηση που σχετίζεται με την  $k$  ακτίνα του  $l$  cluster.

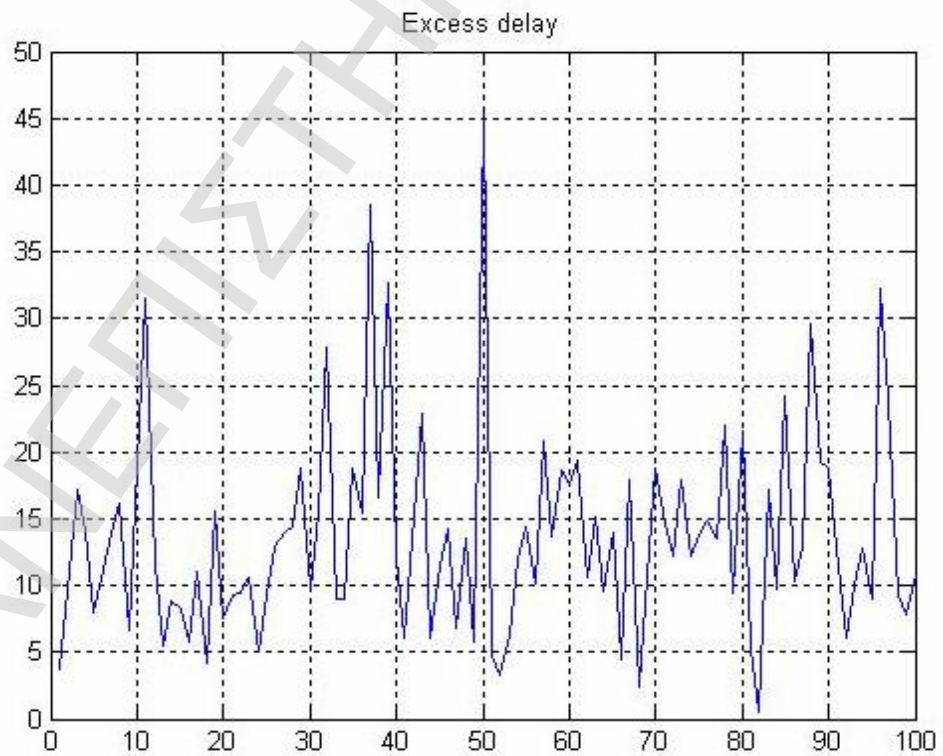
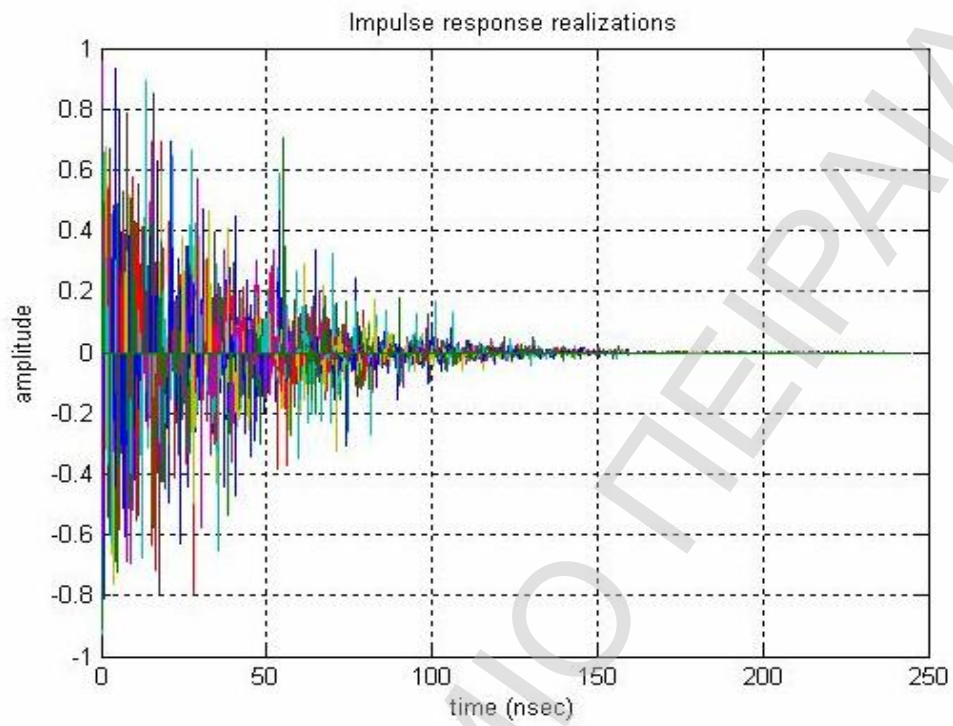
Τέλος, ο όρος  $X_i$  χαρακτηρίζεται από το ακόλουθο:

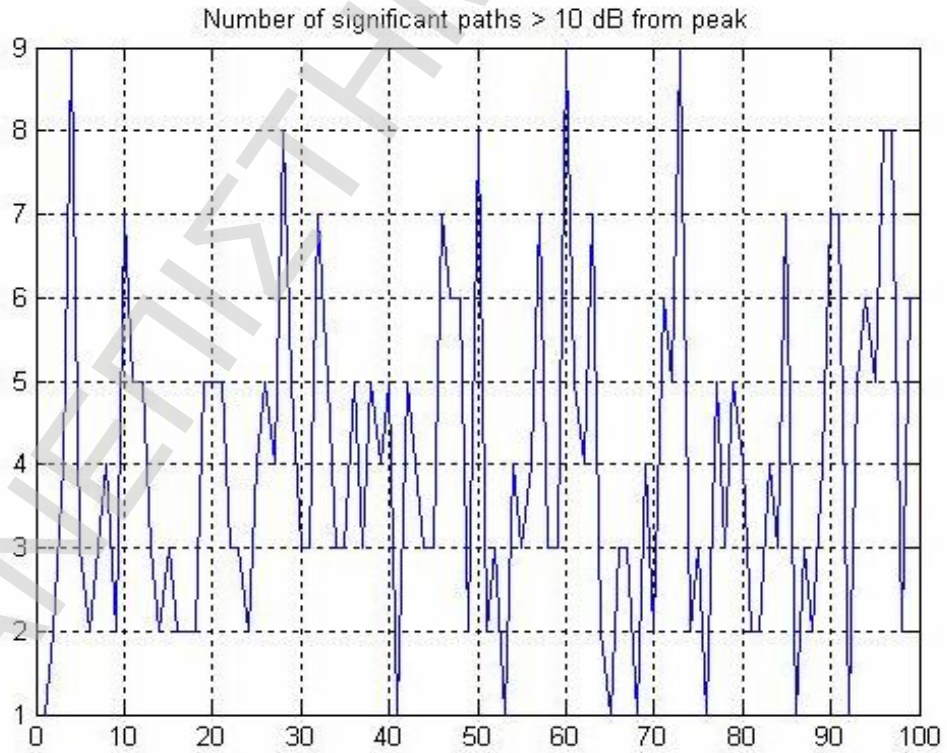
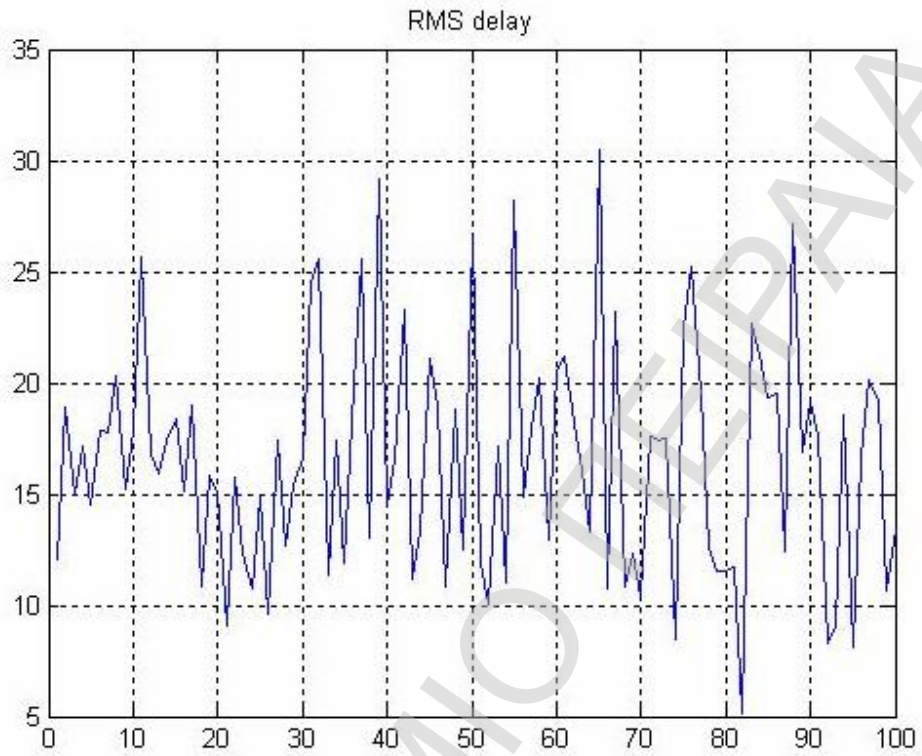
$$20\log_{10}(X_i) : Normal(0, \sigma_x^2)$$

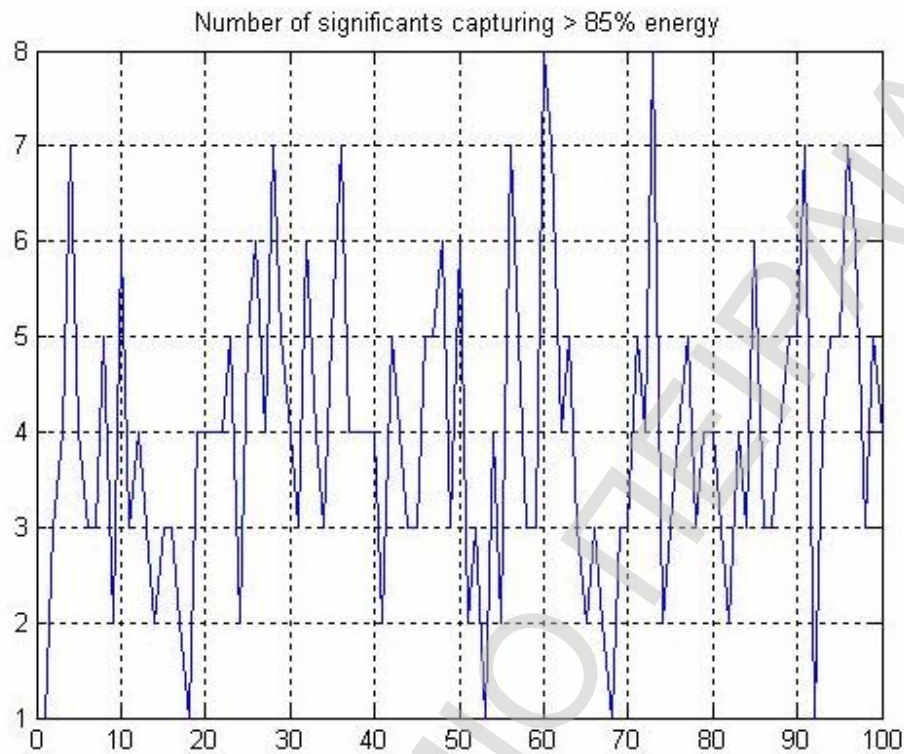
#### Αποτελέσματα από την υλοποίηση του καναλιού

Ο κώδικας που δημιουργήθηκε για την υλοποίηση παρουσιάζεται στο παράρτημα.









### 3.2.5 Μοντέλο του IEEE 802.15.3a standard

Το μοντέλο αυτό χρησιμοποιεί μία παραλλαγή του μοντέλου Saleh-Valenzuela το οποίο χρησιμοποιείται για κανάλια στενής ζώνης, εσωτερικού χώρου. Η επιλογή του μοντέλου αυτού γίνεται επειδή από τις μετρήσεις που πραγματοποιήθηκαν φαίνεται ότι οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες φτάνουν σε μορφή συστάδων. Αυτό, κατά ένα μέρος οφείλεται στο γεγονός ότι στις UWB κυματομορφές παρατηρείται πολύ μεγάλη διακριτικότητα. Για παράδειγμα, οι πολυδιαδρομικές συνιστώσες είναι αποτέλεσμα των ανακλάσεων από τους τοίχους, τις γωνίες, τα έπιπλα, τους ανθρώπους, και τα άλλα αντικείμενα που μπορεί να βρίσκονται σε ένα δωμάτιο. Αφού τα UWB κύματα μπορούν να έχουν εύρος μέχρι 7,5 GHz, πορείες που διαφέρουν περισσότερο από περίπου 133 ps (ισοδύναμη με διαφορά μήκους μονοπατιού 4cm) μπορούν να γίνουν αντιληπτά χωριστά στον δέκτη. Κατά συνέπεια, τα διαφορετικά μέρη του ίδιου επίπλου μπορούν να προκαλέσουν πολλαπλές διαδρομές, οι οποίες είναι μέρος της ίδιας συστάδας.

### Χαρακτηριστικά του καναλιού προς μοντελοποίηση

Οι παράμετροι που καθορίζουν το κανάλι είναι οι ακόλουθες:

$\Lambda$  = ρυθμός άφιξης συστάδων

$\lambda$  = ο ρυθμός άφιξης των ακτινών, π. χ: ο ρυθμός άφιξης μιας συνιστώσας μέσα σε κάθε συστάδα

$\Gamma$  = παράγοντας εξασθένησης συστάδας

$\gamma$  = παράγοντας εξασθένησης συνιστώσας

$\sigma_1$  = τυπική απόκλιση της λογαριθμικής εξασθένησης της συστάδας (dB)

$\sigma_2$  = τυπική απόκλιση της λογαριθμικής εξασθένησης της συνιστώσας (dB)

$\sigma_x$  = τυπική απόκλιση της λογαριθμοκανονικής κατανομής για την συνολική πολυδιαδρομική υλοποίηση (dB)

Τα κύρια χαρακτηριστικά του καναλιού που χρησιμοποιήθηκαν σε μετρήσεις για την εξαγωγή των παραπάνω παραμέτρων είναι:

§ Mean excess delay

§ RMS delay spread

§ Number of multipath components (defined as the number of multipath arrivals that are within 10 dB of the peak multipath arrival)

Για το παραπάνω μοντέλο έχουν οριστεί 4 διαφορετικά περιβάλλοντα, τα οποία έχουν ονομαστεί CM1, CM2, CM3 και CM4. Το CM1 περιγράφει την περίπτωση που έχουμε απευθείας συνιστώσα (line of site-LOS) και  $0 < d < 4m$ , όπου  $d$  η απόσταση ανάμεσα σε πομπό και δέκτη. Το CM2 περιγράφει την περίπτωση που δεν έχουμε απευθείας συνιστώσα (non-LOS) για την ίδια εμβέλεια με την πρώτη περίπτωση. Το CM3 περιγράφει την περίπτωση που δεν έχουμε απευθείας συνιστώσα (non-LOS) αλλά για  $4m < d < 10m$ . Η τελευταία περίπτωση CM4 περιγράφει περιπτώσεις που δεν έχουμε απευθείας συνιστώσα (non-LOS) και μεγάλη διασπορά καθυστέρησης η οποία μπορεί να έχει σαν αποτέλεσμα καθυστέρηση μέχρι 20 ns.

Ο πίνακας που ακολουθεί περιέχει κάποιες τιμές για τις παραμέτρους που προαναφέρθηκαν και για τα τέσσερα παραπάνω κανάλια. Οι τιμές αυτές έχουν προκύψει από μετρήσεις (τα χαρακτηριστικά του παρακάτω πίνακα έχουν βασιστεί σε χρόνο δειγματοληψίας 167 psec).

<b>Χαρακτηριστικά καναλιού</b>	<b>CM 1</b>	<b>CM 2</b>	<b>CM 3</b>	<b>CM 4</b>
Mean excess delay (nsec) ( $t_m$ )	5.05	10.38	14.18	
RMS delay (nsec) ( $t_{rms}$ )	5.28	8.03	14.28	25
NP <sub>10dB</sub>			35	
NP (85%)	24	36.1	61.54	
<b>Παράμετροι του μοντέλου</b>				
$\Lambda$ (1/nsec)	0.0233	0.4	0.0667	0.0667
$\lambda$ (1/nsec)	2.5	0.5	2.1	2.1
$\Gamma$	7.1	5.5	14.00	24.00
$\gamma$	4.3	6.7	7.9	12
$s_1$ (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
$s_2$ (dB)	3.3941	3.3941	3.3941	3.3941
$s_x$ (dB)	3	3	3	3
<b>Χαρακτηριστικά μοντέλου</b>				
Mean excess delay (nsec) ( $t_m$ )	5.0	9.9	15.9	30.1
RMS delay (nsec) ( $t_{rms}$ )	5	8	15	25
NP <sub>10dB</sub>	12.5	15.3	24.9	41.2
NP (85%)	20.8	33.9	64.7	123.3
Channel energy mean (dB)	-0.4	-0.5	0.0	0.3
Channel energy std (dB)	2.9	3.1	3.1	2.7

*Πίνακας 6: Παράμετροι που καθορίζουν το κανάλι*

### Μετατροπή σε Μοντέλο Διακριτού Χρόνου

Το αποτέλεσμα του παραπάνω μοντέλου είναι συνεχούς χρόνου και πλάτους. Μπορούμε να μετατρέψουμε τον χρόνο δειγματοληψίας σε διακριτό χωρίς να χάσουμε την έννοια του μοντέλου πολλαπλών διαδρομών. Για να γίνει κάτι τέτοιο εργαζόμαστε ως εξής:

Αρχικά, κβαντίζουμε τον χρόνο στο μοντέλο συνεχούς χρόνου ανά ζεύγη (χρόνος, τιμή) σε  $ts/N$  όπου  $ts$  είναι η επιθυμητή διακριτικότητα και το  $N$  είναι ένας κατάλληλα επιλεγμένος μεγάλος ακέραιος αριθμός. Πολλαπλά ζεύγη (χρόνου, τιμής) κβαντίζονται στο ίδιο χρονικό διάστημα και οι τιμές τους προστίθενται. Στη συνέχεια, στην κανονική διακριτού-χρόνου επεξεργασία, γίνεται φιλτράρισμα χαμηλής διέλευσης ή διέλευσης ζώνης ή φιλτράρισμα του παλμού προς μετάδοση ανάλογα με την περίπτωση και στη

συνέχεια γίνεται decimate κατά  $N$ . Ένας προτεινόμενος κανόνας για το  $N$  είναι να εξασφαλιστεί ότι  $N \cdot f_s = N/t_s$  είναι τουλάχιστον 100 GHz και ότι  $N \geq 1$ . Κατά συνέπεια,  $N = \max(1, \text{ceil}(t_s * 100 \text{ GHz}))$ .

### **Αποτελέσματα από την υλοποίηση του καναλιού**

Ο κώδικας που δημιουργήθηκε για την υλοποίηση παρουσιάζεται στο παράρτημα.

Τα παρακάτω αποτελέσματα είναι για 200 επαναλήψεις και χρόνο δειγματοληψίας

$t_s = 0.167 \text{ n sec}$ . Έτσι έχουμε τα ακόλουθα για τις τέσσερις περιπτώσεις:

#### **CM 1:**

##### Παράμετροι του μοντέλου

$L = 0.0233$ ,  $l = 2.5000$ ,  $G = 7.1000$ ,  $g = 4.3000$

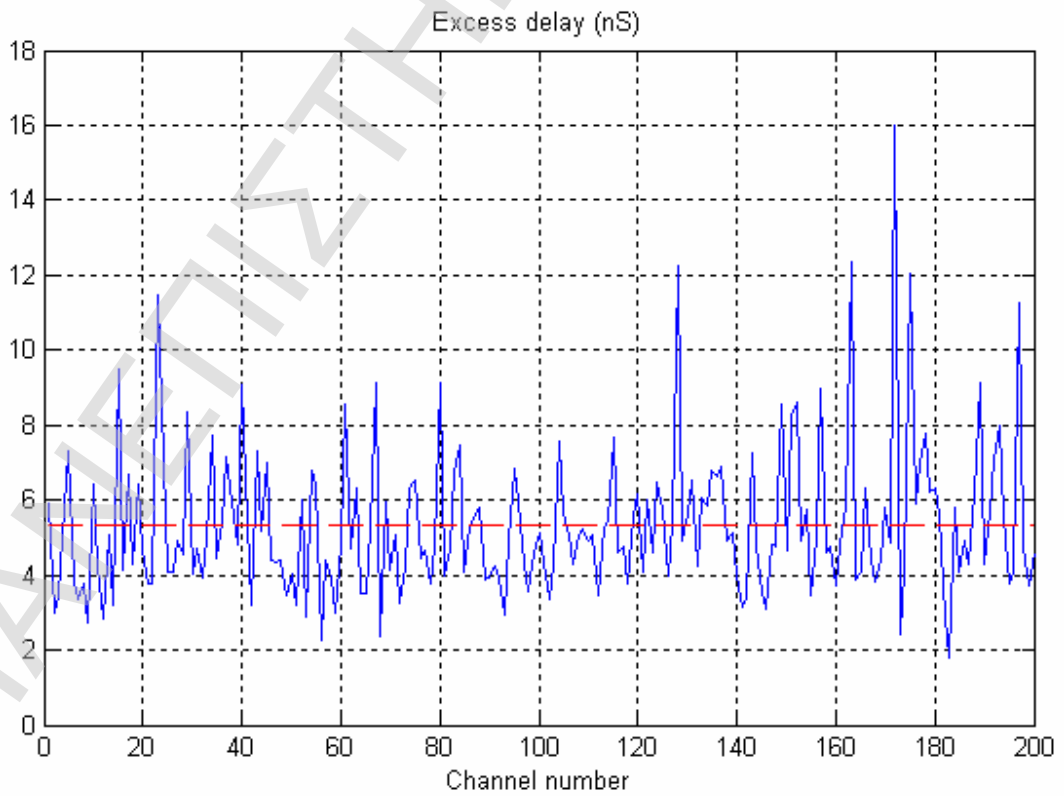
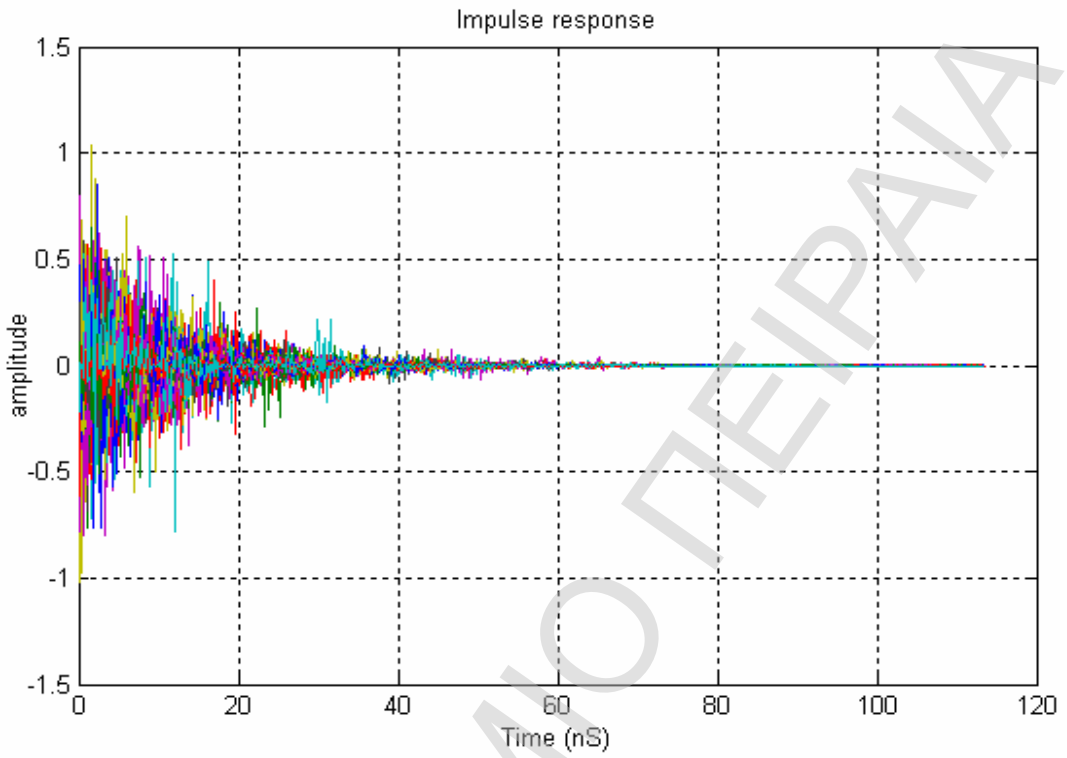
$s1 = 3.4000$ ,  $s2 = 3.4000$ , NLOS flag = 0,  $sx = 3.0000$

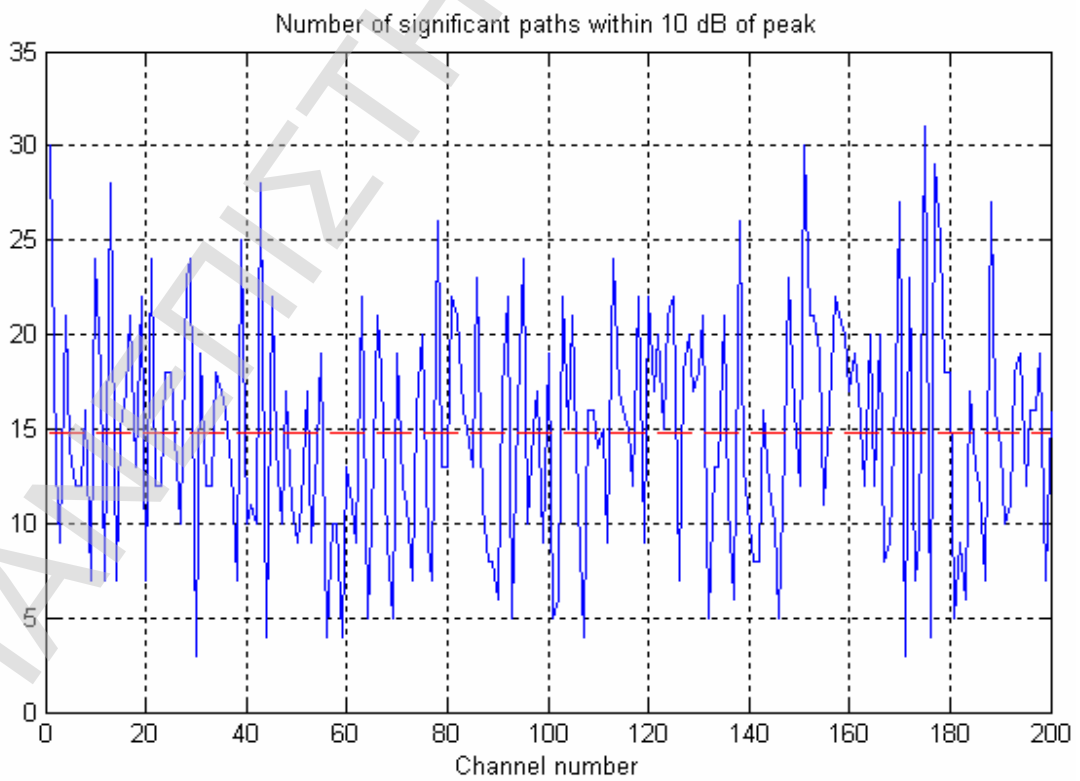
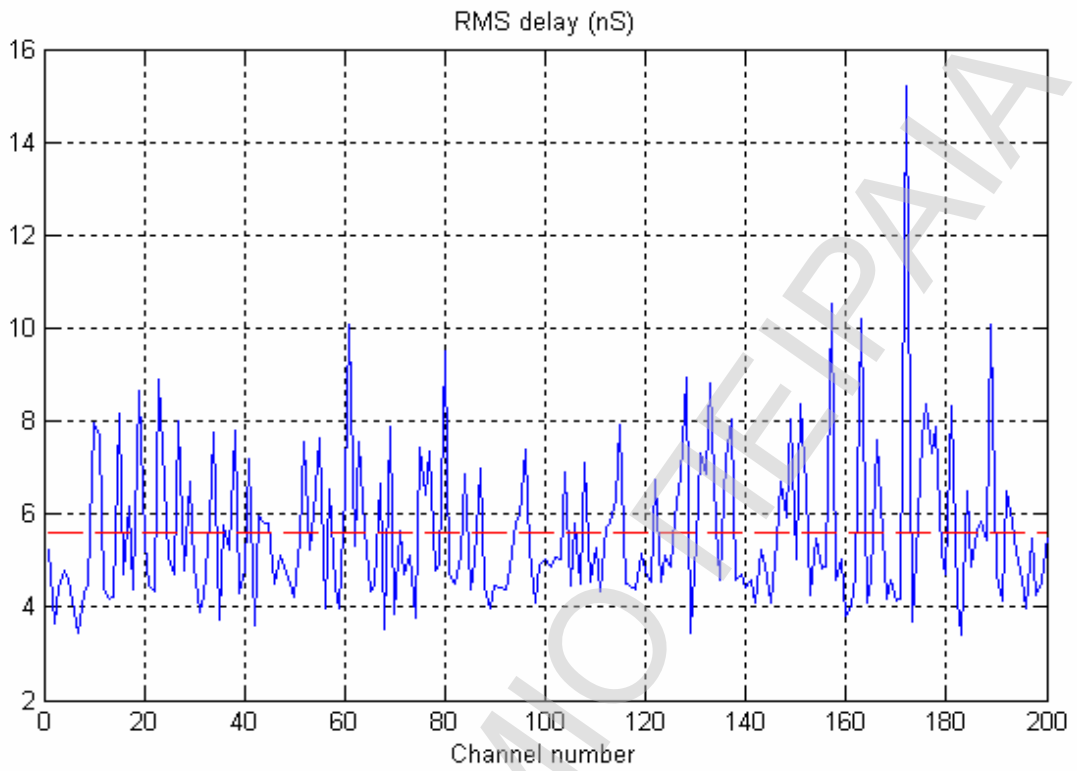
##### Χαρακτηριστικά του μοντέλου

Mean delays: excess (tau\_m) = 5.5 ns, RMS (tau\_rms) = 6

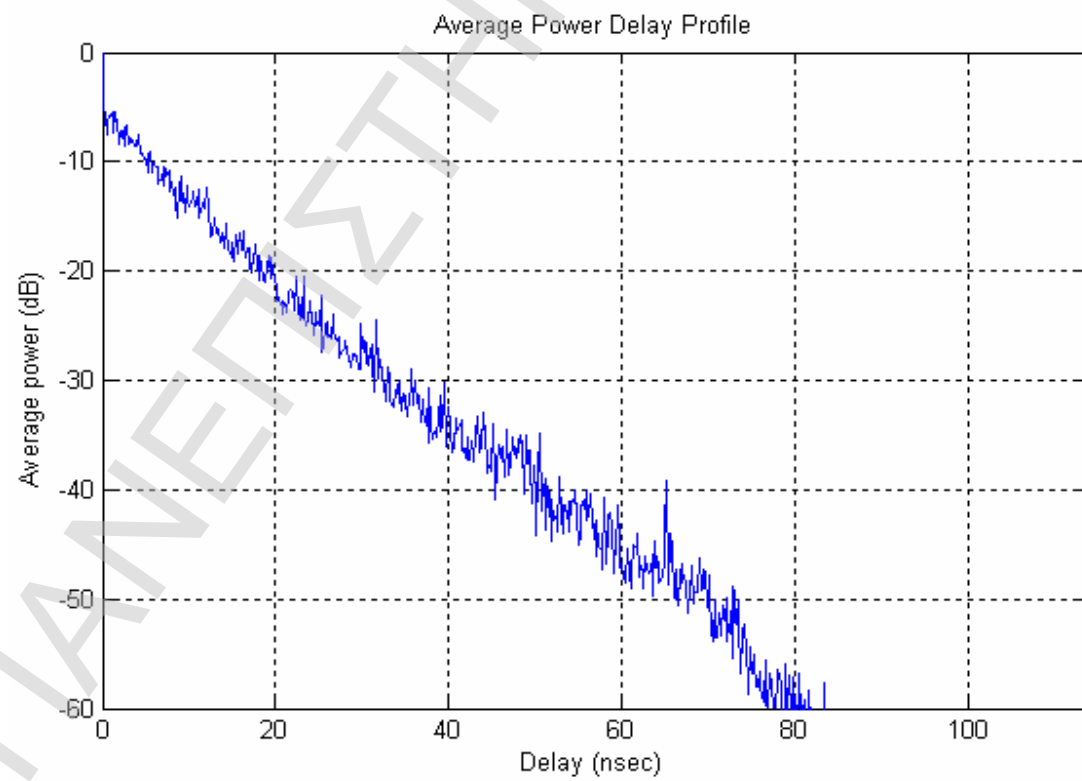
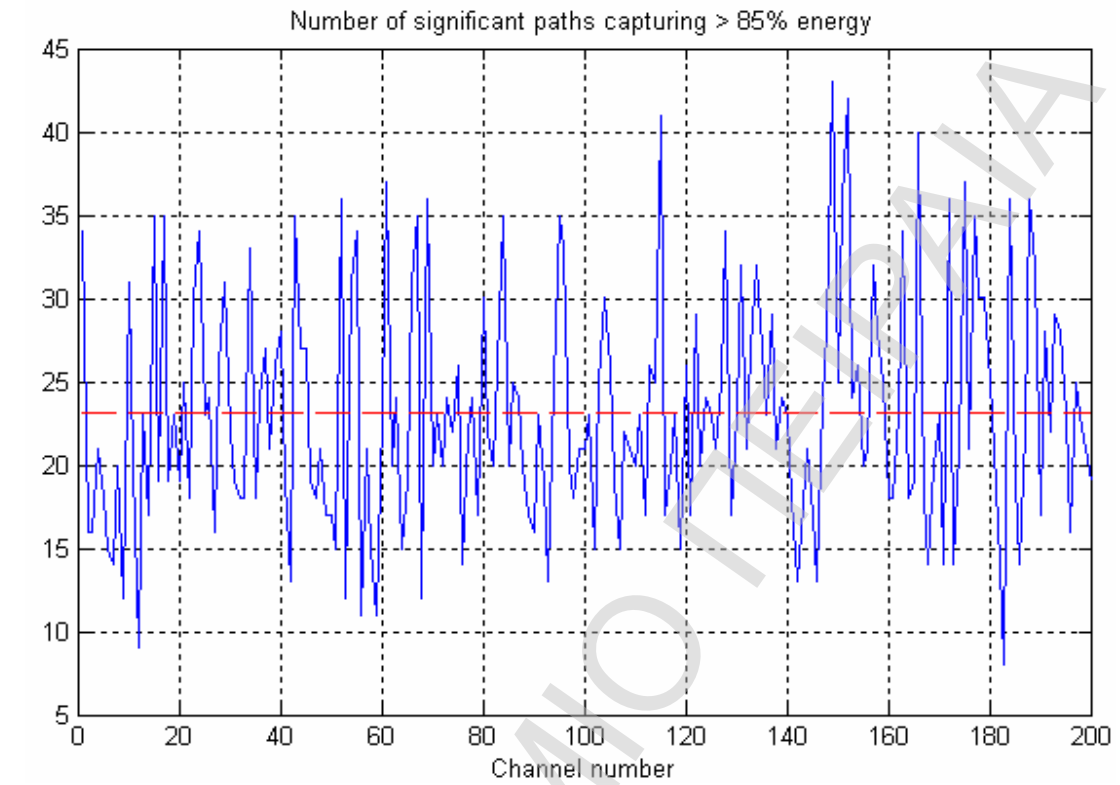
nb paths: NP\_10dB = 14.3, NP\_85% = 23.0

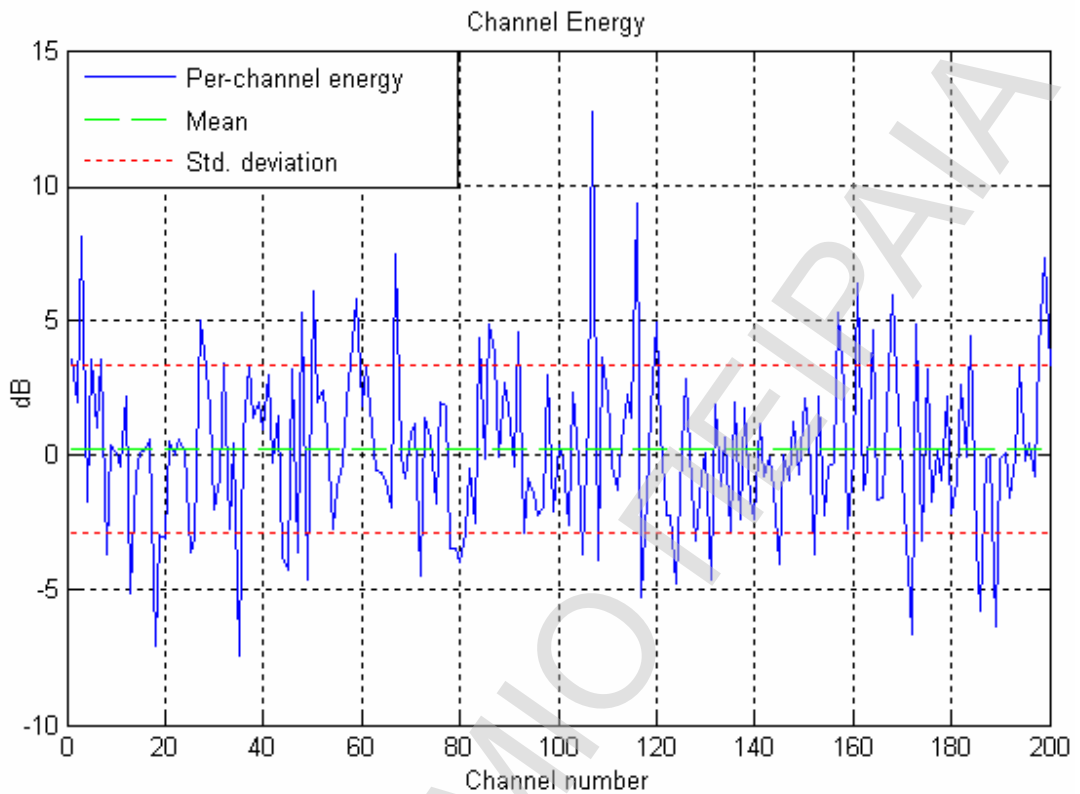
Channel energy: mean = -0.2 dB, std deviation = 3.1 dB











## CM 2:

### Παράμετροι του μοντέλου

$L = 0.4000$ ,  $l = 0.5000$ ,  $G = 5.5000$ ,  $g = 6.7000$

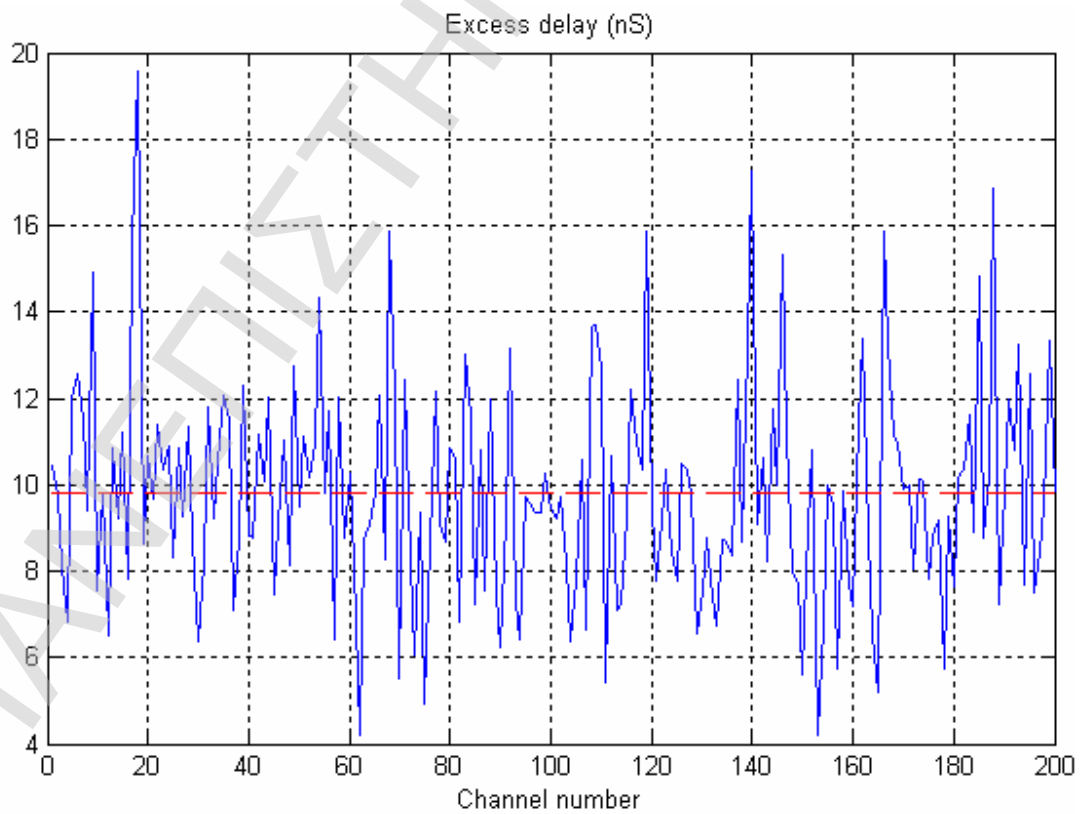
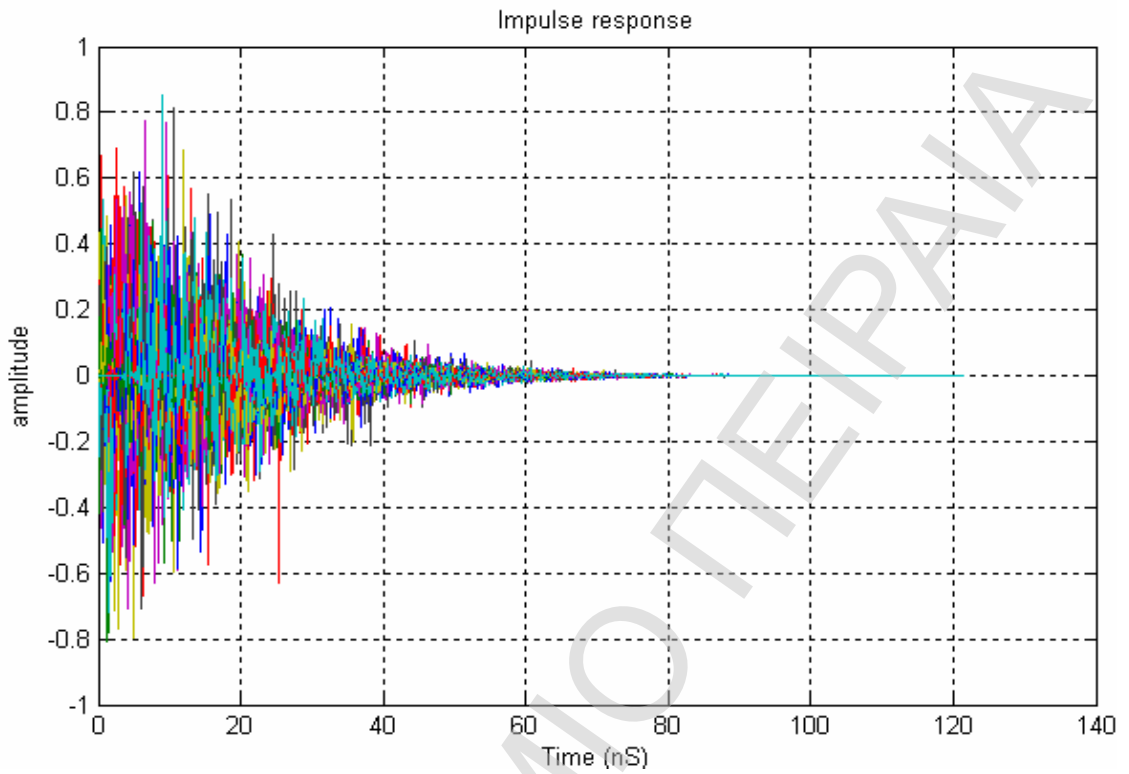
$s_1 = 3.4000$ ,  $s_2 = 3.4000$ , NLOS flag = 1,  $s_x = 3.0000$

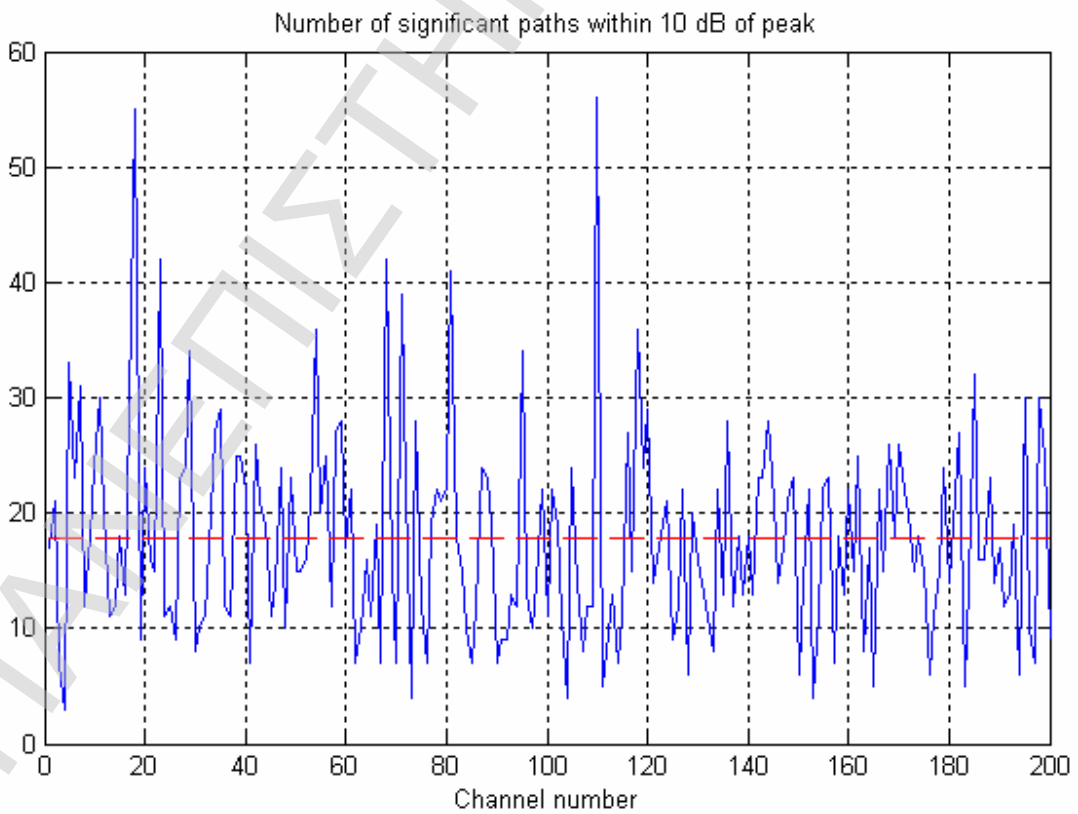
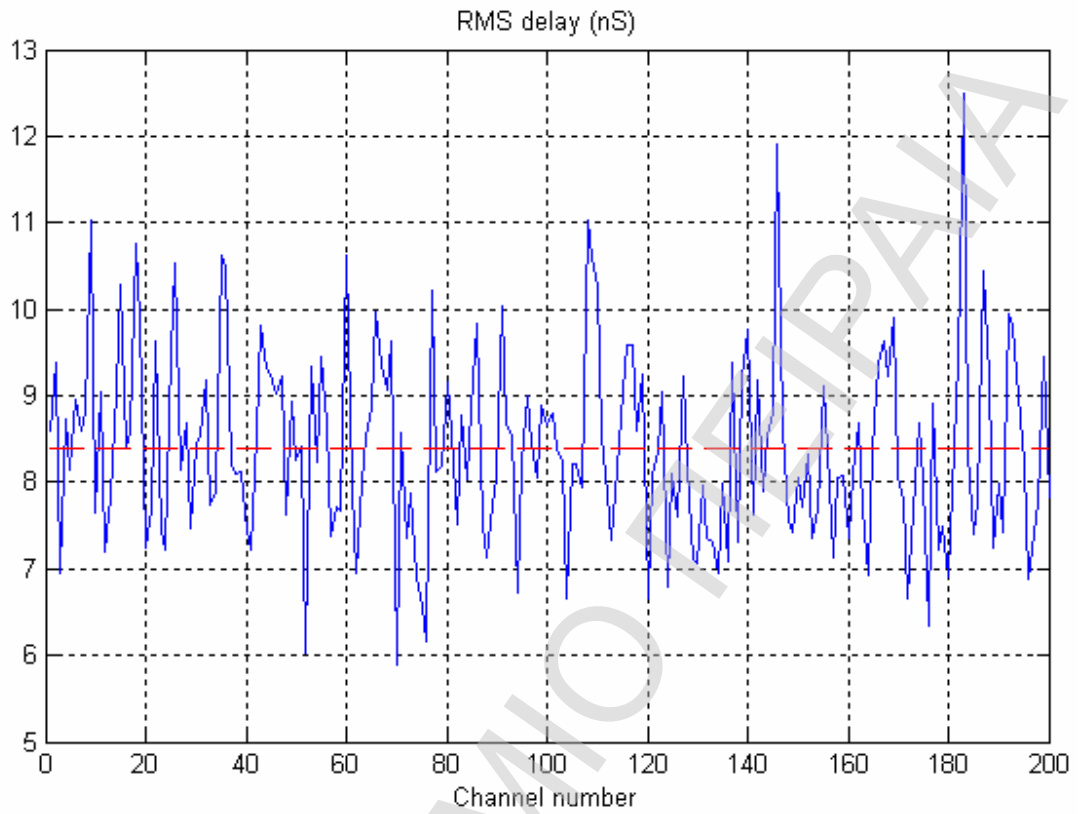
### Χαρακτηριστικά του μοντέλου

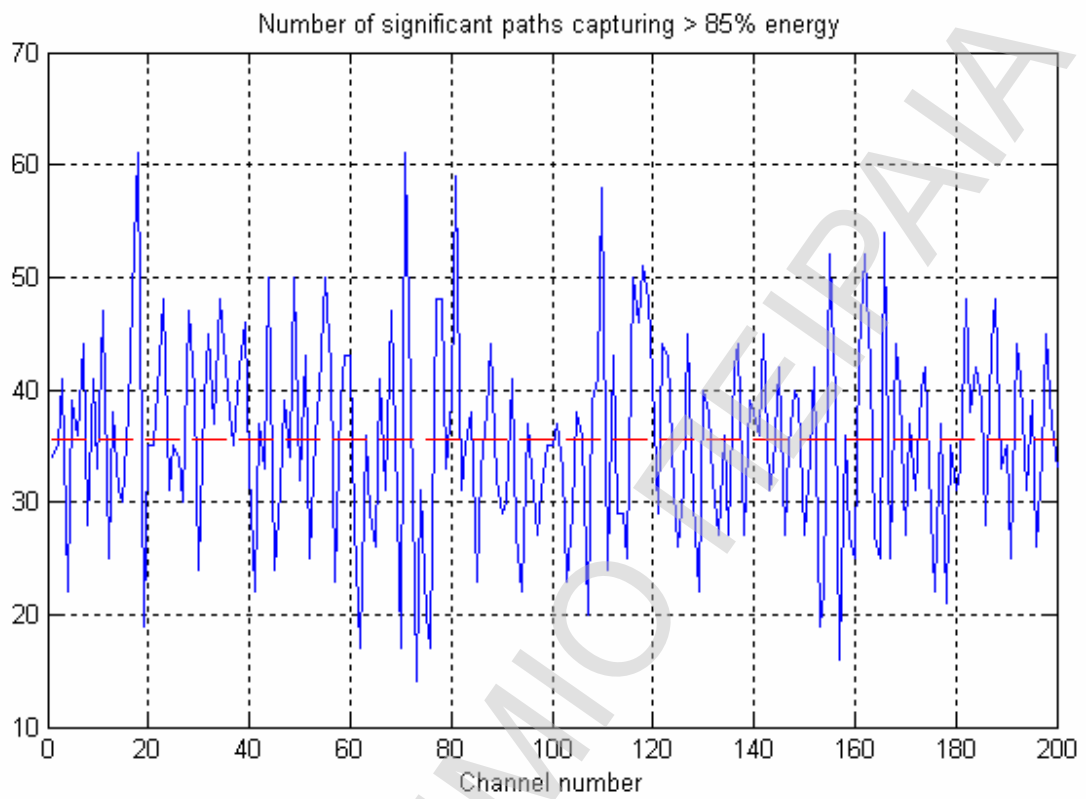
Mean delays: excess ( $\tau_m$ ) = 9.8 ns, RMS ( $\tau_{rms}$ ) = 8

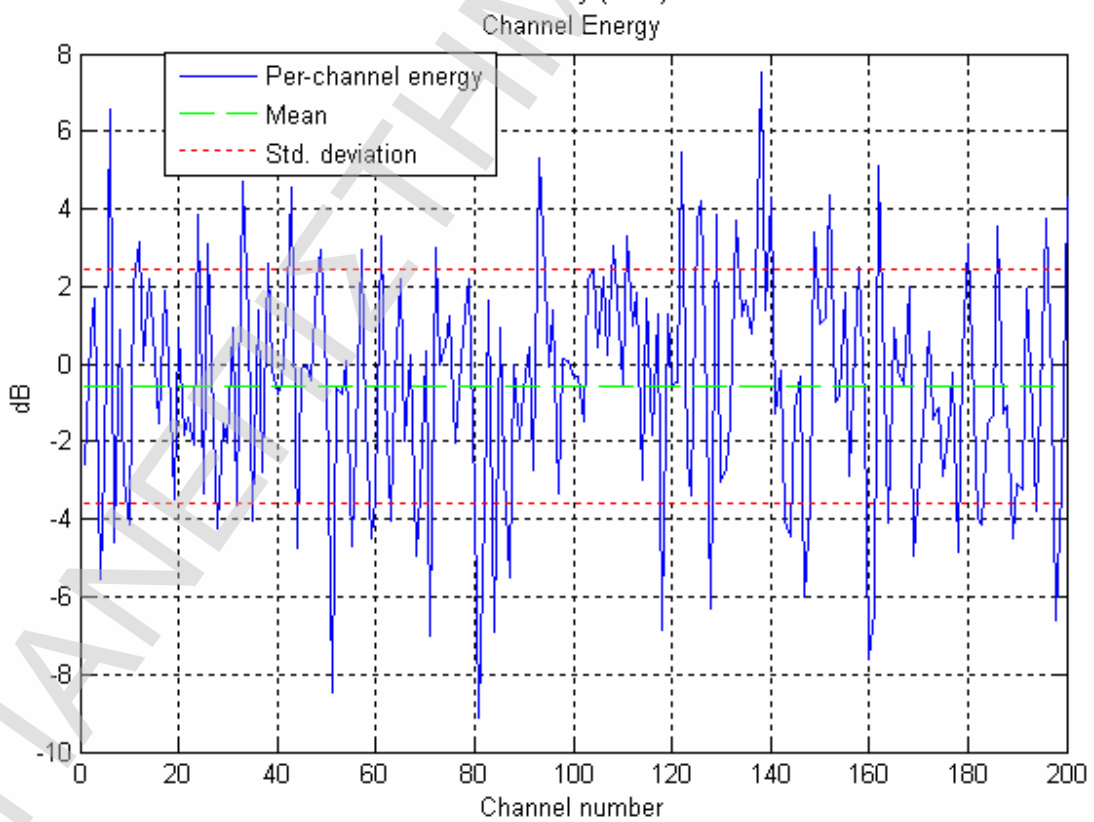
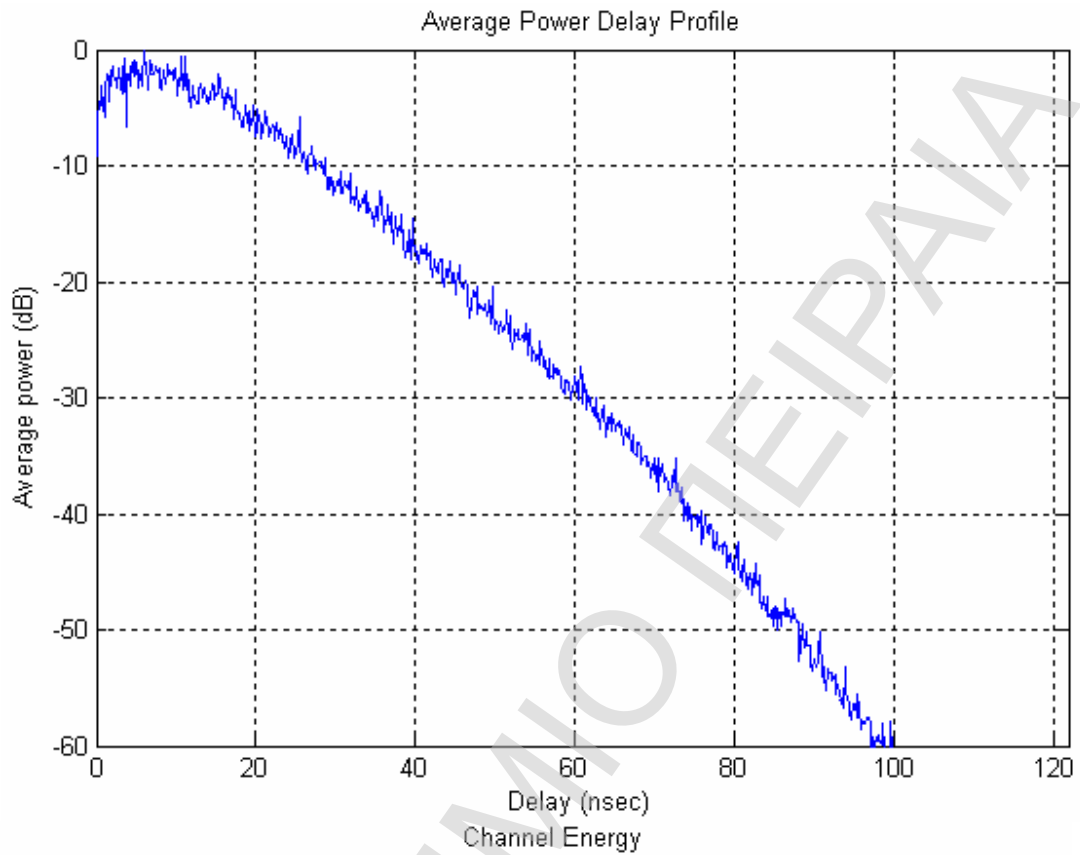
nb paths: NP\_10dB = 17.8, NP\_85% = 35.6

Channel energy: mean = -0.6 dB, std deviation = 3.0 dB









### CM 3:

#### Παράμετροι του μοντέλου

$L = 0.0670$ ,  $l = 2.1000$ ,  $G = 14.0000$ ,  $g = 7.9000$

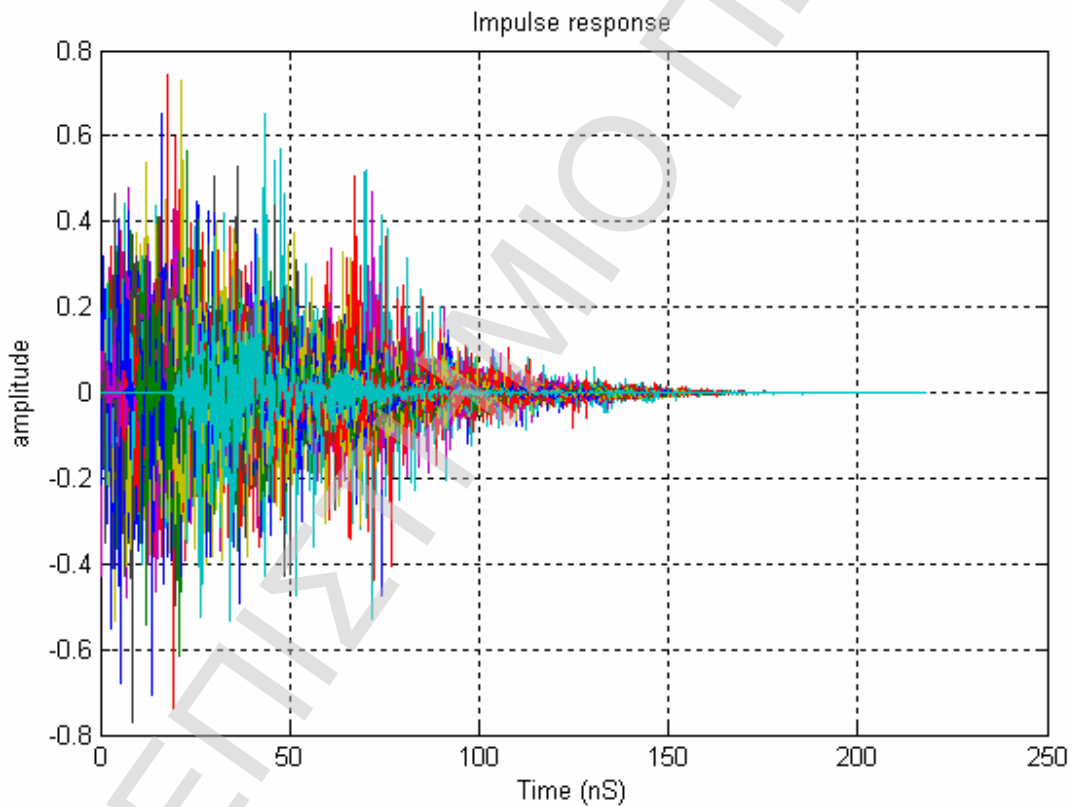
$s1 = 3.4000$ ,  $s2 = 3.4000$ , NLOS flag = 1,  $sx = 3.0000$

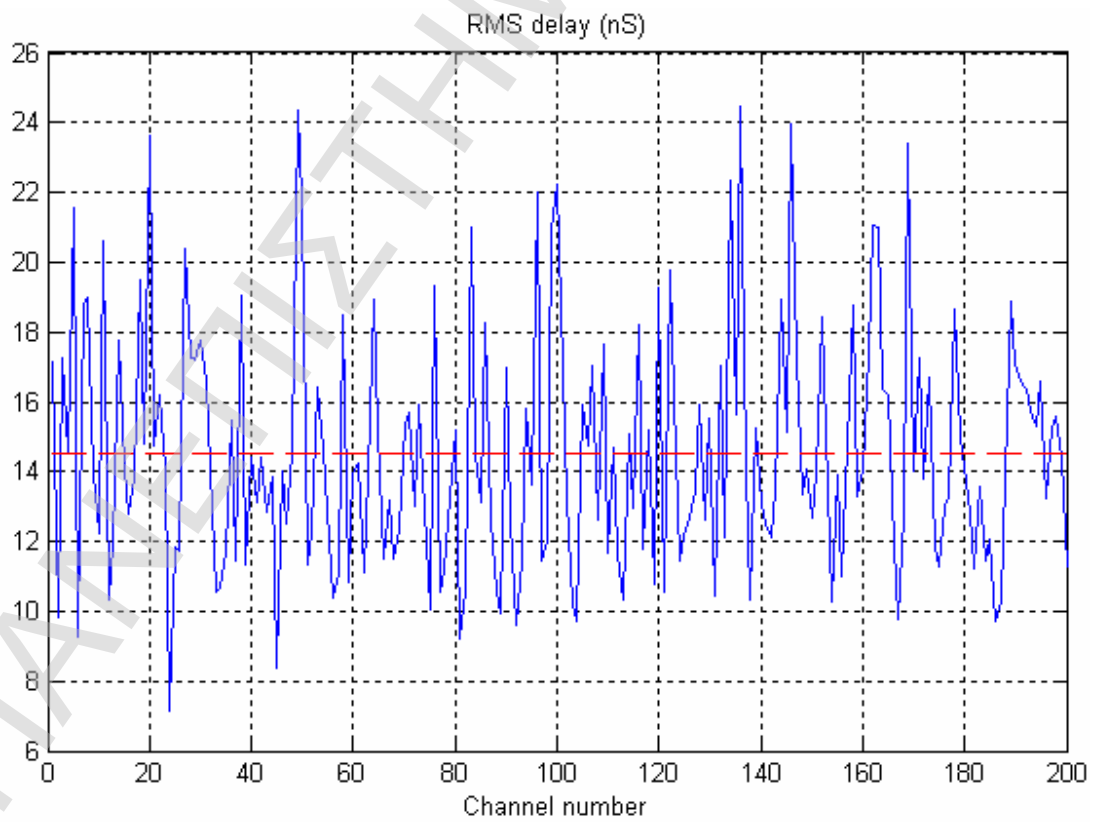
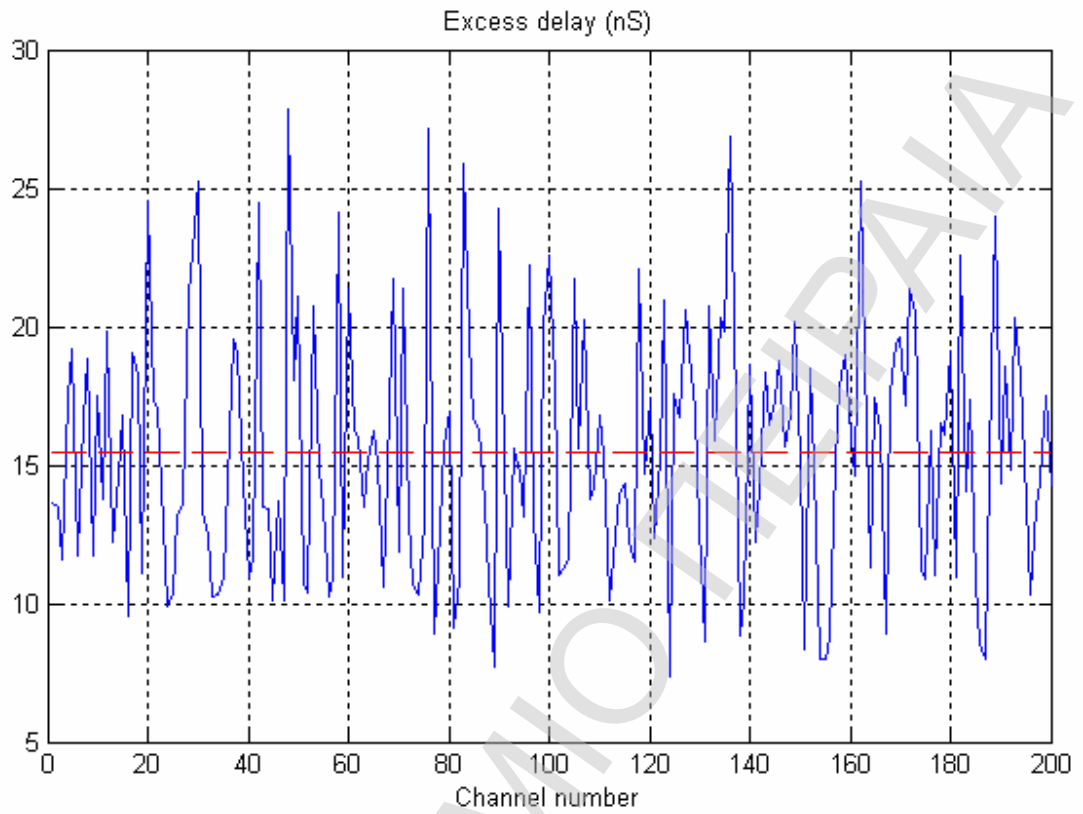
#### Χαρακτηριστικά του μοντέλου

Mean delays: excess ( $\tau_m$ ) = 15.5 ns, RMS ( $\tau_{rms}$ ) = 15

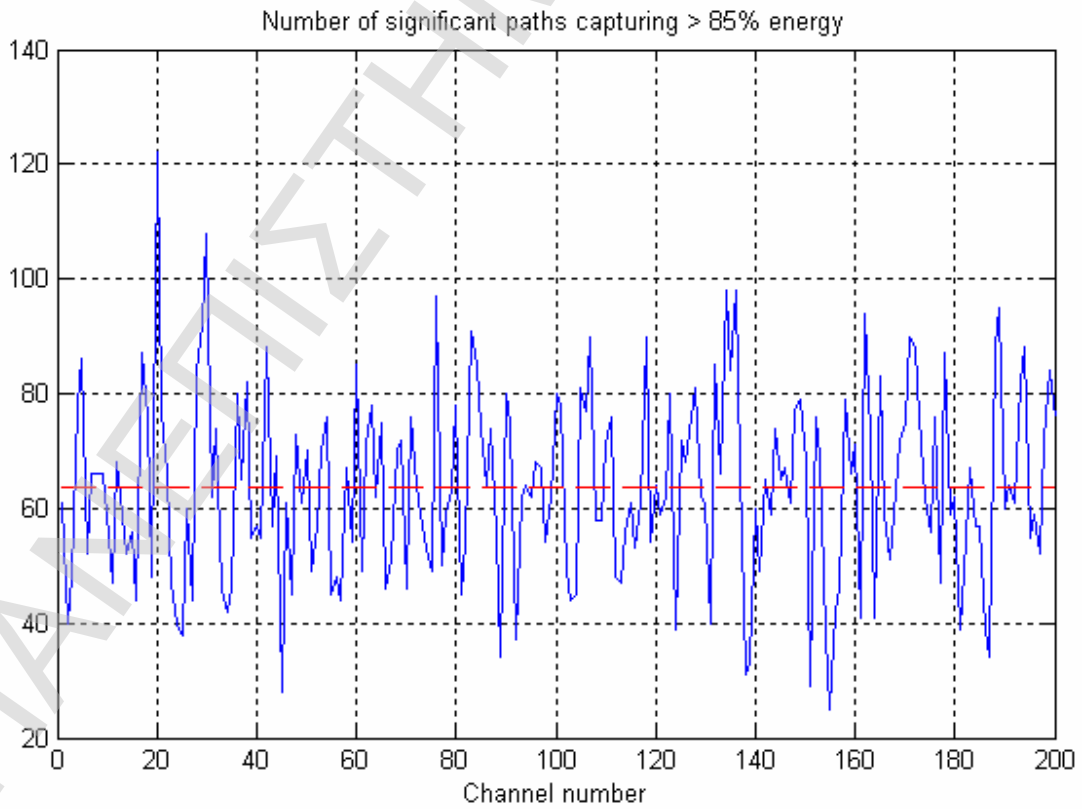
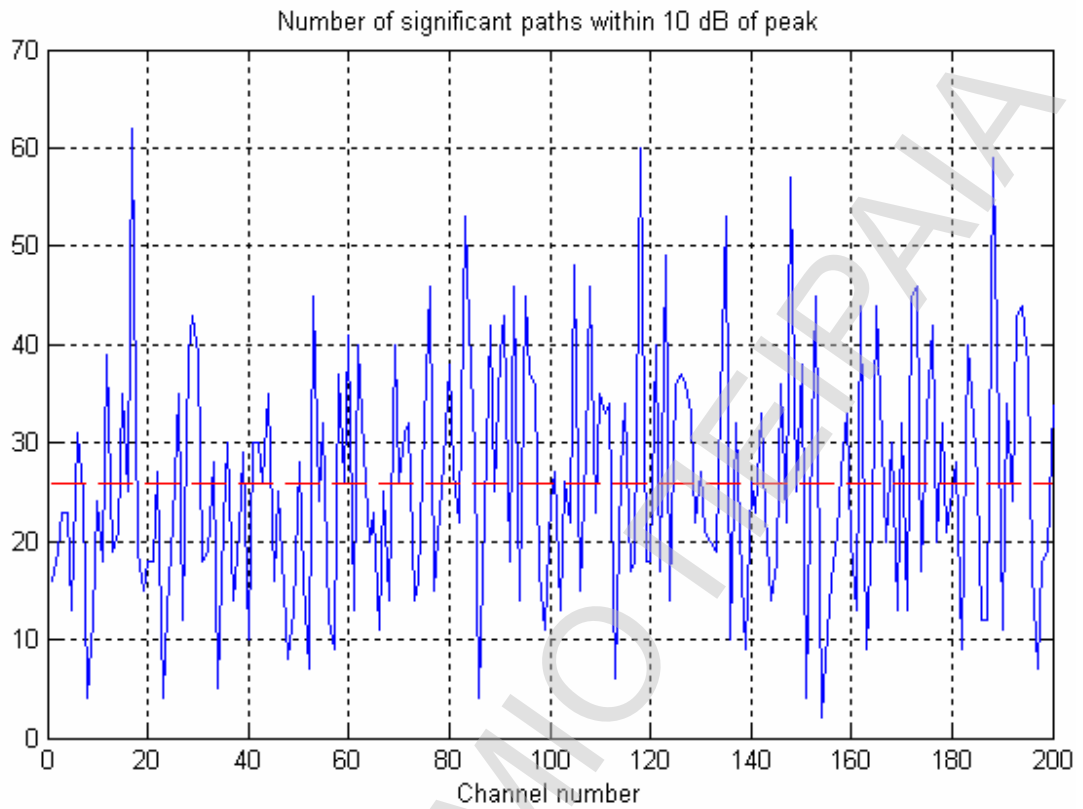
nb paths: NP\_10dB = 26.0, NP\_85% = 63.6

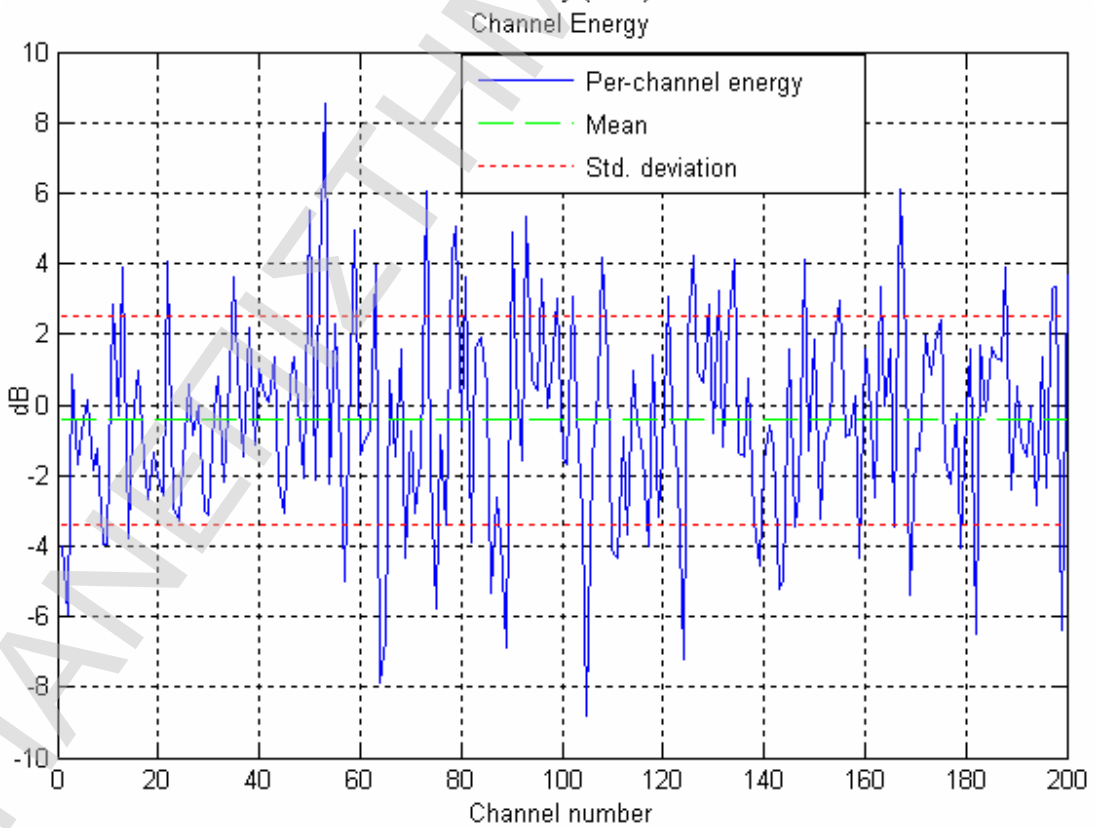
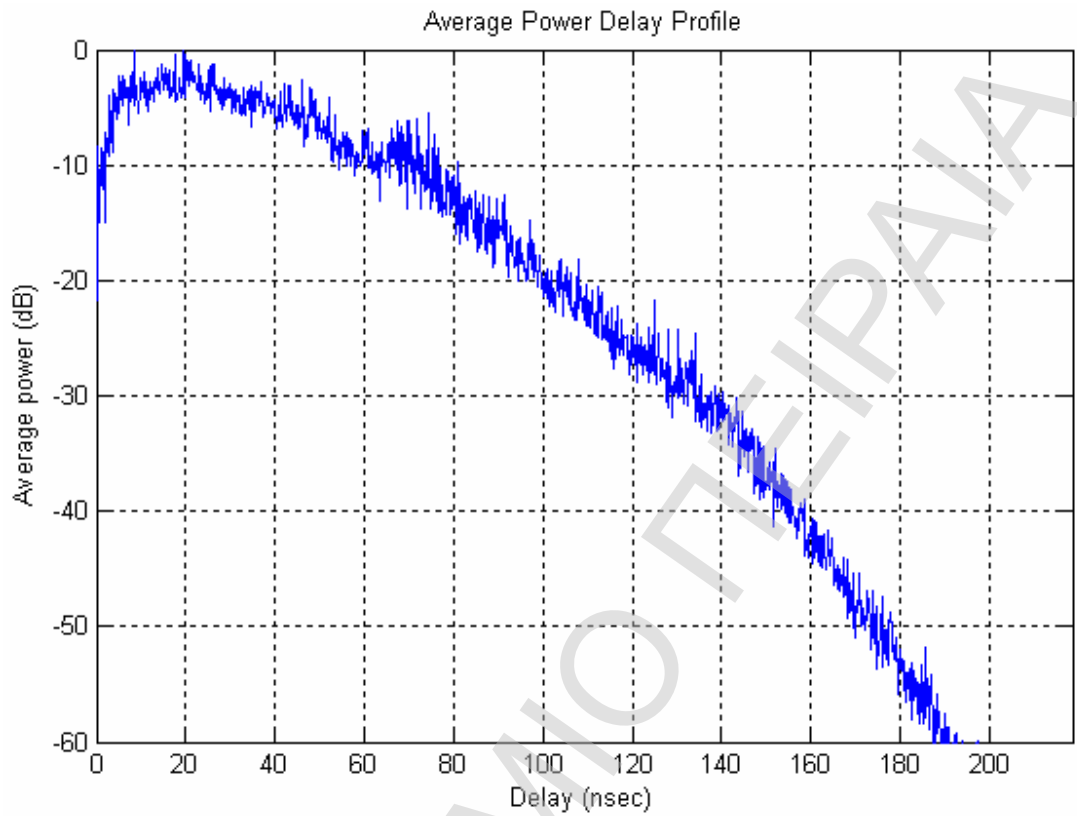
Channel energy: mean = -0.4 dB, std deviation = 3.0 dB











#### CM 4:

##### Παράμετροι του μοντέλου

$L = 0.0670$ ,  $l = 2.1000$ ,  $G = 24.0000$ ,  $g = 12.0000$

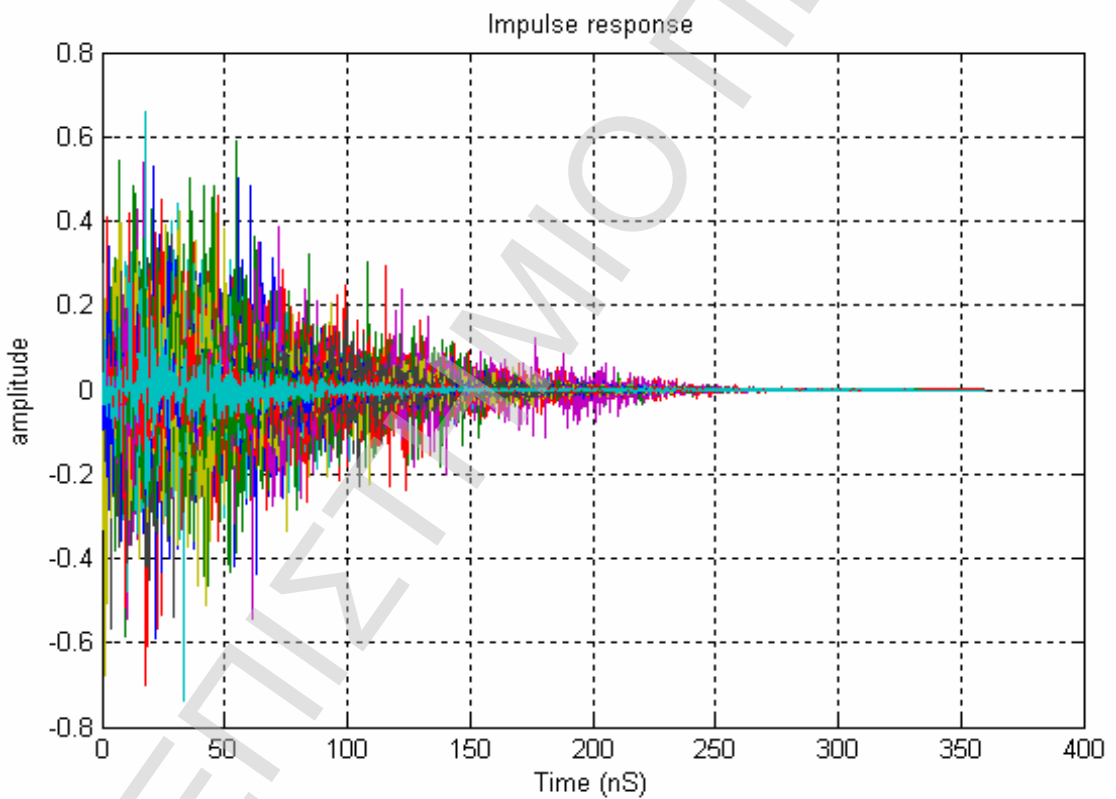
$s1 = 3.4000$ ,  $s2 = 3.4000$ , NLOS flag = 1,  $sx = 3.0000$

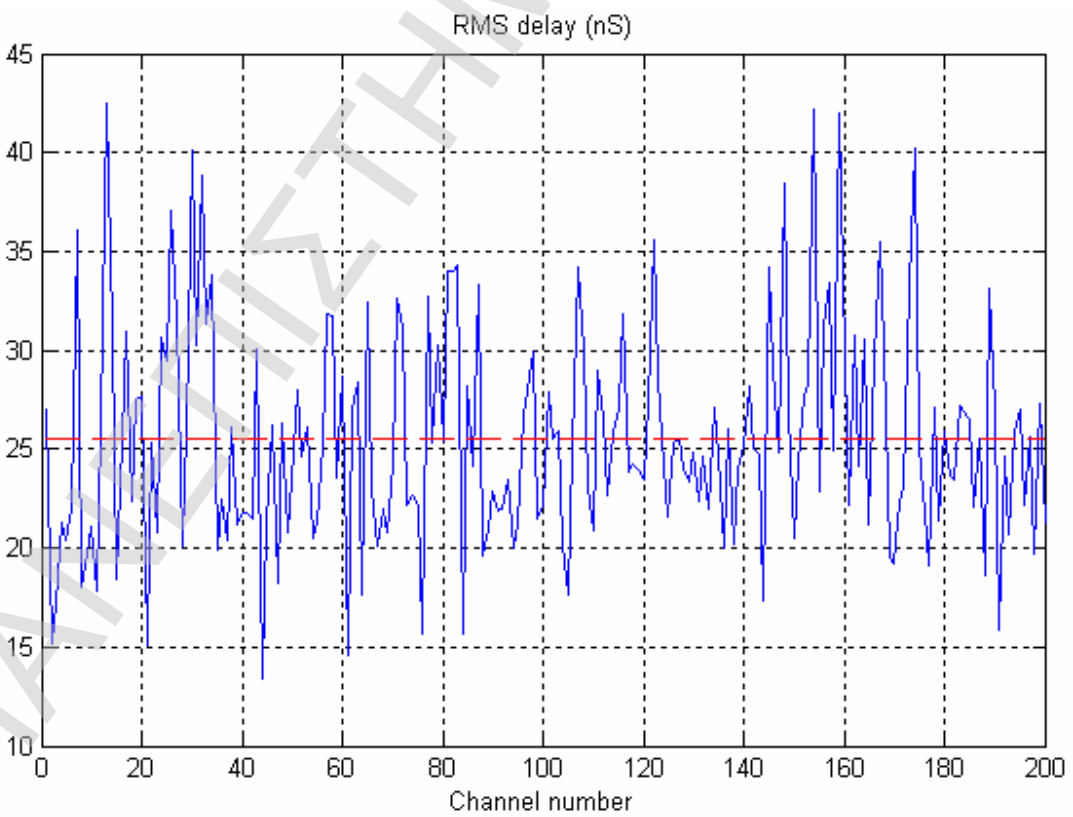
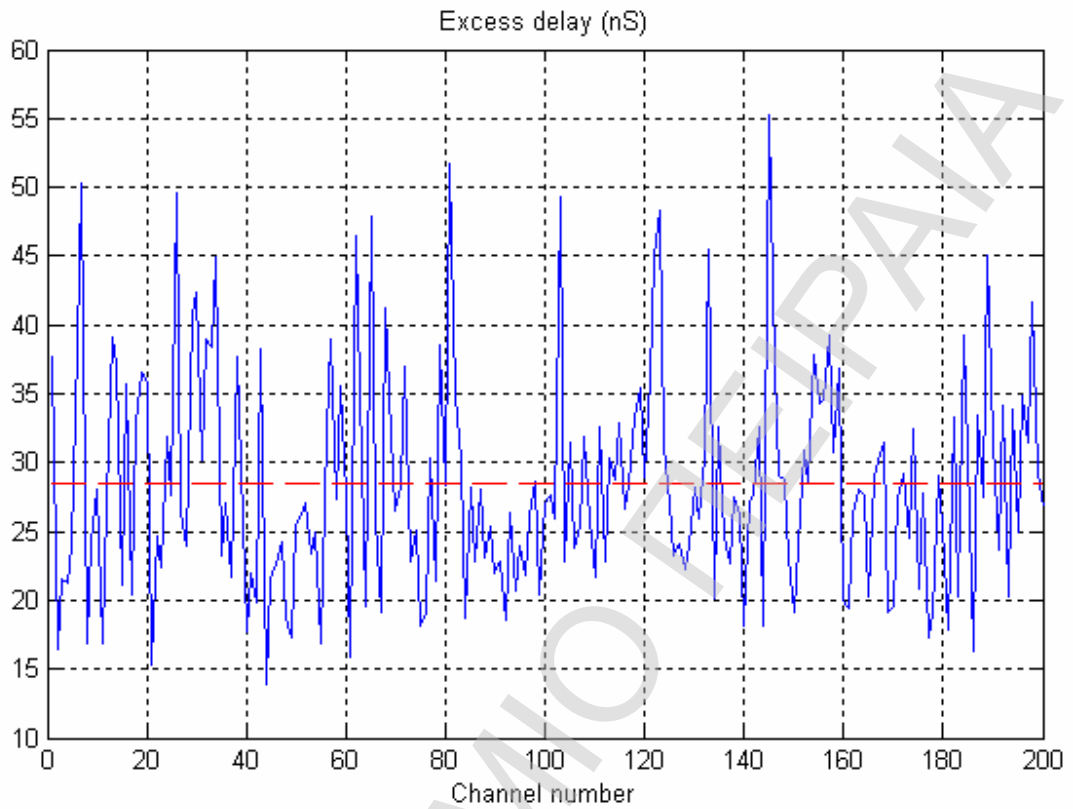
##### Χαρακτηριστικά του μοντέλου

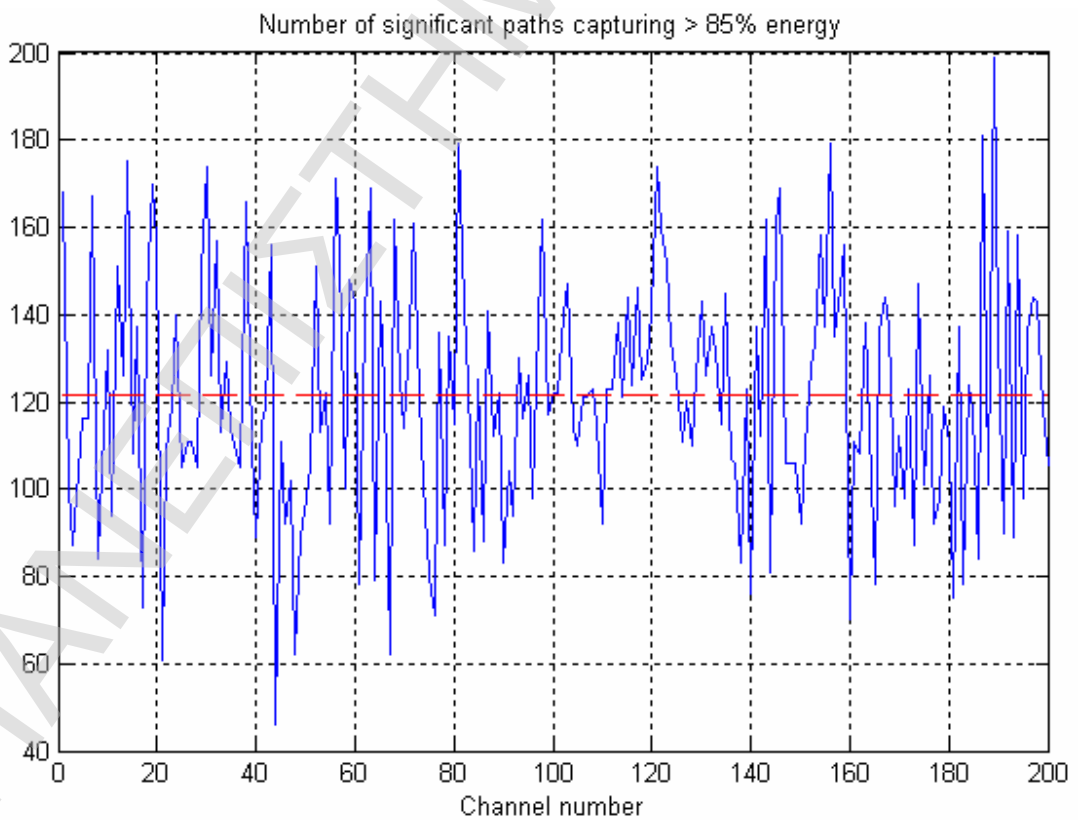
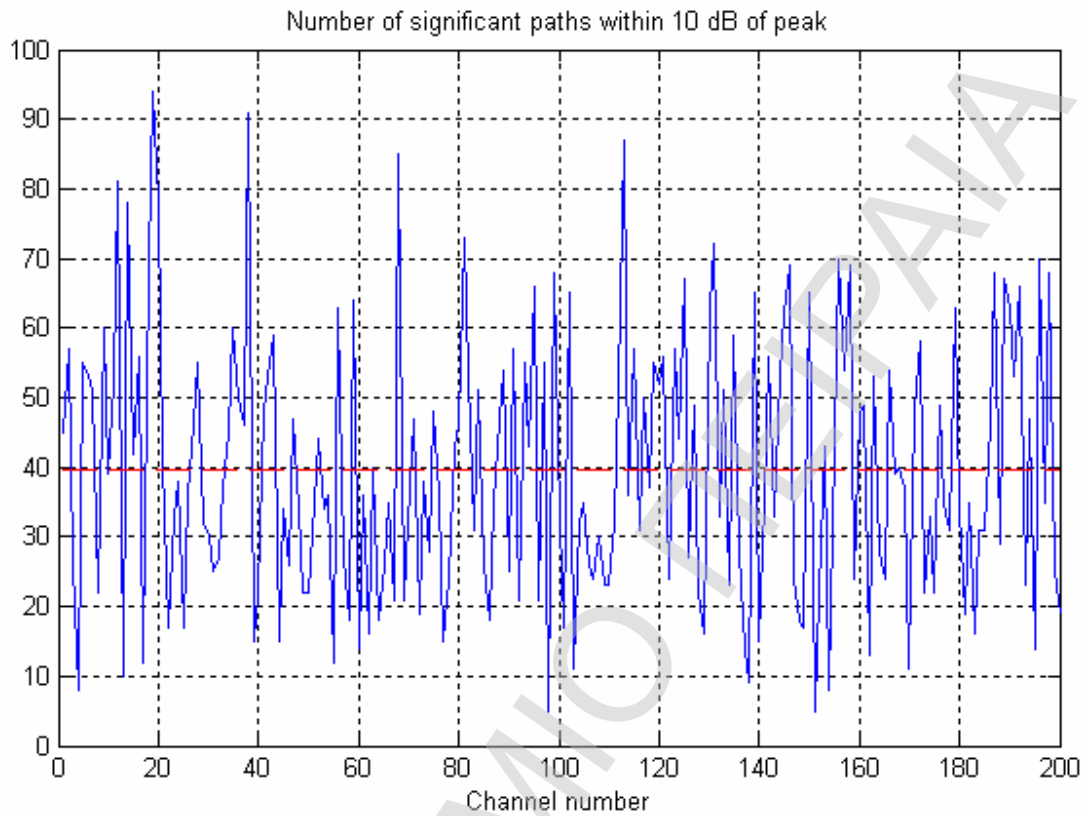
Mean delays: excess ( $\tau_m$ ) = 28.4 ns, RMS ( $\tau_{rms}$ ) = 25

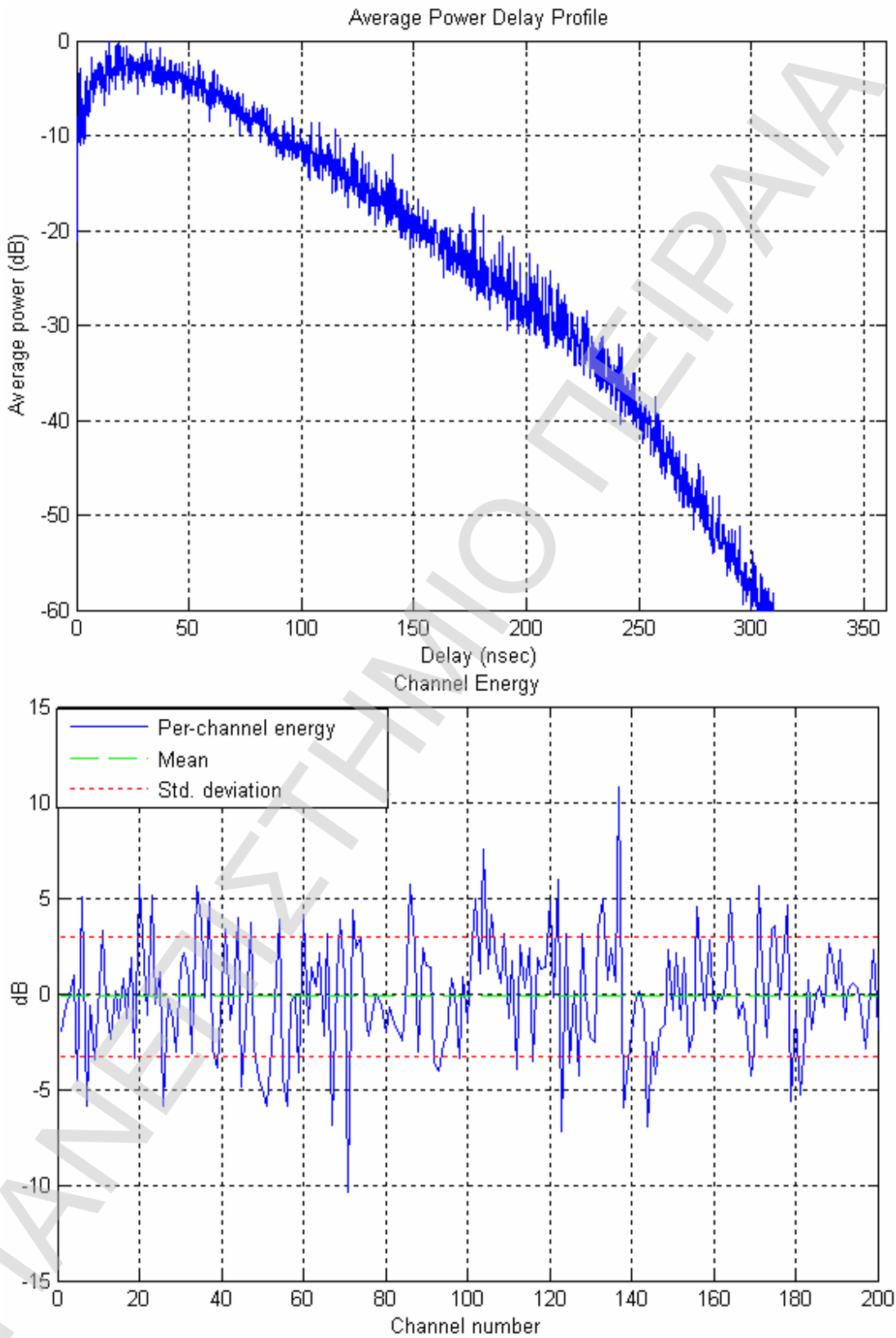
nb paths: NP\_10dB = 39.6, NP\_85% = 121.5

Channel energy: mean = -0.4 dB, std deviation = 3.2 dB









## Παράρτημα

### 1.1 Κώδικας για το μοντέλο Saleh –Valenzuela (SV)

```
clear;
% Parametroi tou S-V model
%L einai o rithmos afiksis ton systadon
%l einai o rithmos afiksis ton aktinon mesa sth systada
%G einai o paragontas eksasthenisis ton systadon (xronos se nsec)
%g einai o paragontas eksasthenisis ton aktinon se mia systada (xronos se
%nsec)
%Standard deviation of log-normal variable
%ts einai o xronos deigmatolhpsias
L=1/11;
l=1/0.35;
G=16;
g=8.5;
std=4.8;
ts=0.167;

ts_resample_desired=ts;
P=1;
Q=round(ts_resample_desired/ts);
ts_resample=ts*Q/P; % Orizei ton xrono epanadeigmatolhpsias gia kathe akeraio P, Q

std_L=sqrt(1/(2*L));
std_lam=sqrt(1/(2*l));

num_channels=100;

index_imp_resp=floor((10*G+10*g)/ts)+1;
imp_response=zeros(index_imp_resp,num_channels);

index_imp_resp_resample=ceil(P/Q*index_imp_resp);
imp_response_resample=zeros(index_imp_resp_resample,num_channels);

for k=1:num_channels
if (mod(k,10)==0)
    k
end;
% Orismos ths afikshs ton cluster
Tc=0; % To proto cluster ftanei thn xronili stigmh 0
while (Tc<10*G)
    tmp_imp_response=zeros(floor((10*G+10*g)/ts)+1,1);
    tmp_imp_response_index=floor(Tc/ts)+1;

    mu=(-10*Tc/G)/log(10)-(std)^2*log(10)/20;
```

```
ln_rv=mu+std*randn;
pk=2*round(rand)-1;
tmp_imp_response(tmp_imp_response_index)=10^(ln_rv/20)*pk;

% Orismos ton aktinon se kathe cluster
Tr=(std*randn)^2+(std*randn)^2;
while (Tr<10*g)
    tmp_imp_response_index=floor((Tc+Tr)/ts)+1;

    mu=(-10*Tc/G)/log(10)+(-10*Tr/g)/log(10)-(std)^2*log(10)/20;
    ln_rv=mu+std*randn;
    pk=2*round(rand)-1;
    tmp_imp_response(tmp_imp_response_index)=10^(ln_rv/20)*pk;
    Tr=Tr+(std*randn)^2+(std*randn)^2;
end;

imp_response(:,k)=imp_response(:,k)+tmp_imp_response; % this sums cluster and
ray arrivals
Tc=Tc+(std_L*randn)^2+(std_L*randn)^2;
end;

imp_response_resample(:,k)=resample(imp_response(:,k),P,Q);
imp_response_resample(:,k)=imp_response_resample(:,k)/sqrt(imp_response_resample(:,
k))*imp_response_resample(:,k);

% Orismos toy excess delay kai toy RMS delay
sq_imp_response=imp_response_resample(:,k).^2;
max_tap=floor((10*G+10*g)/ts_resample)+1;
t=(0:(max_tap-1))*ts_resample;
excess_delay(k)=t'*sq_imp_response;
RMS_delay(k)=sqrt((t.^2)*sq_imp_response-(excess_delay(k))^2);

% orizoyme tis shmanthkoters diadromes pou tha lavoume yp'opsin (10 dB apo
% thgn pio isxyrh synistosa)
threshold_dB=-10; % dB
threshold=10^(threshold_dB/20);
temp_imp_resp=abs(imp_response_resample(:,k));
max_imp=max(temp_imp_resp);
norm_imp=temp_imp_resp/max_imp;
a=find(norm_imp>threshold);
num_sig_paths(k)=length(a);

% orismos toy arithmoy ton shmantikoteron diadromon (x % ths energeias sto
% kanali)
x=0.85;
```



```
energy=0;
index_e=0;
temp_sort=sort(temp_imp_resp);
max_index=index_imp_resp_resample;
while (energy<x)
    energy=energy+temp_sort(max_index-index_e)^2;
    index_e=index_e+1;
end;
num_sig_e_paths(k)=index_e;

end;
mean_excess_delay=mean(excess_delay)
mean_RMS_delay=mean(RMS_delay)
mean_sig_paths=mean(num_sig_paths)
mean_sig_e_paths=mean(num_sig_e_paths)

figure(1)
plot(t,imp_response_resample)
grid
title('Impulse response realizations')
xlabel('time (nsec)')
ylabel ('amplitude')

figure(2)
plot(excess_delay)
grid
title('Excess delay')

figure(3)
plot(RMS_delay)
grid
title('RMS delay')

figure(4)
plot(num_sig_paths)
grid
title('Number of significant paths > 10 dB from peak')

figure(5)
plot(num_sig_e_paths)
grid
title('Number of significants capturing > 85% energy')
```

## 1.2 Κώδικας για το μοντέλο του IEEE 802.15.3a standard

Κυρίως πρόγραμμα:

```
ts = 0.167; % xronos deigmatolhpsias (nsec)
num_channels = 200; % arithmos ton tyxaion ylopoihsion

ch_num = 4; % arithmos montelou kanaliou apo 1 mexri 4
% pernei tis parametroys toy kanaliou analoga me to montelo
[L,l,G,g,s1,s2,nlos,sx] = uwb_ch_param( ch_num );
fprintf(1,['Parametroi Montelou\n' ...
' L = %.4f, l = %.4f, G = %.4f, g = %.4f\n' ...
' s1 = %.4f, s2 = %.4f, NLOS flag = %d, sx = %.4f\n'], ...
L, l, G, g, s1, s2, nlos, sx);

% apotelesmata apo function uwb_model (apokrisi syxnothtas)
[h_ct,t_ct,t0,np] = uwb_model( L, l, G, g, s1, s2, nlos, ...
sx, num_channels );
% metatropi apotelesmaton apo synexomenou se diakritou xronou
[hN,N] = uwb_dif_sample( h_ct, t_ct, np, num_channels, ts );
if N > 1,
h = resample(hN, 1, N); % decimate the columns of hN by factor N
else
h = hN;
end
% correct for 1/N scaling imposed by decimation
h = h * N;

% channel energy
ch_energy = sum(abs(h).^2);

h_len = size(h,1);
t = [0:(h_len-1)] * ts; % gia ton ypologismo twn excess & RMS kathysterisewn
excess_delay = zeros(1,num_channels);
RMS_delay = zeros(1,num_channels);
num_sig_paths = zeros(1,num_channels);
num_sig_e_paths = zeros(1,num_channels);
for k=1:num_channels
% orizoyme excess delay kai RMS delay
sq_h = abs(h(:,k)).^2 / ch_energy(k);
t_norm = t - t0(k); % afairoume ton tyxaio xrono afiksis ths proths systadas
excess_delay(k) = t_norm * sq_h;
RMS_delay(k) = sqrt( ((t_norm-excess_delay(k)).^2) * sq_h );

% orizoyme tis shmanthkoters diadromes pou tha lavoume yp'opsin (10 dB apo thgn pio
isxyrh synistosa)
threshold_dB = -10; % dB
```

```
temp_h = abs(h(:,k));
temp_thresh = 10^(threshold_dB/20) * max(temp_h);
num_sig_paths(k) = sum(temp_h > temp_thresh);

% orizoyme ton arithmo ton shmantikoteron diadromon (x % ths ebergeias sto kanali)
x = 0.85;
temp_sort = sort(temp_h.^2); % sorted in ascending order of energy
cum_energy = cumsum(temp_sort(end:-1:1)); % cumulative energy
index_e = min(find(cum_energy >= x * cum_energy(end)));
num_sig_e_paths(k) = index_e;
end
energy_mean = mean(10*log10(ch_energy));
energy_stddev = std(10*log10(ch_energy));
mean_excess_delay = mean(excess_delay);
mean_RMS_delay = mean(RMS_delay);
mean_sig_paths = mean(num_sig_paths);
mean_sig_e_paths = mean(num_sig_e_paths);

fprintf(1,'Xarakthristika Montelou\n');
fprintf(1,' Mean delays: excess (tau_m) = %.1f ns, RMS (tau_rms) = %.1f\n', ...
    mean_excess_delay, mean_RMS_delay);
fprintf(1,' nb paths: NP_10dB = %.1f, NP_85%% = %.1f\n', ...
    mean_sig_paths, mean_sig_e_paths);
fprintf(1,' Channel energy: mean = %.1f dB, std deviation = %.1f dB\n', ...
    energy_mean, energy_stddev);

figure(1); clf; plot(t,h); grid on
title('Impulse response')
xlabel('Time (nS)')
ylabel ('amplitude')

figure(2); clf; plot([1:num_channels], excess_delay, 'b-', ...
    [1 num_channels], mean_excess_delay*[1 1], 'r--');
grid on
title('Excess delay (nS)')
xlabel('Channel number')

figure(3); clf; plot([1:num_channels], RMS_delay, 'b-', ...
    [1 num_channels], mean_RMS_delay*[1 1], 'r--');
grid on
title('RMS delay (nS)')
xlabel('Channel number')

figure(4); clf; plot([1:num_channels], num_sig_paths, 'b-', ...
    [1 num_channels], mean_sig_paths*[1 1], 'r--');
grid on
```

```
title('Number of significant paths within 10 dB of peak')
xlabel('Channel number')
```

```
figure(5); clf; plot([1:num_channels], num_sig_e_paths, 'b-', ...
    [1 num_channels], mean_sig_e_paths*[1 1], 'r--');
grid on
title('Number of significant paths capturing > 85% energy')
xlabel('Channel number')
```

```
temp_average_power = sum(h'.*(h'))/num_channels;
temp_average_power = temp_average_power/max(temp_average_power);
average_decay_profile_dB = 10*log10(temp_average_power);
```

```
figure(6); clf; plot(t,average_decay_profile_dB); grid on
axis([0 t(end) -60 0])
title('Average Power Delay Profile')
xlabel('Delay (nsec)')
ylabel('Average power (dB)')
```

```
figure(7); clf
figh = plot([1:num_channels],10*log10(ch_energy),'b-', ...
    [1 num_channels], energy_mean*[1 1], 'g--', ...
    [1 num_channels], energy_mean+energy_stddev*[1 1], 'r:', ...
    [1 num_channels], energy_mean-energy_stddev*[1 1], 'r:');
xlabel('Channel number')
ylabel('dB')
grid on
title('Channel Energy');
legend(figh, 'Per-channel energy', 'Mean', '\pm Std. deviation', 0)
return;
```

#### **Υλοποίηση συνάρτησης `uwb_model`:**

```
function [h,t,t0,np] = uwb_model(L, l, G, g, s1, s2, nlos, ...
    sx, num_channels)
% Eisodoi ths function
% L einai o rithmos afiksis ton systadon se GHz (mesos arithmos systadon ana nsec)
% l einai o rithmos afiksis ton aktinon mesa sth systada se GHz (mesos arithmos aktinon
ana nsec)
% G einai o paragontas eksasthenisis ton systadon (xronos se nsec)
% g einai o paragontas eksasthenisis ton aktinon se mia systada (xronos se nsec)
% s1=typiki apoklisi ths logarithmikis eksasthenisis ths systadas (dB)
% s2=typiki apoklisi ths logarithmikis eksasthenisis twn aktinwn term (dB)
% nlos einai ena flag poy kathorizei an to kanali einai Non Line Of Sight
% sx=typiki apoklisi ths logarithmikis eksasthenisis ths systadas gia th synoliki
polidiadromiki ylopoihs (dB)
% num_channels einai o arithmos ton tyxaion ylopoihsen
```

```
% Eksodoi ths function
% h epistrefei enan pinaka me sthles num_channels, kathe sthlh krataei thn apokrisi
syxnohtas
% apo kathe tyxaia ylopoihs toy monteloy each column
% t exei thn idia morfi me to h, alla apothikeyei toyw xronoys se nsec
% ton synistoson ton opoion ta plath apothikeyontai ston h
% t0 einai o xronos afiksis ths proths systadas gai kathe ylopoihs
% np einai o arithmos ton diadromon gia kathe ylopoihs. Etsi exoyme to zeygos
(xronos,timh)poy dinetai apo
% to zeygos (t(1:np(k),k), h(1:np(k),k))

std_L = 1/sqrt(2*L); % typiki apoklisi (nsec) ths xronikis perioxhs afiksis ths systadas
std_lam = 1/sqrt(2*I); % typiki apoklisi (nsec) ths xronikis perioxhs afiksis twv aktinon
mu_const = (s1^2+s2^2)*log(10)/20; % ypologizoyme gia argotera
h_len = 1000;
ngrow = 1000; % se periptosi poy xreiazontai perisoteres synistoess
h = zeros(h_len,num_channels);
t = zeros(h_len,num_channels);
t0 = zeros(1,num_channels);
np = zeros(1,num_channels);

for k = 1:num_channels
    tmp_h = zeros(size(h,1),1);
    tmp_t = zeros(size(h,1),1);
    if nlos,
        Tc = (std_L*randn)^2 + (std_L*randn)^2; % tyxaia afiksi proths systadas
    else
        Tc = 0; % afiksi proths systadas ginetai th xroniki stigmi 0
    end
    t0(k) = Tc;

    path_ix = 0;
    while (Tc < 10*G)
        % Orizei thn afiksi aaktinwn gia kathe ssystada
        Tr = 0; % h priti aktina orizetai thn xroniki stigmh 0 se sxesi me thn systada
        ln_xi = s1*randn; % orzei thn eksasthenisi ths systadas
        while (Tr < 10*g)
            t_val = (Tc+Tr); % ronox afiksis gia thn sygkekrimenh aktina
            mu = (-10*Tc/G-10*Tr/g)/log(10) - mu_const;
            ln_beta = mu + s2*randn;
            pk = 2*round(rand)-1;
            h_val = pk * 10^((ln_xi+ln_beta)/20); % platos gia thn sygkekrimenh aktina
            path_ix = path_ix + 1;
            if path_ix > h_len,
```

```
% grow the output structures to handle more paths as needed
tmp_h = [tmp_h; zeros(ngrow,1)];
tmp_t = [tmp_t; zeros(ngrow,1)];
h = [h; zeros(ngrow,num_channels)];
t = [t; zeros(ngrow,num_channels)];
h_len = h_len + ngrow;
end
tmp_h(path_ix) = h_val;
tmp_t(path_ix) = t_val;
Tr = Tr + (std_lam*randn)^2 + (std_lam*randn)^2;
end
Tc = Tc + (std_L*randn)^2 + (std_L*randn)^2;
end
np(k) = path_ix; % arithmos aktinon (sinstoson)gia aythn thn ylopoihs
[sort_tmp_t,sort_ix] = sort(tmp_t(1:np(k))); % sort in ascending time order
t(1:np(k),k) = sort_tmp_t;
h(1:np(k),k) = tmp_h(sort_ix(1:np(k)));
% now impose a log-normal shadowing on this realization
fac = 10^(sx*randn/20) / sqrt( h(1:np(k),k)' * h(1:np(k),k) );
h(1:np(k),k) = h(1:np(k),k) * fac;
end
return
```

#### **Υλοποίηση συνάρτησης uwb\_ch\_param:**

```
function [L,l,G,g,s1,s2,nlos,sx]=uwb_ch_param(model_num)
%L einai o rithmos afiksis ton systadon
%l einai o rithmos afiksis ton aktinon mesa sth systada
%G einai o paragontas eksasthenisis ton systadon (xronos se nsec)
%g einai o paragontas eksasthenisis ton aktinon se mia systada (xronos se nsec)
%s1 typiki apoklisi ths logarithmikis eksasthenisis ths systadas (dB)
%s2 typiki apoklisi ths logarithmikis eksasthenisis tw n aktinwn term (dB)
%nlos flag gia kanali nlos
%sx typiki apoklisi ths logarithmikis eksasthenisis ths systadas gia th synoliki
polidiadromiki ylopoihs (dB)
if model_num==1, %los 0-4m
    L=0.0233; l=2.5;
    G=7.1; g=4.3;
    s1=3.4; s2=3.4;
    nlos=0; sx=3;
elseif model_num==2 %nlos 0-4m
    L=0.4; l=0.5;
    G=5.5; g=6.7;
    s1=3.4; s2=3.4;
    nlos=1; sx=3;
elseif model_num==3 %nlos 4-10m
```

```
L=0.067; l=2.1;
G=14; g=7.9;
s1=3.4; s2=3.4;
nlos=1; sx=3;
elseif model_num==4 %delay spread 25nsec (bad multipath channel)
L=0.067; l=2.1;
G=24; g=12;
s1=3.4; s2=3.4;
nlos=1; sx=3;
end
return
```

### **Υλοποίηση συνάρτησης uwb\_dif\_sample:**

```
function [hN,N]=uwb_dif_sample(h_ct,t,np,num_channels,ts)
%metatrepei to montelo synexous xronoy h_ct se diakritoy xronoy
% ts o apaitoymenos xronos gia thn psifiopihsh
% hN=ts/N

min_Nfs=100; %Ghz
N=max(1,ceil(min_Nfs*ts)); %N*fs=N/ts einai h endiamedsi syxnothta deigmatolhpsias
prin to decimation
N=2^nextpow2(N); % metatrepoume to N se dynamh toy 2 gai na exoume
apotelesmatiko decimation
Nfs=N/ts;
t_max=max(t(:)); % megisti xroniki timh gia ola ta kanalia
h_len=1+floor(t_max*Nfs); % arithmos deigmatown at resolution ts/N
hN=zeros(h_len,num_channels);
for k=1:num_channels
np_k=np(k); % arithmos diadromwn sto sygkekrimeno kanali
t_Nfs=1+floor(t(1:np_k,k)*Nfs); % vector of quantized time indices for this channel
for n=1:np_k
hN(t_Nfs(n),k)=hN(t_Nfs(n),k)+h_ct(n,k);
end
end
end
```

## Βιβλιογραφία

1. M.Ghavami, L. B. Michael and R. Kohno. *Ultra Wideband Signal and System in Communication Engineering*. Wiley, 2005.
2. Jeffrey H. Reed. *An introduction to Ultrawideband Communication Systems*. Prentice Hall, 2005.
3. Multispectral Solutions. <http://www.multispectral.com>
4. Time Domain. <http://www.timedomain.com>
5. XtremeSpectrum. <http://www.xtremespectrum.com>
6. Andreas F. Molisch, Kannan Balakrishnan, Dajana Cassioli, Chia-Chin Chong, Shahriar Emami, Andrew Fort, Johan Karedal, Juergen Kunisch, Hans Schantz, Ulrich Schuster and Kai Siwiak. *IEEE 802.15.4a channel model - final report*. January 2005 (Monterey).
7. Andreas F. Molisch, Jeffray R. Foerster and Marcus Pendergrass. *Channel Models for UltraWideband Personal Areas Networks*. IEEE Wireless Communications, 2003
8. Α. Κανάτας. *Σημειώσεις στο Μεταπτυχιακό Μάθημα “Ασύρματες Επικοινωνίες” Διάδοση Ηλεκτρομαγνητικών Κυμάτων*. Πειραιάς, 2006.
9. DKD Instruments. <http://www.dkdinst.com/articles>
10. Aether Wire & Location, Inc. <http://www.aetherwire.com>
11. Jeff Foerster and Qinghua Li. *UWB Channel Modeling Contribution from Intel*. IEEE P802.15-02/2/279r0-SG3a.
12. Gordon L. Stüber. *Principles of Mobile Communication Second Edition*. Kluwer Academic Publishers, 2002.
13. Andrea Goldsmith. *Wireless Communication*. Cambridge University Press, 2005.
14. Abdelhak Bennia and Sedki M. Riad. *Filtering Capabilities and Convergence of the Van – Cittert Deconvolution Technique*. IEEE Transaction on Instrumentation and Measurement, vol. 41, no. 2, April 1992.
15. M. Z. Win and R. A. Scholtz. *On the robustness of ultra-wide bandwidth signals in dense multipath environments*. IEEE Communication Letters, 2:10-12, 1998.



16. J. M. Cramer, R. A. Scholtz and M. Z. Win. *Evaluation of an Ultra-Wideband Propagation Channel*.
17. Larry J. Greenstein and Saeed S. Ghassemzadeh. *Comparing Three Models for UWB Indoor Power Delay Profile*.
18. D. Cassioli, W. Ciccognani and A. Durantini. *UWB Channel Model Report*.  
ULTRAWAVES RADIOLABS, W03-03-0012-R03.

ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΠΕΙΡΑΙΑΣ